



ΕΘΝΙΚΟ ΚΑΙ ΚΑΠΟΔΙΣΤΡΙΑΚΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΘΗΝΩΝ

**ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΦΥΣΙΚΗΣ
& ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**

**ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ
ΣΤΗ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ & ΡΑΔΙΟΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Τεχνικές μετάδοσης και λήψης για γνωστικές
ραδιοεπικοινωνίες: ποιοτική σύγκριση OFDM και FBMC**

Νικόλαος Κ. Σμπόνιας

Επιβλέπων: Λάζαρος Μεράκος Καθηγητής ΕΚΠΑ

ΑΘΗΝΑ

ΣΕΠΤΕΜΒΡΙΟΣ 2014

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Τεχνικές μετάδοσης και λήψης για γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες: ποιοτική σύγκριση
OFDM και FBMC
Communication Techniques in Cognitive Radios: a qualitative comparison of OFDM and
FBMC

Νικόλαος Κ. Σμπόνιας
Α.Μ.: 2012117

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ: Λάζαρος Μεράκος Καθηγητής ΕΚΠΑ

ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ:

Λάζαρος Μεράκος
Καθηγητής ΕΚΠΑ

Ευστάθιος
Χατζηευθυμιάδης,
Αναπληρωτής καθηγητής
ΕΚΠΑ

Αθανασία Αλωνιστιώτη,
Επίκουρος καθηγητής
ΕΚΠΑ

ΑΘΗΝΑ

ΣΕΠΤΕΜΒΡΙΟΣ 2014

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η χρήση των πόρων του ραδιοφάσματος και ο κανονισμός ραδιοφωνικών εκπομπών ορίζονται από τις εθνικές ρυθμιστικές αρχές. Στους αδειοδοτημένους κατόχους που αναφέρονται και ως πρωτεύοντες χρήστες έχει μακροπρόθεσμα εκχωρηθεί φάσμα, για μεγάλες γεωγραφικές περιοχές. Ωστόσο, ένα μεγάλο μέρος του εκχωρημένου φάσματος παραμένει αναξιοποίητο. Η αναποτελεσματική χρήση φάσματος απαιτεί την ανάπτυξη δυναμικών τεχνικών πρόσβασης στο ραδιοφάσμα, όπου οι χρήστες που δεν έχουν άδειες χρήσης του φάσματος, γνωστοί ως δευτερεύοντες χρήστες, να έχουν τη δυνατότητα να χρησιμοποιούν προσωρινά το αχρησιμοποίητο φάσμα.

Τα τελευταία χρόνια, υπάρχουν πιο ευέλικτες και ολοκληρωμένες χρήσεις του διαθέσιμου φάσματος, μέσω της χρήσης της τεχνολογίας γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών. Ο πρωταρχικός στόχος σε κάθε γνωστικό ασύρματο δίκτυο είναι να διερευνηθεί δυναμικά το ραδιοφάσμα και να καθοριστούν αξιόπιστα τα τμήματα της ζώνης συχνοτήτων που μπορεί να χρησιμοποιηθούν για επικοινωνία, τα όποια ορίζονται ως τρύπες ή κενά φάσματος. Κατά συνέπεια, κάθε κόμβος αυτού του δικτύου πρέπει να είναι εφοδιασμένος με έναν αναλυτή φάσματος που θα μετράει την συνολική ενεργεία στην ζώνη του πρωτεύοντος χρήστη.

Στις επικοινωνίες ευρείας ζώνης με πολλαπλά φέροντα η ορθογώνια πολυπλεξία συχνότητας (OFDM) υπήρξε η κυρίαρχη τεχνολογία, επιτρέποντας σε πολλαπλούς χρηστές να έχουν ταυτόχρονη πρόσβαση (OFDMA). Ωστόσο, στις γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες και στην ανωφερή ζώνη των συστημάτων με πολλαπλούς χρηστές, όπου ένα υποσύνολο των υποφερόντων κατανέμεται σε κάθε χρήστη, το OFDM μπορεί να μην είναι η επιθυμητή λύση. Σε αυτή την εργασία, παρουσιάζεται το OFDM και το OFDMA στις γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες και συγκρίνεται με τις συστοιχίες φίλτρων σε επικοινωνίες με πολλαπλά φέροντα (FBMC) το οποίο θα μπορούσε να είναι μια πιο αποτελεσματική λύση.

Επίσης, προτείνονται οι συστοιχίες φίλτρων ως ένα εργαλείο για την ανίχνευση του φάσματος παρουσιάζοντας τα πλεονεκτήματα αυτής της τεχνολογίας και δίνεται έμφαση στις ομοιότητες των διαφόρων τεχνικών με τις συστοιχίες φίλτρων.

ΘΕΜΑΤΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ: Επικοινωνίες κινητών

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ: γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες , κενά φάσματος, ανίχνευση φάσματος , πολλαπλή πρόσβαση ορθογώνιας διαίρεσης συχνότητας, επικοινωνίες πολλαπλών φερόντων με συστοιχία φίλτρων.

ABSTRACT

The usage of radio spectrum resources and the regulation of radio emissions are coordinated by national regulatory bodies. Spectrum is assigned to licensed holders, also known as primary users, on a long-term basis for large geographical regions. However, a large portion of the assigned spectrum remains underutilized. The inefficient usage of the limited spectrum necessitates the development of dynamic spectrum access techniques, where users who have no spectrum licenses, also known as secondary users, are allowed to use the temporarily unused licensed spectrum. In recent years, there are more flexible and comprehensive uses of the available spectrum, through the use of cognitive radio technology.

The primary task in any cognitive radio network is to dynamically explore the radio spectrum and reliably determine portions of the frequency band that may be used for the communication link, the so-called spectrum holes. Accordingly, each CR node in the network has to be equipped with a spectrum analyzer which measures the energy received on a primary band.

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) has been the dominant technology for broadband multicarrier communications (OFDMA). However, in cognitive radios and uplink of multiuser multicarrier systems, where a subset of subcarriers is allocated to each user, OFDM may be an undesirable solution. In this article, we introduce OFDM and OFDMA in cognitive radios and compare with the filter bank multicarrier (FBMC) which could be a more effective solution.

Also we propose filter banks as a tool for spectrum sensing, we present the advantages of this technology and highlight the similarities of different techniques with filter bank multicarrier (FBMC).

SUBJECT AREA: Mobile Communications

KEYWORDS: Spectrum sensing, cognitive radio, spectrum holes, OFDMA orthogonal frequency division multiple access, Filterbanks Multicarrier FBMC

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Με την ολοκλήρωση της εργασίας θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή κ. Λάζαρο Μεράκο που με εμπιστεύτηκε στην εκπόνηση ενός ιδιαίτερα ενδιαφέροντος θέματος στις επικοινωνίες κινητών.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον υποψήφιο διδάκτωρ κ. Δημήτρη Τσόλκα για την επιστημονική στήριξη, την υπομονή του και την άριστη συνεργασία που είχαμε στην διάρκεια εκπόνησης της εργασίας καθώς και τον κ Νικό Πασσά για την καθοδήγηση του στην εξειδίκευση του θέματος.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

1. ΒΑΣΙΚΗ ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΗΣ ΟΡΘΟΓΩΝΙΑΣ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑΣ ΔΙΑΙΡΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ (OFDM).....	10
2. ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΠΟΛΑΠΛΗΣ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ ΜΕ ΟΡΘΟΓΩΝΙΑ ΔΙΑΡΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ (OFDMA)	12
2.1. Κατωφερή Ζεύξη (Downlink).....	12
2.1.1. Πομπός OFDMA στη κατωφερή ζεύξη.....	12
2.1.2. Δέκτης OFDMA στη κατωφερή ζεύξη.....	13
2.2. Ανωφερή Ζευξη (Uplink).....	14
2.2.1. Πομπός OFDMA στην ανωφερή ζεύξη	14
2.2.2. Πομπός πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση συχνότητας απλού φέροντος (SC-FDMA) στην ανωφερή ζεύξη.....	15
2.2.3. Δέκτης OFDMA στην ανωφερή ζεύξη.....	19
3. ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΠΟΛΑΠΛΩΝ ΦΕΡΟΝΤΩΝ ΜΕ ΣΥΣΤΟΙΧΙΕΣ ΦΙΛΤΡΩΝ (FBMC) ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ OFDM ΜΕ ΦΙΛΤΡΑ	22
3.1. DFT συστοιχία φίλτρων	22
3.2. Επικοινωνίες με συστοιχία φίλτρων.....	23
3.2.1. Κλιμακωτή πολυτονική διαμόρφωση (Staggered Modulated Multitone, SMT)	23
3.2.2. Πολυτονική διαμόρφωση συνημίτονου (Cosine Modulated Multitone, CMT)	24
3.2.3. Μετάδοση με πολυτονικό φιλτράρισμα (Filtered Multitone, FMT)	25
3.3. Πολυφασική υλοποίηση συστοιχίας φίλτρων(polyphase filterbank).	25
3.4. Μια ενοποιημένη τυποποίηση για OFDM και FBMC	26
3.5. Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα OFDMA και FBMC	28
4. ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ (SPECTRUM SENSING)	29
4.1. Γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες (cognitive radio).....	29
4.2. Ανίχνευση φάσματος (Spectrum sensing).....	31
4.3. Προκλήσεις.....	33
5. ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗΣ ΦΑΣΜΑΤΟΣ.....	36
5.1.1. Τεχνικές ανίχνευσης του πομπού (μη-συνεργατική ανίχνευση)	36
5.1.2. Συνεργατικός τρόπος Ανίχνευσης (Co-Operating Spectrum Sensing).....	39
5.1.3. Ανίχνευση βασισμένη στην παρεμβολή.....	40
5.2. Ανίχνευση ενέργειας.....	41
5.2.1. Ανθεκτικότητα του μετρητή Ραδιοεπικοινωνιών	42
5.2.2. Αβεβαιότητα θορύβου-SNR Walls	42
5.2.3. Πολυσταδιακές συστοιχίες φίλτρων για ανίχνευση φάσματος σε γνωστικά ράδιο-δίκτυα.....	44

5.2.4. Εκτιμητής φάσματος βάσει του περιοδόγραμματος (periodogram spectral estimator (PSE))ως συστοιχία φίλτρων.....	46
5.2.5. Εκτιμητής φάσματος με πολλαπλούς απαγωγείς (Multitaper spectral estimator (MTSE)) ως συστοιχία φίλτρων	46
5.3. Απόδοση της συστοιχίας φίλτρων FBMC ως εκτιμητής φάσματος (FilterBank spectral estimator FBSEs).....	47
5.4. Περαιτέρω τεχνικές ανίχνευσης με συστοιχία φίλτρων	48
5.4.1. Πολυτονικό φιλτράρισμα FMT με συστοιχία φίλτρων υπερδειγματοληψίας (oversampled filter bank multicarrier (OSFB)) σε επικοινωνίες πολλαπλών φερόντων.	48
5.4.2. Κυματίδια με συστοιχία ανομοιόμορφων φίλτρων σε επικοινωνίες πολλαπλών φερόντων.	49
6. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	51
7. ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ.....	52
8. ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ - ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ - ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ	56
A. ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.....	58
B. ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.....	61
C. ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.....	67
ΑΝΑΦΟΡΕΣ.....	70

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1: Μπλοκ διάγραμμα διακριτού χρόνου ενός πομπού OFDMA στην κατωφερή ζεύξη [1].	12
Σχήμα 2 Μπλοκ διάγραμμα διακριτού χρόνου ενός δέκτη OFDMA στη κατωφερή ζεύξη [1].	14
Σχήμα 3: Πομπός OFDMA στην ανωφερή ζεύξη [1].	14
Σχήμα 4 Διαδικασία μετάδοσης SC-FDMA στο πεδίο του χρόνου [3].	15
Σχήμα 5. SC-FDMA: Επεξεργασία της μετάδοσης στο πεδίο της συχνότητας (DFT-S-OFDM) που δείχνει την αντιστοίχιση (εντοπισμένη και κατανεμημένη) των υποφερόντων [3].	17
Σχήμα 6. Ένα παράδειγμα μεταδιδόμενων SC-FDMA συμβόλων στο πεδίο της συχνότητας για $N=4$ υποφέροντα για κάθε χρήστη, $Q=3$ χρήστες και $M=12$ υποφέροντα στο σύστημα . Το $C_{i,Distributed}$ δηλώνει τα μεταδιδόμενα σύμβολα όταν το σχήμα αντιστοίχισης των υποφερόντων είναι κατανεμημένο και $C_{i,Localized}$ όταν είναι εντοπισμένο [4].	18
Σχήμα 7. Η δομή του δέκτη του σταθμού βάσης. Το ένα μονοπάτι λειτουργεί για την φώραση των δεδομένων, ενώ το άλλο για την εκτίμηση των χρονικών μετατοπίσεων και των μετατοπίσεων συχνότητας των χρηστών [5].	20
Σχήμα 8 DFT συστοιχία φίλτρων για ανάλυση του σήματος [6].	22
Σχήμα 9 Η δομή ενός SMT συστήματος μετάδοσης συνεχούς χρόνου [7].	23
Σχήμα 10.CMT πολυπλέκτης στην βασική ζώνη [7].	24
Σχήμα 11. Πολυφασική υλοποίηση της συστοιχίας φίλτρων [6].	26
Σχήμα 12 Μπλοκ διάγραμμα FBMC επίσης υλοποιήσιμο και στο OFDM [8].	26
Σχήμα 13 Γνωστικός κύκλος(cognitive cycle) [10].	29
Σχήμα 14 Η έννοια της τρύπας (κενό) στο φάσμα [9].	30
Σχήμα 15 Αρχιτεκτονική του φυσικού επιπέδου ενός συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών: α) γνωστικός πομποδέκτης β) αρχιτεκτονική του RF/analog front end ευρείας ζώνης. [9].	31
Σχήμα 16 Δύο εναλλακτικές δομές των quiet blocks, για ανίχνευση φάσματος σε συστήματα με πολλαπλά φέροντα [11].	32
Σχήμα 17 Η λειτουργία του δικτύου A αναγκάζει το δίκτυο B να μετακινηθεί σε άλλη μπάντα συχνοτήτων, όμως η αθροιστική παρεμβολή των δικτύων A και C εξακολουθεί να είναι επιβλαβής [14].	34
Σχήμα 18 Αβεβαιότητα καναλιού [9].	34
Σχήμα 18 Τεχνικές ανίχνευσης φάσματος [9].	36
Σχήμα 20 Κατηγορίες συνεργατικής ανίχνευσης: (a) συγκεντρωτική, (b) κατανεμημένη και (c) με αναμεταδότες (relay) [24].	40
Σχήμα 21 Η προσέγγιση ανίχνευσης μέσω του ορίου στην θερμοκρασία παρεμβολής [25].	41
Σχήμα 22 Η σκιασμένη περιοχή στο σχήμα αντιπροσωπεύει την αβεβαιότητα στην ισχύ θορύβου. Είναι σαφές ότι εάν το στατιστικό αποτέλεσμα της δοκιμής εμπίπτει στην σκιασμένη περιοχή, δεν υπάρχει κανένας τρόπος να γίνει διάκριση μεταξύ των δύο υποθέσεων [16].	42
Σχήμα 23 Αυτό το σχήμα δείχνει πώς ποικίλλει η πολυπλοκότητα N για το ραδιόμετρο, όταν το SNR προσεγγίζει το SNR wall [16].	43
Σχήμα 24. Βασική δομή του FBMC δέκτη [26].	44
Σχήμα 25 Προτεινόμενο σχήμα ενός πολυσταδιακού DFTFB [26].	45
Σχήμα 26(α) Δομή της προτεινόμενης πολυσταδιακής συστοιχίας DFT φίλτρων. (β) Δομή της συστοιχίας DFT φίλτρων με διαμόρφωση στο στάδιο L. [26].	45
Σχήμα 27 Διάγραμμα που σχετίζει την ακρίβεια ανίχνευσης με την πολυπλοκότητα υλοποίησης βασικών μεθόδων ανίχνευσης [15].	47

Σχήμα 28 Διακαναλική απόσταση ενός φίλτρου οριακής($N=M$) δειγματοληψίας και ενός φίλτρου υπερδειγματοληψίας ($N>M$).($1/T$:ρυθμός συμβόλου) [30].	49
Σχήμα 29 WPMCM σχήμα [31].	50
Σχήμα 29 Ένα σήμα OFDM με τα πρόσθετα δείγματα του κυκλικού προθέματος (α) του μεταδιδόμενου σήματος $x(n)$ και (β) του λαμβανόμενου σήματος $y(n)$. Η διασυμβολική παρεμβολή ISI μεταξύ γειτονικών συμβόλων OFDM αποφεύγεται με την παρουσία των δειγμάτων του κυκλικού προθέματος [2].	58
Σχήμα 30 Δομή πακέτου που προτείνεται στο πρότυπο IEEE 802.11a.	59
Σχήμα 31 Σχήμα εκχώρησης φερόντων (carrier assignment scheme(CAS)): a)subband, b)interleaved, c)generalized [1].	61
Σχήμα 33 Κατανομή του PAPR για διαφορετικό αριθμό υποφερόντων OFDM [3].	62
Σχήμα 34 Σύγκριση της συμπληρωματικής αθροιστικής συνάρτησης κατανομής (complementary Cumulative Distribution Function (CCDF)) του PAPR για IFDMA, LFDMA, και OFDMA με $M = 256$ υποφέροντα, $N = 64$ υποφέροντα ανά χρήστη και συντελεστή επέκτασης $\alpha = 0.5$ για διαμόρφωση : (a) QPSK; (b) 16-QAM [4].	63
Σχήμα 35 Χρονική απόκλιση του σύμβολου: Πώς ένας χρήστης που δεν ευθυγραμμίζεται στο χρόνο με τους άλλους χρήστες επηρεάζει την αναδιαμόρφωση του δέκτη (Υποτίθεται ότι ο συντονισμός στην φέρουσα συχνότητα είναι τέλειος) [5].	64
Σχήμα 36 Διακαναλική παρεμβολή λόγω ολίσθησης συχνότητας [32].	65
Σχήμα 37(a) $ \text{sinc}(f T) $, (b) $ H(f) $, και (c) $1/T P_T(f) = \text{sinc}(f T) * H(f) $ [8].	68
Σχήμα 38 (a) Μια αναπαράσταση ενός αστερισμού PAM για σύμβολα δεδομένων με πραγματικές τιμές στο πλέγμα χρόνου -φάσης. (b) Μια αναπαράσταση του φάσματος των υποφερόντων για $t = 0$ και $t = T/2$ [8].	69

1. ΒΑΣΙΚΗ ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΗΣ ΟΡΘΟΓΩΝΙΑΣ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑΣ ΔΙΑΙΡΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ (OFDM).

Η ιδέα πίσω από την ορθογώνια πολυπλεξία, γνωστή υπό τον όρο OFDM είναι να μετατρέψει ένα κανάλι επιλεκτικό στην συχνότητα σε ένα σύνολο από μη επιλεκτικά στην συχνότητα υποκανάλια, που το φάσμα τους είναι μερικώς αλληλοεπικαλυπτόμενο. Αυτό επιτυγχάνεται χωρίζοντας την υψηλού ρυθμού ροή δεδομένων στην είσοδο, σε έναν αριθμό μικρότερων ροών οι οποίες μεταδίδονται ταυτόχρονα σε ορθογώνια υποφέροντα (subcarriers). Σε σχέση με τα συμβατικά συστήματα απλού φέροντος προσφέρει αυξημένη ανθεκτικότητα έναντι των αλλοιώσεων που προκαλεί η πολύδιοδευση (multipath), καθώς η εξίσωση του καναλιού (channel equalization) μπορεί να γίνει εύκολά στο πεδίο της συχνότητας μέσω μιας συστοιχίας πολλαπλασιαστών ενός απαγωγέα (one-tap multipliers). Επιπλέον παρέχει μεγάλη ευελιξία επιτρέποντας ανεξάρτητη επιλογή των παραμέτρων διαμόρφωσης, όπως το μέγεθος του αστερισμού, καθώς και του σχήματος κωδικοποίησης, σε κάθε ένα από τα υποφέροντα [1].

Στο OFDM ο πομπός αρχικά δημιουργεί το διάνυσμα του μιγαδικού σήματος βασικής ζώνης $x(n)$, λαμβάνοντας τον αντίστροφο διακριτό μετασχηματισμό Fourier (inverse discrete fourier transform (IDFT)) του διανύσματος του συμβόλου $s(n) = [s_0(n) s_1(n) \dots s_{N-1}(n)]^T$, δηλαδή:

$$x(n) = F^{-1}s(n) \quad (1.1)$$

όπου F είναι ο DFT πίνακας και F^{-1} ο IDFT πίνακας. Σημειώνοντας ότι

$$F^{-1} = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N} \times 1} & e^{j\frac{4\pi}{N} \times 1} & \dots & e^{j\frac{2(N-1)\pi}{N} \times 1} \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N} \times 2} & e^{j\frac{4\pi}{N} \times 2} & \dots & e^{j\frac{2(N-1)\pi}{N} \times 2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N} \times (N-1)} & e^{j\frac{4\pi}{N} \times (N-1)} & \dots & e^{j\frac{2(N-1)\pi}{N} \times (N-1)} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Η εξίσωση 1.1 μπορεί να επεκταθεί ως

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k(n) \quad (1.3)$$

$$\text{όπου} \quad x_k(n) = \frac{1}{N} s_k(n) \mathbf{f}_k \quad \text{για} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1.4)$$

και

$$\mathbf{f}_k = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi k}{N} \times 1} \\ e^{j\frac{2\pi k}{N} \times 2} \\ \vdots \\ e^{j\frac{2\pi k}{N} \times (N-1)} \end{bmatrix} \quad 1.5$$

Αυτό δείχνει ότι το κιοστό k^{th} σύμβολο $s_k(n)$ διαμορφώνει ένα φέρον στη συχνότητα $f_k = 2\pi k / N$. Αναφερόμαστε στα \mathbf{f}_k ως διανύσματα διαμόρφωσης.

Η μιγαδική αλληλουχία $x(n)$, που λαμβάνεται με την συνένωση των διανυσμάτων $x(n)$ των OFDM συμβόλων, διαμορφώνεται σε μια ζώνη συχνοτήτων RF ώστε να μεταδοθεί. Στο OFDM κάθε υποφέρον είναι ένας ημιτονοειδής τόνος σταθερού πλάτους που διαμορφώνεται από το αντίστοιχο σύμβολο δεδομένων $s_k(n)$. Επιπλέον, στον πομπό οι συχνότητες αυτών των τόνων επιλέγονται έτσι ώστε το άθροισμα τους να μπορεί να

παραχθεί μέσω ενός IDFT και στο δέκτη να μπορούν να διαχωριστούν μέσω ενός DFT. Ο DFT εφαρμόζεται σε μια αλληλουχία μήκους N δειγμάτων του λαμβανόμενου σήματος [2].

Στον δέκτη μέσω της διαδικασίας αποδιαμόρφωσης ανακτάται το σήμα $x(n)$ ή μια αλλοιωμένη εκδοχή αυτού. Αν υποθέσουμε ότι το κανάλι είναι ιδανικό, τότε ανακτάται στον δέκτη ένα μη αλλοιωμένο αντίγραφο του σήματος $x(n)$ και η εφαρμογή του διακριτού μετασχηματισμού Fourier σε κάθε πλαίσιο του $x(n)$ (δηλαδή σε κάθε διάνυσμα συμβόλου) ανακτά τα σύμβολα των δεδομένων $s_0(n), s_1(n), \dots, s_{N-1}(n)$.

Όμως η ακολουθία $x(n)$ συχνά είναι υψηλού ρυθμού και η παρουσία πολυδιόδευσης προκαλεί σημαντική παρεμβολή μεταξύ των δειγμάτων του $x(n)$, παρόμοια με την διασυμβολική παρεμβολή (InterSymbol Interference (ISI)) στην περίπτωση επικοινωνιών απλού φέροντος. Έτσι απαιτείται ένας υψηλής πολυπλοκότητας και αργής σύγκλισης εξισωτής καναλιού (equalizer) για να διορθώσει την αλλοίωση του καναλιού. Ένα βασικό πλεονέκτημα του OFDM στα συστήματα επικοινωνιών ευρείας ζώνης είναι το γεγονός ότι η ιδιαίτερη δομή των συμβόλων OFDM, επιτρέπει μια χαμηλής πολυπλοκότητας εξίσωση του καναλιού.

Από την άλλη μεριά παρατηρούμε ότι κάθε τόνος, δηλαδή, σήμα από κάθε υποφέρον, στο μεταδιδόμενο σήμα έχει μια μεταβατική κατάσταση, που είναι ίση με τη διάρκεια της κρουστικής απόκρισης του καναλιού, πριν φτάσει σε σταθερή κατάσταση στον δέκτη (δηλαδή να γίνει ένας τόνος που είχε διαμορφωθεί σε κάποια σχετική συχνότητα). Έτσι για να διαχωρίσουμε τα δεδομένα στον δέκτη μέσω του DFT, πρέπει οι τόνοι διάρκειας N στον πομπό να επεκταθούν σε μήκος $N+N_g$ όπου N_g είναι διάρκεια ίση ή μεγαλύτερη από τη διάρκεια της κρουστικής απόκρισης του καναλιού (channel impulse response (CIR)). Τα επιπρόσθετα δείγματα ονομάζονται κυκλικό πρόθεμα (*cyclic prefix* ή CP) (Παραρτημα Α.ι).

Η περίπτωση που περιγράφηκε παραπάνω μπορεί να θεωρηθεί ιδανική καθώς αγνοεί ένα σύνολο άλλων παραμέτρων που επηρεάζουν την μετάδοση και τη λήψη. Πιο συγκεκριμένα:

- ο θόρυβος του καναλιού αγνοήθηκε, ωστόσο ο θόρυβος μπορεί να προκαλεί ανακρίβεια στην εκτίμηση των μεταδιδόμενων συμβόλων,
- ο δέκτης θεωρήθηκε ότι γνωρίζει την ακριβή συχνότητα του φέροντος του λαμβανόμενου σήματος και έτσι το λαμβανόμενο OFDM σύμβολο $y(n)$ δεν έχει απόκλιση φέροντος (carrier offset),
- το κανάλι θεωρήθηκε ότι έχει πεπερασμένη διάρκεια μικρότερη ή ίση του μήκους του κυκλικού προθέματος,
- η απόκριση του καναλιού $h(n)$ θεωρήθηκε γνωστή και έτσι επιτυγχάνεται τέλεια εξίσωση, και
- θεωρήθηκε ότι η θέση του κυκλικού προθέματος μπορεί να εντοπιστεί στον δέκτη.

Σαφώς καμιά από αυτές τις εργασίες δεν πραγματοποιείται τέλεια στον δέκτη. Είναι συνήθης πρακτική να γίνεται ομαδοποίηση της πληροφορίας σε τμήματα εκατοντάδων ή χιλιάδων bytes και να μεταδίδεται κάθε φορά ένα τμήμα, ώστε να διευκολύνεται ο συγχρονισμός, η ανάκτηση του φέροντος και η εξίσωση του καναλιού. Αυτά τα τμήματα ονομάζονται πακέτα (Παράρτημα Α.ii). Για να συγχρονιστεί ο δέκτης με το εισερχόμενο πακέτο αλλά και για να οριστούν οι συντελεστές του εξισωτή στο πεδίο της συχνότητας έχουν εισαχθεί στην αρχή του πακέτου κάποια σύμβολα εκμάθησης (training symbols). Στην περίπτωση που λαμβάνονται μεγαλύτερα εισερχόμενα πακέτα, προστίθενται επιπλέον σύμβολα μεταξύ των δεδομένων για να ανιχνευθούν πιθανές μεταβολές του καναλιού αλλά και ολισθήσεις του φέροντος και χρονικές ολισθήσεις (Παράρτημα Α.iii και Α.iv) [2].

2. ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ ΜΕ ΟΡΘΟΓΩΝΙΑ ΔΙΑΡΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ (OFDMA)

2.1. Κατωφερή Ζεύξη (Downlink).

Από την οπτική του φυσικού επιπέδου, το OFDMA (orthogonal frequency division multiple access) στη κατωφερή ζεύξη είναι βασικά ισοδύναμο με ένα OFDM σύστημα. Η μόνη διαφορά είναι ότι στο OFDMA κάθε διαδιδόμενο μπλοκ μεταφέρει ταυτόχρονα πληροφορία από πολλαπλούς συνδρομητές ενώ στο OFDM μεταφέρει δεδομένα από ένα συγκεκριμένο χρήστη.

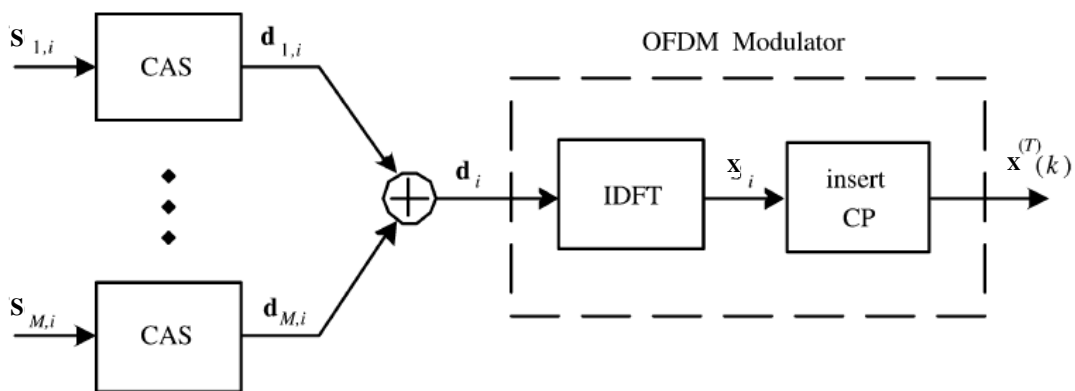
2.1.1. Πομπός OFDMA στη κατωφερή ζεύξη.

Στο Σχήμα 1 παρουσιάζεται το μπλοκ διάγραμμα διακριτού χρόνου ενός πομπού OFDMA στη κατωφερή ζεύξη. Μετά την κωδικοποίηση καναλιού και την χαρτογράφηση των συμβόλων, η ροή δεδομένων κάθε χρήστη χωρίζεται σε μπλοκ από σύμβολα μήκους P , με το $s_{m,i}$ να δηλώνει το ισοστό (i^{th}) μπλοκ του μιοστού (m^{th}) χρήστη. Το σχήμα εκχώρησης φερόντων (carrier assignment scheme (CAS) Παρ.Β.ι) αντιστοιχεί τα P σύμβολα δεδομένων από κάθε μπλοκ σε υποφέροντα που έχουν εκχωρηθεί στον αντίστοιχο χρήστη. Αυτό μπορεί εύκολα να γίνει επεκτείνοντας το $s_{m,i}$ με την εισαγωγή $N-P$ μηδενικών, με αποτέλεσμα ένα διάνυσμα $d_{m,i}$ N -διαστάσεων, που έχει εγγραφές ως εξής:

$$d_{m,i} = \begin{cases} c_{m,i}(n), & \text{αν } n \in I_m \\ 0, & \text{αλλιως} \end{cases} \quad (2.1)$$

όπου $c_{m,i}$ είναι το σύμβολο δεδομένων που μεταδίδεται στο νιοστό n^{th} υποφέρον. Στη συνέχεια τα διανύσματα $d_{m,i}$ αθροίζονται για να παράγουν το ισοστό μπλοκ από δείγματα στο πεδίο της συχνότητας

$$d_i = \sum_{m=1}^M d_{m,i} \quad (2.2)$$



Σχήμα 1: Μπλοκ διάγραμμα διακριτού χρόνου ενός πομπού OFDMA στην κατωφερή ζεύξη [1].

Το διάνυσμα που προκύπτει εισάγεται σε έναν συμβατικό διαμορφωτή, που αποτελείται από μία μονάδα IDFT N -σημείων και στην συνέχεια προστίθεται το κυκλικό προθέμα N_g -σημείων για να αποφευχθεί η παρεμβολή μεταξύ γειτονικών μπλοκ. Η έξοδος του IDFT αποθηκεύεται σε ένα διάνυσμα $x_i = [x_i(0) x_i(1) \cdots x_i(N-1)]^T$ στο οποίο εισάγεται το κυκλικό πρόθεμα έτσι ώστε τελικά προκύπτει το $x_i(k) = x_i(k+N)$ για $N_g \leq k \leq 1$.

Το ισοτό μπλοκ των δειγμάτων στο πεδίο του χρόνου μπορεί να γραφτεί ως εξής :

$$x_i(k) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_i(n) e^{j2\pi nk/N}, & \alpha v - N_g \leq k \leq N - 1 \\ 0, & \text{αλλιως} \end{cases} \quad (2.3)$$

όπου $\{d_i(n)\}$ είναι εγγραφές στο διάνυσμα \mathbf{d}_i . Το σήμα διακριτού χρόνου λαμβάνεται ως μια αλληλουχία από διάφορα μπλοκ δειγμάτων στο πεδίο του χρόνου και είναι της μορφής:

$$x^{(T)}(k) = \sum_i x_i(k - iN_T) \quad (2.4)$$

όπου $N_T = N + N_g$ είναι το μήκος του μπλοκ στο οποίο περιλαμβάνεται το κυκλικό πρόθεμα. Στην πράξη η αλληλουχία $x^{(T)}(k)$ μεταδίδεται στο κανάλι χρησιμοποιώντας γραμμικό διαμορφωτή με κρουστική απόκριση $g(t)$ και διάστημα σηματοδότησης T_s . Σε αυτήν την περίπτωση η απόσταση μεταξύ δύο γειτονικών φερόντων στο πεδίο της συχνότητας είναι $1/N_T T_s$ και έχει ως αποτέλεσμα ένα συνολικό εύρος ζώνης περίπου $1/T_s$. Συνήθως χρησιμοποιείται ως παλμός διαμόρφωσης $g(t)$ ένα φίλτρο ανυψωμένου συνημίτονου (root-raised-cosine (RRC) filter) [1].

2.1.2. Δέκτης OFDMA στη κατωφερή ζεύξη.

Ο δέκτης OFDMA στη κατωφερή ζεύξη παρουσιάζεται στο Σχήμα 2. Το λαμβανόμενο σήμα εισάγεται σε έναν μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό (Analog to Digital (A/D) converter) και δειγματοληπτείται με συχνότητα $f_s = 1/T_s$, αφού προηγουμένως έχει υποστεί υποβιβασμό και βαθυπερατό φίλτράρισμα (αυτές οι μονάδες δεν απεικονίζονται στο Σχήμα 2). Σε ένα τέλεια συγχρονισμένο σύστημα η έξοδος του A/D εκφράζεται ως εξής:

$$r(k) = \sum_i \sum_{l=0}^{L-1} h(l) x_i(k - l - iN_T) + w(k) \quad (2.5)$$

όπου $w(k)$ είναι η μιγαδική τιμή του λευκού προσθετικού γκαουσιανού θορύβου (Additive white Gaussian noise (AWGN)) με διακύμανση σ_w^2 και $h(l)$ ($1 \leq l \leq L - 1$) είναι οι απαγωγείς (taps) που μοντελοποιούν την κρουστική απόκριση του καναλιού, οι οποίοι θεωρούνται στατιστικά ανεξάρτητες γκαουσιανές τυχαίες μεταβλητές με μηδενική μέση τιμή (διαλείψεις Rayleigh) και με προφίλ εκθετικής μείωσης της ισχύος.

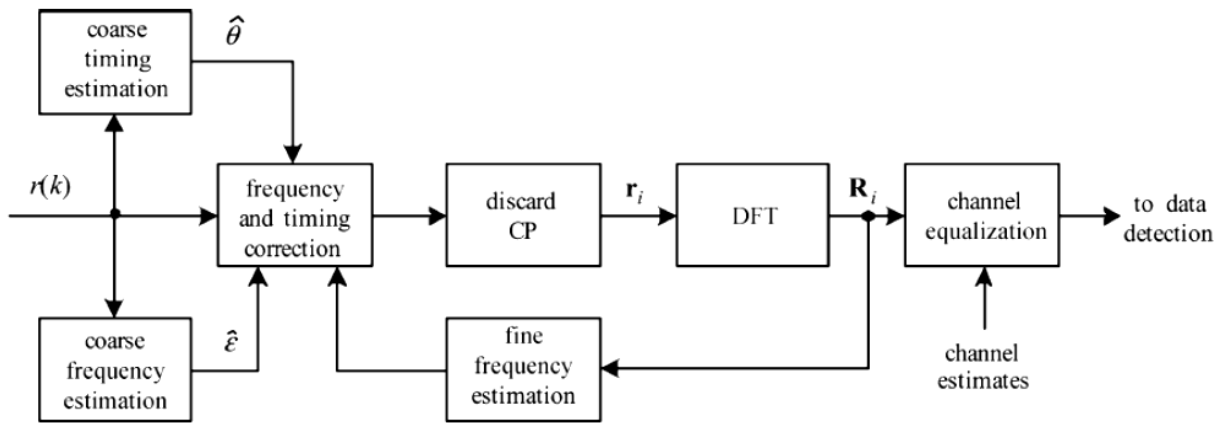
Στη συνέχεια η ροή $r(k)$ χωρίζεται σε συνεχόμενα τμήματα μήκους N_T , που το καθένα αντιστοιχεί σε ένα μεταδιδόμενο OFDMA μπλοκ. Χωρίς απώλεια της γενικότητας εστιάζουμε στο i^{th} τμήμα. Μετά την αφαίρεση κυκλικού προθέματος CP, τα εναπομείναντα N δείγματα αποτελούν το διάνυσμά $r_i = [r_i(0) r_i(1) \cdots r_i(N - 1)]^T$ και εισάγονται στη μονάδα του DFT N σημείων. Αν υποθέσουμε ότι το κυκλικό πρόθεμα είναι μεγαλύτερο σε διάρκεια από την κρουστική απόκριση του καναλιού, τότε η έξοδος έχει τις εξής εγγραφές:

$$R_i(n) = H(n) d_i(n) + W_i(n), \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (2.6)$$

όπου $W_i(n)$ είναι η συνεισφορά του θορύβου με ισχύ σ_w^2 και

$$H(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l) e^{-j2\pi nl/N} \quad (2.7)$$

είναι η απόκριση συχνότητας για το νιοστό n^{th} υποφέρων.



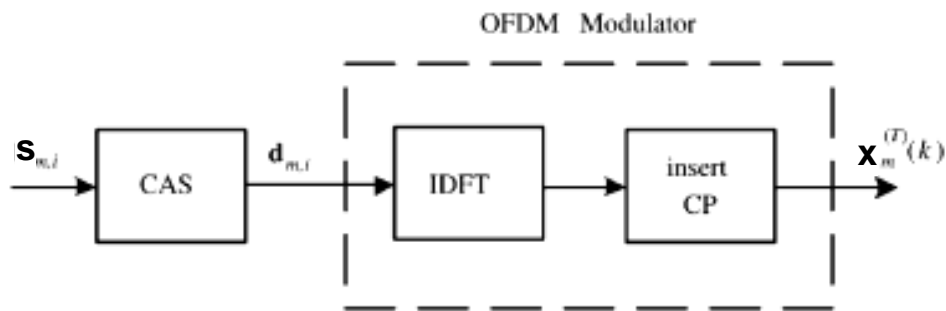
Σχήμα 2 Μπλοκ διάγραμμα διακριτού χρόνου ενός δέκτη OFDMA στη κατωφερή ζεύξη [1].

Έτσι η εξίσωση του καναλιού μπορεί να πραγματοποιηθεί μέσω μιας συστοιχίας από πολλαπλασιαστές ενός απαγωγέα για κάθε ένα υποφέρων. Κάθε απαγωγέας σχεδιάζεται είτε ως εξισωτής επιβολής μηδενισμών (Zero Forcing Equalizer (ZFE)) είτε με βάση το κριτήριο ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (minimum mean square error (MMSE)) χρησιμοποιώντας μια εκτίμηση $\hat{H}(n)$ της απόκρισης του καναλιού. Η έξοδος του εξισωτή εισάγεται στο τμήμα κατωφλίωσης (threshold device) και λαμβάνεται η απόφαση για τελικά δεδομένα. Γενικά από τη στιγμή κάθε χρήστη ενδιαφέρεται μόνο για τα P σύμβολα δεδομένων, που μεταδίδονται από το σταθμό βάσης (Base Station (BS)) στο δικό του καταχωρημένο κανάλι, μονό οι DFT έξοδοι με δείκτες από το I_m σύνολο επιλέγονται από τον μιστό (m^{th}) δέκτη στη κατωφερή ζεύξη για εξίσωση καναλιού και φώραση δεδομένων [1].

2.2. Ανωφερή Ζεύξη (Uplink)

2.2.1. Πομπός OFDMA στην ανωφερή ζεύξη

Θεωρούμε ότι M χρήστες εκπέμπουν στην ανωφερή ζεύξη τα σήματα τους σε ένα κεντρικό σταθμό βάσης. Το μπλοκ διάγραμμα του μιστού m^{th} πομπού φαίνεται στο Σχήμα 3 και είναι βασικά ίδιο με τον OFDMA πομπό στη κατωφερή ζεύξη που φαίνεται στο Σχήμα 1. Η βασική διαφορά είναι ότι το σήμα στη κατωφερή ζεύξη μεταφέρει πληροφορίες για όλους τους ενεργούς χρήστες, ενώ στην ανωφερή ζεύξη κάθε τερματικό εκπέμπει μόνο τα δικά του δεδομένα (ένα φέρον) [1]



Σχήμα 3: Πομπός OFDMA στην ανωφερή ζεύξη [1].

Στο Σχήμα 3 μετά την αντιστοίχιση των υποφερόντων (Cas unit) στα σύμβολα $S_{m,i}$, τα δεδομένα $d_{m,i}$ στην συχνότητα μεταφέρονται πάλι στο πεδίο του χρόνου εφαρμόζοντας ένα αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier M σημείων. Με την εφαρμογή IDFT και την εισαγωγή του N_g -σημείων κυκλικού προθέματος κάθε $d_{m,i}$ μετατρέπεται στο αντίστοιχο μπλοκ στο πεδίο του χρόνου το οποίο μπορεί να εκφραστεί ως:

$$x_{m,i}(k) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_{m,i}(n) e^{j2\pi nk/N}, & \alpha v - N_g \leq k \leq N - 1 \\ 0, & \text{αλλιως} \end{cases} \quad (2.8)$$

Το m^{th} σήμα διακριτού χρόνου στην ανωφερή ζεύξη προκύπτει από το άθροισμα διαφόρων μπλοκ από δείγματα στο πεδίο του χρόνου μπορεί να γραφτεί ως [1]:

$$x_m^{(T)}(k) = \sum_i x_{m,i}(k - iN_T) \quad (2.9)$$

2.2.2. Πομπός πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση συχνότητας απλού φέροντος (SC-FDMA) στην ανωφερή ζεύξη

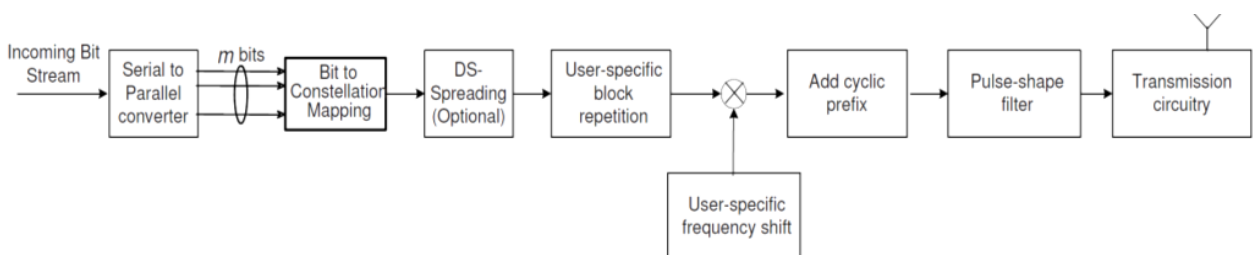
Ένα SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) σήμα μπορεί να παραχθεί είτε στο πεδίο του χρόνου είτε στο πεδίο της συχνότητας. Παρόλο που και οι δύο τεχνικές είναι λειτουργικά ισοδύναμες, στην πράξη η παραγωγή συμβόλων στο πεδίο του χρόνου είναι λιγότερο αποδοτική όσο αφορά το εύρος ζώνης εξαιτίας του φιλτραρίσματος και των σχετικών απαιτήσεων στο χρόνο ανόδου και καθόδου (ramp-up and ramp-down time) του φίλτρου [3]. Ωστόσο για λόγους πληρότητας γίνεται μια σύντομη παρουσίαση της δημιουργίας SC-FDMA σήματος στο πεδίο του χρόνου χωρίς εκτενή ανάλυση της διαδικασίας μετάδοσης.

2.2.2.1. Δημιουργία του SC-FDMA σήματος στο πεδίο του χρόνου

Ένα SC-FDMA σήμα στο πεδίο του χρόνου αποτελείται από ένα προαιρετικό στάδιο επανάληψης, στο οποίο κάθε μπλοκ επαναλαμβάνεται L φορές με μια συγκεκριμένη μετατόπιση συχνότητας για κάθε χρήστη, έτσι ώστε η μετάδοση του κάθε χρήστη να καλύπτει ένα συγκεκριμένο τμήμα του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Η επανάληψη των μπλοκ συμβόλων έχει ως αποτέλεσμα το φάσμα του εκπεμπόμενου σήματος να είναι μη μηδενικό σε ορισμένες συχνότητες υποφερόντων, δηλαδή έπειτα από κάθε L υποφέροντα, και έτσι έχουμε του εξής τρόπους μετάδοσης:

- Δεδομένου ότι ένα τέτοιο σήμα καταλαμβάνει μόνο ένα υποφέρον σε κάθε L υποφέροντα, η μετάδοση λέγεται ότι είναι «**κατανεμημένη**» και μπορεί να αξιοποιήσει την διαφορική εκπομπή στην συχνότητα.
- Όταν δεν υπάρχει επανάληψη μπλοκ συμβόλου ($L=1$), το σήμα καταλαμβάνει διαδοχικά υποφέροντα και η μετάδοση λέγεται ότι είναι «**εντοπισμένη**». Οι εντοπισμένες μεταδόσεις υποστηρίζουν καλύτερα έναν προγραμματισμό επιλεκτικό στη συχνότητα ή/και τον συντονισμό μεταξύ των κυψελών για την αποφυγή παρεμβολών. Η εντοπισμένη μετάδοση μπορεί επίσης να παρέχει διαφορική εκπομπή στην συχνότητα, αν χρησιμοποιείται αναπήδηση συχνότητας στο σύνολο των διαδοχικών υποφερόντων.

Στη συνέχεια εισάγεται το κυκλικό πρόθεμα CP και πραγματοποιείται φιλτράρισμα (π.χ. με ένα φίλτρο ανυψωμένου συνημίτονου (Root-Raised Cosine (RRC)), και το προκύπτον σήμα μεταδίδεται (σχήμα 4).



Σχήμα 4 Διαδικασία μετάδοσης SC-FDMA στο πεδίο του χρόνου [3].

Οι μεταδόσεις από διαφορετικούς χρήστες παραμένουν ορθογώνιες στην ανωφερή ζεύξη, όταν χρησιμοποιούν διαφορετικούς παράγοντες επανάληψης ή διαφορετικό εύρος ζώνης και όταν πληρούνται οι ακόλουθες προϋποθέσεις:

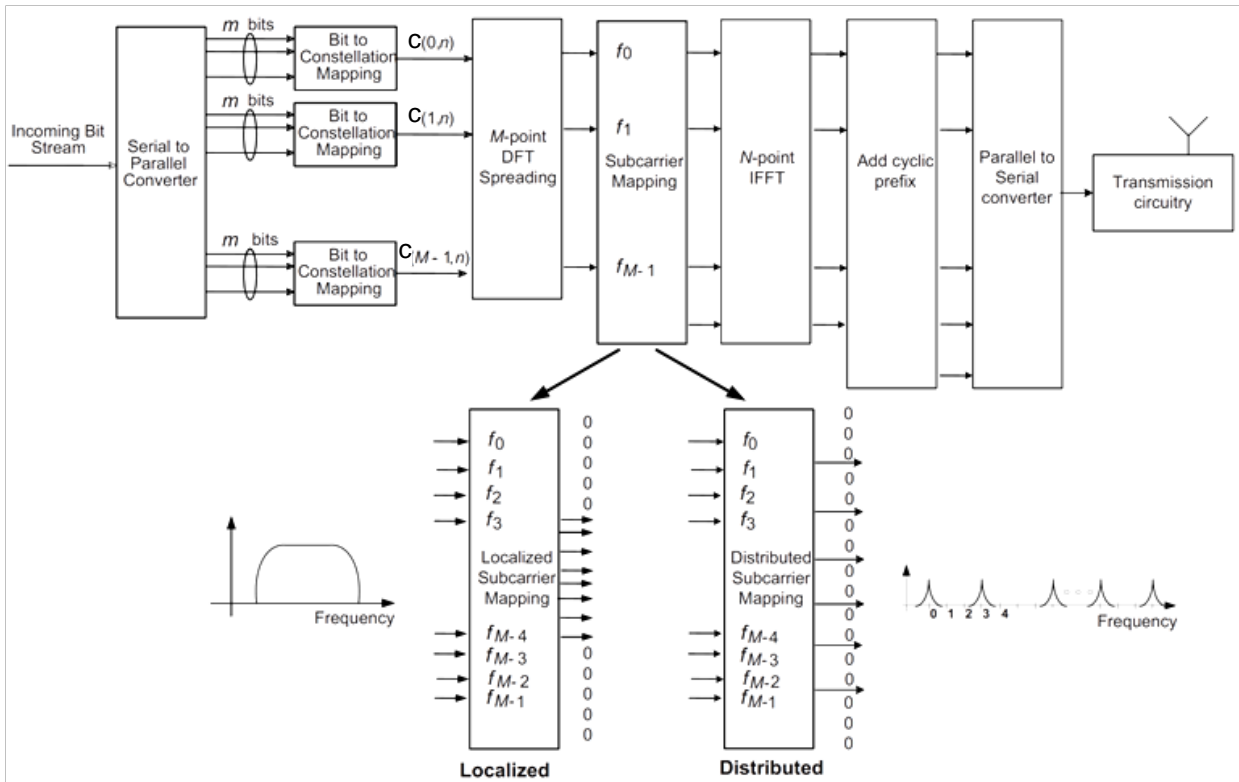
- a) Οι χρήστες να καταλαμβάνουν διαφορετικά σύνολα των υποφερόντων. Αυτό μπορεί γενικά να επιτευχθεί είτε με την εισαγωγή μια συγκεκριμένης μετατόπισης συχνότητας για κάθε χρήστη (για εντοπισμένες μεταδόσεις) είτε εναλλακτικά, με τη ρύθμιση διαφορετικών χρηστών ώστε να καταλαμβάνουν πεπλεγμένα (interleaved) σύνολα υποφερόντων (για καταναμημένες μεταδόσεις). Η τελευταία μέθοδος είναι γνωστή στην βιβλιογραφία ως πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση πεπλεγμένων συχνοτήτων (Interleaved Frequency Division Multiple Access (IFDMA)).
- b) Τα λαμβανόμενα σήματα να είναι σωστά συγχρονισμένα και συντονισμένα στη συχνότητα.
- c) Το κυκλικό πρόθεμα να είναι μεγαλύτερο από το άθροισμα της εξάπλωσης καθυστέρησης του καναλιού και του υπολειπόμενου σφάλματος χρονισμού μεταξύ των χρηστών [3].

2.2.2.2. Δημιουργία του SC-FDMA σήματος στο πεδίο της συχνότητας

Σε ένα πομπό SC-FDMA σήματος στο πεδίο της συχνότητας η ροή των δεδομένων εισόδου αντιστοιχίζεται σε μια ροή QPSK ή QAM συμβόλων απλών φερόντων, τα οποία ομαδοποιούνται σε μπλοκ σύμβολα μήκους M . Η μετάδοση γίνεται κατά μπλοκ, όπου κάθε μπλοκ $s_{m,i}$ των P συμβόλων πληροφορίας οδηγείται στη μονάδα CAS και αντιστοιχίζεται στα φέροντα που έχουν εκχωρηθεί στο χρήστη. Αυτό δημιουργεί ένα διάνυσμα $d_{m,i}$ N -διαστάσεων δειγμάτων στο πεδίο της συχνότητας, τα οποία είναι ίδια με αυτά της εξίσωσης 2.1 [1].

Στη συνέχεια γίνεται χρήση της δομής εξάπλωσης με διακριτό μετασχηματισμό Fourier (Discrete Fourier Transform-Spread-OFDM (DFT-S-OFDM)) όπως φαίνεται στο σχήμα 5 ή με το ισοδύναμο σχήμα, που αποτελείται από τη μονάδα εκχώρησης (CAS unit =(M-DFT Spreading+ Subcarrier Mapping)) και τον OFDM διαμορφωτή του σχήματος 3.

Το πρώτο βήμα της δημιουργίας του DFT-S-OFDM σήματος είναι η εφαρμογή ενός DFT M -σημείων σε κάθε μπλοκ των M συμβόλων δεδομένων ορθογώνιας διαμόρφωσης πλάτους (Quadrature Amplitude Modulation (QAM)). Στην συνέχεια εισάγονται μηδενικά μεταξύ των εξόδων του μετασχηματισμού DFT με σκοπό να προσαρμοστεί το μέγεθος του DFT σε έναν OFDM διαμορφωτή (IDFT) από N -υποφέροντα. Ο διαμορφωτής και ο αποδιαμορφωτής σε ένα OFDM σύστημα υλοποιείται αποτελεσματικά με την χρήση του γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (Fast Fourier Transform) για τον υπολογισμό του DFT. Γίνεται αντιστοίχιση των παραγεμισμένων με μηδενικά DFT εξόδων στα N -υποφέροντα όπου οι θέσεις των μηδενικών καθορίζουν ποια υποφέροντα θα αντιστοιχηθούν στα δεδομένα. Συνήθως τα N υποφέροντα είναι περισσότερα από τον μέγιστο αριθμό των κατειλημμένων φερόντων και έτσι παρέχεται αποτελεσματική υπερδειγματοληψία και μορφοποίηση παλμού 'sinc' ($\sin(x)/x$).



Σχήμα 5. SC-FDMA: Επεξεργασία της μετάδοσης στο πεδίο της συχνότητας (DFT-S-OFDM) που δείχνει την αντιστοίχιση (εντοπισμένη και κατανεμημένη) των υποφερόντων [3].

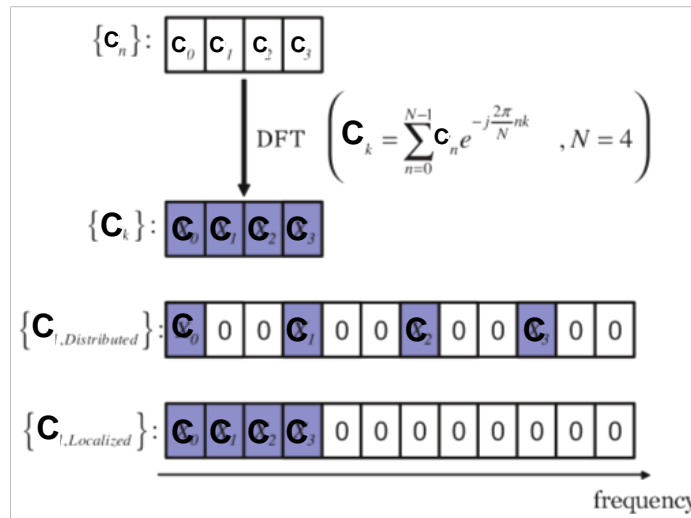
Όπως και με τη προσέγγιση στο πεδίο του χρόνου έτσι και με το DFT-S-OFDM είναι δυνατόν η παραγωγή και εντοπισμένων και κατανεμημένων μεταδόσεων:

- a) **Εντοπισμένη μετάδοση (localized transmission).** Η χαρτογράφηση (mapping) υποφερόντων κατανέμει μια ομάδα από M γειτονικά υποφέροντα σε έναν χρήστη. Στην περίπτωση που $M < N$ προκύπτει ότι τα μηδενικά που προστίθενται στην έξοδο του DFT συστήματος εξάπλωσης να οδηγούν σε μία υπερδειγματοληπτημένη εκδοχή των αρχικών M QAM συμβόλων δεδομένων στην IFFT έξοδο του OFDM διαμορφωτή. Έτσι το μεταδιδόμενο σήμα είναι όμοιο με ένα σήμα στενής ζώνης απλού φέροντος με κυκλικό πρόθεμα και φιλτράρισμα με ένα παλμό μορφής 'sinc'.
- b) **Κατανεμημένη μετάδοση (distributed transmission).** Η χαρτογράφηση φερόντων κατανέμει M ισαπέχοντα υποφέροντα (κάθε L^{th} υποφέρον). $(L - 1)$ μηδενικά εισάγονται μεταξύ των M DFT εξόδων και επιπρόσθετα μηδενικά προστίθενται σε κάθε πλευρά της εξόδου DFT πριν το IFFT ($ML < N$). Όπως και στην περίπτωση εντοπισμένης μετάδοσης τα μηδενικά προστίθενται σε κάθε πλευρά της εξόδου DFT παρέχοντας υπερδειγματοληψία διότι τα μηδενικά που εισάγονται μεταξύ των DFT εξόδων παράγουν μια επανάληψη της κυματομορφής στο πεδίο του χρόνου. Έτσι προκύπτει ένα μεταδιδόμενο σήμα παρόμοιο με αυτό στο πεδίο του χρόνου IFDMA με παράγοντα επανάληψη L και φιλτράρισμα με ένα παλμό μορφής 'sinc' [3].

Το Σχήμα 6 παρουσιάζει ένα παράδειγμα SC-FDMA μεταδιδόμενων συμβόλων στο πεδίο της συχνότητας για $N = 4$, $Q = 3$ και $M = 12$ (LTE: Long Term Evolution). Όπου Q είναι ο παράγοντας εξάπλωσης του εύρους ζώνης της ακολουθίας συμβόλου. Αν όλα τα τερματικά μεταδίδουν N σύμβολα ανά μπλοκ, το σύστημα μπορεί να χειριστεί Q N .Σμπόνιας

Τεχνικές μετάδοσης και λήψης για γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες: ποιοτική σύγκριση OFDM και FBMC

παράλληλες μεταδόσεις χωρίς ομοδιαυλική παρεμβολή (cochannel interference). Διαφορετικοί χρήστες μπορούν να καταλαμβάνουν διαφορετικά ορθογωνίου φέροντα .



Σχήμα 6. Ένα παράδειγμα μεταδιδόμενων SC-FDMA συμβόλων στο πεδίο της συχνότητας για $N=4$ υποφέροντα για κάθε χρήστη, $Q=3$ χρήστες και $M=12$ υποφέροντα στο σύστημα . Το $C_{i,Distributed}$ δηλώνει τα μεταδιδόμενα σύμβολα όταν το σχήμα αντιστοίχισης των υποφερόντων είναι κατανεμημένο και $C_{i,Localized}$ όταν είναι εντοπισμένο [4].

Για το IFDMA, τα σύμβολα στο πεδίο του χρόνου είναι απλώς μια επανάληψη των αρχικών συμβόλων εισόδου με μια συστηματική εναλλαγή της φάσης που εφαρμόζεται σε κάθε σύμβολο στο πεδίο του χρόνου. Έτσι ο λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ (Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) (Παράρτημα B.ii)) του IFDMA σήματος είναι το ίδιο με την περίπτωση ενός συμβατικού σήματος απλού φέροντος. Στην περίπτωση του LFDMA, το σήμα στο χρόνο έχει ακριβή αντίγραφα των συμβόλων εισόδου σε N θέσεις δειγμάτων. Τα υπόλοιπα $M-N$ δείγματα είναι αθροίσματα με βάρη όλων των συμβόλων του μπλοκ εισόδου [4].

2.2.2.3. Σύγκριση μεταξύ της δημιουργίας σήματος στο πεδίο της συχνότητας (DFT-S-OFDM) και της δημιουργίας σήματος στο πεδίο του χρόνου.

Η ισοδυναμία της DFT-S-OFDM και SC-FDMA μετάδοσης στο πεδίο του χρόνου μπορεί εύκολα να φανεί εξετάζοντας την υπόθεση $M = N$, όπου η λειτουργία DFT ακυρώνει τον IFFT του OFDM διαμορφωτή με αποτέλεσμα τα σύμβολα δεδομένων να μεταδίδονται σειριακά στο πεδίο του χρόνου. Ωστόσο, αυτή η απλοϊκή κατασκευή δεν παρέχει καμία υπερδειγματοληψία ή φιλτράρισμα των παλμών.

Η μέθοδος DFT-S-OFDM στο πεδίο της συχνότητας έχει καλύτερη απόδοση ως προς το εύρος ζώνης, η οποία είναι μεγαλύτερη από αυτή που επιτυγχάνεται στο πεδίο του χρόνου (SC-FDMA) λόγω του εγγενούς παλμού «sinc» (μηδενική περίσσεια bandwidth) που χρησιμοποιείται ως φίλτρο μορφοποίησης και του IFFT.

Για να επιτευχθεί μη μηδενική περίσσεια εύρους ζώνης μέσω του φίλτρου που μορφοποιεί τον παλμό, στο πεδίο του χρόνου, απαιτούνται χρόνοι ανόδου και καθόδου του παλμού διάρκειας 3-4 δειγμάτων, ενώ για το DFT-S-OFDM δεν υπάρχει κατηγορηματικά κάποιο τέτοιο φίλτρο, με αποτέλεσμα να υπάρχει μικρότερος χρόνος ανόδου/καθόδου παρόμοιος με του OFDM. Επίσης, το φίλτρο μορφοποίησης παλμού στο πεδίο του χρόνου δεν παρέχει το πλεονέκτημα του μειωμένου CM / PAPR κατά περίπου 0,25-0,5 dB σε σύγκριση με DFT-S-OFDM [3].

2.2.2.4. Η παραγωγή σήματος στο πεδίο της συχνότητας για το LTE

Η παραγωγή σήματος στο πεδίο της συχνότητας για το LTE στην ανωφερή ζεύξη έχει επιπλέον όφελος ότι επιτρέπει παρόμοια παραμετροποίηση όπως αυτή που έχει υιοθετηθεί για τη κατωφερή ζεύξη στο OFDM που περιλαμβάνει την ίδια απόσταση μεταξύ των υποφερόντων, τον ίδιο αριθμό των κατειλημμένων φερόντων για δεδομένο εύρος ζώνης και το ίδιο μήκος στο κυκλικό πρόθεμα. Αυτό παρέχει μεγαλύτερη ομοιότητα μεταξύ της ανωφερής και κατωφερής ζεύξης που περιλαμβάνει και την ίδια συχνότητα στο ρολόι συγχρονισμού. Γι' αυτό οι παράμετροι στο SC-FDMA, που έχουν επιλεγεί για το LTE ανωφερής ζεύξης, έχουν βελτιστοποιηθεί βάσει της υπόθεσης ότι το σήμα DFT-S-OFDM παράγεται στο πεδίο της συχνότητας.

Ίδια βασική δομή μετάδοσης χρησιμοποιείται τόσο για την ανωφερή ζεύξη όσο και για τη κατωφερή ζεύξη. Σε αυτή τη δομή, ένα πλαίσιο (radio frame), διάρκειας 10 ms, χωρίζεται σε δέκα υποπλαίσια του 1 ms που το καθένα αποτελείται από δύο χρονοσχισμές των 0.5 ms. Καθώς το LTE SC-FDMA βασίζεται στην ίδια θεμελιώδη επεξεργασία όπως στο OFDM, χρησιμοποιεί την ίδια απόσταση των 15 kHz μεταξύ των υποφερόντων όπως στη κατωφερή ζεύξη. Οι πόροι για την μετάδοση ανωφερής ζεύξης επίσης καθορίζονται στο πεδίο της συχνότητας (πριν το IFFT), με την ελάχιστη μονάδα να είναι το στοιχείο πόρου (Resource Element (RE)), το οποίο είναι ένα SC-FDMA μπλοκ δεδομένων σε ένα φέρον. Όπως στη κατωφερή ζεύξη το μπλοκ πόρων (Resource Block (RB)) αποτελείται από 12 στοιχεία πόρου (Resource Element (RE), 12 υποφέροντα) στο πεδίο της συχνότητας για διάρκεια μιας χρονοσχισμής Duplex (TDD).

Στην πράξη στις LTE εκδόσεις 8 και 9, όλα τα δεδομένα στις μεταδόσεις στην ανωφερή ζεύξη είναι εντοπισμένα χρησιμοποιώντας συνεχόμενα μπλοκ υποφερόντων. Αυτό απλοποιεί το σχήμα μετάδοσης. Η διαφορική εκπομπή και λήψη συχνότητας μπορεί να αξιοποιηθεί με τη βοήθεια της μεταπήδησης συχνότητας (frequency hopping), η οποία μπορεί να συμβεί και σε κάθε υποπλαίσιο (subframe) και μεταξύ των υποπλαίσιαων [3].

2.2.3. Δέκτης OFDMA στην ανωφερή ζεύξη.

Ένα ιδιαίτερο χαρακτηριστικό του συστήματος ανωφερής ζεύξης είναι ότι κάθε μεταδιδόμενο σήμα διαδίδεται από διαφορετικό κανάλι πολύδιοδευσης και λαμβάνεται στο σταθμό βάσης με συγκεκριμένη χρονική απόκλιση (time offset) και απόκλιση συχνότητας (frequency offset). Μια δεύτερη δυσκολία σχετίζεται με το πώς χρησιμοποιείται η χρονική εκτίμηση και η εκτίμηση της συχνότητας για ανακτηθεί η ορθογωνιότητα μεταξύ των σημάτων στην ανωφερή ζεύξη [1].

2.2.3.1. Αποκλίσεις στη συχνότητα και στο χρόνο

Είναι κοινή πρακτική να υιοθετήσουμε μια πολιτική συγχρονισμού όπου οι χρονικές εκτιμήσεις και οι εκτιμήσεις της συχνότητας να υπολογίζονται σε κάθε έναν τερματικό κατά την φάση της κατωφερής ζεύξης ως αναφορά για τον συγχρονισμό του μεταδιδόμενου σήματος στην ανωφερή ζεύξη. Όσο η μετατόπιση Doppler (Doppler shift) (Παρ.Β.iii) είναι σημαντικά μικρότερη από την απόσταση μεταξύ των φερόντων, ο συντονισμός συχνότητας στην ανωφερή ζεύξη δεν είναι αναγκαίος επειδή η προκύπτουσα διακαναλική παρεμβολή (InterCarrier Interference (ICI)) στην πλευρά λήψης σε αυτή την περίπτωση είναι μηδαμινή [1].

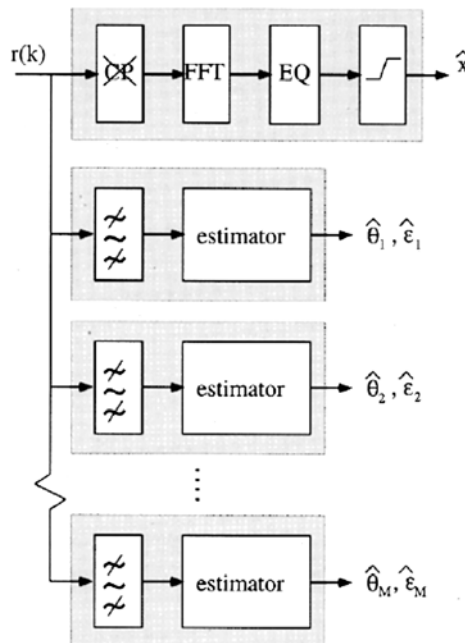
Από την άλλη πλευρά μεταβολές στο φέρον του ταλαντωτή, στο ρυθμό δειγμάτων ή στο ρυθμό συμβόλων, επηρεάζει την ορθογωνιότητα του συστήματος. Μεταβολές στο ρυθμό δειγμάτων κάτω από 50 παλμούς το λεπτό έχουν μικρή επίδραση στην απόδοση του συστήματος, όμως η χρονική απόκλιση του συμβόλου και η απόκλιση συχνότητας (Παρ.Β iv) μπορεί να προκαλέσουν διασυμβολική και διακαναλική παρεμβολή (Παρ.Β v) και πρέπει να λαμβάνονται υπόψη.

Όσο η χρονική απόκλιση του συμβόλου είναι μικρότερη από τη διάφορα μεταξύ του μήκους του κυκλικού προθέματος και της κρουστικής απόκρισης του καναλιού, η κυκλική εμφάνιση του OFDM συμβόλου διατηρείται και η απόκλιση εμφανίζεται ως γραμμική φάση στα φέροντα κατά μήκος των FFT εξόδων. Η απόκλιση συχνότητας μπορεί να υπολογιστεί στον δέκτη. Όμως, όπως και για την χρονική απόκλιση συμβόλου, η προσαρμογή του ταλαντωτή στο δέκτη του σταθμού βάσης θα μπορούσε να προκαλέσει απόκλιση στην συχνότητα για τους άλλους χρήστες [5].

2.2.3.2. Συγχρονισμός στην ανωφερή ζεύξη

Ο συγχρονισμός στην ανωφερή ζεύξη σε ένα σύστημα πολλαπλών χρηστών είναι μια πρόκληση. Στο Σχήμα 7 παρουσιάζεται η δομή του δέκτη του σταθμού βάσης που αποτελείται από δύο τμήματα:

- a) Στο πρώτο τμήμα αφαιρείται το κυκλικό πρόθεμα και αποδιαμορφώνονται τα δεδομένα μέσω ενός FFT. Τα αποδιαμορφωμένα σύμβολα εξισώνονται από έναν εξισωτή καναλιού ενός απαγωγέα και εισάγονται στον φωρατή. Ο εξισωτής καναλιού μπορεί επίσης να διορθώσει μικρές χρονικές μετατοπίσεις και μετατοπίσεις συχνότητας.
- b) Το δεύτερο τμήμα του δέκτη στο σταθμό βάσης εξυπηρετεί στην ανίχνευση των χρονικών μετατοπίσεων και των μετατοπίσεων συχνότητας των χρηστών. Είναι απαραίτητο να διαχωριστεί ο ένας χρήστης απ' τον άλλον για να εκτιμηθεί η απόκλιση του καθενός. Η ομαδοποίηση των φερόντων κάνει δυνατόν το διαχωρισμό από τα φίλτρα και εξασφαλίζει ότι σε μια ομάδα φερόντων ενός χρήστη θα υπάρχει μικρή διακαναλική παρεμβολή ICI.



Σχήμα 7. Η δομή του δέκτη του σταθμού βάσης. Το ένα μονοπάτι λειτουργεί για την φώραση των δεδομένων, ενώ το άλλο για την εκτίμηση των χρονικών μετατοπίσεων και των μετατοπίσεων συχνότητας των χρηστών [5].

Τα υποφέροντα της ομάδας ενός χρήστη μπορεί να υπόκεινται σε διακαναλική παρεμβολή από τα υποφέροντα ενός άλλου χρήστη του οποίου η απόκλιση συχνότητας και χρονική απόκλιση είναι διαφορετική. Αυτή η διακαναλική παρεμβολή είναι ισχυρότερη στους περισσότερους τόνους και μπορεί να εξαλειφθεί με διαστήματα φύλαξης. Το λαμβανόμενο δειγματοληπτημένο σήμα βασικής ζώνης εισάγεται σε μια συστοιχία φίλτρων που το καθένα επιλέγει συχνότητές μιας ζώνης από γειτονικά

υποφέροντα. Ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του φίλτρου μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα φέρον φύλαξης (guardcarrier) μεταξύ γειτονικών ζωνών συχνοτήτων. Η έξοδος κάθε φίλτρου περίπου αναπαριστά το σήμα ενός χρήστη από το οποίο μπορεί να υπολογιστεί η απόκλιση στην συχνότητα και στο χρόνο. Μια σημαντική διαφορά μεταξύ του συγχρονισμού στην περίπτωση ευρυεκπομπής (broadcast) και στην περίπτωση πολλαπλών χρηστών είναι ο τρόπος με τον οποίο επιτυγχάνεται ο συγχρονισμός συμβόλου και συχνότητας.

Στην ανωφερή ζεύξη η εκτίμηση της απόκλισης συχνότητας της χρονικής απόκλισης πραγματοποιείται στο σταθμό βάσης αλλά οι ρυθμίσεις του ταλαντωτή και του ρολογιού γίνονται στον πομπό του χρήστη (Παρ. Β.νι). Από τη στιγμή που όλα τα σήματα των χρηστών πρέπει να είναι ευθυγραμμισμένα στο χρόνο και στη συχνότητα με το σταθμό βάσης, ώστε να υπάρχει ορθογωνιότητα μεταξύ των υποφερόντων, οι χρήστες προσαρμόζονται στο ρολόι και στον ταλαντωτή του δεκτή του σταθμού βάσης ρυθμίζοντας τους δικούς τους ταλαντωτές και προγραμματίζοντας τις μεταδόσεις τους σύμφωνα με τις πληροφορίες του σταθμού βάσης. Για αυτό το λόγο σε κάθε συνδεδεμένο χρήστη ενσωματώνεται ένα κανάλι ελέγχου στην κατωφερή ζεύξη και μεταδίδονται πίσω στο χρήστη πληροφορίες ελέγχου που βασίζονται στις εκτιμήσεις της απόκλισης [5].

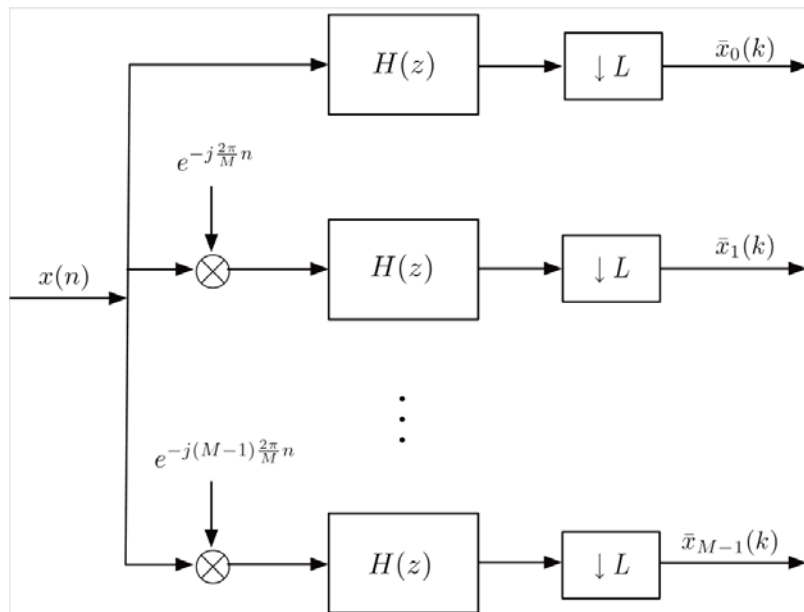
3. ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΦΕΡΟΝΤΩΝ ΜΕ ΣΥΣΤΟΙΧΙΕΣ ΦΙΛΤΡΩΝ (FBMC) ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ OFDM ΜΕ ΦΙΛΤΡΑ

3.1. DFT συστοιχία φίλτρων

Θεωρούμε την περίπτωση που η ακολουθία $x(n)$ πρέπει να χωριστεί σε έναν αριθμό από μικρότερες ζώνες. Το τμήμα χαμηλής συχνότητας εξάγεται περνώντας το $x(n)$ μέσα από ένα βαθυπεράτο φίλτρο $H(z)$. Για να εξάγουμε οποιοδήποτε άλλο τμήμα του φάσματος του $x(n)$, για παράδειγμα το τμήμα γύρω από την συχνότητα $\omega = \omega_i$, πρέπει να μετατοπίσουμε το συγκεκριμένο τμήμα του φάσματος στην βασική συχνότητα (δηλ. γύρω από το $\omega = 0$), πολλαπλασιάζοντας το $x(n)$ με το μιγαδικό $e^{-j\omega_i n}$ και στη συνέχεια το εξάγουμε με χρήση του βαθυπερατού φίλτρου $H(z)$. Το φίλτρο $H(z)$, το οποίο χρησιμοποιείται επαναληπτικά για την εξαγωγή των διαφόρων τμημάτων του φάσματος εισόδου καλείται *πρωτότυπο φίλτρο*.

Χρησιμοποιώντας αυτή τη μέθοδο η ακολουθία $x(n)$ μπορεί να χωριστεί σε ένα αυθαίρετο σύνολο από ζώνες. Καθώς τα σήματα που χωριστήκαν σε ζώνες θεωρούνται ότι είναι βασικής ζώνης και έχουν μικρότερο εύρος ζώνης απ' ότι το αρχικό σήμα πλήρης ζώνης γεγονός που σημαίνει ότι θα έχουν και χαμηλότερο ρυθμό Nyquist και έτσι μπορεί να υποδειγματοληπτηθούν σε ένα χαμηλότερο ρυθμό L πριν από κάθε επεξεργασία. Στο Σχήμα 8 απεικονίζονται τα βήματα που απαιτούνται για διαχωρισμό μιας ακολουθίας $x(n)$ σε M ισαπέχουσες υποζώνες που επικεντρώνονται στις εξής συχνότητες:

$$\omega_i = 2\pi i/M, \text{ for } i = 0, 1, \dots, M-1$$



Σχήμα 8 DFT συστοιχία φίλτρων για ανάλυση του σήματος [6].

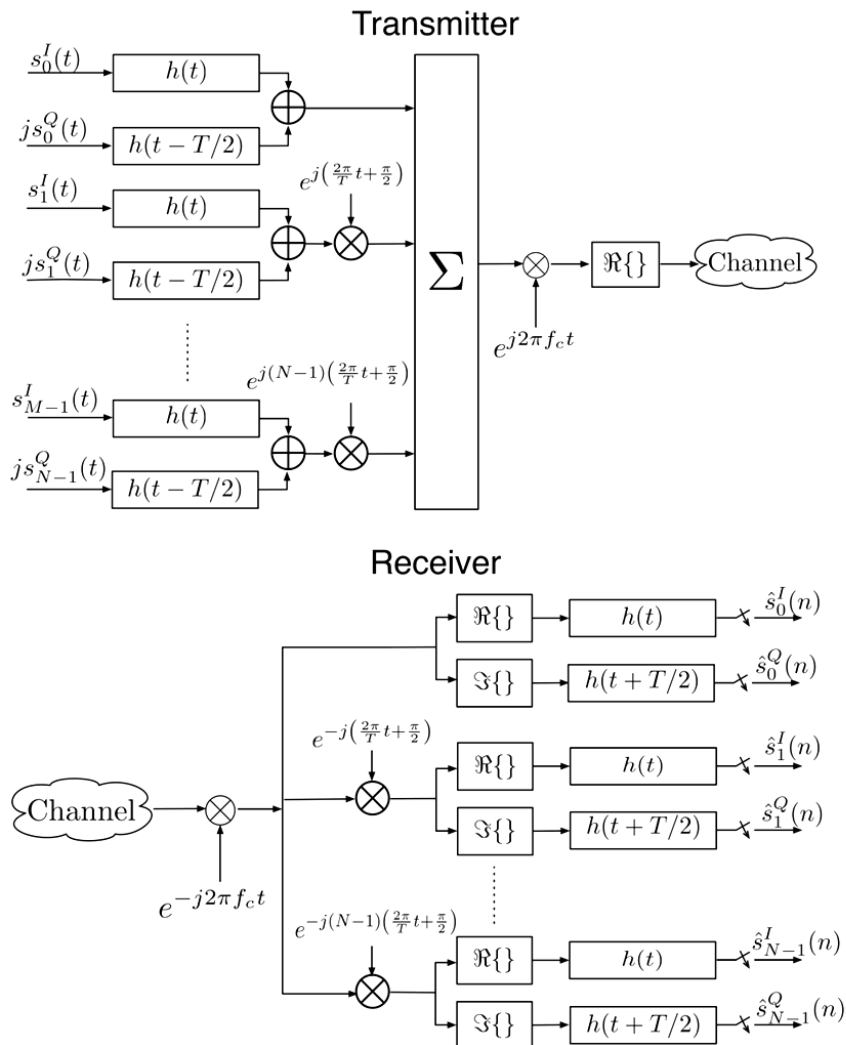
Αν επιλεγεί πολύ μεγάλο L τότε τα υποδειγματοληπτημένα σήματα των υποζωνών υποφέρουν από αλληλεπικάλυψη. Μια γενική διαδικασία για αποδοτική υλοποίηση των DFT συστοιχιών φίλτρων, για οποιαδήποτε επιλογή L και M , είναι η σταθμισμένη μέθοδος (*weighted overlap-add*). Όταν το M είναι πολλαπλάσιο του L μια ελαφρώς διαφορετική διαδικασία, η οποία οδηγεί στην επανομαζόμενη συστοιχία πολυφασικού φίλτρου (*polyphase filter bank*) (παρ.3.3) μπορεί να είναι πιο χρήσιμη από την άποψη της υπολογιστικής πολυπλοκότητας [6].

3.2. Επικοινωνίες με συστοιχία φίλτρων.

Σε αυτό το κεφάλαιο κάνουμε μια σύνοψη των τριών σχημάτων, που υπάρχουν στην βιβλιογραφία, επικοινωνιών πολλαπλών φερόντων με την χρήση συστοιχίας φίλτρων: FMT, CMT και SMT.

3.2.1. Κλιμακωτή πολυτονική διαμόρφωση (Staggered Modulated Multitone, SMT)

Η κλιμακωτή πολυτονική διαμόρφωση (SMT) αναφέρεται σε ένα σύστημα το οποίο χρησιμοποιεί offset τετραγωνική διαμόρφωση πλάτους (offset quadrature amplitude modulation (OQAM)). Σε ένα SMT σύστημα μετάδοσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 9, N παράλληλες μιγαδικές ροές δεδομένων περνάνε από φίλτρο μετάδοσης N υποφερόντων. Τα συμφασικά τετραγωνικά στοιχεία στη συνέχεια κλιμακώνονται στο χρόνο στο μισό της περιόδου συμβόλου $T/2$. Οι έξοδοι αυτών στη συνέχεια διαμορφώνονται χρησιμοποιώντας N διαμορφωτές των οποίων οι συχνότητες υποφερόντων απέχουν μεταξύ τους $1/T$. Υποθέτουμε ότι έχουμε μιγαδικά σύμβολα εισόδου: $s_k[n] = s_k^I(n) + js_k^Q(n)$. Όπου $s_k^I(n)$ είναι πραγματικό και $s_k^Q(n)$ το φαντάστικο μέρος του νιοστού n^{th} σύμβολου του κιστού k^{th} φέροντος.



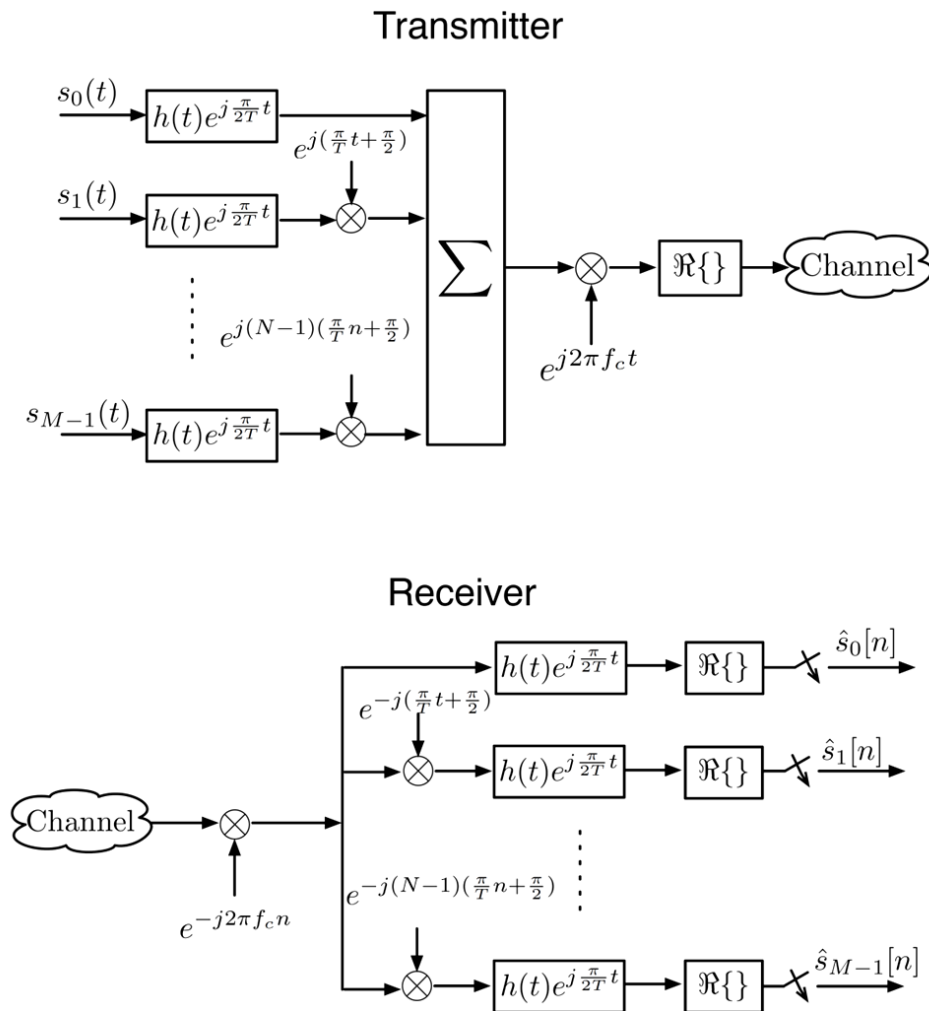
Σχήμα 9 Η δομή ενός SMT συστήματος μετάδοσης συνεχούς χρόνου [7].

Ο Saltzberg έδειξε ότι επιλέγοντας ένα root-Nyquist φίλτρο με συμμετρική κρουστική απόκριση $h(t)$ για μορφή παλμού στον πομπό με ίδιο προσαρμοστικό φιλτράρισμα στον δέκτη ενός πολυκαναλικού QAM συστήματος και εισάγοντας καθυστέρηση μισού συμβόλου μεταξύ συμφασικού(In-phase) και ορθογωνίου (Quadrature) στοιχείου, είναι N.Σμπόνιας

δυνατό να επιτευχθεί απόσταση μεταξύ γειτονικών καναλιών ίση με το ρυθμό συμβόλων και ανάκτηση των συμβόλων χωρίς διασυμβολική (ISI) και διακαναλική παρεμβολή (ICI). Αυτή η μέθοδος έχει το πλεονέκτημα έναντι του OFDM, ότι δε χρειάζεται δείγματα κυκλικού προθέματος για να αντιμετωπιστεί η διακαναλική και η διασυμβολική παρεμβολή. Έτσι η offset τετραγωνική διαμόρφωση πλάτους (OQAM) είναι πιο αποδοτική όσο αφορά το εύρος ζώνης σε σχέση με τη συμβατική OFDM [7].

3.2.2. Πολυτονική διαμόρφωση συνημίτονου (Cosine Modulated Multitone, CMT)

Σε ένα CMT σύστημα πολλαπλών φερόντων, παράλληλες ροές από σύμβολα δεδομένων με πραγματικό μέρος διαδίδονται χρησιμοποιώντας κανάλια υποφερόντων με κατάλοιπο πλευρικής ζώνης (vestigial side-band (VSB) subcarrier channels). Κάθε φέρον μεταφέρει μια ροή από σύμβολα διαμορφωμένα κατά πλάτος (PAM). Ουσιαστικά το φιλτράρισμα με κατάλοιπο πλευρικής ζώνης πραγματοποιείται μέσω μιας μετατοπισμένης εκδοχής στην συχνότητα του βαθυπερατού φίλτρου $h(t)$, το οποίο βρίσκεται στην συχνότητα $f = \pi/2T$ με κρουστική απόκριση $h(t)e^{j\frac{\pi}{2T}t}$. Στο Σχήμα 10 παρουσιάζεται η δομή ενός CMT συστήματος πολλαπλών φερόντων.



Σχήμα 10. CMT πολυπλέκτης στην βασική ζώνη [7].

Αυτό το σχήμα έχει την μέγιστη πιθανή απόδοση εύρους ζώνης. Ένα CMT σύστημα υλοποιείτε ως ένα σύστημα με $2N$ υποφέροντα όπου κάθε ένα υποφέρον μεταφέρει ένα πραγματικό σύμβολο, με σκοπό να μεταδοθούν N μιγαδικά σύμβολα σε κάθε σύμβολο πολλαπλών φερόντων, ενώ στο SMT σύστημα ο πομποδέκτης έχει N υποφέροντα τα οποία μεταφέρουν N μιγαδικά σύμβολα.

Αν σε ένα SMT σύστημα τα μιγαδικά σύμβολα μεταδίδονται με ρυθμό $1/T$ σε κάθε υποφέρων με εύρος ζώνης $1/T$, τότε σε ένα CMT σύστημα με ίδιο ρυθμό δεδομένων θα μπορούσε να έχει ρυθμό $1/T$ συμβόλων κάθε υποφέρων με εύρος ζώνης $1/2T$. Έτσι στην περίπτωση του CMT, το εύρος ζώνης διαιρείται στη μέση τόσες φορές όσα και τα υποφέροντα που προστίθενται κάθε φορά ώστε να επιτευχθεί ο ίδιος ρυθμός δεδομένων [7].

3.2.3. Μετάδοση με πολυτονικό φιλτράρισμα (Filtered Multitone, FMT)

Τα υποφέροντα, σε ένα σύστημα με πολυτονικό φιλτράρισμα (FMT), τοποθετούνται έτσι ώστε οι γειτονικές ζώνες να μην επικαλύπτονται. Έτσι το FMT μπορεί να θεωρηθεί ως μια τεχνική επικοινωνίας η οποία ακολουθεί τη μεθοδολογία της πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (FDM) ώστε να διαχωρίσει την υψηλού ρυθμού ροή δεδομένων σε έναν αριθμό από ανεξάρτητες ζώνες συχνοτήτων. Όμως πρέπει να σημειωθεί ότι πρέπει να κρατηθεί ένα εφεδρικό επιπρόσθετο εύρος ζώνης με σκοπό να μην υπάρχει επικάλυψη στις ζώνες των υποφερόντων δηλαδή να υπάρχει μια μεταβατική μπάντα για κάθε ένα υποφέρων. Έτσι προκύπτει ότι, σε ένα FMT σύστημα επικοινωνίας, κάποιο εύρος ζώνης χάνεται εξαιτίας των ζωνών φύλαξης [7].

3.3. Πολυφασική υλοποίηση συστοιχίας φίλτρων (polyphase filterbank).

Θεωρούμε μια συστοιχία φίλτρων με πρωτότυπο φίλτρο:

$$H_0(z) = H(z) = \sum_{n=0}^{M-1} h_n z^{-n} \quad (3.1)$$

Ενδιαφερόμαστε για την υλοποίηση ενός συνόλου από φίλτρα :

$$H_m(z) = \sum_{n=0}^{M-1} h_n e^{j\frac{2\pi mn}{L}} z^{-n} \text{ για } m = 0, 1, \dots, L-1 \quad (3.2)$$

Το σύνολο των φίλτρων (3.2) μπορεί να υλοποιηθεί αποδοτικά με μια συνηθισμένη δομή που ονομάζεται πολυφασική. Για να φτιάξουμε μια πολυφασική δομή θεωρούμε ότι ο $K = M/L$ είναι ο ακέραιος αριθμός και έτσι

$$n = kL + l \quad (3.3)$$

πρέπει να σημειωθεί ότι το εύρος $0 \leq n \leq M-1$ καλύπτεται λαμβάνοντας $k = 0, 1, \dots, K-1$ και $l = 0, 1, \dots, L-1$. Αντικαθιστώντας την εξίσωση (3.3) στην (3.2), λαμβάνουμε

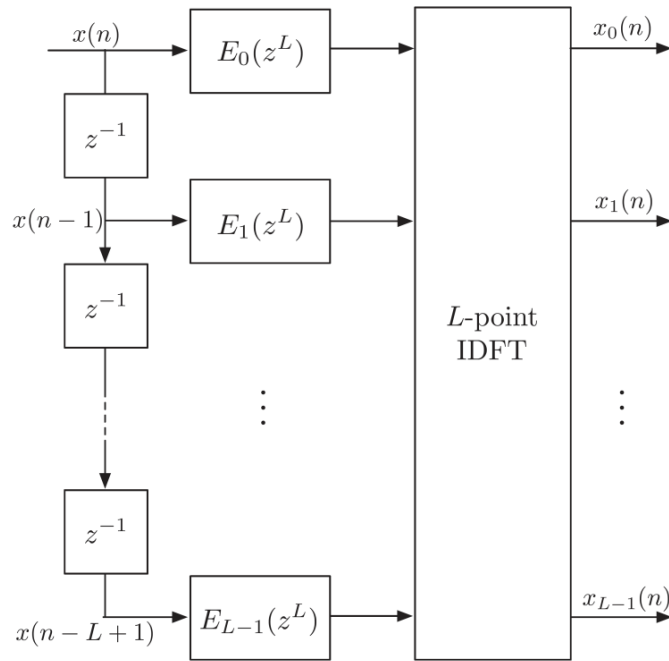
$$H_m(z) = \sum_{n=0}^{M-1} z^{-l} E_l(z^L) e^{j\frac{2\pi ml}{L}} \quad (3.4)$$

όπου

$$E_l(z) = \sum_{n=0}^{M-1} h_{kL+l} z^{-k}$$

είναι το l^{th} πολυφασικό στοιχείο του $H(z)$

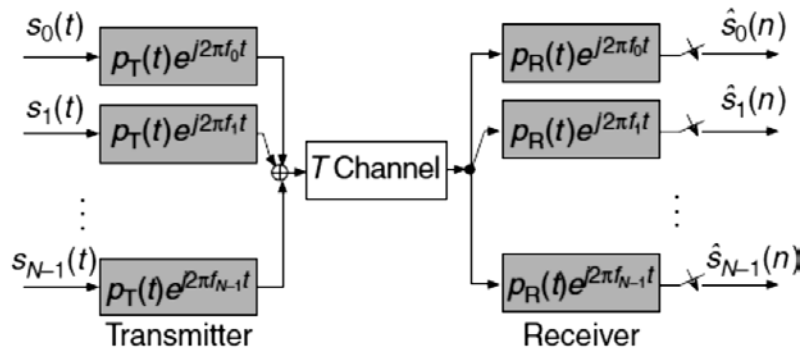
Το σύνολο των συναρτήσεων μεταφοράς $H_m(z)$ (Εξ. (3.4)) για $m = 0, 1, \dots, L-1$, μπορεί να υλοποιηθεί από κοινού χρησιμοποιώντας την πολυφασική δομή που παρουσιάζεται στο σχήμα 11. [6]



Σχήμα 11. Πολυφασική υλοποίηση της συστοιχίας φίλτρων [6]

3.4. Μια ενοποιημένη τυποποίηση για OFDM και FBMC

Στο Σχήμα 12 παρουσιάζεται το μπλοκ διάγραμμα το οποίο χρησιμοποιείτε συνήθως για να υλοποιήσουμε έναν FBMC πομποδέκτη. Αυτή η δομή χρησιμοποιείται επίσης και στο OFDM.



Σχήμα 12 Μπλοκ διάγραμμα FBMC επίσης υλοποιήσιμο και στο OFDM [8].

Έχει επιλεχτεί να γίνει η παρουσίαση της ανάλυσης και της σύνθεση της συστοιχίας φίλτρων ως φίλτρα συνεχούς χρόνου καθώς αυτή η τυποποίησή είναι πιο βολική. Οι είσοδοι στο σχήμα 12 είναι τα σήματα δεδομένων και ορίζονται ως

$$s_k(t) = \sum_n s_k[n] \delta(t - nT) \quad (3.5)$$

όπου $s_k[n]$ είναι τα σύμβολα δεδομένων σε κάθε υποφέρον, k είναι ο δείκτης του υποφέροντος και T είναι το χρονικό διάστημα του σύμβολου.

Η διαφορά μεταξύ OFDM και FBMC έγκειται στην επιλογή του T και στην επιλογή των πρωτότυπων φίλτρων $p_R(t)$ του δέκτη και $p_T(t)$ του πομπού. Σε ένα συμβατικό OFDM, το πρωτότυπο φίλτρο $p_T(t)$ του πομπού είναι τετραγωνικός παλμός μοναδιαίου πλάτους και εύρους T . Το πρωτότυπο φίλτρο δεκτή $p_R(t)$ είναι επίσης το τετραγωνικός παλμός μοναδιαίου πλάτους αλλά το εύρος του είναι μειωμένο σε $T_{FFT} < T$, όπου

$T_{\text{FFT}}=1/B$, και B και είναι το διάστημα συχνοτήτων μεταξύ των υποφερόντων. (Σημειώνεται ότι ο συμβολισμός T_{FFT} χρησιμοποιείται εδώ γιατί είναι ίσο με την χρονική διάρκεια στην οποία το λαμβανόμενο σήμα δειγματοληπτείται και εισάγεται στο FFT μπλοκ). Σε FBMC συστήματα τα οποία έχουν σχεδιαστεί για μέγιστη απόδοση εύρους ζώνης επιλέγεται $T=T_{\text{FFT}}=1/B$. Έτσι στο FBMC, δύο διαδοχικά σύμβολα δεδομένων επικαλύπτονται .

Η χρήση πρωτότυπων φίλτρων με τετραγωνική μορφή κρουστική απόκριση οδηγεί σε ανεπιθύμητες αποκρίσεις πλάτους, οι οποίες έχουν το μειονέκτημα ότι «υποφέρουν» από μεγάλους πλευρικούς λοβούς στο πεδίο της συχνότητας. Αυτό προκύπτει άμεσα από γεγονός ότι ο μετασχηματισμός Fourier τετραγωνικού παλμού είναι η συνάρτηση sinc και είναι γνωστό ότι οι πλευρικοί λοβοί του παλμού είναι αρκετά μεγάλοι(η κορυφή του πρώτου πλευρικού λοβού είναι 13 dB χαμηλότερα την κορυφή του κεντρικού λοβού). Ο όρος φιλτραρισμένου OFDM (filtered OFDM) χρησιμοποιείται στις περιπτώσεις όπου το τετραγωνικό παράθυρο έχει αντικατασταθεί από ένα παράθυρο με εξομαλυμένες ακμές(Παρ. C.i). Από την δομή του σχήματος 12 το μεταδιδόμενο σήμα λαμβάνεται ως

$$x(t) = \sum_n \sum_{k \in K} s_k[n] p_T(t - nT) e^{j2\pi(t-nT)f_k} \quad (3.6)$$

όπου το K δηλώνει ένα σύνολο από δείκτες των σύμβολων και $j=\sqrt{-1}$. Στο συμβατικό OFDM, το $p_T(t)$ είναι ένας τετραγωνικός παλμός και μπορεί να θεωρηθεί όπως αναλύεται στην συνέχεια. Για κάθε n , το $x(n)$ παράγεται αθροίζοντας έναν αριθμό από μιγαδικούς τόνους περιορισμένους στο χρόνο, των οποίων το πλάτος και φάση καθορίζεται από τα σύμβολα $s_k(n)$ των δεδομένων. Αυτοί οι τόνοι, στη συνέχεια εισάγονται στο κανάλι και μετά από την μεταβατική περίοδο της απόκρισης του καναλιού, θα τροποποιηθούν από το κέρδος του καναλιού στις αντίστοιχες συχνότητες. Διαχωρίζοντάς τα υποφέροντα μπορούμε να γράψουμε το εξής :

$$x(t) = \sum_{k \in K} x_k(t) \quad (3.7)$$

$$x_k(t) = \sum_n s_k[n] p_{T,k}(t - nT) \quad (3.8)$$

$$p_{T,k}(t) = p_T(t) e^{j2\pi t f_k} \quad (3.9)$$

Σημειώνεται ότι το $x_k(t)$ μπορεί να θεωρηθεί μια λειτουργία φιλτραρίσματος η οποία εφαρμόστηκε στην ακολουθία των αποκρίσεων και διαμορφώθηκε από τα σύμβολα $s_k(n)$ των δεδομένων. Το φίλτρο $p_{T,k}(t)$ λαμβάνεται διαμορφώνοντας το πρωτότυπο φίλτρο $p_T(t)$.

Στο OFDM, συνεχόμενα μπλοκ από σύμβολα δεδομένων $\{s_k[n], k \in K\}$, για διαφορετικές επιλογές του χρονικού δείκτη n , απομονώνονται με τη χρήση του κυκλικού προθέματος. Στο FBMC παρουσιάζεται μια διαφορετική θεώρηση για το μοντέλο του σήματος, η οποία επιτρέπει την ορθογωνιότητα των διαφορετικά διαμορφωμένων συμβόλων δεδομένων χωρίς την χρήση του κυκλικού προθέματος(Παρ. C. ii.(Σύστημα FBMC για PAM σύμβολα)). Από τη στιγμή που το κυκλικό πρόθεμα αποτελεί απώλεια στην απόδοση όσο αφορά το εύρος ζώνης αυτή η μέθοδος μπορεί να πετύχει υψηλότερη απόδοση εύρους ζώνης από ότι το OFDM. Επίσης η χρονική εξάπλωση της κρουστικής απόκρισης του καναλιού κάνει το κανάλι επιλεκτικό στην συχνότητα. Η δυαδικότητά αυτής της ιδιότητας είναι ότι χρονικές μεταβολές του καναλιού οδηγούν σε

Τεχνικές μετάδοσης και λήψης για γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες: ποιοτική σύγκριση OFDM και FBMC

εξάπλωση στο φάσμα για κάθε υποφέρον με αποτέλεσμα να προκύπτει διακαναλική παρεμβολή [8].

3.5. Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα OFDMA και FBMC

Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα OFDMA και FBMC:

a) Συγχρονισμός

Στην ανωφερή ζεύξη ενός OFDMA δικτύου μου είναι απαραίτητος ο τέλειος συντονισμός των διαφορετικών φερόντων των κόμβων. Στην πράξη και ειδικότερα στα δίκτυα κινητής είναι πολύ δύσκολο να επιτευχθεί συντονισμός. Σε FBMC συστήματα ο διαχωρισμός των σημάτων γίνεται με φιλτράρισμα και έτσι δεν είναι απαραίτητο να είναι ακριβής ο συντονισμός στο φέρον. Επίσης ο διαχωρισμός των σημάτων με φιλτράρισμα κάνει περιττό τον συγχρονισμό μεταξύ των χρηστών.

b) Γρήγορες μεταβολές του καναλιού επικοινωνίας

Το OFDM είναι γνωστό ότι είναι ευαίσθητο στις γρήγορες μεταβολές του καναλιού επικοινωνίας. Τα FBMC συστήματα, αντίθετα, μπορούν να σχεδιαστούν ώστε να είναι το ίδιο εύρωστα και στην χρονική και στην συχνοτική εξάπλωση του καναλιού.

c) Διαμόρφωση

Η διαμόρφωση, μέσω ενός καλά σχεδιασμένου πρωτότυπου φίλτρου, είναι ιδανική στο FBMC, λόγω ότι το κανάλι είναι πεδίο παρεμβολής από ένα μεγάλο αριθμό σημάτων στενής ζώνης.

d) Πολυπλοκότητα υλοποίησης

Παρατηρείται ότι το OFDM έχει έναν αριθμό από επιθυμητά χαρακτηριστικά που περιλαμβάνουν τη χαμηλή πολυπλοκότητα υλοποίησης και το γεγονός ότι υπάρχουν και υλοποιούνται ώριμες τεχνολογίες. Έτσι το OFDM είναι η επικρατούσα τεχνολογία σε επικοινωνίες σημείο προς σημείο (point to point).

e) Επικοινωνίες πολλαπλής πρόσβασης:

Στην κατωφερή ζεύξη, το OFDM προσφέρει χαμηλή πολυπλοκότητα ενώ το FBMC παρέχει υψηλότερη απόδοση εύρους ζώνης. Στην ανωφερή ζεύξη στο OFDM, ο συγχρονισμός μεταξύ των σημάτων από διαφορετικούς κόμβους είναι απαραίτητος για την σωστή λειτουργία. Επιπρόσθετα, σε διάφορες συνθήκες κινητικότητας, ο τέλειος συγχρονισμός δεν είναι δυνατός και είναι απαραίτητες τεχνικές ακύρωσης παρεμβολής.

f) Πολλαπλή είσοδο Πολλαπλή έξοδο MIMO

Ενώ το OFDM μπορεί να προσαρμοστεί σε MIMO κανάλια, η ανάπτυξη MIMO-FBMC συστημάτων/δικτύων είναι πολύ περιορισμένη. Μόνο το FMT (τεχνική FBMC με την χαμηλότερη απόδοση εύρους ζώνης) μπορεί να προσφέρει παρόμοιου επιπέδου ευελιξία με το OFDM, σε MIMO κανάλια .

g) Γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες

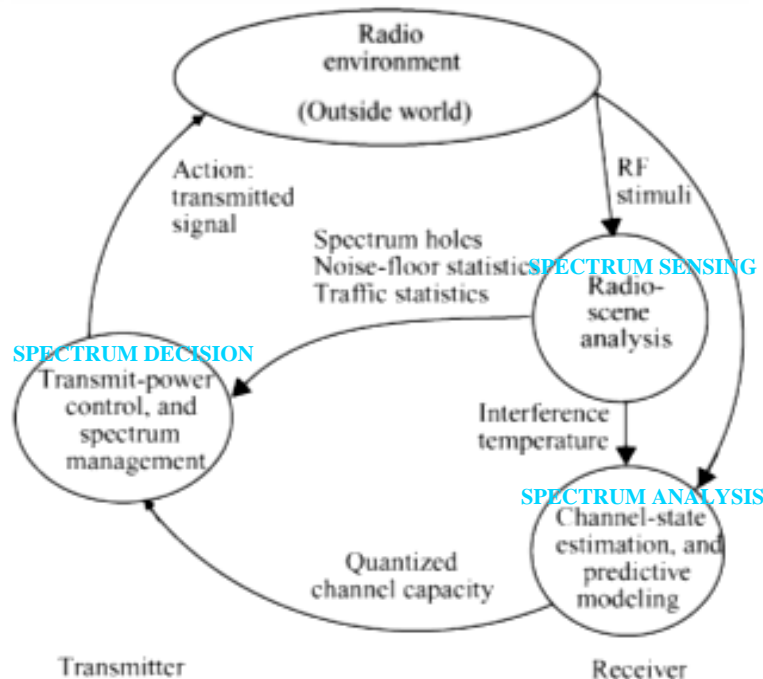
Η ιδιότητα του φιλτραρίσματος στο FBMC είναι καθοριστική για τα γνωστικά ραδιοδίκτυα όπου πρωτεύοντες (μη γνωστικός κόμβος (noncognitive node)) και δευτερεύοντες (γνωστικοί κόμβοι) χρήστες μεταδίδουν ανεξάρτητα και με διαφορετικά πρότυπα. Στο filtered OFDM, οι περίοδοι εκμάθησης T_0 και T_1 παραμένουν μικρές για να αποφευχθεί σημαντική απώλεια στην απόδοση του εύρους ζώνης γεγονός που απαιτεί μεγάλες ζώνες μετάβασης στα φίλτρα που χρησιμοποιούνται στην δομή της σύνθεσης και της ανάλυσης. Ως εκ τούτου, για να διαχωρίζονται τα σήματα των χρηστών, θα πρέπει να εισαχθεί μια σημαντική ζώνη προστασίας ανάμεσα στις ζώνες που ανήκουν σε διαφορετικούς χρήστες που αντιστοιχεί σε μια διαφορετική μορφή απώλειας εύρους ζώνης. Έτσι στις γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες, η ικανότητα φιλτραρίσματος των FBMC συστημάτων, τα καθιστά ιδανική επιλογή για την ανίχνευση των κενών φάσματος. Το OFDM/filtered OFDM έχει χαμηλή εφαρμογή [8].

4. ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ (SPECTRUM SENSING)

4.1. Γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες (cognitive radio)

Ένα γνωστικό radio είναι ένα σύστημα ραδιοεπικοινωνιών το οποίο μπορεί να αλλάζει τις παραμέτρους του πομπού βασιζόμενο στην αλληλεπίδραση με το περιβάλλον στο οποίο λειτουργεί. Η τεχνολογία του είναι το βασικό χαρακτηριστικό που επιτρέπει σε ένα xG δίκτυο (δίκτυο X γενεάς) να χρησιμοποιεί το φάσμα με δυναμικό τρόπο. Βάση αυτού του ορισμού ορίζονται δύο κυρία χαρακτηριστικά του:

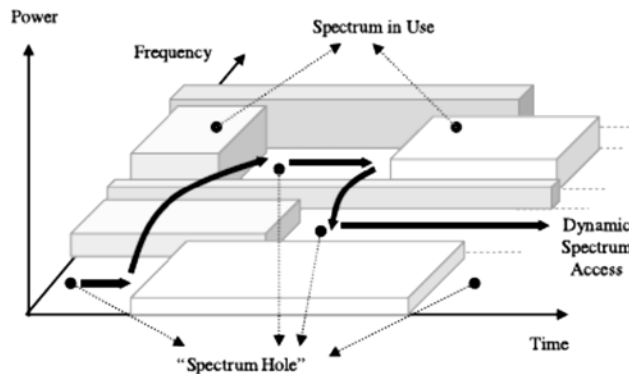
1. **Η γνωστική ικανότητα (Cognitive capability)** του γνωστικού συστήματος ραδιοεπικοινωνιών που επιτρέπει την αλληλεπίδραση σε πραγματικό χρόνο με το περιβάλλον ώστε να καθοριστούν οι κατάλληλες παράμετροι επικοινωνίας και να γίνει η προσαρμογή στο δυναμικό περιβάλλον ραδιοεπικοινωνιών (radio environment) [9]. Οι εργασίες (Γνωστικός κύκλος (cognitive cycle) Σχ.13) που απαιτούνται για την προσαρμογή στο ελεύθερο φάσμα είναι:
 - i. Ανάλυση του χώρου των ραδιοεπικοινωνιών (Ανίχνευση φάσματος(**Spectrum sensing**)) που περιλαμβάνει:
 - εκτίμηση της θερμοκρασίας παρεμβολής του περιβάλλοντος
 - ανίχνευση των κενών στο φάσμα (spectrum holes)
 - ii. Ταυτοποίηση του καναλιού (Ανάλυση του φάσματος(**Spectrum analysis**)), που περιλαμβάνει:
 - εκτίμηση της πληροφορίας για την κατάσταση του καναλιού (channel-state information (CSI))
 - πρόβλεψη της χωρητικότητας του καναλιού που μπορεί να χρησιμοποιηθεί από τον πομπό.
 - iii. Έλεγχος ισχύος του πομπού και δυναμική διαχείριση του φάσματος (**Spectrum decision**): Ένα σύστημα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών καθορίζει των ρυθμό δεδομένων, τον τρόπο μετάδοσης, και το εύρος ζώνης που θα χρειαστεί η μετάδοση. Στην συνέχεια επιλέγεται η κατάλληλη ζώνη στο φάσμα ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του φάσματος και τις απαιτήσεις του χρήστη [10].



Σχήμα 13 Γνωστικός κύκλος(cognitive cycle) [10].

- **Δυνατότητα επαναρύθμισης (Reconfigurability)** είναι η δυνατότητα προσαρμογής των παραμέτρων λειτουργίας χωρίς τροποποιήσεις στα στοιχεία του υλικού (hardware) ώστε να γίνεται ταυτόχρονη μετάδοση (on the fly). Υπάρχουν αρκετές παράμετροι που μπορούν να ενσωματωθούν στο σύστημα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών όπως είναι :
 - η συχνότητα λειτουργίας,
 - το προσαρμοστικό σχήμα διαμόρφωσης ανάλογα με τις απαιτήσεις των χρηστών και των συνθηκών του καναλιού, που επιτρέπει μεγαλύτερη φασματική απόδοση,
 - η ισχύ εκπομπής, που επιτρέπει σε περισσότερους χρήστες να μοιράζονται το φάσμα με μειωμένη παρεμβολή και
 - η τεχνολογία επικοινωνιών που παρέχει διαλειτουργικότητα μεταξύ διαφορετικών συστημάτων επικοινωνίας.

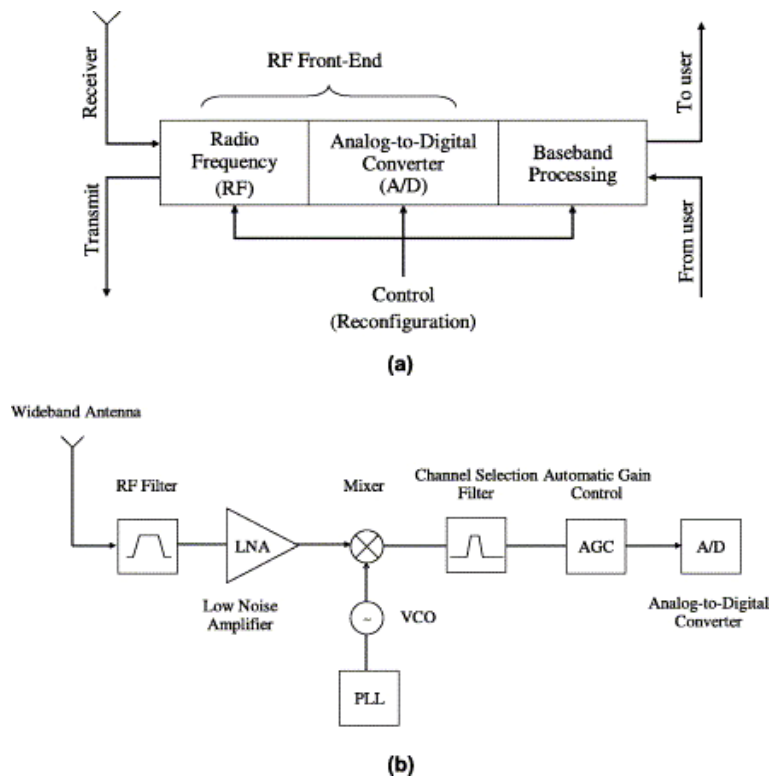
Ο απώτερος στόχος ενός σύστημα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών είναι να πετύχει το καλύτερο διαθέσιμο φάσμα μέσω της δυνατότητας επαναρύθμισης των παραμέτρων λειτουργίας και της γνωστικής ικανότητας. Η σημαντικότερη πρόκληση είναι να μοιράζεται το αδειοδοτημένο φάσμα χωρίς παρεμβολή μεταξύ των αδειοδοτημένων χρηστών (Σχήμα 14), δεδομένου ότι το μεγαλύτερο μέρος του φάσματος έχει ήδη εκχωρηθεί [9].



Σχήμα 14Η έννοια της τρύπας (κενό) στο φάσμα [9].

Μια γενική αρχιτεκτονική ενός γνωστικού πομποδέκτη φαίνεται στο Σχ.15 α). Τα βασικά στοιχεία ενός τέτοιου πομποδέκτη είναι το τμήμα radio front-end και η μονάδα επεξεργασίας των σημάτων στην βασική ζώνη. Κάθε στοιχείο μπορεί να επαναρυθμιστεί μέσω ενός διαύλου έλεγχου.

Το νέο χαρακτηριστικό του πομποδέκτη γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών είναι η ικανότητα ανίχνευσης του RF front-end σε μια ευρεία ζώνη συχνοτήτων. Η λειτουργία αυτή σχετίζεται κυρίως με τις τεχνολογίες υλικού στις ραδιοσυχνότητες όπως είναι η κεραία ευρείας ζώνης, ο ενισχυτής ισχύος, και το προσαρμοστικό φίλτρο. Το υλικό αυτό θα πρέπει να είναι ικανό να συντονιστεί σε ένα μεγάλο εύρος του φάσματος συχνοτήτων. Επίσης μια τέτοια ανίχνευση φάσματος σε ένα περιβάλλον ραδιοεπικοινωνιών επιτρέπει μετρήσεις των πληροφοριών του φάσματος σε πραγματικό χρόνο.



Σχήμα 15 Αρχιτεκτονική του φυσικού επιπέδου ενός συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών: α) γνωστικός πομποδέκτης β) αρχιτεκτονική του RF/analog front end ευρείας ζώνης. [9].

Σε αυτή την αρχιτεκτονική ένα σήμα ευρείας ζώνης λαμβάνεται από το RF front-end, δειγματοληπτείται από ένα υψηλής ταχύτητας μετατροπέα αναλογικού-σε-ψηφιακό και γίνονται μετρήσεις για ανίχνευση των αδειοδοτημένων χρηστών [9].

4.2. Ανίχνευση φάσματος (Spectrum sensing)

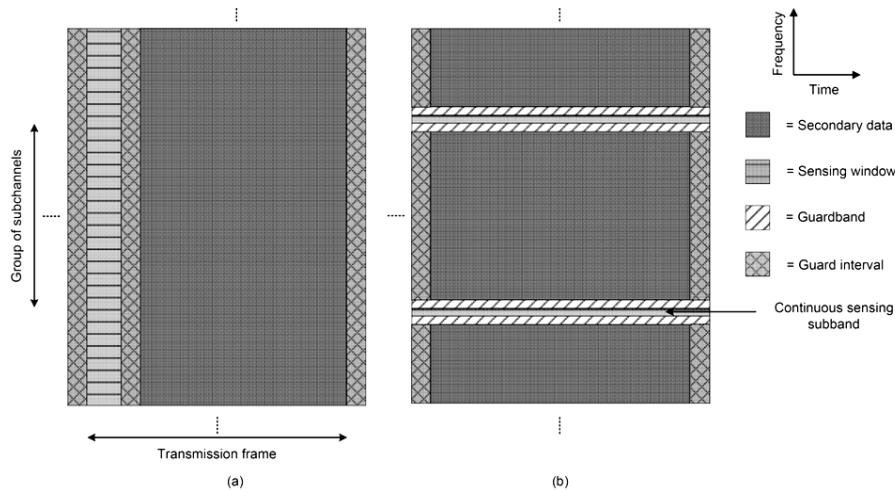
Ο πρωταρχικός στόχος της μονάδας ανίχνευσης φάσματος ενός συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών είναι να ανιχνεύσει την πληρότητα του φάσματος στην περιοχή στην οποία λειτουργεί το σύστημα, καθώς και να προσδιορίσει τα τμήματα που είναι κενά (τρύπες φάσματος (spectrum holes)) από τους αδειοδοτημένους πρωτεύοντες χρήστες (Primary Users (PUs)) και από άλλους δευτερεύοντες χρήστες (secondary users (SUs)).

Οι τρύπες του φάσματος αναφέρονται και ως λευκά διαστήματα και ο στόχος είναι, όταν προσδιορίζονται αυτά τα διαστήματα, να επιτευχθούν προκαθορισμένες πιθανότητες P_{FA} για ψευδή συναγερμό (false alarm) και πιθανότητες P_{MD} αποτυχημένης ανίχνευσης (missed detection). Παρακάτω γίνεται μια διάκριση μεταξύ δύο τρόπων ανίχνευσης πρωτευόντων χρηστών PU:

- **Κατάληψη τρύπας φάσματος (Spectrum hole acquisition)** η οποία πραγματοποιείται πριν αρχίσουν οι τοπικές μεταδόσεις των δευτερευόντων χρηστών ή σε άλλες περιπτώσεις όταν συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων δεν χρησιμοποιείται για μετάδοση των δευτερευόντων χρηστών.
- **Παρακολούθηση Φάσματος (Spectrum monitoring)** πραγματοποιείται παράλληλα με την μετάδοση του δευτερεύοντος χρήστη και κύριος στόχος της είναι να ανιχνεύσει, στο κανάλι της συχνότητας που χρησιμοποιείται, την επανεμφάνιση των πρωτευόντων χρηστών PUs. Η κύρια πρόκληση για την ανάπτυξη των συστημάτων εποπτείας του φάσματος είναι να επιτευχθεί μικρός χρόνος αντίδρασης, με ελάχιστη επιβάρυνση στην ταυτόχρονα εξελισσόμενη μετάδοση του δευτερεύοντος χρήστη.

Μια συνηθισμένη προσέγγιση της εποπτείας του φάσματος βασίζεται στα ανενεργά μπλοκ (quiet blocks) στο επίπεδο χρόνου-συχνότητας, που έχουν την μορφή των κενών στο πεδίο του χρόνου (Σχ.16a) μεταξύ των μεταδιδόμενων πλαισίων ή ως συνεχόμενες κενές ζώνες στο πεδίο της συχνότητας (Σχ.16b).

Η προσέγγιση της ανίχνευσης με συνεχείς υποζώνες (Σχ.16b) δεν είναι εφικτή στην περίπτωση του OFDM, λόγω της διαρροής ενέργειας από τα ενεργά υποφέροντα στα κοντινά αχρησιμοποίητα. Στο FBMC μία υποζώνη φύλαξης είναι επαρκής για να απομονωθεί η υποζώνη, στην οποία γίνεται ανίχνευση, από τις ενεργές υποζώνες των υποφερόντων. Επιπλέον, μια συστοιχία φίλτρων με κατάλληλη απόσταση μεταξύ των υποκαναλιών μπορεί να έχει ευέλικτη χρήση στην ανίχνευση των διαφόρων τύπων σημάτων από πρωτεύοντες χρήστες PU αλλά και για διαφορετικές τιμές SNR αυτών, ρυθμίζοντας το εύρος ολοκλήρωσης των φίλτρων [11].



Σχήμα 16 Δύο εναλλακτικές δομές των quiet blocks, για ανίχνευση φάσματος σε συστήματα με πολλαπλά φέροντα [11].

Στο άρθρο «Λειτουργικές Απαιτήσεις για το Standard 802.22 Wran » γίνεται αναφορά σε ένα σύστημα παρακολούθησης φάσματος από τους C.R Stevenson και συνεργάτες, όπου ο σταθμός βάσης έχει τη δυνατότητα να καθοδηγεί τον εξοπλισμό συνδρομητών (Customer Premise Equipment(CPEs)) τότε πρέπει να ανιχνεύουν, ποια κανάλια και για ποσό χρόνο. Κάθε CPE συλλαμβάνει την υπογραφή του σήματος (RF προφίλ του σήματος) για να αναγνωρίσει το τύπο των ενεργών και των άλλων σημάτων και ενδεχομένως να αναγνωρίσει τη μονάδα εκπομπής στη περιοχή λειτουργίας. Οι CPEs μεταφέρουν στους σταθμούς βάσης επαρκή στοιχεία που επιτρέπουν τον εντοπισμό των εν ενεργεία σημάτων ή με άλλο RF προφίλ. Αυτές οι πληροφορίες από τους CPE συγκεντρώνονται στο σταθμό βάσης, όπου γίνεται χαρτογράφηση της παρεμβολής [12].

Στο άρθρο "Αποκεντρωμένη δυναμική κατανομή φάσματος μετριάσμού των παρεμβολών βάση της διαφορικής λήψης με προσαρμοστικές κεραίες", οι A.Kuzminskiy και Y.Abramovich παρουσιάζουν δύο τύπους αποκεντρωμένων στρατηγικών DSA IM (μετριάσμού των παρεμβολών), όπου ένα σύνολο από ζώνες συχνοτήτων διατίθενται στους δευτερεύοντες χρήστες.

- Η «εγωιστική» δυναμική κατανομή φάσματος (Dynamic Spectrum Allocation (DSA)) προσέγγιση, όπου κάθε σταθμός βάσης προσπαθεί να βρει την καλύτερη δυνατή κατανομή των συχνοτήτων για τους SSs συνδρομητές του (SSs : subscriber stations), προκαλώντας μια πλήρη επαναεκχώρηση των συχνοτήτων και δημιουργώντας ένα νέο σενάριο παρεμβολών για όλα τα υπόλοιπα υποσυστήματα. Αυτή η προσέγγιση δεν συγκλίνει ποτέ και γι' αυτό

δεν έχει καμία πρακτική προοπτική στην περίπτωση των γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών.

- Η DSA προσέγγιση του «καλού γείτονα», κάθε υποσύστημα προσπαθεί να επιτύχει μια ορισμένη ποιότητα υπηρεσίας (QoS) ελαχιστοποιώντας τον αριθμό των ανακατανομών των συχνοτήτων. Αυτή η προσέγγιση τείνει να ελαχιστοποιήσει τις αλλαγές, που εισήγαγε ο αλγόριθμος DSA σε ένα συγκεκριμένο υποσύστημα, ώστε να μειωθούν οι παρεμβολές στο υπόλοιπο δίκτυο.

Στην περίπτωση των γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών που συνυπάρχουν πρωτεύοντες και δευτερεύοντες χρήστες (κάθετη προσέγγιση), αν κάποιοι πρωτεύοντες χρήστες αλλάζουν τις ζώνες συχνοτήτων τους, τότε το όφελος ανίχνευσης για τους δευτερεύοντες χρήστες μπορεί να ερμηνευθεί ως μια τυχαία μεταβολή όλων των καναλιών διάδοσης σε κάποια ζώνη [13].

4.3. Προκλήσεις

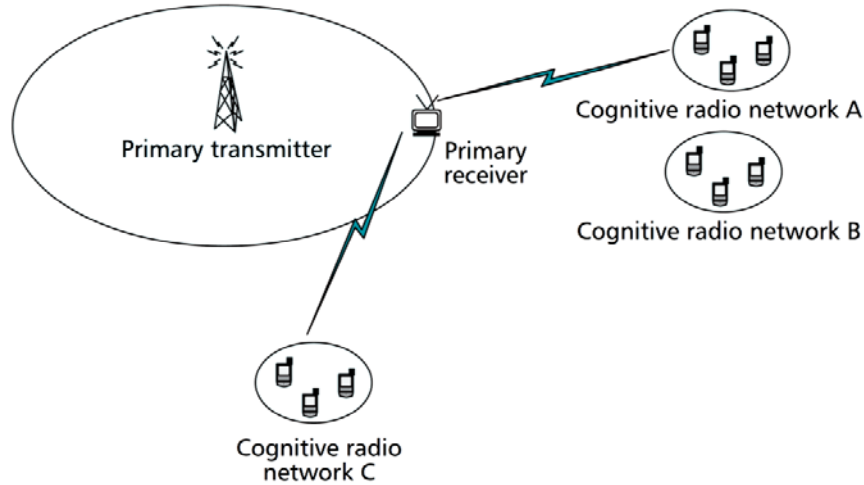
Η ανίχνευση του φάσματος σε δίκτυα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών αμφισβητείται από διάφορες πηγές αβεβαιότητας που κυμαίνονται από την τυχαιότητα του καναλιού από επίπεδο συσκευής μέχρι επίπεδο δικτύου.

a. Αβεβαιότητα θορύβου

Στην περίπτωση ανίχνευσης φάσματος, όταν το σήμα πρωτεύοντος χρηστή ένα πολύ αδύναμο, είναι πιθανό να μην μπορεί να διακριθεί από το θόρυβο, εάν το SNR του είναι κάτω από ένα συγκεκριμένο όριο, που καθορίζεται από το επίπεδο της αβεβαιότητας του θορύβου. Αυτή η αβεβαιότητα στο θόρυβο προκαλείται από τις διακυμάνσεις της θερμοκρασίας περιβάλλοντος (δηλ. αλλαγές στο θερμικό θόρυβο) που περιορίζουν την ακρίβεια με την οποία ισχύς θορύβου σ_n^2 μπορεί να εκτιμηθεί από τον δέκτη. Η ευαισθησία ανίχνευσης του SU ορίζεται από το ελάχιστο SNR (Ισχύς P_{trans} του σταθμού βάσης * συνολική απώλεια διαδρομής / σ_n^2) στο οποίο το πρωτεύον σήμα μπορεί ακόμη να ανιχνευθεί με ακρίβεια από τον δευτερεύον χρηστή (γνωστικό σύστημα ραδιοεπικοινωνιών CR). Δεδομένου ότι ένα γνωστικό σύστημα ραδιοεπικοινωνιών λόγω υποεκτίμησης του σ_n^2 (αβεβαιότητα θορύβου), μπορεί να μην ανιχνεύσει τον πρωτεύον χρήστη, υπάρχει η απαίτηση για πιο ευαίσθητο ανιχνευτή [14].

b. Αβεβαιότητα αθροιστικής παρεμβολής(aggregate interference)

Δευτερεύοντα δίκτυα (γνωστικά radio) που γειτνιάζουν μπορούν να εντοπίσουν το ένα το άλλο και ως εκ τούτου να μην καταλαμβάνουν την ίδια μπάντα ταυτόχρονα, μειώνοντας έτσι τη αθροιστική παρεμβολή. Ωστόσο, γνωστικά ραδιοδίκτυα που βρίσκονται απομακρυσμένα (δίκτυο C στο σχ. 17) μπορεί ακόμη να αγνοεί το ένα στο άλλο και να μεταδίδουν ταυτόχρονα. Η ανίχνευση φάσματος γίνεται περίπλοκη λόγω της αβεβαιότητας που προκαλεί η αθροιστική παρεμβολή, που οφείλεται στην μεγάλη ανάπτυξη των δευτερευόντων συστημάτων στο μέλλον, ακόμη και όταν το πρωτεύον σύστημα είναι εκτός του εύρους παρεμβολής του δευτερεύοντος συστήματος. Η συνεργασία, σε επίπεδο συστήματος, μεταξύ των διαφόρων γνωστικών ραδιοδίκτυων δίνει τη δυνατότητα να ξεπεραστεί η παραπάνω αβεβαιότητα αλλά με αυξημένο κόστος υλοποίησης [14].

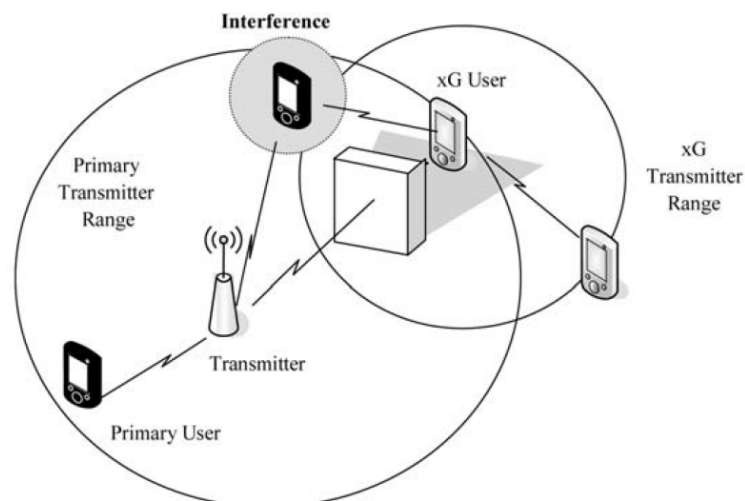


Σχήμα 17 Η λειτουργία του δικτύου A αναγκάζει το δίκτυο B να μετακινηθεί σε άλλη μπάντα συχνοτήτων, όμως η αθροιστική παρεμβολή των δικτύων A και C εξακολουθεί να είναι επιβλαβής [14].

γ. Αβεβαιότητα καναλιού (πρόβλημα κρυμμένου κόμβου)

Όταν το κανάλι υφίσταται διαλείψεις ή σκίαση, η χαμηλή ισχύς του λαμβανόμενου σήματος δεν συνεπάγεται κατ' ανάγκην ότι το πρωτεύον σύστημα βρίσκεται εκτός της περιοχής του δευτερεύοντος χρήστη και έτσι προκαλείται παρεμβολή στη μετάδοση του πρωτεύοντος (σχ.18). Ως εκ τούτου, η ανίχνευση φάσματος γίνεται δυσκολότερη από μια τέτοια αβεβαιότητα καναλιού, εφόσον το σύστημα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών πρέπει να γίνει πιο ευαίσθητο ώστε να διακρίνει ένα λευκό διάστημα (τρύπα φάσματος) από ένα πρωτεύον σήμα, που έχει υποστεί διαλείψεις ή σκίαση.

Έτσι υπό σοβαρή εξασθένιση, ένα απλό σύστημα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών που κάνει τοπική ανίχνευση μπορεί να μην είναι σε θέση να επιτύχει αυτή την αυξημένη ευαισθησία, διότι οποιαδήποτε αβεβαιότητα στην λαμβανόμενη ισχύ του πρωτεύοντος σήματος μεταφράζεται σε απαίτηση υψηλότερης ευαισθησίας ανίχνευσης (το SNR στο οποίο ανιχνεύεται το πρωτεύον σήμα πέφτει κάτω από την ευαισθησία ανίχνευσης (ελάχιστο SNR)) [14].



Σχήμα 18 Αβεβαιότητα καναλιού [9].

d. Άλλες προκλήσεις

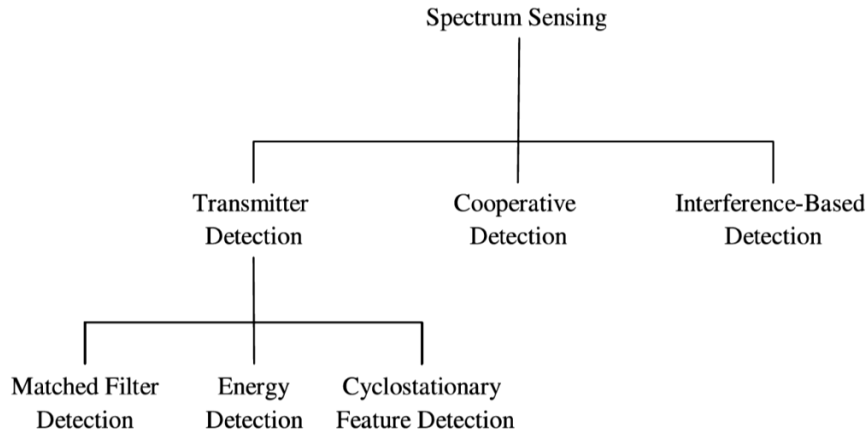
Στις γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες, οι τερματικοί σταθμοί πρέπει να μπορούν να μεταδώσουν σε μια πολύ ευρύτερη ζώνη για να αξιοποιήσουν κάθε ευκαιρία για χρήση του φάσματος. Τα μεγάλα εύρη ζώνης λειτουργίας επιβάλλουν πρόσθετες *απαιτήσεις των (RF) εξαρτημάτων του υλικού (hardware)* όπως κεραίες και ενισχυτές ισχύος. Επιπλέον, απαιτούνται υψηλής ταχύτητας μονάδες επεξεργασίας (DSPs και FPGAs) για την εκτέλεση επεξεργασίας σήματος με σχετικά μικρή καθυστέρηση, που είναι από άποψη υπολογιστικής ισχύς απαιτητική.

Για εμπορικά διαθέσιμες συσκευές, υπάρχουν δύο κύριοι τύποι των τεχνολογιών: σταθερής συχνότητας και εξάπλωσης φάσματος. Οι πρωτεύοντες χρήστες που χρησιμοποιούν *εξάπλωση φάσματος* (frequency hopping spread-spectrum (FHSS)) ή *direct-sequence spread spectrum* (DSSS)) είναι δύσκολο να ανιχνευθούν καθώς η ισχύς του πρωτεύοντος χρήστη κατανέμεται σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων, ακόμη και αν το πραγματικό εύρος ζώνης πληροφοριών είναι πολύ στενότερο. Αυτό το πρόβλημα μπορεί να αποφευχθεί εν μέρει, εάν το μοτίβο μεταπήδησης συχνότητας (FHSS) είναι γνωστό και εάν μπορεί να επιτευχθεί τέλειος συγχρονισμός με το σήμα.

Στις γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες, ένας εγωιστής ή κακόβουλος χρήστης μπορεί να τροποποιήσει την διεπαφή (interface) του και να μιμείται έναν πρωτεύον χρήστη. Ως εκ τούτου, μπορεί να παραπλανήσουν την ανίχνευση φάσματος που εκτελούν οι νόμιμοι πρωτεύοντες χρήστες [15].

5. ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗΣ ΦΑΣΜΑΤΟΣ

Οι τεχνικές ανίχνευσης φάσματος μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ως τεχνικές ανίχνευσης του πομπού, συνεργατική ανίχνευση και ως τεχνική ανίχνευσης που βασίζεται στην παρεμβολή (σχ. 18).



Σχήμα 19 Τεχνικές ανίχνευσης φάσματος [9].

5.1.1. Τεχνικές ανίχνευσης του πομπού (μη-συνεργατική ανίχνευση)

Η προσέγγιση ανίχνευσης πομπού βασίζεται στην ανίχνευση του ασθενές σήματος του πρωτεύοντος πομπού μέσω παρατηρήσεων των xG χρηστών. Το σύστημα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών θα πρέπει να διακρίνει ποιες ζώνες φάσματος είναι κατειλημμένες και ποιες ελεύθερες. Έτσι, θα πρέπει να έχει την ικανότητα να καθορίσει εάν ένα σήμα πρωτεύοντος πομπού εμφανίζεται σε μια περιοχή του φάσματος συχνοτήτων και αν ο πομπός είναι εντός της περιοχής κάλυψης του δικτύου [9].

- **Ανίχνευση ενέργειας:**

Ένας ανιχνευτής ενέργειας είναι ένας μη σύμφωνος ανιχνευτής, ο οποίος μπορεί να υαλοποιηθεί με εργαλεία ανάλυσης φάσματος, όπως ο γρήγορος μετασχηματισμός Fourier [11]. Ένας ανιχνευτής ενέργειας απλά μετρά την ενέργεια, στη ζώνη συχνοτήτων που εκπέμπουν οι πρωτεύοντες χρήστες για ένα διάστημα παρατήρησης και αποφαίνεται ότι υπάρχει λευκό διάστημα, εάν η μετρούμενη ενέργεια είναι λιγότερη από ένα κατώφλι που έχει τεθεί. Το κύριο μειονέκτημα του ανιχνευτή ενέργειας είναι η ανικανότητά του να διακρίνει μεταξύ των πηγών ενέργειας (πρωτεύον σήμα και θόρυβος), γεγονός που τον καθιστά επιρρεπτή σε αβεβαιότητες της ισχύς θορύβου του υπόβαθρου, ειδικά όταν ο λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR) είναι χαμηλός [14]. Όταν ο ανιχνευτής ενέργειας λειτουργεί κάτω από ένα επίπεδο αβεβαιότητας θορύβου ρ (το SNR είναι μικρότερο από $(\rho-1 / \rho)$), ο χρόνος ανίχνευσης αυξάνεται ($N \rightarrow \infty$) [16]. Για το λόγο αυτό η ταχύτητα αυτής της τεχνικής ανίχνευσης φάσματος είναι σχετικά αργή.

Επιπλέον, καθώς αυξάνονται τα σήματα παρεμβολής, θα αυξάνεται και το επίπεδο θορύβου, σε σχέση με τον αρχικό θόρυβο, σε διάφορα σημεία εντός της περιοχής κάλυψης [9]. Έτσι, το κατώφλι ανίχνευσης είναι πολύ ευάλωτο στο επίπεδο θορύβου και στην ομοδιαυλική παρεμβολή. Στη περίπτωση σημάτων εξάπλωσης φάσματος, δεν θα είναι δυνατή η διάκριση του πρωτεύοντος σήματος από τον δευτερεύον SU χρηστή και δεν θα εξασφαλίζεται από παρεμβολές η εκπομπή του πρωτεύοντος χρήστη.

- **Ανίχνευση του χαρακτηριστικού της κυκλοστατικότητας:**

Τα διαμορφωμένα σήματα είναι συνήθως κυκλοστατικά, δεδομένου ότι περιοδικότητα συχνά εμφανίζεται στην αλληλουχία συμβόλων εκμάθησης, στο κυκλικό πρόθεμα, κλπ.

Αυτή η περιοδικότητα εισάγεται στο σήμα μετάδοσης (εκπομπής) των πρωτεύοντων χρηστών PUs έτσι ώστε οι δέκτες μπορούν να την αξιοποιήσουν για συγχρονισμό. Αυτή η περιοδικότητα θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για την ανίχνευση του υποψήφιου χρήστη, στην συχνότητα του οποίου επιθυμεί να εκπέμψει ο δευτερεύον χρήστης. Η βασική προσέγγιση βασίζεται στην συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της πυκνότητας της φασματικής ισχύς (power spectrum density (PSD)) [11].

Ένα χαρακτηριστικό του ανιχνευτή που βασίζεται στην κυκλοστατικότητα είναι ότι εκτελεί μια μετατροπή από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο της συχνότητας και στη συνέχεια να κάνει το τεστ υπόθεσης στο πεδίο της συχνότητας. Συγκεκριμένα, ορίζουμε την κυκλική συνάρτηση αυτοσυσχέτισης (Cyclic Autocorrelation Function (CAF)) του λαμβανόμενου σήματος ως

$$R_y^\alpha(\tau) = E[y(t + \tau)y^*(t - \tau)e^{j2\pi\alpha t}]$$

όπου $E[\]$ είναι η αναμενόμενη τιμή, * υποδηλώνει το μιγαδικό συζυγές, και α είναι η κυκλική συχνότητα. Δεδομένου περιοδικότητα είναι μία κοινή ιδιότητα των ασύρματων διαμορφωμένων σημάτων, η CAF του λαμβανόμενου σήματος θα εμφανίζει επίσης μια περιοδικότητα όταν υπάρχει πρωτεύον σήμα, ενώ ο θόρυβος είναι στατικό σήμα υπό την ευρεία έννοια (wide-sense stationary (WSS)) και θα διαχωρίζεται εύκολα από το σήμα. Έτσι, μπορούμε να αναπαραστήσουμε την CAF χρησιμοποιώντας ανάπτυγμα σε σειρά Fourier, που ονομάζεται κυκλική πυκνότητα φάσματος (cyclic spectrum density (CSD)), εκφρασμένη ως [17]

$$S(f, \alpha) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} R_y^\alpha(\tau) e^{j2\pi f \tau}$$

Η συνάρτηση CSD έχει κορυφές όταν η κυκλική συχνότητα ισούται με τις θεμελιώδεις συχνότητες του μεταδιδόμενου σήματος, δηλαδή, όπου $\alpha=k/T_x$, και T_x είναι η περίοδος $x(t)$. Σύμφωνα με την υπόθεση ότι δεν υπάρχει πρωτεύον σήμα, η συνάρτηση CSD δεν θα έχει καμία κορυφή, δεδομένου ότι ο θόρυβος είναι μη κυκλοστατικό σήμα [17]. Ένας ανιχνευτής κορυφής μπορεί να χρησιμοποιηθεί περαιτέρω για να γίνει διάκριση μεταξύ των δύο υποθέσεων (ύπαρξη ή όχι του πρωτεύοντος σήματος) [18].

Συχνά, οι πληροφορίες που απαιτούνται είναι η φέρουσα συχνότητα, και η κυκλική συχνότητα α του πρωτεύοντος χρήστη, που συμπίπτει με το ρυθμό σύμβολων, το ρυθμό chip. Παρ' όλα αυτά, μόνο μια μη παραμετρική εκδοχή της εκτίμησης κυκλικής φασματικής πυκνότητας έχει αναφερθεί, η οποία προσπαθεί να ισορροπήσει την χαμηλή ανάλυση και τις χαμηλές επιδόσεις με την πολυπλοκότητα. Η χαμηλή ανάλυση και η ανάγκη των μεγάλων αρχείων δεδομένων αποτελεί το κύριο μειονέκτημα των μεθόδων που βασίζονται στη κυκλοστατικότητα, δεδομένου ότι το μέγεθος των δειγμάτων που απαιτείται για να γίνει μια αξιόπιστη ανίχνευση φάσματος είναι μικρό [11].

- **Προσαρμοσμένο φίλτρο:**

Η χρήση ενός προσαρμοσμένου φίλτρου μεγιστοποιεί το λόγο σήματος προς θόρυβο κατά τη στιγμή δειγματοληψίας, αν η κυματομορφή του σήματος μετάδοσης του πρωτεύοντος χρήστη είναι γνωστή. Αυτό απαιτεί ο SU να γνωρίζει εκ των προτέρων τα χαρακτηριστικά του PU όπως τον τύπο διαμόρφωσης, το σχήμα των παλμών μορφοποίησης, και τη μορφή των πακέτων [11].

Τα περισσότερα συστήματα ασύρματης επικοινωνίας παρουσιάζουν ορισμένα μοτίβα, όπως τόνους πιλότους, προοίμια (preambles), κώδικες εξάπλωσης κ.λπ., τα οποία χρησιμοποιούνται στον έλεγχο, στην εξίσωση του καναλιού, στο συγχρονισμό ή ως αναφορά. Δεδομένου ότι τα περισσότερα πρωτεύοντα σήματα περιέχουν τόνους N.Σμπόνιας

πιλότους, είναι δυνατόν η σύμφωνη ανίχνευση του τόνου πιλότου να θεωρηθεί ως ένα πρόβλημα έλεγχου της δυαδικής υπόθεσης :

$$\mathcal{H}_0: Y[n] = W[n]$$

$$\mathcal{H}_1: Y[n] = \sqrt{\theta}X_p[n] + \sqrt{1-\theta}X[n] + W[n]$$

όπου τα δείγματα του σήματος $X[n]$ θεωρούνται ότι είναι λευκά, ή αλλιώς ορθογώνια με τον πιλότο, και τα δείγματα θορύβου $W[n]$ θεωρούνται λευκά. Το $X_p[n]$ είναι ένας γνωστός τόνος πιλότος και θ είναι το κλάσμα της ενέργειας που διατίθεται στο τόνο πιλότο. Το στατιστικό αποτέλεσμα της δοκιμής για τον σύμφωνο ανιχνευτή είναι

$$T(Y) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Y[n] \widehat{X}_p[n]$$

όπου $\widehat{X}_p[n]$ είναι ένα μοναδιαίο διάνυσμα στην κατεύθυνση του τόνου πιλότου. Στην απλή περίπτωση που ο θόρυβος είναι στατιστικά γνωστός και στο σύστημα δεν εμφανίζονται αβεβαιότητες, τότε ο βέλτιστος ανιχνευτής για τον έλεγχο της δυαδικής υπόθεσης είναι το προσαρμοσμένο φίλτρο [19].

Λόγω της σύμφωνης φύσης του προσαρμοσμένου φίλτρου, η ανίχνευση μπορεί να είναι πολύ γρήγορα. Αλλά αν υπάρχουν πολλαπλοί τύποι από πρωτεύοντες χρήστες PUs, ο δευτερεύον χρήστης SU πρέπει να είναι εξοπλισμένος με πολλαπλούς δέκτες για κάθε τύπο πρωτεύοντος σήματος. Επιπλέον, καθώς πολλές ζώνες συχνοτήτων πρωτεύοντων (αδειοδοτημένων) χρηστών είναι διαθέσιμες για καιροσκοπική πρόσβαση και δεδομένου ότι ένα γνωστικό σύστημα ραδιοεπικοινωνιών θα χρειαστεί για τον συγχρονισμό με κάθε τύπο πρωτεύοντος σήματος ειδικό κύκλωμα, λόγω της σύμφωνης ανίχνευσης, το κόστος εφαρμογής και η πολυπλοκότητα που σχετίζεται με την προσέγγιση αυτή θα αυξηθεί απαγορευτικά [11].

- **Η Ανίχνευση με κυματίδια (Wavelet):**

Ένα ελκυστικό μαθηματικό εργαλείο για την ανάλυση ιδιομορφιών και ακανόνιστων δόμων είναι ο μετασχηματισμός κυματιδίων (wavelet transform (WT)), Η χρήση του ραδιοφάσματος μπορεί να προκαλέσει ανωμαλίες (irregularities) στην πυκνότητα ισχύος του φάσματος. Ο μετασχηματισμός κυματιδίων μπορεί να διερευνήσει τις τοπικές κανονικότητες των σημάτων [11]. Η PSD του σήματος εντός του εύρους συχνοτήτων B_n κάθε ζώνης, είναι ομαλή και σχεδόν επίπεδη, αλλά εμφανίζει ασυνέχειες στις γειτονικές ζώνες. Τέτοιες ασυνέχειες στην PSD εμφανίζονται μόνο στις άκρες των N ζωνών. Έτσι, η ανίχνευση φάσματος ευρείας ζώνης μπορεί να θεωρηθεί ως ένα πρόβλημα ανίχνευσης ακμών σε μια εικόνα της PSD $S_r(f)$ στο πεδίο της συχνότητας [20].

Ευρέως χρησιμοποιούμενα παραδείγματα της συνάρτησης εξομάλυνσης $\varphi(f)$ (συνάρτηση κυματιδίου) περιλαμβάνουν την συνάρτηση Gauss και την συστοιχία φίλτρων τέλει ανακατασκευής (Perfect Reconstruction Filter Bank (PRFB)) [21]. Η διαστολή της $\varphi(f)$ με ένα συντελεστή κλίμακας s δίνεται από τη

$$\varphi_s(f) = \frac{1}{s} \varphi\left(\frac{f}{s}\right)$$

Ο συνεχής μετασχηματισμός κυματιδίων (continuous wavelet transform (CWT)) του $S_r(f)$ δίνεται από $W_s S_r(f) = S_r \varphi_s(f)$

Για την PSD $S_r(f)$ που μας ενδιαφέρει, οι ακμές και οι ασυνέχειες κλίμακας s ορίζονται ως τοπικά αιχμηρά σημεία αλλαγής του $S_r(f)$ που εξομαλύνονται με την $\varphi_s(f)$. Τα όρια $\{f_n\}$ των διαδοχικών ζωνών συχνοτήτων $\{B_n\}$ με τμηματικά ομαλή PSD μπορούν να εξαχθούν από το λαμβανόμενο σήμα λαμβάνοντας τα τοπικά μέγιστα του

αποτελέσματος της εφαρμογής του κυματιδίου. Τα τοπικά μέγιστα μπορούν να εκφραστούν από τις παράγωγους πρώτης τάξης και δεύτερης τάξης του $S_r(f)$ που έχει εξομαλυνθεί από το κυματίδιο $\varphi_s(f)$ κλίμακας s [20].

Η προσέγγιση ανίχνευσης του φάσματος ευρείας ζώνης με χρήση κυματιδίων παρέχει πλεονεκτήματα σε σχέση με τη συμβατική χρήση πολλαπλών φίλτρων στενής ζώνης όσο αφορά το κόστος υλοποίησης και την ευελιξία [11].

- **Ανίχνευση βασιζόμενη σε φίλτρα**

Η εφαρμογή μιας ειδικής κατηγορίας συστοιχίας φίλτρων προτάθηκε στο [20] για την ανίχνευση του φάσματος σε συστήματα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών (CR). Από την στιγμή που οι συστοιχίες φίλτρων χρησιμοποιούνται στις επικοινωνίες πολλαπλών φερόντων σε δίκτυα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών, η ανίχνευση του φάσματος μπορεί να πραγματοποιηθεί μόνο από τη μέτρηση της ισχύος του σήματος στις εξόδους των καναλιών χωρίς ουσιαστικά καμία επιβάρυνση στην υπολογιστική ισχύ του συστήματος. Η μέθοδος πολλαπλών απαγωγών (multitaper spectral estimator (βλ.5.2.5)), μπορεί επίσης να θεωρηθεί ως μια συστοιχία φίλτρων εκτίμησης φάσματος με πολλαπλές συστοιχίες φίλτρων [10].

Η είσοδος εισάγεται σε συστοιχίες φίλτρων και η ισχύς εξόδου του κάθε φίλτρου μετρείται ως μια εκτίμηση της φασματικής ισχύος σε μια σχετική υποζώνη συχνοτήτων. Με άλλα λόγια, η εκτίμηση της PSD, μέσω της συστοιχίας φίλτρου, στην i^{th} υποζώνη λαμβάνεται ως

$$\hat{S}\left(\frac{i}{N}\right) = \text{avg}[|y_i[n]|^2]$$

όπου $\text{avg}[\]$ υποδηλώνει τον χρονικό μέσο όρο του ορίσματος [22].

5.1.2. Συνεργατικός τρόπος Ανίχνευσης (Co-Operating Spectrum Sensing)

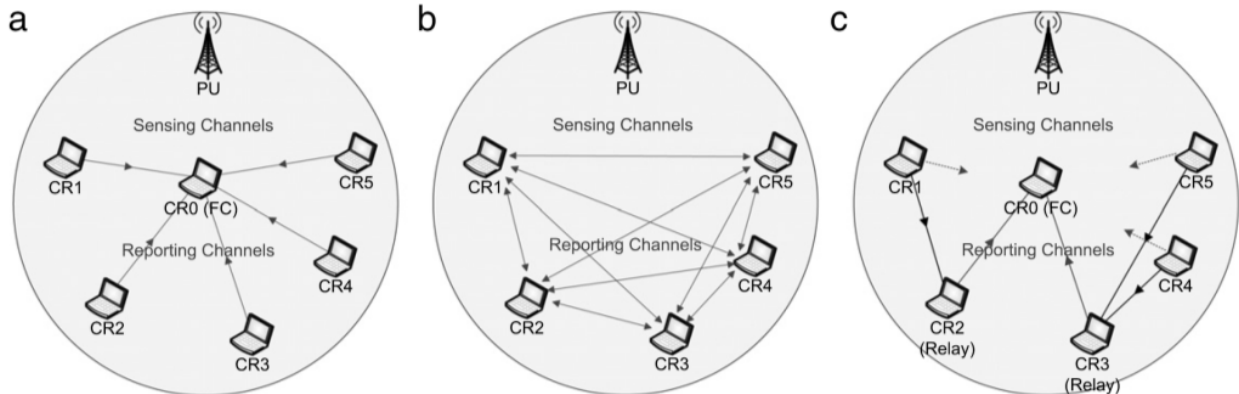
Η απόδοση της ανίχνευσης ραδιοφάσματος περιορίζεται από την αβεβαιότητα του θορύβου, την σκίαση, και τις διαλείψεις λόγω πολυδιάδευσης. Όταν το λαμβανόμενο SNR του πρωτεύοντος σήματος είναι πολύ χαμηλό, υπάρχει ένα όριο στο SNR (SNR wall), κάτω από το οποίο είναι αδύνατη η αξιόπιστη ανίχνευση φάσματος ακόμη και όταν χρονικό διάστημα ανίχνευσης γίνει πολύ μεγάλο. Αν οι δευτερεύοντες χρήστες δεν μπορούν να εντοπίσουν τον πρωτεύον πομπό, ενώ ο πρωτεύον δέκτης βρίσκεται εντός της εμβέλειας μετάδοσης των δευτερεύοντων χρηστών, εμφανίζεται το πρόβλημα του κρυμμένου κόμβου, και θα δημιουργείται παρεμβολή στη μετάδοση του πρωτεύοντος χρήστη.

Με την αξιοποίηση ανεξάρτητων καναλιών που εμφανίζουν διαλείψεις (δηλαδή, τη διαφορική χωρική λήψη /εκπομπή), προτείνεται η συνεργατική ανίχνευση φάσματος για:

- να βελτιωθεί η αξιοπιστία της ανίχνευσης,
- να αυξηθεί η πιθανότητα ανίχνευσης ώστε να προστατεύεται καλύτερα ο πρωτεύον χρήστης,
- και για να μειωθούν οι ψευδείς συναγερμοί ώστε για να αξιοποιηθεί πιο αποτελεσματικά το κενό φάσμα.

Στην **συγκεντρωτική συνεργατική ανίχνευση φάσματος** (*centralized cooperative spectrum sensing*) (σχ.20 α), ένα κεντρικός ελεγκτής, για παράδειγμα ένας δευτερεύον χρήστης, συγκεντρώνει τις τοπικές παρατηρήσεις από πολλούς δευτερεύοντες χρήστες και αφού αποφασίσει ποιά είναι τα διαθέσιμα κανάλια φάσματος, χρησιμοποιώντας κάποιο κανόνα απόφασης σύντηξης (*fusion rule*), ενημερώνει τους δευτερεύοντες χρήστες σε ποια κανάλια έχουν πρόσβαση. Στην **κατανομημένη συνεργατική**

ανίχνευση φάσματος (distributed cooperative spectrum sensing) (σχ.20 b), οι δευτερεύοντες χρήστες ανταλλάσσουν μεταξύ τους, τοπικά, τα αποτελέσματα ανίχνευσής τους, χωρίς να απαιτείται υποδομή κορμού, μειώνοντας έτσι το κόστος. **Μεταγωγείς/ αναμεταδότες (Relays)** (σχ.20 c)) μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν στη συνεργατική ανίχνευση φάσματος, όπου τα γνωστικά συστήματα ραδιοεπικοινωνιών, που λειτουργούν στην ίδια ζώνη, αλληλοβοηθούνται αναμεταδίδοντας μεταξύ τους τις πληροφορίες ανίχνευσης, χρησιμοποιώντας ένα πρωτόκολλο ενίσχυσης- και-προώθησης. Έχει αποδειχθεί ότι μπορεί να αξιοποιηθεί η εγγενής ασυμμετρία του δικτύου για να αυξηθεί η ευελιξία [23].

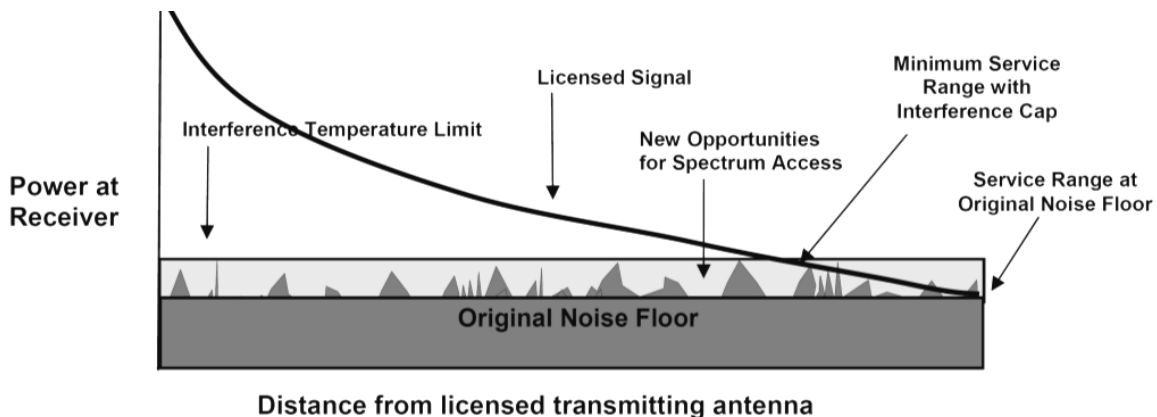


Σχήμα 20 Κατηγορίες συνεργατικής ανίχνευσης: (a)συγκεντρωτική, (b)κατανεμημένη και (c) με αναμεταδότες (relay) [24]

5.1.3. Ανίχνευση βασισμένη στην παρεμβολή

Η παρεμβολή μπορεί να ελεγχθεί στον πομπό μέσω της εκπεμπόμενης ισχύς, των εκπομπών εκτός-ζώνης συχνοτήτων και από τη θέση των επιμέρους πομπών. Ωστόσο, η παρεμβολή στην πραγματικότητα λαμβάνει χώρα στους δέκτες. Έτσι έχει εισαχθεί από την Federal Communications Commission (FCC) ένα νέο μοντέλο για τη μέτρηση της παρεμβολής, που αναφέρεται ως θερμοκρασία παρεμβολής (interference temperature).

Το μοντέλο (σχ.21) δείχνει το σήμα του σταθμού βάσης BS, ο οποίος έχει σχεδιαστεί για να παρέχει υπηρεσίες σε θέσεις όπου το σήμα υπερβαίνει το επίπεδο της σωρευτικής παρεμβολής όλων των σημάτων και του θορύβου από κάποιο περιθώριο πάνω από το οποίο μπορούν να λειτουργούν οι δέκτες. Καθώς εμφανίζονται επιπλέον σήματα παρεμβολής, ο θόρυβος αυξάνει σε διάφορα σημεία στην περιοχή που εξυπηρετεί ο BS. Η δημιουργία ενός ορίου θερμοκρασίας παρεμβολής (θόρυβος λόγω παρεμβολής) καθορίζει το νέο ποσό παρεμβολής που μπορεί να ανεχτεί ο σταθμός ώστε να λειτουργεί. Αυτό θα εξασφαλίσει ότι ο πρωτεύον χρήστης δεν θα αντιμετωπίσει καμία περαιτέρω υποβάθμιση ή απώλεια της υπηρεσίας από τη νέα παρεμβολή.



Σχήμα 21 Η προσέγγιση ανίχνευσης μέσω του ορίου στην θερμοκρασία παρεμβολής [25].

Αυτή η προσέγγιση θα μπορούσε να είναι επωφελής και για τους χρήστες χωρίς άδεια (δευτερεύοντες χρήστες). Σε περιοχές όπου δεν θα σημειωθεί υπέρβαση της θερμοκρασίας παρεμβολής, μέσω “underlay” πομπών με τους οποίους έχουν εξοπλιστεί οι συσκευές, παρακολουθείται η θερμοκρασία παρεμβολής και ελέγχονται οι λειτουργίες, ώστε να υπάρχουν ευκαιρίες για πρόσθετες λειτουργίες αλλά και να μην συμβάλουν στην υπέρβαση του ανώτατου όριο θερμοκρασίας παρεμβολής. Έτσι η πρόσβαση στο ραδιοφάσμα για χρήστες χωρίς άδεια θα αυξηθεί. Δευτερεύοντες χρήστες μπορούν να λειτουργούν με επιτυχία σε μια ζώνη συχνοτήτων που καταλαμβάνεται από ένα σήμα υψηλότερου επίπεδου μόνο εάν το εύρος ζώνης που καταλαμβάνεται από τους δευτερεύοντες χρήστες είναι μεγαλύτερο από αυτό του σήματος υψηλότερου επίπεδου [25].

5.2. Ανίχνευση ενέργειας

Μία λύση για την ανίχνευση του πρωτεύοντος σήματος όταν υπάρχει θόρυβος είναι να χρησιμοποιηθεί η ανίχνευση της ενέργειας. Ένας ανιχνευτής ενέργειας απλά μετρά την ενέργεια, στη ζώνη συχνοτήτων που εκπέμπουν οι πρωτεύοντες χρήστες για ένα διάστημα παρατήρησης και αποφαινεται ότι υπάρχει λευκό διάστημα, εάν η μετρούμενη ενέργεια είναι λιγότερη από ένα κατώφλι που έχει τεθεί [14].

Έστω ότι το $X(t)$ δηλώνει το οριοθετημένο συχνοτικά (σε συνολικό εύρος ζώνης B) πρωτεύον σήμα, το H χαρακτηρίζει τις διαλείψεις (εξασθένιση) και $W(t)$ τον προσθετό θόρυβο. Υποτίθεται ότι είναι δυνατόν να υπάρχουν και άλλοι πρωτεύοντες χρήστες σε παρακείμενες ζώνες. Έτσι, το πεδίο που μας ενδιαφέρει είναι το κανάλι πλάτους B , το οποίο είναι δειγματοληπτημένο ιδανικά σε ρυθμό Nyquist, από όπου προκύπτει ένα μοντέλο διακριτού χρόνου. Η ανίχνευση είναι ένα πρόβλημα έλεγχου της δυαδικής υπόθεσης:

$$\mathcal{H}_0: Y[n] = W[n]$$

$$\mathcal{H}_1: Y[n] = H(X)[n] + W[n]$$

Εδώ, $X[n]$ είναι τα δείγματα του πρωτεύοντος σήματος (υποτίθεται ότι είναι ανεξάρτητο τόσο από το θόρυβο όσο και από τις διαλείψεις), $H(\cdot)$ είναι ένας τυχαίος γραμμικός χρονικά μεταβαλλόμενος τελεστής που αντιπροσωπεύει τις διαλείψεις, $W[n]$ είναι τα δείγματα του θορύβου και $Y[n]$ είναι τα δείγματα του λαμβανόμενου σήματος.

Η αβεβαιότητα προκύπτει λόγω ότι εσκεμμένα υπό-μοντελοποιήθηκαν οι παράμετροι του συστήματος $X[n], H, W[n]$. Η υπόθεση ότι ο θόρυβος είναι στατικός λευκός Gaussian είναι μόνο μια προσέγγιση και έτσι η διαδικασία του θορύβου $W[n]$ διαμορφώνεται σαν μια οποιαδήποτε κατανομή W από το σύνολο \mathcal{W} . Αυτό το σύνολο ονομάζεται σύνολο αβεβαιότητας του θορύβου. Οι διαλείψεις $H \in \mathcal{H}_f$ θεωρείται ότι πιθανόν είναι ένα τυχαίο γραμμικό χρονικά μεταβαλλόμενο φίλτρο. Έτσι, για παράδειγμα, το πρωτεύον σήμα $X \in \mathcal{X}_p$, μπορεί να μοντελοποιηθεί επιβάλλοντας ένα άνω όριο στην φασματική πυκνότητα ισχύος, αντί στην πραγματικότητα να μοντελοποιηθεί ο συγκεκριμένος αστερισμός του σήματος, ή η κυματομορφή αυτού, κλπ. [16].

5.2.1. Ανθεκτικότητα του μετρητή Ραδιοεπικοινωνιών

Ένας ανιχνευτής δεν είναι ανθεκτικός (nonrobust) αν και μόνο αν τα σύνολα των μέσων τιμών της στατιστικής δοκιμής $T(Y)$ και στις δύο υποθέσεις αλληλοκαλύπτονται:

$$T(Y) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |Y[n]|^2 \quad (5.1)$$

όπου $Y = (Y[1], Y[2], \dots, Y[N])$ είναι το διάνυσμα N διαστάσεων του λαμβανόμενου σήματος

Από μαθηματικής άποψη, ορίζεται, για σταθερό N ,

$$A_N = \{\mathbb{E}_W[T(Y)|\mathcal{H}_0]: W \in \mathcal{W}\} \quad (5.2)$$

$$B_N = \{\mathbb{E}_{W,H,X}[T(Y)|\mathcal{H}_1]: W \in \mathcal{W}, H \in \mathcal{H}_f, X \in \mathcal{X}_P\} \quad (5.3)$$

Ο ανιχνευτής δεν είναι ανθεκτικός αν και μόνο αν $A_N \cap B_N \neq \emptyset$ για όλα τα $N > 0$. Αν δεν υπάρχει καμία αβεβαιότητα και η διασπορά του θορύβου είναι πλήρως γνωστή, το κεντρικό οριακό θεώρημα δίνει τις ακόλουθες προσεγγίσεις:

$$T(\mathbf{Y})|\mathcal{H}_0 \sim N\left(\sigma^2, \frac{1}{N} 2\sigma^4\right) \quad (5.4)$$

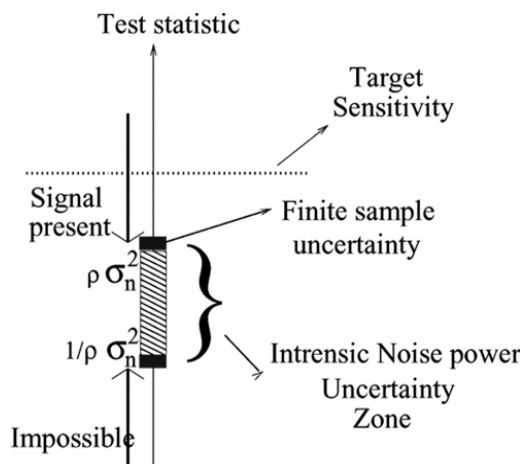
$$T(\mathbf{Y})|\mathcal{H}_1 \sim N\left(P + \sigma^2, \frac{1}{N} 2(P + \sigma^2)^2\right) \quad (5.5)$$

όπου $P = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |X[n]|^2$ είναι η μέση ισχύς του σήματος και

σ^2 είναι η διασπορά του θορύβου

5.2.2. Αβεβαιότητα θορύβου-SNR Walls

Υποτίθεται ότι ο ανιχνευτής ενέργειας λειτουργεί με αβεβαιότητα στο επίπεδο θορύβου $x = 10 \log \rho$ db. Δεδομένου ότι το ραδιόμετρο βλέπει μόνο την ενέργεια, η κατανομημένη αβεβαιότητα του θορύβου μπορεί να συνοψιστεί σε ένα ενιαίο διάστημα $\sigma^2 \in [(1/\rho)\sigma_n^2, \rho\sigma_n^2]$ όπου σ_n^2 είναι η ονομαστική ισχύς του θορύβου και $\rho > 1$ είναι μια παράμετρος που ποσοτικοποιεί το μέγεθος της αβεβαιότητας (σχ. 22).



Σχήμα 22 Η σκιασμένη περιοχή στο σχήμα αντιπροσωπεύει την αβεβαιότητα στην ισχύ θορύβου. Είναι σαφές ότι εάν το στατιστικό αποτέλεσμα της δοκιμής εμπίπτει στην σκιασμένη περιοχή, δεν υπάρχει κανένας τρόπος να γίνει διάκριση μεταξύ των δύο υποθέσεων [16].

Η επιθυμητή P_{FA} πιθανότητα για ψευδή συναγερμό και η πιθανότητα P_{MD} της αποτυχημένης ανίχνευσης είναι:

$$P_{FA} = \text{Prob}(T(\mathbf{Y}) > \gamma | \mathcal{H}_0) = \max_{\sigma^2 \in [(1/\rho)\sigma_n^2, \rho\sigma_n^2]} Q\left(\frac{\gamma - \sigma^2}{\sqrt{\frac{2}{N}\sigma^2}}\right) = Q\left(\frac{\gamma - \rho\sigma_n^2}{\sqrt{\frac{2}{N}\rho\sigma_n^2}}\right) \quad (5.6)$$

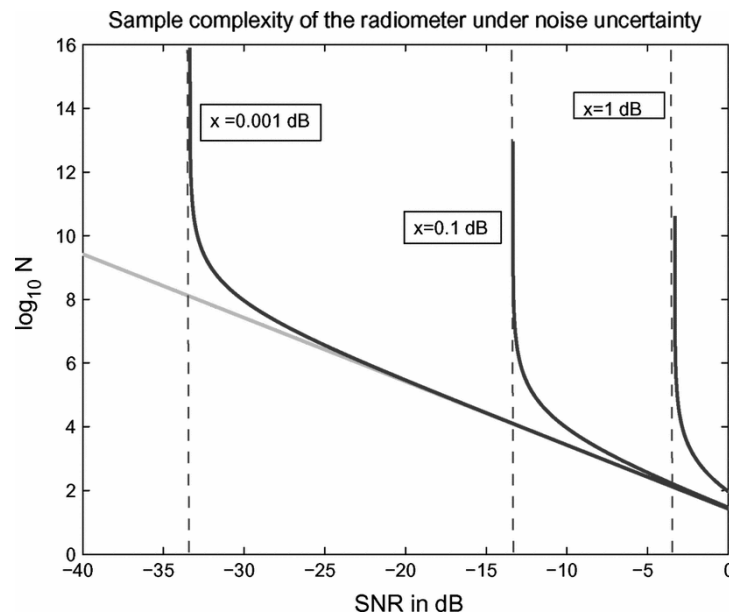
$$P_{MD} = 1 - \min_{\sigma^2 \in [(1/\rho)\sigma_n^2, \rho\sigma_n^2]} Q\left(\frac{\gamma - (P + \sigma^2)}{\sqrt{\frac{2}{N}(P + \sigma^2)}}\right) = Q\left(\frac{\gamma - (P + \frac{1}{\rho}\sigma_n^2)}{\sqrt{\frac{2}{N}(P + \frac{1}{\rho}\sigma_n^2)}}\right) \quad (5.7)$$

όπου γ είναι το κατώφλι του ανιχνευτή και $Q(\cdot)$ είναι τη συμπληρωματική Gaussian CDF.

Κάνοντας την προσέγγιση $1 + SNR \approx 1$ όπου $SNR = \frac{P}{\sigma_n^2}$ και μειώνοντας το γ προκύπτει ο απαιτούμενος χρόνος ανίχνευσης σε δείγματα N , για την επίτευξη της επιθυμητής P_{FA} και P_{MD}

$$N \approx \frac{2[Q^{-1}(P_{FA}) - Q^{-1}(1 - P_{MD})]^2}{[SNR - (\rho - \frac{1}{\rho})]^2} \quad (5.8)$$

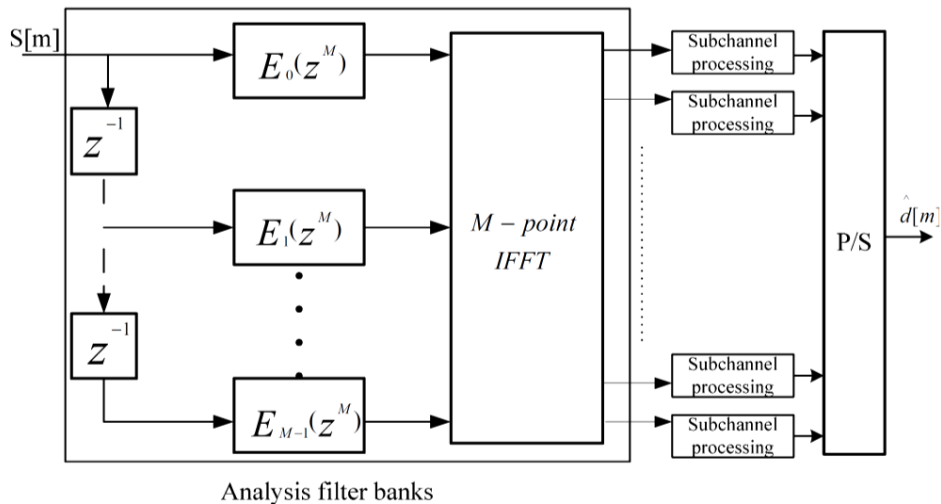
Από την παραπάνω έκφραση, είναι σαφές ότι το $N \rightarrow \infty$ καθώς το $SNR \downarrow (\rho - 1 / \rho)$ όπως φαίνεται στο Σχήμα 23. Το σχήμα δείχνει αυτό που καλείται «SNR Wall». Για παράδειγμα, με 0,1 dB αβεβαιότητα στη διασπορά του θορύβου, ο χρόνος ανίχνευσης αυξάνεται απεριόριστα, όταν το SNR πλησιάζει τα -13.3 dB. Το SNR Wall αντανακλά το γεγονός ότι το ραδιόμετρο δεν έχει την ανθεκτικότητα να ανιχνεύσει το σήμα αν η ισχύς του σήματος P είναι μικρότερη από την αβεβαιότητα της ισχύος του θορύβου, δηλαδή $P \leq (\rho - \frac{1}{\rho}) \sigma_n^2$. Αυτό μας αποτρέπει από το να τοποθετήσουμε το κατώφλι του θορύβου εντός η ζώνη αβεβαιότητας [16].



Σχήμα 23 Αυτό το σχήμα δείχνει πώς ποικίλλει η πολυπλοκότητα N για το ραδιόμετρο, όταν το SNR προσεγγίζει το SNR wall [16]

5.2.3. Πολυσταδιακές συστοιχίες φίλτρων για ανίχνευση φάσματος σε γνωστικά ράδιο-δίκτυα.

Ο δέκτης ενός FBMC συστήματος είναι συστοιχίες φίλτρων σε διάταξη ανάλυσης (AFB: πολυφασική δομή με IFFT), όπως φαίνεται στο σχήμα 24, για να ανιχνεύει τη ζώνη φάσματος. Θα μπορούσαμε να χαρακτηρίσουμε αυτή την AFB δομή ως DFT συστοιχίες φίλτρων (DFTFB). Ένα παραδοσιακό DFTFB M-ζωνών χωρίζει τη ζώνη του φάσματος σε M υποζώνες φάσματος και με υπολογισμό της ενέργειας σε κάθε υποζώνη, προκύπτει αν αυτή η υποζώνη είναι κατειλημμένη ή όχι [26]



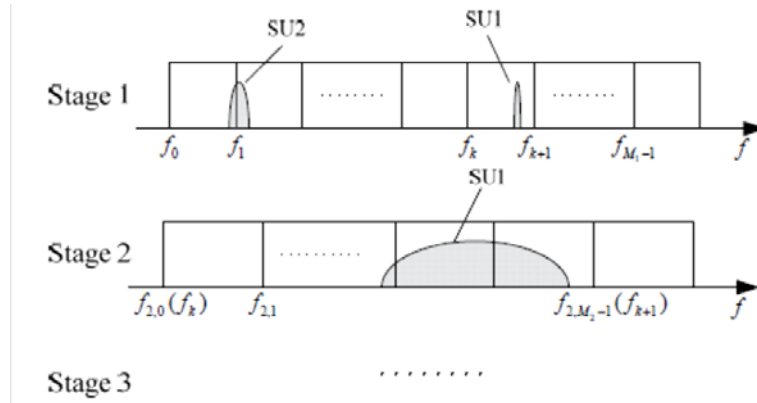
Σχήμα 24.Βασική δομή του FBMC δέκτη [26].

Προκειμένου να μειωθεί η υπολογιστική πολυπλοκότητα, ενώ ταυτόχρονα να βελτιωθεί η ακρίβεια ανίχνευσης, γίνεται διαίρεση της παραδοσιακής συστοιχία DFTFB σε N στάδια.

Στάδιο 1: Αρχικά επιλέγεται μια ζώνη DFTFB M1, για να γίνει ανίχνευση του φάσματος. Εάν υπάρχουν χρήστες στενής ζώνης σε αυτή τη ζώνη του φάσματος και το αποτέλεσμα της μέτρησης δεν είναι αρκετά ακριβής, θα εκτελεστεί το στάδιο 2.

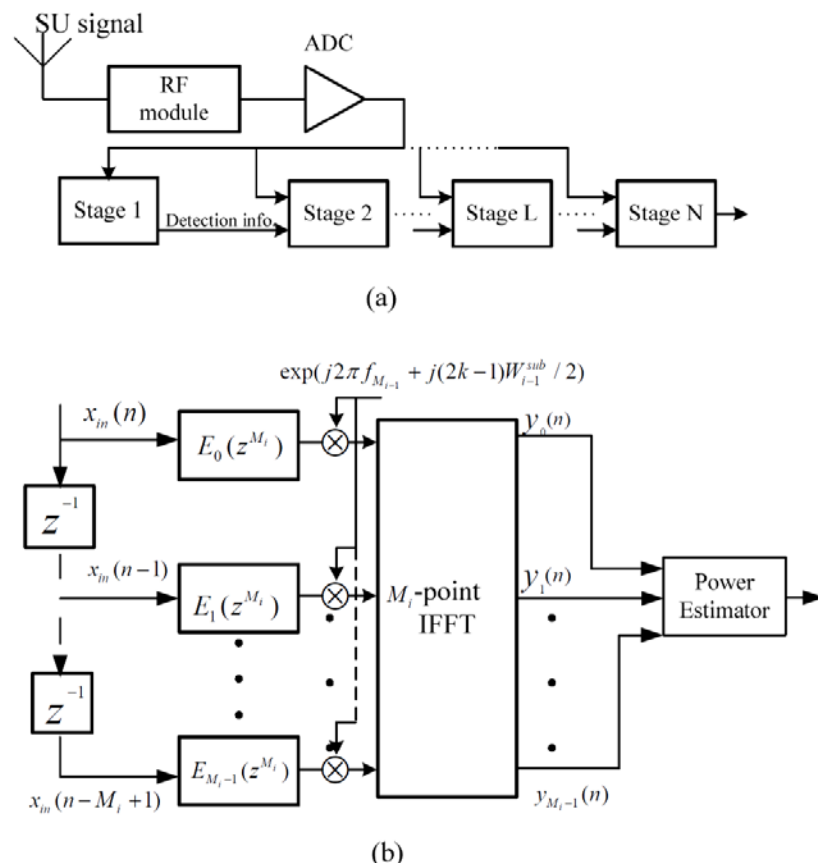
Στάδιο 2: Επιλέγεται μια ζώνη DFTFB M2 για να γίνει ανίχνευση του χρήστη στενής ζώνης με βάση το αποτέλεσμα του σταδίου 1 (όπου $x_{in}(n)$ χαρακτηρίζει το προς ανίχνευση σήμα). Η υποζώνη, στην οποία εντοπίστηκε το $x_{in}(n)$ στο στάδιο 1, υποδιαιρείται σε M2 υποζώνες. Αυτές οι M2 υποζώνες οδηγούν στην κατασκευή ενός M2 DFTFB, το οποίο έχει πολύ στενότερη την κάθε υποζώνη σε σύγκριση με το M1 DFTFB. Εάν η ακρίβεια ανίχνευσης εξακολουθεί να μην είναι αρκετά καλή, εκτελείται το στάδιο 3,επειτα το στάδιο 4, μέχρι το στάδιο N, μέχρις ότου η ακρίβεια ανίχνευσης γίνει ικανοποιητική. Η διαδικασία είναι ακριβώς ίδια κατά την μετάβαση από το στάδιο 1 στο στάδιο 2

Εάν το σήμα στενής ζώνης εκτείνεται σε δύο ή περισσότερες υποζώνες, για παράδειγμα ο SU2 στο στάδιο 1 του σχήματος 25, τότε αυτές τις παρακείμενες υποζώνες θα διαιρεθούν σε υποζώνες M2 και στη συνέχεια θα δημιουργηθεί ένα M2 DFTFB [26].



Σχήμα 25 Προτεινόμενο σχήμα ενός πολυσταδιακού DFTFB [26].

Η συνολική δομή του προτεινόμενου συστήματος παρουσιάζεται στο σχήμα 26(α). Υπάρχουν N στάδια και σε κάθε στάδιο (εκτός από το στάδιο 1) υπάρχουν δύο εισερχόμενες ροές. Η μια ροή είναι οι πληροφορίες ανίχνευσης, οι οποίες χρησιμοποιούνται για τη ρύθμιση της μονάδας διαμόρφωσης. Η άλλη είναι το σήμα SU ($x_{in}(n)$) που ανιχνεύει η κεραία. Στο σχήμα. 26 (β) παρουσιάζεται η δομή της M_i ζώνης της συστοιχίας DFTFB του ιστού (i^{th}) σταδίου. Όπου S_i είναι ο αριθμός των υποζώνων στις οποίες εκτείνεται το $x_{in}(n)$ στην M_i ζώνη DFTFB του i σταδίου με $i = 1, 2, \dots, N - 1$, W_0/M_1 είναι το εύρος της υποζώνης στην M_1 ζώνης της συστοιχίας DFTFB, ενώ το εύρος της υποζώνης στην M_i ζώνη της συστοιχίας DFTFB του i σταδίου είναι $W_{sub}^i = S_{i-1}W_{i-1}/M_{i-1}M_i$ με $i = 1, 2, \dots, N$ [26].



Σχήμα 26(α) Δομή της προτεινόμενης πολυσταδιακής συστοιχίας DFT φίλτρων. (β) Δομή της συστοιχίας DFT φίλτρων με διαμόρφωση στο στάδιο L. [26]

5.2.4. Εκτιμητής φάσματος βάσει του περιοδόγραμματος (periodogram spectral estimator (PSE))ως συστοιχία φίλτρων

Ο εκτιμητής φάσματος PSE αποκτά μια εκτίμηση του φάσματος $S(f)$ μιας τυχαίας διαδικασίας $x(n)$, χρησιμοποιώντας N δείγματα μιας υλοποίησης του $x(n)$:

$$\hat{S}_{PSE}(f_i) = \left| \sum_{k=0}^{N-1} h_i(k)x(n-k) \right|^2 \quad (5.9)$$

όπου $h_i(k) = w(k)e^{j2\pi f_i k}$, $\{x(n-k), k = 0, 1, \dots, N-1\}$ είναι το σύνολο δειγμάτων και $w(k)$ είναι η συνάρτηση παραθύρου. Εάν οι $w(k)$'s επιλέγουν έτσι ώστε να είναι συντελεστές ενός περιορισμένης κρουστικής απόκρισης (Finite Impulse Response (FIR)) χαμηλοπερατού φίλτρου τότε το $h_i(k)$ θα είναι ένα ζωνοπερατό φίλτρο. Επίσης, εάν επιλεχτεί $f_i = i/N, i = 0, 1, \dots, N-1$, τα φίλτρα $h_i(k)$ θα ορίζουν μια συστοιχία φίλτρων με πρωτότυπο φίλτρο το $w(k)$ και, ως εκ τούτου, με πολυφασικό στοιχείο $E_l(z) = w(l)$ κλίμακας l . Μία κοινή μέθοδος για τη βελτίωση της ακρίβειας των φασματικών εκτιμήσεων είναι να υπολογιστεί η μέση τιμή στο χρόνο της σχέσης $|y_i(n)|^2 = |\sum_{k=0}^{N-1} h_i(k)x(n-k)|^2$ [22].

5.2.5. Εκτιμητής φάσματος με πολλαπλούς απαγωγείς (Multitaper spectral estimator (MTSE)) ως συστοιχία φίλτρων

Για να βελτιωθεί η ακρίβεια των εκτιμήσεων του φάσματος, ο εκτιμητής φάσματος MTSE χρησιμοποιεί πολλαπλά πρωτότυπα φίλτρα και στη συνέχεια λαμβάνει την μέση τιμή της στιγμιαίας ενέργειας των εξόδων των φίλτρων. Για δεδομένη ανάλυση Δf της συχνότητας, τα πρωτότυπα φίλτρα είναι βέλτιστα σχεδιασμένα ώστε να συλλαμβάνουν την ενέργεια σήματος στο φάσμα συχνοτήτων $(-\Delta f/2, +\Delta f/2)$ και να απορρίπτουν την ενέργεια εκτός ζώνης, ελαχιστοποιώντας έτσι το μέγεθος των πλευρικών λοβών.

Τα φίλτρα που σχεδιάζονται με αυτό τον τρόπο είναι γνωστά ως *prolate* φίλτρα και οι συντελεστές τους σχηματίζουν αλληλουχίες που καλούνται *prolate spherical* διακριτού χρόνου αλληλουχίες ή Slepian αλληλουχίες. Οι Slepian αλληλουχίες αποτελούνται από ένα σύνολο ορθογώνιων διανυσμάτων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την επέκταση του χρονοσειράς $\{x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)\}$ στη ζώνη συχνοτήτων $(f_i - \Delta f/2, f_i + \Delta f/2)$. Μαθηματικά, μπορεί να γραφτεί ως

$$\mathbf{x}(n) \approx \sum_{k=0}^{K-1} \kappa_k(f_i) \mathbf{D} \mathbf{q}_k \quad (5.10)$$

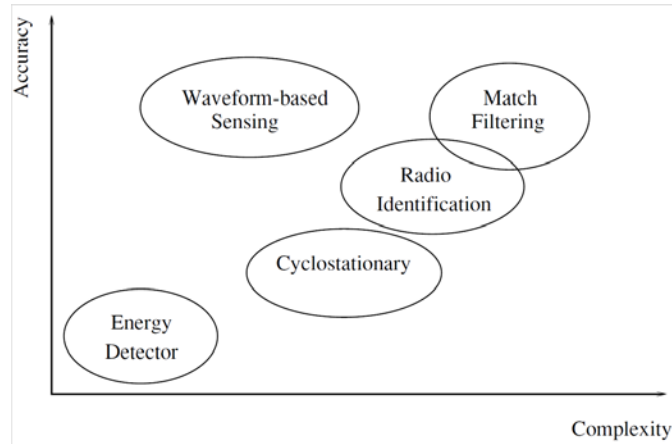
όπου $\kappa_k(f_i)$ είναι οι συντελεστές επέκτασης, \mathbf{q}_k είναι οι αλληλουχίες Slepian, \mathbf{D} είναι ένας διαγώνιος πίνακας με τα εξής διαγώνια στοιχεία $\{e^{-j2\pi f_i}, \dots, e^{-j2\pi f_i(M-1)}\}$.

Από την σχέση 5.10. όπου $\kappa_k(f_i) = (\mathbf{D} \mathbf{q}_k)^H \mathbf{x}(n)$, παρατηρείται μια ομοιότητα με την επέκταση της σειράς Fourier. Όπου οι $\kappa_k(f_i)$ μπορεί να θεωρηθούν ως οι έξοδοι ενός συνόλου ζωνοπερατών φίλτρων με συντελεστές $\mathbf{D} \mathbf{q}_k$'s, ενώ τα \mathbf{q}_k 's μπορεί να θεωρηθούν ως ένα σύνολο πρωτοτύπων φίλτρων που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή ενός συνόλου από συστοιχίες ζωνοπερατών φίλτρων. Στη συνέχεια χρησιμοποιείται η μέση τιμή της ενέργειας από τις εξόδους των ζωνοπερατών φίλτρων στις αντίστοιχες υποζώνες ώστε να τελικά να γίνει φασματική εκτίμηση του $x(n)$ στην ζώνη $(f_i - \Delta f/2, f_i + \Delta f/2)$ [22]:

$$\hat{S}_{MTSE}(f_i) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |\kappa_k(f_i)|^2 \quad (5.11)$$

5.3. Απόδοση της συστοιχίας φίλτρων FBMC ως εκτιμητής φάσματος (FilterBank spectral estimator FBSEs)

Η συστοιχία φίλτρων χρησιμοποιείται κυρίως στον ανιχνευτή ενέργειας, η απόδοση του οποίου είναι περιορισμένη όταν ο θόρυβος δεν είναι στατικός και διακύμανση του μπορεί να μην είναι γνωστή όπως φαίνεται στο Σχήμα 27. Αναφέρεται στην βιβλιογραφία ότι η μέθοδος ανίχνευσης του χαρακτηριστικού της κυκλοστατικότητας έχει χειρότερες επιδόσεις από τον ανιχνευτή ενέργειας, όταν ο θόρυβος είναι στατικός [15].



Σχήμα 27 Διάγραμμα που σχετίζει την ακρίβεια ανίχνευσης με την πολυπλοκότητα υλοποίησης βασικών μεθόδων ανίχνευσης [15].

Η ανίχνευση φάσματος συνήθως περιλαμβάνει την εκτίμηση της PSD του σήματος ευρείας ζώνης. Ο βασικός τρόπος για την εκτίμηση της PSD, που βασίζεται στο μικρής διάρκειας διακριτό μετασχηματισμό Fourier (short time Discrete time (STFT)), είναι ο εκτιμητής φάσματος βάσει του περιοδόγραμματος (PSE) [27]. Τα ευρέως χρησιμοποιούμενα περιοδόγραμματα και οι σχετικοί αλγόριθμοι, όπως, η μέση τιμή σταθμισμένων επικαλυπτόμενων τμημάτων, μπορεί να θεωρηθούν ως φασματικοί εκτιμητές συστοιχίας φίλτρων με σχετικά απλά πρωτότυπα φίλτρα. Η μέθοδος πολλαπλών απαγωγών του Thomson, μπορεί επίσης να θεωρηθεί ως ένα FBSE με πολλές συστοιχίες φίλτρων [22].

Το κίνητρο, για την εισαγωγή της συστοιχίας φίλτρων ως ανιχνευτή ενέργειας, είναι διπλό. Πρώτον, επιτρέπει την υλοποίηση των M φίλτρων της κάθε υποζώνης με κόστος την υλοποίηση ενός μόνο απλού πρωτότυπου φίλτρου, το οποίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποτελεσματικά σε πολλαπλά κανάλια. Δεύτερον, η πολυφασική αποσύνθεση μπορεί να μειωθεί σε ρυθμό υπολογισμού (πράξεις ανά μονάδα χρόνου) κατά ένα παράγοντα M . Ο αριθμός των πολλαπλασιασμών αποτελεί κριτήριο πολυπλοκότητας.

Κάθε όρος της πολυπλοκότητας αντιπροσωπεύει την αύξηση του κόστους υλοποίησης του πρωτότυπου φίλτρου (ή παράθυρου) και της τάξης του DFT. Ο αισθητήρας ανίχνευσης φάσματος του FBSE έχει φυσικά μεγαλύτερη πολυπλοκότητα από τον PSE λόγω του κόστους υλοποίησης του φίλτρου. Ωστόσο, καθώς μεγαλώνει το M , ο FBSE έχει καλύτερη απόδοση από τον PSE. Αν επιλεγεί μεγαλύτερο L (ρυθμός υπο δειγματοληψίας (βλ.σχ. 8)) προκύπτει καλύτερη απόδοση του πρωτοτύπου φίλτρου. Όμως το L πρέπει να επιλέγεται προσεκτικά εξετάζοντας την ανταλλακτική ισορροπία (trade-off) μεταξύ του κόστους υλοποίησης και της απόδοσης [28]. Η ανταλλακτική ισορροπία μεταξύ της ανάλυσης του φάσματος και του δυναμικού εύρους που απαιτείται λόγω των πλευρικών λοβών της απόκρισης συχνότητας του παραθύρου $w(k)$ του PSE είναι συνηθισμένο πρόβλημα στη μέθοδο PSE.

Συγκρίνοντας το FBSE και το MTSE στη περίπτωση που η φασματική πυκνότητα ισχύος PSD είναι χαμηλή σε κάποια τμήματα της ζώνης συχνοτήτων, το FBSE έχει καλύτερη απόδοση. Ο FBSE είναι διαθέσιμος με πρακτικά μηδενικό κόστος σε ένα σύστημα, που χρησιμοποιεί και για την επικοινωνία με πολλαπλά φέροντα, συστοιχία φίλτρων στο φυσικό επίπεδο του διαύλου. Ακόμη και αν δεν επιλεγεί συστοιχία φίλτρων για την επικοινωνία με πολλαπλά φέροντα σε κάποιες εφαρμογές, ο FBSE είναι προτιμώμενη επιλογή αποφεύγοντας “δαπανηρές” υπολογιστικά λειτουργίες όπως είναι η επαναληπτική διαδικασία στον MTSE. Το MTSE είναι ανώτερη τεχνική σε εφαρμογές όπου η φασματική εκτίμηση πρέπει να εκτελείται με βάση ένα μικρό σύνολο δειγμάτων της υποκείμενης διαδικασίας. Ο FBSE, από την άλλη πλευρά, προτιμάται όταν τα δείγματα της υποκείμενης διαδικασίας είναι περισσότερα [22].

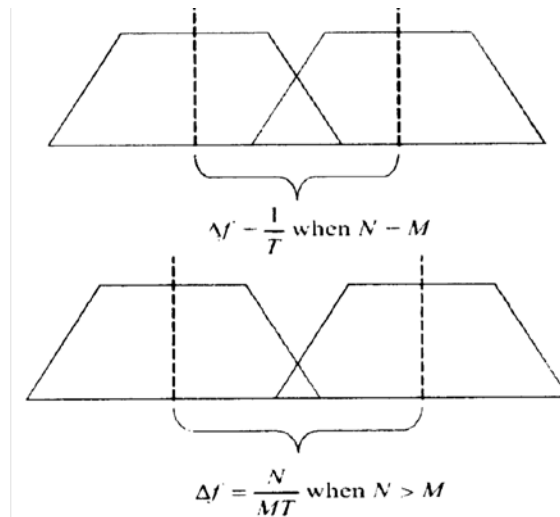
5.4. Περαιτέρω τεχνικές ανίχνευσης με συστοιχία φίλτρων

Η ανίχνευση φάσματος σε δίκτυα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών μπορεί να πραγματοποιηθεί γρήγορα και με κανένα ουσιαστικό κόστος στην υπολογιστική ισχύ των συστημάτων, όταν χρησιμοποιούνται συστοιχίες φίλτρων για επικοινωνίες με πολλαπλά φέροντα. Στην πρόσφατη βιβλιογραφία προτείνονται αρκετές τεχνικές ανίχνευσης φάσματος με βάση τις συστοιχίες φίλτρων.

5.4.1. Πολυτονικό φιλτράρισμα FMT με συστοιχία φίλτρων υπερδειγματοληψίας (oversampled filter bank multicarrier (OSFB)) σε επικοινωνίες πολλαπλών φερόντων.

Ένας τύπος διαμόρφωσης, που ονομάζεται πολυτονικό φιλτράρισμα (FMT), βασίζεται στην συστοιχία φίλτρων και έχει εφαρμοστεί στην τεχνολογία ψηφιακής γραμμής (DSL) υψηλής ταχύτητας ώστε να επιτυγχάνεται υψηλό φασματικό περιεχόμενο στα υποφέροντα [29]. Αυτό είναι ένα αναμενόμενο βασικό χαρακτηριστικό ενός συγκεντρωτικού συστήματος διαχείρισης (rooling) του φάσματος, όπου η διαρροή ισχύς της πλευρικής ζώνης θα πρέπει να περιορίζεται στο ελάχιστο.

Αυτό το σχήμα μετάδοσης μπορεί να μοντελοποιηθεί ως ένας πομπός με μια συστοιχία M φίλτρων (M ζώνες συχνοτήτων) σε τοπολογία σύνθεσης (M μιγαδικά σύμβολα υφίστανται υπερδειγματοληψία κατά έναν παράγοντα N και φιλτράρονται από ένα ζωνοπερατό πρωτότυπο φίλτρο) και ένα φίλτρο ανάλυσης ως δέκτης (αποδιαμορφώνει το σήμα με ένα προσαρμοσμένο φίλτρο και κάνει υποδειγματοληψία κατά έναν παράγοντα N). Όταν $N=M$ και το ζωνοπερατό πρωτότυπο φίλτρο είναι sinc τότε προκύπτει ένα σύστημα OFDM. Όταν το $N>M$, το σύστημα ονομάζεται συστοιχία φίλτρων υπερδειγματοληψίας. Η υπερδειγματοληψία θα αυξήσει την διακαναλική (intercarrier) απόσταση κατά έναν παράγοντα N/M . Έτσι η διακαναλική παρεμβολή είναι σε μεγάλο βαθμό μειωμένη, η οποία είναι η βασική ιδέα του FMT όπως φαίνεται στο Σχήμα 28.



Σχήμα 28 Διακαναλική απόσταση ενός φίλτρου οριακής($N=M$) δειγματοληψίας και ενός φίλτρου υπερδειγματοληψίας ($N>M$).($1/T$:ρυθμός συμβόλου) [30].

Σε σύγκριση με τα OFDM συστήματα, όπου πρέπει επιπλέον να εισαχθεί το κυκλικό πρόθεμα, το OSFB δεν παρουσιάζει χειρότερη απόδοση εύρους ζώνης. Η απόδοση του OSFB, όσο αφορά το ρυθμό σφαλμάτων BER, είναι λίγο καλύτερη από το OFDM λόγω της μειωμένης διακαναλικής παρεμβολής. Υπάρχει ένας αριθμός μειονεκτημάτων στο σχεδιασμό ενός συστήματος πολλαπλού OSFB όπως η επιλογή των πρωτοτύπων φίλτρων, το μήκος των φίλτρων και ο ρυθμός υπερδειγματοληψίας. Αυτά τα μειονεκτήματα, έχουν επιπτώσεις στο BER, στην αποδοτικότητα του εύρους ζώνης και στην υπολογιστική πολυπλοκότητα [30].

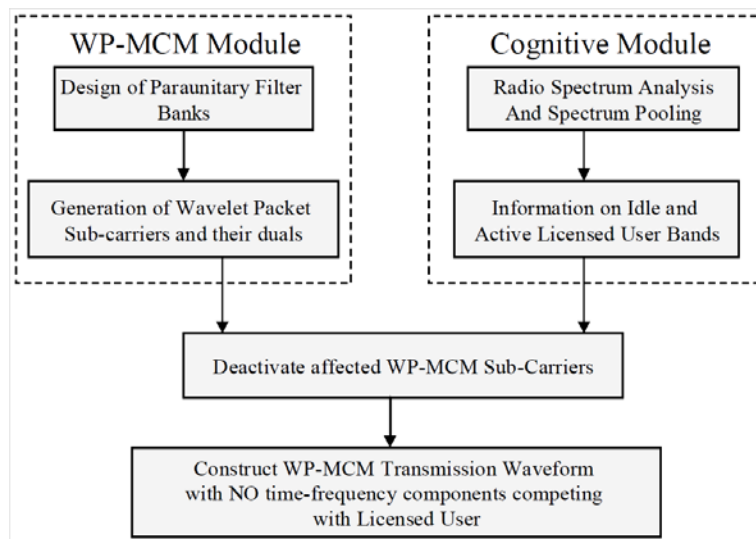
5.4.2. Κυματίδια με συστοιχία ανομοιομορφων φίλτρων σε επικοινωνίες πολλαπλών φερόντων.

Οι δύο θεμελιώδεις λειτουργίες στις επικοινωνίες με πολλαπλά φέροντα, που βασίζονται στην διαμόρφωση με πακέτα κυματιδίων (Wavelet Packet multi-carrier modulation (WP-MCM)) ώστε να πραγματοποιούν και ανίχνευση φάσματος σε γνωστικά συστήματα είναι:

- Ανάλυση του ραδιοφάσματος για τη συγκέντρωση πληροφοριών σχετικά με τις τρύπες του φάσματος και τις κατειλημμένες ζώνες, και
- προσαρμοστική μετάδοση δεδομένων στις ελεύθερες ζώνες που βασίζεται στο WP-MCM.

Στον πομπό, μια ροή εισόδου σειριακών δεδομένων υψηλού ρυθμού χωρίζεται σε M χαμηλότερο ρυθμού παράλληλα ροές που υφίστανται υποδειγματοληψία κατά ένα παραγοντα M και χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση M υποφερόντων. Με βάση τον εκτιμητή φάσματος (εκτίμηση της ζώνης συχνοτήτων του αδειοδοτημένου χρήστη (Licensed User (LU)) και ανίχνευση των κενών του φάσματος), οι γνωστικές μονάδες (cognitive modules) απενεργοποιούν δυναμικά τα υπο-κανάλια του WP-MCM συστήματος που βρίσκονται εντός και γύρω από το φάσμα του LU.

Η ιδέα είναι να μορφοποιήσουμε δυναμικά το σήμα μετάδοσης των δευτερευόντων CR με έναν τρόπο που να μην έχει καθόλου ή να έχει πολύ λίγες συνιστώσες χρόνου-συχνότητας που να ανταγωνίζονται με τον LU. Με αυτό τον τρόπο ο δευτερεύον CR μπορεί να λειτουργεί αρμονικά με τον LU. Τα υποφέροντα κατόπιν διαμορφώνονται και κλιμακώνονται στο επιθυμητό επίπεδο ενέργειας ώστε να δημιουργηθεί το σήμα μετάδοσης WPMCM. Στο WPMCM σχήμα, οι κυματομορφές των υποφερόντων λαμβάνονται με διαδοχική αποσύνθεση μερικών στοιχειωδών φίλτρων.(σχήμα 29)



Σχήμα 29 WPMCM σχήμα [31].

Για να απομονώσει και να αφαιρέσει τα φέροντα που βρίσκονται κοντά στην συχνότητα του LU, είναι σημαντικό να εξασφαλιστεί ότι οι συναρτήσεις βάσης των πακέτων κυματιδίων έχουν περιοριστεί φασματικά και δεν επεκτείνονται σε γειτονικές ζώνες. Αυτό σημαίνει ότι τα φίλτρα που χρησιμοποιούνται στην δημιουργία των βάσεων των πακέτων κυματιδίων είναι επιλεκτικά στη συχνότητα.

Το πλεονέκτημα της WPMCM είναι ότι υπερτερεί της OFDM εφόσον το σήμα της μετάδοσης δεν εμπλέκεται με τις ζώνες του LU και λόγω του ότι είναι ένα γενικό σχήμα διαμόρφωσης που μπορεί να προσαρμοστεί στις απαιτήσεις των προηγμένων κινητών επικοινωνιών [31].

6. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στις επικοινωνίες ευρείας ζώνης με πολλαπλά φέροντα η ορθογώνια πολυπλεξία συχνότητας (OFDM) υπήρξε η κυρίαρχη τεχνολογία, επιτρέποντας σε πολλαπλούς χρηστές να έχουν ταυτόχρονη πρόσβαση (OFDMA). Ωστόσο, στις γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες και στην ανωφερή ζώνη των συστημάτων με πολλαπλούς χρηστές, το OFDM μπορεί να μην είναι η επιθυμητή λύση. Ο πρωταρχικός στόχος της μονάδας ανίχνευσης φάσματος ενός συστήματος γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών είναι να ανιχνεύσει την πληρότητα του φάσματος στην περιοχή στην οποία λειτουργεί το σύστημα, καθώς και να προσδιορίσει τα τμήματα που είναι κενά από τους αδειοδοτημένους πρωτεύοντες χρήστες και από άλλους δευτερεύοντες χρηστές.

Στις γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες, η ικανότητα φιλτραρίσματος των συστημάτων συστοιχίας φίλτρων FBMC, τα καθιστά ιδανική επιλογή για την ανίχνευση των κενών φάσματος. Πρώτον, επιτρέπει την υλοποίηση των M φίλτρων της κάθε υποζώνης με κόστος την υλοποίηση ενός μόνο απλού πρωτότυπου φίλτρου, το οποίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποτελεσματικά σε πολλαπλά κανάλια. Δεύτερον, η πολυφασική αποσύνθεση μπορεί να μειωθεί σε ρυθμό υπολογισμού (πράξεις ανά μονάδα χρόνου) κατά ένα παράγοντα M μειώνοντας έτσι την πολυπλοκότητα. Και τρίτον από την στιγμή που οι συστοιχίες φίλτρων χρησιμοποιούνται στις επικοινωνίες με πολλαπλά φέροντα, η ανίχνευση του φάσματος μπορεί να πραγματοποιηθεί μόνο από τη μέτρηση της ισχύος του σήματος στις εξόδους των καναλιών χωρίς ουσιαστικά καμία επιβάρυνση στην υπολογιστική ισχύ του συστήματος. Η συστοιχία φίλτρων FBMC μπορεί να υλοποιηθεί βασιζόμενη στην προσέγγιση ως συστοιχία φίλτρων των υπαρχουσών τεχνικών εκτίμησης του φάσματος όπως η PSE και η MTSE.

Ωστόσο η ανίχνευση του φάσματος σε δίκτυα γνωστικών ραδιοεπικοινωνιών αμφισβητείται από διάφορες πηγές αβεβαιότητας όπως είναι: α) η αβεβαιότητα θορύβου δηλαδή το επιπλέον ποσοστό θορύβου που μπορεί να κάνει ένα σχετικά ασθενές σήμα να μην μπορεί να διακριθεί από το θόρυβο, β) η αβεβαιότητα αθροιστικής παρεμβολής που οφείλεται στο ότι γνωστικά ραδιοδίκτυα που βρίσκονται απομακρυσμένα πιθανόν να μην γνωρίζουν ότι καταλαμβάνουν την ίδια μπάντα ταυτόχρονα, αυξάνοντας έτσι τη αθροιστική παρεμβολή και γ) η αβεβαιότητα καναλιού που οφείλεται στο γεγονός ότι σε ένα κανάλι που υφίσταται διαλείψεις ή σκίαση, η χαμηλή ισχύς του λαμβανόμενου σήματος δεν καθιστά σαφές ότι το πρωτεύον σύστημα βρίσκεται εκτός της περιοχής του δευτερεύοντος χρήστη και έτσι προκαλείται παρεμβολή στη μετάδοση του πρωτεύοντος

Η συνεργασία, σε επίπεδο συστήματος, μεταξύ των διαφόρων γνωστικών ραδιοδικτύων δίνει τη δυνατότητα να ξεπεραστεί η παραπάνω αβεβαιότητα αλλά με αυξημένο κόστος υλοποίησης. Η χρήση συστοιχίας φίλτρων FBMC μπορεί βελτιώσει τα χαρακτηριστικά του ανιχνευτή ενεργείας στην ανίχνευση φάσματος μέσω υπερδειγματοληψίας (oversampled filter bank multicarrier (OSFB)) αυξάνοντας την διακαναλική (intercarrier) απόσταση και κάνοντας έτσι πιο εύκολο τον διαχωρισμό των χρηστών χωρίς επιπλέον κόστος υλοποίησης. Επίσης η ιδιότητα του φιλτραρίσματος στο FBMC είναι καθοριστική στη ανίχνευση φάσματος και στη βέλτιστη χρήση του εύρους ζώνης λόγω του ότι οι μεταδόσεις των χρηστών είναι ανεξάρτητες και με διαφορετικά πρότυπα σε αντίθεση με το OFDM που χρειάζεται ζώνη προστασίας ανάμεσα στις ζώνες συχνοτήτων που ανήκουν σε διαφορετικούς χρήστες.

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι το FBMC αποτελεί μια αποτελεσματική λύση στην ανίχνευση φάσματος. Μελλοντική πρόκληση είναι η ποσοτικοποίηση της αποτελεσματικότητας της τεχνικής FBMC στην ανίχνευση φάσματος σε σχέση με άλλες τεχνικές με χρήση προσομοιώσεων σε διάφορα σενάρια χρήσης του ραδιοφάσματος.

7. ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ

Ξενόγλωσσος όρος	Ελληνικός Όρος
Additive white Gaussian noise	Λευκός προσθετικός γκαουσιανός θόρυβος
Aggregate interference	Αβεβαιότητα αθροιστικής παρεμβολής
Analog to Digital converter	Μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό
Base Station	Σταθμό βάσης
Broadcast	Ευρυεκπομπή
Carrier Acquisition	Λήψη φέροντος
Carrier assignment scheme	Σχήμα εκχώρησης φερόντων
Carrier offset.	Απόκλιση φέροντος
Centralized cooperative spectrum sensing	Συγκεντρωτική συνεργατική ανίχνευση φάσματος
Channel equalization	Εξίσωση καναλιού
channel impulse response	Κρουστική απόκριση καναλιού
Channel-state information	Πληροφορία κατάστασης καναλιού
Coarse carrier acquisition	Ευρεία λήψη φέροντος
Cochannel interference.	Ομοδιαυλική παρεμβολή
Cognitive capability	Γνωστική ικανότητα
Cognitive radio	Γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες
Co-Operating Spectrum Sensing	Συνεργατικός τρόπος ανίχνευσης
Cosine Modulated Multitone CMT	Πολυτονική διαμόρφωση συνημίτονου
Cumulative Distribution Function	Αθροιστική συνάρτηση κατανομής
Customer Premise Equipment	Εξοπλισμός συνδρομητή
Cyclic Autocorrelation Function	Κυκλική συνάρτηση αυτοσυσχέτισης
cyclic prefix	Κυκλικό πρόθεμα
Cyclic spectrum density	Κυκλική πυκνότητα φάσματος
Direct-sequence spread spectrum	Εξάπλωση φάσματος άμεσης ακολουθίας
Discrete Fourier Transform-Spread-OFDM	Εξάπλωση με διακριτό μετασχηματισμό Fourier
Distributed cooperative spectrum sensing	Κατανεμημένη συνεργατική ανίχνευση
Distributed transmission	Κατανεμημένη μετάδοση
Doppler shift	Μετατόπιση Doppler
Downlink	Κάτωφερη ζεύξη
Dynamic Spectrum Allocation	Δυναμική κατανομή φάσματος

False alarm	Ψευδής συναγερμός
Fast Fourier Transform	Γρήγορο μετασχηματισμός Fourier
Filterbanks Multicarrier FBMC	Επικοινωνίες πολλαπλών φερόντων με συστοιχία φίλτρων
Filtered Multitone	Πολυτονικό φιλτράρισμα
Filtered OFDM	Φιλτραρισμένο OFDM
Fine carrier acquisition.	Λεπτομερής λήψη του φέροντος
Finite impulse response	Περιορισμένης κρουστικής απόκρισης
frequency domain equalization	Εξίσωση στο πεδίο της συχνότητας
Frequency hopping	Μεταπήδησης συχνότητας
Frequency hopping spread-spectrum	Εξάπλωση φάσματος αναπήδησης συχνότητας
Frequency offset	Απόκλιση συχνότητας
Fusion rule	Απόφαση σύντηξης
Guardcarrier	Φέρον φύλαξης
Independent and identically distributed	Ανεξάρτητες και με την ίδια κατανομή
Input/output back-offs	Μεγάλη αναδίπλωση ισχύος
InterCarrier Interference	Διακαναλική παρεμβολή
Interface	Διεπαφή
Interference temperature.	Θερμοκρασία παρεμβολής
Interleaved Frequency Division Multiple Access	Πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση πεπλεγμένων συχνοτήτων
InterSymbol Interference	Διασυμβολική παρεμβολή
Inverse discrete fourier transform	Αντίστροφος διακριτός μετασχηματισμός Fourier
Irregularities	Ανωμαλίες
Licensed User	Αδειοδοτημένος χρήστης
Localized transmission	Έντοπισμένη μετάδοση
Mapping	Χαρτογράφηση
Minimum mean square error	Ελάχιστο μέσο τετραγωνικό σφάλμα
Missed detection	Αποτυχημένη ανίχνευση
Multipath	Πολύδιοδευση
Offset quadrature amplitude modulation	Offset τετραγωνική διαμόρφωση πλάτους
One-tap multipliers	Πολλαπλασιαστές ενός απαγωγέα
Orthogonal frequency division multiple access	Πολλαπλή πρόσβαση με ορθογώνια διαίρεση συχνότητας
Orthogonal frequency division	Ορθογώνια πολυπλεξία διαιρέσεως

multiplexing	συχνότητας
Oversampled filter bank multicarrier	Συστοιχία φίλτρων υπερδειγματοληψίας σε επικοινωνίες πολλαπλών φερόντων.
Peak-to-Average Power Ratio	Λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ
Perfect Reconstruction Filter Bank	Συστοιχία φίλτρων τέλει ανακατασκευής
Periodogram spectral estimator	Εκτιμητής φάσματος βάσει του περιοδογράμματος
Point to point	Σημείο προς σημείο
Polyphase Filterbank.	Πολυφασική υλοποίηση συστοιχίας φίλτρων
Power spectrum density	Πυκνότητα φασματικής ισχύς
Preambles	Προοίμια
Primary Users	Πρωτεύοντες χρήστες
Quadrature Amplitude Modulation	Ορθογωνικής διαμόρφωσης πλάτους
Quiet blocks	Ανενεργά μπλοκ
Radio environment	Περιβάλλον ραδιοεπικοινωνιών
Radio frame	Ράδιο-πλαίσιο
Ramp-down time	Χρόνος καθόδου
Ramp-up time	Χρόνος ανόδου
Reconfigurability	Δυνατότητα επαναρύθμισης
Relays	Μεταγωγείς/ αναμεταδότες
Residual carrier offset.	Υπολειπόμενη απόκλιση συχνότητας
Resource Block	Μπλοκ πόρων
Resource Element	Στοιχείο πόρου
Robust	Ανθεκτικός
Root-raised-cosine	Φίλτρο ανυψωμένου συνημίτονου
Secondary users	Δευτερεύοντες χρηστές
Short time Discrete time	Μικρής διάρκειας διακριτός μετασχηματισμός Fourier
Singe Carrier frequency division multiple access	Πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση συχνότητας απλού φέροντος
Signal to noise ratio	Λόγος σήματος προς θόρυβο
Spectrum hole acquisition	Κατάληψη τρύπας φάσματος
Spectrum holes	Κενά στο φάσμα
Spectrum monitoring	Παρακολούθηση Φάσματος
Spectrum sensing	Ανίχνευση φάσματος

Staggered Modulated Multitone	Κλιμακωτή πολυτονική διαμόρφωση
Subcarriers	Υποφέροντα
Subframe	Υποπλαίσιο
Subscriber stations	Σταθμοί συνδρομητές
Threshold device	Τμήμα κατωφλίωσης
Time offset	Χρονική απόκλιση
Trade-off	Ανταλλακτική ισορροπία
Training symbols	Σύμβολα εκμάθησης
Uplink	Ανωφερή ζεύξη
Vestigial side-band	Κατάλοιπο πλευρικής ζώνης
Wavelet	Κυματίδια
Wavelet Packet multi-carrier modulation	Διαμόρφωση με πακέτα κυματιδίων
Wavelet transform	Μετασχηματισμός κυματιδίων
Weighted overlap-add	Σταθμισμένη μέθοδος
Wide-sense stationary	Στατικό υπό την ευρεία έννοια
Zero Forcing Equalizer	Εξισωτής επιβολής μηδενισμών

8. ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ – ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ – ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ

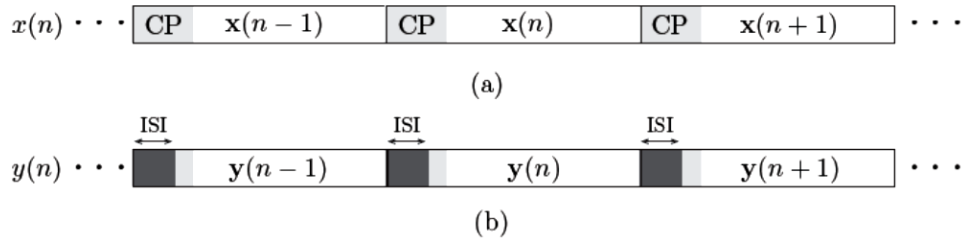
A/D	Analog to Digital converter
AWGN	Additive white Gaussian noise
BS	Base Station
CAF	Cyclic Autocorrelation Function
CAS	Carrier assignment scheme
CDF	Cumulative Distribution Function
CIR.	Channel impulse response
CMT	Cosine Modulated Multitone
CP	Cyclic prefix
CPEs	Customer Premise Equipment
CR	Cognitive Radio
CSD	Cyclic spectrum density
CSI	Channel-state information
DFT-S-OFDM	Discrete Fourier Transform-Spread-OFDM
DSA	Dynamic Spectrum Allocation
DSSS	Direct-sequence spread spectrum
FCC	Federal Communications Commission
FDE	Frequency domain equalization
FFT	Fast Fourier Transform
FHSS	Frequency hopping spread-spectrum
FIR	Finite impulse response
FMT	Filtered Multitone
I.I.D.	Independent and identically distributed
IBO/OBO	input/output back-offs
ICI	InterCarrier Interference
IDFT	Inverse discrete fourier transform
IFDMA	Interleaved Frequency Division Multiple Access
ISI	InterSymbol Interference
LTE	Long Term Evolution
LU	Licensed User

MMSE	Minimum mean square error
OFDM	Orthogonal frequency division multiplexing
OFDMA	Orthogonal frequency division multiple access
OQAM	Offset quadrature amplitude modulation
OSFB	Oversampled filter bank multicarrier
PAM	Pulse amplitude modulation
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PRFB	Perfect Reconstruction Filter Bank
PSD	Power spectrum density
PSE	Periodogram spectral estimator
PU _s	Primary Users
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RB	Resource Block
RE	Resource Element
RRC filter	Root-raised-cosine
SC-FDMA	Singe Carrier frequency division multiple access
SMT	Staggered Modulated Multitone
SNR	Signal to noise ratio
SS _s	Subscriber stations
STFT	Short time Discrete time
SU _s	Secondary users
VSB	Vestigial side-band
WP-MCM	Wavelet Packet multi-carrier modulation
WSS	Wide-sense stationary
WT	Wavelet transform
ZFE	Zero Forcing Equalizer

A. ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

i. Κυκλικό πρόθεμα

Για να είναι δυνατός ο διαχωρισμός των συμβόλων στον δέκτη μέσω του DFT, οι τόνοι στον πομπό πρέπει να επεκταθούν από μήκος N σε μήκος $N+N_g$, όπου N_g είναι διάρκεια ίση ή μεγαλύτερη από τη διάρκεια της κρουστικής απόκρισης του καναλιού CIR. Δεδομένης της μορφής που έχουν οι τόνοι (εξίσωση 1.5), η επέκταση αυτή μπορεί να γίνει με τη λήψη των τελευταίων N_g δειγμάτων του $x(n)$ και προσαρτώντας αυτά στην αρχή. Τα επιπρόσθετα δείγματα ονομάζονται κυκλικό πρόθεμα ή CP (*cyclic prefix*). Στο Σχήμα 30. παρουσιάζεται μια αλληλουχία OFDM σημάτων στον πομπό και τα αντίστοιχα στο δέκτη.



Σχήμα 30 Ένα σήμα OFDM με τα πρόσθετα δείγματα του κυκλικού προθέματος (α) του μεταδιδόμενου σήματος $x(n)$ και (β) του λαμβανόμενου σήματος $y(n)$. Η διασυμβολική παρεμβολή ISI μεταξύ γειτονικών συμβόλων OFDM αποφεύγεται με την παρουσία των δειγμάτων του κυκλικού προθέματος [2].

Το κυκλικό πρόθεμα στον πομπό, προστίθεται σε κάθε σύμβολο OFDM, $x(n)$. Το κυκλικό πρόθεμα δρα ως διάστημα προστασίας που απορροφά την κρουστική απόκριση του καναλιού. Δηλαδή, η μεταβατική περίοδος του καναλιού απορροφάται εντός του κυκλικού προθέματος, ενώ ένα άθροισμα από τόνους υποφερόντων μένει ως το τελευταίο τμήμα κάθε συμβόλου OFDM και έχει παρόμοια μορφή με την εξίσωση (1.3). Πιο συγκεκριμένα, αν ληφθούν τα τελευταία N δείγματα του νιοστού n^{th} OFDM συμβόλου στο δέκτη τότε το $y(n)$ μπορεί να επεκταθεί ως

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} y_k(n) \quad (\text{A.1})$$

όπου
$$y_k(n) = H(\omega_k) * \frac{1}{N} s_k(n) \mathbf{f}_k \quad \text{για } k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (\text{A.2})$$

$H(\omega)$ είναι η απόκριση συχνότητας του καναλιού, και $\omega_k = 2\pi k/N$ είναι η συχνότητα του κιοστού k^{th} υποφέροντος. Το αποτέλεσμα αυτό προκύπτει επειδή κάθε τόνος, αφού διαδοθεί μέσω του καναλιού και φτάσει στην σταθερή κατάσταση, επηρεάζεται από ένα κέρδος ίσο με απόκριση συχνότητας του καναλιού στην αντίστοιχη συχνότητα. Λαμβάνοντας υπόψη την εξ. (A.1), τα σύμβολα δεδομένων $s_k(n)$, για $k = 0, 1, \dots, N-1$, μπορούν να ανακτηθούν από το $y(n)$ λαμβάνοντας τον DFT του $y(n)$ και εφαρμόζοντας ένα σύνολο από εξισωτές ενός απαγωγέα (single-tap) με τα κέρδη του $1/H(\omega_k)$ για $k = 0, 1, \dots, N-1$, στις αντίστοιχες εξόδους. Αυτή είναι μια τετριμμένη μέθοδο εξίσωσης που έχει κάνει το OFDM τόσο δημοφιλές. Αυτή η μέθοδος εξίσωσης συχνά αναφέρεται ως εξίσωση στο πεδίο της συχνότητας (*frequency domain equalization (FDE)*). Στην πράξη, οι μετασχηματισμοί IDFT και DFT υλοποιούνται με τη χρήση των υπολογιστικά αποδοτικών αλγορίθμων IFFT και FFT [2].

ii. Δομή πακέτου

Εδώ, ως ένα τυπικό παράδειγμα, παρουσιάζεται η δομή του πακέτου που προτείνεται στο πρότυπο IEEE 802.11a, καθώς και πώς χρησιμοποιείται αυτή στην ανάκτηση του N . Σμπόνιας

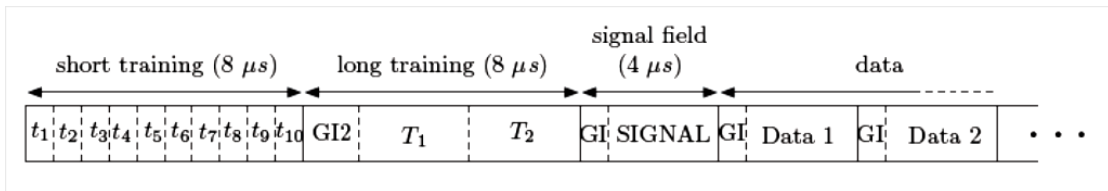
φέροντος, στον συγχρονισμό και στην εξίσωση του καναλιού. Στο Σχήμα 31 παρουσιάζεται αυτή η δομή του πακέτου. Ξεκινά με ένα προοίμιο που αποτελείται από 10 σύντομα σύμβολα εκμάθησης και 2 μακριά σύμβολα εκμάθησης. Ακολουθεί ένα σύμβολο σηματοδοσίας και στη συνέχεια τα OFDM σύμβολα δεδομένων (το ωφέλιμο φορτίο). Στο 802.11a, το μήκος IFFT / FFT είναι ίσο με 64. Ως εκ τούτου, ο μέγιστος αριθμός των υποφερόντων είναι επίσης 64. Από αυτά, μόνο τα 52 υποφέροντα μεταφέρουν σύμβολα δεδομένων / εκμάθησης και αριθμούνται από -26 ως -1 και από 1 έως 26. Τα υπόλοιπα υποφέροντα, συμπεριλαμβανομένου του 0th υποφέροντος, τίθενται ίσα με μηδέν.

Η σύντομη εκπαίδευση, ουσιαστικά, είναι μια συλλογή από 12 τόνους, που βρίσκονται στο κέντρο των υποφερόντων $S = \{-24, -20, -16, -12, -8, -4, 4, 8, 12, 16, 20, 24\}$. Έτσι τα σύντομα σύμβολα δημιουργούνται σύμφωνα με την εξίσωση :

$$x_{short}(t) = g_{short} \sum_{k \in S} X_s(k) e^{j2\pi k \Delta_c t} \quad (\text{A.3})$$

$$\text{οπου } g_{short} = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq 8\mu s \\ 0, & \text{αλλιως} \end{cases}$$

και Δ_c είναι η απόσταση μεταξύ των γειτονικών υποφερόντων. Στο 802.11a, εάν χρησιμοποιηθούν και τα 64 υποφέροντα, το συνολικό εύρος ζώνης θα είναι 20 MHz.



Σχήμα 31 Δομή πακέτου που προτείνεται στο πρότυπο IEEE 802.11a.

Η μακριά εκπαίδευση αποτελείται από δύο σύμβολα OFDM πλήρους μήκους (3,2 μs το καθένα) με ένα εκτεταμένο κυκλικό προθέμα μήκους 1,6 μs . Αυτό είναι διπλάσιο από το μήκος του κυκλικού προθέματος των επόμενων OFDM σύμβολων. Τα μακρά σύμβολα εκμάθησης παράγονται χρησιμοποιώντας την ακόλουθη εξίσωση [2]

$$x_{long}(t) = g_{long}(t) \sum_{k=-26}^{26} X_l(k) e^{j2\pi k \Delta_c t} \quad (\text{A.4})$$

$$\text{οπου } g_{long}(t) = \begin{cases} 1, & 8 \leq t \leq 16\mu s \\ 0, & \text{αλλιως} \end{cases}$$

iii. Λήψη φέροντος (Carrier Acquisition)

Το προοίμιο (τόσο στην βραχυπρόθεσμη όσο και μακροπρόθεσμη εκπαίδευση) είναι περιοδικό, στο IEEE 802.11a. Σε αυτή την περίπτωση, υπό την παρουσία μιας απόκλισης $\Delta\omega_c$ της συχνότητας του φέροντος τα αποδιαμορφωμένα δείγματα του σήματος $x(n)$ αντικαθίσταται από

$$x'(n) = e^{j\Delta\omega_c n} x(n) + v(n) \quad (\text{A.5})$$

Έχει αγνοηθεί η κυκλική επανάληψη δειγμάτων θορύβου που μπορεί να προκληθεί από την απόκλιση $\Delta\omega_c$ της συχνότητας του φέροντος, διότι τα δείγματα αυτά θα είναι επιπρόσθετα στο $v(n)$ και δεν θα επηρεάζουν στατιστικά το αποτέλεσμα. Κατά τη διάρκεια της κυκλικής επανάληψης του προοιμίου $x(n)=x(n+N)$, υποθέτοντας ότι τα δείγματα λαμβάνονται με ρυθμό συμβόλων $1/T$ και ότι τα δείγματα θορύβου $v(n)$ είναι λίγα, προκύπτει:

$$\sum_{n=n_0}^{K+n_0-1} x'(n+N)x^*(n) \approx e^{j\Delta\omega_c N} \sum_{n=n_0}^{K+n_0-1} |x(n)|^2 \quad (\text{A.6})$$

όπου n_0 είναι το σημείο εκκίνησης και K είναι ο αριθμός των ζευγών δειγμάτων που χρησιμοποιούνται. Λύνοντας την εξίσωση A.6 ως προς $\Delta\omega_c$, προκύπτει

$$\Delta\omega_c \approx \frac{1}{N} \angle \frac{\sum_{n=n_0}^{K+n_0-1} x'(n+N)x^*(n)}{\sum_{n=n_0}^{K+n_0-1} |x(n)|^2} \quad (\text{A.7})$$

όπου $\angle(\cdot)$ δηλώνει τη γωνία.

Ο δέκτης θα πρέπει πρώτα να προσδιορίσει τα σύμβολα σύντομης εκμάθησης εξετάζοντας το περιοδικό σήμα με περίοδο 0,8 ms. Θα πρέπει στη συνέχεια να αφαιρέσει το μεταβατικό στάδιο του σύμβολου σύντομης εκμάθησης, απλά αγνοώντας τον πρώτο κύκλο, και να εφαρμόσει την εξίσωση A.7 στο υπόλοιπο των κύκλων για να ληφθεί μια εκτίμηση της απόκλισης $\Delta\omega_c$ της συχνότητας. Η απόκλιση που προσδιορίστηκε, εφαρμόζεται για να διορθώσει το υπόλοιπο πακέτο. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται ευρεία λήψη φέροντος (*coarse carrier acquisition*) και μειώνει την τιμή της απόκλισης $\Delta\omega_c$ του φέροντος σε μία τιμή μικρότερη από το ήμισυ της απόστασης των φερόντων των OFDM σύμβολων δεδομένων.

Περαιτέρω ρύθμιση στην απόκλιση του φέροντος γίνεται χρησιμοποιώντας τα σύμβολα μακράς εκμάθησης. Αρχικά η μέθοδος λήψης χρονισμού προσδιορίζει τα όρια των σύμβολων μακράς εκμάθησης T1 και T2 (σχήμα 30). Στη συνέχεια, καθώς τα T1 και T2 σχηματίζουν δύο περιόδους του ίδιου σήματος, εφαρμόζεται η εξίσωση A.7 για τη λήψη μιας εκτίμησης της υπολειπόμενης απόκλισης συχνότητας (*residual carrier offset*). Αυτό αναφέρεται ως λεπτομερής λήψη του φέροντος (*fine carrier acquisition*). Αυτή η μέθοδος που χρησιμοποιεί περιοδικές ακολουθίες για να προσδιορίσει την απόκλιση της συχνότητας του φέροντος παρουσιάστηκε πρώτη φορά από τον Moose (1994) για OFDM συστήματα. Έτσι, αναφέρεται συχνά ως Moose μέθοδος λήψης φέροντος. (*Moose's carrier acquisition method*) [2].

iv. Λήψη του χρονισμού

Για μία δομή πακέτου παρόμοια με εκείνη του IEEE 802.11a, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο ακόλουθος αλγόριθμος για να βρεθούν τα όρια των συμβόλων εκμάθησης T1 και T2. Από την στιγμή που εντοπιστούν, ακολουθούν τα υπόλοιπα σύμβολα στο πακέτο απλά παρακολουθώντας αυτούς τους δείκτες από δείγματα του σήματος. Αυτή η μέθοδος λήψης χρονισμού παρουσιάστηκε πρώτη φορά από τους Schmidl και Cox (1997). Η μακροχρόνια εκμάθηση αποτελείται από δύο ακολουθίες παρόμοιου μήκους (64 bit) που προστίθενται πριν από το κυκλικό πρόθεμα μήκους 32 bit. Αντίστοιχα η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης του λαμβανόμενου σήματος $y(n)$ θα είναι:

$$r_{yy}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(n+K)y^*(n+N+K) \quad (\text{A.8})$$

η οποία έχει μέγιστο, όταν το n είναι εντός του διαστήματος για το οποίο ισχύει $y(n+k)=y(n+N+K)$. Αυτό συμβαίνει όταν το παραπάνω άθροισμα (A.8) αποτελείται από όρους που ανήκουν στο μακρύ τμήμα εκμάθησης του προοιμίου. Το πλάτος της $r_{yy}(n)$ αρχίζει να μειώνεται μόλις ο τελευταίος όρος του $y(n+N+K)$, δηλαδή το $y(n+2N-1)$, ξεπερνά το εύρος του σύμβολου μακράς εκμάθησης T2.

Έτσι ο ακόλουθος αλγόριθμος μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να ληφθούν δείγματα στα όρια των OFDM συμβόλων εντός του λαμβανόμενου πακέτου:

- Εξετάζεται το $|r_{yy}(n)|$ για διαδοχικές τιμές του n
- Όταν το n είναι στην αρχή του συμβόλου μακράς εκμάθησης, τότε το $|r_{yy}(n)|$ θα πρέπει να εμφανίζει μέγιστο και να παραμείνει σε αυτή την τιμή για 32 διαδοχικές τιμές. Στη συνέχεια θα αρχίσει να μειώνεται.
- Στην τιμή του n για την οποία το $|r_{yy}(n)|$ αρχίζει να μειώνεται προστίθενται $2N = 128$ και λαμβάνεται το πρώτο δείγμα του OFDM σύμβολου του σήματος.
- Τα επόμενα σύμβολα δεδομένων εμφανίζονται μετά από μια περίοδο $N + N_g = 80$ δειγμάτων [2]

B. ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

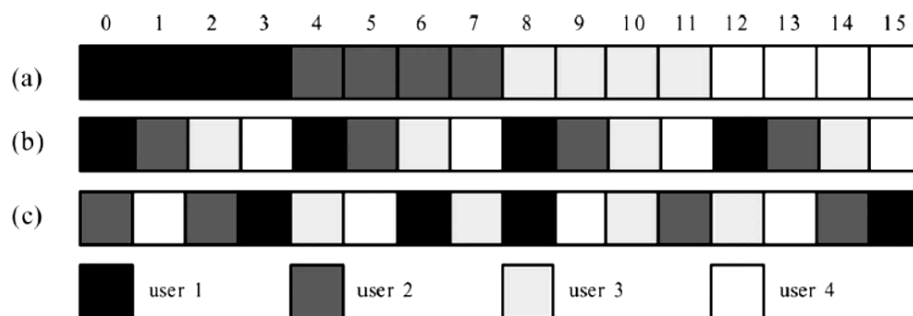
i. Στρατηγικές Κατανομής υποφερόντων

Από την οπτική του φυσικού στρώματος, η κάτω ζεύξη του OFDMA είναι ουσιαστικά ισοδύναμη με ένα σύστημα OFDM. Η μόνη διαφορά είναι ότι στο OFDMA κάθε μεταδιδόμενο μπλοκ μεταβιβάζει ταυτόχρονη πληροφορία σε πολλαπλούς συνδρομητές ενώ στο OFDM μεταφέρει δεδομένα για ένα συγκεκριμένο χρήστη. Για μεγαλύτερη κατανόηση, υποθέτουμε ότι ο σταθμός βάσης BS επικοινωνεί με M χρήστες με την αξιοποιώντας N διαθέσιμα υποφέροντα, τα οποία διαιρούνται σε R υποκανάλια και το καθένα τελικά αποτελείται από $P = N / R$ υποφέροντα.

Στο Σχήμα 32 απεικονίζονται τρεις πιθανές μέθοδοι για την κατανομή των υποφερόντων μεταξύ των ενεργών χρηστών (σχήμα εκχώρησης φερόντων (CAS)):

- α) κάθε υποκανάλι αποτελείται από μια ομάδα γειτονικών P υποφερόντων (subband CAS).
- β) υποφέροντα κάθε χρήστη είναι ομοιόμορφα κατανομημένα στο εύρος ζώνης του σήματος σε μια απόσταση R μεταξύ τους (interleaved CAS).
- γ) μια ευέλικτη στρατηγική κατανομής όπου οι χρήστες μπορούν να επιλέξουν τα καλύτερα υποφέροντα (δηλαδή, εκείνα με το υψηλότερο SNR) που είναι άμεσα διαθέσιμα. (generalized CAS)

Δεδομένου ότι δεν υπάρχει αυστηρή σύνδεση μεταξύ υποφερόντων και των χρηστών, η generalized CAS επιτρέπει δυναμική κατανομή των πόρων και παρέχει μεγαλύτερη ευελιξία από ό, τι η subband ή η interleaved CAS [1].



Σχήμα 32 Σχήμα εκχώρησης φερόντων (carrier assignment scheme(CAS)): a)subband, b)interleaved, c)generalized [1].

ii. Ανάλυση του PAPR στο SC-FDMA

Στην γενική περίπτωση, ο OFDM πομπός μπορεί να θεωρηθεί ως ένας γραμμικός μετασχηματισμός που πραγματοποιείται σε ένα μεγάλο μπλοκ ανεξάρτητων και με την ίδια κατανομή (independent and identically distributed (i.i.d.)) διαμορφωμένων QAM μιγαδικών συμβόλων (στο πεδίο των συχνοτήτων). Από τον κεντρικό οριακό θεώρημα, το OFDM σύμβολο στο πεδίο του χρόνου μπορεί να προσεγγιστεί ως μια Gaussian

κυματομορφή. Οι διακυμάνσεις πλάτους του διαμορφωμένου OFDM σήματος μπορεί συνεπώς να είναι πολύ υψηλές.

Ωστόσο, οι πρακτικοί ενισχυτές ισχύος (Power Amplifiers (PAs)), που υπάρχουν σε πομπούς ραδιοσυχνοτήτων, είναι γραμμικοί μόνο μέσα σε ένα περιορισμένο δυναμικό εύρος. Έτσι, το OFDM σήμα είναι πιθανό να υφίσταται μη γραμμική παραμόρφωση λόγω ψαλιδισμού. Αυτό οδηγεί σε παρασιτικές εκπομπές εκτός ζώνης και σε αλλοίωση του σήματος εντός της ζώνης συχνοτήτων λειτουργίας. Για να αποφευχθεί η παραμόρφωση, οι ενισχυτές ισχύος πρέπει να λειτουργούν με μεγάλη αναδίπλωση ισχύος (input/output back-offs (IBO/OBO)), γεγονός που οδηγεί σε ανεπαρκή ενίσχυση ή σε πομπούς υψηλού κόστους.

Το PAPR είναι ένα μέτρο του μεγάλου δυναμικού εύρους του πλάτους εισόδου, και ως εκ τούτου ένα μέτρο της αναμενόμενης υποβάθμισης. Για την μαθηματική ανάλυση του PAPR, θεωρούμε το x_n ότι είναι το σήμα μετά τον IFFT, όπου ο δείκτης χρόνου k μπορεί να αγνοηθεί χωρίς απώλεια της γενικότητας. Το PAPR ενός OFDM συμβόλου ορίζεται ως η μέγιστη τιμή του τετράγωνου του πλάτους διαιρεμένη με τη μέση ισχύ.

$$PAPR = \frac{\max_n \{|x_n|^2\}}{E\{|x_n|^2\}} \quad (B.1)$$

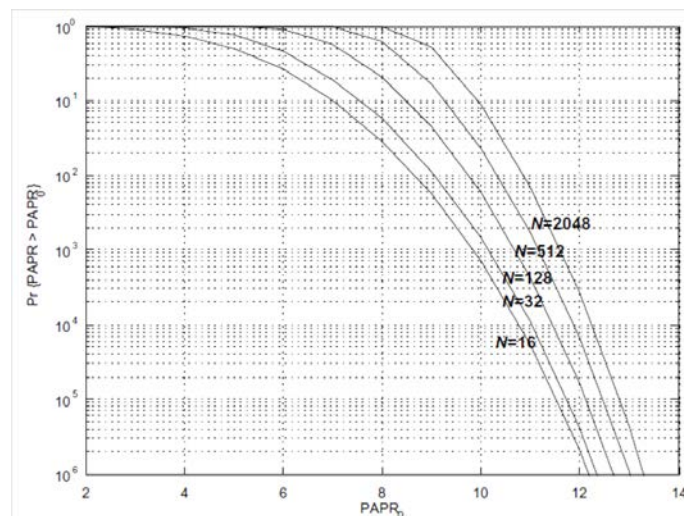
Σύμφωνα με την υπόθεση ότι η Gaussian προσέγγιση για το OFDM σύμβολο είναι έγκυρη, το πλάτος του x_n ακολουθεί κατανομή Rayleigh, ενώ η ισχύς του έχει μια κατανομή Χι-τετράγωνο (X^2) με δύο βαθμούς ελευθερίας. Η αθροιστική συνάρτηση κατανομής (Cumulative Distribution Function (CDF)) $F_x(\alpha)$ της κανονικοποιημένης ισχύος δίνεται από

$$F_x(\alpha) = \Pr\left(\frac{|x_n|^2}{E\{|x_n|^2\}} < \alpha\right) = 1 - e^{-\alpha} \quad (B.2)$$

Εάν δεν υπάρχει υπερδειγματοληψία, τα δείγματα στο πεδίο του χρόνου είναι αμοιβαία ασυσχέτιστα και η πιθανότητα το PAPR να είναι μεγαλύτερο από ένα κατώφλι $PAPR_0$ δίνεται από

$$\Pr(PAPR > PAPR_0) = 1 - F_x(PAPR_0)^N = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^N \quad (B.3)$$

Στο Σχήμα 33 φαίνεται η κατανομή του PAPR για διαφορετικό αριθμό N υποφερόντων. Το σχήμα δείχνει ότι ένα υψηλό PAPR δεν συμβαίνει πολύ συχνά. Ωστόσο, όταν αυτό συμβεί, η υποβάθμιση που μπορεί να εμφανιστεί οφείλεται στις μη γραμμικότητες των τελεστικών ενισχυτών [3].



Σχήμα 33 Κατανομή του PAPR για διαφορετικό αριθμό υποφερόντων OFDM [3]

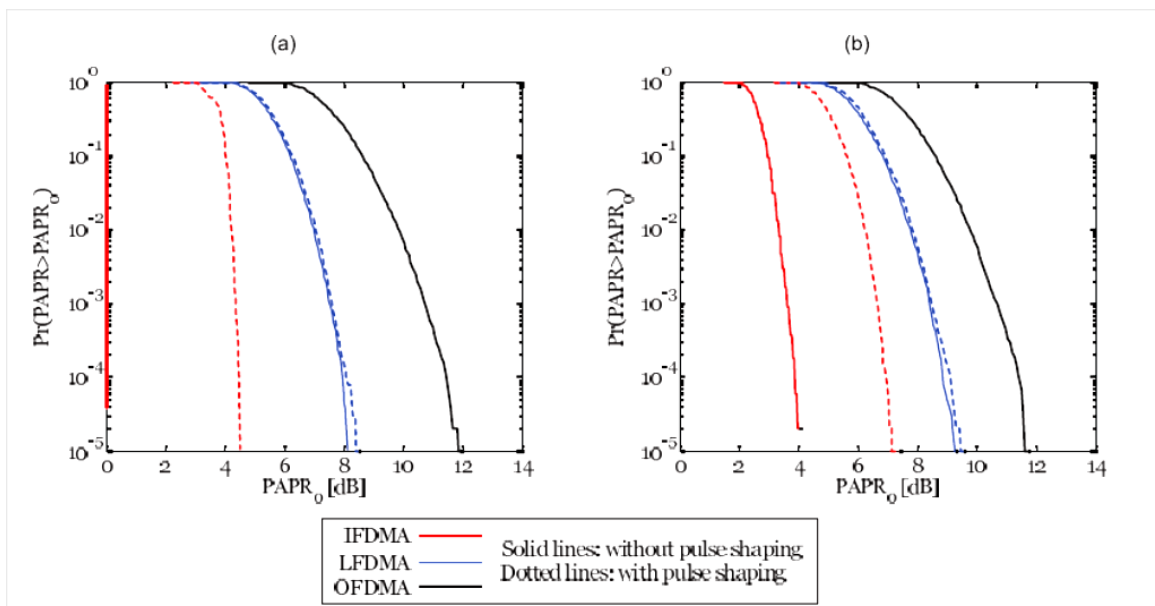
Υποθέτουμε ότι ο συνολικός αριθμός των υποφερόντων είναι $M=Q \cdot N$, όπου N είναι ο αριθμός των υποφερόντων ανά μπλοκ. Ο ακέραιος Q είναι ο μέγιστος αριθμός τερματικών, οι οποίοι μπορούν να μεταδίδουν ταυτόχρονα. Το PAPR ορίζεται ως ο λόγος της μέγιστης ισχύς προς τη μέση ισχύ του εκπεμπόμενου σήματος σε ένα δεδομένο μπλοκ μετάδοσης.

Χωρίς μορφοποίηση παλμών, δηλαδή, χρησιμοποιώντας ορθογώνιο παλμό για μορφοποίηση και δειγματοληψία σε ρυθμό σύμβολου θα προκύψει ίδιο PAPR με την περίπτωση συνεχούς χρόνου δεδομένου ότι ένα σήμα SC-FDMA διαμορφώνεται σε ένα μόνο φέρον. Στην περίπτωση OFDMA επίσης δεν εφαρμόστηκε μορφοποίηση παλμών. Το σχήμα 34 δείχνει ότι μορφοποίηση παλμού μέσω ενός φίλτρου ανυψωμένου συνημίτονου είναι πιο επιβλαβές όσο αφορά το PAPR για IFDMA από ό, τι είναι για LFDMA. Η κρουστική απόκριση ενός φίλτρου ανυψωμένου συνημίτονου είναι:

$$r(t) = \frac{\text{sinc}\left(\pi \frac{t}{T}\right) \left(\cos\left(\frac{\pi \alpha t}{T}\right)\right)}{1 - \frac{4\alpha^2 t^2}{T^2}} \quad (\text{B.4})$$

όπου η παράμετρος α ($0 \leq \alpha \leq 1$), αναφέρεται ως συντελεστής επέκτασης

Δεδομένου ότι ο συντελεστής επέκτασης α μεταβάλλεται από 0 έως 1, το PAPR μειώνεται σημαντικά για το IFDMA. Αυτό σημαίνει ότι υπάρχει μια ανταλλαγή μεταξύ του PAPR και της ισχύς που εκπέμπεται εκτός της ζώνης συχνοτήτων λειτουργίας επειδή αυτή η ισχύς αυξάνεται με την αύξηση του συντελεστή επέκτασης [4].



Σχήμα 34 Σύγκριση της συμπληρωματικής αθροιστικής συνάρτησης κατανομής (complementary Cumulative Distribution Function (CCDF)) του PAPR για IFDMA, LFDMA, και OFDMA με $M = 256$ υποφέροντα, $N = 64$ υποφέροντα ανά χρήστη και συντελεστή επέκτασης $\alpha = 0.5$ για διαμόρφωση : (a) QPSK; (b) 16-QAM [4].

iii. Φαινόμενο Doppler και καθυστέρηση διάδοσης

Υποθέτουμε ότι ο σταθμός βάσης BS αρχίζει να μεταδίδει το l^{th} μπλοκ στην κάτω ζεύξη την χρονική στιγμή $t = lT_B$ στη φέρουσα συχνότητα f_0 . Ο όρος $T_B = N_T T_s$ υποδηλώνει το μήκος των κυκλικά επεκταμένων OFDMA μπλοκ. Το μπλοκ στη συνέχεια λαμβάνεται από τον μιστό χρήστη σε χρόνο $t = lT_B + \tau_m$ στη συχνότητα $f_0 + \Delta f_m$, όπου $\tau_m, \Delta f_m$ είναι η καθυστέρηση διάδοσης και μετατόπιση Doppler του εξεταζόμενου χρήστη:

$$\tau_m = \frac{D_m}{c} \tag{B.5}$$

$$\Delta f_m = \frac{f_0 v_m}{c} \tag{B.6}$$

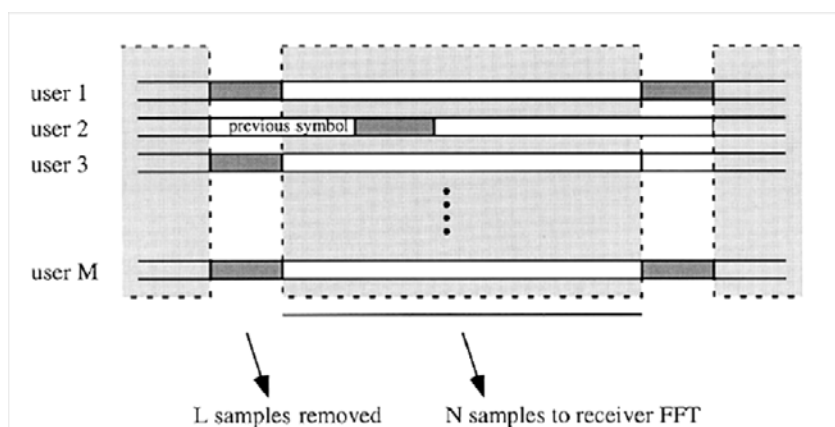
όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός, v_m είναι η ταχύτητα του μιοστού κινητού τερματικού και D_m είναι η απόσταση μεταξύ του τερματικού και του σταθμού βάσης BS.

Ο μιοστός χρήστης μεταδίδει μπλοκ στην άνω ζεύξη κατά τη χρονική στιγμή $t = lT_B + \tau_m$ στη συχνότητα $f_0 + \Delta f_m + F$, όπου F είναι η τυπικός διαχωρισμός μεταξύ ζωνών συχνοτήτων της άνω και κάτω ζεύξης (σαφώς, το $F = 0$ αναφέρεται σε συστήματα διαίρεσης χρόνου διπλής κατεύθυνσης). Από την άλλη πλευρά, ως συνέπεια της καθυστέρησης διάδοσης και της μετατόπισης Doppler, ο BS λαμβάνει μπλοκ την στιγμή $lT_B + 2\tau_m$ και συχνότητα $f_0 + 2\Delta f_m + F$ η οποία οδηγεί σε σφάλματα χρονισμού και συχνότητας στην άνω ζεύξη της ταξης του $2\tau_m$ και $2\Delta f_m$, αντιστοίχως..

Η υιοθέτηση αυτής της πολιτικής μπορεί να μειώσει σημαντικά το πρόβλημα συγχρονισμού στη άνω ζεύξη δεδομένου ότι αποκλίσεις στην συχνότητα και στο χρόνο αναμένεται να είναι πολύ μικρότερες από αυτές που συναντώνται σε ένα εντελώς ασύγχρονο σύστημα, όπου τα σήματα άνω ζεύξης δεν είναι κλειδωμένα σε οποιοδήποτε κανάλι ελέγχου της κάτω ζεύξης [1].

iv. Χρονική απόκλιση και απόκλιση συχνότητας του συμβόλου

Εάν τα σήματα που μεταδίδονται από M διαφορετικούς χρήστες δεν ευθυγραμμίζονται χρονικά, στις εξόδους FFT εμφανίζονται ISI και ICI (ή σε ένα σύστημα πολλών χρηστών: παρεμβολή μεταξύ των χρηστών), επειδή ο αποδιαμορφωτής FFT στο σταθμό βάσης επεξεργάζεται N μπλοκ δειγμάτων (σχήμα 35). Σε ένα σύστημα σύμφωνής από/διαμόρφωσης, αυτό το αποτέλεσμα προσδιορίζεται από τον εκτιμητή καναλιού, ο οποίος δεν μπορεί να διακρίνει ανάμεσα στις μετατοπίσεις φάσης που εισάγονται από το ραδιοκανάλι και εκείνων που εισάγονται από τις χρονικές καθυστερήσεις του σύμβολου.



Σχήμα 35 Χρονική απόκλιση του σύμβολου: Πώς ένας χρήστης που δεν ευθυγραμμίζεται στο χρόνο με τους άλλους χρήστες επηρεάζει την αναδιαμόρφωση του δέκτη (Υποτίθεται ότι ο συντονισμός στην φέρουσα συχνότητα είναι τέλειος) [5].

Μια απόκλιση στη φέρουσα συχνότητα (υποθέτοντας τέλειο συγχρονισμό συμβόλου) προκαλεί απώλεια της ορθογωνιότητας μεταξύ των υποφερόντων με αποτέλεσμα να έχω διακαναλική παρεμβολή ICI. Υποθέτουμε ότι μέσα στην ομάδα υποφερόντων ενός χρήστη, η απόκλιση συχνότητας είναι σταθερή σε όλους τους τόνους, δηλαδή η απόκλιση συχνότητας είναι ένα κλάσμα της απόστασης μεταξύ των υποφερόντων.

Συνέπειες της απόκλισης συχνότητας είναι:

- Τα πλάτη των FFT εξόδων να μειώνονται.
- Όπως και με τις χρονικές αποκλίσεις συμβόλου, ο κακός συντονισμός της συχνότητας ενός χρήστη με το σταθμό βάσης προκαλεί απώλεια της ορθογωνιότητας των υποφερόντων με αποτέλεσμα να εμφανίζεται διακαναλική παρεμβολή ICI.
- Να προκαλείται μια απλή κυκλική εναλλαγή των υποφερόντων.

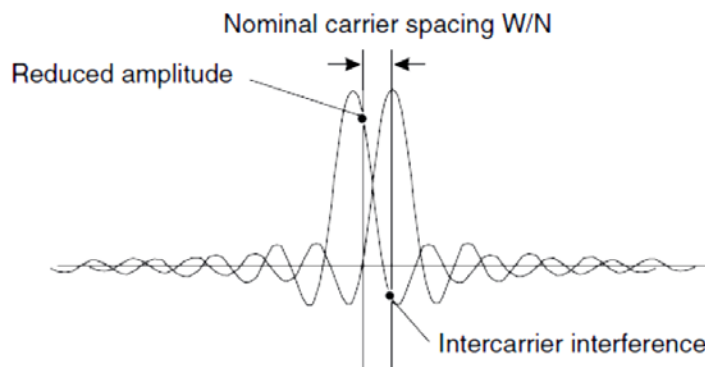
Αυτές οι δύο πρώτες συνέπειες μπορεί να προκαλέσουν μια απώλεια του αποτελεσματικού SNR που είναι δύσκολο να αντιμετωπιστεί. Έτσι, ένας εξισωτής καναλιού πρέπει επίσης να έχει δυνατότητες συντονισμού συχνότητας. Η τρίτη συνέπεια μπορεί να αντιμετωπιστεί από έναν εκτιμητή διαύλου, ο οποίος δεν διακρίνει μεταξύ μετατοπίσεων φάσης που προκαλούνται από το κανάλι και εκείνων που προκαλούνται από μια απόκλιση της συχνότητας [5].

v. Διακαναλική παρεμβολή

Το κυκλικό πρόθεμα παρέχει ένα εξαιρετικό τρόπο εξασφάλισης ορθογωνιότητας των φερόντων σε ένα περιβάλλον με καθυστέρηση διασποράς (επιλεκτικό στη συχνότητα) - με άλλα λόγια, δεν υπάρχει καμία διακαναλική παρεμβολή ICI λόγω επιλεκτικότητας του καναλιού στη συχνότητα. Ωστόσο, τα ασύρματα κανάλια διάδοσης είναι επίσης χρονικά μεταβαλλόμενα και συνεπώς χρονοεπιλεκτικά (= διασπορά συχνότητας, λόγω της επίδρασης Doppler). Η χρονοεπιλεκτικότητα έχει δύο σημαντικές συνέπειες για ένα σύστημα OFDM:

- (i) οδηγεί σε τυχαία διαμόρφωση συχνότητας, η οποία μπορεί να προκαλέσει σφάλματα σε υποφέροντα που βρίσκονται σε βαθιές διαλείψεις και
- (ii) δημιουργεί διακαναλική παρεμβολή ICI.

Μια μετατόπιση Doppler ενός υποφέροντος μπορεί να προκαλέσει ICI σε πολλά γειτονικά υποφέροντα (σχήμα 36). Η επίδραση του χρόνου επιλεκτικότητας καθορίζεται κυρίως από το γινόμενο της μέγιστης συχνότητας Doppler και της διάρκειας του OFDM συμβόλου. Η απόσταση μεταξύ των υποφερόντων είναι αντιστρόφως ανάλογη προς τη διάρκεια συμβόλου. Έτσι, εάν η διάρκεια συμβόλου είναι μεγάλη, ακόμη και μια μικρή μετατόπιση Doppler μπορεί να οδηγήσει σε αισθητά μεγάλη ICI.



Σχήμα 36 Διακαναλική παρεμβολή λόγω ολίσθησης συχνότητας [32].

Η διασπορά καθυστέρησης μπορεί να είναι μια άλλη πηγή της ICI, και συγκεκριμένα εάν το κυκλικό πρόθεμα είναι μικρότερο από την μέγιστη καθυστέρηση του καναλιού. Ένα σύστημα μπορεί αρχικά να είναι σχεδιασμένο για να λειτουργεί σε ορισμένη κατηγορία περιβαλλόντων (και επομένως ένα εύρος από καθυστερήσεις), και αργότερα να αναπτυχθεί σε άλλα περιβάλλοντα. Ένα σύστημα συνειδητά συντομεύει ή παραλείπει το κυκλικό πρόθεμα, προκειμένου να βελτιωθεί η φασματική απόδοση. Το μήκος του κυκλικού προθέματος είναι ένας συμβιβασμός μεταξύ της επιθυμητής εξάλειψης της ICI

και της ανάγκης διατήρησης της φασματικής απόδοσης με άλλα λόγια, ένα κυκλικό πρόθεμα δεν έχει επιλεγεί για να αντιμετωπίσει την χειρότερη περίπτωση της κατάστασης του καναλιού.

Αν η ICI προκληθεί είτε ως αποτέλεσμα της μετατόπισης Doppler είτε λόγω ότι το κυκλικό πρόθεμα δεν ήταν επαρκώς μεγάλο, η σχέση μεταξύ των συμβόλων δεδομένων c_n και των λαμβανόμενων δειγμάτων μετά το FFT δίνεται από

$$r_k = \sum_{n=0}^{N-1} c_n H_{k,n} + n_k \quad (\text{B.7})$$

$$H_{k,n} = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h[q, l] e^{j \frac{2\pi}{N}(qn - nl - k)} \mathcal{H}[q - l + N_{cp}] \quad (\text{B.8})$$

όπου $h(n, l)$ είναι ένα δειγματοληπτημένη έκδοση της χρονικά μεταβλητής κρουστικής απόκρισης του καναλιού $h(t, \tau)$, το $\mathcal{H}[\]$ συμβολίζει τη συνάρτηση Heaviside, και το L είναι η μέγιστη καθυστέρηση σε μονάδες δειγμάτων $L = \tau_{\max} N / T_s$. Μία από τις τεχνικές για την καταπολέμηση της ICI είναι η χρήση εξισωτών στο πεδίο της συχνότητας: Εάν το κανάλι και οι μεταβολές του είναι γνωστά, τότε οι επιπτώσεις της ICI στο λαμβανόμενο σήμα μπορεί να αντιστραφούν, όπως περιγράφεται από την εξίσωση (B.7). Αυτή η αντιστροφή δεν μπορεί πλέον να γίνει από έναν εξισωτή απλού απαγωγέα αλλά υπάρχουν διάφορες άλλες κατάλληλες τεχνικές. Για παράδειγμα, μπορούμε απλά να χρησιμοποιήσουμε το αντίστροφο της κρουστικής απόκρισης του καναλιού H , ή το κριτήριο ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος. Καθώς το κανάλι αλλάζει συνεχώς οι αντιστροφές μπορεί να είναι υπολογιστικά κοστοβόρες καθώς η αντίστροφη μήτρα πρέπει να επαναυπολογίζεται σε κάθε OFDM μπλοκ. Ωστόσο, υπάρχουν μέθοδοι με μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Μια άλλη προσέγγιση είναι να ερμηνεύσει τους διαφορετικούς τόνους ως διαφορετικούς χρήστες, και στη συνέχεια να εφαρμόσει τεχνικές ανίχνευσης πολλών χρηστών για την ανίχνευση των τόνων [32].

vi. Εκτιμητές χρονικής απόκλισης και απόκλισης συχνότητας στο OFDMA

Σε ένα σύστημα συγχρονισμού, ένας εκτιμητής μπορεί λειτουργεί χωρίς τη βοήθεια των συμβόλων πιλοτών και είναι ανεξάρτητος από τη διαμόρφωση των φερόντων. Στατιστικός πλεονασμός στο λαμβανόμενο σήμα, στο οποίο εισήχθη το κυκλικό πρόθεμα, παρέχει πληροφορίες σχετικά με τις αποκλίσεις. Θεωρούμε ένα OFDM σύμβολο που λαμβάνεται από το σταθμό βάσης. Υποθέτουμε ότι τα υποφέροντα που αποτελούν αυτό το σύμβολο υποδιαιρούνται σε ζώνες από υποφέροντα, οι δείκτες των οποίων συλλέγονται μέσα από το σύνολο. Ένα μεταδιδόμενο σύμβολο OFDM στη μιοστή (m^{th}) ζώνη των υποφερόντων είναι

$$s_m(t) = \sum_{n \in M_m} x_n e^{j \frac{2\pi n t}{NT}}, -T_g < t < NT \quad (\text{B.9})$$

όπου NT είναι η διάρκεια του συμβόλου OFDM χωρίς το κυκλικό πρόθεμα, και T_g είναι το μήκος του κυκλικού προθέματος. Έχουμε συσχετίσει με το μιοστό m^{th} μεταδιδόμενο σήμα μια χρονική απόκλιση σχετική με το σύμβολο ρολόι (symbol clock) του δέκτη και μια απόκλιση στη συχνότητα σχετική με την συχνότητα αποδιαμόρφωσης στο δέκτη. Θεωρούμε στο σταθμό βάσης το λαμβανόμενο δειγματοληπτημένο OFDM σήμα το οποίο μοντελοποιούμε ως:

$$r(k) = \sum_{m=0}^{M-1} r_m(k) = \sum_{m=0}^{M-1} s_m(k - \theta_m) e^{\frac{j2\pi\varepsilon_m k}{N}} + n_m(k) \quad (\text{B.10})$$

Τέλειος διαχωρισμός των χρηστών τυπικά επιτυγχάνεται με την απομάκρυνση του κυκλικού προθέματος και την αποδιαμόρφωση μέσω του FFT. Ένας τέτοιος διαχωρισμός, όμως, καταργεί τον πλεονασμό που απαιτείται για την εκτίμηση της απόκλισης σε ένα σχήμα συγχρονισμού. Ως εκ τούτου, χρησιμοποιούμε ζωνοπερατά φίλτρα για να διαχωριστούν τα υποφέροντα ανά ομάδες. Εφαρμόζουμε το ακόλουθο εκτιμητή στις εξόδους του μιστού m^{th} φίλτρου:

$$\hat{\theta}_m = \arg \max_{\theta} \{ |\gamma_m(\theta)| - \rho_m \Phi_m(\theta) \} \quad (\text{B.11})$$

$$\hat{\varepsilon}_m = \frac{-1}{2\pi} \angle \gamma_m(\hat{\theta}_m) \quad (\text{B.12})$$

όπου

$$\gamma_m(\theta) = \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} r_m^*(k) r_m(k+N) \quad (\text{B.13})$$

$$\Phi_m(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} |r_m(k)|^2 + |r_m(k+N)|^2 \quad (\text{B.14})$$

$$\text{και } \rho_m = SNR_m / (SNR_m + 1) \text{ και } SNR_m = \sigma_{s_m}^2 / \sigma_{n_m}^2 .$$

Οι εκτιμητές (εξίσωση B.11, B.12) εκμεταλλεύονται τη συσχέτιση που εισάγεται με το κυκλικό πρόθεμα για την εκτίμηση των αποκλίσεων. Το πλεονέκτημα τους είναι ότι είναι ανεξάρτητοι από τη διαμόρφωση και ότι δεν χρειάζονται σύμβολα πιλότοι. Με την έννοια ότι οι εκτιμήσεις βασίζονται στην παρατήρηση ενός μοναδικού OFDM συμβόλου, θεωρούνται εκτιμητές ενός βήματος [5].

C. ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

i. Φιλτραρισμένο OFDM

Στο φιλτραρισμένο OFDM, ο ορθογώνιος παλμός $p_T(t)$ αντικαθίσταται από έναν παλμό (ή μια συνάρτηση παραθύρου) που έχει ήπιες μεταβάσεις στην αρχή και στο τέλος του. Μια συνηθισμένη μορφή του $p_T(t)$ που χρησιμοποιείται συχνά στην πράξη είναι ο παλμός ανυψωμένου συνημίτονου που παρουσιάζεται στο σχήμα 37(α), όπου T_0 είναι η περίοδος της αλληλοεπικάλυψης μεταξύ κάθε ζεύγους γειτονικών OFDM συμβόλων και συχνά αναφέρεται ως περίοδος επέκτασης. Ο παλμός ανυψωμένου συνημίτονου μπορεί να περιγράψει μαθηματικά και ως

$$p_T(t) = \Pi \left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T} \right) * h(t) \quad (\text{C.1})$$

Όπου * σημαίνει συνέλιξη και

$$\Pi \left(\frac{t}{T} \right) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{C.2})$$

και

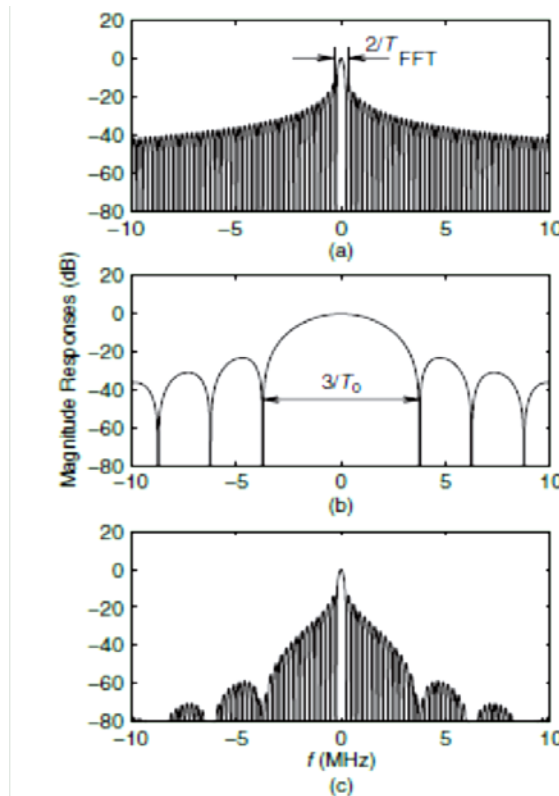
$$h(t) = \frac{\pi}{2T_0} \sin\left(\frac{\pi t}{T_0}\right) \Pi\left(\frac{t - \frac{T_0}{2}}{T_0}\right) \quad (C.3)$$

Αυτό δείχνει ότι το $p_T(t)$ λαμβάνεται ως η συνέλιξη ενός ορθογώνιου παλμού πλάτους T και ένα ημιτονοειδές κύμα του περιόδου T_0 . Επομένως

$$|P_T(f)| = T |\text{sinc}(fT)| \times |H(f)| \quad (C.4)$$

$$|H(f)| = \left| \frac{\cos(\pi f T_0)}{1 - 4f^2 T_0^2} \right| \quad (C.5)$$

Οι γραφικές παραστάσεις δείχνουν σαφώς ότι η $P_T(f)$ είναι ένα βαθυπερατό φίλτρο που χαρακτηρίζεται από ένα κύριο λοβό στενής ζώνης, από ένα αριθμό ισχυρών πλευρικών λοβών που επεκτείνονται σε ένα εύρος ζώνης $3/T_0$, και από ένα αριθμό εξασθενημένων πλευρικών λοβών σε υψηλότερες συχνότητες.



Σχήμα 37(a) $|\text{sinc}(f T)|$, (b) $|H(f)|$, και (c) $1/T|P_T(f)| = |\text{sinc}(f T)| * |H(f)|$ [8].

Όταν η περίοδος επέκτασης T_0 είναι μικρή, η παρουσία των μεγάλων πλευρικών λοβών σε εύρος $3/T_0$ κάνει το φίλτρο ακατάλληλο για το OFDM. Με άλλα λόγια, το T_0 πρέπει να είναι συγκρίσιμο με το T_{FFT} [8].

ii. Συστήματα FBMC για μετάδοση συμβόλων PAM

Όταν τα σύμβολα δεδομένων $s_{k[n]}$ είναι πραγματικές τιμές, δηλαδή, είναι από ένα αστερισμό PAM (pulse amplitude modulation) τότε και υπό ορισμένες προϋποθέσεις ο ρυθμός συμβόλων μπορεί να διπλασιαστεί και η απόσταση των συμβόλων στον άξονα των συχνοτήτων μπορεί να μειωθεί κατά το ήμισυ. Αυτό είναι ισοδύναμο με το να τετραπλασιαστεί η πυκνότητα των συμβόλων δεδομένων πεδίο χρόνου-φάσης συχνότητας

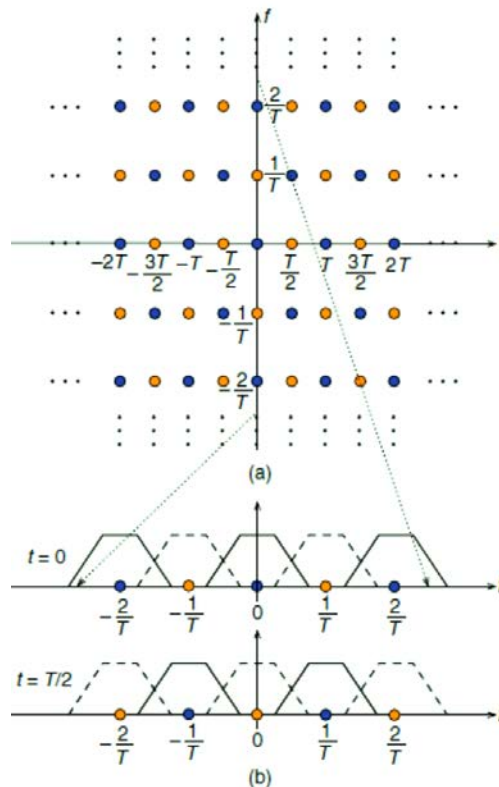
Ωστόσο, επειδή κάθε σύμβολο PAM φέρει το ήμισυ του περιεχομένου πληροφορίας σε σχέση με ένα σύμβολο QAM, μπορούμε να πούμε ότι η μετάδοση PAM μπορεί να

επιτύχει μία πυκνότητα σύμβολου δεδομένων η οποία είναι διπλάσια από εκείνη της μετάδοσης QAM. Το σήμα εκπομπής είναι

$$x(t) = \sum_n \sum_{k \in K} s_k[n] p_T \left(t - \frac{nT}{2} \right) \quad (C.6)$$

όπου
$$p_k(t) = p(t) e^{j2\pi Ft} e^{\frac{j(k+n)\pi}{2}} \quad (C.7)$$

Τα σύμβολα δεδομένων απέχουν κατά $T/2$ κατά μήκος του άξονα του χρόνου και κατά $F/2$ κατά μήκος του άξονα συχνότητας και όταν το $k + n$ είναι άρτιος αριθμός η μετατόπιση φάσης είναι ουσιαστικά μηδέν ενώ όταν το $k+n$ είναι περιττός αριθμός είναι $\pi / 2$. Αυτό φαίνεται στο σχήμα 38, όπου οι μπλε κουκκίδες υποδηλώνουν μετατοπίσεις φάσης όταν το $k+n$ είναι άρτιος αριθμός και οι τελείες πορτοκαλί δηλώνουν $\pi/2$ μετατοπίσεις φάσης όταν το $k+n$ είναι περιττός αριθμός.



Σχήμα 38 (α) Μια αναπαράσταση ενός αστερισμού PAM για σύμβολα δεδομένων με πραγματικές τιμές στο πλέγμα χρόνου-φάσης. **(β)** Μια αναπαράσταση του φάσματος των υποφερόντων για $t= 0$ και $t=T/2$ [8].

Το γεγονός ότι τα σύμβολα δεδομένων PAM μπορούν να εξαχθούν από το σήμα βασίζεται στην ακόλουθη τροποποίηση της συνθήκης ορθογωνιότητας:

$$\langle p_k \left(t - \frac{mT}{2} \right), p_l \left(t - \frac{nT}{2} \right) \rangle = \delta_{kl} \delta_{mn} \quad (C.8)$$

όπου
$$\langle p_k \left(t - \frac{mT}{2} \right), p_l \left(t - \frac{nT}{2} \right) \rangle = \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} p_k \left(t - \frac{mT}{2} \right) p_l^* \left(t - \frac{nT}{2} \right) dt \right\} \quad (C.9)$$

Όταν ένας ή περισσότεροι δείκτες χρόνου ή συχνότητας k, l, m, n είναι περιττοί αριθμοί, τότε η μόνη προϋπόθεση που είναι αναγκαία για ορθογωνιότητα είναι το πρωτοτύπο φίλτρο $p(t)$, να έχει άρτια συμμετρία δηλαδή $p(-t) = p(t)$ [8].

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] M. Morelli, C.-C. J. Kuo and M.-O. Pun, "Synchronization techniques for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA): A tutorial review," *Proc. IEEE*, vol. 95, no. 7, p. 1394–1427, July 2007.
- [2] B. Farhang-Boroujeny, *Adaptive Filters: Theory and Applications*, 2nd Edition, University of Utah: John Wiley & Sons, Ltd, 2013, pp. 711-718.
- [3] S. Sesia, I. Toufik and M. Baker, *LTE – The UMTS. Long Term Evolution: From Theory to Practice/ Second Edition*, UK: Wiley, 2009.
- [4] H. G. Myung, J. Lim and D. J. Goodman, "Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission," *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, vol. 1, no. 3, pp. 30,38, September 2006.
- [5] B. J.-J. v. de, B. P. Ola, B. Marie-Laure, L. Daniel, A. J. Martinez, d. P. O, O. Christer, M. Wahlqvist and S. K. Wilson, "A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM," *Selected Areas in Communications IEEE Journal*, vol. 17, no. 11, pp. 1900,1914,, Nov 1999.
- [6] B. Farhang-Boroujeny, *Adaptive Filters: Theory and Applications*, 2nd Edition, Utah: John Wiley & Sons, Ltd, 2013.
- [7] P. Amini, *Filterbank Multicarrier for Cognitive Radios: Ph.D. Dissertation*, Utah: The University of Utah, 2009.
- [8] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM Versus Filter Bank Multicarrier," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 28, no. 3, pp. 99-112, May 2011.
- [9] I. F. Akyildiz, W.-Y. Lee, M. C. Vuran and S. Mohanty, "NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey," *Computer Networks*, vol. 50, no. 13, 15 , pp. 2127-2159, September 2006.
- [10] S. Haykin, "Cognitive radio: brain-empowered wireless communications,," *Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 2, pp. 201,220, February 2005.
- [11] M. Renfors, T. Ihalainen, A. V. (TUT), H. Zhang, D. L. Ruyet, D. R. (CNAM), A. Al-Adnani, J. D. (AGI), M. A. Rojas, M. A. Lagunas, C. B. (CTTC) and A. Kuzminskiy, "Space-time spectrum sensing, algorithms and software description," February 2010.
- [12] C. R. Stevenson, C. Cordeiro, E. Sofer and G. Chouinard, "<https://mentor.ieee.org/>" [Online]. Available: <https://mentor.ieee.org/802.22/file/05/22-05-0007-48-0000-draft-wran-rqmts-doc.doc>.
- [13] K. A.M. and A. Y.I., ""Decentralized Dynamic Spectrum Allocation Based on Adaptive Antenna Array Interference Mitigation Diversity,," *Signal Processing*,, vol. 58, no. 4, pp. 2246,2260, April 2010.
- [14] A. Ghasemi and S. Elvino, "Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks: Requirements, Challenges and Design Trade-offs," *IEEE Communications Magazine*, pp. 35-36, April 2008.
- [15] T. Yucek and H. Arslan, "A Survey of Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive

- Radio Applications," *Communications Surveys & Tutorials* , no. 11, pp. 116,130, FIRST QUARTER 2009.
- [16] R. Tandra and A. Sahai, "SNR Walls for Signal Detection," *Selected Topics in Signal Processing* , , vol. 2, no. 1, pp. 4,17, February 2008.
- [17] W. A. Gardner, " Signal interception:Aunifying theoretical framework for feature detection," *IEEE Trans. Commun*, vol. 36, no. 8, pp. 897-906, Aug. 1998.
- [18] L. P. Goh, Z. Lei and F. Chin, "Feature detector for DVB-T signalin multipath fading channe," in *Proc. 2nd Int. Conf. Cognitive Radio Oriented Wireless Netw. Commun. (CrownCom)2007*.
- [19] A. Sahai, R. Tandra, S. Mishra and a. N. Hoven, "Fundamental designtradeoffs in cognitive radio systems," in *Proc. 1st Int. Workshop Technol. Policy for Accessing Spectrum*, 2006.
- [20] Z. Tian and G. Giannakis, "A Wavelet Approach to Wideband Spectrum Sensing for Cognitive Radios," in *1st International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2006* ,, 8-10 June 2006.
- [21] Cvetkovic and M. Vetterli, " Discrete-time wavelet extreme representation: Design and consistent reconstruction," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 43, pp. 681 - 693, March 1995.
- [22] B. Farhang-Boroujeny, "Filter Bank Spectrum Sensing for Cognitive Radios," *Signal Processing*, vol. 56, no. 5, pp. 1801-1811, May 2008.
- [23] B. Wang and K. Liu, "Advances in cognitive radio networks: A survey," *Selected Topics in Signal Processing*,, vol. 5, no. 1, pp. 5,23, february 2011.
- [24] I. F. Akyildiz, B. F. Lo and R. Balakrishnan, " Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: A survey," *Physical Communication*, vol. 4, no. 1, pp. 40-62, March 2011.
- [25] FCC, "ET Docket No. 03-237 Notice of Inquiry and Notice of Proposed Rulemaking," *ET Docket No. 03-237*, November 2003.
- [26] Y. CUI, Z. ZHAO and H. ZHANG, "An Efficient Filter Banks Based Multicarrier System in Cognitive Radio Networks," *RADIOENGINEERING*, vol. 19, no. 4, pp. 479-487, December 2010.
- [27] K. Minseok, J.-i. Naganawa and J.-i. Takada, "Multichannel spectrum sensing using polyphase DFT filter bank for opportunistic cognitive radios," *The Institute of Electronics Information and Communication Engineers (IEICE)*, pp. 121-127, 2009.
- [28] K. Minseok, J.-i. Naganawa and J.-i. Takada, ". "Multichannel spectrum sensing using polyphase DFT filter bank for opportunistic cognitive radios," *The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (IEICE)*, pp. 121-127., 2009.
- [29] G. Cherubini, E. Eleftheriou, S. Olcer and J. Cioffi, "Filter bank modulation techniques for very high speed digital subscriber lines," *IEEE Commun.Magazine*, May 2000.
- [30] Q. Zhang, A. Kokkeler and G. J. M. Smit, "An oversampled filter bank multicarrier system for Cognitive Radio," *IEEE 19th International Symposium on Personal*,
N.Σμπόνιας

Τεχνικές μετάδοσης και λήψης για γνωστικές ραδιοεπικοινωνίες: ποιοτική σύγκριση OFDM και FBMC

Indoor and Mobile Radio Communications, 2008. PIMRC 2008, pp. 1,5, , 15-18
September 2008.

[31] M. K. Lakshmanan, I. Budiarjo and H. Nikookar, " Maximally Frequency Selective Wavelet Packets Based Multi-Carrier Modulation Scheme for Cognitive Radio Systems," *IEEE, Global Telecommunications Conference, 2007. GLOBECOM '07.*, pp. 4185,4189,, 26-30 November 2007.

[32] A. Molisch, *Wireless communications*, California,USA: John Wiley & Sons Ltd., 2011.