



**Τ.Ε.Ι. Δυτικής Ελλάδας**  
**Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής Τ.Ε**

**«Μελέτη των αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments) σε ασύρματο δίκτυο  
OFDM»**

---

**Διπλωματική Εργασία**

**ΦΟΙΤΗΤΗΣ: ΚΩΝΣΤΑΝΤΑΤΟΣ ΙΩΑΝΝΗΣ ΑΜ 0485**  
**ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ:**  
**ΤΡΙΑΝΤΑΦΥΛΛΟΥ ΒΑΣΙΛΕΙΟΣ**

**ΑΠΡΙΛΙΟΣ 2015**

Μελέτη των αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments) σε ασύρματο δίκτυο OFDM

## Περιεχόμενα

1	Τηλεπικοινωνίες .....	9
1.1	Έννοια των τηλεπικοινωνιών .....	9
1.2	Η ιστορική εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών .....	9
1.3	Η εξέλιξη των ασύρματων τηλεπικοινωνιών .....	9
1.4	Κυψελωτά συστήματα .....	10
1.4.1	Κυψελωτά συστήματα πρώτης γενιάς .....	10
1.4.2	Κυψελωτά συστήματα δεύτερης γενιάς .....	10
1.4.3	Κυψελωτά συστήματα τρίτης γενιάς .....	10
1.5	Ασύρματες ζεύξεις.....	11
1.5.1	Γενικά.....	11
1.5.2	Κατηγορίες ασύρματων ζεύξεων .....	11
1.5.3	Στοιχεία συστήματος κινητών επικοινωνιών .....	11
1.5.4	Κατηγορίες κυψελών.....	12
1.5.5	Κατηγορίες συστημάτων κινητών επικοινωνιών .....	13
1.6	Διάδοση Ραδιοκυμάτων .....	13
1.6.1	Μηχανισμοί ραδιοδιάδοσης κυμάτων.....	13
1.6.2	Ασύρματο περιβάλλον διάδοσης.....	14
1.6.3	Φαινόμενα διάδοσης.....	15
1.6.4	Το φαινόμενο των διαλείψεων .....	16
1.7	Κατηγορίες και συνέπειες των διαλείψεων στις ασύρματες επικοινωνίες.....	17
1.7.1	Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large-scale fading) .....	18
1.7.2	Διαλείψεις μικρής κλίμακας (small-scale fading).....	19
1.7.3	Επιπτώσεις στις ασύρματες επικοινωνίες .....	22
1.8	Κατηγορίες υποβάθμισης του λαμβανόμενου σήματος .....	27
2	Ψηφιακή Διαμόρφωση .....	31
2.1	Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους (Amplitude Shift Keying- ASK) .....	32
2.2	Ψηφιακή Διαμόρφωση Συχνότητας (Frequency Shift Keying- FSK).....	32
2.3	Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης (Phase Shift Keying- PSK) .....	33
2.4	Ψηφιακή Διαμόρφωση (Gaussian) Minimum Shift Keying –(G) MSK.....	35
2.5	Quadrature Amplitude Modulation (QAM).....	36
2.6	Εφαρμογές των διαφόρων τύπων ψηφιακής διαμόρφωσης .....	38
3	Οικογένεια Προτύπων IEEE 802.11 .....	39
3.1	Γενικά.....	39

## Μελέτη των αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments) σε ασύρματο δίκτυο OFDM

3.2	Αρχιτεκτονική και τοπολογίες του 802.11 .....	40
3.3	Διασύνδεση .....	42
3.4	Κινητικότητα .....	44
3.5	License-Free ασύρματες συχνότητες .....	45
3.6	Το φυσικό στρώμα του 802.11.....	45
3.6.1	PLCP και PMD .....	45
3.6.2	Λειτουργίες 802.11 φυσικού επιπέδου .....	46
3.7	Το υπόστρωμα MAC του 802.11 .....	53
3.7.1	Υπηρεσίες MAC στρώματος .....	54
3.7.2	Αρχιτεκτονική στρώματος MAC .....	54
4	ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM) .....	56
4.1	Γενικά.....	56
4.2	Η ιστορία της διαμόρφωσης OFDM.....	57
4.3	Ασύρματη OFDM: Το νέο τεχνολογικό κύμα .....	58
4.4	Εφαρμογές OFDM .....	58
4.5	Η λογική της διαμόρφωσης OFDM .....	63
4.6	Ορθογωνιότητα .....	64
4.7	Σήμα OFDM .....	66
4.8	Ευθύς μετασχηματισμός Fourier .....	68
4.9	Παραγωγή των φερουσών με τη χρήση του IFFT .....	69
4.10	Χρόνος ελέγχου (guard time) και κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix).....	71
4.11	Εισαγωγή κυκλικού προθέματος (Cyclic prefix) .....	73
4.11.1	Μέγεθος κυκλικού προθέματος .....	76
4.11.2	Κυκλικό πρόθεμα σε προδιαγραφές ζεύξης 802.11a .....	78
4.11.3	Επίδραση της αποστολής του ημιτονοειδούς μέσα από ένα κανάλι πολλαπλών διαδρομών .....	79
4.11.4	Η χρήση του cyclic prefix σε πολυδιαδρομικό κανάλι.....	79
4.12	Παραθύρωση (Windowing).....	80
4.13	Επιλογή βασικών παραμέτρων στον σχεδιασμό συστήματος OFDM .....	82
4.14	Peak-to-average Power Ratio .....	84
4.14.1	Το Peak to average Power Ratio (PAPR) και η τυπική τιμή του σε ένα σύστημα OFDM με προδιαγραφές IEEE 802.11a .....	85
4.15	Επεξεργασία σήματος OFDM .....	87
4.16	Εκπομπή και λήψη σημάτων OFDM.....	88

## Μελέτη των αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments) σε ασύρματο δίκτυο OFDM

4.17	Μετατροπή από σειριακή σε παράλληλη μορφή.....	88
4.18	Σχήμα διαμόρφωσης.....	89
4.19	Αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier.....	90
4.20	Υπολογισμός SNR σε συστήματα μετάδοσης OFDM .....	90
4.21	Ιδιότητες, πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα του OFDM σήματος .....	91
5	Πηγές αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments).....	92
5.1	Ταλαντωτής .....	93
5.1.1	Γενικά.....	93
5.1.2	Ο Voltage-Controlled Oscillator.....	94
5.1.3	Γραμμικοί ταλαντωτές.....	95
5.1.4	Τύποι γραμμικών ταλαντωτών.....	95
5.1.5	Μη-γραμμικοί ταλαντωτές.....	96
5.1.6	Κριτήριο ταλάντωσης .....	96
5.2	Ορισμός Phase Noise.....	97
5.2.1	Πως ο θόρυβος φάσης επηρεάζει ένα σύστημα.....	98
5.2.2	Πηγές θορύβου .....	98
5.3	Fixed Point έναντι Floating Point.....	99
5.4	Frequency Offset .....	99
5.5	Automatic Gain Control (AGC) στους πομπούς.....	100
5.6	Θόρυβος Κβαντοποίησης.....	101
6	Πειραματικό Μέρος .....	101
6.1	Inter-Carrier Interference εξαιτίας μετατόπισης της συχνότητας .....	102
6.2	Επίδραση των αλλοιώσεων ζεύξης στο OFDM.....	109
6.3	Επίδραση μη γραμμικότητας του ενισχυτή .....	110
	Βιβλιογραφία .....	112

## Πίνακας Εικόνων

Εικόνα 1	Χαρακτηριστικά κυψελωτών συστημάτων δεύτερης γενιάς. ....	10
Εικόνα 2	Αναπαράσταση στοιχείων συστήματος κινητών επικοινωνιών. ....	12
Εικόνα 3	Αναπαράσταση επικοινωνίας μεταξύ στοιχείων συστήματος κινητής επικοινωνίας. ....	12
Εικόνα 4	Μηχανισμοί ραδιοδιάδοσης κυμάτων. ....	14
Εικόνα 5	Παραδείγματα διάδοσης πολλαπλών διαδρομών. ....	14
Εικόνα 6	Παράδειγμα ομοδιαυλικής παρεμβολής. ....	16
Εικόνα 7	Διαλείψεις μεγάλης και μικρής κλίμακας.....	21
Εικόνα 8	Υπολογισμός ισχύος καναλιού με διαλείψεις. ....	22

Εικόνα 9 α) Απόκριση καναλιού όταν η κεραία είναι στη θέση 1. ....	22
Εικόνα 10 β) Απόκριση καναλιού όταν η κεραία απέχει απόσταση 0,4λ από τη θέση 1. ....	23
Εικόνα 11 Απόκριση καναλιού όταν η κεραία απέχει απόσταση 0,8λ από τη θέση 1. ....	23
Εικόνα 12 Σχέσεις μεταξύ συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης και πυκνότητας ισχύος. ....	24
Εικόνα 13 Μια τυπική περιβάλλουσα διαλείψεων Rayleigh για συχνότητα 900MHz . ....	27
Εικόνα 14 α) Περίπτωση Διαλείψεων επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα. ....	29
Εικόνα 15 β) Περίπτωση επιπέδων διαλείψεων. ....	29
Εικόνα 16 γ) Ειδική περίπτωση εμφάνισης διαλείψεων επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα παρόλο που $f_{D} \ll W$ . ....	29
Εικόνα 17 Κατηγορίες και τύποι διαλείψεων. ....	31
Εικόνα 18 Διαμόρφωση ASK. ....	32
Εικόνα 19 Διαμόρφωση FSK. ....	33
Εικόνα 20 Εύρος Ζώνης FSK. ....	33
Εικόνα 21 Διαμόρφωση PSK. ....	34
Εικόνα 22 Διάγραμμα αστερισμού για διαμόρφωση 8-PSK. ....	35
Εικόνα 23 Εύρος Ζώνης PSK. ....	35
Εικόνα 24 4- και 8-QAM. ....	36
Εικόνα 25 Constellation diagram για 16 - QAM. ....	37
Εικόνα 26 BER συναρτήσει SNR για διάφορες μορφές QAM. ....	37
Εικόνα 27 Αλληλεξάρτηση SNR, BER και ρυθμού μετάδοσης. ....	38
Εικόνα 28 Πρακτικές εφαρμογές διάφορων τύπων ψηφιακής διαμόρφωσης. ....	38
Εικόνα 29 Απόδοση φάσματος των διαφόρων τύπων ψηφιακής διαμόρφωσης. ...	39
Εικόνα 30 Το 802.11 προσφέρει λειτουργίες φυσικού και MAC επιπέδου. ....	40
Εικόνα 31 Ένα δίκτυο ad-hoc/IBSS. ....	41
Εικόνα 32 BSS τοπολογία ασύρματου δικτύου. ....	41
Εικόνα 33 ESS τοπολογία ασύρματου δικτύου. ....	42
Εικόνα 34 Παθητική Σάρωση. ....	43
Εικόνα 35 Ενεργητική Σάρωση. ....	43
Εικόνα 36 Ένα ασύρματο δίκτυο με authentication server. ....	43
Εικόνα 37 ISM unlicensed ζώνες συχνοτήτων. ....	45
Εικόνα 38 Το 2,4 GHz κανάλι. ....	49
Εικόνα 39 Τα 802.11a κανάλια. ....	50
Εικόνα 40 Τα κανάλια 802.11b/g. ....	52
Εικόνα 41 Τα κανάλια 802.11n. ....	53
Εικόνα 42 α) πρόβλημα κρυφού σταθμού β) πρόβλημα εκτεθειμένου σταθμού ...	55
Εικόνα 43 Ανίχνευση εικονικού καναλιού με το CSMA/CA. ....	56
Εικόνα 44 Μετάδοση σήματος Digital Audio Broadcasting. ....	59
Εικόνα 45 Ψηφιακός δέκτης Digital Audio Broadcasting. ....	59
Εικόνα 46 Χρήση DAB παγκοσμίως. ....	60
Εικόνα 47 Ψηφιακός δέκτης Digital video broadcasting. ....	60
Εικόνα 48 Χρήση του DVB-T παγκοσμίως. ....	61
Εικόνα 49 Συσκευές συνδεδεμένες σε δίκτυο WLAN. ....	62
Εικόνα 50 Η ιδέα της διαμόρφωσης OFDM (α) συμβατική τεχνική (β) τεχνική με επικαλυπτόμενες αλλά ορθογώνιες υποφέρουσες. ....	63
Εικόνα 51 Φάσμα τεσσάρων μη επικαλυπτόμενων καναλιών. ....	64
Εικόνα 52 Η βασική ιδέα της OFDM. Φάσμα τεσσάρων. ....	64

Εικόνα 53	Ακέραιος αριθμός περιόδων στη διάρκεια συμβόλου.....	65
Εικόνα 54	Απεικόνιση πέντε φερόντων στο πεδίο της συχνότητας πολυπλεγμένων με την τεχνική OFDM. ....	65
Εικόνα 55	Διαμορφωτής (OFDM). ....	67
Εικόνα 56	Αποδιαμορφωτής (OFDM). ....	67
Εικόνα 57	Ευθύς μετασχηματισμός Fourier. ....	68
Εικόνα 58	Χρονική επικάλυψη διαφορετικών φερουσών.....	70
Εικόνα 59	Φάσμα των ανεξάρτητων φερουσών μετάδοσης. ....	70
Εικόνα 60	Εμφάνιση crosstalk για φέρουσα με μηδενικό σήμα κατά το χρόνο .....	71
Εικόνα 61	Σύμβολο OFDM με κυκλικό πρόθεμα.....	72
Εικόνα 62	Σήμα OFDM σε κανάλι 2-ray με 3 υποκανάλια.....	73
Εικόνα 63	16-QAM constellation (α) multipath delay < guard time, (β) multipath. ....	73
Εικόνα 64	Guard interval με μηδενικό διάστημα φύλαξης.....	74
Εικόνα 65	Guard interval με κυκλικό πρόθεμα. ....	75
Εικόνα 66	Επίδραση της πολύοδης διάδοσης με μηδενικό ως χρόνο προστασίας. ....	75
Εικόνα 67	Σύμβολο OFDM με κυκλικό πρόθεμα ως χρόνο προστασίας. ....	76
Εικόνα 68	Cyclic prefix = 1/4 useful data. ....	77
Εικόνα 69	Inter Frame Interference σε συστήματα OFDM.....	77
Εικόνα 70	Ημιτονοειδές σήμα με κυκλικό πρόθεμα. ....	79
Εικόνα 71	Σύμβολο OFDM σε πολυδιαδρομική μετάδοση. ....	80
Εικόνα 72	Πυκνότητα φάσματος ισχύος(PSD) για 16, 64, 256 φέρουσες. ....	80
Εικόνα 73	Εισαγωγή κυκλικού προθέματος.....	81
Εικόνα 74	Raised cosine windowing με roll off factor 0, 0.025, 0.05 και 0.1. ....	82
Εικόνα 75	Κυματομορφή μιας απλής ημιτονοειδούς ακολουθίας. ....	85
Εικόνα 76	Κυματομορφή μιας σύνθετης ημιτονοειδούς ακολουθίας.....	86
Εικόνα 77	Μπλοκ διάγραμμα ενός OFDM πομποδέκτη. ....	87
Εικόνα 78	Διάγραμμα πομποδέκτη OFDM (διαμόρφωση). ....	88
Εικόνα 79	Διάγραμμα πομποδέκτη OFDM (αποδιαμόρφωση). ....	88
Εικόνα 80	Σύγκριση μετάδοσης single carrier / 2 subcarriers.....	89
Εικόνα 81	Αστερισμοί διαμορφώσεων. ....	89
Εικόνα 82	Αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier. ....	90
Εικόνα 83	Φάσμα λευκού θορύβου σε συστήματα α) μονής και β) πολλαπλών ...	91
Εικόνα 84	Block διάγραμμα OFDM συστήματος αποστολής/λήψης και πηγές των αλλοιώσεων ζεύξης.....	93
Εικόνα 85	Διάγραμμα ταλαντωτή. ....	94
Εικόνα 86	AGC Block Diagram.....	101
Εικόνα 87	Ο ακέραιος αριθμός κύκλων των υποφέροντων βεβαιώνει ότι τα nulls των περιοχών φάσματος στο FFT bin, καθιστούν την αποφυγή ICI. ....	102
Εικόνα 88	Αποτελέσματα μετατόπιση συχνότητας χωρίς διόρθωση συχνότητας προσομοιωμένα στο ADS. ....	103
Εικόνα 89	Αρχεία OFDM στο ADS.....	104
Εικόνα 90	Αρχεία στο ADS2008U2\examples\WLAN\WLAN_80211a_Tutorial_prj. ....	104
Εικόνα 91	Παράδειγμα λειτουργίας OFDM, πρόβλημα ICI στο ADS.....	105
Εικόνα 92	Δίκτυο για την μετατόπιση συχνότητας στο ADS.....	106
Εικόνα 93	"Τρέξιμο" της προσομοίωσης του δικτύου.....	106
Εικόνα 94	Κατάσταση προσομοίωσης δικτύου. ....	107
Εικόνα 95	Εμφάνιση παραθύρου δεδομένων.....	107
Εικόνα 96	Επιλογή OFDM_ICI. ....	108

Εικόνα 97 Επιλογή συνιστωσών στο ADS. ....	108
Εικόνα 98 Αποτελέσματα μετατόπισης συχνότητας με διόρθωση συχνότητας,...	109
Εικόνα 99 WLAN DesignGuide menu . ....	110
Εικόνα 100 Μοντέλο συμπεριφοράς που χρησιμοποιείται στο PA non-linearity simulation. ....	111
Εικόνα 101 Constellation diagram στα 6 dB backoff. ....	111
Εικόνα 102 διάγραμμα CCDF της απόκρισης ενέργειας του ενισχυτή. ....	112

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Ο χώρος των τηλεπικοινωνιών, και κυρίως των ασύρματων συστημάτων και εφαρμογών, έχει μία ραγδαία εξέλιξη τα τελευταία χρόνια. Διαρκώς όλο και περισσότερα τηλεπικοινωνιακά προϊόντα εισβάλλουν στην καθημερινότητά μας. Η τεχνολογία των ασύρματων τηλεπικοινωνιών αναζητά μεθόδους ώστε να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις για γρήγορη μετάδοση της πληροφορίας αξιοποιώντας όσο καλύτερα γίνεται το διαθέσιμο φάσμα και μειώνοντας το κόστος και την πολυπλοκότητα, ενώ ταυτόχρονα να παρέχει υψηλή ποιότητα υπηρεσίας.

Η μέθοδος Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) αποτελεί μία ευέλικτη μέθοδο πολυπλεξίας καναλιών με αυξημένη χωρητικότητα που εφαρμόστηκε στις τηλεπικοινωνίες στα τέλη του προηγούμενου αιώνα. Με τη τεχνική αυτή επιτεύχθηκε υψηλός ρυθμός μετάδοσης ακόμα και σε πολυδιαδρομικά περιβάλλοντα διάδοσης. Η μέθοδος ορθογωνικής πολυπλεξίας διαιρέσης συχνότητας βασίστηκε στη μετάδοση πολλαπλών φερόντων με τη διατήρηση της ορθογωνιότητας μεταξύ τους ώστε να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής κατά τις ασύρματες μεταδόσεις μέσω πολυδιαδρομικών διαύλων.

Στην παρούσα εργασία αρχικά δίνεται μία εισαγωγή στο χώρο των τηλεπικοινωνιών με έμφαση στην ασύρματη μετάδοση, την διάδοση των ραδιοκυμάτων, και τα κυψελωτά συστήματα. Επίσης περιγράφονται τα είδη των ψηφιακών διαμορφώσεων που χρησιμοποιούνται στις ασύρματες επικοινωνίες. Έπειτα, δίνεται μία αναλυτική αναφορά στα πρωτόκολλα IEEE 802.11. Κύριος στόχος της διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη του OFDM της ασύρματης μετάδοσης στο πρότυπο IEEE 802.11a . Το κύριο μέρος της παρούσης εργασίας πραγματεύεται έννοιες που έχουν να κάνουν με την ορθογωνική πολυπλεξία διαιρέσης συχνότητας όπως αυτή εφαρμόζεται στο πρότυπο IEEE 802.11a και αναλυτική μελέτη παραμέτρων και χαρακτηριστικών, όπως το Peak to average Power Ratio (PAPR), το φάσμα εκπομπής, και η απώλεια του σηματοθορυβικού πηλικού λόγω του κυκλικού προθέματος.

Στη συνέχεια, με τη χρήση του προγράμματος ADS πραγματοποιείται μια σειρά από προσομοιώσεις που μας δίνουν μια σαφέστερη εικόνα για την μελέτη της επίδοσης του OFDM (IEEE 802.11a) σε ασύρματα κανάλια του OFDM κατά το πρότυπο IEEE 802.11a. Οι προσομοιώσεις των μεταδόσεων λαμβάνουν χώρο τόσο σε περιβάλλον με λευκό Gaussian θόρυβο αλλά και σε πιο ρεαλιστικά πολυδιαδρομικά περιβάλλοντα με Rayleigh fading. Τα αποτελέσματα δείχνουν τα πλεονεκτήματα της διαμόρφωσης OFDM για την αποφυγή της διασυμβολικής παρεμβολής σε πολυδιαδρομικά ασύρματα κανάλια επικοινωνίας. Στόχος της πτυχιακής είναι εξοικείωση με τους μηχανισμούς αλλοιώσεων ζεύξης σε ασύρματα δίκτυα όπως π.χ. ο θόρυβος φάσης του ταλαντωτή ή οι μη γραμμικότητες του ενισχυτή ισχύος και η μελέτη της επίδρασης αυτών σε ασύρματο δίκτυο OFDM όπως για παράδειγμα το 802.11a. Γίνεται χρήση κορυφαίου λογισμικού σχεδιασμού ηλεκτρικών κυκλωμάτων/συστημάτων (ADS). Στα πλαίσια της εργασίας αυτής θα ολοκληρωθούν τα εξής βήματα:

- Παρουσίαση της διαμόρφωσης OFDM
- Παρουσίαση των μηχανισμών αλλοιώσεων ζεύξης σε ασύρματα δίκτυα
- Μελέτη της επίδρασης των μηχανισμών αλλοιώσεων ζεύξης σε ασύρματα δίκτυα OFDM



- Εξομοιώσεις και επαλήθευση με χρήση κορυφαίου λογισμικού σχεδιασμού ηλεκτρικών κυκλωμάτων/συστημάτων(ADS)

## 1 Τηλεπικοινωνίες

### 1.1 Έννοια των τηλεπικοινωνιών

Με τον γενικό όρο **τηλεπικοινωνίες**, (telecommunications), χαρακτηρίζεται η κάθε μορφής ενσύρματη ή ασύρματη, ηλεκτρομαγνητική, ηλεκτρική, κ.λπ., ακουστική και οπτική επικοινωνία που πραγματοποιείται ανεξαρτήτως του μήκους απόστασης.

Στους σύγχρονους καιρούς, αυτή η διαδικασία σχεδόν πάντα περιλαμβάνει την αποστολή ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων ή ηλεκτρικών σημάτων από κατάλληλες ηλεκτρονικές συσκευές, όπως το τηλέφωνο ή ο ασύρματος, αλλά παλαιότερα περιελάμβανε τη χρήση ακουστικών σημάτων, όπως τυμπάνων, ή οπτικών σημάτων, όπως ο σηματοφόρος καπνός ή η λάμψη της φωτιάς.

### 1.2 Η ιστορική εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών

Κομβικό σημείο στην ιστορία των τηλεπικοινωνιών αποτέλεσε η θεωρητική θεμελίωση της ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας από τον J. Maxwell, ο οποίος το 1896 ενοποίησε τη θεωρία ηλεκτρισμού και μαγνητισμού. Συγκεκριμένα η θεωρία του βασίστηκε στο ότι το φως έχει ηλεκτρομαγνητική φύση και ότι η διάδοση του φωτός και των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων γίνεται με κυματικές διαταραχές της ίδιας ταχύτητας. Το 1897 δημιουργήθηκε από τον Σάμιουελ Μορς το πρώτο σύστημα ασύρματης μετάδοσης, ο τηλεγράφος. Ο Σάμιουελ Μορς βασίστηκε στη θεωρία του Maxwell και σχεδίασε μια διάταξη με την οποία γραπτά σημεία μεταδίδονται από τον ένα σταθμό στον άλλο με τη βοήθεια του ηλεκτρικού ρεύματος.

Έπειτα, κατά τη διάρκεια του 20<sup>ου</sup> αιώνα επετεύχθησαν αποστολές τηλεγραφικών μηνυμάτων σε μεγάλες αποστάσεις ενώ στη συνέχεια μεταδόθηκε και φωνή με τη χρήση ενισχυτικών λυχνιών.

### 1.3 Η εξέλιξη των ασύρματων τηλεπικοινωνιών

Η εξέλιξη των ασυρμάτων επικοινωνιών βρήκε εφαρμογή αρχικά στις ΗΠΑ σε αστυνομικά τμήματα και είχε ως σκοπό τη δημόσια ασφάλεια. Φυσικά αρχικά, χρησιμοποιήθηκε αναλογική διαμόρφωση πλάτους (AM). Το 1934 έχουν πια εγκατασταθεί κινητά συστήματα επικοινωνίας σε 194 ασύρματα συστήματα της δημοτικής αστυνομίας και 58 πολιτειακούς αστυνομικούς σταθμούς των ΗΠΑ, οι οποίοι χρησιμοποιούσαν διαμόρφωση πλάτους AM. Το 1935 ο Edwin Armstrong εισήγαγε τη διαμόρφωση συχνότητας (FM), η οποία έδωσε νέα ώθηση στα ασύρματα συστήματα επικοινωνίας. Έτσι στα τέλη της δεκαετίας η διαμόρφωση FM γίνεται η κύρια τεχνική διαμόρφωσης στα κινητά συστήματα επικοινωνίας στον κόσμο. Η ζήτηση πλέον για δημόσιες υπηρεσίες ασύρματων επικοινωνιών άρχισε να αυξάνεται και έτσι η AT&T Bell Laboratories υλοποίησε το Improved Mobile Telephone Service (IMTS). Το IMTS ήταν το πρώτο σύστημα κινητών επικοινωνιών το οποίο συνδεόταν με το δίκτυο δημόσιας τηλεφωνίας. Για να επιτευχθεί όμως αμφίδρομη ζεύξη για ένα τόσο μεγάλο αριθμό χρηστών χρειαζόταν ένα πολύ μεγάλο εύρος ζώνης. Κατά τη διάρκεια του '60 και του '70 εξελίχθηκαν οι θεωρίες για την ανάπτυξη κυψελωτών συστημάτων από την AT&T Bell Laboratories. Η βασική αρχή λειτουργίας ενός κυψελωτού

συστήματος είναι η ιδέα της επαναχρησιμοποίησης καναλιών. Μια περιοχή διαιρείται σε μικρότερα τμήματα με τη μορφή κυψελών και δίδεται από το σύστημα η δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης διαύλων ώστε να αυξηθεί ο αριθμός των χρηστών που μπορούν να εξυπηρετηθούν. Έτσι το 1976 άρχισαν να αναπτύσσονται εμπορικά συστήματα όποτε και αποδόθηκε στα κυψελωτά συστήματα η περιοχή συχνοτήτων 800/900 MHz.

## 1.4 Κυψελωτά συστήματα

### 1.4.1 Κυψελωτά συστήματα πρώτης γενιάς

Τα πρώτα κυψελωτά συστήματα λειτούργησαν στην Ιαπωνία από την NTT το 1979. Το 1981 αναπτύχθηκε στην Ευρώπη από την Ericsson το πρώτο κυψελωτό σύστημα ενώ στην Αμερική το πρώτο κυψελωτό σύστημα ονομάστηκε Advanced Mobile Phone Service (AMPS) και δημιουργήθηκε από την AT&T στο Σικάγο. Βασικά χαρακτηριστικά των συστημάτων πρώτης γενιάς είναι η διαμόρφωση FM καθώς και η τεχνική Frequency Division Duplexing.

### 1.4.2 Κυψελωτά συστήματα δεύτερης γενιάς

Από τις αρχές του '80 ήταν εμφανές ότι τα αναλογικά συστήματα είχαν αδυναμίες και έτσι αναπτύχθηκαν ψηφιακές τεχνικές. Αυτές οι τεχνικές είναι το GSM στην Ευρώπη, τα IS-54, IS-136, IS-95 στην Αμερική και το PDC στην Ιαπωνία και αποτέλεσαν τη δεύτερη γενιά των κυψελωτών συστημάτων. Οι ψηφιακές τεχνικές εφαρμόστηκαν στα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών λόγω των πλεονεκτημάτων που αυτά παρουσιάζουν έναντι των αναλογικών τεχνικών, όπως:

- Αυξημένη ανοσία στο θόρυβο
- Χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος
- Δίνουν τη δυνατότητα επεξεργασίας του σήματος
- Επιτρέπουν την υλοποίηση software δεκτών
- Παρέχουν περισσότερες τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης και duplexing

Στον πίνακα 1 φαίνονται τα χαρακτηριστικά των κυψελωτών συστημάτων δεύτερης γενιάς.

Σύστημα	Ζώνη Συχνοτήτων Αντίστροφη/ Ευθεία Ζεύξη (MHz)	Απόσταση Φερόντων (kHz)	Διαμόρφωση	Τεχνική Πολλαπλής Πρόσβασης
GSM	890-915/935-960	200	GMSK	TDMA/FDMA/FDD
IS-54	824-849/869-894	30	$\pi/4$ -DQPSK	TDMA/FDMA/FDD
IS-94	824-849/869-894 1800-2000	1250	QPSK/BPSK	CDMA
PDC	810-830/940-960 1429-1453/1477-1501	25	$\pi/4$ -DQPSK	TDMA/FDMA/FDD

Εικόνα 1 Χαρακτηριστικά κυψελωτών συστημάτων δεύτερης γενιάς.

### 1.4.3 Κυψελωτά συστήματα τρίτης γενιάς

Τα κυψελωτά συστήματα δεύτερης γενιάς αποτέλεσαν μεγάλο βήμα για τις ασύρματες επικοινωνίες καθώς έδωσαν τη δυνατότητα παροχής υπηρεσιών φωνής σε μεγάλους πληθυσμούς και σε μεγάλες γεωγραφικές εκτάσεις. Η ανάγκη όμως για υψηλότερους ρυθμούς ώστε να υποστηρίζονται εφαρμογές πολυμέσων και να υπάρχει δυνατότητα πρόσβασης σε πληροφορίες και υπηρεσίες δημόσιων και ιδιωτικών δικτύων, οδήγησε στη σχεδίαση συστημάτων τρίτης γενιάς. Τα συστήματα τρίτης γενιάς υποστηρίζουν υπηρεσίες όπως είναι η μετάδοση εικόνων υψηλής ποιότητας, η μετάδοση video πραγματικού χρόνου ή η πρόσβαση στο Internet με υψηλές ταχύτητες. Τα 3G συστήματα έχουν ως βασικό χαρακτηριστικό την υποστήριξη εφαρμογών πολυμέσων και τη δυνατότητα πρόσβασης σε πληροφορίες και υπηρεσίες από άλλα δημόσια ή ιδιωτικά δίκτυα, με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Ταυτόχρονα τα συστήματα 3G αναμένεται να βελτιώσουν την ποιότητα ομιλίας και να αυξήσουν τη χωρητικότητα των δικτύων. Χαρακτηριστικότερο παράδειγμα αυτής της γενιάς είναι το UMTS

(Universal Mobile Telecommunications System) και το CDMA 2000, τα οποία χρησιμοποιούν Wide-Band CDMA ως σχήμα διαμόρφωσης, για εφαρμογές όπως πρόσβαση στο διαδίκτυο, επικοινωνίες φωνής και κινητές video-κλήσεις.

Η ανάγκη για περισσότερες εφαρμογές, βελτίωση στη διεθνή πρόσβαση και ταυτόχρονα αποδοτικότερη αξιοποίηση του φάσματος, οδήγησε στη προσπάθεια για την εξέλιξη συστημάτων σε αυτά της 4ης γενιάς, τα οποία θα ενσωματώνουν

ευρυζωνικές ασύρματες υπηρεσίες, όπως η τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας (HDTV) και γρήγορες εφαρμογές δικτύου υπολογιστών.

## **1.5 Ασύρματες ζεύξεις**

### **1.5.1 Γενικά**

Τα τηλεπικοινωνιακά σήματα μπορούν να διαδοθούν με δύο τρόπους, τον ενσύρματο και τον ασύρματο. Η ενσύρματη διάδοση χρησιμοποιείται για σταθερά σημεία σε μικρή γεωγραφική έκταση. Τα μειονεκτήματα της είναι η εκθετική απόσβεση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος συναρτήσει της απόστασης. Ασύρματη επικοινωνία είναι η μεταφορά των πληροφοριών σε απόσταση χωρίς τη χρήση των ηλεκτρικών αγωγών ή σύρματα. Οι αποστάσεις μπορεί να είναι μικρές (λίγα μέτρα, όπως το τηλεοπτικό χειριστήριο) ή μεγάλες (χιλιάδες ή εκατομμύρια χιλιόμετρα για ραδιοεπικοινωνίες). Περιλαμβάνει διάφορα είδη της σταθερής, κινητής τηλεφωνίας, και ασύρματης δικτύωσης. Η ασύρματη επικοινωνία επιτυγχάνεται με τη χρήση κεραιών για την εκπομπή και λήψη σημάτων και χρησιμοποιεί την ατμόσφαιρα ως μέσο μετάδοσης. Τα πλεονεκτήματα είναι η αλγεβρική απόσβεση του κύματος με την αύξηση της απόστασης από τη πηγή, το μικρό κόστος εγκατάστασης και λειτουργίας του δικτύου και η δυνατότητα κινητών επικοινωνιών.

### **1.5.2 Κατηγορίες ασύρματων ζεύξεων**

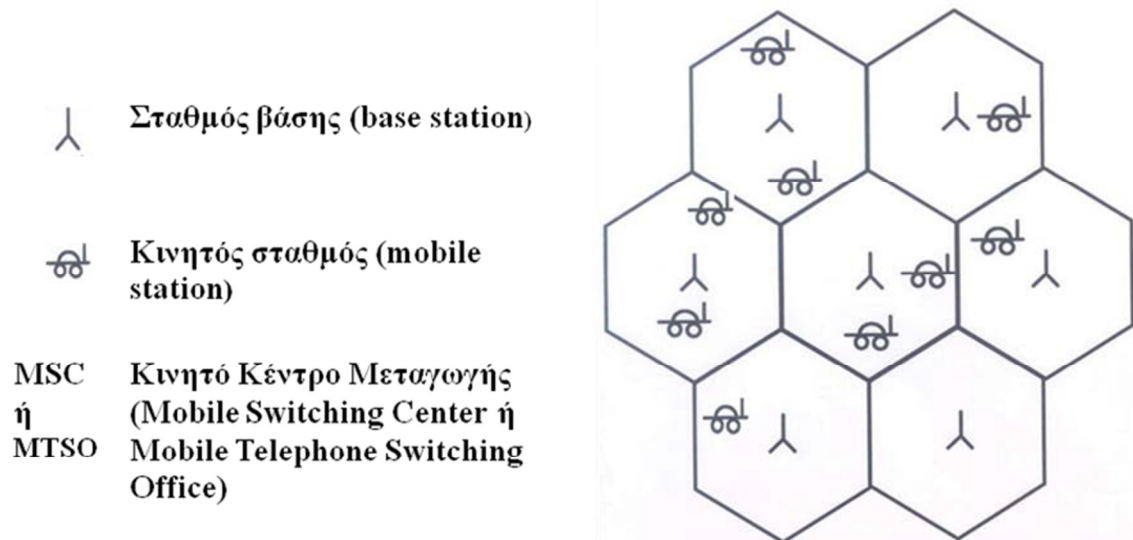
Οι ασύρματες ζεύξεις χωρίζονται σε πέντε κατηγορίες:

- i) ζεύξεις σημείου προς σημείο, που πραγματοποιούνται μεταξύ δύο σημείων
- ii) ζεύξεις ευρείας κάλυψης, όπου γίνεται ταυτόχρονη μετάδοση σε πολλούς ευρέως διεσπαρμένους αποδέκτες
- iii) ζεύξεις οπτικής επαφής, με ευθύγραμμη μετάδοση των ραδιοκυμάτων
- iv) ζεύξεις πέραν του ορίζοντα, όπου υπερβαίνεται η μέγιστη απόσταση οπτικής επαφής λόγω των φαινομένων της περίθλασης και της διάθλασης
- v) κινητές ζεύξεις, στις οποίες πομπός και δέκτης μπορεί να είναι κινητοί.

### **1.5.3 Στοιχεία συστήματος κινητών επικοινωνιών**

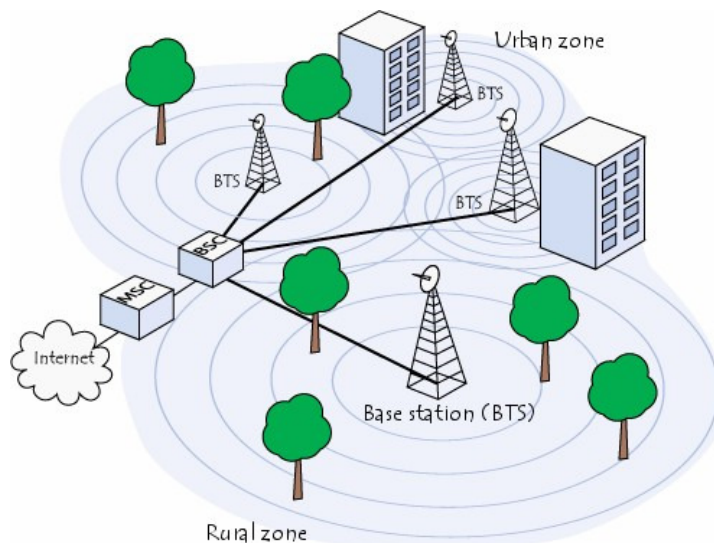
Τα στοιχεία συστήματος κινητών επικοινωνιών είναι :

- Κινητός Σταθμός (MT)
- Σταθμός Βάσης (BS)
- Ελεγκτής Σταθμού Βάσης (BSC)
- Κέντρο Μεταγωγής (MSC)



**Εικόνα 2 Αναπαράσταση στοιχείων συστήματος κινητών επικοινωνιών.**

Ο κινητός σταθμός έρχεται σε επικοινωνία με το σταθμό βάσης μέσω των διαθέσιμων ραδιοδιαύλων. Ο σταθμός βάσης βρίσκεται είτε στο κέντρο της κυψέλης είτε στα όρια αυτής. Στη συνέχεια συνδέεται με το δίκτυο κορμού μέσω του ελεγκτή σταθμού βάσης (εικ. 3). Πολλοί σταθμοί συνδέονται σε ένα κέντρο μεταγωγής μέσω του οποίου γίνεται η διασύνδεση με το σταθερό δίκτυο επικοινωνιών.



**Εικόνα 3 Αναπαράσταση επικοινωνίας μεταξύ στοιχείων συστήματος κινητής επικοινωνίας.**

Στα κυψελωτά συστήματα χρησιμοποιούνται πομποί χαμηλής ισχύος των 100 watt ή λιγότερο. Κάθε κυψέλη εξυπηρετείται από τον δικό της σταθμό βάσης, που αποτελείται από κεραία, πομπό, δέκτη. Η κάθε κυψέλη έχει τα δικά της κανάλια συχνοτήτων. Οι κυψέλες δημιουργούνται με τέτοιο τρόπο, ώστε οι κεραίες να ισαπέχουν περίπου μεταξύ τους (εξάγωνο). Τα κυψελωτά συστήματα είναι περιορισμένα από την παρεμβολή, όχι από τον θόρυβο. Ένα κυψελωτό σύστημα πρέπει τόσο να εντοπίζει και να παρακολουθεί τα κινητά τερματικά, όσο και να προσπαθεί πάντα να τα συνδέσει στους βέλτιστους διαθέσιμους σταθμούς βάσης. Αυτό επιτυγχάνεται με τη περιαγωγή κατά την οποία ανταλλάσσονται μηνύματα ελέγχου με στόχο την ενημέρωση για τη θέση του MT και με τη διαδικασία μεταπομπής όπου το κινητό τερματικό κατά τη μετάβαση του σε άλλη κυψέλη συνδέεται στο νέο σταθμό βάσης χωρίς διακοπή.

#### **1.5.4 Κατηγορίες κυψελών**

Η κατηγοριοποίηση των κυψελών γίνεται με βάση την ακτίνα τους ως εξής:

- πικοκυψέλες για ακτίνες περίπου εκατό μέτρων
- μικροκυψέλες όταν έχουν ακτίνα μέχρι ένα χιλιόμετρο
- μακροκυψέλες όταν η ακτίνα τους είναι της τάξης μερικών δεκάδων χιλιομέτρων.

Οι μακροκυψέλες χρησιμοποιούνται για την κάλυψη αγροτικών περιοχών και γενικότερα ημιαστικών. Οι μικροκυψέλες χρησιμοποιούνται για την κάλυψη αστικών περιοχών ενώ οι πικοκυψέλες για εσωτερικούς χώρους. Για να καλυφθεί μια περιοχή χρησιμοποιείται συνδυασμός αυτών.

### **1.5.5 Κατηγορίες συστημάτων κινητών επικοινωνιών**

Επίσης διακρίνουμε τρεις κατηγορίες συστημάτων ανάλογα με τον τύπο του διαύλου επικοινωνίας:

- τα simplex, όπου η επικοινωνία γίνεται μόνο προς τη μία κατεύθυνση
- τα half –duplex, όπου έχουμε αμφίδρομη επικοινωνία αλλά όχι ταυτόχρονη
- τα full-duplex, όπου έχουμε αμφίδρομη και ταυτόχρονη επικοινωνία

Στη τρίτη περίπτωση χρησιμοποιούνται δυο δίαυλοι οι οποίοι είτε χρησιμοποιούν άλλη συχνότητα (Frequency Division Duplex) ή χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα αλλά γειτονικές χρονοσχισμές (Time Division Duplex).

## **1.6 Διάδοση Ραδιοκυμάτων**

### **1.6.1 Μηχανισμοί ραδιοδιάδοσης κυμάτων**

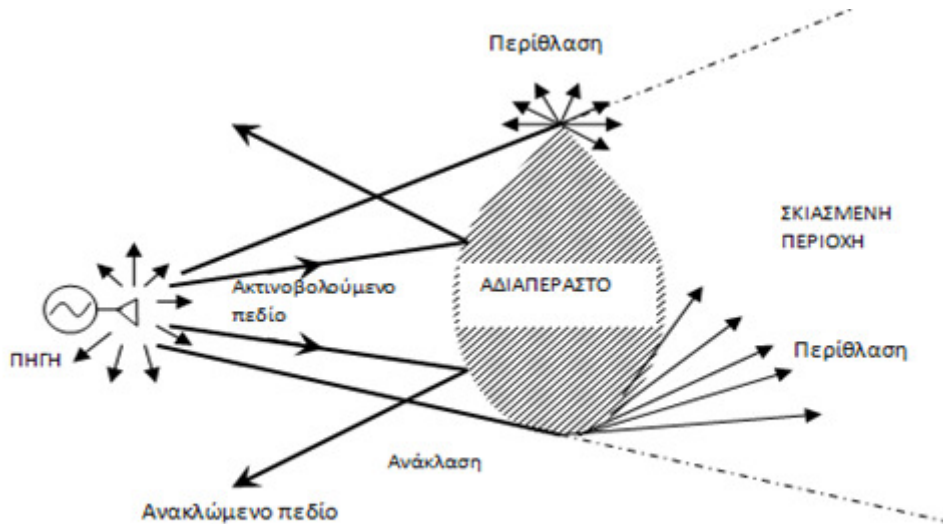
Προκειμένου να γίνει σωστά η σχεδίαση και η εγκατάσταση μιας ραδιοζεύξης πρέπει να υπάρχει καλή γνώση του ραδιοδιαύλου. Οι μηχανισμοί που διέπουν τη ραδιοδιάδοση είναι πολύπλοκοι και ποικίλοι, αλλά μπορούν να συνοψιστούν σε τρεις βασικούς: την **ανάκλαση** (Reflection), την **περίθλαση** (Diffraction) και τη **σκέδαση** (Scattering) (εικ.4) τα οποία θα αναλυθούν παρακάτω.

Ανάκλαση εμφανίζεται όταν ένα διαδιδόμενο κύμα προσπίπτει πάνω σε εμπόδιο με διαστάσεις πολύ μεγαλύτερες από το μήκος κύματος του, για παράδειγμα στην επιφάνεια του εδάφους ή στους τοίχους των κτιρίων.

Περίθλαση εμφανίζεται όταν το παρεμβαλλόμενο εμπόδιο έχει αιχμές, όπως οπές και γωνίες οπότε και δημιουργείται καμπύλωση των ραδιοκυμάτων γύρω από τα άκρα του.

Σκέδαση συνήθως εμφανίζεται όταν στην διαδρομή του ραδιοκύματος υπάρχουν αντικείμενα με διαστάσεις ίσες ή μικρότερες από το μήκος κύματος. Για ευκολία θα αναφερόμαστε σε όλα τα εμπόδια που παρεμβάλλονται στη διαδρομή του ραδιοκύματος με τον γενικό όρο «σκεδαστές» και στους παραπάνω μηχανισμούς ως «σκέδαση».

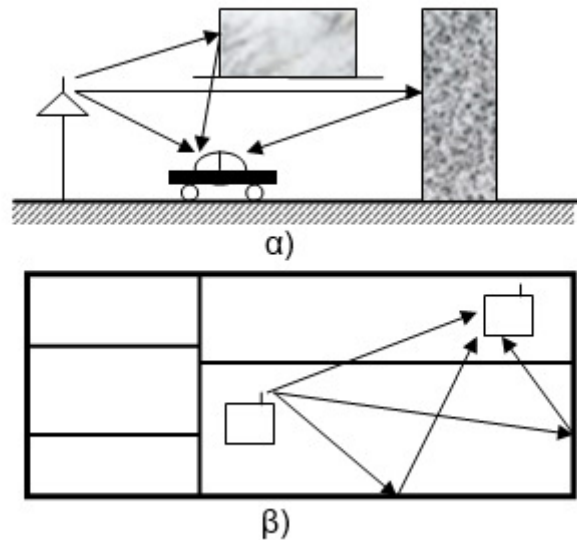
Είναι δεδομένο ότι τόσο σε εσωτερικούς όσο και σε εξωτερικούς χώρους στο απευθείας μονοπάτι μεταξύ πομπού και δέκτη παρεμβάλλονται διάφορα αντικείμενα, τοίχοι, κτίρια, οχήματα κτλ. Το γεγονός ότι το σήμα φτάνει στο δέκτη με τον οποίο δεν υπάρχει οπτική επαφή οφείλεται στους διάφορους μηχανισμούς σκέδασης. Οι αρνητικές συνέπειες της σκέδασης είναι ότι η ηλεκτρομαγνητική ενέργεια φτάνει στο δέκτη μέσω πολλαπλών διαδρομών καθώς το σήμα περιθλάται, ανακλάται και σκεδάζεται. Οι χρόνοι άφιξης των σημάτων από τις διάφορες διαδρομές είναι ανάλογοι του μήκους της κάθε διαδρομής, που με τη σειρά τους εξαρτώνται από την αρχιτεκτονική του περιβάλλοντος. Ένας τρόπος να προβλεφτεί το λαμβανόμενο σήμα είναι ο ντετερμινιστικός αλλά αυτός μπορεί να εφαρμοστεί μόνο σε απλές περιπτώσεις. Συνήθως όμως οι περιπτώσεις είναι περίπλοκες και χρησιμοποιείται η στατιστική ανάλυση.



Εικόνα 4 Μηχανισμοί ραδιοδιάδοσης κυμάτων.

### 1.6.2 Ασύρματο περιβάλλον διάδοσης

Τα σήματα που καταφθάνουν στο δέκτη έρχονται από διάφορες κατευθύνσεις αφού ακολουθούν ένα πλήθος από διαδρομές. Στην εικόνα που ακολουθεί (α) βλέπουμε πως ένα σήμα φτάνει στο δέκτη μέσω διαδρομών που προκύπτουν από ανάκλαση σε κτίρια αλλά και με απευθείας οπτική επαφή και (β) βλέπουμε τη διάδοση του σήματος μέσα σε ένα εσωτερικό χώρο.



Εικόνα 5 Παραδείγματα διάδοσης πολλαπλών διαδρομών.

Το πλάτος και η φάση του σήματος που φτάνει στον δέκτη από κάποια διαδρομή, εξαρτώνται από το μήκος και τα χαρακτηριστικά της διαδρομής. Σαν αποτέλεσμα το σήμα που συντίθεται στον δέκτη παρουσιάζει μεγάλες διακυμάνσεις. Μία ακριβής ανάλυση της διάδοσης πολλαπλών διαδρομών μπορεί να γίνει με την λύση των εξισώσεων του Maxwell και την εφαρμογή των οριακών συνθηκών για τις φυσικές ιδιότητες και την αρχιτεκτονική του περιβάλλοντος. Κάτι τέτοιο όμως απαιτεί τεράστια υπολογιστική ισχύ και ακόμη και με τη χρήση των πιο σύγχρονων υπολογιστών, μπορεί να εφαρμοστεί μόνο στις απλούστερες των περιπτώσεων.

### 1.6.3 Φαινόμενα διάδοσης

Κατά τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε περιβάλλοντα κινητών επικοινωνιών παρατηρούνται τα εξής φαινόμενα: *οι απώλειες διαδρομής (path loss)*, *η σκίαση (shadowing)*, *οι παρεμβολές (interference)* και *οι διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών (multipath fading)*. Κάθε ένα από τα φαινόμενα αυτά έχει διαφορετική φυσική προέλευση και συνεπώς η επίδραση όλων πρέπει να λαμβάνεται υπόψη στη μελέτη και στην υλοποίηση των κυψελωτών συστημάτων.

#### **Απώλειες διαδρομής (path loss)**

Μπορεί να λάβουν χώρα σε περιβάλλοντα με ανακλάσεις ή σε ελεύθερο χώρο. Στην πρώτη περίπτωση, η απόσβεση ενδέχεται να είναι της τάξης του  $1/r^4$  (ύπαιθρος) έως και  $1/r^6$  ανάλογα με την πυκνότητα των εμποδίων που συναντούν τα κύματα. Στην περίπτωση της διαδρομής ελεύθερου χώρου γίνεται η υπόθεση ότι η ατμόσφαιρα είναι ομογενές και μη απορροφητικό μέσο και ότι το έδαφος βρίσκεται σε άπειρη απόσταση (ή, ισοδύναμα, ότι η επιφάνεια της Γης είναι μη ανακλαστική). Επιπλέον, ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη δεν υπάρχουν αντικείμενα που θα μπορούσαν να απορροφήσουν ή να σκεδάσουν την ακτινοβολία. Άμεση συνέπεια αυτών των παραδοχών είναι ότι η ενέργεια του σήματος εξαρτάται μόνο από την απόσταση. Συγκεκριμένα, όσο η απόσταση  $r$  αυξάνεται, το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο μειώνεται αντιστρόφως ανάλογα της απόστασης Έτσι η ισχύς ανά τετραγωνικό μέτρο μειώνεται με το  $1/r^2$ . Αυτό είναι αναμενόμενο αν φανταστούμε ομόκεντρες σφαίρες αυξανόμενης ακτίνας να αναπτύσσονται γύρω από την κεραία. Η συνολική ισχύς που εκπέμπεται μέσα στη σφαίρα παραμένει σταθερή, ενώ η αύξηση της επιφάνειάς της είναι ανάλογη του  $r^2$ . Έτσι, στον ελεύθερο χώρο η ισχύς μειώνεται με το τετράγωνο της απόστασης από την πηγή ( $P(r) \sim 1/r^2$ ). Η απώλεια διαδρομής ελεύθερου χώρου (free-space path loss)  $L_s(r)$ , ορίζεται ως ο λόγος της εκπεμπόμενης ισχύος προς τη διαθέσιμη ισχύ που φθάνει στην κεραία του δέκτη και δίνεται από την εξίσωση του Friis για τη διάδοση:  $L_s = \frac{1}{G_t G_r} \left( \frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2$  όπου  $G_t$  και  $G_r$  είναι τα κέρδη των κεραιών του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα,  $r$  είναι η απόσταση πομπού-δέκτη και  $\lambda$  είναι το μήκος κύματος.

**Η σκίαση**, η οποία περιγράφεται από μια λογαριθμική-κανονική κατανομή, χαρακτηρίζει την εξασθένιση του σήματος λόγω παρεμπόδισης από κτίρια και άλλα αντικείμενα. Το φαινόμενο αυτό εκφράζει την αταξία στο περιβάλλον διάδοσης, η οποία μπορεί να είναι διαφορετική σε θέσεις με την ίδια απόσταση πομπού και δέκτη, με αποτέλεσμα η μέση λαμβανόμενη ισχύς στις θέσεις αυτές να ποικίλει, ακολουθώντας κατανομή Gauss γύρω από μια μέση τιμή.

#### **Παρεμβολές**

Ένα σύστημα κινητών επικοινωνιών θεωρείται αποδοτικότερο όταν μπορεί να εξυπηρετήσει όσο το δυνατόν περισσότερους χρήστες. Με την ύπαρξη όμως των παρεμβολών σε ένα σύστημα μειώνεται η χωρητικότητα του συστήματος. Με τον όρο παρεμβολή ορίζουμε την άφιξη σημάτων ανεπιθύμητων στο δέκτη στο ίδιο εύρος ζώνης με το σωστό σήμα προς λήψη. Αποτέλεσμα αυτού του φαινομένου είναι να φτάνει στο δέκτη το σήμα με πολύ χαμηλότερη ποιότητα από τη προσδοκώμενη.

Οι λόγοι που παρουσιάζονται οι παρεμβολές είναι : η επαναχρησιμοποίηση της ίδιας συχνότητας, η χρήση μη αποδοτικών φίλτρων και η μη γραμμική ενίσχυση των σημάτων.

Οι κατηγορίες παρεμβολών είναι:

**A) Ομοδιαυλική παρεμβολή (co-channel interference)**. Η ανάγκη να εκμεταλλευτούμε όσο το δυνατόν περισσότερο το διαθέσιμο φάσμα οδηγεί στην επαναχρησιμοποίηση ραδιοδιαύλων της ίδιας συχνότητας. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να δημιουργούνται ομοδιαυλικές κυψέλες με αποτέλεσμα να παρεμβάλλονται σήματα από αυτές και να δημιουργείται ομοδιαυλική παρεμβολή. Όπως φαίνεται και στην εικόνα 8 ο κινητός σταθμός λαμβάνει

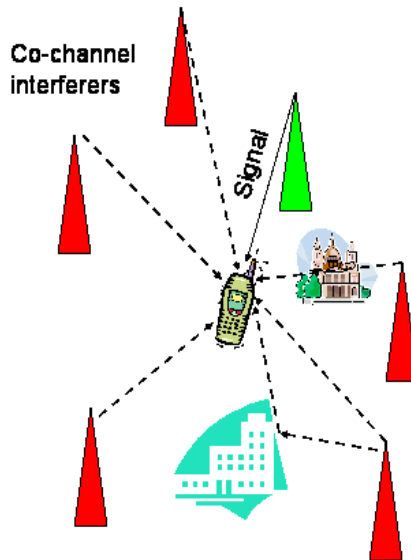


σήμα από το σταθμό εκπομπής (πράσινος σταθμός) αλλά την ίδια στιγμή κάποιοι άλλοι σταθμοί (κόκκινοι) –που στη προκειμένη περίπτωση ονομάζουμε σταθμούς παρεμβολής- εκπέμπουν στην ίδια συχνότητα με αποτέλεσμα ο κινητός σταθμός να λαμβάνει τα σήματα τους και να δημιουργούνται παρεμβολές στο επιθυμητό σήμα.

Οι ομοδιαυλικές παρεμβολές μπορούν να αντιμετωπιστούν με τεχνικές απόδοσης διαύλων. Αυτές οι τεχνικές μπορούν να είναι είτε στατικές είτε δυναμικές.

Παραδείγματα στατικών τεχνικών είναι: η ανάπτυξη σχεδίων για τη σωστή κατανομή συχνοτήτων, η μελέτη για τη σωστή τοποθέτηση των σταθμών βάσης, τα ύψη των κεραιών, η επιλογή κωδικοποίησης και διαμόρφωσης του καναλιού κ.α.

Παραδείγματα δυναμικών τεχνικών είναι: αλγόριθμοι ελέγχου ισχύος, αλγόριθμοι προσαρμογής ζεύξης, κατευθυντικές κεραιές, δυναμική κατανομή εύρους ζώνης κ.α. Φυσικά η χρήση δυναμικών τεχνικών έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της πολυπλοκότητας του συστήματος.



Εικόνα 6 Παράδειγμα ομοδιαυλικής παρεμβολής.

***B) Παρεμβολές γειτονικού διαύλου (adjacent channel interference)***

είναι οι παρεμβολές που δημιουργούνται από την ισχύ ενός γειτονικού σήματος. Οι παρεμβολές αυτές είναι αποτέλεσμα της ανεπάρκειας των φίλτρων ραδιοσυχνοτήτων είτε στο δίαυλο του επιθυμητού σήματος είτε στο δίαυλο του γειτονικού σήματος. Τρόπος αντιμετώπισης είναι η χρήση σωστών διαστημάτων φύλαξης μεταξύ των διαύλων.

***Γ) Οι παρεμβολές ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation interference)*** δημιουργούνται από προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης κατά τη μη γραμμική ενίσχυση πολλαπλών σημάτων, όπως στην περίπτωση σημάτων πολυπλεγμένων κατά συχνότητα. Τρόπος αντιμετώπισης της παρεμβολής ενδοδιαμόρφωσης είναι να λειτουργούν οι ενισχυτές στη γραμμική περιοχή με κόστος τη μη πλήρη εκμετάλλευση της μέγιστης ενίσχυσης που μπορούν να επιτύχουν.

***Δ) Η διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference)*** προκαλείται από τη χρονική εξάπλωση των ψηφίων με αποτέλεσμα να έχει αρνητική επίδραση στην αποκωδικοποίηση των ψηφίων. Τρόπος αντιμετώπισης είναι η αύξηση του εύρους ζώνης.

**1.6.4 Το φαινόμενο των διαλείψεων**



Η εξασθένηση που προκαλείται στο σήμα μετάδοσης από το ασύρματο κανάλι, είναι απότοκο αρκετών παραγόντων με κύριο την απόσταση. Συνήθως στη περίπτωση που τα στοιχεία του καναλιού διάδοσης δεν είναι πλήρως καθορισμένα, αυτό που αναφέρεται είναι η εξασθένηση του σήματος συναρτήσει της απόστασης κατά την διάδοση στον ελεύθερο χώρο. Το μοντέλο του *ελευθέρου χώρου* όπως καλείται προϋποθέτει ότι η περιοχή μεταξύ πομπού και δέκτη είναι απαλλαγμένη από αντικείμενα τα οποία ίσως απορροφούν ή αντανακλούν την διαδιδόμενη ηλεκτρομαγνητική ενέργεια. Στην ίδια πάντα θεώρηση η ατμόσφαιρα είναι ένα τέλειο και μη απορροφητικό μέσο διάδοσης καθώς επίσης και η επιφάνεια της γης βρίσκεται σε άπειρη απόσταση από την υποτιθέμενη ζεύξη ή αντίστοιχα αναφέρεται ότι αποδίδει αμελητέο συντελεστή ανάκλασης. Σε αυτό το ιδανικό μοντέλο *ελευθέρου χώρου* που έχουμε περιγράψει και όταν ικανοποιούνται οι κατάλληλες προϋποθέσεις, η εξασθένηση που επιφέρει το μέσο διάδοσης στο σήμα ακολουθεί το νόμο του αντιστρόφου τετραγώνου. Συνεπώς η ισχύς στη λήψη εκφράζεται ως το γινόμενο της ισχύος εκπομπής και ενός παράγοντα. Που συνήθως αναφέρεται ως *απώλειες ελευθέρου χώρου*, εκφράζοντας ουσιαστικά την εν λόγω εξασθένηση. Ο παράγοντας αυτός εκφράζεται ως:

$$L_s(d) = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2$$

όπου  $d$  η απόσταση μεταξύ πομπού-δέκτη και  $\lambda$  το μήκος κύματος του διαδιδόμενου σήματος.

Στη περίπτωση αυτή ο υπολογισμός της ισχύς σήματος στη λήψη είναι προβλέψιμος. Στις περισσότερες των περιπτώσεων όμως, όπου η διάδοση του σήματος λαμβάνει χώρα στην ατμόσφαιρα και κοντά στην επιφάνεια του εδάφους, το μοντέλο διάδοσης *ελευθέρου χώρου* κρίνεται ως ανεπαρκές να περιγράψει το ασύρματο κανάλι και να προβλέψει την απόδοση του τηλεπικοινωνιακού συστήματος.

Σε ένα ασύρματο σύστημα κινητής επικοινωνίας, το σήμα μεταφέρεται από τον πομπό στο δέκτη μέσω πολλαπλών ανακλώμενων διαδρομών και το φαινόμενο αυτό αναφέρεται συνήθως ως *πολλαπλή διόδευση (multipath propagation)*. Οι επιπτώσεις του φαινομένου στο σήμα είναι η εμφάνιση έντονων διακυμάνσεων στη λήψη του όσον αφορά το πλάτος, τη φάση και τη γωνία αφίξεώς του. Οι διακυμάνσεις αυτές είναι γνωστές ως *διαλείψεις πολλαπλών διοδεύσεων (multipath fading)*.

Μια άλλη αιτία εμφάνισης αυτών των διαλείψεων, είναι οι τυχαίες φυσικές αλλαγές που συντελούνται στο κανάλι διάδοσης είτε λόγω της κίνησης των σωμάτων που αποτελούν τα άκρα ή τα ενδιάμεσα σημεία της ζεύξης τα οποία θεωρείται ότι αποτελούν μέρος του καναλιού διάδοσης, είτε λόγω της διακύμανσης της πυκνότητας των ιόντων των στρωμάτων της ιονόσφαιρας στα οποία ανακλώνται τα σήματα υψηλής συχνότητας (*HF*). Στην συγκεκριμένη περίπτωση, που συχνά της αποδίδεται ο όρος *λαμπύρισμα (scintillation)*, εμπεριέχονται μηχανισμοί (όπως π.χ. τα ιόντα) που είναι κατά πολύ μικρότεροι σε διαστάσεις από το μήκος κύματος  $\lambda$ , κάτι που προσδιορίζει και την κυριότερη διαφορά της τελευταίας περίπτωσης σε σχέση με τις προηγούμενες.

Είναι φανερό λοιπόν από τα πιο πάνω ότι εκτός από τον προσθετικό θόρυβο (AWGN) είναι απαραίτητη η ύπαρξη μαθηματικών μοντέλων που θα λαμβάνουν υπόψη τους όλες τις αλλοιώσεις του ωφέλιμου σήματος που επιφέρει το κανάλι διάδοσης, όπως έχουν περιγραφεί.

## **1.7 Κατηγορίες και συνέπειες των διαλείψεων στις ασύρματες επικοινωνίες**

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, διαλείψεις σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα ονομάζονται οι διακυμάνσεις του σήματος στο δέκτη όσον αφορά το πλάτος ή τη φάση ή τη γωνία αφίξεώς του. Πρέπει επίσης να υπενθυμιστεί ότι ουσιαστική αιτία

αυτών των διακυμάνσεων είναι η πρόσθεση των συνιστωσών πολλαπλών διαδρομών του σήματος.

Έτσι μπορούμε να πούμε ότι η διάλειψη σήματος είναι το αποτέλεσμα διάδοσης μέσω πολλαπλών διαδρομών. Μπορούμε να θεωρήσουμε λοιπόν ότι το μέσο διάδοσης δεν είναι ιδανικό. Ένα τέτοιο μη ιδανικό μέσο είναι και η χωρική περιοχή που εκτείνεται σε μικρή απόσταση από την επιφάνεια της γης, όπου πραγματοποιούνται οι περισσότερες των ασυρμάτων επικοινωνιών. Ιδιαίτερο παράδειγμα είναι οι αστικές περιοχές στις οποίες παρατηρούνται περισσότερα εμπόδια στη μετάδοση σημάτων επικοινωνίας. Οι τύποι στους οποίους μπορούν να διαχωριστούν μεταξύ τους οι εμφανιζόμενες διαλείψεις, ως προς την αιτία εμφάνισης τους αλλά και της κατανομής που ακολουθούν είναι δύο. Οι διαλείψεις *μεγάλης κλίμακας (large-scale fading)* και οι *διαλείψεις μικρής κλίμακας (small-scale fading)*.

### 1.7.1 Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large-scale fading)

Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας, αναφερόμενοι πάντα στις κινητές επικοινωνίες, πραγματεύονται την εξασθένηση της μέσης τιμής της ισχύος του σήματος λήψης εξαιτίας απώλειας στη διαδρομή (Path Loss Attenuation) και τη μεταβολή της τιμής αυτής λόγω της σχετικής κίνησης μεταξύ πομπού-δέκτη. Η ύπαρξη αυτού του φαινομένου είναι αποτέλεσμα της παρεμβολής μεταξύ πομπού και δέκτη, καθώς αλλάζει η σχετική τους θέση, διαφόρων εμποδίων (κτίρια, λόφοι, δασώδεις εκτάσεις κ.λ.π.). Έχουμε λοιπόν μια συνεχή αλλαγή του χώρου που παρεμβάλλεται μεταξύ πομπού και δέκτη που οδηγεί σε μια μεταβαλλόμενη "σκίαση" του δέκτη. Για τον λόγο αυτό, η μεταβολή της μέσης τιμής του σήματος λήψης αναφέρεται ως *διαλείψεις σκίασης (Shadow Fading)*. Μέσα από κάποιες εκτενείς μετρήσεις των διαλείψεων αυτών, για ένα μεγάλο εύρος σε ύψη κεραιών και αποστάσεων, έχει δοθεί ένα αρκετά ικανοποιητικό μοντέλο υπολογισμού των απωλειών διαδρομής ως συνάρτηση της απόστασης. Σύμφωνα με αυτό, η μέση τιμή του λαμβανόμενου σήματος ακολουθεί λογαριθμική-κανονική (Lognormal) κατανομή γύρω από κάποια μέση τιμή, είναι συνάρτηση της απόστασης μόνο και περιγράφεται από το κανόνα της αντίστροφης n-στης δύναμης, άρα είναι αντίστροφα ανάλογη της n-στης δύναμης της απόστασης. Αν συμβολίσουμε με  $\bar{L}_p(d)$  τη μέση απόσβεση λόγω απόστασης, έχουμε

$$\bar{L}_p(d) = \left( \frac{d}{d_0} \right)^n$$

Όπου  $d$  η απόσταση εκπομπής-λήψης και  $d_0$  η απόσταση αναφοράς, η οποία θεωρούμε ότι εισάγει γνωστή εξασθένηση στο ωφέλιμο σήμα. Τυπικά η απόσταση αυτή, που λαμβάνεται στο μακρινό πεδίο της κεραιάς, παίρνει τιμή 1 Km στις μακροκυψέλες, 100 m στις μικροκυψέλες και 1m όταν μελετάμε τηλεπικοινωνιακές ζεύξεις εσωτερικού χώρου. Η τιμή του εκθέτη απόσβεσης  $n$  παίρνει τη τιμή 2 στον ελεύθερο χώρο, όπως προαναφέρθηκε στην παραπάνω εξίσωση

$$L_s(d) = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2$$

ενώ το άνω όριο του εκθέτη είναι η τιμή 4. Η τιμή του εκθέτη αυτού είναι μεγαλύτερη του 2 όταν συνήθως παρεμβάλλονται εμπόδια επικοινωνίας και είναι ανάλογη του τόπου και της θέσης των εμποδίων. Κάποιες φορές όμως ο εκθέτης αυτός μπορεί να πάρει και τιμές μικρότερες του 2, όπως συμβαίνει κατά την διάδοση κατά μήκος αστικών λεωφόρων, όπου εμφανίζονται φαινόμενα κυματοδήγησης της ενέργειας.

Η σχέση

$$\overline{L}_p(d) = \left(\frac{d}{d_0}\right)^n$$

εκφράζεται σε decibels ως εξής:

$$\overline{L}_p(d) \text{ (dB)} = L_s(d_0) \text{ (dB)} + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \text{ (dB)}$$

όπου  $L_s(d_0)$  η μέση απόσβεση του σήματος στην απόσταση αναφοράς και ο υπολογισμός της γίνεται με την χρήση της

$$L_s(d) = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$$

όταν οι επικρατούσες συνθήκες προσεγγίζουν αυτές του ελεύθερου χώρου ή εμπειρικά παίρνονται με βάση τις -μετρήσεις του πεδίου που πάρθηκαν κατά καιρούς σε διάφορες περιοχές με τυπικά χαρακτηριστικά. Ο όρος  $X_\sigma$  συμβολίζει Gaussian τυχαία μεταβλητή ( εκφραζόμενη σε dB), μηδενικής μέσης τιμής και απόκλισης  $\sigma$  (εκφραζόμενη σε dB) και είναι αποτέλεσμα της διακύμανσης που μπορεί να παρουσιάσει η μέση εξασθένιση, αιτιολογώντας έτσι τον χαρακτηρισμό lognormal της κατανομής της. Η επιλογή του είναι αποτέλεσμα εμπειρικών μετρήσεων και εξαρτάται από την μορφολογία του εδάφους στην περιοχή επικοινωνίας. Δεν είναι ασυνήθιστο ο όρος  $X_\sigma$  να παίρνει τιμές της τάξης των 6-10 dB ή ακόμη και μεγαλύτερες.

Εν τέλει συνοψίζοντας τις παραμέτρους που χρειάζονται για την στατιστική περιγραφή του φαινομένου των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας, σε αυθαίρετα επιλεγμένη τοποθεσία με συγκεκριμένες θέσεις πομπού και δέκτη καταλήγουμε στις εξής:

- Η απόσταση αναφοράς  $d_0$
- Ο εκθέτης απόσβεσης  $n$
- Η τυπική απόκλιση  $\sigma$  της μεταβλητής  $X_\sigma$

### 1.7.2 Διαλείψεις μικρής κλίμακας (small-scale fading)

Στις διαλείψεις μικρής κλίμακας έχουμε απότομες μεταβολές του πλάτους και της φάσης του λαμβανόμενου σήματος που μπορούν να θεωρηθούν ως αποτέλεσμα μικρών αλλαγών (της τάξης του μισού μήκους κύματος) της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη ή ως αποτέλεσμα της αλλαγής θέσης, ταχύτητας ή πυκνότητας των σωμάτων που επηρεάζουν έμμεσα τις επικοινωνίες. Αναφορικά μπορεί να λεχθεί πως τέτοια σώματα είναι τα διάφορα είδη κτίρια, οχήματα και ζωντανοί οργανισμοί που συναντιούνται στις πόλεις, καθώς επίσης και τα διάφορα σωματίδια της ατμόσφαιρας.

Οι κύριοι μηχανισμοί που περιγράφουν τον επηρεασμό της διάσωσης του σήματος στα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα από τα προαναφερθέντα σώματα είναι κυρίως τρεις και αναφέρονται ως *ανάκλαση*, *διάθλαση* και *σκέδαση*.

**Ανάκλαση (Reflection)** έχουμε στη περίπτωση που το διαδιδόμενο κύμα προσπίπτει σε μια επιφάνεια που είναι κατά πολύ μεγαλύτερη συγκριτικά με το μήκος κύματος του.

**Διάθλαση (Diffraction)** παρατηρείται στην περίπτωση που κάποιο σώμα με διαστάσεις αρκετά μεγαλύτερες από το μήκος κύματος, παρεμβάλλεται μεταξύ πομπού και δέκτη προκάνοντας σχηματισμό δευτερευόντων κυμάτων στον χώρο μετά το παρεμβλημένο σώμα προς τον δέκτη. Το φαινόμενο αυτό είναι η αιτία της πραγματοποίησης ζεύξεων όταν δεν υπάρχει οπτική επαφή πομπού-δέκτη και είναι ο λόγος που πραγματοποιούνται ασύρματες επικοινωνίες όταν αυτές εμποδίζονται από αδιαπέραστα εμπόδια.

**Σκέδαση (Scattering)** ονομάζεται το φαινόμενο κατά το οποίο το οδεύον κύμα προσπίπτει σε μεγάλη και τραχεία επιφάνεια ή σε επιφάνεια συγκρίσιμη του μήκους κύματος, με αποτέλεσμα την διασκόρπιση του σε διάφορες κατευθύνσεις. Τέτοιες επιφάνειες συναντιούνται συχνά στα αστικά κέντρα αλλά επίσης η τροπόσφαιρα, και η ιονόσφαιρα μπορούν να αποτελέσουν πηγή σκέδασης. Η τροποσφαιρική σκέδαση οφείλεται στις ανομοιογένειες του δείκτη διάθλασης σε ορισμένες περιοχές της τροπόσφαιρας.

Καθώς υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη, το λαμβανόμενο σήμα αποτελείται από πολλές ανακλώμενες συνιστώσες και από μία συνιστώσα που φτάνει απευθείας στον δέκτη από την πηγή του ηλεκτρομαγνητικού κύματος. Σε αυτή την περίπτωση η περιβάλλουσα του πλάτους του σήματος ακολουθεί την κατανομή Rice και οι αντίστοιχες διαλείψεις μικρής κλίμακας που προκύπτουν ονομάζονται διαλείψεις **Rice (Rician fading)**. Η Rice κατανομή εκφράζει τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf), της περιβάλλουσας πλάτους  $r$  του σήματος λήψης είναι η εξής:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2 + E_0}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{rE_0}{\sigma^2}\right), \text{ για } r \geq 0$$

όπου  $E_0$  το πλάτος του σήματος οπτικής επαφής και  $I_0$  η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους.

Όταν η συνθήκη οπτικής επαφής σταματήσει να ισχύει και η συνιστώσα του απευθείας κύματος εξαλείφεται, η κατανομή του λαμβανόμενου σήματος προσεγγίζει την Rayleigh κατανομή. Σε σχέση με την μέση λαμβανόμενη ισχύ η κατανομή αυτή μπορεί να χαρακτηριστεί ως η χειρότερη δυνατή στην περίπτωση διαλείψεων μικρής κλίμακας. Σύμφωνα με την κατανομή Rayleigh, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf), της περιβάλλουσας πλάτους  $r$  του σήματος λήψης είναι η εξής:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left[\frac{r^2}{2\sigma^2}\right]} \text{ για } r \geq 0,$$

όπου  $2\sigma^2$  η εκτιμώμενη μέση ισχύς του σήματος που φτάνει τον δέκτη μέσω

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left[\frac{r^2}{2\sigma^2}\right]} \text{ για } r \geq 0,$$

πολλαπλών διαδρομών. Είναι φανερό ότι η προκύπτει όταν θέσουμε  $E_0 = 0$ . Υπάρχει και η μέθοδος Nakagami- $m$  που είναι μια γενικότερη μέθοδος παραμετροποίησης των διαλείψεων μικρής κλίμακας και περιλαμβάνει τις ακραίες περιπτώσεις των Rice και Rayleigh. Πρόκειται για ένα ευπροσάρμοστο μοντέλο γιατί μπορεί να υπολογίσει πλάτη σημάτων που υπόκεινται σε πολύ ισχυρές ή μη διαλείψεις κάτι που δεν μπορεί να γίνει με τις κατανομές Rayleigh ή Rician. Το  $m$  είναι τόσο μεγαλύτερο, όσο καλύτερο είναι το κανάλι επικοινωνίας. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του λαμβανόμενου λόγου σήματος προς θόρυβο που για σταθερή θεώρηση θορύβου ανάγεται σε έκφραση της λαμβανόμενης ισχύος δίνεται από τον εξής τύπο:

$$p_r(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\gamma^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\gamma}\right)$$

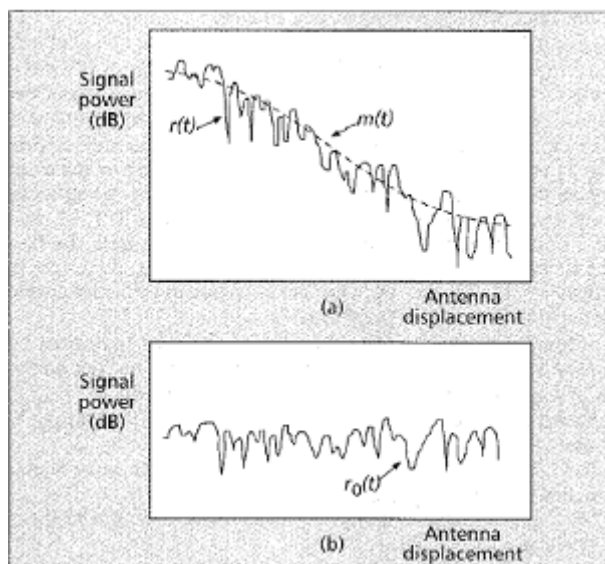
Έστω  $r(t)$  το λαμβανόμενο σήμα,  $s(t)$  το σήμα εκπομπής και  $h_c(t)$  η

κρουστική απόκριση, η έκφραση  $r(t) = s(t) * h_c(t)$  εκφράζει το λαμβανόμενο σήμα ως συνέλιξη του σήματος εκπομπής και της κρουστικής απόκρισης. Στις ασύρματες επικοινωνίες μπορούμε να χωρίσουμε το σήμα σε δύο συνιστώσες-τυχαίες μεταβλητές σύμφωνα με τη σχέση

$$r(t) = m(t) \cdot r_0(t)$$

Όπου  $m(t)$  είναι η συνιστώσα διαλείψεων μεγάλης κλίμακας και η  $r_0(t)$  αντίστοιχη συνιστώσα διαλείψεων μικρής κλίμακας. Η  $m(t)$  αναφέρεται και ως τοπικός μέσος (*Local mean*) ή και ως Lognormal διαλείψεις (*Lognormal fading*), ενώ το  $r_0(t)$  αντίστοιχα παίρνει πολλές φορές την ονομασία Rayleigh διαλείψεις (*Rayleigh fading*).

Πιο κάτω φαίνεται ένα παράδειγμα πως οι μεγάλες και μικρές διαλείψεις συνυπάρχουν και επηρεάζουν το σήμα που λαμβάνεται στον δέκτη. κεραιάς λήψης (μετρημένη ως προς το μήκος κύματος), σε ένα τυπικό παράδειγμα κινητής επικοινωνίας.



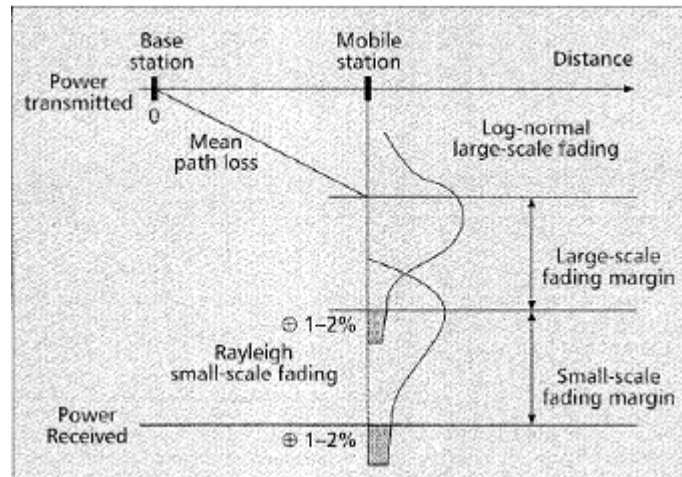
**Εικόνα 7 Διαλείψεις μεγάλης και μικρής κλίμακας.**

Στο διάγραμμα (a) φαίνεται η εξάρτηση της λαμβανόμενης ισχύς από την θέση της κεραιάς λήψης (μετρημένη ως προς το μήκος κύματος), σε ένα τυπικό παράδειγμα κινητής επικοινωνίας.

Διακρίνεται η μέση λαμβανόμενη ισχύς (διακεκομμένη γραμμή) και τις γρήγορες μεταβολές του λαμβανόμενου σήματος εξαιτίας της Lognormal και της Rayleigh συνιστώσας αντίστοιχα. Η τυπική απόσταση δύο τοπικών ελάχιστων της ισχύος λήψης είναι περίπου μισό μήκος κύματος.

Στο διάγραμμα (b) η Lognormal μεταβλητή  $m(t)$  έχει αφαιρεθεί για να φανούν καλύτερα οι διαλείψεις μικρής κλίμακας, θεωρώντας σταθερή κάποια μέση ισχύ.

Στο διάγραμμα που ακολουθεί φαίνεται ο προϋπολογισμός ισχύος (*Linkbudget*) που πρέπει να γίνει σε ένα τυπικό κυβελωτό σύστημα επικοινωνίας, λαμβάνοντας υπόψη τους δύο τύπους διαλείψεων. Το διάγραμμα ουσιαστικά αφορά την επιρροή των διαλείψεων στο θέμα της απαιτούμενης ενέργειας εκπομπής, ώστε η ζεύξη να λειτουργά ικανοποιητικά στο μεγαλύτερο ποσοστό του χρόνου.



**Εικόνα 8 Υπολογισμός ισχύος καναλιού με διαλείψεις.**

Από το παραπάνω σχήμα εξάγουμε ότι στον υπολογισμό ισχύος συμπεριλαμβάνονται τα εξής:

- Μέση εξασθένηση του σήματος λόγω απόστασης (*mean-path loss*).
- Η διακύμανση με περιθώριο 6-10 dB ή διαλείψεις μεγάλης κλίμακας.
- Διαλείψεις μικρής κλίμακας με ασφαλές περιθώριο στη περιοχή των 20-30 dB.

Οι συμβολισμοί  $\oplus 1-2\%$  εκφράζουν το ποσοστό χρόνου εκφράζει ότι το ποσοστό χρόνου στο οποίο η επικοινωνία βρίσκεται εντός των περιθωρίων είναι της τάξης του 1-2%.

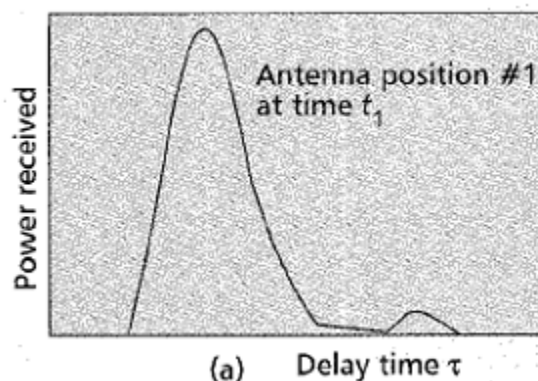
### 1.7.3 Επιπτώσεις στις ασύρματες επικοινωνίες

#### Τρόποι επίδρασης:

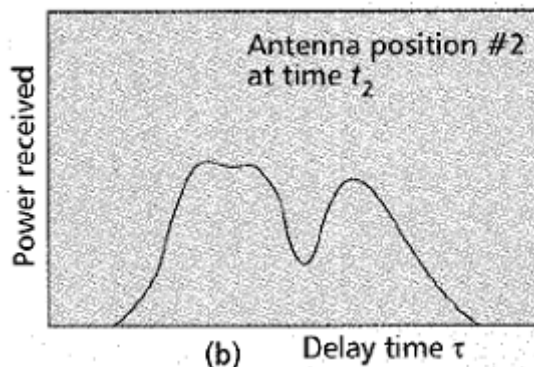
Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας εκδηλώνονται με δύο μηχανισμούς όσον αφορά την παραμόρφωση του λαμβανόμενου σήματος:

- Με τον διασκορπισμό της χρονικής διάρκειας των συμβόλων πληροφορίας στη λήψη του σήματος πληροφορίας, λόγω των πολλαπλών διαδρομών που μεσολαβούν.
- Η διαφορετική από στιγμή σε στιγμή συμπεριφορά του καναλιού εξαιτίας της σχετικής κίνησης πομπού-δέκτη ή της κίνησης σωμάτων του περιβάλλοντα χώρου.

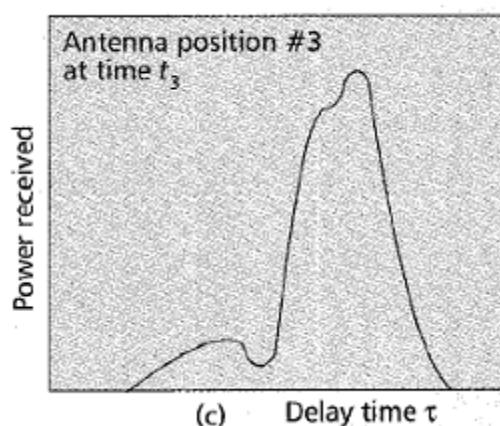
Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται οι δύο τρόποι που αναφέρθηκαν προηγούμενος. Φαίνεται η απόκριση ενός τυπικού καναλιού πολυδιόδευσης αστικής περιοχής σε εκπεμπόμενο παλμό συναρτήσει της θέσης της θέσης του δέκτη μετρημένο σε τρεις διαφορετικές χρονικές στιγμές που απέχουν μεταξύ τους το χρονικό διάστημα που απαιτείται ώστε ο κινούμενος δέκτης να δανείσει απόσταση ίση με  $0,4\lambda$  όπου  $\lambda$  του μήκος κύματος του φέροντος σήματος.



**Εικόνα 9 α) Απόκριση καναλιού όταν η κεραία είναι στη θέση 1.**



**Εικόνα 10 β) Απόκριση καναλιού όταν η κεραία απέχει απόσταση 0,4λ από τη θέση 1.**

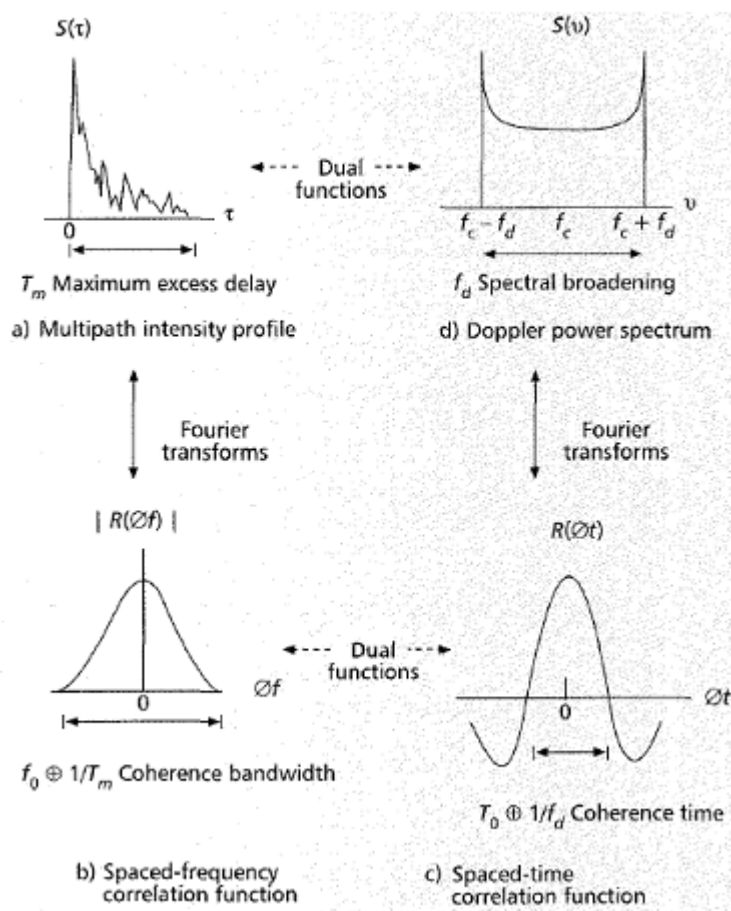


**Εικόνα 11 Απόκριση καναλιού όταν η κεραία απέχει απόσταση 0,8λ από τη θέση 1.**

Για κάθε μια από τις τρεις περιπτώσεις παραδείρουμε ένα διασκορπισμό στο χρόνο της χρονικής διάρκειας συμβόλου, που είναι αποτέλεσμα της μη ιδανικής κρουστικής απόκρισης του καναλιού. Ο χρόνος  $\tau$  (*delay time*) αναφέρεται στο χρόνο στον οποίο έχουμε αφίξεις καθυστερημένων εκδοχών του εκπεμπόμενου παλμού και η αρχή του χρόνου αυτού, συμπίπτει με το χρόνο άφιξης της πρώτης επανάληψης του παλμού εκπομπής.

Είναι επίσης φανερή η αλλαγή στο λαμβανόμενο σήμα από χρονική σε άλλη χρονική στιγμή. Παρατηρείται αισθητή διαφορά στο χρόνο καθυστέρησης, το πλήθος των επαναλήψεων του εκπεμπόμενου σήματος, την έντασή τους και την τελική ισχύ που φτάνει στο δέκτη.

**Διαλείψεις μικρής κλίμακας συναρτήσει του χρόνου και της χρονικής διασποράς:**



Εικόνα 12 Σχέσεις μεταξύ συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης και πυκνότητας ισχύος.

**Πολυδιόδευση:**



Διακρίνεται στο παραπάνω σχήμα ένα τυπικό κανάλι πολυδιόδευσης. Φαίνονται χαρακτηριστικά οι πολλαπλές διαδρομές που ακολουθά το εκπεμπόμενο σήμα μέχρι να ανιχνευτεί από τον δέκτη.



Στο σημείο αυτό αξίζει να αναφερθεί ότι κάθε μηχανισμός παραμόρφωσης του σήματος που μελετάται στο πεδίο του χρόνου, μπορεί να μελετηθεί με την ίδια ακρίβεια και στο πεδίο των συχνοτήτων. Στα σχήματα (α) και (β) μελετώνται οι ιδιότητες του φαινομένου της πολυδιόδευσης (*multipath*) στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας.

Στο διάγραμμα παραπάνω (α) παρουσιάζεται η ισχύς  $S(\tau)$  του σήματος που φτάνει στο δέκτη προερχόμενο από πολλές ανακλάσεις και καθώς έχει διέλθει μέσα από πολλές διαφορετικές διαδρομές μεταξύ τους, σε συνάρτηση με τον χρόνο καθυστέρησης  $\tau$ . Το σήμα φαίνεται ότι είναι μία σύνθεση διαφόρων συνιστωσών, που στη περίπτωση στενού παλμού εκπομπής παίρνουν το σχήμα παλάμης χεριού, *ιξού* και ο όρος *fingers*. Για ένα μεταδιδόμενο παλμό το  $T_m$  είναι ο χρόνος στον οποίο έχουμε αφίξεις του πολυδιοδευμένου σήματος πάνω από κάποιο κατώφλι. Για χρόνο μεγαλύτερο του  $T_m$  η σύνθεση των καθυστερημένων παλμών δίνει τιμή που θεωρείται ότι δεν επηρεάζει τα αποτελέσματά του. Το κατώφλι αυτό παίρνεται συνήθως 10-20 dB ποιο κάτω από το μέγιστο της λαμβανόμενης συνιστώσας. Να σημειωθεί ότι σε ένα ιδανικό σύστημα, απουσία φαινομένων πολυδιόδευσης, το  $S(\tau)$  θα έχει την μορφή ιδανικού παλμού με πλάτος αντίστοιχο της συνολικής μέσης λαμβανόμενης ισχύος.

Στο σχήμα (β) παρουσιάζεται η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης συχνότητας του λαμβανόμενου σήματος σε απόλυτη τιμή,  $|R(\Delta f)|$ , που είναι η χρονική πυκνότητα ισχύος του  $S(\tau)$  μετασχηματισμένη κατά *Fourier*. Ο όρος  $|R(\Delta f)|$  εκφράζει την συνάρτηση συσχέτισης της απόκρισης του καναλιού σε δύο σήματα, συναρτημένη της μεταξύ τους απόστασης στη συχνότητα. Μπορεί να θεωρηθεί ως συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού στο πεδίο των συχνοτήτων. Επομένως ο διασκορπισμός του σήματος στον χρόνο μπορεί να θεωρηθεί ως αποτέλεσμα φιλτραρίσματος του εκπεμπόμενου σήματος από φίλτρο που έχει συνάρτηση μεταφοράς την  $|R(\Delta f)|$ . Ορίζεται έτσι το *εύρος συσχέτισης (coherence bandwidth)  $f_0$* , το οποίο εκφράζει το εύρος των συχνοτήτων στο οποίο το κανάλι μεταφέρει όλες τις συνιστώσες του σήματος με σχεδόν το ίδιο πλάτος και ίδια φάση.

Εκφράζει δηλαδή το εύρος των συχνοτήτων στο οποίο οι συνιστώσες του λαμβανόμενου σήματος έχουν μεγάλη συσχέτιση σε σχέση με το πλάτος τους. Με άλλα λόγια όλες οι συνιστώσες του σήματος που απέχουν μεταξύ τους λιγότερο από  $f_0$ , επηρεάζονται από το κανάλι με τον ίδιο τρόπο, παρουσιάζοντας παραδείγματος χάριν διαλείψεις μαζί ή όχι. Σημειώνεται ότι τα  $f_0$  και  $T_m$  είναι αντιστρόφως ανάλογα μεταξύ τους πολλαπλασιασμένα με κάποιο συντελεστή. Ωστόσο ακριβής σχέση μεταξύ τους δεν υπάρχει, διότι υπάρχει μεγάλη απόκλιση μετρήσεων του συντελεστή αναλογίας που αναφέρθηκε από κανάλι σε κανάλι.

#### **Χρονομεταβλητή κατάσταση καναλιού:**

Η μελέτη του διασκορπισμού στο χρόνο του σήματος σε στατικά χρονικά κανάλια, όπως έγινε πριν, αδυνατεί να περιγράψει πλήρως όλες τις περιπτώσεις διαλείψεων που συναντώνται στη πράξη και αυτό γιατί τα χαρακτηριστικά του καναλιού μετάδοσης μεταβάλλονται, είτε διότι αλλάζει η θέση πομπού-δέκτη, είτε γιατί μεταβάλλονται τα στοιχεία του καναλιού. Στις κινητές επικοινωνίες παρατηρούνται διακυμάνσεις στο πλάτος και τη φάση του σήματος στον δέκτη εξαιτίας των αλλαγών διαδρομών του σήματος από τον πομπό στο δέκτη καθώς αυτή κινούνται μεταξύ τους. Αν οι σκεδαστές που απαρτίζουν το κανάλι είναι ακίνητοι, κάθε φορά που κινούμενοι πομποί-δέκτες σταματούν, το πλάτος και η φάση του λαμβανόμενου σήματος παραμένουν σταθερά, το κανάλι γίνεται χρονικά αμετάβλητο. Αν αυτοί ξεκινήσουν ξανά τότε το κανάλι ξαναγίνεται χρονομεταβλητό.

Στο σχήμα (c) φαίνεται η χρονική συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της απόκρισης του καναλιού  $R(\Delta t)$ , σε σήμα στενού εύρους ζώνης, που προσεγγίζει το ημιτονοειδές. Εκφράζει το βαθμό συσχέτισης της απόκρισης του καναλιού σε ημιτονοειδές σήμα που εκπέμπεται δύο διαφορετικές χρονικές στιγμές. Ο *χρόνος συσχέτισης (coherence time)  $T_m$*  είναι κατά αντιστοιχία με το  $f_0$  και εκφράζει το χρόνο εντός του οποίου η απόκριση του καναλιού δεν παρουσιάζει αξιοσημείωτες μεταβολές. Σε ένα ιδανικό χρονομεταβλητό κανάλι η απόκριση του καναλιού θα

ήταν πολύ υψηλή για όλες τις τιμές ολίσθησης χρόνου  $\Delta t$  και η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης θα ήταν σταθερή συνάρτηση. Μελετώντας το κανάλι στο πεδίο ολίσθησης συχνότητας *Doppler* (*Doppler Shift Domain*), μπορούμε να εξάγουμε κάποια σημαντικά συμπεράσματα όσον αφορά την χρονοματαβλητή ιδιότητα του καναλιού. Μελετώντας το σχήμα (d), φαίνεται η φασματική πυκνότητα ισχύος  $S(\nu)$  ως συνάρτηση της ολίσθησης Doppler  $\nu$ . Η  $S(\nu)$  είναι η χρονική συνάρτηση αυτοσυσχέτισης  $R(\Delta t)$  μετατοπισμένη κατά Fourier. Αν θεωρήσουμε ότι στο κανάλι υπάρχουν πυκνή σκεδαστές, κεραία λήψης με Ομπι χαρακτηριστικά (σταθερό κέρδος ως προς το αζιμούθιο), ομοιόμορφη κατανομή γωνίας άφιξης σημάτων στο διάστημα  $[0, 2\pi)$ , και ημιτονοειδές σήμα εκπομπής, η παραπάνω πυκνότητα ισχύος εκφράζεται ως:

$$S(\nu) = \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{\nu}{f_d}\right)^2}}$$

Η σχέση αυτή ισχύει για τιμές της ολίσθησης Doppler με απόλυτη τιμή μικρότερη από  $f_d$  και μηδενίζεται για συχνότητες εκτός του εύρους αυτού. Σύμφωνα με τη μορφή της καμπύλης παρατηρούμε μια έντονη οξύτητα στα δύο άκρα της. Αυτή η οξύτητα οφείλεται στο οξύ πάνω όριο της ολίσθησης Doppler που δημιουργείται καθώς ο κινούμενος πομπός ή δέκτης μετακινείται εντός της περιοχής των πυκνών σκεδαστών. Η θεωρητικά άπειρη τιμή του  $S(\nu)$  συμβαίνει όταν ο σκέδασης είναι ακριβώς μπροστά ή πίσω από τον δέκτη ή τον πομπό. Τότε η ολίσθηση Doppler δίνεται από τον τύπο:

$$f_d = \frac{V}{\lambda}$$

Όπου  $V$  η σχετική ταχύτητα και  $\lambda$  η το μήκος κύματος. Το  $f_d$  είναι θετικό όταν ο πομπός με τον δέκτη κινούνται σε πορεία που μικραίνει τη  $\nu$  μεταξύ τους απόσταση, και αρνητικό όταν απομακρύνονται. Το γεγονός του απειρισμού του  $S(\nu)$  θεωρείται σχεδόν απίθανο, αφού θεωρήσαμε ομοιόμορφη κατανομή γωνίας άφιξης σημάτων στο διάστημα  $[0, 2\pi)$ . Πρέπει εδώ να πούμε ότι σε κάθε εφαρμογή αντιστοιχεί διαφορετική μορφή καμπύλης για την φασματική πυκνότητα ισχύος  $S(\nu)$ .

Η φασματική πυκνότητα ισχύος  $S(\nu)$  μας δίνει πληροφορία σχετικά με την διεύρυνση του εκπεμπόμενου φάσματος λόγω της μεταβαλλόμενης ιδιότητας του καναλιού επικοινωνίας. Το εύρος διεύρυνσης της  $f_d$  αναφέρεται συχνά ως διεύρυνση Doppler (*Doppler Spread*), ή και εύρος ζώνης διαλείψεων (*fading bandwidth*) του καναλιού. Σε ένα σύνηθες περιβάλλον πολλαπλών διαδοδύσεων, το σήμα φτάνει στη λήψη διαμέσου πολλών διαφορετικών μεταξύ τους διαδρομών, όσων αφορά την διανυόμενη απόσταση και την γωνία άφιξης στη λήψη, έτσι ώστε η ολίσθηση Doppler  $f_d$  και ο χρόνος συσχέτισης  $T_0$  να είναι ποσά αντιστρόφως ανάλογα μεταξύ τους.

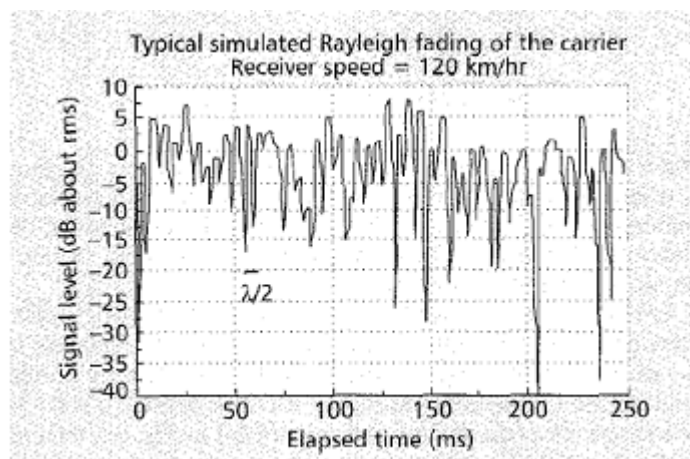
Προσεγγιστικά μπορούμε να θεωρήσουμε ότι ισχύει:

$$T_0 \approx \frac{1}{f_d}$$

Συνεπώς η διεύρυνση Doppler  $f_d$  ή το  $T_0$  μπορεί να θεωρηθεί ως ένα μέτρο διαλείψεων του καναλιού. Αν το  $T_0$ , οριστεί ως το χρονικό διάστημα εντός του οποίου η συσχέτιση της απόκρισης του καναλιού σε ημιτονοειδές σήμα είναι μεγαλύτερη του  $1/2$ , η σχέση μεταξύ των  $f_d$  και  $T_0$  είναι :

$$T_0 \approx \frac{9}{16\pi f_d}$$

Στα 900MHz, αναφερόμενοι πάντα στο παράδειγμα της κινητής επικοινωνίας., βλέπουμε στο παρακάτω σχήμα τις επιπτώσεις των Rayleigh διαλείψεων στην περιβάλλουσα του πλάτους του σήματος.



**Εικόνα 13** Μια τυπική περιβάλλουσα διαλείψεων Rayleigh για συχνότητα 900MHz .

Φαίνεται ότι το χρονικό διάστημα που παρεμβάλλεται μεταξύ δύο τοπικών ελάχιστων του πλάτους είναι αυτό που αντιστοιχεί σε διανυόμενη απόσταση ίση με το μισό μήκος κύματος. Έτσι αν θεωρήσουμε σταθερή ταχύτητα κίνησης, ο οριζόντιος άξονας μπορεί να αναχθεί ως η διανυόμενη απόσταση. Ο χρόνος συσχέτισης  $T$  μπορεί προσεγγιστικά να εκφραστεί ως ο χρόνος που απαιτείται για να δανείσουμε απόσταση ίση με  $\lambda/2$ , επομένως που μπορεί να θεωρηθεί ότι ισχύει η σχέση:

$$T_0 \approx \frac{\lambda/2}{v} = \frac{0.5}{f_d}$$

#### Έννοια του δυϊσμού:

Γενικά, δύο μαθηματικοί τελεστές (συναρτήσεις, στοιχεία ή συστήματα) χαρακτηρίζονται ως δυϊκοί, αν η συμπεριφορά του ενός στο χρονικό πεδίο είναι η ίδια με τη συμπεριφορά του άλλου στο συχνοτικό. Βλέποντας τα σχήματα διαπιστώνεται μια ομοιότητα των σχημάτων (a) και (d), όπως (b) και (c). Τα ζεύγη των συναρτήσεων αυτών αναφέρονται ως *δυϊκές συναρτήσεις (dual functions)*. Οι συναρτήσεις του παραδείγματος δεν είναι ίδιες με την αυστηρή μαθηματική έννοια, ωστόσο παρουσιάζουν πολλές ομοιότητες και γι' αυτό τους αποδίδεται ο χαρακτηρισμός δυϊκές με σκοπό την καλύτερη μελέτη τους. Η χρονική και συχνοτική συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της απόκρισης του καναλιού για παράδειγμα ( $R(\Delta t)$  και  $R(\Delta f)$ ), ομοιάζουν σε μεγάλο βαθμό. Ο τρόπος δηλαδή εξάρτησης δύο συνιστωσών του σήματος που διαφέρουν στη συχνότητα και ο αντίστοιχος τρόπος εξάρτησης δύο συνιστωσών που διαφέρουν στο χρόνο άφιξής τους, παρουσιάζουν μεγάλες ομοιότητες.

## 1.8 Κατηγορίες υποβάθμισης του λαμβανόμενου σήματος

### Πολυδιόδευση:

Όπως αναφέρθηκε, το φαινόμενο της πολυδιόδευσης του σήματος μπορεί να προκαλέσει υποβάθμιση στις ασύρματες επικοινωνίες εξαιτίας της μεταβολής που αυτό επιφέρει στη χρονική διάρκεια του συμβόλου. Υπάρχουν δύο κατηγορίες

αυτής της υποβάθμισης, οι διαλείψεις επιλεκτικές ως προς την συχνότητα (*frequency selective fading*) και οι διαλείψεις μη επιλεκτικές ως προς την συχνότητα (*frequency non selective fading*) που συνήθως αναφέρονται ως επίπεδες διαλείψεις (*flat fading*).

#### **Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς την συχνότητα (frequency selective fading)**

Αυτή η περίπτωση διαλείψεων υπάρχει όταν ισχύει  $T_m > T_s$ , όπου  $T_m$  ο μέγιστος χρόνος καθυστέρησης που εκφράζει τον χρόνο άφιξης της τελευταίας συνιστώσας του εκπεμπόμενου σήματος και  $T_s$  η χρονική διάρκεια συμβόλου. Δηλαδή όταν ο διασκορπισμός στο χρόνο κάθε συμβόλου εκτείνεται πέραν από την χρονική διάρκειά του, με αποτέλεσμα να υπεισέρχεται μια αλλοίωση του σήματος που οφείλεται στη παρεμβολή που δημιουργεί κάθε εκπεμπόμενο σύμβολο στα υπόλοιπα. Στην αλλοίωση αυτή έχει αποδοθεί ο όρος *ενδοσυμβολική παρεμβολή (Intersymbol interference) ISI*.

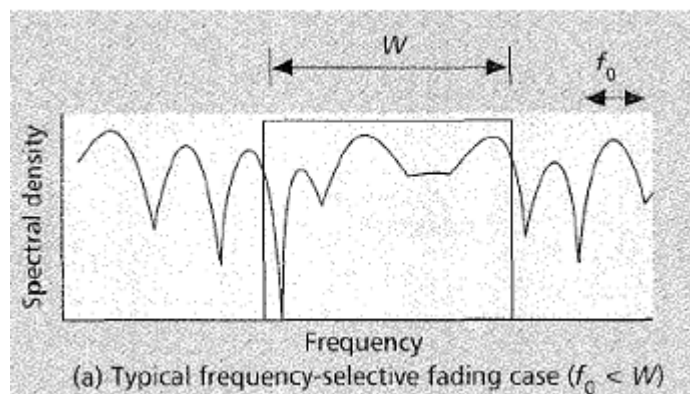
Βασική αιτία της παρεμβολής αυτής είναι η πολυδιόδευση που οφείλεται σε μη ιδανικό κανάλι επικοινωνίας και στη χρονική διασπορά που επιφέρει κάτι που προσδίδει την αναφορά σε αυτή την αλλοίωση του σήματος ως ενδοσυμβολική παρεμβολή προερχόμενη από κανάλι (*Chanel induced ISI*).

#### **Επίπεδες Διαλείψεις (flat fading)**

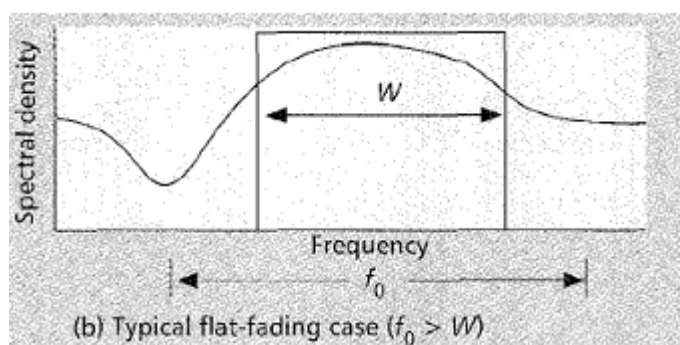
Εμφανίζονται όταν ισχύει  $T_m < T_s$ , όταν δηλαδή η συνιστώσας του πολυδιοδευμένου σήματος φτάνουν στο δέκτη εντός της χρονικής διάρκειας του συμβόλου. Όταν συμβαίνει αυτό, είναι προφανές ότι οι συνιστώσες αυτές δεν μπορούν να διαχωριστούν μεταξύ τους. Δεν υφίσταται ενδοσυμβολική παρεμβολή όπως στην προηγούμενη περίπτωση, αφού ο χρονικός διασκορπισμός του σήματος δεν προκαλεί ουσιώδη επικάλυψη μεταξύ γειτονικών ληφθέντων συμβόλων. Όμως συνεχίζεται να υφίσταται υποβάθμιση της επίδοσης της επικοινωνία, επειδή η διαφορετικές συνιστώσες ενός συμβόλου είναι πιθανόν να φτάνουν στο δέκτη με φάσεις τέτοιες, ώστε να επιδρούν κατασταλτικά η μια στην άλλη στο συνολικό τους άθροισμα, με αποτέλεσμα μια αξιοσημείωτη μείωση του λαμβανόμενου λόγου σήματος προς θόρυβο (*SNR*). Η τεχνικές μείωσης που επιστρατεύονται για τη παραμόρφωση αυτή είναι:

- οι τεχνικές βελτίωσης του λόγου SNR (όπως η χρήση του κώδικα διόρθωσης λαθών).
- η διαφορική λήψη.

Στο πεδίο της συχνότητας, ένα κανάλι μπορεί να θεωρηθεί επιλεκτικό στη συχνότητα αν το εύρος συσχέτισης του (*coherence bandwidth*) είναι μικρότερο από το αντίστροφο της χρονικής διάρκειας συμβόλου, αν δηλαδή ισχύει  $f_0 < 1/T_s$ . Μπορούμε να θέσουμε ότι ο λόγος  $1/T_s$  είναι το εύρος ζώνης του σήματος  $W$ , θεωρητικά γιατί στη πράξη λόγω φίλτρων που χρησιμοποιούνται και της ψηφιακής διαμόρφωσης δεν ισχύει. Η αλλοίωση του σήματος λόγω διαλείψεων επιλεκτικών στη συχνότητα συμβαίνει όταν διαφορετικά φασματικά τμήματα του εκπεμπόμενου σήματος επηρεάζονται από το κανάλι με διαφορετικό τρόπο. Όσες φασματικές περιοχές του σήματος απέχουν στη συχνότητα μεγαλύτερη απόσταση μεγαλύτερη από το εύρος συσχέτισης του καναλιού, επηρεάζοντας με ασυσχέτιστο τρόπο από το κανάλι σε αντίθεση με τις φασματικές περιοχές που βρίσκονται εντός του εύρους συσχέτισης του καναλιού.



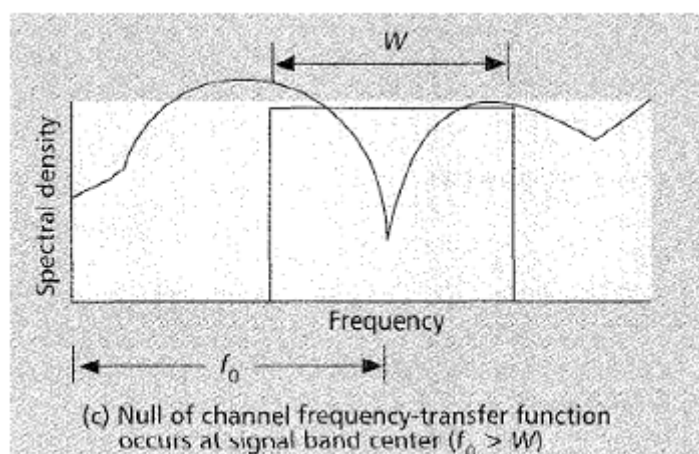
**Εικόνα 14 α) Περίπτωση Διαλείψεων επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα.**



**Εικόνα 15 β) Περίπτωση επιπέδων διαλείψεων.**

Όπως αναφέρθηκε και προηγούμενος, όταν στο σήμα εμφανίζονται επίπεδες διαλείψεις, απουσιάζουν συνήθως φαινόμενο ενδοσυμβολικής παρεμβολής και η υποβάθμιση της επικοινωνίας έχει την μορφή μείωσης στη λαμβανόμενη σηματοθορυβική σχέση. Για αποφυγή της παραμόρφωσης από τις ISI, είναι απαραίτητο το σήμα μας να παρουσιάζει επίπεδες διαλείψεις, το οποίο όταν  $f_0 < W \approx 1/T_s$ .

Το εύρος συσχέτισης καναλιού λοιπόν θέτει ένα άνω όριο στο ρυθμό μετάδοσης που μπορεί να χρησιμοποιηθεί χωρίς να είναι απαραίτητη η χρήση κάποιου κυκλώματος υποβάθμισης.



**Εικόνα 16 γ) Ειδική περίπτωση εμφάνισης διαλείψεων επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα παρόλο που  $f_0 > W$ .**

Στο διάγραμμα πιο πάνω (γ) βλέπουμε ένα τοπικό ελάχιστο της συχνοτικής συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού να βρίσκεται εντός της μπάνας του σήματος εκπομπής. Έτσι μπορούμε να πούμε ότι όταν ένα κανάλι χαρακτηρίζεται ως κανάλι

επίπεδων διαλείψεων, μπορεί σε ορισμένες περιπτώσεις να εκδηλώσει διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα. Όταν συμβαίνει αυτό είναι απαραίτητη μια ειδική επεξεργασία του παλμού βασικής ζώνης, αφαιρώντας την DC του συνιστώσα. Αποτέλεσμα αυτής της ενέργειας είναι να μην υπάρχει ακριβής κορύφωση του παλμού, με συνέπειες ορατές στο μη ακριβή συγχρονισμό του σήματος και στο σημείο δειγματοληψίας της φάσης του φέροντος, όταν αναφερόμαστε σε συστήματα διαμόρφωσης φάσης. Γενικά μπορούμε να πούμε πως ένα κανάλι που χαρακτηρίζεται ως επίπεδο, ως προς τις διαλείψεις που εισάγει, εμφανίζει χαρακτηριστικά επίλεκτων στη συχνότητα διαλείψεων σε ορισμένο ποσοστό του χρόνου, το οποίο μικραίνει, όσο μεγαλύτερο είναι το  $f_0$  ως προς το  $W$ .

**Χρονομεταβλητή κατάσταση καναλιού:**

- **Γρήγορες διαλείψεις (fast fading)**

Η ορολογία αυτή χρησιμοποιείται για να περιγράψει διαλείψεις, που εμφανίζονται όταν ισχύει  $T_0 < T_s$ , όπου  $T_0$  ο χρόνος συσχέτισης του καναλιού και  $T_s$  η διάρκεια του εκπεμπόμενου συμβόλου. Γρήγορες διαλείψεις συμβαίνουν όταν η χρονική διάρκεια στην οποία το κανάλι συμπεριφέρεται με υψηλά συσχετισμένο τρόπο είναι μικρή, συγκρινόμενη με την χρονική διάρκεια ενός συμβόλου. Αναμένεται ότι τα χαρακτηριστικά του καναλιού θα αλλάξουν πολλές φορές στη διάρκεια εκπομπής ενός συμβόλου, οδηγώντας σε παραμόρφωση του σχήματος του παλμού βασικής ζώνης. Συνέπεια αυτής της παραμόρφωσης είναι η μείωση του λαμβανόμενου SNR, που μπορεί να επιφέρει σημαντική πιθανότητα σφάλματος. Οι γρήγορες διαλείψεις μπορούν επίσης να αποτελέσουν αιτία προβλημάτων συγχρονισμού και να επιφέρουν προβλήματα καθορισμού ικανοποιητικών προσαρμοσμένων φίλτρων λήψης και εκπομπής.

Μπορούμε να πούμε πως το κανάλι συμπεριφέρεται ως κανάλι γρήγορων διαλείψεων αν ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων (symbol rate)  $1/T_s$ , που προσεγγιστικά ισούται με το εύρος ζώνης του σήματος  $W$ , είναι μικρότερος του ρυθμού διαλείψεων (fading rate)  $1/T_0$ , που είναι προσεγγιστικά ίσος με την ολίσθηση Doppler  $f_d$ . Γρήγορες διαλείψεις έχουμε όταν:

$$W < f_d$$

ή

$$T_0 < T_s$$

- **Αργές διαλείψεις (Slow fading)**

Συμβαίνουν όταν ισχύει  $T_0 > T_s$  και στη περίπτωση αυτή η διάρκεια στην οποία το κανάλι συμπεριφέρεται με τρόπο υψηλά συσχετισμένο είναι μεγάλη συγκριτικά με τη χρονική διάρκεια του εκπεμπόμενου συμβόλου. Δεν υφίσταται πρόβλημα παραμόρφωσης του παλμού εκπομπής, παρά μόνο υποβάθμιση της ποιότητας επικοινωνίας με τη μορφή της μείωσης της σηματοθορυβικής σχέσης, όπως ακριβώς συμβαίνει και στη περίπτωση των επίπεδων διαλείψεων. Αν θέλουμε να αποφύγουμε τα φαινόμενα παραμόρφωσης του σήματος πρέπει να διατηρήσουμε το ρυθμό διαλείψεων του καναλιού σε επίπεδα χαμηλότερα του ρυθμού μετάδοσης συμβόλων. Πρέπει δηλαδή να ισχύει:

$$W > f_d$$

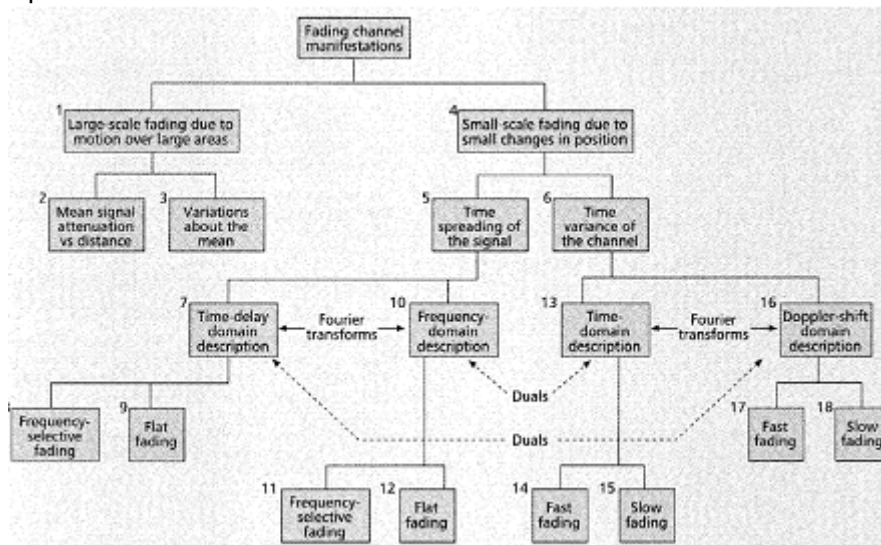
ή

$$T_0 > T_s$$

Από τις σχέσεις πάνω συμπεραίνουμε ότι ο ρυθμός διαλείψεων του καναλιού θέτει ένα άνω όριο  $f_d$ , θέτει ένα κάτω όριο στο ρυθμό επικοινωνίας και το ρυθμό μετάδοσης συμβόλων τα οποία θα υπόκεινται σε φαινόμενα γρήγορων διαλείψεων. Προηγουμένως έχουμε ένα άνω όριο στο ρυθμό μετάδοσης, όριο που

εξασφαλίζει επικοινωνία από διαλείψεις επιλεκτικές ως προς την συχνότητα. Μπορούμε καταληκτικά να πούμε ότι αν θέλουμε να εξασφαλίσουμε ότι ένα σύνηθες σύστημα κινητής επικοινωνίας θα εμφανίζονται φαινόμενα διαλείψεων σχετικά εύκολα αντιμετωπίσιμα, θα πρέπει ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων να μην είναι ούτε πολύ μικρός, ούτε πολύ μεγάλος έτσι ώστε  $f_d < W < f_0$ . Σήμερα κατά κανόνα οι ρυθμοί μετάδοσης είναι υψηλοί και οι διαλείψεις που παρατηρούνται χαρακτηρίζονται γενικά ως αργές.

Τέλος βλέποντας ξανά το παράδειγμα του σχήματος, όπου ένας δέκτης κινείται με ταχύτητα  $120 \text{ Km/h}$  λαμβάνει σήμα ισχύος όπως φαίνεται στο σχήμα. Χρησιμοποιώντας τη σχέση 1.13, ο χρόνος συσχέτισης προκύπτει  $5\text{ms}$  και η ολίσθηση Doppler περίπου  $100 \text{ Hz}$ . Αν για παράδειγμα σε μια τυπική μετάδοση ομιλίας, ο ρυθμός μετάδοσης είναι ίσως με  $10\text{Ksymbol/sec}$ , τότε ο ρυθμός διαλείψεων είναι κατά πολύ μικρότερος του ρυθμού μετάδοσης συμβόλων. Συνεπώς το κανάλι εισάγει αργές διαλείψεις στη λήψη και δεν παραμορφώνεται ο παλμός εκπομπής. Όπως είναι φανερό οι διαλείψεις επηρεάζουν την ποιότητα της ασύρματης επικοινωνίας και χρειάζονται κάποιες τεχνικές καταπολέμησης αυτού του φαινομένου.



Εικόνα 17 Κατηγορίες και τύποι διαλείψεων.

## 2 Ψηφιακή Διαμόρφωση

Στην εποχή μας χρησιμοποιούνται όλο και περισσότερο ψηφιακές μέθοδοι διαμόρφωσης. Η ψηφιακή διαμόρφωση εμφανίζει τα παρακάτω πλεονεκτήματα :

- Μεγαλύτερη αντοχή στο θόρυβο (αναγέννηση σήματος)
- Συμπίεση φωνής → Αύξηση χωρητικότητας συστήματος
- Μείωση κόστους
- Βελτίωση Ασφάλειας (τεχνικές κωδικοποίησης)
- Μικρότερη απαιτούμενη ισχύς

Φωνή και δεδομένα αντιμετωπίζονται με τον ίδιο τρόπο (π.χ. 3G συστήματα)

Βασικές έννοιες που πρέπει να διακρίνουμε πριν συνεχίσουμε είναι αυτές του **bit rate** και του **symbol (ή baud) rate**. Bit rate είναι ο ρυθμός με τον οποίο μεταφέρεται η στοιχειώδης μονάδα πληροφορίας (bit). Baud rate είναι ο αριθμός συμβόλων ανά δευτερόλεπτο. Για ένα σύμβολο που αποτελείται από  $n$  bits, έχουμε  $M$  καταστάσεις σήματος, όπου  $M=2^n$ . **Baud rate = bit rate/αριθμό bits ανά σύμβολο**

Ιδιαίτερα σημαντική παράμετρος που αποτελεί δείκτη ποιότητας ενός τύπου ψηφιακής διαμόρφωσης είναι η απόδοση φάσματος (spectrum efficiency). Η απόδοση φάσματος περιγράφει πόσο ικανοποιητικά χρησιμοποιείται το διαθέσιμο εύρος ζώνης και μετριέται σε bps/Hz. Το μέτρο της δίνεται από το πηλίκο του ρυθμού μετάδοσης προς το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Π.χ. για ένα σήμα που

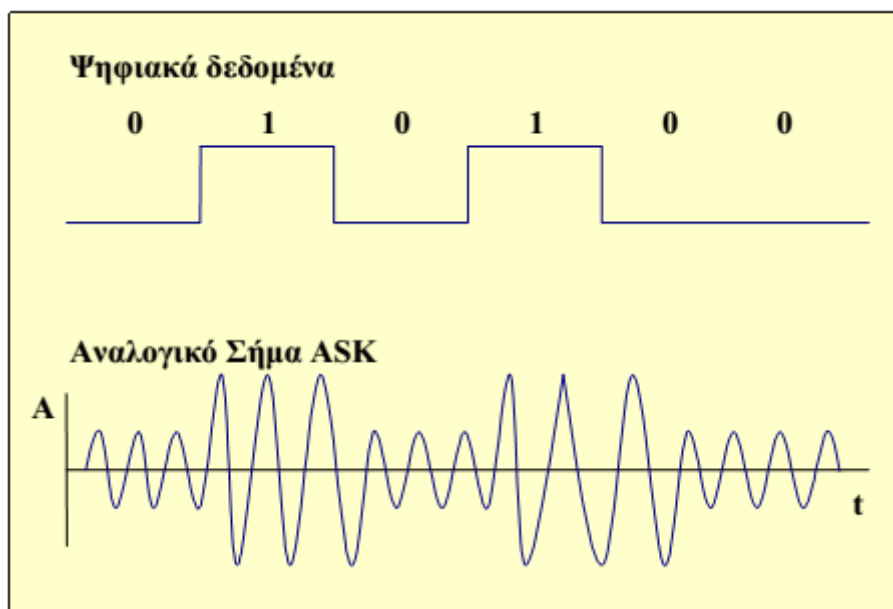
μεταδίδεται με bitrate 140 Mbits/sec σε ένα εύρος ζώνης 52.5 MHz έχουμε απόδοση φάσματος  $140 \text{ Mbps}/52.5 \text{ MHz} = 2.7 \text{ bps/Hz}$ .

Τέλος άλλη μια παράμετρος που θα μας απασχολήσει ιδιαίτερα στις παρακάτω παραγράφους είναι το BER (Bit Error Rate). Σε μια ψηφιακή διαμόρφωση το BER είναι το ποσοστό των bits με σφάλμα προς τον συνολικό αριθμό των μεταδιδόμενων ή λαμβανόμενων bits για μια δεδομένη χρονική περίοδο. Συνήθως εκφράζεται ως αρνητική δύναμη του 10. Π.χ. 4 λανθασμένα bits για 100.000 bits που μεταδόθηκαν εκφράζεται ως  $4 \times 10^{-5}$ , ενώ BER  $3 \times 10^{-6}$  σημαίνει ότι 3 bits είχαν σφάλμα από τα 1.000.000 που μεταδόθηκαν.

## 2.1 Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους (Amplitude Shift Keying-ASK)

Η ψηφιακή διαμόρφωση πλάτους ή ASK είναι η απλούστερη μορφή ψηφιακής διαμόρφωσης, όπως αντίστοιχα η AM διαμόρφωση είναι και η απλούστερη αναλογική.

Και εδώ το πλάτος του ημιτονικού σήματος – φέροντος, μεταβάλλεται αναλογικά με την τιμή του ψηφιακού σήματος πληροφορία Μόνο που στην περίπτωση των ψηφιακών σημάτων, λόγω του ότι ουσιαστικά περιέχουν παλμούς, το ASK σήμα θα έχει τη μορφή του σχήματος :



Εικόνα 18 Διαμόρφωση ASK.

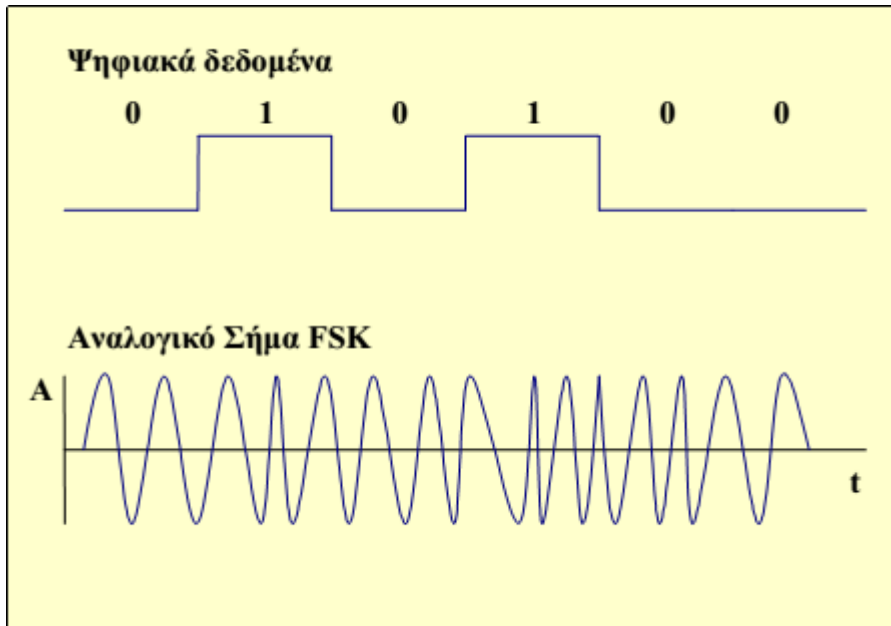
Δεδομένου ότι ο θόρυβος επηρεάζει ουσιαστικά το πλάτος των σημάτων, τα σήματα ASK είναι ιδιαίτερα ευαίσθητα στο θόρυβο και ειδικά στις υψηλές ταχύτητες μετάδοσης. Για το λόγο αυτό η χρήση της διαμόρφωσης ASK έχει αρχίσει να περιορίζεται πλέον σήμερα και να αντικαθίσταται από πλέον σύγχρονες μεθόδους διαμόρφωσης.

## 2.2 Ψηφιακή Διαμόρφωση Συχνότητας (Frequency Shift Keying- FSK)

Όπως και στην περίπτωση της FM διαμόρφωσης, έτσι και στη ψηφιακή διαμόρφωση συχνότητας ή FSK, η συχνότητα του ημιτονικού φέροντος σήματος μεταβάλλεται με διακριτό τρόπο ανάλογα με την τιμή του ψηφιακού σήματος πληροφορίας. Στην απλούστερη περίπτωση αυτό σημαίνει μία τιμή συχνότητας για τη δυαδική τιμή «1» και μία άλλη τιμή συχνότητας για τη δυαδική τιμή «0».



Χαρακτηριστικό παράδειγμα ψηφιακής διαμόρφωσης συχνότητας δίνεται στο σχήμα:

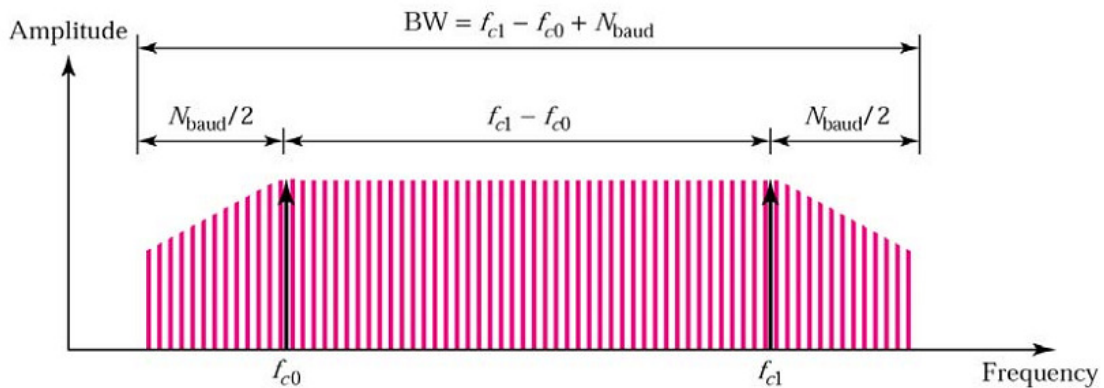


**Εικόνα 19 Διαμόρφωση FSK.**

Η διαμόρφωση FSK εμφανίζει μεγαλύτερη αντοχή στο θόρυβο σε σχέση με την ASK, ενώ έχει εύρος ζώνης  $BRF = \text{baud rate} + f_2 - f_1$  όπου  $f_1$  και  $f_2$  οι δύο τιμές που παίρνει η συχνότητα του ημιτονικού φέροντος ανάλογα με το αν μεταδίδεται 0 ή 1 ( $f_2$  μεγαλύτερη τιμή πάντα). Στην περίπτωση της δυαδικής FSK, bit rate και baud rate συμπίπτουν οπότε η παραπάνω σχέση γράφεται αλλιώς :

$$BRF = RB + f_2 - f_1$$

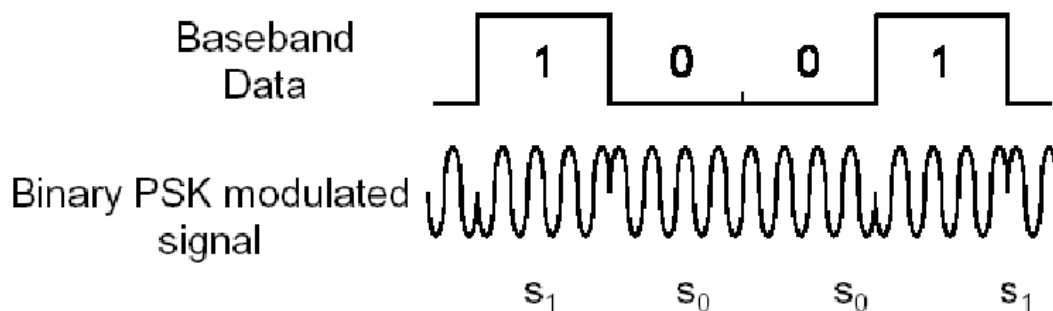
Στο παρακάτω σχήμα έχουμε ένα σήμα FSK στο πεδίο της συχνότητας, όπου μπορούμε να δούμε πιο παραστατικά το εύρος ζώνης για τη διαμόρφωση FSK.



**Εικόνα 20 Εύρος Ζώνης FSK.**

### 2.3 Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης (Phase Shift Keying- PSK)

Στην περίπτωση αυτή είναι η φάση του ημιτονικού φέροντος που μεταβάλλεται συναρτήσει του σήματος πληροφορίας. Η πιο απλή μορφή της είναι η δυαδική PSK (Binary Phase Shift Keying – BPSK) όπου χρησιμοποιούνται δύο φάσεις για την αναπαράσταση των δυαδικών ψηφίων 0 και 1. Ένα τέτοιο σήμα έχει μορφή του παρακάτω σχήματος :

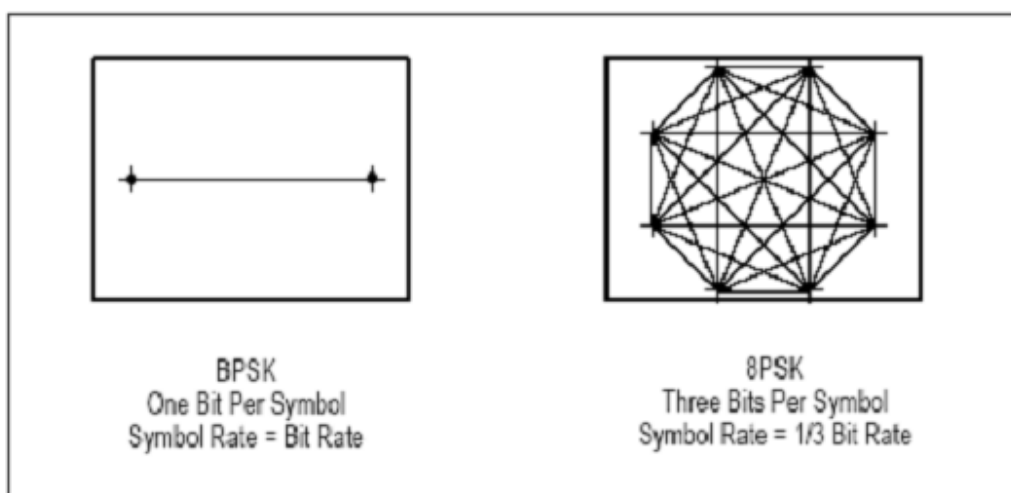
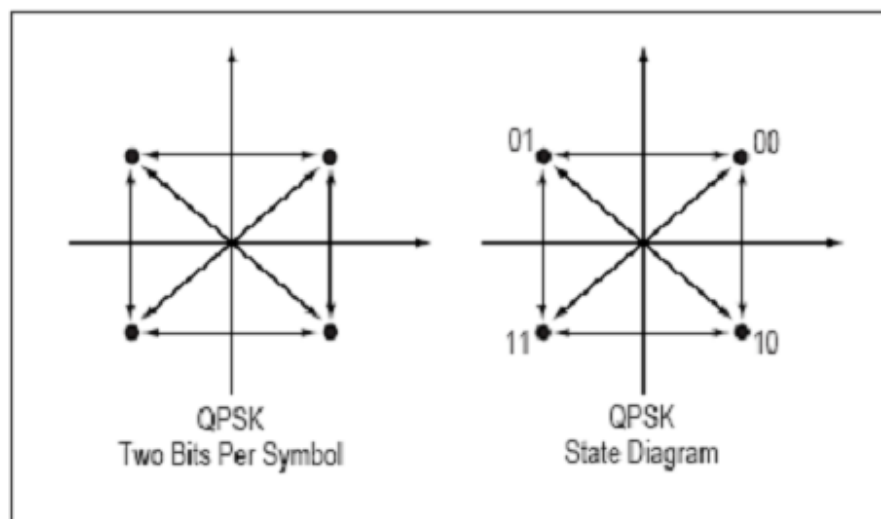


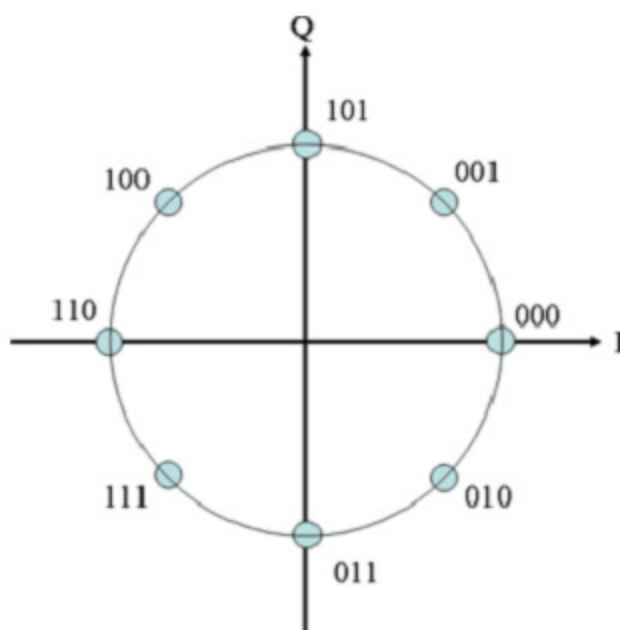
**Εικόνα 21 Διαμόρφωση PSK.**

όπου  $s_0 = A \cos(\omega_c t + \pi)$  και  $s_1 = A \cos \omega_c t$ .

Στη γενικότερη μορφή όμως έχουμε τη M-PSK όπου χρησιμοποιούνται M φάσεις για την αναπαράσταση των M συμβόλων που αποτελούνται από n δυαδικά στοιχεία ( $n = \log_2 M$ ). Π.χ. στην 4-PSK ή αλλιώς QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) τα σύμβολα 00, 01, 11, 10 αντιστοιχίζονται στις φάσεις  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$  και  $7\pi/4$  αντίστοιχα.

Παρακάτω βλέπουμε τα λεγόμενα διαγράμματα αστερισμού (constellation diagrams) για τις διαμορφώσεις BPSK, QPSK και 8-PSK.

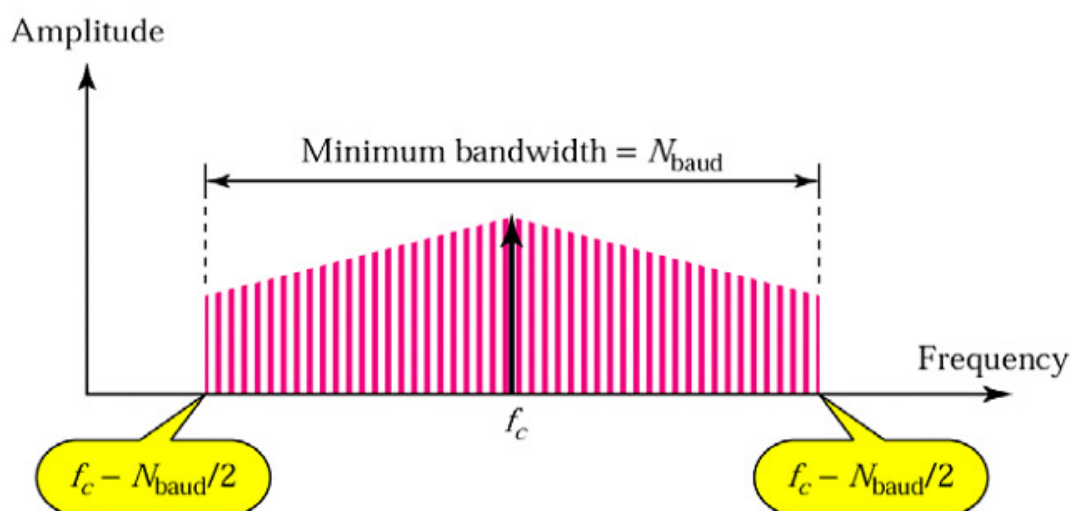




**Εικόνα 22** Διάγραμμα αστερισμού για διαμόρφωση 8-PSK.

Για τη διαμόρφωση PSK έχουμε minimum BW= baud rate. Έτσι προφανώς έχουμε για BPSK BW = Rb (bit rate) για QPSK BW = Rb/2 για 8-PSK BW = Rb /3. Όσο αυξάνεται ο αριθμός bits ανά σύμβολο (M) τόσο αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων και η απόδοση φάσματος (bandwidth efficiency). Από την άλλη πλευρά όμως αυξάνεται και το BER. Η διαμόρφωση PSK χρησιμοποιείται συχνά καθώς δίνει δυνατότητα για αποδοτικότερη χρήση του RF φάσματος σε σχέση με τις ASK και FSK.

Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε πιο παραστατικά το ελάχιστο εύρος ζώνης για ένα PSK Σήμα.



**Εικόνα 23** Εύρος Ζώνης PSK.

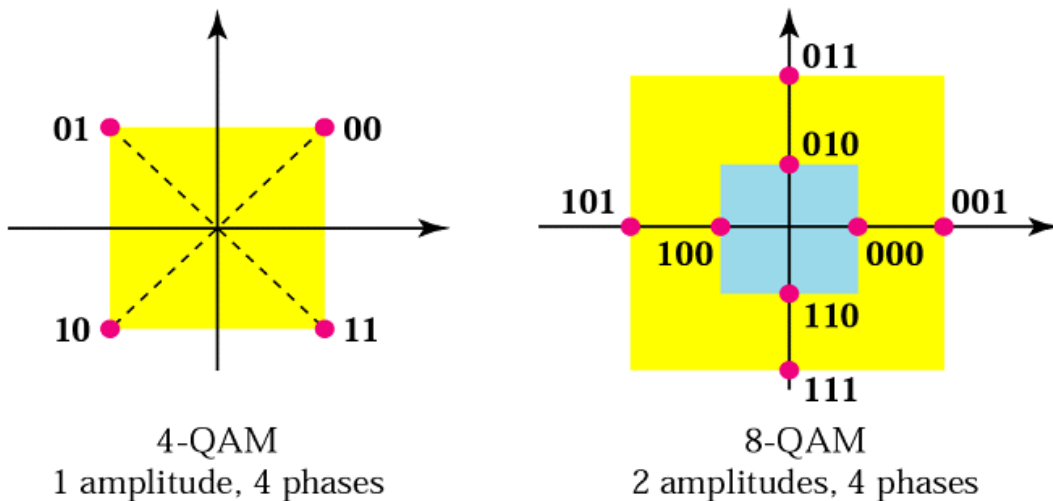
## 2.4 Ψηφιακή Διαμόρφωση (Gaussian) Minimum Shift Keying –(G) MSK

Η διαμόρφωση MSK είναι μια ειδική περίπτωση της FSK, όπου η διαφορά μεταξύ της μέγιστης και ελάχιστης χρησιμοποιούμενης συχνότητας είναι ίση με το μισό του bitrate.

Π.χ. για bitrate 1200 bps, πρέπει  $f_{max} - f_{min} = 1200/2 = 600$  Hz. Η GMSK είναι μια μορφή της MSK όπου το απαιτούμενο εύρος ζώνης μειώνεται ακόμα περισσότερο με το πέρασμα της διαμορφωμένης κυματομορφής από ειδικό χαμηλοπερατό φίλτρο (Gaussian filter). Η GMSK έχει καλύτερη απόδοση φάσματος και χαμηλότερο BER από την MSK. Οι 2 αυτές διαμορφώσεις χρησιμοποιούνται στην κινητή τηλεφωνία GSM καθώς και στα ασύρματα τηλέφωνα DECT.

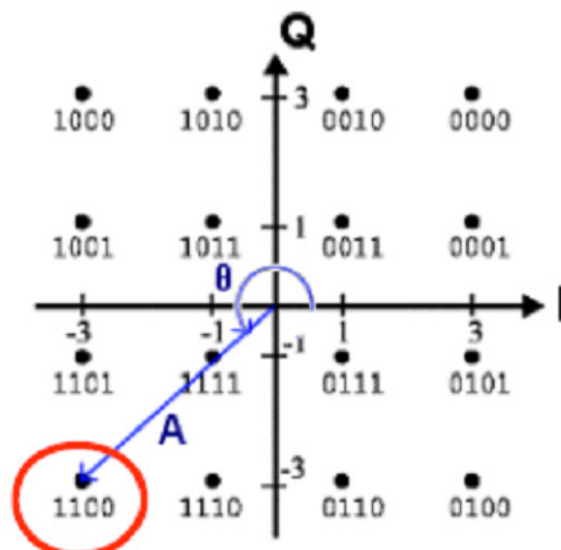
## 2.5 Quadrature Amplitude Modulation (QAM)

Η διαμόρφωση QAM είναι στην ουσία ένας συνδυασμός PSK και διαμόρφωσης πλάτους. Το QAM σήμα έχει τόσες καταστάσεις όσοι είναι οι πιθανοί συνδυασμοί πλάτους και φάσης των φέροντων σημάτων. Π.χ. αν έχουμε 2 διαφορετικές τιμές πλάτους και 4 διαφορετικές φάσεις έχουμε  $2 \times 4 = 8$  διαφορετικές καταστάσεις. Αυτή είναι η διαμόρφωση 8-QAM, στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε το λεγόμενο διάγραμμα αστερισμού της (constellation diagram) όπως και της 4-QAM η οποία στην ουσία συμπίπτει με την 4-QPSK που είδαμε παραπάνω :



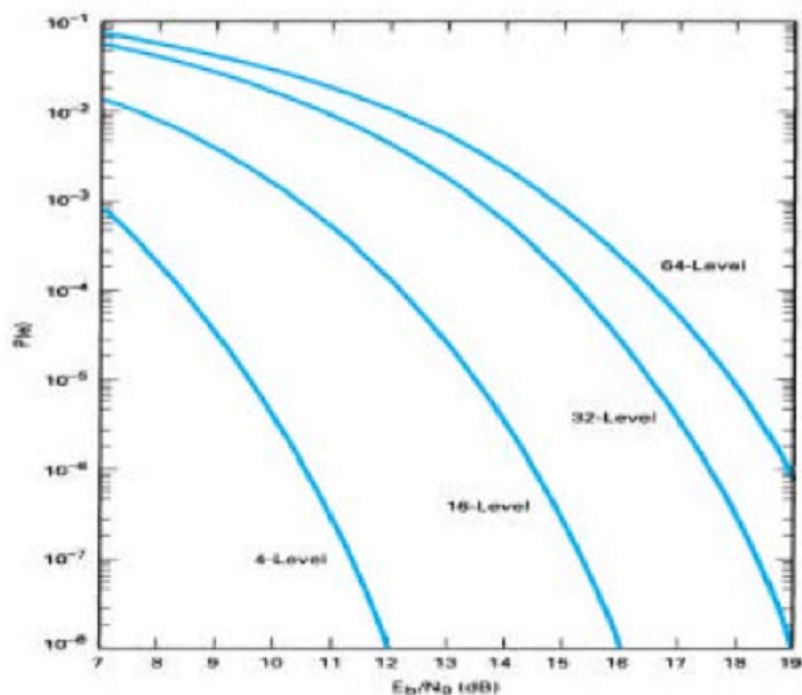
Εικόνα 24 4- και 8-QAM.

Στην 8-QAM όπως βλέπουμε έχουμε  $\log_2 8 = 3$  bits/σύμβολο. Πιο συνηθισμένες μορφές είναι οι 16-, 32-, 64- και 256-QAM. Παρακάτω βλέπουμε το διάγραμμα για τη διαμόρφωση 16-QAM και συγκεκριμένα σε τι φάση και πλάτος αντιστοιχίζεται το σύμβολο 1100:



**Εικόνα 25 Constellation diagram για 16 - QAM.**

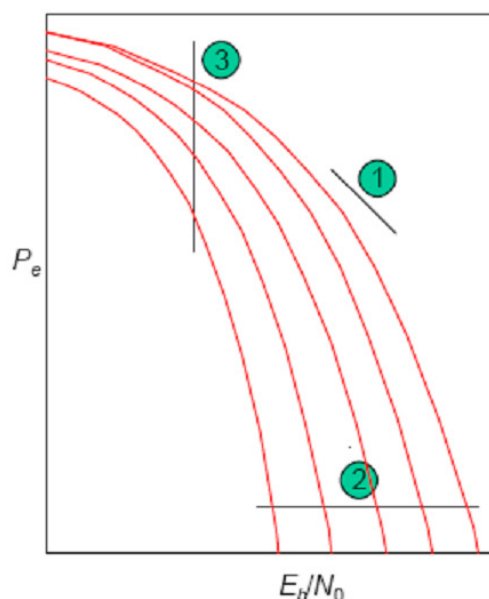
Όσο αυξάνουμε το M (M-QAM) τόσο αυξάνεται η απόδοση φάσματος, αλλά και τόσο αυξάνεται είτε το BER για σταθερή ισχύ σήματος είτε ο απαιτούμενος λόγος ισχύος σήματος προς θόρυβο για σταθερό BER. Πιο παραστατικά αυτό φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (στον κάθετο άξονα η πιθανότητα σφάλματος ενώ στον οριζόντιο ο λόγος ισχύος σήματος προς θόρυβο) :



**Εικόνα 26 BER συναρτήσει SNR για διάφορες μορφές QAM.**

Σε σχήματα όπως το παραπάνω φαίνονται παραστατικά η αλληλεπίδραση ανάμεσα σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, ισχύ και BER. Πιο συγκεκριμένα

- 1) Αύξηση της ισχύος οδηγεί σε μείωση του BER – σταθερός ρυθμός μετάδοσης
- 2) Αύξηση του ρυθμού μετάδοσης ανάγκη για αύξηση ισχύος –σταθερό BER.
- 3) Αύξηση του ρυθμού μετάδοσης οδηγεί σε αύξηση του BER, σταθερή ισχύς.



**Εικόνα 27 Αλληλεξάρτηση SNR, BER και ρυθμού μετάδοσης.**

Τα παραπάνω ισχύουν για όλες τις ψηφιακές διαμορφώσεις και όχι μόνο για την QAM. Το πλεονέκτημα της QAM διαμόρφωσης έναντι της PSK είναι ότι μπορούμε να επιτύχουμε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης στο ίδιο εύρος ζώνης (μεγαλύτερη απόδοση φάσματος). Βασικό μειονέκτημα η αύξηση του BER ιδίως στις ανώτερες μορφές διαμόρφωσης ( $M > 64$ ). Η διαμόρφωση QAM χρησιμοποιείται στην καλωδιακή τηλεόραση και στα καλωδιακά modems, στα V.34 modems καθώς και στις τεχνολογίες ADSL και VDSL. Στον παρακάτω πίνακα βλέπουμε τις πρακτικές εφαρμογές που έχουν οι διάφοροι τύποι ψηφιακής διαμόρφωσης που μελετήσαμε έως τώρα.

Modulation format	Application
MSK, GMSK	GSM, CDPD
BPSK	Deep space telemetry, cable modems
QPSK, $\pi/4$ DQPSK	Satellite, CDMA, NADC, TETRA, PHS, PDC, LMDS, DVB-S, cable (return path), cable modems, TFTS
OQPSK	CDMA, satellite
FSK, GFSK	DECT, paging, RAM mobile data, AMPS, CT2, ERMES, land mobile, public safety
8, 16 VSB	North American digital TV (ATV), broadcast, cable
8PSK	Satellite, aircraft, telemetry pilots for monitoring broadband video systems
16 QAM	Microwave digital radio, modems, DVB-C, DVB-T
32 QAM	Terrestrial microwave, DVB-T
64 QAM	DVB-C, modems, broadband set top boxes, MMDS
256 QAM	Modems, DVB-C (Europe), Digital Video (US)

**Εικόνα 28 Πρακτικές εφαρμογές διάφορων τύπων ψηφιακής διαμόρφωσης.**

## 2.6 Εφαρμογές των διαφόρων τύπων ψηφιακής διαμόρφωσης

Συνοψίζοντας ας παραθέσουμε και έναν πίνακα που απεικονίζει τα θεωρητικά όρια στην απόδοση φάσματος για τις διάφορες μορφές διαμόρφωσης :

Modulation format	Theoretical bandwidth efficiency limits
MSK	1 bit/second/Hz
BPSK	1 bit/second/Hz
QPSK	2 bits/second/Hz
8PSK	3 bits/second/Hz
16 QAM	4 bits/second/Hz
32 QAM	5 bits/second/Hz
64 QAM	6 bits/second/Hz
256 QAM	8 bits/second/Hz

**Εικόνα 29 Απόδοση φάσματος των διαφόρων τύπων ψηφιακής διαμόρφωσης.**

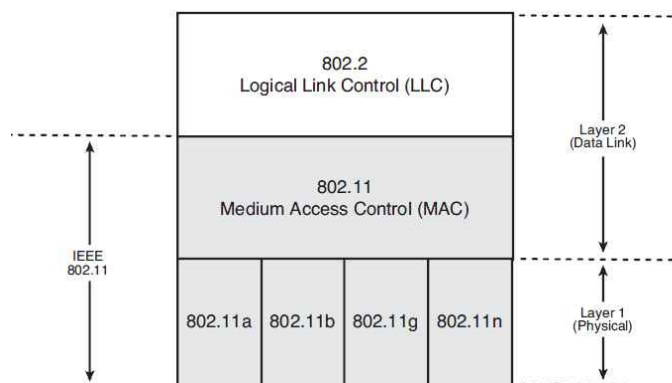
### **3 Οικογένεια Προτύπων IEEE 802.11**

#### **3.1 Γενικά**

Από την δεκαετία του '90 έχει κυριαρχήσει το πρότυπο IEEE 802.11 για ασύρματα δίκτυα ή Wi-Fi hotspots. Από λογικής απόψεως, το πρότυπο 802.11 περιγράφει τις λειτουργίες που αφορούν τα δύο πρώτα επίπεδα του OSI μοντέλου. Το Layer 1, δηλαδή το φυσικό επίπεδο (*Physical layer*, PHY) και το Layer 2, δηλαδή το επίπεδο ζεύξης δεδομένων (*data link layer*). Συγκεκριμένα καθορίζει ένα κομμάτι του δεύτερου επιπέδου, το MAC (*medium access control*) υποεπίπεδο, το οποίο αλληλεπιδρά με το 802.2 επίπεδο ελέγχου λογικού συνδέσμου (*logical link control*, LLC). Η φιλοσοφία που ακολουθεί το πρότυπο 802.11 είναι η ύπαρξη ενός μόνο MAC που όμως υποστηρίζει περισσότερα του ενός φυσικά στρώματα. Υπάρχουν αρκετά 802.11 φυσικά επίπεδα όπως τα 802.11a, 802.11b 802.11g και 802.11n.

Η τεχνολογία 802.11 προσφέρει ευρυζωνική πρόσβαση σε χρήστες που διαθέτουν ασύρματο τερματικό εξοπλισμό (κατάλληλες κάρτες δικτύου - NICs). Πρόκειται λοιπόν κυρίως για τεχνολογία εσωτερικών χώρων (indoor) και πολλαπλής πρόσβασης (*point-to-multipoint*). Ένας σταθμός βάσης εκπέμπει στις συχνότητες 2,4 (*ISM band*) και 5 GHz (*UNII band*). Η δυνατότητα μετάδοσης εξαρτάται από το πρότυπο.

Η κύρια υπηρεσία του προτύπου αυτού είναι η μεταφορά των M-SDU (*MAC Service Data Unit*) μεταξύ ομότιμων στρωμάτων ζεύξης δεδομένων. Παράλληλα περιλαμβάνει βασικές υπηρεσίες όπως διασύνδεση με τα εξωτερικά δίκτυα, συσχέτιση ενός σταθμού με ένα σημείο πρόσβασης, επανασυσχέτιση ενός σταθμού σε περίπτωση μετακίνησης, τερματισμό της συσχέτισης, πιστοποίηση (*authentication*), ασφάλεια και διαχείριση ισχύος ενός τερματικού.



Εικόνα 30 Το 802.11 προσφέρει λειτουργίες φυσικού και MAC επιπέδου.

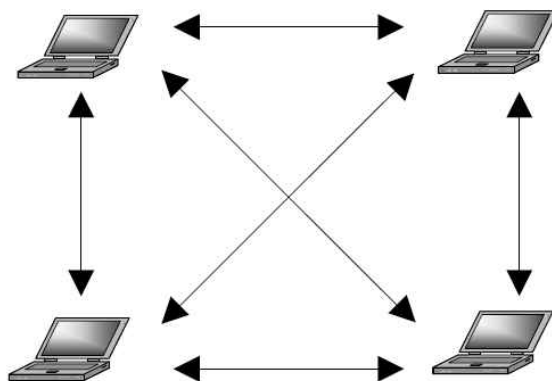
### 3.2 Αρχιτεκτονική και τοπολογίες του 802.11

Τα ασύρματα δίκτυα επιτρέπουν σε ηλεκτρονικές συσκευές (από υπολογιστές μέχρι κινητά τηλέφωνα) να επικοινωνούν μεταξύ τους και να ανταλλάσσουν δεδομένα χωρίς την ύπαρξη καλωδίων, προϋποθέτοντας ή όχι την οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη (ανάλογα με την υλοποίηση στο Layer 1 επίπεδο). Σε κάθε ασύρματο δίκτυο υπάρχουν δύο μέρη : η ασύρματη κάρτα δικτύου (*wireless LAN adapter*), η οποία επικοινωνεί είτε με άλλες συσκευές που έχουν ασύρματη κάρτα δικτύου, είτε με τον πομποδέκτη-κόμβο (*Access Point*) που λειτουργεί και ως γέφυρα με το ενσύρματο δίκτυο. Η κάρτα δικτύου μοιάζει με μια τυπική κάρτα δικτύου (ISA ή PCI διεπαφής για σταθερούς υπολογιστές, είτε PCMCIA για φορητούς) με μια μικρή κεραία, ενώ ο πομποδέκτης έχει τις διαστάσεις ενός βιβλίου και, εκτός από την κεραία, έχει και τις κατάλληλες διεπαφές για σύνδεση με το σταθερό δίκτυο. Όσον αφορά την ασφάλεια, τα πιο πολλά ασύρματα δίκτυα χρησιμοποιούν επίσης μεθόδους εξουσιοδότησης των συνδεόμενων και κρυπτογράφησης των δεδομένων. Αρκετά πρότυπα χρησιμοποιούν την τεχνική εναλλαγής συχνότητας (*frequency hopping*) σύμφωνα με την οποία ο κάθε πομποδέκτης αλλάζει συχνότητα μετά την αποστολή / λήψη ενός πακέτου δεδομένων αποφεύγοντας έτσι τα παράσιτα.

Το πρότυπο IEEE 802.11 ορίζει δύο καταστάσεις λειτουργίας, την *ad hoc / IBSS* και *infrastructure*, οι οποίες υποστηρίζονται από την υλοποίηση του επιπέδου MAC.

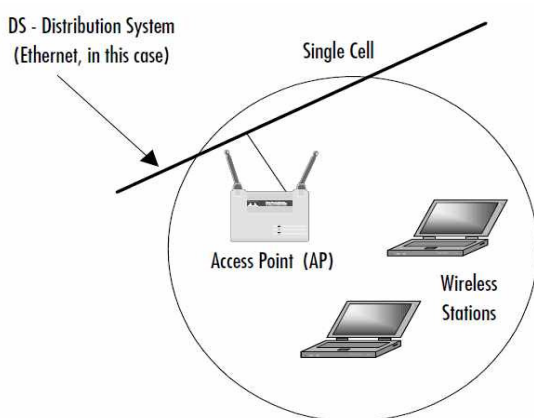
Σε επίπεδο λογικής, ένας *ad hoc* σχηματισμός είναι ανάλογος με ένα δίκτυο *peer-to-peer* στο οποίο κανένας κόμβος δεν απαιτείται να λειτουργεί ως εξυπηρετητής (*server*). Η τοπολογία *IBSS* περιλαμβάνει έναν αριθμό κόμβων ή ασύρματων σταθμών οι οποίοι επικοινωνούν απευθείας με έναν άλλον σε *ad hoc, peer-to-peer* βάση, χτίζοντας μία *full-mesh* ή *partial-mesh* τοπολογία. Γενικά, οι *ad hoc* υλοποιήσεις καλύπτουν μια περιορισμένη περιοχή και δεν διαθέτουν διασύνδεση με εξωτερικά / ετερογενή δίκτυα.





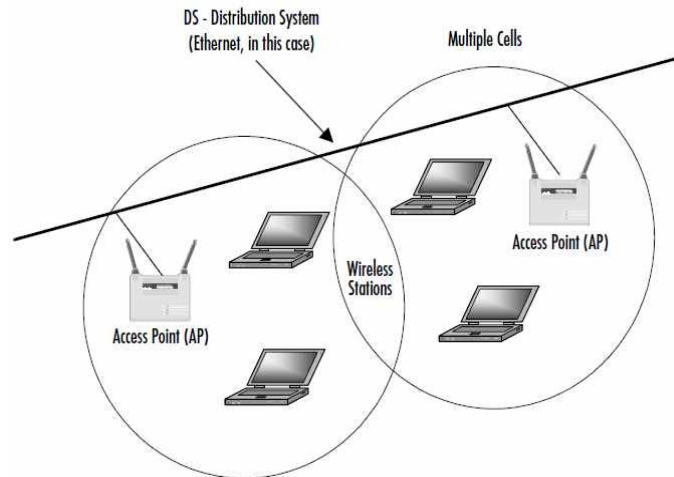
**Εικόνα 31 Ένα δίκτυο ad-hoc/IBSS.**

Στην κατάσταση *infrastructure*, το ασύρματο δίκτυο αποτελείται από τουλάχιστον ένα σταθμό πρόσβασης, ο οποίος συνδέεται σε μια υποδομή ενσύρματου δικτύου, και ένα σύνολο ασύρματων τελικών σταθμών. Η συγκεκριμένη τοπολογία καλείται *basic service set* (BSS). Δεδομένου ότι τα περισσότερα εταιρικά WLANs απαιτούν πρόσβαση στο ενσύρματο τοπικό LAN για υπηρεσίες (file servers, εκτυπωτές, και συνδέσεις Διαδικτύου), λειτουργούν στον τρόπο *infrastructure* και στηρίζονται σε ένα AP που ενεργεί ως λογικός server για ένα ενιαίο WLAN. Σε τέτοιου τύπου υλοποιήσεις, η επικοινωνία μεταξύ δύο κόμβων, A και B, πραγματοποιείται δια μέσου του AP, δηλαδή από τον κόμβο A στο AP και έπειτα από το AP στον κόμβο B. Το AP είναι απαραίτητο για τη γεφύρωση (bridging) και τη διασύνδεση πολλαπλών WLAN καθώς επίσης και να διασυνδέσει το ασύρματο με το ενσύρματο δίκτυο.



**Εικόνα 32 BSS τοπολογία ασύρματου δικτύου.**

Ένα *ESS* είναι ένα σύνολο δύο ή περισσότερων *BSSs* που διαμορφώνει ένα ενιαίο υποδίκτυο. Οι διαμορφώσεις *ESS* αποτελούνται από πολλαπλά *BSS* που μπορούν να συνδεθούν είτε με ενσύρματα είτε με ασύρματα δίκτυα κορμού. Το IEEE 802.11 υποστηρίζει τις διαμορφώσεις *ESS* στις οποίες τα πολλαπλά κύτταρα χρησιμοποιούν το ίδιο κανάλι και χρησιμοποιούν διαφορετικά κανάλια για να ενισχύσουν τη συνολική ρυθμοαπόδοση.



Εικόνα 33 ESS τοπολογία ασύρματου δικτύου.

### 3.3 Διασύνδεση

Στο 802.11 κάθε ασύρματος σταθμός πρέπει να συσχετιστεί με ένα σημείο πρόσβασης (*access point*, AP) προτού αρχίσει να μπορεί να στέλνει ή να δέχεται δεδομένα επιπέδου δικτύου. Ο διαχειριστής του δικτύου εγκαθιστά ένα AP και καταχωρεί σε αυτό ένα αναγνωριστικό συνόλου υπηρεσιών (*service set identifier*, SSID) μίας ή δύο λέξεων. Επιπλέον καταχωρεί και έναν αριθμό καναλιού.

Για να μπορέσει ένας φορητός υπολογιστής να αποκτήσει πρόσβαση στο Internet πρέπει να έχει μια κάρτα δικτύου η οποία στέλνει το δικό της ραδιοσήμα σε ένα ασύρματο δρομολογητή ο οποίος με την σειρά του συνδέεται στη πηγή παροχής Internet μέσω θύρας Ethernet, καλωδίου ή DSL modem και αναγνωρίζεται από τον φορητό υπολογιστή μόνο αν αυτός είναι εντός της εμβέλειάς του. Ο δρομολογητής μετατρέπει τα ψηφιακά σήματα σε υψηλής συχνότητας ραδιοσήματα.

Υπάρχει πολλές φορές το ενδεχόμενο της κατάστασης *Wi-Fi jungle*. Είναι μια φυσική τοποθεσία όπου ένας ασύρματος σταθμός δέχεται ένα αρκετά ισχυρό σήμα από δύο ή περισσότερα σημεία πρόσβασης που ανήκουν σε διαφορετικό υποδίκτυο και τους έχει εκχωρηθεί ανεξάρτητα ένα κανάλι. Για να συσχετιστεί (*associate*) ο ασύρματος σταθμός με ένα μόνο από αυτά, δημιουργεί ένα εικονικό κύκλωμα μεταξύ αυτού και του σημείου πρόσβασης. Έτσι το AP στέλνει πλαίσια δεδομένων στον ασύρματο σταθμό και ο σταθμός στέλνει πλαίσια προς το Διαδίκτυο μέσω του συσχετισμένου AP.

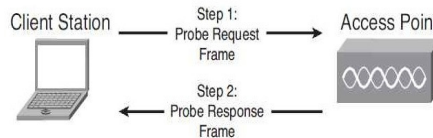
Το 802.11 πρότυπο απαιτεί ένα AP να στέλνει περιοδικά πλαίσια συγχρονισμού (*beacon frames*) το καθένα από τα οποία περιέχει το SSID και τη MAC διεύθυνση του AP. Ο ασύρματος σταθμός γνωρίζοντας ότι κάθε AP στέλνει πλαίσια σινιάλα, σαρώνει τα κανάλια ψάχνοντας για τέτοια πλαίσια από οποιοδήποτε AP βρίσκεται εκεί κοντά. Αφού μάθει ο σταθμός ποια είναι τα διαθέσιμα AP επιλέγει με ποιο από αυτά θα συσχετιστεί (ο χρήστης). Για την επιλογή αυτή δεν καθορίζεται αλγόριθμος αλλά αφήνεται στους σχεδιαστές του υλικού και λογισμικού της φορητής συσκευής και του 802.11 λογισμικού μέσα σε αυτή. Συνήθως συσχετίζεται με το AP του οποίου το beacon frame λαμβάνεται με την μεγαλύτερη ισχύ σήματος.

Η διεργασία σάρωσης των καναλιών και ακρόασης για beacon frames ονομάζεται παθητική σάρωση (*passive scanning*). Κατά το passive scanning ο σταθμός δεν εκπέμπει τίποτα, εξοικονομώντας έτσι ενέργεια. Ένας ασύρματος υπολογιστής μπορεί να κάνει επίσης ενεργή σάρωση (*active scanning*) εκπέμποντας περιοδικά σε όλα τα διαθέσιμα κανάλια *Probe Request* πλαίσια που περιέχουν και το SSID (ή network name) του δικτύου που ψάχνει. Για να εκπέμψει αυτό το πλαίσιο ο σταθμός πρέπει να αποκτήσει κανονικά πρόσβαση στο μέσο χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο DCF. Επίσης έχει προβλεφθεί κάποια διαδικασία

ώστε να καταλαβαίνει ο σταθμός πότε ένα κανάλι είναι ανενεργό. Σε κάθε BSS ένας σταθμός είναι υπεύθυνος για να απαντάει σε πλαίσια Probe Request. Σε infrastructure δίκτυα υπεύθυνο είναι το AP, ενώ σε IBSS υπεύθυνος είναι ο σταθμός που εξέπεμψε το τελευταίο πλαίσιο Beacon. Σε κάθε περίπτωση ο σταθμός που έστειλε το Probe Request θα λάβει ένα ή περισσότερα πλαίσια *Probe Response* αν υπάρχουν ασύρματα δίκτυα στην περιοχή του.

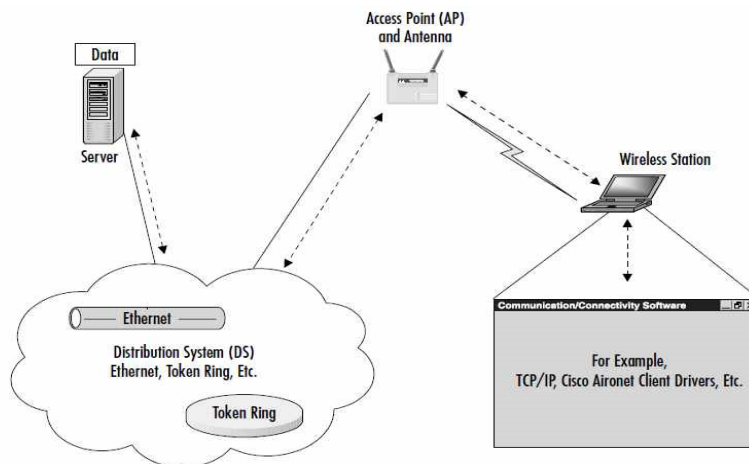


**Εικόνα 34 Παθητική Σάρωση.**



**Εικόνα 35 Ενεργητική Σάρωση.**

Αφού επιλέξει με ποιο AP θα συνδεθεί, ο ασύρματος σταθμός στέλνει ένα πλαίσιο αίτησης συσχέτισης στο AP και το AP αποκρίνεται με ένα πλαίσιο απόκρισης συσχέτισης. Αφού συσχετιστεί με ένα AP ο ασύρματος σταθμός θα θέλει να συνδεθεί στο υποδίκτυο στο οποίο ανήκει το AP υπό την έννοια της διευθυνσιοδότησης IP. Στέλνει έτσι ένα μήνυμα ανακάλυψης DHCP στο υποδίκτυο, μέσω του AP ώστε να πάρει μια διεύθυνση στο υποδίκτυο. Στις περισσότερες περιπτώσεις για να δημιουργηθεί μια συσχέτιση με ένα συγκεκριμένο AP, η φορητή συσκευή απαιτείται να αυθεντικοποιηθεί στο AP. Το πρότυπο 802.11 παρέχει αρκετές εναλλακτικές μεθόδους για αυθεντικοποίηση και για πρόσβαση. Κάποιοι τρόποι αποδοχής της πρόσβασης μπορεί να είναι με βάση τη διεύθυνση MAC ενός σταθμού, ή με βάση το όνομα χρήστη και τον κωδικό πρόσβασης όπου το AP επικοινωνεί με έναν εξυπηρετητή αυθεντικοποίησης (*authentication server*) μεταφέροντας πληροφορίες ανάμεσα στον ασύρματο τερματικό σταθμό και στον εξυπηρετητή αυθεντικοποίησης χρησιμοποιώντας πρωτόκολλο όπως για παράδειγμα το RADIUS. Ένας τέτοιος εξυπηρετητής μπορεί να εξυπηρετεί πολλά AP κρατώντας χαμηλό το κόστος και την πολυπλοκότητα των AP.



**Εικόνα 36 Ένα ασύρματο δίκτυο με authentication server.**

### 3.4 Κινητικότητα

Η κινητικότητα των ασύρματων σταθμών είναι ίσως το πιο σημαντικό χαρακτηριστικό των ασύρματων δικτύων. Το κύριο κίνητρο της ανάπτυξης ενός ασύρματου δικτύου είναι να επιτρέπει στους σταθμούς να μετακινούνται ελεύθερα από θέση σε θέση μέσα σε ένα συγκεκριμένο ασύρματο δίκτυο ή μεταξύ διαφορετικών τμημάτων ασύρματων δικτύων. Το κύριο πρόβλημα σε αυτές τις περιπτώσεις είναι το λεγόμενο "*handover*" το οποίο αναφέρεται στην διαδικασία αποσύνδεσης ενός ασύρματου χρήστη από ένα AP και στη σύνδεση με ένα άλλο. Κατά το *handover* ενός κινητού χρήστη, διακόπτονται οι οποιεσδήποτε ενεργές συνδέσεις του και όσα πακέτα φτάνουν στη συνέχεια στον προηγούμενο AP του χάνονται (η φυσική σύνδεση έχει κοπεί).

Για λόγους συμβατότητας, το 802.11 MAC πρέπει να εμφανίζεται στα ανώτερα στρώματα του δικτύου ως πρότυπο 802 LAN. Το 802.11 στρώμα MAC αναγκάζεται να χειριστεί την κινητικότητα των σταθμών με τρόπο ξεκάθαρο στα ανώτερα στρώματα της στοίβας 802 LAN. Είναι σημαντικό να εκτιμηθεί η διαφορά μεταξύ της αληθινής κινητικότητας και της απλώς φορητότητας. Η φορητότητα οδηγεί βεβαίως σε ένα καθαρό κέρδος παραγωγικότητας επειδή οι χρήστες μπορούν να έχουν πρόσβαση στις πηγές πληροφοριών οπουδήποτε είναι βολικό να γίνει. Στον πυρήνα, εντούτοις, η φορητότητα καταργεί μόνο τα φυσικά εμπόδια στη συνδετικότητα. Είναι εύκολο να μεταφερθεί ένα laptop μεταξύ διάφορων θέσεων, έτσι και οι άνθρωποι. Εντούτοις, η φορητότητα δεν αλλάζει το τελετουργικό της σύνδεσης με τα δίκτυα σε κάθε νέα θέση. Είναι ακόμα απαραίτητο να συνδεθεί φυσικά με το δίκτυο και να επανεγκατασταθούν οι συνδέσεις δικτύων, και οι συνδέσεις δικτύων δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν ενώ η συσκευή κινείται.

Η κινητικότητα καταργεί τα περαιτέρω εμπόδια, τα περισσότερα από τα οποία είναι βασισμένα στη λογική δικτυακή αρχιτεκτονική. Οι συνδέσεις δικτύων μένουν ενεργές ακόμη και ενώ η συσκευή είναι στην κίνηση. Αυτό είναι κρίσιμο για τους στόχους που απαιτούν οι επίμονες, μακρόβιες συνδέσεις, οι οποίες βρίσκονται στις εφαρμογές βάσεων δεδομένων.

Υπάρχουν δύο γενικά σενάρια κινητικότητας:

- Η περιπλάνηση (*roaming*) ενός κινητού σταθμού μεταξύ διαφορετικών BSS εντός των ορίων του ίδιου ESS (*Intra-Network Handover*), κατά το οποίο η IP παραμένει σταθερή. Εφ' όσον μένει ένας σταθμός στο ίδιο υποδίκτυο IP, μπορεί να κρατήσει τις συνδέσεις πρωτοκόλλου ελέγχου μετάδοσής (TCP) ανοικτές. Ο σταθμός για να συσχετιστεί στέλνει στο νέο AP ένα πλαίσιο *Reassociation Request*. Η μόνη διαφορά του πλαισίου αυτού από το πλαίσιο *Association Request* είναι ότι περιέχει τη διεύθυνση του προηγούμενου AP. Το νέο AP απαντάει με πλαίσιο *Reassociation Response*. Αν η διαδικασία ολοκληρωθεί χωρίς πρόβλημα το νέο AP πρέπει να επικοινωνήσει με το προηγούμενο AP και να του γνωστοποιήσει ότι ο ασύρματος σταθμός ανήκει πλέον στο δικό του BSS. Η επικοινωνία μεταξύ APs γίνεται μέσω ενός πρωτοκόλλου IAPP (*Inter Access Point Protocol*), γνωστό και σαν πρότυπο IEEE 802.11f. Η επικοινωνία αυτή γίνεται μέσω του ενσύρματου δικτύου (*Ethernet*) στο οποίο είναι συνδεδεμένα τα APs. Τελικά μετά το *Reassociation* το αρχικό AP στέλνει όσα αποθηκευμένα πλαίσια έχει και προορίζονται για τον ασύρματο σταθμό στο νέο AP και τερματίζει το *association* με τον σταθμό. Πλέον όλα τα πλαίσια από και προς τον σταθμό θα επεξεργάζονται από το νέο AP.
- Η περιπλάνηση ενός κινητού σταθμού μεταξύ BSS που ανήκουν σε διαφορετικά ESS (*Inter-Network Handover*) κατά την οποία η IP διεύθυνση ενός σταθμού μπορεί να αλλάξει κατά την αλλαγή AP και οι συνδέσεις χάνονται. Όσον αφορά το TCP/IP, απαιτείται το *Mobile IP* για να διατηρηθεί η ίδια IP διεύθυνση.

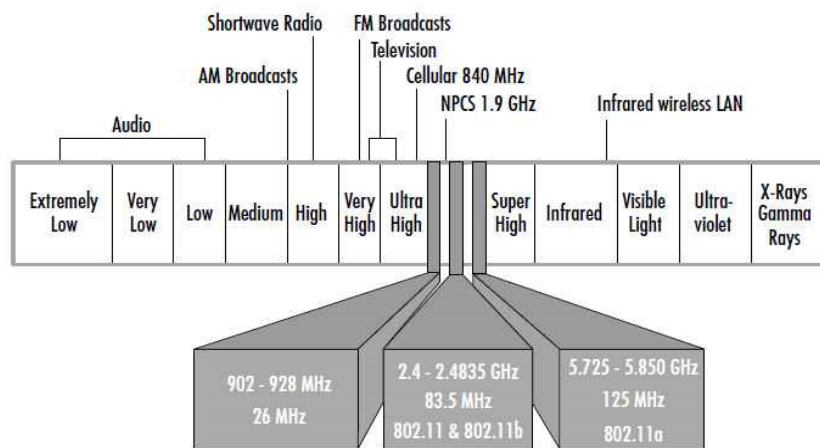
### 3.5 License-Free ασύρματες συχνότητες

Το 1985, η Ομοσπονδιακή Επιτροπή Τηλεπικοινωνιών (Federal Communications Commission, FCC) ενέκρινε τη χρήση του ελεύθερου άδειας εξάπλωσης φάσματος ασύρματου εξοπλισμού στις ακόλουθες τρεις ISM μπάντες συχνοτήτων στις Ηνωμένες Πολιτείες:

- 900 έως 928 MHz (900 MHz εύρος)
- 2.4 έως 2.483 GHz (2.4 GHz εύρος)
- 5.725 έως 5.850 GHz (5 GHz εύρος)

Έπειτα, το 1997, η FCC ενέκρινε τη χρήση του ελεύθερου άδειας, χαμηλής ισχύος, χωρίς εξάπλωση φάσματος ασύρματου εξοπλισμού στις ακόλουθες τρεις ζώνες U-NII:

- 5.15 έως 5.25 GHz
- 5.25 έως 5.35 GHz
- 5.725 έως 5.825 GHz [46]



Εικόνα 37 ISM unlicensed ζώνες συχνοτήτων.

### 3.6 Το φυσικό στρώμα του 802.11

Το φυσικό επίπεδο ή στρώμα εξασφαλίζει την μετάδοση των bits μέσα από τα κανάλια επικοινωνίας. Αυτό περιλαμβάνει όλες τις απαραίτητες ενέργειες που απαιτούνται για να οριστεί ο φυσικός συνδυασμός των σημάτων που στέλνονται διαμέσου του ασύρματου δικτύου. Το φυσικό επίπεδο του 802.11 ορίζει τύπους διαμορφώσεων, συχνότητες και διαδικασίες συγχρονισμού των σημάτων και περιλαμβάνει διαφορετικές προδιαγραφές φυσικού επιπέδου. Όλα τα φυσικά επίπεδα μοιράζονται κοινές λειτουργίες του υποεπιπέδου MAC.

Όταν ένας υπολογιστής συνδέεται μέσω ενός δικτυακού καλωδίου σε ένα hub, switch ή router, προκειμένου να συνδεθεί με ένα δίκτυο ή στο Internet, η κάρτα διεπαφής δικτύου (*network interface card, NIC*) στέλνει μηδέν και ένα στο καλώδιο αλλάζοντας την τάση από 5 volts σε -5 volts, με προσχεδιασμένο ρυθμό. Το 802.11 δεν αλλάζει την τάση των καλωδίων αφού τα αντικαθιστά με μικρά, χαμηλής ενέργειας, ραδιοκύματα. Κωδικοποιεί τα δυαδικά μηδέν και ένα τοποθετώντας ένα εναλλασσόμενο ραδιοσήμα, πάνω από ένα σταθερό υπάρχον σήμα, με προκαθορισμένο ρυθμό.

#### 3.6.1 PLCP και PMD

Η αρχιτεκτονική του 802.11 φυσικού επιπέδου αποτελείται από το *physical layer convergence procedure* (PLCP) υποστρώμα και το *physical medium*

*dependent* (PMD) υποστρώμα. Το MAC στρώμα επικοινωνεί με το PLCP υποστρώμα μέσω του *service access point* (SAP), όπως αναφέρεται στο πρότυπο. Μέσω του SAP το PLCP δέχεται μονάδες δεδομένων πρωτοκόλλου MAC (*MAC protocol data units*, MPDU) από το στρώμα MAC. Στο φυσικό επίπεδο, οι μονάδες MPDU ονομάζονται *PLCP service data units* (PSDU). Όταν το MAC επίπεδο δώσει οδηγίες, το PLCP ετοιμάζει ένα PSDU για μετάδοση προσαρτώντας πεδία γύρω από το PSDU. Οι πομποί και οι δέκτες χρειάζονται τις πληροφορίες που βρίσκονται σε αυτά τα πεδία για να εκτελέσουν τις προσδοκώμενες λειτουργίες τους. Το πρότυπο 802.11 αναφέρεται σε αυτό το σύνθετο πλαίσιο ως *PLCP protocol data unit* (PPDU). Η δομή του πλαισίου PPDU παρέχει ασύγχρονη μεταφορά των MPDU μεταξύ των σταθμών. Ως αποτέλεσμα, το φυσικό επίπεδο σταθμού λήψης πρέπει να συγχρονίσει τα κυκλώματά του για κάθε μοναδικό εισερχόμενο πλαίσιο. Το PLCP διανέμει επίσης τα εισερχόμενα πλαίσια από το ασύρματο μέσο στο στρώμα MAC.

Υπό την καθοδήγηση του PLCP, το *physical medium dependent* (PMD) υποστρώμα παρέχει ακριβή μετάδοση και λήψη των 802.11 πλαισίων. Για να παρέχει αυτή την υπηρεσία, το PMD αλληλεπιδρά άμεσα με το ασύρματο μέσο, δηλαδή τον αέρα, και παρέχει διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση στις μεταδόσεις των πλαισίων. Τα PLCP και PMD επικοινωνούν μεταξύ τους για να κατευθύνουν τις λειτουργίες μετάδοσης και λήψης.

### **3.6.2 Λειτουργίες 802.11 φυσικού επιπέδου**

Το πρότυπο 802.11 υποστηρίζει τις παρακάτω επιτρεπόμενες τεχνικές μετάδοσης για το φυσικό επίπεδο. Η κάθε μία κάνει δυνατή τη μετάδοση ενός πλαισίου MAC από τον ένα σταθμό στον άλλο. Οι τεχνικές διαφέρουν στη χρησιμοποιούμενη τεχνολογία και στις ταχύτητες που επιτυγχάνουν. Οι τεχνικές αυτές είναι:

- Υπέρυθρες (*Infrared*)
- Εξάπλωση Φάσματος με Συνεχή Αλλαγή Συχνότητας (*Frequency-Hopping Spread Spectrum*, FHSS)
- Εξάπλωση Φάσματος Άμεσης Ακολουθίας (*Direct-Sequence Spread-Spectrum*, DSSS)
- Ορθογώνια Πολύπλεξη με Διάρθρωση Συχνότητας (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, OFDM)(802.11a)
- Εξάπλωση Φάσματος Άμεσης Ακολουθίας Υψηλού Ρυθμού Μετάδοσης (*High-Rate Direct-Sequence Spread-Spectrum*, HR-DSSS)(802.11b)
- *Extended-Rate PHY* (802.11g)
- *High-Throughput PHY* (802.11n)

#### **Υπέρυθρες (Infrared)**

Η υπέρυθρη επιλογή χρησιμοποιεί διάχυτη μετάδοση στα 850 ή 950nm και επιτρέπονται δύο ταχύτητες: 1 Mbps και 2 Mbps. Για την λειτουργία των προϊόντων υπέρυθρης μετάδοσης χρησιμοποιούνται τρεις τεχνικές:

- *Διάχυτη εκπομπή* που πραγματοποιείται από έναν πανκατευθυντικό πομπό και το σήμα που παράγεται ακτινοβολείται σε όλες τις κατευθύνσεις παρέχοντας κάλυψη στους κόμβους του δικτύου.
- *Ανάκλαση του μεταδιδόμενου σήματος σε οροφή* όπου το σήμα στοχεύεται σε ένα σημείο μιας διάχυτα ανακλαστικής οροφής και λαμβάνεται με πανκατευθυντικό τρόπο από τους δέκτες.
- *Εστιασμένη μετάδοση* στην οποία η εμβέλεια μετάδοσης εξαρτάται από την ισχύ εκπομπής της ακτίνας και τον βαθμό εστίασής της.

Η ακτίνα λειτουργίας μπορεί να φτάσει περίπου τα 20 μέτρα, σε ελεύθερο φυσικά οπτικό πεδίο. Το υπέρυθρο φως απορροφάται από τα σκοτεινά αντικείμενα και

ανακλάται από τα φωτεινά. Έτσι, τα υπέρυθρα σήματα δεν μπορούν να διαπεράσουν τους τοίχους και οι κυψέλες που βρίσκονται σε διαφορετικά δωμάτια είναι καλά απομονωμένες η μία από την άλλη. Ωστόσο, λόγω του χαμηλού εύρους ζώνης και του γεγονότος ότι το φως του ήλιου εξαφανίζει τα υπέρυθρα σήματα, η επιλογή αυτή δεν είναι δημοφιλής.

### **Η σημασία της εξάπλωσης φάσματος ραδιοεπικοινωνίας (Spread Spectrum)**

Μια από τις βασικές τεχνολογίες που κρύβονται κάτω από την οικογένεια IEEE 802.11 προτύπων είναι η ραδιοεπικοινωνία εξάπλωσης φάσματος. Αυτή η θεμελιώδης έννοια είναι η χρήση ενός ευρύτερου εύρους ζώνης συχνότητας από αυτό που απαιτείται για τις πληροφορίες που μεταδίδονται. Η χρησιμοποίηση του πρόσθετου εύρους ζώνης φαίνεται να είναι σπάταλη, αλλά οδηγεί πραγματικά σε διάφορα οφέλη, συμπεριλαμβανομένης της μειωμένης ευπάθειας στο μπλοκάρισμα (*jamming*), της λιγότερης ευαισθησίας στις παρεμβολές, και τη συνύπαρξη με τις περιορισμένης ζώνης μεταδόσεις. Διάφορες τεχνικές εξάπλωσης φάσματος είναι διαθέσιμες όπως η χρονική μεταπήδηση (*time hopping*), η διαμόρφωση συχνότητας (*frequency modulation*), η FHSS, η DSSS, και τα υβρίδια αυτών.

Οι FHSS και DSSS δεν είναι τεχνικές διαμόρφωσης, αλλά μέθοδοι για να διανέμουν το ραδιοσήμα δια μέσω του εύρους ζώνης. Εκτός από τη διάδοση του σήματος δια μέσω μιας ζώνης συχνότητας, τα συστήματα εξάπλωσης φάσματος διαμορφώνουν το σήμα. Η διαμόρφωση είναι η παραλλαγή ενός ραδιοσήματος για να μεταβιβάσει τις πληροφορίες. Το βασικό σήμα καλείται φέρον. Η παραλλαγή μπορεί να βασιστεί στην ισχύ (διαμόρφωση εύρους, *amplitude modulation* [AM]), τη συχνότητα, ή τη φάση (συχνότητα που αντισταθμίζεται) του σήματος. Η τεχνική διαμόρφωσης έχει επιπτώσεις άμεσα στον ρυθμό δεδομένων. Οι υψηλότερου ρυθμού δεδομένων διαμορφώσεις είναι γενικά πιο σύνθετες και ακριβές να εφαρμόσουν αλλά συσκευάζουν περισσότερες πληροφορίες στο ίδιο εύρος ζώνης. Οι μικρές διασπάσεις στο σήμα προκαλούν την υποβάθμιση περισσότερων δεδομένων. Αυτό σημαίνει ότι το σήμα πρέπει να έχει μια υψηλότερη αναλογία σήματος προς θόρυβο (SNR) στο δέκτη ώστε να έχει αποτελεσματική επεξεργασία. Επειδή ένα ραδιοσήμα όσο πιο κοντά είναι στην πηγή τόσο πιο ισχυρό είναι, ο λόγος SNR μειώνεται με την απόσταση. Γι' αυτό τα συστήματα υψηλής ταχύτητας έχουν μικρότερο εύρος. Παραδείγματα των τεχνικών διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται στα πρότυπα IEEE 802.11 περιλαμβάνουν τη δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (*binary phase-shift keying*, BPSK), τη διαμόρφωση τετραγωνισμού μετατόπισης φάσης (*quadrature phase-shift keying*, QPSK), την διαμόρφωση γκαουσιανής μετατόπισης συχνότητας (*Gaussian frequency-shift keying*, GFSK), και τη CCK (*Complementary Code Keying*).

### **Εξάπλωση Φάσματος με Συνεχή Αλλαγή Συχνότητας (Frequency-Hopping Spread Spectrum, FHSS)**

Με τη χρήση αυτής της τεχνικής, το σήμα εκπέμπεται μέσω ενός φαινομενικά τυχαίου συνόλου καναλιών συχνότητας, μεταπηδώντας (*hopping*) από συχνότητα σε συχνότητα ανά τακτά χρονικά διαστήματα στις οποίες μεταβαίνουν διαδοχικά οι σταθμοί. Η χρονική διάρκεια (*dwel time*) στην οποία μένουν οι σταθμοί στη ίδια συχνότητα ονομάζεται *chip* και είναι μία ρυθμιζόμενη παράμετρος η οποία θα πρέπει να είναι μικρότερη από 400 msec. Ο δέκτης εκτελεί την ίδια ακολουθία μεταπήδησης ενώ διατηρείται σε συγχρονισμό με τον πομπό και έτσι λαμβάνει τα δεδομένα που μεταφέρονται. Όταν βρισκόμαστε σε ένα κανάλι, το πραγματικό μεταδιδόμενο σήμα είναι το αποτέλεσμα της διαμόρφωσης της κεντρικής συχνότητας του καναλιού με το αρχικό σήμα.

Το φυσικό στρώμα αυτό, διαιρεί την ISM μπάντα των 902 MHz σε κανάλια εύρους 0,5 MHz και την μπάντα των 2,4 GHz και 5,8 GHz σε κανάλια εύρους 1 MHz. Οι προδιαγραφές της ομάδας IEEE 802.11 για το φυσικό επίπεδο FHSS

υπαγορεύουν τη χρήση γκαουσιανής διαμόρφωσης μετατόπισης συχνότητας (*Gaussian Frequency Shift Keying*, GFSK) η οποία αλλάζει τη συχνότητα φέροντος για να αναπαριστά διαφορετικά δυαδικά σύμβολα για την μετάδοση δεδομένων με ταχύτητα 1 ή 2 Mbps στην ζώνη 2,4 GHz. Επιπλέον ορίζεται ότι περίπου το 99% της ενέργειας του εκπεμπόμενου σήματος πρέπει να βρίσκεται μέσα στο κανάλι. Διαφορετικά κανάλια είναι διαθέσιμα για χρήση σε διάφορες χώρες

Στις ΗΠΑ και στην Ευρώπη οι αρμόδιοι οργανισμοί έχουν θεσπίσει διαφορετικούς περιορισμούς για τα συστήματα Frequency Hopping. Για παράδειγμα, στις ΗΠΑ η FCC απαιτεί τουλάχιστον 75 διαφορετικά κανάλια (hopping channels) ενώ η Ευρωπαϊκή ETSI μόλις 20, περιορίζοντας όμως περισσότερο την ακτινοβολούμενη ισχύ. Τελικά, για να ικανοποιεί ένα προϊόν τις προδιαγραφές και της FCC και της ETSI πρέπει να ικανοποιεί τις αυστηρότερες από αυτές σε κάθε τομέα (στο παραπάνω παράδειγμα δηλαδή ένα σύστημα πρέπει να έχει τουλάχιστον 75 hopping channels και να ικανοποιεί και τους αυστηρούς περιορισμούς ισχύος της ETSI).

Όσο αναφορά την επίδοση του Frequency Hopping φυσικού στρώματος παρουσία θορύβου και παρεμβολών στενής ζώνης, αυτή είναι αρκετά καλή και μειώνεται γραμμικά όσο αυξάνονται οι παρεμβολές. Η παραγωγή της τυχαίας ακολουθίας παρέχει ένα δίκαιο τρόπο εκχώρησης του φάσματος καθώς επίσης και κάποια περιορισμένη ασφάλεια, αφού ένας εισβολέας που δεν γνωρίζει την ακολουθία συχνοτήτων ή το χρόνο παραμονής δεν μπορεί να υποκλέψει τις μεταδόσεις. Είναι επίσης ανθεκτική στις ραδιοκυματικές μεταβολές. Μεγάλες παρεμβολές σε ένα από τα χρησιμοποιούμενα κανάλια δεν προκαλεί σπουδαία ελάττωση της επίδοσης. Όσο όμως ο αριθμός των καναλιών που επηρεάζονται από τις παρεμβολές αυξάνει, η ελάττωση της επίδοσης αρχίζει να γίνεται πιο έντονη. Κύρια μειονεκτήματα αυτής της τεχνικής είναι το χαμηλό εύρος ζώνης και ότι σε μεγάλες αποστάσεις μπορεί να δημιουργήσει πρόβλημα η εξασθένηση των πολλαπλών διαδρομών.

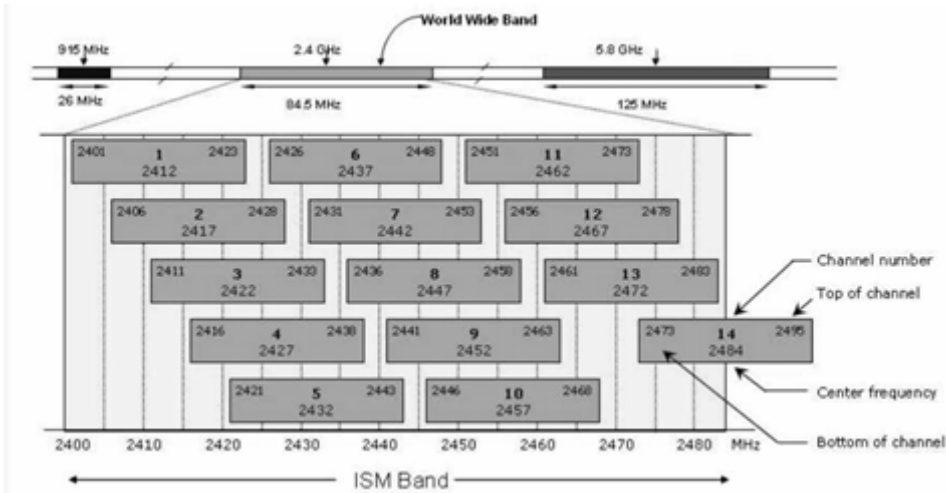
### **Εξάπλωση Φάσματος Άμεσης Ακολουθίας (Direct-Sequence Spread-Spectrum, DSSS)**

Τα συστήματα DSSS χρησιμοποιούν παρόμοια τεχνολογία με τα δορυφορικά συστήματα παγκόσμιας πλοήγησης (*Global Positioning System*, GPS) καθώς και με μερικούς τύπους κινητών τηλέφωνων.

Η βασική ιδέα της άμεσης ακολουθίας (*direct sequence*) είναι να εξαπλώσει ψηφιακά τα πλαίσια δεδομένων της βασικής μπάντας και στη συνέχεια να διαμορφώσει τα απλωμένα δεδομένα σε μια ειδική συχνότητα. Κάθε κομμάτι πληροφορίας (bit) συνδυάζεται στον πομπό με ένα μακρύτερο ψευδοτυχαίο αριθμητικό (*pseudorandom numerical*, PN) στη διαδικασία μετάδοσης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ένα υψηλής ταχύτητας ψηφιακό ρεύμα (*stream*) το οποίο στη συνέχεια διαμορφώνεται σε μια συχνότητα φέροντος χρησιμοποιώντας διαφορετική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (*differential phase-shift keying*, DPSK).

Για το φυσικό στρώμα αυτό ορίστηκαν 14 κανάλια (στην μπάντα των 2,4 GHz με εύρος 5 MHz το κάθε ένα) των οποίων 11 παρακείμενα κανάλια επικαλύπτουν μερικώς και τα υπόλοιπα 3 δεν επικαλύπτονται. Το κανάλι 1 έχει κεντρική συχνότητα τα 2,412 GHz τα υπόλοιπα ακολουθούν κάθε 5 MHz. Στην πράξη κάθε κανάλι καταλαμβάνει περίπου 22 MHz εύρος, γύρω από την κεντρική του συχνότητα. Αυτό σημαίνει ότι υποστηρίζει τρία μη επικαλυπτόμενα κανάλια για τη λειτουργία. Γίνεται χρήση RF φίλτρων για να καταπιέζονται οι πλευρικοί λοβοί έξω από τα 22 MHz. Ακόμα και έτσι, κανάλια που χρησιμοποιούνται σε διπλάνες «κυψέλες» πρέπει να απέχουν μεταξύ τους 25 MHz (πέντε κανάλια των 5 MHz) για να αποφεύγονται οι παρεμβολές. Αυτό περιορίζει τον μέγιστο αριθμό καναλιών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Σε κάθε χώρα επιτρέπεται η χρήση συγκεκριμένων καναλιών.





Εικόνα 38 Το 2,4 GHz κανάλι.

Τα δεδομένα στέλνονται διαμέσου ενός από αυτά τα κανάλια 22 MHz χωρίς μεταπήδηση σε άλλα κανάλια, προκαλώντας το θόρυβο στο δεδομένο κανάλι. Για να μειώσει τον αριθμό αναμεταδόσεων και θορύβου, χρησιμοποιείται διάσπαση για να μετατρέψει κάθε κομμάτι των δεδομένων χρηστών σε μια σειρά πλεοναζόντων bit, *chip*. Ο πλεονασμός κάθε *chip*, συνδυάζεται με τη διάδοση του σήματος πάνω στο κανάλι 22 MHz, παρέχοντας έλεγχο και διόρθωση λαθών για να ανακτήσει τα δεδομένα. Τα *chip* εκτείνονται από 11 bits σε εξαιρετικά επιμήκεις ακολουθίες. Η ταχύτητα με την οποία διαβιβάζονται καλείται *chipping rate*. Σε έναν παρατηρητή, αυτές οι ακολουθίες εμφανίζονται ως θόρυβος και καλούνται επίσης ψευδοτυχαίοι κώδικες θορύβου (*pseudorandom noise codes*, Pncodes). Οι Pncodes εισάγονται με διάφορες τεχνικές συμπεριλαμβανομένων των Barker κωδίκων, των Gold κωδίκων, των μ-ακολουθιών, και των κωδίκων Kasami. Ένα από τα πλεονεκτήματα τους είναι ότι ακόμα κι αν ένα ή περισσότερα από τα bit χαθούν κατά τη διάρκεια της μετάδοσης, οι ενσωματωμένες στατιστικές τεχνικές στην ραδιοσυχνότητα μπορούν να ανακτήσουν τα αρχικά δεδομένα χωρίς την ανάγκη για την αναμετάδοση. Στο δέκτη, ένα αντίστοιχο φίλτρο συσχέτισης χρησιμοποιείται για να αφαιρέσει την ακολουθία PN και να ανακτήσει το αρχικό ρεύμα δεδομένων.

### **Ορθογώνια Πολυπλεξία με Διαίρεση Συχνότητας (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM)(802.11a)**

Το IEEE 802.11 φυσικό επίπεδο ορθογώνιας πολυπλεξίας με διαίρεση συχνότητας (OFDM) μεταφέρει 6 Mbps έως 54 Mbps ρυθμούς δεδομένων σε ζώνη UNII 5 GHz και αναφέρεται ως 802.11a. Η 802.11a τροποποίηση στο πρότυπο επικυρώθηκε το 1999, αλλά τα προϊόντα έγιναν διαθέσιμα το 2001 που ήταν αρκετό καιρό μετά τα δίκτυα 802.11b. Χρησιμοποιεί BPSK, QPSK, και QAM για να επιτύχει τους διάφορους ρυθμούς δεδομένων. Βασισμένο σε μια μαθηματική διαδικασία αποκαλούμενη γρήγορο μετασχηματισμό κατά Φουριέ (*Inverse FFT*), επιτρέπει σε 52 κανάλια να επικαλύπτονται παραμένοντας ξεχωριστά και ορθογώνια μεταξύ τους. Η επικάλυψη των καναλιών είναι μια αποδοτικότερη χρήση του φάσματος και επιτρέπει την αποτελεσματικότερη επεξεργασία του στον δέκτη. Οι συχνότητες λειτουργίας ποικίλλουν ανάλογα με την χώρα εφαρμογής του ασύρματου δικτύου. Το IEEE 802.11a OFDM δεν είναι είδος τεχνικής εξάπλωσης φάσματος. Αντιθέτως, διαιρεί τη συχνότητα φέροντος σε 52 χαμηλής ταχύτητας υποφέροντα που περιέχονται σε 20 MHz κανάλι. Σαράντα οκτώ (48) από αυτά χρησιμοποιούνται για τα δεδομένα και τέσσερα (4) χρησιμοποιούνται συγχρονισμό στο δέκτη.

Ένα από τα μεγαλύτερα πλεονεκτήματα της OFDM είναι η αντίστασή του στην παρέμβαση της πολυόδευσης και στην καθυστέρηση διάδοσης. Η πολυόδευση

προκαλείται όταν τα ραδιοκύματα ανακλώνται και περνούν μέσω των αντικειμένων στο περιβάλλον. Τα ραδιοκύματα εξασθενούν ή αποδυναμώνονται σε ένα ευρύ φάσμα ανάλογα με το υλικό του αντικειμένου. Μερικά υλικά (όπως το μέταλλο) είναι αδιαφανή στις ραδιομεταδόσεις. Ένα περιβάλλον με πολλά εμπόδια είναι πολύ διαφορετικό από ένα ανοικτό περιβάλλον για τη μετάδοση και λήψη ραδιοκυμάτων. Αυτή η περιβαλλοντική μεταβλητότητα είναι ο λόγος που είναι τόσο δύσκολο να εκτιμηθεί ο ρυθμός δεδομένων και το εύρος ενός IEEE 802.11 συστήματος. Λόγω των αντανάκλασεων και της εξασθένησης, μια μοναδική μετάδοση μπορεί να έχει διαφορετική ισχύ σήματος από διαφορετικές κατευθύνσεις ανάλογα με τους τύπους υλικών που αντιμετωπίζει.

Η καθυστέρηση στην διάδοση συνδέεται με το φαινόμενο πολυόδευσης. Επειδή το σήμα ταξιδεύει μέσα από τις διαφορετικές πορείες μέχρι να καταλήξει στον δέκτη, το σήμα φθάνει σε διαφορετικούς χρόνους. Όσο ο ρυθμός μετάδοσης αυξάνεται τόσο αυξάνεται και η πιθανότητα της παρέμβασης από προηγούμενα μεταδοθέντα σήματα.

Η OFDM δεν είναι μια νέα τεχνική διαφέρει όμως από άλλες αναδυόμενες τεχνικές κωδικοποίησης όπως η πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση κώδικα (*Code Division Multiple Access* ,CDMA). Η CDMA χρησιμοποιεί τις σύνθετες μαθηματικές μετατροπές για να τοποθετήσει πολλές μεταδόσεις πάνω σε ένα μοναδικό φέρον. Η OFDM κωδικοποιεί μια ενιαία μετάδοση σε πολλαπλά υποφέροντα κρύβοντας λιγότερα μαθηματικά από την CDMA. Οι συσκευές OFDM χρησιμοποιούν ένα ευρύ κανάλι συχνότητας και το σπάνε σε πολλαπλά υποκανάλια. Κάθε υποκανάλι χρησιμοποιείται για να διαβιβάσει τα δεδομένα. Όλα τα υποκανάλια πολυπλέκονται έπειτα και συνδυάζονται σε ένα κανάλι.[8]

Παρόλα αυτά οι υψηλότερες ραδιοσυχνότητες μειώνουν κατά πολύ την απόσταση κάλυψης καθώς και την διεισδυτική δύναμη του 802.11a , ειδικά σε εσωτερικούς χώρους. Εκεί που μια μετάδοση 802.11b θα περνούσε έναν τοίχο, μια μετάδοση 802.11a μπορεί να εμποδιστεί. Το γεγονός αυτό μπορεί να εμποδίσει την εγκατάσταση σε μεγάλη κλίμακα ενός δικτύου 802.11a καθώς απαιτούνται πιο πολλά Access Points για την κάλυψη του χώρου.

Channel Identifier	Frequency (in MHz)	Regulatory Domains			
		Americas	EMEA	Japan	Rest of World
34	5170	-	-	x	-
36	5180	x	x	-	x
38	5190	-	-	x	-
40	5200	x	x	-	x
42	5210	-	-	x	-
44	5220	x	x	-	x
46	5230	-	-	x	-
48	5240	x	x	-	x
52	5260	x	x	-	x
56	5280	x	x	-	x
60	5300	x	x	-	x
64	5320	x	x	-	x
100	5500	-	x	-	x
104	5520	-	x	-	x
108	5540	-	x	-	x
112	5560	-	x	-	x
116	5580	-	x	-	x
120	5600	-	x	-	x
124	5620	-	x	-	x
128	5640	-	x	-	x
132	5660	-	x	-	x
136	5680	-	x	-	x
140	5700	-	x	-	x
149	5745	x	-	-	x
153	5765	x	-	-	x
157	5785	x	-	-	x
161	5805	x	-	-	x

**Εικόνα 39 Τα 802.11a κανάλια.**

### **Εξάπλωση Φάσματος Άμεσης Ακολουθίας Υψηλού Ρυθμού Μετάδοσης (High-Rate Direct-Sequence Spread-Spectrum, HR-DSSS)(802.11b)**

Το 802.11b είναι το πρώτο πρότυπο που χρησιμοποιήθηκε ευρέως στα τοπικά ασύρματα δίκτυα. Μπορεί να θεωρηθεί σαν επέκταση του αρχικού DSSS φυσικού στρώματος που ορίστηκε στο 802.11 και μάλιστα χρησιμοποιεί τα ίδια κανάλια με αυτό, πετυχαίνοντας αρκετά μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης. Μόνο τρία IEEE 802.11b συστήματα DSSS μπορούν να συνδυαστούν.

Το IEEE 802.11 διευκρινίζει δύο τύπους διαμορφώσεων DPSK (*Differential Phase Shift Keying*) για τα συστήματα DSSS. Ο πρώτος είναι ο BPSK και ο δεύτερος είναι ο QPSK. Η διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (*Phase-shift keying*, PSK), όπως το όνομα υπονοεί, ανιχνεύει τη φάση του ραδιοσήματος. Ο BPSK ανιχνεύει μια 180 μοιρών αντιστροφή του σήματος, που αντιπροσωπεύει ένα δυαδικό 0 ή 1. Αυτή η μέθοδος έχει ως αποτελεσματικό ρυθμό δεδομένων 1 Mbps. Ο QPSK ανιχνεύει τις 90 μοίρες μετατοπίσεις φάσης. Αυτό διπλασιάζει τον ρυθμό δεδομένων σε 2 Mbps. Το IEEE 802.11b προσθέτει τη CCK (*Co Complementary Code Keying*) και τη δυαδική συνελικτική κωδικοποίηση πακέτων (*packet binary convolutional coding*, PBCC). Υποστηρίζει ρυθμούς δεδομένων 1, 2, 5.5, ή 11 Mbps. Σε ενδοκιριακές εφαρμογές πετυχαίνει κάλυψη ως 150 μέτρα.

### **Extended-Rate PHY (802.11g)**

Τον Ιούνιο του 2003 η ομάδα εργασίας IEEE ολοκλήρωσε τις εργασίες τις και εξέδωσε το πρότυπο 802.11g. Το 802.11g είναι ένας συνδυασμός των παραλλαγών 802.11a και 802.11b, δηλαδή επιτυγχάνονται υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης της τάξης των 54 Mbps, διατηρώντας παράλληλα τη προς πίσω συμβατότητα με το διαδεδομένο 802.11b. Χρησιμοποιεί διαμόρφωση OFDM (όπως το 802.11a), καθώς και τη διαμόρφωση CCK ενώ λειτουργεί στη ζώνη συχνοτήτων ISM 2,4 Ghz (όπως το 802.11b).

Το 802.11g αντιμετωπίζει τους περιορισμούς σε bandwidth του 802.11b και παράλληλα προσφέρει την διεισδυτική δύναμη της μπάντας των μικροκυμάτων καθώς και την ικανότητα μετάδοσης σε μεγάλες αποστάσεις. Παρόλα αυτά δεν περιορίζει το πρόβλημα της συμφόρησης στην συγκεκριμένη μπάντα στην οποία λειτουργούνε πολλές συσκευές. Το 802.11g είναι επίσης περιορισμένο σε τρία μη αλληλοεπικαλυπτόμενα κανάλια όπως και ο προκάτοχος του, το 802.11b. Το 802.11g μπορεί να έχει τα ίδια προβλήματα απόδοσης όπως και το 802.11b λόγω της συμβατότητας προς τα πίσω που έχει. Εάν ένας σταθμός 802.11b είναι παρόν σε ένα δίκτυο 802.11g, όλοι οι σταθμοί θα πρέπει να χρησιμοποιήσουν την διαμόρφωση σήματος του 802.11b για συμβατότητα. Παρόλα αυτά σε ένα καθαρά 802.11g δίκτυο μπορεί κάποιος να εκμεταλλευτεί πλήρως τις ικανότητες της τεχνολογίας. Επίσης μια εξωτερική κεραία που λειτουργεί σε 802.11b δίκτυο μπορεί να λειτουργήσει και σε 802.11g μειώνοντας έτσι το κόστος αναβάθμισης.

Channel Identifier	Frequency (in MHz)	Regulatory Domains			
		Americas	EMEA	Japan	Rest of World
1	2412	x	x	x	x
2	2417	x	x	x	x
3	2422	x	x	x	x
4	2427	x	x	x	x
5	2432	x	x	x	x
6	2437	x	x	x	x
7	2442	x	x	x	x
8	2447	x	x	x	x
9	2452	x	x	x	x
10	2457	x	x	x	x
11	2462	x	x	x	x
12	2467	-	x	x	x
13	2472	-	x	x	x
14	2484	-	-	x	-

**Εικόνα 40 Τα κανάλια 802.11b/g.**

### **High-Throughput PHY (802.11n)**

Στις αρχές του 2004, το IEEE ανακοίνωσε ότι σχημάτισε μια νέα ομάδα εργασίας, η οποία ονομάζεται Task Group n ή TGn. Η ομάδα αυτή ανέλαβε την δημιουργία μιας τροποποίησης του αρχικού προτύπου 802.11, με σκοπό την επίτευξη πραγματικού ρυθμού μεταφοράς τουλάχιστον 100 Mbps. Αυτό σημαίνει ότι ο θεωρητικός ρυθμός μεταφοράς θα πρέπει να είναι τουλάχιστον 600 Mbps. Ο μέγιστος ρυθμός δεδομένων εξαρτάται από τα ποιά χαρακτηριστικά 802.11n υποστηρίζονται μεταξύ των 802.11n συσκευών και από το τί υποστηρίζει το περιβάλλον. Για να επιτευχθούν τέτοιες ταχύτητες επιβάλλεται η μετάβαση σε νέες τεχνολογίες ασύρματης μετάδοσης και στη συγκεκριμένη περίπτωση, θα χρησιμοποιηθεί η τεχνολογία MIMO (*Multiple Input – Multiple Output*). Η ονομασία προήλθε από το γεγονός ότι η τεχνολογία αυτή χρησιμοποιεί πολλαπλές κεραιές για την αποστολή και λήψη δεδομένων και οι οποίες λειτουργούν ταυτόχρονα και ανεξάρτητα η κάθε μία. Αυτό το πρότυπο επικυρώθηκε το 2009 και λειτουργεί στις μπάντες συχνοτήτων 2,4 GHz και 5GHz και είναι προς τα πίσω συμβατό με το 802.11a και 802.11b/g. Το 802.11n δεσμεύει 2 κανάλια των 20 MHz σε ένα των 40 MHz.

Channel Identifier	Frequency (in MHz)	Regulatory Domains			
		Americas	EMEA	Japan	Rest of World
(36, 1) (40,-1)	5190	x	-	x	-
(44, 1) (48,-1)	5230	x	-	x	-
(52, 1) (56,-1)	5270	x	-	x	-
(60, 1) (64,-1)	5310	x	-	-	x
(100, 1) (104,-1)	5510	-	x	-	x
(108, 1) (112,-1)	5550	-	x	-	x
(116, 1) (120,-1)	5590	-	x	-	x
(124, 1) (128,-1)	5630	-	x	-	x
(132, 1) (136,-1)	5670	-	x	-	x
(149, 1) (153,-1)	5755	x	-	-	x
(157, 1) (161,-1)	5795	x	-	-	x

**Εικόνα 41 Τα κανάλια 802.11n.**

### 3.7 Το υπόστρωμα MAC του 802.11

Το 802.11 MAC είναι κοινό για όλα τα IEEE 802.11 PHY στρώματα και είναι αρμόδιο για τη διαχείριση της μεταφοράς δεδομένων από τις υψηλότερου επιπέδου λειτουργίες στα φυσικά μέσα. Εδρεύει εντός του επιπέδου κατάστασης συνδέσμων και επιτρέπει σε πολλαπλές συσκευές πελατών (αναφέρονται συνήθως ως σταθμοί) να μοιράζονται το κοινό μέσο μετάδοσης του αέρα μέσω ενός *carrier sense* πρωτόκολλου. Αυτό το πρωτόκολλο συντονίζει την πρόσβαση στο κοινό μέσο έτσι ώστε οι σταθμοί να μπορούν να μοιράζονται την ίδια συχνότητα και τον ίδιο χώρο στο ραδιοφάσμα. Οι λειτουργίες του MAC παρέχουν επίσης αξιόπιστη μετάδοση των δεδομένων πάνω από το αρκετά επιρρεπές, και σε μεγάλο βαθμό, σε σφάλματα ασύρματο μέσο. Για να γίνει πιο κατανοητό, θεωρούμε μια αίθουσα με ανθρώπους που λαμβάνουν μέρος στην ίδια συζήτηση. Κάθε άτομο μπορεί να ακούσει αν κάποιος μιλάει. Αυτό αντιπροσωπεύει μια ολοκληρωμένη τοπολογία bus όπου ο καθένας επικοινωνεί χρησιμοποιώντας την ίδια συχνότητα (φωνή) και τον ίδιο χώρο (την αίθουσα). Για να αποφύγουμε να μιλάνε ταυτόχρονα δύο άνθρωποι, όταν κάποιος θελήσει να πει κάτι, θα πρέπει να περιμένει μέχρι ένα άλλο άτομο σταματήσει να μιλάει. Αυτό το απλό πρωτόκολλο βεβαιώνει ότι μόνο ένα άτομο μιλάει σε δεδομένη χρονική στιγμή, προσφέροντας με αυτόν τον τρόπο μία διαμοιραζόμενη χρήση του κοινού μέσου επικοινωνίας.

Το 802.11 λειτουργεί με παρόμοιο τρόπο. Όταν ένας σταθμός θέλει να μεταδώσει δεδομένα, "ακούει" πρώτα το μέσο και αν είναι αδρανές (*idle*), δηλαδή δεν χρησιμοποιείται από κάποιον άλλον σταθμό, αρχίζει την μετάδοση των δεδομένων εξαρτώμενο από επιπρόσθετους κανόνες που ορίζει το πρότυπο. Αν το μέσο είναι απασχολημένο ο σταθμός αναβάλλει την μετάδοση. Αυτό το πρωτόκολλο αναφέρεται ως πολλαπλή πρόσβαση με ανίχνευση φέροντος (*carrier sense multiple access, CSMA*).

Το 802.11 ανταπεξέρχεται στον έλεγχο λαθών έχοντας σε κάθε σταθμό έλεγχο στα εισερχόμενα δεδομένα για αλλαγμένα bits. Αν ο σταθμός προορισμού δεν αντιληφθεί σφάλματα, στέλνει μια επιβεβαίωση πίσω στον σταθμό-πηγή. Σε αντίθετη περίπτωση, αν αντιληφθεί σφάλματα, το πρωτόκολλο data-link βεβαιώνει ότι ο σταθμός-πηγή θα ξαναστείλει το πακέτο. Λόγω καθυστερήσεων στην διάδοση, είναι πιθανό δύο ασύρματοι σταθμοί να ανιχνεύσουν ότι το μέσο δεν είναι απασχολημένο και να αρχίσουν και οι δύο να μεταδίδουν. Για να αποφύγει το

802.11 την πρόσκρουση αυτή, οι δύο σταθμοί σταματούν τη μετάδοση, περιμένουν για κάποιο χρονικό διάστημα και προσπαθούν ξανά.

### 3.7.1 Υπηρεσίες MAC στρώματος

Το MAC παρέχει εννέα λογικές υπηρεσίες: πιστοποίηση (*Authentication*), τερματισμός πιστοποίησης (*Deauthentication*), ένωση (*Association*), αποσύνδεση (*Disassociation*), επανασυσχέτιση (*Reassociation*), διανομή (*Distribution*), ολοκλήρωση (*Integration*), μυστικότητα (*Privacy*), και παράδοση στοιχείων (*MSDU Delivery*). Ένα AP χρησιμοποιεί και τις εννέα υπηρεσίες. Ένα τελικό σημείο χρησιμοποιεί την επικύρωση, το deauthentication, τη μυστικότητα, και την παράδοση στοιχείων. Κάθε υπηρεσία χρησιμοποιεί ένα σύνολο μηνυμάτων με τα στοιχεία πληροφοριών που αρμόζουν στις υπηρεσίες.

**Distribution:** Η υπηρεσία αυτή είναι απαραίτητη για την παράδοση ενός πλαισίου από το AP στον τελικό προορισμό του. Συνίσταται στον εντοπισμό του παραλήπτη, ώστε να γίνει εφικτή η τελική παράδοση του πλαισίου. Έτσι λαμβάνεται απόφαση αν ένα πλαίσιο πρέπει να σταλεί στο ίδιο BSS ή πρέπει να σταλεί στο DS προς παράδοση σε σταθμό συσχετιζόμενο με άλλο AP.

**Integration:** Η υπηρεσία αυτή παρέχεται από το σύστημα διανομής. Είναι υπεύθυνη για τη διασύνδεση του συστήματος διανομής DS σε ένα δίκτυο διαφορετικό του 802.11. Στην ουσία είναι υπεύθυνη για την μετάφραση των πλαισίων από τον ένα τύπο στον άλλο.

**MSDU Delivery:** Η παράδοση των πλαισίων MAC (*MAC Service Data Unit*) στον τελικό προορισμό τους.

**Association:** Απαραίτητη διαδικασία συσχετισμού ενός σταθμού με το AP, προκειμένου να είναι σε θέση να στείλει και να δεχτεί πλαίσια μέσω του ασυρμάτου δικτύου. Όταν ένας σταθμός είναι συσχετισμένος με ένα AP, δημιουργείται τότε μια λογική σχέση μεταξύ τους, ώστε το DS να γνωρίζει πού και πώς να παραδώσει δεδομένα σε έναν ασύρματο σταθμό.

**Reassociation:** Χρησιμοποιείται από τους κινητούς σταθμούς σε περίπτωση μετακίνησης από μία BSS σε μία άλλη. Είναι μέρος του μηχανισμού της διαπομπής.

**Disassociation:** Η διαδικασία αυτή αφαιρεί έναν σταθμό από το δίκτυο. Το MAC του 802.11 μπορεί να χειριστεί και σταθμούς που εγκαταλείπουν το δίκτυο χωρίς να κάνουν πρώτα disassociation.

**Authentication:** Αν απαιτείται από το διαχειριστή του δικτύου, πρέπει κάθε χρήστης να πιστοποιεί την ταυτότητά του πριν να προχωρήσει στη διαδικασία του association.

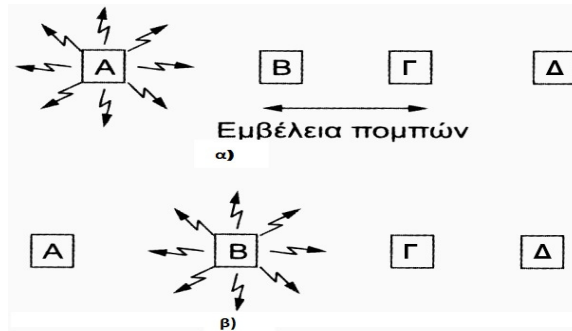
**Deauthentication:** Τερματισμός μιας ισχύουσας κατάστασης authentication. Τερματίζει επίσης και το association, εφόσον το authentication είναι προαπαιτούμενο αυτού.

**Privacy:** Λόγω του ασύρματου περιβάλλοντος μετάδοσης έχει οριστεί από το 802.11 μία προαιρετική υπηρεσία κρυπτογράφησης των δεδομένων που ονομάζεται WEP (*Wired Equivalent Privacy*) το οποίο είναι πολύ αδύναμη κρυπτογράφηση που εύκολα μπορεί να σπάσει κάποιος.

### 3.7.2 Αρχιτεκτονική στρώματος MAC

Στα ασύρματα δίκτυα δύο είναι τα βασικά προβλήματα που πρέπει να αντιμετωπιστούν:

- Το πρόβλημα κρυφού σταθμού
- Το πρόβλημα εκταθειμένου σταθμού



**Εικόνα 42 α) πρόβλημα κρυφού σταθμού β) πρόβλημα εκτεθειμένου σταθμού**

**Πρόβλημα κρυφού σταθμού:** Ο Α μεταδίδει στον Β. Αν ο Γ ανιχνεύσει το κανάλι, δεν θα ακούσει τον Α επειδή βρίσκεται εκτός εμβέλειας οπότε θα συμπεράνει λανθασμένα ότι μπορεί να μεταδώσει στον Β. Αν το κάνει, θα δημιουργήσει παρεμβολές στον Β εξαφανίζοντας το πλαίσιο από τον Α.

**Πρόβλημα εκτεθειμένου σταθμού:** Μεταδίδει ο Β στον Α. Αν ο Γ ανιχνεύσει το μέσο θα ακούσει μια μετάδοση σε εξέλιξη και θα συμπεράνει λανθασμένα ότι δεν μπορεί να στείλει στον Δ ενώ μια τέτοια μετάδοση θα οδηγούσε σε κακή λήψη μόνο μεταξύ του Β και Γ που όμως δεν βρίσκεται κανένας από τους επιθυμητούς παραλήπτες.

Τη λύση στα δύο αυτά προβλήματα προσφέρουν οι μηχανισμοί DCF και PCF που παρέχει το MAC επίπεδο για πρόσβαση στο μέσο.

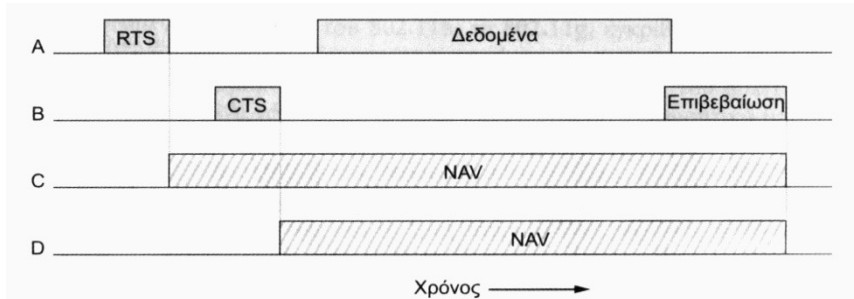
### **Κατανεμημένη Λειτουργία Συντονισμού DCF (Distributed Coordination Function)**

Αυτή η λειτουργία δεν εφαρμόζει κάποιο είδος κεντρικού ελέγχου και εφαρμόζει την μέθοδο της πολλαπλής πρόσβασης με ανίχνευση φέροντος για αποφυγή συγκρούσεων (CSMA/CA). Για να αποφευχθούν όσο το δυνατόν περισσότερο οι συγκρούσεις αντί για το μηχανισμό ανίχνευσης συγκρούσεων CD (Collision Detection) που χρησιμοποιείται στο 802.3 επιλέγηκε ο μηχανισμός αποφυγής συγκρούσεων CA (Collision Avoidance) επειδή ο δέκτης δεν μπορεί να αντιλαμβάνεται την κατάσταση του ασύρματου μέσου την χρονική στιγμή που μεταδίδει κάποια πληροφορία. Επομένως, το φαινόμενο της σύγκρουσης όταν δυο ή περισσότεροι σταθμοί μεταδίδουν την ίδια ακριβώς χρονική στιγμή, γίνεται αντιληπτό από τους σταθμούς εργασίας μόνο με τη μη παράδοση των πακέτων πληροφορίας. Το CSMA/CA υποστηρίζει δύο μεθόδους λειτουργίας.

Στην πρώτη μέθοδο, ο σταθμός που επιθυμεί να μεταδώσει ανιχνεύει το κανάλι (τόσο το φυσικό όσο και το εικονικό) και αν είναι αδρανές αρχίζει την μετάδοση. Καθώς μεταδίδει δεν ανιχνεύει το κανάλι, αλλά στέλνει ολόκληρο το πλαίσιο του, το οποίο μπορεί να καταστραφεί στον παραλήπτη λόγω παρεμβολών. Σε αντίθετη περίπτωση, αν είναι απασχολημένο το κανάλι, ο αποστολέας δεν μεταδίδει μέχρι το κανάλι να αδρανοποιηθεί. Αν συμβεί μια σύγκρουση, οι σταθμοί που συγκρούστηκαν αναμένουν ένα τυχαίο χρονικό διάστημα και ξαναδοκιμάζουν αργότερα.

Στην δεύτερη μέθοδο, το CSMA/CA βασίζεται στο πρωτόκολλο MACAW (multiple access with collision avoidance for wireless) και χρησιμοποιεί ανίχνευση εικονικού καναλιού. Ο μηχανισμός αυτός χρησιμοποιεί δύο μικρά πλαίσια ελέγχου (frames), το RTS (Ready To Send) και το CTS (Clear To Send). Το RTS πακέτο στέλνεται από το σταθμό που θέλει να εκπέμψει στον παραλήπτη ζητώντας του έτσι την άδεια να καταλάβει το κανάλι και ο παραλήπτης αν είναι διαθέσιμος απαντά με το πλαίσιο CTS, το οποίο μόλις ο αποστολέας του RTS το λάβει έχει τη δυνατότητα να αρχίσει την εκπομπή των δεδομένων του, ενεργοποιώντας

ταυτόχρονα ένα χρονόμετρο επιβεβαίωσης, χωρίς πιθανότητα σύγκρουσης καθώς οι υπόλοιποι κόμβοι, που άκουσαν το RTS ή το CTS, είναι ενήμεροι ότι το κανάλι είναι απασχολημένο και εισέρχονται σε κατάσταση αναμονής για κατάλληλο χρονικό διάστημα (*Network Allocation Vector-NAV*), το οποίο υπολογίζεται από τις πληροφορίες που μεταφέρουν τα πλαίσια ελέγχου. Με τη λήξη του διαστήματος αυτού, οι κόμβοι που έχουν πλαίσια για αποστολή ακολουθούν την ίδια διαδικασία για να καταλάβουν το κανάλι αλλά σε διαφορετικές χρονικές στιγμές ώστε να μειωθεί η πιθανότητα σύγκρουσης. Βέβαια, αν παρά ταύτα υπάρξει σύγκρουση μεταξύ δύο σταθμών, τίθενται σε κατάσταση αναμονής, περιμένοντας ένα τυχαίο χρονικό διάστημα, και προσπαθούν ξανά.



Εικόνα 43 Ανίχνευση εικονικού καναλιού με το CSMA/CA.

### **Σημειακή Λειτουργία Συντονισμού PCF (*Point Coordination Function*)**

Αυτή η μέθοδος είναι προαιρετική και χρησιμοποιεί τον σταθμό βάσης για τον έλεγχο όλων των δραστηριοτήτων του στην αντίστοιχη κυψέλη του δίνοντας του τον ρόλο του κεντρικού διαχειριστή (*Point Coordinator, PC*) γι' αυτό και αυτή η μέθοδος χρησιμοποιείται μόνο στα *Infrastructure* δίκτυα. Η ενεργοποίηση της λειτουργίας PCF γίνεται αυτόματα για συγκεκριμένα διαστήματα όταν το access point το θεωρεί αναγκαίο ώστε να αποφευχθούν συγκρούσεις για κάποιο χρονικό διάστημα.

Σκοπός του PCF είναι να προσφέρει πρόσβαση στο μέσο χωρίς ανταγωνισμό μεταξύ των σταθμών (*contention-free medium access*). Υλοποιείται χρησιμοποιώντας την υποδομή του αλγορίθμου DCF και προσθέτοντας την επιπλέον λειτουργικότητα. Η χρήση του συνεπάγεται τη δημιουργία χρονικών περιόδων χωρίς ανταγωνισμό (*contention-free periods*), ενώ κατά τον υπόλοιπο χρόνο η πρόσβαση ελέγχεται κανονικά από τον DCF (*contention periods*). Υπάρχει δυνατότητα καθορισμού της σχέσης των δύο παραπάνω χρονικών περιόδων ανάλογα με τη χρήση του δικτύου. Αυτές οι περίοδοι επαναλαμβάνονται διαδοχικά, ενώ η διάρκειά τους κάθε φορά ονομάζεται *contention-free repetition interval*.

Πιο συγκεκριμένα, το access point, στην αρχή κάθε τέτοιου διαστήματος, χωρίς ανταγωνισμό στέλνει ένα πλαίσιο συγχρονισμού (*beacon*) σε όλους τους κόμβους και έπειτα κάνει διαμερισμό του χρόνου σε θυρίδες και αναθέτει σε κάθε σταθμό μία θυρίδα κατά την οποία μόνο αυτός ο σταθμός μπορεί να εκπέμψει ή να λάβει δεδομένα. Η έναρξη κάθε θυρίδας σηματοδοτείται από την αποστολή ενός πλαισίου *Poll* από το access point στον κόμβο που ανήκει η τρέχουσα θυρίδα.

## **4 ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM)**

### **4.1 Γενικά**

Οι απαιτήσεις των σύγχρονων συστημάτων επικοινωνιών καθορίζονται από την ανάγκη για συνεχώς μεγαλύτερες ταχύτητες στις επικοινωνίες και παροχή περισσότερων υπηρεσιών. Έτσι, απαιτείται πλέον:



- Ευελιξία: μεταβαλλόμενο ρυθμό μετάδοσης, λειτουργία σε κάθε τύπο περιβάλλοντος, επεκτασιμότητα, συμβατότητα με υφιστάμενες δομές
- Ολοκληρωμένα προγραμματιζόμενα στοιχεία (τεχνολογία Software Radio)
- Αυξημένη Χωρητικότητα
- Μεταβαλλόμενη ποιότητα υπηρεσίας
- Ελάχιστη ισχύς εκπομπής
- Ελάχιστες απαιτήσεις εναρμόνισης

Η Ορθογωνική Πολυπλεξία με Διαίρεση Συχνότητας είναι μια τεχνική μετάδοσης που επιτρέπει τη μετάδοση των ψηφιακών δεδομένων σε περιβάλλοντα διάδοσης με πολλαπλές διαδρομές και εξάπλωση καθυστέρησης. Βασική ιδέα ήταν η δημιουργία ενός μεγάλου αριθμού παράλληλων στενής ζώνης υποφερόντων (subcarriers) αντί ενός και μόνο φέροντος για τη μετάδοση της πληροφορίας.

Στην OFDM τεχνική τα δεδομένα χωρίζονται και μοιράζονται σε έναν μεγάλο αριθμό υποκαναλιών μικρότερου εύρους ζώνης. Τα κανάλια αυτά χωρίζονται σε διαστήματα συχνότητας σχηματίζοντας το φάσμα του μεταδιδόμενου σήματος. Η απόσταση μεταξύ των συχνοτήτων που δίδονται στα κανάλια είναι τέτοια ώστε τα σήματα που στέλνονται να είναι ορθογώνια μεταξύ τους.

Η OFDM είναι η καταλληλότερη μέθοδος για μετάδοση υψηλού ρυθμού δεδομένων λόγω της μεγάλης ανοχής στη διασυμβολική παρεμβολή. Καθώς χρησιμοποιούνται συστήματα επικοινωνιών με ολόένα και μεγαλύτερες ταχύτητες μετάδοσης πληροφορίας, μειώνεται αναγκαστικά η διάρκεια μετάδοσης κάθε bit. Επειδή ο χρόνος καθυστέρησης λόγω της πολύοδης διάδοσης παραμένει σταθερός γίνεται αντιληπτό ότι η διασυμβολική παρεμβολή είναι ένας περιορισμός για τα συστήματα μετάδοσης υψηλού ρυθμού δεδομένων.

## 4.2 Η ιστορία της διαμόρφωσης OFDM

Η ανάπτυξη της τεχνικής OFDM ξεκίνησε στο τέλος της δεκαετίας του 1950. Ο πρώτος που ανέπτυξε το OFDM ήταν ο Chang το 1966 όταν και χρησιμοποίησε επικαλυπτόμενα ορθογωνικά σήματα για μετάδοση δεδομένων. Τη δεκαετία του 1960 η τεχνική OFDM χρησιμοποιήθηκε σε αρκετά στρατιωτικά προγράμματα τα οποία λειτουργούσαν σε ζώνες υψηλών συχνοτήτων. Το 1971 προτάθηκε από τον Weinstein η χρήση του Διακριτού μετασχηματισμού Fourier (Discrete Fourier Transform) και το 1985 ο Cimini πρότεινε το OFDM ως τη καταλληλότερη τεχνική για τις ασύρματες επικοινωνίες. Στη συνέχεια, κατά τη δεκαετία του 1980, μελετήθηκε για την αποδοτικότητά της σε modems υψηλών ταχυτήτων, σε ψηφιακές κινητές επικοινωνίες, καθώς και σε εγγραφές υψηλής πυκνότητας. Παρόλο που η ιδέα για τη διαμόρφωση OFDM ήταν γνωστή από το 1966, η έρευνα γύρω από το αντικείμενο έφτασε σε στάδιο ωριμότητας μόλις τη δεκαετία του 1990.

Φτάνοντας στη δεκαετία του 1990, η τεχνική OFDM καθιερώθηκε. Χρησιμοποιήθηκε για ευρείας ζώνης επικοινωνία πάνω από κινητά ραδιοφωνικά κανάλια FM, καθώς και σε τεχνολογίες όπως το ADSL, το VDSL (Very-high-speed Digital Subscriber Lines), τα συστήματα DAB (Digital Audio Broadcasting), η HDTV (High Definition Television).

Συνοπτικά η ιστορική εξέλιξη του OFDM ήταν η εξής:

- 1957: Kineplex multicarrier HF modem
- 1966: OFDM patent
- 1971: Χρήση FFT
- 1985: Το OFDM προτείνεται για κινητές επικοινωνίες
- 1987: Το OFDM προτείνεται για digital broadcasting
- 1995: ETSI DAB Standard
- 1997: ETSI DVB-T Standard
- 1998: Magic WAND project => OFDM for WLAN's
- 1999: IEEE 802.11a, HIPERLAN/2 standards

2000: OFDM for Fixed Wireless Access

Οι βασικές εφαρμογές του OFDM σήμερα είναι στα δίκτυα broadcasting (Digital Audio Broadcasting και Digital Video Broadcasting), στα τοπικά ασύρματα δίκτυα (WLAN και WPAN), ADSL, Powerline Communications και πολλαπλή πρόσβαση (OFDMA).

### 4.3 Ασύρματη OFDM: Το νέο τεχνολογικό κύμα

Τα συστήματα που απαρτίζουν το ασύρματο Internet λειτουργούν σε πολλά και διαφορετικά περιβάλλοντα. Κάποια λειτουργούν σε μεγάλες αποστάσεις (π.χ. GSM) ενώ κάποια άλλα όπως τα WLANs σε μικρές. Για να λειτουργήσουν σε αυτά τα διαφορετικά περιβάλλοντα τα ασύρματα συστήματα βασίζονται σε διαφορετικές σχεδιασμούς.

Έως τώρα τα συστήματα GSM βασίζονταν στην τεχνική TDMA απλού φορέα όπου η μετάδοση επιτυγχάνονταν με βάση τον επιμερισμό στο χρόνο. Αυτή η λογική υπήρξε αρκετά βολική για κυτταρική επικοινωνία στενής ζώνης. Σε ένα κυτταρικό σύστημα όμως, η απόδοση περιορίζεται σημαντικά από την παρεμβολή των γειτονικών κυττάρων. Για ένα σύστημα TDMA αυτό σημαίνει ότι μπορεί να λειτουργήσει αποδοτικά μόνο για κύτταρα με αρκετή απόσταση μεταξύ τους. Για το λόγο αυτό, οι γειτονικές κυψέλες πρέπει να χρησιμοποιούν διαφορετικές συχνότητες (χρήση τεχνικής frequency reuse). Ένας εναλλακτικός τρόπος διαμόρφωσης, για αυτήν την περίπτωση, είναι η CDMA (Code Division Multiple Access). Έτσι προέκυψε το δεύτερο τεχνολογικό κύμα με τη χρήση συστημάτων W-CDMA (Wireless Code Division Multiple Access).

Σε ένα περιβάλλον όμως ευρυεκπομπής όπου το σήμα μπορεί να ακολουθήσει πολλές διαδρομές και να συναντήσει πολλά εμπόδια και οι δυο παραπάνω τεχνολογίες δε λειτουργούν. Γι' αυτόν το λόγο και η τεχνική OFDM έγινε το νεότερο τεχνολογικό κύμα.

### 4.4 Εφαρμογές OFDM

Οι πιο σημαντικές ασύρματες εφαρμογές που χρησιμοποιούν διαμόρφωση OFDM είναι οι: Digital Audio Broadcasting (DAB), Digital Video Broadcasting (DVB), τα ασύρματα τοπικά δίκτυα (WLAN) που βασίζονται στα πρωτόκολλα IEEE802.11a/g/n και, πρόσφατα, οι ασύρματοι τοπικοί βρόγχοι (WLL ή WMAN). Παρακάτω θα αναφερθούμε περιληπτικά σε αυτές τις σημαντικές τεχνολογικές εφαρμογές. Πιο πάνω αναφέραμε κάποιες από τις εφαρμογές οι οποίες χρησιμοποιούν OFDM. Σε αυτή την ενότητα θα δούμε ποιες είναι αυτές και τι προσφέρει η κάθε μια.

#### **Συστήματα DAB:**

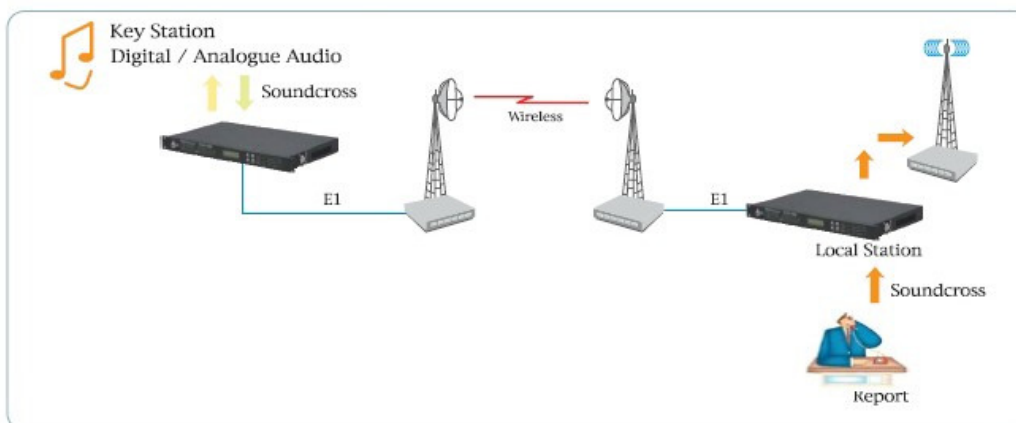
Το 1995 εφαρμόστηκε το OFDM για Digital Audio Broadcasting. Η τεχνολογία αυτή είναι με απλά λόγια το «ψηφιακό ραδιόφωνο» και εφαρμόζεται σε πολλούς ραδιοφωνικούς σταθμούς κυρίως στην Ευρώπη.

Πρωταρχικός στόχος για την ανάπτυξη αυτών των συστημάτων ήταν η αντικατάσταση των υπάρχοντων αναλογικών συστημάτων διαμόρφωσης πλάτους (amplitude modulation-AM) και φάσης (frequency modulation-FM). Ο σχεδιασμός τους έγινε για γήινες αλλά και για δορυφορικές ασύρματες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές. Αποτελούν μεγάλη τεχνολογική πρόκληση, καθώς προσφέρουν ποιότητα ήχου ανάλογη με αυτή των CD, πολύ καλύτερη δηλαδή, από αυτή της υπάρχουσας διαμόρφωσης FM αλλά και οποιασδήποτε άλλης αναλογικής διαμόρφωσης και χρησιμοποιεί έναν απλό δέκτη για λήψη τόσο ήχου όσο και δεδομένων στην οθόνη. Αυτό οφείλεται σε πολλούς λόγους, αλλά κυρίως στη ψηφιακή μετάδοση που επιτρέπει εφαρμογές αλγορίθμων συμπίεσης ήχου. Επίσης παρέχει υπηρεσίες πληροφοριών και text-based επιλογή προγραμμάτων. Τέλος αξιοποιεί στο μέγιστο το φάσμα των συχνοτήτων και μπορεί να υποστηρίξει και υπηρεσίες πολυμέσων (DMB).

Ένα βασικό πλεονέκτημα της τεχνολογίας DAB είναι η ικανότητα μιας απλής συχνότητας να μεταδίδει μέχρι και έξι στερεοφωνικές ή 12 μονοφωνικές υπηρεσίες. Η τεχνολογία DAB βασίζεται στη χρήση της OFDM-DQPSK (Differential Quadrature

Μελέτη των αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments) σε ασύρματο δίκτυο OFDM

Phase Shift Keying). Το βασικότερο πλεονέκτημα χρήσης της OFDM είναι η εγκαθίδρυση δικτύων απλής συχνότητας. Σε ένα τέτοιο δίκτυο πολλοί εκπομποί καταναμημένοι γεωγραφικά μπορούν να στέλνουν το ίδιο σήμα ταυτόχρονα. Μ' αυτόν τον τρόπο ο δέκτης λαμβάνει ένα άθροισμα σημάτων καθένα από τα οποία φτάνει με διαφορετική εξάπλωση καθυστέρησης (propagation delay). Στις παρακάτω εικόνες βλέπουμε πως ακριβώς γίνεται η μετάδοση του σήματος καθώς και ένα ψηφιακό δέκτη DAB.

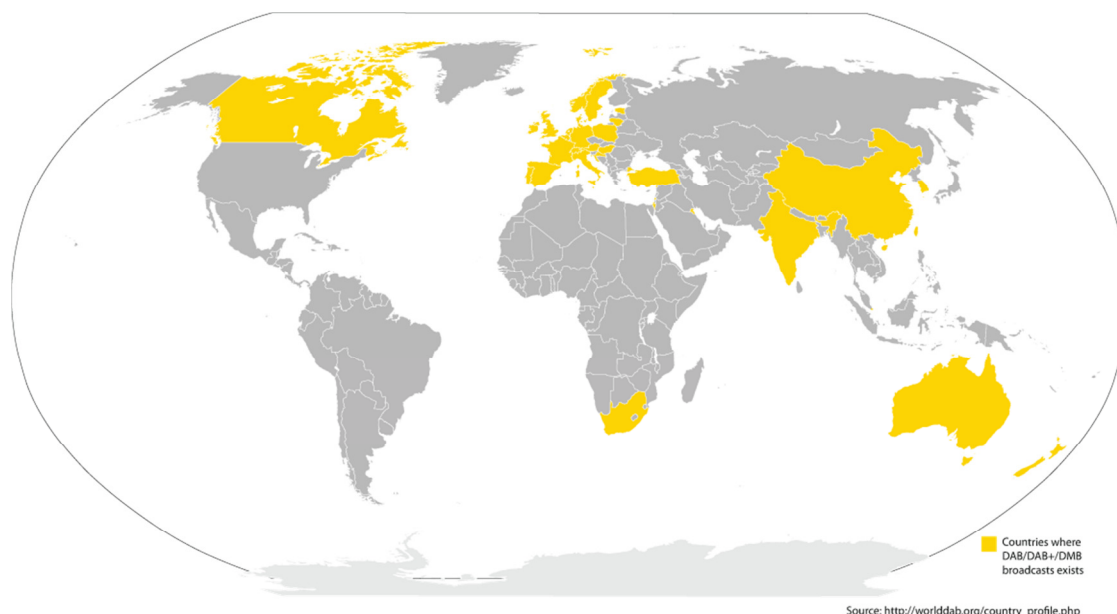


**Εικόνα 44** Μετάδοση σήματος Digital Audio Broadcasting.



**Εικόνα 45** Ψηφιακός δέκτης Digital Audio Broadcasting.

Για όλα αυτά τα πλεονεκτήματα η χρήση του DAB διευρύνεται όπως φαίνεται και στο χάρτη.



**Εικόνα 46 Χρήση DAB παγκοσμίως.**

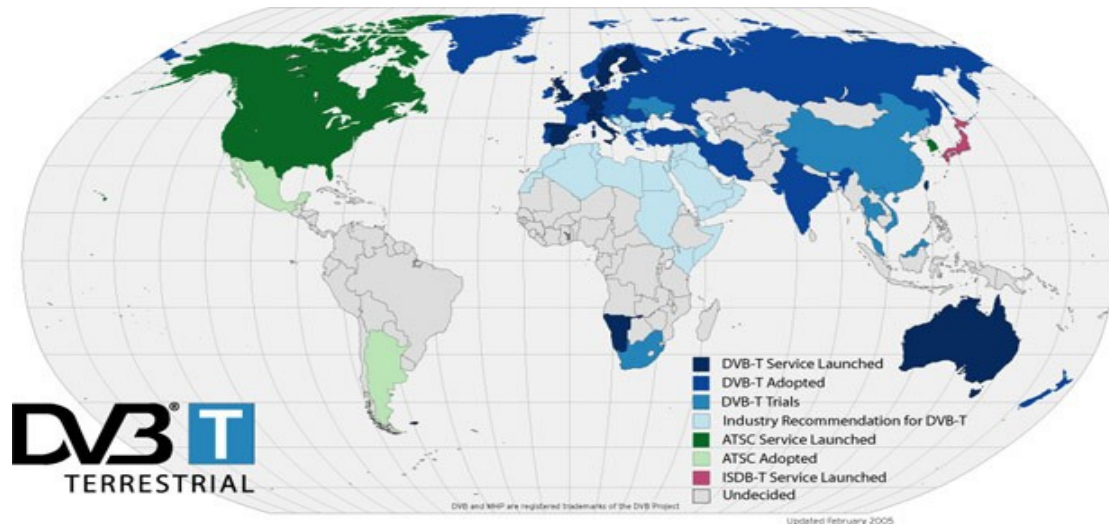
### **Συστήματα DVB:**

Τα συστήματα αυτά λειτουργούν στα πρότυπα των DAB με τη διαφορά ότι έχουμε εκπομπή ψηφιακού τηλεοπτικού σήματος. Η κωδικοποίηση εικόνας γίνεται με το πρότυπο MPEG-2 ενώ το σήμα OFDM διαμορφώνεται με QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

Το 1997 αναπτύχθηκε το Digital Video Broadcasting-T. Το OFDM κρίθηκε κατάλληλο για αυτή τη τεχνολογία καθώς απαιτείται υψηλός ρυθμός μετάδοσης, ανθεκτικότητα σε παρεμβολές στενής ζώνης και μικρός αριθμός σφαλμάτων. Το DVB-T απαιτεί συνύπαρξη με αναλογική τηλεόραση (NTSC, PAL, SECAM). Το DVB-T αποτελεί κατά κάποιο τρόπο εξέλιξη του DAB καθώς χρησιμοποιεί υψηλότερο ρυθμό μετάδοσης για τη μετάδοση εικόνας. Χρησιμοποιείται ευρέως σήμερα σε αποστολή και λήψη επίγειων σημάτων (DVB-T). Παρακάτω βλέπουμε έναν τυπικό ψηφιακό δέκτη επίγειου σήματος και επίσης τη χρήση του DVB-T παγκοσμίως.



**Εικόνα 47 Ψηφιακός δέκτης Digital video broadcasting.**



**Εικόνα 48 Χρήση του DVB-T παγκοσμίως.**

#### **ADSL:**

Ακόμη μια εφαρμογή του OFDM είναι στην ευρέως διαδεδομένη τεχνολογία μετάδοσης δεδομένων ADSL. Το Asymmetric Digital Subscriber Line (Ασύμμετρη Ψηφιακή Συνδρομητική Γραμμή) ή ADSL είναι μια μορφή DSL, δηλαδή μια τεχνολογία μετάδοσης δεδομένων που λειτουργεί πάνω σε παραδοσιακή τηλεφωνική γραμμή αλλά πετυχαίνει υψηλότερους ρυθμούς μεταφοράς από τα παραδοσιακά modem.

Το απλό χάλκινο καλώδιο (γνωστό και ως τοπικός βρόχος, local loop ή last mile) που συνδέει σχεδόν κάθε σπίτι με το τοπικό τηλεφωνικό κέντρο, έχει πολύ περισσότερες δυνατότητες από την υποστήριξη της απλής τηλεφωνίας. Έτσι με χρήση ανώτερου τμήματος του εύρους ζώνης του βρόχου, εκείνου το οποίο μένει αναξιοποίητο από την κλασική τηλεφωνία (PSTN ή ISDN), επιτυγχάνονται υψηλές ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων. Το γεγονός αυτό προσφέρει κι ένα ακόμη πλεονέκτημα: η παραδοσιακή τηλεφωνία και η μετάδοση δεδομένων μπορούν να λειτουργούν ταυτόχρονα και ανεξάρτητα η μία από την άλλη, εφόσον χρησιμοποιούν διαφορετικό φάσμα συχνοτήτων στην τηλεφωνική γραμμή. Ωστόσο οι συχνότητες που χρησιμοποιεί το ADSL εξασθενούν συντομότερα από αυτές της τηλεφωνίας, με αποτέλεσμα να μπορεί να λειτουργήσει σε αποστάσεις έως 5 Χλμ. από το τηλεφωνικό κέντρο. Επιπλέον, όσο μεγαλώνει η απόσταση από το τηλεφωνικό κέντρο τόσο μειώνεται η ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων που μπορεί να επιτευχθεί από το ADSL.

Χαρακτηριστικό του ADSL είναι το ότι οι ταχύτητες λήψης και αποστολής δεδομένων διαφέρουν - σε αυτό οφείλει και τη λέξη «ασύμμετρη» στο όνομά του. Για παράδειγμα, μια τυπική ταχύτητα για ADSL στην Ελλάδα είναι η 1024/256 Kbps, ενώ η μέγιστη ταχύτητα που μπορεί να επιτύχει είναι τα 24/1 Mbps. Ένα επιπλέον χαρακτηριστικό είναι ότι η σύνδεση ADSL είναι μόνιμη και διαθέσιμη ανά πάσα στιγμή (always-on). Δηλαδή δεν απαιτείται σύνδεση και αποσύνδεση από το δίκτυο όπως συμβαίνει με τις τηλεφωνικές κλήσεις.

Η ADSL τεχνολογία παρέχει:

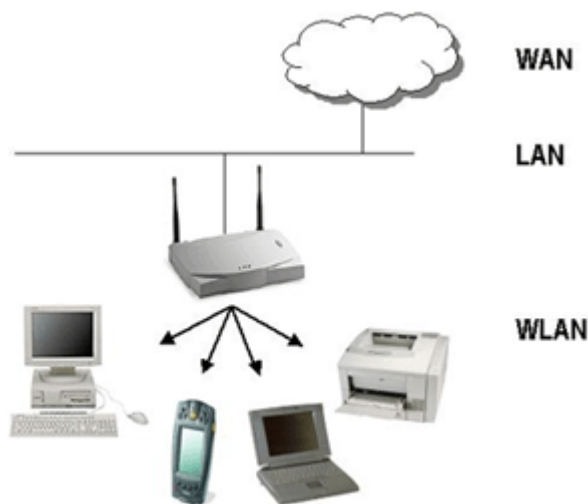
- Υψηλές ταχύτητες Ίντερνετ
- Υπηρεσίες τηλεφωνίας
- Online υπηρεσίες
- Υπηρεσίες Video-on-demand
- Μεταφορά τηλεοπτικού σήματος
- Υπηρεσίες διαδραστικής ψυχαγωγίας
- 

#### **Συστήματα WLAN:**

Έπειτα το OFDM χρησιμοποιείται και στα γνωστά ασύρματα τοπικά δίκτυα. Ένα ασύρματο τοπικό δίκτυο (WLAN) συνδέει δύο ή περισσότερες συσκευές που χρησιμοποιούν ορισμένες ασύρματες μεθόδους διανομής και συνήθως παρέχει μια σύνδεση μέσω ενός σημείου πρόσβασης (router) στο ευρύτερο Διαδίκτυο. Αυτό δίνει στους χρήστες την δυνατότητα να μετακινούνται εντός μιας περιοχής κάλυψης και να εξακολουθούν να είναι συνδεδεμένοι στο δίκτυο. Τα Wireless LANs έχουν γίνει δημοφιλή στο σπίτι λόγω της ευκολίας της εγκατάστασης, καθώς και της αυξανόμενης δημοτικότητας των φορητών υπολογιστών.

Δημόσιες επιχειρήσεις, όπως καφετέριες και εμπορικά κέντρα έχουν αρχίσει να προσφέρουν ασύρματη πρόσβαση στους πελάτες τους. Μερικές φορές κιάλας δωρεάν. Μεγάλα έργα ασύρματου δικτύου έχουν γίνει σε πολλές μεγάλες πόλεις: Για παράδειγμα στη Νέα Υόρκη, έχει ξεκινήσει ένα πιλοτικό πρόγραμμα για να καλύψει και τους πέντε δήμους της πόλης με ασύρματη πρόσβαση στο Internet. Το Ινστιτούτο Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών, IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), γνωστό για την ανάπτυξη των προτύπων στους υπολογιστές και στην ηλεκτρονική βιομηχανία, ανέπτυξε τη σειρά προδιαγραφών 802.11 για τα ασύρματα τοπικά δίκτυα (Wireless LANs).

Η προτυποποίηση συστημάτων WLAN συντελείται ταυτόχρονα σε Ιαπωνία (πρότυπο HisWANA) Ευρώπη (πρότυπο HIPERLAN/2) και Αμερική (πρότυπο 802.11a/g/n). Και τα τρία αυτά πρότυπα έχουν παρόμοιο φυσικό επίπεδο το οποίο βασίζεται στη διαμόρφωση OFDM. Οι χρησιμοποιούμενοι αστερισμοί κυμαίνονται από BPSK (Binary Phase Shift Keying) μέχρι και 64-QAM. Σε συνδυασμό με τον κατάλληλο κώδικα διόρθωσης σφαλμάτων ο ρυθμός μετάδοσης μπορεί να φτάσει μέχρι και τα 5 GHz ανάλογα με το περιβάλλον του καναλιού.



Εικόνα 49 Συσκευές συνδεδεμένες σε δίκτυο WLAN.

#### Συστήματα WLL (ή WMAN):

Προσφέρουν μεγάλες ταχύτητες πρόσβασης στο Internet και υπηρεσίες ήχου και εικόνας (multimedia) σε σταθερούς χρήστες. Αποτελεί τεχνολογία ανταγωνιστική της VDSL και των καλωδιακών modem. Ζώνες συχνοτήτων για τη λειτουργία αυτών των συστημάτων έχουν κρατηθεί σε Ευρώπη (στην περιοχή των 3.5 GHz) και Αμερική (στην περιοχή των 2.4 GHz). Μέχρι τώρα, η παραγωγή του απαιτούμενου εξοπλισμού είναι μικρή και το κόστος μεγάλο. Η προτυποποίηση των συστημάτων οδήγησε στην ανάγκη για δημιουργία πολλαπλών φυσικών επιπέδων. Έτσι έχει προσωποποιηθεί ένα φυσικό επίπεδο για ζώνες συχνοτήτων ανάμεσα στα 2 και 11 GHz και ένα για ζώνες άνω των 11 GHz. Για το λόγο αυτό, γίνονται προσπάθειες για τη σχεδίαση συστημάτων συμβατών και με τα δυο πρότυπα.

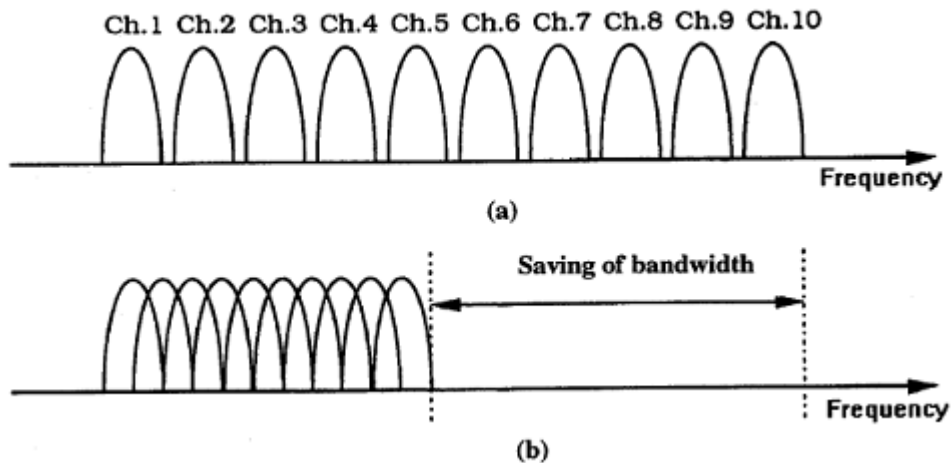
#### 4.5 Η λογική της διαμόρφωσης OFDM

Η OFDM αποτελεί τεχνική μετάδοσης με την οποία ένας συρμός πληροφορίας μεταδίδεται με χρήση πολλαπλών υποφερουσών. Αξίζει, βέβαια, να σημειωθεί ότι η OFDM μπορεί να θεωρηθεί τόσο τεχνική διαμόρφωσης όσο και τεχνική πολύπλεξης. Ένας από τους βασικούς λόγους χρήσης της OFDM είναι η αντιμετώπιση των δυο βασικών προβλημάτων που χαρακτηρίζουν τα ασύρματα κανάλια της παρεμβολής και του fading.

Σε ένα σύστημα απλού φορέα, μια απλή πολυόδευση ή παρεμβολή μπορεί να οδηγήσει σε ολική κατάρρευση του συστήματος. Αντίθετα, όταν έχουμε σύστημα πολλών φορέων μόνο ένα μικρό ποσοστό από αυτούς θα επηρεαστεί από παρεμβολές ή από πολυόδευση. Τα σφάλματα που προκύπτουν μπορούν να αντιμετωπιστούν από κώδικες ανίχνευσης και διόρθωσης.

Σε ένα κλασικό σύστημα πολύπλεξης συχνότητας, η συνολική ζώνη συχνοτήτων χωρίζεται σε  $N$  μη αλληλοκαλυπτόμενα υποκανάλια συχνοτήτων. Σε κάθε υποκάνάλι μεταδίδεται ένα διαφορετικό σήμα. Έτσι αποφεύγεται η επικάλυψη των καναλιών και η μειώνεται η αλληλοπαρεμβολή.

Ωστόσο για το διαχωρισμό των υποκαναλιών απαιτούνται φίλτρα και ζώνες ασφαλείας μεταξύ των υποκαναλιών. Για να αντιμετωπιστεί η μη αποδοτικότητα αυτής της ιδέας στα μέσα της δεκαετίας του 1960 προτάθηκε η διαμόρφωση FDM με αλληλοκαλυπτόμενα υποκανάλια. Σύμφωνα με αυτή κάθε κανάλι έχει ένα ρυθμό μετάδοσης  $b$  και απέχει από το επόμενο κατά  $b$  στη συχνότητα. Με τον τρόπο αυτό αυξάνεται η φασματική απόδοση του συστήματος.



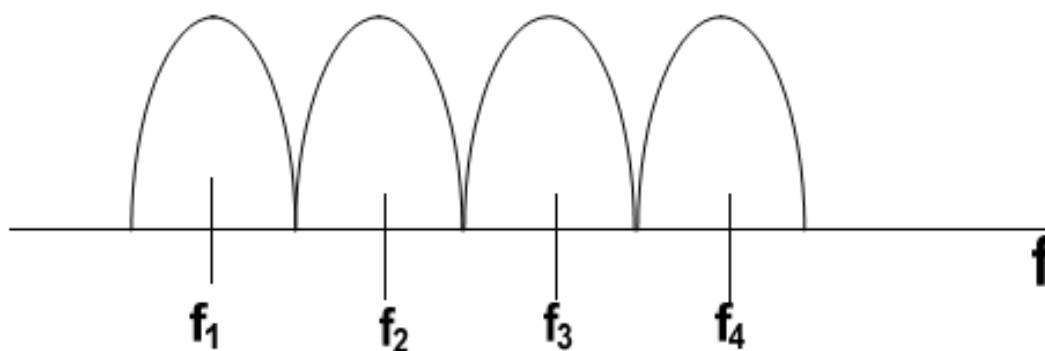
**Εικόνα 50 Η ιδέα της διαμόρφωσης OFDM (α) συμβατική τεχνική (β) τεχνική με επικαλυπτόμενες αλλά ορθογώνιες υποφέρουσες.**

Στο παραπάνω σχήμα παρουσιάζεται η διαφορά ανάμεσα στην κλασική μη επικαλυπτόμενη τεχνική και στην τεχνική επικαλυπτόμενων υποφερουσών με διαμόρφωση. Βλέπουμε ότι υιοθετώντας τη δεύτερη τεχνική, μπορούμε να κερδίσουμε έως και 50% σε εύρος ζώνης. Βέβαια, προκειμένου να μειώσουμε τη διακαναλική παρεμβολή (Inter-Channel Interference) χρειαζόμαστε ορθογωνιότητα ανάμεσα στις διαμορφωμένες υποφέρουσες. Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, για να μειωθεί η παρεμβολή οι υποφέρουσες θα πρέπει να ακολουθούν μαθηματική ορθογωνιότητα. Αυτό το προσφέρει η τεχνική διαμόρφωσης OFDM.

Η βασική ιδέα της OFDM είναι η εξής:

Χωρίζουμε το διαθέσιμο φάσμα στο οποίο μεταδίδονται τα δεδομένα σε έναν αριθμό περιοχών και μεταδίδουμε γύρω από κάθε υποφέρουσα.

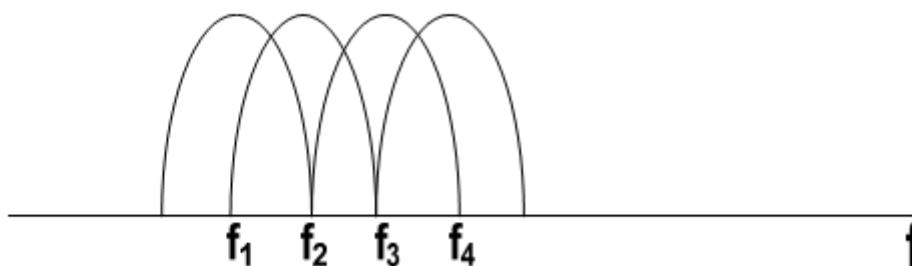




**Εικόνα 51 Φάσμα τεσσάρων μη επικαλυπτόμενων καναλιών.**

Η μετάδοση γίνεται ταυτόχρονα, ενώ ο ρυθμός μετάδοσης πάνω από κάθε υποφέρουσα είναι χαμηλότερος σε σχέση με τον αρχικό. Δεδομένου ότι η μετάδοση σε κάθε περιοχή γίνεται πιο αργά, μειώνεται η διασυμβολική παρεμβολή που προκαλείται από το φαινόμενο της πολυόδευσης. Η διασυμβολική παρεμβολή μπορεί να εξουδετερωθεί εντελώς αν εισάγουμε ένα χρονικό διάστημα “φύλαξης” (guard time) σε κάθε σύμβολο OFDM.

Από την άλλη για την υλοποίηση του συστήματος, χρειάζονται φίλτρα και αποστάσεις ασφαλείας στο φάσμα (ζώνες φύλαξης-guard bands). Η υλοποίηση οδηγεί σε απώλεια μέρους του διαθέσιμου φάσματος. Προκειμένου λοιπόν να εκμεταλλευτούμε καλύτερα το διαθέσιμο φάσμα μειώνουμε την απόσταση μεταξύ των υποφερουσών όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Τότε, οι φασματικές περιοχές (κανάλια) επικαλύπτονται και μπορούμε να μεταδώσουμε με μεγαλύτερο ρυθμό για δεδομένο εύρος ζώνης. Εμφανίζεται δηλαδή, διακαναλική παρεμβολή.



**Εικόνα 52 Η βασική ιδέα της OFDM. Φάσμα τεσσάρων.**

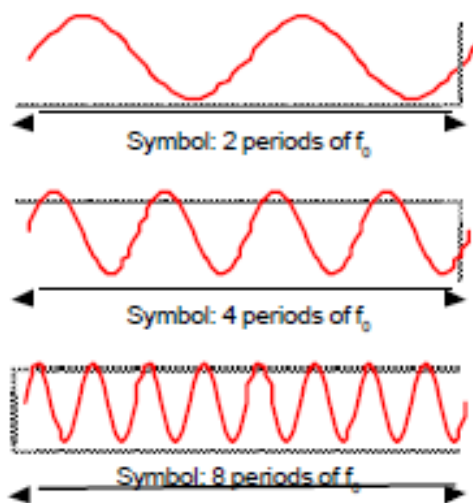
Στο διάστημα “φύλαξης” το σύμβολο OFDM επεκτείνεται κυκλικά προς αποφυγή της διακαναλικής παρεμβολής. Προκειμένου να επιτύχουμε διακαναλική παρεμβολή ίση με μηδέν κάνουμε χρήση ορθογώνιων συναρτήσεων. Όσον αφορά, στον σχεδιασμό ενός συστήματος OFDM πρέπει να μελετήσουμε προσεκτικά έναν αριθμό από παραμέτρους όπως: το χρόνο φύλαξης, τη διάρκεια του συμβόλου, τις αποστάσεις ανάμεσα στις υποφέρουσες, τον τύπο της διαμόρφωσης αλλά και του κώδικα διόρθωσης σφαλμάτων που θα χρησιμοποιήσουμε. Η επιλογή των παραμέτρων εξαρτάται από τις απαιτήσεις του συστήματος και από φυσικές παραμέτρους. Έτσι, το διαθέσιμο εύρος ζώνης, ο απαιτούμενος ρυθμός μετάδοσης, αλλά και η ταχύτητα Doppler, αποτελούν βασικά κριτήρια σχεδίασης.

#### **4.6 Ορθογωνιότητα**

Όπως προαναφέρθηκε τα σήματα που στέλνονται στη τεχνική OFDM πρέπει να είναι ορθογώνια. Αυτό σημαίνει ότι τα σήματα πρέπει να είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους και να παραλαμβάνονται από το δέκτη χωρίς παρεμβολές μεταξύ τους.



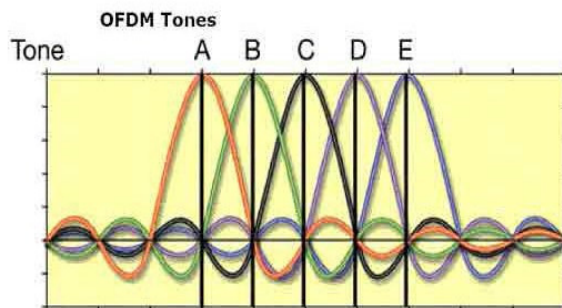
Η ορθογωνιότητα είναι απαραίτητη ώστε να μην υπάρχει «μίξη» μεταξύ των σημάτων και συνεπώς μείωση της ποιότητας της ζεύξης. Ένας τρόπος να είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους τα σήματα είναι η τεχνική TDM αφού σε κάθε χρονική στιγμή έχουμε μετάδοση από μόνο μια πηγή. Ωστόσο στην τεχνική FDM έχουμε εκπομπή σήματος από όλες τις διαθέσιμες πηγές καθ' όλη τη χρονική διάρκεια και φυσικά διατηρείται η ορθογωνιότητα μεταξύ των σημάτων. Στην OFDM επιτυγχάνεται, με τη χρήση των subcarriers, η διατήρηση της ορθογωνιότητας και παράλληλα η μεγαλύτερη δυνατή εκμετάλλευση του φάσματος, με την τοποθέτηση τους στη μικρότερη δυνατή απόσταση μεταξύ τους στο φάσμα των συχνοτήτων. Φυσικά για να επιτευχθεί αυτό είναι απαραίτητες δυο προϋποθέσεις: **Πεδίο χρόνου:** Κάθε subcarrier να έχει ακέραιο αριθμό περιόδων στη διάρκεια του OFDM συμβόλου  $T_s$  και ο αριθμός των γειτονικών subcarriers να διαφέρει κατά ένα.



**Εικόνα 53** Ακέραιος αριθμός περιόδων στη διάρκεια συμβόλου.

Ένα OFDM σύμβολο αποτελείται από ένα σύνολο ημιτόνων καθένα από τα οποία αντιστοιχεί σε κάθε subcarrier και η συχνότητα του είναι ακέραια του αντιστρόφου της διάρκειας του OFDM συμβόλου ( $f_n = n/T_s$ ) ώστε να επιτευχθεί η πρώτη προϋπόθεση. Έτσι βλέπουμε και στην παραπάνω εικόνα τρία τυχαία subcarriers στο πεδίο του χρόνου να έχουν ακέραιο αριθμό περιόδων στη διάρκεια  $T_s$ .

**Πεδίο συχνοτήτων:** Το μέγιστο στο φάσμα του κάθε subcarrier να συμπίπτει με τα φασματικά μηδενικά των υπολοίπων, όπως φαίνεται στην εικόνα που ακολουθεί.



**Εικόνα 54** Απεικόνιση πέντε φερόντων στο πεδίο της συχνότητας πολυπλεγμένων με την τεχνική OFDM.

Αυτό που παρατηρούμε στην εικόνα είναι ότι τα πέντε φέροντα παρουσιάζουν μέγιστο στις θέσεις μηδενισμού των υπολοίπων στο πεδίο της συχνότητας. Το φάσμα ενός συμβόλου είναι η συνέλιξη Dirac παλμών

τοποθετημένων στις θέσεις  $f_n$  με το φάσμα ενός τετραγωνικού παλμού. Το φάσμα τετραγωνικού παλμού είναι η συνάρτηση  $\text{sinc}(nfT_s)$ , που είναι μηδενική στις συχνότητες  $f_n$ , γεγονός που εξηγεί την εμφάνιση του μεγίστου κάθε φάσματος στις θέσεις μηδενισμού όλων των υπολοίπων.

Προϋποθετούμενη ελάχιστη απόσταση συχνότητας για την ορθογωνιότητα δυο σημάτων:

όταν η διαφορά φάσης μεταξύ δύο σημάτων δεν είναι γνωστή τότε η ελάχιστη απόσταση μεταξύ τους συχνότητα είναι  $1/T$  ενώ όταν η διαφορά φάσης μεταξύ δύο σημάτων είναι μηδέν, τότε η ελάχιστη απόσταση μεταξύ τους συχνότητα είναι  $1/2T$ .

#### 4.7 Σήμα OFDM

Στη γενική μορφή του το σήμα OFDM μπορεί να εκφραστεί σαν ένα σύνολο από διαμορφωμένες φέρουσες που μεταδίδονται παράλληλα:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( \sum_{k=0}^{N-1} C_{k,n} g_k(t - nT_s) \right)$$

με

$$g_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & t \in [0, T_s) \\ 0 & \text{αλλού} \end{cases}$$

και

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}, k = 0, \dots, N-1$$

Όπου  $C_{k,n}$  είναι το σύμβολο που μεταδίδεται στη  $k$ -οστή υποφέρουσα κατά τη  $n$ -οστή περίοδο συμβόλου ( $T_s$ ),  $N$  είναι το πλήθος των φερουσών,  $f_k$  είναι συχνότητα της  $k$ -οστής υποφέρουσας και  $f_0$  η χαμηλότερη συχνότητα που χρησιμοποιείται. Ορίζουμε σαν  $n$ -οστό frame το σύμβολο που μεταδίδεται στο  $n$ -οστό διάστημα σηματοδότησης  $n * T_s$  και το συμβολίζουμε σαν  $F_n(t)$ . Αντικαθιστώντας με  $F_n(t)$  στην πρώτη εξίσωση παραπάνω τον παράγοντα που αντιστοιχεί στο  $n$ -οστό OFDM frame, η σχέση γίνεται:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n(t)$$

και συνεπώς, το  $F_n(t)$  αντιστοιχεί στο σύνολο συμβόλων,  $C_{k,n}$  για  $k=0, \dots, N-1$  καθένα από το οποία αντιστοιχεί στην υποφέρουσα  $f_k$ .

Η αποδιαμόρφωση βασίζεται στην ορθογωνιότητα των φερουσών  $g_k(t)$  δηλαδή:

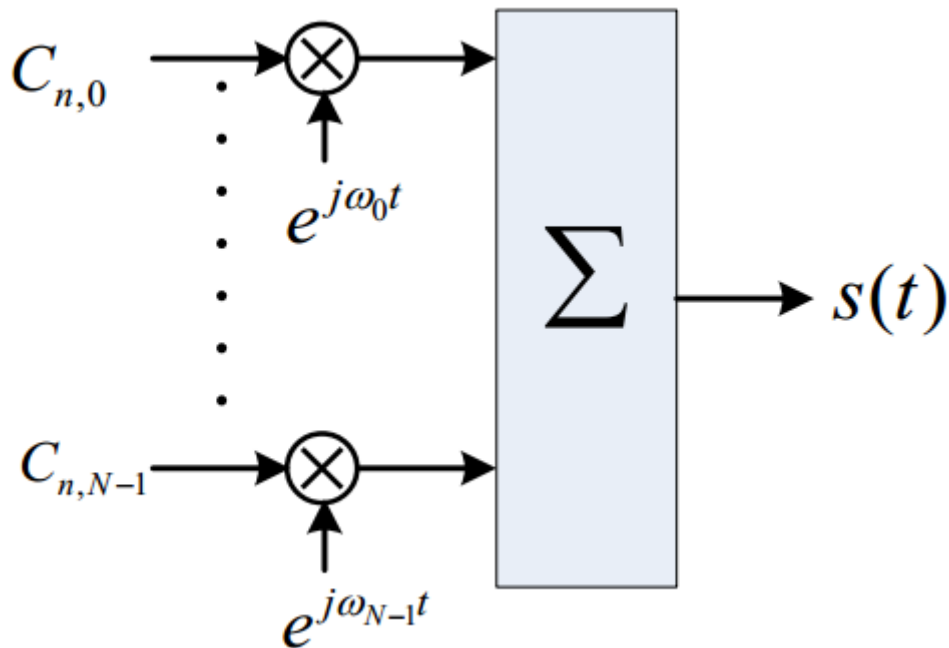
$$\int_R g_k(t) g^*(t) dt = T_s \times \delta(k-1)$$

οπότε η αποδιαμόρφωση θα εκφράζεται από τη σχέση:

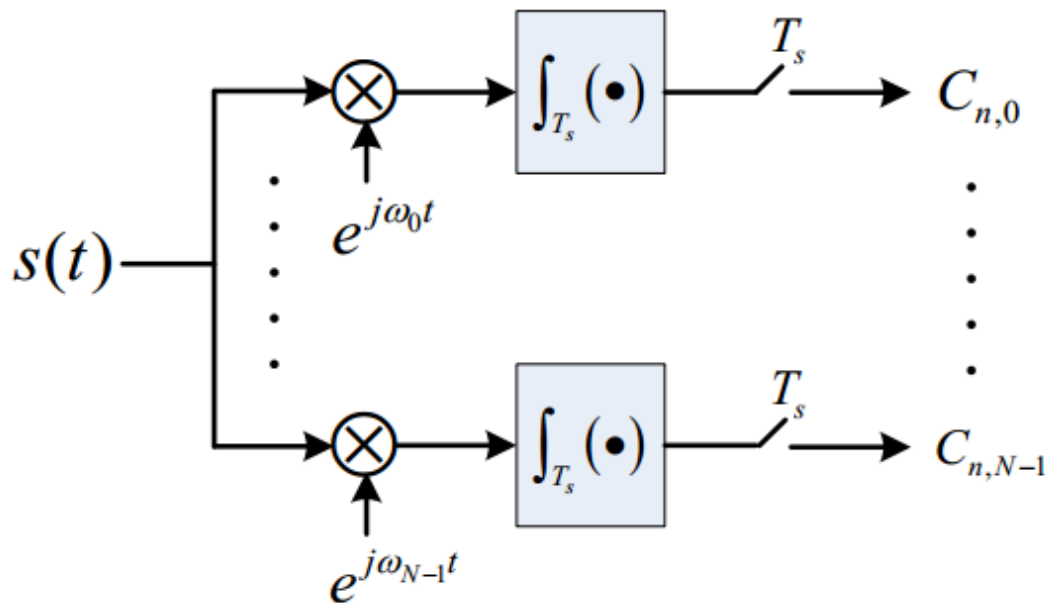
$$C_{k,n} = \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} s(t) g_k^*(t) dt$$

Τα μπλοκ διαγράμματα του διαμορφωτή και του αποδιαμορφωτή φαίνονται στα σχήματα που ακολουθούν. Για λόγους απλότητας παραλείπονται τα στοιχεία που

είναι σχετικά με τη μετάδοση.



**Εικόνα 55 Διαμορφωτής (OFDM).**



**Εικόνα 56 Αποδιαμορφωτής (OFDM).**

Παρατηρούμε ότι και στη διαμόρφωση, και στην αποδιαμόρφωση, απαιτείται μεγάλος αριθμός ( $N$ ) από πανομοιότυπα blocks, πράγμα που καθιστά σχετικά ασύμφορη την υλοποίηση των παραπάνω διατάξεων. Το πρόβλημα αντιμετωπίζεται επιτυχώς κάνοντας χρήση των ιδιοτήτων φιλτραρίσματος του DFT. Δειγματοληπώντας το χαμηλής συχνότητας σήμα με ρυθμό  $N/T_s$ , το σήμα OFDM μπορεί να εκφραστεί ως:

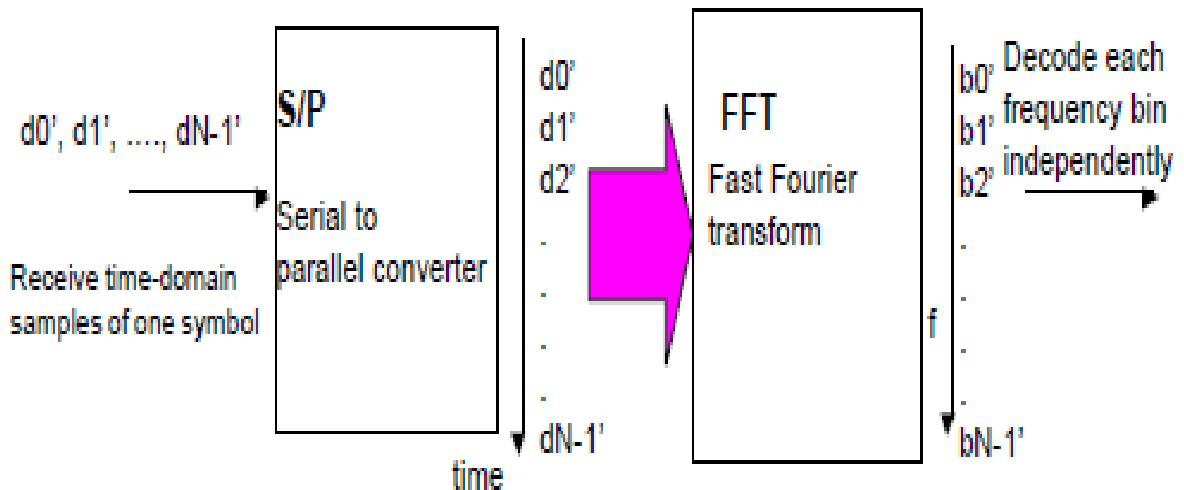
$$F_n(m) = \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} g_k(t - nT_s) \Big|_{t = \left(n + \frac{M}{N}\right)T_s}, m = 0 \dots N-1$$

το οποίο ισοδυναμεί με:

$$F_n(m) = e^{j2\pi f_0 T_s \frac{m}{M}} \left( \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi k \frac{m}{N}} \right) \\ = N \times IDFT \{ C_{k,n} \}.$$

#### 4.8 Ευθύς μετασχηματισμός Fourier

Μετά τη προσθήκη του cyclic prefix το σήμα εκπέμπεται και φτάνει στο δέκτη. Εκεί αφού αφαιρεθεί το κυκλικό πρόθεμα το σήμα περνάει στο στάδιο του ευθύ μετασχηματισμού Fourier. Πριν φυσικά από τη διαδικασία FFT το σήμα μετατρέπεται και πάλι από σειριακή σε παράλληλη μορφή.



Εικόνα 57 Ευθύς μετασχηματισμός Fourier.

Όπως φαίνεται και στην εικόνα ο FFT λαμβάνει ένα αριθμό μιγαδικών σημείων και το καθένα από αυτά αντιστοιχεί σε ένα subcarrier. Η διαδικασία που ακολουθείται είναι η ακριβώς αντίστροφη από αυτή που γίνεται στο IFFT στο πομπό, δηλ. μετατρέπεται το σήμα από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο των συχνοτήτων. Έπειτα ακολουθεί η διαδικασία της αποδιαμόρφωσης όπως εξηγήθηκε και παραπάνω στη διαδικασία της διαμόρφωσης στο πομπό. Το κάθε subcarrier αντιστοιχείται σε ένα μιγαδικό σημείο. Ανάλογα με τη διαμόρφωση που χρησιμοποιείται, το κάθε σημείο αντιστοιχεί σε ένα σύμβολο και επομένως σε μια σειρά bits. Στη συνέχεια γίνεται εκτίμηση του μιγαδικού σημείου που λαμβάνεται και αντιστοιχίζεται με το πιο κοντινό σημείο του αστερισμού που χρησιμοποιείται. Έπειτα, μετά την αποδιαμόρφωση, το σήμα μετατρέπεται και πάλι σε σειριακή μορφή. Με τον όρο αποδιαμόρφωση εννοούμε την επανένωση των συμβόλων του κάθε subcarrier και την δημιουργία και πάλι του αρχικού OFDM συμβόλου

#### 4.9 Παραγωγή των φερουσών με τη χρήση του IFFT

Το σήμα OFDM αποτελείται από ένα άθροισμα υποκαναλιών, τα οποία έχουν διαμορφωθεί βάσει κάποιας τεχνικής, όπως είναι η Phase Shift Keying (PSK), ή η Quadrature Amplitude Modulation (QAM). Αν λοιπόν  $d_i$  είναι τα μιγαδικά QAM σύμβολα,  $N_s$  ο αριθμός των υποκαναλιών,  $T$  η διάρκεια ενός συμβόλου και  $f_c$  η συχνότητα της φέρουσας μετάδοσης, τότε ένα σύμβολο OFDM που αρχίζει σε χρόνο  $t = t_s$  μπορεί να περιγραφεί ως εξής:

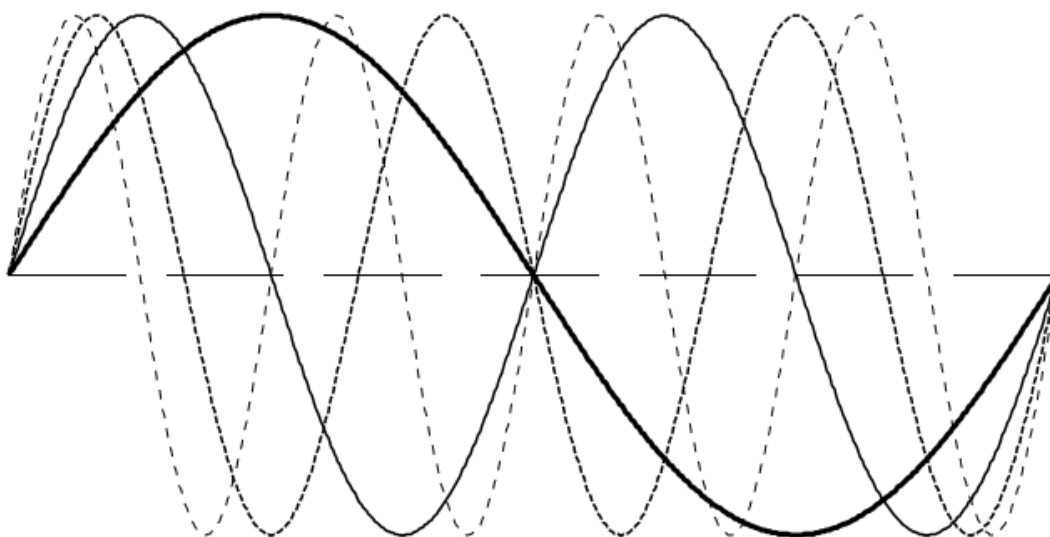
$$s(t) = \begin{cases} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi(f_c - \frac{i+0.5}{T})(t-t_s)) \right\}, & t_s \leq t \leq t_s + T \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

Συχνά για την απεικόνιση ενός συμβόλου OFDM, μπορεί να συναντήσουμε την εξίσωση με κάπως διαφορετική μορφή:

$$s(t) = \begin{cases} s(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)), & t_s \leq t \leq t_s + T \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

Με την αναπαράσταση αυτή τα δύο μέρη του σήματος OFDM πρέπει να πολλαπλασιαστούν με το συνημίτονο και το ημίτονο της συχνότητας του φορέα για να παραχθεί το σήμα OFDM.

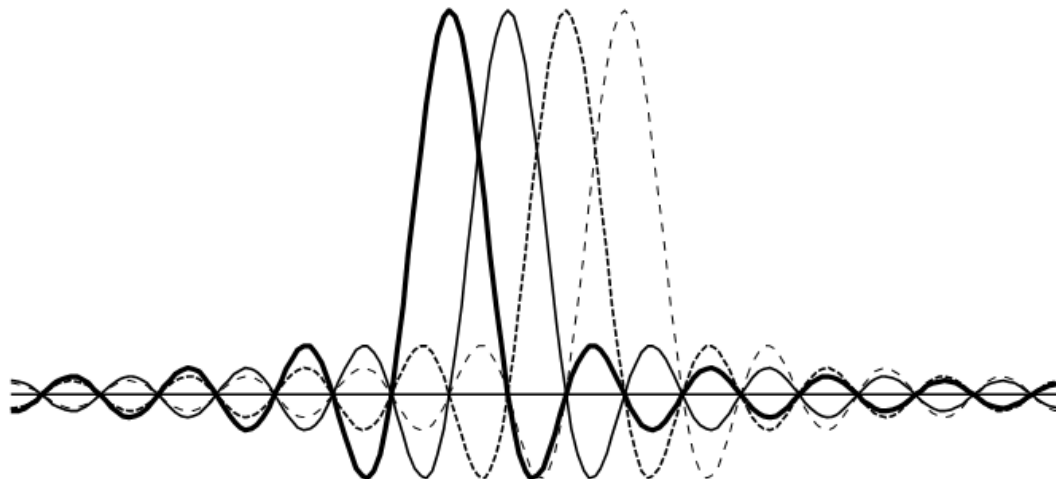
Ας εξετάσουμε στη συνέχεια ένα παράδειγμα ενός σήματος OFDM που μεταδίδεται από 4 SC. Τα SC έχουν ίδια φάση και ίδιο πλάτος, αλλά στην πράξη τα πλάτη και οι φάσεις μπορούν να διαμορφωθούν με διαφορετικό τρόπο για κάθε ένα. Σημειώνεται ότι στο παράδειγμα το κάθε SC έχει ακριβώς ακέραιο αριθμό κύκλων στο διάστημα  $T$ , ενώ ο αριθμός των κύκλων μεταξύ γειτονικών διαφέρει ακριβώς κατά 1. Η ιδιότητα αυτή εξασφαλίζει την ορθογωνιότητα μεταξύ τους. Έτσι τα τέσσερα SC έχουν 1, 2, 3 και 4 κύκλους στο διάστημα  $T$ , όπως φαίνεται και στην Εικ. παρακάτω. Η ορθογωνιότητα μεταξύ των διαφορετικών SC μετάδοσης μπορεί να περιγραφεί και με άλλο τρόπο. Σύμφωνα με τη σχέση 2.10, κάθε σύμβολο OFDM περιέχει SC που δεν είναι μηδέν για ένα χρονικό διάστημα  $T$ . Επομένως το φάσμα ενός συμβόλου είναι η συνέλιξη διαφορετικών παλμών Dirac που βρίσκονται στις συχνότητες των διαφορετικών SC, με το φάσμα ενός τετραγωνικού παλμού να είναι 1 για μια χρονική περίοδο  $T$  και μηδέν αλλού. Το πλάτος φάσματος του τετραγωνικού παλμού είναι ίσο με  $\operatorname{sinc}(pT)$  και είναι μηδενικό για όλες τις συχνότητες  $f$  που είναι ακέραια πολλαπλάσια του  $1/T$ . Η επίδραση αυτή φαίνεται στην Εικ. όπου είναι ορατή η επικάλυψη των ημιτονοειδών παλμών των διαφορετικών φορέων. Στο μέγιστο σημείο του φάσματος κάθε φορέα, το φάσμα όλων των άλλων SC είναι μηδενικό. Επειδή ένας δέκτης OFDM στην ουσία υπολογίζει τις τιμές φάσματος στα σημεία εκείνα που αντιστοιχούν στο μέγιστο των ανεξάρτητων SC, μπορεί να αποδιαμορφώσει κάθε φορέα χωρίς παρεμβολές από τους υπόλοιπους.



**Εικόνα 58 Χρονική επικάλυψη διαφορετικών φερουσών.**

Στην εικόνα που ακολουθεί φαίνεται ότι το φάσμα του σήματος OFDM εκπληρώνει το κριτήριο του Nyquist για ένα ελεύθερο σχήμα παλμών με διασυμβολική παρεμβολή.

Σημειώνεται ότι το σχήμα των παλμών παρουσιάζεται στο πεδίο της συχνότητας και όχι στο πεδίο του χρόνου, στο οποίο συνήθως εφαρμόζεται το κριτήριο του Nyquist.



**Εικόνα 59 Φάσμα των ανεξάρτητων φερουσών μετάδοσης.**

Επομένως, έχοντας το μέγιστο του φάσματος ενός SC να διασταυρώνεται με τα μηδενικά των υπόλοιπων, αντί για τη διασυμβολική παρεμβολή (ISI), αποφεύγεται η παρεμβολή μεταξύ φερουσών (Inter Carrier Interference – ICI). Το μιγαδικό σήμα OFDM όπως ορίζεται από τη σχέση (2.11), στην πραγματικότητα δεν είναι τίποτα παραπάνω από τον Αντίστροφο Μετασχηματισμό Fourier των QAM συμβόλων εισόδου. Το αντίστοιχο σε διακριτό χρόνο είναι ο Αντίστροφος Διακριτός Μετασχηματισμός Fourier (IDFT), ο οποίος δίνεται από τη σχέση:

$$s(n) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp(j2\pi \frac{in}{N}),$$

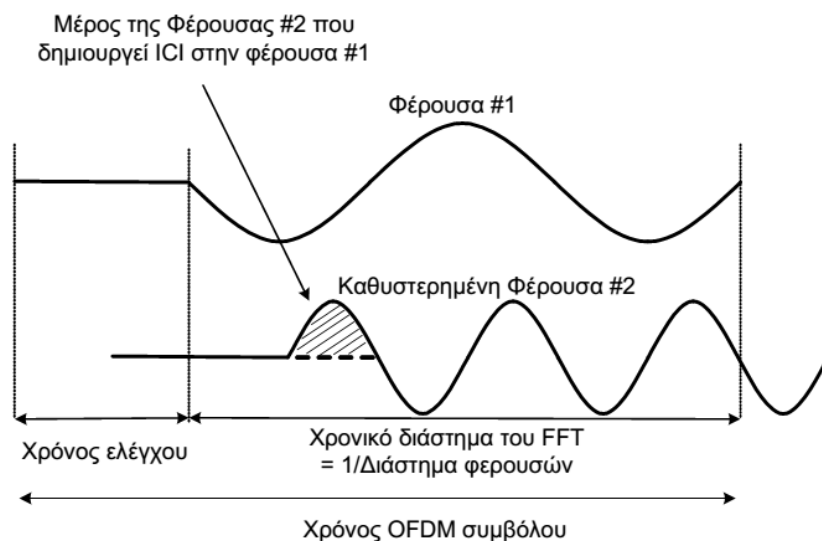
όπου ο χρόνος  $t$  αντικαθίσταται από τον αριθμό δειγμάτων  $n$ . Στην πράξη αυτός ο μετασχηματισμός μπορεί να υλοποιηθεί πολύ αποδοτικά από τον IFFT.

#### 4.10 Χρόνος ελέγχου (guard time) και κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix)

Όπως αναφέρθηκε, ένας από τους σημαντικότερους λόγους χρήσης του OFDM, είναι ο αποδοτικός τρόπος αντιμετώπισης του delay spread. Αν τα δεδομένα εισόδου μεταδοθούν από  $N_s$  υποκανάλια (φέρουσες), τότε η διάρκεια του συμβόλου γίνεται  $N_s$  φορές μικρότερη. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την ταυτόχρονη μείωση της διασποράς καθυστέρησης (delay spread) του υποκαναλιού κατά τον ίδιο παράγοντα, αφού είναι ανάλογο με τη διάρκεια του συμβόλου. Ωστόσο, για την πλήρη ακύρωση του φαινομένου της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI) χρησιμοποιείται ένα χρονικό διάστημα για κάθε σύμβολο OFDM, ο οποίος είναι γνωστός σαν χρόνος ελέγχου (guard time) ή χρόνος προστασίας.

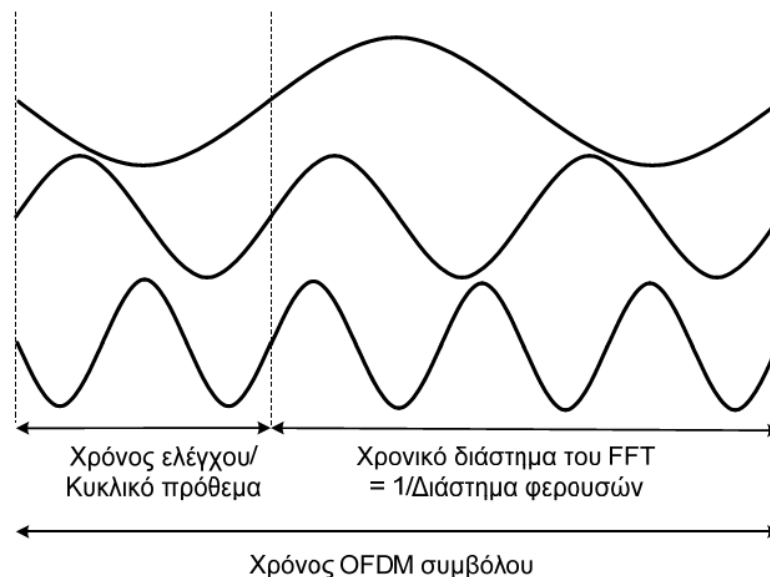
Ο χρόνος αυτός επιλέγεται να είναι μεγαλύτερος του αναμενόμενου delay spread, έτσι ώστε κάποια συνιστώσα ενός συμβόλου που μεταδίδεται από κάποια φέρουσα να μην μπορεί να παρεμβληθεί με το επόμενο σύμβολο. Κατά το χρόνο ελέγχου δεν είναι αναγκαίο να μεταδίδεται σήμα. Στην περίπτωση όμως αυτή, θα εμφανίζονταν φαινόμενα παρεμβολής μεταξύ των φερουσών (ICI). Η παρεμβολή αυτή είναι γνωστή και ως crosstalk, ενώ η παρουσία της σημαίνει ότι οι φέρουσες δεν είναι πλέον ορθογώνιες μεταξύ τους. Το φαινόμενο αυτό είναι ορατό στην πιο κάτω εικόνα. Στο παράδειγμα αυτό έχουμε δύο φέρουσες, εκ των οποίων η δεύτερη έχει καθυστέρηση. Όταν ο δέκτης OFDM προσπαθήσει να αποδιαμορφώσει την πρώτη φέρουσα, θα συμπεριλάβει κάποια παρεμβολή από τη δεύτερη φέρουσα. Αυτό συμβαίνει διότι μέσα στο διάστημα του FFT, η διαφορά των κύκλων των δύο φερουσών δεν είναι ακέραιος αριθμός. Την ίδια στιγμή, η πρώτη φέρουσα θα παρεμβάλλεται στην αποδιαμόρφωση της δεύτερης με τον ίδιο τρόπο.

Για την αποφυγή της παρεμβολής ICI, το σύμβολο OFDM επεκτείνεται κυκλικά όπως φαίνεται στην δεύτερη εικόνα. Η τεχνική αυτή εξασφαλίζει ότι τα καθυστερημένα αντίγραφα του συμβόλου OFDM θα έχουν πάντοτε έναν ακέραιο αριθμό κύκλων στο διάστημα του FFT, όσο η καθυστέρηση αυτή είναι μικρότερη του χρόνου ελέγχου (guard time).



Εικόνα 60 Εμφάνιση crosstalk για φέρουσα με μηδενικό σήμα κατά το χρόνο

Σαν αποτέλεσμα, σήματα που μεταδίδονται από πολλές φέρουσες (μονοπάτια) με καθυστερήσεις μικρότερες του guard time δεν μπορούν να προκαλέσουν φαινόμενα παρεμβολής ICI.

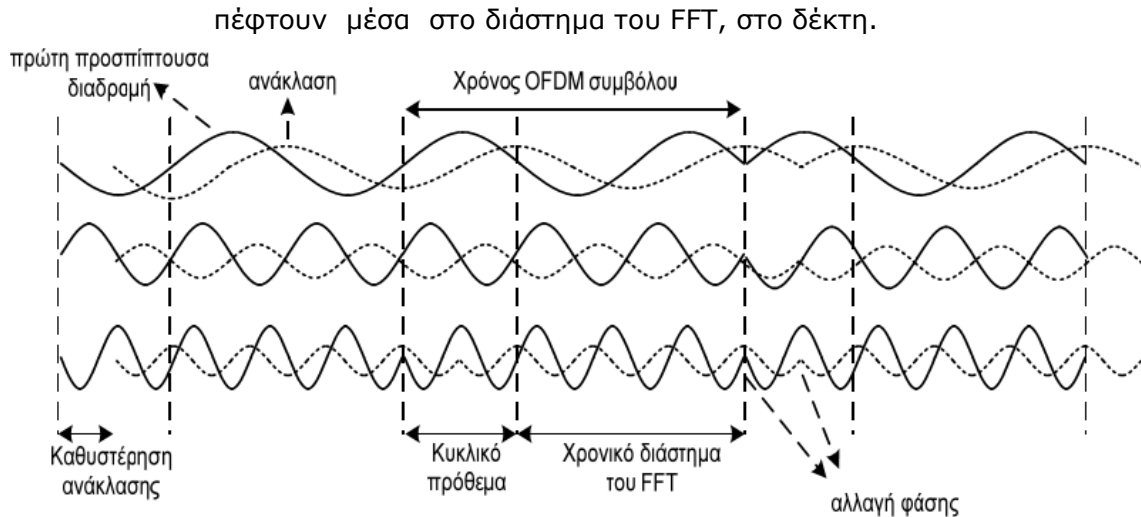


**Εικόνα 61 Σύμβολο OFDM με κυκλικό πρόθεμα.**

Στη συνέχεια δίνεται ένα παράδειγμα που επιδεικνύει τον τρόπο με τον οποίο η μετάδοση από πολλά μονοπάτια επηρεάζει το σήμα OFDM. Στην παρακάτω εικόνα φαίνεται ένα κανάλι δύο ακτίνων μετάδοσης (2-ray channel), όπου οι διακεκομμένες καμπύλες απεικονίζουν καθυστερημένες αναπαραστάσεις των πυκνών. Οι τρεις φέρουσες μετάδοσης απεικονίζονται για χρονικό διάστημα τριών συμβόλων OFDM.

Στην πραγματικότητα, ένας δέκτης OFDM βλέπει μόνο το άθροισμα όλων αυτών των σημάτων, αλλά γίνεται απεικόνιση των τριών συνιστωσών του σήματος για να είναι εμφανέστερα τα προβλήματα παρεμβολής που προκαλεί η μετάδοση μέσω πολλαπλών μονοπατιών. Οι φέρουσες χρησιμοποιούν διαμόρφωση BPSK, κάτι που σημαίνει ότι στα όρια των συμβόλων είναι δυνατό να υπάρχουν εναλλαγές φάσης μέχρι και 180 μοίρες. Για τις διακεκομμένες καμπύλες, αυτές οι εναλλαγές φάσης εμφανίζονται με συγκεκριμένη καθυστέρηση μετά το πρώτο μονοπάτι. Στο παράδειγμα αυτό, η καθυστέρηση των μονοπατιών είναι μικρότερη από το χρόνο ελέγχου (multipath delay < guard time), κάτι που σημαίνει ότι δεν έχουμε αλλαγές φάσης κατά το διάστημα του FFT. Επομένως ο δέκτης βλέπει το άθροισμα καθαρών ημιτονοειδών κυμάτων με κάποιες μετατοπίσεις φάσης. Η άθροιση δεν καταστρέφει την ορθογωνιότητα των φερουσών, αλλά προκαλεί μια μετατόπιση φάσης για κάθε φέρουσα. Η ορθογωνιότητα χάνεται αν η καθυστέρηση των μονοπατιών γίνει μεγαλύτερη από το χρόνο ελέγχου (multipath delay > guard time). Στην περίπτωση αυτή, οι αλλαγές φάσης των καθυστερημένων μονοπατιών

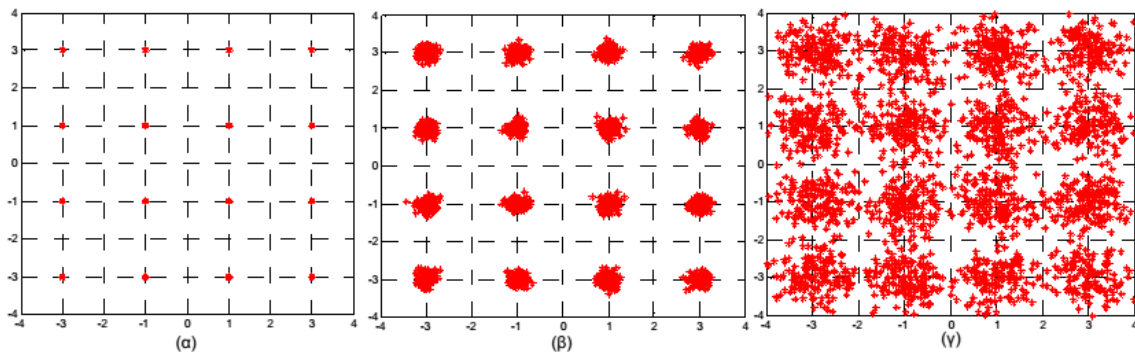




**Εικόνα 62 Σήμα OFDM σε κανάλι 2-ray με 3 υποκανάλια.**

Η άθροιση των ημιτονοειδών κυματομορφών του πρώτου μονοπατιού με τα κύματα των καθυστερημένων μονοπατιών που έχουν υποστεί μετατόπιση φάσης, δεν δίνει πια ένα σύνολο καθαρών ημιτονοειδών κυμάτων και έχει σαν σίγουρο αποτέλεσμα την παρουσία φαινομένων παρεμβολής. Για να πάρουμε μια ιδέα του πόσο αυξάνονται τα φαινόμενα παρεμβολής όταν η καθυστέρηση υπερβαίνει το χρόνο ελέγχου, η εικόνα που ακολουθεί περιέχει τρία διαγράμματα ενός OFDM δικτύου με 48 φέρουσες, όπου η κάθε μία έχει διαμορφωθεί με 16-QAM.

- Η εικόνα α) δείχνει τον καθαρό σχηματισμό 16-QAM, ο οποίος παρατηρείται όποτε η καθυστέρηση είναι μικρότερη από το χρόνο ελέγχου.



**Εικόνα 63 16-QAM constellation (α) multipath delay < guard time, (β) multipath.**

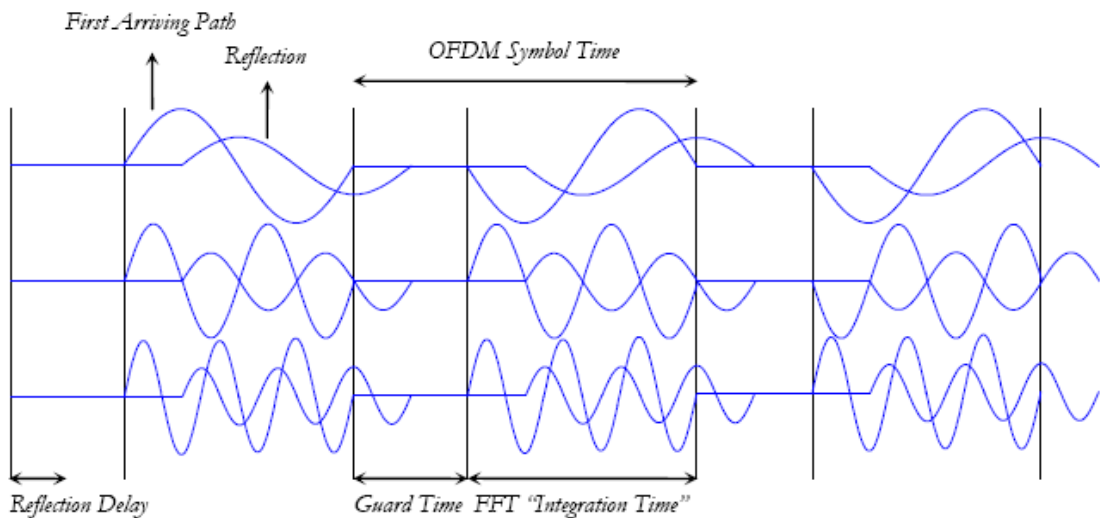
- Στην εικόνα β) η καθυστέρηση των μονοπατιών υπερβαίνει το χρόνο ελέγχου κατά ένα ποσοστό 3% του διαστήματος FFT. Επομένως οι φέρουσες δεν είναι πια κάθετες, αλλά η παρεμβολή είναι αρκετά μικρή και παίρνουμε ένα λογικό σχηματισμό.
- Στην εικόνα γ) η καθυστέρηση των μονοπατιών υπερβαίνει το χρόνο ελέγχου κατά ένα ποσοστό 10% του διαστήματος FFT, κάτι που προκαλεί τη σοβαρή κηλίδωση του σχηματισμού και την ύπαρξη πολύ μεγάλου ρυθμού παρουσίασης λαθών.

#### 4.11 Εισαγωγή κυκλικού προθέματος (Cyclic prefix)

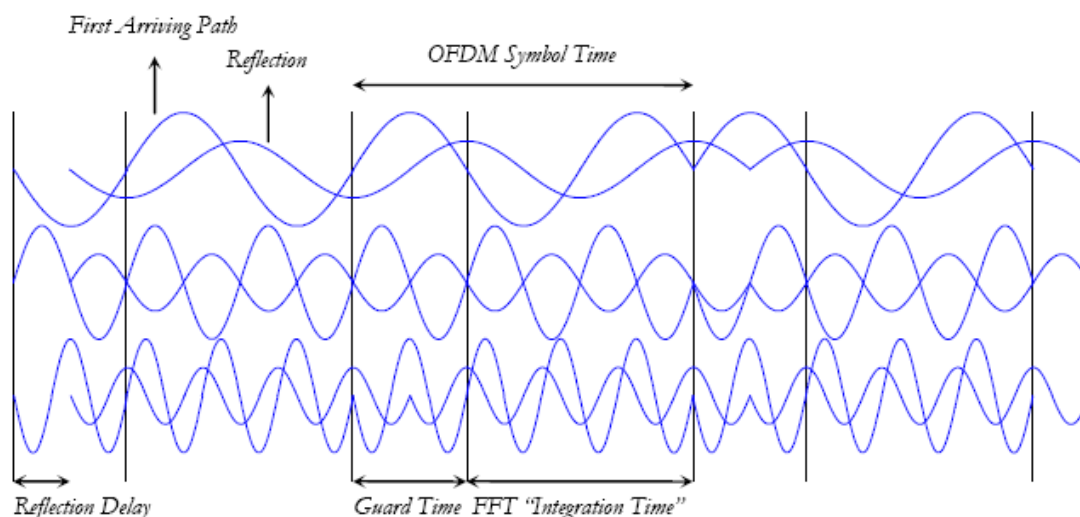
Με τη χρήση OFDM σε ένα κανάλι πολλαπλών διαδρομών, φυσικά αυξάνεται ο χρόνος συμβόλου κατά τον αριθμό  $N$  των subcarriers αλλά παραμένει η διασυμβολική παρεμβολή. Αυτό συμβαίνει γιατί ένα subcarrier μπορεί να ληφθεί από το δέκτη την ίδια στιγμή που λαμβάνεται η καθυστερημένη εκδοχή

ενός προηγούμενου subcarrier. Για να αποφευχθεί λοιπόν η διασυμβολική παρεμβολή προστίθεται ένα χρονικό διάστημα προστασίας (Guard Interval) στην αρχή του συμβόλου σε κάθε subcarrier το οποίο θα πρέπει να ξεπερνάει τη μέγιστη τιμή της εξάπλωσης καθυστέρησης του καναλιού ώστε να μη παρεμβάλει στο πεδίο του χρόνου το ένα σύμβολο στο άλλο. Αρχικά προτάθηκε το διάστημα φύλαξης να μη φέρει πληροφορία όμως τα μηδενικά διαστήματα προστασίας δε προσφέρουν ανθεκτικότητα σε πολυδιαδρομική διάδοση και εντείνεται το πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής αφού χάνεται η ορθογωνιότητα του σήματος. Για τη σωστή αντιμετώπιση των παρεμβολών αντιγράφουμε το τελευταίο μέρος του συμβόλου και το τοποθετούμε στην αρχή σαν διάστημα φύλαξης (cyclic prefix). Οι λόγοι που επιλέγεται κυκλικό πρόθεμα στην αρχή του συμβόλου είναι δύο: Η διατήρηση του συγχρονισμού του subcarrier στο δέκτη.

Το κυκλικό πρόθεμα μπορεί εύκολα να εφαρμοστεί μεταξύ του σήματος OFDM και της απόκρισης καναλιού για τη μοντελοποίηση του συστήματος μετάδοσης. Στην παρακάτω εικόνα μπορούμε να δούμε τη διαφορά της χρήσης ενός μηδενικού διαστήματος φύλαξης (α) και ενός κυκλικού προθέματος (β). Στο σχήμα βλέπουμε την άφιξη δύο αντιγράφων του ίδιου συμβόλου όπου το δεύτερο είναι εξασθενημένο και φτάνουν με διαφορά χρόνου. Στο (α) χρησιμοποιούμε ένα απλό διάστημα προστασίας χωρίς πληροφορία του οποίου φυσικά η διάρκεια είναι μεγαλύτερη από την εξάπλωση καθυστέρησης του σήματος. Όμως το άθροισμα των δύο συνιστωσών κατά τη διαδικασία που ακολουθεί στο δέκτη του ευθύ μετασχηματισμού Fourier δε δίνει ημιτονοειδές σήμα με αποτέλεσμα να χάνεται η ορθογωνιότητα στην έξοδο του FFT και προκύπτει παρεμβολή μεταξύ των φερόντων. Στο (β) χρησιμοποιούμε κυκλικό πρόθεμα του οποίου η διάρκεια είναι και πάλι μεγαλύτερη από την εξάπλωση καθυστέρησης του σήματος. Σε αυτή τη περίπτωση στη έξοδο του Fourier προκύπτει σήμα μια εξασθενημένη έκδοση του αρχικού σήματος με μετακινημένη φάση. Αποτέλεσμα να μη χάνεται η ορθογωνιότητα των σημάτων και να μην εμφανίζεται παρεμβολή μεταξύ των subcarriers.

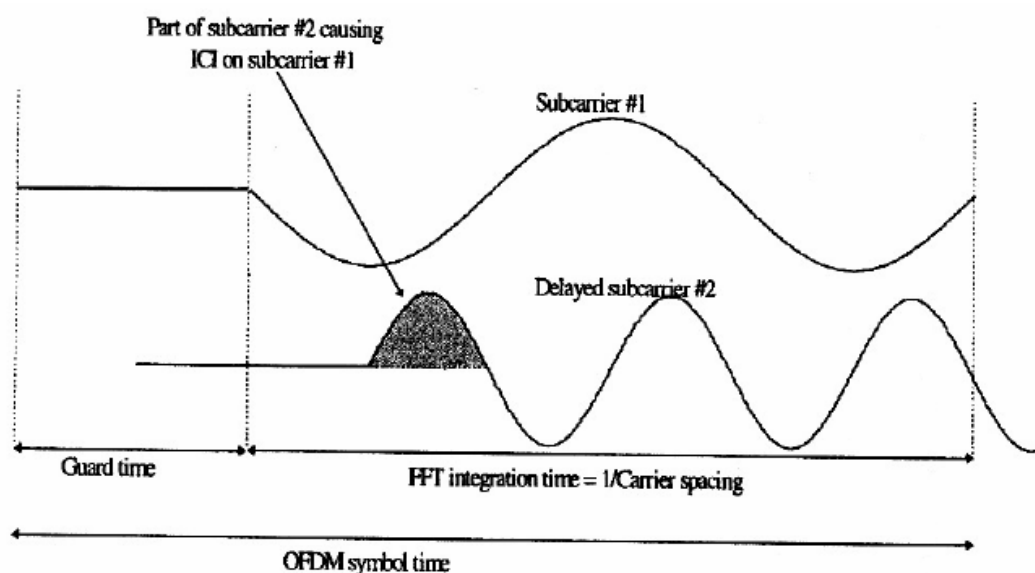


**Εικόνα 64 Guard interval με μηδενικό διάστημα φύλαξης.**



**Εικόνα 65 Guard interval με κυκλικό πρόθεμα.**

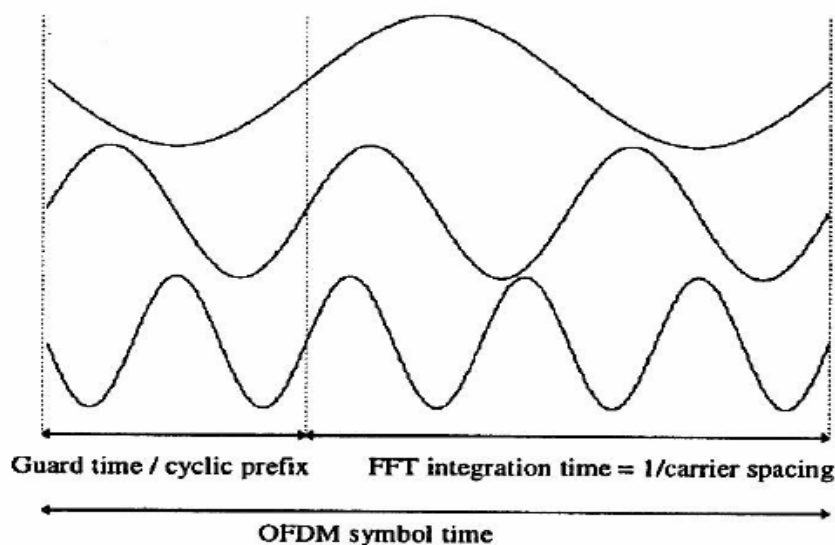
Στη συνέχεια βλέπουμε τη μετάδοση δύο subcarriers όπου το ένα ακολουθεί το άλλο και θα πρέπει να έχουν ακέραιο αριθμό περιόδων με διαφορά 1. Άρα για μια περίοδο του ενός σήματος σε ένα διάστημα χρόνου  $t$ , το επόμενο subcarrier θα πρέπει να έχει δυο περιόδους. Όπως ξέρουμε σε ένα σύστημα OFDM τα subcarriers στέλνονται ταυτόχρονα χωρίς όμως να αφικνούνται ταυτόχρονα. Έτσι στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε το δεύτερο subcarrier να φτάνει με καθυστέρηση μικρότερη από το διάστημα φύλαξης αλλά με μηδενικό διάστημα φύλαξης. Παρατηρούμε ότι η διαφορά περιόδων μέσα στο διάστημα του FFT δεν είναι ακέραιος αριθμός και έτσι κατά την αποδιαμόρφωση του πρώτου subcarrier παρεμβάλλεται η καθυστερημένη έκδοση του δεύτερου subcarrier.



**Εικόνα 66 Επίδραση της πολυόδης διάδοσης με μηδενικό ως χρόνο προστασίας.**

Σε αντίθεση παρατηρούμε ότι όταν χρησιμοποιείται κυκλικό πρόθεμα οι καθυστερημένες εκδόσεις κάποιων subcarriers έχουν πάντα ακέραιο αριθμό περιόδων στο διάστημα FFT με βασική προϋπόθεση φυσικά να μην είναι η

εξάπλωση καθυστέρησης του σήματος μεγαλύτερη του διαστήματος φύλαξης. Αυτό ακριβώς βλέπουμε στην εικόνα 2-9 με την αποστολή τριών διαδοχικών subcarriers.



**Εικόνα 67 Σύμβολο OFDM με κυκλικό πρόθεμα ως χρόνο προστασίας.**

Εφαρμόζοντας το cyclic prefix σε σύστημα OFDM το συνολικό μήκος του συμβόλου είναι  $T_s = T_g + T_{fft}$ , όπου  $T_g$  είναι ο χρόνος του διαστήματος προστασίας και  $T_{fft}$  ο χρόνος του IFFT (το χρήσιμο κομμάτι του συμβόλου)

#### 4.11.1 Μέγεθος κυκλικού προθέματος

Η επιλογή του σωστού διαστήματος φύλαξης είναι κρίσιμη για μια OFDM ζεύξη. Όπως προείπαμε παρέχει προστασία από την εξάπλωση καθυστέρησης και προστατεύει από τη διασυμβολική παρεμβολή αλλά όσο μεγαλώνει το διάστημα φύλαξης μειώνεται ο λόγος σήματος προς το θόρυβο. Στην εικόνα παρακάτω το μήκος του GI είναι ίσο με το  $\frac{1}{4}$  του  $T_{fft}$  και από αυτό φαίνεται σύμφωνα με το παρακάτω τύπο ότι οι απώλειες του σηματοθορυβικού λόγου είναι ίσες ή μικρότερες του 1dB.

$$SNR_{loss} = -10 \cdot \log \left( 1 - \frac{T_{guard}}{T_{total}} \right)$$

$$T_{guard} \leq \frac{1}{4} \cdot T_{useful} \Rightarrow$$

$$SNR_{loss} \leq 1dB$$



$$\tilde{F}_n(m) = \begin{cases} F_n(N+m), m = -L \dots -1 \\ F_n(m), m = 0 \dots N-1 \end{cases}$$

όπου

$$F_n(m) = \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi k \frac{m}{N}}, \quad m = 0 \dots N-1$$

Μετά την απομάκρυνση του προθέματος, το λαμβανόμενο frame μπορεί να γραφεί σαν

$$\hat{F}_n(m) = \sum_{i=0}^{N-1} F_n(m-i)_N h_i,$$

όπου ο όρος  $(m-i)$  εκφράζει τη modulo-N αφαίρεση.

Μετά από αποδιαμόρφωση στο δέκτη με χρήση DFT παίρνουμε:

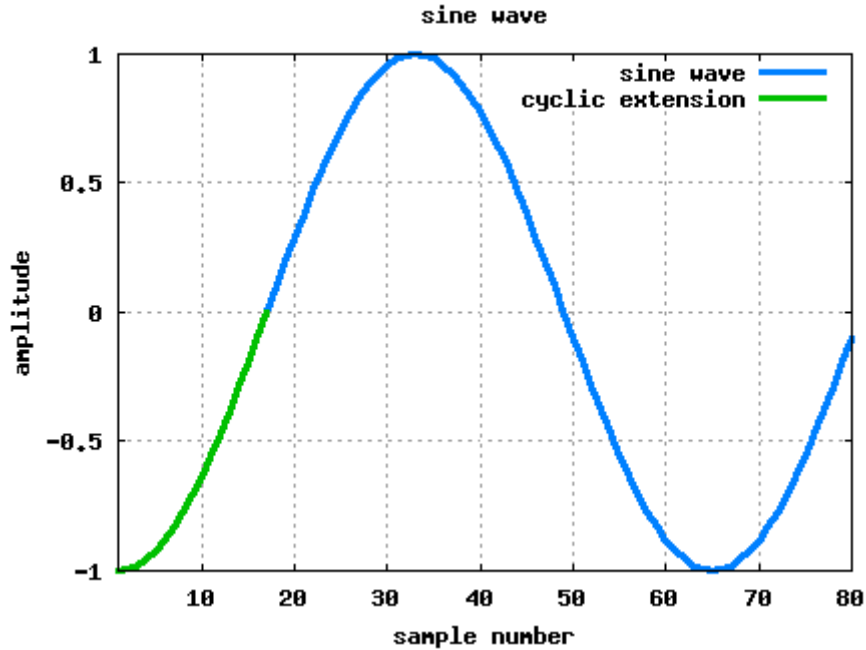
$$\hat{C}_{n,k} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \hat{F}_n(m) e^{-j2\pi k \frac{m}{N}} = C_{n,k} H_k, \quad k = 0 \dots N-1$$

Όπου  $H_k$  είναι η συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού στην υποφέρουσα συχνότητα  $f_k$ . Συνεπώς, χρησιμοποιώντας κυκλικό πρόθεμα με τον τρόπο που περιγράφεται, η επίδραση του καναλιού στο αρχικό σήμα μετασχηματίζεται σε πολλαπλασιασμό μεταξύ των μιγαδικών συμβόλων κάθε OFDM frame και των συντελεστών του  $H_k$ . Η εν λόγω ιδιότητα είναι εξαιρετικά χρήσιμη γιατί επιτρέπει σε λειτουργίες όπως η εξισορρόπηση του καναλιού και η ακύρωση των ανακλάσεων να γίνονται στο χώρο των συχνοτήτων, με σημαντικά μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα.

#### 4.11.2 Κυκλικό πρόθεμα σε προδιαγραφές ζεύξης 802.11a

Ας εξετάσουμε ένα subcarrier (σε ασύρματη ζεύξη προδιαγραφών IEEE 802.11a). Στο σχήμα παρακάτω φαίνεται η μπλε γραμμή η οποία αντιστοιχεί στο ημιτονοειδές κύμα όπου η μια περίοδός του είναι 64 samples (3.2  $\mu$ s με 20 MHz) που αντιστοιχεί σε subcarrier συχνότητας 312.5 kHz.

Για να προσθέσουμε το cyclic prefix, 16 samples δηλ. το  $\frac{1}{4}$  του χρόνου του subcarrier 0.8 $\mu$ s, από το τέλος του subcarrier προσθέτονται στην αρχή του ημιτόνου (πράσινο χρώμα). Όπως φαίνεται και στο σχήμα προσθέτοντας το cyclic prefix στην αρχή δε προκαλείται καμία ασυνέχεια και εξακολουθούμε να έχουμε το αρχικό ημίτονο συχνότητας 312.5 kHz.



Εικόνα 70 Ημιτονοειδές σήμα με κυκλικό πρόθεμα.

Περαιτέρω, μετά την προσθήκη του κυκλικού προθέματος, καθώς η ημιτονοειδής συνάρτηση είναι διάρκειας 4μs έχουμε τώρα ένα μεγαλύτερο δείγμα του ημιτόνου για την επιλογή μιας περιόδου της ημιτονοειδούς συνάρτησης. Φυσικά, ανάλογα με το σύνολο  $x(t)$  που θα επιλεγεί, η φάση πρέπει να διορθωθεί.

#### 4.11.3 Επίδραση της αποστολής του ημιτονοειδούς μέσα από ένα κανάλι πολλαπλών διαδρομών

Ας εξετάσουμε ένα απλό κανάλι πολλαπλών διαδρομών του τύπου

$$h(t) = a_1\delta(t-t_1) + a_2\delta(t-t_2)$$

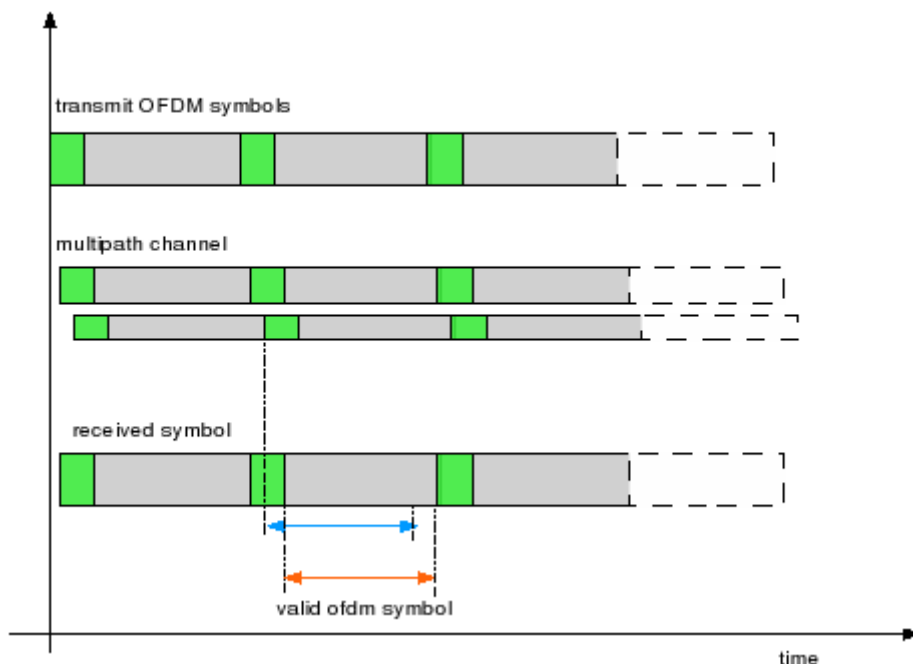
Ας υποθέσουμε ότι το προς μετάδοση σύμβολο είναι  $x(t) = e^{j2\pi f_1 t}$ . Το λαμβανόμενο σήμα είναι

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) * h(t) \Rightarrow \\ \Rightarrow y(t) &= a_1 e^{j2\pi f_1 (t-t_1)} + a_2 e^{j2\pi f_1 (t-t_2)} \Rightarrow \\ \Rightarrow y(t) &= e^{j2\pi f_1 t} \left[ \underbrace{a_1 e^{-j2\pi f_1 t_1} + a_2 e^{-j2\pi f_1 t_2}} \right] \end{aligned}$$

Όπως φαίνεται από την παραπάνω εξίσωση, μετά την αποστολή μέσα από το κανάλι multipath, το λαμβανόμενο σήμα είναι η αρχική ημιτονοειδή ακολουθία  $x(t)$  με τροποποιήσεις στο πλάτος και τη φάση.

#### 4.11.4 Η χρήση του cyclic prefix σε πολυδιαδρομικό κανάλι

Το cyclic prefix λειτουργεί ως μια περιοχή απομόνωσης, όπου πληροφορία με καθυστέρηση από προηγούμενα σύμβολα μπορούν να αποθηκευτούν. Ο δέκτης πρέπει να αποκλείσει δείγμα του cyclic prefix, το οποίο καταστράφηκε από καθυστέρηση του προηγούμενου συμβόλου, κατά την επιλογή του δείγματος του νέου συμβόλου OFDM. Περαιτέρω, όπως προείπαμε μια ημιτονοειδής ακολουθία με καθυστέρηση δεν επηρεάζει τη συχνότητα της επόμενης παρά μόνο το πλάτος και τη φάση.



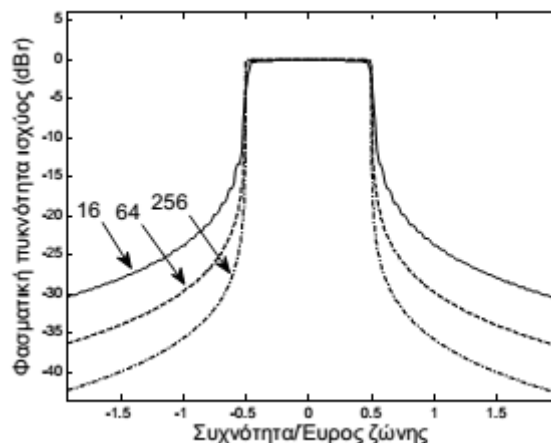
**Εικόνα 71 Σύμβολο OFDM σε πολυδιαδρομική μετάδοση.**

Λαμβάνοντας το αυτό υπόψη, για την αποδιαμόρφωση του λημμένου συμβόλου, ο δέκτης μπορεί να επιλέξει 3.2μs από μια περιοχή που δεν επηρεάζεται από το προηγούμενο σύμβολο. Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, τα δείγματα μπορούν να επιλεγούν από την περιοχή μπλε-βέλους ή τη περιοχή πορτοκαλί βέλους ή κάπου ενδιάμεσα.

Ωστόσο, η χρήση cyclic prefix έχει ένα σοβαρό μειονέκτημα, τη μείωση του καθαρού ρυθμού μετάδοση καθώς αποστέλλεται περαιτέρω πληροφορία μη χρήσιμη.

#### 4.12 Παραθύρωση (Windowing)

Στις προηγούμενες ενότητες είδαμε πως δημιουργείται ένα σήμα OFDM με την εφαρμογή IFFT και την εισαγωγή κυκλικού προθέματος. Επίσης, επισημάνθηκε ότι κατά τη διαδικασία διαμόρφωσης των φερουσών, παρατηρούνται απότομες μεταβολές φάσης στα όρια των συμβόλων. Η εισαγωγή κυκλικού προθέματος μπορεί να αποτρέπει τη δημιουργία παρεμβολών μεταξύ δύο γειτονικών συμβόλων, αλλά δεν μπορεί να αποτρέψει την αργή μείωση του φάσματος που βρίσκεται εκτός ζώνης (out of band). Στην εικόνα γίνεται φασματική απεικόνιση ενός συστήματος με 16, 64 και 256 φέρουσες αντίστοιχα.



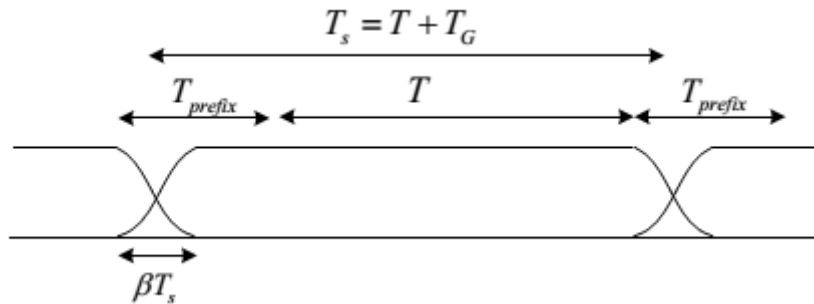
**Εικόνα 72 Πυκνότητα φάσματος ισχύος(PSD) για 16, 64, 256 φέρουσες.**



Όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός των φερουσών, τόσο πιο γρήγορα «πέφτει» το φάσμα στην αρχή, κάτι που οφείλεται στο ότι οι πλευρικοί λοβοί βρίσκονται κοντύτερα μεταξύ τους. Ωστόσο, ακόμα και στην περίπτωση που έχουμε 256 φέρουσες, το εύρος ζώνης (bandwidth) είναι αρκετά μεγάλο, της τάξης των -40dB. Για να πετύχουμε μεγαλύτερους ρυθμούς μείωσης του φάσματος, μπορούμε να εφαρμόσουμε windowing (παραθύρωση) σε κάθε σύμβολο OFDM. Με τη μέθοδο αυτή πετυχαίνουμε το πλάτος στα όρια του συμβόλου να πηγαίνει πιο ομαλά στο μηδέν. Ο πιο συνηθισμένος τύπος παραθύρου είναι το παράθυρο ανεστραμμένου συνημίτονου (raised cosine window), το οποίο ορίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$w(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos(\pi + t\pi / (\beta T_s)) & , 0 \leq t \leq \beta T_s \\ 1.0 & , \beta T_s \leq t \leq T_s \\ 0.5 + 0.5 \cos((t - T_s)\pi / (\beta T_s)) & , T_s \leq t \leq (1 + \beta)T_s \end{cases}$$

όπου ο παράγοντας  $\beta$  ονομάζεται roll-of-factor και  $T_s$  είναι το διάστημα του συμβόλου, το οποίο είναι μικρότερο από τη συνολική διάρκεια του συμβόλου, αφού επιτρέπουμε τη μερική επικάλυψη των γειτονικών συμβόλων στην περιοχή  $\beta T_s$ . Η αναπαράσταση του σήματος OFDM στο πεδίο του χρόνου φαίνεται στην εικόνα.



**Εικόνα 73 Εισαγωγή κυκλικού προθέματος.**

Στο παραπάνω σχήμα  $T_s$  είναι το διάστημα του συμβόλου,  $T$  είναι το διάστημα του FFT,  $T_G$  είναι ο guard time,  $T_{prefix}$  είναι το pre-guard διάστημα,  $T_{postfix}$  το post-guard διάστημα και  $\beta$  είναι ο roll-of-factor. Εκφράζοντας τα παραπάνω σε μορφή εξίσωσης, ένα σύμβολο OFDM που ξεκινά τη χρονική στιγμή  $t = t_s = kT_s$  θα ορίζεται ως:

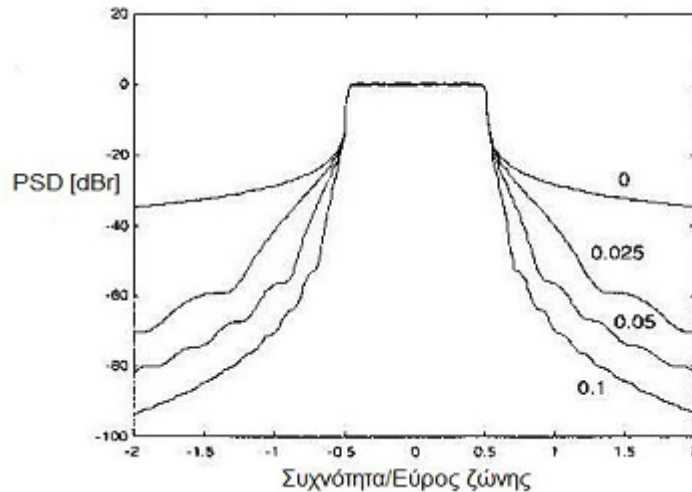
$$s_k(t) = \text{Re} \left\{ w(t - t_s) \sum_{i=-\frac{N_c}{2}}^{\frac{N_c}{2}-1} d_{i+N_c(k+1/2)} \exp(j2\pi(f_c - \frac{i+0.5}{T})(t - t_s - T_{prefix})) \right\}$$

για  $t_s \leq t \leq t_s + T(1 + \beta)$  και

$$s_k(t) = 0, \text{ για } t < t_s \wedge t > t_s + T_s(1 + \beta).$$

Στην πράξη το σήμα OFDM δημιουργείται με την παρακάτω διαδικασία. Αρχικά σε  $N_c$  QAM τιμές εισόδου εισάγονται μηδενικά, ώστε να πάρουμε  $N$  δείγματα εισόδου, τα οποία χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό του IFFT. Στη συνέχεια, τα τελευταία  $T_{prefix}$  δείγματα της εξόδου του IFFT εισάγονται στην αρχή του συμβόλου OFDM και τα πρώτα  $T_{postfix}$  δείγματα προσαρτώνται στο τέλος του συμβόλου. Έπειτα, το σύμβολο OFDM πολλαπλασιάζεται με ένα παράθυρο ανεστραμμένου συνημίτονου  $w(t)$  για τη γρηγορότερη μείωση της ισχύος των εκτός ζώνης φερουσών.

Τέλος, ακολουθεί η πρόσθεση του συμβόλου με την έξοδο του προηγούμενου συμβόλου με καθυστέρηση  $T_s$ , με τρόπο τέτοιο ώστε να υπάρχει μια περιοχή επικάλυψης  $\beta T_s$ , όπου  $\beta$  είναι ο roll-off-factor του παραθύρου ανεστραμμένου συνημίτονου. Στην εικόνα φαίνεται η πυκνότητα φάσματος ισχύος για σύστημα με 64 φέρουσες και διάφορες τιμές του roll-off-factor  $\beta$ .



**Εικόνα 74 Raised cosine windowing με roll off factor 0, 0.025, 0.05 και 0.1.**

Αν λοιπόν  $\beta=0.025$ , η περιοχή επικάλυψης είναι το 2.5% του διαστήματος συμβόλου  $T_s$ . Ωστόσο, ακόμα και για αυτή την πολύ μικρή τιμή, υπάρχει μεγάλη βελτίωση στο εκτός ζώνης φάσμα. Μεγαλύτερες τιμές του  $\beta$  επιφέρουν ακόμη μεγαλύτερη βελτίωση, με κόστος τη μειωμένη ανεκτικότητα σε delay spread. Για τη μείωση του εκτός ζώνης φάσματος, αντί για windowing μπορούμε να εφαρμόσουμε διάφορες τεχνικές φιλτραρίσματος. Ο πολλαπλασιασμός ενός συμβόλου OFDM με ένα παράθυρο σημαίνει ότι το φάσμα θα είναι το αποτέλεσμα της συνέλιξης της συνάρτησης φάσματος του παραθύρου με ένα σύνολο παλμών στις συχνότητες των SCs.

Στην περίπτωση που εφαρμόζεται φιλτράρισμα, η συνέλιξη γίνεται στο πεδίο του χρόνου και το φάσμα του συμβόλου OFDM πολλαπλασιάζεται από τη συχνοτική απόκριση του φίλτρου. Θα πρέπει να σημειώσουμε ότι οι τεχνικές ψηφιακού φιλτραρίσματος υλοποιούνται με πιο πολύπλοκο τρόπο από τις τεχνικές windowing, καθώς ένα ψηφιακό φίλτρο απαιτεί τουλάχιστον μερικούς πολλαπλασιασμούς ανά δείγμα, ενώ με την εφαρμογή παραθύρου απαιτούνται μόνο λίγοι πολλαπλασιασμοί ανά σύμβολο, για τα δείγματα εκείνα που βρίσκονται στην επικαλυπτόμενη περιοχή. Έτσι, αφού μόνο ένα μικρό ποσοστό των δειγμάτων βρίσκονται στην επικαλυπτόμενη περιοχή (rolloff region), η τεχνική εφαρμογής παραθύρου έχει πολυπλοκότητα μια τάξη μεγέθους μικρότερη από το ψηφιακό φιλτράρισμα.

#### **4.13 Επιλογή βασικών παραμέτρων στον σχεδιασμό συστήματος OFDM**

Για να σχεδιαστεί ένα OFDM σύστημα είναι σημαντικό να οριστούν οι παράμετροι λειτουργίας. Οι παράμετροι και οι τιμές αυτών καθορίζονται βάσει της χωρητικότητας που θα πρέπει να έχει το σύστημα, της περιοχής κάλυψης, της ποιότητας και της ταχύτητας των υπηρεσιών που θα προσφέρονται και βασικά του κόστους υλοποίησης. Οι παράμετροι που επηρεάζονται είναι:

- Bitrate, Bandwidth, εξάπλωση καθυστέρησης (delay spread)
- Απόσταση μεταξύ subcarriers
- Μέγεθος διαστήματος φύλαξης
- Μέγεθος διαμόρφωσης
- Μέγεθος FFT/IFFT

Η Διεθνής Ένωση Τηλεπικοινωνιών (ITU) καθορίζει το bitrate και το bandwidth σε κάθε περίπτωση. Όσον αφορά ποια θα είναι η εξάπλωση καθυστέρησης, αυτή εξαρτάται από τη περιοχή κάλυψης, αν ο χώρος είναι εσωτερικός ή εξωτερικός, τα αντικείμενα και τα κτίρια που παρεμβάλλονται. Από αυτά τα στοιχεία καθορίζονται επίσης τα χαρακτηριστικά των κεραιών καθώς και των κινητών τερματικών.

Χάρη στη χρήση OFDM μπορούμε να αξιοποιήσουμε περισσότερο το διαθέσιμο φάσμα καθώς τα subcarriers μπορούν τοποθετηθούν σε πολύ μικρές αποστάσεις λόγω της ορθογωνιότητας μεταξύ τους. Το διάστημα ανάμεσα στα subcarriers προκύπτει από το λόγο του εύρους ζώνης προς το μέγεθος  $N$  του FFT. Το διάστημα φύλαξης συνήθως επιλέγεται να είναι το 10% της διάρκειας του συμβόλου κάτι που μειώνει ακόμα περισσότερο τις απώλειες του SNR. Το 10% της διάρκειας του συμβόλου είναι δυο με τέσσερις φορές η εξάπλωση καθυστέρησης του σήματος. Η τιμή αυτή εξαρτάται από τον τύπο κωδικοποίησης και από την διαμόρφωση QAM. Όσον αφορά τη διαμόρφωση υπάρχουν δυο επιλογές. Η μια επιλογή είναι η σταθερή διαμόρφωση και η άλλη είναι η προσαρμόσιμη διαμόρφωση. Στη σταθερή διαμόρφωση επιλέγεται εξ αρχής μια εκ των διαθέσιμων BPSK, QPSK, 16-QAM και 64-QAM και χρησιμοποιείται για όλα τα subcarriers. Η επιλογή γίνεται βάσει των χειρότερων συνθηκών όσον αφορά τις διασυμβολικές παρεμβολές και την εξάπλωση καθυστέρησης. . Μεγαλύτερη τάξη διαμόρφωσης (π.χ. 64-QAM), σημαίνει περισσότερη ευαισθησία σε παρεμβολές ICI και ISI από τη διαμόρφωση QPSK, ενώ ισχυρότερη κωδικοποίηση μειώνει την ευαισθησία σε τέτοιου είδους παρεμβολές. Στην προσαρμόσιμη επιλογή διαμόρφωσης αποδίδεται σε κάθε subcarrier και άλλη διαμόρφωση ανάλογα με τις συνθήκες και έτσι γίνεται πιο σωστή εκμετάλλευση του φάσματος. Το μειονέκτημα της προσαρμόσιμης διαμόρφωσης είναι η πολυπλοκότητα του συστήματος και η ανάγκη για παροχή περισσότερης πληροφορίας σε πομπό και δέκτη για το είδος διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται. Για το μέγεθος FFT/IFFT αναφέραμε και πριν ότι ο αριθμός  $N$  εισόδων του IFFT/FFT είναι δύναμη του 2 και είναι τέτοιος ώστε να μπορεί να εξυπηρετήσει όλα τα subcarriers.

Αν έχει καθοριστεί ο χρόνος κυκλικού προθέματος, μπορεί να οριστεί και η διάρκεια του συμβόλου. Για την ελαχιστοποίηση των απωλειών σε SNR που προκαλούνται από το CP, είναι επιθυμητό να έχουμε διάρκεια συμβόλου πολύ μεγαλύτερη από το CP. Ωστόσο, η τιμή αυτή δεν μπορεί να επιλεγεί αυθαίρετα μεγάλη, καθώς μεγαλύτερη διάρκεια συμβόλου σημαίνει περισσότερες φέρουσες και μικρότερη απόσταση (στο πεδίο της συχνότητας) μεταξύ τους, μεγαλύτερη πολυπλοκότητα υλοποίησης, μεγαλύτερη ευαισθησία σε θόρυβο και μετατοπίσεις φάσης, καθώς και αυξημένου λόγου PAP (λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ). Ένας πρακτικός τρόπος είναι να επιλέγεται η διάρκεια συμβόλου τουλάχιστον πέντε φορές μεγαλύτερη από το χρόνο ελέγχου, κάτι που επιφέρει απώλεια SNR της τάξης του 1-dB λόγω του χρόνου ελέγχου.

Αφού καθοριστεί και η διάρκεια του συμβόλου, ακολουθεί ο αριθμός των φερουσών, ο οποίος προκύπτει απευθείας από τη διαίρεση του απαιτούμενου εύρους ζώνης με την απόσταση μεταξύ των φερουσών. Η απόσταση αυτή είναι το αντίστροφο της αφαίρεσης μεταξύ διάρκειας συμβόλου και χρόνου ελέγχου. Με άλλο τρόπο ο αριθμός των SCs μπορεί να καθοριστεί διαιρώντας το συνολικό ρυθμό μετάδοσης με το ρυθμό μετάδοσης ανά SC. Ο ρυθμός μετάδοσης ανά SC εξαρτάται με τη σειρά του από τον τύπο διαμόρφωσης, το ρυθμό κωδικοποίησης και το ρυθμό συμβόλων. Σαν παράδειγμα, έστω ότι θέλουμε να σχεδιάσουμε ένα σύστημα με τις ακόλουθες απαιτήσεις:

- Bit rate = 20 Mbps
- Μέγιστο ανεκτό delay spread = 200ns
- Bandwidth < 15 MHz

Η απαίτηση που υπάρχει για μέγιστο ανεκτό delay spread = 200ns, υποδεικνύει ότι ασφαλής τιμή χρόνου ελέγχου είναι guard time = 800ns. Επιλέγουμε διάρκεια OFDM συμβόλου 6 φορές μεγαλύτερη, οπότε symbol duration = 4.8μs, ώστε η απώλεια σε SNR να είναι της τάξης του 1-dB.

Στη συνέχεια υπολογίζουμε την απόσταση μεταξύ των SCs μετάδοσης, η οποία είναι:  $SC \text{ απόσταση} = 1 / (\text{διάρκεια συμβόλου} - \text{διάρκεια CP}) = 1 / (4.8 - 0.8) \mu s = 250 \text{ KHz}$ .

Για τον καθορισμό του αριθμού των SCs που χρειάζονται, βρίσκουμε το λόγο του επιθυμητού bit rate με το OFDM symbol rate. Επομένως για να επιτευχθεί ρυθμός μετάδοσης 20 Mbps, κάθε σύμβολο OFDM θα πρέπει να μεταφέρει 96 bits πληροφορίας καθώς  $96 \text{ bits} / 4.8 \mu s = 20 \text{ Mbps}$ . Για να γίνει αυτό υπάρχουν διάφορες επιλογές. Η πρώτη είναι να χρησιμοποιήσουμε σχηματισμό 16-QAM με ρυθμό κωδικοποίησης coding rate  $1/2$ , για να έχουμε 2 bits ανά σύμβολο, ανά SC μετάδοσης. Στην περίπτωση αυτή χρειάζονται 48 SCs για να πάρουμε την απαιτούμενη τιμή των 96 bits ανά σύμβολο.

Μια άλλη επιλογή είναι να χρησιμοποιήσουμε QPSK με coding rate  $3/4$ , το οποίο μας δίνει 1.5 bits ανά σύμβολο, ανά SC μετάδοσης. Στην περίπτωση αυτή απαιτούνται 64 SCs για να πάρουμε την απαιτούμενη τιμή των 96 bits ανά σύμβολο. Ωστόσο, οι 64 SCs σημαίνουν εύρος ζώνης  $64 * 250 \text{ KHz} = 16 \text{ MHz}$ , το οποίο είναι μεγαλύτερο από το απαιτούμενο bandwidth. Για να πετύχουμε bandwidth μικρότερο από 15 MHz, ο αριθμός των SCs πρέπει να είναι μικρότερος από 60. Επομένως επιλέγεται η πρώτη περίπτωση με 48 SCs και σχηματισμό 16-QAM, αφού πληροί όλες τις προϋποθέσεις που απαιτούνται. Επιπλέον, η επιλογή αυτή έχει το πλεονέκτημα ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί κατάλληλος radix-4 FFT/IFFT 64 σημείων, με τους 16 μηδενικούς SCs να χρησιμεύουν για την παροχή της απαραίτητης υπερδειγματοληψίας για την αποφυγή φαινομένων ψευδοθορύβου.

Μια περαιτέρω απαίτηση που μπορεί να επηρεάσει τις επιλεγμένες παραμέτρους είναι η απαίτηση για ακέραιο αριθμό δειγμάτων τόσο στο διάστημα του FFT/IFFT, όσο και στο διάστημα του συμβόλου. Για παράδειγμα, στην παραπάνω περίπτωση, θέλουμε να έχουμε ακριβώς 64 δείγματα στο διάστημα του FFT/IFFT για τη διατήρηση της ορθογωνιότητας μεταξύ των SCs. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί επιλέγοντας το ρυθμό δειγματοληψίας ίσο με  $64 / 4 \mu s = 16 \text{ MHz}$ .

Ωστόσο, για αυτόν τον συγκεκριμένο ρυθμό δειγματοληψίας, δεν υπάρχει ακέραιος αριθμός δειγμάτων με διάστημα συμβόλου 4.8μs. Η μόνη λύση στο πρόβλημα είναι να αλλάξουμε ελαφρά μια από τις παραμέτρους ώστε να συναντήσει έναν ακέραιο αριθμό. Για παράδειγμα, μπορούμε να θέσουμε τον αριθμό δειγμάτων ανά σύμβολο ίσο με 78, το οποίο θα μας δώσει ρυθμό δειγματοληψίας ίσο με  $78 / 4.8 \mu s = 16.25 \text{ MHz}$ . Έτσι το διάστημα του FFT θα γίνει ίσο με  $64 / 16.25 \text{ MHz} = 3.9385 \mu s$ , οπότε τόσο ο χρόνος ελέγχου, όσο και η απόσταση μεταξύ των SCs θα είναι λίγο μεγαλύτερη από ότι στην περίπτωση κανονικού διαστήματος FFT των 4 μs.

#### **4.14 Peak-to-average Power Ratio**

Ένα χαρακτηριστικό φαινόμενο της μετάδοσης μέσω OFDM είναι το Peak to Average Power ratio (PAPR), το οποίο είναι το ενδεχόμενο σημαντικής διαφοράς του πλάτους του εκπεμπόμενου σήματος με τη μέση τιμή αυτού και εκφράζεται ως ο λόγος της μέγιστης ισχύος που λαμβάνεται στο δέκτη για κάθε subcarrier προς τη μέση ισχύ όλων των subcarriers. Είναι ένα μεγάλο μειονέκτημα της διαμόρφωσης OFDM ο μεγάλος λόγος της μέγιστης προς την μέση τιμή (Peak to Average Power Ratio, PAPR) που έχει ως αποτέλεσμα μεγάλη κατανάλωση ενέργειας στο αναλογικό τμήμα του πομπού. Σε κάθε subcarrier ανατίθεται ένα ημιτονοειδές σήμα και θα πρέπει η μέση ισχύς να είναι ανάλογη του αριθμού N των subcarriers. Κάποιες φορές όμως όπως προείπαμε, οι καθυστερημένες εκδοχές ενός subcarrier δρουν ενοικιοδομητικά με αποτέλεσμα η ισχύς να είναι μεγαλύτερη και όχι ανάλογη του N. Έτσι αυξάνεται το PAPR, με χειρότερη πιθανή περίπτωση η μέση ισχύς να γίνει ανάλογη του  $N^2$  με αποτέλεσμα σημαντική εξάπλωση του BER. Το PAPR μπορεί να μειωθεί με τη χρήση διάφορων τεχνικών όπως χρήση κατάλληλων σχημάτων κωδικοποίησης.

#### 4.14.1 Το Peak to average Power Ratio (PAPR) και η τυπική τιμή του σε ένα σύστημα OFDM με προδιαγραφές IEEE 802.11a.

Το PAPR για το σήμα  $x(t)$  ορίζεται ως

$$papr = \frac{\max [x(t)x^*(t)]}{E[x(t)x^*(t)]}$$

Εκφράζοντας σε ντεσιμπέλ

$$papr_{dB} = 10 \log_{10}(papr)$$

##### PAPR μιας ενιαίας ημιτονοειδούς ακολουθίας

Έστω ένα ημιτονοειδές σήμα  $x(t) = \sin(2\pi ft)$  έχοντας περίοδο  $T$ .

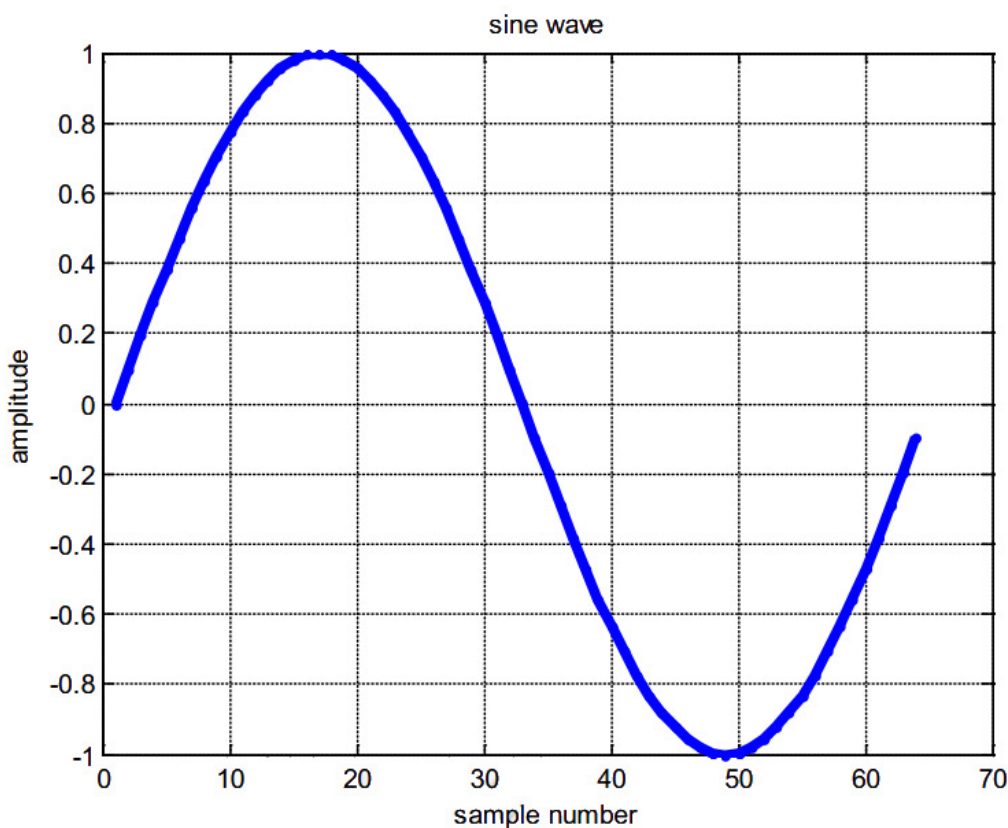
Η μέγιστη τιμή του σήματος είναι  $\max[x(t)x^*(t)] = +1$

Η μέση τετραγωνική τιμή του σήματος είναι

$$E[x(t)x^*(t)] = \frac{1}{T} \int_0^T \sin^2(2\pi ft) = \frac{1}{2}$$

Λαμβάνοντας υπόψη αυτό, το PAPR ενός ημιτονοειδούς σήματος είναι

$$papr = \frac{1}{\left(\frac{1}{2}\right)} = 2$$



Εικόνα 75 Κυματομορφή μιας απλής ημιτονοειδούς ακολουθίας.

Έστω ένα ημιτονοειδές σήμα  $x(t) = e^{2\pi ft}$  έχοντας περίοδο  $T$ .

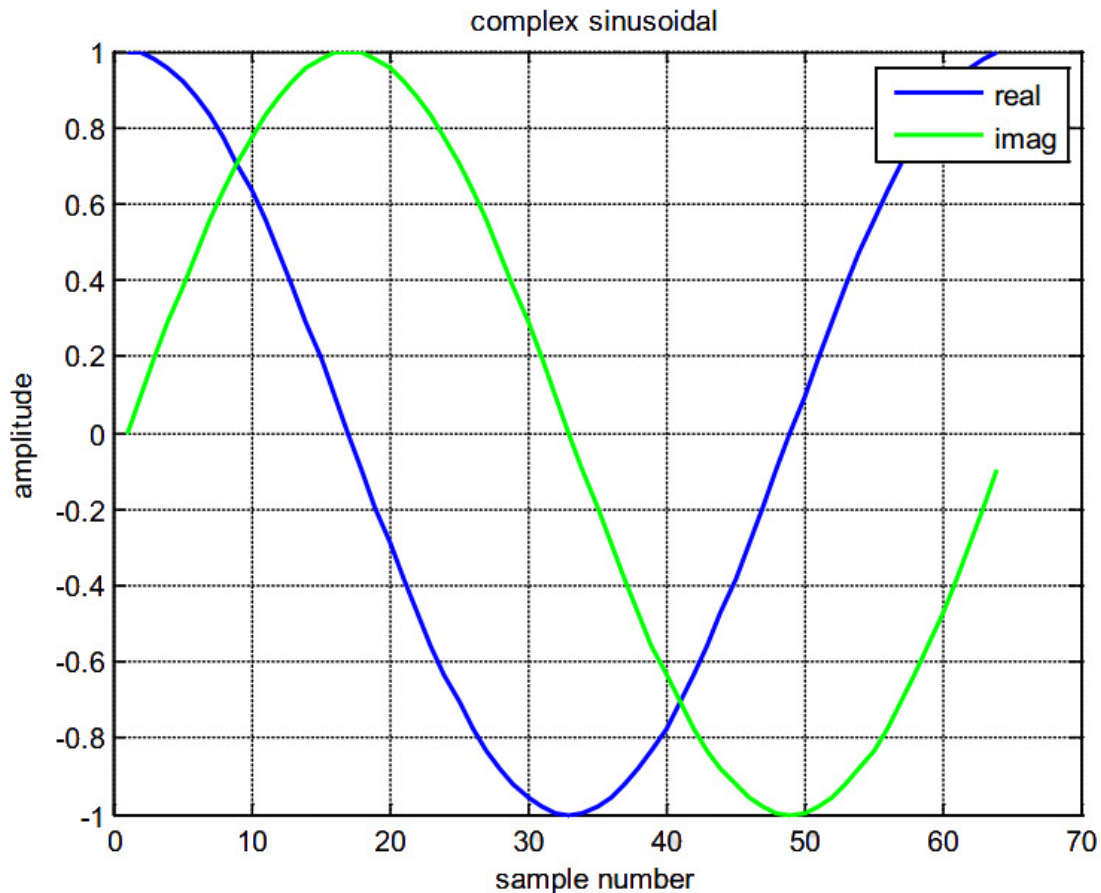
Μελέτη των αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments) σε ασύρματο δίκτυο OFDM

Η μέγιστη τιμή του σήματος είναι  $\max[x(t)x^*(t)] = +1$

$$E[x(t)x^*(t)] = \frac{1}{T} \int_0^T \exp^{4\pi ft} = 1$$

Η μέση τετραγωνική τιμή του σήματος είναι

Λαμβάνοντας υπόψη αυτό το PAPR ενός σύνθετου ημιτονοειδή τόνου είναι  $\text{papr}=1$



**Εικόνα 76 Κυματομορφή μιας σύνθετης ημιτονοειδούς ακολουθίας.**

### Μέγιστο αναμενόμενα PAPR σε OFDM κυματομορφή

Είδαμε ότι ένα OFDM σήμα είναι το άθροισμα των πολλαπλών ημιτονοειδών σημάτων έχοντας διαχωρισμό συχνοτήτων  $1/T$  όπου κάθε ημιτονοειδές διαμορφώνεται από ανεξάρτητες πληροφορίες  $a_k$ . Από μαθηματική άποψη το σήμα

$$x(t) = \sum_0^{K-1} a_k e^{\frac{j2\pi kt}{T}}$$

μετάδοσης είναι,

Για απλότητα ας υποθέσουμε ότι  $a_k = 1$  για όλα τα subcarriers. Σε αυτό το σενάριο, η μέγιστη τιμή του σήματος είναι

$$\begin{aligned} \max[x(t)x^*(t)] &= \max \left[ \sum_0^{K-1} a_k e^{\frac{j2\pi kt}{T}} \sum_0^{K-1} a_k^* e^{\frac{-j2\pi kt}{T}} \right] \\ &= \max \left[ a_k a_k^* \sum_0^{K-1} \sum_0^{K-1} e^{\frac{j2\pi kt}{T}} e^{\frac{-j2\pi kt}{T}} \right] \\ &= K^2 \end{aligned}$$

Η μέση τετραγωνική τιμή του σήματος είναι

$$E[x(t)x^*(t)] = E\left[\sum_0^{K-1} a_k e^{j2\pi kt} \sum_0^{K-1} a_k^* e^{-j2\pi kt}\right]$$

$$= E\left[a_k a_k^* \sum_0^{K-1} \sum_0^{K-1} e^{j2\pi kt} e^{-j2\pi kt}\right]$$

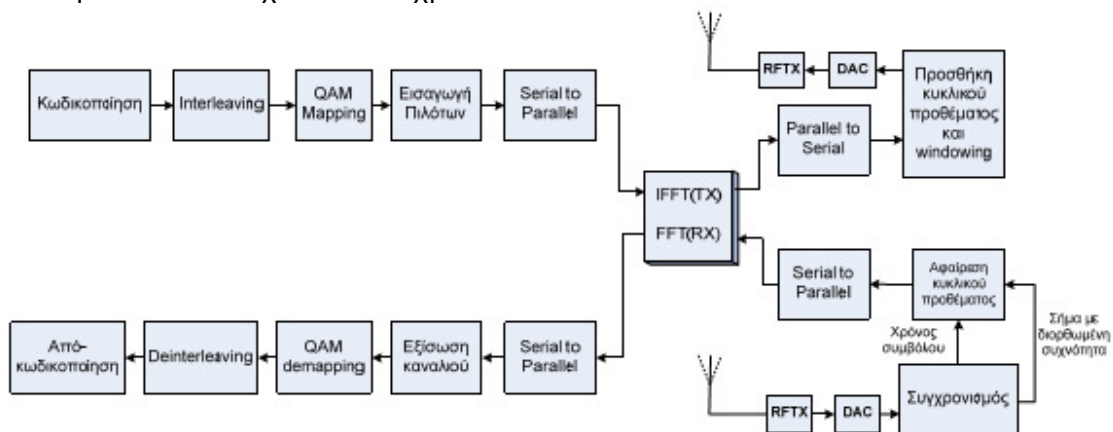
$$= K$$

Λαμβάνοντας υπόψη αυτό, το PAPR για ένα σύστημα OFDM με  $K$  subcarriers και

με όλους τους subcarriers να έχουν την ίδια διαμόρφωση, είναι,  $papr = \frac{K^2}{K} = K$   
 Είναι κατανοητό ότι η παραπάνω τιμή αντιστοιχεί στην μέγιστη τιμή της PAPR (όταν όλα τα subcarriers είναι ίδιας διαμόρφωσης, ευθυγραμμισμένα στην φάση και η μέγιστη τιμή φτάνει στο απόλυτο).

#### 4.15 Επεξεργασία σήματος OFDM

Στις προηγούμενες ενότητες περιγράφηκε ο τρόπος σχηματισμού του σήματος OFDM με τη χρήση IFFT, την εισαγωγή κυκλικού προθέματος και την εφαρμογή παραθύρου. Ωστόσο, χρειάζονται περισσότερα για την κατασκευή ενός OFDM modem. Στην εικόνα φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα ενός OFDM modem, όπου το πάνω επίπεδο αποτελεί τον πομπό, ενώ το κάτω το δέκτη. Στο κέντρο βλέπουμε τον IFFT, ο οποίος διαμορφώνει ένα μπλοκ τιμών QAM εισόδου σε έναν αριθμό SCs. Στο δέκτη, οι SCs αποδιαμορφώνονται με τον FFT, ο οποίος εκτελεί την αντίστροφη διαδικασία. Ένα ιδιαίτερο χαρακτηριστικό του FFT/IFFT είναι ότι ο FFT είναι σχεδόν πανομοιότυπος με τον IFFT. Στην πραγματικότητα, ο IFFT μπορεί να υλοποιηθεί με τη χρήση ενός FFT, ενώνοντας την είσοδο και την έξοδο του FFT και διαιρώντας το αποτέλεσμα με το μέγεθος του FFT. Έτσι είναι δυνατή η χρήση του ίδιου hardware σε πομπό και δέκτη. Φυσικά, αυτή η μείωση της πολυπλοκότητας είναι δυνατή μόνο σε περιπτώσεις που ένα modem δε χρειάζεται να εκπέμπει και να δέχεται ταυτόχρονα.



Εικόνα 77 Μπλοκ διάγραμμα ενός OFDM πομποδέκτη.

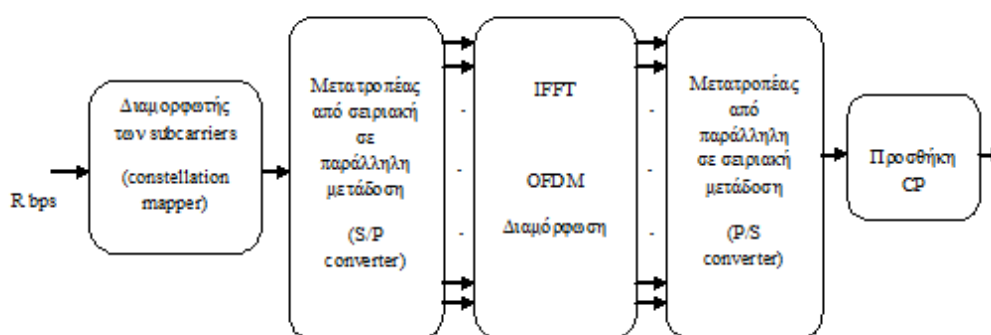
Στον δέκτη, μετά τη μετατροπή του σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό, η ψηφιακή επεξεργασία του σήματος ξεκινά με μια φάση εκπαίδευσης (training) που βοηθά στο συγχρονισμό και καθορισμό των μετατοπίσεων στη συχνότητα. OFFT, όπως είδαμε, αποδιαμορφώνει όλες τις φέρουσες και η έξοδος του περιέχει  $s \cdot N$  τιμές QAM που αντιστοιχούνται σε δυαδικές τιμές και αποκωδικοποιούνται για την παραγωγή τα δυαδικά δεδομένα στην έξοδο. Για τη σωστή αντιστοίχιση των τιμών



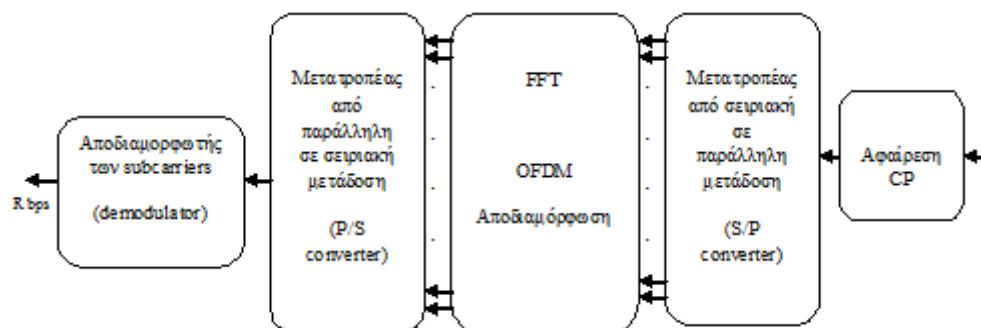
QAM σε δυαδικές τιμές, πρέπει πρώτα να εκτιμηθούν οι φάσεις και τα πλάτη αναφοράς σε όλες τις φέρουσες. Εναλλακτικά, μπορούν να εφαρμοστούν διαφορικές τεχνικές.

#### 4.16 Εκπομπή και λήψη σημάτων OFDM

Η παραγωγή σημάτων OFDM γίνεται ψηφιακά καθώς η αναλογική τεχνολογία θα είχε ιδιαίτερη πολυπλοκότητα λόγω της χρήσης τοπικών ταλαντωτών. Η OFDM ακολουθία μοιράζεται σε subcarriers και στο καθένα αποδίδονται τα δεδομένα προς μετάδοση. Φυσικά, πριν από αυτό, έχει επιλεγεί το φάσμα των συχνοτήτων που θα χρησιμοποιηθεί και ο τύπος διαμόρφωσης. Ανάλογα με τη διαμόρφωση επιλέγεται και το πλάτος και η φάση που θα δοθεί σε κάθε subcarrier. Έπειτα, μετατρέπεται το φάσμα στο πεδίο του χρόνου μέσω ενός αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier (IFFT). Στο δέκτη γίνεται ακριβώς η αντίθετη διαδικασία με σκοπό τη παραγωγή του αρχικού ψηφιακού σήματος. Παρακάτω έχουμε αναλυτικά τη διαδικασία.



Εικόνα 78 Διάγραμμα πομποδέκτη OFDM (διαμόρφωση).



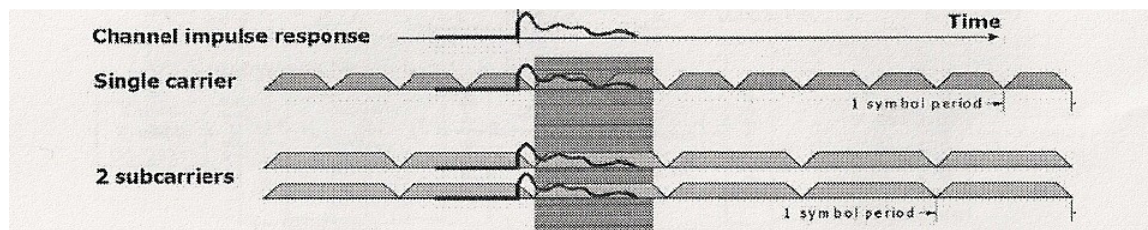
Εικόνα 79 Διάγραμμα πομποδέκτη OFDM (αποδιαμόρφωση).

#### 4.17 Μετατροπή από σειριακή σε παράλληλη μορφή

Αρχικά έχουμε την είσοδο των δεδομένων σε σειριακή μορφή τα οποία μετατρέπονται σε παράλληλη με τη μορφή subcarriers. Ένα OFDM σύμβολο χωρίζεται σε subcarriers όπου το καθένα αντιστοιχίζεται σε μια συχνότητα του φάσματος. Ένα OFDM σύμβολο μπορεί να έχει από 40 έως 4000 bits. Ανάλογα με το τύπο διαμόρφωσης που θα επιλεγεί καθορίζονται και τα subcarriers. Αν για παράδειγμα θέλουμε να στείλουμε ένα σύμβολο των 40 bits και χρησιμοποιήσουμε QPSK διαμόρφωση θα έχουμε 20 subcarriers κάθε ένα από τα οποία θα έχει ένα σύμβολο των 2 bits αφού στην QPSK έχουμε 2 bits ανά σύμβολο. Με την OFDM τεχνική επιτυγχάνεται όπως προείπαμε μεγαλύτερη ταχύτητα στη μετάδοση. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα έχουμε στην εικόνα που ακολουθεί όπου για να σταλεί ένα σήμα απαιτούνται 12 σύμβολα σε μια μονοφεροντική μετάδοση. Σε μια μετάδοση όμως με 2 subcarriers δίδονται 6 σύμβολα σε κάθε subcarrier και γίνεται η αποστολή στο μισό χρόνο αφού η



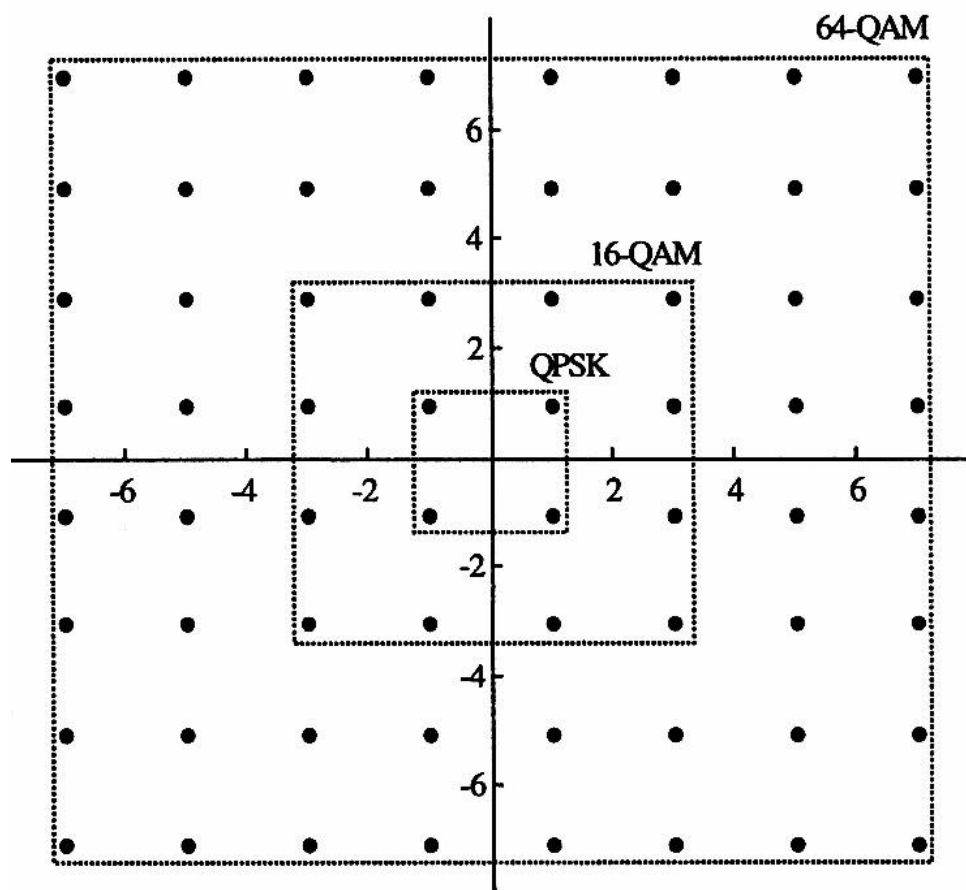
περίοδος του συμβόλου είναι η μισή στο πεδίο του χρόνου σε σχέση με τη μονοφερωντική μετάδοση.



Εικόνα 80 Σύγκριση μετάδοσης single carrier / 2 subcarriers.

#### 4.18 Σχήμα διαμόρφωσης

Επόμενο βήμα είναι η αντιστοίχιση των bits σε συγκεκριμένο πλάτος και φάση ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης. Το πλάτος και η φάση απεικονίζονται από ένα μιγαδικό διάνυσμα με In-phase και Quadrature-Phase συνιστώσες. Σε ένα σύστημα έχουμε 4 είδη διαμορφώσεων BPSK, QPSK, 16-QAM και 64-QAM. Οι αστερισμοί του κάθε είδους διαμόρφωσης φαίνονται στην εικόνα παρακάτω.



Εικόνα 81 Αστερισμοί διαμορφώσεων.

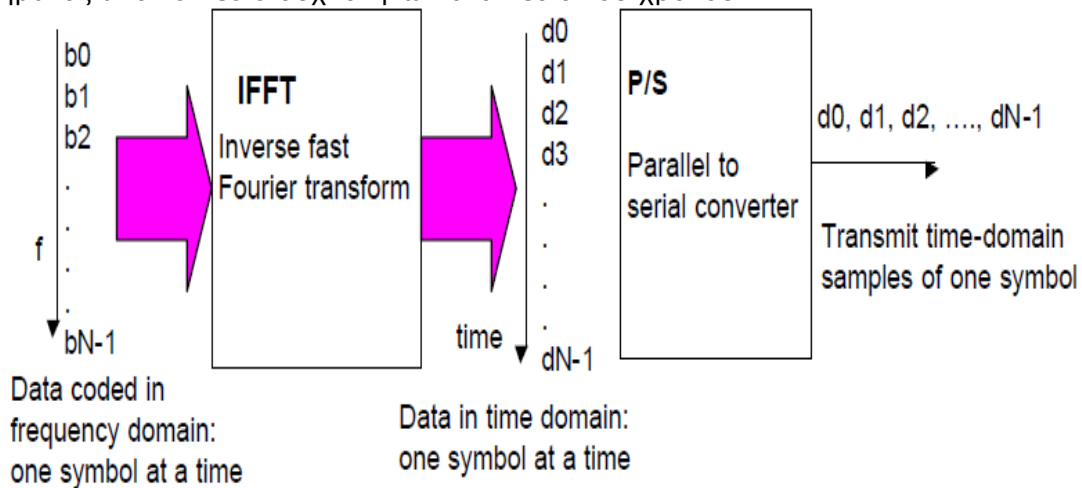
Κάθε σημείο του αστερισμού αντιστοιχεί σε μια σειρά από bits ανάλογα φυσικά τη διαμόρφωση. Αν για παράδειγμα ο αστερισμός είναι 16-QAM σχηματίζονται 4 ισάπεχουσες στήλες και γραμμές που δημιουργούν 16 σημεία. Το κάθε ένα από αυτά αντιστοιχίζεται σε ένα σύμβολο των 4 bits από το 0000 έως το 1111. Ο αριθμός των bits που μπορούν να μεταδοθούν από ένα σύμβολο προκύπτει από τον τύπο  $\log_2 M$ , όπου  $M$  ο αριθμός των σημείων στον αστερισμό, επομένως στην 64-QAM μεταδίδονται έξι bits ανά σύμβολο.

Αξίζει να αναφέρουμε ότι κατά τη μετάδοση έχουμε παρεμβολές και θόρυβο που οδηγούν στη μετακίνηση των σημείων. Κατά την αποδιαμόρφωση εκτιμάται το αρχικό διάνυσμα, αυτό δηλαδή που έχει τη πιο κοντινή απόσταση από ένα σημείο. Αν όμως είναι τόσος πολύς ο θόρυβος και το σημείο ξεπερνά το μισό της απόστασης από ένα άλλο σημείο, ο δέκτης θα κάνει λήψη του άλλου σημείου με αποτέλεσμα να λάβει λάθος πληροφορία.

Όσο αυξάνεται ο αριθμός των σημείων του αστερισμού τόσο πιο αποδοτικά αξιοποιείται το εύρος ζώνης του συστήματος, μιας και στο ίδιο εύρος συχνοτήτων αποστέλλονται περισσότερα ψηφία πληροφορίας. Παρόλα αυτά, όσο αυξάνεται ο αριθμός των σημείων του αστερισμού τόσο πιο κοντά βρίσκονται τα σημεία αυτά με αποτέλεσμα όταν ο δέκτης λάβει το σήμα παρουσία θορύβου υπάρχει πιθανότητα να αποκωδικοποιήσει λανθασμένα τα περισσότερα σύμβολα. Αυτό προκύπτει και από το γεγονός ότι διατηρώντας την ισχύ του πομπού σταθερή η αύξηση των σημείων του αστερισμού οδηγεί σε χαμηλότερη ενέργεια ανά ψηφίο, δηλαδή μείωση του  $E_b/N_0$ .

#### 4.19 Αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier

Μετά το στάδιο της διαμόρφωσης στο πομπό έχουμε τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier. Η χρήση του IFFT έχει ως σκοπό τη μετατροπή του σήματος από το πεδίο συχνοτήτων στο πεδίο του χρόνου.



**Εικόνα 82 Αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier.**

Όπως φαίνεται και στο σχήμα ο IFFT λαμβάνει ένα αριθμό μιγαδικών σημείων που αποκαλούμε  $b_{in}$  και το καθένα από αυτά αντιστοιχεί σε ένα subcarrier. Εδώ πρέπει να σημειώσουμε ότι ο αριθμός  $N$  εισόδων του IFFT είναι δύναμη του 2 και είναι τέτοιος ώστε να μπορεί να εξυπηρετήσει όλα τα subcarriers. Αν δηλαδή για παράδειγμα έχουμε 200 subcarriers τότε ο αριθμός  $N$  θα είναι 256 όπου είναι το  $2^8$  καθώς το  $2^7=128$  δεν επαρκεί για τα subcarriers. Σε μια τέτοια περίπτωση οι 56 εισοδοί που μένουν αχρησιμοποίητοι μηδενίζονται. Αυτές οι εισοδοί είναι οι εξωτερικές του IFFT, 28 στην αρχή και 28 στο τέλος και παρέχουν συχνοτικά κενά για λόγους ασφαλείας. Στη συνέχεια τα δεδομένα των εξόδων του IFFT μετατρέπονται και πάλι σε σειριακή μορφή γιατί έτσι απαιτείται για τη περαιτέρω επεξεργασία.

#### 4.20 Υπολογισμός SNR σε συστήματα μετάδοσης OFDM

Στη συνέχεια παρουσιάζεται μια σύγκριση μεταξύ συστημάτων μονής φέρουσας και συστημάτων πολλαπλών φερουσών βασισμένη στο SNR. Όπως γνωρίζουμε, το SNR σε σύστημα μονής φέρουσας δίνεται από τη σχέση:

$$SNR_{sc} = \frac{P_s}{P_n}$$

Μελέτη των αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments) σε ασύρματο δίκτυο OFDM

Όπου  $P_s$  και  $P_n$  η ισχύς του σήματος και του θορύβου αντίστοιχα, ενώ ο ρυθμός λάθους ανά σύμβολο από τη σχέση:

$$SER_{sc} = \frac{(1/T)P_e}{(1/T)} = P_e,$$

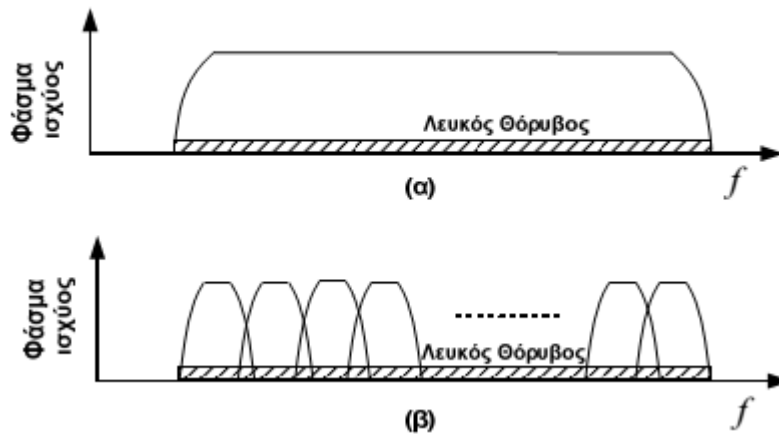
όπου  $T$  είναι η περίοδος του συμβόλου, και  $P_e$  είναι η πιθανότητα λάθους. Για σύστημα πολλαπλών (έστω  $K$ ) φερουσών έχουμε αντίστοιχα:

$$SNR_{MC} = \frac{P_s / K}{P_n / K} = \frac{P_s}{P_n} = SNR_{SC},$$

και

$$SER_{MC} = \frac{(1/KT) \cdot K \cdot P_e}{(1/KT) \cdot K} = P_e = SER_{SC}$$

Παρατηρούμε ότι τόσο το SNR όσο και το SER (δεδομένου λευκού θορύβου) είναι το ίδιο και στις δύο περιπτώσεις. Στο σχήμα που ακολουθεί παρουσιάζεται το φάσμα του παρατηρούμενου θορύβου.



Εικόνα 83 Φάσμα λευκού θορύβου σε συστήματα α) μονής και β) πολλαπλών

#### 4.21 Ιδιότητες, πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα του OFDM σήματος

Στην ενότητα αυτή θα αναφερθούμε επιγραμματικά στις ιδιότητες του σήματος OFDM, στα βασικά πλεονεκτήματα που παρουσιάζει, αλλά και στα μειονεκτημάτά της σε σχέση με τα συστήματα μετάδοσης μονής φέρουσας. Συνοψίζοντας λοιπόν από τις προηγούμενες ενότητες, τα βασικά πλεονεκτήματα της μετάδοσης OFDM είναι ότι: Κάνει αποδοτική χρήση του εύρους ζώνης (με το να επιτρέπει την επικάλυψη των φασμάτων των υποκαναλιών).

- Είναι πολύ λιγότερο ευαίσθητη στο φαινόμενο της επιλεκτικής εξασθένισης του καναλιού (frequency selective fading) σε σχέση με τα συστήματα μονής φέρουσας (single carrier).
- Εξαλείφει αποδοτικά τα φαινόμενα ISI και ICI με τη χρήση του χρόνου ελέγχου και την εισαγωγή κυκλικού προθέματος
- Με τη χρήση επαρκών μεθόδων κωδικοποίησης και παρεμβολής (interleaving) καναλιού μπορεί να ανακτήσει σύμβολα που έχουν αλλοιωθεί εξαιτίας της μη ομοιογενούς συμπεριφοράς του καναλιού.
- Είναι υπολογιστικά αποδοτική ως προς τη διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση, κάνοντας χρήση του FFT/IFFT, ενώ είναι δυνατή η χρήση του ίδιου hardware

- σε πομπό και δέκτη για την υλοποίηση του FFT/IFFT.
- Αποτελεί έναν αποδοτικό τρόπο για την αντιμετώπιση του multi-path delay spread.
- Σε σχετικά αργά μεταβαλλόμενα κανάλια, είναι δυνατή η σημαντική αύξηση της χωρητικότητας, μέσω της προσαρμογής του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων σε κάθε φέρουσα βάσει του SNR της συγκεκριμένης φέρουσας. Με άλλα λόγια διευκολύνει την προσαρμογή του ρυθμού μετάδοσης κάθε φορέα στο λόγο σήματος προς θόρυβο της υποφέρουσας με αποτέλεσμα την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης σε κανάλια που μεταβάλλονται αργά στο χρόνο
- Είναι ανθεκτική σε φαινόμενα παρεμβολή μεταξύ γειτονικών ζωνών συχνότητας (narrowband interference), αφού επηρεάζεται μόνο ένα μικρό ποσοστό των φερουσών.
- Καθιστά πιθανή την υλοποίηση δικτύων single-frequency, κάτι που είναι αρκετά ελκυστικό για εφαρμογές ευρυεκπομπής.
- Παρουσιάζει ανθεκτικότητα σε κρουστικό θόρυβο (γενικά σε παρεμβολές στενής ζώνης).
- Παρουσιάζει αποδοτικότητα φάσματος (Spectral Efficiency).
- Παρέχει δυναμικά μεταβαλλόμενο ρυθμό μετάδοσης.

Αντίθετα, σαν βασικά μειονεκτήματα μπορούν να αναφερθούν τα ακόλουθα:

- Είναι πιο επιρρεπής από τα συστήματα μονής φέρουσας σε αποκλίσεις συχνότητας φορέα (carrier frequency offsets) και μετατοπίσεις φάσης.
- Ευπαθής σε προβλήματα συγχρονισμού λόγω φαινομένου Doppler, απόκλισης συχνότητας ταλαντωτών και υψηλή τιμή λόγου Μέγιστη-προς-Μέση Ισχύ (PAPR).
- Επιπλέον, απαιτεί μεγάλο λόγο μέγιστης προς μέση ισχύ (PAPR) στον πομπό, γεγονός που τείνει να μειώσει, ως ένα βαθμό, την αποδοτικότητα του ενισχυτή στον πομπό.
- Το μεταδιδόμενο σήμα OFDM έχει πλάτος που προσομοιάζει με θόρυβο. Αυτό είναι απόρροια του γεγονότος ότι τα χρονικά δείγματα του σήματος είναι σε μεγάλο βαθμό ασυσχέτιστα μεταξύ τους και επομένως το σήμα

$$\frac{P_{peak}}{P_{avg}}$$

OFDM έχει σχετικά μεγάλο λόγο  $\frac{P_{peak}}{P_{avg}}$  (στιγμιαία προς μέση ισχύς). Το φαινόμενο αυτό τείνει να μειώσει την απόδοση του RF ενισχυτή αφού απαιτούνται πομποί με μεγάλο λόγο PAPR, ενώ παράλληλα αυξάνει την πολυπλοκότητα των μετατροπών ADC και DAC.

Για τη μείωση του λόγου PAP έχουν προταθεί αρκετές τεχνικές οι οποίες μπορούν να χωριστούν σε τρεις κύριες κατηγορίες. Στην πρώτη κατηγορία ανήκουν τεχνικές όπως οι clipping, peak windowing και peak cancellation. Στη δεύτερη, ανήκουν οι τεχνικές κωδικοποίησης (coding) και στην τρίτη οι τεχνικές παρεμβολής (symbol scrambling).

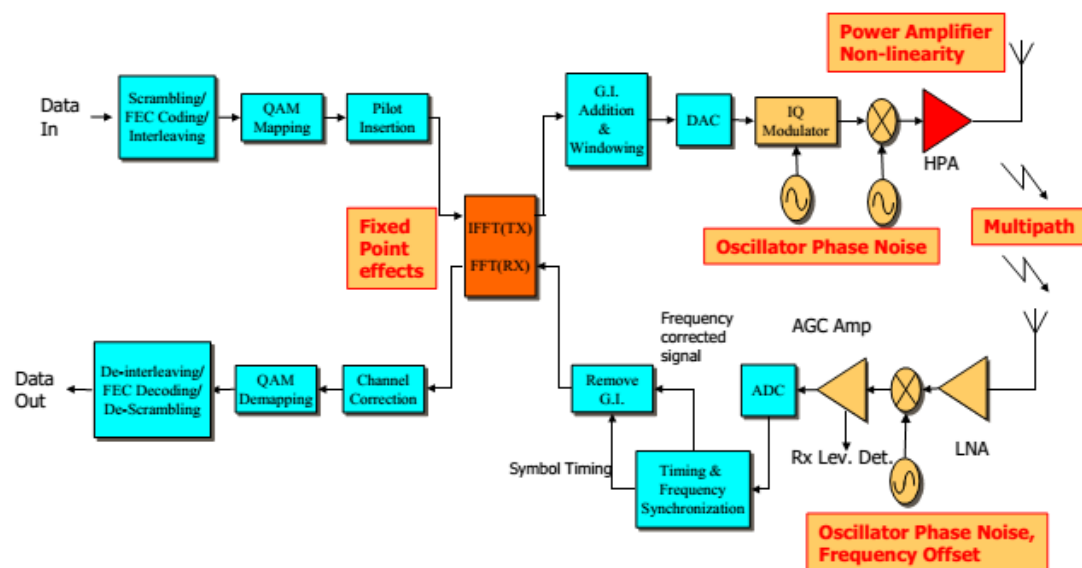
## 5 Πηγές αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments)

Σε ένα OFDM σύστημα εκπομπής και λήψης οι πηγές που προκαλούν τις αλλοιώσεις στις ζεύξεις μπορεί να είναι :

- Η μη γραμμικότητα του ταλαντωτή (oscillator phase noise)
- Η πολυόδευση (multipath)
- Ο θόρυβος φάσης του ταλαντωτή πομπού και δέκτη (oscillator phase noise)
- Η μετατόπιση συχνότητας (frequency offset)
- Fixed point effects
- Ο AGC χρόνος απόκρισης

- Ο ADC/DAC θόρυβος κβαντοποίησης (analog to digital converter / digital to analog converter quantization noise)
- Οι αλλοιώσεις modem

Παρακάτω φαίνεται το block διάγραμμα OFDM συστήματος αποστολής/λήψης καθώς και μερικές από τις πηγές των αλλοιώσεων ζεύξης. Στην συνέχεια αναλύονται οι παραπάνω έννοιες.



**Εικόνα 84 Block διάγραμμα OFDM συστήματος αποστολής/λήψης και πηγές των αλλοιώσεων ζεύξης.**

## 5.1 Ταλαντωτής

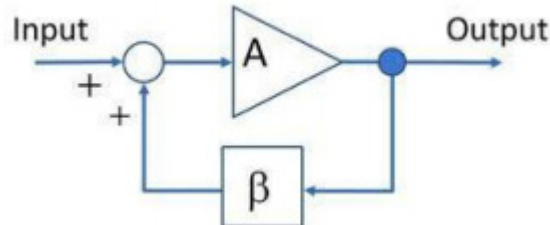
### 5.1.1 Γενικά

Ο ταλαντωτής (oscillator) αποτελεί ένα από τα βασικότερα δομικά στοιχεία το οποίο ενσωματώνεται τόσο στο μονοπάτι του πομπού όσο και στο μονοπάτι του δέκτη ενός RF τηλεπικοινωνιακό σύστημα ο ταλαντωτής του πομπού του συστήματος που είναι γνωστός και ως master oscillator, είναι υπεύθυνος για τον καθορισμό του καναλιού στο οποίο θα λειτουργεί ο πομπός. Από την άλλη πλευρά ο ταλαντωτής του δέκτη, που ονομάζεται και τοπικός ταλαντωτής (local oscillator), δημιουργεί ένα τοπικό φορέα (local carrier) μέσα στο δέκτη ο οποίος επιτρέπει στον εισερχόμενο φορέα (incoming carrier) από τον πομπό να τροποποιείται, διευκολύνοντας με αυτόν τον τρόπο την επεξεργασία μέσα στο δέκτη.

Ουσιαστικά λοιπόν, ταλαντωτής είναι ένα σύστημα που παράγει περιοδικά σήματα σταθερής συχνότητας. Ο ηλεκτρικός ταλαντωτής εκμεταλλεύεται μια αμυδρή ηλεκτρική διαταραχή, που είτε υπάρχει πάντα στα ηλεκτρικά κυκλώματα (ηλεκτρονικός θόρυβος), είτε την δημιουργούμε εμείς μέσω χρονοκυκλωμάτων RC, RL, LC.

Την διαταραχή αυτή ενισχύοντας την συνεχώς, μέσω βρόχου ανάδρασης, το σύστημα δημιουργεί ένα εκμεταλλεύσιμο περιοδικό σήμα. Ένας ταλαντωτής περιγράφεται σχηματικά από το επόμενο διάγραμμα. Σ αυτό φαίνονται :

- Η είσοδος της ηλεκτρικής διαταραχής (input).
- Ένας αθροιστής , όπου αθροίζονται τα σήματα της εισόδου και του βρόχου ανάδρασης.
- Μια ενισχυτική βαθμίδα A , που παράγει την έξοδο του ταλαντωτή (output).
- Ένας κλάδος ανάδρασης β, όπου γίνεται μια επιλεκτική επιστροφή του σήματος της εξόδου του συστήματος, στον προαναφερθέντα αθροιστή της εισόδου



**Εικόνα 85 Διάγραμμα ταλαντωτή.**

Για να ξεκινήσει και να συντηρείται η ταλάντωση σε μια συχνότητα  $f$ , πρέπει το μέτρο του κέρδους ανοιχτού βρόχου  $|A \cdot \beta| > 1$  και η φάση  $(A \cdot \beta) = 0$  (κριτήρια Barkhausen ).

Η λειτουργία του συστήματος αυτού περιγράφεται από την συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{A}{1 - A \cdot \beta}$$

Βρόχος ανάδρασης : κύκλωμα επιλογής ή δημιουργίας σήματος , χρονοκυκλώματα. Οι τύποι χρονοκυκλωμάτων που ξέρουμε είναι :

α) Συντονιζόμενο κύκλωμα επαγωγής L και χωρητικότητας C ( κύκλωμα LC ). Οι ταλαντωτές που χρησιμοποιούν κυκλώματα LC, λέγονται συντονιζόμενοι ταλαντωτές LC . Στους ταλαντωτές αυτούς για να μεταβληθεί η συχνότητα του παραγόμενου σήματος , συνήθως μεταβάλλεται η χωρητικότητα ημιαγωγών διόδων Varactor, με την μεταβολή της τάσης στα άκρα τους .

β) Κυκλώματα φόρτισης-εκφόρτισης χωρητικότητας C μέσω αντίστασης R ( κύκλωμα RC ). Τα κυκλώματα RC χρησιμοποιούνται στους ταλαντωτές δακτυλίου (Ring oscillator). Η μεταβολή της συχνότητας ταλάντωσης  $f$  , γίνεται ρυθμίζοντας το ρεύμα φόρτισης-εκφόρτισης της χωρητικότητας . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, την αλλαγή του χρόνου φόρτισης-εκφόρτισης (περιόδου T του παραγόμενου σήματος) . Οι ταλαντωτές RC δεν έχουν επαγωγή και έτσι έχουν πολύ μικρότερο μέγεθος υλοποίησης σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα.

Παρακάτω θα δούμε αναλυτικότερα αυτούς τους τύπους.

### **5.1.20 Voltage-Controlled Oscillator**

Όπως αναφέραμε περιληπτικά ο ηλεκτρονικός ταλαντωτής είναι ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα που παράγει ένα επαναλαμβανόμενο ταλαντευόμενο σήμα, συνήθως ημιτονοειδές ή τετραγωνικό. Είναι ευρέως χρησιμοποιούμενοι σε πολλές ηλεκτρονικές συσκευές όπως για παράδειγμα στα τηλεπικοινωνιακά και γενικότερα RF κυκλώματα, στα σήματα του ρολογιού που οδηγούν σύγχρονα ολοκληρωμένα

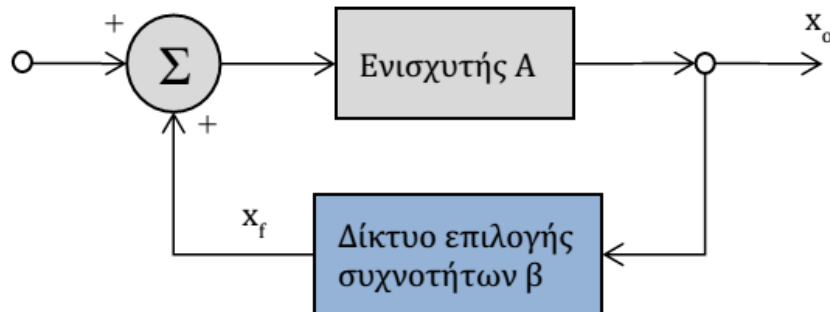
κυκλώματα, σε ρολόγια τύπου Quartz ,για την μετατροπή μιας πηγής DC σε AC (inverters) καθώς και για πολλά άλλα.

Υπάρχουν δυο κύριες κατηγορίες ταλαντωτών:

- Οι γραμμικοί ή αρμονικοί ταλαντωτές
- Οι μη-γραμμικοί ή ταλαντωτές χαλάρωσης

### 5.1.3 Γραμμικοί ταλαντωτές

Η βασική δομή ενός γραμμικού ταλαντωτή αποτελείται από έναν ενισχυτή και ένα δίκτυο επιλογής συχνοτήτων που συνδέεται σε βρόχο θετικής ανάδρασης. Η παραπάνω δομή φαίνεται στο σχήμα παρακάτω. Παρόλο που στους πραγματικούς ταλαντωτές δεν υφίσταται σήμα εισόδου το συμπεριλαμβάνουμε για να διευκολυνθεί η επεξήγηση της αρχής λειτουργίας.



Το κέρδος κλειστού βρόχου του παραπάνω συστήματος προκύπτει ότι είναι:

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)}$$

Έτσι σύμφωνα με τον ορισμό του κέρδους βρόχου, το κέρδος βρόχου του παραπάνω συστήματος είναι  $-A(s)\beta(s)$ . Για να διευκολυνθεί η ανάλυση παραλείπουμε το αρνητικό πρόσημο και ορίζουμε το κέρδος βρόχου  $L(s)$  ως εξής:  $L(s)=A(s)\beta(s)$ . Έτσι η χαρακτηριστική εξίσωση παίρνει την μορφή:  $1-L(s)=0$ .

### 5.1.4 Τύποι γραμμικών ταλαντωτών

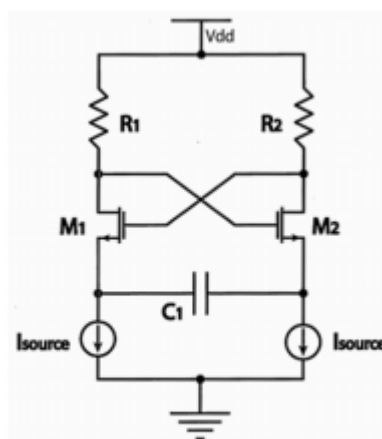
Εν συνεχεία μπορούμε να διαχωρίσουμε τους διάφορους γραμμικούς ταλαντωτές με βάση το κύκλωμα που έχουν στον βρόχο ανάδρασης σε:

- **Ταλαντωτές RC**, όπου το φίλτρο του βρόχου ανάδρασης αποτελείται από αντιστάτες και πυκνωτές. Χρησιμοποιούνται συνήθως για την παραγωγή χαμηλών συχνοτήτων, όπως για παράδειγμα σε audio εφαρμογές. Συνηθισμένοι RC ταλαντωτές είναι ο ταλαντωτής ολίσθησης φάσης και ο ταλαντωτής γέφυρας Wien.
- **Ταλαντωτές LC**, όπου το φίλτρο του βρόχου ανάδρασης αποτελείται από συντονιζόμενα πηνία και πυκνωτές. Τέτοιου είδους ταλαντωτές χρησιμοποιούνται συνήθως στην περιοχή tv ραδιοσυχνοτήτων όταν απαιτείται μια συντονιζόμενη πηγή. Συνηθισμένοι LC ταλαντωτές είναι οι Hartley, Colpitts και Clapp.

- **Κρυσταλλικούς ταλαντωτές**, όπου το φίλτρο είναι ένας πιεζοηλεκτρικός κρύσταλλος (συνήθως κρύσταλλος quartz). Ο κρύσταλλος αυτός δονείται μηχανικά και η συχνότητα της δόνησης καθορίζει την συχνότητα ταλάντωσης. Επίσης οι κρύσταλλοι που χαρακτηρίζονται από υψηλό παράγοντα Q (παράγοντας ποιότητας) έχουν μεγαλύτερη σταθερότητα στις αλλαγές της θερμοκρασίας κάτι που τους κάνει να έχουν μεγαλύτερη σταθερότητα στην συχνότητα από τους LC και RC ταλαντωτές. Χρησιμοποιούνται συνήθως σε πομπούς ραδιοφώνου και στην παραγωγή του σήματος του ρολογιού στους ηλεκτρονικούς υπολογιστές, συνήθως σε συχνότητες κάτω των 30 MHz.

### 5.1.5 Μη-γραμμικοί ταλαντωτές

Οι μη-γραμμικοί ή ταλαντωτές χαλάρωσης παράγουν μη ημιτονοειδή σήματα όπως τετραγωνικούς, τριγωνικούς και πριονωτούς παλμούς. Περιέχουν ένα στοιχείο που αποθηκεύει ενέργεια, όπως ένα πυκνωτή ή ένα επαγωγό, και ένα μη-γραμμικό διακοπτικό κύκλωμα, όπως ένα latch ή ένα Schmitt trigger, το οποίο αποφορτίζει περιοδικά την αποθηκευμένη ενέργεια δημιουργώντας έτσι απότομες αλλαγές στην κυματομορφή εξόδου.



Ταλαντωτής Χαλάρωσης

Οι τετραγωνικοί ταλαντωτές χαλάρωσης χρησιμοποιούνται για να παρέχουν το σήμα του ρολογιού σε ακολουθιακά κυκλώματα όπως timers και απαριθμητές, αν και συνήθως σε τέτοιες περιπτώσεις προτιμούνται οι κρυσταλλικοί ταλαντωτές λόγω σταθερότητας. Οι τριγωνικοί και πριονωτοί ταλαντωτές χρησιμοποιούνται στα συστήματα ακτινών καθοδικού σωλήνα, στους αναλογικούς παλμογράφους και στις τηλεοράσεις. Οι πιο συνηθισμένοι τύποι ταλαντωτών χαλάρωσης είναι οι:

- Πολυδονητές
- Ring Oscillators
- Delay Line Oscillators

### 5.1.6 Κριτήριο ταλάντωσης

Το κριτήριο ταλάντωσης του συστήματος προκύπτει ως εξής. Εάν σε μια συγκεκριμένη συχνότητα  $f$  το κέρδος του βρόχου ισούται με τη μονάδα

συνεπάγεται από την 
$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)}$$



ότι το  $A_f$  θα είναι άπειρο. Αυτό σημαίνει ότι σε αυτή τη συχνότητα η έξοδος θα είναι άπειρη για μηδενικό σήμα εισόδου και το κύκλωμα θα είναι ταλαντωτής, εφόσον έτσι ορίζεται ο ταλαντωτής. Άρα για να έχουμε ημιτονοειδή ταλάντωση στη συχνότητα  $\omega_0$  το κέρδος βρόχου του κυκλώματος που είδαμε πιο πάνω θα πρέπει

$$\text{να είναι: } L(j\omega_0) \equiv A(j\omega_0)\beta(j\omega_0) = 1$$

Αυτό σημαίνει ότι στη συχνότητα  $\omega_0$  η φάση του κέρδους βρόχου θα πρέπει να είναι μηδέν και το μέτρο του θα πρέπει να είναι ίσο με την μονάδα. Αυτό το κριτήριο είναι γνωστό ως κριτήριο του Barkhausen. Θα πρέπει να τονίσουμε ότι για να έχουμε ταλάντωση σε μια συχνότητα, θα πρέπει το κριτήριο της ταλάντωσης να ικανοποιείται για μία μόνο συχνότητα ( $\omega_0$ ). Σε αντίθετη περίπτωση η κυματομορφή της εξόδου δεν θα είναι απλό ημίτονο. Επίσης μπορούμε να οδηγηθούμε διαισθητικά στο κριτήριο Barkhausen με τους εξής συλλογισμούς. Για να μπορέσει ο βρόχος του συστήματος μας να δημιουργήσει και να διατηρήσει ένα σήμα εξόδου  $x_0$  χωρίς κάποιο σήμα εισόδου ( $x_s = 0$ ) το σήμα ανάδρασης  $x_f = \beta x_0$

Θα πρέπει να είναι τέτοιο ώστε να ισχύει

$$Ax_f = x_0$$

$$A\beta x_0 = x_0$$

Το οποίο μας οδηγεί πάλι στο κριτήριο του Barkhausen

$$A\beta = 1$$

Θα πρέπει να τονιστεί ότι η συχνότητα ταλάντωσης  $\omega_0$  καθορίζεται αποκλειστικά από τα χαρακτηριστικά φάσης του βρόχου ανάδρασης. Το κύκλωμα ταλαντώνεται στη συχνότητα στην οποία ο βρόχος ανάδρασης έχει μηδενική φάση. Συνεπώς η σταθερότητα της συχνότητας ταλάντωσης θα καθορίζεται από τον τρόπο με τον οποίο η φάση  $\varphi(\omega)$  του βρόχου ανάδρασης μεταβάλλεται σε συνάρτηση με τη συχνότητα. Μια «απότομη» συνάρτηση φάσης  $\varphi(\omega)$  θα έχει ως αποτέλεσμα σταθερότερη συχνότητα ταλάντωσης. Μια εναλλακτική προσέγγιση στη μελέτη των ταλαντωτών συνίσταται στην εξέταση των πόλων του κυκλώματος, δηλαδή των ριζών της χαρακτηριστικής εξίσωσης  $1-L(s)=0$ . Για να έχουμε διατηρούμενες ταλαντώσεις σε μια συχνότητα  $1-L(s)=0$  θα πρέπει η χαρακτηριστική εξίσωση να έχει ρίζες της μορφής  $s = \pm j\omega_0$ . Συνεπώς η παράσταση  $1 - A(s)\beta(s)$  θα πρέπει να έχει κάποιον παράγοντα της μορφής

$$s^2 + \omega_0^2$$

## 5.2 Ορισμός Phase Noise

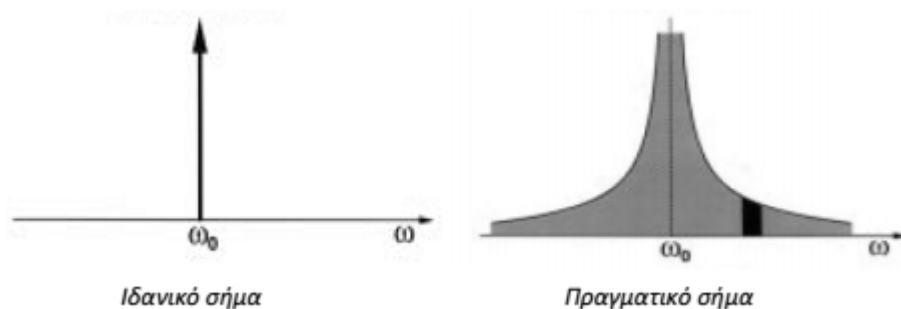
Ο όρος Phase noise χρησιμοποιείται ευρέως για να περιγράψει σύντομες τυχαίες διακυμάνσεις στην συχνότητα ενός σήματος. Στην περίπτωση των ταλαντωτών, ο ιδανικός ταλαντωτής θα μας έδινε στην έξοδό του ένα καθαρό ημίτονο δηλαδή ένα ζεύγος κρουστικών στο πεδίο της συχνότητας. Αυτό σημαίνει ότι όλη η ισχύς του σήματος είναι συγκεντρωμένη στην μια αυτή συχνότητα ταλάντωσης, ενώ στην μη ιδανική περίπτωση ένα μέρος της ισχύος απλώνεται και σε γειτονικές συχνότητες της συχνότητας ταλάντωσης.

Αλλιώς θα μπορούσαμε να φανταστούμε το θόρυβο φάσης σαν ισοδύναμες FM και AM μεταβολές στο ιδανικό ημίτονο εξόδου. Μαθηματικά αυτό φαίνεται κάπως έτσι:

Σήμα εξόδου ιδανικού ταλαντωτή:  $V_o = A \cos(\omega_o t)$

Σήμα πραγματικού ταλαντωτή:  $V_o = A \cos(\omega_o t + \theta(t))$

Σχηματικά στο πεδίο της συχνότητας φαίνεται ως εξής:



Ο θόρυβος στην φάση εκφράζεται συνήθως σε dBc/Hz και αναπαριστά το λόγο της ισχύος του θορύβου προς την φέρουσα συχνότητα(carrier) που περιέχεται σε εύρος 1 Hz με αποκλίσεις από την φέρουσα. Μπορεί να μετρηθεί με ένα spectrum analyzer εάν το phase noise της υπό μέτρησης συσκευής είναι επαρκώς υψηλότερο από αυτό του τοπικού ταλαντωτή του spectrum analyzer.

### 5.2.1 Πως ο θόρυβος φάσης επηρεάζει ένα σύστημα

Ο θόρυβος φάσης ορίζει το πάνω όριο της απόδοσης ενός συστήματος, μειώνοντας το δυναμικό εύρος. Στις τηλεπικοινωνίες και τα συστήματα Radar αυτό φαίνεται ως απώλεια στην ευαισθησία, στην επεξεργασία εικόνων ως απώλεια ανάλυσης και στα ψηφιακά συστήματα ως υψηλότερο Bit Error Rate. Στους πομπούς ο τοπικός ταλαντωτής εισέρχεται ως είσοδος σε ενισχυτές και τελικά μεταφέρεται μέχρι και την κεραία όπου και εκπέμπεται μαζί με το χρήσιμο σήμα. Έτσι το χρήσιμο αυτό σήμα περικλείεται από μια ζώνη θορύβου που πηγάζει από τον θόρυβο φάσης του τοπικού ταλαντωτή και επηρεάζει γειτονικά στο πεδίο της συχνότητας σήματα.

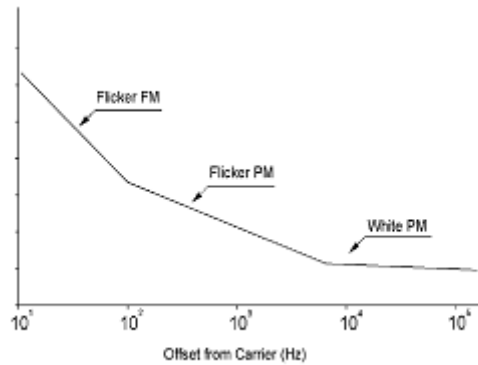
### 5.2.2 Πηγές θορύβου

Οι κύριες πηγές θορύβου φάσης είναι τριών ειδών thermal noise, shot noise και flicker noise. Όλες οι πηγές θορύβου έχουν τυχαία φύση, ενώ άλλες είναι περισσότερο προβλέψιμες.

Ο θερμικός θόρυβος παράγεται λόγω της τυχαίας θερμικής διέγερσης των ελεύθερων ηλεκτρονίων όταν ηλεκτρικό ρεύμα διαρρέει έναν αγωγό. Καλείται επίσης και λευκός θόρυβος διότι απαρτίζεται από όλες τις συχνότητες.

Ο shot noise ορίζεται ως ο λευκός θόρυβος του ρεύματος λόγω της κβαντισμένης και τυχαίας φύσης της ροής του ρεύματος μέσα σε ένα ημιαγωγό. Το διάγραμμα της ισχύος του είναι επίπεδο στην συχνότητα.

Ο flicker noise έχει πλάτος που αλλάζει με την συχνότητα, είναι τυχαίο στην φύση του και προκαλείται από ελαττώματα στην κρυσταλλική δομή των ημιαγωγών που με την σειρά τους προκαλούνται από την συνεχόμενη νόθευση του κρυστάλλου με φορείς. Αντίθετα με τον θερμικό και το shot noise, ο flicker noise μειώνεται με την συχνότητα και εμφανίζεται κυρίως γύρω από την φέρουσα συχνότητα συνήθως μεταξύ 0.01kHz και 100kHz όπου και αποτελεί την κύρια συνιστώσα θορύβου του phase noise.



### 5.3 Fixed Point έναντι Floating Point

Η ψηφιακή επεξεργασία σήματος μπορεί να χωριστεί σε δύο κατηγορίες- fixed point και floating point. Αυτοί οι ορισμοί αναφέρονται στο σχήμα και στην διάταξη που χρησιμοποιείται για την αποθήκευση και χειρισμό αριθμητικών αναπαραστάσεων των δεδομένων.

Τα Fixed-point DSPs σχεδιάζονται να αναπαριστούν και να χειρίζονται ακέραιους- θετικούς και αρνητικούς ολόκληρους αριθμούς – μέσω ενός ελάχιστου των 16 bits, ευέλικτο έως 65,536 πιθανά bit μοτίβων ( $2^{16}$ ).

Τα Floating-point DSPs αναπαριστούν και χειρίζονται λογικούς αριθμούς μέσω ενός ελάχιστου 32 bits με τρόπο παρόμοιο της επιστημονικής σημειογραφίας, όπου ένας αριθμός αναπαρίσταται με μια mantissa (δεκαδικό σύστημα λογαρίθμου) και έναν εκθέτη (πχ.,  $A \times 2^B$ , όπου 'A' το mantissa και 'B' ο εκθέτης), ευέλικτο έως 4,294,967,296 πιθανά bit μοτίβα ( $2^{32}$ ).

Ο όρος 'fixed point' αναφέρεται στον αντίστοιχο τρόπο με τον οποίο οι αριθμοί αναπαρίστανται, με ένα σταθερό αριθμό ψηφίων μετά, και μερικές φορές πριν, το δεκαδικό ψηφίο. Με την αναπαράσταση floating-point η τοποθέτηση του δεκαδικού ψηφίου μπορεί να κυλιέται σε σχέση με τα σημαντικά ψηφία του αριθμού. Για παράδειγμα, μια αναπαράσταση fixed-point με μια ενιαία σύμβαση τοποθέτησης δεκαδικού σημείου μπορεί να αναπαριστά τους αριθμούς 123.45, 1234.56, 12345.67, κτλ, ενώ μια αναπαράσταση κυλιόμενου σημείου θα μπορούσε επιπροσθέτως να αναπαριστά 1.234567, 123456.7, 0.00001234567, 1234567000000000, κτλ. Έτσι, το floating point μπορεί να υποστηρίξει μια μεγαλύτερης εμβέλειας τιμές από το fixed point, με την ικανότητα να αναπαριστά μικρούς αριθμούς και πολύ μεγάλους.

Με την σημειογραφία fixed-point, τα κενά μεταξύ των γειτονικών αριθμών πάντα ισούνται με την τιμή του ενός, ενώ στην floating-point σημειογραφία, τα κενά μεταξύ γειτονικών αριθμών δεν είναι ενιαία τοποθετημένα σε απόσταση – το κενό μεταξύ οποιονδήποτε δύο αριθμών είναι περίπου δέκα εκατομμύρια φορές μικρότερο από τις τιμές των αριθμών (ANSI/IEEE Std. 754 standard format), με μεγάλα κενά μεταξύ μεγάλων αριθμών και μικρά κενά μεταξύ μικρών αριθμών.

### 5.4 Frequency Offset

Η ευαισθησία των συστημάτων OFDM στην μετατόπιση συχνότητας σε σύγκριση με συστήματα μονού φέροντος είναι ένα κύριο μειονέκτημα. Γενικά η μετατόπιση συχνότητας ορίζεται ως η διαφορά μεταξύ της ονομαστικής συχνότητας και της πραγματικής συχνότητας εξόδου. Στο OFDM η αμφιταλάντευση στη συχνότητα φέροντος που οφείλεται στην διαφορά συχνοτήτων των τοπικών ταλαντωτών στον πομπό και δέκτη, ανεβάζει την μετατόπιση στην κυρίαρχη συχνότητα. Αυτή η μετατόπιση αναφέρεται επίσης ως μετατόπιση συχνότητας. Μπορεί επίσης να προκληθεί εξαιτίας της μετατόπισης Doppler στο κανάλι. Η αποδιαμόρφωση ενός σήματος με μετατόπιση στην συχνότητα φέροντος μπορεί να προκαλέσει μεγάλο bit error rate και ίσως αλλοιώσει την λειτουργία ενός συγχρονιστή συμβόλου. Είναι έτσι σημαντικό να εκτιμάται η μετατόπιση

συχνότητας και να μειώνεται/ εξαλείφεται η επίδρασή της. Εάν η μετατόπιση συχνότητας δηλωθεί ως  $f_c$  το OFDM σήμα που δημιουργείται από τον πομπό δηλώνεται ως  $s(t)$  και  $y(t)$  είναι το σήμα που λαμβάνεται από τον δέκτη, τότε

$$s(t) = e^{j\omega t} x(t)$$

$$y(t) = e^{j(\omega - \hat{\omega})t} x(t)$$

$$\Delta\omega = \omega - \hat{\omega} = 2\pi\Delta f_c$$

Τότε το λαμβανόμενο σήμα έχει μετατόπιση φάσης ίση με

$$y(nT) = e^{j\Delta\omega nT} x(nT)$$

$$\phi(n) = \Delta\omega nT$$

Η απόκριση συχνότητας κάθε υποκαναλιού πρέπει να είναι μηδέν σε όλες τις άλλες συχνότητες υποφερόντων, τα υποκανάλια δεν πρέπει να παρεμβάλλονται μεταξύ τους. Το αποτέλεσμα της μετατόπισης συχνότητας είναι μια μετατροπή σε αυτές τις αποκρίσεις συχνότητας που έχουν ως αποτέλεσμα την απώλεια της ορθογωνιότητας μεταξύ των υποφερόντων και οδηγεί σε ICI. Υπάρχουν αρκετοί αλγόριθμοι εκτίμησης καναλιού και για παράδειγμα first και second orders linear Interpolation, Linear Minimum Square Error (LMSE) και Maximum Likelihood (ML).

## 5.5 Automatic Gain Control (AGC) στους πομπούς

Το AGC εφαρμόστηκε αρχικά στα πρώτα ράδιο λόγω του fading propagation (ορίζεται ως χαμηλές αποκλίσεις στο πλάτος του λαμβανόμενου σήματος) το οποίο απαιτούσε συνεχή προσαρμογή στην απολαβή ενισχυτή του δέκτη για να διατηρηθεί ένα σχετικά σταθερό σήμα εξόδου.

Μια τέτοια κατάσταση οδήγησε στον σχεδιασμό κυκλωμάτων, που αρχικά ιδανική λειτουργία ήταν να διατηρηθεί ένα σταθερό επίπεδο σήματος στην έξοδο, ασχέτως τις αποκλίσεις του σήματος στην είσοδο του συστήματος. Τώρα τα κυκλώματα AGC μπορούν να βρεθούν σε οποιαδήποτε συσκευή ή σύστημα όπου μεγάλες αποκλίσεις πλάτους στο σήμα εξόδου θα μπορούσαν να οδηγήσουν σε απώλεια της πληροφορίας ή σε μια μη αποδεκτή λειτουργία του συστήματος.

Τα κυκλώματα Automatic Gain Control (AGC) απασχολούνται σε πολλά συστήματα όπου το πλάτος ενός εισερχόμενου σήματος μπορεί να ποικίλει μεταξύ ενός μεγάλου δυναμικού εύρους. Ο ρόλος του κυκλώματος AGC είναι να παρέχει μια σχετικά σταθερή έξοδο πλάτους έτσι ώστε τα κυκλώματα που ακολουθούν το κύκλωμα AGC να απαιτούν λιγότερο δυναμικό εύρος.

Εάν οι αλλαγές στο επίπεδο σήματος είναι πολύ μικρότερες από τον ρυθμό πληροφορίας που περιέχεται στο σήμα, τότε ένα κύκλωμα AGC μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να παρέχει ένα σήμα με ένα καλό κατά μέσο όρο επίπεδο στα

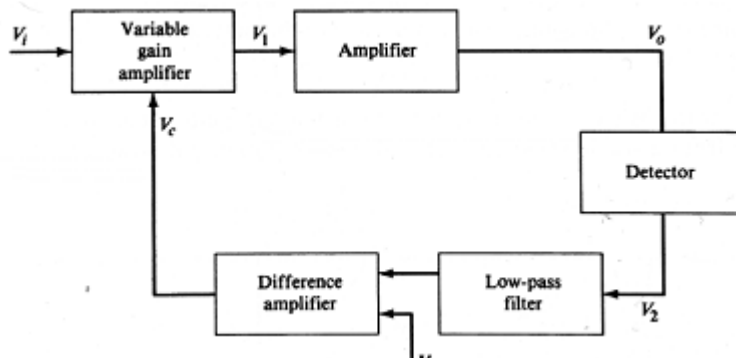
κυκλώματα downstream. Στις περισσότερες εφαρμογές συστημάτων, ο χρόνος προσαρμογής του κέρδους αναφορικά σε μια αλλαγή στο πλάτος εισόδου θα έπρεπε να μένει σταθερός, ανεξάρτητος του επιπέδου του πλάτους εισόδου και της ρύθμιση του κέρδους από τον ενισχυτή,

Το μεγάλο δυναμικό εύρος των σημάτων που πρέπει να διαχειριστούν οι περισσότεροι δέκτες απαιτεί προσαρμογή κέρδους για να προληφθούν υπερφορτώσεις ή IM των τμημάτων διαδρομής και για να προσαρμοστεί το επίπεδο αποδιαμόρφωσης της εισόδου για την βέλτιστη λειτουργία.

Μια απλή μέθοδος ελέγχου του κέρδους θα περιείχε της χρήση ποικίλου εξασθενητή μεταξύ της εισόδου και του πρώτου ενεργού σταδίου. Τέτοιος εξασθενητής ωστόσο θα μειώνει το επίπεδο σήματος αλλά θα μειώνει επίσης τον λόγο S/N οποιουδήποτε ακόμα και του πιο αδύναμου αποδεκτού σήματος.

Το Gain control γενικά διανέμεται μεταξύ ενός αριθμού τμημάτων λειτουργίας έτσι ώστε το κέρδος στα επόμενα τμήματα (οι IF ενισχυτές) να μειώνεται πρώτο, και το κέρδος στα προηγούμενα τμήματα (RF και πρώτος IF) να μειώνεται μόνο για τα επίπεδα σήματος αρκετά υψηλά για να διασφαλίσει ένα μεγάλο S/N.

Εάν το κέρδος RF είναι μικρό είναι αρκετά switching in/out έναν εξασθενητή σε RF μόνο για επαρκή επίπεδα υψηλού σήματος. Ποικίλοι έλεγχοι κέρδους για τα τελευταία τμήματα μπορούν να λειτουργήσουν από χαμηλά επίπεδα σήματος. Πολλαπλού κέρδους ενισχυτές ελέγχονται ηλεκτρικά και όταν οι εξασθενητές χρησιμοποιούνται στους δέκτες, συχνά λειτουργούν ηλεκτρικά είτε μέσω ποικίλων διαφορών δυναμικού για συνεχείς εξασθενητές είτε από ηλεκτρικούς διακόπτες (ρελέ ή δίοδο) για σταθερούς ή μεταβαλλόμενους εξασθενητές.



Εικόνα 86 AGC Block Diagram.

## 5.6 Θόρυβος Κβαντοποίησης

Ο θόρυβος κβαντοποίησης προέρχεται από τη μετατροπή του αναλογικού σήματος σε ψηφιακό και το αντίστροφο. Η διαφορά του κβαντοποιημένου δείγματος από την αρχική του τιμή ονομάζεται παραμόρφωση ή θόρυβος κβαντοποίησης (quantizing distortion).

## 6 Πειραματικό Μέρος

Η ανάγκη για ασύρματες επικοινωνίες μεγαλώνει σε όλους τους τομείς της καθημερινής μας ζωής και κυρίως στον βιομηχανικό τομέα. Το κοντινό μέλλον φανερώνει νέο βιομηχανικό εξοπλισμό, που συνδέεται μεταξύ του, μέσω ασύρματων δικτύων και επιτρέπει την ύπαρξη ανεπτυγμένης προσαρμοστικότητας στην διαχείριση ξεχωριστών εξοπλισμών. Σαν αποτέλεσμα, οι ερευνητές αναπτύσσουν τεχνολογίες που τελικά θα οδηγήσουν σε ένα εντελώς ενσωματωμένο μοναδικό chip πομποδέκτη OFDM βασισμένο σε

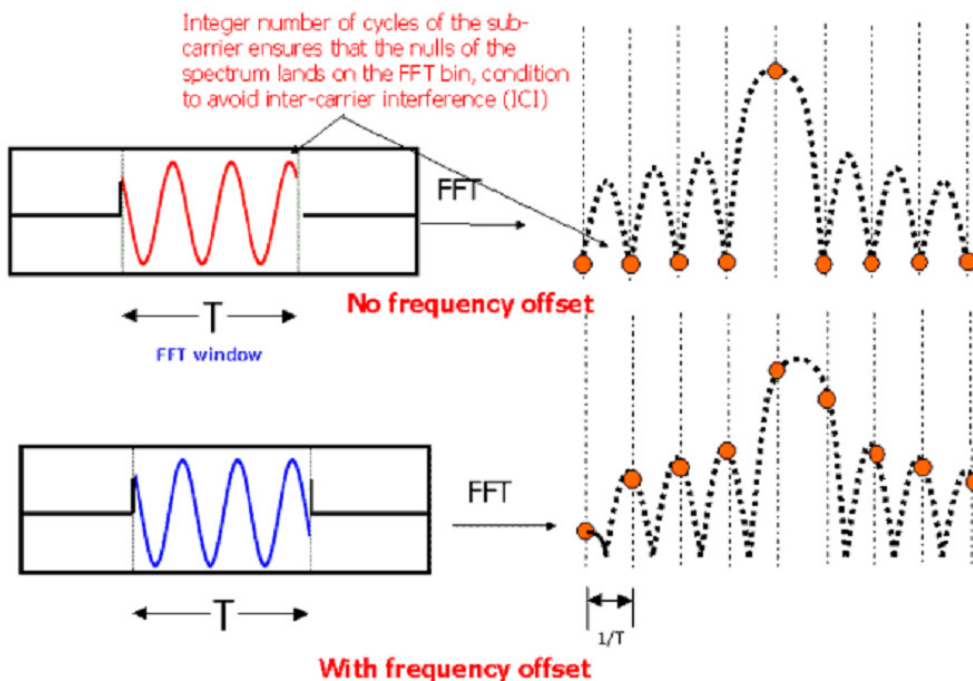
τεχνολογία CMOS. Από την άλλη μεριά, το σύμβολο OFDM είναι ευαίσθητο σε πολλές αλλοιώσεις ζεύξης όπως η μετατόπιση συχνότητας, Intercarrier Interference, θόρυβος φάσης, κτλ. Σκοπός μας είναι να μελετήσουμε και να θέσουμε λεπτομερή ανάλυση της επίδρασης μετατόπισης συχνότητας σε ένα OFDM 802.11a πομποδέκτη χρησιμοποιώντας ενσωματωμένο σχέδιο και περιβάλλον προσομοίωσης ADS (Advanced Design System). Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της συμπεριφοράς του πομποδέκτη έναντι αυτών των αλλοιώσεων παρουσιάζονται και προβαίνουν σε τεχνικές προσομοίωσης, συζητούνται επίσης η αρχιτεκτονική πομποδέκτη και μεθοδολογία σχεδιασμού.

## 6.1 Inter-Carrier Interference εξαιτίας μετατόπισης της συχνότητας

Πρακτικά, το σύμβολο OFDM είναι ευαίσθητο στη μετατόπιση συχνότητας και χρειάζεται διόρθωση της μετατόπισης συχνότητας στον δέκτη. Είναι ευαίσθητο επίσης στο θόρυβο ταλαντωτή και απαιτείται «καθαρός» και σταθερός ταλαντωτής. Στην ζεύξη OFDM, τα υποφέροντα είναι τέλεια ορθογώνια μεταξύ τους μόνο όταν ο πομπός και ο δέκτης χρησιμοποιούν ίδιες συχνότητες, οποιαδήποτε μετατόπιση συχνότητας έχει ως αποτέλεσμα ICI.

Από το ADS (Advanced Design System) schematic window toolbar επιλέγουμε DesignGuide->WLAN->Tutorial : Understanding OFDM Modulation->Inter-Carrier Interference (ICI) due to Freq. Offset.

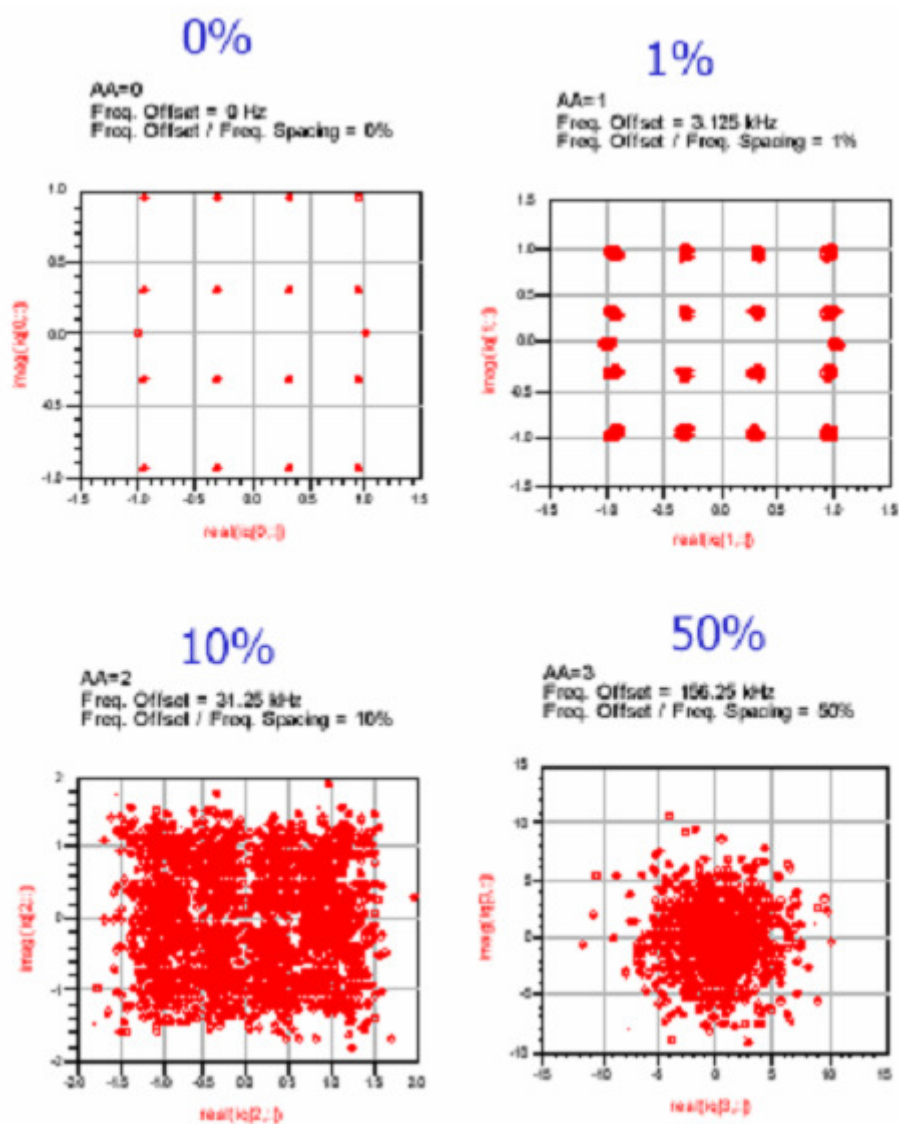
Στο διάγραμμα φαίνεται πως ο ακέραιος αριθμός κύκλων των υποφέροντων βεβαιώνει ότι τα nulls των περιοχών φάσματος στο FFT bin, καθιστούν την αποφυγή ICI.



**Εικόνα 87** Ο ακέραιος αριθμός κύκλων των υποφέροντων βεβαιώνει ότι τα nulls των περιοχών φάσματος στο FFT bin, καθιστούν την αποφυγή ICI.

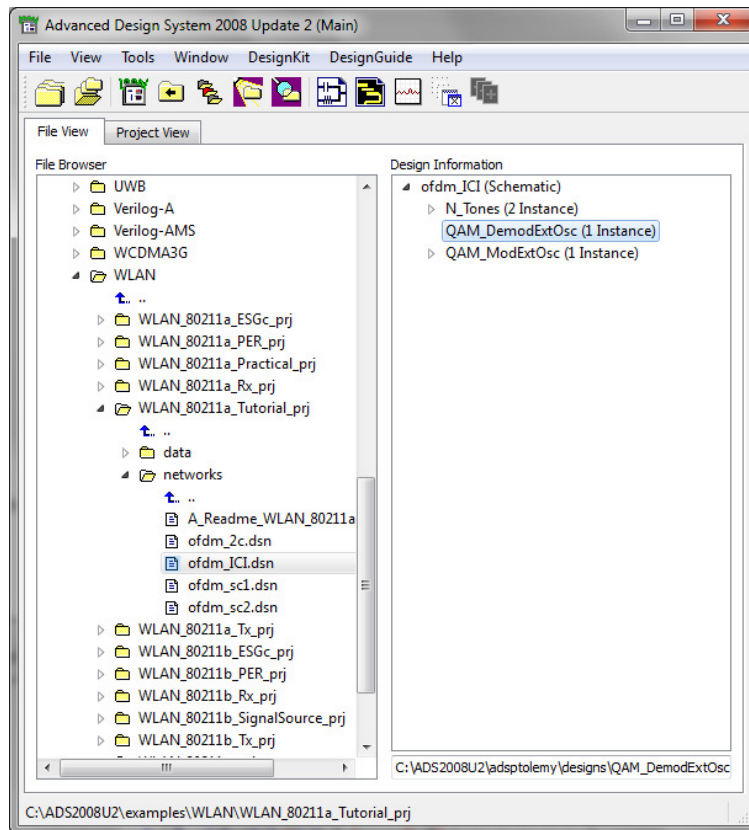
Τα αποτελέσματα μετατόπισης συχνότητας χωρίς διόρθωση συχνότητας φαίνονται στην παρακάτω εικόνα όπου η μετατόπιση συχνότητας εκφράζεται ως ένα ποσοστό της απόστασης συχνότητας των υποφέροντων  $\Delta f=312,5$  KHz.

Μελέτη των αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments) σε ασύρματο δίκτυο OFDM

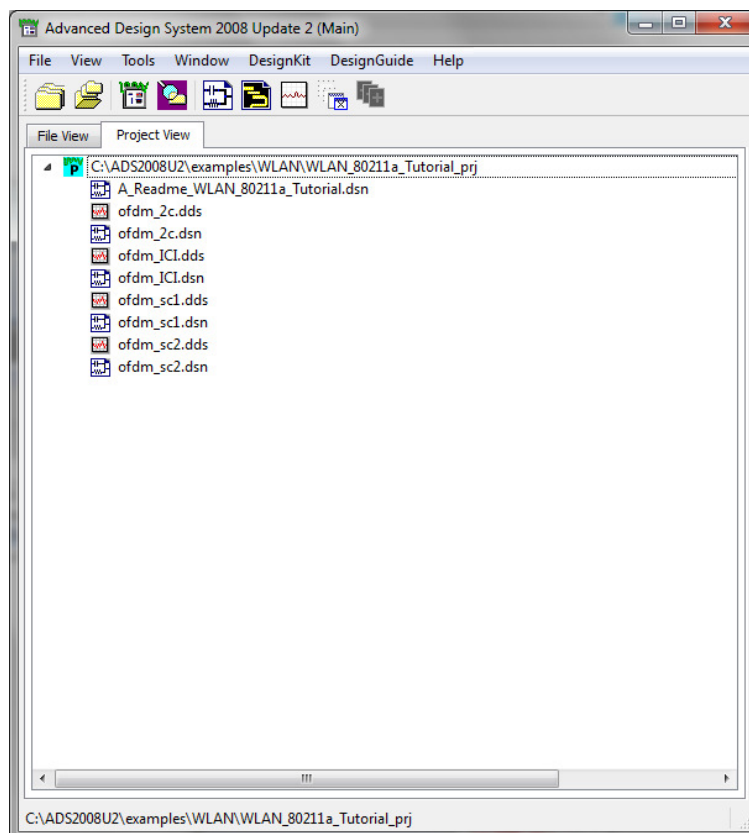


Εικόνα 88 Αποτελέσματα μετατόπιση συχνότητας χωρίς διόρθωση συχνότητας προσομοιωμένα στο ADS.

## Μελέτη των αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments) σε ασύρματο δίκτυο OFDM



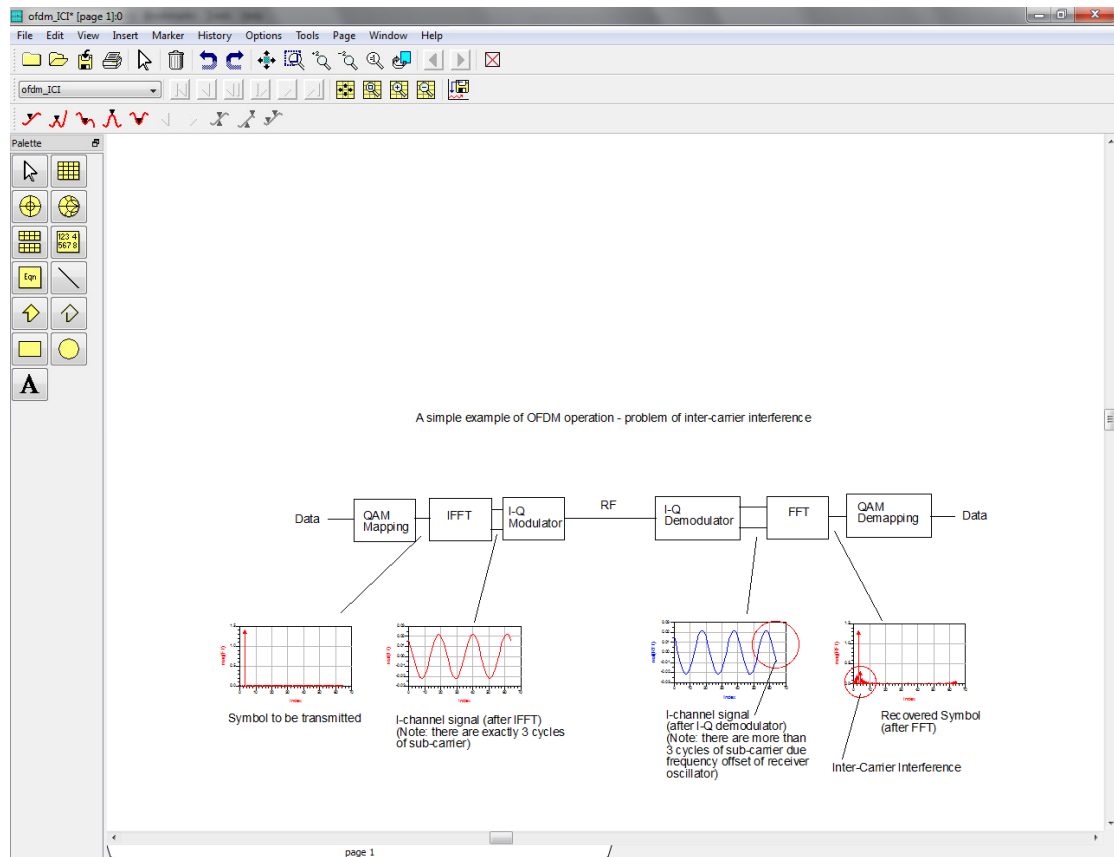
**Εικόνα 89** Αρχεία OFDM στο ADS.



**Εικόνα 90** Αρχεία στο ADS2008U2\examples\WLAN\WLAN\_80211a\_Tutorial\_prj.



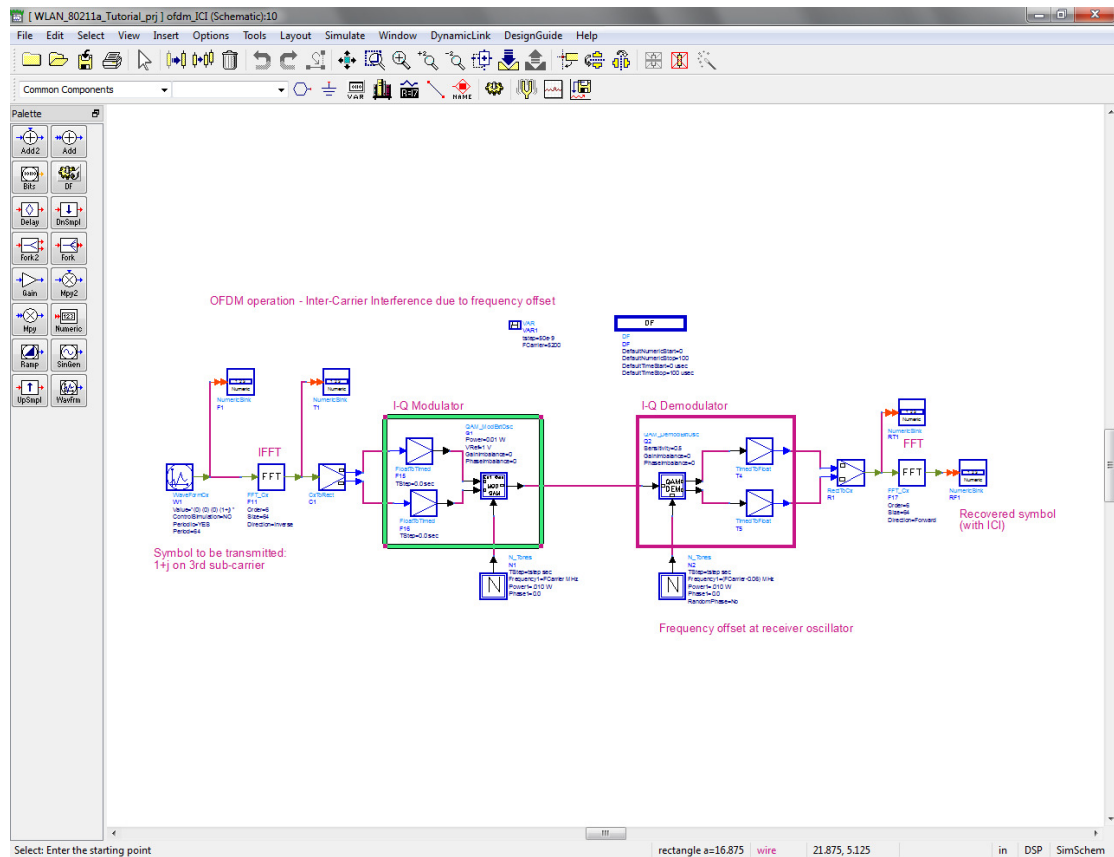
## Μελέτη των αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments) σε ασύρματο δίκτυο OFDM



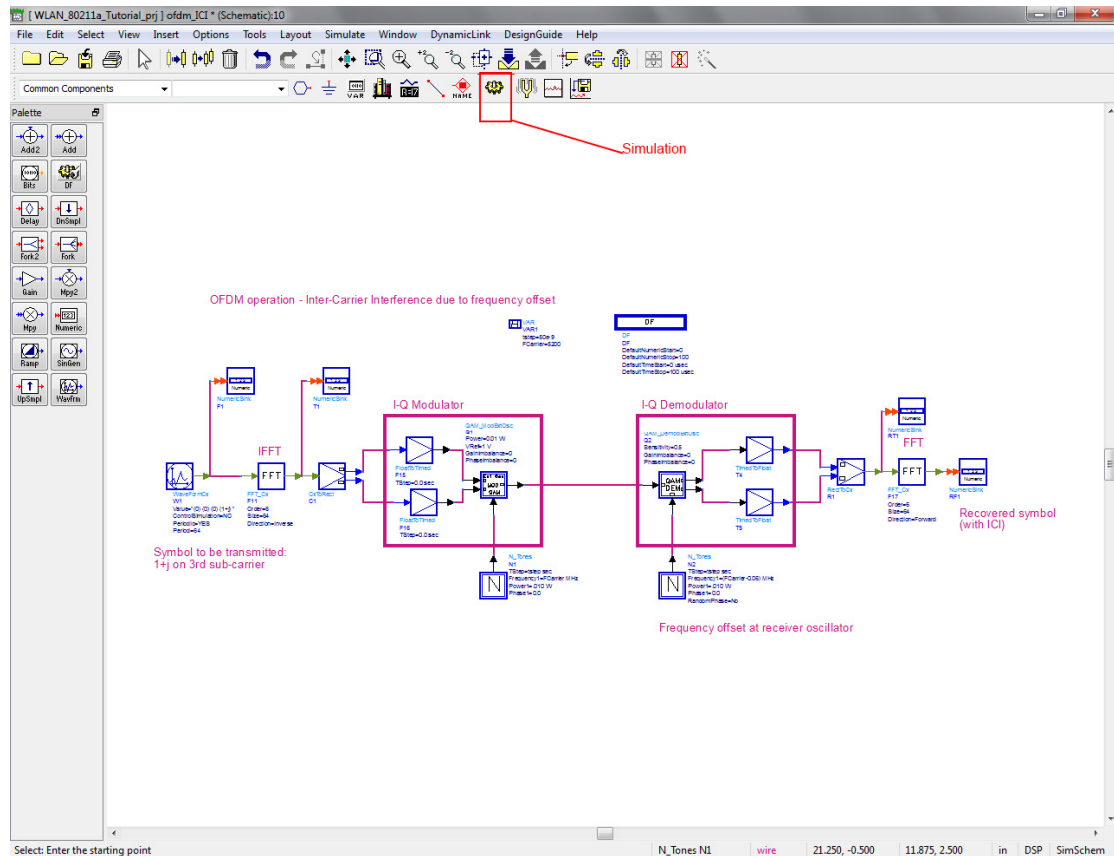
**Εικόνα 91 Παράδειγμα λειτουργίας OFDM, πρόβλημα ICI στο ADS.**

Το αντίστοιχο δίκτυο για την μετατόπιση συχνότητας φαίνεται παρακάτω.

## Μελέτη των αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments) σε ασύρματο δίκτυο OFDM

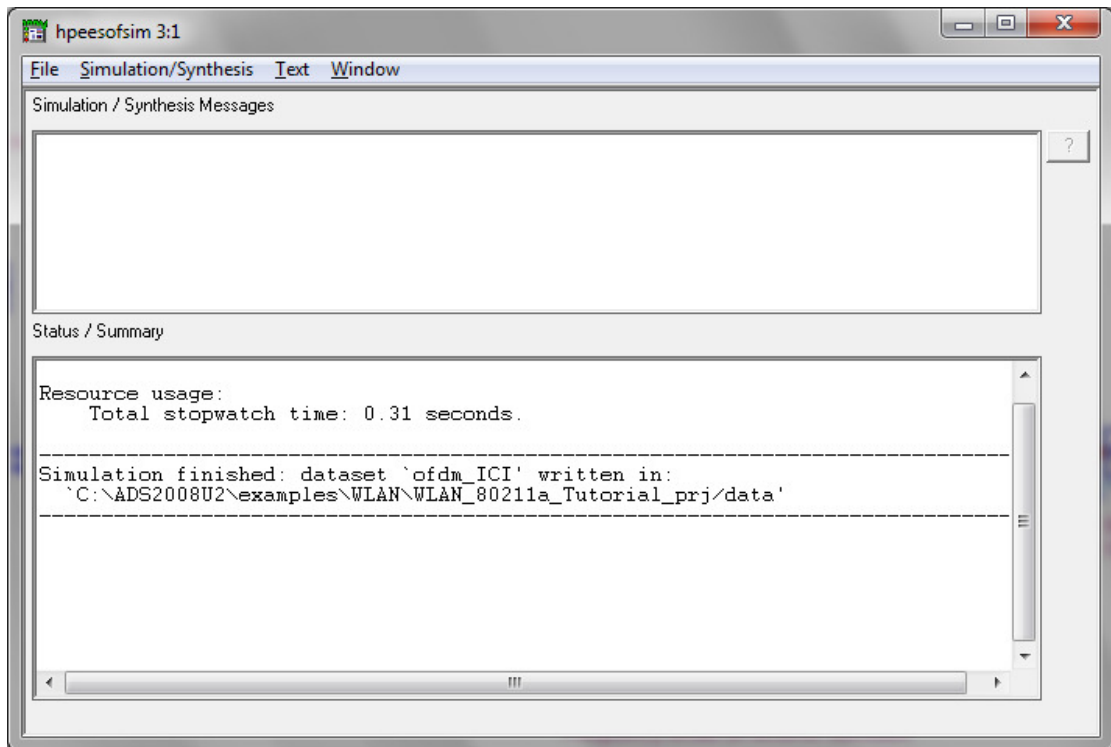


**Εικόνα 92 Δίκτυο για την μετατόπιση συχνότητας στο ADS.**

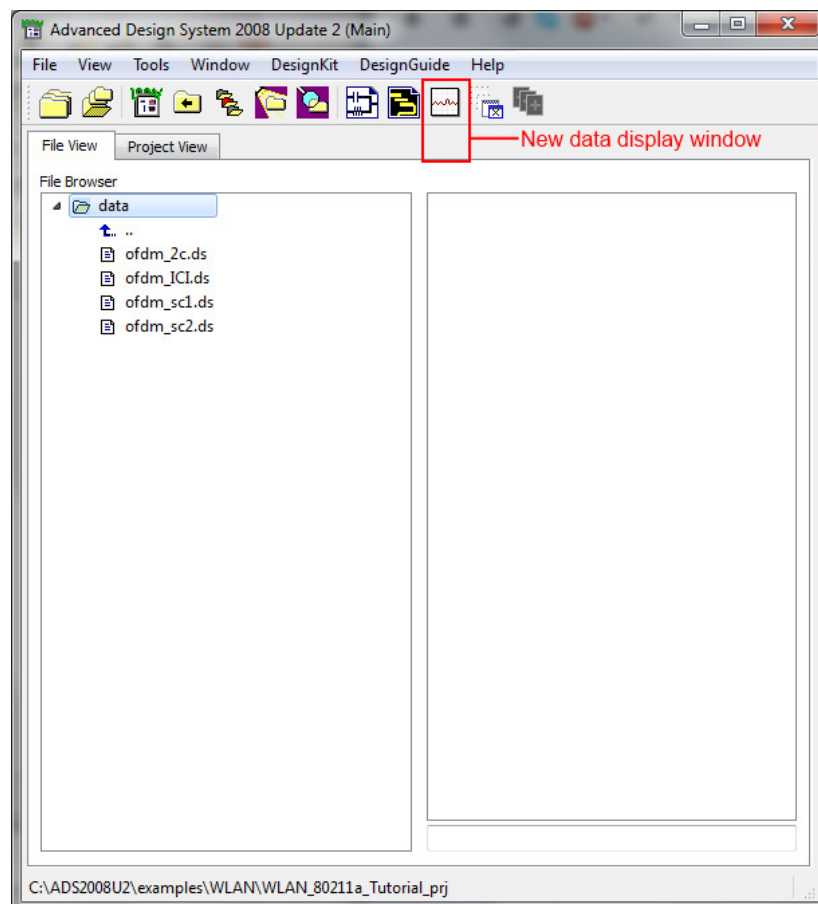


**Εικόνα 93 "Τρέξιμο" της προσομοίωσης του δικτύου.**

## Μελέτη των αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments) σε ασύρματο δίκτυο OFDM

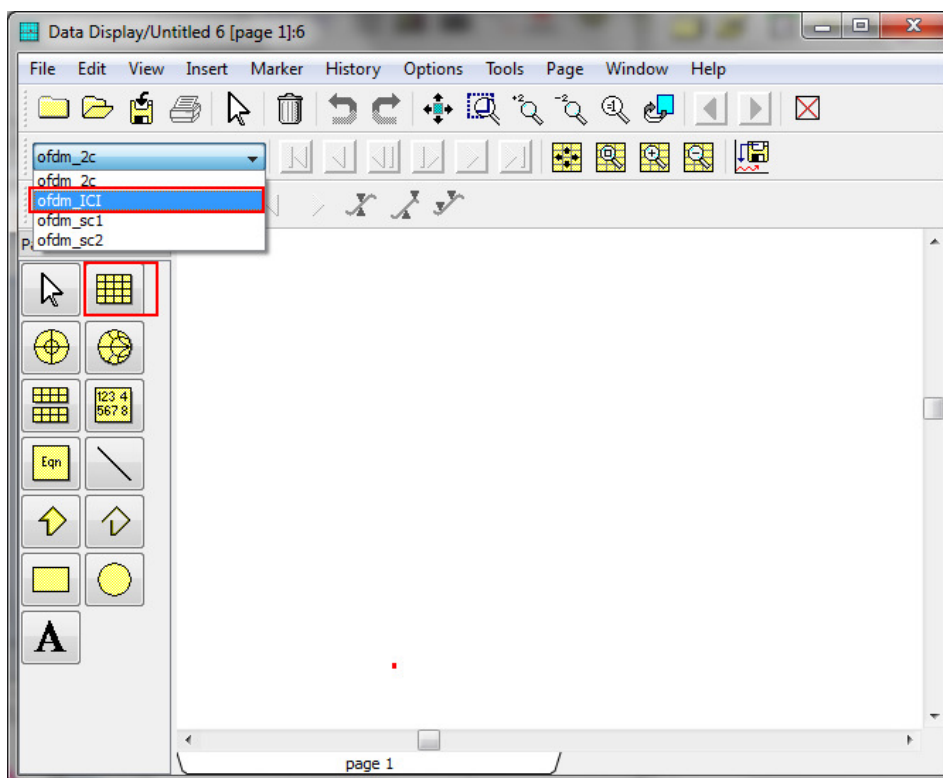


**Εικόνα 94 Κατάσταση προσομοίωσης δικτύου.**

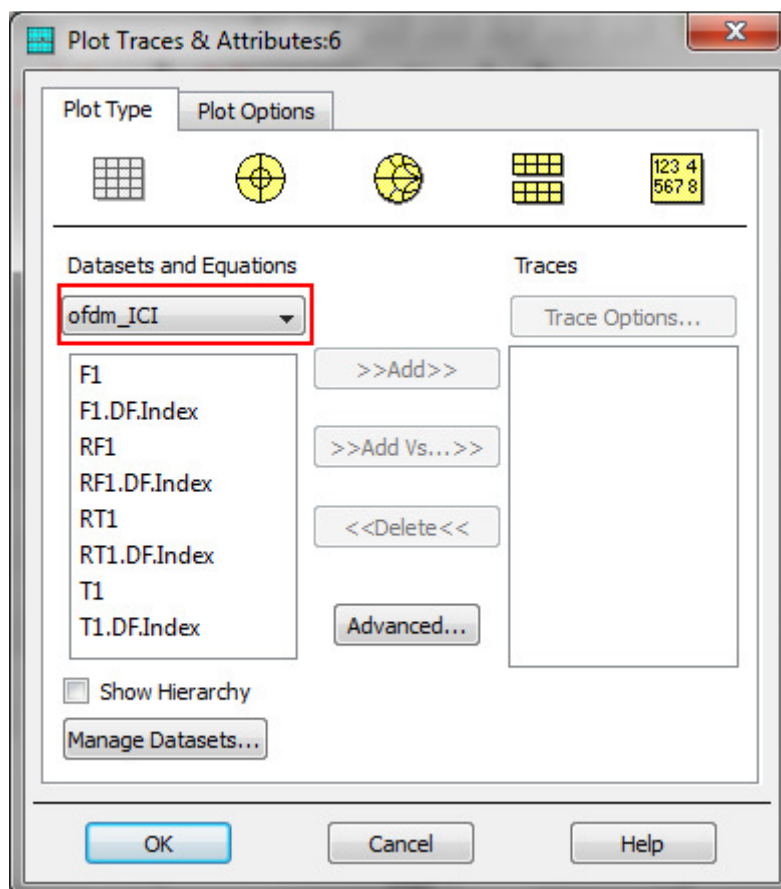


**Εικόνα 95 Εμφάνιση παραθύρου δεδομένων.**

Μελέτη των αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments) σε ασύρματο δίκτυο OFDM

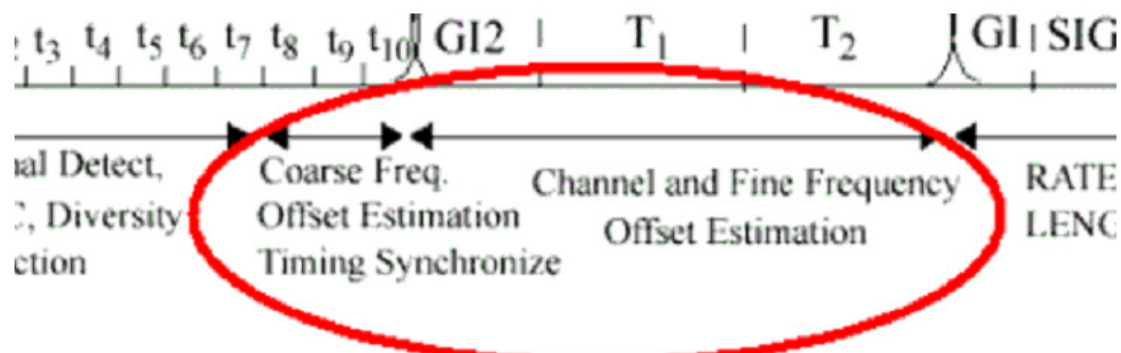


Εικόνα 96 Επιλογή OFDM\_ICI.

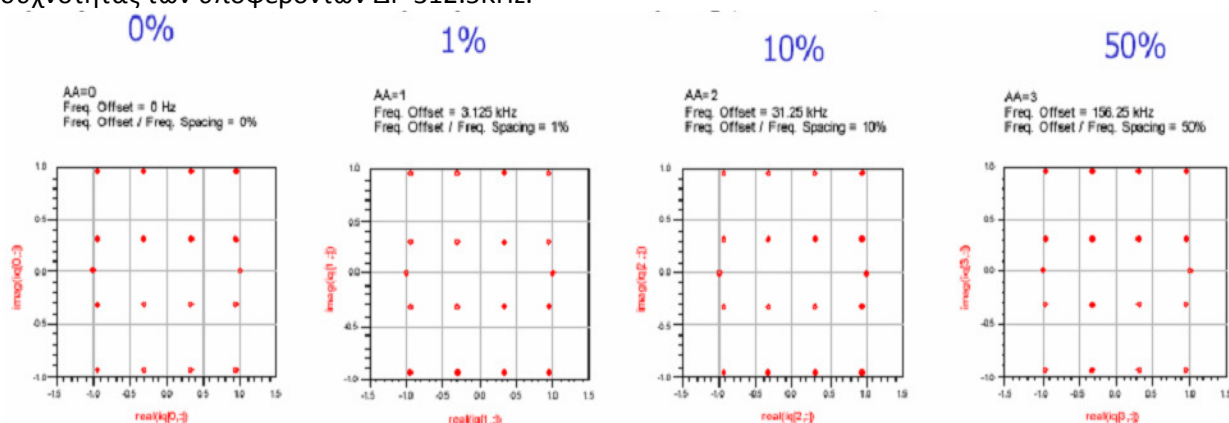


Εικόνα 97 Επιλογή συνιστωσών στο ADS.

Ο δέκτης μπορεί να εκτελέσει εκτίμηση της μετατόπισης συχνότητας και διόρθωση χρησιμοποιώντας εισαγωγές (preambles).



Για εκτίμηση τραχείας μετατόπισης συχνότητας γίνεται χρήση μικρού preamble και μεγάλο preamble για εκτίμηση λεπτής μετατόπισης συχνότητας. Μικρή διάρκεια συμβόλου preamble των 0.8μsec επιτρέπει διόρθωση συχνότητας έως  $1/(2 \times 0.8\text{ms}) = \pm 625\text{KHz}$ . Θεωρώντας RF συχνότητα=5.8GHz, η ανεκτή μετατόπιση συχνότητας (χειρότερη περίπτωση)  $= 0.5 \times 625\text{k} / 5.8\text{G} = \pm 53.8\text{ppm} \geq \pm 20\text{ppm}$  που ορίζεται στο πρότυπο 802.11a. Η παρακάτω εικόνα ορίζει τα αποτελέσματα μετατόπισης συχνότητας με διόρθωση συχνότητας στα οποία η μετατόπιση συχνότητας εκφράζεται ως ποσοστιαία απόσταση συχνότητας των υποφέροντων  $\Delta f = 312.5\text{KHz}$ .

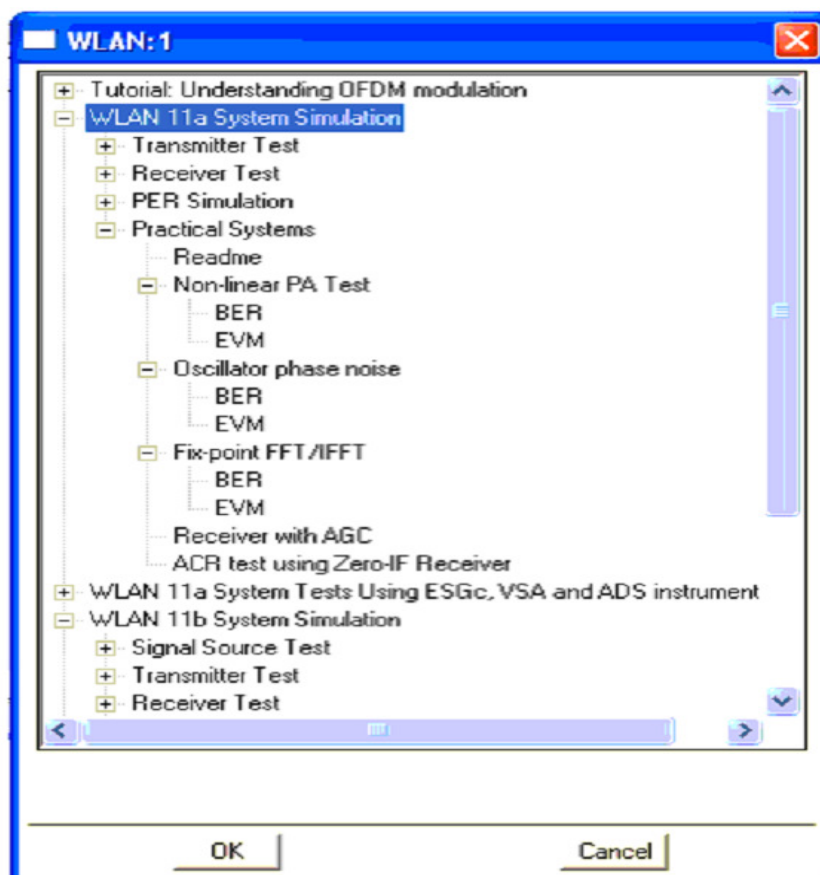


Εικόνα 98 Αποτελέσματα μετατόπισης συχνότητας με διόρθωση συχνότητας.

## 6.2 Επίδραση των αλλοιώσεων ζεύξης στο OFDM

Παρακάτω αξιολογούνται οι επιδράσεις των αλλοιώσεων ζεύξης όταν γίνεται χρήση της WLAN Design Library στο WLAN DesignGuide.

Το ακόλουθο WLAN DesignGuide menu φαίνεται όπως εμφανίζεται όταν έχει διαμορφωθεί το πρόγραμμα για dialog box access έναντι cascading menus.

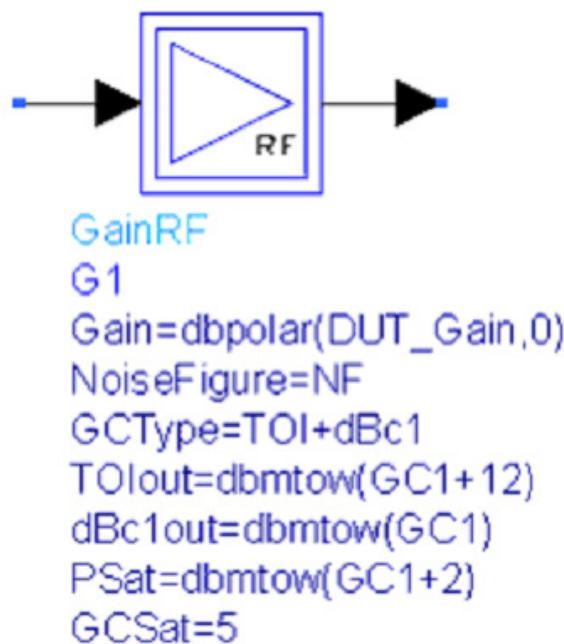


Εικόνα 99 WLAN DesignGuide menu .

### 6.3 Επίδραση μη γραμμικότητας του ενισχυτή

Από το ADS Schematic window toolbar, επιλέγεται DesignGuide->WLAN->WLAN11a System Simulation->Practical Systems ->Non-linear PA Test

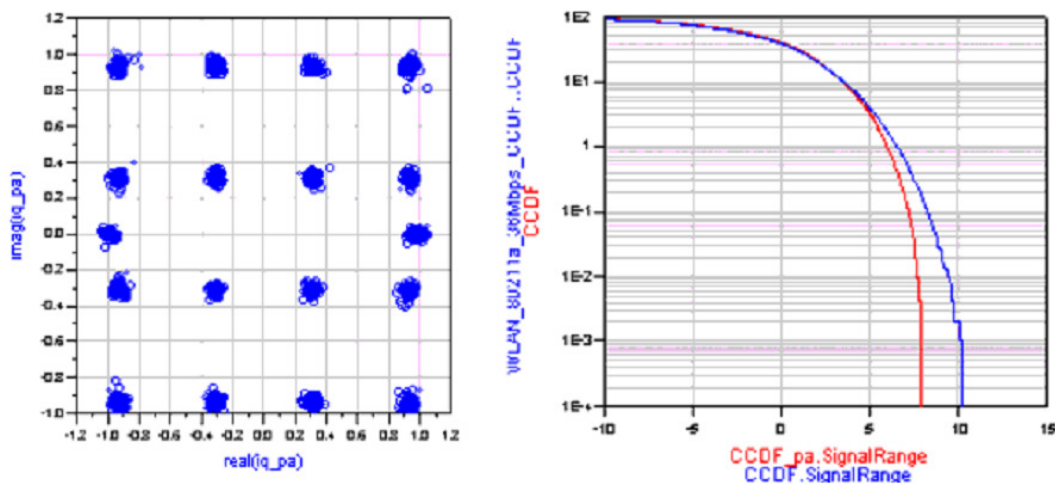
Ακολουθεί το μοντέλο συμπεριφοράς που χρησιμοποιείται στο PA non-linearity simulation.



**Εικόνα 100 Μοντέλο συμπεριφοράς που χρησιμοποιείται στο PA non-linearity simulation.**

Εδώ η έξοδος 1-dB Compression Point (dBc1out) χρησιμοποιείται μαζί με την έξοδο Third-Order Intercept (TOIout) που πηγάζει από την προσθήκη 12 dB. Τα αποτελέσματα μπορούν να αξιολογηθούν για την επίδρασή τους στο EVM (Error Vector Magnitude) Constellation Diagram, από το φάσμα και CCDF (Complementary Cumulative Density Function).

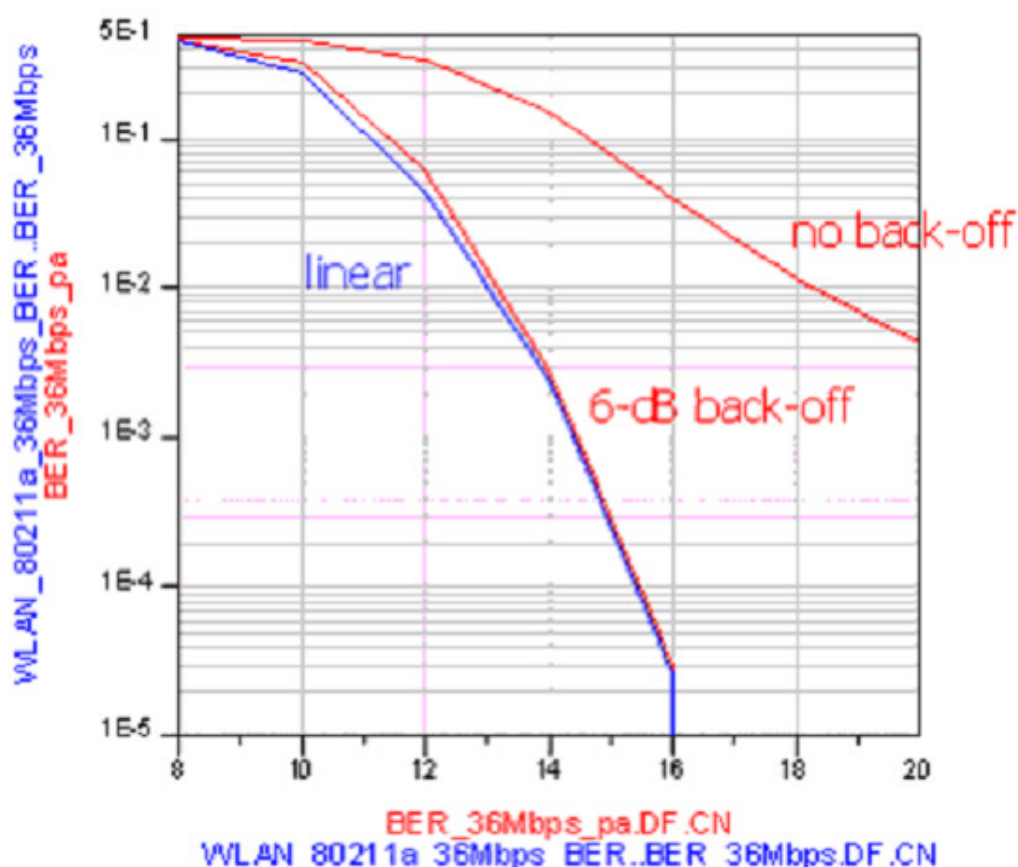
Εδώ είναι το Constellation diagram στα 6 dB backoff.



**Εικόνα 101 Constellation diagram στα 6 dB backoff.**

Το CCDF υποδικνύει την πιθανότητα (ξεκινώντας από 100%) της peak τιμής (κορυφής) του σήματος σε dB. Το διάγραμμα CCDF της απόκρισης ενέργειας του ενισχυτή, που λειτουργεί στα 6 dB backoff από κορεσμό (saturation), υποδικνύει ψαλίδισμα του σήματος στα 7.8dB, συγκρινόμενα με το peak του σήματος χωρίς ενίσχυση των 9.4dB στο 0.01%.





Εικόνα 102 διάγραμμα CCDF της απόκρισης ενέργειας του ενισχυτή.

## Βιβλιογραφία

1. Διερεύνηση τεχνικών παραμέτρων για βέλτιστη σχεδίαση συστημάτων τεχνολογίας Wi-Fi, διπλωματική εργασία, Παπαδάκου Χρήστου, Πανεπιστήμιο Πατρών
2. Δίκτυα υπολογιστών, Αγγελόπουλος Ιωάννης
3. Μελέτη, σχεδιασμός, εφαρμογή και εκτίμηση ενός ασύρματου δικτύου τοπικής περιοχής βασισμένο στο πρότυπο 802.11n, διπλωματική εργασία, Διακάκη Δέσποινα, ΑΤΕΙ Κρήτης
4. Διερεύνηση αναλυτικών μοντέλων για την εκτίμηση της απόδοσης σε ασύρματα δίκτυα, διπλωματική εργασία, Αλαφούζος Παναγιώτης, Πανεπιστήμιο Κρήτης
5. Ασύρματη ζεύξη σημείου προς σημείο, πτυχιακή εργασία, Ατσοπάρδης Μιχαήλ, ΑΠΘ
6. Αρχιτεκτονικές υλικού χαμηλής ισχύος για την αποκωδικοποίηση συνελκτικικών κωδίκων σε ασύρματα modems, μεταπτυχιακή εργασία, Γκρίμπας Δημήτριος, Πανεπιστήμιο Πατρών
7. Μελέτη και προσομοίωση διαμορφώσεων σε ψηφιακά συστήματα επικοινωνιών, πτυχιακή εργασία, Γαρεφαλάκης Ιωσήφ, ΑΤΕΙ Κρήτης



8. Εισαγωγή στις τηλεπικοινωνίες, σημειώσεις μαθήματος, Εθνικό & Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών
9. Κωδικοποίηση χώρου-χρόνου με συνεργασία χρηστών, διπλωματική εργασία, Γεωργία Ελαφούδη, ΑΠΘ
10. Μετάδοση δεδομένων με χρήση πολλαπλών φερουσών, διπλωματική εργασία, Ράμμη Αλκέτα-Αικατερίνη, Πανεπιστήμιο Πατρών
11. Μελέτη και προσομοίωση δικτύου Wi-Max, μεταπτυχιακή διπλωματική εργασία, Κωνσταντίνος Μερτζάνης, Πανεπιστήμιο Πειραιώς
12. Ασύρματα δίκτυα υπολογιστών διάδοση σε αστικό χώρο μετρήσεις και προσομοιώσεις, διπλωματική εργασία, Βασίλης Χατζηθανασίου, Ιωάννης - Άγγελος Μπάτας, Μάριος Παυλίδης, Σωκράτης Κουρτσίδης, ΑΠΘ
13. Μελέτη ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων με δέκτες διαφορισμού και προσομοίωση του χωρικά διασκορπισμένου συστήματος μεταγωγής και παραμονής, διπλωματική εργασία, Ιωακείμ Μάκης, ΑΠΘ
14. Υλοποίηση υψίσυχνου ταλαντωτή εμβολής για πομποδέκτη ευρείας ζώνης για εφαρμογές σε WLANs, διπλωματική εργασία, Παπαπολύζου Αντώνιος, Πανεπιστήμιο Πατρών
15. Τηλεπικοινωνιακά συστήματα, Δ. Σακελλάρης
16. Σχεδιασμός αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης και αντιμετώπιση θορύβου φάσης σε ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα πολλαπλών φερουσών, διδακτορική διατριβή, Ιωάννης Δάγρες, Πανεπιστήμιο Πατρών
17. Μελέτη θορυβικής συμπεριφοράς μικροηλεκτρονικών ταλαντωτών σε συστήματα επικοινωνίας, διδακτορική διατριβή, Δημήτρης Κόνδης, Πανεπιστήμιο
18. Σχεδίαση υψίσυχνου ταλαντωτή με υπολογιστή, διπλωματική εργασία, Ανδρέας Φραγκουλόπουλος, Πανεπιστήμιο Πατρών
19. OFDM Carrier Frequency Offset Estimation Ososina, Olukayode Isaac, Yafan Zhang, Pagoti Shirisha, Electrical Engineering Department Karlstad University Sweden
20. Σχεδιασμός και μελέτη ανιχνευτή φάσης-συχνότητας, πτυχιακή εργασία, Βουλκίδου Ανδριάνα, ΑΠΘ
21. Automatic Gain Control (AGC) in Receivers, Iulian Rosu, YO3DAC / VA3IUL – <http://www.qsl.net/va3iul/>
22. Μελέτη, σχεδίαση και κατασκευή υαλαντωτών χαμηλού θορύβου φάσης, διπλωματική εργασία Σταύρος Φίλιππας, Πανεπιστήμιο Πατρών
23. Βέλτιστη κατανομή ισχύος και ρυθμού μετάδοσης ζεύξης ανόδου ασύρματων δικτύων υψηλών ταχυτήτων με χρήση κοστολόγησης, διπλωματική εργασία, Βάμβακας Παναγιώτης. Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
24. Δίκτυα υπολογιστών 1, Πεταλά Χριστίνα
25. Ασύρματα οικιακά δίκτυα στην Κύπρο και η ασφάλεια τους, πτυχιακή εργασία, Αλμπέρτο Μπούλλο, Τεχνολογικό πανεπιστήμιο Κύπρου
26. Μελέτη της επίδοσης OFDM σε ασύρματα κανάλια, μεταπτυχιακή διπλωματική εργασία, Καφεντζής Βασίλειος, Πανεπιστήμιο Πειραιώς

## Μελέτη των αλλοιώσεων ζεύξης (link impairments) σε ασύρματο δίκτυο OFDM

27. Μελέτη διαμορφώσης OFDM βασισμένη στο πρότυπο Wi-Max και προσομοίωση στο Ornet, πτυχιακή εργασία, Αγαθάγγελος Αλεξανδρίδης, ΑΤΕΙ Λάρισας
28. Analysis of Frequency Offsets and Phase Noise Effects on an OFDM 802.11 g Transceiver, paper, IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security, VOL.7 No.4, April 2007
29. Μελέτη και προσομοίωση μετάδοσης με χρήση OFDM, διπλωματική εργασία, Γκιργκινούδη Αντωνία, Πανεπιστήμιο Πατρών
30. Analytic study of synchronization errors in OFDM systems applied on WLAN transceiver, paper, International Journal of Wireless & Mobile Networks(IJWMN) Vol. 3, No. 4, August 2011
31. Presentation on simulation of OFDM impairments using ADS WLAN, Agilent EEsof EDA