



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ  
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ  
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

ΠΡΟΧΩΡΗΜΕΝΕΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ  
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΔΗΜΗΤΡΙΟΥ Α. ΧΡΙΣΤΟΠΟΥΛΟΥ

Επιβλέπων : Παναγιώτης Κωττής

Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2010





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ  
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ  
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

# ΠΡΟΧΩΡΗΜΕΝΕΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ Α. ΧΡΙΣΤΟΠΟΥΛΟΣ

Επιβλέπων : Παναγιώτης Κωττής

Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Π. Κωττής

Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Γ. Φικιώρης

Επ. Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Χ. Καψάλης

Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2010

.....  
Δημήτριος Α. Χριστόπουλος

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

Copyright © Δημήτριος Α. Χριστόπουλος, 2010

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής υπήρξε η ανάπτυξη ενός εργαλείου προσομοίωσης του προτύπου δορυφορικών επικοινωνιών DVB-S<sub>2</sub>, πλήρως συμβατού με τις προσαγές του Ευρωπαϊκού Ινστιτούτου Προτυποποίησης (ETSI) Το πρότυπο δορυφορικών επικοινωνιών δεύτερης γενιάς επιτυγχάνει ευελιξία, βελτιωμένη επίδοση σε λογικά επίπεδα κυκλωματικής πολυπλοκότητας και 30% μεγαλύτερη χωρητικότητα σε σχέση με το DVB-S, παρέχοντας σημαντικά πλεονεκτήματα σχεδίασης στο ισοζύγιο μεταξύ απόδοσης και πολυπλοκότητας. Κατά την ανάπτυξη του εργαλείου δόθηκε έμφαση στα συστήματα διόρθωσης λαθών (FEC) και διαμόρφωσης του προτύπου DVB-S<sub>2</sub>. Τα συγκεκριμένα συστήματα σε συνδυασμό με το σύστημα ACM είναι υπεύθυνα για την άριστη επίδοση του προτύπου σε ρυθμό λαθών. Η ορθή λειτουργία του εργαλείου που αναπτύχθηκε επιβεβαιώθηκε μέσω σύγκρισης των αποτελεσμάτων προσομοίωσης με τις επίσημες επιδόσεις του προτύπου, σε AWGN δίαυλο. Τέλος, το εργαλείο χρησιμοποιήθηκε για τη μελέτη διαφόρων παραμέτρων του προτύπου.

Το πρώτο Κεφάλαιο αποτελεί μία σύντομη εισαγωγή στις δορυφορικές επικοινωνίες με ιδιαίτερη έμφαση στις πρόσφατες εξελίξεις. Στο δεύτερο Κεφάλαιο παρέχεται αναλυτική περιγραφή των συστημάτων κωδικοποίησης FEC και ιδιαίτερα των σχημάτων κωδικοποίησης με επίδοση που πλησιάζει το όριο χωρητικότητας διαύλου του Shannon. Επιπροσθέτως, λεπτομερής σύγκριση μεταξύ των κωδίκων LDPC και Turbo καταλήγει σε χρήσιμα συμπεράσματα, για τα νέας γενιάς ασύρματα δίκτυα. Το τρίτο Κεφάλαιο περιγράφει το DVB-S<sub>2</sub> εξηγώντας τη σημασία των πρωτοποριακών σχημάτων κωδικοποίησης και διαμόρφωσης που υιοθετούνται από αυτό. Στο τέταρτο Κεφάλαιο παρέχεται πλήρης τεχνική έκθεση επί του προσομοιωτή, περιγράφοντας με λεπτομέρεια κάθε λειτουργική μονάδα ενώ παράλληλα παρατίθεται ο κώδικας που την υλοποιεί. Τέλος, το πέμπτο Κεφάλαιο περιλαμβάνει την επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του προσομοιωτή και κάποιες εφαρμογές του για τη μελέτη των παραμέτρων του προτύπου.

## Abstract

The motivation for the thesis has been the development of a DVB-S2 simulation tool complying with the DVB-S2 standard defined by the European Standards Institute. DVB-S2 achieves flexibility, improved transmission performance at reasonable receiver complexity and a 30% capacity gain over DVB-S, thus providing an exceptional performance-complexity tradeoff. Emphasis has been put by the simulation tool on Forward Error Correction (FEC) and modulation subsystems of the DVB-S2 standard which -along with the ACM system- are responsible for quasi-error free performance. The tool has been verified through comparison of the simulation results with the error performance over AWGN channel, attained by the standard.

Chapter 1 provides a brief introduction to satellite communications focusing on relevant current developments. In Chapter 2, the categories of Forward Error Correction (FEC) codes have been analytically described, emphasizing on codes with near Shannon limit performance. A detailed comparison between Low Density Parity Codes and Turbo Codes has been elaborated leading to conclusions of high interest for new generation wireless systems. Chapter 3 describes DVB-S2, focusing on the importance of the innovative coding and modulation schemes utilized. In Chapter 4, the simulation tool developed is presented focusing on each distinct module and its implementation. Finally, Chapter 5 deals with the verification of the simulations results through their comparison with the official specifications.

**Key words:** *Forward Error Correction (FEC), Low Density Parity Check (LDPC) Codes, Turbo Codes, Amplitude and Phase Shift Keying (APSK) Modulation, DVB-S2, Adaptive Coding and Modulation (ACM)*

Θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες στον επιβλέποντα καθηγητή κύριο Π.  
Κωττή, για την καθοδήγηση που μου παρείχε κατά τα τελευταία εξάμηνα των σπουδών μου  
και ιδιαίτερα κατά τη διάρκεια της εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας.  
Ιδιαίτερες ευχαριστίες θα ήθελα να εκφράσω στον διδάκτορα του Ε.Μ.Π. κύριο Παντελή-  
Δανιήλ Αράπογλου για τον πολύτιμο χρόνο που μου διέθεσε, τις γνώσεις που μου μετέδωσε,  
καθώς και για την άριστη μεταξύ μας συνεργασία.





*Αφιερώνεται στην οικογένειά μου*



# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Κεφάλαιο 1:ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ .....	15
1.1    Δορυφορικές Επικοινωνίες .....	15
1.1.1    Εισαγωγικά στοιχεία .....	15
1.1.2    Είδη Δορυφορικών Συστημάτων .....	16
1.1.3    Τύποι Δορυφορικών Εφαρμογών .....	18
1.2    Σχεδίαση Δορυφορικών Συστημάτων .....	21
1.2.1    Το Δορυφορικό Ραδιοφάσμα .....	21
1.2.2    Βασικά προβλήματα στη σχεδίαση Δορυφορικών Συστημάτων .....	23
1.2.3    Διαθεσιμότητα και ποιότητα υπηρεσιών σε Δορυφορικά Συστήματα .....	26
1.3    Εξασφάλιση ποιότητας υπηρεσιών σε Δορυφορικά Δίκτυα .....	27
1.3.1    Τεχνικές Αντιμετώπισης Διαλείψεων στο Δορυφορικό Δίαυλο .....	28
Κεφάλαιο 2: ΙΣΧΥΡΕΣ ΜΕΘΟΔΟΙ ΕΠΑΝΑΛΗΠΤΙΚΗΣ ΑΠΟΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ .....	31
2.1    Τεχνικές Κωδικοποίησης Διαύλου .....	32
2.1.1    Εισαγωγικά στοιχεία .....	32
2.1.2    Αποκωδικοποίηση Σκληρής και Ήπιας Απόφασης.....	34
2.1.3    Κατηγορίες τεχνικών κωδικοποίησης .....	37
2.2    Γραμμικοί Συμπαγείς Κώδικες .....	37
2.2.1    Κυκλικοί Κώδικες.....	40
2.2.2    Κώδικες LDPC .....	41
2.3    Συνελκτιικοί Κώδικες.....	43
2.3.1    Σειριακή Αλυσιδωτή Κωδικοποίηση .....	45
2.3.2    Κωδικοποίηση Turbo.....	46
2.3.3    Αξιολόγηση σχημάτων κωδικοποίησης Turbo .....	49
2.4    Σύγκριση μεταξύ κωδικοποιήσεων Turbo και LDPC .....	51
2.4.1    Σύγκριση Επίδοσης.....	52
2.4.2    Σχέση μεταξύ επίδοσης και πολυπλοκότητας .....	54
2.4.3    Συμπεράσματα Σύγκρισης.....	56
Κεφάλαιο 3: DVB-S2: ΤΟ ΠΡΟΤΥΠΟ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ 2ης ΓΕΝΙΑΣ .....	59

3.1	Εισαγωγή .....	59
3.2	Το διάγραμμα λειτουργικών δομών του DVB-S2 (DVB-S2 System Block Diagram) 62	
3.2.1	Σύστημα Προσαρμοστικής Κωδικοποίησης και Διαμόρφωσης (ACM).....	63
3.2.2	Κωδικοποίηση FEC .....	65
3.2.3	Διαμορφώσεις .....	68
3.3	«Προς τα Πίσω» Συμβατότητα .....	70
3.4	Επίδοση του συστήματος DVB-S2 .....	72
3.4.1	Υποβάθμιση της επίδοσης λόγω μη γραμμικών φαινομένων .....	73
3.5	Εφαρμογές του προτύπου DVB-S2.....	74
3.5.1	Ευρυεκπομπή Τηλεόρασης .....	74
3.5.2	Διαδραστικές υπηρεσίες σημείου προς σημείο .....	75
3.5.3	Επαγγελματικές Εφαρμογές.....	76
<b>Κεφάλαιο 4: ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ DVB-S2 .....</b>		<b>79</b>
4.1	DVB-S2 Simulator: Block Diagram .....	80
4.2	Πηγή Πληροφορίας .....	81
4.3	Υποσύστημα κωδικοποίησης .....	81
4.3.1	Εξωτερική κωδικοποίηση BCH .....	83
4.3.2	Εσωτερική Κωδικοποίηση LDPC.....	84
4.4	Υποσύστημα Διαμόρφωσης .....	86
4.4.1	Διαμορφώσεις APSK.....	87
4.4	Προσαρμοσμένο Φίλτρο .....	93
4.5	Δίαυλος AWGN.....	94
4.6	Δέκτης.....	94
4.6.1	Μέτρα επίδοσης ζεύξης .....	96
4.7	Υποσύστημα αποκωδικοποίησης.....	96
4.7.1	Αποκωδικοποιητής LDPC.....	97
4.7.2	Αποκωδικοποιητής BCH .....	102
<b>Παράρτημα Κεφ.4: Τεχνική Έκθεση Προσομοιωτή DVB-S2 .....</b>		<b>103</b>
I.	Βασική Συνάρτηση Προσομοιωτή.....	103
II.	Συναρτήσεις υποσυστήματος Κωδικοποίησης .....	110
A.	Εξωτερική Κωδικοποίηση BCH .....	110
B.	Εσωτερική Κωδικοποίηση LDPC.....	111
III.	Συναρτήσεις υποσυστήματος διαμόρφωσης .....	114

IV.	Συναρτήσεις υποσυστήματος αποκωδικοποίησης.....	116
A.	Αποκωδικοποίηση LDPC (belief propagation algorithm).....	116
B.	Αποκωδικοποίηση BCH .....	117
<b>Κεφάλαιο 5: ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ DVB-S<sub>2</sub>.....</b>		<b>119</b>
5.1	Μελέτη επίδοσης σε AWGN δίαυλο .....	120
5.1.1	Μελέτη επίδοσης διαμόρφωσης QPSK.....	120
5.1.2	Μελέτη επίδοσης διαμόρφωσης 8PSK.....	122
5.1.3	Μελέτη επίδοσης διαμόρφωσης 16APSK .....	123
5.1.4	Μελέτη επίδοσης διαμόρφωσης 32APSK .....	123
5.2	Διαγράμματα διασκορπισμού.....	124
5.2.1	Διαγράμματα διασκορπισμού για διαμόρφωση QPSK.....	125
5.2.2	Διαγράμματα διασκορπισμού για διαμόρφωση 8PSK .....	126
5.2.3	Διαγράμματα διασκορπισμού για διαμόρφωση 16APSK .....	127
5.2.4	Διαγράμματα διασκορπισμού για διαμόρφωση 32APSK .....	128
5.3	Πειραματική μελέτη παραμέτρων κωδικοποίησης LDPC.....	129
5.3.1	Επίδραση του μέγιστου αριθμού επαναλήψεων αποκωδικοποίησης στην επίδοση της κωδικοποίησης LDPC.....	129
5.3.2	Επίδραση της ισχύος λήψης στην καθυστέρηση αποκωδικοποίησης. ....	130
5.4	Σύγκριση διαμορφώσεων APSK – QAM .....	131
<b>Παράρτημα Α: ΟΡΙΑ ΠΙΘΑΝΟΤΗΤΑΣ ΛΑΘΟΥΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΩΝ APSK.....</b>		<b>133</b>
A.1	Πιθανότητα λάθους 16APSK .....	134
A.2	Πιθανότητα λάθους 32APSK .....	137
A.3	Λόγος Λανθασμένων Ψηφίων (Bit Error Ratio, BER) .....	139
<b>Παράρτημα Β:ΤΟ ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΜΕΝΟ ΦΙΛΤΡΟ .....</b>		<b>141</b>
<b>REFERENCES .....</b>		<b>145</b>
<b>ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ-ΠΙΝΑΚΩΝ .....</b>		<b>150</b>



# Κεφάλαιο 1

## ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

---

### 1.1 Δορυφορικές Επικοινωνίες

Τα δορυφορικά δίκτυα επικοινωνιών αποτελούν ένα σημαντικό τμήμα των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Η βασική ιδέα στην οποία στηρίζονται οι δορυφορικές επικοινωνίες είναι η διασύνδεση δύο απομακρυσμένων σταθμών στην επιφάνεια της Γης που δεν έχουν οπτική επαφή (*Line of Site*) μέσω ενός δορυφορικού αναμεταδότη. Η ανάπτυξη της τεχνολογίας έχει οδηγήσει στην ευρεία εξάπλωση των δορυφορικών επικοινωνιών, μέσω της μείωσης του μεγέθους και του κόστους του απαραίτητου εξοπλισμού. Η τεχνολογία των δορυφορικών συστημάτων συνεχώς εξελίσσεται και οι δορυφορικές τηλεπικοινωνίες αναμένεται να έχουν πρωτεύοντα ή/και συμπληρωματικό ρόλο στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, ιδιαίτερα σε απομακρυσμένες και αραιοκατοικημένες περιοχές ή σε περιοχές με ιδιαίτερα μορφολογικά χαρακτηριστικά (νησιωτικές, ορεινές).

#### 1.1.1 Εισαγωγικά στοιχεία

Οι δορυφορικές επικοινωνίες αποτελούν αποδοτική λύση για διάφορες εφαρμογές και υπηρεσίες ευρυεκπομπής (broadcast) και πολλαπλής εκπομπής (multicast). Ορόσημο για τις δορυφορικές επικοινωνίες αποτέλεσε η ανάπτυξη του δορυφορικού προτύπου DVB-S (1993), το οποίο χρησιμοποιείται μέχρι σήμερα, κυρίως για την παροχή τηλεοπτικών υπηρεσιών απευθείας στην οικία του χρήστη (Direct to The Home, DTH) και η μεταγενέστερη εξέλιξή του, το πρότυπο DVB-S2 το οποίο αναπτύχθηκε το 2003 και έδωσε πρόσθετες δυνατότητες και βελτιωμένη επίδοση στις δορυφορικές τηλεπικοινωνίες. Τα τελευταία έτη, με την ανάπτυξη και εφαρμογή του δορυφορικού προτύπου DVB-S2, κατέστη δυνατή η αξιόπιστη παροχή υπηρεσιών διαδικτύου μέσω δορυφόρου. Τα πλεονεκτήματα των σύγχρονων δορυφορικών συστημάτων περιλαμβάνουν

- τη δυνατότητα γρήγορης εγκατάστασης (fast deployment),

- την αναισθησία του συστήματος από την απόσταση συγκρινόμενο με άλλα επίγεια συστήματα,
- την εύκολη επεκτασιμότητα (Scalability) ενός υπάρχοντος συστήματος και την άμεση παγκόσμια παρουσία, καθώς τρεις γεωστατικοί δορυφόροι είναι ικανοί να καλύψουν το μεγαλύτερο εμπορικά αξιοποιήσιμο ποσοστό της επιφάνειας της Γης.

Επιπροσθέτως, ο δορυφόρος μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε στο δίκτυο κορμού ενός παρόχου (Trunking), είτε στο τελευταίο βήμα, για την παροχή υπηρεσιών στον πελάτη (Last mile). Επίσης, οι δορυφορικές υπηρεσίες αποτελούν αποδοτική λύση όσον αφορά το κόστος μη συμμετρικών ζεύξεων, ενώ ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων μπορεί να προσαρμοστεί ανάλογα με την απαίτηση του πελάτη (On-demand).

### 1.1.2 Είδη Δορυφορικών Συστημάτων

Τα δορυφορικά συστήματα μπορούν να κατηγοριοποιηθούν με βάση το είδος της τροχιάς του δορυφόρου. Τα γεωστατικά *δορυφορικά συστήματα (Geostationary, GEO)* όπου το ίχνος του δορυφόρου επί της Γης είναι σταθερό είναι τα πιο διαδεδομένα. Τρεις κατηγορίες μη γεωστατικών συστημάτων προκύπτουν ανάλογα με το τροχιακό ύψος του δορυφόρου: οι δορυφόροι χαμηλής τροχιάς (*Low Earth Orbit, LEO*), μέσης τροχιάς (*Medium Earth Orbit, MEO*) και υψηλής ελλειπτικής τροχιάς (*Highly Elliptical Orbit, HEO*).

Κάθε κατηγορία δορυφορικού συστήματος παρουσιάζει διαφορετικά χαρακτηριστικά. Τα γεωστατικά συστήματα έχουν μελετηθεί και εξελιχθεί σε μεγάλο βαθμό. Αποτελούν τα κυρίως εμπορικά αξιοποιήσιμα συστήματα στις δορυφορικές επικοινωνίες. Παρέχουν καλή κάλυψη σε περιοχές τις Γης με μεγάλο οικονομικό ενδιαφέρον αλλά αδυνατούν να καλύψουν περιοχές υψηλού γεωγραφικού πλάτους λόγω της πολύ μικρής γωνίας ανύψωσης. Η μεγάλη απόσταση του δορυφόρου από τη Γη (35.786km) εισάγει μεγάλες καθυστερήσεις στη μετάδοση της πληροφορίας καθώς και σημαντικές απώλειες διάδοσης ελευθέρου χώρου (*Free space loss, FSL*), όμως η σταθερότητά της έχει ως αποτέλεσμα τη χαμηλή διακύμανση της ισχύος λήψης. Παρά το γεγονός ότι χαρακτηρίζονται ως συστήματα γρήγορης ανάπτυξης (*Fast Deployment*) δεδομένου ότι μεσολαβεί μικρός χρόνος από την εκτόξευση μέχρι την πλήρη λειτουργία του συστήματος, το υψηλό κόστος κατασκευής και εκτόξευσης του δορυφόρου δεν μπορεί να θεωρηθεί αμελητέο. Επιπροσθέτως, η σταθερή γεωμετρία του συστήματος διευκολύνει την πρόβλεψη παρεμβολών και περιορίζει το φαινόμενο Doppler.



Τα μη γεωστατικά συστήματα εμφανίζουν παραπλήσια χαρακτηριστικά μεταξύ τους εξαιτίας της μεταβλητής θέσης κάθε δορυφόρου ως προς τη Γη. Κάθε δορυφόρος είναι ορατός από ένα συγκεκριμένο σημείο της Γης για περιορισμένα χρονικά διαστήματα. Για συστήματα ΜΕΟ, κάθε δορυφόρος είναι ορατός για χρονικά διαστήματα 50 έως 180 λεπτών. Για την παροχή αδιάλειπτης υπηρεσίας προς το χρήστη δημιουργείται η ανάγκη ύπαρξης πολλαπλών δορυφόρων που καλύπτουν δεδομένο σημείο επί της Γης διαδοχικά, μεταξύ των οποίων πραγματοποιείται διαπομπή (handover) του χρήστη.

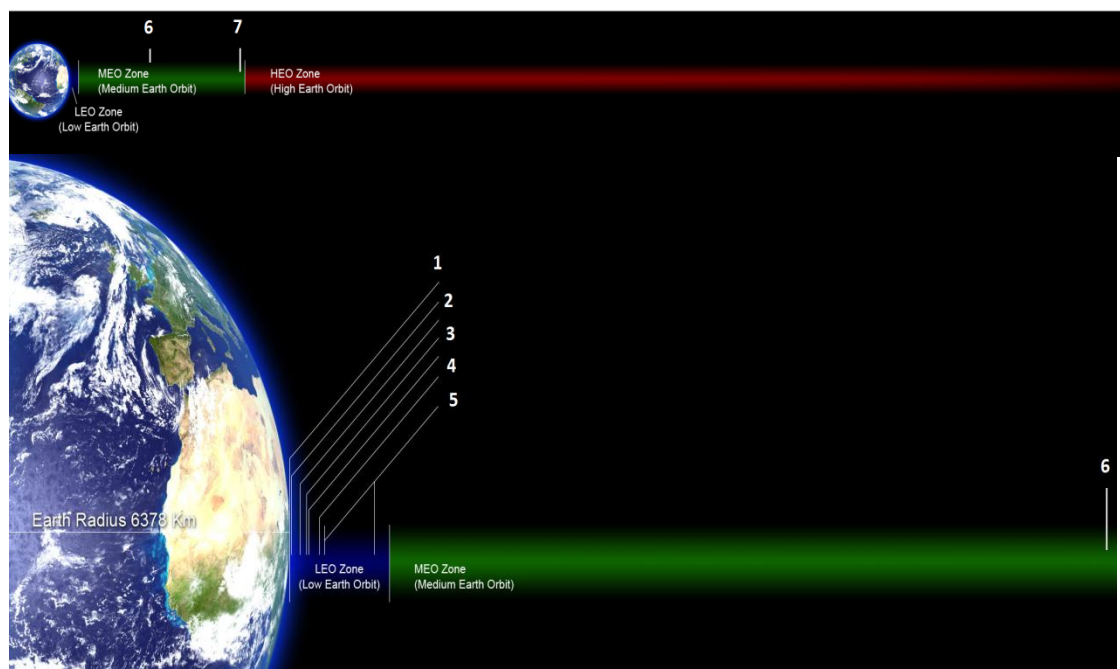
Η αρχιτεκτονική τέτοιων συστημάτων εμφανίζει αυξημένη πολυπλοκότητα. Η ένταση του σήματος στο χρήστη είναι μεταβλητή καθώς μεταβάλλεται συνέχεια η απόσταση και η γωνία ανύψωσης. Επίσης η σχετική κίνηση δέκτη και δορυφόρου οδηγεί στην εμφάνιση του φαινομένου Doppler και προκαλεί διακύμανση της καθυστέρησης (jitter), μεγέθη που υποβαθμίζουν την ποιότητα υπηρεσίας. Τέλος, ο μεγάλος αριθμός δορυφόρων που απαιτείται για παγκόσμια κάλυψη αυξάνει το κόστος ενός τέτοιου συστήματος. Για πραγματική παγκόσμια κάλυψη, απαιτούνται 80-90 δορυφόροι LEO σε τροχιακά ύψη 500-900km, οι οποίοι όμως θα παρέχουν κάλυψη και στους πόλους, περιοχές που αδυνατούν να καλύψουν οι δορυφόροι GEO. Αντίστοιχα, απαιτούνται 10-15 δορυφόροι ΜΕΟ σε τροχιακά ύψη 5.000km έως 10.000km. Για την κάλυψη περιοχών υψηλού γεωγραφικού πλάτους συστήνονται οι δορυφόροι υψηλής ελλειπτικής τροχιάς ΗΕΟ. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η τροχιακή θέση Molniya (Σχήμα 1.1) που χρησιμοποιήθηκε για την κάλυψη περιοχών υψηλού γεωγραφικού πλάτους, της πρώην Σοβιετικής Ένωσης.

Στο Σχήμα 1.1 παρουσιάζονται συνοπτικά οι κατηγορίες των τροχιακών θέσεων μαζί με τα τροχιακά ύψη σημαντικών δορυφόρων της Γης:

1. **0km**: Η επιφάνεια της θάλασσας λαμβάνεται ως σημείο αναφοράς
2. **215km**: Sputnik 1, Ο πρώτος τεχνητός δορυφόρος της Γης,
3. **340km**: Διεθνής Διαστημικός Σταθμός
4. **390km**: Ρωσικός διαστημικός σταθμός MIR
5. **20.350km**: Global Positioning System, (GPS) Satellites (Semi Synchronous orbit Satellites-κάθε δορυφόρος περιφέρεται της Γης σε 12 ώρες)
6. 35.786km: Γεωστατικοί δορυφόροι



Σχήμα 1.1: Δορυφορική τροχιά HEO



Σχήμα 1.2: Ύψη τροχιακών θέσεων

### 1.1.3 Τύποι Δορυφορικών Εφαρμογών

Τα πλεονεκτήματα που προσφέρουν τα δορυφορικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα οδήγησαν στην ανάπτυξη διαφόρων δορυφορικών υπηρεσιών σε αυτά. Η ιδιότητα των δορυφόρων να παρέχουν κάλυψη σε κάθε τμήμα της γήινης επιφάνειας διευκόλυσε σημαντικά την ανάπτυξη υπηρεσιών ευρυεκπομπής και πολλαπλής εκπομπής. Οι γεωστατικοί δορυφόροι, ακριβώς λόγω της ιδιότητάς τους να φαίνονται σταθεροί ως προς τη Γη, απορρόφησαν εξαρχής το μεγαλύτερο κομμάτι της ζήτησης. Εντούτοις, αφενός οι περιορισμένες θέσεις γεωστατικών δορυφόρων και αφετέρου η μεγάλη καθυστέρηση

διάδοσης που επιδρά δυσμενώς σε ορισμένες εφαρμογές οδήγησαν στην αξιοποίηση των δορυφόρων χαμηλής τροχιάς για μια σειρά υπηρεσιών, όπως η κινητή τηλεφωνία μέσω δορυφόρου. Σήμερα, τα δορυφορικά συστήματα κατέχουν σημαντική θέση στην αγορά των τηλεπικοινωνιών, παρέχοντας τη δυνατότητα ευρείας επιλογής υπηρεσιών. Τα είδη των εφαρμογών που παρέχονται από δορυφορικά συστήματα είναι τα εξής:

- Υπηρεσίες Τηλεόρασης και Βίντεο

Οι υπηρεσίες τηλεόρασης αποτελούν την πιο γνωστή στο ευρύ κοινό παρεχόμενη δορυφορική υπηρεσία και μία από τις πιο σημαντικές εμπορικές εφαρμογές των δορυφορικών συστημάτων. Είτε πρόκειται για εκπομπή σημείου προς πολλαπλά σημεία (point to multipoint) είτε για εκπομπή σημείου προς σημείο (point to point), τα δορυφορικά συστήματα παρέχουν το απαιτούμενο υπόβαθρο και έχουν σε μεγάλο βαθμό αντικαταστήσει τα επίγεια μικροκυματικά συστήματα σε εφαρμογές συνδρομητικής ή καλωδιακής (cable) τηλεόρασης. Τα τελευταία χρόνια, χαρακτηριστική είναι η μεγάλη διείσδυση της δορυφορικής ψηφιακής τηλεόρασης (*Direct to Home TV, DTH TV*) στο εμπορικό κοινό. Η τάση αυτή υποστηρίχθηκε σημαντικά από την εξέλιξη της τεχνολογίας εξοπλισμού που κατέστησε τις κεραιές των δεκτών μικρές σε μέγεθος και οικονομικά προσιτές για οικιακούς χρήστες καθώς και από την ανάπτυξη σχημάτων κωδικοποίησης και συμπίεσης που επιτρέπουν τη μεταφορά πολλών καναλιών σε κάθε φέρον του αναμεταδότη. Τα σχήματα κωδικοποίησης αποτελούν το κυρίως αντικείμενο μελέτης της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Όλα τα παραπάνω, σε συνδυασμό με την ιδιότητα των γεωστατικών δορυφόρων να εκπέμπουν το ίδιο σήμα σε γεωγραφικές περιοχές μεγάλης έκτασης, κατέστησαν την προαναφερθείσα επιλογή οικονομικά συμφέρουσα. Συμπερασματικά, οι υπηρεσίες τηλεόρασης αποτελούν σήμερα τεράστιο κομμάτι των δορυφορικών εφαρμογών.

- Εφαρμογές Σταθερής Τηλεφωνίας

Αν και τα τελευταία χρόνια η κινητή τηλεφωνία συνεχώς κερδίζει έδαφος, πολλά μειονεκτήματά της, καθιστούν τη σταθερή τηλεφωνία απαραίτητο κομμάτι των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών. Η σταθερή τηλεφωνία παρέχεται κατά το μεγαλύτερο ποσοστό ενσύρματα, ή μέσω μικροκυματικών ζεύξεων. Εντούτοις, σε περιοχές όπου η καλωδίωση είναι ασύμφορη και δεν υπάρχει οπτική επαφή για την εγκατάσταση μικροκυματικής ζεύξης, οι γεωστατικοί δορυφόροι αποτελούν μία καλή και συγκριτικά οικονομική λύση.

- Υπηρεσίες Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών

Οι σύγχρονες υπηρεσίες κινητής τηλεφωνίας παρέχουν ολοκληρωμένες υπηρεσίες επικοινωνίας στο χρήστη. Παρόλα αυτά, τα κυψελωτά συστήματα (*Cellular Systems*) στηρίζονται σε πυκνά δίκτυα κεραιών και η εγκατάστασή τους είναι εμπορικά συμφέρουσα κυρίως σε πυκνοκατοικημένες περιοχές. Για την παροχή υπηρεσιών κινητών και προσωπικών επικοινωνιών σε απομακρυσμένες περιοχές ή σε περιοχές που είναι αδύνατη η εγκατάσταση επίγειων ασυρμάτων δικτύων όπως για παράδειγμα στους ωκεανούς, αξιοποιήθηκαν δορυφορικά συστήματα. Η πρώτη εφαρμογή αυτού του τύπου υπηρεσιών από τα δορυφορικά συστήματα έγινε από την *κινητή ναυτική υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Maritime Mobile Satellite Service, MMSS)*, η οποία παρείχε υπηρεσίες σε χρήστες στη θάλασσα, αντικαθιστώντας τελικά τα προγενέστερα συστήματα επικοινωνιών των πλοίων. Κατόπιν εμφανίσθηκαν εφαρμογές κινητής τηλεφωνίας και για χρήστες στην *ξηρά (Land Mobile Satellite System, LMSS)*, ώστε να καθιερωθούν τα σημερινά ολοκληρωμένα δίκτυα δορυφορικών κινητών επικοινωνιών (*Mobile Satellite Systems, MSS*), τα οποία προσφέρουν υπηρεσίες συγκρίσιμες με τα επίγεια κυψελωτά συστήματα κινητής τηλεφωνίας.

- Υπηρεσίες Διαδικτύου και Μεταφοράς Δεδομένων

Οι δορυφορικές επικοινωνίες αξιοποιούνται επίσης για την μετάδοση διαφόρων τύπων δεδομένων κυρίως μέσω του *Πρωτοκόλλου Διαδικτύου (Internet Protocol, IP)*. Ο τυπικός αναμεταδότης των 36MHz της ζώνης συχνοτήτων C μπορεί να προσφέρει ρυθμούς μετάδοσης της τάξης των 60Mbps, μέγεθος ικανοποιητικό για εφαρμογές πολυμέσων, όταν διαμοιράζεται σε μικρό αριθμό χρηστών. Καθώς οι περισσότερες δορυφορικές εφαρμογές απαιτούν σχετικά μικρούς ρυθμούς μετάδοσης, τα δορυφορικά συστήματα δεδομένων, είναι σε θέση να εξυπηρετήσουν *τοπικά δίκτυα (Local Area Networks, LAN)* ή ακόμα και δίκτυα ευρύτερων περιοχών (*Wide Area Networks, WAN*). Η ανάπτυξη ευρυζωνικών δορυφορικών προτύπων (DVB-S2) με μεγαλύτερη χωρητικότητα οδήγησαν στην εκμετάλλευση των δορυφορικών συστημάτων για παροχή Internet. Μέσω του Internet είναι δυνατή η ολοκλήρωση όλων των τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών. Για το λόγο αυτό, η αξιόπιστη παροχή υπηρεσιών Internet είναι ουσιαστικό επίτευγμα του νέου δορυφορικού προτύπου.

## 1.2 Σχεδίαση Δορυφορικών Συστημάτων

### 1.2.1 Το Δορυφορικό Ραδιοφάσμα

Το φάσμα ραδιοσυχνοτήτων (*Radio Frequencies, RF*) αποτελεί κορεσμένο πόρο των ασύρματων τηλεπικοινωνιών και η πεπερασμένη φύση του οδηγεί στην ανάγκη ορθής αξιοποίησής του για τη βέλτιστη απόδοση των ασύρματων συστημάτων. Η ραγδαία ανάπτυξη νέων και απαιτητικών σε εύρος ζώνης δορυφορικών εφαρμογών οδήγησε τις τελευταίες δεκαετίες στη φασματική συμφόρηση των ζωνών συχνοτήτων L, S και C. Ιδιαίτερα, η ανάπτυξη των υπηρεσιών πολυμέσων και η τάση ενσωμάτωσης πολλών τύπων υπηρεσιών σε κοινά δίκτυα οδήγησαν σε σημαντική αύξηση των απαιτήσεων για εύρος ζώνης, όπου τα ασύρματα δίκτυα παραδοσιακά υστερούν. Προς επίλυση του προβλήματος υιοθετήθηκε η χρησιμοποίηση των υψηλότερων φασματικών ζωνών Ku, Ka, και V. Βέβαια, οι δεδομένοι περιορισμοί λόγω των μηχανισμών του δορυφορικού διαύλου σε αυτές τις συχνότητες -όπως αναλύονται σε επόμενη παράγραφο- αποτελούν περιοριστικό παράγοντα. Στον Πίνακα 1.1 παρουσιάζονται αναλυτικά οι φασματικές ζώνες που καταλαμβάνουν σήμερα οι δορυφορικές επικοινωνίες τόσο για τη ζεύξη επίγειου σταθμού-δορυφόρου (*προς τα άνω ζεύξη, up link*), όσο και για τη ζεύξη δορυφόρου-επίγειου σταθμού (*προς τα κάτω ζεύξη, down link*) και τα αντίστοιχα συστήματα που λειτουργούν σε αυτές, όπως έχουν εκχωρηθεί από τον Τομέα Ραδιοεπικοινωνιών της Διεθνούς Ένωσης Τηλεπικοινωνιών (*International Telecommunications Union Radiocommunications, ITU-R*).

Στον Πίνακα 1.1 αξίζει να παρατηρηθεί η κατά κανόνα εκχώρηση υψηλότερων συχνοτήτων στη ζεύξη uplink και χαμηλοτέρων στη ζεύξη downlink. Η μεγάλη φασματική απόσταση επιβάλλεται για τον ευκολότερο διαχωρισμό των λειτουργιών του δορυφόρου ως πομπού και δέκτη. Η κατά κανόνα επιβολή υψηλότερων συχνοτήτων στην άνω ζεύξη, μειώνει τις παρεμβολές των επίγειων σταθμών, οι οποίοι εκπέμπουν με μεγάλη ισχύ, σε άλλα επίγεια συστήματα χαμηλότερων συχνοτήτων. Επίσης, η χαμηλότερη συχνότητα της προς τα κάτω ζεύξης περιορίζει τις ανάγκες ενίσχυσης του σήματος στον δορυφόρο προφυλάσσοντας τη ζεύξη από τις μεγαλύτερες αποσβέσεις που συνεπάγεται η διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε υψηλότερες συχνότητες.

Πέραν των υπηρεσιών που έχουν οριστεί στον Πίνακα 1.1, η ITU έχει θεσπίσει και άλλες περισσότερο εξειδικευμένες κατηγορίες υπηρεσιών όπως η διαδορυφορική υπηρεσία (*InterSatellite Service, ISS*), η υπηρεσία ραδιοεντοπισμού μέσω δορυφόρου (*Radio Determination Satellite Service, RDSS*), η υπηρεσία πλοήγησης μέσω δορυφόρου (*Radio*

Navigation Satellite Service, RNSS), η κινητή ναυτική υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Maritime Mobile Satellite Service) κ. α.

Όνομασία Ζώνης Συχνοτήτων	Συχνότητα κάτω ζεύξης	Συχνότητα άνω ζεύξης	Κατηγορίες Τηλεπικοινωνιακών Υπηρεσιών
L-ζώνη	1 GHz	2 GHz	Κινητή υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Mobile Satellite Service, MSS)  Κινητή υπηρεσία ξηράς μέσω δορυφόρου (Land Mobile Satellite Service, LMSS)
S-ζώνη	2 GHz	4 GHz	Κινητή υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Mobile Satellite Service, MSS)  Υπηρεσία έρευνας του διαστήματος (Space Research Service)
C-ζώνη	4 GHz	8 GHz	Σταθερή Υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Fixed Satellite Service, FSS)
X-ζώνη	8 GHz	12.5 GHz	Σταθερή Υπηρεσία μέσω δορυφόρου για στρατιωτικούς σκοπούς (Fixed Satellite Service military communication)
Ku-ζώνη	12.5 GHz	18 GHz	Σταθερή Υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Fixed Satellite Service, FSS)  Υπηρεσία εκπομπής μέσω δορυφόρου (Broadcast Satellite Service, BSS)
K-ζώνη	18 GHz	26.5 GHz	Σταθερή Υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Fixed Satellite Service, FSS)  Υπηρεσία εκπομπής μέσω δορυφόρου (Broadcast Satellite Service, BSS)
Ka-ζώνη	26.5 GHz	30 GHz	Σταθερή Υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Fixed Satellite Service, FSS)  Υπηρεσία εκπομπής μέσω δορυφόρου (Broadcast Satellite Service, BSS)

Πίνακας 1.1: Δορυφορικές Ζώνες συχνοτήτων και οι υπηρεσίες στις οποίες έχουν εκχωρηθεί

## 1.2.2 Βασικά προβλήματα στη σχεδίαση Δορυφορικών Συστημάτων

Η υπέρβαση του κατωφλίου των 10GHz, ως αποτέλεσμα της φασματικής συμφόρησης στις χαμηλότερες ζώνες, έχει δυσμενείς επιπτώσεις στις δορυφορικές επικοινωνίες λόγω των φυσικών φαινομένων που σχετίζονται με τη διάδοση των ραδιοκυμάτων στην ατμόσφαιρα. Για την ορθότερη αντιμετώπισή τους οι παρεχόμενες υπηρεσίες πρέπει να διαχωριστούν σε υπηρεσίες ευαίσθητες ως προς τα λάθη (Loss Sensitive), υπηρεσίες ανεκτικές ως προς τα λάθη, υπηρεσίες ευαίσθητες ως προς την καθυστέρηση (Delay Sensitive ) και υπηρεσίες ανεκτικές ως προς την καθυστέρηση (Delay Tolerant). Ένας ενδεικτικός διαχωρισμός δορυφορικών υπηρεσιών ως προς τις απαιτήσεις τους για ικανοποιητική ποιότητα υπηρεσιών στο χρήστη παρουσιάζεται στον Πίνακα 1.2.

Ανοχή στα λάθη	Συνομιλία φωνής και video	Μηνύματα φωνής και video	Ροή ήχου και video	Fax
Έλλειψη ανοχής στα λάθη	Telnet, διαδραστικά παιχνίδια	Συναλλαγές (e-mail, internet browsing, e-commerce)	Μηνύματα κειμένου, downloads (π.χ. FTP)	Αφιξη e-mail
	Διαδραστικές (καθυστέρηση << 1 sec)	Με απόκριση (καθυστέρηση ~ 2 sec)	Με χρονικό περιορισμό (καθυστέρηση ~ 10 sec)	Μη κρίσιμες (καθυστέρηση >> 10 sec)

Πίνακας 1.2: κατηγορίες ποιότητας υπηρεσίας IP σύμφωνα με τη σύσταση της ITU-T Y.1541

Στον Πίνακα 1.2 παρουσιάζεται μία κατηγοριοποίηση εφαρμογών του πρωτοκόλλου IP ως προς την ποιότητα υπηρεσιών QoS (Quality of Service), όπως προκύπτει από τη σύσταση Y.1541 του Τομέα Προτυποποίησης Τηλεπικοινωνιών της Διεθνούς Ένωσης Τηλεπικοινωνιών (ITU-T, International Telecommunications Union-Telecom Standardization). Η εν λόγω σύσταση είχε ως στόχο τον προσδιορισμό των στόχων της από άκρου-σε-άκρο επίδοσης του πρωτοκόλλου IP κατηγοριοποιώντας τις εφαρμογές σε οκτώ κατηγορίες QoS όπως παρουσιάζονται στον πίνακα, ανάλογα με την ανοχή στα λάθη και την καθυστέρηση. Οι κατηγορίες αφορούν κυρίως υπηρεσίες δεδομένων και εφαρμογές πραγματικού χρόνου.

Για την κατάρτιση του Πίνακα 1.2, η ITU-T έχει ορίσει τις παραμέτρους επίδοσης ενός δικτύου IP. Οι τέσσερις παράμετροι επίδοσης είναι:

- Η καθυστέρηση μετάδοσης πακέτων (Packet Transfer Delay, PTD)
- Η μεταβολή της καθυστέρησης πακέτων (Packet Delay Variation, PDV)
- Το ποσοστό απωλειών πακέτων (Packet Loss Ratio, PLR)
- Το ποσοστό λανθασμένων πακέτων (Packet Error Ratio, PER)

Τα μεγέθη PLR και PER ταυτίζονται όταν η εμφάνιση λάθους σε ένα πακέτο συνεπάγεται την επαναμετάδοση του.

Τα βασικά προβλήματα που πρέπει να ληφθούν υπόψη κατά τη σχεδίαση ενός δορυφορικού συστήματος είναι τα εξής:

### 1. Καθυστέρηση Διάδοσης

Κυρίαρχο πρόβλημα στις δορυφορικές επικοινωνίες αποτελεί η καθυστέρηση διάδοσης του σήματος (Round trip propagation delay, RTD). Η μεγάλη απόσταση που πρέπει να διανύσει το σήμα από τον επίγειο σταθμό στον δορυφόρο και στη συνέχεια στον επίγειο δέκτη, καθυστερεί το ηλεκτρομαγνητικό κύμα κατά εκατοντάδες milliseconds. Συγκεκριμένα, για να διαδοθεί το ηλεκτρομαγνητικό κύμα από τον επίγειο σταθμό σε ένα δορυφορικό αναμεταδότη και να επιστρέψει σε ένα επίγειο δέκτη θα καλύψει απόσταση μεγαλύτερη των  $(35786\text{Km}) \cdot 2$ , η οποία μεταφράζεται σε καθυστέρηση μεγαλύτερη των 35 msec. Η καθυστέρηση διάδοσης στις δορυφορικές επικοινωνίες εξαρτάται από τη δορυφορική τροχιά, τη σχετική θέση του χρήστη επί της Γης και το είδος του δορυφόρου. Συγκεκριμένα, στην περίπτωση αναγεννητικού δορυφόρου η καθυστέρηση διάδοσης περιλαμβάνει μία απλή μετάβαση από τον επίγειο σταθμό στο δορυφόρο και πίσω στη Γη, ενώ στην περίπτωση αναμεταδότη τύπου bent-ripe περιλαμβάνει διπλή μετάβαση καθώς το κέντρο ελέγχου του δικτύου βρίσκεται στον επίγειο σταθμό. Στην περίπτωση γεωστατικών αναγεννητικών δορυφόρων, η RTD κυμαίνεται μεταξύ 239-280ms ανάλογα με την θέση του επίγειου τερματικού. Η καθυστέρηση διάδοσης μπορεί ακόμη να αναφέρεται σε σύνδεση με πολλαπλές ζεύξεις όπου για GEO δορυφόρους λαμβάνει τιμές 480-558ms. Η αύξηση του ύψους της δορυφορικής τροχιάς καθώς επίσης και η μείωση της γωνίας ανύψωσης οδηγούν σε επιδείνωση της καθυστέρησης διάδοσης. Για το λόγο αυτό, οι δορυφόροι χαμηλής και μέσης τροχιάς εμφανίζουν μικρότερες τιμές RTD από τους GEO δορυφόρους. Η μέγιστη τιμή της καθυστέρησης για δεδομένο δορυφόρο εξαρτάται από την ελάχιστη γωνία ανύψωσης, δηλαδή τη γωνία ανύψωσης στο άκρο της περιοχής κάλυψης.



Υψηλές τιμές της καθυστέρησης διάδοσης δημιουργούν προβλήματα σε εφαρμογές ευαίσθητες ως προς την καθυστέρηση (delay sensitive) όπως οι υπηρεσίες πραγματικού χρόνου (π.χ. υπηρεσίες φωνής) και οι διαδραστικές υπηρεσίες (π.χ. Internet). Σημαντικό πρόβλημα εμφανίζουν καθιερωμένα και αξιόπιστα πρωτόκολλα του στρώματος μεταφοράς (TCP/IP) όπου η μεγάλη καθυστέρηση επιβαρύνει τις διαδικασίες ανταλλαγής μηνυμάτων οδηγώντας το πρωτόκολλο σε μειωμένες επιδόσεις.

## II. Ατμοσφαιρικά Φαινόμενα

Κυρίαρχο πρόβλημα στις σύγχρονες δορυφορικές επικοινωνίες αποτελεί η σημαντική εξασθένηση του σήματος λόγω φυσικών φαινομένων, ιδιαίτερα για τις συχνότητες άνω των 10GHz. Οι επιδράσεις της ατμόσφαιρας που προκαλούν εξασθένηση του δορυφορικού σήματος διακρίνονται σε:

- Απόσβεση λόγω ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων: είναι το σημαντικότερο είδος απόσβεσης ανάμεσα στις ατμοσφαιρικές επιδράσεις. Κυρίαρχη είναι η επίδραση της βροχής, για την οποία έχουν αναπτυχθεί διάφορα μοντέλα πρόβλεψης με κύριες παραμέτρους το ρυθμό βροχόπτωσης, το ενεργό μήκος της ραδιοζεύξης και το ύψος της βροχόπτωσης. Οι ατμοσφαιρικές κατακρημνίσεις αυξάνουν και τον προστιθέμενο στο σήμα θόρυβο.
- Απόσβεση λόγω απορρόφησης από ατμοσφαιρικά αέρια: Τα κυρίαρχα στοιχεία που αποτελούν την ατμόσφαιρα, δηλαδή το οξυγόνο και η υγρασία, συμβάλλουν σημαντικά στις αποσβέσεις που υπόκειται το δορυφορικό σήμα ανάλογα με τη συχνότητά του: Αμελητέα είναι η επίδρασή τους για συχνότητες κάτω των 10 GHz. Μεταξύ 10-150GHz το οξυγόνο αποτελεί την κύρια πηγή απόσβεσης, ενώ άνω των 150 GHz η υγρασία έχει κυρίαρχη συμβολή. Επιπροσθέτως, τα σύννεφα και η ομίχλη επηρεάζουν συστήματα που λειτουργούν σε συχνότητες άνω των 30 GHz. Αυτό το είδος της απόσβεσης εξαρτάται από την πυκνότητα και τη θερμοκρασία της υγρασίας και η πρόβλεψή της στηρίζεται σε εμπειρικά μοντέλα.
- Ταχείες μεταβολές: δορυφορικά συστήματα που λειτουργούν με γωνίες ανύψωσης άνω των 10 μοιρών και συχνότητες άνω των 10 GHz υποφέρουν από φαινόμενα αποπώλωσης, μεταβολής της φάσης και του πλάτους του σήματος, καθώς και της γωνίας άφιξης. Τα φαινόμενα αυτά οφείλονται στη μεταβολή του δείκτη διάθλασης της ιονόσφαιρας.

### III. Απώλειες δεδομένων

Λόγω των ατμοσφαιρικών επιδράσεων, τα δορυφορικά δίκτυα εμφανίζουν υψηλά ποσοστά λανθασμένων ψηφίων (Bit Error Ratio, BER). Λύση στο πρόβλημα δίνει η κωδικοποίηση διόρθωσης λαθών (Forward Error Correction, FEC) η οποία, με αντάλλαγμα τη μείωση του ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας, διορθώνει μεγάλο ποσοστό λαθών. Τα σχήματα FEC των σύγχρονων ασύρματων συστημάτων μελετώνται στο Κεφάλαιο 2

#### 1.2.3 Διαθεσιμότητα και ποιότητα υπηρεσιών σε Δορυφορικά Συστήματα

Τα ψηφιακά συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών αξιολογούνται ως προς την ποιότητά τους, με βάση τη διαθεσιμότητα και την ποιότητα υπηρεσιών που επιτυγχάνουν. Η διαθεσιμότητα εκφράζεται από το χρονικό ποσοστό στη διάρκεια ενός έτους κατά το οποίο ο δέκτης διατηρεί το συγχρονισμό του. Για να διατηρείται ο συγχρονισμός, το ποσοστό λανθασμένων ψηφίων δεν πρέπει να υπερβαίνει μία στάθμη κατωφλίου  $BER_{th}$ . Η ποιότητα υπηρεσιών σχετίζεται με το ποσοστό λανθασμένων ψηφίων που προκύπτει στην έξοδο του αποκωδικοποιητή του δέκτη. Η αξιοπιστία ενός συστήματος περιγράφεται ποσοτικά από το ποσοστό του χρόνου κατά το οποίο επιτυγχάνεται ποσοστό λαθών μεγαλύτερο μίας συγκεκριμένης στάθμης. Κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος κύριος στόχος είναι η ικανοποίηση των ζητούμενων προδιαγραφών ποιότητας των παρεχόμενων υπηρεσιών με ταυτόχρονη ελαχιστοποίηση του κόστους. Ως *περιθώριο διαλείψεων (fade margin)* σε σχέση με τη λειτουργία υπό συνθήκες καθαρού ουρανού ορίζεται η στάθμη απόσβεσης, η υπέρβαση της οποίας οδηγεί το σύστημα σε απώλεια συγχρονισμού και το θέτει εκτός λειτουργίας.

Η ποιότητα υπηρεσιών ενός δορυφορικού συστήματος -ομοίως με ένα οποιοδήποτε δίκτυο όπως παρουσιάστηκε στην παράγραφο 1.2.2- εξαρτάται από τρεις βασικούς παράγοντες:

- Την καθυστέρηση διάδοσης (RTD)
- Το ποσοστό λανθασμένων πακέτων (PER) ή ισοδύναμα το ποσοστό λανθασμένων ψηφίων (BER)
- Τη διακύμανση της καθυστέρησης (jitter)

Το ποσοστό λανθασμένων ψηφίων σε ένα σύστημα είναι φθίνουσα συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου. Οι παρεχόμενες υπηρεσίες μπορούν να διαχωριστούν σε υπηρεσίες *ευαίσθητες ως προς τις απώλειες (Loss Sensitive)* και υπηρεσίες *ευαίσθητες ως*

προς την καθυστέρηση (*Delay Sensitive*). Η διακύμανση της καθυστέρησης (*jitter*) είναι αμελητέα σε γεωστατικά συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών καθώς η σταθερή θέση του δορυφόρου ως προς τη Γη ελαχιστοποιεί τις όποιες μεταβολές στην καθυστέρηση.

Η Ποιότητα Υπηρεσίας σε δορυφορικές υπηρεσίες κίνησης διαδικτύου είναι ζήτημα υψηλής σημασίας για τις σύγχρονες τηλεπικοινωνίες. Η ποιότητα υπηρεσίας εξασφαλίζει εγγυημένη εξυπηρέτηση των εφαρμογών από τον πάροχο της υπηρεσίας προς το απομακρυσμένο τερματικό ικανοποιώντας τις προδιαγραφές καθυστέρησης και απώλειας πακέτων. Οι προδιαγραφές της QoS διαφέρουν ανάλογα με το είδος της εφαρμογής. Οι περισσότερες εφαρμογές είναι ευαίσθητες στην απώλεια πακέτων. Οι εφαρμογές δεδομένων δεν παρουσιάζουν ευαισθησία ως προς την καθυστέρηση ενώ οι εφαρμογές audio και video απαιτούν σταθερή εκχώρηση εύρους ζώνης [24].

Η παροχή υπηρεσιών διαδικτύου στηρίζεται σε πρωτόκολλα στρώματος μεταφοράς (TCP, UDP) τα οποία εμφανίζουν χαμηλές επιδόσεις στα δορυφορικά δίκτυα. Αιτία της χαμηλής επίδοσης αποτελεί η μεγάλη καθυστέρηση διάδοσης σε μία δορυφορική ζεύξη. Ο αυξημένος χρόνος διάδοσης (RTT) ερμηνεύεται λανθασμένα από το πρωτόκολλο TCP ως συμφόρηση του δικτύου. Αποτέλεσμα αυτού είναι, χωρίς να υπάρχει αυξημένη κίνηση δεδομένων, να μειώνεται ο ρυθμός αποστολής νέων δεδομένων οδηγώντας σε πολύ χαμηλή ψηφιακή κίνηση στο δορυφορικό δίκτυο. Εκτεταμένες έρευνες έχουν δώσει λύση στο συγκεκριμένο ζήτημα, προσαρμόζοντας το πρωτόκολλο TCP στις ιδιαιτερότητες του δορυφορικού διαύλου (TCP Splitting, congestion window increase etc).

### 1.3 Εξασφάλιση ποιότητας υπηρεσιών σε Δορυφορικά Δίκτυα

Η αύξηση του περιθωρίου διαλείψεων βελτιστοποιεί την ποιότητα υπηρεσιών. Εντούτοις, για τον πάροχο υπηρεσιών είναι επιθυμητή η λειτουργία υπό όσο το δυνατόν χαμηλότερο περιθώριο διαλείψεων για δεδομένη ποιότητα υπηρεσιών στο χρήστη. Επίσης, η ισχύς εκπομπής οφείλει να περιορίζεται σε περίπτωση που το σύστημα παρεμβάλλει σε γειτονικά συστήματα. Γενική προσέγγιση του προβλήματος αποτελεί η προσπάθεια μείωσης της ισχύος του θορύβου, επιλέγοντας βέλτιστες συνθήκες διαύλου και δέκτες χαμηλού εσωτερικού θορύβου. Επίσης, η επιλογή πολλαπλών διαδρομών διάδοσης του σήματος, δηλαδή η χρησιμοποίηση της τεχνικής διπλής ή τριπλής διαφορικής λήψης, βελτιώνει περαιτέρω την επίδοση του συστήματος. Γενικά, η σχεδίαση ενός συστήματος στηρίζεται στην πρόβλεψη καλής λειτουργίας υπό των χειρότερων πιθανών συνθηκών (worst case

scenario). Παρόλα αυτά, λόγω του αυξημένου κόστους των δορυφορικών υπηρεσιών, η κατασπατάληση πόρων δεν είναι επιθυμητή. Για το λόγο αυτό έχουν αναπτυχθεί νέοι τρόποι σχεδίασης οι οποίοι παρουσιάζονται στη συνέχεια.

### 1.3.1 Τεχνικές Αντιμετώπισης Διαλείψεων στο Δορυφορικό Δίαυλο

Στα πλαίσια της προσπάθειας μείωσης του περιθωρίου διαλείψεων με παράλληλη διατήρηση της ποιότητας υπηρεσιών στο χρήστη έχουν αναπτυχθεί τεχνικές αντιμετώπισης των διαλείψεων στο δορυφορικό δίαυλο (*Fade Mitigation Techniques, FMT*). Τα αντίμετρα FMT διακρίνονται σε τρεις κύριες κατηγορίες ανάλογα με την τεχνική που χρησιμοποιείται [4]:

#### 1. Τεχνικές Ελέγχου του EIRP

Ως EIRP ορίζεται το γινόμενο της ισχύος και του κέρδους της κεραίας εκπομπής εκφρασμένο συνήθως σε dBW. Ο έλεγχος επιτυγχάνεται είτε μέσω του ελέγχου της ισχύος εκπομπής είτε μέσω του ελέγχου του κατευθυντικού κέρδους της κεραίας ώστε να αντισταθμίζονται οι απώλειες διάδοσης. Οι ρυθμίσεις ισχύος πραγματοποιούνται είτε στον επίγειο σταθμό, *έλεγχος ισχύος άνω ζεύξης (Uplink Power Control, ULPC)* είτε στον δορυφόρο, *έλεγχος ισχύος κάτω ζεύξης (DownLink Power Control, DLPC)*. Η ρύθμιση του κατευθυντικού κέρδους γίνεται στην κεραία του δορυφόρου και είναι γνωστή ως *διαμόρφωση λεπτής δέσμης (Spot Beam Shaping, SBS)*

Ανάλογα με τον τρόπο λήψης της απόφασης για τον έλεγχο ισχύος, προκύπτουν δύο ευρύτερες κατηγορίες:

- **Έλεγχος ισχύος ανοιχτού βρόχου:** όπου η απόφαση για τον έλεγχο λαμβάνεται στηριζόμενη σε πρόσφατες μετρήσεις της λαμβανόμενης ισχύος.
- **Έλεγχος ισχύος κλειστού βρόχου:** όπου η λήψη της απόφασης στηρίζεται όχι μόνο σε εκτιμήσεις της κατάστασης του διαύλου αλλά και σε πληροφορίες που ανατροφοδοτούνται από το δέκτη. Η απόφαση είναι αμφίπλευρη, γεγονός που βελτιώνει κατά πολύ την επίδοση της μεθόδου αλλά εισάγει πολύ μεγάλη καθυστέρηση στο σύστημα.

## 2. Προσαρμοστικές Τεχνικές Μετάδοσης

Οι προσαρμοστικές τεχνικές μετάδοσης είναι αντίμετρα που κάνουν χρήση κοινών τηλεπικοινωνιακών πόρων [4]. Αφορούν τη μεταβολή στον τρόπο επεξεργασίας ή μετάδοσης του σήματος σε διάφορους κόμβους ενός δορυφορικού συστήματος όταν υπάρχει υποβάθμιση της ζεύξης. Οι τεχνικές αυτές χρησιμοποιούνται κατά κόρον στα πρότυπα DVB-S2 και WiMax. Διακρίνονται σε τρεις κατηγορίες:

- **Προσαρμοστική Κωδικοποίηση (Adaptive Coding, AC):** η οποία συνίσταται στην προσθήκη πλεοναζόντων ψηφίων ώστε να προσδίδεται στον ψηφιακό αποκωδικοποιητή η δυνατότητα διόρθωσης λαθών που έχουν προκύψει κατά τη μετάδοση.
- **Προσαρμοστική διαμόρφωση (Adaptive Modulation, AM):** Η τεχνική αυτή στηρίζεται στην ελάττωση της φασματικής απόδοσης της ζεύξης, όταν εμφανίζονται διαλείψεις. Με την ελάττωση της φασματικής απόδοσης, μειώνεται ο αριθμός σημείων του φασματικού χώρου. Η αραιώση των σημείων οδηγεί σε αύξηση της ελάχιστης απόστασης μεταξύ δύο διαφορετικών σημείων. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της στάθμης EbNo που απαιτείται για την επίτευξη συγκεκριμένης στάθμης BER. Στις πρότυπο DVB-S2, το σύστημα επιλέγει μεταξύ των διαμορφώσεων QPSK, 8PSK, 16APSK και 32APSK. Υπό καλές συνθήκες χρησιμοποιούνται οι 16/32-APSK επιτυγχάνοντας υψηλές φασματικές αποδόσεις. Κατά την επιδείνωση των συνθηκών, το σύστημα μεταβαίνει σε διαμορφώσεις QPSK/8PSK χαμηλής φασματικής απόδοσης, διατηρώντας έτσι σταθερή τη στάθμη BER και κατά συνέπεια την ποιότητα υπηρεσίας στο χρήστη.
- **Ελάττωση του ρυθμού μετάδοσης (Data Rate reduction):** Η τεχνική αυτή συνίσταται στη μείωση του ρυθμού μετάδοσης ψηφίων πληροφορίας όταν το σύστημα παρακολούθησης του δορυφορικού διαύλου προβλέπει επιδείνωση των συνθηκών. Η μείωση του ρυθμού οδηγεί σε ανάλογη μείωση του απαιτούμενου σηματοθορυβικού λόγου για την επίτευξη δεδομένου BER.

## 3. Διαφορική Προστασία

Για την αντιμετώπιση των μειονεκτημάτων των τεχνικών που ήδη παρουσιάστηκαν, αναπτύχθηκαν σχήματα διαφορικής προστασίας (*Diversity protection*). Η διαφορική προστασία εκμεταλλεύεται την τυχαία συμπεριφορά των μετεωρολογικών φαινομένων και

την αποσυσχέτιση της εμφάνισής τους σε διαφορετικές διαδρομές διάδοσης, ιδιαίτερα όταν οι διαφορετικές διαδρομές απέχουν αρκετά μεταξύ τους. Έτσι, επιτυγχάνεται μεγαλύτερη διαθεσιμότητα της ζεύξης με χαμηλότερο περιθώριο διαλείψεων. Τα σχήματα διαφορικής προστασίας στηρίζονται στην ταυτόχρονη λήψη του σήματος της προς τα κάτω ζεύξης μέσω δύο (διπλή διαφορική λήψη) ή τριών (τριπλή διαφορική λήψη) διαφορετικών οδεύσεων του ηλεκτρομαγνητικού κύματος. Διακρίνονται σε δύο κατηγορίες:

- **Διαφορική λήψη θέσης (Site Diversity, SD):** όπου οι πολλαπλές οδεύσεις του ίδιου σήματος έχουν ως κατάληξη περισσότερους του ενός επίγειους σταθμούς.
- **Διαφορική λήψη δορυφορικής τροχιάς (Orbital Diversity, OD):** όπου οι πολλαπλές οδεύσεις του ίδιου σήματος έχουν ως αφετηρία περισσότερους του ενός δορυφόρους.

<i>FMT</i>	<i>Εύρος Ετήσιας διακύμανσης της διαθεσιμότητας (%)</i>	<i>Μέγιστο Κέρδος (dB)</i>	<i>Περιοριστικοί Παράγοντες</i>
<i>ULPC</i>	0.01-10	5 (σε VSAT) 15 (σε HUB)	Το εύρος διακύμανσης της ισχύος εκπομπής των επίγειων σταθμών
<i>DLPC</i>	0.01-10	3 (Ενισχυτές TWTA στο δορυφόρο)	Το εύρος διακύμανσης της ισχύος εκπομπής των δορυφόρων
<i>SBS</i>	0.01-10	5(κεραία δορυφόρου)	Περιορισμένη μέχρι τώρα έρευνα της μεθόδου
<i>HC/HM</i>	0.01-1	10-15(εύρος διακύμανσης της παραμέτρου Eb/No)	Οι ταυτόχρονες διαλείψεις σε πολλούς επίγειους σταθμούς
<i>DRR</i>	0.01-10	3-9	Υπάρχουν εφαρμογές που δεν επιδέχονται τη μέθοδο
<i>SD</i>	0.001-0.1	10-30(βροχή συνεκτικού τύπου)	Το υψηλό κόστος
<i>OD</i>	0.001-1	3-10	Η δυσκολία μεταγωγής μεταξύ δορυφόρων
<i>FD</i>	0.001-10	30 (μεταξύ ζωνών Ka και Ku)	Το υψηλό κόστος

**Πίνακας 1.3:** Σύγκριση τεχνικών αντιμετώπισης των διαλείψεων

Στον Πίνακα 1.2 παρουσιάζεται συνοπτική σύγκριση με βάση το κέρδος και τους περιοριστικούς παράγοντες, όλων των συστημάτων που έχουν παρουσιαστεί [4].

## Κεφάλαιο 2

# ΙΣΧΥΡΕΣ ΜΕΘΟΔΟΙ ΕΠΑΝΑΛΗΠΤΙΚΗΣ ΑΠΟΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ

---

Η αξιοπιστία της μετάδοσης μεγάλου όγκου πληροφορίας σε μικρό χρόνο υποβαθμίζεται λόγω της μετάδοσης σημάτων μέσω του ασυρμάτου διαύλου. Σύμφωνα με το θεώρημα χωρητικότητας του Shannon, κατά τη μετάδοση πληροφορίας είναι δυνατό να επιτευχθεί οσοδήποτε μικρή πιθανότητα λάθους με χρήση κατάλληλου κώδικα, υπό την προϋπόθεση ότι ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης  $R$  είναι μικρότερος από τη χωρητικότητα του διαύλου,  $C$ . Στην περίπτωση που  $R > C$ , δεν υπάρχει κώδικας που να μπορεί να οδηγήσει την πιθανότητα λάθους οσοδήποτε κοντά στο μηδέν. Μέσω της κωδικοποίησης FEC γίνεται δυνατή η ανίχνευση ή/και διόρθωση λαθών που προκαλούνται κατά τη μετάδοση της πληροφορίας μέσω του ασυρμάτου διαύλου. Οι τεχνικές κωδικοποίησης μπορούν να αντιμετωπίσουν ιδιαίτερα αποτελεσματικά τα ανεξάρτητα λάθη που εμφανίζονται σε διαύλους λευκού προσθετικού θορύβου Gauss (Additive White Gaussian Noise, AWGN). Η τεχνική της ανάδευσης ψηφίων, μπορεί να εφαρμοστεί επιπροσθέτως σε διαύλους που υποφέρουν από διαλείψεις για την αντιμετώπιση των καταιγισμών λαθών.

Το παρόν κεφάλαιο αποτελεί μια εισαγωγή στη θεωρία των ισχυρών τεχνικών κωδικοποίησης, που έχουν αναπτυχθεί και διαδοθεί τα τελευταία έτη στα σύγχρονα συστήματα ασυρμάτων επικοινωνιών. Συγκεκριμένα, παρουσιάζονται οι τεχνικές κωδικοποίησης με επίδοση που πλησιάζει τη χωρητικότητα του διαύλου και αποτελούν υποψήφια σχήματα για τα ασύρματα δίκτυα νέας γενιάς.

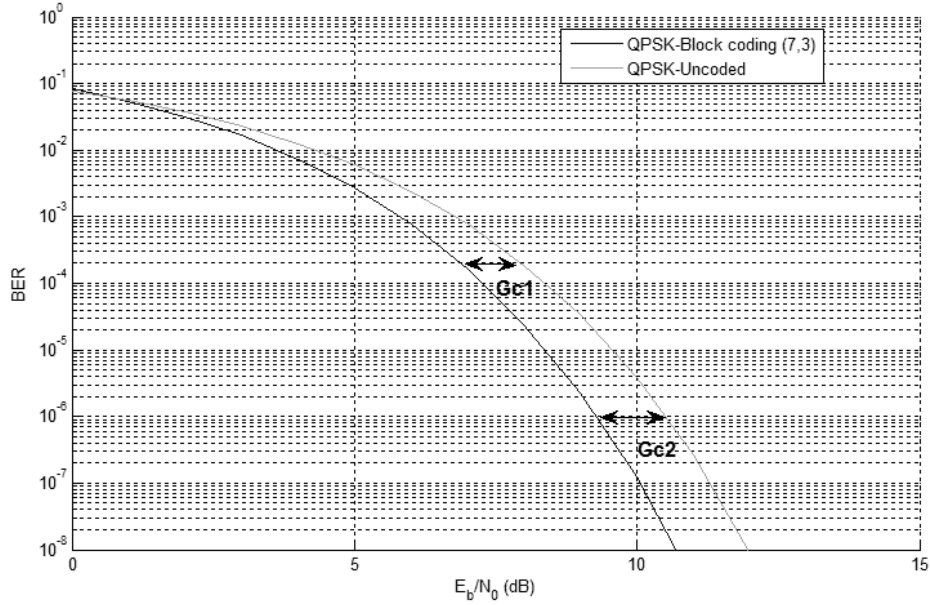
## 2.1 Τεχνικές Κωδικοποίησης Διαύλου

### 2.1.1 Εισαγωγικά στοιχεία

Ως κωδικοποίηση FEC ορίζεται η διαδικασία προσθήκης πλεοναζόντων ψηφίων στο αρχικό μήνυμα ώστε να αντιμετωπίζονται τα λάθη που προκαλούνται από διάφορα αίτια (θόρυβος, διαλείψεις) στο δίαυλο. Συγκεκριμένα, κατά την κωδικοποίηση,  $k$  ψηφία πληροφορίας αντιστοιχίζονται σε  $n$  κωδικοποιημένα ψηφία με αποτέλεσμα τη δημιουργία ενός σχήματος κωδικοποίησης  $(n,k)$ . *Κωδική λέξη* ονομάζεται η ομάδα  $n$  ψηφίων στην οποία κωδικοποιούνται τα  $k$  ψηφία πληροφορίας. Σε ένα δυαδικό κώδικα  $(n,k)$  υπάρχουν  $2^k$  διαφορετικές κωδικές λέξεις, όσες δηλαδή και οι πιθανές λέξεις πληροφορίας. Ως *ρυθμός κώδικα*  $R_c$  ορίζεται ο λόγος  $k/n$ , που είναι πάντα μικρότερος της μονάδας και αποτελεί μέτρο της διορθωτικής ικανότητας του κώδικα. Ένα σύστημα με ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας χωρίς κωδικοποίηση,  $R_b$ , μετά την κωδικοποίηση διαθέτει ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας  $R_b' = \left(\frac{k}{n}\right) \cdot R_b < R_b$ . Συνεπώς, για δεδομένο εύρος ζώνης της ζεύξης, ο ρυθμός μετάδοσης της πληροφορίας μειώνεται αλλά επιτυγχάνεται χαμηλότερο ποσοστό λαθών. Κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος, είναι αναγκαία η επιλογή της κατάλληλης ισορροπίας μεταξύ ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας και διορθωτικής ικανότητας του κώδικα. Όταν  $R_c \approx 1$  ο νέος ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας διατηρείται σε επίπεδα παραπλήσια του αρχικού, αλλά ο κώδικας έχει μικρή διορθωτική ικανότητα. Αντίθετα, κώδικες με  $R_c \ll 1$ , ενώ διορθώνουν μεγάλο μέρος των λαθών μετάδοσης, σπαταλούν το ωφέλιμο εύρος ζώνης της ζεύξης. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αυτής της σχέσης εμφανίζεται στα συστήματα που διαθέτουν προσαρμοστική κωδικοποίηση και διαμόρφωση (Adaptive Coding and Modulation, ACM). Στο πρότυπο DVB-S2, για παράδειγμα, υπό συνθήκες χαμηλής ισχύος λήψης επιλέγεται σχήμα κωδικοποίησης με πιθανούς ρυθμούς κώδικα 1/4, 1/3 ή 2/5 σε συνδυασμό με διαμόρφωση QPSK.

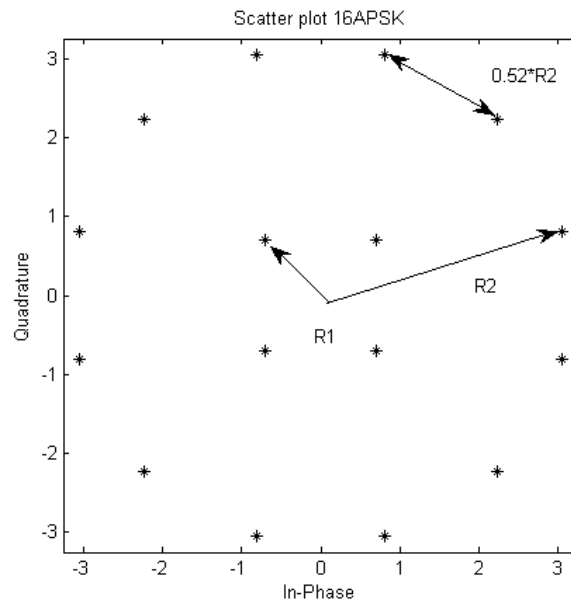
Η εφαρμογή κωδικοποίησης μετατοπίζει την καμπύλη πιθανότητας λάθους προς τα αριστερά μειώνοντας τον απαιτούμενο σηματοθορυβικό λόγο για την επίτευξη δεδομένης πιθανότητας λάθους. Ως *κέρδος κωδικοποίησης* ορίζεται η μείωση του σηματοθορυβικού λόγου που απαιτείται για να επιτευχθεί συγκεκριμένη πιθανότητα λάθους με την εφαρμογή της κωδικοποίησης. Παρατηρείται ότι το κέρδος κωδικοποίησης είναι υψηλότερο για μικρές τιμές πιθανότητας λάθους ή αντίστοιχα για υψηλούς σηματοθορυβικούς λόγους, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.1.





Σχήμα 2.1: Κέρδος κωδικοποίησης συναρτήσει ενέργειας ψηφίου

Ως ελάχιστη ευκλείδια απόσταση ενός κώδικα ορίζεται η ελάχιστη ευκλείδια απόσταση μεταξύ των κωδικών λέξεων στο χώρο των σημάτων. Για παράδειγμα, ο υπολογισμός της ελάχιστης ευκλείδιας απόστασης για τη διαμόρφωση 16APSK φαίνεται στο Σχήμα 2.2.



Σχήμα 2.2: Υπολογισμός ευκλείδιας απόστασης

## 2.1.2 Αποκωδικοποίηση Σκληρής και Ήπιας Απόφασης

Η επίδοση ενός συστήματος κωδικοποίησης FEC εξαρτάται από το αν ο αποκωδικοποιητής επιλέγει τη διαδικασία σκληρής ή ήπιας απόφασης (soft/hard decision decoding) κατά την επεξεργασία της λαμβανόμενης λέξης. Κατά τη διαδικασία σκληρής απόφασης, ο αποδιαμορφωτής, αποφασίζει για κάθε ψηφίο ξεχωριστά, αμελώντας πρόσθετη πληροφορία που φέρει η κωδική λέξη. Ο αποκωδικοποιητής λαμβάνει ως είσοδο αποδιαμορφωμένα ψηφία 0 ή 1, τα οποία σχηματίζουν τη λαμβανόμενη λέξη και την αποκωδικοποιεί ακολουθώντας διαδικασίες που θα αναλυθούν σε επόμενες παραγράφους. Αντιθέτως, κατά την αποκωδικοποίηση ήπιας απόφασης, το σύστημα λαμβάνει υπόψη τη λαμβανόμενη λέξη ως σύνολο, εκμεταλλευόμενο κατ' αυτόν τον τρόπο όλη τη διαθέσιμη πληροφορία.

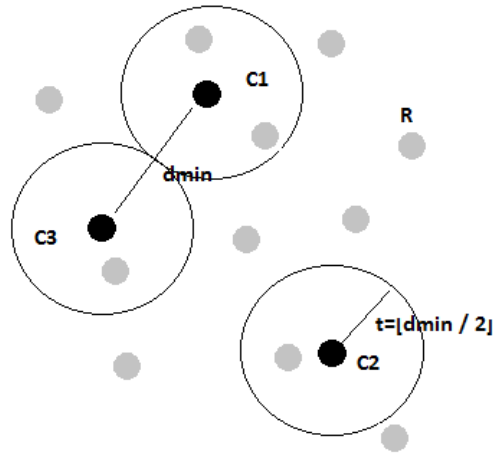
Η αποκωδικοποίηση σκληρής απόφασης βασίζεται είτε στο κριτήριο ελάχιστης απόστασης *Hamming*, είτε στο ισοδύναμο κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας (*Maximum Likelihood, ML*). Σύμφωνα με το κριτήριο ελάχιστης απόστασης Hamming (Σχέση 4.1), ο αποκωδικοποιητής συγκρίνει τη λαμβανόμενη λέξη  $R$  με τις  $2^k$  κωδικές λέξεις. Η κωδική λέξη  $C_j$  η οποία διαφέρει κατά τα λιγότερα δυνατά ψηφία από τη λαμβανόμενη, θεωρείται ότι έχει αποσταλεί.

$$d(C_j, R) \leq d(C_i, R), \quad \forall i \neq j \quad (2.1)$$

Ισοδύναμα, σύμφωνα με το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας (Σχέση 2.2) ο αποκωδικοποιητής επιλέγει ως έξοδο την κωδική λέξη  $C_j$  από την οποία προσδιορίζεται η μεγαλύτερη πιθανότητα να έχει προέλθει η ληφθείσα λέξη  $R$ .

$$C_j = \arg \max_i \Pr(C_i | R), \quad i = 0, \dots, 2^k - 1 \quad (2.2)$$

Στο Σχήμα 2.3 παρουσιάζεται ο χώρος των σημάτων όπου κάθε μαύρη κουκίδα αναπαριστά μία κωδική λέξη  $C_j$ . Η ελάχιστη απόσταση Hamming μεταξύ των κωδικών λέξεων είναι  $d_{min}$ . Οι γκρι κουκίδες αναπαριστούν τις λαμβανόμενες λέξεις  $R$ , ένα ή περισσότερα ψηφία των οποίων διαφέρουν από εκείνα της κωδικής λέξης που μεταδόθηκε. Κάθε κωδική λέξη θεωρείται στο κέντρο κύκλου με ακτίνα  $t = \lfloor 0.5d_{min} \rfloor$ .



Σχήμα 2.3: Αποκωδικοποίηση μέγιστης πιθανοφάνειας

Σύμφωνα με όσα έχουν αναφερθεί, η αποκωδικοποίηση σκληρής απόφασης διασφαλίζει ότι η λαμβανόμενη λέξη αποκωδικοποιείται ορθά όταν βρίσκεται σε απόσταση μικρότερη από  $t$  σε σχέση με την κωδική λέξη που έχει αποσταλεί και αλλοιώθηκε κατά τη μετάδοσή της. Συνεπώς ο κώδικας έχει την ικανότητα να διορθώσει το πολύ μέχρι  $t$  λάθη. Για το λόγο αυτό, η διορθωτική ικανότητα ενός κώδικα εξαρτάται από την ελάχιστη απόσταση των κωδικών λέξεων: Όσο περισσότερο απέχουν οι κωδικές λέξεις μεταξύ τους, τόσο περισσότερα λάθη είναι δυνατό να διορθώσει ο κώδικας.

Η πιθανότητα λάθους για συγκεκριμένη τιμή σηματοθορυβικού λόγου είναι δυνατό να μειωθεί με την αξιοποίηση χρήσιμης πληροφορίας, η οποία δεν λαμβάνεται υπόψη κατά την αποκωδικοποίηση σκληρής απόφασης. Κατά την αποκωδικοποίηση ήπιας απόφασης και υποθέτοντας ότι έχει ληφθεί η λέξη  $\mathbf{R} = [r_1, \dots, r_n]$  ο αποκωδικοποιητής προσδιορίζει για κάθε κωδική λέξη  $\mathbf{C}_i$  ( $i = 0, \dots, 2^k - 1$ ) το μέτρο της συσχέτισης

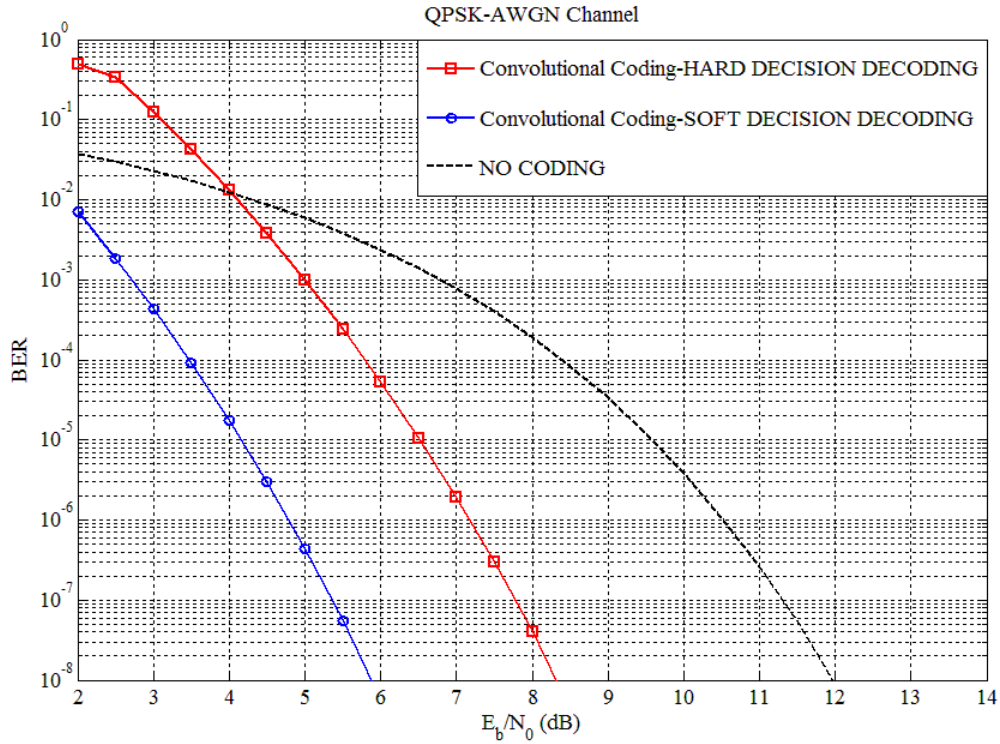
$$C(\mathbf{R}, \mathbf{C}_i) = \sum_{j=1}^n (2c_{ij} - 1) r_j \quad (2.3)$$

Όπου  $c_{ij} = 0$  ή  $1$ , το  $j$ -οστό κωδικοποιημένο ψηφίο της κωδικής λέξης  $\mathbf{C}_i$ , οπότε κάθε λαμβανόμενο ψηφίο σταθμίζεται με την πολικότητα του αντίστοιχου ψηφίου της κωδικής λέξης. Ως έξοδος του αποκωδικοποιητή επιλέγεται η κωδική λέξη  $\mathbf{C}_i$  με το μεγαλύτερο μέτρο συσχέτισης

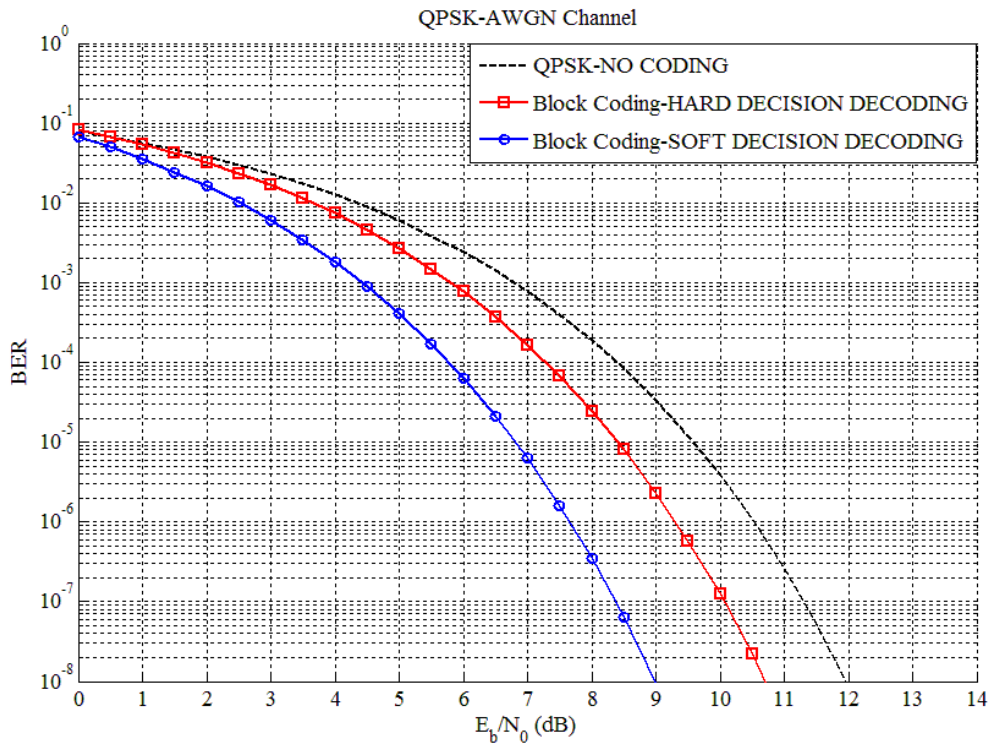
$$C(\mathbf{R}, \mathbf{C}_i) > C(\mathbf{R}, \mathbf{C}_j), \quad \{j = 0, \dots, 2^k - 1 \mid j \neq i\} \quad (2.4)$$

Στα Σχήματα 4.4 και 4.5 παρουσιάζεται η επίδοση της διαμόρφωσης QPSK σε δίαυλο AWGN. Στο Σχήμα 4.4 χρησιμοποιείται συνελικτική κωδικοποίηση με αποκωδικοποίηση ήπιας και σκληρής απόφασης. Στο σχήμα 4.5 αντίστοιχα χρησιμοποιείται κωδικοποίηση

Block. Τα διαγράμματα φανερώνουν την υπεροχή της αποκωδικοποίησης ήπιας απόφασης έναντι της αποκωδικοποίησης σκληρής απόφασης. Με την αποκωδικοποίηση ήπιας απόφασης επιτυγχάνεται βελτίωση της επίδοσης κατά 2-3dB.



Σχήμα 2.4: Σύγκριση ήπιας και σκληρής αποκωδικοποίησης για συνελκτικούς κώδικες



Σχήμα 2.5: Σύγκριση ήπιας και σκληρής κωδικοποίησης για κωδικοποιήσεις Block.

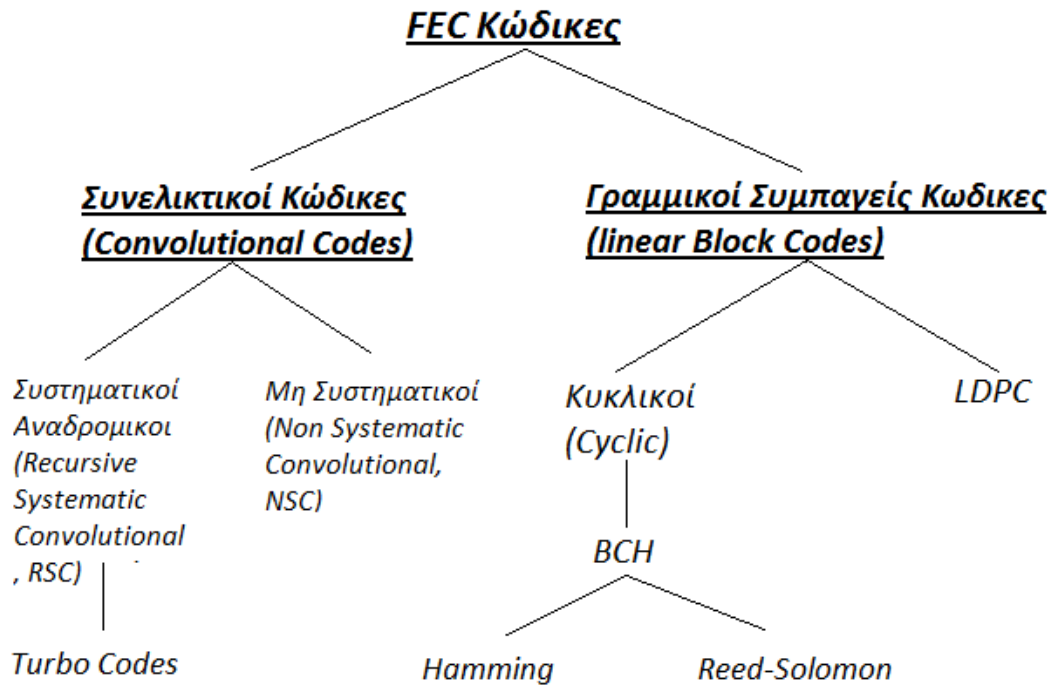
Αξίζει επίσης να παρατηρηθεί το φαινόμενο του αρνητικού κέρδους κωδικοποίησης που γίνεται αντιληπτό στο Σχήμα 2.4, για χαμηλές τιμές σηματοθορυβικού λόγου. Η προσθήκη πλεοναζόντων ψηφίων μειώνει την ενέργεια κάθε ψηφίου της κωδικής λέξης:  $E_c = \left(\frac{k}{n}\right) \cdot E_b$  με αποτέλεσμα την αύξηση της πιθανότητας λάθους. Ωστόσο, η διορθωτική ικανότητα των ισχυρών κωδικών συνήθως αντισταθμίζει τη μείωση αυτή, ιδιαίτερα για υψηλές τιμές του λόγου  $\gamma_b = E_b/N_0$ . Για χαμηλότερες τιμές του σηματοθορυβικού λόγου  $\gamma_b$  η αντιστάθμιση δεν είναι πάντα εφικτή και ορισμένες φορές παρατηρείται αρνητικό κέρδος κωδικοποίησης.

### 2.1.3 Κατηγορίες τεχνικών κωδικοποίησης

Οι τεχνικές κωδικοποίησης χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες: τους συμπαγείς (Block) και τους συνελκτικούς (Convolutional) κώδικες. Η διαφορά των δύο τεχνικών έγκειται στο ότι οι κωδικές λέξεις των Block σχηματίζονται αποκλειστικά με βάση τα  $k$  ψηφία πληροφορίας που κωδικοποιούνται. Αντιθέτως, στους συνελκτικούς κώδικες η κωδική λέξη εξαρτάται και από τις  $m$  προηγούμενες λέξεις πληροφορίας που κωδικοποιήθηκαν. Το σύστημα δηλαδή έχει μνήμη τάξης  $m$  και συμβολίζεται ως συνελκτικός κώδικας  $(n, k, m)$ . Η υλοποίηση των δύο παραπάνω σε κυκλωματικό επίπεδο διαφέρει καθώς ένα σύστημα με μνήμη απαιτεί ακολουθιακά λογικά κυκλώματα. Η κατηγοριοποίηση παρουσιάζεται συνοπτικά στο Σχήμα 2.6. Εκτενής ανάλυση των σημαντικότερων κατηγοριών ακολουθεί στις επόμενες παραγράφους.

## 2.2 Γραμμικοί Συμπαγείς Κώδικες

Οι γραμμικοί συμπαγείς κώδικες (*Linear Block Codes*) αποτελούν επέκταση των κωδικοποιήσεων ελέγχου ισοτιμίας και παρουσιάζουν μεγάλο ενδιαφέρον καθώς συνδυάζουν μικρή κυκλωματική πολυπλοκότητα με υψηλή απόδοση. Ένας συμπαγής κώδικας είναι γραμμικός όταν τα  $k$  ψηφία πληροφορίας σχηματίζουν με γραμμικό τρόπο τις  $2^k$  κωδικές λέξεις. Πρακτικά, ένας κώδικας ονομάζεται γραμμικός αν και μόνο αν το modulo-2 άθροισμα δύο λέξεων είναι και αυτό κωδική λέξη. Ιδιαίτερα απλή είναι η κυκλωματική υλοποίηση των αντίστοιχων αποκωδικοποιητών. Οι κώδικες αυτοί χρησιμοποιούνται ευρέως στο σύγχρονο πρότυπο DVB-S2 (βλ. Κεφάλαιο 3) καθώς και σε πολλά άλλα ασύρματα δίκτυα.



Σχήμα 2.6: Κατηγοριοποίηση FEC κωδικοποιήσεων.

Ένας γραμμικός Block κωδικοποιητής παράγει τις κωδικές λέξεις με βάση τον  $(k \times n)$  γεννήτορα πίνακα  $\mathbf{G}$ :

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{k1} & \cdots & g_{kn} \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Έτσι, ο κωδικοποιητής αρκεί να έχει αποθηκευμένο τον πίνακα  $\mathbf{G}$ , αφού κάθε ψηφίο της  $i$ -οστής κωδικής λέξης παράγεται ως εξής:

$$c_{ij} = u_{i1}g_{1j} \oplus u_{i2}g_{2j} \oplus \dots \oplus u_{ik}g_{kj} \quad j = 1 \dots n \quad (2.6)$$

Όπου  $U_i = [u_{i1} \ u_{i2} \ \dots \ u_{ik}]$  η  $i$ -οστή λέξη πληροφορίας. Μία επιθυμητή ιδιότητα ενός γραμμικού block κώδικα είναι η συστηματικότητα. Οι συστηματικοί κώδικες έχουν γεννήτορες πίνακες της μορφής:

$$\mathbf{G} = [I_k | P] = \begin{pmatrix} 1 & \cdots & 0 & p_{11} & \cdots & p_{1(n-k)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1 & p_{k1} & \cdots & p_{k(n-k)} \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Συνεπώς, η κωδική λέξη διακρίνεται τελικά στο τμήμα που περιέχει τα ψηφία δεδομένων και σε εκείνο που περιέχει τα πλεονάζοντα ψηφία της κωδικοποίησης. Η αποκωδικοποίηση του γραμμικού Block κώδικα στηρίζεται στον  $[(n-k) \times n]$  πίνακα ελέγχου ισοτιμίας  $\mathbf{H}$ :

$$H = [P^T | I_{n-k}] \quad (2.8)$$

Ένας κώδικας περιγράφεται ισοδύναμα από τον πίνακα ελέγχου ισοτιμίας και το γεννήτορα πίνακα. Μία λέξη πληροφορίας  $u$  που έχει αποσταλεί μέσω τυχαίου διαύλου λαμβάνεται ως  $W$ :

$$W = C \oplus e \quad (2.9)$$

$e$  είναι το μήκους  $n$  διάνυσμα λαθών, δηλαδή της διαφοράς των ψηφίων μεταξύ της λέξης που μεταδόθηκε και αυτής που λήφθηκε. Κατά τη λήψη μίας λέξης, ο δέκτης πραγματοποιεί τον εξής έλεγχο:

$$S = WH^T \quad (2.10)$$

Η διαδικασία κατά την οποία κάθε λαμβανόμενη λέξη πολλαπλασιάζεται με τον ανάστροφο πίνακα ισοτιμίας (Σχέση 4.6) ονομάζεται *έλεγχος συνδρόμου* και το μηδενικό αποτέλεσμα οδηγεί στο συμπέρασμα ότι έχει ληφθεί σωστά μία λέξη που ανήκει στον κώδικα. Στην περίπτωση που τα λάθη στη λέξη που λαμβάνεται, οδηγούν σε διαφορετική λέξη η οποία όμως ανήκει στον κώδικα, τότε προκύπτουν μη ανιχνεύσιμα λάθη. Στην περίπτωση που το σύνδρομο είναι μη μηδενικό, τότε έχουν συμβεί ανιχνεύσιμα λάθη και με την βοήθεια του συνδρόμου μπορούν να εντοπιστούν και – ενδεχομένως - να διορθωθούν:

$$S = RH^T = (C \oplus e)H^T = CH^T \oplus eH^T = \mathbf{0}_{n-k} \oplus eH^T = eH^T \quad (2.11)$$

Η αποκλειστική εξάρτηση του συνδρόμου, κατά γραμμικό τρόπο, από το διάνυσμα λαθών (Σχέση 2.11) μπορεί να οδηγήσει στον υπολογισμό των λαθών. Το μοναδικό πρόβλημα είναι ότι οι  $n-k$  εξισώσεις που προκύπτουν δεν έχουν μοναδική, αλλά  $2^k$  πιθανές λύσεις, δεδομένου ότι το πλήθος των αγνώστων είναι  $n$ , ενώ των γραμμικά ανεξάρτητων εξισώσεων  $n-k$ . Ως πιθανότερη, επιλέγεται η λύση με τα λιγότερα μη μηδενικά ψηφία.

Μία πολύ σημαντική παράμετρος ενός block κώδικα είναι η *ελάχιστη απόσταση* ή αλλιώς απόσταση *Hamming*. Απόσταση *Hamming* ονομάζεται το πλήθος των ψηφίων κατά τα οποία διαφέρουν δύο κωδικές λέξεις και αποτελεί μέτρο της ανιχνευτικής και διορθωτικής ικανότητας ενός κώδικα. *Βάρος* μίας κωδικής λέξης ορίζεται το πλήθος των 1 που περιέχει, ή εναλλακτικά η απόσταση Hamming της λέξης από τη μηδενική λέξη. Από τους ορισμούς αυτούς προκύπτει ότι η απόσταση Hamming μεταξύ δύο κωδικών λέξεων ισούται με το βάρος του modulo-2 αθροίσματός τους (πράξη XOR). Δεδομένης της γραμμικότητας του κώδικα, το άθροισμα δύο λέξεων αποτελεί και αυτό κωδική λέξη. Συνεπάγεται από τα

παραπάνω ότι η ελάχιστη απόσταση μεταξύ των λέξεων ενός κώδικα ισούται με την ελάχιστη απόσταση των μη μηδενικών λέξεων και της μηδενικής κωδικής λέξης-ή αλλιώς το βάρος των μη μηδενικών λέξεων.

### 2.2.1 Κυκλικοί Κώδικες

Οι κυκλικοί κώδικες αποτελούν μία πολύ ελκυστική κατηγορία των γραμμικών block κωδικών για δύο λόγους: πρώτον, ο υπολογισμός του συνδρόμου γίνεται με απλό τρόπο με τη χρήση καταχωρητών ολίσθησης και δεύτερον, η αλγεβρική τους δομή επιτρέπει την εύρεση πρακτικών τεχνικών αποκωδικοποίησης. Ένας γραμμικός κώδικας ονομάζεται κυκλικός αν και μόνο αν κάθε κυκλική ολίσθηση των ψηφίων μίας κωδικής λέξης οδηγεί σε νέα κωδική λέξη. Η περιγραφή των κυκλικών κωδικών βασίζεται σε πολυώνυμα. Κάθε κωδική λέξη  $n$  ψηφίων αντιστοιχίζεται μονοσήμαντα με πολυώνυμο, βαθμού μικρότερου ή το πολύ ίσου με  $n-1$ . Όπως αποδεικνύεται αναλυτικά στο [2] σε ένα  $(n,k)$  κυκλικό κώδικα υπάρχει ένα μοναδικό πολυώνυμο βαθμού  $n-k$ . Το πολυώνυμο αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την παραγωγή κάθε κωδικής λέξης και για αυτό ονομάζεται *πολυώνυμο γεννήτρια*. Παρατηρείται ότι ο βαθμός του πολυωνύμου ισούται με τον αριθμό των ψηφίων ισοτιμίας του κώδικα:

$$g(X) = g_0 + g_1X + \dots + g_{n-k}X^{n-k} \quad (2.12)$$

Όπως κάθε γραμμικός block κώδικας, οι κυκλικοί κώδικες μπορούν να έχουν συστηματική μορφή, δηλαδή στην κωδική λέξη να προηγούνται τα  $k$  ψηφία πληροφορίας και τα ψηφία ελέγχου ισοτιμίας να ακολουθούν. Θεωρώντας το πολυώνυμο γεννήτρια  $g(x)$  της Σχέσης 4.8 η διαδικασία κωδικοποίησης είναι η εξής:

**Βήμα 1:** Πολλαπλασιασμός του μηνύματος  $u(X)$  επί  $X^{n-k}$

**Βήμα 2:** Διαίρεση του γινομένου του  $1^{ου}$  βήματος με το  $g(X)$ . Το υπόλοιπο της διαίρεσης είναι τα ψηφία ισοτιμίας.

**Βήμα 3:** Η κωδική λέξη αποτελείται από το γινόμενο του  $1^{ου}$  βήματος ακολουθούμενο από τα ψηφία ισοτιμίας όπως προέκυψαν από το  $2^{ο}$  βήμα.

Η αποκωδικοποίηση στηρίζεται στον έλεγχο συνδρόμου. Για να ανήκει ένα πολυώνυμο στον κώδικα πρέπει να διαιρείται ακριβώς από το πολυώνυμο γεννήτρια. Σε διαφορετική περίπτωση, το υπόλοιπο της διαίρεσης-ή αλλιώς σύνδρομο- είναι μη μηδενικό και



εξαρτάται αποκλειστικά από το διάνυσμα λαθών. Έστω  $r(X)$  το πολυώνυμο που λαμβάνεται στο δέκτη και περιέχει λάθη:

$$r(X) = a(X)g(X) + s(X) = v(X) + e(X) \quad (2.13)$$

με  $s(X) = 0$ , αν και μόνο αν  $r(X) \in \{c_i\}$  (2.14)

Τότε από τις Σχέσεις (2.13), (2.14) προκύπτει ότι:

$$e(X) = [a(X) + b(X)]g(X) + s(X) \quad (2.15)$$

Αφού προκύψει το σύνδρομο στο δέκτη, υπολογίζεται το άγνωστο διάνυσμα  $e(X)$  με βάση τη Σχέση 2.15.

## Κώδικες BCH

Οι κώδικες BCH (Bose, Chaudhuri and Hocquenghem) αποτελούν σημαντική κατηγορία των κυκλικών κωδίκων και γενίκευση των κυκλικών κωδίκων Hamming. Μεγάλο ενδιαφέρον και ευρεία εφαρμογή παρουσιάζουν οι δυαδικοί κώδικες BCH. Από τους μη δυαδικούς κώδικες BCH ξεχωρίζουν οι Reed-Solomon. Για κάθε ζεύγος θετικών ακεραίων αριθμών  $(m,t)$ , με  $m > 2$  και  $t < 2^{m-1}$  υπάρχει δυαδικός BCH κώδικας με τις εξής παραμέτρους:

Μήκος Κωδικής Λέξης: $n = 2^m - 1$
Αριθμός ψηφίων ισοτιμίας: $n - k \leq mt$
Ελάχιστη απόσταση: $d_{\min} \geq 2t + 1$

(2.16)

Κώδικες BCH είναι δυνατό να προκύψουν και για  $n \neq 2^m - 1$ . Οι μη πρωταρχικοί κώδικες BCH (*non-primitive BCH codes*) όπως αποκαλούνται οι τελευταίοι, χρησιμοποιούνται στο πρότυπο DVB-S2.

### 2.2.2 Κώδικες LDPC

Οι κώδικες ελέγχου ισοτιμίας χαμηλής πυκνότητας (*Low Density Parity Check codes, LDPC*) ανακαλύφθηκαν το 1962 από τον Gallager, αλλά δεν αξιοποιήθηκαν άμεσα καθώς η τεχνολογία της εποχής δεν επέτρεπε την αποδοτική εκμετάλλευσή τους. Το 1995 οι McKay και Neal [4] με αφορμή την επιτυχία της επαναληπτικής αποκωδικοποίησης των κωδικών Turbo (βλ. Παράγραφο 2.3.2), επανέφεραν στο προσκήνιο το έργο του Gallager. Οι κώδικες LDPC, αποτελούν υποκατηγορία των γραμμικών Block κωδίκων. Ο πίνακας ισοτιμίας τους

εμφανίζει συγκεκριμένη δομή. Συγκεκριμένα, σε κάθε γραμμή και στήλη του πίνακα υπάρχουν  $d_c$  και  $d_v$  αντίστοιχα το πλήθος ψηφία 1. Τα  $d_v, d_c$  λαμβάνουν μικρές τιμές σε σχέση με τις διαστάσεις του πίνακα ώστε να προκύψει ένας αραιός πίνακας ισοτιμίας. Από την ιδιότητα αυτή απορρέει και η ονομασία τους. Για μεγάλου μήκους κωδικές λέξεις, οι LDPC κώδικες επιτυγχάνουν υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης με χαμηλό ποσοστό λαθών, προσεγγίζοντας το όριο του Shannon.

Έστω  $H_{(n-k) \times n}$  ο αραιός πίνακας ισοτιμίας ενός ( $n = 8, k = 4$ ) κώδικα LDPC:

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ n_1 & n_2 & n_3 & n_4 & n_5 & n_6 & n_7 & n_8 \end{bmatrix} \begin{matrix} m_1 \\ m_2 \\ m_3 \\ m_4 \end{matrix} \quad (2.17)$$

Ως γνωστόν, το γινόμενο μίας κωδικής λέξης επί του ανάστροφου  $H$  δίδει το μηδενικό διάνυσμα:

$$C_n H^T = \mathbf{0}_{(n-k)} \quad (2.18)$$

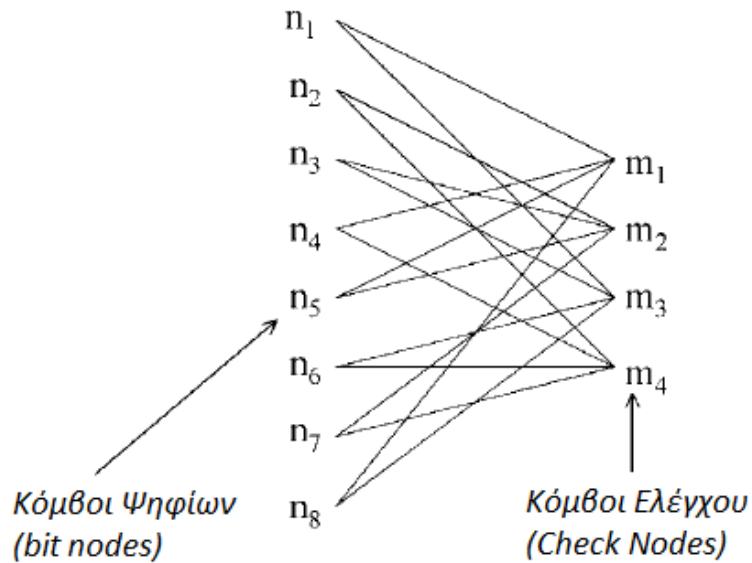
Από την Σχέση 4.14 προκύπτουν  $n-k$  εξισώσεις ισοτιμίας, κάθε μία από τις οποίες πρέπει να ικανοποιείται από τα ψηφία της κωδικής λέξης που συμμετέχουν σε αυτή. Για παράδειγμα θεωρώντας τον πίνακα  $H$  που παρουσιάζεται στη Σχέση 2.19, ισχύει:

$$[C_1 \ C_2 \ C_3 \ C_4 \ C_5 \ C_6 \ C_7 \ C_8] \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} = [0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (2.19)$$

Μία από τις 4 εξισώσεις που προκύπτουν είναι η:

$$m_1: C_1 \oplus C_4 \oplus C_5 \oplus C_8 = 0 \quad (2.20)$$

Συνεπώς, κάθε ψηφίο 1 στον πίνακα ισοτιμίας  $H$  υποδηλώνει ότι το ψηφίο  $n_j$ , με  $j=1 \dots n$ , συμμετέχει στην εξίσωση  $m_i$ , με  $i = 1 \dots n-k$ . Επομένως το modulo-2 άθροισμα όλων των ψηφίων που συμμετέχουν στην  $m_i$  εξίσωση ισούται με μηδέν. Η σκέψη αυτή οδηγεί σε μία διαφορετική απεικόνιση των εξισώσεων ισοτιμίας μέσω των διαγραμμάτων Tanner (Σχήμα 2.7).



Σχήμα 2.7: Διάγραμμα Tanner

Στα διαγράμματα Tanner κάθε στήλη του πίνακα ισοτιμίας  $H$  απεικονίζεται με ένα κόμβο ψηφίου και αντίστοιχα, κάθε γραμμή του  $H$  με ένα κόμβο ελέγχου. Κάθε ψηφίο 1 του πίνακα ισοτιμίας απεικονίζεται με μία ακμή, η οποία ενώνει τον κόμβο ψηφίου με τον αντίστοιχο κόμβο ελέγχου. Κάθε κόμβος ψηφίου συμβολίζει ένα ψηφίο της κωδικής λέξης και κάθε κόμβος ελέγχου μια εξίσωση ελέγχου ισοτιμίας. Η ακμή που ενώνει τους δύο κόμβους υποδηλώνει ότι το ψηφίο  $n_j$  περιλαμβάνεται στην εξίσωση  $m_i$ . Βαθμός ενός κόμβου στο διάγραμμα Tanner ονομάζεται ο αριθμός των ακμών που συνδέονται με αυτόν. Αν αντί των ψηφίων της κωδικής λέξης, εισαχθεί στους κόμβους ψηφίων η λαμβανόμενη λέξη είναι δυνατόν να επιτευχθεί αποκωδικοποίηση ακολουθώντας τον *αλγόριθμο διάδοσης εκτίμησης (Belief Propagation Algorithm)*, μία επαναληπτική διαδικασία που αναλύεται σε επόμενο κεφάλαιο (βλ. Κεφάλαιο 5).

### 2.3 Συνελικτικοί Κώδικες

Ένα σύστημα συνελικτικής κωδικοποίησης παράγει κωδικές λέξεις εκμεταλλευόμενο την προς κωδικοποίηση ακολουθία εισόδου και την κατάσταση του κωδικοποιητή, καθώς αυτή μεταβάλλεται με κάθε είσοδο. Ο κωδικοποιητής αποτελείται από γραμμικούς καταχωρητές ολίσθησης πεπερασμένων καταστάσεων, στους οποίους τροφοδοτούνται σειριακά τα ψηφία πληροφορίας. Κάθε καταχωρητής αποτελείται από  $K$  στάδια με  $k$  ψηφία ανά στάδιο. Δυαδικοί αθροιστές πλήθους  $n$  συνδέονται κατάλληλα με τα στάδια του καταχωρητή και καθένας τους παράγει ένα από τα  $n$  ψηφία της κωδικής λέξης. Ο κώδικας έχει ρυθμό

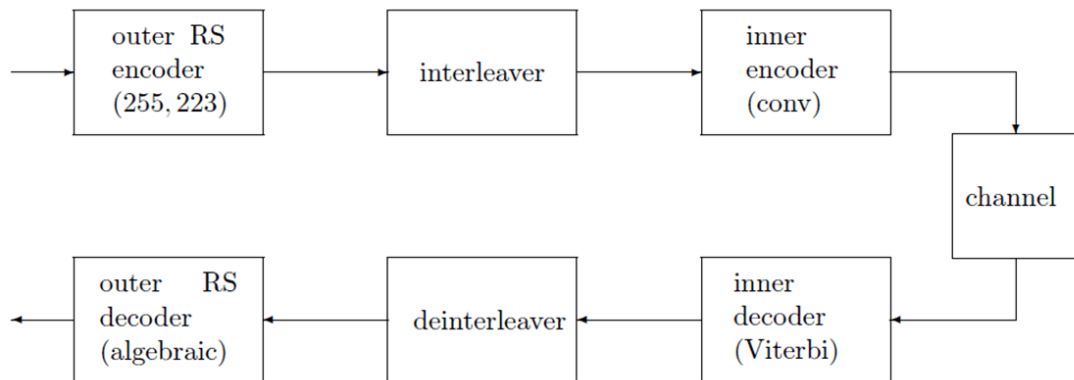
$R_c=k/n$ , μικρότερο της μονάδος, ενώ το πλήθος των ψηφίων που επηρεάζονται από ένα μη κωδικοποιημένο ψηφίο στην είσοδο του κωδικοποιητή ονομάζεται μήκος περιορισμού (constraint length). Είναι λοιπόν εμφανής η διαφορά των συνελικτικών κωδίκων σε σχέση με τους Block που αναλύθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο: Κάθε κωδική λέξη δεν εξαρτάται μόνο από τα  $k$  ψηφία πληροφορίας στα οποία αντιστοιχεί, αλλά από τα  $k \cdot K$  ψηφία που βρίσκονται αποθηκευμένα στα στοιχεία μνήμης της διάταξης.

Ένας καλός τρόπος περιγραφής των συνελικτικών κωδικών και των διαδικασιών κωδικοποίησης και αποκωδικοποίησης είναι το διάγραμμα Trellis. Η βέλτιστη μέθοδος αποκωδικοποίησης των συνελικτικών κωδικών είναι ο αλγόριθμος μέγιστης πιθανοφάνειας (*Maximum Likelihood, ML*) ο οποίος εντοπίζει την πιθανότερη ακολουθία δυαδικών ψηφίων  $C$  με δεδομένο ότι έχει ληφθεί η λέξη  $W$ . Η αυξημένη πολυπλοκότητα του αλγορίθμου ML για μεγάλα μήκη κωδικών λέξεων ξεπεράστηκε με την εφεύρεση του αλγορίθμου Viterbi το 1967. Ο αλγόριθμος Viterbi επιλύει το πρόβλημα επιμερίζοντας τη διαδρομή της κωδικής λέξης στο διάγραμμα Trellis και αφαιρώντας στα επιμέρους στάδια τις επιλογές με την μικρότερη πιθανότητα. Για μεγάλες κωδικές λέξεις, ο αλγόριθμος συγκλίνει στην ιδανική λύση που προσφέρει ο ML. Η αποκωδικοποίηση ήπιας απόφασης (βλ Ενότητα 2.1.2) με τον αλγόριθμο Viterbi καθώς και η δυνατότητα των συνελικτικών κωδικών διαφόρων ρυθμών κώδικα να αποκωδικοποιούνται από το ίδιο ολοκληρωμένο κύκλωμα, οδήγησαν στην ευρεία εξάπλωσή τους.

Για συγκεκριμένο ρυθμό κώδικα, το κέρδος της συνελικτικής κωδικοποίησης αυξάνεται σχεδόν γραμμικά με το μέγεθος της μνήμης τους ( $K$ ). Εντούτοις, η πολυπλοκότητα του αποκωδικοποιητή αυξάνεται εκθετικά με την αύξηση του  $K$  και μάλιστα υπολογίζεται περίπου ίση με  $K \cdot 2^K$  [7]. Άλλοι επιπλέον περιορισμοί επιβάλλονται από την τεχνολογία σχεδίασης των ολοκληρωμένων ενώ η τιμή  $K=6$  αποτελεί ένα πρακτικό άνω όριο για τις περισσότερες εφαρμογές. Μειονέκτημα ενός πρακτικά υλοποιήσιμου συστήματος συνελικτικής κωδικοποίησης αποτελεί το γεγονός ότι υπολείπεται κατά πολύ της ιδανικής χωρητικότητας του Shannon. Μία σημαντική βελτίωση αποτέλεσε η χρησιμοποίηση σχημάτων σειριακής αλυσιδωτής κωδικοποίησης (βλ. Ενότητα 2.3.1).

### 2.3.1 Σειριακή Αλυσιδωτή Κωδικοποίηση

Τα αλυσιδωτά συστήματα κωδικοποίησης διακρίνονται από δύο στάδια κωδικοποίησης που πραγματοποιούνται από δύο ξεχωριστούς αποκωδικοποιητές έναν εσωτερικό και έναν εξωτερικό. Τα δύο υποσυστήματα λειτουργούν ανεξάρτητα, υπό τον περιορισμό το μήκος της κωδικής λέξης του εξωτερικού κώδικα να είναι ίσο με το μήκος της λέξης εισόδου του εσωτερικού κώδικα:  $N_{OUTER} = K_{INNER}$ . Συχνά, μεταξύ του εσωτερικού και του εξωτερικού συστήματος κωδικοποίησης παρεμβάλλεται σύστημα ανάδευσης ψηφίων με σκοπό τον επιμερισμό των συνεχόμενων λαθών και την αποτελεσματικότερη αντιμετώπιση των *καταιγισμών λαθών (burst errors)*. Ένα χαρακτηριστικό σύστημα αλυσιδωτής κωδικοποίησης παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.8. Ο εσωτερικός συνελκτικός κωδικοποιητής αντιμετωπίζει τα λάθη που προκαλούνται λόγω της μετάδοσης σε δίαυλο AWGN. Ο εξωτερικός RS κωδικοποιητής συμπληρώνει τη διορθωτική ικανότητα του συστήματος και σε συνδυασμό με το παρεμβαλλόμενο σύστημα ανάδευσης ψηφίων, καθιστά δυνατή την αποτελεσματική αντιμετώπιση των καταιγισμών λαθών που εμφανίζονται κατά τη διάρκεια διαλείψεων.



Σχήμα 2.8: Σχήμα Αλυσιδωτής Κωδικοποίησης

Γενικά οι αλυσιδωτοί κώδικες επιτυγχάνουν χαμηλή πιθανότητα λάθους με μικρότερη πολυπλοκότητα σε σχέση με ένα μόνο κώδικα που διαθέτει ίδια διορθωτική ικανότητα. Για την αποκωδικοποίηση αντιστρέφεται η διαδικασία της κωδικοποίησης. Πρώτα αποκωδικοποιείται ο εσωτερικός κώδικας και στη συνέχεια, αφού από-αναδευθούν τα ψηφία, αποκωδικοποιείται ο εξωτερικός κώδικας. Η σειριακή αλυσιδωτή κωδικοποίηση μπορεί να υλοποιηθεί είτε με συνελκτικούς είτε με Block κώδικες. Η πλειοψηφία των λαθών σε ένα σύστημα αλυσιδωτής κωδικοποίησης διορθώνεται από τον εσωτερικό κωδικοποιητή, ενώ όσα απομένουν διορθώνονται από τον εξωτερικό κώδικα μειώνοντας περαιτέρω την πιθανότητα λάθους. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η αλυσιδωτή

κωδικοποίηση Block του προτύπου DVB-S2, όπου ο εσωτερικός κωδικοποιητής LDPC διορθώνει το μεγαλύτερο αριθμό λαθών, ενώ ο εξωτερικός κωδικοποιητής BCH διορθώνει το πολύ μέχρι 12 ψηφία σε πλαίσια μήκους δεκάδων χιλιάδων ψηφίων (βλ. Κεφάλαια 3, 4).

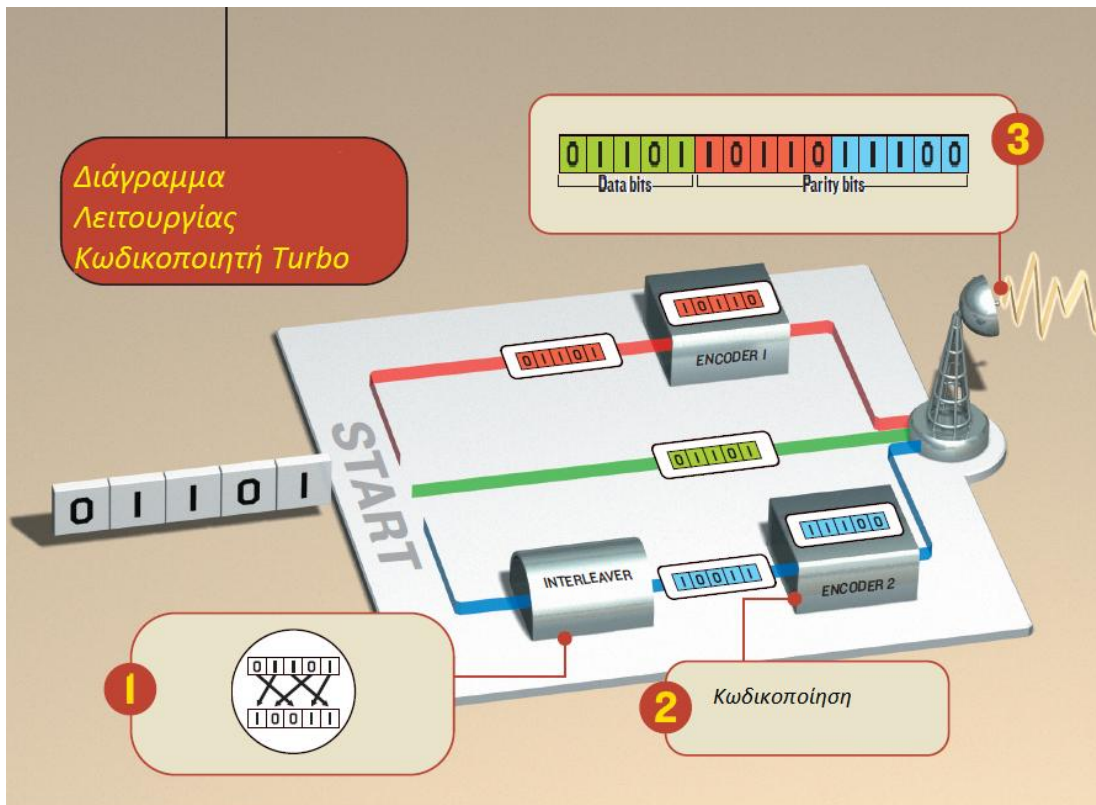
### 2.3.2 Κωδικοποίηση Turbo

Η διαίσθηση των Berrou και Glavieux, ότι η αρχή της αρνητικής ανάδρασης θα μπορούσε να εφαρμοστεί για την ευκολότερη αποκωδικοποίηση αλυσιδωτών κωδικών, τους οδήγησε το 1993 στη σχεδίαση ενός πλήρους συστήματος κωδικοποίησης που έλυσε το πρόβλημα της πολυπλοκότητας απέχοντας μόλις 0.7dB από τη μέγιστη χωρητικότητα του διαύλου. Η επίδοση του συστήματος ήταν κατά πολύ ανώτερη από όλα τα μέχρι τότε γνωστά συστήματα. Το σύστημα αυτό έλαβε την ονομασία κωδικοποίηση Turbo [8]. Οι κώδικες Turbo στηρίχθηκαν στους υφιστάμενους συνελκτικούς κώδικες. Οι συνελκτικοί κώδικες μπορούν να διαχωριστούν (α) στους μη-αναδρομικούς μη-συστηματικούς και (β) στους αναδρομικούς συστηματικούς (RSC). Η υπεροχή των αναδρομικών συστηματικών έναντι των μη αναδρομικών οφείλεται στην ψεύδο-τυχαία ανάδευση ψηφίων που επιβάλλεται κατά τη διαδικασία κωδικοποίησης. Ανάλογα με το σχήμα ανάδευσης γίνεται δυνατή η αύξηση της ελάχιστης απόστασης μεταξύ των κωδικών λέξεων και έτσι αυξάνεται η επίδοση του συστήματος. Παράλληλα όμως αυξάνεται και η πολυπλοκότητα του αποκωδικοποιητή. Τα συστήματα Turbo στηρίχθηκαν στους *κυκλικούς αναδρομικούς συστηματικούς κώδικες (Cyclic Recursive Systematic Convolutional, CRSC)* και έδωσαν λύση στα προβλήματα πολυπλοκότητας του αποκωδικοποιητή.

Η κωδικοποίηση Turbo στηρίζεται στην τεχνική της *πολλαπλής παράλληλης αλυσιδωτής κωδικοποίησης (parallel concatenated convolutional codes, PCCC)*. Δύο παράλληλοι κωδικοποιητές επαρκούν για την επίτευξη εξαιρετικής επίδοσης. Στον πρώτο η πληροφορία εισέρχεται χωρίς κωδικοποίηση, ενώ στο δεύτερο, τα ψηφία πρώτα αναδεύονται κατά ψευδό-τυχαίο τρόπο. Το είδος της ανάδευσης ορίζει την ελάχιστη απόσταση Hamming του κώδικα Turbo και το κέρδος κωδικοποίησης ήπιας απόφασης προσεγγίζει την ιδανική του τιμή. Η διαδικασία, όπως παρουσιάζεται στα Σχήματα 2.9 και 2.10 αποτελείται από τα εξής βήματα:

1. Τα ψηφία πληροφορίας αντιγράφονται στους δύο παράλληλους κωδικοποιητές. Πριν εισέλθουν στο δεύτερο, αναδιατάσσονται. Έστω για παράδειγμα η λέξη πληροφορίας 0 1 1 0 1, η οποία αναδιατάσσεται στη 1 0 0 1 1.

2. Κάθε κωδικοποιητής παράγει μία ακολουθία ψηφίων ισοτιμίας ακολουθώντας μία σειρά από υπολογισμούς. Ο πρώτος κωδικοποιητής παράγει με βάση την κωδική λέξη τα ψηφία ισοτιμίας 1 0 1 1 0. Ο δεύτερος κωδικοποιητής παράγει με βάση την αναδιατεταγμένη λέξη πληροφορίας (1 0 0 1 1) τα ψηφία ισοτιμίας 1 1 1 0 0.
3. Τα ψηφία ελέγχου ισοτιμίας κάθε κωδικοποιητή προστίθενται στα δεδομένα και προκύπτει το προς μετάδοση πλαίσιο FEC. Η προς μετάδοση κωδική λέξη θα αποτελείται από την αρχική λέξη, ακολουθούμενη από τα ψηφία ισοτιμίας του πρώτου κωδικοποιητή και στη συνέχεια τα ψηφία ισοτιμίας του δεύτερου κωδικοποιητή (0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 1 1 0 0).



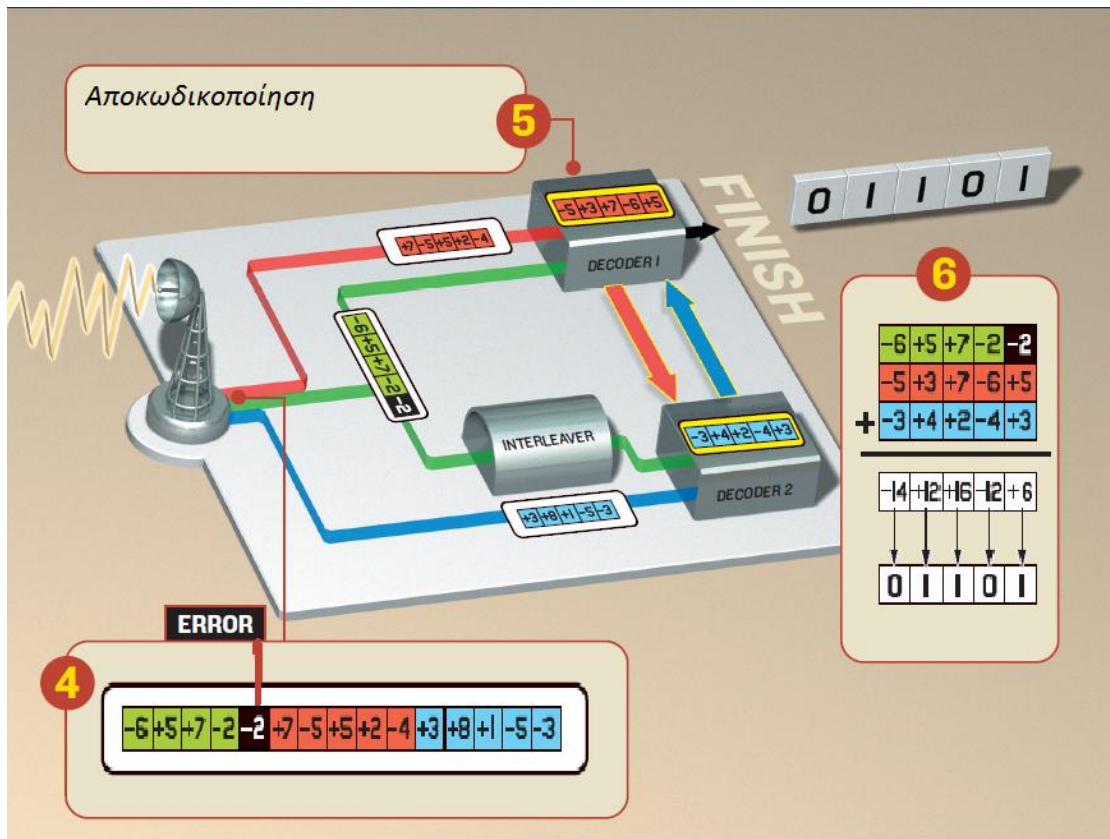
Σχήμα 2.9: Διάγραμμα λειτουργίας κωδικοποιητή Turbo

Η σημαντική καινοτομία των Turbo συστημάτων συνίσταται στην επαναληπτική αποκωδικοποίηση, η οποία αργότερα χρησιμοποιήθηκε και για την αποκωδικοποίηση και άλλων κωδικοποιήσεων όπως της LDPC. Κάθε αλγόριθμος που στηρίζεται στη διάδοση της εκτίμησης στηρίζεται σε ένα θεμελιώδες κριτήριο: Κάθε σύνολο από στοχαστικές (probabilistic) μηχανές που συνεργάζονται για την εκτίμηση μίας κοινής ομάδας συμβόλων οφείλουν να δώσουν την ίδια εκτίμηση, με την ίδια πιθανότητα για κάθε σύμβολο, σαν ένας οικουμενικός αποκωδικοποιητής [8]. Προς τούτο, οι επιμέρους –συγκεκριμένα δύο-αποκωδικοποιητές ανταλλάσσουν μηνύματα μεταξύ τους για τις εκτιμήσεις τους επί του ίδιου συνόλου δεδομένων. Τα μηνύματα που ανταλλάσσουν δεν περιλαμβάνουν

πληροφορία προερχόμενη από την κοινή τους είσοδο, καθώς αυτή είναι ήδη γνωστή και στους δύο. Μία ανταλλαγή μηνυμάτων αντιστοιχεί σε μία επανάληψη της αποκωδικοποίησης. Η διαδικασία της αποκωδικοποίησης όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.10 ως συνέχεια της διαδικασίας κωδικοποίησης αποτελείται από τα εξής βήματα:

4. Ο αποδιαμορφωτής υπολογίζει το λογαριθμικό λόγο πιθανοφάνειας (*log likelihood Ratio, LLR*) για κάθε ψηφίο, αφού είναι επιθυμείται αποκωδικοποίηση ήπιας απόφασης (βλ. Παράγραφο 2.3.1 και Κεφάλαιο 4). Για παράδειγμα η κωδική λέξη που στάλθηκε, λαμβάνεται ως -6 +5 +7 -2 -2 +7 -5 +5 +2 -4 +3 +8 +1 -5 -3. Το πρόσημο κάθε αριθμού παριστάνει το είδος του δυαδικού ψηφίου (0 ή 1), ενώ το μέτρο του το βαθμό εμπιστοσύνης για το κάθε ψηφίο (βλ. Κεφάλαιο 5). Παρατηρείται ότι το 5<sup>ο</sup> ψηφίο της αρχικής λέξης πληροφορίας αποδιαμορφώθηκε ως -2 δηλαδή αντιστοιχεί σε 0 με χαμηλό βαθμό εμπιστοσύνης. Η λέξη πληροφορίας στο ίδιο σημείο είχε 1, συνεπώς συνέβη ένα λάθος κατά την μετάδοση της πληροφορίας μέσω του διαύλου.
5. Κάθε αποκωδικοποιητής λαμβάνει τη ληφθείσα λέξη και τα ψηφία ισοτιμίας που του αντιστοιχούν. Τα παραπάνω είναι σε μορφή λογαριθμικών λόγων πιθανοφάνειας και όχι ψηφίων 0 ή 1. Ο αποκωδικοποιητής στηριζόμενος στα ψηφία ισοτιμίας που του αντιστοιχούν, αποφασίζει με μία σειρά από πράξεις τον βαθμό εμπιστοσύνης για κάθε ψηφίο της λέξης. Σε κάθε επανάληψη του αλγορίθμου ανταλλάσει την εκτίμησή του με τον παράλληλο αποκωδικοποιητή. Μετά το πέρας όλων των επαναλήψεων, κάθε αποκωδικοποιητής, στηριζόμενος τόσο στα ψηφία ισοτιμίας όσο και στην επιπλέον πληροφορία που προκύπτει από τον παράλληλο αποκωδικοποιητή καταλήγει σε μία εκτίμηση της λέξης. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα, ο πρώτος αποκωδικοποιητής δίνει ως αποτέλεσμα την λέξη -5 +3 +7 -6 +5 ενώ ο δεύτερος την λέξη -3 +4 +2 -4 +3.
6. Η αποκωδικοποιημένη πληροφορία προκύπτει ως άθροισμα της πληροφορίας που έλαβε ο δέκτης για την λέξη –δηλαδή +5 +7 -2 -2- με τα αποτελέσματα των δύο αποκωδικοποιητών. Όπως φαίνεται στο σχήμα, το λάθος που προέκυψε κατά την μετάδοση, διορθώνεται με την αποκωδικοποίηση καθώς από την άθροιση όλων των εκτιμήσεων προκύπτει η ακολουθία λογαριθμικών λόγων πιθανοφάνειας -14 +12 +16 -12 +6. Στη συνέχεια αποφασίζεται το είδος του δυαδικού ψηφίου με βάση το πρόσημο κάθε λογαριθμικού λόγου -διαδικασία που ονομάζεται *bit flipping*- και προκύπτει το αποτέλεσμα το οποίο συμφωνεί με την αρχική λέξη πληροφορίας που μεταδόθηκε στο δίαυλο.

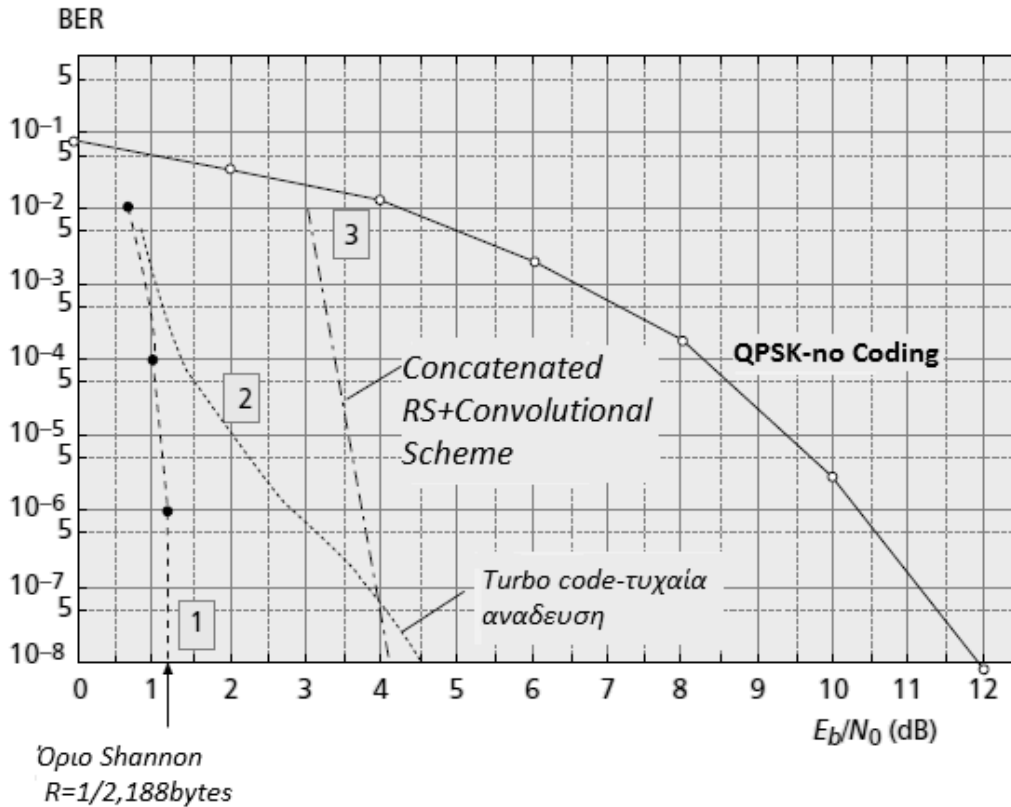




Σχήμα 2.10: Διάγραμμα λειτουργίας αποκωδικοποιητή Turbo

### 2.3.3 Αξιολόγηση σχημάτων κωδικοποίησης Turbo

Ένα σχήμα κωδικοποίησης, εξετάζεται ως προς τέσσερα βασικά χαρακτηριστικά: Την επίδοση, την πολυπλοκότητα, την καθυστέρηση που εισάγει και τη δυνατότητα πολυμορφισμού που διαθέτει. Πολυμορφισμός ονομάζεται η ικανότητα αποκωδικοποίησης σχημάτων με διαφορετικούς ρυθμούς κώδικα από το ίδιο ολοκληρωμένο κύκλωμα. Η επίδοση ενός συστήματος FEC εξαρτάται από το είδος του διαύλου μέσω του οποίου μεταδίδονται τα κωδικοποιημένα σήματα, από το ρυθμό κώδικα και από το μήκος της κωδικής λέξης. Είναι γενικά αποδεκτό ότι η σχετική επίδοση που προκύπτει από τη σύγκριση συστημάτων σε δίαυλο AWGN ισχύει και όταν θεωρηθούν διαφορετικοί δίαυλοι [9].



Σχήμα 2.11: Σύγκριση συνελκτικών συστημάτων κωδικοποίησης

Όπως φαίνεται από το Σχήμα 2.11, ο κώδικας Turbo (2) επιτυγχάνει καλή σύγκλιση στο θεωρητικό όριο για υψηλά BER. Λόγω του ότι η ελάχιστη απόσταση του κώδικα είναι μικρή, σε χαμηλά BER η καμπύλη γίνεται παράλληλη με την καμπύλη της διαμόρφωσης χωρίς κωδικοποίηση. Υψηλότερη ελάχιστη απόσταση μπορεί να επιτευχθεί με την επιλογή κάποιου συγκεκριμένου ψεύδο-τυχαίου σχήματος ανάδευσης στον κωδικοποιητή. Αντίθετα ένας αλυσιδωτός συνελκτικός κώδικας όπως φαίνεται στην καμπύλη (3) δεν συγκλίνει στο ιδανικό όριο, αλλά λόγω μεγάλης ελάχιστης απόστασης σε χαμηλά BER αυξάνει πολύ το κέρδος του σε σχέση με την ακωδικοποίητη διαμόρφωση. Αυτό εκφράζει το μεγάλο δίλημμα κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος κωδικοποίησης Turbo, καθώς πρέπει να βρεθεί η κατάλληλη ισορροπία μεταξύ σύγκλισης και ελάχιστης απόστασης. Με κατάλληλη ανάδευση των ψηφίων εντός του κωδικοποιητή Turbo, η καμπύλη (2) είναι δυνατόν να προσεγγίσει περισσότερο την (1).

Όσον αφορά την πολυπλοκότητα, η κωδικοποίηση Turbo έδωσε λύση στην εκθετικά αυξανόμενη πολυπλοκότητα της αποκωδικοποίησης ML, χρησιμοποιώντας την τεχνική της επαναληπτικής αποκωδικοποίησης. Συνεπώς, ο κώδικας Turbo έχει πολύ μεγάλο κέρδος σε σχέση με έναν απλό συνελκτικό κώδικα, ιδιαίτερα σε χαμηλά BER. Η πρόοδος της μικροηλεκτρονικής επιτρέπει πλέον την υλοποίηση συστημάτων Turbo υψηλών επιδόσεων

σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Οι κώδικες Turbo εμφανίζουν ικανοποιητική ευελιξία όσον αφορά τον πολυμορφισμό, δηλαδή την ικανότητα να αποκωδικοποιούνται για διαφορετικούς ρυθμούς και μήκη κωδικών λέξεων από το ίδιο ολοκληρωμένο κύκλωμα, καθώς στηρίζονται στους επίσης ευέλικτους συνελικτικούς κώδικες.

Η καθυστέρηση λόγω των πολλών επαναληπτικών υπολογισμών στο δέκτη είναι το βασικό μειονέκτημα ενός κώδικα Turbo. Λύση και σε αυτό το πρόβλημα μπορεί να δώσει η πρόοδος της μικροηλεκτρονικής καθώς η αύξηση της συχνότητας λειτουργίας θα οδηγήσει σε μείωση του χρόνου αποκωδικοποίησης.

Οι κώδικες Turbo χρησιμοποιούνται σε πολλές σύγχρονες εφαρμογές, όπως παρουσιάζονται στον Πίνακα 2.1. Η ανοχή στην καθυστέρηση των συστημάτων εξερεύνησης του διαστήματος της NASA έχει οδηγήσει στην εκτεταμένη εφαρμογή της κωδικοποίησης Turbo (CCSDS-Deep space, MRO-Mars Reconnaissance Orbiter). Εκτεταμένη εφαρμογή έχουν ακόμη στην 3G τηλεφωνία, καθώς και στο πρότυπο IEEE 802.16 (WiMax). Τέλος, χρησιμοποιούνται και σε δορυφορικά πρότυπα όπως το DVB-SH.

<b>Εφαρμογή</b>	<b>Κώδικας Turbo</b>
CCSDS (deep space)	Binary, 16-state
UMTS, cdma2000 (3G mobile)	Binary, 8-state
DVB-RCS (return channel over satellite)	Duobinary, 8-state
DVB-RCT (return channel over terrestrial)	Duobinary, 8-state
Inmarsat (M4)	Binary, 16-state
Eutelsat (Skyplex)	Duobinary, 8-state

*Πίνακας 2.1: Εφαρμογές συστημάτων Turbo[8]*

## 2.4 Σύγκριση μεταξύ κωδικοποιήσεων Turbo και LDPC

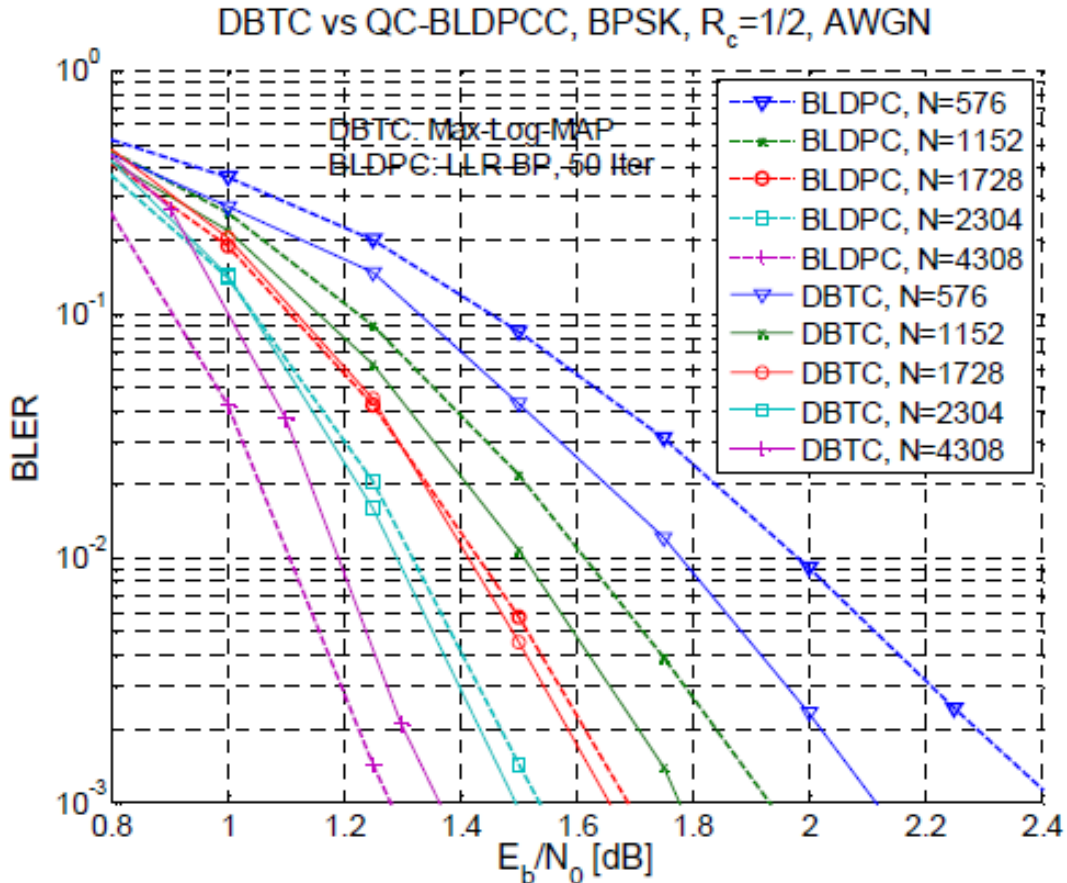
Η υιοθέτηση της επαναληπτικής αποκωδικοποίησης οδήγησε στη δημιουργία συστημάτων FEC που πλησιάζουν σε επίδοση τα ιδανικά θεωρητικά όρια του Shannon. Κατά τη σχεδίαση κάθε συστήματος νέας γενιάς, αναζητείται η καλύτερη δυνατή κωδικοποίηση. Σοβαρή υποψηφιότητα στην αναζήτηση του τέλει κώδικα έχουν θέσει τα τελευταία χρόνια οι παράλληλα-αλυσιδωτοί συνελικτικοί κώδικες (Turbo) και οι συμπαγείς κώδικες αραιού πίνακα ισοτιμίας (LDPC). Η σύγκρισή τους αποτελεί σύγχρονο πεδίο έρευνας καθώς και τα δύο είδη κωδικοποίησης προσφέρουν ένα πολύ ελκυστικό ισοζύγιο μεταξύ απόδοσης και

πολυπλοκότητας υλοποίησης. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι κώδικες Turbo -και πιο συγκεκριμένα οι Duo Binary κώδικες Turbo - έχουν χρησιμοποιηθεί σε πολλά συστήματα ως υποχρεωτική μέθοδος κωδικοποίησης (βλ. Πίνακα 2.1) αλλά και ως εναλλακτική λύση μαζί με κώδικες LDPC στο πρότυπο IEEE 802.16 (WiMax). Αντίθετα, οι LDPC, πέραν του DVB-S2, έχουν χρησιμοποιηθεί ως υποχρεωτικό σύστημα FEC και στο πρότυπο ασυρμάτων τοπικών δικτύων 802.11n. Η σύγκριση των δύο συστημάτων είναι σημαντικό να γίνει σε αντικειμενική βάση, σε ότι αφορά τα κριτήρια επίδοσης, ενώ πρέπει να τονιστούν και οι απαιτήσεις σε επίπεδο υλοποίησής τους, ώστε να μπορεί να εκτιμηθεί η πρακτική αξία τους σε συστήματα νέας γενιάς.

### 2.4.1 Σύγκριση Επίδοσης

Για την κάλυψη πολλών πιθανών εφαρμογών και για την παροχή αξιόπιστων κριτηρίων σύγκρισης, τα δύο συστήματα οφείλουν να συγκριθούν για διαφορετικά μήκη κωδικών λέξεων και διαφορετικούς ρυθμούς κώδικα. Τα αποτελέσματα διαφόρων προσομοιώσεων καταδεικνύουν την εξάρτηση της επίδοσης των δύο συστημάτων από το μέγεθος της κωδικής λέξης [9]. Για μικρές λέξεις, οι κώδικες Turbo επιτυγχάνουν χαμηλότερη πιθανότητα λάθους σε μικρότερα SNR. Αντιθέτως, όσο αυξάνεται το μήκος της κωδικής λέξης οι κώδικες LDPC αποδίδουν καλύτερα. Οι μεταξύ τους διαφορές στην επίδοση ελαττώνονται καθώς ο ρυθμός κώδικα τείνει στη μονάδα.

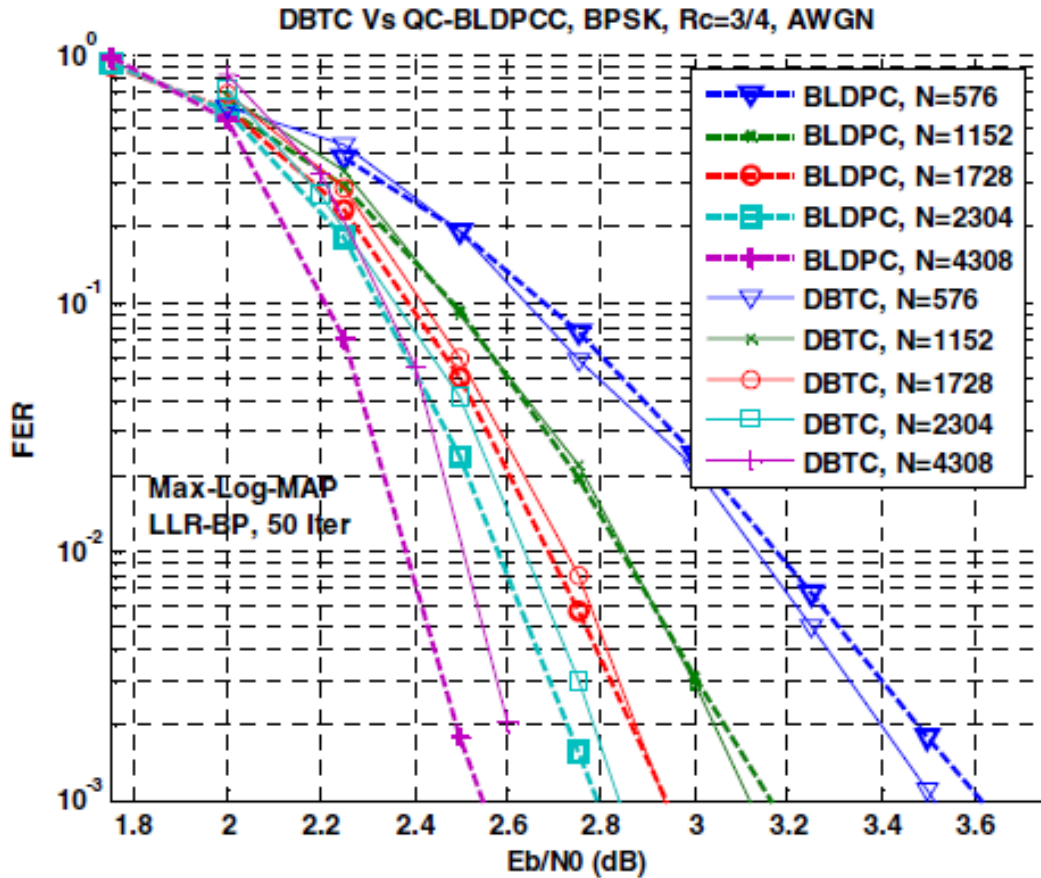
Στο Σχήμα 2.12 παρουσιάζεται η επίδοση των κωδικοποιήσεων Turbo και LDPC για διάφορα μήκη πλαισίων. Για την αποκωδικοποίηση LDPC χρησιμοποιήθηκε ο αλγόριθμος διάδοσης της εκτίμησης με ανώτατο όριο τις 50 επαναλήψεις ενώ για την Turbo, ο Max Log MAP (*Maximum a posteriori*) αλγόριθμος. Ο δίαυλος είναι τύπου AWGN και ο ρυθμός κώδικα σταθερός, ίσος με 1/2. Ανά χρωματικά ζεύγη, παρουσιάζονται καμπύλες BLER (Block Error Ratio) των κωδικοποιήσεων με ίδια μήκη πλαισίων, για εύρος σηματοθορυβικού λόγου από 0.8dB έως 2.4dB. Αρχίζοντας από τη δεξιά πλευρά του διαγράμματος, τα δύο πρώτα ζεύγη καμπυλών καταδεικνύουν ότι για μικρά μήκη πλαισίου (576 και 1152 ψηφία) οι κώδικες Turbo αποδίδουν καλύτερα.



Σχήμα 2.12: Σύγκριση κωδικοποιήσεων Block LDPC (BLDPC) και Duo Binary Turbo (DBTC) για διάφορα μήκη πλαισίων, με σταθερό ρυθμό κώδικα  $R_c = 1/2$  σε δίαυλο AWGN.[9]

Αύξηση του μήκους πλαισίου (1728 και 2304 ψηφία) οδηγεί τα δύο συστήματα σε παραπλήσιες επιδόσεις, όπως φαίνεται στα δύο επόμενα ζεύγη. Τέλος, για πλαίσια μήκους 4308 ψηφίων η κωδικοποίηση LDPC επιτυγχάνει χαμηλότερο λόγο λαθών από την Turbo, όπως φαίνεται από την τελευταία καμπύλη.

Το γενικό συμπέρασμα είναι ότι για μικρά μήκη λέξεων (200-1200 ψηφία) και χαμηλούς ρυθμούς κώδικα, οι κώδικες Turbo έχουν καλύτερη επίδοση από τους LDPC. Η αύξηση του ρυθμού κώδικα οδηγεί σε εξομάλυνση των διαφορών, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.13, όπου φαίνονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης για ρυθμό κώδικα 3/4. Για μεγαλύτερα μήκη κωδικών λέξεων (> 4000 ψηφία) οι κώδικες LDPC εμφανίζονται ανώτεροι των Turbo ως προς την επίδοση.

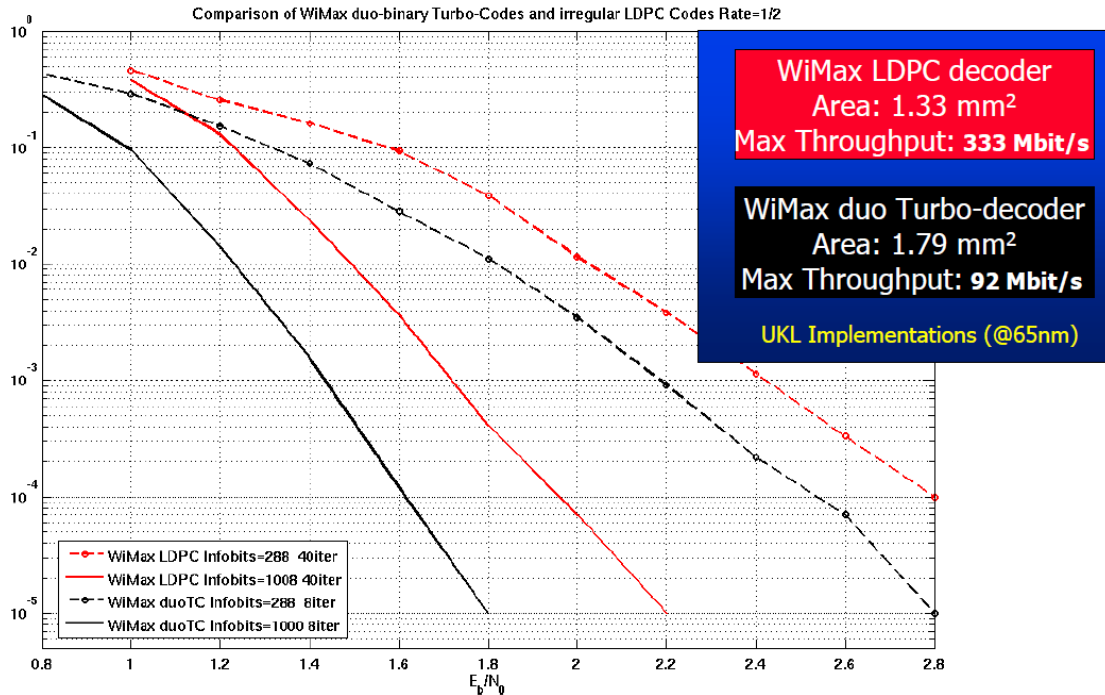


Σχήμα 2.13: Σύγκριση κωδικοποιήσεων Block LDPC (BLDPC) και Duo Binary Turbo (DBTC) για διάφορα μήκη πλαισίων, με σταθερό ρυθμό κώδικα  $R_c = 3/4$  σε δίαυλο AWGN.[9]

### 2.4.2 Σχέση μεταξύ επίδοσης και πολυπλοκότητας

Η πολυπλοκότητα υλοποίησης ενός κώδικα επιφέρει δυσκολίες στην κατασκευή ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος κωδικοποιητή. Οι αυξημένες απαιτήσεις σε αριθμό πράξεων και σε καθυστέρηση, οδηγούν σε μεγάλες συχνότητες ρολογιού και μεγάλη επιφάνεια ολοκληρωμένου, με ότι συνέπειες μπορεί αυτό να έχει σε ένα ολοκληρωμένο (θερμότητα, κατανάλωση, όγκος, κόστος). Επίσης, η αυξημένη κατανάλωση πρέπει να ληφθεί σοβαρά υπόψη σε ασύρματα δίκτυα με φορητούς κόμβους, όπως για παράδειγμα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας. Το αντιστάθμισμα θα πρέπει επίσης να λάβει υπόψη του και τις διαφορές σε επίπεδο μέγιστου ρυθμού δεδομένων που επιτυγχάνει το κάθε σύστημα καθώς και το επίπεδο πολυμορφισμού, δηλαδή της δυνατότητας ενός ολοκληρωμένου να αποκωδικοποιεί διαφορετικούς ρυθμούς κώδικα και διαφορετικά μήκη λέξεων. Βασική διαφορά σε ότι αφορά τα κυκλώματα αποκωδικοποίησης των δυο συστημάτων FEC είναι το ότι οι αποκωδικοποιητές Turbo αποτελούνται από 2 μόνο επιμέρους κυκλώματα (CSRC

decoders) τα οποία όμως εμφανίζουν πολύ μεγάλη πολυπλοκότητα. Αντίθετα, οι αποκωδικοποιητές LDPC αποτελούνται από πολλά επιμέρους κυκλώματα (κόμβοι ελέγχου και κόμβοι ψηφίων), εξαιρετικά χαμηλής πολυπλοκότητας το κάθε ένα [10]. Τα παραπάνω συμπεράσματα διατυπώνονται στο Σχήμα 2.14.



Σχήμα 2.14: Σύγκριση κωδικοποιήσεων Turbo και LDPC για δύο μήκη πλαισίου, ως προς την επίδοση, την πολυπλοκότητα και το ρυθμό μετάδοσης[10].

Όπως έχει αναφερθεί, το WiMax έχει δυνατότητα επιλογής ανάμεσα σε σχήμα κωδικοποίησης LDPC και Turbo. Στο παραπάνω διάγραμμα φαίνεται καταρχήν ότι ο αποκωδικοποιητής Turbo απαιτεί μεγαλύτερη επιφάνεια ολοκληρωμένου λόγω της πολυπλοκότητας του και επιτυγχάνει πολύ μικρότερο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων. Η επίδοση του LDPC όμως είναι χειρότερη καθώς η ίδια πιθανότητα λάθους επιτυγχάνεται για υψηλότερο SNR. Να σημειωθεί ότι στο Σχήμα 2.14 εξετάζονται κωδικές λέξεις σχετικά μικρού μήκους (μέχρι 1000 ψηφία).

Σε γενικές γραμμές, οι κώδικες Turbo απαιτούν πολυπλοκότερα και πιο ενεργοβόρα κυκλώματα αποκωδικοποίησης. Για μικρά μήκη λέξεων, η επιπλέον κατανάλωση είναι μικρή και αντισταθμίζεται επαρκώς από την καλύτερη επίδοσή τους σε σχέση με τους LDPC. Για μεγαλύτερες λέξεις, οι LDPC είναι καλύτεροι καθώς εξοικονομούν ενέργεια ενώ έχουν παραπλήσια ή και καλύτερη επίδοση [9]. Αντιθέτως, οι κώδικες LDPC επιτυγχάνουν εξοικονόμηση σε ενέργεια αλλά και χρόνο. Το πλεονέκτημα των συστημάτων που υιοθετούν κωδικοποίηση LDPC έγκειται στον έλεγχο ικανοποίησης των εξισώσεων ισοτιμίας

σε κάθε επανάληψη του αλγορίθμου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ο μέσος όρος επαναλήψεων να διαφέρει από το μέγιστο, σε αντίθεση με τους κώδικες Turbo όπου οι επαναλήψεις είναι προκαθορισμένες. Έτσι μπορεί μεν να οριστεί ένας σχετικά υψηλός μέγιστος αριθμός επαναλήψεων (π.χ. 50 στο DVB-S2), με τον οποίο να επιτυγχάνεται χαμηλός ρυθμός λαθών και πεπερασμένος χρόνος επεξεργασίας δεδομένων που έχουν αλλοιωθεί πολύ από το θόρυβο. Στην περίπτωση που αποκωδικοποιητής εκτελέσει 50 επαναλήψεις και η λέξη εξακολουθεί να μην ικανοποιεί τις εξισώσεις ισότητας, τότε η αποκωδικοποίηση σταματά, η λέξη δεν διορθώνεται και ο αποκωδικοποιητής δεν σπαταλά περαιτέρω χρόνο. Αντιθέτως, όταν η αλλοίωση της πληροφορίας από το δίαυλο δεν είναι μεγάλη, η αποκωδικοποίηση θα σταματήσει μετά από λίγες επαναλήψεις δίνοντας το σωστό αποτέλεσμα. Ο αποκωδικοποιητής Turbo ανεξαρτήτως αποτελέσματος θα εκτελέσει όλες τις προκαθορισμένες επαναλήψεις, κατασπαταλώντας έτσι πόρους.

Ένα σημαντικό πλεονέκτημα των συστημάτων Turbo σε σχέση με τα LDPC, αποτελεί ο υψηλός πολυμορφισμός τους -δηλαδή η ικανότητα ενός ολοκληρωμένου να αποκωδικοποιεί διαφορετικούς ρυθμούς κώδικα και διαφορετικά μήκη κωδικών λέξεων. Η ικανότητα αυτή προέρχεται καθαρά από τους συνελκτικούς κώδικες και αποτελεί μαζί με την καλύτερη επίδοση για μικρές κωδικές λέξεις το σημαντικότερο λόγο για την χρησιμοποίησή τους.

### 2.4.3 Συμπεράσματα Σύγκρισης

Η ανάλυση των προηγούμενων παραγράφων μπορεί να συνοψισθεί στον εξής κανόνα[10]:

- Αν σχεδιάζεται σύστημα **μεγάλης ευελιξίας** με:
  1. Χαμηλό ρυθμό δεδομένων (<200Mbps),
  2. Μεγάλο εύρος στα μήκη κωδικών λέξεων (200-3k bits),
  3. Μεγάλο εύρος ρυθμών κώδικα (1/3-7/8),

→ Καλύτερη επιλογή αποτελούν οι Turbo κώδικες
  
- Αν σχεδιάζεται σύστημα **μεγάλης χωρητικότητας** με:
  1. Ρυθμούς δεδομένων > 200Mbps,
  2. Περιορισμένο εύρος διαφορετικών μηκών λέξεων (το πολύ 10),
  3. Περιορισμένο εύρος ρυθμών κώδικα, με έμφαση στους υψηλούς ρυθμούς,

→ Καλύτερη επιλογή αποτελούν οι LDPC κώδικες



Παρόλα τα παραπάνω, πρέπει να τονιστεί ότι τα συστήματα επαναληπτικής αποκωδικοποίησης που συγκρίθηκαν στο παρόν κεφάλαιο υποφέρουν από χαμηλή επίδοση σε μικρά μήκη λέξεων και σε υπηρεσίες πραγματικού χρόνου. Για το λόγο αυτό δεν πρέπει να θεωρούνται ξεπερασμένα τα απλά συστήματα συνελκτικών κωδίκων, ιδίως για υπηρεσίες πραγματικού χρόνου όπως μετάδοση φωνής.

Τα συστήματα που παρουσιάστηκαν και συγκρίθηκαν παρουσιάζουν επιπλέον ενδιαφέρον για τα πρότυπα νέας γενιάς διότι λαμβάνουν υπόψη σοβαρά ζητήματα υλοποίησης από τη φάση σχεδίασης του κώδικα. Η κωδικοποίηση FEC προσφέρει πολλές επιλογές στους σχεδιαστές συστημάτων και είναι πλέον δυνατό, κάθε σύστημα να σχεδιάζεται θεωρώντας την κωδικοποίηση ένα μαύρο κουτί το οποίο θα προσαρμοστεί στο τέλος της σχεδίασης ανάλογα με τις απαιτήσεις που προκύπτουν. Η σύγκριση των δύο κωδικοποιήσεων δεν οδηγεί σε απόλυτο συμπέρασμα υπεροχής της μίας έναντι της άλλης. Τα δύο υπό μελέτη συστήματα, είναι ορθότερο να αντιμετωπίζονται ως αλληλο-συμπληρωματικά και όχι ως ανταγωνιστικά. Το καθένα εξυπηρετεί διαφορετικές ανάγκες και ο ορθός συνδυασμός τους θα προσφέρει πολλά πλεονεκτήματα στα δίκτυα νέας γενιάς.



## Κεφάλαιο 3

# DVB-S2: ΤΟ ΠΡΟΤΥΠΟ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ 2ης ΓΕΝΙΑΣ

---

Το παρόν κεφάλαιο αποτελεί μια εκτενή παρουσίαση του δορυφορικού προτύπου DVB-S2. Αρχικά παρουσιάζονται οι ανάγκες που οδήγησαν στην ανάπτυξη του προτύπου και επιδεικνύονται τα πλεονεκτήματα που προσφέρει, ενώ τονίζονται οι νέες δυνατότητες που προσφέρει στις δορυφορικές επικοινωνίες. Στη συνέχεια γίνεται εκτενής ανάλυση του προτύπου και εμβάθυνση στα κύρια υποσυστήματα του, καθώς και στις πρωτοποριακές τεχνολογίες που ενσωματώθηκαν σε αυτό. Ο συνδυασμός πρωτοποριακών χαρακτηριστικών μαζί την προσαρμοστικότητα του νέου προτύπου στις μεταβαλλόμενες συνθήκες ζεύξης και τις διαφορετικές απαιτήσεις των χρηστών οδήγησε στην δημιουργία ενός προτύπου με 30% υψηλότερη χωρητικότητα από το προϋπάρχον DVB-S. Οι βελτιωμένες επιδόσεις επέτρεψαν την παροχή ευρυζωνικών δορυφορικών υπηρεσιών σύμφωνα με τις επιταγές της σύγχρονης εποχής. Το DVB-S2 είναι υπεύθυνο για την διατήρηση των δορυφορικών επικοινωνιών ως ένα ανταγωνιστικό τμήμα των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών. Ακολουθεί η διδακτική επισκόπηση του συστήματος.

### 3.1 Εισαγωγή

Το “Πρόγραμμα ψηφιακής ευρυεκπομπής Video” (*Digital Video Broadcasting Project, DVB*) είναι μια κοινοπραξία που αποτελείται από πάνω από 260 παρόχους ευρυζωνικών υπηρεσιών, κατασκευαστές, διαχειριστές δικτύων, προγραμματιστές κ.α., εντοπισμένους σε πάνω από 35 διαφορετικές χώρες, αφοσιωμένη στον προσδιορισμό των τεχνικών προδιαγραφών για την παγκόσμια παράδοση ψηφιακών υπηρεσιών. Ωθούμενη από την βιομηχανία, η κοινοπραξία συστάθηκε το Σεπτέμβρη του 1993 και στο τέλος του ίδιου χρόνου εξέδωσε την πρώτη της προδιαγραφή: το DVB-S. Το πρότυπο αυτό χρησιμοποιείται μέχρι και σήμερα από παρόχους δορυφορικής τηλεόρασης *απευθείας στον καταναλωτή*

(DTH-Direct To the Home). Το DVB-S χρησιμοποιεί διαμόρφωση QPSK και αλυσιδωτό συνδυασμό συνελκτικής & Reed-Solomon κωδικοποίησης FEC (βλ. Κεφάλαιο 2). Οι ζεύξεις που βασίζονται στο πρότυπο DVB-S, μπορούν να χρησιμοποιηθούν επίσης για επαγγελματικές ζεύξεις σημείου προς σημείο (*point-to-point*) τηλεοπτικού περιεχομένου. Οι υπηρεσίες αυτές περιλαμβάνουν είτε τη μεταφορά τηλεοπτικού υλικού από τα στούντιο παραγωγής στις εγκαταστάσεις του διανομέα (*TV contribution*) ή/και την επικοινωνία απομακρυσμένων εξωτερικών θέσεων, στις οποίες βρίσκονται φορητά τερματικά διανομής, με τα κέντρα παραγωγής (*Digital Satellite News Gathering, DSNG*), χωρίς να απαιτείται πρόσβαση στο σταθερό τηλεπικοινωνιακό δίκτυο. Εξαιτίας των περιορισμένων επιδόσεων του DVB-S σε χωρητικότητα και των μεγάλων απαιτήσεων σε εύρος ζώνης των υπηρεσιών DSGN, αναπτύχθηκε το 1998 το δεύτερο πρότυπο του DVB, το DVB-DSGN. Το πρότυπο αυτό υιοθέτησε υψηλότερης τάξης κωδικοποιήσεις (8PSK και 16QAM) για την παροχή υπηρεσιών DSNG και TV Contribution. Έτσι έγινε δυνατή η εξασφάλιση μεγαλύτερου εύρους ζώνης για το χρήστη πάντα υπό καλές συνθήκες διάδοσης.

Τα τελευταία χρόνια, έρευνες στο πεδίο των ψηφιακών επικοινωνιών και πιο συγκεκριμένα σε τεχνικές διόρθωσης λαθών FEC, επαναληπτικής αποκωδικοποίησης (βλ. Κεφάλαιο 2) οδήγησαν σε διάφορες τεχνολογικές καινοτομίες. Το αποτέλεσμα αυτής της επαναστατικής τάσης σε συνδυασμό με την αυξανόμενη απαίτηση από τους καταναλωτές και τους παρόχους για μεγαλύτερο εύρος ζώνης και για υποστήριξη σύγχρονων υπηρεσιών μέσω δορυφόρου, οδήγησαν στον προσδιορισμό του προτύπου DVB-S2, το οποίο πλέον αποτελεί αναγνωρισμένο πρότυπο από τους ITU-R (*International Telecommunications Union - Radio*) και ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*).

Το DVB-S2 είναι το 2<sup>ης</sup> γενιάς πρότυπο για δορυφορικές ευρυζωνικές υπηρεσίες που αναπτύχθηκε στα πλαίσια των εργασιών του Digital Video Broadcasting Project το 2003. Το σύστημα σχεδιάστηκε για διάφορους τύπους εφαρμογών:

- 1) Ευρυεκπομπή κοινής και υψηλής ευκρίνειας τηλεόρασης (SDTV-HDTV)
- 2) Διαδραστικές υπηρεσίες (Internet)
- 3) Επαγγελματικές εφαρμογές (DSNG-TV Contribution)
- 4) Διανομή οποιουδήποτε είδους πληροφορίας και ζεύξη κέντρων για παρόχους Internet

Το πρότυπο αυτό προσδιορίστηκε βασιζόμενο σε 3 άξονες [14]:

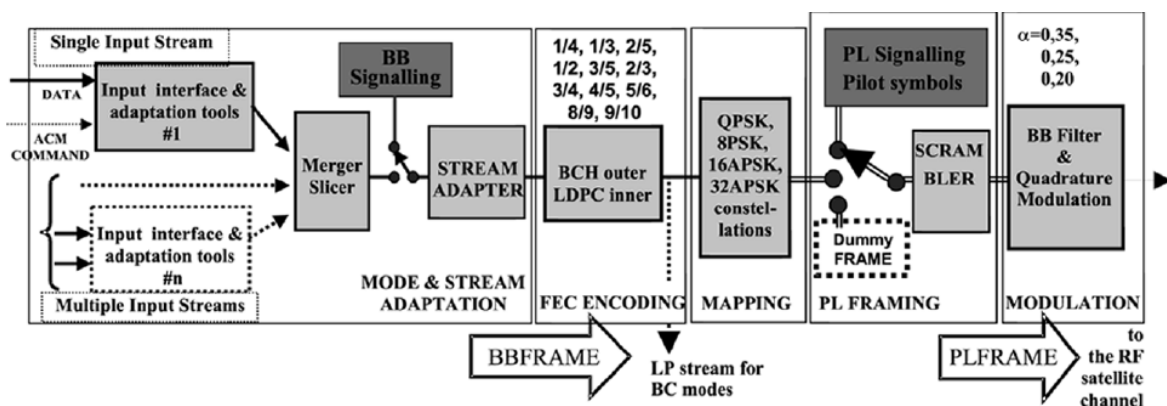
- 1) **Μεγαλύτερη δυνατή απόδοση μετάδοσης πλησιάζοντας την μέγιστη χωρητικότητα του διαύλου (όριο Shannon):** Για την επίτευξη αυτού, υιοθετήθηκαν πρωτοποριακές τεχνικές κωδικοποίησης και διαμόρφωσης όπως θα αναλυθούν παρακάτω.
- 2) **Μεγάλη ευελιξία:** Η ευελιξία του DVB-S2 του επιτρέπει να εφαρμοστεί σε κάθε είδους υπάρχοντα δορυφορικό αναμεταδότη με διαφορετική φασματική απόδοση και διαφορετικές απαιτήσεις SNR. Επιπροσθέτως, είναι σχεδιασμένο για συμβατότητα με διάφορες σύγχρονες μορφές (formats) εικόνας και ήχου (single multiple MPEG transport streams, IP & ATM packets, continuous bit streams).
- 3) **Πρακτική πολυπλοκότητα του δέκτη** (σε κυκλωματικό επίπεδο): Το DVB-S2 είναι κατάλληλα δομημένο ώστε να καλύπτει τον ευρύ τομέα εφαρμογών για τον οποίο σχεδιάστηκε ενώ παράλληλα διατηρεί σε πρακτικό επίπεδο την κυκλωματική πολυπλοκότητα του αποκωδικοποιητή (single chip decoder). Έτσι γίνεται δυνατή η χρησιμοποίηση προϊόντων μαζικής παραγωγής για επαγγελματικές ή στοχευμένες εφαρμογές.

Η κωδικοποίηση και η διαμόρφωση του σήματος βασίστηκαν στις πιο πρόσφατες εξελίξεις της επιστημονικής κοινότητας: χρησιμοποιήθηκαν κώδικες LDPC (Low Density Parity Check Codes) οι οποίοι συνδυάστηκαν με διαμορφώσεις QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK για την ικανοποιητική λειτουργία του συστήματος στο μη γραμμικό δορυφορικό δίαυλο. Η δομή των πλαισίων είναι τέτοια ώστε να επιτρέπει μέγιστη ευελιξία σε ένα ευμετάβλητο κανάλι και συγχρονισμό ακόμη και στις δυσχερέστερες συνθήκες (χαμηλό SNR). Η *προσαρμοστική κωδικοποίηση και διαμόρφωση (ACM-Adaptive Coding and Modulation)* όταν χρησιμοποιείται σε ζεύξεις σημείου προς σημείο επιτρέπει την βελτιστοποίηση των παραμέτρων μετάδοσης για κάθε χρήστη ξεχωριστά ανάλογα με τις συνθήκες διάδοσης, ενώ ελέγχεται μέσω κλειστού βρόχου με κανάλι επιστροφής επίγειο ή δορυφορικό. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την περαιτέρω αύξηση της φασματικής απόδοσης του DVB-S2 σε σχέση με το DVB-S μειώνοντας δραστικά το κόστος των δορυφορικών υπηρεσιών. Τέλος, το πρότυπο διαθέτει αναδρομική συμβατότητα με το DVB-S, επιτρέποντας στους υπάρχοντες δέκτες να λειτουργούν κατά την περίοδο μετάβασης στο νέο πρότυπο [14]. Όλα τα

παραπάνω θα αναλυθούν εκτενώς στις επόμενες παραγράφους μαζί με την αρχιτεκτονική και την απόδοση του DVB-S2.

### 3.2 Το διάγραμμα λειτουργικών δομών του DVB-S2 (DVB-S2 System Block Diagram)

Το πρότυπο δορυφορικών επικοινωνιών DVB-S2 είναι δομημένο ως ακολουθία λειτουργικών δομών όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.1.



Σχήμα 3.1: Διάγραμμα λειτουργικών δομών του DVB-S2 [14]

Στο DVB-S2 η παραγωγή του προς μετάδοση σήματος εκτελείται σε 2 επίπεδα, καθένα με διαφορετική δομή πλαισίωσης, όπως αναλυτικά φαίνεται στο Σχήμα 3.1:

1) Το BBFRAME σε επίπεδο βασικής ζώνης (Base Band) το οποίο φέρει και πληροφορία σηματοδosis, ώστε να επιτευχθεί η απαιτούμενη ευελιξία και προσαρμοστικότητα ανάλογα με την εφαρμογή και τις απαιτήσεις του χρήστη. Σε αυτό το επίπεδο λαμβάνεται η απόφαση για το είδος διαμόρφωσης και κωδικοποίησης που θα χρησιμοποιηθεί (ACM) όπως αναλύεται στην Παράγραφο 3.2.1.

2) Το PLFRAME σε επίπεδο φυσικού στρώματος (Physical Layer) το οποίο ενθυλακώνει την προς μετάδοση πληροφορία ενώ παράλληλα μεταφέρει πληροφορία σηματοδosis με υψηλή προστασία για την παροχή συγχρονισμού στο δέκτη, ακόμη και υπό δυσμενείς συνθήκες.

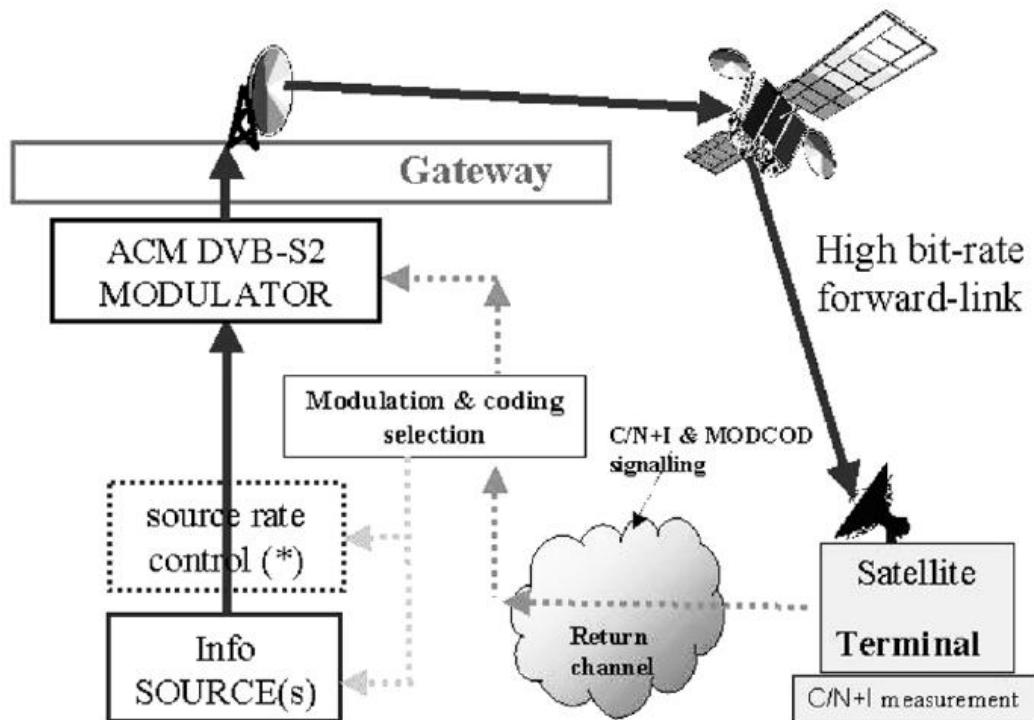
### 3.2.1 Σύστημα Προσαρμοστικής Κωδικοποίησης και Διαμόρφωσης (ACM)

Η πρωτοποριακή τεχνική στην οποία οφείλει το DVB-S2 τις εξαιρετικές επιδόσεις σε χωρητικότητα και φασματική απόδοση είναι η τεχνική *Προσαρμοστικής Κωδικοποίησης και Διαμόρφωσης (Adaptive Coding and Modulation, ACM)* που εφαρμόζεται μόνο σε περιπτώσεις διαδραστικών (interactive) υπηρεσιών. Μέσω της προσαρμοστικότητας, το σύστημα δεν είναι υποχρεωμένο να λειτουργεί υποθέτοντας συνεχώς χειρότερες δυνατές συνθήκες (*worst case scenario*) καθιστώντας εφικτή τη μείωση του περιθωρίου διαλείψεων όταν επικρατούν στην ζεύξη καλές συνθήκες. Τα αποτελέσματα του ACM περιλαμβάνουν τη μείωση του κόστους παροχής υπηρεσιών, τη δυνατότητα αύξησης της χωρητικότητας του συστήματος και την παροχή σε κάθε χρήστη μεγαλύτερου εύρους ζώνης. Έτσι γίνεται εφικτή η κάλυψη των σύγχρονων αναγκών από τις δορυφορικές επικοινωνίες.

Ανάλογα με την εφαρμογή, οι ακολουθίες εισόδου DVB-S2 μπορεί είτε να είναι απλές ή πολλαπλές ροές δεδομένων, είτε ακολουθίες πακέτων. Η λειτουργική δομή *προσαρμογής ρυθμού και ροής (Mode and Stream adaption Block)*, όπως φαίνεται στο πρώτο τμήμα του σχήματος 3.1, παρέχει διαδικασίες απαραίτητες για το ACM όπως συγχρονισμό, διαδραστικότητα και προσαρμογή της ροής εισόδου [14]. Επιπροσθέτως, είναι υπεύθυνη για τη συνένωση πολλαπλών ροών εισόδου σε ένα σήμα μετάδοσης καθώς και για τον τεμαχισμό του σήματος σε πλαίσια FEC (FEC Blocks). Τα FEC Blocks (βλ Κεφάλαιο 2) αποτελούνται από ψηφία προερχόμενα από τις ροές εισόδου και έχουν συγκεκριμένη δομή με σκοπό την μετάδοσή της πληροφορίας κατά ομογενή τρόπο. Εν συνεχεία, στην έξοδο του συστήματος προσαρμογής ρυθμού και ροής δημιουργούνται πλαίσια πρώτου επιπέδου (BBFRAMEs) με την προσάρτηση της επικεφαλίδας βασικής ζώνης (80 bits) στο block. Η επικεφαλίδα αυτή ενημερώνει το δέκτη για το είδος της ροής δεδομένων καθώς και για τον τύπο της προσαρμογής ρυθμού: απλή ή πολλαπλή ροή δεδομένων, σταθερής ή μεταβλητής κωδικοποίησης και διαμόρφωσης καθώς και πολλές άλλες λεπτομέρειες. Στο ενδεχόμενο έλλειψης αρκετής πληροφορίας για να γεμίσει ένα BBFRAME χρησιμοποιούνται εικονικά ψηφία (padding bits).

Στο Σχήμα 3.2 παρουσιάζεται το λειτουργικό διάγραμμα μίας δορυφορικής ζεύξης ACM. Το διάγραμμα περιλαμβάνει το *σταθμό ελέγχου (gateway, GW)*, τον *διαμορφωτή ACM* του DVB-S2, τον *σταθμό βάσης άνω ζεύξης (uplink station)*, το δορυφόρο και το τερματικό του δέκτη που συνδέεται με την πύλη ελέγχου ACM μέσω επίγειου διαύλου επιστροφής. Θεωρώντας το διαθέσιμο εύρος ζώνης στο δορυφορικό αναμεταδότη σταθερό, ο

διαμορφωτής ACM λειτουργεί υπό σταθερό ρυθμό συμβόλων. Η διαδικασία ACM επιτυγχάνεται από το DVB-S2 μέσω της πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου (Time Division Multiplex, TDM), όπου η διαμόρφωση και η κωδικοποίηση μπορεί να διαφοροποιείται ανά πλαίσιο. Με τον τρόπο αυτό, επιτυγχάνεται συνεχής παροχή υπηρεσιών κατά τη διάρκεια διαλείψεων καθώς μειώνονται τα προς μετάδοση ψηφία ενώ παράλληλα αυξάνεται η προστασία μέσω επιλογής κώδικα χαμηλότερου ρυθμού και διαμόρφωσης χαμηλότερης τάξης, για κάθε πλαίσιο ξεχωριστά. Το πλεονέκτημα του ACM είναι ότι μειώνει το περιθώριο διαλείψεων το οποίο συνήθως κυμαίνεται από 4 έως 8dB κατά το μεγαλύτερο ποσοστό του χρόνου δεδομένου ότι το περιθώριο διαλείψεων αποτελεί την πρόσθετη ισχύ που πρέπει να διαθέτουν τα συστήματα σταθερής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης (*Constant Coding and Modulation, CCM*) ώστε να διατηρείται σταθερή η ποιότητα υπηρεσιών στο χρήστη κατά τη διάρκεια διαλείψεων. Η κατάργηση του περιθωρίου αυτού, αυξάνει τη χωρητικότητα και τις επιδόσεις του συστήματος κατά τη διάρκεια *συνθηκών καθαρού ουρανού (clear sky conditions)* ενώ παράλληλα διατηρεί ενεργή τη ζεύξη κατά τη διάρκεια διαλείψεων, με μικρότερο όμως ρυθμό μετάδοσης. Η υιοθέτηση της προσαρμοστικότητας είναι κρίσιμη για τη μετάβαση των δορυφορικών επικοινωνιών σε υψηλότερες συχνότητες καθώς και για την παροχή υπηρεσιών σε τροπικές περιοχές δεδομένου ότι και στις 2 περιπτώσεις αυξάνονται οι επιδράσεις των ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων στη ζεύξη (βλ. Κεφάλαιο 1).



Σχήμα 3.2: Δορυφορική ζεύξη DVB-S2 με ACM [14]



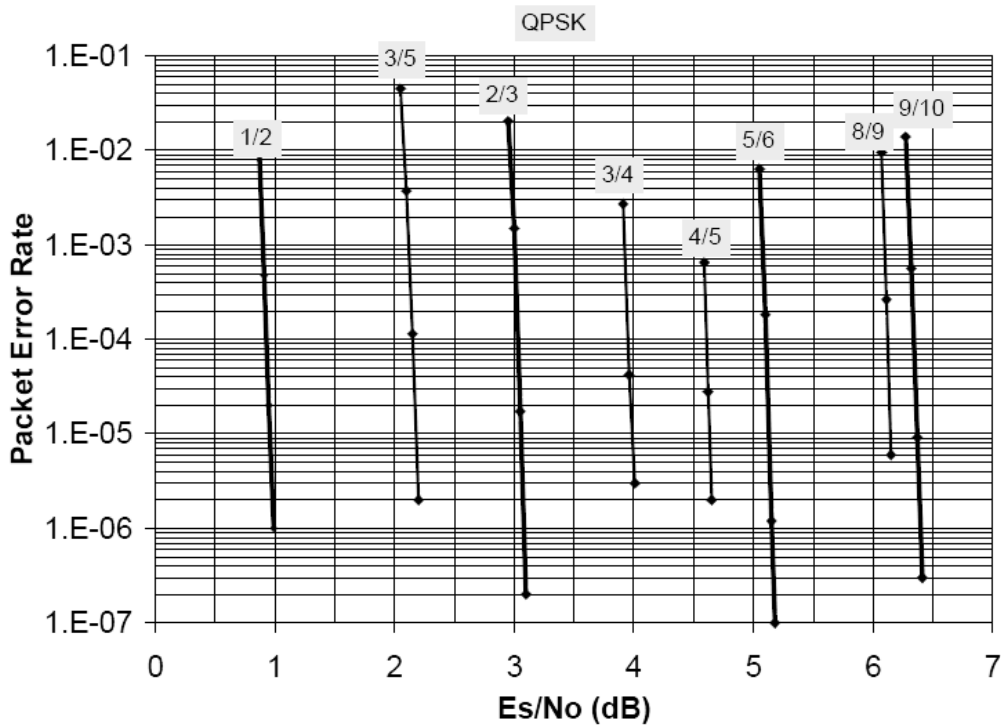
### 3.2.2 Κωδικοποίηση FEC

Η κωδικοποίηση FEC -σε συνδυασμό με το σύστημα ACM- είναι το κλειδί για την επίτευξη άριστης επίδοσης στον δορυφορικό διάυλο ακόμη και υπό συνθήκες χαμηλής ισχύος λήψης. Κατά την προτυποποίηση του DVB-S2, η διαδικασία επιλογής του καταλληλότερου σχήματος κωδικοποίησης FEC, συμπεριέλαβε επτά διαφορετικές προτάσεις σχημάτων κωδικοποίησης, τα οποία συνέκρινε μέσω υπολογιστικών προσομοιώσεων, σε διάυλο AWGN. Τα σχήματα που συγκρίθηκαν, στηρίχθηκαν σε παράλληλους ή σειριακούς αλυσιδωτούς συνελικτικούς κώδικες και παράγωγους αυτών, καθώς και σε κώδικες LDPC όλοι με την χρήση επαναληπτικών τεχνικών αποκωδικοποίησης (“turbo decoding”, βλ Κεφάλαιο 2). Το επικρατέστερο σύστημα, στηρίχθηκε στους κώδικες LDPC προσφέροντας την ελάχιστη απόσταση από το όριο Shannon του γραμμικού διαύλου (παρουσία AWGN)- πάντα με τον περιορισμό της μέγιστης πολυπλοκότητας του αποκωδικοποιητή στα 14mm<sup>2</sup> πυριτίου (τεχνολογία 130nm). Ακολουθεί μία σύντομη εισαγωγή στις τεχνικές κωδικοποίησης που υιοθετήθηκαν από το DVB-S2 ενώ εκτενής ανάλυση του συστήματος κωδικοποίησης για το πρότυπο DVB-S2 εκτελείται στο Κεφάλαιο 4.

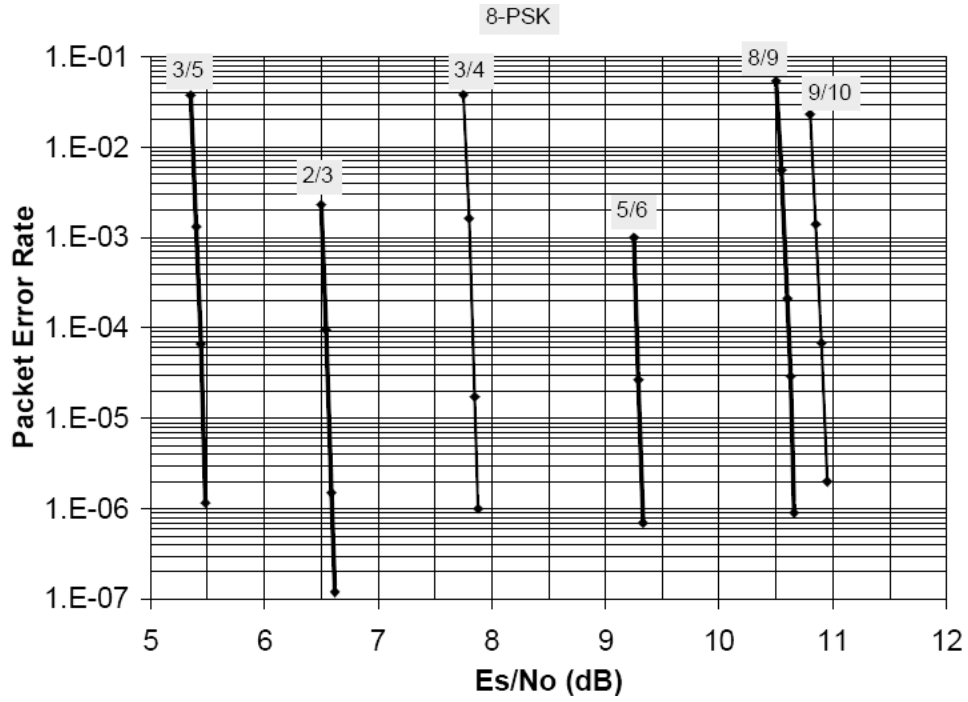
Οι κώδικες LDPC ανακαλύφθηκαν από τον R. G. Gallager το 1960 αλλά δεν χρησιμοποιήθηκαν λόγω της μη επαρκούς τεχνολογικής ανάπτυξης. Η επιτυχία της επαναληπτικής αποκωδικοποίησης οδήγησε στην επαναφορά τους από τους McKay και Neal το 1995. Οι LDPC όπως έχουν αναλυθεί στο Κεφάλαιο 2, είναι γραμμικοί συμπαγείς κώδικες που χαρακτηρίζονται από αραιούς πίνακες ελέγχου ισοτιμίας  $\mathbf{H}_{[(N-K) \times N]}$  όπου κάθε λέξη πληροφορίας μήκους  $K$  bits κωδικοποιείται σε μία κωδική λέξη  $N$  bits. Μπορούν επίσης να αναπαρασταθούν μέσω του διμερούς γραφήματος (διάγραμμα Tanner) που συνδέει κάθε εξίσωση κόμβου (γραμμή του πίνακα  $\mathbf{H}$ ) με τα ψηφία στα οποία αληθεύει η εξίσωση). Με σκοπό την αποφυγή λαθών σε πακέτα που ήδη διαθέτουν χαμηλή πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου, εισάγονται εξωτερικοί κώδικες BCH με δυνατότητα διόρθωσης 8-12 λανθασμένων ψηφίων εντός του πλαισίου. Το συνολικό μήκος του πλαισίου αλυσιδωτής κωδικοποίησης BCH & LDPC είναι 64800 ψηφία για εφαρμογές ανεκτικές στις καθυστερήσεις και 16200 για τις υπόλοιπες. Ρυθμοί κώδικα  $1/4$ ,  $1/3$ ,  $2/5$ ,  $1/2$ ,  $3/5$ ,  $2/3$ ,  $3/4$ ,  $4/5$ ,  $5/6$ ,  $8/9$  και  $9/10$  είναι διαθέσιμοι ανάλογα με τον επιλεγμένο σηματικό αστερισμό και το είδος της εφαρμογής. Για παράδειγμα, ρυθμοί  $1/4$ ,  $1/3$  και  $2/5$  χρησιμοποιούνται σε συνδυασμό με διαμόρφωση QPSK σε δυσμενείς συνθήκες διαύλου, όπου ο λόγος  $E_s/N_o$  λαμβάνει αρνητικές τιμές [14].

Ο επιλεγμένος συνδυασμός κωδικοποίησης FEC και διαμόρφωσης (MODCOD) είναι πάντα σταθερός εντός κάθε πλαισίου αλλά μπορεί να αλλάζει μεταξύ διαφορετικών πλαισίων της ίδιας σύνδεσης κατά την εφαρμογή του ACM (βλ Παράγραφο 3.2.1). Επίσης, το εκπεμπόμενο σήμα μπορεί να περιέχει συνδυασμό κανονικών και σύντομων κωδικών πλαισίων. Πρέπει ακόμη να επισημανθεί, ότι οι διαμορφώσεις υψηλότερης τάξης (8PSK, 16APSK, 32APSK) προστατεύονται από καταιγισμούς λαθών μέσω *ανάδευσης των ψηφίων (bit Interleaving)*[11].

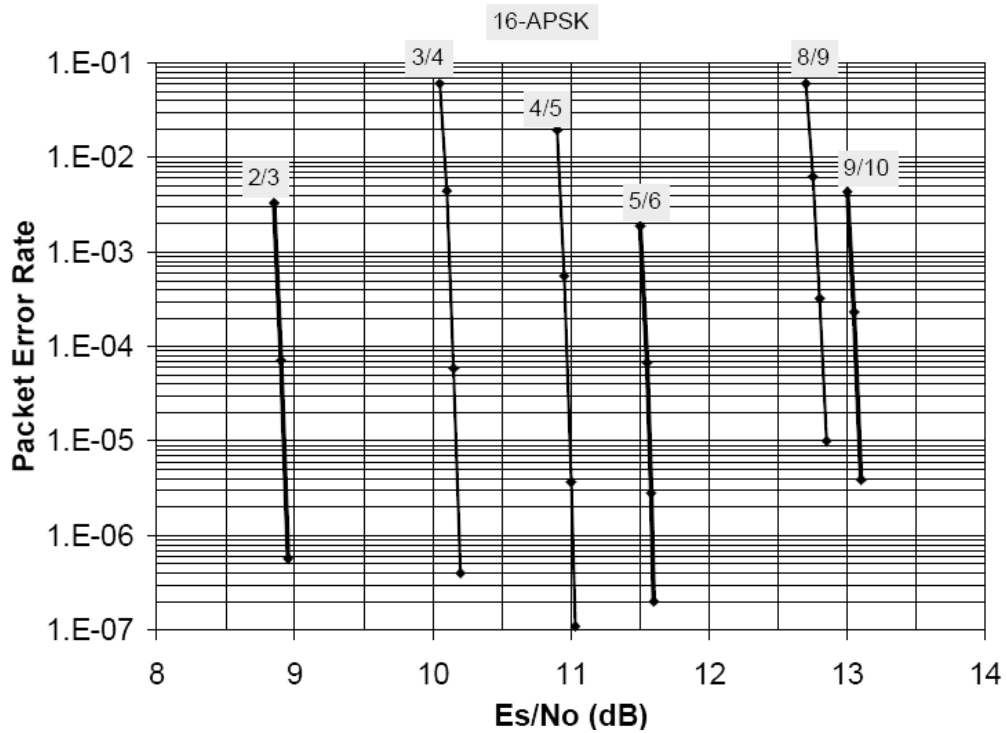
Οι απαιτήσεις ρυθμού λαθών στο DVB-S2 είναι αυστηρότατες:  $10^{-7}$  PER (Packet Error Rate) για MPEG πακέτα, το οποίο μεταφράζεται σε περίπου 1 λάθος πακέτο ανά μία ώρα σταθερής υπηρεσίας ρυθμού 5Mbps [11]. Τα Σχήματα 3.3 έως 3.6 αναδεικνύουν την άριστη απόδοση της κωδικοποίησης FEC του DVB-S2 σε δίαυλο λευκού αθροιστικού θορύβου Gauss για διάφορους ρυθμούς κώδικα και διαμορφώσεις, με μήκος πλαισίων FEC 64800 ψηφία και μέγιστο αριθμό επαναλήψεων αποκωδικοποίησης 50 (βλ. Κεφάλαια 2, 4). Μικρότερα κωδικά πλαίσια (16200 ψηφία) δίνουν κατά κανόνα, χειρότερα αποτελέσματα κατά 0.25-0.3dB εξαιτίας της μικρότερης διάστασης του πλαισίου.



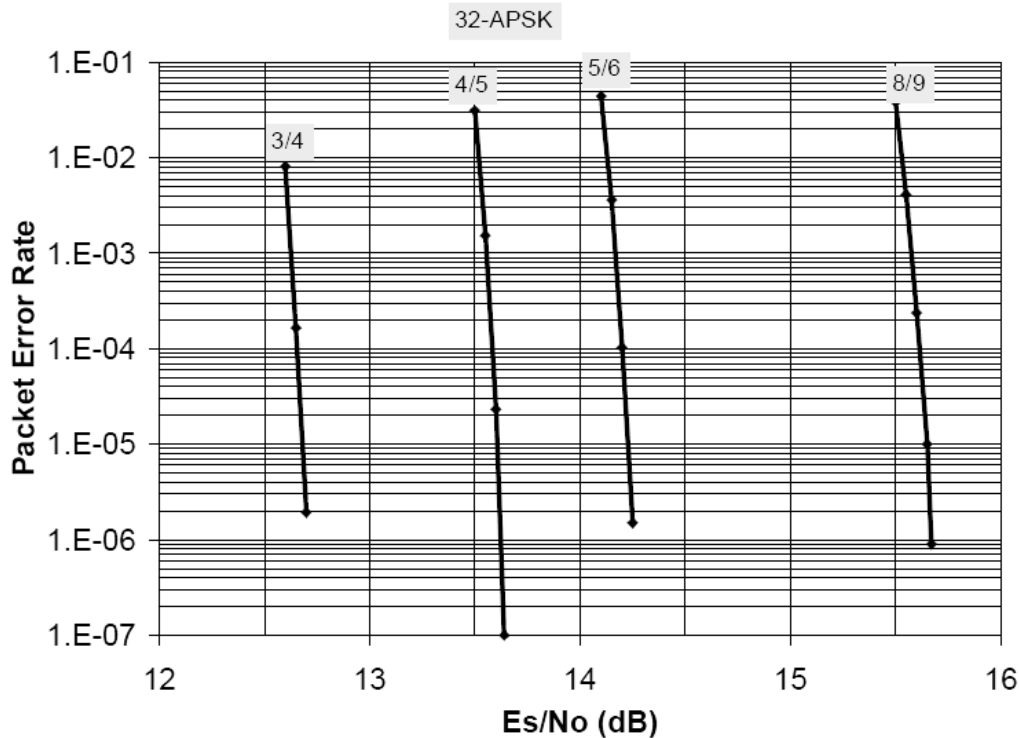
Σχήμα 3.3: Επίδοση αλυσιδωτής κωδικοποίησης του προτύπου DVB-S2 για διάφορους ρυθμούς κώδικα σε συνδυασμό με διαμόρφωση QPSK[12].



Σχήμα 3.4: Επίδοση αλυσιδωτής κωδικοποίησης του προτύπου DVB-S2 για διάφορους ρυθμούς κώδικα σε συνδυασμό με διαμόρφωση 8PSK[12].



Σχήμα 3.5 Επίδοση αλυσιδωτής κωδικοποίησης του προτύπου DVB-S2 για διάφορους ρυθμούς κώδικα σε συνδυασμό με διαμόρφωση 16APSK[12].



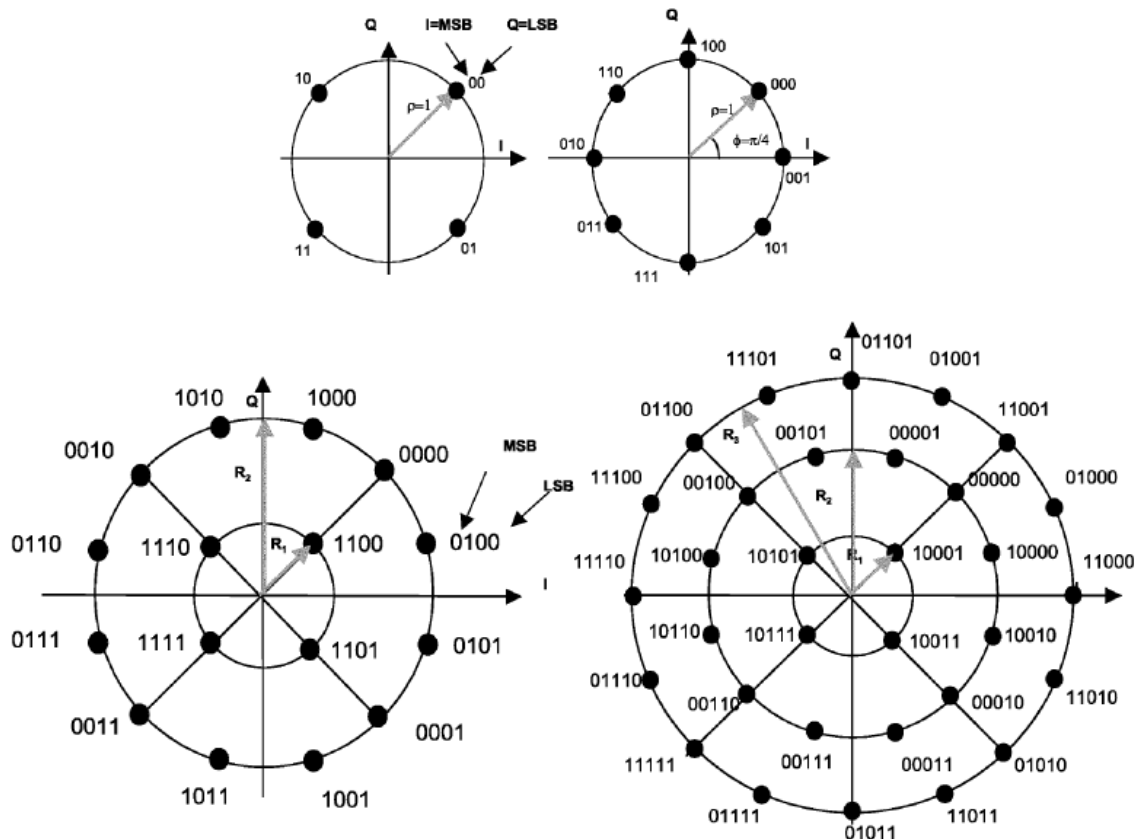
Σχήμα 3.6: Επίδοση αλυσιδωτής κωδικοποίησης του προτύπου DVB-S2 για διάφορους ρυθμούς κώδικα σε συνδυασμό με διαμόρφωση 32APSK [12].

### 3.2.3 Διαμορφώσεις

Στο πρότυπο DVB-S2 τέσσερις διαφορετικοί τύποι διαμόρφωσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη μετάδοση σήματος: QPSK, 8PSK, 16APSK, και 32APSK ανάλογα με την περιοχή εφαρμογών. Με την επιλογή του είδους του σηματικού αστερισμού που θα χρησιμοποιηθεί αλλά και της κωδικοποίησης, μπορεί να επιτευχθεί φασματική απόδοση από 0.5 έως 4.5 bits/symbol. Η επιλογή της επιθυμητής φασματικής απόδοσης γίνεται με βάση τις δυνατότητες του δορυφορικού αναμεταδότη. Οι τιμές αυτές επιτυγχάνονται με τους εξής συνδυασμούς: QPSK διαμόρφωση, η οποία έχει 2 ψηφία ανά σύμβολο, σε συνδυασμό με κώδικα ρυθμού 1/4, έχει ως αποτέλεσμα φασματική απόδοση 0.5bits/symbol. Αντίστοιχα, διαμόρφωση 32APSK, δηλαδή 5 ψηφία ανά σύμβολο, σε συνδυασμό με κώδικα ρυθμού 9/10 επιτυγχάνει φασματική απόδοση 4.5bits/symbol. Οι διαμορφώσεις 16APSK και 32APSK είναι βελτιστοποιήσεις των 16QAM και 32QAM αντίστοιχα, όπου τα σημεία έχουν τοποθετηθεί επί περιφερειών κύκλων για τη μείωση της επίδρασης των μη-γραμμικοτήτων. Παρ' όλα αυτά, η απόδοσή τους στο γραμμικό AWGN δίαυλο είναι ελάχιστα χειρότερη, όπως αποδεικνύεται στο τέλος της παρούσας μελέτης (βλ. Κεφάλαιο 5). Εκτενής ανάλυση των διαμορφώσεων APSK και της επίδοσής τους εκτελείται στο Κεφάλαιο 4 καθώς και στο Παράρτημα Α.

Οι QPSK και 8PSK προτείνονται για εφαρμογές ευρυεκπομπής (broadcast) καθώς η θεωρητικά σταθερή περιβάλλουσά τους δεν επηρεάζεται από τις μη-γραμμικότητες των δορυφορικών ενισχυτών, όταν αυτοί λειτουργούν κοντά στον κορεσμό [25]. Αντίθετα, οι διαμορφώσεις 16APSK και 32APSK χρησιμοποιούνται κυρίως σε επαγγελματικές εφαρμογές εξαιτίας των μεγαλύτερων απαιτήσεων που έχουν σε SNR, αλλά μπορούν να χρησιμοποιηθούν και για ευρυεκπομπή. Παρά το γεγονός ότι οι υψηλότερης τάξης διαμορφώσεις έχουν υψηλές απαιτήσεις σε ισχύ λήψης, επιτυγχάνουν υψηλή φασματική απόδοση. Λόγω της πολυσταθμικής φύσης τους είναι ευπρόσβλητες από μη γραμμικά φαινόμενα και έτσι απαιτούν λειτουργία στην ωσεί-γραμμική (quasi-linear) περιοχή του αναμεταδότη καθώς και την υιοθέτηση στο σταθμό εκπομπής, τεχνικών μείωσης των επιπτώσεων των μη-γραμμικότητας (*pre-distortion techniques*)[25].

Οι σηματικοί αστερισμοί των τεσσάρων διαμορφώσεων παρουσιάζονται συνοπτικά στο Σχήμα 3.7. Να τονιστεί ότι για τις διαμορφώσεις σταθερής περιβάλλουσας η χαρτογράφηση των ψηφίων επί του σηματικού αστερισμού γίνεται με βάση την κωδικοποίηση Gray, ενώ για τις διαμορφώσεις APSK -όπου δεν είναι δυνατή η εφαρμογή κωδικοποίησης Gray- τα ψηφία χαρτογραφούνται όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.7.



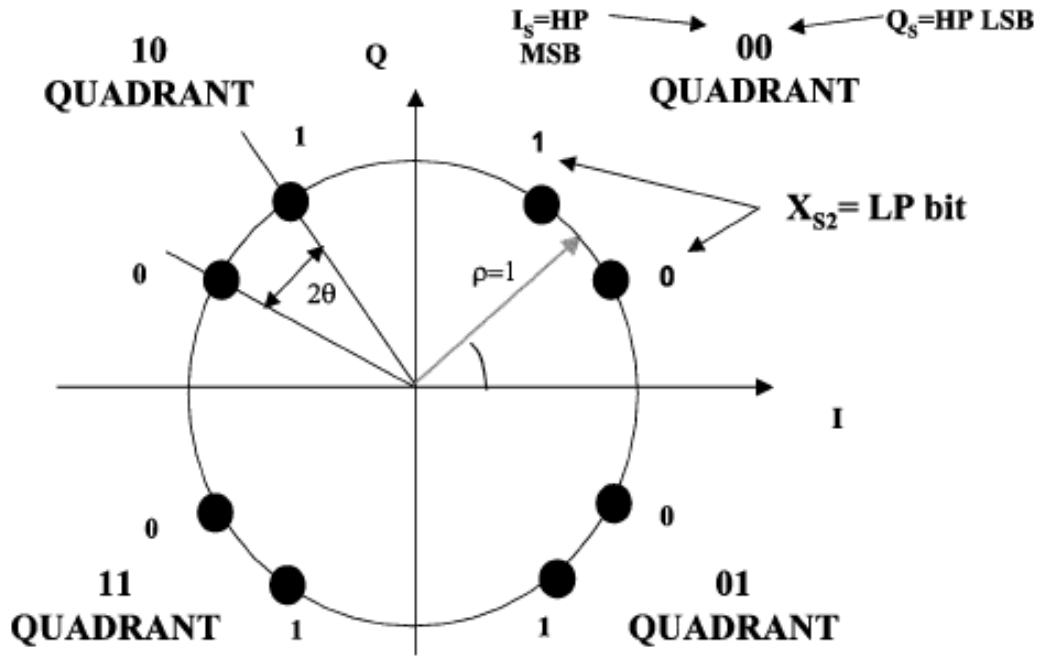
Σχήμα 3.7: Οι σηματικοί αστερισμοί του προτύπου DVB-S2 [14]

### 3.3 Συμβατότητα με παλαιότερες εκδόσεις

Κατά την σχεδίαση του νέου δορυφορικού προτύπου λήφθηκε μέριμνα για την ήπια μετάβαση από το πρότυπο προηγούμενης γενιάς DVB-S στο DVB-S2. Η απότομη αλλαγή προς το νέο πρότυπο κρίθηκε απαγορευτική λόγω της ύπαρξης μεγάλου αριθμού χρηστών του DVB-S. Σε τέτοιες περιπτώσεις, αναδρομική συμβατότητα είναι απαραίτητη κατά τη μεταβατική περίοδο, επιτρέποντας έτσι στους υπάρχοντες δέκτες παλαιότερης τεχνολογίας να συνεχίσουν να λειτουργούν, ενώ παράλληλα θα παρέχονται νέες υπηρεσίες και μεγαλύτερη χωρητικότητα στους σύγχρονους χρήστες. Στο τέλος της μεταβατικής περιόδου, όταν όλος ο πληθυσμός των χρηστών θα έχει μεταβεί στη νέα τεχνολογία, το σύστημα οφείλει να λάβει μη-συμβατή με την παλαιά τεχνολογία μορφή, επιτρέποντας την πλήρη εκμετάλλευση των δυνατοτήτων του DVB-S2 [14].

Για την καλύτερη δυνατή εκμετάλλευση των δυνατοτήτων του DVB-S2, χωρίς τον αποκλεισμό των χρηστών παλαιότερη τεχνολογίας, έχουν δημιουργηθεί μορφές λειτουργίας *προαιρετικής αναδρομικής συμβατότητας (optional Backward Compatibility)*. Οι μορφές αυτές βασίζονται στην αποστολή δύο διαφορετικών ροών δεδομένων MPEG εντός ενός διαύλου. Η πρώτη ροή, ονομαζόμενη *υψηλής προτεραιότητας (High Priority, HP)*, είναι συμβατή και με τους χρήστες του DVB-S ενώ η δεύτερη ροή, η *χαμηλής προτεραιότητας (Low Priority, LP)*, προορίζεται μόνο για τους δέκτες νέας τεχνολογίας. Στο DVB-S2, η αναδρομική συμβατότητα επιτυγχάνεται μέσω της ιεραρχικής διαμόρφωσης όπου οι δύο ροές δεδομένων HP και LP συνδυάζονται ταυτόχρονα σε έναν ασύμμετρο 8PSK σηματοδότησμού όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.8.

Σύμφωνα με την ιεραρχική διαμόρφωση, το χαμηλής προτεραιότητας συμβατό με DVB-S2 σήμα κωδικοποιείται όπως ορίζει το σύστημα κωδικοποίησης του DVB-S2 (BCH & LDPC), με δυνατούς ρυθμούς  $1/4$ ,  $1/3$ ,  $1/2$ , ή  $3/5$ . Τότε ένα ειδικό υποσύστημα ιεραρχικής χαρτογράφησης παράγει τον σηματοδότησμού του Σχήματος 3.7. Τα δύο ψηφία υψηλής προτεραιότητας (DVB-S bits) ορίζουν ένα σημείο QPSK σηματοδότησμού που μπορεί να αποδιαμορφώσει κάθε παλαιάς τεχνολογίας δέκτης, ενώ το ψηφίο χαμηλής προτεραιότητας (DVB-S2 bit) προσθέτει μία επιπλέον φάση  $\pm\theta$  πριν την διαμόρφωση. Η επιπλέον φάση χειροτερεύει ελάχιστα την επίδοση της DVB-S υπηρεσίας ανάλογα με το μέγεθος της φάσης καθώς μεταβάλλει τον QPSK σηματοδότησμού. Αναλυτικά το σήμα στην έξοδο του ιεραρχικού διαμορφωτή υπολογίζεται από τη σχέση 3.1.



Σχήμα 3.8: Ιεραρχική διαμόρφωση σε ασύμμετρο 8PSK σηματοδότηση για υλοποίηση της «Προς τα πίσω» συμβατότητας [14].

$$u_{HM} = \sum_k A e^{j\Phi_k} s(t - kT) \quad (3.1)$$

όπου η διακριτή φάση  $\Phi_k$  λαμβάνει τιμές:

$$\Phi_k = \left\{ \left( \frac{\pi}{2} \right) l + \left( \frac{\pi}{4} \right) + (-1)^{l+k+1} \theta \right\} \quad (3.2)$$

για τέσσερις δυνατές τιμές του  $l$  (**1, 2, 3, ή 4**) όπως προκύπτουν από τη Σχέση 3.3

$$l = 3Q_s - 2I_s Q_s + I_s \quad (3.3)$$

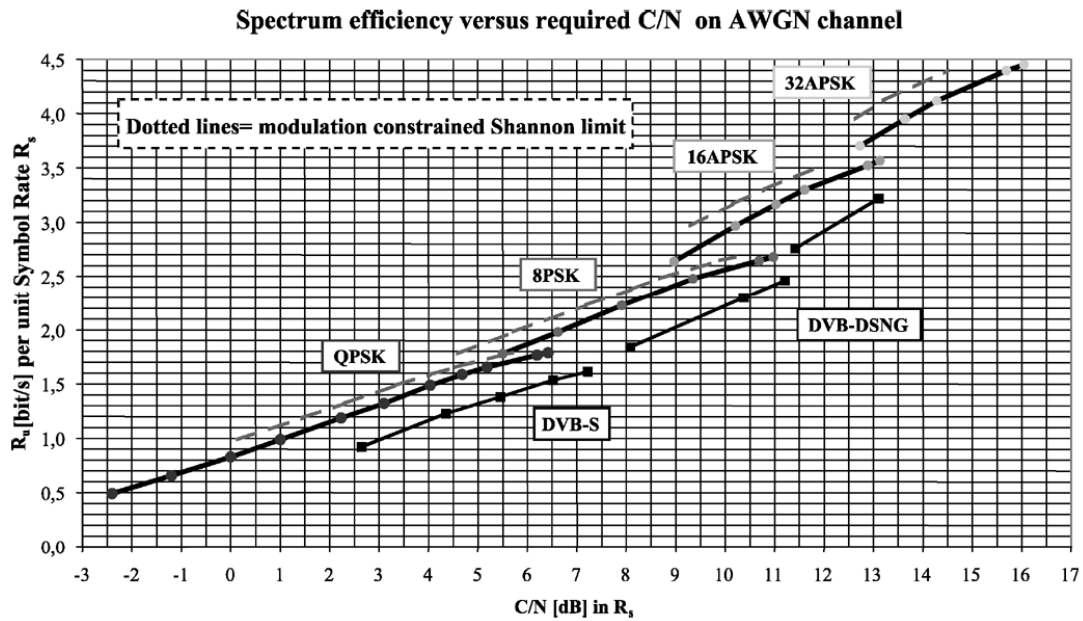
με τα  $I_s$  και  $Q_s$  όπως ορίζονται στο Σχήμα 3.7 και με  $k$  ίσο με:

$$k = X_{s2} (= 0 \text{ ή } 1) \quad (3.4)$$

Από την στιγμή που το προκύπτον σήμα έχει σταθερή περιβάλλουσα μπορεί να μεταδοθεί από πομπούς με ενισχυτές που λειτουργούν κοντά στον κορεσμό [14].

### 3.4 Επίδοση του συστήματος DVB-S2

Ανάλογα με τον επιλεγμένο λόγο κωδικοποίησης και τον σηματικό αστερισμό, υποθέτοντας ιδανική αποκωδικοποίηση, το σύστημα μπορεί να λειτουργήσει με πιθανότητα λανθασμένου πακέτου μικρότερη του  $10^{-7}$  σε AWGN δίαυλο για SNRs από -2.4dB (δηλαδή για ισχύ επιθυμητού σήματος χαμηλότερη της ισχύος θορύβου!), με QPSK διαμόρφωση και αλυσιδωτή κωδικοποίηση ρυθμού 1/4, έως 16dB με 32APSK και 9/10 κωδικοποίηση [14]. Η απόσταση από το όριο του Shannon που επιτυγχάνεται από το σύστημα κυμαίνεται από 0.7 έως 1.2 dB, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.9 όπου οι διακεκομμένες καμπύλες αντιπροσωπεύουν το περιοριζόμενο από την διαμόρφωση όριο του Shannon. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα 20-35% αύξηση της χωρητικότητας σε σχέση με το DVB-S ή το DVB-DSNG κάτω από τις ίδιες συνθήκες διάδοσης ή εναλλακτικά 2-2.5 dB ανθεκτικότερη στο θόρυβο λήψη για ίδια φασματική απόδοση [14].



Σχήμα 3.9: Απαιτούμενο SNR συναρτήσει της φασματικής απόδοσης σε δίαυλο AWGN [14].

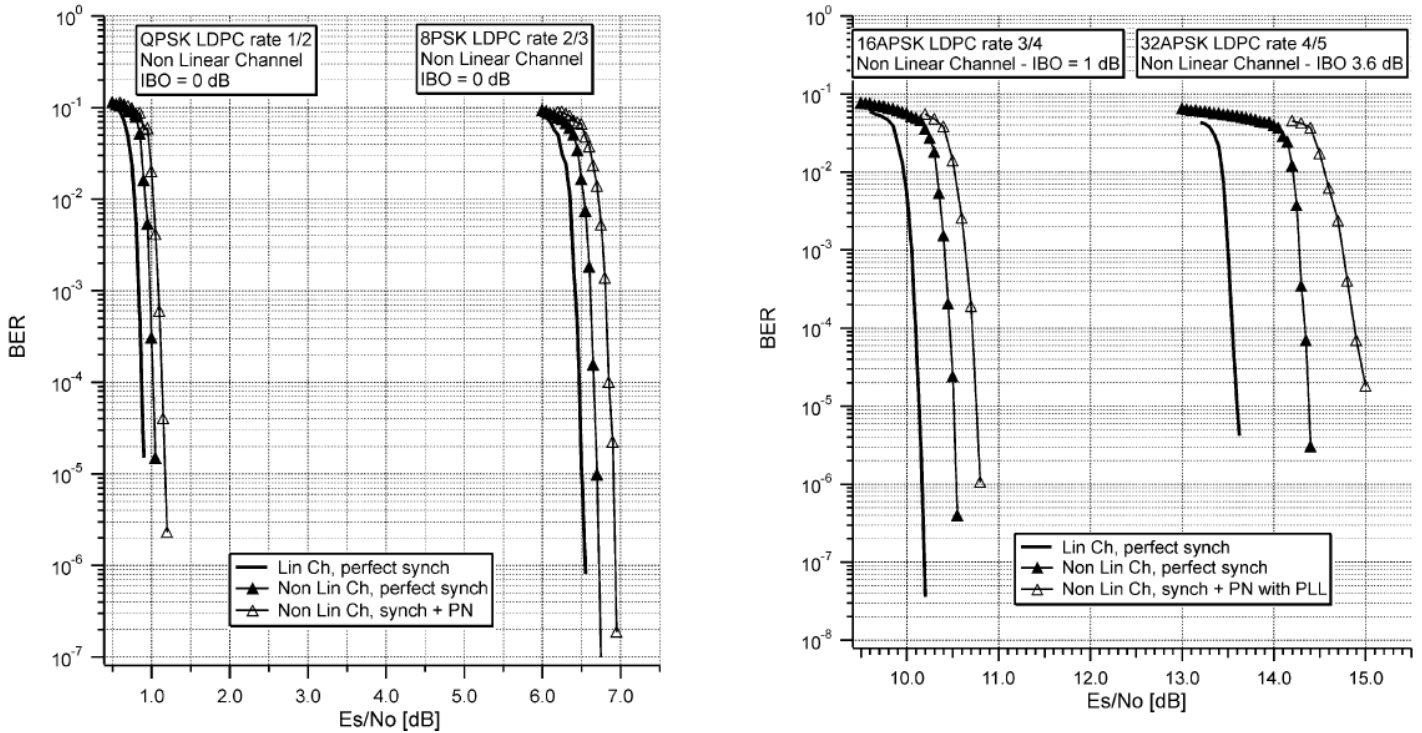
Στο Σχήμα 3.8 παρουσιάζονται καμπύλες του ρυθμού μετάδοσης χρήσιμης πληροφορίας  $R_u$  που επιτυγχάνονται από διάφορα συστήματα (DVB-S2, DVB-S, DVB-DSNG) συναρτήσει της ισχύος λήψης στο δέκτη. Ο ρυθμός  $R_u$  είναι ανοιγμένος ως προς το μοναδιαίο ρυθμό συμβόλου ( $R_s = 1$  baud). Παρατηρείται ότι κάθε διαμόρφωση επιτυγχάνει διαφορετική φασματική απόδοση. Ο ρυθμός συμβόλου  $R_s$  αντιστοιχεί στο εύρος ζώνης του διαμορφωμένου σήματος (εύρος ζώνης -3dB) ενώ το  $R_s(1+\alpha)$  στο θεωρητικό ολικό εύρος ζώνης μετά τη διαμόρφωση, με  $\alpha$  το συντελεστή εξάπλωσης του επιλεγμένου



προσαρμοσμένου φίλτρου. Η χρήση μικρότερου συντελεστή αυξάνει τη χωρητικότητα του συστήματος παράλληλα όμως μπορεί να αυξήσει τα μη γραμμικά φαινόμενα στη δορυφορική μετάδοση σε ένα μήκος κύματος.

### 3.4.1 Υποβάθμιση της επίδοσης λόγω μη γραμμικών φαινομένων

Το νέας γενιάς πρότυπο, για να επιτύχει αυξημένες επιδόσεις οφείλει να αντιμετωπίσει δραστικά τα μη γραμμικά φαινόμενα του δορυφορικού διαύλου. Όταν μεταδίδεται σήμα μέσω του δορυφορικού διαύλου διαμορφωμένο κατά QPSK ή 8PSK, δηλαδή με διαμορφώσεις σταθερής περιβάλλουσας, η ζεύξη είναι αποδοτική ενεργειακά καθότι το σήμα μπορεί να ενισχυθεί από ενισχυτές που λειτουργούν στον κόρο. Τα μη γραμμικά φαινόμενα είναι αμελητέα και η μετάδοση δεν υποβαθμίζεται σημαντικά από τη μη γραμμική λειτουργία του ενισχυτή στον κόρο. Αντιθέτως, οι πολυσταθμικές διαμορφώσεις επηρεάζονται σημαντικά από τα μη γραμμικά φαινόμενα. Μερική λύση στο πρόβλημα δίδεται περιορίζοντας τα διαφορετικά πλάτη των συμβόλων. Έτσι, τα σύμβολα στο σηματοδότη αστερισμό τοποθετούνται επί ομόκεντρων κύκλων. Αυτό οδήγησε στη δημιουργία των διαμορφώσεων APSK όπως αναλυτικά περιγράφονται στο Κεφάλαιο 4 και στο Παράρτημα Α. Συγκρινόμενες με τις διαμορφώσεις σταθεράς περιβάλλουσας, οι 16APSK και 32APSK είναι πιο ευαίσθητες στις μη γραμμικότητες και απαιτούν πιο γραμμικούς ενισχυτές. Η διαφορά της υποβάθμισης λόγω μη γραμμικών φαινομένων ανάμεσα στις διαμορφώσεις σταθερής και μεταβλητής περιβάλλουσας παρουσιάζεται στα διαγράμματα του Σχήματος 3.10. Οι γραμμικοί ενισχυτές έχουν μεγαλύτερες ενεργειακές απαιτήσεις δημιουργώντας έτσι περαιτέρω δυσκολίες στην υλοποίηση της δορυφορικής ζεύξης. Η επίδοση των διαμορφώσεων μεταβλητής περιβάλλουσας (APSK) σε μη γραμμικούς διαύλους μπορεί να βελτιστοποιηθεί, με τη χρήση τεχνικών αναπλήρωσης της μη γραμμικότητας στον σταθμό εκπομπής. Η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων του δορυφορικού διαύλου σε πολυσταθμικές διαμορφώσεις, δεδομένης της χρήσης τεχνικών αναπλήρωσης, παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.10. Παρατηρείται ότι στις διαμορφώσεις σταθερής περιβάλλουσας η υποβάθμιση της επίδοσης είναι αμελητέα. Αντιθέτως, για τις 16APSK και 32APSK παρουσιάζονται εντονότερες επιδράσεις. Πάραυτα, η μείωση της επίδοσης δεν ξεπερνά τα 0.7dB υποδηλώνοντας τη σημασία των τεχνικών αναπλήρωσης των μη γραμμικότητων σε συνδυασμό με τις APSK διαμορφώσεις.



Σχήμα 3.10: Επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων στο DVB-S2 [14]

### 3.5 Εφαρμογές του προτύπου DVB-S2

Στη παρούσα παράγραφο θα παρουσιαστούν οι δυνατότητες του δορυφορικού προτύπου νέας γενιάς μέσω των νέων εφαρμογών που μπορεί να υποστηρίξει. Η ανάλυση περιέχει και συγκριτικά στοιχεία σε σχέση με τα προγενέστερα πρότυπα DVB-S και DVB-DSNG, αναδεικνύοντας την αξία και την υπεροχή του DVB-S2 έναντι των συστημάτων πρώτης γενιάς.

#### 3.5.1 Ευρυεκπομπή Τηλεόρασης

Για την ανάδειξη των δυνατοτήτων του DVB-S2 σε ότι αφορά την παράδοση υπηρεσιών τηλεόρασης έχει μελετηθεί συγκεκριμένο σενάριο [14]. Θεωρώντας δορυφορικούς αναμεταδότες εύρους ζώνης 36MHz (3dB εύρος ζώνης) με EIRP του δορυφόρου ίσο με 53.7dBW και διάμετρο δορυφορικών κεραιών 60cm για τους χρήστες, επιτεύχθηκε ίδια ισχύς λήψης στο δέκτη χρηστών DVB-S και DVB-S2 αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στον Πίνακα 3.1.

EIRP		53.7 dBw	
Σύστημα	DVB-S	DVB-S <sub>2</sub>	
Διαμόρφωση-Κωδικοποίηση	QPSK-7/8	8PSK-2/3	
Symbol-Rate	27.5 Mbaud ( $\alpha=0.35$ )	29.7 Mbaud ( $\alpha=0.25$ )	
C/N (στα 27.5MHz)	7.8dB	7.8dB	
Ρυθμός Μετάδοσης (Χρήσιμη πληροφορία)	44.4 Mbps	58.8 Mbps	
Αριθμός τηλεοπτικών προγραμμάτων τυπικής ποιότητας ( <i>Standard Definition TV, SDTV</i> )	10 MPEG-2 20 MPEG-4	13 MPEG-2 26 MPEG-4	
Αριθμός τηλεοπτικών προγραμμάτων υψηλής ποιότητας ( <i>High Definition TV, HDTV</i> )	2 MPEG-2 5 MPEG-4	3 MPEG-2 6 MPEG-4	

Πίνακας 3.1: Σύγκριση DVB-S<sub>2</sub> και DVB-S για ευρυεκπομπή τηλεοπτικών υπηρεσιών [14]

Ο πίνακας 3.1 φανερώνει την αύξηση σε χωρητικότητα που επιτυγχάνεται με την χρήση του προτύπου δεύτερης γενιάς. Από 44.4Mbps που επιτυγχάνει το DVB-S, η ταχύτητα αυξάνεται στα 58.8Mbps με το DVB-S<sub>2</sub>, δηλαδή εμφανίζεται κέρδος 32%. Επιπροσθέτως, με το DVB-S<sub>2</sub> μπορούν να υποστηριχθούν 26 κανάλια τυπικής ποιότητας MPEG-4 ανά αναμεταδότη, μειώνοντας δραστικά το κόστος κάθε καναλιού. Τέλος, είναι δυνατή η μείωση του κόστους για την εισαγωγή τηλεοπτικού σήματος υψηλής ποιότητας καθώς με την χρήση του προτύπου MPEG-4 μπορεί να παρέχεται ικανοποιητικός αριθμός προγραμμάτων ανά αναμεταδότη (δηλαδή 6).

### 3.5.2 Διαδραστικές υπηρεσίες σημείου προς σημείο

Η υιοθέτηση του συστήματος προσαρμοστικής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης (ACM) για ζεύξεις σημείου προς σημείο από το DVB-S<sub>2</sub> έχει ως αποτέλεσμα πολύ μεγαλύτερη αύξηση της επίδοσης σε σχέση με το DVB-S. Παρά το γεγονός ότι το νέας γενιάς πρότυπο αυξάνει κατά πολύ τη χωρητικότητα και την επίδοση υπηρεσιών τηλεοπτικής ευρυεκπομπής μέχρι και σήμερα δεν έχει αντικαταστήσει σε αυτόν το τομέα το DVB-S. Η ύπαρξη πολλών χρηστών του προϋπάρχοντος προτύπου και η ικανοποιητική παροχή υπηρεσιών τηλεόρασης τυπικής ποιότητας καθιστά το κόστος της μετάβασης ασύμφορο. Αντιθέτως, για την παροχή νέων υπηρεσιών τηλεόρασης υψηλής ευκρίνειας και διαδραστικών

υπηρεσιών σημείου προς σημείο καθιστούν την υιοθέτηση του νέου προτύπου μονόδρομο. Στον τομέα αυτό έγκειται το συγκριτικό πλεονέκτημα του DVB-S2, καθώς είναι το μοναδικό σύστημα που μπορεί να παρέχει ευρυζωνικό Internet μέσω δορυφόρου ιδιαίτερα χρήσιμο για μη αστικές περιοχές και αναπτυσσόμενες χώρες που υστερούν σε επίγειες υποδομές. Επιπροσθέτως, η φασματική συμφόρηση των χαμηλότερων φασματικών ζωνών σε συνδυασμό με την αυξανόμενη απαίτηση παροχής υπηρεσιών σε τροπικές περιοχές, καθιστούν το DVB-S2 σε συνδυασμό με το σύστημα ACM, απαραίτητα για την σχεδίαση σύγχρονων δορυφορικών ζεύξεων. Γίνεται λοιπόν αντιληπτό ότι το DVB-S2 σε ότι αφορά υπηρεσίες σημείου προς σημείο ικανοποιεί ανάγκες που ποτέ δεν θα μπορούσαν να καλυφθούν από το DVB-S.

### 3.5.3 Επαγγελματικές Εφαρμογές

Το σύστημα ACM προσφέρει σημαντικές βελτιώσεις επίδοσης και σε ότι αφορά τις επαγγελματικές υπηρεσίες συγκρινόμενο με το DVB-DSNG. Ορισμένα παραδείγματα όπως παρουσιάζονται στο [14] αποδεικνύουν την υπεροχή του DVB-S2:

- Ας θεωρηθεί αρχικά το παράδειγμα υπηρεσιών κατανομής τηλεοπτικού σήματος (TV Contribution) με τη χρήση μεγάλων σταθμών βάσης πομπού και δέκτη. Με τη χρήση του DVB-DSGN με διαμόρφωση 16QAM και ρυθμό κώδικα 3/4 επιτυγχάνεται ρυθμός μετάδοσης 18.5Mbps ανά σήμα ενώ απαιτείται κεραία πομπού και δέκτη διαμέτρου 7m. Αντιθέτως με τη χρήση DVB-S2 ο ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται ανά σήμα είναι 27.45Mbps, επιβεβαιώνοντας κέρδος μεγαλύτερο του 30%. Διατηρώντας ίδιο ρυθμό μετάδοσης, είναι εφικτή η μείωση των διαστάσεων πομπού και δέκτη, καθώς με το DVB-S2 απαιτείται κεραία εκπομπής-λήψης διαμέτρου 4.5m για επίτευξη ρυθμού μετάδοσης 18.5Mbps. Τα παραπάνω ισχύουν για σταθερό συνδυασμό διαμόρφωσης-κωδικοποίησης του DVB-S2. Δεδομένου ότι αναφερόμαστε σε ζεύξη σημείου προς σημείο, η προσθήκη λειτουργικότητας ACM, μπορεί να επιτύχει ρυθμό μετάδοσης 24Mbps, με χρήση κεραιών διαμέτρου 4.5m, για το ποσοστό του χρόνου κατά το οποίο οι συνθήκες διάδοσης είναι καλές (*clear sky conditions*), διατηρώντας τη ζεύξη ενεργή -αλλά με μικρότερο ρυθμό μετάδοσης- κατά την διάρκεια διαλείψεων.
- Αναφορικά με υπηρεσίες DSGN, ένας φορητός σταθμός με κεραία διαμέτρου 1.2m επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης 10.7Mbps με τη χρήση του προτύπου DVB-DSGN. Αντιθέτως, με το DVB-S2 μπορεί να επιτύχει ρυθμό μετάδοσης 19.8Mbps υπό

συνθήκες καθαρού ουρανού (16APSK-2/3) και κατά τη διάρκεια διαλείψεων να μειώσει το ρυθμό μετάδοσης στα 14.85Mbps (8PSK-2/3).

- Τέλος, ας θεωρηθεί σταθμός DSGN εκτάκτου ανάγκης (fly away emergency station) με διάμετρο κεραίας 90cm και ενισχυτή HPA ισχύος 12W. Με τη χρήση DVB-S2 και ACM, επιτυγχάνεται ρυθμός 9.9Mbps (QPSK-2/3) υπό συνθήκες καθαρού ουρανού. Υπό τυπικές συνθήκες μετάδοσης επιτυγχάνεται ρυθμός 8.9Mbps (QPSK-3/5) ενώ υπό συνθήκες βαθιών διαλείψεων το σύστημα μεταπίπτει σε ρυθμό μετάδοσης 3.68Mbps (QPSK-1/4) παρέχοντας άριστη ποιότητα εικόνας για σήμα MPEG-4. Αντιθέτως, το DVB-S (QPSK-1/2) απαιτεί κατά 6dB αύξηση της ισχύος λήψης για παροχή υπηρεσιών σταθερού ρυθμού 6.1Mbps ανεξαρτήτως των συνθηκών που επικρατούν στο δίαυλο.

Τα παραπάνω παραδείγματα εφαρμογών καταδεικνύουν την υπεροχή του DVB-S2 και είναι ενδεικτικά των περιοχών εφαρμογής του προτύπου νέας γενιάς.



## Κεφάλαιο 4

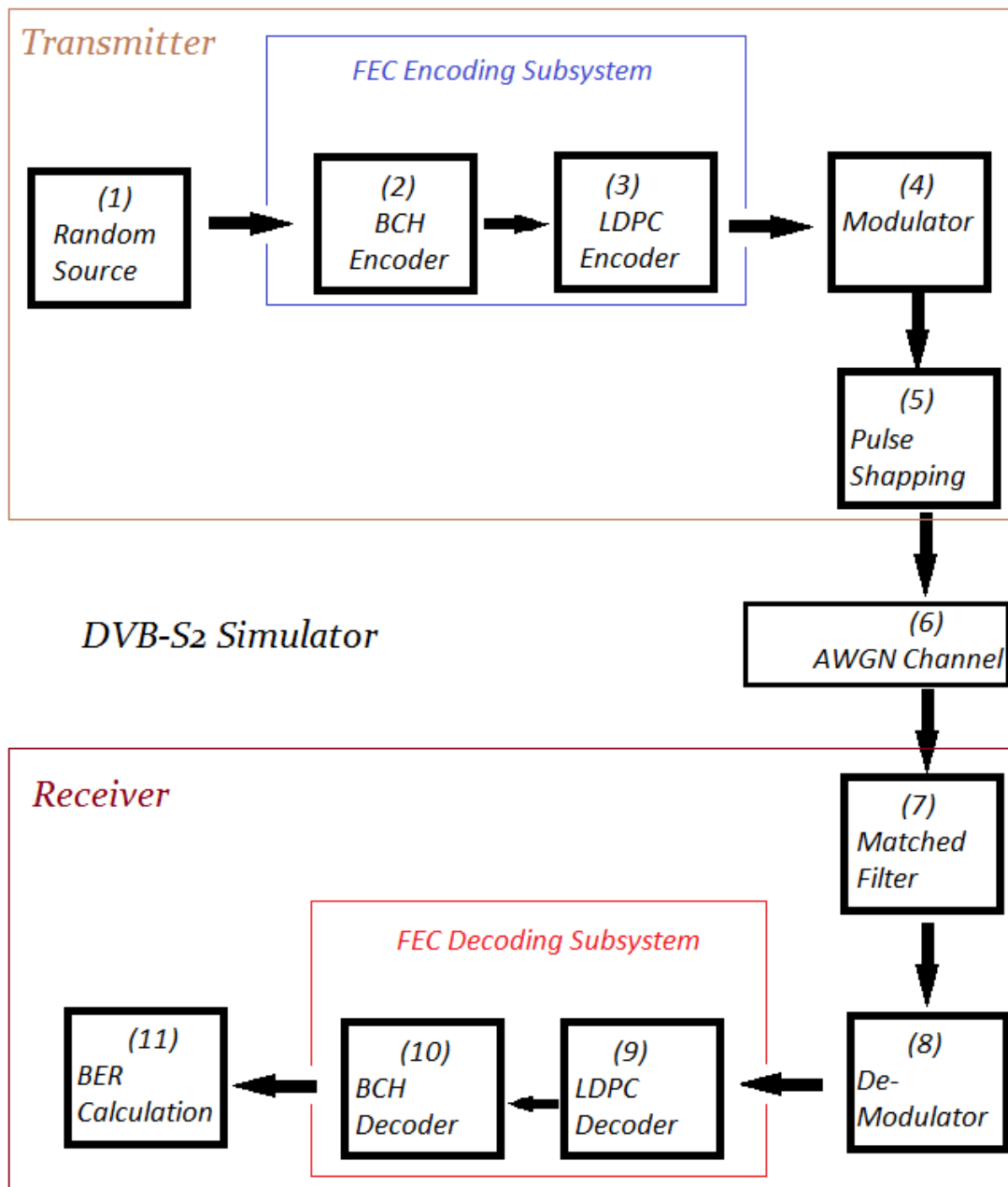
# ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ DVB-S2

---

Βασικός στόχος της παρούσας διπλωματικής υπήρξε η δημιουργία ενός εργαλείου προσομοίωσης για τη μελέτη της επίδοσης του δορυφορικού προτύπου DVB-S2 με δυνατότητα προσομοίωσης διαφόρων συνθηκών διάδοσης. Παρά το γεγονός ότι το πρότυπο DVB-S2 έχει ήδη τεθεί σε εφαρμογή, η περαιτέρω μελέτη του, εντοπίζει και επιλύει μειονεκτήματά του, ενώ προσφέρει χρήσιμα αποτελέσματα για την εξέλιξη προτύπων ασύρματης μετάδοσης νέας γενιάς (βλ. το υπό καθορισμό πρότυπο DVB-NGH). Με σκοπό την επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του, το εργαλείο που αναπτύχθηκε, χρησιμοποιήθηκε για την εξαγωγή αποτελεσμάτων επίδοσης του προτύπου DVB-S2 σε δίαυλο AWGN, χωρίς να λαμβάνονται υπόψη τα μη γραμμικά φαινόμενα που παρουσιάζονται στο δορυφορικό δίαυλο. Το σενάριο αυτό επιλέχθηκε διότι το Ευρωπαϊκό Ινστιτούτο Τηλεπικοινωνιακών Προτύπων (European Telecommunications Standards Institute, ETSI) σε συνεργασία με άλλες επιτροπές, κατά την ανάπτυξη του προτύπου DVB-S2, εξήγαγε τις λεπτομερείς επιδόσεις του κάτω από αυτές τις συνθήκες, οι οποίες βέβαια είναι αρκετά ρεαλιστικές σε δορυφορικά συστήματα αν δεν ληφθούν υπ' όψιν οι ατμοσφαιρικές κατακρημνίσεις. Οι επιδόσεις αυτές παρέχονται από το πρότυπο ETSI EN 302 307 v1.1.2 (2006-06) και από τις οδηγίες υλοποίησης προς τους χρήστες του προτύπου όπως εκδόθηκαν από τον ίδιο οργανισμό, ETSI TR 102 376 v1.1.1 2005-02 [11],[12]. Οι καμπύλες επίδοσης του προτύπου όπως προκύπτουν από το εργαλείο που αναπτύχθηκε παρουσιάζονται στο Κεφάλαιο 5 σε σύγκριση με τις επίσημες επιδόσεις του προτύπου. Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται αναλυτική περιγραφή και παρουσίαση του προσομοιωτή που κατασκευάστηκε. Αρχικά δίδεται το λειτουργικό διάγραμμα (Block diagram) όπου παρουσιάζεται η υλοποίηση όλων των επιμέρους υποσυστημάτων του προσομοιωτή. Εν συνεχεία, ακολουθεί αναλυτική περιγραφή των επιμέρους μονάδων (*Modules*) που συνθέτουν τον προσομοιωτή, καθώς και επεξήγηση της υλοποίησής τους. Παράλληλα με τη

θεωρητική περιγραφή των στοιχείων του προσομοιωτή παρατίθενται πρακτικά θέματα που αφορούν τον προσομοιωτή σε προγραμματιστικό επίπεδο καθώς επίσης και ο κώδικας που τον υλοποιεί.

#### 4.1 DVB-S2 Simulator: Block Diagram



Σχήμα 4. 1: Block Διάγραμμα προσομοιωτή DVB-S2



Ο προσομοιωτής DVB-S2 αποτελείται από μία αλυσίδα *επιμέρους μονάδων (modules)* κάθε μία από τις οποίες επενεργεί επί της πληροφορίας με απώτερο σκοπό την ορθή μετάδοση των δεδομένων από τον πομπό στον δέκτη μέσω ασυρμάτου διαύλου. Τα στοιχεία όπως φαίνονται στο Σχήμα 4.1 αναλύονται παρακάτω, ενώ ο κώδικας που υλοποιεί τον προσομοιωτή παρουσιάζεται στον Κώδικα 4.1 στο παράρτημα του κεφαλαίου.

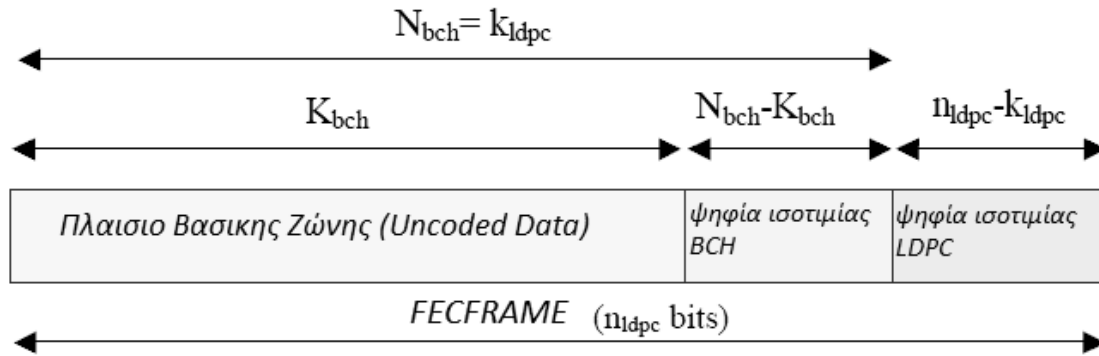
## 4.2 Πηγή Πληροφορίας

Το πρώτο στοιχείο του προσομοιωτή είναι η πηγή (Σχήμα 4.1, **(1)**) που παράγει συνεχόμενη *ψηφιακή ροή πληροφορίας (bitstream)*. Η πληροφορία παράγεται με στοχαστικό τρόπο. Τα τυχαία δυαδικά ψηφία αποθηκεύονται σε πίνακα ούτως ώστε να συγκριθούν με τα ψηφία που λαμβάνονται στο δέκτη και να εξαχθεί η πιθανότητα λάθους που έχει επιτευχθεί στη ζεύξη. Όπως θα παρουσιαστεί αναλυτικά σε επόμενη παράγραφο, η πληροφορία που εισέρχεται στο υποσύστημα κωδικοποίησης FEC πρέπει να συνίσταται από συγκεκριμένο αριθμό ψηφίων, ανάλογα πάντα με το ρυθμό κώδικα που έχει επιλέξει το σύστημα ACM του προτύπου DVB-S2. Ο τεμαχισμός και η οργάνωση της προς μετάδοση πληροφορίας, ξεφεύγει από το αντικείμενο της παρούσας μελέτης. Για το λόγο αυτό, η τυχαία πληροφορία κατά την παραγωγή της είναι προσαρμοσμένη στις απαιτήσεις του υποσυστήματος κωδικοποίησης FEC. Δεδομένων των παραμέτρων εισόδου του προσομοιωτή και συγκεκριμένα του ρυθμού κώδικα, παράγονται πλαίσια τυχαίων ψηφίων συγκεκριμένου μήκους. Το τμήμα κώδικα υπεύθυνο για την παραγωγή της ψηφιακής ακολουθίας πληροφορίας φαίνεται στον Κώδικα 4.1.

## 4.3 Υποσύστημα κωδικοποίησης

Για να επιτευχθούν οι αυστηρές απαιτήσεις του προτύπου σε ρυθμό λαθών, έχει χρησιμοποιηθεί σειριακά αλυσιδωτός συνδυασμός δύο διαφορετικών τεχνικών κωδικοποίησης (βλ Κεφάλαια 2, 3). Αρχικά, η πληροφορία διέρχεται από έναν BCH εξωτερικό κωδικοποιητή με χαμηλή διορθωτική ικανότητα. Ρόλος του είναι η διόρθωση των ελάχιστων λαθών που απομένουν από την εσωτερική κωδικοποίηση LDPC. Ο σειριακά αλυσιδωτός συνδυασμός των δύο σχημάτων έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της πιθανότητας λάθους σε επίπεδα της τάξης του  $10^{-7}$  PER (Packet error Ratio), δηλαδή ενός

χαμένου πακέτου MPEG (πακέτο μήκους 1504 ψηφίων) ανά μία περίπου ώρα υπηρεσίας, σταθερού ρυθμού 5Mbps. Η διαδικασία σειριακής συνένωσης των δύο τεχνικών κωδικοποίησης όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.2 λαμβάνει ως σημείο αναφοράς τη δημιουργία ενός κωδικοποιημένου πλαισίου σταθερού μήκους 64800 ψηφίων (normal FECFRAME).



Σχήμα 4.2: Αλυσιδωτή Κωδικοποίηση BCH & LDPC [11]

Το πλαίσιο βασικής ζώνης, το οποίο αποτελείται από τα μη κωδικοποιημένα ψηφία πληροφορίας (Uncoded data) μαζί με τις απαραίτητες επικεφαλίδες συγχρονισμού και τα παρεμβαλλόμενα εικονικά ψηφία (bitstuffing) δημιουργείται σε προηγούμενο στάδιο. Για το υποσύστημα κωδικοποίησης, το πλαίσιο αντιμετωπίζεται ως μη κωδικοποιημένη λέξη πληροφορίας. Η λέξη μήκους  $K_{BCH}$  ψηφίων, εισέρχεται αρχικά στον κωδικοποιητή BCH. Ο κωδικοποιητής παράγει κωδική λέξη μήκους  $N_{BCH}$  προσθέτοντας  $N_{BCH} - K_{BCH}$  πλεονάζοντα ψηφία όπως προκύπτουν από κατάλληλες πράξεις. Κλειδί στην κατανόηση του αλυσιδωτού συστήματος κωδικοποίησης αποτελεί η ισότητα:

$$N_{BCH} = K_{LDPC} \quad (4.1)$$

Η σχέση αυτή υποδηλώνει ότι ο κωδικοποιητής LDPC, θα λάβει ως είσοδο ( $K_{LDPC}$ ) την κωδικοποιημένη κατά BCH λέξη μήκους  $N_{BCH}$ . Αναφορικά με το υποσύστημα κωδικοποίησης LDPC, η λέξη θα αντιμετωπιστεί ως ακωδικοποιητή λέξη πληροφορίας και θα της προστεθούν  $n_{LDPC} - k_{LDPC}$  ψηφία ισοτιμίας. Το αποτέλεσμα της αλυσιδωτής κωδικοποίησης είναι πάντα σταθερό για πλαίσια κανονικού μήκους:  $n_{LDPC} = 64800$  bits. Για την επίτευξη διαφορετικών ρυθμών κωδικοποίησης LDPC ακολουθούνται προκαθορισμένες παράμετροι κωδικοποίησης FEC όπως παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.1.

### 4.3.1 Εξωτερική κωδικοποίηση BCH

Το πρότυπο DVB-S2 χρησιμοποιεί μία υποκατηγορία των κωδίκων BCH, τους μη πρώτους κώδικες BCH, για τους οποίους ισχύει  $n \neq 2^m - 1$  [11]. Τα πολυώνυμα γεννήτριες αυτών των κωδίκων προκύπτουν με βάση τον Πίνακα 4.2.

Παράμετροι αλυσιδωτής Κωδικοποίησης στο πρότυπο DVB-S2					
Code Rate (LDPC)	BCH uncoded Block(KBCH)	BCH coded block(NBCH) = LDPC uncoded block(Kldpc)	$N_{BCH} - K_{BCH}$	t-error correction BCH	LDPC coded block (DVB-S2 normal FECframe)
1/4	16008	16200	192	12	64800
1/3	21408	21600	192	12	
2/5	25728	25920	192	12	
1/2	32208	32400	192	12	
3/5	38688	38880	192	12	
2/3	43040	43200	160	10	
3/4	48408	48600	192	12	
4/5	51648	51840	192	12	
5/6	53840	54000	160	10	
8/9	57472	57600	128	8	
9/10	58192	58320	128	8	

Πίνακας 4.1: Παράμετροι κωδικοποίησης FEC του προτύπου DVB-S2 [11]

$g_1(x)$	$1+x^2+x^3+x^5+x^{16}$
$g_2(x)$	$1+x+x^4+x^5+x^6+x^8+x^{16}$
$g_3(x)$	$1+x^2+x^3+x^4+x^5+x^7+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{16}$
$g_4(x)$	$1+x^2+x^4+x^6+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{14}+x^{16}$
$g_5(x)$	$1+x+x^2+x^3+x^5+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{12}+x^{16}$
$g_6(x)$	$1+x^2+x^4+x^5+x^7+x^8+x^9+x^{10}+x^{12}+x^{13}+x^{14}+x^{15}+x^{16}$
$g_7(x)$	$1+x^2+x^5+x^6+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{13}+x^{15}+x^{16}$
$g_8(x)$	$1+x+x^2+x^5+x^6+x^8+x^9+x^{12}+x^{13}+x^{14}+x^{16}$
$g_9(x)$	$1+x^5+x^7+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{16}$
$g_{10}(x)$	$1+x+x^2+x^5+x^7+x^8+x^{10}+x^{12}+x^{13}+x^{14}+x^{16}$
$g_{11}(x)$	$1+x^2+x^3+x^5+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{13}+x^{16}$
$g_{12}(x)$	$1+x+x^5+x^6+x^7+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{16}$

Πίνακας 4.2: BCH πολυώνυμα [11]

Αναλυτικότερα, το πολυώνυμο γεννήτρια του κώδικα BCH διορθωτικής ικανότητας  $t$ , προκύπτει από τον πολλαπλασιασμό των  $t$  πρώτων πολυωνύμων του πίνακα για πλαίσια μήκους 64800. Η εξωτερική κωδικοποίηση κατά BCH, μίας λέξης πληροφορίας:

$$m = [m_{K_{BCH}-1}, m_{K_{BCH}-2}, \dots, m_0] \quad (4.2)$$

στην κωδική λέξη:

$$c = [m_{K_{BCH}-1}, m_{K_{BCH}-2}, \dots, m_0, d_{N_{BCH}-K_{BCH}-1}, \dots, d_0] \quad (4.3)$$

επιτυγχάνεται ως εξής [11]:

1. Πολλαπλασιασμός του πολυώνυμου μηνύματος  $m(X) = m_{K_{BCH}-1}X^{K_{BCH}-1} + m_{K_{BCH}-2}X^{K_{BCH}-2} + \dots + m_0$  επί  $X^{N_{BCH}-K_{BCH}}$
2. Διαίρεση του γινομένου του 1<sup>ου</sup> βήματος με το πολυώνυμο γεννήτρια  $g(X)$ . Έστω  $d(X) = d_{N_{BCH}-K_{BCH}-1}X^{N_{BCH}-K_{BCH}-1} + \dots + d_0$  το υπόλοιπο της διαίρεσης.
3. Ορισμός του κωδικού πολυωνύμου ως εξής:  $c(X) = X^{N_{BCH}-K_{BCH}} m(X) + d(X)$

### 4.3.2 Εσωτερική Κωδικοποίηση LDPC

Ο κωδικοποιητής LDPC ενεργεί επί των ψηφίων εξόδου του κωδικοποιητή BCH. Οι κώδικες LDPC του προτύπου DVB-S2 ορίζονται μέσω αραιού πίνακα ισοτιμίας ειδικής μορφής. Για τη διευκόλυνση της περιγραφής και της κωδικοποίησης των κωδίκων LDPC με μήκη λέξεων της τάξης των χιλιάδων ψηφίων, επιβάλλεται από το πρότυπο η ειδική δομή πινάκων ισοτιμίας που περιγράφεται παρακάτω [6]:

#### A) Κάτω τριγωνικοί πίνακες ελέγχου ισοτιμίας

Η επιβολή ενός υποπίνακα του πίνακα ελέγχου ισοτιμίας να είναι κάτω τριγωνικός, εξαλείφει την ανάγκη υπολογισμού του γεννήτορα πίνακα για την κωδικοποίηση των λέξεων. Αποτέλεσμα αυτού είναι η γραμμική πολυπλοκότητα της κωδικοποίησης και οι περιορισμένες απαιτήσεις σε αποθηκευτικό χώρο.

Ειδικότερα, ο πίνακας  $H$  είναι της μορφής:

$$H_{(N-K) \times N} = A_{(N-K) \times K} B_{(N-K) \times (N-K)} \quad (4.4)$$

όπου ο  $B$  είναι κλιμακωτός, κάτω τριγωνικός πίνακας όπως περιγράφεται στο Σχήμα 4.3.



παράγοντα  $M$ , όταν για κάθε  $M$  κόμβους ψηφίων είναι αναγκαίο να ορισθούν μόνο οι διασυνδέσεις του  $1^{ου}$  κόμβου. Για το πρότυπο DVB-S2 ισχύει  $M=360$ .

Έστω  $d_i$  ο βαθμός του πρώτου εκ των  $M$  κόμβων. Έστω επίσης  $c_1, \dots, c_{d_i}$  οι γειτονικοί του κόμβοι ελέγχου. Τότε οι γειτονικοί κόμβοι ελέγχου, στον  $i$ -οστό κόμβο ψηφίου ( $i < 360$ ), υπολογίζονται ως εξής:

$$\{c_1 + (i - 1)q\} \bmod (N - K), \{c_2 + (i - 1)q\} \bmod (N - K), \{c_3 + (i - 1)q\} \bmod (N - K), \dots, \{c_{d_i} + (i - 1)q\} \bmod (N - K) \quad (4.6)$$

Όπου  $N-K$  είναι ο ολικός αριθμός κόμβων ελέγχου και  $q = (N-K)/M$ . Ανά 360 κόμβους ψηφίων, αποθηκεύεται στον κωδικοποιητή μόνο ένας πίνακας διασυνδέσεων μειώνοντας έτσι τον αναγκαίο αποθηκευτικό χώρο. Στο παράρτημα του παρόντος Κεφαλαίου παρουσιάζεται αναλυτικά ο αρμόδιος κώδικας για την κωδικοποίηση LDPC (Κώδικας 4.5).

## 4.4 Υποσύστημα Διαμόρφωσης

Αφού τα ψηφία κωδικοποιηθούν όπως παρουσιάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο παράγονται πλαίσια σταθερού μήκους 64800 ψηφίων (κανονικό πλαίσιο *FEC, Normal FECFrame*). Η ροή ψηφιακής πληροφορίας πρέπει πλέον να διαμορφωθεί με κατάλληλο τρόπο. Αρμόδιος για τη διαδικασία αυτή είναι ο διαμορφωτής που φαίνεται στο Σχήμα 4.1 (4). Ο προσομοιωτής μελετάει μετάδοση βασικής ζώνης (baseband) συνεπώς η έξοδος του προσομοιωτή είναι μιγαδικοί αριθμοί κάθε ένας από τους οποίους αντιπροσωπεύει ένα εκ των  $M$  διαφορετικών συμβόλων της διαμόρφωσης. Κατά τα γνωστά,  $N = \log_2 M$  ψηφία αντιστοιχίζονται σε κάθε σύμβολο της  $M$ -αδικής διαμόρφωσης [13]. Στο πρότυπο DVB-S2 χρησιμοποιούνται 4 διαφορετικές διαμορφώσεις (βλ. Κεφάλαιο 3). Δύο σταθερής περιβάλλουσας: QPSK και 8PSK, οι οποίες εμφανίζουν καλές επιδόσεις αλλά δεν επιτυγχάνουν υψηλή φασματική απόδοση και δύο μεταβλητής περιβάλλουσας: 16APSK και 32APSK για επίτευξη υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης δεδομένων καλών συνθηκών λήψης.

Οι διαμορφώσεις *APSK (Amplitude and Phase Shift Keying)* χρησιμοποιούνται αντί της διαμόρφωσης *QAM (Quadrature Amplitude Modulation)* για μείωση των επιπτώσεων των μη γραμμικοτήτων του δορυφορικού διαύλου στη μετάδοση της πληροφορίας. Όταν σε μη γραμμικούς διαύλους χρησιμοποιούνται πολύ-σταθμικά συστήματα διαμόρφωσης παρατηρείται χειροτέρευση της επίδοσης του συστήματος λόγω παραμόρφωσης του

σηματικού αστερισμού [25]. Οι ενισχυτές σε μία δορυφορική ζεύξη λειτουργούν συνήθως στην περιοχή του κόρου, εμφανίζοντας έντονα μη γραμμικά φαινόμενα. Παράλληλα, οι περιορισμοί σε όγκο, κατανάλωση και κόστος ενός ενισχυτή επί του δορυφόρου, οδηγούν σε συμβιβασμούς ως προς τη γραμμικότητα της λειτουργίας του. Δημιουργείται έτσι η ανάγκη προστασίας του συστήματος από τις μη γραμμικότητες. Μία από τις μεθόδους αντιμετώπισης των μη γραμμικοτήτων είναι ο περιορισμός στον αριθμό διαφορετικών στάθμεων ισχύος των μεταδιδόμενων σημάτων. Όσο περισσότερες οι διαφορετικές στάθμες ισχύος των συμβόλων, τόσο εντονότερη είναι η αλλοίωση των σημάτων και κατ' επέκταση της φέρουσας πληροφορίας, εξαιτίας των μη γραμμικών φαινομένων.

#### 4.4.1 Διαμορφώσεις APSK

Η ιδιαιτερότητα των διαμορφώσεων APSK και η μη συχνή εφαρμογή τους οδηγεί στην ανάγκη εκτενέστερης παρουσιάσής τους σε σχέση με τις ευρύτερα διαδεδομένες QPSK και 8PSK. Κυρίαρχο χαρακτηριστικό του σημαντικού αστερισμού APSK αποτελεί η κυκλική τοποθέτηση των συμβόλων επί πολλαπλών ομόκεντρων περιφερειών [25]. Στη διαμόρφωση 16-APSK του προτύπου DVB-S2 έχουμε 2 ομόκεντρες περιφέρειες (4+12-APSK) ενώ στη 32-ARSK τρεις (4+12+16-APSK). Έστω  $R_1$ ,  $R_2$  και  $R_3$  η ακτίνα κάθε περιφέρειας όπως φαίνονται στα Σχήματα 4.2, 4.3. Τα σύμβολα είναι ομοιόμορφα τοποθετημένα επί των περιφερειών. Ορίζονται οι παρακάτω λόγοι:

$$\gamma = \gamma_1 = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.7)$$

$$\gamma_2 = \frac{R_3}{R_1} \quad (4.8)$$

Οι οποίοι συμβολίζουν τους λόγους των ακτινών για τη 16APSK ( $\gamma$ ) και τη 32APSK ( $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$ ). Η μέση ενέργεια συμβόλου για τη 16APSK υπολογίζεται ως εξής:

$$E_s = \frac{(R_1^2 + 3R_2^2)}{4} = \frac{(1+3\gamma^2)R_1^2}{4} = \alpha_0 R_1^2 \quad (4.9)$$

με  $\alpha_0 = \frac{(1+3\gamma^2)}{4}$ . Ομοίως για τη 32APSK έχουμε:

$$E_s = \frac{(R_1^2 + 3R_2^2 + 4R_3^2)}{8} = \frac{(1+3\gamma_1^2 + 4\gamma_2^2)R_1^2}{8} = \alpha_1 R_1^2 \quad (4.10)$$

με  $\alpha_1 = \frac{(1+3\gamma_1^2 + 4\gamma_2^2)}{8}$ .

Διαφορετικές τιμές των παραπάνω λόγων μπορούν να χρησιμοποιηθούν για βελτιστοποίηση της επίδοσης του συστήματος με ταυτόχρονη διατήρηση καλής φασματικής απόδοσης, όπως παρουσιάζονται στους Πίνακες 4.3, 4.4 . Για το DVB-S2 ισχύει η Σχέση 4.11 [11]:

$$2.57 \leq \gamma \leq 3.15, \quad 2.53 \leq \gamma_1 \leq 2.84, \quad 4.3 \leq \gamma_2 \leq 5.27 \quad (4.11)$$

<b>Ρυθμός Κώδικα</b>	<b>Φασματική απόδοση Κωδικοποίησης/Διαμόρφωσης</b>	<b><math>\gamma</math></b>
2/3	2.66	3.15
3/4	2.99	2.85
4/5	3.19	2.75
5/6	3.32	2.70
8/9	3.55	2.60
9/10	3.59	2.57

**Πίνακας 4.3:** Βέλτιστος λόγος ακτινών  $\gamma$  (Γραμμικός Δίαυλος) για σηματοικό αστερισμό 16APSK[11]

<b>Ρυθμός Κώδικα</b>	<b>Φασματική απόδοση Κωδικοποίησης/Διαμόρφωσης</b>	<b><math>\gamma_1</math></b>	<b><math>\gamma_2</math></b>
3/4	3.74	2.84	5.27
4/5	3.99	2.72	4.87
5/6	4.15	2.64	4.64
8/9	4.43	2.54	4.33
9/10	4.49	2.53	4.30

**Πίνακας 4.4:** Βέλτιστος λόγος ακτινών  $\gamma_1, \gamma_2$  (Γραμμικός Δίαυλος) για σηματοικό αστερισμό 32APSK[11]

Στα Σχήματα 4.4 και 4.5 παρουσιάζονται οι σηματοικοί αστερισμοί όπως επιβάλλονται από το πρότυπο DVB-S2 και φαίνεται και η απαιτούμενη από τις προδιαγραφές του προτύπου χαρτογράφηση (mapping) των ψηφίων επί των συμβόλων [11].

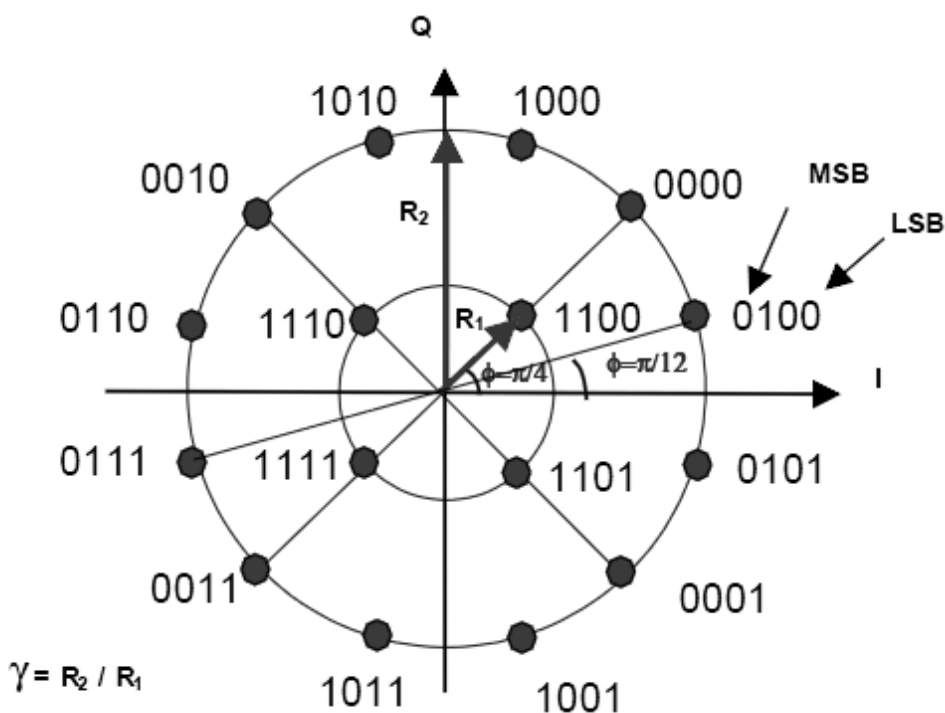
### Ανάλυση πιθανότητας λάθους APSK

Το άνω όριο της πιθανότητας λανθασμένου συμβόλου οποιασδήποτε M-αδικής διαμόρφωσης -όπως δίδεται στο Παράρτημα Α- προκύπτει από τη Σχέση 4.12:

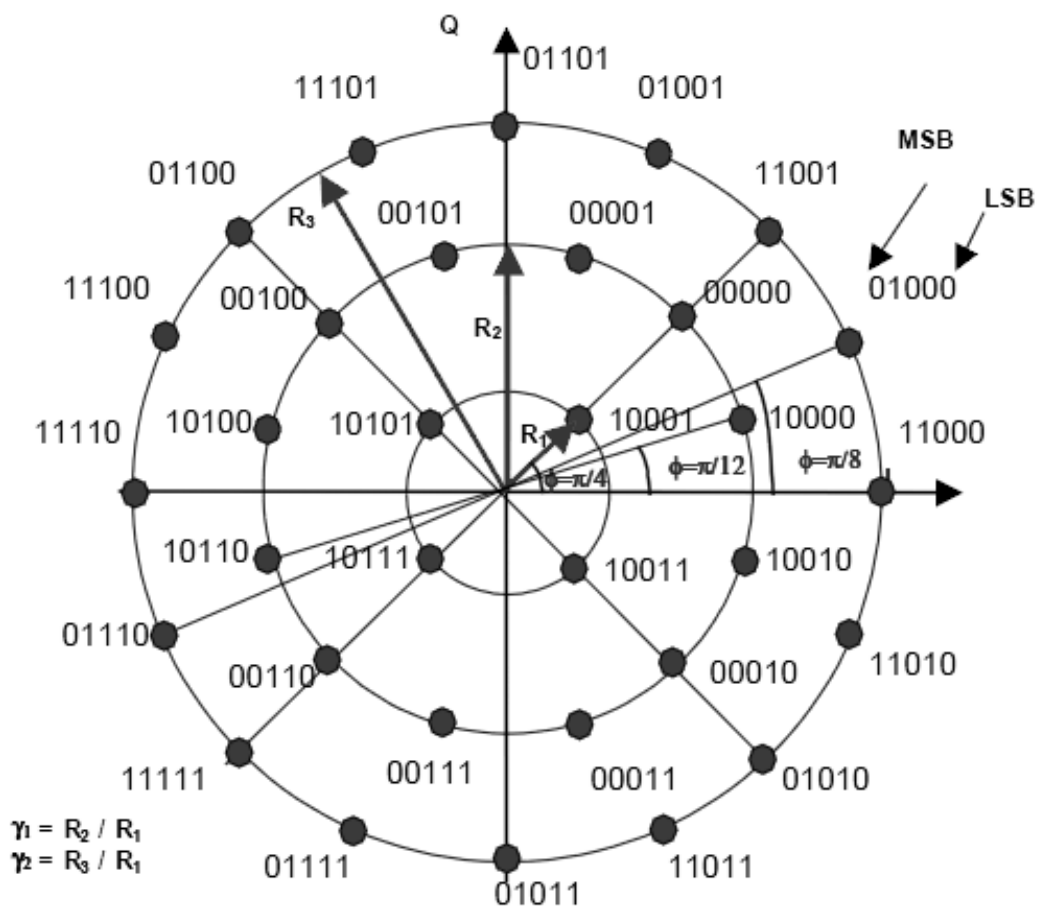
$$P(E) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M P(E|s_i) \leq \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1, j \neq i}^M P(s_i \rightarrow s_j) \quad (4.12)$$

όπου  $E$  συμβολίζει το συμβάν λάθους και  $P(s_i \rightarrow s_j)$  την πιθανότητα το σύμβολο  $s_i$  να αποδιαμορφωθεί λανθασμένα ως  $s_j$ .





Σχήμα 4.4: Σηματικός Αστερισμός 16APSK και χαρτογράφηση ψηφίων[11]



Σχήμα 4.5: Σηματικός Αστερισμός 32APSK και χαρτογράφηση ψηφίων[11]

Με τη χρήση της συνάρτησης  $Q$  και της Ευκλείδειας απόστασης μεταξύ των συμβόλων  $s_i$  και  $s_j$  η πιθανότητα  $P(s_i \rightarrow s_j)$  προκύπτει:

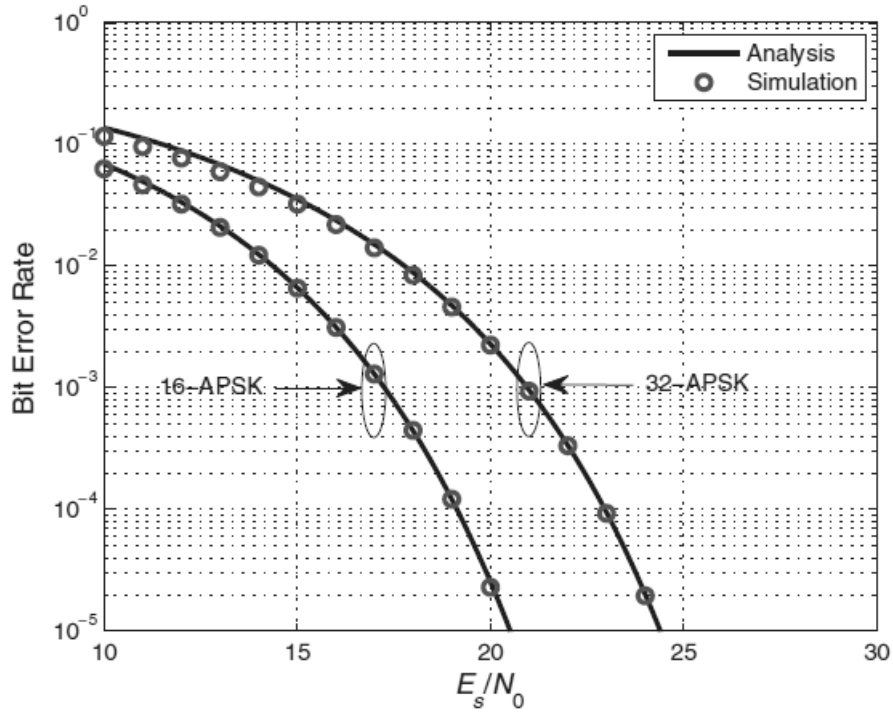
$$P(s_i \rightarrow s_j) = Q\left(\frac{d_{ij}}{\sqrt{2N_o}}\right) \quad (4.13)$$

όπου  $N_o$  η μονόπλευρη φασματική ισχύς του θορύβου. Στο Παράρτημα Α γίνεται εκτενής μαθηματική ανάλυση και απόδειξη των Σχέσεων 4.8, 4.9 που περιγράφουν τη θεωρητική τιμή πιθανότητας λανθασμένου ψηφίου για τις διαμορφώσεις APSK ενώ επεξηγείται η διαδικασία έκφρασης της πιθανότητας λάθους συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου για την εξαγωγή του διαγράμματος που φαίνεται στο Σχήμα 4.6:

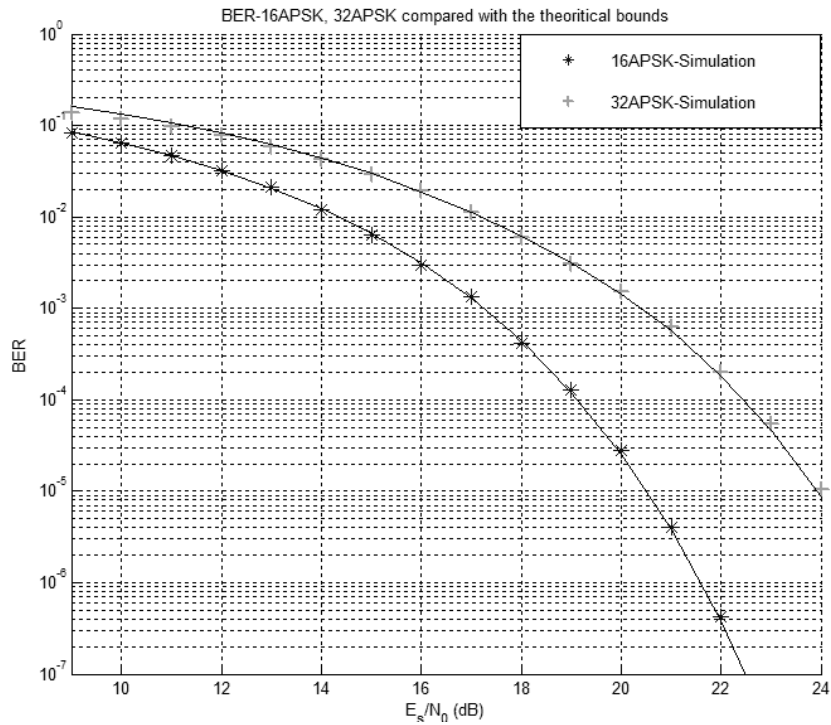
$$P_{b,16APSK} \approx \frac{1}{4} Q\left(\frac{d_{1,2}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{4} Q\left(\frac{d_{1,4}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{8} Q\left(\frac{d_{1,5}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{3}{5} Q\left(\frac{d_{2,4}}{\sqrt{2N_o}}\right) \quad (4.14)$$

$$P_{b,32APSK} \approx \frac{1}{10} Q\left(\frac{d_{1,2}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{10} Q\left(\frac{d_{1,3}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{20} Q\left(\frac{d_{1,9}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{3}{20} Q\left(\frac{d_{2,3}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{5} Q\left(\frac{d_{2,6}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{3}{20} Q\left(\frac{d_{3,7}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{10} Q\left(\frac{d_{5,2}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{5} Q\left(\frac{d_{5,6}}{\sqrt{2N_o}}\right) \quad (4.15)$$

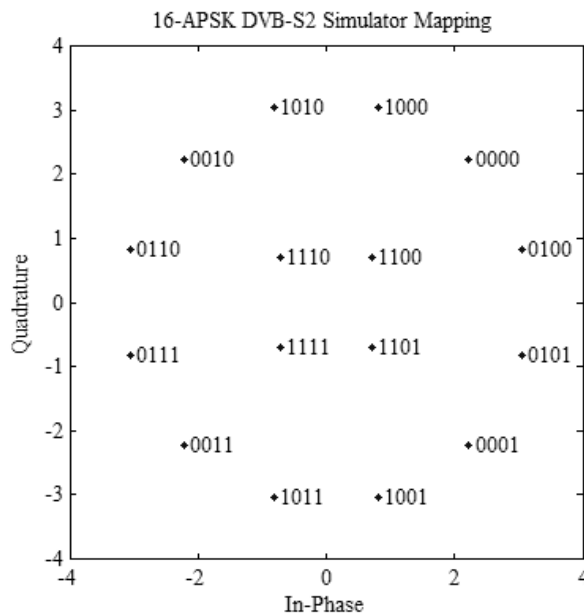
Για την επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του διαμορφωτή APSK του προσομοιωτή που αναπτύχθηκε εξήχθησαν μέσω προσομοίωσης καμπύλες πιθανότητας λάθους συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη, σε δίαυλο AWGN χωρίς κωδικοποίηση και συγκρίθηκαν με τα αποτελέσματα της μαθηματικής ανάλυσης των [25]. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.7. Επίσης στα Σχήματα 4.8, 4.9 παρουσιάζονται οι σηματικοί αστερισμοί των 16APSK και 32APSK όπως αυτοί προκύπτουν από το διαμορφωτή του προσομοιωτή, ενώ παρουσιάζεται και η χαρτογράφηση των ψηφίων. Από τα Σχήματα 4.4 έως 4.9 αποδεικνύεται η πλήρη συμφωνία του διαμορφωτή με τις επιταγές του προτύπου και η ορθή του λειτουργία.



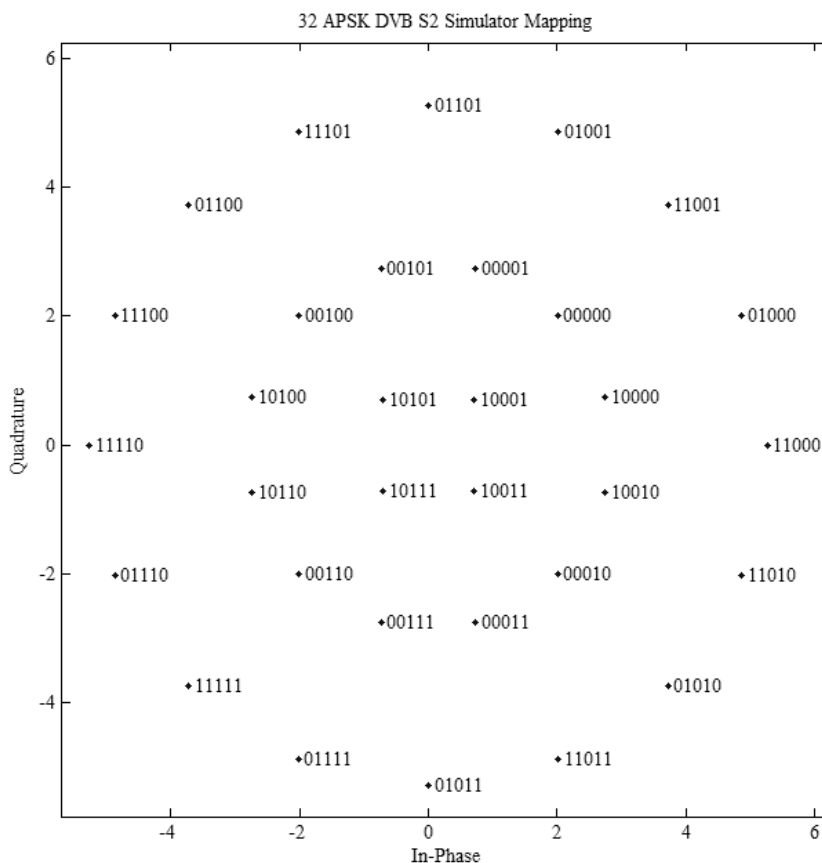
Σχήμα 4.6: Θεωρητικές και πειραματικές καμπύλες διαμορφώσεων 16APSK, 32APSK, όπως παρουσιάστηκαν στο Παράρτημα Α [25]



Σχήμα 4.7: Σύγκριση επίδοσης διαμορφωτή APSK με τις θεωρητικές καμπύλες, όπως προκύπτουν από τον προσομοιωτή DVB-S2



Σχήμα 4.8: Σηματικός αστερισμός διαμόρφωσης 16APSK μαζί με την χαρτογράφηση των ψηφίων, όπως προκύπτει από τον προσομοιωτή.



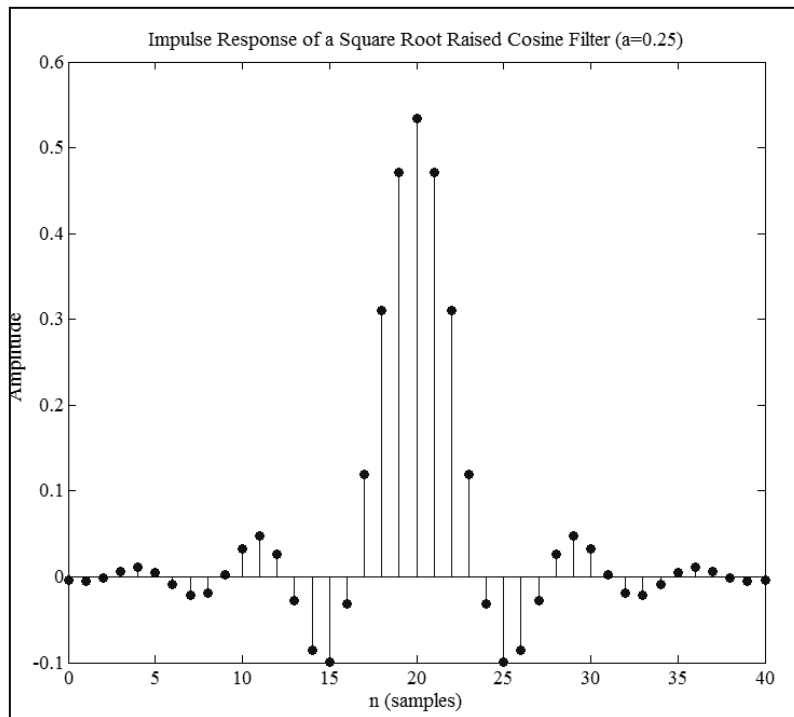
Σχήμα 4.9: Σηματικός αστερισμός διαμόρφωσης 32APSK μαζί με την χαρτογράφηση των ψηφίων, όπως προκύπτει από τον προσομοιωτή.

## 4.4 Μορφοποίηση Παλμών Βασικής ζώνης

Για τη βέλτιστη ψηφιακή αναγνώριση στο δέκτη, χρησιμοποιείται ζεύγος προσαρμοσμένων φίλτρων (βλ. Παράρτημα Β). Σύμφωνα με τις προδιαγραφές του προτύπου στο το σήμα διέρχεται από φίλτρο διαμόρφωσης παλμών βασικής ζώνης (*Baseband Pulse Shaping*) τύπου τετραγωνικής ρίζας ανυψωμένου συνημίτονου (*Square Root Raised Cosine Filters*). Η κρουστική απόκριση ενός τέτοιου φίλτρου δίδεται από τη Σχέση 4.16.

$$h(t) = \frac{4R \left( \cos \frac{(1+R)\pi t}{T} + \frac{\sin \left( \frac{(1-R)\pi t}{T} \right)}{\frac{4Rt}{T}} \right)}{\pi \sqrt{T} \left( 1 - \left( \frac{4Rt}{T} \right)^2 \right)} \quad (4.16)$$

Η κρουστική απόκριση του φίλτρου στο πεδίο του χρόνου φαίνεται σχεδιασμένη στο Σχήμα 4.10. Για να διέλθει το σήμα μέσα από το φίλτρο πρέπει να *υπερδειγματιστεί* (*upsampling*). Στον Κώδικα 4.1 παρουσιάζεται η κατασκευή ενός φίλτρου τέτοιου τύπου και η διαδικασία διέλευσης σήματος δια του φίλτρου. Ο συντελεστής εξάπλωσης  $\alpha$  του φίλτρου μπορεί να λάβει εκτός της τιμής 0.35 που είχε στο παλαιότερο πρότυπο DVB-S και τις τιμές 0.25, 0.20 για αυξημένες απαιτήσεις περιορισμού του φασματικού εύρους [14].



Σχήμα 4.10: Κρουστική απόκριση φίλτρου Square Root raised cosine με συντελεστή εξάπλωσης  $\alpha=0.25$

## 4.5 Διάυλος AWGN

Η λειτουργία του προσομοιωτή είναι ανεξάρτητη του διαύλου στον οποίο λειτουργεί. Εντούτοις, προς επιβεβαίωση της ορθής του λειτουργίας, είναι αναγκαία η δοκιμή του σε διάυλο AWGN με σκοπό τη σύγκριση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης με τα επίσημα αποτελέσματα που παρέχονται από το ETSI. Για το λόγο αυτό, υλοποιήθηκε διάυλος τύπου AWGN όπως παρουσιάζεται στον Κώδικα 4.1 στο παράρτημα του Κεφαλαίου.

Μέσω αυτού του στοιχείου του προσομοιωτή, είναι δυνατός ο έλεγχος της ισχύος του σήματος κατά την προσομοίωση καθώς αυτή ορίζεται πάντα αναφορικά ως προς τη στάθμη ισχύος του θορύβου. Έτσι λοιπόν, στο σημείο αυτό λαμβάνεται υπόψη η τιμή  $E_s/N_o$  αν έχει επιλεγεί ισχύς συμβόλου ή  $E_b/N_o$  αν έχει επιλεγεί ισχύς ψηφίου. Σημαντικό μέγεθος για τον προσομοιωτή αποτελεί η διακύμανση του θορύβου (Noise Variance) η οποία είναι απαραίτητη για τον αποδιαμορφωτή όταν έχουμε συστήματα αποκωδικοποίησης ήπιας απόφασης (βλ Κεφάλαιο 2). Η διακύμανση του θορύβου ορίζεται από τη σχέση:

$$\sigma^2 = \frac{P_i}{10^{\frac{E_s N_o \text{ dB}}{10}}} \quad (4.17)$$

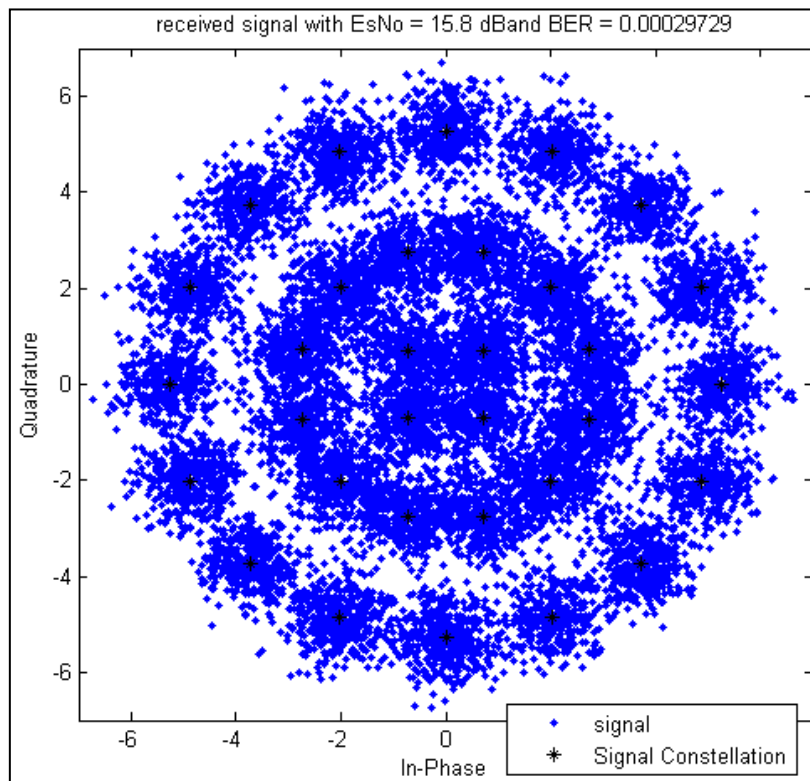
όπου  $P_i$  η ισχύς του σήματος στην είσοδο του αποδιαμορφωτή.

## 4.6 Δέκτης

Στο δέκτη εκτελούνται πράξεις αποδιαμόρφωσης, αποκωδικοποίησης και μέτρησης της επίδοσης όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.1 **(8)**, **(9)**, **(10)**, και **(11)**. Πριν την αποκωδικοποίηση, για τη βέλτιστη ψηφιακή αναγνώριση (βλ Παράρτημα Β) το σήμα διέρχεται από προσαρμοσμένο φίλτρο όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.1 **(7)**. Το προσαρμοσμένο φίλτρο του δέκτη είναι ακριβώς ίδιο με το φίλτρο του πομπού οπότε δεν απαιτείται η εκ νέου υλοποίησή του σε προγραμματιστικό επίπεδο. Στη συνέχεια, ακολουθεί *υποδειγματισμός (downsampling)* του θορυβώδους σήματος προτού αυτό εισέλθει στον αποδιαμορφωτή. Η υλοποίηση των παραπάνω φαίνεται στον Κώδικα 4.1 στο παράρτημα του παρόντος Κεφαλαίου.

Δεδομένου ότι το πρότυπο DVB-S2 προβλέπει διαδικασίες ήπιας απόφασης στο δέκτη, η υλοποίηση του αποκωδικοποιητή έχει μεγαλύτερη πολυπλοκότητα. Ο αποδιαμορφωτής

(Σχήμα 4.1 **(8)**) δέχεται στην είσοδό του, μιγαδικό, θορυβώδες σήμα. Η έξοδός του δεν πρέπει να είναι σε ψηφιακή μορφή αλλά σε μορφή λογαριθμικών λόγων πιθανοφάνειας (βλ Κεφάλαιο 2). Για το λόγο αυτό, σε προγραμματιστικό επίπεδο υλοποιούνται αντικείμενα αποκωδικοποιητή βασιζόμενα στους σηματικούς αστερισμούς κάθε διαφορετικής διαμόρφωσης, με την επιπλέον ιδιότητα να δίνουν στην έξοδο ήπια πληροφορία. Για την επίτευξη αυτού, απαραίτητος είναι ο προσδιορισμός της διακύμανσης του θορύβου, όπως γίνεται βάσει της Σχέσης 4.17. Η υλοποίηση του αποδιαμορφωτή (τεσσάρων διαφορετικών τύπων διαμορφώσεων) φαίνεται στον Κώδικα 4.1. Η ήπιας μορφής πληροφορία εισέρχεται στο υποσύστημα αποκωδικοποίησης FEC και ακολουθείται διαδικασία που αναλύεται διεξοδικά σε επόμενη παράγραφο. Τέλος, η πληροφορία αφού έχει αποκωδικοποιηθεί συγκρίνεται ψηφίο με ψηφίο για κάθε πλαίσιο κωδικοποίησης FEC με την πληροφορία που δημιουργήθηκε από την πηγή. Μετρώνται τα λάθη που προέκυψαν από την μετάδοση και υπολογίζεται ο συνολικός λόγος λαθών, δηλαδή η πιθανότητα λάθους που έχει επιτευχθεί δεδομένης διαμόρφωσης-κωδικοποίησης (*MODCOD*) για συγκεκριμένο σηματοθορυβικό λόγο. Μία πρώτου επιπέδου οπτικοποίηση των αποτελεσμάτων παρέχεται με την εξαγωγή διαγραμμάτων διασποράς των λαμβανομένων συμβόλων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.10 .



Σχήμα 4.11: Διάγραμμα διασποράς διαμόρφωσης 32APSK με κωδικοποίηση

### 4.6.1 Μέτρα επίδοσης ζεύξης

Στις τηλεπικοινωνίες λαμβάνεται ως μέτρο επίδοσης μίας ζεύξης ο ρυθμός με τον οποίο η μεταδιδόμενη πληροφορία αλλοιώνεται μέσα από το δίαυλο. Η πιθανότητα λάθους, συμβολιζόμενη συνήθως ως  $P_e$ , προκύπτει από μαθηματική ανάλυση. Η πιθανότητα μπορεί να αφορά ψηφία ( $P_b$ ) πακέτα ( $P_p$ ), είτε οποιοδήποτε άλλο μοναδιαίο στοιχείο πληροφορίας επιλέξουμε να εξετάσουμε. Σε ότι αφορά την πιθανότητα λάθους σε επίπεδο πακέτου  $P_p$  και την πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου  $P_b$ , ισχύει η σχέση:

$$P_p = 1 - (1 - P_b)^N \quad (4.18)$$

όπου  $N$  ο αριθμός ψηφίων ανά πακέτο, υποθέτοντας πάντα ότι τα λάθη είναι ασυσχέτιστα μεταξύ τους. Η Σχέση 4.18 για μικρά  $P_b$  προσεγγίζεται από τη Σχέση 4.19.

$$P_p = N \cdot P_b \quad (4.19)$$

Η πιθανότητα λάθους είναι ένα θεωρητικά υπολογίσιμο μέγεθος εν αντιθέσει με το λόγο λαθών, που είναι ο πραγματικός λόγος της πληροφορίας που έχει επηρεαστεί από λάθη κατά τη μετάδοση μέχρι το δέκτη, προς τη συνολική πληροφορία. Τα δύο μεγέθη παρότι εκφράζουν με τον ίδιο τρόπο την επίδοση της ζεύξης δεν ταυτίζονται αριθμητικά. Η πιθανότητα λάθους-που προκύπτει μέσω μαθηματικής ανάλυσης- αποτελεί ένα όριο στο οποίο τείνει ο πραγματικός λόγος λαθών όσο αυξάνονται τα λάθη που μετρώνται. Για την εξαγωγή πειραματικών αποτελεσμάτων επίδοσης μίας ζεύξης, ο προσομοιωτής υπολογίζει το λόγο λανθασμένων πακέτων (ή και ψηφίων) που επιτεύχθηκε.

## 4.7 Υποσύστημα αποκωδικοποίησης

Για την αποκωδικοποίηση της λαμβανόμενης λέξης ακολουθείται διαδικασία αναστροφή της διαδικασίας κωδικοποίησης. Πρώτα ο αποκωδικοποιητής LDPC υπολογίζει τη λαμβανόμενη λέξη διορθώνοντας όσα εκ των λαθών μπορεί και αφαιρεί τα εξωτερικά ψηφία ισοτιμίας. Το αποτέλεσμα τροφοδοτείται στον αποκωδικοποιητή BCH ο οποίος διορθώνει 8, 10 ή 12 λάθη ανάλογα με το πλήθος των ψηφίων ισοτιμίας BCH.



### 4.7.1 Αποκωδικοποιητής LDPC

Η επαναληπτική αποκωδικοποίηση LDPC είναι το κλειδί της επίδοσης του συστήματος κωδικοποίησης FEC στο πρότυπο DVB-S2. Η διαδικασία αποκωδικοποίησης γίνεται με βάση τον αλγόριθμο διάδοσης της εκτίμησης (*Belief propagation Algorithm*) και χρησιμοποιεί πληροφορία ήπιας απόφασης (*soft decision decoding*) από τον αποδιαμορφωτή (βλ Κεφάλαιο 2).

#### Επαναληπτική αποκωδικοποίηση με χρήση του αλγορίθμου Διάδοσης Εκτίμησης [6]

---

Σκοπός του αποκωδικοποιητή είναι να αποφασίσει την πραγματική λέξη που έχει αποσταλεί διορθώνοντας τυχόν λάθη που έχουν συμβεί κατά τη μετάδοση. Ο αποδιαμορφωτής τροφοδοτεί τον αποκωδικοποιητή με την εισερχόμενη πληροφορία σε μορφή λογαριθμικών λόγων πιθανοφάνειας, ένα μέγεθος που θα αναλυθεί παρακάτω. Εν συνεχεία οι κόμβοι ψηφίων επικοινωνούν με τους κόμβους ελέγχου με σκοπό την ορθή αποκωδικοποίηση της λέξης. Βασικό χαρακτηριστικό των αποκωδικοποιητών LDPC (Σχήμα 4.11) είναι ότι δεν δέχονται ως είσοδο δυαδικά ψηφία, αλλά έναν πραγματικό αριθμό στη θέση κάθε αναμενόμενου ψηφίου της κωδικής λέξης. Τον αριθμό αυτό τον παράγει ο αποδιαμορφωτής κατά την αποδιαμόρφωση ήπιας απόφασης. Ονομάζεται *λογαριθμικός λόγος πιθανοφάνειας (Log-Likelihood Ratio, LLR)* και εκφράζει την πιθανότητα ένα ψηφίο να είναι 0 ή 1.

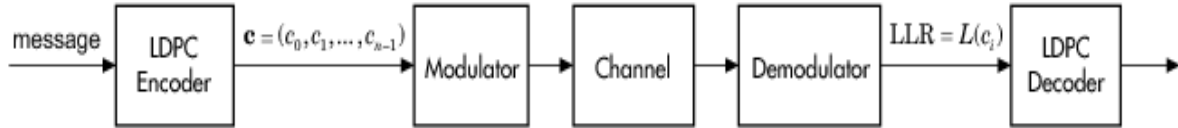
##### 1. Αρχικοποίηση:

Έστω ότι έχουμε διαμόρφωση BPSK όπου το  $x$  παριστάνει το εκπεμπόμενο σύμβολο που αντιστοιχεί σε ένα ψηφίο της κωδικής λέξης. Τότε το λαμβανόμενο θορυβώδες σήμα θα είναι:  $y = x + z$ , όπου  $z$  τυχαία Gaussian μεταβλητή μηδενικής μέσης τιμής. Ας θεωρήσουμε ότι για  $x=+1$  έχουμε ψηφίο 0 και για  $x=-1$  έχουμε ψηφίο 1. Τότε:

$$u = \log \frac{p(x=+1|y)}{p(x=-1|y)} \quad (4.20)$$

Το  $u$  παριστάνει το *λογαριθμικό λόγο πιθανοφάνειας (Log-Likelihood Ratio, LLR)* του ψηφίου στην έξοδο του αποδιαμορφωτή. Δηλαδή την a priori –ως προς τον αποκωδικοποιητή- πιθανότητα το ψηφίο να είναι 0 ή 1. Το πρόσημο του  $u$  παριστάνει τη σκληρή απόφαση ως προς το ποιο από τα δύο ψηφία έχει αποσταλεί. Η σκληρή απόφαση αντιμετωπίζει κάθε ψηφίο της λέξης ξεχωριστά ενώ η ήπια απόφαση εκμεταλλεύεται

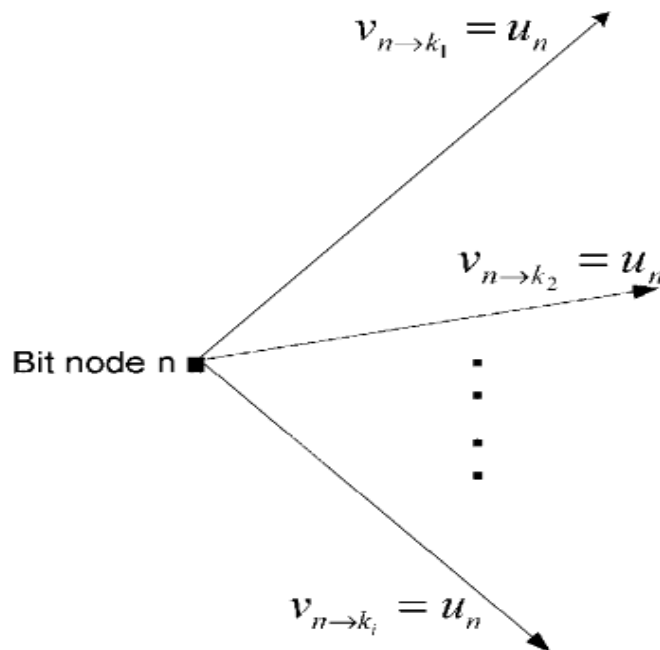
πληροφορία που περιέχεται σε ολόκληρη την κωδική λέξη. Στο ενδεχόμενο αποκωδικοποίησης σκληρής απόφασης ο αποκωδικοποιητής θα δεχόταν ως είσοδο ψηφία 1, για όλα τα αρνητικά  $u$  και ψηφία 0, για όλα τα θετικά  $u$  (bit-flipping). Αντίθετα, στην ήπια απόφαση, το μέτρο του  $u$  παριστάνει την αξιοπιστία της απόφασης. Όσο μεγαλύτερο το μέτρο τόσο μεγαλύτερη είναι η βεβαιότητα ότι το  $u$  φέρει σωστό πρόσημο.



Σχήμα 4.12: Κωδικοποίηση LDPC [26]

Στην πρώτη φάση της αποκωδικοποίησης (Σχήμα 4.13), ο αποκωδικοποιητής αναθέτει κάθε LLR στην εξερχόμενη ακμή του αντίστοιχου κόμβου ψηφίου. Κάθε κόμβος ψηφίου αποστέλλει την a priori πιθανότητα που του έχει ανατεθεί, σε κάθε κόμβο ελέγχου με τον οποίο συνδέεται:

$$v_{n \rightarrow k_i} = u_n, n = 0, 1, \dots, N - 1, i = 1, 2, \dots, \text{deg}(\text{bit node } n) \quad (4.21)$$

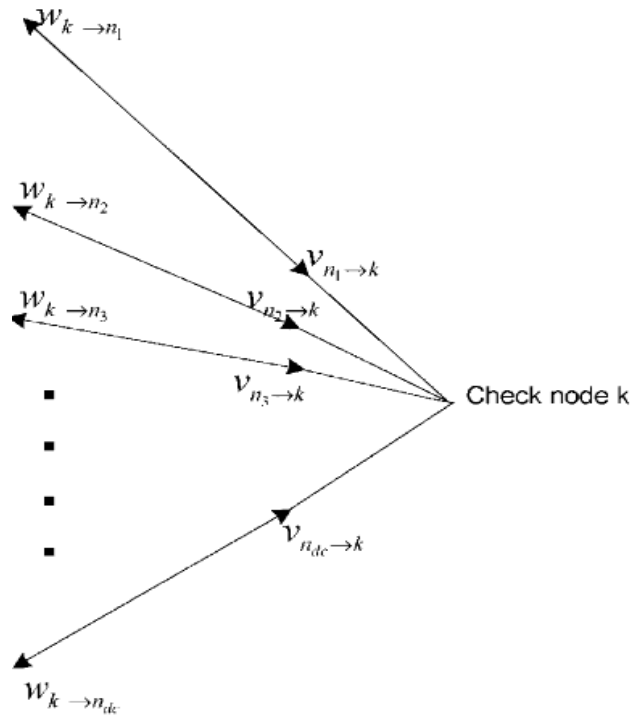


Σχήμα 4.13: Αποστολή μηνυμάτων από τον κόμβο ψηφίου στους γειτονικούς κόμβους ελέγχου.

Όπου  $v_{n \rightarrow k_i}$  συμβολίζεται το μήνυμα που αποστέλλει ο  $n$  κόμβος ψηφίου στον  $k_i$  γειτονικό κόμβο ελέγχου. Η αρχικοποίηση λοιπόν της επαναληπτικής αποκωδικοποίησης αφορά την ανάθεση του a priori LLR κάθε ψηφίου στις εξισώσεις στις οποίες συμμετέχει το ψηφίο αυτό.

## 2. Ενημέρωση Κόμβων ελέγχου:

Από την σκοπιά των κόμβων ελέγχου, υπάρχουν  $d_c$  το πλήθος εισερχόμενα μηνύματα από τους ισάριθμους γειτονικούς κόμβους ψηφίων (Σχήμα 4.14). Έστω  $v_{n_i \rightarrow k}$  τα μηνύματα αυτά. Σκοπός είναι ο υπολογισμός των μηνυμάτων που θα αποστείλουν οι κόμβοι ελέγχου πίσω στους  $d_c$  γειτονικούς κόμβους ψηφίων. Έστω τα μηνύματα αυτά  $w_{k \rightarrow n_1}, w_{k \rightarrow n_2}, \dots, w_{k \rightarrow n_{d_c}}$



Σχήμα 4.14: Λήψη μηνυμάτων στον κόμβο ελέγχου και αποστολή των νέων στους γειτονικούς κόμβους ψηφίων.

Κάθε ένα από τα μηνύματα αυτά υπολογίζεται ως εξής:

$$w_{k \rightarrow n_i} = g(v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{i-1} \rightarrow k}, v_{n_{i+1} \rightarrow k}, \dots, v_{n_{d_c} \rightarrow k}) \quad (4.22)$$

όπου η συνάρτηση  $g$  ορίζεται ως εξής:

$$g(a, b) = \text{sign}(a) \times \text{sign}(b) \times \min(|a|, |b|) + LUT_g(a, b) \quad (4.23)$$

όπου LUT:

$$LUT_g(a, b) = \log(1 + e^{-|a+b|}) - \log(1 + e^{-|a-b|}) \quad (4.24)$$

Για πολλαπλές μεταβλητές εισόδου η συνάρτηση  $g$  υπολογίζεται αναδρομικά:

$$g(v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{i-1} \rightarrow k}, v_{n_{i+1} \rightarrow k}, \dots, v_{n_{dc} \rightarrow k}) = g(g(v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{i-1} \rightarrow k}, v_{n_{i+1} \rightarrow k}, \dots, v_{n_{dc-1} \rightarrow k}), v_{n_{dc} \rightarrow k}) \quad (4.25)$$

Διαισθητικά γίνονται αντιληπτοί οι υπολογισμοί που κάνει κάθε κόμβος ελέγχου, αν αγνοηθεί ο μικρός διορθωτικός παράγοντας LUT:

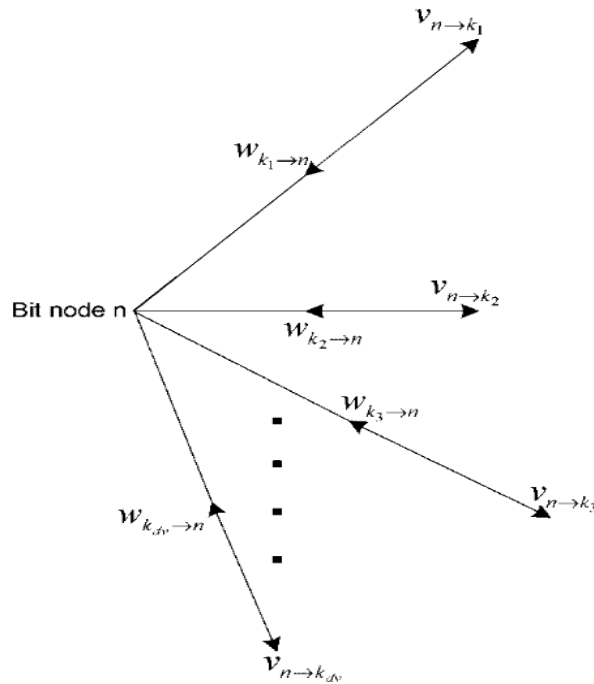
$$\text{sign}(w_{k \rightarrow n_i}) = \text{sign}(v_{n_1 \rightarrow k}) \times \text{sign}(v_{n_2 \rightarrow k}) \times \dots \times \text{sign}(v_{n_{i-1} \rightarrow k}) \times \text{sign}(v_{n_{i+1} \rightarrow k}) \dots \times \text{sign}(v_{n_{dc} \rightarrow k}) \quad (4.26)$$

$$|w_{k \rightarrow n_i}| = \min(|v_{n_1 \rightarrow k}|, |v_{n_2 \rightarrow k}|, \dots, |v_{n_{i-1} \rightarrow k}|, |v_{n_{i+1} \rightarrow k}|, \dots, |v_{n_{dc} \rightarrow k}|) \quad (4.27)$$

Η Σχέση 4.26 υποδηλώνει ότι το αποτέλεσμα της εξίσωσης ελέγχου θα είναι το modulo-2 άθροισμα όλων των ψηφίων που συμμετέχουν στην εξίσωση. Η Σχέση 4.27 υποδηλώνει ότι η σκληρή απόφαση, δηλαδή η απόφαση για το ποιό θα είναι το πρόσημο του αποτελέσματος, είναι τόσο αξιόπιστη όσο το λιγότερο αξιόπιστο ψηφίο που συμμετέχει στη λήψη της.

### 3. Ενημέρωση κόμβου ψηφίου:

Σε αυτό το βήμα (Σχήμα 4.14), γίνεται φανερή η αξιοποίηση της πρόσθετης πληροφορίας από την ήπια αποκωδικοποίηση. Κάθε κόμβος ψηφίου λαμβάνει από τους  $d_v$  γειτονικούς κόμβους ελέγχου ισάριθμα μηνύματα  $w_{k_1 \rightarrow n}, w_{k_2 \rightarrow n}, \dots, w_{k_{d_v} \rightarrow n}$ . Σκοπός είναι ο υπολογισμός του μηνύματος που θα αποσταλεί για δεύτερη φορά από τους κόμβους ψηφίων στους κόμβους ελέγχου. Έστω  $v_{n \rightarrow k_1}, v_{n \rightarrow k_2}, \dots, v_{n \rightarrow k_{d_v}}$  τα μηνύματα αυτά, τα οποία υπολογίζονται όπως φαίνεται στην Εξίσωση 4.28.



Σχήμα 4.15: Λήψη μηνυμάτων στον κόμβο ψηφίου και αποστολή νέων στους κόμβους ελέγχου

$$v_{n \rightarrow k_i} = u_n + \sum_{j \neq i} w_{k_j \rightarrow n} \quad (4.28)$$

όπου υπενθυμίζεται ότι  $u_n$  είναι ο a priori λογαριθμικός λόγος που ανατέθηκε από τον αποκωδικοποιητή στον  $n$  κόμβο του αποκωδικοποιητή. Διαισθητικά η σχέση αυτή υποδηλώνει ότι κάθε κόμβος ψηφίου θα επιστρέψει σε έναν κόμβο ελέγχου, όλη τη σχετική πληροφορία που έχει για το αντίστοιχο ψηφίο, εκτός από την πληροφορία που προέκυψε από το συγκεκριμένο κόμβο ελέγχου. Αυτό αποτελεί μία ήπια πλειοψηφική ψηφοφορία (soft majority vote) για το ποιο είναι το ληφθέν ψηφίο, στην οποία συμμετέχουν τόσο η a priori πιθανότητα που προέκυψε από τον αποδιαμορφωτή όσο και όλοι οι κόμβοι ελέγχου, πλην αυτού στον οποίο φτάνει η πληροφορία. Για το λόγο αυτό, η πληροφορία που ανταλλάσσεται ονομάζεται εξωγενής (extrinsic) και είναι αναπόσπαστο κομμάτι κάθε επαναληπτικού αλγόριθμου καθώς σε αυτήν οφείλεται η σύγκλιση της διαδικασίας. Η εξωγενής πληροφορία μπορεί να παρομοιαστεί με το αρνητικό πρόσημο της ανάδρασης ενός κυκλώματος.

#### 4. Σκληρή απόφαση:

Η διαδικασία αφορά ένα ψηφιακό σύστημα και για το λόγο αυτό η έξοδος του αποκωδικοποιητή πρέπει να είναι δυαδική. Μετά από κάθε μία επανάληψη της παραπάνω διαδικασίας ενημέρωσης των κόμβων, μπορεί να ληφθεί απόφαση για κάθε ψηφίο  $n$  λαμβάνοντας το πρόσημο του αθροίσματος:  $v_{n \rightarrow k_i} + w_{n \rightarrow k_i}$ . Αν η απόφαση αυτή

ικανοποιεί όλες τις εξισώσεις ελέγχου ισοτιμίας, έχει αποκωδικοποιηθεί επιτυχώς μία κωδική λέξη. Σε αντίθετη περίπτωση, οι επαναλήψεις συνεχίζονται μέχρι ένα μέγιστο αριθμό που ορίζεται ως παράμετρος του αποκωδικοποιητή και περιορίζει τη διαδικασία από το να επαναλαμβάνεται επ' άπειρο όταν τα ψηφία έχουν αλλοιωθεί κατά πολύ από το δίαυλο. Αν μετά από όλες τις επιτρεπόμενες επαναλήψεις, δεν ικανοποιούνται οι εξισώσεις ανακηρύσσεται αποτυχία της αποκωδικοποίησης για την τρέχουσα κωδική λέξη και το σύστημα προχωρά στην επόμενη.

#### 4.7.2 Αποκωδικοποιητής BCH

Η αποκωδικοποίηση BCH στο δέκτη ακολουθεί τη γνωστή διαδικασία υπολογισμού του συνδρόμου και στη συνέχεια εκτίμηση του διανύσματος λαθών που ακολουθείται σε οποιονδήποτε κυκλικό κώδικα. Το χαρακτηριστικό αυτών των κωδίκων είναι ότι διορθώνουν πολύ λίγα λάθη ( $t = 8, 10$  ή  $12$ ) σε σχέση με το μήκος της λέξης. Πρέπει όμως να ληφθεί υπόψη ότι ο κώδικας LDPC έχει ήδη διορθώσει ένα πολύ μεγάλο αριθμό λαθών. Τα ελάχιστα λάθη που απομένουν διορθώνονται από τον κώδικα BCH οδηγώντας το σύστημα FEC σε επιδόσεις της τάξης του  $10^{-7}$  PER, μέγεθος που αντιστοιχεί σε ένα λάθος ανά  $1504 \cdot 10^{10}$  ψηφία. Αναλυτικά, η υλοποίηση του αποκωδικοποιητή επεξηγείται στην αντίστοιχη παράγραφο του Παραρτήματος του παρόντος Κεφαλαίου.

## Παράρτημα Κεφαλαίου 4:

# Τεχνική Έκθεση Προσομοιωτή DVB-S2

Η υλοποίηση του προσομοιωτή έχει γίνει με τη χρήση του λογισμικού Matlab v7.10 (R2010a) [26]. Επειδή το πρότυπο DVB-S2 στοχεύει σε επιδόσεις ρυθμού λαθών πολύ κοντά στο μηδέν, όπως θα εξηγηθεί και παρακάτω, ο προσομοιωτής έχει αυξημένες απαιτήσεις σε υπολογιστική ισχύ και σε χρόνο προσομοίωσης. Για μείωση των απαιτήσεων σε εφαρμόσιμα επίπεδα, χρησιμοποιήθηκαν εξειδικευμένα χαρακτηριστικά του Matlab όπως η δυνατότητα διασυνεργασίας με τη γλώσσα προγραμματισμού C++ και το Parallel Computing Toolbox, μέσω της Error Rate Console. Επίσης χρησιμοποιήθηκαν μέθοδοι ελαχιστοποίησης των πράξεων αποκωδικοποίησης κατά τα πρότυπα σύγχρονων ερευνητικών προσομοιωτών νέας γενιάς.

## I. Βασική Συνάρτηση Προσομοιωτή

Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζεται ο κύριος κώδικας σε μορφή Script που υλοποιεί τον προσομοιωτή του σχήματος 4.1. Ορισμένες επισημάνσεις επί του Κώδικα 4.1

- Στην αρχή του κώδικα, ορίζονται από το χρήστη οι παράμετροι της εκάστοτε προσομοίωσης. Ορίζεται ο σηματοθορυβικός λόγος  $E_s/N_0$ . Επιλέγεται συντελεστής εξάπλωσης  $\alpha$  για το προσαρμοσμένο φίλτρο (βλ. Παράγραφο 4.1.3). Γίνεται επιλογή του σχήματος διαμόρφωσης-κωδικοποίησης (MODCOD) από τους επιτρεπτούς συνδυασμούς του DVB-S2. Τέλος ορίζεται ο επιθυμητός αριθμός πλαισίων FEC που θα προσομοιωθούν παράλληλα. Η εκτέλεση του συγκεκριμένου κώδικα θα δώσει ως αποτέλεσμα την μέτρηση πιθανότητας λάθους ψηφίου (BER) καθώς και ένα διάγραμμα διασποράς των λαμβανομένων συμβόλων επί του μιγαδικού σηματικού αστερισμού της επιλεγθείσας διαμόρφωσης.
- Στον ορισμό του διαύλου περιέχεται μία σημαντικότερη παράμετρος της προσομοίωσης: Ο σηματοθορυβικός λόγος ( $E_s/N_0$ , για ενέργεια συμβόλου ή  $E_b/N_0$  για ενέργεια ψηφίου). Η μέτρηση της επίδοσης κάθε ζεύξης γίνεται βασιζόμενη στο ρυθμό λαθών που επιτυγχάνεται για συγκεκριμένο σηματοθορυβικό λόγο, δεδομένης της διαμόρφωσης και της κωδικοποίησης FEC. Για την εξαγωγή δηλαδή μίας καμπύλης BER είναι απαραίτητη η προσομοίωση της ζεύξης για διάφορες τιμές του λόγου  $E_b/N_0$ . Ο θόρυβος παράγεται μέσω δεδομένης συνάρτησης από το Communications Toolbox της Matlab: της `awgn` (βλ Κώδικα 4.1) [26]. Η

συγκεκριμένη συνάρτηση έχει τη δυνατότητα να προσθέτει σε ένα δεδομένο σήμα μιγαδικής μορφής (δηλαδή διαμορφωμένο στη βασική ζώνη συχνοτήτων) μιγαδικό θόρυβο επιθυμητής ισχύος. Πρέπει εδώ όμως να τονιστεί ότι το σήμα κατά την διέλευσή του από το προσαρμοσμένο φίλτρο έχει υπερδειγματιστεί. Αυτό σημαίνει ότι κάθε σύμβολο και κατ' επέκταση κάθε ψηφίο αποτελείται από περισσότερα του ενός δείγματα, κάθε ένα εκ των οποίων φέρει χαμηλότερη ενέργεια, διατηρώντας έτσι σταθερή τη συνολική ενέργεια του σήματος. Κατά τον υπολογισμό του SNR (βλ. Κώδικα 4.1) δεν πρέπει να αμελείται το γεγονός ότι το σήμα είναι υπερδειγματισμένο.

- Αξίζει να τονιστεί επίσης ότι ο σηματοθορυβικός λόγος μπορεί να αναφέρεται είτε σε κάθε ψηφίο ( $E_b/N_0$ ), είτε σε κάθε σύμβολο ( $E_s/N_0$ ). Σε κάθε περίπτωση, πρέπει εξ αρχής να επιλέγεται ποιο από τα δύο θα μελετηθεί για τα αποτελέσματα διαφέρουν. Η ισχύς σήματος προς θόρυβο -είτε συμβόλου, είτε ψηφίου- αναφέρεται στην ισχύ σήματος στον δέκτη, αφού αυτό διέλθει από το προσαρμοσμένο φίλτρο του δέκτη.
- Στο δέκτη εκτελείται η μέτρηση της επίδοσης της ζεύξης μέσω σύγκρισης του πίνακα που αρχικά παρήγαγε η πηγή πληροφορίας με τον πίνακα που προκύπτει μετά την αποκωδικοποίηση (βλ Κεφάλαιο 5). Για τη μέτρηση του λόγου λαθών πρέπει καταρχήν να εξεταστούν τόσα ψηφία (ή πακέτα αν μετράται PER) ούτως ώστε σίγουρα να εμφανιστεί ένα λάθος μεταξύ τους. Η μέτρηση αυτή όμως δεν είναι αξιόπιστη. Έστω για παράδειγμα ότι η πιθανότητα λάθους ενός ψηφίου-για μία δεδομένη ισχύ σήματος προς θόρυβο-είναι  $10^{-2}$ . Τότε εξετάζοντας 100 ψηφία θα πρέπει να εμφανιστεί ένα λάθος. Παρόλα αυτά, ενδέχεται το λάθος να μην εμφανιστεί ή να εμφανιστεί στα πρώτα 10 ψηφία και στα υπόλοιπα 90 να μην εμφανιστεί άλλο. Τότε λανθασμένα θα έχουμε καταλήξει στο συμπέρασμα ότι το BER είναι 0 ή  $10^{-1}$ . Η παραπάνω αβεβαιότητα μπορεί πρακτικά να περιοριστεί μετρώντας αρκετά λάθη. Σύμφωνα με τον νόμο των μεγάλων αριθμών, το μετρηθέν μέγεθος θα τείνει προς την ιδανική τιμή του. Βέβαια, η μέτρηση αυτή για ιδιαίτερα μικρές τιμές πιθανότητας λάθους μπορεί να οδηγεί σε πολύ μεγάλες τιμές συνολικών ψηφίων. Έτσι μπορούμε να ορίσουμε ένα ανώτατο αριθμό ψηφίων πέραν του οποίου η μέτρηση σταματά και θεωρείται μηδενική η πιθανότητα λάθους. Όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός αυτός, τόσο μεγαλύτερη ευαισθησία έχει η μέτρηση στις χαμηλές τιμές BER.



```

%*****
% *****DVB-S2 SIMULATOR*****
%*****
%*****
% Dimitrios Christopoulos
% ECE NTUA 2010
%-----
% This script implements and tests a DVB-S2 link over an AWGN channel
% 1. Define the mod_type:
% 2. Define the number of FECblocks (64800 bits/block)
% 3. Choose a code Rate
% 4. Chose the desirable rolloff factor
% 5. Define output Power (EsNo)
%!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
% necessary functions:
%a. APSK_Const_Gen
%b. BCHGenerator
%c. BCHEncoder (+ t2_tx_dvbt2blocod_encode.mex for faster results)
%!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
% -----SIMULATION PARAMETERS-----
% -----Enter the Simulation Parameters-----
clear all;close all

mod_type =4; %1_QPSK. 2_8PSK. 3_16APSK 4_32APSK.

Num_FECBlks=1;

code_Rate = 3/4;

a = 0.25; % rolloff factor for bandwidth restriction a = {0.35, 0.25, 0.2}

EsNo=7.75; % Symbol energy at the receiver

%% *****SIMULATOR*****
%% -----
%% -----constants-----
[~,NumParityBits,TErr]=BCHGenerator(code_Rate);
K_BCH = (64800*code_Rate)-NumParityBits;
num_bits =Num_FECBlks* K_BCH;
num_mpegpack = floor(num_bits/1504);
%% Signal Source
% Create a binary data stream as a column vector.
t_data = randi([0,1],num_bits,1); % Random binary data stream
for i=1:num_mpegpack
    x(i,:)=t_data(((i-1)*1504 + 1):i*1504);
end;
%% BCH Encoding
% Data is first encoded using non primitive BCH codes. The encoder input is
% a binary data vector. ATTENTION: num_bits / K_BCH must be integer. The
% output is an array [ N_BCH , Num_FECBlks ]: Each column corresponds to a
% different FEC Block
x1_enc = BCHEncoder(t_data, code_Rate);

%% LDPC Encoding
% LDPC codes are use for inner coding. The encoder input is the BCH output.
% **** N_BCH = K_LDPC ****
H=dvbs2ldpc(code_Rate);%DVB-S2 sparse matrix
enc_ldpc=fec.ldpcenc(H);% encoder
x2_enc=zeros(Num_FECBlks,64800);
for i = (1:Num_FECBlks)
    x2_enc(i,:) = encode(enc_ldpc,x1_enc(:,i));% Each row is a FEC block
end;
-----next page-----

```

## Κώδικας 4.1 (συνέχεια)

```

%% Modulation
% Modulate using DVB-S2 Modulations
switch mod_type
case 1
M=4;
k=log2(M);
xsym=zeros(length(x2_enc(1,:))/k, Num_FECBlks);
for i = (1:Num_FECBlks)
%each column is a different block
xsym(:,i) = bi2de(reshape(x2_enc(i,:),k,length(x2_enc(i,:))/k).',...
'left-msb');
end;
y=zeros(length(x2_enc(1,:))/k , Num_FECBlks);
t=modem.pskmod('M', M,'SymbolOrder','Gray','PhaseOffset', pi/4);
for i = (1:Num_FECBlks)
y(:,i) = modulate(t,xsym(:,i));
end;

case 2
M=8;
k=log2(M);
xsym=zeros(length(x2_enc(1,:))/k, Num_FECBlks);
for i = (1:Num_FECBlks)
%each column is a different block
xsym(:,i) = bi2de(reshape(x2_enc(i,:),k,length(x2_enc(i,:))/k).',...
'left-msb');
end;
y=zeros(length(x2_enc(1,:))/k , Num_FECBlks);
t=modem.pskmod('M', M,'SymbolOrder','Gray','PhaseOffset', pi/4);
for i = (1:Num_FECBlks)
y(:,i) = modulate(t,xsym(:,i));
end;

case 3
M=16;
k=log2(M);
xsym=zeros(length(x2_enc(1,:))/k, Num_FECBlks);
for i = (1:Num_FECBlks)
%each column is a different block
xsym(:,i) = bi2de(reshape(x2_enc(i,:),k,length(x2_enc(i,:))/k).',...
'left-msb');
end;
y=zeros(length(x2_enc(1,:))/k , Num_FECBlks);
spc_eff = 2; %Changing this affects the magnitude of each circle
c=APSK_Const_Gen(16,spc_eff);%gray coded APSK Constellation
t=modem.genqammod('Constellation' , c);
for i = (1:Num_FECBlks)
y(:,i) = modulate(t,xsym(:,i));
end;

case 4

M=32;
k=log2(M);
xsym=zeros(length(x2_enc(1,:))/k, Num_FECBlks);
for i = (1:Num_FECBlks)
%each column is a different block
xsym(:,i) = bi2de(reshape(x2_enc(i,:),k,length(x2_enc(i,:))/k).',...
'left-msb');
end;
y=zeros(length(x2_enc(1,:))/k , Num_FECBlks);

spc_eff = 2; %Changing this affects the magnitude of each circle
c=APSK_Const_Gen(32,spc_eff);%gray coded APSK Constellation
t=modem.genqammod('Constellation' , c);
for i = (1:Num_FECBlks)
y(:,i) = modulate(t,xsym(:,i));
end;

end;
% %SHOW GRAY CODING
% mapping=t.SymbolMapping; % Symbol mapping vector
% pt = t.Constellation; % Vector of all points in constellation
% scatterplot(pt);
% text(real(pt)+0.1,imag(pt),dec2bin(mapping));
% axis([-4 4 -4 4]); % Change axis so all labels fit in plot.
-----next page-----

```

**Κώδικας 4.1 (συνέχεια)**

```

%% Filter Definition
% Define filter-related parameters.
nsamp = 4; % Oversampling rate
filtorder = 40; % Filter order
delay = filtorder/(nsamp*2); % Group delay (# of input samples)
rolloff = a; % Rolloff factor of filter
% Create a square root raised cosine filter.
rrcfilter = rcosine(1,nsamp,'fir/sqrt',rolloff,delay);
% Plot impulse response.
%figure; impz(rrcfilter,1);
%% Transmitted Signal
% Upsample and apply square root raised cosine filter.
ytx=zeros(nsamp*64800/k+filtorder,Num_FECBlks);
for i = (1:Num_FECBlks)
    ytx(:,i) = rcosflt(y(:,i),1,nsamp,'filter',rrcfilter);
end;
%% Channel
% Send signal over an AWGN channel.
%EsNo=EbNo+10*log(k)
%snr = EbNo + 10*log10(k)-10*log10(nsamp)+10*log10(code_Rate)
snr = EsNo-10*log10(nsamp);%energy of each point of the oversampled signal
Pi=sum(abs(y(:,1)).^2)/length(y);%Signal energy
Sigma2=Pi/10^(EsNo/10);%Noise Variance
ynoisy=zeros(nsamp*64800/k+filtorder,Num_FECBlks);
for i = (1:Num_FECBlks)
    ynoisy(:,i) = awgn(ytx(:,i),snr, 'measured');
end;
%% Received Signal
% Filter received signal using square root raised cosine filter.
yrx1=zeros(nsamp*64800/k+2*filtorder,Num_FECBlks);
yrx2=zeros((nsamp*64800/k+2*filtorder)/nsamp,Num_FECBlks);
yrx = zeros(64800/k,Num_FECBlks);
for i = (1:Num_FECBlks)
    yrx1(:,i) = rcosflt(ynoisy(:,i),1,nsamp,'Fs/filter',rrcfilter);
    yrx2(:,i)= downsample(yrx1(:,i),nsamp); % Downsample.
    yrx(:,i) = yrx2(2*delay+1:end-2*delay,i);% Account for delay
end;
%% Demodulation
% Demodulate signal
    zsym=zeros(64800,Num_FECBlks);
switch mod_type
    case 1
        for i = (1:Num_FECBlks)
            s=modem.pskdemod('M', M, 'SymbolOrder', 'Gray','PhaseOffset', pi/4,...
                'OutputType','Bit', 'DecisionType', ...
                'LLR', 'NoiseVariance', Sigma2)
            zsym(:,i) = demodulate(s,yrx(:,i));
        end;
    case 2
        for i = (1:Num_FECBlks)
            zsym(:,i) = demodulate(modem.pskdemod('M', M, 'SymbolOrder',
                'Gray','PhaseOffset', pi/4,...
                'OutputType','Bit', 'DecisionType', ...
                'LLR', 'NoiseVariance', Sigma2),yrx(:,i));
        end;
    case 3
        for i = (1:Num_FECBlks)
            zsym(:,i) = demodulate(modem.genqamdemod('Constellation', c,'OutputType', 'Bit',
                'DecisionType', ...
                'LLR', 'NoiseVariance', Sigma2),yrx(:,i));
        end;
    case 4
        for i = (1:Num_FECBlks)
            zsym(:,i) = demodulate(modem.genqamdemod('Constellation', c,'OutputType', 'Bit',
                'DecisionType', ...
                'LLR', 'NoiseVariance', Sigma2),yrx(:,i));
        end;
end;
end;
-----next page-----
-----

```

```

%% LDPC decoding
% each row is a different FEC Blk.
dec_ldpc=fec.ldpcdec(H);
dec_ldpc.DecisionType = 'Soft decision';
dec_ldpc.OutputFormat = 'Information part';
dec_ldpc.NumIterations =50;
dec_ldpc.DoParityChecks = 'Yes';% Stop if all parity-checks are satisfied
z2_dec= zeros(Num_FECBlks, code_Rate*64800);
numIter=0;
for i = 1:Num_FECBlks
    z2_dec(i,:) = decode(dec_ldpc, zsym(:,i)');
    z2_dec(i,:)=z2_dec(i,:)<0;
    numIter =numIter+ dec_ldpc.ActualNumIterations;
end;
AvgNumIter = numIter/Num_FECBlks

%% BCH decoding
% for every FEC block:
numErrIn = 0;
numErrOut = 0;
for i = 1:Num_FECBlks
    NumErrBlk = sum(xor(x1_enc(:,i) ...
        , z2_dec(i,:))');%number of errors in each block.
    if (NumErrBlk <= TErr && NumErrBlk>0)
        % All Errors are corrected.
        %just remove parity bits (correct message)
        z((K_BCH*(i-1)+1):i*K_BCH) = x1_enc(1:K_BCH,i);
        elseif NumErrBlk>TErr
        % No errors Corrected
        % just remove parity bits (erroneous message)
        z((K_BCH*(i-1)+1):i*K_BCH) = z2_dec(i,1:K_BCH)';
        elseif NumErrBlk==0
        % just remove parity bits (correct message)
        z((K_BCH*(i-1)+1):i*K_BCH)= z2_dec(i,1:K_BCH)';
    end;
end;
%% BER calculation
% Compare x and z to obtain the number of errors and
% the bit error rate.

[number_of_errors,bit_error_rate] = biterr(z',t_data)

packet_errors=0;
for i =1:num_mpegpack
    [A , B]=biterr(z(i:1504*i),t_data(i:1504*i)');
    if (A ~= 0)
        packet_errors = packet_errors+1;
    end
end
%% Scatter Plot
% Create scatter plot of received signal
h = scatterplot(yrx(:,1),1,0,'b. ');
hold on;
scatterplot(y(:,1),1,0,'k*',h);
title (['received signal with EsNo = ',num2str(EsNo),' dB', 'and BER = ',...
    num2str(bit_error_rate)]);
legend('signal','Signal Constellation');
axis([-3 3 -3 3]); % Set axis ranges.
hold off;

T1=zeros(1,num_mpegpack);
T2=ones(1,num_mpegpack);

for i=1:num_mpegpack
    z_p(i,:)=z(((i-1)*1504 + 1):i*1504);
    if isequal(x(i,:),z_p(i,:))
        T2(i)=0;
    end;
end;
end;
-----END-----

```

Εξαιτίας της πολύ καλής επίδοσης του προτύπου DVB-S2 όπως έχει ήδη αναλυθεί, ο προσομοιωτής υποχρεωτικά παράγει μεγάλο αριθμό ψηφίων ώστε να εμφανιστεί μετρήσιμος αριθμός λαθών ανάμεσά τους. Αυτό απαιτεί μεγάλη υπολογιστική ισχύ και χρόνο καθώς κατά την προσομοίωση εκτελούνται πολλές διεργασίες (κωδικοποίηση, διαμόρφωση, φιλτράρισμα, αποκωδικοποίηση, αποδιαμόρφωση).

Χρήσιμες παρατηρήσεις:

- Ο κώδικας παρουσιάζεται σε μορφή script. Για την καλύτερη και αποδοτικότερη υλοποίηση όμως, είναι καλό να καλείται μέσω συνάρτησης που θα δέχεται ως είσοδο όλες τις παραμέτρους που ο χρήστης πρέπει να ορίσει επεμβαίνοντας στον κώδικα. Η συνάρτηση μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί στα πλαίσια της *Error Rate Console* του Matlab, η οποία με τη βοήθεια του *Parallel Computing Toolbox* καθιστά εφικτή την αξιοποίηση πολυπύρηνων επεξεργαστών, καθώς κάθε πυρήνας χρησιμοποιείται παράλληλα μειώνοντας το χρόνο προσομοίωσης κατά παράγοντα ίσο με το πλήθος των πυρήνων. Για να φανεί η αξία του *Parallel Computing Toolbox*, χαρακτηριστικά αναφέρεται ότι για την εξαγωγή μίας καμπύλης PER, τριών σημείων, με χαμηλότερη τιμή PER της τάξης του  $10^{-5}$  η προσομοίωση διαρκεί περίπου 6 ώρες σε σύστημα με τα εξής χαρακτηριστικά: επεξεργαστής *Intel (R) Core2duo P8600@2.40GHz*, λειτουργικό σύστημα *Windows 7 64-bit* και μνήμη *RAM 3GB*. Με τη βοήθεια του *Parallel Computing Toolbox*, γίνεται δυνατή η παράλληλη εκμετάλλευση των δύο πυρήνων και ο χρόνος προσομοίωσης μειώνεται στις 3 ώρες.
- Παρατηρήθηκε ότι η προσομοίωση εκτελείται ταχύτερα για πολλαπλή σειριακή επίκληση του παραπάνω κώδικα -πάντα στα πλαίσια συνάρτησης- με κάθε επίκληση να προσομοιώνει ένα πλαίσιο FEC. Αντιθέτως, η προσομοίωση του ίδιου αριθμού ψηφίων με την κατασκευή μεγάλων διαστάσεων πινάκων και εκτέλεση του κώδικα μία μόνο φορά, αυξάνει μη γραμμικά το χρόνο προσομοίωσης ενώ πολλές φορές οδηγεί σε εξάντληση της διαθέσιμης μνήμης.

## II. Συναρτήσεις υποσυστήματος Κωδικοποίησης

### A. Εξωτερική Κωδικοποίηση BCH

Η διαδικασία που αναλύθηκε στην παράγραφο 4.3.1 επιτυγχάνεται στον προσομοιωτή χρησιμοποιώντας δύο συναρτήσεις: τη `BCHGenerator` (Κώδικας 4.2) και τη `BCHEncoder`

#### Κώδικας 4.2

```
function [ BCH_Poly, NumBCHParityBits, TErr ] = BCHGenerator( code_Rate )
%BCHGenerator. This function generates the BCH polynomials for for the
%NON-PRIMITIVE BCH codes used in DVB-S2
% According to the chosen code_Rate the function determines the
% correction ability of the code thus the polynomial. It also returns the
% number of parity bits.
%INPUT: 1. code_Rate
%OUTPUT: 1. BCH_Poly n-k+1 coefficients
%        2. NumBCHPatiryBits = n-k

switch code_Rate
    case {1/4,1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 3/4, 4/5}
        TErr = 12;
    case {2/3, 5/6}
        TErr = 10;
    case{8/9,9/10}
        TErr = 8;
end

NumBCHParityBits = 16 * TErr;

% Define BCH polynomials (Table 6a & 6b)
% Non-zero powers (besides 0 and 16)
nzp = {[2 3 5] ... g1
       [1 4 5 6 8] ... g2
       [2 3 4 5 7 8 9 10 11] ... g3
       [2 4 6 9 11 12 14] ... g4
       [1 2 3 5 8 9 10 11 12] ... g5
       [2 4 5 7 8 9 10 12 13 14 15] ... g6
       [2 5 6 8 9 10 11 13 15] ... g7
       [1 2 5 6 8 9 12 13 14] ... g8
       [5 7 9 10 11] ... g9
       [1 2 5 7 8 10 12 13 14] ... g10
       [2 3 5 9 11 12 13] ... g11
       [1 5 6 7 9 11 12]}; ... g12

g = zeros([12 16+1]);
for n = 1:12
    g(n,[1 nzp{n}+1 end]) = 1;
end

% Compute the generator polynomial by multiplying the first TErr BCH
polynomials
% Polynomial multiplication is a convolution
Poly = gf(g(1,:),1);
for n = 2:TErr
    Poly = conv(Poly, gf(g(n,:),1));
end
BCH_Poly = fliplr(logical(Poly.x));
% Check if the degree of the generator polynomial is equal with the
number of parity bits
%assert(length(BCH_GEN)-1 == NumBCHParityBits);
end
```

(κωδικας 4.3). Η `BCHGenerator` δέχεται ως είσοδο το ρυθμό κώδικα. Με βάση τον πίνακα παραμέτρων (Πίνακας 4.1), η συνάρτηση δίνει ως έξοδο τη διορθωτική ικανότητα  $t$  του κώδικα (`TERR`), τον αριθμό των ψηφίων ισοτιμίας (`NumBCHParityBits`), ενώ υπολογίζει και το πολυώνυμο γεννήτρια σύμφωνα με τη διαδικασία που αναλύθηκε (`BCH_Poly`).

**κώδικας 4.3**

```
function [ enc_data ] = BCHEncoder( data, code_Rate )
%BCH Encoder for DVB-S2
% This Function Implements BCH encoding of data according to the
% selected code_Rate. Needs BCHGenerator function.
% INPUTS: 1. Binary data in vector form. Attention: data
= num_blks*k_bch
%          2. the code_Rate
% OUTPUT: 1. encoded data. Each column is a different blk.
% see BCHGenerator function for more details
[BCH_Poly, NumParityBits, ~]=BCHGenerator(code_Rate);
K_BCH=(64800*code_Rate)-NumParityBits;%BCH uncoded data blk
Num_blks=length(data)/K_BCH;%number of blks
data = reshape (data, [K_BCH Num_blks]);
%Encoder in MATLAB
ParityBits=zeros(Num_blks, NumParityBits)';
for i=1:Num_blks%for each BCH block(each column is a different blk
    reg = zeros(1,NumParityBits)';
    for j=1:K_BCH%for each BCH data bit
        d= xor( data(j, i), reg(NumParityBits));
        %update shift register
        for k=NumParityBits:-1:2
            a = and( d , BCH_Poly(NumParityBits-k+2));
            reg(k)= xor( reg(k-1), a );
        end
        reg(1)=d;
    end
    %the remainder is the reverse of the bit register
    for z = 1 : NumParityBits
        ParityBits(z,i)=reg(NumParityBits-z+1);
    end
end
end
```

Η `BCHEncoder` δέχεται ως είσοδο το ρυθμό κώδικα και τα δεδομένα προς κωδικοποίηση. Ο ρυθμός κώδικα μεταφέρεται στη `BCHGenerator`, τα αποτελέσματα της οποίας χρησιμοποιούνται για την εύρεση των BCH ψηφίων ισοτιμίας. Η κατά BCH κωδική λέξη αποτελείται από την αρχική λέξη ακολουθούμενη από τα ψηφία ισοτιμίας.

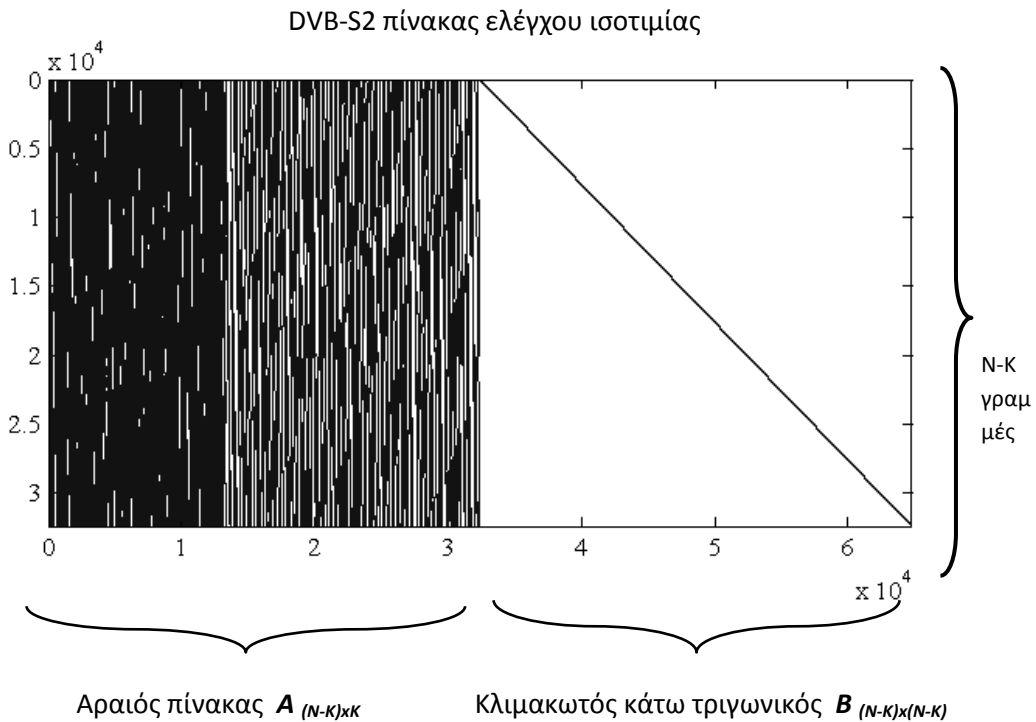
## B. Εσωτερική Κωδικοποίηση LDPC

Η Matlab διαθέτει ειδική εντολή που παράγει αραιούς πίνακες για το πρότυπο DVB-S2 όπως παρουσιάζεται στον Κώδικα 4.4 [26].

```

Κώδικας 4.4
%DVB-S2 sparse matrix generation and visualization
code_Rate=1/2;
H=dvbs2ldpc(code_Rate)
spy(H);
    
```

Επίσης διαθέτει ειδικό εργαλείο οπτικοποίησης των πινάκων αυτών. Το αποτέλεσμα εκτέλεσης του παραπάνω κώδικα φαίνεται στο Σχήμα 4.16:



Σχήμα 4.16: Αραιός πίνακας DVB-S2 (Matlab)

Για την κωδικοποίηση κατά LDPC εκτελείται ο κώδικας 4.5. Αφού δημιουργηθεί ο αραιός πίνακας  $H$ , χρησιμοποιείται ως παράμετρος για την δημιουργία του αντικειμένου `enc_ldpc`, δηλαδή του κωδικοποιητή. Στην συνέχεια ο κωδικοποιητής ενεργεί επί του `x1_enc` για κάθε διαφορετική γραμμή του πίνακα, δηλαδή για κάθε διαφορετικό FEC Block. Το αποτέλεσμα του κώδικα 4 είναι ο πίνακας `x2_enc`, 64800 γραμμών, με κάθε στήλη του ένα διαφορετικό FEC block.



**Κώδικας 4.5**

```

%% LDPC Encoding
% LDPC codes are use for inner coding. The encoder
input is the BCH output.
% ****   N_BCH = K_LDPC   ***
H=dvbs2ldpc(code_Rate);%DVB-S2 sparse matrix
enc_ldpc=fec.ldpcenc(H);% encoder
x2_enc=zeros(Num_FECBlks,64800);
for i = (1:Num_FECBlks)
    x2_enc(i,:) = encode(enc_ldpc,x1_enc(:,i)');% Each
row is a FEC block
end;

```

### III. Συναρτήσεις υποσυστήματος διαμόρφωσης

Παρακάτω παρουσιάζεται η συνάρτηση `APSK_Const_Gen`, η οποία καλείται από τον προσομοιωτή για την παραγωγή σημάτων αστερισμών APSK:

#### Κώδικας 4.6

```
function [ APSKConst ] = APSK_Const_Gen( M, spc_eff )
%APSK_Const_Gen This function Generates the APSK signal constellations
%used by DVB-S2.
% M can be 16 or 32. Each circle radius depends on the spc_eff variable.
switch(M)
    case 4
        Circle(1)=4;
        phase_shift = 0;
        rho(1)=1;
    case 16
        Circle(1)=4;
        Circle(2)=12;
        phase_shift(1)=0;
        phase_shift(2)=0;
        /* Optimum capacity */
        rho(1)=1;
        if (spc_eff<0)
            rho(2)=2.57;

            elseif (spc_eff<2.8)
                rho(2)=3.15;

            elseif (spc_eff<3.1)
                rho(2)=2.85;

            elseif (spc_eff<3.25)
                rho(2)=2.75;

            elseif (spc_eff<3.4)
                rho(2)=2.70;

            elseif (spc_eff<3.57)
                rho(2)=2.60;
            else
                rho(2)=2.57;
            end
    case 32
        Circle(1)=4;
        Circle(2)=12;
        Circle(3)=16;
        phase_shift(1) = 0;
        phase_shift(2) = 0;
        phase_shift(3) = pi/16;
        /* DVB-S2 (Optimum capacity) */
        rho(1) = 1;
        if(spc_eff<0)
            rho(2)=2.53;
            rho(3)=4.30;
        elseif(spc_eff<3.8)
            rho(2)=2.84;
            rho(3)=5.27;
        elseif(spc_eff<4.1)
            rho(2)=2.72;
            rho(3)=4.87;
        elseif(spc_eff<4.3)
            rho(2)=2.64;
            rho(3)=4.64;
        elseif(spc_eff<4.45)
            rho(2)=2.54;
            rho(3)=4.33;
        else
            rho(2)=2.53;
            rho(3)=4.30;
        end
end
```

end

-----next page-----

**Κώδικας 4.6 (συνέχεια)**

```

x=1;
for c_num=1:length(Circle)
    phase_offset = pi/Circle(c_num);
    for j = 1: Circle(c_num)
        phase = (2*j-1)*phase_offset + phase_shift(c_num);
        temp_APSKConst(x) = rho(c_num)*(cos(phase)+1i*sin(phase));
        x=x+1;
    end
end
if (M==16)
APSKConst(1)=temp_APSKConst(6);
APSKConst(2)=temp_APSKConst(15);
APSKConst(3)=temp_APSKConst(9);
APSKConst(4)=temp_APSKConst(12);
APSKConst(5)=temp_APSKConst(5);
APSKConst(6)=temp_APSKConst(16);
APSKConst(7)=temp_APSKConst(10);
APSKConst(8)=temp_APSKConst(11);
APSKConst(9)=temp_APSKConst(7);
APSKConst(10)=temp_APSKConst(14);
APSKConst(11)=temp_APSKConst(8);
APSKConst(12)=temp_APSKConst(13);
APSKConst(13)=temp_APSKConst(1);
APSKConst(14)=temp_APSKConst(4);
APSKConst(15)=temp_APSKConst(2);
APSKConst(16)=temp_APSKConst(3);
elseif (M==32)
APSKConst(1)=temp_APSKConst(6);
APSKConst(2)=temp_APSKConst(7);
APSKConst(3)=temp_APSKConst(15);
APSKConst(4)=temp_APSKConst(14);
APSKConst(5)=temp_APSKConst(9);
APSKConst(6)=temp_APSKConst(8);
APSKConst(7)=temp_APSKConst(12);
APSKConst(8)=temp_APSKConst(13);
APSKConst(9)=temp_APSKConst(17);
APSKConst(10)=temp_APSKConst(19);
APSKConst(11)=temp_APSKConst(30);
APSKConst(12)=temp_APSKConst(28);
APSKConst(13)=temp_APSKConst(22);
APSKConst(14)=temp_APSKConst(20);
APSKConst(15)=temp_APSKConst(25);
APSKConst(16)=temp_APSKConst(27);
APSKConst(17)=temp_APSKConst(5);
APSKConst(18)=temp_APSKConst(1);
APSKConst(19)=temp_APSKConst(16);
APSKConst(20)=temp_APSKConst(4);
APSKConst(21)=temp_APSKConst(10);
APSKConst(22)=temp_APSKConst(2);
APSKConst(23)=temp_APSKConst(11);
APSKConst(24)=temp_APSKConst(3);
APSKConst(25)=temp_APSKConst(32);
APSKConst(26)=temp_APSKConst(18);
APSKConst(27)=temp_APSKConst(31);
APSKConst(28)=temp_APSKConst(29);
APSKConst(29)=temp_APSKConst(23);
APSKConst(30)=temp_APSKConst(21);
APSKConst(31)=temp_APSKConst(24);
APSKConst(32)=temp_APSKConst(26);
else
    APSKConst=temp_APSKConst;
end

```

-----END-----

## IV. Συναρτήσεις υποσυστήματος αποκωδικοποίησης

### A. Αποκωδικοποίηση LDPC (belief propagation algorithm)

#### Κώδικας 4.7

```

%%LDPC decoding
% each row is a different FEC Blk.
dec_ldpc=fec.ldpcdec(H);
dec_ldpc.DecisionType = 'Soft decision';
dec_ldpc.OutputFormat = 'Information part';
dec_ldpc.NumIterations =50;
dec_ldpc.DoParityChecks = 'Yes';% Stop if all parity-checks are satisfied
z2_dec= zeros(Num_FECBlks, code_Rate*64800);
numIter=0;
for i = 1:Num_FECBlks
    z2_dec(i,:) = decode(dec_ldpc, zsym(:,i)');
    z2_dec(i,:)=z2_dec(i,:)<0;
    numIter =numIter+ dec_ldpc.ActualNumIterations;
end;
AvgNumIter = numIter/Num_FECBlks
    
```

Ο αποκωδικοποιητής `dec_ldpc` είναι αντικείμενο που δημιουργείται με την εντολή `dec_ldpc=fec.ldpcdec(H)` όπου `H` αραιός πίνακας LDPC όπως ορίζεται από το πρότυπο DVB-S2. Αφού οριστούν οι απαραίτητες ιδιότητες του αποκωδικοποιητή, εκτελείται η αποκωδικοποίηση. Ο αποκωδικοποιητής ενεργεί επί του πίνακα `zsym` κάθε στήλη του οποίου αντιστοιχεί σε διαφορετικό FEC block, με την εντολή `z2_dec(i,:) = decode(dec_ldpc, zsym(:,i)')`. Κάθε στοιχείο του `zsym` είναι ο LLR του αντίστοιχου ψηφίου της κωδικής λέξης. Το αποτέλεσμα της αποκωδικοποίησης είναι σε μορφή LLR για κάθε ψηφίο. Για το λόγο αυτό ακολουθεί μία εντολή που θα κάνει το τελικό bit-flipping. Τα θετικά LLR αντιστοιχίζονται σε 0 και τα αρνητικά σε 1. Ο κώδικας 5 τελικά παράγει ένα πίνακα `z2_dec` που περιέχει ψηφία 0 ή 1. Κάθε γραμμή του `z2_dec` αντιστοιχεί σε μία κωδική λέξη BCH .

## B. Αποκωδικοποίηση BCH

Ο προσομοιωτής για να υπολογίσει πιθανότητες λάθους της τάξης του  $10^{-10}$  BER απαιτεί μεγάλη υπολογιστική ισχύ αλλά και χρόνο. Για μείωση του χρόνου προσομοίωσης, δεν εκτελείται αναλυτικά αποκωδικοποίηση της κωδικής κατά BCH λέξης, αλλά ακολουθείται μία ισοδύναμη διαδικασία. Δεδομένης της διορθωτικής ικανότητας του κώδικα, η αρχική πληροφορία συγκρίνεται με το τμήμα πληροφορίας της κατά BCH κωδικής λέξης. Αν τα λάθη υπερβαίνουν την διορθωτική ικανότητα του κώδικα, η λέξη μεταφέρεται απaráλλακτη-δηλαδή με λάθη- αφού πρώτα αφαιρεθούν τα ψηφία ισοτιμίας του κώδικα BCH. Σε αντίθετη περίπτωση, όταν τα λάθη είναι λιγότερα από τη διορθωτική ικανότητα του κώδικα, μεταφέρεται στην έξοδο η αρχική λέξη η οποία θα προέκυπτε από την αναλυτική εκτέλεση των πράξεων αποκωδικοποίησης. Με τη διαδικασία αυτή, ο προσομοιωτής, εκμεταλλεύεται τη γνωστή πληροφορία που διαθέτει προς αποφυγή χρονοβόρων πράξεων.

**Κώδικας 4.8**

```

%% BCH decoding
% for every FEC block:
numErrIn = 0;
numErrOut = 0;
for i = 1:Num_FECBlks
    NumErrBlk = sum(xor(x1_enc(:,i) ...
        , z2_dec(i,:))');%number of errors in each block.
    if (NumErrBlk <= TErr && NumErrBlk>0)
        % All Errors are corrected.
        %just remove parity bits (correct message)
        z((K_BCH*(i-1)+1):i*K_BCH) = x1_enc(1:K_BCH,i);

    elseif NumErrBlk>TErr
        % No errors Corrected
        % just remove parity bits (erroneous message)
        z((K_BCH*(i-1)+1):i*K_BCH) = z2_dec(i,1:K_BCH)';

    elseif NumErrBlk==0
        % just remove parity bits (correct message)
        z((K_BCH*(i-1)+1):i*K_BCH)= z2_dec(i,1:K_BCH)';
    end;
end;

```

Με τον Κώδικα 4.8 υλοποιείται η διαδικασία που αναλύθηκε. Για κάθε FEC Block συγκρίνεται η κωδικοποιημένη κατά BCH λέξη με την έξοδο του αποκωδικοποιητή LDPC, μέσω της εντολής `sum(xor(x1_enc(:,i), z2_dec(i,:))')`. Ανάλογα με το αποτέλεσμα της σύγκρισης ο αποκωδικοποιητής δίνει ως έξοδο τη λέξη με ή χωρίς λάθη. Η διαδικασία αυτή υιοθετείται από σύγχρονους ερευνητικούς προσομοιωτές, όπως προσομοιωτές του προτύπου DVB-NGH (Next Generation Handheld), για εξοικονόμηση υπολογιστικού χρόνου.



## Κεφάλαιο 5

# ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ DVB-S2

---

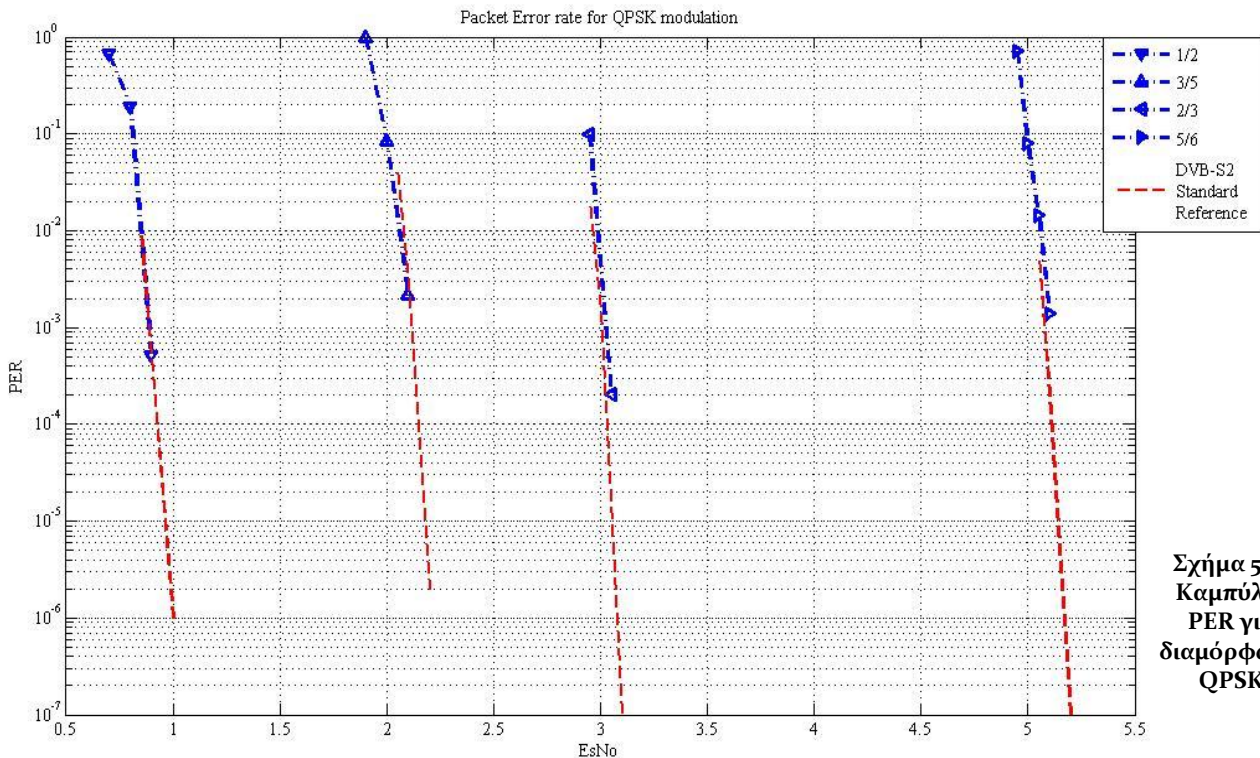
Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του προσομοιωτή του δορυφορικού προτύπου DVB-S2. Αρχικά, δίδονται αναλυτικές καμπύλες πιθανότητας λάθους όπως προέκυψαν από τον προσομοιωτή DVB-S2 που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της παρούσας μελέτης και συγκρίνονται με τις επιδόσεις του προτύπου όπως παρέχονται από τους οργανισμούς προτυποποίησης. Κατά αυτόν τον τρόπο αντλούνται συμπεράσματα για την ορθότητα της λειτουργίας του εργαλείου προσομοίωσης. Ο προσομοιωτής χρησιμοποιήθηκε για τη μελέτη της επίδοσης του προτύπου DVB-S2 κατά τη λειτουργία του σε δίαυλο AWGN, χωρίς να λαμβάνονται υπόψη μη γραμμικότητες του δορυφορικού διαύλου. Η επιλογή του σεναρίου βασίστηκε στην ύπαρξη λεπτομερών επίσημων αποτελεσμάτων επ' αυτού, όπως προκύπτουν από το Ευρωπαϊκό Ινστιτούτο Τηλεπικοινωνιακών Προτύπων και τις συνεργαζόμενες επιτροπές (European Broadcasting Union, CENELEC κ.α.), κατά τη διαδικασία προτυποποίησης. Οι επιδόσεις αυτές παρέχονται από το πρότυπο ETSI EN 302 307 v1.1.2 (2006-06) και από τις κατευθυντήριες γραμμές προς τους χρήστες του προτύπου όπως εκδόθηκαν από τους ίδιους οργανισμούς (ETSI TR 102 376 v1.1.1 2005-02) [11] [12]. Αφού αποδειχθεί η ορθότητα του προσομοιωτή, γίνεται αξιοποίηση για την εξαγωγή συμπερασμάτων που αφορούν τη βέλτιστη λειτουργία του DVB-S2.

## 5.1 Μελέτη επίδοσης σε AWGN δίαυλο

Αφού υλοποιήθηκε ο προσομοιωτής σύμφωνα με τις λεπτομερείς επιταγές του προτύπου DVB-S2 [11], αναγκαία κρίθηκε η επιβεβαίωση της ορθότητας της λειτουργίας του. Προς τούτο εξήχθησαν λεπτομερείς καμπύλες επίδοσης του προτύπου για ένα μεγάλο εύρος ρυθμών κώδικα και για όλα τα είδη διαμορφώσεων που χρησιμοποιούνται από το πρότυπο. Οι καμπύλες αφορούν πιθανότητα λανθασμένου πακέτου και σχεδιάστηκαν συναρτήσει της ενέργειας συμβόλου στο δέκτη. Στα ίδια σχήματα σχεδιάστηκαν οι επίσημες καμπύλες επίδοσης όπως παρέχονται από τον ETSI [12].

### 5.1.1 Μελέτη επίδοσης διαμόρφωσης QPSK

Οι καμπύλες που προέκυψαν για διαμόρφωση QPSK και για διάφορους ρυθμούς κώδικα, συγκρινόμενες με τις πρότυπες καμπύλες (κόκκινη διακεκομμένη γραμμή) παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.1. Μερικά σχόλια επί του σχήματος 5.1:



Σχήμα 5. 1:  
Καμπύλες  
PER για  
διαμόρφωση  
QPSK

- Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό τα αποτελέσματα του προσομοιωτή ταυτίζονται απολύτως με τις πρότυπες επιδόσεις. Πρέπει να τονιστεί ότι κατά την εκτέλεση της προσομοίωσης επιλέχθηκε βήμα αύξησης της ενέργειας συμβόλου 0.05dB. Τα παραπάνω σε συνδυασμό με τις καμπύλες του Σχήματος 5.1 υποδηλώνουν για τη

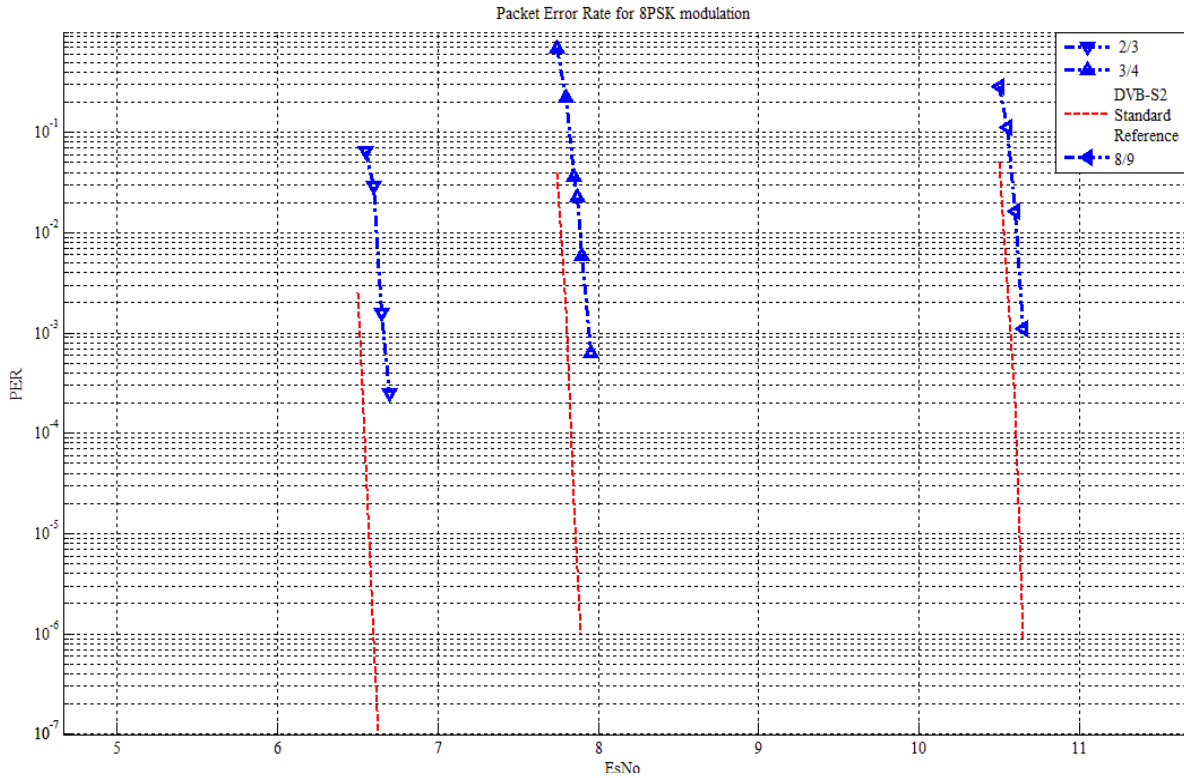


διαμόρφωση QPSK ότι το εργαλείο προσομοίωσης επιτυγχάνει μεγάλη ακρίβεια, σύμφωνα με τα επίσημα αποτελέσματα.

- Από τις καμπύλες πιθανότητας λάθους γίνεται εμφανής η χαρακτηριστική συμπεριφορά της κωδικοποίησης LDPC. Για τιμές σηματοθορυβικού λόγου μικρότερες από ένα κατώφλι ανάλογο της διαμόρφωσης και του ρυθμού κώδικα, η πιθανότητα λάθους λαμβάνει τιμές αρκετά υψηλές ( $10^{-1}$ ). Η προσέγγιση του κατωφλίου σε πολύ μικρή απόσταση (μικρότερη του ενός δεκάτου του dB) συνεπάγεται απότομη πτώση της πιθανότητας λάθους. Για το λόγο αυτό, οι καμπύλες παρουσιάζονται σχεδόν κατακόρυφες σε περιοχή πολύ κοντά στο  $E_s/N_{o\_th}$ . Περαιτέρω αύξηση της ισχύος λήψης οδηγεί σε σχεδόν μηδενική πιθανότητα λάθους. Οφείλει να τονιστεί, ότι η κωδικοποίηση LDPC εμφανίζει “δάπεδο” λαθών (*error floor*) όπου η περαιτέρω αύξηση της ισχύος δεν μειώνει την πιθανότητα λάθους. Το κάτω όριο αυτό, εμφανίζεται για τιμές πιθανότητας λανθασμένου πακέτου μικρότερες από  $10^{-7}$  που είναι η βέλτιστη επίδοση του προτύπου και για αυτό δεν επηρεάζουν τη λειτουργία του. Επίσης, εξαιτίας του ότι γίνονται εμφανή σε πιθανότητες λάθους χαμηλότερες από αυτές που μπορούν να υπολογιστούν από τον προσομοιωτή μέσα σε λογικά χρονικά πλαίσια, δεν γίνονται φανερά στα διαγράμματα.

### 5.1.2 Μελέτη επίδοσης διαμόρφωσης 8PSK

Οι καμπύλες που προέκυψαν για διαμόρφωση QPSK και για διάφορους ρυθμούς κώδικα, συγκρινόμενες με τις πρότυπες καμπύλες (κόκκινη διακεκομμένη γραμμή) παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.2.

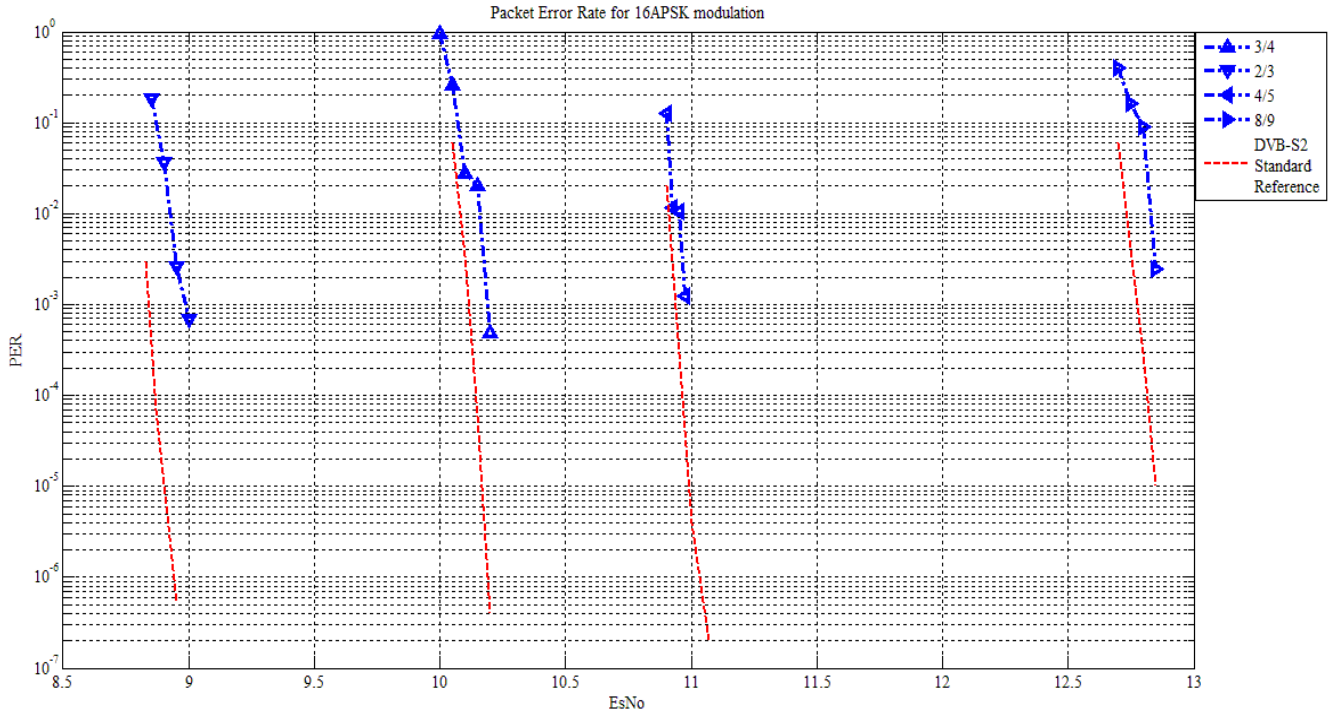


Σχήμα 5. 2: Καμπύλες PER για διαμόρφωση 8PSK

Στο Σχήμα 5.2 γίνεται εμφανής η συμφωνία των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης με τα θεωρητικά προβλεπόμενα και για την περίπτωση της διαμόρφωσης 8PSK. Στη συγκεκριμένη περίπτωση παρατηρείται μία απόκλιση αμελητέας τάξης (<0.1dB). Η απόκλιση αυτή οφείλεται τόσο στο στοχαστικό χαρακτήρα κάθε προσομοίωσης όσο και σε ενδεχόμενες διαφορές υλοποιήσεων μεταξύ προσομοιωτών. Για παράδειγμα, στις επίσημες προσομοιώσεις ενδεχομένως να χρησιμοποιήθηκε διαφορετικός συντελεστής εξάπλωσης (roll-off factor) του προσαρμοσμένου φίλτρου. Οι γενικές παρατηρήσεις επί του Σχήματος 5.1 ισχύουν και για το Σχήμα 5.2.

### 5.1.3 Μελέτη επίδοσης διαμόρφωσης 16APSK

Οι καμπύλες που προέκυψαν για διαμόρφωση 16APSK και για διάφορους ρυθμούς κώδικα, συγκρινόμενες με τις πρότυπες καμπύλες (κόκκινη διακεκομμένη γραμμή) παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.3.



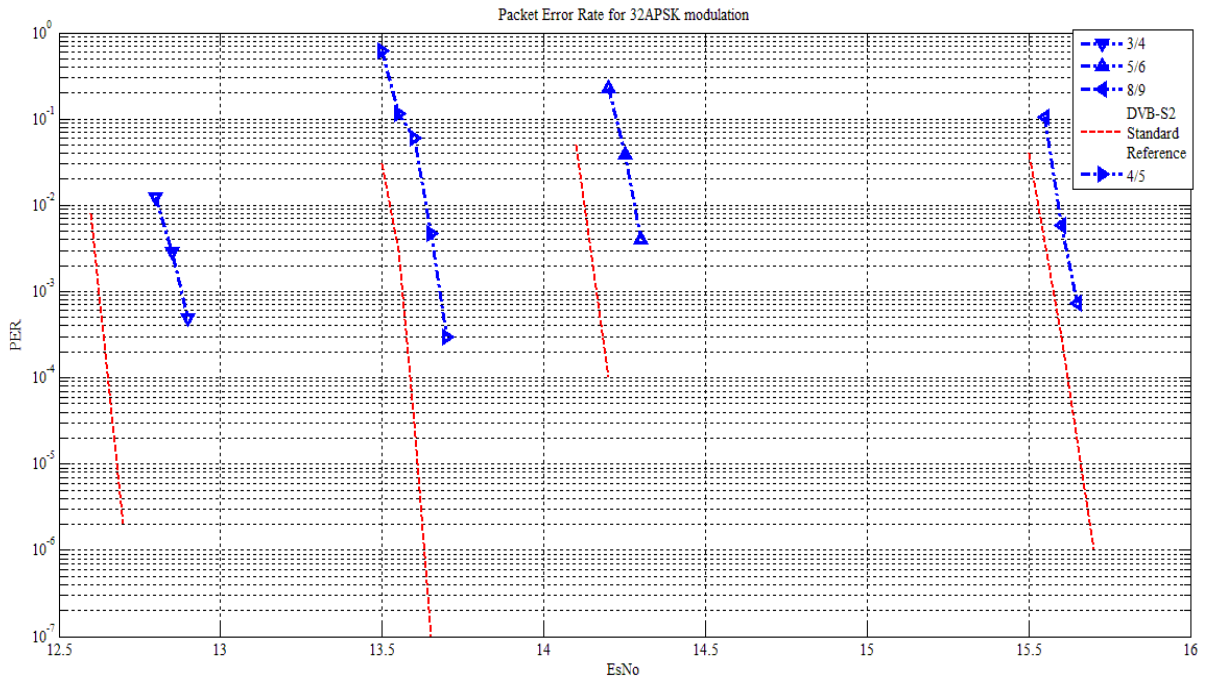
Σχήμα 5. 3: Καμπύλες PER για διαμόρφωση 16APSK

Η ορθή λειτουργία του προσομοιωτή για τη διαμόρφωση 16APSK αποδεικνύεται από το Σχήμα 5.3. Οι γενικές παρατηρήσεις επί του Σχήματος 5.1 ισχύουν και στο παρόν διάγραμμα.

### 5.1.4 Μελέτη επίδοσης διαμόρφωσης 32APSK

Οι καμπύλες που προέκυψαν για διαμόρφωση QPSK και για διάφορους ρυθμούς κώδικα, συγκρινόμενες με τις πρότυπες καμπύλες (διακεκομμένη γραμμή) παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.4. Η επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του προσομοιωτή επιτυγχάνεται για άλλη μία φορά καθώς οι αποκλίσεις είναι αμελητέου μεγέθους. Από τα Σχήματα 5.3 και 5.4, μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι αποκλίσεις εμφανίζονται εκτενέστερα στις διαμορφώσεις APSK. Το φαινόμενο αυτό ενδεχομένως να οφείλεται σε διαφορετική επιλογή λόγου ακτινών (παράμετρος της διαμόρφωσης APSK) στις διαμορφώσεις αυτές όπως εξηγείται αναλυτικά στο Κεφάλαιο 4.

Τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν στις παραπάνω παραγράφους οδηγούν στην επιβεβαίωση της ορθότητας του εργαλείου προσομοίωσης που αναπτύχθηκε. Μερικές εφαρμογές του εργαλείου παρουσιάζονται στις επόμενες παραγράφους του παρόντος κεφαλαίου.

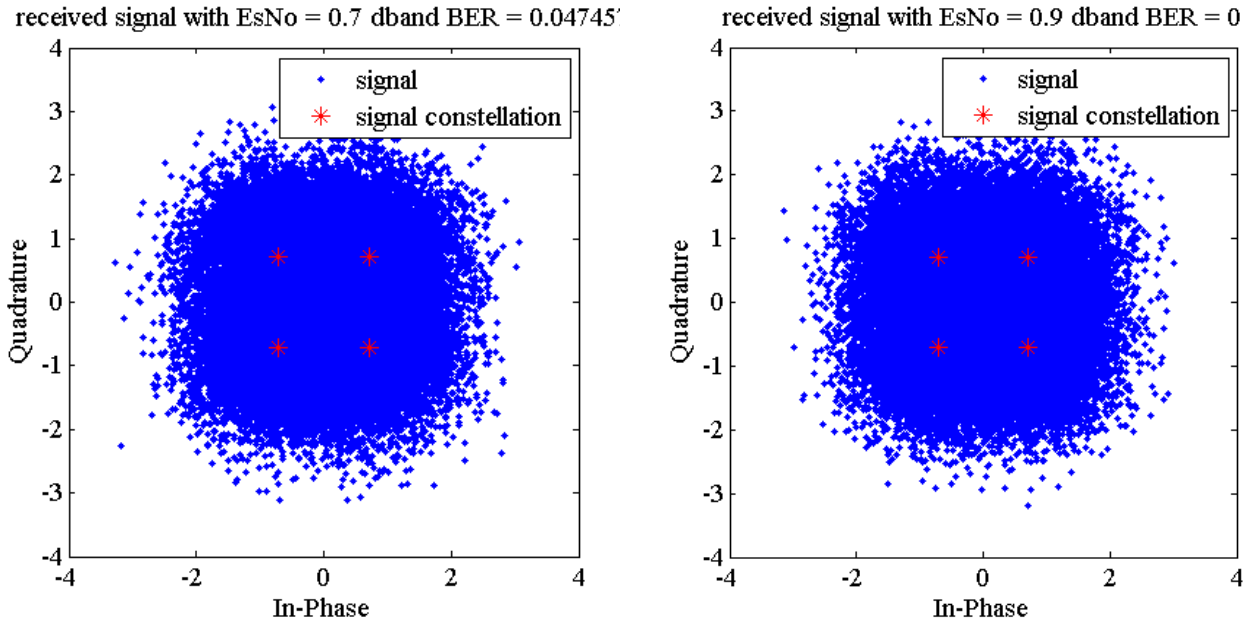


Σχήμα 5. 4: Καμπύλες PER για διαμόρφωση 32APSK

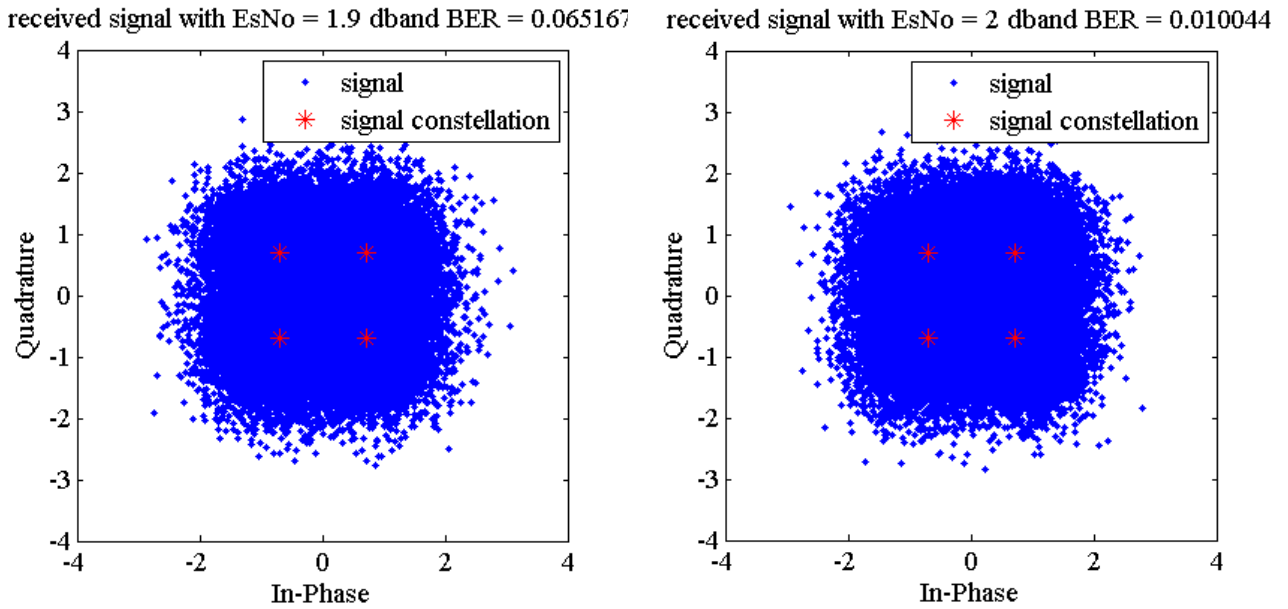
## 5.2 Διαγράμματα διασποράς

Μία μέθοδο οπτικοποίησης της επίδρασης του διαύλου επί του μεταδιδόμενου σήματος αποτελούν τα διαγράμματα διασποράς. Παρακάτω παρουσιάζονται διαγράμματα διασποράς για όλες τις διαμορφώσεις και για διάφορες τιμές σηματοθρομβικού λόγου μαζί την επιτευχθείσα πιθανότητα λάθους στο δέκτη. Μέσω αυτών γίνεται φανερή η επίδραση του διαύλου AWGN επί του μεταδιδόμενου σήματος αλλά και η επίδοση των ισχυρών τεχνικών κωδικοποίησης διαύλου, με τις οποίες επιτυγχάνονται μηδενικές πιθανότητες λάθους σε έντονα θορυβώδεις σηματικούς αστερισμούς.

### 5.2.1 Διαγράμματα διασποράς για διαμόρφωση QPSK

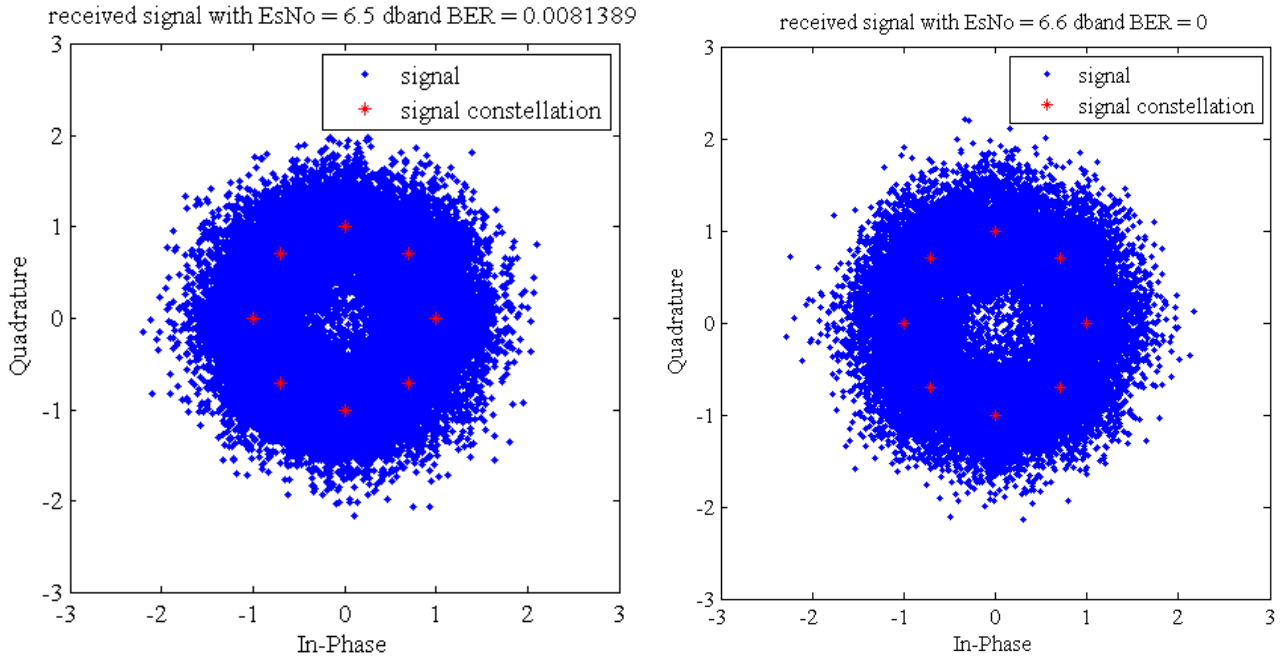


Σχήμα 5. 5: Διαγράμματα διασποράς διαμόρφωσης QPSK με ρυθμό κώδικα 1/2

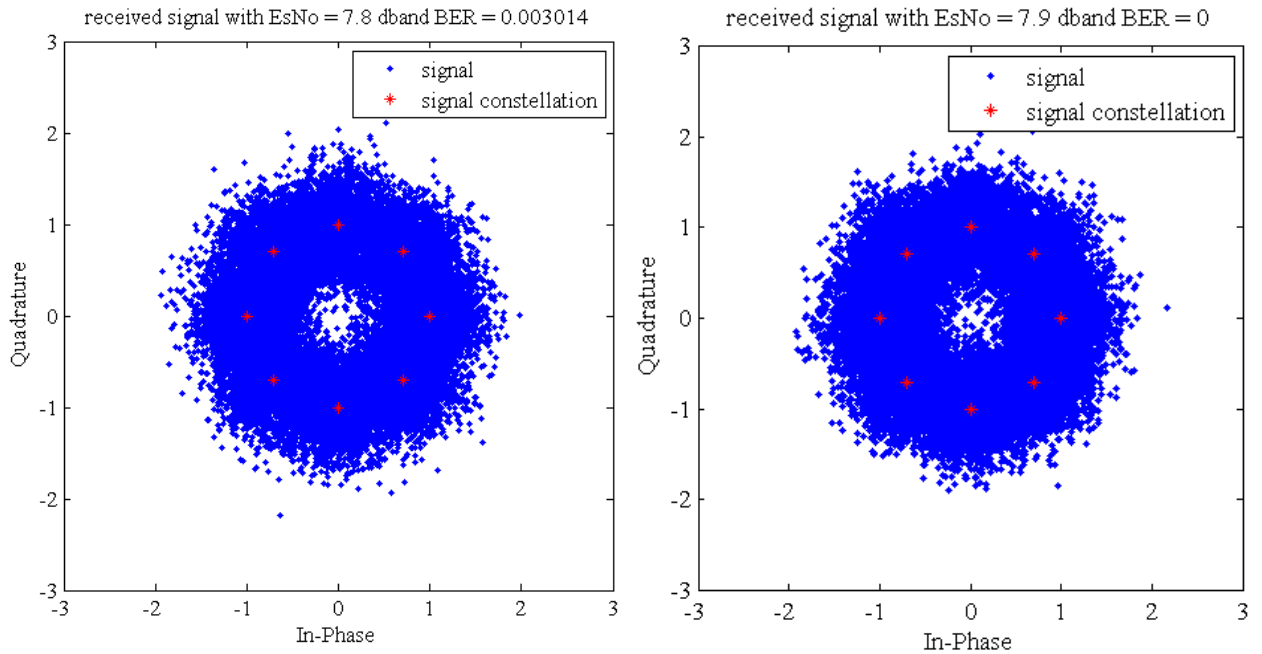


Σχήμα 5. 6: Διαγράμματα διασποράς διαμόρφωσης QPSK με ρυθμό κώδικα 3/5

### 5.2.2 Διαγράμματα διασποράς για διαμόρφωση 8PSK

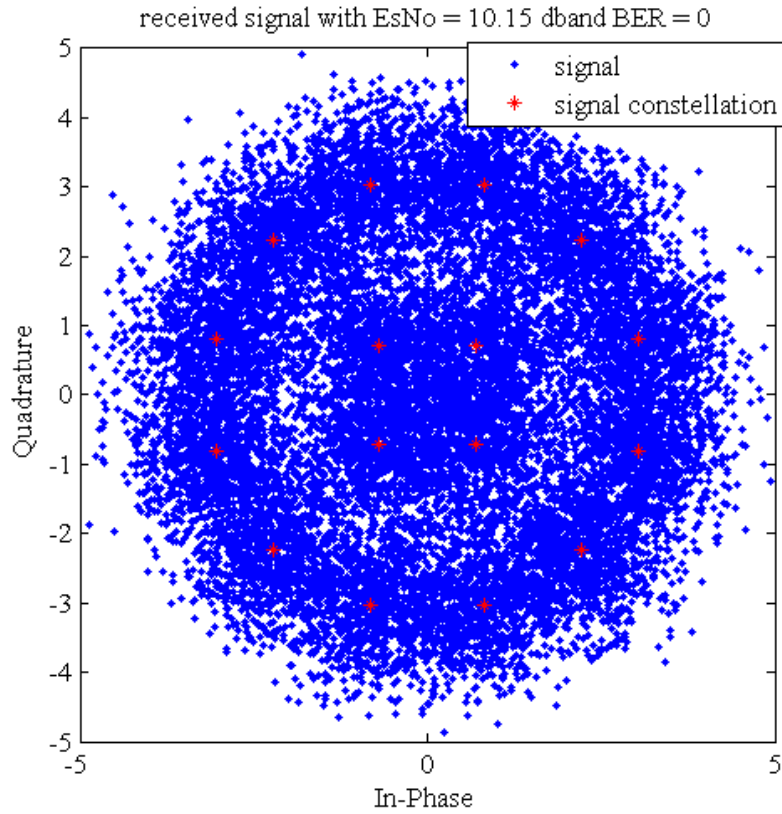


Σχήμα 5. 7: Διαγράμματα διασποράς διαμόρφωσης 8PSK με ρυθμό κώδικα 2/3

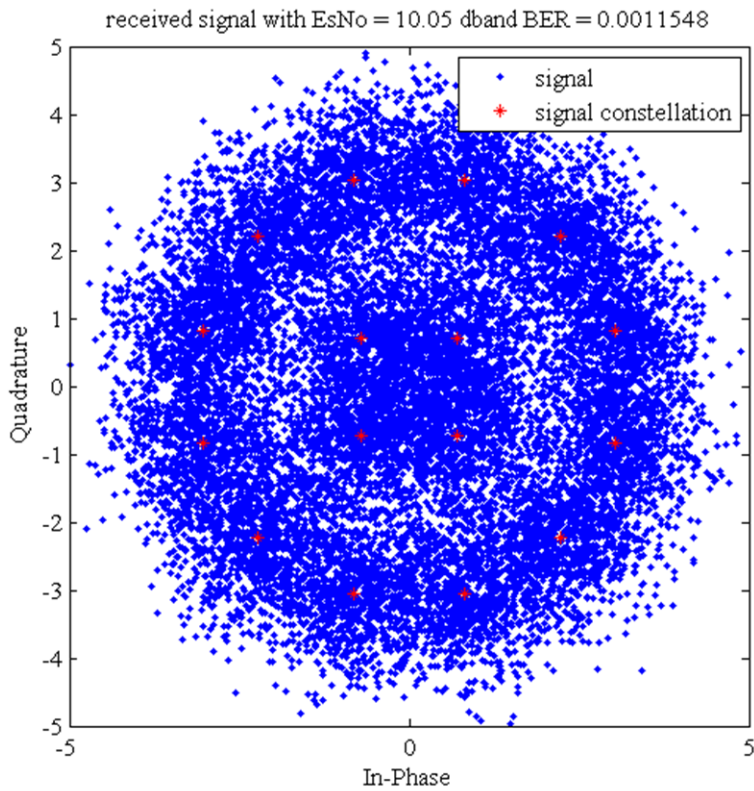


Σχήμα 5.8: Διαγράμματα διασποράς διαμόρφωσης 8PSK με ρυθμό κώδικα 3/4

### 5.2.3 Διαγράμματα διασποράς για διαμόρφωση 16APSK

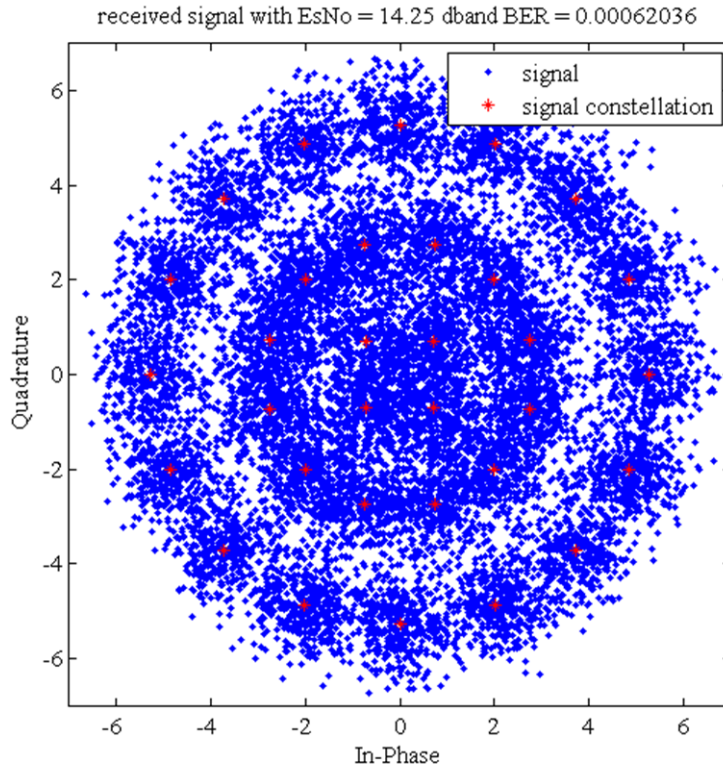


Σχήμα 5. 9:  
Διάγραμμα  
διασποράς  
διαμόρφωσης  
16APSK με ρυθμό  
κώδικα  $\frac{3}{4}$  και  
μηδενική  
πιθανότητα  
λάθους

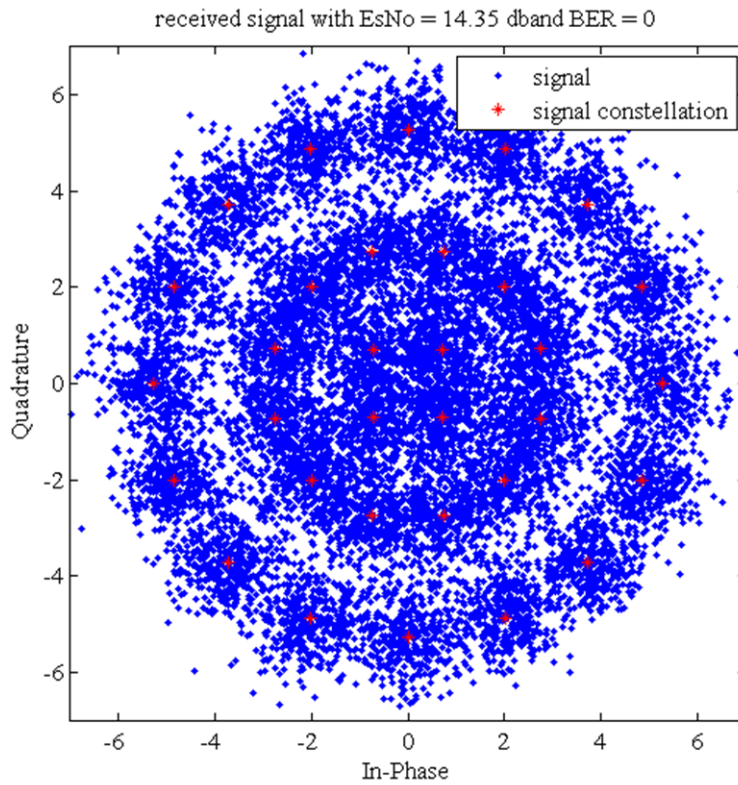


Σχήμα 5. 10:  
Διάγραμμα  
διασποράς  
διαμόρφωσης  
16APSK με ρυθμό  
κώδικα  $\frac{3}{4}$  και  
πιθανότητα λάθους  
 $10^{-3}$

### 5.2.4 Διαγράμματα διασποράς για διαμόρφωση 32APSK



Σχήμα 5.11:  
Διάγραμμα  
διασποράς  
διαμόρφωσης  
32APSK με  
ρυθμό κώδικα  
5/6 και  
πιθανότητα  
λάθους  $10^{-4}$



Σχήμα 5.12:  
Διάγραμμα  
διασποράς  
διαμόρφωσης  
32APSK με  
ρυθμό κώδικα  
5/6 και  
μηδενική  
πιθανότητα  
λάθους.

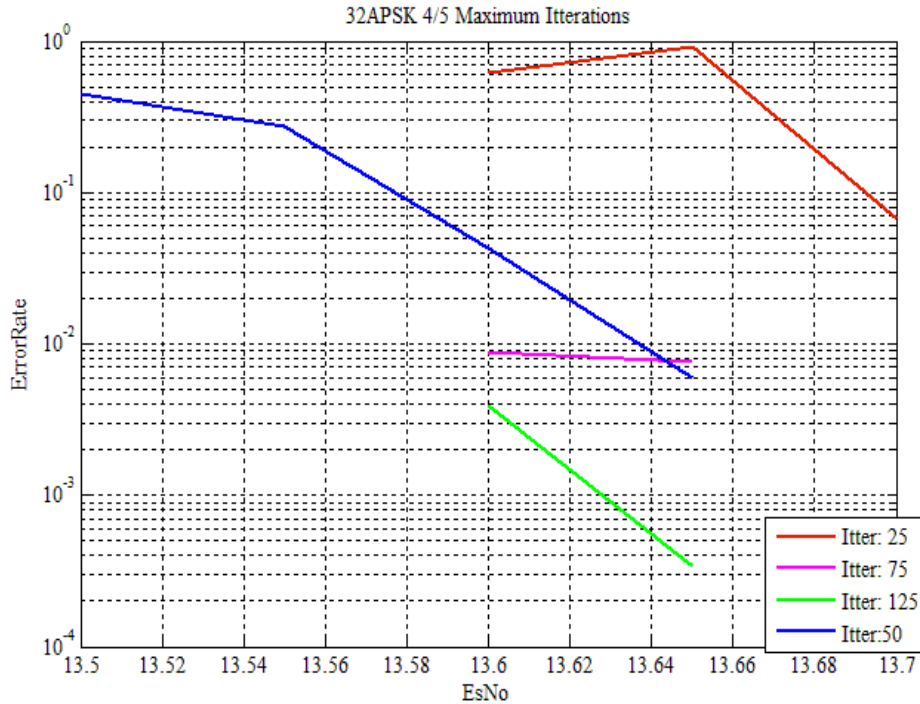


## 5.3 Διερεύνηση παραμέτρων κωδικοποίησης LDPC

Η επίδοση του προτύπου DVB-S2 σε ότι αφορά το ρυθμό λαθών, οφείλεται κατά κύριο λόγο στο σύστημα κωδικοποίησης FEC και συγκεκριμένα στην κωδικοποίηση LDPC, η οποία διορθώνει την πλειοψηφία των λαθών που συμβαίνουν κατά τη μετάδοση (βλ. Κεφάλαια 2, 3 και 4). Συγκεκριμένες παράμετροι έχουν επιλεγεί από το πρότυπο με σκοπό τη βέλτιστη προσαρμογή του σχήματος κωδικοποίησης στις απαιτήσεις αυξημένης επίδοσης, με χαμηλή πολυπλοκότητα και καθυστέρηση. Η συγκεκριμένη επιλογή των παραμέτρων επιβεβαιώνεται μέσω του προσομοιωτή στις προσεχείς παραγράφους.

### 5.3.1 Επίδραση του μέγιστου αριθμού επαναλήψεων αποκωδικοποίησης στην επίδοση της κωδικοποίησης LDPC.

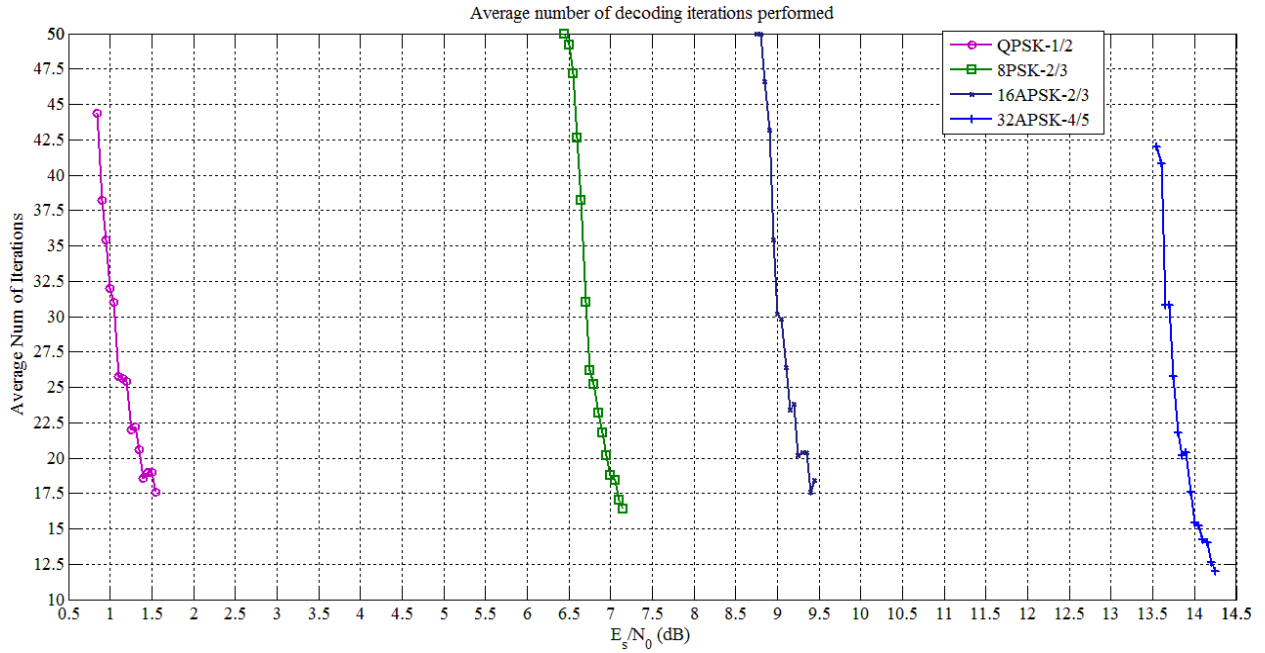
Όπως αναλύθηκε στο Κεφάλαιο 4, ο αλγόριθμος αποκωδικοποίησης διάδοσης της εκτίμησης είναι ένας επαναληπτικός αλγόριθμος με έλεγχο ικανοποίησης των εξισώσεων ισότητας σε κάθε επανάληψη. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση των εκτελούμενων επαναλήψεων όταν η ισχύς λήψης είναι υψηλή και τα λανθασμένα ψηφία λιγότερα. Συνέπεια αυτού είναι η επιτάχυνση της αποκωδικοποίησης. Για το πρότυπο DVB-S2 ο μέγιστος αριθμός έχει επιλεγεί να είναι 50. Η ορθότητα της επιλογής αυτής αποδεικνύεται από το Σχήμα 5.13 όπου διαπιστώνεται ότι μείωση του μέγιστου αριθμού επαναλήψεων κατά 50% (25 επαναλήψεις) οδηγεί σε σημαντική μείωση της επίδοσης καθώς παρατηρείται αύξηση της πιθανότητας λάθους κατά δύο τάξεις μεγέθους. Αντιθέτως, αύξηση του αριθμού κατά 50% (75 επαναλήψεις) οδηγεί σε πιθανότητες λάθους ίδιας τάξης μεγέθους. Βελτίωση κατά μία τάξη μεγέθους της πιθανότητας λάθους παρατηρείται όταν ο μέγιστος αριθμός επαναλήψεων αυξηθεί κατά 150% (125 επαναλήψεις). Ωστόσο, η επιλογή τόσο μεγάλου αριθμού επαναλήψεων οδηγεί σε σημαντική αύξηση της πολυπλοκότητας και του χρόνου αποκωδικοποίησης σε επίπεδα που δεν δικαιολογούνται από το μέγεθος της βελτίωσης. Γίνεται λοιπόν αντιληπτό ότι το επιλεχθέν ισοζύγιο μεταξύ καθυστέρησης αποκωδικοποίησης και επίδοσης είναι ιδανικό.



Σχήμα 5. 13: Επίδοση συναρτήσεως μέγιστου αριθμού επαναλήψεων αποκωδικοποίησης

### 5.3.2 Επίδραση της ισχύος λήψης στην καθυστέρηση αποκωδικοποίησης.

Ως γνωστόν, ο μέσος όρος των επαναλήψεων που εκτελούνται κατά την αποκωδικοποίηση επηρεάζει την καθυστέρηση που εισάγει ο αποκωδικοποιητής (βλ. Κεφάλαιο 4). Όπως θα αποδειχθεί στην παρούσα παράγραφο, μικρή αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου, μειώνει με μεγάλο ρυθμό το μέσο όρο επαναλήψεων που εκτελούνται, βελτιώνοντας έτσι την καθυστέρηση αποκωδικοποίησης. Στο Σχήμα 5.14 παρουσιάζονται καμπύλες του μέσου αριθμού επαναλήψεων που εκτελούνται κατά την αποκωδικοποίηση συναρτήσεως της ισχύος λήψεως στο δέκτη, για τα τέσσερα είδη διαμόρφωσης του προτύπου DVB-S2. Παρατηρείται ότι κάτω από ένα κατώφλι σηματοθορυβικού λόγου, συγκεκριμένο για κάθε κωδικοποίηση-διαμόρφωση, εκτελούνται 50 επαναλήψεις. Στην περίπτωση αυτή η ισχύς λήψης δεν είναι ικανοποιητική και η αποκωδικοποίηση αποτυγχάνει. Μόλις όμως το συγκεκριμένο κατώφλι ξεπεραστεί, για πολύ μικρή αύξηση της ισχύος λήψεως οι επαναλήψεις μειώνονται με γρήγορο ρυθμό. Συμπερασματικά, μικρή ενίσχυση της ισχύος λήψης, της τάξεως του 0.5dB, οδηγεί σε σημαντική βελτίωση της συνολικής καθυστέρησης.

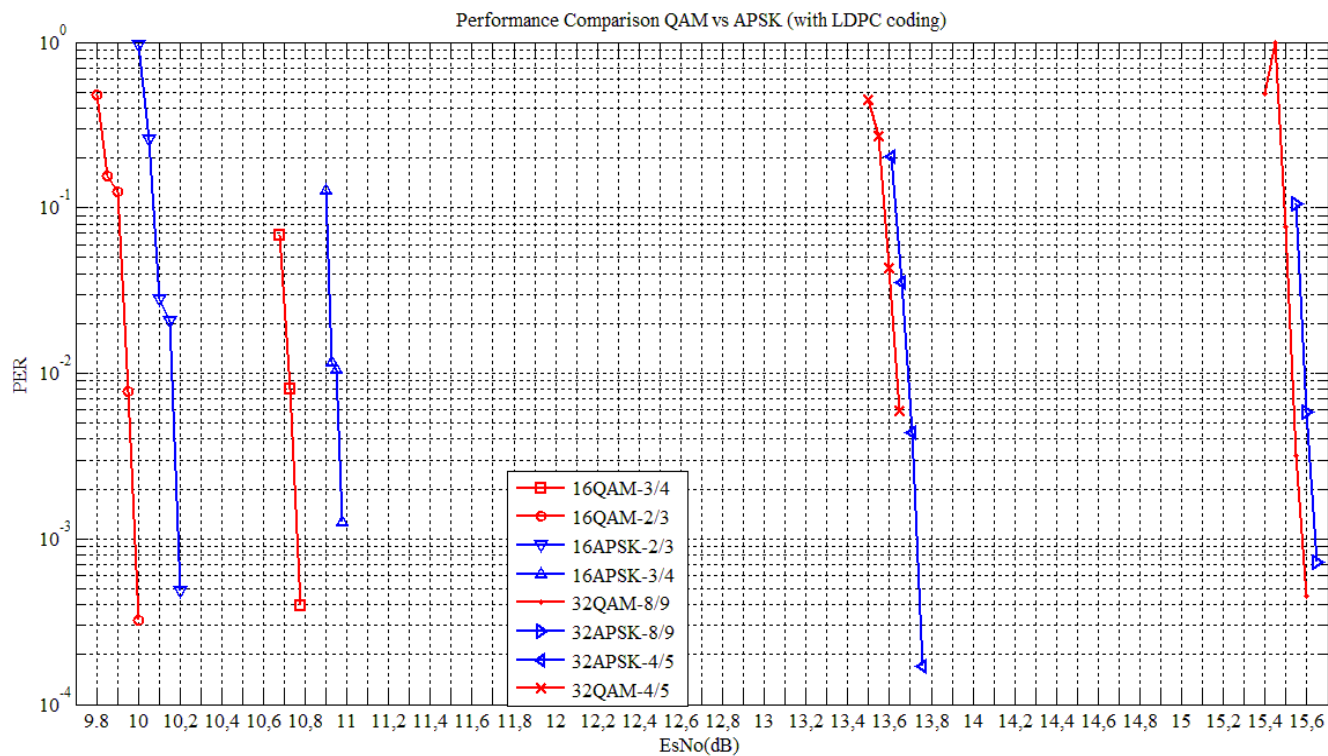


Σχήμα 5. 14: Μέσος αριθμός επαναλήψεων συναρτήσει της ισχύος λήψης στο δέκτη

## 5.4 Σύγκριση διαμορφώσεων APSK – QAM

Η διαμόρφωση APSK έχει επιλεγεί από το πρότυπο DVB-S2 για βέλτιστη επίδοση επί του μη γραμμικού δορυφορικού διαύλου. Χρήσιμη κρίθηκε η ποσοτική μελέτη της απώλειας επίδοσης, που συνεπάγεται η πύκνωση των συμβόλων του σηματικού αστερισμού όταν αυτά τοποθετούνται επί ομόκεντρων περιφερειών. Η μελέτη εξήχθηκε για μετάδοση κωδικοποιημένης πληροφορίας σύμφωνα με το πρότυπο DVB-S2 επί γραμμικού διαύλου AWGN.

Όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.14 , για τη διαμόρφωση 16APSK απαιτείται κατά 0.2dB υψηλότερη ισχύς λήψης για την επίτευξη ίδιας πιθανότητας λάθους σε σχέση με τη 16QAM, για μετάδοση σε γραμμικό δίαυλο τύπου AWGN. Οι διαφορές εξομαλύνονται για μεγαλύτερης τάξης διαμορφώσεις όπως αποδεικνύεται από τις καμπύλες σύγκρισης 32APSK και 32QAM. Το διάγραμμα αυτό εμφανίζει άλλη μία ιδανική σχέση ανταλλαγής που εκμεταλλεύεται το πρότυπο DVB-S2 καθώς για μικρή χειροτέρευση της επίδοσης σε γραμμικούς διαύλους, αντιμετωπίζονται οι επιπτώσεις των μη γραμμικοτήτων.



Σχήμα 5. 15: Σύγκριση επίδοσης QAM και APSK διαμορφώσεων σε γραμμικό AWGN δίκτυο, με κωδικοποίηση FEC κατά το πρότυπο DVB-S2

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

### ΟΡΙΑ ΠΙΘΑΝΟΤΗΤΑΣ ΛΑΘΟΥΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΩΝ APSK

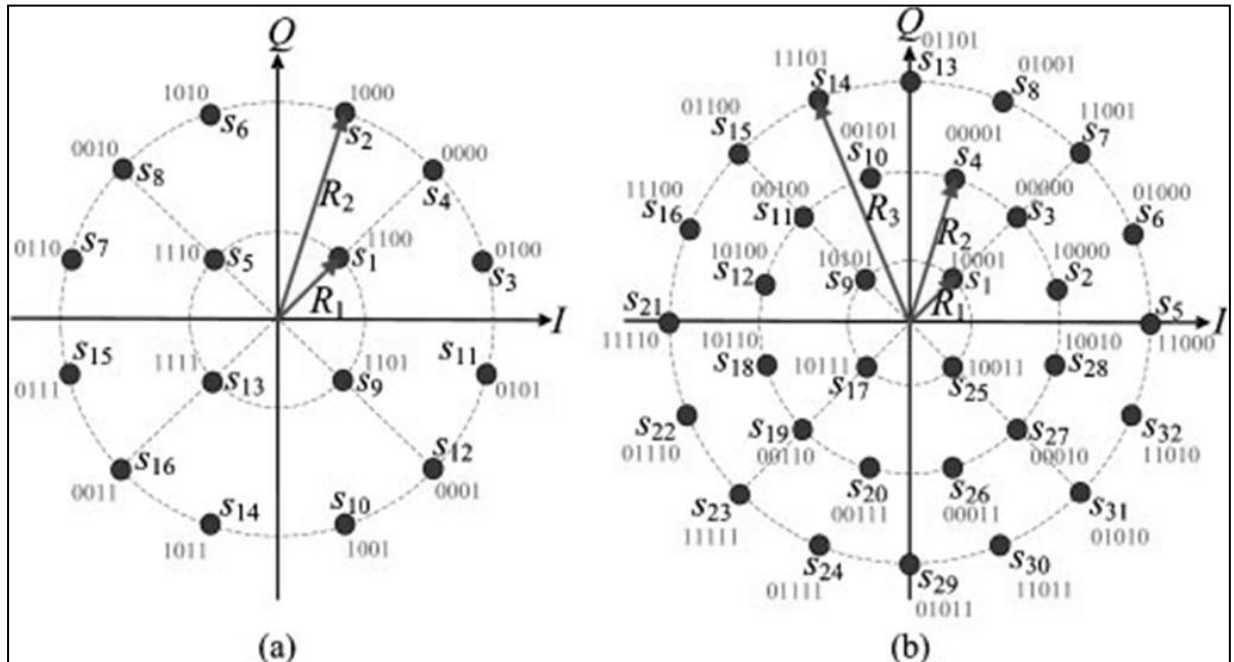
Το άνω όριο της πιθανότητας λανθασμένου συμβόλου οποιασδήποτε Μ-αδικής διαμόρφωσης είναι όπως δίδεται στο [1]:

$$P(E) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M P(E|s_i) \leq \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1, j \neq i}^M P(s_i \rightarrow s_j) \quad (A.1)$$

όπου  $E$  συμβολίζει το συμβάν λάθους και  $P(s_i \rightarrow s_j)$  την πιθανότητα το σύμβολο  $s_i$  να αποδιαμορφωθεί λανθασμένα ως  $s_j$ . Με τη χρήση της συνάρτησης Q και της Ευκλείδειας απόστασης μεταξύ των συμβόλων  $s_i$  και  $s_j$  η πιθανότητα  $P(s_i \rightarrow s_j)$  υπολογίζεται:

$$P(s_i \rightarrow s_j) = Q\left(\frac{d_{ij}}{\sqrt{2N_o}}\right) \quad (A.2)$$

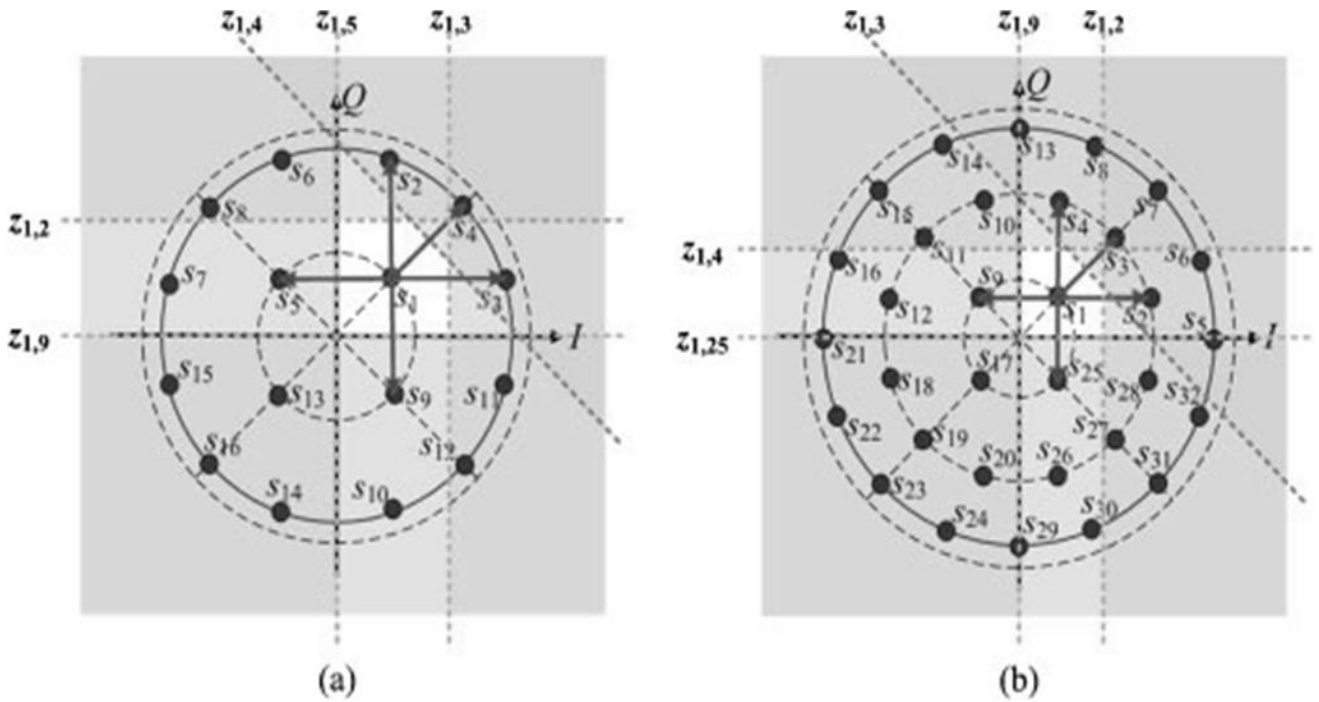
όπου  $N_o$  η μονόπλευρη φασματική ισχύς του θορύβου.



Σχήμα Α.1: Σηματικοί αστερισμοί 16APSK και 32APSK [25]

## A.1 Πιθανότητα λάθους 16APSK

Η πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου (*Symbol Error Ratio, SER*) της διαμόρφωσης 16APSK προκύπτει από τη Σχέση A.1. Από μελέτη του διαγράμματος (a) του Σχήματος A.1, γίνεται αντιληπτή η συμμετρία του σηματικού αστερισμού ως προς τους άξονες  $Q, I$  και ως προς τις διχοτόμους αυτών. Τα τέσσερα τεταρτημόρια είναι μεταξύ τους συμμετρικά ενώ και η διχοτόμηση κάθε τεταρτημορίου οδηγεί σε συμμετρικά τμήματα. Συμπερασματικά από τη Σχέση A.1 και τη συμμετρία του Σχήματος A.1 (a) προκύπτει η Σχέση A.3:



Σχήμα A.2: Περιοχές λανθασμένης φώρασης του συμβόλου  $s_1$  για 16APSK (a) και 32APSK (b) [25]

$$P_{16APSK}(E) = \frac{1}{16} \sum_{i=1}^{16} P(E|s_i) = \frac{1}{16} \{4P(E|s_1) + 8P(E|s_2) + 4P(E|s_3)\} =$$

$$\frac{1}{4} \{P(E|s_1) + 2P(E|s_2) + P(E|s_3)\} \quad (A.3)$$

Αρχικά, θα υπολογιστεί ένα άνω όριο για την πιθανότητα λάθους  $P(E|s_1)$ . Δεδομένου ότι το  $s_1$  μπορεί λανθασμένα να ανιχνευτεί ως ένα από τα 15 εναπομείναντα σύμβολα, μία πρώτη προσέγγιση του άνω ορίου που προκύπτει από τη Σχέση A.1 είναι η εξής:

$$P(E|s_1) \leq \sum_{i=2}^{16} P(s_1 \rightarrow s_j) \quad (A.4)$$

Κατά την εξαγωγή της προσέγγισης του άνω ορίου όπως διατυπώνεται στη Σχέση A.4 έχουν ληφθεί υπόψη αλληλο-επικαλυπτόμενες περιοχές λανθασμένης απόφασης, γεγονός που

σημαίνει ότι η πραγματική πιθανότητα λάθους είναι κατά πολύ μικρότερη του ορίου. Συνεπώς, αναζητείται αυστηρότερη διατύπωση του άνω ορίου ώστε αυτό να διαθέτει πρακτική αξία. Ο διαχωρισμός των επικαλυπτόμενων περιοχών απόφασης φαίνεται στο Σχήμα A.2 (a). Η  $z_{1,j}$  γραμμή ορίζει το όριο της περιοχής λανθασμένης απόφασης  $P(s_j | s_1)$ , δηλαδή την περιοχή εντός της οποίας το ληφθέν σύμβολο –δεδομένου ότι έχει αποσταλεί το σύμβολο  $s_1$ - δεν θα αποδιαμορφωθεί ως  $s_1$  και εν προκειμένω το σύστημα θα οδηγηθεί σε λανθασμένη απόφαση. Η εναπομένουσα μη σκιασμένη περιοχή του διαγράμματος (a) συμβολίζει την περιοχή εντός της οποίας το ληφθέν σύμβολο θα αποδιαμορφωθεί ορθά ως  $s_1$ . Η επισκόπηση του σχήματος οδηγεί στο συμπέρασμα ότι η σκιασμένη περιοχή ορίζεται πλήρως λαμβάνοντας υπόψη μόνο 5 από τα 15 όρια περιοχών λανθασμένης απόφασης. Γίνεται αντιληπτό ότι η χρησιμοποίηση ελαχίστου αριθμού αλληλο-επικαλυπτόμενων περιοχών οδηγεί σε αυστηρότερο ορισμό του ανώτατου ορίου, αφού η ίδια πιθανότητα λαμβάνεται μόνο μία φορά υπόψη. Ιδανική θα ήταν η μηδενική αλληλο-επικάλυψη, η οποία όμως είναι δύσκολο να υπολογιστεί αναλυτικά. Εν κατακλείδι, επαρκεί ο συνυπολογισμός των πιθανοτήτων λάθους των συμβόλων  $s_2, s_3, s_4, s_5, s_9$  για την προσέγγιση της πιθανότητας λάθους του συμβόλου  $s_1$ . Επομένως, ένας αυστηρότερος ορισμός του ορίου προκύπτει από την παραπάνω ανάλυση:

$$\begin{aligned} P(E|s_1) &\leq P(s_1 \rightarrow s_2) + P(s_1 \rightarrow s_3) + P(s_1 \rightarrow s_4) + P(s_1 \rightarrow s_5) + P(s_1 \rightarrow s_9) = \\ &= Q\left(\frac{d_{1,2}}{\sqrt{2N_o}}\right) + Q\left(\frac{d_{1,3}}{\sqrt{2N_o}}\right) + Q\left(\frac{d_{1,4}}{\sqrt{2N_o}}\right) + Q\left(\frac{d_{1,5}}{\sqrt{2N_o}}\right) + Q\left(\frac{d_{1,9}}{\sqrt{2N_o}}\right) \end{aligned} \quad (A.5)$$

Ομοίως, αποδεικνύεται ότι η πιθανότητα λάθους για τα υπόλοιπα σύμβολα προκύπτει:

$$\begin{aligned} P(E|s_2) &\leq P(s_2 \rightarrow s_1) + P(s_2 \rightarrow s_4) + P(s_2 \rightarrow s_6) \\ &= Q\left(\frac{d_{2,1}}{\sqrt{2N_o}}\right) + Q\left(\frac{d_{2,4}}{\sqrt{2N_o}}\right) + Q\left(\frac{d_{2,6}}{\sqrt{2N_o}}\right) \end{aligned} \quad (A.6)$$

$$\begin{aligned} P(E|s_4) &\leq P(s_4 \rightarrow s_1) + P(s_4 \rightarrow s_2) + P(s_4 \rightarrow s_3) \\ &= Q\left(\frac{d_{2,1}}{\sqrt{2N_o}}\right) + Q\left(\frac{d_{2,4}}{\sqrt{2N_o}}\right) + Q\left(\frac{d_{2,6}}{\sqrt{2N_o}}\right) \end{aligned} \quad (A.7)$$

Συνεπώς, είναι δυνατή η αντικατάσταση των πιθανοτήτων όπως υπολογίζονται στις Σχέσεις A.5, A.6, A.7 στη γενική Σχέση A.3 που έχει προκύψει για τη διαμόρφωση 16APSK ώστε να προκύπτει αναλυτική σχέση υπολογισμού του άνω ορίου για την πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου. Δεδομένου ότι  $d_{1,2} = d_{1,3}$ ,  $d_{1,9} = d_{1,5}$ ,  $d_{2,4} = d_{3,4} = d_{2,6}$  προκύπτει η Σχέση A.8:

$$P_{16APSK}(E) \leq Q\left(\frac{d_{2,1}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{2}Q\left(\frac{d_{1,4}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{2}Q\left(\frac{d_{1,5}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{3}{2}Q\left(\frac{d_{2,4}}{\sqrt{2N_o}}\right) \quad (A.8)$$

Ακολουθεί γεωμετρική ανάλυση του σηματικού αστερισμού, με σκοπό την εξαγωγή αναλυτικών σχέσεων πιθανότητας λανθασμένου συμβόλου συναρτήσει των παραμέτρων της διαμόρφωσης APSK. Οι λόγοι των ακτινών των ομόκεντρων περιφερειών του σηματικού αστερισμού είναι παράμετροι της διαμόρφωσης APSK:

$$\gamma = \gamma_1 = \frac{R_2}{R_1} \quad (A.9)$$

$$\gamma_2 = \frac{R_3}{R_1} \quad (A.10)$$

Επίσης, η ισχύς συμβόλου στη διαμόρφωση APSK είναι συνάρτηση των παραπάνω παραμέτρων:

$$E_s = \frac{(R_1^2 + 3R_2^2)}{4} = \frac{(1+3\gamma^2)R_1^2}{4} = \alpha_0 R_1^2 \quad (A.11)$$

όπου  $\alpha_0 = \frac{(1+3\gamma^2)}{4}$ . Για τις αποστάσεις των συμβόλων επί του σηματικού αστερισμού ισχύουν οι σχέσεις:

$$d_{1,2} = \sqrt{R_1^2 + R_2^2 - R_1 R_2}, \quad d_{1,4} = R_2 - R_1, \quad d_{1,5} = \sqrt{2}R_1, \quad d_{2,4} = 2R_2 \sin\left(\frac{\pi}{12}\right) \quad (A.12)$$

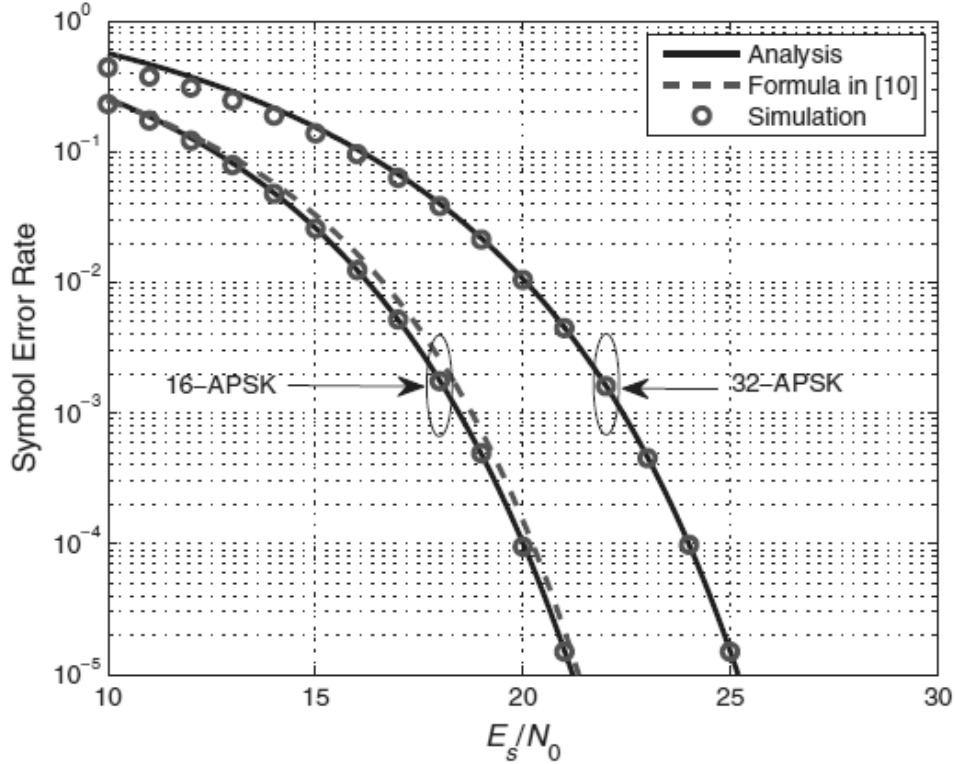
Από τις Σχέσεις A.9-12 προκύπτει τελικά ένα αυστηρό άνω όριο για το λόγο λανθασμένων συμβόλων (SER) συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου  $E_s/N_o$ :

$$P(E) \leq Q\left(\sqrt{\frac{\gamma^2 - \gamma + 1}{2\alpha_o} \frac{E_s}{N_o}}\right) + \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{\frac{(\gamma-1)^2}{2\alpha_o} \frac{E_s}{N_o}}\right) + \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{\frac{1}{\alpha_o} \frac{E_s}{N_o}}\right) + \frac{3}{2}Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma^2 \sin^2 \frac{\pi}{12}}{\alpha_o} \frac{E_s}{N_o}}\right) \quad (A.13)$$

Όπως φαίνεται στο Σχήμα A.3, τα αποτελέσματα της παραπάνω μαθηματικής ανάλυσης οδηγούν σε ένα αξιόπιστο και αυστηρό άνω όριο για την πιθανότητα λάθους της διαμόρφωσης 16APSK. Το όριο αυτό είναι μάλιστα αυστηρότερο από άλλα παλαιότερα



αναλυτικά όρια (διακεκομμένη γραμμή). Από το διάγραμμα παρατηρείται ότι το αναλυτικό όριο συμπίπτει απολύτως με τις πραγματικές τιμές για τιμές λόγου λανθασμένων ψηφίων μικρότερες από  $10^{-1}$ .



Σχήμα Α.3: Σύγκριση της μαθηματικής ανάλυσης με τα αποτελέσματα προσομοίωσης για τη διαμόρφωση 16APSK [25]

## A.2 Πιθανότητα λάθους 32APSK

Ακολουθώντας ακριβώς τις ίδιες διαδικασίες με αυτές που παρουσιάστηκαν στο Α.1, με βάση πλέον τα Σχήματα Α.1(b) και Α.2(b), προκύπτει το άνω όριο της πιθανότητας λάθους για τη διαμόρφωση 32APSK. Από τη Σχέση Α.1 και τη συμμετρία του Σχήματος Α.1(b) προκύπτει η γενική Σχέση Α.14:

$$P_{32APSK}(E) = \frac{1}{32} \sum_{i=1}^{32} P(E|s_i) = \frac{1}{8} \{P(E|s_1) + 2P(E|s_2) + P(E|s_3) + P(E|s_5) + 2P(E|s_6) + P(E|s_7)\} \quad (A.14)$$

Για τη διαμόρφωση 32APSK έχουμε:

$$E_s = \frac{(R_1^2 + 3R_2^2 + 4R_3^2)}{8} = \frac{(1 + 3\gamma_1^2 + 4\gamma_2^2)R_1^2}{8} = \alpha_1 R_1^2 \quad (A.15)$$

με  $\alpha_1 = \frac{(1 + 3\gamma_1^2 + 4\gamma_2^2)}{8}$ . Σε πλήρη αντιστοιχία με την ανάλυση του Παραρτήματος A.1, από τις συμμετρίες και τις αλληλο-επικαλύψεις περιοχών απόφασης για τις πιθανότητες λάθους λαμβάνονται υπόψη τα σύμβολα:

$$P(E|s_1) \leq P(s_1 \rightarrow s_2) + P(s_1 \rightarrow s_3) + P(s_1 \rightarrow s_4) + P(s_1 \rightarrow s_9) + P(s_1 \rightarrow s_{25})$$

$$P(E|s_2) \leq P(s_2 \rightarrow s_1) + P(s_2 \rightarrow s_3) + P(s_2 \rightarrow s_5) + P(s_2 \rightarrow s_6) + P(s_2 \rightarrow s_{28})$$

$$P(E|s_3) \leq P(s_3 \rightarrow s_1) + P(s_3 \rightarrow s_2) + P(s_3 \rightarrow s_4) + P(s_3 \rightarrow s_7)$$

$$P(E|s_5) \leq P(s_5 \rightarrow s_6) + P(s_5 \rightarrow s_2) + P(s_5 \rightarrow s_{28}) + P(s_5 \rightarrow s_{32})$$

$$P(E|s_6) \leq P(s_6 \rightarrow s_2) + P(s_6 \rightarrow s_5) + P(s_6 \rightarrow s_7)$$

$$P(E|7) \leq P(s_7 \rightarrow s_3) + P(s_7 \rightarrow s_6) + P(s_7 \rightarrow s_8) \quad (A.16)$$

Από τις εξισώσεις A.16, A.14, δεδομένου ότι ισχύει για τις αποστάσεις  $d_{1,2} = d_{1,4}$ ,  $d_{1,9} = d_{1,25}$ ,  $d_{2,3} = d_{2,28} = d_{3,4}$ ,  $d_{5,2} = d_{5,28}$ ,  $d_{5,6} = d_{6,7} = d_{7,8} = d_{5,32}$ , προκύπτει το άνω όριο για την πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου SER της διαμόρφωσης 32APSK:

$$P_{32APSK}(E) \leq \frac{1}{2}Q\left(\frac{d_{2,1}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{4}Q\left(\frac{d_{1,3}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{4}Q\left(\frac{d_{1,9}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{3}{4}Q\left(\frac{d_{2,3}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{2}Q\left(\frac{d_{2,6}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{4}Q\left(\frac{d_{3,7}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{2}Q\left(\frac{d_{5,2}}{\sqrt{2N_o}}\right) + Q\left(\frac{d_{5,6}}{\sqrt{2N_o}}\right) \quad (A.17)$$

Δεδομένων επίσης των ευκλείδειων αποστάσεων:

$$d_{1,2} = \sqrt{R_1^2 + R_2^2 - R_1 R_2}, \quad d_{1,3} = R_2 - R_1, \quad d_{1,5} = \sqrt{2}R_1, \quad d_{2,4} = 2R_2 \sin\left(\frac{\pi}{12}\right),$$

$$d_{2,6} = \sqrt{R_2^2 + R_3^2 - 2R_2 R_3 \cos\left(\frac{\pi}{24}\right)}, \quad d_{3,7} = R_3 - R_2,$$

$$d_{5,2} = \sqrt{R_2^2 + R_3^2 - 2R_2 R_3 \cos\left(\frac{\pi}{12}\right)}, \quad d_{5,6} = R_3 \sqrt{2\left(1 - \cos\left(\frac{\pi}{8}\right)\right)} \quad (A.18)$$

Εκ των Σχέσεων A.15, A.17, A.18 προκύπτει τελικά:

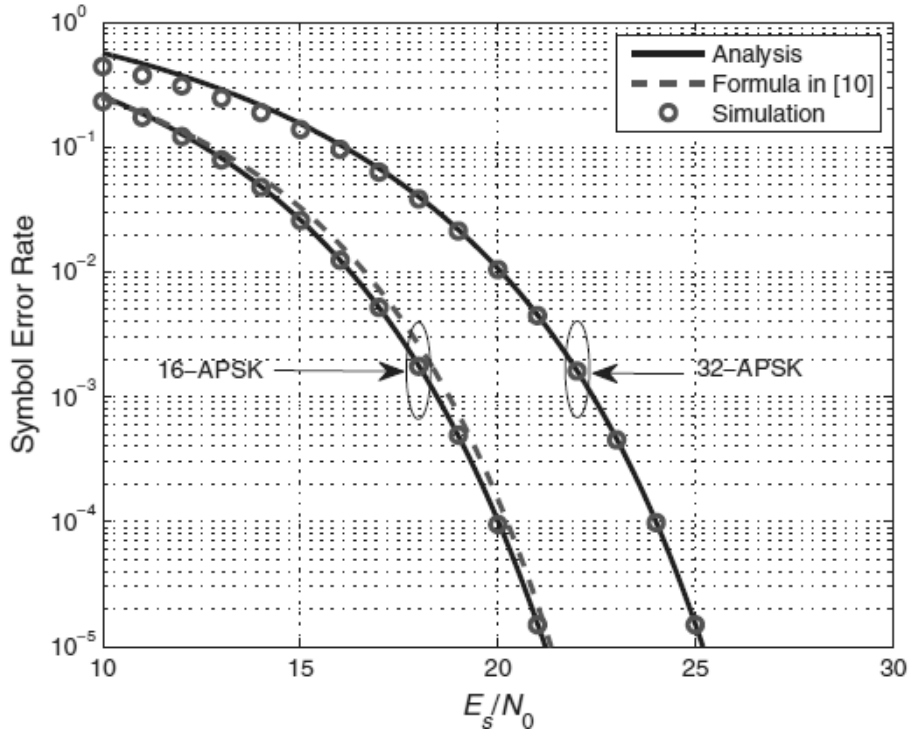
$$\begin{aligned}
 P(E) \leq & \frac{1}{2} Q \left( \sqrt{\frac{\gamma^2 - \gamma + 1}{2\alpha_1} \frac{E_s}{N_0}} \right) + \frac{1}{4} Q \left( \sqrt{\frac{(\gamma - 1)^2}{2\alpha_1} \frac{E_s}{N_0}} \right) + \frac{1}{4} Q \left( \sqrt{\frac{1}{\alpha_1} \frac{E_s}{N_0}} \right) \\
 & + \frac{3}{4} Q \left( \sqrt{\frac{2\gamma^2 \sin^2 \frac{\pi}{12}}{\alpha_1} \frac{E_s}{N_0}} \right) + \frac{1}{2} Q \left( \sqrt{\frac{\gamma_1^2 + \gamma_2^2 - 2\gamma_1\gamma_2 \cos(\frac{\pi}{24})}{2\alpha_1} \frac{E_s}{N_0}} \right) \\
 & + \frac{1}{4} Q \left( \sqrt{\frac{(\gamma_2 - \gamma_1)^2}{2\alpha_1} \frac{E_s}{N_0}} \right) + \frac{1}{2} Q \left( \sqrt{\frac{\gamma_1^2 + \gamma_2^2 - 2\gamma_1\gamma_2 \cos(\frac{\pi}{12})}{2\alpha_1} \frac{E_s}{N_0}} \right) \\
 & + Q \left( \sqrt{\frac{\gamma_2^2 (1 - \cos(\frac{\pi}{8}))}{\alpha_1} \frac{E_s}{N_0}} \right)
 \end{aligned} \tag{A.19}$$

Η παραπάνω μαθηματική ανάλυση για τη διαμόρφωση 32APSK επιβεβαιώνεται μέσω του Σχήματος A.4.

### A.3 Λόγος Λανθασμένων Ψηφίων (Bit Error Ratio, BER)

Η μέχρι τώρα ανάλυση αφορούσε πιθανότητες λανθασμένων συμβόλων. Για την εξαγωγή θεωρητικών ορίων πιθανότητας λανθασμένου ψηφίου πρέπει να ληφθεί υπόψη ότι οι αστερισμοί των διαμορφώσεων APSK δεν διαθέτουν κωδικοποίηση Gray, δηλαδή την ιδιότητα τα γειτονικά σύμβολα να διαφέρουν κατά ένα μόνο ψηφίο. Η κωδικοποίηση Gray βελτιώνει την επίδοση ενός συστήματος διαμόρφωσης με τον εξής τρόπο: δεδομένου ότι τα περισσότερα λάθη οδηγούν σε σύμβολα γειτονικά του ορθού, η διαφοροποίησή τους κατά ένα μόλις ψηφίο συνεπάγεται ότι κάθε λανθασμένο σύμβολο οδηγεί μόλις σε ένα λανθασμένο ψηφίο. Για δύο γειτονικά σύμβολα  $s_i$  και  $s_j$  που διαφέρουν κατά  $k$ -ψηφία, η κατά ζεύγος πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου μπορεί να προσεγγιστεί από την εξής σχέση:

$$P_b(s_i | s_j) \approx \frac{k}{\log_2 M} \left( \frac{d_{i,j}}{\sqrt{2N_0}} \right) \tag{A.20}$$



Σχήμα Α.4: Σύγκριση της μαθηματικής ανάλυσης με τα αποτελέσματα προσομοίωσης για τη διαμόρφωση 32APSK [25]

Από την παρατήρηση των διαγραμμάτων Α.1 προκύπτουν οι τελικές σχέσεις πιθανότητας λανθασμένου ψηφίου:

$$P_{b,16APSK} \approx \frac{1}{4} Q\left(\frac{d_{1,2}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{4} Q\left(\frac{d_{1,4}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{8} Q\left(\frac{d_{1,5}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{3}{5} Q\left(\frac{d_{2,4}}{\sqrt{2N_o}}\right) \quad (A.21)$$

$$P_{b,32APSK} \approx \frac{1}{10} Q\left(\frac{d_{1,2}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{10} Q\left(\frac{d_{1,3}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{20} Q\left(\frac{d_{1,9}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{3}{20} Q\left(\frac{d_{2,3}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{5} Q\left(\frac{d_{2,6}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{3}{20} Q\left(\frac{d_{3,7}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{10} Q\left(\frac{d_{5,2}}{\sqrt{2N_o}}\right) + \frac{1}{5} Q\left(\frac{d_{5,6}}{\sqrt{2N_o}}\right) \quad (A.22)$$

Στις παραπάνω σχέσεις οι αποστάσεις μπορούν να αντικατασταθούν σύμφωνα με τη γεωμετρική επίλυση όπως παρουσιάστηκε στα Παραρτήματα Α.1, Α.2 και τελικά να προκύψουν σχέσεις BER συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου. Οι τελευταίες χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα διπλωματική προς επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του συστήματος διαμόρφωσης του προσομοιωτή DVB-S2.

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

### ΤΟ ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΜΕΝΟ ΦΙΛΤΡΟ

Η ιδέα του *προσαρμοσμένου φίλτρου (Matched Filter)* βασίζεται στο ότι υπάρχει διάταξη που μπορεί σε κατάλληλη χρονική στιγμή να μεγιστοποιήσει το σηματοθρομβικό λόγο SNR στην έξοδό της [1]. Το προσαρμοσμένο φίλτρο χρησιμοποιείται στα συστήματα ψηφιακών επικοινωνιών με σκοπό την ελαχιστοποίηση της πιθανότητας λανθασμένης αναγνώρισης των εκπεμπόμενων συμβόλων όταν τα σήματα-παλμοί που τα μεταφέρουν αλλοιώνονται από AWGN [13]. Η διάταξη αυτή ονομάζεται προσαρμοσμένο φίλτρο επειδή όπως θα φανεί στην συνέχεια η συνάρτηση μεταφοράς της είναι προσαρμοσμένη προς τη φασματική μορφή του σήματος εισόδου.

Έστω ντετερμινιστικό σήμα  $f(t)$ , που αλλοιώνεται αθροιστικό θόρυβο  $n(t)$ , με φασματική πυκνότητα ισχύος  $S_n(f)$ . Το σήμα:

$$c(t) = f(t) + n(t) \quad (B.1)$$

Εφαρμόζεται στην είσοδο φίλτρου με προσδιοριστέα συνάρτηση μεταφοράς και προκύπτει η έξοδος:

$$c_0(t) = f_0(t) + n_0(t) \quad (B.2)$$

όπου :

$$f_0(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} F(f)H(f)e^{j2\pi ft} df \quad (B.3)$$

με  $F(f) = \mathcal{F}\{f(t)\}$  τον μετασχηματισμό *Fourier* της  $f(t)$ . Αν η μεγιστοποίηση του SNR στην έξοδο της διάταξης γίνεται τη χρονική στιγμή  $t_0$  τότε η ισχύς του  $f(t)$  θα είναι:

$$S = |f_0(t_0)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} F(f)H(f)e^{j2\pi ft} df \right|^2 \quad (B.4)$$

Ενώ η ισχύς οποιουδήποτε τύπου αθροιστικού θορύβου υπολογίζεται:

$$N = \int_{-\infty}^{+\infty} S_n(f)|H(f)|^2 df \quad (B.5)$$

Από τις B.4 και B.5 προκύπτει για το σηματοθρομβικό λόγο ισχύος:

$$\frac{S}{N} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} F(f)H(f)e^{j2\pi ft} df \right|^2}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_n(f)|H(f)|^2 df} \quad (B.6)$$

Για την εύρεση του άνω ορίου της σχέση B.6 γίνεται χρήση της ανισότητας Schwartz η οποία στη γενική της μορφή είναι:

$$\left| \int_{-\infty}^{+\infty} A(f)B(f)df \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{+\infty} |A(f)|^2 df \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} |B(f)|^2 df \quad (B.7)$$

με την ισότητα να ισχύει όταν ικανοποιείται η σχέση :

$$B(f) = K \cdot A^*(f) \quad (B.8)$$

όπου K αυθαίρετη πραγματική σταθερά.

Για:

$$A(f) = H(f)[S_n(f)]^{\frac{1}{2}} \quad (B.9)$$

$$B(f) = \frac{F(f)e^{j2\pi ft}}{[S_n(f)]^{\frac{1}{2}}} \quad (B.10)$$

Προκύπτει:

$$\frac{S}{N} \leq \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|F(f)|^2}{N_0(f)} df \quad (B.11)$$

Τελικά, δεδομένου ότι η μέγιστη τιμή SNR επιτυγχάνεται όταν ικανοποιείται η ισότητα B.8 και για προσθετικό θόρυβο τύπου AWGN με πυκνότητα φασματικής ισχύος

$$S_n(f) = \frac{N_0}{2} , \text{ για κάθε } f \quad (B.12)$$

όπου  $N_0$  η δίπλευρη φασματική ισχύς του θορύβου, προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς του προσαρμοσμένου φίλτρου στο πεδίο της συχνότητας:

$$H(f) = \kappa \cdot F^*(f)e^{-j2\pi ft} , \text{ για } k = \frac{1}{2\pi K} \quad (B.13)$$

Αντίστοιχα στο πεδίο του χρόνου:

$$h(t) = k \cdot f^*(t_0 - t) = K \cdot f(t_0 - t) \quad (B.14)$$

εφόσον το σήμα  $f(t)$  είναι πραγματικό.

Η έξοδος  $f_0(t)$  του φίλτρου για το σήμα  $f(t)$  με τη βοήθεια του συνελκτικού ολοκληρώματος γράφεται:

$$f_0(t) = k \int_{-\infty}^{+\infty} f(t - \tau)h(\tau)d\tau \quad (B.15)$$

και λόγω της B.14:

$$f_0(t) = k \int_{-\infty}^{+\infty} f(t - \tau) \cdot f^*(t_0 - t)d\tau \quad (B.16)$$

Το προσαρμοσμένο φίλτρο λειτουργεί στην πραγματικότητα ως χρονικός συσχετιστής αφού η έξοδος του κατά τη στιγμή της δειγματοληψίας  $t_0$  είναι ανάλογη της αυτοσυσχέτισής του σήματος  $f(t)$  όπως καταδεικνύεται από τη Σχέση B.16.

Όπως αποδεικνύεται αναλυτικά στο [1] για ψηφιακά συστήματα επικοινωνιών η συνάρτηση μεταφοράς του προσαρμοσμένου φίλτρου εξαρτάται από την μορφή των σημάτων που επιλέγονται για την μετάδοση των δυαδικών ψηφίων. Επιλέγοντας  $c_0(t), c_1(t)$  τα σήματα που αντιστοιχίζονται στα ψηφία 0 και 1, έστω  $s_0(t), s_1(t)$  οι δύο πιθανές έξοδοι του φίλτρου. Η εύρεση της συνάρτησης μεταφοράς που μεγιστοποιεί το σηματοθορυβικό λόγο στην έξοδο του φίλτρου γίνεται με βάση την απαίτηση της μεγιστοποίησης της διαφοράς των δύο πιθανών εξόδων, δηλαδή του λόγου:

$$\frac{P}{N} = \frac{|s_1(t_0) - s_0(t_0)|^2}{N} \quad (B.17)$$

Αν όπου  $f(t)$  αντικατασταθεί η διαφορά  $|s_1(t_0) - s_0(t_0)|$  στην προηγούμενη ανάλυση προκύπτει η εξής συνάρτηση μεταφοράς του προσαρμοσμένου φίλτρου:

$$H(f) = k \cdot \frac{C_1^*(f) - C_0^*(f)}{S_n(f)} e^{-j2\pi ft} \quad (B.18)$$

όπου  $C_i(f) = \mathcal{F}\{c_i(t)\}$  τον μετασχηματισμό *Fourier* της  $c_i(t)$  με  $i = 0, 1$ .

Η Σχέση B.18 με κατάλληλη επιλογή των σημάτων  $c_0(t), c_1(t)$  ούτως ώστε να ισχύει:

$$C_0(f) = -k' \cdot C_1(f) \quad (B.19)$$

οδηγεί, με τη βοήθεια της ανισότητας Swartz και του λόγου  $\frac{P}{N}$ , στη συνάρτηση μεταφοράς

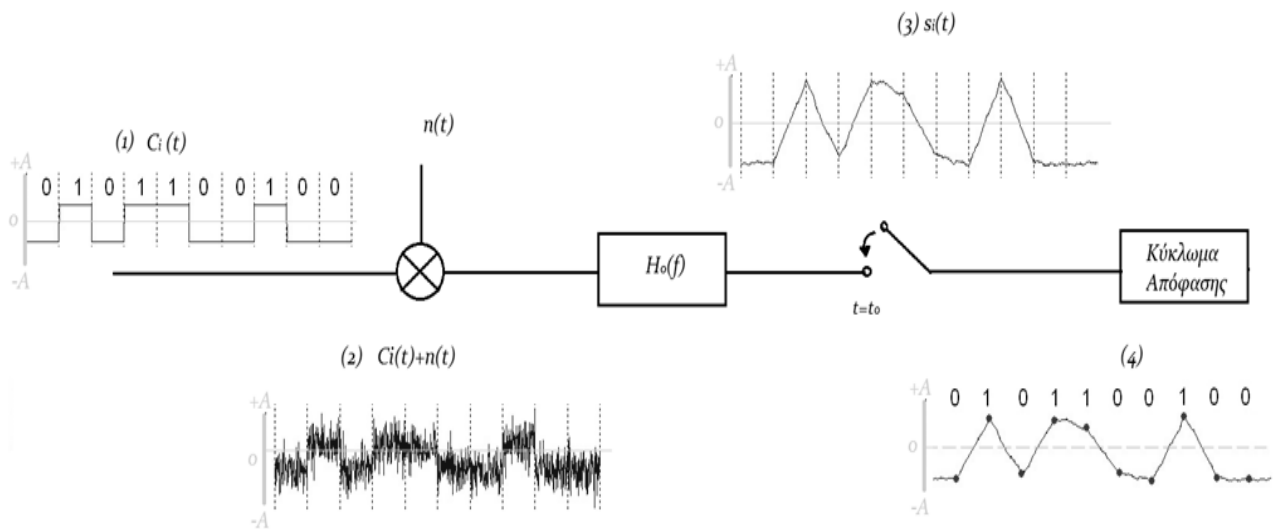
$$H(f) = K \cdot \frac{C_1^*(f)}{S_n(f)} e^{-j2\pi ft} \quad (B.20)$$

Τελικά, για την περίπτωση θορύβου AWGN που ενδιαφέρει, προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς στο πεδίο της συχνότητας (Σχέση B.21):

$$H(f) = K \cdot C_1^*(f)e^{-j2\pi ft} \quad (B.21)$$

Ένα σύστημα ψηφιακής μετάδοσης χρησιμοποιεί  $M$  διακριτούς παλμούς, σε κάθε έναν από τους οποίους αντιστοιχίζει  $\log_2 M$  ψηφία πληροφορίας. Εν γένει απαιτούνται  $M$  διαφορετικά προσαρμοσμένα φίλτρα, ένα για κάθε παλμό. Κατά την αποδιαμόρφωση επιλέγεται στο τέλος κάθε περιόδου δειγματοληψίας εκείνος ο παλμός ο οποίος δίδει τη μεγαλύτερη έξοδο. Όπως αποδεικνύεται ωστόσο στο [13] απαιτούνται τόσα προσαρμοσμένα φίλτρα όσα η διάσταση του γραμμικού σηματικού χώρου.

Η ειδική περίπτωση κατά την οποία  $c_0(t) = -c_1(t)$  παρουσιάζεται στο Σχήμα Β.1. Αρχικά η ακολουθία δυαδικών ψηφίων  $c_i(t)$  με  $i = 0, 1$  αντιστοιχίζεται σε παλμοσειρά τετραγωνικών παλμών του ίδιου πλάτους, με αντίθετα πρόσημα για κάθε ψηφίο **(1)**. Εν συνεχεία, στο σήμα προστίθεται λευκός αθροιστικός θόρυβος τύπου Gauss,  $n(t)$ . Ακολούθως το θορυβώδες σήμα διέρχεται από προσαρμοσμένο φίλτρο-όπως φαίνεται στο **(2)**- η έξοδος του οποίου παρουσιάζεται στο **(3)**. Τέλος το κύκλωμα απόφασης ορίζει την τιμή του κατωφλίου απόφασης, συγκρίνει την έξοδο του φίλτρου με το κατώφλι αυτό και αποφαίνεται το είδος του ψηφίου που ελήφθει. Στην περίπτωση όπου ο θόρυβος είναι AWGN μηδενικής μέσης τιμής και τα ψηφία 0 και 1 είναι ισοπίθανα και ίσης ενέργειας, η στάθμη του κατωφλίου είναι μηδενική όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα Β.1 **(4)**.



Σχήμα Β.1: Παράδειγμα χρήσης προσαρμοσμένου φίλτρου σε ψηφιακό σύστημα επικοινωνιών



## REFERENCES

---

- [1] Π.Κωττής-Π.Αράπογλου (2010), *Ασύρματες Επικοινωνίες*, Εκδόσεις Τζιόλα.
- [2] S.Lin-D.J.Costello(1983) *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- [3] J.G.Proakis(1995) *Digital Communications* McGraw-Hill.
- [4] Π.Κωττής-Χ.Καψάλης (2006) *Δορυφορικές Επικοινωνίες*.
- [5] MacKay D., Neal R.M., (1997). Near Shannon limit performance of low density parity check codes. *Electronics Letters Vol. 33, no. 6, pp. 457-458*.
- [6] Erooz M., Sun F-W, Lee L-N (2004). DVB-S2 low density parity check codes with near Shannon limit performance. *International Journal of Satellite communications and networking; 22:269-279*.
- [7] Berrou C., Glavieux A. (1996). Near Optimum Error Correcting Coding And Decoding: Turbo-Codes. *IEEE Transactions on communications*.
- [8] Berrou C.(2003) The ten-year old Turbo codes are entering into service. *Communications Magazine, IEEE Vol 41, no.8, pp. 110-116*.
- [9] Lestable T., Zimmerman E., Hamon M-H, Stiglmayr S. (2006) Block-LDPC Codes Vs Duo-Binary Turbo-Codes for European Next Generation Wireless Systems. *In Vehicular Technology Conference*.
- [10] Turbo-Codes Vs Low Density Parity Check-Codes. Presentation by Microelectronic System Design research group. University of Kaiserslautern. <http://ems.eit.uni-kl.de>
- [11] ETSI EN 302 307 V1.1.2: Digital Video Broadcasting (DVB);Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications. European Broadcasting Union EBU(DVB-S2).
- [12] ETSI TR 102 376 V1.1.1: User guidelines for the 2<sup>nd</sup> generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications. (DVB-S2).

- [13] Ν. Μήτρου (2008), *Ψηφιακές Επικοινωνίες*, Εκδόσεις Ε.Μ.Π.
- [14] A. Morello, V. Mignone (2006). DVB-S2: the 2<sup>nd</sup> Generation Standard for Satellite Broad-band Services. *Proceedings of the IEEE Vol 94 no. 1*.
- [15] Othman O. Khalifa, Sheroz khan, Mohamad Zaid, and Muhamad Nawawi (2008). Performance Evaluation of Low Density Parity Check Codes. *International Journal of Computer Science and Engineering 2;2*.
- [16] Hermann Bischl, Hartmut Brandt, Tomaso de Cola, Riccardo De Gaudenzi, Ernst Eberlein, Nicolas Girault, Eric Albery, Stefan Lipp, Rita Rinaldo Bjarne Rislow, John Arthur Skard, Jacky Tusch and Gerald Ulbricht (2009). Adaptive coding and modulation for satellite broadband networks: From theory to practice *INTERNATIONAL JOURNAL OF SATELLITE COMMUNICATIONS Int. J. Commun. Syst. Network*.
- [17] Stylianos Papaharalabos, Marco Papaleo, *Student Member, IEEE*, P. Takis Mathiopoulos, *Senior Member, IEEE*, Massimo Neri, *Member, IEEE*, Alessandro Vanelli-Coralli, *Senior Member, IEEE*, and Giovanni E. Corazza, *Member, IEEE* (2008). DVB-S2 LDPC Decoding Using Robust Check Node Update Approximations. *IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING, VOL. 54, NO. 1*.
- [18] G. Lesthievant, X. Deplancq. (2009) Recent advanced features associated with DVB-S2 and DVB-RCS evolution. *CNES presentation CCSDS april 2009 meeting Colorado Springs*.
- [19] Newtec technical Report (2005) Calculations in DVB-S2.
- [20] ΠΑΝΤΕΛΗΣ-ΔΑΝΙΗΛ Μ. ΑΡΑΠΟΓΛΟΥ (2003), “ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΔΙΑΦΟΡΙΚΗΣ ΛΗΨΗΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΑΜΒΛΥΝΣΗ ΤΩΝ ΔΙΑΛΕΙΨΕΩΝ ΛΟΓΩ ΒΡΟΧΗΣ ΣΤΙΣ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΕΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ” ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ , Ε.Μ.Π.
- [21] ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ ΔΡΟΥΓΚΑΣ (2004), “ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟΙ ΣΤΗΝ ΕΠΙΔΟΣΗ ΤΟΥ TCP ΣΕ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΕΣ ΖΕΥΞΕΙΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ”, ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ , Ε.Μ.Π.
- [22] Ηλίας Γ. Τσαγκλής (2006), «Το Νέο Δορυφορικό Πρότυπο Εκπομπής DVB-S2: Θέματα Ενθυλάκωσης, Σηματοδοσίας και Συμβατότητας» ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ Ε.Μ.Π

- [23] ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ Ε. ΔΡΟΥΓΚΑΣ (2008). *Μοντέλα Επίδοσης των Πρωτοκόλλων TCP/IP σε Δορυφορικά και LMDS Δίκτυα* ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ, Ε.Μ.Π.
- [24] Διονυσία Κ. Πετράκη (2009) «Κατανομή των πόρων και έλεγχος αποδοχής κλήσεων σε δορυφορικά δίκτυα επικοινωνιών» ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ, Ε.Μ.Π.
- [25] Wonjin Sung, Seokheon Kang, Pansoo Kim, Dae-Ig Chang and Dong-Joon Shin (2009). Performance analysis of APSK modulation for DVB-S2 transmission over nonlinear channels. *INTERNATIONAL JOURNAL OF SATELLITE COMMUNICATIONS* Int. J. Commun. Syst. Network (2009).
- [26] MATLAB V7.10 (R2010a) Communications Toolbox Users Guide.

## ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1.1: Δορυφορική τροχιά HEO .....	18
Σχήμα 1.2: Ύψη τροχιακών θέσεων.....	18
Σχήμα 2.1: Κέρδος κωδικοποίησης συναρτήσει ενέργειας ψηφίου .....	33
Σχήμα 2.2: Υπολογισμός ευκλείδειας απόστασης .....	33
Σχήμα 2.3: Αποκωδικοποίηση μέγιστης πιθανοφάνειας.....	35
Σχήμα 2.4: Σύγκριση ήπιας και σκληρής αποκωδικοποίησης για συνελκτικούς κώδικες.....	36
Σχήμα 2.5: Σύγκριση ήπιας και σκληρής κωδικοποίησης για κωδικοποιήσεις Block.....	36
Σχήμα 2.6: Κατηγοριοποίηση FEC κωδικοποιήσεων.....	38
Σχήμα 2.7: Διάγραμμα Tanner .....	43
Σχήμα 2.8: Σχήμα Αλυσιδωτής Κωδικοποίησης.....	45
Σχήμα 2.9: Διάγραμμα λειτουργίας κωδικοποιητή Turbo .....	47
Σχήμα 2.10: Διάγραμμα λειτουργίας αποκωδικοποιητή Turbo .....	49
Σχήμα 2.11: Σύγκριση συνελκτικών συστημάτων κωδικοποίησης.....	50
Σχήμα 2.12: Σύγκριση κωδικοποιήσεων Block LDPC (BLDPC) και Duo Binary Turbo (DBTC) για διάφορα μήκη πλαισίων, με σταθερό ρυθμό κώδικα $R_c = 1/2$ σε δίαυλο AWGN.[9] .....	53
Σχήμα 2.13: Σύγκριση κωδικοποιήσεων Block LDPC (BLDPC) και Duo Binary Turbo (DBTC) για διάφορα μήκη πλαισίων, με σταθερό ρυθμό κώδικα $R_c = 3/4$ σε δίαυλο AWGN.[9] .....	54
Σχήμα 2.14: Σύγκριση κωδικοποιήσεων Turbo και LDPC για δύο μήκη πλαισίου, ως προς την επίδοση, την πολυπλοκότητα και το ρυθμό μετάδοσης[10].....	55
Σχήμα 3.1: Διάγραμμα λειτουργικών δομών του DVB-S2 [14] .....	62
Σχήμα 3.2: Δορυφορική ζεύξη DVB-S2 με ACM [14].....	64
Σχήμα 3.3: Επίδοση αλυσιδωτής κωδικοποίησης του προτύπου DVB-S2 για διάφορους ρυθμούς κώδικα σε συνδυασμό με διαμόρφωση QPSK[12].....	66
Σχήμα 3.4: Επίδοση αλυσιδωτής κωδικοποίησης του προτύπου DVB-S2 για διάφορους ρυθμούς κώδικα σε συνδυασμό με διαμόρφωση 8PSK[12]. .....	67
Σχήμα 3.5 Επίδοση αλυσιδωτής κωδικοποίησης του προτύπου DVB-S2 για διάφορους ρυθμούς κώδικα σε συνδυασμό με διαμόρφωση 16APSK[12].....	67
Σχήμα 3.6: Επίδοση αλυσιδωτής κωδικοποίησης του προτύπου DVB-S2 για διάφορους ρυθμούς κώδικα σε συνδυασμό με διαμόρφωση 32APSK [12].....	68
Σχήμα 3.7: Οι σηματοίκοι αστερισμοί του προτύπου DVB-S2 [14].....	69
Σχήμα 3.8: Ιεραρχική διαμόρφωση σε ασύμμετρο 8PSK σηματοίκο αστερισμό για υλοποίηση της «Προς τα πίσω» συμβατότητας [14].....	71
Σχήμα 3.9: Απαιτούμενο SNR συναρτήσει της φασματικής απόδοσης σε δίαυλο AWGN [14]. .....	72
Σχήμα 3.10: Επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων στο DVB-S2 [14] .....	74
Σχήμα 4. 1: Block Διάγραμμα προσομοιωτή DVB-S2 .....	80
Σχήμα 4.2: Αλυσιδωτή Κωδικοποίηση BCH & LDPC [11] .....	82
Σχήμα 4.3: Κλιμακωτός κάτω τριγωνικός πίνακας [6] .....	85
Σχήμα 4.4: Σηματοίκοι Αστερισμοί 16APSK και χαρτογράφηση ψηφίων[11].....	89
Σχήμα 4.5: Σηματοίκοι Αστερισμοί 32APSK και χαρτογράφηση ψηφίων[11].....	89
Σχήμα 4.6: Θεωρητικές και πειραματικές καμπύλες διαμορφώσεων 16APSK, 32APSK, όπως παρουσιάστηκαν στο Παράρτημα Α [25].....	91

Σχήμα 4.7: Σύγκριση επίδοσης διαμορφωτή APSK με τις θεωρητικές καμπύλες, όπως προκύπτουν από τον προσομοιωτή DVB-S2 .....	91
Σχήμα 4.8: Σηματικός αστερισμός διαμόρφωσης 16APSK μαζί με την χαρτογράφηση των ψηφίων, όπως προκύπτει από τον προσομοιωτή. ....	92
Σχήμα 4.9: Σηματικός αστερισμός διαμόρφωσης 32APSK μαζί με την χαρτογράφηση των ψηφίων, όπως προκύπτει από τον προσομοιωτή. ....	92
Σχήμα 4.10: Κρουστική απόκριση φίλτρου Square Root raised cosine με συντελεστή εξάπλωσης $a=0.25$ .....	93
Σχήμα 4.11: Διάγραμμα διασποράς διαμόρφωσης 32APSK με κωδικοποίηση .....	95
Σχήμα 4.12: Κωδικοποίηση LDPC [26].....	98
Σχήμα 4.13: Αποστολή μηνυμάτων από τον κόμβο ψηφίου στους γειτονικούς κόμβους ελέγχου.....	98
Σχήμα 4.14: Λήψη μηνυμάτων στον κόμβο ελέγχου και αποστολή των νέων στους γειτονικούς κόμβους ψηφίων. ....	99
Σχήμα 4.15: Λήψη μηνυμάτων στον κόμβο ψηφίου και αποστολή νέων στους κόμβους ελέγχου.....	101
Σχήμα 4.16: Αραιός πίνακας DVB-S2 (Matlab).....	112
Σχήμα 5. 1: Καμπύλες PER για διαμόρφωση QPSK.....	120
Σχήμα 5. 2: Καμπύλες PER για διαμόρφωση 8PSK.....	122
Σχήμα 5. 3: Καμπύλες PER για διαμόρφωση 16APSK .....	123
Σχήμα 5. 4: Καμπύλες PER για διαμόρφωση 32APSK .....	124
Σχήμα 5. 5: Διαγράμματα διασποράς διαμόρφωσης QPSK με ρυθμό κώδικα 1/2 .....	125
Σχήμα 5. 6: Διαγράμματα διασποράς διαμόρφωσης QPSK με ρυθμό κώδικα 3/5 .....	125
Σχήμα 5. 7: Διαγράμματα διασποράς διαμόρφωσης 8PSK με ρυθμό κώδικα 2/3.....	126
Σχήμα 5.8: Διαγράμματα διασποράς διαμόρφωσης 8PSK με ρυθμό κώδικα 3/4.....	126
Σχήμα 5. 10: Διάγραμμα διασποράς διαμόρφωσης 16APSK με ρυθμό κώδικα $\frac{3}{4}$ και πιθανότητα λάθους $10^{-3}$ .....	127
Σχήμα 5. 9: Διάγραμμα διασποράς διαμόρφωσης 16APSK με ρυθμό κώδικα $\frac{3}{4}$ και μηδενική πιθανότητα λάθους.....	127
Σχήμα 5.11: Διάγραμμα διασποράς διαμόρφωσης 32APSK με ρυθμό κώδικα 5/6 και πιθανότητα λάθους $10^{-4}$ .....	128
Σχήμα 5.12: Διάγραμμα διασποράς διαμόρφωσης 32APSK με ρυθμό κώδικα 5/6 και μηδενική πιθανότητα λάθους.....	128
Σχήμα 5. 13: Επίδοση συναρτήσεως μέγιστου αριθμού επαναλήψεων αποκωδικοποίησης. 130	
Σχήμα 5. 14: Μέσος αριθμός επαναλήψεων συναρτήσεως της ισχύος λήψεως στο δέκτη ... 131	
Σχήμα 5. 15: Σύγκριση επίδοσης QAM και APSK διαμορφώσεων σε γραμμικό AWGN δίαυλο, με κωδικοποίηση FEC κατά το πρότυπο DVB-S2 .....	132
Σχήμα A.1: Σηματικοί αστερισμοί 16APSK και 32APSK [25] .....	133
Σχήμα A.2: Περιοχές λανθασμένης φώρασης του συμβόλου $s_1$ για 16APSK (a) και 32APSK (b) [25] .....	134
Σχήμα A.3: Σύγκριση της μαθηματικής ανάλυσης με τα αποτελέσματα προσομοίωσης για τη διαμόρφωση 16APSK [25].....	137
Σχήμα A.4: Σύγκριση της μαθηματικής ανάλυσης με τα αποτελέσματα προσομοίωσης για τη διαμόρφωση 32APSK [25].....	140

Σχήμα Β.1: Παράδειγμα χρήσης προσαρμοσμένου φίλτρου σε ψηφιακό σύστημα επικοινωνιών.....	144
--	-----

## ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΠΙΝΑΚΩΝ

---

Πίνακας 1.1: Δορυφορικές Ζώνες συχνοτήτων και οι υπηρεσίες στις οποίες έχουν εκχωρηθεί .....	22
Πίνακας 1.2: κατηγορίες ποιότητας υπηρεσίας IP σύμφωνα με τη σύσταση της ITU-T Υ.1541 .....	23
Πίνακας 1.3: Σύγκριση τεχνικών αντιμετώπισης των διαλείψεων .....	30
Πίνακας 2.1: Εφαρμογές συστημάτων Turbo[8].....	51
Πίνακας 3.1: Σύγκριση DVB-S2 και DVB-S για ευρυεκπομπή τηλεοπτικών υπηρεσιών [14] .....	75
Πίνακας 4.1: Παράμετροι κωδικοποίησης FEC του προτύπου DVB-S2 [11] .....	83
Πίνακας 4.2: BCH πολυώνυμα [11].....	83
Πίνακας 4.3: Βέλτιστος λόγος ακτινών $\gamma$ (Γραμμικός Δίαυλος) για σηματοτικό αστερισμό 16APSK[11] .....	88
Πίνακας 4.4: Βέλτιστος λόγος ακτινών $\gamma_1, \gamma_2$ (Γραμμικός Δίαυλος) για σηματοτικό αστερισμό 32APSK[11] .....	88