



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ

ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

ΠΡΟΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΗ ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΗΣ ΕΝΙΣΧΥΣΗΣ ΣΕ ΣΗΜΑΤΑ DVB-S2

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΑΘΑΝΑΣΙΑ Δ. ΣΤΑΥΡΟΠΟΥΛΟΥ

Επιβλέπων : ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ Γ. ΚΩΤΤΗΣ
ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Απρίλιος 2013

Στην οικογένειά μου



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ

ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

ΠΡΟΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΗ ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΗΣ ΕΝΙΣΧΥΣΗΣ ΣΕ ΣΗΜΑΤΑ DVB-S2

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΑΘΑΝΑΣΙΑ Δ. ΣΤΑΥΡΟΠΟΥΛΟΥ

Επιβλέπων : ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ Γ. ΚΩΤΤΗΣ
ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 18^η Απριλίου 2013

.....
Π. Κωττής
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Χ. Καψάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Γ. Φικιώρης
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Απρίλιος 2013

.....
ΑΘΑΝΑΣΙΑ ΣΤΑΥΡΟΠΟΥΛΟΥ

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

Copyright © ΑΘΑΝΑΣΙΑ ΣΤΑΥΡΟΠΟΥΛΟΥ, 2013

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.

Ευχαριστήριο Σημείωμα

Ολοκληρώνοντας την εκπόνηση της διπλωματικής μου εργασίας θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές ευχαριστίες μου στον επιβλέποντα Καθηγητή Ε.Μ.Π. κ. Π. Κωττή για το ενδιαφέρον του, τις συμβουλές του και κυρίως τις γνώσεις που μου μετέδωσε κατά την εκπόνηση της εργασίας αλλά και καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

Στη συνέχεια, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον υποψήφιο διδάκτορα Ε.Μ.Π. Μάρτιν Ζαμκοτσιάν για την πολύτιμη συνεισφορά του στη διεξαγωγή της εργασίας καθώς επίσης τον διδάκτορα Ε.Μ.Π. Παντελή Αράπογλου για τον χρόνο που μου διέθεσε και τις γνώσεις που μου μετέδωσε.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τη φίλη μου Νεφέλη Χαλαστάνη για τη φιλία και τη συμπαράσταση που μου παρείχε καθόλη τη διάρκεια της εκπόνησης της διπλωματικής μου εργασίας.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου για τη συμπαράστασή της σε όλες μου τις προσπάθειες καθ' όλη τη διάρκεια των προπτυχιακών σπουδών μου.

Περίληψη

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη της επίδρασης της μη γραμμικής ενίσχυσης σε δορυφορικά σήματα που ακολουθούν το πρότυπο DVB-S2 και των τεχνικών αντιστάθμισης των μη γραμμικών φαινομένων κατά τη διέλευση σημάτων ενός και δύο φερόντων από το δορυφορικό αναμεταδότη. Οι ενισχυτές υψηλής ισχύος στους δορυφορικούς αναμεταδότες συνήθως λειτουργούν πολύ κοντά στο σημείο κορεσμού εμφανίζοντας αξιοσημείωτη μη γραμμική συμπεριφορά, οι επιπτώσεις της οποίας είναι ιδιαίτερα δυσμενείς και επιδεινώνουν την επίδοση της δορυφορικής ζεύξης. Η εφαρμογή τεχνικών γραμμικοποίησης της λειτουργίας του ενισχυτή και αντιστάθμισης των μη γραμμικών φαινομένων είναι καθοριστικής σημασίας για την εξασφάλιση υψηλής επίδοσης της δορυφορικής ζεύξης.

Στα πλαίσια της εργασίας επεκτείνεται ένα εργαλείο προσομοίωσης του προτύπου DVB-S2 για μετάδοση σε μη γραμμικό δίαυλο. Συγκεκριμένα, με χρήση του εργαλείου, μελετάται η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων για κάθε σχήμα διαμόρφωσης του προτύπου για σήματα ενός και δύο φερόντων και επιχειρείται η ποσοτικοποίηση της υποβάθμισης με τον υπολογισμό κατάλληλων μέτρων αξιολόγησης της επίδοσης. Παράλληλα, εξετάζεται η βελτίωση που επιτυγχάνεται με την υιοθέτηση της τεχνικής αντιστάθμισης αστερισμού στην πλευρά της εκπομπής.

Αρχικά, στο πρώτο κεφάλαιο, πραγματοποιείται μια εισαγωγή στις δορυφορικές επικοινωνίες. Στο δεύτερο κεφάλαιο αναλύονται οι βασικές αρχές του προτύπου DVB-S2 και των τεχνικών πολλαπλής προσπέλασης στις δορυφορικές επικοινωνίες. Στη συνέχεια, στο τρίτο κεφάλαιο, αναλύεται η διαδικασία ενίσχυσης υψηλής ισχύος σε δορυφορικούς αναμεταδότες με έμφαση στη μελέτη της μη γραμμικής συμπεριφοράς των ενισχυτών και των μέτρων αξιολόγησης της επίδοσής τους. Επιπλέον, παρουσιάζεται η τεχνική προαντιστάθμισης (predistortion) των μη γραμμικών φαινομένων, που βρίσκει ευρεία εφαρμογή στα σύγχρονα δορυφορικά συστήματα. Τέλος, στο τέταρτο κεφάλαιο, εξηγείται ο τρόπος υλοποίησης των μονάδων του προσομοιωτή που χρησιμοποιήθηκε στην εργασία και παρατίθενται αναλυτικά τα αποτελέσματα προσομοίωσης που αφορούν την επίδοση του προτύπου DVB-S2 κατά τη μετάδοση μέσω μη γραμμικού διαύλου για ένα και για δύο φέροντα και τη βελτίωση που επιτυγχάνεται με τη χρήση της μεθόδου προαντιστάθμισης.

Λέξεις – κλειδιά

Ενίσχυση Υψηλής Ισχύος, Μη γραμμικά φαινόμενα, Προϊόντα Ενδοδιαμόρφωσης, Παραμόρφωση Αστερισμού, Συνολική Υποβάθμιση, Περιθώριο Ισχύος Εισόδου, Περιθώριο Ισχύος Εξόδου, Τεχνική Προαντιστάθμισης, DVB-S2, Ποσοστό Λανθασμένων Ψηφίων, Δύο φέροντα

Abstract

The purpose of the present diploma thesis is the study of the impact of nonlinear amplification on DVB-S2 signals of one and two carriers and of the predistortion techniques that counteract the nonlinear distortion which is introduced in satellite transponders. The operating point of high power amplifiers in satellite transponders is often close to saturation resulting in a significant nonlinear behavior with aggravating effects on the overall satellite link performance. The use of linearization and predistortion techniques is of crucial importance for the achievement of high performance in the overall satellite link.

In the context of the thesis, a DVB-S2 simulation tool is extended regarding the transmission over nonlinear satellite channel. In specific, using this simulation tool, the impact of nonlinear distortion on each DVB-S2 modulation scheme for signals of one and two carriers is studied and a quantification of the degradation is carried out by calculating several overall system-level figures of merit. Furthermore, the improvement achieved through the application of digital predistortion techniques at the modulator side is examined.

Initially, in the first chapter, an introduction to satellite communications is carried out. In the second chapter, the basic principles of the DVB-S2 standard and multiple access techniques in satellite communications are analyzed. Then, in the third chapter, an analysis of the process of high power amplification in satellite transponders follows, emphasizing on the study of nonlinear behavior of amplifiers and on the figures of merit that are proposed. Moreover, the digital predistortion technique that has been widely adopted in modern satellite systems is presented. Finally, in the fourth chapter, the implementation method of the modules of the DVB-S2 simulation tool is presented and the simulation results concerning the performance of the DVB-S2 standard for transmission over nonlinear channel for one and two carriers and the improvement achieved through the application of digital predistortion is presented.

Key words

High Power Amplification, Nonlinear Effects, Intermodulation Distortion Products, Constellation Wrapping, Total Degradation, Input Back Off, Output Back Off, Predistortion Technique, DVB-S2, Bit Error Ratio, Two carriers

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή στις Δορυφορικές Επικοινωνίες.....	1
1.1 Δορυφορικές επικοινωνίες.....	1
1.1.1 Εισαγωγικά στοιχεία	1
1.1.2 Είδη δορυφορικών συστημάτων.....	2
1.1.3 Εφαρμογές Δορυφορικών Συστημάτων Επικοινωνιών.....	4
1.1.4 Δομή τηλεπικοινωνιακού συστήματος	6
1.1.5 Το Δορυφορικό Ραδιοφάσμα.....	7
1.2 Προβλήματα του Δορυφορικού Τρόπου Επικοινωνίας. Τεχνικές Αντιμετώπισης.....	9
1.2.1 Προβλήματα που εμφανίζουν οι δορυφορικές επικοινωνίες	9
1.2.2 Εξασφάλιση ποιότητας υπηρεσιών σε Δορυφορικά Δίκτυα	11
1.2.3 Τεχνικές Αντιμετώπισης Διαλείψεων στο Δορυφορικό Δίαυλο	12
1.2.4 Η προσέγγιση της παρούσας διπλωματικής για βελτίωση της QoS στις δορυφορικές επικοινωνίες.....	14
Κεφάλαιο 2: Το Πρότυπο Δορυφορικών Επικοινωνιών DVB-S2 και Τεχνικές Πολλαπλής Προσπέλασης	15
2.1 Το Πρότυπο DVB-S2.....	15
2.1.1 Το πρότυπο δορυφορικής μετάδοσης DVB-S	15
2.1.2 Το πρότυπο δορυφορικής μετάδοσης DVB-S2	16
2.1.3 Το λειτουργικό διάγραμμα δομών του DVB-S2	16
2.2 Οι τεχνικές πολλαπλής προσπέλασης στο πρότυπο DVB-S2	24
2.2.1 Πολλαπλή προσπέλαση διαίρεσης συχνότητας (FDMA)	26
2.2.2 Πολλαπλή προσπέλαση διαίρεσης χρόνου (TDMA)	27
2.2.3 Πολλαπλή προσπέλαση διαίρεσης κώδικα (CDMA)	28
Κεφάλαιο 3: Ενίσχυση Υψηλής Ισχύος σε Δορυφορικούς Αναμεταδότες με Αντιστάθμιση μη Γραμμικών Φαινομένων	31
3.1 Δομή δορυφορικού επαναλήπτη	31
3.2 Ενισχυτές υψηλής ισχύος	33
3.2.1 Τύποι ενισχυτών υψηλής ισχύος	33
3.2.2 Περιοχές λειτουργίας ενισχυτών υψηλής ισχύος	35
3.2.3 Σημαντικά μέτρα επίδοσης ενισχυτών ισχύος.....	36

3.3 Η επίδραση της μη γραμμικής ενίσχυσης στα σήματα μεταβλητού πλάτους.....	40
3.4 Μοντέλα Ενισχυτών Ισχύος	43
3.4.1 Πολυωνυμικό μοντέλο PA.....	44
3.4.2 Προχωρημένα Μοντέλα PA.....	48
3.5 Φαινόμενα Μνήμης στους Ενισχυτές Ισχύος	50
3.5.1 Πηγές φαινομένων μνήμης σε PAs	51
3.5.2 Μοντέλα Ενισχυτών Ισχύος Με Μνήμη	51
3.6 Γραμμικοποίηση του Ενισχυτή	54
3.6.1 Μέθοδοι Γραμμικοποίησης του Ενισχυτή	54
3.6.2 Γραμμικοποίηση ενισχυτών με τη μέθοδο της προαντιστάθμισης (predistortion)	55
Κεφάλαιο 4: Προσομοίωση μη γραμμικών φαινομένων με βάση το πρότυπο DVB-S2	59
4.1 Στάδια υλοποίησης προσομοιωτή	59
4.1.1. Εισαγωγή	59
4.1.2 Ζωνοπερατό φιλτράρισμα στον πολυπλέκτη εισόδου του αναμεταδότη	61
4.1.3 Μη γραμμική ενίσχυση στον ενισχυτή TWTΑ.....	62
4.1.4 Ζωνοπερατό φιλτράρισμα στον πολυπλέκτη εξόδου του αναμεταδότη	65
4.1.5 Τεχνική προαντιστάθμισης αστερισμού	66
4.2 Προσομοίωση ενός φέροντος	69
4.2.1 Περιγραφή της προσομοίωσης ενός φέροντος	69
4.2.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης ενός φέροντος.....	76
4.3 Προσομοίωση Δύο Φερόντων	84
4.3.1. Περιγραφή της προσομοίωσης δύο φερόντων	84
4.3.2 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Δύο Φερόντων Ίδιας Ισχύος Εκπομπής	87
4.3.3 Προσομοίωση Δύο Φερόντων Με Διαφορετικές Ισχείς Εκπομπής	95
Βιβλιογραφία	99

Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή στις Δορυφορικές Επικοινωνίες

1.1 Δορυφορικές επικοινωνίες

1.1.1 Εισαγωγικά στοιχεία

Κατά τα τελευταία χρόνια οι δορυφορικές επικοινωνίες έχουν γνωρίσει μεγάλη ανάπτυξη και αποτελούν ένα σημαντικό τμήμα των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Η βασική ιδέα στην οποία στηρίζονται τα δορυφορικά δίκτυα επικοινωνιών είναι η διασύνδεση απομακρυσμένων επίγειων σταθμών οι οποίοι δεν έχουν οπτική επαφή μεταξύ τους. Τα δορυφορικά συστήματα εξελίσσονται συνεχώς και αναμένεται να έχουν σημαντικότατο ρόλο στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Η καταλληλότητά τους σε εφαρμογές ευρυεκπομπής (broadcasting) και πολυεκπομπής (multicasting), καθιστούν τα δορυφορικά δίκτυα αναγκαία, ιδιαίτερα στην περίπτωση απομακρυσμένων και αραιοκατοικημένων περιοχών ή περιοχών με ιδιαίτερα μορφολογικά χαρακτηριστικά (νησιωτικές, ορεινές), όπου είτε δεν είναι εφικτή η οπτική επαφή των σταθμών βάσης είτε είναι ασύμφορη ή και αδύνατη η ενσύρματη σύνδεση.

Ως τμήμα των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών, οι δορυφορικές επικοινωνίες έρχονται και αυτές αντιμέτωπες με την πρόκληση της ενοποίησης των υπηρεσιών και κατά συνέπεια των αυξημένων απαιτήσεων σε εύρος ζώνης. Για να ανταπεξέλθουν σε αυτές τις προκλήσεις, εξελίσσονται συνεχώς με διαρκή ερευνητική προσπάθεια. Συγκεκριμένα, οι ενεργειακές δυνατότητες των δορυφόρων έχουν βελτιωθεί σημαντικά, η απόδοση των δορυφορικών και των επίγειων κεραιών έχει αυξηθεί λόγω χρήσης υψηλότερων συχνοτήτων, ενώ ταυτόχρονα η διάρκεια ζωής των διαστημικών σταθμών έφθασε τα 12-15 έτη λόγω των χρησιμοποιούμενων υλικών και των συναφών τεχνολογιών. Παράλληλα, η τεχνολογία των επίγειων σταθμών έχει βελτιωθεί σε μεγάλο βαθμό, με αποτέλεσμα τη μείωση των διαστάσεων αλλά και του κόστους του εξοπλισμού του σταθμού. Τα νεότερα τερματικά που χρησιμοποιούνται είναι πολύ μικρής επιφάνειας (Very Small Aperture Terminals, VSAT) και παρέχουν τη δυνατότητα της απευθείας παροχής υπηρεσιών (Direct-to-Home, DTH).

Ορόσημο για τις δορυφορικές επικοινωνίες αποτέλεσε η ανάπτυξη του προτύπου DVB-S (1993) καθώς και η μεταγενέστερη εξέλιξή του, το πρότυπο DVB-S2, το οποίο δημοσιεύθηκε το 2003 και έδωσε πρόσθετες δυνατότητες και βελτιωμένη επίδοση στις δορυφορικές τηλεπικοινωνίες. Με την ανάπτυξη και εφαρμογή του δορυφορικού προτύπου DVB-S2 τα τελευταία έτη, κατέστη δυνατή η αξιόπιστη παροχή υπηρεσιών διαδικτύου μέσω δορυφόρου.

1.1.2 Είδη δορυφορικών συστημάτων

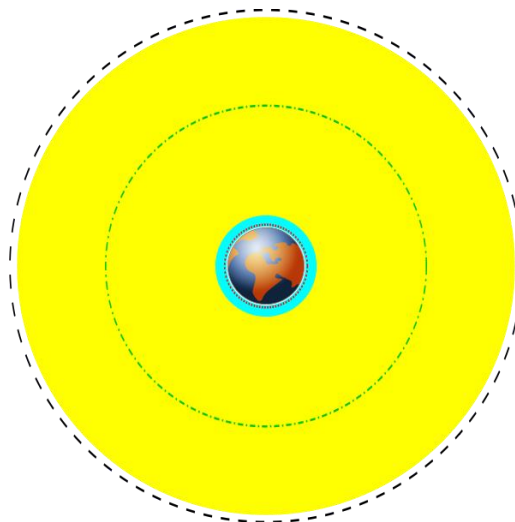
Με κριτήριο το είδος της τροχιάς όπου εγκαθίστανται και κινούνται οι δορυφόροι, κατηγοριοποιούνται σε *γεωστατικούς*, *μη γεωστατικούς* και *οιονεί γεωστατικούς*. Οι γεωστατικοί δορυφόροι είναι γεωσύγχρονοι, έχουν δηλαδή περίοδο περιστροφής ίση με την περίοδο περιστροφής της Γης, συνεπώς πρέπει να εγκαθίστανται σε ύψος 35.786 km από την επιφάνεια της Γης. Για να έχει η τροχιά τους σταθερή κλίση και εκκεντρότητα, εγκαθίστανται στο γεωγραφικό πλάτος του ισημερινού και ο δορυφόρος φαίνεται από τον επίγειο σταθμό ακίνητος, σαν ένα σημείο ακίνητο στον ουρανό. Αντίθετα, οι μη γεωστατικοί δορυφόροι δεν έχουν περίοδο περιστροφής ίδια με αυτή της γης, οπότε θέση τους μεταβάλλεται σε σχέση με κάποιο σημείο στην επιφάνεια της Γης. Οι οιονεί (σχεδόν) γεωστατικοί δορυφόροι έχουν τροχιά άκρως ελλειπτική με στόχο να φαίνονται γεωστατικοί σε περιοχές των πόλων.

Τα γεωστατικά συστήματα έχουν μελετηθεί και εξελιχθεί σε μεγάλο βαθμό και αποτελούν τα κυρίως εμπορικά αξιοποιήσιμα συστήματα για δορυφορικές επικοινωνίες. Η κάλυψη της Γης που παρέχουν είναι επαρκής για τις πλέον πυκνοκατοικημένες περιοχές της Γης. Όμως, δεν μπορούν να καλύψουν γεωγραφικό πλάτος μεγαλύτερο των 75°, γεγονός που καθιστά απαραίτητη για τις περιοχές αυτές τη χρήση μη γεωστατικών δορυφόρων οι οποίοι απαιτούν παρακολούθηση τροχιάς από τον επίγειο σταθμό για την ορθή περιαγωγή της ζεύξης από τον ένα δορυφόρο στον άλλο. Η μεγάλη απόσταση των γεωστατικών δορυφόρων από τη γήινη επιφάνεια εισάγει μεγάλη χρονική καθυστέρηση (της τάξης των 250 ms ανά απλή διαδρομή Γης-δορυφόρου-Γης) δυσχεραίνοντας έτσι τις υπηρεσίες πραγματικού χρόνου, ενώ παράλληλα αυξάνει τις απώλειες ελευθέρου χώρου (Free Space Loss, FSL). Το γεγονός της σταθερότητας της θέσης του γεωστατικού δορυφόρου σε σχέση με τη Γη, ελαχιστοποιεί τις λειτουργικές απαιτήσεις των επίγειων σταθμών όσων αφορά την παρακολούθηση θέσης, ελαχιστοποιεί το φαινόμενο ολίσθησης συχνότητας Doppler και διευκολύνει την πρόβλεψη παρεμβολών. Ένα άλλο πλεονέκτημα των γεωστατικών δορυφόρων είναι η εύκολη επεκτασιμότητα (Scalability) του συστήματος. Καίτι τα γεωστατικά συστήματα είναι συστήματα ταχείας ανάπτυξης (fast deployment), καθώς μεσολαβεί μικρό χρονικό διάστημα από την εκτόξευση του δορυφόρου μέχρι την πλήρη λειτουργία τους, το υψηλό κόστος κατασκευής και εκτόξευσης δεν μπορεί να θεωρηθεί αμελητέο.

Όσον αφορά τα μη γεωστατικά συστήματα, υπάρχουν τρεις κατηγορίες δορυφόρων: χαμηλής τροχιάς (Low Earth Orbit, LEO), μέσης τροχιάς (Medium Earth Orbit, MEO) και υψηλής ελλειπτικής τροχιάς (Highly Elliptical Orbit, HEO). Τα γεωστατικά συστήματα εμφανίζουν παραπλήσια χαρακτηριστικά μεταξύ τους εξαιτίας της μεταβλητής θέσης κάθε δορυφόρου ως προς τη Γη. Για παροχή αδιάλειπτης υπηρεσίας προς το χρήστη προκύπτει η ανάγκη ύπαρξης πολλαπλών δορυφόρων που καλύπτουν δεδομένο σημείο επί της Γης διαδοχικά ώστε να γίνεται μεταξύ τους η διαπομπή (handover) του χρήστη. Η αρχιτεκτονική των συστημάτων αυτών είναι ιδιαίτερα πολύπλοκη λόγω της μεταβλητότητας της ισχύος λήψης στο χρήστη λόγω της αντίστοιχης μεταβλητότητας της απόστασης και της γωνίας

ανύψωσης. Επίσης, η σχετική κίνηση δορυφόρου-χρήστη προκαλεί την εμφάνιση του φαινομένου Doppler και διακύμανση της διασποράς της καθυστέρησης (jitter), παράγοντες που υποβαθμίζουν την ποιότητα υπηρεσίας. Επιπλέον, το κόστος εγκατάστασης μη γεωστατικών συστημάτων είναι ιδιαίτερα αυξημένο καθώς απαιτείται μεγάλος αριθμός δορυφόρων για την κάλυψη της γήινης επιφάνειας [8].

English	Marker	Distance above earth (km)	Distance from center of earth (km)
<u>Earth</u>	Blue/brown image	0	6370
<u>Low Earth Orbit (LEO)</u>	Cyan area	160 - 2,000	6,530 - 8,370
<u>Medium Earth Orbit (MEO)</u>	Yellow area	2,000 - 34,780	8,370 - 41,150
<u>International Space Station (ISS)</u>	Red dotted line	370	6,741
<u>Global Positioning System (GPS) satellites</u>	Green dash-dot line	20,23	26,6
<u>Geostationary Orbit (GEO)</u>	Black dashed line	35,794	42,164

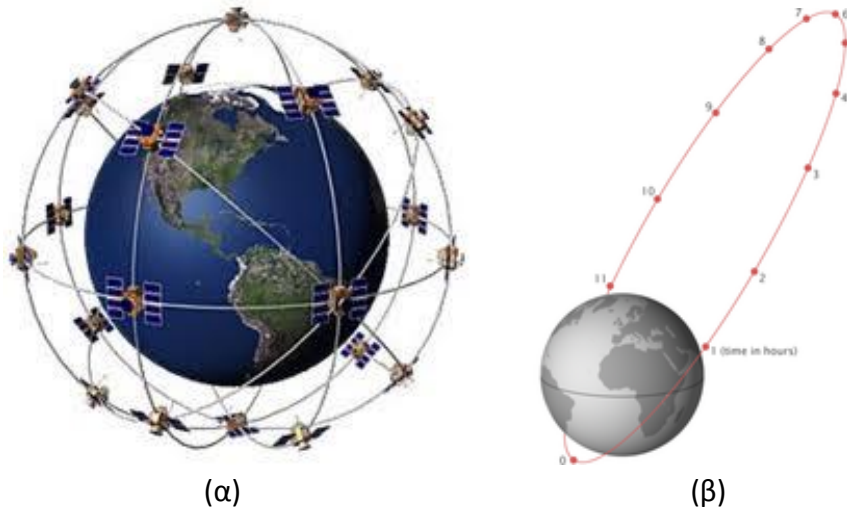


Σχήμα 1.1: Οι δορυφορικές τροχιές γύρω από τη γη

Στις τηλεπικοινωνίες χρησιμοποιούνται και οι δορυφόροι χαμηλής τροχιάς LEO που εγκαθίστανται περίπου 400 km πάνω από τη γήινη επιφάνεια και έχουν χρόνο περιστροφής γύρω από τη Γη περίπου 90 λεπτά. Λόγω του χαμηλού υψομέτρου τους, είναι ορατοί μόνο σε μια ακτίνα περίπου 1000 km από το εκάστοτε ίχνος του δορυφόρου. Επιπλέον, οι δορυφόροι τροχιάς LEO αλλάζουν γρήγορα θέση ως προς τον επίγειο σταθμό. Συνεπώς, όπως φαίνεται και από το Σχ. 1.2(α) είναι απαραίτητος ένας μεγάλος αριθμός δορυφόρων προκειμένου να υπάρχει αδιάλειπτη συνδεσιμότητα. Πλεονέκτημα των δορυφόρων LEO είναι το μικρότερο κόστος εκκίνησης της λειτουργίας τους σε σχέση με τους γεωστατικούς δορυφόρους καθώς και το ότι δεν απαιτούν τόσο υψηλές ισχύς εκπομπής καθώς η απόστασή τους από τη Γη είναι σχετικά μικρή. Μία άλλη δυνατότητα των δορυφόρων LEO είναι ότι προσφέρουν τη δυνατότητα να αποθηκεύουν δεδομένα που λαμβάνονται περνώντας πάνω από ένα μέρος της Γης και να τα μεταδίδουν αργότερα πάνω από ένα άλλο μέρος [9].

Η τελευταία κατηγορία δορυφόρων που χρησιμοποιούνται στις δορυφορικές επικοινωνίες είναι οι δορυφόροι τροχιάς Molniya, οι οποίοι είναι οιονεί (σχεδόν) γεωστατικοί. Καθώς οι γεωστατικοί δορυφόροι δεν μπορούν να εξυπηρετήσουν τους πόλους επειδή είναι εγκατεστημένοι στο ισημερινό επίπεδο, χρησιμοποιούνται οι δορυφόροι τροχιάς Molniya, οι οποίοι έχουν άκρως ελλειπτική τροχιά όπως φαίνεται στο Σχ. 1.2(β). Η τροχιά Molniya έχει μεγάλη κλίση εξασφαλίζοντας έτσι κατάλληλο υψόμετρο του δορυφόρου πάνω από επιλεγμένες θέσεις κατά τη διάρκεια του τμήματος της τροχιάς. Η τροχιά Molniya είναι

σχεδιασμένη έτσι ώστε ο δορυφόρος να περνά το μεγαλύτερο μέρος του χρόνου του σε πολύ βόρεια γεωγραφικά πλάτη, όπου το ίχνος του στην επιφάνεια της Γης κινείται μόνο ελαφρώς. Η περίοδος περιστροφής του είναι μισή ημέρα, έτσι ώστε ο δορυφόρος να είναι διαθέσιμος για λειτουργία πάνω από την περιοχή-στόχο για έξι έως εννέα ώρες κάθε δεύτερη περιστροφή. Με αυτόν τον τρόπο τρεις δορυφόροι Molniya μπορούν να παρέχουν αδιάλειπτη κάλυψη μιας περιοχής [7].



Σχήμα 1.2: (α) Αστερισμός δορυφόρων LEO, (β) Δορυφορική τροχιά Molniya

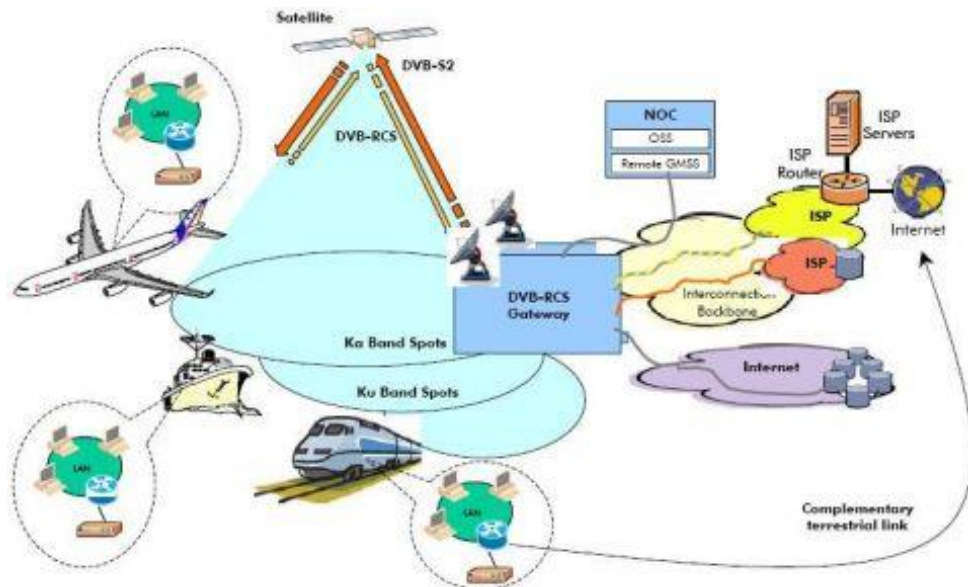
1.1.3 Εφαρμογές Δορυφορικών Συστημάτων Επικοινωνιών

Τα πλεονεκτήματα που προσφέρουν τα δορυφορικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα οδήγησαν στην ανάπτυξη διαφόρων δορυφορικών υπηρεσιών. Η ιδιότητα των δορυφόρων να παρέχουν κάλυψη σε κάθε τμήμα της γήινης επιφάνειας διευκόλυνε 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 γνωστότερη στο ευρύ κοινό και πλέον δημοφιλή παρεχόμενη δορυφορική υπηρεσία και μία από τις πιο σημαντικές εφαρμογές 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 ανταγωνίζονται σε μεγάλο βαθμό τα



Σχήμα 1.3: Παραδείγματα δορυφορικών εφαρμογών

επίγεια μικροκυματικά συστήματα σε εφαρμογές συνδρομητικής ή καλωδιακής (cable) τηλεόρασης. Τα τελευταία χρόνια είναι χαρακτηριστική η μεγάλη διείσδυση της δορυφορικής ψηφιακής τηλεόρασης απευθείας στο κοινό (Direct to Home TV, DTH TV). 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.

- Εφαρμογές σταθερής τηλεφωνίας

Αν και τα τελευταία χρόνια η κινητή τηλεφωνία συνεχώς κερδίζει έδαφος, η σταθερή τηλεφωνία δεν παύει να αποτελεί απαραίτητο τμήμα 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 μια καλή και συγκριτικά οικονομική λύση.

- Υπηρεσίες Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών

Για την παροχή υπηρεσιών κινητών και προσωπικών επικοινωνιών σε απομακρυσμένες περιοχές ή περιοχές όπου είναι αδύνατη η εγκατάσταση επίγειων ασυρμάτων κυψελωτών συστημάτων, αξιοποιούνται δορυφορικά συστήματα. Η πρώτη εφαρμογή αυτού του τύπου υπηρεσιών από τα δορυφορικά συστήματα έγινε από τη ναυτική υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Maritime Mobile Satellite Service, MMSS), η οποία παρείχε υπηρεσίες σε χρήστες στη θάλασσα, αντικαθιστώντας τελικά τα προγενέστερα συστήματα επικοινωνιών και πλοίων. Κατόπιν εμφανίσθηκαν εφαρμογές κινητής τηλεφωνίας και για χρήστες στην

ξηρά (Land Mobile Satellite System, LMSS), ώστε να καθιερωθούν τα ολοκληρωμένα δίκτυα δορυφορικών επικοινωνιών (Mobile Satellite Systems, MSS), τα οποία προσφέρουν υπηρεσίες αντίστοιχες με τα επίγεια κυψελωτά συστήματα κινητής τηλεφωνίας.

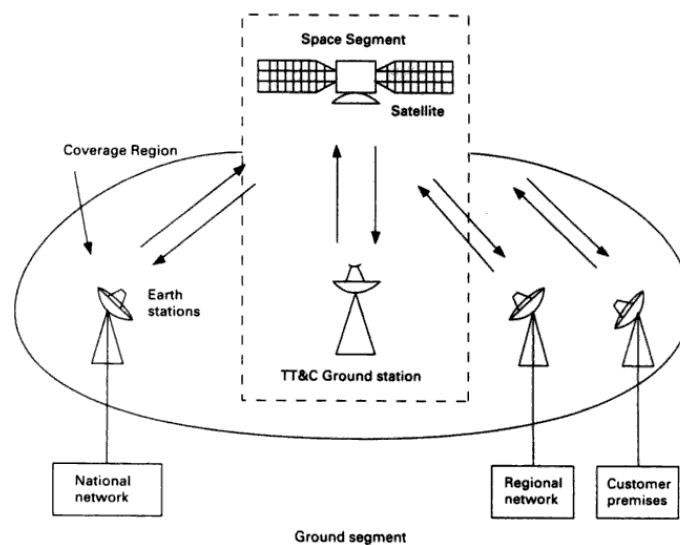
- Υπηρεσίες Διαδικτύου και Μεταφοράς Δεδομένων

Οι δορυφορικές επικοινωνίες αξιοποιούνται επίσης για τη μετάδοση διαφόρων τύπων δεδομένων κυρίως μέσω του Πρωτοκόλλου Διαδικτύου (Internet Protocol, IP). Οι τυπικοί αναμεταδότες των 36 MHz της ζώνης συχνοτήτων C και Ka μπορούν να προσφέρουν ρυθμούς μετάδοσης της τάξης των 60Mbps, μέγεθος ικανοποιητικό για εφαρμογές πολυμέσων όταν διαμοιράζεται σε μικρό αριθμό χρηστών. Η ανάπτυξη ευρυζωνικών δορυφορικών προτύπων (DVB-S2) που προσφέρουν μεγαλύτερη χωρητικότητα οδήγησε στην αξιοποίηση των δορυφορικών συστημάτων για παροχή Internet, που καθιστά δυνατή η ολοκλήρωση όλων των τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών. Η αξιόπιστη παροχή υπηρεσιών Internet αποτελεί το βασικό επίτευγμα του δορυφορικού προτύπου DVB-S2.

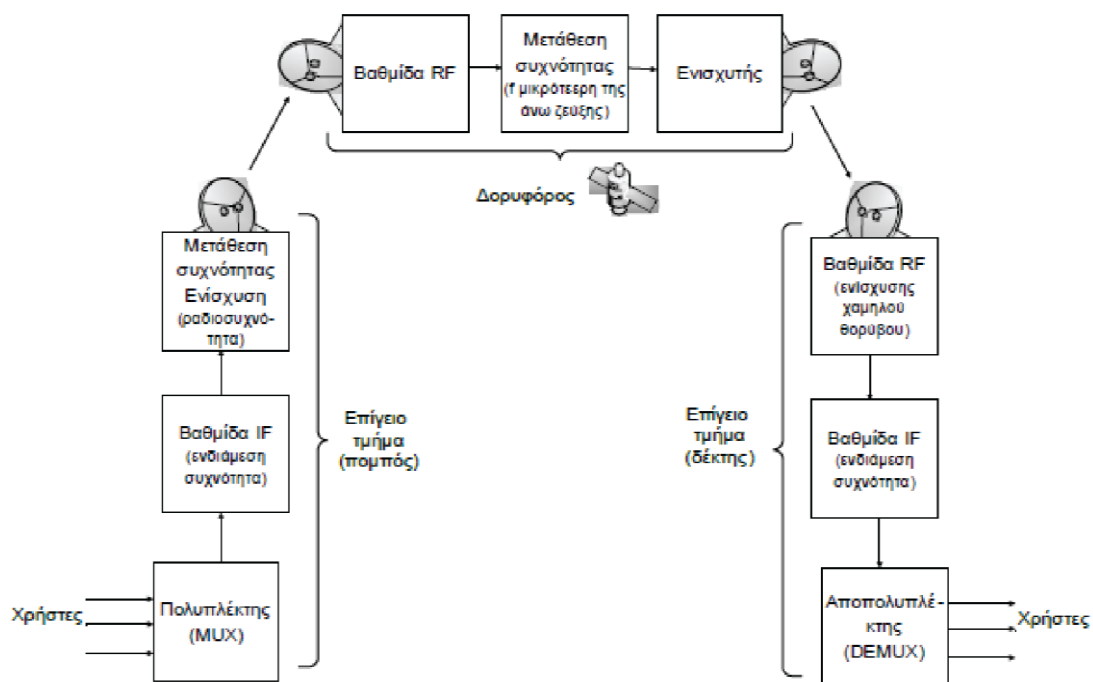
1.1.4 Δομή τηλεπικοινωνιακού συστήματος

Το βασικό δορυφορικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα αποτελείται από το δορυφόρο και το επίγειο τμήμα. Τα χαρακτηριστικά κάθε τμήματος διαφέρουν ανάλογα αν το σύστημα πρόκειται να χρησιμοποιηθεί για σταθερές τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές, εφαρμογές κινητών τηλεπικοινωνιών ή σε εφαρμογές ευρυεκπομπής.

Όπως φαίνεται στο Σχ. 1.4, η ζεύξη μεταξύ των επίγειων σταθμών γίνεται μέσω του δορυφορικού αναμεταδότη. Το δορυφορικό τμήμα του συστήματος αποτελείται από το δορυφορικό αναμεταδότη και τον επίγειο σταθμό ελέγχου [1].



Σχήμα 1.4: Δορυφορικό Σύστημα Επικοινωνιών



Σχήμα 1.5: Βασικές βαθμίδες συστήματος δορυφορικών επικοινωνιών

1.1.5 Το Δορυφορικό Ραδιοφάσμα

Το φάσμα ραδιοσυχνοτήτων (Radio Frequencies, RF) αποτελεί πόρο των ασύρματων τηλεπικοινωνιών που λόγω υψηλών αναγκών είναι ανεπαρκής για να καλύψει τη ζήτηση: προς τούτο επιβάλλεται η βέλτιστη αξιοποίησή του. Η ταχεία ανάπτυξη νέων και απαιτητικών σε εύρος ζώνης δορυφορικών εφαρμογών και υπηρεσιών κατά τις τελευταίες δεκαετίες οδήγησε σε φασματική συμφόρηση των ζωνών L, S, και C. Ιδιαίτερα, η ανάπτυξη των υπηρεσιών πολυμέσων και η τάση ενσωμάτωσης πολλών τύπων υπηρεσιών σε κοινά δίκτυα, προκάλεσαν σημαντική αύξηση των απαιτήσεων για εύρος ζώνης, όπου τα παραδοσιακά δίκτυα παραδοσιακά υστερούν. Προς επίλυση του προβλήματος υιοθετήθηκε η χρησιμοποίηση των υψηλότερων φασματικών ζωνών Ka, Ku και V. Στον Πίνακα 1.1 παρουσιάζονται οι φασματικές ζώνες που καταλαμβάνουν σήμερα οι δορυφορικές επικοινωνίες τόσο για τη ζεύξη επίγειου σταθμού-δορυφόρου (προς τα άνω ή ανοδική ζεύξη, up link), όσο και για τη ζεύξη δορυφόρου-επίγειου σταθμού (προς τα κάτω ή καθοδική ζεύξη, down link) και οι αντίστοιχες υπηρεσίες 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 στην ανοδική ζεύξη (uplink) και χαμηλότερων στην καθοδική ζεύξη (downlink). Η μεγάλη φασματική απόσταση επιβάλλεται προς ευκολότερο διαχωρισμό των λειτουργιών του δορυφόρου ως πομπού και ως δέκτη. Καθώς οι επίγειοι δορυφορικοί σταθμοί εκπέμπουν

με μεγάλη ισχύ, επιβάλλονται κατά κανόνα υψηλότερες συχνότητες στην ανοδική ζεύξη ώστε να μην παρεμβάλλουν σε άλλα επίγεια συστήματα. Επίσης, λόγω της αδυναμίας του αναμεταδότη να αντιμετωπίσει τις απώλειες ελευθέρου χώρου (free space loss) σε υψηλές συχνότητες σε αντίθεση με τους επίγειους σταθμούς, στην καθοδική ζεύξη επιβάλλονται μικρότερες συχνότητες.

Ονομασία 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 ευρυεκπομπής μέσω δορυφόρου (Broadcast Satellite Service, BSS)
K-ζώνη	18 GHz	26.5 GHz	Σταθερή Υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Fixed Satellite Service, FSS)
			Υπηρεσία ευρυεκπομπής μέσω δορυφόρου (Broadcast Satellite Service, BSS)
Ka-ζώνη	26.5 GHz	30 GHz	Σταθερή Υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Fixed Satellite Service, FSS)
			Υπηρεσία ευρυεκπομπής μέσω δορυφόρου (Broadcast Satellite Service, BSS)

Πίνακας 1.1 : Δορυφορικές ζώνες συχνοτήτων και αντίστοιχες υπηρεσίες

1.2 Προβλήματα του Δορυφορικού Τρόπου Επικοινωνίας. Τεχνικές Αντιμετώπισης

1.2.1 Προβλήματα που εμφανίζουν οι δορυφορικές επικοινωνίες

Τα βασικότερα προβλήματα που εμφανίζουν οι δορυφορικές επικοινωνίες είναι η τεράστια καθυστέρηση διάδοσης και η δυσμενής επίδραση των ατμοσφαιρικών φαινομένων η οποία οδηγεί στην εμφάνιση υψηλών ποσοστών σφαλμάτων (Bit Error Ratio, BER) . Αναλυτικότερα:

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 του δορυφόρου 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 $2 \times (35786 \text{ km})$, η οποία μεταφράζεται σε καθυστέρηση μεγαλύτερη των 5 ms.

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 του αναγεννητικού δορυφόρου η καθυστέρηση διάδοσης περιλαμβάνει μία απλή μετάβαση από τον επίγειο σταθμό στο δορυφόρο και πίσω στη Γη. Όταν όμως ο δορυφορικός επαναλήπτης είναι τύπου bent-pipe η καθυστέρηση διάδοσης περιλαμβάνει διπλή μετάδοση καθώς το κέντρο ελέγχου του δικτύου βρίσκεται στον επίγειο σταθμό. Στην περίπτωση γεωστατικών αναγεννητικών δορυφόρων, η RTD κυμαίνεται μεταξύ 239-558 ms 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 480-558 ms. 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.

2. Ατμοσφαιρικά Φαινόμενα

Το μέσο διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων κατά τη μετάδοση δορυφορικών σημάτων είναι η γήινη ατμόσφαιρα, που αποτελεί ανομοιογενές και χρονικά μεταβαλλόμενο μέσο, το οποίο δημιουργεί δυσμενές περιβάλλον διάδοσης. Τα φαινόμενα διάδοσης που επηρεάζουν τις δορυφορικές ζεύξεις παρατηρούνται κυρίως στην τροπόσφαιρα, εφόσον οι συχνότητες λειτουργίας των δορυφορικών συστημάτων είναι στην πλειοψηφία τους άνω των 3GHz. Επιπλέον, η υπέρβαση του κατωφλίου των 10 GHz, που

εμφανίζεται ως αποτέλεσμα της φασματικής συμφόρησης στις χαμηλότερες ζώνες, έχει καθοριστικά δυσμενείς επιπτώσεις στις δορυφορικές επικοινωνίες όπως εξηγείται παρακάτω. Στην τροπόσφαιρα λαμβάνουν χώρα μεταβολές του δείκτη διάθλασης, της ατμοσφαιρικής πίεσης και της υγρασίας. Επίσης, εμφανίζονται νέφη και υδρομετεωρίτες (βροχή, χιόνι, χαλάζι), οι οποίοι επηρεάζουν σημαντικά τη διάδοση των ραδιοσυχνοτήτων [11]. Τα σημαντικότερα τροποσφαιρικά φαινόμενα που επηρεάζουν τα συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών για συχνότητες άνω των 10GHz παρουσιάζονται στη συν:

- Εξασθένηση λόγω ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων

Κατά τη διάδοση ραδιοκυμάτων μέσω υδρομετεωριτών (βροχή, χιόνι, χαλάζι ή σταγονίδια πάγου), προκαλείται εξασθένηση λόγω σκέδασης και απορρόφησης που επιφέρει μία πρόσθετη εξασθένηση της ισχύος του σήματος πέραν της εξασθένησης λόγω διάδοσης. Ενώ η σκέδαση από υδρομετεωρίτες είναι ο κύριος παράγοντας εξασθένησης στη ζώνη EHF (>30GHz), η απορρόφηση από τους υδρομετεωρίτες είναι το κυρίαρχο φαινόμενο απώλειας ισχύος στη ζώνη συχνοτήτων από 10GHz έως 30GHz. Ο συνδυασμός των δύο φαινομένων έχει ως αποτέλεσμα εξασθένησης του σήματος ανάλογη (σε dB) του τετραγώνου της συχνότητας. Αυτό αποτελεί και το βασικό μειονέκτημα της μετάδοσης σημάτων στις ζώνες συχνοτήτων Ku, Ka και V. Στις δορυφορικές ζεύξεις, το βάθος των διαλείψεων λόγω ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων (κυρίως λόγω βροχής) εξαρτάται, επίσης, από τη γωνία ανύψωσης του δορυφόρου και την πόλωση του δορυφορικού ηλεκτρομαγνητικού κύματος. Καθώς η απόσβεση λόγω βροχής εξαρτάται δυσμενώς από το ρυθμό της βροχόπτωσης και τη διακύμανση του μεγέθους των σταγόνων της βροχής, οι τροπικές και υποτροπικές περιοχές επηρεάζονται σε μεγαλύτερο βαθμό από το συγκεκριμένο παράγοντα.

- Απόσβεση από αέρια της ατμόσφαιρας

Εκτός από την απορρόφηση από τους υδρομετεωρίτες, η απορρόφηση από αέρια, κυρίως από το οξυγόνο και τους υδρατμούς, συμβάλλει περαιτέρω στη συνολική απόσβεση των ραδιοκυμάτων, ιδιαίτερα όταν η γωνία ανύψωσης του δορυφόρου είναι μικρή. Πάντως, η συμβολή της απορρόφησης από αέρια στη συνολική απόσβεση του δορυφορικού σήματος είναι μικρή συγκρινόμενη με την εξασθένηση λόγω βροχής. Η απορρόφηση από τους υδρατμούς είναι ο κύριος παράγοντας εξασθένησης για συχνότητες κάτω των 30GHz λόγω του μεγίστου απορρόφησης στα 22.5GHz. Η εξασθένηση εξαιτίας της απορρόφησης από το οξυγόνο παρουσιάζει μια σχεδόν σταθερή συμπεριφορά υπό διάφορες κλιματικές συνθήκες, ενώ η εξασθένηση λόγω απορρόφησης από τους υδρατμούς εξαρτάται από τη θερμοκρασία και την απόλυτη υγρασία της γεωγραφικής περιοχής.

- Αποπόλωση του σήματος

Η ανομοιόμορφη στροφή φάσης και εξασθένηση που προκαλούν οι μη σφαιρικοί σκεδαστές όπως οι σταγόνες της βροχής και οι κρύσταλλοι πάγου προκαλούν αποπόλωση του σήματος. Το φαινόμενο αυτό δεν επηρεάζει δορυφορικά συστήματα που

χρησιμοποιούν απλή πόλωση. Η επίδρασή του, ωστόσο, γίνεται σημαντική για συστήματα που υιοθετούν την τεχνική της αναχρησιμοποίησης συχνότητας (frequency reuse). Η τεχνική αυτή καθιστά δυνατή την αύξηση του μέγιστου ρυθμού αξιόπιστης μετάδοσης πληροφορίας από το δορυφορικό δίαυλο και τη βέλτιστη χρησιμοποίηση του ραδιοφάσματος, μέσω της μετάδοσης δύο ορθογώνια πολωμένων σημάτων στην ίδια φέρουσα συχνότητα. Στην περίπτωση αυτή, μέρος της μεταδιδόμενης ισχύος της μιας πόλωσης παρεμβάλλει στην ορθογώνιά της, με συνέπεια να αίρεται η κατά 90° απομόνωση των δύο πολώσεων. Το φαινόμενο γίνεται έντονο για συχνότητες λειτουργίας άνω των 10GHz.

- Τροποσφαιρικοί σπινθηρισμοί

Οι μεταβολές του δείκτη διάθλασης της τροπόσφαιρας οδηγούν σε διακυμάνσεις της στάθμης των δορυφορικών σημάτων που είναι γνωστές ως σπινθηρισμοί. Αυτές οι διακυμάνσεις αυξάνουν με τη συχνότητα και εξαρτώνται από το μήκος της διαδρομής του δορυφορικού σήματος. Οι διακυμάνσεις στο πλάτος συνοδεύονται επίσης από διακύμανση στη φάση του σήματος. Η απόσβεση που εισάγει ο μηχανισμός των σπινθηρισμών προβλέπεται προσεγγιστικά μέσω εμπειρικών σχέσεων, καθώς είναι δύσκολη η ακριβής πρόβλεψη της συμπεριφοράς τους.

Τέλος, κατά τη διάδοση των κυμάτων λαμβάνουν χώρα και άλλα φαινόμενα, λιγότερο σημαντικά. Σε αυτά ανήκει η εξασθένηση λόγω νεφώσεων, η οποία οφείλεται στην περιεκτικότητα των νεφών σε υγρασία, και η εξασθένηση από το στρώμα τήξης του πάγου. Το στρώμα αυτό βρίσκεται σε συγκεκριμένο ύψος από την επιφάνεια του εδάφους και είναι το σημείο στο οποίο το χιόνι και ο πάγος μετατρέπονται σε βροχή.

1.2.2 Εξασφάλιση ποιότητας υπηρεσιών σε Δορυφορικά Δίκτυα

Τα ψηφιακά συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών αξιολογούνται ως προς την ποιότητά τους (Quality of Service, QoS) με βάση τη διαθεσιμότητα και την ποιότητα των 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} . Στις περισσότερες περιπτώσεις, η ποιότητα υπηρεσιών σχετίζεται με το ποσοστό λανθασμένων ψηφίων που προκύπτει στην έξοδο του αποκωδικοποιητή του δέκτη που είναι φθίνουσα συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου στην είσοδό του. Η αξιοπιστία ενός συστήματος περιγράφεται ποσοτικά από το ποσοστό του χρόνου σε ετήσια βάση κατά το οποίο επιτυγχάνεται ποσοστό λαθών μικρότερο μίας συγκεκριμένης στάθμης. Κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος, κύριος στόχος είναι η ικανοποίηση των 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 αύξηση του περιθωρίου διαλείψεων βελτιώνει την ποιότητα υπηρεσιών. Εντούτοις, για τον πάροχο είναι επιθυμητή η λειτουργία υπό όσο το δυνατόν χαμηλότερο περιθώριο διαλείψεων για δεδομένη QoS στο χρήστη. Επίσης, η ισχύς εκπομπής οφείλει να είναι τόση ώστε να μην προκαλούνται παρεμβολές σε γειτονικά συστήματα που λειτουργούν, συνολικά ή τμηματικά, στην ίδια ζώνη συχνοτήτων. Γενική προσέγγιση του προβλήματος αποτελεί η προσπάθεια αύξησης του ισοδύναμου σηματοθορυβικού λόγου λήψης, επιλέγοντας βέλτιστες συνθήκες διαύλου (χρησιμοποιώντας εναλλακτικές διαδρομές μετάδοσης σήματος) και δέκτες χαμηλού εσωτερικού θορύβου. Επίσης, η δυνατότητα επεξεργασίας πολλών εκδοχών του σήματος, δηλαδή η χρησιμοποίηση διαφορικής λήψης, βελτιώνει περαιτέρω την επίδοση του συστήματος. Γενικά, η σχεδίαση ενός συστήματος αποσκοπεί στην εξασφάλιση αποδεκτής λειτουργίας κατά τη διάρκεια των χειρότερων πιθανών συνθηκών (worst case scenario). Εντούτοις, λόγω του αυξημένου κόστους των δορυφορικών υπηρεσιών, η σπατάλη πόρων δεν είναι επιθυμητή. Για το λόγο αυτό έχουν αναπτυχθεί νέοι τρόποι σχεδίασης οι οποίοι παρουσιάζονται στη συνέχεια.

1.2.3 Τεχνικές Αντιμετώπισης Διαλείψεων στο Δορυφορικό Δίαυλο

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

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 δορυφόρο 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:** Σε αυτή την κατηγορία, η απόφαση για τον έλεγχο λαμβάνεται στηριζόμενη σε πρόσφατες μετρήσεις της ισχύος λήψης.
- **Έλεγχος ισχύος κλειστού βρόχου:** Σε αυτό τον τρόπο ελέγχου, η λήψη της απόφασης από τον πομπό 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 μεγάλη καθυστέρηση στο σύστημα και αυξημένη πολυπλοκότητα.

2. Προσαρμοστικές Τεχνικές Μετάδοσης

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

- **Προσαρμοστική κωδικοποίηση (Adaptive Coding, AC):** 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):** Στηρίζεται στην ελάττωση της φασματικής απόδοσης της ζεύξης, όταν εμφανίζονται διαλείψεις, λόγω μείωσης του αριθμού των σημείων του αστερισμού του σχήματος διαμόρφωσης. Υπό δεδομένη ισχύ εκπομπής, η αραιώση των σημείων οδηγεί σε αύξηση της ελάχιστης απόστασης μεταξύ δύο διαφορετικών σημείων που έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση του λόγου E_b/N_0 που απαιτείται για την επίτευξη συγκεκριμένης στάθμης BER. Από το πρότυπο DVB-S2 παρέχεται η δυνατότητα επιλογής μεταξύ των διαμορφώσεων QPSK, 8PSK, 16APSK και 32APSK. Υπό καλές συνθήκες χρησιμοποιούνται οι διαμορφώσεις 16/32APSK που προσφέρουν υψηλές φασματικές αποδόσεις. Κατά την επιδείνωση των συνθηκών, το σύστημα μεταβαίνει σε διαμορφώσεις QPSK/8PSK χαμηλής φασματικής απόδοσης, διατηρώντας όμως 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 προβλέπει επιδείνωση των συνθηκών. Η μείωση του ρυθμού μετάδοσης οδηγεί σε ανάλογη μείωση του απαιτούμενου σηματοθορυβικού λόγου για την επίτευξη δεδομένου BER.

3. Διαφορική Προστασία

Για την αντιμετώπιση των μειονεκτημάτων των τεχνικών που παρουσιάστηκαν προηγουμένως, 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 υπό χαμηλότερο περιθώριο διαλείψεων. Τα σχήματα διαφορικής προστασίας στηρίζονται στην ταυτόχρονη λήψη του σήματος της καθοδικής 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):** Σε αυτή την περίπτωση οι πολλαπλές οδεύσεις του ίδιου σήματος έχουν ως κατάληξη περισσότερους του ενός επίγειους σταθμούς.
- **Διαφορική λήψη δορυφορικής τροχιάς (Orbital Diversity, OD):** Σε αυτή την περίπτωση οι πολλαπλές οδεύσεις του ίδιου σήματος έχουν ως αφετηρία περισσότερους του ενός δορυφόρους.

1.2.4 Η προσέγγιση της παρούσας διπλωματικής για βελτίωση της QoS στις δορυφορικές επικοινωνίες

Όπως προαναφέρθηκε, η ποιότητα υπηρεσιών σχετίζεται με το ποσοστό λανθασμένων ψηφίων που προκύπτει στην έξοδο του αποκωδικοποιητή του δέκτη, το οποίο είναι φθίνουσα συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου. Επίσης, όπως ήδη αναφέρθηκε, όσο αυξάνεται το περιθώριο διαλείψεων βελτιώνεται η ποιότητα υπηρεσιών με κόστος, όμως, αφενός την αύξηση της ισχύος εκπομπής και αφετέρου το ενδεχόμενο να προκαλούνται επιζήμιες παρεμβολές σε άλλα επίγεια συστήματα.

Στόχος της παρούσης εργασίας είναι η βελτίωση της ποιότητας υπηρεσιών με αύξηση της ισχύος λήψης στο δέκτη μέσω της βέλτιστης ενίσχυσης του δορυφορικού αναμεταδότη. Οι δυνατότητες ενίσχυσης από το δορυφόρο είναι περιορισμένες. Οι ενισχυτές που χρησιμοποιούνται στους δορυφόρους λειτουργούν συνήθως στη γραμμική περιοχή ενίσχυσης και όχι κοντά στον κορεσμό, στο σημείο λειτουργίας δηλαδή που αντιστοιχεί στη μέγιστη ισχύ εξόδου τους. Αυτό συμβαίνει διότι κατά τη λειτουργία στην περιοχή του κορεσμού εμφανίζονται μη γραμμικά φαινόμενα που προκαλούν παραμόρφωση και συνεπώς αυξάνουν το ποσοστό λανθασμένων ψηφίων στο δέκτη. Για να γίνει όμως εκμετάλλευση στο μέγιστο των δυνατοτήτων ενίσχυσης του δορυφορικού αναμεταδότη, είναι επιθυμητό η ισχύς εξόδου του ενισχυτή να είναι η μέγιστη δυνατή. Για να μπορεί λοιπόν ο ενισχυτής να λειτουργεί στην περιοχή του κορεσμού αλλά και να μειωθεί η επίπτωση των μη γραμμικών φαινομένων, η παρούσα διπλωματική εργασία μελετά την τεχνική της προαντιστάθμισης (predistortion) του σήματος, με στόχο ο ενισχυτής να λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού σαν να ήταν γραμμικός.

Συνοψίζοντας, οδηγώντας τον ενισχυτή στην περιοχή του κορεσμού με ταυτόχρονη, όμως, αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων, επιτυγχάνεται μεγαλύτερη ισχύς σήματος στην έξοδο του δορυφορικού αναμεταδότη και άρα μεγαλύτερη ισχύς λήψης στην είσοδο του επίγειου δέκτη. Με αυτό τον τρόπο, ο σηματοθορυβικός λόγος είναι μεγαλύτερος σε σχέση με το αν ο ενισχυτής λειτουργούσε στην γραμμική περιοχή. Αυτό μπορεί να μεταφραστεί είτε σε μικρότερο ποσοστό λαθών στην έξοδο του αποκωδικοποιητή του δέκτη, δηλαδή σε βελτίωση της QoS, είτε σε μικρότερη ισχύ εκπομπής για το ίδιο ποσοστό λαθών στο δέκτη, δηλαδή μείωση του περιθωρίου διαλείψεων.

Κεφάλαιο 2: Το Πρότυπο Δορυφορικών Επικοινωνιών DVB-S2 και Τεχνικές Πολλαπλής Προσπέλασης

2.1 Το Πρότυπο DVB-S2

2.1.1 Το πρότυπο δορυφορικής μετάδοσης DVB-S

Το πρότυπο DVB-S δημοσιεύθηκε από την Ομάδα Προτυποποίησης DVB (Digital Video Broadcasting) το 1999 και σχεδιάστηκε ώστε να παρέχει υπηρεσίες τηλεοπτικών προγραμμάτων DTH (Direct to Home) για τις υπηρεσίες ευρυεκπομπής μέσω δορυφόρου [12]. Η ευελιξία του προτύπου ως προς την παροχή διαφόρων τύπων υπηρεσιών οφείλεται στην υιοθέτηση της πολυπλεξίας που παρέχει το πρότυπο MPEG-2. Μάλιστα, ακολουθεί την πολύπλεξη διαίρεσης χρόνου (Time Division Multiplexing, TDM) που υιοθετεί το MPEG-2, γεγονός που επιτρέπει τη μετάδοση πολλαπλών καναλιών ανά φέρον. Επιπλέον, χρησιμοποιεί διαμόρφωση QPSK και προσαρμοστική κωδικοποίηση (Adaptive FEC) ενώ υποστηρίζει ρυθμούς κώδικα 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 και 7/8. Η προσπέλαση στο δορυφόρο πραγματοποιείται συνήθως με πολλαπλή προσπέλαση διαίρεσης χρόνου (TDMA).

Συνοπτικά, οι σημαντικότερες απαιτήσεις τις οποίες καλείται να ικανοποιήσει το DVB-S είναι οι ακόλουθες:

- Δυνατότητα επιλογής της ποιότητας της εικόνας και του ήχου με ευέλικτο τρόπο αντίστοιχα με τις ανάγκες της εκάστοτε υπηρεσίας ή χρήστη.
- Πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου σε ένα διαμορφωμένο ψηφιακό φέρον, χαρακτηριστικό που επιτρέπει τη μετάδοση πολλαπλών καναλιών ανά φέρον (Multiple Channels Per Carrier, MCPC).
- Βέλτιστη αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης αναμεταδότη.
- Ευέλικτη χρήση της χωρητικότητας μετάδοσης.
- Λειτουργία με μικρές κεραιές λήψης (π.χ. 60cm).
- EIRP από το δορυφόρο της τάξης των 51dBW.
- Ψηφιακός δέκτης (IRD) σε προσιτή τιμή.

2.1.2 Το πρότυπο δορυφορικής μετάδοσης DVB-S2

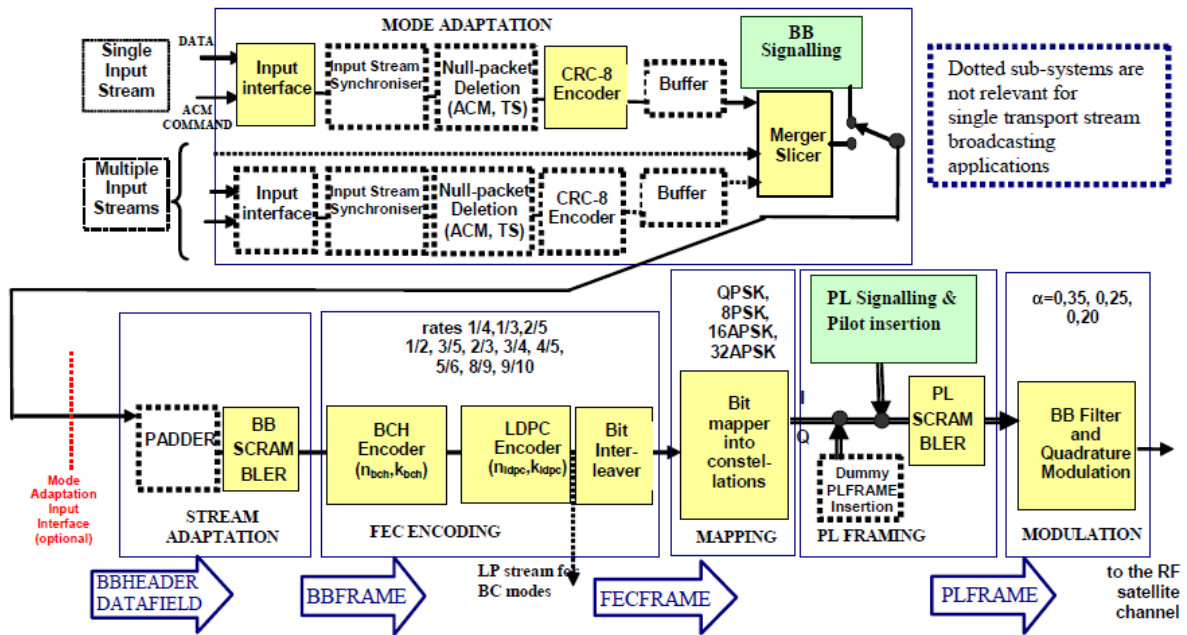
Το πρότυπο DVB-S2 αποτελεί τη δεύτερης γενιά πρότυπων δορυφορικής μετάδοσης στο πλαίσιο του προγράμματος δορυφορικού DVB. Αποτελεί εξέλιξη του προτύπου DVB-S και χρησιμοποιείται σήμερα από τους περισσότερους παρόχους δορυφορικών υπηρεσιών σε παγκόσμια κλίμακα. Έχει σχεδιασθεί για να εξυπηρετεί μεγάλη ποικιλία ευρυζωνικών υπηρεσιών και εφαρμογών, όπως εμπορική τηλεόραση, υψηλής ευκρίνειας τηλεόραση (High Definition TeleVision, HDTV), διαδραστικές υπηρεσίες (Internet) και άλλες. Η βασική καινοτομία του προτύπου έγκειται στην εισαγωγή της τεχνικής προσαρμοστικής κωδικοποίησης και διαμόρφωσης (Adaptive Coding and Modulation, ACM). Συγκεκριμένα, κατά περίπτωση χρησιμοποιούνται τα σχήματα διαμόρφωσης QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK σε συνδυασμό με αλυσιδωτή κωδικοποίηση FEC με ρυθμούς κώδικα 1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10.

Το πρότυπο DVB-S2 διαμορφώθηκε με βάση τρεις απαιτήσεις [15]:

- Μέγιστη δυνατή απόδοση μετάδοσης πλησιάζοντας τη μέγιστη χωρητικότητα του διαύλου (όριο Shannon): Για την επίτευξη αυτού, υιοθετήθηκαν συνδυασμοί τεχνικών κωδικοποίησης και διαμόρφωσης που αύξησαν το όριο διαμελισμού (granularity).
- Μεγάλη ευελιξία: Η ευελιξία του DVB-S2 που μπορεί να επιτύχει η ACM επιτρέπει την εφαρμογή του σε κάθε είδος δορυφορικών αναμεταδοτών με διαφορετική φασματική απόδοση και διαφορετικές απαιτήσεις SNR. Επιπλέον, διαθέτει συμβατότητα με διάφορους σχηματισμούς (formats) δεδομένων πληροφορίας εικόνας και ήχου (single multiple MPEG transport streams, IP & ATM packets, continuous bit streams).
- Μικρή πολυπλοκότητα των δορυφορικών δεκτών: Το DVB-S2 είναι κατάλληλα δομημένο ώστε να καλύπτει το ευρύ πεδίο εφαρμογών για το οποίο σχεδιάστηκε διατηρώντας παράλληλα σε χαμηλό από πλευράς κόστους επίπεδο την κυκλωματική πολυπλοκότητα του αποκωδικοποιητή (single chip decoder). Έτσι, είναι δυνατή η μαζική παραγωγή προϊόντων για στοχευμένες επαγγελματικές ή ευρείας κλίμακας εμπορικές εφαρμογές.

2.1.3 Το λειτουργικό διάγραμμα δομών του DVB-S2

Το πρότυπο δορυφορικών επικοινωνιών DVB-S2 είναι δομημένο ως ακολουθία λειτουργικών δομών η οποία απεικονίζεται στο Σχ. 2.1:



Σχήμα 2.1: Λειτουργικό διάγραμμα του προτύπου DVB-S2

Τα βασικά τεχνολογικά χαρακτηριστικά του προτύπου DVB-S2 είναι τα ακόλουθα:

1. Προσαρμοστική κωδικοποίηση και διαμόρφωση (ACM).

Η ACM εφαρμόζεται σε περιπτώσεις διαδραστικών (interactive) υπηρεσιών για διάφορες απαιτήσεις ποιότητας υπηρεσίας (QoS) και συνθήκες διαύλου. Μέσω της προσαρμοστικής λειτουργίας, το σύστημα προσαρμόζεται στις εκάστοτε συνθήκες διάδοσης και λειτουργίας, παρακάμπτοντας την μέχρι τότε καθιερωμένη σχεδίαση ασυρμάτων και δορυφορικών συστημάτων με βάση τη χειρότερη δυνατή περίπτωση λειτουργίας (worst case scenario). Κατέστησε, έτσι, εφικτή τη μείωση του περιθωρίου διαλείψεων όταν επικρατούν ευνοϊκές συνθήκες. Συγκεκριμένα, υπό ευνοϊκές συνθήκες λειτουργίας χρησιμοποιούνται τα σχήματα διαμόρφωσης μεταβλητής περιβάλλουσας (16APSK, 32APSK) και σχήματα κωδικοποίησης με μεγαλύτερους ρυθμούς κώδικα που προσθέτουν μικρότερο πλεονασμό για διόρθωση λαθών. Αντίθετα, όταν επικρατούν κακές συνθήκες στο δίαυλο, επιλέγονται σχήματα διαμόρφωσης σταθερής περιβάλλουσας (QPSK, 8PSK) και σχήματα κωδικοποίησης με μικρότερους ρυθμούς κώδικα, δηλαδή σχήματα που παρέχουν μεγαλύτερη διορθωτική ικανότητα. Πλεονεκτήματα που παρέχει η ACM είναι η μείωση του κόστους παροχής υπηρεσιών και η δυνατότητα αύξησης της μέσης χωρητικότητας ενός δορυφορικού συστήματος. Ανάλογα με την εφαρμογή, οι ακολουθίες εισόδου DVB-S2 μπορεί να είναι είτε απλές ή πολλαπλές ροές δεδομένων είτε ακολουθίες πακέτων. Η λειτουργική δομή προσαρμογής ρυθμού και ροής (Mode and Stream adaptation Block), όπως φαίνεται στο Σχ. 2.1, παρέχει διαδικασίες απαραίτητες για το ACM όπως συγχρονισμό, διαδραστικότητα και προσαρμογή της ροής εισόδου. Επιπλέον, είναι υπεύθυνη για τη συνένωση πολλαπλών ροών εισόδου σε ενιαίο σήμα μετάδοσης καθώς και για τον

τεμαχισμό του σήματος εισόδου σε πλαίσια FEC (FEC Blocks). Τα FEC Blocks αποτελούνται από ψηφία προερχόμενα από τις ροές εισόδου και αποσκοπούν στη μετάδοση της πληροφορίας κατά ομοιογενή τρόπο κατάλληλο για τις εκάστοτε συνθήκες μετάδοσης.

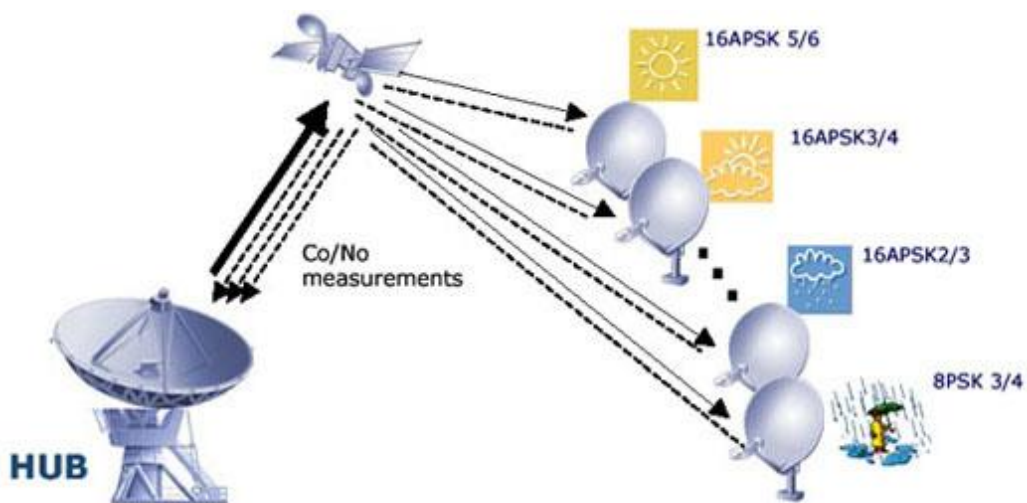
2. Κωδικοποίηση FEC

Ως τμήμα της διαδικασίας ACM, η κωδικοποίηση FEC συμβάλλει στην επίτευξη υψηλής επίδοσης ακόμη και υπό χαμηλή ισχύ λήψης. Τα σχήματα κωδικοποίησης που χρησιμοποιούνται στο πρότυπο DVB-S2 είναι τα σχήματα LDPC και BCH καθώς με κατάλληλο συνδυασμό αυτών επιτυγχάνεται προσέγγιση του ορίου Shannon σε γραμμικούς AWGN διαύλους. Οι LDPC είναι γραμμικοί συμπαγείς κώδικες που χαρακτηρίζονται από αραιούς πίνακες ισοτιμίας $H_{[(N-K) \times N]}$ όπου κάθε λέξη πληροφορίας μήκους K bits κωδικοποιείται σε μία κωδική λέξη N bits. Με σκοπό την περαιτέρω μείωση λαθών σε πακέτα που ήδη διαθέτουν χαμηλή πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου, εισάγονται εξωτερικοί κώδικες BCH με δυνατότητα διόρθωσης 8-12 λανθασμένων ψηφίων ανά πλαίσιο μετάδοσης. Το συνολικό μήκος πλαισίου αλυσιδωτής κωδικοποίησης BCH&LDPC είναι 64800 ψηφία για εφαρμογές ανεκτικές στις καθυστερήσεις και 16200 για τις υπόλοιπες.

Ο ρυθμός κώδικα ορίζεται r_c ορίζεται μέσω της σχέσης

$$r_c = \frac{k}{n}, \quad (2.1)$$

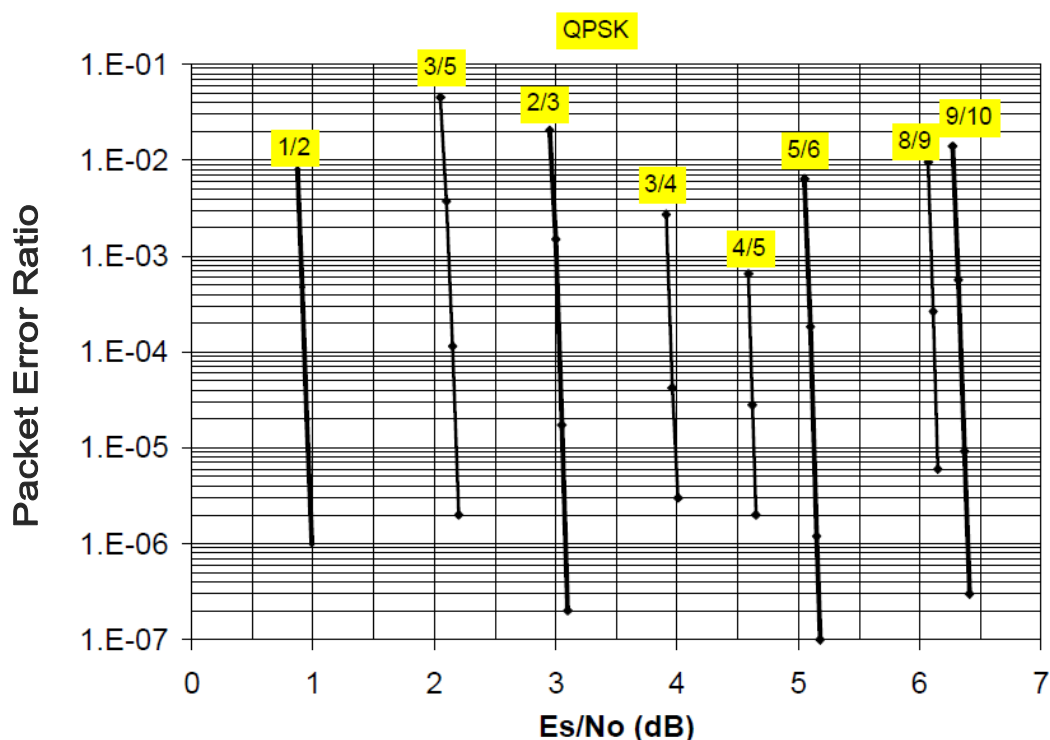
όπου k το πλήθος των ψηφίων χρήσιμης πληροφορίας και n το συνολικό πλήθος των ψηφίων που μεταδίδονται ανά κωδική λέξη, από τα οποία τα $n-k$ είναι πλεονάζοντα ψηφία.



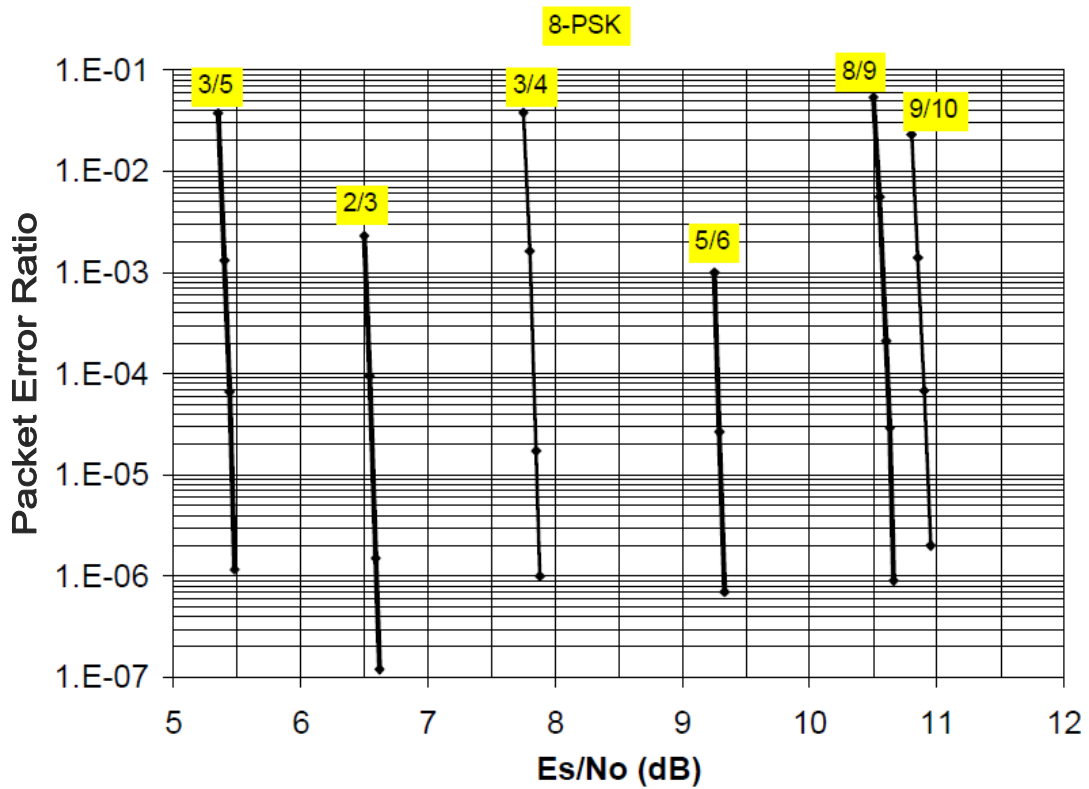
Σχήμα 2.2: Παράδειγμα εφαρμογής της ACM σε δορυφορικό δίκτυο.

Επομένως, όσο μικρότερος είναι ο ρυθμός κώδικα, δηλαδή όσο περισσότερα είναι τα πλεονάζοντα ψηφία, τόσο μεγαλύτερη είναι η διορθωτική ικανότητα του κώδικα. 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 αντίστοιχα 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 υπό δυσμενείς συνθήκες μετάδοσης, όπου ο λόγος E_s/N_o λαμβάνει πολύ μικρές μέχρι και αρνητικές τιμές. Πρέπει, ακόμη, να επισημανθεί ότι οι διαμορφώσεις υψηλότερης τάξης (8PSK, 16APSK, 32APSK) προστατεύονται από καταιγισμούς λαθών μέσω ανάδευσης των ψηφίων (*bit Interleaving*).

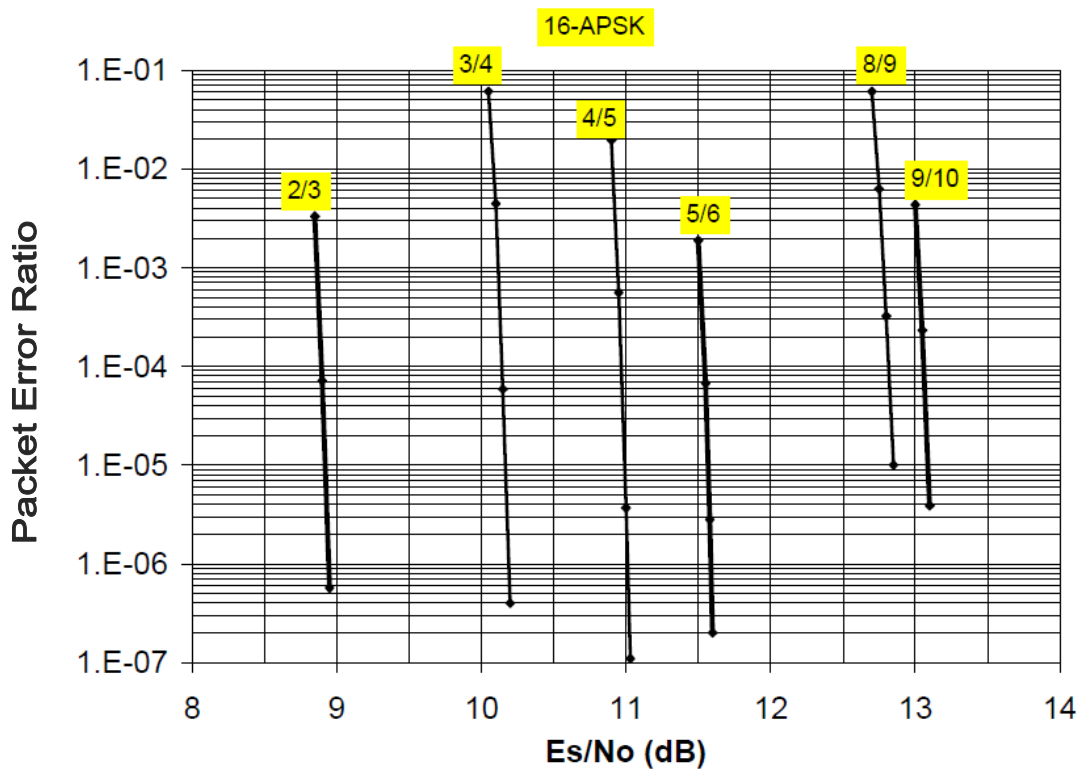
Οι απαιτήσεις ως προς το ποσοστό λαθών στο DVB-S2 είναι αυστηρότατες, 10^{-7} PER (Packet Error Ratio) για MPEG πακέτα. Αυτό μεταφράζεται σε περίπου ένα λανθασμένο πακέτο ανά ώρα υπηρεσίας σταθερού ρυθμού 5Mbps. Τα Σχ. 2.3 έως 2.6 απεικονίζουν την άριστη απόδοση της κωδικοποίησης FEC του DVB-S2 σε δίαυλο AWGN για διάφορους ρυθμούς κώδικα και διαμορφώσεις, κανονικά πλαίσια FEC (64800 ψηφίων) και μέγιστο πλήθος επαναλήψεων αποκωδικοποίησης 50 [3]. Όπως είναι φανερό από τα σχήματα, το εύρος PER (10^{-6} έως 10^{-2}) επιτυγχάνεται με πολύ μεγαλύτερο E_s/N_o λήψης όταν αυξάνει το επίπεδο διαμόρφωσης M του σχήματος διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται από την ACM.



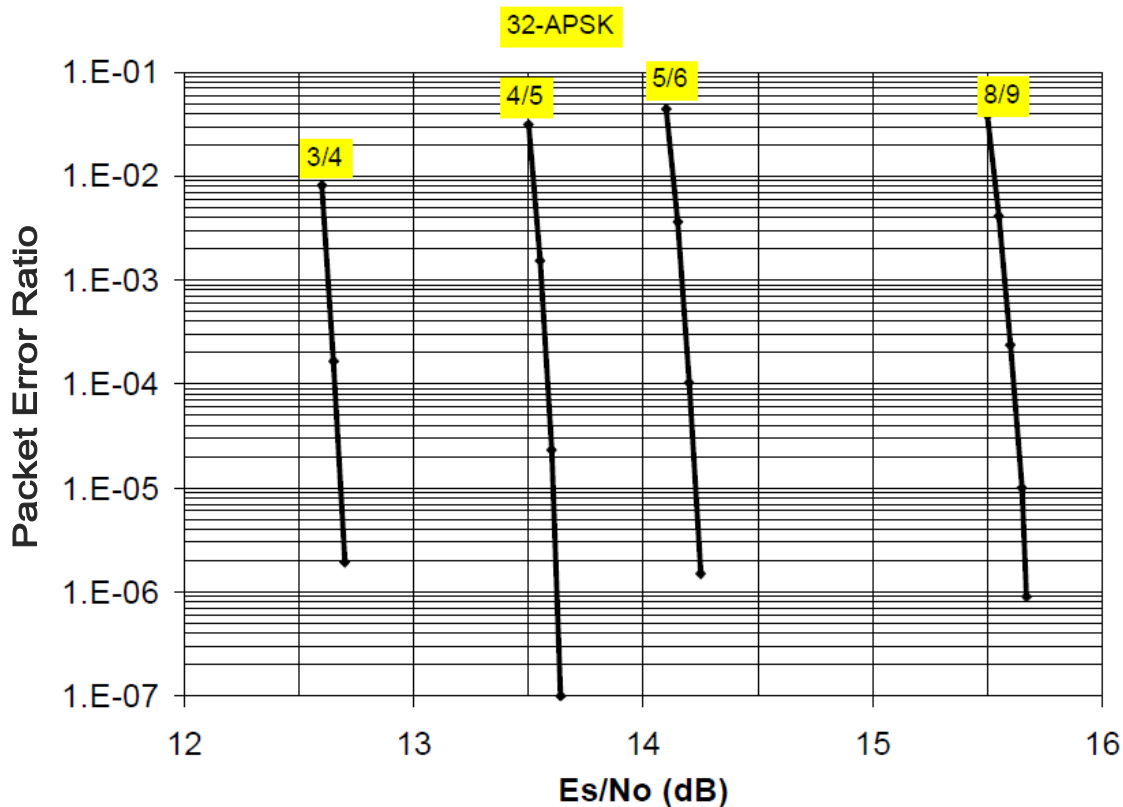
Σχήμα 2.3: Επίδοση αλυσιδωτής κωδικοποίησης του προτύπου DVB-S2 για διάφορους ρυθμούς κώδικα σε συνδυασμό με διαμόρφωση QPSK



Σχήμα 2.4: Επίδοση αλυσιδωτής κωδικοποίησης του προτύπου DVB-S2 για διάφορους ρυθμούς κώδικα σε συνδυασμό με διαμόρφωση 8PSK



Σχήμα 2.5: Επίδοση αλυσιδωτής κωδικοποίησης του προτύπου DVB-S2 για διάφορους ρυθμούς κώδικα σε συνδυασμό με διαμόρφωση 16APSK



Σχήμα 2.6: Επίδοση αλυσιδωτής κωδικοποίησης του προτύπου DVB-S2 για διάφορους ρυθμούς κώδικα σε συνδυασμό με διαμόρφωση 32APSK

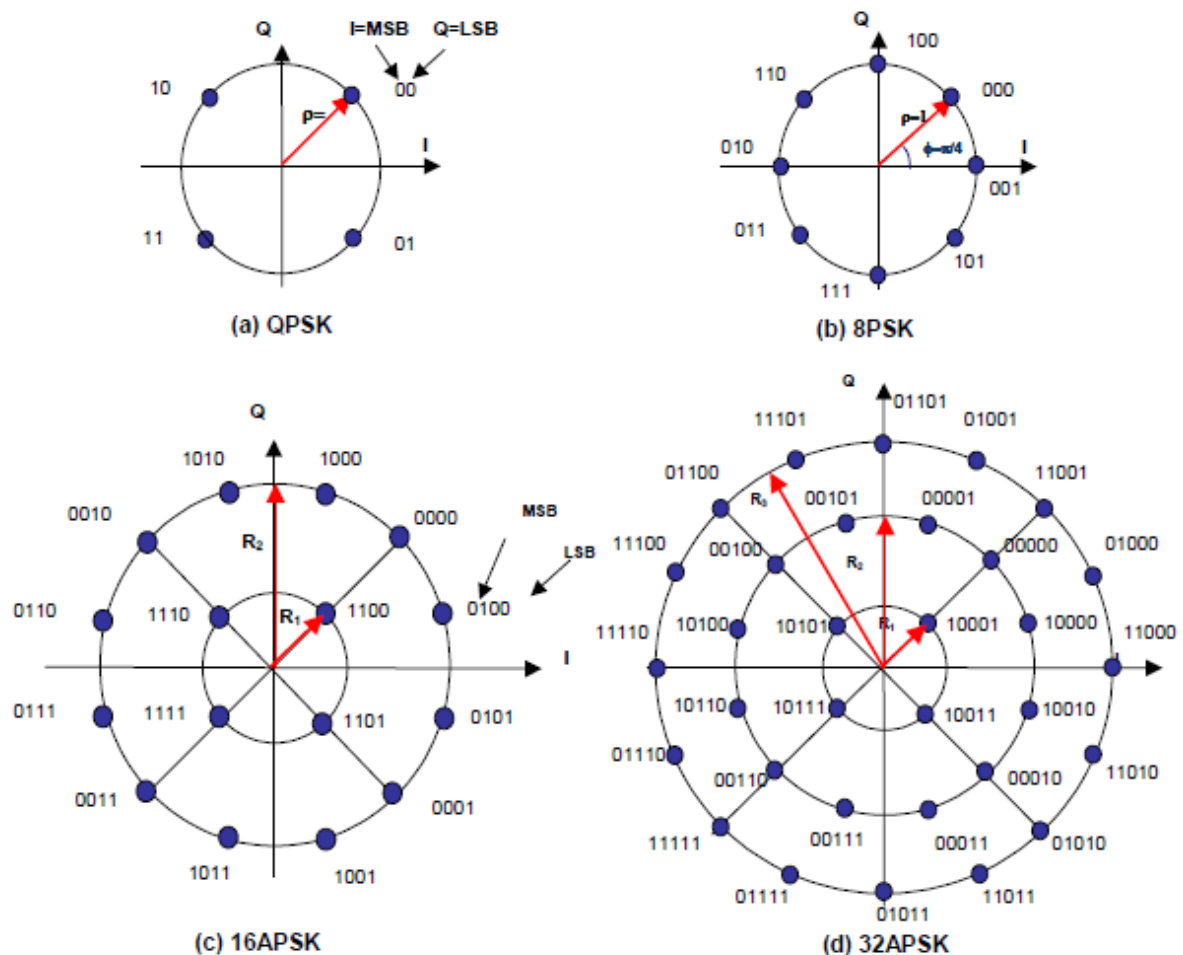
3. Διαμορφώσεις

Σύμφωνα με το πρότυπο DVB-S2 μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι τέσσερις τύποι διαμόρφωσης QPSK, 8PSK, 16APSK και 32APSK ανάλογα τις συνθήκες μετάδοσης και την εκάστοτε εφαρμογή. Σε αντιστοιχία με την επιλογή του είδους του σηματικού αστερισμού που επιλέγεται αλλά και της κωδικοποίησης FEC, μπορεί να επιτευχθεί φασματική απόδοση που κυμαίνεται από 0.5 έως 4.5 bits/symbol. Η επιλογή της επιθυμητής φασματικής απόδοσης γίνεται με βάση τις δυνατότητες του δορυφορικού αναμεταδότη. Οι ακραίες τιμές του εύρους διακύμανσης της φασματικής απόδοσης 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 $2\text{bits/symbol} \cdot 1/4 = 0.5\text{bits/symbol}$. Αντίστοιχα, διαμόρφωση 32APSK, δηλαδή 5 ψηφία ανά σύμβολο, σε συνδυασμό με κώδικα ρυθμού 9/10 επιτυγχάνει φασματική απόδοση $5\text{bits/symbol} \cdot 9/10 = 4.5\text{bits/symbol}$. Οι διαμορφώσεις 16APSK και 32APSK αποτελούν τροποποιήσεις των 16QAM και 32QAM αντίστοιχα, όπου τα σημεία του αστερισμού βρίσκονται επί περιφερειών κύκλων με στόχο τη μείωση του πλήθους των δυνατών τιμών περιβάλλουσας και, ως εκ τούτου, της δυσμενούς επίδρασης μη γραμμικών συστημάτων.

Οι QPSK και 8PSK προτείνονται για εφαρμογές ευρυεκπομπής (broadcast) καθώς η θεωρητικά σταθερή περιβάλλουσά τους δεν επηρεάζεται από ενδεχόμενη μη γραμμική λειτουργία των δορυφορικών ενισχυτών όταν αυτοί λειτουργούν κοντά στον κορεσμό.

Αντίθετα, οι διαμορφώσεις 16APSK και 32APSK χρησιμοποιούνται κυρίως σε επαγγελματικές εφαρμογές εξαιτίας της απαίτησης για υψηλότερες τιμές του SNR λήψης, αλλά μπορούν να χρησιμοποιηθούν και σε ευρυεκπομπή. Αν και οι υψηλότερης τάξης διαμορφώσεις επιτυγχάνουν υψηλή φασματική απόδοση, λόγω της μεταβλητότητας της περιβάλλουσας, είναι ευάλωτες σε μη γραμμικά φαινόμενα. Για το λόγο αυτό είναι αναγκαία η οιονεί γραμμική λειτουργία των αναμεταδοτών καθώς και η υιοθέτηση στον επίγειο σταθμό εκπομπής τεχνικών προαντιστάθμισης (predistortion techniques).

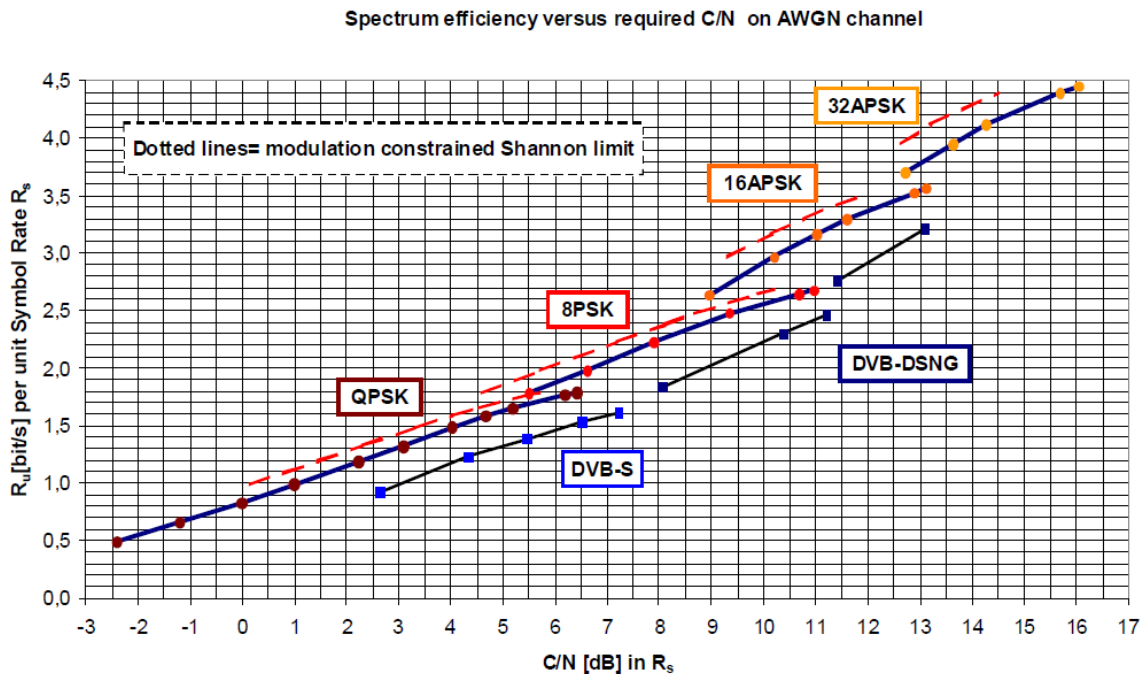
Οι σηματικοί αστερισμοί των τεσσάρων διαμορφώσεων παρουσιάζονται συνοπτικά στο Σχ. 2.7. Πρέπει να επισημανθεί ότι, για τις διαμορφώσεις σταθερής περιβάλλουσας, η αντιστοίχιση των ψηφίων επί του σηματικού αστερισμού γίνεται με βάση την κωδικοποίηση Gray, ενώ για τις διαμορφώσεις APSK – όπου δεν είναι δυνατή η εφαρμογή κωδικοποίησης Gray – τα ψηφία αντιστοιχούνται όπως φαίνεται στο Σχ. 2.7.



Σχ. 2.7: Σηματικοί αστερισμοί του προτύπου DVB-S2

4. Επίδοση του συστήματος DVB-S2

Ανάλογα με το επιλεγμένο σχήμα κωδικοποίησης και το σηματικό αστερισμό, υποθέτοντας ιδανική αποκωδικοποίηση, το σύστημα μπορεί να λειτουργήσει με PER μικρότερο του 10^{-7} σε AWGN δίαυλο, για SNRs από -2.4dB (δηλαδή για ισχύ σήματος λήψης χαμηλότερη της ισχύος θορύβου), με QPSK διαμόρφωση και αλυσιδωτή κωδικοποίηση ρυθμού 1/4, έως 16dB , με 32APSK και 9/10 κωδικοποίηση. Η απόσταση από το όριο του Shannon που επιτυγχάνεται από το σύστημα κυμαίνεται από 0.7 έως 1.2 dB , όπως φαίνεται από το Σχ. 2.8, όπου οι διακεκομμένες καμπύλες αντιπροσωπεύουν το όριο του Shannon το αντίστοιχο προς το εκάστοτε σχήμα διαμόρφωσης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα αύξηση της χωρητικότητας κατά 20-35% σε σχέση με το DVB-S ή το DVB-DSNG υπό τις ίδιες συνθήκες διάδοσης ή εναλλακτικά 2-2.5 dB ανθεκτικότερη στο θόρυβο λήψη για την ίδια φασματική απόδοση.

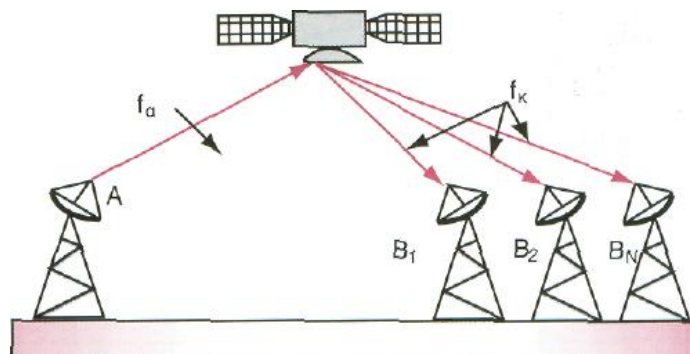


Σχήμα 2.8: Απαιτούμενο SNR συναρτήσει της φασματικής απόδοσης σε δίαυλο AWGN

Στο Σχ. 2.8 δίδονται καμπύλες του ρυθμού μετάδοσης χρήσιμης πληροφορίας R_u που επιτυγχάνονται από διάφορα συστήματα (DVB-S2, DVB-S, DVB-DSGN) συναρτήσει της ισχύος λήψης στο δέκτη. Ο ρυθμός R_u είναι ανηγμένος ως προς το μοναδιαίο ρυθμό συμβόλου ($R_s = 1$ baud). Παρατηρείται ότι κάθε είδος διαμόρφωσης 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 συνολικό εύρος ζώνης μετά τη διαμόρφωση, όπου α ο συντελεστής εξάπλωσης του επιλεγμένου προσαρμοσμένου φίλτρου. Η υιοθέτηση μικρότερου συντελεστή αυξάνει τη χωρητικότητα του συστήματος όμως, παράλληλα, μπορεί να επεκτείνει τη δυσμενή επίπτωση από μη γραμμικά φαινόμενα κατά τη δορυφορική μετάδοση [2].

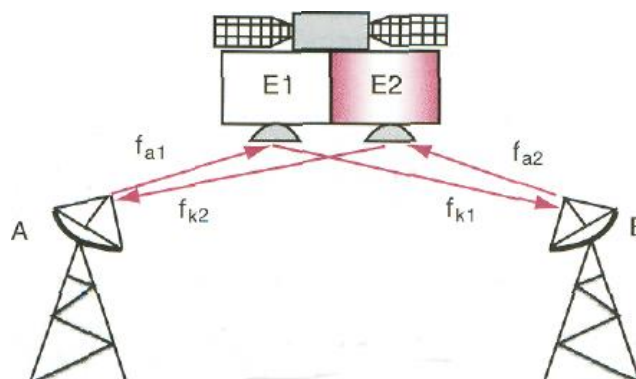
2.2 Οι τεχνικές πολλαπλής προσπέλασης στο πρότυπο DVB-S2

Ο δορυφόρος είναι ένας τηλεπικοινωνιακός κόμβος, μέσω του οποίου οι χρήστες του δορυφορικού συστήματος πρέπει να διασυνδέονται με ευέλικτο τρόπο. Στο Σχ. 2.9 φαίνεται μια απλή ζεύξη μεταξύ ενός επίγειου σταθμού A που λειτουργεί μόνο ως πομπός και πολλών αποδεκτών B. Στο δορυφορικό αναμεταδότη πρέπει να γίνεται μετατροπή της προς τα άνω συχνότητας f_a στην προς τα κάτω συχνότητα f_k , κυρίως προς απομόνωση της εισόδου του αναμεταδότη από την έξοδό του.



Σχήμα 2.9 : Απλή δορυφορική ζεύξη

Στο Σχ. 2.10 φαίνεται ένα περισσότερο σύνθετο δορυφορικό δίκτυο, το οποίο εξυπηρετεί τη διπλή ζεύξη μεταξύ δύο επίγειων σταθμών A και B. Το σύστημα αυτό περιλαμβάνει δύο άνω-ζεύξεις και δύο κάτω-ζεύξεις, οπότε απαιτούνται τέσσερις φέρουσες συχνότητες (ζώνες συχνοτήτων) για να εξασφαλιστεί η συνεχής επικοινωνία μεταξύ των επίγειων σταθμών A και B και προς τις δύο κατευθύνσεις.

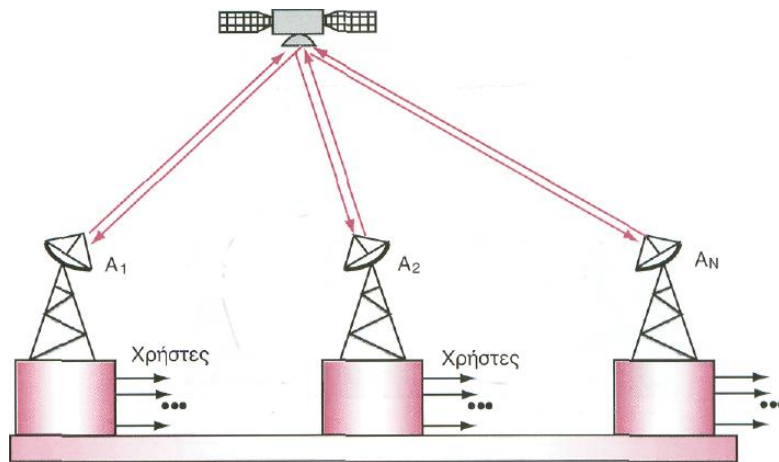


Σχήμα 2.10 : Αμφίδρομη επικοινωνία μεταξύ δύο επίγειων σταθμών

Στα σύγχρονα δορυφορικά δίκτυα ο δορυφόρος είναι ο κόμβος που διασυνδέει ένα μεγάλο αριθμό διασπαρμένων σε ευρείες γεωγραφικές περιοχές επίγειων σταθμών με αμφίδρομες ζεύξεις. Οι παρεχόμενες τηλεπικοινωνιακές υπηρεσίες ποικίλλουν από σταθερές δορυφορικές υπηρεσίες έως υπηρεσίες κινητών δορυφορικών επικοινωνιών. Ο δορυφόρος είναι στην ουσία ένας επαναλήπτης ευρείας ζώνης με δυνατότητες πολλαπλής

προσπέλασης από τους επίγειους σταθμούς (Σχ. 2.11). Στη γενική περίπτωση διακρίνονται δύο είδη προβλημάτων.

1. Η προσπέλαση στον επίγειο σταθμό από πολλούς χρήστες
2. Η προσπέλαση στο δορυφόρο από πολλούς επίγειους σταθμούς.



Σχ. 2.11 : Προσπέλαση από πολλούς επίγειους σταθμούς

Το πρώτο πρόβλημα αντιμετωπίζεται με εφαρμογή των γνωστών μεθόδων πολυπλεξίας/αποπολυπλεξίας σε επίγεια συστήματα. Το δεύτερο πρόβλημα, που αποκτά ιδιαίτερη βαρύτητα στα δορυφορικά συστήματα, επιλύεται με την επιλογή του κατάλληλου σχήματος πολλαπλής προσπέλασης μεταξύ των τριών βασικά σχημάτων πολλαπλής προσπέλασης: FDMA, TDMA και CDMA. Στη γενική περίπτωση, το σχήμα πολλαπλής προσπέλασης του δορυφόρου πρέπει να αξιοποιεί κατά βέλτιστο τρόπο τους πόρους και τις παραμέτρους του δορυφορικού συστήματος μεταξύ των οποίων περιλαμβάνονται:

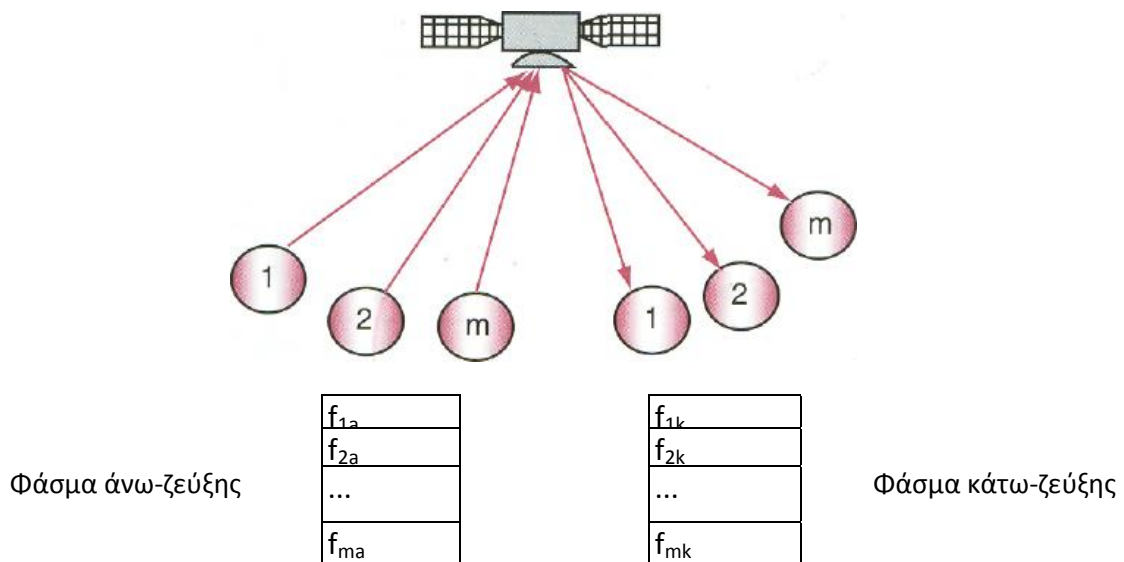
- Η ισχύς εκπομπής των αναμεταδοτών του δορυφόρου
- Το εύρος ζώνης ραδιοσυχνοτήτων που διαθέτει το δορυφορικό σύστημα
- Η δυνατότητα πολλαπλών διασυνδέσεων
- Η δυνατότητα προσαρμογής του συστήματος πολλαπλής προσπέλασης σε πιθανή επέκταση του συστήματος ή αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης.
- Το κόστος της εκάστοτε παρεχόμενης λύσης
- Η πολυπλοκότητα των επίγειων σταθμών
- Η ανάγκη ασφάλειας της πληροφορίας για εξειδικευμένες εφαρμογές

Καμία τεχνική δεν είναι δυνατό να παράσχει αυτοδύναμα τη βέλτιστη συνολικά λύση. Για το λόγο αυτό απαιτείται η λεπτομερής μελέτη όλων των διαθέσιμων τεχνικών σε συνδυασμό με την τηλεπικοινωνιακή υπηρεσία, ώστε να επιλέγεται η κατά περίπτωση βέλτιστη λύση.

2.2.1 Πολλαπλή προσπέλαση διαίρεσης συχνότητας (FDMA)

Στο Σχ. 2.12 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα ενός συστήματος πολλαπλής προσπέλασης διαίρεσης συχνότητας. Κάθε άνω-ζεύξη πραγματοποιείται σε προκαθορισμένη ζώνη συχνοτήτων μέσα στο διαθέσιμο συνολικά εύρος ζώνης RF του δορυφορικού συστήματος. Στο δορυφόρο κάθε συχνότητα άνω-ζεύξης ($f_{1a}, f_{2a}, \dots, f_{ma}$) μετατρέπεται στην αντίστοιχη συχνότητα κάτω-ζεύξης ($f_{1k}, f_{2k}, \dots, f_{mk}$). Κάθε επίγειος σταθμός λήψης με κατάλληλη διαδικασία αποπολυπλεξίας μπορεί να επιλέγει μόνο την επιθυμητή ζώνη συχνότητας που αντιστοιχεί σε κάποιους από τους επίγειους πομπούς.

Η εκχώρηση συχνοτήτων σε κάθε επίγειο σταθμό μπορεί να γίνεται είτε στατικά, είτε δυναμικά ανάλογα με την τηλεπικοινωνιακή ζήτηση. Στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα με υψηλή τηλεπικοινωνιακή κίνηση, η στατική εκχώρηση μιας προκαθορισμένης φασματικής περιοχής σε κάθε επίγειο σταθμό είναι συνήθως η περισσότερο αποδοτική λύση. Αντίθετα, σε συστήματα με περιορισμένη τηλεπικοινωνιακή κίνηση, η επιθυμητή λύση είναι η δυναμική εκχώρηση φάσματος, κατά την οποία ένα διαθέσιμο κανάλι εκχωρείται σε μια ζεύξη μεταξύ δύο επίγειων σταθμών εφόσον ζητηθεί και μόνο κατά τη διάρκεια της σύνδεσης.



Σχήμα 2.12 : Πολλαπλή προσπέλαση διαίρεσης συχνότητας

Τα συστήματα δυναμικής εκχώρησης μπορούν να ικανοποιούν μεγαλύτερο πλήθος χρηστών, εφόσον ο χρόνος επικοινωνίας είναι σχετικά μικρός. Το σημαντικό μειονέκτημα είναι η μεγαλύτερη πολυπλοκότητα του επίγειου σταθμού. Στα συστήματα πολλαπλής προσπέλασης διαίρεσης συχνότητας πρέπει να υπάρχει επαρκής διαχωρισμός των

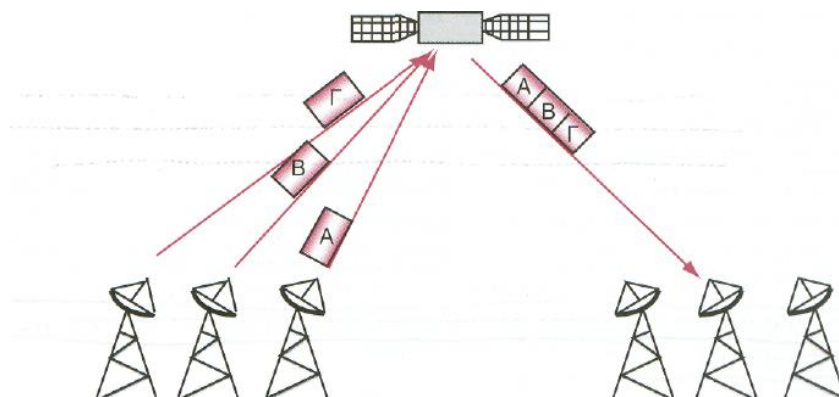
φασμάτων των διαφορετικών φερόντων ($f_{1a}, f_{2a}, \dots, f_{ma}$), ώστε να αποφεύγονται φαινόμενα διασταύρωσης συνομιλίας (cross talk). Τα φαινόμενα αυτά αποτελούν ένα είδος παρεμβολής γειτονικού διαύλου και προκαλούνται από την επίδραση της μη γραμμικής ενίσχυσης στο δορυφόρο, όταν ο ενισχυτής ισχύος λειτουργεί κοντά στον κορεσμό. Τότε, όπως θα αναλυθεί και στο κεφάλαιο 3, προκαλείται εξάπλωση φάσματος. Η προσομοίωση δύο φερόντων που γίνεται στην παρούσα διπλωματική εργασία (κεφάλαιο 4) αποσκοπεί στη μελέτη της παρεμβολής αυτής σε συστήματα πολλαπλών φερόντων.

2.2.2 Πολλαπλή προσπέλαση διαίρεσης χρόνου (TDMA)

Στα δορυφορικά συστήματα πολλαπλής προσπέλασης χρόνου εκχωρείται ένα προκαθορισμένο χρονικό διάστημα σε κάθε επίγειο σταθμό, κατά το οποίο ο σταθμός συνδέεται με το δορυφορικό αναμεταδότη που τον εξυπηρετεί. Στη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος ο επίγειος σταθμός κάνει αποκλειστική χρήση του δορυφορικού αναμεταδότη. Η ύπαρξη μιας και μόνης φέρουσας συχνότητας, σε αντίθεση με το FDMA, αποτρέπει τη δημιουργία του φαινομένου διασταύρωσης συνομιλίας λόγω των γινομένων ενδοδιαμόρφωσης οπότε ο ενισχυτής του δορυφορικού αναμεταδότη μπορεί να λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού παρέχοντας τη μέγιστη δυνατή ισχύ εξόδου στην προς τα κάτω ζεύξη.

Μια βασική απαίτηση του σχήματος πολλαπλής προσπέλασης διαίρεσης χρόνου είναι ότι οι επίγειοι σταθμοί καθώς και οι αντίστοιχοι δορυφορικοί αναμεταδότες αποτελούν τμήματα ενός συστήματος το οποίο πρέπει να είναι συγχρονισμένο ώστε να μην προκαλούνται χρονικές επικαλύψεις μεταξύ των σημάτων που εκπέμπονται από τους επίγειους σταθμούς.

Στο Σχ. 2.13 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα ενός δορυφορικού συστήματος TDMA. Σε κάθε επίγειο σταθμό εκχωρείται περιοδικά μια χρονική σχισμή, στη διάρκεια της οποίας ο σταθμός εκπέμπει ένα καταιγισμό πληροφορίας. Το σύνολο των χρονικών σχισμών αποτελεί το χρονικό πλαίσιο του δορυφορικού αναμεταδότη με διάρκεια T_f που είναι συνήθως μερικά ms ($T_f = 2\text{ms}$).



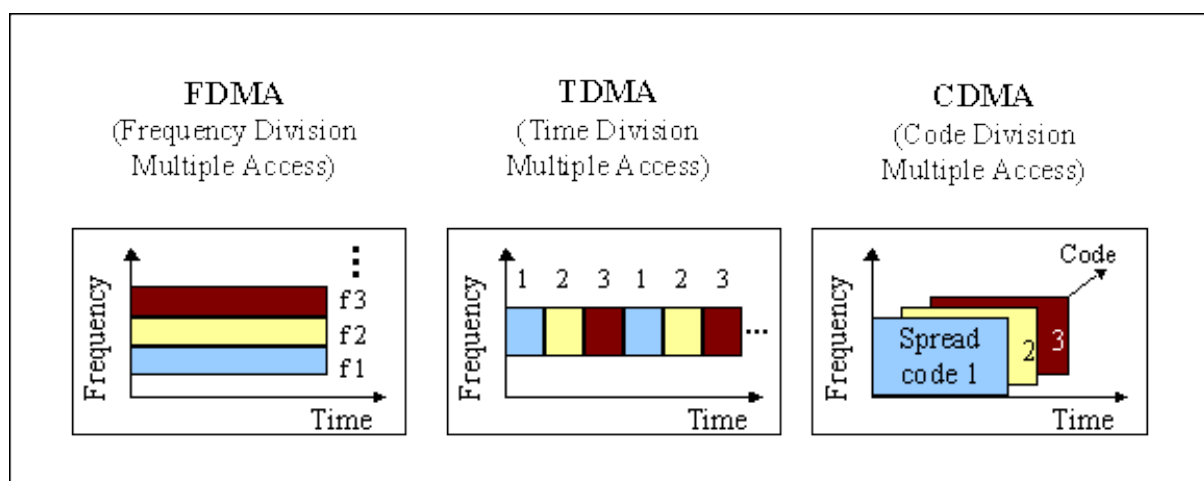
Σχήμα 2.13 : Αρχή λειτουργίας του TDMA

2.2.3 Πολλαπλή προσπέλαση διαίρεσης κώδικα (CDMA)

Σύμφωνα με το σχήμα πολλαπλής προσπέλασης διαίρεσης κώδικα, η επικοινωνία μεταξύ των χρηστών γίνεται ταυτόχρονα στην ίδια περιοχή συχνότητας. Επιπλέον, κάθε χρήστης καταλαμβάνει συνεχώς όλο το διαθέσιμο εύρος ζώνης του δορυφορικού αναμεταδότη. Συνεπώς, δεν απαιτείται ούτε διαχωρισμός συχνότητας ούτε χρονικός διαχωρισμός. Σε κάθε επίγειο σταθμό το ψηφιακό πληροφοριακό του προς μετάδοση σήματος περιεχόμενο πολλαπλασιάζεται με μια ψηφιακή ακολουθία η οποία δημιουργείται τοπικά και διαθέτει δύο ιδιότητες:

- Κάθε ακολουθία μπορεί εύκολα να διαχωρισθεί από κάθε παραλλαγή της που προκύπτει με χρονική ολίσθησή της
- Κάθε ακολουθία διαφοροποιείται από όλες τις άλλες που συναποτελούν το σύνολο των ψηφιακών ακολουθιών που χρησιμοποιούνται από όλους τους επίγειους σταθμούς.

Η αξιοποίηση των ιδιοτήτων αυτών στον επίγειο δέκτη καθιστά δυνατό το διαχωρισμό των σημάτων λήψης ακόμα και όταν χρησιμοποιούν το ίδιο εύρος ζώνης και εκπέμπονται στο ίδιο χρονικό διάστημα. Φαινόμενα διασταύρωσης συνομιλίας στο σύστημα πολλαπλής προσπέλασης διαίρεσης κώδικα παρουσιάζονται μόνο όταν δεν είναι δυνατή η απόρριψη των ανεπιθύμητων εκδοχών στον αποκωδικοποιητή του δέκτη. Το σύστημα πολλαπλής προσπέλασης διαίρεσης κώδικα έχει ως πλεονέκτημα έναντι του TDMA το ότι δεν απαιτείται ελεγχόμενο χρονικό διάστημα για την εκπομπή σημάτων άνω ζεύξης από τους επίγειους σταθμούς του συστήματος. Όμως, η απόδοση του CDMA εξαρτάται σε σημαντικό βαθμό από την ικανότητα του δέκτη να διαχωρίζει τις ανεπιθύμητες εκδοχές, διαδικασία ιδιαίτερα δύσκολη όταν αυξηθεί σημαντικά ο αριθμός των επίγειων σταθμών που εξυπηρετούνται από το σύστημα .



Σχ. 2.14: Τεχνικές Πολλαπλής προσπέλασης FDMA, TDMA, CDMA

Οι ψηφιακές ακολουθίες δημιουργούνται από γεννήτριες κωδίκων οι οποίες παράγουν περιοδικές ψευδοτυχαίες ακολουθίες δυαδικών συμβόλων. Η ψηφιακή ακολουθία που αντιπροσωπεύει τη διεύθυνση ενός σταθμού είτε διαμορφώνεται απευθείας με το φέρον σήμα, οπότε προκύπτει το "απευθείας σύστημα πολλαπλής προσπέλασης διαίρεσης κώδικα" (DS-CDMA), είτε χρησιμοποιείται για να εναλλάσσει συνεχώς τη φέρουσα συχνότητα φέροντος, οπότε προκύπτει το "CDMA εναλλαγών συχνότητας" (FH-CDMA).

Ο συνδυασμός αυτός της ψηφιακής ακολουθίας διεύθυνσης με το διαμορφωμένο φέρον άνω ζεύξης έχει γενικά ως αποτέλεσμα την αύξηση του εύρους ζώνης που καταλαμβάνει το σήμα εκπομπής. Για το λόγο αυτό το σύστημα CDMA αναφέρεται και ως σύστημα πολλαπλής προσπέλασης απλωμένου φάσματος (SSMA) [1].

Κεφάλαιο 3: Ενίσχυση Υψηλής Ισχύος σε Δορυφορικούς Αναμεταδότες με Αντιστάθμιση μη Γραμμικών Φαινομένων

3.1 Δομή δορυφορικού επαναλήπτη

Ο δορυφορικός επαναλήπτης είναι ένας ιδιαίτερα πολύπλοκος και, λόγω των δυσμενών συνθηκών λειτουργίας, υψηλού κόστους πομποδέκτης [1]. Αποτελεί τη διασύνδεση πολλών επιμέρους αναμεταδοτών και συγκροτείται από τα εξής επιμέρους τμήματα, όπως φαίνεται και στο Σχ. 3.1(α):

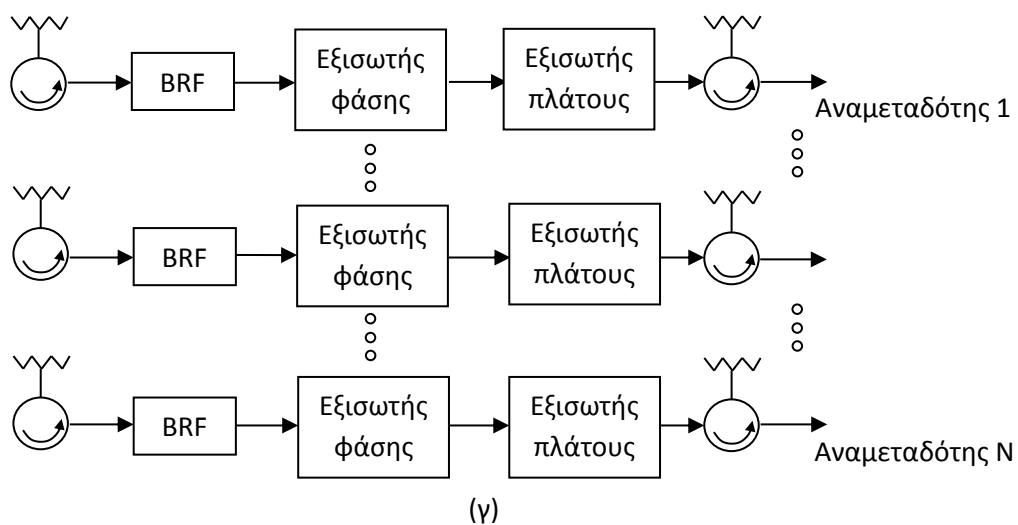
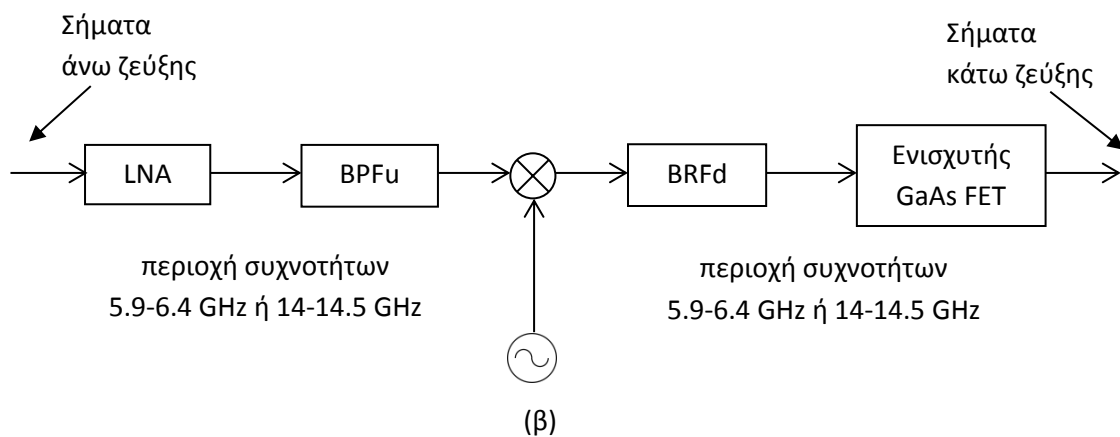
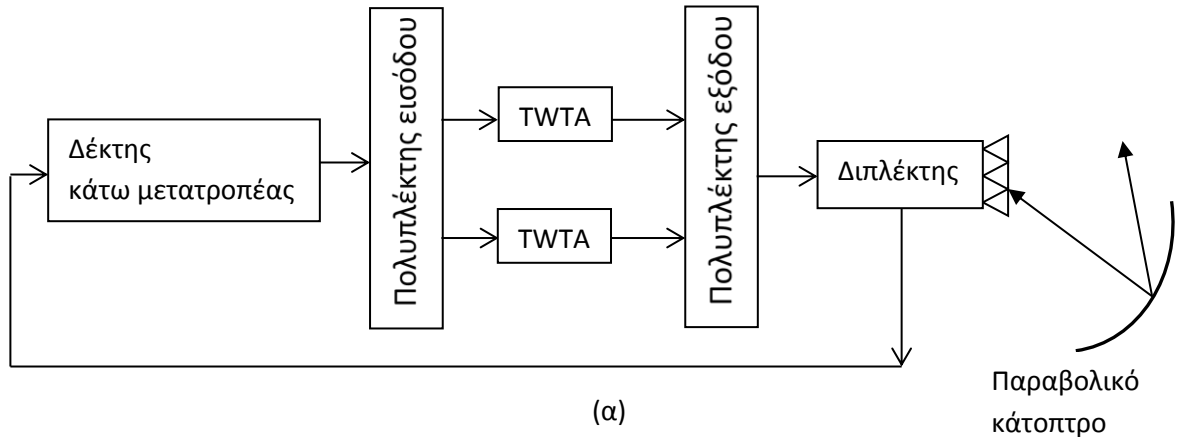
- Τη βαθμίδα δέκτη/κάτω μετατροπέα συχνότητας.
- Τον πολυπλέκτη εισόδου.
- Τις βαθμίδες ενίσχυσης.
- Τον πολυπλέκτη εξόδου.

Ο δέκτης-κάτω μετατροπέας συχνότητας είναι ένα σύστημα ευρείας ζώνης στην περιοχή 5.9 – 6.4 GHz για δορυφόρους που λειτουργούν στη ζώνη C ή στην περιοχή 14 έως 14.5 GHz για δορυφόρους που λειτουργούν στην ζώνη Ku. Το σήμα ανόδου φιλτράρεται από ζωνοπερατό φίλτρο τύπου κυματοδηγού εύρους 500 MHz και στην συνέχεια ενισχύεται από παραμετρικό ενισχυτή ή ενισχυτή τύπου GaAs FET, δηλαδή ενισχυτές χαμηλού θορύβου με συντελεστή θορύβου που κυμαίνεται από 2 έως 3 db. Το φιλτραρισμένο και ενισχυμένο δορυφορικό σήμα μετατίθεται στην περιοχή της συχνότητας καθόδου. Το σήμα που προκύπτει, στην περιοχή 3.7 έως 4.2 GHz για δορυφόρους που λειτουργούν στη ζώνη C, ή στην περιοχή 11.7 έως 12.2 GHz για δορυφόρους που λειτουργούν στη ζώνη Ku, ενισχύεται και πάλι από ενισχυτές τύπου GaAs FET και μέσω απομονωτή φερρίτη για την αποφυγή ανακλάσεων οδηγείται στον πολυπλέκτη εισόδου. Οι ανωτέρω διαδικασίες φαίνονται στο λειτουργικό διάγραμμα του Σχ. 3.1(β).

Ο πολυπλέκτης εισόδου έχει ως στόχο να διαχωρίσει το δορυφορικό σήμα σε πολλά επιμέρους κανάλια καθένα από τα οποία οδηγείται προς περαιτέρω επεξεργασία σε ξεχωριστό απλό αναμεταδότη. Το εύρος των καναλιών στα οποία αποσυντίθεται το συνολικό δορυφορικό σήμα εξαρτάται από τον τύπο του δορυφορικού συστήματος. Συνήθως, το δορυφορικό σήμα διασπάται σε κανάλια αναμεταδότη με κεντρικές συχνότητες που απέχουν 36 MHz. Στην περίπτωση όπου το σύστημα εκμεταλλεύεται αναχρησιμοποίηση συχνότητας προκύπτουν 16 κανάλια αναμεταδότη. Ο πολυπλέκτης εισόδου συνήθως αποτελείται από κυκλοφορητές, ζωνοπερατά φίλτρα και εξισωτές πλάτους και φάσης όπως φαίνεται στο Σχ. 3.1(γ).

Οι βαθμίδες ενίσχυσης κάθε αναμεταδότη ενισχύουν το χαμηλής ισχύος σήμα του ραδιοδιαύλου ανόδου μέσω ενισχυτών TWTΑ. Προενισχυτές ρυθμίζουν τη στάθμη εισόδου για τους ενισχυτές TWTΑ ώστε να λειτουργούν στην επιθυμητή περιοχή. Η ενισχυτική

ικανότητα των ενισχυτών αυτών κυμαίνεται στο εύρος 30 έως 100W για αναμεταδότες εύρους 36 MHz στη ζώνη Ku. Οι ενισχυτές TWTA καθορίζουν την ισχύ εξόδου του αναμεταδότη. Συνήθως λειτουργούν πολύ κοντά στο σημείο κορεσμού και συνεπώς αποτελούν το κύριο μη γραμμικό δίκτυο του αναμεταδότη που επηρεάζει δραστικά την επίδοση της δορυφορικής ζεύξης [5].



Σχήμα 3.1: (α) Λειτουργικό διάγραμμα δορυφορικού αναμεταδότη, (β) Λειτουργικό διάγραμμα δέκτη-κάτω μετατροπέα συχνότητας, (γ) Λειτουργικό διάγραμμα πολυπλέκτη εισόδου

Οι έξοδοι από τους ενισχυτές TWTA συνδυάζονται σε ένα σήμα μέσω του πολυπλέκτη εξόδου, ο οποίος αφενός επιτυγχάνει την απαιτούμενη εκτός ζώνης φασματική απόρριψη και αφετέρου παρέχει την αναγκαία καταπίεση των σημάτων που παράγονται σε αρμονικές συχνότητες λόγω της μη γραμμικής ενίσχυσης από τους ενισχυτές TWTA. Επίσης, είναι δυνατό να χρησιμοποιηθούν διαιρέτες ισχύος στην είσοδο του πολυπλέκτη εξόδου ώστε να επιτευχθεί η επιθυμητή διαβάθμιση ισχύος για την κάλυψη της γης κατά τρόπο ελεγχόμενο από τον επίγειο σταθμό.

3.2 Ενισχυτές υψηλής ισχύος

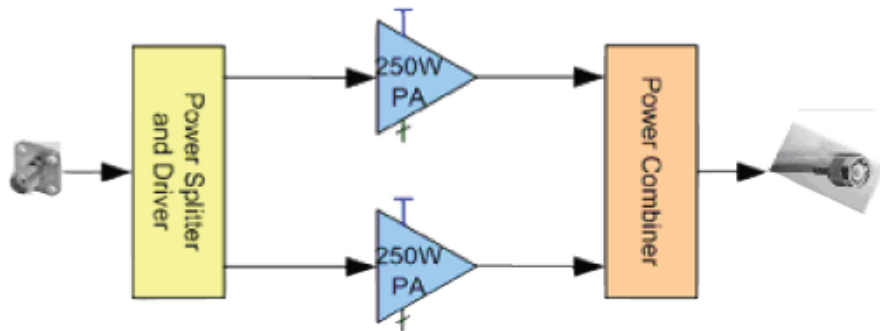
3.2.1 Τύποι ενισχυτών υψηλής ισχύος

Ένα δορυφορικό σύστημα επικοινωνιών συγκροτείται από επίγειους σταθμούς ή κόμβους που επικοινωνούν μέσω τηλεπικοινωνιακών δορυφόρων. Οι βαθμίδες ενίσχυσης στα συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών αποτελούνται από ενισχυτές υψηλής ισχύος (High Power Amplifiers, HPA) ή ενισχυτές χαμηλού θορύβου (Low Noise Amplifiers, LNA). Στην πλευρά της εκπομπής, χρησιμοποιούνται ενισχυτές υψηλής ισχύος που προσδίδουν στο σήμα ραδιοσυχνότητας (Radio-Frequency, RF) την τελική ισχύ εκπομπής, ενώ στην πλευρά της λήψης χρησιμοποιούνται ενισχυτές χαμηλού θορύβου προκειμένου να ενισχύσουν το πολύ ασθενές σήμα που φθάνει στο δέκτη μέσω του ραδιοδιαύλου καθόδου και να καταστήσουν δυνατή την περαιτέρω επεξεργασία του.

Υπάρχουν δύο κατηγορίες ενισχυτών υψηλής ισχύος: οι ενισχυτές τύπου σωλήνα οδεύοντος κύματος (Traveling Wave Tube Amplifiers, TWTA) και οι ενισχυτές ισχύος στερεάς κατάστασης (Solid State Power Amplifiers, SSPA). Η κατηγορία των ενισχυτών TWTA εξακολουθεί μέχρι σήμερα να προσφέρει την καλύτερη επίδοση μεταξύ των ενισχυτών ισχύος HPA όσον αφορά την αποδοτικότητα ισχύος, το μέγεθος και το κόστος, υστερούν, ωστόσο, των ενισχυτών ισχύος SSPA ως προς τη γραμμικότητα της ενίσχυσης [13]. Για το λόγο αυτό, όπως αναλύεται στη συνέχεια, εισάγονται τεχνικές αντιστάθμισης των μη γραμμικών φαινομένων, όπως η γραμμικοποίηση της λειτουργίας του ενισχυτή, ή τεχνικές αντιστάθμισης της μη γραμμικότητας (predistortion), που καθιστούν την επίδοση των TWTA συνολικά συγκρίσιμη ή και καλύτερη των συμβατικών SSPA.

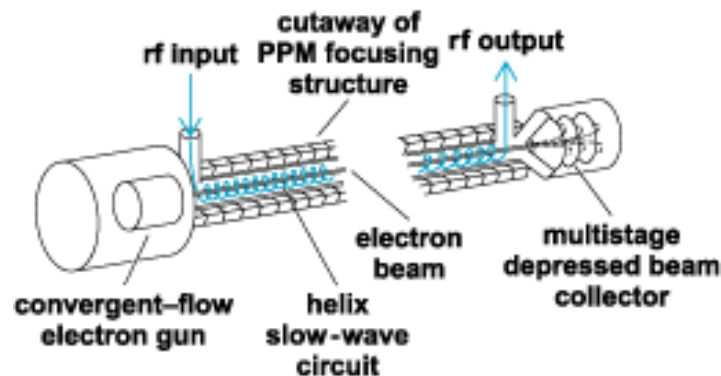
Στους ενισχυτές SSPA, όπως φαίνεται και στο Σχ. 3.2, το RF σήμα διαιρείται μέσω ενός μικροκυματικού διαχωριστή ισχύος (power splitter) σε συμμετρικούς παράλληλους κλάδους, έκαστος των οποίων συνδέεται μέσω ομοαξονικών καλωδίων με το διαχωριστή και περιλαμβάνει διαφορετικό τμήμα ενίσχυσης ισχύος. Οι ενισχυμένες έξοδοι κάθε κλάδου αθροίζονται μέσω παθητικού συμπλέκτη ισχύος (power combiner) ο οποίος προωθεί με τη σειρά του το υψηλής ισχύος σήμα στην έξοδο του SSPA. Θεωρητικά, δεν υπάρχει περιορισμός στο πλήθος των παράλληλων κλάδων. Ωστόσο, τίθενται περιορισμοί που αφορούν κυρίως το μέγεθος του συμπλέκτη και τη διάχυση της παραγόμενης θερμότητας. Στην περίπτωση όπου κάποιος κλάδος παρουσιάσει πρόβλημα ή τεθεί εκτός λειτουργίας

για συντήρηση, ο ενισχυτής SSPA εξακολουθεί να λειτουργεί κανονικά, ωστόσο μειώνεται η ισχύς εξόδου.



Σχήμα 3.2: Λειτουργία SSPA

Όσον αφορά την αρχή λειτουργίας των ενισχυτών TWTA, οι ενισχυτές αυτού του τύπου αποκτούν την ενισχυτική τους ικανότητα χρησιμοποιώντας το μικροκυματικό σήμα για τον έλεγχο της φάσης των κυμάτων σε μια κοιλότητα συντονισμού. Όπως φαίνεται και στο Σχ. 3.3, το RF σήμα ενισχύεται καθώς οδεύει στο εσωτερικό μιας διάταξης περιοδικής μορφής που ονομάζεται σωλήνας. Η ενίσχυση επιτυγχάνεται μέσω της αλληλεπίδρασης του ηλεκτρικού πεδίου που επάγεται από το RF σήμα και της ηλεκτρικής δέσμης που παράγεται από την κάθοδο του σωλήνα, με τελικό αποτέλεσμα τη μεταφορά ενέργειας από την ηλεκτρονική δέσμη στο RF σήμα καθώς το τελευταίο οδεύει προς την άνοδο-έξοδο του σωλήνα. Οι ενισχυτές TWTA μπορούν να ενισχύσουν δορυφορικά σήματα εύρους συχνοτήτων έως και 500MHz.



Σχήμα 3.3: Λειτουργία TWTA

Όπως συμβαίνει γενικά σε ενισχυτές, έτσι και στην περίπτωση των TWTA, το κέρδος τους υπόκειται σε μεταβολές λόγω αντίστοιχων μεταβολών διαφόρων παραμέτρων. Επομένως, σε σχέση με συγκεκριμένη στάθμη ισχύος πρέπει να προδιαγράφονται:

- Η σταθερότητα του κέρδους ως συνάρτηση του χρόνου (π.χ. διακύμανση όχι μεγαλύτερη από 0.3db/ 24 h).
- Οι μεταβολές του κέρδους σε σχέση με το εύρος των συχνοτήτων (π.χ. διακύμανση όχι μεγαλύτερη από 3dB σε εύρος 500MHz).

- Η μεταβολή του κέρδους ως συνάρτηση της συχνότητας (π.χ. όχι μεγαλύτερη από 0.5dB/MHz).

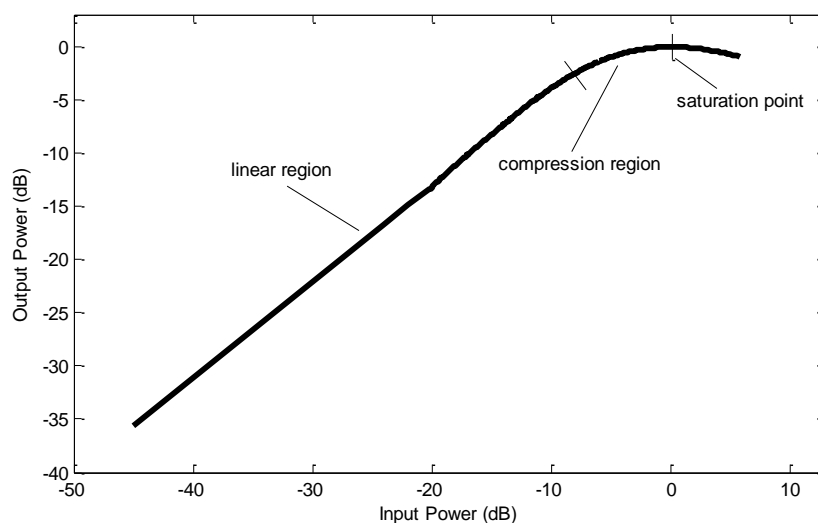
Σε κάθε περίπτωση, είναι αναγκαία η διατήρηση των μεταβολών της ισοδύναμης θερμοκρασίας θορύβου και του κέρδους των ενισχυτών εντός των προκαθορισμένων αποδεκτών ορίων, όπως επίσης και η προσαρμογή των ενισχυτών προς το ενσύρματο μέσο σύνδεσής τους με την κεραία και το υπόλοιπο τμήμα των συστημάτων. Το τελευταίο επιτυγχάνεται με περιοδικές μετρήσεις του συντελεστή ανάκλασης.

Όσον αφορά τα ζητήματα συντήρησης και αξιοπιστίας των ενισχυτών, οι ενισχυτές SSPA εμφανίζουν καλύτερη επίδοση από τους ενισχυτές TWTA, λόγω της παράλληλα δομημένης αρχιτεκτονικής τους, η οποία επιτρέπει την εύκολη και ασφαλή αντικατάσταση κάποιου τμήματος όταν παρουσιάσει πρόβλημα. Αντίθετα, στην περίπτωση των TWTA, το κόστος είναι σαφώς μεγαλύτερο αφού σε περίπτωση βλάβης αντικαθίσταται ολόκληρος ο σωλήνας οδεύοντος κύματος [14].

3.2.2 Περιοχές λειτουργίας ενισχυτών υψηλής ισχύος

Διακρίνονται τρεις περιοχές λειτουργίας του ενισχυτή υψηλής ισχύος, όπως φαίνονται και στο Σχ. 3.4:

- Η γραμμική περιοχή στο εύρος της οποίας η ισχύς αυξάνεται ανάλογα (γραμμικά) προς την ισχύ εισόδου.
- Η μη γραμμική περιοχή στο εύρος της οποίας η ισχύς αυξάνεται με ρυθμό μεταβολής διαφορετικό του γραμμικού.
- Η περιοχή κορεσμού (saturation), όπου η ισχύς εξόδου είναι σταθερή ανεξάρτητα της ισχύος εισόδου.



Σχήμα 3.4: Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου ενισχυτή

Τρία βασικά μεγέθη που σχετίζονται με τη λειτουργία ενός ενισχυτή είναι η ισχύς κορεσμού, το περιθώριο ισχύος εισόδου και το περιθώριο ισχύος εξόδου. Η ισχύς κορεσμού, όταν αναφέρεται στην είσοδο του ενισχυτή, είναι η ισχύς εισόδου που οδηγεί τον ενισχυτή στον κορεσμό, ενώ, όταν αναφέρεται στην έξοδο, είναι η μέγιστη ισχύς που μπορεί να αποδώσει ο ενισχυτής. Τα περιθώρια ισχύος εισόδου (Input Back-Off, IBO) και εξόδου (Output Back-Off, OBO) ορίζονται σε μονάδες dB, αντίστοιχα, από τις σχέσεις

$$IBO[dB] = 10 \log_{10}(P_i/P_{isat}) \quad (3.1)$$

$$OBO[dB] = 10 \log_{10}(P_o/P_{osat}) \quad (3.2)$$

όπου P_i και P_o η ισχύς εισόδου και εξόδου του ενισχυτή και P_{isat} και P_{osat} οι αντίστοιχες τιμές της ισχύος κορεσμού.

Το βέλτιστο σημείο λειτουργίας ενός ενισχυτή προκύπτει ως αποτέλεσμα διαχείρισης δύο αντικρουόμενων κριτηρίων (trade-off): της ανάγκης για λειτουργία στη γραμμική περιοχή προς αποφυγή των μη γραμμικών φαινομένων και της ανάγκης για λειτουργία πλησίον του σημείου κορεσμού για την επίτευξη μέγιστης ισχύος εξόδου. Για την εύρεση της βέλτιστης λύσης – που προσδιορίζει το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή –, λαμβάνονται υπόψη η ελάχιστη απαιτούμενη τιμή της ισχύος εκπομπής του δορυφορικού αναμεταδότη, το σχήμα κωδικοποίησης και διαμόρφωσης, το πλήθος των επιμέρους καναλιών που προκύπτουν από τον πολυπλέκτη εισόδου και η μορφή της χαρακτηριστικής του ενισχυτή.

Παράμετροι που χαρακτηρίζουν τη λειτουργία του ενισχυτή είναι [10]:

- Η μέγιστη κλίση (K_a) που εμφανίζει η χαρακτηριστική AM/AM του ενισχυτή.
- Η μέγιστη κλίση (K_p) που εμφανίζει η χαρακτηριστική AM/PM του ενισχυτή.
- Η συμπίεση κέρδους (gain compression) στον κορεσμό (ΔG_{sat}) που ορίζεται ως η διαφορά μεταξύ του κέρδους στη γραμμική περιοχή του ενισχυτή και του κέρδους στην περιοχή του κορεσμού (περιθώριο ισχύος εισόδου = 0dB).
- Η μετατόπιση φάσης στον κορεσμό ($\Delta \Phi_{sat}$) που ορίζεται ως η διαφορά μεταξύ της φάσης στη γραμμική περιοχή του ενισχυτή και της φάσης στην περιοχή του κορεσμού.

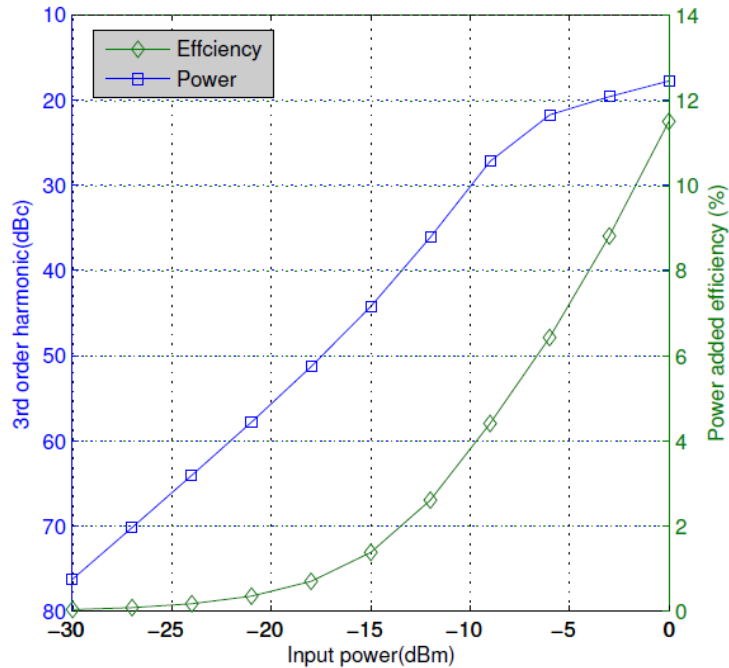
3.2.3 Σημαντικά μέτρα επίδοσης ενισχυτών ισχύος

Ένα πολύ σημαντικό κριτήριο της επίδοσης για τους ενισχυτές ισχύος είναι η αποδοτικότητά τους, η οποία δείχνει πόση ισχύς χάνεται όταν ένα σήμα ενισχύεται. Όσο χειρότερη είναι η αποδοτικότητα τόσο περισσότερο ο ενισχυτής θερμαίνεται και τόσο μικρότερη είναι η διάρκεια ζωής των ενεργειακών συσσωρευτών του. Συχνά, η ισχύς εισόδου αφαιρείται από την ισχύ εξόδου όταν υπολογίζεται η αποδοτικότητα ώστε να αποφευχθούν αποτελέσματα που σε ορισμένες περιπτώσεις είναι παραπλανητικά. Αυτή η τροποποιημένη απόδοση

ονομάζεται αποδοτικότητα προστιθέμενης ισχύος (Power Added Efficiency, PAE) και ορίζεται ως

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{source}} * 100\% \quad (3.3)$$

που P_{out} η ισχύς εξόδου του ενισχυτή, P_{in} η ισχύς εισόδου και P_{source} η ισχύς που καταναλώνεται στο δορυφόρο για την ενίσχυση.



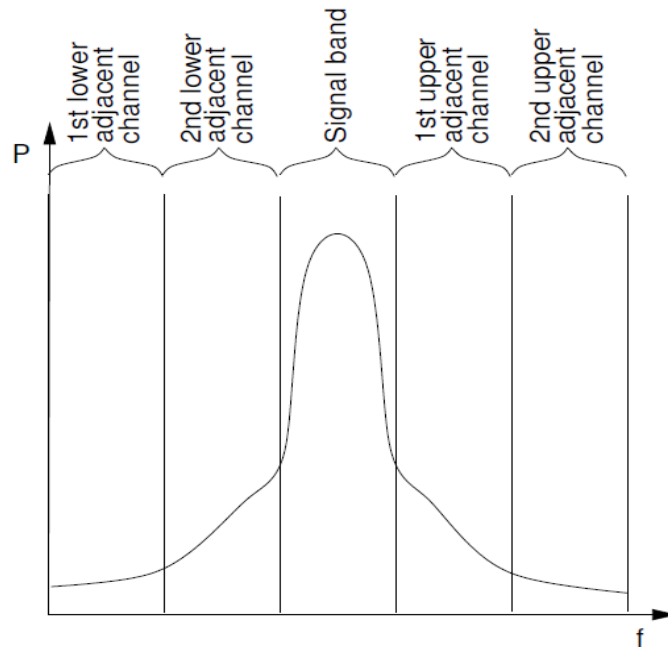
Σχήμα 3.5: Παραμόρφωση τρίτης τάξης και η PAE ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου

Στο Σχ. 3.5 παρουσιάζεται η προσομοίωση της παραμόρφωσης τρίτης τάξης ενός σήματος δύο τόνων σε σύγκριση με την ισχύ του σήματος και της PAE ενός PA ως συνάρτηση της ισχύος του σήματος εισόδου. Από το σχήμα φαίνεται πώς η PAE του ενισχυτή αυξάνεται με την αύξηση της ισχύος εισόδου, δηλαδή όταν ο ενισχυτής οδηγείται πλησιέστερα προς τον κορεσμό. Ταυτόχρονα, φαίνεται ότι αυξάνεται η ισχύς των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης.

Άλλο σημαντικό μέτρο της επίδοσης ενός ενισχυτή ισχύος σχετίζεται με την απόκλιση της συμπεριφοράς του από τη γραμμική. Υπάρχουν αρκετές μέθοδοι για να αποτιμηθεί η απόκλιση από τη γραμμικότητα ενός PA (Power Amplifier), όπως το σημείο τομής τρίτης τάξης (third order Input Intercept Point, IIP3), η συνολική παραμόρφωση αρμονικών (Total Harmonic Distortion, THD) και η ισχύς γειτονικού καναλιού (Adjacent Channel Power, ACP) που ορίζεται μέσω της σχέσης

$$ACP = 10 \log \frac{P_{adjacent}}{P_{signal}} \quad (3.4)$$

Η ACP, σύμφωνα με τη σχέση (3.4), ορίζεται ως το μέρος της ισχύος του σήματος που παρεμβάλλει στο σήμα γειτονικής ζώνης συχνοτήτων, σε σχέση με την ισχύ του σήματος που βρίσκεται μέσα στο εύρος ζώνης του. Στο Σχ. 3.6 δίνεται ένα παράδειγμα του ορισμού των γειτονικών διαύλων ενός ευρείας ζώνης σήματος.



Σχήμα 3.6 : Παρεμβολή σε γειτονικά κανάλια λόγω μη γραμμικής λειτουργίας

Ένα επιπλέον μέτρο επίδοσης ενός ενισχυτή ισχύος είναι η συνολική υποβάθμιση (Total Degradation, TD), που αποτελεί τον πλέον ακριβή τρόπο αξιολόγησης της επίδοσης όχι μόνο των ενισχυτών υψηλής ισχύος αλλά και της συνολικής δορυφορικής ζεύξης. Η παράμετρος TD λαμβάνει υπόψη τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά κάθε σήματος διαμόρφωσης /κωδικοποίησης και εκτιμά την επίδοση της συνολικής δορυφορικής ζεύξης (από άκρο-σε-άκρο μέτρο αξιολόγησης), όπως αυτή αποτιμάται μέσω του σηματοθορυβικού λόγου στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης στο δέκτη.

Ως $(E_b/N_o)_{sat}$ ορίζεται ο λόγος της ενέργειας ανά ψηφίο προς τη φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου στην είσοδο του αποδιαμορφωτή, όταν ο ενισχυτής TWTA λειτουργεί στο σημείο κορεσμού. Ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο του αποδιαμορφωτή, $(E_b/N_o)_{inp}$, είναι μειωμένος κατά το περιθώριο ισχύος εξόδου, OBO (σε dB), σε σχέση με την τιμή λειτουργίας του συστήματος στον κορεσμό. Επομένως, ισχύει η σχέση

$$(E_b/N_o)_{sat} (IBO) = (E_b/N_o)_{inp} (IBO) + OBO(IBO) \quad (3.5)$$

Επιπλέον, λόγω της παραμόρφωσης των συμβόλων του αστερισμού και της εισαγόμενης λόγω της μη γραμμικής ενίσχυσης διασυμβολικής παρεμβολής (ISI), η επίδοση της δορυφορικής ζεύξης ελαττώνεται περαιτέρω κατά ένα παράγοντα D (σε dB) σε σχέση με την περίπτωση γραμμικού AWGN διαύλου. Η τιμή του παράγοντα D εξαρτάται από την παραμόρφωση που εισάγει ο ενισχυτής και βρίσκεται σε αντιστοιχία με τις χαρακτηριστικές

AM/AM και AM/PM του ενισχυτή. Επομένως, η σχέση που ακολουθεί περιγράφει με καλύτερη ακρίβεια το σηματοθορυβικό λόγο στην είσοδο του αποδιαμορφωτή.

$$(E_b/N_o)_{sat} (IBO) = (E_b/N_o)_{inp} (IBO) + OBO(IBO) + D \quad (3.6)$$

Το μέγεθος $OBO(IBO) + D(IBO)$ εκφράζει την υποβάθμιση λόγω μη γραμμικότητας του ενισχυτή υψηλής ισχύος σε όρους σηματοθορυβικού λόγου στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης στο δέκτη και υποδηλώνει την ύπαρξη μιας σχέσης ανταλλαγής (trade-off) μεταξύ της αυξανόμενης απώλειας ισχύος εξόδου λόγω υψηλού OBO για λειτουργία υπό υψηλό περιθώριο ισχύος εισόδου (IBO) και της μείωσης του παράγοντα D ο οποίος σχετίζεται με την παραμόρφωση λόγω της βελτιωμένης ως προς τη γραμμικότητα λειτουργίας σε υψηλά IBO. Αυτή η ποσότητα αποτελεί και τη σχέση ορισμού της συνολικής υποβάθμισης, δηλαδή

$$TD_{dB} = OBO_{dB} + D_{dB} \quad (3.7)$$

Όπως προκύπτει από την ανωτέρω σχέση, η συνολική υποβάθμιση προκύπτει ως το άθροισμα δύο όρων. Ο πρώτος αφορά το περιθώριο ισχύος εξόδου OBO_{dB} , υπολογισμένο ως η διαφορά μεταξύ της ισχύος κορεσμού εξόδου και της ισχύος εξόδου που αντιστοιχεί στο σημείο λειτουργίας του ενισχυτή. Επομένως, η τιμή του όρου OBO_{dB} συνδέεται με το εκάστοτε σχήμα διαμόρφωσης καθώς η επιλογή του σχήματος διαμόρφωσης καθορίζει σε σημαντικό βαθμό το σημείο λειτουργίας του ενισχυτή, με στόχο να επιτευχθεί η επιθυμητή σχέση ανταλλαγής (trade-off) μεταξύ γραμμικής συμπεριφοράς και αποδοτικότητας ισχύος. Επίσης, όπως έχει εξηγηθεί και στις προηγούμενες παραγράφους, η τιμή του OBO_{dB} παρουσιάζει αύξουσα εξάρτηση σε σχέση με το περιθώριο ισχύος εισόδου, IBO_{dB} .

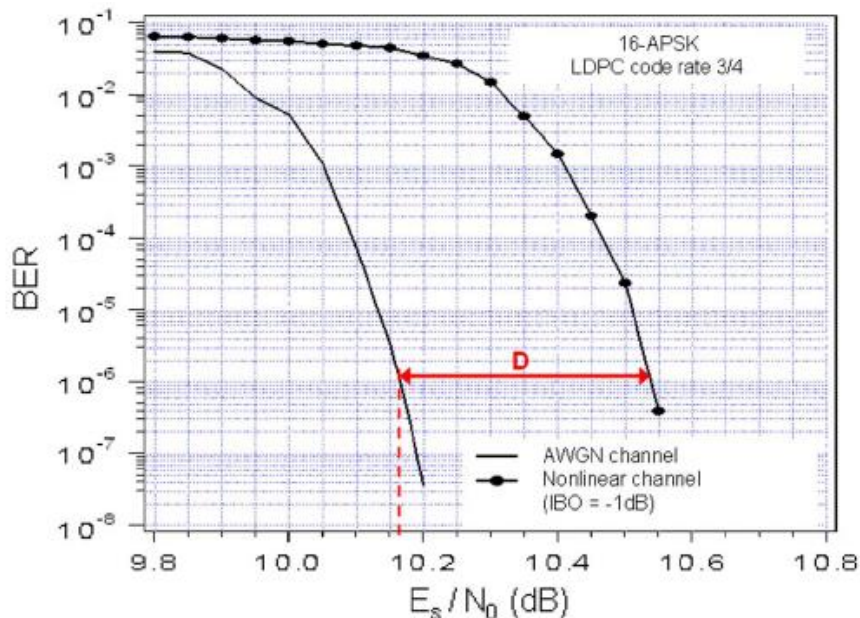
Ο δεύτερος όρος συχνά αναφέρεται ως απώλεια αποδιαμόρφωσης (Demodulation loss, D) και αντιπροσωπεύει τη διαφορά, σε dB, μεταξύ της ισχύος που απαιτείται στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης του δέκτη για να επιτευχθεί συγκεκριμένη στάθμη ποσοστού λαθών (BER) σε μη γραμμικό δίαυλο και της αντίστοιχης ισχύος για την ίδια στάθμη BER σε ιδανικά γραμμικό δίαυλο παρουσία AWGN θορύβου. Προσδιορίζεται επομένως από τη σχέση

$$D(dB) = (E_s/N_o)_{req}^{NL} - (E_s/N_o)_{req}^{AWGN} \quad (3.8)$$

Συνεπώς, ο όρος αυτός εκφράζει την αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης στο δέκτη που απαιτείται προκειμένου να διατηρηθεί στο μη γραμμικό δίαυλο το ίδιο επίπεδο ποιότητας υπηρεσίας με αυτό της περίπτωσης διαύλου που υφίσταται την επίδραση μόνο AWGN θορύβου. Μέσω της απώλειας αποδιαμόρφωσης υπεισέρχεται και λαμβάνεται υπόψη στη συνολική υποβάθμιση η επίδραση της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI), λόγω αλλαγής της θέσης των συμβόλων στο μιγαδικό επίπεδο και της συνεπακόλουθης μεταβολής των ελαχίστων ευκλειδείων αποστάσεων μεταξύ των διαφορετικών συμβόλων. Η αλλαγή αυτή έχει σημαντική επίπτωση στη διαδικασία αποδιαμόρφωσης καθώς μεταβάλλονται οι περιοχές απόφασης για κάθε σύμβολο. Η απώλεια αποδιαμόρφωσης εξαρτάται από το σχήμα διαμόρφωσης, τη στάθμη BER που αντιστοιχεί στην υπό εξασφάλιση ποιότητα υπηρεσίας και έχει αντίστροφη

εξάρτηση από το περιθώριο ισχύος εισόδου. Όσο μεγαλύτερο είναι το περιθώριο ισχύος εισόδου, δηλαδή όσο προσεγγίζεται η γραμμική περιοχή του ενισχυτή, τόσο μικρότερη είναι η τιμή του D.

Στο διάγραμμα του Σχ. 3.7 απεικονίζεται η τιμή του D στην περίπτωση ενός 16-APSK διαμορφωμένου σήματος για λειτουργία με περιθώριο ισχύος εισόδου -1dB, με στάθμη αναφοράς BER=10⁻⁶.



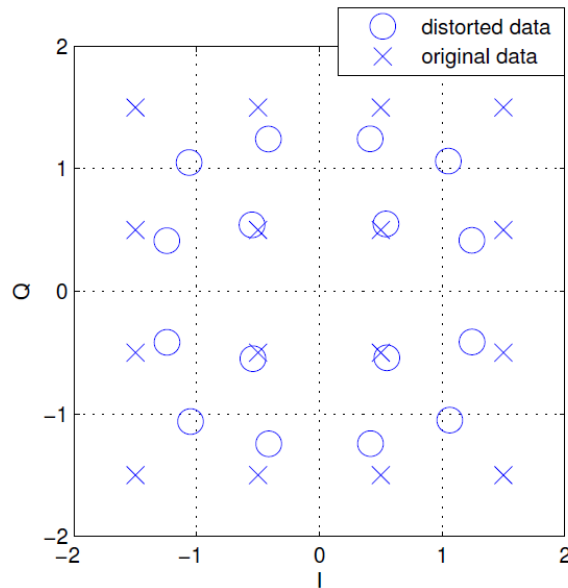
Σχήμα 3.7 : Καμπύλες BER ως συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη για μετάδοση ενός 16-APSK διαμορφωμένου σήματος σε δίαυλο AWGN και μη γραμμικό δίαυλο με IBO = -1dB.

Η αντίστροφη εξάρτηση των OBO_{dB} και D_{dB} από το περιθώριο ισχύος εισόδου οδηγεί στην ανάγκη βελτιστοποίησης του σημείου λειτουργίας του ενισχυτή για την ελαχιστοποίηση της συνολικής υποβάθμισης, TD. Το βασικό πλεονέκτημα που παρουσιάζει η TD σε σχέση με τα προηγούμενα μέτρα επίδοσης είναι το ότι λαμβάνει υπόψη την ικανότητα από την πλευρά του πομπού να αντισταθμίσει, μέσω της λήψης πληροφορίας από το δίαυλο επιστροφής για το σήμα που φθάνει στο δέκτη, τη συνολική υποβάθμιση της ζεύξης λόγω των μη γραμμικών φαινομένων [5].

3.3 Η επίδραση της μη γραμμικής ενίσχυσης στα σήματα μεταβλητού πλάτους

Η χρήση σχημάτων διαμόρφωσης μεταβλητής περιβάλλουσας για τη μετάδοση της πληροφορίας προκαλεί προβλήματα όταν συνδυάζεται με μη γραμμικούς ενισχυτές ισχύος που παραμορφώνουν το σηματοαστερισμό. Αυτό σημαίνει ότι, εάν η μη γραμμικότητα είναι αρκετά ισχυρή, τα σημεία του αστερισμού του σήματος είτε απομακρύνονται είτε πλησιάζουν τα σύνορα των περιοχών απόφασης που χρησιμοποιούνται στο δέκτη για να

αποδιαμορφώσουν το σήμα σε ψηφιακά σύμβολα δεδομένων. Αυτό αυξάνει το ποσοστό λανθασμένων συμβόλων και κατ' επέκταση ψηφίων. Στο Σχ. 3.8 φαίνεται πώς συμπιέζεται ο αστερισμός ενός σήματος 16QAM όταν ενισχύεται από έναν μη γραμμικό ενισχυτή, ειδικά όταν οι γωνιακές τιμές βρίσκονται πολύ κοντά στα σύνορα της περιοχής απόφασης. Όταν δε προστίθεται και ο θόρυβος, προκύπτει μια πολύ μεγάλη πιθανότητα η τιμή του συμβόλου να παρερμηνευθεί. Ωστόσο, το μέγεθος της συμπίεσης που φαίνεται στο σχήμα συμβαίνει όταν το σήμα υπόκεινται σε υψηλά επίπεδα μη γραμμικότητας. Σε διαύλους χαμηλού θορύβου κάποια μικρή παραμόρφωση μπορεί να είναι ανεκτή.



Σχήμα 3.8: Η επίδραση της μη γραμμικής ενίσχυσης στον αστερισμό σήματος 16QAM

Ωστόσο, η παραμόρφωση επιδρά και στο φάσμα του σήματος μειώνοντας την ανοχή του σήματος ως προς τη μη γραμμικότητα. Όταν ένα σήμα ευρείας ζώνης τροφοδοτείται σε μη γραμμικό σύστημα, οι φασματικές συνιστώσες αναμιγνύονται μεταξύ τους, δημιουργώντας νέες φασματικές συνιστώσες εκτός του εύρους ζώνης του σήματος. Αυτό μπορεί να φανεί πολύ εύκολα με την εισαγωγή ενός σήματος δύο τόνων

$$f(t) = \cos((\omega + \Delta\omega)t) + \cos((\omega - \Delta\omega)t) \quad (3.9)$$

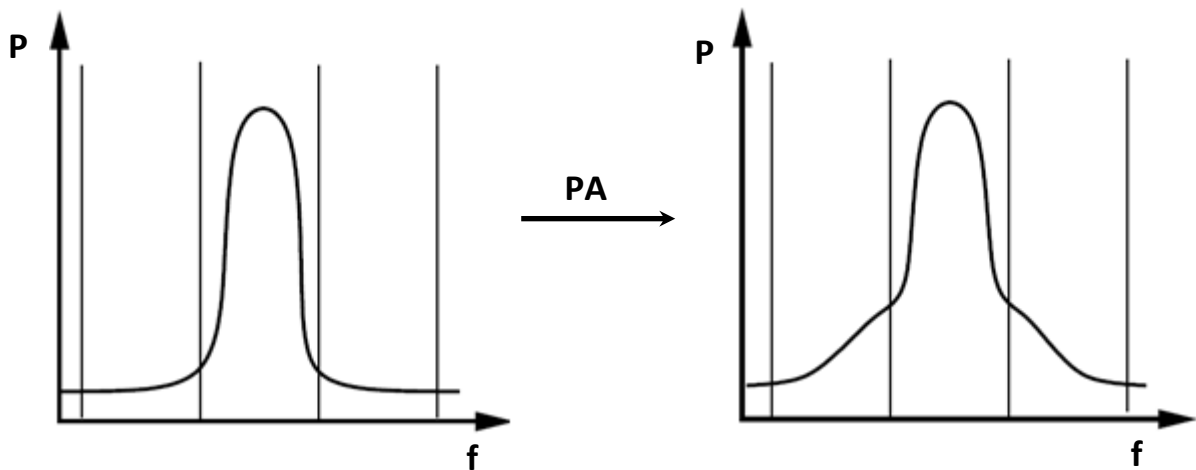
σε ένα σύστημα που εμφανίζει μη γραμμικότητα τρίτης τάξης δηλαδή

$$f_{out}(t) = f(t) + af(t)^3 \quad (3.10)$$

Το σήμα εξόδου που προκύπτει είναι

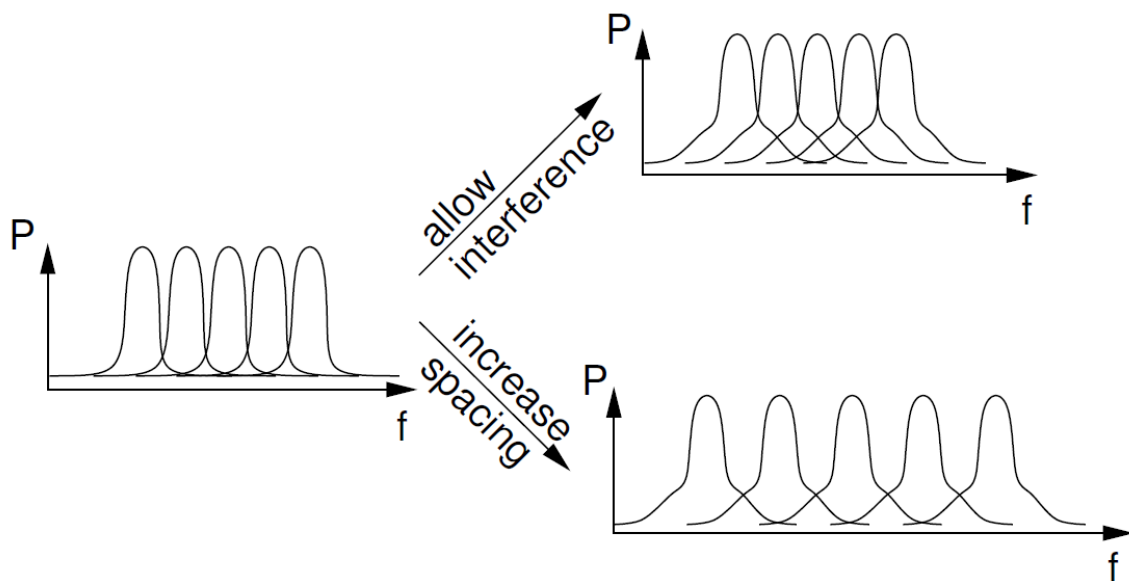
$$\begin{aligned} f_{out}(t) = & \left(1 + \frac{9a}{4}\right)f(t) + \frac{a}{4}\cos(3\omega t - 3\Delta\omega t) + \frac{a}{4}\cos(3\omega t + 3\Delta\omega t) \\ & + \frac{3a}{4}(\cos(3\omega t - \Delta\omega t) + \cos(3\omega t + \Delta\omega t) + \cos(\omega t - 3\Delta\omega t) \\ & + \cos(\omega t + 3\Delta\omega t)) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Φαίνεται η δημιουργία νέων φασματικών συνιστωσών όπως επίσης και συνιστωσών κοντά στην τρίτη αρμονική της φέρουσας συχνότητας. Αυτό μπορεί να γενικευθεί στην περίπτωση ενίσχυσης ενός σήματος ευρείας ζώνης, όπου υπάρχει άπειρο πλήθος φασματικών συνιστωσών σε περιορισμένο εύρος ζώνης. Σε αυτή την περίπτωση, η ενδοδιαμόρφωση αυτών των τόνων παράγει νέες φασματικές συνιστώσες τόσο μέσα στο εύρος ζώνης του σήματος όσο και έξω από αυτό, αντίστοιχα με την περίπτωση των δύο τόνων. Η επίδραση αυτή ονομάζεται φασματική εξάπλωση ή εκ νέου ανάπτυξη (regrowth). Το αποτέλεσμα απεικονίζεται στο Σχ. 3.9.



Σχήμα 3.9: Η φασματική εξάπλωση του σήματος που προκαλεί παρεμβολή σε γειτονικά κανάλια λόγω μη γραμμικών φαινομένων

Αν υπήρχε μόνο μία μοναδική ζεύξη, το φαινόμενο της φασματικής εξάπλωσης δεν θα προκαλούσε κάποιο πρόβλημα. Ωστόσο, όπως προαναφέρθηκε, οι διαμορφώσεις μεταβλητής περιβάλλουσας χρησιμοποιούνται λόγω της φασματικής τους απόδοσης. Προκειμένου να γίνει μέγιστη αξιοποίηση αυτής της απόδοσης, πολλά σήματα μεταδίδονται σε γειτονικές ζώνες συχνοτήτων όσο το δυνατόν φασματικά πλησιέστερα το ένα στο άλλο, επιτρέποντας με αυτό τον τρόπο μια υψηλή συνολική φασματική απόδοση. Όταν αυτά τα φασματικά γειτονικά σήματα ενισχύονται μέσω ενός μη γραμμικού ενισχυτή, η φασματική εξάπλωσή τους προκαλεί την μεταξύ τους παρεμβολή, αυξάνοντας έτσι την πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου κάθε σήματος. Υπάρχουν διάφορες λύσεις για το πρόβλημα αυτό. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί γραμμική αλλά ταυτόχρονα χαμηλής απόδοσης ενίσχυση, ή να αλλάξει το σχήμα διαμόρφωσης σε ένα περισσότερο εύρωστο σχήμα σταθερής συνήθως περιβάλλουσας αλλά λιγότερο αποδοτικό φασματικά, ή να αυξηθεί η φασματική απόσταση μεταξύ των σημάτων στο πεδίο της συχνότητας ώστε να μειωθεί η παρεμβολή αλλά με ταυτόχρονη μείωση της φασματικής απόδοσης (Σχ. 3.10). Ωστόσο, συνήθως, η φασματική απόσταση των σημάτων και τα σχήματα διαμόρφωσης ορίζονται από το πρότυπο επικοινωνίας που χρησιμοποιείται. Επίσης, το πρότυπο επικοινωνίας ορίζει τη μέγιστη ανεκτή παρεμβολή γειτονικού καναλιού. Συνεπώς, οι μοναδικές παράμετροι σχεδίασης που μπορούν να αλλάξουν είναι αυτές που αφορούν τη ρύθμιση του ενισχυτή ισχύος.



Σχήμα 3.10: Η επίδραση της μη γραμμικότητας PA σε πολυκαναλικά συστήματα

3.4 Μοντέλα Ενισχυτών Ισχύος

Για να είναι δυνατός ο υπολογισμός και η προσομοίωση της επίδρασης ενός ενισχυτή ισχύος στο μεταδιδόμενο σήμα, πρέπει να διατυπωθεί ένα μαθηματικό υπόδειγμα (μοντέλο) της λειτουργίας του ενισχυτή. Η απλούστερη και ακριβέστερη μέθοδος θα ήταν να χρησιμοποιηθεί το μοντέλο επιπέδου τρανζίστορ του ενισχυτή ισχύος. Ωστόσο, προκύπτουν αρκετά προβλήματα με τη χρήση αυτής της μεθόδου. Συχνά, όταν χρησιμοποιούνται εμπορικοί ενισχυτές ισχύος, το μοντέλο επιπέδου τρανζίστορ δεν είναι διαθέσιμο; η χρήση ενός τέτοιου μοντέλου απαιτεί τη χρησιμοποίηση ενός προσομοιωτή επιπέδου τρανζίστορ ο οποίος μπορεί να είναι πολύ αργός. Ένα άλλο μειονέκτημα του μοντέλου αυτού είναι ότι οι θεωρητικοί υπολογισμοί είναι δύσκολοι. Επιπλέον, το μοντέλο επιπέδου τρανζίστορ δεν είναι σε θέση να μοντελοποιήσει την επίδραση της θερμοκρασίας, η οποία είναι σημαντική κατά τη μελέτη των ενισχυτών ισχύος με μνήμη. Για τους ανωτέρω λόγους, οι ενισχυτές ισχύος συχνά μοντελοποιούνται χρησιμοποιώντας μοντέλα υψηλότερου επιπέδου με περιορισμένο πλήθος παραμέτρων που προσδιορίζονται από μετρήσεις.

Τα μοντέλα ενισχυτών ισχύος μπορούν να ταξινομηθούν σε δύο κύριες κατηγορίες: μοντέλα χωρίς μνήμη και μοντέλα με μνήμη. Τα μοντέλα με μνήμη θα αναφερθούν με περισσότερες λεπτομέρειες στην παράγραφο 3.5. Τα μοντέλα χωρίς μνήμη (ή συχνά ονομάζονται χωρίς μνήμη) υποθέτουν ότι οι προηγούμενες τιμές του σήματος που πρόκειται να ενισχυθεί δεν επηρεάζουν τις τρέχουσες και μελλοντικές τιμές του σήματος εξόδου του ενισχυτή ισχύος. Τα χωρίς μνήμη μοντέλα διαχωρίζουν την παραμόρφωση σε δύο συνιστώσες: παραμόρφωση πλάτους (amplitude-to-amplitude, AM-AM) και παραμόρφωση φάσης (amplitude-to-phase, AM-PM).

Η AM-AM παραμόρφωση περιγράφει τη συμπίεση ή τη διεύρυνση της περιβάλλουσας του σήματος ως συνάρτηση του πλάτους του σήματος εισόδου και προκαλείται, για παράδειγμα, από τη συμπίεση του σήματος εξόδου κοντά στις πηγές τροφοδοσίας και κοντά στις περιοχές αποκοπής των τρανζίστορ. Η AM-PM παραμόρφωση περιγράφει τη μετατόπιση φάσης του σήματος ως συνάρτηση της περιβάλλουσας του σήματος εισόδου. Στην πραγματικότητα, καθώς ο ορισμός της ολίσθησης φάσης (phase shift) του σήματος εξαρτάται από τις προηγούμενες τιμές του σήματος, η παραμόρφωση AM-PM δεν είναι χωρίς μνήμη. Ωστόσο, η μνήμη αυτή είναι πολύ μικρή χρονικά και η AM-PM παραμόρφωση μπορεί να προσεγγισθεί χωρίς να ληφθούν υπόψη οι παρελθούσες τιμές. Παρόλα αυτά, τα μοντέλα PA που λαμβάνουν υπόψη την AM-PM παραμόρφωση μερικές φορές αποκαλούνται οιονεί χωρίς μνήμη (quasi-memoryless). Η εξάρτηση των μοντέλων PA χωρίς μνήμη μόνο από το πλάτος του σήματος εισόδου μπορεί να χρησιμοποιηθεί τόσο στη μοντελοποίηση και όσο και στη γραμμικοποίηση των ενισχυτών ισχύος, χρησιμοποιώντας συναρτήσεις που εξαρτώνται μόνο από το πλάτος του σήματος.

Καθώς οι συνιστώσες παραμόρφωσης περί τις αρμονικές της φέρουσας συχνότητας μπορούν εύκολα να απαλειφθούν με φιλτράρισμα, συνήθως θεωρείται ότι είναι επαρκές να ληφθούν υπόψη στη μοντελοποίηση μόνο οι συνιστώσες παραμόρφωσης κοντά στην συχνότητα φέροντος. Αυτό το είδος του μοντέλου ονομάζεται ζωνοπερατό μοντέλο (passband model). Το ζωνοπερατό μοντέλο χρησιμοποιεί πραγματικά σήματα (real-valued signals) και λειτουργεί στην περιοχή της συχνότητας φέροντος. Αυτό μπορεί να επιβραδύνει σημαντικά τις προσομοιώσεις στην περίπτωση όπου υπάρχουν και σήματα χαμηλότερων φέρουσων συχνοτήτων, κάτι το οποίο συμβαίνει σε διάφορες μεθόδους γραμμικοποίησης, καθώς το εύρος ζώνης λειτουργίας του μοντέλου θα είναι πολύ μεγαλύτερο. Επομένως, ο ενισχυτής ισχύος συχνά μοντελοποιείται χρησιμοποιώντας ένα μοντέλο βασικής ζώνης (baseband model), το οποίο αποτελεί μία πολύπλοκη προσέγγιση της μη γραμμικότητας στη βασική ζώνη. Με αυτό τον τρόπο είναι δυνατόν να μειωθεί το εύρος συχνοτήτων που απαιτούνται για την προσομοίωση και απλοποιούνται οι υπολογισμοί, καίτοι μειώνεται η ακρίβεια λόγω αυτής της προσέγγισης. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται ορισμένα μοντέλα βασικής ζώνης που χρησιμοποιούνται για τη μοντελοποίηση των ενισχυτών ισχύος.

3.4.1 Πολυωνυμικό μοντέλο PA

Πιθανώς ο πλέον άμεσος τρόπος περιγραφής της παραμόρφωσης που προκαλεί ο ενισχυτής ισχύος είναι μέσω της πολυωνυμικής συνάρτησης

$$v_{out} = \sum_{n=1}^N a_n v_{pd} |v_{pd}|^{n-1} \quad (3.12)$$

όπου v_{pd} είναι η τάση εισόδου στον PA, v_{out} η τάση εξόδου και a_n οι συντελεστές παραμόρφωσης. Όλα τα σύμβολα μπορούν να έχουν μιγαδικές τιμές και οι απόλυτες τιμές

των σημάτων v_{pd} και v_{out} είναι κανονικοποιημένες στο διάστημα από 0 έως 1. Οι συντελεστές παραμόρφωσης προσδιορίζονται, για παράδειγμα, με τη μέθοδο ελαχίστων τετραγώνων στις μετρήσεις πλάτους και φάσης του PA. Συχνά, σε μοντελοποίηση ενισχυτών ισχύος χρησιμοποιούνται μόνο περιττής τάξης όροι, πράγμα που βασίζεται στην παραδοχή ότι όροι δεύτερης τάξης που προκαλούνται από τον ενισχυτή δεν δημιουργούν παραμόρφωση περί τη φέρουσα συχνότητα και επομένως δεν έχουν καμία επίδραση στο μοντέλο βασικής ζώνης.

Η απλούστερη πολυωνυμική συνάρτηση για προσομοίωση της παραμόρφωσης είναι το πολυώνυμο τρίτης τάξης

$$v_{out} = u_{pd} + a_3 v_{pd} |v_{pd}|^2 = u_{pd} + a_3 v_{pd}^2 v_{pd}^*, \quad (3.13)$$

όπου a_3 είναι ο μιγαδικός συντελεστής παραμόρφωσης τρίτης τάξης. Η δεύτερη μορφή της συνάρτησης προκύπτει με τον μετασχηματισμό της απόλυτης τιμής σε μιγαδική μορφή συζυγών. Ο συντελεστής παραμόρφωσης ορίζει τη μη γραμμικότητα του μοντέλου του ενισχυτή. Χάρη στην απλότητά της, η συνάρτηση παραμόρφωσης τρίτης τάξης είναι εφικτό να χρησιμοποιηθεί σε θεωρητικούς υπολογισμούς, μολονότι δεν λαμβάνει υπόψη τις μη γραμμικότητες στα χαμηλά πλάτη κοντά στην περιοχή αποκοπής των τρανζίστορ.

Μπορεί να είναι δύσκολο να γίνει άμεσα αντιληπτή η επίδραση του συντελεστή παραμόρφωσης στη μη γραμμικότητα του ενισχυτή δεδομένου ότι εξαρτάται επίσης από το λόγο της μέσης τιμής προς την μέγιστη τιμή του σήματος (peak-to-average ratio) και από το πλάτος του σήματος. Μπορεί να εκτιμηθεί το επίπεδο της παραμόρφωσης που προκαλείται από τρίτης τάξης μη γραμμικότητα με τη χρήση δύο τόνων σήματος εισόδου

$$v_{pd} = B \sin(\omega_{env}t) \cos(\omega_{rft}) = \frac{B}{2} \sin(\omega_{rft} + \omega_{env}t) - \frac{B}{2} \sin(\omega_{rft} - \omega_{env}t) \quad (3.14)$$

όπου το B είναι το πλάτος του σήματος, ω_{env} η συχνότητα βασικής ζώνης και ω_{rf} η γωνιακή συχνότητα του φέροντος. Όταν το σήμα αυτό εισαχθεί στην (3.5), η συνάρτηση παραμόρφωσης γράφεται

$$\begin{aligned} v_{out} = & \left(\frac{B}{2} + \frac{9a_3 B^2 B^*}{32} \right) \sin(\omega_{rft} + \omega_{env}t) - \left(\frac{B}{2} + \frac{9a_3 B^2 B^*}{32} \right) \sin(\omega_{rft} - \omega_{env}t) \\ & - \frac{3a_3 B^2 B^*}{32} \sin(\omega_{rft} + 3\omega_{env}t) + \frac{3a_3 B^2 B^*}{32} \sin(\omega_{rft} - 3\omega_{env}t) \\ & + \frac{3a_3 B^2 B^*}{32} \sin(3\omega_{rft} + \omega_{env}t) - \frac{3a_3 B^2 B^*}{32} \sin(3\omega_{rft} - \omega_{env}t) \\ & - \frac{a_3 B^2 B^*}{32} \sin(3\omega_{rft} + 3\omega_{env}t) + \frac{a_3 B^2 B^*}{32} \sin(3\omega_{rft} - 3\omega_{env}t) \quad (3.15) \end{aligned}$$

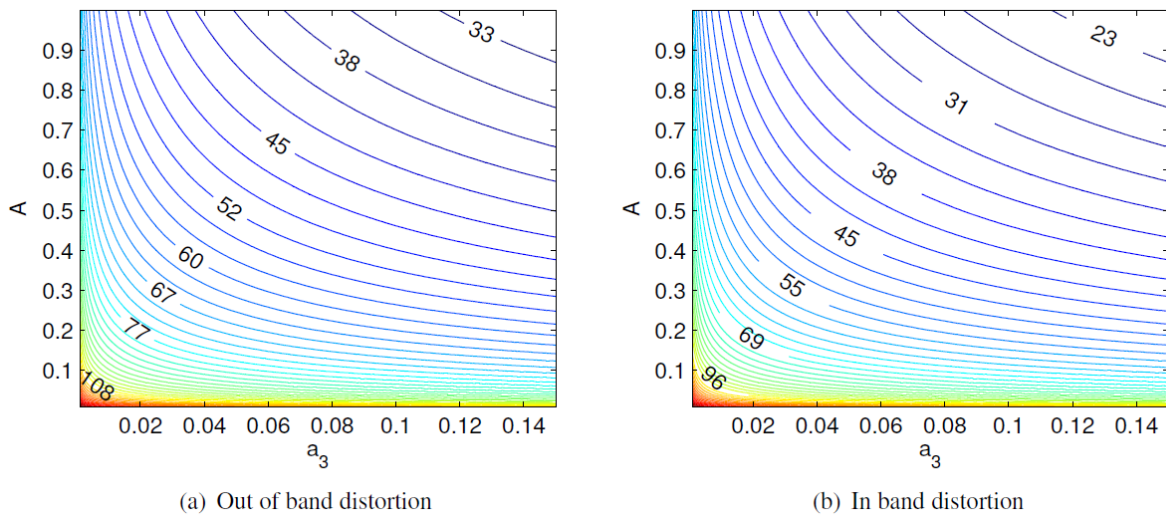
από την οποία μπορεί να προσδιορισθεί η εντός ζώνης (in-band) και η εκτός ζώνης (out-of-band) παραμόρφωση τρίτης τάξης στα γειτονικά κανάλια σε dBc (decibels relative to the

carrier). Το επίπεδο της εντός ζώνης παραμόρφωσης δίνεται από τη διαφορά του πολλαπλασιαστή του $\sin(\omega_{rf}t + \omega_{env}t)$ και του $\frac{B}{2}$ (του αρχικού πλάτους της αντίστοιχης συνιστώσας σήματος) και η παραμόρφωση του γειτονικού καναλιού δίνεται από τη διαφορά πολλαπλασιαστή του $\sin(\omega_{rf}t + 3\omega_{env}t)$ και του $\frac{B}{2}$. Επομένως

$$P_{inband} = 20 \log \left(\frac{\frac{B}{2}}{\frac{9}{32} a_3 B^2 B^*} \right) dBc = 20 \log \left(\frac{16}{9 a_3 B B^*} \right) dBc \quad (3.16)$$

$$P_{oob} = 20 \log \left(\frac{\frac{B}{2}}{\frac{3}{32} a_3 B^2 B^*} \right) dBc = 20 \log \left(\frac{16}{3 a_3 B B^*} \right) dBc \quad (3.17)$$

Από τις ανωτέρω σχέσεις προκύπτει ότι το επίπεδο παραμόρφωσης εξαρτάται από το τετράγωνο του πλάτους του σήματος, καθώς και από το συντελεστή παραμόρφωσης. Στο Σχ. 3.11 απεικονίζεται η in-band και η out-of-band ισχύς παραμόρφωσης σε dBc ως συνάρτηση του συντελεστή παραμόρφωσης και του πλάτους. Από το σχήμα είναι εμφανές ότι είναι ισχυρή η εξάρτησή τους από το πλάτος, όπως προκύπτει και από το Σχ. 3.5. Επιπλέον, παρατηρείται πως καθώς η ισχύς εισόδου μειώνεται (δηλαδή καθώς αυξάνεται το IBO), η γραμμικότητα του ενισχυτή αυξάνεται όμως ταυτόχρονα μειώνεται η απόδοσή του.



Σχήμα 3.11: Το επίπεδο της παραμόρφωσης out-of-band και in-band ενός σήματος δύο τόνων σε dBc ως συνάρτηση του συντελεστή παραμόρφωσης και του πλάτους του σήματος

Ο τύπος του σήματος εισόδου, ουσιαστικά το σχήμα διαμόρφωσης που εκάστοτε επιλέγεται, επηρεάζει επίσης το βαθμό παραμόρφωσης του ενισχυμένου σήματος. Αυτό οφείλεται στο ότι τα διάφορα είδη σημάτων έχουν διαφορετικές πιθανότητες να εκπέμπονται με συγκεκριμένο επίπεδο πλάτους, οπότε υπόκεινται σε διαφορετικό επίπεδο παραμόρφωσης. Ένα μέγεθος που περιγράφει αυτή την κατανομή του πλάτους είναι η αναλογία της μέγιστης τιμής προς τη μέση τιμή του σήματος (peak-to-average ratio, PAR) ή

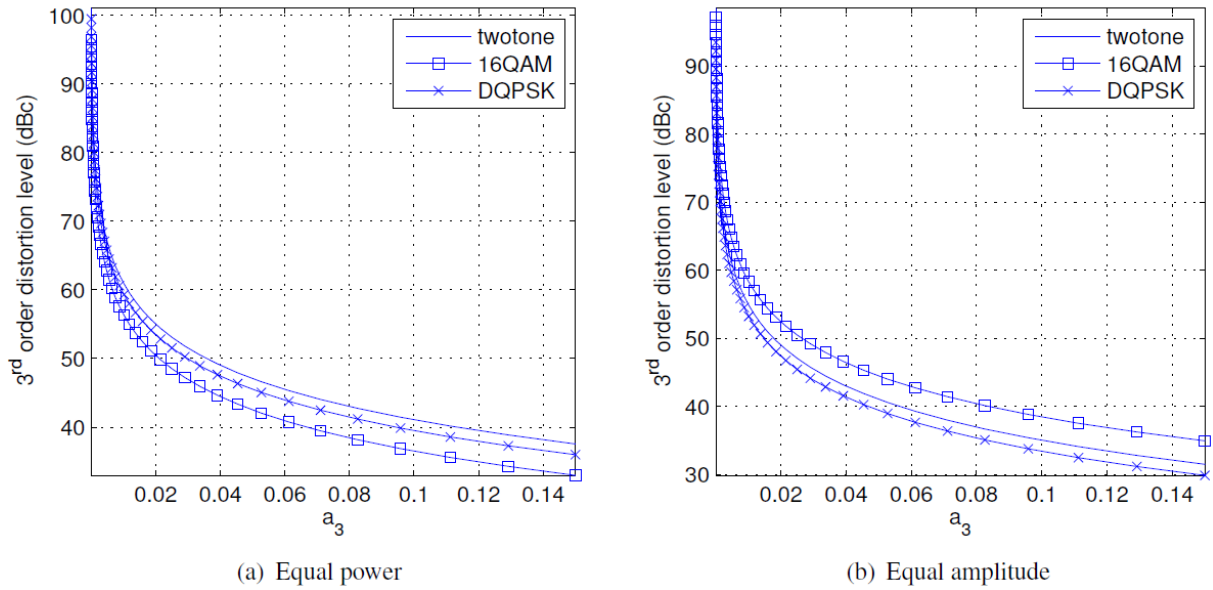
άλλως συντελεστής κορυφής . Μια παράμετρος που περιγράφει της κατανομή του πλάτους είναι ο λόγος μέγιστης προς μέση τιμή ή συντελεστής κορυφής (crest factor) που ορίζεται από τη σχέση

$$PAR = \frac{\max|v(t)|^2}{\frac{1}{t} \int |v(t)|^2 dt}, \quad (3.18)$$

Όσο υψηλότερη είναι η PAR τόσο περισσότερο χρόνο το σήμα βρίσκεται σε χαμηλά πλάτη και τόσο υψηλότερες αλλά και αραιότερες χρονικά είναι οι εξάρσεις του πλάτους σε σχέση με την ενεργό τιμή. Έτσι, όταν σήματα με διαφορετικές παραμέτρους PARs κανονικοποιούνται ώστε να έχουν την ίδια τιμή μέγιστου πλάτους και ενισχύονται από ενισχυτή που εμφανίζει τρίτης τάξης μη γραμμικότητα, τα σήματα με την υψηλότερη PAR παραμορφώνονται λιγότερο. Αν και αυτό μπορεί να θεωρείται ως καλό χαρακτηριστικό, στην πραγματικότητα η υψηλή PAR σημαίνει χαμηλή μέση ισχύ σήματος και επομένως χαμηλότερη απόδοση ισχύος η οποία δεν είναι επιθυμητή. Από την άλλη πλευρά, εφόσον κανονικοποιούνται οι ισχείς των σημάτων, σήματα με χαμηλό PAR έχουν χαμηλό μέγιστο πλάτος και, συνεπώς, υφίστανται μικρότερη παραμόρφωση. Ο λόγος, ωστόσο, που δεν χρησιμοποιούνται σήματα με χαμηλό PAR είναι η ανάγκη χρησιμοποίησης σχημάτων διαμόρφωσης με υψηλή φασματική απόδοση που είναι σε θέση να μεταφέρουν όσο το δυνατό περισσότερα bits σε όσο το δυνατό στενότερο εύρος ζώνης. Όμως, όσο αυξάνεται η φασματική απόδοση τόσο αυξάνεται και η PAR.

Στο Σχ. 3.12 απεικονίζονται οι ACPs για ένα ημιτονοειδές σήμα δύο τόνων, για ένα σήμα DQPSK και για ένα σήμα 16QAM. Όπως είναι φανερό από το σχήμα, όταν τα πλάτη των σημάτων κανονικοποιούνται στη μονάδα, το σήμα 16QAM, το οποίο έχει υψηλότερη PAR από το σήμα DQPSK, δίνει την καλύτερη ACP, αλλά, όταν κανονικοποιούνται οι ισχείς, το σήμα 16QAM δίνει τη χειρότερη ACP.

Έτσι, από τη μία πλευρά, υπάρχουν αντικρουόμενες απαιτήσεις για υψηλή απόδοση ισχύος, με αποτέλεσμα τη λειτουργία του ενισχυτή πλησιέστερα στον κορεσμό και συνεπακόλουθη αύξηση της δυσμενούς επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων. Από την άλλη πλευρά, η επιζητούμενη υψηλή φασματική απόδοση έχει ως αποτέλεσμα υψηλές τιμές της παραμέτρου PAR.



Σχήμα 3.12: Ισχύς της παραμόρφωσης τρίτης τάξης ως συνάρτηση του συντελεστή παραμόρφωσης τρίτης τάξης για διαφορετικά σήματα

3.4.2 Προχωρημένα Μοντέλα PA

Η δυνατότητα διατύπωσης πολυωνυμικών μοντέλων PA είναι μάλλον περιορισμένη, εκτός αν η τάξη του πολυωνύμου είναι υψηλή, χαρακτηριστικό, όμως, που αυξάνει την αναγκαία υπολογιστική πολυπλοκότητα. Ειδικά η ανάγκη για μοντέλα που περιγράφουν τις μη γραμμικότητες αποκοπής (cut-off nonlinearities) αυξάνει σημαντικά την τάξη του κατάλληλου πολυωνύμου. Επομένως, είναι συχνά επωφελής η υιοθέτηση ειδικών μοντέλων που έχουν βελτιστοποιηθεί για ενισχυτές ισχύος, τα οποία χρησιμοποιούν μικρότερο αριθμό συντελεστών. Έχουν προταθεί αρκετά μοντέλα κατάλληλα τα οποία χρησιμοποιούν διάφορους τύπους ενισχυτών ισχύος, τα οποία παρουσιάζονται στη συνέχεια. Τα μοντέλα αυτά διατυπώνονται μέσω συναρτήσεων κέρδους, $G_{PA}(|v_{pd}|)$, και συναρτήσεων ολίσθησης φάσης, $\Phi_{PA}(|v_{pd}|)$, εξαρταρτώμενων από το πλάτος του προς ενίσχυση σήματος $|u_{pd}|$. Μέσω των συναρτήσεων αυτών η μιγαδική συνάρτηση ενίσχυσης του PA μπορεί να εκφρασθεί υπό τη μορφή

$$A_{PA}(|u_{pd}|^2) = G_{PA}(|v_{pd}|)e^{2\pi \Phi_{PA}(|v_{pd}|)} \quad (3.19)$$

και το σήμα εξόδου από τον PA ως

$$v_{out} = A_{PA}(|v_{pd}|) \cdot v_{pd} \quad (3.20)$$

A) Μοντέλο Saleh

Το μοντέλο Saleh είναι ένα ευρέως χρησιμοποιούμενο μοντέλο ενισχυτή ισχύος, που έχει σχεδιαστεί ειδικά για ενισχυτές TWTA. Το μοντέλο Saleh συνιστάται ως το πρότυπο μοντέλο PA από την ομάδα ευρυζωνικής ασύρματης πρόσβασης της IEEE (IEEE broadband wireless access group).

Το μοντέλο Saleh διατυπώνεται μέσω των σχέσεων

$$G_{PA}(|v_{pd}|) = \frac{a_A |v_{pd}|}{1 + b_A |v_{pd}|^2} \quad (3.21)$$

$$\Phi_{PA} = \frac{a_\phi |v_{pd}|^2}{1 + b_\phi |v_{pd}|^2}, \quad (3.22)$$

όπου a_A, a_ϕ, b_A και b_ϕ είναι οι συντελεστές παραμόρφωσης που προσαρμόζονται στις μετρήσεις των λειτουργικών χαρακτηριστικών κάθε ενισχυτή.

Συχνά χρησιμοποιούμενες τιμές για τους ανωτέρω συντελεστές είναι $a_A = 2.1587$, $b_A = 1.1517$, $a_\phi = 4.033$ και $b_\phi = 9.104$. Το πρόβλημα αυτού του μοντέλου είναι ότι εμφανίζει βέλτιστη συμπεριφορά για ενισχυτές TWTA και για το λόγο αυτό δεν είναι κατάλληλο για την περιγραφή ενισχυτών SSPA.

B) Μοντέλο Rapp

Το μοντέλο Rapp είναι ένα μοντέλο PA που προορίζεται για την περιγραφή της λειτουργίας ενισχυτών SSPA. Περιγράφεται η συνάρτηση κέρδους,

$$G_{PA}(|v_{pd}|) = \frac{1}{\left(1 + \left(\frac{|v_{pd}|}{a_A}\right)^{2b_A}\right)^{\frac{1}{2b_A}}} \quad (3.23)$$

χωρίς να έχουν προταθεί γενικές παράμετροι.

Γ) Μοντέλο Ghorbani

Το μοντέλο Ghorbani είναι ένα άλλο μοντέλο PA που έχει επινοηθεί για SSPAs. Οι συναρτήσεις κέρδους και φάσης για αυτό το μοντέλο είναι [38]:

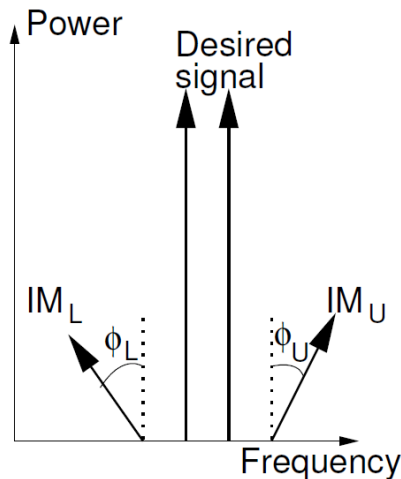
$$G(|v_{pd}|) = \frac{a_A |v_{in}^{c_A}|}{1 + b_A |v_{in}^{c_A}|} + d_A |v_{in}| \quad (3.24)$$

$$\Phi(|v_{pd}|) = \frac{a_\phi |v_{in}^{c_\phi}|}{1 + b_\phi |v_{in}^{c_\phi}|} + d_\phi |v_{in}| \quad (3.25)$$

$a_A, b_A, c_A, d_A, a_\phi, c_\phi$ και d_ϕ είναι οι παράμετροι που εκφράζουν τη μη γραμμικότητα. Οι συνήθεις τιμές για τις παραμέτρους είναι $a_A = 8.1081, b_A = 1.5413, c_A = 6.5202, d_A = -0.0718, a_\phi = 4.6645, b_\phi = 2.0965, c_\phi = 10.88$ και $d_\phi = -0.003$. Το μοντέλο Ghorbani μπορεί να περιγράψει αρκετά καλά τη μη γραμμικότητα για χαμηλά πλάτη σήματος.

3.5 Φαινόμενα Μνήμης στους Ενισχυτές Ισχύος

Τα φαινόμενα μνήμης οφείλονται σε διακυμάνσεις στο πεδίο της συχνότητας ή εξάρτηση από το χρόνο της συνάρτησης μεταφοράς του ενισχυτή. Το φαινόμενο μνήμης στην έξοδο του PA μπορεί να περιγραφεί μέσω του σχεδιαγράμματος στο πεδίο της συχνότητας της εξόδου του PA, που δίδεται στο Σχ. 3.13. Τα IM_L και IM_U είναι τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης. Τα ύψη των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης αντιπροσωπεύουν την ισχύ των αντίστοιχων συνιστωσών και οι γωνίες ϕ_L και ϕ_U τη μετατόπιση φάσης του. Οι ισχύεις των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης και οι φάσεις δεν είναι ίσες και διαφέρουν ανάλογα με την απόσταση των δύο φερουσών του σύνθετου σήματος. Αυτό προκαλεί προβλήματα σε διατάξεις γραμμικοποίησης χωρίς μνήμη, διότι οι διατάξεις αυτές επιχειρούν να αντισταθμίσουν αντιμετωπίζοντας τα υψηλότερα και τα χαμηλότερα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης κατά τον ίδιο τρόπο, οπότε τουλάχιστον ένα από τα δύο δεν αντισταθμίζεται σωστά.



Σχήμα 3.13: Η επίδραση του φαινομένου της μνήμης στην παραμόρφωση ενός σήματος δύο τόνων

Η εξάρτηση των συνιστωσών ενδοδιαμόρφωσης από την απόσταση των συχνοτήτων των δύο τόνων μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να μελετηθούν οι επιδράσεις της μνήμης σε έναν PA, δοκιμάζοντας σήματα δύο τόνων σε διαφορετικές φασματικές αποστάσεις αποτυπώνοντας τη συμπεριφορά των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης. Ωστόσο, η μοντελοποίηση ενός PA με μνήμη απαιτεί περίπλοκες μετρήσεις.

Η εκδήλωση φαινομένων μνήμης από τη συμπεριφορά ενός PA αποτελεί αρνητικό χαρακτηριστικό και πρέπει να προλαμβάνεται ή να αντισταθμίζεται και σε κάθε περίπτωση να λαμβάνεται ορθά υπόψη όταν υπάρχει.

3.5.1 Πηγές φαινομένων μνήμης σε PAs

Δεδομένου ότι η μνήμη εκδηλώνεται μέσω της διακύμανσης της φάσης και του πλάτους των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης συναρτήσει της συχνότητας, ένα από τα αίτια που προκαλούν τα φαινόμενα μνήμης είναι χωρητικότητες, επαγωγές, ή αντιστάσεις στην αλυσίδα του PA που εξαρτώνται από τη συχνότητα. Τα στοιχεία αυτά προκαλούν τα ηλεκτρικά φαινόμενα μνήμης. Ένας λόγος ύπαρξης μεταβλητών αντιστάσεων είναι οι βαθμίδες πόλωσης των τρανζίστορ που επειδή δεν έχουν απεριόριστο εύρος ζώνης από κάποιο σημείο η αντίσταση εξόδου τους αρχίζει να μεταβάλλεται με τη συχνότητα. Με κατάλληλη σχεδίαση των δικτύων πόλωσης η οριακή συχνότητα όπου η σύνθετη αντίσταση εξόδου αρχίζει να μεταβάλλεται μπορεί να μετατοπισθεί σε υψηλότερες συχνότητες. Τότε, η διακύμανση της τιμής της σύνθετης αντίστασης εξόδου επηρεάζει κυρίως τους πομπούς ευρείας ζώνης.

Μια άλλη πηγή των φαινομένων μνήμης είναι οι θερμικές διακυμάνσεις του ενισχυτή ισχύος που οφείλονται στο επίπεδο ισχύος του σήματος εισόδου. Η διαχεόμενη ισχύς εισόδου στον PA μεταβάλλεται με το επίπεδο του σήματος εισόδου. Λόγω της διαχεόμενης ισχύος, η θερμοκρασία των τρανζίστορ και άλλων κυκλωματικών στοιχείων εμφανίζει διακυμάνσεις, μεταβάλλοντας τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά τους, και, κατά συνέπεια, την παραμόρφωση που προκαλούν.

Συμπερασματικά, έχει διαπιστωθεί από τις διάφορες μετρήσεις και προσομοιώσεις λειτουργίας διαφόρων τύπων ενισχυτών ότι τα ηλεκτρικά φαινόμενα μνήμης επηρεάζουν τα συστήματα που χρησιμοποιούνται για την ενίσχυση ευρείας ζώνης σημάτων (εύρους ζώνης μεγαλύτερου των 5MHz) και τα θερμικά φαινόμενα μνήμης επηρεάζουν τα συστήματα που χρησιμοποιούνται για σήματα στενής ζώνης (εύρους ζώνης μικρότερου του 1MHz). Σε ενδιάμεσα εύρη ζώνη λειτουργίας ($1\text{MHz} < \text{εύρος ζώνης} < 5\text{MHz}$), οι επιδράσεις των φαινομένων μνήμης είναι σχετικά μικρές. Ωστόσο, πρέπει να σημειωθεί ότι τα ευρυζωνικά συστήματα περιλαμβάνουν και στοιχεία χαμηλών συχνοτήτων που επηρεάζονται από τη θερμική μνήμη.

3.5.2 Μοντέλα Ενισχυτών Ισχύος Με Μνήμη

Προκειμένου να συμπεριληφθεί η επίδραση της μνήμης στο μοντέλο PA, το μοντέλο πρέπει να σχεδιασθεί ώστε να περιλαμβάνει κάποιο στοιχείο εξαρτώμενο από το χρόνο. Για μοντελοποίηση PA με μνήμη, έχουν προταθεί οι ακόλουθες μέθοδοι.

A) Σειρές Volterra

Η σειρά Volterra είναι μια πολυπαραγοντική πολυωνυμική σειρά τρεχουσών και προηγούμενων τιμών ενός σήματος. Χρησιμοποιείται ένα διακριτό βήμα χρόνου, με βάση το οποίο οι προηγούμενες τιμές του σήματος που χρησιμοποιούνται στους υπολογισμούς αποκλίνουν από την τρέχουσα τιμή κατά ακέραια πολλαπλάσια αυτού του χρονικού βήματος. Η σειρά ορίζεται ως εξής:

$$v_{PA}(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m_1=0}^{M-1} \dots \sum_{m_k=0}^{M-1} h_k(m_1, \dots, m_k) \prod_{l=1}^k v_{pdRF}(t - m_l t_s) \quad (3.26)$$

όπου m_k είναι οι καθυστερήσεις σε διακριτό χρόνο, $h_k(m_1, \dots, m_k)$ οι συντελεστές για τους όρους, v_{pdRF} είναι το RF σήμα εισόδου στον PA, t_s είναι το χρονικό βήμα, $M-1$ είναι το πλήθος των καθυστερήσεων που λαμβάνονται υπόψη και K η τάξη του πολυωνύμου. Αυξάνοντας τα M και K και μειώνοντας το χρονικό βήμα t_s , η ακρίβεια του μοντέλου μπορεί να είναι βελτιωθεί, αλλά ταυτόχρονα αυξάνεται σημαντικά η πολυπλοκότητά της. Ωστόσο, με αρκετά υψηλή τάξη πολυωνύμου, η σειρά Volterra είναι η πλέον ευέλικτη μέθοδος μοντελοποίησης των φαινομένων μνήμης.

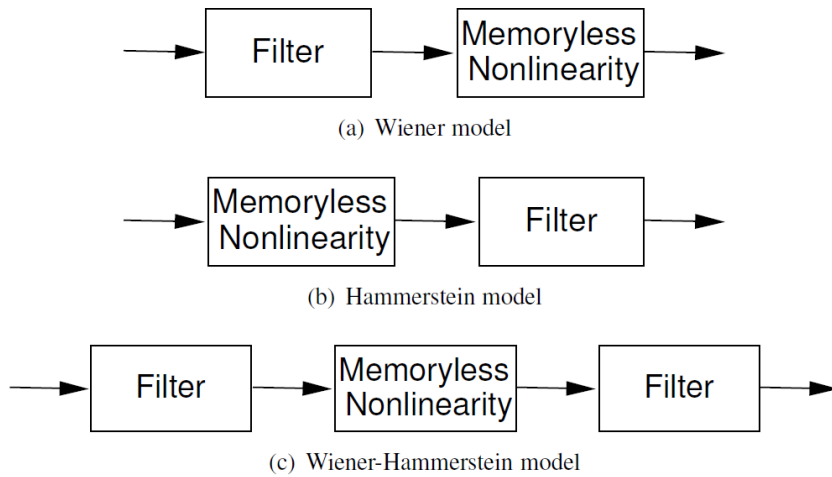
Οι συντελεστές μπορούν να υπολογισθούν χρησιμοποιώντας, για παράδειγμα, τη μέθοδο προσαρμογής ελαχίστων τετραγώνων ή κάποια επαναληπτική μέθοδο. Η (3.16) μπορεί να γραφεί στη μορφή της βασικής ζώνης αντικαθιστώντας το v_{pdRF} με το ισοδύναμό του στη βασική ζώνη

$$v_{pd} = \Re\{e^{j\omega_o t} \tilde{x}(t)\}, \quad (3.27)$$

όπου ω_o είναι η κεντρική συχνότητα και $\tilde{x}(t)$ το σήμα εισόδου στο μη γραμμικό σύστημα.

B) Μοντέλα Wiener, Hammerstein και Wiener-Hammerstein

Τα μοντέλα Wiener, Hammerstein και Wiener-Hammerstein χρησιμοποιούν απλουστευμένες προσεγγίσεις για τη μείωση της πολυπλοκότητας του μοντέλου μνήμης. Τα μοντέλα αυτά βασίζονται σε διαχωρισμό του συνολικού συστήματος σε ένα τμήμα που λαμβάνει υπόψη τη μνήμη και σε ένα δεύτερο τμήμα που δεν λαμβάνει υπόψη τη μνήμη της μη γραμμικότητας. Αυτό γίνεται διαιρώντας το μοντέλο σε δύο μέρη: σε ένα φίλτρο και σε ένα χωρίς μνήμη μοντέλο PA. Το μοντέλο Wiener υποθέτει ένα μη γραμμικό σύστημα χωρίς μνήμη του οποίου προηγείται ένα φίλτρο, το μοντέλο Hammerstein υποθέτει ένα φίλτρο του οποίου προηγείται ένα μη γραμμικό σύστημα χωρίς μνήμη και το μοντέλο Wiener-Hammerstein υποθέτει ένα μη γραμμικό σύστημα χωρίς μνήμη μεταξύ δύο φίλτρων. Τα block διαγράμματα των ανωτέρω μοντέλων φαίνονται στο Σχ. 3.14.



Σχήμα 3.14: Μοντέλα PA με μνήμη που βασίζονται σε φίλτρα

Τα μοντέλα αυτά απλοποιούν σημαντικά το μοντέλο της μη γραμμικότητας με μνήμη, καθώς, αντί να προσδιορίζονται, όπως οι σειρές Volterra, με πολλούς όρους εξωτερικών γινομένων ακόμη και για έναν ήπια μη γραμμικό ενισχυτή με μικρή μνήμη, προσδιορίζονται μόνο από τις παραμέτρους των φίλτρων και από τις παραμέτρους του μοντέλου χωρίς μνήμη.

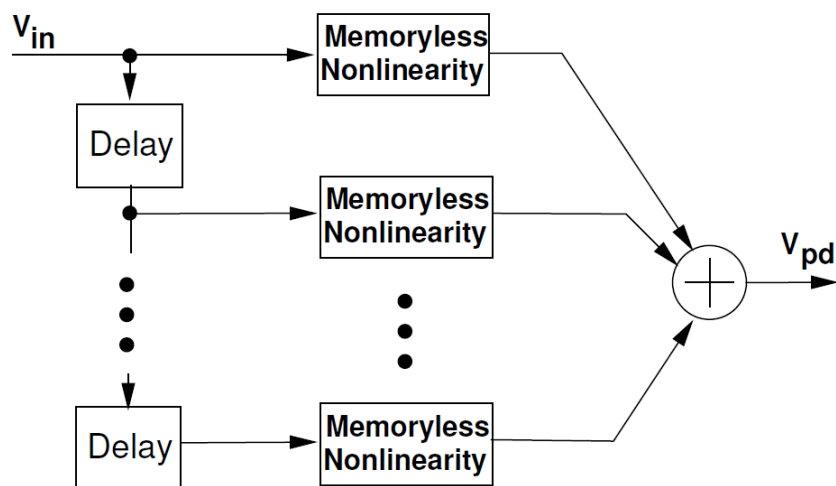
Ωστόσο, τα μοντέλα αυτά εισάγουν ορισμένους σημαντικούς περιορισμούς. Τα μοντέλα Wiener και τα μοντέλα Wiener-Hammerstein προκαλούν τη μη γραμμικότητα των παραμέτρων του φίλτρου, χαρακτηριστικό που καθιστά τη μοντελοποίηση του συστήματος δύσκολη. Επίσης, η αποσύνδεση της μνήμης από τη μη γραμμικότητα δεν αντιστοιχεί απόλυτα με την πραγματικότητα και δεν λαμβάνει υπόψη τις αλλαγές στις επιδράσεις του φιλτραρίσματος για διαφορετικά επίπεδα ισχύος. Ωστόσο, τα μοντέλα αυτά έχουν χρησιμοποιηθεί ευρέως.

Γ) Πολυώνυμο Μνήμης

Το πολυώνυμο μνήμης απλοποιεί τη σειρά Volterra εκμεταλλευόμενο το ότι οι μη γραμμικότητες στον PA είναι σχεδόν ανεξάρτητες από τη φάση. Έτσι, η βασικής ζώνης σειρά Volterra μπορεί να απλουστευθεί ώστε να περιλαμβάνει μόνο δυνάμεις του $|v_{pd}|$ διατηρώντας ταυτόχρονα μεγάλο μέρος της ακρίβειας των σειρών Volterra σε σχέση με τα μοντέλα Wiener και Hammerstein. Το μοντέλο μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$v_{out} = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{M-1} a_{kl} v_{pd}(t - m_l t_s) |v_{pd}(t - m_l t_s)|^k \quad (3.28)$$

Το πολυώνυμο μνήμης μπορεί επίσης να θεωρηθεί ως σειρά παράλληλων φίλτρων wiener, αποτελώντας επέκταση αυτών και λαμβάνοντας υπόψη τη μεταβολή των χαρακτηριστικών της μνήμης με το επίπεδο ισχύος του σήματος. Το πολυώνυμο μνήμης μπορεί να περιγραφεί χρησιμοποιώντας το διάγραμμα που φαίνεται στο Σχ. 3.15.



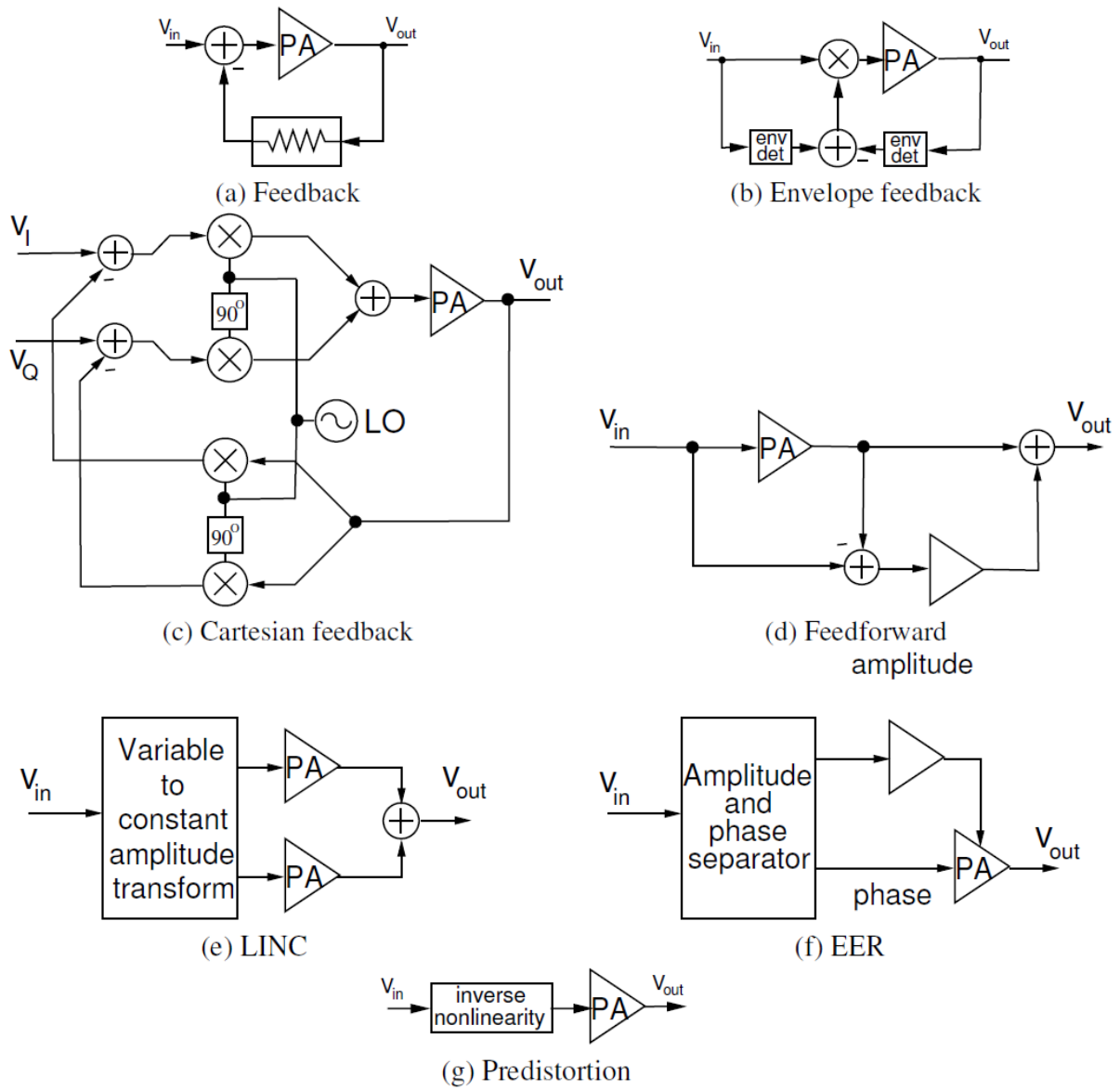
Σχήμα 3.15: Λειτουργικό διάγραμμα ενός πολυωνύμου μνήμης

3.6 Γραμμικοποίηση του Ενισχυτή

3.6.1 Μέθοδοι Γραμμικοποίησης του Ενισχυτή

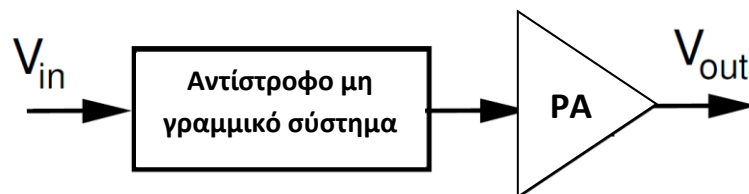
Όπως έχει ήδη αναφερθεί, θα ήταν ωφέλιμο να χρησιμοποιηθεί κάποια μέθοδος επεξεργασίας σήματος για τη γραμμικοποίηση του ενισχυτή με στόχο να αντισταθμισθεί η παραμόρφωση που προκαλείται από τον PA. Αυτό θα επέτρεπε τη χρήση πολύ αποδοτικών ως προς την ισχύ ενισχυτών χωρίς να υπερβαίνονται τα ποσοστά σφάλματος που απαιτούνται από την εκάστοτε εξυπηρετούμενη υπηρεσία. Στο Σχ. 3.16 απεικονίζονται συνήθεις μέθοδοι γραμμικοποίησης των ενισχυτών ισχύος.

Στο Σχ. 3.16(g) απεικονίζεται η γραμμικοποίηση με προαντιστάθμιση (predistortion). Σύμφωνα με τη διαδικασία αυτή, το σύστημα αντιστάθμισης, πριν από την ενίσχυση, παράγει μία συνάρτηση αντίστροφη αυτής του PA συνθέτοντας έτσι ένα γραμμικό από είσοδο-σε-έξοδο ενισχυτή. Ο προαντισταθμιστής έχει χαμηλή πολυπλοκότητα υλικού και μπορεί να εφαρμοστεί έτσι ώστε να είναι ανεπιφύλακτα σταθερός. Επιπλέον, ο προαντισταθμιστής μπορεί να προσαρμόζεται (adaptive predistorter) ώστε να αντισταθμίζονται οι ενδεχόμενες αλλαγές στη μη γραμμική συμπεριφορά του ενισχυτή. Για τους λόγους αυτούς, στην παρούσα διπλωματική επιλέχθηκε η μέθοδος της προαντιστάθμισης για την αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων των ενισχυτών υψηλής ισχύος. Ακολουθεί αναλυτική επεξήγηση της λειτουργίας του προαντισταθμιστή.



Σχήμα 3.16: Συνήθεις μέθοδοι γραμμικοποίησης ενισχυτών ισχύος

3.6.2 Γραμμικοποίηση ενισχυτών με τη μέθοδο της προαντιστάθμισης (predistortion)



Σχήμα 3.17: Λειτουργικό block διάγραμμα προαντισταθμιστή

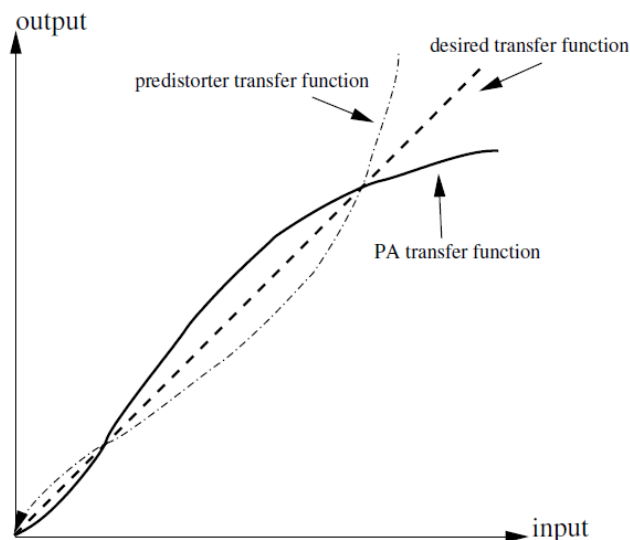
Ο προαντισταθμιστής γραμμικοποιεί ένα PA παράγοντας μία μη γραμμική χαρακτηριστική η οποία είναι αντίστροφη του PA ώστε, όταν προηγείται αυτού, η συνολική ενίσχυση του σήματος να είναι γραμμική (Σχ. 3.18). Η ανωτέρω συμπεριφορά μπορεί να γραφεί υπό τη μορφή της ακόλουθης εξίσωσης

$$A_{PD}(v_{in}) \cdot A_{pa}(v_{pd}) = K, \quad (3.29)$$

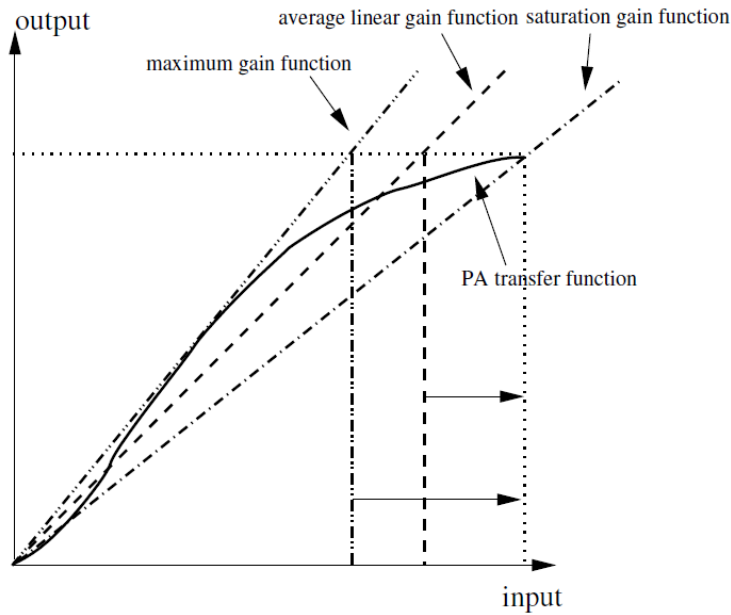
όπου $A_{PD}(\cdot)$ και $A_{PA}(\cdot)$ οι χαρακτηριστικές εισόδου-εξόδου του προαντισταθμιστή και του PA, αντίστοιχα, v_{in} το προς ενίσχυση σήμα εισόδου και K μιγαδική σταθερά. Καθώς οι παραμορφώσεις πλάτους και φάσης που εξαρτώνται από τη φάση θεωρούνται αμελητέες, οι τάσεις v_{in} και v_{pd} μπορούν να αντικατασταθούν από τα πλάτη τους με $|v_{in}|$ και $|v_{pd}|$. Η τάση εξόδου του προαντισταθμιστή, v_{pd} , η οποία είναι η τάση εισόδου στον PA, είναι ίση με

$$v_{pd} = A_{PD}(|v_{in}|) \cdot v_{in} \quad (3.30)$$

Η προαντιστάθμιση μπορεί ακόμη να θεωρηθεί ως λειτουργία που μεταβάλλει το σήμα εισόδου στον PA κατά τέτοιο τρόπο, ώστε οι τιμές του σήματος εξόδου του PA να αντιστοιχούν σε αυτές που θα αναμένονταν μετά από γραμμική ενίσχυση. Η επιθυμητή γραμμική ενίσχυση μπορεί να επιλεγεί κατά πολλούς τρόπους. Μερικές δυνατές επιλογές απεικονίζονται στο Σχ. 3.19. Το σχήμα παρουσιάζει την επιλογή του κέρδους του γραμμικού σύμφωνα με το μέγιστο ενίσχυσης του PA (maximum gain function), με το μέσο κέρδος του PA (average linear gain function) και το κέρδος στο σημείο κορεσμού του ενισχυτή (saturation gain function). Στην καλύτερη περίπτωση, το γραμμικό κέρδος επιλέγεται με τέτοιο τρόπο ώστε το πλάτος του σήματος εισόδου στον PA να εκτείνεται στο μέγιστο εύρος του πλάτους που μπορεί να γραμμικοποιηθεί, καθώς αυτό προσφέρει την καλύτερη απόδοση, δηλαδή η μέγιστη ισχύς εξόδου να είναι η ισχύς κορεσμού. Ωστόσο, μπορεί να μην είναι επωφελές να χρησιμοποιηθεί το κέρδος που απαιτείται για την ισχύ κορεσμού, καθώς το κέρδος που απαιτείται από τον προαντισταθμιστή αυξάνεται ταχέως όταν ο PA πλησιάζει σε σημείο κορεσμού [6].

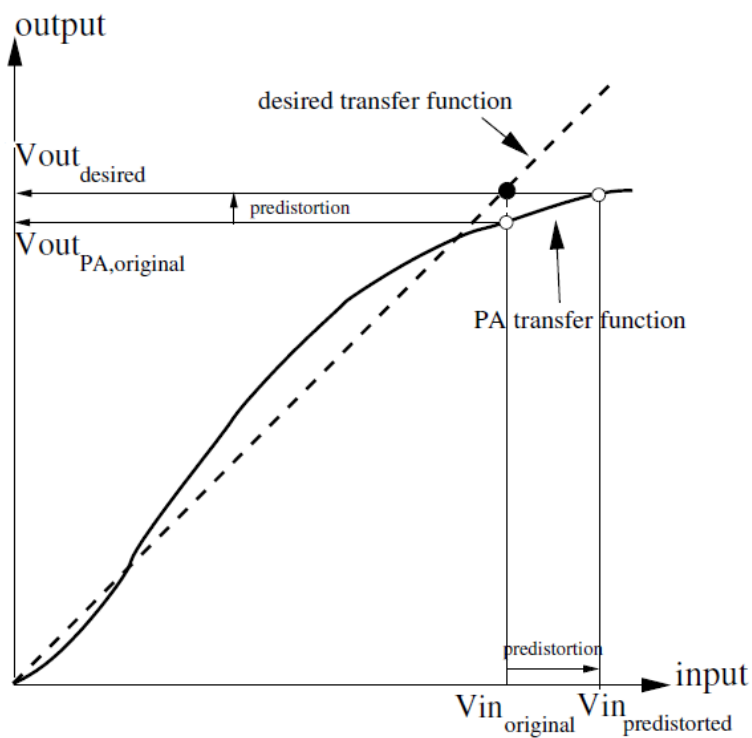


Σχήμα 3.18: Χαρακτηριστικές του PA, του προαντισταθμιστή και του συνολικού συστήματος



Σχήμα 3.19: Κανονικοποίηση προαντισταθμιστή

Στο Σχ. 3.20 απεικονίζεται η χαρακτηριστική του PA και η γραμμική χαρακτηριστική του συνολικού συστήματος η οποία έχει επιλεγεί σύμφωνα με το μέσο κέρδος του PA. Η ισχύς εισόδου του PA, σύμφωνα με το Σχ. 3.20 είναι $V_{in,original}$ η οποία αντιστοιχεί σε ισχύ εξόδου $V_{out,PAoriginal}$. Όμως η ισχύς εισόδου $V_{in,original}$ στο συνολικό σύστημα αντιστοιχεί σε τιμή εξόδου $V_{out,desired}$. Συνεπώς, για να επιτευχθεί τελική τιμή εξόδου $V_{out,desired}$ πρέπει η είσοδος στον PA, που ισοδυναμεί με την έξοδο του προαντισταθμιστή, να ισούται με $V_{in,predistorted}$.



Σχήμα 3.20: Λειτουργία προαντισταθμιστή

Κεφάλαιο 4: Προσομοίωση μη γραμμικών φαινομένων με βάση το πρότυπο DVB-S2

4.1 Στάδια υλοποίησης προσομοιωτή

4.1.1. Εισαγωγή

Βασικός στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη της επίδρασης της μη γραμμικής ενίσχυσης σε δορυφορικές εφαρμογές που ακολουθούν το πρότυπο DVB-S2. Για την αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων που προκαλούνται λόγω της μη γραμμικής ενίσχυσης στο δορυφορικό αναμεταδότη, εφαρμόζεται η τεχνική προαντιστάθμισης (Digital Predistortion) που περιγράφηκε στην παράγραφο 3.6.2.

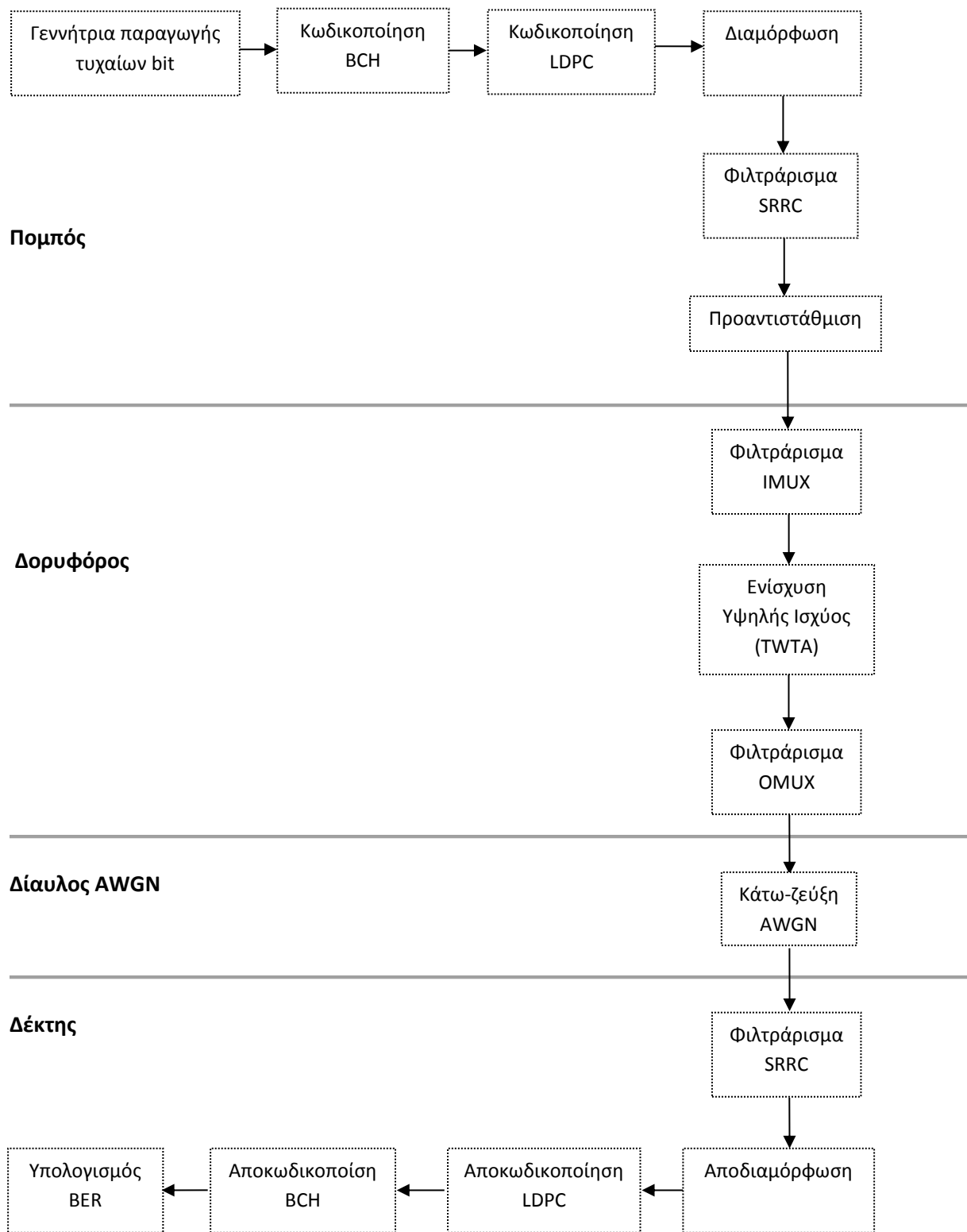
Για την προσομοίωση, υλοποιήθηκε προσαρμογή και επέκταση ενός προσομοιωτή DVB-S2 [4] σε δίαυλο AWGN ώστε να περιλαμβάνει τη βαθμίδα του δορυφορικού αναμεταδότη και τις βασικές λειτουργίες ψηφιακής επεξεργασίας του δορυφορικού σήματος [4], όπως αυτές πραγματοποιούνται στα επιμέρους τμήματά του, δηλαδή

- Ζωνοπερατό φιλτράρισμα στον πολυπλέκτη εισόδου.
- Μη γραμμική ενίσχυση στον ενισχυτή TWTA.
- Ζωνοπερατό φιλτράρισμα στον πολυπλέκτη εξόδου.

Επίσης, στην πλευρά εκπομπής υλοποιήθηκε η διαδικασία προαντιστάθμισης.

Στο Σχ. 4.1 απεικονίζεται το λειτουργικό διάγραμμα του προσομοιωτή DVB-S2 που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική εργασία. Όπως φαίνεται από το σχήμα, γίνεται η παραδοχή της αμελητέας επίδρασης του AWGN της άνω ζεύξης σε σχέση με τη συνεισφορά του AWGN της κάτω ζεύξης στο συνολικό θερμικό θόρυβο της δορυφορικής ζεύξης. Η συγκεκριμένη παραδοχή υιοθετήθηκε από την Ομάδα Εργασίας και σχεδιασμού των αρχών του προτύπου DVB-S2 με στόχο την ελαχιστοποίηση των διαφόρων περιπτώσεων που πρέπει να ληφθούν υπόψη κατά τις προσομοιώσεις, παρά το γεγονός ότι, συχνά, η επίδραση του AWGN της άνω ζεύξης στην είσοδο του δορυφορικού αναμεταδότη δεν είναι αμελητέα.

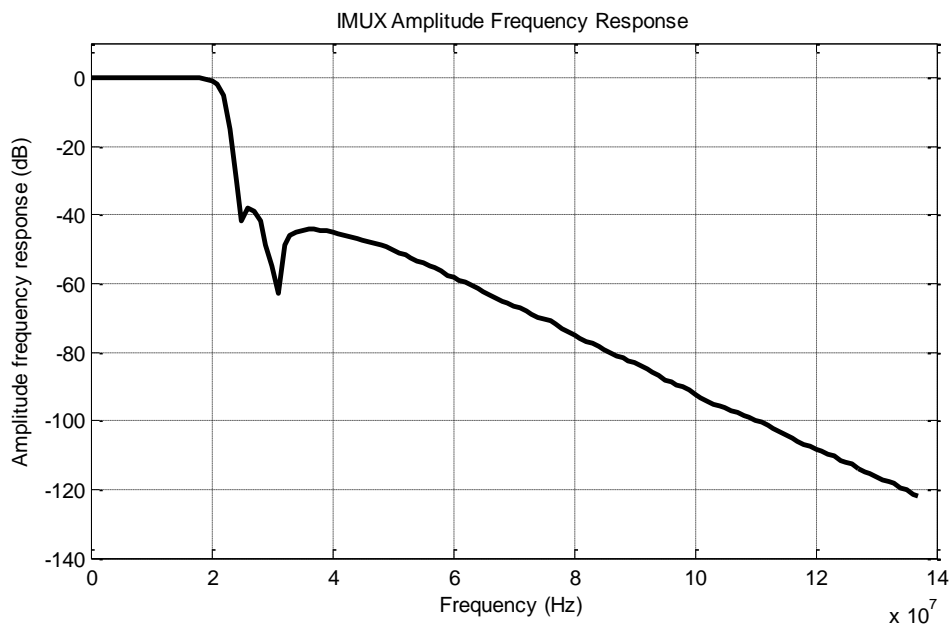
Στις ενότητες του παρόντος κεφαλαίου που ακολουθούν εξηγείται ο τρόπος υλοποίησης των βαθμίδων του προσομοιωτή, οι οποίες αφορούν το ζωνοπερατό φιλτράρισμα, τη διαδικασία της μη γραμμικής ενίσχυσης στο δορυφορικό αναμεταδότη, τη διαδικασία αντιστάθμισης αστερισμού που πραγματοποιείται στην πλευρά της εκπομπής, καθώς και τη διαδικασία της προαντιστάθμισης.



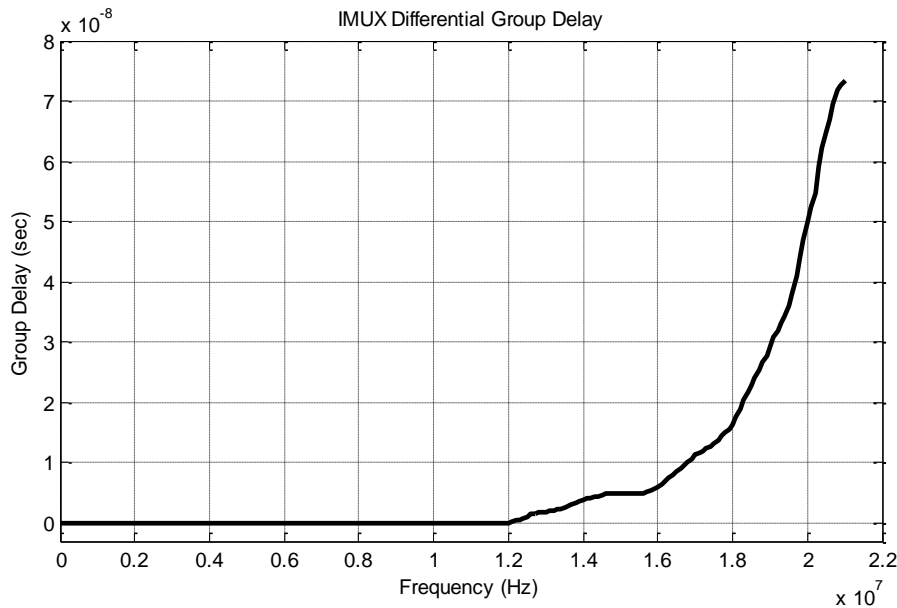
Σχήμα 4.1: Λειτουργικό διάγραμμα προσομοιωτή DVB-S2.

4.1.2 Ζωνοπερατό φιλτράρισμα στον πολυπλέκτη εισόδου του αναμεταδότη

Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 3.1, ο πολυπλέκτης εισόδου του αναμεταδότη αποτελείται συνήθως από κυκλοφορητές, ζωνοπερατά φίλτρα και εξισωτές πλάτους και φάσης (Σχ. 3.1(γ)). Αποτελεί την τελευταία βαθμίδα πριν την είσοδο του δορυφορικού σήματος στη βαθμίδα ενίσχυσης. Η σημαντικότερη, ως προς την επίδραση στο δορυφορικό σήμα, λειτουργία που πραγματοποιείται στον πολυπλέκτη εισόδου είναι αυτή του ζωνοπερατού φιλτραρίσματος του σήματος που προκύπτει στην έξοδο της βαθμίδας κάτω μετατροπής συχνότητας. Για την περιγραφή των χαρακτηριστικών των φίλτρων, τόσο του πολυπλέκτη εισόδου όσο και του πολυπλέκτη εξόδου, έχουν σχεδιασθεί κατάλληλα ψηφιακά φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (Finite Impulse Response, FIR). Στα Σχ. 4.2 και 4.3, αντίστοιχα, παρατίθενται οι χαρακτηριστικές ως προς το πλάτος (Amplitude) και την καθυστέρηση ομάδας (Group Delay) των φίλτρων που χρησιμοποιούνται στην πράξη [12], στη βασική ζώνη, που έχουν προκύψει με κατάλληλη επεξεργασία μετρήσεων.



Σχήμα 4.2: Απόκριση πλάτους του ζωνοπερατού φίλτρου του πολυπλέκτη εισόδου του αναμεταδότη.



Σχήμα 4.3: Καθυστέρηση ομάδας του ζωνοπερατού φίλτρου του πολυπλέκτη εισόδου του αναμεταδότη.

Στο Σχ. 4.3 απεικονίζεται η καθυστέρηση ομάδας του φίλτρου ως συνάρτηση της συχνότητας όπως προέκυψε μέσω μετρήσεων που προσεγγίσθηκαν από τη συνάρτηση fit() του MATLAB. Η αντίστοιχη συνάρτηση που προέκυψε μέσω αυτής της προσέγγισης χρησιμοποιήθηκε για τον προσδιορισμό της απόκρισης φάσης (Phase Response) του φίλτρου, $\Theta(\omega)$, με βάση τη σχέση

$$\tau_g(\omega) = -\frac{d\Theta(\omega)}{d\omega} \quad (4.1)$$

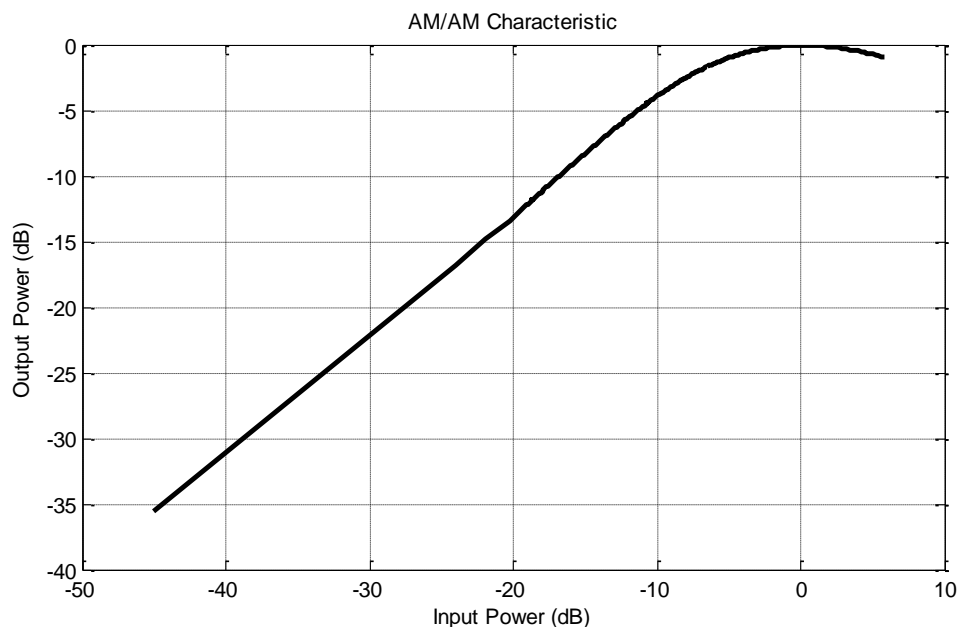
Με γνωστές τις αποκρίσεις πλάτους και φάσης του φίλτρου, προσδιορίσθηκε η συνάρτηση μεταφοράς (Transfer Function) του ζωνοπερατού φίλτρου μέσω της συνάρτησης integrate() του MATLAB, η οποία εφαρμόσθηκε στο σήμα που εισέρχεται στον πολυπλέκτη εισόδου του δορυφορικού αναμεταδότη.

4.1.3 Μη γραμμική ενίσχυση στον ενισχυτή TWTA

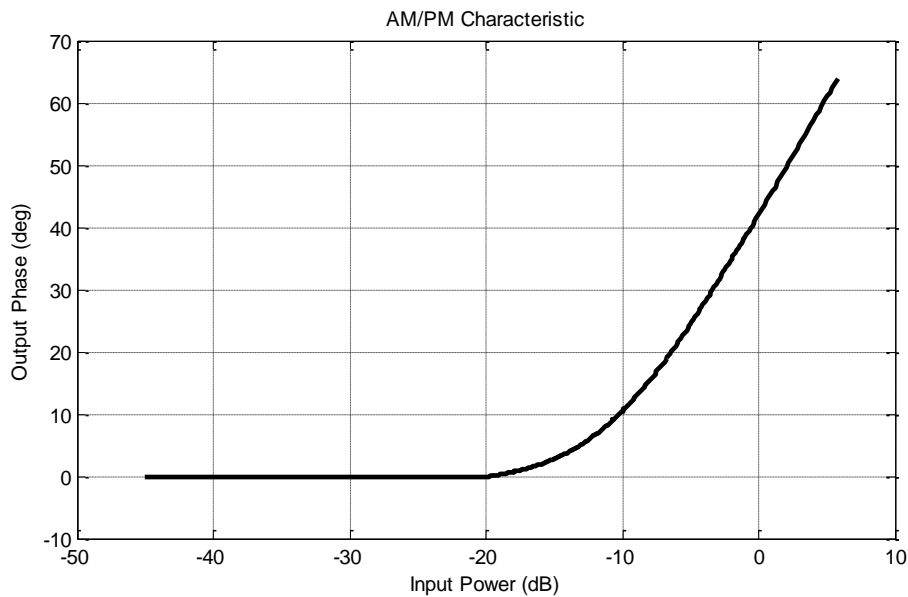
Στη βαθμίδα ενίσχυσης του δορυφορικού αναμεταδότη πραγματοποιείται η κύρια διαδικασία ενίσχυσης του χαμηλής ισχύος δορυφορικού σήματος του ραδιοδιαύλου ανόδου. Η ενίσχυση στους δορυφορικούς αναμεταδότες αποτελεί διαδικασία καθοριστική για την επίδοση μιας δορυφορικής ζεύξης. Όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 3, οι ενισχυτές τύπου σωλήνα οδεύοντος κύματος TWTA καθορίζουν την ισχύ εκπομπής του σήματος από το δορυφόρο. Αποτελούν την κύρια μη γραμμική διάταξη του δορυφορικού επαναλήπτη καθώς είναι επιθυμητό να λειτουργούν πολύ κοντά στο σημείο κορεσμού. Τότε, όμως, εμφανίζουν έντονα μη γραμμική συμπεριφορά και ως εκ τούτου, επηρεάζουν καθοριστικά τη διαθεσιμότητα και την QoS μιας δορυφορικής ζεύξης.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία χρησιμοποιήθηκαν συγκεκριμένες συναρτήσεις πλάτους (AM/AM) και φάσης (AM/PM) για την προσομοίωση της διαδικασίας ενίσχυσης υψηλής ισχύος, οι οποίες προκύπτουν από αποτελέσματα μετρήσεων επί ενισχυτή TWTA που χρησιμοποιήθηκε από δορυφόρο της Eutelsat. Με βάση τις τιμές αυτές, προέκυψαν οι χαρακτηριστικές AM/AM και AM/PM του ενισχυτή υψηλής ισχύος οι οποίες απεικονίζονται στα Σχ. 4.4 και 4.5, αντίστοιχα. Με χρήση της συνάρτησης `fit()` του MATLAB, προσδιορίστηκαν σε υπολογιστική μορφή οι συναρτήσεις που περιγράφουν αναλυτικά την AM/AM και AM/PM μετατροπή και χρησιμοποιήθηκαν για την προσομοίωση της διαδικασίας ενίσχυσης.

Η διαδικασία της ενίσχυσης πραγματοποιείται χωριστά για καθένα από τα σύμβολα που εισέρχονται στη βαθμίδα ενίσχυσης του δορυφορικού αναμεταδότη (symbol-to-symbol amplification) μετά την έξοδό τους από τον πολυπλέκτη εισόδου. Ανάλογα με το πλάτος των συμβόλων (μέγεθος που καθορίζει την ισχύ των συμβόλων) και με βάση τη μορφή των χαρακτηριστικών AM/AM και AM/PM προκύπτει το πλάτος και η φάση των συμβόλων στο μιγαδικό επίπεδο μετά την έξοδό τους από τη βαθμίδα ενίσχυσης. Συγκεκριμένα, οι διακυμάνσεις του πλάτους των συμβόλων, που προκαλούνται τόσο από τις προηγούμενες βαθμίδες επεξεργασίας του δορυφορικού σήματος (SRRC filtering, IMUX filtering) όσο και από τη μεταβλητότητα της περιβάλλουσας όταν χρησιμοποιούνται πολυσταθμικά σχήματα διαμόρφωσης, έχουν ως αποτέλεσμα την ανομοιόμορφη ενίσχυση των συμβόλων λόγω της διαφορετικής επίδρασης της διαδικασίας της ενίσχυσης σε σύμβολα διαφορετικού πλάτους εισόδου στον ενισχυτή.



Σχήμα 4.4: Χαρακτηριστική AM/AM ενισχυτή.



Σχήμα 4.5: Χαρακτηριστική AM/PM ενισχυτή.

Το μέγιστο πλάτος των συμβόλων εξόδου καθορίζεται από την τιμή της μέγιστης ισχύος εξόδου P_{out} που μπορεί να αποδώσει ο ενισχυτής. Η P_{out} σχετίζεται με τις προδιαγραφές κατασκευής του.

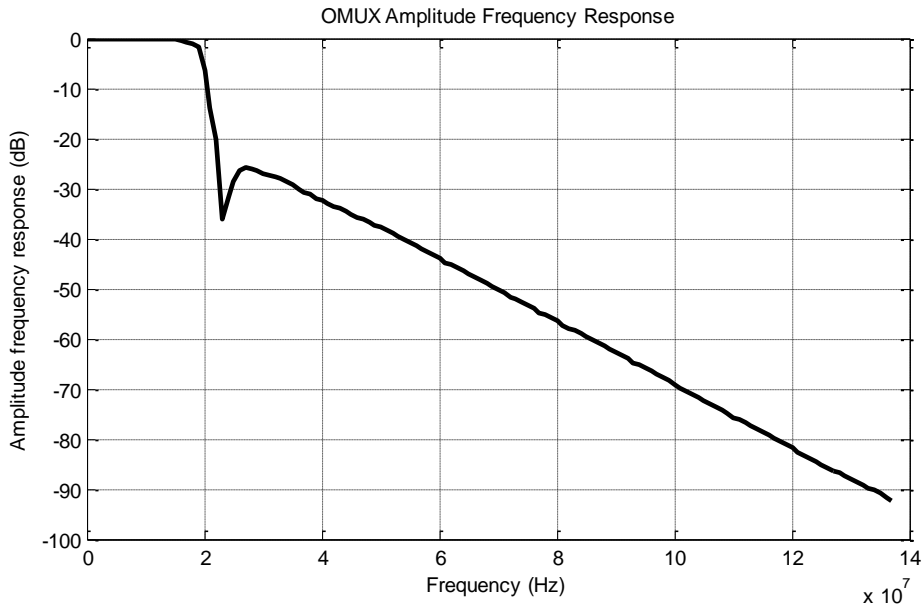
Βάσει της μορφής της χαρακτηριστικής AM/PM, τα σύμβολα υφίστανται αριστερόστροφη μεταβολή της φάσης τους στο μιγαδικό επίπεδο, όπως θα φανεί και από τα σχήματα που προέκυψαν από την προσομοίωση. Εξαιτίας των διακυμάνσεων που παρατηρούνται στα πλάτη των συμβόλων λόγω της επίδρασης του ζωνοπερατού φιλτραρίσματος του πολυπλέκτη εισόδου και της επακόλουθης διαφορετικής ενισχυτικής διαδικασίας που υφίστανται σύμβολα διαφορετικού πλάτους, η ευκλείδεια απόσταση μεταξύ των συμβόλων του αστερισμού μεταβάλλεται. Οι συνέπειες της μεταβολής της σχετικής θέσης των συμβόλων στο σηματοκώ αστερισμό είναι δυσμενείς όσον αφορά την εξασφάλιση της απαιτούμενης ποιότητας υπηρεσίας (Quality of Service, QoS) στο δέκτη εξαιτίας της μεταβολής των περιοχών απόφασης που αφορούν τη διακριτή λήψη των συμβόλων του σηματοκώ αστερισμού.

Όπως θα καταστεί φανερό και από τις σχετικές καμπύλες επίδοσης που παρουσιάζονται αργότερα, οι επιπτώσεις λόγω της μη γραμμικής ενίσχυσης είναι ιδιαίτερα δυσμενείς στην περίπτωση των πολυσταθμικών σχημάτων διαμόρφωσης 16APSK και 32APSK του προτύπου ενώ δεν προκαλούν σημαντική επιδείνωση της QoS στην περίπτωση των σχημάτων σταθερής περιβάλλουσας QPSK και 8PSK.

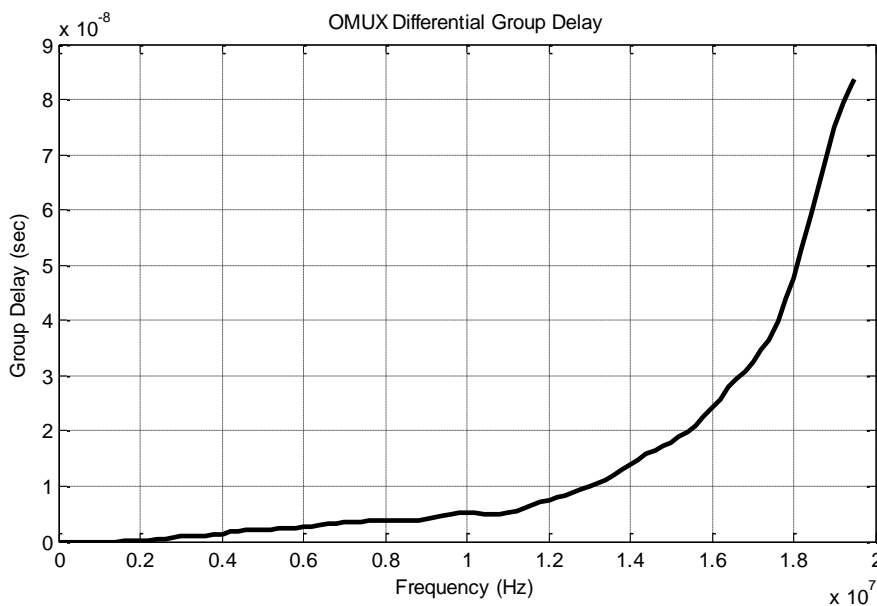
Η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων είναι εντονότερη όταν ο ενισχυτής υψηλής ισχύος λειτουργεί πλησίον του σημείου κόρου. Επιπλέον, από την παρατήρηση των διαγραμμάτων 4.4 και 4.5 καθίσταται φανερή η σχέση ανταλλαγής (trade-off) μεταξύ της γραμμικής συμπεριφοράς του ενισχυτή και της αποδοτικότητας ισχύος εξόδου.

4.1.4 Ζωνοπερατό φιλτράρισμα στον πολυπλέκτη εξόδου του αναμεταδότη

Το επόμενο στάδιο ψηφιακής επεξεργασίας που υφίσταται το δορυφορικό σήμα στο δορυφόρο και το πρώτο μετά τη διαδικασία ενίσχυσης είναι το ζωνοπερατό φιλτράρισμα στον πολυπλέκτη εξόδου (OMUX Filtering). Για την περιγραφή των χαρακτηριστικών της διαδικασίας του φιλτραρίσματος ισχύουν όσα αναφέρθηκαν στην παράγραφο 4.1.2 για το ζωνοπερατό φιλτράρισμα στον πολυπλέκτη εισόδου. Στα Σχ. 4.6 και 4.7 απεικονίζονται τα αποτελέσματα μετρήσεων των χαρακτηριστικών πλάτους και καθυστέρησης ομάδας του ζωνοπερατού φίλτρου του πολυπλέκτη εξόδου του αναμεταδότη στη βασική ζώνη.



Σχήμα 4.6: Απόκριση πλάτους του ζωνοπερατού φίλτρου του πολυπλέκτη εξόδου του αναμεταδότη.



Σχήμα 4.7: Καθυστέρηση ομάδας του ζωνοπερατού φίλτρου του πολυπλέκτη εξόδου του αναμεταδότη.

Δεδομένων των αποκρίσεων πλάτους και φάσης του φίλτρου, που υπολογίσθηκαν με αντίστοιχο τρόπο όπως στην περίπτωση του πολυπλέκτη εισόδου, προσδιορίσθηκε η συνάρτηση μεταφοράς (Transfer Function) του ζωνοπερατού φίλτρου η οποία και εφαρμόζεται στο σήμα που εξέρχεται της βαθμίδας ενίσχυσης και εισέρχεται διαδοχικά στον πολυπλέκτη εξόδου του δορυφορικού αναμεταδότη.

4.1.5 Τεχνική προαντιστάθμισης αστερισμού

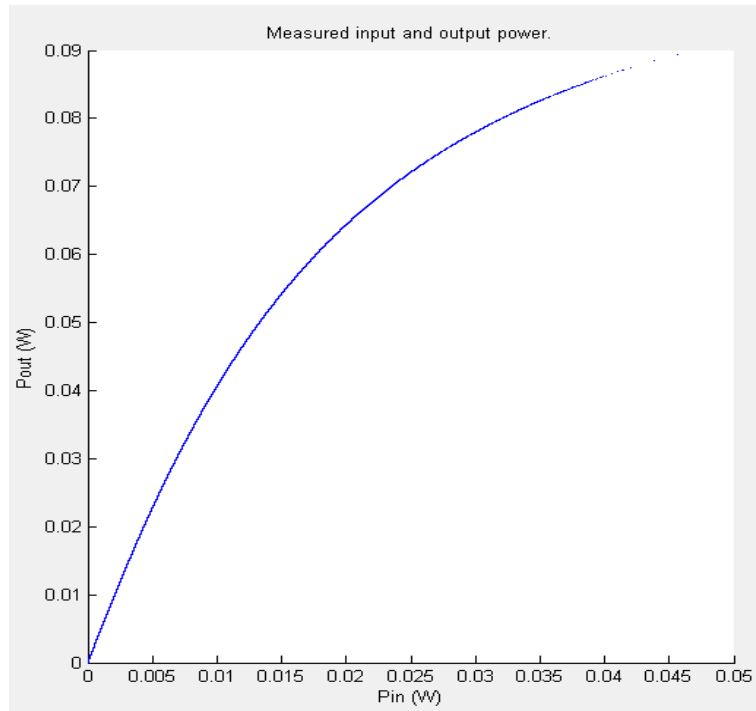
Για την αντιμετώπιση των δυσμενών επιπτώσεων που οφείλονται στις διάφορες μη γραμμικές διεργασίες, στην πλευρά της εκπομπής και συγκεκριμένα μετά την εφαρμογή του φίλτραρίσματος SRRC, εφαρμόζεται η τεχνική προαντιστάθμισης (Digital Predistortion). Η τεχνική προαντιστάθμισης αντισταθμίζει συνολικά τα μη γραμμικά φαινόμενα τόσο του ενισχυτή ισχύος όσο και των πολυπλεκτών εισόδου και εξόδου. Για τη διαδικασία της προαντιστάθμισης, θεωρούνται γνωστές στην πλευρά της εκπομπής οι χαρακτηριστικές του ενισχυτή και των πολυπλεκτών. Μία άλλη προσέγγιση θα ήταν ο πομπός να δέχεται ανάδραση (feedback) από το δορυφόρο όταν δεν θεωρούνται γνωστές οι ανωτέρω χαρακτηριστικές. Επιπλέον, στην παρούσα διπλωματική χρησιμοποιείται προσαρμοζόμενος προαντισταθμιστής, το οποίο σημαίνει ότι η χαρακτηριστική του προσαρμόζεται κάθε φορά με τη μορφή του σήματος, προκειμένου να γίνεται καλύτερη προσέγγιση της συνάρτησης του προαντισταθμιστή.

Καθώς το σύστημα που χρησιμοποιείται στην παρούσα διπλωματική εργασία θεωρείται χωρίς μνήμη (memoryless), για τον προσδιορισμό της συνάρτησης του προαντισταθμιστή δεν λήφθηκε υπόψη η ύπαρξη μνήμης. Συνεπώς, η έξοδος του προαντισταθμιστή εξαρτάται μόνο από τις τρέχουσες τιμές του σήματος και όχι από προηγούμενες, και η συνάρτηση που χρησιμοποιήθηκε είναι η πολυωνυμική [6]

$$v_{pd} = \sum_{n=1}^N a_n v_{in} |v_{in}|^{n-1}, \quad (4.2)$$

όπου a_n οι συντελεστές του προαντισταθμιστή και N η τάξη του πολυωνύμου προσέγγισης

Στα ακόλουθα σχήματα, που προέκυψαν με χρήση του προσομοιωτή, φαίνεται ένα παράδειγμα εφαρμογής της προαντιστάθμισης. Στο Σχ. 4.8 απεικονίζεται η σχέση της ισχύος εξόδου με την ισχύ εισόδου του μη γραμμικού ενισχυτή.

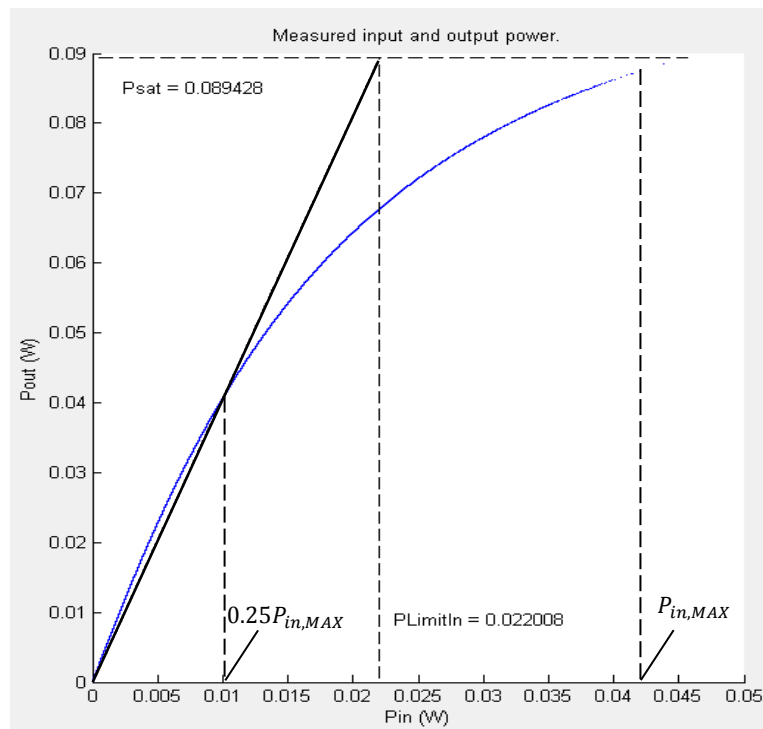


Σχήμα 4.8: Διάγραμμα ισχύος εισόδου και εξόδου του ενισχυτή ισχύος

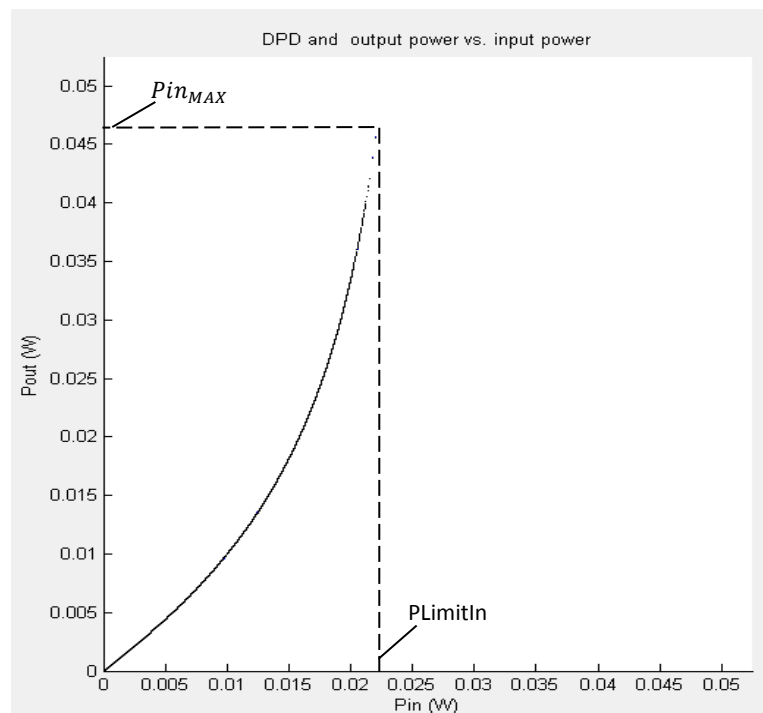
Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 3.6.2, η προαντισταθμίστη έχει σκοπό να μεταβάλλει το σήμα εισόδου του PA με τέτοιο τρόπο ώστε οι τιμές του σήματος εξόδου του ενισχυτή να αντιστοιχούν σε αυτές που θα αναμένονταν από ένα γραμμικό ενισχυτή. Στο Σχ. 4.9 φαίνεται η χαρακτηριστική του PA με μπλε χρώμα και η γραμμική χαρακτηριστική του συνολικού συστήματος με μαύρο συνεχές χρώμα και στο Σχ. 4.10 φαίνεται η χαρακτηριστική του προαντισταθμιστή. Στόχος είναι όταν το σήμα περνά από το σταδιο του προαντισταθμιστή και έπειτα ενισχύεται από τον PA, να είναι σαν να έχει περάσει από το συνολικό γραμμικό σύστημα του Σχ. 4.9. Συνεπώς, οι χαρακτηριστικές του προαντισταθμιστή και του PA είναι ουσιαστικά αντίστροφες μεταξύ τους.

Όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 3.6.2, η γραμμική συνάρτηση του συνολικού συστήματος μπορεί να προσδιορισθεί με διάφορους τρόπους. Ο τρόπος που επιλέχθηκε στην παρούσα διπλωματική είναι η συνολική γραμμική χαρακτηριστική του συστήματος να τέμνει την καμπύλη της χαρακτηριστικής του ενισχυτή στο 25% της μέγιστης τιμής ισχύος εισόδου του ενισχυτή $P_{in,MAX}$, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.9, καθώς μέχρι το σημείο $0.25P_{in,MAX}$ η καμπύλη προσεγγίζει τη γραμμική συμπεριφορά. Δηλαδή ο τρόπος αυτός υπολογισμού της συνολικής γραμμικής συνάρτησης γίνεται ουσιαστικά βάση του μεγίστου ενίσχυσης του PA, όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 3.6.2 (Σχ. 3.19). Ο τρόπος αυτός έχει προταθεί από ένα εργαλείο του MATLAB για predistortion, το DPD που υπάρχει στη βιβλιοθήκη mixed signal library. Όπως φαίνεται από το Σχ. 4.9, στην τιμή ισχύος εισόδου του ενισχυτή $P_{in,MAX}$ αντιστοιχεί η τιμή μέγιστη ισχύος εξόδου P_{sat} για την περίπτωση του μη γραμμικού ενισχυτή. Η μέγιστη τιμή ισχύος εξόδου P_{sat} αντιστοιχεί σε μέγιστη τιμή ισχύος εισόδου $P_{LimitIn}$ στο συνολικό γραμμικό σύστημα. Συνεπώς, η ισχύς εισόδου στον προαντισταθμιστή κανονικοποιείται ώστε η μέγιστη τιμή της να ισούται με $P_{LimitIn}$ και η

μέγιστη τιμή ισχύος εξόδου του προαντισταθμιστή είναι $P_{in,MAX}$ ώστε η μέγιστη τιμή ισχύος εξόδου του PA να ισούται με P_{sat} . Στο Σχ. 4.10 παρουσιάζεται η χαρακτηριστική του προαντισταθμιστή όπως προσδιορίσθηκε ανωτέρω.

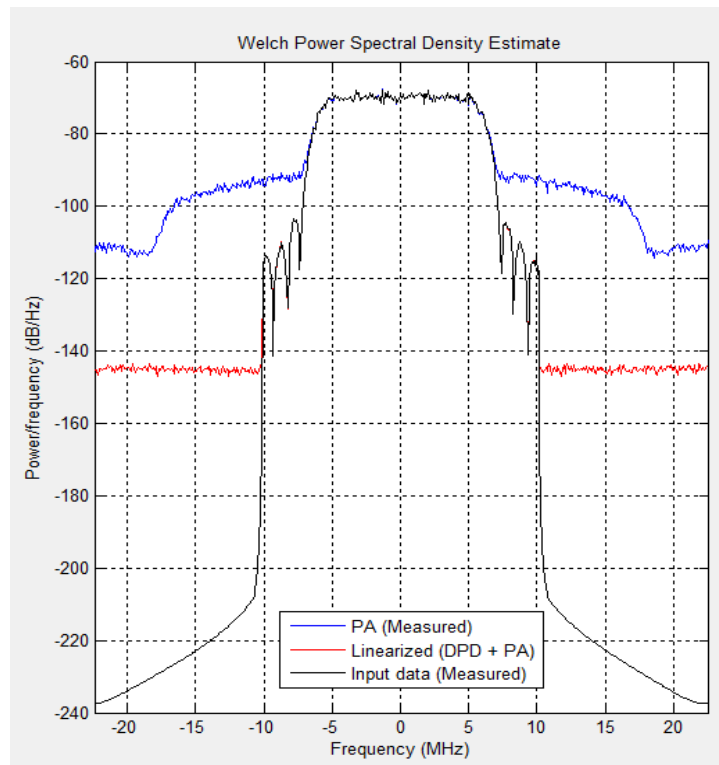


Σχήμα 4.9: Διάγραμμα ισχύος εισόδου και εξόδου του γραμμικού συστήματος ενίσχυσης



Σχήμα 4.10: Διάγραμμα ισχύος εισόδου και εξόδου του προαντισταθμιστή

Στο Σχ. 4.11 φαίνεται ότι με εφαρμογή προαντιστάθμισης βελτιώνεται το φάσμα ισχύος του σήματος εξόδου, δηλαδή δεν αλλοιώνεται σημαντικά η μορφή του λόγω των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης.



Σχήμα 4.11: Σύγκριση της φασματική πυκνότητας ισχύος του σήματος με και χωρίς προαντιστάθμιση

4.2 Προσομοίωση ενός φέροντος

4.2.1 Περιγραφή της προσομοίωσης ενός φέροντος

Οι παράμετροι και τα χαρακτηριστικά της προσομοίωσης που ρυθμίζονται εξωτερικά είναι:

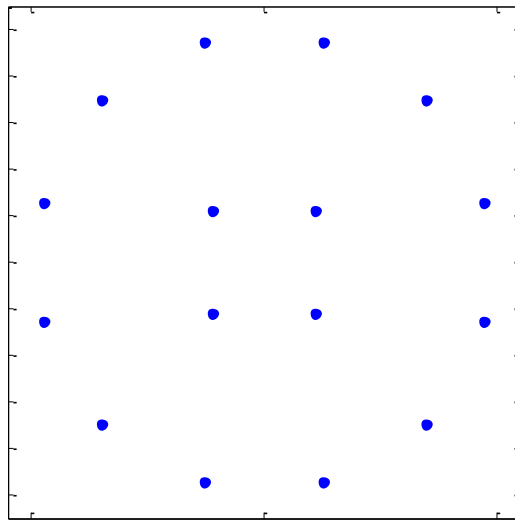
- ✓ Σχήμα κωδικοποίησης
- ✓ Ρυθμός κώδικα
- ✓ Συχνότητα δειγματοληψίας σήματος
- ✓ Συχνότητα φέροντος
- ✓ Συντελεστής εξάπλωσης του φίλτρου SRRC
- ✓ Μέση ισχύς σήματος
- ✓ Πλήθος FEC Blocks που αποστέλλονται (στην προσομοίωση χρησιμοποιούνται blocks των 64800 bits)
- ✓ Το OBO (Output Back-Off) του ενισχυτή ισχύος
- ✓ Παράμετρος που ορίζει τη χρήση ή μη προαντιστάθμισης

Η έξοδος του προσομοιωτή είναι το ποσοστό λανθασμένων ψηφίων BER για κάθε σήμα που αποστέλλεται από τον πομπό, όπως αυτό προσδιορίζεται από τις ανωτέρω παραμέτρους.

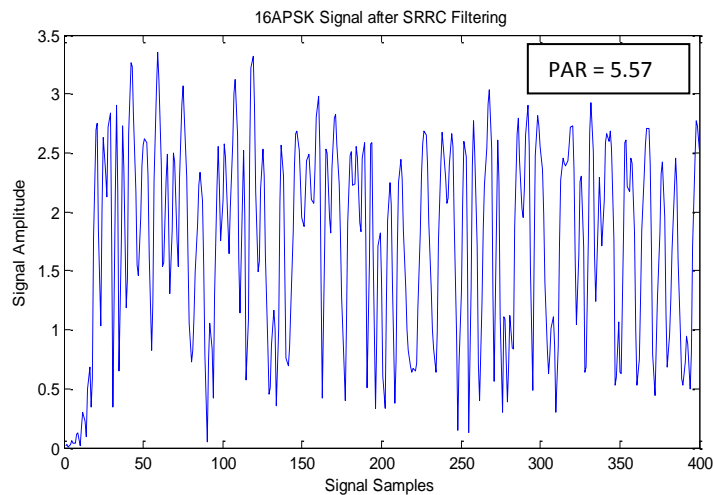
Προκειμένου να γίνει κατανοητή η διαδικασία της προσομοίωσης ενός φέροντος καθώς και τα μη γραμμικά φαινόμενα που εμφανίζονται, ακολουθεί σύντομη περιγραφή της διαδικασίας με ταυτόχρονη παρουσίαση των κυριότερων διαγραμμάτων που εξάγονται για ένα σήμα 16APSK.

Αρχικά πρέπει να αναφερθεί ότι όλα τα μεγέθη είναι κανονικοποιημένα ως προς την ισχύ, καθώς η παρούσα διπλωματική εστιάζει στα μη γραμμικά φαινόμενα. Το κυριότερο μέγεθος που αφορά ισχύ στον προσομοιωτή είναι το OBO, το οποίο είναι σχετικό μέγεθος ως προς την ισχύ κορεσμού του ενισχυτή.

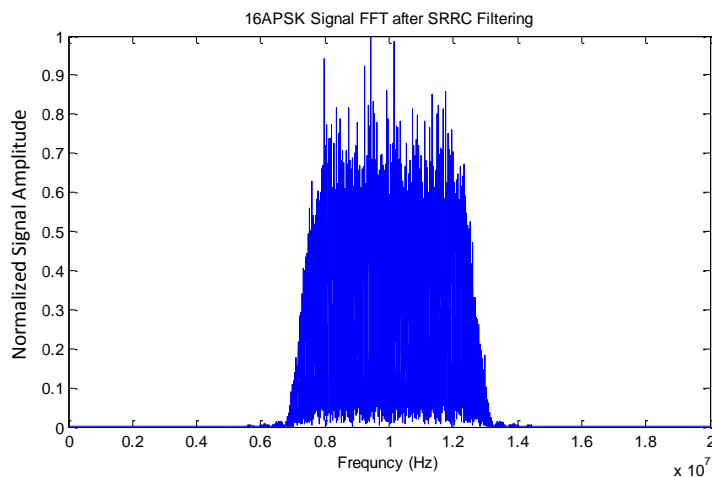
Όπως παρουσιάστηκε και στο Σχ. 4.1, αρχικά παράγεται μία τυχαία ακολουθία δυαδικών αριθμών η οποία κατόπιν υπόκειται σε αλυσιδωτή κωδικοποίηση BCH και LDPC ώστε να προκύψει μία ακολουθία 64800 bits. Στη συνέχεια, αυτά τα ψηφία διαμορφώνονται ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης που έχει επιλεγεί. Στο Σχ. 4.12 απεικονίζεται ο αστερισμός ενός 16APSK σήματος. Στη συνέχεια ακολουθεί το φιλτράρισμα SRRC του σήματος, η έξοδος του οποίου απεικονίζεται στα Σχ. 4.13 και 4.14 στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας, αντίστοιχα.



Σχήμα 4.12: Αστερισμός σήματος 16APSK στον πομπό



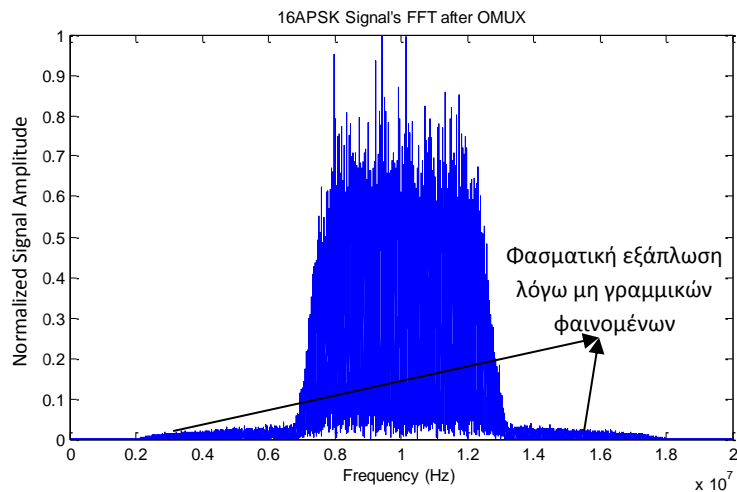
Σχήμα 4.13: Σήμα 16APSK στην έξοδο του φίλτρου SRRC στο πεδίο του χρόνου



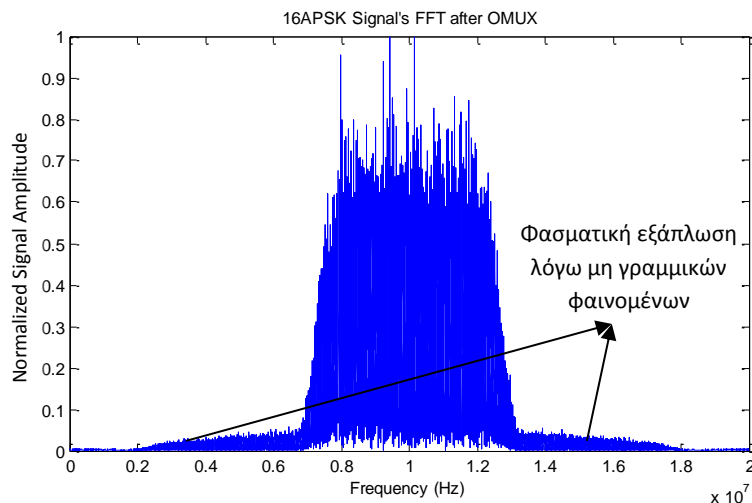
Σχήμα 4.14: Φάσμα του σήματος 16APSK στην έξοδο του φίλτρου SRRC

Στη συνέχεια, στην περίπτωση όπου δεν γίνει χρήση της τεχνικής της προαντιστάθμισης, το σήμα φθάνει στο δορυφορικό αναμεταδότη, όπου φιλτράρεται από το φίλτρο του IMUX, ενισχύεται από τον ενισχυτή ισχύος και έπειτα φιλτράρεται με το φίλτρο του OMUX. Στην περίπτωση του συγκεκριμένου σήματος, τα φίλτρα των IMUX, OMUX, δεν επιδρούν αισθητά καθώς το εύρος ζώνης του σήματος είναι πολύ μικρότερο των 36 MHz. Από το Σχ. 4.15 όπου απεικονίζεται το φάσμα του σήματος εξόδου του πολυπλέκτη OMUX, γίνεται κατανοητή η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων λόγω της ενίσχυσης του ενισχυτή TWTA. Το σήμα που απεικονίζεται στο Σχ. 4.15 ενισχύθηκε με $OBO = 2$ dB. Στο σχήμα φαίνεται η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων στη φασματική εξάπλωση του σήματος, φαινόμενο που δεν προκαλεί προβλήματα στην περίπτωση ενός φέροντος χάρη στο φιλτράρισμα SRRC στον δέκτη. Όσο, δε, μειώνεται το OBO, δηλαδή τα μη γραμμικά φαινόμενα γίνονται εντονότερα, η επίδρασή τους στο σήμα είναι μεγαλύτερη, όπως φαίνεται από το Σχ. 4.16, όπου το σήμα ενισχύεται με $OBO = 1$. Τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης, όμως, που εμφανίζονται μέσα στο εύρος ζώνης του σήματος δεν μπορούν να γίνουν αντιληπτά από το σχήμα και γίνονται αντιληπτά μόνο από την αύξηση

του BER σε σχέση με αυτήν που προκύπτει όταν το σήμα ενισχύεται γραμμικά, όπως θα αναλυθεί στη συνέχεια.



Σχήμα 4.15: Φάσμα του σήματος 16APSK στην έξοδο του πολυπλέκτη OMUX για OBO=2



Σχήμα 4.16: Φάσμα του σήματος 16APSK στην έξοδο του πολυπλέκτη OMUX για OBO=1

Στο σημείο αυτό πρέπει να αναφερθεί ο τρόπος προσδιορισμού του OBO του ενισχυτή. Προκειμένου το σήμα εισόδου να αποκτήσει το κατάλληλο επίπεδο ισχύος ώστε να ενισχυθεί με το αντίστοιχο OBO, τίθεται ως μέγιστη ισχύς εισόδου του ενισχυτή η μέγιστη ισχύς εισόδου του σήματος και έπειτα το σήμα πολλαπλασιάζεται το IBO ώστε η μέγιστη τιμή ισχύος του σήματος πριν την ενίσχυση να είναι κατά IBO (dB) μικρότερη από τη μέγιστη τιμή εισόδου του ενισχυτή που αντιστοιχεί σε ισχύ εξόδου κορεσμού. Σημειώνεται ότι το IBO υπολογίζεται με βάση το αντίστοιχο OBO από τη χαρακτηριστική του ενισχυτή που απεικονίζεται στο Σχ. 4.4. Συνεπώς, το IBO ορίζεται ως

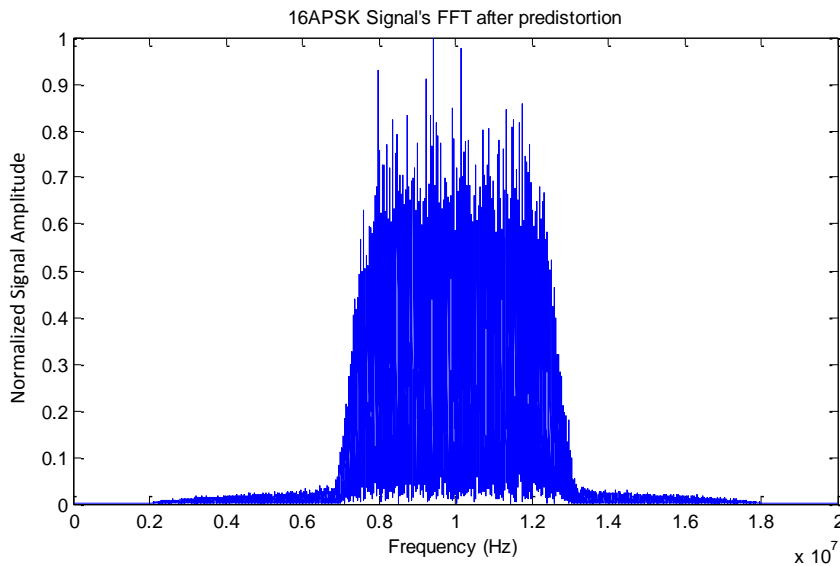
$$IBO = P_{max\text{ενισχυτή}} - P_{average\sigma\acute{\eta}\mu\alpha\tau\omicron\varsigma} - PAR_{\sigma\acute{\eta}\mu\alpha\tau\omicron\varsigma} \quad (4.3)$$

όπου $PAR_{\sigma\acute{\eta}\mu\alpha\tau\omicron\varsigma}$ είναι ο λόγος την μέγιστης προς την ενεργό τιμή του σήματος (Peak to Average Ratio, PAR).

Ο λόγος που επιλέχθηκε ο τρόπος υπολογισμού του IBO με βάση το μέγιστο πλάτος του σήματος και όχι με βάση τη μέση ισχύ του είναι ότι για IBO ίσο με μηδέν είναι επιθυμητό η μέγιστη τιμή του σήματος να ενισχύεται στον κορεσμό. Σε αντίθετη περίπτωση, το σήμα θα βρίσκεται στο όριο του κορεσμού και μάλιστα και πέραν του ορίου αυτού για IBO πλησίον του μηδενός. Φυσικά, προσθέτοντας στο IBO το $PAR_{\sigma\eta\mu\alpha\tau\omicron\varsigma}$ μπορεί πολύ εύκολα να υπολογισθεί το αντίστοιχο OBO για τρόπο υπολογισμού σύμφωνα με τη μέση ισχύ του σήματος, όπου το νέο IBO_{avg_power} θα ισούται, σύμφωνα με τη σχέση (4.3), με

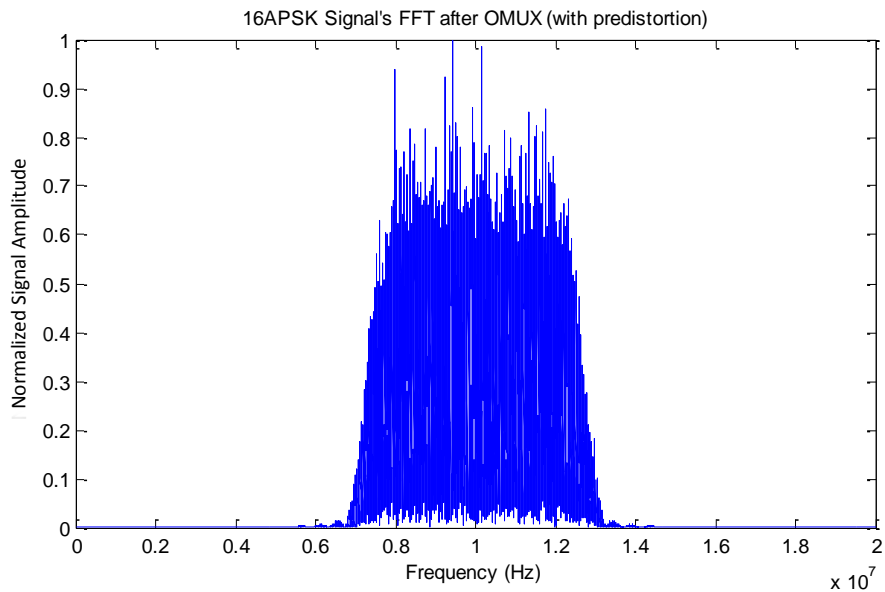
$$IBO_{avg_power} = P_{max_ενισχυτή} - P_{average\sigma\eta\mu\alpha\tau\omicron\varsigma} = IBO + PAR_{\sigma\eta\mu\alpha\tau\omicron\varsigma} \quad (4.4)$$

Στην περίπτωση όπου γίνεται χρήση της τεχνικής προαντιστάθμισης, το σήμα, μετά το φιλτράρισμα SRRC, εισάγεται στη διάταξη του προαντισταθμιστή, της οποίας το φάσμα του σήματος εξόδου, για ενίσχυση με OBO=2, απεικονίζεται στο Σχ. 4.17. Όπως φαίνεται και από το σχήμα, το σήμα προαντισταθμίζεται κατάλληλα ώστε, μετά την ενίσχυση, να προκύψει ένα τελικό σήμα χωρίς παραμόρφωση λόγω μη γραμμικών φαινομένων.



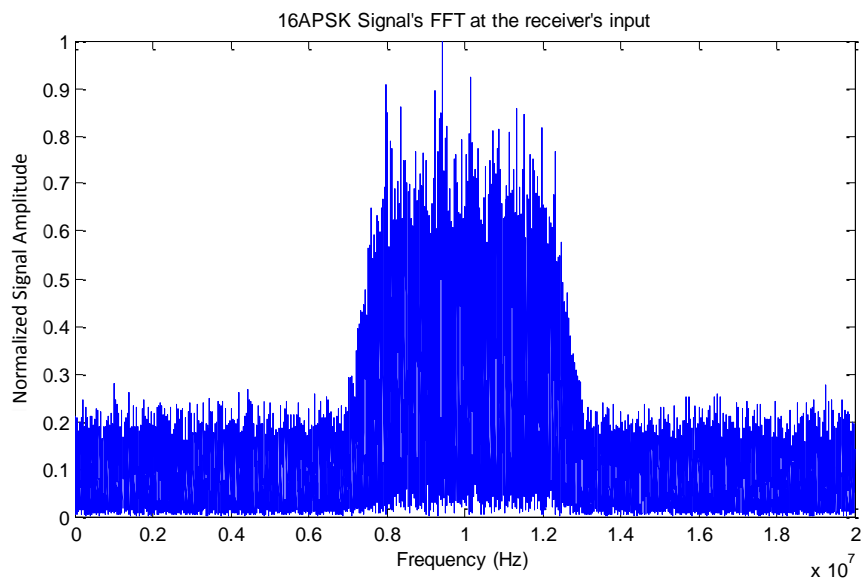
Σχήμα 4.17: Φάσμα του σήματος 16APSK στην έξοδο του προαντισταθμιστή για OBO=2

Στη συνέχεια, το σήμα εξόδου του προαντισταθμιστή εισάγεται ως σήμα εισόδου στον IMUX και, αφού ενισχυθεί και φιλτραρισθεί από τον OMUX, λαμβάνει τη φασματική μορφή που απεικονίζεται στο Σχ. 4.18. Όπως φαίνεται και από το σχήμα, το φάσμα του σήματος έχει τη μορφή που είχε μετά το φιλτράρισμα SRRC. Αυτό σημαίνει ότι η συνολική επεξεργασία που περιλαμβάνει και τη μη γραμμική ενίσχυση, καταλήγει να είναι γραμμική. Συνεπώς, με χρήση της τεχνικής προαντιστάθμισης, εξαλείφθηκαν σε μεγάλο βαθμό τα μη γραμμικά φαινόμενα.

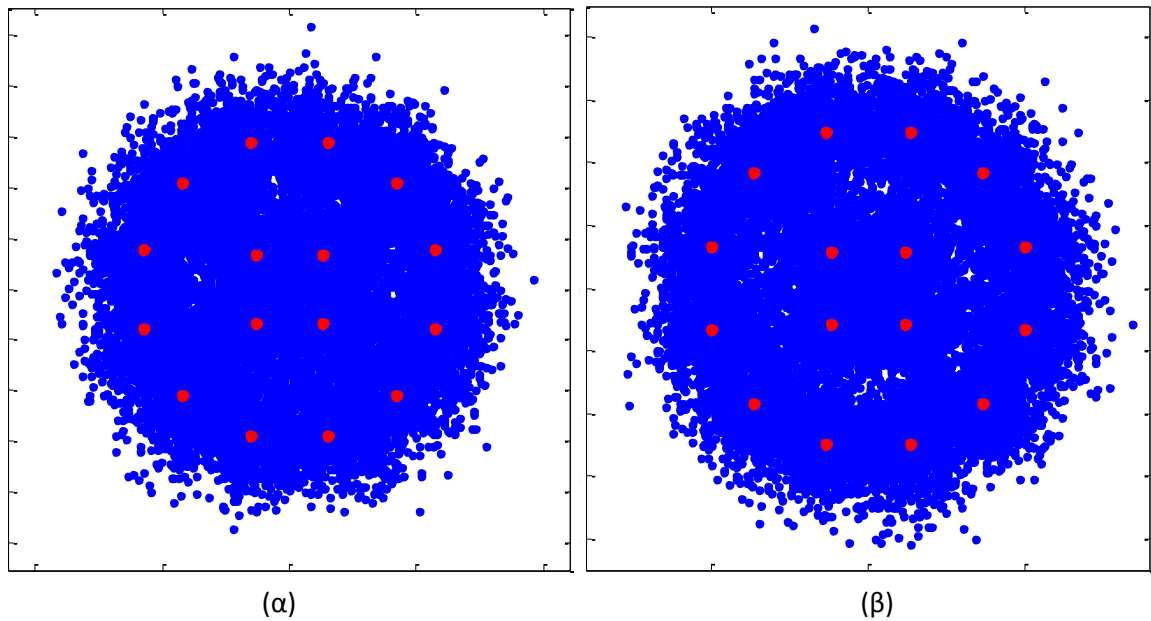


Σχήμα 4.18: Φάσμα του σήματος 16APSK στην έξοδο του πολυπλέκτη OMUX για OBO=1

Στη ζεύξη καθόδου προστίθεται στο σήμα λευκός αθροιστικός θόρυβος AWGN, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.19, και το σήμα που φθάνει στο δέκτη φιλτράρεται με το SRRC φίλτρο. Ο αστερισμός του λαμβανόμενου σήματος (μπλε), σε σύγκριση με το σήμα που αποστάλθηκε (κόκκινο), απεικονίζονται στα Σχ. 4.20(α) και 4.20(β) για την περίπτωση χωρίς και με χρήση προαντιστάθμισης αντίστοιχα.

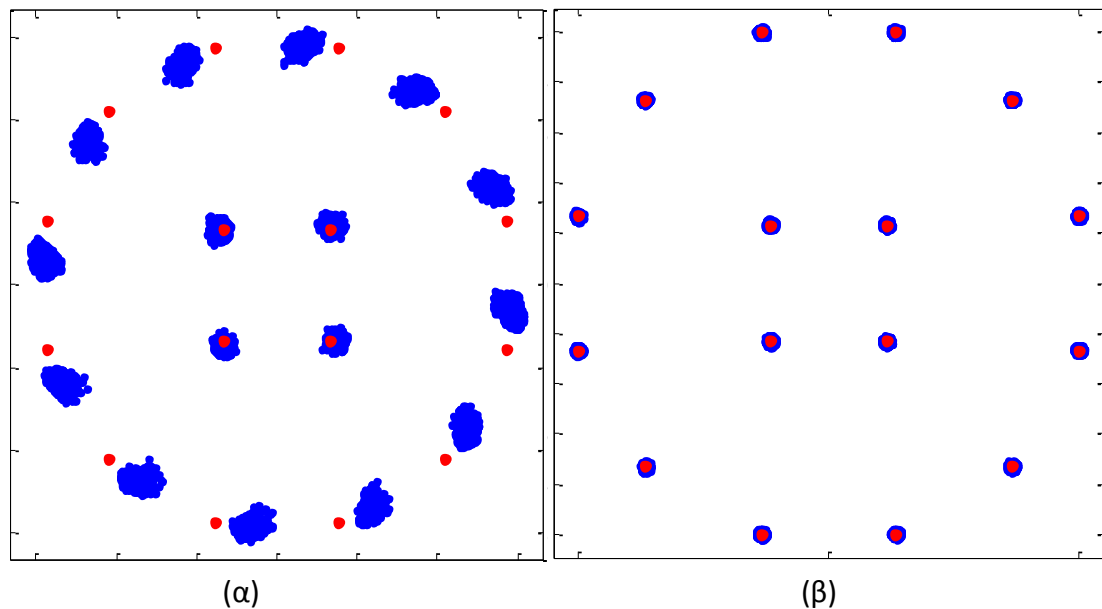


Σχήμα 4.19: Φάσμα του σήματος 16APSK με την προσθήκη θορύβου, όπως φθάνει στην είσοδο του δέκτη του επίγειου σταθμού



Σχήμα 4.20: Αστερισμός σήματος 16APSK με θόρυβο AWGN στην είσοδο του δέκτη όπου φθάνει με $CNR = 4dB$, (α) χωρίς τη χρήση προαντιστάθμισης και (β) με χρήση προαντιστάθμισης

Για να γίνουν εμφανέστερα τα αποτελέσματα της μη γραμμικής διαδικασίας και της χρήσης προαντιστάθμισης, στα Σχ. 4.21 (α) και (β) απεικονίζεται ο αστερισμός του σήματος χωρίς την προσθήκη θορύβου, μόνο με την επίδραση του φίλτρου SRRC, χωρίς και με χρήση προαντιστάθμισης, αντίστοιχα.



Σχήμα 4.21: Αστερισμός σήματος 16APSK χωρίς θόρυβο στην είσοδο του δέκτη, (α) χωρίς τη χρήση προαντιστάθμισης και (β) με χρήση προαντιστάθμισης

4.2.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης ενός φέροντος

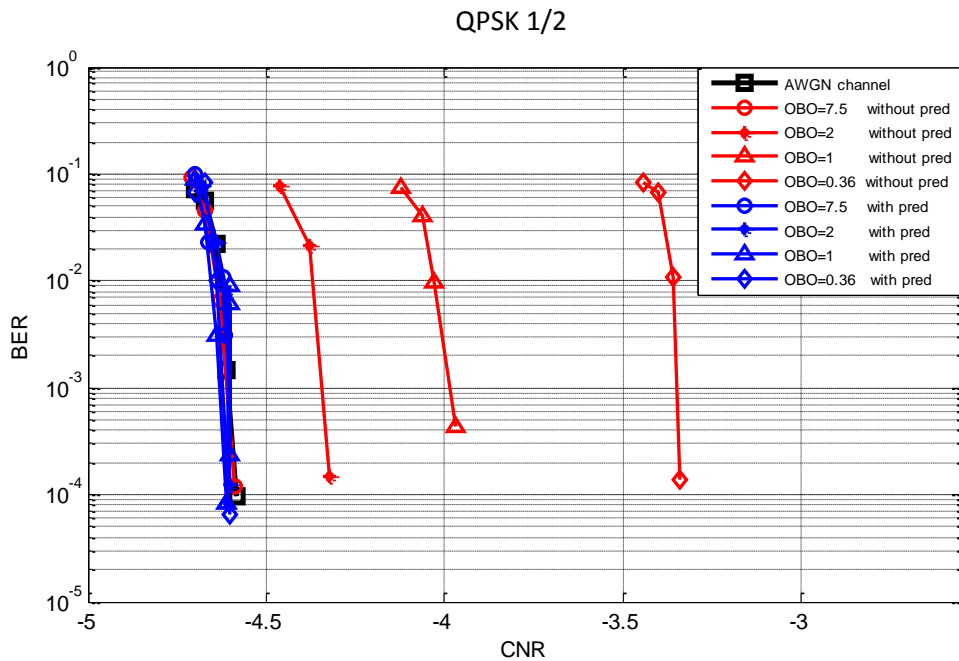
Ακολούθως, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τα τέσσερα σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται στο DVB-S2 με διαγράμματα BER συναρτήσεως του OBO και της ισχύος θορύβου που λαμβάνεται υπόψη μέσω του CNR λήψης, το οποίο με τη σειρά του καθορίζει το λόγο E_s/N_o λήψης, για τις περιπτώσεις χωρίς και με προαντιστάθμιση. Επίσης, παρουσιάζονται τα διαγράμματα της συνολικής υποβάθμισης TD του συστήματος, που υπολογίζεται μέσω της (3.7), όπως παρουσιάστηκε στην παράγραφο 3.2.3. Επιπλέον, παρουσιάζονται τα διαγράμματα διασποράς των αστερισμών των σημάτων, όπου με κόκκινο απεικονίζονται τα σήματα εκπομπής και με μπλε τα σήματα λήψης. Οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν για πλήθος FEC Blocks ίσο με 25 και με παράγοντα διεύρυνσης για το SRRC φίλτρο ίσο με 0.25.

Από τις καμπύλες πιθανότητας λάθους που ακολουθούν γίνεται εμφανής η χαρακτηριστική συμπεριφορά της κωδικοποίησης LDPC. Για τιμές σηματοθορυβικού λόγου μικρότερες από ένα κατώφλι, που εξαρτάται από το σχήμα διαμόρφωσης και το ρυθμό κώδικα, το ποσοστό λαθών λαμβάνει τιμές ιδιαίτερα υψηλές, της τάξης του 10^{-1} . Η υπέρβαση του κατωφλίου έστω και κατά λιγότερο από 0.1dB οδηγεί σε απότομη πτώση του ποσοστού λαθών. Για το λόγο αυτό, οι καμπύλες εμφανίζονται σχεδόν κάθετες σε σηματοθορυβικούς λόγους πολύ κοντά στο $E_s/N_{o_threshold}$. Περαιτέρω αύξηση της ισχύος λήψης οδηγεί σε σχεδόν μηδενικό ποσοστό λαθών στον προσομοιωτή. Πρέπει να τονισθεί ότι η κωδικοποίηση LDPC εμφανίζει ελάχιστο επίπεδο BER (error floor), πέραν του οποίου αύξηση του CNR λήψης δεν μειώνει περαιτέρω την πιθανότητα λάθους. Το κάτω αυτό όριο εμφανίζεται για τιμές πιθανότητας λανθασμένου πακέτου μικρότερες από 10^{-7} που είναι η βέλτιστη επίδοση του προτύπου. Λόγω του ότι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης γίνονται εμφανή σε πιθανότητες λάθους χαμηλότερες από αυτές που μπορούν να υπολογισθούν από τον προσομοιωτή μέσα σε λογικά χρονικά πλαίσια, δεν γίνονται φανερά στα διαγράμματα.

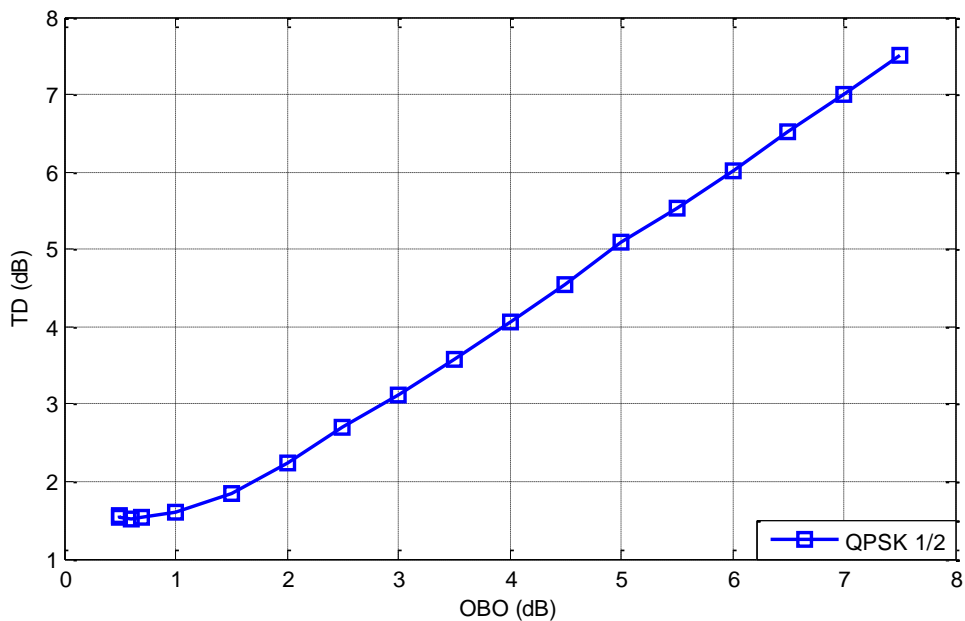
1) QPSK

Στο Σχ. 4.22 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για το σχήμα διαμόρφωσης QPSK και ρυθμό κώδικα 1/2. Από το διάγραμμα αυτό φαίνεται ότι για OBO=7.5, δηλαδή αρκετά μακριά από το σημείο κορεσμού όπου ο ενισχυτής λειτουργεί στη γραμμική περιοχή, όπως διαπιστώνεται από το Σχ. 4.4, η επίδοση του συστήματος είναι ίδια (όσον αφορά στην αντιμετώπιση της παραμόρφωσης λόγω μη γραμμικών φαινομένων) με την επίδοση για δίαυλο AWGN απουσία γραμμικών φαινομένων. Όσο μειώνεται το OBO, διαπιστώνεται ότι η εξεταζόμενη επίδοση του συστήματος χειροτερεύει, δηλαδή για να επιτευχθεί το ίδιο PER στο δέκτη απαιτείται υψηλότερος σηματοθορυβικός λόγος λήψης. Επίσης, η χειροτέρευση αυτή γίνεται ακόμα μεγαλύτερη όσο το OBO πλησιάζει στο μηδέν. Αξίζει να σημειωθεί πως το σήμα QPSK 1/2 μπορεί να λειτουργήσει πολύ κοντά στο σημείο κορεσμού. Όμως, όταν γίνεται χρήση της τεχνικής προαντιστάθμισης, η δυσμενής επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων εξαλείφεται και το σύστημα έχει την ίδια επίδοση σαν να

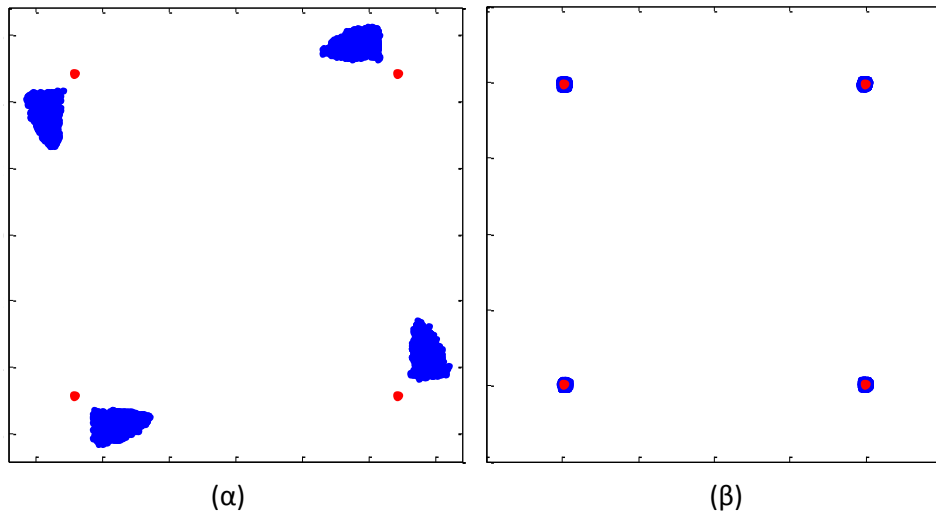
υπήρχε γραμμική ενίσχυση. Στο Σχ. 4.23 απεικονίζεται η συνολική υποβάθμιση του συστήματος η οποία λαμβάνει ελάχιστη τιμή, περίπου, 1.5 dB η οποία αντιστοιχεί σε βέλτιστο OBO ίσο με 0.6 dB περίπου. Στα Σχ. 4.24 (α) και (β) απεικονίζονται οι διαφορές ανάμεσα στους σηματικούς αστερισμούς εκπομπής και λήψης απουσία θορύβου, χωρίς και με τη χρήση προαντιστάθμισης, αντίστοιχα.



Σχήμα 4.22: Ποσοστό λανθασμένων ψηφίων για το σχήμα διαμόρφωσης QPSK 1/2



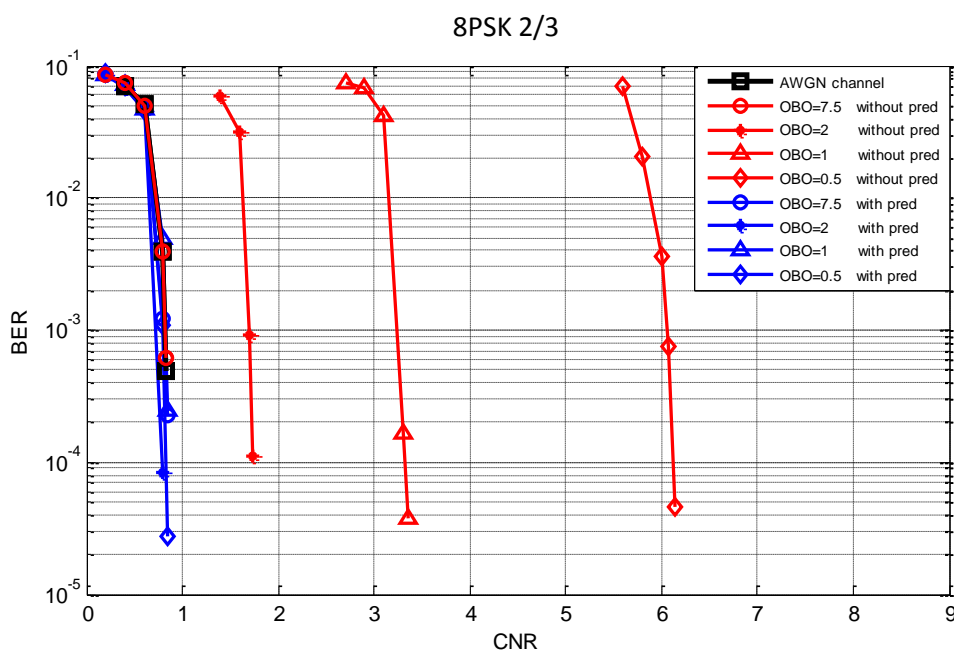
Σχήμα 4.23: Συνολική υποβάθμιση του συστήματος για QPSK 1/2



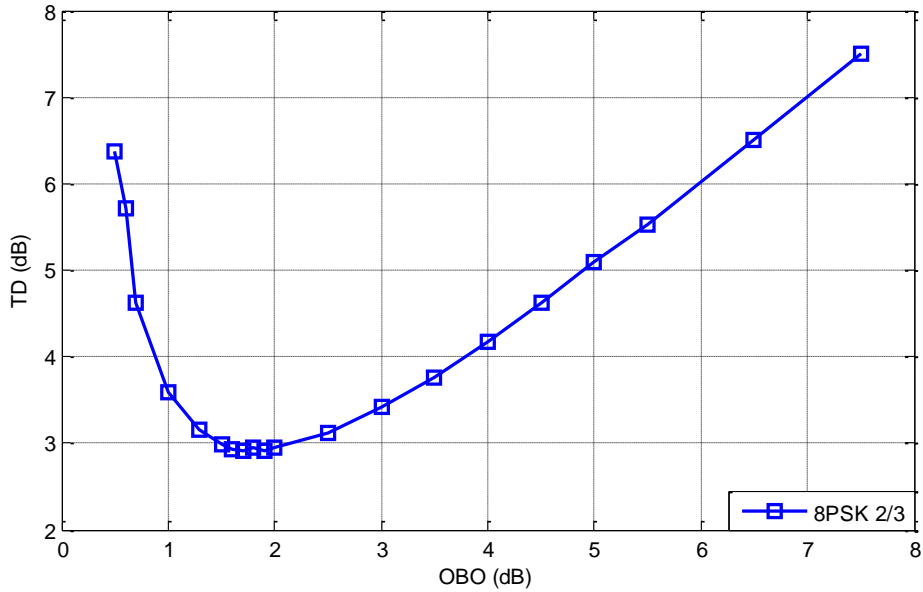
Σχήμα 4.24: Αστερισμός σήματος εκπομπής (κόκκινες κουκίδες) και λήψης (μπλε κουκίδες) απουσία θορύβου στην είσοδο του δέκτη, (α) χωρίς προαντιστάθμιση και (β) με προαντιστάθμιση για OBO = 1

2) 8PSK

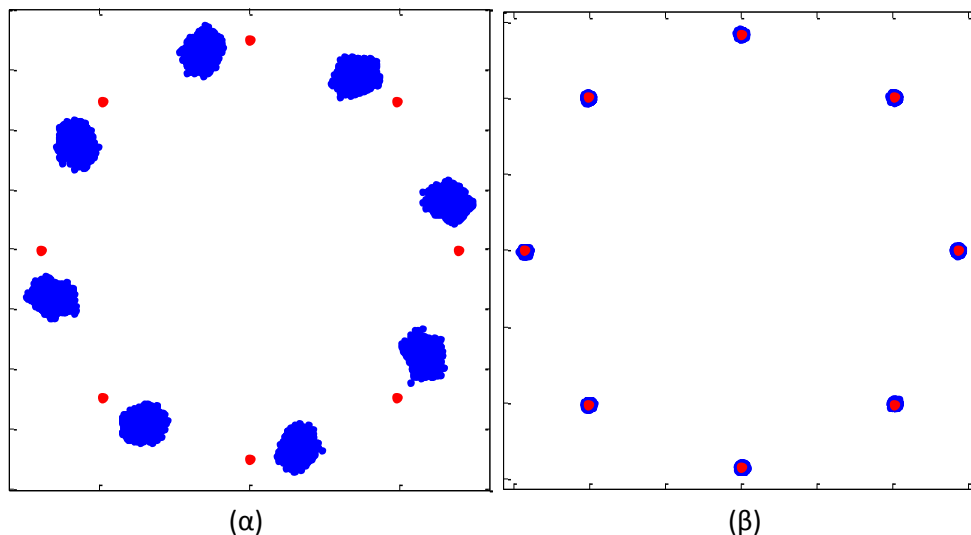
Στο Σχ. 4.25 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για το σχήμα διαμόρφωσης 8PSK και ρυθμό κώδικα 2/3. Από το Σχ. 4.25 διαπιστώνεται ότι η χειροτέρευση της επίδοσης του συστήματος ως προς την αντιμετώπιση των μη γραμμικών φαινομένων είναι μεγαλύτερη για τα αντίστοιχα OBO σε σχέση με την QPSK περίπτωση, καθώς το σχήμα διαμόρφωσης 8PSK είναι λιγότερο εύρωστο. Για παράδειγμα, για OBO = 2, η αύξηση στο CNR λήψης για την επίτευξη της ίδιας πιθανότητας λάθους με το γραμμικό δίαυλο είναι περίπου 0.3dB για QPSK ενώ η αντίστοιχη για 8PSK είναι περίπου 1dB. Στο Σχ. 4.26 απεικονίζεται η συνολική υποβάθμιση του συστήματος η οποία λαμβάνει ελάχιστο, περίπου στα 2.9 dB το οποίο αντιστοιχεί σε βέλτιστο OBO ίσο με 1.8 dB περίπου.



Σχήμα 4.25: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων για το σχήμα διαμόρφωσης 8PSK 2/3



Σχήμα 4.26: Συνολική υποβάθμιση του συστήματος για 8PSK 2/3

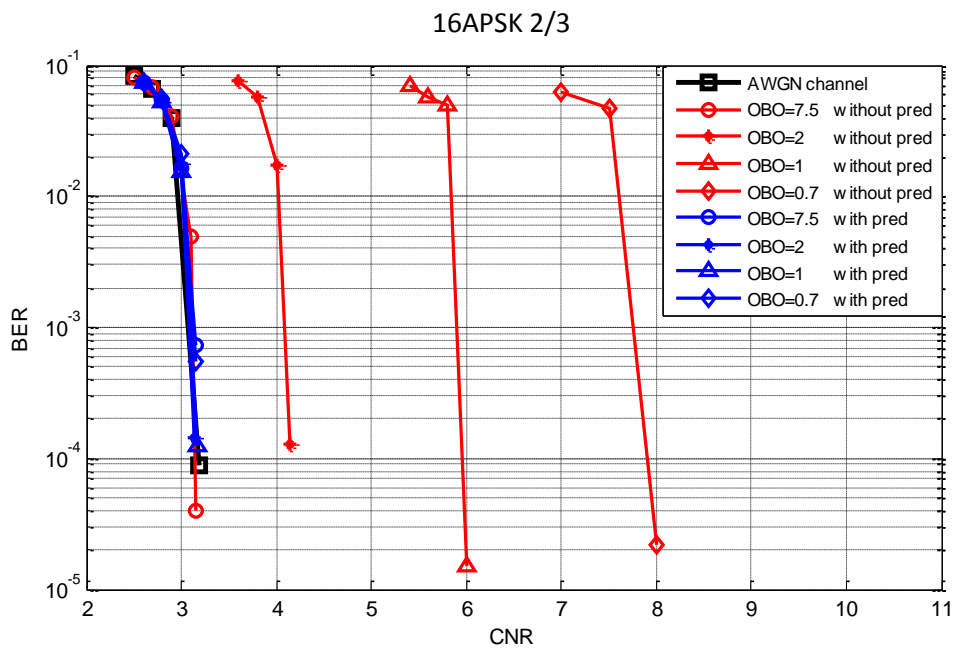


Σχήμα 4.27: Αστερισμός σήματος εκπομπής (κόκκινες κουκίδες) και λήψης (μπλε κουκίδες) απουσία θορύβου στην είσοδο του δέκτη, (α) χωρίς προαντιστάθμιση και (β) με προαντιστάθμιση για OBO = 1

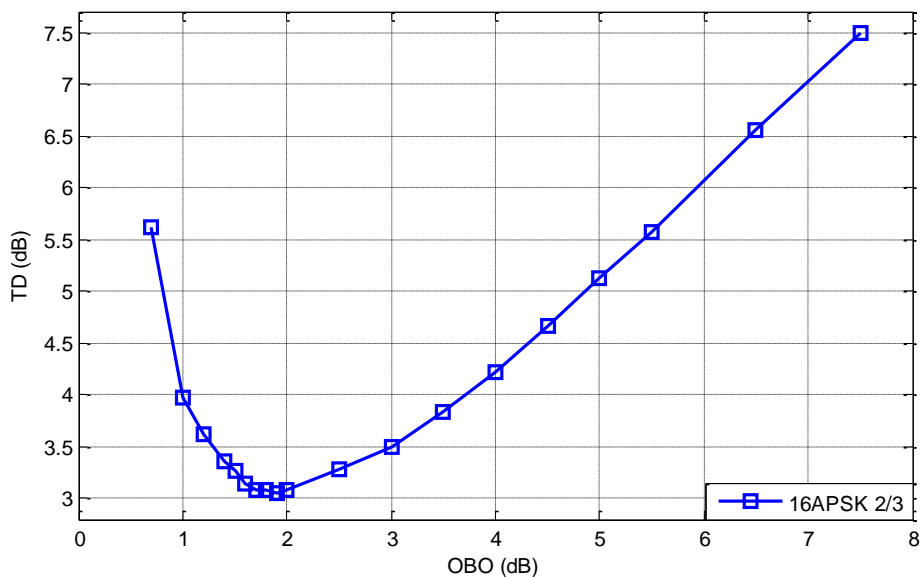
3) 16APSK

Στο Σχ. 4.28 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για το σχήμα διαμόρφωσης 16APSK και ρυθμό κώδικα 2/3. Στα σχήματα διαμόρφωσης μεταβλητής περιβάλλουσας, όπως είναι το 16APSK και το 32APSK, η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων είναι πολύ περισσότερο δυσμενής σε σχέση με τα σχήματα διαμόρφωσης σταθερής περιβάλλουσας QPSK και 8PSK. Συγκρίνοντας ενδεικτικά τα Σχ. 4.25 και 4.28 για OBO = 1, για 8PSK και για 16APSK, αντίστοιχα, διαπιστώνεται ότι για την επίτευξη πιθανότητας λάθους της τάξης του 10^{-5} , η αναγκαία αύξηση του CNR λήψης για τη

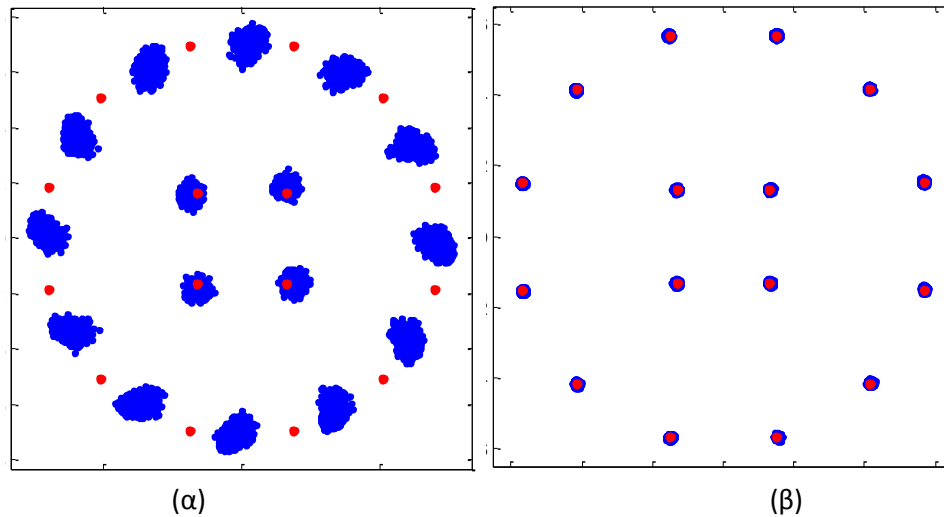
διαμόρφωση 8PSK είναι περίπου 2.5dB ενώ για τη διαμόρφωση 16APSK είναι περίπου 3dB. Στο σημείο αυτό πρέπει να επισημανθεί η επίδραση που έχει το PAR των σημάτων. Για το σήμα 8PSK το PAR είναι περίπου 4.75dB ενώ για το σήμα 16APSK είναι 5.57dB, το οποίο σημαίνει ότι η μέση ισχύς των σημάτων 16APSK ενισχύεται σε περιοχή ενίσχυσης πλησιέστερα προς τη γραμμική περιοχή του ενισχυτή σε σχέση με τα σήματα 8PSK. Συνεπώς, για τη διαδικασία της ενίσχυσης, αν η κανονικοποίηση γινόταν ως προς τη μέση ισχύ των σημάτων η χειροτέρευση των σημάτων 16APSK θα ήταν ακόμη μεγαλύτερη σε σχέση με αυτή των σημάτων 8PSK για τις ίδιες τιμές OBO. Στο Σχ. 4.29 απεικονίζεται η συνολική υποβάθμιση του συστήματος η οποία έχει ελάχιστο, περίπου, 3.1 dB το οποίο αντιστοιχεί σε βέλτιστο OBO ίσο με 1.9 dB περίπου.



Σχήμα 4.28: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για το σήμα διαμόρφωσης 16APSK 2/3



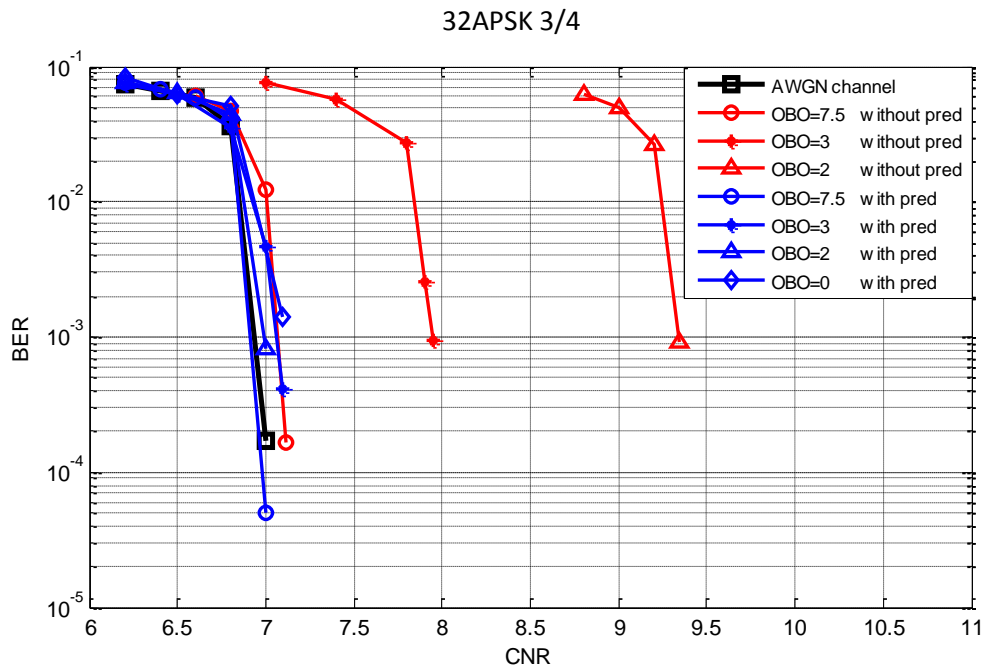
Σχήμα 4.29: Συνολική υποβάθμιση του συστήματος για 16APSK 2/3



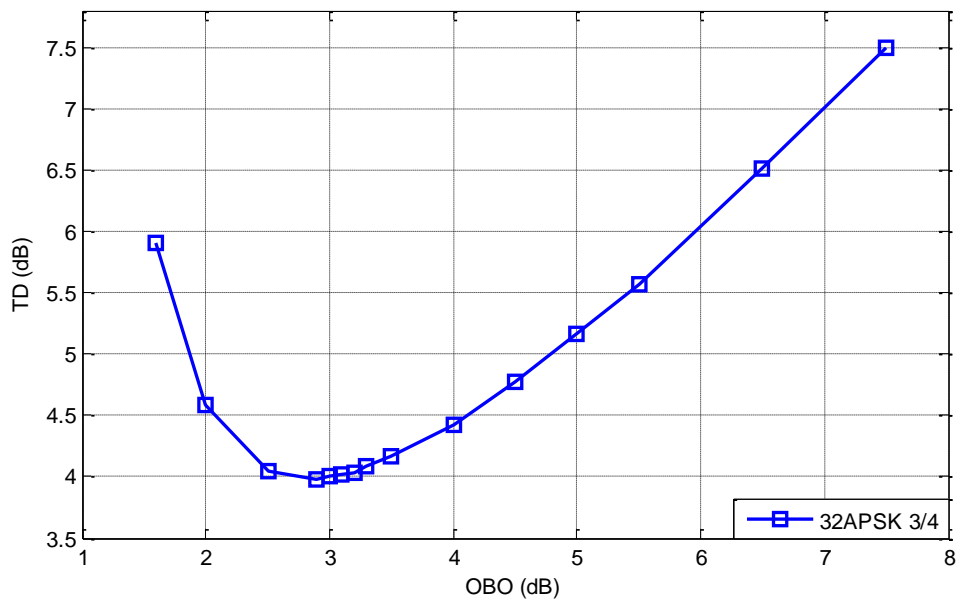
Σχήμα 4.30: Αστερισμός σήματος εκπομπής (κόκκινες κουκίδες) και λήψης (μπλε κουκίδες) απουσία θορύβου στην είσοδο του δέκτη, (α) χωρίς προαντιστάθμιση και (β) με προαντιστάθμιση για $OBO = 1$

4) 32APSK

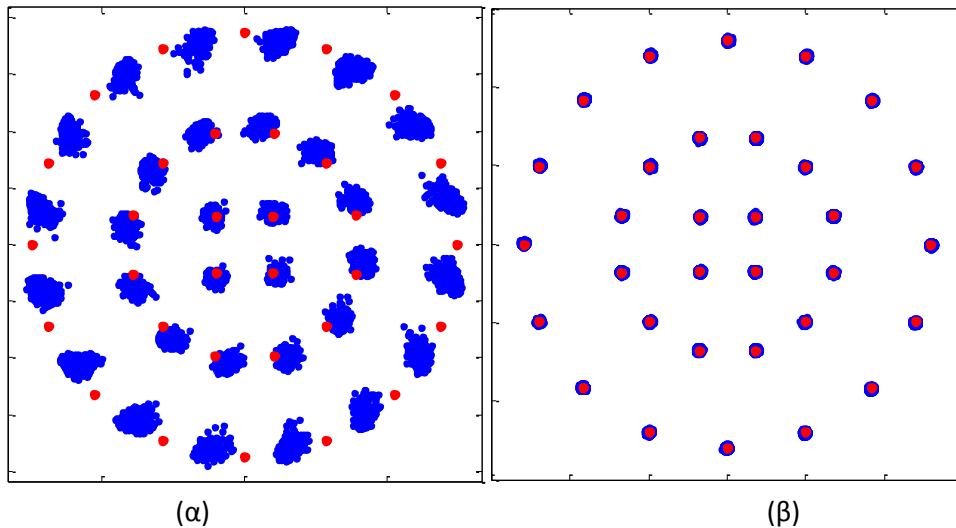
Στο Σχ. 4.31 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για το σχήμα διαμόρφωσης 32APSK και ρυθμό κώδικα 3/4. Για το σχήμα διαμόρφωσης αυτό, το οποίο είναι το λιγότερο εύρωστο σχήμα σε σχέση με τα άλλα τρία που χρησιμοποιούνται στο DVB-S2, η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων είναι ιδιαίτερα δυσμενής, όπως φαίνεται και από τα Σχ. 4.31, 4.32 και 4.33. Επίσης, πρέπει να αναφερθεί ότι το PAR για το σχήμα 32APSK είναι περίπου 6.32 dB, δηλαδή αρκετά μεγαλύτερο από αυτό που χαρακτηρίζει τα υπόλοιπα σχήματα διαμόρφωσης. Συνεπώς, για τη διαδικασία της ενίσχυσης, αν η κανονικοποίηση γινόταν ως προς τη μέση ισχύ των σημάτων η χειροτέρευση των σημάτων 32APSK θα ήταν ακόμη μεγαλύτερη σε σχέση με τα άλλα σχήματα διαμόρφωσης για τις ίδιες τιμές OBO. Στο Σχ. 4.32 απεικονίζεται η συνολική υποβάθμιση του συστήματος η οποία έχει ελάχιστο, περίπου, 4 dB το οποίο αντιστοιχεί σε βέλτιστο OBO ίσο με 2.9 dB περίπου.



Σχήμα 4.31: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων για το σχήμα διαμόρφωσης 32APSK 3/4



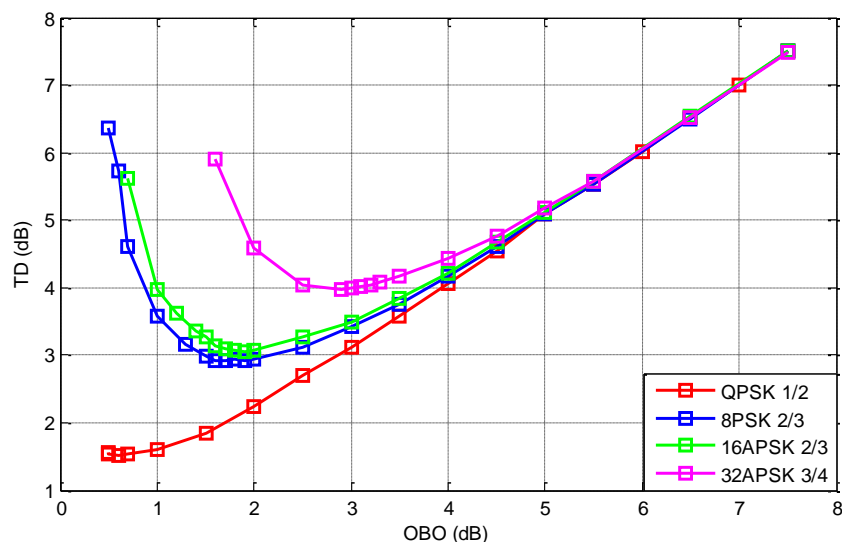
Σχήμα 3.32: Συνολική υποβάθμιση του συστήματος για 32APSK 3/4



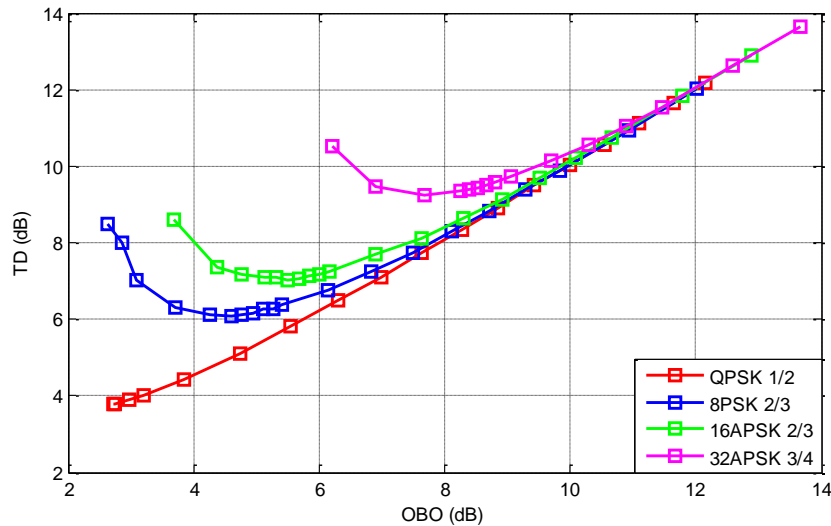
Σχήμα 4.33: Αστερισμός σήματος εκπομπής (κόκκινες κουκίδες) και λήψης (μπλε κουκίδες) απουσία θορύβου στην είσοδο του δέκτη, (α) χωρίς προαντιστάθμιση και (β) με προαντιστάθμιση για $OBO = 1$

5) Σύγκριση συνολικής υποβάθμισης για τα τέσσερα σχήματα διαμόρφωσης

Στα Σχ. 4.34 και 4.35 παρουσιάζεται η συνολική υποβάθμιση και για τα τέσσερα σχήματα διαμόρφωσης που παρουσιάστηκαν προηγουμένως, υπολογίζοντας το OBO έχοντας κανονικοποιήσει τα σήματα ως προς τη μέγιστη τιμή ισχύος και ως προς τη μέση τιμή ισχύος, αντίστοιχα. Οι διαφορές που παρουσιάζονται μεταξύ των δύο σχημάτων οφείλονται στη διαφορετική PAR που έχουν τα σήματα ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης, όπως αναλύθηκε και στην παράγραφο 3.4.1.



Σχήμα 4.34: Συνολική υποβάθμιση του συστήματος για τα τέσσερα σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται στο DVB-S2 υπολογίζοντας το OBO κανονικοποιώντας τα σήματα ως προς τη μέγιστη τιμή ισχύος



Σχήμα 4.35: Συνολική υποβάθμιση του συστήματος για τα τέσσερα σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται στο DVB-S2 υπολογίζοντας το OBO κανονικοποιώντας τα σήματα ως προς τη μέση τιμή ισχύος

4.3 Προσομοίωση Δύο Φερόντων

Σκοπός της προσομοίωσης δύο φερόντων είναι να μελετηθεί η περίπτωση όπου δύο φέροντα αποστέλλονται ταυτόχρονα από τον πομπό με χρήση της τεχνικής πολλαπλής προσπέλασης FDMA. Στην περίπτωση αυτή, η επίπτωση των μη γραμμικών φαινομένων της ενίσχυσης είναι πολύ μεγάλη καθώς δε μπορεί να εξαλειφθεί μέσω της προαντιστάθμισης το σύνολο των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης, κάτι που είναι εφικτό στην περίπτωση του ενός φέροντος.

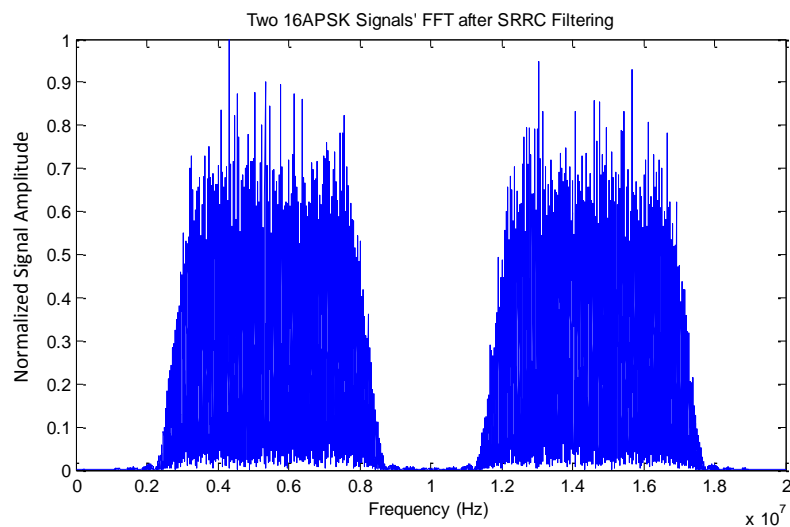
4.3.1. Περιγραφή της προσομοίωσης δύο φερόντων

Η διαδικασία της προσομοίωσης δύο φερόντων είναι η ίδια με την προσομοίωση ενός φέροντος με ορισμένες διαφορές οι οποίες παρατίθενται ακολούθως.

Οι παράμετροι της προσομοίωσης που ρυθμίζονται εξωτερικά είναι οι ίδιες με αυτές της προσομοίωσης ενός φέροντος, με τη διαφορά ότι επιπλέον ορίζονται τα σχήματα κωδικοποίησης και οι ρυθμοί κώδικα και για τα δύο σήματα εκπομπής, τα οποία ενδεχομένως διαφέρουν. Επίσης, και οι μέσες ισχύεις εκπομπής των δύο σημάτων, μέσω των οποίων ρυθμίζεται η διαφοροποίηση των CNR λήψης των δύο σημάτων, ρυθμίζονται εξωτερικά. Η ισχύς εισόδου του PA είναι το άθροισμα των ισχύων των δύο φερόντων. Η έξοδος του προσομοιωτή είναι το ποσοστό λανθασμένων ψηφίων BER για κάθε ένα από τα δύο φέροντα που αποστέλλεται από τον πομπό.

Ακολουθεί η παρουσίαση των κυριότερων διαγραμμάτων που εξάγονται για δύο εκπεμπόμενα σήματα 16APSK με ίδιες ισχύεις εκπομπής από τον πομπό, και συνεπώς ίδιες ισχύεις εισόδου στον δορυφόρο.

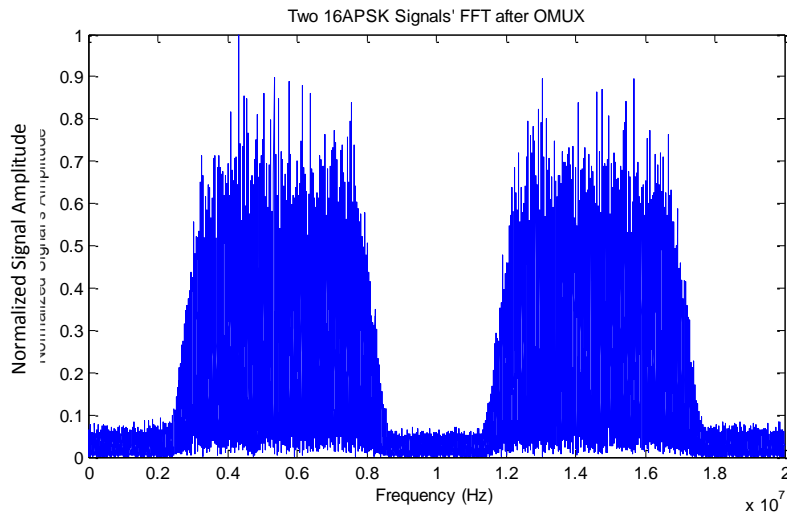
Αφού προηγηθεί η κωδικοποίηση και η διαμόρφωση των δύο σημάτων ξεχωριστά, ακολουθεί το φιλτράρισμα SRRC των δύο σημάτων και έπειτα η υπέρθεσή τους στο πεδίο του χρόνου ώστε να προκύψει το φάσμα των δύο σημάτων που απεικονίζεται στο Σχ. 4.36.



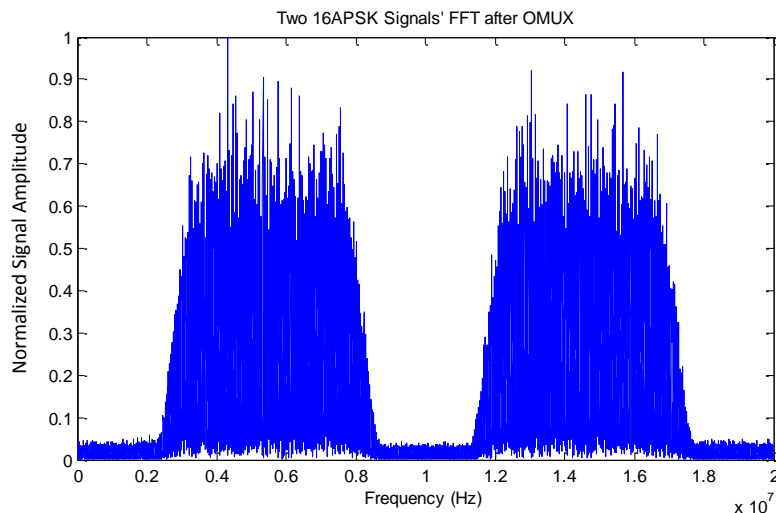
Σχήμα 4.36: Φάσματα των δύο φερόντων 16APSK στην έξοδο του φίλτρου SRRC

Στη συνέχεια, το σήμα φιλτράρεται από τον IMUX, ενισχύεται, και φιλτράρεται από τον OMUX. Στο σημείο αυτό πρέπει να αναφερθεί ο τρόπος προσδιορισμού του OBO, ο οποίος διαφέρει από αυτό της προσομοίωσης ενός φέροντος. Σκοπός της προσομοίωσης των δύο φερόντων είναι η σύγκριση με την προσομοίωση ενός φέροντος, δηλαδή η σύγκριση της καμπύλης BER-CNR ενός φέροντος, όταν αυτό μεταδίδεται μόνο του και όταν μεταδίδεται ταυτόχρονα με ένα άλλο φέρον. Προκειμένου να γίνει αυτή η σύγκριση, πρέπει τα σήματα να υπόκεινται σε όσο το δυνατό ισοδύναμα μη γραμμικά φαινόμενα. Όμως, το PAR του σήματος δύο φερόντων είναι αρκετά μεγαλύτερο από αυτό ενός φέροντος. Επομένως, όταν η κανονικοποίηση για την ενίσχυση γίνεται με βάση τη μέγιστη ισχύ των σημάτων, η επίδοση του συστήματος των δύο φερόντων φαίνεται έως και καλύτερη από αυτή ενός φέροντος για ίδιες τιμές OBO, καθώς η μέση ισχύς του σήματος που κανονικοποιείται με βάση τη μέση ισχύ ενισχύεται σε περιοχή πλησιέστερη προς τη γραμμική περιοχή. Για το λόγο αυτό, θεωρήθηκε ορθό το σήμα δύο φερόντων να κανονικοποιηθεί ώστε η μέση ισχύς του να ενισχύεται στην ίδια περιοχή του ενισχυτή με αυτή όπου ενισχύεται η μέση ισχύς του σήματος ενός φέροντος. Τότε, οι εξάρσεις του σήματος των δύο φερόντων θα ενισχύονται πλησιέστερα προς τον κορεσμό σε σχέση με τις εξάρσεις του σήματος ενός φέροντος, οπότε η επίδοση του συστήματος χειροτερεύει ακόμα περισσότερο. Τα σήματα εξόδου του πολυπλέκτη OMUX για την περίπτωση χωρίς και με προαντιστάθμιση για OBO=2, απεικονίζονται στα Σχ. 4.37 και 4.38. Σημειώνεται πως στα δύο αυτά σχήματα, δεν πρέπει να ληφθούν υπόψιν τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης στα αριστερά και στα δεξιά των δύο φερόντων, παρά μόνο τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης που βρίσκονται ανάμεσα στα δύο φέροντα. Αυτό συμβαίνει καθώς στον fft του MATLAB το σήμα αναδιπλώνεται, συνεπώς τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης που βρίσκονται αριστερά του αριστερού φέροντος εμφανίζονται δεξιά του δεξιού φέροντος και προστίθενται με τα προϊόντα

ενδοδιαμόρφωσης του δεξιού φέροντος. Τα σήματα, όμως, είναι κατάλληλα τοποθετημένα στον άξονα των συχνοτήτων ώστε η επίδραση του παραπάνω φαινομένου να θεωρείται αμελητέα στην εξαγωγή αποτελεσμάτων. Κανονικά, δηλαδή, η ισχύς των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης είναι μικρότερη στα άκρα των φερόντων σε σχέση την ισχύ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης μεταξύ των φερόντων. Επίσης, όπως διαπιστώνεται από τα σχήματα 4.37 και 4.38, η προαντιστάθμιση μειώνει την επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων όχι, όμως, όσο στην περίπτωση εκπομπής ενός φέροντος. Αυτό θα φανεί και στη συνέχεια από τα συγκριτικά διαγράμματα BER-CNR.



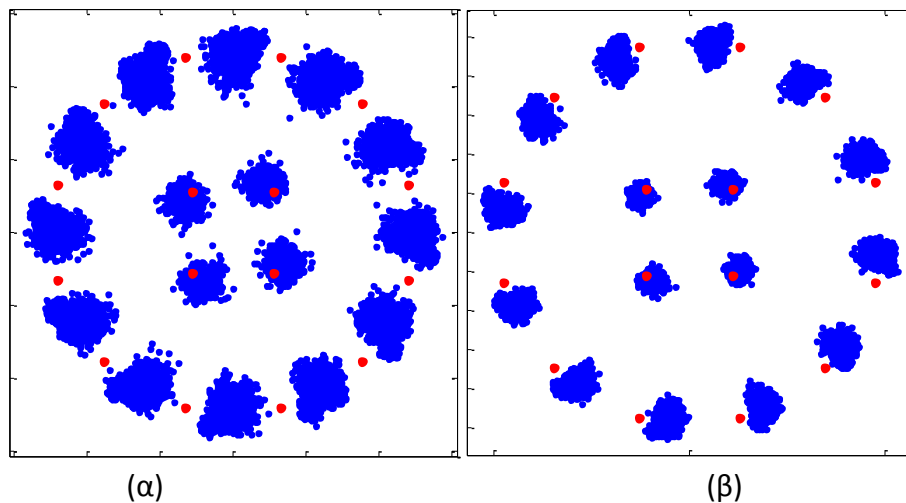
Σχήμα 4.37: Φάσμα σήματος δύο φερόντων 16APSK στην έξοδο του πολυπλέκτη OMUX για OBO=2 χωρίς προαντιστάθμιση



Σχήμα 4.38: Φάσμα σήματος δύο φερόντων 16APSK στην έξοδο του πολυπλέκτη για OBO=2 με προαντιστάθμιση

Στη ζεύξη καθόδου προστίθεται στο σήμα λευκός αθροιστικός θόρυβος AWGN, και το σήμα που φθάνει στο δέκτη φιλτράρεται με το SRRC φίλτρο. Στα Σχ. 4.39(α) και (β) απεικονίζεται ο αστερισμός του σήματος λήψης (μπλε), σε σύγκριση με το σήμα εκπομπής (κόκκινο), για

τις περιπτώσεις χωρίς και με προαντιστάθμιση, αντίστοιχα, απουσία θορύβου, ώστε να είναι εμφανής η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων. Η απεικόνιση γίνεται μόνο για ένα φέρον καθώς τα αποτελέσματα είναι ίδια και για τα δύο φέροντα εφόσον εκπέμπονται με την ίδια ισχύ.



Σχήμα 4.39: Αστερισμός σήματος 16APSK χωρίς θόρυβο στην είσοδο του δέκτη, (α) χωρίς προαντιστάθμιση και (β) με προαντιστάθμιση

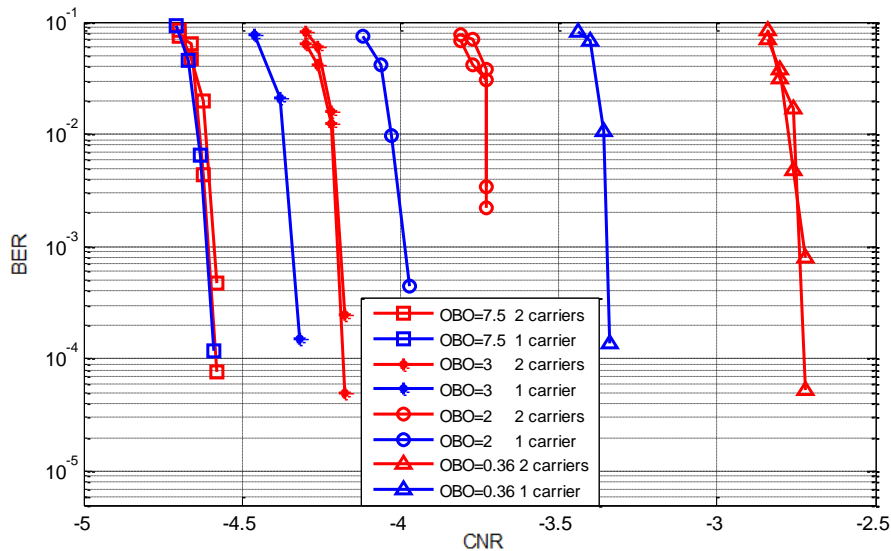
4.3.2 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Δύο Φερόντων Ίδιας Ισχύος Εκπομπής

Ακολούθως, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τα τέσσερα σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται στο DVB-S2 με διαγράμματα BER συναρτήσεως του OBO και της ισχύος θορύβου που λαμβάνεται υπόψη μέσω του CNR λήψης, το οποίο και καθορίζει το λόγο E_s/N_o λήψης, για τις περιπτώσεις χωρίς και με προαντιστάθμιση. Στα διαγράμματα BER-CNR απεικονίζονται με κόκκινο οι καμπύλες των δύο φερόντων και με μπλε η καμπύλη του ενός φερόντος. Παρουσιάζονται οι καμπύλες και των δύο φερόντων οι οποίες, εφόσον η ισχύς εκπομπής τους είναι ίδια, φυσικά ταυτίζονται για ίδιο OBO. Επίσης, παρουσιάζονται τα διαγράμματα της συνολικής υποβάθμισης TD του συστήματος που υπολογίζεται μέσω της (3.7), όπως παρουσιάστηκε στην παράγραφο 3.2.3, για ένα φέρον (πράσινο), για δύο φέροντα (κόκκινο) και για δύο φέροντα με χρήση προαντιστάθμισης (μπλε). Επιπλέον, παρουσιάζονται τα διαγράμματα διασποράς των αστερισμών των σημάτων, όπου με κόκκινο απεικονίζονται τα σήματα εκπομπής και με μπλε τα σήματα λήψης. Οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν για πλήθος FEC Blocks ίσο με 25 και με παράγοντα διεύρυνσης για το SRRC φίλτρο ίσο με 0.25.

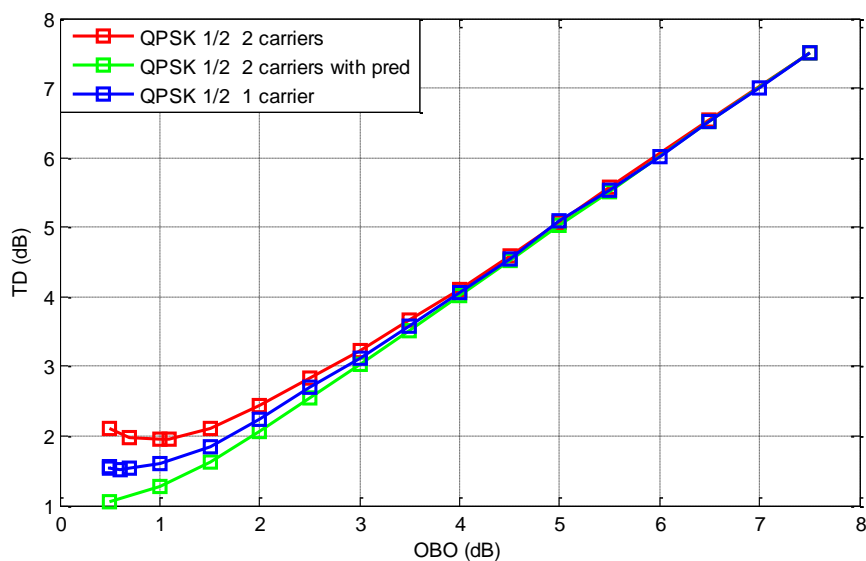
Αυτό που παρατηρείται από τα διαγράμματα είναι ότι, στην περίπτωση των δύο φερόντων, απαιτείται μεγαλύτερο CNR για την επίτευξη ίδιου BER σε σχέση με την περίπτωση ενός φερόντος, για το ίδιο OBO. Η χειροτέρευση αυτή είναι ακόμα μεγαλύτερη για τα σχήματα διαμόρφωσης μεταβλητής περιβάλλουσας όπου η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων είναι δυσμενέστερη. Επίσης παρατηρείται ότι, ενώ στην περίπτωση του ενός φερόντος όταν χρησιμοποιείται η προαντιστάθμιση η επίδοση του συστήματος είναι

παραπλήσια με την επίδοση σε γραμμικό δίαυλο AWGN, στην περίπτωση των δύο φερόντων δεν συμβαίνει το ίδιο, καθώς τα μη γραμμικά φαινόμενα επιδρούν κατά πολύ δυσμενέστερο τρόπο. Αυτό συμβαίνει επίσης καθώς, όπως προαναφέρθηκε, τα σήματα κανονικοποιούνται ως προς τη μέση ισχύ για τον υπολογισμό του IBO, και συνεπώς οι κορυφές του σήματος δύο φερόντων, τα οποία παρουσιάζουν μεγαλύτερο PAR σε σχέση με τα σήματα ενός φέροντος, ενισχύονται πιο κοντά στον κορεσμό και σε κάποιες περιπτώσεις ακόμη και πάνω από το σημείο του κορεσμού, όπου η προαντιστάθμιση δεν μπορεί να διορθώσει τα μη γραμμικά φαινόμενα.

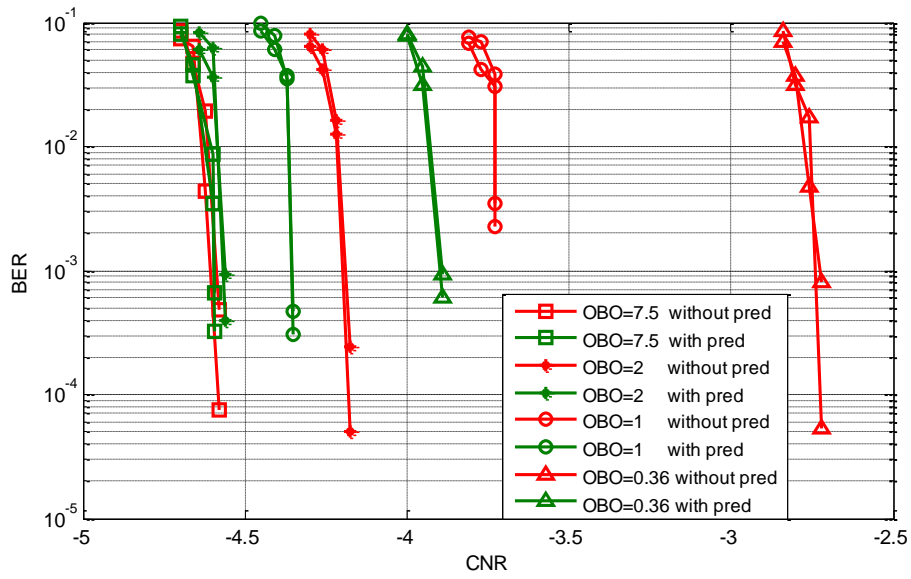
1) QPSK 1/2



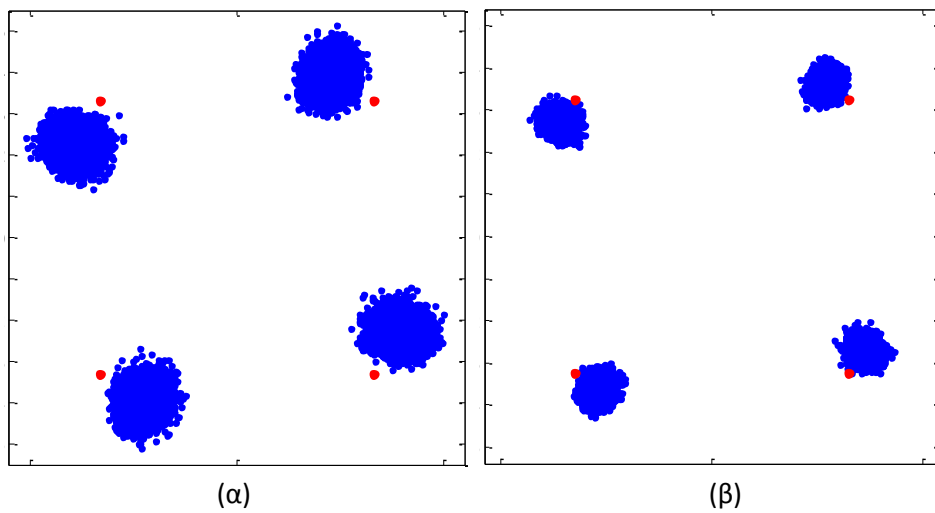
Σχήμα 4.40: Σύγκριση ποσοστού λανθασμένων ψηφίων για ένα και δύο φέροντα για το σχήμα διαμόρφωσης QPSK 1/2, χωρίς προαντιστάθμιση



Σχήμα 4.41: Συνολική υποβάθμιση του συστήματος για QPSK 1/2 για ένα (μπλε) και για δύο (κόκκινο) φέροντα

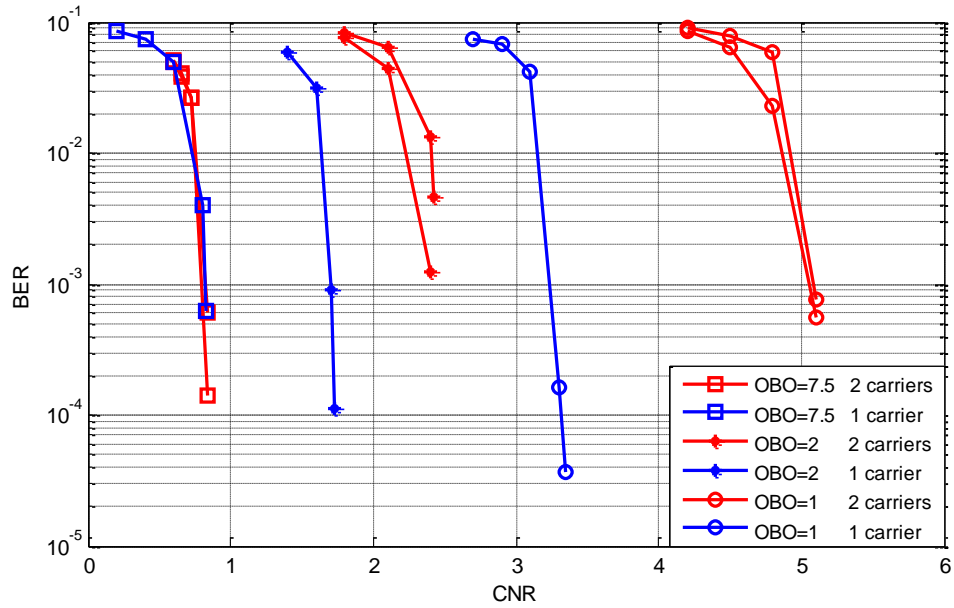


Σχήμα 4.42: Σύγκριση ποσοστού λανθασμένων ψηφίων για δύο φέροντα για το σχήμα διαμόρφωσης QPSK 1/2, χωρίς και με προαντιστάθμιση

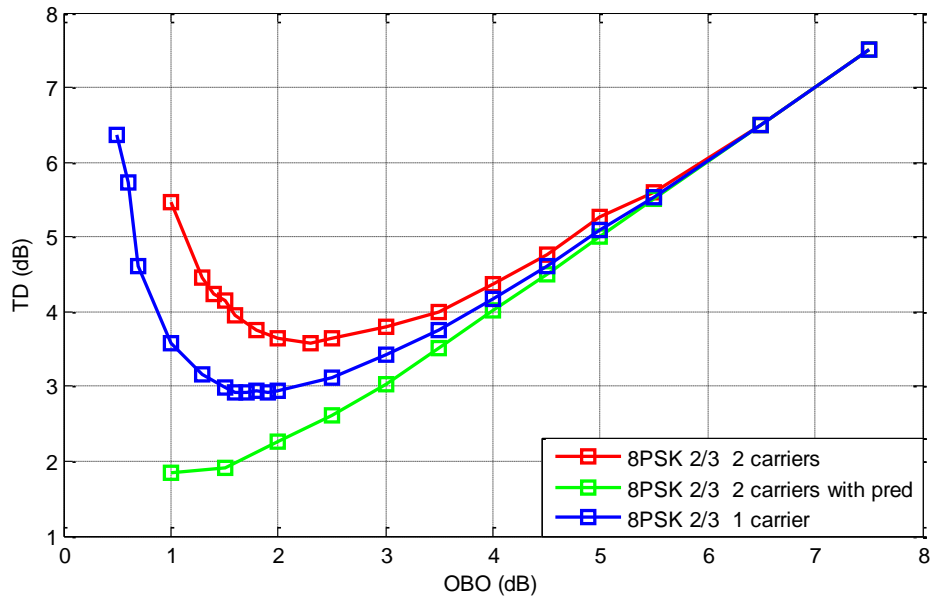


Σχήμα 4.43: Αστερισμός σήματος εκπομπής (κόκκινες κουκίδες) και λήψης (μπλε κουκίδες) για την περίπτωση δύο φερόντων, απουσία θορύβου, στην είσοδο του δέκτη, (α) χωρίς προαντιστάθμιση και (β) με προαντιστάθμιση για OBO = 1

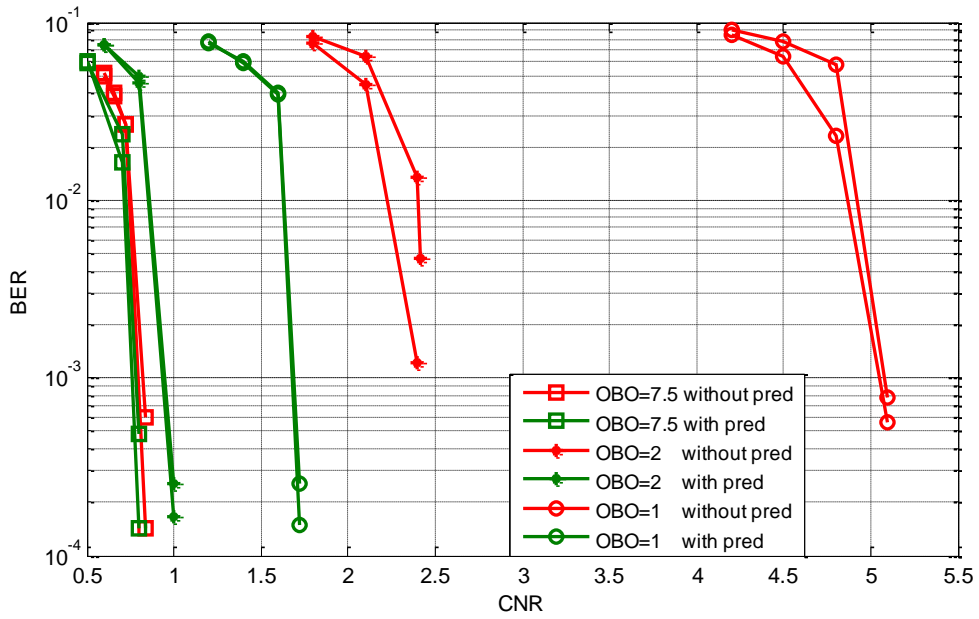
2) 8PSK 2/3



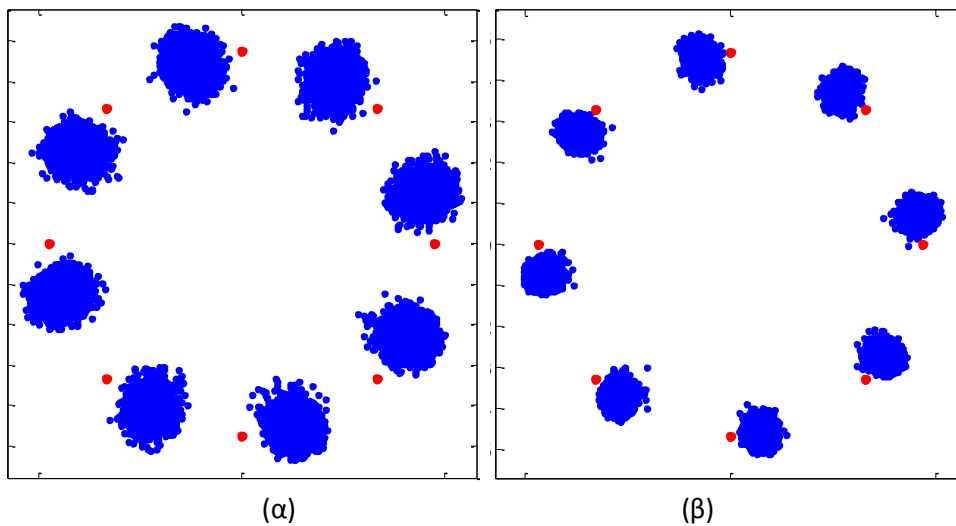
Σχήμα 4.44: Σύγκριση ποσοστού λανθασμένων ψηφίων για ένα και δύο φέροντα για το σχήμα διαμόρφωσης 8PSK 2/3, χωρίς προαντιστάθμιση



Σχήμα 4.45: Συνολική υποβάθμιση του συστήματος για 8PSK 2/3 για ένα (μπλε) και για δύο (κόκκινο) φέροντα

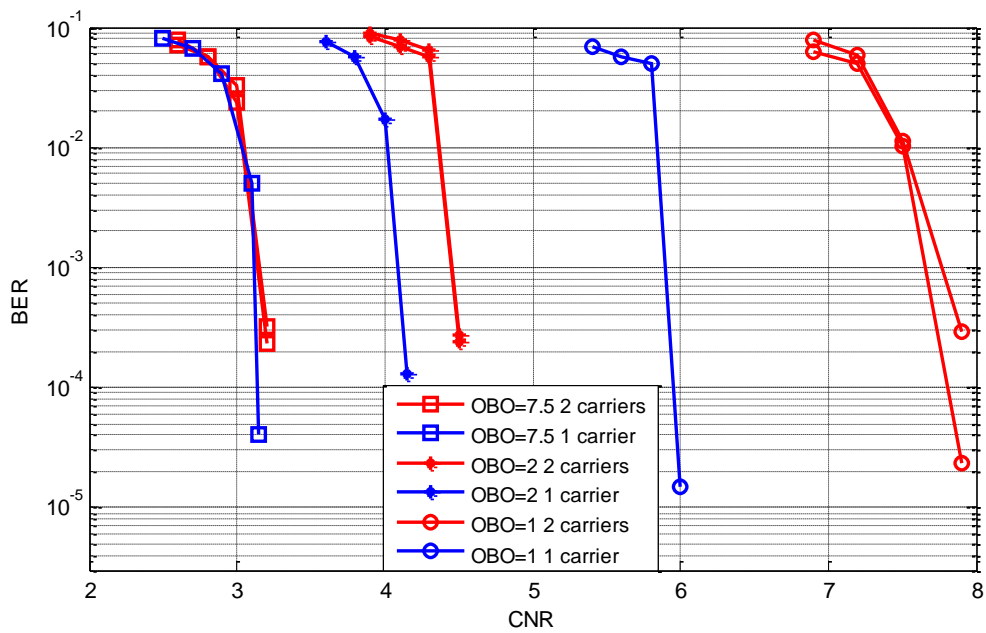


Σχήμα 4.46: Σύγκριση ποσοστού λανθασμένων ψηφίων για δύο φέροντα για το σχήμα διαμόρφωσης 8PSK 2/3, χωρίς και με προαντιστάθμιση

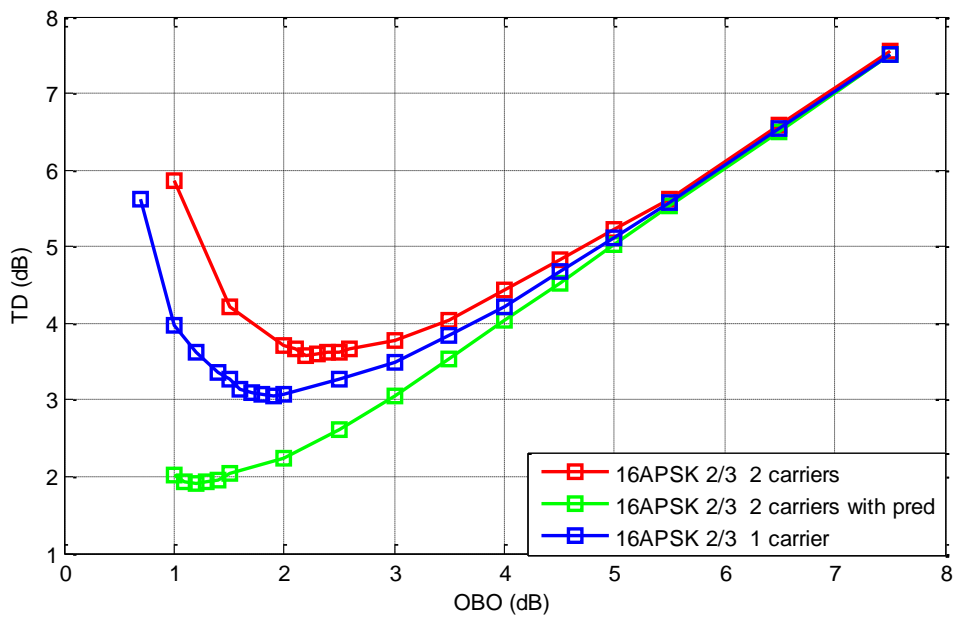


Σχήμα 4.47: Αστερισμός σήματος εκπομπής (κόκκινες κουκίδες) και λήψης (μπλε κουκίδες) για περίπτωση δύο φερόντων, απουσία θορύβου, στην είσοδο του δέκτη, (α) χωρίς προαντιστάθμιση και (β) με προαντιστάθμιση για OBO = 1

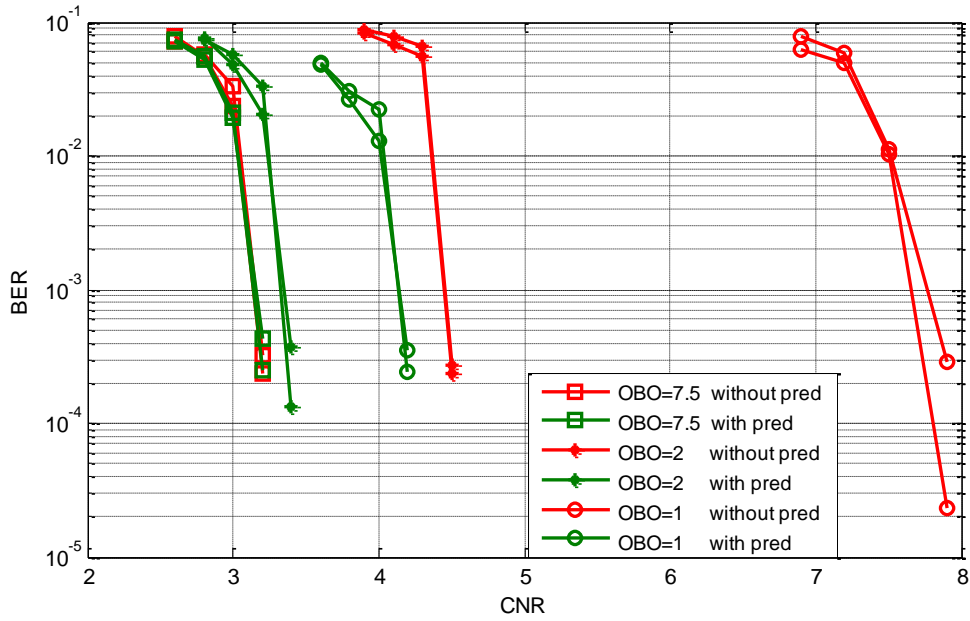
3) 16APSK



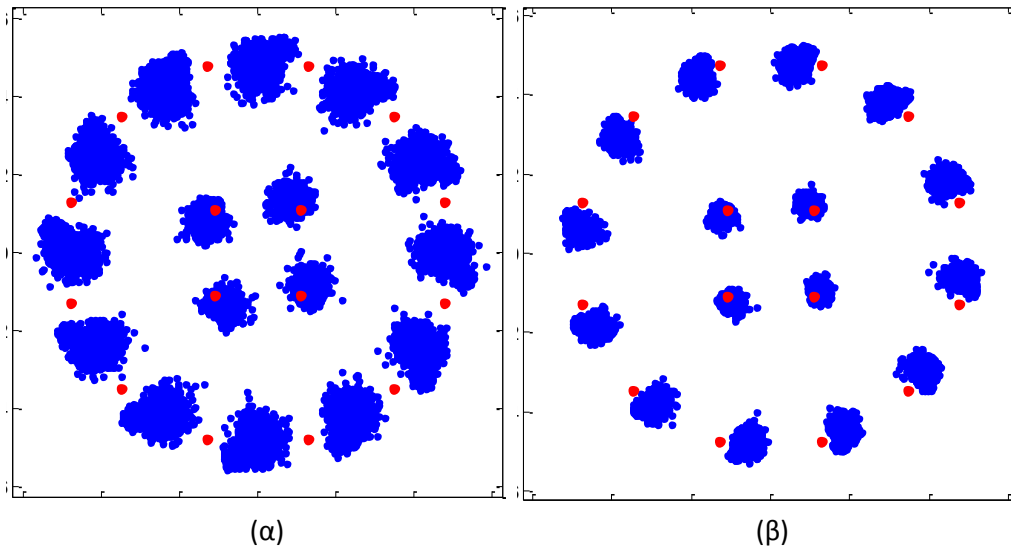
Σχήμα 4.48: Σύγκριση ποσοστού λανθασμένων ψηφίων για ένα και δύο φέροντα για το σχήμα διαμόρφωσης 16APSK 2/3, χωρίς προαντιστάθμιση



Σχήμα 4.49: Συνολική υποβάθμιση του συστήματος για 16APSK 2/3 για ένα (μπλε) και για δύο (κόκκινο) φέροντα

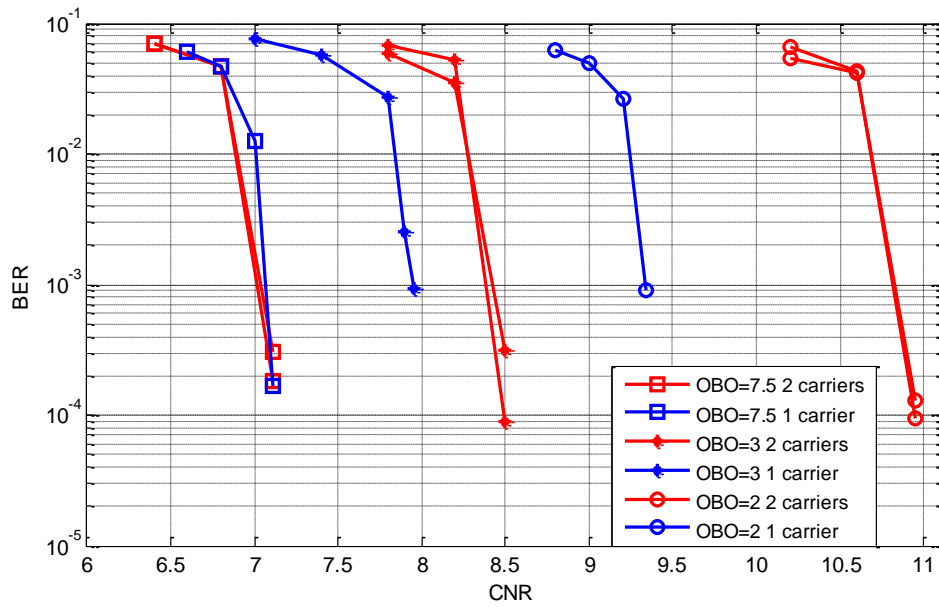


Σχήμα 4.50: Σύγκριση ποσοστού λανθασμένων ψηφίων για δύο φέροντα για το σχήμα διαμόρφωσης 16APSK 2/3, χωρίς και με προαντιστάθμιση

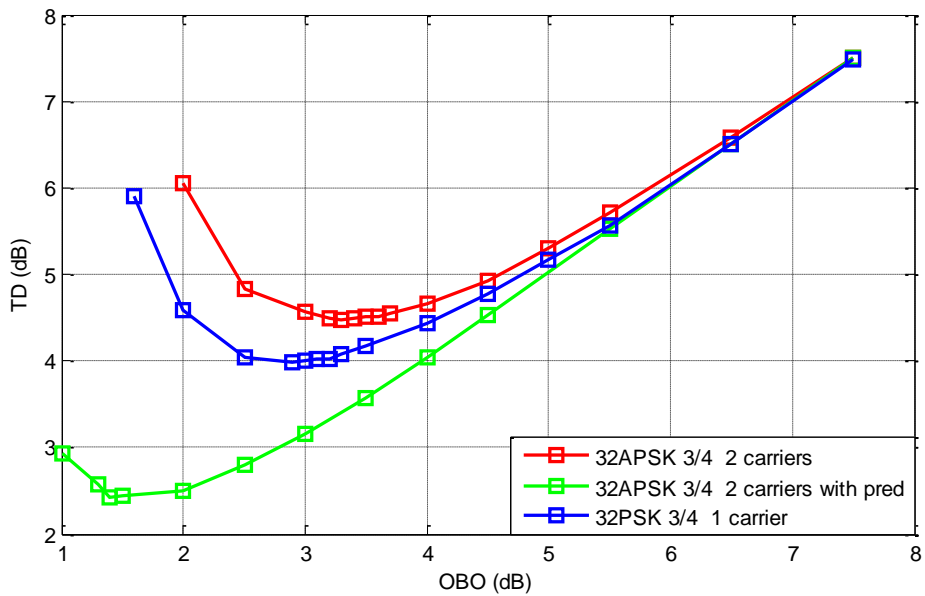


Σχήμα 4.51: Αστερισμός σήματος εκπομπής (κόκκινες κουκίδες) και λήψης (μπλε κουκίδες) για περίπτωση δύο φερόντων, απουσία θορύβου, στην είσοδο του δέκτη, (α) χωρίς προαντιστάθμιση και (β) με προαντιστάθμιση για OBO = 1

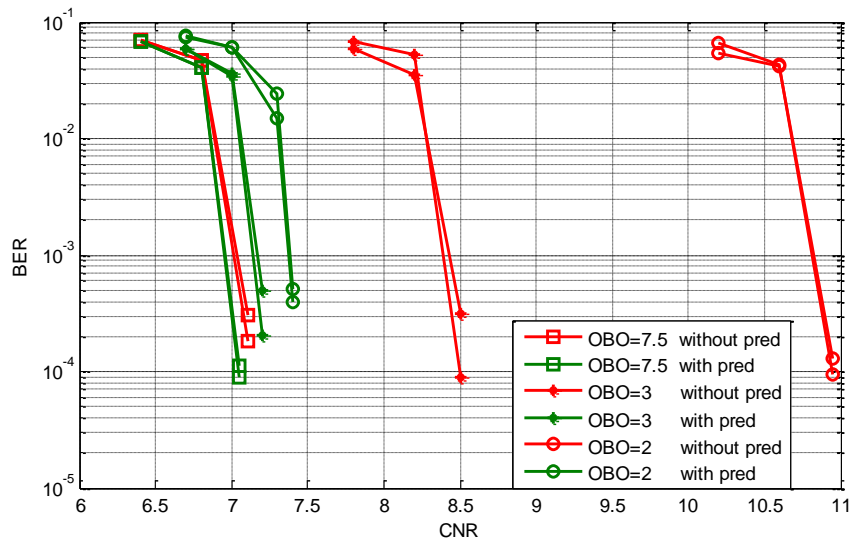
4) 32APSK



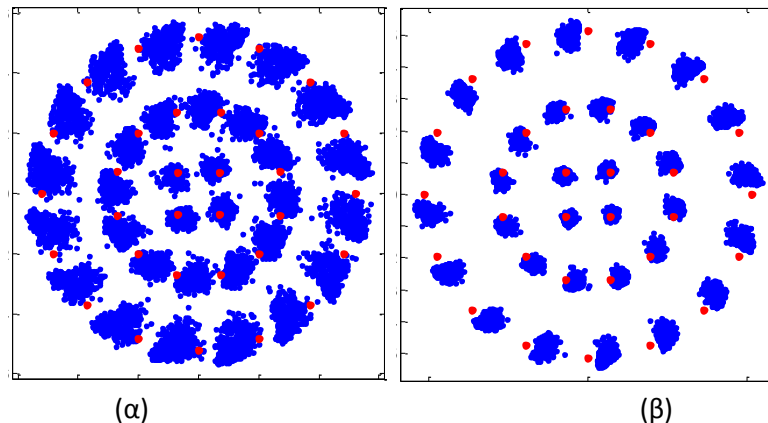
Σχήμα 4.52: Σύγκριση ποσοστού λανθασμένων ψηφίων για ένα και δύο φέροντα για το σχήμα διαμόρφωσης 32APSK 3/4, χωρίς προαντιστάθμιση



Σχήμα 4.53: Συνολική υποβάθμιση του συστήματος για 32APSK 3/4 για ένα (μπλε) και για δύο (κόκκινο) φέροντα



Σχήμα 4.54: Σύγκριση ποσοστού λανθασμένων ψηφίων για δύο φέροντα για το σχήμα διαμόρφωσης 32APSK 3/4, χωρίς και με προαντιστάθμιση

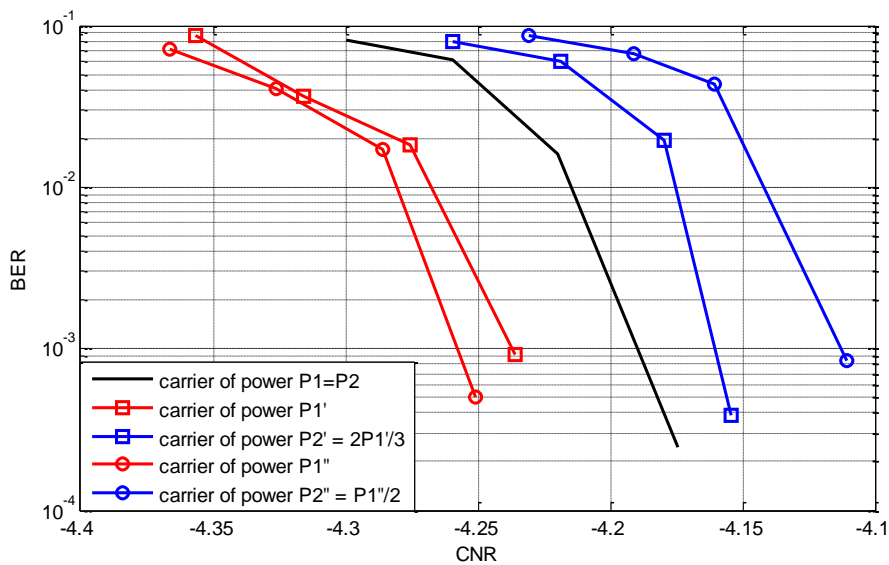


Σχήμα 4.55: Αστερισμός σήματος εκπομπής (κόκκινες κουκίδες) και λήψης (μπλε κουκίδες) για περίπτωση δύο φερόντων, απουσία θορύβου, στην είσοδο του δέκτη, (α) χωρίς προαντιστάθμιση και (β) με προαντιστάθμιση για OBO = 1

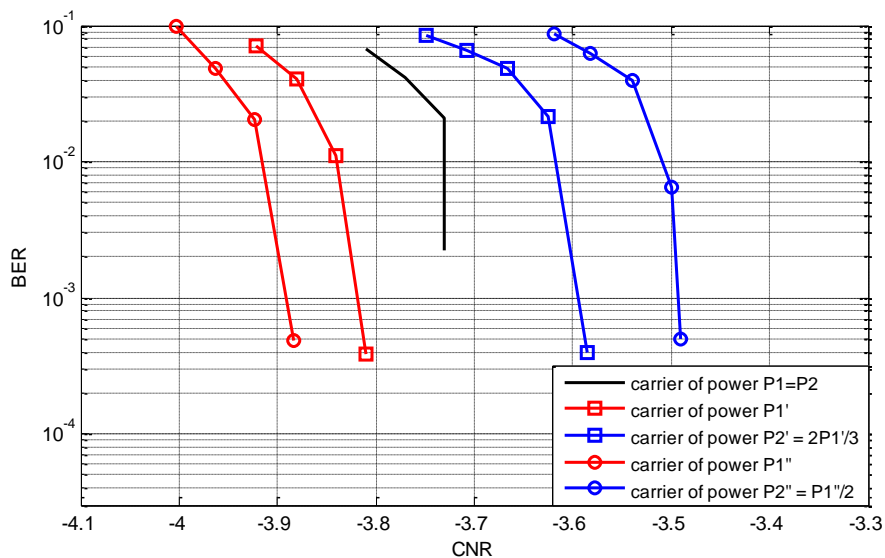
4.3.3 Προσομοίωση Δύο Φερόντων Με Διαφορετικές Ισχείς

Στη συνέχεια, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για δύο φέροντα με διαφορετικές ισχείς εκπομπής από τον πομπό. Αυτό στην πράξη χρησιμοποιείται, για παράδειγμα, στην περίπτωση δύο υπηρεσιών όπου η πρώτη απαιτεί υψηλότερο σηματοθορυβικό λόγο για τη λειτουργία της σε σχέση με τη δεύτερη, ή η πρώτη έχει προτεραιότητα έναντι της δεύτερης. Όπως φαίνεται και από τα διαγράμματα που παρατίθενται, στην περίπτωση όπου τα δύο φέροντα έχουν διαφορετική ισχύ εκπομπής από τον πομπό, λόγω της επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων, το φέρον με την υψηλότερη ισχύ εκπομπής ευνοείται σε σχέση με το φέρον χαμηλότερης ισχύος, όπως επίσης ευνοείται σε σχέση με την περίπτωση όπου τα δύο φέροντα εκπέμπονταν με την ίδια ισχύ. Το αντίθετο συμβαίνει με το φέρον χαμηλότερης ισχύος. Τα διαγράμματα BER-CNR που παρατίθενται στη συνέχεια αφορούν σήματα δύο φερόντων QPSK 1/2 (Σχ. 4.56 και

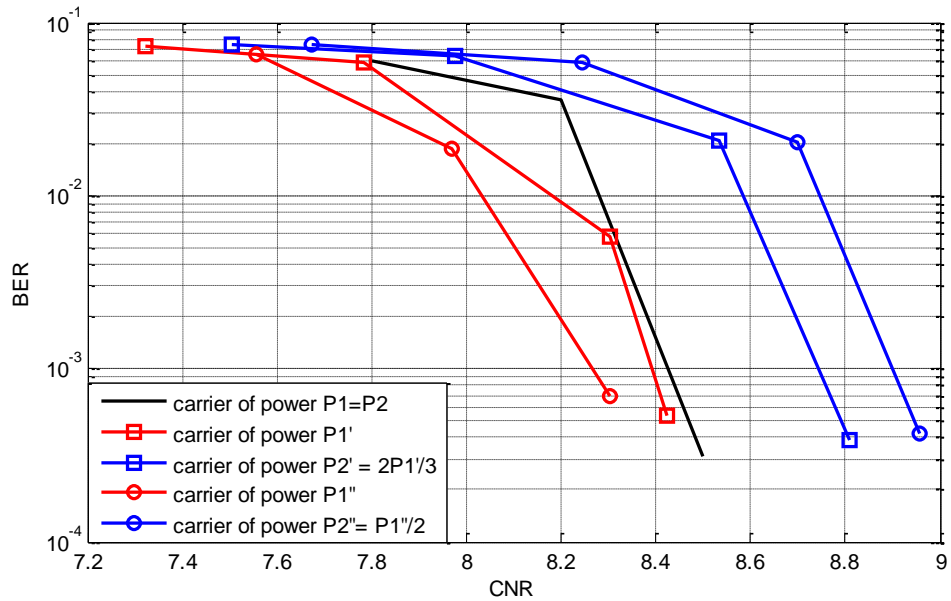
4.57) και δύο φερόντων 32APSK $\frac{3}{4}$ (Σχ. 4.58 και 4.59). Με μαύρο χρώμα απεικονίζεται η καμπύλη ενός εκ των δύο φερόντων όταν εκπέμπονται από τον πομπό με ίδια ισχύ ($P_1=P_2$). Με κόκκινο χρώμα απεικονίζεται η ισχύς του φέροντος που εκπέμπεται με μεγαλύτερη ισχύ σε σχέση με την ισχύ του άλλου φέροντος, το οποίο απεικονίζεται με μπλε χρώμα. Συγκεκριμένα, απεικονίζονται δύο περιπτώσεις φερόντων με διαφορετικές ισχύεις εκπομπής από τον πομπό, όταν η ισχύς του ενός φέροντος ισούται με τα $\frac{2}{3}$ της ισχύος του άλλου ($P_2' = 2P_1'/3$) και όταν η ισχύς του ενός φέροντος ισούται με το $\frac{1}{2}$ της ισχύος του άλλου ($P_2'' = P_1''/2$). Τα φαινόμενα που μόλις περιγράφηκαν είναι τόσο εντονότερα όσο μεγαλύτερη είναι η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων, δηλαδή, όσο μικρότερο είναι το OBO. Επομένως, τα φαινόμενα είναι εντονότερα στην περίπτωση των δύο φερόντων 32APSK $\frac{3}{4}$ σε σχέση με την περίπτωση δύο φερόντων με διαμόρφωση QPSK $\frac{1}{2}$ αφού η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων είναι εντονότερη.



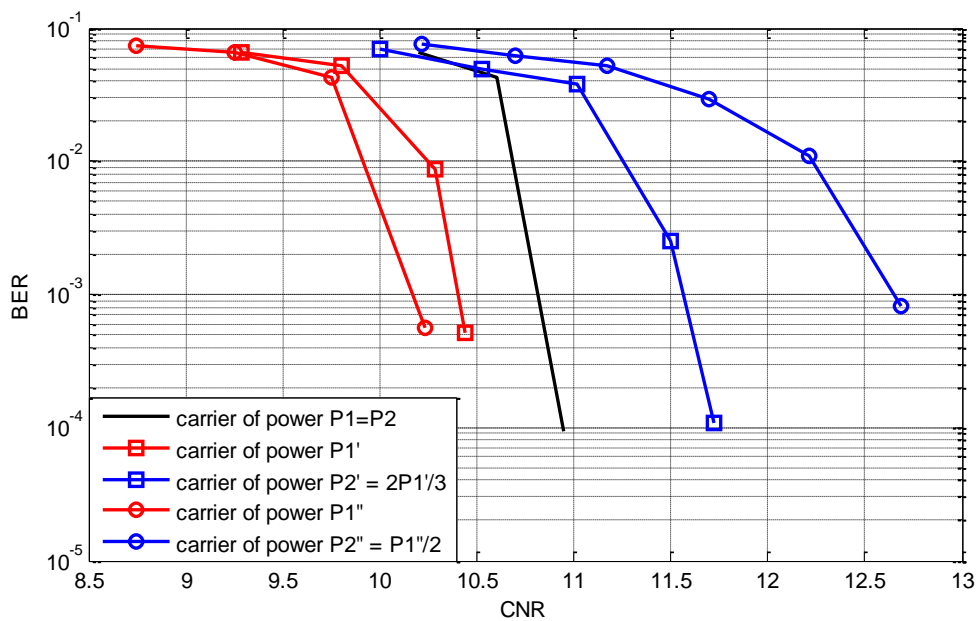
Σχήμα 4.56: Σύγκριση ποσοστού λανθασμένων ψηφίων για δύο φέροντα για QPSK $\frac{1}{2}$, χωρίς προαντιστάθμιση, για διαφορετικές τιμές ισχύος εκπομπής από τον πομπό κάθε φέροντος, για OBO = 2



Σχήμα 4.57: Σύγκριση ποσοστού λανθασμένων ψηφίων για δύο φέροντα για QPSK $\frac{1}{2}$, χωρίς προαντιστάθμιση, για διαφορετικές τιμές ισχύος εκπομπής από τον πομπό κάθε φέροντος, για OBO = 1



Σχήμα 4.58: Σύγκριση ποσοστού λανθασμένων ψηφίων για δύο φέροντα για 32APSK 3/4, χωρίς προαντιστάθμιση, για διαφορετικές τιμές ισχύος εκπομπής από τον πομπό κάθε φέροντος, για OBO = 3



Σχήμα 4.59: Σύγκριση ποσοστού λανθασμένων ψηφίων για δύο φέροντα για 32APSK 3/4, χωρίς προαντιστάθμιση, για διαφορετικές τιμές ισχύος εκπομπής από τον πομπό κάθε φέροντος, για OBO = 2

Βιβλιογραφία

- [1] Π.Κωπτής – Χ.Καψάλης (2006), Δορυφορικές επικοινωνίες. Εκδόσεις Τζιόλα
- [2] ETSI EN 302 307 V1.3.1 (2012-11): Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2), European Broadcasting Union EBU
- [3] ETSI TR 102 376 V1.1.11 (2005-02): Digital Video Broadcasting (DVB) User guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2)
- [4] Δ.Α. Χριστόπουλος, “Προχωρημένες Τεχνικές Προσομοίωσης Συστημάτων Δορυφορικών Επικοινωνιών”, Διπλωματική Εργασία, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, Σεπτέμβριος 2010
- [5] Χ.Κ. Καλαλάς, “Αντιστάθμιση Μη Γραμμικών Φαινομένων σε Δορυφορικούς Αναμεταδότες. Εφαρμογή στο πρότυπο DVB-S2.”, Διπλωματική Εργασία, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, Ιούλιος 2011
- [6] Ilari Teikari, “Digital Predistortion Linearization Methods for RF Power Amplifiers”, Doctoral Dissertation, Helsinki University of Technology, Helsinki, September 2008
- [7] <http://www.suparco.gov.pk/pages/applications-satellite.asp> , “Applications of Satellites”
- [8] http://en.wikipedia.org/wiki/Communications_satellite#Low-Earth-orbiting_satellites , “Communications Satellite”
- [9] <http://adsabs.harvard.edu/abs/2010AdSpR..46.1177C> , “Feasibility study of LEO, GEO and Molniya orbit based satellite solar power station for some identified sites in India”, C.Kalpana, V.Babau R., Banaras Hindu University, India, September 2010
- [10] Ηλίας Γ. Τσαγκλής (2006), «Το Νέο Δορυφορικό πρότυπο Εκπομπής DVB-S2: Θέματα Ενθυλάκωσης, Σηματοδοσίας και Συμβατότητας» ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ, Ε.Μ.Π.
- [11] Ι.Δ. Κανελλόπουλος (2005), *Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων σε Γήινο Περιβάλλον*. Εκδόσεις Τζιόλα
- [12] E.Casini, R. De Gaudenzi and A.Ginesi (2004). DVB-S2 modem algorithms design and performance over typical satellite channels. *INTERNATIONAL JOURNAL OF SATELLITE COMMUNICATIONS AND NETWORKING Int. J. Satell. Commun. Network*
- [13] Stephen D. Turner, Reliability Advantages of Modular Solid State Power Amplifiers compared to Traveling Wave Tube Amplifiers

- [14] Advantech AMT (2005), Total Cost of Ownership. A comparison of SSPA and TWTA Amplifier Systems
- [15] A.Morello, V. Mignone (2006). DVB-S2: the 2nd Generation Standard for Satellite Broad-band Services. Proceedings of the IEEE Vol 94 no. 1
- [16] R.Gaudenzi, A.G.Fabregas, A.Martinez (2006). Performance Analysis of Turbo-Coded APSK Modulations over Nonlinear Satellite Channels. IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, VOL. 5, NO. 9, SEPTEMBER 2006
- [17] J.R.C.Valdez, M.B.Palafox, C.Gontrand, J.C.N.Perez. Matlab-Simulink Implementation of a Memory Polynomial Model for Microwave Power Amplifiers
- [18] H.Gandhi, Palo Alto, USA. A Flexible Volterra-Based Adaptive Digital Pre-Distortion Solution for Wideband RF Power Amplifier Linearization
- [19] M.A.Nizamuddin, Blacksburg, VA, December 2002. Predistortion for Nonlinear Power Amplifiers with Memory
- [20] P.Brunmayr, Diploma Thesis, Hardware/Software Systems Engineering in Hagenberg, July 2005, "Implementation of Nonlinear Digital Pre-distortion Algorithm"

Για τον κώδικα MATLAB που αναπτύχθηκε για την προσομοίωση στην παρούσα
διπλωματική επικοινωνήστε στο nasiastav@gmail.com.