



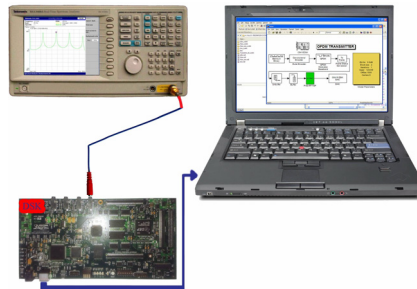
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΙΩΑΝΝΙΝΩΝ  
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ  
ΤΜΗΜΑ ΦΥΣΙΚΗΣ



Εργαστήριο Ηλεκτρονικής - Τηλεπικοινωνιών και Εφαρμογών

Πρόγραμμα Μεταπτυχιακών Σπουδών  
στις Τηλεπικοινωνιακές Εφαρμογές

ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ  
ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑΣ ΟΡΘΟΓΩΝΙΚΩΝ ΗΜΙΤΟΝΙΚΩΝ  
ΣΗΜΑΤΩΝ



Σπυρίδων Χρονόπουλος

Φυσικός - ΜΔΕ στις Σύγχρονες Ηλεκτρονικές Τεχνολογίες

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΙΩΑΝΝΙΝΑ, 2014





«Η έγκριση της διδακτορικής διατριβής από το Τμήμα Φυσικής της Σχολής Θετικών Επιστημών, του Πανεπιστημίου Ιωαννίνων δεν υποδηλώνει αποδοχή των γνώμων του συγγραφέα Ν. 5343/32, άρθρο 202, παράγραφος 2»



**ΠΡΑΚΤΙΚΟ**  
**ΔΗΜΟΣΙΑΣ ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗΣ, ΕΞΕΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΚΡΙΣΗΣ**  
**ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ**

Σήμερα Τετάρτη 25-6-2014 και ώρα **11** στην αίθουσα **Αίθουσα διαλέξεων του Τμήματος Φυσικής** πραγματοποιήθηκε η διαδικασία δημόσιας παρουσίασης και κρίσης ενώπιον της εξεταστικής επιτροπής της διδακτορικής διατριβής που εκπόνησε ο υποψήφιος κ. **Σπυρίδων Χρονόπουλος** στα πλαίσια του **Προγράμματος Μεταπτυχιακών Σπουδών στις Τηλεπικοινωνιακές Εφαρμογές του Τμήματος Φυσικής του Π.Ι.**

Η Γενική Συνέλευση Ειδικής Σύνοψης του τμήματος Φυσικής στη Συνεδρίασή της 436/17-03-2014 όρισε την εξεταστική επιτροπή για την κρίση της διδακτορικής διατριβής που εκπόνησε ο κ. Σ. Χρονόπουλος με θέμα “ **Μελέτη και κατασκευή συστήματος πολυπλεξίας ορθογωνικών ημιτονικών σημάτων**” ως ακολούθως:

**Π. Κωσταράκης**, καθηγητής Τμ. Φυσικής Π.Ι., **Γ Ευαγγελάκης**, καθηγητής Τμ. Φυσικής Π.Ι., **Κ. Δαγκάκης** Ερευνητής Α ΕΚΕΦΕ Δημόκριτος, **Ε. Δρής**, Ομότιμος Καθηγητής ΣΕΜΦΕ ΕΜΠ, **Μ. Βασιλείου**, Αναπλ. Καθηγήτρια Τμ. Φυσικής ΕΚΠΑ, **Ε. Ευαγγέλου**, Αναπλ. Καθηγητής Τμ. Φυσικής Π.Ι., **Σ. Φούλιας**, Επικ. Καθηγητής Τμ Φυσικής Π.Ι.

Ο υποψήφιος παρουσίασε και υποστήριξε δημόσια ενώπιον των μελών της εξεταστικής επιτροπής (η κ. Μ Βασιλείου και ο κ. Μ Δρής συμμετείχαν με τηλεδιάσκεψη από το meeting room 104 του GRNET) την εκπονηθείσα διδακτορική διατριβή με θέμα “**Μελέτη και κατασκευή συστήματος πολυπλεξίας ορθογωνικών ημιτονικών σημάτων**”

Στη συνέχεια, αφού ο υποψήφιος απαντά σε σχετικές ερωτήσεις, αποσύρεται η Εξεταστική Επιτροπή και εισέρχεται στη διαδικασία αξιολόγησης του υποψηφίου και της τελικής κρίσης της διατριβής.

Μετά από συζήτηση, η εξεταστική επιτροπή, κατέληξε στα ακόλουθα:

**1. Διαπιστώνει ότι:**

α) Η παρουσίαση και ανάπτυξη του θέματος της διδακτορικής του διατριβής ήταν άριστη.



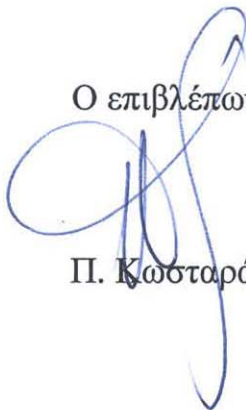
- β) Η επιστημονική κατάρτιση του υποψήφιου είναι πλήρης.  
γ) Η συγγραφή της διατριβής έγινε με τρόπο που δείχνει μεθοδικότητα και ενημέρωση σε βάθος του υποψήφιου πάνω στη βιβλιογραφία τη σχετική με το θέμα της διατριβής.

## 2. Κρίνει ότι:

- α) Η διατριβή είναι προϊόν μακρόχρονης κοπιώδους προσπάθειας και καταλήγει σε σημαντικά αποτελέσματα τα οποία προάγουν την επιστήμη.  
β) Η επάρκεια του υποψηφίου στο γνωστικό αντικείμενο της διατριβής είναι πλήρης.

Με βάση τα ανωτέρω τα 6 παρόντα μέλη της Επιτροπής εγκρίνουν ομόφωνα τη διδακτορική διατριβή του κ. Σ. Χρονόπουλου και εισηγούνται ανεπιφύλακτα ομόφωνα την απονομή του τίτλου του διδάκτορα του Τμήματος Φυσικής με βαθμό “**Αριστα**”

## Τα μέλη της Εξεταστικής Επιτροπής

Ο επιβλέπων καθηγητής  
  
Π. Κωσταράκης

1) Γ Ευαγγελάκης, Καθηγητής



2) Κ. Δαγκάκης, Ερευνητής Α'

3) Ε. Δρης, Καθηγητής

*Ευαγγελία Δίπλα*

4) Μ. Βασιλείου, Αν Καθηγήτρια

*Βασιλείου*

5) Ε. Ευαγγέλου, Αν. Καθηγητής



6) Σ. Φούλιας, Επ. Καθηγητής







# ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να ευχαριστήσω σχετικά με την ολοκλήρωση αυτής της διδακτορικής διατριβής τους ανθρώπους εκείνους οι οποίοι βοήθησαν αλλά και συνέβαλλαν καθοριστικά στην πρόοδο της διεξαχθείσας έρευνας.

Ευχαριστώ πολύ τον Καθηγητή Π. Κωσταράκη για την πολύτιμη συμβολή και τις σημαντικές συμβουλές του καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της διατριβής.

Ευχαριστώ τον κ. Λ. Ιβρισιμτζή για την αρχική βοήθεια και καθοδήγησή του καθώς και τον Δρ. Β. Χριστοφιλάκη για την οποιαδήποτε βοήθεια που μου παρείχε.

Ευχαριστώ τα μέλη της επταμελούς επιτροπής για τις επισημάνσεις και διορθώσεις της διατριβής.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Δρ. Γ. Τάτση για την εποικοδομητική συνεργασία μας κατά την εκπόνηση αυτής της διδακτορικής διατριβής.



# ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σε αυτή τη διδακτορική διατριβή έγινε μελέτη και κατασκευή συστήματος πολυπλεξίας ορθογωνικών ημιτονικών σημάτων. Αυτή η τεχνική πολυπλεξίας αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Η OFDM βασίζεται στην ιδέα του διαχωρισμού ενός γρήγορου κυματοσυρμού (stream) πληροφορίας σε περισσότερους και αργότερους κυματοσυρμούς παράλληλης μετάδοσης με σκοπό την αύξηση της διάρκειας του κάθε συμβόλου και την εξάλειψη της διασυμβολικής παρεμβολής. Επομένως, επειδή η ορθογωνιότητα στην OFDM επιτρέπει την ταυτόχρονη εκπομπή ενός μεγάλου αριθμού φορέων (διαμορφωμένα ημιτονικά σήματα) παρέχει τη δυνατότητα στον τελικό χρήστη να μεταδίδει και μεγαλύτερο όγκο πληροφορίας ενσύρματα ή ασύρματα.

Σκοπός αυτής τη διδακτορικής διατριβής ήταν η μελέτη ενός OFDM συστήματος το οποίο θα ενσωμάτωνε τον καλύτερο συνδυασμό τεχνικών όπως το Κυκλικό Πρόθεμα, η Πρόσθεση μηδενικών και μία πολύ καλή τεχνική μείωσης της PAPR. Επίσης αυτό το σύστημα θα μπορούσε να παράγει μεγάλο αριθμό υποφορέων (συγκρινόμενο με άλλα συστήματα). Στη συνέχεια αυτό το σύστημα θα έπρεπε να προσομοιωθεί με αρκετούς τύπους θορύβου και χωρίς την παρουσία κωδικοποίησης. Τελικά, αυτό το σύστημα (πομπός και δέκτης, χωρίς την τεχνική PAPR) θα έπρεπε να ενσωματώνονταν σε DSP. Σε αυτή τη φάση της έρευνας θα διεξάγονταν και μετρήσεις για την επιβεβαίωση της σωστής λειτουργίας του συστήματος. Όμως, στην παρούσα διδακτορική διατριβή το σύστημα το οποίο σχεδιάστηκε περιείχε εκτός από τις τεχνικές που προαναφέρθηκαν, νέες τεχνικές κωδικοποίησης και μείωσης PAPR. Ανακαλύφθηκαν δύο καινούργιες τεχνικές μείωσης της PAPR καθώς και ένας καινούργιος τύπος κωδικοποίησης-αποκωδικοποίησης. Επίσης, διεξήχθησαν και άλλες πρότυπες έρευνες όπως π.χ. για μειωμένη PAPR σε Turbo Coded OFDM (TC-OFDM) και μελέτη TC-OFDM με την παρουσία πολλών τύπων θορύβου. Επιπροσθέτως η τελική φάση της κατασκευής του συστήματος επετεύχθη ενσωματώνοντας το σε DSP με τη βοήθεια ενός GUI (Graphical User Interface).

Αυτό το GUI δίνει τη δυνατότητα αλλαγής διαφόρων χαρακτηριστικών του συστήματος χωρίς να χρειάζεται κάθε φορά η επανασχεδίασή του.

Σε αυτή τη διδακτορική διατριβή αρχικά μελετήθηκαν τα δομικά χαρακτηριστικά του συστήματος (π.χ. IFFT και FFT) που αποτελούν βασικές λειτουργίες της τεχνολογίας OFDM. Αυτή τη τεχνολογία εμφανίζει ένα πρόβλημα αυξομείωσης ισχύος εξόδου. Κατόπιν εκτεταμένης μελέτης και έρευνας, κρίθηκε αναγκαίο να αναπτυχθούν καινούργιες τεχνικές οι οποίες θα ήταν πιο απλές σε σχέση με τις υπάρχουσες και δεν θα απαιτούσαν τις ανάστροφες διαδικασίες στους δέκτες. Δύο καινούργιες τεχνικές ανακαλύφθηκαν οι οποίες συγκρίθηκαν με άλλες και εμφάνισαν εξαιρετικές επιδόσεις. Τέτοιου είδους επιδόσεις εμφάνισαν και οι καινούργιοι Turbo κώδικες που αναπτύχθηκαν. Στη συνέχεια η Turbo κωδικοποίηση συνενώθηκε με ένα αρχικό σύστημα OFDM. Αυτό το αρχικό OFDM σύστημα είχε ήδη μελετηθεί με Προσθετικό Λευκό Γκαουσιανό Θόρυβο, θόρυβο φάσης καθώς και με άλλους τύπους θορύβου χωρίς την παρουσία κωδικοποίησης. Τελικά, το προκύπτον Turbo Coded OFDM (TC-OFDM) σύστημα μελετήθηκε για διάφορους τύπους θορύβου συμπεριλαμβανομένων και των σχετικών της διάλειψης Rician με διεργασίες Rayleigh μαζί με AWGN και θόρυβο φάσης. Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι η καλύτερη από τις δύο τεχνικές PAPR εισήχθη και προσομοιώθηκε στην TC-OFDM. Τα αποτελέσματα της απόδοσής της ήταν εξαιρετικά. Επιπλέον, κατά τη διάρκεια της έρευνας δημιουργήθηκε και μια πιο βελτιωμένη έκδοση των Turbo κωδικών.

Η τελική φάση αυτής της διδακτορικής διατριβής ήταν σχετική με την ενσωμάτωση του συστήματος σε DSP. Αυτό το σύστημα περιείχε συνελικτική κωδικοποίηση. Το υλοποιημένο σύστημα μετρήθηκε με τη βοήθεια αναλυτή φάσματος και παλμογράφου. Η προηγούμενη διαδικασία συμπεριλάμβανε τη μέτρηση του παραγόμενου φάσματος καθώς και της σύγκρισης του αρχικά παραγόμενου σήματος με το ληφθέν σήμα. Αυτή η μέτρηση επετεύχθη με την αποστολή επαναλαμβανόμενων δεδομένων στο δέκτη όπου και με τη βοήθεια παλμογράφου βρέθηκε η ολική καθυστέρηση του συστήματος. Μόλις αυτή η καθυστέρηση ελήφθη υπόψη στη διαδικασία μέτρησης τότε επιβεβαιώθηκε και η ορθή λειτουργία του συστήματος.

# ABSTRACT

In this doctoral dissertation was conducted the study and construction of a system multiplexing orthogonal sinusoidal signals. This multiplexing technique is referred to the literature as OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). The OFDM is based on the idea of separating a fast information stream on more and slower parallel transmitted streams in order to increase the duration of each symbol and to eliminate the intersymbol interference. Therefore, as the orthogonality in OFDM allows the simultaneous transmission of a large number of carriers (modulated sine wave signals) it enables the end user to transmit a larger amount of wired or wireless information.

The aim of this doctoral dissertation was the study of an OFDM system which would incorporate the best combination of techniques such as Cyclic Prefix, Zero Padding and a very good technique of reducing PAPR. Also this system would be capable of producing a large number of subcarriers (compared with other systems). Then this system should be simulated with several types of noise and without the presence of coding. Eventually, this system (transmitter and receiver, without the PAPR technique) should be implemented in DSP. In this phase of the research it should be conducted measurements to confirm the proper operation of the system. However, in this thesis the system which was designed, it contained besides the techniques above, new techniques of coding and reducing PAPR. Two new PAPR reduction techniques and a new type of coding – decoding scheme were discovered. Also, additional researches were conducted such as those for reduced PAPR in Turbo Coded OFDM (TC-OFDM), and the study of TC-OFDM in the presence of many noise types. Additionally, the final stage of the system construction was achieved by implementing it in DSP with the help of a GUI (Graphical User Interface). This GUI gives the ability of changing various features of the system without each time the need of redesigning it.

Initially, in this doctoral dissertation were studied the structural characteristics of the system (i.e. FFT and IFFT) which constitute the basic functions of the OFDM technology. This technology presents a problem of

power fluctuation output. After its extensive study and research, it was considered necessary to develop new techniques which would be simpler than the existing and they would not require the reverse procedures at the receivers. Two new techniques were discovered which were compared to others and showed excellent performance. Such performance was exhibited also by the newly developed Turbo codes. Then the Turbo coding was combined with an original OFDM system. This original OFDM system had been studied already with Additive White Gaussian Noise, phase noise as well as with other noise types without the presence of coding. Finally, the resulting Turbo Coded OFDM (TC-OFDM) system was studied for various types of noise including the relevant Ricean fading with Rayleigh processes with AWGN and phase noise. It is also worth mentioning that the better of the two PAPR techniques was inserted and simulated in TC-OFDM. The performance results were excellent. Additionally, in the course of research was created a more improved version of the Turbo codes.

The final phase of this dissertation was concerned with the integration of the system in DSP. This system contained convolutional coding. The implemented system was measured using a spectrum analyzer and oscilloscope. The previous procedure included the measurement of the produced spectrum and the comparison of the originally generated signal with the received signal. This measurement was achieved by sending repeatedly the same data to the receiver, wherein by means of the oscilloscope was found the total delay of the system. As soon as this delay was taken into consideration in the measurement process then the correct operation of the system was confirmed.

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>1. ΟΡΘΟΓΩΝΙΚΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΔΙΑΙΡΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ (OFDM) .....</b>	<b>1</b>
1.1 Εισαγωγή .....	1
1.2 OFDM και ιστορική αναδρομή .....	6
1.3 FFT και IFFT.....	10
1.4 Λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ (PAPR) .....	15
1.5 Διαμόρφωση (αστερισμός συμβόλων) .....	18
1.6 Κωδικοποίηση .....	22
1.7 Κανάλι επικοινωνίας .....	26
ΑΝΑΦΟΡΕΣ .....	29
<b>2. ΑΡΧΙΚΕΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ.....</b>	<b>33</b>
2.1 Εισαγωγή .....	33
2.2 Παραγωγή υποφορέων με χρήση IFFT και Sine Wave .....	35
2.3 Παραγωγή OFDM με χρήση κυκλικού προθέματος .....	40
2.4 Επιβεβαίωση σωστής λειτουργίας συστήματος .....	42
ΑΝΑΦΟΡΕΣ .....	44
<b>3. ΜΕΛΕΤΗ ΘΟΡΥΒΟΥ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ OFDM ΧΩΡΙΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ .....</b>	<b>45</b>
3.1 Εισαγωγή .....	45
3.2 Σύστημα προσομοίωσης OFDM.....	46
3.2.1 Θεωρία λειτουργίας του συστήματος .....	46
3.2.2 Κανάλι AWGN θορύβου .....	51
3.4 Μελέτη με εξασθένηση Rayleigh και θόρυβο Rician .....	52
3.5 Συμπεράσματα .....	56
ΑΝΑΦΟΡΕΣ .....	57
<b>4. ΜΕΙΩΣΗ ΤΗΣ PAPR ΣΕ OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ.....</b>	<b>59</b>
4.1 Εισαγωγή .....	59
4.2 Επισκόπηση πλατφόρμας προσομοίωσης .....	62
4.3 Soft Reduction συνδυασμένη με $\mu$ -Law .....	63
4.4 Αφαίρεση εξόδου CP από την έξοδο του $\mu$ -Law .....	65
4.5 Προσομοιώσεις PAPR.....	67
4.6 Συμπεράσματα .....	70

ΑΝΑΦΟΡΕΣ .....	71
<b>5. TURBO ΚΩΔΙΚΕΣ .....</b>	<b>73</b>
5.1 Εισαγωγή.....	73
5.2 Αρχιτεκτονικές Turbo Συστήματος.....	79
5.3 Διαδικασίες προσομοίωσης και αποτελέσματα .....	86
5.4 Συμπεράσματα- Μελλοντικοί στόχοι .....	94
ΑΝΑΦΟΡΕΣ .....	95
<b>6. OFDM ΜΕ TURBO ΚΩΔΙΚΕΣ .....</b>	<b>99</b>
6.1 Εισαγωγή.....	99
6.2 Turbo κώδικες – Σύντομη περιγραφή και λειτουργία .....	102
6.3 Αρχιτεκτονική της Turbo Coded OFDM.....	105
6.4 Παράμετροι προσομοίωσης και αποτελέσματα .....	108
6.5 Συμπεράσματα .....	115
ΑΝΑΦΟΡΕΣ .....	117
<b>7. ΜΕΙΩΣΗ ΤΗΣ PAPR ΣΤΗ TURBO CODED OFDM.....</b>	<b>121</b>
7.1 Εισαγωγή.....	121
7.2 Επισκόπηση της TC-OFDM με μειωμένη PAPR.....	123
7.2.1 Turbo Κώδικες – Συνοπτική παρουσίαση .....	123
7.2.2 OFDM Σύστημα .....	125
7.2.3 Τεχνική μLaIF .....	127
7.3 Διαδικασίες προσομοίωσης και αποτελέσματα.....	128
7.4 Συμπεράσματα .....	135
ΑΝΑΦΟΡΕΣ .....	136
<b>8. ΒΕΛΤΙΩΜΕΝΟΙ TURBO ΚΩΔΙΚΕΣ.....</b>	<b>141</b>
8.1 Εισαγωγή.....	141
8.2 Παράλληλα και σειριακά Turbo συστήματα .....	142
8.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης.....	146
8.4 Συμπεράσματα και μελλοντικοί στόχοι .....	151
ΑΝΑΦΟΡΕΣ .....	152
<b>9. ΑΠΟΔΟΣΗ TC-OFDM ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΔΙΑΦΟΡΩΝ ΤΥΠΩΝ ΘΟΡΥΒΟΥ .....</b>	<b>157</b>
9.1 Εισαγωγή.....	157
9.2 Σύστημα OFDM με turbo κωδικοποίηση.....	158
9.3 Turbo κώδικες .....	160
9.4 Θεωρία και προσομοιωμένοι τύποι θορύβου .....	162



9.5 Προσομοιώσεις και ρυθμίσεις .....	167
9.6 Συμπεράσματα .....	178
ΑΝΑΦΟΡΕΣ .....	179
<b>10. ΕΝΣΩΜΑΤΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΣΕ DSP.....</b>	<b>185</b>
10.1 Εισαγωγή.....	186
10.2 TMS320C6416T DSP Starter Kit (DSK) .....	188
10.3 Ενσωμάτωση απλών σχηματικών στο DSP.....	191
10.4 Ενσωμάτωση OFDM συστήματος στο DSP .....	198
10.5 Συμπεράσματα.....	219
ΑΝΑΦΟΡΕΣ .....	220
<b>11. ΕΠΙΣΤΗΜΟΝΙΚΗ ΣΥΜΒΟΛΗ ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ, ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΤΟΜΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΕΡΕΥΝΑ .....</b>	<b>223</b>
11.1 Επιστημονική Συμβολή Δ.Δ. και Συμπεράσματα.....	223
11.2 Τομείς για περαιτέρω έρευνα.....	228
<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ: ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΑ ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΜΑΤΛΑΒ .....</b>	<b>229</b>
<b>ΣΥΝΤΟΜΟ ΒΙΟΓΡΑΦΙΚΟ .....</b>	<b>233</b>



# ΛΙΣΤΑ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

<b>Σχήμα 1.1:</b>	(α) ψηφιοποιημένο ημίτονο και (β) ψηφιοποιημένο συνημίτονο. .....	<b>1</b>
<b>Σχήμα 1.2:</b>	Τυπικό OFDM σύστημα.....	<b>5</b>
<b>Σχήμα 1.3:</b>	(α) Συμβατική τεχνική μετάδοσης πολλαπλών υποφορέων, (β) Τεχνική μετάδοσης πολλαπλών ορθογωνικών υποφορέων.....	<b>7</b>
<b>Σχήμα 1.4:</b>	Αποτέλεσμα συμβολής (κόκκινο χρώμα) αλληλοεπικαλυπτόμενων υποφορέων OFDM. ....	<b>7</b>
<b>Σχήμα 1.5:</b>	(α) Φάσμα ενός υποφορέα και (β) Φάσμα OFDM στο πεδίο των συχνοτήτων.....	<b>9</b>
<b>Σχήμα 1.6:</b>	Επιλογή υποφορέων προς διαμόρφωση (με χρησιμοποίηση μεγάλου αριθμού ψηφιακών δειγμάτων). ....	<b>11</b>
<b>Σχήμα 1.7:</b>	Διαμορφωμένοι υποφορείς (με χρησιμοποίηση μεγάλου αριθμού ψηφιακών δειγμάτων). ....	<b>11</b>
<b>Σχήμα 1.8:</b>	Σχηματικό διάγραμμα παραγωγής σήματος OFDM. ....	<b>12</b>
<b>Σχήμα 1.9:</b>	Τα FFT και τα IFFT ως γραμμικό ζεύγος.....	<b>14</b>
<b>Σχήμα 1.10:</b>	(α) Δημιουργία OFDM με τη χρήση μετατροπών (μετά τον διαμορφωτή), (β) Δημιουργία OFDM με τη χρήση IFFT στον πομπό.....	<b>15</b>
<b>Σχήμα 1.11:</b>	Διαγράμματα αστερισμών (α) BPSK, (β) QPSK (μόνο μαύρα σημεία) και M-PSK (όλα τα σημεία), (γ) 16-QAM. ....	<b>20</b>
<b>Σχήμα 1.12:</b>	Διάγραμμα QPSK Διαμορφωτή.....	<b>21</b>
<b>Σχήμα 1.13:</b>	Έξοδος λογισμικής και υλισμικής απόφασης.....	<b>23</b>
<b>Σχήμα 1.14:</b>	Τυπικός Turbo κωδικοποιητής.....	<b>24</b>
<b>Σχήμα 1.15:</b>	Σχέδιο Turbo αποκωδικοποιητή. ....	<b>25</b>
<b>Σχήμα 1.16:</b>	Εξασθένηση σήματος.....	<b>28</b>
<b>Σχήμα 2.1:</b>	Σχεδιάγραμμα αρχικού συστήματος προσομοίωσης.....	<b>36</b>
<b>Σχήμα 2.2:</b>	Αναπαράσταση πλάτους (V) σε σχέση με χρόνο (sec) για διαφορετικές βαθμίδες του συστήματος με Data 10010 (Σε αυτό το παράδειγμα το κάθε δεδομένο πληροφορίας – bit διαρκεί 0.1 sec).....	<b>36</b>
<b>Σχήμα 2.3:</b>	Έξοδος IFFT – OFDM αποτελούμενη από τέσσερις υποφορείς.	<b>39</b>
<b>Σχήμα 2.4:</b>	Έξοδος IFFT – OFDM αποτελούμενη από δεκαέξι υποφορείς. .	<b>39</b>

<b>Σχήμα 2.5:</b>	Αντιγραφή του 25% της περιόδου του σήματος στην αρχή του.. .....	<b>41</b>
<b>Σχήμα 2.6:</b>	Αλληλουχία σημάτων τα οποία περιέχουν ζώνη προστασίας μεταξύ τους ίση με 25% της αρχικής περιόδου τους. ....	<b>41</b>
<b>Σχήμα 2.7:</b>	Τμήμα κώδικα επιλογέα - κυκλικό πρόθεμα (α) για 4 υποφορείς εισόδου και (β) για 8 υποφορείς εισόδου. ....	<b>41</b>
<b>Σχήμα 2.8:</b>	Φάσμα εξόδου (α) για 4 υποφορείς και (β) για 8 υποφορείς εισόδου. ....	<b>41</b>
<b>Σχήμα 2.9:</b>	Αρχικό σύστημα προσομοίωσης OFDM με χρήση μπλοκ διακρίβωσης ορθής λειτουργίας (Στην έξοδο του IFFT παράγονται τέσσερις υποφορείς πληροφορίας). ....	<b>42</b>
<b>Σχήμα 2.10:</b>	Σύγκριση αρχικού σήματος (α) με τελικό σήμα λήψης (β) (χωρίς χρήση FFT στο δέκτη). ....	<b>43</b>
<b>Σχήμα 3.1:</b>	Τεχνικές παραθυρικού φιλτραρίσματος (Απεικόνιση κατόπιν εκτέλεσης δύο φασματικών μέσων τιμών) (α) Blackman, (β) Hann, (γ) Bartlett, (δ) Kaiser, (ε) Chebychev και (στ) Boxcar. ....	<b>49</b>
<b>Σχήμα 3.2:</b>	Μπλοκ διάγραμμα του συστήματος προσομοίωσης OFDM το οποίο αποτελούνταν από πομπό, κανάλι και δέκτη. ....	<b>50</b>
<b>Σχήμα 3.3:</b>	(α) Φάσμα OFDM αποτελούμενο από 5184 φορείς, με 10 dB SNR, κανάλι AWGN και (β) Φάσμα OFDM αποτελούμενο από 5184 υποφορείς χωρίς την παρουσία θορύβου. ....	<b>51</b>
<b>Σχήμα 3.4:</b>	BER σε σχέση με τον αριθμό των συνολικά παραγόμενων υποφορέων για μετατοπίσεις φάσης καναλιού Rayleigh για (α) SNR ίσο με 5dB και (β) SNR ίσο με 10 dB. ....	<b>53</b>
<b>Σχήμα 3.5:</b>	Διάγραμμα διασποράς για OFDM με 5184 συνολικά φορείς με AWGN θόρυβο και (α) χωρίς μετατόπιση φάσης, (β) με 15 μοίρες μετατόπιση φάσης και (γ) 30 μοίρες μετατόπιση φάσης. ....	<b>54</b>
<b>Σχήμα 3.6:</b>	Κανάλι θορύβου το οποίο αποτελούνταν από εξασθένιση Rayleigh με πρόσθετο Rician θόρυβο, AWGN θόρυβο και θόρυβο φάσης. ....	<b>55</b>
<b>Σχήμα 3.7:</b>	BER σε σχέση με SNR για διαφόρους τύπους θορύβου. ....	<b>55</b>
<b>Σχήμα 4.1:</b>	Επισκόπηση συστήματος OFDM. ....	<b>63</b>
<b>Σχήμα 4.2:</b>	Συμπιεστής μ-Law soft reduction (στο πεδίο του χρόνου). ....	<b>64</b>

<b>Σχήμα 4.3:</b>	BER απόδοση του $\mu$ LSR για 8192 υποφορείς (έξοδος IFFT). Το σύστημα παρουσίασε παρόμοια απόδοση από 64 έως και 4096 υποφορείς. .....	<b>65</b>
<b>Σχήμα 4.4:</b>	Η έξοδος του $\mu$ -Law αφαιρεί την έξοδο του κυκλικού προθέματος (Πεδίο του χρόνου). ....	<b>66</b>
<b>Σχήμα 4.5:</b>	BER απόδοση της $\mu$ LaCP για 8192 υποφορείς (έξοδος IFFT). Το σύστημα παρουσίασε παρόμοια απόδοση από 64 έως και 4096 υποφορείς. .....	<b>66</b>
<b>Σχήμα 4.6:</b>	CCDF της OFDM PAPR για (α) 64 και (β) 128 υποφορείς (Για όλα τα $\mu$ -Law τμήματα κώδικα ισχύει: $\mu = 3$ και $PR = 2$ ). ....	<b>69</b>
<b>Σχήμα 5.1:</b>	Σχηματική αναπαράσταση αποκωδικοποιητή .....	<b>77</b>
<b>Σχήμα 5.2:</b>	Αλγόριθμοι Trellis: Στην στήλη (1) φαίνονται οι αλγόριθμοι εκτίμησης ακολουθίας και στην στήλη (2) οι σύμβολο-προς-σύμβολο αλγόριθμοι εκτίμησης. ....	<b>78</b>
<b>Σχήμα 5.3:</b>	Σειριακός turbo κωδικοποιητής. ....	<b>80</b>
<b>Σχήμα 5.4:</b>	Σειριακός turbo αποκωδικοποιητής. ....	<b>80</b>
<b>Σχήμα 5.5:</b>	Παράλληλος turbo κωδικοποιητής .....	<b>82</b>
<b>Σχήμα 5.6:</b>	Προτεινόμενος παράλληλος turbo κωδικοποιητής. ....	<b>82</b>
<b>Σχήμα 5.7:</b>	Προκαταρκτικό στάδιο PCCC αποκωδικοποίησης (Το πρόσθετο κέρδος αντιπροσωπεύεται από το μπλοκ χαρακτηρισμένο ως "G"). ....	<b>83</b>
<b>Σχήμα 5.8:</b>	Δεύτερο στάδιο του παράλληλου turbo αποκωδικοποιητή. ....	<b>84</b>
<b>Σχήμα 5.9:</b>	Δεύτερο στάδιο του προτεινόμενου παράλληλου turbo αποκωδικοποιητή. ....	<b>86</b>
<b>Σχήμα 5.10:</b>	Συγκεντρωτικά διαγράμματα BER απόδοσης διαφόρων συστημάτων κωδικοποίησης για (α) 5 επαναλήψεις. ....	<b>89</b>
<b>Σχήμα 5.10:</b>	Συγκεντρωτικά διαγράμματα BER απόδοσης διαφόρων συστημάτων κωδικοποίησης για (β) 3 και (γ) 2 επαναλήψεις. ....	<b>90</b>
<b>Σχήμα 5.11:</b>	BER απόδοση των προσομοιωμένων τεχνικών κωδικοποίησης για (α) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 64, (β) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 128, (γ) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 256 και (δ) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 512 .....	<b>91</b>
<b>Σχήμα 5.11:</b>	BER απόδοση των προσομοιωμένων τεχνικών κωδικοποίησης για (ε) 3 επαναλήψεις με μπλοκ 64, (στ) 3 επαναλήψεις με μπλοκ 128, (ζ) 3 επαναλήψεις με μπλοκ 256 και (η) 3 επαναλήψεις με μπλοκ 512. ....	<b>92</b>

<b>Σχήμα 5.11:</b>	BER απόδοση των προσομοιωμένων τεχνικών κωδικοποίησης για (θ) 2 επαναλήψεις με μπλοκ 64, (ι) 2 επαναλήψεις με μπλοκ 128, (ια) 2 επαναλήψεις με μπλοκ 256 και (ιβ) 2 επαναλήψεις με μπλοκ 512.....	<b>93</b>
<b>Σχήμα 6.1:</b>	Παράδειγμα συνελκτικού (convolutional – trellis) κωδικοποιητή με μήκος περιορισμού 3, πολυώνυμα γεννήτορες $7_8$ (Συνδέσεις Σ1: 111), $5_8$ (Συνδέσεις Σ2: 101) και βρόχο ανάδραση ίσο με 7 (111). Όταν υπάρχει σύνδεση με έξοδο δηλώνεται ως “1” ενώ σε αντίθετη περίπτωση ως “0”....	<b>102</b>
<b>Σχήμα 6.2:</b>	Κωδικοποιητές SCCC και PCCC. Στον PCCC τα πρόσθετα γκρι μπλοκ απαιτούνται για επίτευξη ρυθμού κώδικα 1/4 (νέο σχέδιο) αντί για 1/3.	<b>104</b>
<b>Σχήμα 6.3:</b>	Σειριακό σχέδιο turbo αποκωδικοποιητή.....	<b>104</b>
<b>Σχήμα 6.4:</b>	Στάδιο διάτρησης (puncturing) PCCC αποκωδικοποιητών. ....	<b>105</b>
<b>Σχήμα 6.5:</b>	Τελικό στάδιο αποκωδικοποίησης PCCC. ....	<b>105</b>
<b>Σχήμα 6.6:</b>	Τελικό στάδιο αποκωδικοποίησης νέου PCCC. ....	<b>105</b>
<b>Σχήμα 6.7:</b>	Στάδιο IFFT και Ζώνης Προστασίας. ....	<b>107</b>
<b>Σχήμα 6.8:</b>	Στάδιο FFT και αφαίρεσης Ζώνης Προστασίας. ....	<b>107</b>
<b>Σχήμα 6.9:</b>	Κωδικοποιημένο OFDM σύστημα (Το στάδιο δέκτη παρουσιάζεται με μπλοκ γκρι χρώματος).....	<b>107</b>
<b>Σχήμα 6.10:</b>	Απόδοση BER κωδικοποιημένων OFDM για (α) 5 επαναλήψεις. ..	<b>110</b>
<b>Σχήμα 6.10:</b>	Απόδοση BER κωδικοποιημένων OFDM για (β) 4 επαναλήψεις και (γ) 3 επαναλήψεις. ....	<b>111</b>
<b>Σχήμα 6.11:</b>	Απόδοση BER των προσομοιωμένων τεχνικών κωδικοποίησης για (α) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 64, (β) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 128, (γ) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 256 και (δ) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 512.....	<b>112</b>
<b>Σχήμα 6.11:</b>	Απόδοση BER των προσομοιωμένων τεχνικών κωδικοποίησης για (θ) 3 επαναλήψεις με μπλοκ 64, (ι) 3 επαναλήψεις με μπλοκ 128, (ια) 3 επαναλήψεις με μπλοκ 256 και (ιβ) 4 επαναλήψεις με μπλοκ 512. ....	<b>114</b>
<b>Σχήμα 7.1:</b>	Σχέδιο Παράλληλων Turbo κωδικοποιητών και Νέου Παράλληλου Turbo αποκωδικοποιητή (Πρώτο και Δεύτερο στάδιο). ....	<b>124</b>
<b>Σχήμα 7.2:</b>	Πλατφόρμα προσομοίωσης OFDM μαζί με την τεχνική μLaIF.	<b>126</b>
<b>Σχήμα 7.3:</b>	Λειτουργία μLaIF. ....	<b>127</b>

<b>Σχήμα 7.4:</b>	(α) PAPR απόδοση για σταθερό αριθμό υποφορέων και seed 944321 .....	<b>131</b>
<b>Σχήμα 7.4:</b>	PAPR απόδοση για σταθερό αριθμό υποφορέων και για seed (β) 321944 και (γ) 12343 .....	<b>132</b>
<b>Σχήμα 7.5:</b>	Απόδοση PAPR για σταθερό μέγεθος μπλοκ.....	<b>133</b>
<b>Σχήμα 7.6:</b>	Απόδοση BER της καλύτερης τεχνικής κωδικοποίησης για $\mu = 4$ , $\mu = 5$ και για διάφορες επαναλήψεις. ....	<b>134</b>
<b>Σχήμα 7.7:</b>	PAPR απόδοση για $\mu = 5$ (προτεινόμενη τιμή).....	<b>134</b>
<b>Σχήμα 8.1:</b>	Κωδικοποιητές turbo (Ο τυπικός σχεδιασμός PCCC περιέχει μόνο λευκά μπλοκ). Η νέα σχεδίαση PCCC επιτυγχάνεται με τη χρήση πρόσθετων γκρι μπλοκ. Η τυπική τεχνική SCCC αντιστοιχεί στην ακολουθία μπλοκ $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4$ , ενώ το μπλοκ 2 ονομάζεται εξωτερικός κωδικοποιητής και το μπλοκ 4 ονομάζεται εσωτερικός κωδικοποιητής). ....	<b>143</b>
<b>Σχήμα 8.2:</b>	Πρώτο και δεύτερο στάδιο αποκωδικοποίησης. Ειδικά, στο δεύτερο στάδιο της βελτιωμένης PCCC αποκωδικοποίησης περιέχεται ο παράγοντας κλιμάκωσης ο οποίος αντιστοιχεί μόνο στα γκρι μπλοκ χαρακτηρισμένα ως "G"). ....	<b>144</b>
<b>Σχήμα 8.3:</b>	Αποτελέσματα BER για (α) βελτιωμένο σύστημα με 5 επαναλήψεις συγκρινόμενο με διαφορετικές τεχνικές και (β) βελτιωμένο σύστημα με 3 επαναλήψεις και για διαφορετικό μέγεθος μπλοκ. ....	<b>147</b>
<b>Σχήμα 8.3:</b>	Αποτελέσματα BER (γ) για βελτιωμένο σύστημα με 5 επαναλήψεις και για διαφορετικό μέγεθος μπλοκ και (δ) για σύστημα με και χωρίς SF και για σύστημα συνελικτικής κωδικοποίησης-αποκωδικοποίησης.. ....	<b>148</b>
<b>Σχήμα 8.4:</b>	Αποτελέσματα BER για σύστημα συνελικτικής κωδικοποίησης-αποκωδικοποίησης και για βελτιωμένο σύστημα με 3 επαναλήψεις και μέγεθος μπλοκ ίσο με (α) 64, (β) 128, (γ) 256 και (δ) 512. ....	<b>149</b>
<b>Σχήμα 8.5:</b>	Αποτελέσματα BER για σύστημα συνελικτικής κωδικοποίησης-αποκωδικοποίησης και για βελτιωμένο σύστημα με 5 επαναλήψεις και μέγεθος μπλοκ ίσο με (α) 64, (β) 128, (γ) 256 και (δ) 512. ....	<b>150</b>
<b>Σχήμα 9.1:</b>	Μετασχηματισμός πλαισίου πριν το IFFT.....	<b>159</b>
<b>Σχήμα 9.2:</b>	Σύστημα νέων Turbo κωδικών (με ρυθμό 1/4). ....	<b>161</b>
<b>Σχήμα 9.3:</b>	Θόρυβος φάσης SSB (Μονής πλευρικής ζώνης). ....	<b>163</b>
<b>Σχήμα 9.4:</b>	Απεικόνιση περιπτώσεων Multipath και Shadowing.....	<b>165</b>

<b>Σχήμα 9.5:</b>	Σχέδιο του προσομοιωμένου συστήματος. ....	<b>169</b>
<b>Σχήμα 9.6:</b>	Στάδια προσομοίωσης (α) "PAD, FT, IFFT, CP" και (β) "REMOVE CP, FFT, REMOVE PAD".....	<b>169</b>
<b>Σχήμα 9.7:</b>	Μοντέλο θορύβου.....	<b>169</b>
<b>Σχήμα 9.8:</b>	(α) AWGN και (β) AWGN με θόρυβο φάσης -50dBc/Hz με μετατόπιση συχνότητας 100Hz). ....	<b>173</b>
<b>Σχήμα 9.9:</b>	(α) AWGN με μετατόπιση καναλιού Rayleigh 30 μοιρών και (β) AWGN με μετατόπιση καναλιού Rayleigh των 40 μοιρών. ....	<b>174</b>
<b>Σχήμα 9.10:</b>	(α) AWGN με διάλεια Rayleigh (ITU PA3) και (β) AWGN με διάλεια Ricean και πολλαπλές διαδρομές Rayleigh (ITU PA3, K=1). ...	<b>175</b>
<b>Σχήμα 9.11:</b>	(α) AWGN με διάλεια Ricean και πολλαπλές διαδρομές Rayleigh (ITU PA3, K = 1) και με PN και (β) AWGN με διάλεια Ricean και πολλαπλές διαδρομές Rayleigh (ITU PA3, K = 2).....	<b>176</b>
<b>Σχήμα 9.11:</b>	(γ) AWGN με διάλεια Ricean, πολλαπλές διαδρομές Rayleigh (ITU PA3, K = 2) και με PN. ....	<b>177</b>
<b>Σχήμα 9.12:</b>	Όλοι οι προσομοιωμένοι τύποι θορύβου για 5 επαναλήψεις και μέγεθος μπλοκ 512 (Ο θόρυβος φάσης PN είναι ίσος με -50dBc/Hz με μετατόπιση συχνότητας 100Hz). ....	<b>177</b>
<b>Σχήμα 10.1:</b>	Μεταβλητές θεμελιώδους εξίσωσης διαφορών.....	<b>190</b>
<b>Σχήμα 10.2:</b>	Βασικές βαθμίδες DSK. ....	<b>191</b>
<b>Σχήμα 10.3:</b>	Σύστημα παραγωγής παλμών.....	<b>192</b>
<b>Σχήμα 10.4:</b>	Μέτρηση σήματος σε παλμογράφο. ....	<b>193</b>
<b>Σχήμα 10.5:</b>	Εικονική (virtual) απεικόνιση σήματος το πεδίο του χρόνου (scope). ....	<b>193</b>
<b>Σχήμα 10.6:</b>	Σύστημα παραγωγής ημιτόνων.....	<b>194</b>
<b>Σχήμα 10.7:</b>	Απεικόνιση ημιτόνων (παλμογράφος). ....	<b>194</b>
<b>Σχήμα 10.8:</b>	Απεικόνιση επικαλυπτόμενων καναλιών (παλμογράφος). ....	<b>195</b>
<b>Σχήμα 10.9:</b>	Εικονική απεικόνιση ημιτόνων (προσομοίωση). ....	<b>195</b>
<b>Σχήμα 10.10:</b>	Σύστημα παραγωγής ημιτόνων και παλμών. ....	<b>195</b>
<b>Σχήμα 10.11:</b>	Μέτρηση συστήματος διπλής γεννήτριας σε παλμογράφο. ....	<b>196</b>
<b>Σχήμα 10.12:</b>	Αλληλοεπικάλυψη σημάτων στον παλμογράφο. ....	<b>197</b>
<b>Σχήμα 10.13:</b>	Αποτελέσματα προσομοίωσης (στο πεδίο του χρόνου). ....	<b>197</b>
<b>Σχήμα 10.14:</b>	Σύνδεση TMS320C6416T DSK με παλμογράφο (Tektronix TDS 3034) και ηλεκτρονικό υπολογιστή (Laptop). ....	<b>197</b>



<b>Σχήμα 10.15:</b> OFDM σύστημα χωρίς κωδικοποίηση.....	<b>199</b>
<b>Σχήμα 10.16:</b> OFDM σύστημα με κωδικοποίηση (Μέσα στη βαθμίδα με πράσινο χρώμα PAD-IFFT-CP, περιέχονται τα πρόσθετα μπλοκ ZP, FT και CP). .	<b>199</b>
<b>Σχήμα 10.17:</b> Υποσύστημα προστιθέμενων λειτουργιών (PAD-IFFT-CP) Zero Padding (ZP), Frame Transformation (FT) και Cyclic Prefix (CP).....	<b>199</b>
<b>Σχήμα 10.18:</b> Σύστημα V1 – Παραγωγή και μέτρηση (α) 2 υποφορέων και (β) 4 υποφορέων.....	<b>200</b>
<b>Σχήμα 10.18:</b> Σύστημα V1 – Παραγωγή και μέτρηση (γ) 8 υποφορέων και (δ) 16 υποφορέων. ....	<b>201</b>
<b>Σχήμα 10.18:</b> Σύστημα V1 – Παραγωγή και μέτρηση (ε) 32 υποφορέων και (στ) 64 υποφορέων.....	<b>202</b>
<b>Σχήμα 10.19:</b> Σύστημα V2 – Παραγωγή OFDM με CP (α) 8+2 υποφορείς και (β) 16+4 υποφορείς, όπου οι προστιθέμενοι υποφορείς οφείλονται στη λειτουργία Κυκλικού Προθέματος (Cyclic Prefix – CP).....	<b>203</b>
<b>Σχήμα 10.19:</b> Σύστημα V2 – Παραγωγή OFDM με CP (γ) 32+8 υποφορείς και (δ) 64+16 υποφορείς, όπου οι προστιθέμενοι υποφορείς οφείλονται στη λειτουργία Κυκλικού Προθέματος (Cyclic Prefix – CP).....	<b>204</b>
<b>Σχήμα 10.20:</b> Σύστημα V3 – Παραγωγή Coded-OFDM με (α) 16 υποφορείς και (β) 32 υποφορείς.....	<b>205</b>
<b>Σχήμα 10.20:</b> Σύστημα V3 – Παραγωγή Coded-OFDM με (γ) 64 υποφορείς και (δ) 128 υποφορείς. ....	<b>206</b>
<b>Σχήμα 10.20:</b> Σύστημα V3 – Παραγωγή Coded-OFDM με (ε) 128 υποφορείς. ...	<b>207</b>
<b>Σχήμα 10.21:</b> Σύστημα V4 – Παραγωγή Coded-OFDM με CP και με (α) 8+2 υποφορείς. ....	<b>207</b>
<b>Σχήμα 10.21:</b> Σύστημα V4 – Παραγωγή Coded-OFDM με CP και με (β) 16+4 υποφορείς και (γ) 32+8 υποφορείς. ....	<b>208</b>
<b>Σχήμα 10.21:</b> Σύστημα V4 – Παραγωγή Coded-OFDM με CP και με (δ) 64+16 υποφορείς. ....	<b>209</b>
<b>Σχήμα 10.22:</b> Σύστημα V5 – Παραγωγή Coded-OFDM με ZP, CP και με (α) 2+6+2 φορείς (X+Y+Z φορείς = ZP+DATA+CP).....	<b>209</b>
<b>Σχήμα 10.22:</b> Σύστημα V5 – Παραγωγή Coded-OFDM με ZP, CP και με (β) 4+12+4 υποφορείς και (γ) 8+24+8 υποφορείς (X+Y+Z φορείς = ZP+DATA+CP). ....	<b>210</b>

<b>Σχήμα 10.22:</b> Σύστημα V5 – Παραγωγή Coded-OFDM με ZP, CP και με (δ) 16+48+16 φορές (X+Y+Z φορές = ZP+DATA+CP). .....	<b>211</b>
<b>Σχήμα 10.23:</b> Σύνδεση OFDM συστήματος με Tektronix RSA 3408A.....	<b>211</b>
<b>Σχήμα 10.24:</b> Πομπός και δέκτης OFDM.....	<b>213</b>
<b>Σχήμα 10.25:</b> Βαθμίδες Interlacing (In→Out1) και Deinterlacing (In2→Out). ..	<b>214</b>
<b>Σχήμα 10.26:</b> Βαθμίδα RemCP-FFT-Frame-Buf.....	<b>214</b>
<b>Σχήμα 10.27:</b> Μέτρηση σήματος LED με probe παλμογράφου. ....	<b>215</b>
<b>Σχήμα 10.28:</b> Μέτρηση σημάτων με τη χρήση παλμογράφου: Η έξοδος του DAC φαίνεται στο Κανάλι 1 (Δεδομένα από γεννήτρια) και στο Κανάλι 2 (Σήμα εξόδου αποκωδικοποιητή Viterbi). Η μέτρηση στα LEDs φαίνεται στο Κανάλι 3 (Δεδομένα από γεννήτρια – LED1) και στο Κανάλι 4 (Σήμα εξόδου αποκωδικοποιητή Viterbi – LED0).....	<b>216</b>
<b>Σχήμα 10.29:</b> Τροποποίηση OFDM συστήματος ώστε να μετρηθεί με την παρουσία ADC και DAC.....	<b>217</b>
<b>Σχήμα 10.30:</b> Μέτρηση στα LED συστήματος (Κανάλι 3 – Αρχικό σήμα στο LED0 και Κανάλι 4 – Τελικό σήμα στο LED1). ....	<b>217</b>
<b>Σχήμα 10.31:</b> Μέτρηση συστήματος χωρίς σύνδεση φανταστικού μέρους (Κανάλι 3 – Αρχικό σήμα στο LED0 και Κανάλι 4 – Τελικό σήμα στο LED1). .....	<b>218</b>
<b>Σχήμα 10.32:</b> Μέτρηση συστήματος χωρίς Upsampling (Κανάλι 3 – Αρχικό σήμα στο LED0 και Κανάλι 4 – Τελικό σήμα στο LED1). .....	<b>218</b>

## ΛΙΣΤΑ ΠΙΝΑΚΩΝ

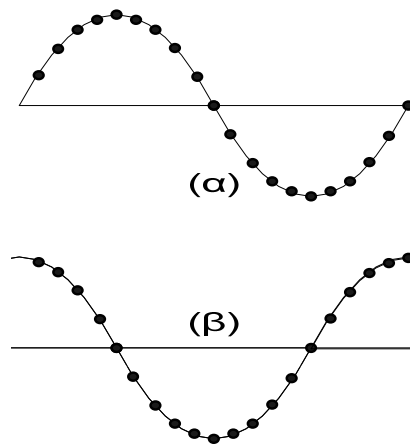
<b>Πίνακας 1.1:</b>	Ρυθμοί μετάδοσης για διάφορες μορφές PSK και QAM.....	<b>21</b>
<b>Πίνακας 3.1:</b>	Παράδειγμα εφαρμογής ενδιάμεσης μνήμης (μετατροπή σειριακού σήματος σε παράλληλο) μετά από μία σειριακή ακολουθία "a1, a2, a3, b1, b2, b3, c1, c2, c3, d1, d2, d3" για την παραγωγή τριών υποφορέων.....	<b>47</b>
<b>Πίνακας 3.2:</b>	Ολικός αριθμός υποφορέων OFDM ο οποίος περιέχει διαφορετικούς αριθμούς υποφορέων αρχικής πληροφορίας. ....	<b>50</b>
<b>Πίνακας 4.1:</b>	Μέγιστη PAPR που παρατηρήθηκε για διαφορετικό αριθμό συνολικών υποφορέων. ....	<b>68</b>
<b>Πίνακας 5.1:</b>	Διανύσματα διάτρησης. ....	<b>87</b>
<b>Πίνακας 5.2:</b>	Διακύμανση θορύβου.....	<b>88</b>
<b>Πίνακας 6.1:</b>	Διάφορες καθυστερήσεις και μεγέθη ενδιάμεσης μνήμης (Buffer).....	<b>108</b>
<b>Πίνακας 7.1:</b>	Ρυθμίσεις προσομοίωσης της OFDM (νέο PCCC, $R_c = 1/4$ )... ..	<b>128</b>
<b>Πίνακας 9.1:</b>	Προφίλ Καναλιού ITU Pedestrian-A. ....	<b>171</b>
<b>Πίνακας 9.2:</b>	Ρυθμίσεις προσομοίωσης της OFDM (PCCC, $R_c = 1/4$ ). ....	<b>172</b>



# ΟΡΘΟΓΩΝΙΚΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΔΙΑΙΡΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ (OFDM)

## 1.1 Εισαγωγή

Η OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως Ορθογωνική Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας (ή ως Πολυπλεξία Ορθογωνικής Διαίρεσης Συχνότητας). Αυτή η μέθοδος βασίζεται στην ιδέα του διαχωρισμού μίας ροής δεδομένων (data stream) σε περισσότερες παράλληλες ροές δεδομένων μικρότερης ταχύτητας. Αυτές οι παράλληλες ροές δεδομένων μεταφέρονται από σήματα ορθογωνικά μεταξύ τους. Τα σήματα αυτά είναι όλα ημίτονα ή συνημίτονα και παράγονται μέσω δειγματοληψίας (σχήμα 1.1).



**Σχήμα 1.1:** (α) ψηφιοποιημένο ημίτονο και (β) ψηφιοποιημένο συνημίτονο.

Η δειγματοληψία διεξάγεται ανά τακτά χρονικά διαστήματα και περιγράφεται από τη συχνότητά της η οποία ονομάζεται συχνότητα δειγματοληψίας. Όσο μεγαλύτερη είναι η συχνότητα δειγματοληψίας τόσο ομαλότερο είναι το παραγόμενο ημιτονικό σήμα αφού αποτελείται από περισσότερα διακριτά σημεία (δείγματα). Συνεπώς ο υπολογισμός του αριθμού σημείων της δειγματοληψίας ανά περίοδο σήματος προκύπτει από τη διαίρεση της συχνότητας δειγματοληψίας με την συχνότητα του παραγόμενου σήματος.

Ορθογωνικότητα δύο συναρτήσεων  $x_i(t)$  και  $x_j(t)$  έχουμε όταν το ολοκλήρωμα του γινομένου τους (σε μία περίοδο  $T$ ) είναι μηδενικό και περιγράφεται από τη σχέση 1.1. Στην OFDM οι συχνότητες των συναρτήσεων  $x_i(t)$  και  $x_j(t)$  επιλέγονται σύμφωνα με την σχέση 1.2, οπότε είναι και ορθογωνικές. Επομένως, επειδή όλοι οι OFDM υποφορείς είναι ημίτονα ή συνημίτονα (σχήμα 1.1) μπορεί να αποδειχθεί εύκολα ότι π.χ. το ολοκλήρωμα (μίας περιόδου) του πολλαπλασιασμού ενός ημιτόνου συχνότητας  $f_1$  με ένα ημίτονο συχνότητας  $f_2$  (των οποίων η συχνότητα υπολογίζεται μέσω της σχέσης 1.1) είναι μηδενικό. Π.χ. για συχνότητα φορέα ίση με 1000 Hz και συχνότητα συμβόλων 100 Hz (δηλ. περίοδο συμβόλου  $T = 1/100$  sec) οι παραγόμενοι υποφορείς θα είναι ίσοι με  $(1000+50)$  Hz,  $(1000+2\cdot 50)$  Hz,  $(1000+3\cdot 50)$  Hz, κλπ. Όλες οι συχνότητες αυτές, είναι ορθογωνικές μεταξύ τους [1].

$$\int_0^{T_s} x_i(t) \cdot x_j(t) \cdot dt = 0 \quad (1.1)$$

$$x(t) = \cos \left[ 2\pi f_c t + 2\pi m t \left( \frac{f_s}{2} \right) \right] \quad (1.2)$$

Όπως προαναφέρθηκε, η αρχική ροή ψηφιακών δεδομένων έχει υψηλότερο bit-rate (ρυθμό μετάδοσης) συγκρινόμενη με κάθε μία από τις παράλληλες ροές. Ο βασικός στόχος αυτής της διεργασίας δηλαδή της μείωσης του ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας είναι η ελαχιστοποίηση της διασυμβολικής παρεμβολής ISI (Intersymbol Interference). Αυτό συμβαίνει διότι μικραίνοντας τον ρυθμό επιτυγχάνεται αύξηση του χρόνου  $T_s$  που διαρκεί κάθε bit πληροφορίας. Η τιμή αυτού του χρόνου πρέπει να είναι τόσο μεγάλη ώστε όλες οι καθυστερήσεις του καναλιού (προερχόμενες π.χ. από ανακλάσεις, διαφορετικές διαδρομές, κλπ) να εμφανίζονται πολύ μικρότερες του (μικρότερες του 10% του  $T_s$ ). Η οικογένεια των τεχνικών μετάδοσης, η οποία αναφέρεται στην πολυπλεξία πολλαπλών διαμορφωμένων φορέων, αποτελεί μέρος διαφόρων συστημάτων υψηλής μετάδοσης δεδομένων πληροφορίας (π.χ. ADSL και VDSL). Αυτά τα συστήματα έχουν πολύ μικρή διάρκεια συμβόλων η οποία είναι αντιστρόφως ανάλογη με το ρυθμό μετάδοσης. Όταν η πληροφορία διασπαστεί σε πολλαπλούς υποφορείς (subcarriers), τότε η διάρκεια συμβόλου της κάθε ροής είναι αυξημένη. Τελικά, επιλέγεται η διάρκεια

των συμβόλων  $T_s$  αυτής της ροής ώστε να είναι σημαντικά μεγάλη συγκρινόμενη με την εξάπλωση καθυστέρησης (delay spread) [2].

Η OFDM έχει επίσης εισάγει τον όρο της φασματικής απόδοσης (spectral efficiency) στις μεταδόσεις με τη χρήση πολλαπλών φορέων πληροφορίας. Αυτές οι μεταδόσεις, όπως ήδη αναφέρθηκε, γίνονται με τη βοήθεια ορθογωνικών υποφορέων. Η ορθογωνικότητα των υποφορέων συνεπάγεται ότι δεν θα προκύψει παρεμβολή μεταξύ τους. Επιπροσθέτως, ελαχιστοποιείται και η πιθανότητα των αλληλοεπικαλυπτόμενων υποφορέων (overlapping subcarriers) γιατί σε αντίθετη περίπτωση θα παρατηρούνταν παρεμβολές μεταξύ των υποφορέων (intercarrier interference). Ακόμη, οι υποφορείς (ο ολικός αριθμός τους ισούται με  $L$ ) έχουν ένα εύρος ίσο με  $B_{SUB}$ , το οποίο είναι ανάλογο με το ονομαστικό εύρος ζώνης (nominal bandwidth)  $B$ . Ο αριθμός των υποφορέων  $L$  ισούται με το μέγεθος μπλοκ (block)  $L$  διότι θα μεταφερθεί ένα σύμβολο από κάθε υποφορέα. Το μπλοκ δηλαδή είναι μία σταθερή ποσότητα δεδομένων μεγέθους  $L$ :

$$B_{SUB} = B / L \quad (1.3)$$

Η παραγωγή των παραπάνω ορθογωνικών συχνοτήτων οι οποίες είναι υποφορείς μπορεί να υλοποιηθεί εύκολα με τη χρήση του Αντίστροφου Γρήγορου Μετασχηματισμού Fourier (Inverse Fast Fourier Transform - IFFT) σε διακριτό χρόνο ή αλλιώς με τον Αντίστροφο Διακριτό Μετασχηματισμό Fourier (Inverse Discrete Fourier Transform - IDFT) της ροής πληροφορίας. Επίσης, οι πομποί και δέκτες OFDM μπορούν να υλοποιηθούν σε διακριτούς χρόνους με τη χρήση IFFT and FFT αντίστοιχα [3].

Ένας δέκτης OFDM έχει τη δυνατότητα με σχετικά απλό τρόπο να αντιμετωπίσει διάφορες εξασθενήσεις του καναλιού (channel impairments). Ως γνωστόν, τα σήματα τα οποία φθάνουν στο δέκτη μέσω ενός καναλιού έχουν αλλοιωθεί. Αυτό συμβαίνει έντονα σε ένα ραδιοκανάλι λόγω της χρονικά μεταβαλλόμενης εξασθένησης [4,5]. Αυτή η εξασθένηση μπορεί να διαχωριστεί σε δύο τύπους. Ο ένας είναι μικρής κλίμακας (small-scale fading) ενώ ο άλλος είναι η εξασθένηση μεγάλης κλίμακας (large-scale fading). Η τελευταία προκαλείται με την κίνηση του χρήστη σε μεγάλες γεωγραφικές περιοχές, δημιουργώντας αλλαγή στη μέση τιμή της απώλειας διαδρομής (average path loss). Η εξασθένηση αυτή είναι εφικτό να μοντελοποιηθεί ακόμη και με ένα

πειραματικό μοντέλο [6]. Όμως, η εξασθένηση μικρής κλίμακας προκαλεί γρήγορες αλλαγές στην στάθμη του σήματος, οι οποίες οφείλονται στη συμβολή σημάτων που προέρχονται από πολλαπλές διαδρομές. Επίσης, αυτή η εξασθένηση δημιουργείται από αλλαγές της θέσης του δέκτη σε τάξη μεγέθους του μισού μήκους κύματος. Η διάδοση μέσω πολλαπλών διαδρομών (Multipath propagation) καταλήγει στην διασυμβολική παρεμβολή (ISI) λόγω της επιλεκτικής διάλειψης συχνότητας (frequency selective fading). Επειδή με την OFDM χωρίζεται το εύρος ζώνης του καναλιού σε πολλά κανάλια πολύ μικρότερου εύρους ζώνης, θεωρείται ότι το κάθε ένα από αυτά τα πολύ μικρότερα κανάλια έχει επίπεδη εξασθένηση-διάλειψη (flat fading). Στην πράξη θεωρούμε ότι έχουμε επίπεδη εξασθένηση και για ένα εύρος ζώνης που ονομάζεται εύρος ζώνης συνοχής (ή αλλιώς ζωνικό εύρος συμφωνίας – coherence bandwidth) καναλιού και το οποίο είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του κάθε υποφορέα. Επομένως δεδομένου ότι έχουμε επίπεδη εξασθένηση αποφεύγεται και η χρήση αντισταθμιστών- εξισορροπητών (equalizers) για την ελαχιστοποίηση της ISI. Αυτό καταλήγει σε πιο απλή αρχιτεκτονική δέκτη συγκρινόμενη με εκείνες των συστημάτων 2G και 3G με έναν φορέα (single carrier). Σε αυτά τα συστήματα χρησιμοποιούνται αντισταθμιστές για την εξάλειψη της ISI [7-8]. Επίσης για την αποφυγή παρεμβολών μεταξύ μπλοκ (ποσότητες σταθερού μεγέθους  $L$  δειγμάτων) δεδομένων (inter-block interference - IBI) γίνεται η χρησιμοποίηση μίας τεχνικής που ονομάζεται κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix – CP). Το CP έγκειται στην αντιγραφή κάποιων τελευταίων δειγμάτων του συμβόλου στην αρχή του όπως περιγράφεται αναλυτικά στην παράγραφο 2.3 του δεύτερου κεφαλαίου. Το CP πρέπει να είναι μεγαλύτερο και από το μέγιστο όριο καθυστέρησης σε παρακείμενα OFDM μπλοκ. Το CP αποτελεί την πιο συνήθη τεχνική προστασίας [4].

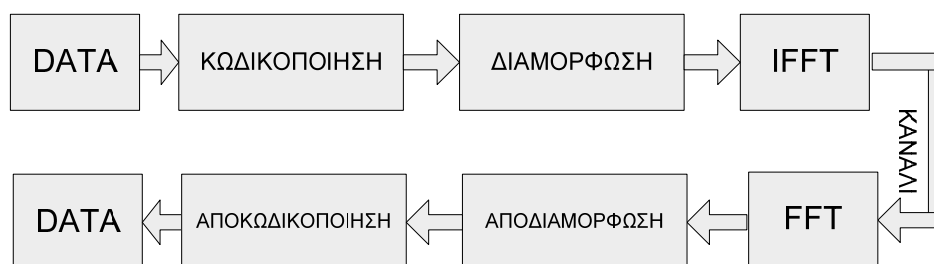
Γενικά, η παρουσία κάποιου χρονικού διαστήματος προστασίας (Guard interval) που περιέχει και το CP είναι απαραίτητη στα συστήματα OFDM. Αυτό το διάστημα προστασίας επιφέρει την ελαχιστοποίηση της ISI επειδή παρεμβάλλεται μεταξύ διαδοχικών OFDM συμβόλων. Η ζώνη προστασίας (Guard band) πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την εκτιμώμενη εξάπλωση καθυστέρησης πολλαπλών διοδεύσεων (multipath delay spread). Επίσης η ζώνη προστασίας πρέπει να επιλεγθεί προσεκτικά. Αυτή η ζώνη προστασίας



περιέχεται στη συνολική διάρκεια του τελικού συμβόλου. Αν η ζώνη προστασίας αυξηθεί τότε η απαιτούμενη ενέργεια εκπομπής συμβόλων αυξάνεται και ταυτόχρονα το εύρος δεδομένων (data bandwidth) μειώνεται. Είναι επίσης σαφές ότι εάν ο αριθμός των υποφορέων αυξηθεί, η πολυπλοκότητα για την υλοποίηση του συστήματος αυξάνεται, το μέγεθος του FFT που απαιτείται αυξάνεται και επιπρόσθετα οι υποφορείς γίνονται πιο ευαίσθητοι σε φαινόμενα πολλαπλής διόδευσης και στην μετατόπιση Doppler (Doppler shift). Αυτό συμβαίνει διότι αν το συνολικό εύρος (bandwidth) παραμείνει σταθερό και ο αριθμός των υποφορέων αυξηθεί, τότε η απόσταση μεταξύ των υποφορέων μειώνεται και ο χρόνος συμβόλου αυξάνεται. Αυτό ενισχύει την προστασία ως προς στην εξάπλωση καθυστέρησης πολλαπλών διοδεύσεων. Όμως, η μειωμένη απόσταση μεταξύ των υποφορέων επιφέρει αδυναμία του συστήματος να αντεπεξέλθει στην μεταξύ τους παρεμβολή (Intercarrier interference) εξαιτίας της μετατόπισης Doppler (κινητές επικοινωνίες – mobile communications). Επομένως πρέπει να βρεθεί η καλύτερη λύση ως προς την καθυστέρηση και τη μετατόπιση Doppler κατά το σχεδιασμό ενός συστήματος OFDM.

Τα συστήματα τα οποία βασίζονται σε OFDM αρχιτεκτονική είναι ευαίσθητα σε λάθη συγχρονισμού. Η παρεμβολή μεταξύ των υποφορέων είναι αναμενόμενη αν τυχόν υπάρξει πρόβλημα συγχρονισμού συχνότητας. Άλλο ένα πρόβλημα είναι ο μεγάλος λόγος μέγιστης προς μέσης ισχύς (peak-to-average power ratio – PAPR) [4].

Το θέμα αυτό περιγράφεται αναλυτικά στην παράγραφο 1.4. Στη συνέχεια, θα γίνει εκτενέστερη αναφορά στην αρχή λειτουργίας της OFDM, στην ιστορική της διαδρομή, στις μετατροπές FFT και IFFT, στο λόγο μέγιστης προς μέση ισχύ (PAPR), στον αστερισμό συμβόλων (symbol mapping), στην κωδικοποίηση καναλιού και στο κανάλι επικοινωνίας. Ένα σχεδιάγραμμα ενός τυπικού συστήματος OFDM φαίνεται στο σχήμα 1.2.



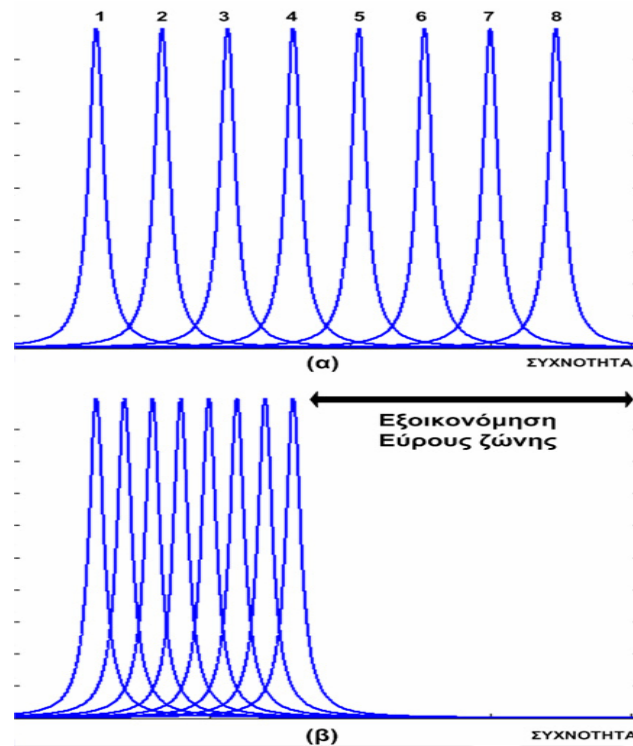
**Σχήμα 1.2:** Τυπικό OFDM σύστημα.

## 1.2 OFDM και ιστορική αναδρομή

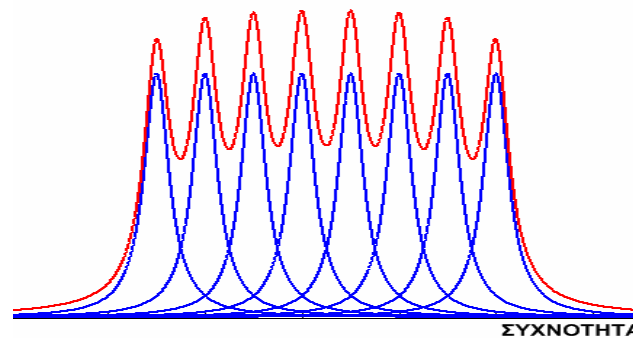
Όπως έχει προαναφερθεί, σε ένα σύστημα OFDM η πληροφορία εκπέμπεται διαμέσου υποφορέων χαμηλότερου bit rate. Αυτό έχει σαν συνέπεια ότι η OFDM αυξάνει την ανοχή ως προς την επιλεκτική εξασθένηση και την παρεμβολή στενής ζώνης (narrowband interference) για τον παρακάτω λόγο. Αν η μετάδοση πληροφορίας γίνονταν μόνο με έναν φορέα, τότε μία και μόνο τυχαία εξασθένηση ή παρεμβολή στη συχνότητα του φορέα θα μπορούσε να δημιουργήσει πρόβλημα στη διασύνδεση πομπού και δέκτη. Όμως, αν η μετάδοση γίνεται με τη βοήθεια πολλών υποφορέων τότε μόνο ένα μικρό ποσοστό τους θα επηρεαστεί με την εμφάνιση των προηγούμενων προβλημάτων διότι εξασθένηση αφενός μεν δεν θα γίνει σε όλους τους φορείς ταυτόχρονα, αφετέρου δε η διάρκεια του κάθε συμβόλου είναι μεγαλύτερη. Τότε θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν κάποιες τεχνικές (π.χ. κώδικες διόρθωσης σφαλμάτων – Error correcting codes) για να ανακτηθούν οι προβληματικοί υποφορείς. Η ιδέα της χρησιμοποίησης παράλληλων δεδομένων κατά την μετάδοση και η πολυπλεξία διαιρέσης συχνότητας είχε προταθεί περίπου στο μέσο της δεκαετίας του 1960 για πρώτη φορά από τον Chang [9-10]. Μία αρχική μορφή αυτής της τεχνικής είχε προταθεί τη δεκαετία του 1950 [11]. Μία πατέντα στις Η.Π.Α. κατοχυρώθηκε τον Ιανουάριο του 1970 [12]. Βέβαια, η OFDM είχε προταθεί στη βασική σημερινή της μορφή από τους Weinstein και Ebert το 1971 [13]. Σε συστήματα παράλληλης μετάδοσης δεδομένων εφάρμοσαν τον Διακριτό Μετασχηματισμό Fourier (DFT). Αυτός αποτελούσε μέρος της διαδικασίας διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης. Η υλοποίηση της OFDM ξεκίνησε το 1985 από τον Cimini [14].

Σε ένα τυπικό σύστημα παράλληλης μετάδοσης δεδομένων (που δεν είναι OFDM) το συνολικό εύρος ζώνης (bandwidth) διαιρείται σε  $N$  μη αλληλοεπικαλυπτόμενα υποκανάλια. Το κάθε υποκάνάλι είναι μία διαμορφωμένη συχνότητα κατά μία γνωστή τεχνική όπως π.χ. QPSK. Η αλληλοεπικάλυψη πρέπει να αποφεύγεται ώστε να μην υπάρχει διακαναλική παρεμβολή (interchannel interference). Αυτό όμως θα οδηγούσε σε κακή διαχείριση του φάσματος συχνοτήτων. Από τα μέσα της δεκαετίας του 1960 προτάθηκαν διάφορες ιδέες για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος. Οι ιδέες ήταν σχετικές με τη χρησιμοποίηση παράλληλης μεταφοράς δεδομένων

και FDM (Frequency Division Multiplexing) με αλληλοεπικαλυπτόμενα υποκανάλια τα οποία όμως δεν παρεμβάλλονταν μεταξύ τους. Επομένως, αξιοποιούνταν πλήρως το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Στο σχήμα 1.3 φαίνεται η διαφορά μεταξύ της συμβατικής τεχνικής μη αλληλοεπικαλυπτόμενων πολλαπλών υποφορέων (FDM – σχήμα 1.3α) και της τεχνικής πολλαπλών αλληλοεπικαλυπτόμενων υποφορέων (OFDM – σχήμα 1.3β). Στο σχήμα 1.4 εμφανίζεται το αποτέλεσμα της συμβολής των αλληλοεπικαλυπτόμενων OFDM υποφορέων του σχήματος 1.3(β).



**Σχήμα 1.3:** (α) Συμβατική τεχνική μετάδοσης πολλαπλών υποφορέων, (β) Τεχνική μετάδοσης πολλαπλών ορθογωνικών υποφορέων.

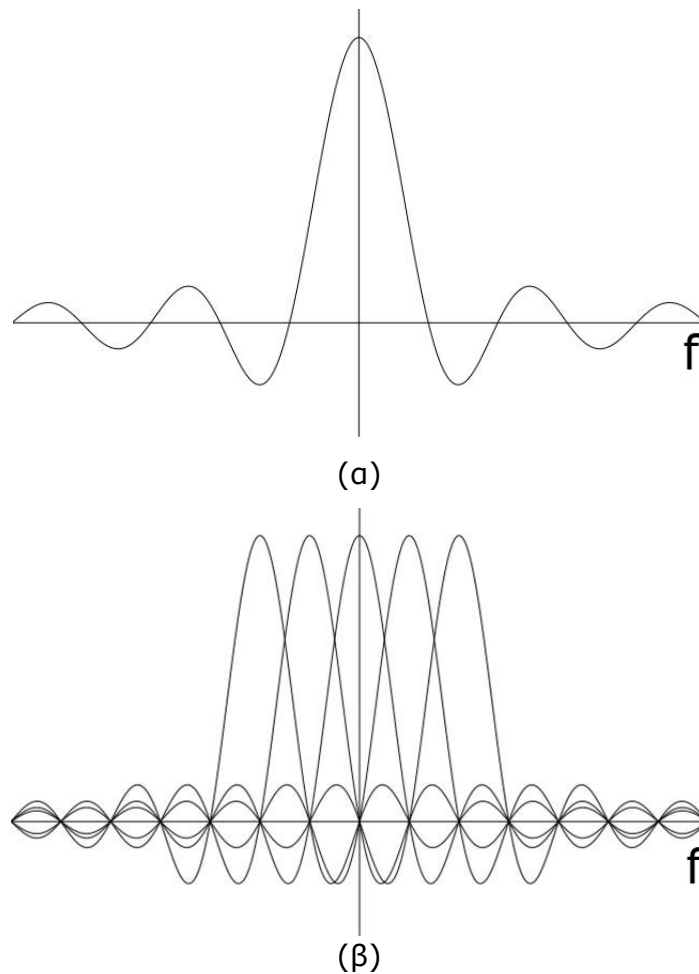


**Σχήμα 1.4:** Αποτέλεσμα συμβολής (κόκκινο χρώμα) αλληλοεπικαλυπτόμενων υποφορέων OFDM.

Η χρήση της τεχνικής OFDM εξοικονομεί περίπου το 50% του εύρους ζώνης. Για την υλοποίηση της τεχνικής αυτής πρέπει να ελαχιστοποιηθεί η παρεμβολή (crosstalk) μεταξύ των υποφορέων πράγμα το οποίο όπως προαναφέρθηκε επιτυγχάνεται με την ορθογωνικότητα μεταξύ των διαφορετικά διαμορφωμένων υποφορέων,. Σε ένα τυπικό FDM σύστημα οι υποφορείς απέχουν μεταξύ τους με τέτοιο τρόπο ώστε τα σήματα που περιέχουν τα δεδομένα μπορούν να ληφθούν με συμβατικά εξαρτήματα (π.χ. φίλτρα, αποδιαμορφωτές κτλ). Σε αυτούς τους δέκτες οι ζώνες προστασίας (guard bands) εισάγονται μεταξύ των διαφόρων φορέων και στο πεδίο συχνοτήτων με μειονέκτημα την υποβάθμιση της φασματικής απόδοσης [15]. Όμως σε ένα OFDM σύστημα υπάρχει η δυνατότητα τοποθέτησης των υποφορέων με τέτοιο τρόπο ώστε οι πλευρικές ζώνες τους να αλληλοεπικαλύπτονται και τα σήματα να λαμβάνονται όπως και πριν χωρίς παρεμβολές από διπλανούς υποφορείς λόγω της ορθογωνικότητας. Το σχήμα 1.5(α) εμφανίζει το φάσμα δεδομένων ενός και μόνο υποφορέα στο πεδίο των συχνοτήτων ενώ το σχήμα 1.5(β) δείχνει το φάσμα ενός OFDM σήματος. Στο σχήμα, φαίνεται ότι η κεντρική συχνότητα κάθε υποφορέα δεν δέχεται παρεμβολές από άλλα κανάλια. Επομένως, αν χρησιμοποιηθεί DFT (Discrete Fourier Transform) στον δέκτη με λειτουργία συσχετισμού όλων των κεντρικών συχνοτήτων των υποφορέων, τότε γίνεται ανάκτηση του εκπεμπόμενου σήματος χωρίς παρεμβολές.

Η OFDM τεχνική έχει χρησιμοποιηθεί σε διάφορα στρατιωτικά συστήματα υψηλής συχνότητας. Κάποια από αυτά είναι τα KINEPLEX [11], ANDEFT [16], και KATHRYN [17]. Π.χ. το μόντεμ του τελευταίου συστήματος χρησιμοποιούσε μέχρι και τριάντα τέσσερα (34) κανάλια με απόσταση 82 Hz μεταξύ τους. Αυτά ήταν παράλληλα, χαμηλού ρυθμού και διαμορφωμένα κατά φάση. Κατά τη δεκαετία του 1980 έγινε προσπάθεια μελέτης και ενσωμάτωσης της OFDM σε ψηφιακές κινητές επικοινωνίες, σε υψηλής ταχύτητας μόντεμ [18] κ.α. Κάποια συστήματα που βασίζονταν στην OFDM υλοποιήθηκαν. Αυτά χρησιμοποιούσαν πολυπλεγμένα QAM, DFT [19] με πιλοτικούς τόνους και υλοποιημένους κώδικες trellis [20]. Στη δεκαετία του 1990 η OFDM χρησιμοποιήθηκε ευρέως. Κάποιες εφαρμογές της ήταν η HDSL (High-bit-rate digital subscriber lines – 1.6 Mbps), η ADSL (Asymmetric digital subscriber lines – 6 Mbps), η VDSL (Very high speed digital subscriber lines – 100 Mbps), η υψηλής ευκρίνειας τηλεόραση

(HDTV TV) και η ψηφιακή μετάδοση ήχου (DAB – Digital audio broadcasting) [21-23].



**Σχήμα 1.5:** (α) Φάσμα ενός υποφορέα και (β) Φάσμα OFDM στο πεδίο των συχνοτήτων

Τα σημαντικά πλεονεκτήματα της OFDM τεχνικής μπορούν να συνοψιστούν παρακάτω:

- Η OFDM έχει αυξημένη ανοχή ως προς τις παρεμβολές στενής ζώνης. Αυτό συμβαίνει διότι οι παρεμβολές επηρεάζουν μόνο ένα μικρό ποσοστό των υποφορέων.
- Η OFDM υπερτερεί συγκρινόμενη με ένα σύστημα που λειτουργεί με έναν μόνο φορέα πληροφορίας. Αυτό συμβαίνει διότι το φαινόμενο των πολλαπλών διαδρομών (για μία γνωστή εξάπλωση καθυστέρησης) δεν επηρεάζει τόσο πολύ την OFDM όσο ένα σύστημα με έναν μόνο φορέα πληροφορίας αφού η OFDM έχει μικρότερο bit rate ανά φορέα.

- Η υλοποίηση της OFDM είναι ευκολότερη σε σχέση με την υλοποίηση ενός συστήματος με έναν φορέα και αντισταθμιστή.

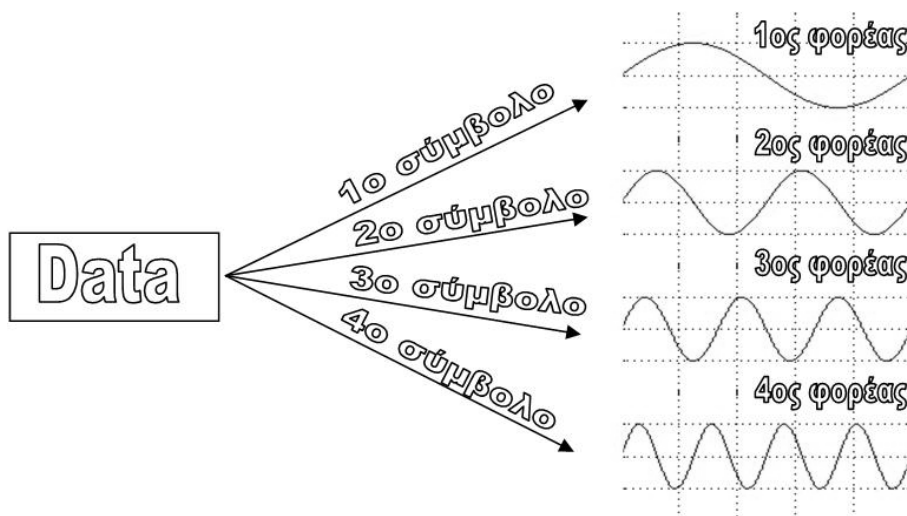
Η OFDM έχει επίσης και μειονεκτήματα. Τα πιο σημαντικά από αυτά αναφέρονται στη συνέχεια:

- Η OFDM είναι πιο ευαίσθητη σε σχέση με άλλες τεχνικές μετάδοσης στην μετατόπιση συχνότητας (frequency offset) και στο θόρυβο φάσης (phase noise).
- Ο λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ (peak-to-average power ratio – PAPR) είναι πολύ μεγάλος στην OFDM σε σχέση με άλλες τεχνικές μετάδοσης. Αυτό οδηγεί στην μείωση της αποδοτικότητας ισχύος του RF ενισχυτή.

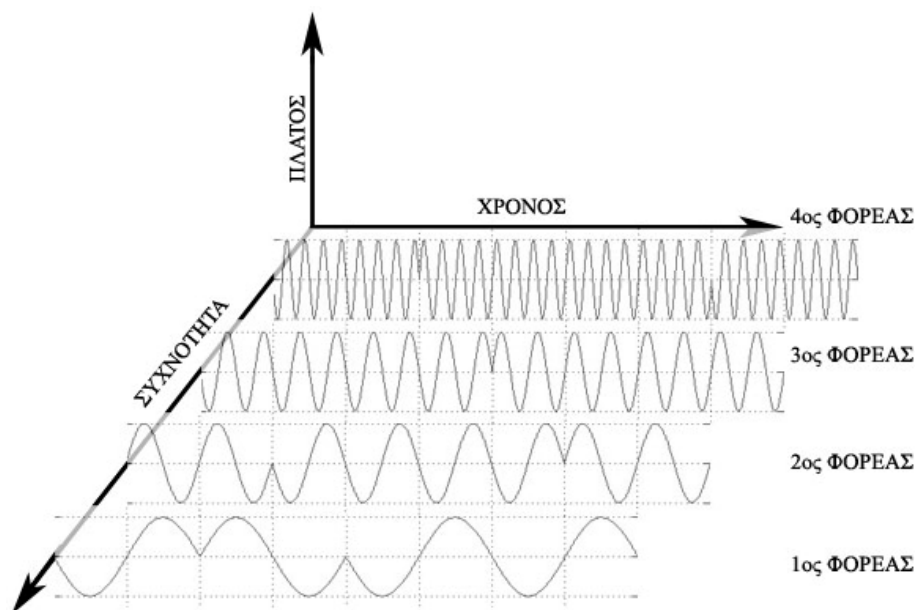
### 1.3 FFT και IFFT

Όπως προαναφέρθηκε, στην OFDM γίνεται ψηφιακή επεξεργασία σήματος και δεν υπάρχουν αναλογικές κυματομορφές, αλλά ψηφιοποιημένες (δείγματα που αποτελούν τις κυματομορφές). Ένα σύστημα OFDM παράγει στην έξοδο του πομπού  $N$  υποφορείς όπου ο αριθμός  $N$  ρυθμίζεται ανάλογα με τις προδιαγραφές του συστήματος και το είδος του περιβάλλοντος (κανάλι επικοινωνίας). Αρχικά, τα δεδομένα πληροφορίας μπορεί να περάσουν μέσα από κωδικοποιητή και μετά από διαμορφωτή. Στη συνέχεια, ανάλογα με τον αριθμό των υποφορέων της OFDM πρέπει τα δεδομένα να υποστούν μετατροπή από σειριακή σε παράλληλη μορφή με τη χρήση ενδιάμεσης μνήμης (buffering). Συνεπώς, αυτή η μετατροπή από σειριακή σε παράλληλη μορφή στα ψηφιακά συστήματα επεξεργασίας σήματος διεξάγεται με τη χρήση μαθηματικών πινάκων. Αυτοί αποτελούνται από  $N$  στήλες οι οποίες περιέχουν τα bits που θα μεταδοθούν από τον κάθε υποφορέα (διαφορετική συχνότητα). Η συχνότητα του κάθε υποφορέα ορίζεται μέσω του θεωρήματος δειγματοληψίας του Nyquist. Αυτό το θεώρημα δέχεται ότι η μικρότερη συχνότητα η οποία μπορεί να μεταφέρει πληροφορία πρέπει να είναι τουλάχιστον διπλάσια του ρυθμού πληροφορίας. Αν σε αυτή την περίπτωση ο ρυθμός πληροφορίας ανά φορέα είναι ίσος με 100 Hz ή 100 σύμβολα ανά δευτερόλεπτο τότε η μικρότερη συχνότητα υποφορέα που μπορεί να επιλεγθεί είναι ίση με 200 Hz. Η

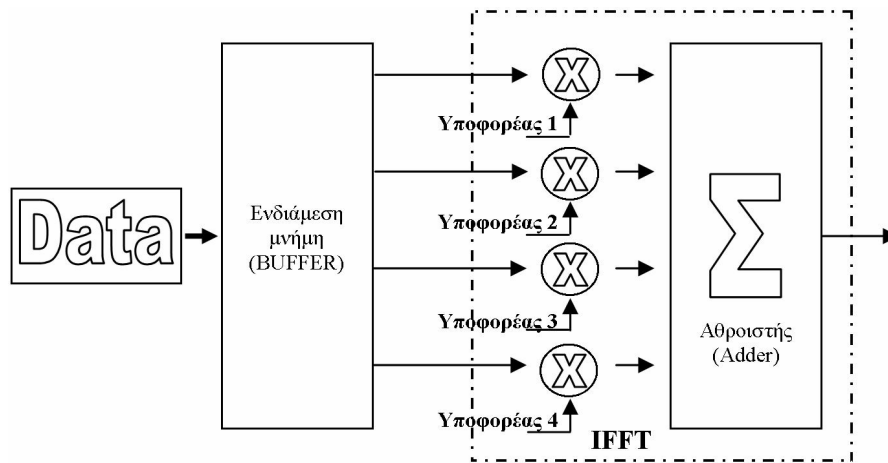
συχνότητα αυτή προφανώς θα αντιστοιχεί στο  $f_c + m(fs/2)$ . Συνεπώς στην περίπτωση αυτή οι υποφορείς θα έχουν συχνότητες 200, 250, 300, 350 Hz κτλ. με  $f_c=100$  Hz. Το σχήμα 1.6 δείχνει τις συχνότητες (π.χ. 4 υποφορείς) οι οποίες θα τροποποιηθούν (Σχήμα 1.7) βάσει κάποιας διαμόρφωσης (π.χ. BPSK, QPSK, QAM, κτλ). Στη συνέχεια αν όλοι οι διαμορφωμένοι φορείς αθροιστούν, τότε δημιουργούν ένα OFDM σήμα. Αυτή η διαδικασία εκτελείται συνήθως από μία βαθμίδα IFFT η οποία παρουσιάζεται στο σχήμα 1.8 [1].



**Σχήμα 1.6:** Επιλογή υποφορέων προς διαμόρφωση (με χρησιμοποίηση μεγάλου αριθμού ψηφιακών δειγμάτων).



**Σχήμα 1.7:** Διαμορφωμένοι υποφορείς (με χρησιμοποίηση μεγάλου αριθμού ψηφιακών δειγμάτων).



Σχήμα 1.8: Σχηματικό διάγραμμα παραγωγής σήματος OFDM.

Ένα OFDM σήμα μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά με την χρησιμοποίηση συνημιτονοειδών συνιστωσών όπως φαίνεται και από τη σχέση 1.4:

$$\text{Σήμα OFDM} = \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t) \cos(2\pi f_n t) \quad (1.4)$$

όπου το  $s_n(t)$  (σχήμα 1.11) είναι η μιγαδική αναπαράσταση του διαγράμματος αστερισμού (Π.χ. BPSK, QPSK, QAM κτλ) και  $f_n$  είναι οι ορθογωνικές συχνότητες. Π.χ. Τα QPSK σύμβολα αναπαρίστανται στην πιο απλή μορφή τους ως  $1+1j$  (σύμβολο 00),  $-1+1j$  (σύμβολο 01),  $-1-1j$  (σύμβολο 10) και  $1-1j$  (σύμβολο 11).

Η σχέση 1.4 μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι μία διαδικασία IFFT, όπου ο μετασχηματισμός Fourier αναλύει το αρχικό σήμα σε διάφορες συχνότητες (frequency bins). Αυτή η διαδικασία εκτελείται με τον πολλαπλασιασμό του σήματος με μια σειρά από συνημίτονα. Επομένως ο μετασχηματισμός Fourier μετατρέπει το σήμα από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο των συχνοτήτων. Μία μαθηματική έκφραση των διαδικασιών FFT και IFFT μπορεί να είναι και η παρακάτω μέσω των σχέσεων 1.5 και 1.6.

$$\text{FFT: } X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (1.5)$$

$$\text{IFFT: } x(n) = \frac{1}{N} \left[ \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + j \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right] \quad (1.6)$$



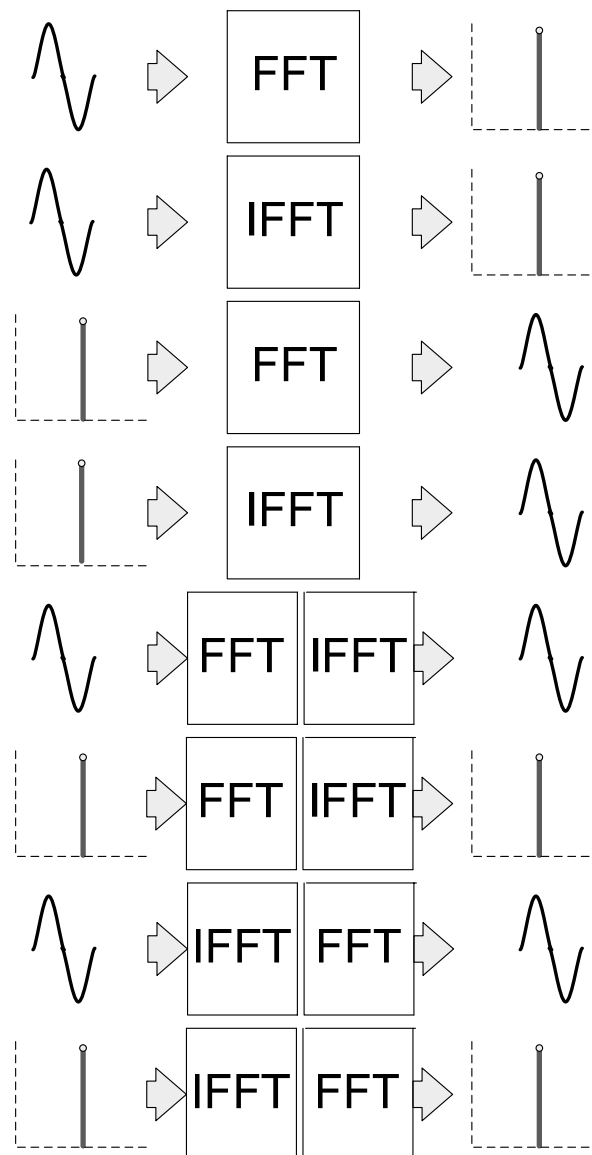
όπου το  $X(k)$  παριστάνει την υπ' αριθμόν  $k$  συνιστώσα (δείγμα) στο πεδίο των συχνοτήτων, το  $N$  είναι το πλήθος των δειγμάτων που παίρνουμε στο σήμα στο πεδίο του χρόνου και συνήθως ισούται ή είναι μεγαλύτερο από το πλήθος των υποφορέων. Το  $k \in [0, N-1]$ . Το  $n$  παριστάνει το  $n$ -οστό δείγμα στο πεδίο του χρόνου. Π.χ. για να βρεθεί η πέμπτη φασματική συνιστώσα του σήματος εξόδου ( $k=4$ ) πρέπει να υπολογιστεί το άθροισμα της σχέσης 1.5 με  $k=4$ . Αν πάρουμε το μέτρο της  $|X(k)|$  μας δίνει το πλάτος (magnitude) της αντίστοιχης φασματικής συνιστώσας. Επίσης, η σχέση του IFFT περιέχει διαίρεση με  $N$  διότι το FFT παράγει πλάτη τα οποία είναι ανάλογα του  $N$  και συνεπώς χρειάζεται κανονικοποίηση [3].

Οι προηγούμενες σχέσεις διαφέρουν ως προς τις μεταβλητές τους (οι οποίες είναι διαφορετικές δεδομένου ότι η μία  $x(n)$  είναι στο πεδίο του χρόνου και η  $X(k)$  είναι στο πεδίο των συχνοτήτων) και ως προς ένα πρόσημο. Οι δύο αυτές διαδικασίες θεωρούνται ένα γραμμικό ζεύγος. Αν χρησιμοποιηθούν σε σειρά, δηλαδή η μία μετά την άλλη τότε το αποτέλεσμα θα είναι το αρχικό σήμα εισόδου. Η λειτουργία των FFT και IFFT καθώς και η γραμμικότητά τους φαίνονται στο σχήμα 1.9. Από αυτό είναι εμφανές ότι τα FFT και IFFT έχουν ακριβώς την ίδια λειτουργία. Π.χ. αν η είσοδος σε οποιαδήποτε από τα δύο (FFT ή IFFT) είναι σήμα στο πεδίο του χρόνου τότε η έξοδος είναι σήμα στο πεδίο των συχνοτήτων και αντίστροφα. Το IFFT χρησιμοποιείται στον OFDM πομπό διότι επεξεργάζεται πολύ γρήγορα το σήμα στο πεδίο του χρόνου χωρίς να χρειάζεται η επεξεργασία κάθε φορέα και μετά να ακολουθεί η πρόσθεσή του. Αυτή η διαδικασία είναι προτιμότερο να ονομάζεται IFFT διότι στην έξοδο του OFDM συστήματος παράγεται σήμα στο πεδίο του χρόνου [24].

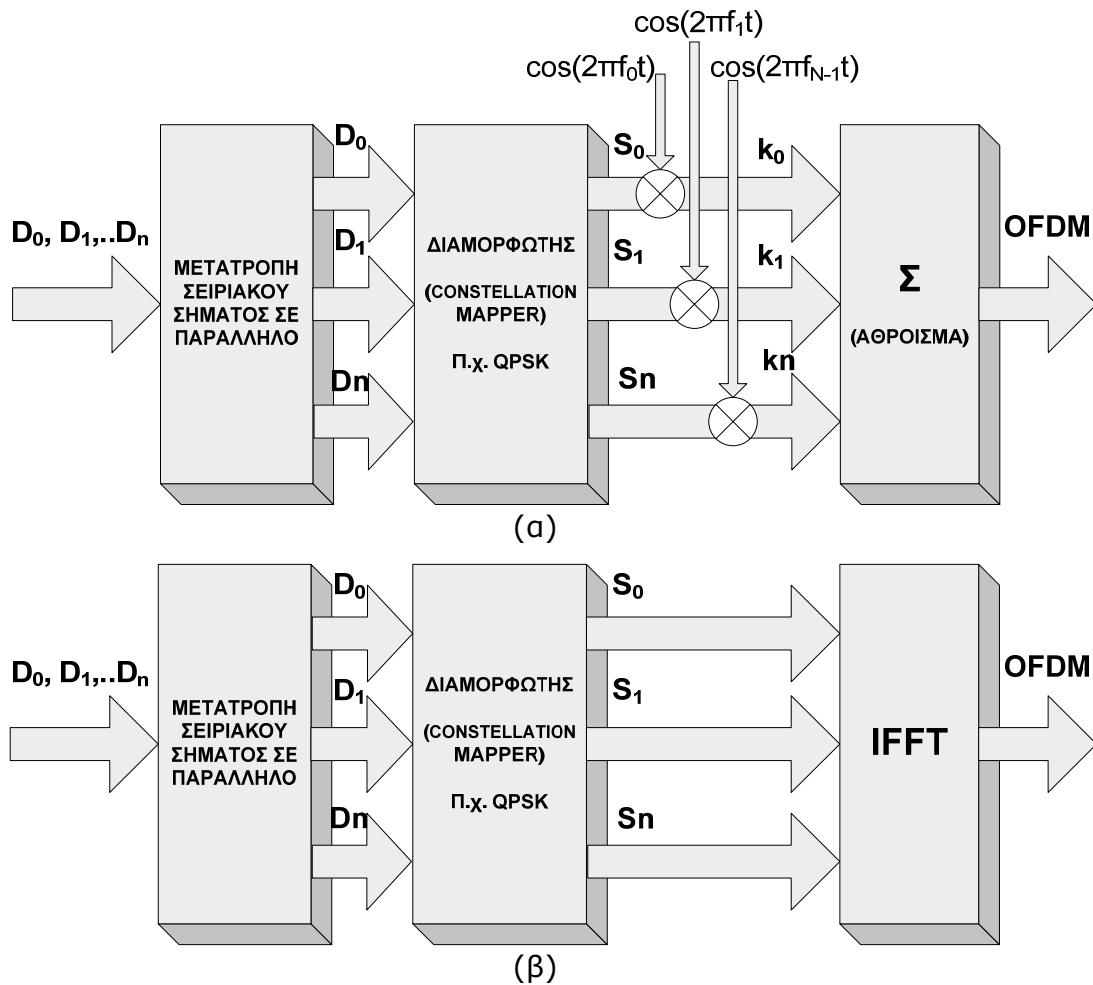
Αναλυτικότερα, αν και το σήμα  $s_n(t)$  είναι στο πεδίο του χρόνου πρέπει να γίνει αντιληπτό γιατί εκτελείται πάλι η αλλαγή στο πεδίο του χρόνου. Η IFFT απλοποιεί την υλοποίηση της μετατροπής. Αυτό συμβαίνει διότι δεν χρειάζονται πλέον ξεχωριστοί συνημιτονοειδείς πολλαπλασιαστές στον πομπό και στο δέκτη. Στο σχήμα 1.10 παρουσιάζεται αυτή η ιδέα με συνημιτονοειδείς μετατροπείς καθώς και η χρήση IFFT στη βαθμίδα του πομπού [24].

Ένα OFDM σύστημα περιέχει συνήθως στη βαθμίδα του πομπού την μετατροπή IFFT και στο δέκτη την αντίστροφη διαδικασία που είναι το FFT. Το εύρος του IFFT καθορίζει τον αριθμό των υποφορέων  $N$ . Π.χ. αν ο αριθμός  $N$  είναι ίσος με 512 τότε αυτός είναι και ο αριθμός των υποφορέων. Στην

πραγματικότητα, κάποιοι υποφορείς δεν μεταφέρουν τα αρχικά δεδομένα πληροφορίας αλλά χρησιμοποιούνται ως πιλοτικοί φορείς. Αυτοί οι φορείς χρησιμοποιούνται για τον χαρακτηρισμό του καναλιού και για τη μεγαλύτερη ανοχή του δέκτη σε προβλήματα πλάτους και φάσης. Βέβαια όπως έχει προαναφερθεί, στην OFDM χρησιμοποιείται το χρονικό διάστημα προστασίας (Guard band). Αυτή η λειτουργία απαιτεί να δεσμεύονται υποφορείς από το σύστημα. Κάποιοι από τους προηγούμενους υποφορείς βρίσκονται στα δύο άκρα της ζώνης εκπομπής. Αυτό επιφέρει μείωση της εκπομπής εκτός ζώνης (out of band radiation) και μείωσης της πολυπλοκότητας των φίλτρων που μπορεί να χρησιμοποιηθούν στις εισόδους-εξόδους του συστήματος.



**Σχήμα 1.9:** Τα FFT και τα IFFT ως γραμμικό ζεύγος.



Σχήμα 1.10: (α) Δημιουργία OFDM με τη χρήση μετατροπών (μετά τον διαμορφωτή), (β) Δημιουργία OFDM με τη χρήση IFFT στον πομπό.

### 1.4 Λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ (PAPR)

Ο λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ αφορά τη διακύμανση της ισχύος στην έξοδο του συστήματος. Αυτός ο λόγος παρατηρείται υψηλότερος σε OFDM σήματα συγκρινόμενα με σήματα που αποτελούνται από έναν και μόνο φορέα. Η εν λόγω διακύμανση ισχύος συμβαίνει διότι η έξοδος του συστήματος, έχει προέλθει από την πρόσθεση πολλών σημάτων στενής ζώνης (σχήμα 1.4). Σε ορισμένες χρονικές στιγμές η μέγιστη τιμή του τελικού σήματος μπορεί να είναι μικρή και άλλες φορές πολύ μεγάλη δημιουργώντας αποκλίσεις πολύ μικρές ή αντίστοιχα πολύ μεγάλες από τη μέση τιμή. Οι μεγάλες αποκλίσεις στην ισχύ είναι ένα πρόβλημα για τους κατασκευαστές τέτοιου είδους συστημάτων για

τους παρακάτω κυρίως λόγους. Ο πρώτος λόγος είναι ότι όταν ένα εκπεμπόμενο σήμα, από χαμηλή στάθμη εκπομπής αυξηθεί απότομα σε υψηλή στάθμη εκπομπής τότε δημιουργεί φασματική αναγέννηση (ενέργεια εκτός ζώνης) και παραμόρφωση εντός της ζώνης εκπομπής καταλήγοντας στην αύξηση του ρυθμού εμφάνισης λαθών στο δέκτη. Η παραμόρφωση εντός ζώνης οδηγεί στον υποβιβασμό της απόδοσης του συστήματος και η ενέργεια εκτός ζώνης δημιουργεί παρεμβολές σε παρακείμενα κανάλια (Adjacent channel interference - ACI). Το τελευταίο επηρεάζει αρνητικά τα συστήματα τα οποία λειτουργούν σε γειτονικές συχνότητες. Ο δεύτερος λόγος είναι ότι απαιτούνται γραμμικοί ενισχυτές ισχύος με μεγάλο δυναμικό εύρος λειτουργίας. Επομένως, για την αντιμετώπιση της παραμόρφωσης λόγω μη γραμμικότητας του ενισχυτή θα υπήρχε η αναγκαιότητα για την κατασκευή καλύτερων και ακριβότερων ενισχυτών με μεγαλύτερη γραμμική περιοχή λειτουργίας [2, 25].

Σε συστήματα πολλαπλών φορέων και ειδικά στην OFDM η έξοδος προκύπτει από την παραγωγή και υπέρθεση ορθογωνικών σημάτων στενής ζώνης (υποφορέων) από τη βαθμίδα IFFT. Τα ορθογωνικά σήματα ( $f_n = n\Delta f$ ) εκφράζονται και μέσω της σχέσης 1.7. Αυτά τα ορθογωνικά σήματα συνήθως είναι  $N$  υποφορείς οι οποίοι και αποτελούν ένα OFDM σύμβολο. Λόγω του Κεντρικού Οριακού Θεωρήματος (Central Limit Theorem), για μεγάλες τιμές του  $N$ , οι τιμές πλάτους του πραγματικού και φανταστικού μέρους του σήματος εξόδου ενός OFDM συστήματος (σχέση 1.7) μπορεί να θεωρηθούν ως τυχαίες Γκαουσιανές μεταβλητές. Εφόσον το πραγματικό αλλά και το φανταστικό μέρος του πλάτους του σήματος είναι δύο κατανομές Gauss ανεξάρτητες μεταξύ τους οι οποίες έχουν την ίδια μέση τιμή (ίση με το 0) και την ίδια διασπορά-variance (ίση με  $\sigma^2 = P_r / 2$ , όπου  $P_r$  είναι η μέση ισχύς εξόδου) το πλάτος του σήματος εξόδου δίνεται από τη σχέση 1.8 και θα έχει κατανομή κατά Rayleigh με παράμετρο  $\sigma^2$ . Επομένως η ισχύς εξόδου δίνεται από τη σχέση 1.9 με εκθετική κατανομή και μέση τιμή ίση με  $2\sigma^2$  (ίση με  $P_r$ ). Το πλάτος και η ισχύς εξόδου είναι τυχαία μεγέθη και επομένως η PAPR δεν έχει προκαθορισμένη τιμή. Η PAPR εκφράζεται μέσω της σχέσης 1.10 [1, 2, 26].

Σχετικά με την PAPR, η πιθανότητα να εμφανιστεί μία μέγιστη τιμή κορυφής είναι της τάξης του  $2^{-N}$ , όπου  $N$  ο αριθμός των φορέων. Αυτή η μέγιστη τιμή κορυφής μπορεί να προκύψει με ενισχυτική συμβολή όλων των φασματικών συνιστωσών σε ένα σημείο (σχήμα 1.4). Αποδεικνύεται εύκολα ότι

η μέγιστη τιμή της PAPR θα είναι τότε ίση με  $N$ . Η θεωρητική μέγιστη τιμή ή τιμές κοντά σε αυτήν εμφανίζονται σπάνια. Επομένως, η PAPR μπορεί να περιγραφεί στατιστικά. Αυτή η περιγραφή γίνεται με τη χρησιμοποίηση της Συμπληρωματικής Συνάρτησης Αθροιστικής Κατανομής (Complementary Cumulative Distribution Function – CCDF). Η CCDF μελετήθηκε εκτενώς στο παρελθόν από τους ερευνητές και ειδικά από τον Van Nee και De Wild [27] οι οποίοι και πρότειναν μία ακριβή προσέγγισή της (σχέση 1.12) στην περίπτωση εξηντατεσσάρων (64) ή και περισσότερων φορέων. Υποθέτοντας ότι όλα τα δείγματα δεν συσχετίζονται μεταξύ τους, η πιθανότητα να είναι ο λόγος της PAPR κάτω από ένα ορισμένο όριο δηλώνεται μέσα από τη σχέση 1.11. Ο Van Nee πρότεινε ότι η κατανομή των  $N$  υποφορέων με υπερδειγματοληψία, μπορεί να προσεγγιστεί με  $\beta N$  (όπου  $\beta$  είναι εμπειρικός αριθμός) υποφορείς χωρίς υπερδειγματοληψία. Επίσης, λαμβάνοντας υπόψη ότι η επίδραση της υπερδειγματοληψίας προσεγγίζεται με την εισαγωγή πρόσθετων ανεξάρτητων δειγμάτων, κατέληξε στην εύρεση μιας νέας μαθηματικής προσέγγισης για την CCDF (σχέση 1.12).

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t) e^{j2^n (f_n) t}, \quad 0 \leq t \leq NT \quad (1.7)$$

$$|x(t)| = \sqrt{(\text{Re}\{x(t)\})^2 + (\text{Im}\{x(t)\})^2} \quad (1.8)$$

$$|x(t)|^2 = (\text{Re}\{x(t)\})^2 + (\text{Im}\{x(t)\})^2$$

$$\text{όπου η πιθανότητα του } |x(t)|^2 \text{ είναι ίση με :} \quad (1.9)$$

$$P(\text{Re}\{x(t)\}, \text{Im}\{x(t)\}) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{|x(t)|^2}{2\sigma^2}}$$

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]}, \text{ ενώ} \quad (1.10)$$

$$\text{παρόμοια για την έξοδο του IFFT : } \text{PAPR} = \frac{\varepsilon_{\max}}{\varepsilon}$$

$$\text{Probability (PAPR} \leq z) = F(z)^N = (1 - e^{-z})^N, \quad z = \frac{\varepsilon_{\max}}{2\sigma^2} \quad (1.11)$$

$$\text{CCDF}(N, \varepsilon_{\max}) = 1 - \text{CDF}(N, \varepsilon_{\max}) = 1 - \left(1 - \exp\left(-\frac{\varepsilon_{\max}}{2\sigma^2}\right)\right)^{BN} \quad (1.12)$$

όπου το  $\varepsilon_{\max}$  είναι η μέγιστη στάθμη ισχύος και το  $\beta$  είναι μία προσέγγιση του παράγοντα υπερδειγματοληψίας (oversampling factor) ο οποίος έχει βρεθεί εμπειρικά να είναι ίσος με 2.8. Η CCDF είναι επαρκής για την δημιουργία στατιστικών καμπυλών για διάφορες περιπτώσεις PAPR (Κεφάλαια 4 και 7).

Διάφορες τεχνικές ελάττωσης της PAPR που αναφέρονται στη βιβλιογραφία αφορούν τη χρησιμοποίηση κωδικοποίησης (Turbo coding) μαζί με επιλεκτική απεικόνιση (selective mapping – SLM) [25], συνδυασμό δεδομένων πληροφορίας με ενσωματωμένη δευτερεύουσα πληροφορία (side information – SI) [26], χρήση επιπρόσθετων φορέων [28-29] και χρήση κυματομορφών μορφοποιημένων παλμών (pulse shaping waveforms) [30]. Επίσης, μέρος της έρευνας αυτής της διδακτορικής διατριβής αφορούσε τη μείωση της PAPR με τη χρήση καινούργιων τεχνικών σε σύστημα OFDM το οποίο χρησιμοποιούσε συνελκτικούς και Turbo κώδικες [31-32].

## 1.5 Διαμόρφωση (αστερισμός συμβόλων)

Διαμόρφωση είναι η διαδικασία της τροποποίησης ενός ή περισσοτέρων χαρακτηριστικών (π.χ. πλάτος, φάση, κτλ) μίας περιοδικής κυματομορφής (π.χ. ημίτονο) το οποίο συνήθως ονομάζεται φέρον σήμα, από ένα σήμα πληροφορίας το οποίο πρέπει να μεταδοθεί ενσύρματα ή ασύρματα. Ως επί το πλείστον οι διάφοροι τύποι διαμόρφωσης αναπαρίστανται με διαγράμματα αστερισμού. Ένα διάγραμμα αστερισμού που το ονομάζουμε I-Q διάγραμμα όπου ο άξονας Q είναι ο μιγαδικός  $j$  ( $I = \text{In phase}$  και  $Q = \text{Quadrature}$ ) εμφανίζει το διαμορφωμένο σήμα ως ένα διδιάστατο διάγραμμα του οποίου οι δύο άξονες αντιστοιχούν σε δύο ορθογωνικές συνιστώσες. Στον οριζόντιο άξονα αντιστοιχεί η συνημιτονική συνιστώσα ενώ στον κάθετο άξονα η ημιτονική συνιστώσα η οποία θεωρείται ως το μιγαδικό μέρος του διαμορφωμένου σήματος. Αυτό το διαμορφωμένο σήμα αποτελείται από σημεία τα οποία αναπαριστούν διαφορετικού τύπου μεταδιδόμενα σύμβολα (αποτελούμενα από bits) και τα οποία έχουν μοναδικό συνδυασμό πλάτους και φάσης. Αν εμφανίζονται τα διάφορα σύμβολα διεσπαρμένα γύρω από το

αναμενόμενο σύμβολο τότε έχουμε παρεμβολή ή παραμόρφωση στο διαμορφωμένο σήμα.

Στο στάδιο της ψηφιακής διαμόρφωσης, η αρχική ακολουθία δεδομένων (bits) μετατρέπεται σε ακολουθία αποτελούμενη από σύμβολα (μιγαδικοί αριθμοί). Κάθε αστερισμός συμβόλων έχει έναν συντελεστή κλιμάκωσης  $sf$  (scaling factor) τέτοιο ώστε η μέση εκπεμπόμενη ισχύς να είναι μοναδιαία. Αυτό προϋποθέτει ότι όλα τα σύμβολα θα έχουν την ίδια πιθανότητα εμφάνισης. Π.χ. για την QPSK (αριθμός καταστάσεων  $M=4$ ) ισχύει ότι ο  $sf = \sqrt{2}$ . Το κάθε σύμβολο θα έχει πλάτος ίσο με  $1 / sf = 1/\sqrt{2}$ . Γενικά, η εύρεση αυτού του συντελεστή (σχέση 1.13) μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας μόνο το ένα τεταρτημόριο του αστερισμού συμβόλων [33]. Επίσης στο σχήμα 1.11(β) (μόνο τα τέσσερα σημεία με μαύρο χρώμα) φαίνεται το διάγραμμα αστερισμού της QPSK το οποίο αποτελείται από τέσσερα σημεία. Αυτά αντιστοιχούν σε τέσσερις διαφορετικές καταστάσεις (τέσσερις φάσεις) του διαμορφωμένου σήματος. Ο  $sf$  για τέσσερις ή περισσότερες καταστάσεις (δυνάμεις του δύο) δίνεται από τη σχέση 1.13.

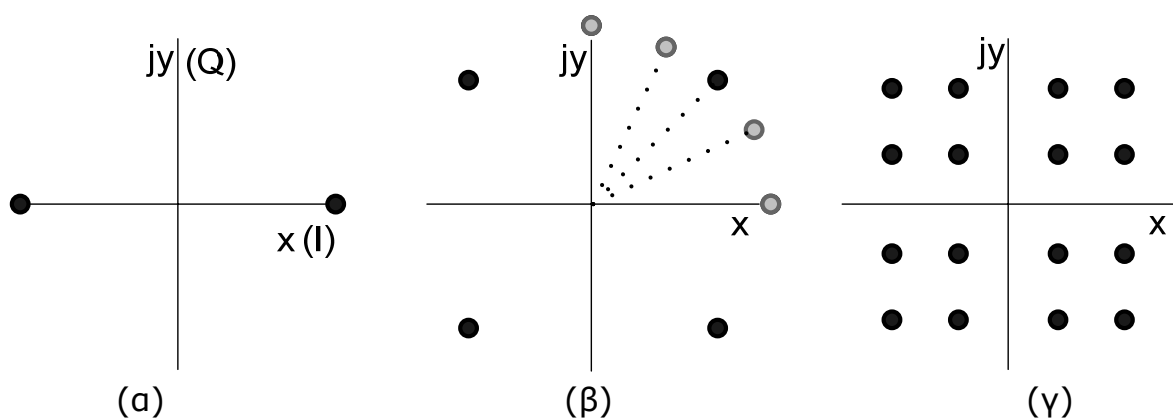
$$sf^2 = |E_{MQAM}| = \left| \frac{2}{3}(M-1) \right|, M \geq 4 \quad (1.13)$$

Για την M-PSK (Phase shift keying) διαμόρφωση (σχήμα 1.11β – όλα τα σημεία) τα παραγόμενα σύμβολα  $s_k$  υπολογίζονται από τη σχέση 1.14, όπου  $\varphi_k$  είναι όλες οι πιθανές φάσεις του συμβόλου. Στον αστερισμό η διαφορά φάσης μεταξύ δύο διαδοχικών συμβόλων είναι ίση με  $2\pi/M$ . Π.χ. στο σχήμα 1.11(α) για την BPSK (binary PSK,  $M=2$ ) η διαφορά φάσης των δύο καταστάσεων είναι ίση με  $\pi$ , ενώ για την QPSK (quaternary PSK,  $M=4$ ) η διαφορά φάσης μεταξύ των συμβόλων είναι ίση με  $\pi/4$ . Αν το αρχικό σύμβολο QPSK έχει διαφορά φάσης  $\pi/4$  με τον άξονα των συνημιτόνων τότε τα επόμενα σύμβολα θα έχουν  $\varphi_k \in \{ -\pi/4, \pm 3\pi/4 \}$  [34].

$$s_k = \sqrt{E_s} e^{j\varphi_k}, \text{ όπου } E_s \text{ η ενέργεια συμβόλου} \quad (1.14)$$

Η διαμόρφωση QAM τροποποιεί το φέρον σήμα κατά πλάτος και φάση. Το διάγραμμα αστερισμού της φαίνεται στο σχήμα 1.11(γ) για 16 καταστάσεις συμβόλων. Οι διάφορες μορφές της QAM (περισσότερες των 8 καταστάσεων)

μπορεί να χρησιμοποιηθούν με σκοπό την επίτευξη υψηλότερης ταχύτητας μετάδοσης, συγκρινόμενες με τις αντίστοιχες μορφές της M-PSK. Η QAM είναι προτιμητέα διότι τα διαδοχικά της σημεία απέχουν περισσότερο μεταξύ τους στο I-Q διάγραμμα σε σχέση με εκείνα της PSK. Αυτό σημαίνει ότι τα σημεία της QAM είναι πιο διακριτά και τα λάθη μετάδοσης μειώνονται. Όμως, η αύξηση της καταστάσεως συμβόλων (μείωση της μεταξύ τους απόστασης στο I-Q διάγραμμα) αυξάνει τη δυσκολία αναγνώρισής τους από το δέκτη. Επιπρόσθετη επιβάρυνση στη μετάδοση του σήματος αποτελεί στην πράξη η παρουσία του θορύβου και διαφόρων παρεμβολών εφόσον δεν μπορούμε να αυξήσουμε ακόμη περισσότερο την ενέργεια των συμβόλων. Αυτό οδηγεί σε υψηλότερο ρυθμό εμφάνισης εσφαλμένων bits (Bit error rate – BER) και καταλήγει στην επανεκπομπή ποσοστού των δεδομένων πληροφορίας. Άρα, πρέπει να υπάρχει μία ισορροπία μεταξύ της επίτευξης υψηλότερων ταχυτήτων και της εμφάνισης εσφαλμένων bit. Είναι προτιμότερο να επιλεγθεί μία διαμόρφωση με λιγότερες καταστάσεις ώστε η εμφάνιση εσφαλμένων bits να είναι μειωμένη και επομένως να διεξάγονται λιγότερες επανεκπομπές. Στην παρούσα διδακτορική διατριβή προτιμήθηκε ως μία αποδεκτή λύση στο προαναφερθέν πρόβλημα της επανεκπομπής η χρησιμοποίηση της QPSK (για μελλοντική ασύρματη μετάδοση). Η QPSK παρέχει διπλάσια ταχύτητα μεταφοράς δεδομένων σε σχέση με την BPSK χωρίς παράλληλα να υποβαθμίζεται η ανίχνευση των διαφόρων καταστάσεων από τον δέκτη. Στο σχήμα 1.11 φαίνονται τα διαγράμματα αστερισμών για BPSK, QPSK, M-PSK και 16-QAM και στον πίνακα 1.1 τα διάφορα bit rates για PSK και QAM [35-36].



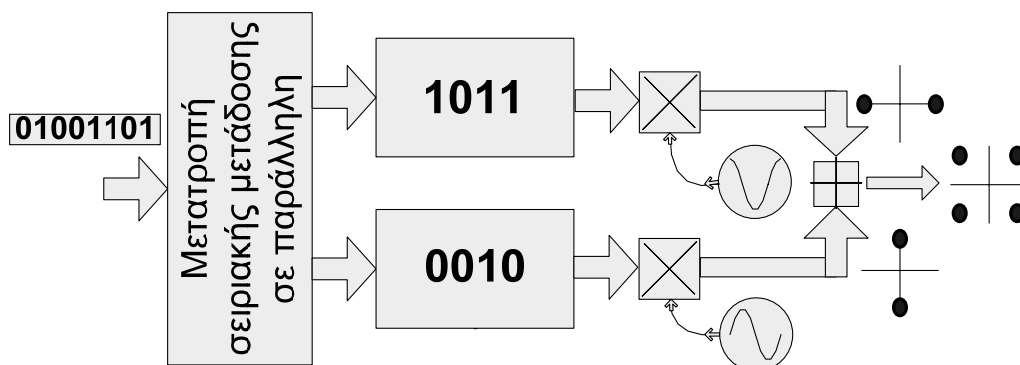
**Σχήμα 1.11:** Διαγράμματα αστερισμών (α) BPSK, (β) QPSK (μόνο μαύρα σημεία) και M-PSK (όλα τα σημεία), (γ) 16-QAM.



**Πίνακας 1.1:** Ρυθμοί μετάδοσης για διάφορες μορφές PSK και QAM

Διαμόρφωση	Bits ανά Σύμβολο	Ρυθμός Συμβόλων
BPSK	1	Ρυθμός bit x 1
QPSK	2	Ρυθμός bit x 1/2
8-PSK	3	Ρυθμός bit x 1/3
16-QAM	4	Ρυθμός bit x 1/4

Η τεχνική διαμόρφωσης QPSK χρησιμοποιεί την ορθογωνικότητα μεταξύ ημιτονικής και συνημιτονικής συνιστώσας. Αυτό σημαίνει ότι αν εκπνευθούν ταυτόχρονα δύο διαφορετικές ακολουθίες δεδομένων σε αυτές τις ορθογωνικές συνιστώσες της ίδιας συχνότητας, τότε τα δύο σήματα δεν αλληλεπιδρούν το ένα με το άλλο. Η υλοποίηση της QPSK μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας δύο συστήματα διαμόρφωσης BPSK. Η αρχική ακολουθία δεδομένων χωρίζεται σε δύο ξεχωριστές ακολουθίες. Αυτές χρησιμοποιούνται από το κάθε σύστημα διαμόρφωσης BPSK για την τροποποίηση ενός φορέα. Ο φορέας που παράγεται από το κάθε σύστημα BPSK είναι ορθογωνικός σε σχέση με τον άλλον, επειδή ο ένας είναι ημιτονικό σήμα ενώ ο άλλος συνημιτονικό. Στη συνέχεια, οι δύο διαμορφωμένοι φορείς αθροίζονται και προκύπτει το QPSK σήμα (σχήμα 1.12). Όπως φαίνεται και από το σχήμα 1.11 το σύστημα QPSK έχει τέσσερις καταστάσεις φάσεων. Αν π.χ. η αρχική φάση του είναι ίση με  $45^\circ$  τότε οι υπόλοιπες καταστάσεις θα έχουν φάσεις  $(90+45)^\circ$ ,  $(180+45)^\circ$  και  $(270+45)^\circ$  [37].



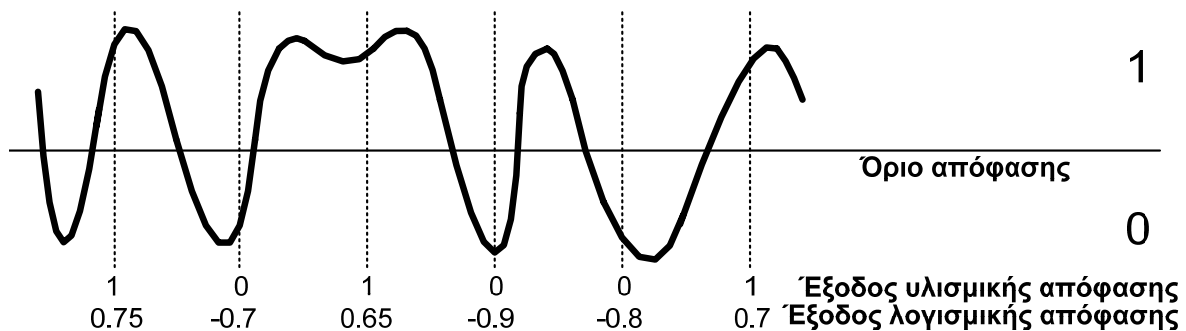
**Σχήμα 1.12:** Διάγραμμα QPSK Διαμορφωτή.

## 1.6 Κωδικοποίηση

Οι διάφορες τεχνικές κωδικοποίησης εφαρμόζονται στον τομέα των επικοινωνιών με σκοπό τη βελτίωση της αξιοπιστίας των συστημάτων κατά τη λήψη της πληροφορίας. Η διαδικασία της κωδικοποίησης προσθέτει τέτοιου είδους πληροφορία στα αρχικά δεδομένα για να κάνει ευκολότερη την ανίχνευση των σφαλμάτων στο δέκτη, με σκοπό τη διόρθωσή τους χωρίς την επανεκπομπή πληροφορίας στο βαθμό που μπορεί να είναι αυτό εφικτό. Όταν έχουμε όμως επανεκπομπή αυτή μπορεί να είναι η Αίτηση Αυτόματης Επανάληψης (Automatic Repeat Request – ARQ) η οποία λειτουργεί ζητώντας την επανεκπομπή του εσφαλμένου τμήματος. Όταν όμως δεν υπάρχει διαδρομή ανάδρασης από τον δέκτη προς τον πομπό τότε χρησιμοποιείται η Εμπορόσδοτη Διόρθωση Σφάλματος (Forward Error Correction – FEC) η οποία μπορεί να διορθώνει τα ανιχνευόμενα λάθη. Η FEC έχει δύο μορφές υλοποίησης. Η μία μορφή είναι η κωδικοποίηση μπλοκ (block coding) ενώ η άλλη είναι η συνελικτική κωδικοποίηση (convolutional coding). Η κωδικοποίηση μπλοκ παράγει ένα μεγαλύτερο αριθμό bits από τον αρχικό χρησιμοποιώντας κάποιο αλγόριθμο που μας βοηθάει στην ανίχνευση του σφάλματος. Σε αντίθεση με την τεχνική μπλοκ, η συνελικτική διαδικασία δημιουργεί την κωδικοποιημένη έξοδο σε πραγματικό χρόνο και εφαρμόζεται σε επίπεδο bit. Ο συνελικτικός κωδικοποιητής αποτελείται από  $m$  καταχωρητές (shift registers) οι οποίοι μαζί με την είσοδό του αποτελούν τη μνήμη του. Η μνήμη αυτή συναντάται στη βιβλιογραφία με τον όρο μήκος περιορισμού (constraint length). Επειδή για κάθε εισερχόμενο bit εξέρχονται  $n$  bits τότε ο ρυθμός του κώδικα ισούται με  $1/n$ . Αν χρησιμοποιηθεί η διαδικασία αφαίρεσης κάποιων bits από τον παραγόμενο κώδικα τότε ο ρυθμός του κώδικα αυξάνεται και η αντίστοιχη διαδικασία αναφέρεται ως puncturing (διάτρηση).

Για την αποκωδικοποίηση δεδομένων προερχόμενων από συνελικτικό κωδικοποιητή μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο πιο γνωστός αποκωδικοποιητής που είναι ο Viterbi. Η αποκωδικοποίηση μπορεί να γίνει είτε με λογισμική (Soft decision) είτε με οριστική απόφαση (Hard decision ή αλλιώς γνωστή και ως υλισμική απόφαση). Η τελευταία εξάγει το αποκωδικοποιημένο σύμβολο με τη μορφή bit μην εμφανίζοντας πόσο κοντά είναι το παραγόμενο αποκωδικοποιημένο σύμβολο στο όριο απόφασης (δηλαδή εξάγει "0" ή "1" και

αυτό φαίνεται στο σχήμα 1.13). Αντίθετα, η λογισμική απόφαση βασίζεται στο ότι ο αποκωδικοποιητής γνωρίζει πόσο κοντά βρίσκεται το κάθε σύμβολο στο όριο απόφασης και αυτό φαίνεται στο σχήμα 1.13 (π.χ. όταν το σύμβολο αποκωδικοποίησης συμβολίζεται με τη στάθμη 0.7 αυτό αντιστοιχεί σε "1" και υπάρχει μεγάλη βεβαιότητα για την πρόβλεψη της σωστής τιμής του αφού η στάθμη του συμβόλου λογισμικής απόφασης ήταν αρκετά πάνω από το όριο απόφασης). Επομένως όσο μεγαλύτερη είναι η απόσταση της στάθμης του συμβόλου από το όριο απόφασης τόσο πιο έγκυρο θεωρείται το αποκωδικοποιημένο σύμβολο για το υπόλοιπο μέρος της διαδικασίας αποκωδικοποίησης η οποία μπορεί να περιλαμβάνει επαναληπτική διαδικασία και συνεπώς επανεκτίμηση της αποκωδικοποίησης (Αυτό θα αναφερθεί εκτενώς σε επόμενα κεφάλαια τα οποία έχουν σχέση με turbo κωδικοποίηση). Ένα σχεδιάγραμμα σύγκρισης της εξόδου λογισμικής σε σχέση με εκείνη της υλισμικής απόφασης φαίνεται στο σχήμα 1.13 [37].

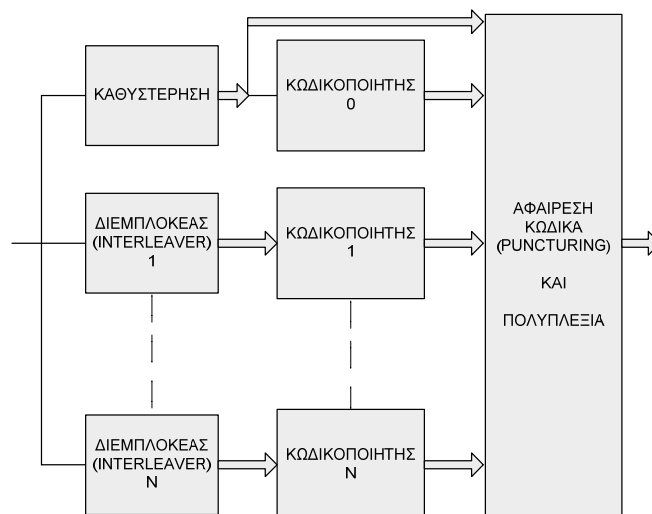


**Σχήμα 1.13:** Έξοδος λογισμικής και υλισμικής απόφασης.

Οι μέθοδοι κωδικοποίησης όπως προαναφέρθηκε αυξάνουν τον όγκο πληροφορίας που πρέπει να εκπεμφθεί. Ο αυξημένος όγκος δεδομένων δημιουργεί ανάγκη για μεγαλύτερο εύρος ζώνης όταν δεν πρέπει να μεταβληθεί η ταχύτητα μετάδοσης. Μία λύση σε αυτό το πρόβλημα θα ήταν να χρησιμοποιηθούν διαμορφώσεις με περισσότερες καταστάσεις συμβόλων. Αυτές οι καταστάσεις συμβόλων οδηγούν σε αυξημένη χωρητικότητα καναλιού αλλά απαιτούν μεγαλύτερο  $E_b/N_0$  (λόγος σήματος προς θόρυβο ανά bit). Για κάθε εφαρμογή πρέπει να εξετάζεται η σωστή επιλογή διαμόρφωσης καθώς και το αν είναι εφικτή η κωδικοποίηση των παραγόμενων δεδομένων η οποία θα μπορούσε να οδηγήσει σε βελτίωση της απόδοσης του συστήματος.

Σε συστήματα πολλαπλών υποφορέων όπως εκείνα της OFDM, είναι απαραίτητη η κωδικοποίηση για να υπάρξει ικανοποιητική απόδοση. Η κωδικοποίηση μπορεί να εφαρμοστεί στο πεδίο του χρόνου και παρέχει μεγαλύτερη ανοχή στην επιλεκτική εξασθένιση συχνότητας. Επιπρόσθετα για την αποφυγή εμφάνισης λαθών λόγω συσχετισμού δεδομένων στο πεδίο του χρόνου χρησιμοποιείται η τεχνική της διεμπλοκής (interleaving). Π.χ. αυτή η τεχνική ανατοποθετεί τα δεδομένα μίας ροής δεδομένων ώστε όταν θα ξαναχρησιμοποιηθεί από παρόμοιο κωδικοποιητή να παραχθεί διαφορετική έξοδος. Επιπρόσθετα ο συνδυασμός κώδικα μπλοκ με συνελικτική κωδικοποίηση οδηγεί σε συνενωμένο κώδικα (Concatenation). Αυτός χρησιμοποιείται και σε Turbo κώδικες (παράλληλους και σειριακούς οι οποίοι ονομάζονται και στροβιλοκώδικες). Αυτή η διδακτορική διατριβή περιέχει την ανάπτυξη πρότυπου παράλληλου Turbo κώδικα, ο οποίος στη συνέχεια ενσωματώθηκε σε OFDM σύστημα [38-40].

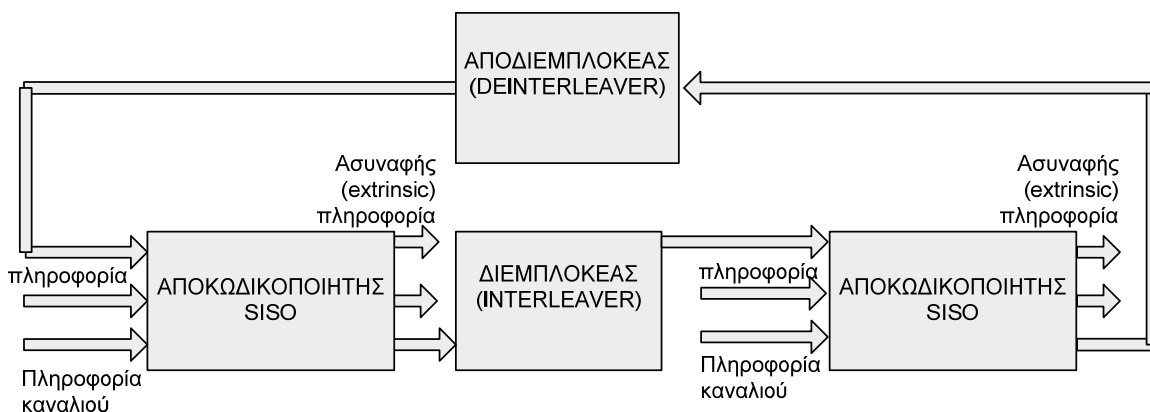
Οι Turbo κώδικες έχουν τέτοιου είδους αρχιτεκτονική η οποία αυξάνει την απόδοση των συστημάτων. Αυτό μπορεί να επιβεβαιωθεί με την μείωση του ρυθμού εμφάνισης λαθών πληροφορίας με αποτέλεσμα να πλησιάσουμε κοντά στη θεωρητική χωρητικότητα του καναλιού. Γενικά, όπως προαναφέρθηκε αυτού του είδους οι κώδικες προέρχονται από την συνένωση δύο ή και περισσότερων παράλληλων κωδίκων. Η πληροφορία κωδικοποιείται με τη χρήση αναδρομικών συστηματικών συνελικτικών κωδίκων (recursive systematic convolutional codes). Αυτοί εφαρμόζονται σε παραλλαγές τις αρχικής ροής πληροφορίας όπως φαίνεται στο σχήμα 1.14.



**Σχήμα 1.14:** Τυπικός Turbo κωδικοποιητής.

Ένα παράδειγμα διεμπλοκής (interleaving) μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας έναν πίνακα ο οποίος θα αποτελείται από  $M$  γραμμές και μία στήλη ( $M \times 1$ ). Όταν ο πίνακας γεμίσει από δεδομένα μετά από κάποιο χρόνο (καθυστέρηση) τότε μπορούμε να κάνουμε εναλλαγή (transposing). Η εναλλαγή θα μετατρέψει τις γραμμές σε στήλες. Συνεπώς τα δεδομένα έχουν ανακαταταξινομηθεί και διαβάζονται ως στήλες.

Σε ό,τι έχει σχέση με τη διαδικασία αποκωδικοποίησης, παρόμοια επαναληπτική διαδικασία μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε σειριακούς και παράλληλους Turbo κώδικες. Αυτή η διαδικασία περιλαμβάνει τη χρήση ασυναφούς-εξωτερικής (extrinsic) πληροφορίας σε σχέση με την αρχική παραγόμενη ακολουθία δεδομένων. Επίσης, η καθυστέρηση λόγω της αποκωδικοποίησης αποτελεί ένα σημαντικό πρόβλημα για τη σχεδίαση του δέκτη και μπορεί να υποβιβάσει την απόδοση αν δεν δοθεί ιδιαίτερη προσοχή. Αυτό συμβαίνει διότι η αποκωδικοποίηση χρησιμοποιεί σε κάθε επανάληψη τις βαθμίδες διεμπλοκής (Interleaving) και αποδιεμπλοκής (Deinterleaving). Υπάρχουν δύο μορφές αποκωδικοποίησης. Η μία αναφέρεται ως MAP (Maximum a posteriori) και η άλλη ως SOVA (Soft input Soft output Viterbi algorithm). Γενικά, υπάρχουν τρία είδη εισόδων (Soft input) για κάθε αποκωδικοποιητή. Αυτές είναι τα μη κωδικοποιημένα σύμβολα πληροφορίας, η πλεονάζουσα (redundant) πληροφορία που προέρχεται από τον πρώτο αναδρομικό συμμετρικό κώδικα (RSC – Recursive Symmetric Code) και η γνωστή (a priori – εκ των προτέρων) πληροφορία. Η έξοδος του αποκωδικοποιητή είναι μία σταθμισμένη εκδοχή (weighted version) της μη κωδικοποιημένης πληροφορίας μαζί με τη γνωστή πληροφορία και τη νέα ασυναφή πληροφορία (σχήμα 1.15) [41].



**Σχήμα 1.15:** Σχέδιο Turbo αποκωδικοποιητή.

## 1.7 Κανάλι επικοινωνίας

Η επικοινωνία υπό πραγματικές συνθήκες επιβαρύνεται με την παρουσία θορύβου. Ένα συνηθισμένο μαθηματικό μοντέλο που μπορεί να προσομοιώσει αυτές τις συνθήκες είναι ο Προσθετικός Λευκός Γκαουσιανός Θόρυβος (AWGN – Additive White Gaussian Noise). Αυτό το μοντέλο δέχεται ότι η παρεμβολή του θερμικού θορύβου στο δέκτη είναι αρκετά χαμηλή ή έχει προστεθεί στον Γκαουσιανό θόρυβο αφού ο θερμικός είναι και αυτός Γκαουσιανός. Το σήμα λήψης  $r(t)$  προερχόμενο από AWGN κανάλι μπορεί να περιγραφεί μέσω της σχέσης 1.15.

$$r(t) = s(t) + w(t) \quad (1.15)$$

όπου,  $s(t)$  είναι το σήμα πληροφορίας και το  $w(t)$  είναι ο προσθετικός και τυχαίος θόρυβος ο οποίος ονομάζεται και Λευκός διότι έχει μια σταθερή φασματική πυκνότητα ισχύος (PSD – Power Spectral Density). Αυτή είναι ίση με το  $N_0$  αν είναι μονόπλευρη και με το  $N_0/2$  αν έχει δύο πλευρές (two-sided). Επίσης, αυτός ο AWGN θόρυβος έχει μηδενική μέση τιμή και προφανώς η κάθε τιμή του θα είναι ανεξάρτητη του χρόνου [34].

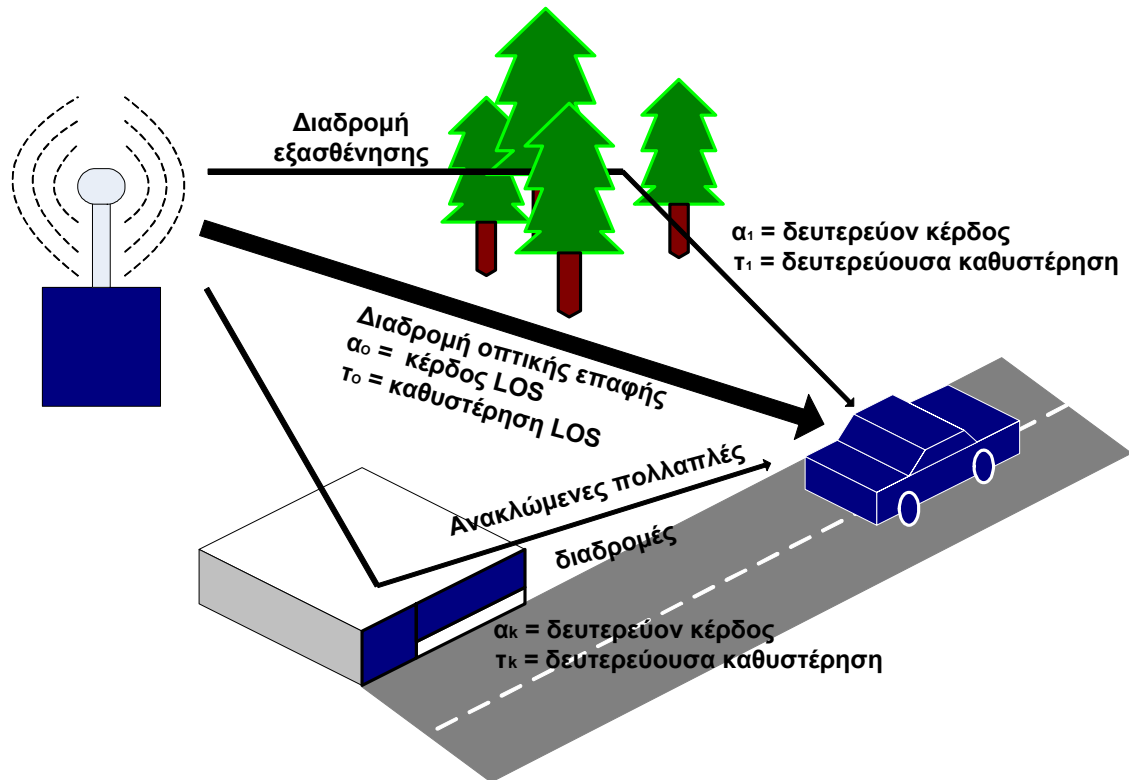
Μία πρόσθετη μορφή θορύβου που μπορεί να υπάρχει στο κανάλι επικοινωνίας είναι ο θόρυβος φάσης ο οποίος αναπαρίσταται στο πεδίο των συχνοτήτων ως τυχαίες διακυμάνσεις της φάσης της κυματομορφής. Οι διακυμάνσεις φάσεως οφείλονται στην απόκλιση της αναμενόμενης περιοδικότητας της κυματομορφής στο πεδίο του χρόνου (jitter). Ο θόρυβος φάσης μπορεί να αναλυθεί σε δύο συνιστώσες που ονομάζονται αυτούσια συνεισφορά θορύβου (ONC – Own Noise Contribution) και εξωτερική συνεισφορά θορύβου (FNC – Foreign Noise Contribution). Τα OFDM σύμβολα επηρεάζονται από την ONC και την FNC. Η ONC προκαλεί σε όλους τους υποφορείς ίδια ακριβώς περιστροφή φάσης που ονομάζεται Σφάλμα Κοινής Φάσης (CPE – Common Phase Error) ενώ η FNC προκαλεί αύξηση της παρεμβολής σε έναν υποφορέα από όλους τους άλλους υποφορείς και αναφέρεται πολλές φορές ως Παρεμβολή μεταξύ φερουσών (ICI – Intercarrier Interference). Η ICI αντιστοιχεί επί της ουσίας σε απώλεια της ορθογωνικότητας και μπορεί να αντιστοιχηθεί σε μία Επιπρόσθετη Πηγή Γκαουσιανού Θορύβου [42].

Σε πολλές περιπτώσεις επικοινωνίας μεταξύ πομπού και δέκτη το λαμβανόμενο σήμα είναι η υπέρθεση πολλών διασκορπισμένων συνιστωσών

του αρχικού σήματος όταν δεν υπάρχει οπτική επαφή (LOS – Line of sight). Τότε, η συνάρτηση εξασθένησης του σήματος μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι μία Γκαουσιανή διαδικασία με μηδενική μέση τιμή. Επίσης αν υπάρχει συνιστώσα οπτικής επαφής, αυτή αθροίζεται ως μία σταθερή μέση τιμή στην προηγούμενη Γκαουσιανή διαδικασία. Επομένως, για να περιγράψουμε ένα κανάλι επικοινωνίας στο οποίο υπάρχει οπτική επαφή (LOS) μπορεί να θεωρήσουμε μία μορφή Γκαουσιανού καναλιού με σταθερή μέση τιμή (αυτό ονομάζεται GWSSUS όπου η συνάρτηση μεταφοράς του είναι εξαρτώμενη από το χρόνο και είναι μία τυχαία διαδικασία όπου η μέση τιμή της είναι μηδενική). Η μέση τιμή του Γκαουσιανού καναλιού είναι η μετατόπιση Doppler (Doppler shift) της οπτικής επαφής (η οποία θεωρείται μηδενική για LOS) και έχει σχέση και με την επιλογή της συχνότητας του φορέα  $f_0$ . Τότε, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του πλάτους είναι μία Γκαουσιανή κατανομή με μη μηδενική μέση τιμή. Αυτή συνήθως ονομάζεται κατανομή Rice και το GWSSUS (Gaussian Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) κανάλι ονομάζεται κανάλι Ricean. Αυτό το κανάλι χαρακτηρίζεται από μία παράμετρο που ονομάζεται συντελεστής Rice  $K$ . Το  $K$  είναι ο λόγος της ισχύος της LOS συνιστώσας προς την ισχύ όλων των συνιστωσών σκέδασης. Όταν το  $K$  ισούται με μηδέν τότε δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη και το κανάλι είναι Rayleigh. Όταν το  $K$  τείνει στο άπειρο σημαίνει ότι δεν υπάρχει σκέδαση υπάρχει δε μόνο οπτική επαφή και η περίπτωση αυτή αντιστοιχεί στο γνωστό AWGN κανάλι [34]. Μία σχηματική αναπαράσταση της περίπτωσης όπου η διαδρομή από τον πομπό στο δέκτη περιλαμβάνει ανακλάσεις αλλά και εμπόδια με φαινόμενα εξασθένησης φαίνεται στο σχήμα 1.16. Επομένως, ο δέκτης λαμβάνει διάφορα σήματα μέσω διαφορετικών διαδρομών. Αυτά τα σήματα είναι αντιγραφές του αρχικού σήματος. Γενικά, κάθε μία από αυτές έχει λίγο διαφορετική καθυστέρηση και κέρδος. Οι χρονικές καθυστερήσεις αντιστοιχούν σε μετατοπίσεις φάσης. Αυτές προστίθενται στην κύρια συνιστώσα του σήματος (δηλαδή LOS και αν αυτή υπάρχει) και τελικά προκαλείται υποβιβασμός της ισχύος του σήματος. Τα προηγούμενα περιγράφονται με τη βοήθεια της σχέσης 1.16 [3].

$$h_c(t) = \sum_{k=0}^{K-1} a_k \delta(t - \tau_k) \quad (1.16)$$

όπου το  $a_k$  είναι το δευτερεύον κέρδος και  $\tau_k$  η δευτερεύουσα καθυστέρηση.



Σχήμα 1.16: Εξασθένηση σήματος.

Όπως προαναφέρθηκε, το ηλεκτρομαγνητικό κύμα διασκορπίζεται, διαθλάται, ανακλάται και φτάνει μέσω πολλαπλών διαδρομών στο δέκτη. Αυτό το κύμα στην ουσία είναι μία τυχαία υπέρθεση πολλών σημάτων με διαφορετικές καθυστερήσεις λόγω των διαφορετικών διαδρομών που έχουν ακολουθήσει. Αν ο δέκτης κινείται τότε όλα τα προηγούμενα οδηγούν σε ένα μοντέλο παρεμβολών το οποίο μπορεί να αλλάζει σε χρόνους της τάξεως των milliseconds. Αυτό το μοντέλο παρεμβολών δεν έχει το ίδιο αποτέλεσμα για όλες τις συχνότητες του καναλιού. Αν η σχετική ταχύτητα μεταξύ πομπού και δέκτη είναι  $u$  και η συχνότητα του φορέα είναι  $f_0$  τότε η μετατόπιση συχνότητας που ονομάζεται μετατόπιση Doppler δίνεται από τη σχέση 1.17 [34].

$$f_{\max} = \frac{u}{c} f_0 \approx \frac{1}{1080 \text{ MHz}} \frac{f_0}{\text{km/h}} \frac{u}{\text{h}} \text{ Hz} \quad (1.17)$$



## ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] C. Langton, "Tutorial 22 – Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM, DMT)," Complex to Real, 2013.  
<http://www.complextoreal.com/>
- [2] J. G. Andrews, A. Ghosh and R. Muhamed, "Fundamentals of WiMAX - Understanding Broadband Wireless Networking," Prentice Hall, US, 2007.
- [3] S. Prot and K. Palmkvist, "TSTE91 System Design Communications System Simulation using Simulink Part V OFDM by IFFT Modulation," Electronic Systems, Dept. EE, LiTH, 2003.  
[http://www.es.isy.liu.se/courses/TSTE91/lessons\\_en.html](http://www.es.isy.liu.se/courses/TSTE91/lessons_en.html)
- [4] J. Ylioinas, "Iterative Detection, Decoding, and Channel Estimation in MIMO-OFDM," Academic dissertation, University of Oulu, Oulu, 2010.
- [5] J. G. Proakis, "Digital Communications 4th edition," McGraw-Hill, New York, 2000.
- [6] M. Hata, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services," IEEE Transactions on Vehicular Technology Vol. 29, No. 3, 1980, pp. 317–325.
- [7] M. J. Juntti, K. Hooli, K. Kiiskilä and J. Ylioinas, "Space-time equalizers for MIMO high speed WCDMA downlinks," IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 6, No. 7, 2007, pp. 2582–2592.
- [8] S. Redl, M. Weber and M. Oliphant, "GSM and Personal Communications Handbook," Artech House, Inc., 1998.
- [9] R. W. Chang, "Synthesis of Band Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission," Bell Syst. Tech. J., Vol. 45, Dec. 1966, pp. 1775–1796.
- [10] B. R. Salzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system," IEEE Trans. Comm., Vol. COM-15, Dec. 1967, pp. 805–813.
- [11] R. R. Mosier, and R. G. Clabaugh, "Kineplex, a Bandwidth Efficient Binary Transmission System," AIEE Trans., Vol. 76, Jan. 1958, pp. 723–728.
- [12] "Orthogonal Frequency Division Multiplexing," U.S. Patent No. 3, 488, 4555, filed November 14, 1966, issued Jan. 6, 1970.

- 
- [13] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Transactions on Communication Technology*, Vol. 19, No. 5, 1971, pp. 628–634.
- [14] L. J. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using Orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 33, No. 7, 1985, pp. 665–675.
- [15] R. V. Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications," Artech House, 2000.
- [16] G. C. Porter, "Error Distribution and Diversity Performance of a Frequency Differential PSK HF modem," *IEEE Transactions on Communication Technology*, Vol. 16, No. 4, 1968, pp. 567–575.
- [17] M. S. Zimmerman and A. L. Kirsch, "The ANIGSC-10 (KATHRYN) variable rate data modem for HF radio," *IEEE Transactions on Communication Technology*, Vol. 15, No. 2, 1967, pp. 197–204.
- [18] D. L. Bitzer, W. E. Keasler and P. T. Tucker, "High speed modem suitable for operating with a switched network," U.S. Patent No. 4, 206, 320, June 1980.
- [19] B. Hirosaki, "An Orthogonally Multiplexed QAM system using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 29, No. 7, 1981, pp. 982–989.
- [20] B. Hirosaki, "A 19.2 kbps voiceband data modem based on orthogonally multiplexed QAM techniques," In *Proceedings of IEEE International Conference on Communications*, August 1985, pp. 661–665.
- [21] P. S. Chow, J. C. Tu and J. M. Cioffi, "Performance Evaluation of a Multichannel Transceiver System for ADSL and VHDSL services," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 9, No. 6, 1991, pp. 909–919.
- [22] P. S. Chow, J. C. Tu, and J. M. Cioffi, "A Discrete Multitone Transceiver System for HDSL Applications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 9., No. 6, Aug. 1991, pp. 895–908.
- [23] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 33, No. 2, 1995, pp. 100–109.

- [24] V. Mathuranathan, "Introduction to OFDM – Orthogonal frequency division multiplexing – part 3," GaussianWaves, 2013.  
<http://www.gaussianwaves.com/>
- [25] A. A. Abuda, "PAPR reduction of OFDM signal using Turbo coding and selective mapping," In Proceedings of the 6th Nordic Signal Processing Symposium - NORSIG 2004, June 9 - 11, 2004, pp. 248–251.
- [26] A. D. S. Jaynlath and C. Tellambura, "Peak-To-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Data Permutation With Embedded Side Information," In Proceedings of The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2001 (ISCAS 2001), pp. 562–565.
- [27] R. V. Nee and A. de Wild, "Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM," In Proceedings of the 48th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 98. 1998, Vol. 3, pp. 2072–2076.
- [28] E. Lawrey and C. J. Kikkert, "Peak to average power ratio reduction of OFDM signals using peak reduction carriers," In Proceedings of the Fifth International Symposium on Signal Processing and Its Applications, ISSPA'99, 1999, Vol. 2, pp. 737–740.
- [29] S. Hussain and Y. Louet, "Peak to Average Power Ratio Reduction for Multi-band OFDM System using Tone Reservation," In proceedings of the XXIX URSI General Assembly, 2008, CPS2.5.
- [30] V. Vijayarangan and R. Sukanesh, "Reduction of Peak to Average Power Ratio in Orthogonal Frequency Division Multiplexing using Pulse Shaping Techniques," International Journal of Electronics Engineering, Vol. 1, 2009, pp. 127–132.
- [31] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis, V. Raptis and P. Kostarakis, "Enhanced PAPR in OFDM without Deteriorating BER Performance," International Journal of Communications, Network and System Sciences, Vol. 4, No. 3, March 2011, pp. 164-169.
- [32] S. K. Chronopoulos, V. Christofilakis, G. Tatsis and P. Kostarakis, "Reducing Peak-to-Average Power Ratio of a Turbo Coded OFDM," Wireless Engineering and Technology, Vol. 3, No.4, Oct 2012, pp. 195–202.
- [33] K. Sankar, "Scaling factor in QAM," Dsplog, 2007.  
<http://www.dsplog.com/2007/09/23/scaling-factor-in-qam/>

- 
- [34] H. Schulze and C. Luders, "Theory and Applications of OFDM and CDMA Wideband Wireless Communications," John Wiley & Sons, Ltd, UK, 2005.
- [35] IEEE Std 802.11 "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications," IEEE Computer Society, NY, 2007.
- [36] I. Poole, "Comparison of 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM 128-QAM, 256-QAM, etc," Resources and analysis for electronic engineers.  
<http://www.radio-electronics.com>
- [37] A. Bateman, "Digital Communications," Addison Wesley Longman, 1999.
- [38] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis and P. Kostarakis, "Turbo Codes—A New PCCC Design, "Communications and Network, Vol. 3, No. 4, Nov. 2011, pp. 229–234.
- [39] S. K Chronopoulos, G. Tatsis, V. Raptis and Panos Kostarakis, "A Parallel turbo encoder-decoder scheme," In 2nd Pan-Hellenic Conference on Electronics and Telecommunications - PACET'12, Organized by the Electronics and the Telecommunications laboratories of the Departments of Physics and Electrical and Computer Engineering, of the Aristotle University of Thessaloniki (AUTH), Greece.
- [40] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis and P. Kostarakis, "Turbo Coded OFDM with large number of subcarriers," Journal of Signal and Information Processing (JSIP), Vol. 3, No. 2, May 2012, pp. 161–168.
- [41] A. R. S. Bahai and B. R. Saltzberg, "Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM," Kluwer Academic Publishers, US, 2002.
- [42] M. Engels, "Wireless OFDM Systems: How to make them work?," Kluwer Academic Publishers, 2002.

# ΑΡΧΙΚΕΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ

## 2.1 Εισαγωγή

Η προσομοίωση με τη βοήθεια της μοντελοποίησης αποτελεί μία πολύ διαδεδομένη τεχνική επιβεβαίωσης θεωρητικών προβλέψεων. Η προσομοίωση ως διαδικασία πρόβλεψης αποτελέσματος δεν συγκρίνεται με τη μέτρηση αλλά έχει εξελιχθεί αρκετά ώστε να δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα. Αυτά βοηθούν τους ερευνητές να αναγνωρίσουν και να διορθώσουν λάθη τόσο σε επίπεδο κατασκευής όσο και σε επίπεδο προγραμματισμού πριν την ανάπτυξη του πρότυπου συστήματός τους. Η φυσική με τη βοήθεια των μαθηματικών βοήθησαν στην δημιουργία και εξέλιξη συστημάτων προσομοίωσης. Αυτά στη συνέχεια δημιούργησαν την όλο και αυξανόμενη ανάγκη της εξέλιξης των μαθηματικών με σκοπό να αναπτυχθούν και άλλοι αλγόριθμοι με την παράλληλη βελτιστοποίηση των υπαρχόντων. Πολλοί αλγόριθμοι οι οποίοι είναι αρκετά ανεπτυγμένοι δεν αποδίδουν στην πράξη στο υψηλό επίπεδο που θα έπρεπε. Αυτό οφείλεται στην απαίτηση για την πολύ προσεκτική ρύθμιση των παραμέτρων τους, κάτι το οποίο δεν μπορεί να γίνει από έναν υπολογιστή αλλά απαιτεί ανθρώπινη παρέμβαση και διόρθωση μετά από πειραματική επαλήθευση. Η δυσκολία στην προηγούμενη περίπτωση ισχύει ακόμη και για έναν χρήστη-προγραμματιστή. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι πολλές φορές υπάρχει αυξημένη δυσκολία στην εφαρμογή της θεωρίας υπό μορφή αριθμητικών πράξεων διατηρώντας παράλληλα σαφήνεια στην διεξαγωγή της όλης διαδικασίας. Έτσι, έχουν αναπτυχθεί διάφορα προγράμματα προσομοίωσης γενικής χρήσεως. Ένα από αυτά είναι και το MATLAB (Matrix Laboratory - Εργαστήριο πινάκων). Σε αυτό υπάρχουν εκτεταμένες βιβλιοθήκες προγραμμάτων τα οποία συνεχώς αναβαθμίζονται. Το MATLAB επιτρέπει τη δημιουργία μοντέλων (συστημάτων) τα οποία μπορεί να εμφανίζονται στο περιβάλλον αλληλεπίδρασής του είτε ως κώδικας, είτε ως γραφικός προγραμματισμός (SIMULINK) είτε ακόμη και ως συνδυασμός τους. Με όλα τα

προηγούμενα μπορεί να απλοποιηθεί η διαδικασία προσομοίωσης αφού η όλη διεργασία έχει μία σαφή δομή (π.χ. Τροποποιημένα Blocks κώδικα τα οποία είναι συνδεδεμένα μεταξύ τους και αποτελούν το επιθυμητό σύστημα – αυτό φαίνεται οπτικά σε περιβάλλον SIMULINK) [1].

Το MATLAB ξεκίνησε στις αρχές του 1970 ως μία αριθμομηχανή που παρείχε αλληλεπίδραση με το χρήστη. Αυτή η αριθμομηχανή βασιζονταν σε βιβλιοθήκες υπορουτινών Fortran, ειδικές για υπολογισμούς πινάκων. Ο παλαιότερος μαθηματικός πυρήνας του MATLAB έχει χρησιμοποιήσει στο παρελθόν πολλές υπορουτίνες Fortran από τα ερευνητικά έργα LINPACK και EISPACK για να διεξάγει μεταφράσεις σε γλώσσα προγραμματισμού C. Ο νέος μαθηματικός πυρήνας του MATLAB βασίζεται στο LAPACK. Αυτό είναι ο αντικαταστάτης των LINPACK και EISPACK και έχει πολύ μεγαλύτερες δυνατότητες σε σχέση με τα προηγούμενα. Το LAPACK είναι μία βιβλιοθήκη Fortran κατασκευασμένη (από πολλούς προγραμματιστές) για αριθμητική γραμμική άλγεβρα. Διάφορες εκδόσεις της διατίθενται μέσω Ιντερνέτ [2]. Το LAPACK αρχικά προορίζονταν για χρήση σε μηχανήματα αιχμής και χρησιμοποιεί μπλοκ αλγορίθμους. Αυτοί λειτουργούν κάθε φορά σε αρκετές στήλες πίνακα. Η λειτουργία τους βασίζεται σε πράξεις μεταξύ πινάκων. Π.χ. σε μηχανήματα με μνήμη cache υψηλής ταχύτητας, αυτές οι μπλοκ διεργασίες παρέχουν σημαντική αύξηση της ταχύτητας [3].

Το MATLAB είναι ένα σύστημα αλληλεπίδρασης το οποίο παρουσιάζει μία σημαντική καινοτομία. Αυτή είναι το βασικό στοιχείο δεδομένων του είναι ένας πίνακας επιτρέποντας τη λύση πολλών προβλημάτων υπολογισμού, ειδικά εκείνων που περιέχουν πίνακες και διανύσματα. Αυτός ο τρόπος λύσης απαιτεί πολύ λίγο χρόνο συγκρινόμενο με εκείνον για τη δημιουργία ενός προγράμματος σε γλώσσα προγραμματισμού C ή Fortran. Τυπικές χρήσεις του MATLAB περιέχουν μαθηματικά και υπολογισμούς, ανάπτυξη αλγορίθμων, μοντελοποίηση-προσομοίωση-ανάπτυξη, ανάπτυξη εφαρμογών με σκοπό την κατασκευή γραφικής αλληλεπίδρασης χρήστη (GUI – Graphical User Interface), ανάλυση και ανάκτηση δεδομένων. Το MATLAB περιέχει οικογένειες εργαλειοθηκών (Toolboxes τα οποία παρέχουν συγκεκριμένες λύσεις για αντίστοιχες εφαρμογές). Αυτές οι εργαλειοθήκες είναι μία συλλογή από αρχεία (m-files). Αυτά τα αρχεία επεκτείνουν τη λειτουργία του περιβάλλοντος προσομοίωσης ώστε να λύνονται ειδικές περιπτώσεις προβλημάτων. Αυτές οι

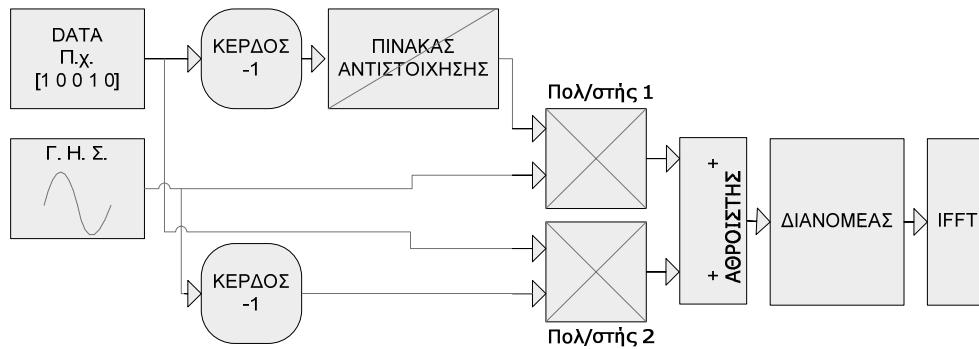
περιπτώσεις περιέχουν νευρωνικά δίκτυα, συστήματα ελέγχου, επεξεργασία σήματος και άλλα [1].

Στις επόμενες παραγράφους θα αναλυθούν οι αρχικές προσομοιώσεις στις οποίες βασίστηκε το τελικό σύστημα το οποίο χρησιμοποιήθηκε για τη διερεύνηση αύξησης της απόδοσης των συστημάτων OFDM που μελετήσαμε. Στη συνέχεια έγιναν υλοποιήσεις. Οι αρχικές προσομοιώσεις περιελάμβαναν σύστημα παραγωγής υποφορέων OFDM με τη χρήση μπλοκ γεννήτριας ημιτονοειδών κυμάτων (Sine Wave) και IFFT, την ενσωμάτωση κυκλικού προθέματος (Cyclic Prefix) καθώς και τεχνική επιβεβαίωσης της σωστής λειτουργίας τους συστήματος.

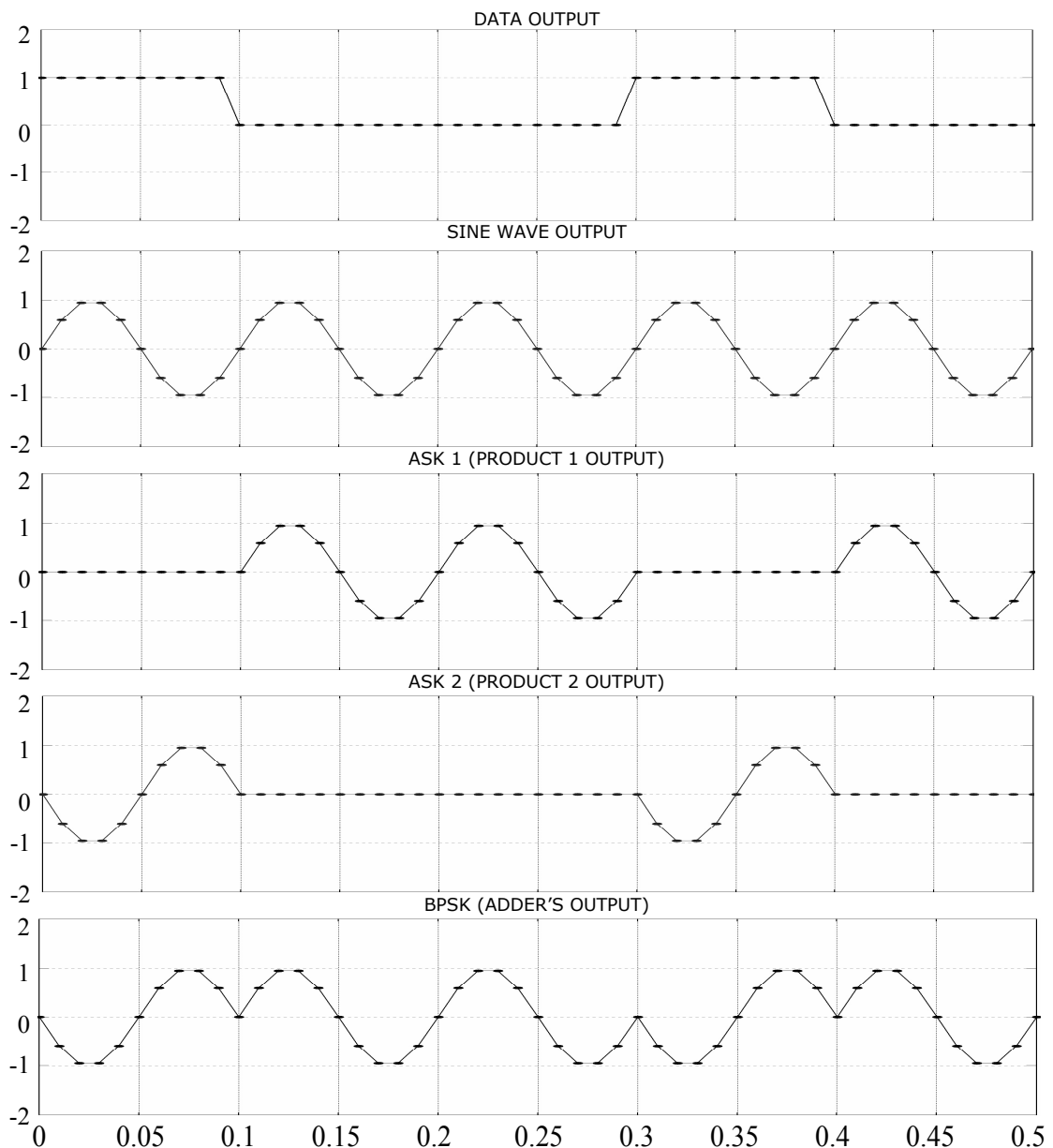
## 2.2 Παραγωγή υποφορέων με χρήση IFFT και Sine Wave

Σε αυτό τον τύπο της προσομοίωσης το σήμα της πληροφορίας είναι προκαθορισμένο και επαναλαμβανόμενο. Γενικά, το σύστημα αποτελείται από την πηγή πληροφορίας, μία γεννήτρια ημιτονοειδών σημάτων (Γ. Η. Σ. – Sine Wave), δύο βαθμίδες κέρδους, πίνακα αναζήτησης (Lookup table – επιτρέπει την βεβαιωμένη αλλαγή καταστάσεων), πολλαπλασιαστές, αθροιστή, διανομέα και IFFT (Σχήμα 2.1). Το σήμα της γεννήτριας ημιτονοειδών σημάτων (φορέας) τροποποιείται κατά BPSK σύμφωνα με την αρχική πληροφορία. Η προηγούμενη διαμόρφωση BPSK προέρχεται από την πρόσθεση δύο διαφορετικών ASK σημάτων τα οποία έχουν διαφορετικές αρχικές φάσεις. Αυτά τα ASK σήματα (Διαμορφώσεις On – Off) δημιουργούνται με τη βοήθεια των πολλαπλασιαστών και του πίνακα αναζήτησης. Αναλυτικότερα, όταν παράγεται ο φορέας της μίας ASK (Κατάσταση On), ο φορέας της άλλης δεν παράγεται (Κατάσταση Off). Όλα τα προηγούμενα φαίνονται στο σχήμα 2.2. Εκεί παρουσιάζονται οι έξοδοι διαφόρων βαθμίδων (Data – Δεδομένα, Sine Wave – Γεννήτρια ημιτονοειδών σημάτων, Products 1, 2 – Πολλαπλασιαστές 1 και 2, Sum – Άθροισμα).

Στην έξοδο του αθροιστή το διαμορφωμένο σειριακό σήμα διαχωρίζεται μέσω του διανομέα σε N εξόδους (ανάλογα με τον επιθυμητό αριθμό φορέων) μειώνοντας το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων κατά έναν παράγοντα N. Στη συνέχεια τα N σήματα περνούν μέσα από την βαθμίδα του IFFT με τη βοήθεια του οποίου γίνεται η μεταφορά του σήματος στο πεδίο των συχνοτήτων.



**Σχήμα 2.1:** Σχεδιάγραμμα αρχικού συστήματος προσομοίωσης.



**Σχήμα 2.2:** Αναπαράσταση πλάτους (V) σε σχέση με χρόνο (sec) για διαφορετικές βαθμίδες του συστήματος με Data 10010 (Σε αυτό το παράδειγμα το κάθε δεδομένο πληροφορίας – bit διαρκεί 0.1 sec).



Στη συνέχεια αναφέρεται η λειτουργία διαφόρων βαθμίδων του αρχικού συστήματος προσομοίωσης. Το σήμα της πληροφορίας παράγεται από ένα τμήμα κώδικα το οποίο μας δίνει τη δυνατότητα εισαγωγής των δεδομένων (data), της συχνότητας δειγματοληψίας  $f_s$  ή του χρόνου του δείγματος  $T_s$  και του αριθμού των δειγμάτων  $M_0$  ανά πλαίσιο (frame). Συνεπώς η περίοδος του πλαισίου είναι ίση με  $M_0 T_s$ . Με το ίδιο τμήμα κώδικα μπορούμε να καθορίσουμε την κατάσταση εξόδου μετά το πέρας της αποστολής των δεδομένων. Οι δυνατές καταστάσεις εξόδου είναι η μηδενική (Setting to zero), η επανάληψη του τελευταίου δείγματος πληροφορίας (Holding final value) και η επανάληψη ολόκληρου του σήματος. Στην περίπτωση που παράγουμε το σήμα πληροφορίας υπό μορφή πίνακα  $M \times N$  με  $M$  διαφορετικό της μονάδας, τότε όλες οι  $N$  στήλες είναι διαφορετικά κανάλια. Ο αριθμός  $M_0$  των δειγμάτων κάθε καναλιού καθορίζει την μορφή εξόδου. Σε αυτή την περίπτωση στην έξοδο της βαθμίδας παραγωγής δεδομένων παράγεται ένας πίνακας  $M_0 \times N$  [4].

Η γεννήτρια ημιτονοειδών σημάτων (Γ. Η. Σ. – Sine Wave) στην έξοδο της παράγει ένα (ψηφιοποιημένο) ημιτονοειδές σήμα. Η κατάσταση λειτουργίας που επιλέχθηκε να δουλεύει αυτή τη γεννήτρια, βασίζεται στη δειγματοληψία (Sample-based mode) και η εκάστοτε υπολογιζόμενη τιμή είναι ανεξάρτητη από τις προηγούμενες. Επομένως, αποφεύγεται η συσσώρευση σφαλμάτων στρογγυλοποίησης. Η σχέση που διέπει το εκάστοτε πλάτος  $y$  των δειγμάτων του παραγόμενου ημιτονοειδούς σήματος δίνεται από τη σχέση 2.1.

$$y = A \sin \left( \frac{2\pi(k + \Delta\phi)}{p} + b \right) \quad (2.1)$$

όπου  $A$  είναι το πλάτος,  $b$  είναι η πόλωση του σήματος (δηλαδή αν και κατά πόσο είναι μετατοπισμένο από την αρχική τιμή στον άξονα του πλάτους),  $p$  είναι ο αριθμός των δειγμάτων ανά περίοδο,  $k$  είναι το εύρος τιμών που εκτείνεται από το 0 μέχρι και αριθμό  $p-1$  δειγμάτων και  $\Delta\phi$  είναι η τυχόν αρχική μετατόπιση φάσης [4].

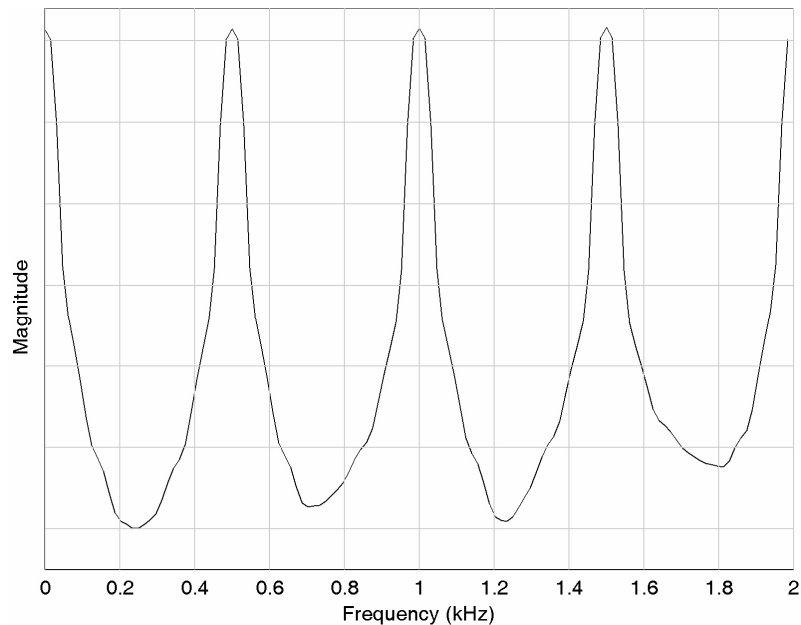
Το τμήμα κώδικα “Κέρδος” (Gain) στο σχήμα 2.1 πολλαπλασιάζει την είσοδο του σήματος με μία σταθερή τιμή. Η είσοδος μπορεί να είναι μονοδιάστατο μέγεθος, πίνακας αλλά και διάνυσμα. Ο πολλαπλασιασμός μπορεί να γίνει ανά στοιχείο (element-wise). Σε αυτή την περίπτωση κάθε στοιχείο

εισόδου πολλαπλασιάζεται με κάθε στοιχείο του κέρδους. Το τμήμα κώδικα που ακολουθεί είναι εκείνο του πολλαπλασιαστή το οποίο λειτουργεί και ως διαιρέτης των εισόδων του. Ουσιαστικά η βαθμίδα αυτή είναι ένας μείκτης. Αυτή η βαθμίδα μπορεί να εκτελέσει πολλαπλασιασμό ή διαίρεση ανά στοιχείο (element-wise), ή και να εκτελέσει πολλαπλασιασμό πίνακα. Ο αριθμός των διαιρέσεων ή πολλαπλασιασμών οι οποίοι θα εκτελεστούν εξαρτάται από τον αριθμό των εισόδων που θα δηλωθούν ως παράμετρος σε αυτό το μπλοκ. Άλλη μία βαθμίδα η οποία εκτελεί μαθηματικές πράξεις είναι και ο αθροιστής ο οποίος μπορεί να προσθέσει ή να αφαιρέσει τα σήματα των εισόδων του. Αυτές οι μαθηματικές πράξεις μπορούν να εκτελεστούν σε εισόδους οι οποίες μπορεί να είναι μονοδιάστατα μεγέθη, διανύσματα ή και πίνακες. Η ρύθμιση της μαθηματικής πράξης την οποία θα εκτελέσει η βαθμίδα είναι μία απλή διαδικασία. Η πρόσθεση και η αφαίρεση δηλώνονται με τα αντίστοιχα μαθηματικά τους σύμβολα. Π.χ. αν πρέπει τέσσερις εισοδοί να μετέχουν σε διαδοχικές προσθέσεις και αφαιρέσεις πρέπει να δηλωθούν και τα τέσσερα μαθηματικά σύμβολα. Στην περίπτωση όπου οι πρώτες δύο εισοδοί προστίθενται ενώ οι υπόλοιπες δύο αφαιρούνται πρέπει η έκφραση σε πεδίο αυτού του τμήματος κώδικα να έχει τη μορφή “++--”.

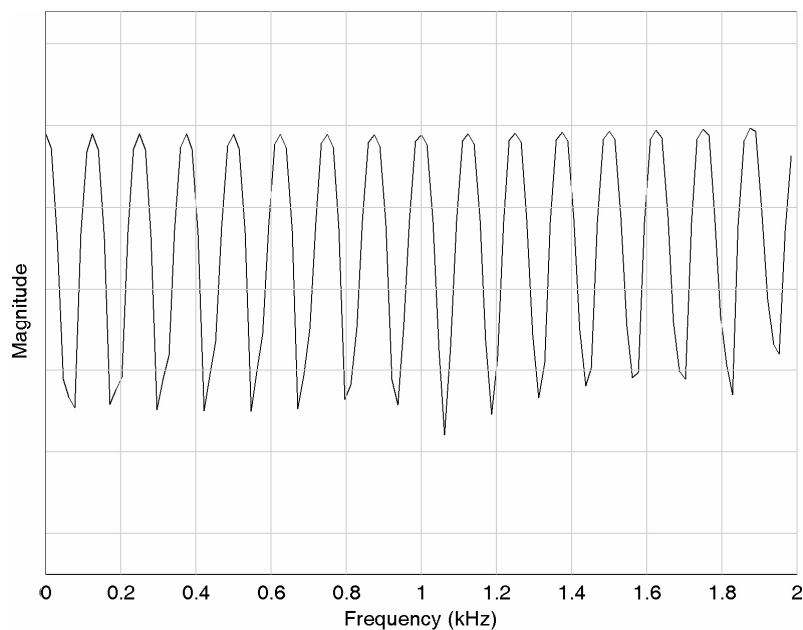
Ο πίνακας αναζήτησης (Lookup table) εκτελεί προσέγγιση σε εξίσωση της μορφής  $y = f(x)$ . Σε αυτή την προσομοίωση η έξοδος βασίζεται στις τιμές εισόδου χρησιμοποιώντας την προσεγγιστική μέθοδο παρεμβολής-παρεκβολής (interpolation-extrapolation). Αυτή η μέθοδος είναι και η προεπιλεγμένη μέθοδος η οποία είναι γραμμική. Σε αυτή την περίπτωση, αν μία τιμή ταιριάζει με εκείνη της εισόδου, τότε το στοιχείο εξόδου αντιστοιχεί στο διάνυσμα εξόδου. Αν δεν υπάρχει κάποια τιμή η οποία να ταιριάζει σε εκείνη της εισόδου τότε εκτελείται γραμμική προσέγγιση μεταξύ δύο κοντινών στοιχείων του πίνακα ώστε να παραχθεί η τιμή εξόδου. Αν η προηγούμενη τιμή εισόδου δεν βρίσκεται μεταξύ δύο σημείων του πίνακα τότε εκτελείται παρεκβολή.

Η βαθμίδα IFFT εκτελεί τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier κάθε καναλιού μίας εισόδου  $N$  υποφορέων (όπου  $N$  είναι δύναμη του δύο). Επιπρόσθετα, ένας εύκολος τρόπος ώστε να εξασφαλίζεται ότι η είσοδος είναι δύναμη του δύο, είναι να προστεθούν μηδενικά (μέσω της τεχνικής Zero padding). Παραδείγματος χάριν, εάν έχουμε  $N=4$  ή  $N=16$  και συχνότητα δειγματοληψίας  $M=2$  KHz και δούμε την έξοδο του IFFT με ένα εικονικό όργανο

αναπαράστασης φάσματος (spectrum analyzer) τότε μπορούν να παραχθούν το σχήμα 2.3 και το σχήμα 2.4. Σε αυτά διακρίνονται τέσσερις και δεκαέξι συχνότητες, όσες και οι αντίστοιχες έξοδοι του διανομέα ( $N=4$  και  $N=16$ ). Αξίζει να σημειωθεί ότι αν η συχνότητα δειγματοληψίας της γεννήτριας ημιτονοειδών σημάτων είναι ίση με  $M$ , τότε οι  $N$  παραγόμενες συχνότητες στην έξοδο του IFFT θα είναι οι  $M/N$ ,  $2M/N$ ,  $3M/N$  έως και  $M$  [4].



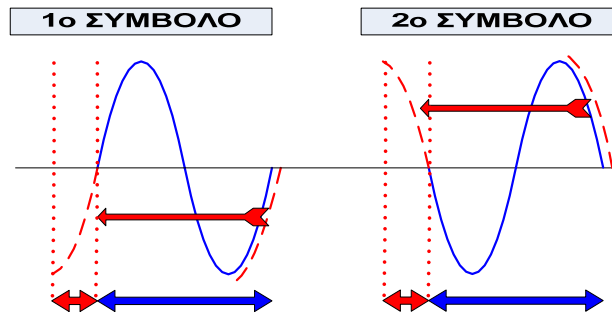
**Σχήμα 2.3:** Έξοδος IFFT – OFDM αποτελούμενη από τέσσερις υποφορείς.



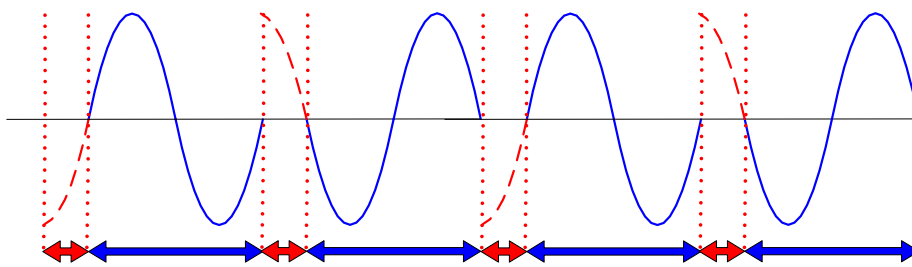
**Σχήμα 2.4:** Έξοδος IFFT – OFDM αποτελούμενη από δεκαέξι υποφορείς.

## 2.3 Παραγωγή OFDM με χρήση κυκλικού προθέματος

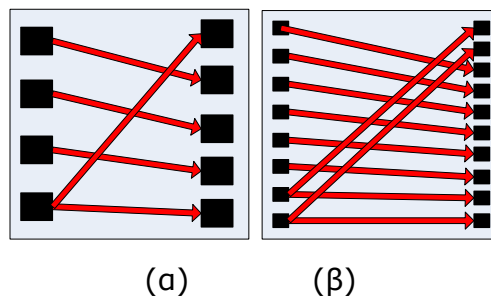
Σε OFDM συστήματα χρησιμοποιείται συνήθως μία τεχνική αποτροπής παρεμβολών μεταξύ σημάτων πληροφορίας. Η τεχνική αυτή είναι γνωστή με την ονομασία κυκλικό πρόθεμα (CP). Έστω ότι μεταδίδονται σήματα πληροφορίας προς κάποιον δέκτη. Ένα σήμα πληροφορίας (A) εμφανίζει εξάπλωση λόγω καθυστέρησης (delay spread) με αποτέλεσμα να παρεμβληθεί στην αρχή του επόμενου σήματος (B). Το φαινόμενο αυτό εισάγει θόρυβο στο σύμβολο πληροφορίας (B). Αυτός ο θόρυβος πρέπει να αποφευχθεί. Για να συμβεί αυτό πρέπει το σύμβολο (B) να μετακινηθεί μακριά από την περιοχή καθυστέρησης. Δεν πρέπει όμως να υπάρχει ασυνέχεια στο σήμα (παύσεις) διότι θα υπάρχει πρόβλημα κατά τη λήψη. Επομένως, το καινούργιο σήμα-σύμβολο πρέπει να έχει διάρκεια πάνω από ένα κύκλο του αρχικού σήματος (B). Η καινούργια διάρκεια του συμβόλου (B) θα περιλαμβάνει τον αρχικό κύκλο και επιπρόσθετα έναν αριθμό των τελευταίων δειγμάτων του. Αυτά τα δείγματα τα οποία θα αντιγραφούν και θα μεταφερθούν στην αρχή του συμβόλου, αναφέρονται στη βιβλιογραφία ως διάστημα προστασίας. Συνήθως αυτό το διάστημα είναι της τάξεως του 20% έως 25% [5, 6]. Τα σχήματα 2.5 και 2.6 δείχνουν όλα τα προηγούμενα. Επιπρόσθετα το τμήμα κώδικα το οποίο εκτελεί τη λειτουργία του CP στην προσομοίωση είναι ο επιλογέας (σχήμα 2.7). Αυτό το τμήμα κώδικα εισήχθη μετά τη βαθμίδα του IFFT [7]. Ο επιλογέας είναι ένα τμήμα κώδικα του οποίου η λειτουργία υποστηρίζει διανύσματα αλλά και πίνακες ως σήματα εισόδου. Η είσοδος του μπορεί να ρυθμιστεί ώστε τα διάφορα στοιχεία της να προέρχονται από το σήμα της προηγούμενης συνδεδεμένης βαθμίδας με αυτό είτε από μία εξωτερική πηγή. Αν επιλεγεί η εξωτερική πηγή τότε προστίθεται μία θύρα εισόδου. Ακόμη, ο επιλογέας ανάλογα με τις παραμέτρους του αλλάζει οπτικά ώστε να δείχνει την αλλαγή που προκαλεί στα εισερχόμενα σήματα. Σε αυτού του είδους τις προσομοιώσεις ο επιλογέας ρυθμίστηκε (ως CP) ώστε να αναπαράγει το 25% των τελευταίων δειγμάτων της εισόδου του και να τα προσθέτει στο αρχικό σήμα του [4]. Το φάσμα εξόδου του καινούργιου συστήματος το οποίο έχει ζώνη προστασίας ίση με 25% που φαίνεται στο σχήμα 2.8(α) αποτελείται από έναν παραπάνω υποφορέα και στο σχήμα 2.8(β) από δύο παραπάνω υποφορείς σε σχέση με τους αναμενόμενους υποφορείς OFDM (χωρίς CP).



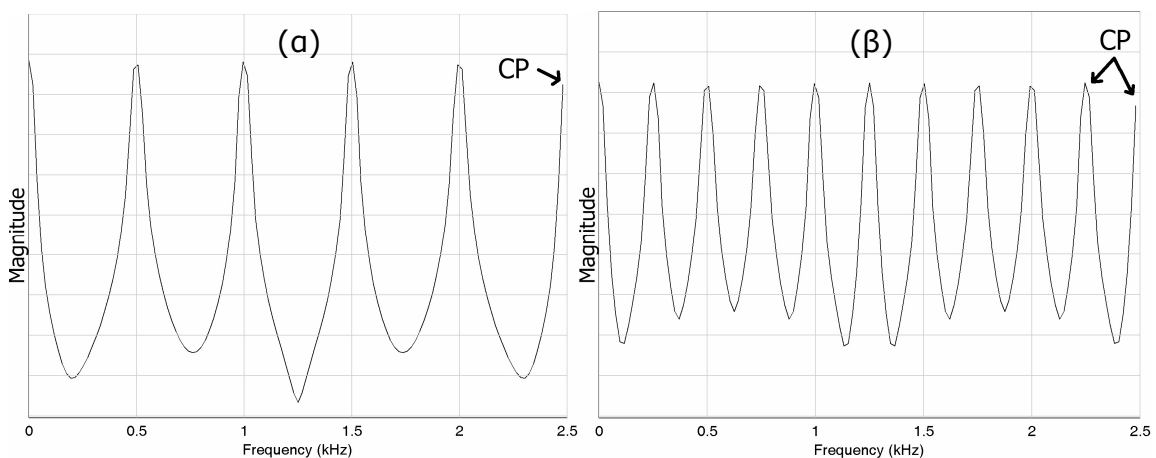
Σχήμα 2.5: Αντιγραφή του 25% της περιόδου του σήματος στην αρχή του.



Σχήμα 2.6: Αλληλουχία σημάτων τα οποία περιέχουν ζώνη προστασίας μεταξύ τους ίση με 25% της αρχικής περιόδου τους.



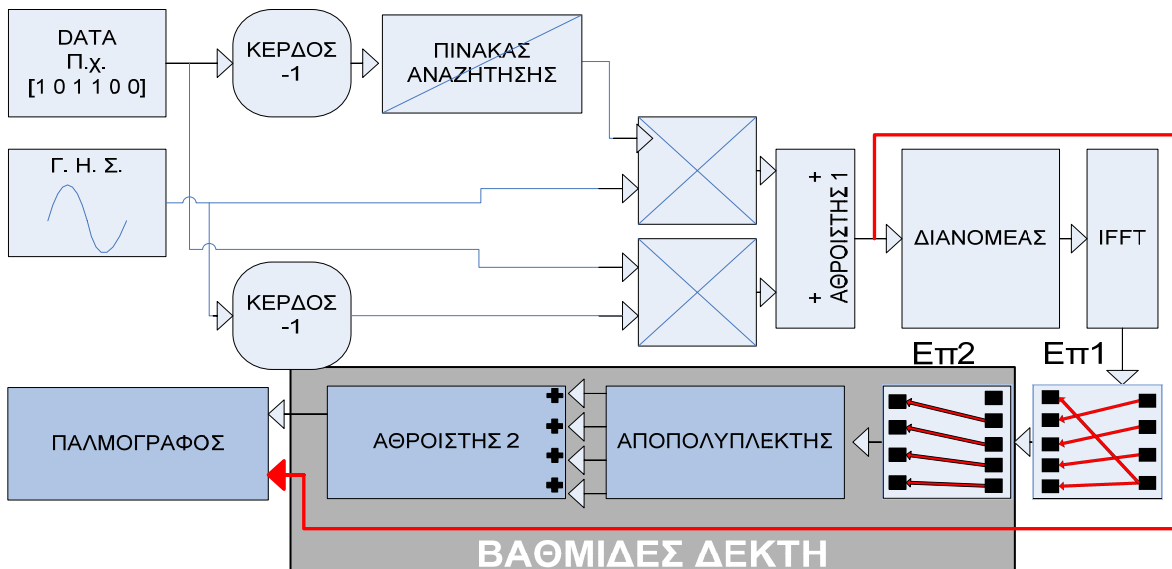
Σχήμα 2.7: Τμήμα κώδικα επιλογή - κυκλικό πρόθεμα (α) για 4 υποφορείς εισόδου και (β) για 8 υποφορείς εισόδου.



Σχήμα 2.8: Φάσμα εξόδου (α) για 4 υποφορείς και (β) για 8 υποφορείς εισόδου.

## 2.4 Επιβεβαίωση σωστής λειτουργίας συστήματος

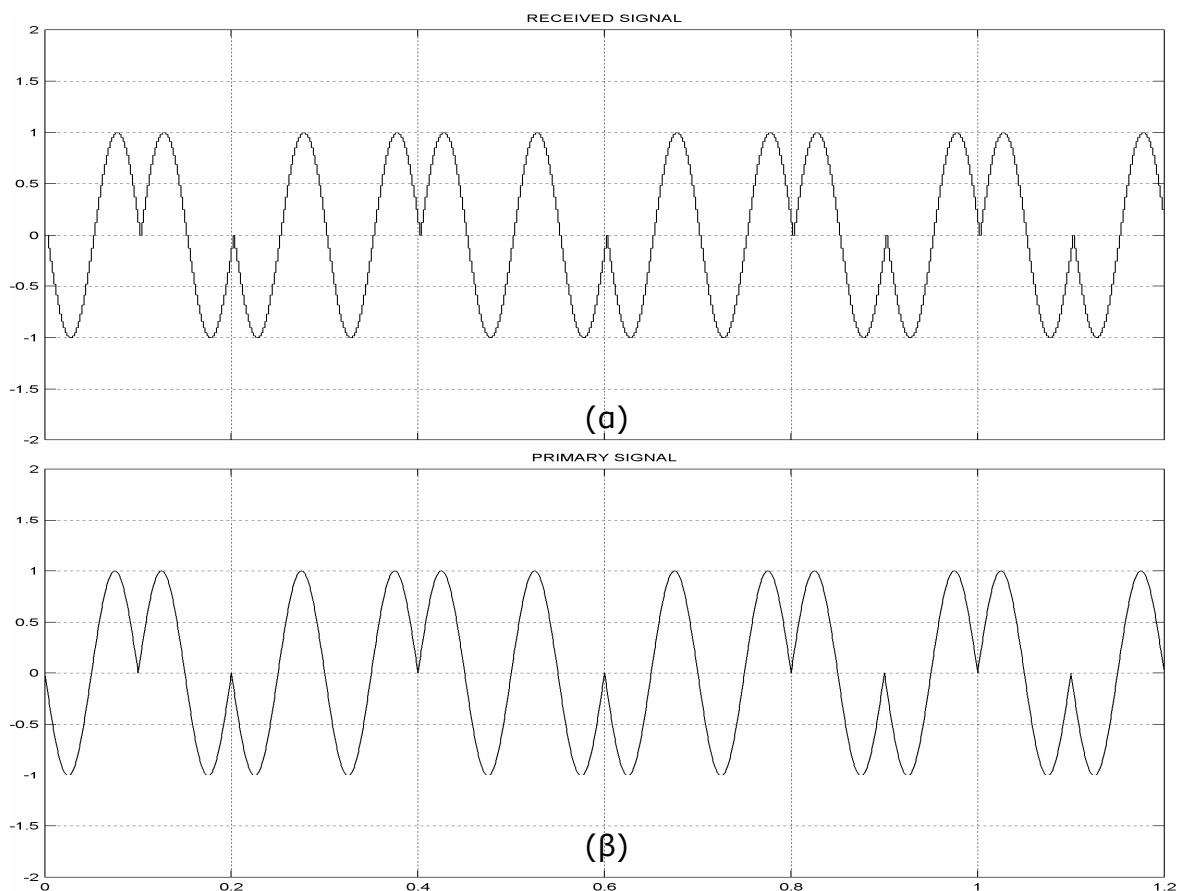
Σε αυτή την παράγραφο θα αναλυθεί ο τρόπος με τον οποίο επιβεβαιώθηκε η καλή λειτουργία του συστήματος OFDM με την προσθήκη πρόσθετων τμημάτων κώδικα που αποτελούν μέρος του δέκτη (σχήμα 2.9). Το σύνολο αυτών των πρόσθετων τμημάτων εκτελούν μία ανάστροφη διαδικασία (δέκτης) σε σχέση με εκείνα του πομπού (χωρίς τη χρησιμοποίηση FFT) ώστε να συγκριθούν τα αντίστοιχα σήματα πληροφορίας (έξοδος αθροιστή 1 με έξοδο αθροιστή 2 στον παλμογράφο της προσομοίωσης). Το σχήμα 2.9 δείχνει το σύστημα επιβεβαίωσης της σωστής λειτουργίας των αρχικών προσομοιώσεων. Αυτό αποτελείται πλέον από τα πρόσθετα τμήματα κώδικα ενός επιλογέα, αποπολυπλέκτη, αθροιστή και παλμογράφου.



**Σχήμα 2.9:** Αρχικό σύστημα προσομοίωσης OFDM με χρήση μπλοκ διακρίβωσης ορθής λειτουργίας (Στην έξοδο του IFFT παράγονται τέσσερις υποφορείς πληροφορίας).

Η βαθμίδα του επιλογέα (Επ2) εκτελεί την ανάστροφη διαδικασία του επιλογέα (Επ1) γνωστού και ως CP. Από τις πέντε εισόδους του εξάγονται οι τέσσερις. Με αυτό τον τρόπο αφαιρείται το κυκλικό πρόθεμα που είχε τοποθετηθεί στην αρχή του σήματος. Στη συνέχεια το σήμα περνάει μέσα από έναν αποπολυπλέκτη. Αυτή η βαθμίδα αναλύει τα στοιχεία ενός σήματος εισόδου και τα εξάγει ως ξεχωριστά σήματα εφόσον έχει οριστεί πρώτα ο αριθμός εξόδων. Εν συνέχεια, ο αθροιστής προσθέτει όλα τα ξεχωριστά σήματα ώστε να δημιουργήσει το

τελικό σήμα λήψης. Αυτό στη συνέχεια συγκρίνεται με το αρχικό εκπεμπόμενο σήμα με τη χρήση ενός εικονικού οργάνου μέτρησης που σε αυτή την περίπτωση λειτουργεί ως παλμογράφος. Ένα παράδειγμα σύγκρισης ενός επαναλαμβανόμενου εκπεμπόμενου ψηφιακού σήματος "101100110101" (το οποίο είναι διαμορφωμένο κατά BPSK) με το τελικό σήμα λήψης φαίνεται στο σχήμα 2.10. Σε αυτό το σχήμα με πολύ προσοχή φαίνεται ότι το τελικό σήμα δεν είναι ακριβώς το ίδιο με το αρχικό (διακρίνονται οι στάθμες μετάβασης των σημείων δειγματοληψίας – σκαλοπατάκια). Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι για λόγους απλότητας στην αρχική σχεδίαση του δέκτη δεν τηρήθηκε η ακριβώς ανάστροφη διαδικασία (με τη χρήση FFT). Σε επόμενη όμως έκδοση του δέκτη αυτή η διαδικασία ακολουθήθηκε επακριβώς. Όμως, παρόλα αυτά οι μεταβάσεις της φάσης του σήματος είναι εμφανείς και συμπίπτουν με το αρχικό διαμορφωμένο σήμα. Κάθε φορά που συμβαίνει αλλαγή φάσης σημαίνει ότι μεταδίδεται άλλου τύπου bit, ενώ αν παραμένει η ίδια φάση τότε μεταδίδεται και πάλι το ίδιο bit.



**Σχήμα 2.10:** Σύγκριση αρχικού σήματος (α) με τελικό σήμα λήψης (β) (χωρίς χρήση FFT στο δέκτη).

---

## ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] E. W. Gekeler, "Mathematical Methods for Mechanics – A Handbook with MATLAB Experiments," Springer-Verlag, 2008.
- [2] LAPACK—Linear Algebra PACKage  
<http://www.netlib.org/>
- [3] C. Moler, "MATLAB Incorporates LAPACK," The MathWorks, Inc., 2013.  
<http://www.mathworks.com/>
- [4] MathWorks Documentation Center, The MathWorks, Inc., 2013.  
<http://www.mathworks.com/>
- [5] L. Litwin and M. Pugel, "The principles of OFDM - Multicarrier modulation techniques are rapidly moving from the textbook to the real world of modern communication systems," RF Signal Processing, Vol. 2, 2001, pp. 30–48.
- [6] R. V. Nee, G. Awater, M. Morikura, H. Takanashi, M. Webster, and K. W. Halford, "New high-rate wireless LAN standards," IEEE Communications Magazine, Vol. 37, No. 12, Dec. 1999, pp. 82–89.
- [7] C. Langton, "Tutorial 22 – Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM, DMT)," Complex to Real, 2013.  
<http://www.complextoreal.com/>



## ΜΕΛΕΤΗ ΘΟΡΥΒΟΥ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ OFDM ΧΩΡΙΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ

Η ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (OFDM) είναι μία μετάδοση δεδομένων με πολλαπλούς φορείς, όπου μία ροή πληροφορίας χωρίζεται σε μεγάλο αριθμό υποφορέων. Το BER (Bit error rate) συναρτήσει του αριθμού των μεταδιδόμενων υποφορέων σε ενθόρυβο περιβάλλον παρουσιάζεται λεπτομερώς σε αυτό το κεφάλαιο. Για την προσομοίωση του ενθόρυβου περιβάλλοντος χρησιμοποιήθηκαν σύνθετη εξασθένιση Rayleigh, σύνθετος θόρυβος Rician, AWGN κανάλι και θόρυβος φάσης (χωρίς τη χρήση κωδικοποίησης) [1].

### 3.1 Εισαγωγή

Στις μέρες μας ένας μεγάλος αριθμός ερευνητών σε όλο τον κόσμο μελετούν την OFDM, προκειμένου να την ενσωματώσουν σε ασύρματα συστήματα. Ήδη, η OFDM έχει γίνει αποδεκτή σε διάφορα πρότυπα δικτύου, όπως το IEEE 802.11, τα υψηλής απόδοσης τοπικά δίκτυα (HIPERLAN) και κινητά συστήματα επικοινωνιών (με πρόσβαση σε περιεχόμενο πολυμέσων – MMAC). Ένας πολύ σημαντικός λόγος για την ευρεία αποδοχή της OFDM, οφείλεται στη τεχνική χρησιμοποίησης πολλαπλών υποφορέων. Η τεχνική αυτή είναι γνωστό ότι μειώνει τα προβλήματα που προκύπτουν από τη μετάδοση χωρίς οπτική επαφή (non-line-of-sight - NLOS) [2,3].

Σε αυτό το κεφάλαιο μελετήσαμε τη μετάδοση δεδομένων ενός συστήματος OFDM με απλό και ευέλικτο τρόπο προγραμματισμού. Το σύστημά μας αποτελείται από έναν πομπό και έναν δέκτη OFDM και διαφορετικά μπλοκ θορύβου για τη διεξαγωγή διαφόρων προσομοιώσεων. Το σύστημα αποδείχτηκε ότι ήταν αξιόπιστο ακόμη και με την απουσία κωδικοποίησης.

Σε αυτό το κεφάλαιο αναφέρεται ο σχεδιασμός του συστήματος (αρχικά εν απουσία θορύβου με σκοπό την ορθή λειτουργία του) και μετά αναφέρεται η εισαγωγή διαφόρων τμημάτων κώδικα στο περιβάλλον προσομοίωσης για την ενίσχυση της αξιοπιστίας του συστήματος. Στη συνέχεια, πραγματοποιήθηκε

ένα πλήθος προσομοιώσεων θορύβου (με κανάλι AWGN) για 64, 128, 256, 512, 1024, 2048 και 4096 υποφορείς. Αυτός ο αριθμός υποφορέων αφορά εκείνους που παράγονταν στην έξοδο της βαθμίδας του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier (IFFT). Τέλος, έγινε η προσομοίωση του συστήματος λαμβάνοντας υπόψη όλους τους τύπους θορύβου που προαναφέρθηκαν για την ίδια ποσότητα των παραγόμενων υποφορέων OFDM.

## 3.2 Σύστημα προσομοίωσης OFDM

Η OFDM συνδυάζει τη διαμόρφωση και την πολυπλεξία. Στο σύστημα χρησιμοποιήθηκε μία από τις πιο γνωστές τεχνικές διαμόρφωσης η οποία ήταν η QPSK (περισσότερα αναφέρονται στο Κεφάλαιο 1). Στη συνέχεια, η πολυπλεξία εφαρμόστηκε σε ανεξάρτητα σήματα (σύμβολα πληροφορίας), ώστε να δημιουργηθούν διαφορετικά κανάλια. Αυτά τα κανάλια παρήχθησαν με τη μετατροπή του σήματος από σειριακό σε παράλληλο με τη χρήση ενδιάμεσης μνήμης-αποθήκευσης (Buffering). Συνεπώς, τα διαμορφωμένα δεδομένα οδηγούνταν προς την ενδιάμεση μνήμη (buffer) και μετά, αυτά διαχωρίζονταν σε στήλες ανάλογα με τον παραγόμενο αριθμό των OFDM υποφορέων (Πίνακας 3.1). Στη συνέχεια, το σήμα δεδομένων μετασχηματίζονταν στο πεδίο του χρόνου με τη βοήθεια της βαθμίδας IFFT [4,5]. Το προκύπτον OFDM σήμα έφθανε στο δέκτη διαμέσου ενός καναλιού AWGN.

### 3.2.1 Θεωρία λειτουργίας του συστήματος

Η μετατροπή του σήματος από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο των συχνοτήτων και αντίστροφα γίνεται με τη βοήθεια της σχέσης 3.1 και 3.2. Ένα σήμα που περνά μέσα από το FFT πολλαπλασιάζεται με σύνθετες εκθετικές συναρτήσεις (σχέση 3.1) σε όλο το εύρος των συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει. Τα αποτελέσματα πολλαπλασιασμού αθροίζονται και το σήμα εξόδου αποτελείται από διάφορες ορθογωνικές συχνότητες (σχέση 3.1). Ο μηχανισμός του FFT παράγει ένα σήμα στο πεδίο των συχνοτήτων. Ο αντίστροφος μετασχηματισμός IFFT μετατρέπει το σήμα από το πεδίο συχνοτήτων στο πεδίο του χρόνου (σχήμα 3.2). Αυτό επιτυγχάνεται πολλαπλασιάζοντας το σήμα με μια διαδοχική σειρά ημιτόνων. Αυτές οι δύο διαδικασίες (FFT – IFFT) αποτελούν ένα γραμμικό ζεύγος όπως έχει προαναφερθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο. Εάν η

εξίσωση του μετασχηματισμού FFT δίνεται από τη σχέση 3.1 τότε ο αντίστροφος μετασχηματισμός του θα δίνεται από τη σχέση 3.2.

Προκειμένου να αποφευχθούν οι αρνητικές συνέπειες της καθυστέρησης διάδοσης του εκπεμπόμενου σήματος και κατά συνέπεια της παρεμβολής μεταξύ των συμβόλων (ISI) και φορέων (ICI), χρησιμοποιήθηκε η τεχνική πρόσθεσης κυκλικού προθέματος (CP) όπως αναλύθηκε στην παράγραφο 2.3 (όπου τα τελευταία  $z$  από τα συνολικά  $N$  δείγματα που προέρχονται από IFFT αναπαράγονται και τοποθετούνται στην αρχή του συμβόλου OFDM). Προσοχή δόθηκε ώστε να χρησιμοποιηθεί η σωστή τιμή του CP. Χρησιμοποιώντας υψηλότερες τιμές του CP, ο ρυθμός δεδομένων μειώνεται κατά έναν παράγοντα  $R$  (σχέση 3.3) και συνεπώς μειώνεται η απόδοση του συστήματος [5,6].

$$x(k) = \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + j \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \exp\left(j\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (3.1)$$

$$X(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (3.2)$$

$$R = \frac{N}{z+N} \quad (3.3)$$

**Πίνακας 3.1:** Παράδειγμα εφαρμογής ενδιάμεσης μνήμης (μετατροπή σειριακού σήματος σε παράλληλο) μετά από μία σειριακή ακολουθία "a1, a2, a3, b1, b2, b3, c1, c2, c3, d1, d2, d3" για την παραγωγή τριών υποφορέων.

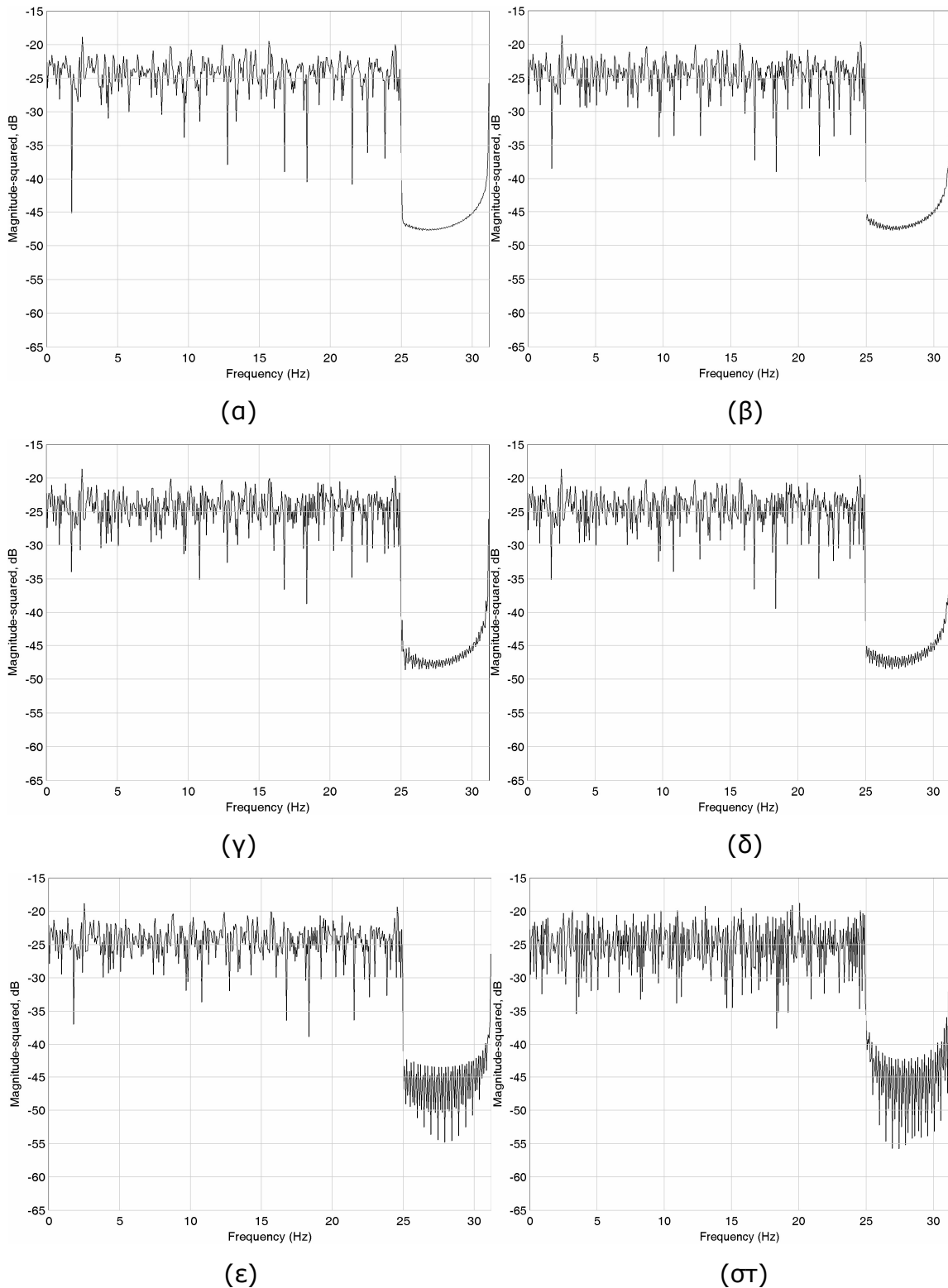
Υποφορέας 1	Υποφορέας 2	Υποφορέας 3	Υποφορέας 4
a1	b1	c1	d1
a2	b2	c2	d2
a3	b3	c3	d3

Στο μοντέλο του πομπού εισήχθη η τεχνική πρόσθεσης μηδενικών (Zero padding – ZP) μεταξύ των σταδίων της μετατροπής από σειριακή σε παράλληλη μετάδοση, και του IFFT. Γενικά, η διαδικασία ZP [7] μεταβάλλει τις διαστάσεις του πίνακα εισόδου από  $M_i \times N_i$  σε  $M_o \times N_o$  προσθέτοντας μηδενικά κατά μήκος των γραμμών ή στηλών ή και των δύο. Ειδικότερα, για την περίπτωση του συστήματος αυτής της διδακτορικής διατριβής έγινε διπλή πρόσθεση μηδενικών κατά μήκος στηλών. Αυτά προσαρτήθηκαν στο τέλος και στην αρχή του

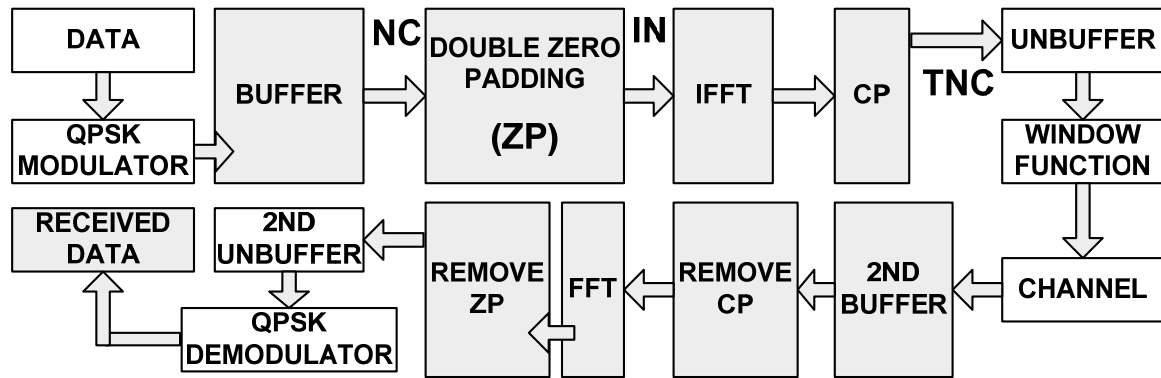
σήματος (στήλης). Ο σκοπός αυτής της τεχνικής ήταν να μεγιστοποιηθεί η αποτελεσματικότητα του αλγορίθμου FFT καθώς θα εκτελούσε τη μετατροπή σημάτων που θα περιείχαν  $2^N$  σημεία δεδομένων (συνήθως ίσα με τον αριθμό υποφορέων) αλλά και για να υπάρχει καλύτερη ανάλυση στο φάσμα συχνοτήτων. Από τη στιγμή που προστέθηκε το ZP στο σύστημα, παρατηρήθηκαν καλύτερα αποτελέσματα ρυθμού εμφάνισης σφαλμάτων (μείωση ανιχνευόμενων σφαλμάτων) με την παρουσία θορύβου. Τέλος, στην έξοδο του πομπού υπήρχε μια παραθυρική συνάρτηση απεικόνισης (window function) Blackman, η οποία επιλέχθηκε διότι εμφανίζει λιγότερη πλευρική διαρροή και ελαφρώς ευρύτερο κεντρικό λοβό σε σύγκριση με άλλα παράθυρα όπως τα Hanning και Chebyshev. Ο υπολογισμός των συντελεστών ενός παραθύρου Blackman (Blackman window) δίνεται από τη σχέση 3.4 [8]. Επίσης, διάφοροι τύποι φιλτραρίσματος φαίνονται στο σχήμα 3.1. Εκεί διακρίνεται η καλύτερη συμπεριφορά του φιλτραρίσματος Blackman σε σχέση με άλλες τεχνικές (π.χ. στη ζώνη αποκοπής, μετά τα 25 Hz, όλες οι άλλες τεχνικές παρουσιάζουν μεγαλύτερες κυματώσεις. Αυτό ισχύει και για τη σύγκριση με την τεχνική Hann η οποία εμφανίζει ελαφρώς χειρότερη διακύμανση).

$$w(k+1)=0.42-0.5\cos\left(2\pi\frac{k}{n-1}\right)+0.08\cos\left(4\pi\frac{k}{n-1}\right), \quad k=0,\dots,n-1 \quad (3.4)$$

Το προσομοιωμένο σύστημα φαίνεται στο σχήμα 3.2. Εκεί παρουσιάζεται ένα σχέδιο του πομπού (σκιασμένα τετράγωνα) και του δέκτη. Επιλέξαμε σκόπιμα 51 υποφορείς πληροφορίας (που δεν είναι δύναμη του δύο) για να μελετήσουμε και τη συμπεριφορά του Zp και του CP. Μια γεννήτρια παρήγαγε σήμα τυχαίων ακεραίων το οποίο τροποποιούνταν ώστε κάθε ακεραίος να αντιστοιχεί σε bits. Στη συνέχεια το σήμα διαμορφώνονταν κατά QPSK. Η επόμενη βαθμίδα (ενδιάμεση μνήμη) δημιουργούσε τα κανάλια. Μετά εφαρμόζονταν το ZP (πρόσθεση μηδενικών) πριν το σήμα περάσει μέσα από το IFFT. Μετά το IFFT γινόταν η προσάρτηση ενός κυκλικού προθέματος CP και εκτελούνταν η διαδικασία μετατροπής του παράλληλου σήματος σε σειριακό. Στο τμήμα του δέκτη, η αντίστροφη διαδικασία της διαμόρφωσης και πολυπλεξίας διεξάγονταν προκειμένου να ανακτηθεί το λαμβανόμενο σήμα και να συγκριθεί με το αρχικό. Το BER προέκυπτε χρησιμοποιώντας τη βαθμίδα υπολογισμού ρυθμού λαθών (Error rate calculation).



**Σχήμα 3.1:** Τεχνικές παραθυρικού φιλτραρίσματος (Απεικόνιση κατόπιν εκτέλεσης δύο φασματικών μέσων τιμών) (α) Blackman, (β) Hann, (γ) Bartlett, (δ) Kaiser, (ε) Chebychev και (στ) Boxcar.



**Σχήμα 3.2:** Μπλοκ διάγραμμα του συστήματος προσομοίωσης OFDM το οποίο αποτελούνταν από πομπό, κανάλι και δέκτη.

Ο αριθμός των παραγόμενων υποφορέων στα διάφορα στάδια του πομπού παρουσιάζεται στον πίνακα 3.2. Η εύρεση του ανώτατου ρυθμού πληροφορίας υπολογίζεται από το χρόνο συμβόλου. Π.χ. Αν αυτός ο χρόνος είναι ίσος με  $2 \cdot 10^{-6}$  sec και παράλληλα λαμβάνοντας υπόψη ότι στην διαμόρφωση QPSK ένα σύμβολο αποτελείται από δύο bits, ο ανώτατος ρυθμός πληροφορίας είναι ίσος με 1 Mbps και συνεπώς ο ρυθμός πληροφορίας ανά υποφορέα είναι  $1 \text{ Mbps} / 51 \approx 20 \text{ Kbps}$ .

**Πίνακας 3.2:** Ολικός αριθμός υποφορέων OFDM ο οποίος περιέχει διαφορετικούς αριθμούς υποφορέων αρχικής πληροφορίας.

Φορείς Πληροφορίας (NC)	Πρόσθεση μηδενικών (ZP)	Είσοδος IFFT (IN)	Κυκλικό πρόθεμα (CP)	Ολικοί φορείς (TNC)
51	13	64	17	81
102	26	128	34	162
204	52	256	68	324
408	104	512	136	648
816	208	1024	272	1296
1632	416	2048	544	2592
3264	832	4096	1088	5184

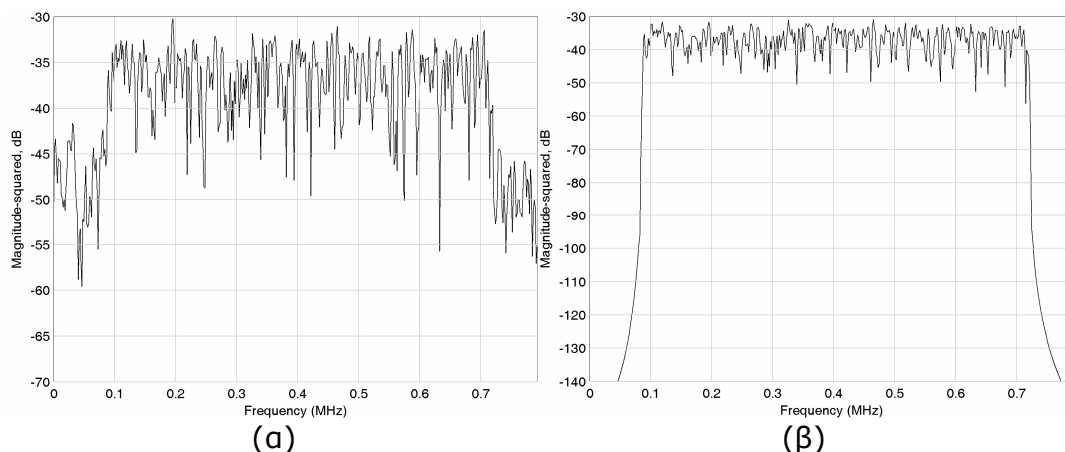
### 3.2.2 Κανάλι AWGN θορύβου

Η προσομοίωση περιελάμβανε σε κάθε περίπτωση ως βασικό τύπο θορύβου ένα κανάλι Προσθετικού Λευκού Γκαουσιανού Θορύβου (AWGN). Ο όρος "Προσθετικός" σημαίνει ότι ο θόρυβος που προστίθεται βασίζεται στη σχέση 3.5. Ο χαρακτηρισμός του ως "Λευκός" υποδεικνύει ότι έχει επίπεδη φασματική πυκνότητα ισχύος και ο χαρακτηρισμός "Γκαουσιανός" δηλώνει τον τύπο της κατανομής της ισχύος του θορύβου. Ο πομπός έστειλε ψηφιακά δεδομένα μέσω αυτού του καναλιού. Δεδομένου ότι, η διάρκεια συμβόλου ήταν ίση με  $T$ , η πληροφορία θα μπορούσε να μεταφερθεί στο διάστημα  $0 \leq t \leq T$ . Αυτό το κανάλι μετέβαλλε το μεταδιδόμενο σήμα προσθέτοντας μια μεγάλη ποσότητα δειγμάτων θορύβου AWGN. Το τελικό σήμα που έφθασε στο δέκτη δίνονταν από την εξίσωση 3.5 [8]. Το σύστημα ρυθμίστηκε ώστε να παράγει υποφορείς σύμφωνα με τον πίνακα 3.2 και στη συνέχεια πραγματοποιήθηκαν πολλές προσομοιώσεις για την εύρεση της φασματικής απόκρισης της OFDM. Π.χ. οι καμπύλες προσομοίωσης οι οποίες παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.3 αντιπροσωπεύουν το φάσμα του OFDM σήματος με και χωρίς AWGN θόρυβο για 5184 υποφορείς εξόδου.

$$r(t) = s_m(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.5)$$

όπου το  $s_m(t)$  είναι το εκπεμπόμενο σήμα και το  $n(t)$  είναι ο AWGN θόρυβος με την φασματική πυκνότητα ισχύος που δίνεται στη σχέση 3.6:

$$\Phi_m(f) = \frac{1}{2} N_o \text{ W/Hz} \quad (3.6)$$



**Σχήμα 3.3:** (α) Φάσμα OFDM αποτελούμενο από 5184 φορείς, με 10 dB SNR, κανάλι AWGN και (β) Φάσμα OFDM αποτελούμενο από 5184 υποφορείς χωρίς την παρουσία θορύβου.

### 3.4 Μελέτη με εξασθένηση Rayleigh και θόρυβο Rician

Σε συστήματα ραδιοεπικοινωνίας ένα σοβαρό πρόβλημα που μπορεί να προκύψει, είναι η ανάκλαση του εκπεμπόμενου σήματος από διάφορα εμπόδια. Αυτό προκαλεί προβλήματα λήψης λόγω της ύπαρξης ενός μεγάλου αριθμού διαφορετικών διαδρομών διάδοσης του σήματος. Οι παρεμβολές στον δέκτη είναι αναμενόμενες, καθώς η σχετική φάση των ανακλώμενων σημάτων οδηγεί σε ενισχυτικές ή αποσβεστικές διαδικασίες. Η εξασθένηση Rayleigh μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανάλυση της διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών σημάτων με μία στατιστική προσέγγιση. Η εξασθένηση Rayleigh μπορεί να χρησιμοποιηθεί υπό συνθήκες όπου δεν υπάρχει κυρίαρχο σήμα (μη οπτική επαφή). Η κατανομή πιθανότητας Rayleigh ορίζεται από την σχέση 3.9 [9]:

$$P_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2}, \quad r \geq 0 \quad (3.7)$$

όπου ο όρος  $\sigma^2$  είναι η διακύμανση (variance) του καθενός από τα στοιχεία τα οποία αποτελούν το λαμβανόμενο σήμα και είναι Γκαουσιανές τυχαίες μεταβλητές, και "r" είναι το πλάτος Rayleigh.

Το μοντέλο Rician έχει πολλές ομοιότητες με την εξασθένηση Rayleigh, εκτός από το γεγονός ότι περιλαμβάνει στους υπολογισμούς του την παρουσία ντετερμινιστικής συνιστώσας οπτικής επαφής (LOS). Αυτό το κυρίαρχο στοιχείο αντιμετωπίζεται ως πλήρως προβλέψιμη διαδικασία. Η εξασθένηση Rician χαρακτηρίζεται από τον συντελεστή K (σχέση 3.10). Ο συντελεστής αυτός είναι ο λόγος της ισχύος της ντετερμινιστικής συνιστώσας LOS προς τις συνιστώσες πολλαπλής διαδρομής NLOS [9,10]:

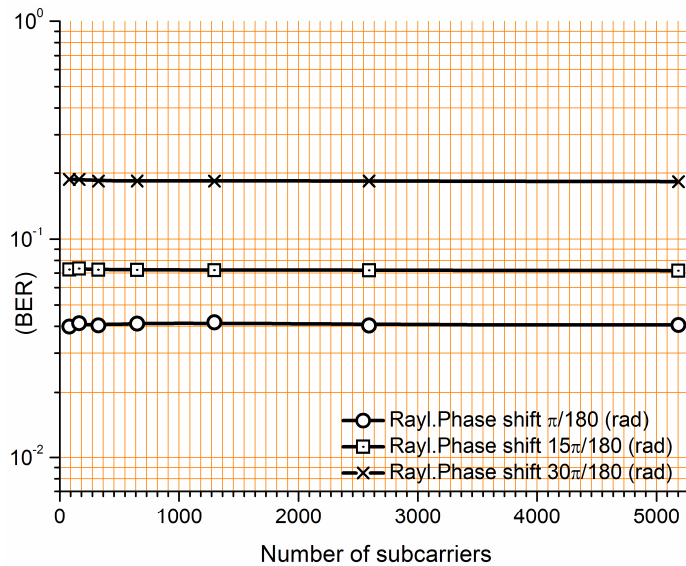
$$K = \frac{P_{LOS}}{P_{NLOS}} = \frac{s^2}{2\sigma^2}, \quad \left( \begin{array}{l} K=0, \text{ η πιο σοβαρή εξασθένηση-περίπτωση Rayleigh} \\ K \rightarrow \infty, \text{ AWGN κανάλι} \\ K>0 \end{array} \right) \quad (3.8)$$

Το επόμενο βήμα στη μελέτη θορύβου ήταν να διερευνηθεί το αποτέλεσμα της εξασθένησης Rayleigh παρουσία του AWGN καναλιού και του πρόσθετου θορύβου φάσης. Ο λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR) στο κανάλι μελετήθηκε για τιμές που εκτείνονταν από 0 dB έως και 20 dB. Το επίπεδο

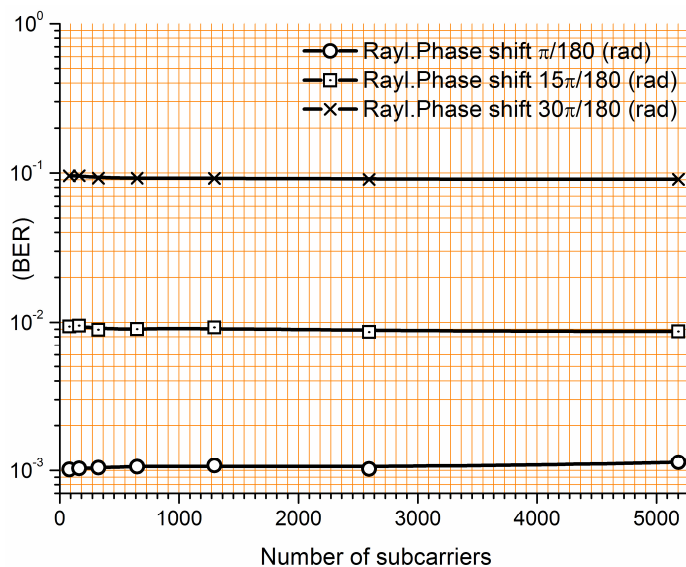


θορύβου φάσης είχε την τιμή των  $-50$  dBc / Hz με μετατόπιση συχνότητας  $100$  Hz και η περιβάλλουσα απόσβεσης Rayleigh ήταν ίση με  $1$  dB.

Στο σχήμα 3.4 παρουσιάζονται τα διαγράμματα BER σε σχέση με το συνολικό αριθμό των OFDM υποφορέων που παρήχθησαν μέσω των διαδικασιών προσομοίωσης.



(α)

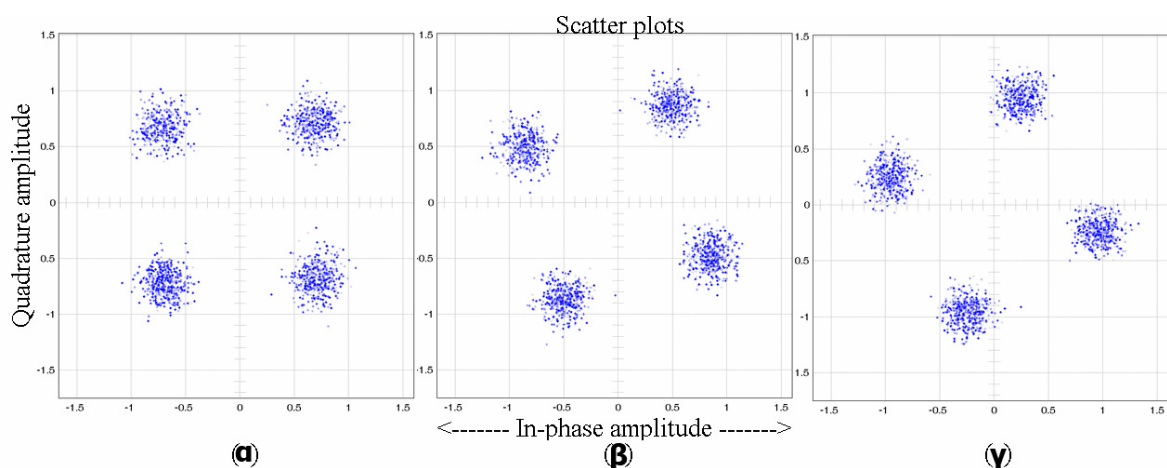


(β)

**Σχήμα 3.4:** BER σε σχέση με τον αριθμό των συνολικά παραγόμενων υποφορέων για μετατοπίσεις φάσης καναλιού Rayleigh για (α) SNR ίσο με  $5$  dB και (β) SNR ίσο με  $10$  dB.

Στο σχήμα 3.5 φαίνονται τα σχεδιαγράμματα διασποράς για Rayleigh μετατόπιση καναλιού (στο δέκτη) ίση με 15 και 30 μοίρες συγκρινόμενα με μηδενική μετατόπιση καναλιού. Ειδικότερα, αυτά τα διαγράμματα δείχνουν τις καταστάσεις των συμβόλων της διαμόρφωσης όπως αυτές ανιχνεύονται από το δέκτη. Αν τα σύμβολα αποκτήσουν διαφορετικές φάσεις αυτό δημιουργεί προβλήματα κατά την ανάκτηση των συμβόλων. Συνεπώς, όσο μεγαλύτερη διαφορά φάσης έχουν σε σχέση με την αναμενόμενη, αυξάνεται και ο ρυθμός λαθών. Η χειροτέρευση του ρυθμού εμφάνισης εσφαλμένων bit φαίνεται στα σχήματα 3.4. Π.χ. στο σχήμα 3.4(α) καθώς αυξάνεται η στροφή του καναλιού για SNR ίσο με 5 dB οφειλόμενη σε φαινόμενα NLOS (Rayleigh) αυξάνεται και το BER. Επίσης στο σχήμα 3.4(β) παρουσιάζεται εκ νέου το BER για SNR ίσο με 10 dB, για διάφορες στροφές καναλιού και για διαφορετικό αριθμό υποφορέων.

Από τα σχήματα 3.4 εξάγουμε το συμπέρασμα (όπως αναμέναμε) ότι ο αριθμός των υποφορέων δεν παίζει ρόλο στη συμπεριφορά συστήματος με παρουσία καναλιού θορύβου το οποίο περιέχει προσθετικό θόρυβο, θόρυβο φάσης και μετατοπίσεις καναλιού (Rayleigh) στο δέκτη. Επομένως, στη συνέχεια συνεχίστηκε η έρευνα θεωρώντας σταθερό τον αριθμό των υποφορέων (ίσο με 2048 στην έξοδο της βαθμίδας IFFT) εφόσον το κανάλι θορύβου μας θα περιείχε και άλλους προσθετικούς θορύβους (π.χ. Rician).



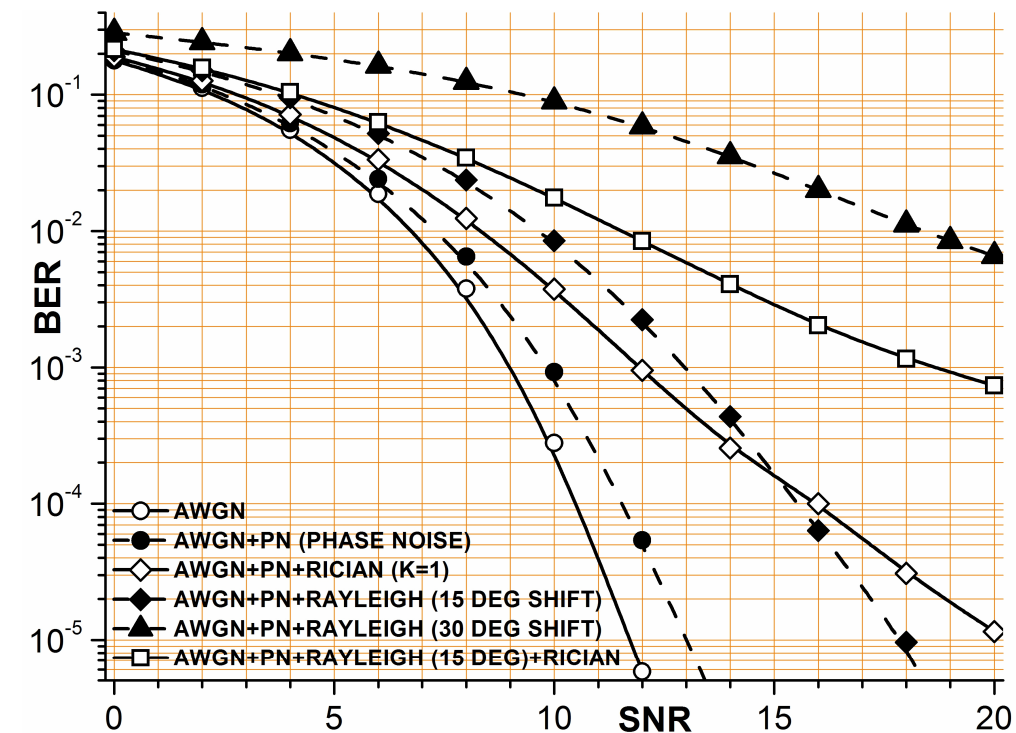
**Σχήμα 3.5:** Διάγραμμα διασποράς για OFDM με 5184 συνολικά φορείς με AWGN θόρυβο και (α) χωρίς μετατόπιση φάσης, (β) με 15 μοίρες μετατόπιση φάσης και (γ) 30 μοίρες μετατόπιση φάσης.

Το προσομοιωμένο κανάλι το οποίο περιελάμβανε εξασθένηση Rayleigh και προσθετικό Rician θόρυβο, φαίνεται στο σχήμα 3.6. Ο θόρυβος Rician (LOS συνιστώσα με στοιχεία διασποράς) είχε συνολική μέση ισχύ σήματος  $-70$  dBm, SNR (AWGN κανάλι) που κυμαίνονταν από  $0$  έως  $20$  dB, ενώ ο θόρυβος φάσης ήταν ίσος με  $-50$  dBc / Hz με μετατόπιση συχνότητας  $100$  Hz (ο θόρυβος φάσης υπολογίζεται ως η απόσταση από τη στάθμη του φορέα μίας συχνότητας offset η οποία βρίσκεται στο μέσο μίας περιοχής συχνοτήτων με εύρος ζώνης ίσο με  $1$  Hz).

Το τελικό στάδιο αυτής της εργασίας είχε να κάνει με τη χρήση διαφόρων συνδυασμών θορύβων (που αναφέρθηκαν προηγουμένως) οι οποίοι αποτελούσαν το κανάλι θορύβου (Σχήμα 3.6). Το σχήμα 3.7 αναπαριστά το BER (στο δέκτη του συστήματός μας) σε σχέση με το λόγο σήματος προς θόρυβο (SNR) για διαφόρους τύπους καναλιού θορύβου.



Σχήμα 3.6: Κανάλι θορύβου το οποίο αποτελούνταν από εξασθένηση Rayleigh με πρόσθετο Rician θόρυβο, AWGN θόρυβο και θόρυβο φάσης.



Σχήμα 3.7: BER σε σχέση με SNR για διαφόρους τύπους θορύβου.

### 3.5 Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε ένα σύστημα OFDM με απουσία κωδικοποίησης. Ο σκοπός ήταν να μελετηθούν οι χειρότερες επιπτώσεις του θορύβου σε ένα μεγάλο αριθμό παραγόμενων ορθογωνικών υποφορέων. Ωστόσο μία ραδιοζεύξη θα ήταν δυνατό να επιτευχθεί υπό την προϋπόθεση να ρυθμιστεί το σύστημα βάσει των αποτελεσμάτων προσομοίωσης ώστε το σφάλμα των λαμβανόμενων δεδομένων να είναι ίσο ή μικρότερο από 1%. Π.χ. στο σχήμα 3.7 για να υφίσταται μία επιτυχημένη μετάδοση δεδομένων πρέπει το SNR να είναι τουλάχιστον ίσο με 8 dB περίπου με παρουσία καναλιού που περιείχε AWGN, θόρυβο φάσης και προσθετικό θόρυβο Rician ( $K=1$ ). Λαμβάνοντας υπόψη όλες τις προσομοιώσεις αυτού του κεφαλαίου, οι επόμενες φάσεις της μελέτης των OFDM συστημάτων περιείχαν κωδικοποίηση καθώς και ενσωμάτωση του συστήματος σε ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP – Digital signal processor). Αυτά μελετώνται και αναλύονται σε επόμενα κεφάλαια αυτής της διδακτορικής διατριβής.

## ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] S. K. Chronopoulos, C. Votis, V. Raptis, G. Tatsis, and P. Kostarakis, "In depth analysis of noise effects in orthogonal frequency division multiplexing systems, utilising a large number of subcarriers," In Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 967–972.
- [2] R. V. Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications," Artech House, 2000.
- [3] J. G. Andrews, A. Ghosh and R. Muhamed, "Fundamentals of WiMAX, Understanding Broadband Wireless Networking", Prentice Hall, 2007.
- [4] M. Schobinger and S. R. Meier, "DSP Based Signal Processing for OFDM Transmission" in Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2001 IEEE International Conference - Volume 02, IEEE Computer Society, Washington, DC, USA, 2001, pp. 1249–1252.
- [5] F. Kristensen, P. Nilsson and A. Olsson, "Flexible baseband transmitter for OFDM" in Circuits, Signals, and Systems, IASTED International Conference Proceedings, Int. Assoc. of Science and Technology for Development, Cancun, Mexico, May 19-21 2003, pp. 356–361.
- [6] W. Henkel, G. Taubock, P. Odling, P.O. Borjesson, N. Petersson, "The Cyclic Prefix of OFDM/DMT – An Analysis", in Broadband Communications, 2002, Access, Transmission, Networking, 2002 International Zurich Seminar, IEEE, Zurich, Switzerland, 2002, pp. 22–1 to 22–3.
- [7] B. Muquet, Z. Wang, G. B. Giannakis, M.de Courville, P. Duhamel,, "Cyclic-Prefixing or Zero-Padding for Wireless Multicarrier Transmissions?" in IEEE Transactions on Communications, IEEE Communications Society, 3 Park Avenue, New York, Dec 2002, pp. 2136–2148.
- [8] A. V. Oppenheim, B. W. Schaffer and J. R. Buck, "Discrete-Time Signal Processing 2nd Edition", Prentice-Hall Inc., New Jersey, 1999.

- [9] J. G. Proakis, "Digital Communications 4th Edition", McGraw-Hill, New York, 2001.
- [10] A. Chandra, C. Bose, "Performance of Single and Multichannel Coherent Reception under Rician Fading", in International Journal of Wireless information Networks, Springer, Netherlands, 2009, pp. 81–90.

## ΜΕΙΩΣΗ ΤΗΣ PAPR ΣΕ OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

Όπως αναφέρθηκε ήδη, η ορθογωνική πολυπλεξία συχνότητας (OFDM) εξασφαλίζει την καλύτερη διαχείριση του ραδιοφάσματος και προλαμβάνει τον κίνδυνο της διασυμβολικής παρεμβολής. Ωστόσο, δημιουργείται ένα πρόβλημα (παράγραφος 1.4) της αύξησης της PAPR. Τα συστήματα OFDM έχουν υψηλό λόγο μέγιστης προς μέση ισχύ (PAPR – Peak to Average Power Ratio). Αυτό σημαίνει ότι υπάρχουν μεγάλες διακυμάνσεις στην ισχύ του σήματος, καταλήγοντας στην αυξημένη ανάλυση στη δυναμική περιοχή των ADCs και DACs. Επίσης, οι ενισχυτές ισχύος πρέπει να λειτουργούν σε μία μεγαλύτερη γραμμική δυναμική περιοχή. Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται δύο νέες τεχνικές για την μείωση της PAPR. Αυτές οι τεχνικές οι οποίες μπορεί να προστεθούν σε οποιοδήποτε OFDM σύστημα συγκρίνονται με άλλα υπάρχοντα συστήματα [1].

### 4.1 Εισαγωγή

Η Ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (OFDM) έχει υπάρξει αντικείμενο επιστημονικού ενδιαφέροντος σε πολλές διεξαχθείσες έρευνες και έχει συμπεριληφθεί και ενσωματωθεί σε διάφορα πρότυπα και πεδία εφαρμογής. Η ψηφιακή μετάδοση ήχου (Digital Audio Broadcasting – DAB), η επίγεια ψηφιακή μετάδοση video (Terrestrial Digital Video Broadcasting – DVB-T), το ασύρματο τοπικό δίκτυο (Wireless Local Area Network – WLAN IEEE 802.11), το υψηλών επιδόσεων LAN 2 (High Performance LAN type 2 – HIPERLAN/2), η ευρυζωνική ασυρματική πρόσβαση (Broadband Wireless Access – BWA - IEEE 802.16), η κινητή ευρυζωνική ασυρματική πρόσβαση (Mobile Broadband Wireless Access 802.20), η WiMAX, η εκπομπή δικτυακής πρόσβασης ράδιο (Broadcast Network Access Radio – BRAN), οι ψηφιακές συνδρομητικές γραμμές (Digital Subscriber Lines – DSL) και η πολυμεσική

κινητή επικοινωνία πρόσβασης (Multimedia Mobile Communication Access – MMAC), έχουν όλες υιοθετήσει την OFDM [2].

Το βασικό χαρακτηριστικό του διαχωρισμού των δεδομένων σε διάφορους ορθογωνικούς υποφορείς πληροφορίας, μαζί με το γεγονός της εισαγωγής μιας ζώνης προστασίας που ονομάζεται κυκλικό πρόθεμα για την αποφυγή ISI, χαρακτηρίζει έναν ισχυρό υποψήφιο πομποδέκτη για όλες τις μελλοντικές ασύρματες εφαρμογές. Το κύριο μειονέκτημα είναι ο υψηλός λόγος της μέγιστης προς τη μέση ισχύ. Αυτό το βασικό πρόβλημα της διακύμανσης ισχύος των υποφορέων επιβάλλει ανεπιθύμητη πολυπλοκότητα σε μετατροπείς σήματος (Ψηφιακού σε αναλογικό) διότι πρέπει να λειτουργούν σε ένα ευρύτερο δυναμικό εύρος. Επίσης, ο ενισχυτής ισχύος που βρίσκεται στον πομπό, πρέπει να λειτουργεί σε μία πολύ μεγάλη γραμμική περιοχή για την πρόληψη φασματικής ανάπτυξης και, κατά συνέπεια, θορύβου εκτός περιοχής. Όλα τα προηγούμενα επακόλουθα της ύπαρξης υψηλής PAPR, αυξάνουν το συνολικό κόστος ενός συστήματος OFDM.

Στη βιβλιογραφία συναντάμε αρκετές τεχνικές μείωσης της PAPR όπως η αποκοπή-ψαλίδιση (Clipping) η οποία είναι πολύ απλή και έχει πολύ γρήγορη ενσωμάτωση [3]. Δυστυχώς προκαλεί ακτινοβολία εκτός ζώνης,. Ακόμα και αν χρησιμοποιηθεί ψηφιακό φίλτρο για τη μείωση της ακτινοβολίας [4], το BER επιδεινώνεται. Η μορφοποίηση αστερισμού (Constellation shaping) η οποία χρησιμοποιεί τη μέθοδο SLM (Selective mapping) σε συνδυασμό με κώδικα Hadamard [5] παρέχει καλά αποτελέσματα, αλλά η πολυπλοκότητα αυτής της μεθόδου είναι σχετικά υψηλή σε σύγκριση με άλλες, όπως π.χ. με εκείνη η οποία χρησιμοποιεί πιο απλό αλγόριθμο [6]. Αυτή η μέθοδος εξακολουθεί να απαιτεί μεγεθυντή (magnifier) στο δέκτη. Επιπρόσθετα, βιβλιογραφικά δεν αναλύεται σε βάθος η απόδοση BER. Όμως, δεν πρέπει να παραλειφθεί το γεγονός ότι οι επιδόσεις της σε PAPR είναι πολύ καλές. Μία άλλη τεχνική είναι η μείωση της PAPR με κωδικοποίηση Huffman [7], αλλά εισάγει την ανάγκη μετάδοσης του πίνακα κωδικοποίησης στον δέκτη. Ακόμη και αν το εύρος ζώνης δεν θα επηρεαστεί, ένα σοβαρό μειονέκτημα παραμένει. Η πολυπλοκότητα αυτού του συστήματος είναι υψηλή. Μια άλλη ιδέα είναι σχετική με την ανάκτηση του αποκομμένου μέρους (Clipped part) του OFDM σήματος [8], αλλά έχει περιορισμούς, όπως η ισορροπία μεταξύ του χαμηλού λόγου αποκοπής (clipping ratio – CR, σχέση 4.1) και της αύξησης του



ποσοστού του αντιγραμμένου σήματος. Το τελευταίο με τη σειρά του εισάγει περίσσεια μεταδιδόμενων δεδομένων.

$$CR = \frac{CL}{\text{RMS level}} \quad (4.1)$$

όπου το CL είναι το επίπεδο αποκοπής (Clipping level) και η ενεργός τιμή στάθμης (Root mean square level) είναι η ρίζα της μέσης τετραγωνικής τιμής της στάθμης του OFDM σήματος. Πρέπει να σημειωθεί ότι το σήμα παραμορφώνεται όταν συμβαίνει αποκοπή-ψαλίδιση διότι αυτή είναι μία μη γραμμική διαδικασία [8].

Η χρησιμοποίηση μίας τεχνικής μετασχηματισμού κύριας συμπίεσης (root companding transform technique) [9] εξακολουθεί να απαιτεί αποσυμπιεστή στο δέκτη και παρουσιάζει καλό συμβιβασμό μεταξύ PAPR και SER. Οι επιδόσεις του ρυθμού εμφάνισης εσφαλμένων συμβόλων (Symbol error rate – SER) φαίνονται καλές αλλά όχι και πρωτοποριακές. Άλλη τεχνική η οποία χρησιμοποιεί συνδυασμένες τη διεμπλοκή (interleaving) και τη συμπίεση (companding) [10], παρουσιάζει καλές επιδόσεις CCDF αλλά εισάγει την αναγκαιότητα της ύπαρξης k βαθμίδων διεμπλοκής (interleavers) στον πομπό. Επίσης οι πλευρικές πληροφορίες πρέπει να αποστέλλονται στο δέκτη που περιέχει τις ταυτότητες των αντίστοιχων διεμπλοκών. Αυτό επιδεινώνει την απλότητα του σχεδιασμού του συστήματος.

Η έρευνα η οποία παρουσιάζεται σε αυτό το κεφάλαιο και αφορούσε τη μείωση της PAPR χρησιμοποιώντας την ιδέα επιλεγμένων συμπιεστών (companders) επικεντρώθηκε κυρίως σε δύο ήδη γνωστών τεχνικών που ήταν η χαλαρή μείωση (soft reduction) και ο μ-αλγόριθμος. Αυτές οι τεχνικές επιλέχθηκαν γιατί ήταν απλές τεχνικές σε σύγκριση με άλλες. Δεν χρησιμοποιήθηκαν τα διασταλμένα-αποσυμπιεσμένα τμήματα (expanding) των αλγόριθμων στον δέκτη προκειμένου να αποφευχθεί η αυξημένη πολυπλοκότητα. Τελικά πραγματοποιήθηκαν διάφορες προσομοιώσεις σε σύστημα OFDM το οποίο παρήγαγε έως 8192 υποφορείς στην έξοδο του IFFT. Το OFDM σύστημα περιείχε ένα συνελικτικό κωδικοποιητή [11] και ένα αποκωδικοποιητή Viterbi Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης οδήγησαν στην

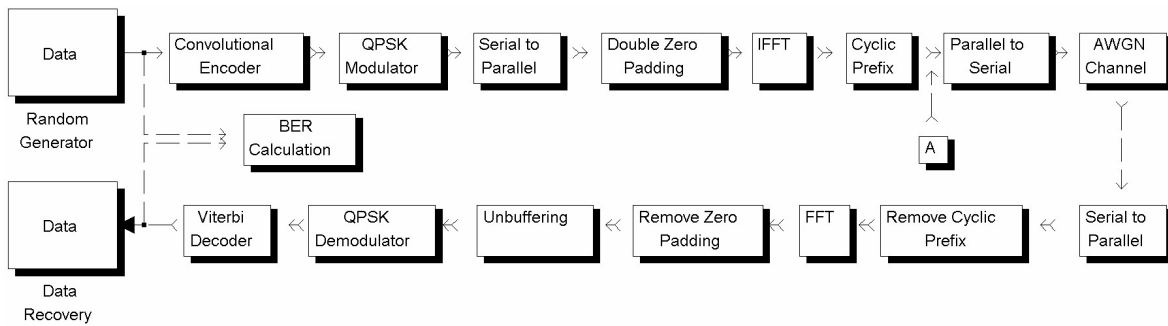
εύρεση δύο νέων ισχυρών υποψηφίων για τη μείωση της PAPR που παρουσιάζονται και αναλύονται παρακάτω χωρίς την επιδείνωση των επιδόσεων του BER του συστήματος (με ιδανικούς ADC και DAC).

Αυτό το κεφάλαιο χωρίζεται σε έξι τμήματα. Στο δεύτερο τμήμα που αφορά την επισκόπηση της πλατφόρμας προσομοίωσης δίνονται οι λεπτομέρειες σχετικά με το σύστημα OFDM το οποίο χρησιμοποιήθηκε ως βασική πλατφόρμα δοκιμών για τις προτεινόμενες τεχνικές, με την παρουσία ενός καναλιού AWGN. Στο τρίτο τμήμα (soft reduction συνδυασμένη με  $\mu$ -Law) αναλύεται η συμπεριφορά του νέου συμπίεστη που αποτελείται από ένα αλγόριθμο χαλαρής μείωσης και έναν  $\mu$ -συμπίεστη σε σειριακή λειτουργία. Το τέταρτο τμήμα (αφαίρεση εξόδου CP από την έξοδο του  $\mu$ -Law) παρουσιάζει την συμπεριφορά ενός συστήματος συμπίεσης που αφαιρεί το σύνθετο σήμα εισόδου ενός  $\mu$ -Law συμπίεστη, από τη συμπιεσμένη έξοδό του. Το πέμπτο τμήμα (προσομοιώσεις PAPR) συγκρίνει με όρους PAPR τις προτεινόμενες δύο τεχνικές του τρίτου και τέταρτου τμήματος αυτού του κεφαλαίου με άλλες γνωστές από τη βιβλιογραφία. Το έκτο τμήμα παρουσιάζει τα συμπεράσματα σχετικά με την έρευνα που παρουσιάζεται σε αυτό το κεφάλαιο ενώ αναφέρει τους μελλοντικούς στόχους της.

## 4.2 Επισκόπηση πλατφόρμας προσομοίωσης

Η Πλατφόρμα η οποία χρησιμοποιήθηκε ως βασικό περιβάλλον προσομοίωσης περιέχει ένα σύστημα OFDM. Σε αυτό το σύστημα υπολογίστηκαν όλες οι καθυστερήσεις προκειμένου να εφαρμοστεί ένας τέλειος συγχρονισμός μεταξύ πομπού και δέκτη. Επίσης, κάθε φορά που γίνονταν πρόσθεση ή αφαίρεση τμημάτων κώδικα υπολογίζονταν εκ νέου πάλι τα χαρακτηριστικά και οι καθυστερήσεις στο νέο OFDM σύστημα, προκειμένου οι προσομοιώσεις μας να παράγουν τα υψηλότερα δυνατά ακριβή αποτελέσματα. Το πλήρες σχέδιο του συστήματος (πομπός, κανάλι, δέκτης) παρουσιάζεται στο σχήμα 4.1. Το σύστημα πομπού υπό δοκιμή αποτελούνταν από μια γεννήτρια τυχαίων αριθμών, ένα συνελκτικό κωδικοποιητή, ένα διαμορφωτή QPSK, ένα μετατροπέα σειριακής σε παράλληλη μετάδοση, μια διαδικασία υπερδειγματοληψίας χρησιμοποιώντας διπλή πρόσθεση μηδενικών (double zero padding), ένας μετασχηματισμός IFFT, μία γεννήτρια κυκλικού προθέματος και

μία διαδικασία μετατροπής παράλληλης μετάδοσης σε σειριακή (unbuffering). Όλοι οι αντίστροφοι υπολογισμοί εφαρμόστηκαν στο δέκτη. Ειδικά για την εφαρμογή του συνελκτικού κωδικοποιητή χρησιμοποιήθηκε ένα σχέδιο με μία είσοδο, έξι καταχωρητές ολίσθησης και δύο αθροιστές, βασιζόμενο στο βιομηχανικό πρότυπο ρυθμού 1/2 [1]. Το σύστημα προσομοίωσης που αναπτύχθηκε παρήγαγε από 64 μέχρι και 8192 υποφορείς στην έξοδο του IFFT. Από αυτή τη μελέτη χρησιμοποιήθηκαν τα χαρακτηριστικά του πίνακα 3.2 (έως και 4096 φορείς συστήματος) σχετικά με τις επιπτώσεις του θορύβου σε ένα μεγάλο αριθμό υποφορέων [12]. Το περιβάλλον προσομοίωσης των 8192 υποφορέων στην έξοδο IFFT ήταν σύμφωνο με τη δομή του πίνακα 3.2.



Σχήμα 4.1: Επισκόπηση συστήματος OFDM.

### 4.3 Soft Reduction συνδυασμένη με $\mu$ -Law

Το προτεινόμενο σύστημα  $\mu$ -Law με χαλαρή μείωση ( $\mu$ -Law Soft Reduction –  $\mu$ LSR) περιέχει έναν συμπίεστη μετά τη λειτουργία του κυκλικού προθέματος (Θέση A, σχήμα 4.1). Η εξίσωση του συμπίεστη εκφράζεται από τις σχέσεις 4.2 και 4.3:

$$\mu\text{LSR}_{\text{out}} = V_{\text{SR}} \frac{\log\left(1 + \mu \frac{|x_{\text{SR}}|}{V_{\text{SR}}}\right)}{\log(1 + \mu)} \text{sgn}(x_{\text{SR}}) \quad (4.2)$$

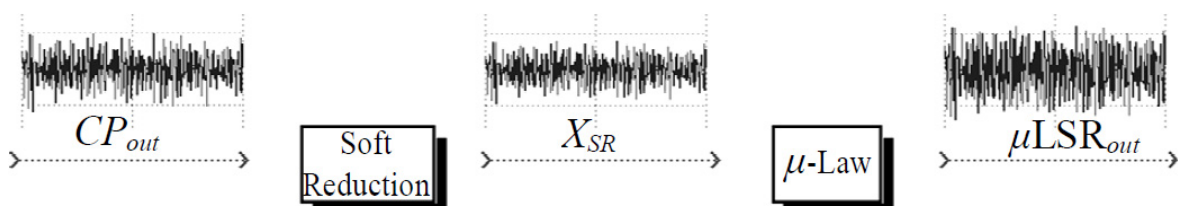
$$x_{\text{SR}} = \frac{CP_{\text{out}}}{(1 + CP_{\text{out}}^{2P})^{1/2P}} \quad (4.3)$$

όπου, το  $x_{\text{SR}}$  είναι η έξοδος της βαθμίδας Soft Reduction, τα  $P$  και  $CP_{\text{out}}$  εκπροσωπούν τη μέγιστη κορυφή και το στιγμιαίο πλάτος του σήματος στην

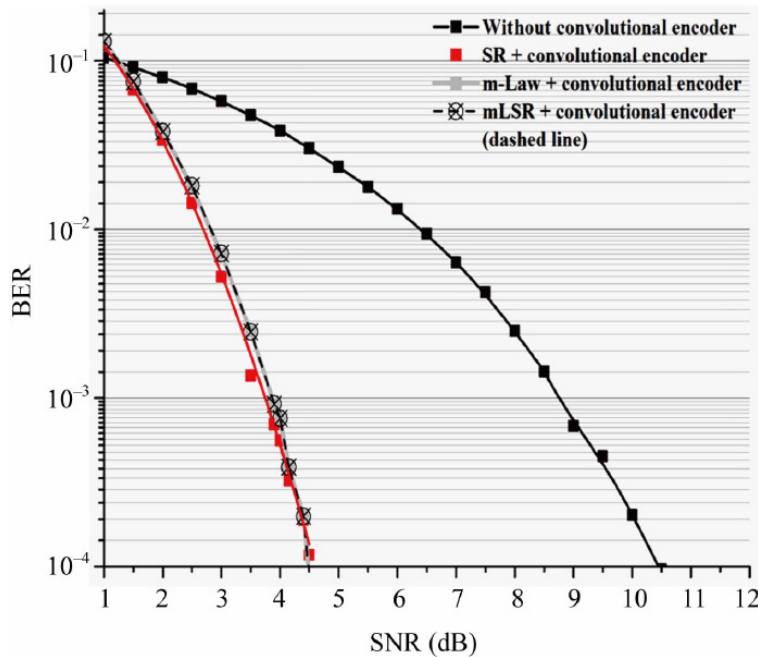
έξοδο του Κυκλικού προθέματος αντίστοιχα, η  $V_{SR}$  είναι το μέγιστο πλάτος της Soft Reduction εξόδου και το  $\mu$  είναι η παράμετρος συμπίεσης.

Σημειώνεται ότι στον δέκτη δεν χρησιμοποιήθηκε αποσυμπίεση (expanding). Χρησιμοποιώντας την τεχνική Soft Reduction (SR) στην έξοδο του κυκλικού προθέματος, οι κορυφές του σήματος οι οποίες παρουσίασαν μεγαλύτερες τιμές από άλλες σε σχέση με το κατώφλι (threshold) εξασθενήθηκαν σε μεγαλύτερο βαθμό [13]. Η PAPR μειώθηκε μαζί με το πλάτος (από κορυφή σε κορυφή) του  $CP_{out}$ . Αυτό οδήγησε στη σύνδεση αυτού του αλγόριθμου με την  $\mu$ -Law τεχνική συμπίεσης για  $PR = 2$  [14]. Το αποτέλεσμα ήταν η ενίσχυση του μειωμένου  $x_{SR}$  σήματος, δίνοντας παράλληλα αυξημένο κέρδος σε μικρότερα πλάτη και παράλληλα η PAPR μειώθηκε ακόμη περισσότερο. Η  $\mu$ -παράμετρος επιλέχθηκε να είναι ίση με 3 για την αποφυγή της χειροτέρευσης του BER με ιδανικούς ADCs και DACs. Το σχήμα 4.2 παρουσιάζει βήμα προς βήμα τη γραφική λειτουργία του αλγορίθμου  $\mu$ -Law soft reduction.

Επίσης, στο Σχήμα 4.3, η BER απόδοση του  $\mu$ LSR συγκρίνεται με την SR (Soft reduction), τον  $\mu$ -Law, και με σύστημα OFDM χωρίς συνελκτικό κωδικοποιητή. Φαίνεται σαφώς ότι η απόδοση BER του προτεινόμενου συστήματος ταυτίζεται με εκείνη της SR και του  $\mu$ -Law συμπίεστη ( $\mu = 3$ ,  $PR = 2$ ) με την παρουσία ενός συνελκτικού κωδικοποιητή. Παρατηρούμε ότι με την χρήση SR και  $\mu$ Law ( $\mu$ LSR) δεν υπάρχει επιδείνωση του BER. Το γεγονός όμως ότι προκύπτει μείωση της PAPR, όπως αναλύεται στην παράγραφο 4.5, οδηγεί στην χρήση απλούστερων κατασκευαστικών κυκλωμάτων (ενισχυτής, ADC, DAC, κλπ). Σχεδόν 4.5 dB SNR είναι απαραίτητα για τη διατήρηση της μεταφοράς δεδομένων με ποσοστό σφάλματος 0,01%. Οι PAPR προσομοιώσεις του  $\mu$ LSR αναφέρονται σε επόμενη ενότητα, όπου γίνεται σύγκριση μεταξύ των προτεινόμενων και των ήδη γνωστών τεχνικών.



**Σχήμα 4.2:** Συμπίεστης  $\mu$ -Law soft reduction (στο πεδίο του χρόνου).



**Σχήμα 4.3:** BER απόδοση του μLSR για 8192 υποφορείς (έξοδος IFFT). Το σύστημα παρουσίασε παρόμοια απόδοση από 64 έως και 4096 υποφορείς.

#### 4.4 Αφαίρεση εξόδου CP από την έξοδο του μ-Law

Προτείνουμε την αφαίρεση του κυκλικού προθέματος CP (Θέση A, Σχήμα 4.1) από την έξοδο του μ-Law. Δεδομένου ότι ο συμπιεστής μ-Law τοποθετείται μετά το τμήμα του κυκλικού προθέματος αφαιρώντας το αρχικό σήμα ( $CP_{out}$ ) από το ήδη ενισχυμένο σήμα με μειωμένη PAPR (έξοδος μ-Law με  $PR = 2$ ,  $\mu = 3$ ) παράγεται μια έξοδος με χαμηλότερα επίπεδα ισχύος που απλουστεύει πολύ την τελική σχεδίαση του συστήματος. Οι σχέσεις 4.4 και 4.5 περιγράφουν μαθηματικά την προτεινόμενη μέθοδο, ενώ το σχήμα 4.4 παρέχει μία βήμα προς βήμα γραφική αναπαράσταση στο πεδίο του χρόνου της συμπεριφοράς των  $CP_{out}$ ,  $\mu\text{-Law}_{out}$  και  $\mu\text{LaCP}_{out}$  (μ-Law output subtracting Cyclic Prefix output).

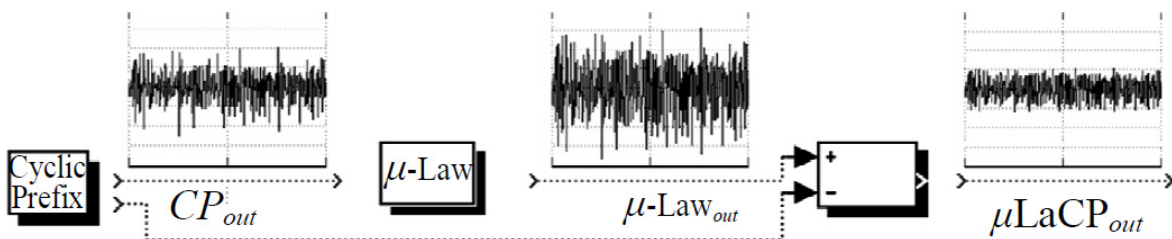
$$\mu\text{LaCP}_{out} = \mu L \operatorname{sgn}(CP_{out}) - CP_{out} \quad (4.4)$$

$$\mu L = PR \cdot CP_{PEAK} \frac{\log\left(1 + \mu \frac{|CP_{out}|}{PR \cdot CP_{PEAK}}\right)}{\log(1 + \mu)} \quad (4.5)$$

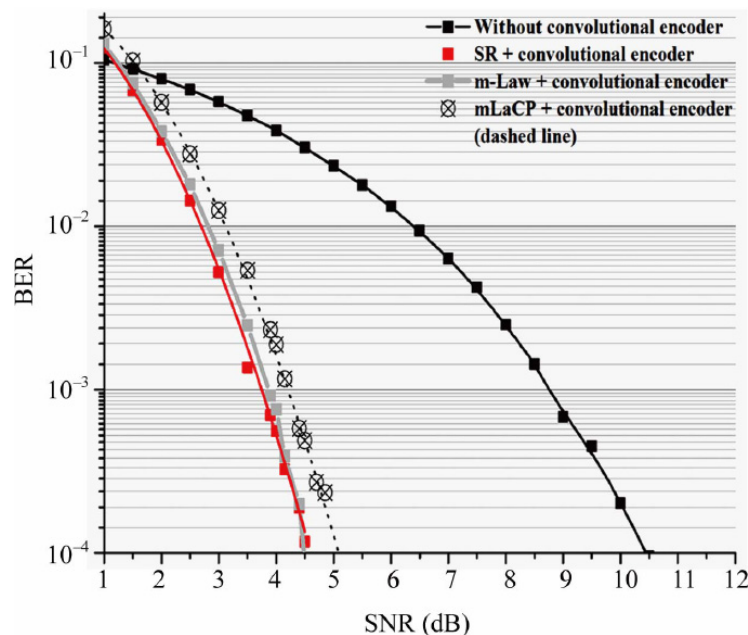
όπου, το  $CP_{out}$  είναι η έξοδος του κυκλικού προθέματος, η  $CP_{PEAK}$  αντιπροσωπεύει τη μέγιστη τιμή του πλάτους στην έξοδο της βαθμίδας του κυκλικού προθέματος,  $\mu$  είναι η παράμετρος συμπίεσης και  $PR$  ονομάζεται λόγος κορυφής (Peak ratio) και εκφράζεται μέσω της σχέσης 4.6 [15].

$$PR = \frac{\text{Μέγιστο πλάτος συμπιεστή}}{\text{κορυφή του αρχικού σήματος}} = \frac{V}{x_{PEAK}} \quad (4.6)$$

Στο Σχήμα 4.5, η BER απόδοση του  $\mu$ LaCP συγκρίνεται με εκείνη της SR, του  $\mu$ -Law, και συστήματος OFDM χωρίς συνελκτικό κωδικοποιητή. Η BER απόδοση επιδεινώνεται ελάχιστα, επειδή μια πρόσθετη μέση τιμή των 0,5 dB SNR είναι απαραίτητη για επίτευξη 0,01% ποσοστιαίου σφάλματος. Επίσης, το BER χειροτερεύει κατά τον ίδιο συντελεστή σε σύγκριση με την  $\mu$ LSR, η οποία επιδεικνύει πανομοιότυπη BER απόδοση σε σύγκριση με άλλα συστήματα όπως εκείνα της SR και του  $\mu$ -Law. Το κύριο πλεονέκτημα της  $\mu$ LaCP σε σύγκριση με άλλα συστήματα παρουσιάζεται σε επόμενη ενότητα, όπου εκεί οι προσομοιώσεις της PAPR αναλύονται σε βάθος.



**Σχήμα 4.4:** Η έξοδος του  $\mu$ -Law αφαιρεί την έξοδο του κυκλικού προθέματος (Πεδίο του χρόνου).



**Σχήμα 4.5:** BER απόδοση της  $\mu$ LaCP για 8192 υποφορείς (έξοδος IFFT). Το σύστημα παρουσίασε παρόμοια απόδοση από 64 έως και 4096 υποφορείς.

## 4.5 Προσομοιώσεις PAPR

Όπως έχει προαναφερθεί, η PAPR αποτελεί ένα σημαντικό πρόβλημα κατά τη μετάδοση πολλών υποφορέων. Ορίζεται ως ο λόγος της μέγιστης ισχύος (στο χρόνο που διαρκεί ένα σύμβολο) προς τη μέση ισχύ.

$$PAPR = \max \frac{P(t)}{P_{\text{average}}} = \max \frac{|x(t)|^2}{E\{|x(t)|^2\}} \quad (4.6)$$

Σε αυτή την ενότητα θα αναλυθούν δύο σύνολα προσομοιώσεων. Το πρώτο σύνολο έχει σχέση με την εύρεση της απόλυτης μέγιστης PAPR που μπορεί να εμφανιστεί. Όμως, δεδομένου ότι η μέγιστη PAPR συμβαίνει σπάνια, τότε η απόδοση PAPR πρέπει να αξιολογηθεί πλήρως με τη Συμπληρωματική Συνάρτηση Αθροιστικής Κατανομής (CCDF – Complementary Cumulative Distribution Function) η οποία έχει άμεση σχέση με τη δεύτερη ομάδα προσομοιώσεων (υπολογισμός της PAPR για κάθε παραγόμενο OFDM σύμβολο). Η CCDF έχει ήδη οριστεί στην παράγραφο 1.4. Η σχέση 1.12 μπορεί να γραφεί με την απλούστερη μορφή 4.7 εάν θέσουμε  $z = \epsilon_{\max} / 2\sigma^2$ . Πολλοί ερευνητές έχουν ασχοληθεί με την κατανομή της PAPR στην OFDM [16].

$$CCDF = 1 - (1 - e^{-z})^{\beta N} \quad (4.7)$$

όπου το  $Z$  αντιστοιχεί στο επίπεδο κατωφλίου PAPR, το  $N$  είναι ο αριθμός των φορέων και το  $\beta$  δίνεται εμπειρικά ως  $\beta = 2.8$  για  $N > 64$ .

Ο πίνακας 4.1 δείχνει την μέγιστη PAPR για διαφορετικούς αριθμούς υποφορέων. Χρησιμοποιώντας την  $\mu\text{LSR}$  η μέγιστη PAPR μπορεί να μειωθεί ακόμη περισσότερο σε σύγκριση με την τεχνική  $\mu\text{-Law}$ , κυμαινόμενη μεταξύ 0,6% και 15,2% για διαφορετικό αριθμό υποφορέων. Επίσης, η σύγκριση της  $\mu\text{LaCP}$  με τον  $\mu\text{-Law}$  αποκαλύπτει μία καινοτόμο μείωση της PAPR που κυμαίνεται από 48,3% έως και 52,3%, που αντισταθμίζει κατά πολύ την μικρή μείωση του BER κατά 0.5 dB που παρατηρείται.

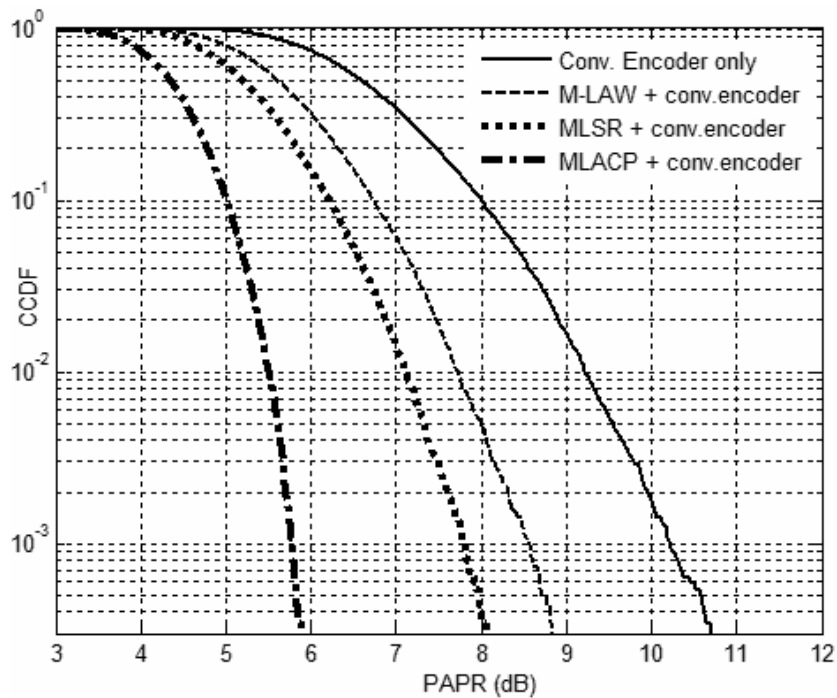
**Πίνακας 4.1:** Μέγιστη PAPR που παρατηρήθηκε για διαφορετικό αριθμό συνολικών υποφορέων.

Αριθμός υποφορέων	Μόνο συνελικτικός κωδικοποιητής	Συνελικτικός κωδικοποιητής με $\mu$ -Law	Τεχνική $\mu$ LSR	Τεχνική $\mu$ LaCP
81	10,95	7,41	6,28	3,68
162	12,03	8,15	7,31	4,09
324	13,87	7,89	7,09	4,42
648	14,13	8,84	8,48	4,25
1296	12,73	7,84	7,63	3,94
2592	12,42	8,11	8,03	4,14
5184	11,53	7,51	7,45	3,88
10368	12,81	8,01	7,95	3,82

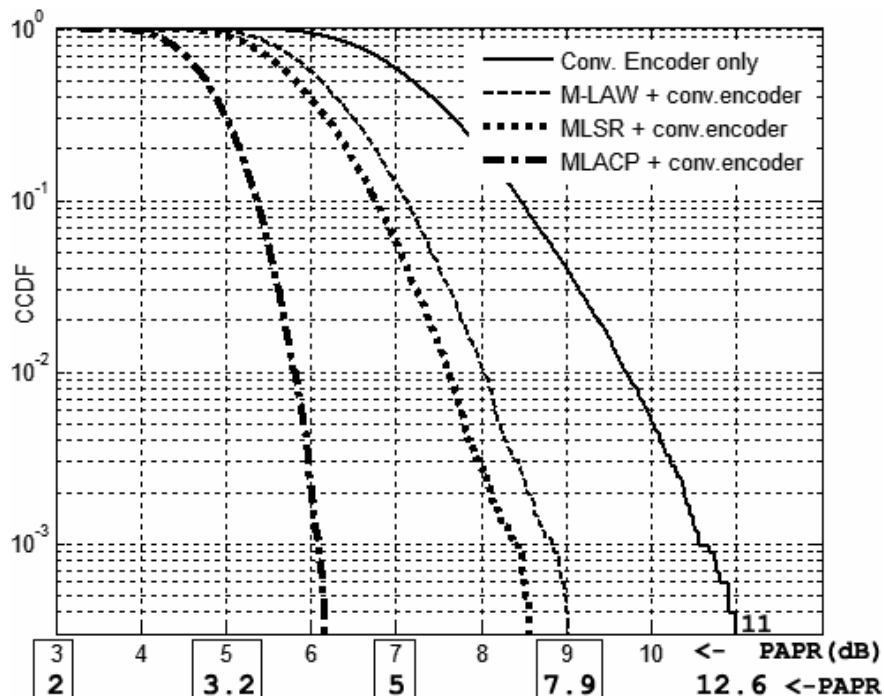
Επειδή η μέγιστη PAPR εμφανίζεται σπάνια, επιπρόσθετες προσομοιώσεις έπρεπε να διεξαχθούν με υψηλότερο ποσό δεδομένων πληροφοριών. Αυτό έγινε προκειμένου να επαληθευτεί η καινοτόμος απόδοση των προτεινόμενων μεθόδων ( $\mu$ LSR και  $\mu$ LaCP) μέσω του υπολογισμού και χρήσης των CCDFs για 64 και 128 OFDM υποφορείς. Στην πραγματικότητα, το σχήμα 4.6(a) δείχνει ότι η  $\mu$ LSR (για 64 υποφορείς) έχει καλύτερη απόδοση τόσο σε σύγκριση με τον  $\mu$ -Law όσο και με ένα OFDM σύστημα που περιέχει συνελικτικό κωδικοποιητή, σχεδόν κατά 1 dB και 2.5 dB PAPR αντίστοιχα (για θεωρητική μέγιστη PAPR). Επίσης στο σχήμα 4.6(β) η  $\mu$ LSR (για 128 φορείς) παρουσιάζει μείωση στην PAPR κατά σχεδόν 0.5 dB και 2.5 dB σε σύγκριση με τα συστήματα που αναφέρθηκαν προηγουμένως. Η  $\mu$ LaCP έχει καλύτερη απόδοση σε σύγκριση με όλες τις άλλες τεχνικές. Η μέγιστη PAPR σε σύγκριση με εκείνη της  $\mu$ LSR, του  $\mu$ -Law και του συστήματος OFDM με συνελικτικό κωδικοποιητή, έχει μειωθεί περίπου 2 dB, 3 dB και 4.5 dB αντίστοιχα (για τη θεωρητική μέγιστη PAPR). Ως εκ τούτου, προκειμένου να κατανοηθεί η καλύτερη απόδοση της  $\mu$ LaCP σε σύγκριση με όλες τις άλλες τεχνικές, αρκεί να παρατηρηθεί η πιθανότητα μειωμένης PAPR για διάφορες τιμές. Για παράδειγμα, από την καμπύλη στο σχήμα 4.6(a) παρατηρούμε ότι για PAPR 5 dB έχουμε τιμή CCDF ίση με  $10^{-1}$  για  $\mu$ LaCP που σημαίνει ότι υπάρχει πιθανότητα 90% το σήμα μας να έχει λιγότερο από 5 dB PAPR (δηλαδή περίπου ίση με 3.2). Ανάλογα και για τις υπόλοιπες



τεχνικές οι οποίες είναι η  $\mu$ LSR, η  $\mu$ -Law και το σύστημα OFDM συνελικτικής κωδικοποίησης μπορεί να επιτευχθεί PAPR μικρότερη από 5 dB με πιθανότητα 40%, 20% και κάτω από 1% αντίστοιχα.



(a)



(β)

**Σχήμα 4.6:** CCDF της OFDM PAPR για (α) 64 και (β) 128 υποφορείς (Για όλα τα  $\mu$ -Law τμήματα κώδικα ισχύει:  $\mu = 3$  και  $PR = 2$ ).

## 4.6 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάστηκαν δύο νέες τεχνικές (μLSR και μLaCP) για τη μείωση του λόγου της μέγιστης προς μέση ισχύ (PAPR). Το κύριο μέλημα ήταν να επιτευχθεί αυτό χωρίς να χειροτερέψει το BER και επιπροσθέτως να κρατηθεί η πολυπλοκότητα του συστήματος όσο το δυνατόν χαμηλότερη. Οι καμπύλες BER των μLSR και μLaCP οι οποίες προέκυψαν από προσομοιώσεις (με απουσία ADC και DAC) έδειξαν σαφώς ότι δεν υπάρχει σοβαρή χειροτέρευση. Η μLSR είχε ελαφρώς καλύτερες επιδόσεις (0.5 dB) σε σύγκριση με την μLaCP, αλλά η τελευταία παρουσίασε ανώτερη απόδοση PAPR με όρους πιθανότητας (CCDF) και μέγιστης PAPR. Επίσης, η μLaCP είναι ακόμα πιο απλή τεχνική σε σύγκριση με την μLSR. Και οι δύο τεχνικές δεν περιλαμβάνουν αποσυμπιεστή στο δέκτη, για λόγους απλότητας. Επιπλέον, οι δύο νέες μέθοδοι με τη σημερινή μορφή τους, δίνουν τη δυνατότητα στον σχεδιαστή να τις εφαρμόσει εύκολα σε ένα DSP. Αυτό αποτελεί μελλοντικό στόχο, μαζί με το σχεδιασμό ενός τελικού OFDM συστήματος (τεράστιος αριθμός subcarriers) εισάγοντας ακριβή εκτίμηση καναλιού.

## ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis, V. Raptis and P. Kostarakis, "Enhanced PAPR in OFDM without Deteriorating BER Performance," *International Journal of Communications, Network and System Sciences*, Vol. 4, No. 3, March 2011, pp. 164–169.
- [2] R. Van Nee, G. Awater, M. Morikura, H. Takanashi, M. Webster and K. W. Halford, "New High-Rate Wireless LAN Standards," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 37, No. 12, December 1999, pp. 82–88.
- [3] S. I. Hernandez, "Simulation and Evaluation of a DVB System Using Simulink (Vol. I)," Bachelor Thesis, Linkopings Universitet, Linkoping, April 2005.
- [4] F. Zbynek and S. Vladimir, "Reduction of PAPR in OFDM by Clipping," In *Proceedings of the 15th International Czech-Slovak Scientific Conference Radioelektronika*, Brno, May 2005, pp. 474–477.
- [5] A. Mobasher and A. K. Khadani "PAPR Reduction in OFDM Systems Using Constellation Shaping," In *Proceedings of the 22nd Biennial Symposium on Communications*, Kingston, May 31-June 3, pp. 258–260.
- [6] R. Z. Luo, L. J. Jing, L. Luo, J. Li and W. L. Zhu, "Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of OFDM System with Low Complexity," *Journal of Electronics (China)*, Vol. 23, No. 1, January 2006, pp. 26–28.
- [7] A. A. Eltholth, A. R. Mikhail, A. Elshirbini, M. I. Moawad and A. I. Abdelfattah, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems Using Huffman Coding," *World Academy of Science, Engineering and Technology*, Vol. 43, July 2008, pp. 266–270.
- [8] I. I. Al-kebsi, M. Ismail, K. Jumari and T. A. Rahman, "Eliminate the Effects of Clipping Technique on the SER Performance by Recovering the Clipped Part of the OFDM Signal," *International Journal of Computer Science and Network Security*, Vol. 9, No. 7, July 2009, pp. 37–45.
- [9] P.-H. Chang, S.-S. Jeng and J.-M. Chen, "Utilizing a Novel Root Companding Transform Technique to Reduce PAPR in OFDM Systems,"

- International Journal of Communication Systems, Vol. 23, No. 4, February 2010, pp. 447–461.
- [10] H. Sakran, M. Shokair and A. A. Elazm, "Combined Interleaving and Companding for PAPR Reduction in OFDM Systems," Progress in Electromagnetics Research C, Vol. 6, 2009, pp. 67–78.
- [11] A. Vallavaraj, B. G. Stewart, D. K. Harrison and F. G. McIntosh, "The Effects of Convolutional Coding on BER Performance of Companded OFDM Signals," In Proceedings of the International Conference on Communication, Computer & Power, Muscat, 14-16 February 2005, pp. 201–204.
- [12] S. K. Chronopoulos, C. Votis, V. Raptis, G. Tatsis, and P. Kostarakis, "In depth analysis of noise effects in orthogonal frequency division multiplexing systems, utilising a large number of subcarriers," In Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 967–972.
- [13] A. P. Pastor, "Simulation and Evaluation of a DVB System Using Simulink (Vol. II)," Bachelor Thesis, Linkopings Universitet, Linkoping, April 2005.
- [14] A. Vallavaraj, B. G. Stewart, D. K. Harrison and F. G. McIntosh, "Reduction of Peak to Average Power Ratio of OFDM Signals Using Companding," In Proceedings of the 9th IEEE International Conference on Communications Systems, Singapore, 6-8 September 2004, pp. 160–164.
- [15] A. Vallavaraj, B. G. Stewart and D. K. Harrison, "An Evaluation of Modified  $\mu$ -Law Companding to Reduce the PAPR of OFDM Systems," AEU-International Journal of Electronics and Communications, Vol. 64, No. 9, July 2009, pp. 844–857.
- [16] R. Van Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications," Artech House, Boston, 2000, pp. 120–123.

## TURBO ΚΩΔΙΚΕΣ

Οι τεχνικές κωδικοποίησης ήταν πάντα μια μεγάλη περιοχή επιστημονικού ενδιαφέροντος. Λόγω αυτού του ενδιαφέροντος, πολλές τεχνικές κωδικοποίησης εφευρέθηκαν με μία από τις σημαντικότερες να είναι σίγουρα η Turbo Κωδικοποίηση. Η εφαρμογή των καινούργιων κωδικοποιήσεων σε διάφορα συστήματα συνέβαλε στην εξέλιξη των ασύρματων επικοινωνιών. Αναλυτικότερα, η έννοια της σύνδεσης δύο ή περισσότερων συνελκτικών κωδικοποιητών παράλληλα (PCCC – Parallel Concatenated Convolutional Codes) ή σειριακά (SCCC – Serial Concatenated Convolutional Codes), μαζί με την επαναληπτική τεχνική αποκωδικοποίησης κυριολεκτικά αύξησε τις προσδοκίες των ερευνητών για την επίτευξη ανώτερης απόδοσης BER. Στην πραγματικότητα, οι συνελκτικοί κώδικες υπολείπονται των συνενωμένων συνελκτικών κωδίκων οι οποίοι θα μπορούσαν να ενσωματωθούν σε διάφορα υπό ανάπτυξη συστήματα, τα οποία θα έχουν υψηλές προδιαγραφές. Ειδικότερα, αυτά τα συστήματα πρέπει να παρουσιάζουν εξαιρετική ανοχή στις επιπτώσεις του θορύβου και κατά συνέπεια χαμηλό συνολικό αριθμό ληφθέντων λαθών. Για το σκοπό αυτό αναπτύχθηκε ένα νέο σχέδιο PCCC του οποίου οι επιδόσεις αναλύθηκαν χρησιμοποιώντας ένα κανάλι AWGN. Οι επιδόσεις του νέου σχεδίου εμφάνισαν καλύτερα αποτελέσματα για διάφορες επαναλήψεις σε σύγκριση με ένα τυπικό PCCC, με ένα SCCC και τέλος με ένα σύστημα που περιείχε έναν συνελκτικό κωδικοποιητή και έναν αποκωδικοποιητή Viterbi [1].

### 5.1 Εισαγωγή

Οι turbo κώδικες από την εφεύρεσή τους [2] έχουν επηρεάσει πολύ την ανάπτυξη των διαφόρων συστημάτων επικοινωνίας. Η ανίχνευση των δεδομένων (που προέρχονται από μεταδόσεις μέσω καναλιού με Γκαουσιανό θόρυβο) είναι ανώτερη και αυτό οφείλεται στην επαναληπτική

αποκωδικοποίηση που βρίσκεται στο δέκτη. Τα συστήματα που χρησιμοποιούν turbo κώδικες έχουν εξαιρετική απόδοση η οποία φθάνει τα θεωρητικά όρια της χωρητικότητας του καναλιού (Shannon).

Τα συστήματα turbo κωδικοποίησης και αποκωδικοποίησης μπορεί να υλοποιηθούν σε διάφορες υπάρχουσες ή και υπό ανάπτυξη τεχνολογίες, όπως CDMA, Wireless Lan, [3] UWB [4,5], και OFDM [6]. Επίσης, δεν πρέπει να αγνοηθεί το γεγονός ότι οι turbo κώδικες έχουν γίνει αποδεκτοί και τυποποιηθεί από το Πρόγραμμα Εταιρισμού Τρίτης Γενιάς (3rd Generation Partnership Project – 3GPP). Τα μελλοντικά δίκτυα τα οποία θα έχουν αυστηρότερους κανόνες σε ό,τι αφορά την Ποιότητα Υπηρεσιών (QoS – Quality of Services) θα περιλαμβάνουν συστήματα τα οποία θα μεταδίδουν και θα λαμβάνουν τεράστιο όγκο πολυμέσων. Οι turbo κώδικες θα είναι το ιδανικό εργαλείο σε αυτά τα συστήματα για την παροχή υψηλής ποιότητας επικοινωνιών λόγω της καινοτόμου προσαρμογή τους σε κάθε απαίτηση επιδόσεων. Οι σχεδιαστικές τοπολογίες αυτών των turbo συστημάτων μπορεί να χωριστούν σε δύο κατηγορίες ανάλογα με το είδος της χρησιμοποιούμενης συνένωσης συνελικτικών κωδίκων προκειμένου να προκύψει το επιθυμητός turbo σύστημα. Στο SCCC σύστημα (Serially concatenated convolutional codes – Σειριακά συνενωμένοι συνελικτικοί κώδικες), οι συνελικτικοί κωδικοποιητές συνδυάζονται σειριακά περιέχοντας έναν διεμπλοκέα-αναδιατάκτη (interleaver) μεταξύ τους (σχήμα 5.3). Το PCCC σύστημα (Parallel concatenated convolutional codes – Παράλληλα συνενωμένοι συνελικτικοί κώδικες) αποτελείται από δύο συνελικτικούς κωδικοποιητές οι οποίοι συνδέονται παράλληλα, αλλά ο ένας από αυτούς δέχεται τα ίδια πρωτογενή δεδομένα μέσω ενός διεμπλοκέα (σχήμα 5.5). Σε κάθε περίπτωση (PCCC ή SCCC), ο σχεδιασμός του αποκωδικοποιητή είναι διαφορετικός και πιο περίπλοκος συγκρινόμενος με το τμήμα του εκάστοτε κωδικοποιητή. Οι διαδικασίες της κωδικοποίησης-αποκωδικοποίησης θα αναλυθούν αργότερα σε αυτό το κεφάλαιο.

Το όνομα του turbo αποκωδικοποιητή προήλθε από τον υπερσυμπιεστή αυτοκινήτου επειδή τα αέρια που προέρχονται από το τμήμα εξάτμισης οδηγούν ένα τμήμα του συμπιεστή μέσω ενός βρόχου ανατροφοδότησης έτσι ώστε να ενισχυθεί η ποσότητα καυσίμου στην είσοδο τροφοδοσίας του οχήματος και, κατά συνέπεια, να αυξηθεί η συνολική απόδοση [7]. Με βάση τις προηγούμενες

πληροφορίες σχετικές με το βρόχο ανατροφοδότησης-ανάδρασης και την επαναχρησιμοποίηση αερίων, υιοθετήθηκε η ιδέα της επαναληπτικότητας και στα συστήματα αποκωδικοποίησης (στο δέκτη) με σκοπό την επαναξιολόγηση των λαμβανόμενων δεδομένων προς επίτευξη καλύτερου BER (bit error rate). Κατά συνέπεια, η επανάληψη στην αποκωδικοποίηση μειώνει τα σφάλματα επικοινωνίας μέσω μίας καλύτερης συνολικής αξιολόγησης της λαμβανόμενης πληροφορίας σε σύγκριση με άλλα συστήματα που περιέχουν έναν αποκωδικοποιητή Viterbi. Σε Turbo συστήματα συνήθως χρησιμοποιείται ο τύπος APP (A Posteriori Probability – εκ των υστέρων πιθανότητα) αποκωδικοποιητή, ο οποίος αποτελείται από δύο εισόδους και δύο εξόδους και είναι επίσης γνωστός και ως SISO (Soft-input Soft-output). Αυτός ο αποκωδικοποιητής δεν μπορεί να καταλήξει στο συμπέρασμα αν ένα bit είναι μηδέν ή ένα, αλλά μπορεί να μαντέψει αποτελεσματικά την τιμή της πρωτογενούς πληροφορίας (π.χ. πόσο μεγάλη είναι η πιθανότητα να είναι το αποκωδικοποιημένο bit το "1"). Το τελικό στάδιο της διαδικασίας αποκωδικοποίησης εκτελείται από το τμήμα υλισμικής απόφασης (Hard decision). Ο APP αποκωδικοποιητής έχει δύο εισόδους. Η μία είναι εκείνη της λογαριθμικής πιθανότητας (log-likelihood) της αρχικής ακολουθίας των δεδομένων εισόδου  $L(u)$  του αντίστοιχου κωδικοποιητή, ενώ η άλλη της λογαριθμικής πιθανότητας της κωδικοποιημένης ακολουθίας δεδομένων  $L(c)$ . Επίσης, οι έξοδοί του αντιπροσωπεύουν τις βελτιωμένες πιθανολογούμενες αλληλουχίες των δύο εισόδων. Για παράδειγμα, αν δύο APP αποκωδικοποιητές είναι συνδεδεμένοι με τέτοιο τρόπο ώστε να συνεργάζονται ως μία βαθμίδα του συστήματος αποκωδικοποιητή, τότε αυτή η βαθμίδα πρέπει να περιέχει δύο εξόδους και δύο εισόδους. Η μία είσοδος και έξοδος συνδέονται μέσω ενός βρόχου ανάδρασης (επαναληπτική σχεδίαση), ενώ η άλλη είσοδος δέχεται την πρωτογενή κωδικοποιημένη ακολουθία δεδομένων με την άλλη έξοδο να οδηγεί την τελική ακολουθία  $L(u)$  σε ένα τμήμα υλισμικής απόφασης (Hard decision). Όλα τα παραπάνω αποτελούν μια τυπική διαδικασία turbo αποκωδικοποίησης. Η διαδικασία αυτή είναι παρόμοια ως ένα βαθμό με εκείνες που θα αναλυθούν αργότερα στην παράγραφο των αρχιτεκτονικών turbo συστημάτων.

Όπως προαναφέρθηκε ένας αποκωδικοποιητής SISO αποτελείται από τέσσερις θύρες. Οι θύρες του δέχονται τις ακολουθίες των συμβόλων εισόδου  $P(u;I)$  και συμβόλων εξόδου του κωδικοποιητή  $P(c;I)$  και παράλληλα παρέχουν

ασυναφή-εξωτερικά (extrinsic) μηνύματα εξόδου τα οποία είναι τα  $P(u;O)$  και  $P(c;O)$ . Τα μηνύματα εξόδου έχουν σχέση με τις εισόδους και το είδος trellis (ή γενικότερα κώδικα). Ο SISO λειτουργεί βασιζόμενος σε μία συνάρτηση  $f$ . Αυτή συνδέει τις εξόδους με τις εισόδους του συστήματος. Οι ακολουθίες  $u=(u_1,\dots,u_k)$  και  $c=(c_1,\dots,c_k)$  αντιστοιχούν στις εισόδους και εξόδους αντίστοιχα (σχέση 5.1). Το  $u \in U$  και το  $c \in C$ , όπου τα  $U$  και  $C$  είναι γενικά πεπερασμένα σύνολα χαρακτήρων (alphabets). Η αντιστοίχιση σε αυτά τα σύνολα η οποία διεξάγεται με τη βοήθεια της συνάρτησης  $f$  δεν σημαίνει ότι είναι οπωσδήποτε αντιστρέψιμη διαδικασία [8,9].

$$c=f(u)=f_1(u),f_2(u),\dots,f_n(u), \text{ όπου } u \in U \text{ και } c \in C \quad (5.1)$$

Υπάρχουν δύο τύποι μηνυμάτων. Τα κανονικοποιημένα μηνύματα προτιμώνται έναντι των μη κανονικοποιημένων επειδή επιτρέπουν στον αποκωδικοποιητή να σώζει μία τιμή στην αναπαράσταση. Εξ' ορισμού τα  $L(0)=1$  και  $\lambda(0)=0$ . Ο λόγος πιθανολόγησης LR (Likelihood ratio) και ο λογαριθμικός λόγος LLR (Log-Likelihood ratio) δίνονται από τις σχέσεις 5.2 και 5.3 αντίστοιχα.

$$\text{LR: } L(x)=\frac{P(X=x)}{P(X=0)} \quad (5.2)$$

$$\text{LLR: } \lambda(x)=\log \frac{P(X=x)}{P(X=0)} \rightarrow e^{\lambda(x)}=L(x) \quad (5.3)$$

όπου το  $L(x)$  είναι ο λόγος πιθανότητας του συμβόλου να είναι ίσο με  $x$  ως προς την πιθανότητα να είναι ίσο με μηδέν. Επίσης το  $\lambda(x)$  είναι η λογαριθμική έκφραση του LR.

Ο LLR μπορεί επίσης να αναλυθεί σε τρεις ανεξάρτητους όρους (σχέση 5.4), όπου ο  $\lambda_{\text{apri}}(x)$  είναι η a-priori πληροφορία του  $x$ , η  $\lambda_c(x)$  είναι η μέτρηση του καναλιού και η  $\lambda_e(x)$  είναι η εξωτερική (extrinsic) πληροφορία η οποία ανταλλάσσεται μεταξύ των επιμέρους αποκωδικοποιητών.

$$\text{LLR: } \lambda(x)=\lambda_{\text{apri}}(x)+\lambda_c(x)+\lambda_e(x) \quad (5.4)$$

Η εξωτερική πληροφορία του ενός αποκωδικοποιητή γίνεται η a-priori πληροφορία εκείνου που τον ακολουθεί. Οι LLR υπολογισμοί μπορεί να



πραγματοποιηθούν με δύο αλγόριθμους αποκωδικοποίησης. Αυτοί είναι ο SOVA (Soft-output Viterbi algorithm) και ο MAP (Maximum a Posteriori). Ο MAP που είναι και πιο πολύπλοκος λειτουργεί πιθανολογώντας ως προς την εύρεση της ακολουθίας δεδομένων ενώ ο SOVA αναζητά την πιθανότερη διασύνδεση των ακολουθιών κατά την κωδικοποίηση trellis. Η κωδικοποίηση αυτή χαρακτηρίζει πλήρως τη δυναμική ενός χρονικά αμετάβλητου συνελικτικού κώδικα και περιγράφει τις μεταβάσεις μεταξύ διαφόρων καταστάσεων σε χρονικές στιγμές  $k$  και  $k + 1$ . Πάντως, σε υψηλά SNRs και οι δύο αλγόριθμοι (SOVA και MAP) αποδίδουν το ίδιο περίπου ενώ σε χαμηλά SNRs σαφώς υπερτερεί ο MAP κατά 0.5 dB και περισσότερο [9,10].

Οι SISO σχέσεις εισόδου-εξόδου οι οποίες χρησιμοποιούν τα μηνύματα LR δίνονται στη συνέχεια. Αυτές έχουν περιορισμένο το σύνολο των ακολουθιών εισόδου-εξόδου ώστε εκείνες να βρίσκονται στο σύνολο των πιθανών αντιστοιχιών απεικόνισης (mapping). Επίσης περιέχουν τα σύμβολα I (Input) και O (Output). Αυτά αντιστοιχούν στα μηνύματα εισόδου  $L(u_i; I)$  και εξόδου  $L(u_i; O)$  που φαίνονται στο σχήμα 5.1.



Σχήμα 5.1: Σχηματική αναπαράσταση αποκωδικοποιητή

$$L(u_i; O)L(u_i; I) = \frac{\sum_{u': u'_i = u_i} L(u'; I)L(f(u'); I)}{\sum_{u': u'_i = 0} L(u'; I)L(f(u'); I)} \quad (5.5)$$

$$L(c_j; O)L(c_j; I) = \frac{\sum_{u': f_j(u') = c_j} L(u'; I)L(f(u'); I)}{\sum_{u': f_j(u') = 0} L(u'; I)L(f(u'); I)} \quad (5.6)$$

Στο λογαριθμικό πεδίο (LLR) ο πολλαπλασιασμός αντιστοιχεί σε άθροισμα και η επόμενη σχέση παρουσιάζει τον αλγόριθμο (log-MAP) που διέπει το πεδίο LLR:

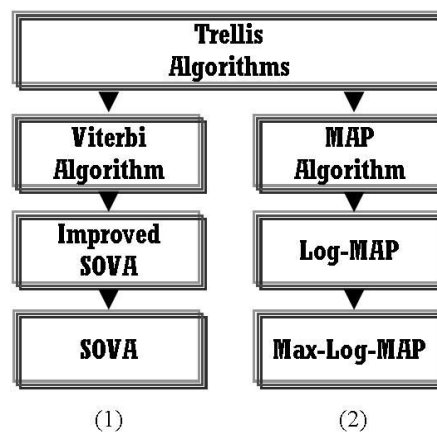
$$\max^*(\lambda_1, \lambda_2) \triangleq \log(e^{\lambda_1} + e^{\lambda_2}) = \max(\lambda_1, \lambda_2) + \log(1 + e^{-|\lambda_1 - \lambda_2|}) \quad (5.7)$$

Επομένως οι σχέσεις 5.5 και 5.6 βάσει της 5.7 μετασχηματίζονται στις σχέσεις 5.8 και 5.9. Αξίζει να αναφερθεί ότι ο αλγόριθμος προερχόμενος από μηνύματα LR ονομάζεται πολλαπλασιαστικός (sum-prod) ενώ εκείνος προερχόμενος από μηνύματα LLR ονομάζεται προσθετικός ή log-MAP (max\*-sum). Ο όρος max\* αντιστοιχεί σε δύο αθροίσματα και έναν πίνακα παραπομπής. Το μέγεθος αυτού του πίνακα εξαρτάται από την ακρίβεια. Αν ο διορθωτικός παράγοντας  $\log(1+e^{-\lambda_1-\lambda_2})$  αγνοηθεί τότε μία καινούργια έκδοση (σχέση 5.10) προκύπτει η οποία ονομάζεται max-sum ή max-log-MAP. Αυτός ο απλούστερος αλγόριθμος όμως έχει μειωμένη απόδοση [8,10,11]. Στη συνέχεια φαίνονται ομαδοποιημένοι, ορισμένοι από τους αλγόριθμους (σχήμα 5.2) οι οποίοι έχουν αναφερθεί προηγουμένως [12].

$$\lambda(u_i;O) + \lambda(u_i;I) = \max_{u': u'_i = u_i} [\lambda(u';I) + \lambda(f(u');I)] - \max_{u': u'_i = 0} [\lambda(u';I) + \lambda(f(u');I)] \quad (5.8)$$

$$\lambda(c_j;O) + \lambda(c_j;I) = \max_{u': f_j(u') = c_j} [\lambda(u';I) + \lambda(f(u');I)] - \max_{u': f_j(u') = 0} [\lambda(u';I) + \lambda(f(u');I)] \quad (5.9)$$

$$\log(e^{\lambda_1} + e^{\lambda_2}) \approx \max(\lambda_1, \lambda_2) \quad (5.10)$$



**Σχήμα 5.2:** Αλγόριθμοι Trellis: Στην στήλη (1) φαίνονται οι αλγόριθμοι εκτίμησης ακολουθίας και στην στήλη (2) οι σύμβολο-προς-σύμβολο αλγόριθμοι εκτίμησης.

Ένα νέο σχέδιο παράλληλου συστήματος turbo κωδικοποίησης (σχήμα 5.6) θα παρουσιαστεί υπό την ενότητα που ονομάζεται αρχιτεκτονικές turbo συστήματος, μαζί με δύο άλλα τυποποιημένα είδη turbo κωδικοποιήσεων (σχήματα 5.3 και 5.5), προκειμένου να αξιολογηθούν σωστά μέσα από την

παρουσίαση των βασικών σχεδιαστικών διαφορών τους. Ο προτεινόμενος κωδικοποιητής αποτελείται από τρεις συνελικτικούς κωδικοποιητές, από τους οποίους ο πρώτος δέχεται τα δεδομένα από τη γεννήτρια. Ο δεύτερος δέχεται την διεμπλεκόμενη (interleaved) είσοδο του πρώτου κωδικοποιητή ενώ ο τρίτος κωδικοποιητής χρησιμοποιεί έναν επιπλέον διεμπλοκέα ο οποίος είναι συνδεδεμένος μετά από εκείνον της εισόδου του δεύτερου κωδικοποιητή. Στη συνέχεια, όλες οι εξοδοί τους συνενώνονται παράλληλα δημιουργώντας τον τελικό turbo κώδικα του προτεινόμενου συστήματος κωδικοποίησης. Στο τμήμα αποκωδικοποιητή (σχήμα 5.9) τρεις APP αποκωδικοποιητές συνδέονται με τέτοιο τρόπο ώστε να συμμετέχουν σε μια επαναληπτική διαδικασία παρόμοια με εκείνη που έχει προαναφερθεί.

Αυτό το κεφάλαιο χωρίζεται σε τέσσερις ενότητες. Στη δεύτερη ενότητα (Αρχιτεκτονικές turbo συστήματος), όλες οι turbo τεχνικές κωδικοποίησης-αποκωδικοποίησης παρουσιάζονται συμπεριλαμβανομένου και του προτεινόμενου συστήματος. Στην τρίτη ενότητα 5.3 παρουσιάζονται οι διαδικασίες προσομοίωσης όλων των υπό σύγκριση συστημάτων μαζί με τα σχετικά αποτελέσματα και σχόλια. Τέλος, στην ενότητα 5.4 αναφέρονται διάφορα συμπεράσματα και μελλοντικά πεδία της έρευνας η οποία αναφέρεται σε αυτό το κεφάλαιο.

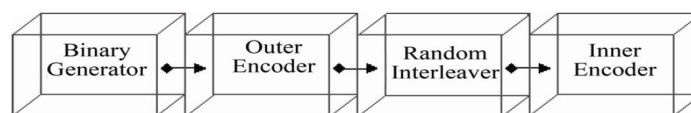
## 5.2 Αρχιτεκτονικές Turbo Συστήματος

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζονται τρία είδη turbo κωδίκων. Δύο από αυτά είναι ένα τυπικό σχέδιο PCCC και SCCC και το τρίτο είναι το προτεινόμενο PCCC. Όλες οι τεχνικές αποτελούνται από δύο ή περισσότερους συνελικτικούς κωδικοποιητές οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι σε σειρά ή παράλληλα. Γενικά, διάφοροι διεμπλοκείς είναι ενσωματωμένοι στα σχέδια για την εξασφάλιση της στατιστικής ανεξαρτησίας των πρωτογενών δεδομένων τα οποία οδηγούνται μέσω διαφορετικών διαδρομών. Ειδικότερα, αυτοί οι διεμπλοκείς έχουν ως σκοπό την αλλαγή της μορφής της ακολουθίας πληροφοριών, έτσι ώστε να αποσυσχετίσει τις εξόδους των (παράλληλα ή σειριακά) συνδεδεμένων κωδικοποιητών. Ως εκ τούτου, και τα λαμβανόμενα δεδομένα αποσυσχετίζονται στο τμήμα των αποκωδικοποιητών για το σκοπό της επίτευξης της βέλτιστης απόδοσης της επαναληπτικής λειτουργίας. Όλοι οι διεμπλοκείς πρέπει να βασίζονται σε τυχαία λειτουργία (random interleavers), δεδομένου ότι έχει

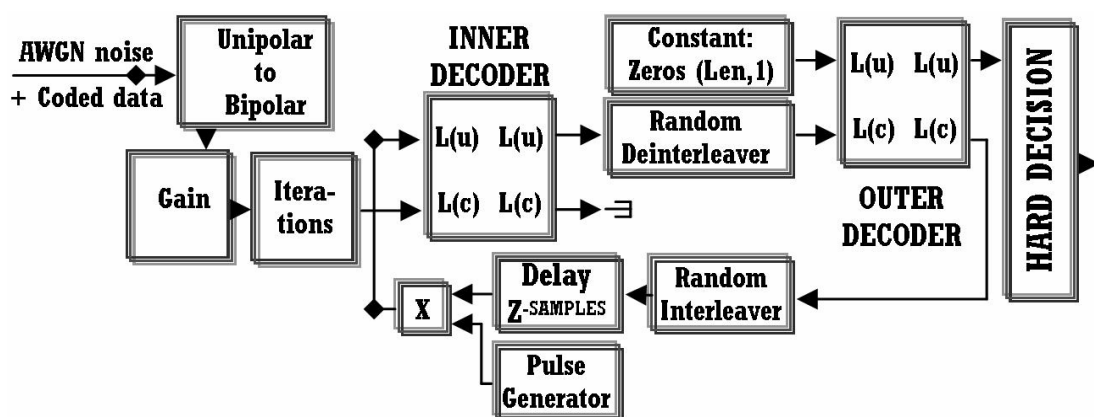
βρεθεί ότι αυτού του τύπου οι διεμπλοκείς είναι ανώτεροι σε σύγκριση με όλους τους άλλους τύπους (π.χ. Μπλοκ, Διαγώνιους και κυκλικά μετατοπισμένους διεμπλοκείς – Circular-shifting interleavers) [13].

Ένας τυπικός κωδικοποιητής SCCC φαίνεται στο σχήμα 5.3 και αποτελείται από δύο συνελικτικούς κωδικοποιητές οι οποίοι λειτουργούν με διαφορετικούς ρυθμούς κώδικα. Η γεννήτρια δυαδικών αριθμών είναι συνδεδεμένη με τον εξωτερικό κωδικοποιητή (ρυθμός =  $1/2$  για outer encoder) ο οποίος ενώνεται με τον εσωτερικό κωδικοποιητή (ρυθμός =  $2/3$  για inner encoder) μέσω ενός τυχαίου διεμπλοκέα. Συνεπώς ο συνολικός ρυθμός κώδικα είναι ίσος με  $1/3$  ( $1/2 \times 2/3$ ). Η τιμή αυτή είναι ο ρυθμός του σειριακού turbo κωδικοποιητή.

Ο κάθε συνελικτικός κωδικοποιητής έχει ένα μήκος περιορισμού (constraint length). Το μήκος περιορισμού ορίζεται ως το άθροισμα των εισόδων συν το άθροισμα των καταχωρητών ολίσθησής του. Για τον εξωτερικό (Outer) κωδικοποιητή ο οποίος έχει μία είσοδο και δύο καταχωρητές ολίσθησης, το μήκος περιορισμού του ισούται με τρία. Ο εσωτερικός (Inner) κωδικοποιητής που έχει δύο εισόδους και συνολικά τέσσερις καταχωρητές ολίσθησης έχει μήκος περιορισμού ίσο με έξι. Έτσι, ο προκύπτων turbo κωδικοποιητής (από τους δύο συνελικτικούς κωδικοποιητές) μπορεί να θεωρηθεί με μήκος περιορισμού ίσο με επτά (μία είσοδος του εξωτερικού κωδικοποιητή και ένα σύνολο έξι καταχωρητών ολίσθησης).



Σχήμα 5.3: Σειριακός turbo κωδικοποιητής.

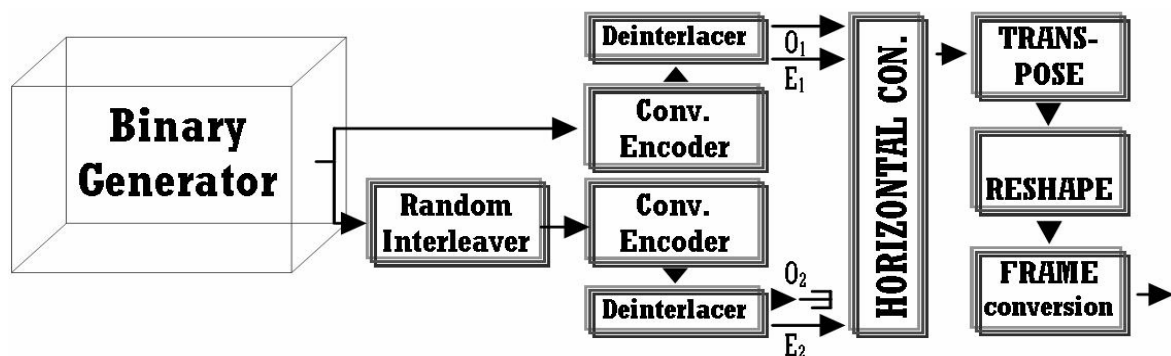


Σχήμα 5.4: Σειριακός turbo αποκωδικοποιητής.

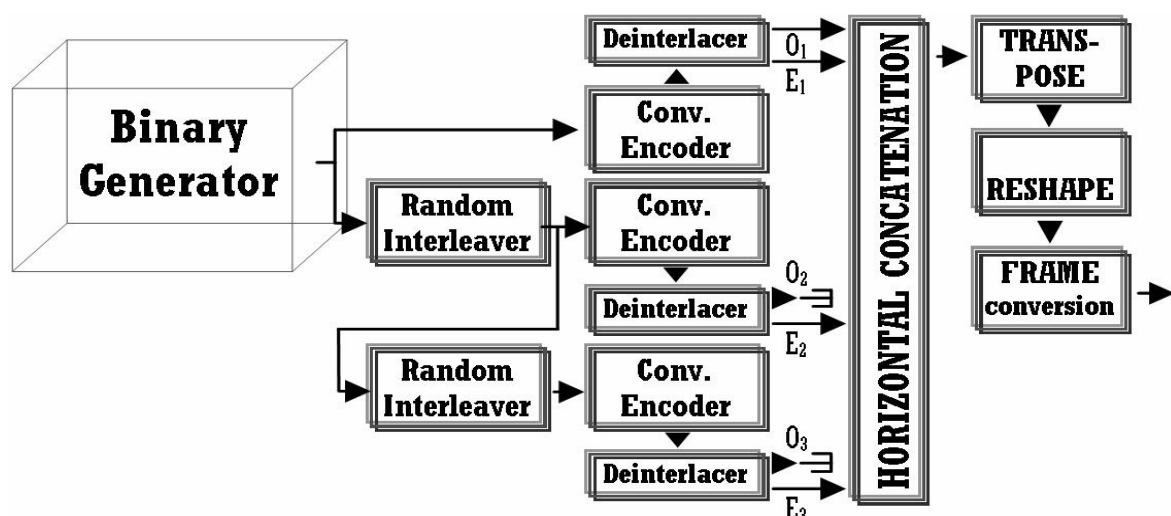
Ο σειριακός turbo αποκωδικοποιητής (σχήμα 5.4) περιέχει πριν από τους δύο APP (A Posteriori Probability) αποκωδικοποιητές έναν μετατροπέα σήματος (Unipolar to bipolar – μονοπολικό σε διπολικό), ένα τμήμα κώδικα κέρδους (gain) και ένα τμήμα που ονομάζεται iterations (επαναλήψεις). Ο μετατροπέας του σήματος (μετατρέπει το σήμα στην μορφή εκείνη που απαιτείται για να περάσει μέσα από του αποκωδικοποιητές) συνδέεται με το κέρδος (gain) το οποίο είναι ένα τμήμα κώδικα που ονομάζεται παράγοντας αξιοπιστίας (reliability factor) [14]. Αυτός ο παράγοντας αξιοπιστίας σχετίζεται με την απόδοση των APP αποκωδικοποιητών και στις προσομοιώσεις είχε την τυπική τιμή του  $2/s = 1/(s/2)$ , όπου το  $s$  αντιστοιχεί στη διακύμανση του θορύβου (noise variance). Το τμήμα κώδικα που ονομάζεται iterations ρυθμίζει τον αριθμό των επαναληπτικών αποκωδικοποιήσεων που διεξάγονται. Σε ό,τι αφορά τους APP αποκωδικοποιητές, ο πρώτος (εσωτερικός) έχει δύο εισόδους (σχήμα 5.3). Η μία δέχεται τα κωδικοποιημένα δεδομένα που προέρχονται από ένα κανάλι AWGN ενώ η άλλη είναι συνδεδεμένη με ένα τυχαίο διεμπλοκέα (μέσω της σύνδεσης ανάδρασης – feedback connection). Όπως φαίνεται στο σχήμα 5.4, ο εξωτερικός αποκωδικοποιητής (outer decoder) χρησιμοποιεί μία αλληλουχία μηδενικών για την παραγωγή μίας λογαριθμικής πιθανότητας της πρωτεύουσας δυαδικής σειράς δεδομένων  $L(u)$  η οποία διέρχεται μέσω του τμήματος κώδικα υλισμικής απόφασης (Hard decision). Εκεί θα μετατραπεί σε ακολουθία αποτελούμενη από "1" και "0".

Οι παράλληλοι turbo κωδικοποιητές [16] (σχήματα 5.5 και 5.6) περιέχουν συνελικτικούς κωδικοποιητές συνδεδεμένους παράλληλα. Τα σήματα δεδομένων τα οποία οδηγούνται στις εισόδους αυτών των κωδικοποιητών, προέρχονται συχνά από μία γεννήτρια δυαδικών αριθμών. Ένας κωδικοποιητής δέχεται τα δεδομένα από τη γεννήτρια και στη συνέχεια χρησιμοποιώντας την τεχνική διάτρησης (puncturing) ή έναν αποπλέκτη (Deinterlacer) μπορεί να διανέμει τις πληροφορίες εισόδου μεταξύ δύο νέων εξόδων. Αυτές είναι η συστηματική (αρχική ροή πληροφοριών) και η αναδρομική έκδοση (recursive – ο κώδικας παράγεται από μια συνάρτηση ανάδρασης) της αρχικής εξόδου του. Η είσοδος του άλλου κωδικοποιητή είναι μία ανακαταναμημένη-διεμπλεγμένη (interleaved) έκδοση των δυαδικών δεδομένων της γεννήτριας. Επιπρόσθετα, ο τελευταίος κωδικοποιητής είναι συνδεδεμένος με μία βαθμίδα διάτρησης για την παροχή αυτή τη φορά μόνο της αναδρομικής έκδοσης του σήματος. Τέλος, οι

τρεις έξοδοι συμμετέχουν σε οριζόντια συνένωση πίνακα η οποία ακολουθείται από διαδικασίες εναλλαγής (Transposing) και επανασχηματισμού (Reshaping) πίνακα, παράγοντας τον επιθυμητό turbo κώδικα. Όλα τα παραπάνω παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.5 το οποίο δείχνει έναν τυπικό κωδικοποιητή PCCC. Στο Σχήμα 5.6 παρουσιάζεται ο προτεινόμενος κωδικοποιητής. Αυτός ο κωδικοποιητής είναι παρόμοιος με έναν τυπικό PCCC, αλλά με μια σχεδιαστική διαφορά. Ένας τρίτος συνελικτικός κωδικοποιητής παρέχει μια πρόσθετη αναδρομική έξοδο  $E_3$ , η οποία είναι συνενωμένη παράλληλα με τις άλλες τρεις εξόδους  $O_1$ ,  $E_1$  και  $E_2$  (προερχόμενες από τους άλλους δύο κωδικοποιητές). Οι έξοδοι των κωδικοποιητών  $O_2$  και  $O_3$  δεν χρησιμοποιούνται διότι είναι οι συστηματικές έξοδοι (αρχική ακολουθία και κώδικας) και έχουν ήδη παραχθεί μία φορά ως έξοδος  $O_1$ . Ακόμη, ο προκύπτων συνολικός ρυθμός κώδικα είναι ίσος με  $1/4$  ο οποίος είναι διαφορετικός από το  $1/3$  που είναι η τιμή για έναν τυπικό παράλληλο turbo κωδικοποιητή – PCCC όπως φαίνεται στο σχήμα 5.5. Τα συγκριτικά αποτελέσματα παρουσιάζονται στην παράγραφο 5.3.

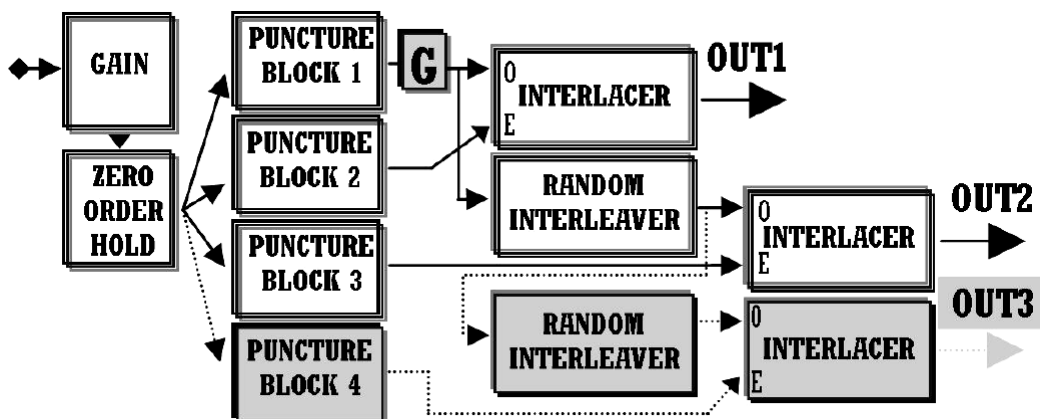


Σχήμα 5.5: Παράλληλος turbo κωδικοποιητής.



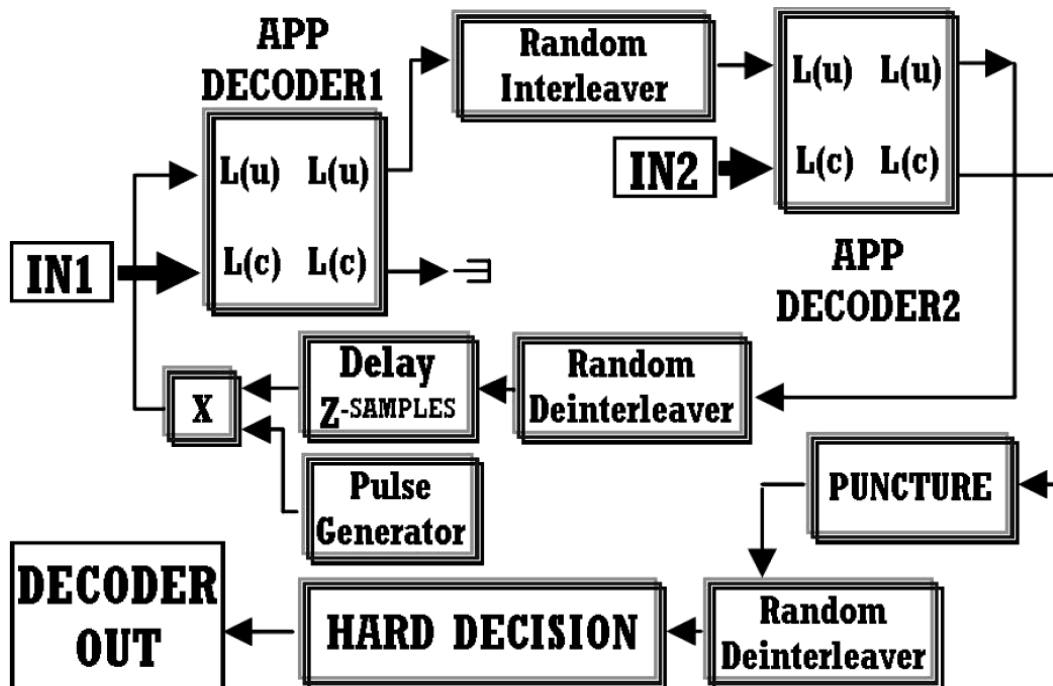
Σχήμα 5.6: Προτεινόμενος παράλληλος turbo κωδικοποιητής.

Η τεχνική αποκωδικοποίησης στα τυπικά PCCC συστήματα μπορεί να θεωρηθεί ως μία διαδικασία δύο σταδίων. Το πρώτο στάδιο (σχήμα 5.7) περιλαμβάνει έναν μετατροπέα (από μονοπολικό σε διπολικό σήμα), μία βαθμίδα κέρδους, και ένα τμήμα κώδικα συγκράτησης μηδενικής τάξης (Zero order hold – ZOH) μαζί με την αντίστροφη διαδικασία της συνένωσης πίνακα κωδικοποιητή. Ο μετατροπέας και το κέρδος έχουν την ίδια λειτουργικότητα με την περίπτωση του SCCC. Η ZOH (η κάθε στάθμη δείγματος διαρκεί για ένα διάστημα δειγματοληψίας – sampling interval), η οποία υπάρχει στα SCCC (αναφέρθηκε ως iterations) αλλά και στα PCCC συστήματα είναι υπεύθυνη για τον καθορισμό του αριθμού των επαναλήψεων. Επίσης, η αντίστροφη διαδικασία της συνένωσης πίνακα (διάτρηση) παράγει τις συστηματικές και αναδρομικές εξόδους των συνελκτικών κωδικοποιητών. Στη συνέχεια, τα σήματα αυτά πρέπει να γίνουν πεπλεγμένα (interlaced), προκειμένου να οδηγηθούν στις κατάλληλες εισόδους των APP αποκωδικοποιητών. Στο προτεινόμενο σύστημα (σχήμα 5.7), ένα παρόμοιο πρώτο στάδιο με εκείνο ενός τυπικού PCCC αποκωδικοποιητή εφαρμόζεται πριν από το τμήμα του αποκωδικοποιητή. Οι διαφορές εντοπίζονται στις περισσότερες διαδικασίες διάτρησης (επειδή ο ρυθμός κώδικας είναι 1/4) και σε ένα επιπλέον τμήμα κώδικα κέρδους (με γκρι χρώμα) με τη σταθερή τιμή του 1/2. Γενικότερα, η παρουσία αυτού του κέρδους στο σχεδιασμό αποκαλύπτει μια βελτιωμένη BER απόδοση. Το γεγονός αυτό έχει επιβεβαιωθεί με διάφορες προσομοιώσεις. Ο σχεδιασμός αυτού του σταδίου εμφανίζεται στο Σχήμα 5.7. Οι βαθμίδες με γκρι χρώμα μπορεί να προστεθούν σε ένα τυποποιημένο PCCC προκειμένου να το μετατρέψουν στο προτεινόμενο σύστημα.



**Σχήμα 5.7:** Προκαταρκτικό στάδιο PCCC αποκωδικοποίησης (Το πρόσθετο κέρδος αντιπροσωπεύεται από το μπλοκ χαρακτηρισμένο ως "G").

Στο σχήμα 5.8 εμφανίζεται το δεύτερο (κύριο) στάδιο αποκωδικοποίησης.



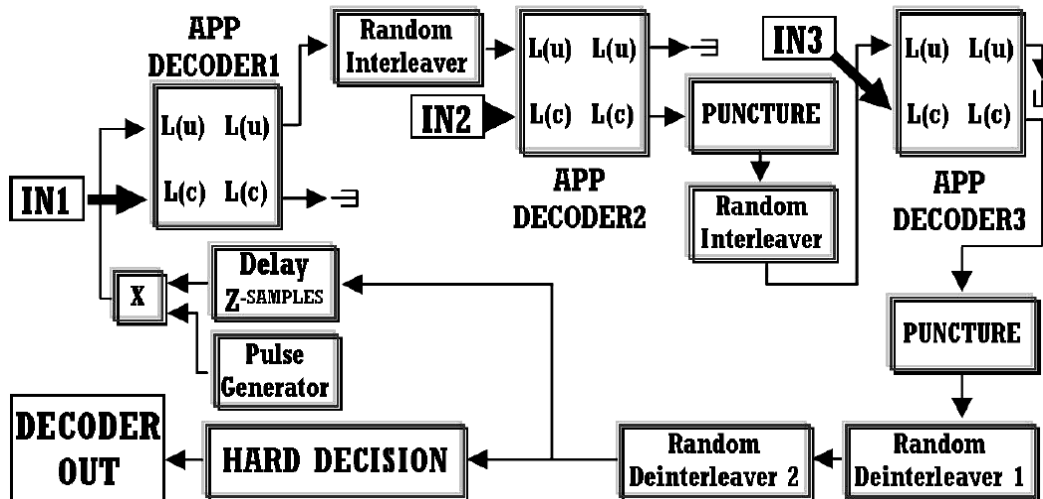
Σχήμα 5.8: Δεύτερο στάδιο του παράλληλου turbo αποκωδικοποιητή.

Γενικά, η διαδικασία APP (A Posteriori Probability) ορίζεται ως μία συνάρτηση ενός άλλου γεγονότος, υπό την προϋπόθεση ότι και τα δύο γεγονότα συμβαίνουν ταυτόχρονα. Με βάση την αρχή αυτή, το δεύτερο στάδιο μίας PCCC αποκωδικοποίησης [11], περιλαμβάνει τη μέθοδο APP. Οι έξοδοι OUT1, OUT2 και OUT3 από το πρώτο στάδιο αποκωδικοποίησης (σχήμα 5.7) συνδέονται με τις αντίστοιχες εισόδους IN1, IN2 και IN3 στο Σχήμα 5.8 (π.χ. η OUT1 με IN1). Το πεπλεγμένο (interlaced) σήμα που προέρχεται από την OUT1 περνάει μέσα από τον APP αποκωδικοποιητή 1. Στη συνέχεια, για την αποφυγή στατιστικής εξάρτησης των δεδομένων εξόδου  $L(u)$  του πρώτου APP αποκωδικοποιητή με τα δεδομένα που προήλθαν από την OUT2, διεξάγεται μια διαδικασία διεμπλοκής-αναδιάταξης. Οι αναδιαταγμένες πληροφορίες, μαζί με τα δεδομένα από την OUT2 διέρχονται μέσα από έναν δεύτερο APP αποκωδικοποιητή. Το σήμα από την έξοδο του  $L(u)$  διεμπλέκεται τυχαία (random interleaving) ώστε να οδηγηθεί μέσα από το τμήμα ανάδρασης προς την  $L(u)$  είσοδο του πρώτου APP αποκωδικοποιητή. Επιπροσθέτως, η  $L(c)$  έξοδος του δεύτερου αποκωδικοποιητή θα υποστεί διάτρηση [3]. Η διάτρηση θα απορρίψει δεδομένα που δεν χρειάζονται πλέον και μετά αυτή η φιλτραρισμένη



σειρά δεδομένων θα περάσει μέσα από μία αντίστροφη διαδικασία τυχαίας αναδιάταξης ή αλλιώς αποδιεμπλοκή (deinterleaving). Στη συνέχεια, το σήμα εξόδου της οδηγείται σε ένα στάδιο υλισμικής απόφασης (Hard decision), όπου θα διεξαχθεί ο προσδιορισμός του τύπου των δεδομένων ("1" ή "0") και μετά η προκύπτουσα ακολουθία δεδομένων συγκρίνεται με την αρχική για την εύρεση της απόδοσης BER.

Ο νέος turbo αποκωδικοποιητής αποτελείται από τρεις APP αποκωδικοποιητές επειδή τρεις ροές δεδομένων από το πρώτο στάδιο πρέπει να συμμετέχουν σε "A Posteriori Probability" διαδικασίες για την ορθή πιθανολόγηση της αρχικής ακολουθίας δεδομένων. Ο πρώτος APP αποκωδικοποιητής δέχεται τις πεπλεγμένες σειρές δεδομένων από την OUT1. Η έξοδος αυτού του APP αποκωδικοποιητή ανακατανέμεται τυχαία για να είναι στατιστικά ανεξάρτητη με την πεπλεγμένη OUT2 που προέρχεται από το πρώτο στάδιο αποκωδικοποίησης. Αυτές οι αλληλουχίες δεδομένων περνούν μέσα από τον APP αποκωδικοποιητή 2. Η μόνη έξοδος η οποία χρησιμοποιείται είναι οι λογαριθμικές πιθανότητες (log-likelihoods) των bits κώδικα  $L(c)$ , και αυτή η έξοδος θα υποστεί διάτρηση και διεμπλοκή για την οδήγηση της κατάλληλης ροής δεδομένων προς την είσοδο  $L(u)$  του τρίτου αποκωδικοποιητή. Εκεί, αυτή η ακολουθία μαζί με εκείνη που προέρχεται από την OUT3 θα υποστούν εκ νέου APP αποκωδικοποίηση. Μία έξοδος απαιτείται πάλι καθώς περιέχει τη συστηματική και την επαναληπτική έξοδο του κωδικοποιητή. Τότε, η έξοδος θα υποστεί διάτρηση για να ληφθεί η πιθανολογημένη αλληλουχία της αρχικής πληροφορίας. Αυτή η πληροφορία περνά μέσα από δύο αποδιεμπλοκείς (deinterleavers) και φτάνει στη βαθμίδα της υλισμικής απόφασης όπου εκεί παράγεται μία ροή από "1" και "0" ώστε να συγκριθεί (στο τμήμα υπολογισμού BER) με την αρχική ροή δεδομένων (προερχόμενα από γεννήτρια). Το προτεινόμενο δεύτερο στάδιο turbo αποκωδικοποίησης μαζί με την αναδρομική λειτουργία του (το τμήμα ανάδρασης είναι το ίδιο με εκείνο του Σχήματος 5.8) παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.9. Η βελτίωση στο BER που προκύπτει από την εφαρμογή και χρήση των παραπάνω τεχνικών turbo κωδικοποίησης και αποκωδικοποίησης που αναλύσαμε, παρουσιάζονται στην παράγραφο 5.3.



Σχήμα 5.9: Δεύτερο στάδιο του προτεινόμενου παράλληλου turbo αποκωδικοποιητή.

### 5.3 Διαδικασίες προσομοίωσης και αποτελέσματα

Σε αυτή την ενότητα θα δοθούν πρόσθετες πληροφορίες που αφορούν την προσομοίωση, (π.χ. την κωδικοποίηση, την αποκωδικοποίηση, τη διάτρηση και τα προσθετικά χαρακτηριστικά του θορύβου). Επιπλέον, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που θα αναλυθούν, παρουσιάζουν τις επιδόσεις των συστημάτων που αναφέρθηκαν στη παράγραφο 5.2.

Το προτεινόμενο turbo σύστημα συγκρίθηκε με υπάρχοντα συστήματα της βιβλιογραφίας τα οποία χρησιμοποιούσαν PCCC, SCCC ή ένα συνελκτικό κωδικοποιητή (ρυθμός κώδικα 1/2). Οι κωδικοποιητές PCCC (τυπικός και προτεινόμενος) αποτελούνταν από συνελκτικούς κωδικοποιητές με ρυθμό κώδικα 1/2 και μήκη περιορισμού τα οποία ήταν ίσα με τον αριθμό τρία ενώ ο κωδικοποιητής SCCC αποτελούνταν από δύο συνελκτικούς κωδικοποιητές. Ο εξωτερικός κωδικοποιητής (outer encoder) ήταν ο ίδιος συγκρινόμενος με οποιαδήποτε άλλο συνελκτικό κωδικοποιητή στα PCCC σχέδια και ο εσωτερικός κωδικοποιητής (inner encoder) είχε ένα μήκος περιορισμού ίσο με έξι. Επίσης, το συνολικό μήκος περιορισμού του SCCC κωδικοποιητή ήταν ίσο με επτά και ο ρυθμός κώδικα ίσος με 1/3. Στο τμήμα του αποκωδικοποιητή ο αλγόριθμος ο οποίος χρησιμοποιήθηκε σε όλους τους APP αποκωδικοποιητές ήταν ο  $\max^*$  [18] αντί του “True A Posteriori Probability” [19]. Αυτή η επιλογή της  $\max^*$  μειώνει σημαντικά την απαιτούμενη μνήμη από τον αποκωδικοποιητή. Επιπλέον, αυτή η προσαρμογή του αποκωδικοποιητή απλοποιεί το σχεδιασμό,

ενώ η επαναληπτική λειτουργία και παράλληλα οι διαδικασίες της turbo αποκωδικοποίησης επιταχύνονται. Επίσης, ο πίνακας όλων των τμημάτων του κώδικα διάτρησης τόσο του τυπικού που αναφέρεται στη βιβλιογραφία όσο και του βελτιωμένου με τις παρεμβάσεις μας φαίνεται στον πίνακα 5.1.

**Πίνακας 5.1:** Διανύσματα διάτρησης.

Όνομα τμήμα κώδικα διάτρησης		Ιδιότητες διανύσματος
Κώδικας διάτρησης βιβλιογραφίας	Puncture block 1 (Σχήμα 5.7 - τυπικός PCCC)	[1 0 0]
	Puncture block 2 (Σχήμα 5.7 - τυπικός PCCC)	[0 1 0]
	Puncture block 3 (Σχήμα 5.7 - τυπικός PCCC)	[0 0 1]
	Puncture blocks (Σχήματα 5.8 και 5.9)	[1 0]
Βελτιωμένος κώδικας διάτρησης	Puncture block 1 (Σχήμα 5.7 - νέο PCCC)	[1 0 0 0]
	Puncture block 2 (Σχήμα 5.7 - νέο PCCC)	[0 1 0 0]
	Puncture block 3 (Σχήμα 5.7 - νέο PCCC)	[0 0 1 0]
	Puncture block 4 (Σχήμα 5.7 - νέο PCCC)	[0 0 0 1]

Για την προσομοίωση, ένα κανάλι AWGN συνδέεται άμεσα με τον όρο  $E_b/N_0$ , όπου το  $E_b$  είναι η ενέργεια κάθε μεταδιδόμενου bit πληροφορίας, και το  $N_0$  είναι η φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου. Κάθε μεταδιδόμενο σύμβολο μπορεί να περιέχει έναν αριθμό από bits πληροφορίας. Αυτός ο αριθμός είναι σχετικός κάθε φορά με τον επιλεγμένο τύπο διαμόρφωσης [20]. Εάν η ενέργεια ενός συμβόλου  $M$  καταστάσεων είναι  $E_s$  τότε η ενέργεια  $E_b$  που αντιστοιχεί σε κάθε bit του συμβόλου δίνεται από τη σχέση 5.11.

$$E_s = E_b \log_2 M = E_b R_m \quad (5.11)$$

Λόγω της παρουσίας κωδικοποίησης ο ρυθμός κώδικα συμβολίζεται ως  $R_c$  και ακολούθως ο ορισμός του  $E_s$  πρέπει να αλλάξει, όπως φαίνεται από τη σχέση 5.12.

$$E_s = E_b R_m R_c \quad (5.12)$$

Η διακύμανση του θορύβου ( $\sigma^2 = N_0 / 2$ ) μετασχηματίζεται βήμα προς βήμα στη σχέση 5.13 με όρους  $R_m$ ,  $R_c$ ,  $E_b / N_0$ ,  $E_s$  και  $M$  (μέγεθος αστερισμού, π.χ. για QPSK  $M = 4$ ).

$$\begin{aligned} \frac{E_s}{N_0} &= \frac{E_b R_m R_c}{N_0} \Leftrightarrow \frac{E_b}{N_0} = \frac{E_s}{R_m R_c N_0} \\ \frac{E_b}{N_0} &= \frac{E_s}{R_m R_c (2\sigma^2)} \Leftrightarrow \sigma^2 = \frac{E_s}{2 R_m R_c (E_b/N_0)} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Λαμβάνοντας υπόψη την εξίσωση 5.13, η διακύμανση του θορύβου τον οποίο εισάγαμε στο σύστημα προσαρμόστηκε στις προσομοιώσεις σύμφωνα με τον επιλεγμένο τύπο διαμόρφωσης QPSK (με αστερισμό Gray) και τους ρυθμούς κώδικα κάθε περίπτωσης. Οι διακύμανση θορύβου για κάθε περίπτωση turbo συστήματος που αναλύθηκε και προσομοιώθηκε εμφανίζεται στον ακόλουθο πίνακα 5.2.

**Πίνακας 5.2:** Διακύμανση θορύβου.

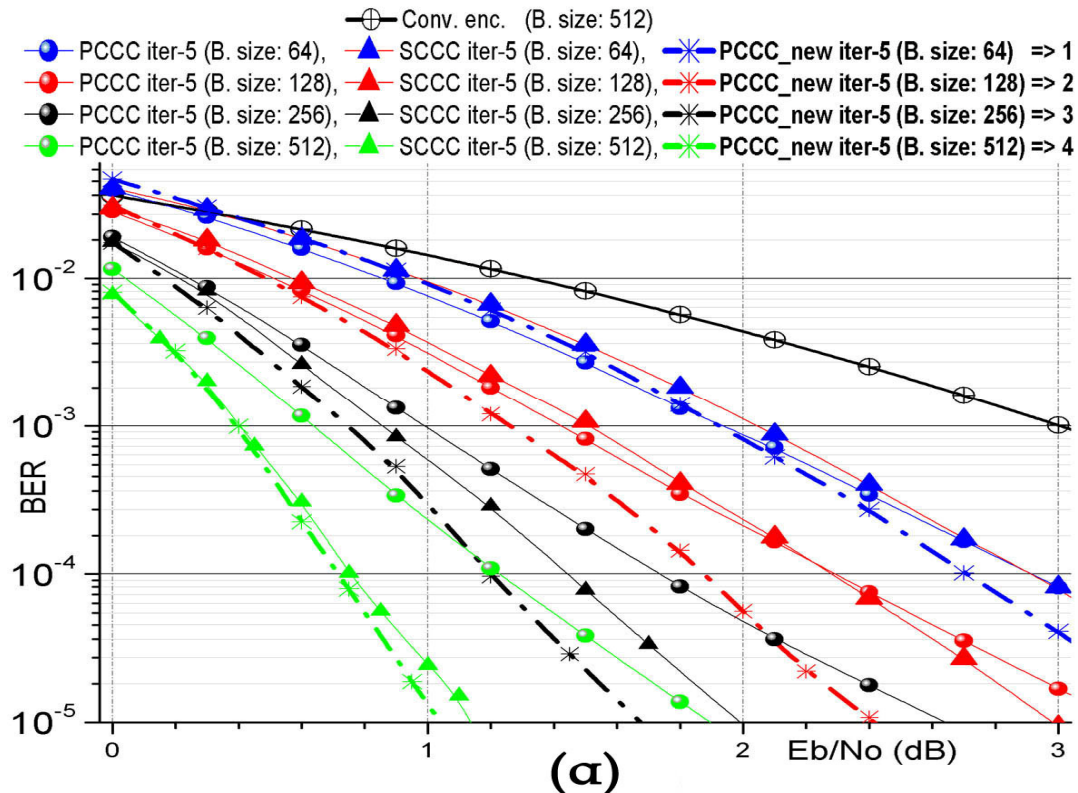
Διακύμανση θορύβου	Τύπος turbo συστήματος
$E_s / [4/3(E_b/N_0)]$	PCCC και SCCC
$E_s / (E_b/N_0)$	Νέο PCCC (διδακτορικής διατριβής)
$E_s / [2(E_b/N_0)]$	Συνελικτικός κωδικοποιητής

Οι προσομοιώσεις διεξήχθησαν χρησιμοποιώντας διάφορα μεγέθη μπλοκ-πλαisiού (64, 128, 256 και 512). Τα διαγράμματα BER σε σχέση με το  $E_b/N_0$  για δύο, τρεις και πέντε επαναλήψεις παρουσιάζονται στα Σχήματα 5.10 και 5.11. Τα γραφήματα του σχήματος 5.10 χωρίζονται σε τέσσερις ομάδες. Κάθε ομάδα αντιστοιχεί στο κατάλληλο μέγεθος πλαisiού (π.χ. η ομάδα 2 με κόκκινο χρώμα παραπέμπει σε προσομοιώσεις με μέγεθος πλαisiού ίσο με 128). Έτσι, τρεις ομάδες προσομοιώσεων παρουσιάζονται εδώ. Αυτές είναι περισσότερο από επαρκείς για την κατάληξη στα απαιτούμενα αποτελέσματα σχετικά με τη συμπεριφορά του νέου συστήματος κωδικοποιητή-αποκωδικοποιητή, διότι π.χ. η παρουσίαση των σχετικών προσομοιώσεων με 4 επαναλήψεις και μονό πέρασμα (single pass), δεν θα προσέφερε σημαντικά επιπρόσθετη γνώση του νέου συστήματος.

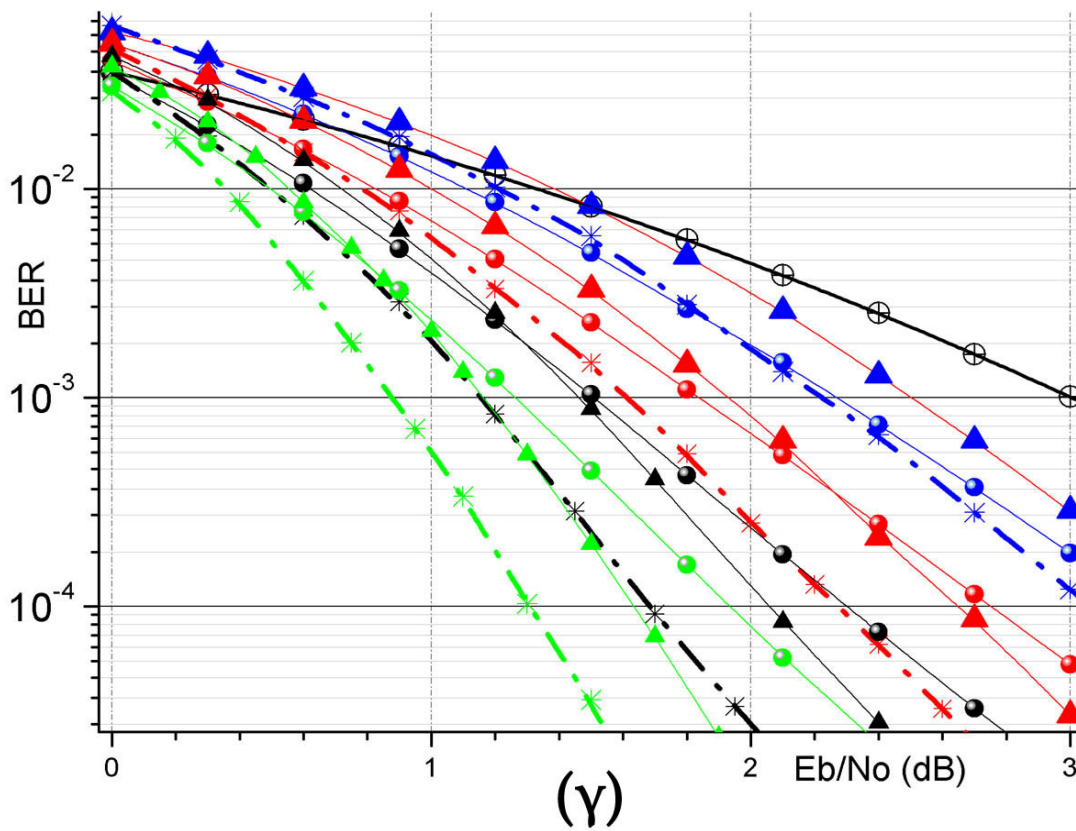
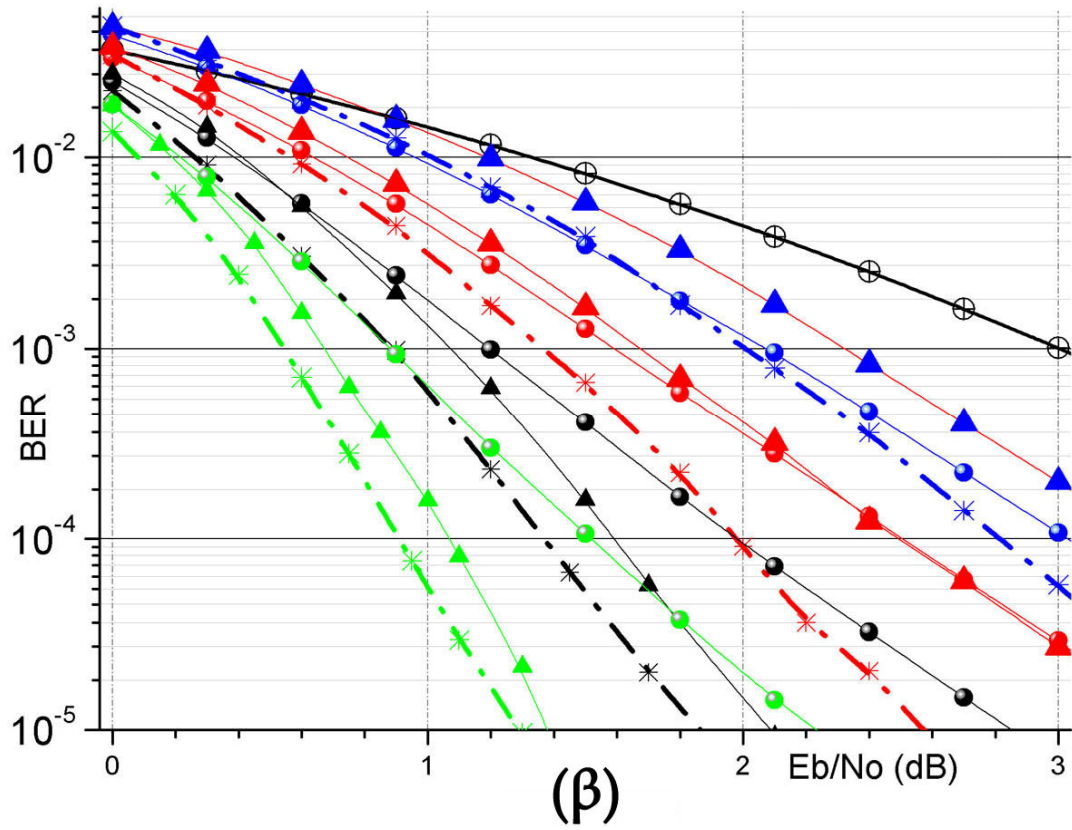
Το Σχήμα 5.10(a) δείχνει ότι για μέγεθος μπλοκ ίσο με 64 η συμπεριφορά όλων των συστημάτων κωδικοποίησης είναι σχεδόν η ίδια μέχρι περίπου την τιμή των 2 dB ( $E_b/N_0$ ). Από εκείνο το σημείο και μετά, το νέο σύστημα εμφανίζεται καλύτερο σε σύγκριση με όλα τα υπόλοιπα. Η καινοτόμος απόδοση του προτεινόμενου συστήματος φαίνεται καλύτερα για μέγεθος μπλοκ

από 128 μέχρι και 512. Ως παράδειγμα θα μπορούσε να αναφερθεί η τιμή BER των  $2 \times 10^{-4}$  (για μέγεθος μπλοκ 256), όπου το νέο σύστημα επιτυγχάνει ένα κέρδος κωδικοποίησης περίπου 0.2 και 0.3 dB σε σύγκριση με PCCC και SCCC αντίστοιχα. Ομοίως, και σε όλες τις άλλες προσομοιώσεις, το νέο σύστημα PCCC είναι καλύτερο από τις άλλες τεχνικές turbo κωδικοποίησης και ανώτερο από το σύστημα με συνελκτικό κωδικοποιητή και αποκωδικοποιητή Viterbi. Επίσης, δεν πρέπει να αγνοηθεί το γεγονός ότι σε πολλές περιπτώσεις το προτεινόμενο σύστημα το οποίο χρησιμοποιεί ένα μικρότερο μέγεθος μπλοκ, πλεονεκτεί σε σχέση με άλλα συστήματα τα οποία έχουν μεγαλύτερα μεγέθη μπλοκ (π.χ. στο Σχήμα 5.10(γ) το προτεινόμενο σύστημα είναι καλύτερο σε σύγκριση με όλα τα άλλα συστήματα. Επίσης, παρουσιάζει μια βέλτιστη απόδοση για μέγεθος μπλοκ 256).

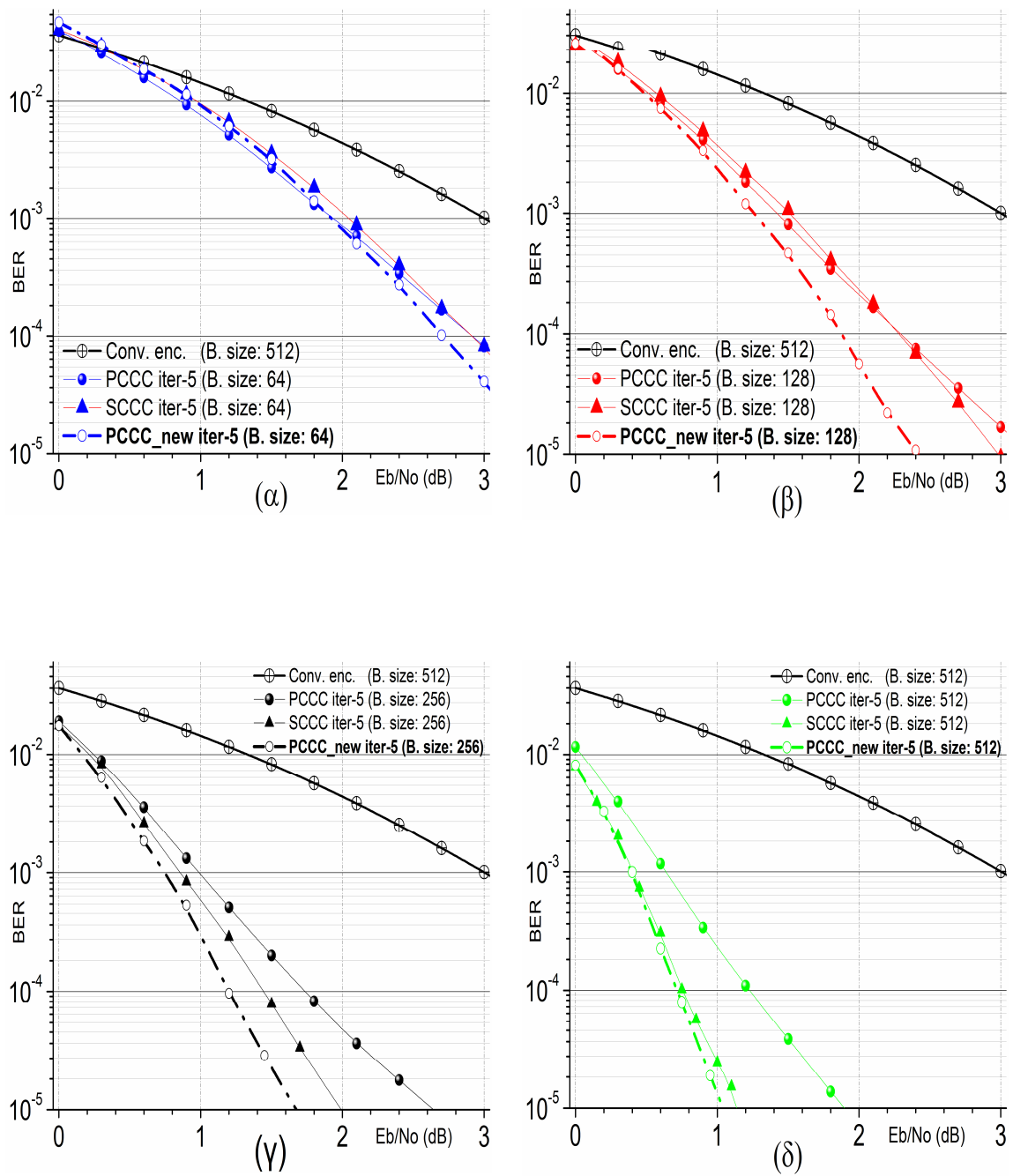
Το σχήμα 5.10 περιέχει συγκεντρωτικά όλες τις καμπύλες BER απόδοσης οι οποίες εμφανίζονται αναλυτικότερα στο σχήμα 5.11 αφού εκεί κάθε φορά για ίδιο αριθμό επαναλήψεων και ίδιο μέγεθος μπλοκ (ανά διάγραμμα) συγκρίνονται τα τέσσερα είδη κωδικοποίησης (σύνολο 12 BER διαγράμματα).



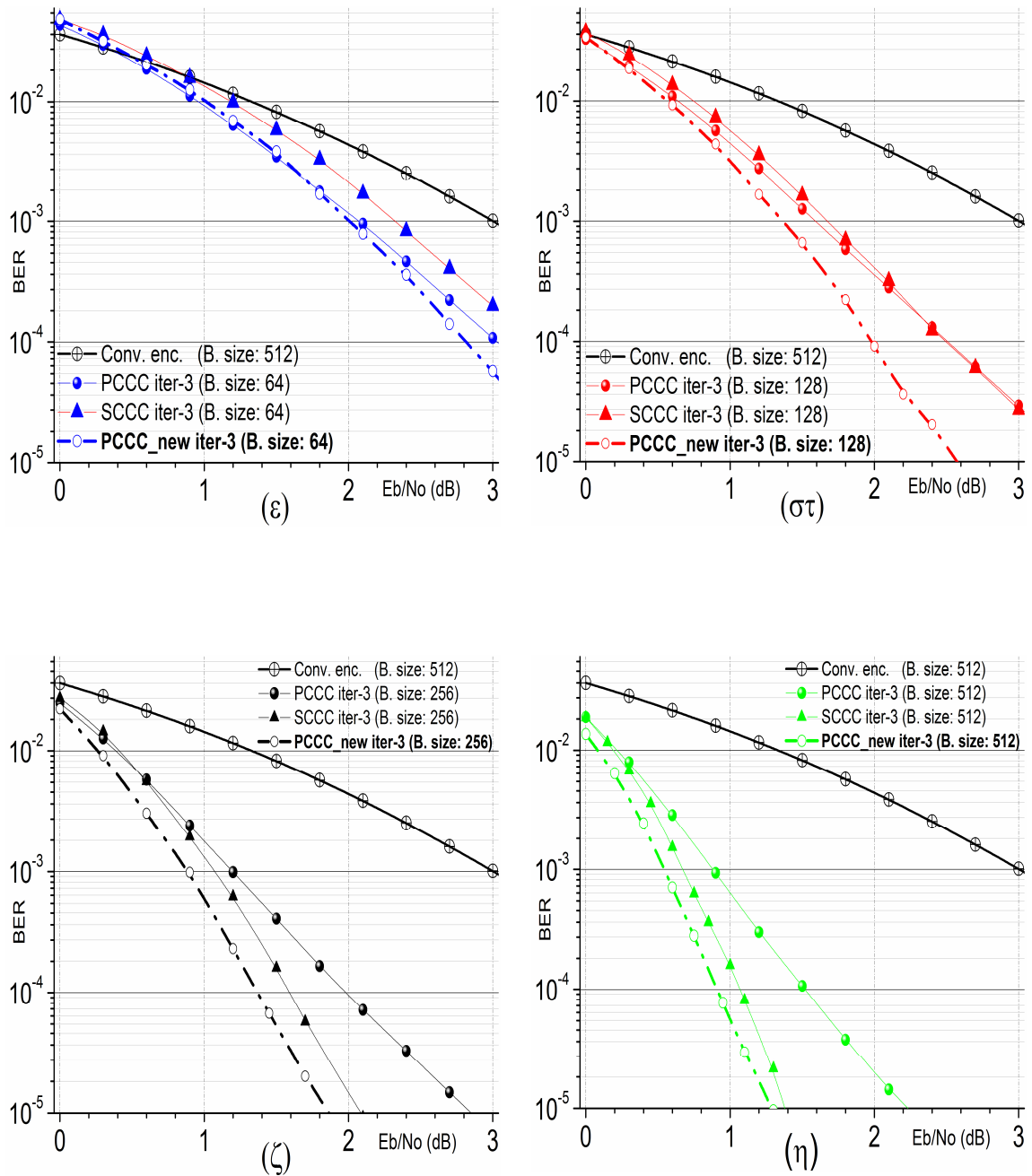
**Σχήμα 5.10:** Συγκεντρωτικά διαγράμματα BER απόδοσης διαφόρων συστημάτων κωδικοποίησης για (α) 5 επαναλήψεις.



Σχήμα 5.10: Συγκεντρωτικά διαγράμματα BER απόδοσης διαφόρων συστημάτων κωδικοποίησης για (β) 3 και (γ) 2 επαναλήψεις.

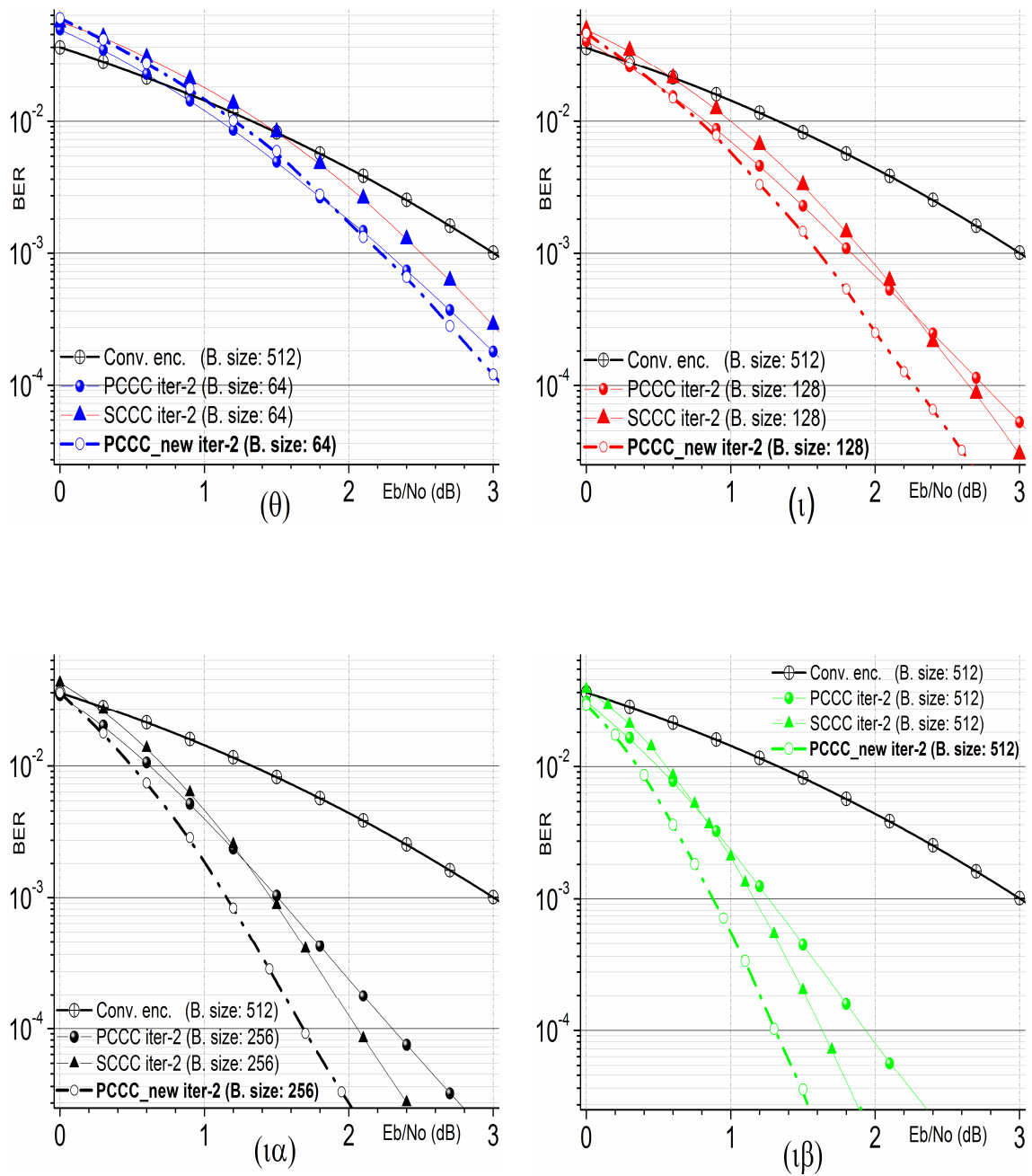


**Σχήμα 5.11:** BER απόδοση των προσομοιωμένων τεχνικών κωδικοποίησης για (α) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 64, (β) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 128, (γ) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 256 και (δ) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 512



**Σχήμα 5.11:** BER απόδοση των προσομοιωμένων τεχνικών κωδικοποίησης για (ε) 3 επαναλήψεις με μπλοκ 64, (σ) 3 επαναλήψεις με μπλοκ 128, (ζ) 3 επαναλήψεις με μπλοκ 256 και (η) 3 επαναλήψεις με μπλοκ 512.





**Σχήμα 5.11:** BER απόδοση των προσομοιωμένων τεχνικών κωδικοποίησης για (θ) 2 επαναλήψεις με μπλοκ 64, (ι) 2 επαναλήψεις με μπλοκ 128, (ια) 2 επαναλήψεις με μπλοκ 256 και (ιβ) 2 επαναλήψεις με μπλοκ 512.

## 5.4 Συμπεράσματα- Μελλοντικοί στόχοι

Το προτεινόμενο σύστημα turbo κωδικοποίησης-αποκωδικοποίησης περιγράφηκε, αναλύθηκε και συγκρίθηκε με άλλα υπάρχοντα συστήματα. Ο σκοπός του σχεδιασμού αυτού του turbo κωδικοποιητή-αποκωδικοποιητή ήταν η δημιουργία μιας νέας τεχνικής, η οποία θα ήταν ανώτερη κάθε φορά σε σχέση με όλες τις άλλες τεχνικές, για ένα επιλεγμένο μέγεθος μπλοκ και αριθμό επαναλήψεων. Ο αριθμός των επαναλήψεων που πραγματοποιήθηκαν στο εσωτερικό τμήμα του αποκωδικοποιητή είχε μια μέγιστη τιμή ίση με πέντε. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι περισσότερες επαναλήψεις θα προκαλούσαν περισσότερη καθυστέρηση [3]. Έτσι, έπρεπε να σχεδιαστεί ένα σύστημα, το οποίο να λειτουργεί καλά ακόμα και με τη χρήση περιορισμένου αριθμού ανατροφοδοτήσεων-επαναλήψεων. Από τις καμπύλες BER παρατηρούμε ότι για 5 επαναλήψεις το μέγιστο κέρδος αποκωδικοποίησης ισούται με περίπου 0.6 dB για BER ίσο με  $10^{-5}$  (μέγεθος μπλοκ ίσο με 128) που αυτό αντιστοιχεί σε εξοικονόμηση ενέργειας περίπου 13% για κάθε μεταδιδόμενο bit. Για 3 επαναλήψεις το μέγιστο κέρδος αποκωδικοποίησης ισούται με περίπου 1 dB για BER ίσο με  $10^{-5}$  (μέγεθος μπλοκ 256) που αυτό αντιστοιχεί σε εξοικονόμηση ενέργειας περίπου 21% για κάθε μεταδιδόμενο bit. Για 2 επαναλήψεις το μέγιστο κέρδος αποκωδικοποίησης ισούται με περίπου 0.4 dB για BER ίσο με  $10^{-5}$  (μέγεθος μπλοκ ίσο με 128 και 256) που αυτό αντιστοιχεί σε εξοικονόμηση ενέργειας περίπου 9% για κάθε μεταδιδόμενο bit. Από τα προηγούμενα προκύπτει ότι η χρήση των νέων PCCC κωδικών απαιτεί λιγότερο αριθμό επαναλήψεων (δηλαδή μείωση της καθυστέρησης) για επιτυχημένη αποκωδικοποίηση (π.χ. με 2 επαναλήψεις αποκωδικοποίησης, μέγεθος μπλοκ ίσο με 128 και  $E_b/N_0 = 2.4$  dB επιτυγχάνεται  $BER = 10^{-5}$ ) αλλά και επιτυγχάνει εξοικονόμηση ενέργειας που κυμαίνεται από 10% έως 20%.

Η νέα τεχνική PCCC έχει σχεδιαστεί για να είναι μέρος ενός συστήματος OFDM με βελτιωμένα χαρακτηριστικά [6,21]. Επίσης, η εφαρμογή σε ένα DSP θα μπορούσε να είναι δυνατή [22] μαζί με άλλους τομείς εφαρμογών, όπως η εξασθένιση-διάλειαση καναλιών και άλλα [3].

---

## ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis, and P. Kostarakis, "Turbo Codes—A New PCCC Design," *Communications and Network*, Vol. 3, No. 4, 2011, pp. 229–234.
- [2] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes. 1," In *Proceedings of the IEEE International Conference of Communications ICC 93*, IEEE, Geneva, 23-26 May 1993, pp. 1064–1070.
- [3] S. Choudhury, "Modeling and Simulation of a Turbo Encoder and Decoder for Wireless Communication Systems," UT Austin, 2002. <http://users.ece.utexas.edu/~bevans/courses/ee382c/projects/spring02/index.html>
- [4] G. Tatsis, C. Votis, V. Raptis, V. Christofilakis, S. K. Chronopoulos and P. Kostarakis, "Performance of UWB-Impulse Radio Receiver Based on Matched Filter Implementation with Imperfect Channel Estimation," In *Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union*, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 573–578.
- [5] G. Tatsis, C. Votis, V. Raptis, V. Christofilakis, S. K. Chronopoulos and P. Kostarakis, "Design and Implementation of Ultra-Wideband Impulse Radio Transmitter," In *Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union*, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 2009, pp. 579–584.
- [6] S. K. Chronopoulos, C. Votis, V. Raptis, G. Tatsis and P. Kostarakis, "In Depth Analysis of Noise Effects in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems, Utilising a Large Number of Subcarriers," In *Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union*, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 967–972.
- [7] P. Grant, "Turbo Coding," *Connexions*, 2009. <http://cnx.org/content/m18178/1.3/>

- 
- [8] E. Boutillon, Emmanuel, C. Douillard, and G. Montorsi, "Iterative decoding of concatenated convolutional codes: Implementation issues," In Proceedings of the IEEE, IEEE, Vol. 95, No. 6, June 2007, pp. 1201–1227.
- [9] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, "A Soft-Input Soft-Output Maximum A Posteriori (MAP) Module to Decode Parallel and Serial Concatenated Codes," TDA Progress Report, Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, vol. 42-127, 1996.
- [10] M. Taskaldiran, R. C. S. Morling and I. Kale, "The modified Max-Log-MAP turbo decoding algorithm by extrinsic information scaling for wireless applications," Wireless Technology, vol. 44, Springer US, 2009, pp. 203–213.
- [11] P. Robertson, P. Villebrun and P. Hoeher, "A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain," In Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, Seattle, Washington, June 1995, pp. 1009–1013.
- [12] M. Timis, "Design of LOG-MAP/MAX-LOG-MAP Decoder," Annals. Computer Science Series, "Tibiscus" University of Timisoara, Romania, vol. 5, no. 1, 2007, pp. 63–67.
- [13] S. Rekh, S. S. Rani and A. Shanmugam, "Optimal Choice of Interleaver for Turbo Codes," Academic Open Internet Journal, Vol 15, July 2005.
- [14] S. Kahveci and I. Kaya, "The effect of the channel reliability factor in the MAP algorithm on turbo code performance in bluetooth systems," Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, Vol. 18, No. 2, 2010, pp. 273–279.
- [15] S. Shah and V. Sinha, "Iterative Decoding vs. Viterbi Decoding: A Comparison," In Proceedings of the 14th National Conference on Communications NCCC 2008, IIT Mumbai, 2008, pp. 491–493.
- [16] W. Xie, G.-J. Hu and Q. Deng, "Application of Turbo Codes in Optical OFDM Multimode Fiber Communication System," Optics Communications, Elsevier, Vol. 281, No. 5, 2008, pp. 1118–1122.
- [17] I. S. Raad and M. Yakan, "Implementation of a Turbo Codes Test Bed in the Simulink Environment," In Proceedings of the Eighth International

- Symposium on Signal Processing and Its Applications ISSPA'05, IEEE, Sydney, 28-31 August 2005, pp. 847–850.
- [18] A. J. Viterbi, "An Intuitive Justification and a Simplified Implementation of the MAP Decoder for Convolutional Codes," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* Vol. 16, No. 2, February 1998, pp. 260–264.
- [19] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi and F. Pollara, "A Soft-Input Soft-Output Maximum A Posteriori (MAP) Module to Decode Parallel and Serial Concatenated Codes," *TDA Progress Report, Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, Vol. 42-127, 1996.*
- [20] P. G. M. de Bot, "Design of a Digital Communication System Using Multistage Block Coded Modulation," *Technical Report, Technische Universiteit Eindhoven, Eindhoven, 1991.*
- [21] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis, V. Raptis and P. Kostarakis, "Enhanced PAPR in OFDM without Deteriorating BER Performance," *International Journal of Communications, Network and System Sciences, Vol. 4, No. 3, March 2011, pp. 164–169.*
- [22] M. F. Sabir, R. Tripathi, B. L. Evans and A. C. Bovik, "A Real-Time Embedded Software Implementation of a Turbo Encoder and Soft Output Viterbi Algorithm Based Turbo Decoder," *Record of the Thirty-Sixth ACSC, IEEE, November 2002, pp. 1099–1103.*



## OFDM ΜΕ TURBO ΚΩΔΙΚΕΣ

Τα ασύρματα συστήματα επικοινωνίας έχουν βελτιωθεί σε μεγάλο βαθμό τα τελευταία χρόνια. Μια σημαντική συμβολή στην απόδοση αυτών των συστημάτων είναι η Ορθογωνική Πολυπλεξία Διάρθρωσης Συχνότητας (OFDM). Από την εφεύρεσή της, θεωρείται ότι είναι ένα τεχνολογικό άλμα και έχει υιοθετηθεί από διάφορους επιστήμονες για την ανάπτυξη των ασύρματων συστημάτων τους. Η OFDM σε συνδυασμό με το γεγονός ότι οι turbo κώδικες είναι μία εξαιρετική τεχνική βελτίωσης του BER, ώθησε την επέκταση της έρευνας αυτής στην ενσωμάτωση των turbo κωδικών (ήδη γνωστών αλλά και νέας τεχνικής) σε OFDM σύστημα περιλαμβάνοντας δοκιμές σε επίπεδο προσομοίωσης. Στο κεφάλαιο 6 παρουσιάζεται ένα καινοτόμο σύστημα το οποίο λειτουργεί με Turbo Coded OFDM. Κατά την φάση ανάλυσής του ελήφθησαν υπόψη οι επιπτώσεις ενός καναλιού AWGN. Η ανάλυση θορύβου διεξήχθη χρησιμοποιώντας μια πλατφόρμα προσομοίωσης με δεδομένα χαρακτηριστικά, όπως τη μετάδοση και λήψη με σταθερό αριθμό φορέων (2048 φορείς στην έξοδο του IFFT), ενώ παράλληλα χρησιμοποιήθηκαν διαφορετικοί τύποι συνελκτικών συνενωμένων κωδικών, όπως PCCC (Παράλληλοι), SCCC (Σειριακοί) και η νέα τεχνική PCCC (κεφάλαιο 5). Τα αποτελέσματα δείχνουν σαφώς όχι μόνο τη βελτίωση της απόδοσης BER των OFDM συστημάτων με turbo κωδικοποιήσεις σε σύγκριση με άλλα τα οποία περιέχουν Viterbi αποκωδικοποιητή, αλλά και τη συνολική υπεροχή του προτεινόμενου συστήματος (OFDM με Turbo κώδικες οι οποίοι παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 5) [1].

### 6.1 Εισαγωγή

Η Ορθογωνική Πολυπλεξία Διάρθρωσης Συχνότητας (OFDM) είναι μία πολύ γνωστή τεχνική η οποία έχει εξαιρετική αντοχή σε διαλείψεις καναλιού, κάνει αποτελεσματική φασματική χρήση αφού μία ακολουθία δεδομένων μετατρέπεται σε παράλληλες ροές οι οποίες μεταφέρονται με διάφορους

ορθογωνικούς υποφορείς συχνότητας που δεν μπορούν θεωρητικά να αλληλεπιδράσουν μεταξύ τους ώστε να προκαλέσουν διακαναλική παρεμβολή (ICI – interchannel interference). Πρακτικά διάφορες προφυλάξεις ασφαλείας πρέπει να ληφθούν υπόψη όπως τα ZP (Zero Padding – Συμπλήρωση μηδενικών) και CP (Cyclic Prefix – Κυκλικό πρόθεμα) [2]. Όπως έχει προαναφερθεί, το CP είναι μια τεχνική της αύξησης διάρκειας του συμβόλου αντιγράφοντας ένα μέρος των τελευταίων δειγμάτων του στην μπροστινή περιοχή του και μπορεί να εισαχθεί μόνο μία φορά σε κάθε σύμβολο. Όσον αφορά το ZP, η παρουσία του εξασφαλίζει την ανάκτηση ενός συμβόλου ακόμη και αν το κανάλι έχει μηδενικές τοποθεσίες (Zero locations). Αυτό το γεγονός δεν ισχύει στην περίπτωση του CP. Εν εντούτοις, σε πιο θορυβώδεις συνθήκες, η καλύτερη απόδοση της ZP-OFDM σε σχέση με την CP-OFDM μειώνεται λόγω της χαμηλότερης ενέργειας της ZP-OFDM. Έτσι, η απόδοση εξαρτάται από το μήκος ασφαλείας (guard length) [3]. Λαμβάνοντας υπόψη το γεγονός ότι η περίπτωση του ZP είναι καλύτερη από εκείνη του CP με κάποια μειονεκτήματα [4], αποφασίσαμε να συνδυάσουμε το διπλό ZP (Συμπλήρωση μηδενικών στο τέλος και στην αρχή του σήματος και πριν το IFFT) με το CP (μετά το IFFT).

Η OFDM έχει ευρέως αναγνωριστεί επειδή έχει ενσωματωθεί σε πολλά πρότυπα και εφαρμογές. Αυτά περιλαμβάνονται στο WiMAX, στο υψηλής απόδοσης LAN type 2 (HIPERLAN/2), στις ψηφιακές συνδρομητικές γραμμές (Digital Subscriber Lines – DSL), και σε άλλα [5]. Επίσης, παρόμοιες εφαρμογές χρησιμοποιούν Turbo κώδικες, όπως η ψηφιακή τηλεόραση, το ασύρματο LAN (Wireless LAN) και το πεδίο έρευνας εξασθενήσεων καναλιών [6]. Επίσης, οι turbo κώδικες μπορούν να εφαρμοστούν σε συστήματα OFDM [7]. Η εφαρμογή στην OFDM αποτέλεσε και έναν από τους στόχους αυτής της έρευνας μαζί με την ανάλυση των επιδόσεων του νέου συστήματος TC-OFDM (Turbo Coded OFDM). Το νέο TC-OFDM σύστημα συγκρίθηκε με άλλα Turbo OFDM συστήματα. Αυτά περιείχαν ήδη γνωστές τεχνικές κωδικοποίησης όπως παράλληλους συνενωμένους συνελικτικούς κώδικες (PCCC) και σειριακούς συνενωμένους συνελικτικούς κώδικες (SCCC). Όπως προαναφέρθηκε οι λειτουργίες τους εξαρτώνται από τον τρόπο διασύνδεσης των συνελικτικών κωδικοποιητών στο σχέδιο (παράλληλα ή σειριακά) για την δημιουργία του turbo κώδικα. Επίσης, δεν δέχονται όλοι οι συνελικτικοί κωδικοποιητές τα ίδια πρωτογενή δεδομένα. Κάποιος κωδικοποιητής (σχήμα 6.2) παίρνει την τυχαία



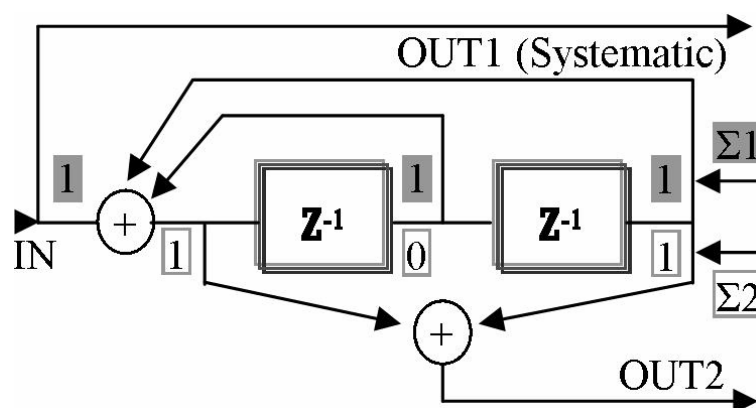
πληροφορία κατευθείαν από τη γεννήτρια, ενώ ένας άλλος δέχεται την ανακατανεμημένη (interleaved) έκδοσή της (για την περίπτωση PCCC) ή την ανακατανεμημένη έξοδο του εξωτερικού κωδικοποιητή (για την περίπτωση SCCC). Τα τμήματα των αποκωδικοποιητών (σχήματα 6.3-6.6), αποτελούνται από APP (A Posteriori Probability) αποκωδικοποιητές οι οποίοι συνδέονται μέσω ενός βρόχου ανάδρασης. Αυτός ο βρόχος είναι η επαναληπτική λειτουργία του κάθε τύπου αποκωδικοποίησης. Η κύρια ιδέα πίσω από αυτόν τον μηχανισμό είναι η καλύτερη αξιολόγηση των δεδομένων όταν ξαναπερνούν μέσω των αποκωδικοποιητών APP και υπερτερεί ως γνωστόν της αποκωδικοποίησης Viterbi [8]. Η επαναληπτική αποκωδικοποίηση [9] αποτελεί μία αναπόσπαστη λειτουργία του νέου συστήματος PCCC [10], το οποίο ενσωματώθηκε με τις κατάλληλες τροποποιήσεις στο OFDM σύστημά μας. Όπως αναλύθηκε στο κεφάλαιο 5, η προτεινόμενη τεχνική PCCC αποτελείται από τρία τμήματα. Το πρώτο τμήμα σχετίζεται με τις διαδικασίες κωδικοποίησης. Το δεύτερο και τρίτο τμήμα είναι οι διαδικασίες αποκωδικοποίησης. Οι διαδικασίες κωδικοποίησης διεξάγονται από τρεις συνελκτικούς κωδικοποιητές (σχήμα 6.2), οι οποίοι δέχονται τα δεδομένα (data) κατευθείαν από την πηγή (πρώτος) ή μέσω ενός αναδιατάκτη (δεύτερος) ή μέσω δύο διαδοχικών αναδιατακτών (τρίτος). Στη συνέχεια όλες οι έξοδοι των κωδικοποιητών συνενώνονται παράλληλα (στο τμήμα horizontal concatenation). Το δεύτερο τμήμα (αποκωδικοποίησης στο σχήμα 6.4) κατανέμει την αρχική ροή πληροφορίας (η οποία έχει περάσει μέσω ενός καναλιού AWGN) σε τρεις εξόδους (OUT1, OUT2 και OUT3) οι οποίες συνδέονται με τους κατάλληλους APP αποκωδικοποιητές στα IN1, IN2 και IN3 (σχήμα 6.6) οι οποίοι είναι τα βασικά στοιχεία του συστήματος αποκωδικοποιητή και αποτελούν το τρίτο τμήμα της νέας τεχνικής PCCC.

Οι δύο τύποι των turbo τεχνικών και το νέο σύστημα PCCC αναφέρονται εν συντομία στο δεύτερο μέρος αυτού του κεφαλαίου, μαζί με τη σχετική θεωρία λειτουργίας. Το τρίτο μέρος ασχολείται με την περιγραφή της αρχιτεκτονικής του νέου συστήματος OFDM. Το τέταρτο μέρος παρουσιάζει τις παραμέτρους προσομοίωσης και τα αποτελέσματα BER για όλα τα υπό δοκιμή συστήματα. Εκτός από το γεγονός ότι όλα τα συστήματα OFDM με turbo κωδικοποίηση εμφάνισαν εξαιρετική απόδοση σε σύγκριση με την OFDM συνελκτικής κωδικοποίησης (Convolutional Coded OFDM), το προτεινόμενο σύστημα υπερτερούσε σε σύγκριση με όλα τα προηγούμενα.

## 6.2 Turbo κώδικες – Σύντομη περιγραφή και λειτουργία

Οι turbo κώδικες [11] χρησιμοποιούν το συνδυασμό συνελικτικών κωδικών. Οι κωδικοποιήσεις μπορεί να είναι PCCC ή SCCC οι οποίες χρησιμοποιούν μία σειρά από διεμπλοκείς δεδομένων (interleavers) για να αποσυσχετίζουν διάφορες ροές δεδομένων μέσα στα συστήματά τους. Διάφοροι τύποι αυτών των διεμπλοκέων-αναδιατακτών έχουν προταθεί και αναπτυχθεί με τον πιο κυρίαρχο τύπο να είναι η “τυχαία” έκδοσή του (random interleaver) [12].

Οι συνελικτικοί κωδικοποιητές που χρησιμοποιήθηκαν σε αυτό το κεφάλαιο ήταν ήδη δύο γνωστοί τύποι. Ο πρώτος τύπος επιτύγγανε ένα ρυθμό κώδικα  $1/2$  με μήκος περιορισμού (constraint length) ίσο με 3 (αριθμός εισόδων και μνήμης), μνήμη (αριθμός των shift registers – καταχωρητές μετατόπισης) η οποία ήταν ίση με 2 και πολυώνυμα γεννήτορες  $7_8$  και  $5_8$  (σε οκταδική μορφή) και με ένα βρόχο ανάδρασης ίσο με 7 (σχήμα 6.1). Ο δεύτερος τύπος είχε ένα μήκος περιορισμού ίσο με  $(3, 3)$ , ένα ρυθμό κώδικα  $2/3$ , πολυώνυμα γεννήτορες σε μορφή πίνακα  $(7_8 \ 0_8 \ 5_8, \ 0_8 \ 7_8 \ 6_8)$ , ένα διάλυμα βρόχου ανάδρασης  $(7, 7)$  και συνολικό μέγεθος μνήμης ίσο με 4.



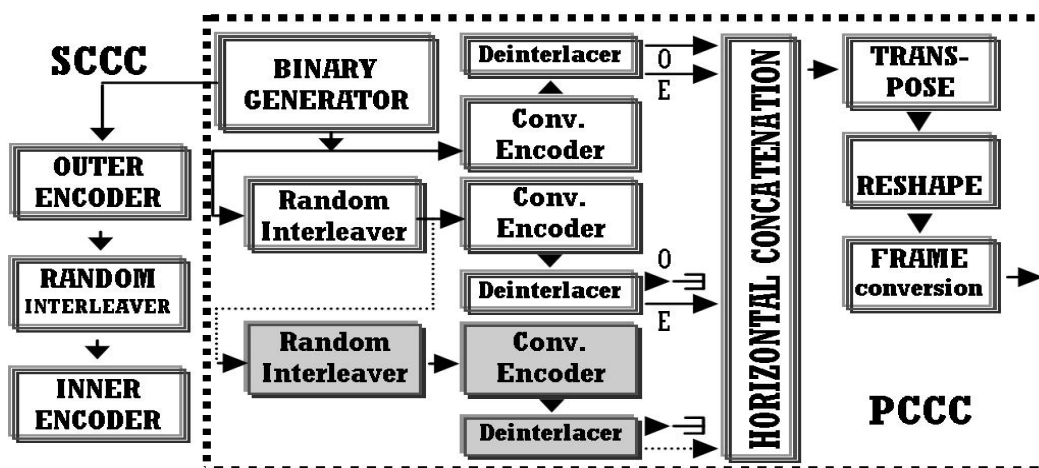
**Σχήμα 6.1:** Παράδειγμα συνελικτικού (convolutional – trellis) κωδικοποιητή με μήκος περιορισμού 3, πολυώνυμα γεννήτορες  $7_8$  (Συνδέσεις  $\Sigma 1$ : 111),  $5_8$  (Συνδέσεις  $\Sigma 2$ : 101) και βρόχο ανάδρασης ίσο με 7 (111). Όταν υπάρχει σύνδεση με έξοδο δηλώνεται ως “1” ενώ σε αντίθετη περίπτωση ως “0”.

Ο κωδικοποιητής SCCC περιείχε τους δύο προηγούμενες τύπους συνελικτικών κωδικοποιητών σε σειρά, οι οποίοι συνδέονταν μέσω ενός τυχαίου διεμπλοκέα (random interleaver) (Σχήμα 6.2). Ο εξωτερικός κωδικοποιητής

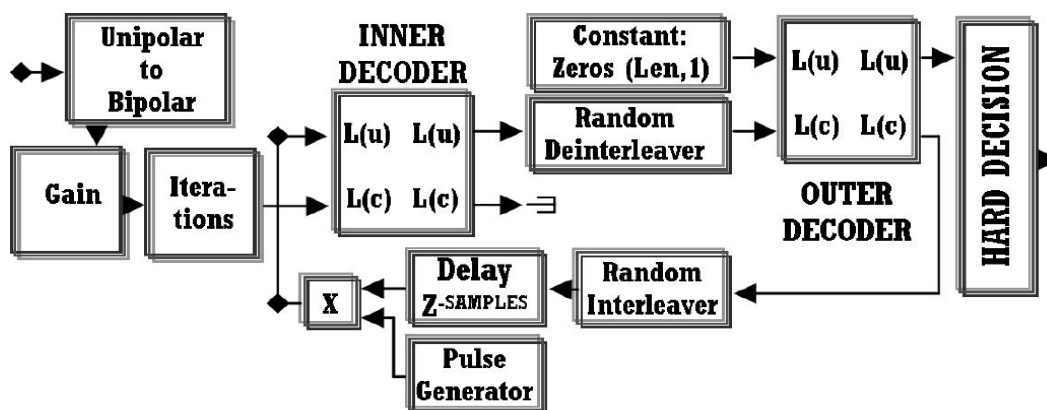
αντιστοιχούσε στον πρώτο τύπο και ο εσωτερικός στο δεύτερο τύπο της προηγούμενης παραγράφου. Έτσι, το τελικό σύστημα κωδικοποιητή που προέκυψε είχε ένα συνολικό μήκος περιορισμού ίσο με 7, το μέγεθος της μνήμης του ήταν ίσο με 6 (αριθμός καταχωρητών μετατόπισης) και ο ρυθμός κώδικάς του ίσος με  $1/3$ . Επιπλέον, το PCCC ρυθμίστηκε ώστε να αποτελείται από τον πρώτο μόνο τύπο συνελικτικού κωδικοποιητή. Ο σχεδιασμός των παράλληλων turbo κωδικών [13] περιείχε δύο [14] ή περισσότερους [10] συνελικτικούς κωδικοποιητές συνδεδεμένους παράλληλα που φαίνεται στο σχήμα 6.2. Γενικά, τα διάφορα σχέδια turbo κωδικοποιητών συμπεριλαμβανομένου και του προτεινόμενου αναφέρθηκαν εκτενώς στο κεφάλαιο 5. Και σε αυτό το κεφάλαιο όμως, ο τυπικός κωδικοποιητής PCCC είχε έναν ρυθμό κώδικα ίσο με  $1/3$  (μία συστηματική και δύο αναδρομικές εξόδους), ενώ ο νέος turbo κωδικοποιητής είχε ρυθμό ίσο με  $1/4$  (μία συστηματική και τρεις αναδρομικές εξόδους).

Σε ό,τι αφορά την αποκωδικοποίηση, το επαναληπτικό τμήμα της περιέχει APP αποκωδικοποιητές [15,16]. Οι APP αποκωδικοποιητές χρησιμοποιούν την λειτουργία "A Posteriori Probability". Γενικά, η APP λειτουργία ενός γεγονότος έχει άμεση σχέση με τη λειτουργία ενός άλλου γεγονότος. Η προηγούμενη κατάσταση ισχύει μόνον όταν τα δύο γεγονότα συμβαίνουν ταυτόχρονα. Οι αποκωδικοποιητές APP χρησιμοποιούνται συνήθως σε ζεύγη στα επαναληπτικά τμήματα των SCCC (Σχήμα 6.3) και PCCC (Σχήματα 6.5 και 6.6). Τα επαναληπτικά τμήματα αναλύθηκαν στο κεφάλαιο 5. Πριν από τα τμήματα αυτά τα οποία αποτελούν την διαδικασία αποκωδικοποίησης [17] για τα συστήματα που περιλαμβάνουν PCCC κώδικες όπως έχει αναφερθεί πρέπει να διεξάγεται μια διαδικασία διάτρησης (puncturing) που φαίνεται στο σχήμα 6.4. Η διάτρηση διεξάγεται για την επαναδημιουργία δύο τύπων εξόδων συνελικτικών κωδικοποιητών. Στην ουσία σε αυτό το στάδιο της αποκωδικοποίησης συμβαίνει αποσυνένωση του λαμβανόμενου κωδικοποιημένου σήματος (σχήμα 6.4). Οι τύποι εξόδων που προκύπτουν είναι η συστηματική (περιέχει και την αρχική ακολουθία των δεδομένων) και η αναδρομική. Στη συνέχεια αυτοί οι δύο τύποι εξόδων σε συνδυασμό με τη χρήση κατάλληλων διεμπλοκέων (interleavers) συνδυάζονται ώστε να δημιουργηθούν καινούργια πεπλεγμένα (interlaced) σήματα. Τα σήματα αυτά (αντιστοιχούν στα αρχικά κωδικοποιημένα σήματα με την ιδιαιτερότητα ότι

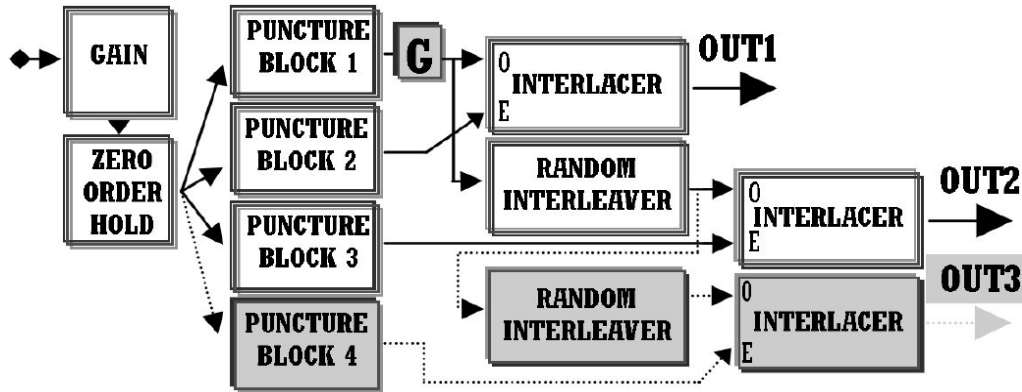
περιέχουν AWGN θόρυβο) συνδέονται με τις αντίστοιχες εισόδους του εκάστοτε APP αποκωδικοποιητή στο δεύτερο μέρος της αποκωδικοποίησης και αυτό φαίνεται σχήματα 6.5 και 6.6. Επιπλέον, για την περίπτωση του νέου συστήματος αποκωδικοποίησης [10], χρειάζονται επιπρόσθετα τμήματα και αυτά είναι γκρι χρώματος, όπως φαίνεται και στο σχήμα 6.4. Στο δεύτερο στάδιο αποκωδικοποίησης που αφορά το τυπικό και προτεινόμενο σχέδιο PCCC (σχήματα 6.5 και 6.6), οι interleavers τοποθετούνται μεταξύ των APP μπλοκ, δημιουργώντας στατιστική ανεξαρτησία των εισόδων τους. Τελικά, εξάγονται δεδομένα που είναι έτοιμα να συγκριθούν με την αρχική ροή δεδομένων μόλις περάσουν μέσα από αποδιεμπλοκείς που ακολουθούνται από το μπλοκ υλισμικής απόφασης [18] για να μετατραπούν τα δεδομένα σε "1" και "0" (σχήματα 6.5 και 6.6). Αναλυτικότερα στοιχεία για το δεύτερο στάδιο αποκωδικοποίησης δίνονται στο κεφάλαιο 5.



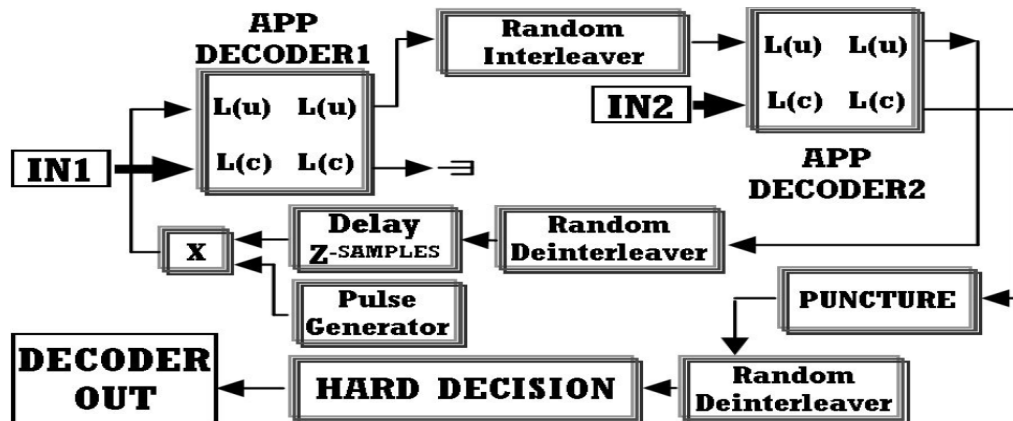
Σχήμα 6.2: Κωδικοποιητές SCCC και PCCC. Στον PCCC τα πρόσθετα γκρι μπλοκ απαιτούνται για επίτευξη ρυθμού κώδικα 1/4 (νέο σχέδιο) αντί για 1/3.



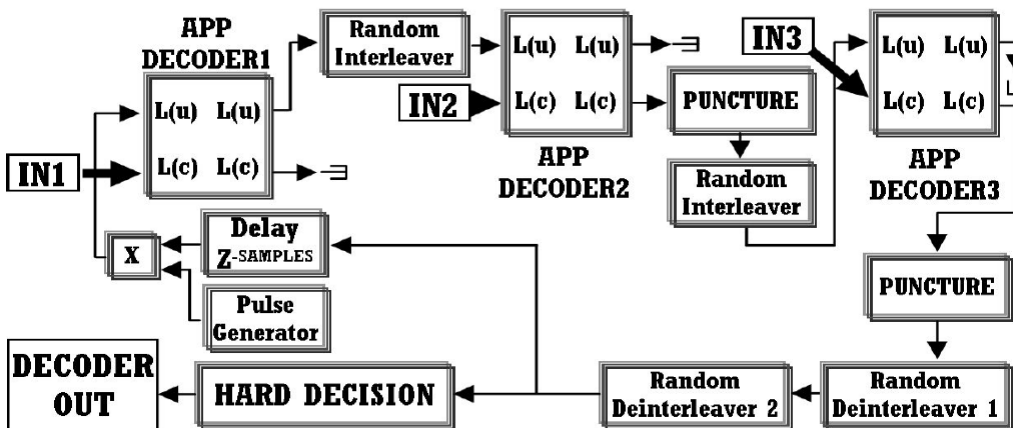
Σχήμα 6.3: Σειριακό σχέδιο turbo αποκωδικοποιητή.



Σχήμα 6.4: Στάδιο διάτρησης (puncturing) PCCC αποκωδικοποιητών.



Σχήμα 6.5: Τελικό στάδιο αποκωδικοποίησης PCCC.



Σχήμα 6.6: Τελικό στάδιο αποκωδικοποίησης νέου PCCC.

### 6.3 Αρχιτεκτονική της Turbo Coded OFDM

Μία κωδικοποιημένη OFDM, εκτός από την καινοτομία λειτουργίας με πολλαπλούς υποφορείς παρουσιάζει και εξαιρετική απόδοση BER. Η ροή των δεδομένων παράγεται με πιθανότητα 50% σε μηδενικά. Επίσης, ο χρόνος του κάθε bit δεδομένων είναι σταθερός και φροντίζουμε όλα τα μπλοκ να έχουν τον

ίδιο αριθμό bit και όπως να διαρκούν ίδιο χρόνο. Το παραγόμενο σήμα περνά μέσα από το στάδιο του κωδικοποιητή. Το στάδιο αυτό μπορεί να περιέχει PCCC, SCCC ή συνελικτική κωδικοποίηση. Η έξοδος από αυτό το στάδιο οδηγεί σε ένα διαμορφωτή σήματος. Για την έρευνα αυτή επιλέχθηκε η QPSK διαμόρφωση όπου κάθε παραγόμενο σύμβολο αποτελείται από δύο δυαδικά ψηφία (bits). Στη συνέχεια, η μετατροπή πλαισίου (frame conversion) και η διαδικασία μετατροπής παράλληλου σήματος σε σειριακό (unbuffering), χρησιμοποιούνται ώστε η ροή δεδομένων να ρυθμιστεί στο κατάλληλο μέγεθος (Buffering) που είναι ίσο με τον αριθμό των παραγόμενων υποφορέων. Το μέγεθος του καταχωρητή (buffer) αντιστοιχεί στο 75% του αριθμού των συνολικών παραγόμενων υποφορέων (στην έξοδο του IFFT μπλοκ). Το υπόλοιπο 25% χρησιμοποιείται για ZP [19]. Το ZP εφαρμόζεται στο τέλος και στην αρχή του σήματος προσθέτοντας μηδενικά (Σχήμα 6.7). Το σήμα περνά μέσα από το IFFT που εξασφαλίζει την ορθογωνικότητα όλων των παραγόμενων υποφορέων [20,21]. Στη συνέχεια, διεξάγεται η λειτουργία του κυκλικού προθέματος (25% της παραγόμενης εξόδου του IFFT) και εν συνεχεία μετατρέπεται το σήμα από παράλληλο σε σειριακό (unbuffering) ώστε να μεταφερθεί διαμέσου του AWGN καναλιού στο δέκτη.

Όταν το σήμα φθάσει στο δέκτη, θα διεξαχθούν οι αντίστροφες διαδικασίες. Η μετατροπή σειριακού σε παράλληλο σήμα θα αντιστοιχεί στο μέγεθος του 125% του αριθμού των υποφορέων (έξοδος IFFT + 25% CP). Στη συνέχεια το CP (κυκλικό πρόθεμα) θα αφαιρεθεί και θα διεξαχθεί ο Γρήγορος Μετασχηματισμός Fourier (FFT – Σχήμα 6.8). Κατά σειρά θα εφαρμοστούν οι λειτουργίες unbuffering και buffering. Το μέγεθος της ενδιάμεσης μνήμης (buffering) φαίνεται στον πίνακα 6.1 για διάφορους τύπους κωδικοποίησης. Μετά, το σήμα θα περάσει κατά σειρά μέσα από τον αποδιαμορφωτή, από τον αποκωδικοποιητή και τελικά θα συγκριθεί με την αρχική ακολουθία δεδομένων πληροφορίας.

Γενικά, διάφορες καθυστερήσεις παράγονται μέσα στις OFDM προσομοιώσεις-σχεδιασμούς λόγω διαφόρων διαδικασιών οι οποίες απαιτούν σημαντικό χρόνο για να ολοκληρωθούν. Σε αυτό το κεφάλαιο, όλες οι καθυστερήσεις υπολογίστηκαν μαζί με την εφαρμογή ενός τέλει συγχρονισμού μεταξύ των σταδίων πομπού και δέκτη. Ο σχεδιασμός ήταν αρκετά ευέλικτος ώστε να επιτρέπει γρήγορες αλλαγές σε επίπεδο

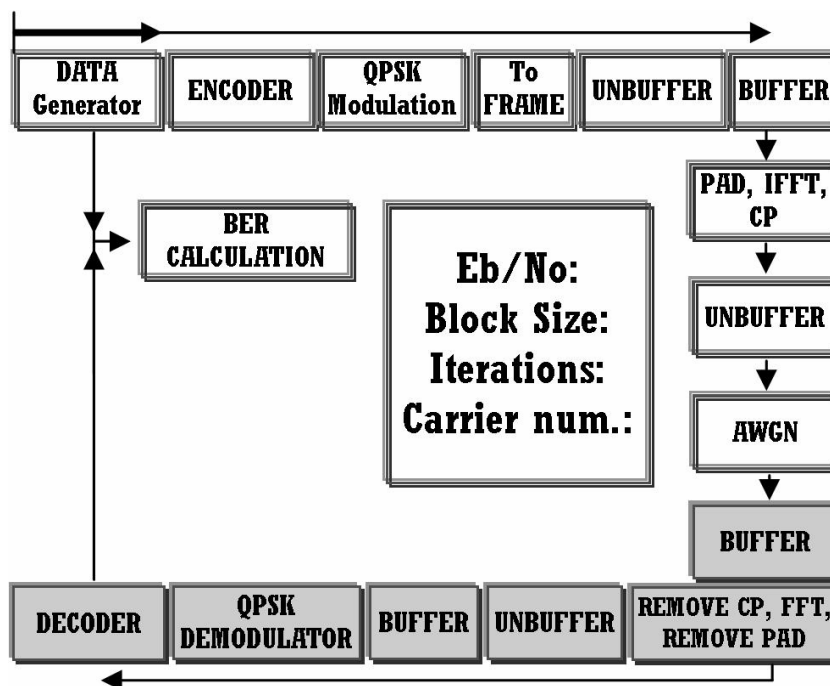
προσομοίωσης στα  $E_b/N_0$ , μέγεθος μπλοκ, αριθμό επαναλήψεων (iterations) και υποφορέων (στην έξοδο του IFFT). Επίσης, ο "επιπρόσθετος παράγοντας" (additional factor) που αναφέρθηκε προηγουμένως, έπρεπε να μεταβάλλεται ανάλογα με το επιλεγμένο μέγεθος μπλοκ-πλαισίου για την εξασφάλιση ότι κάθε φορά θα μεταδίδονταν η ίδια ποσότητα δεδομένων. Μια σχηματική αναπαράσταση της προσομοιωμένης OFDM πλατφόρμας η οποία περιλαμβάνει και κωδικοποίηση φαίνεται στο Σχήμα 6.9. Σε αυτό το σχήμα οι βαθμίδες "PAD, IFFT, CP" αντιστοιχούν στο Σχήμα 6.7 και οι βαθμίδες με το όνομα "REMOVE CP, FFT, REMOVE PAD» παρουσιάζονται στο Σχήμα 6.8.



Σχήμα 6.7: Στάδιο IFFT και Ζώνης Προστασίας.



Σχήμα 6.8: Στάδιο FFT και αφαίρεσης Ζώνης Προστασίας.



Σχήμα 6.9: Κωδικοποιημένο OFDM σύστημα (Το στάδιο δέκτη παρουσιάζεται με μπλοκ γκρι χρώματος).

**Πίνακας 6.1:** Διάφορες καθυστερήσεις και μεγέθη ενδιάμεσης μνήμης (Buffer).

Κωδικοποίηση	Buffer Size σχήματος 6.9 (Πριν από QPSK αποδιαμορφωτή)	Συνολική καθυστέρηση λήψης στην Coded OFDM
Συνελικτική κωδικοποίηση	LEN	$(1.5 \text{ CAR}) + \text{LEN} + 35$
PCCC και SCCC	$(3 \text{ LEN})/2$	$(\text{CAR} + \text{LEN}) \text{ ITER}$
Νέα τεχνική PCCC	2 LEN	$(0.75 \text{ CAR} + \text{LEN}) \text{ ITER}$

Το LEN είναι το "μέγεθος μπλοκ", το CAR είναι ο αριθμός των υποφορέων στην έξοδο του IFFT και το ITER είναι ο αριθμός των επαναλήψεων της αποκωδικοποίησης. Εάν επιλεγεί η συνελικτική κωδικοποίηση, τότε το τμήμα του αποκωδικοποιητή περιλαμβάνει αποκωδικοποίηση Viterbi. Ο αποκωδικοποιητής Viterbi παίρνει υλισμικές αποφάσεις (Hard decisions). Επίσης έχει ρυθμιστεί με traceback βάθος (depth) ίσο με 35. Π.χ. εάν το μήκος περιορισμού ισούται με 7, τότε θα πρέπει να καθοριστεί η τυπική τιμή των 35 ( $5 \times 7$ ). Στο σύστημα της προσομοίωσης το επιλεγμένο μήκος περιορισμού ήταν ίσο με 3 και όμως επιλέχθηκε η τιμή του 35 αντί του 15 που είναι η συνήθης τιμή. Δηλαδή χάριν σύγκρισης αυξήσαμε τεχνητά την προϊστορία των bit (των κωδικοποιημένων καταστάσεων trellis) που θα κοιτάει στα 35 αντί για 15 ούτως ώστε να μας δώσει κάθε φορά την μέγιστη δυνατή ακρίβεια στην εκτίμηση της σωστής τιμής του bit της αρχικής πληροφορίας. Η απόφαση αυτή ελήφθη προκειμένου να είναι αδιαμφισβήτητο το γεγονός ότι ο αποκωδικοποιητής Viterbi θα λειτουργούσε στο μέγιστο επίπεδο της απόδοσής του.

## 6.4 Παράμετροι προσομοίωσης και αποτελέσματα

Η κωδικοποιημένη OFDM η οποία σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε είχε διάφορα χαρακτηριστικά γνωρίσματα. Ένα από αυτά τα χαρακτηριστικά ήταν η παραγωγή μεγάλου αριθμού υποφορέων και επελέγη μία τυπική τιμή των 2048 υποφορέων [22]. Ο αριθμός των υποφορέων αντιστοιχούσε στο σύνολο των υποφορέων που παράγονταν με τη χρήση του τμήματος κώδικα IFFT. Στη συνέχεια προσομοιώθηκαν τέσσερις τύποι συστημάτων κωδικοποίησης. Αυτοί περιελάμβαναν τους PCCC, SCCC, τους νέους PCCC κώδικες (κεφάλαιο 5)



καθώς και συνελικτική κωδικοποίηση (με αποκωδικοποιητή Viterbi ως σημείο αναφοράς, και όχι SOVA, καθώς ο τελευταίος περιελάμβανε πιο πολύπλοκες διαδικασίες αλλά και χειρότερες επιδόσεις σε σύγκριση με τα PCCC και SCCC) [23].

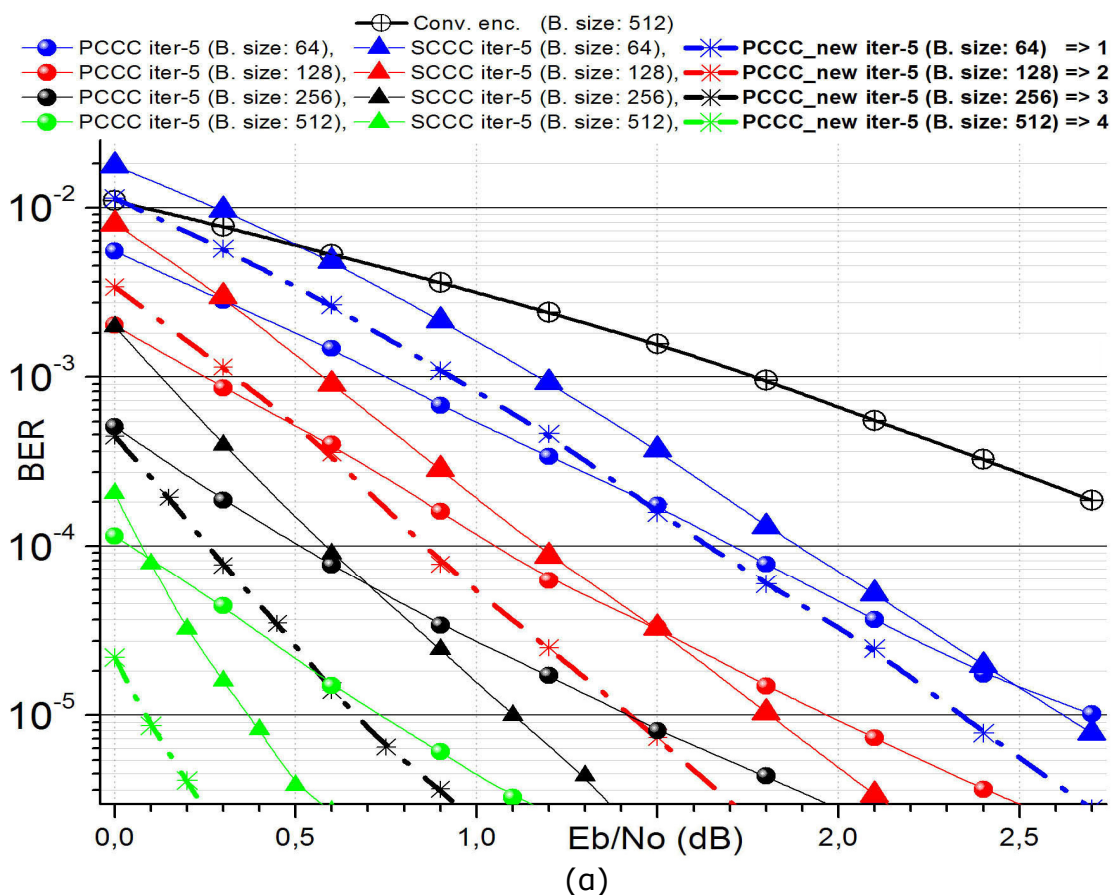
Όλες οι προαναφερθείσες τεχνικές κωδικοποίησης περιείχαν δύο τύπους συνελικτικών κωδικοποιητών με ρυθμούς κώδικα 1/2 και 2/3. Μόνο ένας από αυτούς τους κωδικοποιητές, ο οποίος είχε ρυθμό κώδικα 1/2 χρησιμοποιήθηκε στην τυπική PCCC, στην νέα PCCC και στη συνελικτική κωδικοποίηση. Όμως, στην περίπτωση SCCC χρησιμοποιήθηκαν και οι δύο τύποι των συνελικτικών κωδικοποιητών που αναφέρθηκαν. Στο στάδιο της τελικής αποκωδικοποίησης κάθε APP αποκωδικοποιητής ρυθμίστηκε ώστε να χρησιμοποιεί τον αλγόριθμο  $\max^*$  (ο οποίος αναλύεται στο κεφάλαιο 5) αντί της "True A Posteriori Probability" (Αληθινή εκ των υστέρων πιθανότητα) [24, 25]. Αναλυτικότερα, η διαδικασία διάτρησης (puncturing), η οποία υπήρχε στο αρχικό στάδιο της αποκωδικοποίησης, αναφέρεται στο κεφάλαιο 5 [10].

Επίσης, χαρακτηριστικά θορύβου συμπεριλήφθηκαν κατά τη ρύθμιση της πλατφόρμας προσομοίωσης. Ένα κανάλι AWGN συνδέθηκε μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Αυτό το κανάλι μπορεί να περιγραφεί με όρους  $E_b/N_0$  ( $E_b$  είναι η ενέργεια ανά μεταδιδόμενο bit και  $N_0$  είναι η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου). Η διαμόρφωση συνδέεται άμεσα με τον αριθμό των μεταδιδόμενων bits ανά σύμβολο. Για την προσομοίωση χρησιμοποιήσαμε το επίπεδο θορύβου που προκύπτει από την σχέση 5.13.

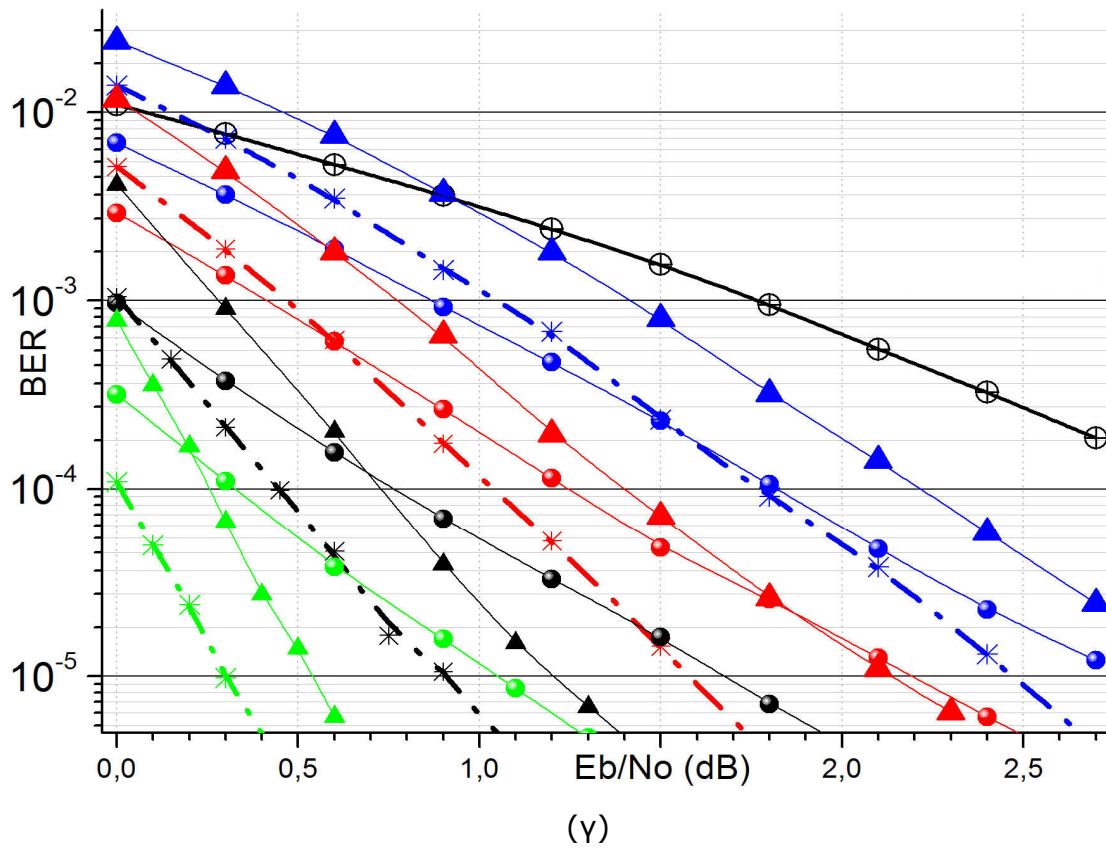
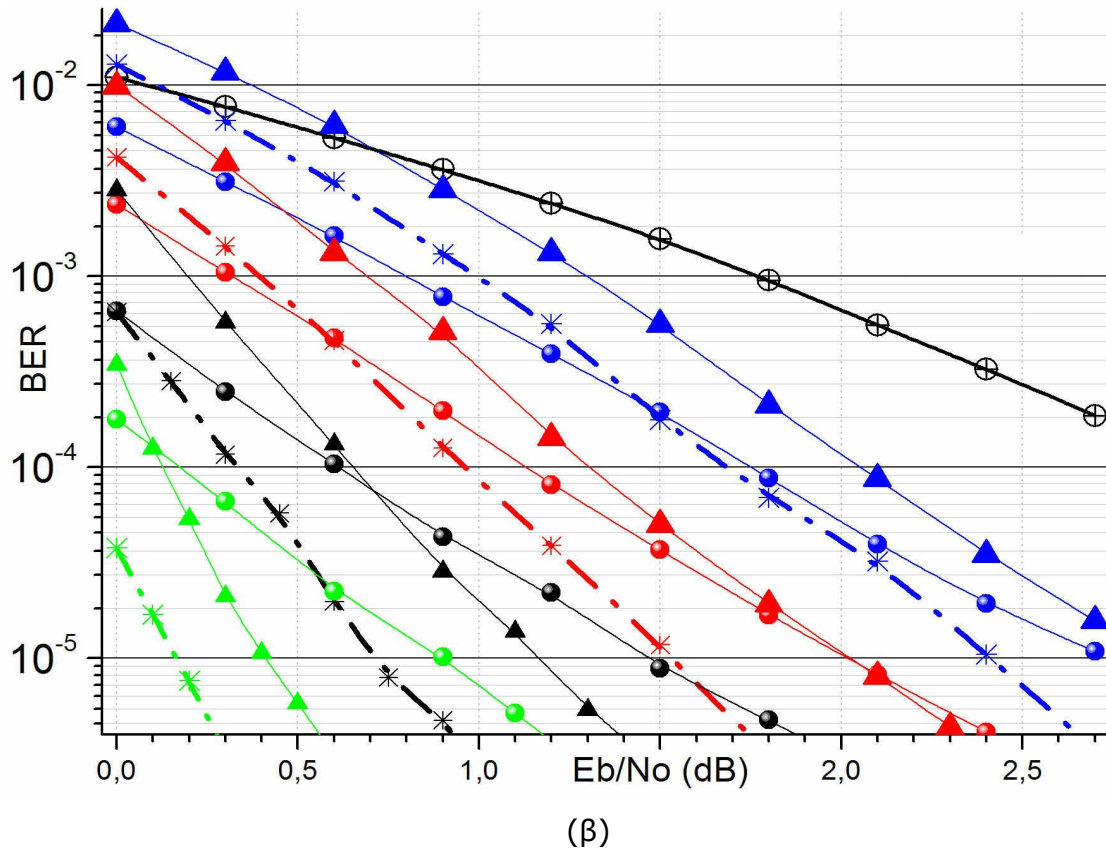
Επίσης, πρέπει να επαναρυθμίζεται το  $E_s$  στην κατάλληλη τιμή για κάθε περίπτωση παραγόμενου αριθμού υποφορέων. Η τιμή του  $E_s$  βρίσκεται με τον κατάλληλο υπολογισμό της ενέργειας του σήματος μετά το IFFT μπλοκ, λαμβάνοντας υπόψη το ποσοστό του ZP (πρόσθεση μηδενικών). Επιπλέον η διασπορά του θορύβου είναι διαφορετική για διάφορα συστήματα κωδικοποίησης και τύπους διαμόρφωσης (Πίνακας 5.2). Στην προσομοίωση επιλέχθηκε ως ο τύπος διαμόρφωσης η QPSK (αναλύεται στο κεφάλαιο 1). Ο υπολογισμός του  $R_m$  είναι πολύ απλός (σχέση 6.1) όπως προκύπτει από την σχέση 5.11 αφού το μέγεθος του αστερισμού συμβόλων-καταστάσεων στην QPSK ισούται με 4.

$$R_m = \log_2 M \Rightarrow R_m(QPSK) = 2 \quad (6.1)$$

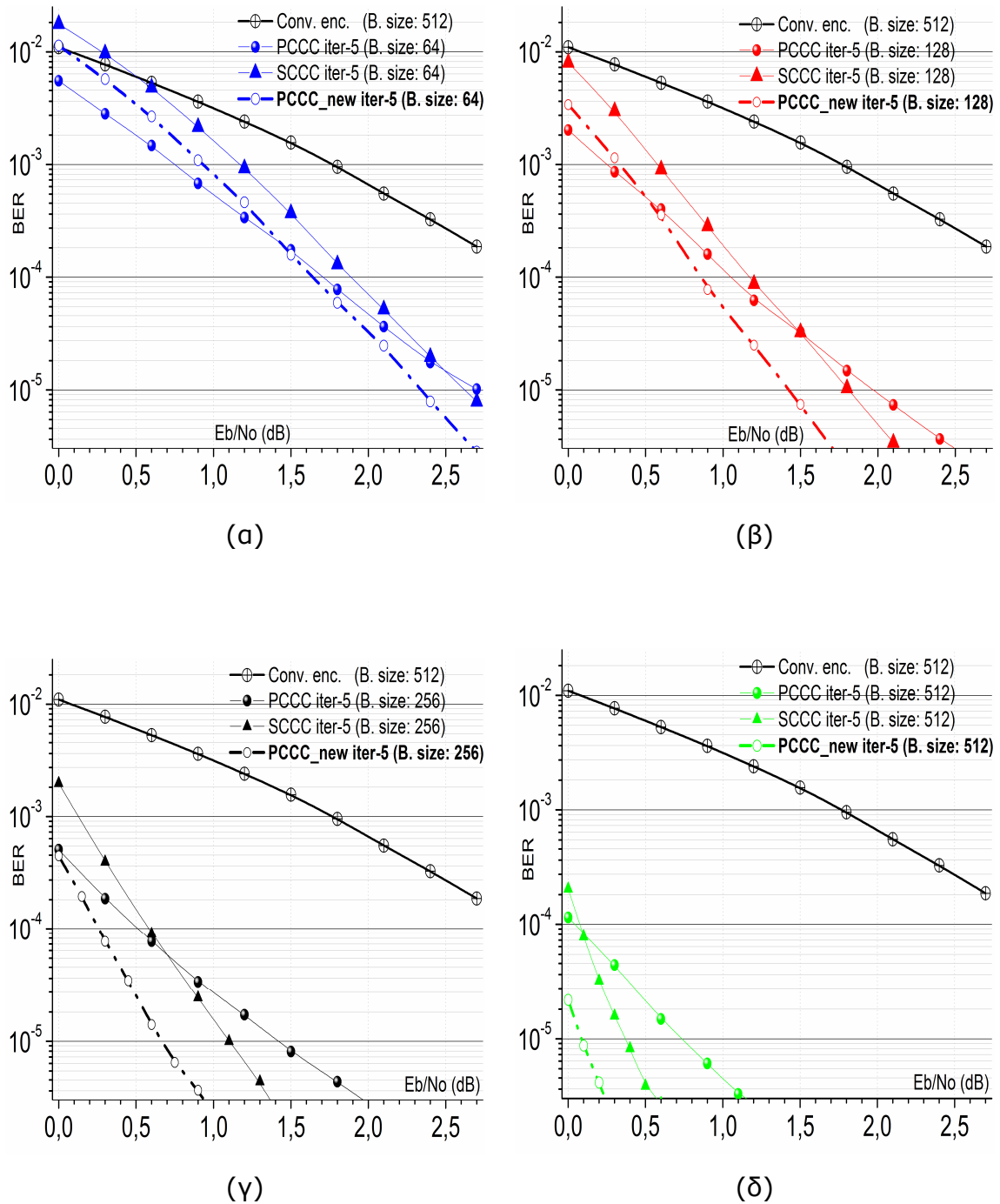
Οι διαδικασίες προσομοίωσης περιελάμβαναν την σύγκριση των διαφόρων τεχνικών κωδικοποίησης οι οποίες περιέχονταν σε ένα OFDM σύστημα. Η σύγκριση αποσκοπούσε στην εύρεση της συμπεριφοράς του συστήματος με όρους BER. Τα χρησιμοποιημένα μεγέθη πλαισίου-μπλοκ περιελάμβαναν τους αριθμούς 64, 128, 256 και 512. Στο σχήμα 6.10 που ακολουθεί παρουσιάζεται το BER σε σχέση με το λόγο σήματος προς θόρυβο ανά bit ( $E_b/N_0$ ) για διαφορετικό αριθμό μπλοκ, επαναλήψεων και είδος κωδικοποίησης. Το σχήμα 6.10 περιλαμβάνει τέσσερα είδη καμπυλών. Κάθε είδος αντιστοιχεί σε ένα μέγεθος μπλοκ. Σε κάθε σχήμα μόνο μία καμπύλη παραμένει αμετάβλητη καθώς παρουσιάζει την απόδοση της αποκωδικοποίησης Viterbi για το υψηλότερο μέγεθος πακέτου (ίσο με 512). Στο σχήμα 6.10 αποδεικνύεται η εξαιρετική απόδοση της νέας TC-OFDM για τρεις, τέσσερις και πέντε επαναλήψεις. Στο σχήμα 6.11 παρουσιάζονται όλα τα διαγράμματα BER όπου σε κάθε διάγραμμα συγκρίνονται τα τέσσερα είδη κωδικοποίησης (σύνολο 12 BER διαγράμματα) για τον ίδιο αριθμό επαναλήψεων και το ίδιο μέγεθος μπλοκ.



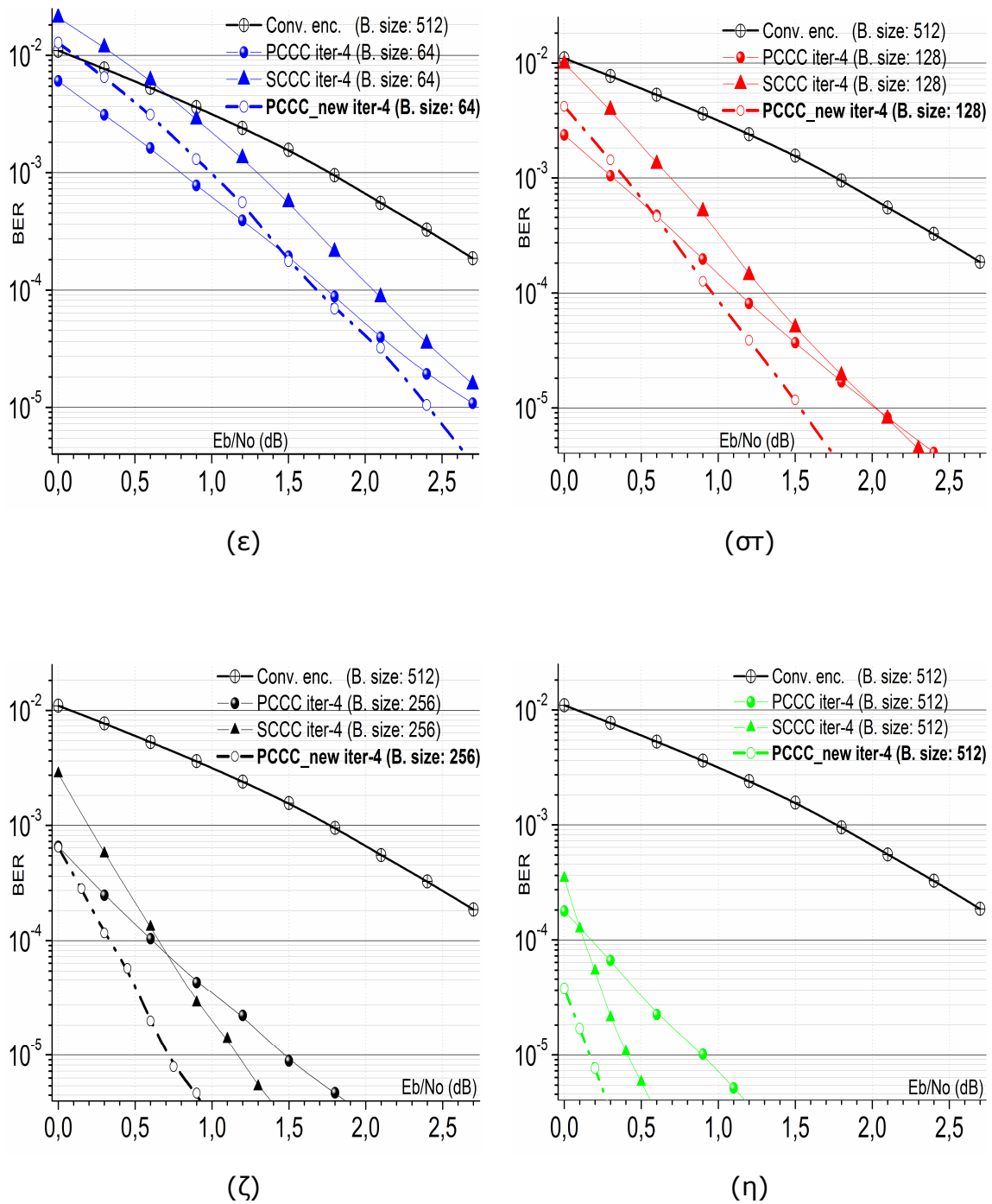
Σχήμα 6.10: Απόδοση BER κωδικοποιημένων OFDM για (α) 5 επαναλήψεις.



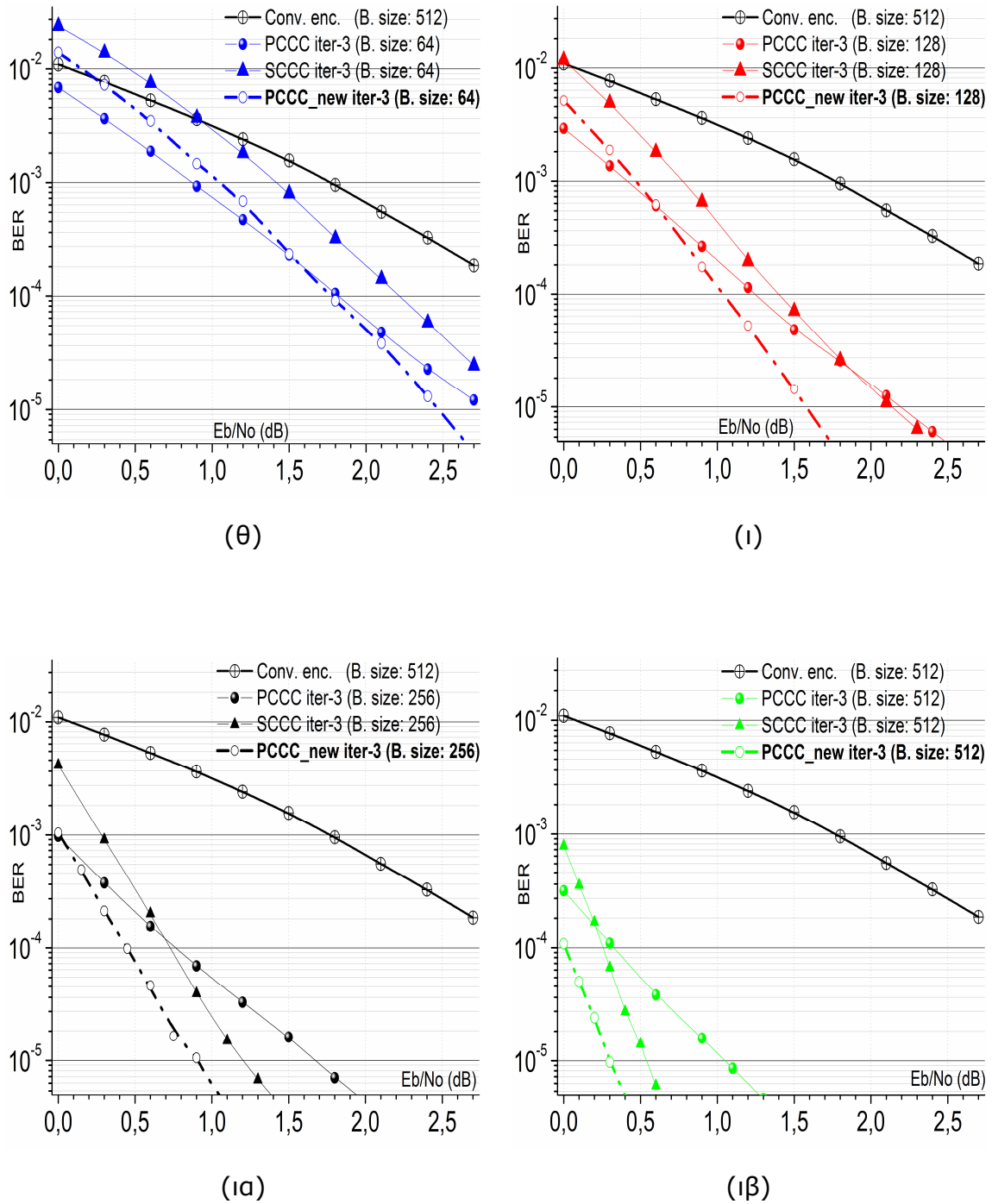
Σχήμα 6.10: Απόδοση BER κωδικοποιημένων OFDM για (β) 4 επαναλήψεις και (γ) 3 επαναλήψεις.



**Σχήμα 6.11:** Απόδοση BER των προσομοιωμένων τεχνικών κωδικοποίησης για (α) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 64, (β) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 128, (γ) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 256 και (δ) 5 επαναλήψεις με μπλοκ 512.



**Σχήμα 6.11:** Απόδοση BER των προσομοιωμένων τεχνικών κωδικοποίησης για (ε) 4 επαναλήψεις με μπλοκ 64, (στ) 4 επαναλήψεις με μπλοκ 128, (ζ) 4 επαναλήψεις με μπλοκ 256 και (η) 4 επαναλήψεις με μπλοκ 512.



**Σχήμα 6.11:** Απόδοση BER των προσομοιωμένων τεχνικών κωδικοποίησης για (θ) 3 επαναλήψεις με μπλοκ 64, (ι) 3 επαναλήψεις με μπλοκ 128, (ια) 3 επαναλήψεις με μπλοκ 256 και (ιβ) 4 επαναλήψεις με μπλοκ 512.

## 6.5 Συμπεράσματα

Ένα νέο σύστημα turbo κωδικοποίησης βασιζόμενο σε Παράλληλους Συνενωμένους Συνελικτικούς Κώδικες (κεφάλαιο 5) ενσωματώθηκε σε ένα OFDM σύστημα χωρίς κωδικοποίηση (κεφάλαιο 3) το οποίο τροποποιήθηκε όπως φαίνεται στο σχήμα 6.9 (που φαίνεται η ενσωμάτωση της κωδικοποίησης και αποκωδικοποίησης). Στη συνέχεια, όλες οι καθυστερήσεις υπολογίστηκαν (πίνακας 6.1) για κάθε περίπτωση τύπου κωδικοποίησης. Επίσης, μετά τον υπολογισμό της διακύμανσης του θορύβου κάθε περίπτωσης, εκτελέστηκαν οι διαδικασίες προσομοίωσης προκειμένου να υπολογιστεί η απόδοση BER για όλες τις μορφές των κωδικοποιημένων OFDMs. Τα συστήματα με turbo κωδικοποιήσεις παρουσίασαν μια εξαιρετική ανοχή σε Προσθετικό Λευκό Γκαουσιανό Θόρυβο (AWGN). Η νέα TC-OFDM που εφαρμόσαμε αποδείχθηκε ότι ήταν η καλύτερη από όλα τα άλλα συστήματα.

Κάναμε διάφορες προσομοιώσεις για διαφορετικό αριθμό επαναλήψεων (έως και 5) και διαφορετικό μέγεθος μπλοκ. Το σχήμα 6.10(α) παρουσιάζει την BER απόδοση για πέντε διεξαχθείσες επαναλήψεις (iterations). Στην περίπτωση της αποκωδικοποίησης Viterbi η λειτουργία της ανατροφοδότησης-επανάληψης δεν υποστηρίζεται. Για μέγεθος πλαισίου ίσο με 64, το νέο σύστημα κωδικοποίησης [10] παρουσιάζει καλύτερη απόδοση ξεκινώντας από τα 1.5 dB ( $E_b/N_0$ ) σε σύγκριση με εκείνη του τυπικού PCCC. Στη συνέχεια, η απόδοση σαφώς γίνεται καλύτερη από το σημείο των 0.5 dB για μέγεθος μπλοκ ίσο με 128. Για μέγεθος μπλοκ ίσο με 256 και για BER ίσο με  $3 \cdot 10^{-6}$ , το σύστημά μας εμφανίζει τουλάχιστον 0.5 dB κέρδος κωδικοποίησης συγκρινόμενο με τα υπόλοιπα συστήματα. Το κέρδος κωδικοποίησης αντιστοιχεί σε 11% εξοικονόμηση ενέργειας για κάθε μεταδιδόμενο bit. Το OFDM σύστημα με τους νέους Παράλληλους Συνενωμένους Συνελικτικούς Κώδικες ξεπερνά όλους τους άλλους για όλα μεγέθη μπλοκ.

Το Σχήμα 6.10(β) παρουσιάζει τα αποτελέσματα προσομοίωσης για τέσσερις επαναλήψεις. Παρόμοια με προηγουμένως, η τιμή των 1.5 dB για μέγεθος μπλοκ ίσο με 64 αποδεικνύεται ότι είναι το σημείο από το οποίο το νέο σύστημα αρχίζει να συμπεριφέρεται καλύτερα σε σύγκριση με ένα τυπικό PCCC. Επιπλέον, για μέγεθος πλαισίου 128 το νέο PCCC ξεπερνά το τυπικό PCCC (από τα 0.6 dB). Επίσης, όλες οι άλλες περιπτώσεις μεγεθών μπλοκ παρουσιάζουν

παρόμοια συμπεριφορά με εκείνα της προηγούμενης παραγράφου. Αξίζει να σημειωθεί ότι για μέγεθος μπλοκ ίσο με 256 και για BER ίσο με  $4 \cdot 10^{-6}$ , το σύστημά μας εμφανίζει τουλάχιστον 0.5 dB κέρδος κωδικοποίησης συγκρινόμενο με τα υπόλοιπα συστήματα. Το κέρδος κωδικοποίησης αντιστοιχεί σε 11% εξοικονόμηση ενέργειας για κάθε μεταδιδόμενο bit.

Τέλος, παρόμοια συμπεράσματα εξάγονται και στην περίπτωση του σχήματος 6.10(γ). Επίσης, πρέπει να σημειωθεί το γεγονός ότι στις περιπτώσεις τιμών μπλοκ 128 και 256, το νέο σύστημα κωδικοποίησης είναι καλύτερο, ακόμη και όταν συγκρίνεται με άλλα συστήματα κωδικοποίησης μεγαλύτερης τιμής μπλοκ (π.χ. το νέο PCCC με μέγεθος μπλοκ 256 είναι καλύτερο σε σύγκριση με ένα τυπικό PCCC με μέγεθος μπλοκ 512 από τα 0.6 dB  $E_b/N_0$ ). Επίσης, για μέγεθος μπλοκ ίσο με 256 και για BER ίσο με  $5 \cdot 10^{-6}$ , το σύστημά μας εμφανίζει τουλάχιστον 0.3 dB κέρδος κωδικοποίησης συγκρινόμενο με τα υπόλοιπα συστήματα. Το κέρδος κωδικοποίησης αντιστοιχεί σε 7% εξοικονόμηση ενέργειας για κάθε μεταδιδόμενο bit ενώ για μέγεθος μπλοκ ίσο με 128 η εξοικονόμηση είναι τουλάχιστον ίση με 15% (0.6 dB κέρδος κωδικοποίησης).

Η προτεινόμενη Turbo Coded OFDM ήταν η εκπλήρωση ενός από τους στόχους που περιελάμβανε την εισαγωγή της turbo κωδικοποίησης στην OFDM [10]. Το επόμενο μέρος της έρευνας ήταν να ενισχυθεί ακόμα περισσότερο το προτεινόμενο σύστημα με τεχνική μειωμένης PAPR [26,27] και μελλοντικός στόχος είναι η εφαρμογή σε DSP αφού η δοκιμή ενσωμάτωσης όλων των τύπων κωδίκων επετεύχθη αλλά μένει να επινοηθεί και η κατάλληλη μετρητική διαδικασία ώστε να επιβεβαιωθεί η αρχή της καλής λειτουργίας του συστήματος στην πράξη [28].



## ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis and P. Kostarakis, "Turbo Coded OFDM with Large Number of Subcarriers," *Journal of Signal and Information Processing (JSIP)*, Vol. 3, No. 2, 2012, pp. 161–168.
- [2] W. Henkel, G. Taubock, P. Odling, P. O. Borjesson, N. Petersson and A. Johansson "The Cyclic Prefix of OFDM/ DMT—An Analysis," In *Proceedings of the 2002 International Zurich Seminar on Broadband Communications: Access-Transmission-Networking*, ETH Zurich, 2002, pp. 22-1–22-3.
- [3] S. Pfletschinger and F. Sanzi, "Iterative Demapping for OFDM with Zero-Padding or Cyclic Prefix," In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Paris, 20-24 June 2004, pp. 842–846.
- [4] B. Muquet, Z. Wang, G. B. Giannakis, M. De Courville and P. Duhamel, "Cyclic Prefixing or Zero Padding for Wireless Multicarrier Transmissions?" *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, No. 12, 2002, pp. 2136–2148.
- [5] R. Van Nee, G. Awater, M. Morikura, H. Takanashi, M. Webster and K. W. Halford, "New High-Rate Wireless LAN Standards," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 37, No. 12, 1999, pp. 82–88.
- [6] S. Choudhury, "Modeling and Simulation of a Turbo Encoder and Decoder for Wireless Communication Systems," UT Austin, 2002. <http://users.ece.utexas.edu/~bevans/courses/ee382c>.
- [7] M. K. Gupta and V. Sharma, "To Improve Bit Error Rate of Turbo Coded OFDM Transmission over Noisy Channel," *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, Vol. 8, No. 2, 2009, pp. 162–168.
- [8] C. Wang, D. Sklar and D. Johnson "Forward Error-Correction Coding," *Crosslink*, Vol. 3, No. 1, 2001, pp. 26–29.
- [9] S. B. Korada and R. L. Urbanke, "Exchange of Limits: Why Iterative Decoding Works," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 57, No. 4, 2011, pp. 2169–2187.

- [10] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis, and P. Kostarakis, "Turbo Codes—A New PCCC Design," *Communications and Network*, Vol. 3, No. 4, 2011, pp. 229–234.
- [11] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes. 1," In *Proceedings of the IEEE International Conference of Communications*, Geneva, 23-26 May 1993, pp. 1064–1070.
- [12] S. Rekh, S. S. Rani and A. Shanmugam, "Optimal Choice of Interleaver for Turbo Codes," *Academic Open Internet Journal*, Vol. 15, 2005. <http://www.acadjournal.com/2005/v15/part6/p7/>
- [13] X. Wei, H. Guijun and D. Qing, "Application of Turbo Codes in Optical OFDM Multimode Fiber Communication System," *Optics Communications*, Vol. 281, No. 5, 2008, pp. 1118–1122.
- [14] M. Cluzeau, M. Finiasz and J. P. Tillich, "Methods for the Reconstruction of Parallel Turbo Codes," In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, Austin, 13-18 June 2010, pp. 2008–2012.
- [15] I. S. Raad and M. Yakan, "Implementation of a Turbo Codes Test Bed in the Simulink Environment," In *Proceedings of the Eighth International Symposium on Signal Processing and its Applications*, Sydney, 28-31 August 2005, pp. 847–850.
- [16] S. Shah and V. Sinha, "Iterative Decoding vs Viterbi Decoding: A Comparison," In *Proceedings of the 14th National Conference on Communications*, IIT Mumbai, 2008, pp. 491–493.
- [17] P. Grant, "Turbo Coding," *Connexions*, 2009. <http://cnx.org/content/m18178/1.3/>
- [18] F. Alberge, Z. Naja and P. Duhamel, "From Maximum Likelihood to Iterative Decoding," In *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Prague, 2011, pp. 3052–3055.
- [19] M. Shafieipour, H. S. Lim and T. C. Chuah, "Robust Turbo Coded OFDM Transceiver for Power-Line Channels," *IEICE Electronics Express*, Vol. 7, No. 19, 2010, pp. 1416–1422.

- [20] S. I. Hernandez, "Simulation and Evaluation of a DVB System Using Simulink (Vol. I)," Bachelor Thesis, Linkopings Universitet, Linkoping, 2005.
- [21] A. P. Pastor, "Simulation and Evaluation of a DVB System Using Simulink (Vol. II)," Bachelor Thesis, Linkopings Universitet, Linkoping, 2005.
- [22] S. K. Chronopoulos, C. Votis, V. Raptis, G. Tatsis and P. Kostarakis, "In Depth Analysis of Noise Effects in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems, Utilising a Large Number of Subcarriers," In Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, Vol. 1203, pp. 967-972.
- [23] K. M. S. Soyjaudah and M. T. Russool, "Comparative Study of Turbo Codes in AWGN Channel Using MAP and SOVA Decoding," International Journal of Electrical Engineering Education, Vol. 38, No.2, 2001, pp. 103-116.
- [24] A. J. Viterbi, "An Intuitive Justification and a Simplified Implementation of the MAP Decoder for Convolutional Codes," IEEE Journal on Selected Areas on Communications, Vol. 16, No. 2, 1998, pp. 260-264.
- [25] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi and F. Pollara, "A Soft-Input Soft-Output Maximum A Posteriori (MAP) Module to Decode Parallel and Serial Concatenated Codes," TDA Progress Report, Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, Vol. 42-127, 1996.
- [26] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis, V. Raptis and P. Kostarakis, "Enhanced PAPR in OFDM without Deteriorating BER Performance," International Journal of Communications, Network and System Sciences, Vol. 4, No. 3, 2011, pp. 164-169.
- [27] M. Sabbaghian, Y. Kwak, B. Smida and V. Tarokh, "Near Shannon Limit and Low Peak to Average Power Ratio Turbo Block Coded OFDM," IEEE Transactions on Communications, Vol. 59, No. 8, 2011, pp. 2042-2045.
- [28] M. F. Sabir, R. Tripathi, B. L. Evans and A. C. Bovik, "A Real-Time Embedded Software Implementation of a Turbo Encoder and Soft Output Viterbi Algorithm Based Turbo Decoder," Record of the Thirty-Sixth ACSC, November 2002, pp. 1099-1103.



## ΜΕΙΩΣΗ ΤΗΣ PAPR ΣΤΗ TURBO CODED OFDM

Η ανώτατη προς μέση ισχύ (Peak to Average Power Ratio – PAPR) ορίζεται ως ο λόγος της στιγμιαίας ισχύος (μέγιστη τιμή σε χρόνο που διαρκεί ένα σύμβολο) προς τη μέση ισχύ. Η μεγάλη τιμή της PAPR θεωρείται ότι είναι ένα σημαντικό πρόβλημα στα συστήματα OFDM και εμφανίζεται ως σημαντική διακύμανση των καταστάσεων ισχύος τόσο στην εκπομπή όσο και στη λήψη του σήματος. Όπως προαναφέρθηκε, προκειμένου να εκπεμφθεί μεγάλος αριθμός των δυνατών σταθμών ισχύος, πρέπει οι DACs να είναι περισσότερο ακριβείς, κάτι το οποίο αυξάνει το κόστος του συστήματος. Επιπρόσθετα απαιτείται η χρήση ενισχυτών ισχύος με πολύ μεγάλη γραμμική περιοχή, πράγμα που είναι δαπανηρό και πρακτικά πολύ δύσκολο αν όχι αδύνατο να επιτευχθεί. Αυτή η διδακτορική διατριβή αντιμετώπισε το πρόβλημα της ελάττωσης PAPR με την ανακάλυψη δύο καινούργιων τεχνικών οι οποίες αναφέρονται στο κεφάλαιο 4. Σε αυτό το κεφάλαιο αντιμετωπίζεται εκ νέου το πρόβλημα της PAPR αλλά για OFDM συστήματα που περιέχουν turbo κώδικες. Η τεχνική μLaCP (η καλύτερη νέα τεχνική από τις δύο που αναφέρονται στο κεφάλαιο 4) τροποποιήθηκε για το μέγιστο δυνατό αποτέλεσμα χωρίς να αλλάξουν σε μεγάλο βαθμό τα χαρακτηριστικά της και χρησιμοποιήθηκε για το σκοπό της μείωσης της PAPR του TC-OFDM συστήματός μας (OFDM σύστημά μας που περιείχε τους νέους turbo κώδικες αυτής της διατριβής). Επειδή οι νέες τεχνικές PAPR αυτής της διδακτορικής διατριβής υπερτερούν σε σχέση με άλλες τις βιβλιογραφίας δεν χρειάστηκε η εκ νέου σύγκρισή τους. Το ίδιο ισχύει και για τους νέους turbo κώδικες. Ως εκ τούτου, σε αυτό το κεφάλαιο διεξήχθησαν μόνο οι προσομοιώσεις για την επιβεβαίωση της μείωσης της PAPR στο νέο TC-OFDM σύστημά μας για διαφορετικούς αριθμούς υποφορέων, και διαφορετικές ρυθμίσεις της μLaCP που θα αναφερθούν στις επόμενες παραγράφους [1].

### 7.1 Εισαγωγή

Πολλά υποσχόμενες τεχνολογίες οι οποίες χρησιμοποιούν ή συμμετέχουν σε συστήματα μετάδοσης δεδομένων υψηλού ρυθμού είναι οι OFDM [2], UWB

[3], MIMO [4] , Tunable κεραιές [5,6], κλπ. Ο τομέας της ορθογωνικής πολυπλεξίας OFDM όπως προαναφέρθηκε εκτός από τα πλεονεκτήματα που προσφέρει υποφέρει από την υψηλή διακύμανση της παραγόμενης ισχύος του σήματος. Αυτή η διακύμανση είναι ο λόγος της ανώτατης ισχύος εκπομπής ως προς τη μέση ισχύ εκπομπής και εκφράζεται συνήθως σε dB. Αν η μεγάλη αυξομείωση ισχύος δεν αντιμετωπιστεί σωστά, τότε διάφορα προβλήματα μπορεί να προκύψουν τα οποία και αναφέρονται στο κεφάλαιο 4. Το πρόβλημα της PAPR έχει εξεταστεί και μελετηθεί από πολλούς ερευνητές. Η σχετική βιβλιογραφία παρουσιάζει διάφορα συστήματα τα οποία παρέχουν πολύ ενδιαφέρουσες ιδέες ως προς τον περιορισμό των ανεπιθύμητων αποτελεσμάτων που επιφέρει. Ο ψαλιδισμός ή αλλιώς η αποκοπή (Clipping) [7,8], ο μετασχηματισμός κύριας συμπίεσης (root companding transform) [9], ο συνδυασμός interleaving και companding [10] και η επανάκτηση του αποκομμένου μέρους του σήματος [11] ανήκουν στο πεδίο έρευνας της PAPR. Οι προηγούμενες τεχνικές παρουσιάζουν ορισμένα μειονεκτήματα ακόμη και αν καταφέρνουν το σκοπό τους. Αυτά τα μειονεκτήματα είναι σχετικά είτε με την πολυπλοκότητα, ή την ανεπιθύμητη ακτινοβολία ή τη μειωμένη απόδοση ή και το συνδυασμό όλων των προηγούμενων όταν τα αποτελέσματα των προηγούμενων τεχνικών συγκρίνονται με εκείνα της  $\mu$ LaCP [12]. Αυτή η τεχνική θα αναλυθεί στην παράγραφο 7.2.3 εν συντομία.

Η πλατφόρμα προσομοίωσης OFDM που χρησιμοποιήσαμε περιλαμβάνει Turbo κώδικες, και ειδικότερα μία νέα τεχνική κωδικοποίησης που στηρίζεται στους Παράλληλους Συνενωμένους Συνελικτικούς Κώδικες (PCCC) της διδακτορικής διατριβής. Γενικά, αυτή η καινοτόμος σχεδίαση ενισχύει την απόδοση ενός συστήματος, ανάλογα με το επιλεγμένο μέγεθος μπλοκ [13]. Η νέα turbo τεχνική (σχήμα 7.1) εισάγει πολλές διαφορές σε σχεδιαστικό επίπεδο συγκρινόμενη με το τυπικό PCCC σύστημα όπως έχει αναφερθεί και στο κεφάλαιο 5. Τρεις συνελικτικοί κωδικοποιητές συνενώνονται παράλληλα αντί για δύο. Αυτό δημιουργεί ένα υψηλότερο ρυθμό κώδικα ο οποίος είναι ίσος με 1/4. Το στάδιο της αποκωδικοποίησης αποτελείται από περισσότερες διαδικασίες διάτρησης (puncturing). Περισσότερες διαδικασίες διάτρησης απαιτούνται επειδή η ροή πληροφοριών περιέχει τέσσερις (αντί για τρεις) εξόδους των συνελικτικών κωδικοποιητών. Με τη σειρά τους, οι νέες σειρές δεδομένων παράγονται και εισάγονται στους κατάλληλους APP αποκωδικοποιητές. Οι APP

αποκωδικοποιητές συμμετέχουν σε μια επαναληπτική λειτουργία με σκοπό την επαναξιολόγηση της εκτιμώμενης πληροφορίας για την περαιτέρω ενίσχυση της απόδοσης του συστήματος.

Αυτό το κεφάλαιο αφορά στην αναβάθμιση του OFDM συστήματός μας που περιείχε συνελκτικούς κώδικες και επιλογή μεταξύ δύο νέων τεχνικών μείωσης PAPR (μLSR και μLaCP), σε OFDM σύστημα με νέους turbo κώδικες [14] (κεφάλαιο 6) και με την καλύτερη τεχνική μείωσης PAPR (τροποποιημένη μLaCP που αναφέρεται στη συνέχεια ως μLaIF).

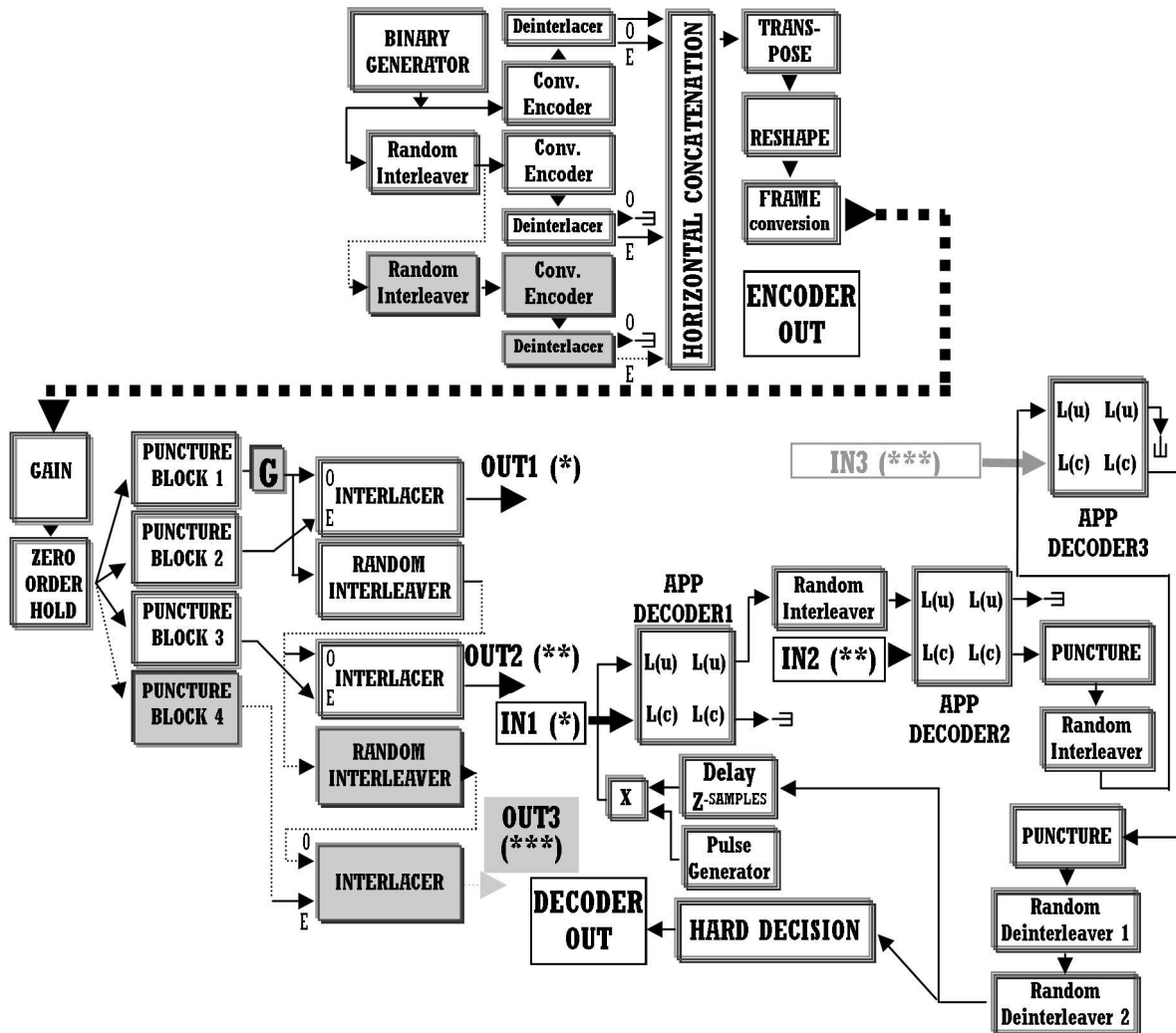
Το κεφάλαιο αυτό αποτελείται από τέσσερις ενότητες. Στη δεύτερη ενότητα δίνεται η επισκόπηση της TC-OFDM με μειωμένη PAPR. Η τρίτη ενότητα παρουσιάζει τις διαδικασίες προσομοίωσης και τα αποτελέσματα. Η τέταρτη ενότητα παρουσιάζει πολύ χρήσιμα συμπεράσματα, μαζί με τα μελλοντικά πεδία της έρευνας που αναφέρεται σε αυτό το κεφάλαιο.

## 7.2 Επισκόπηση της TC-OFDM με μειωμένη PAPR

Οι επόμενες ενότητες παρουσιάζουν μια επισκόπηση του προτεινόμενου συστήματος. Η παράγραφος 7.2.1 περιέχει μια σύντομη περιγραφή του νέου παράλληλου Turbo συστήματος, ενώ η 7.2.2 αναφέρει εν συντομία την αρχιτεκτονική της κωδικοποιημένης OFDM. Τέλος, στην 7.2.3 περιγράφεται η μLaIF (τροποποιημένη μLaCP) μέθοδος η οποία συνδυάστηκε με όλες τις προηγούμενες τεχνικές ώστε να δημιουργηθεί ένα αποδοτικό σύστημα OFDM με όρους BER και μειωμένης PAPR.

### 7.2.1 Turbo Κώδικες – Συνοπτική παρουσίαση

Οι Turbo κώδικες είναι δυνατό να χωριστούν σε δύο τοπολογίες. Αυτές χαρακτηρίζονται από τον τύπο συνένωσης των κωδίκων τους (PCCC και SCCC). Περισσότερα αναφέρονται στο κεφάλαιο 5. Τυπικά SCCC και PCCC συστήματα αναφέρονται στις [15-17]. Οι νέοι παράλληλοι turbo κώδικες [13] αναπτύχθηκαν προκειμένου να είναι μέρος ενός συστήματος OFDM [14]. Το σύστημα αυτό αποτελείται από τρεις συνελκτικούς κωδικοποιητές και δύο τυχαίους διεμπλοκείς (interleavers) [18] οι οποίοι και αποτελούν τη βαθμίδα του turbo κωδικοποιητή όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.1.



Σχήμα 7.1: Σχέδιο Παράλληλων Turbo κωδικοποιητών και Νέου Παράλληλου Turbo αποκωδικοποιητή (Πρώτο και Δεύτερο στάδιο).

Στο σχήμα 7.1 η αρχική αλληλουχία των τυχαίων δεδομένων εισέρχεται μόνο σε έναν από τους τρεις κωδικοποιητές, ενώ οι interleaved εκδοχές της είναι οι εισοδοί των άλλων δύο. Το interleaving διεξάγεται προκειμένου να αποσυσχετίσει τις τρεις εισόδους των συνελκτικών κωδικοποιητών για το σκοπό της επίτευξης των καλύτερων δυνατών επιδόσεων του συστήματος. Επιπλέον ένας από τους κωδικοποιητές παρέχει στις εξόδους του, τη συστηματική και την αναδρομική εκδοχή του σήματος εισόδου. Όλες οι άλλες παράγουν μόνο την επαναληπτική ροή με τη χρήση των αποπλεκτών (deinterlacers). Η διαδικασία αποκωδικοποίησης αποτελείται από δύο στάδια. Το πρώτο στάδιο (Σχήμα 7.1) περιέχει διαδικασίες διάτρησης προκειμένου να αποκτηθεί η κάθε επαναληπτική ή συστηματική έκδοση του αρχικού σήματος



που έχει περάσει μέσα από ένα κανάλι AWGN. Στη συνέχεια, οι αναδρομικές με τις συστηματικές εκδόσεις θα περάσουν από interlacers (και θα γίνει χρήση τυχαίων interleavers). Τα τελικά παραγόμενα σήματα είναι στην πραγματικότητα οι αρχικές έξοδοι κάθε παράλληλου συνενωμένου συνελικτικού κωδικοποιητή με τη διαφορά ότι περιέχουν Πρόσθετο Λευκό Γκαουσιανό Θόρυβο (AWGN). Στη συνέχεια, αυτές οι ροές δεδομένων θα αποκωδικοποιηθούν με τη χρήση APP αποκωδικοποιητών που είναι συνδεδεμένοι για επαναληπτική λειτουργία (Σχήμα 7.1), Περισσότερες επαναλήψεις παρέχουν καλύτερη εκτίμηση της αρχικά παραγόμενης πληροφορίας με το μειονέκτημα της επιπρόσθετης καθυστέρησης [19]. Έτσι, επιλέχθηκε ένας λογικός αριθμός επαναλήψεων. Σχετικές πληροφορίες θα αναφερθούν στο τμήμα των προσομοιώσεων.

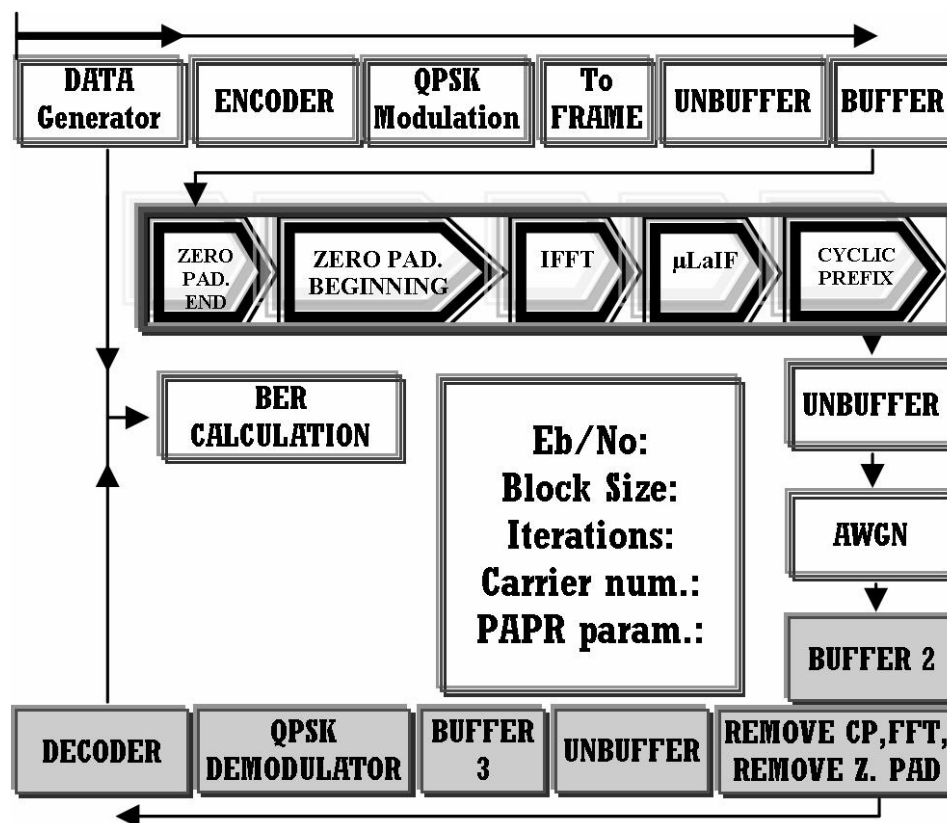
### 7.2.2 OFDM Σύστημα

Η Ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας είναι μια τεχνική η οποία διεξάγεται συνήθως χρησιμοποιώντας την λειτουργία IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) στο τμήμα του πομπού. Διάφορες προφυλάξεις ασφαλείας πρέπει να χρησιμοποιούνται παρότι αυτή η τεχνική έχει ανοχή σε εξασθενήσεις καναλιού. Το κυκλικό πρόθεμα (CP) [20] πρέπει να χρησιμοποιείται προκειμένου να αυξηθεί η διάρκεια κάθε συμβόλου για την αποφυγή διασυμβολικής παρεμβολής. Μία άλλη εναλλακτική λύση του CP είναι η λειτουργία συμπλήρωσης μηδενικών (ZP), η οποία θεωρείται ότι είναι καλύτερη, αλλά έχει και μειονεκτήματα [21]. Αυτές οι δύο τεχνικές συνδυάστηκαν για την εξασφάλιση της καλύτερης δυνατής απόδοσης του νέου συστήματος της Turbo Coded OFDM.

Το σχήμα 7.2 παρουσιάζει το σύστημα της OFDM με turbo κωδικοποίηση [14] μαζί με ένα καινούργιο χαρακτηριστικό που είναι η  $\mu\text{LaCP}$  τεχνική [12], η οποία έχει τροποποιηθεί και μετονομαστεί σε  $\mu\text{LaIF}$ . Το σύστημα είναι σχεδιασμένο με τέτοιο τρόπο που να δίνει τη δυνατότητα στον τελικό χρήστη να προσομοιώνει (για τον ίδιο όγκο δεδομένων μετάδοσης και λήψης), διαφορετικά μεγέθη μπλοκ, διαφορετικό αριθμό επαναλήψεων, διάφορους αριθμούς παραγόμενων υποφορέων (στην έξοδο του IFFT), διαφορετικές τιμές των παραμέτρων που χρησιμοποιούμε για να μελετήσουμε την PAPR όπως π.χ.

συμπύεση, μέγιστη τιμή της PAPR κ.λ.π. που θα συζητηθούν αργότερα στην παράγραφο 7.2.3. Οι βαθμίδες του κωδικοποιητή και αποκωδικοποιητή μπορεί να περιέχουν το επιλεγμένο είδος τεχνικής (PCCC, SCCC, το νέο σύστημα κωδικοποίησης αλλά και τη συνελκτική κωδικοποίηση με αποκωδικοποιητή Viterbi). Σε αυτό το κεφάλαιο χρησιμοποιήθηκε μόνο το νέο σύστημα κωδικοποίησης. Επίσης, το ZP εφαρμόζεται πριν το IFFT και αντιστοιχεί στο 25% της συνολικής παραγωγής φορέων. Στη συνέχεια, το κυκλικό πρόθεμα ρυθμίστηκε στο 25% της εξόδου του IFFT. Το προκύπτον OFDM σήμα περνά μετά μέσα από ένα κανάλι AWGN και φτάνει στον δέκτη. Οι αντίστροφες διαδικασίες εφαρμόζονται για την ανάκτηση του αρχικού σήματος πληροφορίας.

Όλες οι προηγούμενες διαδικασίες δεν διεξάγονται ταυτόχρονα. Έτσι, παράγονται διάφορες καθυστερήσεις και αυτές πρέπει να ληφθούν υπόψη για την τελική εκτίμηση του BER. Οι διάφορες καθυστερήσεις φαίνονται στον πίνακα 6.1 [14]. Επιπλέον, το τμήμα κώδικα με το όνομα "μLaIF" είναι η τεχνική η οποία χρησιμοποιήθηκε για τη μείωση της PAPR και αναλύεται στην επόμενη παράγραφο. Η μLSR δεν εφαρμόστηκε στην κωδικοποιημένη OFDM, καθώς παρουσίαζε χειρότερη απόδοση σε σχέση με εκείνη της μLaCP [12].



Σχήμα 7.2: Πλατφόρμα προσομοίωσης OFDM μαζί με την τεχνική μLaIF.

### 7.2.3 Τεχνική $\mu$ LaIF

Η τεχνική μείωσης PAPR η οποία ονομάζεται  $\mu$ LaIF « $\mu$ -Law output subtracting IFFT output» (Η IFFT έξοδος αφαιρείται από την έξοδο του  $\mu$ -Law) εφαρμόστηκε στην πλατφόρμα προσομοίωσης OFDM. Η  $\mu$ LaIF προέρχεται από την  $\mu$ LaCP [12]. Η ιδέα πίσω από το μηχανισμό της είναι η ίδια. Η είσοδος του  $\mu$ -Law αφαιρείται από την έξοδό του (Σχήμα 7.3). Η εκτέλεση της αφαίρεσης διεξήχθη αυτή τη φορά στην έξοδο του IFFT ( $\mu$ LaIF) διότι αναμένονταν να έχει καλύτερες επιδόσεις σε σχέση με την εκτέλεση αφαίρεσης στην έξοδο του CP ( $\mu$ LaCP). Οι καλύτερες επιδόσεις οφείλονται στο γεγονός ότι στην έξοδο του CP έχουμε πρόσθετους υποφορείς που εμφανίζουν αυξομείωση ισχύος άρα η τεχνική  $\mu$ LaCP θα μπορούσε να εμφανίσει ίσως καλύτερες επιδόσεις. Αυτή η ιδέα επιβεβαιώθηκε τελικά σε επίπεδο προσομοίωσης όπου και η  $\mu$ LaIF βρέθηκε να είναι ελαφρώς καλύτερη συγκρινόμενη με την  $\mu$ LaCP



Σχήμα 7.3: Λειτουργία  $\mu$ LaIF.

Αν οι τιμές των  $PR = \sqrt{2}$  και  $\mu = 3$  εφαρμοστούν στην  $\mu$ LaIF, τότε η PAPR θα μειωθεί δραματικά, αλλά θα υπάρξει άμεσα επιδείνωση του BER (με ιδανικούς ADC και DAC). Επομένως, θα έπρεπε να εφαρμοστεί η ιδέα μιας μεγαλύτερης- $\mu$ -τιμής (δηλαδή μικρότερη συμπίεση, άρα και αποκοπή φάσματος) κάτι το οποίο όμως θα προκαλούσε μείωση της απόδοσης PAPR. Ακολούθως, η απόδοση της  $\mu$ LaIF, έπρεπε να συνδυαστεί με την εξεύρεση μιας βέλτιστης τιμής- $\mu$  η οποία θα ήταν μεγαλύτερη από 3. Οι σχέσεις 7.1, 7.2 και 7.3 εκφράζουν την ιδέα της προτεινόμενης αφαίρεσης.

$$\mu\text{LaIF}_{\text{out}} = \mu L \operatorname{sgn}(\text{IF}_{\text{out}}) - \text{IF}_{\text{out}} \quad (7.1)$$

$$\mu L = PR \cdot \text{IF}_{\text{PEAK}} \frac{\log\left(1 + \mu \frac{|\text{IF}_{\text{out}}|}{PR \cdot \text{IF}_{\text{PEAK}}}\right)}{\log(1 + \mu)} \quad (7.2)$$

$$\text{sgn}(IF_{\text{out}}) = \begin{cases} -1 & \text{αν } IF_{\text{out}} < 0 \\ 0 & \text{αν } IF_{\text{out}} = 0 \\ 1 & \text{αν } IF_{\text{out}} > 0 \end{cases} \quad (7.3)$$

όπου η  $IF_{\text{out}}$  είναι η έξοδος του IFFT, η  $IF_{\text{PEAK}}$  είναι η μέγιστη κορυφή του πλάτους στην έξοδο του IFFT, το PR είναι ο λόγος κορυφής (Peak ratio) [22], το  $\mu$  είναι η παράμετρος συμπίεσης και το  $\text{sgn}(IF_{\text{out}})$  δίνεται από τη σχέση 7.3.

### 7.3 Διαδικασίες προσομοίωσης και αποτελέσματα

Η πλατφόρμα προσομοίωσης OFDM περιελάμβανε διάφορα είδη μεγεθών πλαισίου-μπλοκ (64, 128, 256 και 512), και επιπλέον είχε ρυθμιστεί προκειμένου να υποστηρίζει τέσσερις τύπους σχεδίων κωδικοποίησης (αν και σε αυτό το κεφάλαιο χρησιμοποιήθηκαν μόνο οι νέοι turbo κώδικες). Τα σχέδια κωδικοποίησης αναφέρθηκαν σε προηγούμενα κεφάλαια και περιείχαν δύο είδη συνελικτικών κωδικών. Ο ένας τύπος είχε ρυθμό ίσο με 1/2, μήκος περιορισμού ίσο με 3, μνήμη 2 και γεννήτορες πολυωνύμων  $7_8$  και  $5_8$ . Ο άλλος τύπος είχε ένα ρυθμό 2/3 και μνήμη 4. Μόνο οι συνελικτικοί κώδικες με ρυθμό 1/2 χρησιμοποιήθηκαν σε συστήματα Παράλληλης turbo κωδικοποίησης, ενώ και οι δύο τύποι ήταν παρόντες μόνο στην περίπτωση της SCCC [14]. Τα στάδια των αποκωδικοποιητών αποτελούνταν από APP αποκωδικοποιητές (τεχνικές turbo) και Viterbi αποκωδικοποιητή (για την συνελικτική κωδικοποίηση). Αυτοί οι APP αποκωδικοποιητές χρησιμοποιούσαν αλγόριθμο log-MAP [23]. Επίσης, τα χαρακτηριστικά του θορύβου του επιλεγμένου καναλιού AWGN ρυθμίστηκαν μέσω της διακύμανσης του θορύβου (πίνακας 5.2) που περιελάμβανε τις παραμέτρους του τύπου διαμόρφωσης (QPSK με  $M=4$ ), τους ρυθμούς κώδικα (1/2 ή 1/3 ή 1/4), τα  $E_s$  και  $E_b/N_0$  [13]. Επιπλέον, οι σημαντικές ρυθμίσεις προσομοίωσης σχετικές με το εξελιγμένο σύστημα OFDM συνοψίζονται στον πίνακα 7.1.

**Πίνακας 7.1:** Ρυθμίσεις προσομοίωσης της OFDM (νέο PCCC,  $R_c = 1/4$ ).

Όνομα μπλοκ	Ρυθμίσεις	Όνομα μπλοκ	Ρυθμίσεις
Διαδική	50%	Padding (ZP)	25%
Γεννήτρια	Πιθανότητα "0"		(Αρχή και τέλος)

**Πίνακας 7.1:** Ρυθμίσεις προσομοίωσης της OFDM (νέο PCCC,  $R_c = 1/4$ ).

Όνομα μπλοκ	Ρυθμίσεις	Όνομα μπλοκ	Ρυθμίσεις
Συνελικτικοί κωδικοποιητές	Ρυθμός κώδικα 1/2	Κυκλικό πρόθεμα	25%
Διαμορφωτής QPSK	Μετατόπιση φάσης ίση με $\pi/4$ και αστερισμός Gray	Αποδιαμορφωτής QPSK	Παρόμοια με διαμορφωτή και Υλισμική Απόφαση (Hard Decision)
Buffer (Σχήμα 7.2)	0.75 CAR	Έξοδος IFFT	Διαίρεση με FFT length
Buffer 2 (Σχήμα 7.2)	1.25 CAR	AWGN	Διασπορά ρυθμίστηκε βάσει της [13]
Buffer 3 (Σχήμα 7.2)	2 LEN	Zero Order Hold (Σχήμα 7.1)	ITER / (ADD.FACTOR)
Κέρδος με γκρι χρώμα (Σχήμα 7.1)	1/2	Κέρδος (Σχήμα 7.1)	2 / VAR

Το LEN είναι το μέγεθος μπλοκ, το CAR είναι ο αριθμός των υποφορέων, το ITER αναφέρεται στο συνολικό αριθμό των επαναλήψεων, η VAR είναι η διασπορά του θορύβου και ο ADD.FACTOR διασφαλίζει κάθε φορά τον ίδιο όγκο μετάδοσης δεδομένων.

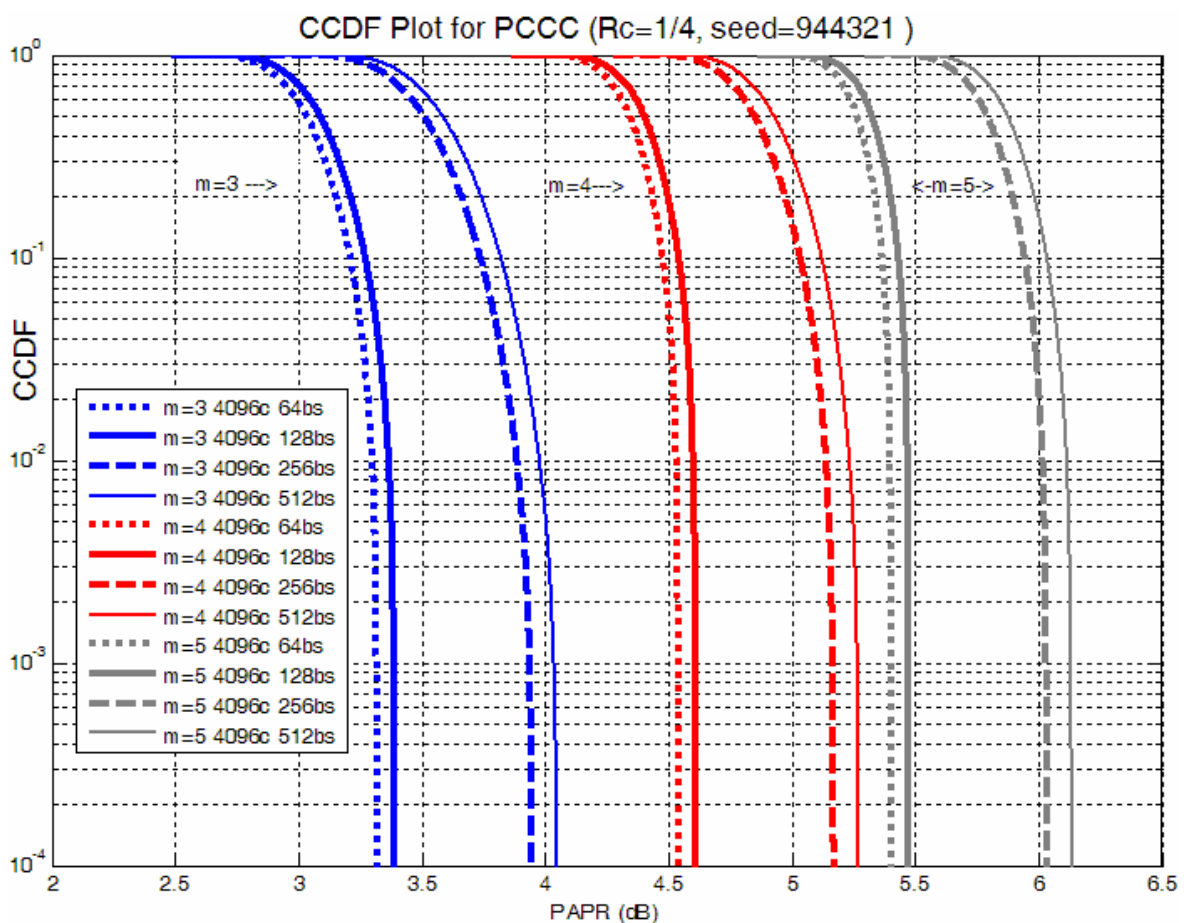
Ο λόγος ανώτατης προς μέση ισχύ (PAPR) είναι γνωστός ως αναλογία της μέγιστης εμφανιζόμενης ισχύος ως προς τη μέση ισχύ και εκφράζεται συνήθως σε μονάδες dB (σχέση 7.3).

$$PAPR = 10 \log \left( \max \frac{|x(t)|^2}{E\{|x(t)|^2\}} \right) \quad (7.3)$$

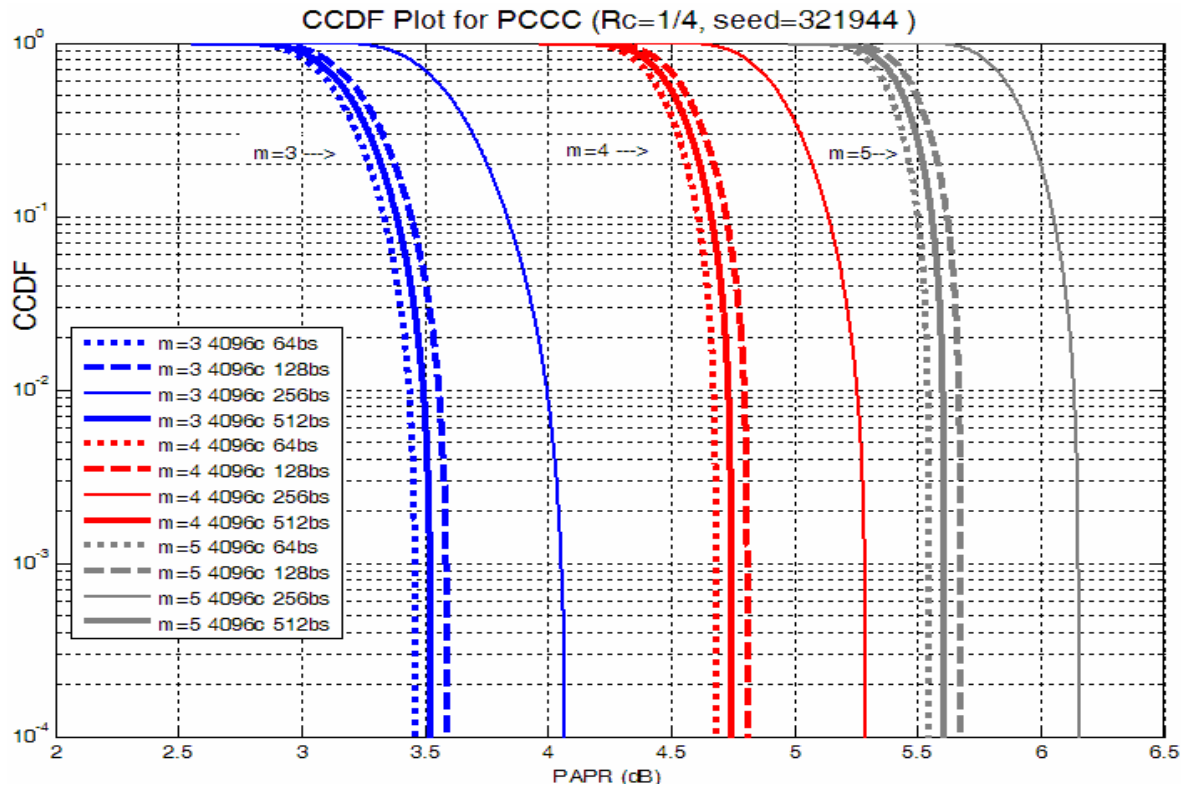
Η νέα turbo τεχνική αυτής της διδακτορικής διατριβής [13], παρουσίασε την καλύτερη BER απόδοση, σε σύγκριση με άλλες τεχνικές κωδικοποίησης που φαίνεται στο σχήμα 6.9. Επιπλέον, ο κύριος στόχος αυτής της μελέτης ήταν να προσδιορίσει αν η  $\mu$ LaIF θα μπορούσε να εφαρμοστεί στο καλύτερο σύστημα κωδικοποίησης. Οι προσομοιώσεις απέδειξαν ότι αυτό ήταν εφικτό, με τη χρήση της Συμπληρωματικής Αθροιστικής Συνάρτησης Κατανομής (Complementary Cumulative Distribution function – CCDF).

Το διάγραμμα CCDF είναι ένα εργαλείο που προορίζεται για την απόκτηση σημαντικών πληροφοριών σχετικά με την ισχύ του σήματος διαφόρων εξαρτημάτων και βαθμίδων όπως μίκτες, ενισχυτές, φίλτρα και άλλα. Η CCDF παρουσιάζει το χρονικό διάστημα κατά το οποίο ένα σήμα έχει τη συγκεκριμένη ή μεγαλύτερη από αυτή κατάσταση ισχύος. Αναλυτικότερα, αυτό το είδος της καμπύλης δείχνει με όρους πιθανότητας τον χρόνο κατά τον οποίο το επίπεδο σήματος βρίσκεται πάνω από το μέσο όρο ενέργειας. Και οι δύο άξονες των προηγούμενων σχημάτων εκφράζονται λογαριθμικά [24-26]. Στο μπλοκ παράμετρος PAPR (PAPR Param.) του σχήματος 7.2 εισάγεται η μέγιστη τιμή της παρατηρούμενης PAPR. Η τιμή αυτή διαφέρει κάθε φορά για διαφορετικό μέγεθος μπλοκ και αριθμό υποφορέων. Η αναλογία Peak (PR) ρυθμίστηκε με βάση την [27], λαμβάνοντας υπόψη τη μέγιστη παρατηρούμενη PAPR και τη μέση ισχύ). Επιπλέον δοκιμάστηκαν διάφορες τιμές του  $\mu$  (αναφέρονται ως  $\mu$ ). Τα καλύτερα αποτελέσματα ήταν σίγουρα εκείνα για  $\mu=3$ . Αυτό φαίνεται στο σχήμα 7.4 για 4096 OFDM υποφορείς, διάφορα μεγέθη μπλοκ,  $\mu$  (τιμές ίσες με 3, 4, και 5) και διάφορα seeds. Το seed είναι ένας αριθμός (π.χ. 321944) που πρέπει να εισάγεται σε κάποια τμήματα κώδικα. Αν ο αριθμός seed αλλάξει τότε π.χ. μία γεννήτρια τυχαίων αριθμών (τμήμα κώδικα) παράγει διαφορετικό σύνολο τυχαίων αριθμών ή π.χ. ένας διεμπλοκέας (τμήμα κώδικα) θα ανακατανέμει τα δεδομένα εισόδου του με διαφορετικό τρόπο στην έξοδό του. Τα σχήματα 7.4 προέκυψαν από προσομοιώσεις που διεξήχθησαν για τρεις διαφορετικούς τύπους τυχαίων διεμπλοκέων (τρεις διαφορετικοί αριθμοί seeds) του σχήματος 7.1. Αυτό κρίθηκε αναγκαίο αφού η πιθανότητα αυξομείωσης της ισχύος στο σχήμα 7.4(a) εμφάνιζε μη φυσιολογική συμπεριφορά. Η PAPR κάθε φορά (για διαφορετική τιμή  $\mu$ ) για μπλοκ 64 και 128 σχεδόν ταυτίζονταν όπως και για μεγέθη μπλοκ 256 και 512. Η απόσταση όμως που χώριζε τις ομάδες καμπυλών

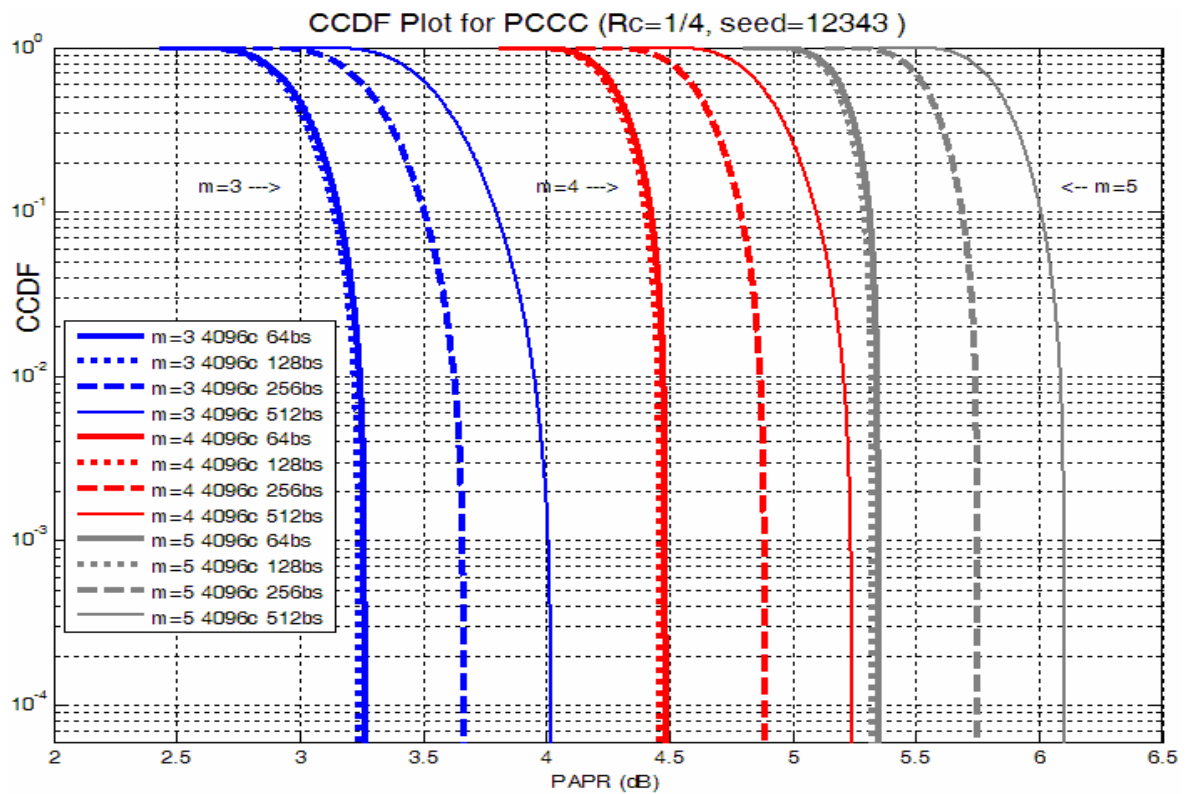
των μπλοκ 64-128 σε σχέση με εκείνες των μπλοκ 256-512 δεν φαινόταν λογική και έπρεπε να διερευνηθεί ώστε να βρεθεί ο λόγος αυτής της ιδιαίτερης συμπεριφοράς που εμφάνιζε το σύστημα (ως προς την αυξομοίωση ισχύος του TC-OFDM πομπού). Τα σχήματα 7.4(β) και 7.4(γ) αποδεικνύουν ότι τελικά για την ιδιαίτερη συμπεριφορά όχι μόνο του συστήματός μας αλλά και γενικά ενός συστήματος με Turbo κώδικες ευθύνεται η επιλογή των τυχαίων διεμπλοκέων στο τμήμα κωδικοποίησης ενός TC-OFDM πομπού, αφού όταν επιλέγαμε κάθε φορά διαφορετικούς διεμπλοκείς (διαφορετικό seed) άλλαζε και η συμπεριφορά της αυξομοίωσης της ισχύος για το επιλεγμένο μέγεθος μπλοκ. Αυτό όμως που παρατηρήθηκε είναι ότι η αυξομοίωση της ισχύος παρατηρούνταν γύρω από μία παρόμοια τιμή μέγιστης PAPR για την εκάστοτε παράμετρο συμπίεσης  $\mu$  (ή αλλιώς  $m$ ) όπως φαίνεται από τα σχήματα 7.4. Π.χ. για τιμή ίση με  $\mu=3$  το εύρος τιμών της μέγιστης PAPR (σχήματα 7.4) εκτείνονταν από περίπου 3.25 dB έως περίπου 4.1 dB.



**Σχήμα 7.4:** (α) PAPR απόδοση για σταθερό αριθμό υποφορέων και seed 944321



(β)

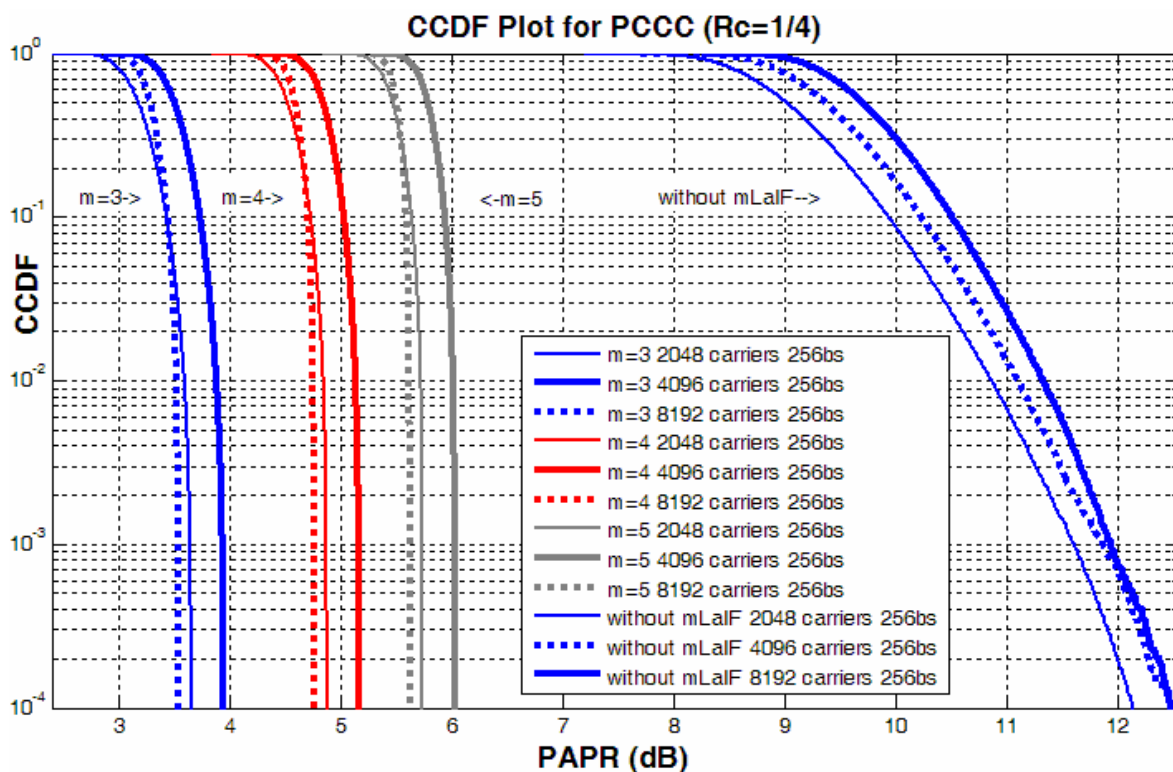


(γ)

Σχήμα 7.4: PAPR απόδοση για σταθερό αριθμό υποφορέων και για seed (β) 321944 και (γ) 12343

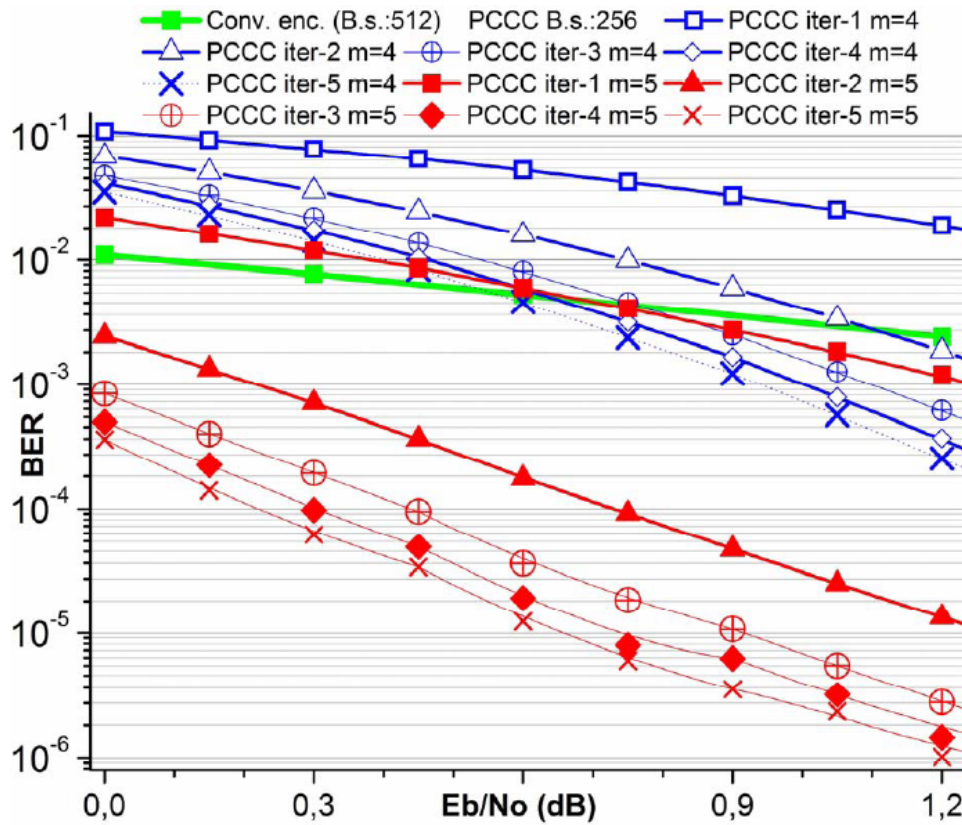


Ακόμη κι αν για  $\mu=3$  η απόδοση PAPR ήταν η καλύτερη, αυτό δεν συνέβαινε και για την BER απόδοση. Η καταλληλότητα της  $\mu = 3$  ελέγχθηκε μέσω προσομοιώσεων BER και τα αποτελέσματα ήταν απογοητευτικά, οπότε μελετήθηκαν τα  $\mu=4$  και  $\mu=5$  (σχήμα 7.6). Τα καλύτερα αποτελέσματα σε σχέση με την απόδοση BER ήταν εκείνα για  $\mu = 5$ . Στο σχήμα 7.5 φαίνεται το CCDF διάγραμμα για σταθερό μέγεθος μπλοκ (256), για διάφορους υποφορείς και διαφορετικές τιμές  $\mu$ .

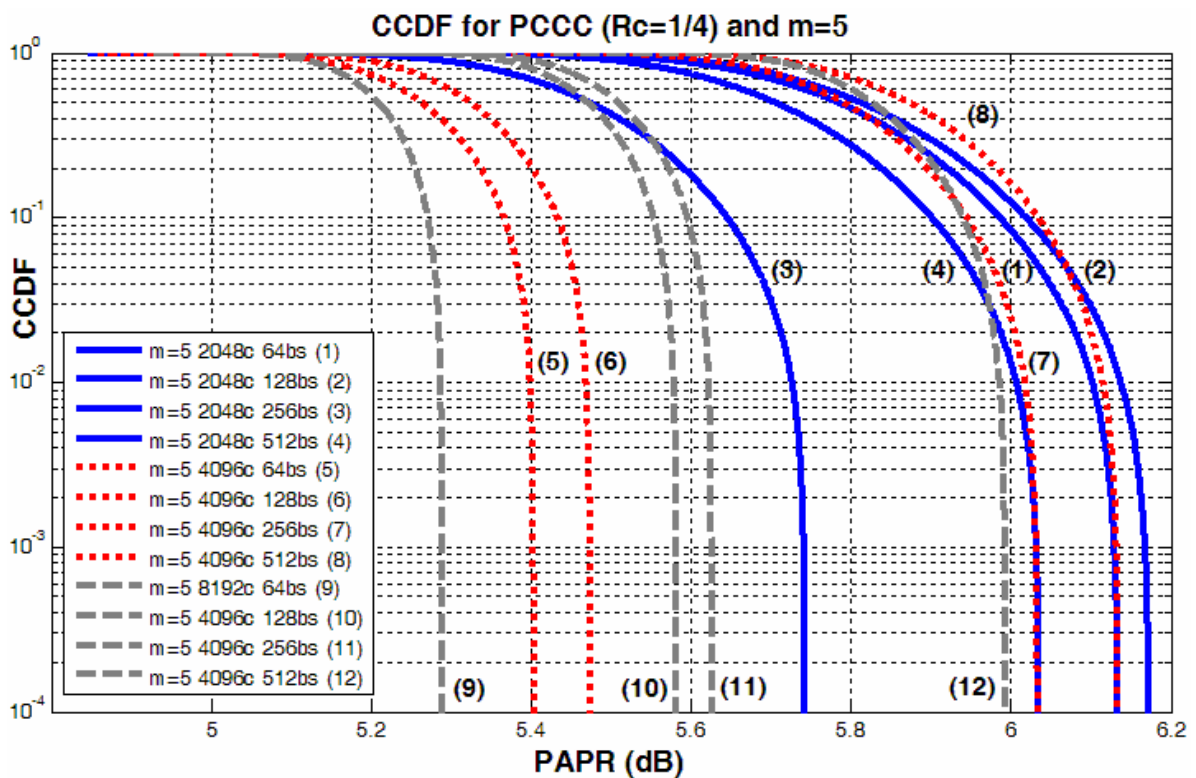


Σχήμα 7.5: Απόδοση PAPR για σταθερό μέγεθος μπλοκ.

Επίσης, το σύστημα με την τεχνική μείωσης PAPR συγκρίνεται με συστήματα χωρίς την  $\mu\text{LaIF}$ . Ακόμη και με τη χρήση του  $\mu = 5$  η PAPR (dB) είναι σχεδόν η μισή σε σύγκριση με εκείνα τα συστήματα χωρίς τεχνική μείωσης PAPR. Επιπλέον, η BER απόδοση του  $\mu=5$  υπερτερεί εκείνης του  $\mu=4$  και την ίδια στιγμή φθάνει σχεδόν την αρχική απόδοση (χωρίς συμπιεστή - compander) που φαίνεται στο σχήμα 7.6 (για έως και πέντε επαναλήψεις). Τέλος, το Σχήμα 7.7 παρουσιάζει την απόδοση του συστήματος με όρους PAPR για σταθερή τιμή  $\mu$ , η οποία είναι ίση με την προτεινόμενη τιμή 5.



Σχήμα 7.6: Απόδοση BER της καλύτερης τεχνικής κωδικοποίησης για  $\mu = 4$ ,  $\mu = 5$  και για διάφορες επαναλήψεις.



Σχήμα 7.7: PAPR απόδοση για  $\mu = 5$  (προτεινόμενη τιμή).

## 7.4 Συμπεράσματα

Αυτή η εργασία επικεντρώθηκε στη μείωση της PAPR σε ένα Turbo Coded OFDM σύστημα το οποίο χρησιμοποιούσε την καλύτερη τεχνική κωδικοποίησης σε σύγκριση με άλλες. Η επιλεγμένη τεχνική companding (συμπίεσης) είναι μια από τις καλύτερες τεχνικές. Αυτή η τεχνική τροποποιήθηκε προκειμένου να μειωθεί η PAPR μαζί με την αμετάβλητη απόδοση του BER (με την παρουσία ιδανικών ADCs και DACs). Όμως, επειδή η μέγιστη PAPR παρατηρείται σπάνια, ως παράδειγμα μείωσής της μπορεί να αναφερθεί η περίπτωση μεγαλύτερη από 90% πιθανότητα εμφάνισης. Τότε (σχήμα 7.5) παρατηρείται τουλάχιστον 70% μείωση (σε dB) που αντιστοιχεί σε τουλάχιστον 4 dB αυξομείωση ισχύος. Αυτό σημαίνει ότι η PAPR έχει μειωθεί κατά 2,5 φορές. Συνεπώς απαιτείται 2,5 φορές λιγότερη ισχύς κατά την εκπομπή της OFDM εφόσον χρησιμοποιούνται οι καινούργιοι turbo κώδικες μαζί με την καινούργια τεχνική  $\mu$ LaIF.

Το μελλοντικό πεδίο χρησιμοποίησης της παρούσας έρευνας είναι η εφαρμογή του προτεινόμενου συστήματος σε DSP (Η ενσωμάτωση έχει γίνει). Μένει να επιβεβαιωθεί η σωστή λειτουργία στην πράξη χρησιμοποιώντας αξιόπιστη διαδικασία μετρήσεων) [28]. Επιπλέον, το σύστημα θα μπορούσε να περιλαμβάνει ή να είναι μέρος αναπτυσσόμενων τεχνολογιών, όπως UWB [29-31], MIMO [04], Tunable κεραιές [05], κλπ. Επίσης, αποτελεί μελλοντικό στόχο η πραγματοποίηση αυτής της έρευνας λαμβάνοντας υπόψη την παρουσία ατελειών σε ADCs και DACs (π.χ. jitter, κ.τ.λ.) [32].

## ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] S. K. Chronopoulos, V. Christofilakis, G. Tatsis and P. Kostarakis "Reducing Peak-to-Average Power Ratio of a Turbo Coded OFDM," *Wireless Engineering and Technology*, Vol 3. No.4, pp. 195–202, Oct. 2012.
- [2] S. K. Chronopoulos, C. Votis, V. Raptis, G. Tatsis and P. Kostarakis, "In Depth Analysis of Noise Effects in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems, Utilising a Large Number of Subcarriers," In *Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, Alexandroupolis, 9-13 September 2009*, pp. 967–972.
- [3] G. Tatsis, C. Votis, V. Raptis, V. Christofilakis, S. K. Chronopoulos and P. Kostarakis, "Performance of UWB-Impulse Radio Receiver Based on Matched Filter Implementation with Imperfect Channel Estimation," *Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, Alexandroupolis, 9-13 September 2009*, pp. 573–578.
- [4] C. Votis, V. Christofilakis, V. Raptis, G. Tatsis, S. K. Chronopoulos and P. Kostarakis "Design and analysis of a multiple-output transmitter based on DDS architecture for modern wireless communications," In *Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 9-13 September 2009*, pp. 421–426.
- [5] V. Raptis, G. Tatsis, C. Votis, S. K. Chronopoulos, V. Christofilakis and P. Kostarakis, "Tuning Techniques for Planar Antennas in Wireless Communication," In *Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 9-13 September 2009*, pp. 1053–1057.
- [6] V. Raptis, C. Votis, G. Tatsis, S. K. Chronopoulos, V. Christofilakis and P. Kostarakis, "Active Tuning Antennas for Wireless Communication," In *Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, Alexandroupolis, 9-13 September 2009*, pp. 1058–1062.

- 
- [7] S. I. Hernandez, "Simulation and Evaluation of a DVB System Using Simulink (Vol. I)," Master Thesis, Linkopings Universitet, Linkoping, 2005.
- [8] F. Zbynek and S. Vladimir, "Reduction of PAPR in OFDM by Clipping," In Proceedings of the 15th International Czech-Slovak Scientific Conference Radioelektronika, Brno, May 2005, pp. 474–477.
- [9] P.-H. Chang, S.-S. Jeng and J.-M. Chen, "Utilizing a Novel Root Companding Transform Technique to Reduce PAPR in OFDM Systems," International Journal of Communication Systems, Vol. 23, No. 4, 2010, pp. 447–461.
- [10] H. Sakran, M. Shokair and A. A. Elazm, "Combined Interleaving and Companding for PAPR Reduction in OFDM Systems," Progress in Electromagnetics Research C, Vol. 6, 2009, pp. 67–78.
- [11] I. I. Al-kebsi, M. Ismail, K. Jumari and T. A. Rahman, "Eliminate the Effects of Clipping Technique on the SER Performance by Recovering the Clipped Part of the OFDM Signal," International Journal of Computer Science and Network Security (IJCSNS), Vol. 9, No. 7, 2009, pp. 37–45.
- [12] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis, V. Raptis and P. Kostarakis, "Enhanced PAPR in OFDM without Deteriorating BER Performance," International Journal of Communications, Network and System Sciences, Vol. 4, No. 3, 2011, pp. 164–169.
- [13] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis and P. Kostarakis, "Turbo Codes—A New PCCC Design," Communications and Network, Vol. 3, No. 4, 2011, pp. 229–234.
- [14] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis and P. Kostarakis, "Turbo Coded OFDM with Large Number of Subcarriers," Journal of Signal and Information Processing (JSIP), Vol. 3, No. 2, 2012, pp. 161–168.
- [15] S. Shah and V. Sinha, "Iterative Decoding vs. Viterbi Decoding: A Comparison," In Proceedings of the 14th National Conference on Communications NCCC 2008, Mumbai, 1-3 February 2008, pp. 491–493.
- [16] W. Xie, G.-J. Hu and Q. Deng, "Application of Turbo Codes in Optical OFDM Multimode Fiber Communication System," Optics Communications, Vol. 281, No. 5, 2008, pp. 1118–1122.

- [17] I. S. Raad and M. Yakan, "Implementation of a Turbo Codes Test Bed in the Simulink Environment," In Proceedings of the Eighth International Symposium on Signal Processing and Its Applications ISSPA'05, Sydney, 28-31 August 2005, pp. 847–850.
- [18] S. Rekh, S. S. Rani and A. Shanmugam, "Optimal Choice of Interleaver for Turbo Codes," Academic Open Internet Journal, Vol. 15, 2005.
- [19] S. Choudhury, "Modeling and Simulation of a Turbo Encoder and Decoder for Wireless Communication Systems," 2002.  
<http://users.ece.utexas.edu/~bevans/courses/ee382c/projects/spring02/index.html>
- [20] W. Henkel, G. Taubock, P. Odling, P. O. Borjesson, N. Petersson and A. Johansson "The Cyclic Prefix of OFDM/ DMT—An Analysis," Proceedings of 2002 International Zurich Seminar on Broadband Communications: Access-Transmission-Networking, Zurich, 19-21 February 2002, pp. 22-1–22-3.
- [21] B. Muquet, Z. Wang, G. B. Giannakis, M. De Courville and P. Duhamel, "Cyclic Prefixing or Zero Padding for Wireless Multicarrier Transmissions?" IEEE Transactions on Communications, Vol. 50, No. 12, 2002, pp. 2136–2148.
- [22] A. Vallavaraj, B. G. Stewart and D. K. Harrison, "An Evaluation of Modified  $\mu$ -Law Compadding to Reduce the PAPR of OFDM Systems," AEU—International Journal of Electronics and Communications, Vol. 64, No. 9, 2010, pp. 844–857.
- [23] P. Robertson, P. Villebrun and P. Hoeher, "A Comparison of Optimal and Sub-Optimal MAP Decoding Algorithms Operating in the Log Domain," In Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, Seattle, 18- 22 June 1995, pp. 1009–1013.
- [24] Agilent, "Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 2)—Power Sensors and Instrumentation," Application Note, 2006, pp. 55–56.
- [25] Anritsu, "CCDF Measurements MS269xA—Signal Analyzer," Application Note, 15 April 2008.
- [26] L. Angrisani, A. Langella and M. Vadursi, "New Digital Signal-Processing Approaches for Measuring Power CCDF Curves," 13th Symposium on

- Measurements for Research and Industrial Applications, 9th Workshop on ADC Modeling and Testing (TC4), Athens, 2004.
- [27] A. Vallavaraj, B. G. Stewart, D. K. Harrison and F. G. McIntosh, "Reduction of Peak to Average Power Ratio of OFDM Signals Using Compadding," In Proceedings of the 9th IEEE International Conference on Communications Systems, Singapore, 6-8 September 2004, pp. 160-164.
- [28] M. F. Sabir, R. Tripathi, B. L. Evans and A. C. Bovik, "A Real-Time Embedded Software Implementation of a Turbo Encoder and Soft Output Viterbi Algorithm Based Turbo Decoder," Record of the 36 ACSC, Pacific Grove, 3-6 November 2002, pp. 1099-1103.
- [29] G. Tatsis, C. Votis, V. Raptis, V. Christofilakis, S. K. Chronopoulos and P. Kostarakis, "Design and Implementation of Ultra-Wideband Impulse Radio Transmitter," In Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, Alexandroupolis, 2009, pp. 579-584.
- [30] G. Tatsis, V. Christofilakis, C. Votis, P. Kostarakis, L. Ivrisimtzis and S. K. Chronopoulos, "BER Performance of an Ultra-Wideband Impulse Radio Correlator Receiver," WSEAS Transactions on Information Science and Applications, Vol. 8, Issue 10, Oct. 2011, pp. 401-406.
- [31] G. Tatsis, V. Christofilakis, C. Votis, S. K. Chronopoulos and P. Kostarakis, "Experimental Measurements of UWB Channel," In 2nd Pan-Hellenic Conference on Electronics and Telecommunications - PACET'12, Organized by the Electronics and the Telecommunications laboratories of the Departments of Physics and Electrical and Computer Engineering, of the Aristotle University of Thessaloniki (AUTH), Greece.
- [32] V. N. Christofilakis, A. A. Alexandridis, P. Kostarakis and K. P. Dangakis, "Software Defined Radio Implementation Aspects Related to the ADC Performance," In Proceedings of the 6th International Multiconference on Circuits, Systems, Communications and Computers, Crete, 7-11 July 2002, pp. 3231-3239.





## ΒΕΛΤΙΩΜΕΝΟΙ TURBO ΚΩΔΙΚΕΣ

Το πεδίο της εμπροσθόδοτης διόρθωσης σφάλματος (χωρίς επαλήθευση - (forward error correction, FEC) επηρεάστηκε σε μεγάλο βαθμό από την ανακάλυψη των turbo κωδίκων που οδήγησε σε μεγάλη βελτίωση του ρυθμού εμφάνισης εσφαλμένων bits (BER). Στη βιβλιογραφία έχουν προταθεί διάφορα σχέδια turbo συστημάτων και βασίζονται είτε σε παράλληλη είτε σε σειριακή κωδικοποίηση - αποκωδικοποίηση. Οι αποκωδικοποιητές είναι επαναληπτικοί και χρησιμοποιούν SOVA (soft output Viterbi) ή MAP (maximum a Posteriori) αλγόριθμους. Έχουν ανώτερες λειτουργίες ανάκτησης δεδομένων, τα οποία έχουν μεταδοθεί μέσα από περιβάλλον θορύβου. Στην πραγματικότητα, αυτά τα turbo συστήματα συγκρινόμενα με μεμονωμένους συνελικτικούς κώδικες επιτυγχάνουν καλύτερη ανάκτηση δεδομένων με την αύξηση του μήκους περιορισμού τους (constraint length). Το νέο παράλληλο σχέδιο turbo κωδικοποιητή - αποκωδικοποιητή που προτείνουμε (κεφάλαιο 5) συγκρίθηκε και βρέθηκε ανώτερο από ήδη υπάρχουσες σειριακές και παράλληλες τεχνικές turbo κωδικοποίησης και από ένα συνελικτικό κωδικοποιητή - με Viterbi αποκωδικοποίηση. Το νέο μας σχέδιο PCCC κωδίκων που παρουσιάζεται σε αυτό το κεφάλαιο έχει βελτιωθεί ακόμη περισσότερο με την προσθήκη ενός παράγοντα κλιμάκωσης-κλιμακοθέτησης (scaling factor) στον αποκωδικοποιητή του. Οι βελτιωμένοι turbo κώδικές μας συγκρίνονται με τους παράλληλους κώδικές μας του κεφαλαίου 5 καθώς και με άλλες τεχνικές κωδικοποίησης. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζουν τις επιδόσεις του προτεινόμενου συστήματος αυτού του κεφαλαίου να είναι ανώτερες σε σχέση με όλα τα άλλα συστήματα που συγκρίθηκε. Επίσης, οι προσομοιώσεις περιελάμβαναν την παρουσία AWGN καναλιού [1].

### 8.1 Εισαγωγή

Τα θεωρητικά όρια της χωρητικότητας του Shannon μπορεί να επιτευχθούν για την περίπτωση της turbo κωδικοποίησης. Η επαναληπτική διαδικασία, ως μέρος ενός συστήματος turbo αποκωδικοποιητή, προσφέρει

άριστη ανίχνευση των ροών πληροφορίας που μεταδίδονται μέσω Γκαουσιανών καναλιών. Επομένως, θεωρείται σημαντική η εφεύρεση των προηγούμενων turbo κωδίκων [2]. Οι εφαρμογές τους είναι πολλές και περιλαμβάνουν τις OFDM [3], MIMO [4,5], UWB [6,7], Wireless Lan [8], 3rd Generation Partnership Project (3GPP), τα πρότυπα κινητής τηλεφωνίας 3G και άλλα. Επίσης, οι Turbo κώδικες έχουν υιοθετηθεί από την Ευρωπαϊκή Υπηρεσία Διαστήματος και αποστολές της NASA, όπως SMART-1 και Mars Reconnaissance Orbiter, αντίστοιχα [9].

Όπως προαναφέρθηκε, τα σχέδια των turbo κωδικοποιήσεων μπορούν να ταξινομηθούν σε δύο κατηγορίες (SCCC και PCCC) και πρέπει να περιλαμβάνουν και διάφορες ανακατανομές (interleaving) της αρχικής πληροφορίας. Το τμήμα των κωδικοποιητών όπως είναι γνωστό απαιτεί λιγότερο περίπλοκη σχεδίαση σε σύγκριση με εκείνο των αποκωδικοποιητών. Οι τελευταίοι χρησιμοποιούν την ιδέα της επαναληπτικής λειτουργίας η οποία προέρχεται από τη λειτουργία του υπερσυμπιεστή ενός αυτοκινήτου [10].

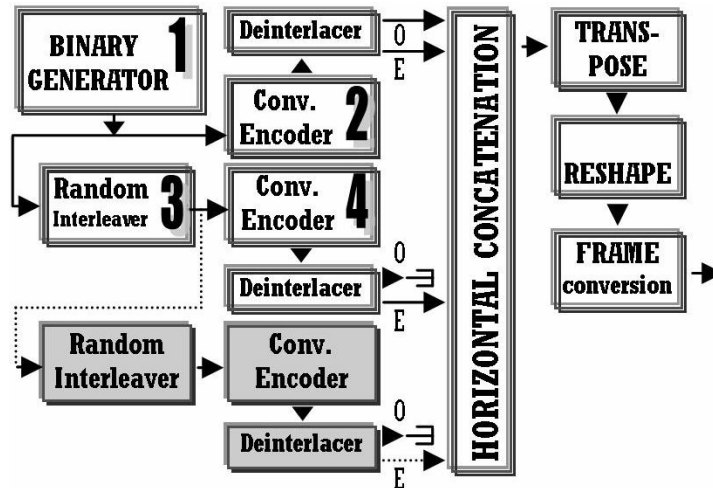
Μια παρόμοια ιδέα με την προηγούμενη στρατηγική κωδικοποίησης και αποκωδικοποίησης υιοθετήθηκε προκειμένου να σχεδιαστεί ένα σύστημα PCCC που παρουσιάζεται στη δεύτερη ενότητα και είναι βελτιωμένο σε σχέση με εκείνο του πέμπτου κεφαλαίου. Η βελτίωση έχει γίνει στο τμήμα του αποκωδικοποιητή, όπου μεταξύ των APP αποκωδικοποιητών του παρεμβάλλονται ίδια τμήματα κώδικα τα οποία ονομάζονται παράγοντας κλιμάκωσης (scaling factor) [11].

Το κεφάλαιο αυτό αποτελείται από τέσσερις ενότητες. Η δεύτερη ενότητα είναι αφιερωμένη στην συνοπτική αναφορά των διαφόρων παράλληλων και σειρακών turbo συστημάτων τα οποία προσομοιώθηκαν και συγκρίθηκαν μεταξύ τους. Οι προσομοιώσεις και τα αποτελέσματά τους παρουσιάζονται στην τρίτη ενότητα. Στην τέταρτη ενότητα παρουσιάζονται τα συμπεράσματα αυτού του κεφαλαίου μαζί με μελλοντικούς στόχους.

## 8.2 Παράλληλα και σειριακά Turbo συστήματα

Τα συστήματα που απαιτείται να έχουν μια ισχυρή αντοχή κατά του θορύβου καλό θα ήταν να χρησιμοποιούν turbo κώδικες και, κατά συνέπεια, τεχνικές επαναληπτικής αποκωδικοποίησης με τυχαίους interleavers [12].

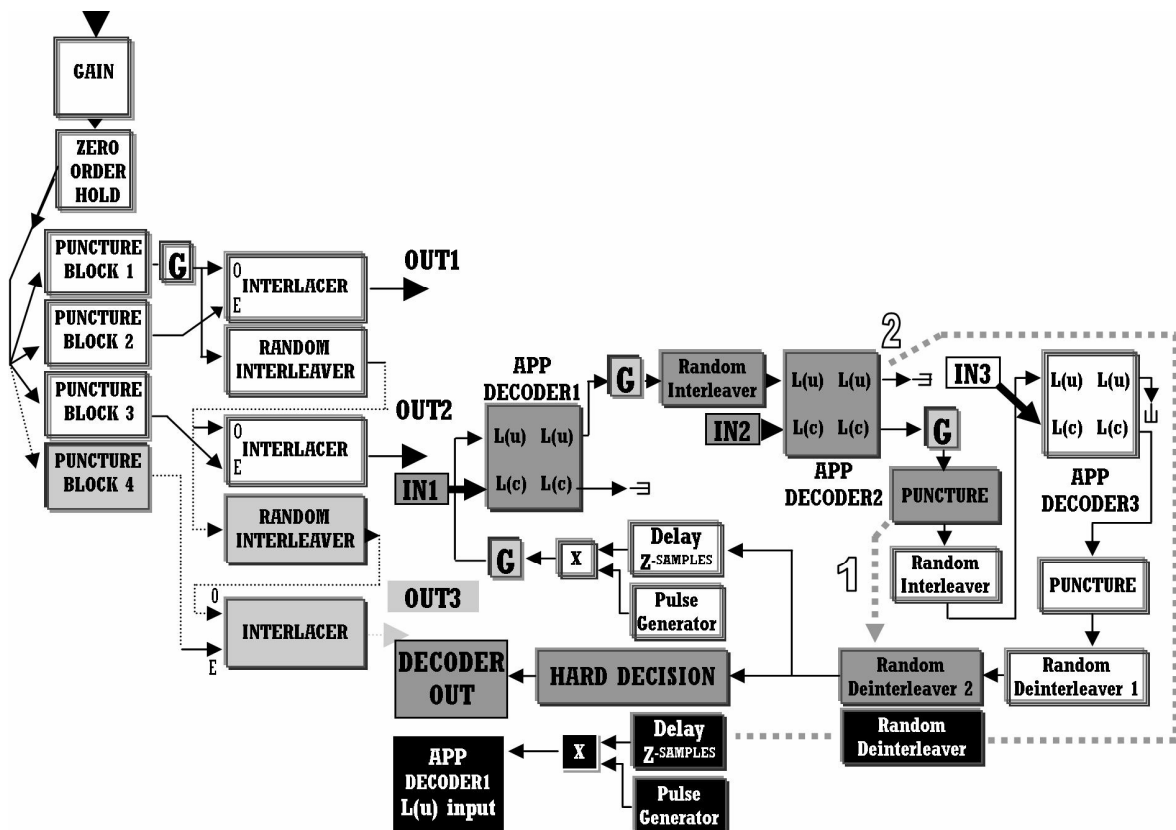
Όπως προαναφέρθηκε σε προηγούμενα κεφάλαια, δύο συνελκτικοί κωδικοποιητές οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι σε σειρά, με την παρουσία ενός τυχαίου διεμπλοκέα (interleaver) μεταξύ τους, αποτελούν έναν κωδικοποιητή SCCC (σχήμα 8.1) και αντίστοιχα ο επαναληπτικός αποκωδικοποιητής SCCC [13] περιέχει δύο APP αποκωδικοποιητές.



**Σχήμα 8.1:** Κωδικοποιητές turbo (Ο τυπικός σχεδιασμός PCCC περιέχει μόνο λευκά μπλοκ). Η νέα σχεδίαση PCCC επιτυγχάνεται με τη χρήση πρόσθετων γκρι μπλοκ. Η τυπική τεχνική SCCC αντιστοιχεί στην ακολουθία μπλοκ 1 → 2 → 3 → 4, ενώ το μπλοκ 2 ονομάζεται εξωτερικός κωδικοποιητής και το μπλοκ 4 ονομάζεται εσωτερικός κωδικοποιητής).

Συνήθως, τα PCCC συστήματα αποτελούνται από δύο παράλληλους συνελκτικούς κωδικοποιητές [14] ενώ το PCCC σύστημά μας του κεφαλαίου 5 από τρεις παράλληλους συνελκτικούς κωδικοποιητές [13]. Γενικά, όλοι οι έξοδοι των παράλληλων κωδικοποιητών συνενώνονται [13]. Ο κωδικοποιητής αυτού του turbo συστήματος περιέχει τρία συνελκτικά μπλοκ κωδικοποίησης και λειτουργεί με ρυθμό 1/4. Επιπλέον, δεν πρέπει να παραλειφθεί το γεγονός ότι δεν εφαρμόστηκε η διάτρηση μετά το μπλοκ της συνένωσης. Γενικά αυτή η διαδικασία διάτρησης δίνει τη δυνατότητα να παραχθούν διάφοροι λόγοι κωδικοποίησης. Αυτό δεν εφαρμόστηκε, διότι θα οδηγούσε σε υποβάθμιση των επιδόσεων. Τελικά, το κωδικοποιημένο σήμα περνάει μέσα από ένα κανάλι AWGN [15]. Μετά από το κανάλι AWGN ακολουθεί η διαδικασία αποκωδικοποίησης και μπορεί να ολοκληρωθεί σε δύο στάδια. Το πρώτο στάδιο αποτελείται από διάφορα τμήματα (τα οποία έχουν αναφερθεί στο κεφάλαιο 5)

με πιο σημαντικά τα τμήματα της διάτρησης (puncturing). Η λειτουργία της διάτρησης ανακτά τις αναδρομικές και συστηματικές εκδόσεις της κύριας ροής εισερχόμενων πληροφοριών. Στη συνέχεια αυτά τα σήματα συμπλέκονται (interlacing) προκειμένου να περάσουν μέσα από τους κατάλληλους APP αποκωδικοποιητές που ανήκουν στο δεύτερο στάδιο αποκωδικοποίησης (σχήμα 8.2) [16].



**Σχήμα 8.2:** Πρώτο και δεύτερο στάδιο αποκωδικοποίησης. Ειδικά, στο δεύτερο στάδιο της βελτιωμένης PCCC αποκωδικοποίησης περιέχεται ο παράγοντας κλιμάκωσης ο οποίος αντιστοιχεί μόνο στα γκρι μπλοκ χαρακτηρισμένα ως "G").

Το σχήμα 8.2 παρουσιάζει το δεύτερο στάδιο της αποκωδικοποίησης των δύο PCCC. Η τυπική σχεδίαση PCCC αποτελείται από όλα τα μπλοκ χρώματος γκρι και μαύρου, συμπεριλαμβανομένων και των διακεκομμένων συνδέσεων 1 και 2. Ο νέος αποκωδικοποιητής αποτελείται από όλα τα λευκά και γκρι μπλοκ χωρίς την παρουσία των γραμμών 1 και 2.

Το δεύτερο στάδιο αποκωδικοποίησης του βελτιωμένου PCCC συστήματος αυτού του κεφαλαίου περιέχει APP αποκωδικοποιητές οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι με τέτοιο τρόπο που να δημιουργούν μια επαναληπτική

λειτουργία [17]. Κάθε έξοδος του πρώτου σταδίου είναι συνδεδεμένη με την αντίστοιχη είσοδο του αποκωδικοποιητή APP στο δεύτερο στάδιο. Κάθε έξοδος είναι η ενημερωμένη έκδοση της εισόδου της. Διάφοροι τυχαίοι διεμπλοκείς έχουν εισαχθεί στο σχεδιασμό για το σκοπό της αποσυσχέτισης των ροών δεδομένων και η διάτρηση χρησιμοποιείται για να απορριφθούν τα πλεονάζοντα δεδομένα [8]. Τότε, οι υπόλοιπες πληροφορίες θα περάσουν μέσα από το μπλοκ υλισμικής απόφασης (Hard Decision) και στη συνέχεια, η νέα ροή θα συγκριθεί με τις αρχικές πληροφορίες για να υπολογιστεί η BER απόδοση.

Από τη βιβλιογραφία είναι γνωστό ότι ο SOVA (Soft-output Viterbi) παρουσιάζει δύο προβλήματα. Το πρώτο πρόβλημα είναι ότι για κανάλια με πολύ θόρυβο η πιθανολόγηση της αποκωδικοποιημένης αξιόπιστης πληροφορίας στην έξοδο του αποκωδικοποιητή εμφανίζεται πολύ αισιόδοξη και πρέπει να διορθωθεί καταλλήλως και ανεξάρτητα του SNR (Λόγος σήματος προς θόρυβο). Το δεύτερο πρόβλημα εμφανίζεται όταν ο SOVA χρησιμοποιείται στην turbo αποκωδικοποίηση όπου παρατηρείται συσχετισμός μεταξύ της εξωτερικής-εξωγενούς και ενδογενούς πληροφορίας και επομένως εξαλείφονται συσχετισμένες ακολουθίες. Η εξωγενής πληροφορία θα γίνει η "a priori" της επόμενης βαθμίδας αποκωδικοποίησης και επιπρόσθετα πρέπει να διορθωθεί καταλλήλως μέσω της εισαγωγής ενός διορθωτικού παράγοντα. Ο διορθωτικός παράγοντας είναι ένας συντελεστής. Αξίζει να αναφερθεί ότι ο SOVA πρέπει να επαναρυθμίζεται διότι κάνει κατά μέσο όρο πολύ αισιόδοξη εκτίμηση της αξιοπιστίας των αποκωδικοποιημένων δεδομένων. Αντίθετα, ο MAP συμπεριφέρεται εντελώς διαφορετικά. Δεδομένου ότι δεν υπάρχει εξάλειψη συσχετισμένων ακολουθιών κατά την αποκωδικοποίηση που εκτελεί αφού πιθανολογεί ως προς την εύρεση της αρχικής ακολουθίας και δεν φαίνεται να υπάρχει συσχετισμός μεταξύ της παραγόμενης ενδογενούς και εξωγενούς πληροφορίας. Επομένως στην περίπτωση του νέου αποκωδικοποιητή (log-MAP) εξετάστηκε μόνο το πρώτο πρόβλημα και χρησιμοποιήθηκε ένας κοινός παράγοντας κλιμάκωσης ανάμεσα από τους διάφορους APP αποκωδικοποιητές, ο οποίος ήταν σταθερός και ανεξάρτητος του SNR [18].

Το σύστημα αποκωδικοποίησης το οποίο φαίνεται στο προηγούμενο σχήμα 8.2 περιέχει νέα τμήματα κώδικα τα οποία καθιστούν τον σχεδιασμό βελτιωμένο και ονομάζονται όπως προαναφέρθηκε, παράγοντες κλιμάκωσης. Ο παράγοντας κλιμάκωσης μπορεί να προστεθεί ως ένα τμήμα κώδικα απολαβής

(κέρδος) το οποίο είναι γνωστό από τη βιβλιογραφία για την ενίσχυση της απόδοσης αποκωδικοποίησης εφόσον επιλεχθεί η κατάλληλη τιμή. Αυτή η τιμή προτείνεται να είναι ίση με 0.7 [11,19,20]. Διάφορες προσομοιώσεις διεξήχθησαν με σκοπό να εξακριβωθεί αν η τιμή αυτή μπορεί να εφαρμοστεί στο νέο σύστημα κωδικοποίησης και τα αποτελέσματα επιβεβαίωσαν τις προτεινόμενες ρυθμίσεις της βιβλιογραφίας.

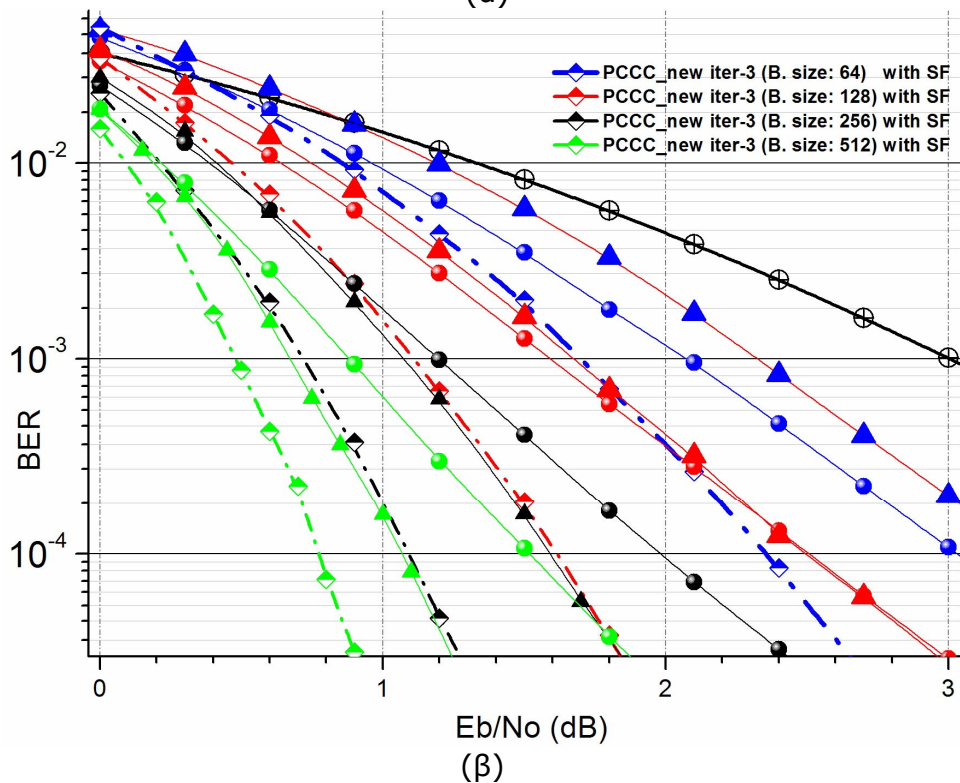
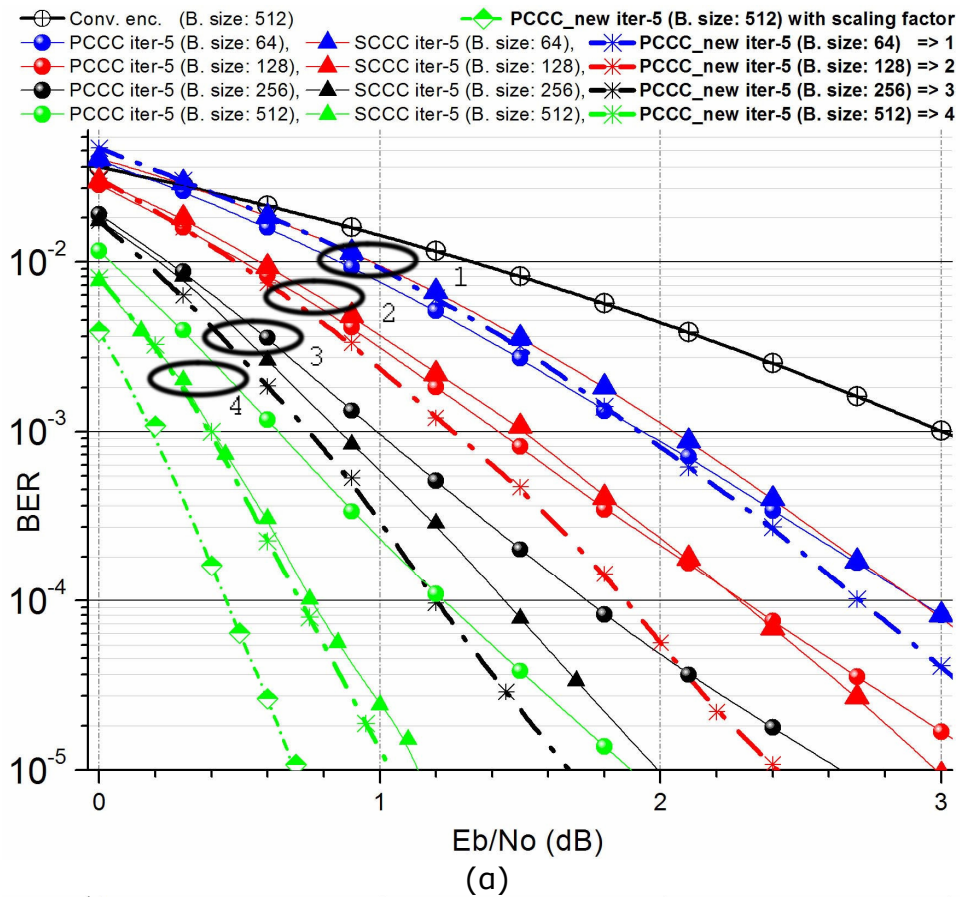
### 8.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης

Όλα τα σχέδια των turbo κωδικοποιήσεων προσομοιώθηκαν και συγκρίθηκαν με όρους BER. Περιείχαν συνελκτικούς κωδικοποιητές με δύο ρυθμούς. Όλοι οι κωδικοποιητές είχαν ένα ρυθμό 1/2, εκτός από τον εσωτερικό κωδικοποιητή στον SCCC ο οποίος είχε ένα ρυθμό 2/3 [13]. Το στάδιο της turbo αποκωδικοποίησης αποτελούνταν από APP αποκωδικοποιητές, όπως ήδη αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα. Οι αποκωδικοποιητές ρυθμίστηκαν για να λειτουργούν με την επιλογή Max\* (αλγόριθμος log-MAP). Η επιλογή "A Posteriori Probability" χρειάζεται περισσότερη μνήμη και μειώνει την ταχύτητα της διαδικασίας αποκωδικοποίησης. Επίσης η επιλογή Max\* σε σύγκριση με τη Max είναι πιο περίπλοκη, αλλά βελτιώνει την απόδοση BER [21,22]. Αυτές οι δύο επιλογές διαφέρουν μόνο κατά έναν όρο διόρθωσης. Αυτός ο όρος περιέχεται μέσα στην μαθηματική έκφραση της Max\* [23].

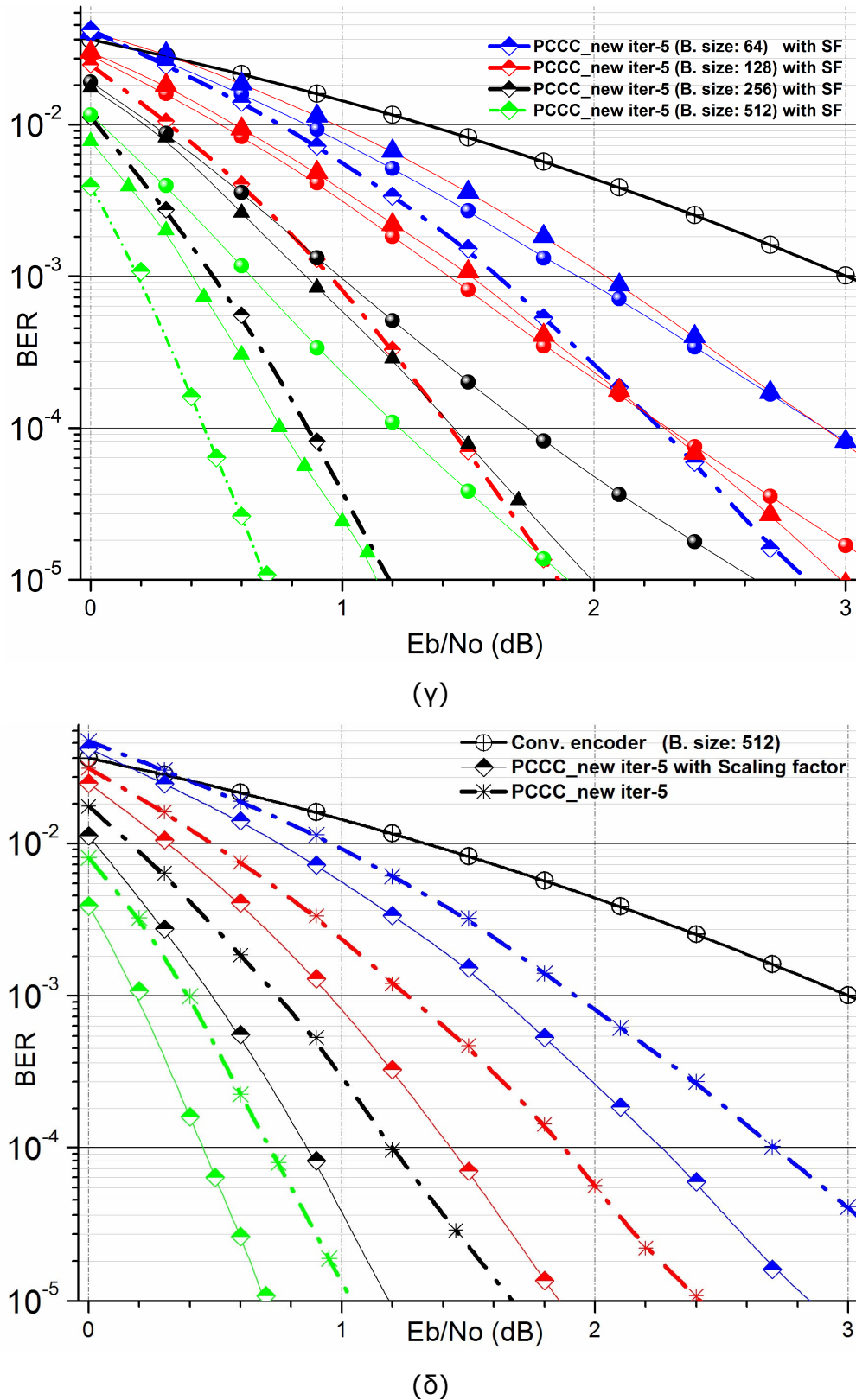
$$\max^*(x,y)=\ln(e^x + e^y)=\max(x,y)+\log(1 + e^{-|y-x|}) \quad (8.1)$$

Όλα τα προσομοιωμένα σενάρια περιείχαν ένα κανάλι AWGN. Κάθε μεταδιδόμενο σύμβολο αποτελούνταν από ένα σταθερό αριθμό bits [24]. Ο αριθμός αυτός εξαρτάται από τον τύπο διαμόρφωσης. Σε αυτό το κεφάλαιο όλα τα σενάρια χρησιμοποιούσαν διαμόρφωση QPSK (αστερισμό Gray, M = 4). Οι όροι Rm και Rc αντιστοιχούν στον όρο log2M και στο ρυθμό κώδικα. Η διακύμανση του θορύβου δίνεται από τη σχέση 5.13. Όλα τα προηγούμενα αναφέρονται αναλυτικά στην [13].

Τα συστήματα κωδικοποίησης του PCCC, SCCC, του νέου PCCC (με ή χωρίς παράγοντα κλιμάκωσης), και της συνελκτικής κωδικοποίησης με αποκωδικοποιητή Viterbi προσομοιώθηκαν με διάφορα μεγέθη μπλοκ-πλαισίου (64, 128, 256 και 512). Στο σχήμα 8.3 και αναλυτικότερα στα σχήματα 8.4 και 8.5 παρουσιάζονται όλες οι BER καμπύλες.

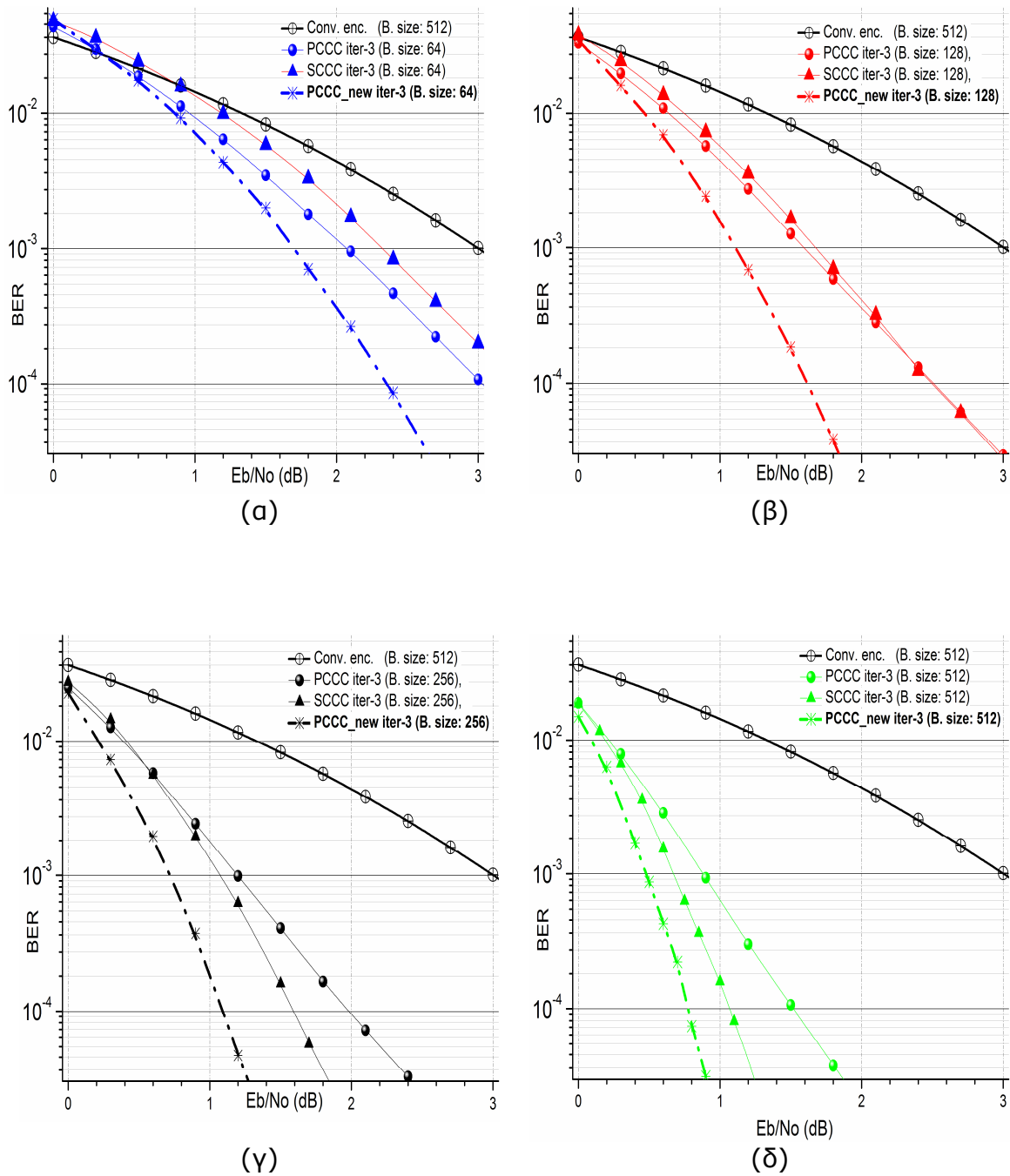


Σχήμα 8.3: Αποτελέσματα BER για (α) βελτιωμένο σύστημα με 5 επαναλήψεις συγκρινόμενο με διαφορετικές τεχνικές και (β) βελτιωμένο σύστημα με 3 επαναλήψεις και για διαφορετικό μέγεθος μπλοκ.

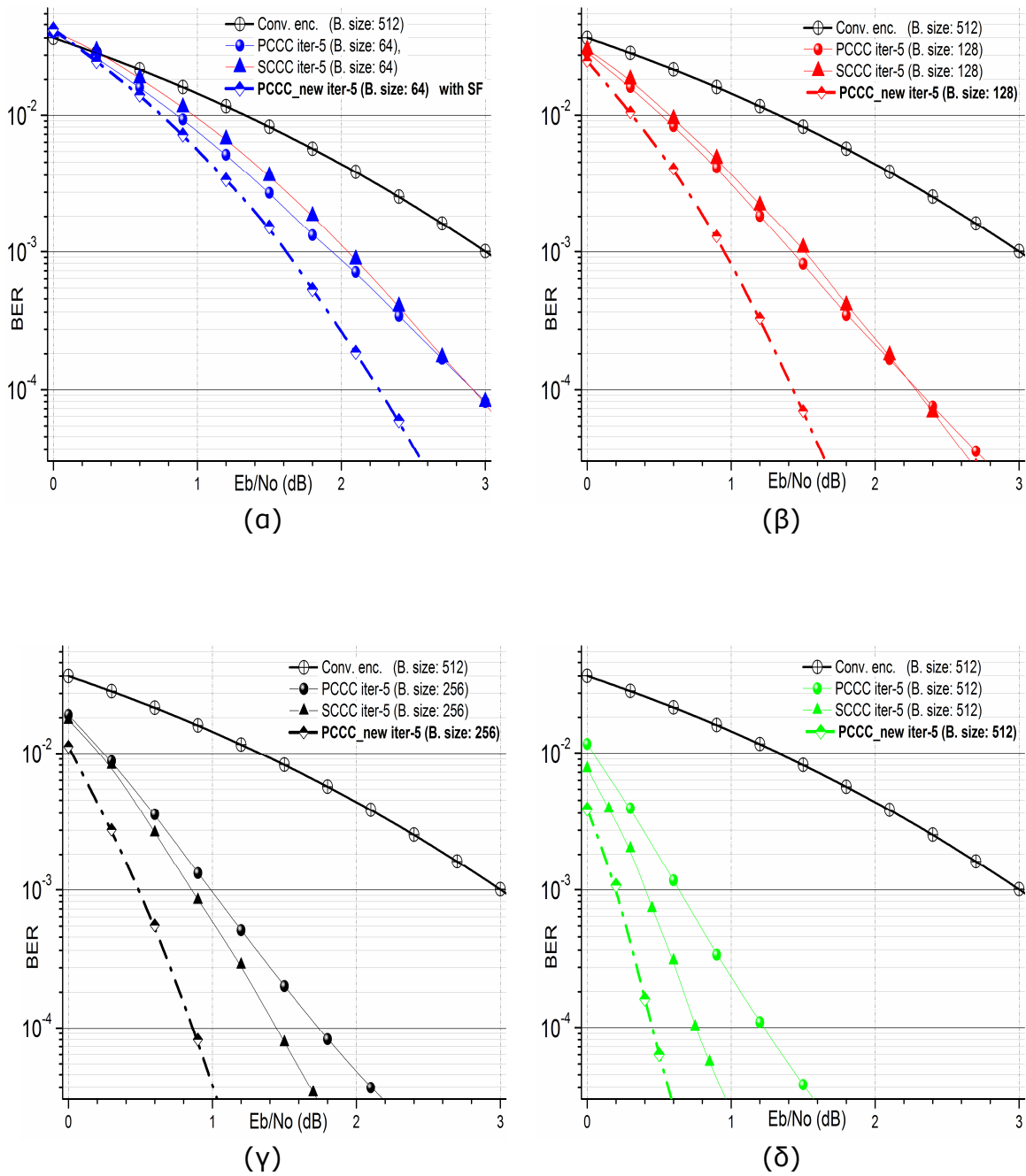


**Σχήμα 8.3:** Αποτελέσματα BER ( $\gamma$ ) για βελτιωμένο σύστημα με 5 επαναλήψεις και για διαφορετικό μέγεθος μπλοκ και ( $\delta$ ) για σύστημα με και χωρίς SF και για σύστημα συνελκτικής κωδικοποίησης-αποκωδικοποίησης.





**Σχήμα 8.4:** Αποτελέσματα BER για σύστημα συνελικτικής κωδικοποίησης-αποκωδικοποίησης και για βελτιωμένο σύστημα με 3 επαναλήψεις και μέγεθος μπλοκ ίσο με (α) 64, (β) 128, (γ) 256 και (δ) 512.



**Σχήμα 8.5:** Αποτελέσματα BER για σύστημα συνελκτικής κωδικοποίησης-αποκωδικοποίησης και για βελτιωμένο σύστημα με 5 επαναλήψεις και μέγεθος μπλοκ ίσο με (α) 64, (β) 128, (γ) 256 και (δ) 512.

## 8.4 Συμπεράσματα και μελλοντικοί στόχοι

Ένα νέο PCCC σχέδιο το οποίο χρησιμοποιεί έναν συντελεστή κλιμάκωσης ίσο με 0.7 συγκρίθηκε με άλλα υπάρχοντα συστήματα.

Στο σχήμα 8.3(α) συγκρίνονται όλα τα συστήματα για 5 επαναλήψεις (νέο PCCC με scaling factor – SF μόνο για μέγεθος μπλοκ 512). Σε αυτή την καμπύλη φαίνεται σαφώς (γνωστό και από το κεφάλαιο 5) ότι οι turbo κώδικές μας ακόμη και χωρίς συντελεστή κλιμάκωσης είναι ανώτεροι από όλους τους άλλους (π.χ. για BER ίσο με  $10^{-4}$  και με μέγεθος μπλοκ 256 το κέρδος της κωδικοποίησης είναι σχεδόν 0.2 dB σε σύγκριση με SCCC, και πάνω από 0.5 dB σε σύγκριση με ένα τυπικό PCCC).

Στο σχήμα 8.3(β) συγκρίνονται όλες οι τεχνικές σε σχέση με την προτεινόμενη (η οποία χρησιμοποιεί παράγοντας κλιμάκωσης) για 5 επαναλήψεις.

Το σχήμα 8.3(γ) παρουσιάζει την συμπεριφορά του βελτιωμένου συστήματος κωδίκων (με SF) για 5 επαναλήψεις και για διάφορα μεγέθη πλαισίου (μπλε, κόκκινες, μαύρες και πράσινες καμπύλες αντιστοιχούν σε μεγέθη πλαισίου 64, 128, 256 και 512). Αυτό το σχήμα παρουσιάζει τη βελτιωμένη απόδοση του νέου συστήματος, όταν εφαρμόζεται ο SF ίσος με 0.7. Π.χ. το BER ίσο με  $10^{-4}$  μπορεί να επιτευχθεί με μέγεθος μπλοκ ίσο με 512. Το κέρδος κωδικοποίησης είναι σχεδόν 0.3 dB με την παρουσία του SF.

Στο σχήμα 8.3(β) παρουσιάζεται η ανωτερότητα του νέου σχεδιασμού PCCC με SF (π.χ. για BER ίσο με  $10^{-4}$ , το νέο PCCC με μέγεθος μπλοκ 256 παρουσιάζει βελτιωμένη απόδοση πάνω από 0.3 dB σε σύγκριση με ένα τυπικό PCCC το οποίο έχει μπλοκ ίσο με 512).

Μελλοντικά πεδία αυτής της έρευνας περιλαμβάνουν την ενσωμάτωση του βελτιωμένου συστήματος κωδικοποίησης (σε επίπεδο προσομοίωσης) σε OFDM συστήματα [3], με ενισχυμένα χαρακτηριστικά [25,26] και στη συνέχεια εφαρμογή του σε ένα DSP [27].

## ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] S. K Chronopoulos, G. Tatsis, V. Raptis and Panos Kostarakis, "A Parallel turbo encoder-decoder scheme," In 2nd Pan-Hellenic Conference on Electronics and Telecommunications - PACET'12, Organized by the Electronics and the Telecommunications laboratories of the Departments of Physics and Electrical and Computer Engineering, of the Aristotle University of Thessaloniki (AUTH), Greece.
- [2] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1," In Proceedings of the IEEE International Conference of Communications ICC 93, IEEE, Geneva, 23-26 May 1993, pp. 1064-1070.
- [3] S. K. Chronopoulos, C. Votis, V. Raptis, G. Tatsis, and P. Kostarakis, "In depth analysis of noise effects in orthogonal frequency division multiplexing systems, utilising a large number of subcarriers," In Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 967-972.
- [4] C. Votis, V. Christofilakis, V. Raptis, G. Tatsis, S. K. Chronopoulos and P. Kostarakis, "Effects of Variations on Geometrical Parameters on a 2.4 GHz Printed Dipole Antenna architecture," In Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 427-432.
- [5] C. Votis, V. Christofilakis, V. Raptis, G. Tatsis, S. K. Chronopoulos and P. Kostarakis "Design and analysis of a multiple-output transmitter based on DDS architecture for modern wireless communications," In Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 421-426.
- [6] G. Tatsis, C. Votis, V. Raptis, V. Christofilakis, S. K. Chronopoulos, and P. Kostarakis, "Performance of UWB-Impulse Radio Receiver Based on Matched Filter Implementation with Imperfect Channel Estimation," In

- Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 573–578.
- [7] G. Tatsis, C. Votis, V. Raptis, V. Christofilakis, S. K. Chronopoulos, and P. Kostarakis, "Design and Implementation of Ultra-Wideband Impulse Radio Transmitter," in Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 2009, pp. 579–584.
- [8] S. Choudhury, "Modeling and Simulation of a Turbo Encoder and Decoder for Wireless Communication Systems," UT Austin, 2002.  
<http://users.ece.utexas.edu/~bevans/courses/ee382c/projects/spring02/index.html>
- [9] M. Taskaldiran, R. C. S. Morling and I. Kale, "The modified Max-Log-MAP turbo decoding algorithm by extrinsic information scaling for wireless applications," *Wireless Technology*, vol. 44, Springer US, 2009, pp. 203–213.
- [10] P. Grant, "Turbo Coding," *Connexions*, 2009.  
<http://cnx.org/content/m18178/1.3/>
- [11] J. Vogt and A. Finger, "Improving the max-log-MAP turbo decoder," *IET Electronics Letters*, Institution of Engineering and Technology, vol. 36, no. 23, 2000, pp. 1937–1939.
- [12] S. Rekh, S. Subha Rani and A. Shanmugam, "Optimal Choice of Interleaver for Turbo Codes," *Academic Open Internet Journal*, Technical College, Bourgas, Bulgaria, vol. 15, July 2005.
- [13] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis and P. Kostarakis, "Turbo Codes—A New PCCC Design" *Communications and Network*, Scientific Research Publishing Inc., vol. 3, no. 4, November 2011, pp. 229–234.
- [14] X. Wei, H. Guijun and D. Qing, "Application of Turbo codes in optical OFDM multimode fiber communication system," *Optics Communications*, Elsevier, vol. 281, no. 5, 2008, pp. 1118–1122.
- [15] M. Shafieipour, H. S. Lim and T. C. Chuah, "Robust turbo coded OFDM transceiver for power-line channels," *IEICE Electronics Express*, vol. 7, no. 19, 2010, pp. 1416–1422.

- [16] S. Shah, and V. Sinha, "Iterative Decoding vs. Viterbi Decoding: A Comparison," In Proceedings of the 14th National Conference on Communications NCCC 2008, IIT Mumbai, 2008, pp. 491–493.
- [17] I. S. Raad and M. Yakan, "Implementation of a turbo codes test bed in the Simulink environment," In Proceedings of the Eighth International Symposium on Signal Processing and its Applications ISSPA'05, IEEE, Sydney, 28-31 August 2005, pp. 847–850.
- [18] L. Papke and P. Robertson: "Improved decoding with SOVA in a parallel concatenated (Turbo-code) scheme", In Proceedings of the IEEE ICC '96, Vol. 1, 1996, pp. 102–106.
- [19] M. Timis, "Design of LOG-MAP/MAX-LOG-MAP Decoder," Annals. Computer Science Series, "Tibiscus" University of Timisoara, Romania, vol. 5, no. 1, 2007, pp. 63–67.
- [20] C. Chaikalis, J. M. Noras F. Riera-Palou, "Improving the reconfigurable SOVA/log-MAP turbo decoder for 3GPP," In Proceedings of CSNDSP'02, Stafford, UK, July 2002, pp. 105–108.
- [21] A. J. Viterbi, "An Intuitive Justification and a Simplified Implementation of the MAP Decoder for Convolutional Codes," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 16, no. 2, February 1998, pp. 260–264.
- [22] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, "A Soft-Input Soft-Output Maximum A Posteriori (MAP) Module to Decode Parallel and Serial Concatenated Codes," TDA Progress Report, Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, 1996, vol. 42–127.
- [23] P. Robertson, P. Villebrun and P. Hoeher, "A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain," In Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, Seattle, Washington, June 1995, pp. 1009–1013.
- [24] P. G. M. de Bot, "Design of a digital communication system using multistage block coded modulation," Technical Report, Technische Universiteit Eindhoven, 1991.
- [25] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis, V. Raptis and P. Kostarakis, "Enhanced PAPR in OFDM without Deteriorating BER Performance," International Journal of Communications, Network and System Sciences, Scientific Research Publishing Inc., vol. 4, no. 3, March 2011, pp. 164–169.

- 
- [26] A. A. Abouda, "PAPR reduction of OFDM signal using turbo coding and selective mapping," In Proceedings of the 6th Nordic Signal Processing Symposium-NORSIG, June 2004, pp. 248–251.
- [27] M. F. Sabir, R. Tripathi, B. L. Evans and A. C. Bovik, "A real-time embedded software implementation of a turbo encoder and soft output Viterbi algorithm based turbo decoder," Record of the Thirty-Sixth ACSC, IEEE, November 2002, pp. 1099–1103.





## ΑΠΟΔΟΣΗ TC-OFDM ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΔΙΑΦΟΡΩΝ ΤΥΠΩΝ ΘΟΡΥΒΟΥ

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της OFDM μας με τους turbo κώδικες που αναπτύξαμε (Turbo Coded OFDM, TC-OFDM) και με την παρουσία ενός καναλιού το οποίο περιέχει διάφορες πηγές θορύβου. Η καινοτομία σε αυτή την έρευνα έγκειται στο γεγονός ότι αυτή διεξήχθη για ένα νέο σύστημα Turbo Coded OFDM το οποίο όπως μελετήθηκε στο κεφάλαιο 6 είναι ανώτερο σε σχέση με άλλα της βιβλιογραφίας [1].

### 9.1 Εισαγωγή

Η OFDM χρησιμοποιείται σε πολλά πρότυπα και συστήματα (HIPERLAN/2, DSL, ασύρματο LAN, και άλλα) [2]. Η OFDM λειτουργεί με πολλά ορθογωνικά διαμορφωμένα ημιτονοειδή σήματα τα οποία αντιστοιχούν σε διαφορετικές συχνότητες. Εάν δεν υπάρχει οπτική επαφή πομπού-δέκτη (line-of-sight – LOS) και συμβεί επιλεκτική διάλειαση συχνότητας τότε δεν θα δημιουργηθούν σοβαρά προβλήματα στο σύστημα αφού θα έχει χαθεί ένα πολύ μικρό ποσοστό των συχνοτήτων (υποφορείς) που μεταφέρουν το συνολικό σήμα. Αν συνυπολογιστεί και η ζώνη προστασίας (κυκλικό πρόθεμα - CP) μαζί με τη διαδικασία συμπλήρωσης μηδενικών (Zero padding – ZP) στις διεργασίες κατά την εκπομπή και λήψη σε OFDM συστήματα, τότε αποφεύγεται η διασυμβολική παρεμβολή αλλά και αυξάνεται η απόδοση του συστήματος με το μειονέκτημα της μείωσης του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων [3-5].

Όπως προαναφέρθηκε, η turbo κωδικοποίηση αποτελεί άλλη μία σημαντική καινοτομία ως προς την εξαιρετική απόδοση που εμφανίζει και μάλιστα παρουσία θορύβου. Σε αυτό το κεφάλαιο χρησιμοποιούνται οι turbo κώδικες (νέο σχέδιο PCCC κωδικοποίησης-αποκωδικοποίησης) που αναπτύξαμε και έχουν ήδη δοκιμαστεί επιτυχώς σε επίπεδο προσομοίωσης [6]. Όπως προαναφέρθηκε η καινούργια τεχνική κωδικοποίησης ενσωματώθηκε (σε επίπεδο προσομοίωσης) στην πλατφόρμα μας OFDM [7], ώστε να δημιουργηθεί

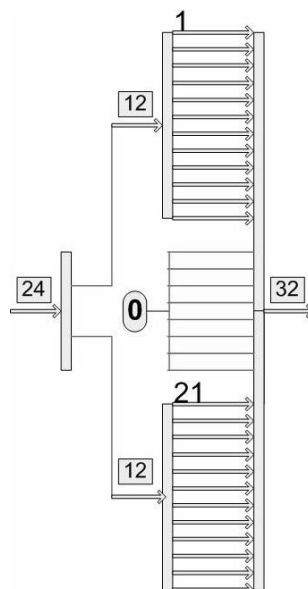
ένα προηγμένο σύστημα TC – OFDM [8]. Το νέο σύστημα TC-OFDM με μεγάλο αριθμό υποφορέων έχει ήδη προσομοιωθεί στο κεφάλαιο 6 με την παρουσία ενός καναλιού AWGN και έχει επίσης μελετηθεί η διακύμανση της ισχύος του (PAPR) στο κεφάλαιο 7 [9-10]. Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του TC-OFDM συστήματός μας με τη χρήση υψηλών επιπέδων θορύβου. Αυτοί οι θόρυβοι περιελάμβαναν εκτός από AWGN και θόρυβο φάσης, διάλεια Rayleigh, διάλεια πολλαπλών διαδρομών Ricean και μετατόπιση Doppler. Επίσης, δεν πρέπει να παραλειφθεί το γεγονός ότι προσομοιώθηκε η διάλεια λόγω πολλαπλών διαδρομών Ricean καναλιού μαζί με διεργασίες διάλεια Rayleigh που βασίστηκε σε προφίλ της ITU περί πολλαπλών διαδρομών σε κανάλι πεζοπόρου (ITU multipath intensity profile). Αυτό το σύνθετο κανάλι θα αναφερθεί πάλι αργότερα μαζί με λεπτομέρειες των ρυθμίσεών του [11]. Επίσης, ο θόρυβος φάσης (Phase noise – PN) εισήχθη στο σενάριο δεχόμενοι ότι μπορεί να προέρχεται από μη γραμμικά χαρακτηριστικά ενισχυτή και γενικά από τις ατέλειες των RF εξαρτημάτων [12]. Όσον αφορά τη μετατόπιση Doppler, αυτή είναι η φυσική ποσότητα η οποία είναι σχετική με τη μεταβλητότητα χρόνου (time variance) ενός κινητού ραδιοδιαύλου και χρησιμοποιήθηκε στις προσομοιώσεις με τη μορφή της μέγιστης εξάπλωσης Doppler (Doppler spread) [13].

Αυτό το κεφάλαιο είναι χωρισμένο σε έξι ενότητες. Η δεύτερη ενότητα παρουσιάζει το σύστημα OFDM με turbo κωδικοποίηση ενώ στην Τρίτη ανότητα γίνεται η σύντομη περιγραφή των κωδικών που χρησιμοποιήθηκαν. Η τέταρτη ενότητα παρουσιάζει τα διάφορα είδη θορύβου που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση. Τέλος, η πέμπτη ενότητα παρουσιάζει τις ρυθμίσεις προσομοίωσης μαζί με τα αποτελέσματα απόδοσης της TC-OFDM υπό την παρουσία διαφόρων ειδών θορύβου. Η έκτη ενότητα περιέχει τα συμπεράσματα και τα μελλοντικά πεδία της έρευνας αυτού του κεφαλαίου.

## 9.2 Σύστημα OFDM με turbo κωδικοποίηση

Η πλατφόρμα προσομοίωσης αποτελούνταν από τρεις βαθμίδες. Η πρώτη βαθμίδα ήταν ο πομπός. Σε αυτό το στάδιο, μία γεννήτρια παρήγαγε τυχαία πληροφορία (bits) και στη συνέχεια η πληροφορία κωδικοποιούνταν κατά

Turbo κωδικοποίηση (νέοι κώδικες κεφαλαίου 5). Μετά από αυτή τη διαδικασία, η κωδικοποιημένη πληροφορία περνάει μέσα από διάφορα τμήματα κώδικα ώστε να περάσει μέσα από το ZP όπου εκεί προστέθηκαν μηδενικά στο τέλος και στην αρχή του πλαισίου (frame) προκειμένου να περάσει μέσα από το IFFT για να παραχθεί OFDM. Το IFFT εξασφαλίζει την ορθογωνικότητα των παραγόμενων υποφορέων ώστε το εύρος ζώνης να είναι όσο το δυνατόν αποδοτικότερο. Επίσης, άλλο ένα πλεονέκτημα του IFFT όπως έχει αναφερθεί στο κεφάλαιο 1 είναι ότι δεν υπάρχει ανάγκη για  $N$  ταλαντωτές για κάθε  $N$  εκπεμπόμενους υποφορείς [14-15]. Θα πρέπει να αναφερθεί ότι γίνεται μία τροποποίηση στη θέση που βάλαμε τα μηδενικά του ZP. Εάν π.χ. οι OFDM υποφορείς είναι από 0 έως  $2N$  τότε τα μηδενικά τα τοποθετούμε στο μέσο των υποφορέων δηλαδή στην περιοχή  $N$ . Ο μετασχηματισμός αυτός δηλαδή, αποσκοπεί στο να έχουμε τα μηδενικά στο μέσο των υποφορέων όπως φαίνεται στο σχήμα 9.1. Η ιδέα του μετασχηματισμού έχει παρθεί από το πρωτόκολλο 802.11a. Σύμφωνα με το θεώρημα δειγματοληψίας του Nyquist αν έχουμε μία συχνότητα δειγματοληψίας  $f_s$  τότε η μέγιστη συχνότητα την οποία μπορούμε να ανιχνεύσουμε χωρίς να έχουμε φαινόμενα αναδίπλωσης (aliasing) [16] είναι το πολύ ίση με  $f_s/2$ . Ο λόγος που βάλαμε τα μηδενικά στη μέση των υποφορέων (σχήμα 9.1) είναι για να αποδοθούν στους υποφορείς συχνότητες έως  $f_s/2$ . Προφανώς θα υπάρχουν και αρνητικές συχνότητες έως  $-f_s/2$  οι οποίες όμως δεν υπάρχουν στην πράξη.



**Σχήμα 9.1:** Μετασχηματισμός πλαισίου πριν το IFFT.

Το CP (κυκλικό πρόθεμα) προσαρτάται σε επίπεδο συμβόλου μετά την IFFT προκειμένου να παρέχεται ανοχή ως προς το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής. Τέλος, το unbuffering σήματος δηλαδή η μετατροπή από παράλληλη σε σειριακή μορφή γίνεται για την οδήγηση του σήματος μέσα από το κανάλι (που είναι η δεύτερη βαθμίδα της προσομοίωσης και περιείχε θόρυβο). Το κανάλι περιλαμβάνει εκτός από AWGN και επιπλέον θόρυβο φάσης (PN), διάλειαση Ricean με αποσβεστικές διαδικασίες Rayleigh και μετατόπιση Doppler.

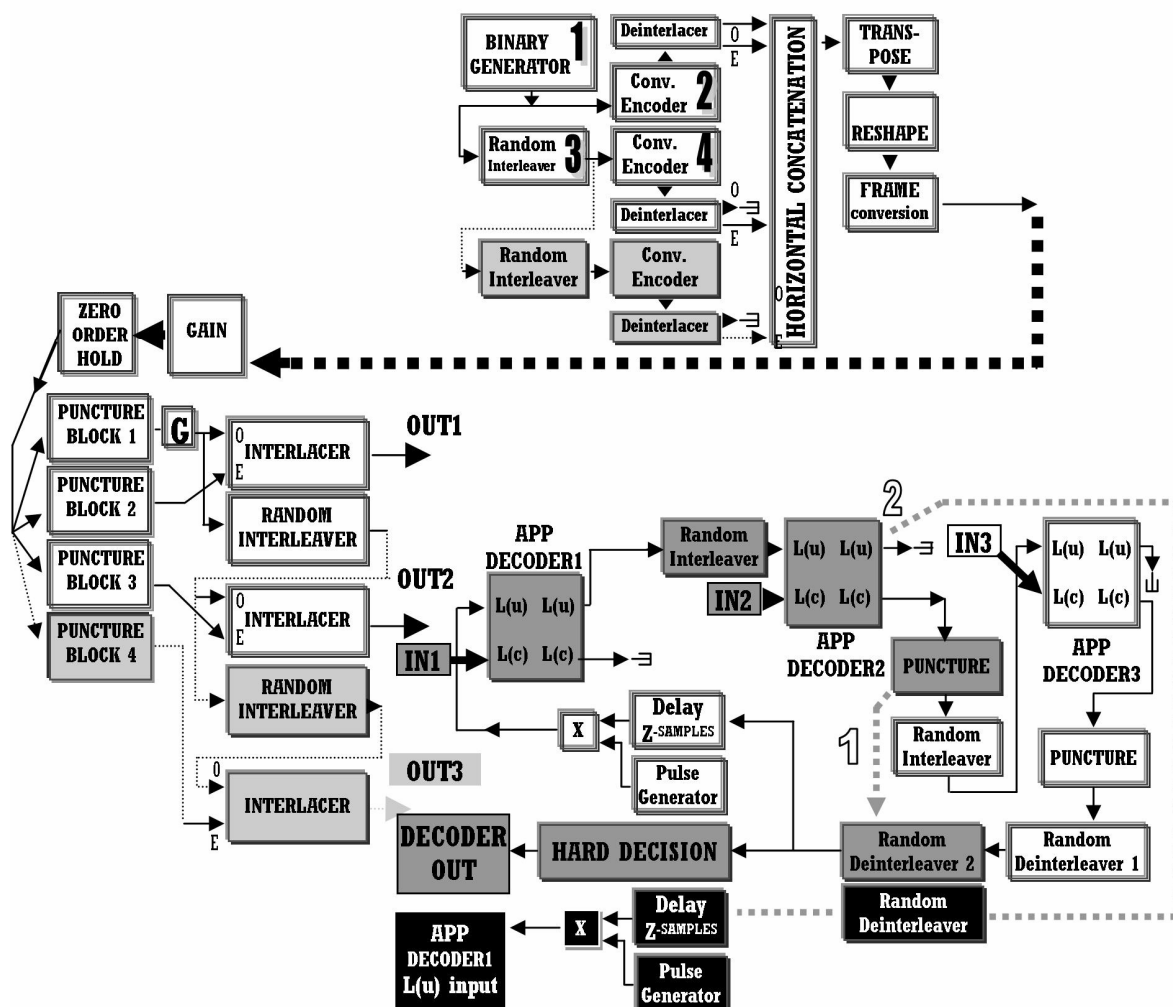
Ο δέκτης (τρίτο στάδιο) περιλαμβάνει μια διαδικασία buffering για την δημιουργία παράλληλης ροής πληροφορίας που προέρχεται από ένα ενθόρυβο σειριακό κανάλι. Στη συνέχεια το CP αφαιρείται, το σήμα περνάει μέσα από το τμήμα κώδικα FFT και στη συνέχεια αφαιρείται το ZP. Μετά διεξάγονται οι διαδικασίες των unbuffering και buffering για τη δημιουργία των κατάλληλων πλαισίων (frames) του σήματος. Μετά, το σήμα αποδιαμορφώνεται και με τη μετατροπή του από μονοπολικό σε διπολικό, οδηγείται προς το τμήμα του αποκωδικοποιητή όπου στην έξοδό του τα παραγόμενα δεδομένα θα συγκριθούν με τις αρχικές πληροφορίες που προέρχονται από τη γεννήτρια.

Αξίζει να σημειωθεί ότι δεν υπήρχε ανάγκη συγχρονισμού στο σύστημα πομπού-δέκτη αλλά εισήχθη η συνολική καθυστέρηση ως παράμετρος. Επίσης, δημιουργήσαμε μια γραφική διεπαφή χρήστη (Graphical user interface – GUI) παρέχει τη δυνατότητα εύκολης αλλαγής ρυθμίσεων του συστήματος και ειδικότερα του αριθμού των υποφορέων.

### 9.3 Turbo κώδικες

Οι turbo κώδικες εμφανίζουν εξαιρετικές επιδόσεις, αυξάνοντας την απόδοση ενός συστήματος όταν ενσωματωθούν σε αυτό μειώνοντας σε μεγάλο βαθμό το BER. Όπως προαναφέρθηκε υπάρχουν διάφοροι τύποι κωδίκων και χαρακτηρίζονται από τον τρόπο της συνένωσης κώδικα. Εάν η συνένωση εκτελείται με παράλληλο τρόπο, τότε παράγονται PCCC κώδικες [17] και αν η προηγούμενη λειτουργία συμβαίνει σειριακά τότε παράγονται SCCC κώδικες. Η ανάπτυξη των νέων PCCC κωδίκων παρουσιάζεται στο κεφάλαιο 5 [6]. Το σύστημα των νέων PCCC που χρησιμοποιήθηκε σε αυτό το κεφάλαιο

παρουσιάζεται στο σχήμα 9.2. Στο σχήμα φαίνεται ότι η βαθμίδα ενός αποκωδικοποιητή [18] αποτελείται από διάφορα τμήματα διάτρησης (puncturing), προκειμένου να ανακτηθούν οι σωστές ροές πληροφορίας και εν συνεχεία εκείνες να οδηγηθούν στον κατάλληλο interlacer (συμπλέκτη) (σχήμα 9.2). Κάθε interlacer (συνολικά τρεις) ενώνεται με την αντίστοιχη είσοδο στην βαθμίδα επαναληπτικής αποκωδικοποίησης. Αυτό το τμήμα αποτελείται από τρεις APP αποκωδικοποιητές. Ειδικά, ο τρίτος σε σειρά APP αποκωδικοποιητής ενώνεται διαμέσου του βρόχου ανάδρασης με το πρώτο και με ένα μπλοκ υλισμικής απόφασης (Hard decision) όπου εκεί λαμβάνεται η τελική απόφαση επιλογής του είδους bit (αν είναι "1" ή "0"). Στη συνέχεια η έξοδος του αποκωδικοποιητή οδηγείται στο στάδιο της αξιολόγησης (καταγραφή της απόδοσης BER).



Σχήμα 9.2: Σύστημα νέων Turbo κωδίκων (με ρυθμό 1/4).

## 9.4 Θεωρία και προσομοιωμένοι τύποι θορύβου

Η ενότητα αυτή περιγράφει ένα κανάλι το οποίο περιέχει διαφόρους τύπους θορύβου οι οποίοι και χρησιμοποιήθηκαν στο προσομοιωμένο σενάριο. Αυτοί είναι ο AWGN, ο θόρυβος φάσης (PN), οι διαλείψεις Rayleigh και Ricean καθώς και η μετατόπιση Doppler.

Ο όρος "κανάλι" δηλώνει το μέσο που περιλαμβάνει οτιδήποτε μεταξύ των κεραιών πομπού και δέκτη. Όταν ένα σήμα εκπέμπεται και οδεύει προς την κεραία του δέκτη αλλοιώνεται λόγω των υφιστάμενων εμποδίων (π.χ. κτίρια) και εξαιτίας της διαδρομής μετάδοσης. Παρόλα αυτά, η κατάσταση του λαμβανόμενου σήματος μπορεί να ανακτηθεί πλήρως υπό ορισμένες προϋποθέσεις. Αυτό επιτυγχάνεται εφόσον το κανάλι μεταξύ πομπού-δέκτη έχει μοντελοποιηθεί σωστά και είναι γνωστή η συμπεριφορά του στο δέκτη. Κατά συνέπεια, «το μοντέλο καναλιού» είναι ο όρος ο οποίος χαρακτηρίζει το μέσο διάδοσης [19].

Το κανάλι προσθετικού λευκού Γκαουσιανού θορύβου (AWGN) θεωρείται σε σενάρια προσομοίωσης ως λευκός θόρυβος. Επίσης, ο όρος «πρόσθετο» σημαίνει ότι η προσθήκη του θορύβου γίνεται με βάση τη σχέση 9.1. Ο "λευκός" θόρυβος έχει φασματική πυκνότητα ισχύος (W/Hz) η οποία είναι σταθερή. Επίσης ο όρος "Gaussian" αναφέρεται στην κατανομή των πλατών του θορύβου [20-22].

$$y(t)=x(t)+n(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (9.1)$$

Όπου  $y(t)$  είναι το προκύπτον σήμα, το  $x(t)$  αντιστοιχεί στο μεταδιδόμενο σήμα, το  $n(t)$  αναφέρεται στα προστιθέμενα AWGN δείγματα (σε επίπεδο προσομοίωσης) με πυκνότητα φασματικής ισχύος ίση με  $N_0/2$  (W/Hz) και το  $T$  είναι ίσο με τη διάρκεια του μεταδιδόμενου συμβόλου.

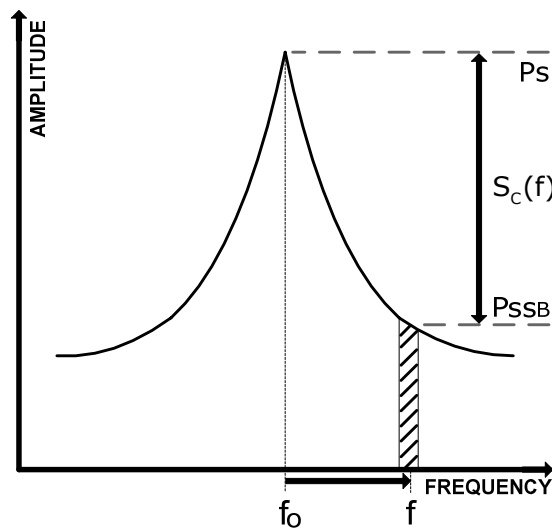
Ένας τύπος αλλοίωσης σήματος ο οποίος ονομάζεται θόρυβος φάσης εμφανίζεται ως τυχαίες διακυμάνσεις της συχνότητας του σήματος. Εάν επιλεγθεί ένας ταλαντωτής ως παράδειγμα για την κατανόηση του θορύβου φάσης, τότε μπορεί να χρησιμοποιηθεί η σχέση 9.2. Οι όροι  $V_0$  και  $f$  αναπαριστούν αντίστοιχα το πλάτος και τη συχνότητα του παραγόμενου

σήματος από τον ταλαντωτή. Έτσι, η στιγμιαία έξοδος μπορεί να περιγραφεί από τη σχέση 9.3 όπου το  $q(t)$  αντιστοιχεί στις διακυμάνσεις της φάσης του σήματος. Ο όρος  $q(t)$  αναλύεται σε δύο τύπους θορύβων οι οποίοι είναι τα παρασιτικά σήματα (spurious signals) και ο θόρυβος φάσης. Ο υπολογισμός της στάθμης του θορύβου φάσης μετριέται σε dBc/Hz και είναι η μετατόπιση (offset) της συχνότητας από την συχνότητα του φορέα (σχήμα 9.3). Αν η  $P_s$  είναι η ισχύς του φορέα και η  $P_{SSB}$  είναι η ισχύς της μετατοπισμένης συχνότητας για εύρος ζώνης ίσο με 1 Hz, τότε ο θόρυβος φάσης περιγράφεται από τη σχέση 9.4 [23]. Το  $A(t)$  είναι τυχόν διακυμάνσεις πλάτους.

$$V(t) = V_0 \sin(2\pi f t) \quad (9.2)$$

$$V(t) = V_0 [1 + A(t)] \sin[(2\pi f t) + q(t)] \quad (9.3)$$

$$S_c(f) = \frac{P_s}{P_{SSB}} \Leftrightarrow S_c(f) (\text{dB}) = 10 \log \frac{P_s}{P_{SSB}} \quad (9.4)$$



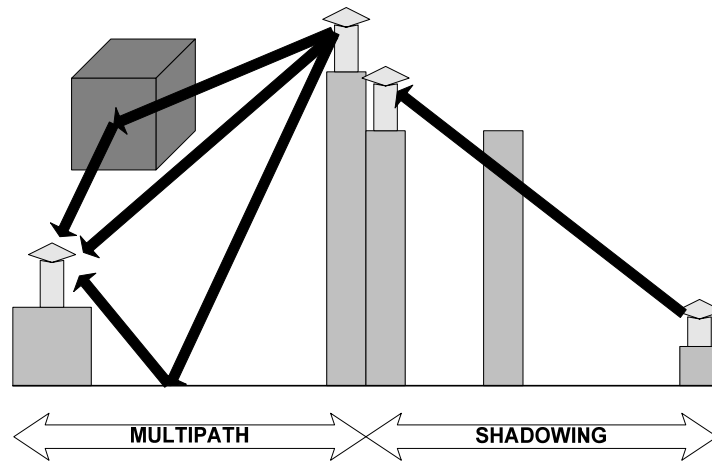
**Σχήμα 9.3:** Θόρυβος φάσης SSB (Μονής πλευρικής ζώνης).

Τα χαρακτηριστικά του φάσματος του λαμβανομένου σήματος  $y(f)$  είναι δυνατόν να υπολογιστούν εάν γνωρίζουμε τα χαρακτηριστικά του καναλιού, δηλαδή την κρουστική απόκριση  $H(f)$  του καναλιού και τα χαρακτηριστικά του φάσματος του εκπεμπομένου σήματος  $x(f)$ . Έτσι, εάν το μεταδιδόμενο σήμα  $x$  διέρχεται διαμέσου του καναλιού  $H$ , τότε το λαμβανόμενο σήμα είναι το  $y$  και δίνεται από τη σχέση 9.5 όπου το  $n(f)$  είναι ο θόρυβος και η  $H(f)$  είναι η απόκριση του καναλιού [19].

$$y(f) = H(f)x(f) + n(f) \quad (9.5)$$

Η απόκριση ενός καναλιού περιλαμβάνει την απώλεια διαδρομής (Path Loss), τη σκίαση (Shadowing) και τις επιδράσεις πολλαπλών διαδρομών (multipath) όπως φαίνεται στο σχήμα 9.4. Η απώλεια διαδρομής είναι η διασπορά της ενέργειας η οποία εξαπλώνεται στο χώρο ακτινικά (ξεκινώντας από το σημείο εκπομπής) και σε πραγματικές συνθήκες έχει βρεθεί ότι το σήμα είναι αντιστρόφως ανάλογο με την τρίτη ή και σε πολλές περιπτώσεις με την τέταρτη δύναμη της απόστασης. Επίσης, η σκίαση προκαλείται από τα διάφορα εμπόδια τα οποία βρίσκονται στη διαδρομή του σήματος όπως δέντρα, κτίρια, κλπ. Επακόλουθο των εμποδίων αυτών είναι να υπάρχει απώλεια του σήματος επειδή το σήμα μπορεί εν μέρει να απορροφηθεί, να διασκορπιστεί ή ακόμη να ανακλαστεί και να υποστεί διάθλαση. Τέλος, η εξάπλωση καθυστέρησης πολλαπλών διαδρομών (multipath delay spread) έχει σχέση με το γεγονός ότι ένας δέκτης «βλέπει» κάθε λαμβανόμενο σήμα ως συνδυασμό των διαφόρων σημάτων από πολλαπλές διαδρομές. Τα σήματα που φτάνουν στο δέκτη από πολλαπλές διαδρομές προερχόμενα από ένα αρχικά εκπεμπόμενο σήμα (από την κεραία πομπού) έχουν διάφορες τιμές πλάτους και φάσης λόγω ποικιλομορφίας εμποδίων και διαφορετικών διαδρομών. Τα εμπόδια δημιουργούν φαινόμενα σκέδασης και συνεπώς διαφορετικούς χρόνους άφιξης των διασκορπισμένων εκδόσεων (του αρχικού σήματος) στο δέκτη προκαλώντας καθυστέρηση στη λήψη του σήματος. Η μέγιστη τιμή της ονομάζεται "μέγιστη εξάπλωση καθυστέρησης" (maximum delay spread) και είναι το όριο όπου το εκάστοτε λαμβανόμενο σήμα θεωρείται αμελητέο. Μία μεγαλύτερη τιμή της καθυστέρησης χαρακτηρίζει ένα κανάλι υψηλότερης διασποράς και πιο επιλεκτικό σε συχνότητες (frequency selective) με μία μικρότερη συνοχή εύρους ζώνης (coherence bandwidth). Η συνοχή εύρους ζώνης (όπου τα χαρακτηριστικά του καναλιού δεν αλλάζουν) είναι αντιστρόφως ανάλογη προς την εξάπλωση καθυστέρησης (delay spread). Αν η εξάπλωση καθυστέρησης είναι αρκετά μεγάλη, τότε θα εξαπλωθεί η ενέργεια του συμβόλου σε κοντινά σύμβολα προκαλώντας διασυμβολική παρεμβολή (ISI). Ο χρόνος συνοχής είναι ο χρόνος για τον οποίο το κανάλι θεωρείται ότι είναι αμετάβλητο. Επίσης, η επιλεκτική εξασθένιση συχνότητας (ευρυζωνικό κανάλι) προκαλεί ανεπιθύμητες και σοβαρές επιπτώσεις σε συστήματα επικοινωνίας που έχουν λανθασμένες τεχνικές διαμόρφωσης. [19,24,25].





**Σχήμα 9.4:** Απεικόνιση περιπτώσεων Multipath και Shadowing.

Όταν δύο συστήματα κινούνται το ένα σε σχέση με το άλλο, τότε η συχνότητα η οποία λαμβάνεται είναι διαφορετική από εκείνη του πρωτογενώς εκπεμπόμενου σήματος. Όταν τα δύο συστήματα πλησιάζουν έχουμε αύξηση της συχνότητας και στην αντίθετη περίπτωση ελάττωση. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται Doppler και περιγράφεται από τη σχέση 9.6. [26].

$$\Delta f = \pm \frac{V_{RS}}{c} f_s \quad (9.6)$$

όπου  $\Delta f$  είναι η αλλαγή συχνότητας,  $f_s$  είναι η συχνότητα πηγής,  $c$  η ταχύτητα του φωτός και  $V_{RS}$  είναι η ταχύτητα του δέκτη ως προς την πηγή.

Το φάσμα Doppler προκύπτει από την παρουσία και κίνηση διαφόρων αντικειμένων μεταξύ των συστημάτων του πομπού και του δέκτη μέσα στο κανάλι. Η κατανομή ισχύος του καναλιού είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με το φάσμα Doppler (για μία συχνότητα). Το εύρος συχνοτήτων κυμαίνεται από  $f - f_D$  έως  $f + f_D$ , όπου  $f_D$  ονομάζεται μέγιστη εξάπλωση Doppler (ή εξάπλωση Doppler – Doppler spread). Η εξάπλωση Doppler υπολογίζει την φασματική επέκταση λόγω του ρυθμού μεταβολής του καναλιού. Επίσης, αυτό το είδος εξάπλωσης (spread) είναι αντιστρόφως ανάλογο με το χρόνο συνοχής (coherence time) όπως φαίνεται από τη σχέση 9.7 [19,27].

$$\text{Coherence time} \approx 1 / \text{Doppler spread} \quad (9.7)$$

Ουσιαστικά ο χρόνος συνοχής είναι η χρονική διάρκεια κατά την οποία μπορούμε να θεωρήσουμε ότι τα χαρακτηριστικά του καναλιού δεν αλλάζουν. Ο χρόνος συνοχής μπορεί να υπολογιστεί ως εξής: Αν το χωρικό μήκος συσχετισμού (Spatial correlation length –  $x_{\text{CORR}}$ ) ισούται με  $\lambda$ ,  $c$  είναι η ταχύτητα του φωτός,  $f_0$  η συχνότητα λειτουργίας και  $u$  είναι η ταχύτητα του δέκτη, τότε ο χρόνος συσχετισμού (που συχνά ονομάζεται και χρόνος συνοχής) δίνεται από τη σχέση 9.8, όπου το  $V_{\text{MAX}}=(uf_0)/c$ . Εάν ο όρος  $V_{\text{MAX}}$  αντικατασταθεί με το  $(uf_0)/c$  στην εξίσωση 9.8, τότε προκύπτει η εξίσωση 9.9 [13].

$$t_{\text{CORR}} = x_{\text{CORR}}/u = 1 / V_{\text{MAX}} \quad (9.8)$$

$$t_{\text{CORR}} = c/(f_0 u) \approx \frac{3 \times 10^8 \cdot 3600}{f_0(\text{MHz})} \frac{1}{u(\text{km/h})} \text{sec} \quad (9.9)$$

$$t_{\text{CORR}} = \frac{1080}{f_0(\text{MHz})} \frac{1}{u(\text{km/h})} \text{sec}$$

Ο όρος «διάλειαση» αναφέρεται κάθε φορά σε κάποιο μοντέλο καναλιού (π.χ. διάλειαση Rayleigh) και στα χαρακτηριστικά του. Το εκάστοτε μοντέλο καναλιού (μαθηματική σχέση) παρουσιάζει τη μεταβολή του σήματος κατά την έλευσή του μέσα από το κανάλι και εκφράζει με μαθηματικό τρόπο το συγκεκριμένο τύπο στατιστικής κατανομής του σήματος. Όταν η οπτική επαφή πομπού-δέκτη (LOS) είναι κυρίαρχη συγκρινόμενη με τις έμμεσες διαδρομές σήματος, τότε η κατανομή αυτή ονομάζεται Ricean. Η αντίστροφη κατάσταση περιγράφει ένα κανάλι όπου το κυρίαρχο στοιχείο δεν είναι η οπτική επαφή (NLOS) και ονομάζεται διάλειαση Rayleigh [24]. Αυτή η διάλειαση χαρακτηρίζεται από ιδιαίτερη εξασθένιση-διάλειαση πλάτους. Το πλάτος έχει κατανομή πιθανότητας κατά Rayleigh. Η κατανομή Rayleigh είναι η συνισταμένη δύο κατανομών Gauss ανεξαρτήτων μεταξύ τους και με μηδενική μέση τιμή. Η φάση κυμαίνεται από 0 έως  $2\pi$  rads και έχει μία ομοιόμορφη κατανομή. Εάν οι δύο κατανομές Gauss έχουν ίσες τυπικές αποκλίσεις  $\sigma$  τότε το πλάτος διάλειασης Rayleigh δίνεται από τη σχέση 9.10. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (Probability distribution function – Pdf) του πλάτους διάλειασης Ricean φαίνεται στη σχέση 9.11. Στην περίπτωση που είναι κυρίαρχη η οπτική επαφή έχουμε κατανομή Ricean όπως προαναφέρθηκε. Στην περίπτωση αυτή ούτε η φάση

ούτε η τυπική απόκλιση έχουν μηδενική μέση τιμή. Στην περίπτωση αυτή το κανάλι αποτελείται από κυρίαρχες διαδρομές (που περιέχουν το μεγαλύτερο ποσοστό της ενέργειας του καναλιού) με διεργασίες διάλειασης πολλαπλών διαδρομών (χωρίς οπτική επαφή). Στη σχέση 9.11  $\rho^2$  είναι η λαμβανόμενη ισχύς των μη εξασθενημένων στοιχείων και  $I_0$  η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους. Η κατανομή Rice μπορεί να συμπεριλάβει τις κατανομές Rayleigh και AWGN με την εισαγωγή του παράγοντα  $K$  ο οποίος ουσιαστικά είναι ο λόγος οπτικής προς μη οπτική επαφή  $K = \rho^2 / 2\sigma^2$  (σχέση 9.12) [28,29].

$$f_{\text{RAYLEIGH}}(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right) & \text{for } a \geq 0 \\ 0 & \text{for } a < 0 \end{cases} \quad (9.10)$$

$$f_{\text{RICE}}(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + \rho^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{a\rho}{\sigma^2}\right) & \text{for } a \geq 0 \\ 0 & \text{for } a < 0 \end{cases} \quad (9.11)$$

$$K = \frac{\rho^2}{2\sigma^2}, \quad \begin{cases} K=0, & \text{Rayleigh} \\ K \rightarrow \infty, & \text{AWGN} \\ K>0 & \end{cases} \quad (9.12)$$

Ο παράγοντας- $K$  επηρεάζει την απόδοση του συστήματος και θα πρέπει να λαμβάνεται πάντα υπόψη. Από την εξίσωση 9.12 είναι σαφές ότι όταν το  $K$  έχει μία τιμή κοντά στο μηδέν, τότε η περίπτωση αυτή αναφέρεται σε κατανομή Rayleigh. Αντίθετα, όταν το  $K$  είναι τόσο μεγάλο ώστε να θεωρηθεί ως άπειρο, τότε όλη η ενέργεια θα περιλαμβάνεται σε μία μόνο διαδρομή (LOS) και επομένως μπορεί να υποθεθεί ότι το μοντέλο είναι ένα AWGN κανάλι. Εάν το  $K$  έχει θετική τιμή (αλλά όχι άπειρο) έχουμε κατανομή Rice (σχέση 9.12) [7,28,30].

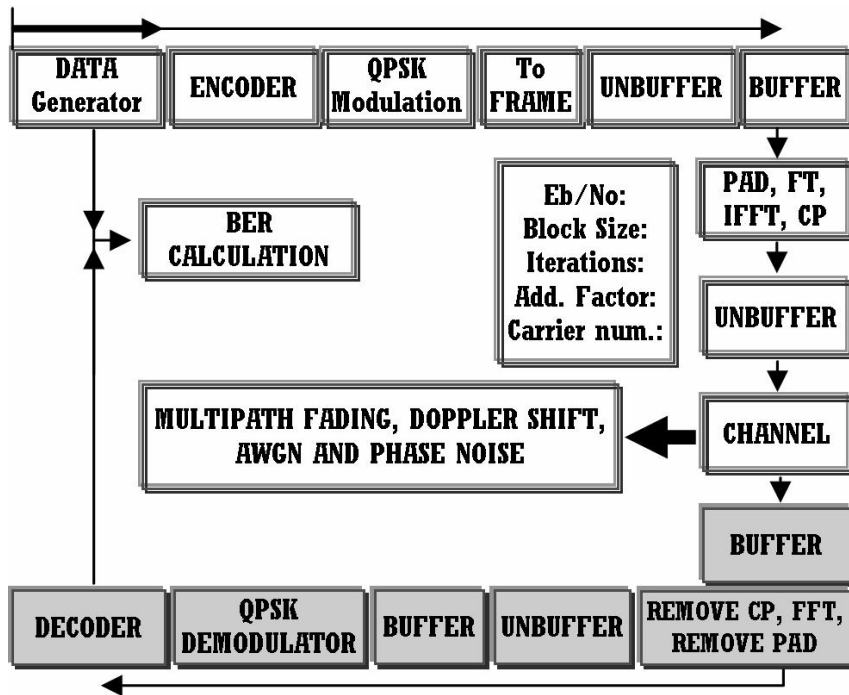
## 9.5 Προσομοιώσεις και ρυθμίσεις

Η πλατφόρμα προσομοίωσης θορύβου AWGN, Rice, Rayleigh και θορύβου φάσης αποτελούνταν από ένα OFDM σύστημα (έξοδος IFFT = 2048 φορείς) με τεχνική turbo κωδικοποίησης [6,8]. Η επιλεγμένη κωδικοποίηση

περιείχε συνελκτικικούς κωδικοποιητές που ο καθένας τους είχε ρυθμό κώδικα 1/2. Ο τελικός ρυθμός (turbo κωδικοποίησης) ήταν ίσος με 1/4. Επιπλέον, οι συνελκτικοί κωδικοποιητές του συστήματος είχαν ένα μήκος περιορισμού (constraint length) ίσο με 3, μνήμη 2, γεννήτορες πολυώνυμα  $7_8$  και  $5_8$  (οκταδική μορφή) και ένα βρόχο ανάδρασης ίσο με 7 (Σχήμα 6.1). Σε ό,τι αφορά τον αποκωδικοποιητή Turbo, αυτό το στάδιο περιελάμβανε διάφορους APP αποκωδικοποιητές. Αυτοί οι αποκωδικοποιητές προσαρμόστηκαν για να λειτουργούν βάσει της επιλογής  $\text{Max}^*$  η οποία αντιστοιχούσε στον log-MAP αλγόριθμο (κεφάλαιο 5). Ο αλγόριθμος αυτός παρουσιάζεται στη σχέση 9.13.

$$V_{\text{MAX}} \text{max}^*(X,Y) = \max(X,Y) + \log(1 + e^{-|Y-X|}) \quad (9.13)$$

Το προσομοιωμένο σύστημα φαίνεται στο σχήμα 9.5 το οποίο αποτελείται από τον πομπό, το δέκτη και το κανάλι. Ο δέκτης αναπαρίσταται με όλα τα γκρι μπλοκ. Επίσης, τα δύο τμήματα κώδικα τα οποία ονομάζονται "PAD, FT, IFFT, CP" και "REMOVE CP, FFT, REMOVE PAD" παρουσιάζονται λεπτομερώς στο σχήμα 9.6. Τα προηγούμενα τμήματα κώδικα περιλαμβάνουν τις λειτουργίες της πρόσθεσης μηδενικών, της μεταφοράς του padding στο μέσο των υποφορέων (μετασχηματισμός πλαισίου πριν το IFFT - FT, Frame transformation), τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier, το κυκλικό πρόθεμα και στη συνέχεια όλες τις αντίστροφες διαδικασίες (δέκτης). Επιπλέον, το μοντέλο του καναλιού αποτελείται από διάλειψη πολλαπλών διαδρομών, μετατόπιση Doppler, AWGN και θόρυβο φάσης. Το μοντέλο καναλιού φαίνεται στο σχήμα 9.7, όπου προσθέσαμε διάφορα τμήματα κώδικα για να συμπεριλάβουμε την λειτουργία της ανάλυσης του αρχικού εκπεμπόμενου OFDM σήματος σε συνιστώσες πλάτους (magnitude) και γωνίας (angle). Στην έξοδο της βαθμίδας διάλειψης πολλαπλών διαδρομών τα προηγούμενα σήματα ενώνονται ώστε να σχηματίσουν πάλι ένα σύνθετο σήμα (OFDM) δεχόμενοι ότι έχουμε μία τέλεια εκτίμηση γωνίας. Σε όλες τις προσομοιώσεις δεν χρειάστηκε ο συγχρονισμός μεταξύ πομπού και δέκτη αφού ελήφθησαν υπόψη για την απρόσκοπτη λειτουργία του συστήματος όλες οι προκύπτουσες καθυστερήσεις οι οποίες έχουν αναφερθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 9.5: Σχέδιο του προσομοιωμένου συστήματος.

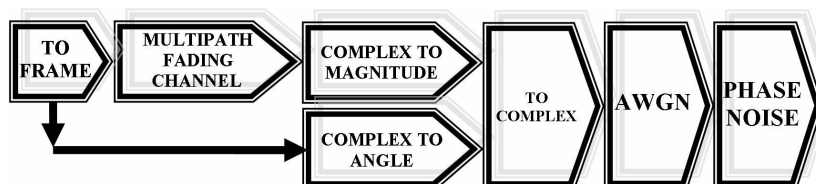


(α)



(β)

Σχήμα 9.6: Στάδια προσομοίωσης (α) "PAD, FT, IFFT, CP" και (β) "REMOVE CP, FFT, REMOVE PAD".



Σχήμα 9.7: Μοντέλο θορύβου.

Το ποσό του θορύβου που εισάγονταν κάθε φορά στο σήμα από το κανάλι AWGN ρυθμίζονταν μέσω του λόγου σήματος προς θόρυβο ανά bit ( $E_b/N_0$ ). Επίσης, ο αριθμός των bits ανά σύμβολο συνδέεται άμεσα με τον τύπο της διαμόρφωσης. Ο τύπος της διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκε ήταν η QPSK (2 bits ανά σύμβολο) με αστερισμό Gray. Ο όρος  $R_m$  αναφέρεται στον αριθμό των bits από τα οποία αποτελείται κάθε σύμβολο ( $R_m = \log_2 M$ , όπου  $M$  είναι ο αριθμός των καταστάσεων συμβόλου). Το σύστημα κωδικοποίησης είχε ένα ρυθμό κώδικα  $1/4$  ( $R_c$ ), και η διακύμανση του θορύβου ήταν ίση με  $N_0/2$  ( $N_0$  είναι η φασματική πυκνότητα). Η συνολική ποσότητα του θορύβου η οποία προστίθεται σε ένα σήμα μέσα σε ένα κανάλι AWGN δίνεται από τη σχέση 9.14 (κεφάλαιο 5).

$$\sigma^2 = \frac{E_s}{2 R_m R_c (E_b/N_0)} = \frac{E_s}{2 (\log_2 M) R_c (E_b/N_0)} \quad (9.14)$$

$$\begin{aligned} \text{Doppler spread} &= \frac{f_o(\text{MHz})}{1080} u(\text{km/h})\text{Hz} \\ \text{Doppler spread} &= \frac{2000\text{MHz}}{1080\text{MHz}} \frac{3\text{km/h}}{(\text{km/h})}\text{Hz} = 5,55\text{Hz} \end{aligned} \quad (9.15)$$

Η σχέση 9.14 για την ειδική περίπτωση του συστήματός μας PCCC [6,8] ήταν ίση με  $E_s / (E_b / N_0)$ . Ο θόρυβος φάσης παρήχθη από σχεδόν 0 Hz έως και  $\pm F_s/2$ , όπου  $F_s$  ήταν η συχνότητα δειγματοληψίας. Ο παραγόμενος θόρυβος φάσης ήταν ένας τύπος  $1/f$  θορύβου που εφαρμόστηκε σε όλο το φάσμα συχνοτήτων [31]. Το επίπεδο θορύβου φάσης ήταν ίσο με  $-50\text{dBc/Hz}$  με μετατόπιση συχνότητας 100Hz. Οι διαδικασίες διάλειτουργίας οι οποίες εισήχθησαν στο σενάριο περιελάμβαναν μετατοπίσεις φάσεως καναλιού Rayleigh ίσες με 30 και 40 μοίρες. Επιπλέον, προσομοιώθηκε η διάλειτουργία πολλαπλών διαδρομών Ricean με διεργασίες Rayleigh. Αυτού του είδους οι προσομοιώσεις βασίστηκαν στο μοντέλο της ITU Pedestrian-A ταχύτητας 3km/h. Οι σχετικές καθυστερήσεις και η ισχύς του προσομοιωμένου προφίλ πολλαπλών διαδρομών παρουσιάζονται στον πίνακα 9.1 [11,19,32]. Επιπλέον, η μέγιστη χρησιμοποιημένη εξάπλωση Doppler ήταν ίση με 5.55 Hz [25] δηλαδή το κανάλι μας μεταβάλλονταν 5,55 φορές / δευτερόλεπτο. Αυτή η τιμή μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση 9.7 και τη σχέση 9.9 για ταχύτητα 3 km/h (ITU PA3) και συχνότητα λειτουργίας τα 2 GHz (σχέση 9.15).

Η επίπεδη εξασθένιση ήταν το είδος του φάσματος Doppler που χρησιμοποιήθηκε στο περιβάλλον προσομοίωσης. Όταν ένα σήμα διαδίδεται διαμέσου αυτού του είδους καναλιού διατηρεί τα φασματικά χαρακτηριστικά του. Παρόλα αυτά, η ισχύς του σήματος η οποία φθάνει στο δέκτη μεταβάλλεται συνεχώς. Αυτή η διακύμανση προκαλείται από τις επιδράσεις πολλαπλών διαδρομών. Έτσι, ένα επίπεδο κανάλι διαλείψεων είναι επίσης γνωστό και ως κανάλι μεταβαλλόμενου πλάτους. Αυτό το κανάλι έχει μια σταθερή απολαβή και η απόκριση φάσης του είναι γραμμική. Η απαίτηση για όλα τα προηγούμενα είναι ότι το εκπεμπόμενο εύρος ζώνης του σήματος να είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης του καναλιού [28]. Το κανονικοποιημένο επίπεδο φάσμα ισχύος Doppler αναφέρεται στη σχέση 9.16, όπου  $f_d$  είναι η μέγιστη συχνότητα Doppler [33]. Θα πρέπει να αναφερθεί ότι η ενεργός απολαβή (effective gain) του καναλιού για όλες τις διαδρομές ήταν ίση με 0 dB και ο συντελεστής  $K$  προσομοιώθηκε για τιμές  $K=1$  και  $K=2$ . Ο συντελεστής  $K$  διατηρήθηκε σταθερός διότι εφαρμόστηκε για μετακίνηση πεζών με χαμηλή ταχύτητα. Επιπλέον, οι δύο τιμές του συντελεστή  $K$  επελέγησαν ώστε να είναι οι χειρότερες ακέραιες τιμές του επονομαζόμενου Χαμηλού και Υψηλού Συντελεστή  $K$  όπως αναφέρεται στη βιβλιογραφία [33]. Επιπλέον, διάφορες τιμές που κυμαίνονταν από  $K=7$  μέχρι  $K=0$  είχαν εξεταστεί από τη βιβλιογραφία [34] με κατάληξη την εύρεση των κατάλληλων τιμών  $K$  που ήταν οι τιμές  $K=1$  και  $K=2$ . Επίσης προσομοιώθηκε και ένα αυτόνομο κανάλι Rayleigh ( $K=0$ ) που περιείχε τις χειρότερες τιμές μετατόπισης φάσεως. Οι σπουδαιότερες ρυθμίσεις των προσομοιώσεων παρουσιάζονται στον πίνακα 9.2.

$$S(f)=1/2f_d, \quad |f| \leq f_d \quad (9.16)$$

**Πίνακας 9.1:** Προφίλ Καναλιού ITU Pedestrian-A.

Σχετική καθυστέρηση (ns)	0	110	190	410
Σχετική ισχύς (dB)	0.0	-9.7	-19.2	-22.8

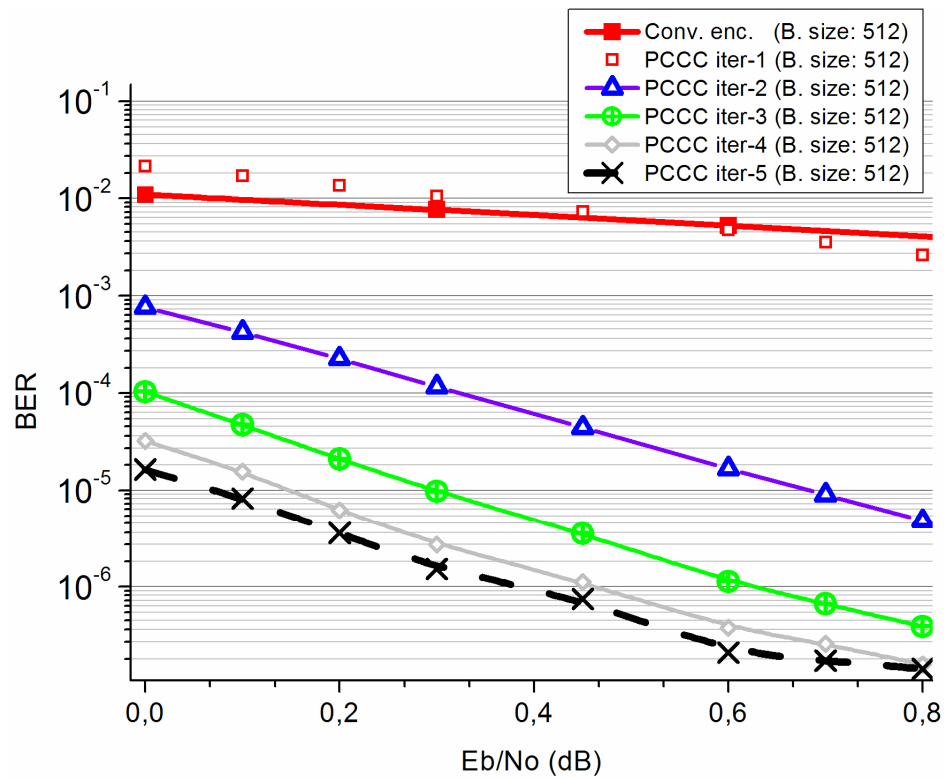
**Πίνακας 9.2:** Ρυθμίσεις προσομοίωσης της OFDM (PCCC,  $R_c = 1/4$ ).

Όνομα μπλοκ	Ρυθμίσεις	Όνομα μπλοκ	Ρυθμίσεις
Δυαδική Γεννήτρια	50% Πιθανότητα "0"	Padding (ZP)	25% (Αρχή και τέλος)
Συνελικτικοί κωδικοποιητές	Ρυθμός κώδικα 1/2	Κυκλικό πρόθεμα	25%
Διαμορφωτής QPSK και Αποδιαμορφωτής QPSK	Μετατόπιση φάσης $\pi/4$ , αστερισμός Gray και Οριστική Απόφαση (Hard Decision)	Zero Order Hold (Σχήμα 9.2) και Κέρδος (Σχήμα 9.2)	ZOH = ITER / (ADD. FACTOR)  Gain = 2 / VAR
Buffer (Σχήμα 9.2)	0.75 CAR	Buffer 2 (Σχήμα 9.2)	1.25 CAR
Buffer 3 (Σχήμα 9.2)	2 LEN	Κέρδος με γκρι χρώμα (Σχήμα 9.2)	1/2

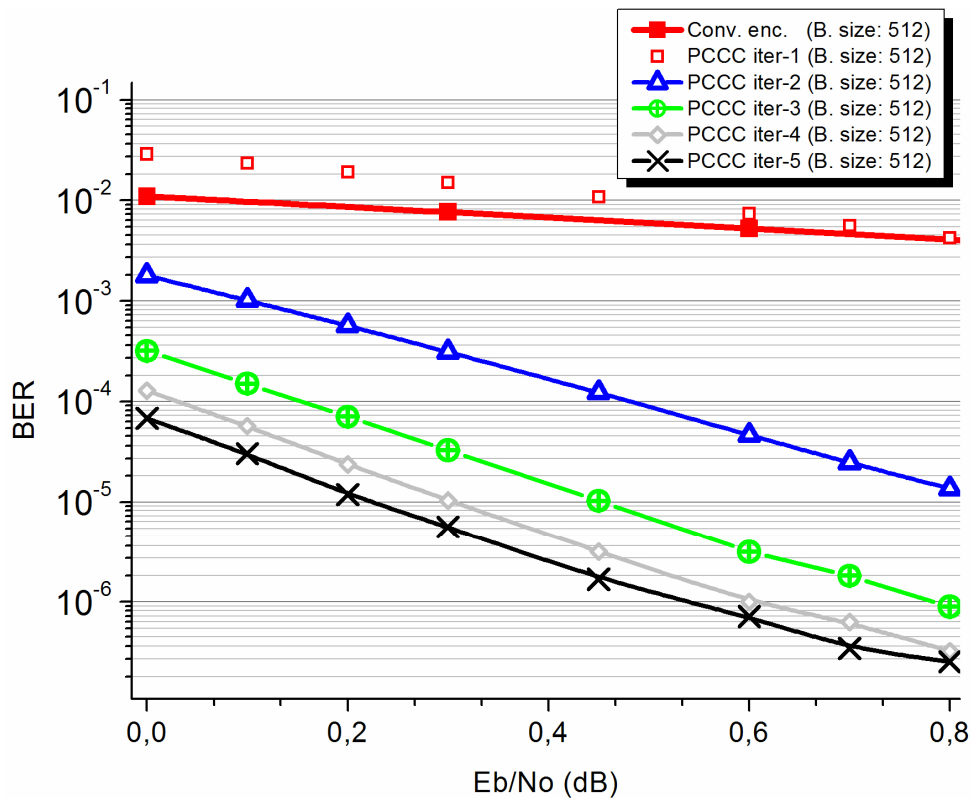
Ο όρος CAR είναι ο αριθμός των υποφορέων, ITER είναι ο αριθμός των προσομοιωμένων επαναλήψεων, το LEN αναφέρεται στο μέγεθος μπλοκ, VAR είναι η διασπορά του θορύβου και το ADD.FACTOR εξασφαλίζει τον ίδιο όγκο μετάδοσης δεδομένων για διαφορετικό μέγεθος μπλοκ.

Τα σχήματα 9.8-9.12 δείχνουν την απόδοση του TC-OFDM συστήματός μας που προσομοιώθηκε με διάφορους συνδυασμούς θορύβου. Αυτοί περιλαμβάνουν AWGN με ή χωρίς PN, AWGN με μετατοπίσεις καναλιού Rayleigh, AWGN με διάλειαση Rayleigh (PA3), και AWGN με διάλειαση Ricean μαζί με διεργασίες Rayleigh και PN. Οι προσομοιώσεις διεξήχθησαν για το σύστημά μας της Turbo Coded OFDM με έως και πέντε επαναλήψεις αποκωδικοποίησης.



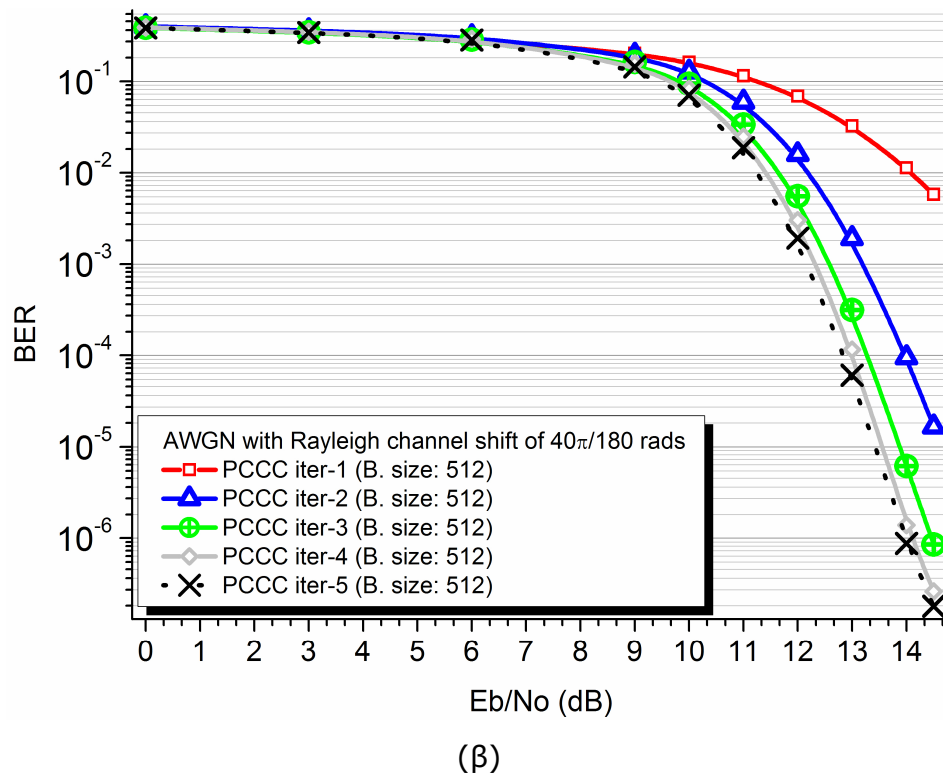
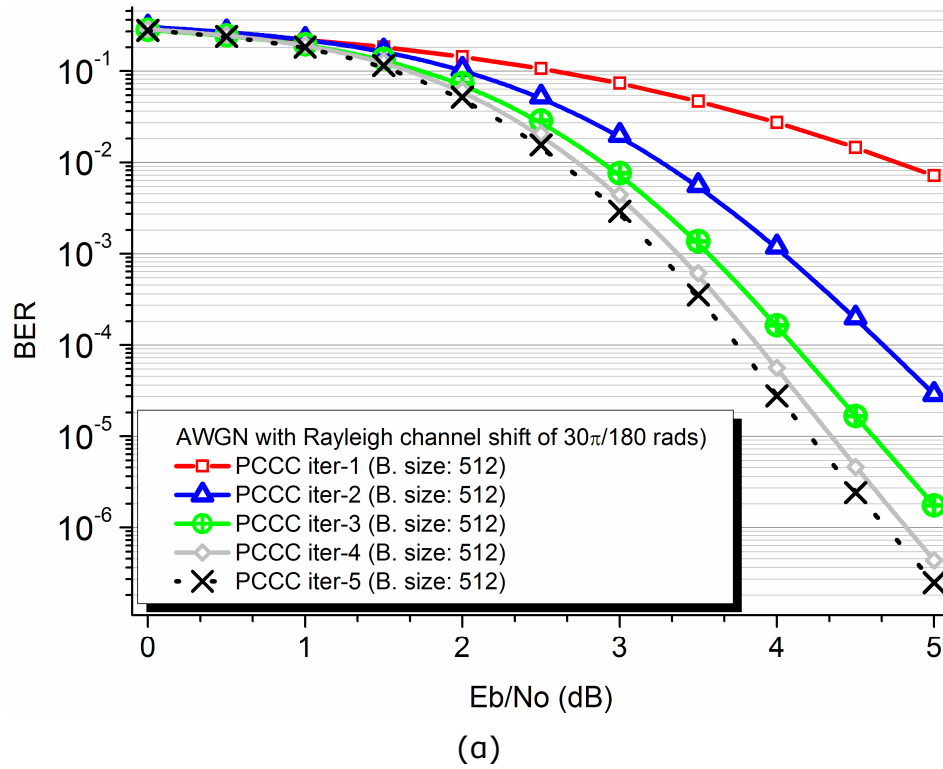


(a)

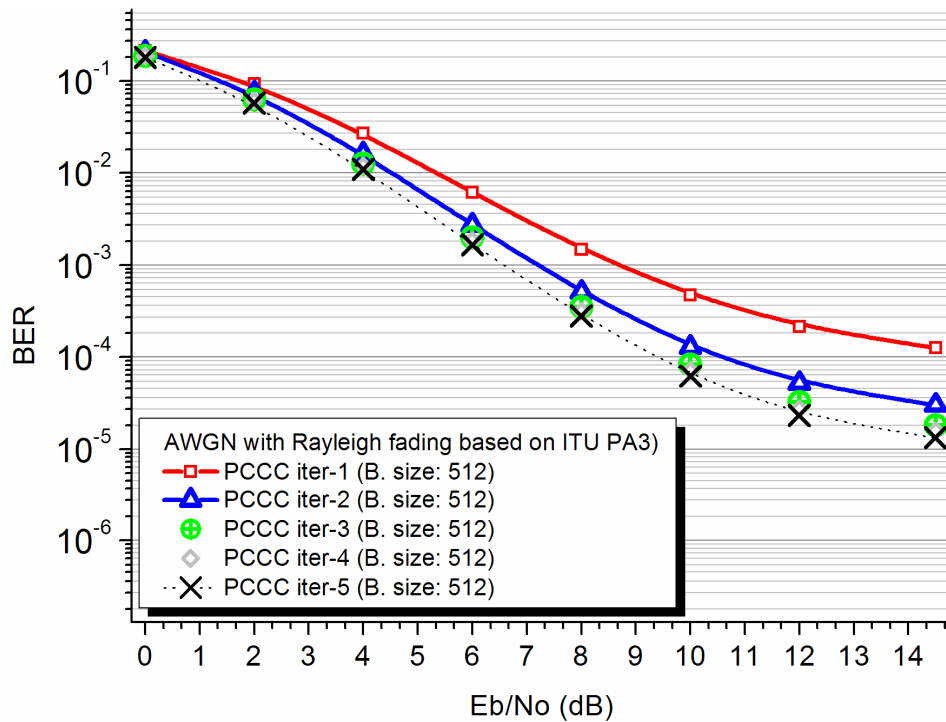


(β)

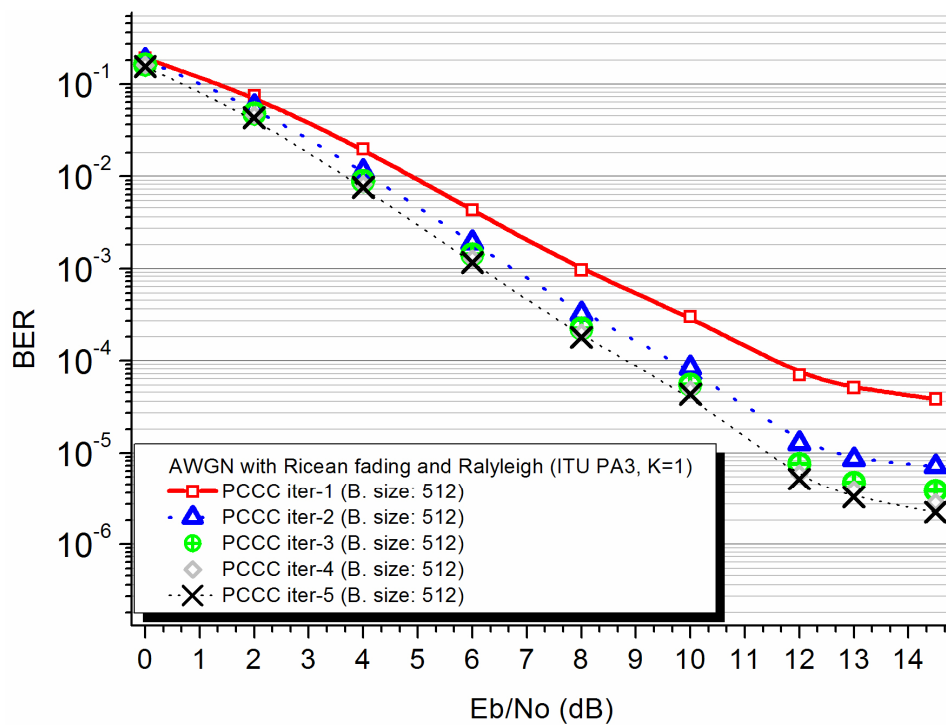
Σχήμα 9.8: (α) AWGN και (β) AWGN με θόρυβο φάσης  $-50\text{dBc/Hz}$  με μετατόπιση συχνότητας  $100\text{Hz}$ .



Σχήμα 9.9: (α) AWGN με μετατόπιση καναλιού Rayleigh 30 μοιρών και (β) AWGN με μετατόπιση καναλιού Rayleigh των 40 μοιρών.

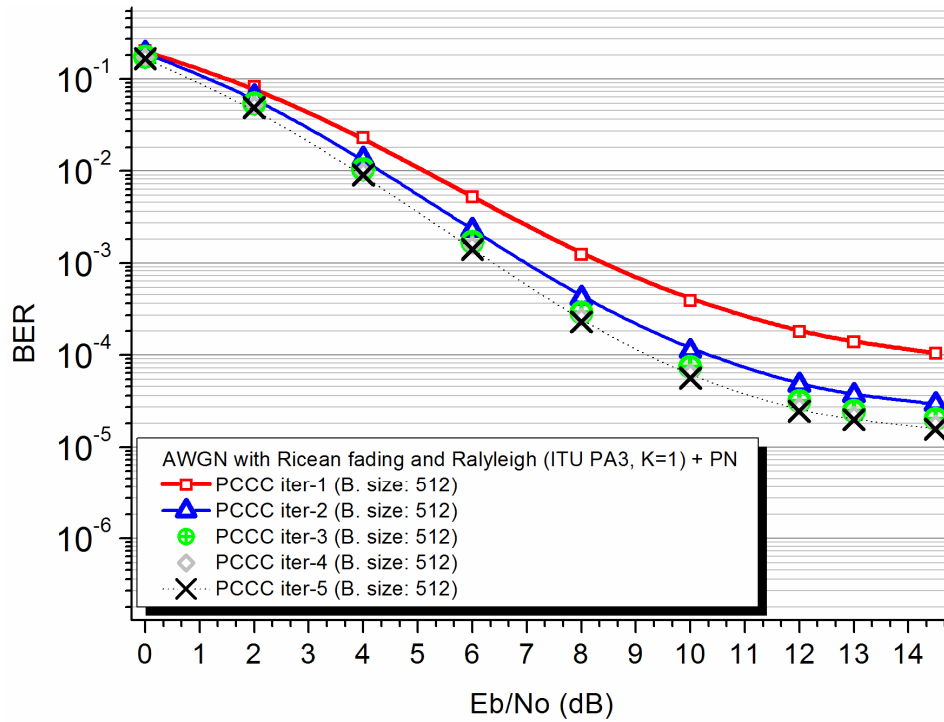


(α)

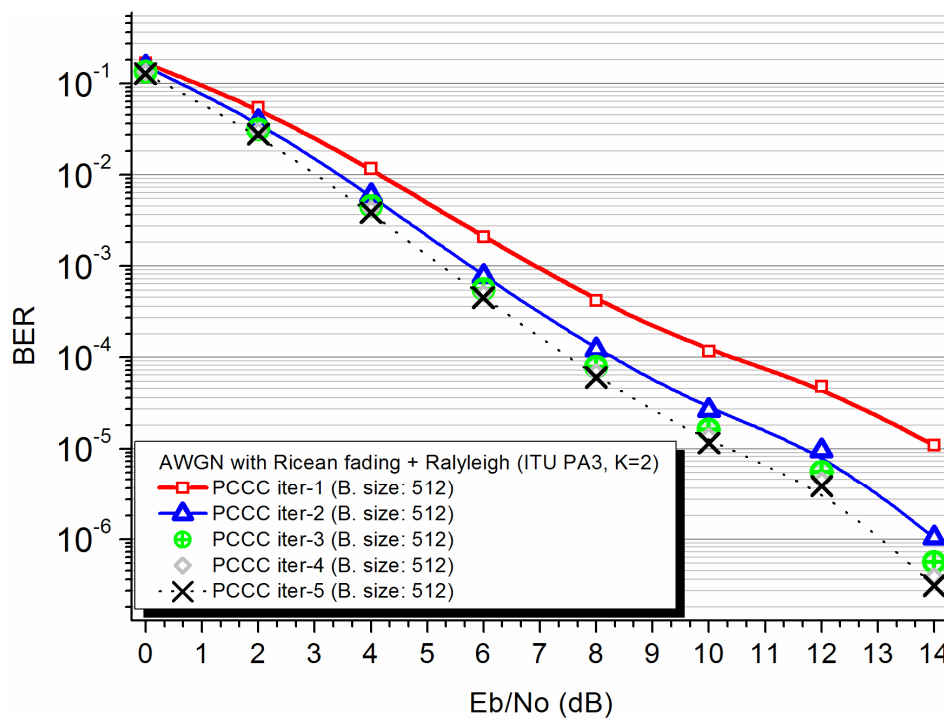


(β)

Σχήμα 9.10: (α) AWGN με διάλειψη Rayleigh (ITU PA3) και (β) AWGN με διάλειψη Ricean και πολλαπλές διαδρομές Rayleigh (ITU PA3, K=1).

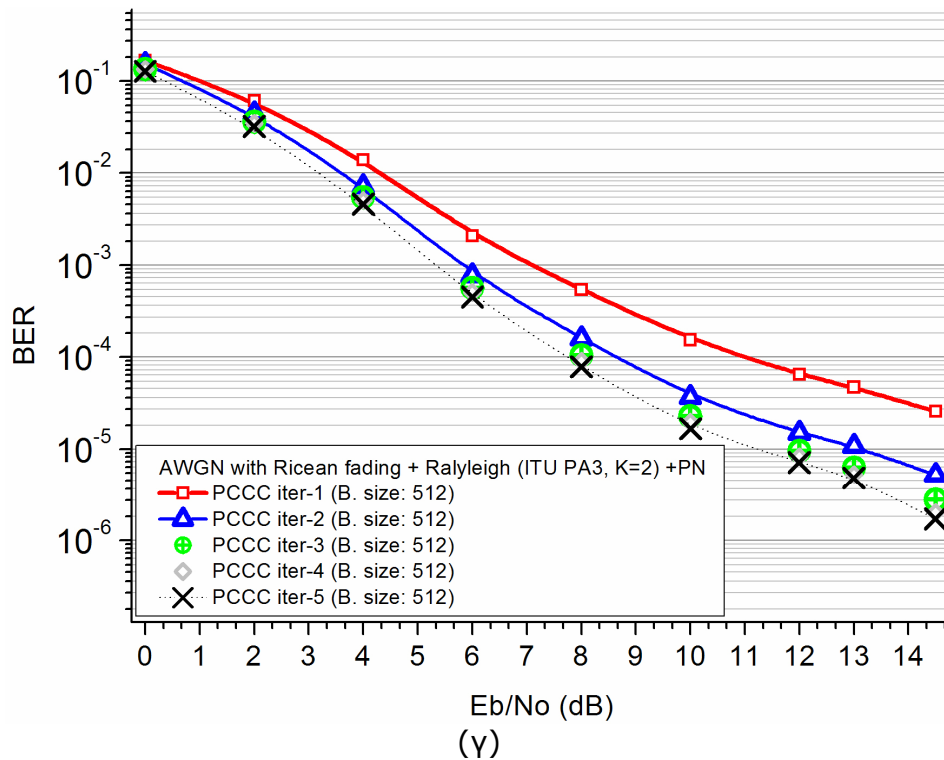


(α)

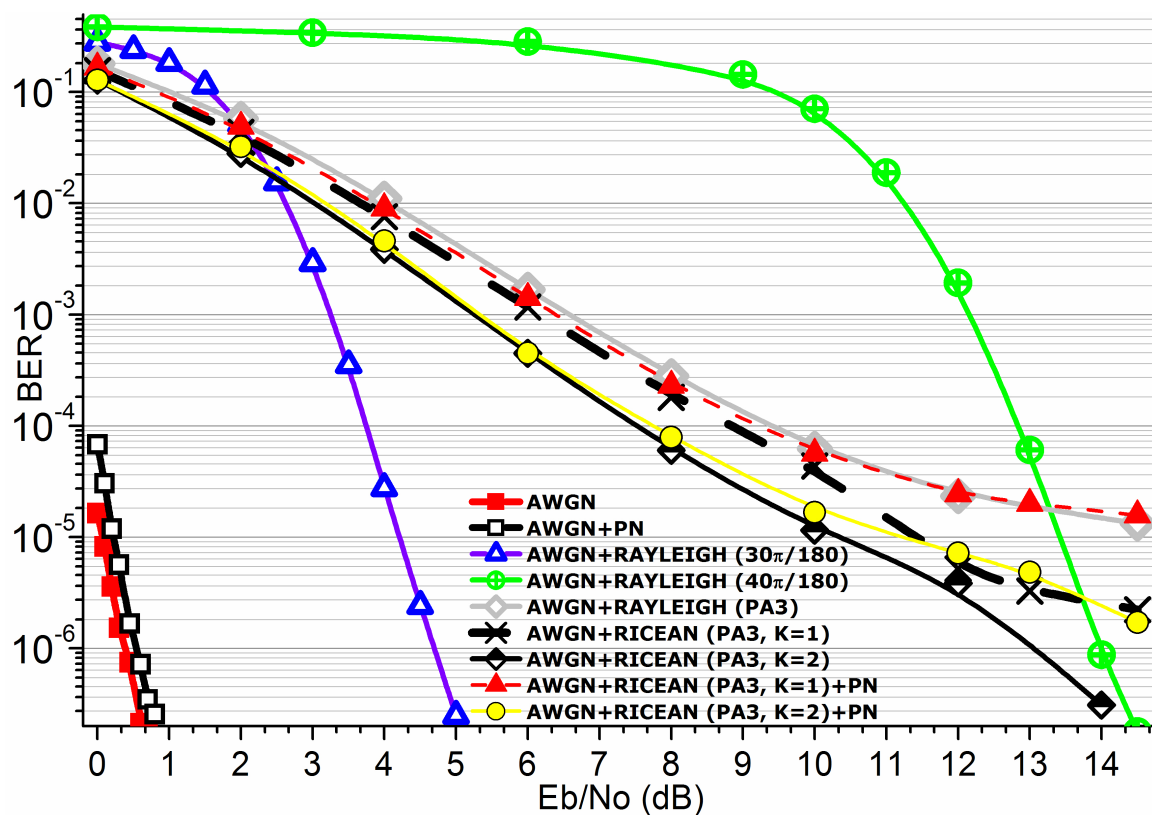


(β)

**Σχήμα 9.11:** (α) AWGN με διάλειψη Ricean και πολλαπλές διαδρομές Rayleigh (ITU PA3,  $K = 1$ ) και με PN και (β) AWGN με διάλειψη Ricean και πολλαπλές διαδρομές Rayleigh (ITU PA3,  $K = 2$ )



Σχήμα 9.11: (γ) AWGN με διάλειαση Ricean, πολλαπλές διαδρομές Rayleigh (ITU PA3, K = 2) και με PN.



Σχήμα 9.12: Όλοι οι προσομοιωμένοι τύποι θορύβου για 5 επαναλήψεις και μέγεθος μπλοκ 512 (Ο θόρυβος φάσης PN είναι ίσος με -50dBc/Hz με μετατόπιση συχνότητας 100Hz).

## 9.6 Συμπεράσματα

Ο συνδυασμός της OFDM με turbo κώδικες αποδείχθηκε ότι είναι ένας πολύ ισχυρός υποψήφιος για μελλοντικά συστήματα. Στην έρευνα αυτού του κεφαλαίου, ένα σύστημα OFDM [7] συνδυάστηκε με ένα νέο σύστημα PCCC κωδικοποίησης [6]. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων με παρουσία διαφόρων τύπων θορύβου ήταν ικανοποιητικά, καθώς λιγότερο από 12.5 dB ( $E_b/N_0$ ) ήταν απαραίτητα προκειμένου να επιτευχθεί ένα BER ίσο με  $10^{-3}$ . Αυτό αναφέρεται στη χειρότερη περίπτωση της μετατόπισης καναλιού Rayleigh των 40 μοιρών (40π/180 rads). Όλες οι άλλες περιπτώσεις καναλιού χρειάζονταν κάτω από 7 dB ( $E_b/N_0$ ) για την επίτευξη του προηγούμενου BER.

Αναλυτικότερα, εξετάστηκαν οι περιπτώσεις χρησιμοποίησης καναλιού AWGN και AWGN με θόρυβο φάσης. Τότε το σύστημά μας εμφάνισε εξαιρετική απόδοση και ανοχή σε αυτό το θόρυβο. Ακόμη, το AWGN κανάλι παρουσίασε καλύτερη BER απόδοση σε σύγκριση με το κανάλι AWGN που περιελάμβανε και PN. Αυτό φαίνεται στα σχήματα 9.8(α) και 9.8(β). Η περίπτωση του AWGN με μετατόπιση καναλιού Rayleigh παρουσίασε την χειρότερη απόδοση (έως και τα 13,5 dB) για γωνία 40 μοιρών (40π/180 rads). Για πέντε επαναλήψεις στην αποκωδικοποίηση, η περίπτωση ενός AWGN καναλιού με διάλεια Rayleigh (PA3) είναι πανομοιότυπη με την περίπτωση ενός AWGN καναλιού με PN, με διάλεια Ricean και με διεργασίες Rayleigh (PA3 και  $K=1$ ). Όλα τα προηγούμενα φαίνονται (για μέγεθος μπλοκ 512 και 5 επαναλήψεις) στο σχήμα 9.12.

Το σύστημα αυτό προορίζεται να είναι μέρος συστημάτων με ενσωματωμένες τεχνολογίες όπως UWB [36-39], MIMO [40,41], Tunable antennas [41-43] κλπ. Επιπλέον, η έρευνα αυτού του κεφαλαίου θα διεξαχθεί σε επίπεδο προσομοίωσης με μια έκδοση των νεότερων turbo κωδίκων που έχουν αναπτυχθεί (κεφάλαιο 8) [45] και με την παρουσία ατελειών στους ADC και DACs [46]. Επίσης, πολλά μέρη του συστήματος αυτού του κεφαλαίου έχουν ήδη ενσωματωθεί σε DSP. Η πλήρης εφαρμογή του συστήματος σε DSP (μελλοντική μελέτη) θα περιλαμβάνει τις επιπτώσεις του θορύβου υπό πραγματικές συνθήκες. Επίσης το σύστημα θα περιλαμβάνει και ένα γραμμικό προσαρμοζόμενο φίλτρο [47].

## ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] S. K. Chronopoulos, V. Christofilakis, G. Tatsis and Panos Kostarakis, "Performance of Turbo Coded OFDM under the presence of various noise types," Submitted.
- [2] W. Henkel, G. Taubock, P. Odling, P. O. Borjesson, N. Petersson and A. Johansson "The Cyclic Prefix of OFDM/DMT—An Analysis," In Proceedings of the 2002 International Zurich Seminar on Broadband Communications: Access-Transmission-Networking, ETH Zurich, 2002, pp. 22-1-22-3.
- [3] S. Pfletschinger and F. Sanzi, "Iterative Demapping for OFDM with Zero-Padding or Cyclic Prefix," In Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC), Paris, 20-24 June 2004, pp. 842-846.
- [4] B. Muquet, Z. Wang, G. B. Giannakis, M. De Courville and P. Duhamel, "Cyclic Prefixing or Zero Padding for Wireless Multicarrier Transmissions?" IEEE Transactions on Communications, Vol. 50, No. 12, 2002, pp. 2136-2148.
- [5] R. Van Nee, G. Awater, M. Morikura, H. Takanashi, M. Webster and K. W. Halford, "New High-Rate Wireless LAN Standards," IEEE Communications Magazine, Vol. 37, No. 12, 1999, pp. 82-88.
- [6] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis and P. Kostarakis, "Turbo Codes—A New PCCC Design," Communications and Network, Vol. 3, No. 4, 2011, pp. 229-234.
- [7] S. K. Chronopoulos, C. Votis, V. Raptis, G. Tatsis and P. Kostarakis, "In Depth Analysis of Noise Effects in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems, Utilising a Large Number of Subcarriers," In Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 967-972.
- [8] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis and P. Kostarakis, "Turbo Coded OFDM with Large Number of Subcarriers," Journal of Signal and Information Processing (JSIP), Vol. 3, No. 2, 2012, pp. 161-168.

- 
- [9] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis, V. Raptis and P. Kostarakis, "Enhanced PAPR in OFDM without Deteriorating BER Performance," *International Journal of Communications, Network and System Sciences*, Vol. 4, No.3, 2011, pp. 164–169.
- [10] S. K. Chronopoulos, V. Christofilakis, G. Tatsis and P. Kostarakis "Reducing Peak-to-Average Power Ratio of a Turbo Coded OFDM," *Wireless Engineering and Technology*, Vol 3. No.4, Oct. 2012, pp. 195–202.
- [11] 3rd Generation Partnership Project 3GPP and Technical Specification Group Radio Access Network, "High Speed Downlink Packet Access: UE Radio Transmission and Reception," Technical Report 3GPP TR 25.890 V1.0.0, May 2002.
- [12] A. M. J. Miranda and P.F.M. Smulders, "Performance of QPSK OFDM with and without channel/frequency offset estimation and equalization, and study of the interference cause by RF Impairments," Final Project - ERASMUS PROGRAM, Eindhoven University of Technology, July 2003.
- [13] H. Schulze and C. Luders, "Theory and Applications of OFDM and CDMA Wideband Wireless Communications," John Wiley & Sons, Ltd, UK, 2005.
- [14] L. Z. Fuertes, "OFDM PHY layer implementation based on the 802.11a standard and system performance analysis," B.Sc. Thesis, University of Linköping, Linköping, Sweden, 2005.
- [15] S. Shoostary "Development of a MATLAB Simulation Environment for Vehicle-to-Vehicle and Infrastructure Communication Based on IEEE 802.11p," M.Sc. Thesis, Vienna University of Technology, Vienna, 2008.
- [16] S. Prot and K. Palmkvist, "TSTE91 System Design Communications System Simulation using Simulink Part V OFDM by IFFT Modulation," Electronic Systems, Dept. EE, LiTH, 2003.
- [17] W. Xie, G.-J. Hu and Q. Deng, "Application of Turbo Codes in Optical OFDM Multimode Fiber Communication System," *Optics Communications*, Elsevier, Vol. 281, No. 5, 2008, pp. 1118–1122.
- [18] I. S. Raad and M. Yakan, "Implementation of a Turbo Codes Test Bed in the Simulink Environment," In Proceedings of the Eighth International



- Symposium on Signal Processing and Its Applications ISSPA'05, IEEE, Sydney, 28-31 August 2005, pp. 847–850.
- [19] R. Jain, "Channel Models A Tutorial V1.0," CSE574S: Wireless and Mobile Networking, Washington University in St. Louis, 2007.  
[www.cse.wustl.edu/~jain/cse574-08/ftp/channel\\_model\\_tutorial.pdf](http://www.cse.wustl.edu/~jain/cse574-08/ftp/channel_model_tutorial.pdf)
- [20] J. G. Proakis, "Digital Communications 4th Edition", McGraw-Hill, New York, 2001.
- [21] D. Tse, and P. Viswanath, "Fundamentals of Wireless Communication," Cambridge University Press, 2005.
- [22] M. Gupta, R. Nema, R. S. Mishra and P. Guran, "Performance Analysis of OFDM System Using MLSE Equalizer over Rayleigh Fading Channel with Different Modulation Technique, International Journal of Electronics Communication and Computer Engineering (IJECCCE), Vol. 2, Issue 2, 2011, pp. 22–26.
- [23] Mini-Circuits, "Characterizing and minimizing VCO phase noise," Application Note VCO15-6, 1999.  
[http://www.minicircuits.com/pages/app\\_notes.html](http://www.minicircuits.com/pages/app_notes.html)
- [24] L. Zhang, "A study of IEEE 802.16a OFDM-PHY Baseband," M.Sc. Thesis, Linkoping Institute of Technology, Linkoping, Sweden, 2005.
- [25] M. A. Cooper, S. M. D. Armour and J. P. McGeehan, "Downlink Performance and Complexity Evaluation of Equalisation Strategies for an MC-CDMA '4G' Physical Layer Candidate," In Proceedings of the IEEE Benelux Chapter on Communications and Vehicular Technology, IEEE, Eindhoven, 2003.
- [26] M. A. Mohamedian, I. A. M. Abdelrahman and I. Eldin M. Osman, "Performance of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) under the effect of Wireless Transmission System Drawbacks," Sudan Engineering Society Journal, Vol. 53, No. 49, 2007, pp. 17–26.
- [27] Z. B. Khalidin and H. J. Taha, "Performance of Orthogonal Frequency Division Multiplexing System Based on Mobile Velocity and Subcarrier," Journal of Computer Science, Vol. 6, No.2, 2010, pp. 194–198.
- [28] A. Roca, "Implementation of a WiMAX simulator in Simulink," Diploma Thesis, Engineering Institute-Vienna, 2007.

- [29] P. Soma, D. S. Baum, V. Erceg, R. Krishnamoorthy and A.J. Paulraj, "Analysis and Modeling of Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Radio Channel Based on Outdoor Measurements Conducted at 2.5GHz for Fixed BWA Applications," In Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, ICC 2002, IEEE, Vol. 1, 2002, pp. 272–276.
- [30] H. Omote, Y. Ohta and T. Fujii, "Predicting the K-factor of divided paths in Wideband Mobile Propagation," In proceedings of the 69th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring 2009, IEEE, 2009, pp. 1–5.
- [31] N.J. Kasdin, "Discrete Simulation of Colored Noise and Stochastic Processes and  $1/f\alpha$  Power Law Noise Generation," In Proceedings of the IEEE, IEEE, Vol. 83, No. 5, 1995, pp. 802–827.
- [32] C. Ye, A. Reznik, G. Sternberg and Y. Shah, "On the Secrecy Capabilities of ITU Channels," In Proceedings of the 66th IEEE Vehicular Technology Conference VTC-2007, IEEE, 2007, pp. 2030–2034.
- [33] R. H. Clarke and W. L. Khoo, "3-D Mobile Radio Channel Statistics", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 46, No. 3, 1997, pp. 798–799.
- [34] G. G. Messier and J. A. Hartwell "An Empirical Model for Nonstationary Ricean Fading," IEEE Transactions on Vehicular Technology, IEEE, Vol.58, No. 1, 2009, pp. 14–20.
- [35] K. I. Ziri-Castro, N. E. Evans and W. G. Scanlon "Propagation Modelling and Measurements in a Populated Indoor Environment at 5.2 GHz," In Proceedings of the AusWireless 2006, 13-16 Mar. 2006, pp. 1–8.
- [36] G. Tatsis, C. Votis, V. Raptis, V. Christofilakis, S. K. Chronopoulos, and P. Kostarakis, "Performance of UWB-Impulse Radio Receiver Based on Matched Filter Implementation with Imperfect Channel Estimation," In Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 573–578.
- [37] G. Tatsis, C. Votis, V. Raptis, V. Christofilakis, S. K. Chronopoulos, and P. Kostarakis, "Design and Implementation of Ultra-Wideband Impulse Radio Transmitter," In Proceedings of the 7th International Conference

- of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 2009, pp. 579–584.
- [38] G. Tatsis, V. Christofilakis, C. Votis, P. Kostarakis, L. Ivrisimtzis and S. K. Chronopoulos, "BER Performance of an Ultra-Wideband Impulse Radio Correlator Receiver," WSEAS Transactions on Information Science and Applications, Vol. 8, Issue 10, Oct. 2011, pp. 401–406.
- [39] G. Tatsis, V. Christofilakis, C. Votis, S. K. Chronopoulos and P. Kostarakis, "Experimental Measurements of UWB Channel," In 2nd Pan-Hellenic Conference on Electronics and Telecommunications - PACET'12, Organized by the Electronics and the Telecommunications laboratories of the Departments of Physics and Electrical and Computer Engineering, of the Aristotle University of Thessaloniki (AUTH), Greece.
- [40] C. Votis, V. Christofilakis, V. Raptis, G. Tatsis, S. K. Chronopoulos and P. Kostarakis "Design and analysis of a multiple-output transmitter based on DDS architecture for modern wireless communications," In Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 421–426.
- [41] C. Votis, V. Christofilakis, V. Raptis, G. Tatsis, S. K. Chronopoulos and P. Kostarakis, "Effects of Variations on Geometrical Parameters on a 2.4 GHz Printed Dipole Antenna architecture," In Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 427–432.
- [42] V. Raptis, G. Tatsis, C. Votis, S. K. Chronopoulos, V. Christofilakis and P. Kostarakis, "Tuning Techniques for Planar Antennas in Wireless Communication," In Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, American Institute of Physics Conference Series, Vol. 1203, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 1053–1057.
- [43] V. Raptis, C. Votis, G. Tatsis, S. K. Chronopoulos, V. Christofilakis and P. Kostarakis, "Active Tuning Antennas for Wireless Communication," In Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 1058–1062.

- 
- [44] V. Raptis, G. Tatsis, S. K. Chronopoulos, S. Mallios and P. Kostarakis, "Development and Experimental Measurements of a Tunable Antenna," *Communications and Network*, Vol. 5 No. 3, 2013, pp. 220–224.
- [45] S. K Chronopoulos, G. Tatsis, V. Raptis and Panos Kostarakis, "A Parallel turbo encoder-decoder scheme," In 2nd Pan-Hellenic Conference on Electronics and Telecommunications - PACET'12, Organized by the Electronics and the Telecommunications laboratories of the Departments of Physics and Electrical and Computer Engineering, of the Aristotle University of Thessaloniki (AUTH), Greece.
- [46] V. N. Christofilakis, A. A. Alexandridis, P. Kostarakis and K. P. Dangakis, "Software Defined Radio Implementation Aspects Related to the ADC Performance," *Proceedings of the 6th International Multiconference on Circuits, Systems, Communications and Computers*, Crete, 7-11 July 2002, pp. 3231–3239.
- [47] M. F. Mosleh and A. H. AL-Nakkash, "Combination of LMS and RLS Adaptive Equalizer for Selective Fading Channel," *European Journal of Scientific Research*, EuroJournals Publishing, Inc., Vol 43, No. 1, 2010, pp. 127–137.

ΕΝΣΩΜΑΤΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΣΕ  
DSP

Σε αυτό το κεφάλαιο δίνονται οι γενικές πληροφορίες περί συστημάτων DSP καθώς και τα τεχνικά χαρακτηριστικά της πλατφόρμας (αναπτυξιακή πλακέτα DSP) η οποία χρησιμοποιήθηκε στην πράξη. Στη συνέχεια παρουσιάζεται η υλοποίηση του συστήματός μας που έγινε με πλατφόρμα DSP την οποία προγραμματίσαμε χρησιμοποιώντας κώδικα από τις προσομοιώσεις των προηγούμενων κεφαλαίων. Το προγραμματισμένο DSP με των κώδικά μας λειτουργούσε είτε ως πομπός είτε ως πομποδέκτης OFDM. Το υλοποιημένο σύστημά μας περιελάμβανε CP, ZP, συνελικτική κωδικοποίηση (πομπός), Viterbi αποκωδικοποιητή (δέκτης) και παρήγαγε υποφορείς πληροφορίας οι οποίοι μετρήθηκαν στο πεδίο των συχνοτήτων με αναλυτή φάσματος (πραγματικού χρόνου). Για την πιστοποίηση της ορθής λειτουργίας του συστήματός μας στην πράξη χρησιμοποιήθηκε και παλμογράφος για την εύρεση της ολικής καθυστέρησης κατά τη διαδικασία εκπομπής-λήψης. Στη συνέχεια χρησιμοποιήθηκε εκ νέου παλμογράφος για την σύγκριση γνωστού σήματος (εσωτερική γεννήτρια παλμών) με το τελικό σήμα (αποκωδικοποιημένο).

Το υλοποιημένο σύστημά μας όπως προαναφέρθηκε περιείχε OFDM η οποία είναι μία τεχνική πολυπλεξίας που μπορεί να ενσωματωθεί σε διάφορα συστήματα αρκεί να τροποποιηθεί ώστε να πληροί τις προϋποθέσεις του εκάστοτε πρότυπου λειτουργίας. Η κατασκευή του OFDM συστήματος χρησιμοποιώντας την τεχνική της ενσωμάτωσης κώδικα σε DSP παρέχει τη μέγιστη ευελιξία στον σχεδιαστή τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Η ευελιξία έγκειται στο γεγονός ότι ο σχεδιαστής μπορεί να λύνει γρήγορα τα προβλήματα που δημιουργούνται από ενδεχομένως κακό σχεδιασμό, συνθήκες λειτουργίας ή ακόμη και από κακή εκτίμηση καναλιού. Επομένως, δεν χρειάζεται επανασχεδιασμός του hardware ή και η εκ νέου κατασκευή του. Η γρήγορη λύση ακολουθείται σε αυτές τις περιπτώσεις και από γρήγορη ενσωμάτωση του κώδικα στον επιθυμητό ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP), αρκεί να έχει γίνει προηγουμένως η σωστή αποσφαλμάτωση (debugging). Άρα, το σχέδιο του

συστήματος με μορφή κώδικα μπορεί να μεταδοθεί σε σύντομο χρονικό διάστημα στην αναπτυξιακή πλακέτα και το σύστημα να επαναλειτουργεί απαλλαγμένο από τα αρχικά του προβλήματα λειτουργίας. Αυτή η διαδικασία είναι εφικτή αφού τα συστήματα που περιέχουν τέτοιου είδους hardware (π.χ. DSP) είναι επαναπρογραμματίσιμα και μπορούν να παράγουν οποιαδήποτε μορφή σήματος σε ένα εύρος συχνοτήτων.

## 10.1 Εισαγωγή

Οι ψηφιακοί επεξεργαστές σήματος (Digital signal processors – DSPs) μοιάζουν σε αρκετές περιπτώσεις με μικροελεγκτές αφού έχουν ενσωματωμένη μνήμη μόνιμης αποθήκευσης (nonvolatile) και μεταβλητού τύπου (volatile ή αλλιώς πτητική), καθώς και περιφερειακές διασυνδέσεις οι οποίες έχουν πολύ μικρές διαστάσεις (small footprints). Αυτά καθιστούν τα DSP ιδανικά για ενσωματωμένες εφαρμογές (embedded applications) με επιπρόσθετα πλεονεκτήματα τις χαμηλές απαιτήσεις σε κατανάλωση ενέργειας και την ευκολία ενσωμάτωσης σε κινητές συσκευές. Το μεγάλο εύρος εφαρμογών τους περιλαμβάνει τα κινητά τηλέφωνα, μόντεμ, φαξ, την επεξεργασία ομιλίας και άλλες. Αυτό συμβαίνει διότι όπως προαναφέρθηκε τα DSP έχουν τη δυνατότητα να επαναπρογραμματιστούν ώστε να έχουν άλλη λειτουργία για διαφορετικές εφαρμογές στην ίδια πλατφόρμα. Διάφορες διεργασίες όπως είναι η μίξη σημάτων, η αλλαγή φάσης, η διαμόρφωση και άλλα σχεδιάζονται σε επίπεδο λογισμικού και στη συνέχεια ενσωματώνονται με μορφή κώδικα σε DSPs. Επίσης, η ακρίβεια λειτουργίας του DSP συστήματος είναι πολύ μεγαλύτερη από εκείνη ενός αναλογικού συστήματος. Ακόμη, το κόστος παραμένει χαμηλό αφού χρειάζεται σε κάθε περίπτωση μόνο η ανάπτυξη του κατάλληλου λογισμικού. Συνήθως, δεν χρειάζεται η κατασκευή νέου hardware. Η λειτουργία γίνεται σε πραγματικό χρόνο. Αυτό σημαίνει ότι το DSP επεξεργάζεται διάφορες πληροφορίες συμβαδίζοντας με κάποιο γεγονός το οποίο αντιστοιχεί σε δεδομένα προερχόμενα από την αναλογική είσοδό του. Αντίθετα, η επεξεργασία σε μη πραγματικό χρόνο δεν είναι τόσο απαιτητική. Γενικά, τα DSPs δεν επηρεάζονται τόσο εύκολα από τις περιβαλλοντολογικές αλλαγές (π.χ. αλλαγή θερμοκρασίας) όπως τα αναλογικά συστήματα [1,2,3].

Μία αντιπροσωπευτική οικογένεια των επεξεργαστών DSPs η οποία χρησιμοποιήθηκε στην έρευνα αυτού του κεφαλαίου είναι η TMS320. Αυτή η οικογένεια DSP και ειδικότερα η TMS320C6x (όπου το C6x αντιστοιχεί σε μοντέλο της σειράς C6000) διακρίνεται για την ταχύτητά της και για την ιδιαίτερη αρχιτεκτονική της. Σε αυτήν οφείλεται η πολύ καλή λειτουργία σε ό,τι έχει σχέση με την διεξαγωγή απαιτητικών αριθμητικών υπολογισμών. Η αρχιτεκτονική της C6x βασίζεται στην πολύ μεγάλη λέξη εντολής VELOCITI (very-long-instruction-word – VLIW) καθιστώντας αυτή την οικογένεια πολύ ισχυρή σε απόδοση. Σε κάθε κύκλο μπορεί να ανακαλούνται οκτώ εντολές από τη μνήμη. Π.χ. για ρυθμό ρολογιού της τάξεως του 1 GHz το C6416 μπορεί να ανακαλέσει 8 εντολές των 32-bit σε χρόνο του 1 ns [3].

Τα συστήματα DSP στη βασική τους μορφή περιέχουν μετατροπείς αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (ADCs). Οι ADCs μετατρέπουν την τάση ενός εισερχόμενου σήματος σε έναν δυαδικό αριθμό (κβαντοποίηση). Παράλληλα, εκτελείται δειγματοληψία που ο ρυθμός της είναι ο αριθμός των μετατροπών της αναλογικής τάσης σε δυαδικό αριθμό ανά δευτερόλεπτο. Ειδικότερα, στην είσοδο του ADC συνήθως υπάρχει ένα κύκλωμα δειγματοληψίας και κράτησης (sample and hold). Αυτό το κύκλωμα κρατάει σταθερή την τάση του σήματος για μία περίοδο δειγματοληψίας καθώς εκτελείται η μετατροπή του αναλογικού σήματος σε ψηφιακό. Τις περισσότερες φορές οι μετατροπείς αυτοί είναι των 8 bit (π.χ. τηλεπικοινωνίες) ή των 16 bit (π.χ. εφαρμογές ήχου). Μετά τον ADC το ψηφιακό σήμα οδηγείται προς τον επεξεργαστή DSP (π.χ. C6x). Αφού το σήμα έχει υποβληθεί σε επεξεργασία τότε μπορεί να εξαχθεί μέσω ενός μετατροπέα ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (DAC) ο οποίος συνήθως υπάρχει πάνω στην ίδια ηλεκτρονική πλακέτα. Ο κάθε μετατροπέας DAC έχει μία χαρακτηριστική απόκριση εισόδου-εξόδου. Η απόκριση ορίζει την τάση εξόδου για έναν αντίστοιχο δυαδικό αριθμό εισόδου. Η παραγόμενη έξοδος όμως είναι ιδιαίτερα βηματική δημιουργώντας συχνοτικές συνιστώσες μεγαλύτερες από τη συχνότητα δειγματοληψίας. Επομένως, διάφορα φίλτρα συμπεριλαμβάνονται στις DSP πλατφόρμες ως βασικές βαθμίδες. Αυτά είναι ένα φίλτρο εισόδου antialiasing (αντιαναδίπλωση) για φιλτράρισμα λανθασμένων σημάτων (λόγω λανθασμένης ή μη τήρησης του θεωρήματος του Nyquist) και ένα φίλτρο εξόδου για την ορθή ανακατασκευή του επεξεργασμένου σήματος. Ένα παράδειγμα δειγματοληψίας είναι η συχνότητα των 44.1 KHz η οποία

χρησιμοποιείται σε CD ήχου. Αυτή η συχνότητα σημαίνει ότι κάθε δείγμα έχει αποκτηθεί ανά χρόνο περίπου ίσο με 0,023 ms ενώ εκείνη των 8 KHz σημαίνει ότι το δείγμα αποθηκεύονταν ανά χρόνο 0,125 ms. Είναι κατανοητό ότι στην πρώτη περίπτωση το προκύπτον σήμα αποτελείται τουλάχιστον από πέντε φορές περισσότερα δείγματα σε σύγκριση με το δεύτερο [2,4].

Αυτό το κεφάλαιο χωρίζεται σε πέντε ενότητες. Στη δεύτερη ενότητα θα δοθούν οι γενικές πληροφορίες του DSP στο οποίο έγινε η ενσωμάτωση του OFDM συστήματος. Στην τρίτη ενότητα θα αναφερθούν παραδείγματα της ενσωμάτωσης απλών σχηματικών στο DSP καθώς και οι μετρήσεις που διεξήχθησαν με τη βοήθεια παλμογράφου. Στην τέταρτη ενότητα αναλύεται ο τρόπος ενσωμάτωσης του OFDM συστήματος σε DSP. Παράλληλα γίνεται αναφορά στις μετρήσεις με χρήση αναλυτή φάσματος πραγματικού χρόνου (για την απεικόνιση των φορέων στο πεδίο των συχνοτήτων) και με παλμογράφο (πεδίο χρόνου). Τέλος, παρουσιάζονται διάφορα συμπεράσματα και μελλοντικοί στόχοι.

## 10.2 TMS320C6416T DSP Starter Kit (DSK)

Το TMS320C6416T DSP Starter Kit (DSK) [5,6] χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα φάση της έρευνας ως η πλατφόρμα ενσωμάτωσης του OFDM συστήματος. Αυτή η πλατφόρμα χαμηλού κόστους αναπτύχθηκε από την Texas Instruments και τη Spectrum Digital. Το DSK επικοινωνεί με έναν ηλεκτρονικό υπολογιστή μέσω USB θύρας. Η USB θύρα χρησιμοποιείται για τον προγραμματισμό του DSP της πλατφόρμας. Τα εργαλεία του TMS320C6416T DSK περιλαμβάνουν προσομοιωτές της Texas Instruments και πρόσβαση στην εργαλειοθήκη Analysis Toolkit η οποία περιλαμβάνει την Cache Analysis (Ανάλυση μνήμης cache) και τον Multi-Event Profiler (δημιουργία προφίλ πολλαπλών γεγονότων). Μέσω της Cache Analysis βελτιστοποιείται η χρησιμοποίηση αυτής της μνήμης και κατ' επέκταση και η απόδοση της εκάστοτε εφαρμογής. Επίσης, υπάρχουν διάφορα εργαλεία για την επιβεβαίωση της σωστής λειτουργίας της πλατφόρμας. Επίσης η hardware λειτουργία πολλαπλασιασμού-συσσώρευσης (MAC – Multiply-accumulate), η ικανότητα κυκλικής και αντεστραμμένων-bit διευθυνσιοδότησης καθώς και η



αρχιτεκτονική Χάρβαρντ αποτελούν μέρη της αρχιτεκτονικής και της ομάδας εντολών του DSP. Όλα τα προηγούμενα είναι βελτιστοποιημένα για την καλύτερη δυνατή λειτουργία. Το DSK περιέχει τον επεξεργαστή DSP. Οι 8000 εκατομμύρια εντολές το δευτερόλεπτο μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την καλή απόδοση εφαρμογών σχεδιασμένες για εικόνα, βίντεο, δικτύωση και άλλα. Επίσης, περιέχεται και θέση επέκτασης καρτών. Δύο διασυνδέτες (connectors) 80 ακμών (pins) προορίζονται για διεπαφές (interfaces) εξωτερικών περιφερειακών και μνήμης. Αναλυτικότερα τα χαρακτηριστικά της πλατφόρμας αναφέρονται παρακάτω [3,7,8]:

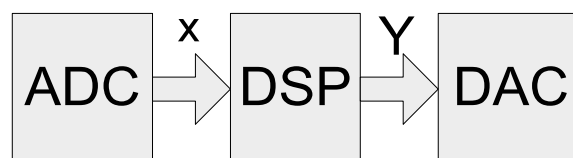
- Μέγεθος DSK: 210 x 115 mm.
- Ψηφιακός επεξεργαστής με συχνότητες λειτουργίας έως 1 GHz.
- 1 MByte εσωτερική RAM.
- 512 KByte Flash με 8-bit interface.
- 16 MB SDRAM με 64-bit interface.
- Τέσσερα προγραμματίσιμα LEDs και τέσσερα DIP Switches.
- Υποδοχή επέκτασης για μονάδες plug-in.
- On-board IEEE JTAG interface.
- Ενσωματωμένη υποστήριξη JTAG μέσω USB.
- Τέσσερις υποδοχείς ήχου 3.5 mm για μικρόφωνο (microphone), είσοδο και έξοδο γραμμής (line in, line out), μεγάφωνο (speaker).
- Κύκλωμα 16 bit στέρεο κωδικοποιητή TLV320AIC23 (analog interface circuit – AIC codec) για αναλογική είσοδο και έξοδο. Ο AIC χρησιμοποιεί τεχνολογία sigma-delta η οποία παρέχει τις λειτουργίες ADC και DAC. Αυτή η τεχνολογία χρησιμοποιεί ένα 12 MHz ρολόι συστήματος και ο ρυθμός δειγματοληψίας του εκτείνεται από τα 8 έως και τα 96 KHz.
- Τυπικές συχνότητες εξόδου από 0 έως 96 KHz (Διαφέρει ανάλογα με τον τύπο του ADC που θα χρησιμοποιηθεί).
- Συνεργασία με Code Composer Studio (CCS). Το CCS είναι ένα ολοκληρωμένο περιβάλλον ανάπτυξης (Integrated development environment – IDE) για εφαρμογές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος και

υποστηρίζει αποσφαλμάτωση (debugging) σε πραγματικό χρόνο. Επίσης έχει γραφικές δυνατότητες. Επίσης, μπορεί να ενσωματωθεί στο DSK λογισμικό γραμμένο σε γλώσσα C ή Assembly ή και εν μέρει να έχει προέλθει από γραφικό προγραμματισμό (Simulink).

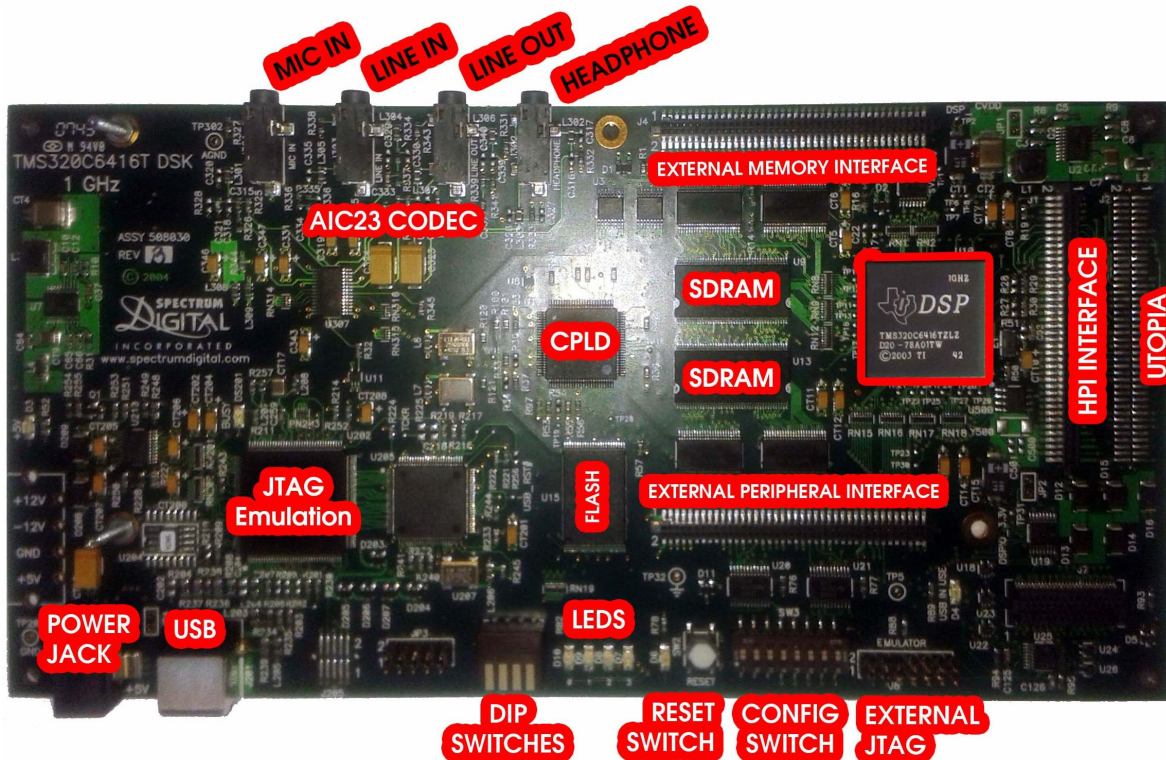
- ενιαία παροχή +5 V.
- Onboard ρυθμιστές τάσης των 1.26 V για το DSP και 3.3 V για τη μνήμη και τα περιφερειακά τους.

Αξίζει να αναφερθεί ότι οι αλγόριθμοι των DSP διέπονται από τη σχέση 10.1. Επίσης στο σχήμα 10.1 επεξηγούνται γραφικά οι μεταβλητές  $x$  και  $Y$ . Η προηγούμενη σχέση ονομάζεται θεμελιώδης εξίσωση διαφορών και αναφέρεται ως MAC (Multiply-accumulate – Πολλαπλασιασμός-συσσώρευση) ή ως SOP (sum of products – άθροισμα προϊόντων). Συγκεκριμένα, η περίπτωση των MAC αλγορίθμων έχει μελετηθεί από την Texas Instruments για την εύρεση λύσεων. Επίσης, στο σχήμα 10.2 φαίνεται το DSK με τις σπουδαιότερες βαθμίδες του. Η σύνδεσή του με τον υπολογιστή είναι αρκετά εύκολη. Όμως απαιτείται να έχει γίνει μία φορά, η δήλωση στον ηλεκτρονικό υπολογιστή της κατάλληλης οικογένειας DSP και της πλατφόρμας λειτουργίας (DSK) μετά την εγκατάσταση των MATLAB και CCS αντίστοιχα. Μετά, αρκεί να συνδεθεί το USB καλώδιο, οι είσοδοι-έξοδοι του DSP και τελευταία η τροφοδοσία του. Τελικά, το DSP ανιχνεύεται από τον υπολογιστή και πλέον μέσω MATLAB και CCS μπορεί να γίνει η ενσωμάτωση του επιθυμητού κώδικα στον επεξεργαστή (DSP) [8].

$$Y = \sum_{i=1}^{\text{count}} \text{coeffi} \cdot x_i \quad (10.1)$$



**Σχήμα 10.1:** Μεταβλητές θεμελιώδους εξίσωσης διαφορών.



Σχήμα 10.2: Βασικές βαθμίδες DSK.

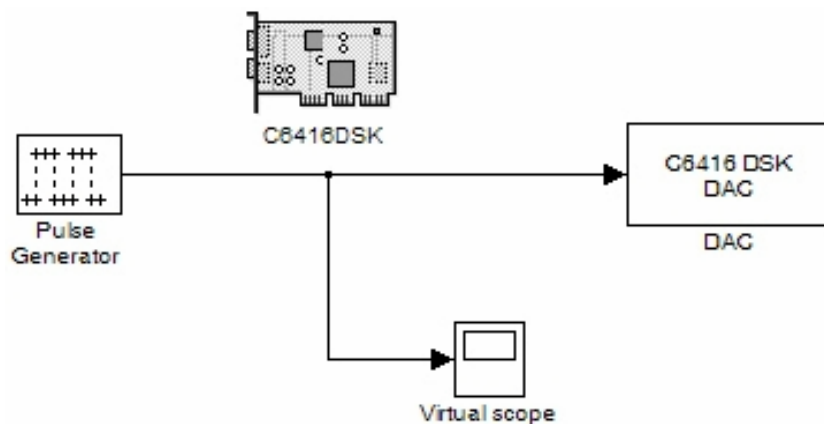
### 10.3 Ενσωμάτωση απλών σχηματικών στο DSP

Σε αυτή την ενότητα θα αναφερθεί η δημιουργία συστημάτων παραγωγής σημάτων όπως παλμών, ημιτονοειδούς σήματος καθώς και συνδυασμένη παραγωγή των δύο προηγούμενων από DSP [9]. Οι προηγούμενες υλοποιήσεις βοήθησαν την εξέλιξη της έρευνας επιβεβαιώνοντας την ορθή λειτουργία της μεθόδου ενσωμάτωσης συγκρίνοντας κάθε φορά το προσομοιωμένο σήμα με το αντίστοιχο σήμα μέτρησης. Το σήμα μέτρησης προέρχονταν από το DSP και απεικονίζονταν σε παλμογράφο.

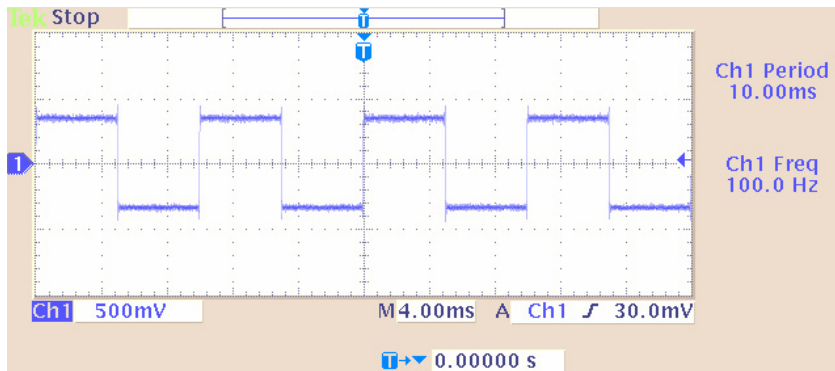
Το σχήμα 10.3 απεικονίζει ένα σύστημα παραγωγής παλμών. Τα χαρακτηριστικά του ρυθμίζονται από το τμήμα κώδικα "Pulse Generator". Επίσης φαίνονται άλλες τρεις βαθμίδες οι οποίες είναι η C6416DSK, ο μετατροπέας ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (DAC) και ένα εικονικό όργανο μέτρησης (Scope) το οποίο αντιστοιχεί σε παλμογράφο. Η εσωτερική εικονική γεννήτρια παλμών ήταν ρυθμισμένη να παράγει ένα σήμα συχνότητας 100 Hz με μία συχνότητα δειγματοληψίας των 48 KHz. Επομένως έχουμε 480 σημεία ανά περίοδο ενώ το εύρος παλμού (pulse width) αντιστοιχούσε σε 240 δείγματα. Αυτό το εύρος παλμού καθόριζε και το χρόνο της υψηλής

κατάστασής του. Άρα, το duty cycle (pulse width) ήταν ίσο με το 50% της περιόδου του παραγόμενου σήματος. Το τμήμα κώδικα στόχευσης της πλατφόρμας DSK (C6416DSK) ήταν ρυθμισμένο σε συχνότητα λειτουργίας (CPU) του 1 GHz. Το λειτουργικό του σύστημα ήταν ρυθμισμένο σε DSP/BIOS. Αυτό ήταν ένα λειτουργικό σύστημα πραγματικού χρόνου (Real-time operating system – RTOS). Ο τύπος της πλακέτας ήταν δηλωμένος ως το μοντέλο C6416DSK και ο επεξεργαστής ως ο C6416.

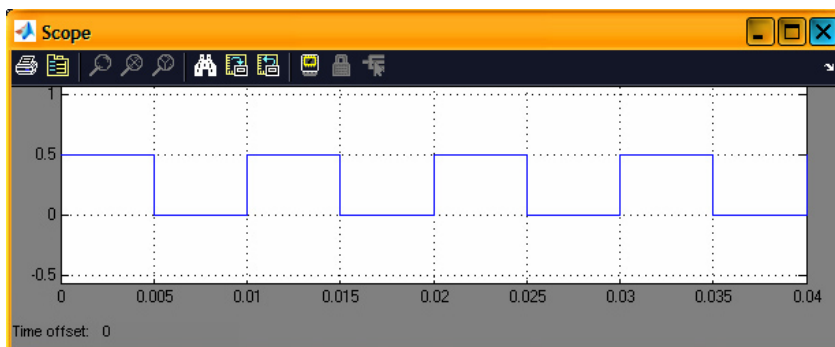
Ο DAC ήταν ρυθμισμένος με ρυθμό δειγματοληψίας ίσο με 48 KHz ενώ το μέγεθος λέξης (word length) ήταν το τυπικό των 16 bit. Η τελευταία ρύθμιση του DAC βοηθάει στην ερμηνεία του εύρους λέξης εισόδου. Αν δεν υπήρχε αυτό το πεδίο τότε η μετατροπή ψηφιακού σήματος σε αναλογικό θα περιείχε πολλά λάθη. Επίσης μπορούν να οριστούν και άλλα μεγέθη όπως αυτά των 20, 24 και 32 bit που θα πρέπει σε κάθε περίπτωση να είναι ίδια με τα αντίστοιχα του ADC αν αυτός χρησιμοποιηθεί. Επίσης η κλίμακα (scaling) ήταν ορισμένη σε “κανονικοποιημένη” (normalize) στο εύρος τιμών  $\pm 1.0$ . Η κατάσταση υπερχείλισης (overflow mode) ήταν ρυθμισμένη στην επιλογή “κάλυψης” (wrap). Η υπερχείλιση είναι σχετική με τιμές οι οποίες βρίσκονται εκτός κλίμακας (scaling). Η μέθοδος που επιλέχθηκε θεωρείται η πιο αποδοτική. Επίσης, το εικονικό όργανο μέτρησης στο πεδίο του χρόνου (scope) ήταν ρυθμισμένο να μετράει ένα εύρος χρόνου 0.04 sec. Τα σχήματα 10.4 και 10.5 απεικονίζουν αντίστοιχα το εξαγόμενο σήμα από τον DAC (Headphone) και το προσομοιωμένο σήμα. Η σύγκρισή τους καταλήγει στο συμπέρασμα ότι το προσομοιωμένο σήμα είναι παρόμοιο με το παραγόμενο σήμα στην έξοδο του DAC.



Σχήμα 10.3: Σύστημα παραγωγής παλμών.



Σχήμα 10.4: Μέτρηση σήματος σε παλμογράφο.

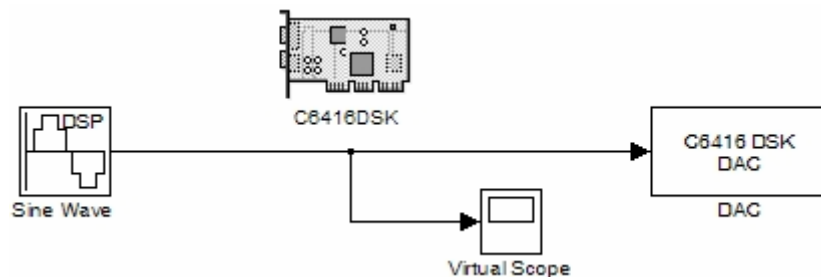


Σχήμα 10.5: Εικονική (virtual) απεικόνιση σήματος το πεδίο του χρόνου (scope).

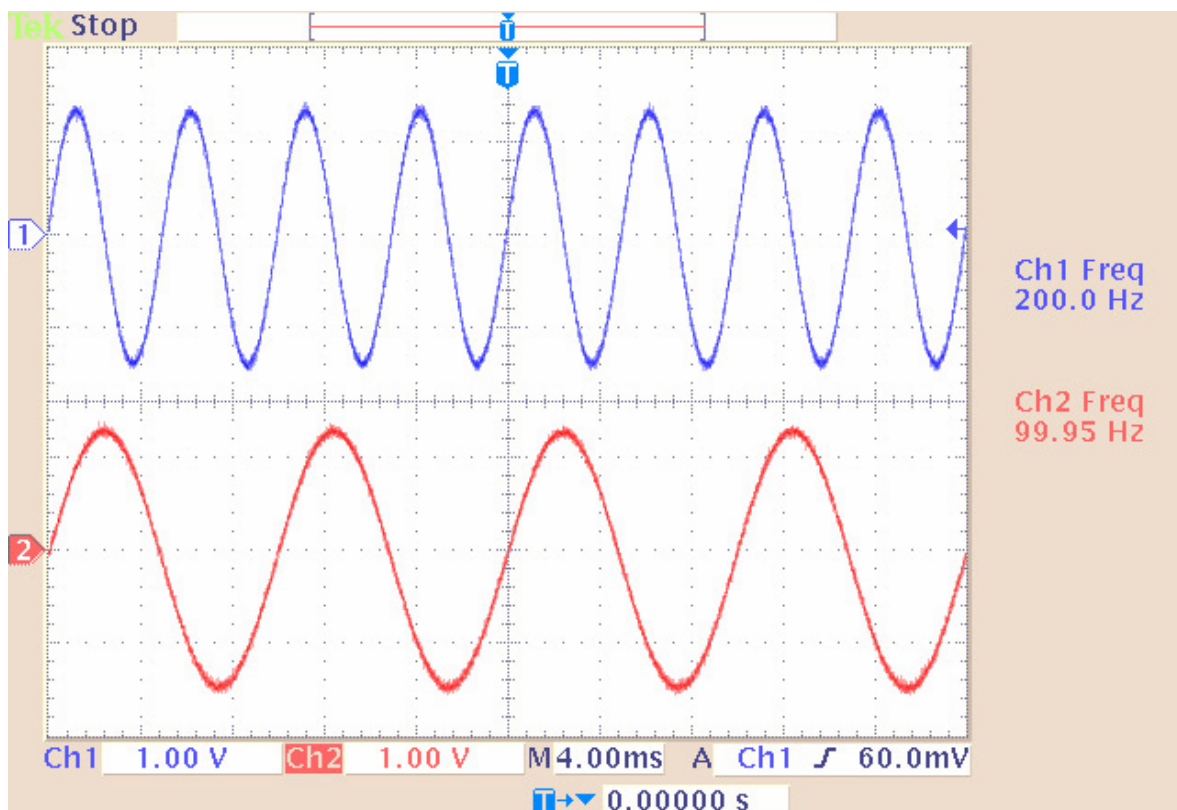
Στο σχήμα 10.6 απεικονίζεται ένα σύστημα παραγωγής ημιτόνων με την ιδιαιτερότητα ότι μέσω της βαθμίδας "Sine Wave (DSP)" δίνεται η δυνατότητα ταυτόχρονης παραγωγής πολλαπλών ημιτονοειδών μορφών (σε διαφορετικά κανάλια) με ανεξάρτητα χαρακτηριστικά (π.χ. πλάτος, φάση, κτλ). Σε αυτή την περίπτωση οι επιθυμητές συχνότητες παραγωγής είναι τα 100 Hz και τα 200 Hz με συχνότητα δειγματοληψίας τα 48 KHz. Άρα τα παραγόμενα σημεία ανά περίοδο του ψηφιακού σήματος είναι αντίστοιχα τα 480 και τα 240 για τις προηγούμενες συχνότητες. Όλες οι άλλες βαθμίδες είναι οι ίδιες με παρόμοιες ρυθμίσεις με εκείνες της περίπτωσης παραγωγής παλμών. Η μόνη διαφορά έγκειται στο πεδίο της υπερχείλισης (overflow mode) του DAC όπου σε αυτή την περίπτωση δοκιμάστηκε η επιλογή του κορεσμού (saturation) με απόλυτη επιτυχία. Η μέτρηση (σε παλμογράφο) και η προσομοίωση των δύο επιθυμητών συχνοτήτων (100 και 200 Hz) εμφανίζεται στα σχήματα 10.7 και 10.8 και 10.9. Το σχήμα 10.8 δείχνει την οπτική αλληλοεπικάλυψη των δύο παραγόμενων ημιτονοειδών σημάτων (100 και 200 Hz) στην οθόνη του παλμογράφου. Αυτό

έγινε ώστε να συγκριθούν ευκολότερα τα προσομοιωμένα σήματα (σχήμα 10.9, όπου το εύρος χρόνου προσομοίωσης ισούται με 0.04 sec) με τα παραγόμενα από το DSP (σχήμα 10.8). Τελικά η σύγκριση και σε αυτή την περίπτωση επιβεβαιώνει την συμφωνία μεταξύ προσομοίωσης και πράξης.

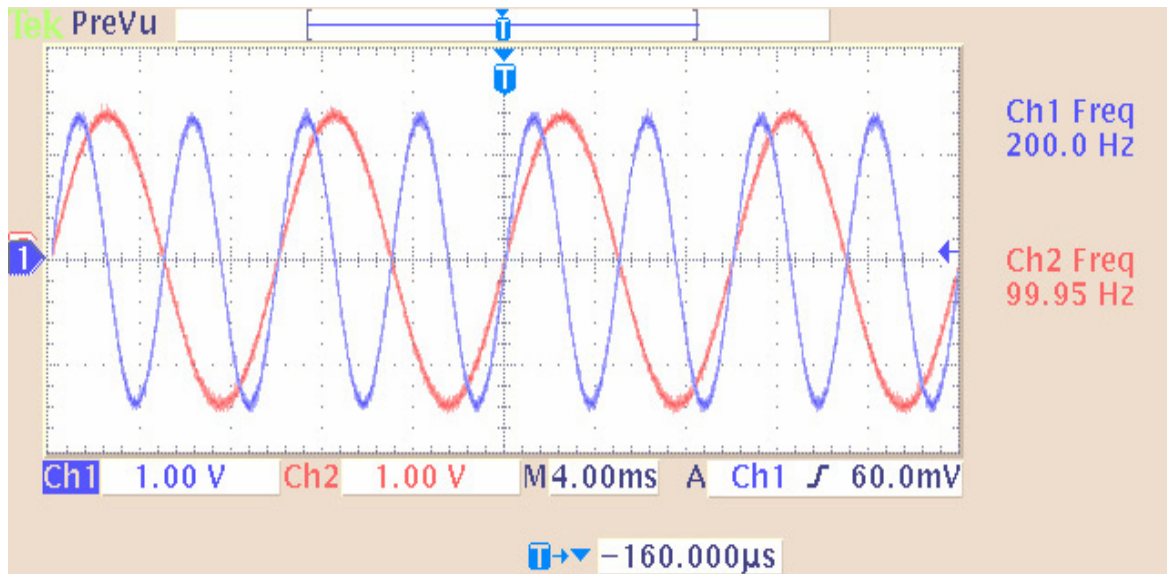
Σε ένα από τα επόμενα σχήματα (10.14) φαίνεται η συνδεσμολογία του DSK με τον παλμογράφο κατά τη διεξαγωγή μετρήσεων των διαφόρων παραγόμενων σημάτων (παλμών και ημιτόνων). Επίσης φαίνεται και η διασύνδεση του DSP με τον ηλεκτρονικό υπολογιστή.



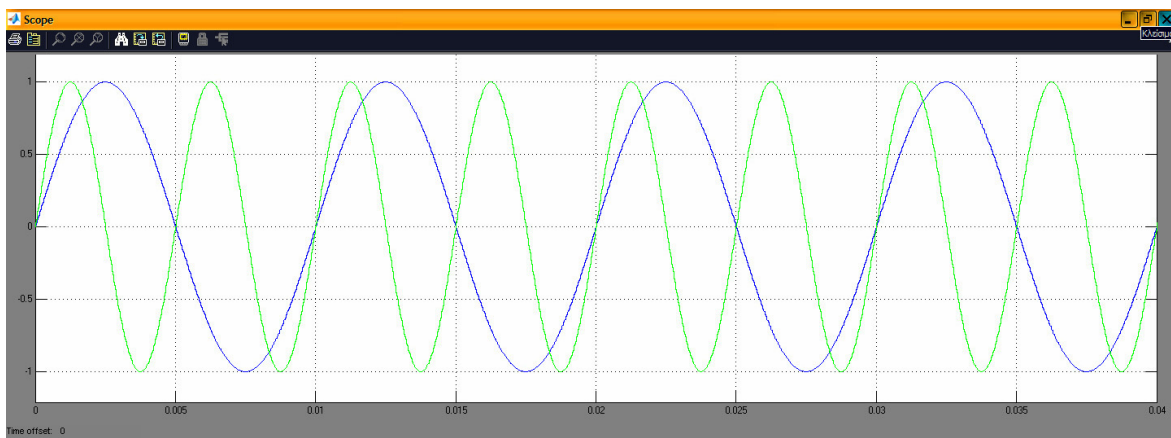
Σχήμα 10.6: Σύστημα παραγωγής ημιτόνων.



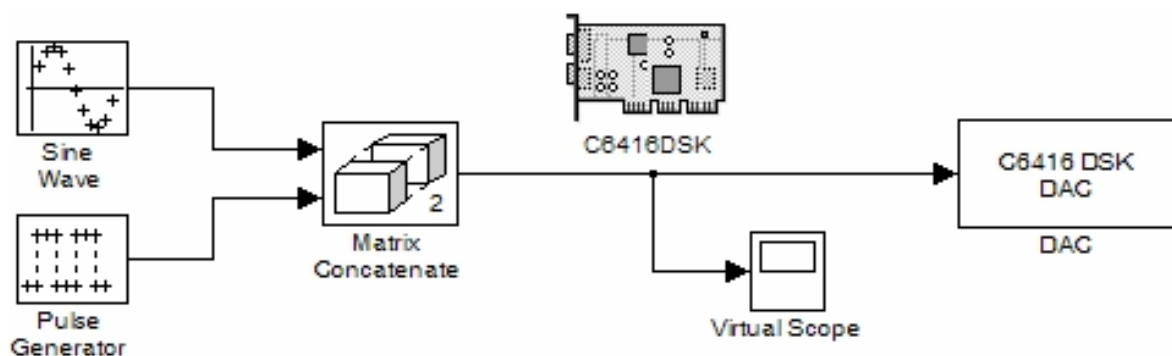
Σχήμα 10.7: Απεικόνιση ημιτόνων (παλμογράφος).



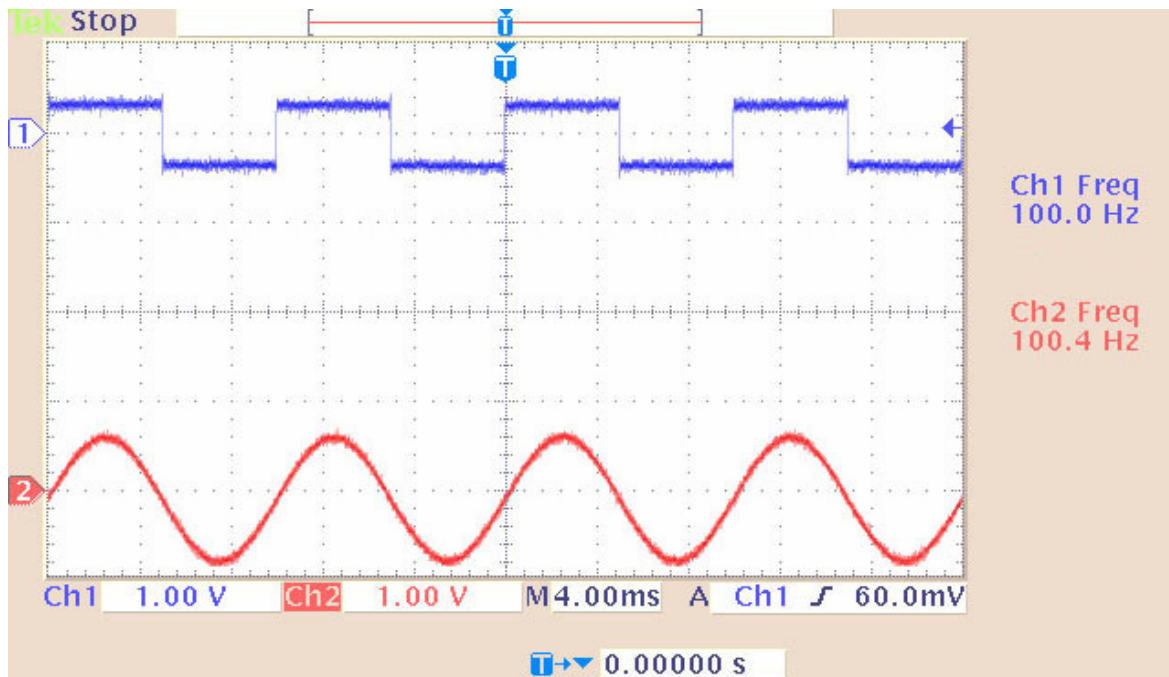
Σχήμα 10.8: Απεικόνιση επικαλυπτόμενων καναλιών (παλμογράφος).



Σχήμα 10.9: Εικονική απεικόνιση ημιτόνων (προσομοίωση).



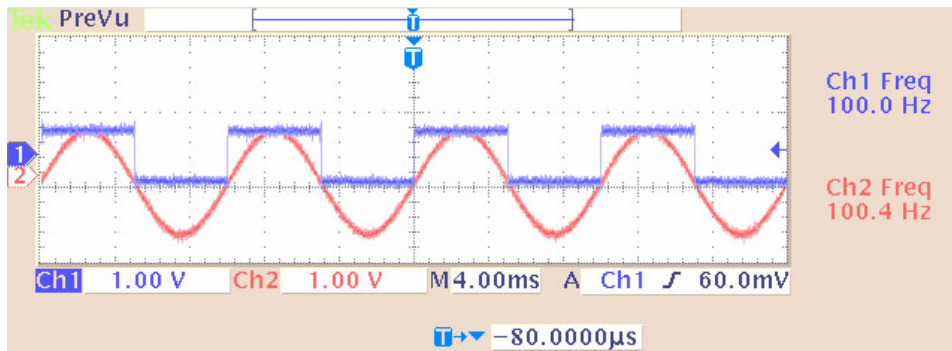
Σχήμα 10.10: Σύστημα παραγωγής ημιτόνων και παλμών.



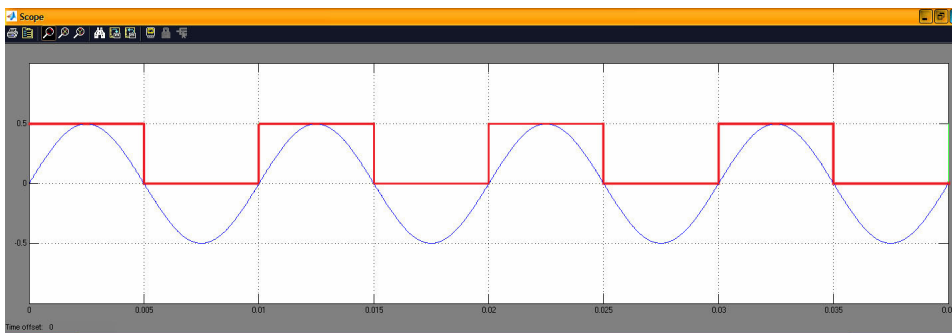
**Σχήμα 10.11:** Μέτρηση συστήματος διπλής γεννήτριας σε παλμογράφο.

Στο σχήμα 10.10 φαίνεται το τρίτο σύστημα το οποίο ενσωματώθηκε στο DSP που αποτελούνταν από δύο γεννήτριες παραγωγής σημάτων. Αυτές παρήγαγαν ημίτονα και παλμούς στη συχνότητα των 100 Hz με μια συχνότητα δειγματοληψίας ίση με 48 KHz. Επίσης και σε αυτή την περίπτωση ο DAC λειτουργούσε με κορεσμό στην περίπτωση υπερχειλίσσης. Όλες οι υπόλοιπες ρυθμίσεις ήταν ίδιες με τα προηγούμενα. Επίσης έγινε και η προσθήκη ενός καινούργιου τμήμα κώδικα το οποίο ήταν μία λειτουργία συνένωσης πίνακα (matrix concatenate). Αυτή η λειτουργία πίνακα αφορούσε τη συνένωση των δύο σημάτων. Το αποτέλεσμα ήταν η δημιουργία δύο καναλιών το καθένα από τα οποία μετέφερε ένα από τα δύο παραγόμενα σήματα. Οι μετρήσεις των σημάτων έγιναν σε παλμογράφο (σχήμα 10.11). Επιπρόσθετα στο σχήμα 10.12 φαίνεται η αλληλοεπικάλυψη των δύο σημάτων ώστε να μπορούν να συγκριθούν και οπτικά με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που εμφανίζονται στο σχήμα 10.13. Τελικά η σύγκριση των δύο σημάτων έδειξε την απόλυτη συμφωνία μεταξύ προσομοίωσης και μέτρησης πιστοποιώντας την σωστή μέθοδο ενσωμάτωσης και γενικότερα την ορθή λειτουργία του συστήματος DSK. Επίσης στο σχήμα 10.14 φαίνεται η διάταξη μέτρησης του συστήματος.

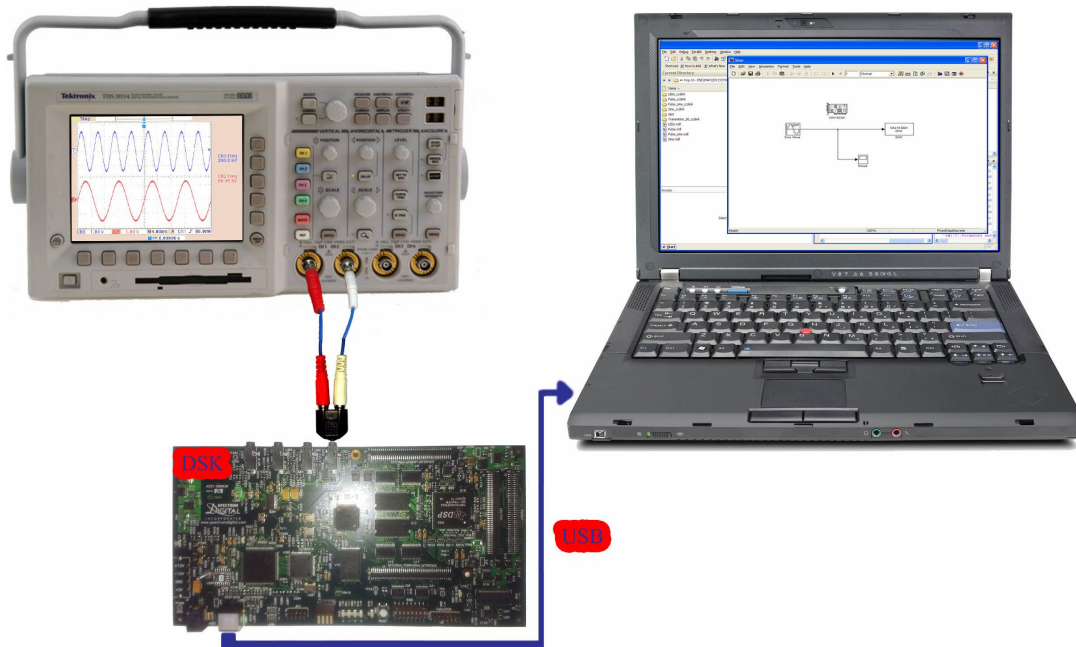




Σχήμα 10.12: Αλληλοεπικάλυψη σημάτων στον παλμογράφο.



Σχήμα 10.13: Αποτελέσματα προσομοίωσης (στο πεδίο του χρόνου).



Σχήμα 10.14: Σύνδεση TMS320C6416T DSK με παλμογράφο (Tektronix TDS 3034) και ηλεκτρονικό υπολογιστή (Laptop).

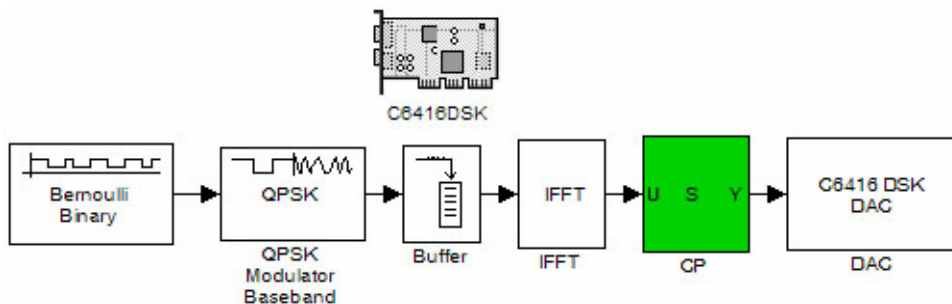
## 10.4 Ενσωμάτωση OFDM συστήματος στο DSP

Αυτή η ενότητα αποτελείται από δύο στάδια. Το πρώτο στάδιο περιέχει τις μετρήσεις του πομπού που διεξήχθησαν με τη βοήθεια αναλυτή φάσματος πραγματικού χρόνου (Real-time spectrum analyzer). Το δεύτερο στάδιο μετρήσεων περιλαμβάνει τη μέτρηση του συστήματος πομπού και δέκτη σε παλμογράφο όπου ο πομπός μετέδιδε παλμούς ο οποίοι αφού έφθαναν στο δέκτη, αποκωδικοποιούνταν και συγκρίνονταν με τους αρχικούς. Με αυτή την τεχνική βρέθηκε εύκολα και η συνολική καθυστέρηση του συστήματος. Ειδικά, στην περίπτωση μέτρησης του πομπού, το τελικό σύστημα δημιουργήθηκε σταδιακά με σκοπό την καλύτερη αντιμετώπιση προβλημάτων τα οποία μπορεί να προέκυπταν. Επομένως, κάθε φορά παράγονταν διαφορετικός αριθμός υποφορέων για διαφορετική έκδοση του συστήματος. Αυτές οι εκδόσεις αναφέρονται παρακάτω (σχήματα 10.15-10.17):

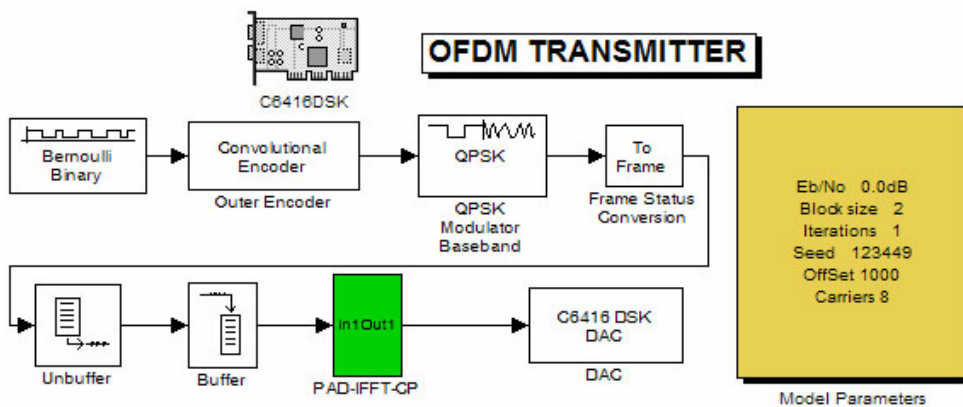
- V1: Γεννήτρια δυαδικών αριθμών με διαμορφωτή και IFFT.
- V2: Γεννήτρια δυαδικών αριθμών με διαμορφωτή, IFFT και Cyclic Prefix.
- V3: Γεννήτρια δυαδικών αριθμών με συνελικτική κωδικοποίηση, διαμορφωτή και IFFT.
- V4: Γεννήτρια δυαδικών αριθμών με συνελικτική κωδικοποίηση, διαμορφωτή, IFFT και Cyclic Prefix (CP).
- V5: Γεννήτρια δυαδικών αριθμών με συνελικτική κωδικοποίηση, διαμορφωτή, διπλή πρόσθεση μηδενικών στην αρχή και στο τέλος του σήματος (double ZP), IFFT και Cyclic Prefix (CP).

Στο πρώτο στάδιο η γεννήτρια τυχαίων δυαδικών αριθμών ήταν ρυθμισμένη ώστε να παράγει τα "0" με 50% πιθανότητα. Ο συνελικτικός κωδικοποιητής είχε έναν ρυθμό κωδικοποίησης ίσο με 1/2, μήκος περιορισμού (constraint length) ίσο με 3 και γεννήτορες πολυώνυμα  $7_8$  και  $5_8$  με μία σύνδεση ανάδρασης (feedback connection) ίση με 7. Ο διαμορφωτής παρήγαγε σύμβολα βάσει αστερισμού Gray (00, 01, 11, 10 με αντίστοιχες φάσεις  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$  και  $7\pi/4$ ) [10]. Το μπλοκ του buffering δημιουργούσε τα παράλληλα κανάλια (υποφορείς) και στη συνέχεια διεξάγονταν ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier (IFFT). Επίσης όταν χρησιμοποιήθηκαν τα CP και ZP, αυτά αντιστοιχούσαν το καθένα στο 25%

του σήματος. Στην περίπτωση της πρόσθεσης των μηδενικών (ZP) αυτά μεταφέρθηκαν στο μέσο των υποφορέων (Frame transformation – FT) όπως έχει αναφερθεί στο κεφάλαιο 9. Επίσης, τα μοντέλα (V3-V5) περιείχαν και μία καρτέλα παραμέτρων (GUI – Graphical user interface) ώστε αυτές να μπορούν να αλλάζουν πολύ γρήγορα. Η καρτέλα εκτός από τον αριθμό των υποφορέων, την ρύθμιση της γεννήτριας τυχαίων αριθμών (μέσω του seed) και το μέγεθος του μπλοκ εκπομπής, περιείχε επιπρόσθετα την παράμετρο offset (ρυθμιστικός παράγοντας της ταχύτητας μετάδοσης), το Eb/No καθώς και τον αριθμό των επαναλήψεων (για μελλοντική ανάπτυξη του συστήματος με Turbo κώδικες στην πράξη,. Τα σχήματα 10.18-10.22 προέρχονται από μετρήσεις σε Real-time Spectrum Analyzer (Tektronix RSA 3408A). Στο σχήμα 10.23 φαίνεται η συνδεσμολογία μεταξύ DSK, Laptop και RSA για την διεξαγωγή μετρήσεων φάσματος.



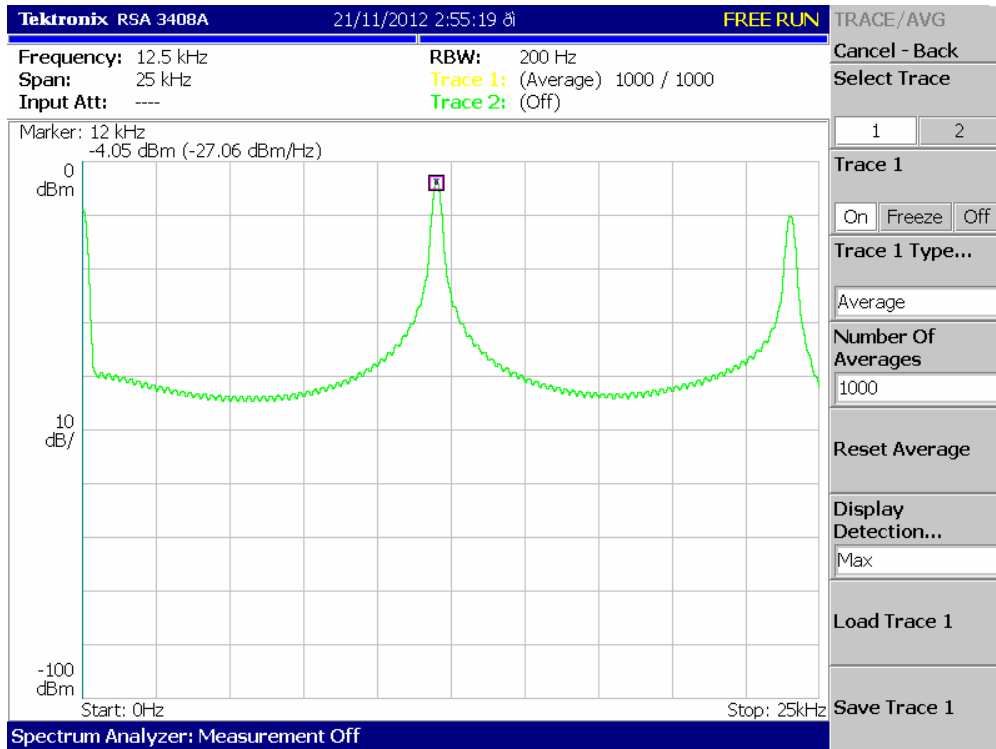
Σχήμα 10.15: OFDM σύστημα χωρίς κωδικοποίηση.



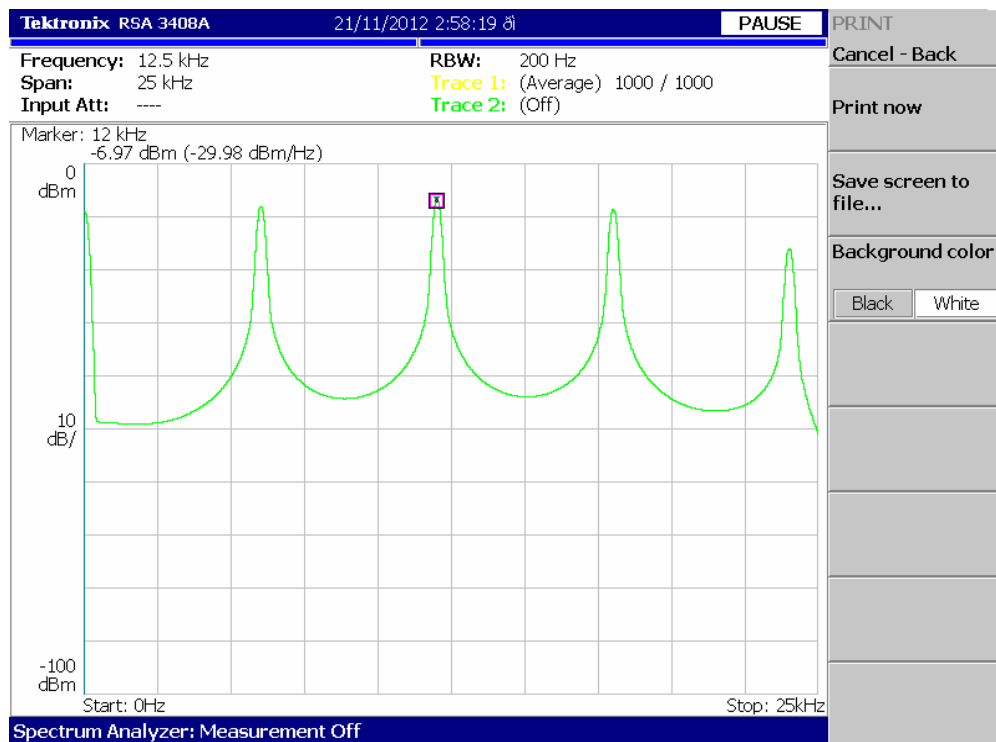
Σχήμα 10.16: OFDM σύστημα με κωδικοποίηση (Μέσα στη βαθμίδα με πράσινο χρώμα PAD-IFFT-CP, περιέχονται τα πρόσθετα μπλοκ ZP, FT και CP).



Σχήμα 10.17: Υποσύστημα προστιθέμενων λειτουργιών (PAD-IFFT-CP) Zero Padding (ZP), Frame Transformation (FT) και Cyclic Prefix (CP).

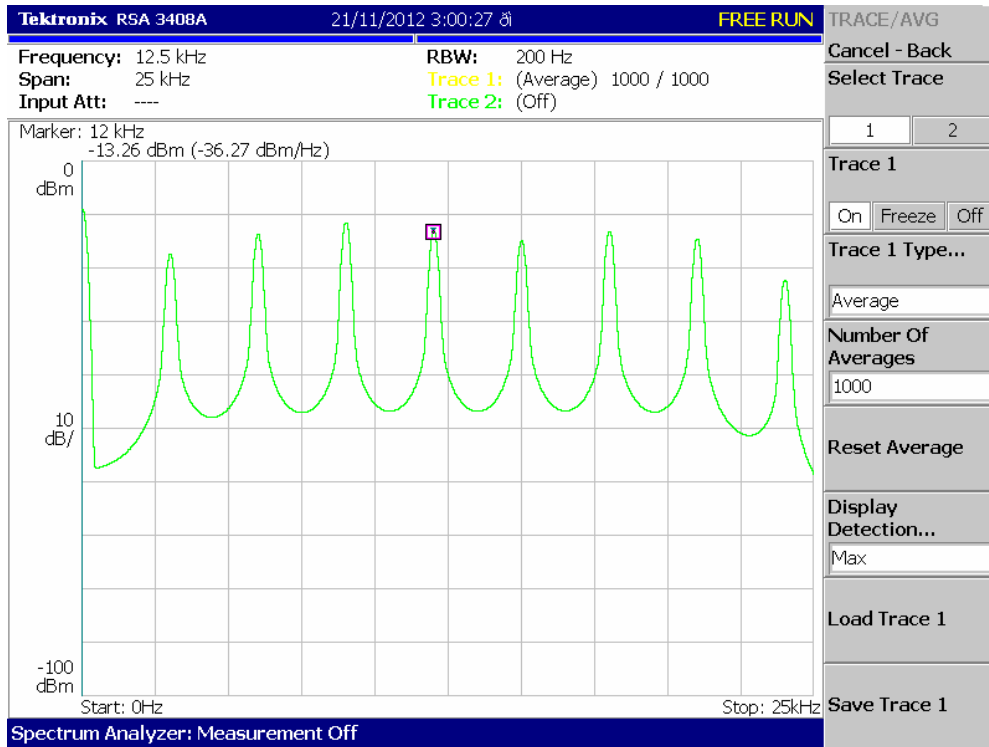


(α)

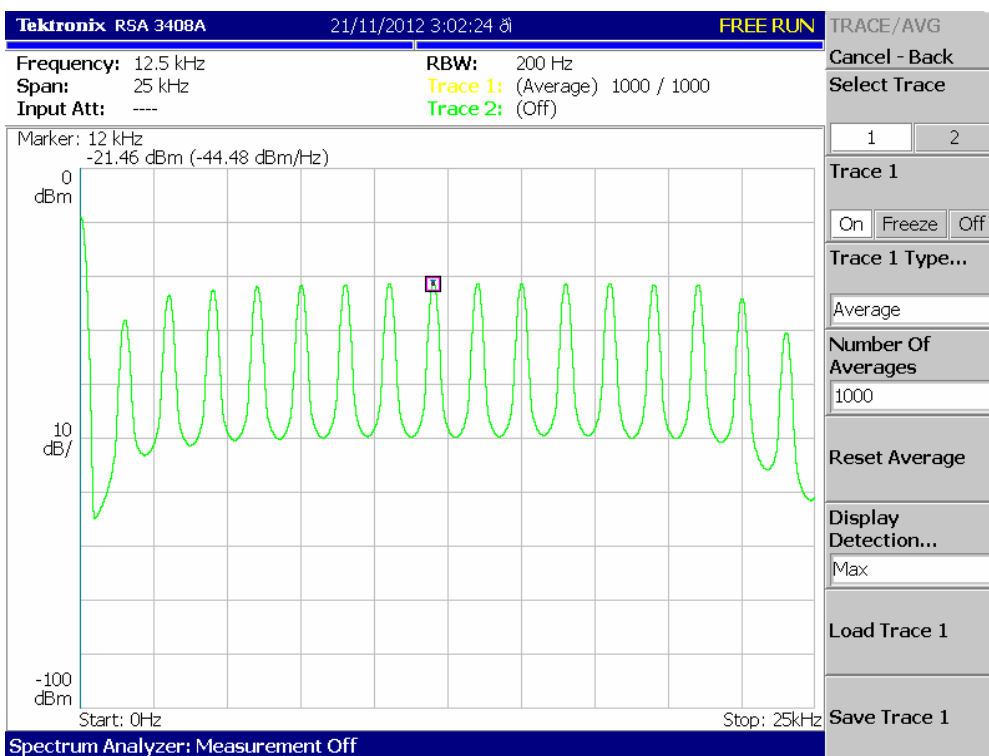


(β)

Σχήμα 10.18: Σύστημα V1 – Παραγωγή και μέτρηση (α) 2 υποφορέων και (β) 4 υποφορέων.

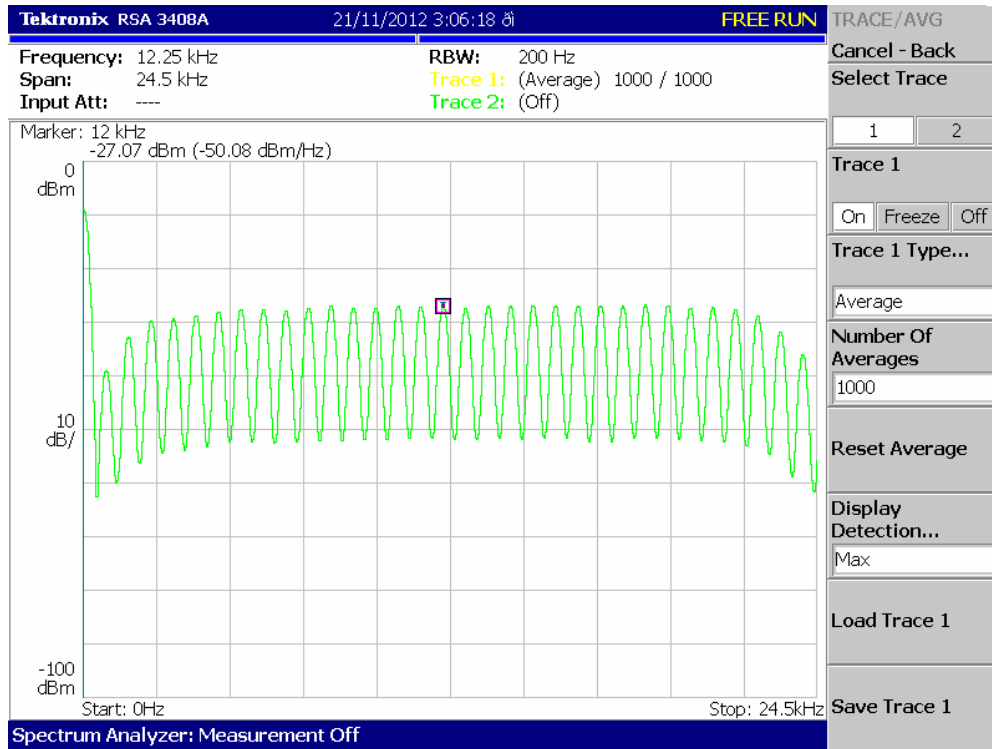


(γ)

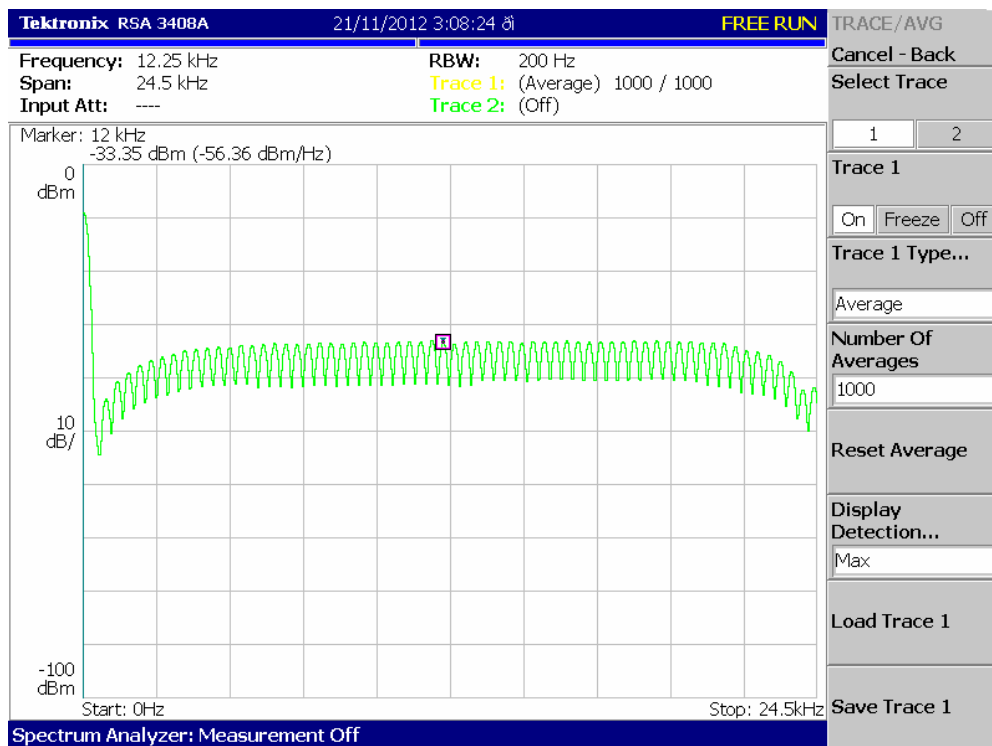


(δ)

Σχήμα 10.18: Σύστημα V1 – Παραγωγή και μέτρηση (γ) 8 υποφορέων και (δ) 16 υποφορέων.

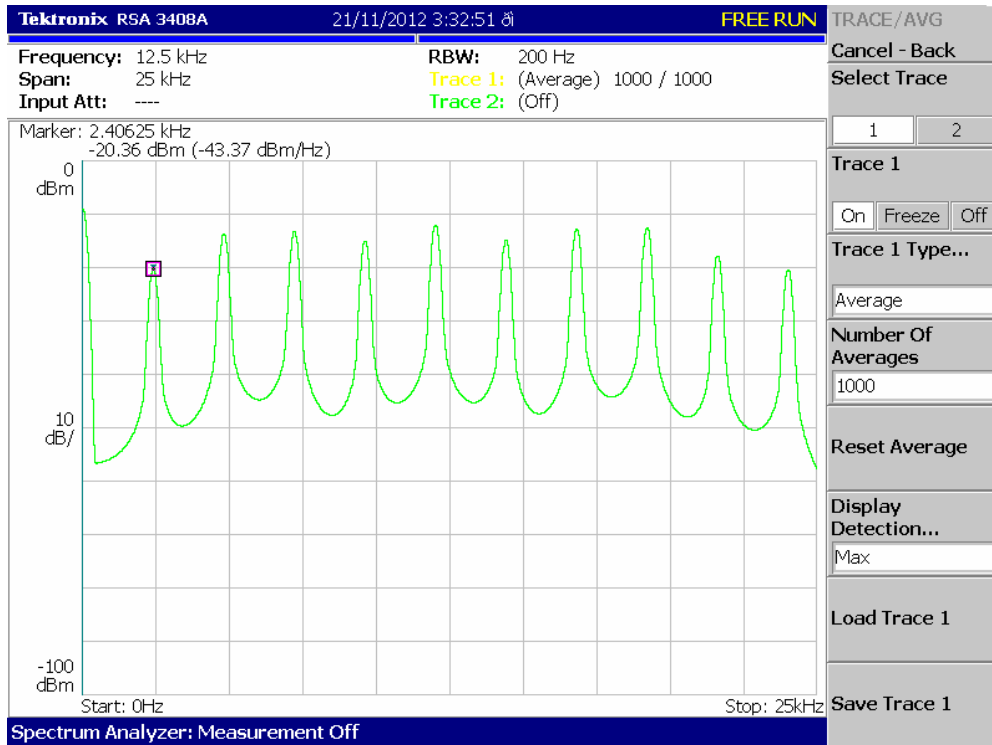


(ε)

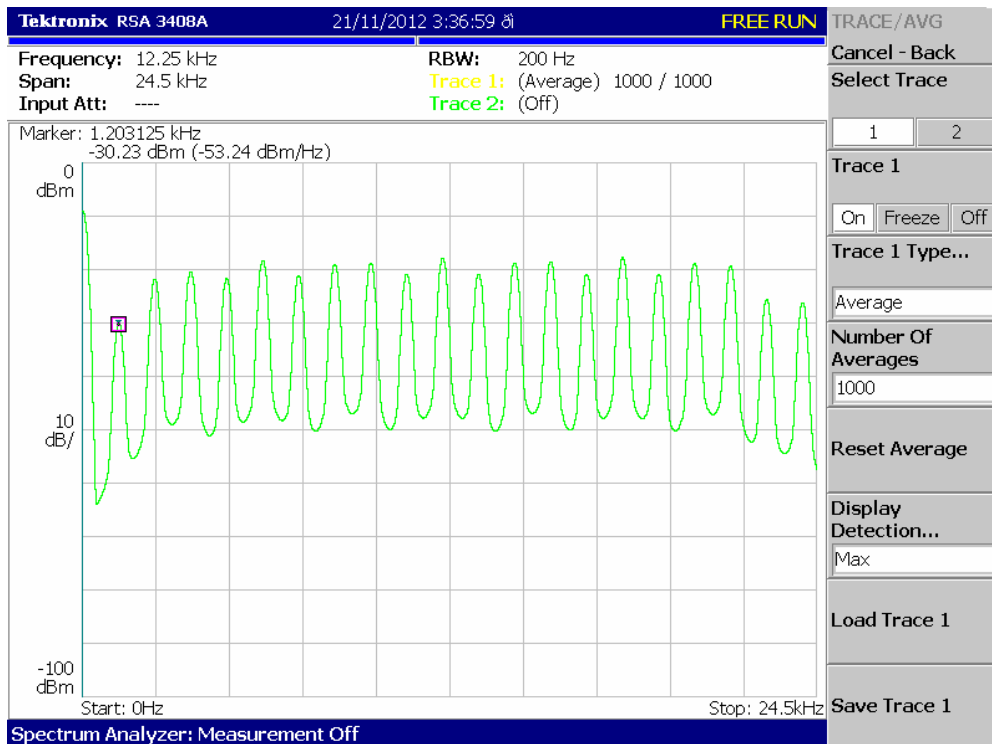


(στ)

**Σχήμα 10.18:** Σύστημα V1 – Παραγωγή και μέτρηση (ε) 32 υποφορέων και (στ) 64 υποφορέων.

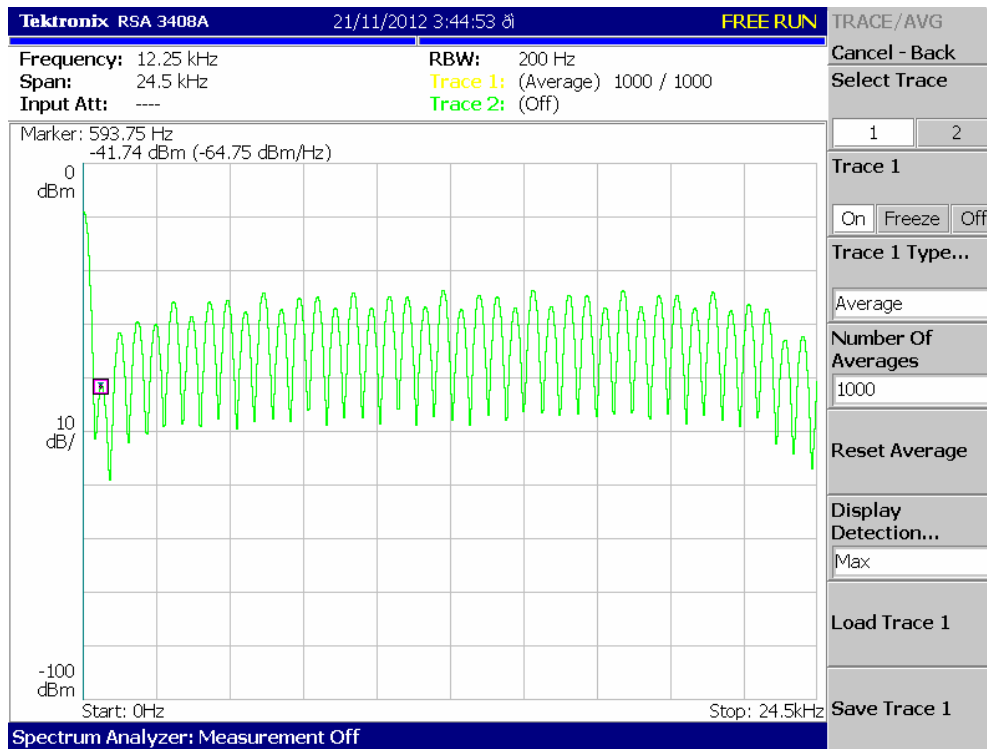


(α)

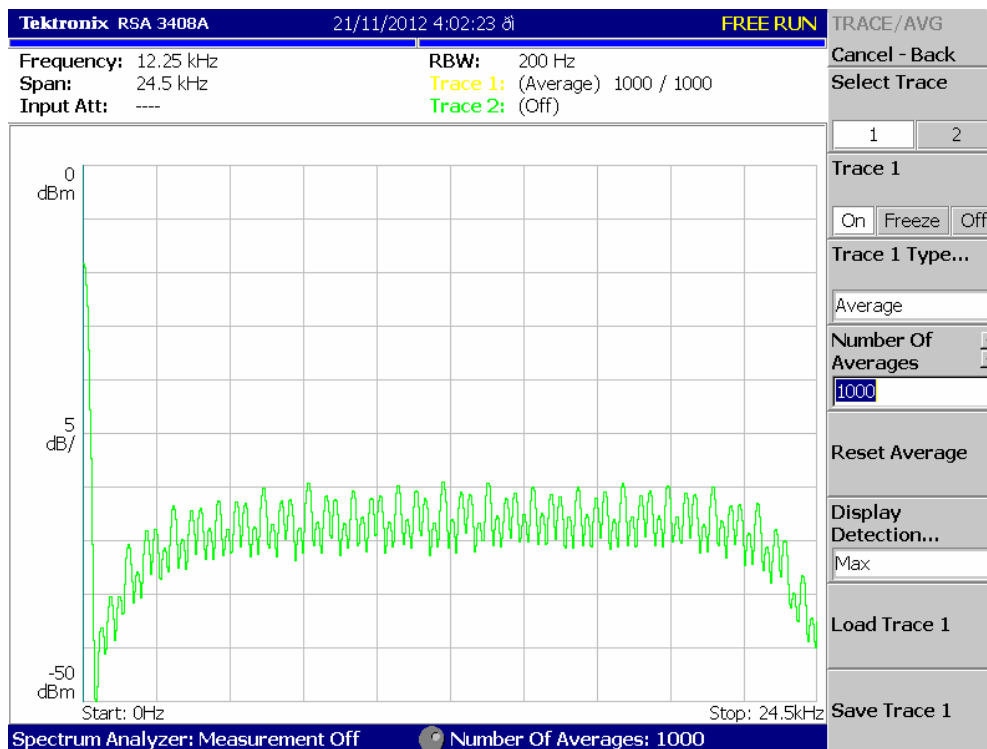


(β)

**Σχήμα 10.19:** Σύστημα V2 – Παραγωγή OFDM με CP (α) 8+2 υποφορείς και (β) 16+4 υποφορείς, όπου οι προστιθέμενοι υποφορείς οφείλονται στη λειτουργία Κυκλικού Προθέματος (Cyclic Prefix – CP).



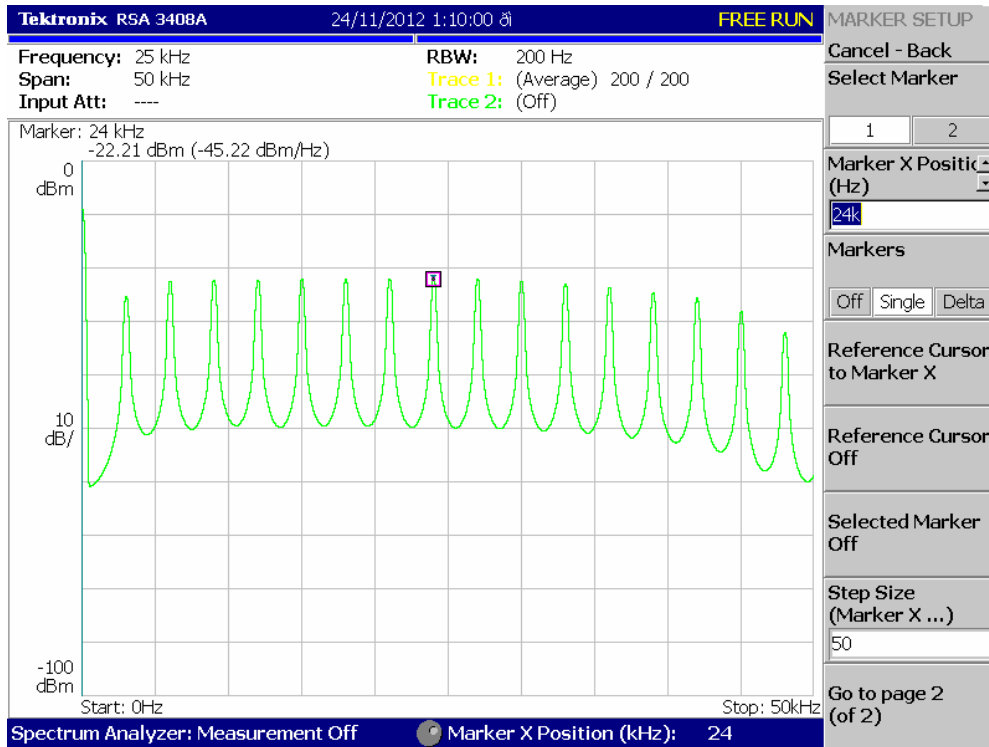
(γ)



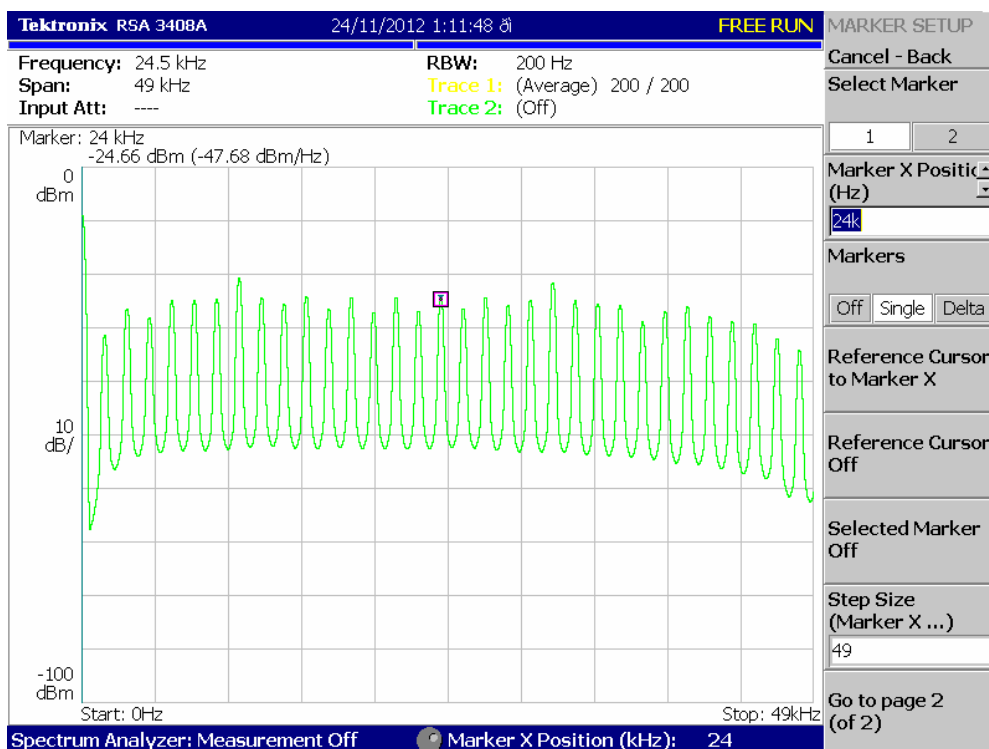
(δ)

**Σχήμα 10.19:** Σύστημα V2 – Παραγωγή OFDM με CP (γ) 32+8 υποφορείς και (δ) 64+16 υποφορείς, όπου οι προστιθέμενοι υποφορείς οφείλονται στη λειτουργία Κυκλικού Προθέματος (Cyclic Prefix – CP).



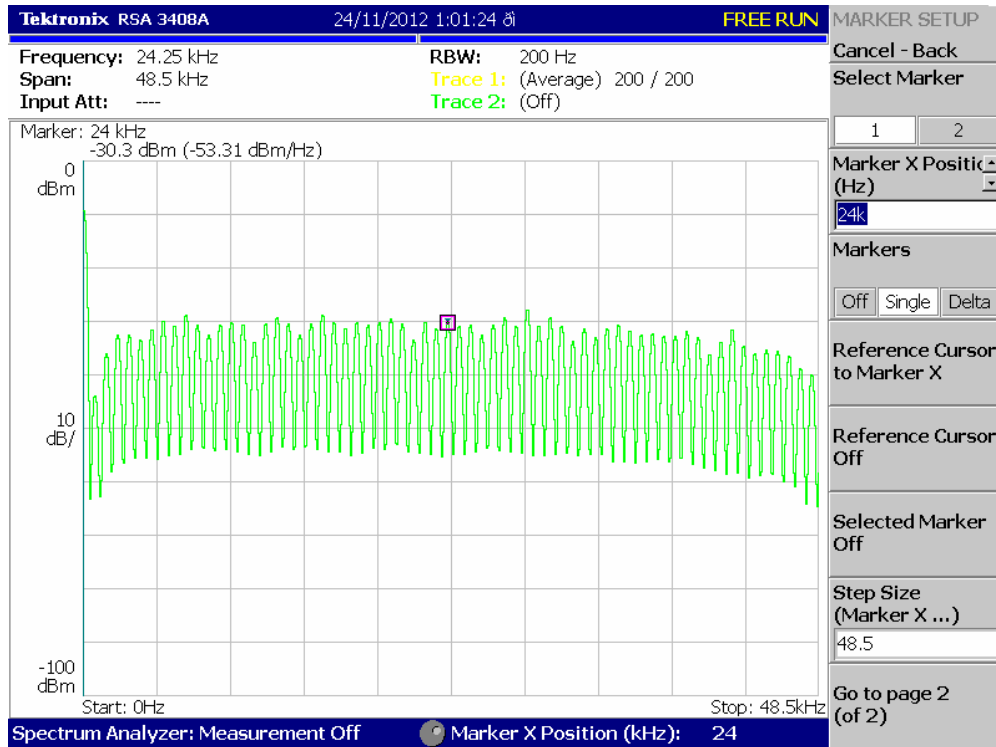


(α)

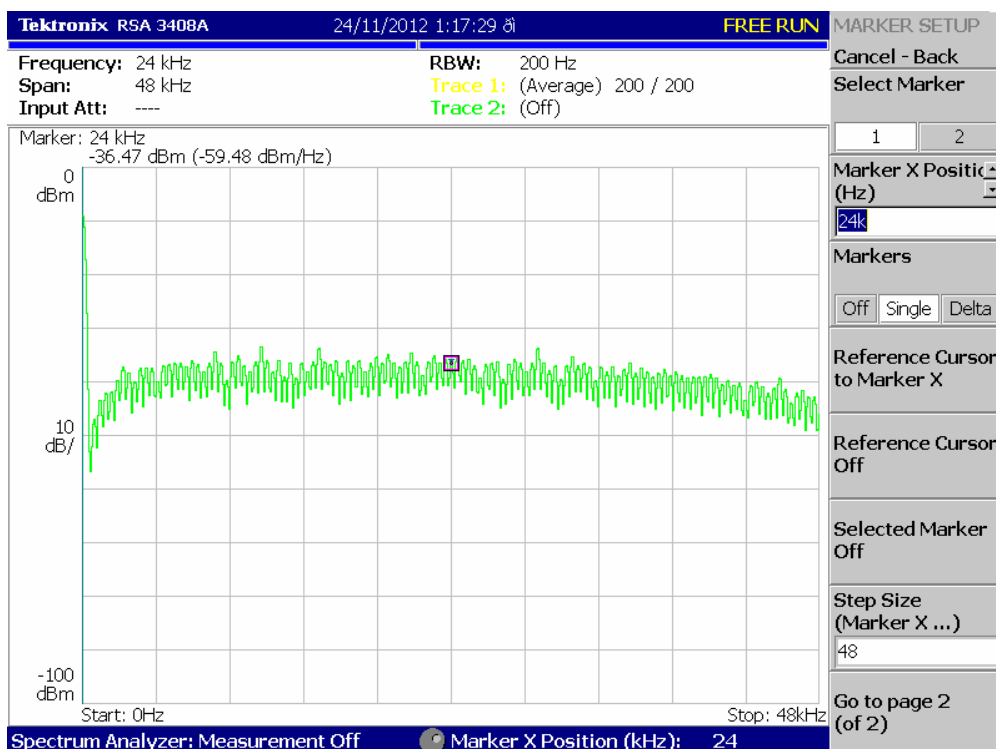


(β)

**Σχήμα 10.20:** Σύστημα V3 – Παραγωγή Coded-OFDM με (α) 16 υποφορείς και (β) 32 υποφορείς.

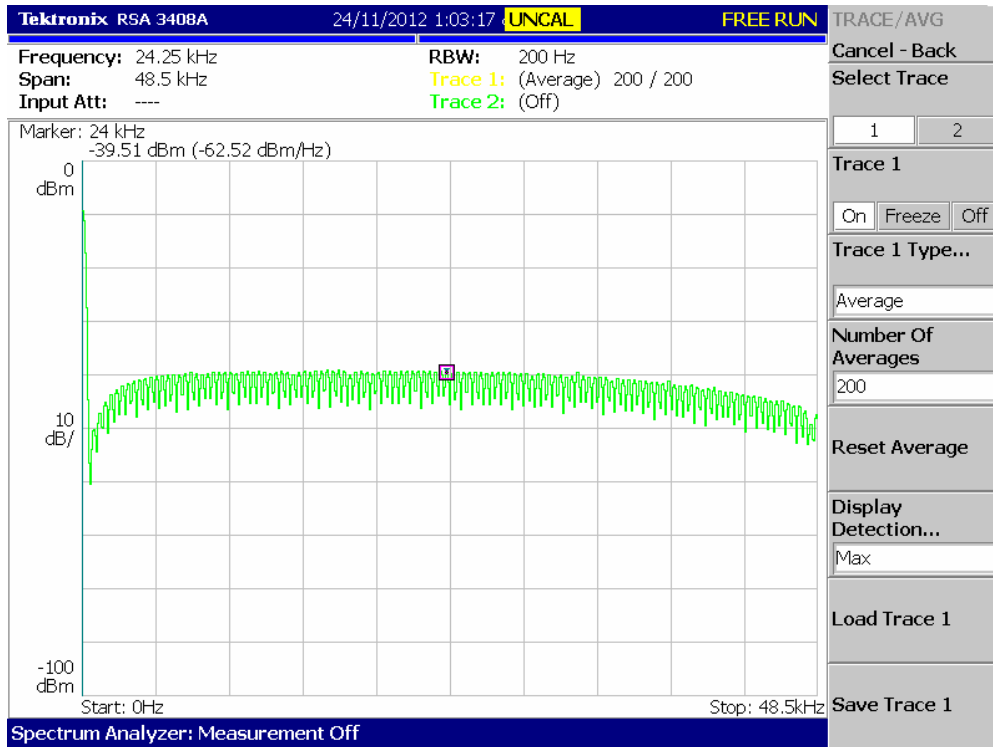


(γ)



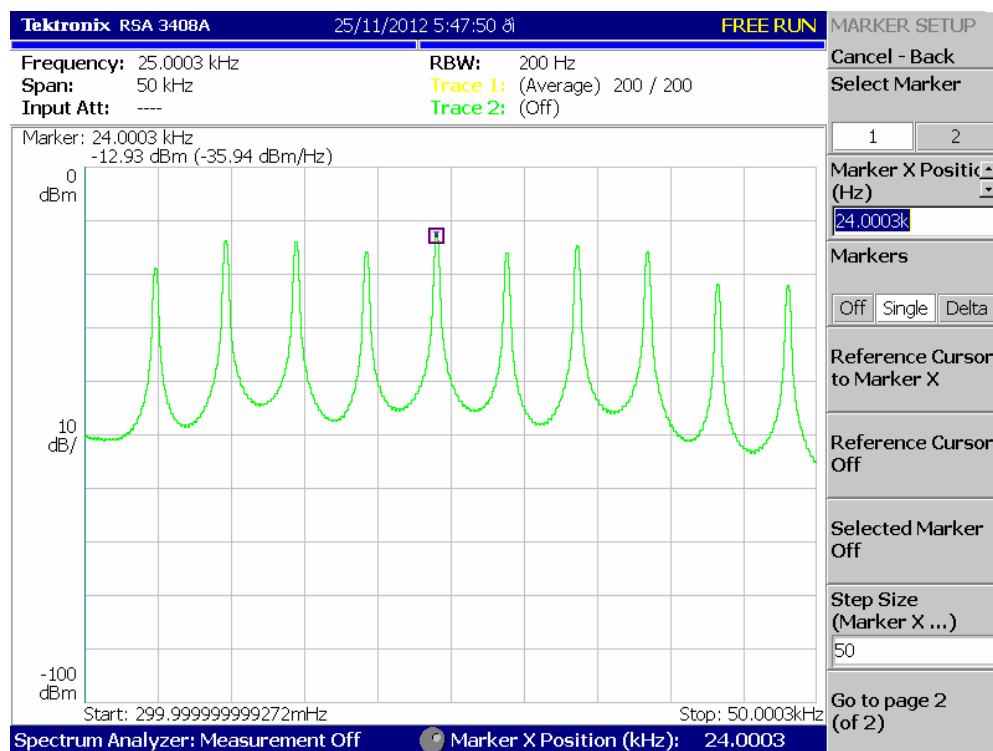
(δ)

Σχήμα 10.20: Σύστημα V3 – Παραγωγή Coded-OFDM με (γ) 64 υποφορείς και (δ) 128 υποφορείς.



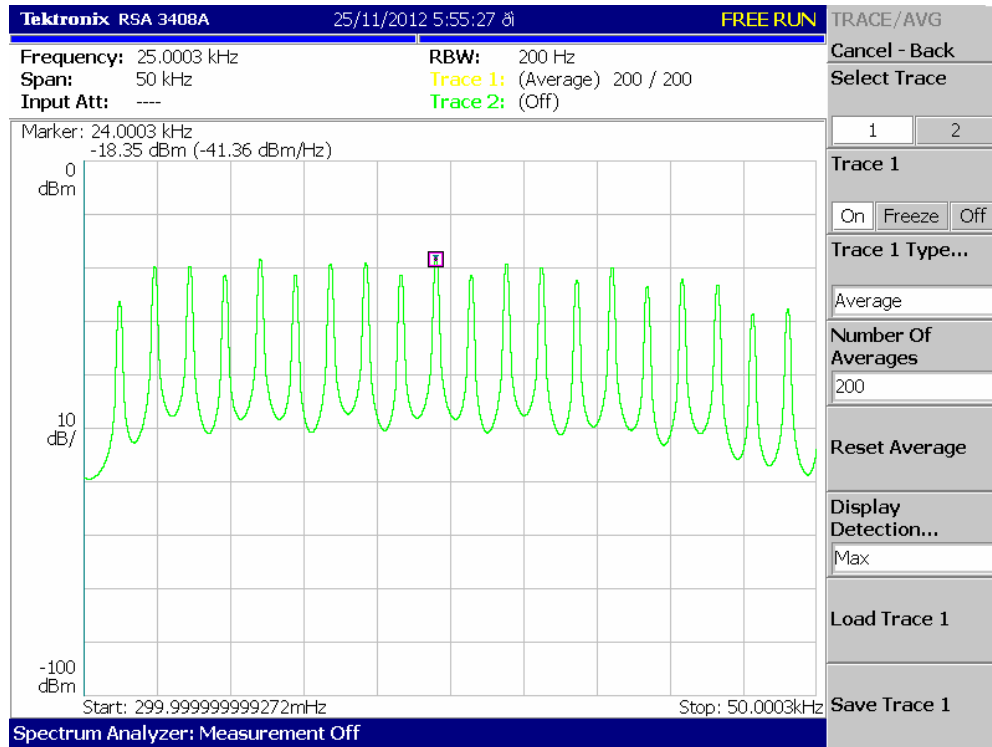
(ε)

Σχήμα 10.20: Σύστημα V3 – Παραγωγή Coded-OFDM με (ε) 128 υποφορείς.

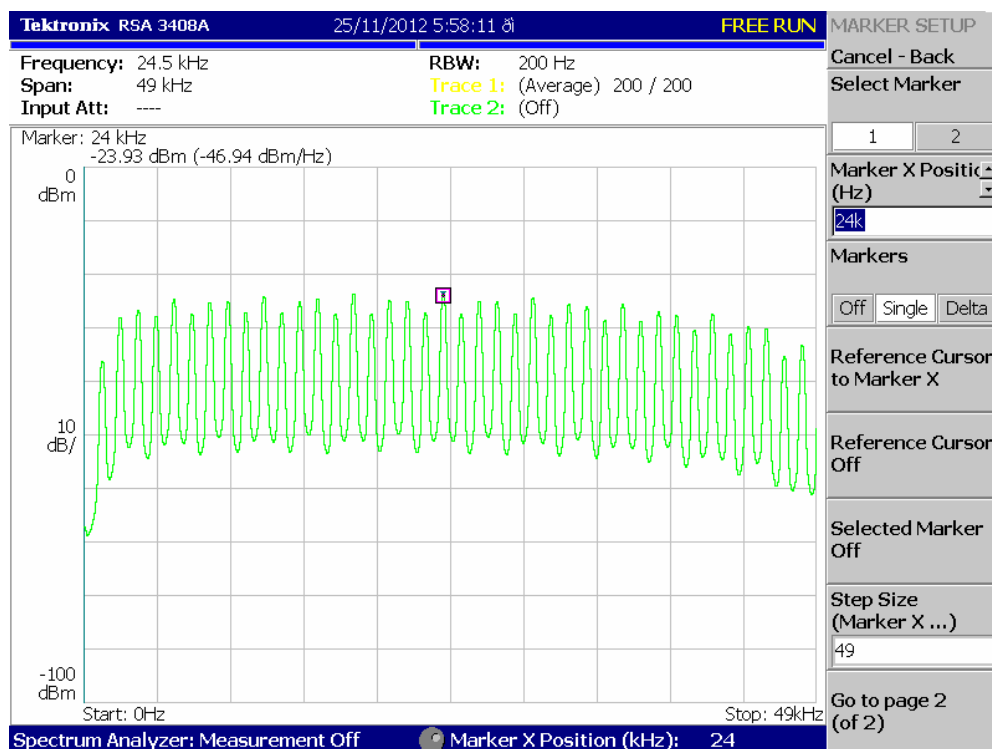


(α)

Σχήμα 10.21: Σύστημα V4 – Παραγωγή Coded-OFDM με CP και με (α) 8+2 υποφορείς.

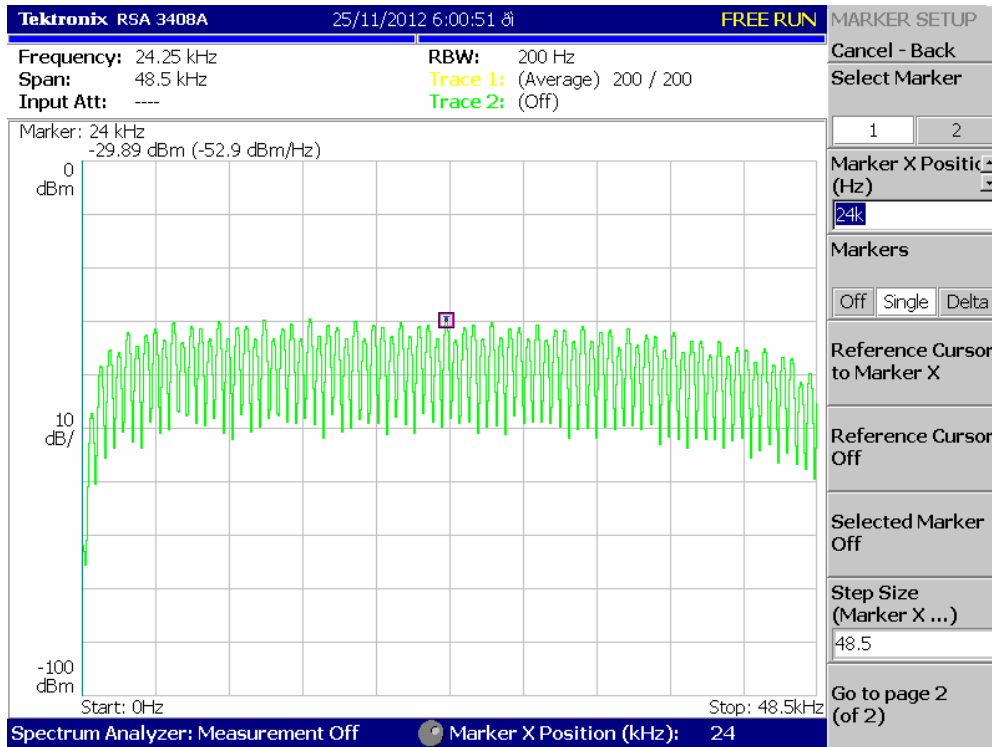


(β)



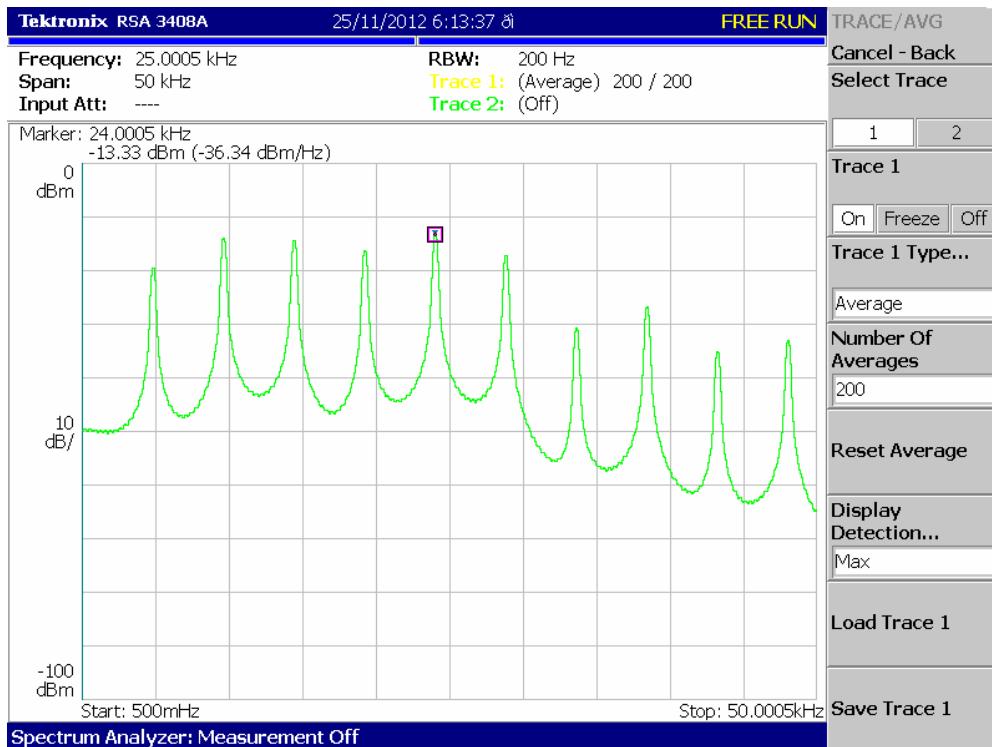
(γ)

Σχήμα 10.21: Σύστημα V4 – Παραγωγή Coded-OFDM με CP και με (β) 16+4 υποφορείς και (γ) 32+8 υποφορείς.



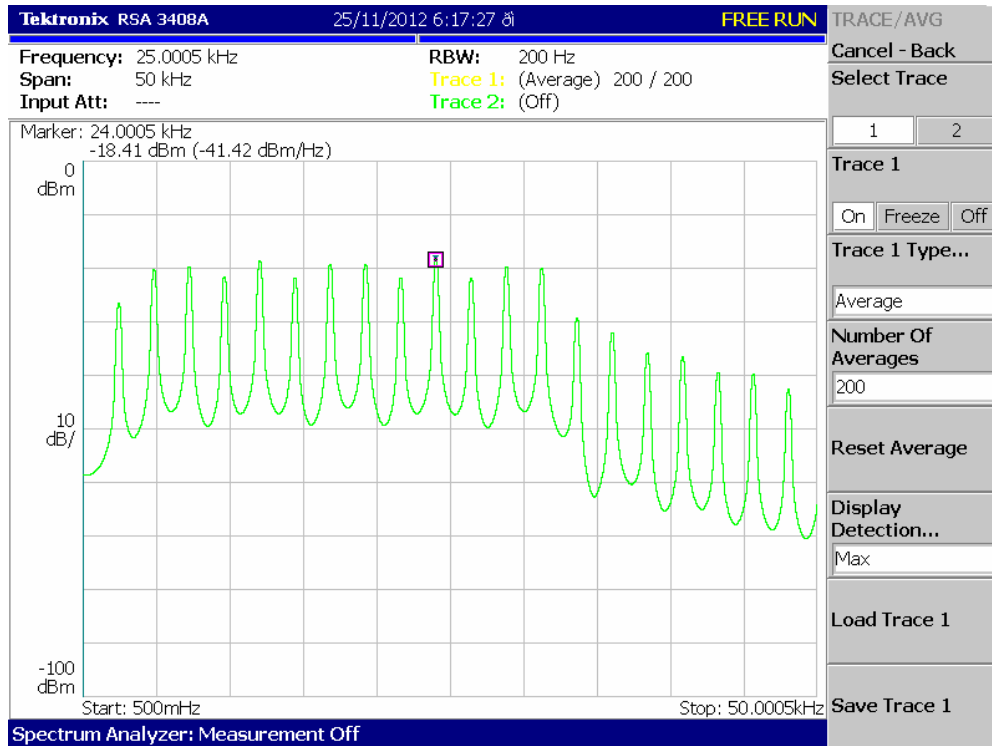
(δ)

Σχήμα 10.21: Σύστημα V4 – Παραγωγή Coded-OFDM με CP και με (δ) 64+16 υποφορείς.

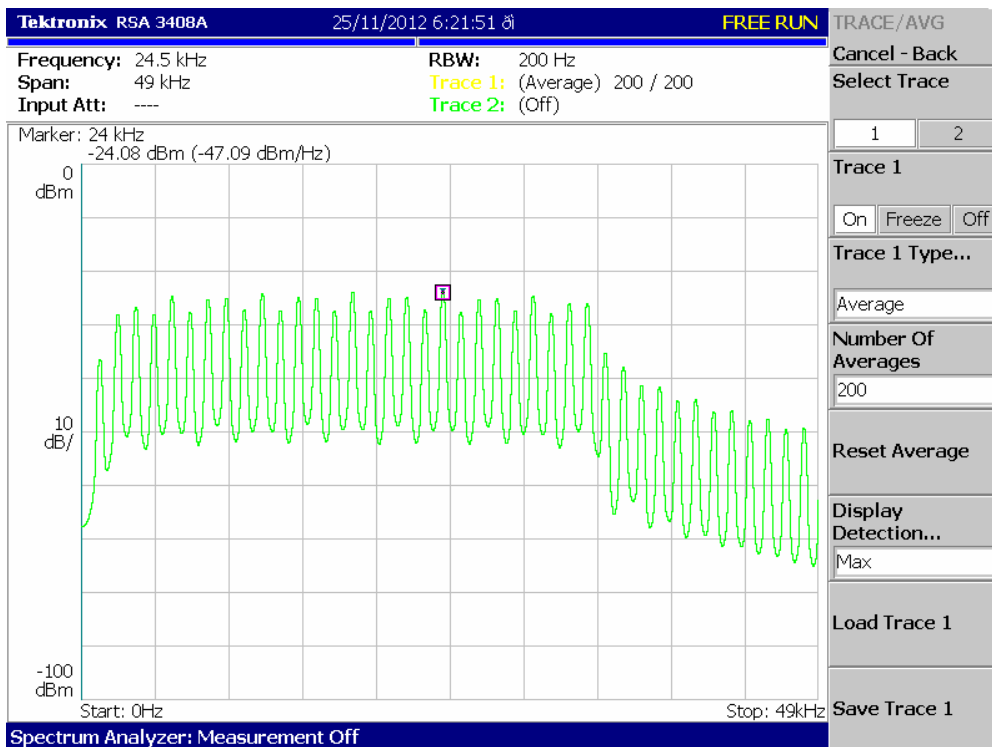


(α)

Σχήμα 10.22: Σύστημα V5 – Παραγωγή Coded-OFDM με ZP, CP και με (α) 2+6+2 φορές (X+Y+Z φορές = ZP+DATA+CP).



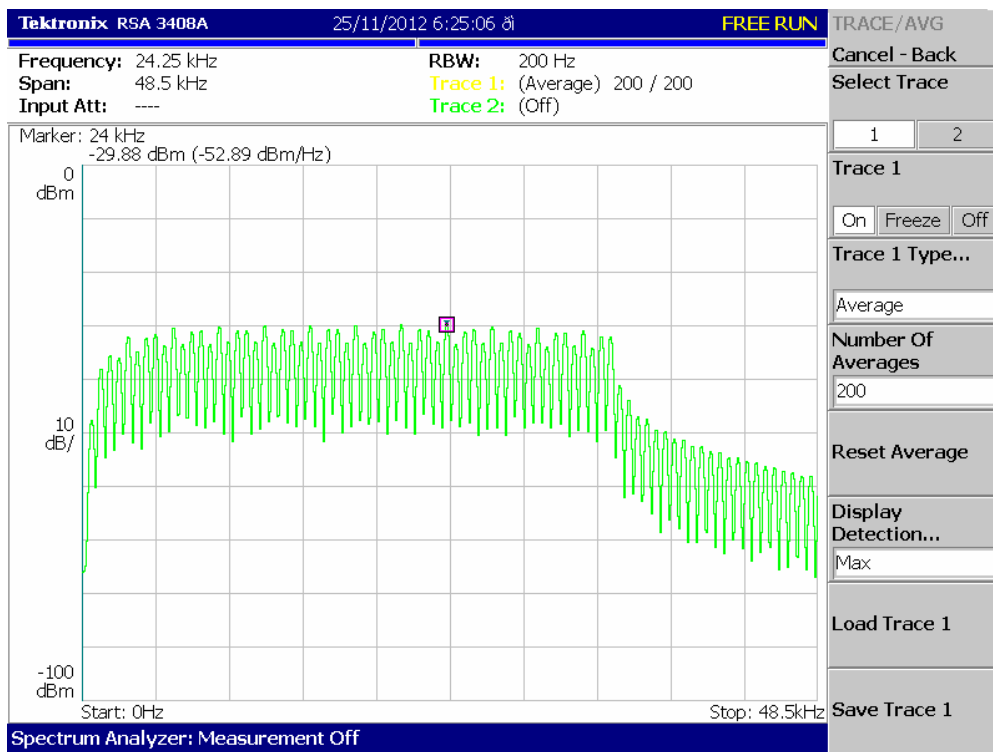
(β)



(γ)

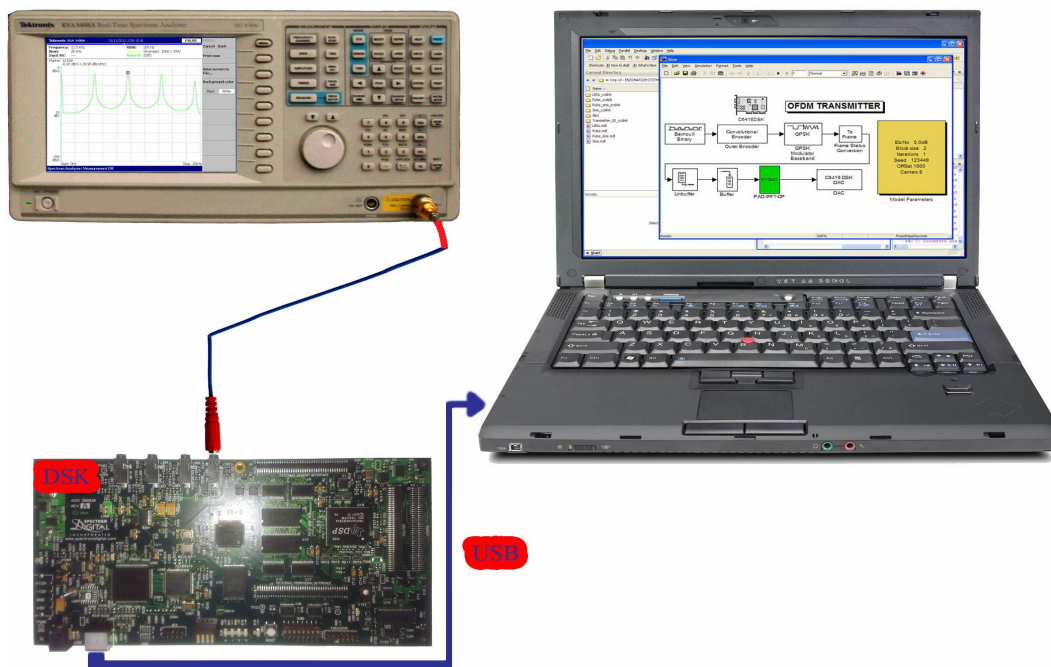
Σχήμα 10.22: Σύστημα V5 – Παραγωγή Coded-OFDM με ZP, CP και με (β)

4+12+4 υποφορείς και (γ) 8+24+8 υποφορείς (X+Y+Z φορείς = ZP+DATA+CP).



(δ)

Σχήμα 10.22: Σύστημα V5 – Παραγωγή Coded-OFDM με ZP, CP και με (δ) 16+48+16 φορείς ( $X+Y+Z$  φορείς =  $ZP+DATA+CP$ ).



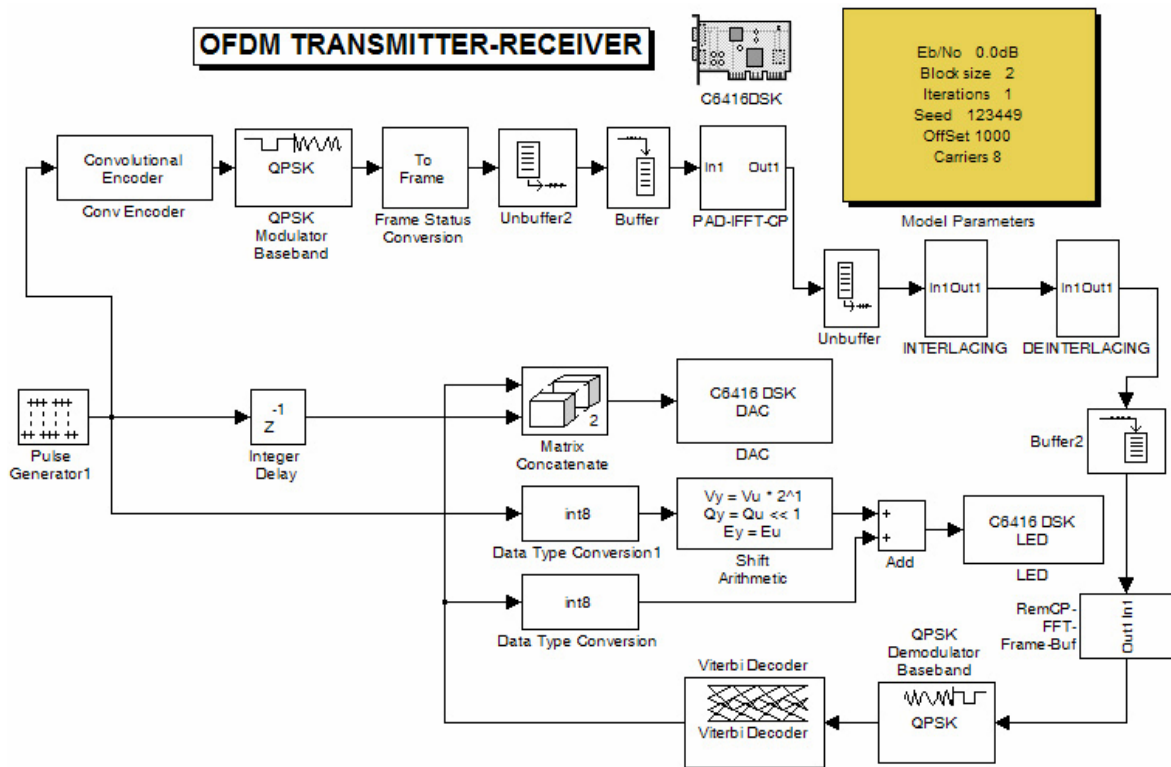
Σχήμα 10.23: Σύνδεση OFDM συστήματος με Tektronix RSA 3408A.

Οι παραπάνω μετρήσεις που ελήφθησαν με τη χρήση του αναλυτή φάσματος πραγματικού χρόνου (real time) Tektronix RSA 3408A περιελάμβαναν τη χρήση της λειτουργίας του μέσου όρου της ισχύος του φάσματος. Αυτή η λειτουργία ομαλοποιούσε το μετρούμενο φάσμα το οποίο εμφάνιζε διακυμάνσεις ισχύος (PAPR). Μεγάλες αυξομειώσεις της μέγιστης προς τη μέση ισχύ επιφέρουν όπως έχει προαναφερθεί μη επιθυμητά αποτελέσματα στην απόδοση του συστήματος. Αν συγκριθούν τα σχήματα 10.20(δ) και 10.20(ε) είναι ορατή η αυξομείωση ισχύος της εξόδου του DAC για 128 υποφορείς OFDM χωρίς τη χρήση της λειτουργίας του μέσου όρου στον αναλυτή φάσματος. Αξίζει να αναφερθεί ότι οι καινούργιες τεχνικές PAPR ενσωματώθηκαν με επιτυχία αλλά δεν μετρήθηκαν ακόμη στην πράξη. Σε αυτή τη φάση δεν κρίθηκε αναγκαίο αφού προείχε στη συνέχεια να ενσωματωθεί το σύστημα πομπού και δέκτη σε DSP.

Στο σχήμα 10.22 είναι ορατό το φαινόμενο της μειωμένης ισχύος των υποφορέων από μία συχνότητα μέχρι την υψηλότερη παραγόμενη. Αυτό συμβαίνει διότι ένα ποσοστό των υποφορέων προήλθαν από ZP και CP. Π.χ. στο 10.22(γ) ο αριθμός των παραγόμενων υποφορέων είναι ίσος με σαράντα εκ των οποίων οι οκτώ είναι ZP και οι άλλοι οκτώ είναι CP. Όμως επειδή έγινε αντιγραφή των τελευταίων δειγμάτων του σήματος στην αρχή (CP), αυτά περιείχαν μέσα στα οκτώ δείγματα και τέσσερα μηδενικά προερχόμενα από το ZP. Επομένως οι δώδεκα υψηλότερες συχνότητες αναμένονταν να είναι εξασθενημένες (από 34,8 KHz έως και τα 48 KHz).

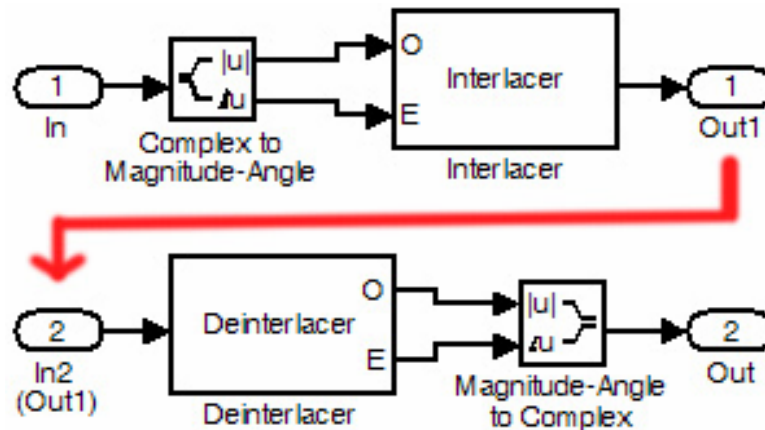
Το δεύτερο στάδιο των μετρήσεων πραγματοποιήθηκε στην τελική έκδοση της ενσωματωμένης πλατφόρμας (στο DSP). Οι πρώτες μετρήσεις στον παλμογράφο πραγματοποιήθηκαν ώστε να βρεθεί η ολική καθυστέρηση του συστήματος χωρίς την παρουσία θορύβου. Επομένως ο πομπός και δέκτης OFDM ενσωματώθηκε στο ίδιο DSP χωρίς τη χρησιμοποίηση των ADC και DAC μεταξύ πομπού και δέκτη. Το σύστημα πομπού-δέκτη (σχήμα 10.24) αποτελούνταν από μία γεννήτρια παλμών η οποία παρήγαγε περιοδικά "1" και "0". Αυτά κωδικοποιούνταν συνελικτικά και μετά το προκύπτον σήμα διαμορφωνόταν κατά QPSK.



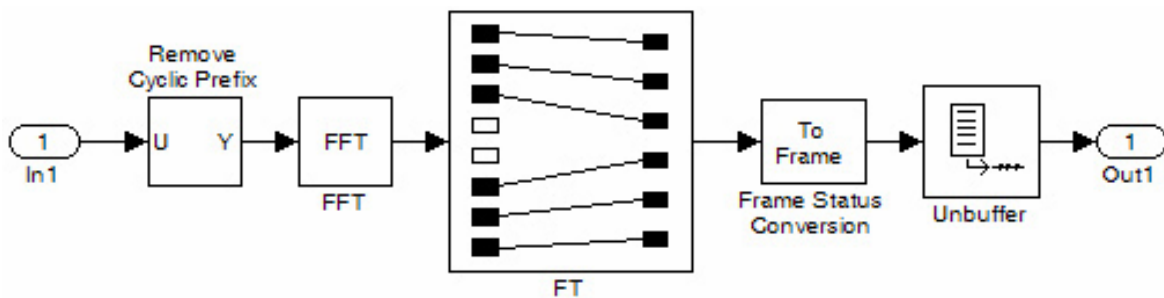


Σχήμα 10.24: Πομπός και δέκτης OFDM.

Στην Coded QPSK γίνονται πρόσθεση μηδενικών (ZP), μετασχηματισμός πλαισίου (FT) και με τη λειτουργία IFFT παράγονταν η OFDM. Σε αυτό το σήμα γίνονται προσθήκη κυκλικού προθέματος (CP). Το προκύπτον σήμα έπρεπε να υποστεί unbuffering (μετατροπή πλαισίου-frame σε μονοδιάστατα δείγματα) για να περάσει μέσα από το κανάλι. Αν και αυτή η διαδικασία δεν ήταν απαραίτητη, συμπεριλήφθηκε ώστε να είναι έτοιμο το μοντέλο για μία μελλοντική φάση μετρήσεων. Στη συνέχεια το σήμα χωρίζονταν σε συνιστώσες πλάτους και γωνία φάσης και μετά συνενωνόταν με τη χρήση της τεχνικής Interlacing. Στο δέκτη διεξάγονταν το deinterlacing όπου το σήμα διαχωρίζονταν σε συνιστώσες πλάτους και γωνία φάσης όπου αυτά συνενωνόταν και οδηγούνταν στις επόμενες βαθμίδες του δέκτη. Όλα τα προηγούμενα φαίνονται στο σχήμα 10.25. Οι επόμενες βαθμίδες του δέκτη περιείχαν όλες τις ανάστροφες λειτουργίες του πομπού ώστε να ανακτηθεί το σήμα. Ειδικότερα οι διαδικασίες αφαίρεσης των μηδενικών (ZP) και του κυκλικού προθέματος (CP) φαίνονται στο σχήμα 10.26. Μετά τον αποκωδικοποιητή Viterbi το αποκωδικοποιημένο σήμα οδηγούνταν μαζί με το αρχικό σήμα (από εσωτερική γεννήτρια) στον DAC και μετά στον παλμογράφο.



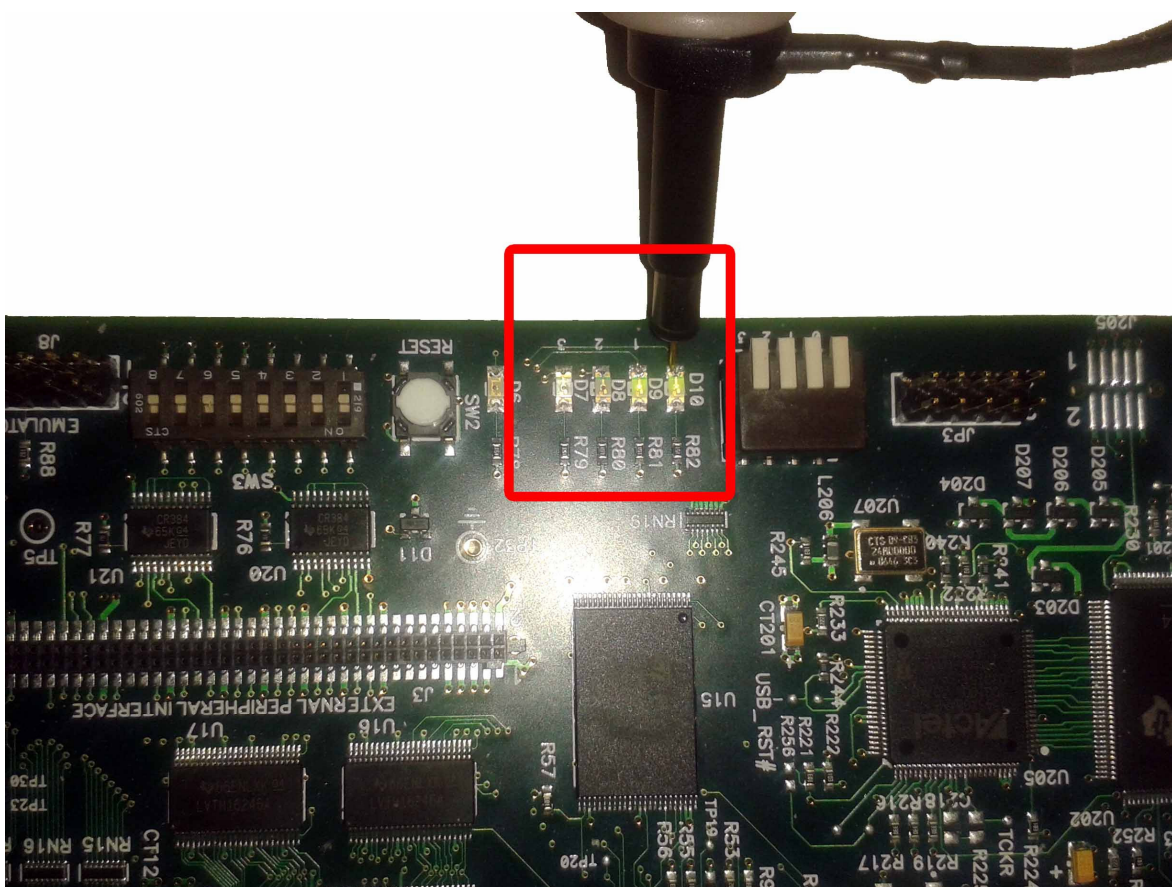
Σχήμα 10.25: Βαθμίδες Interlacing (In→Out1) και Deinterlacing (In2→Out).



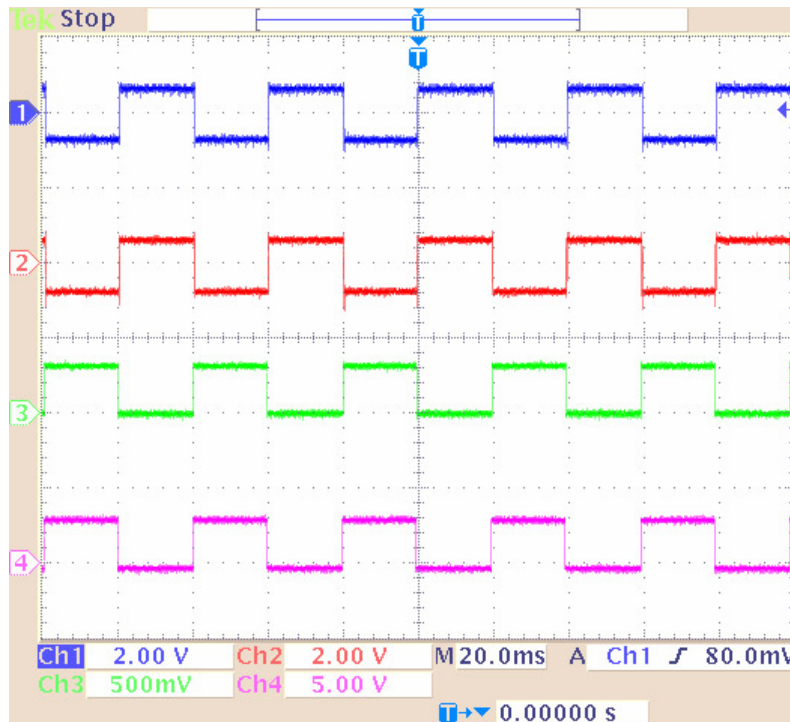
Σχήμα 10.26: Βαθμίδα RemCP-FFT-Frame-Buf.

Το αρχικό σήμα της εσωτερικής γεννήτριας και το σήμα λήψης (έξοδος αποκωδικοποιητή) εξήχθησαν στα LEDs του DSK (σχήμα 10.27) όπου και μετρήθηκαν με τη χρήση probe παλμογράφου διότι σε αυτή τη φάση των μετρήσεων οι DAC και ADC του DSP χρησιμοποιήθηκαν ως έξοδος του πομπού και είσοδος του δέκτη αντίστοιχα. Επομένως έπρεπε να βρεθεί εναλλακτικός τρόπος μέτρησης των σημάτων (δηλαδή στους ακροδέκτες των LEDs) αφού οι DAC και ADC δεν θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για μετρητικούς σκοπούς (δηλαδή να οδηγηθούν οι έξοδοί τους σε παλμογράφο). Σε αυτή την περίπτωση για τη μεταφορά των σημάτων στα LEDs έπρεπε να ενσωματωθούν και άλλα τμήματα κώδικα στο DSP. Ένα τμήμα κώδικα έκανε μετατροπή (Data type conversion - σχήμα 10.24) του σήματος παραγωγής και λήψης σε σήματα των τεσσάρων bits (1 bit για κάθε LED και επομένως το άναμμα των τεσσάρων LEDs αναπαριστά ακέραιους αριθμούς από το 0 έως και το 15). Επίσης, έγινε μία αριθμητική μετατόπιση (shift left arithmetic) ώστε το κάθε σήμα να τροφοδοτεί διαφορετικό LED. Επομένως, το αρχικά παραγόμενο σήμα αναβόσβηνε το LED1 (1ο bit -  $2^0$ ) ενώ το σήμα προερχόμενο από το δέκτη

αναβόσβηνε το LED0 (2ο bit – 2<sup>1</sup>). Επίσης, τα LEDs σε κατάσταση λειτουργίας χαμηλής στάθμης άναβαν. Άρα κάθε χαμηλή στάθμη αντιστοιχούσε στο bit “1” ενώ κάθε υψηλή στάθμη στο bit “0”. Ο τρόπος μέτρησης φαίνεται στο σχήμα 10.27. Επίσης, ο χρόνος καθυστέρησης του συστήματος πομπού-δέκτη υπολογίστηκε στο 1 ms συγκρίνοντας το σήμα εκπομπής με το σήμα λήψης στον παλμογράφο. Στο σχήμα 10.28 έχει συνυπολογιστεί αυτή η καθυστέρηση και επομένως συμπίπτουν τα σήματα προερχόμενα από τη γεννήτρια με εκείνα της λήψης. Για να επιτευχθεί αυτό, έπρεπε να καθυστερήσει το αρχικά παραγόμενο σήμα της γεννήτριας κατά 1 ms. Η βαθμίδα καθυστέρησης ακεραίων (Integer delay) που ενσωματώθηκε στο DSP, ρυθμίστηκε με χρόνο δείγματος ίσο με 0.001 sec (δηλαδή 1ms) και αριθμό καθυστερήσεων ίσο με ένα (δηλαδή η καθυστέρηση να εφαρμόζεται μία φορά). Όλες οι υπόλοιπες ρυθμίσεις των τμημάτων κώδικα είναι παρόμοιες με εκείνων των προηγούμενων μετρήσεων. Η συνδεσμολογία μέτρησης είναι παρόμοια με εκείνη του σχήματος 10.14 ενώ οι μετρήσεις που έγιναν με τη χρήση παλμογράφου φαίνονται στο σχήμα 10.28.



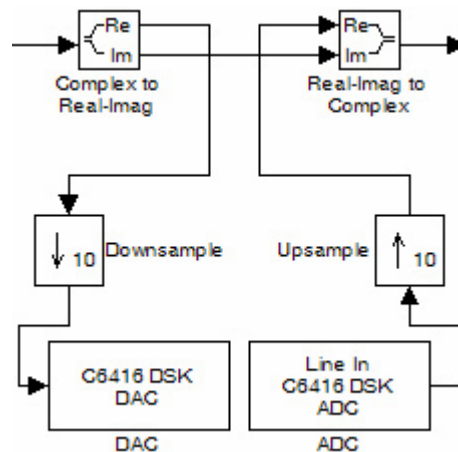
Σχήμα 10.27: Μέτρηση σήματος LED με probe παλμογράφου.



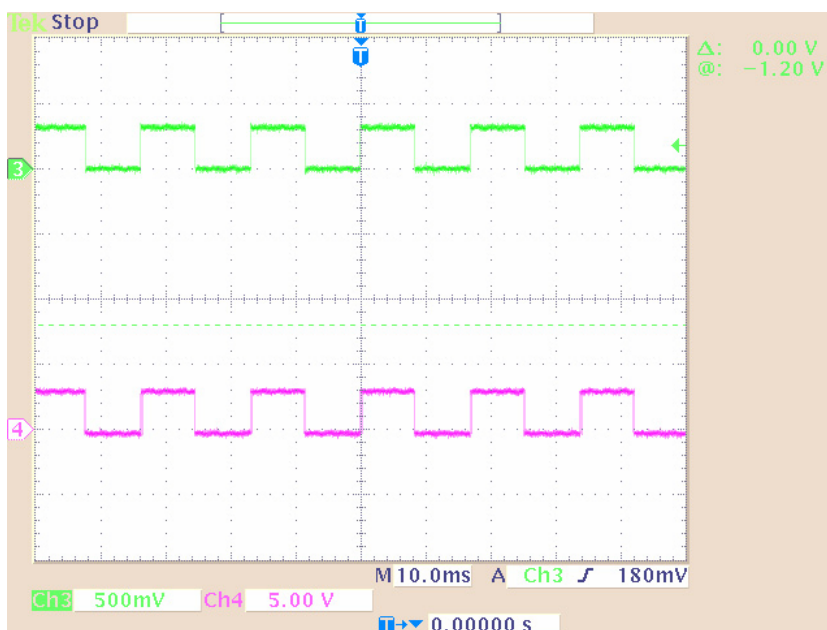
**Σχήμα 10.28:** Μέτρηση σημάτων με τη χρήση παλμογράφου: Η έξοδος του DAC φαίνεται στο Κανάλι 1 (Δεδομένα από γεννήτρια) και στο Κανάλι 2 (Σήμα εξόδου αποκωδικοποιητή Viterbi). Η μέτρηση στα LEDs φαίνεται στο Κανάλι 3 (Δεδομένα από γεννήτρια – LED1) και στο Κανάλι 4 (Σήμα εξόδου αποκωδικοποιητή Viterbi – LED0).

Στη συνέχεια, το σύστημα OFDM μετρήθηκε με την παρουσία DAC (στην έξοδο του πομπού) και ADC (στην είσοδο του δέκτη). Η τροποποίηση του συστήματος περιελάμβανε την αλλαγή των τμημάτων κώδικα “Interlacing” και “Deinterlacing” με καινούργια συνδεσμολογία σε αυτή την τοποθεσία του κυκλώματος. Αυτή η συνδεσμολογία φαίνεται στο σχήμα 10.29. Εκεί το σήμα αναλύεται σε δύο συνιστώσες. Η φανταστική (imaginary) περνάει κατευθείαν στο δέκτη για σκοπούς συγχρονισμού, ενώ το πραγματικό μέρος του σήματος περνάει μέσα από τους ADC και DAC. Επειδή οι δύο μετατροπείς έπρεπε να δουλεύουν με τον ίδιο ρυθμό δεδομένων έγινε μείωση της δειγματοληψίας (downsampling) αφαιρώντας δείγματα ενώ στο δέκτη διεξήχθη η ανάστροφη διαδικασία (upsampling) για την αύξηση των δειγμάτων. Επίσης, οι ADC και DAC ήταν ρυθμισμένοι με μέγεθος λέξης των 16 bit, ρυθμό δειγματοληψίας των 8KHz, κανονικοποιημένη κλίμακα και η κατάσταση υπερχειλίσσης να είναι ο κορεσμός.

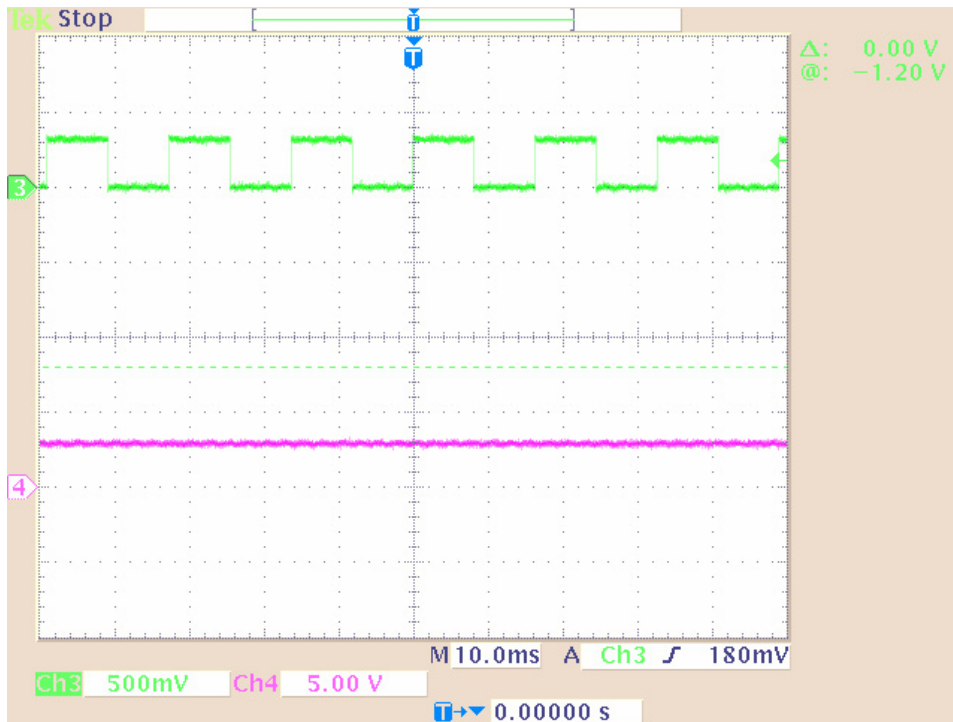
Το αρχικό (από γεννήτρια) και τελικό (έξοδος αποκωδικοποιητή) σήμα συγκρίθηκαν για τις περιπτώσεις με (σχήμα 10.30) και χωρίς (σχήμα 10.31) τη σύνδεση του φανταστικού μέρους του σήματος στο δέκτη. Επίσης, μετρήθηκε και η περίπτωση όπου έλειπε από το OFDM σχέδιο μόνο το Upsampling (σχήμα 10.31). Τότε το σύστημα εμφάνιζε προβλήματα στην πλήρη ανάκτηση του σήματος ενώ όταν έλειπε το φανταστικό μέρος του σήματος στο δέκτη, δεν γινόταν η ανάκτησή του.



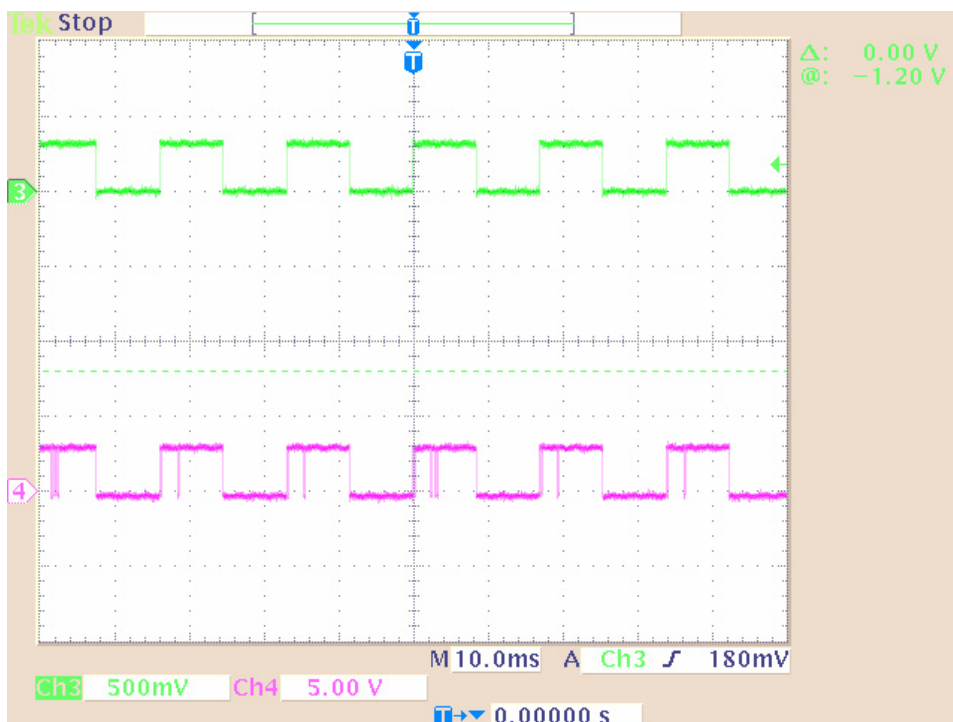
**Σχήμα 10.29:** Τροποποίηση OFDM συστήματος ώστε να μετρηθεί με την παρουσία ADC και DAC.



**Σχήμα 10.30:** Μέτρηση στα LED συστήματος (Κανάλι 3 – Αρχικό σήμα στο LED0 και Κανάλι 4 – Τελικό σήμα στο LED1).



**Σχήμα 10.31:** Μέτρηση συστήματος χωρίς σύνδεση φανταστικού μέρους (Κανάλι 3 – Αρχικό σήμα στο LED0 και Κανάλι 4 – Τελικό σήμα στο LED1).



**Σχήμα 10.32:** Μέτρηση συστήματος χωρίς Upsampling (Κανάλι 3 – Αρχικό σήμα στο LED0 και Κανάλι 4 – Τελικό σήμα στο LED1).

## 10.5 Συμπεράσματα

Στην έρευνα αυτού του κεφαλαίου μελετήθηκε ο τρόπος επίτευξης της ενσωμάτωσης του συστήματος σε DSP. Αρχικά, ενσωματώθηκαν απλά τμήματα κώδικα επιβεβαιώνοντας την ορθή τεχνική ενσωμάτωσης στην πλατφόρμα DSK. Στη συνέχεια και αφού έγινε η ενσωμάτωση του OFDM συστήματος, αυτό μετρήθηκε τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και στο πεδίο των συχνοτήτων επιβεβαιώνοντας την ορθή λειτουργία του.

Από τις μετρήσεις στον αναλυτή φάσματος επιβεβαιώθηκαν σε κάθε περίπτωση η αναμενόμενη από τη θεωρία και τις προσομοιώσεις συμπεριφορά του συστήματος στο πεδίο συχνοτήτων. Επιπροσθέτως με τη χρήση παλμογράφου βρέθηκε η ολική καθυστέρηση του συστήματος η οποία χρησιμοποιήθηκε ώστε να επιβεβαιώσει την ορθή λειτουργία του ολοκληρωμένου συστήματος πομπού-δέκτη στην πράξη. Αυτό επετεύχθη με την αποστολή παλμών οι οποίοι και ανακτήθηκαν πλήρως όπως και έδειξε η σύγκρισή τους με τους αρχικά παραχθέντες (σε παλμογράφο).

Μελλοντικές βελτιώσεις του συστήματος περιλαμβάνουν την ενσωμάτωση των τεχνικών μείωσης PAPR σε αυτό. Στη συνέχεια θα αναβαθμιστεί και ο τύπος της κωδικοποίησης αλλά πριν πρέπει να βρεθεί η κατάλληλη μετρητική μέθοδος ώστε να επιβεβαιωθούν στην πράξη οι καινούργιοι Turbo κώδικες [11-17].

## ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] P. Gaydecki, "Algorithms, Applications and Systems for Digital Signal Processing," In Signal Processing Awareness Seminar, November 2005.
- [2] R. Chassaing, "DSP Applications Using C and the TMS320C6x DSK," John Wiley & Sons, Ltd, 2002.
- [3] R. Chassaing and D. Reay, "Digital Signal Processing and Applications with the TMS320C6713 and TMS320C6416 DSK," 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2008.
- [4] R. W. Stewart and M. W. Hoffman, "Digital Signal Processing An A to Z," UCLA Extension DSP Short Course, BlueBox Multimedia, 1998.  
<http://www.unex.ucla.edu>
- [5] "TMS320C6416T DSK," Technical Reference, 508035-0001 Rev. A, Spectrum Digital, Inc., 2004.
- [6] "TMS320C6414T, TMS320C6415T, TMS320C6416T Fixed-Point Digital Signal Processors," Datasheet, SPRS226M, Texas Instruments, 2003.
- [7] "MS320C6416 DSP Starter Kit (DSK)," Description & Features, Texas Instruments, 2014.  
<http://www.ti.com>
- [8] "C6000 Integration Workshop," Revision 3.1a, Texas Instruments Training Technical Organization, 2005.  
<http://e2e.ti.com>
- [9] K. Boateng and C. Badu, "EE452 Senior Capstone Project: Integration of Matlab Tools for DSP Code Generation," Bradley University, 2006.  
<http://cegt201.bradley.edu/projects/proj2006/dspmatin/>
- [10] J. Liu, E. Bergenudd, V. Patmanathan and R. Masson, "OFDM Project Final Report 2E1367 - Project Course In Signal Processing And Digital Communication," Technical Report, KTH, Stockholm, 2005.
- [11] S. K. Chronopoulos, V. Christofilakis, G. Tatsis and P. Kostarakis, "Performance of Turbo Coded OFDM under the presence of various noise types," Submitted.
- [12] S. K. Chronopoulos, V. Christofilakis, G. Tatsis and P. Kostarakis "Reducing Peak-to-Average Power Ratio of a Turbo Coded OFDM,"



- Wireless Engineering and Technology, Vol 3. No.4, Oct. 2012, pp. 195–202.
- [13] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis and P. Kostarakis, "Turbo Coded OFDM with Large Number of Subcarriers," *Journal of Signal and Information Processing (JSIP)*, Vol. 3, No. 2, 2012, pp. 161–168.
- [14] S. K Chronopoulos, G. Tatsis, V. Raptis and Panos Kostarakis, "A Parallel turbo encoder-decoder scheme," In 2nd Pan-Hellenic Conference on Electronics and Telecommunications - PACET'12, Organized by the Electronics and the Telecommunications laboratories of the Departments of Physics and Electrical and Computer Engineering, of the Aristotle University of Thessaloniki (AUTH), Greece.
- [15] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis and P. Kostarakis, "Turbo Codes—A New PCCC Design," *Communications and Network*, Vol. 3, No. 4, 2011, pp. 229–234.
- [16] S. K. Chronopoulos, G. Tatsis, V. Raptis and P. Kostarakis, "Enhanced PAPR in OFDM without Deteriorating BER Performance," *International Journal of Communications, Network and System Sciences*, Vol. 4, No.3, 2011, pp. 164–169.
- [17] S. K. Chronopoulos, C. Votis, V. Raptis, G. Tatsis and P. Kostarakis, "In Depth Analysis of Noise Effects in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems, Utilising a Large Number of Subcarriers," In *Proceedings of the 7th International Conference of the Balkan Physical Union*, Alexandroupolis, 9-13 September 2009, pp. 967–972.



# ΕΠΙΣΤΗΜΟΝΙΚΗ ΣΥΜΒΟΛΗ ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ, ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΤΟΜΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΕΡΕΥΝΑ

## 11.1 Επιστημονική Συμβολή Δ.Δ. και Συμπεράσματα

Σε αυτή τη διδακτορική διατριβή μελετήθηκε σύστημα πολυπλεξίας ορθογωνικών ημιτονικών σημάτων στη θεωρία (και με χρήση προσομοιώσεων) και ενσωματώθηκε στην πράξη σε DSP. Η πολυπλεξία των σημάτων του συστήματος αναφέρεται στην βιβλιογραφία και ως OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Η OFDM πολυπλέκει με τέτοιο τρόπο διάφορα ορθογωνικά διαμορφωμένα ημιτονοειδή σήματα ώστε να μην παρεμβάλλονται το ένα με το άλλο και παράλληλα να γίνεται άριστη διαχείριση του φάσματος συχνοτήτων. Επίσης ο μεγάλος αριθμός υποφορέων κάνει πιο ανθεκτικό το σύστημα έναντι διαφόρων διαλείψεων και άλλων φαινομένων καναλιού. Η επιστημονική συμβολή αυτής της διδακτορικής διατριβής καθώς και επιμέρους προβλήματα ή και στόχοι που επετεύχθησαν αναφέρονται στη συνέχεια:

- Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζεται ένα σύστημα OFDM το οποίο δεν περιείχε κωδικοποίηση και το οποίο αποτέλεσε την αφετηρία εξέλιξης του OFDM συστήματός μας (προσομοίωσης και ενσωμάτωσης σε DSP). Αυτό το σύστημα περιείχε διάφορες τεχνικές προστασίας (π.χ. για αποτροπή διασυμβολικής παρεμβολής) όπως ήταν η διπλή πρόσθεση μηδενικών (αρχή και τέλος του σήματος) και το κυκλικό πρόθεμα. Ο σκοπός της ενσωμάτωσης και συνδυασμού των προηγούμενων ήδη γνωστών τεχνικών ήταν η μέγιστη δυνατή BER απόδοση. Επίσης, ο ολικός αριθμός των προσομοιωμένων ορθογωνικών υποφορέων έφθανε τους 5184 με σκοπό την μελλοντική αύξησή τους σε πάνω από 8000 ορθογωνικούς υποφορείς (π.χ. κεφάλαιο 7) για μεγαλύτερη ανθεκτικότητα του συστήματος σε διαλείψεις καναλιού. Το προσομοιωμένο κανάλι (μεταξύ πομπού και δέκτη)

περιείχε AWGN, θόρυβο φάσης, διάλεια Rayleigh καθώς και θόρυβο Ricean. Το σκεπτικό αυτής της έρευνας ήταν να προσδιοριστεί κατά πόσο θα ήταν εφικτή η λειτουργία ενός συστήματος OFDM εν απουσία κωδικοποίησης, με πολλούς ορθογωνικούς υποφορείς και με πολλούς τύπους θορύβου. Η απόδοση του συστήματος σε επίπεδο προσομοίωσης ήταν άκρως ικανοποιητική αφού και χωρίς τη λειτουργία κωδικοποίησης θα μπορούσε να υφίσταται μία ζεύξη μεταξύ πομπού και δέκτη OFDM.

- Προτείνουμε δύο καινούργιες τεχνικές μείωσης της PAPR οι οποίες προέκυψαν όπως αναφέρεται παρακάτω: Έχοντας πλέον μία λειτουργική OFDM πλατφόρμα (σε επίπεδο προσομοίωσης) συμπεριλάβαμε συνελικτική κωδικοποίηση με Viterbi αποκωδικοποιητή με σκοπό την αύξηση της BER απόδοσής της η οποία και επιβεβαιώθηκε από τις προσομοιώσεις μας. Έχοντας λοιπόν ένα σύστημα με αυξημένη απόδοση (κεφάλαιο 4) το μόνο σημαντικό πρόβλημα (ακόμη και άνευ καναλιού θορύβου) το οποίο θα μπορούσε να μας δημιουργήσει προβλήματα στο σύστημά μας ήταν η μεγάλη αυξομείωση της ισχύος (PAPR) στην έξοδο του OFDM πομπού η οποία σε συνδυασμό με ατέλειες στους DACs θα μπορούσε να οδηγήσει σε υποβιβασμό της BER απόδοσης του συστήματος. Γι' αυτό το λόγο έπρεπε να συμπεριληφθεί στο σύστημα μία τεχνική μείωσης της PAPR. Επειδή αρκετές τεχνικές είτε ήταν πολύπλοκες είτε δεν επιδείκνυαν πολύ καλή απόδοση αν δεν ήταν αρκετά πολύπλοκες, έγινε προσπάθεια εύρεσης μίας καινούργιας τεχνικής η οποία θα ήταν απλή και παράλληλα θα εμφάνιζε πολύ υψηλή απόδοση συγκρινόμενη με άλλες της βιβλιογραφίας. Επειδή παρατηρήθηκε ότι η Soft reduction (SR) τεχνική (κεφάλαιο 4) εξασθενούσε περισσότερο μεγαλύτερες κορυφές σήματος έναντι άλλων με μικρότερη τιμή σε σχέση με το κατώφλι (threshold), ενώ η τεχνική συμπίεσης  $\mu$ -Law αύξανε το κέρδος μικρότερων κορυφών σήματος σε σχέση με το κέρδος μεγαλύτερων κορυφών σήματος, αυτό μας οδήγησε στο γεγονός ότι θα μπορούσαν να συνδυαστούν σε σειρά οι δύο τεχνικές (SR –  $\mu$ Law). Ο συνδυασμός τους θα επέφερε από τη μία, συμπίεση των μεγαλύτερων κορυφών ενώ από την άλλη θα αυξάνονταν οι μικρές κορυφές του OFDM σήματος και επομένως η παρατηρούμενη αυξομείωση ισχύος θα μπορούσε να μειωθεί αισθητά. Αυτό επιβεβαιώθηκε στη συνέχεια μέσω προσομοιώσεων. Επίσης η καινούργια

προκύπτουσα τεχνική σε σύγκριση με άλλες δεν απαιτούσε την αντίστροφη διαδικασία στο δέκτη καθιστώντας την πολύ απλή. Στη συνέχεια, προσπαθήσαμε να απλοποιήσουμε ακόμη περισσότερο την τεχνική μας της μείωσης PAPR. Το γεγονός ότι η  $\mu$ -Law τεχνική αυξάνει τις μικρότερες παρατηρούμενες κορυφές σε σχέση με τις υψηλότερες κορυφές εξόδου (πομπός) και επειδή στην OFDM υπάρχει μεγάλη αυξομείωση ισχύος (δηλαδή ήδη πολλές μεγάλες κορυφές πλάτους) μας έδωσε την ιδέα να αφαιρέσουμε την είσοδο από την έξοδο του  $\mu$ -Law συμπιεστή. Αυτό θα οδηγούσε σε αφαίρεση μέτρια ενισχυμένων μεγάλων κορυφών από τις ίδιες καθώς και την αφαίρεση αρκετά ενισχυμένων μικρών κορυφών από τις ίδιες. Επομένως, μετά την αφαίρεση αναμένονταν να μειωθεί η απόσταση των μεγάλων από τις μικρές κορυφές και επομένως θα επιτυγχάνονταν μεγάλη μείωση της PAPR. Οι προσομοιώσεις απέδειξαν την καινοτομία της προηγούμενης ιδέας καθιστώντας μάλιστα την καινούργια τεχνική αρκετά καλύτερη από την αρχική μας και φυσικά από όλες τις υπόλοιπες της βιβλιογραφίας.

- Στη συνέχεια εξελίξαμε ακόμη περισσότερο το σύστημά μας προτείνοντας καινούργια τεχνική turbo κωδικοποίησης-αποκωδικοποίησης όπως αναφέρεται παρακάτω: Συστήματα τα οποία ενσωματώνουν Turbo κώδικες εμφανίζουν ανώτερη BER απόδοση σε σχέση με άλλα που χρησιμοποιούν συνελκτική κωδικοποίηση με Viterbi αποκωδικοποιητή. Επειδή το σύστημά μας έπρεπε να είναι ένα σύστημα αιχμής, ενσωματώσαμε Turbo κώδικες στο OFDM σύστημά μας (κεφάλαιο 6). Προκειμένου το σύστημά μας να έχει αυξημένη αξιοπιστία προσπαθήσαμε να δημιουργήσουμε κώδικες (κεφάλαιο 5) με μεγαλύτερο ρυθμό κωδικοποίησης ( $R_c = 1/4$ ). Το μεγαλύτερο πρόβλημα όμως ήταν η διαδικασία επαναληπτικής αποκωδικοποίησης. Εφόσον συνενώναμε στον OFDM πομπό τρεις εκδόσεις κωδίκων μαζί με τη συστηματική έκδοσή τους, στον OFDM δέκτη θα έπρεπε να υπάρχουν τρεις αποκωδικοποιητές αντίστοιχα. Οι προσομοιώσεις έδειξαν την ανωτερότητα των Turbo κωδίκων μας. Στη συνέχεια θέλοντας να αυξήσουμε ακόμη περισσότερο την αξιοπιστία του TC-OFDM συστήματός διεξάγαμε εκ νέου μελέτη της PAPR για την νέα έκδοση του συστήματός μας (κεφάλαιο 7). Η καλύτερη από τις δύο τεχνικές μας  $\mu$ LaCP εφαρμόστηκε αυτή τη φορά στην

έξοδο του IFFT (μLaIF) διότι αναμένονταν να έχει καλύτερες επιδόσεις σε σχέση με την εκτέλεση αφαίρεσης στην έξοδο του CP (μLaCP) αφού στην έξοδο του CP υπάρχουν πρόσθετοι υποφορείς που εμφανίζουν μεγάλη αυξομείωση ισχύος. Η βελτίωση επιβεβαιώθηκε μέσω προσομοιώσεων.

- Κατά την πορεία ανάπτυξης της τελικής έκδοσης του συστήματός μας υιοθετήσαμε από την βιβλιογραφία μία τεχνική η οποία ανάμεσα στους APP αποκωδικοποιητές (Turbo αποκωδικοποιητής – OFDM δέκτης) περιείχε έναν συντελεστή κλιμάκωσης. Αυτός ο συντελεστής (κεφάλαιο 8) θα μπορούσε να διορθώσει την υπεραισιόδοξη πιθανολόγηση της αποκωδικοποιημένης αξιόπιστης πληροφορίας στην έξοδο των APP αποκωδικοποιητών με επακόλουθο την αύξηση της BER απόδοσης. Αυτή την ιδέα την προσαρμόσαμε στους Turbo κώδικές μας με αποτέλεσμα τη βελτίωση της απόδοσής τους.
- Το τελικό σύστημά μας προσομοιώθηκε με την παρουσία πολλών τύπων θορύβων (κεφάλαιο 9) ώστε να ολοκληρωθεί η μελέτη με θόρυβο η οποία είχε ξεκινήσει από το κεφάλαιο 3 (αρχική έκδοση συστήματός μας χωρίς κωδικοποίηση). Τα αποτελέσματα ήταν πολύ ικανοποιητικά ακόμη και για σοβαρές περιπτώσεις θορύβου (π.χ. διάλειαση Rayleigh με  $K=0$ ).
- Το σύστημά μας ολοκληρώθηκε με την υλοποίησή του σε DSP (κεφάλαιο 10) όπου μπορούσε να παράγει διαφορετικό αριθμό υποφορέων μέσω GUI (Graphical user interface). Επίσης προνοήσαμε ώστε να ενσωματώσουμε και ρυθμίσεις στο GUI για μελλοντική μέτρηση της υλοποιημένης πρότυπής μας Turbo Coded OFDM στο DSP. Κάθε τεχνική που προτάθηκε σε αυτή τη διδακτορική διατριβή (όπως ο συνδυασμός των double zero padding με μετασχηματισμό πλαισίου πριν το IFFT, οι διάφορες τεχνικές μείωσης PAPR για Convolutionally και Turbo Coded OFDM, οι νέοι turbo κώδικες, αλλά και οι βελτιωμένοι turbo κώδικες με SF, η νέα Turbo-Coded OFDM κτλ) ενσωματώθηκε στο DSP. Οι μετρήσεις που διεξήχθησαν στη συνέχεια αφορούσαν όμως πιο απλή έκδοση του συστήματός μας (με συνελικτική κωδικοποίηση και συνδυασμό των double zero padding με μετασχηματισμό πλαισίου πριν το IFFT). Η σωστή λειτουργία επιβεβαιώθηκε με την αποστολή

πρότυπου σήματος (παλμοί) το οποίο λαμβάνονταν από τον OFDM δέκτη και συγκρίνονταν με το αρχικό με τη βοήθεια παλμογράφου. Η συνολική καθυστέρηση του συστήματος βρέθηκε με τη βοήθεια παλμογράφου και αποτελεί πολύ σημαντικό στοιχείο για την περαιτέρω ανάπτυξη του συστήματός μας. Η ανάπτυξη θα περιλαμβάνει σαφώς προσπάθεια μείωσης της καθυστέρησης με καλύτερη παραμετροποίηση των τμημάτων κώδικα για τον εκάστοτε τύπο DSP. Σε αυτή τη διδακτορική διατριβή ο ενσωματωμένος κώδικας δεν είναι παραμετροποιημένος για ένα συγκεκριμένο τύπο DSP αφού ο σκοπός ήταν η δημιουργία ενός πρότυπου συστήματος που θα μπορούσε να ενσωματωθεί σε οποιοδήποτε μοντέλο DSP με την όσο το δυνατόν μικρότερη μετατροπή του (δηλαδή αυξημένη συμβατότητα).


## 11.2 Τομείς για περαιτέρω έρευνα

Η τεχνολογία OFDM αποτελεί αδιαμφισβήτητα μία καινοτομία στο χώρο των επικοινωνιών. Αρχικά αναπτύχθηκε με τη βοήθεια της Φυσικής και των Μαθηματικών και στη συνέχεια ενσωματώθηκε σε πολλά συστήματα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSPs). Ένας σημαντικός στόχος γι' αυτή τη διδακτορική διατριβή ήταν η δημιουργία ενός συστήματος πομπού και δέκτη OFDM. Η ενσωμάτωση του συστήματος έγινε και σε ξεχωριστά DSP αλλά με προβλήματα συγχρονισμού μεταξύ τους. Επομένως μία μελλοντική βελτίωση είναι η προηγούμενη επίλυση του προβλήματος με τη χρήση πιλοτικής ακολουθίας δεδομένων (pilot sequence) όπου ένα μικρό ποσό δεδομένων μπορεί να σταλθεί αρχικά στο δέκτη. Το μικρό ποσό δεδομένων μπορεί όχι μόνο να βοηθήσει στο συγχρονισμό, αλλά και να αποτελέσει σημαντικό παράγοντα στην εκτίμηση καναλιού ώστε ο ρυθμός εμφάνισης εσφαλμένων bit του συστήματος να μειωθεί ακόμη περισσότερο. Το τελευταίο επετεύχθη εν μέρει (σε επίπεδο προσομοίωσης) μέσω της επαναληπτικής αποκωδικοποίησης των Turbo κωδίκων που αναπτύχθηκαν και επέδειξαν εξαιρετική απόδοση. Η ενσωμάτωσή τους έγινε στο DSP χωρίς την εμφάνιση λαθών, όμως δεν αναπτύχθηκε ακόμη μία διαδικασία μέτρησης. Αυτό αποτελεί έναν μελλοντικό στόχο μαζί με την μετρητική διαδικασία των καινούργιων τεχνικών PAPR στην πράξη.

Το σύστημα της TC-OFDM θα μπορούσε να αναβαθμιστεί με την χρησιμοποίηση της δεύτερης έκδοσης των Turbo κωδίκων (με συντελεστή κλιμάκωσης). Επίσης, θα μπορούσε να γίνει και μελέτη του συστήματος σε επίπεδο προσομοίωσης με την παρουσία ατελειών στους DAC και ADC.

Ακόμη, τομέας για περαιτέρω έρευνα είναι και η κατασκευή ή η χρησιμοποίηση ενός μετατροπέα σε υψηλή συχνότητα (Upconverter) ώστε η OFDM να μεταδίδεται στα 2.4 GHz. Βέβαια, το καλύτερο θα ήταν να έχει χρησιμοποιηθεί πρώτα ένας DAC και ADC με υψηλή συχνότητα δειγματοληψίας ώστε το παραγόμενο φάσμα της OFDM μετά το Upconversion να είναι και μεγαλύτερο.





## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ: ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΑ ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ MATLAB

Ο πομπός και δέκτης συνδέονταν μέσω USB στον Η/Υ. Ο προγραμματισμός του DSP πραγματοποιήθηκε με γραφικό προγραμματισμό σε περιβάλλον MATLAB/SIMULINK. Σε αυτό το περιβάλλον τροποποιήθηκαν διάφορες βαθμίδες ώστε να λειτουργούν κατά τον επιθυμητό τρόπο. Αυτές οι βαθμίδες έχουν παρουσιαστεί στα προηγούμενα κεφάλαια. Επίσης, αξίζει να αναφερθούν προγράμματα που υλοποιήθηκαν και τα οποία χρησιμοποιήθηκαν σε περιβάλλον MATLAB. Τα προγράμματα αυτά όριζαν το είδος της κωδικοποίησης Trellis, τη διασπορά θορύβου κτλ. Αυτές οι παράμετροι ίσχυαν τόσο για τις ενσωματωμένες εκδόσεις όσο και για τις προσομοιωμένες εκδόσεις των σχεδίων του πομπού-δέκτη OFDM.

**ΚΩΔΙΚΑΣ ΓΙΑ OFDM ME CONVOLUTIONAL CODING:****ΑΡΧΕΙΟ: turbo\_code\_conv\_setup.m**

```

function turbo_code_conv_setup

% Get parameter names and values from mask
mask_ws_vars = get_param([gcs '/Model Parameters'],'maskwsvariables');

if ~isempty(mask_ws_vars)
    for i = 1:length(mask_ws_vars),
        curr_var = mask_ws_vars(i).Name;
        evalin('base',[curr_var ' = ' num2str(mask_ws_vars(i).Value)
        ';'']);
    end
else
% the model can be executed from MATLAB command line
    evalin('base','Offset = 10;');
    evalin('base','EbNodB = 1.5;');
    evalin('base','Len      = 1024;');
    evalin('base','Len = 6;');
    evalin('base','Seed = 19046;');
end
% Set up other parameters in the MATLAB workspace as needed
evalin('base','trellis = poly2trellis(3, [7 5],7);'); % rate 1/2
evalin('base','Rate = 0.5;'); % Overall code rate = 1/2

evalin('base','Es = 0.75/Car;'); % Signal energy
evalin('base','Eb = Es/Rate;'); % Bit energy

evalin('base','EbNo = 10.0.^(0.1*EbNodB);'); % Convert dB to linear
evalin('base','SCCC_No = Eb/EbNo;'); % Calculate N0
evalin('base','Rm = 2;'); % QPSK ->log2(M), M=4
evalin('base','Var = SCCC_No/(2*Rm);'); % Calculate noise.var.

```

**ΚΩΔΙΚΑΣ ΓΙΑ TURBO CODED OFDM – PCCC (Rc = 1/3):****ΑΡΧΕΙΟ: turbo\_code\_PCCC\_setup.m**

```

function turbo_code_PCCC_setup

% Get parameter names and values from mask
mask_ws_vars = get_param([gcs '/Global Parameters'],'maskwsvariables');

if ~isempty(mask_ws_vars)
    for i = 1:length(mask_ws_vars),
        curr_var = mask_ws_vars(i).Name;
        evalin('base',[curr_var ' = ' num2str(mask_ws_vars(i).Value)
        ';'']);
    end
end

```

```

% Set up other parameters in the MATLAB workspace as needed
    evalin('base','trellis = poly2trellis(3, [7 5],7);'); % rate 1/2

% evalin('base','code_rate = 1/3;'); % Overall CR = 1/3
    evalin('base','OffSet = 10;');
    evalin('base','Ps = 0.75/Car;'); % Signal power
    evalin('base','EbNo = 10.0.^(0.1*EbNodB);'); % Convert dB to linear
    evalin('base','Var = (0.75*Ps)/EbNo;'); % Calc.chan.noise var.
    evalin('base','clear EbNo Ps;');

else
    evalin('base','Car = 1024;'); % OFDM subcarriers
    evalin('base','OffSet = 2;');
    evalin('base','Len = 1024;'); % Block size
    evalin('base','Iter = 11;'); % Iterations
end

```

### ΚΩΔΙΚΑΣ ΓΙΑ TURBO CODED OFDM – PCCC (Rc = 1/4):

#### ΑΡΧΕΙΟ: turbo\_code\_PCCC\_new\_setup.m

```

function turbo_code_PCCC_new_setup

% Get parameter names and values from mask
mask_ws_vars = get_param([gcs '/Global Parameters'],'maskwsvariables');

if ~isempty(mask_ws_vars)
    for i = 1:length(mask_ws_vars),
        curr_var = mask_ws_vars(i).Name;
        evalin('base',[curr_var ' = ' num2str(mask_ws_vars(i).Value)
        ';'']);
    end

% Set up other parameters in the MATLAB workspace as needed
evalin('base','trellis = poly2trellis(3, [7 5],7);'); % rate 1/2

%   evalin('base','code_rate = 1/4;'); % Overall CR = 1/4

    evalin('base','OffSet = 10;');
    evalin('base','Ps = 0.75/Car;'); % Signal power
    evalin('base','EbNo = 10.0.^(0.1*EbNodB);'); % Convert dB to linear
    evalin('base','Var = Ps/EbNo;'); % Calc.chan.noise var.
    evalin('base','clear EbNo Ps;');

else
    evalin('base','Car = 1024;'); % OFDM subcarriers
    evalin('base','OffSet = 2;');
    evalin('base','Len = 1024;'); % Block size
    %evalin('base','Iter = 11;'); % Iterations
end

```

**ΚΩΔΙΚΑΣ ΓΙΑ TURBO CODED OFDM – SCCC (Rc = 1/3):****ΑΡΧΕΙΟ: turbo\_code\_SCCC\_setup.m**

```

function turbo_code_SCCC_setup
%SCCC setup code for model

% Get parameter names and values from mask
mask_ws_vars = get_param([gcds '/Model Parameters'], 'maskwsvariables');

if ~isempty(mask_ws_vars)
    for i = 1:length(mask_ws_vars),
        curr_var = mask_ws_vars(i).Name;
        evalin('base', [curr_var ' = ' num2str(mask_ws_vars(i).Value)
';']);
    end
else
% Model can be executed from MATLAB command line

    evalin('base', 'Offset = 10;');
    evalin('base', 'EbNodB = 1.5;');
    evalin('base', 'Len      = 1024;');
    evalin('base', 'Len = 6;');
    evalin('base', 'Seed = 19046;');
end
% Set up other parameters in the MATLAB workspace as needed
    evalin('base', 'SCCC_trellis1 = poly2trellis(3, [7 5], 7);'); %rate 1/2
    evalin('base', 'SCCC_trellis2 = poly2trellis([3 3], [7 0 5; 0 7 6], [7
7]);');
%rate 2/3

    evalin('base', 'SCCC_R1 =
log2(SCCC_trellis1.numInputSymbols)/log2(SCCC_trellis1.numOutputSymbols);
');
    evalin('base', 'SCCC_R2 =
log2(SCCC_trellis2.numInputSymbols)/log2(SCCC_trellis2.numOutputSymbols);
');
    evalin('base', 'Rate = SCCC_R1 * SCCC_R2;'); % CR= 1/2*2/3=1/3

    evalin('base', 'Es = 0.75/Car;'); % Signal energy
    evalin('base', 'Eb = Es/Rate;'); % Bit energy

    evalin('base', 'EbNo = 10.0.^(0.1*EbNodB);'); % Convert dB to linear
    evalin('base', 'SCCC_No = Eb/EbNo;'); % Calculate N0
    evalin('base', 'Rm = 2;'); % QPSK ->log2(M), M=4
    evalin('base', 'Var = SCCC_No/(2*Rm);'); % Calc.chan.noise var.

    evalin('base', 'clear SCCC_R1 SCCC_R2 EbNo Es Eb SCCC_No;');

```

## ΣΥΝΤΟΜΟ ΒΙΟΓΡΑΦΙΚΟ

Ο Σπυρίδων Χρονόπουλος γεννήθηκε στην Αθήνα τον Μάιο του 1975. Το 2001 απέκτησε το πτυχίο Φυσικής από το Πανεπιστήμιο Ιωαννίνων και το 2006 απέκτησε το Μεταπτυχιακό Δίπλωμα Ειδίκευσης στις «Σύγχρονες Ηλεκτρονικές Τεχνολογίες» από το ίδιο Πανεπιστήμιο. Η μεταπτυχιακή του διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρονικής, Τηλεπικοινωνιών και Εφαρμογών του Φυσικού Τμήματος του Πανεπιστημίου Ιωαννίνων και περιλάμβανε τη σχεδίαση και υλοποίηση πομπού για ψηφιακή μετάδοση δεδομένων με διαμόρφωση QPSK. Είναι υποψήφιος διδάκτορας στο Εργαστήριο Ηλεκτρονικής, Τηλεπικοινωνιών και Εφαρμογών του τμήματος Φυσικής του Πανεπιστημίου Ιωαννίνων. Τα ερευνητικά του ενδιαφέροντα έχουν σχέση κυρίως με τη σχεδίαση και ανάπτυξη ασύρματων και ενσωματωμένων συστημάτων, τη σχεδίαση κεραιών, την τεχνολογία μετρήσεων και τις δορυφορικές ζεύξεις. Παράλληλα έχει δημοσιεύσει πάνω από 20 άρθρα σε έγκυρα επιστημονικά συνέδρια και περιοδικά.



## SHORT CV

Spyridon Chronopoulos was born in Athens, Greece in May 1975. In 2001 he received his degree in Physics from the University of Ioannina, Greece and in 2006 he acquired the M.Sc. in "Modern Electronic Technologies" from the same university. His postgraduate thesis was conducted at Electronics, Telecommunications and Applications Laboratory of Physics Department in University of Ioannina, Greece and included the design and construction of a digital data transmitter using QPSK modulation. He is currently, a Ph.D. candidate at Electronics, Telecommunications and Applications Laboratory of Physics Department in University of Ioannina, Greece. His research interests relate mainly to the design and development of wireless and embedded systems, antenna design, measuring technology and satellite links. He has published more than 20 articles in peer-reviewed journals and scientific conferences.