



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**Γνωστικές επικοινωνίες
σε φυσικό στρώμα και επίπεδο MAC**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**ΕΥΑΓΓΕΛΟΣ Σ. ΑΝΥΦΑΝΤΗΣ
ΑΝΑΣΤΑΣΙΟΣ Ζ. ΤΣΑΡΑΚΛΗΜΑΝΗΣ**

Επιβλέπων : Παναγιώτης Γ. Κωττής
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2009



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**Γνωστικές επικοινωνίες
σε φυσικό στρώμα και επίπεδο MAC**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**ΕΥΑΓΓΕΛΟΣ Σ. ΑΝΥΦΑΝΤΗΣ
ΑΝΑΣΤΑΣΙΟΣ Ζ. ΤΣΑΡΑΚΛΗΜΑΝΗΣ**

Επιβλέπων : Παναγιώτης Γ. Κωττής
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 21^η Ιουλίου 2009

.....
Π. Κωττής
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Χ. Καψάλης
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Α. Παναγόπουλος
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2009

.....
Ευάγγελος Σ. Ανυφαντής

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Αναστάσιος Ζ. Τσαρακλημάνης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Ευάγγελος Σ. Ανυφαντής, Αναστάσιος Ζ. Τσαρακλημάνης, Αθήνα 2009

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Θα θέλαμε να εκφράσουμε τις πιο θερμές μας ευχαριστίες στον επιβλέποντα καθηγητή κύριο Π. Κωττή για την πολύτιμη συμβολή του και την άριστη συνεργασία μας. Επιπλέον, θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε τους Διδάκτορες ΕΜΠ κ. Μάρκο Αναστασόπουλο και κ. Διονυσία Πετράκη για τη σημαντική βοήθειά τους, τις καίριες υποδείξεις τους καθώς και για τον χρόνο που μας διέθεσαν κατά την εκπόνηση της διπλωματικής εργασίας.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η αλματώδης αύξηση των υπηρεσιών ασύρματης επικοινωνίας έχει οδηγήσει στην ελαχιστοποίηση του διαθέσιμου εύρους συχνοτήτων, γεγονός που καθιστά το φάσμα ραδιοσυχνοτήτων σπάνιο φυσικό πόρο. Ωστόσο, μελέτες έχουν δείξει ότι το φάσμα χρησιμοποιείται μη αποδοτικά εξαιτίας της στατικής εκχώρησής του που επιτρέπει τη χρησιμοποίησή του μόνο από αδειοδοτημένους φορείς.

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη της τεχνολογίας των γνωστικών επικοινωνιών σε φυσικό στρώμα και επίπεδο MAC. Οι γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες συνιστούν μία νέα μέθοδο αύξησης της χρησιμοποίησης του φάσματος μέσω της ευκαιριακής φασματικής πρόσβασης δευτερευόντων συστημάτων. Για να το επιτύχουν αυτό πρέπει να ανιχνεύουν το φάσμα ώστε να εντοπίζουν αξιόπιστα τις ευκαιρίες μετάδοσης. Παράλληλα, η χρήση της διαμόρφωσης OFDM αντιμετωπίζει με άριστο τρόπο τις δυσχέρειες που προκαλεί ο ασύρματος διάυλος και δίνει τη δυνατότητα πληρέστερης αξιοποίησης των φασματικών κενών μέσω της απενεργοποίησης των υποφερουσών που αντιστοιχούν σε κατειλημμένο φάσμα. Στα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών η δυναμική φασματική πρόσβαση συνεπάγεται τη δημιουργία πιθανότητας παρεμβολής στο πρωτεύον σύστημα. Στόχος είναι η ελαχιστοποίηση των παρεμβολών μέσω ελέγχου της ισχύος, ώστε να μην υποβαθμίζεται η ποιότητα υπηρεσίας του πρωτεύοντος συστήματος.

Το στρώμα ζεύξης δεδομένων στα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών πρέπει να κάνει χρήση κάποιας μορφής συνεργατικότητας μεταξύ των χρηστών για την ανταλλαγή της πληροφορίας ανίχνευσης φάσματος και το συγχρονισμό πομπού και δέκτη στα ίδια κανάλια. Οι ιδιαιτερότητες αυτές επιβάλλουν τη διαστρωματική σχεδίαση του πρωτοκόλλου MAC, καθώς χαρακτηριστικά του φυσικού στρώματος υπεισέρχονται στη σχεδίαση του ανώτερου στρώματος. Για τη βελτίωση της απόδοσης του πρωτοκόλλου προτείνεται η χρήση ορισμένων αλγορίθμων και τεχνικών ενισχυτικής μάθησης που συμβάλλουν στη βελτιστοποίηση της λειτουργίας των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών.

Λέξεις κλειδιά

Γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες, ανίχνευση φάσματος, στρώμα ζεύξης δεδομένων, ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας, πιθανότητα παρεμβολής, ενισχυτική μάθηση.

ABSTRACT

The demand for wireless communication services has reduced spare frequencies for new wireless services rendering spectrum a scarce natural resource. However, studies have shown that, due to static allocation, spectrum is not effectively utilized allowing only primary owners to operate.

This thesis aims at examining the technology of cognitive radios in the physical and the MAC layer. Cognitive Radio is a new method to improve spectrum utilization allowing opportunistic access to non utilized spectrum by secondary systems. To this end, cognitive radios have to sense the spectrum in order to reliably exploit the transmission opportunities. The use of OFDM modulation is essential in mitigating the propagation effects and improving spectral efficiency through nulling of subcarriers that correspond to utilized spectrum. Opportunistic access in cognitive radio systems leads to a greater interference probability to the primary system. This interference is reduced through power control, so that the quality of service of the primary system does not deteriorate.

The cognitive MAC protocol has to use some type of collaboration between the users of the system so that sensing and synchronization information can be exchanged. These particular characteristics related to the physical layer affect the protocol crucially and necessitate a cross-layer MAC design. To improve the protocol efficiency a number of memory exploiting algorithms and techniques is proposed such as reinforcement learning, Markov decision processes and other.

Keywords

Cognitive Radios, spectrum sensing, MAC protocol, OFDM, interference probability, reinforcement learning.

Περιεχόμενα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: *Βασικές αρχές γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών*

1.1	Χρησιμοποίηση του φάσματος ραδιοσυχνοτήτων	16
1.2	Δυναμική εκχώρηση φάσματος – Dynamic spectrum access (DSA)	20
1.3	Γνωστικά συστήματα ραδιοεπικοινωνιών – Cognitive radios	23
1.3.1	Ορισμός	23
1.3.2	Χαρακτηριστικά	25
1.3.3	Περιγραφή αρχών λειτουργίας των συστημάτων γνωστικών επικοινωνιών	27
1.3.4	Επίπεδα πρωτοκόλλων για συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών	29
1.4	Πεδία έρευνας για τη σχεδίαση συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών	30
1.5	Προηγούμενες εργασίες επίτευξης δυναμικής εκχώρησης φάσματος	34
1.6	Εξέλιξη ασύρματων επικοινωνιών	36

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: *Ανίχνευση Φάσματος*

2.1	Απαιτήσεις	40
2.2	Μέθοδοι ανίχνευσης φάσματος για συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών	44
2.2.1	Προσαρμοσμένο φίλτρο	44
2.2.2	Ανιχνευτής ενέργειας	45
2.2.3	Ανιχνευτής πιλότου	52
2.2.4	Ανιχνευτής ενσωματωμένου χαρακτηριστικού μετάδοσης	58
2.2.5	Ανιχνευτής κυματομορφής	60
2.2.6	Ραδιοαναγνώριση	61
2.2.7	Άλλες Μέθοδοι	61

2.3	Συνεργατική ανίχνευση	62
2.3.1	Κεντρική ελεγχόμενη ανίχνευση	63
2.3.2	Κατανεμημένη ανίχνευση	64
2.3.3	Επίδοση συνεργατικής ανίχνευσης	64
2.4	Εξωτερική ανίχνευση	65
2.5	Συχνότητα ανιχνεύσεων	66
2.6	Ανίχνευση φάσματος σε πρόσφατα ασύρματα πρότυπα	67
2.6.1	IEEE 802.11k	67
2.6.2	Bluetooth	68
2.6.3	IEEE 802.22	68

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: *Τεχνική OFDM σε γνωστικά συστήματα ραδιοεπικοινωνιών*

3.1	Διαμόρφωση OFDM	72
3.1.1	Περιγραφή της τεχνικής OFDM	72
3.1.2	Διάστημα φύλαξης – Κυκλικό πρόθεμα	74
3.1.3	Πλεονεκτήματα OFDM	76
3.2	Υλοποίηση συστήματος OFDM	78
3.3	Συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών βασισμένα στην τεχνική OFDM	82
3.3.1	Περιγραφή μοντέλου	82
3.3.2	Καταλληλότητα της τεχνικής OFDM για συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών	85
3.4	Προκλήσεις σε OFDM συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών	89
3.5	Προβλήματα συγχρονισμού	90
3.6	Λόγος μέγιστης προς μέσης ισχύς (Peak-to-Average Power Ratio - PAPR) ...	92
3.6.1	Ορισμός προβλήματος	92
3.6.2	Κίνητρα μείωσης του λόγου PAPR	94
3.6.3	Θεωρητικά όρια	94
3.6.4	Τεχνικές μείωσης του λόγου PAPR	97
3.7	Πρόβλημα παρεμβολής σε φασματικά γειτονικά συστήματα	100

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: *Ανάλυση Παρεμβολών*

4.1	Βασικό πρόβλημα	103
4.2	Σενάριο ενδιαφέροντος	107
4.3	Γραφική διερεύνηση	110

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: *Ασύγχρονο Στρώμα Ζεύξης Δεδομένων*

5.1	Βασικές αρχές σχεδίασης	121
5.2	Το κανάλι πρωτευόντων χρηστών - μοντέλο χρήσης	124
5.3	Σχεδίαση ασύγχρονου στρώματος ζεύξης δεδομένων για δίκτυα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών	125
5.4	Αλγόριθμος επιλογής καναλιού προς ανίχνευση	130
5.5	Υπολογισμός ρυθμού μετάδοσης του ασύγχρονου πρωτοκόλλου γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών	136

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: *Ενισχυτική μάθηση σε συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών*

6.1	Ενισχυτική μάθηση	148
6.1.1	Περιγραφή ενισχυτικής μάθησης	148
6.1.2	Στοιχεία της ενισχυτικής μάθησης	150
6.2	Διαδικασία απόφασης Markov (MDP)	153
6.2.1	Περιγραφή μοντέλου MDP	153
6.2.2	Εύρεση τακτικής σε δεδομένο μοντέλο MDP	153
6.3	Μερικώς παρατηρήσιμες διαδικασίες απόφασης Markov (POMDP)	157
6.4	Εφαρμογή ενισχυτικής μάθησης σε συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών	160

**ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7: Διαστρωματική υλοποίηση και ανάλυση
συνεργατικού πρωτοκόλλου MAC**

7.1	Επίπεδο ελέγχου προσπέλασης μέσων (MAC)	167
7.2	Πρωτόκολλο MAC βασισμένο σε συνεργατική ανίχνευση	168
7.3	Υλοποίηση πρωτοκόλλου MAC	169
7.3.1	Μοντέλο χρησιμοποίησης φάσματος από πρωτογενείς χρήστες	169
7.3.2	Περιγραφή πρωτοκόλλου MAC	171
7.3.3	Τακτική ανίχνευσης καναλιών	174
7.3.4	Διαδικασία πρόσβασης στο φάσμα	181
7.4	Αποτελέσματα προσομοίωσης	181
	Βιβλιογραφία	189

Το διαθέσιμο φάσμα ραδιοσυχνοτήτων αποτελεί πεπερασμένο φυσικό πόρο, η εκχώρηση του οποίου ανήκει στην αρμοδιότητα των κυβερνήσεων και των ρυθμιστικών αρχών των διαφόρων χωρών. Ο έλεγχος της χρήσης του δεν περιορίζεται στα εθνικά σύνορα, αλλά εποπτεύεται και καθορίζεται από διεθνείς οργανισμούς, που συντελούν στην αρμονική χρησιμοποίησή του και στο συντονισμό των εθνικών ρυθμιστικών αρχών. Η αλματώδης αύξηση των υπηρεσιών ασύρματης επικοινωνίας (όπως Wifi, Wimax, δορυφορικές επικοινωνίες, κινητή τηλεφωνία τρίτης γενιάς κτλ) έχει οδηγήσει στην ελαχιστοποίηση του διαθέσιμου εύρους συχνοτήτων, γεγονός που καθιστά το φάσμα ραδιοσυχνοτήτων σπάνιο φυσικό πόρο και σημαντικό περιοριστικό παράγοντα για την εισαγωγή νέων ασύρματων εφαρμογών. Συνεπώς, η φασματική εκχώρηση, απόδοση και αξιοπιστία αποτελούν κρίσιμα και επίκαιρα ζητήματα έρευνας.

Μετρήσεις και μελέτες έχουν, ωστόσο, αποκαλύψει μια διαφορετική εκδοχή κατά την οποία η έλλειψη του φάσματος οφείλεται κυρίως στην πολιτική διαχείρισης παρά στη σπανιότητα των διαθέσιμων συχνοτήτων. Δηλαδή, εξαιτίας της στατικής εκχώρησης φάσματος που επιτρέπει την χρησιμοποίησή του μόνο από αδειοδοτημένους φορείς (primaries users – licensed users), το φάσμα χρησιμοποιείται μη αποδοτικά και μεγάλο μέρος του παραμένει ανεκμετάλλευτο.

Μια νέα μέθοδος που μπορεί να προσφέρει λύση στο πρόβλημα της κακής διαχείρισης του φάσματος και τη χρησιμοποίηση δυναμικής φασματικής πρόσβασης αποτελεί η τεχνολογία γνωστικών συστημάτων ραδιοεπικοινωνιών (cognitive radios). Οι γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες συνιστούν το νέο εργαλείο που θα διευκολύνει την αποτελεσματικότερη και αποδοτικότερη πρόσβαση στο φάσμα ραδιοσυχνοτήτων, δημιουργώντας νέες ευκαιρίες χρήσης του, που έως σήμερα δεν διατίθενται. Η ανίχνευση της χρήσης του φάσματος, η μάθηση των χαρακτηριστικών του περιβάλλοντος και η προσαρμογή τους στις εκάστοτε εξωτερικές συνθήκες,

προκειμένου να βελτιστοποιήσουν τη λειτουργία τους, αποτελούν τα βασικά χαρακτηριστικά των νέων υποσχόμενων συσκευών.

1.1 Χρησιμοποίηση του φάσματος ραδιοσυχνοτήτων

Το πεπερασμένο και συνεχώς περιοριζόμενο εύρος ζώνης διαθέσιμων συχνοτήτων έχει οδηγήσει στην ανάδειξη της διαχείρισης και εκχώρησης φάσματος σε φλέγον ζήτημα με τεράστιο οικονομικό και επιστημονικό αντίκτυπο. Μια σειρά οργάνων και ομάδων προτυποποίησης συμπεριλαμβανομένων των ακόλουθων:

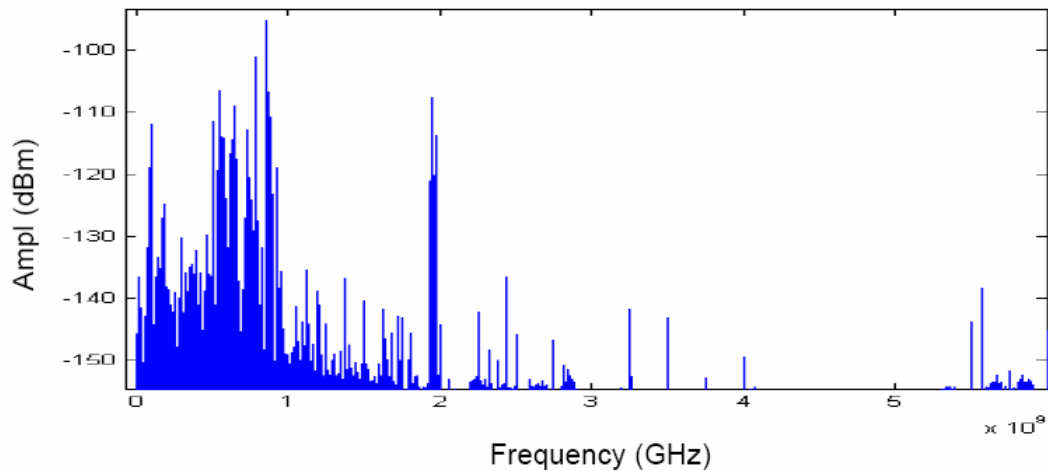
- Διεθνής Ένωση Τηλεπικοινωνιών (ITU)
- Ευρωπαϊκή Διάσκεψη των Διοικήσεων Ταχυδρομείων και Τηλεπικοινωνιών (CEPT)
- Ευρωπαϊκό Ινστιτούτο Τηλεπικοινωνιακών Προτύπων (ETSI)
- Διεθνή Ειδική Επιτροπή Ηλεκτρομαγνητικών Παρεμβολών (CISPR)

είναι υπεύθυνα για τους κανονισμούς και τις ρυθμιστικές συμφωνίες που αφορούν τη διαχείριση του φάσματος ραδιοσυχνοτήτων. Κατανέμοντας το φάσμα στατικά, δηλαδή αδειοδοτώντας ορισμένες ζώνες συχνοτήτων για κάθε ασύρματη υπηρεσία, εξασφαλίζεται με απλό τρόπο ο περιορισμός των παρεμβολών και η εύρυθμη συνύπαρξη διαφορετικών ασύρματων εφαρμογών.

Τα τελευταία, ωστόσο, χρόνια οι ασύρματες τηλεπικοινωνίες, στηριζόμενες στα αδιαμφισβήτητα πλεονεκτήματά τους, έχουν παρουσιάσει ραγδαία εξέλιξη. Η σύγχρονη τάση για ευρυζωνική πρόσβαση στο διαδίκτυο, οι δυνατότητες των νέων κινητών τερματικών και οι συνεχώς αυξανόμενες απαιτήσεις των καταναλωτών συμβάλλουν στη δημιουργία και εισαγωγή στην αγορά νέων ασύρματων υπηρεσιών. Ως αποτέλεσμα της ταχείας ανάπτυξης της βιομηχανίας παροχής υπηρεσιών ασύρματης επικοινωνίας, η ζήτηση πρόσθετου εύρους ζώνης αυξάνεται σταθερά, σε αντιδιαστολή με το διαθέσιμο φάσμα συχνοτήτων που αποτελεί πεπερασμένο φυσικό πόρο.

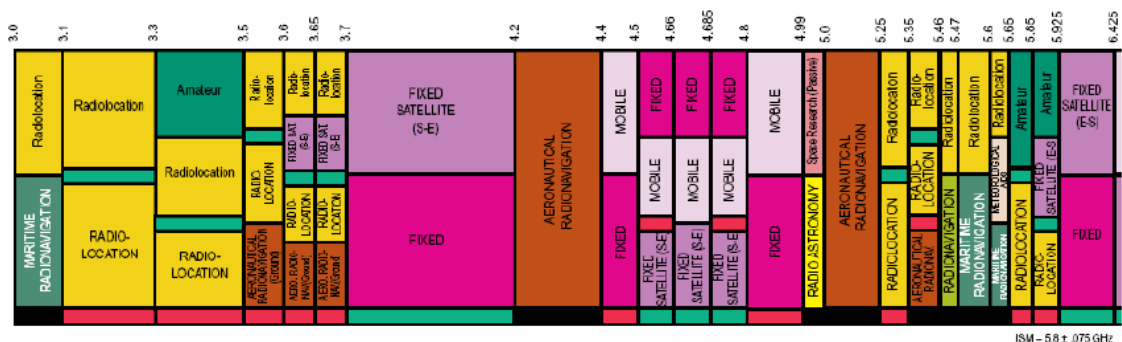
Η αντιμετώπιση της εξάντλησης του φάσματος διαφαίνεται από τα συμπεράσματα εκτεταμένων μελετών και μετρήσεων που έχουν πραγματοποιηθεί και αφορούν τη χρησιμοποίηση και σωστή εκμετάλλευση του ήδη εκχωρημένου φάσματος. Σύμφωνα με τα αποτελέσματά τους, η στατική εκχώρηση συχνοτήτων οδηγεί σε χαμηλή χρησιμοποίηση (μόνο 6%) του αδειοδοτημένου ραδιοφάσματος. Επιπλέον, ακόμη και όταν κάποια φασματική ζώνη είναι ενεργή, η εκρηκτική φύση

της κίνησης των δεδομένων έχει ως αποτέλεσμα την ύπαρξη φασματικών κενών για δεδομένες χρονικές περιόδους. Στο επόμενο σχήμα παρουσιάζεται ένα στιγμιότυπο από μετρήσεις που αποκαλύπτει ότι στη συγκεκριμένη περίπτωση η πραγματική χρησιμοποίηση της ζώνης συχνοτήτων 3-4 GHz αντιστοιχεί σε 0.5%, ενώ πέφτει σε 0.3% για την μπάντα 4-5 GHz.



Σχήμα 1.1: Στιγμιότυπο χρησιμοποίησης φάσματος συχνοτήτων (έως 6 GHz) σε αστικό περιβάλλον: λαμβανόμενο μεσημέρι με ανάλυση φάσματος 20 KHz, σε χρονικό διάστημα 50msec.

Αξιοσημείωτο είναι ότι αυτή η χαμηλή χρησιμοποίηση του φάσματος δεν είναι συνεπής με το διάγραμμα εκχώρησης συχνοτήτων της ομοσπονδιακής επιτροπής επικοινωνιών των Ηνωμένων Πολιτειών (FCC – Federal Communication Committee), στο οποίο διακρίνεται ότι υπάρχουν πολλαπλές εκχωρήσεις σε όλες τις ζώνες συχνοτήτων για πληθώρα ασύρματων υπηρεσιών.



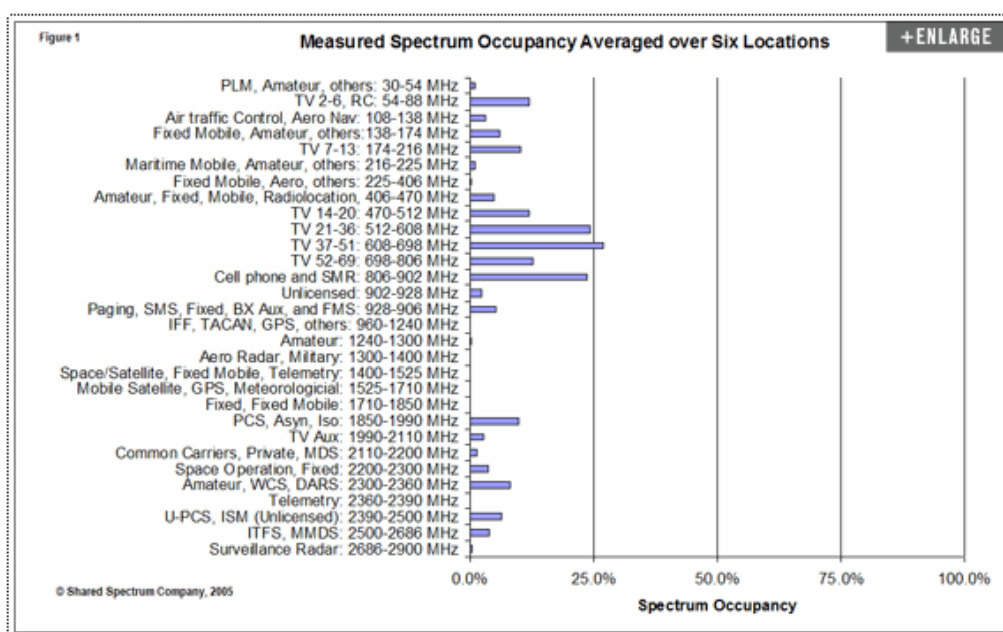
Σχήμα 1.2: Εκχώρηση συχνοτήτων σε ασύρματες υπηρεσίες στην μπάντα 3-6 GHz (FCC)

Τα ανωτέρω αποτελέσματα έρχονται σε αντίθεση με την αντίληψη έλλειψης φάσματος, δεδομένου ότι παρατηρείται αφθονία ανεκμετάλλευτων συχνοτήτων ενώ η εξάντλησή του είναι φυσικό επακόλουθο των πολιτικών πρόσβασης και της διαδικασίας αδειοδότησης.

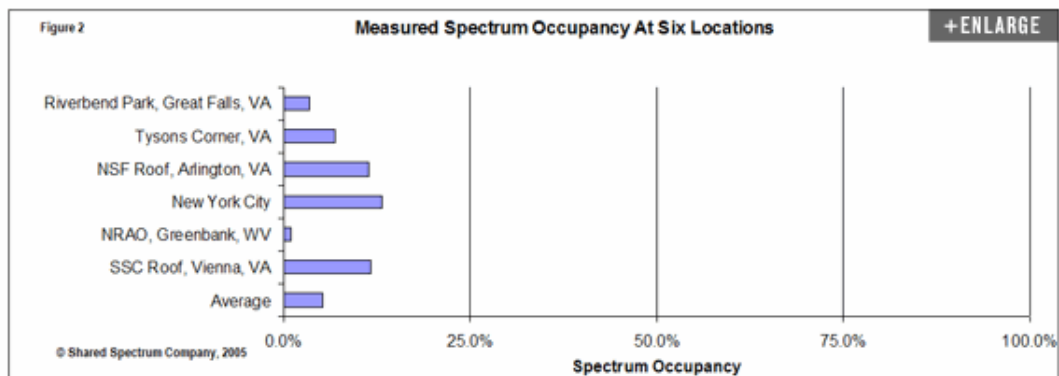
Μια πρόσθετη σειρά μετρήσεων, που επιβεβαιώνει τις παραπάνω διαπιστώσεις, πραγματοποιήθηκε για λογαριασμό του εθνικού ιδρύματος επιστημών της Αμερικής από το πανεπιστήμιο του Κάνσας [2]. Οι μετρήσεις διήρκεσαν από τον Ιανουάριο του 2004 έως τον Αύγουστο του 2005 και είχαν ως στόχο τον καθορισμό της χρησιμοποίησης του φάσματος στη ζώνη συχνοτήτων 30 MHz-3000 MHz σε έξι διαφορετικές τοποθεσίες. Οι τελικές παρατηρήσεις ήταν οι ακόλουθες:

- Η μέση απασχόληση του φάσματος για όλες τις τοποθεσίες ήταν 5.2%
- Η μέγιστη συνολική χρησιμοποίηση φάσματος ήταν 13.1% (στην Νέα Υόρκη)
- Η ελάχιστη απασχόληση φάσματος ήταν 1% (στο εθνικό αστεροσκοπείο NRAO – Δυτική Βιρτζίνια).

Συγκεντρωτικά αποτελέσματα των μετρήσεων παρουσιάζονται στα επόμενα δυο διαγράμματα που περιγράφουν την απασχόληση φάσματος για κάθε ζώνη συχνοτήτων και κάθε τοποθεσία.

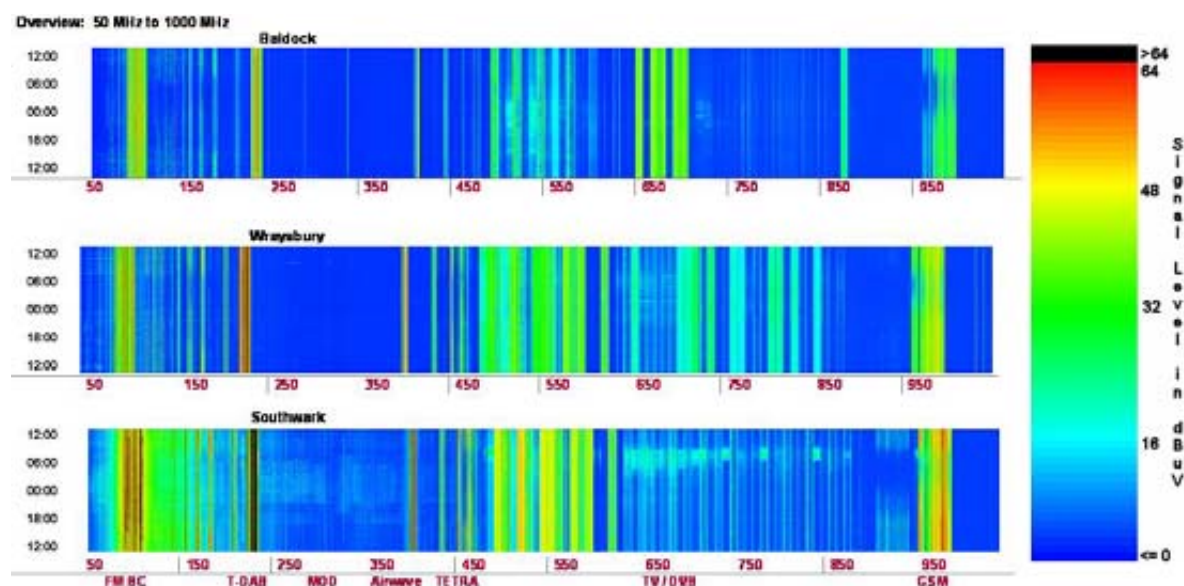


Σχήμα 1.3: Μέσος όρος απασχόλησης φάσματος στις έξι περιοχές που μελετήθηκαν για κάθε ζώνη συχνοτήτων χωριστά



Σχήμα 1.4: Απασχόληση φάσματος σε κάθε περιοχή

Τέλος, παρουσιάζονται μετρήσεις [3] που πραγματοποιήθηκαν από την ανεξάρτητη ρυθμιστική αρχή σε θέματα επικοινωνιών του Ηνωμένου Βασιλείου (Office of Communications - Ofcom), οι οποίες συνηγορούν στο ίδιο συμπέρασμα. υποχρησιμοποίησης του φάσματος.



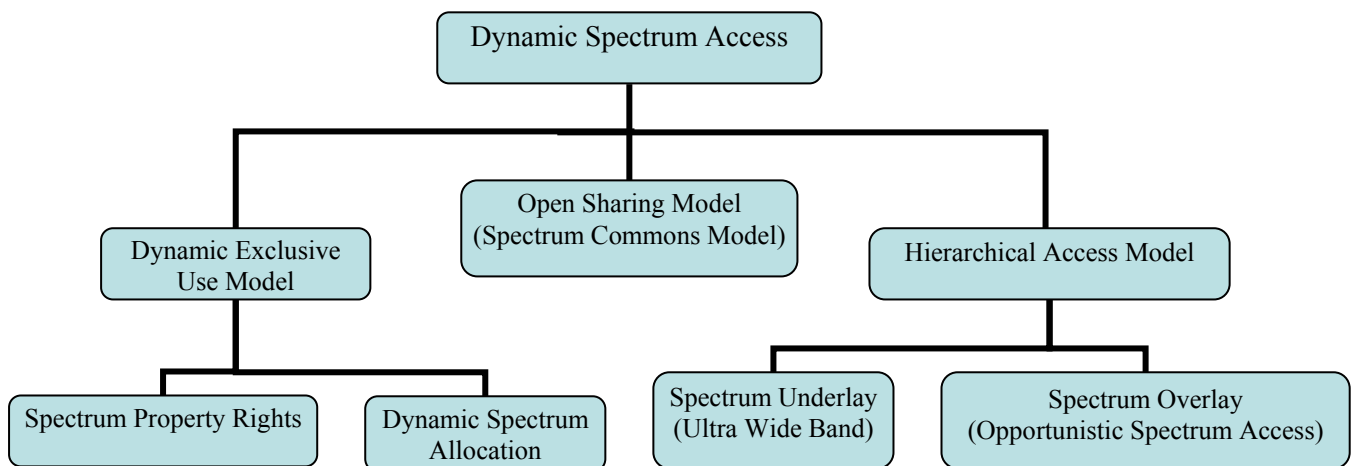
Σχήμα 1.5: Μετρήσεις φασματικής χρησιμοποίησης σε αγροτική περιοχή (επάνω διάγραμμα), στο αεροδρόμιο του Heathrow (κέντρο) και στο κεντρικό Λονδίνο (κάτω διάγραμμα)

Τα χαμηλά αυτά επίπεδα χρησιμοποίησης αδειοδοτημένων συχνοτήτων φανερώνουν την ανάγκη αλλαγής της πολιτικής εκχώρησης φάσματος, γεγονός που συνδέεται άμεσα με την αντιμετώπιση της έλλειψης νέων διαθέσιμων ραδιοσυχνοτήτων. Είναι αναγκαία, συνεπώς, η μετάβαση από τη στατική εκχώρηση

φάσματος στην πολιτική της δυναμικής φασματικής πρόσβασης (DSA – Dynamic Spectrum Access), με στόχο την αποτελεσματικότερη κατανομή συχνοτήτων αλλά και την αύξηση της χωρητικότητας των ασύρματων υπηρεσιών.

1.2 Δυναμική εκχώρηση φάσματος – Dynamic spectrum access (DSA)

Σε αντίθεση με την τρέχουσα πολιτική διαχείρισης του ραδιοφάσματος, ο όρος δυναμική φασματική πρόσβαση περιλαμβάνει διάφορες προσεγγίσεις ρύθμισης του φάσματος. Όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 1.6 οι στρατηγικές δυναμικής πρόσβασης μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε τρία διαφορετικά μοντέλα.



Σχήμα 1.6: Ταξινόμηση στρατηγικών δυναμικής πρόσβασης στο φάσμα

Μοντέλο αποκλειστικής δυναμικής χρήσης

Διατηρεί τη βασική δομή της υφιστάμενης πολιτικής ρύθμισης του φάσματος: ζώνες συχνοτήτων αδειοδοτούνται σε υπηρεσίες για αποκλειστική χρήση. Η βασική ιδέα είναι η εισαγωγή ευελιξίας για βελτίωση της φασματικής απόδοσης. Δύο προσεγγίσεις έχουν προταθεί για το μοντέλο αποκλειστικής δυναμικής χρήσης: φασματικά δικαιώματα ιδιοκτησίας και δυναμική κατανομή φάσματος. Η πρώτη προσέγγιση επιτρέπει στους δικαιούχους (licensees – primaries users) να εμπορεύονται το φάσμα και να επιλέγουν ελεύθερα την τεχνολογία. Η οικονομία και η αγορά, επομένως, θα διαδραματίσουν ένα σημαντικό ρόλο στην αποδοτικότερη χρησιμοποίηση του περιορισμένου αυτού πόρου.

Η δεύτερη προσέγγιση της δυναμικής κατανομής φάσματος διατυπώθηκε από το ευρωπαϊκό σχέδιο DRiVE [13]. Στόχος της είναι η βελτίωση της αποτελεσματικής χρησιμοποίησης του φάσματος μέσω της δυναμικής εκχώρησης, αξιοποιώντας τα χωρικά και χρονικά στατιστικά κίνησης διαφόρων υπηρεσιών. Δηλαδή, για μια συγκεκριμένη περιοχή και για δεδομένο χρόνο, το φάσμα διατίθεται σε υπηρεσίες για αποκλειστική χρήση. Η εκχώρηση αυτή διαφέρει της τρέχουσας πολιτικής στις ταχύτερες αλλαγές κατανομής συχνοτήτων που απαιτούνται.

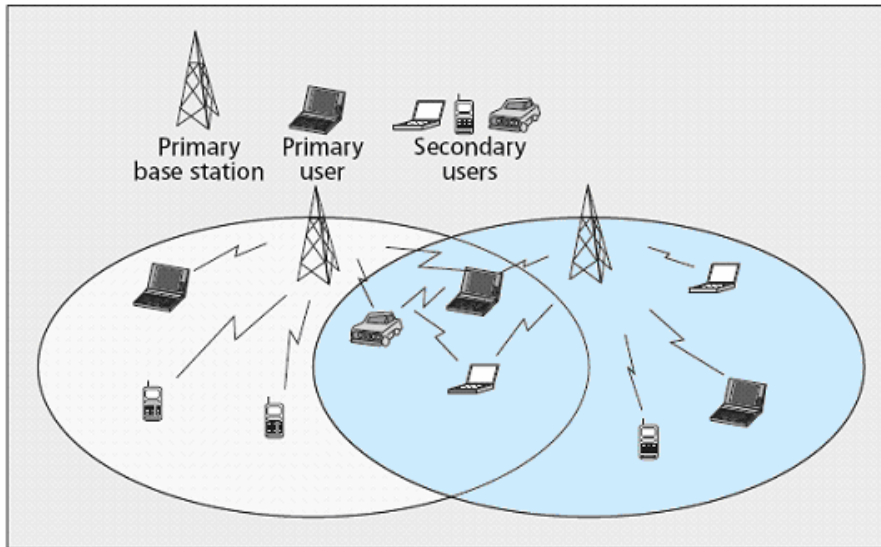
Ωστόσο, με βάση μόνο το μοντέλο αποκλειστικής χρήσης δεν είναι δυνατό να αντιμετωπιστούν και να αξιοποιηθούν τα λευκά φασματικά διαστήματα (white spaces) που προκύπτουν από την εκρηκτική φύση της ασύρματης τηλεπικοινωνιακής κίνησης.

Μοντέλο ανοικτής ανταλλαγής

Αναφέρεται επίσης και ως μοντέλο κοινού φάσματος και χρησιμοποιεί την ανοικτή ανταλλαγή φάσματος μεταξύ ομότιμων χρηστών ως βάση για τη διαχείριση μιας φασματικής περιοχής. Οι υποστηρικτές του μοντέλου αυτού τάσσονται υπέρ της χρησιμοποίησής του λόγω της αδιαμφισβήτητης επιτυχίας των ασύρματων υπηρεσιών (πχ WiFi) που λειτουργούν στη μη αδειοδοτημένη βιομηχανική, επιστημονική και ιατρική μπάντα ραδιοσυχνοτήτων (ISM - Industrial, Scientific and Medical radio bands). Συγκεντρωτικές και καταμεμημένες στρατηγικές κατανομής φάσματος έχουν αρχικά διερευνηθεί για την αντιμετώπιση των τεχνολογικών προκλήσεων στο πλαίσιο του συγκεκριμένου μοντέλου διαχείρισης ραδιοφάσματος.

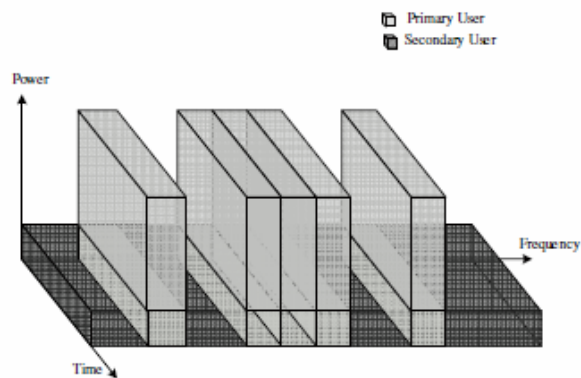
Μοντέλο ιεραρχικής πρόσβασης

Το μοντέλο αυτό υιοθετεί μια ιεραρχική δομή πρόσβασης με πρωτεύοντες και δευτερεύοντες χρήστες. Η βασική ιδέα είναι η δυνατότητα χρησιμοποίησης αδειοδοτημένου φάσματος από δευτερεύοντες χρήστες εφόσον περιορίζονται επαρκώς οι παρεμβολές που αντιλαμβάνονται οι πρωτογενείς χρήστες (δικαιούχοι), Σχήμα 1.7. Δυο προσεγγίσεις κατανομής καταμερισμού του φάσματος μεταξύ κύριων και δευτερευόντων χρηστών έχουν εξεταστεί: η τεχνική φασματικής υπόστρωσης (spectrum underlay) και η τεχνική φασματικής επίστρωσης (spectrum overlay).



Σχήμα 1.7: Απεικόνιση δικτύων που ακολουθούν το μοντέλο ιεραρχικής πρόσβασης

Η προσέγγιση φασματικής υπόστρωσης (underlay approach) επιβάλλει αυστηρούς περιορισμούς σχετικά με την ισχύ μετάδοσης των δευτερογενών χρηστών ώστε να λειτουργούν κάτω από το επίπεδο θορύβου των κύριων χρηστών. Με τη φασματική εξάπλωση των μεταδιδόμενων σημάτων σε μια ευρεία ζώνη ραδιοσυχνοτήτων (UWB), οι δευτερογενείς χρήστες μπορούν δυνητικά να πετυχαίνουν υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων με εξαιρετικά χαμηλή ισχύ εκπομπής.



Σχήμα 1.8 The underlay approach



Σχήμα 1.9 The overlay approach

Η δεύτερη προσέγγιση ιεραρχικής πρόσβασης (overlay approach) αρχικά επινοήθηκε από τον Mitola [37] υπό τον όρο συγκέντρωση φάσματος (spectrum pooling) και, στη συνέχεια, ερευνήθηκε από τον οργανισμό προηγμένων ερευνητικών έργων του υπουργείου άμυνας των Ηνωμένων Πολιτειών (DARPA) και το πρόγραμμα «επόμενης γενιάς»

(XG) με την ονομασία της *ευκαιριακής φασματικής πρόσβασης* (opportunistic spectrum access). Η διαφορά με την προηγούμενη προσέγγιση είναι ότι δεν υποβάλλει αναγκαστικά αυστηρούς περιορισμούς στην ισχύ εκπομπής των δευτερογενών χρηστών αλλά καθορίζει πότε και πού μπορούν να εκπέμπουν. Η προσέγγιση αυτή στοχεύει άμεσα στα χρονικά και χωρικά φασματικά κενά (λευκά) διαστήματα, επιτρέποντας στους δευτερογενείς χρήστες να αναγνωρίζουν και να αξιοποιούν τοπικές και στιγμιαίες φασματικές διαθεσιμότητες υπό την προϋπόθεση ότι δεν προκαλούν παρεμβολές σε αδειοδοτημένους χρήστες.

Συγκρινόμενο με τα μοντέλα της δυναμικής αποκλειστικής χρήσης και της ανοικτής ανταλλαγής, το μοντέλο ιεραρχικής πρόσβασης είναι ίσως η πιο συμβατή προσέγγιση εφαρμογής της δυναμικής εκχώρησης συχνοτήτων, δεδομένης της τρέχουσας πολιτικής διαχείρισης του ραδιοφάσματος και της κληρονομιάς των ασύρματων συστημάτων. Επιπρόσθετα, οι δυο ξεχωριστές τεχνικές ιεραρχικής πρόσβασης μπορούν ενδεχομένως στο μέλλον να εφαρμοστούν συνδυαστικά για την περαιτέρω βελτίωση της φασματικής απόδοσης.

1.3 Γνωστικά συστήματα ραδιοεπικοινωνιών – Cognitive radios

1.3.1 Ορισμός

Οι *γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες* (cognitive radios) έχουν προταθεί ως μέσο αποδοτικότερης και αποτελεσματικότερης χρησιμοποίησης του φάσματος με την αξιοποίηση των αχρησιμοποίητων συχνοτήτων σε δυναμικά μεταβαλλόμενο περιβάλλον. Δηλαδή, προσφέρουν τη δυνατότητα ευκαιριακής κατάληψης ζωνών ραδιοσυχνοτήτων από δευτερεύοντες χρήστες στους οποίους δεν έχει εκχωρηθεί σταθερή ζώνη συχνοτήτων. Συνεπώς, οι γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες αποτελούν μια καινούργια φιλοσοφία σχεδίασης που περιλαμβάνει έξυπνη ανίχνευση φασματικών κενών και, στη συνέχεια, καθορισμό και προσαρμογή των παραμέτρων μετάδοσης μιας ομάδας δευτερογενών χρηστών.

Οι όροι *γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες* και η *συγκέντρωση φάσματος* (spectrum pooling) εισήχθησαν αρχικά από τον Joseph Mitola [1], όπου προτάθηκε ο εξής ορισμός: «ο όρος *γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες* ταυτίζεται με το σημείο εκείνο όπου τα ασύρματα PDAs (*personal digital assistants, προσωπικοί ψηφιακοί βοηθοί*) και τα σχετικά με αυτά δίκτυα διαθέτουν αρκετή υπολογιστική νοημοσύνη όσον αφορά την

αξιοποίηση των ράδιο-πόρων και τη σχετική επικοινωνία μεταξύ υπολογιστών, ώστε να ανιχνεύουν τις τηλεπικοινωνιακές ανάγκες των χρηστών ως συνάρτηση του περιβάλλοντος χρήσης και να παρέχουν ράδιο-πόρους και ασύρματες υπηρεσίες που να είναι κατάλληλες να ικανοποιήσουν τις ανάγκες αυτές». Έτσι, λοιπόν, οι γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες είναι ικανές να επιλέγουν αυτόματα την καλύτερη υπηρεσία και να καθυστερήσουν ή να προωθήσουν άμεσα ορισμένες ασύρματες μεταδόσεις ανάλογα με τους διαθέσιμους ή προβλεπόμενους πόρους.

Η ομοσπονδιακή επιτροπή επικοινωνιών των Ηνωμένων Πολιτειών (FCC – Federal Communication Committee) πρότεινε αργότερα ένα λιγότερο γενικό ορισμό [6], όπου κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα με ικανότητα μάθησης του φασματικού περιβάλλοντος και προσαρμογής αναφέρεται με τον όρο γνωστικό σύστημα ραδιοεπικοινωνιών. Ειδικότερα, «ως γνωστικό σύστημα ραδιοεπικοινωνιών καλείται κάθε σύστημα που μπορεί να αλλάξει τις παραμέτρους εκπομπής του, βασιζόμενο στην αλληλεπίδραση με το περιβάλλον στο οποίο λειτουργεί. Η πλειοψηφία των γνωστικών συστημάτων ραδιοεπικοινωνιών βασίζεται σε σύστημα λογισμικού (software defined radio - SDR), αλλά ούτε η ύπαρξη λογισμικού ούτε προγραμματισμού αποτελούν αναγκαίες απαιτήσεις των γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών».

Η ομάδα έρευνας σε θέματα γνωστικών ορισμών του πανεπιστήμιου της Βιρτζίνια [15] αναφέρει τον όρο “cognitive radio” ως «το προσαρμοστικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα με δυνατότητες επίγνωσης του περιβάλλοντος, κατανόησης και μάθησης των επιδράσεων κάθε απόφασης, ανάκλησης και συσχέτισης των προηγούμενων ενεργειών, επιδόσεων και χαρακτηριστικών περιβάλλοντος για την επίτευξη βέλτιστης λειτουργίας». Συμπληρωματικά, ο Simon Haykin σε μια δημοσίευσή του [5] δίνει τον εξής ορισμό: «Σύστημα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών είναι ένα έξυπνο ασύρματο σύστημα επικοινωνιών που έχει γνώση για το περιβάλλον του (δηλαδή, για τον εξωτερικό κόσμο) και χρησιμοποιεί τη μέθοδο “κατανοού οικοδομώντας” (understanding-by-building) για να μάθει από το περιβάλλον και να προσαρμόσει τις εσωτερικές του καταστάσεις στις στατιστικές μεταβολές των εισερχόμενων RF ερεθισμάτων, κάνοντας αντίστοιχες αλλαγές σε συγκεκριμένες λειτουργικές παραμέτρους (π.χ. στην ισχύ μετάδοσης, τη συχνότητα των φερόντων και το σχήμα διαμόρφωσης) σε πραγματικό χρόνο και έχοντας δύο κύριους στόχους:

- Υψηλής αξιοπιστίας επικοινωνίες οποτεδήποτε και οπουδήποτε χρειαστεί.
- Αποδοτική χρήση του φάσματος ραδιοσυχνοτήτων»

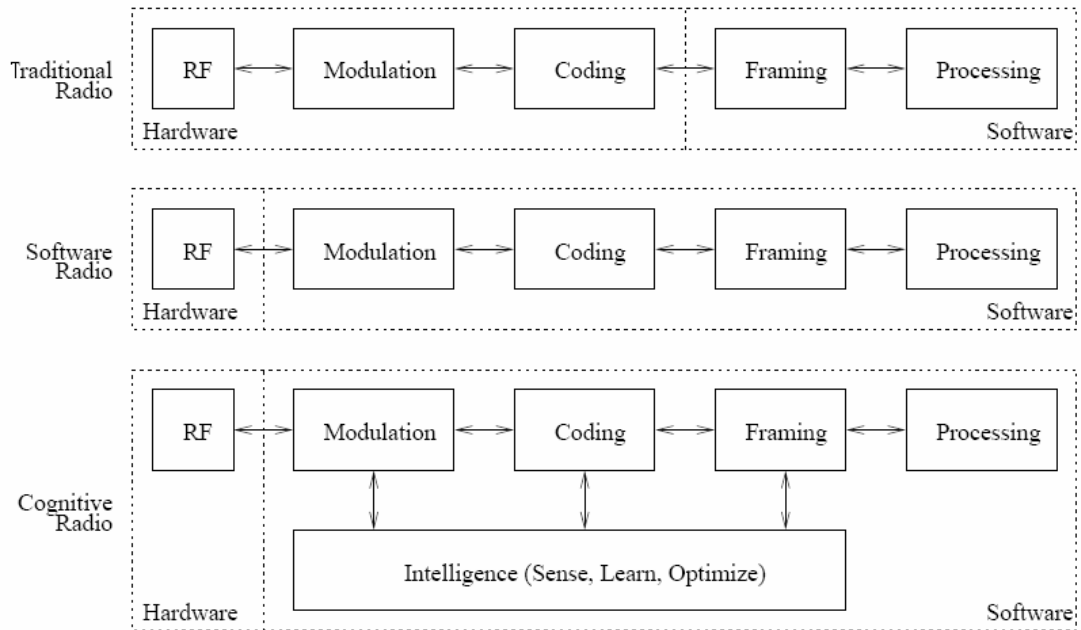
Τέλος, το 2007 η ομάδα εργασίας IEEE 1900.1, που δημιουργήθηκε για το καθορισμό ορολογιών και εννοιών, πρότεινε το επόμενο ορισμό [9] για τις γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες: «ένα είδος ασύρματου συστήματος ραδιοεπικοινωνιών που μπορεί να ανιχνεύσει και να κρίνει αυτόνομα το περιβάλλον του και προσαρμόζεται ανάλογα σε αυτό. Το ασύρματο αυτό σύστημα επικοινωνιών θα μπορούσε να χρησιμοποιεί αναπαράσταση γνώσης, αυτοματοποιημένη κρίση και μηχανισμό μάθησης για την εγκατάσταση, διεξαγωγή και τερματισμό επικοινωνίας με άλλα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών. Τα γνωστικά συστήματα ραδιοεπικοινωνιών μπορούν δυναμικά και αυτόνομα να προσαρμόζουν τις λειτουργικές τους παραμέτρους».

1.3.2 Χαρακτηριστικά

Τα τελευταία χρόνια, η ενσωμάτωση λογισμικού σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα είχε ως αποτέλεσμα τη δημιουργία ευέλικτων συσκευών με ικανότητα μετάδοσης και λήψης, χρησιμοποιώντας μια ποικιλία πρωτοκόλλων και σχημάτων διαμόρφωσης. Στη βιβλιογραφία, τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα ελεγχόμενα από λογισμικό (software defined radio - SDR¹) αναφέρονται ως συστήματα που περιλαμβάνουν πομπό, του οποίου οι λειτουργικές παράμετροι (όπως εύρος συχνοτήτων, είδος διαμόρφωσης, ισχύς εκπομπής κτλ) μπορούν να μεταβληθούν μέσω λογισμικού χωρίς την αλλαγή υλικού. Τα βασικά τους προτερήματα είναι η ευελιξία αλλαγής από ένα πρότυπο σε άλλο και η ευκολία προσαρμογής στις εκάστοτε συνθήκες περιβάλλοντος. Η ανάπτυξη και η χρησιμοποίηση της τεχνολογίας αυτής είναι τόσο ραγδαία που επηρεάζει την υπάρχουσα κατάσταση στον τομέα των τηλεπικοινωνιών.

Τα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών που οραματίστηκε ο Mitola το 2000 αποτελούν μια εξέλιξη στην τεχνολογία SDR, έτσι ώστε ένα σύστημα να μπορεί να πάρει αποφάσεις όσον αφορά το δίκτυο, τη διαμόρφωση και την κωδικοποίηση βασιζόμενο στο εξωτερικό του περιβάλλον. Στο Σχήμα 1.10 περιγράφεται και συγκρίνεται γραφικά η εξέλιξη των παραδοσιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων στα υποσχόμενα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών.

¹ Ένας από τους σημαντικότερους φορείς στην ανάπτυξη της τεχνολογίας αυτής είναι το πρόγραμμα κοινών στρατηγικών συστημάτων ραδιοεπικοινωνιών (JTRS) του υπουργείου άμυνας των Ηνωμένων Πολιτειών.



Σχήμα 1.10: Λογικό διάγραμμα σύγκρισης παραδοσιακού πομποδέκτη, τηλεπικοινωνιακού συστήματος βασισμένου σε λογισμικό και συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

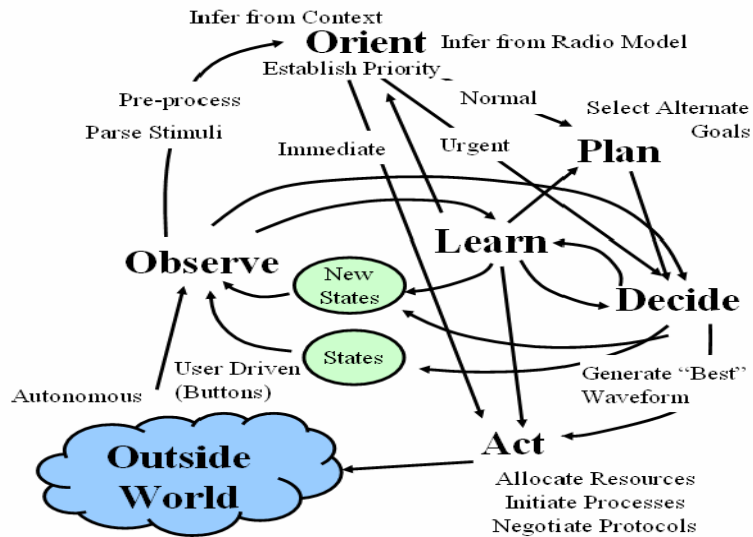
Η τεχνολογία των γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών έχει τη δυνατότητα παροχής ενός αριθμού πλεονεκτημάτων που μπορούν να συμβάλουν στην αποδοτικότερη πρόσβαση στο φάσμα και, συνεπώς, στη διάθεση στο κοινό νέων και εξελιγμένων τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών. Τα χαρακτηριστικά που οι γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες μπορούν να ενσωματώσουν ώστε να επιτρέψουν αποτελεσματικότερη και πλέον ευέλικτη χρήση του φάσματος, όπως αναφέρονται από την ομοσπονδιακή επιτροπή επικοινωνιών των Ηνωμένων Πολιτειών (FCC) [14] είναι τα εξής:

- *Μεταβλητότητα συχνότητας (Frequency Agility)*: η ικανότητα του συστήματος να μπορεί να μεταβάλλει τη συχνότητα λειτουργίας του, προκειμένου να πετύχει βέλτιστη λειτουργία στις εκάστοτε συνθήκες περιβάλλοντος.
- *Δυναμική Επιλογή Συχνότητας (Dynamic Frequency Selection, DFS)*: η δυνατότητα ανίχνευσης σημάτων από γειτονικές συσκευές κατά την προσπάθεια επιλογής βέλτιστου λειτουργικού περιβάλλοντος.
- *Προσαρμοστική Διαμόρφωση (Adaptive Modulation)*: η ικανότητα τροποποίησης χαρακτηριστικών μετάδοσης και κυματομορφών ώστε να αξιοποιηθούν ευκαιρίες χρησιμοποίησης φάσματος.

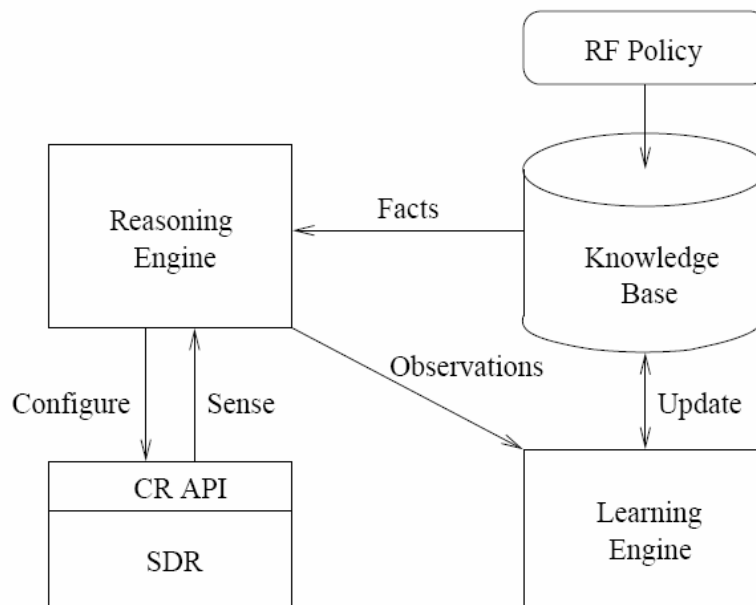
- *Έλεγχος Ισχύος Εκπομπής* (Transmit Power Control, TPC): μετάδοση στα όρια πλήρους ισχύος όταν και είναι επιτρεπτό, αλλά και δυνατότητα περιορισμού της ισχύος εκπομπής σε χαμηλότερα επίπεδα ώστε να αποφεύγονται παρεμβολές και άσκοπη κατανάλωση ενέργειας των φορητών συσκευών.
- *Γνώση για την Τοποθεσία* (Location Awareness): η ικανότητα του συστήματος να αναγνωρίζει τη θέση του και τη θέση των υπολοίπων συσκευών που χρησιμοποιούν την ίδια ζώνη συχνοτήτων και η δυνατότητα αλλαγής λειτουργικών παραμέτρων ανάλογα με την πληροφορία τοπολογίας του δικτύου.
- *Χρήση υπό Διαπραγμάτευση* (Negotiated Use): το σύστημα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών περιλαμβάνει αλγορίθμους και μηχανισμούς που επιτρέπουν τον καταμερισμό του φάσματος στα πλαίσια προσυμφωνημένων κανόνων μεταξύ δικαιούχων και δευτερογενών χρηστών. Τελικώς, τα γνωστικά συστήματα ενδεχομένως να μπορέσουν να διαπραγματεύονται την εκχώρηση φάσματος σε πραγματικό χρόνο, χωρίς δηλαδή προηγούμενες συμφωνίες μεταξύ των χρηστών.

1.3.3 Περιγραφή αρχών λειτουργίας των συστημάτων γνωστικών επικοινωνιών

Στην εργασία του [1], ο J.Mitola παρουσιάζει τον κύκλο γνώσης (cognition cycle), που απεικονίζεται στο Σχήμα 1.11, στον οποίο βασίζεται η λειτουργία ενός “Cognitive Radio”. Το τηλεπικοινωνιακό, λοιπόν, σύστημα αποκτά πληροφορίες σχετικά με το εξωτερικό περιβάλλον (Outside world) μέσω άμεσων παρατηρήσεων ή μέσω σηματοδοσίας. Στη συνέχεια, οι πληροφορίες αυτές εκτιμώνται (Orient) ώστε να εκτιμηθεί η σπουδαιότητά τους. Με την αποτίμηση των πληροφοριών γίνεται ο σχεδιασμός των εναλλακτικών στρατηγικών (Plan) και, στη συνέχεια, με κριτήριο τη βελτιστοποίηση του τελικού στόχου, επιλέγεται (Decide) και εκτελείται (Act) η κατάλληλη ενέργεια. Τα αποτελέσματα των ενεργειών αυτών αντικατοπτρίζονται στις επιδόσεις του συστήματος και στις ενδεχόμενες ανεπιθύμητες παρεμβολές που παρουσιάζονται στο εξωτερικό περιβάλλον. Το ασύρματο σύστημα επικοινωνιών, τέλος, χρησιμοποιεί τα αποτελέσματα και τις εκάστοτε αποφάσεις κατά τη διαδικασία μάθησης (Learn), με σκοπό τη βελτίωση της λειτουργίας του, δημιουργώντας νέες μοντελοποιημένες καταστάσεις και παράγοντας νέες εναλλακτικές στρατηγικές που ταιριάζουν καλύτερα στις συνθήκες του περιβάλλοντος λειτουργίας.



Σχήμα 1.11: Κύκλος γνώσης



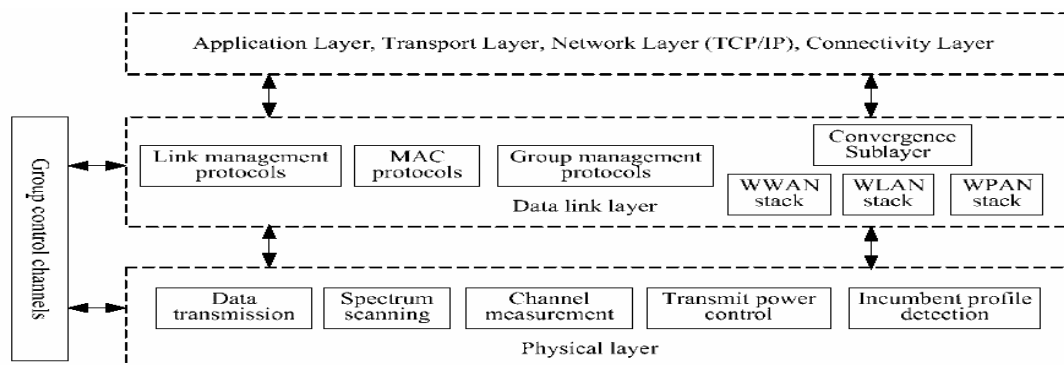
Σχήμα 1.12: Λειτουργικό διάγραμμα αρχιτεκτονικής συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

Οι έννοιες που προαναφέρθηκαν και η συνολική λειτουργία ενός συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών παρουσιάζονται σαφέστερα στο επόμενο διάγραμμα (Σχήμα 1.12). Μέσω ενός συνόλου προγραμματιστικών εφαρμογών (API - application programming interface) γίνεται πρόσβαση στην πλατφόρμα λογισμικού (SDR), παρέχοντας τη δυνατότητα στη μηχανή γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών να ρυθμίσει το σύστημα και να ανιχνεύσει το περιβάλλον της. Η βασισμένη στην

εκάστοτε πολιτική εκχώρησης “συλλογιστική μηχανή” (reasoning engine) λαμβάνει δεδομένα από μια βάση πληροφοριών, προκειμένου να αποφασίσει σχετικά με τις ευκαιρίες πρόσβασης στο φάσμα ραδιοσυχνότητων. Επιπλέον, μια μηχανή μάθησης (learning engine) παρατηρεί τις μεταβολές του ραδιοφάσματος, τη συμπεριφορά του συστήματος και τις επιδόσεις των εκάστοτε ενεργειών, ώστε να προσαρμόσει τα δεδομένα στη βάση πληροφοριών που χρησιμοποιείται για τη λήψη αποφάσεων.

1.3.4 Επίπεδα πρωτοκόλλων για συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

Η διαχείριση του φάσματος σχετίζεται πρωτίστως με τα δύο κατώτερα επίπεδα πρωτοκόλλων: το φυσικό επίπεδο και το επίπεδο ζεύξης δεδομένων. Τα ανώτερα επίπεδα σχετίζονται με ειδικότερες εφαρμογές και βελτιστοποίηση άλλων παραμέτρων του δικτύου π.χ. προσαρμογή και εύρεση βέλτιστης δρομολόγησης. Στο Σχήμα 1.13 παρουσιάζονται γραφικά οι λειτουργίες των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών.



Σχήμα 1.13: Ιεραρχία πρωτοκόλλων λειτουργίας σε Cognitive Radio

Όπως παρατηρείται το φυσικό στρώμα περιλαμβάνει τις διαδικασίες:

- *Μετάδοση των δεδομένων (Data Transmission)* που περιλαμβάνει την επιλογή σχήματος διαμόρφωσης και κωδικοποίησης, την επιλογή ρυθμού μετάδοσης κτλ.
- *Σάρωση του φάσματος (Spectrum Scanning)* για την ανίχνευση φασματικών κενών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν.
- *Μετρήσεις του διαύλου (Channel Measurement)* ώστε να καθοριστούν οι συνθήκες μετάδοσης.
- *Έλεγχος ισχύος εκπομπής (TPC – Transmit Power Control)* για την αποφυγή παρεμβολών.

- *Επικείμενη ανίχνευση προφίλ (incumbent profile detection).*

Όσον αφορά το στρώμα ζεύξης δεδομένων, περιλαμβάνονται:

- *Πρωτόκολλα Διαχείρισης Ζεύξης (Link Management Protocols) που είναι υπεύθυνα για τη ζεύξη μεταξύ δύο χρηστών τεχνολογίας “Cognitive radio”.*
- *Πρωτόκολλα MAC που συμβάλλουν στην κατάλληλη επιλογή συχνοτήτων για την ομαλή επικοινωνία των κόμβων του δικτύου και την επίλυση προβλημάτων κρυμμένου ή εκτεθειμένου τερματικού.*
- *Πρωτόκολλα Διαχείρισης Ομάδων (Group Management Protocols) για το συντονισμό των χρηστών που ανήκουν στην ίδια ομάδα (υποδίκτυο).*
- *Υποστρώμα Σύγκλισης (Convergence Sublayer) που παρέχει τη δυνατότητα στο γνωστικό σύστημα να λειτουργεί σε εντελώς διαφορετικά ασύρματα περιβάλλοντα όπως π.χ. Ασύρματα Τοπικά Δίκτυα (WLANs), Ασύρματα Προσωπικά Δίκτυα (WPANs) και Ασύρματα Δίκτυα Ευρείας Περιοχής (WWANs).*

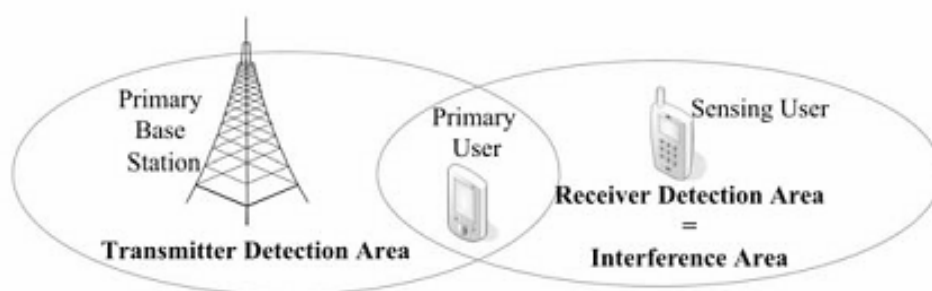
1.4 Πεδία έρευνας για τη σχεδίαση συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

Η τελική σχεδίαση και λειτουργία των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών και η αξιοποίηση των πλεονεκτημάτων που υπόσχονται απαιτεί προηγουμένως μελέτη και έρευνα που αφορά το φυσικό επίπεδο, το επίπεδο ελέγχου προσπέλασης μέσου (MAC) αλλά και διαστρωματική θεώρηση. Μερικές από τις κυριότερες προκλήσεις που εισάγει η νέα τεχνολογία γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών και αποτελούν θέματα έρευνας παρουσιάζονται συνοπτικά στην συνέχεια.

Ανίχνευση φάσματος

Η σημαντικότερη πρόκληση για ένα σύστημα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών είναι ο εντοπισμός και αναγνώριση πρωτογενών χρηστών (δικαιούχων) σε ένα μεγάλο εύρος φάσματος. Για τη δυναμική εκχώρηση φάσματος είναι απαραίτητη η πληροφορία που σχετίζεται με χρησιμοποίηση συχνοτήτων από άλλες συσκευές του δικτύου. Οι συσκευές αυτές μπορεί να αντιστοιχούν είτε σε πρωτογενείς χρήστες (στους οποίους πρέπει να αποφεύγεται η παρεμβολή) είτε σε χρήστες ίσης ρυθμιστικής κατάστασης που ενδεχομένως να μη διαθέτουν ικανότητες γνωστικών επικοινωνιών.

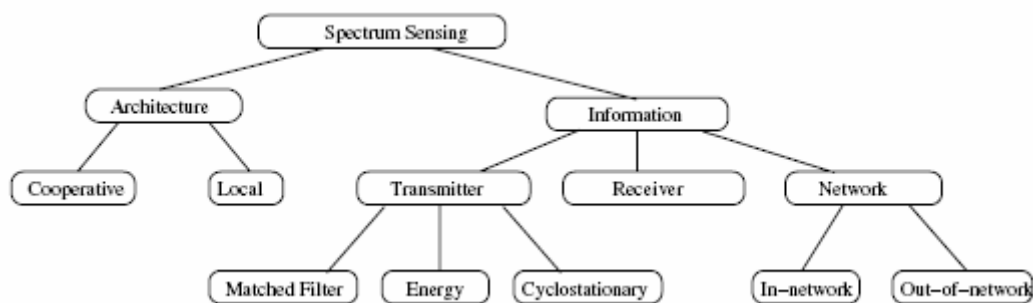
Οι ασύρματες επικοινωνίες τυπικά περιλαμβάνουν ένα πομπό και ένα ή περισσότερους δέκτες. Η πληροφορία για τους δέκτες αφορά κυρίως την παρουσία πρωτογενών δεκτών, στους οποίους ο δευτερογενής δέκτης – «ανιχνευτής» απαγορεύεται να παρεμβάλλει. Διαφορετικά, όταν η συσκευή ενδιαφέρεται κυρίως για τη μείωση των παρεμβολών που προκαλείται στην ίδια από το περιβάλλον, αρκεί να καθοριστεί αν υπάρχουν άλλες συσκευές που εκπέμπουν εντός της περιοχής λήψης τους. Η διαφορά μεταξύ ανίχνευσης δεκτών ή πομπών απεικονίζεται στο Σχήμα 1.14.



Σχήμα 1.14

Επιπλέον, μια συσκευή τεχνολογίας γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών μπορεί να αποκτήσει πληροφορίες λαμβάνοντας τα σήματα γειτονικών ομότιμων συσκευών. Η συνεργασία και ανταλλαγή πληροφοριών ανίχνευσης βελτιώνει της ακρίβεια της γνώσης χρησιμοποίησης του φάσματος, μειώνει το χρόνο ανίχνευσης και την καταναλισκόμενη από τη συσκευή ενέργεια, βελτιστοποιώντας τελικά τις επιδόσεις μετάδοσης. Το κόστος υλικού, η κατανάλωση ενέργειας και οι απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής αποτελούν καθοριστικούς παράγοντες για την επιλογή της μεθόδου που τελικά θα χρησιμοποιηθεί.

Στο Σχήμα 1.15 γίνεται μια ταξινόμηση των τεχνικών ανίχνευσης φάσματος που μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Πέραν των τεχνικών προσαρμοσμένου φίλτρου, μη σύμφωνης διαμόρφωσης και της κυκλοστατικής ανίχνευσης χαρακτηριστικών, μπορούν να χρησιμοποιηθούν πληροφορίες που συλλέγονται σε υψηλότερο επίπεδο (out-of-network monitoring) ή από άλλους δευτερογενείς χρήστες (in-network). Αναλυτικότερη και πληρέστερη περιγραφή της ανίχνευσης φάσματος γίνεται στο κεφάλαιο 2 που ακολουθεί.



Σχήμα 1.15: Μέθοδοι ανίχνευσης φάσματος

Αλγόριθμοι αποτελεσματικής κατανομής και χρησιμοποίησης του φάσματος

Δεδομένης της πληροφορίας διαθέσιμου φάσματος που καθορίζεται από τους αλγόριθμους ανίχνευσης, το επόμενο βήμα είναι η κατανομή και χρησιμοποίηση των διαθέσιμων συχνοτήτων με βέλτιστο τρόπο. Αλγόριθμοι κατανομής φάσματος, προσαρμογής ρυθμού μετάδοσης και ισχύς εκπομπής αποτελούν αντικείμενο έρευνας προκειμένου να βελτιστοποιηθεί η ικανότητα των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών. Χρησιμοποίηση μαθηματικών εργαλείων, όπως η θεωρία παιγνίων, συναντάται συχνά στη σχετική βιβλιογραφία.

Σχεδίαση προηγμένων πομπών για φυσικό επίπεδο γνωστικών επικοινωνιών

Τα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών αναμένονται να λειτουργούν σε δυναμικά μεταβαλλόμενο περιβάλλον διατηρώντας τις απαιτήσεις ποιότητας υπηρεσιών (QoS) των ασύρματων εφαρμογών. Έτσι, λοιπόν, η κατάλληλη σχεδίαση του γνωστικού φυσικού επιπέδου, ώστε να διευκολύνεται η υψηλού ρυθμού μετάδοση με αποτελεσματική φασματική πρόσβαση, είναι ιδιαίτερος σημαντική. Προτεινόμενες σχεδιάσεις προηγμένων πομπών χρησιμοποιούν ευφυείς κεραιές, αισθητήρες, κωδικοποίηση χώρου-χρόνου (STC), τεχνικές επεξεργασίας πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων σε συνδυασμό με ορθογωνική πολλαπλεξία διαίρεσης συχνότητας (MIMO-OFDM) κτλ.

Βελτιστοποίηση επιπέδου ελέγχου προσπέλασης στο μέσο μετάδοσης (MAC – Medium Access Control) και σχεδίαση ελέγχου πρόσβασης

Στα δίκτυα γνωστικών επικοινωνιών, το υπόστρωμα MAC οφείλει να προσαρμόζεται στη διαθεσιμότητα των επικοινωνιακών πόρων (για παράδειγμα λόγω δυναμικής κατανομής του φάσματος) και στις αλλαγές της τοπολογίας των χρηστών (π.χ. πυκνότητα, κινητικότητα). Τα βασικά ζητήματα που το υποστρώμα MAC πρέπει να αντιμετωπίζει είναι:

- ο τρόπος με τον οποίο θα συνεργαστεί ο πομπός με τον κατάλληλο δέκτη, ώστε να συγχρονιστούν στο ίδιο κανάλι,
- η διαβεβαίωση ότι η μετάδοση δεδομένων από ένα συγκεκριμένο κανάλι δεν θα συμβάλει στη δημιουργία παρεμβολών σε γειτονικούς κόμβους τόσο στην περιοχή του πομπού όσο και στην περιοχή του αναμενόμενου δέκτη,
- ο τρόπος με τον οποίο οι κόμβοι θα χειρίζονται, θα προσαρμόζονται και θα αποφασίζουν ποιο κανάλι θα χρησιμοποιήσουν από το σύνολο των διαθέσιμων καναλιών του συνολικού δικτύου.

Συνεπώς, προσαρμοστικά πρωτόκολλα του υποστρώματος MAC, καθώς και ελεγκτές πρόσβασης, που λαμβάνουν υπόψη τις ιδιομορφίες των δικτύων γνωστικών επικοινωνιών και προσπαθούν να βελτιστοποιήσουν τις επιδόσεις τους, αποτελούν επίκαιρο αντικείμενο μελέτης και έρευνας.

Μηχανισμοί ασφάλειας

Η παροχή ασφάλειας σε δίκτυα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών αποτελεί ένα ιδιαίτερο θέμα έρευνας που βασίζεται στη λειτουργία ανώτερων επιπέδων. Σημαντικές απειλές ασφάλειας είναι ότι:

- τα συγκεκριμένα συστήματα λειτουργούν στις ίδιες ζώνες συχνοτήτων με τους αδειοδοτημένους χρήστες,
- οι πληροφορίες που συλλέγονται από κάθε δευτερογενή χρήστη ανταλλάσσονται μεταξύ διαφόρων κόμβων και, στη συνέχεια, προσαρμόζουν την συνολική λειτουργία του δευτερογενούς δικτύου.

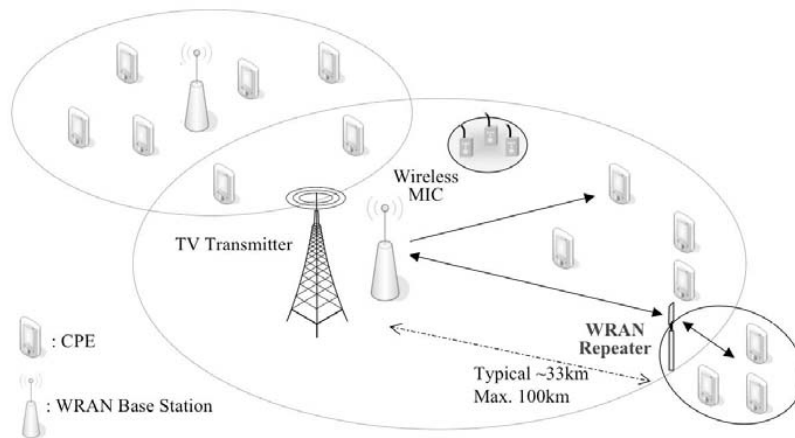
Επομένως, αυτές οι απειλές ασφάλειας είναι απαραίτητο να αντιμετωπιστούν για τη διασφάλιση της ομαλής και αποδεκτής (για το πρωτεύον σύστημα) λειτουργίας των γνωστικών συστημάτων ραδιοεπικοινωνιών.

Η χαμηλή χρησιμοποίηση του ραδιοφάσματος και η ζήτηση πρόσθετου εύρους συχνοτήτων από νέες ασύρματες υπηρεσίες είχε ως αποτέλεσμα τη μελέτη της δυναμικής φασματικής πρόσβασης από μια σειρά επιστημονικών προγραμμάτων. Κύριο στόχο αποτελεί η έρευνα και η υλοποίηση μοντέλων που αξιοποιούν αποδοτικά το φάσμα ραδιοσυχνοτήτων. Σε πληθώρα εργασιών, όπως το πρόγραμμα «επόμενης γενιάς» (XG) του οργανισμού προηγμένων ερευνητικών έργων του υπουργείου άμυνας των Ηνωμένων Πολιτειών – DARPA [11], η εργασία DIMSUMnet [12], το ευρωπαϊκό πρόγραμμα DRiVE/OverDRiVE [13] κτλ, εξετάζεται το ζήτημα της δυναμικής πρόσβασης. Η βασική τεχνολογία για τη μελέτη αυτή είναι τα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών που έχουν την ικανότητα ευφυούς αναγνώρισης της κατάστασης του περιβάλλοντος και προσαρμογής στις εκάστοτε συνθήκες μεταβάλλοντας τις παραμέτρους μετάδοσης π.χ. σχήματα διαμόρφωσης, συχνότητα μετάδοσης, έλεγχος ισχύος, κτλ.

Το ευρωπαϊκό πρόγραμμα DRiVE (Dynamic Radio for IP Services in Vehicular Environments), που ξεκίνησε τον Απρίλιο του 2000 υπό τη συνεργασία δεκαπέντε κορυφαίων εταιριών στον τομέα των τηλεπικοινωνιών, των μέσων ενημέρωσης και της αυτοκινητοβιομηχανίας, είχε ως στόχο τη συνύπαρξη διαφορετικών ραδιοσυστημάτων (GSM, GPRS, UMTS, DAB, DVB-T) σε ένα κοινό φάσμα συχνοτήτων με δυναμική κατανομή του ραδιοφάσματος και συνεργασία στοιχείων του δικτύου και εφαρμογών με προσαρμοστικό τρόπο. Με βάση χωρικά και χρονικά στατιστικά στοιχεία κίνησης, βελτιώνεται η αποτελεσματικότητα εκχώρησης φάσματος (π.χ. το φάσμα που κατανέμεται σε συστήματα UMTS και DVB-T διαφέρει από περιοχή σε περιοχή εξαρτάται από το χρόνο). Δηλαδή χρησιμοποιείται το μοντέλο δυναμικής αποκλειστικής χρήσης. Αντιθέτως, το πρόγραμμα «νέας γενιάς» (DARPA XG program, ξεκίνησε το 2002) στοχεύει στην ευκαιριακή πρόσβαση στο φάσμα, επιτρέποντας στους δευτερογενείς χρήστες να επικοινωνούν χρησιμοποιώντας τις μη κατειλημμένες από τους πρωτογενείς χρήστες συχνότητες υπό την προϋπόθεση ότι δεν οδηγούν σε παρεμβολές.

Ένα από τα σημαντικότερα βήματα, ωστόσο, που επιβεβαίωσε την τάση μετάβασης από την πολιτική στατικής εκχώρησης φάσματος στην πολιτική δυναμικής φασματικής πρόσβασης, ήταν η δημιουργία του προτύπου IEEE 802.22. Η ομάδα εργασίας IEEE 802.22 ιδρύθηκε τον Νοέμβριο του 2004 για τη μελέτη συνύπαρξης

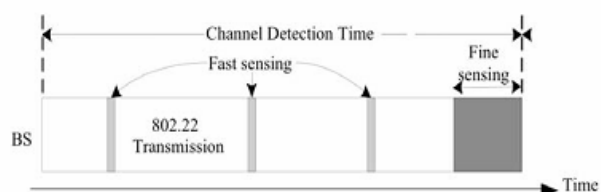
ασύρματων τοπικών δικτύων (WRANs - Wireless Regional Area Networks) και αδειοδοτημένων μεταδόσεων προγραμμάτων τηλεόρασης. Κύριος στόχος ήταν η εφαρμογή των συστημάτων ευρυζωνικής ασύρματης πρόσβασης 802.22 σε αγροτικές και απομακρυσμένες περιοχές. Αφορμή της προσπάθειας αυτής ήταν το γεγονός ότι πολλά τηλεοπτικά κανάλια μετάδοσης υποχρησιμοποιούνται σε διάφορες γεωγραφικές περιοχές, όπου για παράδειγμα η καλωδιακή ή η δορυφορική τηλεόραση έχουν κυριαρχήσει. Η χρήση των συγκεκριμένων ζωνών συχνοτήτων (που λειτουργούν τα προγράμματα ευρυεκπομπής τηλεόρασης και τα ασύρματα μικρόφωνα) είναι κατάλληλη για αγροτικά περιβάλλοντα λόγω των ευνοϊκών συνθηκών μετάδοσης που επιτυγχάνονται στις χαμηλές συχνότητες.



Σχήμα 1.16 : Σενάριο ανάπτυξης δικτύου 802.22

Ένα παράδειγμα ανάπτυξης 802.22 δικτύου απεικονίζεται στο Σχήμα 1.16. Τα 802.22 δίκτυα λειτουργούν σε σταθερή σημείο-προς-πολλαπλά σημεία τοπολογία, όπου ο σταθμός βάσης ελέγχει μια κυψέλη που περιλαμβάνει τερματικές συσκευές καταναλωτών (CPEs – Consumer Premise Equipments). Ο σταθμός βάσης διατηρεί τον έλεγχο μιας κατανεμημένης στρατηγικής ανίχνευσης σημάτων πρωτογενών χρηστών (τηλεοπτικών ή σημάτων από μικρόφωνα) και αποφασίζει πότε και πώς πρέπει να έχουν πρόσβαση στο φάσμα οι δευτερογενείς χρήστες (WRAN).

Η ανίχνευση πρωτευόντων σημάτων γίνεται τοπικά από κάθε τερματική συσκευή 802.22 και ο σταθμός βάσης συλλέγοντας της μετρήσεις καταλήγει στο χάρτη απασχόλησης φάσματος. Η διαδικασία

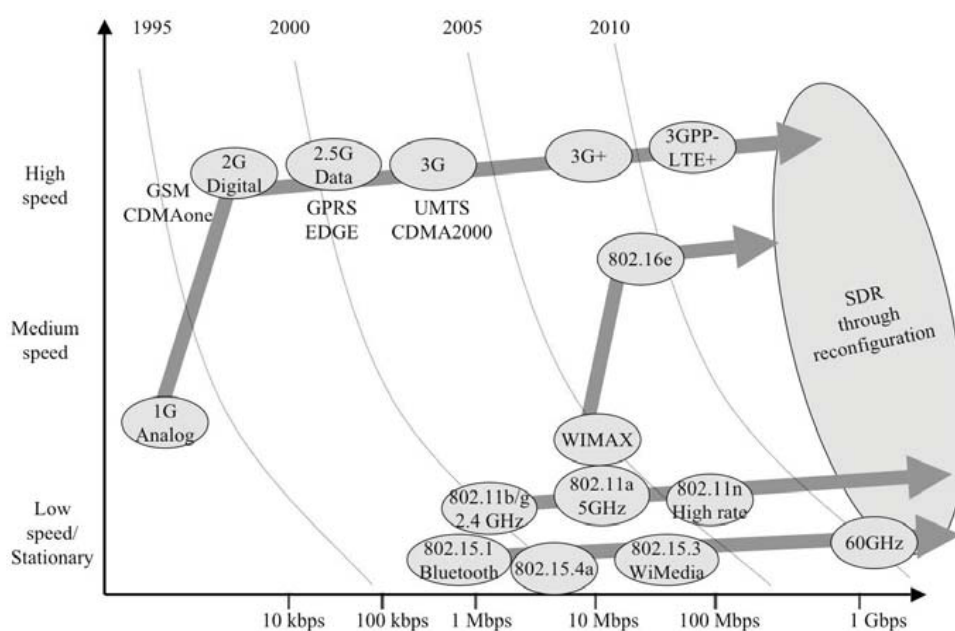


Σχήμα 1.17: Μέθοδος ανίχνευσης συσκευών 802.22

ανίχνευσης στηρίζεται, όπως φαίνεται και στο διπλανό σχήμα, στη ταχεία και λεπτομερή ανίχνευση. Η ταχεία ανίχνευση πραγματοποιείται σε συχνά επαναλαμβανόμενα χρονικά διαστήματα, ενώ όταν τα αποτελέσματά της δεν επαρκούν για την εξαγωγή ασφαλών συμπερασμάτων ο σταθμός βάσης αποφασίζει για την εκτέλεση λεπτομερούς ανίχνευσης που διαρκεί περισσότερο. Με δεδομένο ότι γενικά τα τηλεοπτικά συστήματα δεν μεταβάλλουν την κατάστασή τους ταχέως, ο συγκεκριμένος τρόπος ανίχνευσης έχει κριθεί αποτελεσματικός.

1.6 Εξέλιξη ασύρματων επικοινωνιών

Το ενδιαφέρον για την ασύρματη τεχνολογία έχει αυξηθεί εκθετικά την τελευταία δεκαετία. Νέα πρότυπα δημιουργούνται με ταχείς ρυθμούς, προκειμένου να βελτιστοποιήσουν τις υπάρχουσες επιδόσεις, να διαφοροποιήσουν τις πιθανές εφαρμογές και να αξιοποιήσουν καλύτερα τις ζώνες συχνοτήτων. Οι πρόσφατες εξελίξεις στην τεχνολογία υλικού και λογισμικού άνοιξαν το δρόμο για ευέλικτα ραδιοσυστήματα, που μπορούν να προσαρμόσουν τις παραμέτρους λειτουργίας τους σε ένα μεγάλο εύρος υφιστάμενων προδιαγραφών, τεχνολογιών πρόσβασης και συνθηκών περιβάλλοντος. Αυτή η εξέλιξη στις ασύρματες επικοινωνίες απεικονίζεται συνοπτικά στο χρονοδιάγραμμα του Σχήματος 1.18.



Σχήμα 1.18 : Εξέλιξη ασύρματων επικοινωνιών

Οι γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες αποτελούν ένα βήμα που μπορεί να συμβάλει στην εξέλιξη των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών και τη δημιουργία της μελλοντικής κυρίαρχης ασύρματης τεχνολογίας. Η υποχρησιμοποίηση του ραδιοφάσματος οδηγεί αναπόφευκτα στην πολιτική δυναμικής φασματικής πρόσβασης που, με την σειρά της, απαιτεί την ανάπτυξη συστημάτων που μπορούν να μαθαίνουν από το περιβάλλον και να προσαρμόζονται σε αυτό.

Οι περιπτώσεις όπου η νέα τεχνολογία μπορεί να χρησιμοποιηθεί είναι ποικίλλες:

➤ Σε αγροτικές αγορές και μη αδειοδοτημένες συσκευές: η χαμηλή πυκνότητα χρησιμοποίησης φάσματος και οι μεγάλες αποστάσεις μεταξύ συσκευών στις αγροτικές περιοχές παρέχουν τις κατάλληλες προϋποθέσεις για την εισαγωγή συστημάτων γνωστικών επικοινωνιών. Ελέγχοντας τις παραμέτρους λειτουργίας τους (ισχύς εκπομπής και συχνότητα λειτουργίας, κωδικοποίηση και διαμόρφωση κτλ) μπορούν να οδηγήσουν σε επικοινωνίες βέλτιστης ποιότητας υπηρεσιών και αποτελεσματικότερης κατανομής φάσματος.

➤ Ως πύλη εξόδου: οι ασύρματες επικοινωνίες σήμερα αποτελούνται από διαφορετικούς τύπους συσκευών όπως κινητά τηλέφωνα, Wi-Fi συσκευές, δίκτυα αισθητήρων κτλ. Οι διάφορες τηλεπικοινωνιακές συσκευές χρησιμοποιούν διαφορετικά πρότυπα και διαφορετικές συχνότητες λειτουργίας. Η επιθυμία για επικοινωνία μεταξύ των συσκευών αυτών (διαλειτουργικότητα) απαιτεί τη χρησιμοποίηση της νέας τεχνολογίας που επιτρέπει την εναλλαγή καναλιών σε μεγάλο εύρος ραδιοφάσματος.

➤ Σε καταστάσεις έκτακτης ανάγκης: οι τηλεπικοινωνιακοί εξοπλισμοί διαφόρων υπηρεσιών (όπως αστυνομία, πυροσβεστική κτλ) λειτουργούν σε διαφορετικές, ενδεχομένως επικαλυπτόμενες ζώνες συχνότητων. Όταν οι ομάδες αυτές πρέπει να δουλεύουν μαζί, για παράδειγμα σε περίπτωση καταστροφής, είναι σημαντικό οι τηλεπικοινωνιακές συσκευές να αναγνωρίζουν τα ασύρματα κανάλια που είναι κοινά και να καθορίζουν τον τρόπο πρόσβασης σε αυτά.

➤ Σε ασύρματα δίκτυα πλέγματος (WMNs -Wireless Mesh Networks): Τα WMNs συνδυάζουν ιδέες από διάφορες ήδη υπάρχουσες τεχνολογίες, όπως τα κυψελωτά δίκτυα, τα ad hoc καθώς και τα δίκτυα αισθητήρων. Η τεχνολογία γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών μπορεί να συμβάλει θετικά στη βελτίωση των επιδόσεων τους λόγω της δυνατότητας δυναμικού ελέγχου που διαθέτει.

➤ Στα μελλοντικά δίκτυα γνωστικών επικοινωνιών: Τα γνωστικά δίκτυα “cognitive networks” αντιλαμβάνονται τις συνθήκες του δικτύου, σχεδιάζουν, αποφασίζουν και

ενεργούν με βάση αυτές. Το δίκτυο μαθαίνει από τις προσαρμογές και τις χρησιμοποιεί στο μέλλον. Η διαφορά των γνωστικών δικτύων από τα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών “cognitive radios” που έχουν αναφερθεί βρίσκεται στους τελικούς στόχους (π.χ. βέλτιστη δρομολόγηση) που αφορούν τη συνολική λειτουργία του δικτύου και όχι μεμονωμένα μια ζεύξη.

Ωστόσο, πρέπει να υπερπηδηθούν ακόμα αρκετά εμπόδια μέχρι να μπορέσει η νέα τεχνολογία να υλοποιηθεί και να εξαπλωθεί εμπορικά. Για το λόγο αυτό, οι γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες αποτελούν αντικείμενο σύγχρονης έρευνας και θέτουν προκλήσεις, οι οποίες πρέπει να απαντηθούν, προκειμένου να πεισθούν τόσο οι αδειοδοτημένοι χρήστες (ότι καλύπτονται οι εγγυήσεις μη ύπαρξης παρεμβολής που ζητούν) όσο και οι χρήστες της νέας τεχνολογίας, οι οποίοι θα επενδύσουν σε ένα νέο προϊόν και αναμένουν να ικανοποιηθεί βέλτιστα τις ανάγκες τους.

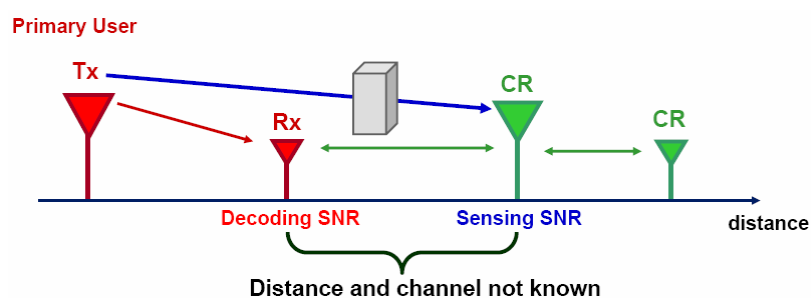
Οι γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες έχουν προταθεί ως μια πιθανή λύση για τη βελτίωση της χρησιμοποίησης του φάσματος των ραδιοσυχνοτήτων μέσω της ευκαιριακής χρήσης του μη χρησιμοποιούμενου φάσματος. Τα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών είναι συστήματα χαμηλότερης προτεραιότητας καθώς την υψηλότερη προτεραιότητα στη χρήση του φάσματος την έχει το πρωτεύον σύστημα στο οποίο έχει εκχωρηθεί η συγκεκριμένη περιοχή του φάσματος. Θεμελιώδης απαίτησή τους είναι να αποφεύγουν τις παρεμβολές σε πρωτεύοντες χρήστες που βρίσκονται χωρικά κοντά τους. Η ανίχνευση φάσματος είναι η σημαντικότερη λειτουργία που διασφαλίζει ότι τα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών δεν παρεμβάλλουν στους πρωτεύοντες χρήστες, ανιχνεύοντας αξιόπιστα τα σήματα των πρωτεύοντων χρηστών. Επιπλέον, η αξιόπιστη ανίχνευση δημιουργεί περισσότερες ευκαιρίες για αύξηση της χωρητικότητας των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών.

Η ανίχνευση φάσματος είναι ένα πρόβλημα ανίχνευσης σήματος που ερευνάται εδώ και πολλές δεκαετίες. Ωστόσο, η κύρια πρόκληση της ανίχνευσης φάσματος είναι η ανίχνευση αδύναμων σημάτων σε περιβάλλον θορύβου με πολύ μικρή πιθανότητα εσφαλμένης ανίχνευσης, η οποία απαιτεί βαθύτερη μελέτη των σημάτων σε περιοχές πολύ χαμηλού SNR (Signal to Noise Ratio). Η επίδοση των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών μπορεί να βελτιωθεί με αύξηση της ευαισθησίας ανίχνευσης ραδιοσημάτων και εκμετάλλευση του κέρδους ψηφιακής επεξεργασίας. Η πρόοδος της τεχνολογίας προς αυτήν την κατεύθυνση θα καθορίσει και τις τεχνικές δυνατότητες των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών.

Πριν γίνει αναφορά στις λεπτομέρειες της ανίχνευσης φάσματος, στην ενότητα αυτή αναφέρονται ορισμένες ειδικές απαιτήσεις που συνδέονται με την ανίχνευση φάσματος στα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών.

Ευαισθησία ανίχνευσης

Οι συσκευές γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών μπορούν να ανιχνεύουν μόνο τα σήματα των πομπών Tx των πρωτεύοντων χρηστών (Primary Users) σύμφωνα με τη γεωμετρία του Σχήματος 2.1.



Σχήμα 2.1: Γεωμετρία ανίχνευσης σε συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

Η ανίχνευση είναι απαραίτητο να μπορεί να πραγματοποιηθεί σε χαμηλότερο SNR από αυτό που χρειάζεται για αποκωδικοποίηση, ώστε το δευτερεύον σύστημα να αποκτήσει μεγαλύτερη εμβέλεια ανιχνεύοντας τα πρωτεύοντα σήματα από μεγαλύτερες αποστάσεις. Ταυτόχρονα, η ανίχνευση πρέπει να πραγματοποιείται αξιόπιστα και σε περιβάλλον διαλείψεων και σκίασης, προκαλώντας πρόσθετες δυσχέρειες στην ανίχνευση. Συνεπώς η ανίχνευση γίνεται σε πολύ αρνητικό SNR και στη χειρότερη περίπτωση προκύπτουν οι τιμές του απαιτούμενου SNR ανίχνευσης με βάση την ακόλουθη σχέση

$$SNR \text{ Ανίχνευσης} < SNR \text{ Αποκωδικοποίησης} - \text{χειρότερη κατάσταση καναλιού} \Rightarrow$$

$$SNR \text{ Ανίχνευσης} < [5dB \text{ to } 20dB] - [20dB \text{ to } 40dB] = [-35dB \text{ to } 0 \text{ dB}]$$

Πρωτεύον σύστημα

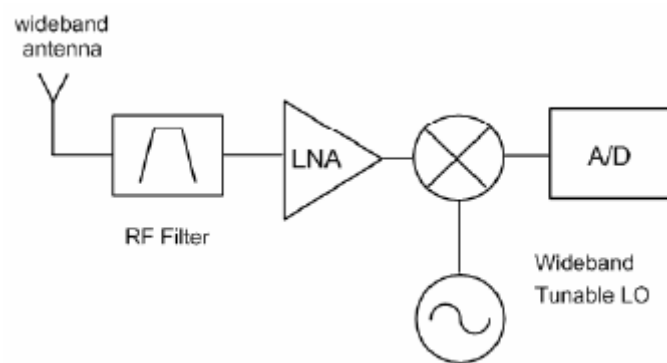
Οι απαιτήσεις ανίχνευσης που τίθενται από το πρωτεύον σύστημα σχετίζονται με την ισχύ του πρωτεύοντος σήματος (σε μονάδες dBm), το μέγιστο χρόνο ανίχνευσης (σε ms) και την προστασία από παρεμβολές. Η ισχύς του σήματος του πρωτεύοντος συστήματος καθορίζει την εμβέλεια ανίχνευσης του δευτερεύοντος συστήματος, όπως εξηγείται αναλυτικά στο Κεφάλαιο 4, και συνεπώς τις απαιτήσεις ανίχνευσης του δευτερεύοντος συστήματος. Ο μέγιστος χρόνος ανίχνευσης σχετίζεται με τα χαρακτηριστικά της κυματομορφής του πρωτεύοντος σήματος και επηρεάζει την επιλογή του ανιχνευτή του δευτερεύοντος συστήματος. Η προστασία από παρεμβολές ορίζεται ποσοτικά μέσω της πιθανότητας παρεμβολής και καθορίζεται από τις απαιτήσεις ποιότητας υπηρεσίας (Quality of Service, QoS) του εκάστοτε πρωτεύοντος συστήματος.

Απαιτήσεις στο Υλικό

Η ανίχνευση φάσματος για εφαρμογές γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών απαιτεί υψηλούς ρυθμούς δειγματοληψίας, υψηλής ανάλυσης μετατροπείς A/D με μεγάλη δυναμική περιοχή, πολύπλοκα αναλογικά RF κυκλώματα και υψηλής ταχύτητας επεξεργαστές σήματος. Αυτές οι απαιτήσεις είναι αποτέλεσμα της ανάγκης για ευρυζωνική ανίχνευση. Ο υπολογισμός της μεταβλητότητας θορύβου ή του επιπέδου της παρεμβολής που εμπεριέχεται στην κυματομορφή μαζί με το επιθυμητό σήμα είναι εφικτός και μάλιστα έχει ευρεία εφαρμογή. Τεχνικές υπολογισμού της μεταβλητότητας του θορύβου έχουν επιτυχημένα χρησιμοποιηθεί για βέλτιστη σχεδίαση δεκτών όπως η εκτίμηση διαύλου, βελτιωμένη διαπομπή, έλεγχος ισχύος και τεχνικές εκχώρησης καναλιών. Το πρόβλημα υπολογισμού του θορύβου ή της παρεμβολής είναι απλούστερο στις περιπτώσεις όπου οι δέκτες είναι ρυθμισμένοι να λαμβάνουν σήματα που μεταδίδονται σε συγκεκριμένο εύρος ζώνης. Επίσης, οι δέκτες είναι ικανοί να επεξεργάζονται σήματα στενού εύρους ζώνης με μικρή πολυπλοκότητα και με επεξεργαστές μικρής ισχύος. Ωστόσο, στα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών τα τερματικά πρέπει να επεξεργάζονται σήματα σε πολύ μεγαλύτερο εύρος ζώνης για την ανίχνευση οποιασδήποτε ευκαιρίας.

Υπάρχουν δύο ζώνες συχνοτήτων όπου θα μπορούσαν να λειτουργούν τα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών στο εγγύς μέλλον: 400-800 MHz (UHF

TV ζώνες) και 3-10 GHz. Άσχετα από τη συχνότητα λειτουργίας, το τμήμα RF ενός δέκτη γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών θα μπορούσε να έχει την αρχιτεκτονική που απεικονίζεται στο Σχήμα 2.2. Το ευρυζωνικό RF σήμα που φθάνει στην κεραία περιλαμβάνει σήματα από κοντινούς και μακρινούς πομπούς και από πομπούς που λειτουργούν σε πολύ διαφορετικά επίπεδα ισχύος και εύρος ζώνης. Ως αποτέλεσμα, η ανίχνευση ασθενών σημάτων πρέπει συχνά να γίνεται υπό την παρουσία ισχυρών σημάτων. Έτσι, θα υπάρχουν πολύ αυστηρές προδιαγραφές για την γραμμικότητα των RF αναλογικών κυκλωμάτων όπως επίσης και για τη δυνατότητα λειτουργίας σε μεγάλο εύρος ζώνης λειτουργίας. Για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις για τον A/D μετατροπέα σε λογικά επίπεδα σε μια κυρίως ψηφιακή αρχιτεκτονική, ο δέκτης μπορεί να περιλαμβάνει και ζωνοπερατό φίλτρο που παρέχει ένα δυναμικό έλεγχο εύρους ζώνης. Το φίλτρο αυτό είναι προαιρετικό και δεν εμφανίζεται στο Σχήμα 2.2.



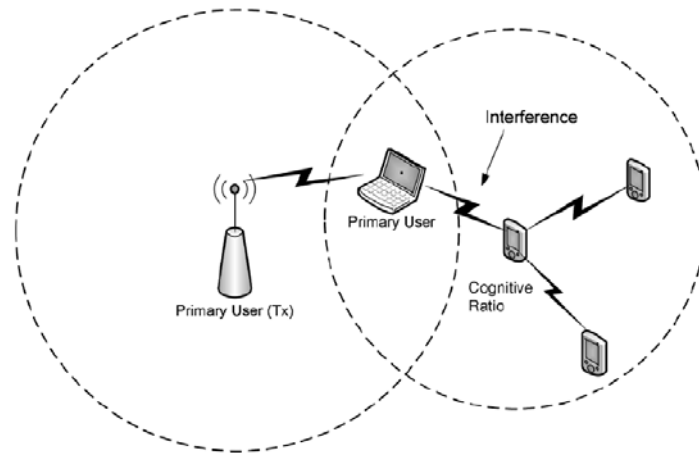
Σχήμα 2.2: Τυπικό RF τμήμα δέκτη γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

Ο δέκτης ακολουθείται από το τμήμα βασικής ζώνης όπου γίνεται η επεξεργασία του σήματος για την ανίχνευση σήματος.

Πρόβλημα Πρωτεύοντος Κρυμμένου Τερματικού

Το πρόβλημα του κρυμμένου πρωτεύοντος τερματικού είναι παρόμοιο με το πρόβλημα κρυμμένου τερματικού στο CSMA (Carrier Sense Multiple Access). Αυτό το πρόβλημα μπορεί να προκληθεί από πολλούς παράγοντες που περιλαμβάνουν ισχυρές πολυδιαδρομικές διαλείψεις ή σκίαση του σήματος από το πρωτεύον σύστημα που ανιχνεύουν οι δευτερεύοντες δέκτες. Το Σχήμα 2.3 απεικονίζει το πρόβλημα, όπου η συσκευή γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών προκαλεί αθέλητα

παρεμβολή στον πρωτεύοντα δέκτη, καθώς το πρωτεύον σήμα δεν μπορούσε να ανιχνευτεί λόγω της θέσης των δευτερευόντων συσκευών στον χώρο.



Σχήμα 2.3: Πρόβλημα πρωτεύοντος κρυμμένου τερματικού

Πρωτεύοντες Χρήστες Απλωμένου Φάσματος

Οι πρωτεύοντες χρήστες που χρησιμοποιούν αναπήδηση συχνότητας (Frequency Hopping Spread Spectrum, FHSS) ή τεχνικές απλωμένου φάσματος ευθείας ακολουθίας (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS), όπου η ισχύς του πρωτεύοντος σήματος κατανέμεται σε ένα μεγαλύτερο εύρος ζώνης σε σχέση με το εύρος ζώνης του σήματος πληροφορίας, είναι δύσκολο να ανιχνευτούν. Ειδικά η τεχνική αναπήδησης συχνότητας δημιουργεί σημαντικά προβλήματα σχετικά με την ανίχνευση φάσματος. Αυτό το πρόβλημα μπορεί να αποφευχθεί μερικώς αν το σχήμα αναπήδησης είναι γνωστό και υπάρχει τέλειος συγχρονισμός με το σήμα.

Χρόνος Ανίχνευσης

Οι πρωτεύοντες χρήστες μπορούν να χρησιμοποιήσουν τη ζώνη συχνοτήτων τους κάθε στιγμή ενώ τα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών λειτουργούν στην ίδια ζώνη. Για να αποφευχθούν παρεμβολές από και προς τους πρωτεύοντες χρήστες, οι συσκευές γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών πρέπει να αντιλαμβάνονται την παρουσία πρωτεύοντος χρήστη και να αδειάζουν τη ζώνη συχνοτήτων όσο ταχύτερα γίνεται. Συνεπώς, η μέθοδος ανίχνευσης πρέπει να είναι σε θέση να αντιλαμβάνεται την παρουσία πρωτεύοντος χρήστη εντός μιας συγκεκριμένης διάρκειας. Αυτή η

απαίτηση θέτει και ένα όριο στην επίδοση του αλγορίθμου ανίχνευσης. Επίσης, ο χρόνος ανίχνευσης πρέπει να είναι όσο γίνεται μικρότερος, ώστε να ικανοποιούνται τα κριτήρια ποιότητας υπηρεσίας (Quality of Service, QoS) του δευτερεύοντος συστήματος που όσον αφορά το χρόνο ανίχνευσης σχετίζονται με την καθυστέρηση που εισάγει η ανίχνευση φάσματος στις επικοινωνίες δεδομένων που πραγματοποιεί το δευτερεύον σύστημα.

Άλλες Απαιτήσεις

Για την αποδοτική σχεδίαση του αλγορίθμου ανίχνευσης, ορισμένες επιπλέον απαιτήσεις, που σχετίζονται με την πολυπλοκότητα της υλοποίησης, την παρουσία πολλαπλών δευτερεύοντων χρηστών, φαινόμενα διάδοσης όπως πολυδιαδρομική διάδοση και σκίαση καθώς και την κατανάλωση ισχύος.

2.2 Μέθοδοι Ανίχνευσης Φάσματος για Συστήματα Γνωστικών Ραδιοεπικοινωνιών

Η έρευνα και η βιβλιογραφία για την ανίχνευση φάσματος είναι ακόμα στα αρχικά στάδια ανάπτυξης. Ένας αριθμός από διάφορες μεθόδους έχουν προταθεί για την αναγνώριση της παρουσίας του πρωτεύοντος σήματος. Στην ενότητα αυτή αναφέρονται μερικές από τις γνωστότερες μεθόδους ανίχνευσης φάσματος.

2.2.1 Προσαρμοσμένο Φίλτρο

Ο βέλτιστος τρόπος για την ανίχνευση κάθε σήματος είναι το προσαρμοσμένο φίλτρο, καθώς μεγιστοποιεί τον σηματοθορυβικό λόγο λήψης. Ωστόσο, το προσαρμοσμένο φίλτρο απαιτεί την αποδιαμόρφωση του πρωτεύοντος σήματος. Αυτό σημαίνει ότι μία συσκευή γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών πρέπει να γνωρίζει εκ των προτέρων το σήμα του πρωτεύοντος σήματος και στο φυσικό στρώμα (PHY) και στο στρώμα MAC π.χ. είδος διαμόρφωσης, μορφοποιητικό παλμό, μορφή πακέτου. Αυτή η πληροφορία πρέπει να είναι προ-αποθηκευμένη στη μνήμη της δευτερεύουσας συσκευής, όμως για την αποδιαμόρφωση πρέπει να επιτευχθεί συγχρονισμός σε επίπεδο χρόνου, φέροντος, ακόμα και ισοστάθμιση καναλιού. Αυτό είναι ακόμη δυνατό αφού οι περισσότεροι πρωτεύοντες χρήστες έχουν σήματα-

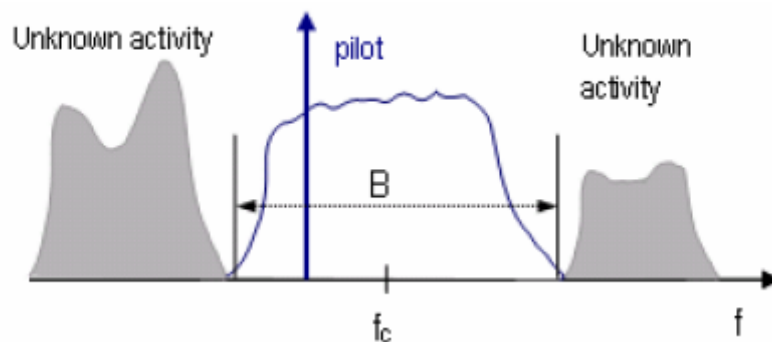
πιλότους, προοίμια, λέξεις συγχρονισμού ή κώδικες διασποράς για πιλότους ή κανάλια συγχρονισμού, όπως π.χ. τα πακέτα OFDM που έχουν προοίμια για τη λήψη του πακέτου. Το κύριο πλεονέκτημα του προσαρμοσμένου φίλτρου είναι ότι λόγω της σύμφωνης αποδιαμόρφωσης απαιτεί λιγότερο χρόνο για να επιτευχθεί ο περιορισμός της πιθανότητας ανίχνευσης, καθώς ο απαιτούμενος αριθμός δειγμάτων αυξάνει ως $O(SNR^{-1})$. Ωστόσο, ένα σημαντικό μειονέκτημα του προσαρμοσμένου φίλτρου είναι το κόστος του και κυρίως το ότι η συσκευή γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών πρέπει να έχει ένα αφιερωμένο δέκτη για κάθε κατηγορία πρωτεύοντος χρήστη, που έχει και το μειονέκτημα της μεγάλης κατανάλωσης ισχύος.

2.2.2 Ανιχνευτής Ενέργειας

Ο ανιχνευτής ενέργειας είναι ο σημαντικότερος ανιχνευτής φάσματος καθώς δεν απαιτεί καμία γνώση για το πρωτεύον σύστημα. Ακολουθεί η πλήρης περιγραφή του.

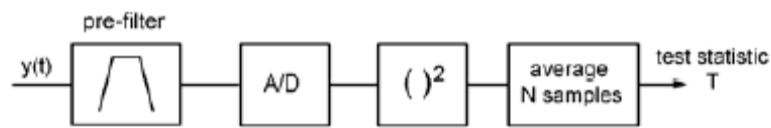
2.2.2.1 Βασικές αρχές

Εξετάζεται η ανίχνευση ενός ασθενούς ντετερμινιστικού σήματος $x(t)$ με προσθετικό θόρυβο $w(t)$. Η ισχύς του σήματος περιορίζεται σε ένα γνωστό εύρος ζώνης B γύρω από μια κεντρική συχνότητα f_c (Σχήμα 2.4). Η δραστηριότητα έξω από αυτή τη ζώνη συχνοτήτων θεωρείται άγνωστη.



Σχήμα 2.4: Εικόνα του φάσματος

Ένας βέλτιστος ανιχνευτής βασισμένος σε προσαρμοσμένο φίλτρο δεν αποτελεί επιλογή, καθώς απαιτεί γνώση της μορφής των δεδομένων για σύμφωνη αποδιαμόρφωση. Αντίθετα, υιοθετείται ένας υποβέλτιστος ανιχνευτής ενέργειας, ο οποίος μπορεί να εφαρμοστεί σε κάθε τύπο σήματος. Ένας τυπικός ανιχνευτής ενέργειας αποτελείται από ένα βαθυπερατό φίλτρο (έχει βέβαια προηγηθεί το τμήμα ενδιάμεσης συχνότητας IF με ζωνοπερατό φίλτρο για να απορριφθεί ο εκτός ζώνης θόρυβος καθώς και η παρεμβολή γειτονικού διαύλου), ένα μετατροπέα A/D με δειγματοληψία Nyquist, κύκλωμα τετραγωνικού νόμου και τέλος ένα ολοκληρωτή (Σχήμα 2.5).



Σχήμα 2.5: Υλοποίηση ανιχνευτή ενέργειας με βαθυπερατό φίλτρο

Χωρίς απώλεια της γενικότητας, θεωρείται το ισοδύναμο βασικής ζώνης του ανιχνευτή ενέργειας. Η ανίχνευση είναι η εξέταση των δύο ενδεχομένων μετά τη δειγματοληψία:

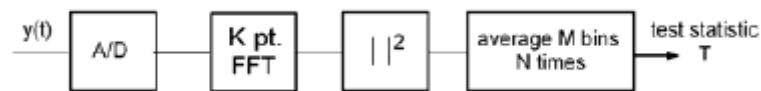
$$\begin{aligned}
 H_0: y[n] &= w[n] && \text{δεν υπάρχει σήμα} \\
 H_1: y[n] &= x[n] + w[n] && \text{υπάρχει σήμα}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

$n = 1, \dots, N$ όπου N το διάστημα παρατήρησης

Ο θόρυβος θεωρείται προσθετικός, λευκός τύπου Gauss (Additive Gaussian White Noise, AWGN) με μηδενική μέση τιμή και μεταβλητότητα σ_w^2 . Απουσία σύμφωνης αποδιαμόρφωσης τα δείγματα του σήματος μπορούν να μοντελοποιηθούν ως μια τυχαία διαδικασία κανονικής κατανομής με μεταβλητότητα σ_x^2 . Επισημαίνεται ότι η υπερδειγμάτιση θα συσχετιζε τα δείγματα του θορύβου χωρίς να προσδώσει περισσότερη πληροφορία. Το στατιστικό μέγεθος για τη λήψη της απόφασης του ανιχνευτή ενέργειας είναι:

$$T = \sum_N (y[n])^2 \tag{2.2}$$

Για δεδομένο εύρος ζώνης B του σήματος, το φίλτρο πρέπει να προσαρμόζεται στο εύρος ζώνης αυτό. Αυτή η υλοποίηση δεν είναι ευέλικτη, καθώς η ανίχνευση περιορίζεται σε εκ των προτέρων καθορισμένο εύρος ζώνης. Μια εναλλακτική προσέγγιση είναι με χρήση του ταχέως μετασχηματισμού Fourier (Fast Fourier Transform, FFT) και υπολογισμό του στατιστικού μεγέθους για τη λήψη της απόφασης από τα τετράγωνα των δειγμάτων στο χώρο της συχνότητας, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.6.



Σχήμα 2.6: Υλοποίηση ανιχνευτή ενέργειας με FFT

Αυτή η υλοποίηση παρέχει επίσης την ευελιξία να επεξεργάζεται σήματα μεγαλύτερου εύρους ζώνης και να ανιχνεύει πολλαπλά σήματα ταυτόχρονα. Ως συνέπεια αυτού είναι να μπορεί να γίνει επεξεργασία ενός αυθαίρετου εύρους ζώνης επιλέγοντας τα αντίστοιχα σημεία (συνιστώσες) στο πεδίο της συχνότητας στον FFT. Η υλοποίηση του ανιχνευτή περιλαμβάνει ένα μετατροπέα A/D, ένα κύκλωμα FFT K σημείων, ένα κύκλωμα τετραγωνισμού και ένα κύκλωμα εξαγωγής μέσω N δειγμάτων για M σημεία που επιλέγονται με βάση το εύρος ζώνης που χρειάζεται να ανιχνευτεί. Σε αυτήν την αρχιτεκτονική διατίθενται δύο βαθμοί ελευθερίας για τη βελτίωση της ανίχνευσης του σήματος. Η ανάλυση στο χώρο της συχνότητας αυξάνει τον αριθμό των σημείων K , (ισοδύναμο της αλλαγής του αναλογικού φίλτρου), που έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του χρόνου ανίχνευσης. Επιπλέον, αυξάνοντας τον αριθμό των δειγμάτων N , βελτιώνεται η αξιοπιστία του υπολογισμού της ενέργειας του σήματος. Στην πράξη, είναι σύνηθες να επιλέγεται σταθερό μέγεθος FFT που να αντιστοιχεί στην επιθυμητή ανάλυση με μέση πολυπλοκότητα και χαμηλή καθυστέρηση. Τότε, ο αριθμός των φασματικών μέσων όρων γίνεται παράμετρος που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να επιτευχθεί η επιθυμητή επίδοση.

2.2.2.2 Επίδοση του Ανιχνευτή Ενέργειας

Η επίδοση αποτιμάται από το ζεύγος της πιθανότητας ανίχνευσης P_d και της πιθανότητας ψευδούς συναγερμού, δηλαδή εσφαλμένης ανίχνευσης ενώ δεν υπάρχει σήμα (false alarm) P_{fa} . Για τη λήψη απόφασης, κάθε ζεύγος (P_d, P_{fa}) συνδέεται με συγκεκριμένο κατώφλιο γ που το συγκρίνει με το στατιστικό μέγεθος T :

$$\begin{aligned} T > \gamma & \quad \text{απόφαση υπάρχει σήμα} \\ T < \gamma & \quad \text{απόφαση δεν υπάρχει σήμα} \end{aligned}$$

Όταν δεν υπάρχει σήμα, το στατιστικό μέγεθος απόφασης T ακολουθεί κεντρική κατανομή χ^2 [50] με N βαθμούς ελευθερίας, ενώ όταν υπάρχει σήμα το στατιστικό μέγεθος απόφασης ακολουθεί μη κεντρική κατανομή χ^2 με τους ίδιους βαθμούς ελευθερίας. Καθώς ενδιαφέρει η περιοχή χαμηλού SNR, ο αριθμός των δειγμάτων που απαιτείται είναι μεγάλος. Αν $N > 250$, αξιοποιείται το κεντρικό οριακό θεώρημα και προσεγγίζεται το στατιστικό μέγεθος απόφασης T μέσω της κανονικής κατανομής.

$$T \sim \text{Normal}(N\sigma_w^2, 2N\sigma_w^4) \quad \text{αν } H_0$$

$$T \sim \text{Normal}(N(\sigma_w^2 + \sigma_x^2), 2N(\sigma_w^2 + \sigma_x^2)^2) \quad \text{αν } H_1$$

Τότε τα P_d και P_{fa} υπολογίζονται από τις σχέσεις:

$$P_{fa} = Q\left\{\frac{\gamma - N\sigma_w^2}{\sqrt{2N\sigma_w^4}}\right\} \quad (2.3\alpha)$$

$$P_d = Q\left\{\frac{\gamma - N(\sigma_w^2 + \sigma_x^2)}{\sqrt{2N(\sigma_w^2 + \sigma_x^2)^2}}\right\} \quad (2.3\beta)$$

όπου $Q(x)$ το ολοκλήρωμα ουράς της κανονικής κατανομής [45].

Υπό σταθερή πιθανότητα ψευδούς συναγερμού (false alarm), το κατώφλιο γ μπορεί να τεθεί ακόμη και χωρίς γνώση της ισχύος του σήματος που λαμβάνεται. Συνεπώς, για σταθερό αριθμό δειγμάτων N , το P_d μπορεί να υπολογιστεί επιλύοντας

τη (2.3α) ως προς γ και αντικαθιστώντας το στην (2.3β). Κάθε κατώφλι αντιστοιχεί σε ένα ζεύγος (P_d, P_{fa}) , αντιπροσωπεύοντας την καμπύλη λειτουργίας του δέκτη (Receiver Operating Curve, ROC). Αν ο αριθμός των δειγμάτων που λαμβάνονται δεν είναι περιορισμένος, ένας ανιχνευτής ενέργειας μπορεί να ικανοποιεί κάθε επιθυμητό P_d και P_{fa} ταυτόχρονα. Ο ελάχιστος αριθμός δειγμάτων που απαιτούνται για την ανίχνευση είναι συνάρτηση του λόγου σήματος προς θόρυβο $SNR = \sigma_x^2 / \sigma_w^2$:

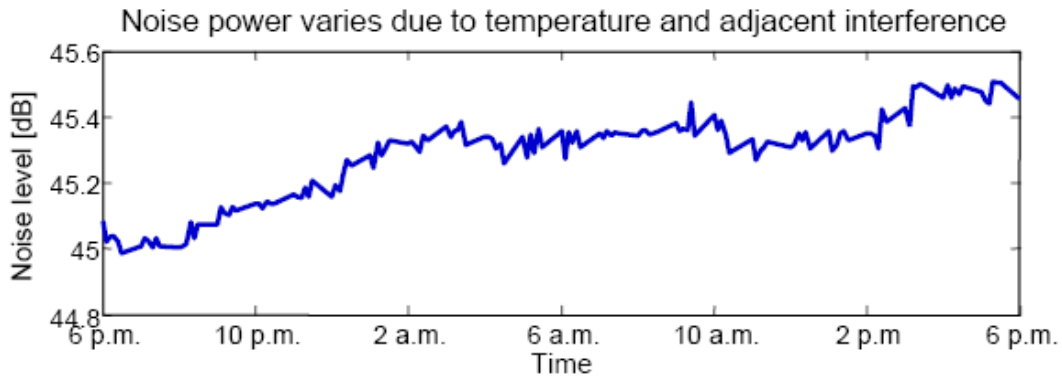
$$N = 2 \left[\left(Q^{-1}(P_{fa}) - Q^{-1}(P_d) \right) SNR^{-1} - Q^{-1}(P_d) \right]^2 \quad (2.4)$$

Σε περιοχές χαμηλού $SNR \ll 1$, ο αριθμός των δειγμάτων που απαιτούνται για την ανίχνευση, ώστε να επιτυγχάνονται συγκεκριμένα P_d και P_{fa} , αυξάνει ως $O(SNR^{-2})$. Αυτή η σχέση αντιστρόφου τετραγώνου είναι σημαντικά κατώτερη από το βέλτιστο προσαρμοσμένο φίλτρο του οποίου ο χρόνος ανίχνευσης αυξάνει ως $O(SNR^{-1})$.

2.2.2.3 Περιορισμοί του Ανιχνευτή Ενέργειας

Ο αυξημένος χρόνος ανίχνευσης δεν είναι το μοναδικό μειονέκτημα του ανιχνευτή ενέργειας. Σημαντικό επίσης μειονέκτημα αποτελεί η ύπαρξη ελάχιστου SNR κάτω από τον οποίο το σήμα δεν μπορεί να ανιχνευθεί και η σχέση (2.4) παύει να ισχύει. Αυτό το ελάχιστο SNR αναφέρεται ως SNR_{wall} . Για να κατανοηθεί πότε η ανίχνευση καθίσταται αδύνατη, πρέπει να αναθεωρηθεί το μοντέλο του λαμβανόμενου σήματος με θόρυβο, όπου έχουν γίνει δύο συνήθεις υποθέσεις στην ανάλυση τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Πρώτη υπόθεση είναι ότι ο θόρυβος είναι λευκός, προσθετικός, κανονικής κατανομής, με μηδενική μέση τιμή και γνωστή μεταβλητότητα. Ωστόσο, ο θόρυβος είναι ένα άθροισμα από διάφορες πηγές όπου συμπεριλαμβάνονται όχι μόνο ο θερμικός θόρυβος στο δέκτη, αλλά επίσης και παρεμβολές από γειτονικές ασυσχέτιστες εκπομπές, αδύναμα σήματα που φθάνουν από πολύ μακρινούς πομπούς, κλπ. Δεύτερη υπόθεση είναι ότι η μεταβλητότητα του θορύβου είναι γνωστή με ακρίβεια στο δέκτη, οπότε το κατώφλι μπορεί να τεθεί κατάλληλα. Ωστόσο, αυτό είναι πρακτικά αδύνατο καθώς ο θόρυβος μπορεί να μεταβάλλεται με το χρόνο λόγω μεταβολής της θερμοκρασίας, ύπαρξης γειτονικών παρεμβολών, φιλτράρισμα, κλπ, όπως φαίνεται από το Σχήμα 2.7. Ακόμα και αν ο

δέκτης υπολογίζει τη μεταβλητότητα του θορύβου, προκύπτει σφάλμα λόγω περιορισμένου χρόνου. Συνεπώς, το μοντέλο χρειάζεται να προσμετρήσει και την αβεβαιότητα του θορύβου. Σε ένα πραγματικό σύστημα ανίχνευσης ενέργειας βέβαια, το κατώφλιο μεταβάλλεται προσαρμοστικά ώστε να λαμβάνει υπόψη με μετρήσεις και εκτίμηση το θόρυβο τη δεδομένη στιγμή. Ωστόσο, ακόμα και σε αυτήν την περίπτωση, παραμένει η αβεβαιότητα του θορύβου.



Σχήμα 2.7: Μεταβολή της ισχύος θορύβου με την ώρα

Γίνεται η υπόθεση ότι ο θόρυβος είναι κανονικής κατανομής και η μεταβλητότά του είναι αβέβαιη εντός κάποιου εύρους. Αν θεωρηθεί η αβεβαιότητα του θορύβου ίση με x dB, η μεταβλητότητα του θορύβου βρίσκεται στο διάστημα $[\sigma_{no\ min\ al}^2, \alpha \cdot \sigma_{no\ min\ al}^2]$, όπου $\alpha = 10^{(x/10)}$. Σε αυτήν την περίπτωση μπορεί να παρατηρηθεί ότι αν $\sigma_0^2 = \sigma_1^2 + P_{signal}$, όπου σ_0^2 και σ_1^2 είναι η μεταβλητότητα του θορύβου για τις δύο υποθέσεις της σχέσης (2.1) αντίστοιχα, ο ανιχνευτής ενέργειας θα εξάγει τον ίδιο μέσο όρο ισχύος από τη δειγματοληψία και υπό τις δύο υποθέσεις· συνεπώς, δεν μπορεί να διαφοροποιήσει τις δύο υποθέσεις μόνο από το μέσο όρο. Έτσι, αν ο SNR είναι αρκετά χαμηλός, ο ανιχνευτής ενέργειας μπορεί να καταστεί άχρηστος. Συγκεκριμένα, υπό δεδομένη αβεβαιότητα x dB, υπάρχει ένα κατώφλιο SNR_{wall} κάτω από το οποίο ο ανιχνευτής ενέργειας δεν μπορεί να ανιχνεύσει το σήμα

$$SNR_{wall} (dB) = 10 \log_{10} \{10 \exp[(x/10) - 1]\} \quad (2.5)$$

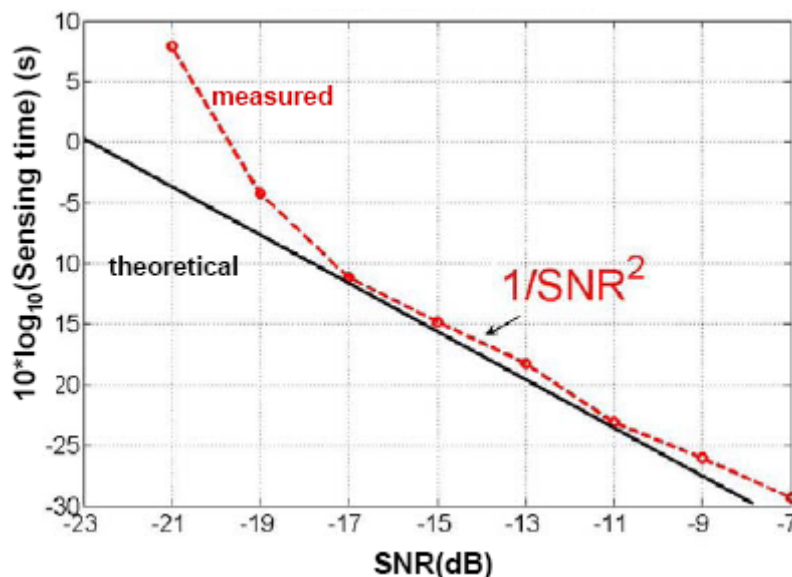
Δηλαδή, εκτός από τον αυξημένο αριθμό δειγμάτων $O(SNR^{-2})$, ο ανιχνευτής ενέργειας έχει και το ελάττωμα της αδυναμίας ανίχνευσης οποιουδήποτε σήματος

λόγω αβεβαιότητας του θορύβου. Για παράδειγμα, για $x=0.03\text{dB} \Rightarrow \text{SNR}_{\text{wall}}=-21\text{dB}$. Επίσης, ο θόρυβος κβάντισης που εισάγει ο μετατροπέας A/D αποτελεί ένα πρόσθετο πρόβλημα για τον ανιχνευτή ενέργειας καθώς δρα προσθετικά μειώνοντας τον SNR του σήματος.

2.2.2.4 Ανίχνευση Ενέργειας σε Πραγματικό Περιβάλλον

Τα θεωρητικά αποτελέσματα για την επίδοση και τους περιορισμούς του ανιχνευτή ενέργειας προκαλούν αβεβαιότητα ως προς την πρακτική τους εφαρμογή σε πραγματικό περιβάλλον και τη δυνατότητα των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών να εκμεταλλευτούν τις δυνατότητες του ανιχνευτή ενέργειας. Συγκεκριμένα, σημαντικές για την επίδοση του ανιχνευτή ενέργειας σε πραγματικό περιβάλλον θορύβου και παρεμβολών είναι οι εφικτές πιθανότητες ανίχνευσης ως συνάρτηση του χρόνου ανίχνευσης και η ύπαρξη και επίπεδο του SNR_{wall} .

Στο Σχήμα 2.8 σχεδιάζεται η επίδοση του ανιχνευτή ενέργειας με FFT για ένα QPSK σήμα, δηλαδή ο χρόνος ανίχνευσης ως συνάρτηση του SNR υπό δεδομένη πιθανότητα ανίχνευσης.



Σχήμα 2.8: Ο χρόνος ανίχνευσης ως συνάρτηση της ισχύος του σήματος εισόδου για QPSK σήμα.

Επίσης, το Σχήμα 2.8 δείχνει ότι όσο το σήμα γίνεται ασθενέστερο, η αύξηση των μέσων όρων δεν βελτιώνει την ανίχνευση. Αυτό εξηγείται από την ύπαρξη του

SNR_{wall} . Στο Σχήμα 2.8 δίνεται ο χρόνος ανίχνευσης ως συνάρτηση της ισχύος του σήματος εισόδου ώστε να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις για τα P_d και P_{fa} ταυτόχρονα. Στην ανίχνευση του QPSK σήματος, παρατηρείται η σχέση $N \sim SNR^{-2}$ σύμφωνα με τη θεωρητική πρόβλεψη. Φαίνεται, επίσης, και η επίδραση του SNR_{wall} για χαμηλό $SNR \sim 20dB$, καθώς σε τόσο χαμηλούς σηματοθορυβικούς λόγους ο χρόνος ανίχνευσης αυξάνει απότομα, με αποτέλεσμα να είναι δυσκολότερη η ανίχνευση. Μάλιστα, για $SNR < -21dB$ η ανίχνευση είναι αδύνατη.

Ο ανιχνευτής ενέργειας όπως ήδη περιγράφηκε λεπτομερώς, είναι μια μη σύμφωνη εναλλακτική λύση έναντι του προσαρμοσμένου φίλτρου. Αυτή η υποβέλτιστη τεχνική έχει εκτενέστατα χρησιμοποιηθεί στη ραδιομετρία. Ένας ανιχνευτής ενέργειας χρειάζεται δείγματα, άρα και χρόνο, αυξανόμενα ως $O(SNR^{-2})$. Υπάρχουν αρκετά μειονεκτήματα σε αντιστάθμιση της απλότητάς του. Πρώτον, το κατώφλιο που χρησιμοποιείται για την ανίχνευση του πρωτεύοντος σήματος είναι ιδιαίτερα επιρρεπές σε μεταβαλλόμενα επίπεδα θορύβου. Ακόμα και αν το κατώφλι μπορεί να τίθεται προσαρμοστικά, η παρουσία παρεμβολής εντός ζώνης μπορεί να παραπλανήσει τον ανιχνευτή ενέργειας. Δεύτερον, ο ανιχνευτής ενέργειας δεν διαφοροποιεί τις οντότητες που λαμβάνει είτε είναι διαμορφωμένα σήματα, είτε θόρυβος ή παρεμβολή. Έτσι, αφού δεν μπορεί να αναγνωρίσει την παρεμβολή, δεν μπορεί να επωφεληθεί από την προσαρμοστική επεξεργασία σήματος για να ακυρώσει την παρεμβολή. Τέλος, ο ανιχνευτής ενέργειας αντιμετωπίζει δυσκολία στη λειτουργία με σήματα απλωμένου φάσματος, δηλαδή ευθείας ακολουθίας και μεταπήδησης συχνότητας, καθότι η χαμηλή ευαισθησία του ανιχνευτή λόγω του SNR_{wall} δυσχεραίνει την ανίχνευση των χαμηλής ισχύος σημάτων απλωμένου φάσματος. Συνεπώς, στην περίπτωση αυτή πρέπει να επινοηθούν ευφυέστεροι αλγόριθμοι επεξεργασίας. Όμως, γενικά αποτελεί ένα αξιόπιστο ανιχνευτή, για ανίχνευση σημάτων χωρίς καμία εκ των προτέρων γνώση. Ο αριθμός δειγμάτων του είναι $O(SNR^{-2})$ και αποτελεί μέτρο της επίδοσής του.

2.2.3 Ανιχνευτής Πιλότου

Απαραίτητη προϋπόθεση είναι ο πρωτεύων πομπός να αποστέλλει ένα σήμα πιλότο μαζί με τα δεδομένα και ταυτόχρονα ο δέκτης που κάνει ανίχνευση να γνωρίζει πλήρως την κυματομορφή του σήματος πιλότου ώστε να μπορεί να κάνει σύμφωνη αποδιαμόρφωσή του. Μια ειδική περίπτωση σήματος πιλότου που

χρησιμοποιείται συχνά στα πρωτεύοντα συστήματα είναι ένας ημιτονοειδής τόνος για συγχρονισμό του δέκτη. Το ποσοστό p της ισχύος του τόνου πιλότου είναι τυπικά 1% με 10% της συνολικής ισχύος εκπομπής. Απαιτείται τέλειος συγχρονισμός, οπότε μικρή απόκλιση στη συχνότητα ~ 100 Hz προκαλεί ακόμη και αδυναμία ανίχνευσης. Η τυπική επίδοση του ανιχνευτή πιλότου ως προς τον αριθμό των δειγμάτων είναι $O((p \cdot SNR)^{-1})$.

2.2.3.1.1 Ανιχνευτής Πιλότου Συσχέτισης

Θεωρώντας το ισοδύναμο βασικής ζώνης διακριτού χρόνου με προσθετικό λευκό θόρυβο Gauss (AWGN), η ανίχνευση βασίζεται στην εξέταση των δύο ακόλουθων ενδεχομένων:

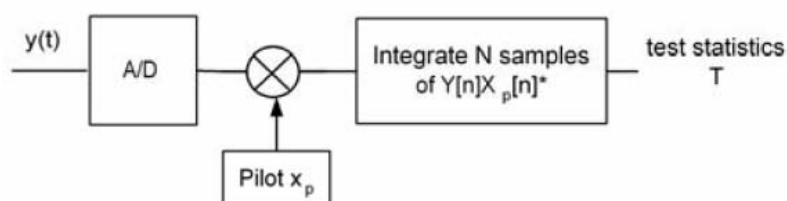
$$\begin{aligned} H_0: y[n] &= w[n] && \text{δεν υπάρχει σήμα} \\ H_1: y[n] &= x_p[n] + w[n] && \text{υπάρχει σήμα} \end{aligned} \quad (2.6)$$

$n = 1, \dots, N$, όπου N το σύνολο των δειγμάτων, λαμβανόμενων με ρυθμό Nyquist ή μεγαλύτερο.

Το $x_p[n]$ είναι τα δεδομένα πιλότου με ενέργεια θ και $w[n]$ είναι λευκός θόρυβος Gauss με μεταβλητότητα σ_w^2 . Το σήμα πιλότου δύναται να διαχωριστεί από το σήμα πληροφορίας λόγω της ισχύος του και συνεπώς μπορεί να ληφθεί υπόψη ανεξάρτητα. Ο βέλτιστος ανιχνευτής είναι το προσαρμοσμένο φίλτρο στον πιλότο:

$$T = \sum_N y[n]x_p[n]^* \quad (2.7)$$

Ένα τυπικό προσαρμοσμένο φίλτρο υλοποιείται ψηφιακά σύμφωνα με το Σχήμα 2.9.



Σχήμα 2.9: Ανίχνευση πιλότου μέσω προσαρμοσμένου φίλτρου

Η επίδοση αποτιμάται μέσω του ζεύγους της πιθανότητας ανίχνευσης P_d και της πιθανότητας εσφαλμένης ανίχνευσης, ενώ δεν υπάρχει σήμα (false alarm) P_{fa} , δηλαδή το ζεύγος (P_d, P_{fa}) . Κάθε ζεύγος συνδέεται με ένα συγκεκριμένο κατώφλιο γ που, για τη λήψη της απόφασης, εξετάζει το στατιστικό μέγεθος T :

$$\begin{aligned} T > \gamma & \quad \text{απόφαση υπάρχει σήμα} \\ T < \gamma & \quad \text{απόφαση δεν υπάρχει σήμα} \end{aligned}$$

Υπό οποιαδήποτε από τις δύο αυτές υποθέσεις, το $y[n]$ είναι τυχαία μεταβλητή με κανονική κατανομή και καθώς το T είναι γραμμικός συνδυασμός τυχαίων μεταβλητών κανονικής κατανομής, ακολουθεί επίσης κανονική κατανομή. Συνεπώς:

$$T \sim \text{Normal}(0, \sigma_w^2 \varepsilon) \quad \text{δεν υπάρχει σήμα}$$

$$T \sim \text{Normal}(\varepsilon, \sigma_w^2 \varepsilon) \quad \text{υπάρχει σήμα}$$

$$\text{όπου } \varepsilon = \sum_N (x_p[n])^2.$$

Τότε, τα P_d και P_{fa} μπορούν να υπολογιστούν από τις σχέσεις:

$$P_{fa} = Q\left(\frac{\gamma}{\sqrt{\varepsilon \sigma_w^2}}\right) \quad (2.8\alpha)$$

$$P_d = Q\left(\frac{\gamma - \varepsilon}{\sqrt{\varepsilon \sigma_w^2}}\right) \quad (2.8\beta)$$

Αν ο αριθμός δειγμάτων δεν είναι περιορισμένος, ο ανιχνευτής πιλότου αυτός μπορεί να επιτύχει κάθε επιθυμητό συνδυασμό P_d και P_{fa} . Ο ελάχιστος αριθμός δειγμάτων είναι συνάρτηση του λόγου σήματος προς θόρυβο $SNR = \theta / \sigma_w^2$:

$$N = [Q^{-1}(P_{fa}) - Q^{-1}(P_d)]^2 SNR^{-1} \quad (2.9)$$

Επειδή το προσαρμοσμένο φίλτρο χρησιμοποιεί βέλτιστη επεξεργασία, απαιτεί τον ελάχιστο δυνατό αριθμό δειγμάτων. Έτσι, ο αυξητικός νόμος $N \sim SNR^{-1}$ παρέχει ένα κάτω όριο του χρόνου ανίχνευσης για κάθε τύπο ανιχνευτή.

2.2.3.1.2 Περιορισμοί

Η θεωρητική ανάλυση δείχνει ότι η σύμφωνη επεξεργασία μπορεί να βελτιώσει την επίδοση τόσο, ώστε με αρκετά δείγματα να μπορεί να ανιχνεύσει πολύ ασθενή σήματα, ακόμη και σε χαμηλό SNR . Ωστόσο, αυτό το πλεονέκτημα έχει ως αντιστάθμισμα ότι απαιτεί τέλειο συγχρονισμό για την αποδιαμόρφωση του πιλότου. Ακόμη και μικρή απόκλιση στη συχνότητα (frequency offset) μεταξύ σήματος πιλότου και ταλαντωτή στον δέκτη, προκαλεί μείωση στην απόδοση. Η απόκλιση αυτή οφείλεται στην αδυναμία των κυκλωμάτων του δέκτη να προσαρμόσουν τη συχνότητα του ταλαντωτή τους στην ακριβή συχνότητα του σήματος πιλότου. Μείωση της απόκλισης μπορεί να επιτευχθεί με αύξηση της πολυπλοκότητας του δέκτη.

Θεωρώντας το σήμα πιλότου $x_p[n] = Ae^{j(w_0 n + \phi)}$ και υποθέτοντας ότι υπάρχει απόκλιση στην συχνότητα μεταξύ του πρωτεύοντα πομπού και του δευτερεύοντα δέκτη:

$$\tilde{x}_p[n] = x_p[n]e^{j\omega n} \quad (2.10)$$

Το μέγεθος T που λαμβάνεται υπόψη για τη λήψη της απόφασης γίνεται:

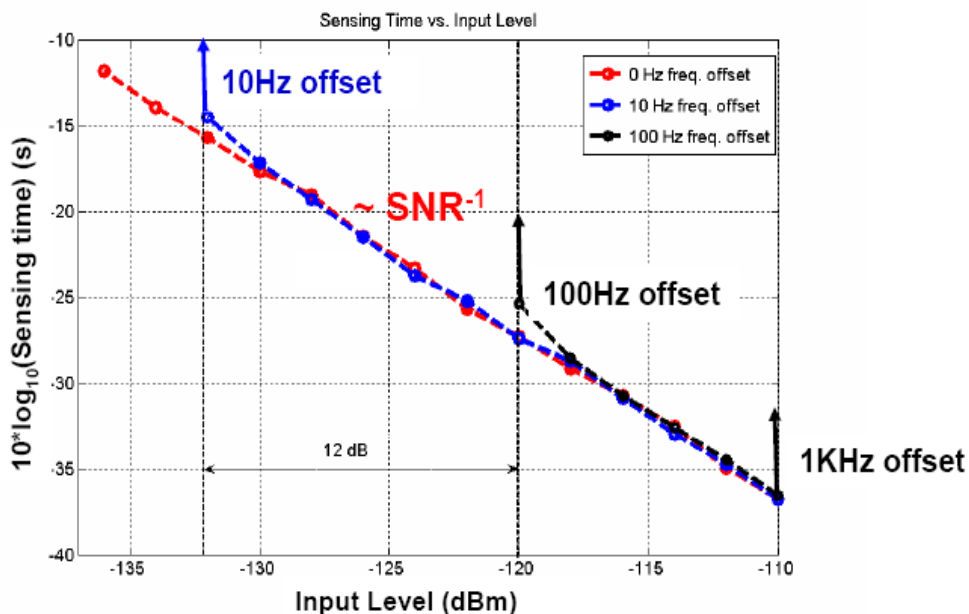
$$\tilde{T} = \sum_N y[n]x_p[n]^* e^{-j\omega n} \sim A^* e^{-j\phi} \sum_N e^{-j\omega n} \quad (2.11)$$

Αν το διάστημα ανίχνευσης N γίνει συγκρίσιμο ή μεγαλύτερο από την περίοδο $(2\pi/\omega)$ της απόκλισης της συχνότητας, το μέγεθος T χάνει το κέρδος της σύμφωνης επεξεργασίας και τελικά γίνεται μηδέν. Έτσι, η ύπαρξη απόκλισης στη συχνότητα θέτει όρια στο χρόνο ανίχνευσης και στα επίπεδα σήματος που ανιχνεύει.

Για να μετριάστουν οι επιπτώσεις της απόκλισης συχνότητας, η ασυμπτωτικά βέλτιστη επεξεργασία περιλαμβάνει επεξεργασία τμήμα προς τμήμα (block by block) σύμφωνα με τμήματα του σήματος:

$$T = \sum_{n=1}^M \left[\sum_{k=1}^{N_c} y[n] \tilde{x}_p[nN_c + k] \right]^2 \quad (2.12)$$

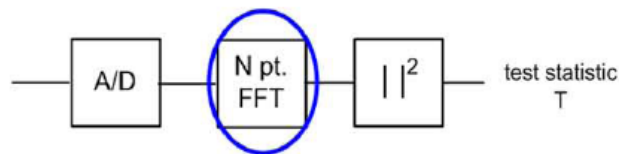
όπου $N_c \ll (2\pi/w)$ είναι ο αριθμός των δειγμάτων για κάθε σύμφωνο τμήμα και M ο αριθμός των τμημάτων στο οποίο γίνεται η ανίχνευση. Στην περίπτωση αυτή, ο αριθμός των δειγμάτων είναι $N=M*N_c$. Να σημειωθεί ότι λόγω της μη σύμφωνης εξαγωγής μέσου όρου από σύμφωνα τμήματα, ο αυξητικός νόμος θα είναι χειρότερος από $N \sim SNR^{-1}$. Στο Σχήμα 2.10 φαίνεται η επίδοση του ανιχνευτή πιλότου συσχέτισης (ισοδύναμου προς προσαρμοσμένο φίλτρο) με και χωρίς απόκλιση συχνότητας. Στην ιδανική περίπτωση όπου δεν υπάρχει απόκλιση, είναι δυνατή η ανίχνευση πολύ ασθενών σημάτων. Ωστόσο, στην πράξη όπου η απόκλιση συχνότητας είναι της τάξης των kHz, η ανίχνευση κάτω από ένα όριο (-110dBm στο Σχήμα 2.10) είναι αδύνατη.



Σχήμα 2.10: Επίδοση του ανιχνευτή πιλότου συσχέτισης

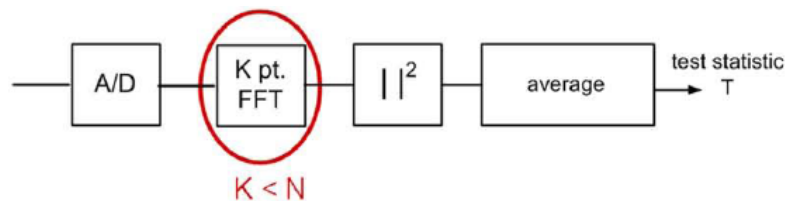
2.2.3.2 Ανιχνευτής Πιλότου με FFT

Ο ανιχνευτής πιλότου βασισμένος σε FFT έχει λειτουργία παρόμοια με αυτή του ανιχνευτή ενέργειας. Ο βέλτιστος ανιχνευτής είναι ο FFT N σημείων του Σχήματος 2.11 που μπορεί να διαχειριστεί αποκλίσεις στη συχνότητα ακόμα και της τάξης του Hz, με αυξανόμενη όμως πολυπλοκότητα.



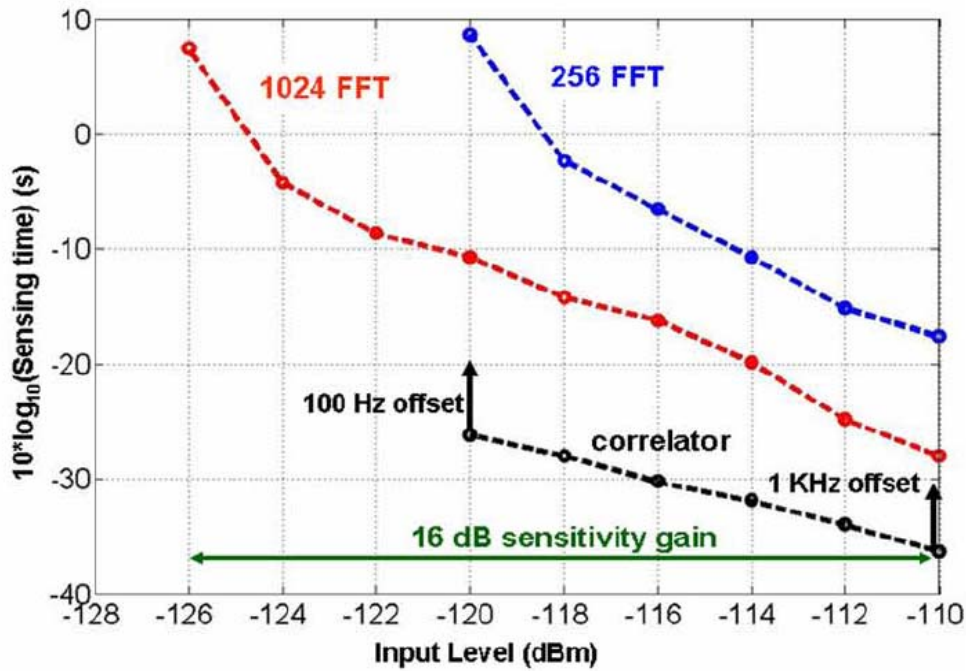
Σχήμα 2.11: Ανιχνευτής πιλότου FFT N σημείων

Για τη μείωση της πολυπλοκότητας, ο μερικώς σύμφωνος ανιχνευτής με FFT K σημείων του Σχήματος 2.12 δίνει κέρδος ανάλογο του K , το οποίο μπορεί να ευρεθεί αναλυτικά για τη μέγιστη απόκλιση στη συχνότητα.



Σχήμα 2.12: Μερικώς σύμφωνος ανιχνευτής πιλότου

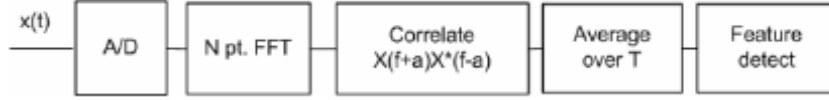
Στο Σχήμα 2.13 απεικονίζεται η επίδοση του ανιχνευτή πιλότου με FFT για μερικώς σύμφωνο ανιχνευτή για 256 και 1024 δείγματα σε σχέση με τον ανιχνευτή πιλότου συσχέτισης. Η επίδοση που απεικονίζεται ως ο χρόνος ανίχνευσης συναρτίζει της ισχύος ανίχνευσης του σήματος για δεδομένο θόρυβο, αποτυπώνει τη βελτίωση που παρέχει ο ανιχνευτής πιλότου με FFT, σε σχέση με τον ανιχνευτή πιλότου συσχέτισης. Σε πρακτικές περιπτώσεις, όπου η απόκλιση συχνότητας είναι της τάξης του kHz, ο μερικώς σύμφωνος ανιχνευτής επιτυγχάνει κέρδος ευαισθησίας μέχρι και 16dB σύμφωνα με το Σχήμα 2.13, καθώς ο ανιχνευτής συσχέτισης με 1 kHz απόκλιση συχνότητας μπορεί να ανιχνεύσει σήματα μέχρι -110dBm, ενώ ο μερικώς σύμφωνος ανιχνευτής πιλότου με FFT 1024 σημείων ανιχνεύει ακόμη και σήματα με ισχύ -126dBm για κοινές συνθήκες λειτουργίας. Συνεπώς, το κέρδος ευαισθησίας προκύπτει από τη μείωση του ανιχνεύσιμου σηματοθορυβικού λόγου ή ισοδύναμα της ανιχνεύσιμης ισχύος με δεδομένο θόρυβο.



Σχήμα 2.13: Σύγκριση του ανιχνευτή πιλότου με FFT για διάφορες τιμές του K και του ανιχνευτή πιλότου συσχέτισης για διάφορες τιμές της απόκλισης συχνότητας

2.2.4 Ανιχνευτής Ενσωματωμένου Χαρακτηριστικού Μετάδοσης

Τα διαμορφωμένα σήματα συνοδεύονται από ημιτονοειδή φέροντα, ακολουθίες παλμών, επαναλαμβανόμενες ακολουθίες και κυκλικά προθέματα τα οποία καταλήγουν σε μια εσωτερική περιοδικότητα. Αν και τα δεδομένα είναι μια στοχαστική διαδικασία, αυτά τα διαμορφωμένα σήματα χαρακτηρίζονται ως κυκλοστατικά (cyclostationary), καθώς τα στατιστικά τους μέτρα, όπως η μέση τιμή και η αυτοσυσχέτιση εμφανίζουν περιοδικότητα. Αυτή η περιοδικότητα εισάγεται σκοπίμως στη μορφή του σήματος ώστε ο δέκτης να μπορεί να το εκμεταλλευτεί, για την εκτίμηση παραμέτρων όπως ο χρονισμός παλμών ή η κατεύθυνση άφιξης. Αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί για ανίχνευση ενός τυχαίου σήματος με ένα συγκεκριμένο τύπο διαμόρφωσης σε περιβάλλον θορύβου και άλλων διαμορφωμένων σημάτων. Η συνήθης ανάλυση των στοχαστικών σημάτων βασίζεται στη συνάρτηση αυτοσυσχέτισης και τη φασματική πυκνότητα ισχύος. Από την άλλη πλευρά, τα κυκλοστατικά σήματα λόγω της περιοδικότητας εμφανίζουν συσχέτιση μεταξύ αρκετά απομακρυσμένων φασματικών συνιστωσών. Το ιδιαίτερο χαρακτηριστικό της φασματικού αυτού πλεονασμού καθιστά δυνατή την επιλογή σήματος. Ένας ανιχνευτής χαρακτηριστικού φαίνεται στο Σχήμα 2.14.



Σχήμα 2.14: Υλοποίηση ανιχνευτή ενσωματωμένου χαρακτηριστικού μετάδοσης

Γίνεται εκμετάλλευση της ισοδύναμης στατιστικής ιδιότητας του εξής χαρακτηριστικού

$$S_x(\alpha, f) = E\{X(f)X^*(f + \alpha)\} \quad (2.13)$$

που διαχωρίζει θόρυβο και σήμα. Ο ανιχνευτής υπολογίζει χαρακτηριστικά για ένα πεπερασμένο αριθμό FFT μέσω όρων:

$$\tilde{S}_x(\alpha, f) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X(i, f)X^*(i, f + \alpha) \quad (2.14)$$

Αν υπάρχει ατελής συγχρονισμός στη δειγματοληψία (clock offset), μέσω της γενικής ιδιότητας του μετασχηματισμού Fourier

$$\bar{x}(t) = x(t - t_0) \xrightarrow{F} \bar{X}(f) = X(f)e^{-j2\pi ft_0}$$

προκύπτει

$$S_{\bar{x}}(\alpha, f) = S_x(\alpha, f)e^{-j2\pi \alpha t_0}$$

και από τη σχέση (2.14) προκύπτει η εκτίμηση

$$\tilde{S}_{\bar{x}}(\alpha, f) = \tilde{S}_x(\alpha, f) \sum_{i=1}^N e^{-j2\pi \alpha t_i} .$$

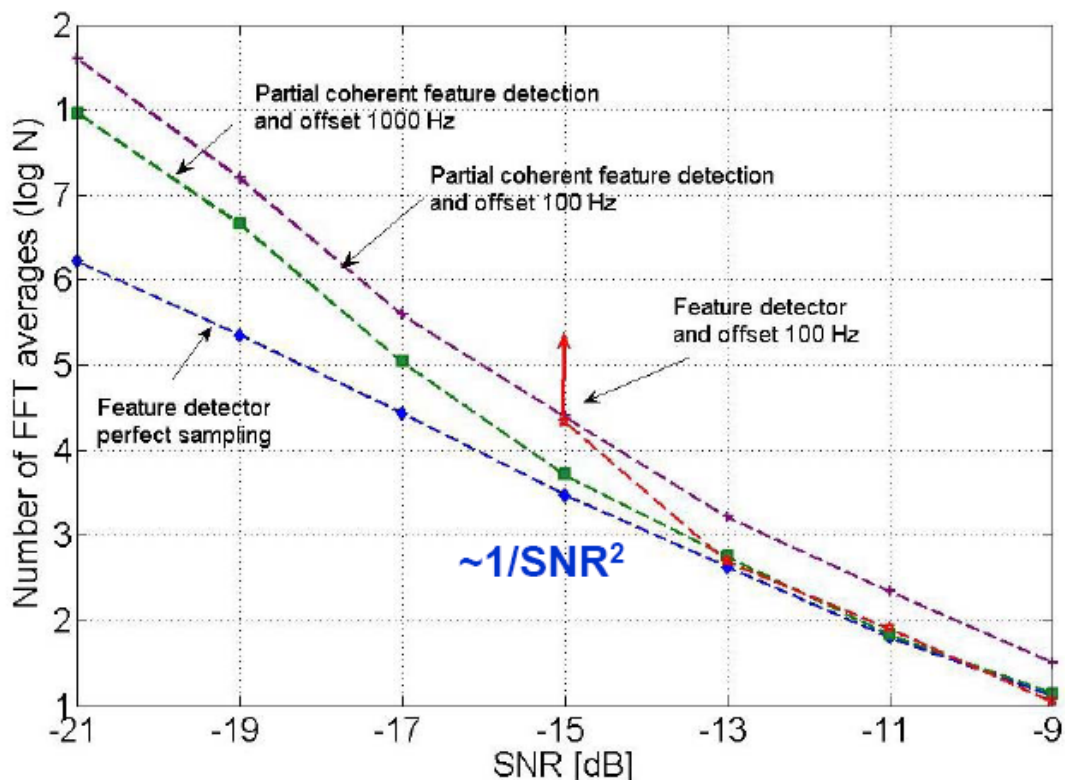
Για σταθερό αριθμό μέσων όρων N

$$\tilde{S}_{\bar{x}}(\alpha, f) = \tilde{S}_x(\alpha, f) \frac{\sin(2\pi \frac{\delta}{\alpha} N_{FFT} N / 2)}{\sin(2\pi \frac{\delta}{\alpha} N_{FFT} / 2)} e^{-j2\pi \frac{\delta}{\alpha} N_{FFT} (N+1) / 2} \quad (2.15)$$

Όταν $NN_{FFT} > \frac{\alpha}{\delta}$, όπου δ η απόκλιση στο συγχρονισμό για τη δειγματοληψία, είναι αδύνατη η ανίχνευση του χαρακτηριστικού. Ένας προτεινόμενος ανιχνευτής εκμεταλλεύεται το μερικώς σύμφωνο κέρδος και υπερβαίνει το πρόβλημα του απόκλισης στο συγχρονισμό.

$$\tilde{S}_x(\alpha, f)' = \frac{1}{T_{FFT}} \sum_{m=1}^{M_2} \left| \sum_{k=1}^{M_1} X(k + mM_2, f) X(k + mM_2, f + \alpha)^* \right| \quad (2.16)$$

Η απόκλιση στο συγχρονισμό προκαλεί πρόβλημα στην ανίχνευση σύμφωνα με το Σχήμα 2.15 και όσο μεγαλύτερη είναι αυτή τόσο περισσότεροι μέσοι όροι FFT δειγμάτων είναι απαραίτητοι για την ανίχνευση με αποτέλεσμα να αυξάνεται ο χρόνος ανίχνευσης υπό δεδομένο σηματοθορυβικό λόγο. Από το σχήμα αυτό προκύπτει ότι με μερικώς σύμφωνο ανιχνευτή προκύπτουν καλύτερα αποτελέσματα σε σχέση με τον πλήρως σύμφωνο ανιχνευτή, στον οποίο ακόμα και μια μικρή απόκλιση στο συγχρονισμό προκαλεί αδυναμία ανίχνευσης σε σχετικά υψηλό SNR (περίπου στα -15dB για 100Hz απόκλιση).



Σχήμα 2.15: Επίδοση του ανιχνευτή χαρακτηριστικού

2.2.5 Ανιχνευτής Κυματομορφής

Γνωστά σχήματα συνήθως χρησιμοποιούνται στα ασύρματα συστήματα για συγχρονισμό, και όχι μόνο, περιλαμβάνοντας προοίμια, σήματα πιλότους, κτλ. Στην

παρουσία ενός γνωστού σχήματος, η ανίχνευση μπορεί να γίνει με τη συσχέτιση του σήματος λήψης με ένα γνωστό αντίγραφο του. Ωστόσο, η μέθοδος αυτή είναι επιρρεπής σε σφάλματα συγχρονισμού. Αν το σήμα λήψης είναι $y(n) = s(n) + w(n)$, όπου $s(n)$ είναι το προς ανίχνευση σήμα, $w(n)$ ο AWGN θόρυβος και n ο δείκτης του δείγματος. Όταν λείπει το πρωτεύον σήμα, $s(n)=0$. Το μέγεθος M για τη λήψη της απόφασης στον ανιχνευτή κυματομορφής είναι

$$M = \text{Re} \left[\sum_{n=1}^N y(n) s^*(n) \right] \quad (2.18)$$

όπου N είναι ο αριθμός των δειγμάτων που είναι απαραίτητος για τη δειγματοληψία όλου του γνωστού σχήματος. Η ανίχνευση του σήματος στη συνέχεια γίνεται με τη διαδικασία του ανιχνευτή ενέργειας.

2.2.6 Ραδιοαναγνώριση

Καλύτερη γνώση για τα φασματικά χαρακτηριστικά μπορεί να αποκομιστεί από την αναγνώριση της τεχνολογίας μετάδοσης που χρησιμοποιείται από τους πρωτεύοντες χρήστες. Αυτή η αναγνώριση επιτρέπει στα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών να έχουν καλύτερη γνώση του πρωτεύοντος σήματος και να επιτυγχάνουν μεγαλύτερη ακρίβεια. Για παράδειγμα, αν υποθεθεί ότι αναγνωρίζεται ότι το πρωτεύον σήμα προέρχεται από σύστημα Bluetooth, το δευτερεύον σύστημα μπορεί να χρησιμοποιήσει αυτήν την πληροφορία για την εξαγωγή χρήσιμης πληροφορίας για τη χωρική εξάπλωση του σήματος, καθώς η κάλυψη στο Bluetooth είναι γνωστή και περίπου ίση με 10m.

2.2.7 Άλλες Μέθοδοι

Άλλες εναλλακτικές μέθοδοι ανίχνευσης φάσματος περιλαμβάνουν τις μεθόδους multitaper spectral estimation, wavelet transform-based estimation, Hough transform και time-frequency analysis. Στην multitaper spectral estimation, ο προτεινόμενος αλγόριθμος αποτελεί προσέγγιση του ανιχνευτή μέγιστης πιθανοφάνειας, όμως, καίτοι η πολυπλοκότητά της είναι μικρότερη από αυτήν του

ανιχνευτή μέγιστης πιθανοφάνειας, η μέθοδος παραμένει υπολογιστικά απαιτητική. Ο τυχαίος μετασχηματισμός Hough μπορεί να εφαρμοστεί στο σήμα λήψης για την αναγνώριση της παρουσίας π.χ. καναλιών 802.11. Η wavelet transform-based estimation μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να προσδιοριστούν τα άκρα του φάσματος όπου υπάρχει μετάβαση από μηδενική σε μη μηδενική φασματική πυκνότητα ισχύος, οπότε μπορεί να εκτιμηθούν οι ζώνες συχνοτήτων όπου υπάρχει μετάδοση του πρωτεύοντος σήματος.

2.3 Συνεργατική Ανίχνευση

Η εκτίμηση του φάσματος σε μια συγκεκριμένη γεωγραφική περιοχή μπορεί να γίνει τοπικά από μία μόνο δευτερεύουσα συσκευή ή να συνδυαστεί πληροφορία από περισσότερες δευτερεύουσες συσκευές. Η συνεργασία προτείνεται ως λύση για τα προβλήματα που προκύπτουν στην ανίχνευση φάσματος λόγω αβεβαιότητας θορύβου, διαλείψεων και σκίασης. Η συνεργατική ανίχνευση μειώνει αισθητά την πιθανότητα λανθασμένης ανίχνευσης και την πιθανότητα ψευδούς συναγερμού (false alarm). Επιπλέον, η συνεργασία μπορεί να λύσει το πρόβλημα του κρυμμένου πρωτεύοντος τερματικού.

Οι δυσκολίες που θέτει η συνεργατική ανίχνευση περιλαμβάνουν την επιβάρυνση του πρωτοκόλλου συνεργασίας και την αυξημένη πολυπλοκότητα του συστήματος. Τα μειονεκτήματα και τα πλεονεκτήματα της τοπικής και της συνεργατικής ανίχνευσης αναφέρονται στον Πίνακα 2.1.

Σε αρχιτεκτονικές συνεργατικής ανίχνευσης, ο διάυλος ελέγχου μπορεί να υλοποιηθεί χρησιμοποιώντας διαφορετικές μεθοδολογίες. Αυτές περιλαμβάνουν αφιερωμένη ζώνη συχνοτήτων, μη αδειοδοτημένη ζώνη όπως η ζώνη ISM, και υποκείμενο UWB (underlay Ultra WideBand) σύστημα το οποίο αποτελεί μια διαμόρφωση απλωμένου φάσματος σε πολύ μεγάλο εύρος ζώνης με πολύ χαμηλή ισχύ λειτουργίας. Ανάλογα με τις απαιτήσεις κάθε συστήματος επιλέγεται μία από αυτές τις μεθόδους. Επιπλέον, μπορούν να εφαρμοστούν διάφορες τεχνικές για το συνδυασμό των αποτελεσμάτων της ανίχνευσης. Όσον αφορά τη δικτύωση, ο αλγόριθμος συνεργασίας πρέπει να έχει μειωμένη επιβάρυνση πρωτοκόλλου και να είναι στιβαρός σε αλλαγές και βλάβες στο δίκτυο. Επίσης, ο αλγόριθμος συνεργασίας

πρέπει να εισάγει τη μικρότερη δυνατή καθυστέρηση, κάτι που είναι πολύ δύσκολο να επιτευχθεί.

Μέθοδος Ανίχνευσης	Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
Μη συνεργατική (Τοπική)	Απλή στην υλοποίηση και την πολυπλοκότητα	Πρόβλημα κρυμμένου πρωτεύοντος τερματικού
Συνεργατική	- Μεγαλύτερη ακρίβεια - Αποφυγή του προβλήματος σκίασης και κρυμμένου πρωτεύοντος τερματικού	- Πολυπλοκότητα (πολυπλοκότητα ανιχνευτή, πολυπλοκότητα συστήματος συνεργασίας) - Επιβάρυνση πρωτοκόλλου συνεργασίας - Ανάγκη για διάυλο ελέγχου

Πίνακας 2.1: Σύγκριση τοπικής και συνεργατικής ανίχνευσης

Η συνεργατική ανίχνευση μπορεί να υλοποιηθεί κατά δύο τρόπους: κεντρικά ελεγχόμενη και καταναμημένη όπως περιγράφεται στη συνέχεια.

2.3.1 Κεντρικά Ελεγχόμενη Ανίχνευση

Κατά την κεντρικά ελεγχόμενη ανίχνευση, μια κεντρική μονάδα συλλέγει τις πληροφορίες ανίχνευσης από συσκευές γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών, ταυτοποιεί το διαθέσιμο φάσμα και κάνει ευρυεκπομπή της πληροφορίας αυτής σε άλλες δευτερεύουσες συσκευές ή ελέγχει απευθείας τη μεταδιδόμενη κίνηση μεταξύ των δευτερευόντων συσκευών.

Τα αποτελέσματα ανίχνευσης συγκεντρώνονται σε ένα κεντρικό σημείο, το οποίο στα ασύρματα δίκτυα είναι συνήθως το σημείο πρόσβασης (Access Point, AP). Ο στόχος είναι η ελάττωση των επιδράσεων των διαλείψεων του διαύλου και η αύξηση της αξιοπιστίας και της ταχύτητας της ανίχνευσης.

2.3.2 Κατανεμημένη Ανίχνευση

Στην περίπτωση της κατανεμημένης ανίχνευσης, οι συσκευές γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών ανταλλάσσουν πληροφορίες μεταξύ τους αλλά λαμβάνουν μόνες τους τις αποφάσεις για τη ζώνη του φάσματος που θα χρησιμοποιήσουν. Η κατανεμημένη ανίχνευση πλεονεκτεί υπό την έννοια ότι δεν υπάρχει η ανάγκη για υποστηρικτική (backbone) υποδομή.

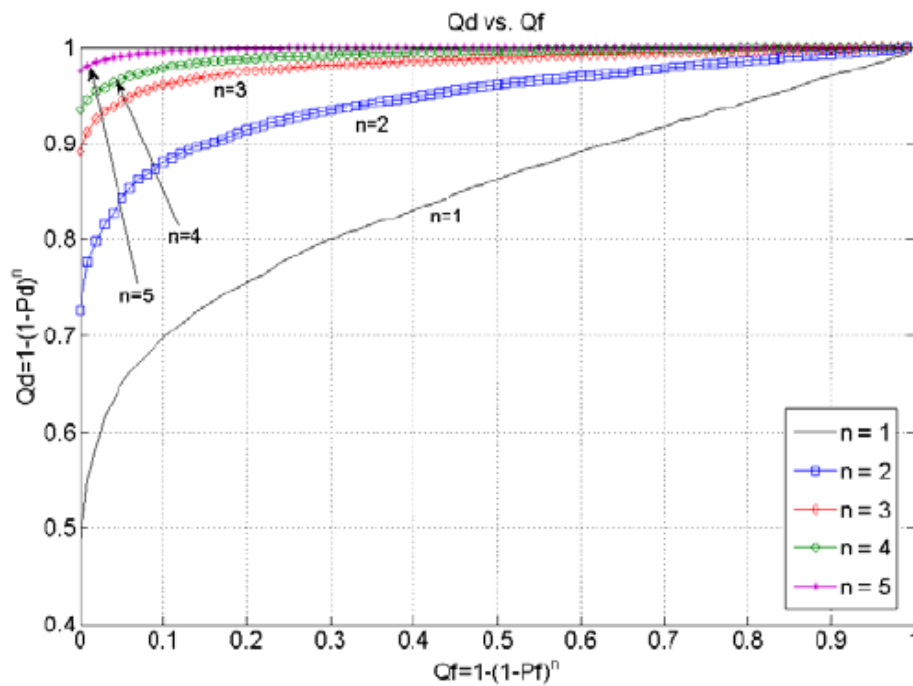
2.3.3 Επίδοση συνεργατικής ανίχνευσης

Κατά τη μη συνεργατική ανίχνευση θεωρείται ότι η ανίχνευση φάσματος γίνεται από μόνο μία συσκευή σε διαύλους AWGN. Σε διαύλους με διαλείψεις όμως, οι απαιτήσεις για την ανίχνευση τίθενται από τη χειρότερη κατάσταση του διαύλου που δημιουργείται λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης, σκίασης και, ενδεχομένως, τοπικών παρεμβολών. Αυτές οι συνθήκες μπορούν πιθανότατα να καταλήξουν σε λόγους SNR κάτω από το όριο που καθιστά δυνατή την ανίχνευση. Ωστόσο, λόγω της μεταβολής της ισχύος του σήματος σε διάφορες θέσεις, το χειρότερο αυτό σενάριο μπορεί να αποφευχθεί αν πολλές συσκευές μοιράζονται τις ατομικές τους μετρήσεις μέσω δικτύου.

Υπό ανεξάρτητες συνθήκες διαλείψεων – που για την πολυδιαδρομική διάδοση απαιτούν οι συσκευές να απέχουν τουλάχιστον κατά $\lambda/2$ – η συνεργασία μπορεί να μελετηθεί ως ένα διαφορικό κέρδος σε κανάλια πολλαπλών κεραιών. Κάθε συσκευή αποστέλλει την οικεία απόφαση (0 αν το σήμα δεν υπάρχει, 1 αν το σήμα υπάρχει) στις άλλες συσκευές και οι αποφάσεις λαμβάνονται μέσω της σχέσης $x = \sum_i a_i$ σύμφωνα με τη δυαδική λογική της άλγεβρας Boole (λειτουργία OR), όπου a_i είναι η δυαδική απόφαση της i συσκευής και x η δυαδική απόφαση μέσω της συνεργατικής ανίχνευσης. Αν n συσκευές συνδυάσουν τις μετρήσεις τους, η πιθανότητα ανίχνευσης του συστήματος, Q_D , δίνεται από τη σχέση $Q_D = 1 - (1 - P_d)^n$. Επίσης, η πιθανότητα ψευδούς συναγερού για το σύστημα, Q_F , δίνεται από τη σχέση $Q_F = 1 - (1 - P_{fa})^n$. Στο Σχήμα 2.16 δίνεται η γραφική παράσταση του Q_D ως προς το Q_F για διάφορα n . Είναι εμφανές ότι για αυξανόμενο n η καμπύλη ανεβαίνει, με αποτέλεσμα να αυξάνεται η πιθανότητα ανίχνευσης Q_D για χαμηλές τιμές της

πιθανότητας ψευδούς συναγερμού Q_F . Συνεπώς, επιτυγχάνεται πλέον αξιόπιστη ανίχνευση.

Ωστόσο, οι διαλείψεις μπορεί να προκληθούν από σκίαση που παρουσιάζει μεγάλη συσχέτιση εφόσον δύο συσκευές βρίσκονται πίσω από το ίδιο εμπόδιο. Συνήθως, η συσχέτιση σκίασης περιγράφεται ως εκθετική συνάρτηση της απόστασης: $\rho = e^{-ad}$. Μετρήσεις σκίασης σε εσωτερικούς χώρους έχουν δείξει ότι ο συντελεστής συσχέτισης ρ είναι ανεξάρτητος του μήκους κύματος αλλά εξαρτάται από την τοπογραφία του χώρου. Εκτιμάται ότι η απόσταση συσχέτισης 90% είναι τυπικά 1m, 50% είναι περίπου 2m και μειώνεται στο 30% στα 8m. Έτσι, σε μια περιορισμένη περιοχή, αύξηση του αριθμού των συσκευών εισάγει συσχέτιση η οποία με τη σειρά της περιορίζει το κέρδος συνεργασίας.



Σχήμα 2.16: Διάγραμμα επίδοσης της συνεργατικής ανίχνευσης, Q_D ως προς Q_F

2.4 Εξωτερική Ανίχνευση

Μια άλλη τεχνική για την απόκτηση πληροφοριών για το φάσμα είναι η εξωτερική ανίχνευση. Κατά την εξωτερική ανίχνευση μια εξωτερική συσκευή πραγματοποιεί την ανίχνευση και με ευρυεκπομπή ενημερώνει τα δευτερεύοντα τερματικά. Στα πλεονεκτήματα της τεχνικής περιλαμβάνονται το ότι οι

δευτερεύουσες συσκευές δεν σπαταλούν χρόνο για ανίχνευση και το ότι η αποδοτικότητα χρήσης του φάσματος αυξάνεται. Το δίκτυο ανίχνευσης δεν είναι απαραίτητο να είναι κινητό ώστε να τροφοδοτείται αναγκαστικά από μπαταρίες, συνεπώς η κατανάλωση ισχύος δεν αποτελεί πρόβλημα. Με αυτόν τον τρόπο δημιουργούνται clusters ανίχνευσης περί τους σταθερούς ανιχνευτές. Η εξωτερική ανίχνευση είναι μία από τις μεθόδους που προτείνεται για την αναγνώριση των πρωτεύοντων χρηστών στο πρότυπο IEEE 802.22.

2.5 Συχνότητα Ανιχνεύσεων

Η συχνότητα ανιχνεύσεων, δηλαδή το πόσο συχνά τα δευτερεύοντα τερματικά πραγματοποιούν ανίχνευση του φάσματος, είναι μία σχεδιαστική παράμετρος που πρέπει να επιλεγεί προσεκτικά. Η βέλτιστη τιμή εξαρτάται από τις δυνατότητες των δευτερευουσών συσκευών και τα χρονικά χαρακτηριστικά της μετάδοσης των πρωτεύοντων χρηστών. Εφόσον η κατάσταση των πρωτεύοντων χρηστών αλλάζει αργά, η συχνότητα ανίχνευσης μπορεί να μειωθεί. Μία καλή περίπτωση για ένα τέτοιο σενάριο είναι η ανίχνευση τηλεοπτικών καναλιών. Η παρουσία ενός τηλεοπτικού σταθμού συνήθως δεν αλλάζει συχνά σε μια γεωγραφική περιοχή, εκτός αν ένας νέος σταθμός αρχίσει να μεταδίδει ή ένας υπάρχων σταματήσει τη μετάδοση. Άλλη παράμετρος που επηρεάζει τη συχνότητα ανίχνευσης είναι η αντοχή του πρωτεύοντος συστήματος σε παρεμβολές. Στο πρότυπο IEEE 802.22 η περίοδος ανίχνευσης έχει οριστεί στα 30 sec.

Η συχνότητα με την οποία γίνεται η ανίχνευση σχετίζεται με το πόσο ταχέως μεταβάλλεται η μετάδοση στο πρωτεύον σύστημα. Στην περίπτωση ταχέων μεταβολών, η ανίχνευση πρέπει να γίνεται ακριβώς πριν ενεργοποιηθεί η δευτερεύουσα συσκευή, ενώ στην περίπτωση αργών μεταβολών η ανίχνευση μπορεί να γίνεται αραιότερα και με μεγαλύτερη ακρίβεια. Παράλληλα, το δευτερεύον τερματικό μπορεί να πραγματοποιεί ανιχνεύσεις φάσματος συχνότερα για να λάβει στατιστικά στοιχεία σχετικά με τη χρησιμοποίηση του φάσματος από το πρωτεύον σύστημα που θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για πρόβλεψη σχετικά με το χρησιμοποιούμενο φάσμα. Ωστόσο, αυτή η προσέγγιση απαιτεί μεγάλη κατανάλωση ισχύος από τα κινητά τερματικά για τη συγκέντρωση αρκετών στατιστικών στοιχείων για πρόβλεψη της συμπεριφοράς του πρωτεύοντος συστήματος.

2.6 Ανίχνευση Φάσματος σε Πρόσφατα Ασύρματα Πρότυπα

Πρόσφατα ασύρματα πρότυπα έχουν αρχίσει να περιλαμβάνουν γνωστικά χαρακτηριστικά. Καίτοι παρουσιάζει ακόμα δυσκολίες το να βασίζεται ένα ασύρματο πρότυπο σε ευρυζωνική ανίχνευση φάσματος και ευκαιριακή εκμετάλλευση του φάσματος, η τάση είναι προς αυτήν την κατεύθυνση. Στην ενότητα αυτή αναφέρονται οι ασύρματες τεχνολογίες που απαιτούν κάποιας μορφής ανίχνευση φάσματος για προσαρμογή ή για δυναμική επιλογή συχνότητας (Dynamic Frequency Selection, DFS).

2.6.1 IEEE 802.11k

Μία προτεινόμενη επέκταση του 802.11 είναι το 802.11k το οποίο καθορίζει διάφορους τύπους μετρήσεων. Μερικές από τις μετρήσεις περιλαμβάνουν αναφορά κίνησης καναλιού, ιστόγραμμα θορύβου και στατιστικά σταθμού. Το ιστόγραμμα θορύβου παρέχει μεθόδους για τη μέτρηση του επιπέδου της παρεμβολής που προέρχεται από όλη την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία που δεν σχετίζεται με 802.11. Το σημείο πρόσβασης (AP) συλλέγει την πληροφορία από κάθε τερματικό και πραγματοποιεί τις δικές του μετρήσεις που χρησιμοποιούνται από το AP για να ρυθμίζουν την πρόσβαση σε ένα συγκεκριμένο κανάλι.

Η πληροφορία της ανίχνευσης ή των μετρήσεων χρησιμοποιείται από τα σημεία πρόσβασης για να βελτιωθεί η κατανομή κίνησης μέσα στο δίκτυο επίσης. Οι συσκευές WLAN συνήθως συνδέονται στο AP που έχει το δυνατότερο σήμα. Μερικές φορές αυτή η τακτική μπορεί να μην είναι η βέλτιστη και μπορεί να προκαλέσει υπερφόρτωση σε ένα AP και υποχρησιμοποίηση στα άλλα. Στο 802.11k, όταν ένα AP με το δυνατότερο σήμα φορτώνεται στην πλήρη χωρητικότητα, κάθε νεοεισερχόμενη συσκευή ανατίθεται σε ένα υποχρησιμοποιούμενο AP. Παρά το γεγονός ότι το σήμα λήψης είναι ασθενέστερο, ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης του συστήματος είναι μεγαλύτερος λόγω αποδοτικότερης εκμετάλλευσης των πόρων του δικτύου.

2.6.2 Bluetooth

Ένα νέο χαρακτηριστικό, που ονομάζεται Προσαρμοστική Αναπήδηση Συχνότητας (Adaptive Frequency Hopping, AFH), εισάγεται στο πρότυπο του Bluetooth για να μειωθεί η παρεμβολή μεταξύ των ασύρματων συστημάτων που λειτουργούν στη μη αδειοδοτημένη ζώνη των 2.4 GHz. Σε αυτήν τη ζώνη, συσκευές IEEE 802.11b/g, ασύρματα τηλέφωνα, φούρνοι μικροκυμάτων χρησιμοποιούν τις ίδιες συχνότητες με το Bluetooth. Το AFH αναγνωρίζει τις μεταδόσεις στην ISM ζώνη και αποφεύγει τις συχνότητές τους. Έτσι, η παρεμβολή στενής ζώνης μπορεί να αποφευχθεί και να επιτευχθεί καλύτερη απόδοση ως προς το ποσοστό λαθών (Bit Error Rate, BER), όπως, επίσης, μείωση της ισχύος εκπομπής των τερματικών.

Το AFH απαιτεί ένα αλγόριθμο ανίχνευσης για να καθορίσει κατά πόσο υπάρχουν άλλες συσκευές στην ISM ζώνη και αν πρέπει να τις αποφύγει ή όχι. Ο αλγόριθμος ανίχνευσης βασίζεται σε στατιστικά που λαμβάνονται για να καθοριστεί ποιά κανάλια είναι κατειλημμένα και ποιά όχι. Τα στατιστικά των καναλιών μπορεί να είναι το ποσοστό λανθασμένων πακέτων (Packet Error Rate, PER), το ποσοστό λανθασμένων ψηφίων (Bit Error Rate, BER), η ένδειξη ισχύος του σήματος λήψης (Received Signal Strength Indicator, RSSI), ο λόγος φέροντος προς παρεμβολή (Carrier to Interference Noise Ratio, CINR) ή άλλα μεγέθη.

2.6.3 IEEE 802.22

Το πρότυπο IEEE 802.22 WRAN (Wide Regional Area Network) είναι γνωστό ως πρότυπο γνωστικών επικοινωνιών, λόγω των γνωστικών χαρακτηριστικών που έχει. Όπως αναφέρθηκε και στο Κεφάλαιο 1, το πρότυπο βρίσκεται ακόμα σε στάδιο ανάπτυξης και αναφέρεται στην ευκαιριακή χρήση του τηλεοπτικού φάσματος από δευτερεύον σύστημα μετάδοσης δεδομένων για παροχή ευρυζωνικών υπηρεσιών σε αγροτικές περιοχές. Η επιλογή των τηλεοπτικών υπηρεσιών ως πρωτεύοντος συστήματος έχει γίνει ώστε το πρότυπο επωφελείται από τις πολύ καλές ιδιότητες διάδοσης σημάτων σε τηλεοπτικές συχνότητες UHF για κάλυψη μεγάλων αποστάσεων.

Ένα από τα πλέον χαρακτηριστικά στοιχεία του 802.22 είναι οι απαιτήσεις ανίχνευσης φάσματος. Οι συσκευές που θα βασίζονται στο IEEE 802.22 ανιχνεύουν τους τηλεοπτικούς διαύλους στα UHF με ισχύ τουλάχιστον -116dBm. Η ανίχνευση

προορίζεται να βασίζεται σε δύο στάδια: ταχεία (fast) και λεπτομερή (fine) ανίχνευση. Στο στάδιο της ταχείας ανίχνευσης, ο αλγόριθμος που χρησιμοποιείται είναι ανιχνευτής ενέργειας. Το στάδιο της λεπτομερούς ανίχνευσης αρχίζει ανάλογα με τα αποτελέσματα της ταχείας ανίχνευσης. Η λεπτομερής ανίχνευση περιλαμβάνει ενδεδειγμένη ανίχνευση όπου χρησιμοποιούνται ισχυρότερες μέθοδοι. Αρκετές τεχνικές που έχουν προταθεί περιλαμβάνουν ανίχνευση ενέργειας, ανίχνευση κυματομορφής, ανίχνευση χαρακτηριστικού κυκλοστατικότητας (cyclostationary feature detection) και προσαρμοσμένο φίλτρο. Ένας σταθμός βάσης μπορεί να διανέμει το φορτίο ανίχνευσης μεταξύ των χρηστών. Τα αποτελέσματα επιστρέφονται στο σταθμό βάσης που αξιοποιεί τα αποτελέσματα αυτά για να ρυθμίζει τις μεταδόσεις, αποτελώντας έτσι μια εφαρμογή κεντρικής συνεργατικής ανίχνευσης.

Μια άλλη προσέγγιση για τον έλεγχο του φάσματος στο 802.22 βασίζεται στην κεντρική μέθοδο για την ανακάλυψη του διαθέσιμου φάσματος. Οι σταθμοί βάσης προβλέπεται να είναι εξοπλισμένοι με δέκτη GPS (Global Positioning System) και να μπορούν να αναφέρουν τη θέση τους. Η πληροφορία θέσης θα χρησιμοποιείται από ένα κεντρικό εξυπηρετητή για την απόκτηση πληροφορίας περί των ενεργών τηλεοπτικών διαύλων.

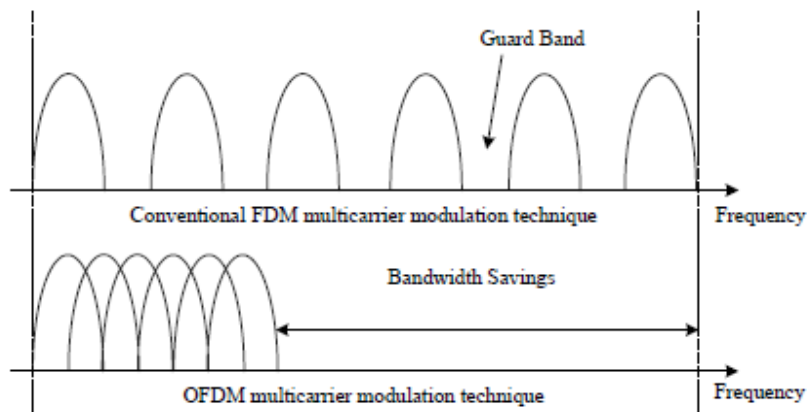
Η σχεδίαση του φυσικού στρώματος αποτελεί ένα σημαντικό τμήμα των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων και έχει καθοριστικές επιπτώσεις στη δυνατότητα υλοποίησης διαδικασιών ανωτέρων επιπέδων. Η ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM) αποτελεί υποψήφια τεχνική διαμόρφωσης για ευέλικτα συστήματα δυναμικής εκχώρησης φάσματος, με δυνατότητες επίτευξης υψηλών ρυθμών μετάδοσης μέσω της συλλογικής χρήσης μεγάλου αριθμού υποφερουσών. Εξαιτίας των χαρακτηριστικών της, αποτελεί βάση για την ανάπτυξη της νέας τεχνολογίας γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών, που απαιτούν ευέλικτο και προσαρμοζόμενο φυσικό στρώμα. Η ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας εφαρμόζεται ήδη σε πολλά σύγχρονα συστήματα επικοινωνίας, όπως τα IEEE 802.11a, 802.11g, 802.16 a/d/e, 802.20 και επιτρέπει στα ψηφιακά δεδομένα να μεταδίδονται σε ασύρματο διάυλο, χρησιμοποιώντας ένα μεγάλο αριθμό υποκαναλιών στενού εύρους. Η τεχνική OFDM προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα σε σχέση με άλλες τεχνολογίες μετάδοσης, όπως υψηλή φασματική απόδοση, αντοχή σε διαλείψεις του διαύλου, μείωση της διασυμβολικής παρεμβολής, καθώς και ικανότητα αντιμετώπισης της πολυδιαδρομικής διάδοσης και των συχνοεπιλεκτικών διαλείψεων χωρίς την ανάγκη χρήσης ισχυρού ισοσταθμιστή. Επιπλέον, είναι δυνατή η απενεργοποίηση υποφερουσών που αντιστοιχούν σε «απασχολούμενο φάσμα», π.χ. εξαιτίας της ύπαρξης αδειοδοτημένων χρηστών. Με τον τρόπο αυτό, αποφεύγονται ανεπιθύμητες παρεμβολές και, ταυτόχρονα, βελτιώνεται η αποτελεσματική εκχώρηση του φάσματος.

3.1.1 Περιγραφή της τεχνικής OFDM

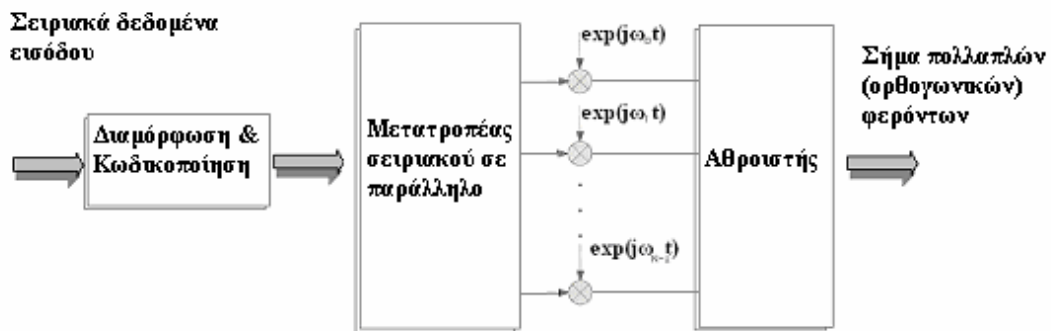
Η βασική ιδέα της ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM) είναι η διαίρεση του προς μετάδοση ευρυζωνικού σήματος σε μεγάλο αριθμό παράλληλων σημάτων στενής ζώνης. Ενώ ένα συμβατικό σύστημα καταλαμβάνει όλο το διαθέσιμο φάσμα χρησιμοποιώντας παλμούς πολύ μικρής διάρκειας, κατά την τεχνική OFDM τα προς μετάδοση ψηφιακά δεδομένα διοχετεύονται παράλληλα στα υποκανάλια με χαμηλότερο ρυθμό μετάδοσης. Δηλαδή, προκύπτουν πολλά συστήματα που μεταδίδουν ταυτόχρονα ένα μικρό μέρος της πληροφορίας (σήματα στενής ζώνης) με αργό ρυθμό μετάδοσης, ενώ ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης παραμένει σταθερός.

Σε σύγκριση με την απλή πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (FDM) η τεχνική OFDM επιτυγχάνει εξοικονόμηση φάσματος, αφού τα υποκανάλια είναι επικαλυπτόμενα. Η επικάλυψη των καναλιών επιτρέπεται, με την προϋπόθεση ότι είναι μεταξύ τους ορθογώνια (Orthogonal FDM). Η ορθογωνιότητα εξασφαλίζει ότι στα σημεία όπου το φάσμα ενός υποκαναλιού παρουσιάζει κορυφή, το φάσμα των γειτονικών υποκαναλιών παρουσιάζει μηδενισμό. Για να ισχύει αυτό πρέπει τα υποκανάλια να έχουν φέρουσες συχνότητες που είναι ακέραια πολλαπλάσια μιας βασικής συχνότητας.

Όταν υπάρχει σφάλμα συγχρονισμού η συνθήκη ορθογωνιότητας δεν ισχύει και εμφανίζεται αλλοίωση του αρχικού σήματος πληροφορίας. Αυτός είναι ο λόγος που συστήματα βασισμένα στην τεχνική OFDM είναι ευαίσθητα σε σφάλματα συγχρονισμού και απαιτείται η εφαρμογή κατάλληλων τεχνικών για τη διόρθωση των σφαλμάτων. Το πρώτο, λοιπόν, ζητούμενο κατά τη σχεδίαση και την ανάπτυξη ενός OFDM συστήματος είναι η εξασφάλιση της ορθογωνιότητας μεταξύ των υποκαναλιών. Ένα απλό δομικό διάγραμμα πομπού με παράλληλη ορθογωνική μετάδοση φαίνεται στο Σχήμα 3.2. Αφού κωδικοποιηθούν και διαμορφωθούν με κάποια μέθοδο ψηφιακής διαμόρφωσης, τα δεδομένα εισέρχονται σε ένα μετατροπέα σειράς/ παραλληλίας, οδηγούνται σε μια συστοιχία N μικτών των οποίων οι έξοδοι αθροίζονται για να προκύψει το τελικό OFDM σήμα.

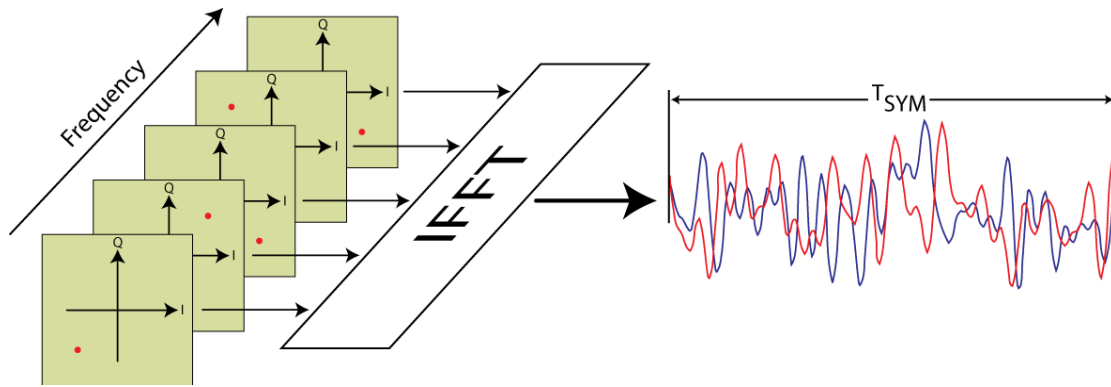


Σχήμα 3.1: Σύγκριση τεχνικής OFDM και FDM



Σχήμα 3.2: Παράλληλο, ορθογωνικό σύστημα μετάδοσης

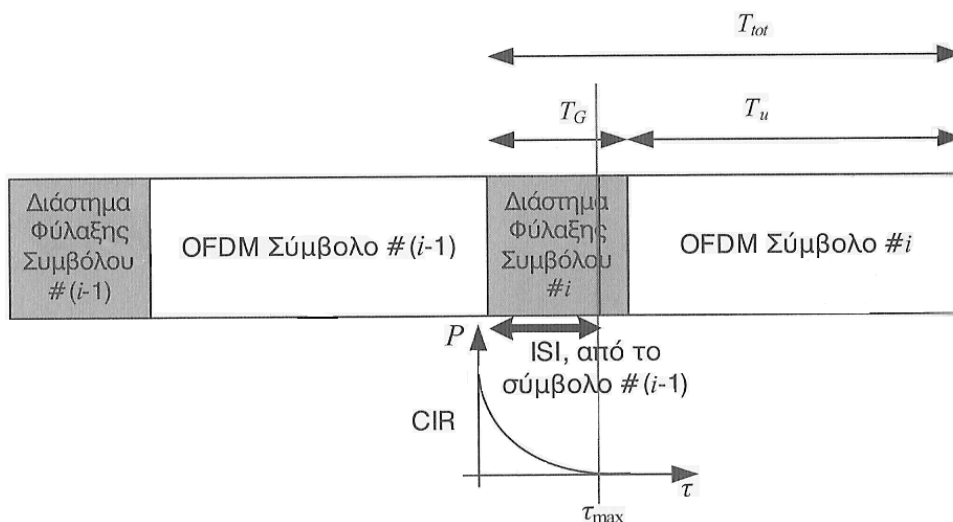
Η δυσκολία υλοποίησης ενός τέτοιου συστήματος είναι προφανής, αφού το πλήθος των υποκαναλιών είναι συνήθως μεγάλο (τυπικές τιμές του N είναι από 52 ως 6817). Επομένως, απαιτείται η χρησιμοποίηση ενός πολύ μεγάλου αριθμού κυκλωματικών στοιχείων (μικτών, φίλτρων, ταλαντωτών κτλ.). Αποδεικνύεται [38] ότι η διαμόρφωση OFDM μπορεί να υλοποιηθεί με τη χρήση διακριτού μετασχηματισμού Fourier (DFT) ή με ταχύ μετασχηματισμό Fourier (FFT).



Σχήμα 3.3: Σύστημα μετάδοσης OFDM σήματος με χρήση IFFT, όπου σε κάθε υποκάναλι εφαρμόζεται διαφορετική κωδικοποίηση

3.1.2 Διάστημα φύλαξης – Κυκλικό πρόθεμα

Βασικό πλεονέκτημα των τεχνικών παράλληλης μετάδοσης είναι ότι η διάρκεια ενός συμβόλου είναι πολύ μεγαλύτερη σε σχέση με τα σειριακά συστήματα. Συγκεκριμένα, είναι N φορές μεγαλύτερη, όπου N το πλήθος των υποκαναλιών που χρησιμοποιούνται. Το γεγονός αυτό επιτρέπει τη χρήση χρονικών διαστημάτων «φύλαξης» (guard intervals) μεταξύ διαδοχικών συμβόλων. Η προσθήκη του χρονικού αυτού διαστήματος προστατεύει το σήμα από την διασυμβολική παρεμβολή που προκαλεί η πολυδιαδρομική διάδοση (Σχήμα 3.4).



Σχήμα 3.4: Προστασία σήματος OFDM από διασυμβολική παρεμβολή (ISI) με χρήση διαστήματος φύλαξης

Για τη σωστή χρησιμοποίηση του διαστήματος φύλαξης και την αντιμετώπιση της πολυδιαδρομικής διάδοσης πρέπει:

- η χρονική διάρκεια του διαστήματος φύλαξης να είναι τουλάχιστον ίση με τη διασπορά καθυστέρησης (delay spread) που εισάγει ο διάυλος ώστε να αποφεύγεται η διασυμβολική παρεμβολή,
- το διάστημα φύλαξης να διατηρείται μικρό σε σχέση με τη διάρκεια του συμβόλου OFDM για να μην υποβιβάζεται ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων.

Αν η διάρκεια του διαστήματος φύλαξης (όπου δεν μεταδίδεται πληροφορία) είναι T_G , ενώ η διάρκεια του συμβόλου OFDM που αντιστοιχεί στη μετάδοση χρήσιμων δεδομένων είναι T_u , ο ρυθμός μετάδοσης μειώνεται κατά $\frac{T_u}{T_u + T_G}$. Εκτός

λοιπόν από το κάτω όριο για τη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης, που είναι η διασπορά καθυστέρησης του διαύλου, υπάρχει και ένα άνω όριο, το οποίο καθορίζεται από τη μέγιστη αποδεκτή μείωση του ρυθμού μετάδοσης. Ως εμπειρικός κανόνας έχει καθοριστεί η μέγιστη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης στο 20% της συνολικής διάρκειας του OFDM συμβόλου ($T_{\text{tot}} = T_u + T_G$), ώστε ο ρυθμός μετάδοσης να μειώνεται κατά:

$$10 \cdot \log_{10} \left(\frac{T_u}{T_u + T_G} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{T_u}{T_u + T_u / 4} \right) = 10 \cdot \log_{10} 0.8 \cong -1dB$$

Στα συστήματα σειριακής μετάδοσης αυτή η τεχνική δεν μπορεί να εφαρμοστεί γιατί, συνήθως, η διασπορά καθυστέρησης του διαύλου είναι αρκετά μεγάλη σε σχέση με τη διάρκεια του συμβόλου καθιστώντας ασύμφορη τη χρήση τέτοιων διαστημάτων φύλαξης γιατί θα υποβίβαζε υπερβολικά το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων.

Κατά τη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης ο δέκτης απορρίπτει όποια σήματα λαμβάνει. Ο πομπός μπορεί να μην εκπέμπει σήμα. Όμως, σε ένα σύστημα OFDM που υλοποιείται με ταχύ μετασχηματισμό Fourier είναι αποδοτικότερο κατά τη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης ο πομπός να εκπέμπει ένα τμήμα του προς μετάδοση σήματος -συγκεκριμένα μια κυκλική επέκτασή του-, ώστε η ισοστάθμιση στο δέκτη να είναι πολύ απλούστερη. Πρακτικά, η εισαγωγή της κυκλικής επέκτασης στο προς μετάδοση σήμα επιτρέπει την ισοστάθμιση στο δέκτη μέσω μιας απλής μιγαδικής διαίρεσης. Έτσι, το διάστημα φύλαξης καταλαμβάνεται από ένα τμήμα του

προς μετάδοση σήματος, το οποίο έχει τη μορφή κυκλικού προθέματος (cyclic prefix - CP).

3.1.3 Πλεονεκτήματα OFDM

Οι ισοσταθμιστές διαύλου χρησιμοποιούνται συχνά για να αντιμετωπίσουν τα αποτελέσματα της πολυδιαδρομικής διάδοσης αλλά αναπόφευκτα αυξάνουν την πολυπλοκότητα των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Στα OFDM συστήματα, ωστόσο, η χρήση ισοσταθμιστών μπορεί να αποφευχθεί με προσεκτική σχεδίαση και εφόσον χρησιμοποιείται το προαναφερθέν διάστημα φύλαξης με χρονική διάρκεια μεγαλύτερη της διασποράς καθυστέρησης του διαύλου.

Επιπλέον, τα συστήματα OFDM μπορούν να αντιμετωπίσουν τις συχνοεπιλεκτικές διαλείψεις του διαύλου μειώνοντας το εύρος των υποκαναλιών ή, ισοδύναμα, αυξάνοντας τον αριθμό υποφερουσών. Γνωρίζοντας ότι το εύρος ζώνης συνοχής² αποτελεί το διάστημα που ο διάυλος θεωρείται φασματικά επίπεδος, επιλέγεται το εύρος των υποκαναλιών να είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου. Συνεπώς, κάθε υποκανάλι επηρεάζεται από επίπεδες διαλείψεις αποφεύγοντας την ανάγκη ισοστάθμισης του καναλιού.

Χαρακτηριστικά διαύλου	Επιλογές παραμέτρων των συστημάτων OFDM	Επιπτώσεις
Πολυδιαδρομική διάδοση	Χρησιμοποίηση διαστήματος φύλαξης μεγαλύτερου από την διασπορά καθυστέρησης του διαύλου	Αποφυγή χρήσης ισοσταθμιστή, αντοχή σε διασυμβολική παρεμβολή, αλλά υποβίβαση ρυθμού μετάδοσης λόγω διαστήματος φύλαξης
Συχνοεπιλεκτικές διαλείψεις	Μείωση του εύρους των υποκαναλιών αυξάνοντας των αριθμό των υποφερουσών	Αποφυγή χρήσης ισοσταθμιστή, αλλά ευαισθησία στην μετατόπιση συχνότητας λόγω διασποράς Doppler
Ταχείες διαλείψεις	Χρονική διάρκεια OFDM συμβόλου μικρότερη από τον χρόνο συνοχής	Υποβίβαση ρυθμού μετάδοσης εφόσον το διάστημα φύλαξης παραμένει σταθερό
Διασπορά Doppler	Αύξηση του εύρους ζώνης των υποκαναλιών	Μείωση διακαναλικής παρεμβολής, αλλά χειροτέρευση της συμπεριφοράς του συστήματος σε συχνοεπιλεκτικές διαλείψεις

Πίνακας 3.1

² Το εύρος ζώνης όπου ο διάυλος συμπεριφέρεται σε όλες τις φασματικές συνιστώσες με σχεδόν ίδιο κέρδος και γραμμική φάση.

Ένα ακόμη ζήτημα που σχετίζεται με τη σχεδίαση των OFDM συστημάτων αποτελεί η κινητικότητα. Για σταθερές επικοινωνίες, ο διάυλος μπορεί να θεωρηθεί ότι διατηρείται σταθερός σε όλη τη διάρκεια μετάδοσης συμβόλων. Ωστόσο, όταν ο δέκτης ή ο πομπός κινείται (ή ο διάυλος είναι χρονικά μεταβλητός), είναι πιθανό το σήμα λήψης να υποφέρει από ταχείες διαλείψεις (fast fading). Για να αντιμετωπιστεί το φαινόμενο αυτό, τα OFDM σύμβολα επιλέγονται να έχουν διάρκεια μικρότερη από το χρόνο συνοχής³ του καναλιού. Στο πεδίο της συχνότητας, η χρονική μεταβλητότητα του διαύλου έχει ως αποτέλεσμα τη φασματική διασπορά του σήματος που εξαρτάται από τη συχνότητα λειτουργίας και τη σχετική ταχύτητα μεταξύ πομπού και δέκτη, φαινόμενο γνωστό και ως διασπορά Doppler. Η διασπορά Doppler, συνεπώς, οδηγεί σε διακαναλική παρεμβολή (ICI – Inter carrier Interference), η οποία μπορεί να μειωθεί αυξάνοντας το εύρος ζώνης των υποκαναλιών.

Επομένως, αυξάνοντας τη διάρκεια συμβόλου αντιμετωπίζεται η διασυμβολική παρεμβολή (ISI), αν και συντομότερος χρόνος συμβόλου είναι επιθυμητός για την αποφυγή ταχειών διαλείψεων. Όμοια, ενώ αυξάνοντας το εύρος ζώνης των υποκαναλιών μειώνεται η διακαναλική παρεμβολή (ICI), στενότερο διάστημα υποκαναλιών συμβάλλει στην αντιμετώπιση των συχνοεπιλεκτικών διαλείψεων. Απαιτείται, επομένως, κατά τη σχεδίαση η επιλογή των βέλτιστων τιμών των ανωτέρων παραμέτρων ώστε να βελτιωθεί η συνολική επίδοση του OFDM συστήματος.

Ακολούθως, παρουσιάζεται μια σύνοψη των πλεονεκτημάτων που παρουσιάζει η τεχνική ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας:

- Μπορεί να προσαρμόζεται σε δυσμενείς συνθήκες διάδοσης χωρίς περίπλοκους ισοσταθμιστές.
- Είναι ανθεκτική σε διακαναλική παρεμβολή στενού εύρους.
- Αντιμετωπίζει τη διασυμβολική παρεμβολή (ISI) που προκαλείται από διαλείψεις πολυδιαδρομικής διάδοσης.
- Συμβάλλει σε υψηλή φασματική απόδοση.

³ Η αναμενόμενη χρονική περίοδος για την οποία η απόκριση του διαύλου παραμένει σταθερή.

- Υλοποιείται αποδοτικά με τη χρήση ταχέως αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier (IFFT) και αποδιαμορφώνεται με χρήση ταχέως μετασχηματισμού Fourier (FFT).
- Έχει μικρή ευαισθησία σε προβλήματα συγχρονισμού στο πεδίο του χρόνου.
- Σε αντίθεση με τη πολυπλεξία FDM, δεν απαιτούνται συντονισμένα φίλτρα υποκαναλιών στο δέκτη.

Αντιθέτως, βασικά προβλήματα που αντιμετωπίζει η σχεδίαση συστημάτων που χρησιμοποιούν την τεχνική OFDM, αποτελούν:

- η ευαισθησία στη μετατόπιση συχνότητας λόγω διασποράς Doppler,
- η ευαισθησία σε προβλήματα συγχρονισμού συχνότητας
- οι μη γραμμικές παραμορφώσεις εξαιτίας υψηλών τιμών του λόγου μέγιστης προς μέση ισχύ (PAPR) και
- η μείωση της αποδοτικότητας μετάδοσης λόγω του διαστήματος φύλαξης.

3.2 Υλοποίηση συστήματος OFDM

Ένα απλοποιημένο δομικό διάγραμμα ενός βασικού συστήματος OFDM παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.5. Σε ένα διάυλο που εμφανίζει συχνοεπιλεκτικές διαλείψεις, κάθε υποφέρον υποφέρει από διαφορετική εξασθένηση. Συνεπώς, η ισχύς ορισμένων υποφερουσών ενδεχομένως γίνει σημαντικά μικρότερη από τη μέση ισχύς εκπομπής, με αποτέλεσμα το συνολικό ποσοστό λανθασμένων ψηφίων να αυξηθεί εξαιτίας των συγκεκριμένων υποκαναλιών. Για την αποφυγή του προβλήματος αυτού, χρησιμοποιείται κωδικοποίηση διαύλου που ανάλογα με το ρυθμό κώδικα, την πολυπλοκότητα του αποκωδικοποιητή και του επιπέδου του σηματοθορυβικού λόγου, επιτυγχάνει σημαντική μείωση της τιμής του αναγκαίου για την αποκωδικοποίηση λόγου BER. Επίσης, εφαρμόζεται ανάδευση των ψηφίων πληροφορίας (interleaving) που αποσυσχετίζει τη σειρά εμφάνισης των λανθασμένων ψηφίων και εισάγει στο σύστημα ανοσία σε λάθη που συμβαίνουν κατά ριπές (burst errors). Στη συνέχεια, το προς μετάδοση κωδικοποιημένο σήμα, όπως φαίνεται και από το σχήμα, διαμορφώνεται ψηφιακά (στη βασική ζώνη) με μια από τις γνωστές μεθόδους ψηφιακής διαμόρφωσης (π.χ. QPSK, 16-QAM κτλ.) και μετατρέπεται από σειριακό σε παράλληλο ώστε να τροφοδοτηθεί στον IFFT. Αν τα προς μετάδοση ψηφιακά

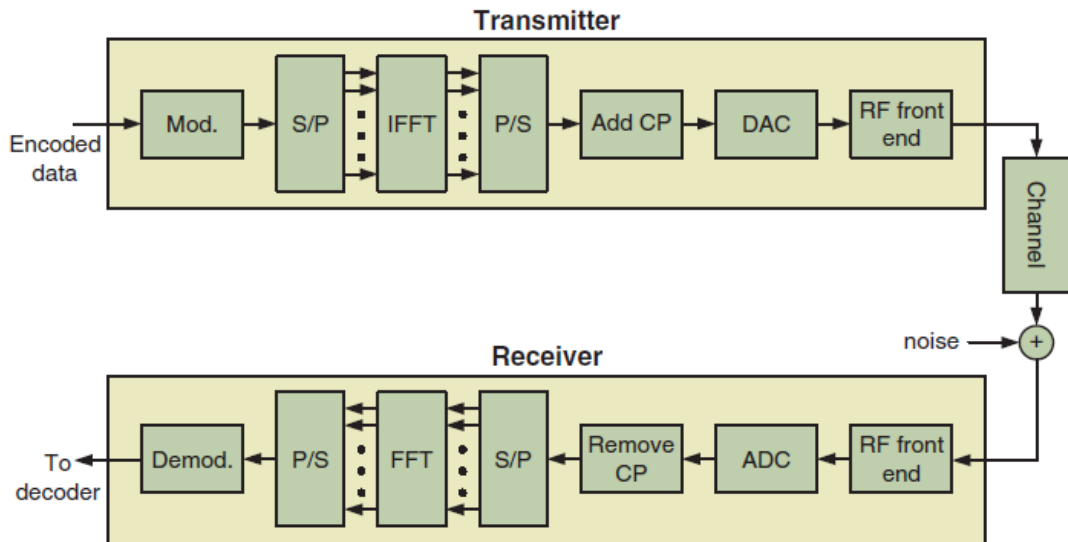
σύμβολα είναι $\{X_k\}_{k=0}^{N-1}$, το εκπεμπόμενο σήμα βασικής ζώνης (έξοδος IFFT) μπορεί να γραφεί υπό τη μορφή:

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{j2\pi nk/N}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.1)$$

Στο σήμα αυτό προστίθεται η κυκλική επέκταση για την αποφυγή διασυμβολικής παρεμβολής. Έπειτα, μετατρέπεται σε αναλογικό μέσω ενός μετατροπέα σήματος από ψηφιακό σε αναλογικό (DAC–Digital to Analog Converter) και τροφοδοτείται στο τελευταίο τμήμα της αλυσίδας, το οποίο περιλαμβάνει τα τμήματα ενδιάμεσης συχνότητας (IF - Intermediate Frequency) και ραδιοσυχνοτήτων (RF – Radio Frequency) που παρεμβάλλονται μέχρι την τελική εκπομπή του σήματος από την κεραία. Συγκεκριμένα, στην πλευρά του πομπού πραγματοποιείται διαμόρφωση του σήματος βασικής ζώνης στην ενδιάμεση συχνότητα και μία πρώτη ενίσχυση IF του σύνθετου σήματος. Τη βαθμίδα ραδιοσυχνοτήτων αποτελούν οι εξής μονάδες:

- Ο *μετατροπέας συχνότητας*, μέσω του οποίου το προς εκπομπή σήμα μετατοπίζεται φασματικά από την περιοχή ενδιάμεσης συχνότητας στη ραδιοσυχνότητα εκπομπής.
- Ο *ενισχυτής ισχύος HPA* (High Power Amplifier), ο οποίος πραγματοποιεί σημαντική ενίσχυση του σήματος προσδίδοντάς του την τελική ισχύ εκπομπής.
- Το *φίλτρο ραδιοσυχνοτήτων* το οποίο καταπιέζει το φασματικό μέρος του προς εκπομπή σήματος που ευρίσκεται εκτός της διατιθέμενης ζώνης συχνοτήτων.

Στην πλευρά του δέκτη πραγματοποιείται η αντίστροφη διαδικασία με το σήμα λήψης να ενισχύεται αρχικά μέσω ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA - Low-Noise Amplifier). Στη συνέχεια, ακολουθεί φιλτράρισμα RF, κάτω μετατροπή συχνότητας, είσοδος στην βαθμίδα IF και τελικώς, παράγεται το σήμα βασικής ζώνης το οποίο μέσω του μετατροπέα ADC μετατρέπεται σε ψηφιακό σήμα. Τα δείγματα που αντιστοιχούν στο διάστημα φύλαξης απορρίπτονται.



Σχήμα 3.5: Δομικό διάγραμμα πομπού και δέκτη OFDM με χρήση IFFT/FFT

Ένα απλοποιημένο μοντέλο βασικής ζώνης των λαμβανομένων συμβόλων έχει ως εξής:

$$Y(k) = H(k)X(k) + W(k) \quad (3.2)$$

όπου $Y(k)$ το λαμβανόμενο σύμβολο από το k υποκανάλι, $H(k)$ η απόκριση του διαύλου στο k υποκανάλι και $W(k)$ ο πρόσθετος θόρυβος μαζί με τις ενδεχόμενες παρεμβολές. Αν αμεληθεί ο παράγοντας $W(k)$ και υποτεθεί ότι στον επεξεργαστή FFT τροφοδοτείται η ακολουθία $\{y_n\} = \{x_n\}$, $0 \leq n \leq N-1$, η m -οστή έξοδος του FFT είναι:

$$\begin{aligned} Y_m &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_n \cdot e^{-j2\pi mn/N} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{-j2\pi mk/N} \cdot e^{-j2\pi mn/N} = \\ &= \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{-j2\pi m(k-m)/N} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} X_m = X_m, \quad 0 \leq m \leq N-1 \end{aligned} \quad (3.3)$$

Κατά την επιλογή των παραμέτρων του συστήματος, ορίζεται αρχικά η διάρκεια του διαστήματος φύλαξης τουλάχιστον ίση με τη διασπορά καθυστέρησης του διαύλου και, στη συνέχεια, επιλέγεται η διάρκεια του OFDM συμβόλου να είναι τουλάχιστον τέσσερις φορές μεγαλύτερη από τη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης. Έτσι, το OFDM σήμα προστατεύεται από τη διασυμβολική παρεμβολή με ανεκτή υποβάθμιση του ρυθμού μετάδοσης. Η διάρκεια χωρίς το διάστημα φύλαξης αναφέρεται ως χρήσιμη διάρκεια του OFDM συμβόλου T_u και επηρεάζει άμεσα τον

αριθμό των φερόντων που θα χρησιμοποιηθούν, άρα και το μέγεθος των FFT/IFFT. Η τιμή της είναι αντιστρόφως ανάλογη της φασματικής απόστασης μεταξύ των φερουσών συχνοτήτων των γειτονικών υποκαναλιών $\Delta f = 1/T_u$. Άρα, η αύξηση της T_u αντιστοιχεί σε μείωση της φασματικής απόστασης μεταξύ των φερόντων, που για δεδομένο εύρος ζώνης B , αυξάνει τον αριθμό των υποκαναλιών, $N = B/\Delta f$. Στην πράξη, η αστάθεια της συχνότητας των φερόντων και η μετατόπιση συχνότητας λόγω διασποράς Doppler θέτουν ένα κάτω όριο για το εύρος των υποκαναλιών. Πρέπει, δηλαδή, το εύρος αυτό να είναι αρκετά μεγάλο, ώστε να μην επηρεάζεται ουσιαστικά από τις πιθανές μετατοπίσεις των φερουσών συχνοτήτων. Επιπλέον, ένα κάτω όριο για τη διάρκεια T_u –δηλαδή ένα άνω όριο για τη Δf - τίθεται από τη διασπορά καθυστέρησης του διαύλου τ_{max} , αφού μεγάλες τιμές της τ_{max} απαιτούν τη χρήση μεγάλου διαστήματος φύλαξης T_G , άρα και μεγαλύτερη διάρκεια συμβόλου T_u .

Το πλήθος των υποκαναλιών εξαρτάται από το εύρος ζώνης B του προς μετάδοση σήματος και το εύρος Δf των υποκαναλιών, δηλαδή $N = B/\Delta f = BT_u$. Ο αριθμός των υποκαναλιών καθορίζει και το μέγεθος του FFT που θα χρησιμοποιηθεί. Για παράδειγμα, στο πρότυπο DVB-T υπάρχει το σενάριο χρησιμοποίησης 1705 φερόντων, οπότε χρησιμοποιείται FFT 2048 σημείων. Το συνολικό εύρος ζώνης είναι 7.61 MHz, οπότε το εύρος κάθε υποκαναλιού είναι $7.61\text{MHz}/1705 = 4.46\text{kHz}$.

Μέσω της κατάτμησης του ευρυζωνικού διαύλου σε διαύλους στενής ζώνης η τεχνική OFDM επιτυγχάνει να περιορίσει πολύ την επίδραση της συχνοεπιλεκτικής συμπεριφοράς του διαύλου. Ωστόσο, δεν επιτυγχάνει να αποκλείσει αυτή καθαυτή την εμφάνιση των διαλείψεων που οφείλονται στην κατά τυχαίο τρόπο χρονικά μεταβαλλόμενη συμπεριφορά του διαύλου, ούτε να αντιμετωπίσει την ύπαρξη θορύβου. Η περαιτέρω προστασία των προς μετάδοση ψηφιακών δεδομένων απαιτεί τη χρήση κωδικοποίησης που επιτρέπει την ανίχνευση ή και τη διόρθωση σφαλμάτων. Η χρήση κωδικοποίησης σε συνδυασμό με την τεχνική OFDM αναφέρεται ως Coded OFDM (COFDM).

Στον Πίνακα 3.2 που ακολουθεί, συνοψίζονται οι παράμετροι της τεχνικής OFDM, οι παράγοντες που τις επηρεάζουν, τα κριτήρια επιλογής των τιμών των παραμέτρων και οι πρακτικές επιπτώσεις που επιφέρουν στη λειτουργία του συστήματος.

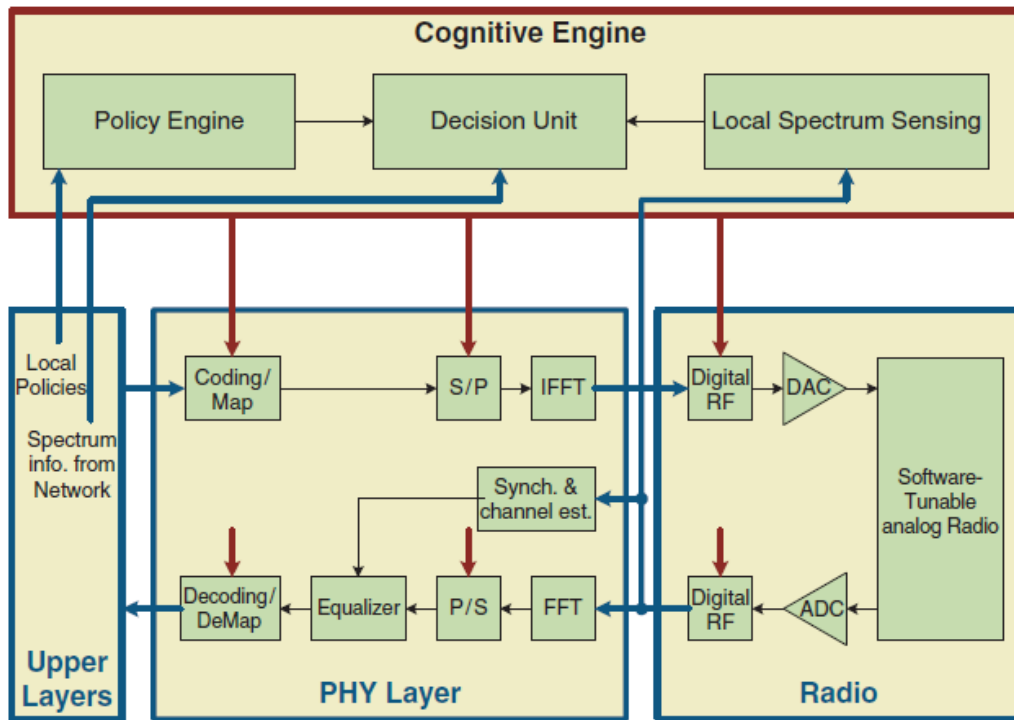
Παράμετροι συστήματος OFDM	Παράγοντες που επηρεάζουν το σύστημα OFDM	Κριτήρια επιλογής των τιμών των παραμέτρων	Πρακτικές επιπτώσεις
Διάρκεια διαστήματος φύλαξης T_G	Διασπορά καθυστέρησης του διαύλου τ_{max}	$T_G \geq \tau_{max}$	Αντιμετώπιση πολυδιαδρομικής διάδοσης, ανοχή σε διασυμβολική παρεμβολή
Διάρκεια OFDM συμβόλου T_u	Χρόνος συνοχής, διάρκεια διαστήματος φύλαξης	Διάρκεια μικρότερη από το χρόνο συνοχής, στην πράξη $T_u \approx 4T_G$	Αντιμετώπιση ταχέων διαλείψεων, ανεκτή υποβάθμιση του ρυθμού μετάδοσης
Εύρος ζώνης Δf των υποκαναλιών	Αστάθεια των φερουσών των συχνοτήτων, διασπορά Doppler, διασπορά καθυστέρησης	Άνω όριο: τίθεται από τη διασπορά καθυστέρησης Κάτω όριο: τίθεται από την εξάπλωση Doppler	Μείωση διακαναλικής παρεμβολής
Πλήθος υποκαναλιών	Ολικό εύρος ζώνης B , εύρος Δf των υποκαναλιών	$N = B / \Delta f$	Καθορισμός μεγέθους του επεξεργαστή FFT/IFFT

Πίνακας 3.2

3.3 Συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών βασισμένα στην τεχνική OFDM

3.3.1 Περιγραφή μοντέλου

Η εφαρμογή της τεχνικής OFDM στην τεχνολογία γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών δημιουργεί νέες προκλήσεις κατά τη σχεδίαση τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Το απλουστευμένο μοντέλο συνδυασμού “OFDM - Cognitive Radio” απεικονίζεται στο Σχήμα 3.6. Η μηχανή γνωστικών επικοινωνιών (cognitive engine) είναι υπεύθυνη για τη λήψη έξυπνων αποφάσεων και τη ρύθμιση των παραμέτρων του φυσικού στρώματος. Οι ευκαιρίες κατάληψης φάσματος προσδιορίζονται από τη μονάδα λήψης απόφασης (decision unit) με βάση πληροφορίες που προέρχονται τόσο από τη μηχανή τακτικής (policy engine) όσο και από τα δεδομένα τοπικής ανίχνευσης φάσματος του δικτύου.



Σχήμα 3.6: Δομικό διάγραμμα συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών (Cognitive Radio) βασισμένο στην τεχνική OFDM

Η μηχανή τακτικής (policy engine) παρέχει πληροφορίες σχετικές με τις τρέχουσες πολιτικές, ανάλογα με τα χαρακτηριστικά περιβάλλοντος του συστήματος. Δηλαδή, διασφαλίζεται ότι το σύστημα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών θα χρησιμοποιήσει επιτρεπτές κυματομορφές και δεν θα παραβιάσει οποιαδήποτε πολιτική. Από την άλλη πλευρά, η μονάδα τοπικής ανίχνευσης φάσματος επεξεργάζεται τις πληροφορίες φάσματος, αναγνωρίζει τις προσβάσεις αδειοδοτημένων χρηστών, τα χαρακτηριστικά των σημάτων τους (όπως το εύρος ζώνης και το επίπεδο ισχύος) και ανιχνεύει τα φασματικά κενά που μπορούν να αξιοποιηθούν από το σύστημα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών.

Μόλις η απαιτούμενη πληροφορία γίνει διαθέσιμη, η μονάδα λήψης αποφάσεων καταλήγει στην καλύτερη σειρά ενεργειών για το σύστημα. Η απόφαση περιλαμβάνει επιλογές κατάλληλης κωδικοποίησης διαύλου, βέλτιστου σχήματος διαμόρφωσης, κατάλληλης τιμής συχνότητας λειτουργίας και εύρους ζώνης. Στο στάδιο αυτό η τεχνολογία γνωστικών επικοινωνιών υπερέρχει των υπολοίπων τεχνολογιών εξαιτίας των προσαρμοστικών χαρακτηριστικών και της μεγάλης ευελιξίας που διαθέτει. Αλλάζοντας μόνο παραμέτρους ρύθμισης της τεχνικής OFDM (όπως ενδεικτικά παρουσιάζονται στον Πίνακα 3.3), το σύστημα γνωστικών

ραδιοεπικοινωνιών μπορεί να επικοινωνήσει με διάφορες τεχνολογίες ράδιο-πρόσβασης του περιβάλλοντος (διαλειτουργικότητα) ή να βελτιστοποιήσει τη μετάδοση ανάλογα με τις συνθήκες που επικρατούν.

Τέλος, όπως απεικονίζεται και στο σχήμα, το κύκλωμα ραδιοσυχνοτήτων χωρίζεται σε ένα ψηφιακό τμήμα (βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας, μετατροπέας αναλογικού σε ψηφιακό και αντίστροφα) και σε ένα αναλογικό τμήμα (software-tunable analog radio). Και τα δύο μέρη είναι αναδιαρθρώσιμα από τη γνωστική μηχανή (cognitive engine) με σκοπό την αύξηση της ευελιξίας του συστήματος. Στις διαδικασίες που εκτελούνται, συμπεριλαμβάνεται ο έλεγχος της συχνότητας λειτουργίας, του εύρους ζώνης, των φίλτρων και των πολυπλεκτών. Ακόμη και παράμετροι κεραίας (όπως ο αριθμός των στοιχείων της ή οι δέσμες ακτινοβολίας) μπορούν να ρυθμιστούν για να βελτιωθεί η επίδοση του συστήματος.

Πρότυπο	IEEE 802.11 (a/g)	IEEE 802.16 (d/e)	IEEE 802.22	DVB-T
Μέγεθος FFT	64	128, 256, 512, 1024, 2048	1024, 2048, 4096	2048, 8192
Μέγεθος κυκλικού προθέματος (CP)	1/4	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	Μεταβλητό	1/4, 1/8, 1/16, 1/32
Ψηφία ανά σύμβολο	1, 2, 4, 6	1, 2, 4, 6	2, 4, 6	2, 4, 6
Σήματα πιλότου	4	Μεταβλητός αριθμός	96, 192, 384	62, 245
Εύρος ζώνης (MHz)	20	1.75 μέχρι 20	6, 7, 8	8
Πολλαπλή πρόσβαση	CSMA	OFDMA /TDMA	OFDMA /TDMA	-

Πίνακας 3.3: Πρότυπα ασύρματων συστημάτων που βασίζονται σε OFDM

3.3.2 Καταλληλότητα της τεχνικής OFDM για συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

Οι ικανότητες ρύθμισης των φασματικών συνιστωσών μαζί με την ευελιξία και την προσαρμοστικότητα καθιστούν την τεχνική OFDM ως την καταλληλότερη λύση για χρήση σε συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών. Μια σύνοψη των απαιτήσεων που η νέα τεχνολογία γνωστικών επικοινωνιών θέτει, σε συνδυασμό με τις δυνατότητες της τεχνικής OFDM που καλύπτουν τις αντίστοιχες απαιτήσεις, παρουσιάζεται στον Πίνακα 3.4.

Απαιτήσεις των γνωστικών συστημάτων ραδιοεπικοινωνιών	Δυνατότητες των συστημάτων OFDM
Ανίχνευση φάσματος	Η ύπαρξη μονάδας επεξεργασίας FFT στα OFDM συστήματα διευκολύνει την ανίχνευση φάσματος στο πεδίο συχνότητας.
Αποδοτική χρησιμοποίηση φάσματος	Απενεργοποίηση ορισμένων υποφερουσών ώστε να μη δημιουργείται παρεμβολή σε πρωτεύοντες χρήστες
Προσαρμοστικότητα	Τα OFDM συστήματα μπορούν να προσαρμόζονται σε διαφορετικές συνθήκες του περιβάλλοντος διάδοσης. Παράμετροι που μπορούν να τροποποιηθούν είναι: το μέγεθος FFT, το εύρος των υποκαναλιών, η διάρκεια του διαστήματος φύλαξης, η ισχύς εκπομπής, η διαμόρφωση και η κωδικοποίηση.
Προηγμένες τεχνικές κεραιών	Τεχνικές MIMO (Multiple-Input Multiple Output) και τεχνικές ευφών κεραιών χρησιμοποιούνται σε OFDM συστήματα
Διαλειτουργικότητα	Τα συστήματα WLAN (IEEE 802.11), WMAN (IEEE 802.16), WRAN (IEEE 802.22), WPAN (IEEE 802.15.3a) χρησιμοποιούν την τεχνική OFDM διευκολύνοντας την διαλειτουργικότητα
Πολλαπλή πρόσβαση χρηστών και κατανομή φάσματος	Εκχώρηση ομάδων υποφερουσών σε διαφορετικούς χρήστες (OFDMA)
Αντοχή σε παρεμβολές στενού εύρους (NBI – Narrowband Interference)	Στα συστήματα OFDM επηρεάζονται μόνο ορισμένα υποκανάλια τα οποία μπορούν εύκολα να απενεργοποιηθούν

Πίνακας 3.4

Ανίχνευση φάσματος

Τα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών πρέπει να είναι ικανά να ελέγχουν το φάσμα και να αντιλαμβάνονται διάφορα χαρακτηριστικά του διαύλου όπως η παρεμβολή και η θερμοκρασία θορύβου. Επιπλέον, το σύστημα πρέπει να είναι ικανό να εντοπίζει σήματα από διαφορετικές συσκευές και να αναγνωρίζει αν πρόκειται για αδειοδοτημένους ή μη χρήστες. Αν και η αποδοτικότητα της ανίχνευσης και η διαδικασία ανάλυσης του φάσματος αποτελούν σημαντικά ζητήματα για μια επιτυχημένη υλοποίηση γνωστικού συστήματος, ο χρόνος επεξεργασίας μπορεί να παίξει ακόμη καθοριστικότερο ρόλο. Ο χρόνος ανίχνευσης πρέπει να είναι αρκετός προκειμένου να γίνεται σωστή ανάλυση των φασματικών συνιστωσών και ταυτόχρονα σύντομος ώστε να μην επηρεάζει αρνητικά το ρυθμό μετάδοσης του συστήματος. Στα συστήματα OFDM η μετατροπή από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο συχνότητας επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας μετασχηματισμό FFT. Έτσι, λοιπόν, όλα τα σημεία στο πλέγμα χρόνου-συχνότητας μπορούν να σαρωθούν⁴ χωρίς την ανάγκη πρόσθετου υλικού και υπολογισμού, χάρη στην επαναχρησιμοποίηση της μονάδας επεξεργασίας FFT του συστήματος λήψης OFDM σημάτων.

Σχηματισμός φασματικών συνιστωσών

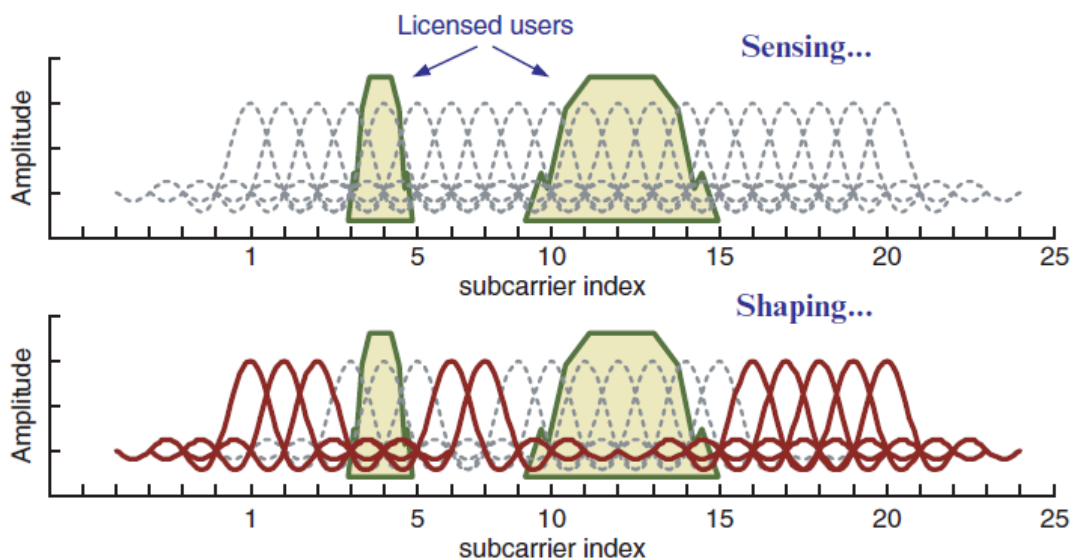
Οι χρήστες τεχνολογίας γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών πρέπει να είναι ικανοί να μορφοποιούν ευέλικτα το φάσμα του προς μετάδοση σήματος. Είναι επιθυμητό να ασκούν έλεγχο σε παραμέτρους όπως το εύρος ζώνης σήματος, το επίπεδο ισχύος, η κεντρική συχνότητα και, κυρίως, να συμμορφώνονται με μια μάσκα φάσματος που καθορίζεται από την παρουσία πρωτογενών χρηστών και τις συνθήκες του περιβάλλοντος διάδοσης. Τα συστήματα OFDM μπορούν να προσφέρουν αυτή την ευελιξία απενεργοποιώντας ένα σύνολο υποφερουσών και, συνεπώς, προσαρμόζοντας την εκπομπή σήματος στην εκάστοτε μάσκα ραδιοσυχνοτήτων.

Οι βασικοί παράγοντες ενός συστήματος OFDM που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για το σχηματισμό των φασματικών συνιστωσών του σήματος είναι ο αριθμός υποκαναλιών, η ισχύς των υποφερουσών και τα ζωνοπερατά φίλτρα που μπορούν να μειώσουν τις παρεμβολές γειτονικών καναλιών. Αυξάνοντας τον αριθμό υποφερουσών σε ένα σταθερό συνολικό εύρος ζώνης επιτυγχάνεται υψηλότερη

⁴ Ανίχνευση μέσω ανιχνευτή ενέργειας που υλοποιείται με FFT – Σχήμα 2.6

ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας, σε βάρος, βέβαια, της πολυπλοκότητας του συστήματος.

Ένας λόγος για χρησιμοποίηση διαφορετικών επιπέδων ισχύος στις υποφέρουσες είναι η διαφορετική απόκριση του διαύλου στις διάφορες φασματικές συνιστώσες. Για παράδειγμα, σε υποκανάλια που χαρακτηρίζονται από χαμηλό σηματοθορυβικό λόγο (SNR) ανατίθεται υψηλότερη ισχύς σε σχέση με υποκανάλια υψηλού SNR, ώστε να βελτιώνεται το συνολικό ποσοστό λανθασμένων ψηφίων (BER) του συστήματος. Ένας δεύτερος λόγος χρησιμοποίησης διαφορετικών επιπέδων ισχύος είναι η μείωση της παρεμβολής που προκαλείται σε άλλα συστήματα από τα ακραία υποκανάλια ενός συστήματος.



Σχήμα 3.7: Ανίχνευση και μορφοποίηση φάσματος με χρήση της τεχνικής OFDM

Προσαρμοστικότητα στις συνθήκες περιβάλλοντος

Η προσαρμοστικότητα αποτελεί χαρακτηριστικό γνώρισμα και βασική απαίτηση των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών. Η τεχνική ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας προσφέρει ευελιξία μέσω σειράς παραμέτρων που μπορούν να μεταβληθούν. Το εύρος ζώνης, το μέγεθος του μετασχηματιστή FFT, τα φίλτρα μείωσης των πλευρικών λοβών, το διάστημα φύλαξης, η ισχύς, το σχήμα διαμόρφωσης και κωδικοποίησης των υποκαναλιών και η απενεργοποίηση υποφερουσών αποτελούν παραμέτρους που μπορούν να τροποποιηθούν ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος.

Προηγμένες τεχνικές κεραιών

Οι προηγμένες τεχνικές κεραιών δεν είναι αναγκαστικά απαραίτητες στα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών. Όμως, είναι επιθυμητές εφόσον μπορούν να συμβάλουν σε καλύτερη φασματική απόδοση που αποτελεί πρωταρχικό στόχο της νέας τεχνολογίας. Εξαιτίας των πλεονεκτημάτων της τεχνικής OFDM και της φασματικής ισοστάθμισης που επιτυγχάνεται με απλό τρόπο, είναι εφικτός ο συνδυασμός OFDM με τεχνικές MIMO (multiple input – multiple output) ή συστήματα ευφών κεραιών, χωρίς να αυξηθεί η πολυπλοκότητα της συσκευής σε βαθμό που να την καθιστά πρακτικά ανέφικτη.

Διαλειτουργικότητα

Ένα ακόμη επιθυμητό χαρακτηριστικό σε συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών είναι η διαλειτουργικότητα. Ορίζεται ως η ικανότητα δύο ή περισσότερων συστημάτων να ανταλλάσσουν πληροφορίες και να τις αξιοποιούν καλύτερα. Δεδομένου ότι πολλά ήδη υπάρχοντα συστήματα (για παράδειγμα WLAN (IEEE 802.11), WMAN (IEEE 802.16), WRAN (IEEE 802.22), WPAN (IEEE 802.15.3a), DAB-digital audio broadcasting, DVB κτλ.) χρησιμοποιούν τεχνική ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας, ένα σύστημα γνωστικών επικοινωνιών βασισμένο σε OFDM μπορεί ευκολότερα να επικοινωνήσει με τα ανωτέρω συστήματα.

Πολλαπλή πρόσβαση χρηστών

Οι διαθέσιμοι πόροι σε ένα σύστημα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών συχνά πρέπει να κατανεμηθούν μεταξύ δευτερογενών χρηστών. Η ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας υποστηρίζει γνωστές τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης όπως TDMA, FDMA και CDMA.

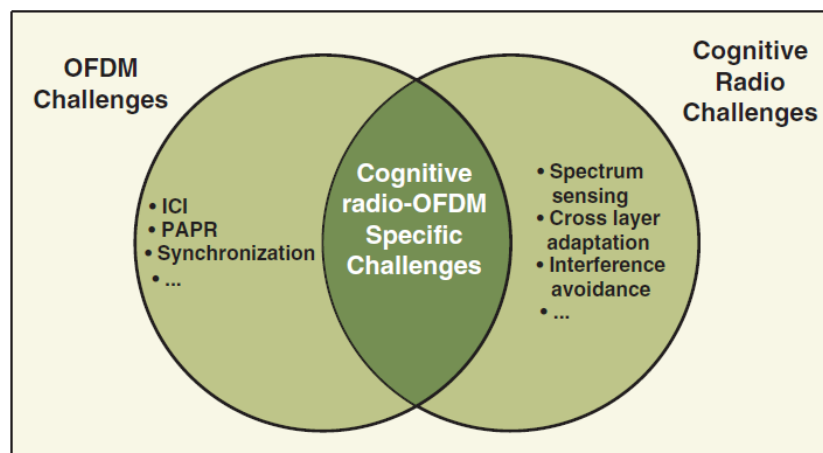
Η τεχνική OFDMA, μια ειδική περίπτωση FDMA, έχει γίνει δημοφιλής, λόγω της χρησιμοποίησής της στα συστήματα WiMax. Συγκεκριμένα, με την τεχνική OFDMA, οι υποφέρουσες ομαδοποιούνται σε σύνολα τα οποία εκχωρούνται σε διαφορετικούς χρήστες προσφέροντας ευέλικτη πολλαπλή πρόσβαση και ικανότητες κατανομής φάσματος χωρίς πρόσθετη πολυπλοκότητα ή επιπλέον υλικό.

Αντιμετώπιση παρεμβολών στενού εύρους (narrowband interference - NBI)

Είναι πιθανό παρεμβολές στενού εύρους να εμφανίζονται κατά τη μετάδοση ενός σήματος, εμποδίζοντας τη σωστή λήψη του. Ωστόσο, στα συστήματα OFDM η στενής ζώνης παρεμβολή επηρεάζει ορισμένα μόνο από τα υποκανάλια. Έτσι, λοιπόν, απενεργοποιώντας τις συγκεκριμένες υποφέρουσες μπορεί εύκολα να αντιμετωπιστούν οι υπάρχουσες παρεμβολές χωρίς να αλλοιώνεται το σήμα που τελικά μεταδίδεται.

3.4 Προκλήσεις σε OFDM συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

Ως ευφύες σύστημα με χαρακτηριστικά ανίχνευσης, προσαρμοστικότητας και μάθησης, η τεχνολογία γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών παρουσιάζεται ως το μέλλον των ασύρματων επικοινωνιών προσφέροντας λύσεις σε διάφορα τηλεπικοινωνιακά προβλήματα που έχουν ήδη περιγραφεί. Παράλληλα, η νέα αυτή τεχνολογία εμφανίζει νέες προκλήσεις έρευνας και μελέτης. Τα θέματα έρευνας τα οποία σχετίζονται με τα γνωστικά συστήματα ραδιοεπικοινωνίας που βασίζονται στην τεχνική OFDM μπορούν να ομαδοποιηθούν σε τρεις κατηγορίες όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.8. Η πρώτη κατηγορία περιλαμβάνει τα προβλήματα που αντιμετωπίζουν από μόνα τους τα OFDM συστήματα όπως ο λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ (PAPR), η ευαισθησία συγχρονισμού κτλ. Η δεύτερη κατηγορία, περιλαμβάνει τις προκλήσεις των γνωστικών επικοινωνιών (αποφυγή παρεμβολής, ανίχνευση φάσματος κτλ.) και η τρίτη κατηγορία τις προκλήσεις που προκύπτουν όταν η τεχνική OFDM εφαρμόζεται σε γνωστικό ραδιοσύστημα.



Σχήμα 3.8: Θέματα έρευνας σε συστήματα OFDM και γνωστικών επικοινωνιών

Ορισμένα προβλήματα που ανήκουν στην τρίτη κατηγορία είναι τα ακόλουθα:

- Επιλογή υποφερουσών που θα χρησιμοποιηθούν από το σύστημα, ώστε να μη δημιουργούν παρεμβολές στη λειτουργία των αδειοδοτημένων χρηστών.
- Αποτελεσματική σχεδίαση αλγορίθμων που εκμεταλλεύονται τις μηδενικές τιμές εισόδων – απενεργοποίηση υποφερουσών (effective pruning algorithm design), ώστε να μειωθεί ο χρόνος εκτέλεσης και να αυξηθεί η αποτελεσματικότητα των αλγορίθμων FFT.
- Σηματοδοσία μεταξύ πομπού και δέκτη για συγχρονισμό χρησιμοποίησης ίδιων υποκαναλιών υπό την προϋπόθεση ότι δεν δημιουργείται παρεμβολή στους κύριους χρήστες και δεν μειώνεται σε σημαντικό βαθμό η αποδοτικότητα (καθαρός ρυθμός μετάδοσης χρήσιμης πληροφορίας) του συστήματος.
- Παρεμβολή σε πρωτογενείς χρήστες λόγω διαρροής ισχύος (πλευρικοί λοβοί) από γειτονική υποφέρουσα που χρησιμοποιείται για επικοινωνία μεταξύ δευτερογενών χρηστών. Διάφορες μέθοδοι, όπως παράθυρα αποκοπής πλευρικών λοβών, απενεργοποίηση γειτονικών υποκαναλιών, σταθμισμένες υποφέρουσες, χρησιμοποιούνται για τη μείωση του συγκεκριμένου είδους παρεμβολής.

3.5 Προβλήματα συγχρονισμού

Η λειτουργία ενός συστήματος OFDM στηρίζεται στην ορθογωνιότητα μεταξύ των υποκαναλιών. Η ορθογωνιότητα παύει να ισχύει όταν εμφανίζονται προβλήματα συγχρονισμού που έχουν ως αποτέλεσμα την πρόκληση διασυμβολικής παρεμβολής. Τα προβλήματα αυτά δημιουργούνται από τους ταλαντωτές που χρησιμοποιούνται στον πομπό και στο δέκτη (carrier frequency offset), από το θόρυβο φάσης των ταλαντωτών (phase noise), από αποκλίσεις μεταξύ των κυκλωμάτων δειγματοληψίας (sampling clock offset) και από σφάλματα κατά την εκτίμηση της έναρξης των συμβόλων OFDM στο δέκτη (timing offset).

Η επίδραση του σφάλματος συγχρονισμού εξαρτάται από τη σχετική απόκλιση συχνότητας, δηλαδή από την πραγματική απόκλιση κανονικοποιημένη ως προς το εύρος του κάθε υποκαναλιού. Έτσι, μια συγκεκριμένη τιμή απόκλισης συχνότητας λόγω διασποράς Doppler ή λόγω απόκλισης των ταλαντωτών μπορεί να έχει αμελητέα επίδραση σε ένα σύστημα OFDM με μεγάλο εύρος υποκαναλιών, ενώ να είναι καταστροφική για ένα σύστημα με υποκανάλια μικρού εύρους.

Έστω $s(t)$ το RF σήμα που εκπέμπεται από ένα OFDM σύστημα. Η αλλοίωση του σήματος λόγω έλλειψης συγχρονισμού μπορεί να μοντελοποιηθεί μέσω ενός πολλαπλασιαστικού παράγοντα $z(t)$ δηλαδή το σήμα λήψης γράφεται

$$r(t) = z(t)s(t) \quad (3.4)$$

Στην περίπτωση της απόκλισης μεταξύ των συχνοτήτων των τοπικών ταλαντωτών πομπού και δέκτη (CFO), αν η σχετική απόκλιση είναι $\varepsilon = \delta f / \Delta f$, όπου δf η απόκλιση συχνότητας και Δf το εύρος του κάθε υποκαναλιού, ο παράγοντας $z(t)$ έχει τη μορφή $z(t) = e^{j2\pi\varepsilon t/T_s}$. Στην περίπτωση αυτή αποδεικνύεται [39] ότι αμελώντας το θόρυβο, η m -οστή έξοδος του FFT του δέκτη είναι

$$Y_m^{CFO} = \alpha \cdot s_m - \underbrace{\sum_{k \neq m} \frac{\sin(\pi \cdot \varepsilon)}{\pi \cdot (m - k - \varepsilon)} \cdot e^{j\pi\varepsilon} \cdot s_k}_{ICI} \quad (3.5)$$

όπου ο συντελεστής α εκφράζει την εξασθένηση του σήματος που προκαλείται από το δίαυλο, ενώ το άθροισμα που εμφανίζεται στην ανωτέρω εξίσωση αντιστοιχεί σε διασυμβολική παρεμβολή που προκαλείται στο m -οστό υποκανάλι από τα σήματα των υπόλοιπων υποκαναλιών λόγω απώλειας της ορθογωνιότητας.

Στην περίπτωση όπου η περίοδος δειγματοληψίας στο δέκτη είναι $(1+\beta)T_{samp}$, όπου T_{samp} είναι η περίοδος δειγματοληψίας στον πομπό, αποδεικνύεται [40] ότι η μέση ισχύς της διασυμβολικής παρεμβολής στο m -οστό υποκανάλι είναι:

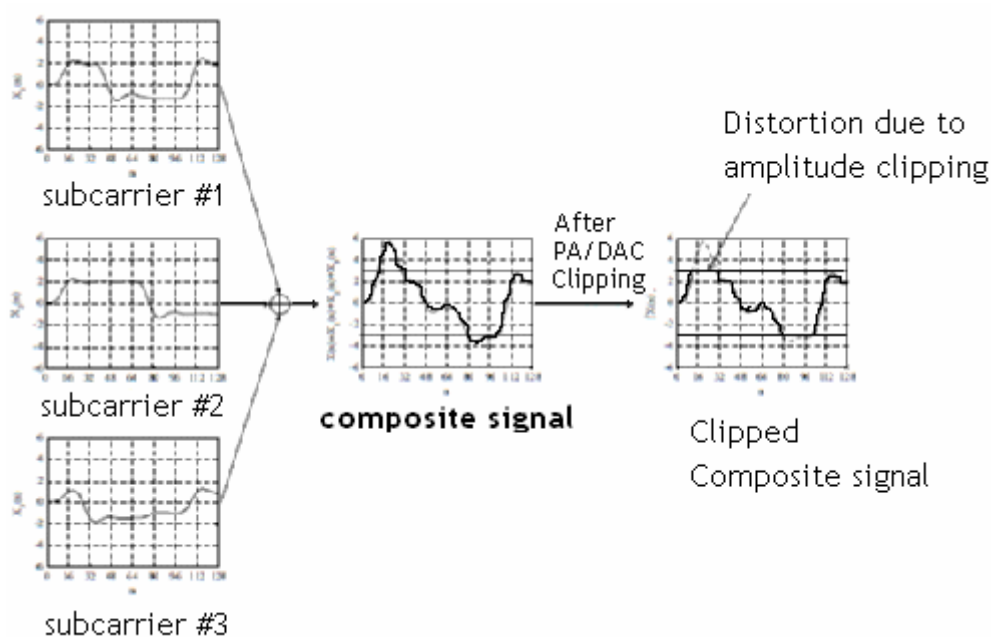
$$P_{samp}^{ICI} \cong \frac{\pi^2}{3} \cdot \beta^2 \cdot m^2 \quad (3.6)$$

δηλαδή δεν είναι ίδια για όλα τα υποκανάλια.

Τέλος, αν υπάρχει σφάλμα χρονισμού (time offset) Δt κατά την εκτίμηση των ορίων ενός OFDM συμβόλου λήψης και το σφάλμα αυτό είναι μικρότερο από τη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης ($\Delta t \leq T_G$), στο σήμα λήψης προκαλείται στροφή φάσης η οποία για το M -οστό υποκανάλι είναι $e^{j2\pi m \Delta t / T_s}$.

3.6.1 Ορισμός προβλήματος

Ένα σήμα OFDM αποτελεί άθροισμα πολλών ανεξάρτητων διαμορφωμένων σημάτων σε ένα σύνολο ορθογώνιων υποκαναλιών ίδιου εύρους ζώνης. Έτσι, μετά την άθροιση είναι πιθανό να εμφανίζονται στο σύνθετο σήμα υψηλές τιμές ισχύος σε σχέση με τη μέση τιμή ισχύος. Η τιμή PAPR ορίζεται ως ο λόγος της μέγιστης προς τη μέση ισχύ. Όταν σήματα ίδιας φάσης προστίθενται, εμφανίζονται οι μέγιστες τιμές PAPR. Δηλαδή, το σήμα OFDM παρουσιάζει μεγάλη δυναμική περιοχή (dynamic range) και πρέπει είτε να χρησιμοποιούνται ενισχυτές με μεγάλο εύρος γραμμικής λειτουργίας είτε οι ενισχυτές να λειτουργούν με περιθώριο ισχύος (backoff). Στην πρώτη περίπτωση το κόστος του ενισχυτή είναι πολύ υψηλό ενώ, στη δεύτερη, η αποδοτικότητα ισχύος είναι πολύ χαμηλή. Στο Σχήμα 3.9 φαίνεται ποιοτικά το πρόβλημα που δημιουργείται από τις υψηλές τιμές PAPR. Όταν η άθροιση των σημάτων των υποκαναλιών οδηγεί σε αυξημένες τιμές PAPR, το σύνθετο σήμα μετάδοσης υφίσταται σημαντικές περικοπές από τους μετατροπείς Ψ/Α (DAC) και τους ενισχυτές ισχύος λόγω της λειτουργίας τους σε περιορισμένη δυναμική περιοχή. Στην περίπτωση αυτή το σήμα εξόδου παραμορφώνεται λόγω μη γραμμικής επεξεργασίας.



Σχήμα 3.9: Παράδειγμα επιπτώσεων υψηλού λόγου PAPR

Ο λόγος PAPR ενός σήματος συνεχούς χρόνου $s(t)$ στη βασική ζώνη συχνοτήτων είναι:

$$PAPR(s(t)) = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |s(t)|^2}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (3.7)$$

όπου $E\{\cdot\}$ υποδηλώνει τον τελεστή αναμενόμενης (μέσης) τιμής.

Είναι επιθυμητός ο ορισμός του λόγου PAPR ενός ζωνοπερατού σήματος στη ζώνη ραδιοσυχνοτήτων. Δεδομένου ότι το σύνθετο σήμα διαμορφώνεται περί τη συχνότητα f_c ισχύει

$$\begin{aligned} s_{PB}(t) &= \Re\{s(t)e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= \Re\{s(t)\} \cos(2\pi f_c t) - \Im\{s(t)\} \sin(2\pi f_c t) \\ &= \{s_I(t)\} \cos(2\pi f_c t) - \{s_Q(t)\} \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Υποθέτοντας ότι η συχνότητα φέροντος f_c είναι κατά πολύ μεγαλύτερη από το εύρος ζώνης του σήματος, δηλαδή $f_c \gg N/T$, το μέγιστο του διαμορφωμένου σήματος είναι σχεδόν ίσο με το μέγιστο του σήματος βασικής ζώνης

$$\max |s_{PB}(t)| \approx \max |s(t)| \quad (3.9)$$

Η μέγιστη ισχύς του ζωνοπερατού σήματος μετάδοσης είναι

$$\begin{aligned} E[|s_{PB}(t)|^2] &= E[|\Re\{s(t)e^{j2\pi f_c t}\}|^2] \\ &= E[|\{s_I(t)\} \cos(2\pi f_c t) - \{s_Q(t)\} \sin(2\pi f_c t)|^2] \\ &= \frac{1}{2} E[\{s_I(t)\}^2 + \{s_Q(t)\}^2] \\ &= \frac{1}{2} E[|s(t)|^2] \end{aligned} \quad (3.10)$$

Από τις (3.7), (3.9) και (3.10) προκύπτει ότι

$$PAPR\{s_{PB}(t)\} = \frac{\max |s_{PB}(t)|}{E[|s_{PB}(t)|^2]} \approx \frac{\max |s(t)|}{\frac{1}{2} E[|s(t)|^2]} \approx 2 \cdot PAPR\{s(t)\} \quad (3.11)$$

Δηλαδή ο λόγος PAPR του ζωνοπερατού σήματος είναι σχεδόν διπλάσιος από τον αντίστοιχο λόγο του σήματος βασικής ζώνης.

3.6.2 Κίνητρα μείωσης του λόγου PAPR

Οι περικοπή των μεγίστων του σήματος OFDM προκαλεί σοβαρά ανεπιθύμητα αποτελέσματα, όπως παραμόρφωση και φασματική επέκταση. Για παράδειγμα προκαλεί εσωτερικό θόρυβο, που οδηγεί σε μείωση του ποσοστού BER του συστήματος, αλλά και υψηλές αρμονικές εκτός του εύρους ζώνης του σήματος που προκαλούν παρεμβολές. Έτσι, λοιπόν, η δυναμική περιοχή των μετατροπέων Ψ/A πρέπει να είναι μεγάλη, ώστε ο μετατροπέας να λειτουργεί ορθά στις εμφανιζόμενες κορυφές σήματος και στις υψηλές τιμές PAPR. Ένας υψηλής ακρίβειας μετατροπέας Ψ/A μπορεί να υποστηρίξει υψηλό λόγο PAPR με ανεκτό θόρυβο κβάντισης, αλλά με απαγορευτικό κόστος. Σε αντίθεση ένας φθηνότερος μετατροπέας συνοδεύει την αύξηση της δυναμικής περιοχής με σημαντικό θόρυβο κβάντισης, που μειώνει το συνολικό σηματοθορυβικό λόγο του συστήματος. Ομοίως, η δυναμική περιοχή των ενισχυτών ισχύος πρέπει να είναι μεγάλη, προκειμένου μια κορυφή του σήματος να μην οδηγήσει τον ενισχυτή στην περιοχή κορεσμού. Ωστόσο, ένας ενισχυτής ισχύος με αυξημένη δυναμική περιοχή έχει υψηλό κόστος και χαμηλή αποδοτικότητα ενέργειας.

Όταν λοιπόν ο λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ σε ένα OFDM σχήμα είναι υψηλός, οι μετατροπείς Ψ/A και οι ενισχυτές ισχύος πρέπει να διαθέτουν υψηλό δυναμικό εύρος για αποφευχθεί η αλλοίωση του σήματος. Το υψηλό, όμως, δυναμικό εύρος συνεπάγεται αυξημένη πολυπλοκότητα, μειωμένη αποδοτικότητα και αυξημένο κόστος για τις συνιστώσες του συστήματος. Είναι, συνεπώς, αναγκαία η ελαχιστοποίηση του λόγου PAPR μέσω διαφόρων τεχνικών, προκειμένου τα γνωστικά OFDM συστήματα ραδιοεπικοινωνιών να γίνουν εφικτά από άποψη κόστους και απόδοσης.

3.6.3 Θεωρητικά όρια

Όταν αναλύεται η απαίτηση μείωσης του λόγου μέγιστης προς μέση ισχύ (PAPR) είναι χρήσιμη η γνώση του θεωρητικά εφικτού μέγιστου και ελάχιστου ορίου. Επειδή οι διαμορφώσεις M-PSK και M-QAM χρησιμοποιούνται συχνότερα για τη μετάδοση θα μελετηθούν αναλυτικότερα τα όρια για τα συγκεκριμένα σχήματα.

M-PSK OFDM

Σε ένα OFDM σύστημα που χρησιμοποιεί M-PSK διαμόρφωση, ο σηματικός αστερισμός χαρακτηρίζεται από το ίδιο επίπεδο πλάτους. Συνεπώς, η ισχύς σε όλες τις υποφέρουσες είναι σταθερή. Θεωρώντας το OFDM σήμα της (3.1) και υποθέτοντας δεδομένα εισόδου διαμορφωμένα κατά M-PSK, δηλαδή $|X_k| = A$ η μέγιστη ισχύς σήματος γράφεται

$$\max_{0 \leq n \leq LN-1} |s(n)|^2 = \max_{0 \leq n \leq LN-1} \left| \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn / LN} \right|^2 \quad (3.12)$$

Δεδομένου ότι η υψηλότερη τιμή εμφανίζεται όταν όλα τα σύμβολα προστεθούν συμμασικά, για τη μέγιστη ισχύς ενός OFDM σήματος που χρησιμοποιεί M-PSK ισχύει

$$\max_{0 \leq n \leq LN-1} |s(n)|^2 \leq \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \max |X_k| \right)^2 = \left(\frac{AN}{N} \right)^2 = A^2 \quad (3.13)$$

Από το θεώρημα του Parseval για το DFT

$$\sum_{n=0}^{N-1} |s(n)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X_k|^2 \quad (3.14)$$

Διαιρώντας τα δύο σκέλη της (3.14) με N, υπολογίζεται η μέση ισχύς στο πεδίο του χρόνου, δηλαδή

$$E\{|s(n)|^2\} = \frac{1}{N} E\{|X_k|^2\} = \frac{A^2}{N} \quad (3.15)$$

Επομένως, από τις (3.7), (3.13) και (3.15) προκύπτει το άνω όριο του λόγου μέγιστης προς μέση ισχύ

$$PAPR(s(n)) = \frac{\max_{0 \leq n \leq LN-1} |s(n)|^2}{E\{|s(n)|^2\}} \leq \frac{A^2}{A^2/N} \leq N \quad (3.16)$$

όπου N ο συνολικός αριθμός υποφερουσών.

M-QAM OFDM

Σε ένα M-QAM διαμορφωμένο OFDM σύστημα, τα σημεία του σηματοκτικού αστερισμού παρουσιάζουν διαφορετικά επίπεδα πλάτους. Επομένως, ο λόγος PAPR εξαρτάται από την επιλογή των σημείων (δηλαδή από τα επίπεδα ισχύος των υποφερουσών). Υποθέτοντας τετραγωνικό αστερισμό, δηλαδή ότι οι τιμές πλάτους είναι $(\pm mA, \pm mA)$ όπου $m = 1, 3, \dots, \sqrt{M} - 1$ με την ίδια πιθανότητα αντιστοίχισης του σήματος σε οποιοδήποτε σημείο του αστερισμού, η μέση ισχύς εκπομπής γράφεται

$$\begin{aligned}\sigma_s^2 &= \frac{A^2}{M} \sum_{m=1}^M (\alpha_{mc}^2 + \alpha_{ms}^2) = \frac{2A^2}{M} \sum_{m=1}^M (\alpha_{mc}^2) = \frac{8A^2}{M} \sum_{m=1}^{M/4} (\alpha_{mc}^2) = \\ &= \frac{8A^2}{M} \sqrt{\frac{M}{4}} \sum_{m=1}^{\sqrt{M/4}} (2m-1)^2 = \frac{2A^2(M-1)}{3}.\end{aligned}\quad (3.17)$$

όπου $(\alpha_{mc}, \alpha_{ms})$ οι συνιστώσες του m-οστού σημείου του αστερισμού.

Εφαρμόζοντας το θεώρημα του Parseval και χρησιμοποιώντας την ταυτότητα

$$\sum_{k=1}^N (2k-1)^2 = N(2N-1)(2N+1)/3$$

προκύπτει ότι η μέση ισχύς είναι

$$E\{|s(n)|^2\} = \frac{2A^2(M-1)}{3N} \quad (3.18)$$

Η χειρότερη περίπτωση PAPR εμφανίζεται όταν όλα τα σύμβολα των διαφορετικών υποκαναλιών έχουν την ίδια φάση. Η χαμηλότερη τιμή σήματος, λαμβάνοντας υπόψη το σηματοκτικό αστερισμό είναι $2A^2$, ενώ η υψηλότερη $2(\sqrt{M}-1)^2 A^2$. Συνεπώς,

$$\begin{aligned}\frac{\hat{P}_{\min}}{E\{|s(n)|^2\}} &\leq PAPR_{\max}(s(n)) \leq \frac{\hat{P}_{\max}}{E\{|s(n)|^2\}} \\ \frac{3N}{M-1} &\leq PAPR_{\max}(s(n)) \leq \frac{3N(\sqrt{M}-1)^2}{M-1}\end{aligned}\quad (3.19)$$

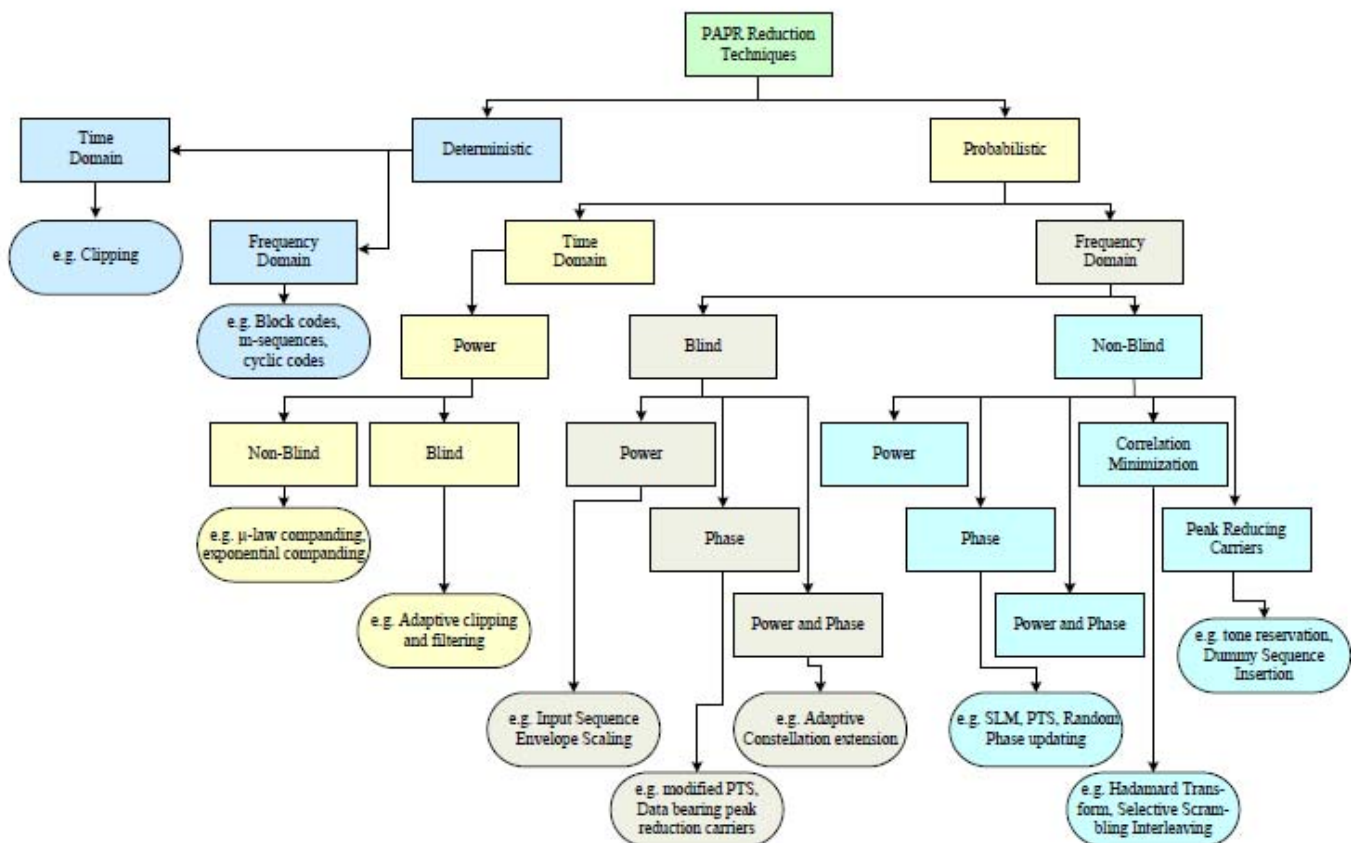
δηλαδή η χειρότερη περίπτωση PAPR είναι ανάλογη του αριθμού των υποκαναλιών⁵.

⁵ Αν και τα θεωρητικά όρια εξαρτώνται από τον αριθμό των υποκαναλιών, στην πράξη αν δεν γίνει υπόθεση εμφάνισης της χειρότερης περίπτωσης η τιμή του PAPR δεν είναι τόσο ευαίσθητη στον αριθμό των υποφερουσών. Το OFDM σήμα έχει για το μεγαλύτερο ποσοστό του χρόνου ισχύ που δεν αποκλίνει πολύ από τη μέση τιμή και συγκεκριμένα έχει αποδειχτεί [41] ότι για ένα OFDM σήμα με N υποκανάλια και με δειγματοληψία με ρυθμό Nyquist, ο λόγος PAPR έχει συμπληρωματική αθροιστική συνάρτηση κατανομής που δίνεται από τη σχέση $P\{PAPR > \gamma^2\} = 1 - [1 - e^{-\gamma^2}]^N$.

Όσον αφορά το χαμηλότερο όριο PAPR, δεδομένου ότι η μέγιστη τιμή του σήματος δεν μπορεί να είναι μικρότερη από τη μέση τιμή, η θεωρητικά ελάχιστη τιμή PAPR είναι για κάθε περίπτωση η μονάδα.

3.6.4 Τεχνικές μείωσης του λόγου PAPR

Οι OFDM μεταδότες μπορούν να μειώσουν την τιμή του λόγου PAPR έτσι ώστε να διατηρήσουν το κόστος του υλικού και την αποδοτικότητα ενέργειας σε εφικτά επίπεδα. Μια γενική κατηγοριοποίηση των τεχνικών παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.10, όπου οι διάφορες τεχνικές χωρίζονται σε ντετερμινιστικές και πιθανοτικές προσεγγίσεις. Οι τεχνικές της πρώτης κατηγορίας εγγυώνται ότι ο λόγος PAPR του σήματος δεν θα υπερβεί ένα προκαθορισμένο κατώφλιο, σε αντίθεση με τη δεύτερη κατηγορία (probabilistic approaches), όπου οι τεχνικές προσπαθούν να ελαχιστοποιήσουν την πιθανότητα υπέρβασης ενός κατωφλίου.



Σχήμα 3.10: Ταξινόμηση τεχνικών μείωσης του λόγου PAPR

Οι ντετερμινιστικές τεχνικές μπορούν ακολούθως να ταξινομηθούν σε τεχνικές που εκτελούνται στο πεδίο του χρόνου ή στο πεδίο της συχνότητας. Οι

πρώτες βασίζονται σε περιορισμό του πλάτους του σήματος κάτω από μια ορισμένη τιμή κατωφλίου πριν το σήμα ενισχυθεί (τεχνική που συνοδεύεται από αρκετά μειονεκτήματα όπως φασματική παραμόρφωση), ενώ οι δεύτερες σε αντιστοίχιση των συμβόλων με κώδικες χαμηλότερης τιμής PAPR (τεχνική που λειτουργεί ικανοποιητικά για μικρό αριθμό υποφερουσών).

Αντίστοιχα οι πιθανοτικές τεχνικές διαιρούνται σε προσεγγίσεις επεξεργασίας στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας. Η κατηγοριοποίηση στο πεδίο του χρόνου αφορά τη διαχείριση της ισχύος του σήματος και περιλαμβάνει «τυφλές» και «μη τυφλές» τεχνικές. Με τον όρο «τυφλή» τεχνική (blind technique) υπονοείται ότι ο δέκτης δεν είναι εκ των προτέρων ενήμερος για τις τροποποιήσεις που έγιναν στον πομπό, σε αντίθεση με τις τεχνικές “non-blind”. Η απλούστερη «τυφλή» τεχνική είναι ο περιορισμός του πλάτους του σήματος και, στη συνέχεια, το φιλτράρισμα των εκτός εύρους ζώνης αρμονικών που, ωστόσο, τελικά οδηγεί σε χαμηλότερη επίδοση του συστήματος αφού ο περιορισμός πλάτους συμβάλλει σε φασματική επέκταση και το φιλτράρισμα φάσματος σε μερική αναδημιουργία των κορυφών του σήματος. Μια αποδοτικότερη τεχνική είναι ο πολλαπλασιασμός του σήματος με ζωνοπερατά παράθυρα (π.χ. Gaussian, Cosine, Kaiser, Hamming) που οδηγεί σε μείωση του λόγου PAPR. Όσον αφορά τις προσεγγίσεις όπου απαιτείται ενημέρωση του δέκτη («τυφλές» τεχνικές), έχουν προταθεί αρκετές τεχνικές κατά τις οποίες το σήμα συμπιέζεται στον πομπό από κάποιο μη γραμμικό στοιχείο, ώστε να μειωθεί ο λόγος PAPR, ενώ στο δέκτη εκτελείται η αντίστροφη διαδικασία. Όμοια κατηγοριοποίηση σε “blind” και “non-blind” τεχνικές γίνεται και στην περίπτωση των πιθανοτικών προσεγγίσεων που αναφέρονται στο πεδίο συχνότητας. Βασική επιδίωξη είναι η ελαχιστοποίηση της συσχέτισης των σημάτων, αφού είναι γνωστό ότι το OFDM σήμα εμφανίζει ακμές όταν οι σειρές εισόδου είναι συσχετισμένες. Τροποποιώντας, συνεπώς, τη φάση ή την ισχύ του σήματος εισόδου είναι δυνατή η ελαχιστοποίηση της συσχέτισης και η μείωση του λόγου PAPR. Διάφορες τεχνικές έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία, μερικές από τις οποίες εμφανίζονται στο Σχήμα 3.10.

Συνοψίζοντας, τα κριτήρια επιλογής της κατάλληλης τεχνικής είναι τα εξής:

- Ικανότητα μείωσης λόγου PAPR.
- Χαμηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα.
- Μη υποβάθμιση του ρυθμού μετάδοσης ή του ποσοστού λανθασμένων ψηφίων (BER).
- Αποδοτικότητα, εξοικονόμηση κόστους και χαμηλή κατανάλωση ενέργειας.

Ενδεχομένως δεν είναι εφικτό ένας αλγόριθμος μείωσης του λόγου PAPR να καλύπτει επαρκώς όλες τις ανωτέρω απαιτήσεις. Για να περιγραφεί μαθηματικά η επιλογή του κατάλληλου αλγορίθμου προτείνεται η ακόλουθη ανάλυση των εμπλεκόμενων παραγόντων. Έστω, λοιπόν:

X_1 η σχετική μείωση της επίδοσης BER για ένα συγκεκριμένο επίπεδο σηματοθορυβικού λόγου όπου

$$X_1 = -10 \log_{10}(\text{BER}_{\text{after}}/\text{BER}_{\text{before}})$$

X_2 η σχετική αύξηση της πολυπλοκότητας του συστήματος όπου

$$X_2 = -10 \log_{10}(\text{Complexity}_{\text{after}}/\text{Complexity}_{\text{before}})$$

X_3 η σχετική μείωση PAPR όπου

$$X_3 = -10 \log_{10}(\text{PAPR}_{\text{after}}/\text{PAPR}_{\text{before}})$$

X_4 η σχετική εξοικονόμηση κόστους όπου

$$X_4 = -10 \log_{10}(\text{Cost}_{\text{after}}/\text{Cost}_{\text{before}})$$

X_5 η σχετική αύξηση της ενέργειας μετάδοσης όπου

$$X_5 = -10 \log_{10}(\text{Transmit Power}_{\text{after}}/\text{Transmit Power}_{\text{before}})$$

X_6 η σχετική φασματική διαρροή όπου

$$X_6 = -10 \log_{10}(\text{OOB}_{\text{after}}/\text{OOB}_{\text{before}})$$

X_7 η σχετική μείωση του ρυθμού της συνολικής χρήσιμης πληροφορίας που φθάνει στο δέκτη (goodput) όπου

$$X_7 = -10 \log_{10}(\text{Goodput}_{\text{after}}/\text{Goodput}_{\text{before}})$$

Η συνάρτηση επιλογής του κατάλληλου αλγορίθμου μπορεί να προσδιοριστεί ως ένα σταθμισμένο άθροισμα των ανωτέρω παραγόντων με βάρη αντιπροσωπευτικά των αναγκών και της σπουδαιότητας των ανωτέρω παραμέτρων για το εκάστοτε σύστημα. Επομένως

$$\Gamma = \sum_{k=1}^7 \alpha_k \cdot X_k \quad (3.20)$$

όπου

$$\sum_{k=1}^7 \alpha_k = 1$$

Συνεπώς, η κατάλληλη τεχνική μείωσης του λόγου PAPR είναι δυνατό να επιλεγεί με βάση την τιμή της ανωτέρω συνάρτησης.

3.7 Πρόβλημα παρεμβολής σε φασματικά γειτονικά συστήματα

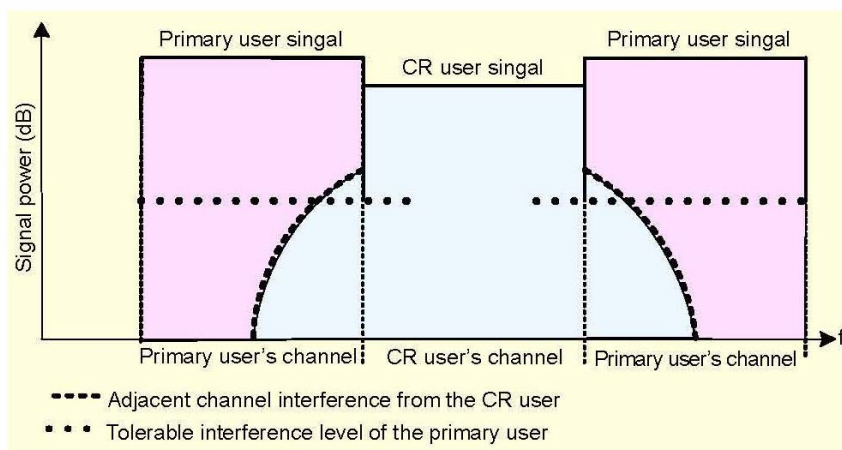
Σε ένα περιβάλλον γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών, ανάλογα με τη δομή του γνωστικού συστήματος όταν ο δευτερογενής χρήστης ανιχνεύσει ελεύθερη συχνότητα στο αδειοδοτημένο φάσμα διαπραγματεύεται με το πρωτογενές σύστημα ή αρχίζει τη μετάδοση χωρίς καμία επιπρόσθετη άδεια. Αν κάποιος πρωτογενής χρήστης εμφανιστεί αργότερα, ο δευτερογενής χρήστης πρέπει όσο δυνατό συντομότερα να σταματήσει τη μετάδοση, παραχωρώντας προτεραιότητα στο πρωτεύον σύστημα. Επίσης, οι δευτερογενείς χρήστες (CR users) οφείλουν να εγκαταλείπουν την επικοινωνία τους, όταν τα εκτιμώμενα επίπεδα σηματοθορυβικού λόγου των πρωτευόντων χρηστών βρίσκονται κάτω από ένα αποδεκτό επίπεδο.

Όταν ο δευτερογενής χρήστης λειτουργεί σε υποκανάλια γειτονικά με ενεργά κανάλια πρωτογενών χρηστών εμφανίζεται και στα δυο μέρη παρεμβολή γειτονικών καναλιών (adjacent channel interference – ACI). Υποθέτοντας ότι η ελάχιστη απαίτηση SNR είναι προκαθορισμένη για το πρωτεύον σύστημα, είναι δυνατός ο υπολογισμός της μέγιστης επιτρεπτής διακαναλικής παρεμβολής από το χρήστη τεχνολογίας γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών. Συνεπώς, μπορεί να καθοριστεί αν είναι δυνατό να χρησιμοποιήσει το συγκεκριμένο υποκανάλι. Συγχρόνως, είναι αναγκαίο ο δευτερογενής χρήστης να αποφεύγει τις παρεμβολές από το πρωτεύον σύστημα, ώστε να μεγιστοποιεί το ρυθμό μετάδοσής του.

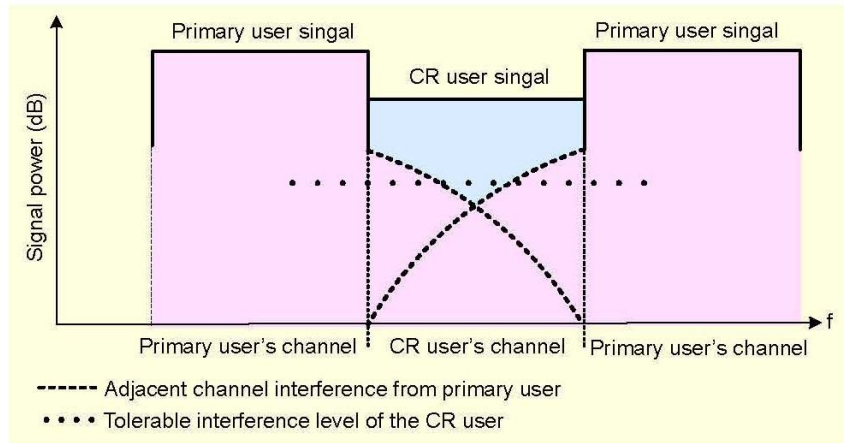
Το Σχήμα 3.11 απεικονίζει το μοντέλο παρεμβολής ενός δευτερογενούς χρήστη στους φασματικά γειτονικούς πρωτογενείς χρήστες. Στην περίπτωση αυτή, δεδομένου ότι το επίπεδο παρεμβολής από τον “CR χρήστη” είναι υψηλότερο από το ανεκτό, η επίδοση του πρωτεύοντος συστήματος υποβαθμίζεται. Συνεπώς, ο “CR χρήστης” οφείλει να ελέγξει την ισχύ του προκειμένου να αντιμετωπιστεί η παρεμβολή. Ένας τρόπος αποφυγής του προβλήματος αυτού μέσω της ευελιξίας που

προσφέρει η τεχνική OFDM είναι η απενεργοποίηση ορισμένων υποφερουσών. Ωστόσο, αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Διαφορετικά, όπως έχει προταθεί στη βιβλιογραφία [42], είναι αποτελεσματική η προσαρμοζόμενη μείωση της ισχύος των υποκαναλιών που βρίσκονται κοντά σε πρωτογενές σύστημα. Συγκεκριμένα, εκτιμάται αρχικά από το σύστημα CR ο σηματοθορυβικός λόγος των πρωτογενών χρηστών και, όταν η τιμή του δεν επιτρέπει περιθώριο εξωτερικής παρεμβολής, αποφασίζεται σταδιακή μείωση της ισχύος ορισμένων υποφερουσών. Προκειμένου η μείωση αυτή να μην επηρεάσει καταστροφικά την επικοινωνία των δευτερευόντων χρηστών, τα δεδομένα μετάδοσης που εκχωρούνται στα συγκεκριμένα υποκανάλια επαναλαμβάνονται με αριθμό επαναλήψεων ίσο με το αντίστροφο της τετραγωνικής ρίζας του λόγου μείωσης της ισχύος.

Από την άλλη πλευρά, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.12, όταν ο “CR χρήστης” λειτουργεί γειτονικά από φασματική άποψη με πομπό πρωτεύοντος συστήματος, δέχεται αναπόφευκτα παρεμβολή από τους φασματικούς πλευρικούς λοβούς του μεταδιδόμενου σήματος. Ένας προτεινόμενος τρόπος βελτίωσης της επίδοσης των συγκεκριμένων υποκαναλιών [42] είναι η χρήση επαναλαμβανόμενων μεταδόσεων των δεδομένων, με αριθμό επαναλήψεων ανάλογο του επιπέδου παρεμβολής και της επιθυμητής τιμής SINR (Signal to Interference and Noise Ratio) του γνωστικού συστήματος.



Σχήμα 3.11: Παρεμβολή (ACI) δευτερογενούς χρήστη σε πρωτεύοντες χρήστες



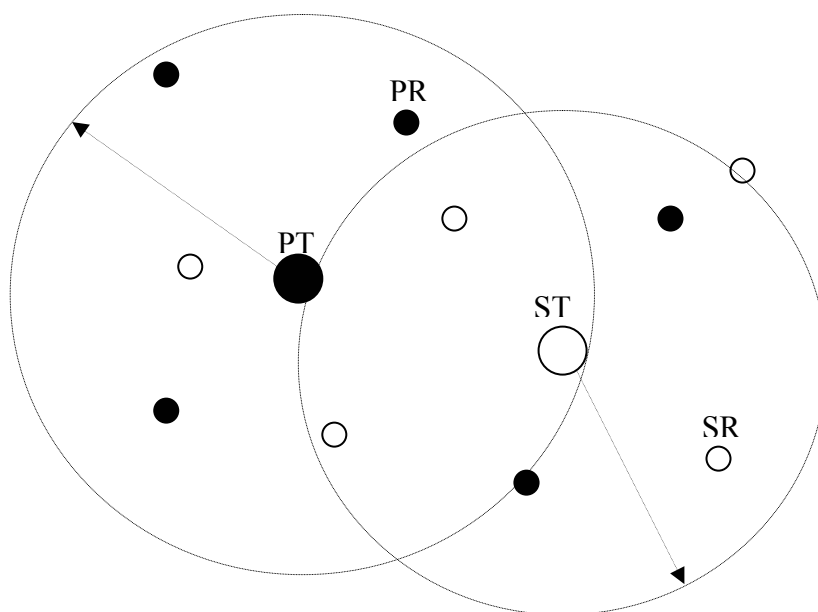
Σχήμα 3.12: Παρεμβολή από προτεύοντα συστήματα σε “CR χρήση”

Στα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών υπάρχει δυναμική πρόσβαση στο φάσμα των συχνοτήτων του πρωτεύοντος συστήματος. Αυτό δημιουργεί πιθανότητα παρεμβολής στο πρωτεύον σύστημα από το δευτερεύον είτε λόγω λανθασμένης ανίχνευσης του φάσματος είτε λόγω επανέναρξης μετάδοσης από το πρωτεύον σύστημα ενώ μεταδίδει το δευτερεύον. Συνεπώς, πρέπει να υπάρχει προστασία του πρωτεύοντος συστήματος από ενδεχόμενες παρεμβολές του δευτερεύοντος συστήματος. Στα πρωτεύοντα συστήματα πρέπει οπωσδήποτε να μην υποβαθμίζεται η ποιότητα υπηρεσίας, κάτι που, όμως, θέτει σοβαρούς περιορισμούς στα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών, όσον αφορά τις δυνατότητες ανίχνευσης και την ισχύ εκπομπής. Η υιοθέτηση συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών θα εξαρτηθεί κατά κύριο λόγο από το πόση παρεμβολή θα προκαλούν στα πρωτεύοντα συστήματα, ώστε να μπορέσουν να καμφθούν οι αντιδράσεις από τους πρωτεύοντες χρήστες. Η διάδοση ραδιοκυμάτων σε περιβάλλοντα με διαλείψεις και σκίαση δημιουργεί πρόσθετα προβλήματα στον έλεγχο ισχύος των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών.

4.1 Βασικό Πρόβλημα

Το βασικό πρόβλημα φαίνεται στο Σχήμα 4.1, όπου σε μια γεωγραφική περιοχή λειτουργεί στην ίδια φασματική ζώνη, το πρωτεύον (Primary) και το δευτερεύον σύστημα (Secondary), με τους πομπούς (Transmitter) και τους δέκτες (Receivers) τους. Ο πρωτεύων πομπός συμβολίζεται με PT, ο πρωτεύων δέκτης με PR, ο δευτερεύων πομπός με ST και ο δευτερεύων δέκτης με SR. Μπορεί να μην υπάρχει μόνο ένα πρωτεύον σύστημα αλλά περισσότερα. Οι πρωτεύοντες χρήστες

χρησιμοποιούν το φάσμα που τους έχει αποδοθεί χωρίς κανένα περιορισμό αγνοώντας την ύπαρξη κάποιου δευτερεύοντος συστήματος.

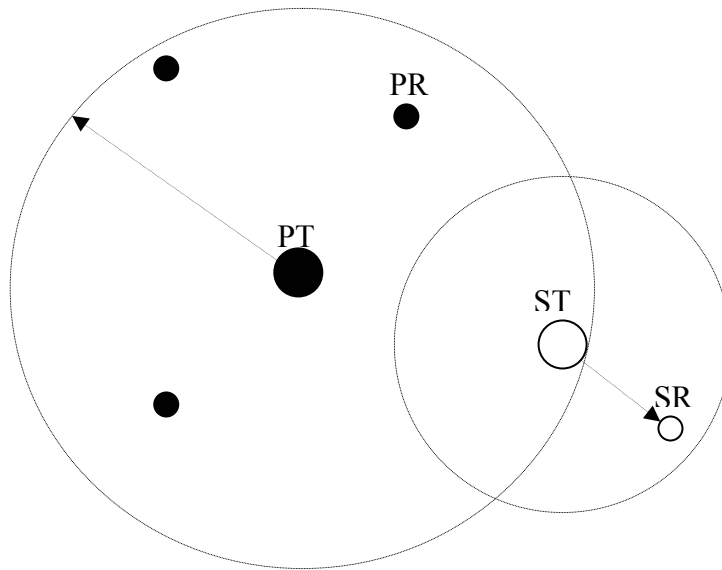


Σχήμα 4.1: Η γεωμετρία του προβλήματος λειτουργίας συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

Οι δευτερεύοντες χρήστες για να μεταδώσουν, πρέπει να ανιχνεύσουν το φάσμα και να διαπιστώσουν ποιές συχνότητες είναι ελεύθερες ώστε να μεταδώσουν σε όλες ή σε κάποιες από αυτές. Το φάσμα χωρίζεται σε κανάλια και η ανίχνευση γίνεται για κάθε κανάλι, για τα οποία λαμβάνεται η απόφαση αν είναι αδρανή ή όχι. Στη γενική περίπτωση, οι δευτερεύοντες χρήστες ανιχνεύουν διαφορετικά κανάλια ως διαθέσιμα, καθώς το περιβάλλον διάδοσης μπορεί να είναι διαφορετικό σε κάθε τερματικό λόγω διαλείψεων και σκίασης. Η ισχύς του πρωτεύοντος σήματος που ανιχνεύεται από τους δευτερεύοντες χρήστες διαφέρει, καθώς, εκτός από την ισχύ εκπομπής, εξαρτάται και από το περιβάλλον διάδοσης και την απόσταση από τον πομπό. Αυτό σημαίνει ότι η τοπολογία και των δύο συστημάτων παίζει σημαντικό ρόλο στην ανίχνευση των ευκαιριών εκπομπής του δευτερεύοντος συστήματος.

Στο Σχήμα 4.2 παρουσιάζεται η τοπολογία λειτουργίας ενός συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών. Στο σενάριο αυτό, όταν το πρωτεύον σύστημα εκπέμπει, το δευτερεύον σύστημα δεν μπορεί να εκπέμψει στα ίδια κανάλια. Το δευτερεύον τερματικό ST ανιχνεύει το σήμα από τον πρωτεύοντα πομπό και δεν

μεταδίδει για να αποφευχθεί η παρεμβολή σε πρωτεύοντες δέκτες που ενδεχομένως βρίσκονται εντός της εμβέλειάς του. Σε κάθε περίπτωση, τα δευτερεύοντα τερματικά δεν γνωρίζουν τις αποστάσεις τους από τους άλλους χρήστες καθώς δεν μπορούν να χρησιμοποιήσουν την πληροφορία ισχύος του πρωτεύοντος σήματος λόγω διαλείψεων, αλλά ούτε και την πληροφορία χρόνου για τα δευτερεύοντα συστήματα λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης.

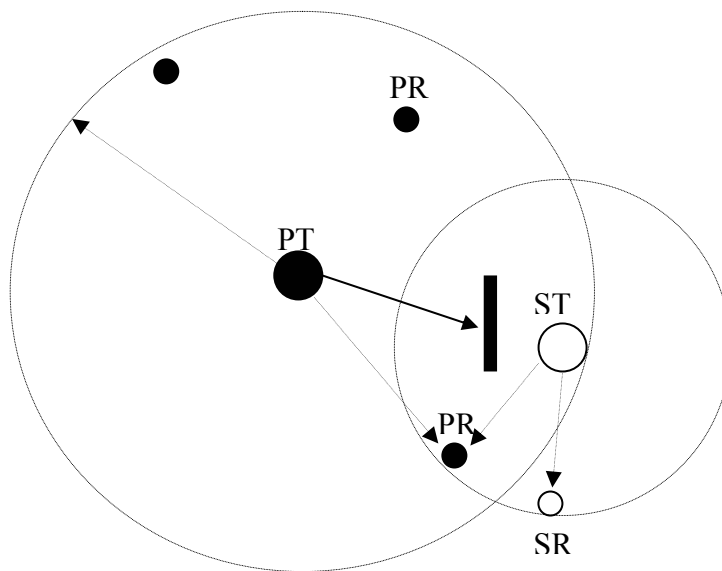


Σχήμα 4.2: Απλό σενάριο αδυναμίας λειτουργίας του δευτερεύοντος συστήματος

Το γεγονός ότι τα δευτερεύοντα τερματικά δεν γνωρίζουν την τοπολογία οδηγεί σε μη βέλτιστη εκμετάλλευση των ευκαιριών που προκύπτουν. Αυτό φαίνεται στο Σχήμα 4.2 όπου το δευτερεύον σύστημα δεν μεταδίδει, καίτοι αν μετέδιδε δεν θα προκαλούσε παρεμβολή στο πρωτεύον σύστημα. Όμως, είναι αδύνατο για τα δευτερεύοντα τερματικά να γνωρίζουν αν υπάρχει ή όχι πρωτεύων δέκτης στην περιοχή όπου το δευτερεύον σύστημα προκαλεί παρεμβολή. Προκύπτει το συμπέρασμα ότι, επειδή τα δευτερεύοντα τερματικά δεν γνωρίζουν την τοπολογία των δύο συστημάτων, λαμβάνουν απαισιόδοξες αποφάσεις για το αν θα πρέπει να εκπέμψουν, προκειμένου να μην παρεμβάλλουν στους πρωτεύοντες δέκτες, για τη θέση των οποίων δεν έχουν καμία πληροφορία. Το μόνο που γνωρίζουν προσεγγιστικά είναι η θέση των πομπών του πρωτεύοντος συστήματος και με αυτήν την πληροφορία πρέπει να εκπέμψουν με τέτοια ισχύ ώστε να μην παρενοχλήσουν

τον πρωτεύοντα δέκτη που μπορεί να βρίσκεται οπουδήποτε. Ωστόσο, έχει σημασία να μην παρενοχληθεί ο πρωτεύων δέκτης όταν βρίσκεται εντός της εμβέλειας του πρωτεύοντος συστήματος. Ο περιορισμός αυτός οδηγεί στην εξέταση της χειρότερης περίπτωσης που αποτελεί και την περίπτωση ενδιαφέροντος στα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών.

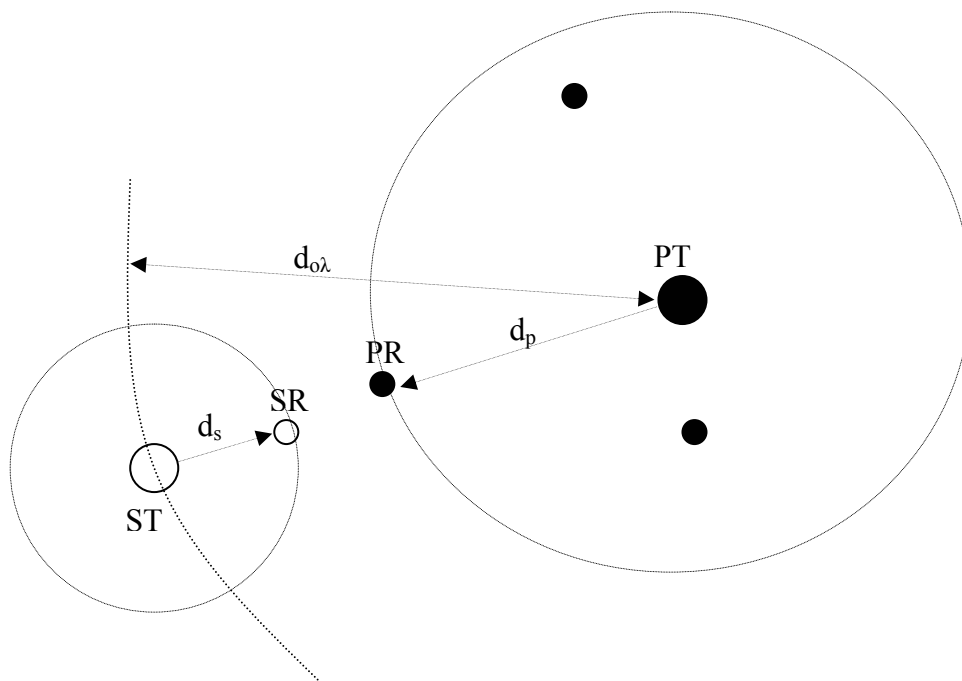
Υπάρχει περίπτωση το ST να είναι κρυμμένο και να μην μπορεί να ανιχνεύσει το σήμα του PT, με συνέπεια το ST να μεταδώσει και να παρεμβάλλει στο PR, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.3 από όπου φαίνεται ότι το ST δεν πρέπει να είναι κρυμμένο για να υπάρχει ορθή ανίχνευση. Αυτό το σενάριο μπορεί να προκύψει στην πραγματικότητα, καθώς η μείωση της ισχύος του σήματος που ανιχνεύει το ST μπορεί να προκύψει λόγω ύπαρξης εμποδίων και όχι λόγω μεγαλύτερης απόστασης PT – ST από ότι η απόσταση PT – PR. Αυτό το σενάριο δείχνει ότι πρέπει να προβλεφθεί ένα περιθώριο ασφαλείας στην ισχύ εκπομπής του δευτερεύοντος συστήματος ώστε να μειωθεί η επίδραση του φαινομένου του κρυμμένου ST τερματικού. Συνεπώς, λαμβάνεται το αυστηρότερο δυνατό όριο για την ισχύ εκπομπής των συσκευών γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών.



Σχήμα 4.3: Πρόβλημα κρυμμένου ST τερματικού

4.2 Σενάριο Ενδιαφέροντος

Για να καταστεί βέβαιο ότι ο ST δεν θα παρεμβάλλει στον PR με βάση το Σχήμα 4.4, πρέπει να εξεταστεί το χειρότερο σενάριο, σύμφωνα με το οποίο ο PR λειτουργεί σε κάποια ζώνη συχνοτήτων λαμβάνοντας την ελάχιστη δυνατή ισχύ λειτουργίας P_{func} . Ο ST πρέπει να καλύπτει με τη μετάδοσή του μια περιοχή ακτίνας d_s , ενώ ο PT καλύπτει περιοχή ακτίνας d_p , προκύπτει έτσι μια υποχρεωτική απόσταση $d_{\text{ολ}}$ μεταξύ ST και PT για να υπάρχει αξιόπιστη λειτουργία και των δύο συστημάτων χωρίς παρεμβολές από τον ST στον PR που θα οδηγούσε σε υποβάθμιση της ποιότητας υπηρεσίας του PR .



Σχήμα 4.4: Σενάριο ενδιαφέροντος για συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

Το κλειδί εδώ είναι η μεγάλη ευαισθησία που πρέπει να έχει ο ST ώστε να μπορεί να ανιχνεύσει ισχύ P_{det} πολύ μικρότερη από την ελάχιστη ισχύ λειτουργίας του πρωτεύοντος συστήματος P_{func} , ώστε να έχει τη μεγαλύτερη δυνατή εμβέλεια λειτουργίας d_s .

Για την αναλυτική περιγραφή του προβλήματος με τα εμπειρικά μοντέλα ραδιοκάλυψης μη οπτικής επαφής, ορίζονται τα χαρακτηριστικά λειτουργίας των δύο συστημάτων. Στις σχέσεις που ακολουθούν, λ είναι μήκος κύματος λειτουργίας και των δύο συστημάτων και n ο εκθέτης απωλειών διάδοσης. Για το πρωτεύον σύστημα,

P_p είναι η ισχύς εκπομπής, S_{Pmin} η ελάχιστη ισχύς λειτουργίας του δέκτη, G_p το κέρδος της κεραίας, d_{op} η απόσταση οπτικής επαφής και SIR_p ο ελάχιστος λόγος σήματος προς παρεμβολή για τη λειτουργία του. Για το δευτερεύον σύστημα, P_s η ισχύς εκπομπής, S_{Smin} η ελάχιστη ισχύς λειτουργίας του δέκτη, G_s το κέρδος της κεραίας, d_{os} η απόσταση οπτικής επαφής, καθώς θεωρούνται διαφορετικές συνθήκες διάδοσης οπτικής επαφής μεταξύ των δύο συστημάτων και SIR_s ο ελάχιστος λόγος σήματος προς παρεμβολή για τη λειτουργία του.

Για να λειτουργούν τα συστήματα ταυτόχρονα, πρέπει να επιτυγχάνονται οι ελάχιστοι λόγοι SIR και από τα δύο συστήματα. Θεωρείται ότι, για τη χειρότερη περίπτωση που εξετάζεται, η παρεμβολή είναι μεγαλύτερη από το θόρυβο, δηλαδή $I \gg N$.

Η ισχύς που ανιχνεύεται από τον ST είναι:

$$P_{det} = P_p G_p G_s \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{op}} \right)^2 \left(\frac{d_{op}}{d_{ol}} \right)^n \quad (4.1)$$

Η ελάχιστη ισχύς λειτουργίας του πρωτεύοντος συστήματος είναι

$$S_{Pmin} = P_p G_p G_p \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{op}} \right)^2 \left(\frac{d_{op}}{d_p} \right)^n \quad (4.2)$$

Ο ελάχιστος SIR του πρωτεύοντος συστήματος είναι

$$SIR_p = \frac{S_{Pmin}}{I_{PR}} \quad (4.3)$$

όπου I_{PR} είναι η μέγιστη ισχύς που λαμβάνει ως παρεμβολή ο PR από τον ST

$$I_{PR} = P_s G_p G_s \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{os}} \right)^2 \left(\frac{d_{os}}{d_{ol} - d_p} \right)^n \quad (4.4)$$

Παράλληλα, πρέπει να ικανοποιείται και ο ελάχιστος SIR για το δευτερεύον σύστημα.

Η ισχύς που λαμβάνει ο SR σε απόσταση d_s από τον ST είναι

$$S_{SR} = P_s G_s G_s \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{0s}} \right)^2 \left(\frac{d_{0s}}{d_s} \right)^n \geq S_{S \min} \quad (4.5)$$

Ο ελάχιστος SIR του δευτερεύοντος συστήματος είναι

$$SIR_s = \frac{S_{SR}}{I_{SR}} \quad (4.6)$$

όπου I_{SR} είναι η μέγιστη ισχύς που λαμβάνει ως παρεμβολή ο SR από τον PT στην χειρότερη περίπτωση, όπως εμφανίζεται στο Σχήμα 4.4.

$$I_{SR} = P_p G_p G_s \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{0s}} \right)^2 \left(\frac{d_{0s}}{d_{ol} - d_s} \right)^n \quad (4.7)$$

Από τις ανωτέρω σχέσεις προκύπτει η μέγιστη απόσταση λειτουργίας d_s του δευτερεύοντος συστήματος. Αυτή η απόσταση παρέχει και τη δυνατότητα βιωσιμότητας της λογικής των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών. Για τον υπολογισμό της απόστασης d_s ακολουθείται η ακόλουθη διαδικασία. Αρχικά υπολογίζεται η απόσταση d_{ol} του ST από το PT από την (4.1) που εξαρτάται από τις δυνατότητες ανίχνευσης φάσματος της συσκευής γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών, δηλαδή την ισχύ ανίχνευσης P_{det} που πρέπει να είναι αρκετά χαμηλή, αντιστοιχώντας σε χαμηλό SNR , για να γίνεται ανίχνευση πρωτεύοντος σήματος που προέρχεται ακόμη και από πολύ μακριά. Έπειτα, υπολογίζεται η απόσταση d_p από την (4.2) που εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του πρωτεύοντος συστήματος. Οι αποστάσεις d_{ol} και d_p αντικαθίστανται στις σχέσεις (4.3) και (4.4) και υπολογίζεται η ισχύς εκπομπής του δευτερεύοντος συστήματος P_s . Τέλος, από τις σχέσεις (4.5), (4.6) και (4.7) προκύπτει η εμβέλεια λειτουργίας d_s του δευτερεύοντος συστήματος.

Το μοντέλο απωλειών διάδοσης που χρησιμοποιήθηκε αναφέρεται σε μέσες τιμές και δεν λαμβάνει υπόψη τις διαλείψεις. Η ισχύς λήψης στους δέκτες και των δύο συστημάτων εκφρασμένη σε λογαριθμική κλίμακα ακολουθεί την κανονική

κατανομή, με μέση τιμή που καθορίζεται από το συντελεστή απωλειών διάδοσης και τυπική απόκλιση σ που εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης, με τυπικές τιμές 4 – 12 dB. Επομένως μπορεί να γραφεί

$$P_r(d) = \overline{P_r(d)} + \varepsilon_\sigma \quad (dBm) \quad (4.8)$$

όπου $\overline{P_r(d)}$ ή ισοδύναμα $\overline{\mu_{Pr}}$ είναι η μέση ισχύς λήψης σε απόσταση d_s και ε_σ τυχαία μεταβλητή σε dB που ακολουθεί κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση σ dB. Η πιθανότητα η ισχύς λήψης να είναι μεγαλύτερη από μια τιμή κατωφλίου γ υπολογίζεται από τη σχέση

$$\text{Pr}[P_r > \gamma] = \int_\gamma^\infty p_{Pr}(x) dx = Q\left(\frac{\gamma - \overline{\mu_{Pr}}}{\sigma}\right) \quad (4.9)$$

όπου $Q(x)$ είναι η συνάρτηση ουράς της κανονικής κατανομής.

Η στοχαστική φύση του σήματος πρέπει να ληφθεί υπόψη για την ικανοποιητική λειτουργία των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών. Για 90% βεβαιότητα με $\sigma=8dB$, η ισχύς εκπομπής των συστημάτων πρέπει να ληφθεί περίπου κατά 10dB χαμηλότερη στους υπολογισμούς.

4.3 Γραφική Διερεύνηση

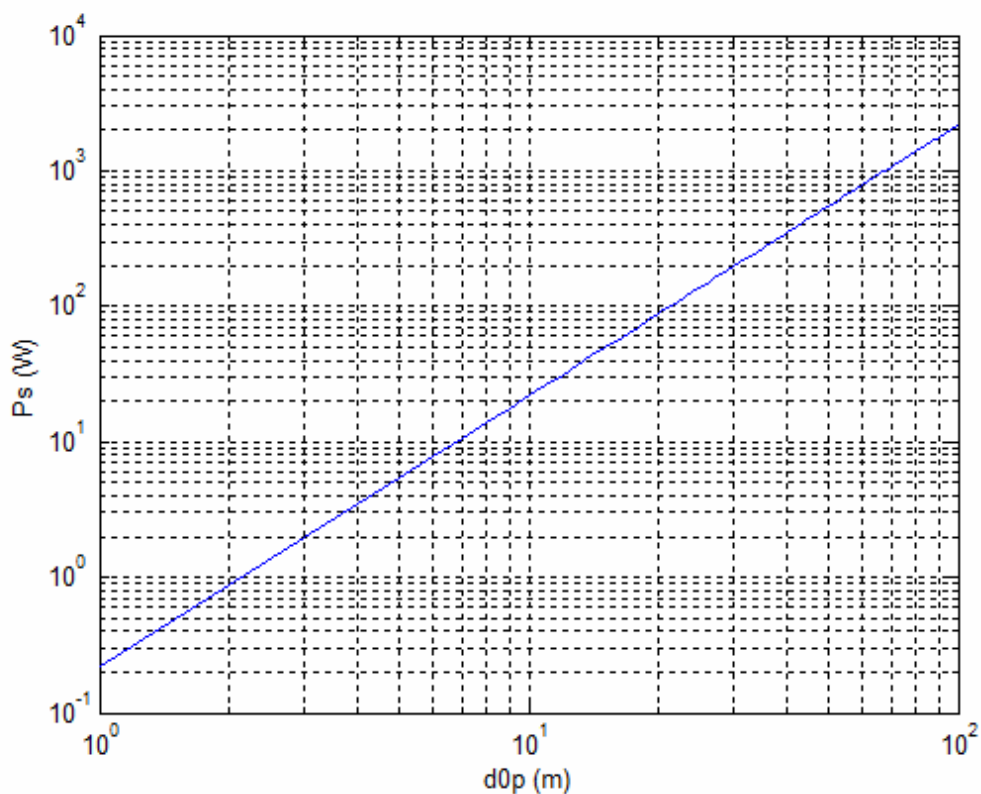
Οι σχέσεις υπολογισμού της εμβέλειας d_s του δευτερεύοντος συστήματος περιλαμβάνουν πληθώρα αγνώστων που είναι μοναδικοί για κάθε πρωτεύον και δευτερεύον σύστημα. Για το λόγο αυτό γίνεται διερεύνηση μέσω γραφικών παραστάσεων για τον εντοπισμό των παραγόντων που επιδρούν περισσότερο στην επίδοση των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών. Θεωρείται ότι το σύστημα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών λειτουργεί ως τοπικό ασύρματο δίκτυο με μικρή εμβέλεια. Ορισμένα χαρακτηριστικά για το σύστημα πρωτεύοντος – δευτερεύοντος, που επιλέγονται ώστε να είναι όσο το δυνατό δυσμενέστερα για τη λειτουργία του συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών, παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.1. Επίσης

υποτίθεται ανιχνευτής ενέργειας με δυνατότητα ανίχνευσης σε $SNR=-20dB$ με θόρυβο ισχύος $N=-90dB$.

P_p	1 W
G_p	0 dB
G_s	0 dB
f	3 GHz
d_{0p}	1-100 m
d_{0s}	1 m
SIR_p	20 dB
SIR_s	20 dB
S_{Pmin}	-90 dBm
S_{Smin}	-90 dBm
P_{det}	-110 dBm
n	4
σ	8 dB
P_s	1 W

Πίνακας 4.1: Ενδεικτικά χαρακτηριστικά λειτουργίας συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

Μία σημαντική παράμετρος είναι η απόσταση οπτικής επαφής του πρωτεύοντος συστήματος d_{0p} που εξαρτάται από το αντίστοιχο περιβάλλον διάδοσης του πρωτεύοντος συστήματος. Σε δίκτυα κλειστού χώρου η απόσταση αυτή συνήθως λαμβάνεται ίση με 1m. Σε συστήματα που λειτουργούν σε ευρύτερες περιοχές και σε ανοικτό χώρο γύρω περί την κεραία του πομπού, η απόσταση αυτή λαμβάνεται περίπου 100m ή μεγαλύτερη. Στο Σχήμα 4.5 έχει σχεδιαστεί με τη χρήση του Matlab η ισχύς λειτουργίας P_s ως συνάρτηση της απόστασης οπτικής επαφής d_{0p} σε λογαριθμική κλίμακα.

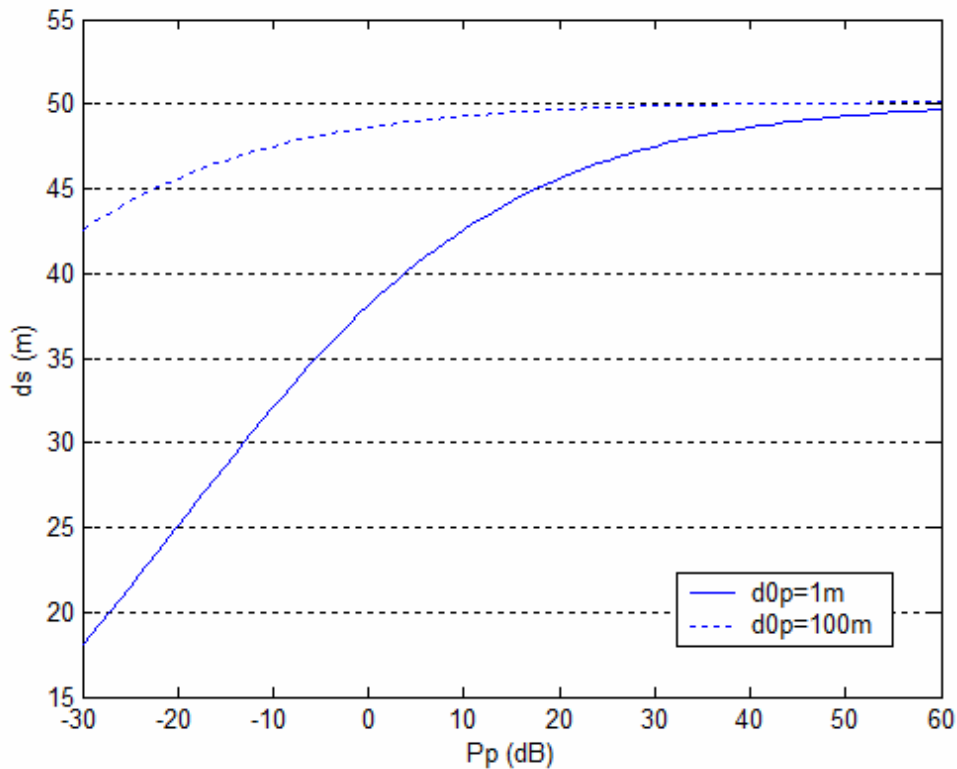


Σχήμα 4.5: Η ισχύς P_s ως συνάρτηση της απόστασης οπτικής επαφής d_{op}

Όταν το d_{op} είναι μεγάλο, η διάδοση στο πρωτεύον σύστημα είναι ευχερέστερη, με αποτέλεσμα η ύπαρξη του PT να μπορεί να ανιχνευτεί σε πολύ μεγάλη απόσταση. Αυτό έχει ως συνέπεια το δευτερεύον σύστημα να μπορεί να εκπέμψει με μεγαλύτερη ισχύ χωρίς να παρεμβάλλει στο πρωτεύον σύστημα.

Από το Σχήμα 4.5 προκύπτει ότι στη χειρότερη περίπτωση όπου $d_{op}=1m$, η ισχύς του δευτερεύοντος συστήματος πρέπει να είναι το πολύ της τάξης του 1W. Αυτή η δυσμενής περίπτωση αναφέρεται στην περίπτωση όπου και το πρωτεύον σύστημα λειτουργεί σε εσωτερικό χώρο. Αξιοσημείωτο είναι το γεγονός ότι σε περιπτώσεις όπου το πρωτεύον σύστημα λειτουργεί σε εξωτερικό χώρο, η ισχύς του δευτερεύοντος συστήματος μπορεί να είναι έως και πολλά W. Με στόχο να καλυφθεί η δυσμενέστερη περίπτωση, η ισχύς του δευτερεύοντος συστήματος θεωρείται ίση με 1W. Παράλληλα, η ισχύς πρέπει να διατηρείται σε χαμηλά επίπεδα και για να υπάρχει περιθώριο ασφαλείας για το πρόβλημα του κρυμμένου ST τερματικού.

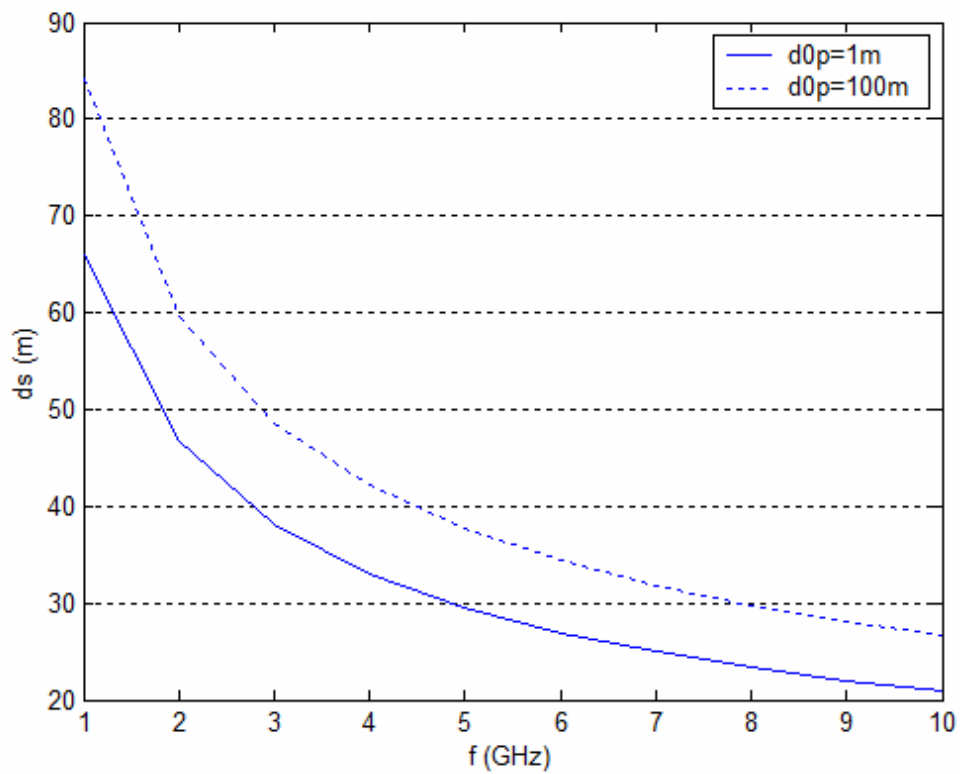
Η ισχύς του πρωτεύοντος συστήματος P_t επηρεάζει την εμβέλεια του δευτερεύοντος συστήματος με βάση το διάγραμμα του Σχήματος 4.6.



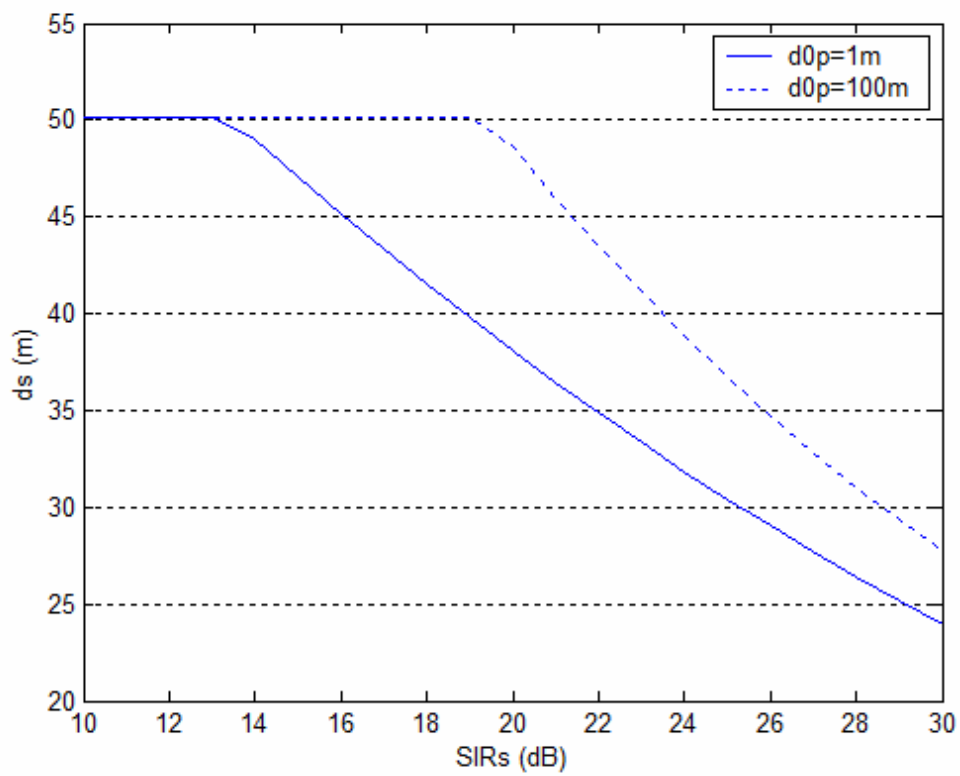
Σχήμα 4.6: Μεταβολή της εμβέλειας d_s του δευτερεύοντος συστήματος συναρτήσει της ισχύος P_p του πρωτεύοντος συστήματος

Από το διάγραμμα παρατηρείται ότι όσο μεγαλύτερη είναι η ισχύς του πρωτεύοντος συστήματος τόσο αυξάνεται η εμβέλεια του δευτερεύοντος συστήματος. Αυτό εξηγείται από το γεγονός ότι όταν ο πρωτεύων πομπός μεταδίδει με μεγαλύτερη ισχύ, ο πρωτεύων πομπός μπορεί να ανιχνευτεί από μεγαλύτερες αποστάσεις. Επίσης, ο λόγος SIR_p είναι ευκολότερο να ικανοποιηθεί στους πρωτεύοντες δέκτες, με αποτέλεσμα το δευτερεύον σύστημα να αποκτά μεγαλύτερη εμβέλεια. Για $d_{0p}=1m$ η εμβέλεια είναι μικρότερη από ό,τι για $d_{0p}=100m$, καθώς το πρωτεύον σήμα εξασθενεί εντονότερα με την απόσταση, με συνέπεια να μην μπορεί να ανιχνευτεί εύκολα ο πρωτεύων πομπός από τους δευτερεύοντες χρήστες.

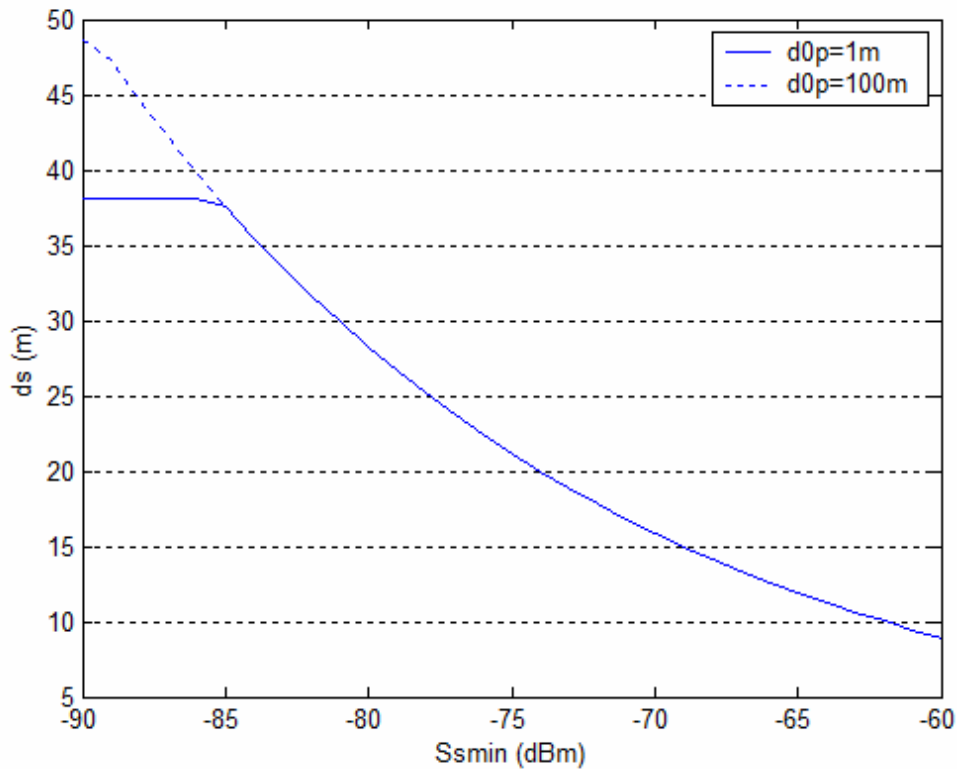
Η εξάρτηση της εμβέλειας από τη συχνότητα φαίνεται στο Σχήμα 4.7. Όσο μικρότερη είναι η συχνότητα τόσο μεγαλύτερη είναι η εμβέλεια, καθώς βελτιώνεται η διάδοση στις χαμηλότερες συχνότητες λόγω της μείωσης των απωλειών διάδοσης και για τα δύο συστήματα. Και ως προς την εξάρτηση από τη συχνότητα η εμβέλεια είναι μικρότερη για $d_{0p}=1m$ σε σχέση με την τιμή για $d_{0p}=100m$.



Σχήμα 4.7: Μεταβολή της εμβέλειας d_s συναρτήσει της συχνότητας f



Σχήμα 4.8: Μεταβολή της εμβέλειας d_s συναρτήσει του λόγου SIR_s



Σχήμα 4.9: Μεταβολή της εμβέλειας d_s ως συνάρτηση του ισχύος S_{Smin}

Στο Σχήμα 4.8 απεικονίζεται η μεταβολή της εμβέλειας ως συνάρτηση του ελάχιστου λόγου SIR_s . Παρατηρείται ότι προδιαγραφές για υψηλούς λόγους SIR_s προκαλούν μείωση της εμβέλειας του δευτερεύοντος συστήματος. Συνεπώς, επιδιώκεται η δυνατότητα λειτουργίας υπό χαμηλούς SIR_s . Η σταθερότητα του αρχικού τμήματος του διαγράμματος οφείλεται στο ότι για χαμηλούς SIR_s η εμβέλεια περιορίζεται από την ελάχιστη ισχύ λήψης του δευτερεύοντος δέκτη και όχι από την παρεμβολή από το πρωτεύον σύστημα.

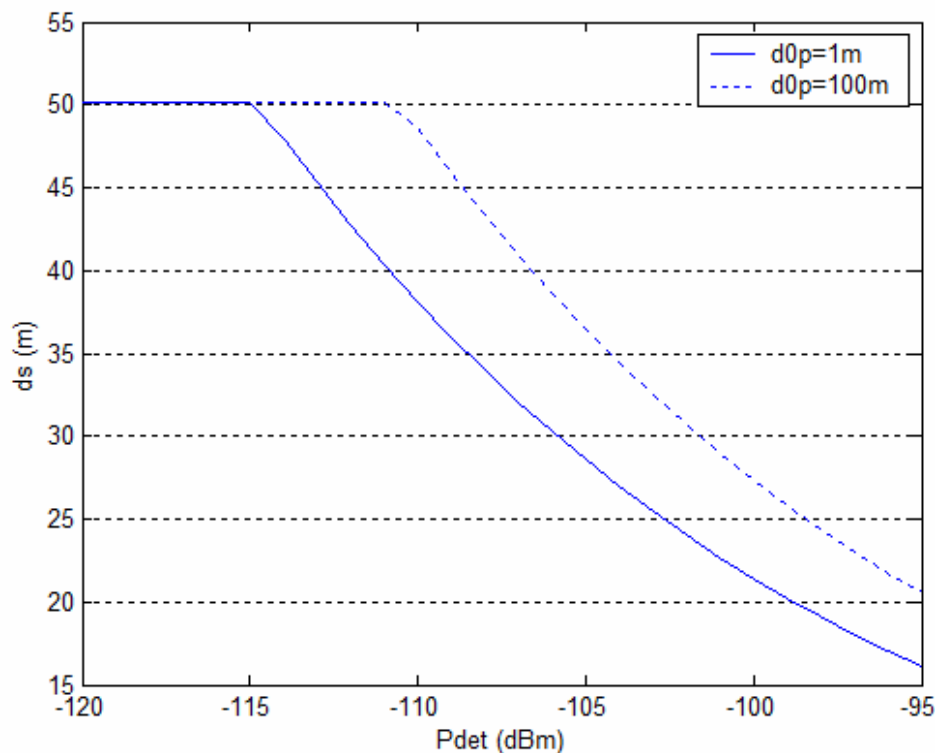
Στο Σχήμα 4.9 δίνεται η μεταβολή της εμβέλειας d_s ως συνάρτηση του ισχύος S_{Smin} . Για μικρότερη ευαισθησία λήψης του δευτερεύοντος δέκτη, η εμβέλεια μειώνεται, καθώς ο δέκτης δεν μπορεί να λάβει τα ασθενή σήματα που αποστέλλει το δευτερεύον σύστημα. Το αρχικά σταθερό τμήμα του διαγράμματος για $d_{0p}=1m$ προκύπτει από τον περιορισμό που θέτει ο λόγος SIR_s .

Στο Σχήμα 4.10 σχεδιάζεται η εμβέλεια d_s ως συνάρτηση της ισχύος ανίχνευσης P_{det} του δευτερεύοντος συστήματος. Η δυνατότητα ανίχνευσης υπό χαμηλότερη ισχύ επιτρέπει στη συσκευή γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών να ανιχνεύει πρωτεύοντα σήματα από πολύ μακριά και αυξάνοντας έτσι την εμβέλεια του

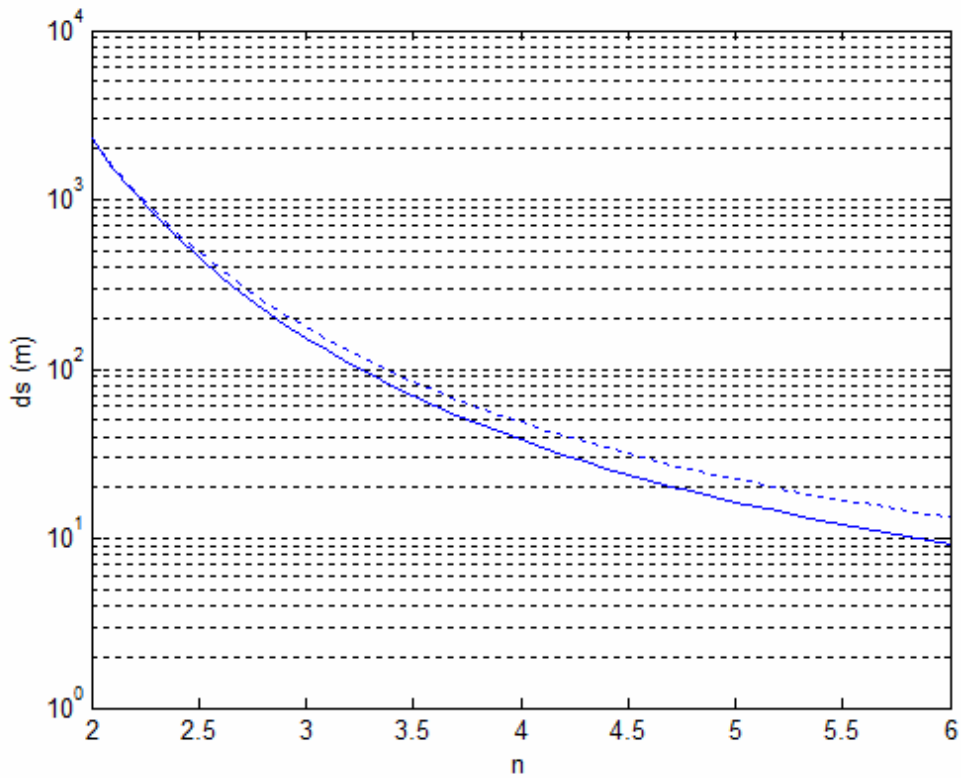
δευτερεύοντος συστήματος. Το οριζόντιο τμήμα στο γράφημα οφείλεται στο ότι η ισχύς λήψης του δευτερεύοντος δέκτη περιορίζει την εμβέλεια. Συνεπώς, η εμβέλεια επηρεάζεται καθοριστικά από τις δυνατότητες ανίχνευσης φάσματος του συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών. Γι' αυτό και η ανίχνευση φάσματος είναι από τα πλέον σημαντικά ζητήματα σχετικά με τη βιωσιμότητα των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών.

Στο Σχήμα 4.11 απεικονίζεται η εξάρτηση της εμβέλειας d_s από τον εκθέτη απωλειών διάδοσης n . Όπως ήταν αναμενόμενο, η εμβέλεια αυξάνει για τιμές του n κοντά στο 2 που αντιστοιχεί στον ελεύθερο χώρο καθώς βελτιώνονται οι συνθήκες διάδοσης, με συνέπεια να μπορούν να εντοπιστούν τα πρωτεύοντα σήματα από μεγαλύτερες αποστάσεις αυξάνοντας την εμβέλεια του δευτερεύοντος συστήματος.

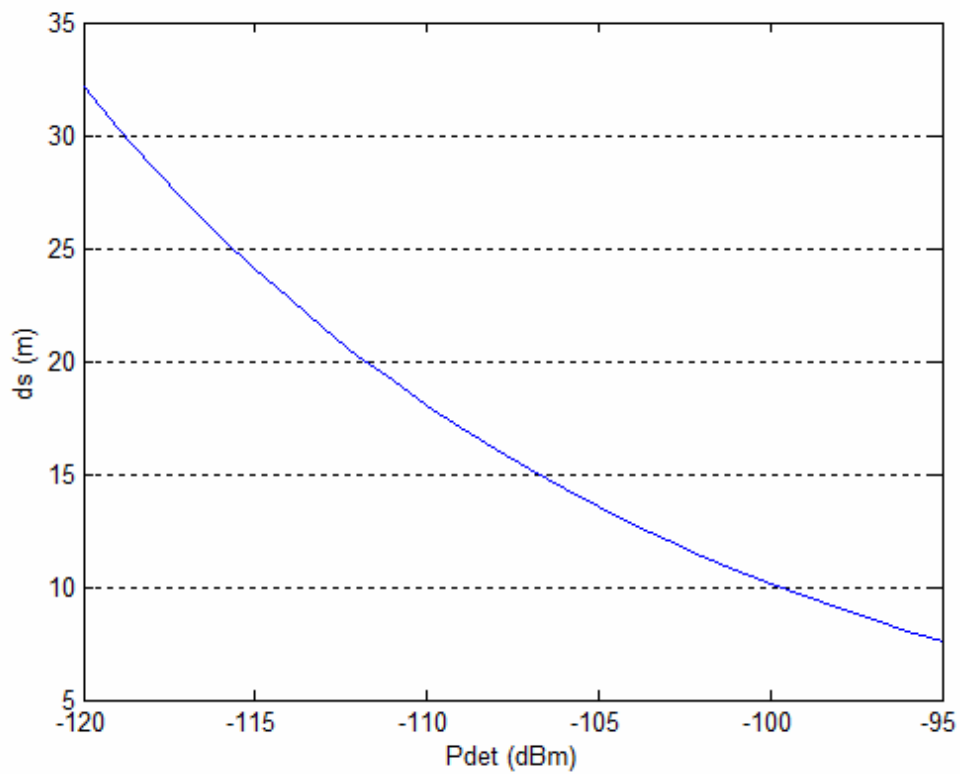
Στο Σχήμα 4.12 απεικονίζεται η μεταβολή της εμβέλειας d_s συναρτήσει της ισχύος ανίχνευσης P_{det} του δευτερεύοντος συστήματος, με $d_{op}=1m$ και $P_p=-30dBm$, δηλαδή για πρωτεύοντα συστήματα UWB. Φαίνεται ότι η εμβέλεια μειώνεται κατά πολύ και καταδεικνύει τη δυσκολία που υπεισέρχεται στη λειτουργία των συσκευών γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών από πρωτεύουσες συσκευές UWB που λειτουργούν υπό πολύ χαμηλή ισχύ.



Σχήμα 4.10: Μεταβολή της εμβέλειας d_s συναρτήσει της ισχύος ανίχνευσης P_{det}



Σχήμα 4.11: Η εμβέλεια d_s συναρτήσει του εκθέτη απωλειών διάδοσης n



Σχήμα 4.12: Μεταβολή της εμβέλειας d_s συναρτήσει της ισχύος ανίχνευσης P_{det} για UWB πρωτεύοντα σήματα

Για να διαπιστωθεί αν η εμβέλεια των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών είναι ικανοποιητική για δυσμενή χαρακτηριστικά λειτουργίας του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος συστήματος, χρησιμοποιούνται τα χαρακτηριστικά λειτουργίας που εμφανίζονται στον Πίνακα 4.2.

P_p (mW)	G_p (dB)	G_s (dB)	f (GHz)	d_{0s} (m)	SIR_p (dB)	SIR_s (dB)	S_{Pmin} (dBm)	S_{Smin} (dBm)	P_{det} (dBm)	n	σ (dB)	P_s (mW)
1	0	0	3	1	20	20	-90	-90	-110	4	8	1

Πίνακας 4.2: Χαρακτηριστικά λειτουργίας συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

Από τα χαρακτηριστικά αυτά προκύπτουν οι τιμές του Πίνακα 4.3 για την εμβέλεια d_s του συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών. Η τελευταία στήλη του πίνακα αναφέρεται στην εμβέλεια του δευτερεύοντος συστήματος στην περίπτωση όπου δεν υπάρχει πρωτεύον σήμα που μειώνει το σηματοθορυβικό λόγο στον δευτερεύοντα δέκτη κάτω από τον ελάχιστο επιτρεπτό.

d_{0p} (m)	d_s (m)	d_s (m)
	με πρωτεύον σύστημα που παρεμβάλλει	χωρίς πρωτεύον σύστημα
1	18	50
100	42	50

Πίνακας 4.3: Εμβέλεια d_s του συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών σε δυσμενή περίπτωση

Ο Πίνακας 4.3 δείχνει ότι συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών μπορούν να λειτουργήσουν σε συχνότητες της τάξης των GHz κυρίως σε ασύρματα τοπικά δίκτυα, λόγω της μικρής τους εμβέλειας. Τα ανωτέρω αποτελέσματα περιέχουν παραδοχές πάρα πολύ αυστηρές, με αποτέλεσμα να αποτελούν τα κάτω όρια για τα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών. Για τις χαλαρότερες αλλά και συνηθέστερες προδιαγραφές του Πίνακα 4.4, όπου η ισχύς του πρωτεύοντος

συστήματος είναι μεγαλύτερη άρα και ευκολότερα ανιχνεύσιμη, η απόσταση διάδοσης οπτικής επαφής d_{op} είναι υψηλότερη των 100m και η ελάχιστη ισχύς λειτουργίας χαμηλότερη, καταλήγοντας σε μεγαλύτερη απόσταση κανονικής λειτουργίας, προκύπτουν τα αποτελέσματα του Πίνακα 4.5.

P_p (W)	G_p (dB)	G_s (dB)	f (GHz)	d_{os} (m)	SIR_p (dB)	SIR_s (dB)	S_{Pmin} (dBm)	S_{Smin} (dBm)	P_{det} (dBm)	n	σ (dB)	P_s (W)
10	0	0	3	1	20	20	-90	-110	-110	4	8	1

Πίνακας 4.4: Τυπικά χαρακτηριστικά λειτουργίας συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

d_{op} (m)	d_s (m) με πρωτεύον σύστημα που παρεμβάλλει	d_s (m) χωρίς πρωτεύον σύστημα
100	50	89

Πίνακας 4.5: Εμβέλεια d_s του συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών σε μια τυπική περίπτωση

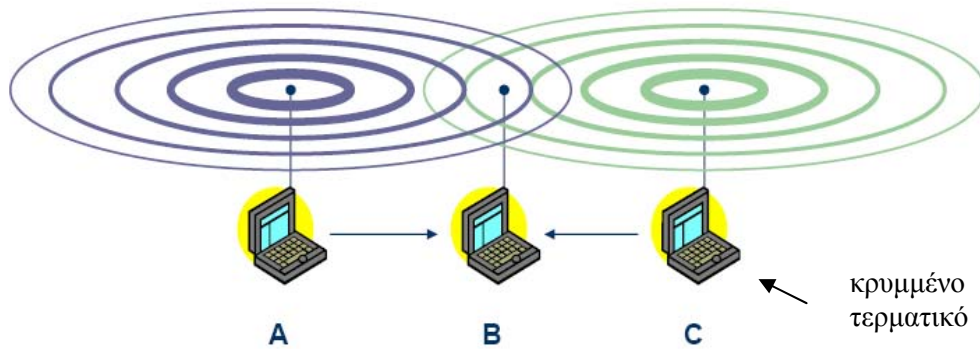
Τα αποτελέσματα είναι σαφώς καλύτερα, οπότε διαφαίνεται ότι τα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως ασύρματα τοπικά δίκτυα σε συχνότητες των GHz. Μάλιστα ο περιορισμός των 50m προκύπτει από τον ελάχιστο λόγο SIR_p για τη λειτουργία του πρωτεύοντος δέκτη λόγω παρεμβολών από το δευτερεύοντα πομπό.

Όλα τα αποτελέσματα του κεφαλαίου λαμβάνουν υπόψη και τις διαλείψεις και ισχύουν με πιθανότητα 90% και για τις δύο ισχείς εκπομπής, καθώς τα διαγράμματα έχουν γίνει θεωρώντας την ισχύ κατά 10dB χαμηλότερη από την ονομαστική ισχύ του εκάστοτε συστήματος, για $\sigma=8dB$. Αυτό σημαίνει ότι με πιθανότητα $0.9 \times 0.9 = 0.81$, η εμβέλεια θα είναι μεγαλύτερη από αυτήν των διαγραμμάτων. Δηλαδή τα διαγράμματα και οι πίνακες περιγράφουν τη χειρότερη δυνατή και ελάχιστη πιθανή κατάσταση σε αντίθεση με την τυπική και πιθανότερη κατάσταση που σε συνθήκες πραγματικού περιβάλλοντος οδηγούν σε πολύ μεγαλύτερη εμβέλεια.

Το στρώμα ζεύξης δεδομένων σε ένα δίκτυο γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών πρέπει να είναι σε θέση να προσαρμόζεται στη διαθεσιμότητα των τηλεπικοινωνιακών πόρων που προκύπτει λόγω της δυναμικής εκχώρησης φάσματος και να βελτιστοποιεί τη χρήση τους για τη διασφάλιση υψηλής ποιότητας υπηρεσίας (Quality of Service, QoS) προς τους χρήστες του δευτερεύοντος συστήματος. Παράλληλα, πρέπει να αντιμετωπίζει όλα τα προβλήματα που εμφανίζονται στα κλασικά ασύρματα τοπικά δίκτυα.

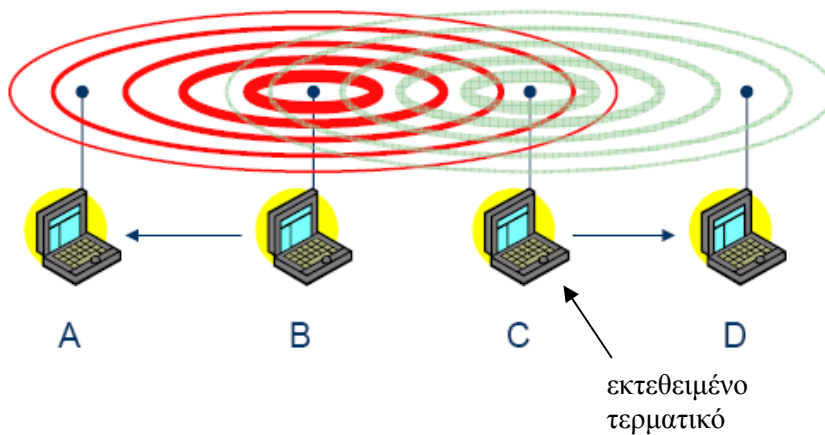
5.1 Βασικές Αρχές Σχεδίασης

Το στρώμα ζεύξης δεδομένων είναι απαραίτητο να βασίζεται σε πρωτόκολλο που λαμβάνει υπόψη τα προβλήματα του κρυμμένου και του εκτεθειμένου τερματικού που προκύπτουν στα κλασικά ασύρματα δίκτυα. Πριν στείλει δεδομένα, το πρωτόκολλο πρέπει να κάνει ανίχνευση φέροντος, με στόχο να αντιληφθεί αν ο δίαυλος είναι κατειλημμένος. Αν είναι, η εκπομπή καθυστερεί μέχρι ο δίαυλος να καταστεί διαθέσιμος. Η αναγνώριση των συγκρούσεων προαπαιτεί την αναγνώριση των εκπομπών άλλων χρηστών, γεγονός που είναι αδύνατο σε ασύρματα συστήματα λόγω των απωλειών διάδοσης και σκίασης μεταξύ των χρηστών. Η δυσκολία αναγνώρισης συγκρούσεων στα ασύρματα συστήματα οφείλεται, κυρίως, στο πρόβλημα του κρυμμένου τερματικού (hidden terminal problem) όπως εμφανίζεται στο Σχήμα 5.1. Το κρυμμένο τερματικό στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι το C, καθώς η μετάδοσή του δεν μπορεί να γίνει αντιληπτή από το τερματικό A, με αποτέλεσμα να προκύπτει σύγκρουση εφόσον και τα δύο τερματικά θέλουν να μεταδώσουν προς το τερματικό B.



Σχήμα 5.1: Πρόβλημα κρυμμένου τερματικού

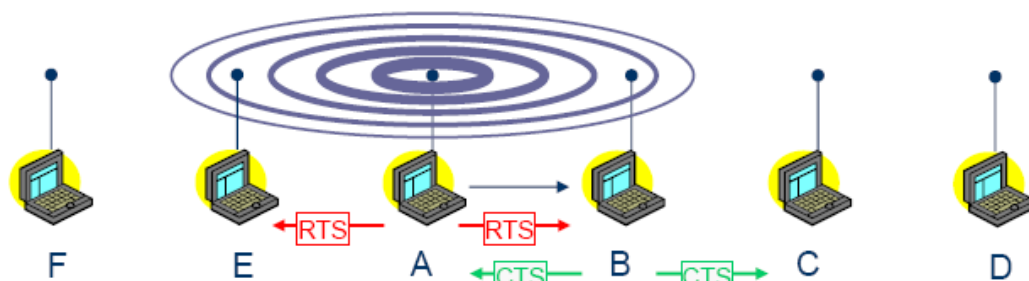
Ακόμη ένα πρόβλημα στα ασύρματα δίκτυα είναι αυτό του εκτεθειμένου τερματικού (exposed terminal problem) που απεικονίζεται στο Σχήμα 5.2. Αν το τερματικό B επικοινωνεί με το A και το C θέλει να στείλει σε κάποιο άλλο τερματικό (εκτός των A και B), λόγω ανίχνευσης φέροντος, το C είναι αναγκασμένο να περιμένει. Όμως, το A βρίσκεται εκτός της εμβέλειας του C οπότε κακώς περιμένει, επιβαρύνοντας το σύστημα με καθυστερήσεις. Στην περίπτωση αυτή το τερματικό C καλείται εκτεθειμένο.



Σχήμα 5.2: Πρόβλημα εκτεθειμένου τερματικού

Λόγω της αδυναμίας χρήσης των τεχνικών ανίχνευσης φέροντος και αναγνώρισης συγκρούσεων στους ραδιοδιαύλους, στα ασύρματα δίκτυα εφαρμόζεται η τεχνική της αποφυγής σύγκρουσης (collision avoidance), οδηγώντας σε πρωτόκολλα πολλαπλής πρόσβασης με ανίχνευση φέροντος και αποφυγή σύγκρουσης (Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance, CSMA/CA). Η τεχνική αυτή περιλαμβάνει την αποστολή αιτήσεων από τον πομπό και

επιβεβαιώσεων από το δέκτη. Ο πομπός αποστέλλει το μήνυμα RTS (Request To Send) που περιέχει το όνομα του πομπού, το δέκτη και την επιθυμητή διάρκεια μετάδοσης. Ο δέκτης αποκρίνεται με το μήνυμα CTS (Clear To Send) που περιέχει τις προηγούμενες πληροφορίες και δεσμεύει τον ασύρματο διάυλο, αφού όποιο τερματικό το λαμβάνει δεν επιτρέπεται να μεταδώσει για το συγκεκριμένο χρονικό διάστημα μετάδοσης. Με αυτόν τον τρόπο επιλύονται τα προβλήματα του κρυμμένου τερματικού και του εκτεθειμένου τερματικού. Η διαδικασία αυτή – που για την περίπτωση όπου το τερματικό A μεταδίδει στο B απεικονίζεται στο Σχήμα 5.3 – απαιτεί όλα τα τερματικά να λαμβάνουν σε ένα κοινό κανάλι ελέγχου, το οποίο πρέπει να υιοθετηθεί και στα δίκτυα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών.



Σχήμα 5.3: Ανταλλαγή RTS – CTS

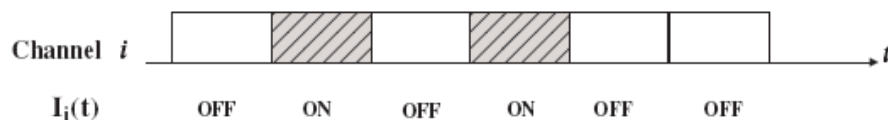
Πέρα από την αντιμετώπιση των γνωστών προβλημάτων που ήδη αναφέρθηκαν και αφορούν τα ασύρματα τοπικά δίκτυα, το στρώμα ζεύξης δεδομένων των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών έχει μεγαλύτερες απαιτήσεις. Ανάλογα με το πόσο συνεργατικά πραγματοποιείται, η ανίχνευση φάσματος, επηρεάζει το πρωτόκολλο του στρώματος ζεύξης δεδομένων, καθώς η συνεργασία μεταξύ των συσκευών του δευτερεύοντος συστήματος, αν και απαιτεί περίπλοκη σχεδίαση, επηρεάζει τις δυνατότητες αξιοποίησης του φάσματος. Το επίπεδο της συνεργατικότητας σχετίζεται με την πληροφορία ανίχνευσης που πρέπει να ανταλλάσσεται μεταξύ των τερματικών και τον τρόπο με τον οποίο πραγματοποιείται. Συνεπώς, η ανίχνευση φάσματος, που αποτελεί μια λειτουργία του φυσικού στρώματος, εμπλέκεται στη σχεδίαση του πρωτοκόλλου ανώτερου στρώματος επηρεάζοντας την απόδοσή του.

Επίσης, η ταυτόχρονη χρησιμοποίηση πολλαπλών καναλιών κατά τη μετάδοση οδηγεί στην ανάγκη τα τερματικά να ανταλλάσσουν πληροφορίες ως προς το ποιά κανάλια θα χρησιμοποιηθούν και πότε, ώστε να επέλθει συγχρονισμός μεταξύ πομπού και δέκτη στα επιλεγμένα κανάλια και να αξιοποιηθεί αποδοτικότερα το φάσμα. Η ταυτόχρονη χρήση πολλαπλών καναλιών (π.χ. μέσω διαμόρφωσης OFDM) βασίζεται στις δυνατότητες του φυσικού στρώματος, με αποτέλεσμα να επιτυγχάνεται σύνδεση των χαρακτηριστικών του φυσικού στρώματος με το ανώτερο στρώμα ζεύξης δεδομένων.

Διαπιστώνεται, λοιπόν, ότι οι ιδιαιτερότητες των δικτύων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών απαιτούν τη διαλειτουργικότητα μεταξύ του φυσικού στρώματος και του στρώματος ζεύξης δεδομένων. Οι λειτουργίες της ανίχνευσης φάσματος και της μετάδοσης σε πολλαπλές συχνότητες, που αποτελούν διαδικασίες του φυσικού στρώματος, επηρεάζουν τη σχεδίαση και την απόδοση του στρώματος ζεύξης δεδομένων (MAC), καθιστώντας απαραίτητη τη διαστρωματική σχεδίαση (cross-layer design).

5.2 Το Κανάλι Πρωτευόντων Χρηστών- Μοντέλο Χρήσης

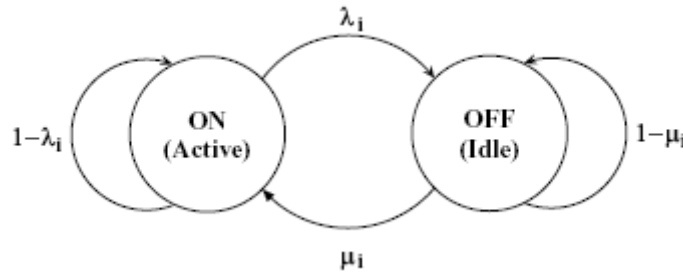
Όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.4, θεωρείται ένα εύρος ζώνης που περιλαμβάνει N κανάλια. Κάθε κανάλι χωρίζεται σε χρονικές σχισμές έτσι ώστε οι πρωτεύοντες χρήστες να επικοινωνούν μεταξύ τους κατά σύγχρονο τρόπο.



Σχήμα 5.4: Χρησιμοποίηση φάσματος από πρωτεύοντες χρήστες

Ένας αριθμός δευτερευόντων χρηστών αποκτά πρόσβαση στο φάσμα χωρίς να προκαλεί παρεμβολές στους πρωτεύοντες χρήστες. Το κάθε κανάλι περιγράφεται ως ON-OFF, εναλλασσόμενη μεταξύ της κατάστασης ON (ενεργό) και της κατάστασης OFF (ανενεργό) για κάθε χρονική σχισμή. Οι δευτερευόντες χρήστες μπορούν να χρησιμοποιήσουν το χρόνο OFF για να μεταδώσουν. Γίνεται η υπόθεση ότι κάθε

κανάλι αλλάζει κατάσταση ανεξάρτητα και ότι λ_i είναι η πιθανότητα το κανάλι i να μεταβεί από την κατάσταση ON στην κατάσταση OFF και μ_i η πιθανότητα το κανάλι i , $1 \leq i \leq N$, να μεταβεί από την κατάσταση OFF στην κατάσταση ON. Τότε, η κατάσταση του καναλιού μπορεί να περιγραφεί ως μια αλυσίδα Markov όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.5.



Σχήμα 5.5: Το μοντέλο χρήσης ON-OFF των καναλιών για τους πρωτεύοντες χρήστες

Την χρονική σχισμή t , $t = 1, 2, \dots, T, (T+1), (T+2), \dots$, η κατάσταση του καναλιού i , $I_i(t)$, είναι μια τυχαία μεταβλητή που λαμβάνει τις τιμές 0 και 1 αν το κανάλι είναι ανενεργό ή ενεργό, αντίστοιχα. Έτσι, η κατάσταση ενός καναλιού αποτελεί μια τυχαία δυαδική ακολουθία. Τη χρονική στιγμή t η κατάσταση του δικτύου μπορεί να χαρακτηριστεί ως $[I_1(t), I_2(t), \dots, I_n(t)]$. Τότε, η χρησιμοποίηση γ_i του καναλιού i , που ορίζεται ως το ποσοστό του χρόνου που χρησιμοποιείται το κανάλι από τους πρωτεύοντες χρήστες, μπορεί να γραφεί ως

$$\gamma_i = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\sum_{t=1}^T I_i(t)}{T} = \frac{\mu_i}{\lambda_i + \mu_i} \quad (5.1)$$

όπου $1 \leq i \leq N$.

5.3 Σχεδίαση Ασύγχρονου Στρώματος Ζεύξης Δεδομένων για Δίκτυα Γνωστικών Ραδιοεπικοινωνιών

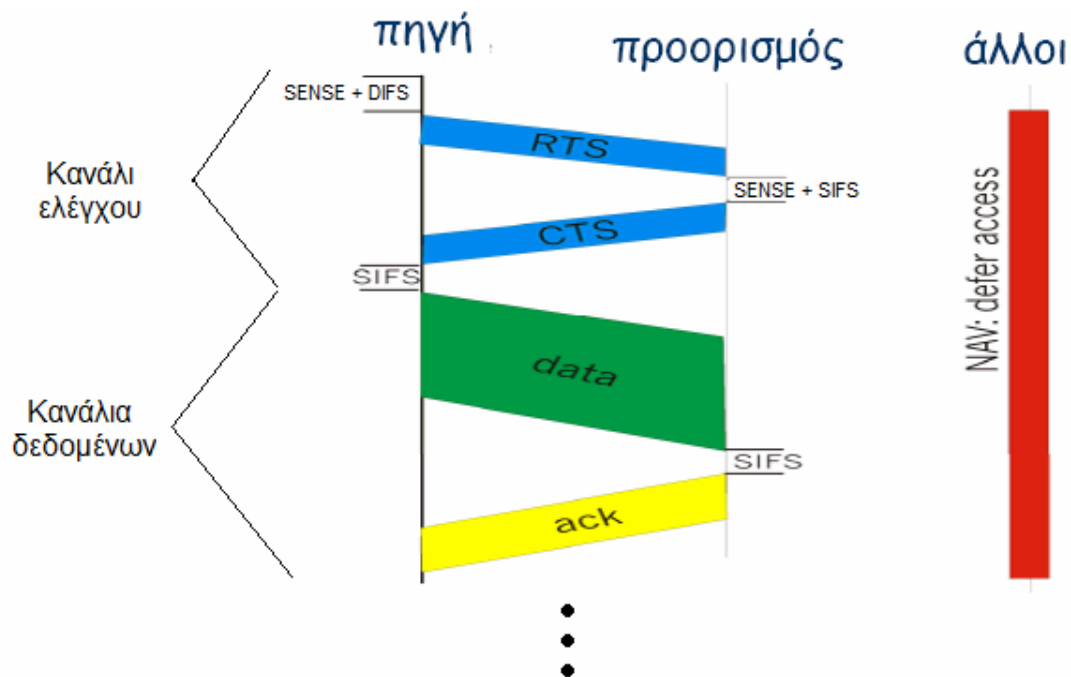
Όσον αφορά τη σχεδίαση του στρώματος ζεύξης δεδομένων, στα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών σημαντικό ρόλο κατέχει η ανίχνευση φάσματος και ο συγχρονισμός πομπού και δέκτη στις ίδιες συχνότητες. Το επίπεδο της

συνεργατικότητας στην ανίχνευση φάσματος αποτελεί καθοριστικό παράγοντα για τα τοπικά ασύρματα δίκτυα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών.

Η λειτουργία του πρωτοκόλλου είναι παρόμοια με αυτήν των συμβατικών ασύρματων τοπικών δικτύων του προτύπου IEEE 802.11 που λειτουργούν χωρίς συγχρονισμό μεταξύ των χρηστών. Οι δευτερεύοντες χρήστες ανταγωνίζονται για την κατάληψη του διαύλου ελέγχου. Αρχικά γίνεται ανίχνευση φάσματος από τον πομπό που μπορεί να υλοποιείται με ανιχνευτή ενέργειας βασισμένο σε FFT ή σε ζωνοπερατό φίλτρο (βλ. Κεφάλαιο 2). Σε κάθε περίπτωση απαιτείται κάποιο χρονικό διάστημα για την ανίχνευση που συμβολίζεται ως SENSE. Όταν ευρεθούν ένα ή περισσότερα κανάλια ελεύθερα, στο κανάλι ελέγχου μετά από χρόνο SENSE+DIFS ο πομπός εκπέμπει RTS προς το δέκτη. Μετά από χρόνο SENSE+SIFS ο δέκτης εκπέμπει CTS. Τα χρονικά διαστήματα DIFS (DCF Inter Frame Spacing) και SIFS (Short Inter Frame Spacing) είναι όμοια με αυτά που συναντώνται στο πρότυπο 802.11. Κατά τη διάρκεια της ανταλλαγής αυτής, τα υπόλοιπα τερματικά απέχουν και δεν μεταδίδουν για τον ελάχιστο χρόνο αποχής του διανύσματος εκχώρησης δικτύου, NAV (Network Allocation Vector), έχοντας λάβει την πληροφορία αυτή μέσω των μηνυμάτων αυτών. Έπειτα, ο πομπός μετά από διάστημα SIFS μεταδίδει τα δεδομένα στα κανάλια δεδομένων και, τέλος, ο δέκτης μετά από SIFS αποστέλλει την γνωστοποίηση ACK.

Τα μηνύματα RTS και CTS περιλαμβάνουν N δυαδικά ψηφία με τη διαθέσιμη πληροφορία ανίχνευσης των N καναλιών από τον πομπό και το δέκτη. Το δυαδικό ψηφίο που αντιστοιχεί σε κάθε ελεύθερο κανάλι είναι 1 και 0 όταν δεν είναι ελεύθερο ή είναι άγνωστη η κατάστασή του γιατί δεν έχει πραγματοποιηθεί ανίχνευση. Η πληροφορία αυτή χρησιμοποιείται για το συγχρονισμό πομπού και δέκτη στις ίδιες συχνότητες ώστε να επιτευχθεί σωστή αποδιαμόρφωση. Η ανίχνευση του φάσματος και από το δέκτη γίνεται για να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα του κρυμμένου ST τερματικού, σύμφωνα με την ανάλυση του Κεφαλαίου 4. Η πληροφορία που μεταδίδεται είναι απαραίτητη για την αποδιαμόρφωση των συγκεκριμένων υποφερουσών της διαμόρφωσης OFDM του φυσικού στρώματος. Δηλαδή μεταφέρεται πληροφορία συγκεντρωτικά για όλες τις υποφέρουσες που ανήκουν στο ίδιο κανάλι. Η μετάδοση πληροφορίας για κάθε υποφέρουσα απαιτεί αριθμό δυαδικών ψηφίων στα RTS και CTS ίσο με τον αριθμό των υποφερουσών. Ωστόσο, για το ευρύ φάσμα λειτουργίας των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών, ο αριθμός των υποφερουσών είναι πολύ μεγάλος, γεγονός που προκαλεί χειροτέρευση

της απόδοσης λόγω των μεγάλων RTS και CTS. Η όλη διαδικασία φαίνεται στο Σχήμα 5.6.



Σχήμα 5.6: Πρωτόκολλο ασύγχρονης μετάδοσης για συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

Χωρίς απώλεια της γενικότητας, υιοθετείται το επίμονο- p CSMA ως το σχήμα πρόσβασης διαύλου για τους δευτερεύοντες χρήστες. Στην ενότητα αυτή αναπτύσσεται ένα αναλυτικό μοντέλο για την ανάλυση του ρυθμού μετάδοσης του προτεινόμενου σχήματος βασισμένο στο επίμονο- p CSMA για τη φάση ανταγωνισμού.

Σύμφωνα με το επίμονο- p CSMA πρωτόκολλο, κάθε δευτερεύων χρήστης με μη άδεια ουρά πακέτων αναμένει μέχρι το κανάλι ελέγχου να απελευθερωθεί και, στη συνέχεια, μεταδίδει το πακέτο με πιθανότητα p . Θεωρείται ότι το δίκτυο είναι κορεσμένο, δηλαδή κάθε δευτερεύων χρήστης έχει πάντα μη άδεια ουρά πακέτων. Έτσι, όλοι οι δευτερεύοντες χρήστες ανταγωνίζονται για την αποστολή RTS πακέτων χρησιμοποιώντας το επίμονο- p CSMA. Αν T_{succ} και T_{coll} οι χρόνοι που χρειάζεται μια επιτυχής και μια ανεπιτυχής μετάδοση, αντίστοιχα, ισχύουν

$$\begin{cases} T_{succ} = 2 \cdot SENSE + DIFS + RTS + 2 \cdot SIFS + CTS \\ T_{coll} = SENSE + RTS + DIFS \end{cases} \quad (5.2)$$

όπου RTS είναι ο χρόνος που χρειάζεται για την αποστολή του πακέτου RTS , CTS ο χρόνος που χρειάζεται για την αποστολή του πακέτου CTS , $SIFS$ και $DIFS$ τα διαστήματα με λειτουργία όμοια με αυτήν στο πρωτόκολλο 802.11.

Στο επίμονο- p CSMA, αν ονομαστούν P_{idle} , P_{succ} , P_{coll} , η πιθανότητα το κανάλι ελέγχου να είναι ελεύθερο, η πιθανότητα ο κόμβος να στείλει επιτυχώς RTS πακέτο και η πιθανότητα σύγκρουσης, αντίστοιχα, ισχύουν

$$\begin{aligned} P_{idle} &= (1 - p)^u \\ P_{succ} &= up(1 - p)^{u-1} \\ P_{coll} &= 1 - (1 - p)^u - up(1 - p)^{u-1}, \end{aligned} \quad (5.3)$$

όπου u είναι ο αριθμός των δευτερευόντων χρηστών. Επιπλέον, ο μέσος χρόνος που χρειάζεται για να γίνει μια επιτυχής μετάδοση είναι

$$\bar{T}_{succ} = \frac{T_{succ} P_{succ} + T_{coll} P_{coll}}{P_{succ}} \quad (5.4)$$

Στην περίπτωση όπου δεν υπάρχει ανταγωνισμός, αν T_{succ} ο χρόνος που χρειάζεται μια επιτυχής μετάδοση που περιλαμβάνει και ανεπιτυχείς ανιχνεύσεις και αγνοηθούν οι χρόνοι διάδοσης ως αμελητέοι, προκύπτει

$$T_{succ}(k) = (k + 1) \cdot SENSE + DIFS + RTS + 2 \cdot SIFS + CTS \quad (5.5)$$

όπου RTS είναι ο χρόνος που χρειάζεται για την αποστολή του πακέτου RTS , CTS ο χρόνος που χρειάζεται για την αποστολή του πακέτου CTS , $SIFS$ και $DIFS$ τα διαστήματα με λειτουργία όμοια με αυτήν στο πρωτόκολλο 802.11. Επίσης, k είναι ο μέσος αριθμός ανιχνεύσεων που απαιτείται για την ανίχνευση ελεύθερου καναλιού. Ακόμη θεωρείται ότι η ανίχνευση που γίνεται από το δέκτη επιβεβαιώνει την ανίχνευση του πομπού. Ανιχνεύονται $M \leq N$ κανάλια, που όλα θεωρείται ότι έχουν διαφορετική χρησιμοποίηση. Όσον αφορά τους χρόνους ανίχνευσης, ο χρόνος ανίχνευσης T_{SENSE} για ανίχνευση βασισμένη σε φίλτρο

$$T_{SENSE} = \frac{N_s}{BR} \quad (5.6)$$

όπου N_s είναι ο απαιτούμενος αριθμός των δειγμάτων για να γίνει αξιόπιστη ανίχνευση ενέργειας (βλ. Κεφάλαιο 2) και BR (Baud Rate) είναι ο ρυθμός δειγματοληψίας Nyquist. Ο χρόνος ανίχνευσης για ανιχνευτή βασισμένο σε κύκλωμα FFT είναι

$$T_{SENSE} = \frac{N_s \cdot 2M}{BR} \quad (5.7)$$

όπου M είναι ο αριθμός των καναλιών. Προϋπόθεση για να είναι ακριβείς οι προηγούμενες σχέσεις που δίνουν τους χρόνους ανίχνευσης είναι να είναι αμελητέα η καθυστέρηση που εισάγουν τα υπόλοιπα κυκλώματα του ανιχνευτή, κάτι το οποίο είναι εφικτό με την σημερινή ταχύτητα των επεξεργασιών. Πρέπει επίσης ο διαχωρισμός (spacing) μεταξύ των K σημείων (bins) του κυκλώματος FFT (βλ. Κεφάλαιο 2) να είναι αρκετά μικρός ώστε να μπορούν να ανιχνευτούν σήματα στενού εύρους ζώνης αλλά και αρκετά μεγάλος ώστε το K να είναι όσο γίνεται μικρότερο με στόχο τη μείωση της πολυπλοκότητας. Για το διαχωρισμό μεταξύ των σημείων του FFT στο πεδίο της συχνότητας ισχύει η σχέση

$$spacing = \frac{BR}{K} \quad (5.8)$$

Ο ρυθμός μετάδοσης R σε κάθε κανάλι θεωρείται ίδιος. Με t_{int} συμβολίζεται ο χρόνος κατά τον οποίο επιτρέπεται η μετάδοση στους διαύλους δεδομένων. Επιλέγεται ώστε να είναι αρκετά μικρός για να μην παρεμβάλλει για πολύ χρόνο αν ο πρωτεύων χρήστης αρχίσει να μεταδίδει κατά την διάρκειά του. Ωστόσο, πρέπει να είναι και αρκετά μεγάλος ώστε να μεταδίδονται αρκετά δεδομένα ώστε να μην μειώνεται ο ρυθμός μετάδοσης και η απόδοση του δικτύου. Συνεπώς, ο χρόνος t_{int} είναι γνωστός εξ αρχής καθώς εξαρτάται αποκλειστικά από την πρωτεύουσα υπηρεσία και ποσοτικά προκύπτει από τις απαιτήσεις ποιότητας υπηρεσίας (QoS) του πρωτεύοντος συστήματος.

Για το λόγο αυτό, πρέπει

$$t_{DATA} \leq t_{\text{int}} \quad (5.9)$$

όπου t_{DATA} ο χρόνος μετάδοσης δεδομένων.

5.4 Αλγόριθμος επιλογής καναλιού προς ανίχνευση

Αν η χρησιμοποίηση των καναλιών από τον πρωτεύοντα χρήστη είναι η ίδια για κάθε κανάλι, η πολιτική ανίχνευσης δεν επηρεάζει την απόδοση του πρωτοκόλλου, αφού, ανεξαρτήτως της τακτικής με την οποία επιλέγεται κανάλι για ανίχνευση, η απόδοση παραμένει ίδια. Αντίθετα, όταν η χρησιμοποίηση των καναλιών από τους πρωτεύοντες χρήστες διαφοροποιείται κατά κανάλι, αποκτά σημασία η πολιτική ανίχνευσης, δηλαδή ο τρόπος με τον οποίο επιλέγεται το προς ανίχνευση κανάλι, καθώς είναι αποδοτικότερο να ανιχνεύεται το κανάλι με τη μεγαλύτερη πιθανότητα να βρεθεί ελεύθερο.

Η επιλογή του διαύλου προς ανίχνευση θα διευκολυνόταν σημαντικά αν ήταν διαθέσιμες οι πιθανότητες κατάληψης γ_i των N καναλιών, $1 \leq i \leq N$. Αυτές μπορούν να προσδιοριστούν μέσω πολλών ανιχνεύσεων φάσματος σε όλα τα κανάλια, χωρίς να είναι απαραίτητο η ανίχνευση αυτή να γίνεται με στόχο τη μετάδοση. Δηλαδή πραγματοποιούνται ανιχνεύσεις φάσματος μόνο και μόνο για να συγκεντρωθούν στατιστικά στοιχεία για την τηλεπικοινωνιακή κίνηση του πρωτεύοντος συστήματος σε κάθε κανάλι. Πρέπει να γίνει ένας ικανοποιητικός πεπερασμένος αριθμός ανιχνεύσεων σε κάθε κανάλι, ώστε η πιθανότητα κατάληψης που θα εκτιμηθεί να προσεγγίζει την πραγματική.

Σύμφωνα με την προηγούμενη προσέγγιση, η πολιτική ανίχνευσης έχει ως εξής: Με την ενεργοποίηση της συσκευής του δευτερεύοντος γίνονται N_d ανιχνεύσεις για έκαστο από τα N κανάλια για συνολικό χρόνο $N \cdot N_d \cdot T_{SENSE}$, όπου T_{SENSE} είναι ο χρόνος ανίχνευσης του ενός καναλιού. Η χρονική περίοδος αυτή ονομάζεται *περίοδος μάθησης*. Οι ανιχνεύσεις αυτές δεν προορίζονται για μετάδοση αλλά μόνο για την εκτίμηση των πιθανοτήτων κατάληψης. Η πιθανότητα κατάληψης εκτιμάται ως

$\gamma_i = \frac{n_i}{N_d}$, όπου n_i είναι οι φορές όπου ο i -στός διάυλος βρέθηκε κατειλημμένος κατά

τις N_d ανιχνεύσεις. Η περίοδος μάθησης επαναλαμβάνεται τακτικά μετά από χρόνο T_L που ονομάζεται *χρόνος ανανέωσης* ώστε να επικαιροποιούνται οι πιθανότητες κατάληψης, καθώς αυτές μπορεί να μεταβάλλονται χρονικά. Δηλαδή ο αλγόριθμος τερματίζει μετά από χρόνο T_L , μηδενίζονται οι εκτιμώμενες πιθανότητες κατάληψης και επαναλαμβάνεται η περίοδος μάθησης. Στο επόμενο χρονικό διάστημα, πραγματοποιούνται μεταδόσεις αξιοποιώντας τις εκτιμώμενες πιθανότητες κατάληψης. Αν χρειαστεί να γίνει μετάδοση κατά τη διάρκεια της περιόδου μάθησης, διακόπτεται η περίοδος μάθησης και συνεχίζεται αμέσως μετά το πέρας της μετάδοσης. Για μια τέτοια μετάδοση χρησιμοποιούνται οι πιθανότητες κατάληψης που έχουν εκτιμηθεί κατά την αμέσως προηγούμενη περίοδο μάθησης.

Αφού εκτιμηθούν οι πιθανότητες κατάληψης μετά από μια περίοδο μάθησης, ακολουθεί η μετάδοση δεδομένων και η επιλογή του προς ανίχνευση καναλιού γίνεται ως εξής: Η βασική λογική είναι ότι πάντα επιλέγεται το κανάλι με τη μικρότερη εκτιμώμενη πιθανότητα κατάληψης. Αρχικά, για να γίνει μετάδοση δεδομένων επιλέγεται για ανίχνευση το κανάλι με τη μικρότερη πιθανότητα κατάληψης με βάση την εκτίμηση της περιόδου μάθησης. Ωστόσο, οι ανιχνεύσεις που προορίζονται για μετάδοση δεδομένων προσμετρώνται και αυτές στην εκτίμηση της πιθανότητας κατάληψης που μεταβάλλεται και υπολογίζεται ξανά αντικαθιστώντας την προηγούμενη εκτίμηση, δηλαδή

$$\gamma_i = \frac{n_i + d_i}{N_d + D} \quad (5.10)$$

όπου d_i είναι οι φορές που ο i -στός διάυλος βρέθηκε κατειλημμένος σε D ανιχνεύσεις που προορίζονται για μετάδοση δεδομένων. Δηλαδή οι πιθανότητες κατάληψης αλλάζουν κατά τη διάρκεια των μεταδόσεων δεδομένων αξιοποιώντας την πληροφορία και των νέων ανιχνεύσεων που αποσκοπούν στη μετάδοση δεδομένων. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται προσαρμογή στη χρονική μεταβολή των πιθανοτήτων κατάληψης πριν έλθει ο χρόνος ανανέωσης. Αυτό σημαίνει ότι, αν μετά από σειρά ανεπιτυχών ανιχνεύσεων στο κανάλι που επιλεγόταν μέχρι εκείνη τη στιγμή, έστω το κανάλι i , η πιθανότητα κατάληψης γ_i αυξηθεί τόσο ώστε να προκύψει

κάποιο άλλο κανάλι j με χαμηλότερη χρησιμοποίηση γ_j , δηλαδή $\gamma_j < \gamma_i$, με $i \neq j$, τότε επιλέγεται το κανάλι j . Δηλαδή επιλέγεται το κανάλι που έχει πλέον τη μικρότερη πιθανότητα κατάληψης. Σε κάθε περίπτωση, αν υπάρχουν κανάλια με την ίδια πιθανότητα κατάληψης, επιλέγεται για ανίχνευση τυχαία ένα από αυτά.

Εξετάζοντας την επίδοση του αλγορίθμου στη μόνιμη κατάσταση μετά τη διαδικασία της μάθησης, επιλέγεται το κανάλι που εκείνη τη στιγμή έχει την μικρότερη εκτιμώμενη πιθανότητα κατάληψης. Αν δύο κανάλια χαρακτηρίζονται από την ίδια πιθανότητα κατάληψης γ_i , $1 \leq i \leq N$, επιλέγεται τυχαία ένα από αυτά. Αυτό σημαίνει ότι ο αλγόριθμος επιλέγει το κανάλι που έχει τη μικρότερη πραγματική πιθανότητα κατάληψης στη διάρκεια της περιόδου ανανέωσης. Συνεπώς, η πιθανότητα επιτυχίας στην ανίχνευση, P_{suc} , προσεγγίζει τη βέλτιστη και είναι

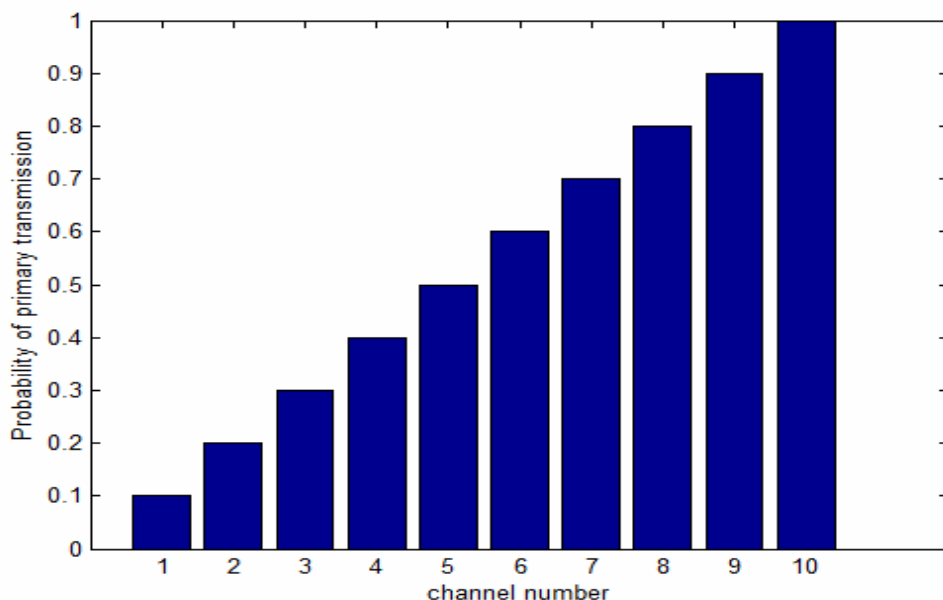
$$P_{suc} = 1 - p_j \quad \text{όπου } j = \left\{ i \mid \max_i (1 - p_i) \right\} \quad (5.11)$$

όπου p_j είναι η πραγματική και όχι η εκτιμώμενη πιθανότητα κατάληψης, κατά τη διάρκεια της περιόδου ανανέωσης του καναλιού, με τη μικρότερη πιθανότητα κατάληψης. Η πραγματική πιθανότητα κατάληψης p_i είναι ο λόγος του ενεργού χρόνου κατά την περίοδο ανανέωσης προς το χρόνο της περιόδου ανανέωσης. Η επίδοση αυτή προκύπτει από το γεγονός ότι ο αλγόριθμος προσαρμόζεται στις χρονικές μεταβολές της πιθανότητας κατάληψης κατά τη διάρκεια της περιόδου ανανέωσης και επιβεβαιώνεται από τις προσομοιώσεις που ακολουθούν παρακάτω. Σύμφωνα με τις πιθανότητες κατάληψης που υπολογίζονται, επιλέγεται για ανίχνευση το κανάλι με τη μικρότερη πιθανότητα κατάληψης για όλο το χρονικό διάστημα που μεσολαβεί να έλθει η επόμενη περίοδος μάθησης. Ο χρόνος πρέπει να είναι αρκετά μικρός, της τάξης των δευτερολέπτων, για την καλύτερη προσαρμογή στην χρονική μεταβολή των πιθανοτήτων κατάληψης.

Στην περίπτωση όπου υπάρχει ανισοκατανομή στην κίνηση των καναλιών, για τη διερεύνηση της επίδοσης υπό διαφορετικά φορτία κίνησης, εισάγεται η συνάρτηση που δίνει την πιθανότητα κατάληψης κάθε καναλιού

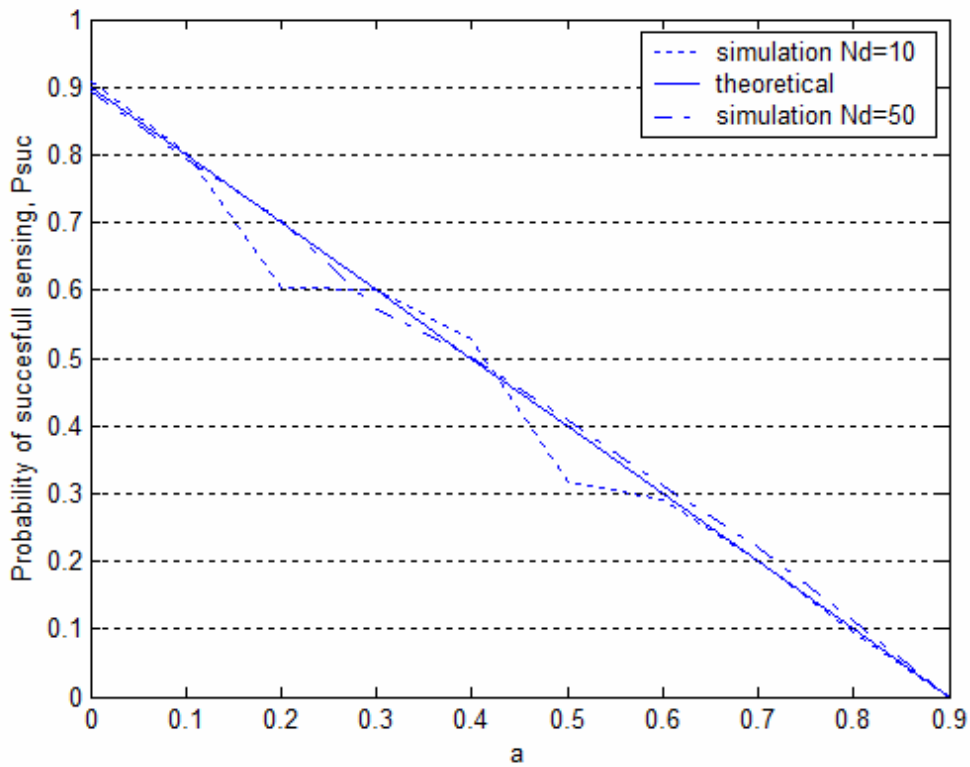
$$p_i = \min(0.1 \cdot i + a, 1) \quad i=1, \dots, 10 \quad (5.12)$$

όπου α είναι παράμετρος που αυξανόμενη αντιστοιχεί σε μεγαλύτερο φορτίο κίνησης σε όλους τους διαύλους, άρα και συνολικά. Για $\alpha=0$ προκύπτει το γράφημα του Σχήματος 5.7.



Σχήμα 5.7: Μοντέλο ανισοκατανομής πιθανοτήτων κατάληψης για $\alpha=0$

Τα διαγράμματα που δίνουν τη θεωρητική καμπύλη επίδοσης του αλγορίθμου στατιστικής εύρεσης πιθανοτήτων κατάληψης και το αποτέλεσμα της προσομοίωσης στο Matlab παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.8. Η προσομοίωση του αλγορίθμου έγινε για $N=10$ και για $N_d=10$ και 50 , για 1000 ανιχνεύσεις. Στην πρώτη περίπτωση με τη μικρότερη περίοδο μάθησης, η εκτίμηση των πιθανοτήτων δεν είναι βέλτιστη, με αποτέλεσμα να είναι πιθανή η υποβάθμιση της επίδοσης. Στη δεύτερη περίπτωση τα αποτελέσματα προκύπτουν εγγύτερα στη θεωρητική ευθεία, καθώς με μεγαλύτερη κατά 50 φορές χρονική περίοδο μάθησης, οι εκτιμώμενες πιθανότητες προκύπτουν πλησιέστερα στις πραγματικές. Ωστόσο, η κατανάλωση ενέργειας αποτελεί εμπόδιο στη συνεχή αύξηση της περιόδου μάθησης και θέτει όρια στον αριθμό των ανιχνεύσεων μάθησης N_d με συνέπεια μικρή σχετικά υποβάθμιση της επίδοσης, ιδιαίτερα κατά την εκκίνηση, λόγω έλλειψης αξιόπιστων στατιστικών στοιχείων. Ωστόσο, στη συνέχεια, η συσκευή συνεχίζει να μαθαίνει από τις ανιχνεύσεις και επιλέγει συνέχεια το κανάλι με τη μεγαλύτερη πιθανότητα να είναι ελεύθερο, κάτι που βελτιώνει την επίδοση μετά από αρκετές ανιχνεύσεις και την οδηγεί κοντά στη θεωρητική.



Σχήμα 5.8: Επίδοση του αλγορίθμου στατιστικής εύρεσης όταν το φορτίο στα κανάλια είναι ανισοκατανομημένο

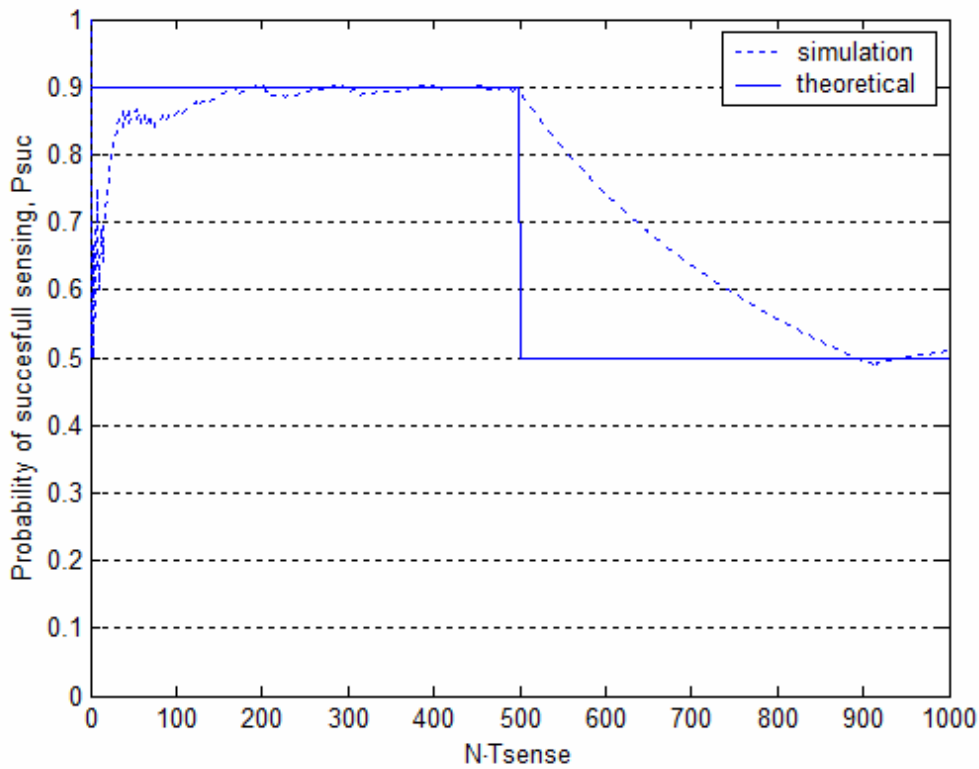
Ως προς την προσαρμογή των πιθανοτήτων στις χρονικές μεταβολές, ο αλγόριθμος στατιστικής εύρεσης πιθανοτήτων χρειάζεται επανάληψη της περιόδου μάθησης σε τακτά χρονικά διαστήματα για να επικαιροποιήσει τα δεδομένα του. Με στόχο την εκτίμηση της απόκρισης του αλγορίθμου σε ταχείες μεταβολές της πιθανότητας κατάληψης των καναλιών, πραγματοποιείται προσομοίωση με 1000 ανιχνεύσεις, όπου η πιθανότητα κατάληψης στις πρώτες 500 προσομοιώσεις δίνεται από την προηγούμενη συνάρτηση

$$p_i = \min(0.1 \cdot i + a, 1) \quad i=1, \dots, 10 \quad (5.13)$$

ενώ για τις επόμενες 500 ανιχνεύσεις από τη συνάρτηση

$$p_{10-i} = \min(0.1 \cdot i + a, 1) \quad i=1, \dots, 10 \quad (5.14)$$

δηλαδή κατά μέσο όρο η πιθανότητα κατάληψης είναι 0.5 για όλα τα κανάλια για το χρονικό διάστημα των 1000 ανιχνεύσεων. Στο Σχήμα 5.9 δίνεται η χρονική διακύμανση της πιθανότητας επιτυχούς ανίχνευσης και η μεταβολή της μετά τη μετάβαση στις νέες πιθανότητες κατάληψης. Είναι φανερό ότι με αυξανόμενο αριθμό ανιχνεύσεων η πιθανότητα επιτυχούς ανίχνευσης προσεγγίζει τη θεωρητική. Μετά την απότομη μεταβολή των πιθανοτήτων κατάληψης, η πιθανότητα μειώνεται για να φθάσει τη νέα θεωρητική ευθεία, που αφορά όλη τη διάρκεια των 1000 ανιχνεύσεων και μάλιστα φθάνει λίγο χαμηλότερα αυτής. Αυτό εξηγείται από το γεγονός ότι, μετά την απόρριψη του καλύτερου μέχρι πριν καναλιού, επιλέγεται το αμέσως επόμενο με βάση τα αρχικά αποτελέσματα της περιόδου μάθησης τα οποία, όμως, δεν είναι σωστά λόγω της αλλαγής των πιθανοτήτων κατάληψης, με αποτέλεσμα να γίνουν αρκετές λανθασμένες ανιχνεύσεις μέχρι να ευρεθούν αξιόπιστα δεδομένα.



Σχήμα 5.9: Απόκριση του αλγορίθμου στατιστικής εύρεσης σε απότομη μεταβολή των πιθανοτήτων μετάβασης για $\alpha=0$

Ρυθμός μετάδοσης για ανίχνευση βασισμένη σε ζωνοπερατό φίλτρο

Στην περίπτωση της ανίχνευσης βασισμένης σε ζωνοπερατό φίλτρο όπου ανιχνεύεται ένα μόνο κανάλι, ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης του συστήματος R_{max} προκύπτει

$$R_{max} = \frac{t_{int}}{T_{succ}(k) + t_{int}} R \quad (5.15)$$

Έχουν αγνοηθεί ως αμελητέοι οι χρόνοι διάδοσης, καθώς επίσης και οι χρόνοι μετάδοσης των γνωστοποιήσεων. Στην ανωτέρω σχέση και με τη χρήση του αλγορίθμου στατιστικής εύρεσης πιθανοτήτων κατάληψης, ο μέσος αριθμός ανιχνεύσεων k για την εύρεση ελεύθερου καναλιού προσεγγίζεται από το λόγο

$$k = \left\{ \max_i (1 - p_i) \right\}^{-1} \quad (5.16)$$

καθώς επιλέγεται το κανάλι με τη μικρότερη χρησιμοποίηση, κάτι που επιβεβαιώνεται και από τα αποτελέσματα των προηγούμενων προσομοιώσεων. Για παράδειγμα, αν το κανάλι με τη μικρότερη χρησιμοποίηση έχει πιθανότητα κατάληψης 0.1, προκύπτει πιθανότητα ορθής ανίχνευσης ίση με 9/10. Συνεπώς, για να υπάρξει ορθή ανίχνευση χρειάζονται κατά μέσο όρο 10/9 ανιχνεύσεις.

Αν ο χρόνος του ON και του OFF είναι πολύ μεγαλύτερος από αυτόν του χρόνου ανίχνευσης, ειδικά στην περίπτωση του ανιχνευτή ενέργειας με φίλτρο, το $\max_i (1 - p_i)$ στον παρονομαστή επιλέγεται από τα κανάλια που έχουν βρεθεί ελεύθερα, διότι όλα τα υπόλοιπα έχουν εξ αρχής αποκλειστεί, λόγω της εφαρμογής του αλγορίθμου επιλογής καναλιού προς ανίχνευση.

Σε περίπτωση που από άποψη πολυπλοκότητας και κόστους είναι εφικτή η χρήση λίγων, έστω W , παράλληλων κλάδων ανιχνευτών ενέργειας με ξεχωριστά φίλτρα, με χρήση του αλγορίθμου στατιστικής εύρεσης πιθανοτήτων κατάληψης επιλέγονται τα W λιγότερο χρησιμοποιούμενα κανάλια. Υποθέτοντας ότι η

πιθανότητα να είναι όλα τα W κανάλια κατειλημμένα είναι αμελητέα, ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης προκύπτει

$$R_{\max} = \frac{t_{\text{int}}}{T_{\text{succ}}(1) + t_{\text{int}}} W(1 - \bar{w})R \quad (5.17)$$

όπου $k=1$ και \bar{w} η μέση πιθανότητα κατάληψης των W λιγότερο χρησιμοποιούμενων σε ένα σύνολο w καναλιών, δηλαδή

$$\bar{w} = \frac{\sum_{i \in w} p_i}{W} \quad (5.18)$$

Ωστόσο, όπως προαναφέρθηκε, βασικός περιοριστικός παράγοντας στην υλοποίηση του ανιχνευτή ενέργειας με ζωνοπερατό φίλτρο και πολλαπλούς κλάδους είναι η λόγω των πολλαπλών δεκτών, αύξηση της πολυπλοκότητας και του κόστους.

Ρυθμός μετάδοσης για ανίχνευση βασισμένη σε κύκλωμα FFT

Στην περίπτωση της ανίχνευσης βασισμένης σε κύκλωμα FFT όπου ανιχνεύονται περισσότερα κανάλια, ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης προκύπτει

$$R_{\max} = \frac{t_{\text{int}}}{T_{\text{succ}}(1) + t_{\text{int}}} M(1 - \bar{p})R \quad (5.19)$$

όπου $k=1$ και \bar{p} η μέση πιθανότητα κατάληψης των M καναλιών, δηλαδή

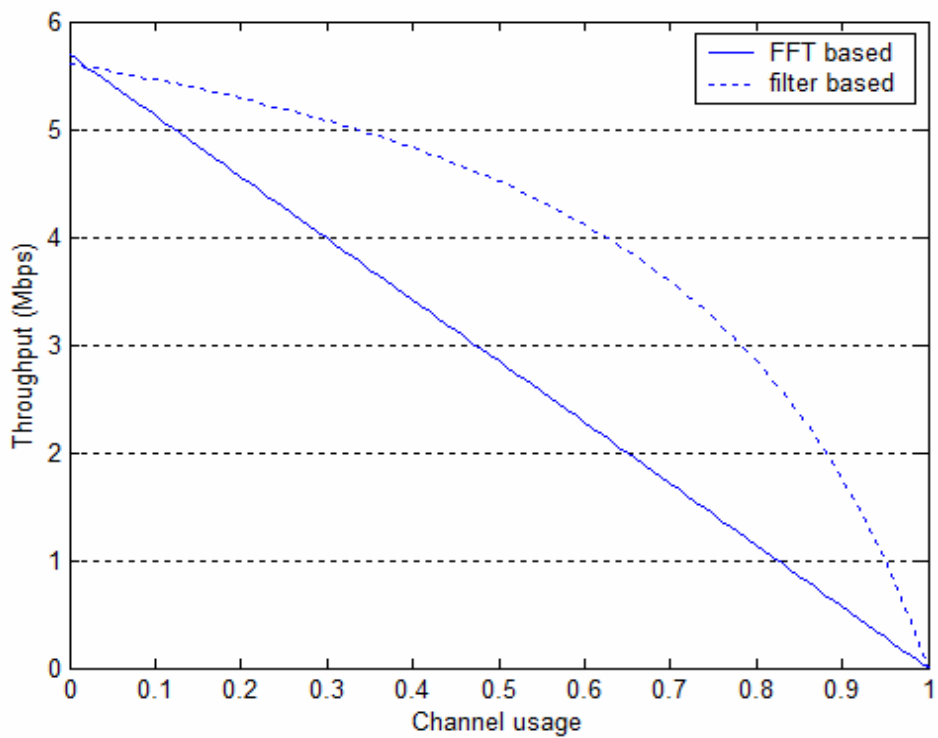
$$\bar{p} = \frac{\sum_{i=1}^M p_i}{M} \quad (5.20)$$

Καίτοι ο αριθμός των καναλιών υπεισέρχεται και στον παρονομαστή μέσω του όρου $T_{\text{succ}}(1)$ (βλ. (5.5) και (5.7)), μέσω παραγωγίσισης προκύπτει ότι ο ρυθμός μετάδοσης είναι αύξουσα συνάρτηση του M .

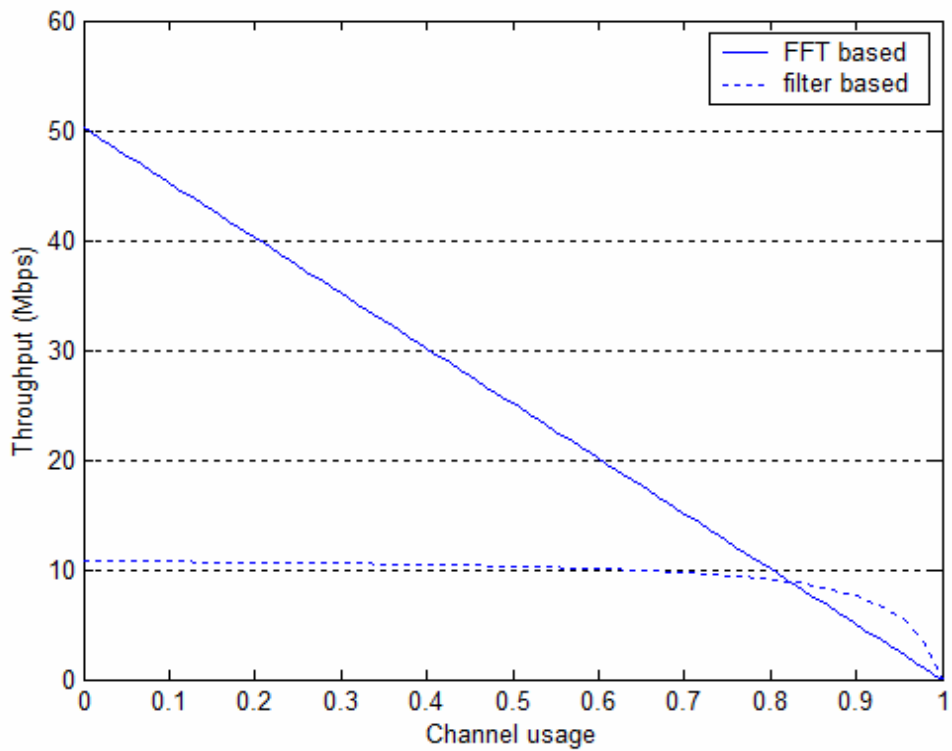
Στο Σχήμα 5.10 έχει σχεδιαστεί ο ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται στις περιπτώσεις των δύο ανιχνευτών ενέργειας. Κατά την ανίχνευση βασισμένη σε ζωνοπερατό φίλτρο ανιχνεύεται ένα κανάλι κάθε φορά με βάση τον αλγόριθμο στατιστικής εύρεσης πιθανοτήτων. Αν το κανάλι ευρεθεί κατειλημμένο, επαναλαμβάνονται οι ανιχνεύσεις μέχρι να βρεθεί ελεύθερο κανάλι. Από την άλλη πλευρά, κατά την ανίχνευση βασισμένη σε κύκλωμα FFT ανιχνεύονται όλα τα κανάλια και πραγματοποιείται μετάδοση μόνο σε αυτά που βρέθηκαν ελεύθερα. Στην περίπτωση αυτή, η πιθανότητα να είναι όλα τα κανάλια κατειλημμένα θεωρείται αμελητέα. Τα χαρακτηριστικά των δύο συστημάτων φαίνονται στον Πίνακα 5.1.

Χαρακτηριστικά	Με Φίλτρο	Με FFT
Ανιχνεύσιμο SNR	-20 dB	
P_{fa}	0.1	
P_d	0.9	
Δείγματα για ανίχνευση	132,707	
Εύρος ζώνης	128 MHz	
Ρυθμός Δειγματοληψίας	256 Msps	
Διάστημα μετάδοσης (t_{int})	1 ms	
Εύρος καναλιού	4 MHz	
Φασματική απόδοση	3 bps/Hz	
Αριθμός καναλιών	32	
Μέγεθος RTS + CTS	82 Byte	
Χρόνος DIFS + SIFS	50 μ s	
Αριθμός καναλιών που ανιχνεύονται ταυτόχρονα	1	32
Σημεία FFT	-	4096
Αποστάσεις σημείων	-	62.5 kHz

Πίνακας 5.1: Χαρακτηριστικά για την εύρεση της διέλευσης (throughput) σε ασύγχρονο πρωτόκολλο γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών



Σχήμα 5.10: Διέλευση συναρτήσεως της ομοιόμορφης χρησιμοποίησης των καναλιών από τους πρωτεύοντες χρήστες

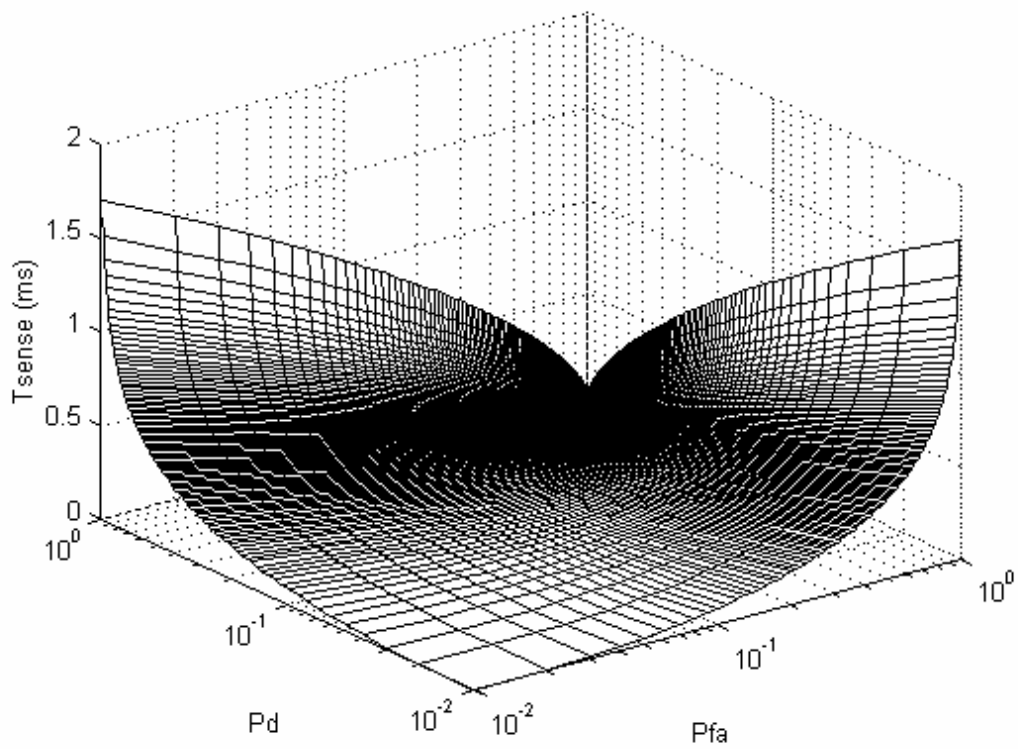


Σχήμα 5.11: Διέλευση συναρτήσεως της ομοιόμορφης χρησιμοποίησης των καναλιών από τους πρωτεύοντες χρήστες για $t_{int}=10ms$

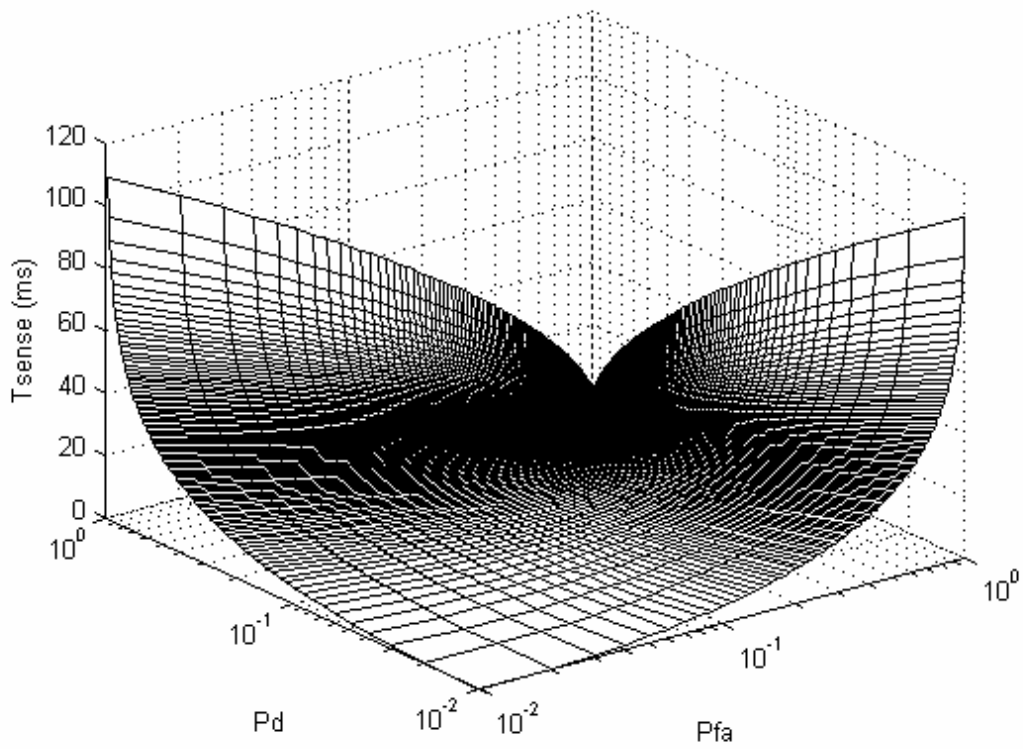
Αν το διάστημα μετάδοσης αυξηθεί στα 10 ms, το σύστημα με ανιχνευτή ενέργειας βασισμένο σε κύκλωμα FFT αποκτά πολύ καλύτερη απόδοση, όπως φαίνεται από το Σχήμα 5.11. Ωστόσο, στην περίπτωση αυτή η παρεμβολή στο πρωτεύον σύστημα μπορεί να διαρκέσει ακόμα και 10 ms αν ο πρωτεύον χρήστης αρχίσει να μεταδίδει αμέσως μετά την εκκίνηση της μετάδοσης του δευτερεύοντος χρήστη.

Ο χρόνος ανίχνευσης ως συνάρτηση των P_{fa} και P_d δίνεται στο Σχήμα 5.12. Παρατηρείται ότι όσο αυστηρότερες είναι οι προδιαγραφές των πιθανοτήτων τόσο ο χρόνος ανίχνευσης αυξάνεται, αφού αυξάνεται και ο αριθμός δειγμάτων που είναι απαραίτητος.

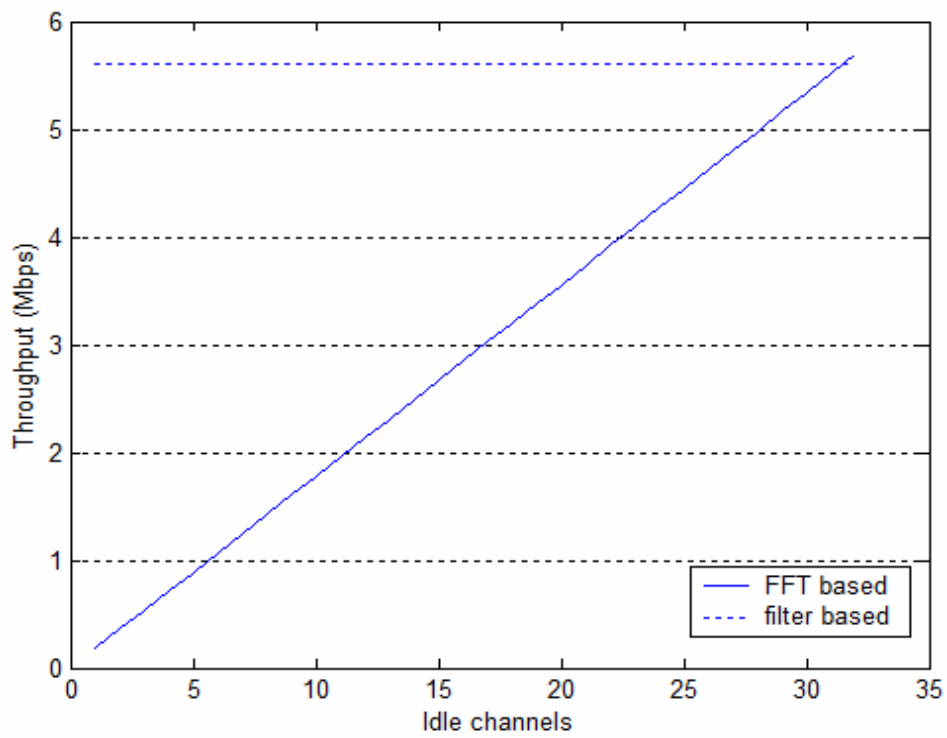
Στην περίπτωση όπου η κατάληψη των καναλιών από τους πρωτεύοντες χρήστες δεν είναι ομοιόμορφη αλλά διαφέρει κατά κανάλι, διαφαίνεται η βελτίωση που προσφέρει ο αλγόριθμος επιλογής καναλιού προς ανίχνευση. Ειδικότερα, αν εξεταστεί η περίπτωση όπου ο χρόνος ανανέωσης είναι τόσο μικρός, ώστε τα κανάλια να είναι είτε ON είτε OFF, χωρίς να μεταβάλλεται η κατάστασή τους εντός του χρόνου ανανέωσης, οι πιθανότητες κατάληψης για όλο το χρόνο ανανέωσης προκύπτουν 0 ή 1, αντίστοιχα για τις δύο καταστάσεις. Από το Σχήμα 5.13 φαίνεται ότι ο αλγόριθμος στατιστικής εύρεσης των πιθανοτήτων κατάληψης προσφέρει αξιοσημείωτη σταθερότητα στη μέγιστη απόδοση εφόσον υπάρχει τουλάχιστον ένα κανάλι ελεύθερο. Αντίθετα, η απόδοση με ανιχνευτή ενέργειας με FFT χειροτερεύει όσο μειώνονται τα ελεύθερα κανάλια. Στο Σχήμα 5.14 επαναλαμβάνεται η εύρεση της μέγιστης απόδοσης για τις δύο τεχνικές ανίχνευσης, στην περίπτωση όπου $t_{int}=10ms$.



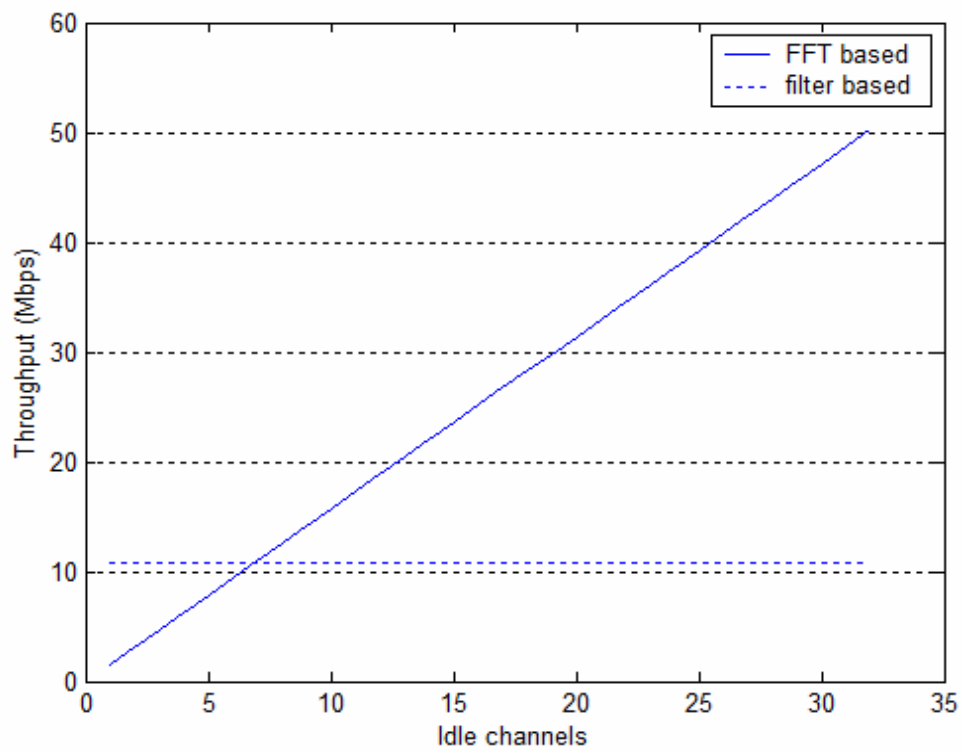
Σχήμα 5.12α: Χρόνος ανίχνευσης με φίλτρο ως συνάρτηση των χαρακτηριστικών P_{fa} και P_d του ανιχνευτή ενέργειας



Σχήμα 5.12β: Χρόνος ανίχνευσης με FFT ως συνάρτηση των P_{fa} και P_d



Σχήμα 5.13: Διέλευση ως συνάρτηση των ελεύθερων καναλιών από πρωτεύοντες χρήστες για $t_{int}=1ms$



Σχήμα 5.14: Διέλευση ως συνάρτηση των ελεύθερων καναλιών από πρωτεύοντες χρήστες για $t_{int}=10ms$

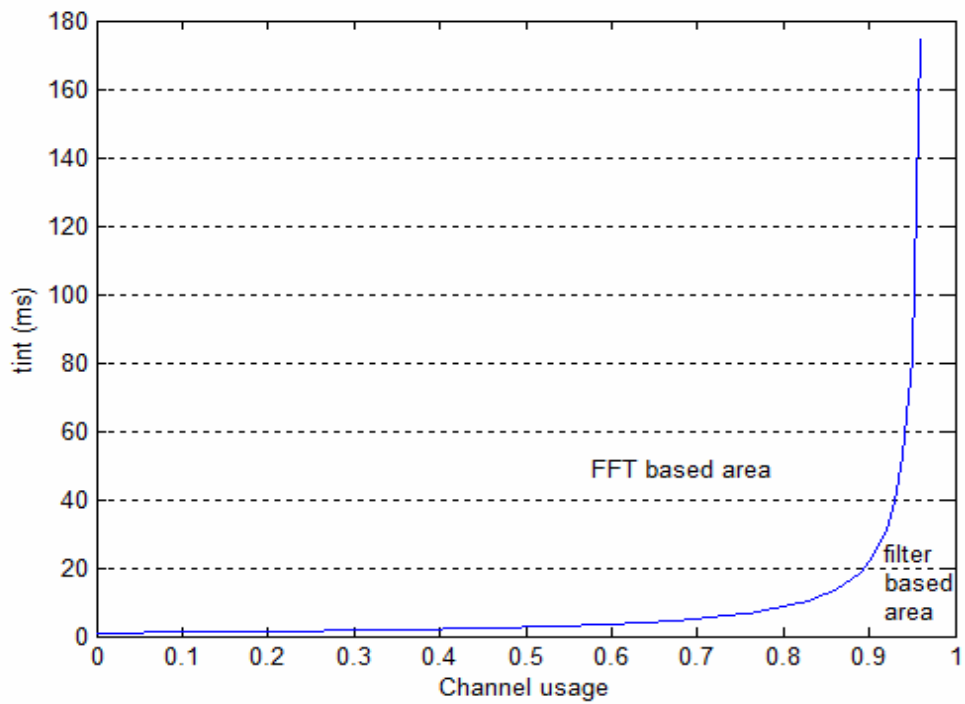
Τέλος, είναι απαραίτητο να γίνει αναφορά στην περίπτωση όπου οι πιθανότητες p_i ακολουθούν συγκεκριμένη στατιστική κατανομή. Είναι εμφανές από τις σχέσεις (5.15) και (5.16) ότι, για συστήματα με ανιχνευτή ενέργειας βασισμένα σε φίλτρο, σημασία έχει η ελάχιστη τιμή χρησιμοποίησης, ενώ, για συστήματα με ανιχνευτή ενέργειας βασισμένο σε κύκλωμα FFT, την απόδοση επηρεάζει η μέση τιμή της χρησιμοποίησης των καναλιών, σύμφωνα με τις σχέσεις (5.19) και (5.20). Συνεπώς, ανάλογα με την κατανομή των πιθανοτήτων κατάληψης p_i επηρεάζεται και η απόδοση των συστημάτων.

Με βάση τα Σχήματα 5.13 και 5.14 προκύπτει ότι προκειμένου περιομοιόμορφα κατανεμημένων πιθανοτήτων κατάληψης και ανάλογα με την τιμή του διαστήματος μετάδοσης t_{int} , υπερέχει σε απόδοση το ένα ή το άλλο σύστημα. Η επιλογή του διαστήματος μετάδοσης t_{int} εξαρτάται, όπως προαναφέρθηκε, από την πρωτεύουσα υπηρεσία, καθώς αποτελεί ταυτόχρονα και το μέγιστο χρονικό διάστημα παρεμβολής. Είναι, δηλαδή, ενδεχόμενο αμέσως μετά την εκκίνηση της μετάδοσης του δευτερεύοντος συστήματος να επανέλθει κάποιος πρωτεύων χρήστης και να υποστεί παρεμβολή για όλο το χρονικό διάστημα t_{int} . Συνεπώς, το πρωτεύον δίκτυο είναι αυτό που για την ικανοποίηση των όρων της ποιότητας υπηρεσίας (QoS) επιβάλλει το διάστημα μετάδοσης t_{int} . Η εύρεση της τιμής του διαστήματος μετάδοσης t_{int} που αποτελεί το κατώφλιο για την επιλογή μεταξύ συστημάτων με ανιχνευτή βασισμένο σε ζωνοπερατό φίλτρο ή σε κύκλωμα FFT προκύπτει από την εξίσωση των ρυθμών μετάδοσης των σχέσεων (5.15) και (5.19). Τότε

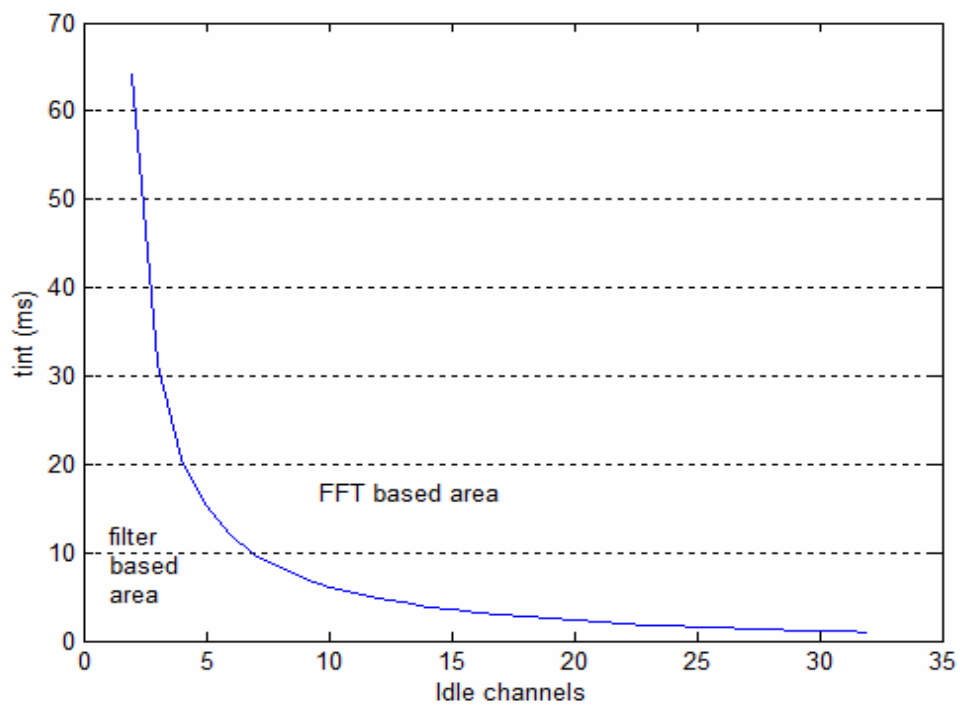
$$t_{int} = \frac{T_{succ}(k) \cdot M(1 - \bar{p}) - T_{succ}(1)}{1 - M(1 - \bar{p})} \quad (5.21)$$

όπου \bar{p} και k δίνονται από τις σχέσεις (5.20) και (5.16) αντίστοιχα.

Εξετάζοντας την περίπτωση της ομοιόμορφης κατανομής των πιθανοτήτων κατάληψης στα κανάλια, το κατώφλιο για την επιλογή του συστήματος με ανιχνευτή βασισμένο σε ζωνοπερατό φίλτρο ή σε κύκλωμα FFT, προκύπτει από το Σχήμα 5.15. Για την περίπτωση της ειδικής ανομοιόμορφης κατανομής πιθανοτήτων κατάληψης, όπως εξετάστηκε προηγουμένως με αποκλειστικά ελεύθερα ή κατειλημμένα κανάλια κατά τη διάρκεια του χρόνου ανανέωσης, το Σχήμα 5.16 δίνει το αντίστοιχα κατώφλι για το διάστημα μετάδοσης t_{int} .



Σχήμα 5.15: Κατώφλιο διαστήματος μετάδοσης t_{int} για ομοιόμορφη κατανομή πιθανοτήτων κατάληψης



Σχήμα 5.16: Κατώφλιο t_{int} για ανομοιόμορφη κατανομή πιθανοτήτων κατάληψης

Συμπερασματικά, το στρώμα MAC στα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών βασίζεται στις βασικές αρχές των ασύρματων τοπικών δικτύων. Παράλληλα, οι ιδιαίτερες απαιτήσεις των δικτύων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών επιβάλλουν τη διαστρωματική σχεδίαση του αντίστοιχου πρωτοκόλλου. Οι εναλλακτικές μέθοδοι ανίχνευσης φάσματος προσδίδουν διαφορετικά χαρακτηριστικά επίδοσης στο πρωτόκολλο. Από τη μία πλευρά, η χρήση ανιχνευτή ενέργειας βασισμένου σε ζωνοπερατό φίλτρο σε συνδυασμό με τον αλγόριθμο εύρεσης πιθανοτήτων κατάληψης των καναλιών προσφέρει, με ελάχιστο χρόνο ανίχνευσης, τη μέγιστη αξιοποίηση του καναλιού με τη μικρότερη χρησιμοποίηση, που είναι το αποδοτικότερο. Από την άλλη πλευρά, η χρήση ανιχνευτή ενέργειας βασισμένου σε κύκλωμα FFT προσφέρει, με αισθητά αυξημένο χρόνο ανίχνευσης, τη δυνατότητα να χρησιμοποιηθούν μέσω της διαμόρφωσης OFDM όλα τα κανάλια που είναι διαθέσιμα. Ο χρόνος παρεμβολής και η συνάρτηση κατανομής των πιθανοτήτων κατάληψης των καναλιών είναι οι σημαντικότερες παράμετροι για την επιλογή της μεθόδου ανίχνευσης για ασύγχρονο πρωτόκολλο στρώματος ζεύξης δεδομένων.

Η ενισχυτική μάθηση (reinforcement learning) αποτελεί βασικό τρόπο εκπαίδευσης πρακτόρων⁶ σε προβλήματα που βασίζονται στις παρατηρήσεις και την αλληλεπίδραση με το περιβάλλον. Στηρίζεται στη διαρκή ενίσχυση του πράκτορα μέσω ανταμοιβών και ποινών ώστε να βελτιστοποιεί δυναμικά τη λειτουργία του προσαρμοζόμενο στις μεταβολές του περιβάλλοντος διάδοσης. Συνηθισμένο μοντέλο προσομοίωσης προβλημάτων και εφαρμογής ενισχυτικής μάθησης είναι οι διαδικασίες απόφασης Markov (MDP) των οποίων η δομή αναλύεται στις επόμενες παραγράφους.

Τα συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών συνδέονται με την ενισχυτική μάθηση καθώς ο δευτερογενής χρήστης εισέρχεται σε ένα αρχικά άγνωστο περιβάλλον και πρέπει ταχέως να εκπαιδευτεί ώστε να λειτουργήσει αποδοτικά αποφεύγοντας τις παρεμβολές με τους πρωτεύοντες χρήστες. Συνεπώς, πρόκειται για ένα πρόβλημα αλληλεπίδρασης με το περιβάλλον που θέτει την ενισχυτική μάθηση ως το κατάλληλο τρόπο εκπαίδευσης του χρήστη. Επειδή, στη πράξη, λόγω περιορισμών (μερική ανίχνευση φάσματος, λάθη κατά τη διαδικασία ανίχνευσης), δεν είναι πάντα δυνατή η ολική παρατήρηση του περιβάλλοντος εφαρμόζεται, ακόμη, το μοντέλο μερικώς παρατηρήσιμων MDP και η αναζήτηση βέλτιστης τακτικής επίλυσης του προβλήματος.

⁶ Πράκτορας ή ορθολογικός πράκτορας (rational agent) είναι ένα σύστημα που ενεργεί ώστε να επιτυγχάνει το καλύτερο αποτέλεσμα ή, όταν υπάρχει αβεβαιότητα, το καλύτερο αναμενόμενο αποτέλεσμα.

6.1.1 Περιγραφή ενισχυτικής μάθησης

Η ιστορία της ενισχυτικής μάθησης (reinforcement learning) αποτελείται από δυο βασικά μέρη που αναπτύχθηκαν ανεξάρτητα, πριν τη σύνδεσή τους στη σύγχρονη ενισχυτική μάθηση. Το πρώτο μέρος σχετίζεται με μάθηση μέσω δοκιμών και λαθών και ξεκίνησε από την επιστήμη της ψυχολογίας στον τομέα της διαδικασίας μάθησης συμπεριφορών των ζώντων οργανισμών. Το μέρος αυτό τοποθετείται στις πρώτες εργασίες τεχνητής νοημοσύνης και οδήγησε στην αναβίωση της ενισχυτικής μάθησης στις αρχές της δεκαετίας του 1980. Το δεύτερο τμήμα αφορά το πρόβλημα βέλτιστου ελέγχου⁷ και την προσπάθεια λύσης του με συναρτήσεις χρησιμότητας και δυναμικό προγραμματισμό.

Αν και τα δύο τμήματα της σχετικής έρευνας λειτούργησαν ανεξάρτητα, στα τέλη της δεκαετίας του 1980 (μαζί με την ανάπτυξη μεθόδων μάθησης χρονικών διαφορών - temporal difference learning) οδήγησαν στην επινόηση της σύγχρονης έννοιας της ενισχυτικής μάθησης. Στόχος της είναι η επίλυση του προβλήματος που αντιμετωπίζει ένας πράκτορας που πρέπει να μάθει να συμπεριφέρεται σωστά σε ένα δυναμικά μεταβαλλόμενο περιβάλλον. Συνεπώς, αποτελεί ένα τρόπο προγραμματισμού των πρακτόρων με ανταμοιβή και τιμωρία ανάλογα με τις επιπτώσεις των ενεργειών τους. Υπάρχουν δύο βασικές στρατηγικές επίλυσης των προβλημάτων της μάθησης. Η πρώτη είναι η έρευνα στο χώρο των συμπεριφορών, ώστε να προσδιοριστεί εκείνη που προσαρμόζεται καλύτερα σε συγκεκριμένο περιβάλλον, ενώ η δεύτερη στρατηγική επίλυσης χρησιμοποιεί στατιστικές τεχνικές και μεθόδους δυναμικού προγραμματισμού για τον υπολογισμό της χρησιμότητας των εκάστοτε ενεργειών από το σύστημα.

Η ενισχυτική μάθηση ορίζεται ως η διαδικασία επιλογής ενεργειών από τον λογικό πράκτορα (ο τρόπος αντιστοίχισης καταστάσεων με ενέργειες) ώστε να μεγιστοποιείται η ανταμοιβή του. Στον πράκτορα δεν υπαγορεύονται οι ενέργειες που πρέπει να εκτελεστούν – δηλαδή δεν λαμβάνει οδηγίες από κάποια οντότητα για το ποιες ενέργειες να κάνει όπως στις περισσότερες μορφές μαθήσεως – αλλά, αντιθέτως, οφείλει να ανακαλύψει μόνος του τις ενέργειες που αποδίδουν τη

⁷ Ο όρος «βέλτιστος έλεγχος» ή “optimal control” έχει εισαχθεί από τα τέλη της δεκαετίας του 1950 για να περιγράψει το πρόβλημα σχεδιασμού ενός ελεγκτή που ελαχιστοποιεί το μέτρο αβεβαιότητας της δυναμικής συμπεριφοράς του συστήματος στο πεδίο του χρόνου.

μεγαλύτερη ανταμοιβή. Σε περισσότερο ενδιαφέρουσες και δελεαστικές περιπτώσεις, η επιλογή της κατάλληλης ενέργειας επηρεάζεται όχι μόνο από την άμεση ανταμοιβή αλλά και από τις ανταμοιβές των καταστάσεων που θα ακολουθήσουν. Τα δύο αυτά χαρακτηριστικά, δηλαδή η έρευνα δοκιμής και λάθους (trial-and-error search) και η καθυστερημένη ανταμοιβή (delayed reward), αποτελούν τα δυο σημαντικότερα χαρακτηριστικά της ενισχυτικής μάθησης.

Αξίζει να σημειωθεί ότι η ενισχυτική μάθηση διαφέρει από την επιβλεπόμενη μάθηση (supervised learning) που έχει μελετηθεί σε έρευνες μηχανικής μάθησης, στατιστικής αναγνώρισης και τεχνητών νευρωνικών δικτύων. Η επιβλεπόμενη μάθηση αποτελεί μάθηση από παραδείγματα τα οποία παρέχονται στον πράκτορα από κάποια οντότητα. Για παράδειγμα, βλέποντας πολλές φωτογραφίες οι οποίες δηλώνεται ότι δείχνουν λεωφορεία (συνάρτηση από εικόνες με δυαδική έξοδο – αν η εικόνα δείχνει ή όχι λεωφορείο -), ο πράκτορας μπορεί να μάθει να τα αναγνωρίζει. Για τα πλήρως παρατηρήσιμα περιβάλλοντα ισχύει πάντα ότι ο πράκτορας μπορεί να παρατηρήσει τα αποτελέσματα των ενεργειών του και, κατά συνέπεια, μπορεί να χρησιμοποιήσει την επιβλεπόμενη μάθηση για να μάθει να τα προβλέπει. Ωστόσο, κάτι τέτοιο δεν ισχύει για τα μερικώς παρατηρήσιμα περιβάλλοντα. Γενικά, αυτό το είδος μάθησης δεν είναι ικανό από μόνο του να μάθει από αλληλεπιδράσεις. Σε προβλήματα αλληλεπίδρασης δεν είναι πρακτικό να παρέχονται παραδείγματα συμπεριφοράς που είναι ορθά και αντιπροσωπευτικά όλων των καταστάσεων που θα αντιμετωπίσει ο πράκτορας. Αντιθέτως, είναι αποδοτικότερο ο πράκτορας να μαθαίνει από τη δική του εμπειρία. Σε πολλές περιπτώσεις όπου ένα σύστημα τοποθετείται σε ένα περιβάλλον και πρέπει να μάθει να συμπεριφέρεται επιτυχώς μέσα σε αυτό, η ενισχυτική μάθηση είναι ο μοναδικός εφικτός τρόπος για την εκπαίδευσή του και την επίτευξη υψηλών επιπέδων απόδοσης.

Μια από τις προκλήσεις που προκύπτουν από την ενισχυτική μάθηση είναι η αντιστάθμιση μεταξύ έρευνας (exploration) και εκμετάλλευσης (exploitation). Προκειμένου να επιτύχει υψηλή ανταμοιβή, ο λογικός πράκτορας πρέπει να προτιμά ενέργειες που έχουν δοκιμαστεί στο παρελθόν και αποδείχθηκαν αποδοτικές. Ωστόσο, για να αποκαλυφθούν τέτοιες ακολουθίες ενεργειών πρέπει να δοκιμάζονται νέες ενέργειες που στο παρελθόν δεν έχουν επιλεγεί. Δηλαδή, ο πράκτορας οφείλει να εκμεταλλεύεται γνώσεις του παρελθόντος για την απόκτηση υψηλής ανταμοιβής αλλά, ταυτόχρονα, οφείλει να ερευνά έτσι ώστε να πραγματοποιήσει ακόμη καλύτερες ενέργειες στο μέλλον. Το πρόβλημα είναι ότι ούτε η εξερεύνηση ούτε η

εκμετάλλευση, αν επιδιωχθούν από μόνες τους αποκλειστικά, θα οδηγήσουν σε βέλτιστο αποτέλεσμα. Ο πράκτορας πρέπει να δοκιμάζει μια ποικιλία ενεργειών και με την πάροδο του χρόνου να προτιμά αυτές που αποδίδουν καλύτερα. Συμπερασματικά, στην ενισχυτική μάθηση οι πράκτορες αντιμετωπίζουν δυο αντικρουόμενους στόχους. Πρέπει να επιδιώκουν ως πρωταρχικό στόχο την όσο το δυνατό υψηλότερη ανταμοιβή σε ένα δεδομένο περιβάλλον. Όμως, όταν ο πράκτορας ακολουθώντας μια μη αποδοτική στρατηγική εκτελεί ενέργειες που θεωρεί βέλτιστες θα οδηγηθεί σε χαμηλή συνολική επίδοση. Έτσι, λοιπόν, είναι σημαντικό ένας πράκτορας να αναλαμβάνει ρίσκο, ώστε να ανακαλύψει πιθανές αποτελεσματικότερες στρατηγικές στο περιβάλλον λειτουργίας του.

6.1.2 Στοιχεία της ενισχυτικής μάθησης

Εκτός του περιβάλλοντος και του πράκτορα, διακρίνονται τέσσερα βασικά στοιχεία ενός συστήματος ενισχυτικής μάθησης: η *τακτική*, η *συνάρτηση ανταμοιβής*, η *συνάρτηση χρησιμότητας* και προαιρετικά, το *μοντέλο του περιβάλλοντος*.

Η *τακτική (policy)* $\pi(s)$ ορίζει τον τρόπο συμπεριφοράς του πράκτορα σε μια δεδομένη στιγμή. Αποτελεί μια αντιστοίχιση των καταστάσεων που αντιλαμβάνεται ο πράκτορας σε ενέργειες που θα επιλεγούν. Σε ορισμένες περιπτώσεις η τακτική είναι μια απλή συνάρτηση ή ένας πίνακας αναζήτησης, ενώ σε άλλες περιπτώσεις συνεπάγεται εκτεταμένους υπολογισμούς όπως μια διαδικασία αναζήτησης. Η τακτική ή πολιτική αποτελεί βασικό στοιχείο του πράκτορα ενισχυτικής μάθησης, υπό την έννοια ότι αρκεί μόνη της για τον καθορισμό της συμπεριφοράς του. Γενικά, η τακτική που ακολουθείται από ένα πράκτορα δεν είναι ντετερμινιστική αλλά στοχαστική διαδικασία.

Η *συνάρτηση ανταμοιβής (reward function)* $R(s)$ ορίζει το στόχο του προβλήματος ενισχυτικής μάθησης. Αντιστοιχεί κάθε ζεύγος κατάστασης-ενέργειας σε μια τιμή ανταμοιβής που ποσοτικοποιεί την επίπτωση της συγκεκριμένης επιλογής. Κίνητρο του πράκτορα είναι, μακροπρόθεσμα, η μεγιστοποίηση της ανταμοιβής που λαμβάνεται. Η συνάρτηση ανταμοιβής καθορίζει τα θετικά και αρνητικά συμβάντα για τον πράκτορα, μπορεί να λαμβάνει θετικές ή αρνητικές τιμές και πρέπει να μην τροποποιείται από τον ίδιο τον πράκτορα. Μπορεί, όμως, να αποτελεί βάση για αλλαγή της τακτικής που ακολουθείται.

Αν και η συνάρτηση ανταμοιβής υποδεικνύει τί είναι καλό σε μια άμεση ενέργεια, η *συνάρτηση χρησιμότητας (value function)* $U^\pi(s)$ προσδιορίζει τί θα είναι

καλό μακροπρόθεσμα, λαμβάνοντας υπόψη τις καταστάσεις και τις ανταμοιβές που πιθανόν να ακολουθήσουν. Δηλαδή, η χρησιμότητα μιας κατάστασης είναι το συνολικό ποσό ανταμοιβών που αναμένεται να συγκεντρωθεί στο μέλλον, ξεκινώντας από τη συγκεκριμένη κατάσταση. Για παράδειγμα, μια κατάσταση ενδεχομένως να αποδίδει χαμηλή τιμή ανταμοιβής αλλά να έχει υψηλή χρησιμότητα καθώς ακολουθείται από καταστάσεις που αποδίδουν υψηλές ανταμοιβές, ή το αντίστροφο. Προφανώς, οι ακολουθίες καταστάσεων εξαρτώνται από την τακτική (πολιτική) που εκτελείται και για το λόγο αυτό η χρησιμότητα ορίζεται σε σχέση με συγκεκριμένη πολιτική. Γενικά, οι επιλογές των ενεργειών πραγματοποιούνται με βάση κριτήρια χρησιμότητας. Αναζητούνται ενέργειες που θα φέρουν καταστάσεις υψηλής χρησιμότητας (και όχι αναγκαστικά υψηλής ανταμοιβής), αφού τέτοιες ενέργειες οδηγούν μακροπρόθεσμα σε βέλτιστο αποτέλεσμα. Δυστυχώς, είναι πολύ δυσκολότερο να καθοριστεί η χρησιμότητα μιας κατάστασης σε σχέση με τον προσδιορισμό της άμεσης ανταμοιβής της. Οι ανταμοιβές καθορίζονται άμεσα από το περιβάλλον, ενώ οι χρησιμότητες πρέπει να υπολογιστούν και να επαναυπολογισθούν βάσει σειράς παρατηρήσεων που ο πράκτορας κάνει σε όλη τη διάρκεια της λειτουργίας του. Στην πραγματικότητα, το σημαντικότερο συστατικό της ενισχυτικής μάθησης είναι ο τρόπος αποτελεσματικού υπολογισμού των χρησιμοτήτων⁸.

Ένα βασικό ερώτημα που τίθεται κατά τον υπολογισμό της χρησιμότητας είναι αν υπάρχει πεπερασμένος ορίζοντας (finite horizon) ή άπειρος ορίζοντας (infinite horizon) για τη λήψη αποφάσεων. Πεπερασμένος ορίζοντας σημαίνει ότι υπάρχει ένας σταθερός χρόνος N μετά τον οποίο δεν έχει τίποτε σημασία, για παράδειγμα ο πράκτορας σταματά να λειτουργεί. Συνεπώς $U([s_0, s_1, \dots, s_{N+k}]) = U([s_0, s_1, \dots, s_N])$ για κάθε $k > 0$. Στην περίπτωση του πεπερασμένου ορίζοντα η βέλτιστη ενέργεια σε μια δεδομένη κατάσταση μπορεί να μεταβάλλεται με το χρόνο, σε αντίθεση με τις πολιτικές απείρου ορίζοντα όπου δεν υπάρχει διαφορετική συμπεριφορά στην ίδια κατάσταση σε διαφορετικούς χρόνους.

⁸ Η εύρεση των τιμών χρησιμότητας δεν είναι ο μοναδικός τρόπος επίλυσης προβλημάτων ενισχυτικής μάθησης. Εξελικτικές μέθοδοι (*evolutionary methods*), όπως γενετικοί αλγόριθμοι, γενετικός προγραμματισμός κτλ ψάχνουν άμεσα στο χώρο των τακτικών χωρίς να απαιτείται η εύρεση της τιμής χρησιμότητας.

Υποθέτοντας ότι οι προτιμήσεις ενός πράκτορα ως προς τις ακολουθίες καταστάσεων είναι στάσιμες⁹, αποδεικνύεται ότι υπάρχουν μόνο δύο τρόποι απόδοσης χρησιμότητων στις ακολουθίες καταστάσεων:

- Προσθετικές ανταμοιβές (additive rewards): Η χρησιμότητα μιας ακολουθίας καταστάσεων είναι

$$U([s_0, s_1, s_2, \dots]) = R(s_0) + R(s_1) + R(s_2) + \dots \quad (6.1)$$

- Προεξοφλημένες ανταμοιβές¹⁰ (discounted rewards): Η χρησιμότητα μιας ακολουθίας καταστάσεων είναι

$$U([s_0, s_1, s_2, \dots]) = R(s_0) + \gamma R(s_1) + \gamma^2 R(s_2) + \dots \quad (6.2)$$

όπου ο παράγοντας ελάττωσης (discount factor) γ είναι ένας αριθμός μεταξύ του 0 και του 1. Ο παράγοντας προεξόφλησης περιγράφει την προτίμηση του πράκτορα για τρέχουσες ανταμοιβές έναντι μελλοντικών ανταμοιβών. Ειδικά, όταν το γ βρίσκεται κοντά στο 0, οι ανταμοιβές του μακρινού μέλλοντος θεωρούνται αμελητέες.

Το τέταρτο και τελευταίο στοιχείο ενός συστήματος ενισχυτικής μάθησης είναι το μοντέλο (*model*), που ουσιαστικά προσομοιώνει τη συμπεριφορά του περιβάλλοντος. Για παράδειγμα, δεδομένης μιας κατάστασης και μιας ενέργειας, το μοντέλο μπορεί να προβλέψει την επόμενη κατάσταση και επόμενη ανταμοιβή. Τα μοντέλα χρησιμοποιούνται για προγραμματισμό, με τον οποίο εννοείται ο οποιοσδήποτε τρόπος απόφασης μιας σειράς ενεργειών λαμβάνοντας υπόψη πιθανές μελλοντικές καταστάσεις. Η εισαγωγή τους στην ενισχυτική μάθηση αποτελεί μια σχετικά καινούργια εξέλιξη. Τα αρχικά συστήματα ενισχυτικής μάθησης στηρίζονταν αποκλειστικά στην έρευνα μέσω δοκιμών και λαθών. Ωστόσο, κατέστη σταδιακά σαφές ότι οι μέθοδοι ενισχυτικής μάθησης συνδέονται στενά με τις μεθόδους δυναμικού προγραμματισμού που χρησιμοποιούν μοντέλα που με τη σειρά τους συνδέονται με μεθόδους προγραμματισμού καταστάσεων-χώρου.

⁹ Η στασιμότητα σημαίνει ότι όταν προτιμάται ένα συγκεκριμένο μέλλον από κάποιο άλλο με αρχή από αύριο, πρέπει και πάλι να προτιμάται αυτό το μέλλον ακόμα και αν άρχιζε σήμερα.

¹⁰ Με τις προεξοφλημένες ανταμοιβές, η χρησιμότητα μιας άπειρης ακολουθίας, είναι πεπερασμένη. Στην πραγματικότητα, αν οι ανταμοιβές είναι φραγμένες από το R_{\max} με $\gamma < 1$ προκύπτει

$$U([s_0, s_1, s_2, \dots]) = \sum_{t=0}^{\infty} \gamma^t R(s_t) \leq \sum_{t=0}^{\infty} \gamma^t R_{\max} = R_{\max} / (1 - \gamma)$$

6.2.1 Περιγραφή μοντέλου MDP

Στη γενική περίπτωση του προβλήματος ενισχυτικής μάθησης, οι ενέργειες του πράκτορα δεν καθορίζουν μόνο το άμεσο αποτέλεσμα αλλά και (τουλάχιστον πιθανοτικά) την επόμενη κατάσταση του περιβάλλοντος. Ο πράκτορας οφείλει να μαθαίνει από καθυστερημένη ενίσχυση (delayed reinforcement): ενδεχομένως χρειαστεί μια μακρά ακολουθία ενεργειών, λαμβάνοντας ασήμαντη ενίσχυση (δηλαδή μικρή ανταμοιβή), μέχρι τελικά να φθάσει ο πράκτορας σε κατάσταση υψηλής ενίσχυσης. Προβλήματα με καθυστερημένη ενίσχυση για ένα πλήρως παρατηρήσιμο περιβάλλον μοντελοποιούνται καλά ως διαδικασίες απόφασης Markov (Markov Decision process-MDP). Μια διαδικασία απόφασης Markov ορίζεται από τις ακόλουθες συνιστώσες:

- σύνολο καταστάσεων¹¹ S
- σύνολο ενεργειών A
- συνάρτηση ανταμοιβής $R : S \times A \longrightarrow \mathfrak{R}$
- συνάρτηση μετάβασης καταστάσεων $T : S \times A \longrightarrow \Pi(S)$

Η πιθανότητα μετάβασης από μια κατάσταση s στην κατάσταση s' εκτελώντας μια ενέργεια a ορίζεται ως $T(s, a, s')$. Η συνάρτηση ανταμοιβής προσδιορίζει την αναμενόμενη άμεση ανταμοιβή ως συνάρτηση της τρέχουσας κατάστασης και της ενέργειας που επιλέγεται. Το μοντέλο ονομάζεται Markov εφόσον οι πιθανότητες μετάβασης είναι ανεξάρτητες από προηγούμενες καταστάσεις του περιβάλλοντος και ενέργειες των πρακτόρων.

6.2.2 Εύρεση τακτικής σε δεδομένο μοντέλο MDP

Θεωρώντας ότι για τη λήψη αποφάσεων υπάρχει άπειρος ορίζοντας (infinite-horizon) και ότι η χρησιμότητα μιας ακολουθίας καταστάσεων γίνεται μέσω προεξοφλημένων ανταμοιβών (discounted rewards), η βέλτιστη χρησιμότητα¹² μιας κατάστασης γράφεται

¹¹ Αν και γενικά μπορεί να υπάρχει άπειρος αριθμός καταστάσεων, θα συζητηθεί κυρίως η επίλυση προβλημάτων πεπερασμένου αριθμού καταστάσεων.

¹² Ως βέλτιστη χρησιμότητα ορίζεται η αναμενόμενη τιμή χρησιμότητας που ο πράκτορας θα αποκομίσει, αν ξεκινήσει από συγκεκριμένη κατάσταση και ακολουθήσει τη βέλτιστη τακτική.

$$U^*(s) = \max_{\pi} E\left(\sum_{t=0}^{\infty} \gamma^t R(s_t)\right) \quad (6.3)$$

Η βέλτιστη συνάρτηση χρησιμότητας είναι μοναδική και μπορεί να οριστεί ως λύση της επόμενης σχέσης που εκφράζει το ότι η βέλτιστη χρησιμότητα μιας κατάστασης s είναι ίση με το άθροισμα της αναμενόμενης άμεσης ανταμοιβής και της αναμενόμενης χρησιμότητας της επόμενης κατάστασης s' , εκτελώντας τη βέλτιστη ενέργεια.

$$U^*(s) = \max_a E\left(R(s, a) + \gamma \sum_{s' \in S} T(s, a, s') U^*(s')\right), \quad \forall s \in S \quad (6.4)$$

Δεδομένης συνεπώς της βέλτιστης συνάρτησης χρησιμότητας, η βέλτιστη τακτική προσδιορίζεται από τη σχέση¹³

$$\pi^*(s) = \arg \max_a \left(R(s, a) + \gamma \sum_{s' \in S} T(s, a, s') U^*(s') \right) \quad (6.5)$$

Επανάληψη αξιών

Ένας τρόπος εύρεσης της βέλτιστης πολιτικής είναι ο υπολογισμός της βέλτιστης συνάρτησης χρησιμότητας με τη βοήθεια του αλγορίθμου επανάληψης αξιών (value iteration). Η βασική ιδέα είναι να υπολογιστεί η χρησιμότητα κάθε κατάστασης με βάση τη σχέση (6.4), που ονομάζεται και εξίσωση Bellman, και να χρησιμοποιηθούν οι χρησιμότητες αυτές για την επιλογή της βέλτιστης ενέργειας σε κάθε κατάσταση. Αν υπάρχουν n δυνατές καταστάσεις, υπάρχουν n εξισώσεις Bellman με n αγνώστους. Επειδή ο τελεστής “max” δεν είναι γραμμικός, το σύστημα εξισώσεων είναι μη γραμμικό και μπορεί να λυθεί δοκιμάζοντας μια επαναληπτική διαδικασία προσέγγισης που τερματίζεται όταν επιτευχθεί ισορροπία στις τιμές δύο διαδοχικών συναρτήσεων χρησιμότητας. Η περιγραφή του αλγορίθμου με ψευδοκώδικα δίνεται ακολούθως.

¹³ Όπου ο τελεστής $\arg \max_a$ εκφράζει το σύνολο των ενεργειών a (τακτική) που μεγιστοποιεί την ποσότητα που ακολουθείται. Δηλαδή, ορίζεται $\arg \max_x f(x) := \{x \mid \forall y : f(y) \leq f(x)\}$.

function Value-Iteration (mdp, ϵ) **returns** μια συνάρτηση χρησιμότητας

inputs: mdp, MDP με καταστάσεις S , μοντέλο μετάβασης T , συνάρτηση ανταμοιβής R , προεξόφληση γ , ϵ : το μέγιστο σφάλμα που επιτρέπεται για τη χρησιμότητα κάθε κατάστασης

local variables: U, U' , διανύσματα χρησιμότητων για καταστάσεις στο S (αρχικά μηδενικά), δ : η μέγιστη μεταβολή στη χρησιμότητα οποιασδήποτε κατάστασης σε μια επανάληψη

repeat

$U \leftarrow U'; \delta \leftarrow 0$

for each κατάσταση s in S **do** {

for each ενέργεια $a \in A$ **do**

$$Q(s, a) := R(s, a) + \gamma \sum_{s' \in S} T(s, a, s') U(s')$$

$U'(s) := \max_a Q(s, a)$ }

if $|U'[s] - U[s]| > \delta$ **then** $\delta \leftarrow |U'[s] - U[s]|$

until $\delta < \epsilon(1-\gamma)/\gamma$

return U

Το κριτήριο τερματισμού του αλγορίθμου προέρχεται από την εργασία των Williams&Baird που αποδεικνύει ότι, εφόσον η μέγιστη διαφορά μεταξύ δυο διαδοχικών συναρτήσεων χρησιμότητας είναι μικρότερη από ϵ , η χρησιμότητα της άπληστης τακτικής, δηλαδή η επιλογή για κάθε κατάσταση της ενέργειας που μεγιστοποιεί την αναμενόμενη προεξοφλημένη ανταμοιβή, διαφέρει από τη βέλτιστη χρησιμότητα λιγότερο από $2 \epsilon(1-\gamma)/\gamma$ για κάθε κατάσταση. Ένας εναλλακτικός

τρόπος ανανέωσης της $Q(s, a)$ αντί του τύπου $Q(s, a) := R(s, a) + \gamma \sum_{s' \in S} T(s, a, s') U(s')$

(full backup) είναι η χρησιμοποίηση της σχέσης $Q(s, a) := Q(s, a) + \alpha (r + \gamma \max_{a'} Q(s', a') - Q(s, a))$ (sample backup rule), όπου s'

δειγματοληπτείται από την κατανομή $T(s, a, s')$, r από τη μέση συνάρτηση ανταμοιβής $R(s, a)$ και α ο ρυθμός μάθησης (μειώνεται σταδιακά). Αποδεικνύεται ότι, εφόσον κάθε ενέργεια εκτελείται σε κάθε κατάσταση άπειρες φορές σε ένα απείρου ορίζοντα πρόβλημα και η παράμετρος α μειώνεται σταδιακά, η τιμή χρησιμότητας συγκλίνει με πιθανότητα 1 στη βέλτιστη $U^*(s)$. Ο τρόπος αυτός ανανέωσης είναι

ανάλογος με τον τρόπο υπολογισμού της χρησιμότητας σε μεθόδους “model free” [52], όπως Q-learning, TD(λ) κτλ.

Επανάληψη πολιτικών

Ένας εναλλακτικός τρόπος εύρεσης βέλτιστων τακτικών (πολιτικών) είναι ο αλγόριθμος επανάληψης πολιτικών (policy iteration) που εναλλάσσει τα ακόλουθα δυο βήματα ξεκινώντας από κάποια αρχική πολιτική π_0 :

- *Αξιολόγηση πολιτικής (policy evaluation)*: με δεδομένη μια πολιτική π_i , υπολογίζεται το $U_i = U^{\pi_i}$, δηλαδή η χρησιμότητα για κάθε κατάσταση ως αν επρόκειτο να εκτελεστεί η πολιτική π_i .
- *Βελτίωση πολιτικής*: υπολογίζεται μια νέα πολιτική π_{i+1} , χρησιμοποιώντας προεξέταση ενός βήματος με βάση την U_i .

Ο αλγόριθμος τερματίζεται όταν το βήμα βελτίωσης της πολιτικής δεν παράγει μεταβολή των χρησιμοτήτων. Η περιγραφή του αλγορίθμου με ψευδοκώδικα δίνεται ακολούθως.

function Policy-Iteration (mdp) **returns** μια τακτική

inputs: mdp, μια MDP με καταστάσεις S, και μοντέλο μετάβασης T

local variables: U, U', διανύσματα χρησιμοτήτων για καταστάσεις στο S (αρχικά μηδέν), π : ένα διάνυσμα τακτικής (πολιτικής) που δεικτοδοτείται από τις καταστάσεις (αρχικά τυχαίο)

repeat

$U \leftarrow \text{Policy_Evaluation}(\pi, U, \text{mdp})$

ΥΠΑΡΞΗ_ΒΕΛΤΙΩΣΗΣ \leftarrow ΨΕΥΔΕΣ

for each κατάσταση s in S **do**

if $\max_a \sum_{s' \in S} T(s, a, s') U(s') > \sum_{s' \in S} T(s, \pi[s], s') U(s')$ **then**

{ $\pi[s] \leftarrow \arg \max_a \sum_{s' \in S} T(s, a, s') U(s')$

ΥΠΑΡΞΗ_ΒΕΛΤΙΩΣΗΣ \leftarrow ΑΛΗΘΕΣ }

until ΥΠΑΡΞΗ_ΒΕΛΤΙΩΣΗΣ == ΨΕΥΔΕΣ

return π

Στην πράξη, ο αλγόριθμος επανάληψης αξιών εκτελεί πολύ συντομότερες επαναλήψεις ενώ ο αλγόριθμος επανάληψης πολιτικών χρειάζεται λιγότερες επαναλήψεις. Για την επιτάχυνση των ανωτέρω αλγορίθμων έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία διάφορες τροποποιημένες προσεγγιστικές τεχνικές¹⁴.

6.3 Μερικώς παρατηρήσιμες διαδικασίες απόφασης Markov (POMDP)

Κατά την περιγραφή των διαδικασιών αποφάσεων Markov που παρουσιάστηκε προηγουμένως έγινε η υπόθεση ότι το περιβάλλον είναι πλήρως παρατηρήσιμο (fully observable). Με αυτήν την υπόθεση ο πράκτορας γνωρίζει πάντα σε ποια κατάσταση βρίσκεται. Αυτό, σε συνδυασμό με την υπόθεση Markov για το μοντέλο μετάβασης, σημαίνει ότι η βέλτιστη πολιτική εξαρτάται μόνο από την τρέχουσα κατάσταση. Όμως, όταν το περιβάλλον είναι μερικώς παρατηρήσιμο (partially observable), η κατάσταση είναι λιγότερο σαφής. Ο πράκτορας δεν γνωρίζει απαραίτητως σε ποια κατάσταση βρίσκεται και, έτσι, δεν μπορεί να πραγματοποιήσει την ενέργεια $\pi(s)$ που είναι η συνιστώμενη για αυτή τη κατάσταση. Επιπλέον, η χρησιμότητα μιας κατάστασης s και η βέλτιστη ενέργεια στη συγκεκριμένη κατάσταση δεν εξαρτώνται μόνο από την s αλλά και από το μέγεθος της γνώσης του πράκτορα όταν βρίσκεται στη συγκεκριμένη κατάσταση. Για τους λόγους αυτούς, οι μερικώς παρατηρήσιμες MDP (partially observable MDP ή POMDP) θεωρούνται συνήθως πολυπλοκότερες από τις κανονικές MDP.

Σε πολλά περιβάλλοντα του πραγματικού κόσμου, όπως και στην περίπτωση των γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών, το σύστημα δεν είναι δυνατό να έχει πλήρη αντίληψη της κατάστασης του περιβάλλοντος. Ο πράκτορας βασίζεται σε παρατηρήσεις που, ωστόσο, δεν περιγράφουν πλήρως την κατάσταση του περιβάλλοντος και περιέχουν ενδεχομένως θόρυβο.

Μια διαδικασία POMDP έχει τα ίδια στοιχεία με μια MDP, δηλαδή το μοντέλο μετάβασης $T(s, a, s')$ και τη συνάρτηση ανταμοιβής $R(s)$. Όμως, έχει επίσης ένα μοντέλο παρατήρησης (observation model) $O(s, o)$ που προσδιορίζει την πιθανότητα να γίνει αντιληπτή η παρατήρηση o στην κατάσταση s . Στην πραγματικότητα ο πράκτορας δεν αντιλαμβάνεται την κατάσταση του περιβάλλοντος

¹⁴ Modified policy iteration algorithm (Puterman & Shin, 1978), multigrid methods (Rude, 1993), state aggregation (Bertsekas & Castanon, 1989).

αλλά λαμβάνει μια παρατήρηση που είναι συνάρτηση της τρέχουσας κατάστασης. Αν η παρατήρηση ταυτίζεται με την κατάσταση του περιβάλλοντος, το μοντέλο είναι αντίστοιχο με το πλήρως παρατηρήσιμο MDP. Το μοντέλο POMDP χαρακτηρίζεται από τη συνάρτηση μετάβασης $P(S_{t+1}|S_t, A_t)$, τη συνάρτηση παρατήρησης $P(O_t|S_t, A_{t-1})$ και τη συνάρτηση ανταμοιβής $E(R_t|S_t, A_{t-1})$. Ο στόχος του πράκτορα είναι να μάθει την τακτική π που αντιστοιχίζει το ιστορικό παρατηρήσεων σε ενέργειες A_t , μεγιστοποιώντας την αξία χρησιμότητας.

$$h_{1:t} = ((O_1, A_1, R_1), \dots, (O_{t-1}, A_{t-1}, R_{t-1}), (O_t, -, -)) \quad (6.6)$$

Δεδομένου ότι ο πράκτορας έχει περιορισμένη χωρητικότητα μνήμης, πρέπει με κάποιο τρόπο να συμπιεστεί το ιστορικό $h_{1:t}$ σε μια εσωτερική κατάσταση. Ορίζεται, συνεπώς, το διάνυσμα κατάστασης πεποίθησης (belief state) $\mathbf{b}(\mathbf{t})=P(S_t| h_{1:t})$ που αποτελεί μια κατανομή πιθανοτήτων ως προς όλες τις δυνατές καταστάσεις. Στη συνέχεια θα χρησιμοποιηθεί ο συμβολισμός $b(s)$ για την πιθανότητα που αποδίδεται στην πραγματική κατάσταση s από το διάνυσμα κατάστασης πεποίθησης $\mathbf{b}(\mathbf{t})$. Αν $b(s)$ ήταν η προηγούμενη κατάσταση πεποίθησης και ο πράκτορας εκτέλεσε μια ενέργεια a λαμβάνοντας την παρατήρηση o , η νέα κατάσταση πεποίθησης είναι

$$b'(s') = \eta O(s', o) \sum_s T(s, a, s') b(s) \quad (6.7)$$

όπου η είναι μια σταθερά κανονικοποίησης ώστε το άθροισμα των πιθανοτήτων των καταστάσεων πεποίθησης να είναι ίσο με 1.

Η ουσιώδης παρατήρηση που απαιτείται προκειμένου να γίνει κατανοητή η διαδικασία POMDP είναι ότι η βέλτιστη ενέργεια εξαρτάται μόνο από την τρέχουσα κατάσταση πεποίθησης του πράκτορα. Αυτό σημαίνει ότι η βέλτιστη τακτική μπορεί να περιγραφεί ως μια απεικόνιση $\pi^*(b)$ από τις καταστάσεις πεποίθησης στις ενέργειες και δεν εξαρτάται από την πραγματική κατάσταση στην οποία βρίσκεται ο πράκτορας (αφού δεν την γνωρίζει πλήρως). Έτσι, ο κύκλος απόφασης ενός πράκτορα POMDP είναι ο εξής:

- Με δεδομένη την τρέχουσα κατάσταση πεποίθησης b , εκτέλεσε την ενέργεια $a = \pi^*(b)$.
- Λάβε την παρατήρηση o .

- Προσδιόρισε την τρέχουσα κατάσταση πεποίθησης από τη σχέση $b'(s') = \eta O(s', o) \sum_s T(s, a, s') b(s)$ και επανάλαβε.

Ο υπολογισμός της πιθανότητας «ο πράκτορας που βρίσκεται στην κατάσταση b να φθάσει στην κατάσταση b' μετά την εκτέλεση της ενέργειας a » δεν μπορεί άμεσα να πραγματοποιηθεί, αφού δεν είναι ακόμη γνωστή η επακόλουθη παρατήρηση που θα ληφθεί. Η πιθανότητα ο πράκτορας να λάβει την παρατήρηση o με δεδομένο ότι εκτέλεσε την ενέργεια a ξεκινώντας από την κατάσταση πεποίθησης b , υπολογίζεται με άθροιση ως προς όλες τις πραγματικές καταστάσεις s' στις οποίες μπορεί να καταλήξει ο πράκτορας:

$$\begin{aligned}
 P(o | a, b) &= \sum_{s'} P(o | a, s', b) P(s' | a, b) \\
 &= \sum_{s'} O(s', o) P(s' | a, b) \\
 &= \sum_{s'} O(s', o) \sum_s T(s, a, s') b(s)
 \end{aligned} \tag{6.8}$$

Συνεπώς, η πιθανότητα μετάβασης στο b' από το b , με δεδομένη την ενέργεια a , που συμβολίζεται με $\tau(b, a, b')$ προκύπτει από τη σχέση

$$\begin{aligned}
 \tau(b, a, b') &= P(b' | a, b) = \sum_o P(b' | o, a, b) P(o | a, b) \\
 &= \sum_o P(b' | o, a, b) \sum_{s'} O(s', o) \sum_s T(s, a, s') b(s)
 \end{aligned} \tag{6.9}$$

όπου $P(b' | o, a, b)$ είναι 1 εάν $b' = \eta O(s', o) \sum_s T(s, a, s') b(s)$ και 0 σε κάθε άλλη περίπτωση.

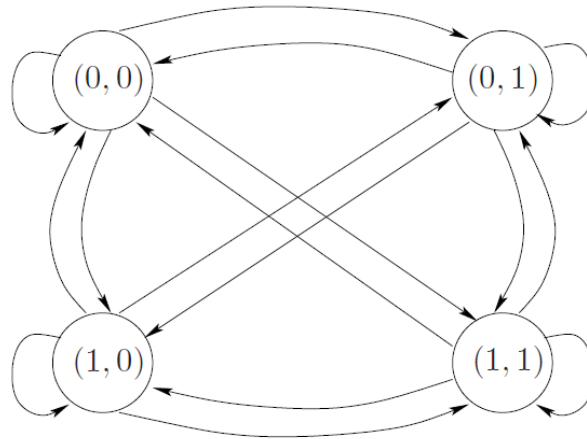
Η ανωτέρω εξίσωση μπορεί να θεωρηθεί ότι ορίζει ένα μοντέλο μετάβασης για το χώρο καταστάσεων πεποίθησης. Αν οριστεί, επίσης, μια συνάρτηση ανταμοιβής για τις καταστάσεις πεποίθησης

$$\rho(b) = \sum_s b(s) R(s) \tag{6.10}$$

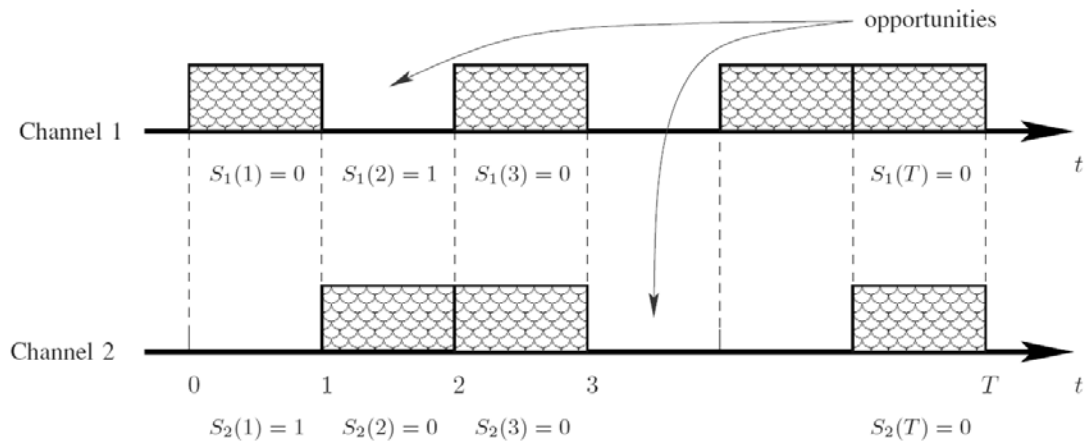
φαίνεται ότι τα $\tau(b, a, b')$ και $\rho(b)$ μαζί ορίζουν μια παρατηρήσιμη MDP στο χώρο των καταστάσεων πεποιθήσης. Δηλαδή, η επίλυση μιας POMDP σε ένα φυσικό χώρο καταστάσεων μπορεί να αναχθεί στην επίλυση μιας MDP στον αντίστοιχο χώρο καταστάσεων πεποιθήσης. Αξίζει να αναφερθεί ότι η διαδικασία MDP που προκύπτει έχει συνεχή χώρο καταστάσεων. Ωστόσο, είναι δυνατό να αναπτυχθούν εκδοχές των αλγορίθμων επανάληψης αξιών και πολιτικών που να εφαρμόζονται και σε MDP με συνεχείς καταστάσεις. Η βασική ιδέα είναι ότι μια πολιτική $\pi(b)$ μπορεί να αναπαρασταθεί ως ένα σύνολο περιοχών στο χώρο των καταστάσεων πεποιθήσης, κάθε μια από τις οποίες σχετίζεται με συγκεκριμένη βέλτιστη ενέργεια. Η συνάρτηση χρησιμότητας συσχετίζει μια διακριτή γραμμική συνάρτηση του b με κάθε περιοχή. Κάθε βήμα της επανάληψης αξιών ή πολιτικών αποσαφηνίζει τα όρια μεταξύ των περιοχών και μπορεί να εισάγει νέες περιοχές.

6.4 Εφαρμογή ενισχυτικής μάθησης σε συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών

Βασικός στόχος των συστημάτων γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών όταν αναφέρονται σε δευτερογενείς χρήστες και δίκτυα είναι η λειτουργία και εκπομπή τους σε αδειοδοτημένο σε πρωτογενείς χρήστες αλλά υποχρησιμοποιούμενο φάσμα, υπό την προϋπόθεση ότι εξασφαλίζεται η αποφυγή παρεμβολών. Ας υποθεθεί ότι το θεωρούμενο φάσμα αποτελείται από N κανάλια εύρους ζώνης B_i ($i=1, \dots, N$) που έχουν εκχωρηθεί σε πρωτεύοντες χρήστες που επικοινωνούν με σύγχρονο τρόπο. Τα στατιστικά κίνησης του πρωτογενούς δικτύου μπορεί να συνεισφέρουν ώστε η απασχόληση των N καναλιών να ακολουθεί μια διακριτού-χρόνου διαδικασία Markov $M=2^N$ καταστάσεων. Αναλυτικότερα, η κατάσταση του δικτύου κατά τη χρονοθυρίδα t συμβολίζεται ως $[S_1(t), \dots, S_N(t)]$, όπου $S_i(t) \in \{0$ (μη διαθέσιμο), 1 (διαθέσιμο) $\}$ η κατάσταση του καναλιού $i \in \{1, 2, \dots, N\}$. Το διάγραμμα καταστάσεων και ένα παράδειγμα απασχόλησης των καναλιών για ένα απλό δίκτυο δύο μόνο καναλιών, απεικονίζεται στα Σχήματα 6.1 και 6.2, αντίστοιχα.



Σχήμα 6.1: Μοντελοποίηση δικτύου (N=2) με διαδικασία Markov



Σχήμα 6.2: Παράδειγμα χρησιμοποίησης του φάσματος από πρωτογενείς χρήστες

Ανιχνεύοντας την παρουσία ή μη των κύριων χρηστών οι χρήστες γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών του δευτερογενούς δικτύου αναζητούν ευκαιρίες διαθέσιμων καναλιών. Ωστόσο, δεν είναι πρακτική η συνεχής ανίχνευση όλου του φάσματος, καθώς οδηγεί σε απαιτητικά, μη αποδοτικά από ενεργειακή σκοπιά και ακριβά συστήματα. Γίνεται, επομένως, η υπόθεση ότι κάθε δευτερογενής χρήστης μπορεί να επιλέξει για ανίχνευση ένα υποσύνολο καναλιών (όταν έχει πληροφορία να μεταδώσει) και στη συνέχεια, βασιζόμενος στο αποτέλεσμα να κρίνει αν είναι επιτρεπτή η μετάδοση δεδομένων. Έστω, λοιπόν, ότι επιλέγονται από το δευτερεύοντα χρήστη (SU – secondary user), σε κάθε χρονοθυρίδα, L_1 κανάλια ($L_1 \leq N$) για ανίχνευση και L_2 κανάλια ($L_2 \leq L_1$) για πρόσβαση.

Δεδομένου ότι η κατάσταση του δικτύου δεν είναι πλήρως παρατηρήσιμη από τους δευτερεύοντες χρήστες (πράκτορες), είτε λόγω μερικής ανίχνευσης του

φάσματος είτε λόγω σφαλμάτων κατά την διαδικασία ανίχνευσης, το κατάλληλο μοντέλο είναι οι μερικώς παρατηρήσιμες διαδικασίες απόφασης Markov (POMDP). Έτσι, λοιπόν, στην αρχή κάθε χρονοθυρίδας ο δευτερογενής χρήστης διαλέγει ένα σύνολο A_1 ($|A_1| \leq L_1$) καναλιών προς ανίχνευση. Δεδομένου ότι η τρέχουσα κατάσταση της μαρκοβιανής διαδικασίας είναι j , ο χρήστης παρατηρεί το αποτέλεσμα των A_1 καναλιών που ανίχνευσε. Το σύνολο των $|A_1|$ παρατηρήσεων συμβολίζεται με $\Theta_{j,A_1} \in \{0,1\}^{|A_1|}$, όπου η τιμή 1 αντιστοιχίζεται σε παρατήρηση διαθέσιμου καναλιού και η τιμή 0 σε μη διαθέσιμου. Με βάση τις παρατηρήσεις αυτές, ο χρήστης επιλέγει ένα σύνολο $A_2 \subseteq A_1$ ($|A_2| \leq L_2$) καναλιών για πρόσβαση. Για κάθε επιλεγμένη ενέργεια ο χρήστης λαμβάνει ανταμοιβή r_{j,A_1,A_2} στο τέλος κάθε χρονοθυρίδας. Στόχος είναι η επιλογή των ενεργειών ανίχνευσης και πρόσβασης $\{A_1, A_2\}$ σε κάθε χρονοθυρίδα, έτσι ώστε η συνολική αναμενόμενη ανταμοιβή σε T -χρονοθυρίδες¹⁵ να μεγιστοποιηθεί.

Στην αρχή κάθε χρονοθυρίδας, η γνώση της κατάστασης του δικτύου, βασισμένη σε προηγούμενες αποφάσεις και παρατηρήσεις, συνοψίζεται στο διάνυσμα κατάστασης πεποίθησης του POMDP μοντέλου $\mathbf{b}(t)=[b_1(t), \dots, b_M(t)]$, όπου $b_j(t)$ η πιθανότητα (δεδομένου του ιστορικού αποφάσεων και παρατηρήσεων) το δίκτυο να βρίσκεται στην κατάσταση j . Όπως έχει αναφερθεί, για κάθε στιγμή t το διάνυσμα κατάστασης πεποίθησης $\mathbf{b}(t)$ αποτελεί επαρκές στατιστικό στοιχείο για την εύρεση των βέλτιστων ενεργειών $\{A_1, A_2\}$ στην χρονοθυρίδα t . Η τακτική π για το μοντέλο POMDP δίνεται από μια σειρά συναρτήσεων, κάθε μια από τις οποίες αντιστοιχίζει το τρέχον διάνυσμα πεποίθησης με ενέργειες ανίχνευσης και πρόσβασης.

Σε ένα δίκτυο ευκαιριακής εκχώρησης φάσματος η συνάρτηση ανταμοιβής ορίζεται με βάση τον αριθμό των ψηφίων που μεταδίδονται επιτυχώς όταν ο χρήστης επιλέγει να ανιχνεύσει τα κανάλια του συνόλου A_1 και να μεταδώσει στα κανάλια του συνόλου A_2 . Υποθέτοντας ότι ο αριθμός των δεδομένων που μεταδίδονται σε ένα κανάλι είναι ανάλογος του εύρους ζώνης του, ορίζεται η ακόλουθη συνάρτηση ανταμοιβής

$$r_{j,A_1,A_2}(t) = \sum_{i \in A_2} S_i(t) B_i \quad (6.11)$$

όπου $S_i(t) \in \{0,1\}$ είναι η κατάσταση του i -καναλιού κατά τη χρονική στιγμή t .

¹⁵ Υποτίθεται ότι τα στατιστικά απασχόλησης του φάσματος από αδειοδοτημένους χρήστες παραμένουν αμετάβλητα για T χρονοθυρίδες.

Για να διευκολυνθεί η παρουσίαση γίνεται η υπόθεση ότι $L_1=L_2=1$. Στην περίπτωση αυτή, η ενέργεια που λαμβάνεται σε κάθε χρονοθυρίδα αποτελείται από ένα δείκτη $a \in \{1, \dots, N\}$ του καναλιού που ανιχνεύθηκε και μια απόφαση μετάδοσης $\Phi_a \in \{0 (no_access), 1 (access)\}$.

Η συνάρτηση χρησιμότητας $U_i(b(t))$ αποτελείται από δύο μέρη: την άμεση ανταμοιβή που γράφεται ως $\Theta_{j,a} B_a$ και τη μέγιστη αναμενόμενη υπολειπόμενη ανταμοιβή $U_{i+1}(b(t+1))$ αρχίζοντας από τη χρονοθυρίδα $t+1$. Βρίσκοντας τη μέση τιμή για όλες τις πιθανές καταστάσεις δικτύου και παρατηρήσεις, η βέλτιστη συνάρτηση χρησιμότητας γράφεται

$$U_i(b(t)) = \max_{a=1, \dots, N} \left\{ \sum_{i=1}^M \lambda_i \sum_{j=1}^M p_{i,j} \sum_{\theta=0}^1 \Pr[\Theta_{j,a} = \theta] (\theta B_a + U_{i+1}(T(b(t) | a, \theta))) \right\} \quad (6.12)$$

όπου $p_{i,j}$ η πιθανότητα μετάβασης¹⁶ από την κατάσταση i στην κατάσταση j , ενώ με τη βοήθεια του κανόνα Bayes το ανανεωμένο διάνυσμα κατάστασης πεποίθησης $\mathbf{b}(t+1)$ γράφεται

$$\begin{aligned} \mathbf{b}(t+1) &= T(b(t) | a, \theta) = [\lambda_1(t+1), \dots, \lambda_M(t+1)], \\ \lambda_j(t+1) &= \frac{\sum_{i=1}^M \lambda_i(t) p_{i,j} \Pr[\Theta_{j,A_i} = \theta]}{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \lambda_i(t) p_{i,j} \Pr[\Theta_{j,A_i} = \theta]} \end{aligned} \quad (6.13)$$

Συνεπώς, η βέλτιστη τακτική απαιτεί ισορροπία μεταξύ της απόκτησης άμεσης ανταμοιβής και της απόκτησης πληροφορίας για μελλοντική χρήση.

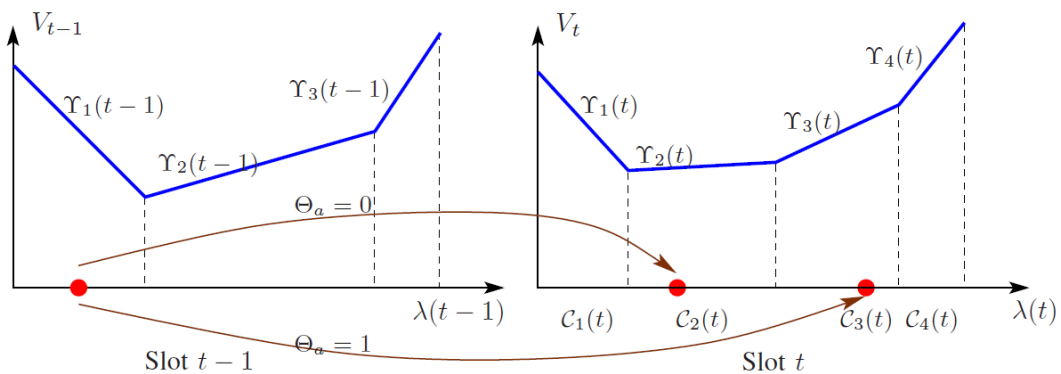
Οι Smallwood και Sondik απέδειξαν [55] ότι η $U_i(b(t))$ είναι κυρτή και κατά τμήματα γραμμική συνάρτηση, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.3 (όπου θεωρείται σύστημα δυο καταστάσεων, $M=2$). Αναλυτικότερα, το πεδίο ορισμού της συνάρτησης χρησιμότητας μπορεί να διαιρεθεί σε ένα πεπερασμένο αριθμό κυρτών περιοχών $\{C_1(t), \dots, C_L(t)\}$. Με κάθε περιοχή $C_i(t)$ σχετίζεται ένα διάνυσμα $\mathbf{Y}_i(t)$, έτσι ώστε η συνάρτηση χρησιμότητας $U_i(b(t))$ στην περιοχή αυτή να δίνεται από το

¹⁶ Θεωρείται ότι η πιθανότητες μετάβασης είναι γνωστές. Στην πράξη κάτι τέτοιο δεν είναι πάντα διαθέσιμο, οπότε το πρόβλημα POMDP έχει άγνωστες πιθανότητες μετάβασης. Αλγόριθμοι για την επίλυση τέτοιων προβλημάτων υπάρχουν στη βιβλιογραφία [54].

εσωτερικό γινόμενο των $\mathbf{b}(t)$ και $\mathbf{Y}_i(t)$. Ισχύει, επομένως, ότι η βέλτιστη συνάρτηση χρησιμότητας είναι

$$U_i(b(t)) = \max_{a=1, \dots, N} \left\{ \sum_{i=1}^M \lambda_i \sum_{j=1}^M p_{i,j} \sum_{\theta=0}^1 \Pr[\Theta_{j,a} = \theta] (\theta B_a + \langle b(t+1), Y_{i_{b(t+1)}}(t+1) \rangle) \right\} \quad (6.14)$$

όπου $\langle \cdot, \cdot \rangle$ υποδηλώνει το εσωτερικό γινόμενο και $i_{b(t+1)}$ το δείκτη της περιοχής. Έτσι, από την ανωτέρω σχέση μπορούν να υπολογιστούν οι βέλτιστες ενέργειες και τα αντίστοιχα διανύσματα Y για τη χρονοθυρίδα t . Ο αλγόριθμος γραμμικού προγραμματισμού που προτείνεται στην [55] επιτυγχάνει τον υπολογισμό αυτό.



Σχήμα 6.3

Εύρεση τακτικής υπό το ενδεχόμενο ύπαρξης λαθών κατά τη διαδικασία ανίχνευσης

Η ύπαρξη σφάλματος κατά την ανίχνευση οδηγεί σε συγκρούσεις με τον πρωτεύοντα χρήστη. Αν με ζ συμβολιστεί η μέγιστη επιτρεπτή πιθανότητα σύγκρουσης από το πρωτεύον δίκτυο, ο σχεδιαστικός στόχος του γνωστικού συστήματος είναι η μεγιστοποίηση των ανταμοιβών υπό τον περιορισμό η πιθανότητα σύγκρουσης είναι μικρότερη του ζ . Έτσι, λοιπόν, η βέλτιστη τακτική π^* δίνεται από τη σχέση

$$\pi^* = \arg \max_{\pi} E \left\{ \sum_{t=1}^T r_{j(t), A_1(t), A_2(t)} \mid b(1) \right\}, \quad \text{εφόσον } P_c \leq \zeta \quad (6.15)$$

όπου $b(1)$ το αρχικό διάνυσμα πεποίθησης.

Στην αρχή κάθε χρονοθυρίδας ο ανιχνευτής λαμβάνει L μετρήσεις $\{Y_i\}_{i=1}^L$ του επιλεγμένου καναλιού. Υποθέτοντας ότι τόσο ο θόρυβος του διαύλου όσο και το σήμα του πρωτογενούς χρήστη μπορούν να περιγραφούν ως κανονικές τυχαίες διαδικασίες προκύπτουν οι επόμενες περιπτώσεις:

$$\begin{cases} H_0 (\text{idle}) : Y_i \sim N(0, \sigma_0^2), i = 1, \dots, L \\ H_1 (\text{busy}) : Y_i \sim N(0, \sigma_1^2), i = 1, \dots, L \end{cases} \quad (6.16)$$

Ο σηματοθορυβικός λόγος (SNR) δίνεται από τη σχέση: $(\sigma_1^2 - \sigma_0^2)/\sigma_0^2$. Μπορεί να αποδειχθεί ότι ο Neyman-Pearson ανιχνευτής για το πρόβλημα αυτό δίνεται από τον ανιχνευτή ενέργειας:

$$\|Y\|^2 \rightarrow \begin{cases} > \tau & (H_0) \\ < \tau & (H_1) \end{cases} \quad (6.17)$$

όπου τ το κατώφλιο ελέγχου.

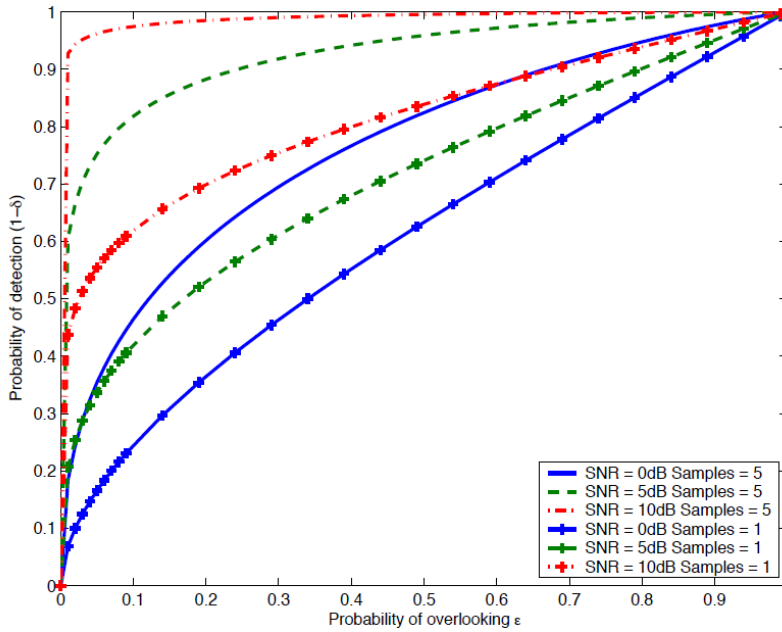
Αν ο ανιχνευτής του δευτερογενούς χρήστη λανθασμένα θεωρήσει H_1 αντί H_0 (false alarm), ο SU δεν θα μεταδώσει δεδομένα, αφήνοντας να χαθεί η ευκαιρία αξιοποίησης φάσματος. Από την άλλη πλευρά, αν ανιχνευτεί η περίπτωση H_0 αντί για H_1 που ισχύει στην πραγματικότητα (miss detection), ο δευτερογενής χρήστης θα μεταδώσει με αποτέλεσμα τη σύγκρουση με τον πρωτεύοντα χρήστη. Σημειώνοντας με ε και δ , αντίστοιχα, τη πιθανότητα ψευδούς συναγερμού (false alarm) και λάθους ανίχνευσης απασχολημένου καναλιού (miss detection) ισχύει

$$\varepsilon = \Pr\{\|Y\|^2 > \tau \mid H_0\} = 1 - \Gamma\left(\frac{L}{2}, \frac{\tau}{2\sigma_0^2}\right), \quad (6.18)$$

$$1 - \delta = \Pr\{\|Y\|^2 > \tau \mid H_1\} = 1 - \Gamma\left(\frac{L}{2}, \eta \frac{\sigma_0^2}{\sigma_1^2}\right) \quad (6.19)$$

όπου $\Gamma(L, x) = \int_0^x t^{L-1} e^{-t} dt$ και η ικανοποιεί τη σχέση $\Gamma\left(\frac{L}{2}, \eta\right) = 1 - \varepsilon$. Οι καμπύλες

χαρακτηριστικών λειτουργίας του δέκτη (ROC – receiver operating characteristics), που απεικονίζουν την πιθανότητα $1 - \delta$ ως συνάρτηση της πιθανότητας ε , παρουσιάζονται στο Σχήμα 6.4 για διαφορετικά επίπεδα SNR και διαφορετικούς αριθμούς δειγμάτων L .



Σχήμα 6.4: Καμπύλες ROC ανίχνευσης σήματος Gaussian σε θόρυβο τύπου Gauss

Στόχος είναι η σχεδίαση βέλτιστης τακτικής ανίχνευσης φάσματος και πρόσβασης π^* για κατάλληλη πιθανότητα δ^* . Ειδικότερα ισχύει

$$\{\pi^*, \delta^*\} = \arg \max_{\{\pi, \delta\}} E \left\{ \sum_{t=1}^T r_{j(t), A_1(t), A_2(t)} \mid b(1) \right\}, \quad (6.19)$$

υπό την προϋπόθεση $P_c \leq \zeta$.

Το ανωτέρω πρόβλημα βελτιστοποίησης αποτελεί ένα περιορισμένο POMDP πρόβλημα που, γενικά, απαιτεί τυχαιοποιημένη βέλτιστη τακτική. Για την απόκτηση μιας ντετερμινιστικής στρατηγικής χαμηλής πολυπλοκότητας, διαχωρίζοντας την ανωτέρω σχέση βελτιστοποίησης από τον περιορισμό επιλέγεται το σημείο λειτουργίας δ^* σύμφωνα με τον περιορισμό σύγκρουσης, δηλαδή $\delta^* = \zeta$. Το πρόβλημα, συνεπώς, μετατρέπεται σε μη περιορισμένο POMDP, όπου η βέλτιστη τακτική επιλογής καναλιού αποκτάται μεγιστοποιώντας τη διέλευση (throughput) του δευτερογενούς χρήστη.

Αξίζει να αναφερθεί ότι η βέλτιστη λύση για το πρόβλημα POMDP έχει εκθετική πολυπλοκότητα ως προς τον αριθμό των καναλιών. Επομένως, αν ο αριθμός των διαθέσιμων καναλιών για δευτερογενείς χρήστες είναι σχετικά μικρός, η βέλτιστη τακτική μπορεί να υπολογιστεί με αποδεκτό κόστος υλοποίησης. Αντίθετα, όταν ο αριθμός των καναλιών είναι μεγάλος, η αναζήτηση βέλτιστης τακτικής γίνεται μη πρακτική και οφείλουν να διερευνηθούν λύσεις υποβέλτιστων τακτικών.

Οι στρατηγικές ανίχνευσης και πρόσβασης ενός δευτερογενούς δικτύου περιλαμβάνουν την αναγνώριση και εκμετάλλευση των φασματικών ευκαιριών. Κάθε δευτερογενής χρήστης επιθυμεί την πλήρη γνώση του περιβάλλοντός του, έτσι ώστε να λειτουργήσει με αποτελεσματικότερο τρόπο. Ωστόσο, κάτι τέτοιο απαιτεί συνεχή και πλήρη ανίχνευση του αδειοδοτημένου φάσματος, γεγονός που μεταφράζεται σε αυξημένη κατανάλωση ενέργειας και υψηλές απαιτήσεις υλικού. Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται ένα συνεργατικό πρωτόκολλο MAC όπου κάθε χρήστης επιλέγει να ανιχνεύσει ένα κανάλι του ραδιοφάσματος, ενώ ταυτόχρονα συνεργαζόμενος με τους γειτονικούς του κόμβους προσπαθεί να αναγνωρίσει και να εκμεταλλευτεί αποδοτικά τους διαθέσιμους φασματικούς πόρους. Επιπλέον, παρουσιάζεται ένας τρόπος μοντελοποίησης στρατηγικών ανίχνευσης και πρόσβασης με διαδικασίες Markov και αναλύονται διαφορετικές τακτικές επιλογής καναλιών για ανίχνευση. Τέλος, μέσω προσομοιώσεων σε matlab συγκρίνονται αριθμητικά οι επιδόσεις των διαφόρων τακτικών.

7.1 Επίπεδο ελέγχου προσπέλασης μέσω (MAC)

Σε ένα δίκτυο γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών, οι διαθέσιμοι πόροι που μπορούν να χρησιμοποιηθούν από τους δευτερογενείς χρήστες μεταβάλλονται τόσο χρονικά όσο και τοπικά. Επομένως, ο αριθμός των διαθέσιμων καναλιών και η ταυτότητα των εκάστοτε μη χρησιμοποιούμενων καναλιών ποικίλλει από κόμβο σε κόμβο, σε αντίθεση με τα υπάρχοντα δίκτυα ασύρματων επικοινωνιών όπου οι χρήστες λειτουργούν στο ίδιο σύνολο διαθέσιμων καναλιών. Δημιουργούνται, λοιπόν, προβλήματα συνεργασίας και συντονισμού των χρηστών για την επίτευξη ομαλής επικοινωνίας.

Το πρωτόκολλο MAC είναι υπεύθυνο για την αντιμετώπιση του ανωτέρου προβλήματος. Η σχεδίασή του πρέπει να αντιμετωπίζει τα ακόλουθα ζητήματα:

- πώς ο πομπός θα συνεργαστεί με τον αναμενόμενο δέκτη, ώστε να εξασφαλίζεται ο συντονισμός του δέκτη στη συχνότητα εκπομπής του πομπού,
- πώς θα διασφαλιστεί ότι κατά τη διάρκεια εκπομπής δεδομένων δεν υπάρχει καμία παρεμβολή από γειτονικούς χρήστες είτε στον κόμβο εκπομπής είτε στον κόμβο λήψης,
- πώς οι κόμβοι θα προσαρμοστούν δυναμικά και θα χειριστούν τα μεταβαλλόμενα διαθέσιμα κανάλια του δευτερογενούς δικτύου,
- πώς θα αντιμετωπιστεί το πρόβλημα του κρυμμένου και του εκτεθειμένου τερματικού (hidden and exposed station problem).

Συνεπώς, απαιτείται η σχεδίαση ενός προσαρμοστικού πρωτοκόλλου MAC για δίκτυα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών που θα βελτιστοποιεί τη χρησιμοποίηση των επικοινωνιακών πόρων και θα εγγυάται την ικανοποίηση των απαιτήσεων QoS του δευτερεύοντος δικτύου.

7.2 Πρωτόκολλο MAC βασισμένο σε συνεργατική ανίχνευση

Η ανίχνευση φάσματος με συνεργασία των χρηστών διακρίνεται συνήθως σε δύο κατηγορίες. Η πρώτη βασίζεται σε μια κεντρική μονάδα που συλλέγει τις πληροφορίες ανίχνευσης από συσκευές γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών, ανιχνεύει το διαθέσιμο φάσμα και πραγματοποιεί ευρυεκπομπή της πληροφορίας αυτής σε άλλους χρήστες του γνωστικού δικτύου ραδιοεπικοινωνιών. Στη δεύτερη κατηγορία, που βασίζεται σε κατανεμημένες μεθόδους ανίχνευσης φάσματος, οι δευτερογενείς χρήστες ανταλλάσσουν μεταξύ τους πληροφορίες για το φάσμα χωρίς να υπάρχει κάποια κεντρική οντότητα που να συγκεντρώνει και να επεξεργάζεται αποκλειστικά τις πληροφορίες αυτές.

Η αντιμετώπιση της αβεβαιότητας που εισάγεται από φαινόμενα διαλείψεων και σκίασης αποτελεί βασικό πλεονέκτημα της συνεργατικής ανίχνευσης, κατά την οποία το δείγμα ανίχνευσης ενός δευτερογενούς χρήστη μοιράζεται στο δευτερεύον δίκτυο προκειμένου να αποφασιστεί με ασφαλέστερο τρόπο η ύπαρξη κενής φασματικής περιοχής. Με μια απλή πιθανοτική ανάλυση μπορεί να αποδειχθεί ότι αν συνδυαστούν οι ανεξάρτητες μετρήσεις η τερματικών, η πιθανότητα ανίχνευσης του

συνολικού συστήματος Q_D αυξάνεται μονότονα σύμφωνα με τη σχέση $Q_D = 1 - (1 - P_D)^n$, όπου P_D η πιθανότητα ορθής ανίχνευσης από ένα χρήστη. Επιπλέον, το κόστος συνεχούς ανίχνευσης από κάθε κόμβο ατομικά, το οποίο μπορεί να μεταφραστεί σε αυξημένη κατανάλωση ενέργειας, το κόστος υλικού που θα καταστήσει εφικτή την ανίχνευση σε μεγάλο φάσμα συχνοτήτων, η αύξηση της διάρκειας ανίχνευσης κτλ, οδηγούν στην αναζήτηση πρωτοκόλλων που υποστηρίζουν τη συνεργασία των χρηστών. Τέλος, λόγω της δυνατότητας μέσω της τεχνικής OFDM να επιτυγχάνεται μετάδοση σε μη συνεχόμενα διαθέσιμα υποκανάλια (γεγονός που συνεπάγεται μεγαλύτερο εύρος ζώνης εκπομπής) επιβάλλεται η ανίχνευση μεγάλων περιοχών φάσματος, που με συνεργασία μπορεί ευκολότερα και αποδοτικότερα να επιτευχθεί.

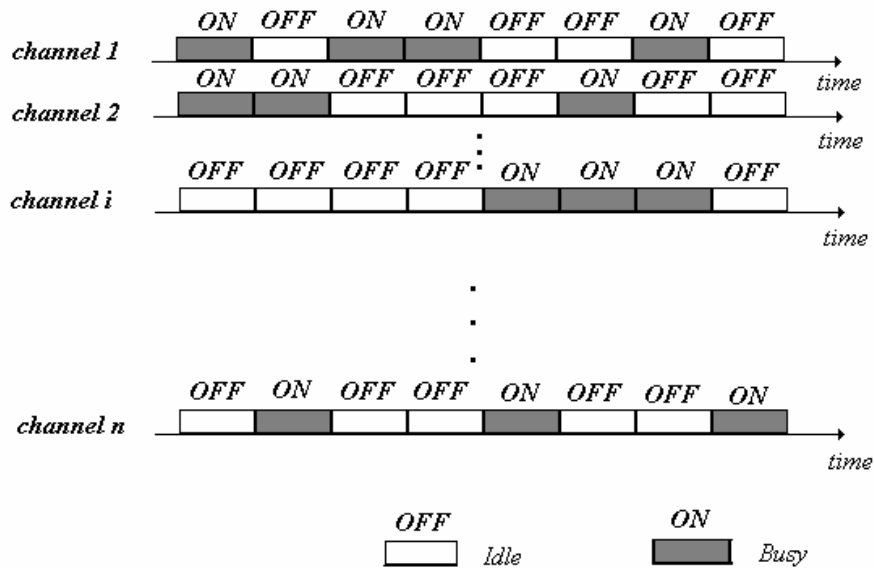
Ωστόσο, η σχεδίαση του αλγορίθμου συνεργατικής ανίχνευσης και η ενσωμάτωσή του στο πρωτόκολλο MAC πρέπει να γίνεται με προσοχή, καθώς ενδέχεται να επιβαρύνει δυσμενώς το πρωτόκολλο και να εισαγάγει μεγάλη πρόσθετη καθυστέρηση. Στη βιβλιογραφία έχουν προταθεί διάφορα καταναμημένα πρωτόκολλα MAC με συνεργατική ανίχνευση. Συγκεκριμένα, στις δημοσιεύσεις [56], [57] προτείνεται ένα διαστρωματικό MAC πρωτόκολλο που συνδυάζει την ανίχνευση διαθέσιμου φάσματος του φυσικού επιπέδου με την ανταλλαγή πακέτων επιπέδου MAC, επιτυγχάνοντας τη συνεργασία χρηστών με αποδοτικό τρόπο και μικρή καθυστέρηση. Άλλα πρωτόκολλα που έχουν προταθεί και υποθέτουν τον εξοπλισμό των κόμβων με πληθώρα αισθητήρων και διαφορετικών αναμεταδοτών προκαλούν αύξηση του κόστους των υλικών και συνεπώς σε μη πρακτική υλοποίηση.

7.3 Υλοποίηση πρωτοκόλλου MAC

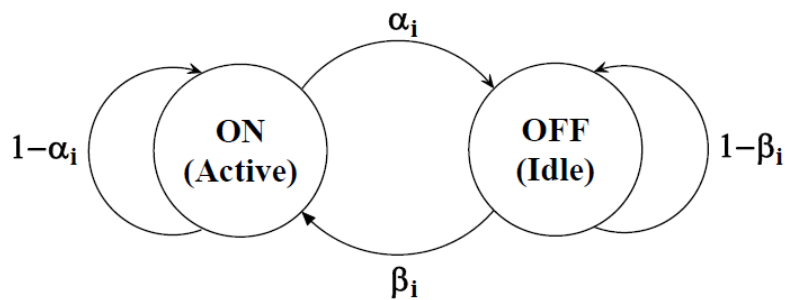
7.3.1 Μοντέλο χρησιμοποίησης φάσματος από πρωτογενείς χρήστες

Υποθέτοντας ότι το αδειοδοτημένο στους πρωτογενείς χρήστες φάσμα περιλαμβάνει n κανάλια και ότι κάθε κανάλι αποτελείται από χρονοθυρίδες (επιτρέποντας στους πρωτογενείς χρήστες να επικοινωνούν με σύγχρονο τρόπο), στο Σχήμα 7.1 παρουσιάζεται η κατάσταση των καναλιών στο πεδίο του χρόνου. Επιπλέον, στο Σχήμα 7.2 απεικονίζεται το ON/OFF μοντέλο (αλυσίδα Markov δύο καταστάσεων) που χρησιμοποιείται για κάθε κανάλι χωριστά και περιγράφει τη χρονοθυρίδα που ο πρωτογενής χρήστης απασχολεί (ON) ή δεν απασχολεί (OFF) το κανάλι. Επίσης, θεωρώντας ότι κάθε κανάλι μεταβάλλει την κατάστασή του

ανεξάρτητα, σημειώνεται με α_i η πιθανότητα το i -κανάλι να μεταβεί από την κατάσταση ON στην κατάσταση OFF και με β_i η πιθανότητα το κανάλι να μεταβεί στην κατάσταση ON, ενώ προηγουμένως ήταν ελεύθερο (OFF). Οι δευτερογενείς χρήστες προσπαθούν ευκαιριακά να αποκτήσουν πρόσβαση στο αδειοδοτημένο φάσμα χωρίς να προκαλούν παρεμβολές στους πρωτεύοντες χρήστες. Συνεπώς, επιτρέπεται να μεταδώσουν σε κανάλια που ανιχνεύονται σε κατάσταση OFF.



Σχήμα 7.1: Κατάσταση καναλιών πρωτεύοντος συστήματος



Σχήμα 7.2: ON-OFF μοντέλο χρησιμοποίησης καναλιού από πρωτογενείς χρήστες

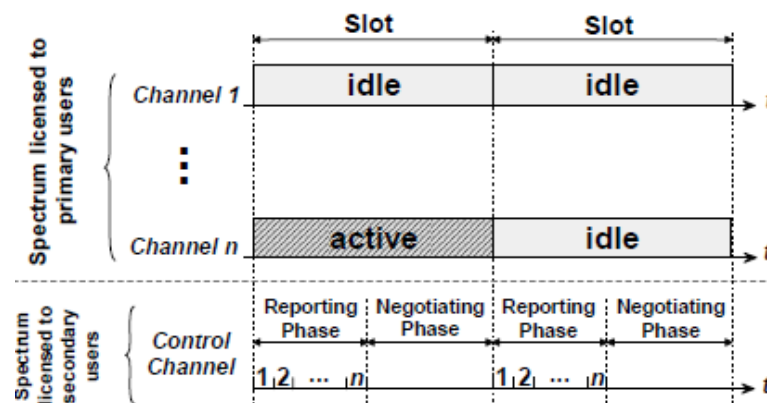
Η χρησιμοποίηση του i -καναλιού, όπου $1 \leq i \leq n$, αναφέρεται ως γ_i και υπολογίζεται από τη σχέση

$$\gamma_i = \frac{\beta_i}{\alpha_i + \beta_i} \quad (7.1)$$

7.3.2 Περιγραφή πρωτοκόλλου MAC

Στο πρωτόκολλο MAC που έχει προταθεί στη βιβλιογραφία [56] και [57] κάθε δευτερογενής χρήστης είναι εξοπλισμένος με δύο μεταδότες. Ο πρώτος πομπός, ο οποίος αποκαλείται και πομπός ελέγχου, αφιερώνεται για λειτουργία στο κοινό κανάλι ελέγχου. Οι δευτερογενείς χρήστες χρησιμοποιούν τους πομπούς ελέγχου για την απόκτηση πληροφορίας σχετικά με τα διαθέσιμα κανάλια και για να διαπραγματεύονται με άλλους δευτερογενείς χρήστες μέσω αλγορίθμων, όπως στο πρότυπο 802.11, καταναμημένης λειτουργίας συντονισμού (Distributed Coordination Function - DCF) και p-επίμονο CSMA (p-persistent Carrier Sense Multiple Access). Ο δεύτερος πομπός αποτελείται από μια βαθμίδα SDR (software defined radio), έτσι ώστε να υπάρχει η δυνατότητα συντονισμού με οποιοδήποτε από τα n κανάλια για ανίχνευση χρησιμοποίησης φάσματος, μετάδοση ή λήψη δεδομένων.

Στο Σχήμα 7.3 παρουσιάζεται η δομή του πρωτοκόλλου MAC. Στο κανάλι ελέγχου, ο άξονας του χρόνου διαιρείται σε χρονοθυρίδες. Όλες οι χρονοθυρίδες του καναλιού ελέγχου έχουν το ίδιο μήκος με τις αντίστοιχες των αδειοδοτημένων καναλιών και είναι μεταξύ τους συγχρονισμένες. Στο κανάλι ελέγχου, κάθε χρονοθυρίδα διαιρείται σε δύο φάσεις, που ονομάζονται φάση αναφοράς και φάση διαπραγμάτευσης. Επιπλέον, η φάση αναφοράς χωρίζεται περαιτέρω σε n μικρές χρονοσχισμές, ώστε κάθε μια να αντιπροσωπεύει ένα από τα n αδειοδοτημένα κανάλια.



Σχήμα 7.3: Αρχή λειτουργίας πρωτοκόλλου MAC

Κατά την έναρξη κάθε χρονοθυρίδας οι δευτερογενείς χρήστες ανιχνεύουν τα αδειοδοτημένα κανάλια και, στη συνέχεια, αναφέρουν την κατάσταση του καναλιού που αναγνώρισαν ως ελεύθερο, αποστέλλοντας σήμα «φάρο» στην κατάλληλη μικρο-χρονοσχισμή. Δεδομένου ότι κάθε δευτερογενής χρήστης είναι εξοπλισμένος με μόνο

ένα SDR πομπό και το συνολικό εύρος ζώνης που καταλαμβάνουν τα n κανάλια είναι μεγάλο, η πλήρης ανίχνευση όλου του φάσματος ατομικά από ένα χρήστη απαιτεί χρόνο και υψηλό κόστος υλικό. Θεωρείται, λοιπόν, ότι κάθε κόμβος χωριστά δεν μπορεί από μόνος του να γνωρίσει με ακρίβεια την κατάσταση όλων των καναλιών, οπότε, εξαιτίας των περιορισμών, επιλέγεται η ανίχνευση από κάθε χρήστη ενός μοναδικού καναλιού σε κάθε χρονοθυρίδα. Ωστόσο, μέσω της συνεργασίας των δευτερογενών κόμβων, η διαδικασία που εκτελείται κατά τη φάση αναφοράς έχει ως στόχο κάθε χρήστη να αποκτά μια εικόνα περισσότερων καταστάσεων καναλιών. Συγκεκριμένα, οι δευτερογενείς χρήστες χρησιμοποιούν τους SDR μεταδότες τους για την ανίχνευση ενός από τα n αδειοδοτημένα κανάλια (για παράδειγμα το i -κανάλι). Αν βρεθεί ελεύθερο μεταδίδεται από τον πομπό ελέγχου σήμα «φάρος» κατά τη διάρκεια της κατάλληλης μικρό-χρονοσχιμής. Αν το κανάλι βρεθεί απασχολούμενο δεν μεταδίδεται κανένα σήμα. Κάθε μικρό-χρονοσχιμή διαρκεί T_{ms} (που αντιστοιχεί σε χρονική διάρκεια της τάξης του μs). Αν συμβολιστούν με T_s , T_{RP} και T_{NP} οι χρονικές διάρκειες της χρονοθυρίδας, της φάσης αναφοράς και της φάσης διαπραγματεύσεως, αντίστοιχα, ισχύει

$$T_s = T_{RP} + T_{NP} = nT_{ms} + T_{NP}$$

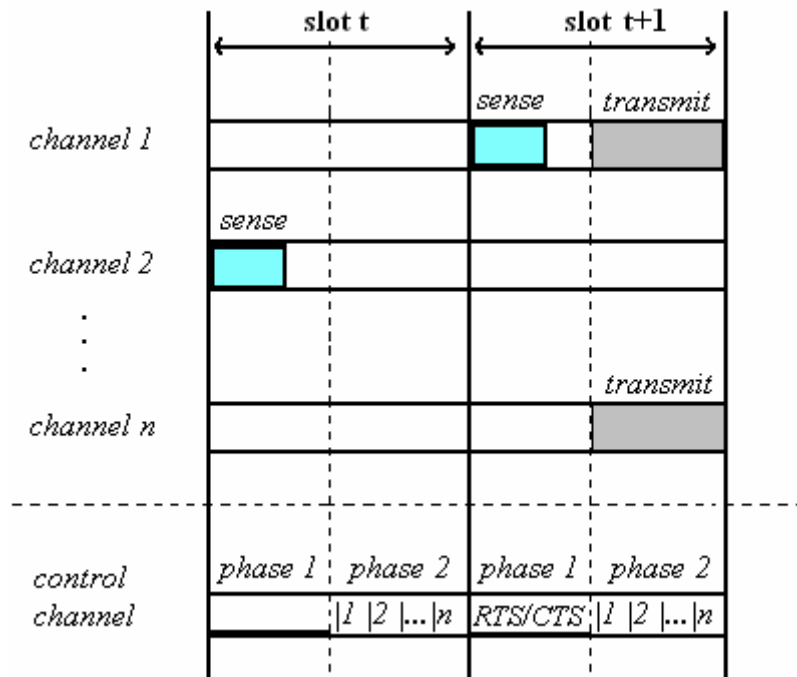
Κατά τη διάρκεια της φάσης διαπραγματεύσεως οι δευτερογενείς χρήστες χρησιμοποιούν τους μεταδότες ελέγχου για να διαπραγματευτούν τη χρησιμοποίηση των διαθέσιμων καναλιών μεταξύ τους, ανταλλάσσοντας μηνύματα RTS (request-to-send) και CTS (clear-to-send). Ο χρήστης, που θα καταλήξει νικητής στον ανταγωνισμό κατάληψης των διαθέσιμων καναλιών, θα χρησιμοποιήσει τον SDR πομπό για να μεταδώσει δεδομένα πάνω σε όλα τα διαθέσιμα κανάλια της αμέσως επόμενης χρονοθυρίδας.

Όταν ο δευτερογενής χρήστης επιθυμεί να ξεκινήσει τη μετάδοση δεδομένων ακολουθεί το p -επίμονο CSMA πρωτόκολλο για να αποκτήσει πρόσβαση στο κανάλι ελέγχου και να διαπραγματευτεί με το δέκτη. Αναλυτικότερα, ο πομπός ακούει το κανάλι ελέγχου και περιμένει μέχρι να καταστεί ελεύθερο. Στη συνέχεια, μεταδίδει ένα RTS (request-to-send) πακέτο με πιθανότητα p . Εφόσον ο δευτερογενής χρήστης λάβει επιτυχημένα την απάντηση του δέκτη (πακέτο CTS), αποκτά συγχρόνως την άδεια μετάδοσης δεδομένων στην επόμενη χρονοθυρίδα. Χρησιμοποιώντας την τεχνική OFDM και τη δυνατότητα συγχώνευσης μη συνεχών καναλιών που προσφέρει, ο δευτερογενής χρήστης είναι δυνατό να χρησιμοποιήσει όλα τα διαθέσιμα κανάλια για να μεταδώσει δεδομένα (αυξημένο εύρος ζώνης).

Τροποποίηση πρωτοκόλλου

Αν ένας δευτερογενής χρήστης επιλέξει να ανιχνεύσει μέσω του αναμεταδότη SDR, για παράδειγμα το κανάλι 1 κατά τη χρονική θυρίδα t , το αποτέλεσμα θα γίνει γνωστό στους γείτονές του κατά τη χρονοθυρίδα $t+1$ αφού η μικρο-χρονοσχιμή 1 της χρονοθυρίδας t θα έχει παρέλθει χρονικά. Επιπλέον, σύμφωνα με το πρωτόκολλο MAC που έχει προταθεί στην βιβλιογραφία και περιγράφηκε προηγουμένως, αν ο δευτερογενής χρήστης έχει δεδομένα για μετάδοση, πρέπει κατά τη φάση διαπραγμάτευσης της χρονοθυρίδας t να ανταλλάξει επιτυχώς με το δέκτη μηνύματα RTS/CTS και στη φάση διαπραγμάτευσης της χρονοθυρίδας $t+1$ να μεταδώσει τα δεδομένα. Συμπεραίνεται, συνεπώς, ότι τα κανάλια στα οποία πραγματοποιείται η μετάδοση, έχουν προκύψει ως διαθέσιμα από την ανίχνευση ενός καναλιού που έκανε ο ίδιος χρήστης πριν μια χρονοθυρίδα και από τις ανιχνεύσεις που έκαναν οι γείτονές του πριν δύο χρονοθυρίδες.

Για την αντιμετώπιση του προβλήματος της καθυστερημένης πληροφόρησης ανίχνευσης των γειτόνων και τη μείωση της πιθανότητας ώστε το ανιχνευμένο διαθέσιμο κανάλι να έχει μεταβάλει την κατάστασή του μέχρι τη μετάδοση των δεδομένων, προτείνεται μια μικρή τροποποίηση του πρωτοκόλλου. Το τροποποιημένο πρωτόκολλο MAC παρουσιάζεται στο Σχήμα 7.4. Όπως φαίνεται και από το σχήμα, η βασική διαφορά με το πρωτόκολλο MAC που περιγράφηκε προηγουμένως είναι ότι κατά τη φάση 1 (phase 1) ο χρήστης επιλέγει να ανιχνεύσει ένα κανάλι (όπως και οι γείτονές του). Κατά τη φάση 2 (phase 2) οι χρήστες αποστέλλουν στο κανάλι ελέγχου σήματα «φάρους» για τα κανάλια που ανίχνευσαν ως διαθέσιμα στην ίδια χρονοθυρίδα. Συνεπώς, για τον SU που θέλει να μεταδώσει, κατά τη φάση 1 της χρονοθυρίδας $t+1$ ανταλλάσσονται τα μηνύματα RTS/CTS στο κανάλι ελέγχου (για την συνεννόησή του με το δευτερογενή δέκτη) και κατά τη φάση 2 της χρονοθυρίδας $t+1$ μεταδίδονται τα δεδομένα από τον πομπό SDR. Τα κανάλια στα οποία μεταδόθηκαν τα δεδομένα προέρχονται όλα από ανίχνευση της προηγούμενης χρονοθυρίδας, μειώνοντας με τον τρόπο αυτό την αβεβαιότητα για το αν το διαθέσιμο κανάλι παραμένει στην ίδια κατάσταση κατά τη μετάδοση.



Σχήμα 7.4: Τροποποιημένο πρωτόκολλο MAC

7.3.3 Τακτική ανίχνευσης καναλιών

Για την αναγνώριση των διαθέσιμων καναλιών του αδειοδοτημένου φάσματος οι δευτερογενείς χρήστες επιλέγουν στην αρχή της χρονοθυρίδας το κανάλι που θα ανιχνεύσουν. Προκειμένου να αυξηθεί η πιθανότητα ανίχνευσης διαθέσιμου καναλιού, ο χρήστης αναζητεί τη βέλτιστη τακτική.

Ένας τρόπος ανάλυσης του προβλήματος εύρεσης βέλτιστης τακτικής είναι η μοντελοποίηση του δικτύου με μερικώς παρατηρήσιμες μαρκοβιανές διαδικασίες απόφασης (POMDP) που αναφέρθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Η επιλογή του συγκεκριμένου μοντέλου είναι κατάλληλη, αφού, σύμφωνα με το προτεινόμενο MAC πρωτόκολλο, ο χρήστης ανιχνεύει σε κάθε χρονοσχιμή ένα μόνο κανάλι φάσματος, ενώ επιπλέον λαμβάνει και την πληροφορία περί διαθέσιμων καναλιών από γειτονικούς κόμβους. Το γεγονός ότι ο χρήστης-πράκτορας δεν έχει απαραίτητα πλήρη γνώση του περιβάλλοντος (καθώς δεν ελέγχει όλο το φάσμα) αλλά και τα ενδεχόμενα λάθη κατά τη διαδικασία ανίχνευσης συντελούν στην ύπαρξη ενός μερικώς παρατηρήσιμου περιβάλλοντος και, επομένως, στη χρησιμοποίηση μοντέλου POMDP.

Όπως αναπτύχθηκε στην παράγραφο 6.4, θεωρείται μοντέλο POMDP $M=2^N$ καταστάσεων, όπου $S_i(t) \in \{0 \text{ (μη διαθέσιμο)}, 1 \text{ (διαθέσιμο)}\}$ αντιπροσωπεύει την

κατάσταση του i -καναλιού. Η αναλογία των χαρακτηριστικών της διαδικασίας POMDP με το πρωτόκολλο MAC που περιγράφηκε παρουσιάζονται συνοπτικά ως εξής:

- $N =$ αριθμός καναλιών και $M = 2^N$ ο αριθμός των καταστάσεων
- διάνυσμα κατάστασης πεποίθησης $\mathbf{b}(t) = [b_1(t), \dots, b_M(t)]$ όπου $b_j(t)$ η πιθανότητα (δεδομένου του ιστορικού αποφάσεων και παρατηρήσεων) το δίκτυο να βρίσκεται στην κατάσταση j
- $a \in \{1, \dots, N\}$ δείκτης του καναλιού που ανιχνεύει ο χρήστης.
- $\Theta_{j, A_1} \in \{0, 1\}^{|A_1|} \rightarrow \{ \Theta_\alpha \cup \Theta_{\text{neighbors}} \}$, όπου Θ_α η παρατήρηση από το αποτέλεσμα της ανίχνευσης του καναλιού- α και $\Theta_{\text{neighbors}}$ οι παρατηρήσεις από την πληροφορία που ανταλλάσσεται μεταξύ γειτόνων.
- $A_2 =$ τα κανάλια στα οποία θα επιχειρηθεί μετάδοση (εξαρτώνται άμεσα από την παρατήρηση Θ_{j, A_1}).
- $r_{j, A_1, A_2}(t) = \sum_{i \in A_2} S_i(t) B_i$ η συνάρτηση ανταμοιβής.

Θεωρείται ότι το εύρος ζώνης όλων των καναλιών είναι ίσο με B . Το σύνολο των παρατηρήσεων για τα A_1 κανάλια που ανιχνεύθηκαν (α το κανάλι που ανιχνεύει ο ίδιος χρήστης) κατά τη χρονοθυρίδα $t-1$ παριστάνεται με το διάνυσμα Θ_{j, A_1} ενώ, η άμεση ανταμοιβή κατά τη χρονική θυρίδα t είναι $(\theta_\alpha + \theta_1 + \dots + \theta_{|A_1|-1})B$. Σύμφωνα με τη σχέση (6.12) η συνάρτηση χρησιμότητας γράφεται υπό τη μορφή

$$U_i(b(t)) = \max_{a=1, \dots, N} \left\{ \sum_{i=1}^M \lambda_i \sum_{j=1}^M p_{i,j} \sum_{\theta_\alpha=0}^1 \sum_{\theta_1=0}^1 \dots \sum_{\theta_{|A_1|-1}=0}^1 \Pr[\Theta_{j, A_1} = (\theta_\alpha, \theta_1, \dots, \theta_{|A_1|-1})] \right. \\ \left. \left((\theta_\alpha + \theta_1 + \dots + \theta_{|A_1|-1})B + U_{t+1}(T(b(t) | A_1, \Theta_{j, A_1})) \right) \right\} \quad (7.2)$$

όπου

$$\mathbf{b}(t+1) = T(b(t) | A_1, \Theta_{j, A_1}) = [\lambda_1(t+1), \dots, \lambda_M(t+1)], \\ \lambda_j(t+1) = \frac{\sum_{i=1}^M \lambda_i(t) p_{i,j} \Pr[\Theta_{j, A_1} = (\theta_\alpha, \theta_1, \dots, \theta_{|A_1|-1})]}{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \lambda_i(t) p_{i,j} \Pr[\Theta_{j, A_1} = (\theta_\alpha, \theta_1, \dots, \theta_{|A_1|-1})]} \quad (7.3)$$

Η εύρεση, συνεπώς, των βέλτιστων ενεργειών ανίχνευσης ανάγεται στην επίλυση μιας MDP στον αντίστοιχο χώρο καταστάσεων πεποίθησης και υπολογίζεται με τη βοήθεια εκδοχών των αλγορίθμων επανάληψης αξιών και πολιτικών.

Λαμβάνοντας υπόψη την πιθανότητα ύπαρξης σφαλμάτων κατά τη διαδικασία ανίχνευσης και συμβολίζοντας με ζ τη μέγιστη επιτρεπτή πιθανότητα σύγκρουσης με το πρωτεύον δίκτυο, για τη σχεδίαση βέλτιστης τακτικής ανίχνευσης φάσματος και πρόσβασης π^* με κατάλληλη πιθανότητα (miss detection) δ^* ισχύει:

$$\{\pi^*, \delta^*\} = \arg \max_{\{\pi, \delta\}} E\left\{\sum_{t=1}^T r_{j(t), A_1(t), A_2(t)} \mid b(1)\right\}, \quad (7.4)$$

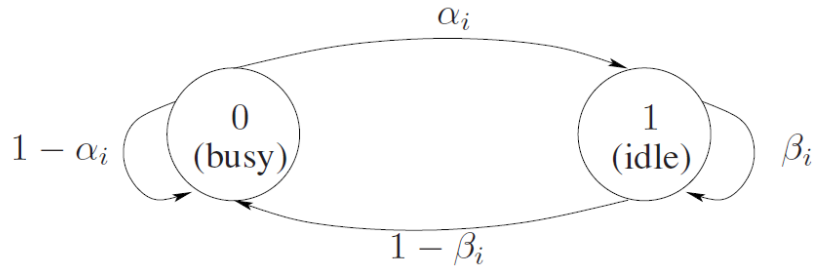
υπό την προϋπόθεση $P_c \leq \zeta$.

Για την απόκτηση μιας ντετερμινιστικής πολιτικής χαμηλής πολυπλοκότητας, διαχωρίζοντας την ανωτέρω σχέση βελτιστοποίησης από τον περιορισμό, επιλέγεται το σημείο λειτουργίας δ^* σύμφωνα με τον περιορισμό σύγκρουσης, ώστε $\delta^* = \zeta_0 < \zeta$. Το πρόβλημα, συνεπώς, μετατρέπεται σε μη περιορισμένο POMDP, όπου η βέλτιστη τακτική επιλογής καναλιού αποκτάται μεγιστοποιώντας τη διέλευση (throughput) του δευτερογενούς χρήστη.

Είναι, ωστόσο, εμφανές ότι η βέλτιστη λύση για το πρόβλημα POMDP έχει εκθετική πολυπλοκότητα ως προς τον αριθμό των καναλιών ($M=2^N$) και για το λόγο αυτό ενδεχομένως είναι υπολογιστικά απαγορευτική. Αν και η βέλτιστη τακτική μπορεί να υπολογιστεί και να αποθηκευτεί πριν ο δευτερογενής χρήστης ξεκινήσει τη διαδικασία πρόσβασης στο φάσμα (offline), η προσέγγιση αυτή δυσκολεύει την προσαρμογή στις αλλαγές των στατιστικών απασχόλησης του φάσματος. Για το λόγο αυτό, στη συνέχεια θα αναζητηθούν υποβέλτιστες στρατηγικές με μειωμένη πολυπλοκότητα, αξιοποιώντας τη μέχρι τώρα ανάλυση του προβλήματος

Προτεινόμενη στρατηγική ανίχνευσης βασισμένη στην «άπληστη προσέγγιση»

Αρχικά θεωρείται ότι τα κανάλια δρουν ανεξάρτητα σύμφωνα με το μαρκοβιανό μοντέλο που απεικονίζεται στο Σχήμα 7.5. Έτσι, λοιπόν, το i -κανάλι μεταβαίνει από την κατάσταση 0 (μη διαθέσιμο) στην κατάσταση 1 (διαθέσιμο) με πιθανότητα α_i και παραμένει στην κατάσταση 1 με πιθανότητα β_i .



Σχήμα 7.5: Μαρκοβιανό μοντέλο καναλιών

Επιπλέον, έστω το διάνυσμα $\mathbf{\Omega} = [\omega_1, \dots, \omega_N]$ όπου ω_i η πιθανότητα (δεδομένης της ιστορίας ανίχνευσης και απόφασης) το κανάλι i να είναι διαθέσιμο κατά την έναρξη μιας χρονοθυρίδας. Το διάνυσμα $\mathbf{\Omega}$ αποτελεί επαρκές στατιστικό στοιχείο για την εύρεση της στρατηγικής, δεδομένου ότι, σύμφωνα με το προηγούμενο μοντέλο, τα κανάλια δρουν ανεξάρτητα μεταξύ τους. Η απόδειξη στηρίζεται στο γεγονός ότι, όταν τα κανάλια δρουν ανεξάρτητα, το διάνυσμα κατάστασης πεποίθησης $\mathbf{b}(\mathbf{t})$ ¹⁷ (που όπως έχει αναφερθεί είναι επαρκές για τη λύση του POMDP προβλήματος) μπορεί να εξαχθεί από το διάνυσμα $\mathbf{\Omega}(\mathbf{t})$. Ειδικότερα, αν $I(t)$ η πληροφορία που είναι γνωστή πριν την έναρξη της χρονοθυρίδας t και τ_n η αμέσως προηγούμενη στιγμή πριν επιλεγεί το κανάλι n προς ανίχνευση, μια καταχώρηση του διανύσματος καταστάσεων πεποίθησης έχει ως εξής¹⁸:

$$\begin{aligned}
 \Pr[S_1(t) = i, S_2(t) = j | I(t)] &= \Pr[S_1(t) = i, S_2(t) = j | S_1(\tau_1) = \theta_1, S_2(\tau_2) = \theta_2] \\
 &= \Pr[S_1(t) = i | S_2(t) = j, S_1(\tau_1) = \theta_1, S_2(\tau_2) = \theta_2] \Pr[S_2(t) = j | S_1(\tau_1) = \theta_1, S_2(\tau_2) = \theta_2]
 \end{aligned}
 \tag{7.5}$$

Δεδομένου ότι οι καταστάσεις των καναλιών θεωρούνται ανεξάρτητες μεταξύ τους η (7.5) καταλήγει

$$\begin{aligned}
 \Pr[S_1(t) = i, S_2(t) = j | I(t)] &= \\
 &= \Pr[S_1(t) = i | S_1(\tau_1) = \theta_1] \Pr[S_2(t) = j | S_2(\tau_2) = \theta_2]
 \end{aligned}
 \tag{7.6}$$

Συνεπώς, για τον υπολογισμό του διανύσματος καταστάσεων πεποίθησης αρκούν τα στοιχεία του πίνακα $\mathbf{\Omega}(\mathbf{t})$.

Γνωρίζοντας το διάνυσμα κατάστασης δικτύου $\mathbf{\Omega}(\mathbf{t})$ κατά την έναρξη κάθε χρονοθυρίδας t , η αναμενόμενη ανταμοιβή που θα επιτευχθεί με την επιλογή του

¹⁷ $\mathbf{b}(\mathbf{t}) = P(S_i | h_{1:t})$, όπου $S_i = [S_i(t), \dots, S_N(t)]$

¹⁸ Χωρίς βλάβη της γενικότητας έγινε η υπόθεση ότι $N=2$.

καναλιού a εξαρτάται από το πλήθος των δεδομένων που θα ανταλλαχτούν με επιτυχία κατά τη χρονοθυρίδα $t+1$ ¹⁹. Επομένως, αν $(\omega_\alpha(t)\beta_\alpha + (1-\omega_\alpha(t))a_\alpha)$ είναι η πιθανότητα το κανάλι a να παραμείνει διαθέσιμο κατά τη χρονοθυρίδα t , η πιθανότητα το a -κανάλι να παραμείνει διαθέσιμο και κατά τη χρονοθυρίδα $t+1$ όπου θα γίνει η μετάδοση των δεδομένων είναι

$$y(t) = [\omega_\alpha(t)\beta_\alpha + (1-\omega_\alpha(t))a_\alpha]\beta_\alpha + (1 - [\omega_\alpha(t)\beta_\alpha + (1-\omega_\alpha(t))a_\alpha])a_\alpha \quad (7.7)$$

Επομένως, η αναμενόμενη ανταμοιβή είναι $y(t)B_a$, όπου B_a το εύρος ζώνης του καναλιού a . Ακολουθώντας, λοιπόν, την άπληστη προσέγγιση (greedy approach)²⁰ επιλέγεται η ενέργεια που μεγιστοποιεί την αναμενόμενη ανταμοιβή, δηλαδή

$$a^*(t) = \arg \max_{a=1,\dots,N} y(t)B_a \quad (7.8)$$

Λαμβάνοντας υπόψη την πιθανότητα παρουσίας σφαλμάτων κατά την διαδικασία ανίχνευσης αλλά και την πιθανότητα αλλαγής της κατάστασης του καναλιού μέχρι τη στιγμή πρόσβασης στο φάσμα, επιλέγεται η πιθανότητα λάθους ανίχνευσης απασχολημένου καναλιού (miss detection) δ^* μέσω της σχέσης

$$\delta^*(1-\alpha_i) + (1-\varepsilon)(1-\beta_i) = \zeta, \quad (7.9)$$

όπου ε, δ οι πιθανότητες που περιγράφονται στις σχέσεις (6.17), (6.18) αντίστοιχα, α_i, β_i οι μεταβάσεις του Σχήματος 7.5 και ζ η μέγιστη επιτρεπτή πιθανότητα σύγκρουσης²¹ με το πρωτογενές σύστημα. Συνεπώς, στη σχέση (7.8) μπορεί να

¹⁹ Σύμφωνα με το πρωτόκολλο MAC που περιγράφηκε, τα αποτελέσματα ανίχνευσης που συλλέγονται κατά τη χρονοθυρίδα t χρησιμοποιούνται για πρόσβαση κατά τη χρονοθυρίδα $t+1$.

²⁰ Η άπληστη μέθοδος μπορεί με τη βοήθεια του διανύσματος κατάστασης πεποίθησης να εφαρμοστεί και στην περίπτωση όπου οι καταστάσεις των καναλιών είναι συσχετισμένες. Με την υπόθεση όμως ότι τα κανάλια δρουν ανεξάρτητα μειώνεται ο αριθμός των επαρκών στατιστικών στοιχείων από 2^N σε N .

²¹ Για τον υπολογισμό της πιθανότητας σύγκρουσης απαιτείται διαστρωματική σχεδίαση όπου λαμβάνονται υπόψη τόσο τα λάθη στο φυσικό επίπεδο όσο και τα λάθη στο επίπεδο MAC. Συνεπώς, στη σχέση (7.9) $\delta^*(1-\alpha_i)$ είναι η πιθανότητα να ανιχνευθεί ένα απασχολημένο κανάλι ως ελεύθερο και να μείνει απασχολημένο ως και την πρόσβαση, ενώ $(1-\varepsilon)(1-\beta_i)$ η πιθανότητα να ανιχνευθεί ορθά ως διαθέσιμο ένα κανάλι αλλά, μέχρι να πραγματοποιήσει πρόσβαση σε αυτό, να αλλάξει η κατάσταση του και να συμβεί σύγκρουση.

ληφθεί υπόψη και η πιθανότητα εσφαλμένης ανίχνευσης διαθέσιμου καναλιού (false alarm). Η βέλτιστη ενέργεια ανίχνευσης επιλέγεται δηλαδή μέσω της σχέσης

$$a^*(t) = \arg \max_{a=1, \dots, N} \{(1 - \varepsilon)y(t)B_a\} \quad (7.10)$$

Στο τέλος κάθε χρονοθυρίδας t , το διάνυσμα καταστάσεων $\mathbf{\Omega}(t)$ ανανεώνεται σύμφωνα με τις παρατηρήσεις που προέκυψαν από την ανίχνευση ή τις πληροφορίες γειτόνων κατά τη διάρκεια της χρονοθυρίδας. Ειδικότερα, οι παρατηρήσεις που προκύπτουν σε ένα χρήστη μεταφράζονται σε άμεσες ποινές και αμοιβές ως εξής:

$$\begin{cases} \Rightarrow 1 & \text{αν } \{a^*(t) = i, \Theta_{a^*}(t) = 1\} \text{ ή } \{i \in Ch_n(t)\} \\ \Rightarrow 0 & \text{αν } \{a^*(t) \neq i \text{ και } i \notin Ch_n(t)\} \\ \Rightarrow -1 & \text{αν } \{a^*(t) = i, \Theta_{a^*}(t) = 0\} \end{cases}$$

όπου $Ch_n(t)$ είναι το σύνολο των δεικτών των καναλιών που οι γείτονες του κόμβου ανέφεραν ως διαθέσιμα κατά τη χρονοθυρίδα t . Δηλαδή, κατά τη χρονοθυρίδα t αν το κανάλι i ανιχνεύθηκε ως διαθέσιμο (είτε από τον ίδιο χρήστη είτε από γειτονικούς χρήστες) συνεπάγεται αμοιβή που ισούται με +1. Αντιθέτως, αν το κανάλι i ανιχνεύθηκε ως μη διαθέσιμο αντιστοιχίζεται ποινή -1 ενώ, αν κατά τη διάρκεια της χρονοθυρίδας t δεν επιχειρήθηκε προσπάθεια ανίχνευσης για το συγκεκριμένο κανάλι, η αμοιβή είναι μηδενική.

Συνεπώς, οι παρατηρήσεις από την έναρξη της διαδικασίας μέχρι τη χρονική στιγμή αμέσως πριν την έναρξη της χρονοθυρίδας $t+1$ συγκεντρώνονται για κάθε κανάλι στο διάνυσμα $\mathbf{obs}(t+1) = [obs_1(t+1), obs_2(t+1), \dots, obs_N(t+1)]$, που προκύπτει από τη σχέση:

$$obs_i(t+1) = \begin{cases} \Rightarrow obs_i + 1 & \text{αν } \{a^*(t) = i, \Theta_{a^*}(t) = 1\} \text{ ή } \{i \in Ch_n(t)\} \\ \Rightarrow obs_i + 0 & \text{αν } \{a^*(t) \neq i \text{ και } i \notin Ch_n(t)\} \\ \Rightarrow obs_i - 1 & \text{αν } \{a^*(t) = i, \Theta_{a^*}(t) = 0\} \end{cases} \quad (7.11)$$

Έτσι, λοιπόν, το διάνυσμα καταστάσεων $\mathbf{\Omega}(t)$ ανανεώνεται σύμφωνα με την ακόλουθη σχέση:

$$\mathbf{\Omega}(t+1) = [\omega_1(t+1), \dots, \omega_N(t+1)] = T\left(\mathbf{\Omega}(t) \mid a^*(t), \left\{ \Theta_{a^*} \cup \Theta_{\text{neighbors}} \right\}\right)$$

όπου

$$\omega_i(t+1) = obs_i(t+1)/(t+1) \quad (7.12)$$

Προτεινόμενη στρατηγική ανίχνευσης βασισμένη στην «τυχαιοποιημένη στρατηγική»

Μια δεύτερη στρατηγική εξερεύνησης είναι η τυχαιοποιημένη στρατηγική (randomized strategy), κατά την οποία προτιμάται συνήθως η ενέργεια που αντιστοιχεί στη βέλτιστη ανταμοιβή, αλλά με πιθανότητα p μπορεί να επιλεγεί κατά τυχαίο τρόπο μια άλλη ενέργεια. Μερικές εκδοχές της στρατηγικής αυτής ξεκινούν με μεγάλη τιμή πιθανότητας p η οποία σταδιακά μειώνεται (προκειμένου να ενισχυθεί η αρχική εξερεύνηση του περιβάλλοντος).

Στη συγκεκριμένη περίπτωση θα μελετηθεί μια ειδική «τυχαιοποιημένη στρατηγική» που ονομάζεται και “εξερεύνηση Boltzmann”. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιείται η αναμενόμενη ανταμοιβή

$$y_a(t) = [\omega_a(t)\beta_a + (1 - \omega_a(t))a_a] \beta_a + (1 - [\omega_a(t)\beta_a + (1 - \omega_a(t))a_a]) a_a ,$$

για την επιλογή της ενέργειας a (κανάλι ανίχνευσης a), πιθανοτικά σύμφωνα με την κατανομή:

$$P(a) = \frac{e^{y_a/T}}{\sum_{a' \in \{1 \dots N\}} e^{y_{a'}/T}} \quad (7.13)$$

Η παράμετρος T μειώνεται με το χρόνο, έτσι ώστε σταδιακά να μειωθεί η εξερεύνηση (exploration) και να αυξηθεί ο χρόνος εκμετάλλευσης (exploitation).

Στο τέλος κάθε χρονοθυρίδας t , το διάνυσμα καταστάσεων $\Omega(t)$ ανανεώνεται με τον ίδιο ακριβώς τρόπο που περιγράφηκε και κατά τη μέθοδο «άπληστης προσέγγισης», δηλαδή:

$$\Omega(t+1) = [\omega_1(t+1), \dots, \omega_N(t+1)] = T(\Omega(t) | a^*(t), \{ \Theta_{a^*} \cup \Theta_{\text{neighbors}} \})$$

όπου,

$$\omega_i(t+1) = obs_i(t+1)/(t+1)$$

$$obs_i(t+1) = \begin{cases} \Rightarrow obs_i + 1 & \alpha \nu \{ a^*(t) = i, \Theta_{a^*}(t) = 1 \} \text{ ή } \{ i \in Ch_n(t) \} \\ \Rightarrow obs_i + 0 & \alpha \nu \{ a^*(t) \neq i \text{ και } i \notin Ch_n(t) \} \\ \Rightarrow obs_i - 1 & \alpha \nu \{ a^*(t) = i, \Theta_{a^*}(t) = 0 \} \end{cases}$$

7.3.4 Διαδικασία πρόσβασης στο φάσμα

Η διαδικασία πρόσβασης στο φάσμα από ένα χρήστη καθορίζεται από τις πληροφορίες φάσματος που έχει συλλέξει κατά την αμέσως προηγούμενη χρονοθυρίδα. Δηλαδή, το σύνολο A_2 των καναλιών που θα επιχειρηθεί μετάδοση κατά τη χρονοθυρίδα $t+1$ προκύπτει ως εξής:

$$A_2 = [c_1, c_2, \dots, c_N],$$

$$\text{όπου } c_i(t+1) = \begin{cases} 1 & \text{αν } \{a^*(t) = i, \Theta_{a^*}(t) = 1\} \text{ ή } \{i \in Ch_n(t)\} \\ 0 & \text{διαφορετικά} \end{cases} \quad (7.14)$$

Ο συγχρονισμός μεταξύ πομπού και δέκτη γίνεται με τη βοήθεια των πακέτων RTS (request to send) και CTS (clear to send) που αποστέλλονται στο κανάλι ελέγχου. Το RTS περιέχει την πληροφορία των καναλιών όπου θα επιχειρήσει να μεταδώσει ο πομπός, έτσι ώστε ο δέκτης να συγχρονιστεί ή να ζητήσει τον περιορισμό τους εφόσον στο περιβάλλον του ένα από τα κανάλια που περιέχονται στο μήνυμα RTS θεωρείται απασχολημένο. Στο πακέτο CTS περιέχεται η πρόσθετη πληροφορία των κοινών διαθέσιμων καναλιών των δύο χρηστών, στα οποία τελικά ο δευτερογενής χρήστης θα μεταδώσει.

7.4 Αποτελέσματα προσομοίωσης

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα βασισμένα στο Matlab που περιγράφουν την επίδοση του πρωτοκόλλου MAC μέσω των προτεινόμενων στρατηγικών ανίχνευσης ενισχυτικής μάθησης που αναφέρθηκαν προηγουμένως. Παράλληλα, τα αποτελέσματα που προκύπτουν συγκρίνονται με τα αντίστοιχα αποτελέσματα των τακτικών ανίχνευσης που αναφέρονται στη βιβλιογραφία [56], [57]. Κατά την προσομοίωση της λειτουργίας του συστήματος γίνεται η υπόθεση ότι όλοι οι δευτερογενείς χρήστες επιδιώκουν πρόσβαση σε ένα αριθμό αδειοδοτημένων καναλιών που χρησιμοποιούνται από μια ομάδα πρωτογενών χρηστών. Συνεπώς, υπονοείται ότι οι πρωτογενείς χρήστες επηρεάζουν ισοδύναμα όλους τους δευτερογενείς χρήστες του δικτύου. Ακόμη, θεωρείται ότι τα στατιστικά χαρακτηριστικά της φασματικής χρησιμοποίησης των καναλιών από το πρωτογενές δίκτυο παραμένουν αμετάβλητα για χρονικό διάστημα της τάξης των 60 δευτερολέπτων.

Σύγκριση της τυχαίας επιλογής ανίχνευσης με την προτεινόμενη στρατηγική “εξερεύνησης Boltzmann”

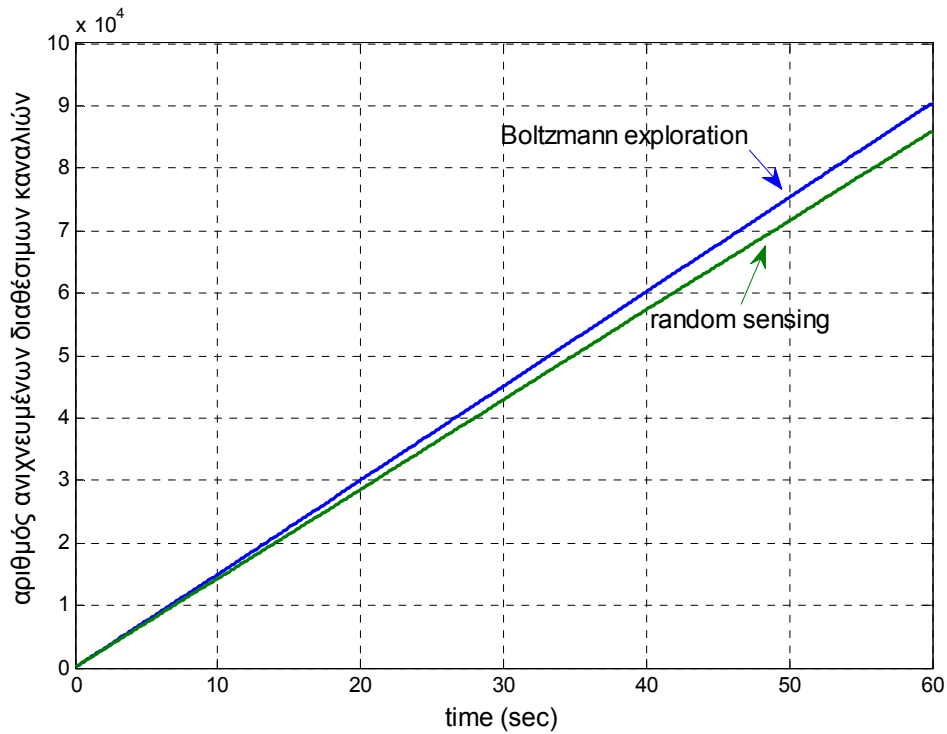
Η τυχαία επιλογή καναλιού ανίχνευσης από κάθε χρήστη αποτελεί τον πρώτο τρόπο τακτικής ανίχνευσης που προτείνεται στη βιβλιογραφία [56], [57]. Η διαδικασία έχει ως εξής: κατά την έναρξη της χρονοθυρίδας κάθε χρήστης επιλέγει τυχαία το κανάλι που θα ανιχνεύσει και αν βρεθεί διαθέσιμο αποστέλλει την πληροφορία στο κανάλι ελέγχου. Αντιθέτως, κατά τη στρατηγική “εξερεύνησης Boltzmann”, κάθε δευτερογενής χρήστης επιλέγει το κανάλι a που θα ανιχνεύσει κατά την έναρξη της χρονοθυρίδας με βάση την πιθανότητα της (7.13) που βασίζεται στο διάνυσμα καταστάσεων $\mathbf{\Omega}(t)$ (δηλαδή στις παρατηρήσεις που προκύπτουν από τις προηγούμενες χρονικές θυρίδες). Για την ευκολότερη προσαρμογή στις απότομες μεταβολές των στατιστικών φασματικής απασχόλησης των πρωτογενών χρηστών, το διάνυσμα καταστάσεων μηδενίζεται περιοδικά σε χρονικά διαστήματα της τάξης των 60 δευτερολέπτων, που αρχικά θεωρήθηκε ως εύλογος χρόνος διατήρησης της φασματικής συμπεριφοράς του πρωτεύοντος δικτύου.

Για την προσομοίωση θεωρήθηκε ότι ο αριθμός των συνολικών καναλιών είναι $N=10$ και το εύρος ζώνης είναι ίδιο για κάθε κανάλι. Ο χρόνος κάθε χρονοθυρίδας είναι ίσος με 2 msec και η μετάδοση δεδομένων πραγματοποιείται από ένα χρήστη κάθε φορά ο οποίος στη φάση 2 εκμεταλλεύεται όλα τα κανάλια που έχουν ανιχνευθεί ως διαθέσιμα.

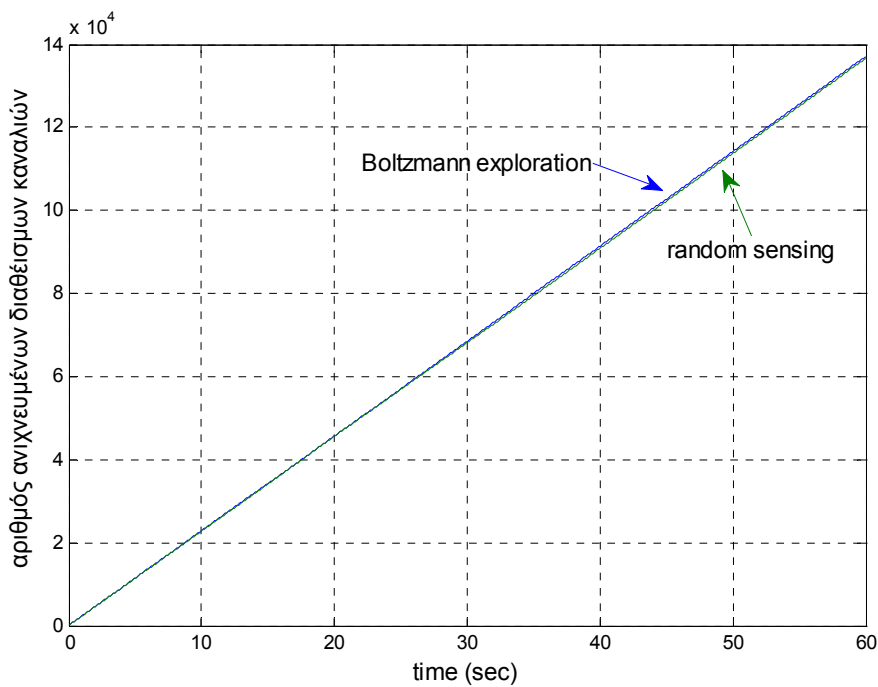
Τα συνολικά δεδομένα που θα μεταδοθούν επιτυχώς μεταξύ δευτερογενών χρηστών ύστερα από ένα χρονικό διάστημα T δευτερολέπτων συσχετίζονται άμεσα με το συνολικό αριθμό των καναλιών που μέχρι τη στιγμή εκείνη έχουν ανιχνευθεί ως διαθέσιμα. Στις γραφικές παραστάσεις που ακολουθούν παρουσιάζεται στον κάθετο άξονα ο συνολικός αριθμός ανιχνευμένων διαθέσιμων καναλιών (δηλαδή, ο αριθμός των καναλιών στα οποία θα πραγματοποιηθεί πρόσβαση από τους δευτερογενείς χρήστες) για κάθε τεχνική ανίχνευσης σε χρονικό διάστημα 60 δευτερολέπτων.

Στην πρώτη περίπτωση παρουσιάζεται το σενάριο ύπαρξης πέντε (5) δευτερογενών χρηστών, ενώ, στη δεύτερη, το σενάριο συνεργασίας δέκα (10) χρηστών (ισάριθμων δηλαδή με τον αριθμό των καναλιών $N=10$). Οι αφίξεις της κίνησης του πρωτογενούς δικτύου θεωρούνται Poisson με μέση χρησιμοποίηση 30% του συνολικού φάσματος. Επιπλέον, κατά τη διάρκεια μιας χρονοθυρίδας κάθε κανάλι μεταβαίνει από την κατάσταση 0 (μη διαθέσιμο) στην κατάσταση 1 (διαθέσιμο) με πιθανότητα $\alpha_i=0.2$ και παραμένει στην κατάσταση 1 με πιθανότητα

$\beta_i=0.8$, γεγονός που σημαίνει ότι η κατάσταση του καναλιού με μεγάλη πιθανότητα παραμένει αμετάβλητη σε διαδοχικές χρονοθυρίδες.



Σχήμα 7.6: Επίδοση τακτικής τυχαίας ανίχνευσης και «εξερεύνησης Boltzmann», θεωρώντας πέντε (5) χρήστες και δέκα (10) αδειοδοτημένα κανάλια.



Σχήμα 7.7: Επίδοση τακτικής τυχαίας ανίχνευσης και «εξερεύνησης Boltzmann», θεωρώντας δέκα (10) χρήστες και δέκα (10) αδειοδοτημένα κανάλια.

Είναι φανερό ότι στο σενάριο ύπαρξης αριθμού δευτερευόντων χρηστών μικρότερου του αριθμού των καναλιών η επιλογή ανίχνευσης μέσω της «εξερεύνησης Boltzmann» υπερέχει ελαφρώς της τυχαίας ανίχνευσης. Ωστόσο, με την αύξηση των χρηστών αυξάνεται η πιθανότητα ανίχνευσης ολόκληρης της φασματικής περιοχής, γεγονός που βελτιώνει την επίδοση της τυχαίας ανίχνευσης με αποτέλεσμα οι καμπύλες των δύο στρατηγικών να πλησιάσουν.

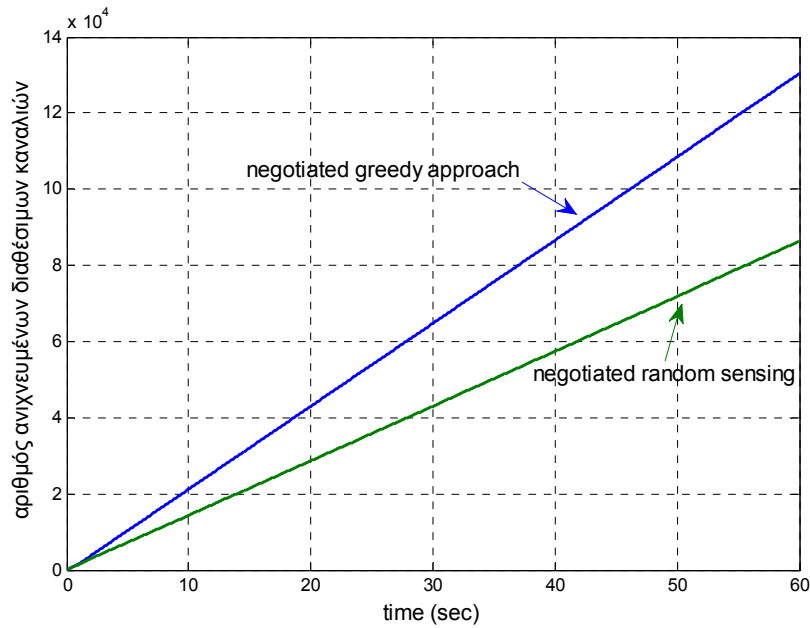
Σύγκριση της τυχαίας ανίχνευσης βασισμένης σε διαπραγμάτευση με την προτεινόμενη «άπληστη στρατηγική βασισμένη σε διαπραγμάτευση»

Ο δεύτερος τρόπος ανίχνευσης που αναφέρεται στη βιβλιογραφία [56], [57] στηρίζεται στην πρόσθετη πληροφορία που φέρουν τα μηνύματα RTS/CTS του πομπού και δέκτη. Συγκεκριμένα, κάθε RTS/CTS έχει ένα ειδικό πεδίο που περιέχει την πληροφορία του καναλιού που ανίχνευσε ο ίδιος χρήστης. Συνεπώς, όταν δύο δευτερογενείς χρήστες ανταλλάσσουν RTS/CTS μηνύματα, οι γειτονικοί χρήστες που λαμβάνουν τα μηνύματα RTS/CTS στο κανάλι ελέγχου μαθαίνουν αν έχουν ανιχνεύσει και αυτοί το ίδιο κανάλι με τον πομπό. Αν κάτι τέτοιο έχει συμβεί, κατά την επόμενη χρονοθυρίδα επιλέγεται τυχαία για ανίχνευση ένα διαφορετικό κανάλι που επιπλέον δεν ανήκει στο σύνολο των καναλιών που χαρακτηρίστηκαν από τους γειτονικούς χρήστες ως ελεύθερα κατά την προηγούμενη χρονοθυρίδα. Σε διαφορετική περίπτωση, ο χρήστης δεν μεταβάλλει την επιλογή ανίχνευσης καναλιού.

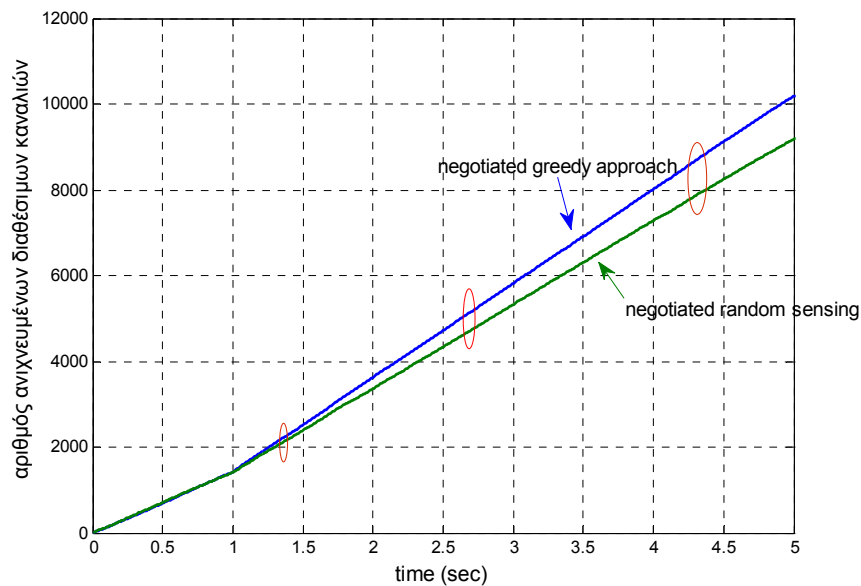
Αντιθέτως, με την προτεινόμενη βασισμένη σε διαπραγμάτευση άπληστη στρατηγική ο δευτερογενής χρήστης επιλέγει αρχικά το κανάλι που σύμφωνα με το διάγραμμα καταστάσεων $\Omega(t)$ του προσφέρει τη μέγιστη αναμενόμενη ανταμοιβή, όπως περιγράφηκε στην παράγραφο 7.3.3. Στη συνέχεια, ο χρήστης δεν μεταβάλλει την επιλογή του καναλιού, εκτός από την περίπτωση όπου ο πομπός συγκρίνοντας την πληροφορία των γειτόνων με την πληροφορία ανίχνευσης του ίδιου αντιληφθεί ότι και κάποιος άλλος χρήστης έχει ανιχνεύσει το ίδιο κανάλι. Τότε, ο πομπός της χρονικής θυρίδας t θα επιλέξει κατά την επόμενη χρονική θυρίδα ένα διαφορετικό κανάλι με τη μέθοδο άπληστης στρατηγικής αποφεύγοντας, όμως, το κανάλι αυτό να ανήκει στο σύνολο των καναλιών που ανιχνεύθηκαν από γείτονες (η πληροφορία αυτή μεταδόθηκε κατά τη φάση 2 της χρονοθυρίδας t μέσω του καναλιού ελέγχου). Όμοια όπως και προηγουμένως, για την ευκολότερη προσαρμογή στις απότομες μεταβολές των στατιστικών φασματικής απασχόλησης των πρωτογενών χρηστών, το διάγραμμα καταστάσεων μηδενίζεται περιοδικά σε χρονικά διαστήματα της τάξης των

60 δευτερολέπτων. Τέλος, αναφέρεται ότι για το πρώτο δευτερόλεπτο η ανίχνευση γίνεται με τυχαίο τρόπο ώστε να συλλεχθούν δεδομένα για το διάνυσμα $\Omega(t)$.

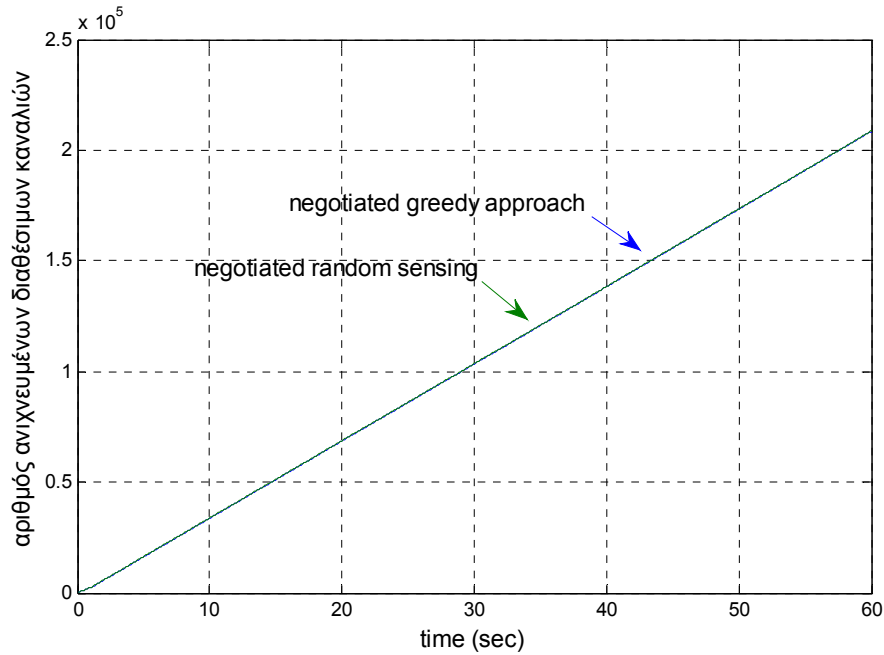
Όπως και στα προηγούμενα διαγράμματα, παρουσιάζεται στον κάθετο άξονα ο συνολικός αριθμός ανιχνευμένων διαθέσιμων καναλιών, δηλαδή ο αριθμός των καναλιών στα οποία θα πραγματοποιηθεί πρόσβαση από τους δευτερογενείς χρήστες σε συνολικό χρονικό διάστημα 60 δευτερολέπτων.



Σχήμα 7.8: Επίδοση τακτικών ανίχνευσης, θεωρώντας πέντε (5) χρήστες και δέκα (10) αδειοδοτημένα κανάλια.



Σχήμα 7.9: Επίδοση τακτικών ανίχνευσης, θεωρώντας πέντε (5) χρήστες και δέκα (10) αδειοδοτημένα κανάλια στα πρώτα 5 δευτερόλεπτα



Σχήμα 7.10: Επίδοση τακτικών ανίχνευσης, θεωρώντας δέκα (10) χρήστες και δέκα (10) αδειοδοτημένα κανάλια

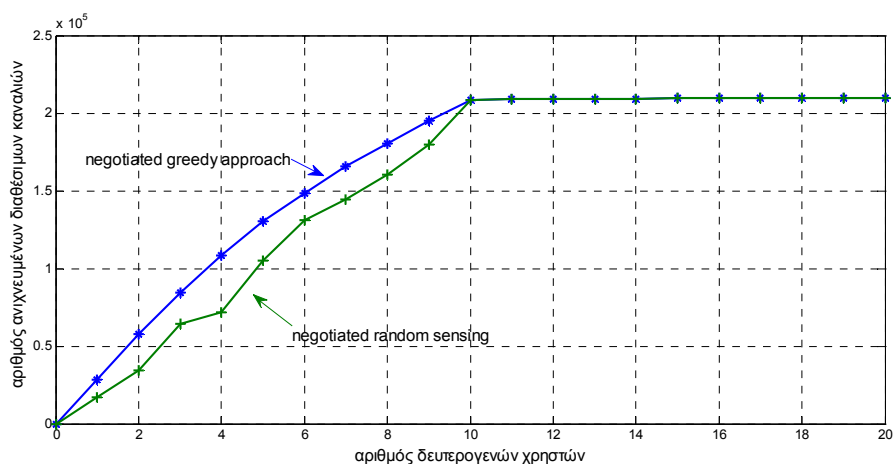
Στο Σχήμα 7.8 φαίνεται το κέρδος από την εφαρμογή ενισχυτικής μάθησης για την επιλογή ανίχνευσης καναλιού έναντι της υπό διαπραγμάτευση τυχαίας ανίχνευσης (negotiated random sensing). Αξιοποιώντας το ιστορικό παρατηρήσεων από τις προηγούμενες ανιχνεύσεις, με τη προτεινόμενη στρατηγική της άπληστης προσέγγισης (greedy approach), προβλέπονται τα κανάλια που με μεγαλύτερη πιθανότητα θα ανιχνευθούν ως διαθέσιμα και, άρα, θα δώσουν μεγαλύτερη ανταμοιβή. Στο σενάριο²² όπου οι χρήστες είναι λιγότεροι από τα συνολικά κανάλια του φάσματος παρατηρείται ότι η εκμετάλλευση των φασματικών ευκαιριών είναι καλύτερη στην περίπτωση χρησιμοποίησης της προτεινόμενης άπληστης στρατηγικής σε σχέση με την τυχαία επιλογή που αναφέρεται στη βιβλιογραφία.

Στο διάγραμμα του Σχήματος 7.9 φαίνεται σαφέστερα ότι κατά το πρώτο δευτερόλεπτο όπου γίνεται τυχαία ανίχνευση και στις δυο τακτικές, οι δυο καμπύλες ταυτίζονται. Όμως, καθώς με το πέρασμα του χρόνου οι χρήστες εκπαιδεύονται και μαθαίνουν το περιβάλλον τους, τα φασματικά κενά εντοπίζονται αποδοτικότερα, γεγονός που οδηγεί σε μεγαλύτερο όγκο μεταδιδόμενων δεδομένων από το δευτερογενές δίκτυο.

²² Υπαρκτό και σύνηθες σενάριο αν ληφθεί υπόψη ότι, όπως εξετάστηκε στο κεφάλαιο 4, για την αποφυγή παρεμβολών ο χώρος που καλύπτεται από το δευτερογενές δίκτυο είναι περιορισμένος (δίκτυα μικρής εμβέλειας).

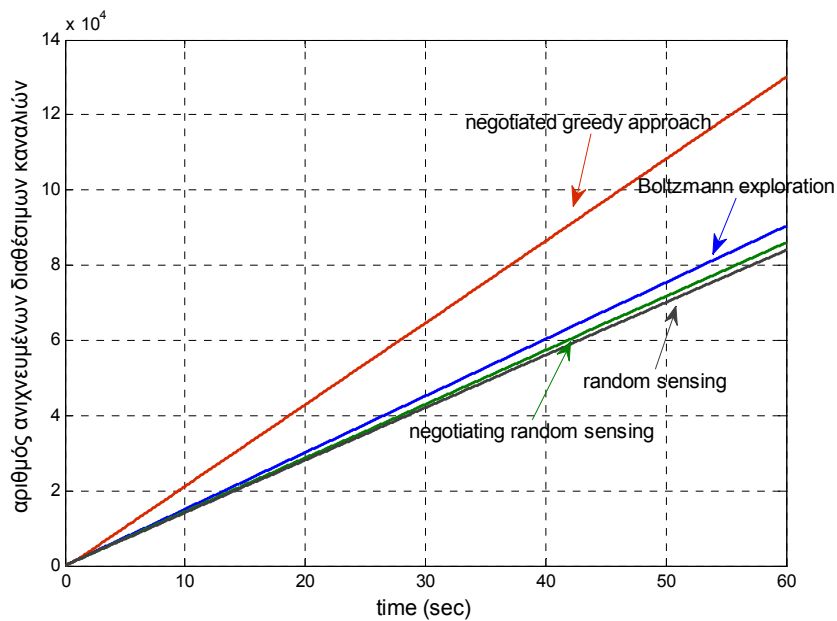
Τέλος, όταν οι χρήστες γίνουν ίσοι ή περισσότεροι σε σχέση με τον αριθμό των καναλιών, οι δυο προτεινόμενοι τρόποι συγκλίνουν στην κατάσταση όπου γίνεται τελικά ανίχνευση σε όλα τα κανάλια του φάσματος. Η ιδιότητα αυτή οφείλεται στον τρόπο με τον οποίο ένας χρήστης «διαπραγματεύεται» το αν θα μεταβάλλει ή όχι το κανάλι ανίχνευσης. Και στις δυο περιπτώσεις ο αριθμός των αδειοδοτημένων καναλιών που ανιχνεύονται στην χρονοθυρίδα $t+1$ είναι πάντα μεγαλύτερος ή ίσος προς τον αντίστοιχο αριθμό της χρονοθυρίδας t . Η διαπίστωση αυτή είναι εύλογη, αν ληφθεί υπόψη ότι στην υπό διαπραγμάτευση άπληστη προσέγγιση ή “negotiated greedy approach” ο μόνος λόγος να μεταβληθεί το κανάλι ανίχνευσης είναι ο πομπός αντιληφθεί ότι το κανάλι που ανίχνευσε κατά τη χρονοθυρίδα t έχει ταυτόχρονα ανιχνευθεί και από κάποιον άλλο χρήστη. Τότε, επιδιώκει να επιλέξει (μέσω της προτεινόμενης άπληστης στρατηγικής) ένα διαφορετικό κανάλι, αποφεύγοντας όσα έχουν ανιχνευθεί από τους υπόλοιπους δευτερογενείς χρήστες. Συνεπώς, κατά τη χρονική θυρίδα $t+1$ είτε θα ανιχνευθούν τα ίδια ακριβώς κανάλια είτε θα ανιχνευθεί ένα πρόσθετο κανάλι. Έτσι, λοιπόν, όπως αναμενόταν για χρήστες περισσότερους ή ίσους των καναλιών, η επίδοση των δύο τακτικών είναι ίδια και απεικονίζεται στο διάγραμμα 7.10.

Στο Σχήμα 7.11 παρουσιάζεται η επίδοση των δυο τακτικών ως συνάρτηση του πλήθους των δευτερογενών χρηστών ύστερα από λειτουργία 60 δευτερολέπτων. Φαίνεται ότι με τη βοήθεια της ενισχυτικής μάθησης το δευτερογενές δίκτυο συμπεριφέρεται συνεχώς αποτελεσματικότερα μέχρι οι χρήστες γίνουν ισάριθμοι με τα κανάλια (γεγονός που συνεπάγεται πλήρη ανίχνευση του φάσματος σε κάθε χρονοθυρίδα).

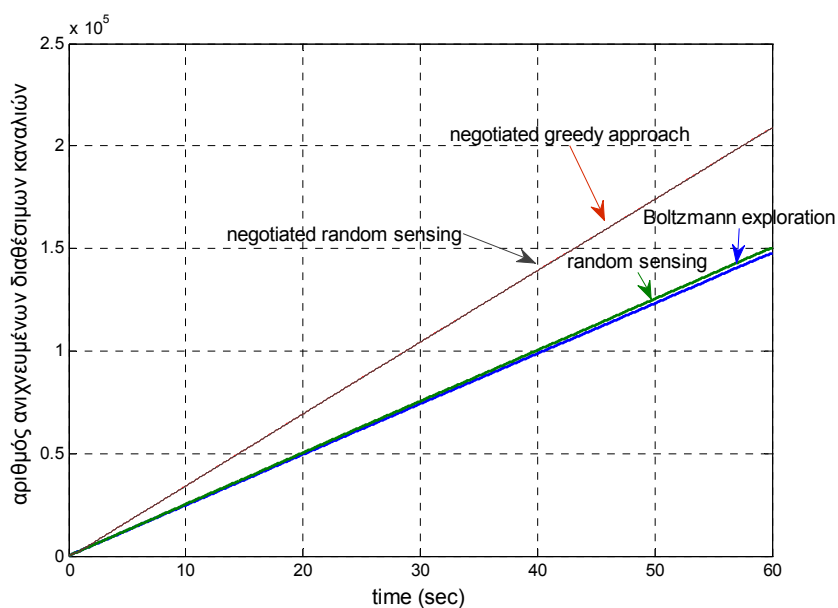


Σχήμα 7.11: Επίδοση τακτικών ανίχνευσης σε συνάρτηση του πλήθους των δευτερογενών χρηστών

Τέλος, στα δυο επόμενα σχήματα απεικονίζονται συγκεντρωτικά τα αποτελέσματα όλων των τεχνικών επιλογής καναλιού ανίχνευσης που περιγράφηκαν προηγουμένως για τις περιπτώσεις: (i) αριθμός χρηστών = 5, N = αριθμός καναλιών = 10 και (ii) αριθμός χρηστών = 12, N = 10. Έχοντας θεωρήσει ότι τα κανάλια του πρωτεύοντος δικτύου δρουν ανεξάρτητα μεταξύ τους, από τα Σχήματα (7.12) και (7.13) προκύπτει ότι η προτεινόμενη άπληστη στρατηγική βασισμένη σε διαπραγμάτευση λειτουργεί σε κάθε περίπτωση με αποδοτικότερο τρόπο, αξιοποιώντας καλύτερα τα φασματικά κενά που παρουσιάζονται.



Σχήμα 7.12: $N=10$, χρήστες=5



Σχήμα 7.13: $N=10$, χρήστες=12

Βιβλιογραφία

- [1] J. Mitola III, “Cognitive radio: An integrated agent architecture for software defined radio,” PhD Dissertation, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, May 2000.
- [2] Spectrum occupancy measurements by Shared Spectrum Inc., <http://www.sharespectrum.com/measurements/>.
- [3] Technology Research Programme, Research and Development at Ofcom 2004/05.
- [4] FCC Spectrum Policy Task Force, “FCC Report of the Spectrum Efficiency Working Group,” Nov. 2002, <http://www.fcc.gov/sptf/files/SEWGFfinalReport1.pdf>
- [5] S. Haykin, “Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications,” IEEE JSAC, vol. 23, no. 2, Feb. 2005, pp. 201–20.
- [6] FCC ET Docket No. 03-108, March 11, 2005.
- [7] Qing Zhao and Brian M. Sadler, A Survey of Dynamic Spectrum Access, IEEE signal processing magazine May 2007.
- [8] Dynamic Spectrum Access in Cognitive Radio Networks by Thomas Charles Clancy III, Dissertation submitted to the Faculty of the Graduate School of the University of Maryland, 2006.
- [9] Draft Document, “Standard Definitions and Concepts for Spectrum Management and Advanced Radio System Technologies,” June 2, 2006.
- [10] Ekram Hossain and Vijay Bhargava, Cognitive Wireless Communication Networks, 2007 Springer Science+Business Media, LLC.
- [11] Todd Martin and Preston Marshall, XG Communications Program Overview, February 2007.
- [12] M. Buddhikot, P. Kolodzy, S. Miller, K. Ryan, and J. Evans, “DIMSUMnet: New Directions in Wireless Networking Using Coordinated Dynamic Spectrum Access,” in Proc. of IEEE International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks, June 2005.
- [13] L. Xu, R. Tonjes, T. Paila, W. Hansmann, M. Frank, and M. Albrecht, “DRiVE-ing to the Internet: Dynamic Radio for IP services in Vehicular Environments,” in Proc. of 25th Annual IEEE Conference on Local Computer Networks, pp. 281 – 289, Nov. 2000.
- [14] FCC ET Docket No. 03-237, Nov. 2003.
- [15] http://support.mprg.org/dokuwiki/doku.php?id=cognitive_radio:definition.

- [16] IEEE WG 802.22 on Wireless Regional Area Networks, <http://grouper.ieee.org/groups/802/22>.
- [17] Sahai, N. Hoven, R. Tandra, "Some Fundamental Limits on Cognitive Radio", Proc. of Allerton Conference, Monticello, Oct 2004.
- [18] D. Cabric, A. Tkachenko, R.W. Brodersen, "Experimental Study of Spectrum Sensing based on Energy Detection and Network Cooperation", in Proc. of 1st Intl. Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum (TAPAS 2006), Boston, August 2006.
- [19] D. Cabric, S.M. Mishra, R.W. Brodersen, "Implementation Issues in Spectrum Sensing", In Asilomar Conference on Signal, Systems and Computers, November 2004.
- [20] D. Cabric, A. Tkachenko, and R. Brodersen, "Spectrum sensing measurements of pilot, energy, and collaborative detection," in Proc. IEEE Military Commun. Conf., Washington, DC, Oct. 2006, pp. 1–7.
- [21] D. Cabric, "Spectrum Sensing Design for Cognitive Radios" in UCLA Electrical Engineering Department 2008 Annual Research Review, Los Angeles, Jan. 2008.
- [22] H. Arslan and T. Yucek, "Spectrum Sensing for Cognitive Radio Applications", Book Chapter, Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems, Springer, ISBN: 978-1402055416, Ed: Huseyin Arslan, 2007.
- [23] C. Cordeiro, K. Challapali, K. Birru, S. Shankar, "IEEE 802.22: the first worldwide wireless standard based on cognitive radios", In proc. of DySPAN'05, November 2005.
- [24] D. Cabric, S.M. Mishra, D. Willkomm, R.W. Brodersen, A. Wolisz, "A Cognitive Radio Approach for Usage of Virtual Unlicensed Spectrum", 14th IST Mobile and Wireless Communications Summit, June 2005.
- [25] S.M. Mishra, D. Cabric, C. Chang, D. Willkomm, B. van Schewick, A. Wolisz, R. Brodersen, "A Real Time Cognitive Radio Testbed for Physical and Link Layer Experiments" In proc. of DySPAN'05, November 2005.
- [26] FCC, Spectrum Policy Task Force Report, ET Docket No. 02-155, Nov 02, 2002.
- [27] M. Marcus, "Unlicensed cognitive sharing of TV spectrum: the controversy at the federal communications commission," IEEE Commun. Mag., vol. 43, no. 5, pp. 24–25, 2005.
- [28] A. Sahai, R. Tandra, S. M. Mishra, and N. Hoven, "Fundamental design tradeoffs in cognitive radio systems," in Proc. of Int. Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum, Aug. 2006.

- [29] D. Cabric and R. W. Brodersen, "Physical layer design issues unique to cognitive radio systems," in Proc. IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun., Berlin, Germany, Sept. 2005.
- [30] F. Digham, M. Alouini, and M. Simon, "On the energy detection of unknown signals over fading channels," in Proc. IEEE Int. Conf. Commun., vol. 5, Seattle, Washington, May 2003, pp. 3575–3579.
- [31] K. Challapali, S. Mangold, and Z. Zhong, "Spectrum agile radio: Detecting spectrum opportunities," in Proc. Int. Symposium on Advanced Radio Technologies, Boulder, CO, Mar. 2004.
- [32] C. Cordeiro, K. Challapali, and D. Birru, "IEEE 802.22: An introduction to the first wireless standard based on cognitive radios," *Journal of communications*, vol. 1, no. 1, Apr. 2006.
- [33] R. Tandra, A. Sahai. "Fundamental Limits on Detection in Low SNR", In proc. of the WirelessComm05 Symposium on Signal Processing, June 2005.
- [34] H. Urkowitz, "Energy Detection of Unknown Deterministic Signal", In proc. of the IEEE, April 1967.
- [35] Rakesh Rajbanshi, OFDM-Based Cognitive Radio for DSA Networks, Copyright © 2007: The University of Kansas.
- [36] Huseyin Arslan, Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems, Springer Netherlands 2007.
- [37] J. Mitola, "Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications," in Proc. IEEE Int. Workshop Mobile Multimedia Communications, 1999, pp. 3-10.
- [38] Weinstein and Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using the Discrete Fourier Transform", *IEEE Trans. Commun.*, COM-19(5):628-634, Oct 1971.
- [39] Ye Li and Stuber, Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications, Springer 2006.
- [40] T. Pollet, P. Spruyt and M. Moeneclaey, "The BER performance of OFDM systems using non-synchronized sampling", in Proc. of 1994 IEEE Global Telecommun. Conf., Vol. 1, San Francisco, CA, Nov. 1994, pp. 253-257.
- [41] D.J.G. Mestdagh and P.M.P. Spruyt, "A method to reduce clipping in DMT-based transceivers", *IEEE Trans. Commun.* pp. 1234-1238, Oct 1996.
- [42] Nak-Myeong Kim, Mee-Ran Kim, Eun-Ju Kim, Su-Jung Shin, Hye-In Yu, and Sang-Boh Yun, "Robust Cognitive-Radio-Based OFDM Architecture with Adaptive Traffic Allocation in Time and Frequency", *ETRI Journal*, vol.30, no.1, Feb. 2008, pp.21-32.

- [43] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος, “Συστήματα Κινητών Τηλεπικοινωνιών”, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, Αθήνα, 2008.
- [44] Χ. Καψάλης, Π. Κωττής, “Κεραίες Ασύρματες Ζεύξεις”, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη, 2008.
- [45] Π. Κωττής, “Διαμόρφωση και Μετάδοση Σημάτων”, 2^η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη, 2005.
- [46] Γ. Καραγιάννης, Κ. Τζιτζιράχου, “Εισαγωγή στα Σήματα και Συστήματα”, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, Αθήνα, 2003.
- [47] J. Kurose, K. Ross, “Computer Networking”, 2nd Edition, Addison-Wesley, NJ, 2003.
- [48] A. Tanenbaum, “Computer Networks”, 4th Edition, Prentice Hall, NJ, 2003.
- [49] Μ. Θεολόγου, “Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών”, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη, 2007.
- [50] Γ. Κοκολάκης, Ι. Σπηλιώτης, “Εισαγωγή στη Θεωρία Πιθανοτήτων και Στατιστική”, 3^η Έκδοση, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα, 1999.
- [51] Sutton, Richard S., Andrew G. Barto, “Reinforcement Learning: An Introduction” (1998). MIT Press. ISBN 0-262-19398-1.
- [52] Kaelbling, Leslie P., Michael L. Littman, Andrew W. Moore, "Reinforcement Learning: A Survey" (1996), Journal of Artificial Intelligence Research 4: 237–285.
- [53] Qing Zhao, Lang Tong, Ananthram Swami, and Yunxia Chen, “Decentralized Cognitive MAC for Opportunistic Spectrum Access in Ad Hoc Networks: A POMDP Framework”. IEEE Journal on selected areas in communications, vol. 25, no. 3, April 2007.
- [54] K. Murphy, “A survey of POMDP solution techniques”, tech. rep., 2000, Technical Report, UC Berkeley.
- [55] R. Smallwood and E. Sondik, “The optimal control of partially observable Markov processes over a finite horizon”. Operations Research, pp. 1071–1088, 1971.
- [56] Hang Su and Xi Zhang, “Cross-Layer Based Opportunistic MAC Protocols for QoS Provisionings Over Cognitive Radio Wireless Networks”. IEEE Journal on selected areas in communications, vol. 26, no. 1, January 2008.
- [57] Hang Su and Xi Zhang, “Cognitive Radio Based Multi-Channel MAC Protocols for Wireless Ad Hoc Networks”. Networking and Information Systems Laboratory Department of Electrical and Computer Engineering Texas A&M University, College Station.

[58] Stuart J. Russell and Peter Norvig, *Artificial Intelligence, a modern approach*, second edition, Prentice Hall, Copyright © 2003 by Pearson Education, Inc.