



Πανεπιστήμιο Αιγαίου

ΔΙΚΤΥΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Ενότητα 2 : Το ασύρματο περιβάλλον στις κινητές επικοινωνίες

Δημοσθένης Βουγιούκας
Επίκουρος Καθηγητής

Τμήμα Μηχανικών Πληροφοριακών & Επικοινωνιακών Συστημάτων



Ευρωπαϊκή Ένωση
Ευρωπαϊκό Κοινωνικό Ταμείο



ΥΠΟΥΡΓΕΙΟ ΠΑΙΔΕΙΑΣ & ΘΡΗΣΚΕΥΜΑΤΩΝ, ΠΟΛΙΤΙΣΜΟΥ & ΑΘΛΗΤΙΣΜΟΥ
ΕΙΔΙΚΗ ΥΠΗΡΕΣΙΑ ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗΣ

Με τη συγχρηματοδότηση της Ελλάδας και της Ευρωπαϊκής Ένωσης



Άδειες Χρήσης

- Το παρόν εκπαιδευτικό υλικό υπόκειται σε άδειες χρήσης Creative Commons.
- Για εκπαιδευτικό υλικό, όπως εικόνες, που υπόκειται σε άλλου τύπου άδειας χρήσης, η άδεια χρήσης αναφέρεται ρητώς.



Χρηματοδότηση

- Το παρόν εκπαιδευτικό υλικό έχει αναπτυχθεί στα πλαίσια του εκπαιδευτικού έργου του διδάσκοντα.
- Το έργο «**Ανοικτά Ακαδημαϊκά Μαθήματα στο Πανεπιστήμιο Αιγαίου**» έχει χρηματοδοτήσει μόνο τη αναδιαμόρφωση του εκπαιδευτικού υλικού.
- Το έργο υλοποιείται στο πλαίσιο του Επιχειρησιακού Προγράμματος «Εκπαίδευση και Δια Βίου Μάθηση» και συγχρηματοδοτείται από την Ευρωπαϊκή Ένωση (Ευρωπαϊκό Κοινωνικό Ταμείο) και από εθνικούς πόρους.



Ευρωπαϊκή Ένωση
Ευρωπαϊκό Κοινωνικό Ταμείο



ΥΠΟΥΡΓΕΙΟ ΠΑΙΔΕΙΑΣ & ΘΡΗΣΚΕΥΜΑΤΩΝ, ΠΟΛΙΤΙΣΜΟΥ & ΑΘΛΗΤΙΣΜΟΥ
ΕΙΔΙΚΗ ΥΠΗΡΕΣΙΑ ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗΣ

Με τη συγχρηματοδότηση της Ελλάδας και της Ευρωπαϊκής Ένωσης



ΕΥΡΩΠΑΪΚΟ ΚΟΙΝΩΝΙΚΟ ΤΑΜΕΙΟ

Περίληψη

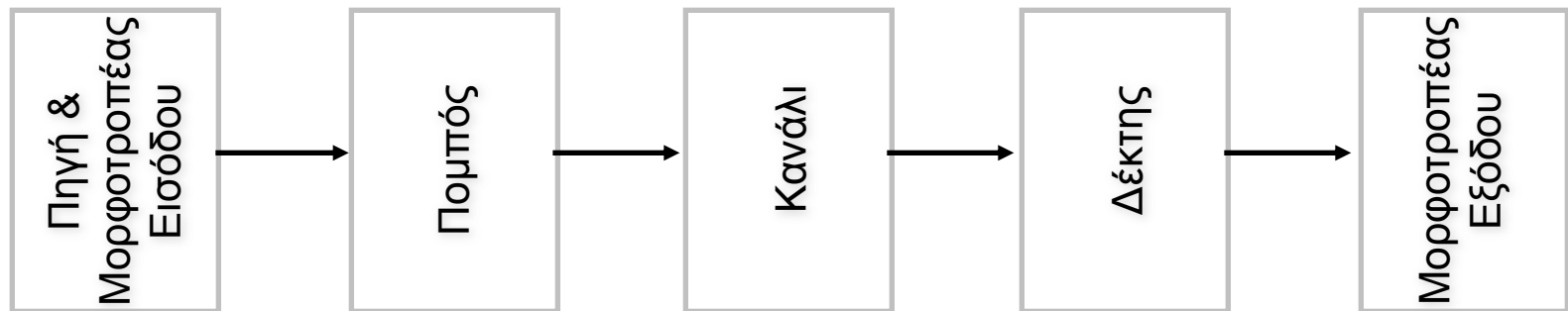
4

- Γενικές αρχές για τη διάδοση
- Απώλειες διάδοσης
 - ▣ Διάδοση στον ελεύθερο χώρο
 - ▣ Διάδοση πάνω από επίπεδη και αγώγιμη επιφάνεια
 - ▣ Διάδοση μη-οπτικής επαφής
- Σκίαση
- Διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών
 - ▣ σε διαύλους στενής ζώνης
 - ▣ σε διαύλους ευρείας ζώνης
- Παράμετροι διαύλων με πολλαπλές διαδρομές
- Χωρητικότητα διαύλου

Βασικό Τηλεπικοινωνιακό Σύστημα

5

- Τα ηλεκτρικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα σχεδιάζονται για να αποστέλλουν μηνύματα από μία πηγή σε έναν ή περισσότερους παραλήπτες
- Η έξοδος της πηγής δεν είναι ντετερμινιστική.
 - αν ήταν δεν θα υπήρχε λόγος αποστολής του μηνύματος...



Βασικό Τηλεπικοινωνιακό Σύστημα

6

- Πηγή πληροφορίας: φωνή, κείμενο, εικόνες, video, data.
- Μορφοτροπέας (Transducer): μικρόφωνο, κάμερα, ηχείο, οθόνη
 - μετατροπέας πληροφορίας σε ηλεκτρικό σήμα & αντίθετα
- Πομπός: μετατρέπει το ηλεκτρικό σήμα σε κάποια μορφή κατάλληλη για επικοινωνία.
 - Τοποθετεί τις συχνότητες του σήματος στην κατάλληλη ζώνη
 - Διαμορφώνει: εκμεταλλεύεται την πληροφορία του σήματος για να τροποποιήσει τις ιδιότητες ενός φέροντος
 - Η διαμόρφωση επιτρέπει την χρήση του καναλιού από πολλούς χρήστες
 - Φιλτράρει και ενισχύει
 - Παρέχει την ακτινοβολία για ασύρματες μεταδόσεις

Βασικό Τηλεπικοινωνιακό Σύστημα

7

- Κανάλι: Το φυσικό μέσο μετάδοσης προκαλεί διάφορες παραμορφώσεις στο σήμα.
 - ▣ Προσθετικός θόρυβος / θερμικός θόρυβος
 - ▣ Απώλειες λόγω πολλαπλής διαδρομής (multipath) εξασθενούν και παραμορφώνουν το σήμα
- Δέκτης: Πραγματοποιεί την ανάκτηση του μηνύματος, συγκεκριμένα:
 - ▣ Αποδιαμορφώνει το φέρον
 - ▣ Φιλτράρει το σήμα
 - ▣ Καταστέλλει το θόρυβο
 - ▣ Ανίχνευση των σύμβολων του εκπεμφθέντος μηνύματος

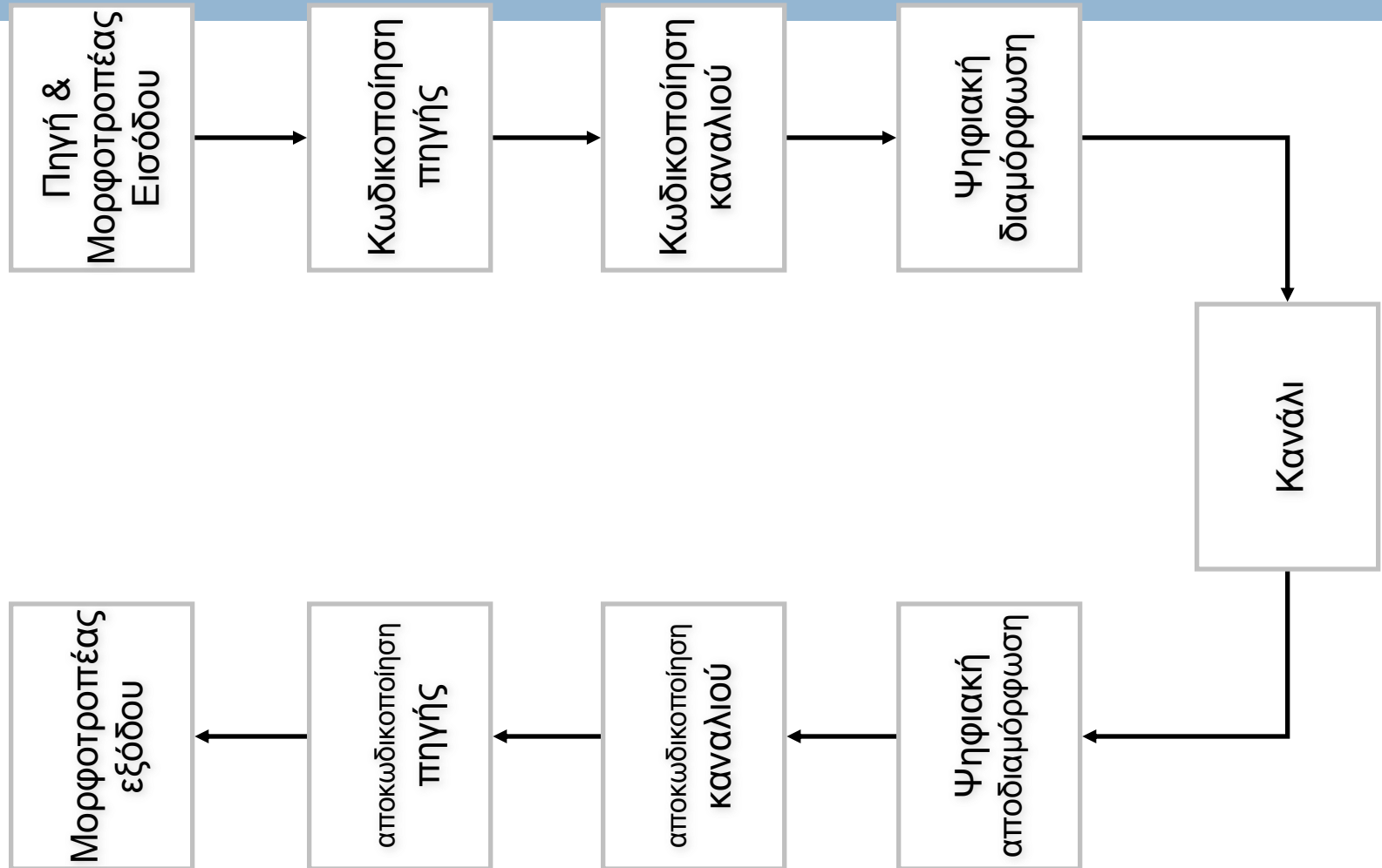
Σύστημα ψηφιακής μετάδοσης

8

- Σήματα συνεχούς χρόνου: Αναλογικά σήματα – αναλογικό σύστημα αναλογικές πηγές. Η πιστότητα του σήματος όμως ελέγχεται καλύτερα με ψηφιακή μετάδοση.
- Ψηφιακές Επικοινωνίες – Σήματα διακριτού χρόνου
 - ▣ Το προηγούμενο σχήμα πρέπει να επεκταθεί για να περιλάβει μία βαθμίδα ψηφιοποίησης στον πομπό και μία ανασύνθεσης στον δέκτη.
 - ▣ Έτσι μπορούμε να θεωρήσουμε ότι η πηγή παράγει *ψηφία πληροφορίας*
 - ▣ Ανάγκη για κωδικοποίηση πηγής:
 - Αναπαράσταση μηνύματος της πηγής με κατά το δυνατό λιγότερα *ψηφία*.
 - Μετασχηματισμός της εξόδου της πηγής σε μια αποδοτικότερη παράσταση.

Σχηματικό διάγραμμα Ψηφιακού Τηλεπ. Συστήματος

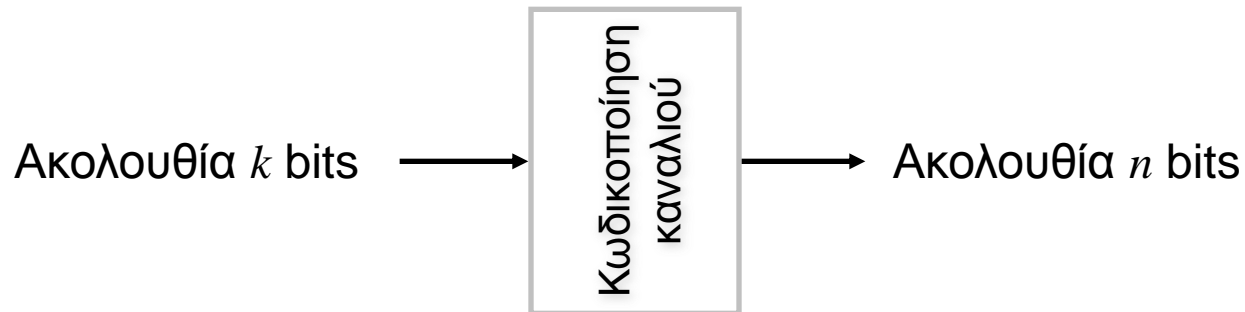
9



Κωδικοποίηση Καναλιού

10

- Κωδικοποίηση Καναλιού: εισάγει ελεγχόμενη πλεονάζουσα πληροφορία με σκοπό να αντιμετωπίσει τον θόρυβο και τις παρεμβολές στο κανάλι
 - Απλούστερη μορφή κωδικοποιητή καναλιού: επανάληψη κάθε bit m φορές.



Πλεονασμός κώδικα: k/n

Ρυθμός κώδικα: n/k

Ψηφιακή Διαμόρφωση

11

- Αντιστοιχεί τα ψηφία της πληροφορίας σε ηλεκτρικά σήματα
- Π.χ.
 - ▣ $0 \rightarrow S_0(t)$
 - ▣ $1 \rightarrow S_1(t)$
- Γενικά για την κωδικοποίηση των b ψηφίων πληροφορίας χρειάζονται $M=2^b$ κυματομορφές (ηλ. σήματα).
- Ο αποδιαμορφωτής επεξεργάζεται το λαμβανόμενο σήμα –που έχει παραμορφωθεί από το κανάλι και αποφασίζει για την τιμή του εκπεμφθέντος συμβόλου.

Κανάλι

12

- Διάφορα φυσικά κανάλια επικοινωνίας
 - ▣ Περιελιγμένο ζεύγος (twisted wire pair)
 - ▣ Οπτικές ίνες
 - ▣ Υποβρύχια ακουστικά κανάλια
 - ▣ Ελεύθερος χώρος
 - ▣ Μέσα αποθήκευσης δεδομένων (μαγνητικά / οπτικά)
- Επιδράσεις καναλιού
 - ▣ Προσθετικός θερμικός θόρυβος
 - ▣ Προσθετική παρεμβολή
 - ▣ Παραμορφώσεις πλάτους του σήματος
 - ▣ Παραμόρφωση φάσης
 - ▣ Πολυδιαδρομική Διάδοση

Ασύρματο κανάλι

13

- Η ηλεκτρομαγνητική ενέργεια εκπέμπεται στο μέσο με κεραία
- Για αποδοτική ακτινοβολία απαιτείται κεραία μακρύτερη από το 1/10 του μήκους κύματος.
- Τύποι διάδοσης (*propagation*)
 1. **Διάδοση κύματος εδάφους (*ground wave propagation*)**
 - στις VLF η γη δρα ως κυματοδηγός
 - τα σήματα διαδίδονται γύρω από την γη
 - το διαθέσιμο εύρος φάσματος μικρό
 - εκπομπή με χρήση AM ή FM μέχρι 100 μίλια
 2. **Διάδοση κύματος χώρου (*sky wave*) με ανάκλαση από την ιονόσφαιρα**
 - Απορρόφηση συχνοτήτων κάτω των 2 MHz
 - Τη νύχτα τα σήματα AM μπορούν να ταξιδέψουν μεγάλες αποστάσεις διότι η πυκνότητα των ηλεκτρονίων πέφτει
 - Πάνω από τα 30 MHz διαπερνά την ιονόσφαιρα

Ασύρματο κανάλι

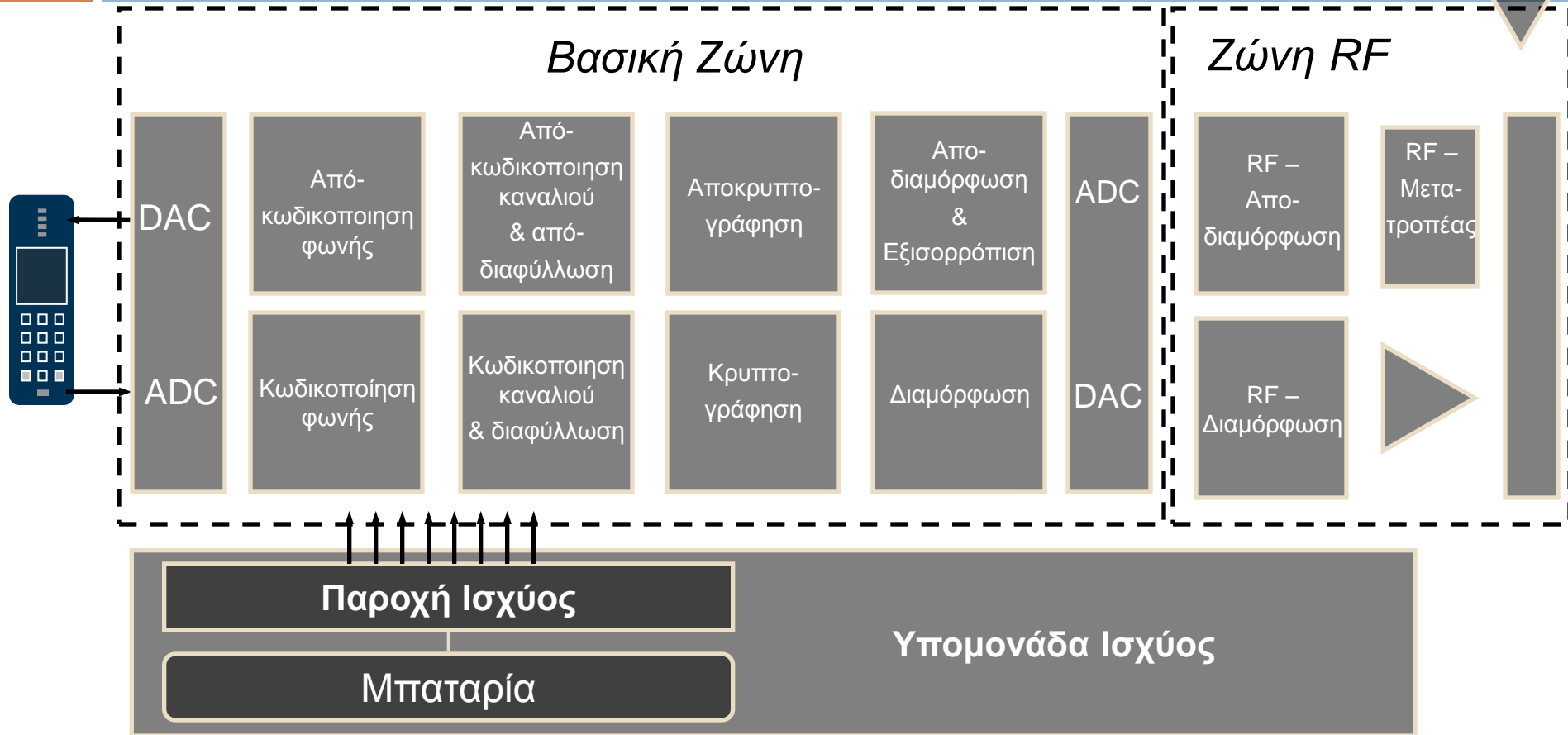
14

3. Οπτικής Επαφής (*LOS: Line Of Sight*)

- Άνω των 30 MHz –Δορυφορικές επικοινωνίες / TV κλπ
- Περιορισμοί από την καμπυλότητα της γης
- Στα 2.4 GHz συντονίζεται το μόριο του νερού
- Πάνω από τα 10GHz οι ατμοσφαιρικές συνθήκες ασκούν επιρροές

Διάγραμμα Λειτουργίας Ενός Πομποδέκτη

15



Ασύρματη Διάδοση

16

- Βασικά Προβλήματα Ασύρματης Διάδοσης
 - ▣ Θόρυβος
 - ▣ Παρεμβολές (ομοδιαυλικές και γειτονικών διαύλων)
 - ▣ Παρεμπόδιση και εξασθένηση από ανθρώπινες και φυσικές κατασκευές
 - ▣ Πολυδιαδρομική Διάδοση (multipaths)
- Τα παραπάνω θέτουν όρια
 - ▣ Στην έκταση της κάλυψης
 - ▣ Το ρυθμό μετάδοσης
 - ▣ Αξιοπιστία και ποιότητα επικοινωνίας

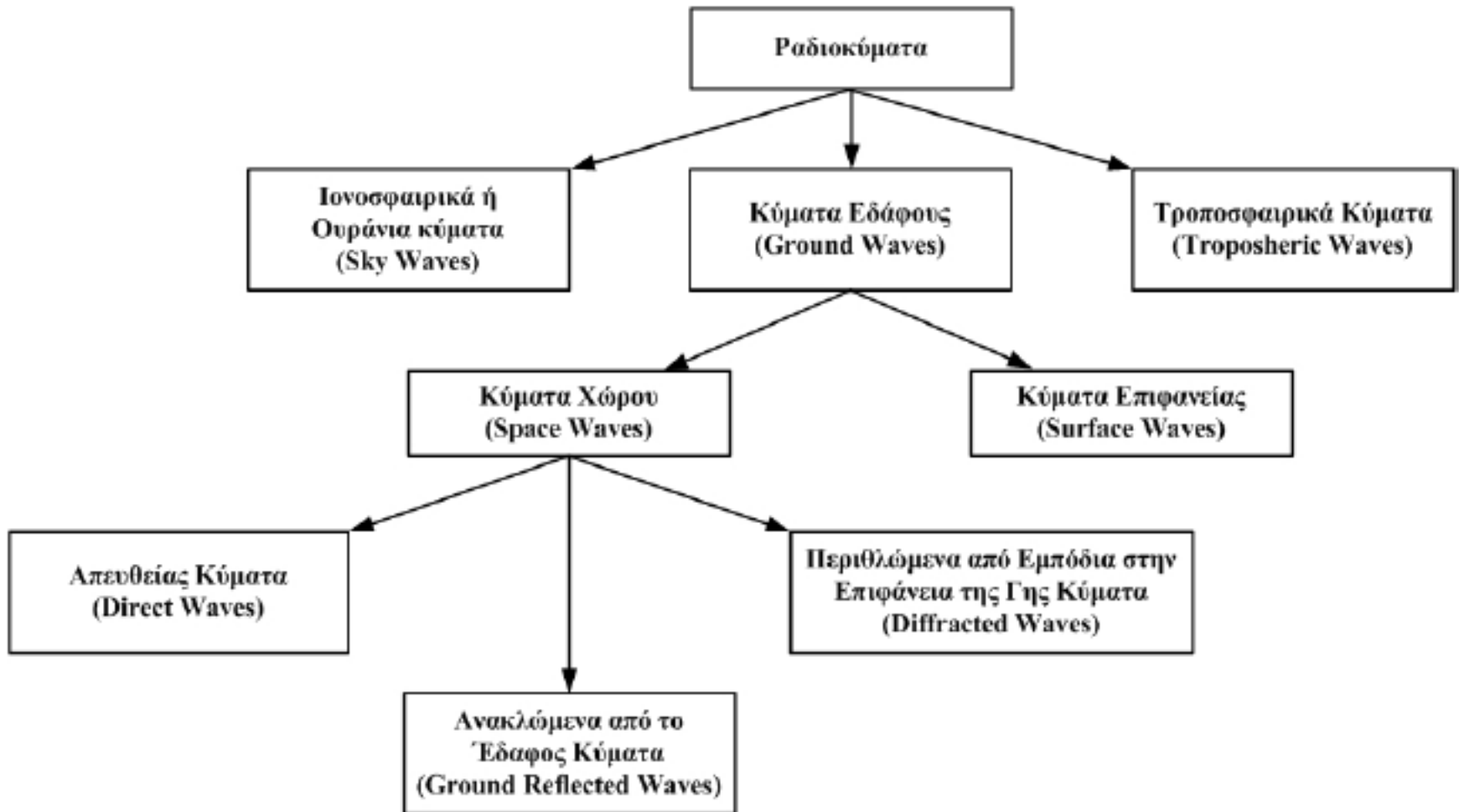
Ασύρματη Διάδοση

17

- Η ατμόσφαιρα είναι το μέσο μετάδοσης.
- Διάδοση Η/Μ κυμάτων και μεταφορά σήματος πληροφορίας.
- Στα ΣΚΕ, χρησιμοποιούνται κυρίως οι ζώνες VHF (30MHz-300MHz), UHF (300MHz-3GHz) και SHF (3GHz-30GHz).
- Υπάρχουν διάφοροι τύποι ραδιοκυμάτων ανάλογα με τους μηχανισμούς που συμμετέχουν στη ραδιοδιάδοση.
- Στα ΣΚΕ κυρίως χρησιμοποιούνται τα κύματα χώρου (space waves).

Ασύρματη Διάδοση

18



Ασύρματη Διάδοση

19

- Γιατί VHF και UHF???
- ▣ Αμελητέα ιονοσφαιρική διάδοση λόγω υψηλής συχνότητας
- ▣ Μικρό μέγεθος κεραιών και τοποθέτησή τους αρκετά μήκη κύματος πάνω από το έδαφος σε ιστούς
- ▣ Δεν απαιτείται κατ' ανάγκη οπτική επαφή
- ▣ Μικρό κόστος εξοπλισμού
- ▣ Επιθυμητές οι απώλειες διάδοσης για λειτουργία κυψελωτών συστημάτων.

Ασύρματη Διάδοση

20

- **Πολυδιαδρομική διάδοση (multipaths)** : η ενέργεια καταφθάνει στο δέκτη από **διαφορετικά μονοπάτια**, δηλαδή άφιξη πολλαπλών εκδόσεων του εκπεμπόμενου σήματος στο δέκτη.
- Κάθε αφικνούμενο ραδιοκύμα καταφθάνει
 - ▣ Από διαφορετική κατεύθυνση
 - ▣ Με διαφορετική χρονική καθυστέρηση
 - ▣ Διαφορετικό πλάτος
- Διανυσματική άθροιση στην κεραία του δέκτη και άρα αθροιστική ή αφαιρετική συμβολή ανάλογα με τις φάσεις των επιμέρους κυμάτων.

Επίδραση Θορύβου

21

- Οι επιδόσεις ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος καθορίζονται από τη σηματοθορυβική σχέση (**Signal-to-Noise Ratio: SNR**)
- Εμφανίζεται και ως λόγος Φέροντος-προς-Θόρυβο (**Carrier-to-Noise Ratio: CNR**)
- Για την επίτευξη του επιθυμητού SNR στο δέκτη πρέπει:
 - ▣ Να υπολογίσουμε την ισχύ του θορύβου
 - ▣ Να υπολογίσουμε τις απώλειες διάδοσης
 - ▣ Να εκπέμπουμε με κατάλληλη ισχύ από τον πομπό.

Μηχανισμοί Διάδοσης

22

- **Απευθείας συνιστώσα**
- **Ανάκλαση (Reflection)** : Η/Μ κύματα προσκρούουν σε λείες επιφάνειες με πολύ μεγάλες διαστάσεις ως προς το μήκος κύματος του RF σήματος.
- **Περίθλαση (Diffraction)** : Καμπύλωση ραδιοκυμάτων γύρω από φυσικά ή τεχνητά εμπόδια, λόγω εμφάνισης δευτερευόντων κυμάτων σύμφωνα με την αρχή του Huygens. Πολλές φορές καλείται και σκίαση.
- **Σκέδαση (Scattering)** : Πρόσκρουση Η/Μ κυμάτων σε μεγάλη τραχιά επιφάνεια ή σε επιφάνεια με διαστάσεις συγκρίσιμες του μήκους κύματος και διασκορπισμός της ενέργειας σε όλες τις κατευθύνσεις.

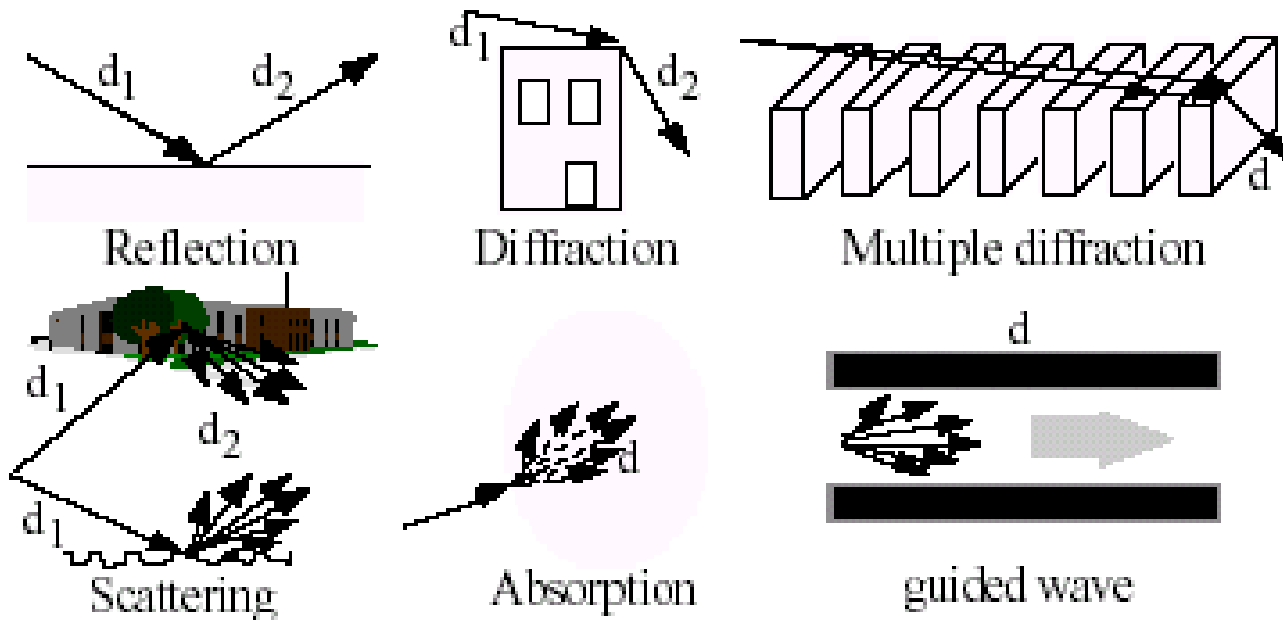
Μηχανισμοί Διάδοσης

23

- **Απορρόφηση (Absorption):** Μείωση του πλάτους (έντασης πεδίου) ενός ραδιοκύματος λόγω αμετάκλητης μεταφοράς μέρους της ενέργειας του κύματος στο μέσο διάδοσης.
- **Διάθλαση (Refraction) :** Αλλαγή στην κατεύθυνση διάδοσης ενός ραδιοκύματος, λόγω της χωρικής μεταβολής του δείκτη διάθλασης του μέσου διάδοσης.

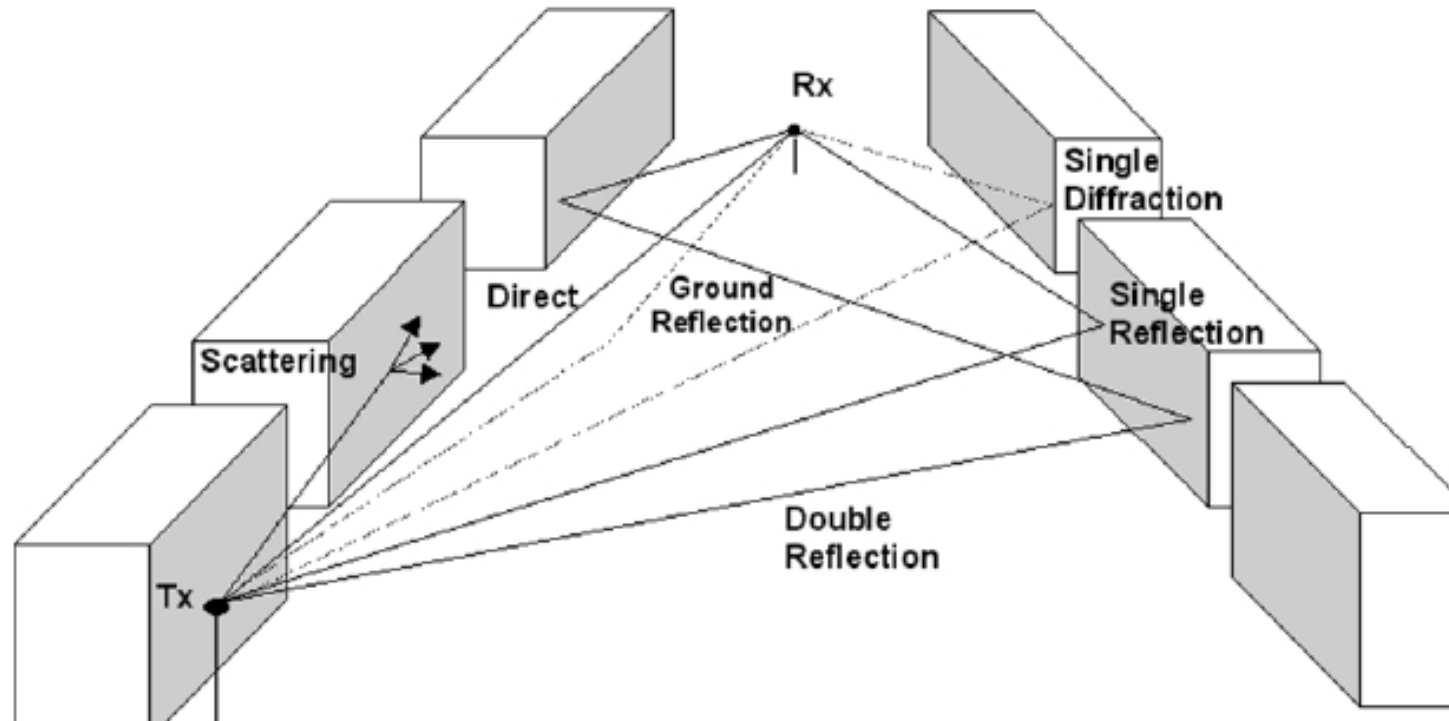
Μηχανισμοί Διάδοσης

24



Μηχανισμοί Διάδοσης

25



Φαινόμενα Διάδοσης για το Ραδιοδιάυλο

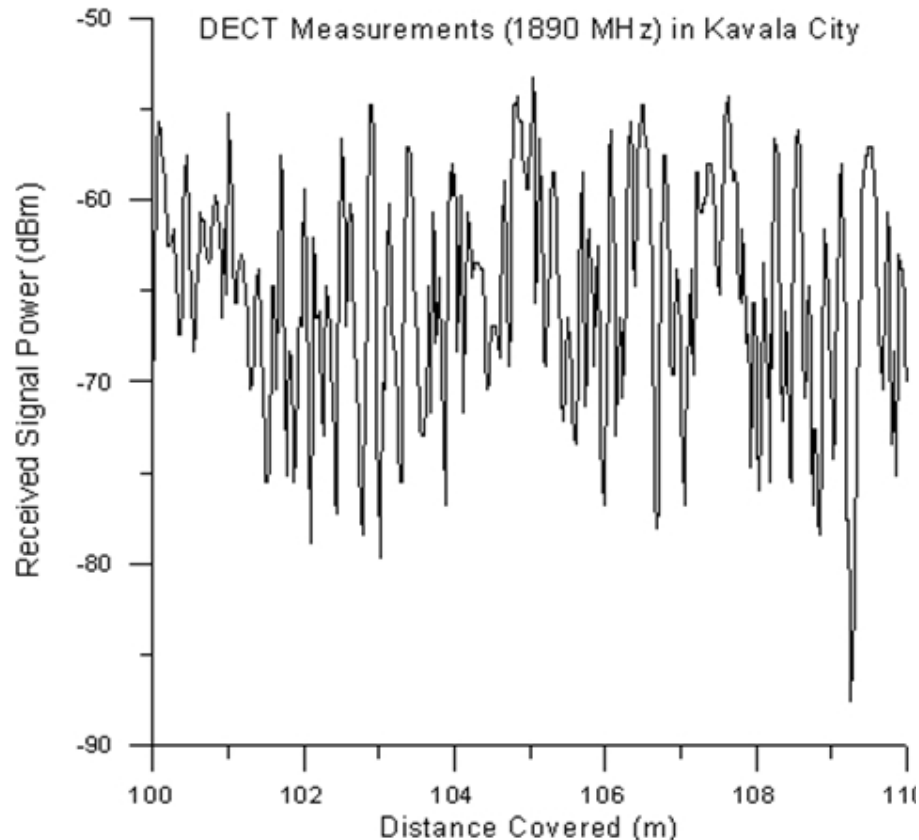
26

- **Εξασθένιση πλάτους του σήματος (path loss)**
 - ▣ Χαρακτηρίζει την εξάρτηση της μείωσης της μέσης λαμβανόμενης ισχύος από την απόσταση πομπού-δέκτη.
- **Σκίαση (shadowing)**
 - ▣ Χαρακτηρίζει την στατιστική κατανομή της μέσης τιμής της λαμβανόμενης ισχύος, δηλαδή τη συμπεριφορά συναρτήσεως του περιβάλλοντος.
- **Πολυδιαδρομική διάδοση (multipath)**
 - ▣ Χαρακτηρίζει τις διαλείψεις του σήματος λόγω αθροιστικής και αφαιρετικής συμβολής.
- **Παρεμβολές (interference)**
 - ▣ Ομοδιαυλικές και γειτονικών διαύλων.
- **Διασπορά Συχνότητας (Frequency Dispersion)**
 - ▣ Αλλαγή στη συχνότητα και τη φάση των συνιστωσών που απαρτίζουν ένα σήμα ευρείας ζώνης λόγω διασκορπιστικού μέσου (εξάρτηση των συντακτικών παραμέτρων από τη συχνότητα)

Φαινόμενα Διάδοσης για το Ραδιοδιάυλο

27

- **Διαλείψεις (fading)** : η μεταβολή του πλάτους ή της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος.



Οι Διαλείψεις διαχωρίζονται σε:

➤ **επίπεδες (flat fading)**:

τυχαίες μεταβολές στο πλάτος

➤ **επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective fading)**:

διασυμβολική παρεμβολή (ISI)

Μοντελοποίηση Ραδιοδιαύλου

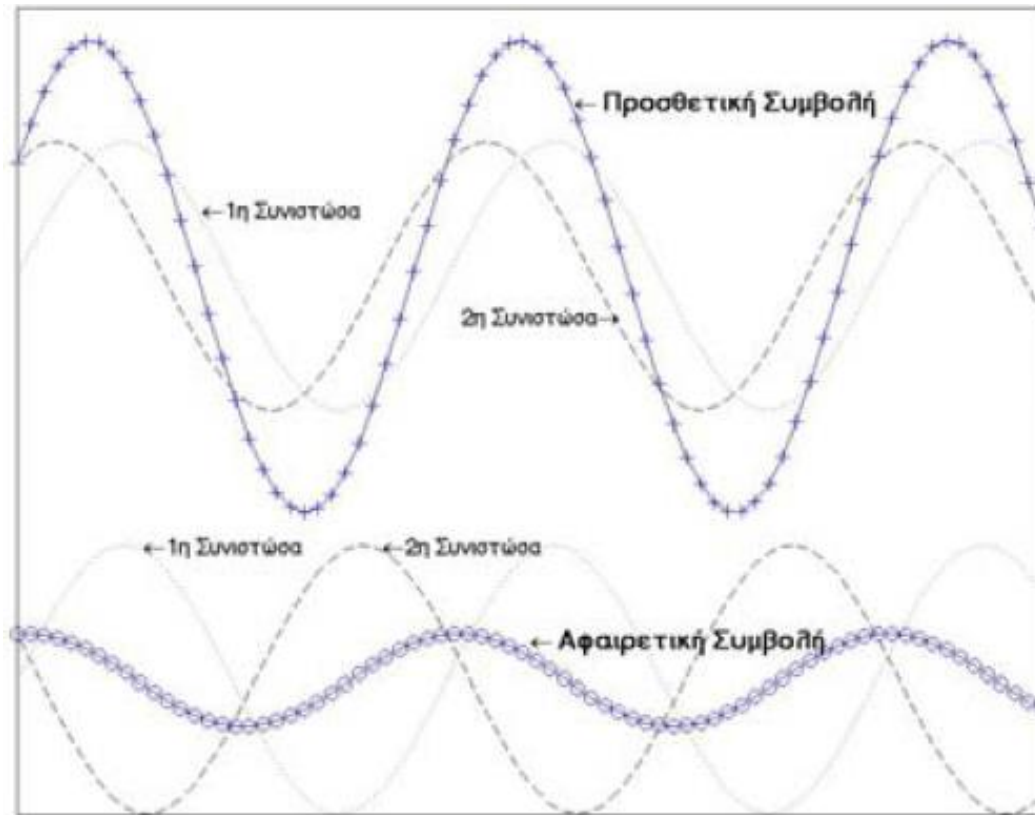
28

- Ο διάυλος είναι γενικά ένα Φίλτρο.
- Θεωρούμε ότι είναι Γραμμικό Φίλτρο.
- Είναι Χρονικά Μεταβαλλόμενο, τόσο λόγω της κίνησης ενός δέκτη σε περιβάλλον σκεδαστών, αλλά και λόγω της μεταβολής των χαρακτηριστικών του περιβάλλοντος (π.χ. κίνηση τοπικών σκεδαστών).
- Είναι **τυχαία χρονικά μεταβαλλόμενο γραμμικό φίλτρο**, γεγονός που επιβαρύνει τη ραδιοδιάδοση.
- Υπάρχουν συναρτήσεις μεταφοράς και κρουστικές αποκρίσεις που το περιγράφουν ικανοποιητικά.

Διαλείψεις – Χωρικό Φαινόμενο

29

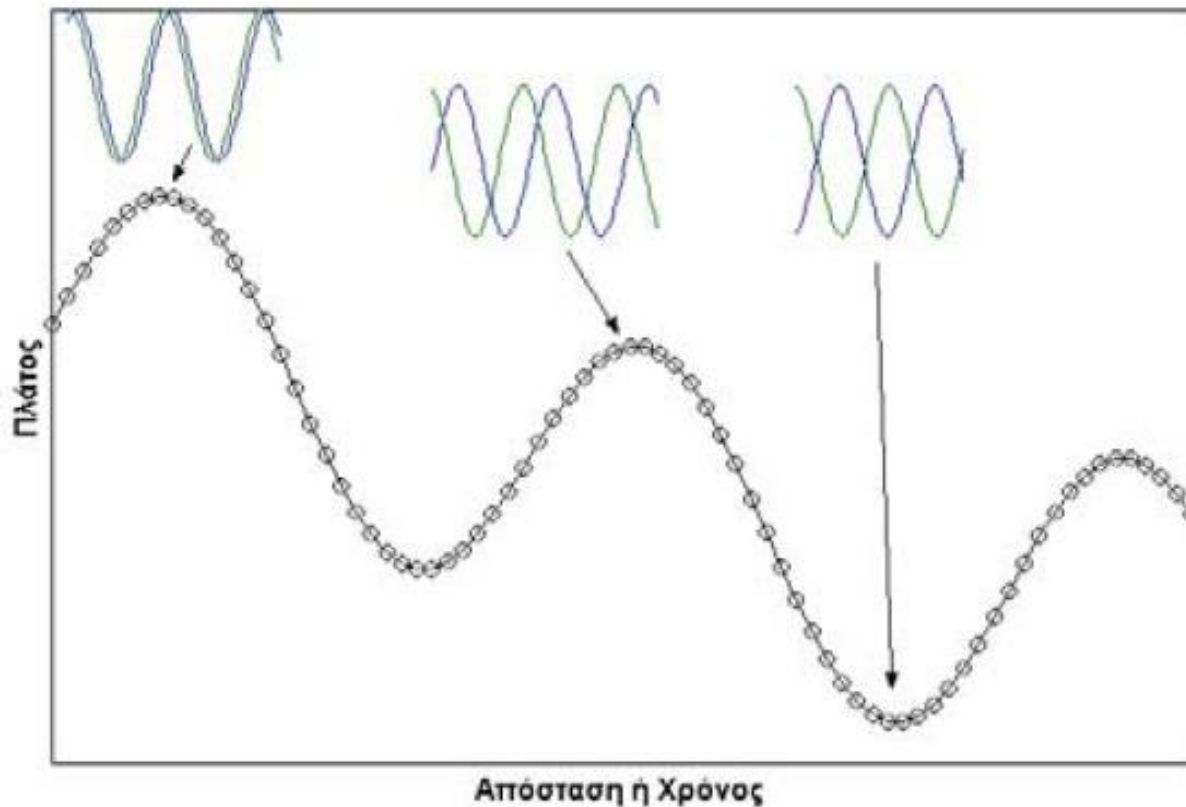
- Στατικός Δέκτης (συμβολή συνιστωσών με διαφορετική ολίσθηση φάσης)



Διαλείψεις – Χωρικό Φαινόμενο

30

- **Κινούμενος Δέκτης** (οι σχετικές ολισθήσεις φάσης μεταβάλλονται συναρτήσει της χωρικής θέσης του δέκτη)



Διαλείψεις – Χωρικό Φαινόμενο

31

- Στην πράξη αφικνούνται πολύ περισσότερες συνιστώσες.
- Η συμβολή των συνιστωσών παράγει μια μορφή στάσιμου κύματος σαν συνάρτηση της απόστασης.
- Η εξάρτηση από την απόσταση (χωρική μετατόπιση του δέκτη) μεταφράζεται σε εξάρτηση από το χρόνο, με τη βοήθεια της ταχύτητας.
- Ο δέκτης όμως παραμένει ένας σηματολήπτης στο χώρο των διαλείψεων.

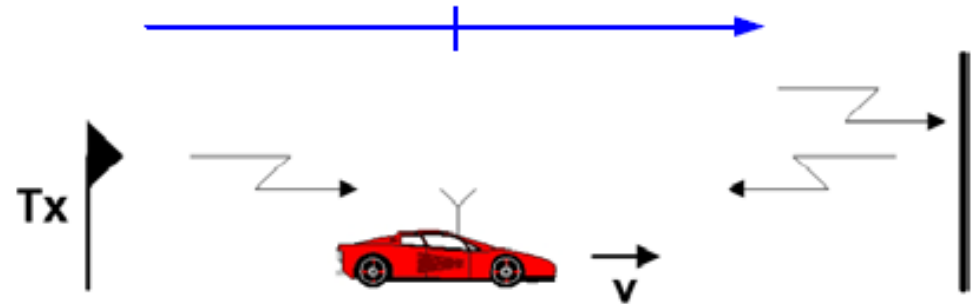
Διαλείψεις – Χωρικό Φαινόμενο

32

□ Μορφή Στάσιμου Κύματος

$$e_o = E_o e^{j(\omega t - kx + \delta)}$$

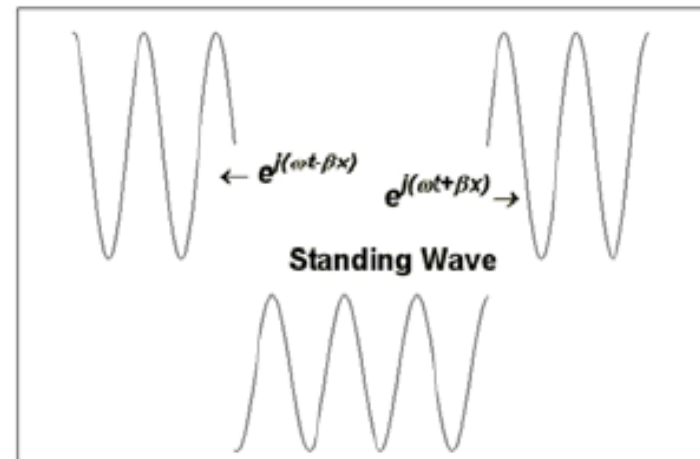
$$e_1 = E_1 e^{j(\omega t + kx)}$$



■ Θεωρούμε

$$\delta = 0$$

$$x = ut \quad k = 2\pi / \lambda$$



Διαλείψεις – Χωρικό Φαινόμενο

33

$$\begin{aligned} e &= e_0 + e_1 = e^{j\omega} \left(E_o e^{-jkx} + E_1 e^{jkx} \right) \\ &= e^{j\omega} \left[E_o \cos(kx) - jE_o \sin(kx) + E_1 \cos(kx) + jE_1 \sin(kx) \right] \end{aligned}$$

$$R = \sqrt{(E_o + E_1)^2 \cos^2(kx) + (E_o - E_1)^2 \sin^2(kx)}$$

Για $\rho = E_1/E_o = 1$

$$SWR = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} = \frac{E_o + E_1}{E_o - E_1} \rightarrow \infty$$

$$R = 2 |\cos(kx)|$$

Ενώ για $\rho = 0.5$

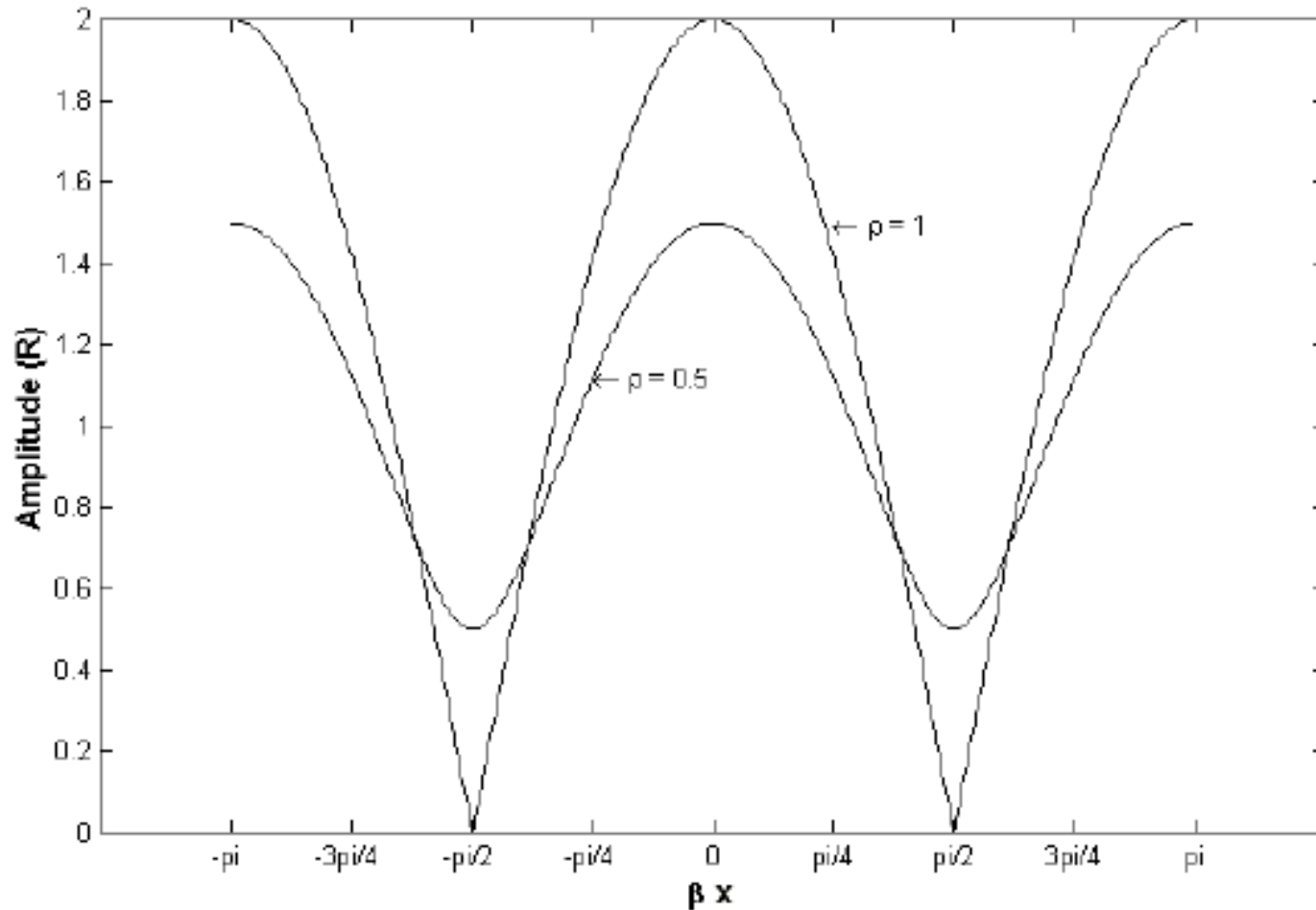
$$SWR = 3$$

$$R = \sqrt{(1.5)^2 \cos^2(kx) + (0.5)^2 \sin^2(kx)}$$

Είναι προφανής η εμφάνιση διαλείψεων κάθε $\lambda/2$

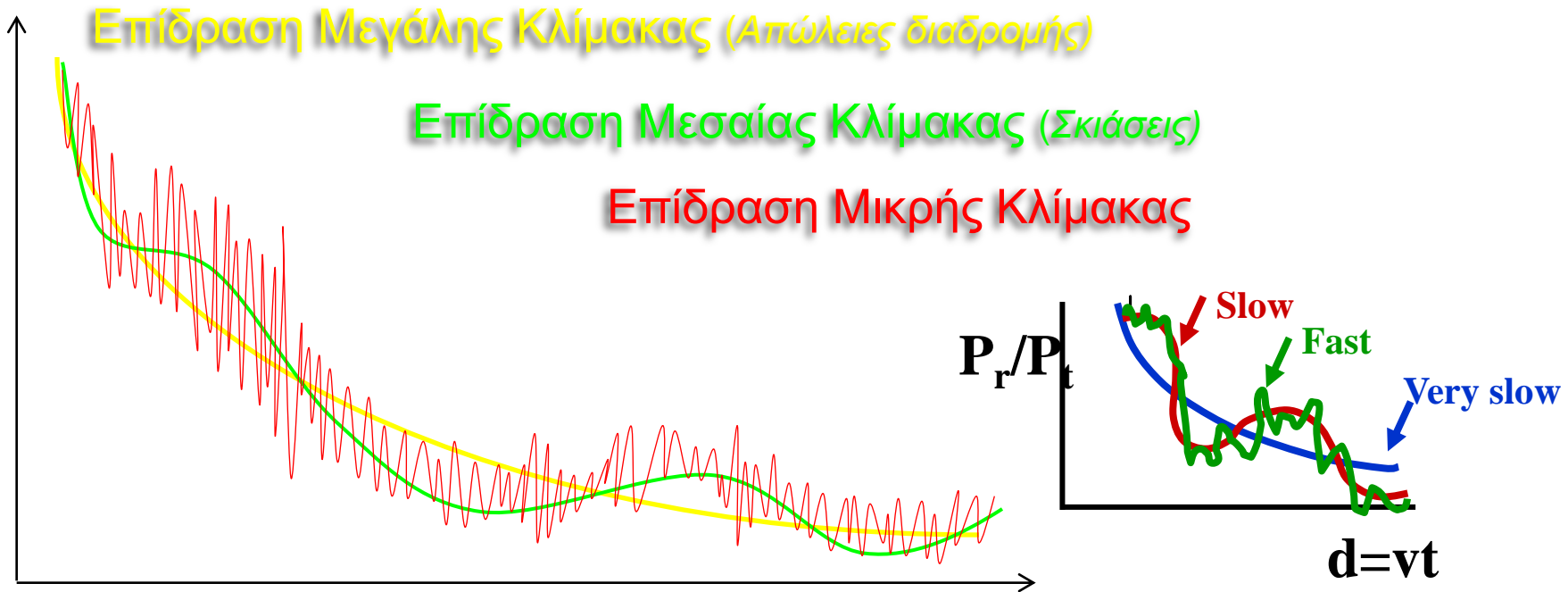
Διαλείψεις – Χωρικό Φαινόμενο

34



Είδη Διαλείψεων

35



Είδη Διαλείψεων

36

- **Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας (Large Scale/Long Term Fading) :**
Εμπεριέχουν τις απώλειες διάδοσης και τη σκίαση.
 - Εκφράζουν τη μέση εξασθένηση της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος λόγω μεγάλων μετατοπίσεων (πολλές εκατοντάδες ή και χιλιάδες μήκη κύματος)
 - Αφορά όλα εκείνα τα φαινόμενα που εμφανίζονται κατά μέσο όρο σε έναν δακτύλιο γύρω από ένα σταθμό βάσης (base station).
 - Με βάση αυτή την εξασθένηση καθορίζονται το μέγεθος της περιοχής κάλυψης και άρα το μέγεθος των κυψελών (cells), καθώς και το SNR του λαμβανόμενου σήματος στην περιοχή αυτή.
 - Για τη μελέτη της εξασθένησης μεγάλης κλίμακας έχουν αναπτυχθεί διάφορα μοντέλα (π.χ. ελευθέρου χώρου, αντίστροφης n-οστής δύναμης, κλπ.)

Είδη Διαλείψεων

37

- **Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας (Small Scale/Short Term Fading) :**
Εμπεριέχουν τις απώλειες διάδοσης.
 - Περιγράφουν τη μεταβολή πλάτους και φάσης για μετατοπίσεις της τάξης του $\lambda/2$.
 - Εξετάζεται η διάδοση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος σε μικρότερη κλίμακα όπου εμφανίζονται σημαντικές αποκλίσεις στην ισχύ του, σε περιοχές συγκρίσιμες με κλάσματα του μήκους κύματός του.
 - Έχουμε μεταβολή των χαρακτηριστικών του σήματος σε πλάτος και φάση λόγω μετατόπισης του κινητού σταθμού, που μπορούν να φθάσουν και τα 20-30dB.
 - Οι διαλείψεις οφείλονται στη χρονική διασπορά του σήματος πολυδιαδρομικής διάδοσης και στη χρονική μεταβολή του διαύλου λόγω μετατόπισης του δέκτη, αλλά και των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση.

Είδη Διαλείψεων

38

- Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας (Small Scale/Short Term Fading) :
 - Συνήθως επειδή χρησιμοποιούμε ένα περιθώριο ισχύος (margin) στο link budget της τάξης των 10-20dB, όταν η διάλειψη το υπερβεί, αναφερόμαστε σε ισχυρή διάλειψη.
 - Αποτέλεσμα είναι η δραματική επιδείνωση του BER κατά τη διάρκεια ισχυρών διαλείψεων.
 - Έχουμε ριπές σφαλμάτων (διαδοχικά bits εσφαλμένα).
 - Αντιμετώπιση : κωδικοποίηση-διεμπλοκή, διαφορική λήψη, προσαρμοστικές τεχνικές διαμόρφωσης.

Χρονική Διασπορά και ISI

39

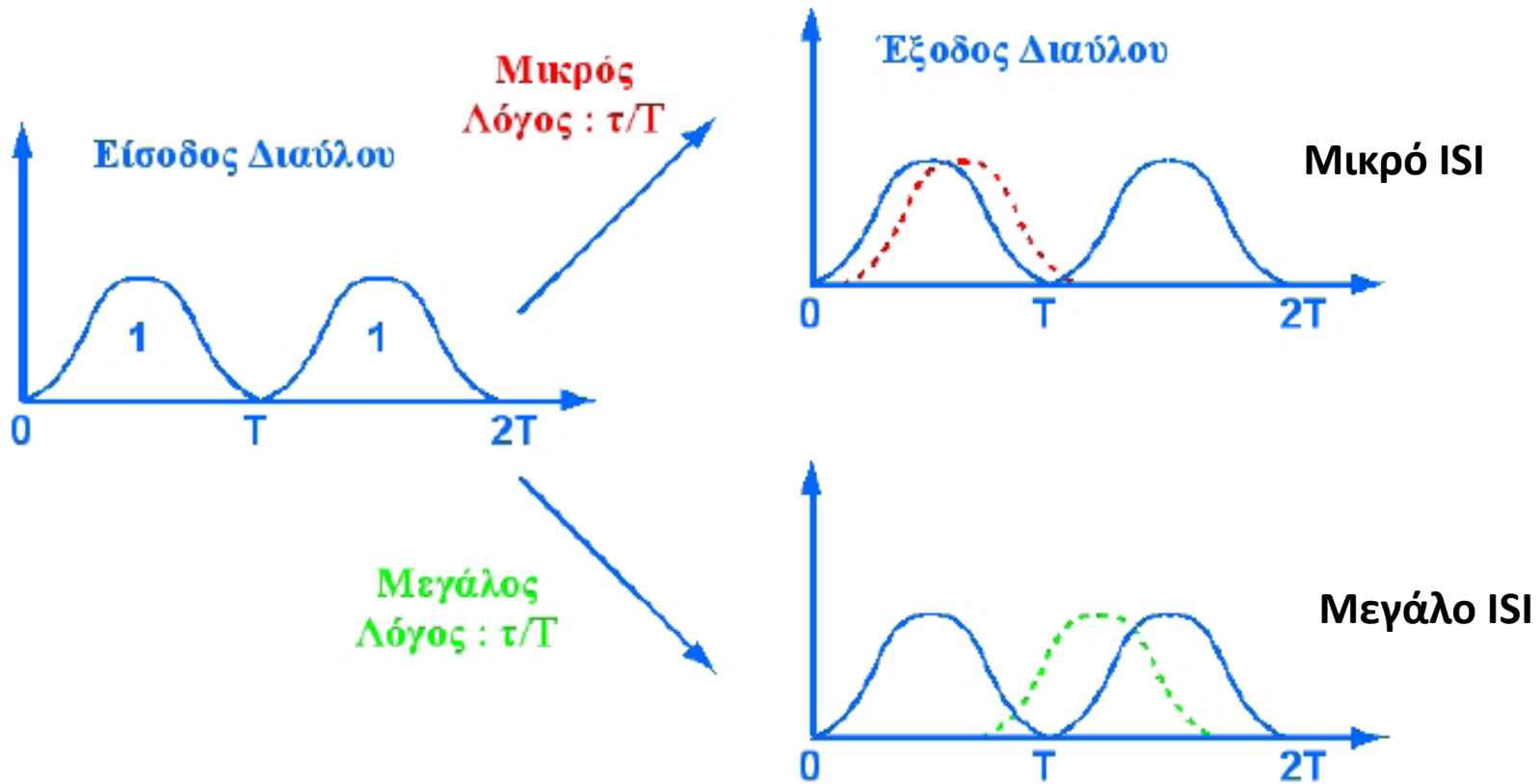
- Θεωρούμε 2 μόνο συνιστώσες στο δέκτη

$$h(t) = A_0 \delta(t - \tau_0) + A_1 \delta(t - \tau_1)$$

- Σημαντική παράμετρος είναι η διαφορά των καθυστερήσεων $\tau_1 - \tau_0$, που καθορίζει το μέγεθος της χρονικής διασποράς.
- Αυξανόμενη της διαφοράς αυξάνεται η διασυμβολική παρεμβολή (ISI).

Χρονική Διασπορά και ISI

40



Χρονική Διασπορά και ISI

41

- Η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

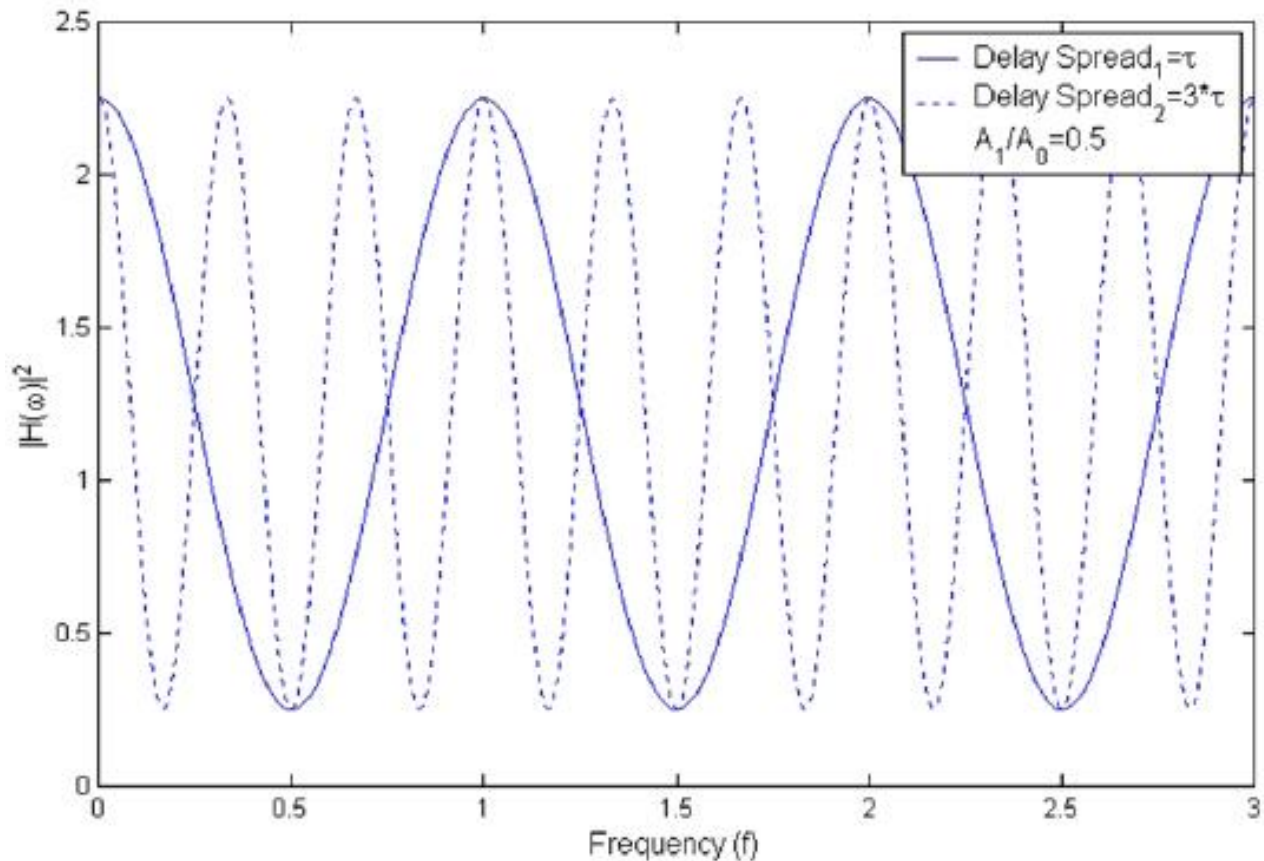
$$\begin{aligned} H(\omega) &= A_o e^{-j\omega\tau_o} + A_1 e^{-j\omega(\tau_o+\tau)} \\ &= A_o e^{-j\omega\tau_o} (1 + S e^{-j\omega\tau}) \quad (S = A_1 / A_o) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} |H(\omega)| &= \left| A_o e^{-j\omega\tau_o} (1 + S e^{-j\omega\tau}) \right| \\ &= |A_o + A_1 \cos(\omega\tau) - jA_1 \sin(\omega\tau)| \\ &= \sqrt{[A_o + A_1 \cos(\omega\tau)]^2 + [A_1 \sin(\omega\tau)]^2} \end{aligned}$$

$$|H(\omega)|^2 = A_o^2 [1 + S^2 + 2S \cos(\omega\tau)]$$

Χρονική Διασπορά και ISI

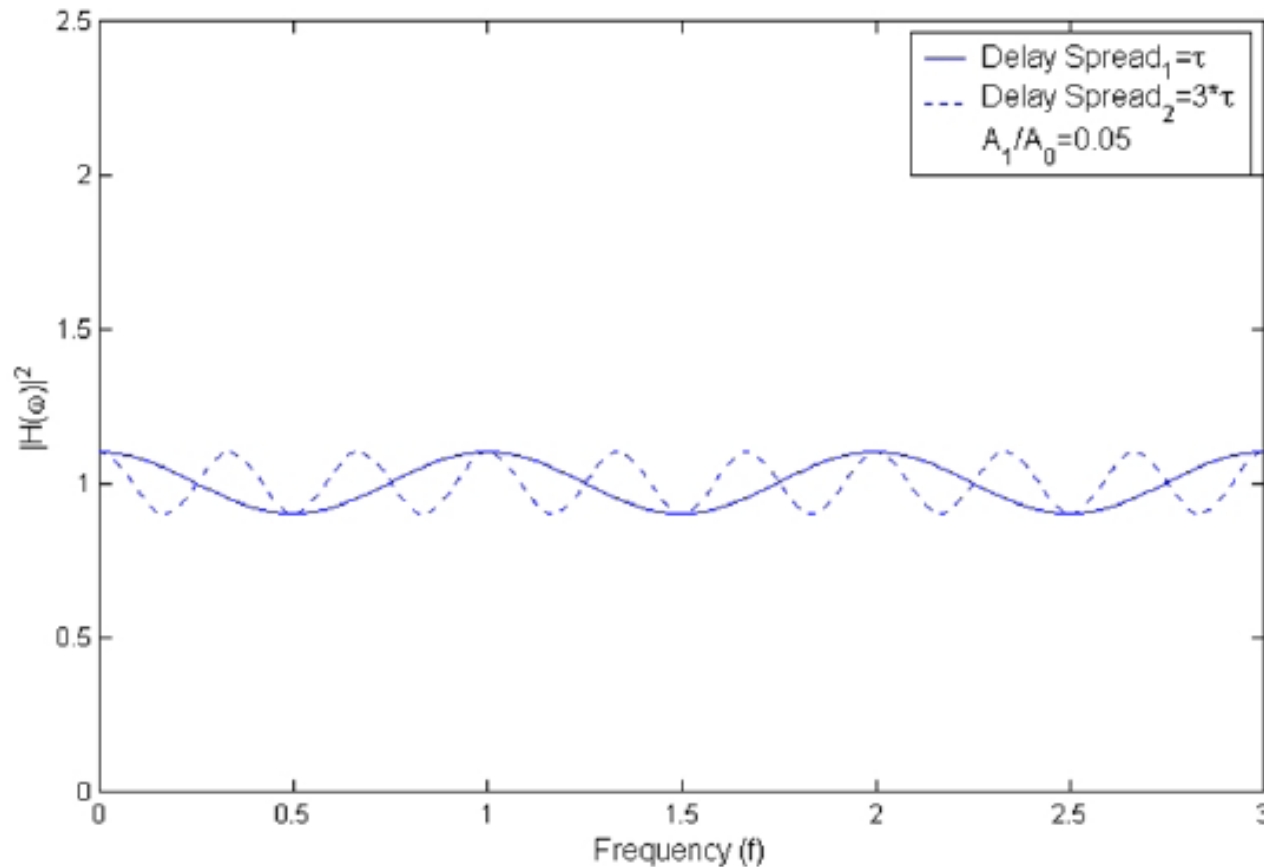
42



Μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς για διαφορετική χρονική διασπορά
(μεγάλος λόγος πλατών πολυδιαδρομικών συνιστωσών)

Χρονική Διασπορά και ISI

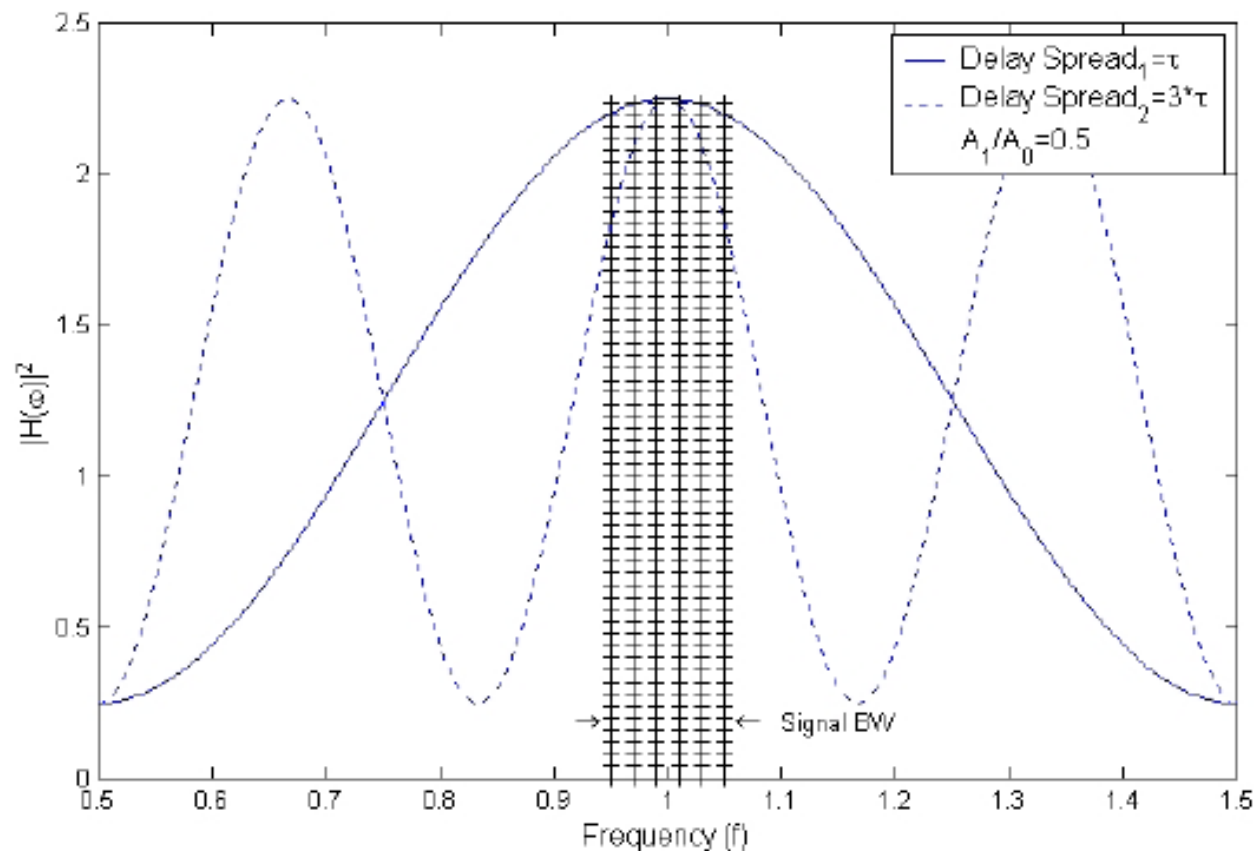
43



Μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς για διαφορετική χρονική διασπορά
(μικρός λόγος πλατών πολυδιαδρομικών συνιστωσών)

Χρονική Διασπορά και ISI

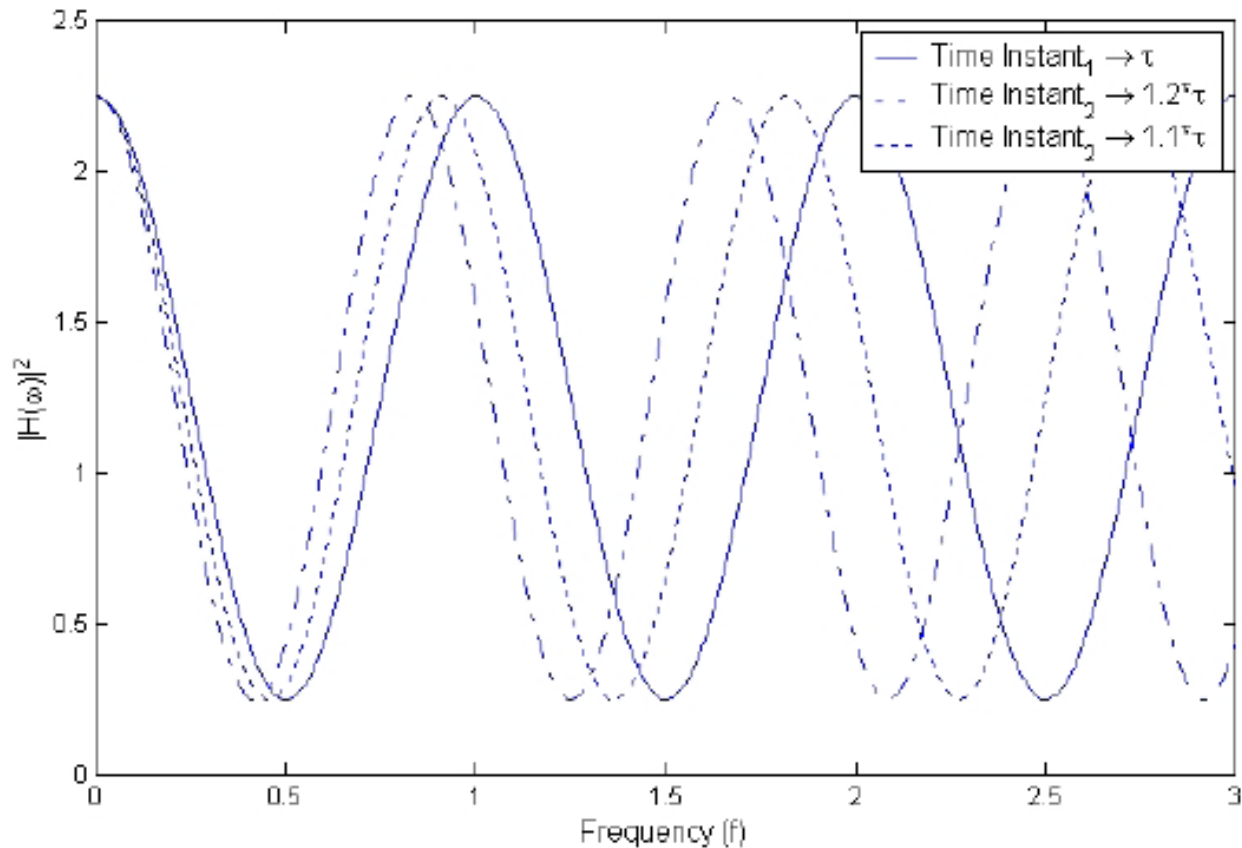
44



Σχέση εύρους ζώνης σήματος και χρονικής διασποράς διαύλου

Χρονική Διασπορά και ISI

45

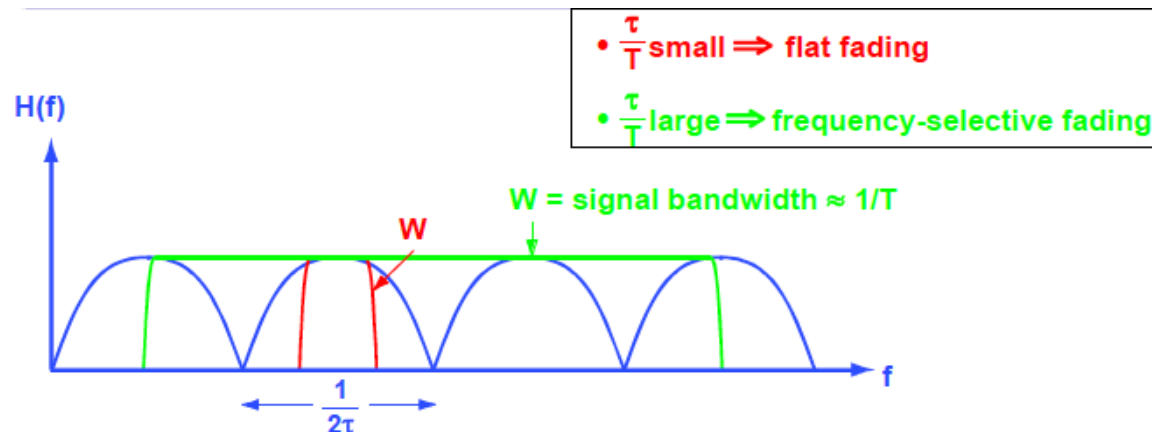


Χρονικά μεταβαλλόμενη χρονική διασπορά (π.χ. λόγω κίνησης του δέκτη)

Χρονική Διασπορά και ISI

46

- **Επίπεδες Διαλείψεις** στα προηγούμενα : ολίσθηση του BW του σήματος ως προς τη συνάρτηση μεταφοράς και άρα η εξασθένηση θα μεταβάλλεται.
- **Διαλείψεις Επιλεκτικές ως προς τη Συχνότητα** : Για μεγάλο BW, δύο συχνότητες που απέχουν αρκετά στο εύρος ζώνης, θα υφίστανται διαφορετική εξασθένηση.
- Σημαντική η σχέση εύρους ζώνης και χρονικής διασποράς.
- Ακόμη και μεγάλο τ , αν το S είναι μικρό, τότε δεν υπάρχει σημαντικό πρόβλημα διαλείψεων.



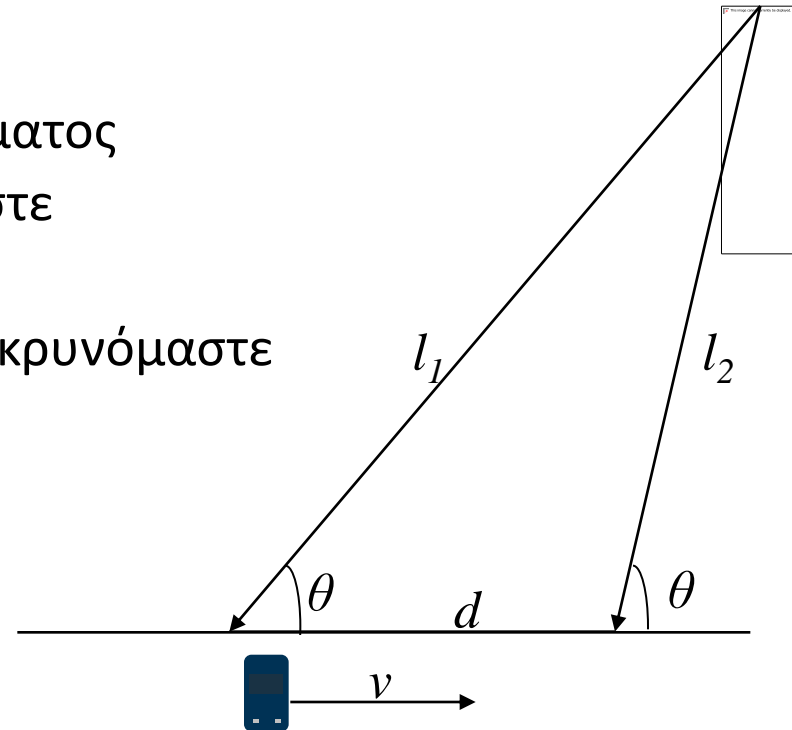
Ολίσθηση Doppler

47

- Η **ολίσθηση Doppler** είναι η ολίσθηση της συχνότητας που παρατηρείται στο λαμβανόμενο σήμα, όταν υπάρχει σχετική κίνηση του δέκτη ως προς τον πομπό.

Αποτέλεσμα:

- Αύξηση του εύρους φάσματος του σήματος
- Η συχνότητα αυξάνεται όταν κινούμαστε προς τον πομπό
- Η συχνότητα ελαττώνεται όταν απομακρυνόμαστε από τον πομπό.



Ολίσθηση Doppler

48

- Κινητό με ταχύτητα v διανύει απόσταση d
- Διαφορά διαδρομής Δl σε χρόνο Δt

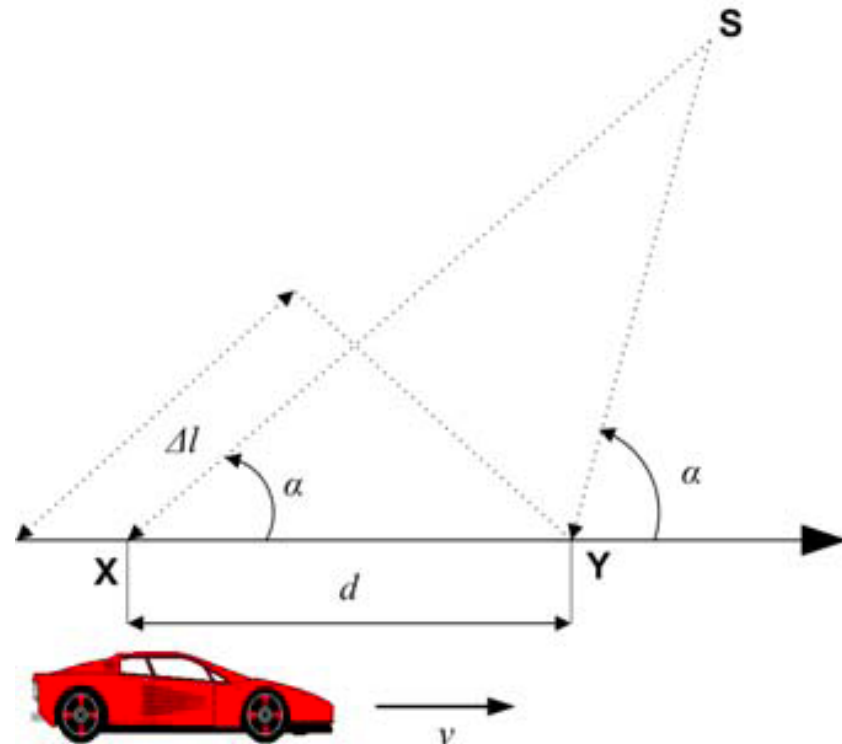
$$\Delta l = d \cos a = u \Delta t \cos a$$

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi u \Delta t}{\lambda} \cos a$$

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} = \frac{u}{\lambda} \cos a$$

- Ενδεικτικά: για $f_c = 1850 \text{ MHz}$ είναι $\lambda = 0.162 \text{ m}$. Έστω $\alpha = 0^\circ$ $v = 90 \text{ km/h}$

$$f_d = \frac{90 \times 10^3 \text{ m} / 3600 \text{ s}}{0.162 \text{ m}} = 154.32 \text{ Hz}$$



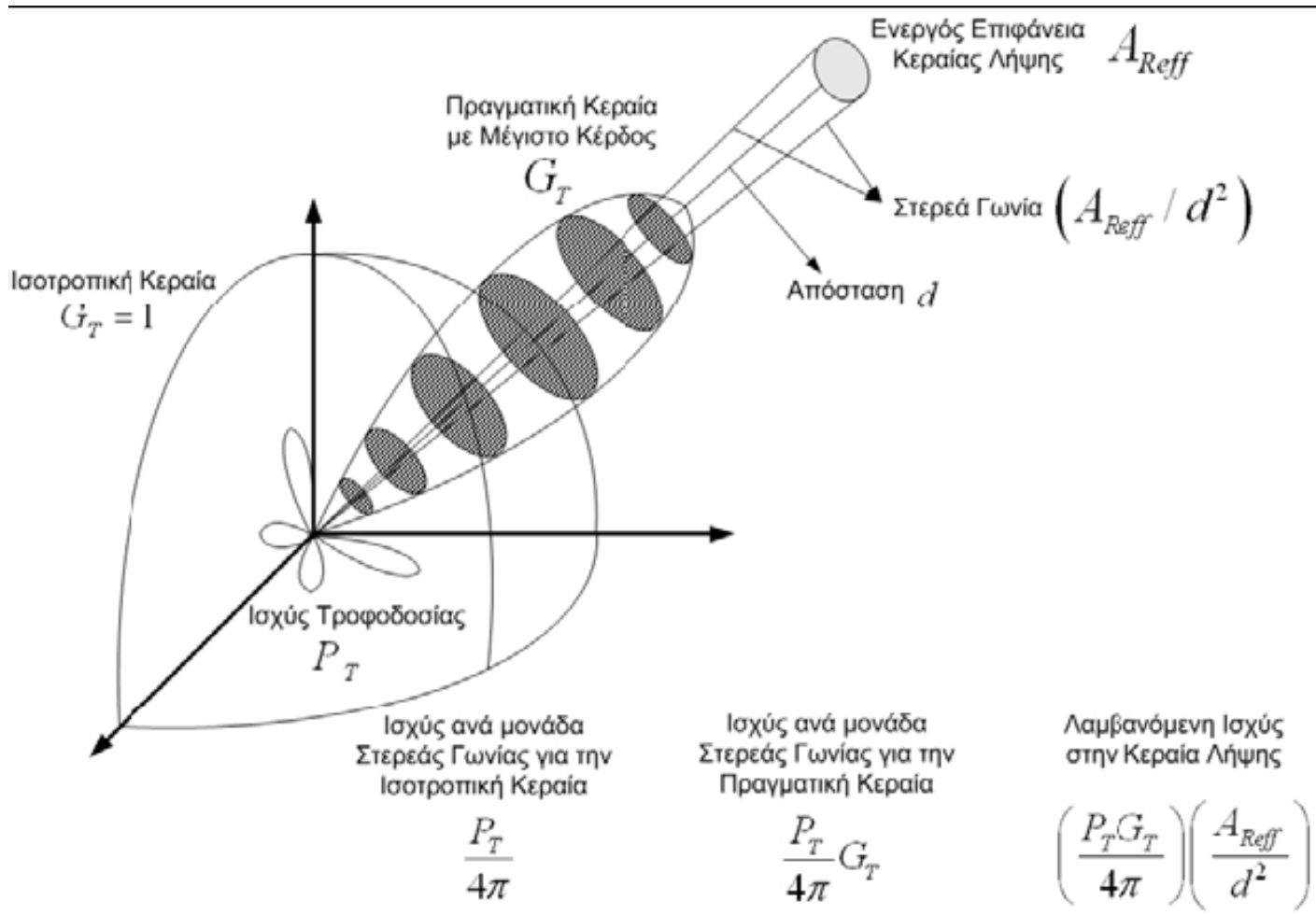
Απώλειες Διάδοσης

49

- **Απώλειες Διάδοσης (Path Loss)** : Ο λόγος της εκπεμπόμενης προς τη λαμβανόμενη ισχύ, για δεδομένο περιβάλλον διάδοσης.
- Είναι συνάρτηση κυρίως της απόστασης.
- Υπάρχουν πολλά μοντέλα υπολογισμού των μέσων απωλειών, ανάλογα με το περιβάλλον διάδοσης και την εφαρμογή.
- Υπάρχουν 3 βασικές κατηγορίες μοντέλων και οι αντίστοιχες υβριδικές υλοποιήσεις.
 - **Εμπειρικά** (προσαρμογές σε δεδομένα μετρήσεων)
 - **Αναλυτικά** (χρήση γνωστών μεθόδων Η/Μ διάδοσης, π.χ. GTD, PO, UTD, κλπ.)
 - **Στατιστικά-φυσικά** (κατανομές και αναλυτικές μέθοδοι)

Απώλειες στον Ελεύθερο Χώρο

50



Απώλειες στον Ελεύθερο Χώρο

51

$$\Omega(d) = \left(\frac{P_t G_t}{4\pi} \right) \left(\frac{A_{\text{Reff}}}{d^2} \right) \text{ Watts}$$

Πυκνότητα Ροής Ισχύος:

$$\Phi(d) = |\vec{P}_{av}(d)| = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \quad (\text{Watt} / \text{m}^2)$$

Εξίσωση H. Friis:

$$\begin{aligned} \Omega(d) &= \Phi(d) A_{\text{Reff}} = \left(\frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \right) \left(\frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \right) \\ &= P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \end{aligned}$$

Απώλειες στον Ελεύθερο Χώρο

52

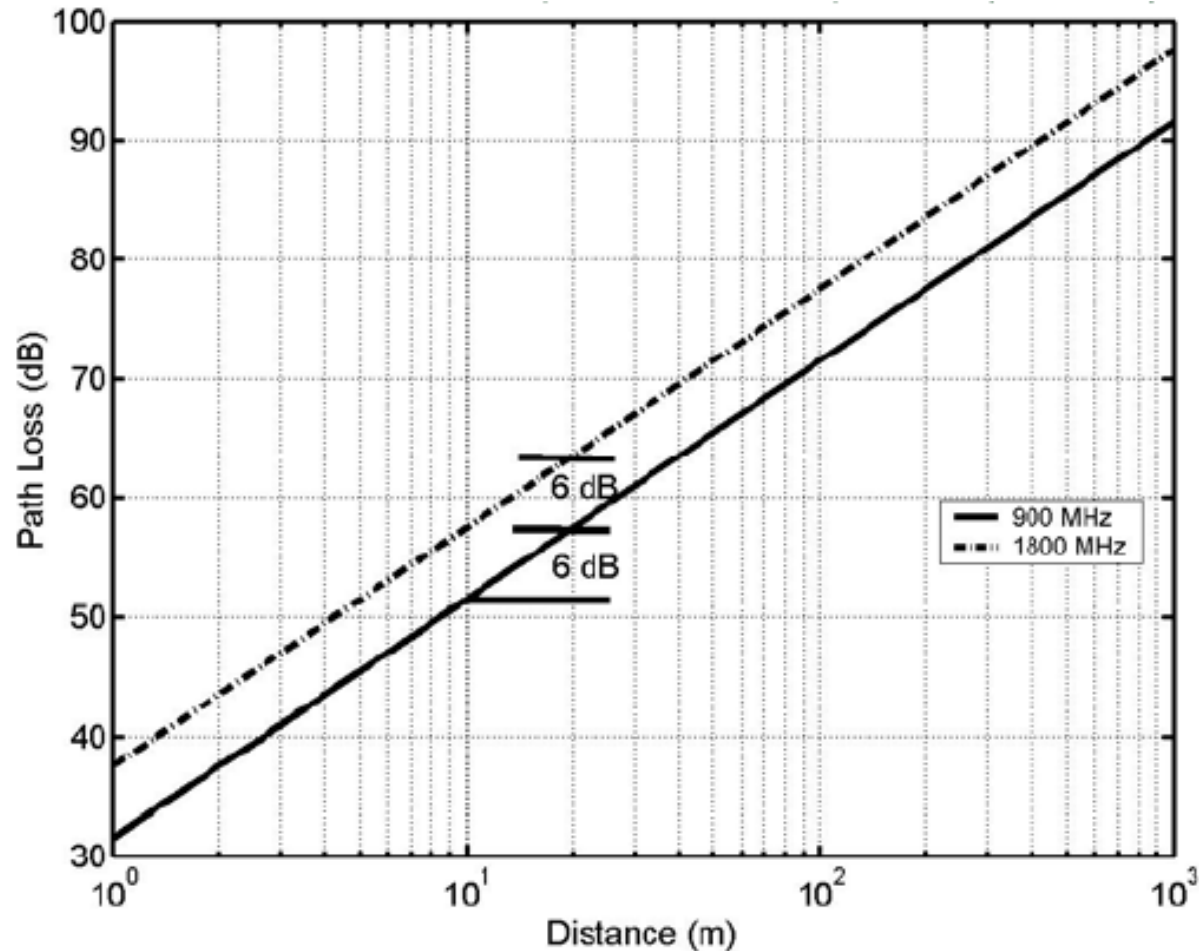
$$L_{FS}(d) = \frac{P_t}{\Omega(d)} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2$$

$$\begin{aligned} PL(dB) &= 10 \log \left(\frac{P_t}{\Omega(d)} \right) = 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \\ &= -10 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = -20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \\ &= -20 \log(\lambda) + 20 \log(4\pi) + 20 \log(d) \\ &= 22 - 20 \log(\lambda) + 20 \log(d) \end{aligned}$$

Κανόνας : 20 dB/decade

Απώλειες στον Ελεύθερο Χώρο

53



Απώλειες στον Ελεύθερο Χώρο

$$\begin{aligned} PL(dB) &= 22 - 20 \log(\lambda) + 20 \log(d) \\ &= 22 - 20 \log\left(\frac{300}{f_{MHz}}\right) + 20 \log(d_{km} \cdot 1000) \\ &= 20 \log(f_{MHz}) + 20 \log(d_{km}) + 32.45 \end{aligned}$$

Στη βιβλιογραφία θα βρείτε και άλλες εκφράσεις ανάλογα με τις μονάδες των μεγεθών συχνότητας και απόστασης.

Διάδοση στον Ελεύθερο Χώρο

55

Στην μετάδοση στον ελεύθερο χώρο, η λαμβανόμενη ισχύς P_r σε απόσταση d από την πηγή δίνεται από τον τύπο:

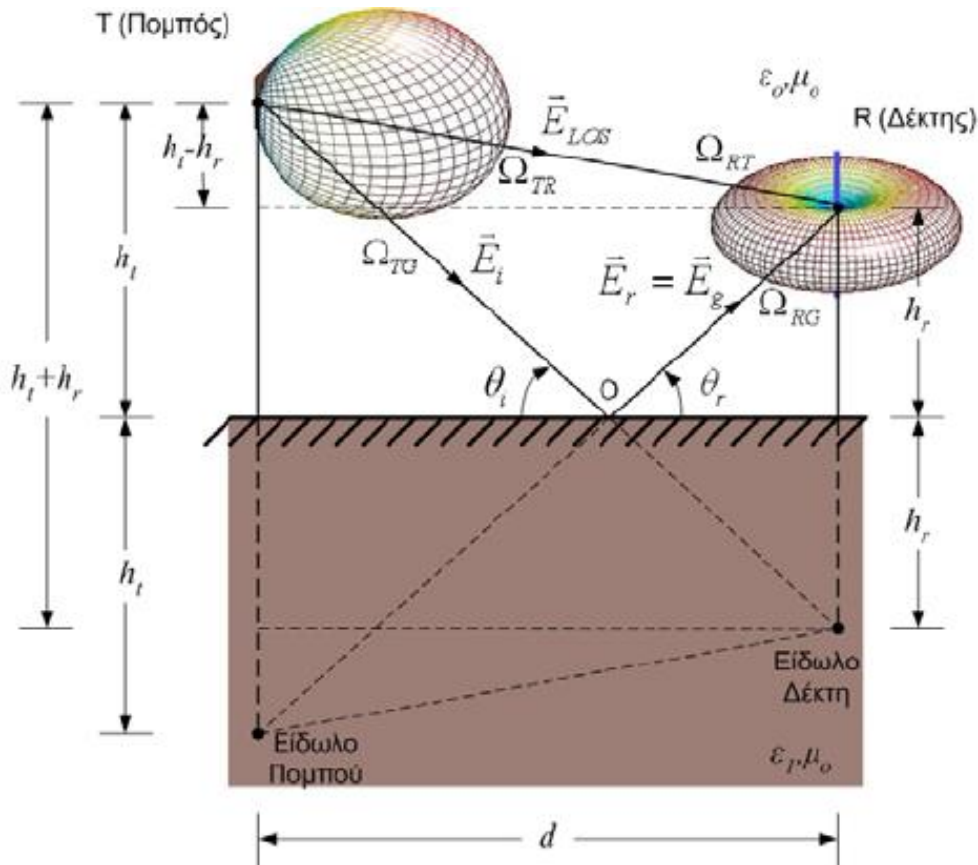
$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L}$$

Όπου:

P_t	η ισχύς εκπομπής
G_t	το κέρδος της κεραίας στον πομπό
G_r	το κέρδος της κεραίας στον δέκτη
$\lambda=c/f_o$	το μήκος κύματος του φέροντος,
c	η ταχύτητα του φωτός ($3 \times 10^8 \text{m/s}$)
f_o	η συχνότητα του φέροντος
L	συντελεστής απωλειών εκτός διάδοσης (π.χ. καλώδια, μίκτης, κλπ.)

Μοντέλο Επίπεδης Γης

56



• Το κυριότερο πραγματικό πρόβλημα που εισάγεται στο μοντέλο των δύο ακτίνων είναι η διαφορά φάσης των δύο ακτίνων.

• Για να γίνει αυτό πρέπει να μελετηθεί το H/M πεδίο ως προς την ένταση και όχι προς την ισχύ του.

• Αυτό γιατί η ένταση του καθορίζει τάση κατά μέτρο και φάση στην κεραία λήψης.

$$PL(dB) = 40 \log(d) - 10 \log G_t(\theta_t, \varphi_t) - 10 \log G_r(\theta_r, \varphi_r) - 20 \log h_t - 20 \log h_r$$

Μοντέλο Επίπεδης Γης

57

$$P_r(d) = P_t \cdot G_t(\theta_t, \varphi_t) \cdot G_r(\theta_r, \varphi_r) \frac{(h_t h_r)^2}{d^4}$$

προσεγγιστική
σχέση

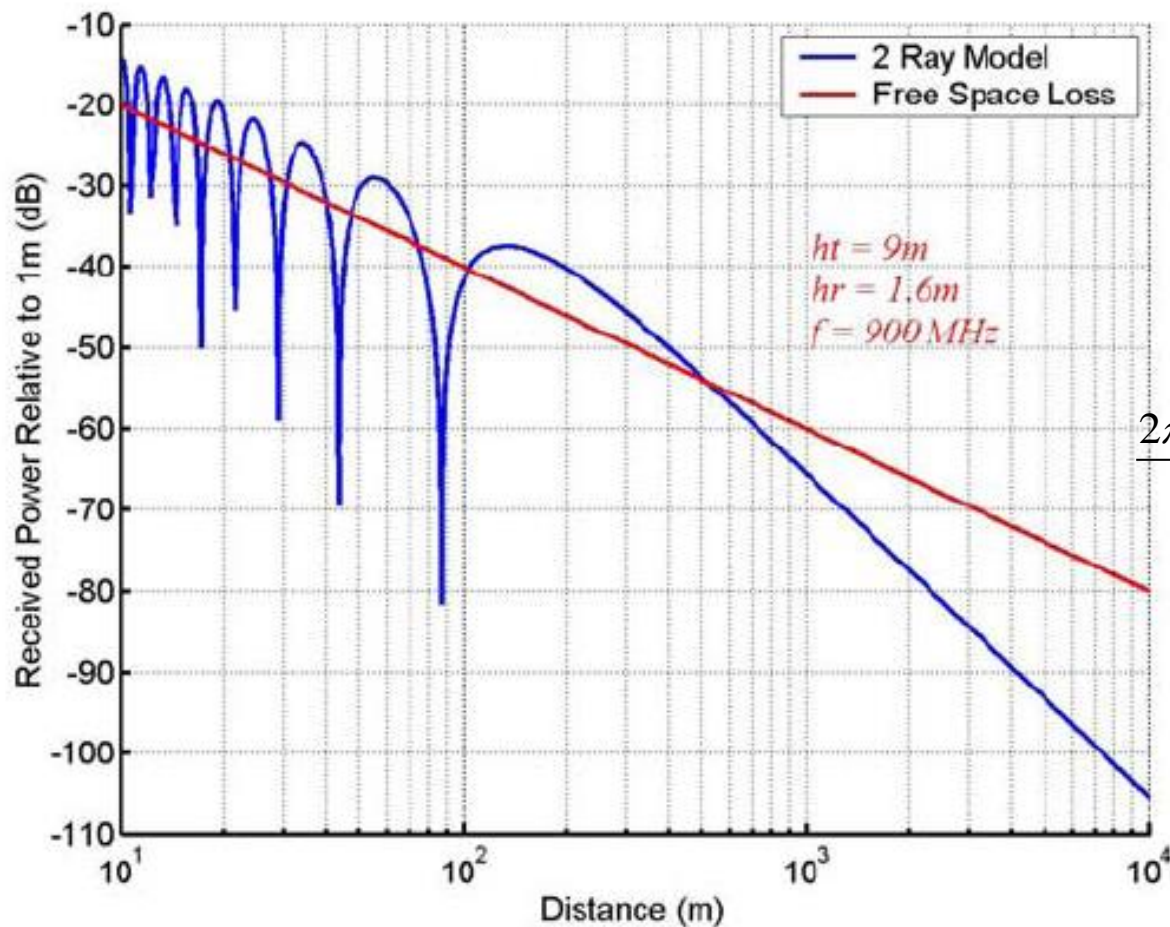
$$PL(dB) = 40 \log(d) - 10 \log G_t(\theta_t, \varphi_t) - 10 \log G_r(\theta_r, \varphi_r) - 20 \log h_t - 20 \log h_r$$

$$P_r(d) = P_t \cdot G_t(\theta_t, \varphi_t) \cdot G_r(\theta_r, \varphi_r) \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \cdot 4 \sin^2 \left(\frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} \right)$$

χωρίς
προσέγγιση

Μοντέλο Επίπεδης Γης

58



Breakpoint

$$d = \frac{4h_t h_r}{\lambda}$$

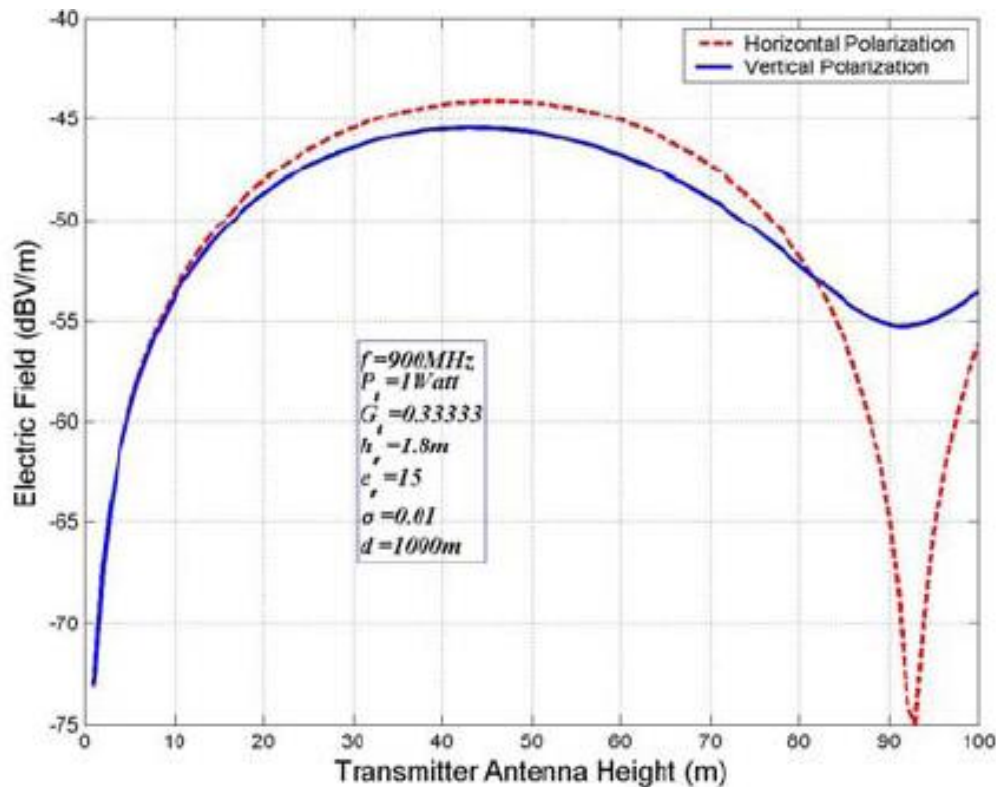
$$\leftrightarrow k\Delta = \pi$$

$$\frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} = \frac{k\pi}{2} = \begin{cases} k = 2\nu + 1, \nu = 1, 2, 3, \dots, \text{max} \\ k = 2\nu, \nu = 1, 2, 3, \dots, \text{min} \end{cases}$$

Μοντέλο Επίπεδης Γης

59

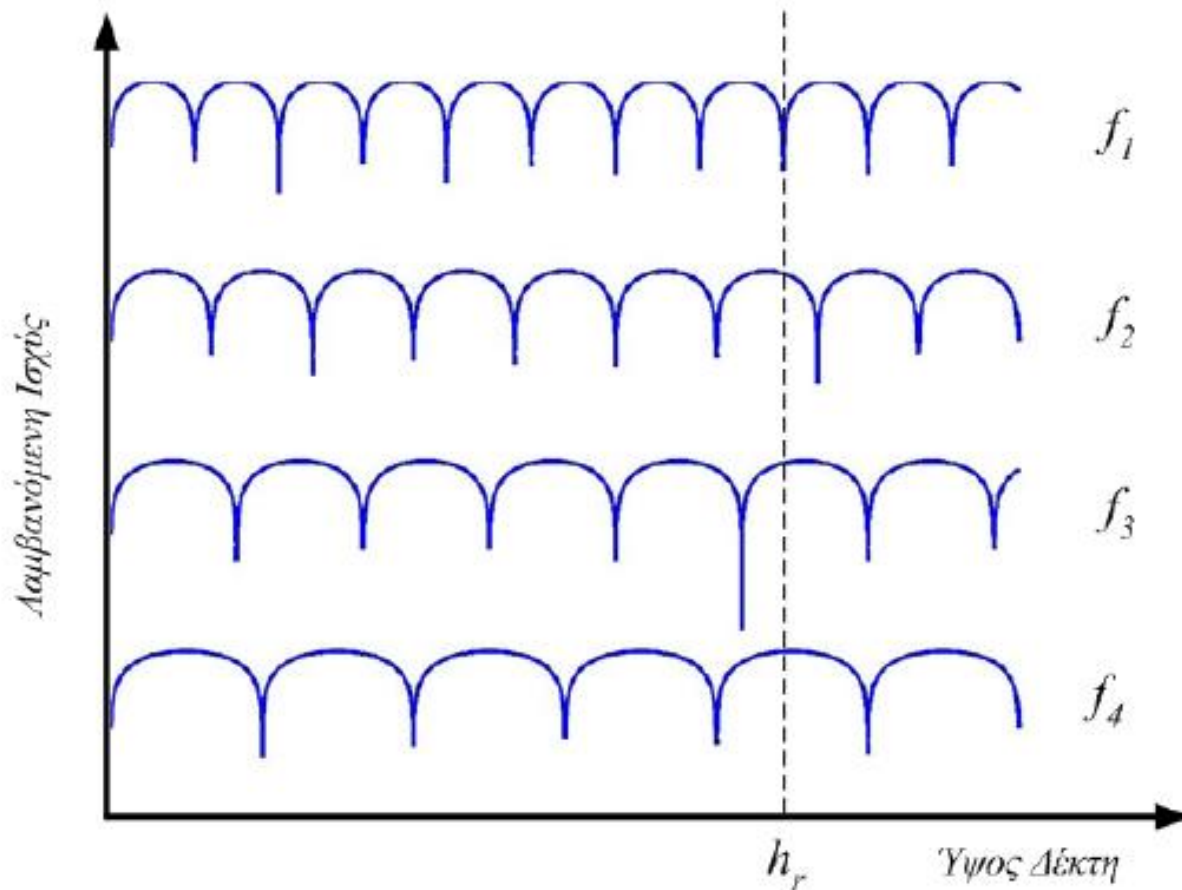
□ Κέρδος Ύψους Κεραίας



Κέρδος περίπου 6dB για κάθε διπλασιασμό του ύψους της κεραίας πομπού ή δέκτη

Μοντέλο Επίπεδης Γης

60



Απώλειες Διάδοσης

- Συνήθως εκφράζουμε τη λαμβανόμενη ισχύ ή τις απώλειες διάδοσης σε απόσταση d , συναρτήσει των αντίστοιχων μεγεθών σε μια απόσταση αναφοράς d_0 .
- Η ισχύς στην απόσταση αυτή μπορεί να προκύψει είτε από μετρήσεις είτε από την εξίσωση του Friis.
- Πρέπει η απόσταση αυτή να είναι στο μακρινό πεδίο, αλλά ταυτόχρονα αρκετά μικρή σε σχέση με πιθανές αποστάσεις λειτουργίας του συστήματος και υπολογισμού των απωλειών.
- Το μακρινό πεδίο μιας κεραίας, δηλαδή για την περιοχή που το μέτωπο του κύματος μπορεί να θεωρείται επίπεδο, είναι η περιοχή πέρα από την απόσταση:

$$d > \frac{2D^2}{\lambda}$$

όπου D είναι η μέγιστη γραμμική διάσταση της κεραίας.

Απώλειες Διάδοσης

62

Παρατηρούμε πως αν γνωρίζουμε (μόνο) την ισχύ σε απόσταση d_o , τότε μπορούμε να υπολογίσουμε την ισχύ σε απόσταση d απλά:

$$\Omega(d) = \Omega(d_o) \cdot \left(\frac{d_o}{d}\right)^2$$

$$\Omega(d)(dBm) = \Omega(d_o)(dBm) + 10\log\left(\frac{d_o}{d}\right)^2 =$$

$$= \Omega(d_o)(dBm) - 10\log\left(\frac{d}{d_o}\right)^2$$

$$PL(d)(dB) = PL(d_o)(dB) + 10\log\left(\frac{d}{d_o}\right)^2$$

Μοντέλο Απλής Κλίσης

63

- Σε πραγματικές συνθήκες το μοντέλο ελεύθερου χώρου δεν είναι ικανοποιητικό.
- Ένα απλό εμπειρικό μοντέλο για τη λαμβανόμενη ισχύ και τις απώλειες διάδοσης είναι το εξής

$$\Omega(d) = \Omega(d_o) - 10n \log\left(\frac{d}{d_o}\right)$$

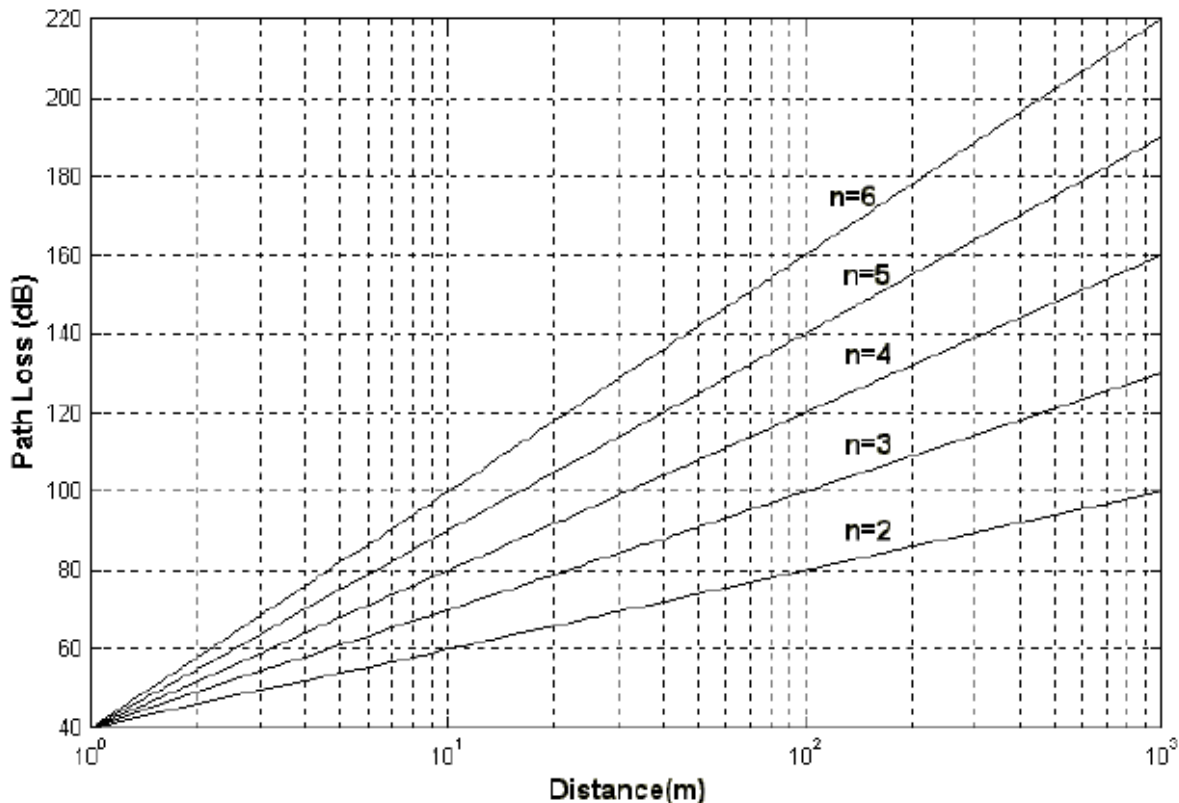
$$PL(d)(dB) = PL(d_o)(dB) + 10n \log\left(\frac{d}{d_o}\right)$$

όπου n ο συντελεστής απωλειών διάδοσης (path loss factor), ο οποίος για FSL είναι $n=2$.

Μοντέλο Απλής Κλίσης

64

- Συνήθως κυμαίνεται από 2 ως 4 για τυπικές αστικές περιοχές με μακροκυψέλες και από 1.6 ως 8 για μικροκυψελωτό περιβάλλον.



Μοντέλα Απωλειών Διάδοσης

65

- Τα περισσότερα μοντέλα διάδοσης των ραδιοσημάτων προσεγγίζουν το πρόβλημα της εξασθένησης (Transmission Loss) με συνδυασμό θεωρητικών και πειραματικών δεδομένων.
- Στα μοντέλα που ακολουθούν, d είναι η απόσταση μεταξύ Σταθμού Βάσης και Κινητού Σταθμού σε Km, h το ύψος που βρίσκεται η κεραία του ΚΣ και L η Μέση Τιμή της εξασθένησης του ραδιοσήματος σε dB.

Μοντέλα Απωλειών Διάδοσης

66

- Παράμετροι μοντέλων
 - Συχνότητα λειτουργίας
 - Απόσταση πομπού-δέκτη
 - Ύψη κεραιών πομπού και δέκτη
 - Τύπος περιοχής (urban, suburban, rural, κλπ.)
 - Τύπος εδάφους και κλίση αν υπάρχει
 - Φυσικά εμπόδια και τα χαρακτηριστικά τους
 - Τεχνητά εμπόδια και τα χαρακτηριστικά τους (π.χ. μέσο ύψος κτιρίων, μέση απόσταση μεταξύ τους)
 - Προσανατολισμός δρόμων σε σχέση με πομπό και δέκτη

Διαλείψεις Σκίασης

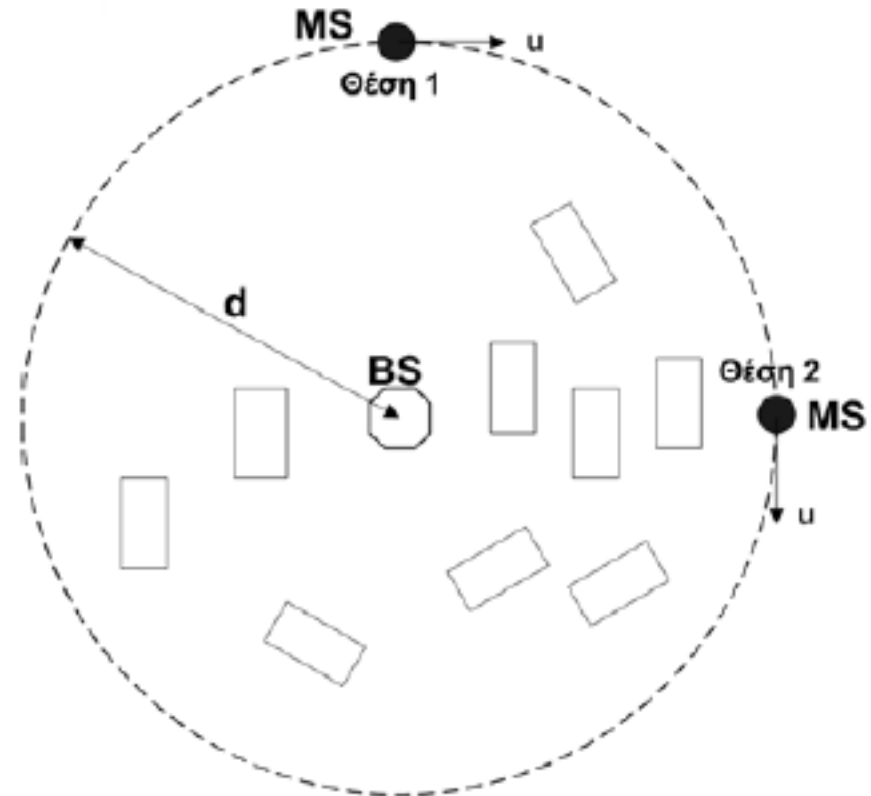
67

- Τα **εμπειρικά και ημι-εμπειρικά μοντέλα** απωλειών διάδοσης χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό της μέσης τιμής της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος.
- Στην πράξη **η λαμβανόμενη ισχύς είναι τυχαία μεταβλητή** που εξαρτάται από τον αριθμό και τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση.
- Οι τυχαίες μεταβολές της λαμβανόμενης ισχύος προκαλούν ένα είδος διαλείψεων που ονομάσαμε **διαλείψεις σκίασης (αργές διαλείψεις)**.

Διαλείψεις Σκίασης

68

- Ένας κινητός σταθμός που κινείται κυκλικά ως προς το ΣΒ θα λαμβάνει διαφορετική ισχύ, ανάλογα με τους σκεδαστές που παρεμβάλλονται.



Διαλείψεις Σκίασης

69

- Η λαμβανόμενη ισχύς εκφρασμένη σε λογαριθμική κλίμακα (**dBm ή dBW**) ακολουθεί **κανονική (Gaussian) κατανομή**, με
 - ▣ Μέση τιμή που καθορίζεται εύκολα από ένα εμπειρικό μοντέλο
 - ▣ Τυπική απόκλιση που εξαρτάται από το περιβάλλον
- Την ίδια συμπεριφορά ακολουθούν και οι απώλειες διάδοσης.
- Η κατανομή ονομάζεται και **λογαριθμοκανονική (lognormal)**

Λογαριθμοκανονική Κατανομή (Lognormal)

70

$$\begin{aligned}\Omega(d)(dBm) &= \overline{\Omega(d)}(dBm) + \varepsilon_\sigma(dB) \\ &= \overline{\Omega(d_o)} - 10n \log\left(\frac{d}{d_o}\right) + \varepsilon_\sigma\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}PL(d)(dB) &= \overline{PL(d)}(dB) + \varepsilon_\sigma(dB) \\ &= \overline{PL(d_o)} + 10n \log\left(\frac{d}{d_o}\right) + \varepsilon_\sigma\end{aligned}$$

- ε_σ μια τυχαία μεταβλητή (dB), που ακολουθεί κανονική κατανομή, με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση σ_Ω σε dB

Λογαριθμοκανονική Κατανομή (Lognormal)

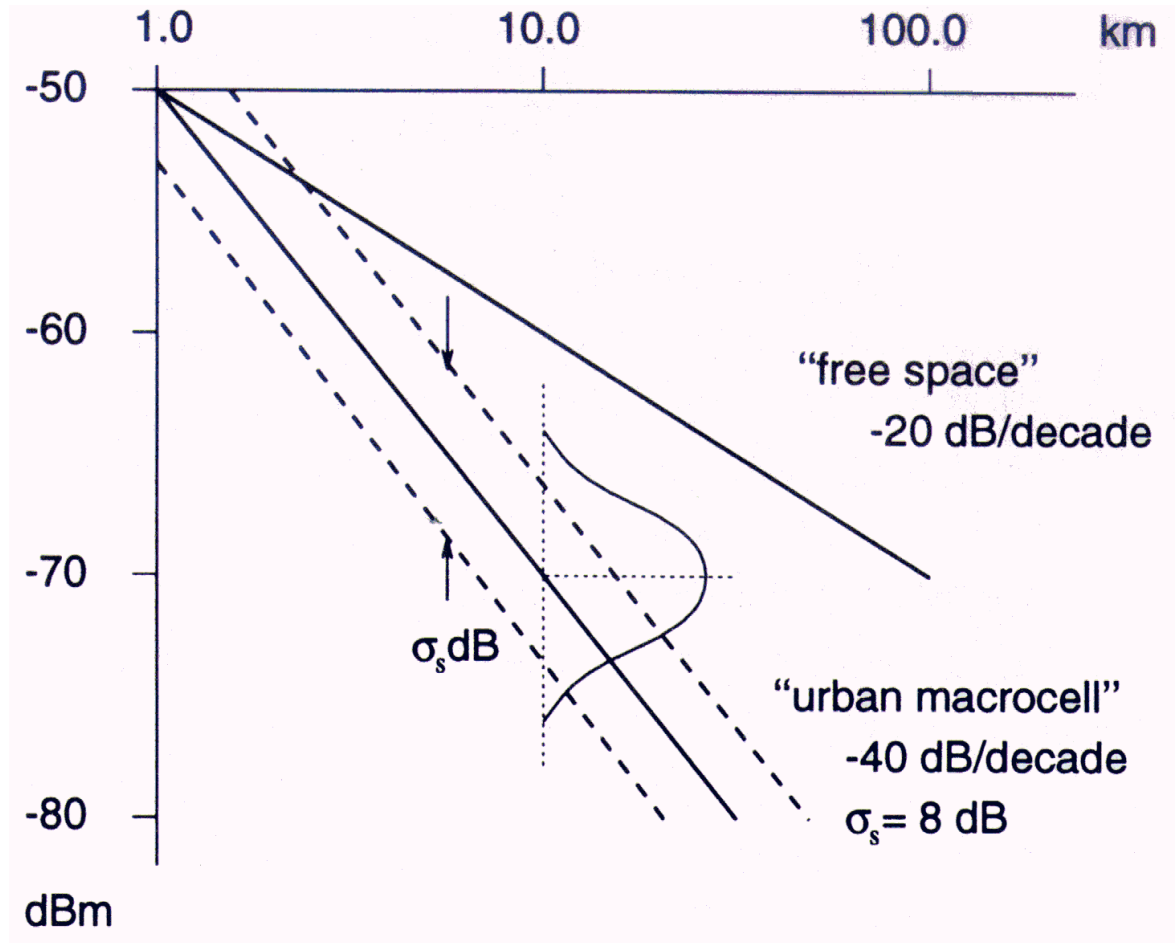
71

- Τυπικές τιμές της τυπικής απόκλισης είναι από 4dB-12dB.
- Στην πράξη η απόκλιση αναπαριστά και το σφάλμα μεταξύ της μέσης τιμής που υπολογίζεται από το εμπειρικό μοντέλο και της πραγματικής.
- Όταν η τυπική απόκλιση παίρνει τιμές μέχρι 8dB μπορούμε να θεωρούμε αξιόπιστο το μοντέλο υπολογισμού της μέσης τιμής.

Λογαριθμοκανονική Κατανομή (Lognormal)

72

Υπέρθωση της
σκίασης σε
μοντέλο απλής
κλίσης

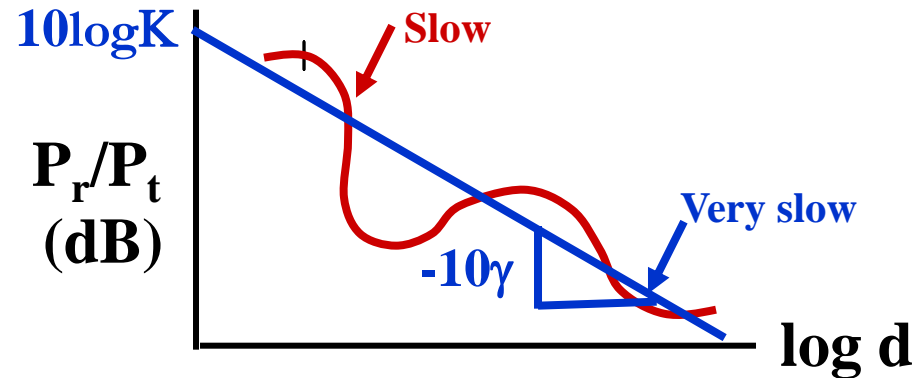


Συνδυασμός Απωλειών Εξασθένισης και Σκίασης

73

- Linear Model: ψ log-normal

$$\frac{P_r}{P_t} = K \left(\frac{d_0}{d} \right)^\gamma \psi$$

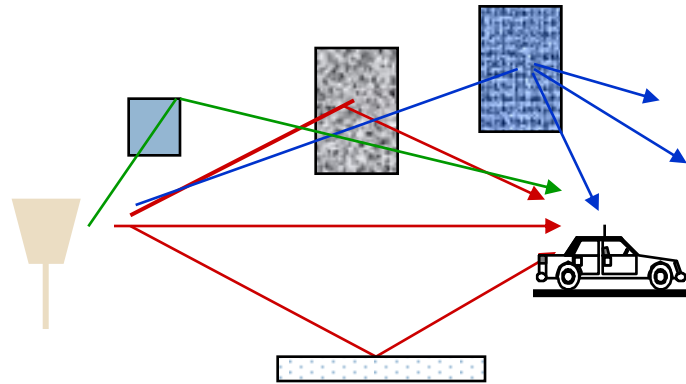


- dB Model

$$\frac{P_r}{P_t} (dB) = 10\log_{10} K - 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d_0}{d} \right) + \psi_{dB},$$
$$\psi_{dB} \sim N(0, \sigma_\psi^2)$$

Στατιστικά Μοντέλα Ραδιοδιαύλων

74

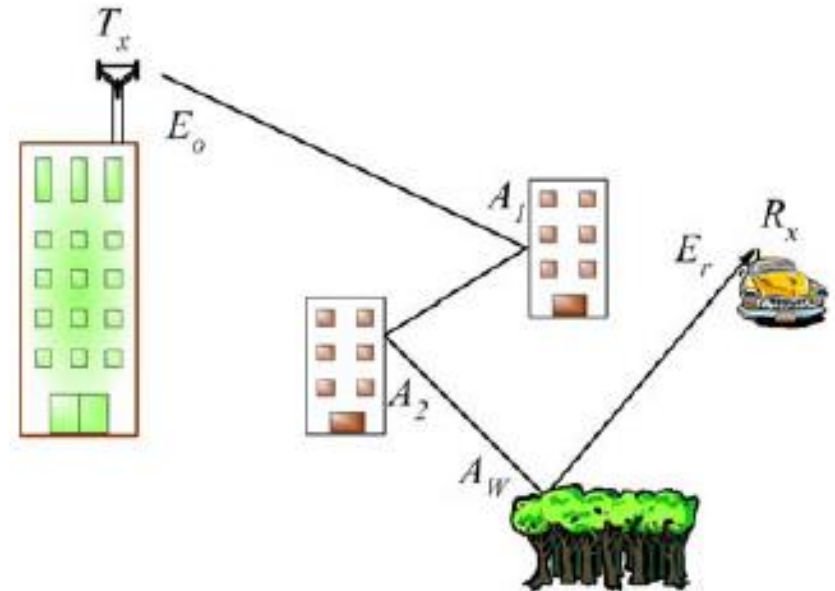


- Τυχαίος αριθμός πολυδιαδρομικών συνιστωσών, όπου η κάθε μια από αυτές χαρακτηρίζεται από:
 - ▣ Τυχαίο πλάτος
 - ▣ Τυχαία φάση
 - ▣ Τυχαία ολίσθηση Doppler
 - ▣ Τυχαία καθυστέρηση
- Μεταβολή αυτών με τον χρόνο τ , t
- Συνεπώς έχουμε χρονικά μεταβαλλόμενες κρουστικές αποκρίσεις των ραδιοδιαύλων.

Λογαριθμοκανονική Κατανομή (Lognormal)

75

- **Φυσική Εξήγηση Lognormal :**
Χωρίζουμε το συνολικό μονοπάτι σε W επιμέρους σκεδαστές με ανεξάρτητο συντελεστή εξασθένησης καθένας.
- Το φαινόμενο είναι πολλαπλασιαστικό στο πεδίο αλλά αθροιστικό σε λογαριθμική κλίμακα.
- Για μεγάλο W , **λόγω του Κ.Ο.Θ.**, το λαμβανόμενο σήμα ακολουθεί κανονική κατανομή.



Λογαριθμοκανονική Κατανομή (Lognormal)

76

- Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) για τη λαμβανόμενη ισχύ θα είναι:

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

$$\mu_{\Omega}(dBm) = \overline{\Omega(d)} = \overline{\Omega(d_o)} - 10n \log\left(\frac{d}{d_o}\right)$$

- Και για τις απώλειες διάδοσης:

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

$$\mu_{PL}(dBm) = \overline{PL(d)} = \overline{PL(d_o)} - 10n \log\left(\frac{d}{d_o}\right)$$

$$\sigma_{\Omega} = \sigma_{PL}(dB)$$

Λογαριθμοκανονική Κατανομή (Lognormal)

77

- Η αθροιστική συνάρτηση κατανομής (cdf)

$$\begin{aligned}\Pr(x < x_o) &= \int_{-\infty}^{x_o} p_{\Omega}(x) dx \\ &= \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{x_o - \mu_{\Omega}}{\sigma_{\Omega} \sqrt{2}} \right) \right] \\ &= 1 - Q \left(\frac{x_o - \mu_{\Omega}}{\sigma_{\Omega}} \right) = Q \left(\frac{\mu_{\Omega} - x_o}{\sigma_{\Omega}} \right)\end{aligned}$$

Λογαριθμοκανονική Κατανομή (Lognormal)

78

- Υπενθυμίζουμε τη σχέση της συνάρτησης σφάλματος με την Q

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-x^2} dx = 1 - 2Q(z\sqrt{2})$$

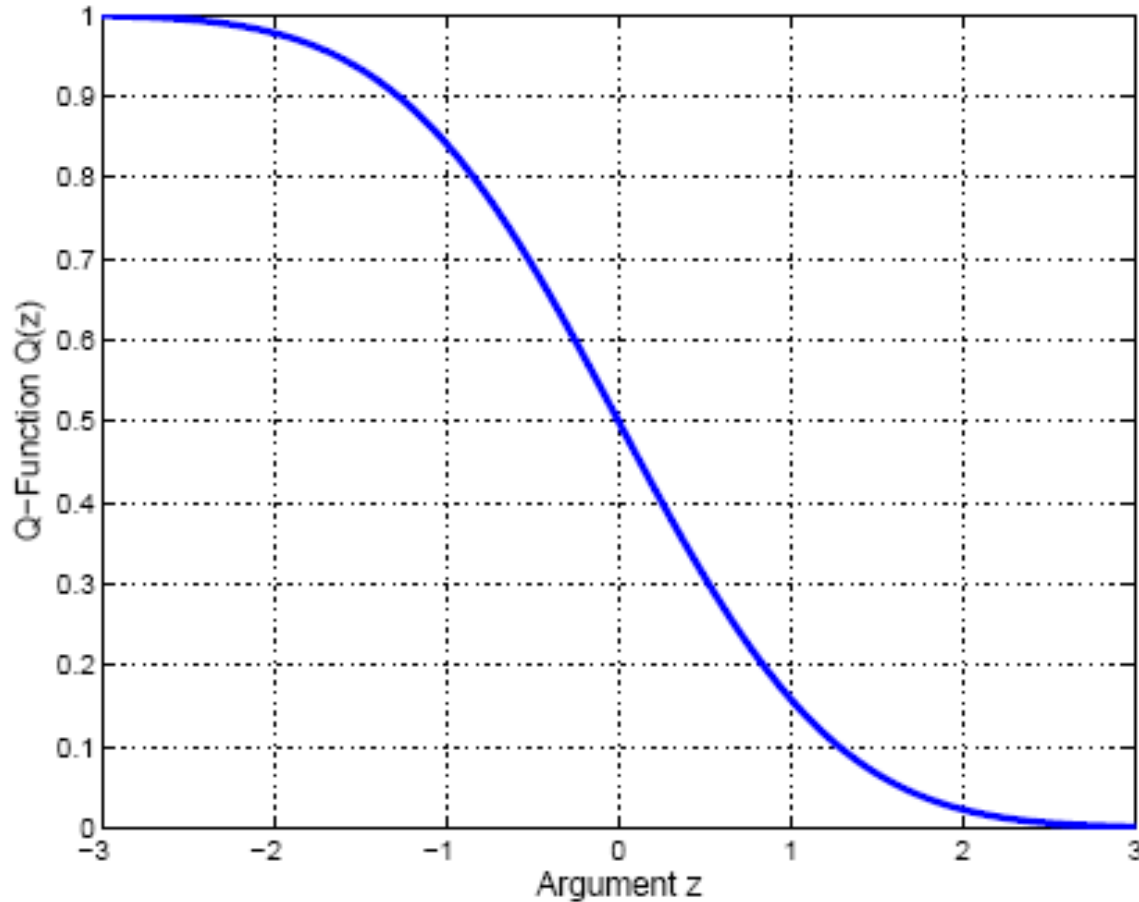
$$\operatorname{erfc}(z) = 1 - \operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_z^\infty e^{-x^2} dx = 2Q(z\sqrt{2})$$

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$

$$Q(-z) = 1 - Q(z)$$

Λογαριθμοκανονική Κατανομή (Lognormal)

79



Αυξανόμενου του z , μειώνεται η τιμή της $Q(z)$

Λογαριθμοκανονική Κατανομή (Lognormal)

80

- Συνεπώς η πιθανότητα η λαμβανόμενη ισχύς να είναι μεγαλύτερη από μια τιμή κατωφλίου γ είναι

$$\Pr(\Omega > \gamma) = \int_{\gamma}^{\infty} p_{\Omega}(x) dx = Q\left(\frac{\gamma - \mu_{\Omega}}{\sigma_{\Omega}}\right)$$

- Δηλαδή όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή κατωφλίου από τη μέση τιμή, τόσο μικρότερη είναι η πιθανότητα, σύμφωνα με τη συμπεριφορά της $Q(z)$.
- Επίσης αν $\gamma = \mu_{\Omega}$, τότε $Q(0) = 0.5$

Καθορισμός Περιοχής Κάλυψης

81

- Ζητούμενο ο υπολογισμός της περιοχής κάλυψης, δηλαδή το ποσοστό της περιοχής με λαμβανόμενη ισχύ μεγαλύτερη ή ίση ενός κατωφλίου.
- Το ποσοστό αυτό συσχετίζεται με την πιθανότητα η λαμβανόμενη ισχύς στα όρια της κυψέλης να είναι μεγαλύτερη ή ίση ενός κατωφλίου.
- Ο υπολογισμός γίνεται θεωρώντας κυκλική κυψέλη ακτίνας R και δεδομένη τιμή κατωφλίου γ .

Καθορισμός Περιοχής Κάλυψης

82

$$U(\gamma) = Q\left(a\sqrt{2}\right) + \exp\left(\frac{1-2ab}{b^2}\right) Q\left(\frac{(1-ab)\sqrt{2}}{b}\right)$$
$$a = \frac{\gamma - \mu_{\Omega}(R)}{\sigma_{\Omega}\sqrt{2}} \qquad \beta = \frac{10n}{\sigma_{\Omega} \ln(10)\sqrt{2}}$$

Ο πρώτος όρος είναι

$$Q\left(a\sqrt{2}\right) = Q\left(\frac{\gamma - \mu_{\Omega}(R)}{\sigma_{\Omega}}\right)$$

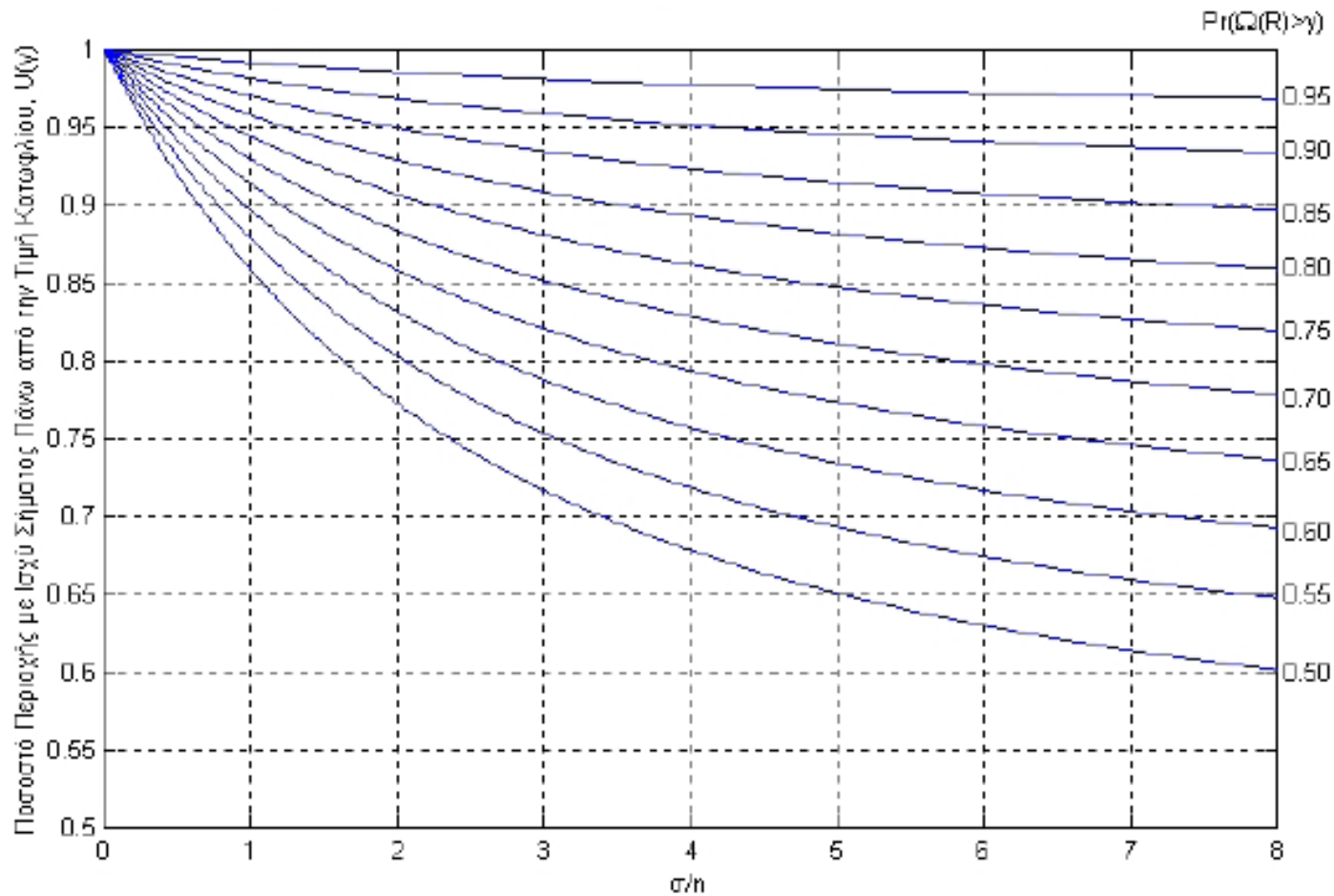
Δηλαδή το ποσοστό των σημείων της περιμέτρου με λαμβανόμενη ισχύ μεγαλύτερη από την τιμή κατωφλίου

Καθορισμός Περιοχής Κάλυψης

- Π.χ. αν στα μισά σημεία της περιμέτρου κυψέλης με ακτίνα R , η λαμβανόμενη ισχύς είναι μεγαλύτερη του κατωφλίου γ , ($Pr(\Omega(R) > \gamma) = 50\%$, δηλαδή $\mu_\Omega(R) = \gamma$) τότε για συντελεστή απωλειών διάδοσης και τυπική απόκλιση, $n=3$, $\sigma=9dB$, προκύπτει $U(\gamma) = 71\%$, δηλ. στο 71% των σημείων του κυκλικού δίσκου (εμβαδόν κυψέλης), η λαμβανόμενη ισχύς θα είναι μεγαλύτερη του κατωφλίου γ .
- Άρα για δεδομένα $\sigma_\Omega, n, \mu_\Omega$ και γ , μπορούμε να υπολογίσουμε το ποσοστό περιοχής κάλυψης.

Καθορισμός Περιοχής Κάλυψης

84

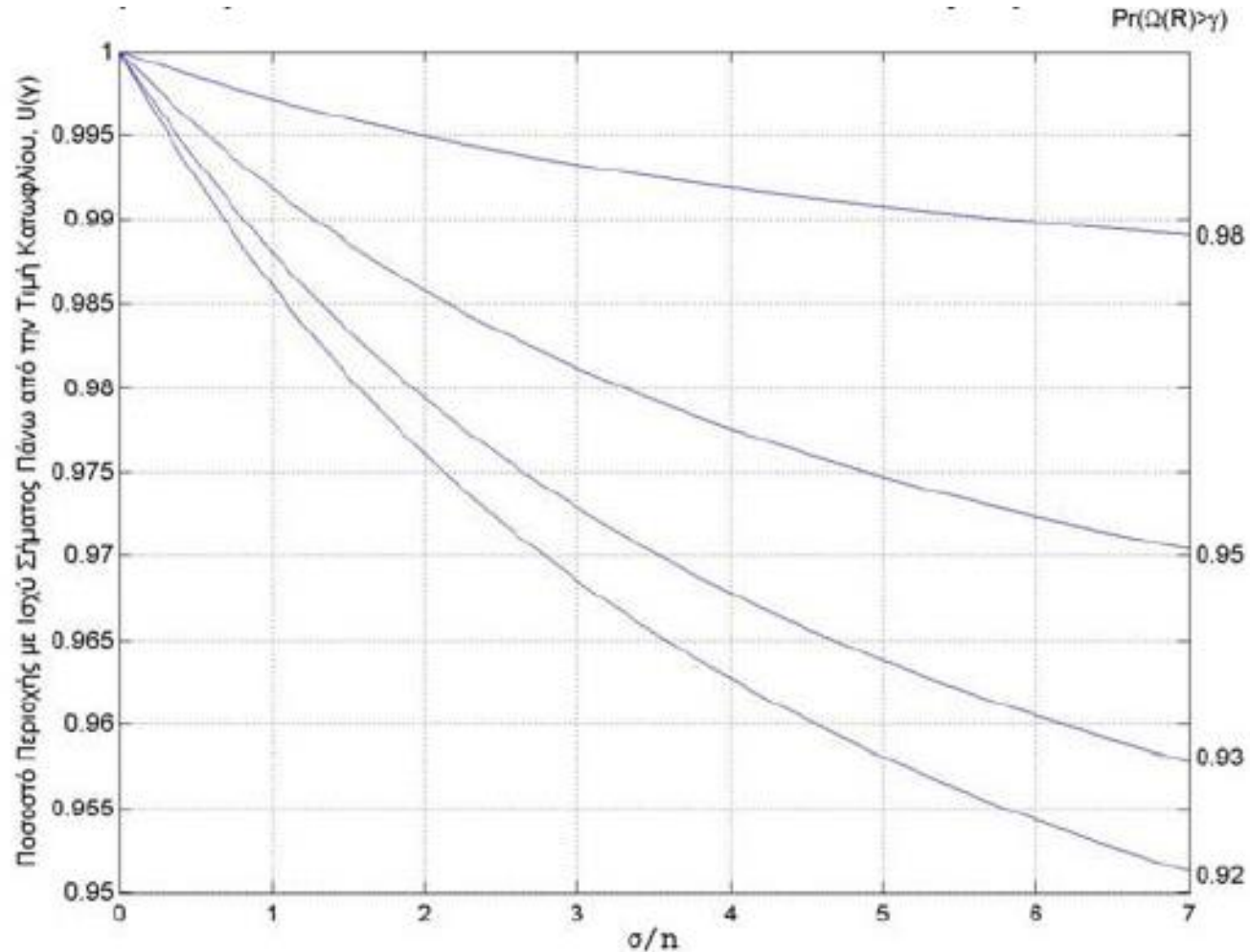


Καθορισμός Περιοχής Κάλυψης

- Κατά τη σχεδίαση των συστημάτων απαιτείται συνήθως συγκεκριμένο ποσοστό κάλυψης των περιοχών.
- Ακόμη και αν δεν είναι γνωστό το περιβάλλον διάδοσης (n, σ), μπορούμε να εξασφαλίσουμε το απαιτούμενο ποσοστό, θεωρώντας μια ελάχιστη τιμή της πιθανότητας η λαμβανόμενη ισχύς στα όρια της κυψέλης να είναι μεγαλύτερη από την τιμή κατωφλίου.
- Π.χ. Αν ζητείται $U(\gamma)=97\%$, αρκεί να εξασφαλίσουμε ότι $(Pr(\Omega(R)>\gamma)=95\%)$ και όπως φαίνεται από το επόμενο σχήμα $U(\gamma)>97\%$, για μεγάλο εύρος τιμών σ, n .

Υπολογισμός Ακτίνας Κάλυψης

86



Υπολογισμός Ακτίνας Κάλυψης

87

- Όταν επιλέγουμε την ευαισθησία του δέκτη ως τιμή κατωφλίου γ , τότε αν σχεδιάσουμε το σύστημα ώστε στα όρια της κυψέλης να έχουμε μέση λαμβανόμενη ισχύ ίση με το κατώφλι, δεν εξασφαλίζουμε μεγάλο ποσοστό κάλυψης για την περιοχή.
- Στην πράξη όπως είδαμε εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης.
- Συνήθως λοιπόν για να πετύχουμε μεγάλο ποσοστό κάλυψης για δεδομένη ακτίνα κυψέλης, φροντίζουμε να συμπεριλάβουμε ένα περιθώριο πάνω από την ευαισθησία του δέκτη μας σε απόσταση ίση με την ακτίνα της κυψέλης.

Υπολογισμός Ακτίνας Κάλυψης

88

- **Προσοχή** : Για δεδομένα στοιχεία ζεύξης, δηλ. κέρδη κεραιών και εκπεμπόμενη ισχύ, **όσο αυξάνουμε την ακτίνα της κυψέλης, τόσο μειώνουμε το ποσοστό της περιοχής κάλυψης.**
- Η ακτίνα της κυψέλης μπορεί να εισαχθεί στην εξίσωση υπολογισμού του $U(\gamma)$, ως εξής

$$U(\gamma) = Q\left(a + b \ln(R)\right) + \frac{\exp\left(\frac{2 - 2ab}{b^2}\right)}{R^2} \left[1 - Q\left(a + b \ln(R) - \frac{2}{b}\right) \right]$$
$$a = \frac{\gamma - \mu_{\Omega}(d_o)}{\sigma_{\Omega}} \qquad \beta = \frac{10n}{\sigma_{\Omega} \ln(10)}$$

Υπολογισμός Ακτίνας Κάλυψης

89

- Ορίζουμε ως Περιθώριο Διαλείψεων (Fading Margin - FM) τη διαφορά

$$\text{Fading Margin} = \mu_{\Omega}(R) - \gamma$$

- Και επειδή

$$Q\left(\frac{\mu_{\Omega}(R) - \gamma}{\sigma_{\Omega}}\right) = Q\left(\frac{FM}{\sigma_{\Omega}}\right)$$

$$\Pr(\Omega(R) > \gamma) = Q\left(-\frac{\mu_{\Omega}(R) - \gamma}{\sigma_{\Omega}}\right) = Q(-z)$$

$$FM = z\sigma_{\Omega}$$

Υπολογισμός Ακτίνας Κάλυψης

$$\begin{aligned} FM &= \mu_{\Omega}(R) - \gamma \\ &= \overline{\Omega(d_o)} - 10n \log \left(\frac{R}{d_o} \right) - \gamma \Rightarrow \\ \Rightarrow R &= d_o \cdot 10^{\left(\frac{\overline{\Omega(d_o)} - \gamma - FM}{10n} \right)} \end{aligned}$$

Υπολογισμός Ακτίνας Κάλυψης

91

- **Παράδειγμα** : Υπολογίστε την ακτίνα κάλυψης για $Pr(\Omega(R) > \gamma) = 75\%$ και $Pr(\Omega(R) > \gamma) = 90\%$, και σύστημα με συχνότητα λειτουργίας 1900MHz, σε περιβάλλον με $n=3$, $\sigma=8\text{dB}$. Θεωρήστε ότι η ευαισθησία του δέκτη είναι -102dBm και ότι

$$\overline{\Omega(100m)} = -80\text{dBm}$$

$$Pr(\Omega(R) > \gamma) = 75\% \Rightarrow Q\left(\frac{\gamma - \mu_{\Omega}(R)}{\sigma_{\Omega}}\right) = 0.75$$

$$\Rightarrow Q(-z) = 0.75$$

$$\Rightarrow z = 0.675$$

$$FM = 0.675\sigma_{\Omega}$$

Υπολογισμός Ακτίνας Κάλυψης

92

$$\begin{aligned}\Pr(\Omega(R) > \gamma) = 90\% &\Rightarrow Q(-z) = 0.90 \\ &\Rightarrow z = 1.287\end{aligned}$$

$$FM = 1.287\sigma_{\Omega}$$

$$R = 100 \cdot 10^{\frac{(-80+102-5.4)}{30}} \approx 357m$$

$$R = 100 \cdot 10^{\frac{(-80+102-10.3)}{30}} \approx 245m$$

Υπολογισμός Ακτίνας Κάλυψης

93

- Είναι προφανές ότι στον υπολογισμό της ακτίνας συμμετέχει τόσο η ευαισθησία όσο η εκπεμπόμενη ισχύς και τα κέρδη των κεραιών πομπού και δέκτη.
- Η μέση λαμβανόμενη ισχύς στην απόσταση αναφοράς δίνεται είτε από μετρήσεις είτε από τις απώλειες ελεύθερου χώρου

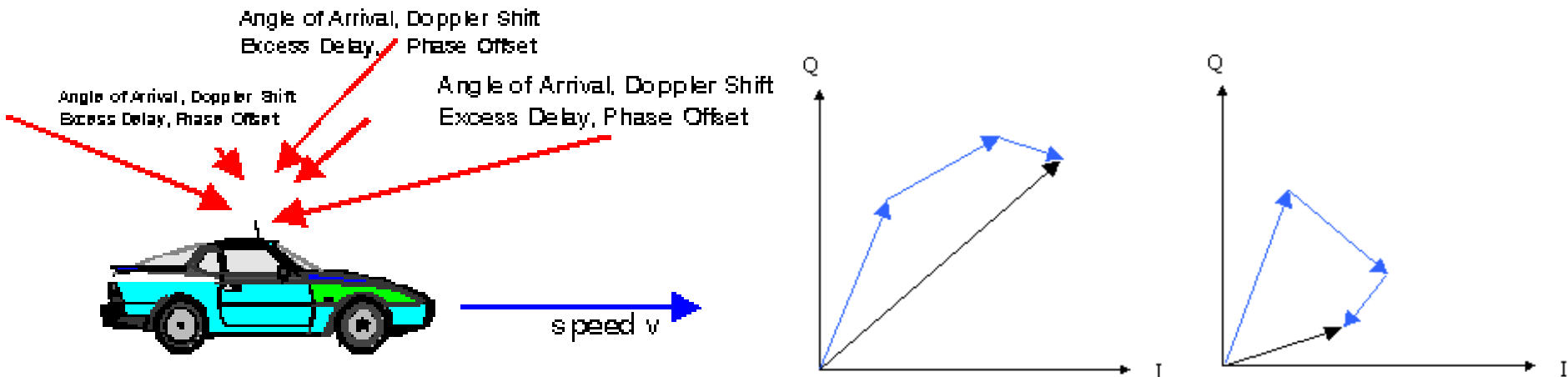
$$\overline{\Omega(d_o)} = \frac{P_t G_t G_r}{L_t L_r} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_o} \right)^2$$

- όπου P_t η εκπεμπόμενη ισχύς, G_t και G_r τα κέρδη κεραιών πομπού και δέκτη, και L_t , L_r οι πιθανές απώλειες υλοποίησης πομπού και δέκτη.

Διαλείψεις μικρής κλίμακας (*small-scale fading*)

94

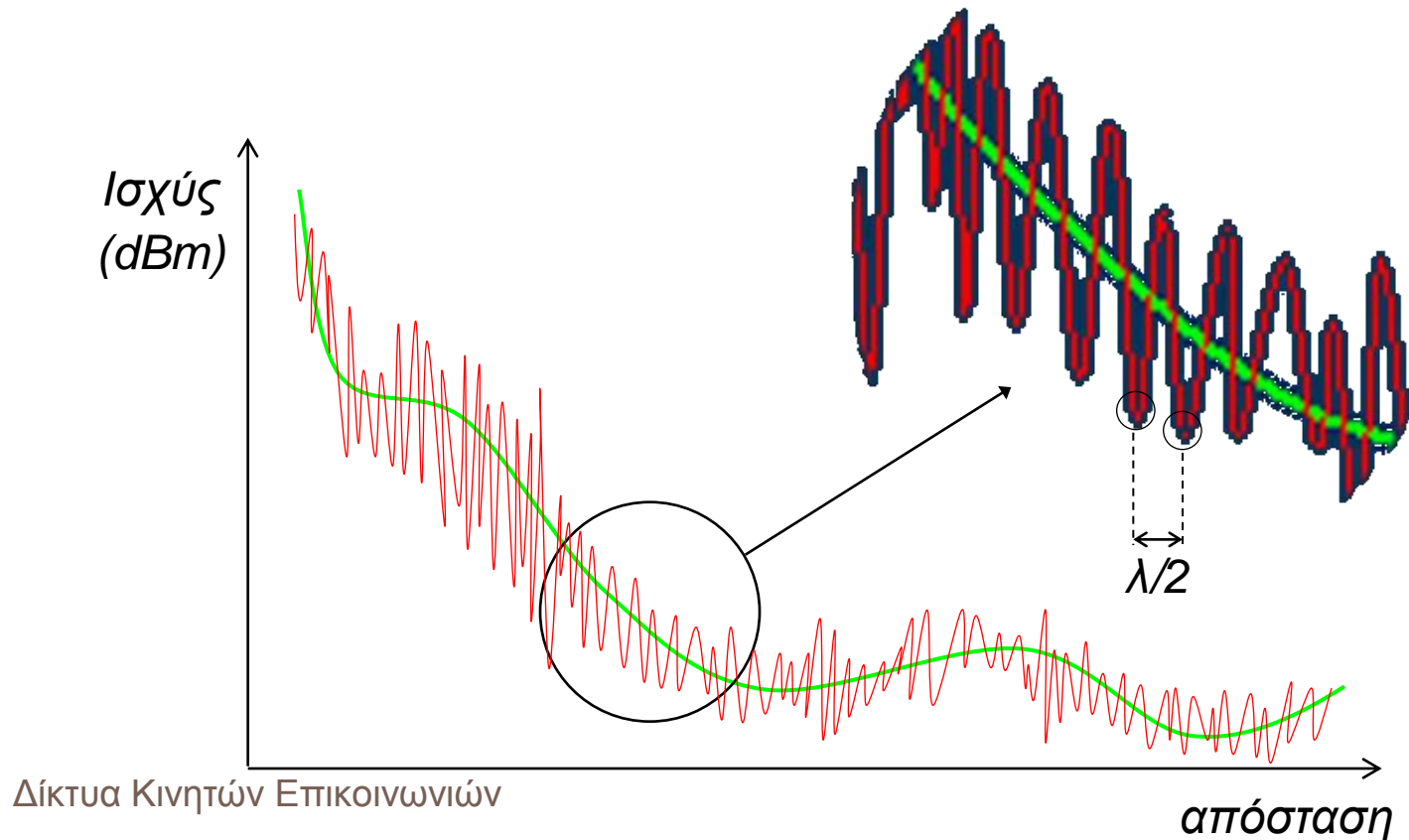
- Ακόμα και αν το κινητό μετακινείται ελάχιστα (10cm, 20cm, 30cm) η στιγμιαία τιμή της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος θα αυξομειώνεται δραματικά (30-40dB).
- Αυτό οφείλεται στο ότι το λαμβανόμενο πεδίο είναι το άθροισμα πολλών συνιστωσών (ηχών) ερχόμενων από διαφορετικές κατευθύνσεις με τυχαίες φάσεις.



Διαλείψεις μικρής κλίμακας (*small-scale fading*)

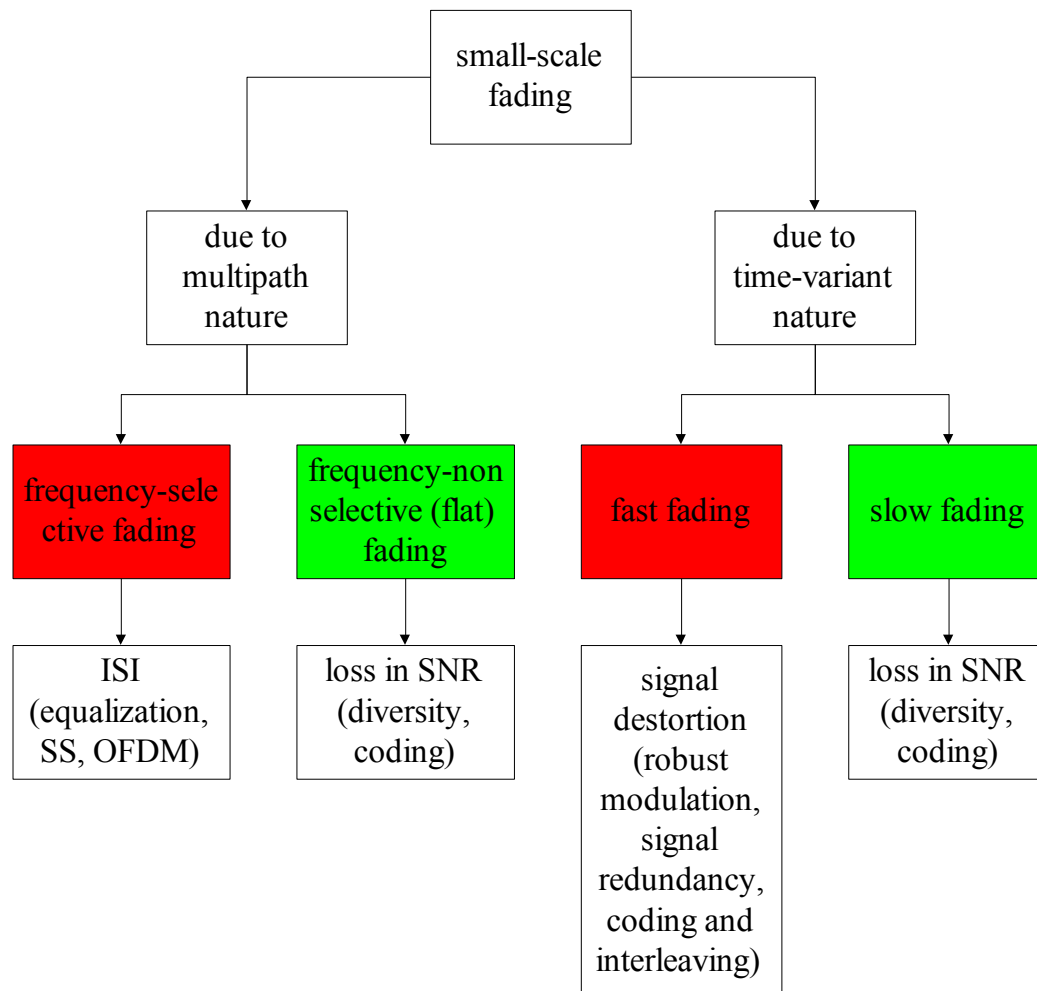
95

Η απόσταση μεταξύ διαλείψεων (*fading incidents*) μικρής κλίμακας στο χώρο είναι της τάξης του $\lambda/2$.



Διαλείψεις μικρής κλίμακας (*small-scale fading*)

96



Πολυδιαδρομική διάδοση (*Multipath*)

97

- Το μήκος κύματος του φέροντος σε ένα κυψελοειδές σύστημα είναι 15 - 40 cm. **Μικρές** αλλαγές στις διαφορές των διαδρομών λόγω της **κίνησης** του χρήστη προκαλούν **μεγάλες** αλλαγές στην διαφορά φάσης επίπεδων κυμάτων που προσπίπτουν στην κεραία, με αποτέλεσμα:
 - Την συμβολή επίπεδων **κυμάτων με μεταβαλλόμενη φάση** που συνεπάγεται **μεγάλες διακυμάνσεις του πλάτους** του λαμβανόμενου σήματος .
 - Την **μεταβαλλόμενη μετατόπιση συχνότητας** λόγω Doppler (*Doppler shift*) των συνιστωσών multipath που δημιουργεί **τυχαίες διακυμάνσεις της συχνότητας**.
 - Την **μεταβαλλόμενη καθυστέρηση διάδοσης** που προκαλεί **χρονική διασπορά** του σήματος - Time dispersion (*echoes*).

Μοντέλο Καναλιού

98

- Το κανάλι μπορεί να θεωρηθεί σαν ένα ζωνοπερατό φίλτρο με χαρακτηριστικά που μεταβάλλονται με τυχαίο τρόπο.
- Η κρουστική απόκριση $c(t, \tau)$ είναι συνάρτηση της θέσης (απόστασης) $d = vt$

$$c(t, \tau) = c[(d/v), \tau] = c(d, \tau)$$

- Όπου
 - τ η στιγμή παρατήρησης
 - $\tau - t$ η στιγμή εκπομπής παλμού
 - t ο χρόνος διαδρομής παλμού
- Το λαμβανόμενο σήμα (BS/MS) είναι:

$$r(t, \tau) = c(t, \tau) * x(\tau) = \int_{-\infty}^t x(\lambda) c(t, \tau - \lambda) d\lambda$$

- Όπου για αιτιοκρατικό (causal) σύστημα είναι: $c(t, \tau) = 0$ για $t < 0$

Ραδιοβόληση Καναλιού: *Sounding*

99

- Σήμα συνεχούς κύματος (*Continuous wave: CW*) συχνότητας f_0
 - ▣ Μέτρηση της απόκρισης συχνότητας στην f_0
- Εκπομπή ακολουθίας παλμών
 - ▣ Κρουστική απόκριση – ανάλυση στο πεδίο του χρόνου

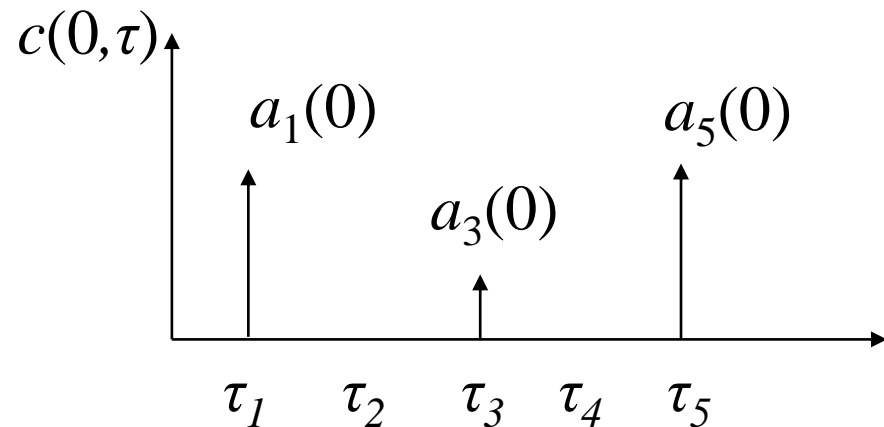
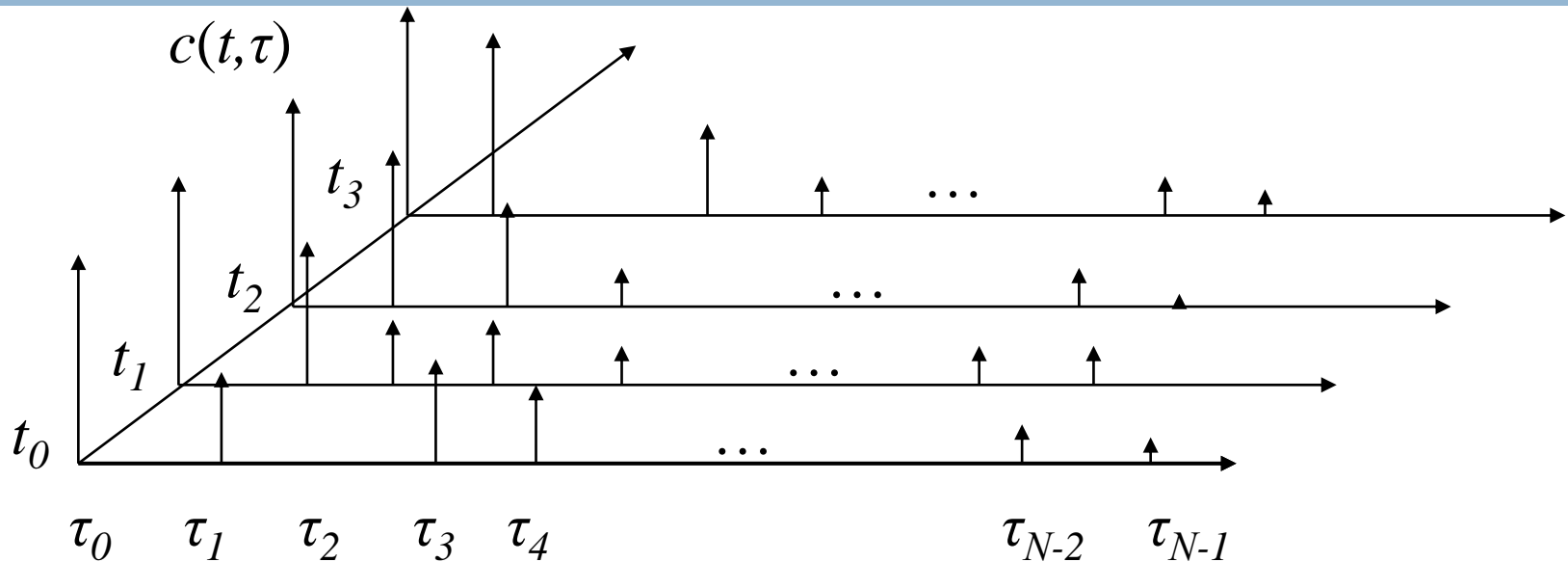
Κρουστική απόκριση του καναλιού multipath

$$c(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(\tau) e^{-j\psi_i(\tau)} \delta(t - t_i(\tau))$$

- ▣ δηλαδή, η κρουστική απόκριση σε απόσταση $\mathbf{d} = \mathbf{v} \cdot \mathbf{t}$ και στο χρόνο τ αποτελείται από την συνισταμένη των i αποκρίσεων που φθάνουν την χρονική στιγμή τ με καθυστέρηση $\mathbf{t}_i(\tau)$, με πλάτος $\mathbf{a}_i(\tau)$ και με μετατόπιση φάσης $\psi_i(\tau)$

Απόκριση καναλιού

100



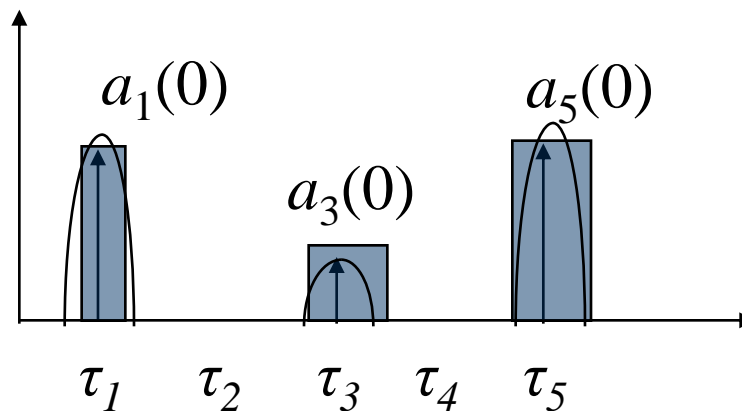
Απόκριση καναλιού

101

- Η συνολική λαμβανόμενη ισχύς όταν εκπέμπεται ένας παλμός και λαμβάνονται αποκρίσεις από multipath είναι:

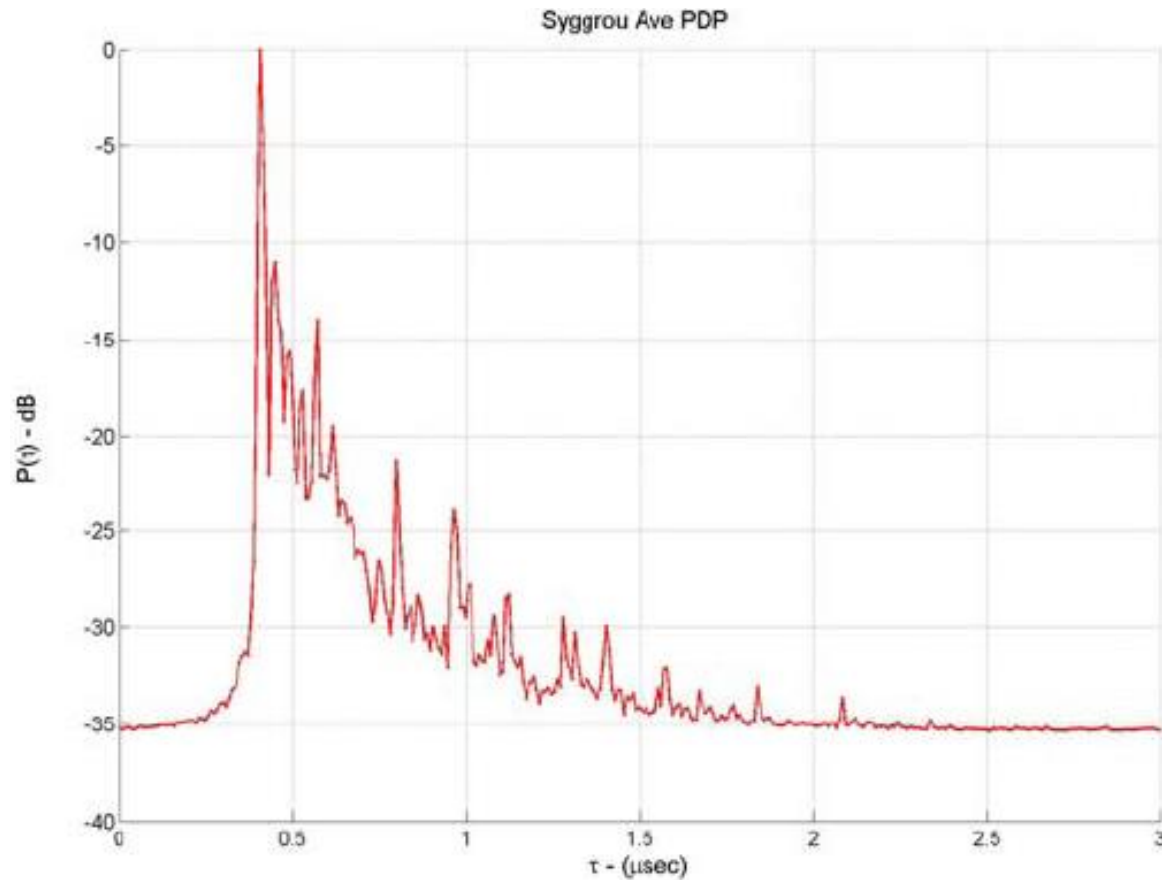
$$|r(t_0)|^2 = \sum_{k=0}^{N-1} |a_k(t_0)|^2$$

- Συνήθως το κανάλι υφίσταται διερεύνηση με σχετικά στενούς παλμούς αντί με κρουστικούς (είναι σχετικά εύκολα υλοποιήσιμοι!)
- Έχουμε μικρότερη διακριτική ικανότητα



Παράδειγμα Κρουστικής Απόκρισης

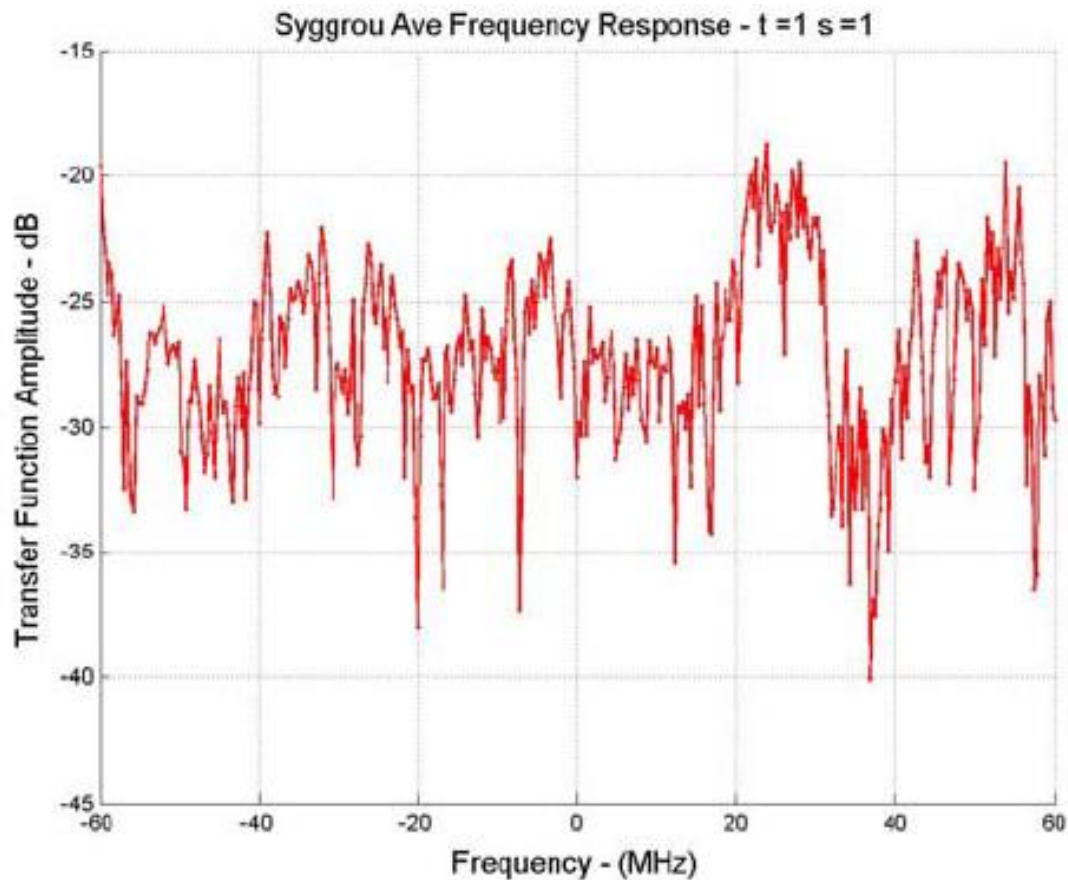
102



- Εμφανής η χρονική διασπορά (delay spread)

Παράδειγμα Συνάρτησης Μεταφοράς

103

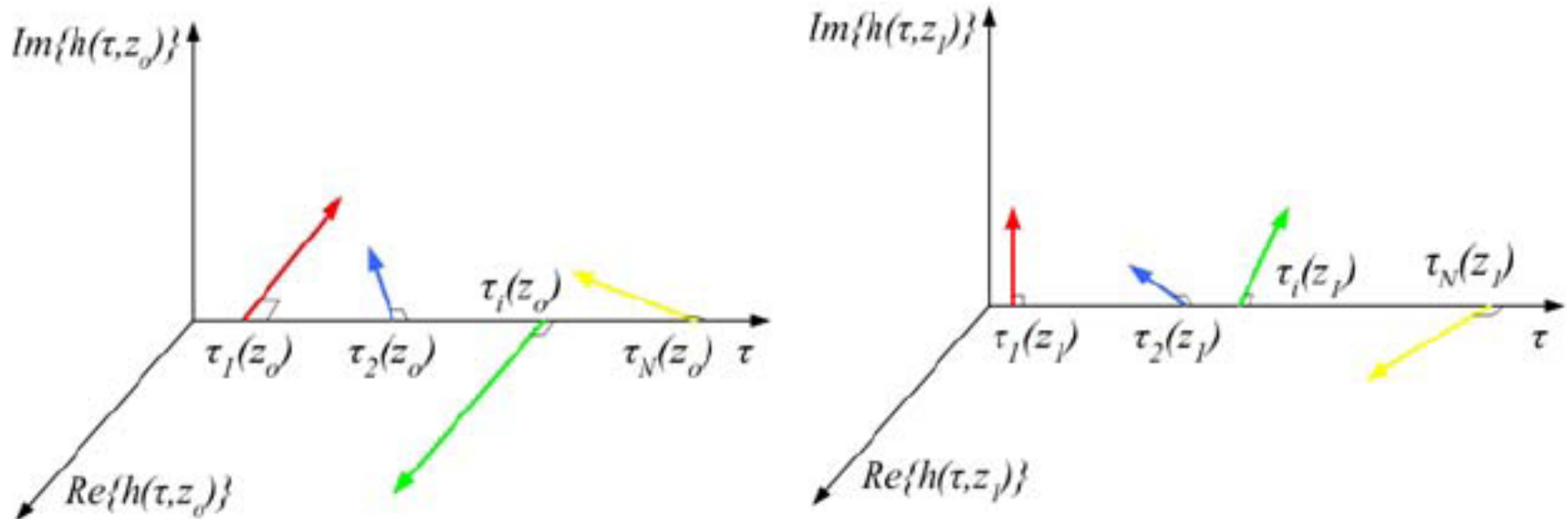


- Εμφανής η επιλεκτική συμπεριφορά ως προς τη συχνότητα

Space-Variant CIR (*Channel Impulse Response*)

104

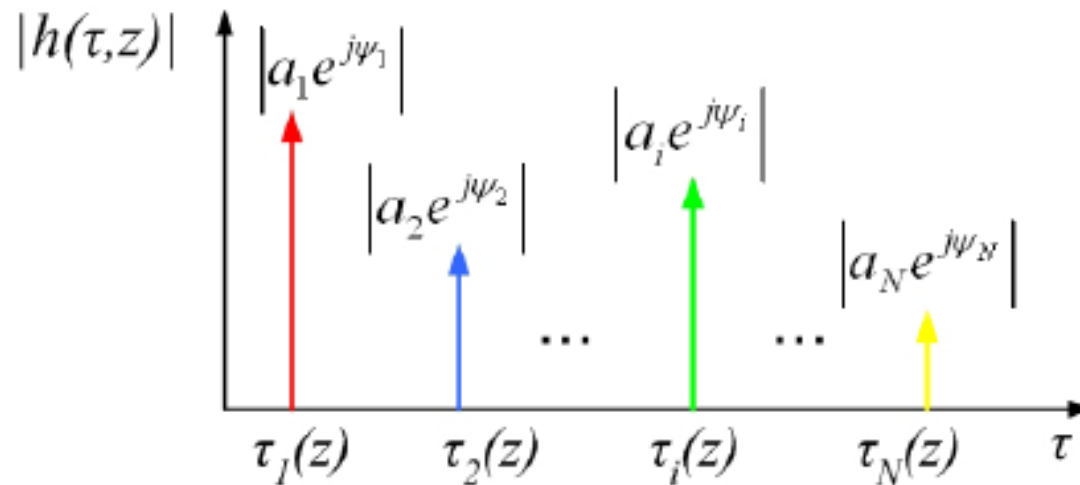
- Σε μια άλλη θέση από την z_0 , οι συνιστώσες θα εμφανίζονται σε **άλλη τιμή της καθυστέρησης** και θα έχουν **άλλη φάση**, η οποία εξαρτάται από τη χωρική ολίσθηση Doppler



Space-Variant CIR

105

- Το μέτρο της CIR σε μια θέση z απεικονίζεται στο σχήμα



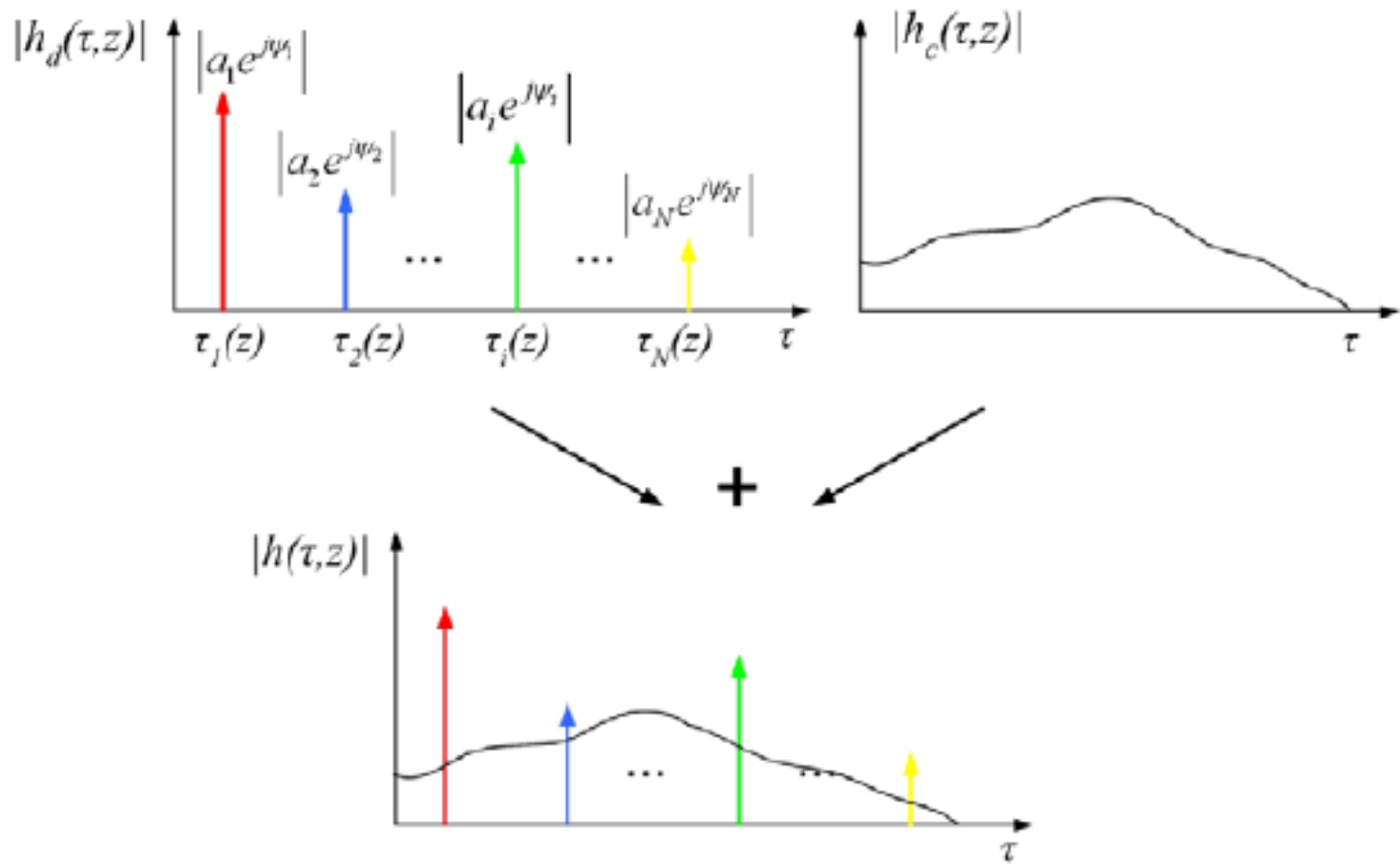
Space-Variant CIR

106

- Στην πραγματικότητα, δεν έχουμε μόνο διακριτές τιμές στην CIR. Υπάρχει πάντα και μια συνέχεια από συνιστώσες οι οποίες δεν μπορούν να διαχωριστούν στο δέκτη.
- Οι συνιστώσες αυτές οφείλονται είτε σε σκεδαστές που βρίσκονται πολύ κοντά, και δεν είναι διαχωρίσιμοι από το σύστημα, είτε σε σκεδάσεις με μικρή διαφορά στο πλάτος και την καθυστέρηση.

Space-Variant CIR

107



Χρονικά Μεταβαλλόμενος Δίαυλος

- Συνήθως υπάρχουν και άλλες αιτίες χρονικής μεταβολής του διαύλου, π.χ. Κινούμενοι σκεδαστές ή και σκεδαστές με χρονικά μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά, όπως οι λάμπες φθορισμού.
- Ο διάυλος δηλαδή είναι γραμμικό (όπως θα δούμε τυχαία) χρονικά μεταβαλλόμενο φίλτρο.
- Να σημειώσουμε ότι επειδή το σύστημα είναι μεν γραμμικό αλλά χρονικά μεταβαλλόμενο, **στο φάσμα του σήματος εξόδου θα υπάρχουν φασματικές συνιστώσες που δεν υπήρχαν στο φάσμα του σήματος εισόδου.**

Τυχαία Χρονικά Μεταβαλλόμενος Δίαυλος

- Το περιβάλλον σκέδασης είναι τυχαίο αφού τα χαρακτηριστικά των σκεδαστών (θέση, διάσταση, ηλεκτρικές ιδιότητες και χαρακτηριστικά) είναι τυχαία.
- Η διακριτικότητα των συστημάτων είναι περιορισμένη και στο δέκτη καταφθάνουν κύματα τα οποία δεν μπορούμε να ξεχωρίσουμε.
- Η κίνηση του δέκτη είναι τυχαία.
- Για τον ακριβή χαρακτηρισμό του διαύλου απαιτείται η από κοινού συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας των συναρτήσεων του συστήματος.

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

110

- **Mean Excess Delay** (ή Average Delay) (η ροπή πρώτης τάξης του Power Delay Profile, PDP)

$$\mu_\tau = \frac{\int_0^\infty \tau Q(\tau) d\tau}{\int_0^\infty Q(\tau) d\tau} = \frac{\int_0^\infty \tau Q(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \int_{-v_{\max}}^{v_{\max}} S(\tau, \nu) d\nu d\tau}$$

ολίσθηση
doppler

ΦΠΙ → συνάρτηση
σκέδασης

- Ή αν χρησιμοποιήσουμε το κανονικοποιημένο PDP

$$Q_n(\tau) = \frac{Q(\tau)}{\iint S(\tau, \nu) d\nu d\tau} \quad \left(\Rightarrow \int_0^\infty Q_n(\tau) d\tau = 1 \right)$$

$$\mu_\tau = \int_0^\infty \tau Q_n(\tau) d\tau$$

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

111

- **RMS Delay Spread** (η τετραγωνική ρίζα της κεντρικής ροπής δεύτερης τάξης του PDP)

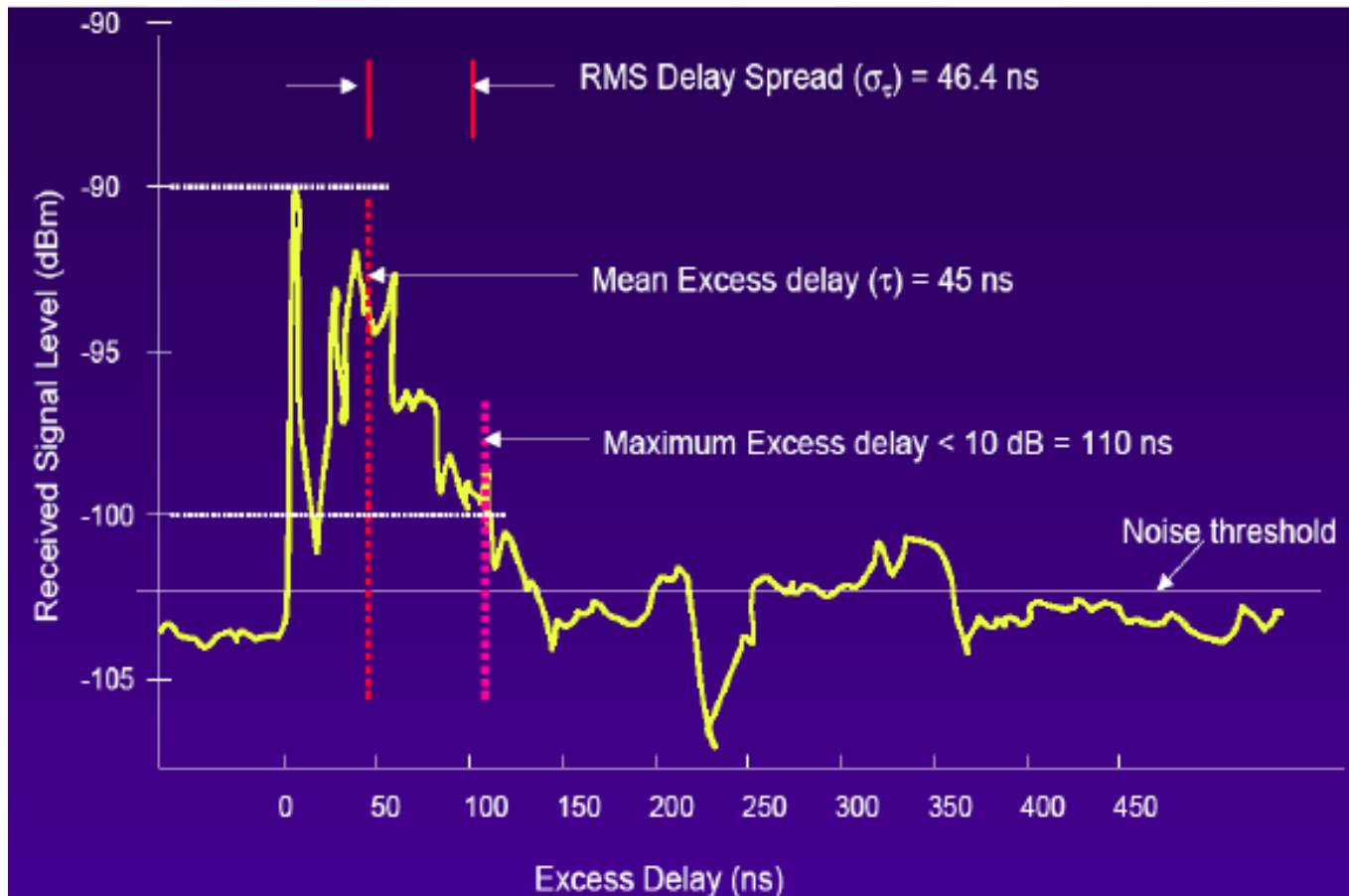
$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \mu_{\tau})^2 Q(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} Q(\tau) d\tau}}$$

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\int_0^{\infty} (\tau - \mu_{\tau})^2 Q_n(\tau) d\tau}$$

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

112

Maximum Excess Delay (X dB): η μέγιστη επιπλέον χρονική καθυστέρηση κατά την οποία η ενέργεια από τις πολλαπλές διαδρομές πέφτει κατά X dB κάτω από το μέγιστο



Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

113

Environment	Frequency (MHz)	RMS Delay Spread (σ_τ)	Notes	Reference
Urban	910	1300 ns avg. 600 ns st. dev. 3500 ns max.	New York City	[Cox75]
Urban	892	10–25 μ s	Worst case San Francisco	[Rap90]
Suburban	910	200–310 ns	Averaged typical case	[Cox72]
Suburban	910	1960–2110 ns	Averaged extreme case	[Cox72]
Indoor	1500	10–50 ns 25 ns median	Office building	[Sal87]
Indoor	850	270 ns max.	Office building	[Dev90a]
Indoor	1900	70–94 ns avg. 1470 ns max.	Three San Francisco buildings	[Sei92a]

Η διασπορά καθυστέρησης σ_τ (*delay spread*) είναι η τυπική απόκλιση της κατανομής των χρόνων καθυστέρησης των σημάτων multipath.

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

114

- Συνήθως η ισχύς των συνιστωσών αυξανόμενης της καθυστέρησης μειώνεται εκθετικά.
- Στη μελέτη του **GSM** χρησιμοποιήθηκαν οι εξής μορφές PDP

□ **Rural**

$$Q(\tau) = \begin{cases} e^{-9.2\tau} & 0 \mu s < \tau < 0.7 \mu s \\ 0 & \text{αλλού} \end{cases}$$

□ **Hilly Terrain**

$$Q(\tau) = \begin{cases} e^{-3.5\tau} & 0 \mu s < \tau < 2 \mu s \\ 0.1e^{15-\tau} & 15 \mu s < \tau < 20 \mu s \\ 0 & \text{αλλού} \end{cases}$$

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

115

- Στη μελέτη του **GSM** χρησιμοποιήθηκαν οι εξής μορφές PDP

- **Urban**

$$Q(\tau) = \begin{cases} e^{-\tau} & 0 \mu s < \tau < 7 \mu s \\ 0 & \text{αλλού} \end{cases}$$

- **Hilly Urban**

$$Q(\tau) = \begin{cases} e^{-\tau} & 0 \mu s < \tau < 5 \mu s \\ 0.5e^{5-\tau} & 5 \mu s < \tau < 10 \mu s \\ 0 & \text{αλλού} \end{cases}$$

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

116

- Άρα για **Urban** περιβάλλον

$$\mu_\tau = \frac{\int_0^7 \tau Q(\tau) d\tau}{\int_0^7 Q(\tau) d\tau} = \frac{\int_0^7 \tau e^{-\tau} d\tau}{\int_0^7 e^{-\tau} d\tau} = \frac{[e^{-\tau}(-\tau-1)]_0^7}{[-e^{-\tau}]_0^7} = \frac{0.9927}{0.991} = 0.9936$$

$$\begin{aligned} \sigma_\tau &= \sqrt{\frac{\int_0^7 (\tau - \mu_\tau)^2 Q(\tau) d\tau}{\int_0^7 Q(\tau) d\tau}} = \sqrt{\frac{\int_0^7 (\tau - \mu_\tau)^2 e^{-\tau} d\tau}{\int_0^7 e^{-\tau} d\tau}} = \sqrt{\frac{\int_0^7 (\tau^2 e^{-\tau} d\tau + (0.9936)^2 \int_0^7 e^{-\tau} d\tau - 2 * 0.9936 \int_0^7 \tau e^{-\tau} d\tau}{0.9991}} \\ &= \sqrt{\frac{[-\tau^2 e^{-\tau} - 2\tau e^{-\tau} - 2e^{-\tau}]_0^7 + (0.9936)^2 * 0.9991 - 2 * 0.9936 * 0.9927}{0.9991}} \\ &= \sqrt{\frac{2 - 65e^{-7} + (0.9936)^2 * 0.9991 - 2 * 0.9936 * 0.9927}{0.9991}} = \sqrt{\frac{0.9543}{0.9991}} = 0.9773 \end{aligned}$$

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

117

- Για διακριτές τιμές καθυστέρησης στο PDP μπορούμε να γράψουμε

$$\mu_{\tau} = \frac{\sum_k Q(\tau_k) \tau_k}{\sum_k Q(\tau_k)}$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k Q(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k Q(\tau_k)}$$

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \mu_{\tau}^2}$$

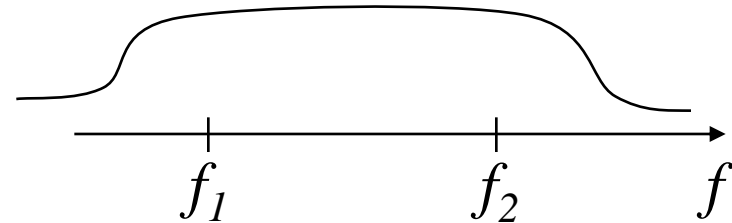
- Οι καθυστερήσεις υπολογίζονται ως προς την πρώτη αφιχθείσα συνιστώσα ($\tau_0=0$)

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

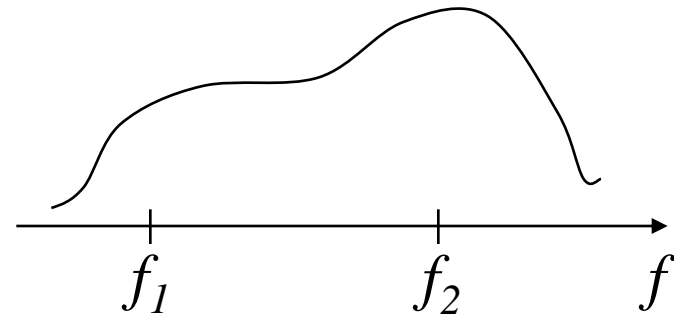
118

- **Εύρος ζώνης συσχέτισης (ή συνοχής) B_c** είναι η μέγιστη απόσταση μεταξύ συχνοτήτων που συνεχίζουν να επηρεάζονται με τον ίδιο τρόπο από το κανάλι.

- ▣ Τα σήματα στην f_1 και f_2 επηρεάζονται κατά τον ίδιο τρόπο από το κανάλι



- ▣ Τα σήματα στην f_1 και f_2 δεν επηρεάζονται όμοια από το κανάλι



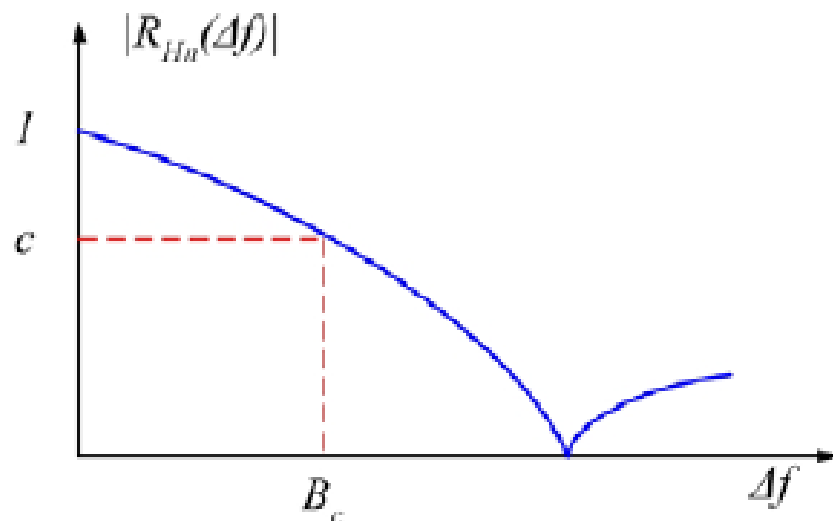
Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

119

- **Coherence Bandwidth** B_c σε ένα επίπεδο συσχέτισης $c \in [0,1)$.
- Κανονικοποιούμε την συνάρτηση συσχέτισης συχνότητας

$$R_{Hn}(\Delta f) = \frac{R_H(\Delta f)}{\iint S(\tau, \nu) d\nu d\tau}$$

$$(R_{Hn}(0) = 1)$$



$$B_c = \arg \min \{ \Delta f > 0 : |R_{Hn}(\Delta f)| = c \}$$

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

- Η $R_{Hn}(\Delta f)$ αναπαριστά τη συσχέτιση της απόκρισης του καναλιού σε δύο σήματα ως συνάρτηση της απόστασης στη συχνότητα που έχουν τα δύο σήματα (ροπή δεύτερης τάξης).
- Το εύρος συσχέτισης (coherence bandwidth) είναι ένα στατιστικό μέτρο του εύρους συχνοτήτων για το οποίο το κανάλι “περνά” όλες τις φασματικές συνιστώσες με σχεδόν ίδιο κέρδος και γραμμική φάση.
- Στο εύρος αυτό οι φασματικές συνιστώσες του σήματος επηρεάζονται παρόμοια από το κανάλι.
- Πολλές φορές συγκρίνουμε το εύρος ζώνης του συστήματος με το B_c για να αποφανθούμε αν ο δίαυλος είναι wideband ή narrowband.

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

121

- Σύμφωνα με τον Fleury υπάρχει μια σχέση αβεβαιότητας που συνδέει το coherence BW με το RMS delay spread

$$\sigma_{\tau} B_c \geq \frac{1}{2\pi} \arccos(c)$$

- Μια εμπειρική σχέση που τα συνδέει δίνει και ο Rappaport. Για επίπεδο συσχέτισης $c=0.9$, τότε

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_{\tau}}$$

- Ενώ για $c=0.5$

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_{\tau}}$$

Διάκριση Διαύλων

122

- Η σχέση των παραμέτρων B_c και σ_τ μας υποδηλώνουν αν ο δίαυλος που μελετάμε υποφέρει από επίπεδες διαλείψεις ή από διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα
- Αν B_S συμβολίζει το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος και αντίστοιχα T_S τη διάρκεια συμβόλου,
- Για να έχω **επίπεδες διαλείψεις** πρέπει

$$B_S \ll B_c \quad \text{και} \quad T_S \gg \sigma_\tau$$

- Ενώ για **διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα** πρέπει

$$B_S > B_c \quad \text{και} \quad T_S < \sigma_\tau$$

- Ένας **εμπειρικός κανόνας** μας λέει ότι όταν $T_S \geq 10\sigma_\tau$ έχω **επίπεδες διαλείψεις**.

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

123

□ Mean Excess Doppler

$$\mu_v = \frac{\int vP(v)dv}{\int P(v)dv} = \frac{\int vP(v)dv}{\iint S(\tau, v)dvd\tau}$$

- Ή αν χρησιμοποιήσουμε την κανονικοποιημένη

$$P_n(v) = \frac{P(v)}{\iint S(\tau, v)dvd\tau} \quad \left(\Rightarrow \int P_n(v)dv = 1 \right)$$

$$\mu_v = \int vP_n(v)dv$$

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

124

□ RMS Doppler Spread

$$\sigma_v = \sqrt{\frac{\int (v - \mu_v)^2 P(v) dv}{\int P(v) dv}}$$

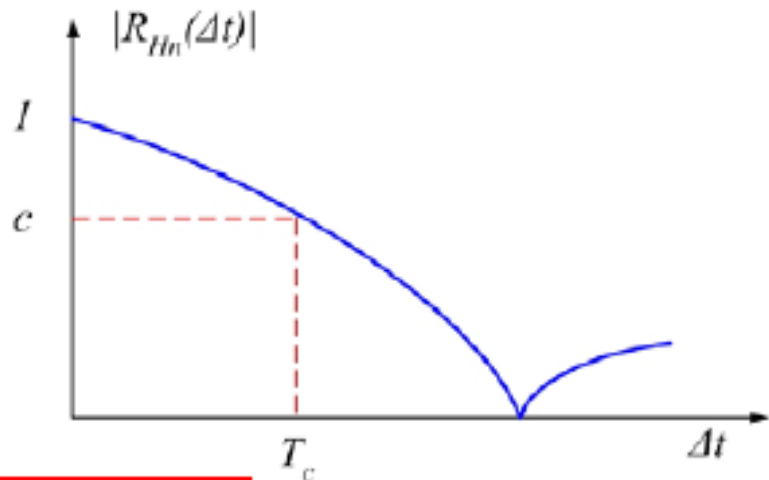
$$\sigma_v = \sqrt{\int (v - \mu_v)^2 P_n(v) dv}$$

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

125

- **Coherence Time** T_c σε ένα επίπεδο συσχέτισης $c \in [0,1)$.
- Κανονικοποιούμε την συνάρτηση συσχέτισης χρόνου

$$R_{Hn}(\Delta t) = \frac{R_H(\Delta t)}{\iint S(\tau, \nu) d\nu d\tau}$$
$$(R_{Hn}(0) = 1)$$



$$T_c = \arg \min \{ \Delta t > 0 : |R_{Hn}(\Delta t)| = c \}$$

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

- Η $R_{Hn}(\Delta t)$ περιγράφει τη χρονική έκταση για την οποία υπάρχει συσχέτιση μεταξύ των αποκρίσεων του διαύλου σε ένα ημιτονοειδές που στάλθηκε τη χρονική στιγμή t_1 και ενός την t_2 , όπου $\Delta t = t_2 - t_1$.
- Ο χρόνος συσχέτισης T_c είναι ένα μέτρο της αναμενόμενης χρονικής περιόδου για την οποία η απόκριση του διαύλου είναι αμετάβλητη.
- Είναι εξαιρετικά σημαντική παράμετρος για το δίαυλο γιατί χρησιμοποιείται για την αξιολόγηση της επίδοσης των τεχνικών κωδικοποίησης και διεμπλοκής (interleaving).

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

127

- Σύμφωνα με τον Fleury υπάρχει μια σχέση αβεβαιότητας που συνδέει το coherence time με το RMS Doppler spread

$$\sigma_v T_c \geq \frac{1}{2\pi} \arccos(c)$$

- Γενικά το T_c είναι αντιστρόφως ανάλογο της μέγιστης ολίσθησης Doppler

$$T_c \approx \frac{1}{f_{\max D}}$$

- Μια εμπειρική σχέση για $c=0.5$

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_{\max D}}$$

Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου

128

- Πολλές φορές χρησιμοποιείται ο γεωμετρικός μέσος των δύο προηγούμενων, δηλαδή

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{\max D}^2}} = \frac{0.423}{f_{\max D}}$$

- Πολλές φορές συγκρίνουμε το χρόνο συσχέτισης του διαύλου με τη διάρκεια συμβόλου του συστήματος για να αποφανθούμε αν το σύστημα υπόκειται σε γρήγορες ή αργές διαλείψεις.
- Αν ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων είναι μεγαλύτερος του $1/T_c$ (ισοδύναμα η διάρκεια συμβολών $\tau_s < T_c$) το κανάλι δεν προκαλεί παραμόρφωση λόγω κίνησης

Διάκριση Διαύλων

129

- Αν B_S συμβολίζει το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος και αντίστοιχα T_S τη διάρκεια συμβόλου, τότε
- Για να έχω **γρήγορες διαλείψεις** πρέπει

$$B_S < \sigma_v \quad \text{και} \quad T_S > T_c$$

- Ενώ για **αργές διαλείψεις** πρέπει

$$B_S \gg \sigma_v \quad \text{και} \quad T_S \ll T_c$$

Οι 4 τύποι διαλείψεων μικρής κλίμακας

130

- Από τα προηγούμενα μπορούμε να χαρακτηρίσουμε 4 φαινόμενα διαλείψεων ως εξής:
- Η διασπορά Doppler προκαλεί

T_c = χρόνος συνοχής,

T_s = διάρκεια συμβόλων

Γρήγορες διαλείψεις
Μεγάλη διασπορά Doppler
 $T_c < T_s$

ή

Αργές διαλείψεις
Μικρή διασπορά Doppler
 $T_c > T_s$

- Η διασπορά της καθυστέρησης των multipath προκαλεί

σ_τ = διασπορά καθυστέρησης

Flat Fading
BW σήματος < εύρος συνοχής BW
Διασπορά καθυστέρησης $\sigma_\tau < T_s$

Συχνοεπιλεκτικές διαλείψεις
BW σήματος > εύρος συνοχής BW
Διασπορά καθυστέρησης $\sigma_\tau > T_s$

Παραμόρφωση σήματος λόγω διασποράς καθυστερήσεων των multipath

131

- A. στο πεδίο του χρόνου:
 - τ_m : διασπορά καθυστέρησης multipath
 - T_s : διάρκεια συμβόλου
- Δεν υπάρχει **διασυμβολική παρεμβολή** (*Inter-Symbol Interference: ISI*) αν :
 - $\tau_m < T_s$
- **Διότι:** Όλες οι συνιστώσες multipath φτάνουν μέσα στη διάρκεια του συμβόλου
- Κανάλι με ISI :
 - Η διασπορά multipath είναι μεγαλύτερη από την διάρκεια του σύμβολου: $\tau_m > T_s$

Παραμόρφωση σήματος λόγω διασποράς των καθυστερήσεων των multipath

132

- B. στο πεδίο των συχνοτήτων:
- Το εύρος ζώνης συνοχής B_c και η διασπορά καθυστέρησης multipath τ_m είναι ποσά αντιστρόφως ανάλογα:
 - $\tau_m = B_c^{-1}$
- Ένα κανάλι είναι συχνοεπιλεκτικό (*frequency selective*) αν:
 - $B_c < W$
- Συχνοεπιλεκτικό κανάλι, αν επίσης ισχύει:
 - $\tau_m < T_s$, τότε δεν έχουμε ISI

- Δίαυλος WSS
 - ▣ Ένας διάυλος καλείται **WSS (Wide Sense Stationary)** όταν τα στατιστικά μεγέθη των διαλείψεων παραμένουν σταθερά για μικρές χρονικές περιόδους.
 - ▣ Συνεπώς οι συναρτήσεις συσχέτισης εξαρτώνται από τις χρονικές μεταβλητές t_1 και t_2 μόνο μέσω της διαφοράς τους $\Delta t = t_1 - t_2$.
 - ▣ Αποδεικνύεται ότι όταν ο διάυλος είναι WSS τότε έχουμε σκεδάσεις με ασυσχέτιστες ολισθήσεις Doppler.
 - ▣ Δηλαδή οι εξασθενίσεις και οι ολισθήσεις φάσης συνιστωσών που έχουν διαφορετικές ολισθήσεις Doppler είναι ασυσχέτιστες.

Είδη Διαύλων

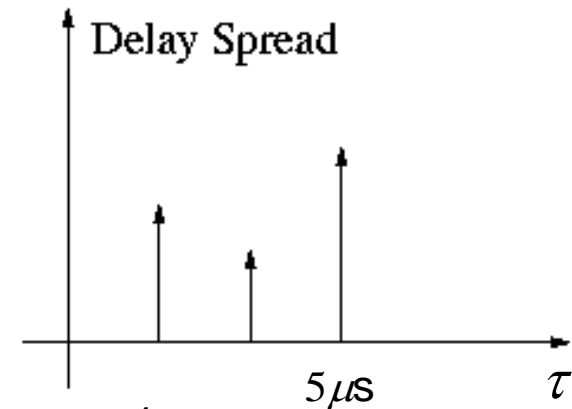
134

- Δίαυλος US
 - Ένας διάυλος καλείται **US (Uncorrelated Scattering)** όταν οι εξασθενίσεις και οι ολισθήσεις φάσης συνιστωσών που έχουν διαφορετικές καθυστερήσεις, είναι ασυσχέτιστες.
- Δίαυλος WSSUS
 - Οι **WSSUS** διάυλοι έχουν ασυσχέτιστες σκεδάσεις τόσο στο πεδίο της καθυστέρησης όσο και στο πεδίο της ολίσθησης Doppler.
 - Η υπόθεση WSSUS είναι ρεαλιστική για την περιγραφή των μεταβολών μικρής κλίμακας του διαύλου.
 - Λόγω της γοργής μεταβολής της φάσης του ηλεκτρικού πεδίου των προσπιπτόντων κυμάτων, δύο συνιστώσες από διαφορετικά προσπίπτοντα κύματα θεωρούνται ασυσχέτιστα.

Παράδειγμα

135

- Δίνεται το κανάλι του σχήματος:
 - ▣ Διασπορά καθυστέρησης: $\tau_m = 5\mu s$
 - ▣ $B_c = (\text{εύρος συνοχής BW}) = 1/(5\mu s) = 200\text{kHz}$
 - ▣ Χρειάζεται το κανάλι ισοσταθμιστή (equalizer) για το AMPS?
 - Το εύρος καναλιού του AMPS είναι 30 kHz → δεν απαιτείται ισοσταθμιστής.
 - Για το GSM?
 - Το εύρος καναλιού του GSM είναι 200 kHz → απαιτείται ισοσταθμιστής



Παράδειγμα GSM - Urban

136

$$Q(\tau) = e^{-\tau} \quad 0 \leq \tau \leq 7 \mu\text{sec}$$

$$\begin{aligned} R(\Delta f) &= \int_0^7 Q(\tau) e^{-j2\pi\tau\Delta f} d\tau = \int_0^7 e^{-\tau} e^{-j2\pi\tau\Delta f} d\tau \\ &= \int_0^7 e^{-(1+j2\pi\Delta f)\tau} d\tau = \left[\frac{-e^{-(1+j2\pi\Delta f)\tau}}{1+j2\pi\Delta f} \right]_0^{7=\tau_{\max}} \\ &= \frac{1 - e^{-(1+j2\pi\Delta f)\tau_{\max}}}{1 + j2\pi\Delta f} \end{aligned}$$

Παράδειγμα GSM - Urban

137

- Για $c=0.5$ ($-3dB$) προκύπτει $B_c=275KHz$
- Όμως το εύρος του σήματος είναι $200KHz$
- Το rms delay spread είναι $\sigma_\tau=0.9773\mu sec$
- Άρα $B_c \sigma_\tau=0.9773\mu s * 0.275MHz=0.269$, δηλ. $B_c =1/3.7\sigma_\tau$
- Η διάρκεια συμβόλου στο GSM είναι $3.7\mu sec$, δηλαδή $T_s < 10\sigma_\tau$.
- Άρα ο δίαυλος είναι ευρείας ζώνης και οι διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα.
- Για $f_{maxD}=100Hz$, προκύπτει χρησιμοποιώντας τον τύπο με τον γεωμετρικό μέσο $T_c=4.23msec$
- Άρα $T_s \ll T_c$ άρα έχω αργές διαλείψεις.

Περίληψη

138

	Μη επιλεκτικό	Συχνοεπιλεκτικό	
		Με ISI	Χωρίς ISI
Χρόνος	$\tau_m < \tau_s$	$\tau_m < \tau_s$	$\tau_m > \tau_s$
συχνότητα	$B_c > W$	$B_c < W$	$B_c < W$

Στατιστικά Μεγέθη 2ης Τάξης

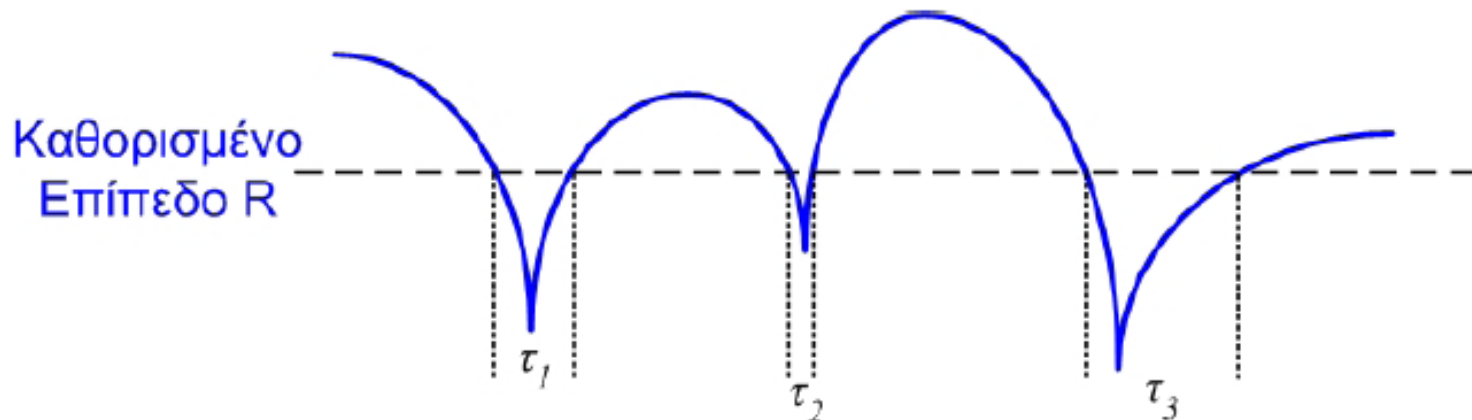
139

- Η κατανομή Rayleigh περιγράφει τα 1ης τάξης στατιστικά μεγέθη της περιβάλλουσας, για μικρές αποστάσεις στις οποίες η μέση τιμή θεωρείται σταθερή.
- Υπάρχουν δύο πολύ χρήσιμα μεγέθη 2ης τάξης της περιβάλλουσας, τα οποία αξίζει να αναφερθούν
- **Level Crossing Rate** (πόσο συχνά η περιβάλλουσα τέμνει ένα προκαθορισμένο κατώφλι)
- **Average Fade Duration** (πόσο χρονικό διάστημα παραμένει η περιβάλλουσα κάτω από ένα προκαθορισμένο κατώφλι)

Στατιστικά Μεγέθη 2ης Τάξης

140

- Σε τι χρησιμεύουν τα μεγέθη αυτά
 - ▣ Επιλογή bit rate
 - ▣ Επιλογή Μήκους λέξεων
 - ▣ Επιλογή Σχήματος Κωδικοποίησης



LCR (για δεδομένο R) : Ο ρυθμός με τον οποίο η περιβάλλουσα τέμνει το επίπεδο R κατά τη θετική κατεύθυνση

AFD (για δεδομένο R) : Η μέση διάρκεια των $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \dots$

Level Crossing Rate

141

- Για τον υπολογισμό του LCR απαιτείται, ο καθορισμός του επιπέδου R , η γνώση της κλίσης της περιβάλλουσας

$$\dot{r} = \frac{dr}{dt}$$

- Και η από κοινού pdf $p(R, \dot{r})$
- Η μέση τιμή των τμήσεων του επιπέδου R ανά sec

$$N_R = \int_0^{\infty} \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r}$$

- Υπολογίζεται (Rice) ότι για ισοτροπική σκέδαση και διαλείψεις Rayleigh

$$N_R = \sqrt{\frac{\pi}{\sigma^2}} R f_{\max D} e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}}$$

Level Crossing Rate

142

- Όμως $\sigma\sqrt{2} = R_{rms}$
- Θέτω $\rho = \frac{R}{R_{rms}}$
- Άρα $N_R = \sqrt{2\pi} f_{\max D} \rho e^{-\rho^2}$
- Πολλές φορές για ανεξαρτησία από την ταχύτητα διαιρούμε με $f_{\max D}$ και προκύπτει ο LCR ως μέση τιμή τμήσεων ανά μήκος κύματος.

Average Fade Duration

143

- Θεωρούμε ένα μεγάλο διάστημα παρατήρησης T . Η μέση διάρκεια των διαλείψεων για προκαθορισμένο επίπεδο R

$$\bar{\tau} = \frac{\Pr(r \leq R)}{N_R} = \frac{\frac{1}{T} \sum_i \tau_i}{N_R}$$

$$\tau(R) = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\sqrt{2\pi} f_m \rho} = \frac{e^{\rho^2} - 1}{n_o \cdot \rho}$$

$$\tau(R) \approx \frac{\lambda}{v} \frac{\rho}{\sqrt{2\pi}}$$

Χωρητικότητα τηλεπ. διαύλου

144

- Κανονικοποιημένη χωρητικότητα χωρίς σφάλματα:

- $$\frac{C}{B_T} = \log_2 \left[1 + \frac{S}{N_o B_T} \right] = \log_2 \left[1 + \frac{E_b}{N_o} \left(\frac{R}{B_T} \right) \right]$$

$$\frac{C}{B_T} = \log_2 \left[1 + \frac{E_b}{N_o} \left(\frac{C}{B_T} \right) \right] \qquad \frac{E_b}{N_o} = \frac{2^{\frac{C}{B_T}} - 1}{\frac{C}{B_T}}$$

Χωρητικότητα τηλεπ. διαύλου

145

