ΑΝΩΤΑΤΟ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΣΕΡΡΩΝ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ & ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Κινητές Επικοινωνίες

Εργαστήριο

Δρ Απόστολος Γεωργιάδης
Επιστημονικός Συνεργάτης
Τομέας Τηλεπικοινωνιών & Δικτύων

ΣΕΡΡΕΣ 2008

Πίνακας Περιεχομένων

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ 5

2. ΑΣΥΡΜΑΤΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ 10

2.1 ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΚΑΝΑΛΙΟΥ 12

2.1.1 Παράδειγμα 13

3. ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ 15

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ 15

3.2 ΚΥΡΙΕΣ ΜΟΡΦΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ 17

3.2.1 ASK (amplitude shift keying) 17

3.2.2 FSK (frequency shift keying) 17

3.2.3 PSK (phase shift keying) 17

3.3 ΚΥΡΙΕΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ 18

3.3.1 FDMA (Frequency Division Multiple Access) 18

3.3.2 TDMA (Time Division Mutliple Access) 19

3.3.3 CDMA (Code Division Multiple Access) 20

3.4 Η ΑΣΥΡΜΑΤΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΣΤΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ 22

3.4.1 Το πρόβλημα της διάδοσης 22

4. ΔΙΑΔΟΣΗ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΚΥΜΑΤΩΝ 28

4.1 ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ ΤΟΥ MAXWELL 28

4.2 ΔΙΑΔΟΣΗ ΤΟΥ ΕΛΕΥΘΕΡΟΥ ΧΩΡΟΥ (FREE – SPACE PROPAGATION) 30

4.3 ΑΣΚΗΣΕΙΣ ΕΠΑΝΑΛΗΨΗΣ 32

5. ΜΟΝΤΕΛΑ ΔΙΑΔΟΣΗΣ 33

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ 33

5.2 ΜΟΝΤΕΛΑ ΠΡΟΒΛΕΨΗΣ ΤΗΣ ΜΕΣΗΣ ΙΣΧΥΟΣ 34

5.2.1 Μακροσκοπικό Μοντέλο Διάδοσης 34

5.2.2 Το μοντέλο διάδοσης Okumura – Hata 37

5.3 ΜΟΝΤΕΛΑ ΠΡΟΒΛΕΨΗΣ ΤΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΟΤΗΤΑΣ ΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ 41

5.3.1 Σκίαση (shadowing) 41

5.3.2 Παράδειγμα 1 44

5.3.3 Παράδειγμα 2 46

5.3.4 Παράδειγμα 3 48

5.4 ΣΥΝΟΨΗ 49

5.4.1 Παράδειγμα 4 50

6. ΤΑ DECIBELS ΚΑΙ ΟΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΟΥΣ 52

6.1 ΒΑΣΙΚΕΣ ΓΝΩΣΕΙΣ 52
6.2 dB ΚΑΙ dBm 59

7. ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟΣ ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΤΟΥ ΕΚΘΕΤΗ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΜΕ ΤΗ ΜΕΘΟΔΟ ΕΛΑΧΙΣΤΩΝ ΤΕΤΡΑΓΩΝΩΝ 62

7.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ 62
7.2 ΜΕΘΟΔΟΣ ΕΛΑΧΙΣΤΩΝ ΤΕΤΡΑΓΩΝΩΝ 63

8. DS-CDMA & PN–CODES 66

8.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ 66
8.2 SPREADING 66
8.2.1 Παράδειγμα 67
8.3 ΤΥΠΟΙ ΚΩΔΙΚΩΝ ΔΙΕΥΡΥΝΣΗΣ 69
8.4 UMTS – UNIVERSAL MOBILE TELEPHONY SYSTEM 72
8.5 ΛΥΜΕΝΟ ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΜΕ PN-CODES 73

9. ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΗΣ ΤΗΛΕΦΩΝΙΑΣ 78

9.1 ΣΥΣΤΗΜΑ 2ΗΣ ΓΕΝΙΑΣ (GSM) 78
9.2 ΣΥΣΤΗΜΑ 3ΗΣ ΓΕΝΙΑΣ (UMTS) 78

10. ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΚΕΡΑΙΩΝ 79

10.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ 79
10.2 Η ΙΣΟΤΡΟΠΙΚΗ ΚΕΡΑΙΑ 79
10.3 ΚΕΡΔΟΣ ΚΕΡΑΙΑΣ 82
10.3.1 Παράδειγμα 1 83
10.4 ΕΝΕΡΓΟΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΚΕΡΑΙΑΣ 84
10.4.1 Παράδειγμα 2 85
10.5 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΑΚΤΙΝΟΒΟΛΙΑΣ 86
10.6 ΜΕΡΙΚΕΣ ΤΥΠΙΚΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ 88
10.6.1 Το δίπολο 89
10.6.2 Ανακλαστικές κεραίες 89

11. ΘΟΡΥΒΟΣ 91

11.1 ΘΕΡΜΙΚΟΣ ΘΟΡΥΒΟΣ 91
11.1.1 Παράδειγμα 1 92
11.2 ΛΟΓΟΣ ΣΗΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΘΟΡΥΒΟ 93
11.3 ΕΥΑΙΣΘΗΣΙΑ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ 94
11.3.1 Παράδειγμα 2 94

12. ΠΡΟΫΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΖΕΥΞΗΣ 96

12.1 EIRP 97
12.2 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΛΟΓΩ ΔΙΑΔΟΣΗΣ 98

12.2.1 Παράδειγμα *99*
12.3 ΕΥΑΙΣΘΗΣΙΑ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ 100
12.4 ΠΑΡΕΜΒΟΛΗ 100
12.5 LINK MARGIN 101
12.6 ΠΟΣΟΣΤΟ ΔΙΑΘΕΣΙΜΟΤΗΤΑΣ ΖΕΥΞΗΣ 102
12.7 ΚΕΡΔΟΣ ΔΕΚΤΗ 103
12.8 ΑΝΑΛΥΤΙΚΟ ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΠΡΟΫΠΟΛΟΓΙΣΜΟΥ ΖΕΥΞΗΣ 103
12.8.1 Υπολογισμοί Πομπού *107*
12.8.2 Υπολογισμοί Δέκτη *107*
12.8.3 Απώλειες λόγω διάδοσης *109*
12.8.4 Ποσοστό Διαθεσιμότητας *109*
12.8.5 Link Margin *110*
12.9 ΣΥΝΟΨΗ 111
12.10 ΑΣΚΗΣΕΙΣ 112

1. Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια παρακολουθούμε την αλματώδη εξάπλωση των τεχνολογιών κινητής ασύρματης ψηφιακής επικοινωνίας σε ένα μεγάλο εύρος εφαρμογών, όπως η Κινητή Τηλεφωνία, οι ασύρματη επικοινωνία κοντινών αποστάσεων (Bluetooth, Zigbee, Ultra Wide-Band, DECT κ.α.) και τα ασύρματα τοπικά δίκτυα υπολογιστών (wireless local area networks – WLAN's). Για το αποτελεσματικό σχεδιασμό αυτών των κινητών ασύρματων τηλεπικοινωνιακών εφαρμογών απαιτείται από τους μηχανικούς Τηλεπικοινωνιών και Δικτύων η βαθιά γνώση της διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων των ραδιοσυχνοτήτων (radio frequencies – RF).

Στα περισσότερα ασύρματα δίκτυα κινητών επικοινωνιών τα ηλεκτρομαγνητικά σήματα πρέπει να διαδοθούν σε μη-ιδανικές συνθήκες. Σε αρκετές μάλιστα περιπτώσεις (όπως για παράδειγμα στα κανάλια της κινητής τηλεφωνίας) το περιβάλλον διάδοσης είναι εξαιρετικά εχθρικό, παρουσιάζοντας πολλαπλούς παράγοντες εξασθένησης και παραμόρφωσης των εκπεμπόμενων σημάτων.

Επομένως είναι απαραίτητο να διαθέτουμε χρήσιμα μοντέλα και εργαλεία για το χαρακτηρισμό των επιπτώσεων του τηλεπικοινωνιακού περιβάλλοντος στην διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών σημάτων.

Φυσικά, οι αρχές της διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στον ελεύθερο χώρο είναι γνωστές από τη Φυσική των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων (εξισώσεις του Maxwell, απώλειες λόγω διάδοσης στον ελεύθερο χώρο κτλ) για όλο το εύρος των συχνοτήτων του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος.

Το πραγματικό περιβάλλον, όμως, μέσα στο οποίο λειτουργεί ένα ασύρματο σύστημα κινητών επικοινωνιών συνήθως περιλαμβάνει έναν μεγάλο πλήθος από άγνωστους και τυχαίους παράγοντες εξασθένησης και παραμόρφωσης των σημάτων, με αποτέλεσμα να είναι αδύνατη η ακριβής γνώση της στιγμιαίας ισχύος των σημάτων. Κατά συνέπεια, αναγκαζόμαστε να προσφεύγουμε σε στατιστικές μεθόδους ανάλυσης της συμπεριφοράς των ασύρματων καναλιών επικοινωνίας.

Συνήθως, η τυπική στατιστική ανάλυση της συμπεριφοράς ενός ασύρματου καναλιού κινητών επικοινωνιών περιλαμβάνει δύο μαθηματικά μοντέλα:

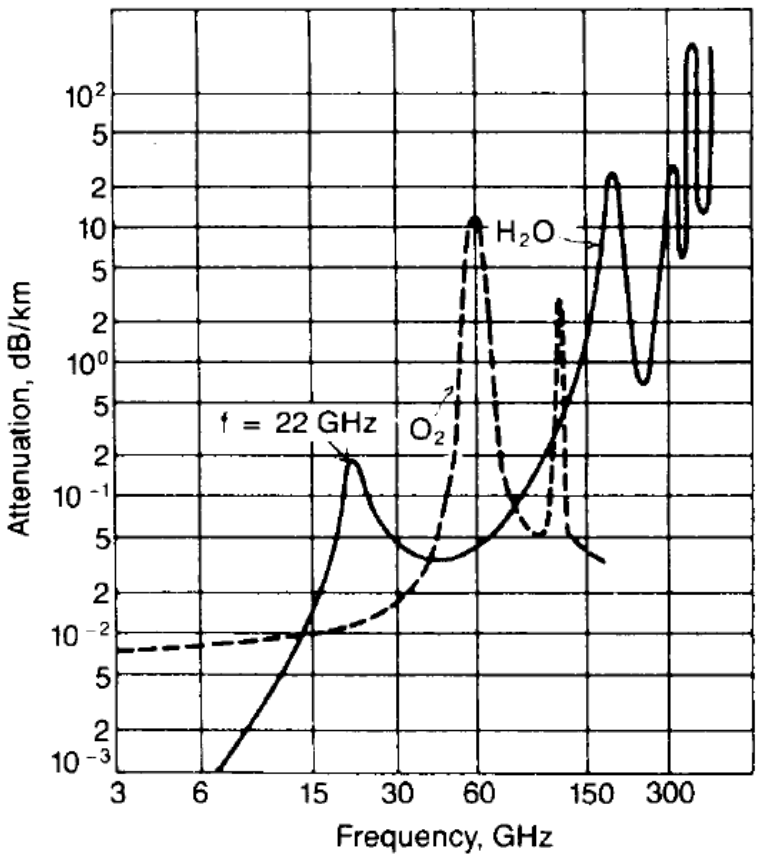
- Το μοντέλο για τη μέση ισχύ των σημάτων, και
- Το μοντέλο για την πρόσθετη «τυχαία» διακύμανση της ισχύος των σημάτων.

Το πρώτο μοντέλο έχει σαν στόχο την πρόβλεψη της μέσης τιμής της ισχύος των εκπεμπόμενων σημάτων σε κάθε σημείο του χώρου, σε οποιαδήποτε απόσταση από την κεραία εκπομπής.

Το δεύτερο μοντέλο είναι απαραίτητο για τη στατιστική μελέτη της τυχαίας μεταβλητότητας της ισχύος των σημάτων «γύρω» από τη μέση τιμή που εξάγεται από το πρώτο μοντέλο. Η μεταβλητότητα οφείλεται σε διάφορους αστάθμητους τυχαίους παράγοντες, αλλά κυρίως στην *πολυοδική διάδοση* (multi-path propagation) των εκπεμπόμενων σημάτων, την οποία θα μελετήσουμε πιο διεξοδικά παρακάτω.

Στον πραγματικό λοιπόν κόσμο ενός συστήματος ασύρματων κινητών επικοινωνιών, εμφανίζονται διάφοροι παράγοντες εξασθένισης, κάποιοι από τους οποίους μάλιστα δρουν μόνο σε ένα συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων.

Για παράδειγμα, στην εικόνα 1 φαίνεται η εξασθένιση που προκαλείται στα ηλεκτρομαγνητικά κύματα εξαιτίας του οξυγόνου και των υδρατμών της ατμόσφαιρας ως συνάρτηση της συχνότητας. Σε συγκεκριμένες συχνότητες παρατηρείται έντονη εξασθένιση, για παράδειγμα στα 22GHz από τους υδρατμούς και στα 60GHz από το οξυγόνο. Ανάμεσα σε αυτές τις συχνότητες υπάρχουν κάποια «παράθυρα» στο ηλεκτρομαγνητικό φάσμα στα οποία η εξασθένιση είναι σχετικά μικρή.



Εικόνα 1. *Η εξασθένιση εξαιτίας του οξυγόνου και των υδρατμών στο επίπεδο της θάλασσας, σε θερμοκρασία* $T = 20^o C$ *και υγρασία* $7.5\, g/m^3$.

Συνεπώς, σε κάθε εφαρμογή ασύρματων κινητών επικοινωνιών, οι παράγοντες εξασθένισης των σημάτων θα είναι διαφορετικοί, ανάλογα με τη συχνότητα λειτουργίας.

Τυπικά, ως «ραδιοσυχνότητες» (radio frequencies – RF) ορίζονται οι συχνότητες μεταξύ 1MHz και 1GHz, ενώ το φάσμα από 1GHz έως 30GHz αποκαλείται «μικροκύματα» και το φάσμα από 30GHz έως 300GHz είναι η περιοχή των χιλιοστομετρικών κυμάτων (millimeter-waves – MMW). Κάθε υπο-περιοχή του ραδιοφάσματος επίσης χαρακτηρίζεται από μία κωδική ονομασία, όπως περιγράφεται στον επόμενο πίνακα.

Πίνακας 1. Ονοματολογία των περιοχών συχνοτήτων

Περιοχή (Μπάντα)	Ονομασία	Εύρος Συχνοτήτων
Extremely low frequency	ELF	<3kHz
Very low frequency	VLF	3–30kHz
Low frequency	LF	30–300kHz
Medium frequency	MF	300kHz–3MHz
High frequency	HF	3–30MHz
Very high frequency	VHF	30–300MHz
Ultra-high frequency	UHF	300MHz–3GHz
Super-high frequency	SHF	3–30GHz
Extra-high frequency	EHF	30–300GHz

Για τις εφαρμογές συστημάτων κινητών επικοινωνιών, οι προτιμώμενες συχνότητες λειτουργίας βρίσκονται στις περιοχές VHF και UHF διότι οι ιδιότητες διάδοσης σε αυτές τις συχνότητες ταιριάζουν με τον καλύτερο τρόπο στις ιδιαίτερες ανάγκες των κινητών συστημάτων ασύρματων επικοινωνιών. Συγκεκριμένα οι συχνότητες αυτές επιτρέπουν:

1. Τη χρήση κεραιών μικρού μεγέθους, διότι αντιστοιχούν σε μήκη κύματος της τάξης των μερικών εκατοστών, αφού είναι απαραίτητο να διατηρείται το μέγεθος των συσκευών στο ελάχιστο.

2. Τη χρήση πανκατευθυντικών κεραιών, δηλαδή κεραιών που διανέμουν την εκπεμπόμενη ισχύ ομοιόμορφα στο οριζόντιο επίπεδο, κάτι που είναι απαραίτητο καθώς οι θέση των κινητών σταθμών αλλάζει συνεχώς.

3. Τη χρήση κυκλωμάτων με σχετικά μικρό μέγεθος και κόστος.

4. Τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων διαμέσου των κτιρίων, καθώς και την ανάκλασή τους από επίπεδες επιφάνειες αλλά και την περίθλασή τους γύρω από γωνίες, ώστε να καλύπτονται οι πυκνοκατοικημένες περιοχές.

5. Τη χρήση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε σχετικά μικρές αποστάσεις εμβέλειας, ώστε να είναι δυνατή η τμηματοποίηση του ραδιοδικτύου.

Η μοντελοποίηση της διάδοσης των κυμάτων σε πραγματικό περιβάλλον είναι ακόμα ένα ερευνητικό πεδίο σε εξέλιξη, για αυτό και υπάρχει ένα μεγάλο πλήθος από διαφορετικά μοντέλα, ενώ συνεχώς αναπτύσσονται και νέα. Τα περισσότερα από αυτά έχουν σαν αφετηρία τις βασικές αρχές της Φυσικής για τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, αλλά στην ουσία είναι εμπειρικά μοντέλα που βασίζονται στη στατιστική μελέτη ενός μεγάλου πλήθους από πειραματικά δεδομένα.

Εξαιτίας της μεγάλης διαφοροποίησης των περιβαλλοντικών παραγόντων σε κάθε σύστημα ασύρματων κινητών επικοινωνιών, είναι πρακτικά αδύνατον να επιτευχθεί ένα και μοναδικό μοντέλο για όλα τα συστήματα και όλες τις συχνότητες, παρά μόνο στην απλή θεωρητική περίπτωση του ελεύθερου χώρου.

2. Ασύρματη Μετάδοση Πληροφορίας

Η βασική αρχή της ασύρματης μετάδοσης πληροφορίας βασίζεται στην εκπομπή ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας. Τα βασικά συστατικά ενός ασύρματου συστήματος επικοινωνιών είναι:

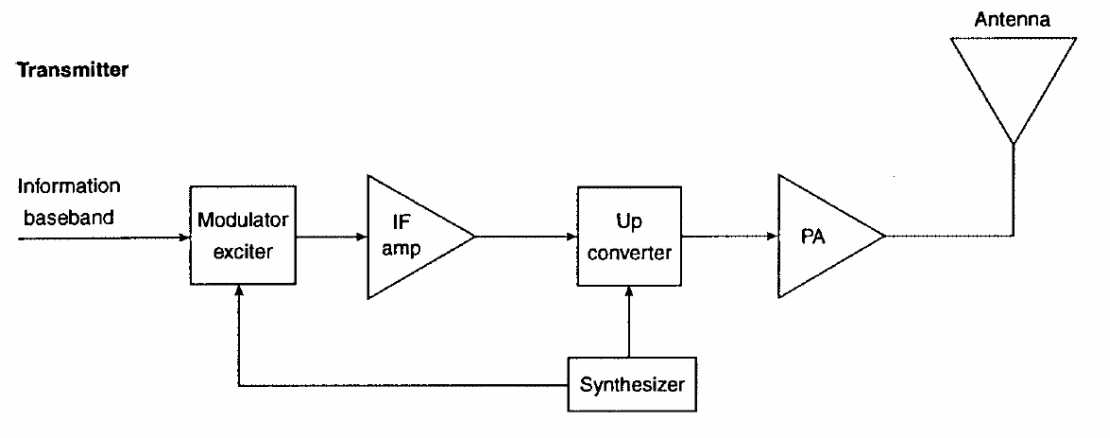
(1) ένας πομπός, ο οποίος παράγει και *διαμορφώνει* έναν φορέα υψηλής συχνότητας με το σήμα πληροφορίας βασικής ζώνης,

(2) μία κεραία εκπομπής, η οποία λαμβάνει την ηλεκτρική ισχύ του διαμορφωμένου φορέα που παράγει ο πομπός και την ακτινοβολεί με τη μέγιστη δυνατή απόδοση με τη μορφή ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων,

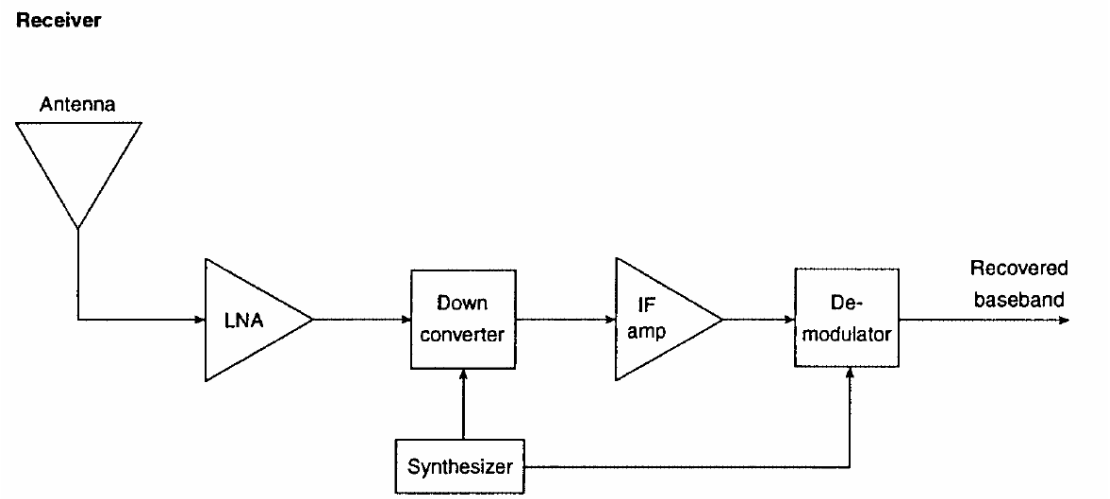
(3) μία κεραία λήψης, η οποία θα πρέπει να συλλάβει τη μέγιστη δυνατή ποσότητα της ισχύος που εκπέμφθηκε από την κεραία του πομπού, μετά τη διάδοσή της διαμέσου του χώρου, και

(4) ένας δέκτης, ο οποίος θα επιλέξει τον επιθυμητό φορέα υψηλής συχνότητας, θα ενισχύσει το λαμβανόμενο σήμα, και τελικά θα ανακτήσει το σήμα πληροφορίας από τον διαμορφωμένο φορέα (η διαδικασία αυτή ονομάζεται *ανίχνευση*).

Αν και οι βασικές αρχές σχεδιασμού είναι κοινές, υπάρχουν πολλές διαφορετικές παραλλαγές στο σχεδιασμό ασύρματων συστημάτων. Οι διαφορές αυτές έχουν να κάνουν με τα διαφορετικά σήματα πληροφορίας (π.χ. ήχος, εικόνα, δεδομένα κτλ), τον τύπο της διαμόρφωσης του φορέα (κατά πλάτος – AM, κατά συχνότητα – FM, κατά φάση – PM κτλ), και τις διαφορετικές περιοχές φάσματος συχνοτήτων στις οποίες γίνεται η μετάδοση των σημάτων. Στα παρακάτω σχήματα φαίνεται ένα γενικευμένο μοντέλο ενός συστήματος εκπομπής (transmitter) και ενός συστήματος λήψης (receiver) μιας ραδιο-ζεύξης.



Σχήμα 1. *Τυπικό σύστημα ασύρματης εκπομπής (πομπός).*



Σχήμα 2. *Τυπικό σύστημα ασύρματης λήψης (δέκτης).*

2.1 Χωρητικότητα Καναλιού

Τα τηλεπικοινωνιακά κανάλια συνήθως έχουν ένα σημαντικό οικονομικό κόστος λειτουργίας, επομένως είναι σημαντικό να για κάθε κανάλι να επιτυγχάνουμε τη μέγιστη δυνατή ταχύτητα μεταφοράς πληροφορίας.

Το 1948, ο Claude Shannon απέδειξε ότι υπάρχει ένα φυσικό όριο στη μέγιστη ταχύτητα μεταφοράς πληροφορίας διαμέσου των τηλεπικοινωνιακών καναλιών, την οποία ονόμασε χωρητικότητα (capacity).

Ως χωρητικότητα (C) ενός καναλιού ορίζεται το μέγεθος της πληροφορίας (bits) που είναι σε θέση να μεταδοθεί διαμέσου αυτής της ζεύξης στη μονάδα του χρόνου (sec). Επομένως, η μονάδα μέτρησης της χωρητικότητας είναι τα bits/sec (bps).

Ο Shannon απέδειξε συγκεκριμένα, ότι εάν ο ρυθμός μετάδοσης R (σε bits/sec) διαμέσου ενός καναλιού είναι μικρότερος ή ίσος με τη χωρητικότητα C του καναλιού αυτού, τότε είναι δυνατή η μετάδοση πληροφορίας χωρίς σφάλματα. Αντίθετα, εάν ο ρυθμός μετάδοσης υπερβεί την χωρητικότητα του καναλιού, τότε εμφανίζονται σφάλματα στην μετάδοση της πληροφορίας, τα οποία είναι αδύνατο να μειωθούν.

Συγκεκριμένα, εάν σε ένα τυπικό τηλεπικοινωνιακό κανάλι φωνής που διαθέτει εύρος ζώνης W (Hz) μεταδίδουμε ένα σήμα πληροφορίας με ισχύ S (Watt), ενώ παρουσιάζεται και λευκός θόρυβος που ακολουθεί την κανονική (Gaussian) κατανομή με ισχύ N (Watt), τότε η χωρητικότητα του καναλιού είναι ίση με:

$$C = W \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) \tag{2.1}$$

Στην εξίσωση (2.1), ο λόγος S/N ονομάζεται *λόγος σήματος-προς-θόρυβο* (*signal-to-noise ratio – SNR*).

2.1.1 Παράδειγμα

Ας εφαρμόσουμε τον νόμο του Shannon για ένα συνηθισμένο τηλεπικοινωνιακό κανάλι φωνής (π.χ. της σταθερής τηλεφωνίας) με εύρος ζώνης $W = 3000\text{Hz}$ και λόγο σήματος-προς-θόρυβο $S/N = 1023$ (περίπου 30dB). Η χωρητικότητα του καναλιού αυτού είναι:

$$C = 3000 \cdot \log_2(1 + 1023) = 3000 \cdot 10 = 30.000\text{bps}$$

Παρόλα αυτά, η επίτευξη της μέγιστης θεωρητικής ταχύτητας μετάδοσης δεδομένων που προβλέπει ο Shannon είναι πρακτικώς αδύνατη για διάφορους λόγους (όπως π.χ. διότι ο νόμος του Shannon προϋποθέτει μηνύματα απείρου μήκους και με καθαρά *Gaussian* τυχαία κατανομή, ενώ δε λαμβάνει υπόψη το φαινόμενο της *διασυμβολικής παρεμβολής*).

Για ένα τυπικό κανάλι φωνής όπως το παραπάνω, ο μέγιστος πρακτικά *βασικός* ρυθμός μετάδοσης δεδομένων που μπορεί να επιτευχθεί με διπολική σηματοδοσία και χωρίς κωδικοποίηση ανάκτησης σφαλμάτων είναι περίπου 3000 bps, ο οποίος φυσικά είναι εξαιρετικά χαμηλός.

Για την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων και την όσο το δυνατόν προσέγγιση της θεωρητικής μέγιστης τιμής του Shannon υιοθετούνται διάφορες τεχνικές, όπως

(1) η κωδικοποίηση της πηγής, ώστε τα παραγόμενα δεδομένα να προσομοιάζουν σε τυχαίες ακολουθίες με κανονική κατανομή,

(2) η κωδικοποίηση καναλιού, που επιτρέπει την ανίχνευση και επιδιόρθωση των σφαλμάτων σε bits, π.χ. με χρήση συνδυαστικών (*convolutional*) κωδικών, η κωδικών turbo (*turbo codes*),

(3) η σηματοδοσία πολλών επιπέδων, με την ομαδοποίηση των bits σε ομάδες και τον σχηματισμό *συμβόλων*, ώστε με κάθε σύμβολο να μεταδίδονται περισσότερα από ένα bits κάθε φορά, και

(4) η χρήση κατάλληλων τεχνικών διαμόρφωσης, όπως η ASK (*amplitude shift keying*), FSK (*frequency shift keying*), PSK (*phase shift keying*) καθώς και παραλλαγών τους.

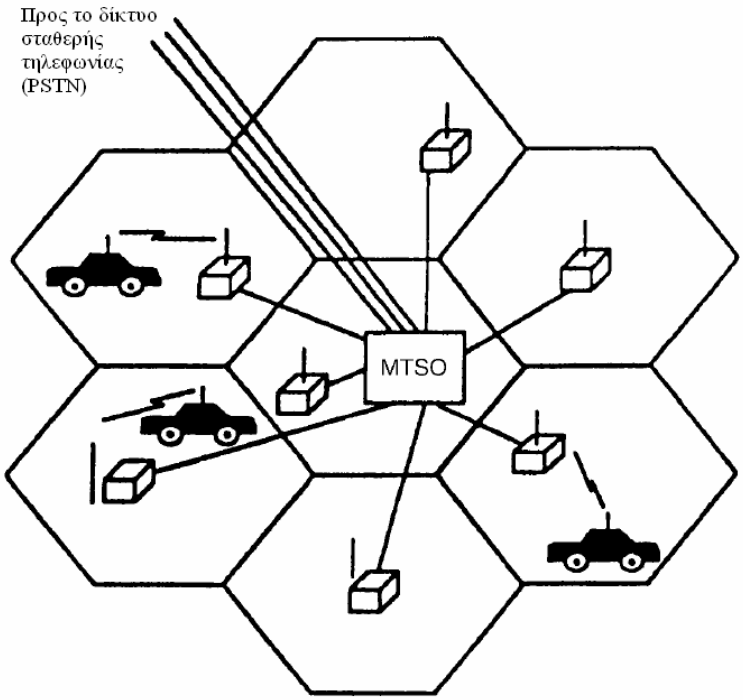
Με τη συνδυασμένη χρήση των πιο εξελιγμένων από τις παραπάνω τεχνικές, είναι δυνατή σε μεγάλο βαθμό η προσέγγιση της μέγιστης θεωρητικής ανώτατης ταχύτητας μετάδοσης δεδομένων. Για παράδειγμα, στο σύστημα κινητής τηλεφωνίας $3^{ης}$ γενιάς (3G) που ονομάζεται UMTS (*universal mobile telephony system*) χρησιμοποιούνται convolutional και turbo codes, και QPSK (*quadrature-PSK*) ή 16-PSK (δηλαδή PSK με σηματοδοσία 4 ή 16 επιπέδων).

3. Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών

3.1 Εισαγωγή

Ως συστήματα κινητών ασύρματων επικοινωνιών ορίζονται αυτά στα οποία (σε αντίθεση με τα συστήματα σταθερών ασύρματων επικοινωνιών) ο ένας ή και οι δύο σταθμοί επικοινωνίας είναι κινητοί.

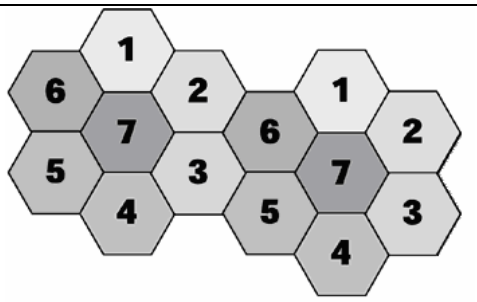
Οι πρώτες εφαρμογές των ασύρματων επικοινωνιών για κινητούς σταθμούς αφορούσαν τις επικοινωνίες με τα πλοία και τα αεροπλάνα, και μετά για τα οχήματα της αστυνομίας και της πυροσβεστικής, καθώς και τα ασθενοφόρα. Η ιδέα της προσωπικής κινητής τηλεφωνίας ξεκίνησε από τα εργαστήρια Bell στις Η.Π.Α. με την κωδική ονομασία AMPS (*advanced mobile phone system*), το οποίο έβαλε τις βάσεις για όλα τα σύγχρονα συστήματα κινητής τηλεφωνίας, και ειδικότερα εισήγαγε την έννοια της κυψελωτής διάρθρωσης του δικτύου, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 1. *Η βασική μορφή ενός κυψελωτού δικτύου κινητής τηλεφωνίας.*

Η βασική ιδέα είναι ότι υπάρχει ένας *Κέντρο Μεταγωγής Κινητής Τηλεφωνίας* (*mobile telephone switching office* – MTSO) το οποίο από τη μία διαχειρίζεται το κινητό δίκτυο, και από την άλλη διασυνδέεται με το υπάρχον δίκτυο σταθερής τηλεφωνίας (*public switched telephone system* – PSTN). Ο χώρος κάλυψης χωρίζεται σε κυψέλες, οι οποίες εξυπηρετούνται από έναν ή περισσότερους *σταθμούς βάσης* (*base stations* – BS). Μια σημαντική λειτουργία σε ένα τέτοιο σύστημα είναι η δυνατότητα της μεταγωγής από μία κυψέλη σε μία άλλη (hand–off ή hand–over) κατά τη διάρκεια μιας κλήσης, εάν κατά την κίνηση του ο χρήστης συναντήσει μία νέα κυψέλη με πιο ισχυρό σήμα.

Μία σημαντική έννοια στα κυψελωτά συστήματα κινητής τηλεφωνίας είναι η επαναχρησιμοποίηση των συχνοτήτων, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



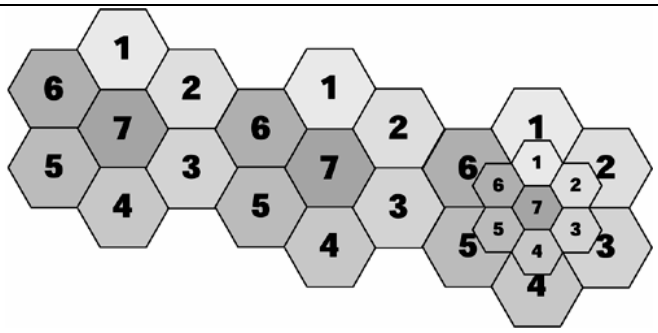
Σχήμα 2. *Η έννοια της επαναχρησιμοποίησης των συχνοτήτων.*

Επαναχρησιμποίηση των συχνοτήτων πρακτικά σημαίνει ότι μπορεί κανείς να χρησιμοποιήσει τις ίδες συχνότητες εκπομπής και σε άλλες κυψέλες, αρκεί αυτές να απέχουν μεταξύ τους «αρκετά», ώστε να διατηρείται η συγκαναλική παρεμβολή κάτω από κάποιο αποδεκτό όριο. Για την επαναχρησιμοποίηση των καναλιών ακολουθείται συνήθως ένα *σχήμα επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων* (*frequency reuse pattern*) το οποίο επαναλλαμβάνεται συνεχώς στο χώρο.

Έστω, για παράδειγμα, ότι έχουμε στη διάθεσή μας 700 συνολικά κανάλια για όλο το δίκτυο κινητής τηλεφωνίας. Εάν το σχήμα επαναχρησιμοποίησης έχει μέγεθος 7 (όπως στο σχήμα 2), αυτό σημαίνει ότι κάθε κυψέλη μπορεί να χρησιμποιήσει 100 από τα 700 διαθέσιμα κανάλια.

Καθώς ο αριθμός των συνδρομητών αυξάνεται, ένας εύκολος τρόπος αύξησης της χωρητικότητας του δικτύου είναι η διαίρεση των κυψελών, όπως φαίνεται στο

ακόλουθο σχήμα, ακολουθόντας όμως το υιοθετημένο σχήμα επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων.



Σχήμα 3. *Η έννοια της διαίρεσης κυψελών.*

Με την εμπορική επιτυχία των πρώτων αναλογικών συστημάτων κινητής τηλεφωνίας, προέκυψε η ανάγκη για μεγιστοποίηση της φασματικής απόδοσης, ώστε στο ίδιο διαθέσιμο εύρος ζώνης να μπορούν να εξυπηρετηθούν περισσότεροι συνδρομητές. Σαν πρώτη προσέγγιση τα αναλογικά συστήματα μετατράπηκαν σε ψηφιακά, αλλά αυτό δεν αύξησε την απόδοση των συστημάτων. Για την επίτευξη αυτού του στόχου, προτάθηκαν άλλες τεχνικές, που αφορούν στη μέθοδο διαμόρφωσης και πολλαπλής πρόσβασης στο κοινό μέσο (το τηλεπικοινωνιακό κανάλι).

3.2 Κύριες μορφές διαμόρφωσης

3.2.1 ASK (amplitude shift keying)

Η πιο απλή μέθοδος ψηφιακής διαμόρφωσης, στην οποία τα ψηφιακά δεδομένα διαμορφώνουν το πλάτος του φέροντος.

3.2.2 FSK (frequency shift keying)

Στη μέθοδο αυτή, τα ψηφιακά δεδομένα διαμορφώνουν τη συχνότητα του φέροντος.

3.2.3 PSK (phase shift keying)

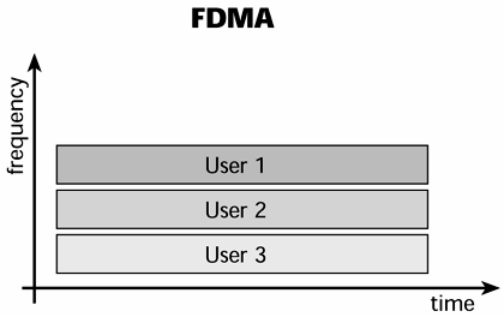
Στη μέθοδο αυτή, τα ψηφιακά δεδομένα διαμορφώνουν τη φάση του φέροντος.

3.3 Κύριες τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης

Το πρόβλημα της *πολλαπλής πρόσβασης* είναι εγγενές στα συστήματα κινητών επικοινωνιών, διότι πολλοί χρήστες επιθυμούν να χρησιμοποιήσουν *ταυτόχρονα* το *κοινό* μέσο επικοινωνίας (τον ελεύθερο χώρο). Για τη λύση του προβλήματος αυτού υπάρχουν τρεις κύριες τεχνικές.

3.3.1 FDMA (Frequency Division Multiple Access)

Η τεχνική FDMA χρησιμοποιήθηκε κυρίως στα παλιά αναλογικά συστήματα κινητής τηλεφωνίας, και σύμφωνα με αυτήν, σε κάθε χρήστη ανατίθεται μία διαφορετική συχνότητα. Οι χρήστες δηλαδή, χρησιμοποιούν ταυτόχρονα το κοινό μέσο, αλλά διαχωρίζονται μεταξύ τους στο πεδίο της συχνότητας, όπως φαίνεται και στο ακόλουθο σχήμα.



Σχήμα 4. *Η τεχνική FDMA.*

Η τεχνική αυτή χαρακτηρίζεται από χαμηλή χωρητικότητα (περίπου 60 Erlang ανά κυψέλη), αλλά έχει το πλεονέκτημα του χαμηλού κόστους υλοποίησης για τις κινητές συσκευές, καθώς απαιτείται ένας απλός FM πομποδέκτης. Αντίθετα, το κόστος του σταθμού βάσης είναι ιδιαίτερα υψηλό, καθώς απαιτούνται τόσοι πομποδέκτες, όσες και διαθέσιμες συχνότητες. Ένα άλλο βασικό μειονέκτημα της FDMA είναι η υψηλή κατανάλωση ισχύος.

Ένα σημαντικό όμως πλεονέκτημα της FDMA είναι ότι δεν απαιτεί ιδιαίτερα κυκλώματα συγχρονισμού μεταξύ των σταθμών βάσης και των κινητών σταθμών, όπως απαιτείται από την τεχνική TDMA.

3.3.2 TDMA (Time Division Mutliple Access)

Η τεχνική TDMA χρησιμοποιείται ευρέως στα ψηφιακά συστήματα κινητών επικοινωνιών. Με την τεχνική αυτή, κάθε χρήστης καταλαμβάνει μία συγκερκιμένη χρονοθυρίδα (*time–slot*) στην οποία μπορεί να εκπέμψει. Οι χρονοθυρίδες αυτές έχουν πολύ μιρκή διάρκεια και επαναλλαμβάνονται συνεχώς με κυκλικό τρόπο. Έτσι, η κάθε συσκευή περιμένει μέχρι να έρθει η σειρά της να εκπέμψει, περιμένοντας όλους τους άλλους χρήστες να εκπέμψουν τα δικά τους σήματα. Όταν έρθει η σειρά ενός χρήστη, η συσκευή του εκπέμπει για όσο χρόνο διαρκεί η χρονοθυρίδα του και κατόπιν διακόπτει τη μετάδοση, εώς ότου ξαναέρθει η σειρά της δικής του χρονοθυρίδας.

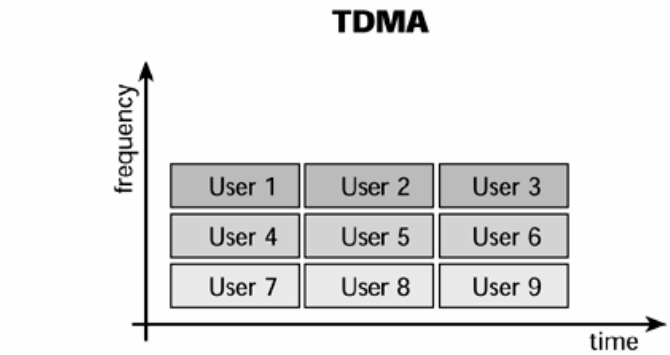
Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι η εκπομπή στην TDMA είναι *διακοπτόμενη*. Αυτό ίσως φαίνεται παράδοξο, αλλά καθώς ο χρήστης της κινητής τηλεφωνίας δεν το αντιλαμβάνεται διότι οι εναλλαγές των χρονοθυρίδων γίνονται με πολύ γρήγορο ρυθμό (εκατοντάδες φορές το δευτερόλεπτο), ώστε η συνομιλία να φαίνεται συνεχής.

Με την τεχνική αυτή, με έναν πομποδέκτη ο σταθμός βάσης μπορεί να εξυπηρετήσει πολλούς χρήστες. Για παράδειγμα, το ευρωπαϊκό σύστημα κινητής τηλεφωνίας 2^{ης} γεννιάς GSM, χρησιμοποιεί την τεχνική TDMA, με συνολικά 8 χρονοθυρίδες ανά κανάλι, επομένως κάθε φέρον εξυπηρετεί 8 χρήστες.

Όμως, απαιτούνται ιδιαίτερα κυκλώματα στις κινητές συσκευές διότι πρέπει να επιτυγχάνεται συγχρονισμός με το σταθμό βάσης για τη σωστή τήρηση των χρονοθυρίδων.

Το βασικότερο πλεονέκτημα της TDMA είναι η μεγαλύτερη χωρητικότητα και φασματική απόδοση σε σχέση με την FDMA.

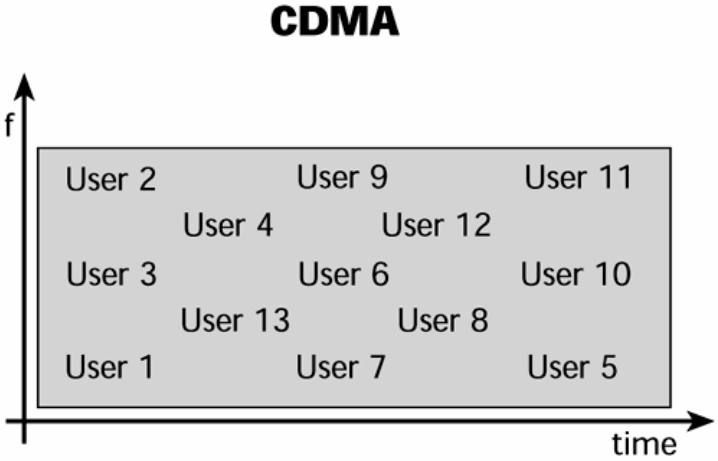
Όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα, πολλοί χρήστες χρησιμοποιούν το κοινό μέσο στην ίδια συχνότητα, αλλά διαμοιράζονται μεταξύ τους στο πεδίο του χρόνου.



Σχήμα 4. *Η τεχνική TDMA.*

3.3.3 CDMA (Code Division Multiple Access)

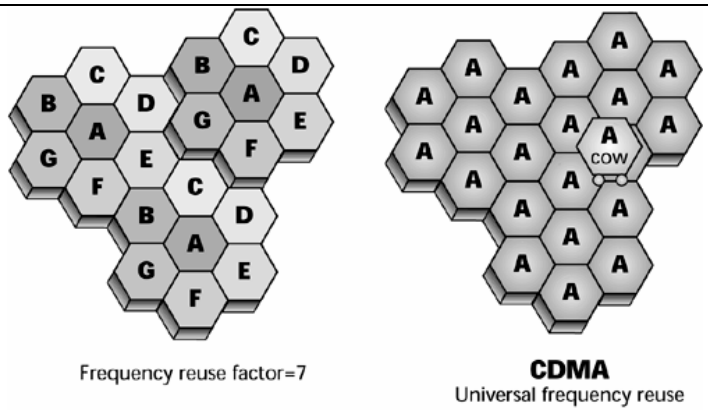
Η τεχνική Διαμοιρασμού Κώδικα είναι η πιο σύγχρονη από τις άλλες δύο. Σε αυτήν, όλοι οι χρήστες χρησιμοποιούν ταυτόχρονα το κοινό μέσο τόσο στο πεδίο της συχνότητας, όσο και στο πεδίο του χρόνου, όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα.



Σχήμα 5. *Η τεχνική CDMA.*

Στην τεχνική CDMA, το εύρος συχνοτήτων είναι κοινό για όλους τους χρήστες, οι οποίοι διαχωρίζονται μεταξύ τους διότι ο κάθε χρήστης κωδικοποιεί τα σήματά του με ένα μοναδικό ψηφιακό κωδικό. Οι κωδικοί αυτοί είναι προσεκτικά σχεδιασμένοι ώστε να έχουν ένα σημαντικό χαρακτηριστικό, που ονομάζεται *ορθογωνιότητα*. Η ιδιότητα αυτή των κωδικών επιτρέπει στα σήματα από διαφορετικούς χρήστες να παραμένουν *ανεξάρτητα* μεταξύ τους. Έτσι, όταν ο δέκτης επιχειρεί να αποκωδικοποιήσει τα σήματα ενός χρήστη, εφαρμόζει τον μοναδικό του κωδικό-κλειδί, με αποτέλεσμα τα σήματα όλων των υπολοίπων χρηστών να εξαλείφονται.

Όπως είναι φανερό, εξαιτίας της κοινής χρήσης των συχνοτήτων από όλους τους χρήστες, η τεχνική αυτή αναφέρεται και ως *καθολική επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων*. Αυτό φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα, όπου όλες οι κυψέλες χρησιμοποιούν τις ίδιες συχνότητες.



Σχήμα 6. *Καθολική επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων.*

Στα τέλη της δεκαετίας του 1980, τα παλαιά αναλογικά συστήματα κινητής τηλεφωνίας FDMA, μετατράπηκαν σε ψηφιακά TDMA για την αύξηση της χωρητικότητας. Έτσι σχεδιάστηκε το ευρωπαϊκό TDMA σύστημα κινητής τηλεφωνίας 2ης γεννιάς GSM, ενώ στις ΗΠΑ το αντίστοιχο TDMA ψηφιακό σύστημα ονομάστηκε TIA (IS-54C).

Μετά την παρέλευση μιας δεκαετίας, η ανάγκη για ακόμα μεγαλύτερη χωρητικότητα, αλλά και για υπηρεσίες υψηλής ταχύτητας μεταφοράς δεδομένων οδήγησε την παγκόσμια κοινότητα των τηλεπικοινωνιών στην κατάρτιση ενός παγκόσμιου προτύπου κινητής τηλεφωνίας 3ης γεννιάς, που ονομάστηκε UMTS (*universal mobile telephony system*).

Το UMTS (3G) ακολουθεί την τεχνική CDMA για την επίλυση του προβλήματος της πολλαπλής πρόσβασης για την επίτευξη της μέγιστης φασματικής απόδοσης και χωρητικότητας. Επιπλέον για την επίτευξη υψηλών ταχυτήτων μετάδοσης δεδομένων, υιοθετήθηκαν ευρυζωνικές τεχνικές (*wide–band*), ώστε συνολικά το σύστημα να χαρακτηρίζεται ως W-CDMA (*wide–band CDMA*).

3.4 Η ασύρματη μετάδοση στο περιβάλλον κινητών επικοινωνιών

3.4.1 Το πρόβλημα της διάδοσης

Τα συστήματα σταθερών ασύρματων επικοινωνιών (όπως π.χ. επίγειες μικροκυματικές ή δορυφορικές ζεύξεις) έχουν τη δυνατότητα να βελτιστοποιηθούν και να εξαλείψουν πολλούς παράγοντες εξασθένησης και παραμόρφωσης των εκπεμπόμενων σημάτων. Έτσι επιλέγονται σημεία εγκατάστασης μακριά από εμπόδια, που να επιτυγχάνουν τις καλύτερες συνθήκες για τη διάδοση των κυμάτων.

Αυτό δεν είναι δυνατό στα κινητά συστήματα, στα οποία προστίθενται δύο εξαιρετικά δυσχερείς παράγοντες: 1) η τρίτη διάσταση στο χώρο, και 2) η κίνηση των σταθμών. Οι σταθμοί βάσης βέβαια είναι σταθεροί, αλλά οι χρήστες βρίσκονται σε κίνηση, και ανά πάσα στιγμή μπορεί να βρίσκονται οπουδήποτε στο χώρο. Γι αυτό και τα κινητά συστήματα θεωρούνται συστήματα σημείο-προς-πολλά σημεία ενώ τα σταθερά συστήματα είναι σημείο-προς-σημείο.

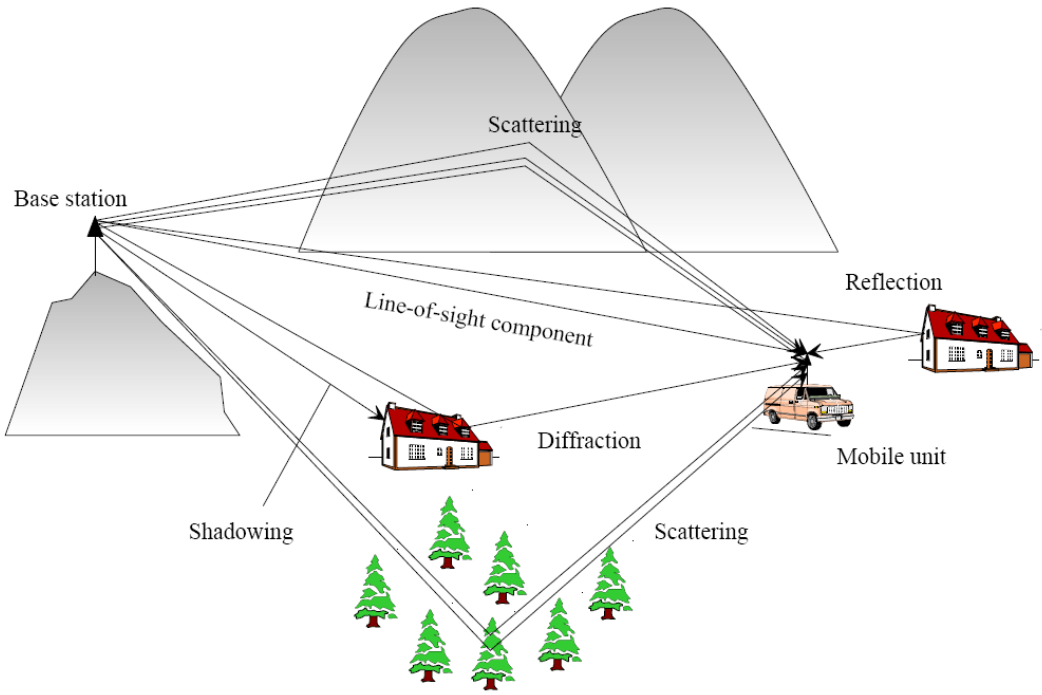
Επίσης, στα σταθερά συστήματα η διάδοση γίνεται κυρίως διαμέσου της άμεσης οδού οπτικής επαφής (*line–of–sight*), ενώ στις κινητές επικοινωνίες δεν υπάρχει συνήθως οπτική επαφή μεταξύ κινητού σταθμού και σταθμού βάσης, εξαιτίας της σκίασης από εμπόδια, όπως λόφους, κτήρια, τοίχους, δέντρα κτλ. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα δύο κύρια φαινόμενα.

(1) Το φαινόμενο της πολυοδικής διάδοσης (multipath propagation), και

(2) Την σημαντική εξασθένηση των εκπεμπόμενων σημάτων.

Το λαμβανόμενο σήμα δηλαδή, αποτελείται από ένα άθροισμα πολλαπλών «εκδοχών» του σήματος που εξέπεμψε η κεραία του πομπού που προκύπτουν εξαιτίας φαινομένων όπως η ανάκλαση, η διάθλαση και η περίθλαση που προκαλούνται από π.χ. το έδαφος, κτίρια, δέντρα, αυτοκίνητα και άλλα εμπόδια.

Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό ως πολυοδική διάδοση (*multipath propagation*). Ένα κλασσικό σενάριο επίγειου καναλιού κινητών επικοινωνιών φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



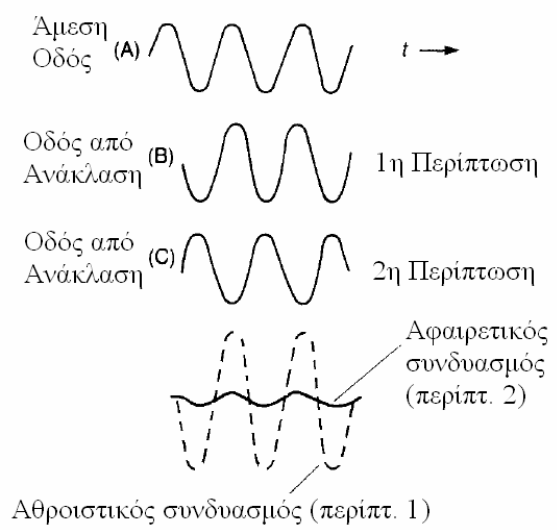
Εικόνα 2. *Ένα τυπικό σενάριο ασύρματης πολυοδικής διάδοσης σε περιβάλλον επίγειας κινητής ραδιοεπικοινωνίας.*

Εξαιτίας του φαινομένου της πολυοδικής διάδοσης, το λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη αποτελείται από το άθροισμα πρακτικά άπειρων αντιγράφων του αρχικού σήματος εξέπεμψε η κεραία του πομπού. Το καθένα από αυτά τα αντίγραφα έχει υποστεί μία συγκεκριμένη και μοναδική για το καθένα καθυστέρηση, μετατόπιση φάσης και εξασθένιση. Η χρονική *διασπορά* των διαφορετικών αυτών αντιγράφων μπορεί να είναι αρκετά μεγάλη, έως και 10msec.

Το γεγονός αυτό προκαλεί δύο σημαντικά φαινόμενα αλλοίωσης του λαμβανόμενου σήματος που επηρεάζουν την ποιότητα της ραδιοζεύξης και υποβαθμίζουν την απόδοση του συστήματος επικοινωνιών: α) το φαινόμενο της «αυξομείωσης» της ισχύος των σημάτων (*fading*), και β) το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής (*intersymbol interference – ISI*).

Το φαινόμενο της «αυξομείωσης» οφείλεται στο γεγονός ότι σε διαφορετικά σημεία του χώρου και του χρόνου, το διανυσματικό άθροισμα όλων των αντιγράφων του εκπεμπόμενου σήματος που προσπίπτουν στην κεραία του δέκτη μπορεί να είναι είτε αθροιστικό (εάν συμφωνούν οι φάσεις μεταξύ των διαφορετικών αντιγράφων), είτε

αφαιρετικό (εάν ο συνδυασμός των φάσεων είναι αντιμαχόμενος). Έτσι, η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος εμφανίζεται να αυξομειώνεται καθώς κινούμαστε στο χώρο ή στον χρόνο.

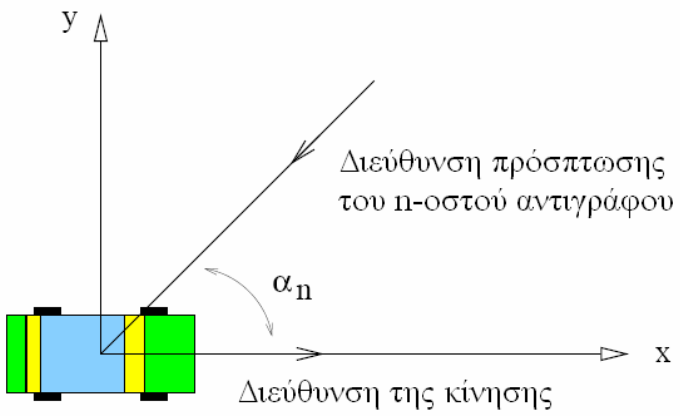


Εικόνα 3. Αθροιστικός ή αφαιρετικός διανυσματικός συνδυασμός δύο αντιγράφων-κυμάτων.

Επιπλέον, το κάθε ένα από τα αντίγραφα φθάνει στο δέκτη σε διαφορετικές χρονικές στιγμές, καθώς έχει να διανύσει ένα διαφορετικό συνολικό μήκος διαδρομής. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, όταν ο πομπός εκπέμπει έναν ψηφιακό παλμό, ο δέκτης να λαμβάνει μία ακολουθία από παλμούς, σε διαφορετικές χρονικές στιγμές. Το πρόβλημα εδώ προκύπτει όταν η χρονική διασπορά των αντιγράφων είναι αρκετά μεγάλη μεταξύ τους. Στην περίπτωση αυτή, παρεμβάλλονται τα καθυστερημένα αντίγραφα ενός παλμού με τους παλμούς επόμενων ή προηγούμενων συμβόλων, κάτι που ονομάζεται *διασυμβολική παρεμβολή*.

Εκτός από την πολυοδική διάδοση, ένας ακόμη σημαντικός παράγοντας που υποβαθμίζει χαρακτηριστικά διάδοσης του καναλιού κινητών επικοινωνιών είναι το φαινόμενο *Doppler*. Το φαινόμενο αυτό οφείλεται στην κίνηση του ενός ή και των δύο σταθμών επικοινωνίας (του πομπού ή του δέκτη). Η κίνηση αυτή προκαλεί την μετατόπιση της συχνότητας του λαμβανόμενου σήματος, είτε προς τα επάνω (εάν ο πομπός και ο δέκτης πλησιάζουν), είτε προς τα κάτω (εάν ο πομπός και ο δέκτης απομακρύνονται). Συγκεκριμένα, η μετατόπιση αυτή της συχνότητας εξαρτάται από

τη *γωνία πρόσπτωσης* του καθενός από τα κύματα-αντίγραφα. Η γωνία πρόσπτωσης a_n του $n-$οστού αντιγράφου ορίζεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 4. Η γωνία πρόσπτωσης a_n του $n-$οστού κύματος-αντιγράφου για το φαινόμενο *Doppler*.

Η μετατόπιση συχνότητας (ή αλλιώς μετατόπιση *Doppler*) του $n-$οστού κύματος-αντιγράφου δίνεται από τη σχέση

$$f_n = f_{\max} \cdot \cos a_n \tag{3.1}$$

όπου $f_{\max}$ είναι η μέγιστη απόκλιση συχνότητας, που δίνεται από τη σχέση

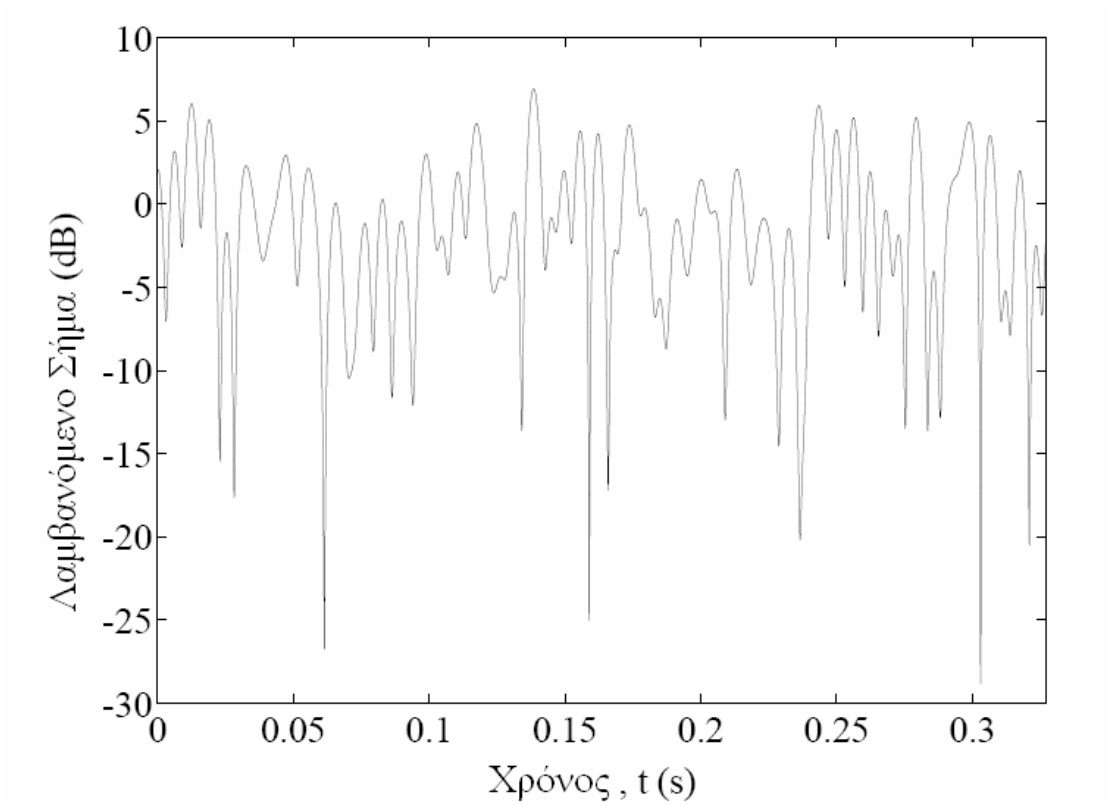
$$f_{\max} = \frac{v}{c_0} f_0 \,. \tag{3.2}$$

όπου v είναι η ταχύτητα του κινητού σταθμού (πομπού ή δέκτη), c_0 η ταχύτητα του φωτός και f_0 είναι η συχνότητα του εκπεμπόμενου ηλεκτρομαγνητικού κύματος (συχνότητα φορέα).

Η μέγιστη απόκλιση συχνότητας προκύπτει όταν η γωνία πρόσπτωσης είναι 0° ή 180°. Όπως είναι φανερό, σε περίπτωση που η διεύθυνση πρόσπτωσης είναι κάθετη στη διεύθυνση της κίνησης (δηλαδή 90° ή 270°) τότε η μετατόπιση συχνότητας είναι μηδενική.

Ο συνδυασμός των δύο αυτών φαινομένων (της πολυοδικής διάδοσης και της μετατόπισης *Doppler*) προκαλεί δραματικές τυχαίες διακυμάνσεις στην ισχύ του λαμβανόμενου σήματος. Σε ένα συνηθισμένο περιβάλλον κινητής τηλεφωνίας για παράδειγμα, μπορούν να παρατηρηθούν αυξομειώσεις στην ισχύ του λαμβανόμενου σήματος κατά 30dB έως 40dB (δηλαδή εξασθένιση κατά 1000 έως 10000 φορές), αρκετές φορές κάθε δευτερόλεπτο.

Ένα τυπικό παράδειγμα της συμπεριφοράς της κανονικοποιημένης ισχύος του λαμβανόμενου σήματος σε κανάλια κινητών επικοινωνιών φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 5. Τυπική συμπεριφορά της (κανονικοποιημένης) ισχύος του λαμβανόμενου σήματος στις κινητές επικοινωνίες.

Στο παράδειγμα της εικόνας 5 η ταχύτητα του οχήματος (κινητού σταθμού) είναι 110km/h και η συχνότητα του φορέα είναι 900MHz. Σύμφωνα με την εξίσωση (3.2), αυτό αντιστοιχεί σε μία μέγιστη συχνότητα *Doppler* $f_{\max} = 91\,\text{Hz}$. Στο παράδειγμα

αυτό, στη διάρκεια του συνολικού χρόνου των 0.327 sec που φαίνεται στην εικόνα 5 το όχημα έχει διανύσει απόσταση συνολικά 10m.

Στα ψηφιακά συστήματα επικοινωνιών, οι στιγμιαίες βυθίσεις της ισχύος του σήματος λήψης (όπως αυτές φαίνονται και στην εικόνα 5) προκαλούν *ριπές σφαλμάτων*, δηλαδή έναν μεγάλο αριθμός από εσφαλμένα bits καθ' όλη τη διάρκεια της βύθισης ισχύος.

4. Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων

4.1 Εξισώσεις του Maxwell

Οι εξισώσεις του Maxwell περιγράφουν όλα τα κλασσικά ηλεκτρομαγνητικά φαινόμενα και είναι οι ακόλουθες

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \mathbf{D} &= \rho \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Η πρώτη είναι ο *νόμος της επαγωγής του Faraday*, η δεύτερη είναι ο *νόμος του Ampère* (τροποποιημένος από τον Maxwell ώστε να συμπεριλάβει και το ρεύμα μετατόπισης $\partial \mathbf{D}/\partial t$), η τρίτη και η τέταρτη είναι οι *νόμοι του Gauss* για το ηλεκτρικό και το μαγνητικό πεδίο. Η προσθήκη του ρεύματος μετατόπισης $\partial \mathbf{D}/\partial t$ από τον Maxwell ήταν ουσιαστική ώστε να είναι δυνατή η πρόβλεψη της διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων.

Οι ποσότητες $\mathbf{E}$ και $\mathbf{H}$ είναι οι *εντάσεις* του ηλεκτρικού και του μαγνητικού πεδίου, και οι μονάδες μέτρησής τους είναι [volt / m] και [ampere / m], αντίστοιχα. Οι ποσότητες $\mathbf{D}$ και $\mathbf{B}$ είναι οι *πυκνότητες ροής* του ηλεκτρικού και του μαγνητικού πεδίου, και οι μονάδες μέτρησής τους είναι [coulomb / m^2] και [weber / m^2] ή αλλιώς [tesla], αντίστοιχα. Το $\mathbf{B}$ ονομάζεται επίσης και μαγνητική επαγωγή.

Στο απόλυτο κενό, οι ποσότητες $\mathbf{D}$ και $\mathbf{B}$ συνδέονται με τα $\mathbf{E}$ και $\mathbf{H}$ μέσω των ακόλουθων σχέσεων

$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= \varepsilon_0 \mathbf{E} \\ \mathbf{B} &= \mu_0 \mathbf{H} \end{aligned} \tag{4.2}$$

όπου ε_0 είναι η *διηλεκτρική σταθερά* του κενού και μ_0 είναι η *μαγνητική διαπερατότητα* του κενού, με τιμές

$$\begin{aligned} \varepsilon_0 &= 8.854 \times 10^{-12} \text{ farad/m} \\ \mu_0 &= 4\pi \times 10^{-7} \text{ henry/m} \end{aligned} \tag{4.3}$$

Με τις σταθερές ε_0 και μ_0 συνδέονται και δύο ακόμα σημαντικές σταθερές της φύσης, η *ταχύτητα του φωτός* και *χαρακτηριστική σύνθετη αντίσταση* του κενού:

$$\begin{aligned} c_0 &= \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} = 2.998 \times 10^8 \text{ m/s} \\ \eta_0 &= \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 377 \text{ ohm} \end{aligned} \tag{4.4}$$

Οι ποσότητες ρ και $\mathbf{J}$ στις εξισώσεις του Maxwell είναι η *πυκνότητα φορτίου* και η *πυκνότητα ρεύματος* (ροή φορτίου) όλων των *εξωτερικών* φορτίων (δηλαδή χωρίς να περιλαμβάνονται τυχόν επαγωγικά φορτία και ρεύματα). Οι μονάδες μέτρησής τους είναι [coulomb / m^3] και [ampere / m^2], αντίστοιχα. Το δεξί μέλος της τέταρτης εξίσωσης του Maxwell είναι 0 διότι δεν υπάρχει ελεύθερο μαγνητικό μονόπολο.

Οι πυκνότητες φορτίου και ρεύματος ρ και $\mathbf{J}$ μπορούν να θεωρηθούν ως οι *πηγές* των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων. Τα παραγόμενα ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία *ακτινοβολούνται* από τις πηγές αυτές και διαδίδονται σε μεγάλες αποστάσεις στον ελεύθερο χώρο προς τις κεραίες λήψης. Μακριά από τις πηγές ο όρος $\mathbf{J}$ μηδενίζεται και πλέον η διάδοση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου στο κενό καθορίζεται από τις ακόλουθες συζευγμένες διαφορικές εξισώσεις του Maxwell

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{E} &= -\mu_0 \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{H} &= \varepsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \end{aligned} \tag{4.5}$$

Με απλά λόγια, οι δύο αυτές εξισώσεις λειτουργούν ως εξής. Οι *μεταβολές* του μαγνητικού πεδίου $\mathbf{H}$ δίνουν μη-μηδενική τιμή στον όρο $\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}$, ο οποίος παράγει το ηλεκτρικό πεδίο $\mathbf{E}$. Το παραχθέν μεταβαλλόμενο ηλεκτρικό πεδίο $\mathbf{E}$, με τη σειρά

του, δίνει μη-μηδενική τιμή στον όρο $\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}$, ο οποίος παράγει ένα νέο μαγνητικό πεδίο $\mathbf{H}$. Το καινούργιο αυτό μαγνητικό πεδίο παράγει εκ νέου ένα καινούργιο ηλεκτρικό πεδίο, και αυτός ο κύκλος συνεχίζεται επ' άπειρον.

Με άλλα λόγια, οι εξισώσεις (4.3) εξηγούν ότι το ηλεκτρικό και το μαγνητικό πεδίο αλληλοτροφοδοτούνται, έτσι ώστε μία τοπική διαταραχή των πεδίων αυτών διαδίδεται στο χώρο μέχρι το άπειρο.

4.2 Διάδοση του ελεύθερου χώρου (free – space propagation)

Έχοντας δικαιολογήσει την επιλογή των περιοχών VHF και UHF για τα συστήματα κινητών ασύρματων επικοινωνιών, θα προχωρήσουμε στη διατύπωση κάποιων θεμελιωδών σχέσεων που συνδέουν την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος με την ισχύ του εκπεμπόμενου σήματος, την απόσταση πομπού – δέκτη, και τη συχνότητα του φορέα.

Η απλούστερη προσέγγιση, που ονομάζεται *διάδοση του ελεύθερου χώρου*, θεωρεί ότι τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα διαδίδονται από την πηγή εκπομπής ομοιόμορφα προς όλες τις διευθύνσεις στον τρισδιάστατο χώρο, ώστε να δημιουργούνται σφαιρικά μέτωπα κυμάτων. Μια τέτοια εξιδανικευμένη πηγή εκπομπής ονομάζεται *ισοτροπική*, και δεν τη συναντάμε στον πραγματικό κόσμο.

Καθώς αυξάνεται η απόσταση από την πηγή εκπομπής, το σφαιρικό μέτωπο του κύματος σιγά-σιγά μπορεί τοπικά να προσεγγιστεί με επίπεδο μέτωπο κύματος. Η διεύθυνση της διάδοσης του κύματος σε οποιοδήποτε σημείο του χώρου δίνεται από το διανυσματικό γινόμενο μεταξύ του διανύσματος του ηλεκτρικού πεδίου ($\vec{\mathbf{E}}$) και του διανύσματος του μαγνητικού πεδίου ($\vec{\mathbf{H}}$) στο σημείο ενδιαφέροντος

$$\vec{\mathbf{P}} = \vec{\mathbf{E}} \times \vec{\mathbf{H}} \tag{4.6}$$

Το εξωτερικό αυτό γινόμενο ονομάζεται διάνυσμα Poynting. Αν διαιρέσουμε το διάνυσμα Poynting με τη χαρακτηριστική αντίσταση του ελεύθερου χώρου, το

διάνυσμα που προκύπτει μας δίνει τόσο τη διεύθυνση της διάδοσης του κύματος, όσο και την *πυκνότητα ισχύος* στο σημείο ενδιαφέροντος.

Εφόσον $4\pi\, d$ είναι η συνολική επιφάνεια μιας σφαίρας ακτίνας d, τότε η πυκνότητα ισχύος στην επιφάνεια μιας φανταστικής σφαίρας που περιβάλλει την πηγή εκπομπής των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε απόσταση d θα δίνεται από τη σχέση

$$S(d) = \frac{P_t}{4\pi\, d^2} \qquad (W/m^2) \tag{4.7}$$

όπου P_t είναι η συνολική ισχύς εκπομπής και $S(d)$ είναι η πυκνότητα ισχύος σε απόσταση d με μονάδες W/m^2. Από τη σχέση αυτή προκύπτει ότι η πυκνότητα ισχύος των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων είναι αντιστρόφως ανάλογη με το τετράγωνο της απόστασης (d^2).

Η λειτουργία της κεραίας λήψης στο δέκτη είναι η συλλογή ενός μέρους αυτής της ισχύος η οποία εμφανίζεται στο σημείο ενδιαφέροντος. Εάν A_e είναι η *ενεργός επιφάνεια* (*effective area*) συλλογής ηλεκτρομαγνητικής ισχύος της κεραίας του δέκτη, τότε η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος στο δέκτη (σε απόσταση d από τον πομπό) θα δίνεται από τη σχέση

$$P_r(d) = S(d) \cdot A_e = \frac{P_t \cdot A_e}{4\pi\, d^2} \qquad (W) \tag{4.8}$$

όπου P_r είναι η λαμβανόμενη ισχύς σε Watt. Από τη σχέση (4.3) προκύπτει ότι εάν διατηρήσουμε σταθερή την επιφάνεια συλλογής ηλεκτρομαγνητικής ισχύος (A_e), τότε και η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος είναι αντιστρόφως ανάλογη του d^2.

Η *ενεργός επιφάνεια* συλλογής ισχύος μιας κεραίας λήψης δεν είναι ίση με τη φυσική της επιφάνεια, εξαιτίας διάφορων απωλειών. Στην πράξη, η ενεργός επιφάνεια της κεραίας (A_e) ισούται με το γινόμενο της φυσικής επιφάνειας της κεραίας (A_a - *aperture area*) επί έναν συντελεστή απόδοσης της κεραίας, που συμβολίζεται με το μικρό ελληνικό γράμμα «η»:

$$A_e = \eta \cdot A_a \tag{4.9}$$

Η ταχύτητα διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων εξαρτάται από το μέσο διάδοσης. Στον ελεύθερο χώρο, η ταχύτητα διάδοσης είναι περίπου

$$c = 3 \times 10^8 \quad (m/s) \tag{4.10}$$

Η ταχύτητα διάδοσης διαμέσου του αέρα είναι σχεδόν ίση με αυτήν του ελεύθερου χώρου. Το *μήκος κύματος* ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος ορίζεται ως η απόσταση που διανύει το κύμα στο χρόνο μιας περιόδου (ενός πλήρους κύκλου) και γενικά συμβολίζεται με το μικρό ελληνικό γράμμα «λ»:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (m) \tag{4.11}$$

και έχει ως μονάδα μέτρησης το μέτρο (m).

4.3 Ασκήσεις Επανάληψης

1. Υπολογίστε τα ακόλουθα:

    a. Ποιο είναι το μήκος κύματος ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος συχνότητας 800 MHz;

    b. Ποιο είναι το μήκος κύματος ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος συχνότητας 1.9 GHz;

    c. Ποιο είναι το μήκος κύματος ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος συχνότητας 38 GHz;

    d. Ποια είναι η συχνότητα ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος με μήκος κύματος 10m;

2. α) Ποια είναι η πυκνότητα ισχύος ενός σήματος που εκπέμπεται με ισχύ 1 kW από ισοτροπική κεραία εκπομπής σε απόσταση 10 km;
   β) Ποια είναι η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος στο παραπάνω σημείο εάν η επιφάνεια συλλογής της κεραίας του δέκτη είναι ένα παραλληλόγραμμο με μέγεθος $50\text{cm} \times 20\text{cm}$, αν ο συντελεστής απόδοσης της κεραίας είναι ίσος με 0.75;

5. Μοντέλα Διάδοσης

5.1 Εισαγωγή

Όπως θα γίνει αντιληπτό και σε επόμενο κεφάλαια, είναι σπουδαίας σημασίας η γνώση της ισχύος του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης σε ένα σύστημα ασύρματης επικοινωνίας. Για να είναι αξιόπιστη μία ραδιοζεύξη, θα πρέπει η στάθμη του λαμβανόμενου σήματος στο δέκτη να υπερβαίνει ένα αποδεκτό κατώφλι, που ονομάζεται *ευαισθησία του δέκτη*, διαφορετικά δεν θα επιτευχθεί ο ζητούμενος λόγος σήματος-προς-θόρυβο. Επιπλέον, επιθυμούμε να μειώσουμε στο ελάχιστο την ισχύ εκπομπής στον πομπό, διατηρώντας όμως ένα ελάχιστο επίπεδο διαθεσιμότητας της ραδιοζεύξης, για την εξοικονόμηση της ενέργειας της μπαταρίας του κινητού σταθμού, κάτι που είναι κρίσιμο για την επιτυχία ενός συστήματος κινητών επικοινωνιών.

Όπως όμως έγινε κατανοητό από την ανάλυση του περιβάλλοντος διάδοσης σε ένα σύστημα κινητών επικοινωνιών, είναι αδύνατη η ακριβής πρόβλεψη της ισχύος των λαμβανόμενων σημάτων σε οποιοδήποτε σημείο του χώρου, σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή. Αυτό, διότι αναρίθμητοι παράγοντες μεταβάλλουν συνεχώς και με τυχαίο τρόπο το κανάλι διάδοσης. Για το λόγο αυτό, είναι πρακτικώς αδύνατη η χρήση των εξισώσεων διάδοσης του ελεύθερου χώρου. Αντίθετα, καταφεύγουμε σε πιθανοτικά μοντέλα για να περιγράψουμε τη συμπεριφορά των σημάτων που λαμβάνει ένας δέκτης σε περιβάλλοντα κινητών επικοινωνιών.

Αυτό σημαίνει, ότι η τιμή των απωλειών λόγω διάδοσης δεν μπορεί να προσδιοριστεί επακριβώς, αλλά στην πραγματικότητα πρόκειται για μία τυχαία μεταβλητή. Έτσι, η στιγμιαία τιμή των απωλειών λόγων διάδοσης $PL(d)$ σε απόσταση d από τον πομπό, χαρακτηρίζεται συνήθως ως μία τυχαία μεταβλητή της μορφής

$$PL(d) = \overline{PL}(d) + X_\sigma \tag{5.1}$$

όπου $\overline{PL}(d)$ είναι η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης στην απόσταση d, και X_σ είναι μια τυχαία επιπρόσθετη διακύμανση, με συγκεκριμένες στατιστικές ιδιότητες.

Για τη μελέτη λοιπόν της στατιστικής συμπεριφοράς της ισχύος λήψης στο δέκτη, είναι απαραίτητο να διαθέτουμε δύο πιθανοτικά μοντέλα: ένα για την εκτίμηση της μέσης τιμής των απωλειών διάδοσης σε οποιοδήποτε σημείο του χώρου, και ένα για την στατιστική περιγραφή της μεταβλητότητας των απωλειών διάδοσης σε εκείνο το σημείο του χώρου, γύρω από τη μέση τιμή.

5.2 Μοντέλα πρόβλεψης της μέσης ισχύος

5.2.1 Μακροσκοπικό Μοντέλο Διάδοσης

Το μακροσκοπικό μοντέλο διάδοσης είναι μία γενίκευση της βασικής εξίσωσης της διάδοσης στον ελεύθερο χώρο η οποία μας δίνει την πυκνότητα ισχύος $S(d)$ σε απόσταση d από τον πομπό

$$S(d) = \frac{P_t \cdot G_T}{4\pi\, d^2} \qquad (W/m^2) \tag{5.2}$$

όπου P_t είναι η συνολική ισχύς εκπομπής, και G_T είναι το κέρδος της κεραιας εκπομπής. Πολλαπλασιάζοντας την εξίσωση (2) με την ενεργό επιφάνεια της κεραίας λήψης

$$A_e = \frac{G_R \cdot \lambda^2}{4\pi} \qquad (m^2) \tag{5.3}$$

εξάγουμε την *εξίσωση του Frijs* που μας δίνει την ισχύ λήψης

$$P_r(d) = \frac{P_t \cdot G_T \cdot G_R}{\left(\frac{4\pi\, d}{\lambda}\right)^2} \qquad (W) \tag{5.4}$$

Θυμηθείτε ότι η ποσότητα

$$PL(d) = \left(\frac{4\pi\, d}{\lambda}\right)^2 \tag{5.5}$$

ονομάζεται *απώλειες λόγω διάδοσης* (*path – loss*) και πρακτικά εξηγεί ότι η ισχύς των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων μειώνεται συναρτήσει του τετραγώνου της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη.

Η εξίσωση (5.5), αν και θεωρητικά ακριβής, δεν λαμβάνει υπόψη δύο σημαντικούς παράγοντες: α) την μεταβλητότητα του καναλιού διάδοσης, και β) την ύπαρξη εμποδίων στη διαδρομή του σήματος.

Καταρχήν, λοιπόν, θα πρέπει να τονιστεί, ότι η εξ. (5.5) μας δίνει τις απώλειες διάδοσης κατά *μέση τιμή*.

Επιπλέον, θεωρητικές αναλύσεις αλλά και πειραματικά δεδομένα σε πραγματικά περιβάλλοντα κινητών επικοινωνιών, έχουν δείξει ότι η μέση λαμβανομένη ισχύς μειώνεται συναρτήσει όχι του τετραγώνου, αλλά ενός μεγαλύτερου εκθέτη, έστω n. Επομένως, σαν φυσική γενίκευση της εξ. (5), οι μέση τιμή των απωλειών λόγω διάδοσης μπορούν να γραφτούν ως

$$\overline{PL}(d) = \left(\frac{4\pi\, d}{\lambda}\right)^n \tag{5.6}$$

όπου η γραμμή πάνω από το $\overline{PL}(d)$ δηλώνει *μέση τιμή*, και n είναι ένας θετικός αριθμός, μεγαλύτερος ή ίσος του 2, που ονομάζεται *εκθέτης απωλειών διάδοσης*. Όπως είναι φανερό, η περίπτωση $n = 2$ αντιστοιχεί στην εξίσωση διάδοσης του ελευθέρου χώρου. Στην πράξη, ο εκθέτης n λαμβάνει μεγαλύτερες τιμές, ανάλογα με το πλήθος και τα χαρακτηριστικά των εμποδίων και των ανακλαστικών επιφανειών που βρίσκονται στο περιβάλλον διάδοσης. Επίσης, ο εκθέτης απωλειών διάδοσης εξαρτάται από τη συχνότητα του φέροντος, αλλά και από τα ύψη των κεραιών εκπομπής και λήψης. Στον παρακάτω πίνακα, παρουσιάζονται κάποιες χαρακτηριστικές τιμές του n για διάφορα περιβάλλοντα.

Περιβάλλον Διάδοσης	**Τιμή του n**
Ελεύθερος χώρος	2
Αστική περιοχή	2.7 έως 3.5
Σκιασμένη αστική περιοχή	3 έως 5
Εντός κτηρίου με οπτική επαφή	1.6 έως 1.8

Εντός σκιασμένου κτηρίου	4 έως 6
Εντός σκιασμένου βιομηχανικού κτηρίου	2 έως 3

Ένας πιο προσιτός πειραματικά τρόπος χρήσης της εξ. (5.6) είναι ο ακόλουθος. Εάν μετρήσουμε πειραματικά τη μέση τιμή των απωλειών διάδοσης σε μία απόσταση αναφοράς d_0, τότε η εξ. (6) γράφεται

$$\overline{PL}(d_0) = \left(\frac{4\pi\, d_0}{\lambda}\right)^n \tag{5.7}$$

Διαιρώντας τώρα κατά μέλη τις εξ. (6) και (7) παίρνουμε

$$\frac{\overline{PL}(d)}{\overline{PL}(d_0)} = \frac{\left(\frac{4\pi\, d}{\lambda}\right)^n}{\left(\frac{4\pi\, d_0}{\lambda}\right)^n} = \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \tag{5.8}$$

ή αλλιώς

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0)\cdot\left(\frac{d}{d_0}\right)^n \tag{5.9}$$

Γράφοντας τώρα την εξ. (5.9) σε λογαριθμική μορφή (για να εκφράσουμε τις ποσότητες σε dB), έχουμε:

$$\begin{aligned} \overline{PL}(d)_{[\mathrm{dB}]} &= \overline{PL}(d_0)_{[\mathrm{dB}]} + 10n\log\left(\frac{d}{d_0}\right) \Leftrightarrow \\ \overline{PL}(d)_{[\mathrm{dB}]} &= \overline{PL}(d_0)_{[\mathrm{dB}]} - 10n\log(d_0) + 10n\log(d) \end{aligned} \tag{5.10}$$

όπου d_0 είναι η απόσταση αναφοράς, και d είναι η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη. Προσέξτε ότι η γραμμές πάνω από τις ποσότητες $\overline{PL}(d)$ και $\overline{PL}(d_0)$ δηλώνουν μέσες τιμές.

Πρακτικά η εξ. (5.10) μας δίνει την εξής δυνατότητα: έχοντας μία πειραματική μέτρηση της μέσης τιμής απωλειών διάδοσης $\overline{PL}(d_0)$ σε μία απόσταση αναφοράς d_0

(της αρεσκείας μας), από την εξ. (5.10) μπορούμε να υπολογίσουμε τις απώλειες λόγω διάδοσης $\overline{PL}(d)$ σε οποιοδήποτε σημείο του χώρου, αρκεί να αντικαταστήσουμε την τιμή της απόστασης d.

Επιπλέον, από την εξ. (5.10) προκύπτει ότι η γραφική παράσταση της μέσης τιμής των απωλειών διάδοσης $\overline{PL}(d)$ σαν συνάρτηση του λογαρίθμου της απόστασης d είναι μία ευθεία γραμμή με κλίση $10n$.

5.2.2 Το μοντέλο διάδοσης Okumura – Hata

Ο Okumura μαζί με έναν αριθμό συνεργατών διεξήγαγαν αναλυτικές πειραματικές αναλύσεις για τη πρόβλεψη της διάδοσης σε κινητά τηλέφωνα στην περιοχή του Τόκυο. Ο Hata δημοσίευσε μία εμπειρική σχέση που βασίζεται στα πειραματικά αποτελέσματα του Okumura, η οποία προβλέπει με μεγάλη ακρίβεια τη μέση τιμή της απώλειας λόγω διάδοσης. Το μοντέλο Okumura–Hata είναι από τα πιο δημοφιλή και συχνά χρησιμοποιούμενα μοντέλα στο χώρο της κινητής τηλεφωνίας.

Σύμφωνα με το μοντέλο διάδοσης των Okumura – Hata η μέση απόσβεση διάδοσης σε αστικές περιοχές δίδεται από την εξίσωση

$$\overline{L}_{50\,(\text{urban})}[\text{dB}] = 69.55 + 26.16\log(f_c) - 13.82\log(h_{te}) - \alpha(h_{re}) + [44.9 - 6.55\log(h_{te})]\log(d) \qquad \text{(OH-1)}$$

Όπου f_c είναι η συχνότητα σε MHz από 150 MHz έως 1.5 GHz, h_{te} είναι το ύψος του σταθμού βάσης που κυμαίνεται μεταξύ 30 m και 200 m, h_{re} είναι το ύψος της κεραίας του κινητού τηλεφώνου που κυμαίνεται από 1 m έως 10 m, d είναι η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη σε km και $\alpha(h_{re})$ είναι ένας διορθωτικός παράγοντας σχετιζόμενος με το ύψος της κεραίας του κινητού τηλεφώνου και είναι συνάρτηση του είδους της περιοχής κάλυψης. Για μία μικρή ή μεσαίου μεγέθους πόλη, ο διορθωτικός παράγοντας $\alpha(h_{re})$ δίδεται σε dB από τη σχέση

$$\alpha(h_{re}) = [1.1\log(f_c) - 0.7]\cdot h_{re} - [1.56\log(f_c) - 0.8] \qquad \text{(OH-2)}$$

ενώ για πόλη μεγάλου μεγέθους δίδεται σε dB από την ακόλουθη σχέση για συχνότητες μικρότερες ή ίσες των 300 MHz

$$\alpha(h_{re}) = 8.29 \cdot [\log(1.54 h_{re})]^2 - 1.1 \qquad \text{(OH-3)}$$

και από την ακόλουθη σχέση (πάλι σε dB) για συχνότητες μεγαλύτερες από 300 MHz

$$\alpha(h_{re}) = 3.2 \cdot [\log(11.75 h_{re})]^2 - 4.97 \qquad \text{(OH-4)}$$

Η απόσβεση διάδοσης σε ημιαστική περιοχή δίδεται (σε dB) από τη σχέση

$$\overline{L}_{50\,(\text{sub-urban})}[\text{dB}] = \overline{L}_{50\,(\text{urban})}[\text{dB}] - 2\left[\log\left(\frac{f_c}{28}\right)\right]^2 - 5.4 \qquad \text{(OH-5)}$$

Τέλος, η απόσβεση διάδοσης σε ανοιχτές αγροτικές περιοχές δίδεται (σε dB) από τη σχέση

$$\overline{L}_{50\,(\text{rural})}[\text{dB}] = \overline{L}_{50\,(\text{urban})}[\text{dB}] - 4.78[\log(f_c)]^2 - 18.33\log(f_c) - 40.98 \qquad \text{(OH-6)}$$

Το μοντέλο αυτό είναι ιδιαίτερα αξιόπιστο για σχετικά μεγάλες κυψέλες ($d > 1\text{km}$), αλλά δεν είναι κατάλληλο για την εκτίμηση διάδοσης σε κυψέλες μικρού μεγέθους. Για τις κυψέλες αυτές απαιτείται η χρήση άλλων μοντέλων διάδοσης.

Η διευρωπαϊκή επιτροπή ερευνητικής και επιστημονικής συνεργασίας (European Co–operative for Scientific and Technical Research – COST\) και ειδικότερα η ερευνητική ομάδα εργασίας COST–231 προέκτεινε την εφαρμογή του μοντέλου των Okumura–Hata για συχνότητες μέχρι και 2 GHz. Σύμφωνα με το ενημερωμένο μοντέλο, η αστική απόσβεση διάδοσης δίδεται από τη σχέση

$$\overline{L}_{50\,(\text{urban})}[\text{dB}] = 46.3 + 33.9\log(f_c) - 13.82\log(h_{te}) - \alpha(h_{re}) + [44.9 - 6.55\log(h_{te})]\log(d) + C_M \qquad \text{(OH-7)}$$

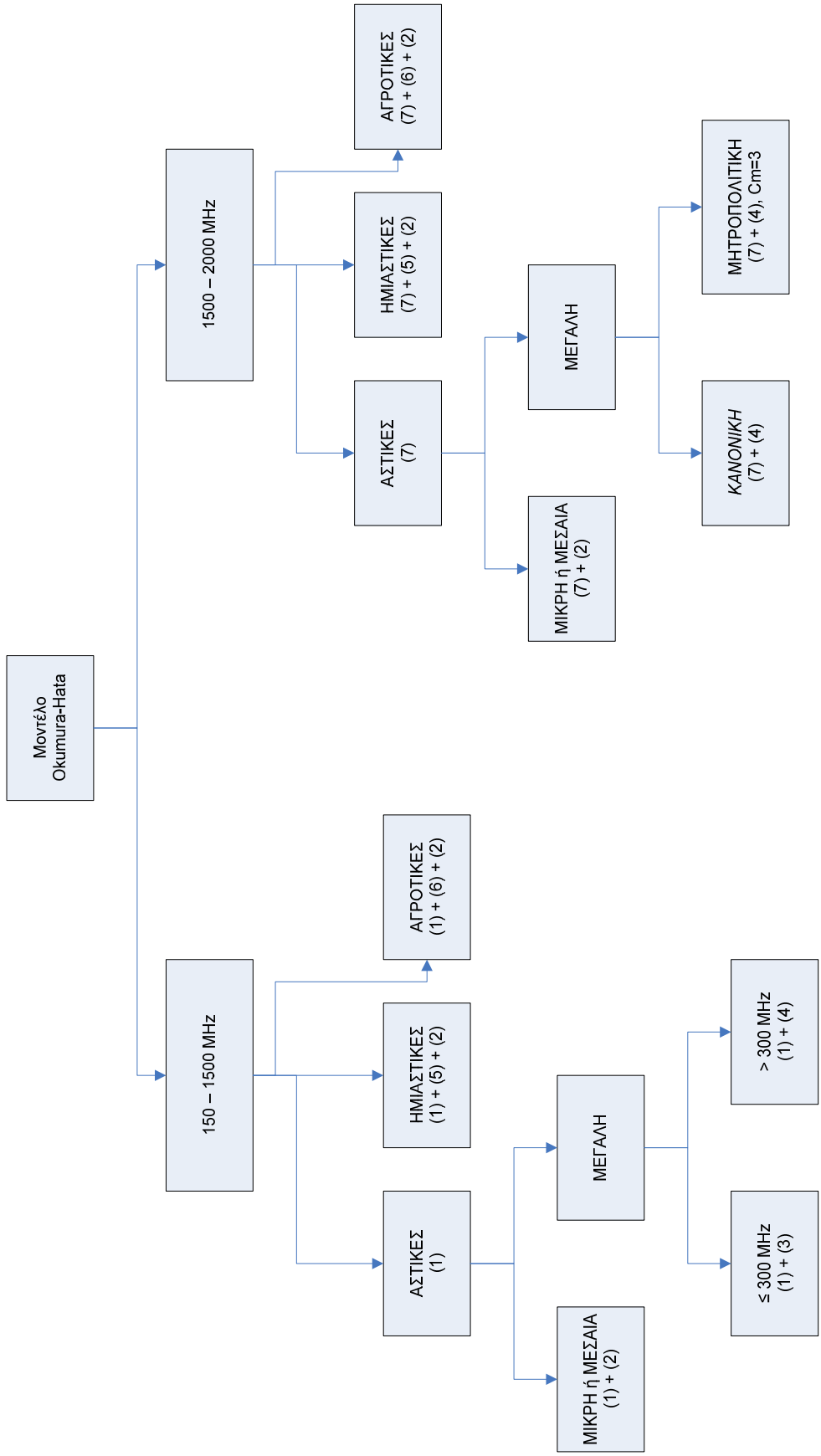
όπου ο συντελεστής C_M λαμβάνει τις τιμές 0 dB για πόλεις μεσαίου μεγέθους και ημιαστικές περιοχές και 3 dB για μητροπολιτικά κέντρα. Για την εφαρμογή του μοντέλου COST–231 οι παράμετροι περιορίζονται εντός των συγκεκριμένων ορίων, ως ακολούθως:

f_c: από 1.5 GHz έως 2.0 GHz,

h_{te}: από 30 m έως 200 m,

h_{re}: από 1 m έως 10 m, και

d: από 1 km έως 20 km.



Σχήμα 1. *Σχηματική απεικόνιση του μοντέλου Okumura-Hata.*

5.3 Μοντέλα πρόβλεψης της μεταβλητότητας της ισχύος

Τόσο διαμέσου θεωρητικών επιχειρημάτων, όσο και από εκτενή πειραματικά δεδομένα, έχει αποδειχθεί ότι η στιγμιαία ισχύς των λαμβανόμενων σημάτων σε οποιοδήποτε σημείο του χώρου υπόκειται σε τυχαία διακύμανση γύρω από τη μέση τιμή της ισχύος. Η διακύμανση αυτή οφείλεται σε δύο φαινόμενα: α) το φαινόμενο της *σκίασης* (*shadowing*), και β) το φαινόμενο της πολυοδικής διάδοσης (*multipath fading*), το οποίο αναλύθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο.

5.3.1 Σκίαση (shadowing)

Σκίαση είναι το φαινόμενο κατά το οποίο η στάθμη ισχύος του λαμβανόμενου σήματος αυξομειώνεται εξαιτίας της ύπαρξης τυχαίων εμποδίων στη διαδρομή μεταξύ πομπού και δέκτη.

Η διακύμανση της ισχύος λόγω της σκίασης έχει βρεθεί ότι ακολουθεί συγκεκριμένες στατιστικές ιδιότητες. Συγκεκριμένα, για περιβάλλοντα σαν αυτά της κινητής τηλεφωνίας, η στιγμιαία διακύμανση της ισχύος γύρω από τη μέση τιμή ακολουθεί τη *λογαριθμική–κανονική κατανομή* (*log–normal distribution*). Αυτό σημαίνει ότι ο λογάριθμος της ισχύος (ή αλλιώς η ισχύς σε dBm) ακολουθεί την κανονική (*Gaussian*) κατανομή.

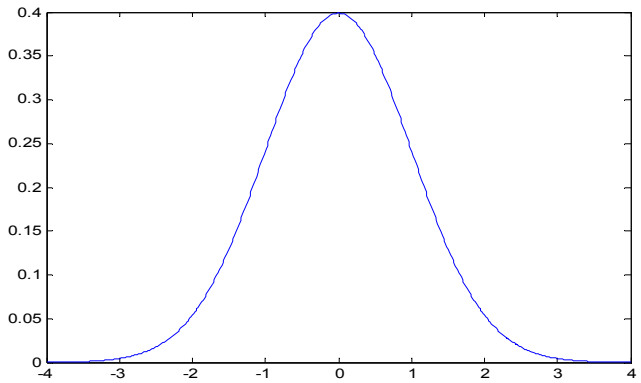
Αν εκφράσουμε την εξίσωση του Frijs σε dB, λαμβάνουμε

$$P_r(d)_{[\mathrm{dB}]} = P_{t[\mathrm{dB}]} + G_{T[\mathrm{dB}]} + G_{R[\mathrm{dB}]} - PL(d)_{[\mathrm{dB}]} \tag{5.11}$$

Στην εξίσωση αυτή, τα μεγέθη $P_{t[\mathrm{dB}]}$, $G_{T[\mathrm{dB}]}$, και $G_{R[\mathrm{dB}]}$ δεν εμπεριέχουν στατιστική αβεβαιότητα, ενώ οι απώλειες λόγω διάδοσης $PL(d)_{[\mathrm{dB}]}$, όπως είδαμε, ακολουθούν την *log-normal* κατανομή. Αυτό εξαναγκάζει και την ποσότητα της ισχύος λήψης $P_r(d)_{[\mathrm{dB}]}$ να ακολουθεί παρόμοια *log-normal* κατανομή. Αν θυμηθούμε την εξ. (5.1), η εξ. (5.11) ξαναγράφεται

$$P_r(d)_{[\mathrm{dB}]} = P_{t[\mathrm{dB}]} + G_{T[\mathrm{dB}]} + G_{R[\mathrm{dB}]} - \overline{PL}(d)_{[\mathrm{dB}]} - X_\sigma \tag{5.12}$$

όπου X_σ είναι τυχαία μεταβλητή που ακολουθεί την κανονική κατανομή, με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση σ. Στο παρακάτω διάγραμμα φαίνεται η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της κανονικής κατανομής, για μηδενική μέση τιμή και $\sigma = 1$.



Σχήμα 1. *Η κανονική κατανομή.*

Πρέπει εδώ να τονιστεί, ότι η εξ. (5.12) δεν είναι μία ντετερμινιστική, αλλά μία πιθανοτική εξίσωση. Αυτό σημαίνει, ότι είναι αδύνατο να προσδιοριστεί επακριβώς η στιγμιαία τιμή της ισχύος λήψης $P_r(d)_{[\mathrm{dB}]}$, διότι εμπεριέχεται ο πιθανοτικός παράγοντας X_σ. Το ντετερμινιστικό τμήμα του δεξί μέλους της εξ. (5.12) μας δίνει την *μέση τιμή* της λαμβανόμενης ισχύος, δηλαδή

$$\overline{P_r}(d)_{[\mathrm{dB}]} = P_{t[\mathrm{dB}]} + G_{T[\mathrm{dB}]} + G_{R[\mathrm{dB}]} - \overline{PL}(d)_{[\mathrm{dB}]} \tag{5.13}$$

Επομένως, η εξ. (5.12) μπορεί να γραφτεί πιο απλά ως εξής

$$P_r(d)_{[\mathrm{dB}]} = \overline{P_r}(d)_{[\mathrm{dB}]} - X_\sigma \tag{5.14}$$

Επειδή όμως στην κανονική κατανομή μηδενικής μέσης τιμής, το πρόσημο της μεταβλητής δεν έχει σημασία, μπορούμε να ξαναγράψουμε την εξ. (5.14) πιο απλά ως

$$P_r(d)_{[\mathrm{dB}]} = \overline{P_r}(d)_{[\mathrm{dB}]} + X_\sigma \tag{5.15}$$

Η γραφή της εξ. (5.15) απλά περιγράφει μαθηματικά ότι η στιγμιαία ισχύς λήψης $P_r(d)_{[\mathrm{dB}]}$ είναι απλά το άθροισμα της *μέσης τιμής* $\overline{P_r}(d)_{[\mathrm{dB}]}$ συν μία τυχαία μεταβλητή κανονικής κατανομής μηδενικής μέσης τιμής και τυπικής απόκλισης σ.

Εφόσον λοιπόν, είναι αδύνατο να πάρουμε ντετερμινιστικές απαντήσεις από την εξ. (5.15), πρέπει να καταφύγουμε στην στατιστική. Η εξ. (5.15) περιέχει την κανονική κατανομή, επομένως διέπεται από το νόμο της συνάρτησης σφάλματος Q που ορίζεται ως

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_z^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx = \frac{1}{2}\left[1 - erf\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right)\right] \tag{5.16}$$

Η συνάρτηση Q είναι πολύ χρήσιμη, διότι μας απαντά στο εξής ερώτημα: Σε τι ποσοστό οι τυχαίες τιμές που λαμβάνει μία τυχαία μεταβλητή υπερβαίνουν μία οποιαδήποτε τιμή (της επιλογής μας); Επομένως, η συνάρτηση Q μπορεί να μας χρησιμοποιηθεί για την εκτίμηση της πιθανότητας η στάθμη της λαμβανόμενης ισχύος στο δέκτη να υπερβεί (ή να κατέλθει) το κατώφλι της ευαισθησίας του δέκτη P_{sens}. Η τιμή αυτή της πιθανότητας θα μας δίνει και το ποσοστό κάλυψης (ή μη-κάλυψης) στο συγκεκριμένο σημείο του χώρου.

Η πιθανότητα, λοιπόν, η λαμβανόμενη ισχύς $P_r(d)_{[\mathrm{dB}]}$ να είναι μεγαλύτερη από την ευαισθησία του δέκτη $P_{sens[dB]}$ δίνεται από την εξίσωση

$$\mathrm{Prob}\left[P_r(d) > P_{sens}\right] = Q\left(\frac{P_{sens} - \overline{P_r}(d)}{\sigma}\right) \tag{5.17}$$

Αντίστοιχα, η πιθανότητα η λαμβανόμενη ισχύς $P_r(d)_{[\mathrm{dB}]}$ να είναι μικρότερη από την ευαισθησία του δέκτη $P_{sens[dB]}$ δίνεται από την εξίσωση

$$\mathrm{Prob}\left[P_r(d) < P_{sens}\right] = Q\left(\frac{\overline{P_r}(d) - P_{sens}}{\sigma}\right) \tag{5.18}$$

Ο υπολογισμός της τιμής της συνάρτησης Q απαιτεί τη χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή (π.χ. στο Matlab: 0.5*(1-erf(x/sqrt(2)))). Παρ' όλα αυτά, συχνά

καταφεύγουμε στην προσεγγιστική εκτίμηση της συνάρτησης Q μέσω της γραφικής της παράστασης.

Στο ακόλουθο διάγραμμα φαίνεται η τιμή της $Q(z)$ σαν συνάρτηση του z. Το διάγραμμα αυτό έχει γίνει μόνο για τις θετικές τιμές του z. Εάν επιθυμούμε τον υπολογισμό της $Q(z)$ για $z < 0$, τότε καταφεύγουμε στην βασική ιδιότητα της συνάρτησης Q που είναι

$$Q(-z) = 1 - Q(z) \tag{5.19}$$

5.3.2 Παράδειγμα 1

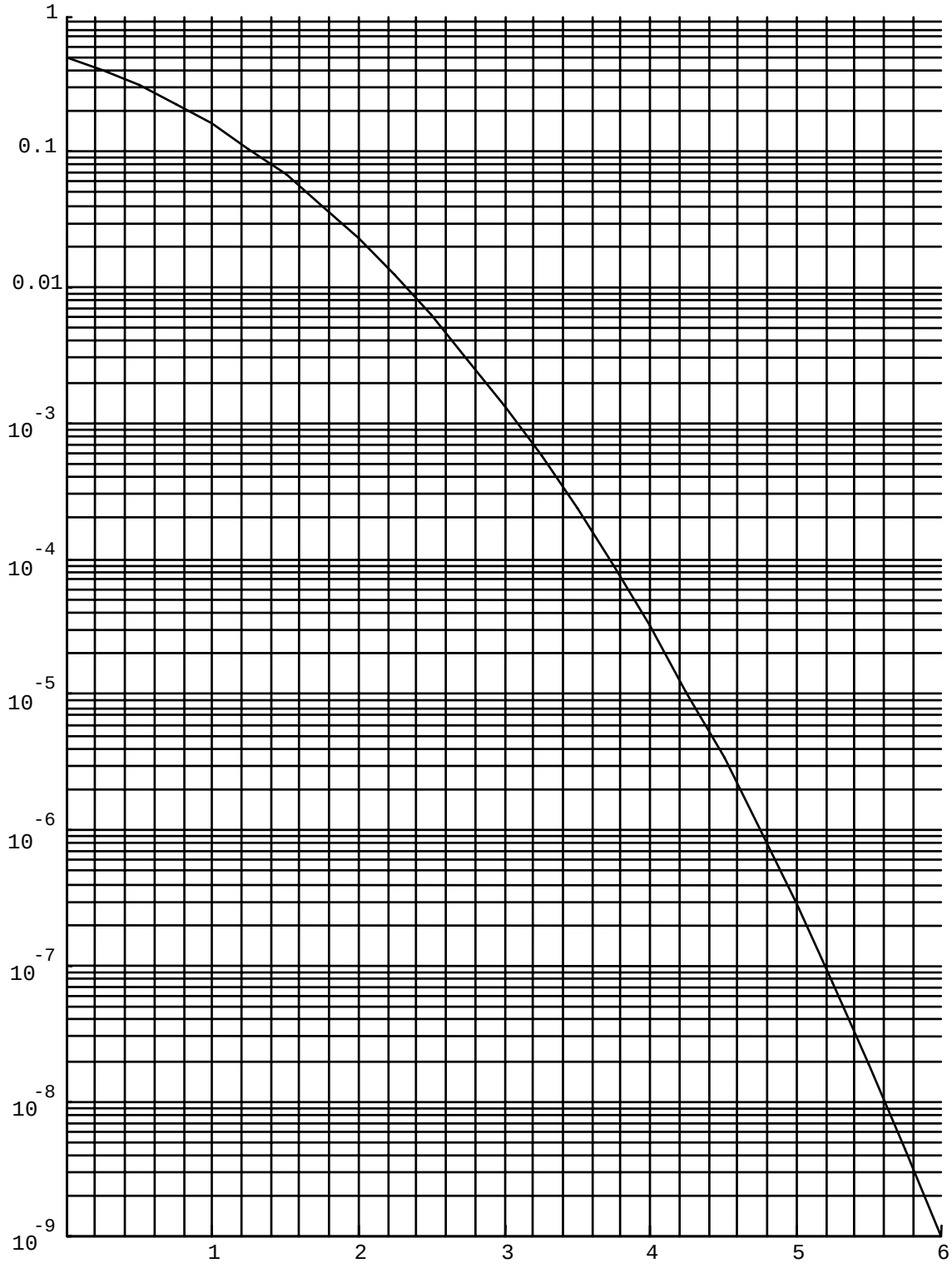
Αν θέλουμε να υπολογίσουμε την τιμή της $Q(-2)$, τότε παίρνουμε

$$Q(-2) = 1 - Q(2) \tag{5.20}$$

Από τη γραφική παράσταση, μπορούμε προσεγγιστικά να πάρουμε την τιμή του $Q(2) = 0.023$, επομένως

$$Q(-2) = 1 - 0.023 = 0.977 \tag{5.21}$$

Graph of Q-function (log. scale)



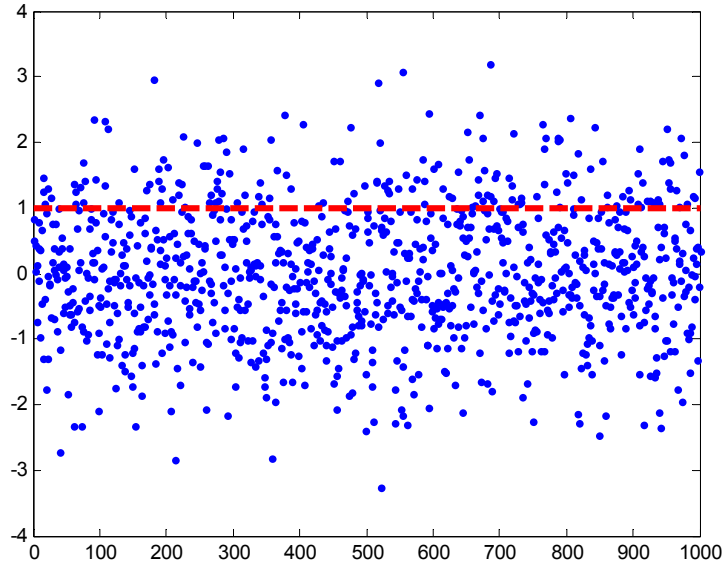
Σχήμα 2. *Γραφική παράσταση της συνάρτησης Q.*

5.3.3 Παράδειγμα 2

Ας θεωρήσουμε μία τυχαία μεταβλητή X_σ που ακολουθεί την κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση σ. Ας πάρουμε τώρα 10 τυχαίες τιμές της X_σ. Στο Matlab αυτό γίνεται γράφοντας την εντολή: `randn(10,1)`. Παίρνουμε λοιπόν:

- -0.7846
- 0.8279
- -0.2592
- -1.5061
- 1.0306
- 0.2014
- -1.2392
- -0.5260
- 0.6314
- -3.5968

Ας πάρουμε τώρα 1000 τυχαίες τιμές της X_σ και ας τις δούμε στην παρακάτω γραφική παράσταση.



Σχήμα 2. *1000 τυχαίες τιμές της* X_σ.

Θέλουμε τώρα να απαντήσουμε στο ερώτημα: *Σε τι ποσοστό οι τιμές της* X_σ *υπερβαίνουν την τιμή 1;*

Στο ερώτημα αυτό μπορούμε να απαντήσουμε αρχικά με πειραματικό τρόπο, δηλαδή να μετρήσουμε από το παραπάνω σχήμα πόσες τιμές βρίσκονται πάνω από την ευθεία που ορίζει το κατώφλι της τιμής 1. Η απάντηση στο συγκεκριμένο πείραμα είναι: 169. Εφόσον όλες οι τιμές είναι 1000, το ποσοστό είναι $169/1000 = 0.169 = 16.9\%$.

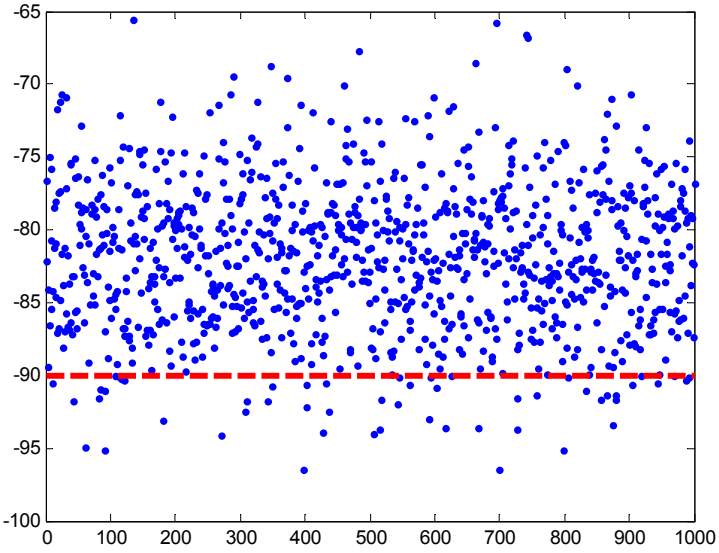
Την απάντηση αυτή όμως μας τη δίνει με θεωρητικό τρόπο η εξ. (5.17). Αν θέσουμε σαν μέση τιμή $\overline{P_r}(d) = 0$ (αφού οι τυχαία μεταβλητή X_σ έχει μηδενική μέση τιμή), $P_{sens} = 0$ (το κατώφλι για το οποίο ψάχνουμε την πιθανότητα υπέρβασης) και $\sigma = 1$ (η τυπική απόκλιση της τυχαίας μεταβλητής X_σ) τότε έχουμε

$$\text{Prob}\left[P_r(d) > 1\right] = Q\left(\frac{1-0}{1}\right) = 0.1587 = 15.87\% \qquad (5.22)$$

Εδώ φαίνεται και η αδυναμία της πειραματικής μεθόδου, εφόσον το πειραματικό αποτέλεσμα διαφέρει αρκετά από το θεωρητικό. Αυτό συμβαίνει διότι στο πείραμα έχουμε πάρει σχετικά μικρό αριθμό δειγμάτων (μόνο 1000). Όσο περισσότερα τυχαία δείγματα πάρουμε, τόσο η πειραματική τιμή θα πλησιάζει την θεωρητική.

5.3.4 Παράδειγμα 3

Ας θεωρήσουμε τώρα ένα πιο ρεαλιστικό παράδειγμα, όπου η μέση τιμή της ισχύος λήψης σε ένα σημείο του χώρου είναι $\overline{P_r}(d) = -82\text{dBm}$ και η ευαισθησία του δέκτη είναι $P_{sens} = -90\text{dBm}$, ενώ η τυπική απόκλιση της διακύμανσης λόγω σκίασης είναι $\sigma = 5\text{dB}$. Ας πάρουμε πάλι 1000 τυχαία δείγματα της στιγμιαίας ισχύος λήψης $P_r(d)$



Σχήμα 3. *1000 τυχαίες τιμές της* X_σ.

Σε αυτήν την περίπτωση, η πιθανότητα υπέρβασης του κατωφλίου είναι

$$\text{Prob}\left[P_r(d) > 1\right] = Q\left(\frac{-90+82}{5}\right) = 0.9452 = 94.52\% \qquad (5.23)$$

Αυτό πρακτικά σημαίνει, ότι στο σημείο εκείνο του χώρου ο δέκτης δέχεται *ικανό* για τη λειτουργία του σήμα στο 94.52% του χρόνου. Με άλλα λόγια, η κάλυψη του δικτύου σε εκείνο το σημείο είναι 94.52%. Αντίστροφα, η πιθανότητα μη-κάλυψης (*outage probability*) στο σημείο αυτό είναι 1-0.9452=0.0548, ή αλλιώς 5.48%.

Οι τιμές αυτές επαληθεύονται και πειραματικά, αφού στο παραπάνω διάγραμμα, 950 τιμές βρίσκονται πάνω από το κατώφλι και 50 τιμές κάτω από το κατώφλι, δίνοντας ένα πειραματικό ποσοστό κάλυψης – μή-κάλυψης 95% – 5%.

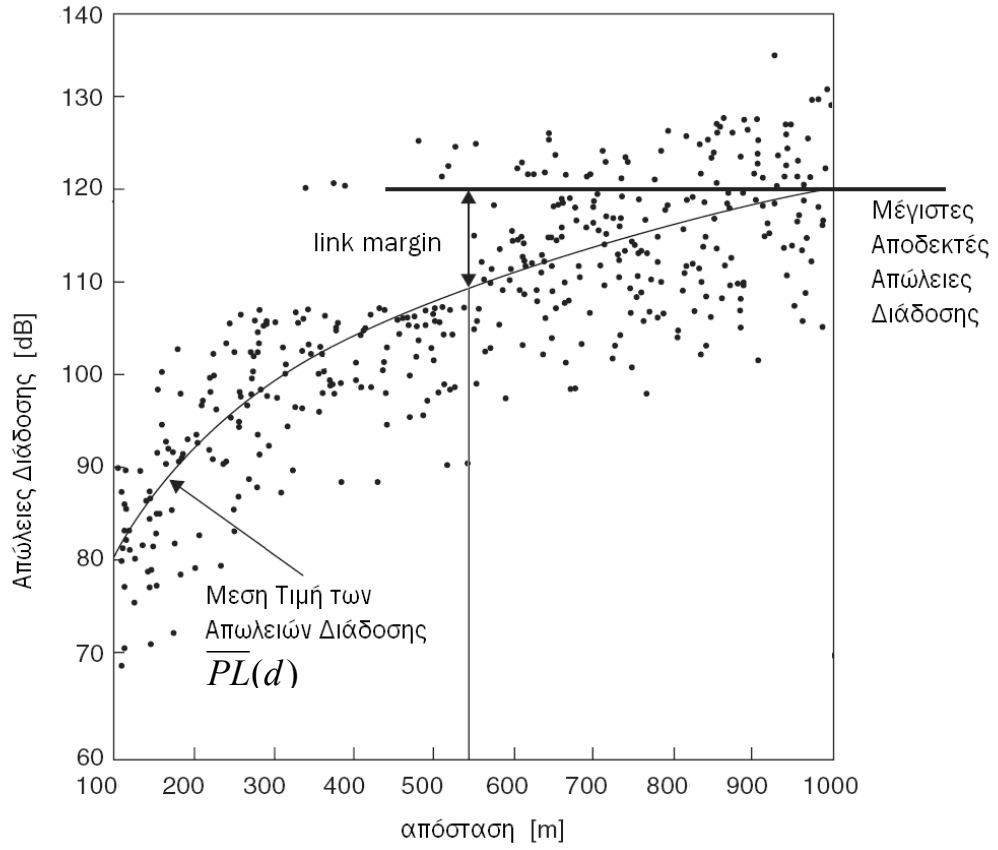
5.4 Σύνοψη

Η στιγμιαία τιμή των απωλειών διάδοσης $PL(d)$ σε απόσταση d από τον πομπό μοντελοποιείται ως μία τυχαία μεταβλητή της μορφής

$$PL(d) = \overline{PL}(d) + X_\sigma \tag{5.24}$$

όπου $\overline{PL}(d)$ είναι η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης στην απόσταση d, και X_σ είναι μια τυχαία επιπρόσθετη διακύμανση που ακολουθεί την log-normal κατανομή, με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση σ.

Στο παρακάτω διάγραμμα φαίνονται μερικές τυχαίες τιμές του $PL(d)$ σε dB, οι οποίες απεικονίζονται ως διάσπαρτα σημεία, ως συνάρτηση της απόστασης. Ταυτόχρονα, στο ίδιο διάγραμμα, απεικονίζεται και η γραφική παράσταση της μέσης τιμής των απωλειών διάδοσης $\overline{PL}(d)$, η οποία είναι μία συνεχής καμπύλη, η τιμή της οποίας μεγαλώνει καθώς απομακρυνόμαστε από το σταθμό βάσης.



5.4.1 Παράδειγμα 4

Παρατηρούμε ότι τα ζεύγη τιμών $(d_i, PL(d_i))$ δημιουργούν ένα νέφος σημείων γύρω από την καμπύλη της μέσης τιμής $\overline{PL}(d)$. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα, η τυπική απόκλιση του νέφους των μετρήσεων είναι $\sigma = 5$.

Έτσι, σε μία δεδομένη απόσταση, η στιγμιαία τιμή του path loss παίρνει τυχαίας τιμές, άλλες μεγαλύτερες (σημεία πάνω από την καμπύλη), και άλλες μικρότερες (σημεία κάτω από την καμπύλη) από τη μέση τιμή.

Σε κάθε ραδιοζεύξη, υπάρχει ένα επιθυμητό κατώφλι ορθής λειτουργίας, το οποίο καθορίζει ένα μέγιστο ύψος αποδεκτών απωλειών διάδοσης. Στο παραπάνω διάγραμμα, π.χ. η μέγιστη αυτή αποδεκτή τιμή είναι 120 dB.

Αυτό σημαίνει ότι όταν η στιγμιαία τιμή του $PL(d)$ λαμβάνει τιμές χαμηλότερες από 120 dB, η ραδιοζεύξη λειτουργεί ορθά. Αντίθετα, στα ζεύγη $(d_i, PL(d_i))$ που βρίσκονται πάνω από τα 120 dB, η ραδιοζεύξη κλείνει.

Για παράδειγμα, όταν βρεθούμε σε απόσταση π.χ. 1000 m από το σταθμό βάσης, η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης έχει τιμή

$$\overline{PL}(1000) = 120\,\text{dB} \tag{5.25}$$

Στο σημείο αυτό, το 50% των στιγμιαίων μετρήσεων του $PL(d)$ υπερβαίνει τη μέση τιμή, και το υπόλοιπο 50% των στιγμιαίων μετρήσεων βρίσκεται χαμηλότερα από τα 120 dB. Αυτό σημαίνει ότι η ζεύξη είναι διαθέσιμη για το 50% του χρόνου.

Το παραπάνω αποτέλεσμα προκύπτει από το γεγονός ότι σε απόσταση 1000 m, η μέση τιμή ταυτίζεται με το κατώφλι λειτουργίας της ραδιοζεύξης, οπότε η πιθανότητα διαθεσιμότητας εξάγεται από το $Q(0) = 0.5$.

Αν μετακινηθούμε πιο κοντά στον σταθμό βάσης, π.χ. στα 540 m, τότε η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης έχει τιμή

$$\overline{PL}(540) = 110\,\text{dB} \tag{5.26}$$

Αυτό σημαίνει ότι σε σύγκριση με το ανώτατο επιτρεπόμενο κατώφλι των 120 dB, διαθέτουμε 10 dB περιθώριο, που ονομάζεται link margin, το οποίο θα μελετήσουμε αναλυτικά σε επόμενο κεφάλαιο. Στο σημείο αυτό, οι περισσότερες στιγμιαίες μετρήσεις του $PL(d)$ βρίσκονται κάτω από το κατώφλι των 120 dB, ενώ σχετικά λίγες μετρήσεις βρίσκονται πάνω από τα 120 dB. Ο ακριβής προσδιορισμός των σχετικών πιθανοτήτων δίνεται από τη συνάρτηση Q, ως ακολούθως

$$\text{Prob}_{[\text{διαθεσιμότητα γγι } d=540]} = Q\left(\frac{110-120}{5}\right) = Q(-2) = 0.9772 = 97.72\% \qquad (5.27)$$

και

$$\text{Prob}_{[\text{μη-διαθεσιμότητα γγι } d=540]} = Q\left(\frac{120-110}{5}\right) = Q(2) = 0.0228 = 2.28\% \qquad (5.28)$$

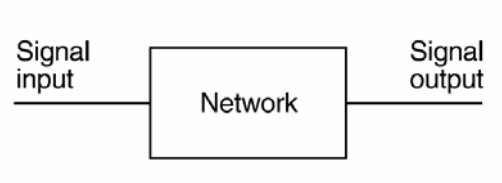
Στο σημείο αυτό, λοιπόν, η ραδιοζεύξη είναι διαθέσιμη στο 97.72% του χρόνου.

6. Τα decibels και οι εφαρμογές τους

6.1 Βασικές γνώσεις

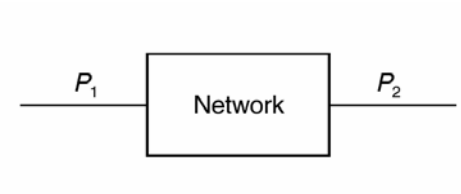
Σκοπός αυτού του κεφαλαίου είναι να εξασφαλίσει την κατανόηση των εννοιών των decibels, που είναι απαραίτητη σε όλο το εύρος των τηλεπικοινωνιών, και ασφαλώς, στα επόμενα κεφάλαια.

Το decibel εκφράζει τη σχέση μεταξύ δύο ηλεκτρικών ποσοτήτων ισχύος (watt), τάσης (volt) και έντασης ampere). Εάν ένα σήμα περάσει διαμέσου μιας συσκευής (π.χ. ενισχυτή, μίκτη, κεραίας, εξασθενητή, γραμμή μεταφοράς κτλ), τότε το σήμα αυτό θα υποστεί είτε μία ενίσχυση, είτε μία εξασθένηση. Οι συσκευές αυτές μπορούν γενικά να περιγραφούν ως ένα δικτύωμα, το οποίο διαθέτει μία είσοδο και μία έξοδο, όπως στο παρακάτω διάγραμμα.



Στην είσοδο και στην έξοδο μπορούμε να μετρήσουμε τη στάθμη του σήματος, είτε σε Watts, είτε σε Volts, είτε σε Amperes. Το decibel είναι ένα χρήσιμο εργαλείο για τη σύγκριση μεταξύ της στάθμης εξόδου και της στάθμης εισόδου. Εάν η έξοδος έχει μεγαλύτερο σήμα από την είσοδο, τότε λέμε ότι το σήμα ενισχύθηκε, ή ότι το δικτύωμα παρουσιάζει κέρδος, το οποίο σε decibel έχει θετική τιμή, π.χ. +3 dB. Εάν η έξοδος είναι ασθενέστερη από την είσοδο, τότε λέμε ότι το σήμα εξασθένησε, ή ότι το δικτύωμα παρουσιάζει απώλειες, οπότε η σχέση σε decibel είναι αρνητική, π.χ. -3 dB.

Συνήθως, τα decibel χρησιμοποιούνται για τη σύγκριση μεταξύ της ισχύος εξόδου με την ισχύ εισόδου. Θεωρήστε, για παράδειγμα, το παρακάτω δικτύωμα



Έτσι, αν P_2 είναι η ισχύς εξόδου και P_1 η ισχύς εισόδου, τότε το κλάσμα

$$R = \frac{P_2}{P_1} \tag{6.1}$$

είναι καθαρός αριθμός. Αν αυτό το κλάσμα R το εκφράσουμε σε decibel, έχουμε

$$R_{[\mathrm{dB}]} = 10\log(R) = 10\log\left(\frac{P_2}{P_1}\right) \tag{6.2}$$

δηλαδή 10 φορές ο λογάριθμος του κλάσματος.

Ας θυμηθούμε εδώ τον ορισμό του λογαρίθμου με βάση το 10:

$$y = \log x \Leftrightarrow x = 10^y \quad , \quad x > 0 \tag{6.3}$$

Αν θέλουμε να κάνουμε την αντίστροφη διαδικασία, δηλαδή να μετατρέψουμε την τιμή των decibel σε αριθμητική τιμή, αρκεί να λύσουμε την παραπάνω εξίσωση ως προς R, δηλαδή

$$\begin{aligned} &R_{[\mathrm{dB}]} = 10\log(R) \Leftrightarrow \\ &\frac{R_{[\mathrm{dB}]}}{10} = \log(R) \Leftrightarrow \\ &R = 10^{R_{[\mathrm{dB}]}/10} \end{aligned} \tag{6.4}$$

Μια σημαντική ιδιότητα των λογαρίθμων είναι η

$$\log x^n = n\log x \tag{6.5}$$

ενώ

$$\begin{aligned} &\log 1 = 0 \\ &\log 10 = 1 \end{aligned}$$

Θυμηθείτε ότι ο λογάριθμος δεν ορίζεται για τιμές του $x \le 0$. Από τις παραπάνω ιδιότητες, μπορούμε πολύ εύκολα να υπολογίζουμε τους λογαρίθμους των δυνάμεων του 10, π.χ.

$$\begin{aligned}
&\log 1 = \log 10^0 = 0 \log 10 = 0 \\
&\log 10 = 1 \\
&\log 100 = \log 10^2 = 2 \log 10 = 2 \\
&\log 1000 = \log 10^3 = 3 \log 10 = 3 \\
&\log 10000 = \log 10^4 = 4 \log 10 = 4 \\
&\ldots
\end{aligned}$$

ενώ για τιμές μικρότερες του 1, έχουμε

$$\begin{aligned}
&\log 0.1 = \log 10^{-1} = -1 \\
&\log 0.01 = \log 10^{-2} = -2 \\
&\log 0.001 = \log 10^{-3} = -3 \\
&\log 0.0001 = \log 10^{-4} = -4 \\
&\ldots
\end{aligned}$$

Έστω το ακόλουθο δικτύωμα

Βλέπουμε ότι η έξοδος του δικτυώματος έχει μεγαλύτερη ισχύ από την είσοδο. Ποιο είναι το κέρδος της συσκευής σε dB; Ας γράψουμε το κλάσμα

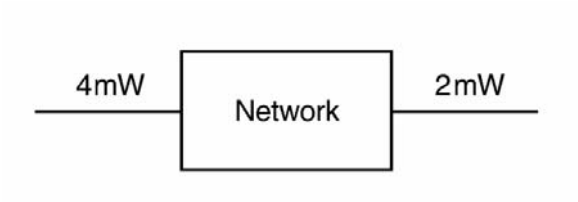
$$R_{[\mathrm{dB}]} = 10 \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right)$$

όπου $P_2 = 4\mathrm{mW}$ και $P_1 = 2\mathrm{mW}$. Επομένως

$$R_{[\mathrm{dB}]} = 10 \log\left(\frac{4\mathrm{mW}}{2\mathrm{mW}}\right) = 10 \log(2) = 10 \cdot 0.301 = 3.01\,\mathrm{dB}$$

Αυτό είναι ένα χρησιμότατο αποτέλεσμα στις επικοινωνίες, που μας λέει ότι ο διπλασιασμός της ισχύος αντιστοιχεί σε +3dB.

Αν αντίθετα, το δικτύωμα επέφερε μείωση της ισχύος, όπως το ακόλουθο



τότε το κλάσμα θα έπαιρνε τιμή

$$R_{[\mathrm{dB}]} = 10\log\left(\frac{2\mathrm{mW}}{4\mathrm{mW}}\right) = 10\log\left(\frac{1}{2}\right) = 10\log\left(2^{-1}\right) = -10\log(2) = -3.01\,\mathrm{dB}$$

Αυτό επίσης είναι ένα πολύ χρήσιμο αποτέλεσμα στις επικοινωνίες, που μας λέει ότι ο υποδιπλασιασμός της ισχύος αντιστοιχεί σε -3dB.

Τα decibel αποτελούν πολύ χρήσιμα εργαλεία στις τηλεπικοινωνίες, γιατί κληρονομούν μία πολύ σημαντική ιδιότητα από τους λογαρίθμους

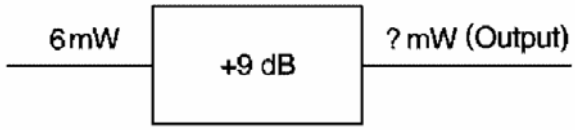
$$\log(a \cdot b) = \log(a) + \log(b)$$
$$\log\left(\frac{a}{b}\right) = \log(a) - \log(b)$$

Αυτό σημαίνει, ότι όταν εργαζόμαστε με decibels, στη θέση των πολλαπλασιασμών κάνουμε προσθέσεις και στη θέση των διαιρέσεων κάνουμε αφαιρέσεις.

Έτσι, για παράδειγμα, μπορούμε πολύ εύκολα να υπολογίσουμε τους λόγους 2, 4 και 8 σε decibels

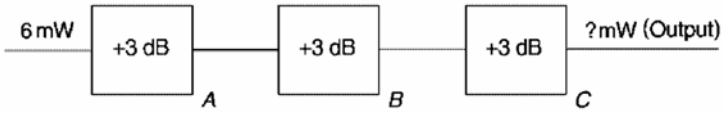
$$4: \quad 10\log(4) = 10\log(2 \cdot 2) = 10\log(2) + 10\log(2) = 6.02\,\mathrm{dB}$$
$$8: \quad 10\log(8) = 10\log(4 \cdot 2) = 10\log(4) + 10\log(2) = 9.03\,\mathrm{dB}$$

Για παράδειγμα, στο επόμενο δικτύωμα, πόση είναι η ισχύς εξόδου;



Η είσοδος είναι 6 mW, ενώ το κέρδος ισχύος είναι +9 dB, το οποίο αντιστοιχεί στην αριθμητική τιμή 8. Επομένως, η έξοδος θα έχει ισχύ $8 \cdot 6 = 48$ mW.

Με βάση τις παραπάνω ιδιότητες, το δικτύωμα με κέρδος +9dB, ισοδυναμεί με 3 δικτυώματα, συνδεδεμένα σε σειρά, με +3dB κέρδος το καθένα



Δηλαδή, όταν έχουμε δικτυώματα συνδεδεμένα σε σειρά, τα κέρδη τους προστίθενται μεταξύ τους. Ένας άλλος τρόπος να δει κανείς το παραπάνω συνδυασμό των 3 δικτυωμάτων είναι ο εξής: Το δικτύωμα A έχει +3dB κέρδος, δηλαδή διπλασιάζει την ισχύ. Το ίδιο και το B, και το C. Επομένως, το συνολικό κέρδος είναι $2 \times 2 \times 2$. Δηλαδή, ενώ στις αριθμητικές τιμές κάνουμε πολλαπλασιασμό

$$2 \times 2 \times 2 = 8$$

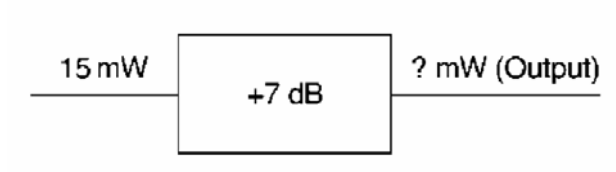
στα decibels κάνουμε πρόσθεση

$$3\text{dB} + 3\text{dB} + 3\text{dB} = 9\text{dB}$$

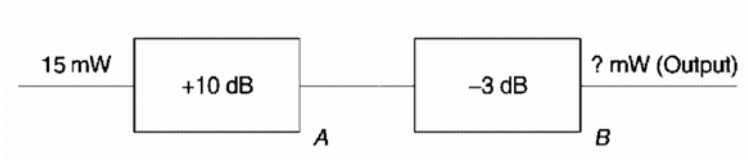
Με άλλα λόγια, κέρδος 9dB σημαίνει ότι η ισχύς πολλαπλασιάζεται επί 8. Αντίστοιχα, κέρδος 6dB σημαίνει ότι η ισχύς πολλαπλασιάζεται επί 4, ενώ κέρδος 3dB σημαίνει ότι η ισχύς πολλαπλασιάζεται επί 2.

Αν τα παραπάνω κέρδη ήταν αρνητικά, τότε αντί για πολλαπλασιασμό θα κάναμε διαίρεση. Δηλαδή, κέρδος -9dB σημαίνει ότι η ισχύς διαιρείται δια 8. Αντίστοιχα, κέρδος -6dB σημαίνει ότι η ισχύς διαιρείται δια 4, ενώ κέρδος -3dB σημαίνει ότι η ισχύς διαιρείται δια 2.

Οι παραπάνω ιδιότητες των decibels δείχνουν ότι ακόμα και χωρίς χρήση υπολογιστή, είναι σχετικά εύκολοι οι υπολογισμοί. Ας πάρουμε για παράδειγμα το παρακάτω δικτύωμα



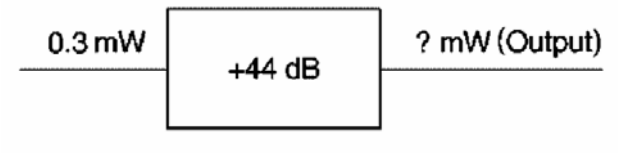
Φυσικά, δεν είναι εύκολο να υπολογίσουμε την αριθμητική τιμή του κέρδους που αντιστοιχεί σε +7dB. Αν όμως παρατηρήσουμε ότι 7=10-3, μπορούμε να αντικαταστήσουμε το παραπάνω δικτύωμα με το ακόλουθο ισοδύναμό του



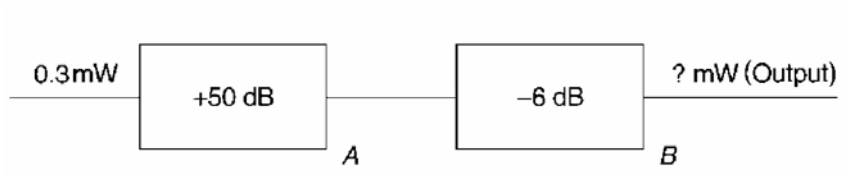
Έτσι, το συνολικό κέρδος παραμένει +7dB. Όμως, το δικτύωμα A έχει κέρδος +10dB, δηλαδή σε απλή αριθμητική τιμή, πολλαπλασιάζει την ισχύ επί 10. Το δικτύωμα B έχει κέρδος -3dB, δηλαδή διαιρεί την ισχύ δια 2. Επομένως το συνολικό κέρδος είναι $10/2 = 5$. Δηλαδή τα +7dB αντιστοιχούν στην αριθμητική τιμή 5. Επομένως, στην έξοδο η ισχύς θα είναι $15\ \mathrm{mW} \times 5 = 75\ \mathrm{mW}$.

Με τον ίδιο τρόπο, μπορούμε να υπολογίσουμε σχεδόν οποιαδήποτε τιμή decibels χωρίς τη χρήση υπολογιστή, βασιζόμενη απλά στις βασικές ιδιότητές τους.

Ας θεωρήσουμε το ακόλουθο πρόβλημα

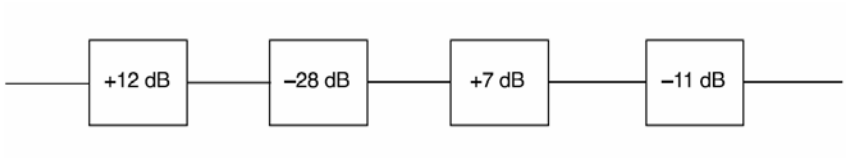


Το κέρδος των +44 dB μπορεί να γραφτεί σαν +44=+50-6.

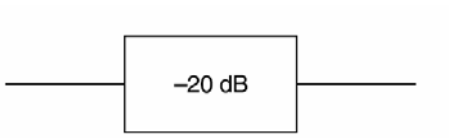


Το κέρδος των +50 dB αντιστοιχεί σε αριθμητική τιμή 10^5, ενώ το κέρδος -6dB ισοδυναμεί με διαίρεση διά 4. Επομένως, τα +44 dB αντιστοιχούν στην αριθμητική τιμή $10^5/4 = 25000$. Άρα, η ισχύς στην έξοδο θα είναι $0.3\,\text{mW} \times 25000 = 7500\,\text{mW} = 7.5\,\text{W}$.

Τώρα, ας δούμε ένα πιο σύνθετο πρόβλημα, με περισσότερες βαθμίδες.

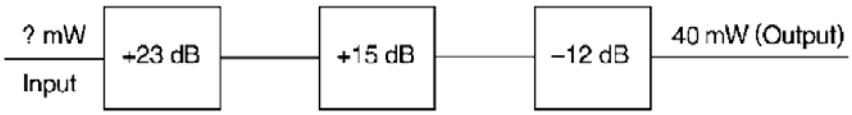


Η ιδέα είναι ότι τα κέρδη των επιμέρους δικτυωμάτων προστίθενται ως decibels (αφού πολλαπλασιάζονται ως αριθμητικές τιμές). Επομένως, το συνολικό κέρδος του παραπάνω συστήματος θα είναι $+12 - 28 + 7 - 11 = -20\,\text{dB}$. Δηλαδή, το ισοδύναμο σύστημα είναι το ακόλουθο



Τελικά, κέρδος -20dB σημαίνει διαίρεση δια 100, άρα το συνολικό κέρδος του συστήματος σαν αριθμητική τιμή είναι ίσο με $1/100$.

Ας δούμε τώρα το ακόλουθο σύστημα



Εδώ, μας ζητείται η ισχύς εισόδου του συστήματος. Το συνολικό κέρδος του παραπάνω συστήματος θα είναι $+23+15-12=26\,\text{dB}$. Όμως, τα 26dB ισοδυναμούν με 20+6 dB. Όμως +20dB σημαίνει πολλαπλασιασμός επί 100, ενώ +6dB σημαίνει πολλαπλασιασμός επί 4. Άρα, το συνολικό κέρδος σε αριθμητική τιμή είναι ίσο με $100\times 4=400$. Αν τώρα P_{in} είναι η ισχύς εισόδου και P_{out} η ισχύς εξόδου, τότε

$$P_{out}=400\cdot P_{in}\Leftrightarrow$$
$$P_{in}=\frac{P_{out}}{400}$$

Όμως $P_{out}=40\,\text{mW}$, επομένως $P_{in}=40/400=0.1\,\text{mW}$.

6.2 dB και dBm

Τα dBm είναι παράγωγα των decibel (σημαίνουν dB milliwatt) και χρησιμοποιούνται για τη μέτρηση της ισχύος . Είναι εξαιρετικής σημασίας στις τηλεπικοινωνίες διότι απλοποιούν σε μεγάλο βαθμό τις πράξεις.

Τα dBm είναι ένα κλάσμα, όπως και τα dB. Τα dBm ορίζονται ως η σχέση σε decibel μεταξύ μιας τιμής ισχύος P και του ενός χιλιοστού του watt (1 mW). Δηλαδή:

$$P_{[\text{dBm}]}=10\log\left(\frac{P}{1\text{mW}}\right) \tag{6.6}$$

Αν τώρα θέλουμε να κάνουμε την αντίστροφη διαδικασία, δηλαδή να μετατρέψουμε την ισχύ από dBm πίσω σε watt, αρκεί να λύσουμε την παραπάνω εξίσωση ως προς P, δηλαδή

$$
\begin{aligned}
&P_{[\mathrm{dBm}]} = 10\log\left(\frac{P}{1\mathrm{mW}}\right) \Leftrightarrow \\
&\frac{P_{[\mathrm{dBm}]}}{10} = \log\left(\frac{P}{1\mathrm{mW}}\right) \Leftrightarrow \\
&\frac{P}{1\mathrm{mW}} = 10^{P_{[\mathrm{dBm}]}/10} \Leftrightarrow \\
&P = 1\mathrm{mW} \cdot 10^{P_{[\mathrm{dBm}]}/10} \Leftrightarrow \\
&P = 10^{-3} \cdot 10^{P_{[\mathrm{dBm}]}/10} \Leftrightarrow \\
&P = 10^{\frac{P_{[\mathrm{dBm}]}}{10} - 3}
\end{aligned}
\tag{6.7}
$$

Επομένως

$$
\begin{aligned}
1\,\mathrm{mW} &= 0\,\mathrm{dBm} \\
10\,\mathrm{mW} &= 10\,\mathrm{dBm} \\
100\,\mathrm{mW} &= 20\,\mathrm{dBm} \\
1\,\mathrm{W} &= 30\,\mathrm{dBm} \\
10\,\mathrm{W} &= 40\,\mathrm{dBm}
\end{aligned}
$$

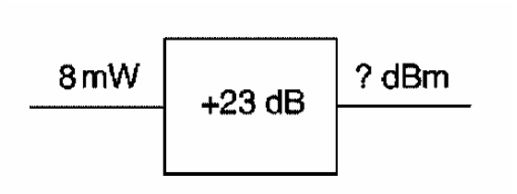
και παρομοίως

$$
\begin{aligned}
0.1\,\mathrm{mW} &= -10\,\mathrm{dBm} \\
0.01\,\mathrm{mW} &= -20\,\mathrm{dBm} \\
0.001\,\mathrm{mW} &= -30\,\mathrm{dBm} \\
0.0001\,\mathrm{mW} &= -40\,\mathrm{dBm}
\end{aligned}
$$

Ας υπολογίσουμε τώρα, με πόση ισχύ ισοδυναμεί το +3dBm. Φυσικά, είναι 3dB υψηλότερα από τα 0dBm. Με άλλα λόγια, η ισχύς του 1mW πολλαπλασιασμένη επί 2, δηλαδή 2mW. Με τον ίδιο τρόπο, +6dBm ισοδυναμούν με 4mW, και -3dBm είναι 0.5mW.

Τώρα, με τη χρήση των dBm, είναι ακόμη πιο εύκολη η επίλυση προβλημάτων με κέρδη δικτυωμάτων.

Για παράδειγμα, το παρακάτω δικτύωμα



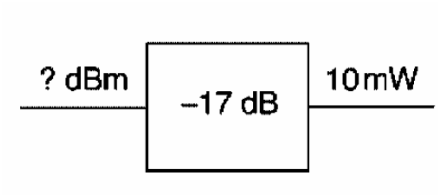
Πρώτα, ας μετατρέψουμε τα 8mW της εισόδου σε dBm. Είναι πολύ απλό. Αφού 2mW ισοδυναμούν σε +3dBm, τα 4mW είναι +6dBm, και άρα τα 8mW είναι +9dBm. Τώρα, εφόσον έχουμε όλα τα ποσά σε decibel, αντί να πολλαπλασιάσουμε την ισχύ εισόδου (σε Watt) επί το αριθμητικό κέρδος του δικτυώματος, θα προσθέσουμε την ισχύ εισόδου (σε dBm) με το κέρδος του δικτυώματος (σε dB).

Έτσι, η ισχύς εξόδου (σε dBm) είναι απλά το άθροισμα της εισόδου (σε dBm) και του κέρδους (σε dB):

$$P_{2[\mathrm{dBm}]} = P_{1[\mathrm{dBm}]} + G_{[\mathrm{dB}]} = +9\ \mathrm{dBm} + 23\ \mathrm{dB} = +32\ \mathrm{dBm}$$

Εδώ σημειώστε ότι είναι απολύτως σωστό το ότι προσθέτουμε dBm και dB. Πρέπει να γίνει σαφές ότι τα decibel δεν είναι καινούργιες μονάδες μέτρησης, αλλά απλά κάποιες πράξεις που γίνονται στα μεγέθη της ισχύος και των κερδών για να διευκολυνόμαστε στις πράξεις.

Ας δούμε τώρα το παρακάτω δικτύωμα



Πόση είναι η ισχύς εισόδου; Καταρχήν, η ισχύς εξόδου των 10mW αντιστοιχεί σε +10dBm. Το δικτύωμα έχει κέρδος -17dB, δηλαδή η έξοδος είναι κατά 17dB χαμηλότερη από την είσοδο. Επομένως, η είσοδος θα πρέπει να είναι

$$P_{in[\mathrm{dBm}]} = +10\ \mathrm{dBm} - (-17\ \mathrm{dB}) = 27\ \mathrm{dBm}$$

Με πόσα Watt όμως αντιστοιχούν τα 27dBm της εισόδου; Αν θυμηθούμε ότι 30dBm είναι το 1W, τότε τα 27dBm είναι 3dB χαμηλότερα από το 1W, δηλαδή το 1W διαιρεμένο δια 2, άρα $27\ \mathrm{dBm} = 0.5\ \mathrm{W}$.

7. Πειραματικός Προσδιορισμός του Εκθέτη Απωλειών Διάδοσης με τη Μέθοδο Ελαχίστων Τετραγώνων

7.1 Εισαγωγή

Οι απώλειες λόγω διάδοσης (κατά *μέση* τιμή) ενός ραδιοσήματος με μήκος κύματος λ σε απόσταση d δίνονται από την εξίσωση

$$\overline{PL}(d) = \left(\frac{4\pi \cdot d}{\lambda}\right)^n \tag{7.1}$$

όπου n είναι ο *εκθέτης απωλειών διάδοσης*, ο οποίος παίρνει τιμές ≥ 2 (το 2 ισχύει για τον ελεύθερο χώρο – οπτική επαφή). Λαμβάνοντας την εξίσωση για μία *απόσταση αναφοράς* d_0 έχουμε

$$\overline{PL}(d_0) = \left(\frac{4\pi \cdot d_0}{\lambda}\right)^n \tag{7.2}$$

Διαιρώντας τις (7.1) και (7.2) κατά μέλη, παίρνουμε το *μακροσκοπικό μοντέλο διάδοσης* των ασύρματων καναλιών

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) \cdot \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \tag{7.3}$$

ή σε λογαριθμική μορφή

$$\overline{PL}(d)_{[dB]} = \overline{PL}(d_0)_{[dB]} + 10 \cdot n \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \tag{7.4}$$

ή αλλιώς

$$\overline{PL}(d)_{[dB]} = \overline{PL}(d_0)_{[dB]} - 10 \cdot n \cdot \log_{10} d_0 + 10 \cdot n \cdot \log_{10} d \tag{7.5}$$

Η εξίσωση (7.5) μπορεί εύκολα να μετασχηματιστεί σε μία γραμμική εξίσωση πρώτου βαθμού (*εξίσωση ευθείας*), εάν κάνουμε τις ακόλουθες αντιστοιχίσεις

$$\begin{aligned} y &\equiv \overline{PL}(d)_{[dB]} \\ x &\equiv 10 \cdot \log_{10} d \\ a &\equiv n \\ b &\equiv \overline{PL}(d_0)_{[dB]} - 10 \cdot n \cdot \log_{10} d_0 \end{aligned} \tag{7.6}$$

Τότε, η εξίσωση (7.5) παίρνει τη μορφή εξίσωσης ευθείας

$$y = ax + b \tag{7.7}$$

Για τον πειραματικό λοιπόν προσδιορισμό του εκθέτη απωλειών διάδοσης, απαιτείται η εκτίμηση των παραμέτρων της εξίσωσης ευθείας (7.7), εφόσον $a \equiv n$.

Ο προσδιορισμός αυτός απαιτεί την πειραματική λήψη ενός συνόλου από N ζεύγη τιμών $\left(d_i, \overline{PL}(d_i)\right)$, όπου $i = 1,2,\ldots,N$, τα οποία μέσω των μετασχηματισμών (7.6) θα μας δώσουν τα ζεύγη τιμών (x_i, y_i). Αυτά τα ζεύγη (x_i, y_i) θα χρησιμοποιηθούν για την εφαρμογή της μεθόδου των *ελαχίστων τετραγώνων* για τον προσδιορισμό των παραμέτρων a και b της ευθείας.

7.2 Μέθοδος Ελαχίστων Τετραγώνων

Από όλες τις προσεγγιστικές καμπύλες για ένα δεδομένο σύνολο ζευγών (x_i, y_i) η καμπύλη με την ιδιότητα $\sum_{i=1}^{N} e_i^2 = \min$ όπου $e_i = y_i - \hat{y}_i$ και $\hat{y}_i = f(x_i)$ είναι η καμπύλη με την καλύτερη προσαρμογή. Λέγεται ότι μια τέτοια καμπύλη έχει προσαρμοστεί στα δεδομένα με βάση την αρχή των ελαχίστων τετραγώνων και καλείται *καμπύλη ελαχίστων τετραγώνων*.

Χρησιμοποιώντας τον προηγούμενο ορισμό, μπορούμε να δείξουμε ότι η ευθεία ελαχίστων τετραγώνων που προσεγγίζει τα ζεύγη τιμών (x_i, y_i) έχει εξίσωση

$$y = ax + b \tag{7.8}$$

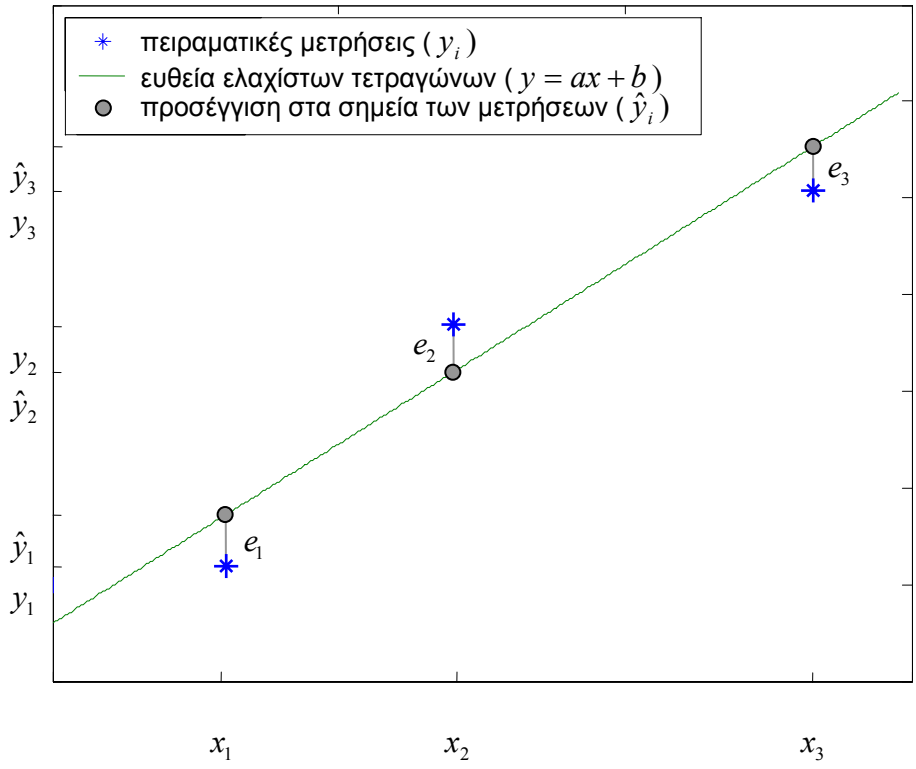
όπου οι σταθερές a και b ικανοποιούν τις ακόλουθες εξισώσεις, οι οποίες ονομάζονται κανονικές εξισώσεις για την ευθεία των ελαχίστων τετραγώνων

$$\sum_{i=1}^{N} y_i = a \cdot \sum_{i=1}^{N} x_i + b \cdot N \tag{7.9}$$

$$\sum_{i=1}^{N} x_i y_i = a \cdot \sum_{i=1}^{N} x_i^{\,2} + b \cdot \sum_{i=1}^{N} x_i \tag{7.10}$$

Λύνοντας τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτουν εύκολα οι τιμές των a και b ως εξής:

$$a = \frac{N \cdot \sum_{i=1}^{N} x_i y_i - \sum_{i=1}^{N} x_i \sum_{i=1}^{N} y_i}{N \cdot \sum_{i=1}^{N} x_i^{\,2} - \left(\sum_{i=1}^{N} x_i \right)^2}, \qquad b = \frac{\sum_{i=1}^{N} y_i \sum_{i=1}^{N} x_i^{\,2} - \sum_{i=1}^{N} x_i \sum_{i=1}^{N} x_i y_i}{N \cdot \sum_{i=1}^{N} x_i^{\,2} - \left(\sum_{i=1}^{N} x_i \right)^2} \tag{7.11}$$



Εικόνα 1. Παράδειγμα παρεμβολής με ευθεία ελαχίστων τετραγώνων

Εάν $\hat{y}_i$ είναι η προσέγγιση της ευθείας $y = ax + b$ για την τιμή του y για ένα δεδομένο x_i, τότε ένα μέτρο του πόσο διασπαρμένα είναι τα σημεία (x_i, y_i) γύρω από την ευθεία είναι η διασπορά σ^2, που υπολογίζεται ως εξής

$$\sigma^2{}_{y,x} = \frac{\sum_{i=1}^{N}(y_i - \hat{y}_i)^2}{N} \tag{7.12}$$

Το μέγεθος σ ονομάζεται τυπική απόκλιση.

Προσέξτε στην εξίσωση (7.12), ότι το y_i είναι η πειραματική μέτρηση από το ζεύγος (x_i, y_i), ενώ το $\hat{y}_i$ είναι η εκτίμηση (προσέγγιση) της ευθείας $y = ax + b$ για $x = x_i$, δηλαδή

$$\hat{y}_i = ax_i + b \tag{7.13}$$

Το μέγεθος $e_i = y_i - \hat{y}_i$ ονομάζεται *σφάλμα εκτίμησης*.

8. DS-CDMA & PN–Codes

8.1 Εισαγωγή

Η τεχνική CDMA (code division multiple access) αντιμετωπίζει το πρόβλημα της *πολλαπλής πρόσβασης* του ραδιομέσου με τη μέθοδο *διαίρεσης κωδικών*. Συγκεκριμένα, στον κάθε χρήστη ανατίθεται ένας μοναδικός δυαδικός κωδικός, ο οποίος χρησιμοποιείται για την κωδικοποίηση και αποκωδικοποίηση των εκπεμπόμενων δεδομένων του χρήστη αυτού. Επειδή η διαδικασία της κωδικοποίησης επιφέρει διεύρυνση του εύρους φάσματος ονομάζεται *spreading*. Αντίστοιχα, η διεργασία της αποκωδικοποίησης ονομάζεται *de-spreading*.

8.2 Spreading

Η διεύρυνση του φάσματος του εκπεμπόμενου σήματος επιτυγχάνεται με το διαχωρισμό του χρόνου εκπομπής των ψηφιακών δεδομένων (bits) σε υποδιαιρέσεις που ονομάζονται *chips*. Ανάλογα με το μήκος του κωδικού διεύρυνσης προκύπτει και ο αριθμός των chips μέσα σε ένα bit. Αν π.χ ο κωδικός έχει μήκος 7, αυτό σημαίνει ότι ένα bit χωρίζεται σε 7 chips. Έτσι, στο χρόνο που διαρκεί ένα bit, εκπέμπεται ο κωδικός διεύρυνσης (με ορθή πολικότητα για bit '1', και με ανεστραμμένη πολικότητα για bit '0'). Αυτός ο τρόπος κωδικοποίησης ονομάζεται *direct sequence*, για αυτό και η μέθοδος ονομάζεται DS-CDMA.

Με το διαχωρισμό όμως των bits σε chips, αυξάνεται και ο πραγματικός ρυθμός εκπομπής στο κανάλι, αφού προκύπτουν περισσότερες εναλλαγές μεταξύ '0' και '1' στη μονάδα του χρόνου. Έτσι, διευρύνεται και το εκπεμπόμενο φάσμα κατά τον ίδιο παράγοντα. Για μήκος π.χ. κωδικού 7, το εκπεμπόμενο φάσμα συχνοτήτων διευρύνεται κατά 7 φορές. Για το λόγο αυτό, το μήκος του κωδικού ονομάζεται και *παράγοντας διεύρυνσης (SF – spreading factor)*. Επομένως, ο παράγοντας διεύρυνσης αντιπροσωπεύει ταυτόχρονα τρία πράγματα:

1. SF: το μήκος του κωδικού πολλαπλής πρόσβασης

2. SF: το πλήθος των chips στο χρόνο ενός bit

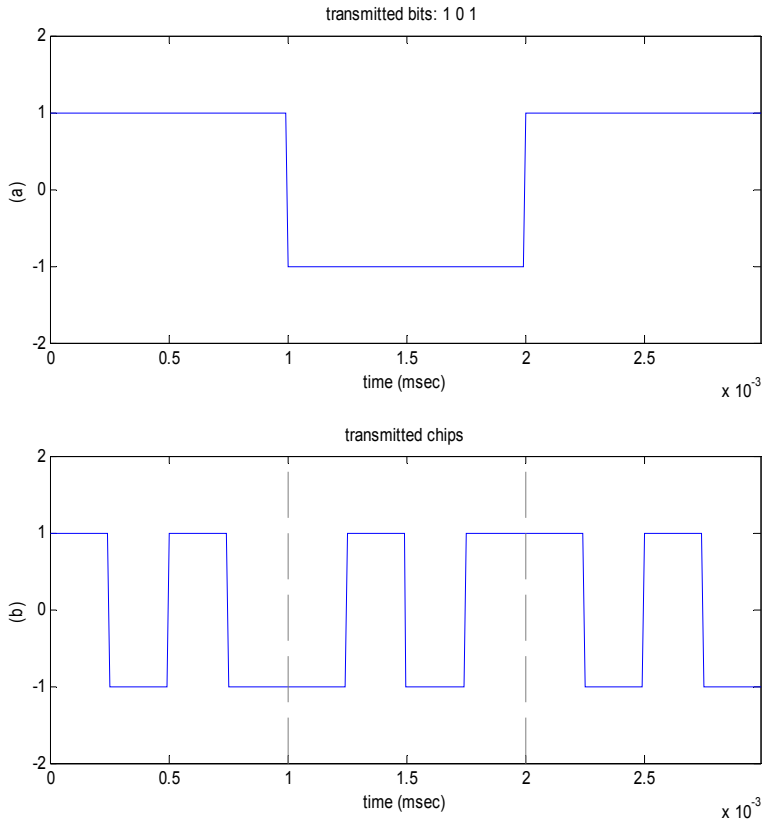
3. SF: ο παράγοντας διεύρυνσης του φάσματος συχνοτήτων

Σημείωση: Στο 3G σύστημα UMTS, τα ψηφιακά δεδομένα (bits & chips) μεταδίδονται με *διπολική κωδικοποίηση*, δηλαδή το '1' μεταδίδεται σαν 1 και το '0' σαν -1.

8.2.1 Παράδειγμα

Έστω ότι ένας χρήστης επιθυμεί να εκπέμψει τα δυαδικά δεδομένα 101 και του ανατίθεται ο κωδικός πολλαπλής πρόσβασης 1010. Ας θεωρήσουμε ότι ο χρόνος ενός bit είναι 1msec.

Ο *παραδοσιακός* τρόπος διπολικής εκπομπής, δηλαδή χωρίς χρήση CDMA, φαίνεται στο σχήμα 1.α, όπου δηλαδή το bit '1' μεταδίδεται ως 1Volt, και το bit '0' ως -1Volt, κάθε 1msec.



Σχήμα 1. Παράδειγμα εκπομπής DS-CDMA

Η κωδικοποίηση της ίδιας συμβολοσειράς 101 με χρήση DS-CDMA και κωδικό διεύρυνσης 1010 επιτυγχάνεται με την εκπομπή των παρακάτω chips:

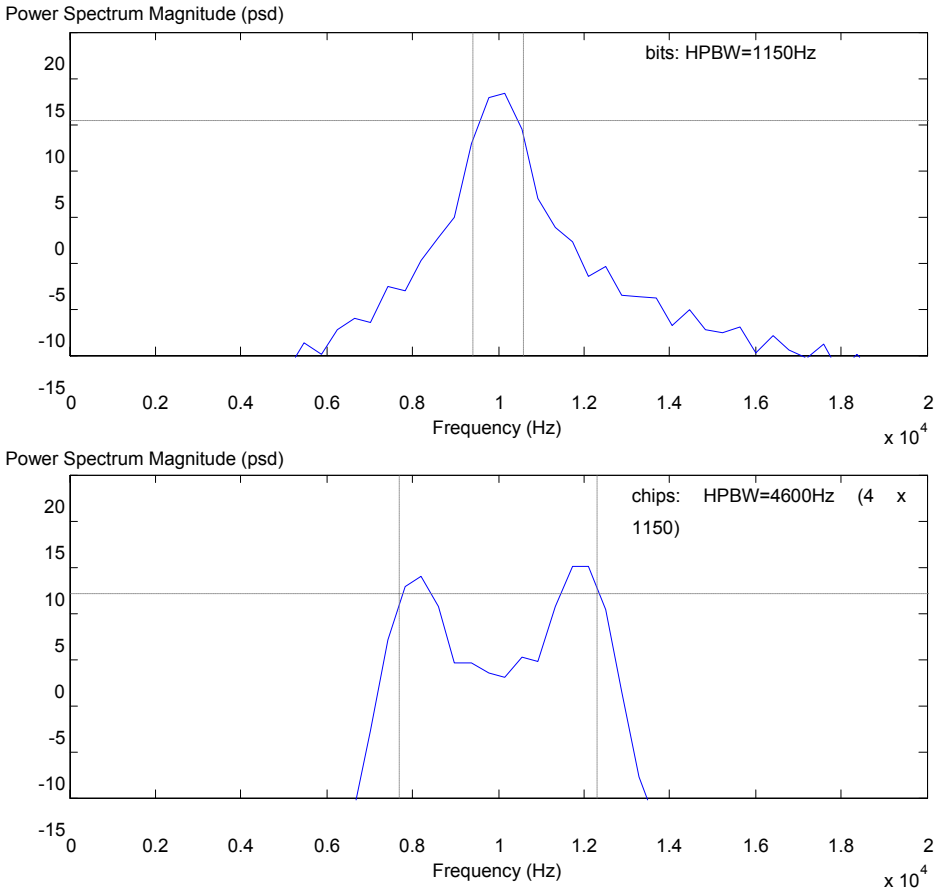
chips:	1 0 1 0	0 1 0 1	1 0 1 0
	ορθή	*ανεστρ.*	*ορθή*
bits:	1	0	1

όπου δηλαδή στη θέση του '1' εκπέμπεται ο κωδικός διεύρυνσης με ορθή πολικότητα και στη θέση του '0' εκπέμπεται ο κωδικός διεύρυνσης με ανεστραμμένη πολικότητα (δηλαδή με πράξη NOT). Η εκπομπή της σειράς των chips 101001011010 φαίνεται στο σχήμα 1.β. Εδώ, ο παράγοντας διεύρυνσης έχει τιμή SF=4.

Παρατηρήστε ότι στην *κλασική* διπολική εκπομπή (σχήμα 1.α) οι εναλλαγές της τάσης συμβαίνουν κατ' ελάχιστο κάθε 1msec. Αντίθετα, στην DS-CDMA εκπομπή οι εναλλαγές της τάσης συμβαίνουν κάθε 0,25msec, δηλαδή 4 φορές (SF) πιο συχνά. Αυτή είναι και η αιτία που το εκπεμπόμενο φάσμα διευρύνεται κατά SF φορές. Το φαινόμενο αυτό καταδεικνύεται στο σχήμα 2.

Συγκεκριμένα, έχει γίνει διαμόρφωση BPSK σε φορέα συχνότητας 10kHz με ρυθμό μετάδοσης συμβόλων 1bit/1msec = 1000bps. Αυτό, στην κλασική BPSK οδηγεί σε ένα εύρος ζώνης ημίσειας–ισχύος (*HPBW* – half power bandwidth) της τάξης των 1150Hz. Στην περίπτωση όμως της μετάδοσης DS-CDMA, ο ρυθμός συμβόλων γίνεται 1chip/0,25msec = 4000cps (chips per second). Αυτό σημαίνει τετραπλάσιο απαιτούμενο εύρος ζώνης, δηλαδή 4600Hz, όπως φαίνεται και στο σχήμα.

Παρατηρήστε επίσης, ότι ενώ το εύρος ζώνης διευρύνθηκε (πολλαπλασιάστηκε) κατά 4 φορές, ο φασματική πυκνότητα ισχύος υποβιβάστηκε κατά 4 φορές ή κατά περίπου 6dB, αφού $10\log_{10}(4) = 6{,}02\text{dB}$. Αυτό συμβαίνει διότι η συνολική ισχύς (που είναι το ολοκλήρωμα της φασματικής πυκνότητας ισχύος ως προς τη συχνότητα) πρέπει να παραμείνει η ίδια.



Σχήμα 2. Σύγκριση εύρους ζώνης συχνοτήτων μεταξύ της απλής διπολικής εκπομπής και της εκπομπής διευρυμένου φάσματος DS-CDMA.

8.3 Τύποι κωδικών διεύρυνσης

Οι κώδικες διεύρυνσης είναι ακολουθίες από ‘0’ και ‘1’ που έχουν κάποιες *ειδικές ιδιότητες*. Η κύρια ιδιότητά τους είναι ότι η αυτοσυσχέτιση των κωδικών είναι 1 και η ετεροσυσχέτισή τους είναι 0. Δηλαδή αν πολλαπλασιάσει κανείς έναν κώδικα (στην διπολική του μορφή) με τον εαυτό του, κατόπιν προσθέσει τα γινόμενα και κατόπιν διαιρέσει με SF, παίρνει σαν αποτέλεσμα 1. Αν κάνει κανείς το ίδιο μεταξύ δύο διαφορετικών κωδικών, το αποτέλεσμα είναι 0 (ή *σχεδόν* 0). Αυτοί οι κώδικες ονομάζοντα PN–codes (pseudo noise codes), δηλαδή κώδικες *ψευδο–θορύβου*, επειδή τα χαρακτηριστικά αυτοσυσχέτισης και ετεροσυσχέτισης μοιάζουν με αυτά του λευκού θορύβου. Αυτή η πολύ σημαντική ιδιότητα χρησιμοποιείται κατά τη διαδικασία της αποκωδικοποίησης, που ονομάζεται *de-spreading (αποδιεύρυνση)*.

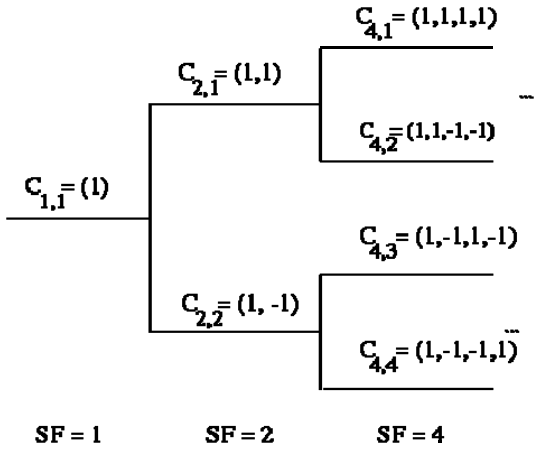
Οι πιο δημοφιλείς pn κώδικες είναι οι *κώδικες gold* και οι κώδικες *OVSF (orthogonal variable spreading factor)*.

Οι κώδικες gold έχουν μήκος $2^N - 1$ και παράγονται με ειδικούς αλγόριθμους, τους οποίους δεν θα εξετάσουμε εδώ. Για παράδειγμα, οι κώδικες gold με μήκος 7 είναι οι ακόλουθοι:

- 1001011
- 1010110
- 0100010
- 1110001
- 0011000
- 0000101
- 0111111
- 1101100

Αυτοί οι κώδικες έχουν το μειονέκτημα ότι η ετεροσυσχέτισή τους είναι *σχεδόν μηδέν* (για την ακρίβεια είναι $-\frac{1}{SF}$).

Πιο ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι κώδικες OVSF, οι οποίοι έχουν μήκος 2^N και παράγονται με τη βοήθεια ενός δυαδικού δέντρου, όπως στο σχήμα 3.



Σχήμα 3. Δυαδικό δέντρο των κωδικών OVSF

Για μήκος κωδικού SF, υπάρχουν SF διαφορετικοί κώδικες (δεν είναι όλοι οι συνδυασμοί έγκυροι). Έτσι, για παράδειγμα, οι κώδικες OVSF μήκους 4 είναι οι:

- 1111
- 1100
- 1010
- 1001

Οι κώδικες αυτοί έχουν τα ακόλουθα βασικά πλεονεκτήματα. Πρώτον, έχουν μηδενική ετεροσυσχέτιση, για αυτό και ονομάζονται *ορθογώνιοι*. Αυτό είναι πολύ σημαντικό στη διαδικασία της αποκωδικοποίησης (*despreading*) στο δέκτη, όπως θα φανεί παρακάτω. Δεύτερον, ο αλγόριθμος παραγωγής τους είναι πολύ απλός, και είναι δυνατή η παραγωγής κωδικού οποιουδήποτε μήκους που είναι δύναμη του 2. Τέλος, η ιδιότητα της *οθρογωνιότητας* ισχύει και μεταξύ κωδικών διαφορετικού μήκους, αρκεί αυτοί να προέρχονται από διαφορετικό *κλαδί* στο δυαδικό δέντρο.

Για παράδειγμα, οι κωδικοί $C_{2,2} = (1,-1)$ και $C_{4,2} = (1,1,-1,-1)$ είναι μεταξύ τους ορθογώνιοι. Αντίθετα οι κωδικοί $C_{2,2} = (1,-1)$ και $C_{4,4} = (1,-1,1,-1)$ *δεν* είναι ορθογώνιοι, διότι ανήκουν στο ίδιο κλαδί του δέντρου.

8.4 UMTS – universal mobile telephony system

Για αυτά τα πλεονεκτήματά τους, οι κώδικες OVSF επιλέχθηκαν για το 3ης γενιάς σύστημα κινητής τηλεφωνίας UMTS. Ο βασικός ρυθμός μετάδοσης chips στο UMTS είναι 3,84Mcps (3.840.000 chips per second).

Για την κωδικοποίηση DS-CDMA χρησιμοποιούνται οι κώδικες OVSF, με μήκη SF = 4, 8, 16, 32, 64 ή 128. Ανάλογα με το μήκος του κωδικού, εξάγεται και ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων, που είναι $\frac{3840000}{SF}$bps. Για τις υπηρεσίες φωνής π.χ., το SF=128. Αυτό δίνει ένα ρυθμό συμβόλων στο κανάλι

$$\frac{3840000}{128} = 30000\text{bps} = 30\text{kbps} \ \ (\text{φωνή}).$$

Στον παρακάτω πίνακα συνοψίζονται όλες οι δυνατοί συνδυασμοί κωδικών και ρυθμού μετάδοσης:

Μήκος κωδικού	**Ρυθμός καναλιού**	**Ρυθμός χρήστη (1/2)**
4	960kbps	480kbps
8	480kbps	240kbps
16	240kbps	120kbps
32	120kbps	60kbps
64	60kbps	30kbps
128	30kbps	15kbps

Προσέξτε, ότι ο πραγματικός ρυθμός μετάδοσης που προσφέρεται τελικά στο χρήστη είναι ο μισός από το βασικό ρυθμό του καναλιού. Αυτό συμβαίνει διότι γίνεται χρήση κωδικοποίησης *FEC (forward error correction)* με αναλογία 1:2, για την προστασία των ψηφιακών δεδομένων από σφάλματα. Δηλαδή, για κάθε bit που εκπέμπει ο χρήστης, εκπέμπεται και ένα ακόμη για προστασία.

Ακολουθεί ένα λυμένο παράδειγμα για την κατανόηση της κωδικοποίησης (*spreading*) και αποκωδικοποίησης (*de–spreading*) DS–CDMA.

8.5 Λυμένο Παράδειγμα με PN-codes

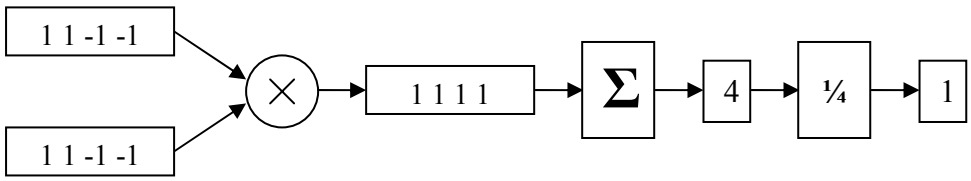
Ας πάρουμε τους 4 κώδικες OVSF μήκους 4:

- 1 1 1 1
- 1 1 0 0
- 1 0 1 0
- 1 0 0 1

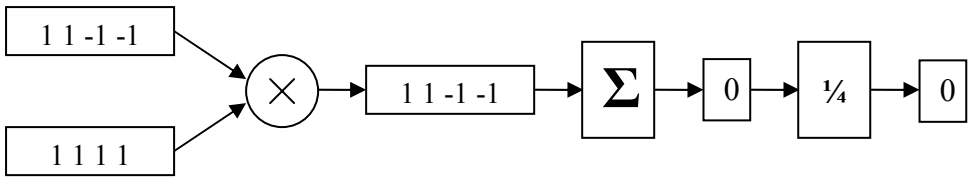
Στη διπολική τους μορφή θα είναι:

- 1 1 1 1
- 1 1 -1 -1
- 1 -1 1 -1
- 1 -1 -1 1

Ας επαληθεύσουμε την αυτοσυσχέτιση. Π.χ. για τον κωδικό 1 1 -1 -1:



Ας επαληθεύσουμε τώρα την ετεροσυσχέτιση. Π.χ. για τους κωδικούς 1 1 -1 -1 και 1 1 1 1:



Το παραπάνω διάγραμμα πράξεων είναι γνωστό και ως *matched filter (προσαρμοσμένο φίλτρο)*.

Ας υποθέσουμε τώρα ότι ο σταθμός βάσης BS σε ένα σύστημα κινητής τηλεφωνίας 3ης γενιάς (3G) UMTS που χρησιμοποιεί DS-CDMA μεταδίδει ταυτόχρονα ψηφιακά δεδομένα προς 2 κινητά τηλέφωνα (A και B) εντός της κυψέλης. Τα δεδομένα για το χρήστη A είναι τα '101' και για το χρήστη B τα '011'.

Για να γίνει αυτή η μετάδοση, ανατίθεται στο χρήστη A ο κωδικός διεύρυνσης (spreading code) '1111', ενώ στο χρήστη B ο κωδικός '1100'.

Άρα, η ακολουθία των chips που προορίζονται για τον A είναι η ακόλουθη:

cA = 1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 1

Αντίστοιχα, η ακολουθία των chips που προορίζονται για τον B είναι:

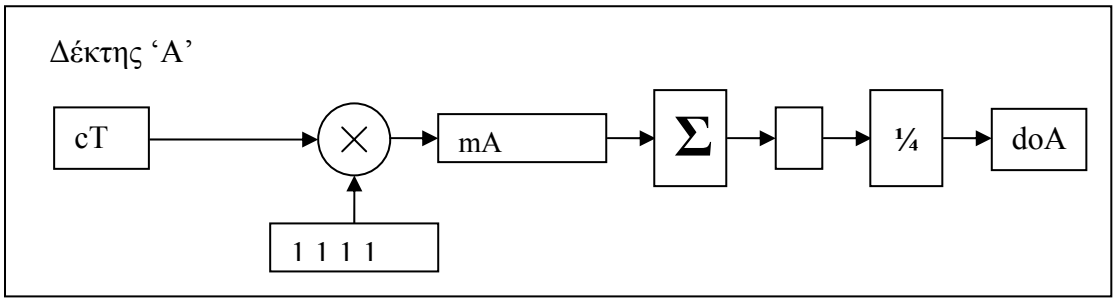
cB = -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1

Ο σταθμός βάσης, εκπέμπει και τις δύο ακολουθίες *ταυτόχρονα*. Επομένως το εκπεμπόμενο σήμα είναι το άθροισμα cT=cA+cB, δηλαδή:

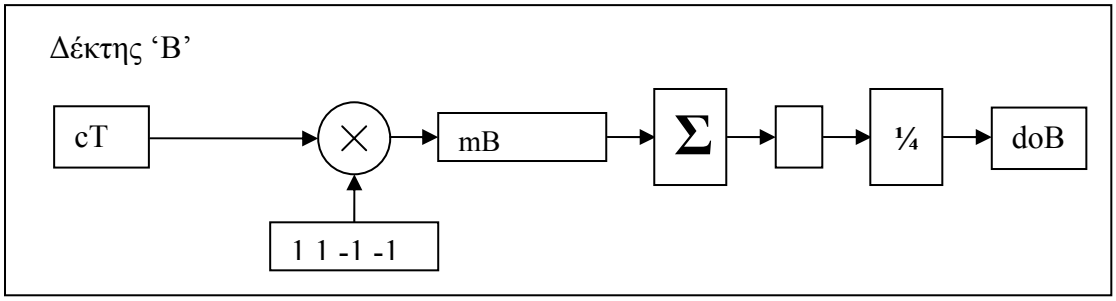
cT = 0 0 2 2 0 0 -2 -2 2 2 0 0

Το σήμα cT δηλαδή περιέχει ταυτόχρονα το μήνυμα '101' για τον A και το '011' για τον B, κωδικοποιημένο με DS-CDMA. Το ίδιο αυτό σήμα cT λαμβάνει και το κινητό του A, αλλά και το κινητό του B. *Πως λοιπόν το κάθε κινητό τηλέφωνο εξάγει το μήνυμα που προορίζεται για αυτό από το σύνθετο σήμα cT;* Η απάντηση είναι: <u>με τη βοήθεια ενός matched filter</u>, προσαρμοσμένου στον μοναδικό κωδικό διεύρυνσης που έχει ανατεθεί στον κάθε χρήστη.

Έτσι, το κινητό του χρήστη A χρησιμοποιεί το ακόλουθο φιλτρο:



Αντίστοιχα, το κινητό του χρήστη B χρησιμοποιεί το φίτλρο:



Σημειώστε, ότι το άθροισμα και οι διαίρεση γίνονται κάθε SF chips (δηλαδή στο τέλος του κάθε bit).

Αν λοιπόν εισάγουμε το σήμα cT στο δέκτη 'A', ο πολλαπλασιαστής θα εξάγει το ακόλουθο αποτέλεσμα:

mA = 0 0 2 2 0 0 -2 -2 2 2 0 0

Το ίδιο σήμα cT στο δέκτη 'B' θα δώσει

mB = 0 0 -2 -2 0 0 2 2 2 2 0 0

Η έξοδος τώρα του 'A' θα είναι:

mA:	0 0 2 2	0 0 -2 -2	2 2 0 0
Σ:	4	-4	4
¼:	1	-1	1

Άρα:

doA = 1 -1 1

Αντίστοιχα, η έξοδος του 'B':

mA:	0 0 -2 -2	0 0 2 2	2 2 0 0
Σ:	-4	4	4
¼:	-1	1	1

Άρα:

doB = -1 1 1

Γράφοντας τις εξόδους των δεκτών στη μονοπολική τους μορφή:

dA = 1 0 1

dB = 0 1 1

Βλέπουμε λοιπόν, ότι ο κάθε δέκτης κατάφερε μέσα από το σύνθετο σήμα cT να εξάγει μόνο το επιθυμητό μήνυμα, αφαιρώντας ουσιαστικά την επίδραση των σημάτων των άλλων χρηστών.

Το παράδειγμα που δώσαμε εδώ είναι πολύ απλοϊκό, για τις ανάγκες της επίδειξης της αρχής λειτουργίας της κωδικοποίησης DS–CDMA. Τα ίδια αποτελέσματα όμως θα είχαμε και με μία πιο σύνθετη διάταξη.

Συγκεκριμένα, στο σύστημα UMTS, για την εξυπηρέτηση των χρηστών φωνής χρησιμοποιούνται κώδικες OVSF μήκους 128. Αυτό σημαίνει ότι μπορούν να εξυπηρετηθούν ταυτόχρονα 128 χρήστες (αφού τόσοι είναι και οι μοναδικοί κώδικες μήκους 128). Επομένως το σύνθετο σήμα cT θα περιέχει το άθροισμα από 128 επιμέρους μηνύματα. Άρα, ο δέκτης του κινητού θα λαμβάνει ένα σύνθετο σήμα που περιέχει 127 ανεπιθύμητα σήματα και 1 επιθυμητό. Το προσαρμοσμένο φίλτρο του όμως είναι *προγραμματισμένο* στον μοναδικό κωδικό του χρήστη αυτού. Έτσι

καταφέρνει να απομονώνει το επιθυμητό μήνυμα και να εξαλείφει τα 127 ανεπιθύμητα.

Γίνεται λοιπόν φανερό, πως λύνεται το πρόβλημα της ταυτόχρονης πρόσβασης στο ίδιο μέσο από πολλούς χρήστες ταυτόχρονα (multiple access) με διαμοιρασμό κωδικών (code division).

9. Κατανομή Συχνοτήτων στα συστήματα κινητής τηλεφωνίας

9.1 Σύστημα 2ης γενιάς (GSM)

Το εύρος ζώνης ενός καναλιού GSM είναι 200kHz.

Οι κεντρικές συχνότητες των καναλιών του GSM δίνονται στον παρακάτω πίνακα:

Μπάντα	**Downlink**	**Uplink**	**# καναλιού**
900MHz	935+i*0.2 MHz	890+i*0.2 MHz	i=1,2, … 124
1800MHz	1805+i*0.2 MHz	1710+i*0.2 MHz	i=1,2, … 374

9.2 Σύστημα 3ης γενιάς (UMTS)

Το εύρος ζώνης ενός καναλιού UMTS είναι 5MHz.

Οι κεντρικές συχνότητες των καναλιών του UMTS δίνονται στον παρακάτω πίνακα:

Μπάντα	**Downlink**	**Uplink**	**# καναλιού**
2GHz	2107.5+i*5 MHz	1917.5+i*5 MHz	i=1,2, … 12

10. Βασικές Αρχές Κεραιών

10.1 Εισαγωγή

Σε κάθε ασύρματο σύστημα επικοινωνιών, είναι απαραίτητη η χρήση των κεραιών, οι οποίες επιτελούν 2 θεμελιώδεις λειτουργίες:

(1) Οι κεραίες εκπομπής, μετασχηματίζουν την ηλεκτρική ενέργεια που παράγει ο πομπός σε ακτινοβολούμενη ηλεκτρομαγνητική ενέργεια, και

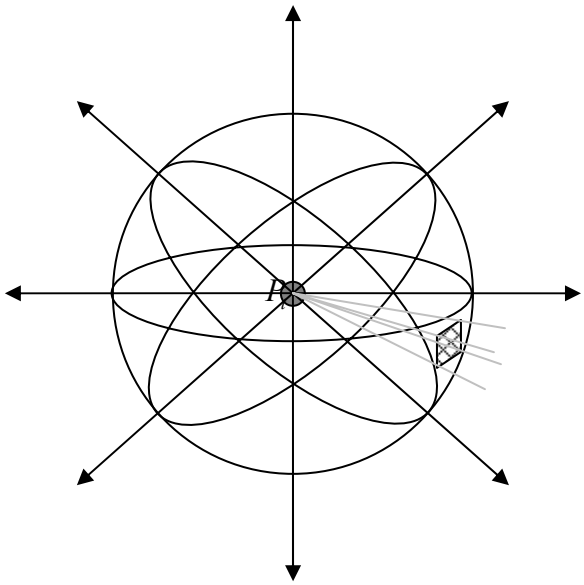
(2) Οι κεραίες λήψης, *συλλέγουν* τη διαθέσιμη ηλεκτρομαγνητική ενέργεια πεδίου σε κάθε σημείο του χώρου και τη μετατρέπουν σε ηλεκτρική ενέργεια η οποία τροφοδοτεί το δέκτη.

Οι κεραίες, με άλλα λόγια, είναι οι *προσαρμοστές* μεταξύ του ηλεκτρονικού τμήματος του τηλεπικοινωνιακού συστήματος και του ελεύθερου χώρου. Στο κεφάλαιο αυτό θα επιχειρήσουμε μία σύντομη ανασκόπηση των βασικών αρχών λειτουργίας των κεραιών, που θεωρούνται απαραίτητες για την κατανόηση των συστημάτων κινητών επικοινωνιών.

Μία θεμελιώδης ιδιότητα των κεραιών ονομάζεται *αντιστρεψιμότητα*. Σύμφωνα με αυτήν, κάθε κεραία έχει την ίδια συμπεριφορά και απόδοση, τόσο σε κατάσταση εκπομπής, όσο και σε κατάσταση λήψης.

10.2 Η Ισοτροπική Κεραία

Μια χρήσιμη απλοποίηση για την μελέτη των κεραιών είναι η θεώρηση μίας ιδεατής κεραίας, η οποία ακτινοβολεί (ή λαμβάνει) με *ισομερή* τρόπο προς όλες τις κατευθύνσεις του τρισδιάστατου χώρου. Μία τέτοια ιδεατή κεραία ονομάζεται *ισοτροπική* και έχει ένα σφαιρικό διάγραμμα ακτινοβολίας.



Εικόνα 1. *Η έννοια της ισοτροπικής κεραίας.*

Σε απόσταση d από την ισοτροπική κεραία, η συνολική εκπεμπόμενη ισχύς P_t διαμοιράζεται ισομερώς σε όλη την επιφάνεια της σφαίρας με ακτίνα d και συνολικό εμβαδόν επιφανείας $4\pi d^2$.

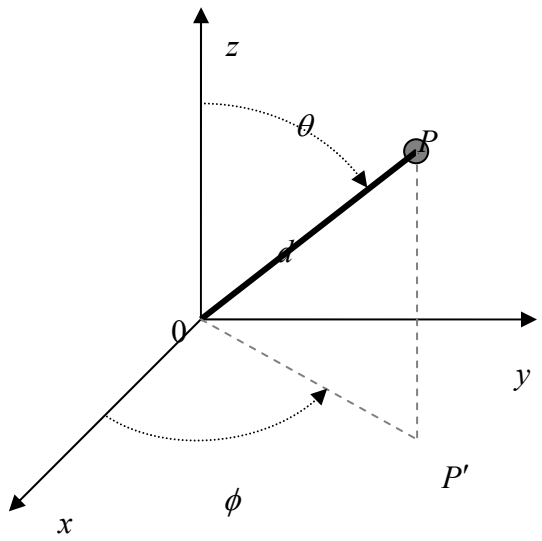
Επομένως, σε απόσταση d η πυκνότητα ισχύος $S(d)$ ισούται με την συνολική τροφοδοτούμενη ισχύ στην κεραία P_t δια του εμβαδού της επιφάνειας σφαίρας ακτίνας d, δηλαδή

$$S(d) = \frac{P_t}{4\pi\, d^2} \qquad (W/m^2) \tag{10.1}$$

Η πυκνότητα ισχύος S που παράγει μία ισοτροπική κεραία σε ένα οποιοδήποτε σημείο του χώρου είναι συνάρτηση μόνο της απόστασης d του σημείου από την κεραία. Επομένως, η πυκνότητα ισχύος $S(d)$ είναι ίδια για όλα τα σημεία της σφαίρας, σε όλες τις δυνατές γωνίες γύρω από την κεραία (αζιμούθιο ϕ και ανύψωση θ).

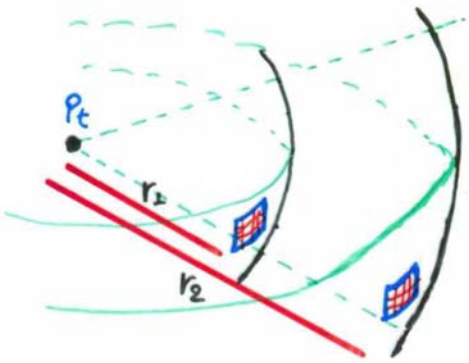
Καλό είναι εδώ να θυμηθούμε το τρισδιάστατο σύστημα πολικών συντεταγμένων (d, ϕ, θ) που συνήθως χρησιμοποιείται για τη μελέτη των κεραιών, αντί του κλασσικού καρτεσιανού (x, y, z). Εδώ το d είναι η απόσταση ενός τυχαίου σημείου P στο

χώρο από την αρχή των αξόνων, ανύψωση θ είναι η γωνία που σχηματίζει η ακτίνα ($0P$) με τον κατακόρυφο άξονα z, και αζιμούθιο ϕ είναι η γωνία που σχηματίζει η προβολή της ακτίνας ($0P$) στο οριζόντιο επίπεδο ($0P'$) με τον άξονα x.



Εικόνα 2. *Ο τρισδιάστατος χώρος σε πολικές συντεταγμένες.*

Όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα, καθώς αυξάνεται η απόσταση d, μεγαλώνει η επιφάνεια της σφαίρας στην οποία κατανέμεται η διαθέσιμη ισχύς P_t, με αποτέλεσμα να μειώνεται η πυκνότητα ισχύος. Με άλλα λόγια, ας φανταστούμε ένα πλαίσιο εμβαδού 1m^2 στην επιφάνεια της σφαίρας αυτής. Καθώς μεγαλώνει αυτή η σφαίρα, τόσο μικρότερη ισχύς αντιστοιχεί στο πλαίσιο αυτό, αφού η συνολική ισχύς θα πρέπει να ισοκατανεμηθεί σε μεγαλύτερη συνολική επιφάνεια.



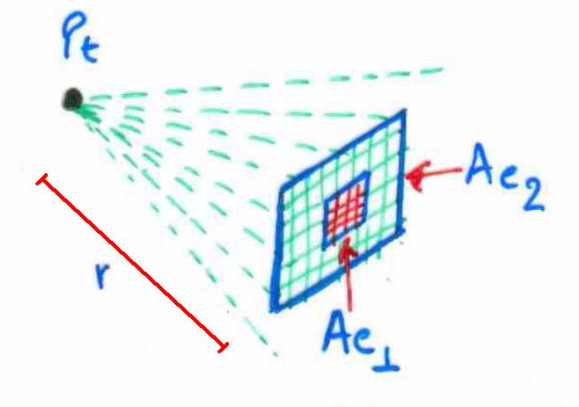
Εικόνα 3. *Ο ρόλος της απόστασης στη διάδοση των Η/Μ κυμάτων.*

Η λειτουργία μιας κεραίας λήψης είναι η συλλογή ενός μέρους αυτής της ισχύος η οποία εμφανίζεται σε κάποιο σημείο του χώρου. Εάν A_e είναι η *ενεργός επιφάνεια* (*effective area*) συλλογής ηλεκτρομαγνητικής ισχύος της κεραίας του δέκτη, τότε η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος στο δέκτη (σε απόσταση d από τον πομπό) θα δίνεται από τη σχέση

$$P_r(d) = S(d) \cdot A_e = \frac{P_t \cdot A_e}{4\pi\, d^2} \quad (W) \tag{10.2}$$

όπου P_r είναι η λαμβανόμενη ισχύς σε Watt.

Προφανώς, όσο μεγαλύτερη είναι η επιφάνεια συλλογής A_e, τόσο μεγαλύτερη θα είναι και η προσλαμβανόμενη ισχύς, όπως γραφικά φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 4. *Ο ρόλος της επιφάνειας της κεραίας λήψης.*

10.3 Κέρδος Κεραίας

Στις πραγματικές κεραίες, η ακτινοβολία της ισχύος δεν γίνεται με ισομερή τρόπο προς όλες τις διευθύνσεις του χώρου. Αντίθετα, υπάρχουν κάποιες γωνίες ϕ και θ για τις οποίες η ακτινοβολούμενη πυκνότητα ισχύος είναι μεγαλύτερη, και σε κάποιες άλλες μικρότερη, από ό,τι θα ήταν εάν επρόκειτο για ισοτροπική κεραία. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι οι πραγματικές κεραίες χαρακτηρίζονται από μία *κατευθυντικότητα*, δηλαδή τη διαθέσιμη ενέργεια την ακτινοβολούν περισσότερο συγκεντρωμένη προς κάποιες κατευθύνσεις, από ό,τι σε άλλες.

Αυτό σημαίνει, ότι η πυκνότητα ισχύος που παράγεται από μία πραγματική κεραία, δεν είναι μόνο συνάρτηση της απόστασης από αυτήν, αλλά και των γωνιών ϕ και θ, δηλαδή τη συμβολίζουμε ως $S(d,\phi,\theta)$.

Ως *κερδος* $G(\phi,\theta)$ μία κεραίας στη διεύθυνση (ϕ,θ) ορίζεται το κλάσμα της πυκνότητας ισχύος της πραγματικής κεραίας στο σημείο (d,ϕ,θ) δια την πυκνότητα ισχύος που παράγει μία ισοτροπική κεραία στην ίδια απόσταση d, δηλαδή

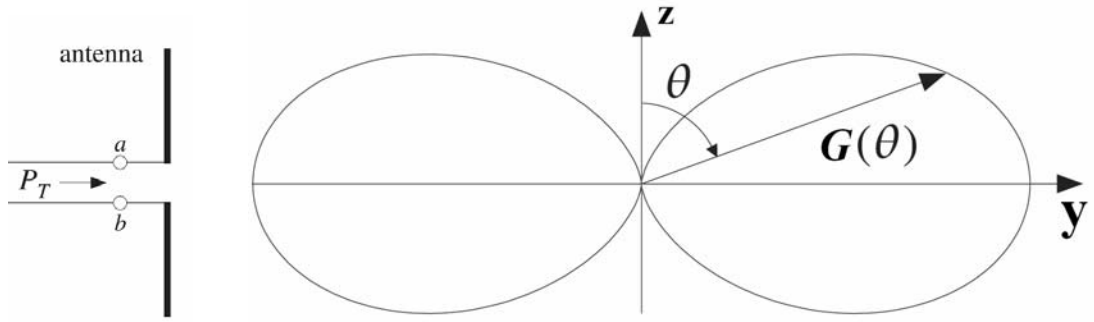
$$G(\phi,\theta)=\frac{S(d,\varphi,\varphi)}{S_{isotropic}(d)} \tag{10.3}$$

Με πιο απλά λόγια, το κέρδος της κεραίας είναι η ισχύς εξόδου της κεραίας προς μία συγκεκριμένη κατεύθυνση δια της ισχύος που θα παρήγαγε στην ίδια απόσταση μία ισοτροπική κεραία. Το κέρδος συνήθως εκφράζεται σε dBi, δηλαδή σε decibel με αναφορά την ισοτροπική κεραία.

Εξ' ορισμού, το κέρδος της ισοτροπικής κεραίας είναι ίσο με 1 προς όλες τις διευθύνσεις.

10.3.1 Παράδειγμα 1

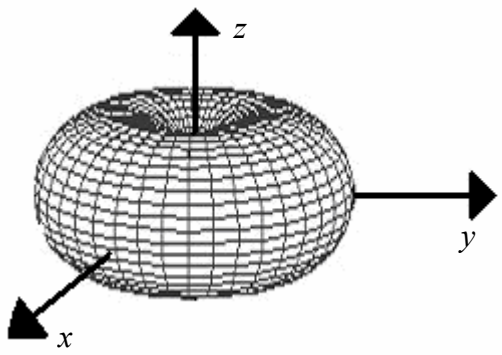
Στο παρακάτω διάγραμμα (διάγραμμα ακτινοβολίας σε πολικές συντεταγμένες) φαίνεται το κέρδος $G(\theta)$ μίας κεραίας *διπόλου* μισού μήκους κύματος ($\lambda/2$).



Εικόνα 5. *Το δίπολο $\lambda/2$ και το δισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας του.*

Παρατηρήστε ότι η γωνία ϕ δεν εμπεριέχεται στο κέρδος του διπόλου, διότι το κέρδος δεν εξαρτάται από αυτήν. Δηλαδή, για οποιαδήποτε γωνία αζιμουθίου ϕ το διάγραμμα ακτινοβολίας του διπόλου είναι το ίδιο. Με άλλα λόγια, το τρισδιάστατο

διάγραμμα ακτινοβολίας του διπόλου, προκύπτει από το δισδιάστατο που φαίνεται παραπάνω, εάν αυτό περιστραφεί γύρω από τον άξονα z κατά 360°, όπως φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα.



Εικόνα 6. *Το τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας του διπόλου* $\lambda/2$.

10.4 Ενεργός Επιφάνεια Κεραίας

Μία κατηγορία κεραιών χαρακτηρίζεται ως τύπου *aperture*, και είναι η κεραίες εκείνες που χρησιμοποιούν μία δισδιάστατη επιφάνεια για τη συλλογή της ακτινοβολούμενης ισχύος (όπως π.χ. οι κεραίας κόρνας ή οι παραβολικοί ανακλαστήρες) σε αντιδιαστολή π.χ. με τις κεραίες *σύρματος*.

Το κέρδος μίας κεραίας τύπου aperture, μπορεί να υπολογιστεί σαν συνάρτηση της *ενεργού επιφανείας* A_e της κεραίας, που ορίζεται ως

$$A_e = \eta \cdot A \qquad (\mathrm{m}^2) \tag{10.4}$$

όπου A είναι η *φυσική* επιφάνεια της κεραίας, και η ο συντελεστής απόδοσης της κεραίας (που συνήθως παίρνει τιμές μεταξύ 0.5 και 0.8).

Το κέρδος της κεραίας τύπου aperture στη διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας δίνεται από τη σχέση

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \tag{10.5}$$

ή αλλιώς

$$A_e = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \quad (\mathrm{m}^2) \tag{10.6}$$

Όπως είναι φανερό, η ενεργός επιφάνεια της ισοτροπικής κεραίας είναι ίση με

$$A_{e\,isotropic} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (\mathrm{m}^2) \tag{10.7}$$

10.4.1 Παράδειγμα 2

Ποιο είναι το κέρδος μιας κυκλικής κεραίας τύπου aperture με διάμετρο 30cm σε συχνότητα 39GHz και συντελεστή απόδοσης 60%;

Η φυσική επιφάνεια της κεραίας αυτής έχει εμβαδόν

$$A = \pi R^2 = \pi \cdot 0.15^2 = 0.0707 \quad \mathrm{m}^2 \tag{10.8}$$

Εφόσον $\eta = 0.6$ θα έχουμε

$$A_e = 0.6 \cdot 0.0707 = 0.0424 \quad \mathrm{m}^2 \tag{10.9}$$

Το μήκος κύματος σε αυτή τη συχνότητα είναι ίσο με

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{39 \times 10^9} = 0.00769 \quad \mathrm{m} \tag{10.10}$$

επομένως

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = \frac{4\pi 0.0424}{0.00769} = 9010 \tag{10.11}$$

το οποίο αν το εκφράσουμε σε decibel με αναφορά την ισοτροπική κεραία έχουμε

$$G = 9010 = 10\log(9010)\,\mathrm{dBi} = 39.5\,\mathrm{dBi} \tag{10.12}$$

Όταν αναφερόμαστε σε γραμμικές κεραίες (π.χ. μονόπολο, δίπολο κτλ) η έννοια της *ενεργού επιφανείας* δεν έχει αντίστοιχη φυσική σημασία. Για παράδειγμα, ένα δίπολο

μισού μήκους κύματος ($\lambda/2$) έχει κέρδος $G = 1.64$, άρα η ενεργός του επιφάνεια είναι ίση με $A_e = 0.13\lambda^2$.

Για τις γραμμικές κεραίες, αντίθετα, χρησιμοποιούμε την έννοια του *ισοδύναμου ύψους* της κεραίας. Το ισοδύναμο ύψος h_e μιας κεραίας είναι το ύψος που αν πολλαπλασιαστεί με το προσπίπτων ηλεκτρικό πεδίο, δίνει το ίδιο δυναμικό (σε volts) με αυτό της κεραίας.

$$V = h_e E \quad \text{(volts)} \tag{10.13}$$

ή ισοδύναμα

$$h_e = \frac{V}{E} \quad \text{(m)} \tag{10.14}$$

όπου V είναι η τάση στα άκρα της κεραίας και E η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου.

Η σχέση μεταξύ ισοδύναμου ύψους και ενεργού επιφανείας δίνεται ως

$$A_e = \frac{h_e^2 Z_0}{4R_r} \tag{10.15}$$

όπου

A_e η ενεργός επιφάνεια σε m^2

h_e το ισοδύναμο ύψος σε m

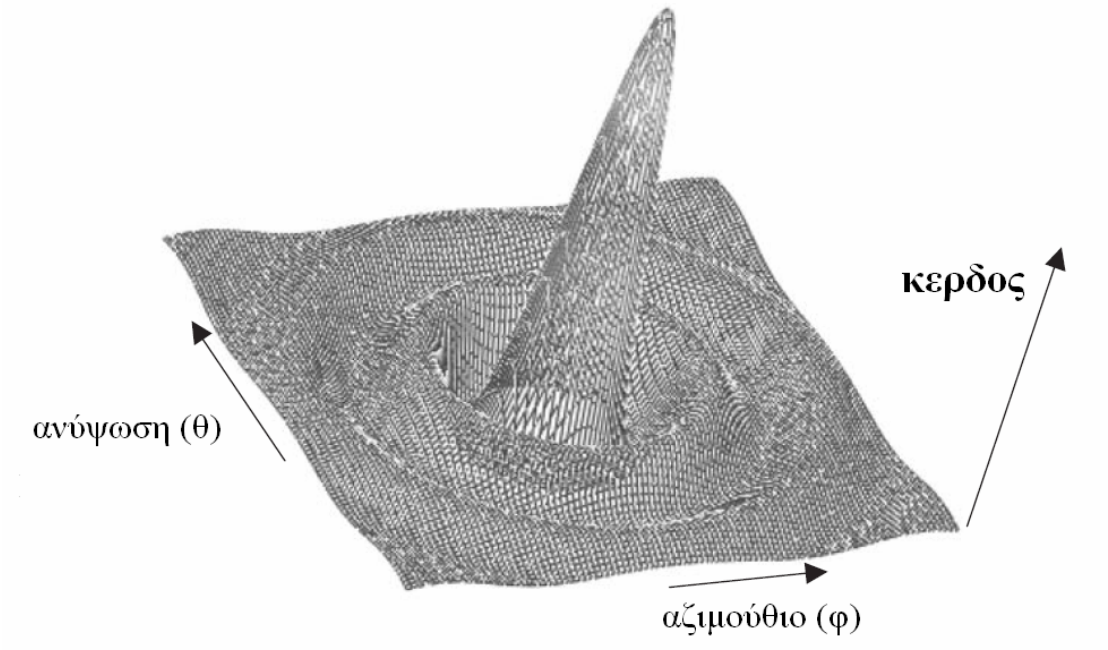
Z_0 η σύνθετη αντίσταση του κενού (377Ω)

R_r η αντίσταση ακτινοβολίας της κεραίας σε Ω

10.5 Διάγραμμα ακτινοβολίας

Το διάγραμμα ακτινοβολίας μιας κεραίας είναι η γραφική απεικόνιση του κέρδους της (συνήθως εκφρασμένου σε dBi) σαν συνάρτηση των γωνιών ϕ και θ. Για

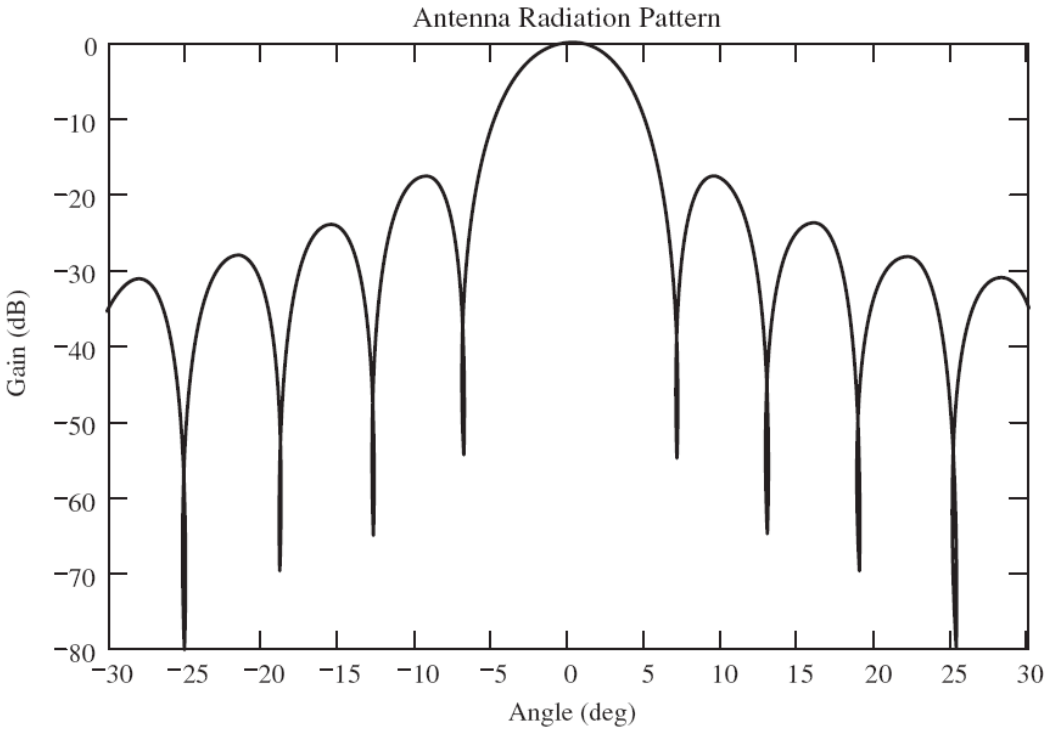
παράδειγμα, το διάγραμμα ακτινοβολίας μιας κυκλικής κεραίας τύπου aperture φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα



Εικόνα 7. *Τυπικό τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας.*

Αυστηρά μαθηματικά, το διάγραμμα αυτό είναι τρισδιάστατο, εφόσον περιέχει 2 ανεξάρτητες μεταβλητές (ϕ και θ). Παρόλα αυτά, στις περισσότερες περιπτώσεις μας αρκεί μία τομή του τρισδιάστατου διαγράμματος στα 2 κύριους επίπεδα, δηλαδή στο επίπεδο που ορίζει το αζιμούθιο και σε αυτό που ορίζει η ανύψωση.

Για παράδειγμα, το ακόλουθο διάγραμμα δείχνει το κανονικοποιημένο κέρδος της κεραίας σε μία τομή διαμέσου ενός από τα κύρια επίπεδα.



Εικόνα 2. *Τυπικό δισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας.*

Να τονιστεί εδώ, ότι τα διαγράμματα ακτινοβολίας των κεραιών περιγράφουν το μακρινό πεδίο της κεραίας, όπου το κέρδος είναι ανεξάρτητο της απόστασης.

Ο κύριος λοβός της κεραίας είναι ο λοβός που περιέχει το μέγιστο κέρδος. Ως *beamwidth* ορίζεται η γωνία μεταξύ δύο σημείων εκατέρωθεν του κύριου λοβού, που έχουν κέρδος ίσο με 3 dB χαμηλότερο από το μέγιστο κέρδος. Από το παραπάνω σχήμα φαίνεται ότι το beamwidth της κεραίας αυτής είναι περίπου ± 2.5, δηλαδή 5 μοίρες.

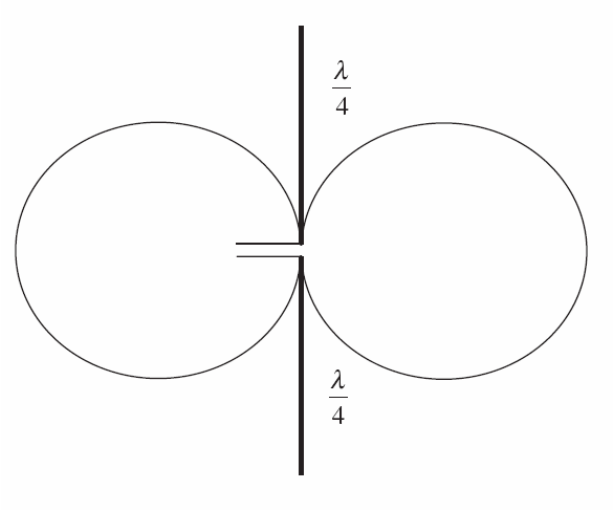
Ένα άλλο χρήσιμο χαρακτηριστικό των κεραιών, είναι το μέγεθος του μεγαλύτερο δευτερεύοντα λοβού. Στο παραπάνω παράδειγμα, ο δευτερεύων λοβός έχει κέρδος -17 dBi.

10.6 Μερικές τυπικές κεραίες

Υπάρχουν πρακτικά άπειρες διαμορφώσεις κεραιών, καθώς οποιοδήποτε μεταλλικό αντικείμενο, οποιουδήποτε σχήματος μπορεί να δράσει σαν κεραία. Παρακάτω, θα αναφέρουμε τους κυριότερους τύπους κεραιών που χρησιμοποιούνται συχνότερα.

10.6.1 Το δίπολο

Το δίπλο μισού μήκος κύματος ($\lambda/2$) φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 3. *Το δίπολο μισού μήκους κύματος και το διάγραμμα ακτινοβολίας του.*

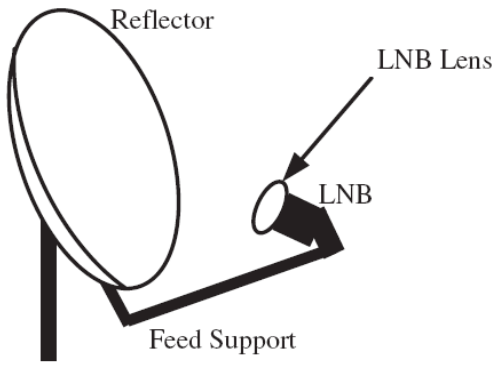
Αποτελείται από 2 τμήματα, εκ των οποίων το καθένα έχει μήκος το ένα τέταρτο του μήκους κύματος. Η τροφοδοσία της ηλεκτρικής ισχύος γίνεται (συνήθως) στο κέντρο του διπόλου.

Το διάγραμμα ακτινοβολίας του διπόλου αυτού φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, και δείχνει ακριβώς την κατευθυντικότητα της κεραίας. Συγκεκριμένα, το κέρδος είναι μέγιστο κατά την κάθετη διεύθυνση προς τον άξονα της κεραίας, ενώ γίνεται ελάχιστο στην ευθεία του άξονα της κεραίας. Το μέγιστο κέρδος του διπόλου είναι 1.64 (δηλαδή 2.14 dBi).

Ένα σημαντικό μέγεθος σε κάθε κεραία, είναι η αντίσταση ακτινοβολίας της. Η αντίσταση ακτινοβολίας του διπόλου $\lambda/2$ είναι ίση με $R_r = 73\Omega$.

10.6.2 Ανακλαστικές κεραίες

Στις ανακλαστικές κεραίες ανήκει το παραβολικό *πιάτο*. Ο παραβολικός ανακλαστήρας διαθέτει έναν πομποδέκτη ο οποίος είναι τοποθετημένος στο εστιακό κέντρο του παραβολικού φακού, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 3. *Τυπική κεραίας δορυφορικής τηλεόρασης.*

Σκοπός του παραβολικού καθρέπτη είναι να συγκεντρώνει τις *ακτίνες* της προσπίπτουσας ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας στο εστιακό του κέντρο. Τέτοιες κεραίες χρησιμοποιούνται ευρέως για τη λήψη δορυφορικών τηλεοπτικών σημάτων.

11. Θόρυβος

Ο ηλεκτρικός θόρυβος εμφανίζεται σε όλα τα ηλεκτρονικά συστήματα, και οφείλεται σε διάφορους τυχαίους παράγοντες που αφορούν στις φυσικές ιδιότητες των υλικών. Υπάρχουν διάφορες πηγές ηλεκτρικού θορύβου, αλλά αυτός που κύρια απασχολεί τους μηχανικούς τηλεπικοινωνιών είναι ο *θερμικός θόρυβος*.

11.1 Θερμικός Θόρυβος

Ο θερμικός θόρυβος οφείλεται στην τυχαία θερμική κίνηση των ηλεκτρονίων, που ονομάζεται κίνηση *Brown*, και μετριέται στην είσοδο του δέκτη. Τα κύρια χαρακτηριστικά του θερμικού θορύβου είναι δύο.

(1) Ακολουθεί την κανονική κατανομή (*Gaussian*), και

(2) Η φασματική του πυκνότητα ισχύος είναι σταθερή σε όλο το χρήσιμο φάσμα συχνοτήτων, ίση με $N_0/2$ (Watt / Hz), δηλαδή είναι *λευκός*.

(3) Είναι προσθετικός, δηλαδή προστίθεται στο λαμβανόμενο σήμα στην είσοδο του δέκτη.

Για αυτό και ονομάζεται AWGN (*additive white Gaussian noise*), δηλαδη προσθετικός λευκός Γκαουσιανός θόρυβος.

Η ισχύς του λευκού θορύβου ισούται με το γινόμενο της φασματικής πυκνότητας ισχύος N_0 (σε Watt/Hz) επί το εύρος συχνοτήτων B (σε Hz)

$$P_{white-noise} = N_0 \cdot B \quad \text{(σε Watt)} \tag{11.1}$$

Από τη Φυσική Στερεάς Κατάστασης προκύπτει ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος του θερμικού θορύβου είναι ίση με

$$N_0 = k \cdot T \quad \text{(σε Watt/Hz)} \tag{11.2}$$

όπου

$k = 1.38 \times 10^{-23}$ είναι η σταθερά του Boltzman (σε J/ ^{o}K)

T η απόλυτη θερμοκρασία (σε ^{o}K)

Επομένως, η ισχύς του θερμικού θορύβου ισούται με

$$P_{thermal-noise} = k \cdot T \cdot B \tag{11.3}$$

όπου B το εύρος ζώνης (σε Hz).

Η παραπάνω εξίσωση, λοιπόν, μας δίνει τη στάθμη ισχύος του θερμικού θορύβου στην είσοδο του δέκτη, όπου και αθροίζεται μαζί με το λαμβανόμενο σήμα.

11.1.1 Παράδειγμα 1

Να υπολογιστεί η ισχύς του θερμικού θορύβου στην είσοδο ενός δέκτη κινητού τηλεφώνου 2^{ης} γενιάς GSM, σε θερμοκρασία περιβάλλοντος 21°C.

Είναι γνωστό ότι το εύρος ζώνης στο σύστημα GSM είναι ίσο με

$$B_{GSM} = 200 \text{ kHz} \tag{11.4}$$

ενώ η θερμοκρασία είναι

$$T = 21 + 273 = 294^{o} \text{ K} \tag{11.5}$$

Επομένως, η ισχύς του θερμικού θορύβου είναι ίση με

$$P_{noise-GSM} = kTB = 1.38 \times 10^{-23} \cdot 294 \cdot 2 \times 10^{5} = 8.1144 \times 10^{-16} \text{ W} \tag{11.6}$$

ή αν το εκφράσουμε σε dBm

$$P_{noise-GSM} = 10\log(\frac{8.1144 \times 10^{-16}}{1 \times 10^{-3}}) = 10\log(8.1144 \times 10^{-13}) = -120.91 \text{ dBm} \tag{11.7}$$

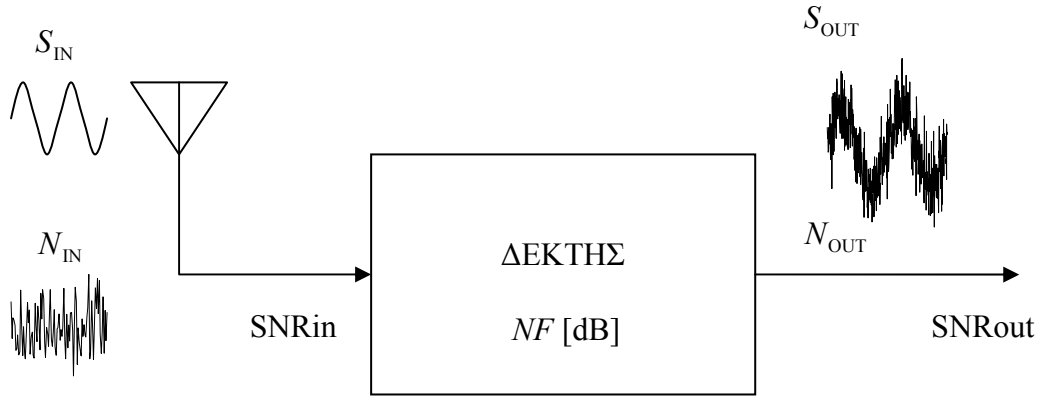
11.2 Λόγος Σήματος Προς Θόρυβο

Στην είσοδο, λοιπόν, του δέκτη εμφανίζονται δύο σήματα

(1) Το χρήσιμο τηλεπικοινωνιακό σήμα, ισχύος S_{IN}, και

(2) Ο θερμικός θόρυβος, με ισχύ $N_{\text{IN}} = k \cdot T \cdot B$

όπως φαίνεται και στο ακόλουθο σχήμα



Εικόνα 1. *Ο θόρυβος σε ένα δέκτη.*

Το κλάσμα μεταξύ των δύο αυτών ισχύων ονομάζεται *λόγος σήματος-προς-θόρυβο* (*signa- to-noise ratio* – SNR) στην είσοδο του δέκτη

$$\text{SNRin} = \frac{S_{\text{IN}}}{N_{\text{IN}}} \tag{11.8}$$

όπου S_{IN} είναι η ισχύς (σε Watt) του σήματος στην είσοδο του δέκτη, και N_{IN} είναι η ισχύς (σε Watt) του θορύβου στην είσοδο του δέκτη. Αντίστοιχα, ορίζεται ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην έξοδο του δέκτη ως

$$\text{SNRout} = \frac{S_{\text{OUT}}}{N_{\text{OUT}}} \tag{11.9}$$

όπου S_{OUT} είναι η ισχύς (σε Watt) του σήματος στην έξοδο του δέκτη, και N_{OUT} είναι η ισχύς (σε Watt) του θορύβου στην έξοδο του δέκτη.

Το κλάσμα SNRin δια SNRout ονομάζεται *λόγος θορύβου* NR (*noise ratio*)

$$\mathrm{NR} = \frac{\mathrm{SNRin}}{\mathrm{SNRout}} \tag{11.10}$$

Αν εκφράσουμε όλες τις ποσότητες σε dB, τότε ο λόγος θορύβου ονομάζεται *δείκτης θορύβου* NF (*noise figure*)

$$\mathrm{NR}_{[\mathrm{dB}]} = \mathrm{NF} = \mathrm{SNRin}_{[\mathrm{dB}]} - \mathrm{SNRout}_{[\mathrm{dB}]} \tag{11.11}$$

Με άλλα λόγια, ο δείκτης θορύβου NF (σε dB) μας δείχνει κατά πόσα decibel μειώνεται ο λόγος σήματος προς θόρυβο από την είσοδο προς την έξοδο του δέκτη.

11.3 Ευαισθησία του Δέκτη

Ως ευαισθησία του δέκτη P_{sens} ορίζεται η ελάχιστη απαιτούμενη στάθμη ισχύος του σήματος S_{IN} στην είσοδο του δέκτη ώστε ο δέκτης να είναι σε θέση να αποκωδικοποιήσει τα λαμβανόμενο σήμα. Με άλλα λόγια, για να λειτουργεί ορθά ο δέκτης, θα πρέπει να ισχύει η ανισότητα

$$S_{\mathrm{IN}} \geq P_{sens} \tag{11.12}$$

Η ευαισθησία του δέκτη P_{sens} προκύπτει από ένα άλλο χαρακτηριστικό του δέκτη, τον ελάχιστο απαιτούμενο *λόγο σήματος-προς-θόρυβο* στην έξοδο του δέκτη $\mathrm{SNRout}_{\mathrm{req}}$. Ισοδύναμα, για να λειτουργεί ορθά ο δέκτης, θα πρέπει να ισχύει

$$\mathrm{SNRout} \geq \mathrm{SNRout}_{\mathrm{req}} \tag{11.13}$$

11.3.1 Παράδειγμα 2

Σε κινητό τηλεφώνο GSM σε θερμοκρασία 21°C, ο απαιτούμενος λόγος σήματος προς θόρυβο στην έξοδο του δέκτη είναι 12dB. Εάν ο δείκτης θορύβου του δέκτη είναι 8dB, να υπολογιστεί η ευαισθησία του δέκτη.

Για την ορθή λειτουργία του δέκτη, θα πρέπει

$$\mathrm{SNRout} \geq \mathrm{SNRout}_{\mathrm{req}} \tag{11.14}$$

Αφού όμως $\mathrm{NF} = \mathrm{SNRout}_{[\mathrm{dB}]} - \mathrm{SNRin}_{[\mathrm{dB}]}$, προκύπτει ότι

$$\mathrm{SNRout}_{[\mathrm{dB}]} = \mathrm{SNRin}_{[\mathrm{dB}]} - \mathrm{NF} \tag{11.15}$$

Επομένως

$$\begin{aligned} &\mathrm{SNRin}_{[\mathrm{dB}]} - \mathrm{NF} \geq \mathrm{SNRout}_{\mathrm{req}[\mathrm{dB}]} \Leftrightarrow \\ &\mathrm{SNRin}_{[\mathrm{dB}]} \geq \mathrm{SNRout}_{\mathrm{req}[\mathrm{dB}]} + \mathrm{NF} \end{aligned} \tag{11.16}$$

Αντικαθιστώντας

$$\begin{aligned} &\mathrm{SNRin}_{[\mathrm{dB}]} \geq 12 + 8 \Rightarrow \\ &\mathrm{SNRin}_{[\mathrm{dB}]} \geq 20\,\mathrm{dB} \end{aligned} \tag{11.17}$$

Αφού όμως $\mathrm{SNRin} = S_{\mathrm{IN}} / N_{\mathrm{IN}}$, αν εκφράσουμε όλες τις ποσότητες σε decibel, προκύπτει ότι

$$\mathrm{SNRin}_{[\mathrm{dB}]} = S_{\mathrm{IN}[\mathrm{dBm}]} - N_{\mathrm{IN}[\mathrm{dBm}]} \tag{11.18}$$

Άρα, συνδυάζοντας τις εξ. (17) και (18) έχουμε ότι

$$\begin{aligned} &S_{\mathrm{IN}[\mathrm{dBm}]} - N_{\mathrm{IN}[\mathrm{dBm}]} \geq 20\,\mathrm{dB} \Rightarrow \\ &S_{\mathrm{IN}[\mathrm{dBm}]} \geq N_{\mathrm{IN}[\mathrm{dBm}]} + 20\,\mathrm{dB} \end{aligned} \tag{11.19}$$

Σε προηγούμενο όμως παράδειγμα, υπολογίσαμε την ισχύ του θερμικού θορύβου στην είσοδο ενός κινητού τηλεφώνου GSM σε θερμοκρασία περιβάλλοντος $21^{\circ}\mathrm{C}$ ως

$$P_{noise-GSM} = -120.91\ \mathrm{dBm} \tag{11.20}$$

Επομένως, για την ορθή λειτουργία του δέκτη απαιτείται από τις εξ. (11.19) και (11.20)

$$S_{\mathrm{IN}[\mathrm{dBm}]} \geq -120.91 + 20\,\mathrm{dB} = -100.91\,\mathrm{dBm} \tag{11.21}$$

Επομένως, η ευαισθησία του δέκτη είναι

$$P_{sens} = -100.91\,\mathrm{dBm} \tag{11.22}$$

12. Προϋπολογισμός Ζεύξης

Στο κεφάλαιο αυτό θα εκθέσουμε τις βασικές αρχές ανάλυσης των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Είναι πολύ σημαντικό να είμαστε σε θέση να σχεδιάσουμε ένα σύστημα επικοινωνιών προσαρμοσμένο σε κάθε ειδικό περιβάλλον, και έχοντας προβλέψει την συμπεριφορά και απόδοσή του, πριν από την υλοποίηση. Ο σχεδιασμός ραδιοκάλυψης (*radio frequency planning*) για δίκτυα όπως αυτά της κινητής τηλεφωνίας και των ασύρματων τοπικών δικτύων (wireless LANs) είναι αποτελεί σημείο–κλειδί κατά την υλοποίηση των δικτύων αυτών. Μη σωστός σχεδιασμός μπορεί να οδηγήσει είτε σε υπερτίμηση των απαιτήσεων και σπατάλη σε πόρους, είτε σε υποτίμηση των απαιτήσεων και σε χαμηλή απόδοση.

Πριν το σχεδιασμό ενός δικτύου, θα πρέπει να συνυπολογιστούν όλες οι παράμετροι που επηρεάζουν την απόδοσή του και να κατανοηθούν. Οι βασικοί παράγοντες στο σχεδιασμό ενός δικτύου είναι η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος, ο θόρυβος και οι τυχόν απώλειες που εισάγει το κανάλι διάδοσης (όπως π.χ. η πολυ-οδική διάδοση και η παρεμβολές).

Για το σχεδιασμό κάθε ραδιοζεύξης, προετοιμάζεται ο *προϋπολογισμός* της ζεύξης, ο οποίος συνυπολογίζει την ισοδύναμη εκπεμπόμενη ισοτροπική ισχύ (*effective isotropically radiated power* – EIRP) του πομπού και όλες τις πιθανές απώλειες και κέρδη κατά τη διαδρομή του σήματος έως το δέκτη. Τέλος καθορίζεται το επίπεδο του θορύβου στο δέκτη, ώστε να υπολογιστεί η απαιτούμενη στάθμη ισχύος στο δέκτη για ορθή ανίχνευση του σήματος (ευαισθησία του δέκτη).

Ο προϋπολογισμός της ζεύξης καταρτίζεται σε dB, οπότε όλες οι απώλειες και τα κέρδη εισάγονται αθροιστικά (με το ανάλογο πρόσημο). Τα μεγέθη της ισχύος συνήθως εκφράζονται σε dBm. Είναι φυσικά απαραίτητο να χρησιμοποιούνται με συνέπεια οι σωστές μονάδες σε όλη τη διαδικασία.

Το περιθώριο της ζεύξης (*link margin*) εξάγεται συγκρίνοντας τη λαμβανόμενη στάθμη σήματος με την ευαισθησία του δέκτη.

Το link margin είναι ένα μέτρο του περιθωρίου που έχει η ραδιοζεύξη μεταξύ του σημείου ορθής λειτουργίας και του οριακού σημείου όπου η ζεύξη θα χαθεί. Το link margin μπορεί να υπολογιστεί ως

$$\text{link margin} = \text{EIRP} - PL_{total} + G_{RX} - P_{sens} \qquad (12.1)$$

Όπου EIRP είναι η ισοδύναμη εκπεμπόμενη ισοτροπική ισχύς (σε dBm), PL_{total} είναι οι συνολικές απώλειες κατά τη διάδοση του σήματος, συμπεριλαμβανομένων επιπλέον απωλειών από εμπόδια, ανακλάσεις και σκίαση (σε dB), G_{RX} είναι το κέρδος του δέκτη (σε dB), και P_{sens} είναι η ευαισθησία του δέκτη (σε dBm).

Το διαθέσιμο link margin εξαρτάται από πολλούς παράγοντες, όπως η χρησιμοποιούμενη διαμόρφωση, η ισχύς εκπομπής, τα κέρδη των κεραιών, τυχόν απώλειες από καλώδια ή κυματοδηγούς, άλλες τυχαίες απώλειες, και κυρίως από τις απώλειες λόγω διάδοσης.

Η διαμόρφωση επηρεάζει το διαθέσιμο link margin αλλάζοντας το απαιτούμενο SNR στο δέκτη. Τα κέρδη των κεραιών, οι διάφορες απώλειες και οι εκπεμπόμενη ισχύς επηρεάζουν άμεσα τον προϋπολογισμό ζεύξης. Οι απώλειες λόγω διάδοσης είναι ο σημαντικότερος παράγοντας, εξαιτίας του μεγέθους του σε σύγκριση με τους υπόλοιπους παράγοντες. Στης απώλειες διάδοσης συμπεριλαμβάνεται οι απώλειες του ελεύθερου χώρου (free–space losses), καθώς και οι διάφοροι τυχαίοι περιβαλλοντικοί παράγοντες απωλειών.

12.1 EIRP

Η ισχύς EIRP, όπως εξηγεί και ο τίτλος της, είναι η ισχύς με την οποία θα έπρεπε να τροφοδοτηθεί μία ισοτροπική κεραία για να παράγει την ίδια πυκνότητα ισχύος σε ένα σημείο του χώρου με την πραγματική κεραία του πομπού. Η EIRP υπολογίζεται ως το άθροισμα της ισχύος εκπομπής, μείον όλες τις απώλειες μεταξύ πομπού και κεραίας (π.χ. στα καλώδια ή στους κυματοδηγούς), συν το κέρδος της κεραίας του πομπού, δηλαδή

$$\text{EIRP} = P_t - TL + G_T \quad (\text{σε dBm}) \qquad (12.2)$$

όπου *TL* (*transmit losses*) είναι οι απώλειες σε dB από τα καλώδια σύνδεσης, από διάφορους συνδέσμους (βύσματα κτλ), εάν η κεραία περιβάλλεται από περίβλημα, απώλειες εξαιτίας μη ορθής σύζευξης της σύνθετης αντίστασης μεταξύ πομπού και κεραίας, και λοιπές απώλειες.

12.2 Απώλειες λόγω διάδοσης

Οι απώλειες λόγω διάδοσης είναι το πιο κρίσιμο στοιχείο του προϋπολογισμού ζεύξης, καθώς σχετίζεται άμεσα με τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Οι συνολικές απώλειες κατά τη διάδοση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος περιλαμβάνουν:

(1) τις απώλειες του ελεύθερου χώρου,

(2) τις απώλειες της ατμόσφαιρας εξαιτίας της απορρόφησης από τα αέρια και τους υδρατμούς

(3) τις απώλειες από τη βροχή, το χιόνι και το χάλαζι,

(4) τις απώλειες από τη διέλευση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων διαμέσου εμποδίων του περιβάλλοντος, όπως π.χ. κτήρια, τοίχοι, δέντρα κτλ.

(5) τις απώλειες εξαιτίας της πολυοδικής διάδοσης (*multipath fading*)

Όπως είδαμε στα προηγούμενα κεφάλαια, οι απώλειες του ελεύθερου χώρου $\overline{PL}(d)$ σε ένα σύστημα κινητών επικοινωνιών, κατά μέση τιμή, δίνονται από το μακροσκοπικό μοντέλο διάδοσης (που στην ουσία είναι μία γενίκευση της εξίσωσης του Frijs)

$$\overline{PL}(d) = \left(\frac{4\pi\, d}{\lambda}\right)^n \tag{12.3}$$

όπου d είναι η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη, λ είναι το μήκος κύματος, και n είναι ο εκθέτης απωλειών διάδοσης, η τιμή του οποίου εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης ($n \geq 2$).

Εδώ θα πρέπει αν σημειωθεί, ότι υπάρχει φαινομενικά ένα παράδοξο στην παραπάνω εξίσωση: ότι οι απώλειες λόγω διάδοσης εξαρτώνται από το μήκος κύματος, άρα και από τη συχνότητα. Αυτό συμβαίνει διότι για την εξαγωγή της εξίσωσης του Frijs θεωρήσαμε το κέρδος G_R της κεραίας λήψης, και όχι την ενεργό επιφάνεια A_e. Όμως, το κέρδος μιας κεραίας έχουμε δει ότι δίνεται από τη σχέση

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \tag{12.4}$$

Όπως βλέπουμε, εάν το μέγεθος της κεραίας είναι σταθερό (άρα και το A_e σταθερό), τότε το κέρδος της κεραίας είναι αντιστρόφως ανάλογο του τετραγώνου του μήκους κύματος. Με άλλα λόγια, για να διατηρήσουμε σταθερό το κέρδος της κεραίας, θα πρέπει οι διαστάσεις της να μειώνονται αναλογικά καθώς αυξάνεται η συχνότητα.

Στο προηγούμενο κεφάλαιο, εκφράσαμε την εξίσωση του Frijs σε dB

$$\overline{PL}(d)_{[dB]} = -10n\log(\lambda) + 10n\log(4\pi) + 10n\log(d) \tag{12.5}$$

12.2.1 Παράδειγμα

Θεωρούμε μία ραδιοζεύξη σε απόσταση 100m που λειτουργεί σε συχνότητα φορέα 10GHz. Η ισχύς που παράγει ο πομπός είναι 0.1W, ενώ οι κεραία του πομπού έχει κέρδος 6dBi. Η κεραία του δέκτη έχει κέρδος 4dBi, ενώ η ευαισθησία του δέκτη είναι -85 dBm. Ποιο είναι το link margin της ραδιοζεύξης;

Αρχικά, πρέπει να υπολογίσουμε την ισοδύναμη εκπεμπόμενη ισοτροπική ισχύ (EIRP) σε dBm. Για αυτό, θα πρέπει να μετατρέψουμε την ισχύ του πομπού από Watt σε dBm.

$$P_t = 100\text{mW} = 10\log\left(\frac{100\text{mW}}{1\text{mW}}\right)\text{dBm} = 20\text{dBm} \tag{12.6}$$

Τώρα, η EIRP ισούται με την ισχύ εκπομπής συν το κέρδος της κεραίας του πομπού

$$\text{EIRP} = P_t + G_T = 20\text{dBm} + 6\text{dB} = 26\text{dBm} \tag{12.7}$$

Το μήκος κύματος είναι

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3\times10^8}{10\times10^9} = \frac{3}{100} = 0.03\text{m} \tag{12.8}$$

Και οι απώλειες διάδοσης είναι

$$\overline{PL}(d)_{[dB]} = -20\log(0.03) + 22 + 20\log(100) = 30.46 + 22 + 40 = 92.46\text{ dB} \tag{12.9}$$

Επομένως το link margin είναι ίσο με

$$\text{Link margin} = 26 - 92.46 + 4 - (-85) = 22.54\text{ dB} \tag{12.10}$$

Εδώ θα πρέπει να τονιστεί ξανά, ότι στον υπολογισμό του Link margin θα πρέπει να συνυπολογιστούν και όλες οι τυχόν υπόλοιπες απώλειες κατά τη διαδρομή του σήματος, εάν υπάρχουν τέτοιες.

12.3 Ευαισθησία του Δέκτη

Το κρίσιμο μέγεθος του δέκτη που υπεισέρχεται στον υπολογισμό του link margin είναι η *ευαισθησία του δέκτη*. Όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, η ευαισθησία ενός δέκτη συναρτάται άμεσα από το επίπεδο του θορύβου στην είσοδό του.

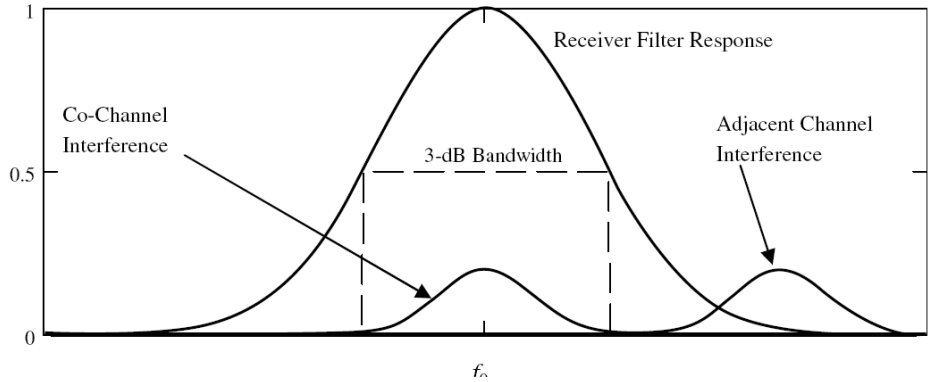
Στα περισσότερα επίγεια συστήματα κινητών επικοινωνιών, το επίπεδο του θόρυβου καθορίζεται από την ποιότητα των κυκλωμάτων εισόδου του δέκτη, και από το εύρος ζώνης, ενώ η θερμοκρασία βρίσκεται εντός των ορίων του κλίματος.

12.4 Παρεμβολή

Ένας ακόμη παράγοντας που μειώνει το διαθέσιμο link margin, είναι η παρεμβολές από εξωτερικές πηγές, όπως π.χ. από γειτονικούς πομπούς. Εάν αυτή η παρεμβολή γίνεται στο ίδιο εύρος ζώνης με αυτό της ραδιοζεύξης υπό μελέτη, τότε ονομάζεται *Συγκαναλική Παρεμβολή* (*co – channel interference*). Εάν η παρεμβολή λαμβάνει χώρα σε γειτονικό εύρος ζώνης, τότε ονομάζεται *Παρεμβολή Γειτονικού Καναλιού* (*adjacent channel interference*).

Η συγκαναλική παρεμβολή οφείλεται κυρίως σε μακρινές κυψέλες που ρησιμοποιούν τα ίδια κανάλια με την κυψέλη υπό μελέτη, στο πλαίσιο του πλάνου επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων. Η παρεμβολή γειτονικού καναλιού οφείλεται σε

γειτονικές κυψέλες που εκπέμπουν σε κανάλια γειτονικά με αυτά που χρησιμοποιεί η κυψέλη υπό μελέτη και στο γεγονός ότι το ζωνοπερατό φίλτρο εισόδου του δέκτη δεν είναι ιδανικό και επιτρέπει τη διέλευση συχνοτήτων εκτός του επιθυμητού εύρους.



Σχήμα 1. *Συγκαναλική παρεμβολή και παρεμβολή γειτονικού καναλιού.*

Η παρεμβολή (τόσο η συγκαναλική, όσο και αυτή του γειτονικού καναλιού) συνήθως είναι ένα αθροιστικό τυχαίο σήμα, οπότε μπορεί να θεωρηθεί ως μία επιπλέον πηγή *θορύβου*. Για αυτό, και στον προϋπολογισμό ζεύξης συμπεριλαμβάνεται και ένας ακόμη όρος ο οποίος λέγεται *interference margin* (περιθώριο παρεμβολής).

12.5 Link Margin

Ο προϋπολογισμός μίας ασύρματης ζεύξης, ουσιαστικά, είναι ο συνυπολογισμός όλων των κερδών και όλων των απωλειών. Ξεκινώντας από την ισχύ εκπομπής P_t σε dBm, και προσθέτοντας όλα τα κέρδη σε dB και αφαιρώντας όλες τις απώλειες σε dB, υπολογίζουμε τη μέση τιμή της λαμβανόμενης ισχύος στην είσοδο του δέκτη $\overline{P_r}$ σε dBm. Εάν συγκρίνουμε τέλος τη μέση ισχύ λήψης $\overline{P_r}$ με την ευαισθησία του δέκτη P_{sens} εξάγουμε το link margin σε dB

$$\text{link margin} = \overline{P_r} - P_{sens} \tag{12.11}$$

Η τιμή του link margin μας δίνει το μέτρο της *ανοχής* της ραδιοζεύξης. Αυτό πηγάζει από το γεγονός ότι συχνά, κατά το σχεδιασμό της ζεύξης, είναι απαραίτητο να γίνουν κάποιες παραδοχές και εκτιμήσεις σχετικά με κάποιες απώλειες, αφού είναι πολλές φορές αδύνατο να γνωρίζουμε την ακριβή τιμή τους.

Έτσι, εάν η τιμή του link margin είναι μικρή, τότε υπάρχει σοβαρή πιθανότητα η τιμή κάποιας από τις παραμέτρους της ραδιοζεύξης να υποστεί μία τυχαία μεταβολή κατά μερικά dB, με αποτέλεσμα να εκμηδενιστεί το link margin και να διακοπεί η ζεύξη. Αντίθετα, μία ζεύξη με υψηλή τιμή link margin διαθέτει μεγαλύτερη αντοχή σε τυχαίες διακυμάνσεις των κερδών ή των απωλειών, ώστε η ζεύξη να παραμένει σε υψηλά επίπεδα διαθεσιμότητας. Από την άλλη μεριά, βέβαια, είναι ασύμφορο για μία ζεύξη να διαθέτει πολύ υψηλή τιμή link margin, διότι αυτό συνεπάγεται υψηλότερη τιμή ισχύος εκπομπής, και επομένως σπατάλη ενέργειας. Και ειδκά, όταν ο πομπός που εκπέμπει αυτή την ενέργεια είναι κινητός σταθμός (π.χ. το κινητό τηλέφωνο) είναι κρίσιμο να διατηρείται η ισχύς εκπομπής σε όσο το δυνατόν χαμηλότερη στάθμη, ώστε να μεγιστοποιείται η διάρκεια ζωής της μπαταρίας.

Σκοπός του σχεδιασμού της ραδιοζεύξης είναι ο καθορισμός της απαραίτητης ισχύος εκπομπής από τον πομπό, ώστε να εξασφαλιστεί μία ελάχιστη τιμή link margin η οποία θα εξασφαλίσει με τη σειρά της ένα δεδομένο ποσοστό διαθεσιμότητας της ραδιοζεύξης.

12.6 Ποσοστό Διαθεσιμότητας Ζεύξης

Η ακριβής τιμή του ποσοστού διαθεσιμότητας της ζεύξης προκύπτει διαμέσου της συνάρτησης Q, όπως είδαμε σε προηγούμενο κεφάλαιο

$$\text{Prob}[P_r > P_{sens}] = Q\left(\frac{P_{sens} - \overline{P_r}}{\sigma}\right) \tag{12.12}$$

Σημειώστε εδώ ότι ο αριθμητής εντός της συνάρτησης Q είναι

$$P_{sens} - \overline{P_r} = -\text{link margin} \tag{12.13}$$

επομένως

$$\text{Prob}[P_r > P_{sens}] = Q\left(\frac{-\text{link margin}}{\sigma}\right) = 1 - Q\left(\frac{\text{link margin}}{\sigma}\right) \tag{12.14}$$

Συνήθως, λοιπόν, ξεκινάμε με ένα επιθυμητό ποσοστό διαθεσιμότητας της ραδιοζεύξης. Από την παραπάνω εξίσωση, υπολογίζουμε το απαραίτητο link margin.

Κατόπιν, από το επιθυμητό link margin εξάγουμε την απαιτούμενη ισοδύναμη ισοτροπική εκπεμπόμενη ισχύ (EIRP) που θα εξασφαλίσει το επιθυμητό link margin.

Επειδή

$$S_{\mathrm{IN}} = \mathrm{EIRP} - PL_{total} + G_R \tag{12.15}$$

προκύπτει ότι

$$\text{link margin} = \mathrm{EIRP} - PL_{total} + G_R - P_{sens} \tag{12.16}$$

ή αλλιώς

$$\mathrm{EIRP} = \text{link margin} + PL_{total} - G_R + P_{sens} \tag{12.17}$$

Η παραπάνω εξίσωση μας δίνει το απαιτούμενο EIRP σε dBm ώστε να εξασφαλίζεται το επιθυμητό link margin σε dB, εάν PL_{total} είναι οι συνολικές απώλειες λόγω διάδοσης σε dB, G_R είναι το κέρδος της κεραίας λήψης σε dBi, και P_{sens} είναι η ευαισθησία του δέκτη σε dBm.

12.7 Κέρδος Δέκτη

Το κέρδος του δέκτη G_{RX} ισούται με το κέρδος της κεραίας λήψης G_R (σε dBi) , μείον απώλεις από καλώδια σύνδεσης, μείον διάφορες άλλες απώλειες, όπως απώλειες πόλωσης ή λόγω κακής ευθυγράμμισης της κεραίας, ή εξαιτίας μη οθρής σύζευξης της σύνθετης αντίστασης, ή απώλειες από το περίβλημμα της κεραίας κτλ

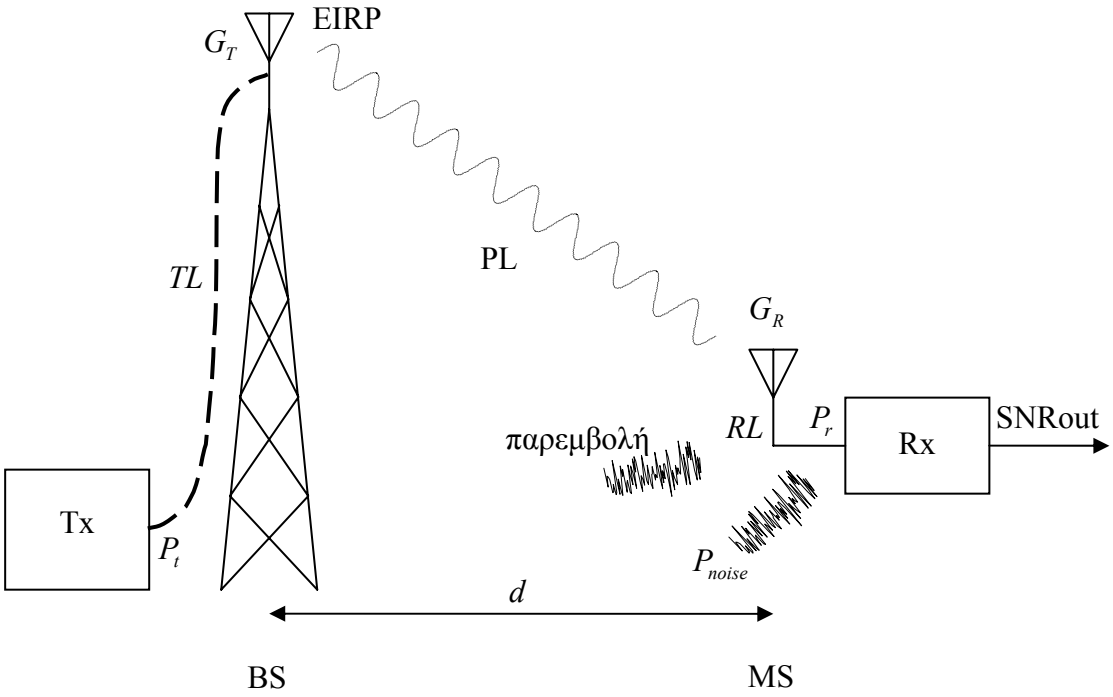
$$G_{RX} = G_R - RL \tag{12.18}$$

όπου RL (*receive losses*) είναι οι διάφορες απώλειες στο δέκτη σε dB.

12.8 Αναλυτικό Παράδειγμα Προϋπολογισμού Ζεύξης

Στις ακόλουθες παραγράφους θα εκτελέσουμε αναλυτικά όλους τους υπολογισμούς που εμπλέκονται σε έναν τυπικό προϋπολογισμό ζεύξης. Η ζεύξη που θα μελετήσουμε αφορά το downlink κανάλι επικοινωνίας μεταξύ σταθμού βάσης και

κινητού σταθμού, σε σύστημα 2ης γενιάς GSM, στην μπάντα των 1800MHz, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Ζητείται να βρεθεί η ελάχιστη τιμή της εκπεμπόμενης ισχύος P_t, ώστε το ποσοστό διαθεσιμότητας της ραδιοζεύξης να είναι 99.5%. Τα δεδομένα της ζεύξης είναι:

- κανάλι λειτουργίας: #242 downlink GSM1800
- απόσταση μεταξύ BS–MS: $d = 450\,\text{m}$
- απώλειες καλωδίου κεραίας πομπού: 0.2 dB/m
- μήκος καλωδίου κεραίας πομπού: $7.5\,\text{m}$
- κέρδος κεραίας πομπού: $G_T = 12\,\text{dBi}$
- εκθέτης απωλειών διάδοσης: $n = 3.12$
- κέρδος κεραίας δέκτη: $G_R = 1.6\,\text{dBi}$
- απώλειες σύνδεσης κεραίας δέκτη: $0.5\,\text{dB}$
- θερμοκρασία περιβάλλοντος: 21°C

- απαιτούμενο SNRout στο δέκτη: $\mathrm{SNRout}_{\mathrm{req}} = 6\,\mathrm{dB}$
- δείκτης θορύβου δέκτη: $\mathrm{NF} = 8.5\,\mathrm{dB}$
- περιθώριο παρεμβολής: interference margin = 2 dB
- τυπική απόκλιση log-normal κατανομής: $\sigma = 2.2$ dB

Η επίλυση του παραδείγματος, φαίνεται συνοπτικά στον παρακάτω πίνακα. Ακολουθούν αναλυτικά οι υπολογισμοί.

Περιγραφή Μεγέθους / μονάδες	Τιμή		Σύμβολο
Πομπός (σταθμός βάσης)			
Ισχύς Εκπομπής [dBm]	ζητούμενο		P_t
Ισχύς Εκπομπής [W]	ζητούμενο		$10^{P_t/10-3}$
Απώλειες καλωδίου [dB]	1.5		$CL = 0.2 \cdot 7.5$
Κέρδος κεραίας [dBi]	12		G_T
EIRP [dBm]	P_t+10.5		EIRP
Δέκτης (κινητός σταθμός)			
Απόλυτη θερμοκρασία [^{o}K]	294		T=21+293
Εύρος ζώνης GSM [Hz]	2×10^5		B=200kHz
Ισχύς θερμικού θορύβου [dBm]	-120.98		$P_{noise} = 10\log(kTB)$
Interference margin [dB]	2		
Θόρυβος συν Παρεμβολή	-118.91		$P_{noise+I} = P_{noise} + 2$
Απαιτούμενο SNR εξόδου [dB]	6		
Δείκτης Θορύβου [dB]	8.5		
Ευαισθησία [dBm]	-104.41		-118.91+6+8.5
Κέρδος κεραίας [dBi]	1.6		
Απώλειες συνδέσεων [dB]	0.5		
Κέρδος δέκτη [dB]	1.1		1.6-0.5
Περιβάλλον Διάδοσης			
Εκθέτης απωλειών διάδοσης	3.12		
Κανάλι λειτουργίας	#242		
Συχνότητα καναλιού [MHz]	1853.4		$f_c = 1805 + i \times 0.2$
Μήκος κύματος [m]	0.162		$\lambda = c/f_c$
Απόσταση [m]	450		
Απώλειες λόγω διάδοσης [dB]	159.91		$\overline{PL}$
Διαθεσιμότητα ζεύξης			
Απαιτούμενη διαθεσιμότητα	99.5%		
$Q\left(\frac{\text{link margin}}{\sigma}\right)$	0.005		1-0.995
$Q(2.576)$	0.005		
Απαιτούμενο link margin [dB]	5.67		$2.576 \cdot 2.2$
Επίλυση			
EIRP [dBm]	$P_t + 10.5$		
Απαιτούμενο link margin [dB]	5.67		
Απώλειες λόγω διάδοσης [dB]	159.91		$\overline{PL}$
Κέρδος δέκτη [dB]	1.1		G_{RX}
Ευαισθησία [dBm]	-104.41		P_{sens} s
Απαιτούμενη ισχύς εκπομπής [dBm]	49.57		5.67+159.92-1.1 -104.41-10.5
Απαιτούμενη ισχύς εκπομπής [W]	90.57		$10^{49.57/10-3}$

12.8.1 Υπολογισμοί Πομπού

Η ισοδύναμη εκπεμπόμενη ισοτροπική ισχύς EIRP ισούται με

$$\mathrm{EIRP} = P_t - CL + G_T \tag{12.19}$$

όπου CL οι απώλειες από το καλώδιο σύνδεσης πομπού-κεραίας, που δίνονται ως

$$CL = 7.5 \cdot 0.2 = 1.5\,\mathrm{dB} \tag{12.20}$$

επομένως

$$\mathrm{EIRP} = P_t - 1.5 + 12 = P_t + 10.5\ \mathrm{dBm} \tag{12.21}$$

12.8.2 Υπολογισμοί Δέκτη

Πρέπει να υπολογίσουμε την ευαισθησία του δέκτη. Η συνθήκη καλής λειτουργίας του δέκτη είναι

$$\mathrm{SNRout} \geq \mathrm{SNRout}_{\mathrm{req}} \tag{12.22}$$

Γνωρίζουμε όμως ότι

$$\mathrm{SNRout}_{[\mathrm{dB}]} = \mathrm{SNRin}_{[\mathrm{dB}]} - \mathrm{NF} \tag{12.23}$$

Επομένως

$$\begin{aligned} &\mathrm{SNRin}_{[\mathrm{dB}]} - \mathrm{NF} \geq \mathrm{SNRout}_{\mathrm{req}[\mathrm{dB}]} \Leftrightarrow \\ &\mathrm{SNRin}_{[\mathrm{dB}]} \geq \mathrm{SNRout}_{\mathrm{req}[\mathrm{dB}]} + \mathrm{NF} \end{aligned} \tag{12.24}$$

Αν όμως γράψουμε το $\mathrm{SNRin}_{[\mathrm{dB}]}$ ως

$$\mathrm{SNRin}_{[\mathrm{dB}]} = P_{r[\mathrm{dBm}]} - P_{\mathrm{noise}[\mathrm{dBm}]} - P_{l[\mathrm{dBm}} \tag{12.25}$$

όπου P_{noise} είναι η ισχύς του θερμικού θορύβου στην είσοδο του δέκτη.

παίρνουμε

$$P_{r[\mathrm{dBm}]} \geq \mathrm{SNRout}_{\mathrm{req}[\mathrm{dB}]} + \mathrm{NF} + P_{\mathrm{noise}[\mathrm{dBm}]} \tag{12.26}$$

Και εφόσον ως ευαισθησία του δέκτη ορίζεται η *ελάχιστη απαιτούμενη* ισχύς λήψης για την ορθή λειτουργία του (δηλαδή η περίπτωση της ισότητας), έχουμε

$$P_{sens} = \mathrm{SNRout}_{\mathrm{req[dB]}} + \mathrm{NF} + P_{\mathrm{noise[dBm]}} \tag{12.27}$$

Ας υπολογίσουμε τώρα την ισχύ του θερμικού θορύβου. Είναι γνωστό ότι το εύρος ζώνης στο σύστημα GSM είναι ίσο με

$$B_{GSM} = 200 \text{ kHz} \tag{12.28}$$

ενώ η απόλυτη θερμοκρασία είναι

$$T = 21 + 273 = 294^{\circ} \text{K} \tag{12.29}$$

Επομένως, η ισχύς του θερμικού θορύβου (σε dBm) είναι ίση με

$$P_{noise} = 10\log(kTB) = 10\log\left(1.38\times10^{-23}\cdot294\cdot2\times10^{5}\right) = -120.91 \text{ dBm} \tag{12.30}$$

Στον θόρυβο τώρα θα πρέπει να προσθέσουμε και το interference margin (2 dB), ώστε η συνολική ισχύς θορύβου συν παρεμβολή γίνεται

$$P_{noise+I} = P_{noise} + 2 = -118.91 \text{ dBm} \tag{12.31}$$

Αντικαθιστώντας τα δεδομένα της ζεύξης, βρίσκουμε την ευαισθησία του δέκτη

$$P_{sens} = 6\text{dB} + 8.5\text{dB} + (-118.91) = -104.41 \text{ dBm} \tag{12.32}$$

Επίσης, το κέρδος του δέκτη είναι

$$G_{RX} = G_R - RL \tag{12.33}$$

όπου $G_R = 1.6$ dBi είναι το κέρδος της κεραίας του δέκτη, και RL είναι οι απώλειες στο δέκτη, που στην περίπτωσή μας (από τα δεδομένα της ζεύξης) είναι

$$RL = 0.5 \text{ dB} \tag{12.34}$$

Επομένως

$$G_{RX} = 1.6 - 0.5 = 1.1 \text{ dB} \tag{12.35}$$

12.8.3 Απώλειες λόγω διάδοσης

Οι απώλειες λόγω διάδοσης, κατά μέση τιμή, δίνονται από τη σχέση

$$\overline{PL}(d)_{[dB]} = -10n\log(\lambda) + 10n\log(4\pi) + 10n\log(d) \tag{12.36}$$

Η συχνότητα λειτουργίας του downlink καναλιού #242 στην μπάντα GSM1800 είναι

$$f_c = 1805 + 242 \cdot 0.2 = 1853.4 \text{ MHz} \tag{12.37}$$

επομένως το μήκος κύματος είναι

$$\lambda = \frac{c}{f_c} = \frac{3\times 10^8 \text{ m/sec}}{1853.4\times 10^6 \text{ Hz}} = 0.162 \text{ m} \tag{12.38}$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές των μεγεθών από τα δεδομένα της ζεύξης έχουμε

$$\overline{PL} = -10\cdot 3.52\cdot\log(0.162) + 10\cdot 3.52\cdot\log(4\pi) + 10\cdot 3.52\cdot\log(450) \tag{12.39}$$

ή

$$\overline{PL} = 159.91 \text{ dB} \tag{12.40}$$

12.8.4 Ποσοστό Διαθεσιμότητας

Γνωρίζουμε ότι

$$\text{Prob}[P_r > P_{sens}] = 1 - Q\left(\frac{\text{link margin}}{\sigma}\right) \tag{12.41}$$

Η απαίτηση της ζεύξης είναι

$$\begin{aligned} &\text{Prob}[P_r > P_{sens}] = 0.995 \Leftrightarrow \\ &1 - Q\left(\frac{\text{link margin}}{\sigma}\right) = 0.995 \Leftrightarrow \\ &Q\left(\frac{\text{link margin}}{\sigma}\right) = 1 - 0.995 = 0.005 \end{aligned} \tag{12.42}$$

Εδω πρέπει να λύσουμε την παραπάνω εξίσωση ως προς [link margin]. Δυστυχώς η συνάρτηση Q δεν έχει κλειστή μορφή, επομένως καταφεύγουμε είτε σε υπολογιστικές μεθόδους, είτε στο διάγραμμά της. Ψάχνουμε δηλαδή σε ποιο σημείο z η συνάρτηση $Q(z)$ γίνεται ίση με 0.005. Η λύση είναι

$$Q(2.576) = 0.005 \tag{12.43}$$

Επομένως θα πρέπει

$$\begin{gathered} \frac{\text{link margin}}{\sigma} = 2.576 \Leftrightarrow \\ \text{link margin} = 2.576 \cdot \sigma \end{gathered} \tag{12.44}$$

Αντικαθιστώντας τώρα την τιμή του σ έχουμε

$$\text{link margin} = 2.576 \cdot 2.2 = 5.67 \text{ dB} \tag{12.45}$$

12.8.5 Link Margin

Τώρα, μπορούμε να υπολογίσουμε το ζητούμενο του παραδείγματος, που είναι η ελάχιστη απαιτούμενη ισχύς εκπομπής P_t για την ορθή λειτουργία της ζεύξης στο 99.5% του χρόνου. Θα πάρουμε τη σχέση

$$\text{EIRP} = \text{link margin} + PL_{total} - G_R + P_{sens} \tag{12.46}$$

όπου, από τα προηγούμενα βήματα έχουμε βρει ότι

$\text{EIRP} = P_t + 10.5$ dBm,

$\text{link margin} = 5.67$ dB,

$\overline{PL} = 159.91$ dB,

$G_{RX} = 1.1$ dB, και

$P_{sens} = -104.41$ dBm.

Αντικαθιστώντας, λοιπόν, έχουμε

$$\begin{aligned} &P_t + 10.5 = 5.67 + 159.91 - 1.1 - 104.41 \Leftrightarrow \\ &P_t = 5.67 + 159.91 - 1.1 - 104.41 - 10.5 \Leftrightarrow \\ &P_t = 49.57 \text{ dBm} \end{aligned} \tag{12.47}$$

ή αν μετατρέψουμε την ισχύ σε Watt, θα πάρουμε

$$P_t = \frac{10^{\frac{49.57}{10}}}{1000} = 10^{4.957-3} = 90.57 \text{ Watt} \tag{12.48}$$

12.9 Σύνοψη

Για να υπολογίσουμε την αναμενόμενη απόδοση της ασύρματης ζεύξης ενός συστήματος κινητών επικοινωνιών, είναι απαραίτητο να καταρτίσουμε τον προϋπολογισμό της ζεύξης, ο οποίος συνυπολογίζει όλους τους παράγοντες κέρδους και απωλειών κατά την διάδοση του σήματος από τον πομπό μέχρι το δέκτη. Σκοπός είναι να υπολογίσουμε την στάθμη ισχύος του λαμβανόμενου σήματος και να τη συγκρίνουμε με την ευαισθησία του δέκτη. Η διαφορά των δύο αυτών μεγεθών θα μας δώσει το διαθέσιμο link margin, από το οποίο εξαρτάται άμεσα το ποσοστό διαθεσιμότητας της ζεύξης. Υψηλό link margin συνεπάγεται και υψηλή διαθεσιμότητα της ζεύξης, και αντίστροφα.

Ο σημαντικότερος παράγοντας απωλειών στον προϋπολογισμό ζεύξης είναι οι απώλειες λόγω διάδοσης. Σε αυτές συμπεριλαμβάνονται οι απώλειες του ελεύθερου χώρου, αλλά και οι απώλειες εξαιτίας των αερίων και υδρατμών της ατμόσφαιρας, της βροχόπτωσης, διάφορες απώλειες στις συνδέσεις και στις αποδόσεις των κεραιών εκπομπής και λήψης, αλλά και το multipath fading. Κάποιες από αυτές τις απώλειες είναι ντετερμινιστικές (έχουν σταθερή τιμή), ενώ κάποιες άλλες παρουσιάζουν στατιστική τυχαιότητα (όπως π.χ. το multipath fading, η βροχή, διάφορα εμπόδια κτλ). Τις τυχαίες απώλειες τις προσμετράμε κατά μέση τιμή, ενώ η μεταβλητότητά τους εμπεριέχεται σε μία τυχαία μεταβλητή που ακολουθεί τη λογαριθμική-κανονική κατανομή.

Η στάθμη του θορύβου εξαρτάται από τη θερμοκρασία, το εύρος ζώνης, αλλά και από το δείκτη θορύβου του δέκτη. Η συνολική στάθμη θορύβου αυξάνεται και εξαιτίας της παρουσίας παρεμβολών, είτε εντός του καναλιού, είτε σε γειτονικά κανάλια.

12.10 Ασκήσεις

1. Θεωρείστε έναν δέκτη με δείκτη θορύβου 4 dB και εύρος ζώνης 2 MHz. Εάν ο απαιτούμενος λόγος σήματος-προς-θόρυβο είναι 15dB για την ορθή λειτουργία του δέκτη, ποια είναι η ευαισθησία του δέκτη; Θεωρείστε θερμοκρασία περιβάλλοντος 21°C.

2. Στο προηγούμενο πρόβλημα, εάν ο πομπός στην άλλη άκρη της ραδιοζεύξης απέχει 2 km, και οι κεραίες εκπομπής και λήψης έχουν κέρδη 6 dBi και 2 dBi, αντίστοιχα, και η συχνότητα είναι 800MHz, ποια είναι η ελάχιστη απαιτούμενη ισχύς εκπομπής;