



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

**Αντιστάθμιση Μη Γραμμικών Φαινομένων
σε Δορυφορικούς Αναμεταδότες.
Εφαρμογή στο πρότυπο DVB-S2.**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χαράλαμπος Κ. Καλαλάς

Επιβλέπων : Παναγιώτης Κωττής
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2011



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

**Αντιστάθμιση Μη Γραμμικών Φαινομένων
σε Δορυφορικούς Αναμεταδότες.
Εφαρμογή στο πρότυπο DVB-S2.**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χαράλαμπος Κ. Καλαλάς

Επιβλέπων : Παναγιώτης Κωττής
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 13^η Ιουλίου 2011.

.....
Π. Κωττής
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Χ. Καψάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

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

Αθήνα, Ιούλιος 2011

.....
Χαράλαμπος Κ. Καλαλάς

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

Copyright © Χαράλαμπος Κ. Καλαλάς, 2011

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Ευχαριστήριο Σημείωμα

Ολοκληρώνοντας την εκπόνηση της διπλωματικής μου εργασίας θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον επιβλέποντα Καθηγητή Ε.Μ.Π. κ. Π. Κωττή για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε κατά την ανάθεση της διπλωματικής εργασίας και την όλη επόπτευση κατά την εκπόνηση της εργασίας.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον διδάκτορα Ε.Μ.Π. κ. Π. Αράπογλου για τη συνεισφορά του κατά τη διεξαγωγή της εργασίας και το βοηθητικό υλικό που μου παρείχε.

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

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 των σημάτων από το δορυφορικό αναμεταδότη. Οι ενισχυτές υψηλής ισχύος στους δορυφορικούς αναμεταδότες συνήθως λειτουργούν πολύ κοντά στο σημείο κόρου 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 αναπτύσσεται ένα εργαλείο προσομοίωσης του προτύπου DVB-S2 για μετάδοση σε μη γραμμικό διάυλο. Συγκεκριμένα, με χρήση του εργαλείου, μελετάται η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων για κάθε σχήμα διαμόρφωσης του προτύπου 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, πραγματοποιείται μια εισαγωγή στις δορυφορικές επικοινωνίες και στο πρότυπο DVB-S2. Στη συνέχεια, 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, παρουσιάζονται οι τεχνικές γραμμικοποίησης και αντιστάθμισης των μη γραμμικών φαινομένων που βρίσκουν ευρεία εφαρμογή στα σύγχρονα δορυφορικά συστήματα. Έπειτα, επεξηγείται ο τρόπος υλοποίησης των μονάδων του προσομοιωτή που χρησιμοποιήθηκε στην εργασία και, τέλος, παρατίθενται αναλυτικά αποτελέσματα προσομοίωσης που αφορούν την επίδοση του προτύπου DVB-S2 κατά τη μετάδοση μέσω μη γραμμικού διαύλου και τη βελτίωση που επιτυγχάνεται με τη χρήση δύο διαφορετικών μεθόδων αντιστάθμισης αστερισμού. Η διπλωματική εργασία ολοκληρώνεται με την παράθεση του πλήρους κώδικα υλοποίησης του προσομοιωτή.

Λέξεις-Κλειδιά

Δορυφορικός Αναμεταδότης, Ενίσχυση Υψηλής Ισχύος, Μη Γραμμικά Φαινόμενα, Προϊόντα Ενδοδιαμόρφωσης, Παραμόρφωση Αστερισμού, Συνολική Υποβάθμιση, Περιθώριο Ισχύος Εισόδου, Αποδοτικότητα Ισχύος, Απώλεια Αποδιαμόρφωσης, Τεχνικές Γραμμικοποίησης και Αντιστάθμισης, Πρότυπο DVB-S2, Ποσοστό Λανθασμένων Πακέτων.

Abstract

The purpose of the present diploma thesis is the study of the impact of nonlinear amplification on DVB-S2 signals 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 developed regarding the transmission over nonlinear satellite channel. In specific, using this simulation tool, the impact of nonlinear distortion on each DVB-S2 modulation scheme 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.

In the first part of the thesis, an introduction on satellite communications and DVB-S2 standard is carried out. Afterwards, 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, linearization and predistortion techniques that have been widely adopted in modern satellite systems are presented. Furthermore, the implementation method of the modules of the DVB-S2 simulation tool is presented and, finally, the simulation results concerning the performance of DVB-S2 standard for transmission over nonlinear channel and the improvement achieved through the application of two different methods of digital predistortion are presented. The present diploma thesis is concluded after presenting the Matlab code that implements the DVB-S2 simulation tool.

KeyWords

Satellite Transponder, High Power Amplification, Nonlinear Distortion, Intermodulation Distortion Products, Constellation Warping, Total Degradation, Input Back Off, Power Efficiency, Demodulation Loss, Linearization and Predistortion Techniques, DVB-S2 Standard, Packet Error Ratio.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Κεφάλαιο 1 : Εισαγωγή στις Δορυφορικές Επικοινωνίες και στο πρότυπο DVB-S2	19
1.1. Γενικά	19
1.2. Δομή ενός δορυφορικού συστήματος	20
1.3. Το δορυφορικό ραδιοφάσμα	22
1.4. Φαινόμενα διάδοσης που επηρεάζουν τις δορυφορικές ζεύξεις	24
1.5. Τεχνικές αντιμετώπισης των διαλείψεων στα δορυφορικά συστήματα	26
1.5.1. Τεχνικές ελέγχου της ισχύος	27
1.5.2. Τεχνικές προσαρμοστικής μετάδοσης	29
1.5.3. Σχήματα διαφορικής προστασίας.....	31
1.6. Το πρότυπο DVB για δορυφορικές επικοινωνίες	34
1.6.1. Το πρότυπο δορυφορικής μετάδοσης DVB-S	35
1.6.2. Το πρότυπο δορυφορικής μετάδοσης DVB-S2	36
Κεφάλαιο 2 : Ενίσχυση Υψηλής Ισχύος σε Δορυφορικούς Αναμεταδότες.....	39
2.1. Εισαγωγή.....	39
2.2. Δομή δορυφορικού αναμεταδότη	40
2.3. Τύποι ενισχυτών υψηλής ισχύος	42
2.4. Περιοχές λειτουργίας του ενισχυτή υψηλής ισχύος	43
2.5. Μαθηματική περιγραφή των χαρακτηριστικών AM/AM και AM/PM του ενισχυτή	45
2.5.1. Το μοντέλο Saleh	46
2.5.2. Το μοντέλο Rapp	48
2.5.3. Το μοντέλο Ghorbani	49
2.6. Μη γραμμική συμπεριφορά ενισχυτών υψηλής ισχύος.....	51
2.6.1. Μελέτη της μη γραμμικής ενίσχυσης.....	51
2.6.2. Επιδράσεις των μη γραμμικών φαινομένων.....	54
2.6.2.1. Παραμόρφωση αρμονικών.....	54
2.6.2.2. Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης.....	55
2.6.2.3. Παραμόρφωση αστερισμού	57
2.7. Μέτρα αξιολόγησης της επίδοσης των ενισχυτών υψηλής ισχύος	58
2.7.1. Ο λόγος της ισχύος φέροντος προς την ισχύ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης	59
2.7.2. Ο λόγος της ισχύος θορύβου.....	59
2.7.3. Ο λόγος της ισχύος φέροντος προς το άθροισμα της ισχύος του θορύβου και των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης	61
2.7.4. Η συνολική υποβάθμιση.....	63

2.8. Μη γραμμικά φαινόμενα στο πρότυπο DVB-S2	66
2.9. Παράρτημα κεφαλαίου: Η κατανομή των συμβόλων στον αστερισμό 16APSK στο πρότυπο DVB-S2	71

Κεφάλαιο 3 : Τεχνικές Γραμμικοποίησης και Αντιστάθμισης

των Μη Γραμμικών Φαινομένων	73
3.1. Εισαγωγή.....	73
3.2. Τεχνική πρόσθιας τροφοδότησης.....	74
3.3. Τεχνική ανάδρασης.....	76
3.4. Αντιστάθμιση με χρήση κατάλληλου μη γραμμικού κυκλώματος.....	78
3.4.1. Αρχή λειτουργίας	79
3.4.2. Σύγκριση χαρακτηριστικών TWTA και LTWTA.....	81
3.5. Τεχνική αντιστάθμισης αστερισμού	83
3.6. Παράρτημα κεφαλαίου: Ποσοτική εκτίμηση της βελτίωσης της απόδοσης κατά τη γραμμικοποίηση της λειτουργίας του ενισχυτή.....	87

Κεφάλαιο 4 : Προσομοίωση των Μη Γραμμικών Φαινομένων

στο πρότυπο DVB-S2	93
4.1. Εισαγωγή.....	93
4.2. Ζωνοπερατό φίλτράρισμα στον πολυπλέκτη εισόδου του αναμεταδότη.....	96
4.3. Μη γραμμική ενίσχυση στον ενισχυτή TWTA.....	98
4.4. Ζωνοπερατό φίλτράρισμα στον πολυπλέκτη εξόδου του αναμεταδότη	102
4.5. Υπολογισμός απώλειας αποδιαμόρφωσης στο δέκτη.....	104
4.6. Τεχνική αντιστάθμισης αστερισμού	105
4.7. Παράρτημα κεφαλαίου: Κώδικας υλοποίησης των μονάδων του προσομοιωτή DVB-S2.....	109
4.7.1. Υλοποίηση ζωνοπερατού φίλτραρίσματος στον πολυπλέκτη εισόδου του αναμεταδότη	110
4.7.2. Υλοποίηση μη γραμμικής ενίσχυσης στον ενισχυτή TWTA	112
4.7.3. Υλοποίηση ζωνοπερατού φίλτραρίσματος στον πολυπλέκτη εξόδου του αναμεταδότη	114
4.7.4. Υλοποίηση διαδικασίας αποδιαμόρφωσης	115
4.7.5. Υλοποίηση τεχνικών αντιστάθμισης αστερισμού	116

Κεφάλαιο 5 : Αποτελέσματα Προσομοίωσης

5.1. Εισαγωγή.....	119
--------------------	-----

5.2. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης κατά τη μετάδοση μέσω μη γραμμικού διαύλου	120
5.2.1. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης QPSK	121
5.2.2. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης 8PSK	123
5.2.3. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης 16APSK	125
5.2.4. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης 32APSK	127
5.3. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης κατά τη μετάδοση μέσω μη γραμμικού διαύλου με χρήση αντιστάθμισης αστερισμού	132
5.3.1. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης QPSK	135
5.3.2. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης 8PSK	136
5.3.3. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης 16APSK	137
5.3.4. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης 32APSK	138
5.4. Διαγράμματα διασποράς	139
5.4.1. Διαγράμματα διασποράς για τη διαμόρφωση QPSK	141
5.4.2. Διαγράμματα διασποράς για τη διαμόρφωση 8PSK	144
5.4.3. Διαγράμματα διασποράς για τη διαμόρφωση 16APSK	147
5.4.4. Διαγράμματα διασποράς για τη διαμόρφωση 32APSK	150
5.5. Σύγκριση διαμορφώσεων APSK – QAM κατά τη μετάδοση μέσω μη γραμμικού διαύλου	153
Παράρτημα: Κώδικας Υλοποίησης προσομοιωτή DVB-S2	157
Ευρετήριο ακρωνυμίων	179
Βιβλιογραφία	183

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ - ΠΙΝΑΚΩΝ

Σχήμα 1.1: Βασικές βαθμίδες συστήματος δορυφορικών επικοινωνιών	21
Πίνακας 1.1: Δορυφορικές ζώνες συχνοτήτων και αντίστοιχες υπηρεσίες.....	23
Σχήμα 1.2: Γεωμετρία σχήματος διπλής διαφορικής λήψης θέσης.....	32
Σχήμα 1.3: Γεωμετρία σχήματος διπλής διαφορικής λήψης τροχιάς	33
Σχήμα 1.4: Αρχιτεκτονική δικτύου DVB.....	35
Σχήμα 2.1: Λειτουργικά διαγράμματα: (α) δορυφορικού αναμεταδότη (β) δέκτη-κάτω μετατροπέα συχνότητας (γ) πολυπλέκτη εισόδου.....	41
Σχήμα 2.2: Χαρακτηριστική εισόδου – εξόδου ενισχυτή.....	44
Σχήμα 2.3: Μοντέλο Saleh – Χαρακτηριστική AM/AM	47
Σχήμα 2.4: Μοντέλο Saleh – Χαρακτηριστική AM/PM	47
Σχήμα 2.5: Μοντέλο Rapp – Χαρακτηριστική AM/AM	49
Σχήμα 2.6: Σύγκριση μοντέλων Ghorbani, Saleh ως προς τη χαρακτηριστική AM/AM	50
Σχήμα 2.7: Σύγκριση μοντέλων Ghorbani, Saleh ως προς τη χαρακτηριστική AM/PM.....	51
Σχήμα 2.8: Δημιουργία προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης	55
Σχήμα 2.9: Φάσμα εξόδου της δοκιμής δύο τόνων για τρίτης τάξης μη γραμμικότητα.....	56
Σχήμα 2.10: Διαδικασία παραγωγής του κατάλληλου σήματος εισόδου στον ενισχυτή για τον προσδιορισμό της τιμής NPR	60
Σχήμα 2.11: Έξοδος φίλτρου φραγής.....	60
Σχήμα 2.12: Καμπύλες $C/(N+I)$ ως συνάρτηση του IBO για διάφορες τιμές C_{sat}/N	62
Σχήμα 2.13: Καμπύλες BER ως συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη για μετάδοση ενός 16APSK διαμορφωμένου σήματος σε δίαυλο AWGN και μη γραμμικό δίαυλο με $IBO = -1dB$	65
Σχήμα 2.14: Σχήματα του προτύπου DVB-S2 σταθερής περιβάλλουσας: (α) Αστερισμός QPSK (β) Αστερισμός 8PSK	66
Σχήμα 2.15: Σχήματα του προτύπου DVB-S2 μεταβλητής περιβάλλουσας: (α) Αστερισμός 16APSK (β) Αστερισμός 32APSK	67
Σχήμα 2.16: Καμπύλη επίδοσης του 16APSK σχήματος διαμόρφωσης για διάφορες τιμές του IBO	68
Σχήμα 2.17: Συνολική υποβάθμιση των σχημάτων 16APSK και 32APSK με χρήση ή όχι αντιστάθμισης της φάσης για δεδομένη τιμή $SER=10^{-4}$	69
Σχήμα 2.18: Συνολική υποβάθμιση των σχημάτων 16APSK και 32APSK για δεδομένη τιμή $SER=10^{-4}$ θεωρώντας το μοντέλο του ιδανικού περιοριστή για την περιγραφή της συμπεριφοράς του διαύλου.....	70
Σχήμα Π.2.1: Κατανομή συμβόλων στον αστερισμό 16APSK.....	71
Σχήμα Π.2.2: Συνάρτηση κατανομής πιθανότητας της περιβάλλουσας του σήματος	72
Σχήμα 3.1: Λειτουργικό διάγραμμα τεχνικής πρόσθιας τροφοδότησης.....	74
Σχήμα 3.2: Γραμμικοποίηση με πρόσθια τροφοδότηση.....	74
Σχήμα 3.3: Λειτουργικό διάγραμμα τεχνικής ανάδρασης	76
Σχήμα 3.4: Χαρακτηριστική AM/AM με ή χωρίς εφαρμογή της τεχνικής ανάδρασης.....	77

Σχήμα 3.5: Χαρακτηριστική AM/PM με ή χωρίς εφαρμογή της τεχνικής ανάδρασης.....	78
Σχήμα 3.6: Λειτουργικό διάγραμμα της τεχνικής αντιστάθμισης με χρήση γραμμικοποιητή	79
Σχήμα 3.7: Αντιστάθμιση των χαρακτηριστικών AM/AM και AM/PM του ενισχυτή υψηλής ισχύος από το κύκλωμα του γραμμικοποιητή.....	80
Σχήμα 3.8: Διαδικασία προσαρμοστικής αντιστάθμισης	81
Σχήμα 3.9: Χαρακτηριστικές καμπύλες μεταφοράς ενισχυτή TWTA και της γραμμικοποιημένης εκδοχής του LTWTA.....	81
Σχήμα 3.10: Καταπίεση δευτερευόντων φασματικών λοβών	82
Σχήμα 3.11: Βελτίωση σε όρους C/I και OBO με χρήση γραμμικοποιητή	82
Σχήμα 3.12: Λειτουργικό διάγραμμα της τεχνικής αντιστάθμισης μετά τον HPA.....	83
Σχήμα 3.13: Αντιστάθμιση αστερισμού (4+12)- APSK:	
(α) Αντισταθμισμένος αστερισμός στην έξοδο του διαμορφωτή,	
(β) Αστερισμός μετά την έξοδο του φίλτρου του αποδιαμορφωτή	85
Σχήμα Π.3.1: Χαρακτηριστικές μεταφοράς ενισχυτών: (α) Χαρακτηριστική AM/AM	
(β) Χαρακτηριστική κέρδους (γ) Χαρακτηριστική AM/PM	88
Πίνακας Π.3.1: Παράμετροι επίδοσης για λειτουργία απλού φέροντος.....	88
Σχήμα Π.3.2: Ο λόγος C/IM ₃ ως μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης στην περίπτωση ενίσχυσης πολλαπλών φερόντων	89
Σχήμα Π.3.3: Ο λόγος NPR ως μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης στην περίπτωση ενίσχυσης πολλαπλών φερόντων	89
Σχήμα Π.3.4: Ο λόγος C/(N+I) ως μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης στην περίπτωση ενίσχυσης πολλαπλών φερόντων	90
Πίνακας Π.3.2: Η συνολική υποβάθμιση TD ως μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης. Οδήγηση του ενισχυτή με ένα 16APSK διαμορφωμένο φέρον	91
Πίνακας Π.3.3: Η συνολική υποβάθμιση TD ως μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης. Οδήγηση του ενισχυτή με δύο 16APSK διαμορφωμένα φέροντα.....	91
Πίνακας Π.3.4: Η συνολική υποβάθμιση TD ως μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης για διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης (QPSK και 8PSK) και διαφορετικό αριθμό φερόντων για την κάθε περίπτωση	92
Σχήμα 4.1: Λειτουργικό διάγραμμα προσομοιωτή DVB-S2	95
Σχήμα 4.2: Απόκριση πλάτους του ζωνοπερατού φίλτρου του πολυπλέκτη εισόδου του αναμεταδότη.....	96
Σχήμα 4.3: Καθυστέρηση ομάδας του ζωνοπερατού φίλτρου του πολυπλέκτη εισόδου του αναμεταδότη	97
Σχήμα 4.4: Χαρακτηριστική AM/AM ενισχυτή.....	99
Σχήμα 4.5: Χαρακτηριστική AM/PM ενισχυτή	99
Σχήμα 4.6: Σύγκριση γραμμικής και μη γραμμικής χαρακτηριστικής AM/AM	101
Σχήμα 4.7: Σύγκριση γραμμικής και μη γραμμικής χαρακτηριστικής AM/PM.....	101
Σχήμα 4.8: Απόκριση πλάτους του ζωνοπερατού φίλτρου του πολυπλέκτη εξόδου του αναμεταδότη.....	103
Σχήμα 4.9: Καθυστέρηση ομάδας του ζωνοπερατού φίλτρου του πολυπλέκτη εξόδου του αναμεταδότη.....	103

Σχήμα 4.10: Σύγκριση μη γραμμικής, «οιονεί γραμμικής» και γραμμικής χαρακτηριστικής AM/AM	106
Σχήμα 4.11: Σύγκριση μη γραμμικής, «οιονεί γραμμικής» και γραμμικής χαρακτηριστικής AM/PM	106
Σχήμα 5.1: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση QPSK	122
Σχήμα 5.2: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης QPSK με ρυθμό κώδικα 1/2	123
Σχήμα 5.3: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 8PSK	124
Σχήμα 5.4: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης 8PSK με ρυθμό κώδικα 2/3	125
Σχήμα 5.5: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 16APSK	126
Σχήμα 5.6: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης 16APSK με ρυθμό κώδικα 3/4	127
Σχήμα 5.7: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 32APSK με ρυθμό κώδικα 3/4	128
Σχήμα 5.8: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 32APSK με ρυθμό κώδικα 8/9	129
Σχήμα 5.9: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης 32APSK με ρυθμό κώδικα 4/5	130
Σχήμα 5.10: Συνολική υποβάθμιση των σχημάτων διαμόρφωσης προτύπου DVB-S2	131
Πίνακας 5.1: Αξιολόγηση της επίδοσης για μετάδοση σε μη γραμμικό δίαυλο για στάθμη $PER = 10^{-3}$	131
Πίνακας 5.2: Αξιολόγηση της επίδοσης για μετάδοση σε μη γραμμικό δίαυλο για στάθμη $PER = 10^{-3}$. Χρήση τεχνικής αντιστάθμισης που βασίζεται στην «οιονεί γραμμική» λειτουργία του ενισχυτή	133
Πίνακας 5.3: Αξιολόγηση της επίδοσης για μετάδοση σε μη γραμμικό δίαυλο για στάθμη $PER = 10^{-3}$. Χρήση τεχνικής αντιστάθμισης που βασίζεται στην ιδανικά γραμμική λειτουργία του ενισχυτή	133
Σχήμα 5.11: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση QPSK	135
Σχήμα 5.12: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης QPSK με χρήση ή όχι αντιστάθμισης αστερισμού. Σύγκριση των δύο τεχνικών υλοποίησης	135
Σχήμα 5.13: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 8PSK	136
Σχήμα 5.14: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης 8PSK με χρήση ή όχι αντιστάθμισης αστερισμού. Σύγκριση των δύο τεχνικών υλοποίησης	136
Σχήμα 5.15: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 16APSK	137
Σχήμα 5.16: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης 16APSK με χρήση ή όχι αντιστάθμισης αστερισμού. Σύγκριση των δύο τεχνικών υλοποίησης	137
Σχήμα 5.17: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 32APSK με ρυθμό κώδικα 3/4	138
Σχήμα 5.18: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 32APSK με ρυθμό κώδικα 8/9	138

Σχήμα 5.19: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης 32APSK με χρήση ή όχι αντιστάθμισης αστερισμού. Σύγκριση των δύο τεχνικών υλοποίησης	139
Σχήμα 5.20: (α) Αστερισμός QPSK στην εκπομπή (β) Μη γραμμική ενίσχυση αστερισμού QPSK υπό IBO=-1dB. Σύγκριση με ιδανικά γραμμική ενίσχυση.....	141
Σχήμα 5.21: Αντιστάθμιση αστερισμού QPSK βάσει της οιονεί γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης	142
Σχήμα 5.22: Αντιστάθμιση αστερισμού QPSK βάσει της ιδανικά γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης	143
Σχήμα 5.23: (α) Αστερισμός 8PSK στην εκπομπή (β) Μη γραμμική ενίσχυση αστερισμού 8PSK υπό IBO=-2dB. Σύγκριση με ιδανικά γραμμική ενίσχυση.....	144
Σχήμα 5.24: Αντιστάθμιση αστερισμού 8PSK βάσει της οιονεί γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης	145
Σχήμα 5.25: Αντιστάθμιση αστερισμού 8PSK βάσει της ιδανικά γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης	146
Σχήμα 5.26: (α) Αστερισμός 16APSK στην εκπομπή (β) Μη γραμμική ενίσχυση αστερισμού 16APSK υπό IBO=-1dB. Σύγκριση με ιδανικά γραμμική ενίσχυση	147
Σχήμα 5.27: Αντιστάθμιση αστερισμού 16APSK βάσει της οιονεί γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης	148
Σχήμα 5.28: Αντιστάθμιση αστερισμού 16APSK βάσει της ιδανικά γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης	149
Σχήμα 5.29: (α) Αστερισμός 32APSK στην εκπομπή (β) Μη γραμμική ενίσχυση αστερισμού 32APSK υπό IBO=-1dB. Σύγκριση με ιδανικά γραμμική ενίσχυση	150
Σχήμα 5.30: Αντιστάθμιση αστερισμού 32APSK βάσει της οιονεί γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης	151
Σχήμα 5.31: Αντιστάθμιση αστερισμού 32APSK βάσει της ιδανικά γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης	152
Σχήμα 5.32: Αστερισμός 16QAM.....	153
Σχήμα 5.33: Αστερισμός 32QAM.....	154
Σχήμα 5.34: Σύγκριση επίδοσης 16APSK-16QAM κατά τη μετάδοση μέσω μη γραμμικού διαύλου	155
Σχήμα 5.35: Σύγκριση επίδοσης 32APSK-32QAM κατά τη μετάδοση μέσω μη γραμμικού διαύλου	155

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Εισαγωγή στις Δορυφορικές Επικοινωνίες και στο πρότυπο DVB-S2

1.1. Γενικά

Η αλματώδης ανάπτυξη του χώρου των τηλεπικοινωνιών σε παγκόσμια κλίμακα κατά τη διάρκεια των τελευταίων δεκαετιών οφείλεται κυρίως στην ολοένα αυξανόμενη ζήτηση από την πλευρά των χρηστών για τις προσφερόμενες τηλεπικοινωνιακές υπηρεσίες και στην απαίτηση της αγοράς για συνεχή βελτίωση των υπηρεσιών αυτών. Η πρόκληση που αντιμετωπίζει ο κλάδος των τηλεπικοινωνιών τα τελευταία χρόνια είναι η εξυπηρέτηση της ζήτησης για ολοένα και μεγαλύτερο εύρος ζώνης, γεγονός που οδηγεί στην ανάγκη ανάπτυξης δικτύων μεγαλύτερης χωρητικότητας. Τα δορυφορικά δίκτυα επικοινωνιών αποτελούν ένα σημαντικό τμήμα των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Οι δορυφόροι παρέχουν τη δυνατότητα κάλυψης μεγάλων γεωγραφικών περιοχών επιτρέποντας με τον τρόπο αυτό τη χρήση τους σε εφαρμογές όπως η διασύνδεση μεγάλων τηλεπικοινωνιακών κόμβων (τηλεφωνικά κέντρα μεταγωγής), οι κινητές τηλεπικοινωνίες, οι τηλεοπτικές ζεύξεις κλπ. Η εγγενής δυνατότητα ευρυεκπομπής (broadcast) των δορυφόρων τούς καθιστά βασική λύση για την παροχή τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών σε περιοχές της γης, όπου είτε δεν είναι εφικτή η οπτική επαφή μεταξύ των κόμβων του δικτύου είτε η ενσύρματη διασύνδεση αυτών είναι οικονομικά ασύμφορη. Μέσα από διαρκή ερευνητική προσπάθεια κατέστη δυνατή η βελτίωση των τομέων της τεχνολογίας που αφορούν τα δορυφορικά συστήματα. Συγκεκριμένα, οι ενεργειακές δυνατότητες των δορυφόρων έχουν αυξηθεί σημαντικά, η απόδοση των δορυφορικών και των επίγειων κεραιών έχει βελτιωθεί λόγω χρήσης υψηλότερων συχνοτήτων, ενώ η διάρκεια ζωής των διαστημικών σταθμών έφθασε τα 12-15 έτη λόγω βελτίωσης των

χρησιμοποιούμενων υλικών και των συναφών τεχνολογιών. Παράλληλα, η τεχνολογία που αφορά τους επίγειους σταθμούς βελτιώθηκε σε μεγάλο βαθμό, με αποτέλεσμα τη μείωση του κόστους αλλά και των διαστάσεων του εξοπλισμού του σταθμού. Με τον τρόπο αυτό επιτρέπεται η τοποθέτηση των επίγειων τερματικών στις εγκαταστάσεις των μεμονωμένων χρηστών, παρέχοντας τη δυνατότητα για απευθείας παροχή υπηρεσιών (Direct-to-Home, DTH). Τα τερματικά αυτά ονομάζονται τερματικά πολύ μικρής επιφάνειας (Very Small Aperture Terminals, VSAT) και συνήθως έχουν διάμετρο μικρότερη από 2 μέτρα.

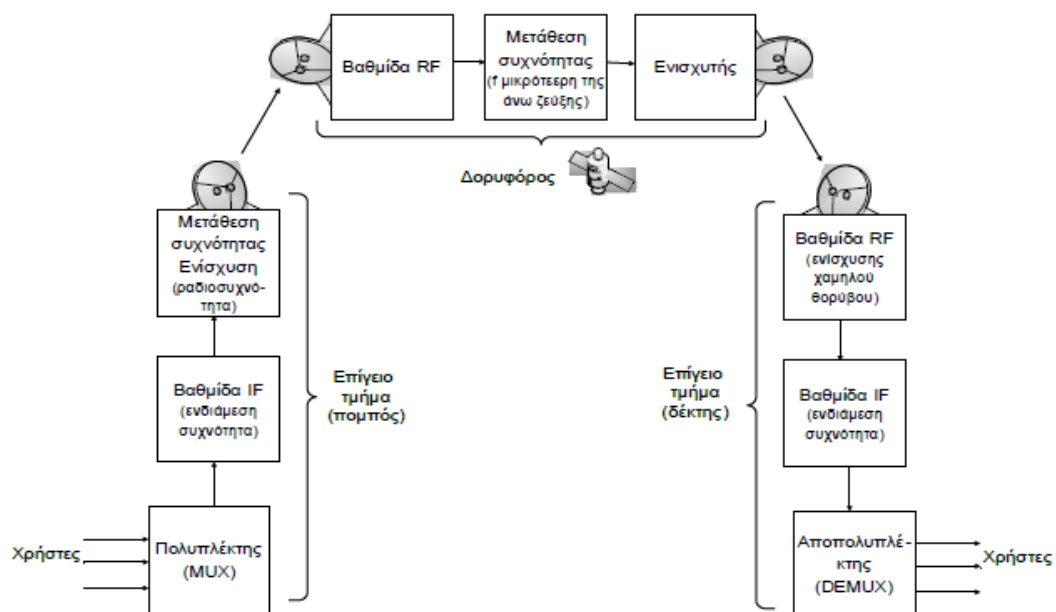
Ως τμήμα των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών, οι δορυφορικές επικοινωνίες έρχονται και αυτές αντιμέτωπες με την πρόκληση της ενοποίησης όλων των τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών σε ένα κοινό δίκτυο και τις αυξημένες απαιτήσεις σε εύρος ζώνης που αυτή συνεπάγεται. Η εκρηκτική ανάπτυξη και διάδοση της χρήσης του διαδικτύου είχε ως αποτέλεσμα την εμφάνιση ακόμα πολυπλοκότερων και απαιτητικότερων εφαρμογών, γνωστών και ως εφαρμογών πολυμέσων, δηλαδή υπηρεσιών που χειρίζονται πολλούς και διαφορετικούς τύπους μέσων και τους παρουσιάζουν στο χρήστη συγχρονισμένους (σύσταση F.700 της ITU-T). Από την πλευρά του τηλεπικοινωνιακού δικτύου αυτό σημαίνει ότι το δίκτυο θα χειρίζεται τους διαφορετικούς τύπους πληροφορίας ως ενιαία ροή ή ότι θα εξασφαλίζει το συγχρονισμό όλων των ροών που ανήκουν στην ίδια σύνοδο και κατά συνέπεια τη σωστή εκτέλεση της εφαρμογής που εκτελείται μεταξύ των επικοινωνούντων χρηστών. Κάθε υπηρεσία πολυμέσων μπορεί να απαρτίζεται από πολλούς χρήστες, πολλαπλές συνδέσεις και να συνοδεύεται από μεταβολή του αριθμού των χρηστών καθώς και των διαθέσιμων πόρων του δικτύου κατά τη διάρκεια μιας συνόδου της [17]. Από τα ανωτέρω καθίσταται εμφανές ότι η εισαγωγή υπηρεσιών πολυμέσων επιδρά σημαντικά στο σχεδιασμό του δικτύου, το οποίο πρέπει να διαθέτει τόσο την απαραίτητη ευφυΐα, ώστε να επεξεργάζεται αιτήσεις πολύπλοκων υπηρεσιών, όσο και τους μηχανισμούς εκείνους που θα εξασφαλίζουν τη μεταφορά της πληροφορίας στο χρήστη με αποδεκτή ποιότητα. Δεδομένης της συνεχούς εξέλιξης της τεχνολογίας των δορυφορικών συστημάτων, οι δορυφορικές επικοινωνίες αναμένεται να έχουν σημαντικότερο ρόλο στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα.

1.2. Δομή ενός δορυφορικού συστήματος

Το βασικό δορυφορικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα αποτελείται από το δορυφορικό τμήμα (satellite segment) και το επίγειο τμήμα (earth segment). Τα χαρακτηριστικά κάθε τμήματος εξαρτώνται από το κατά πόσο το σύστημα πρόκειται να χρησιμοποιηθεί σε στατικές τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές, εφαρμογές δορυφορικών κινητών επικοινωνιών ή εφαρμογές για απευθείας κάλυψη. Το δορυφορικό τμήμα του συστήματος περιλαμβάνει το δορυφορικό αναμεταδότη και τον επίγειο σταθμό ελέγχου στον οποίο πραγματοποιούνται οι

διαδικασίες τηλεμετρίας και ο έλεγχος του δορυφόρου. Η ζεύξη μεταξύ των επίγειων σταθμών ή χρηστών και του δορυφόρου επιτυγχάνεται μέσω της ατμόσφαιρας. Το δορυφορικό σήμα υφίσταται ποικίλες αποσβέσεις μέχρι να φθάσει στην είσοδο του δορυφορικού αναμεταδότη. Οι λειτουργικοί περιορισμοί των επίγειων σταθμών καθώς επίσης και το κόστος τους αποτελούν σημαντικά ζητήματα που λαμβάνονται υπόψη κατά τη σχεδίαση των δορυφορικών συστημάτων.

Στο Σχήμα 1.1 παρουσιάζεται το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα ενός δορυφορικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος που περιλαμβάνει τις βασικές υπομονάδες του επίγειου σταθμού και του δορυφόρου [1]. Στην πραγματικότητα η σύνθεση των βαθμίδων είναι πολύπλοκη, ιδίως όταν λαμβάνονται υπόψη και οι μονάδες εκείνες που απαιτούνται σε συστήματα πολλαπλής προσπέλασης (FDMA, TDMA, CDMA).



Σχήμα 1.1 : Βασικές βαθμίδες συστήματος δορυφορικών επικοινωνιών.

Στην είσοδο του πομπού του επίγειου σταθμού εισέρχονται τα σήματα πληροφορίας από διάφορους χρήστες (σήματα τηλεφωνίας, τηλεοπτικά σήματα δεδομένα κλπ.) είτε σε αναλογική είτε σε ψηφιακή μορφή, μέσω συμβατικών ζεύξεων (ασύρματων ή ενσύρματων). Τα σήματα πληροφορίας πολυπλέκονται και διαμορφώνονται στην ενδιάμεση συχνότητα (Intermediate Frequency, IF) του συστήματος. Το προς μετάδοση σήμα αλλάζει συχνότητα (ραδιοσυχνότητα, Radio Frequency - RF), ενισχύεται από τον ενισχυτή ισχύος της τελικής βαθμίδας και εκπέμπεται προς το δορυφόρο από την κεραία του επίγειου σταθμού.

Στο δορυφόρο φθάνει το σήμα της προς τα άνω ζεύξης (uplink), αφού υποστεί ποικίλες αποσβέσεις λόγω της διάδοσής του μέσω της ατμόσφαιρας. Στο δορυφορικό αναμεταδότη πέραν της διαδικασίας της ενίσχυσης, πραγματοποιείται και μετατροπή συχνότητας, ώστε η προς τα κάτω ζεύξη (downlink) να πραγματοποιείται σε διαφορετική (συνήθως μικρότερη) συχνότητα από αυτή της προς τα άνω ζεύξης. Τέλος, το σήμα που επανεκπέμπεται από το δορυφορικό αναμεταδότη φθάνει στην είσοδο του επίγειου δέκτη και οδηγείται αρχικά στη RF βαθμίδα ενίσχυσης χαμηλού θορύβου. Στη συνέχεια, η φέρουσα συχνότητα του ραδιοκύματος μετατρέπεται σε ενδιάμεση συχνότητα και μετά την αποπολύπλεξη τα σήματα οδηγούνται στον τελικό τους προορισμό (χρήστες).

1.3. Το δορυφορικό ραδιοφάσμα

Το ραδιοφάσμα ή φάσμα των ραδιοσυχνοτήτων (Radio Frequencies, RF) αποτελεί περιορισμένο φυσικό πόρο, ο οποίος πρέπει να κατανέμεται ορθά σε όλους τους τύπους ασυρμάτων υπηρεσιών, επίγειων και δορυφορικών.

Επομένως, είναι μεγάλης σημασίας η ορθή διαχείριση και εκχώρησή του, έτσι ώστε να γίνεται βέλτιστη χρησιμοποίηση από όλες τις σχετιζόμενες τηλεπικοινωνιακές υπηρεσίες. Για το σκοπό αυτό, η Διεθνής Ένωση Τηλεπικοινωνιών (International Telecommunications Union, ITU) αναλαμβάνει την εκχώρηση συχνοτήτων για κάθε τηλεπικοινωνιακή υπηρεσία σε παγκόσμια και τοπική βάση. Επιπλέον, σε κάθε κράτος, η κατανομή των συχνοτήτων για εθνική χρήση γίνεται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να αποφεύγονται οι παρενοχλήσεις μεταξύ των ραδιοεκπομπών. Στον Πίνακα 1.1 [Elbert, 1997], παρουσιάζονται οι ζώνες συχνοτήτων που σήμερα καταλαμβάνουν οι δορυφορικές επικοινωνίες για τη ζεύξη από επίγειο σταθμό σε δορυφόρο (άνω ζεύξη, uplink) και για τη ζεύξη από δορυφόρο προς επίγειο σταθμό (κάτω ζεύξη, downlink) καθώς επίσης και οι αντίστοιχες τηλεπικοινωνιακές υπηρεσίες μέσω δορυφόρου ανά ζώνη συχνοτήτων.

Αξίζει να σημειωθεί το γεγονός της χρήσης διαφορετικών συχνοτήτων για τη ζεύξη επίγειου σταθμού - δορυφόρου και τη ζεύξη δορυφόρου - επίγειου σταθμού σε όλες τις ζώνες, με τη χαμηλότερη συχνότητα να αποδίδεται τις περισσότερες φορές στη δεύτερη. Με αυτό τον τρόπο, αφενός επιτυγχάνεται η απομόνωση των δύο διαφορετικών τρόπων λειτουργίας του δορυφόρου ως πομπού και δέκτη και αφετέρου εξασφαλίζεται ότι η προς τα κάτω ζεύξη θα επηρεαστεί λιγότερο από τις προκύπτουσες αποσβέσεις κατά τη διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, οι οποίες έχουν δυσμενέστερη επίδραση στην ποιότητα του σήματος στην περίπτωση υψηλών συχνοτήτων.

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.

1.4. Φαινόμενα διάδοσης που επηρεάζουν τις δορυφορικές ζεύξεις

Το μέσο διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων κατά τη μετάδοση δορυφορικών σημάτων είναι η ατμόσφαιρα γης που αποτελεί ανομοιογενές και απορροφητικό μέσο, το οποίο δημιουργεί ένα εχθρικό περιβάλλον διάδοσης. Τα φαινόμενα διάδοσης που επηρεάζουν μια δορυφορική ζεύξη δημιουργούνται στην τροπόσφαιρα και την ιονόσφαιρα. Αντίστοιχα, οι επιπτώσεις λόγω διάδοσης των κυμάτων διακρίνονται σε ιονοσφαιρικές επιπτώσεις, που επηρεάζουν συστήματα που λειτουργούν σε συχνότητες χαμηλότερες των 3GHz και τροποσφαιρικές επιπτώσεις, που αφορούν συστήματα σε συχνότητες υψηλότερες των 3GHz. Εφόσον η πλειοψηφία των σύγχρονων δορυφορικών συστημάτων λειτουργεί σε συχνότητες άνω των 3GHz, και συνηθέστερα άνω των 10GHz, τα τροποσφαιρικά φαινόμενα είναι εκείνα που επικρατούν.

Η τροπόσφαιρα είναι η περιοχή της ατμόσφαιρας που βρίσκεται πλησίον της γήινης επιφάνειας και εκτείνεται μέχρι το ύψος των 10km περίπου. Συγκεκριμένα, το ύψος της τροπόσφαιρας είναι 6km για τις περιοχές των πόλων και φθάνει μέχρι 18km στον ισημερινό. 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 [18]. Τα σημαντικότερα τροποσφαιρικά φαινόμενα που επηρεάζουν τα συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών για συχνότητες άνω των 10GHz συνοψίζονται ακολούθως:

- ❖ Εξασθένηση λόγω ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων: Κατά τη διάδοση μέσα από βροχή, χιόνι, χαλάζι ή σταγονίδια πάγου, τα ραδιοκύματα υφίστανται εξασθένηση λόγω υδρομετεωρικής σκέδασης και απορρόφησης. Το γεγονός αυτό αντικατοπτρίζεται σε μια σταθερή (εν γένει) με το χρόνο πρόσθετη απώλεια της ισχύος του σήματος. Ενώ η σκέδαση των υδρομετεωριτών είναι ο κύριος περιοριστικός παράγοντας 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 απώλεια ισχύος ανάλογη (σε dB) του τετραγώνου της συχνότητας. Αυτό αποτελεί και το βασικό μειονέκτημα της λειτουργίας 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. Τα μέγιστα απορρόφησης που προκύπτουν στα 183GHz και 320GHz για τους υδρατμούς της ατμόσφαιρας και στα 60GHz και 119GHz για το οξυγόνο, δεν ενδιαφέρουν τις δορυφορικές ζεύξεις προς το παρόν. Η εξασθένηση εξαιτίας της απορρόφησης από το οξυγόνο παρουσιάζει μια σχεδόν αμετάβλητη συμπεριφορά σε 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 ανομοιομορφη 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 δυο 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.

Συνοψίζοντας, προκύπτει το συμπέρασμα ότι κατά τη χρήση της ατμόσφαιρας ως μέσον διάδοσης των ραδιοκυμάτων υπεισέρχεται πληθώρα φαινομένων, τα οποία επιδρούν δυσμενώς στο μεταδιδόμενο σήμα. Η συχνότητα των 10GHz μπορεί να θεωρηθεί το όριο κάτω από το οποίο οι ατμοσφαιρικές συνθήκες για τη διάδοση κυμάτων χαρακτηρίζονται ως περισσότερο ευνοϊκές. Αντίθετα, για μεγαλύτερες συχνότητες, οι συνθήκες διάδοσης γίνονται ιδιαίτερα δυσμενείς με αποτέλεσμα τα δορυφορικά σήματα να παρουσιάζουν μεγάλες αποσβέσεις, βαθιές διαλείψεις και να είναι ευαίσθητα σε αποπόλωση. Η βροχή μειώνει την ποιότητα των δορυφορικών ζεύξεων, ενώ τα προβλήματα γίνονται πολύ έντονα στις περιπτώσεις παροξυσμικών βροχοπτώσεων (δηλαδή καταιγίδων), οι οποίες είναι συχνές στις τροπικές περιοχές. Για όλους τους ανωτέρω λόγους, ένα σημαντικό τμήμα της έρευνας στρέφεται στην εύρεση διαφόρων τεχνικών αντιμετώπισης των διαλείψεων.

1.5. Τεχνικές αντιμετώπισης των διαλείψεων στα δορυφορικά συστήματα

Τα περισσότερα από τα φαινόμενα διάδοσης στην ατμόσφαιρα που αναφέρθηκαν προηγουμένως εμφανίζουν στοχαστική συμπεριφορά τόσο ως προς το χρόνο όσο και ως προς το χώρο. Συνεπώς, διαφέρουν ως προς την αντιμετώπιση τους από τους ντετερμινιστικούς παράγοντες, όπως οι απώλειες ελευθέρου χώρου, που επηρεάζουν μια δορυφορική ζεύξη υπό συνθήκες καθαρού ουρανού. Εφόσον οι εξασθενήσεις λόγω διάδοσης έχουν σημαντική επίδραση για λιγότερο από 1% του συνολικού χρόνου ετησίως, το κέρδος του συστήματος πρέπει να ενισχυθεί με ένα επιπρόσθετο περιθώριο διαλείψεων. Η επιλογή του περιθωρίου αυτού αποτελεί αντικείμενο προσεκτικής σχεδίασης, ώστε να ικανοποιούνται οι επιθυμητές προδιαγραφές διαθεσιμότητας (availability) του συστήματος και ποιότητας υπηρεσιών (Quality of Service, QoS), με βέλτιστη ταυτόχρονα αξιοποίηση των διαθέσιμων τηλεπικοινωνιακών πόρων. Προκειμένου να γίνουν κατανοητές οι δυσμενείς επιδράσεις των ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων, εξετάζονται ορισμένα βασικά μεγέθη ενός συστήματος ψηφιακών επικοινωνιών. Ο ρυθμός μετάδοσης της ψηφιακής πληροφορίας R (Bit Rate) περιγράφει την ταχύτητα μετάδοσης δυαδικών ψηφίων σε bits/sec. Οι δύο δυνατές τιμές των ψηφίων πληροφορίας είναι 0 και 1. Σφάλμα προκύπτει στην περίπτωση που στο δέκτη αναγνωρίζεται ότι έχει σταλεί 0, ενώ στην πραγματικότητα έχει σταλεί 1, ή το αντίστροφο. Έτσι, προκύπτει το ποσοστό εσφαλμένων ψηφίων (Bit Error Ratio, BER), ένα μέγεθος πολύ κρίσιμο για την ποιότητα του συστήματος. Συναφής με το προηγούμενο μέγεθος είναι η πιθανότητα λήψης εσφαλμένου ψηφίου (Bit Error Probability, BEP). Η διαφορά

των δυο μεγεθών έγκειται στο γεγονός ότι η BEP εκτιμάται κατά τη σχεδίαση του συστήματος, ενώ το BER μετράται στην έξοδο του δέκτη κατά τη λειτουργία του συστήματος [1].

Για ένα δορυφορικό σύστημα, η διαθεσιμότητα ορίζεται ως το ετήσιο χρονικό ποσοστό κατά τη διάρκεια του οποίου το ποσοστό λαθών BER είναι μικρότερο από μια συγκεκριμένη τιμή κατωφλίου BER_{TH} . Κατά τα διαστήματα όπου το ποσοστό λαθών υπερβαίνει την τιμή κατωφλίου, η δορυφορική ζεύξη θεωρείται εκτός λειτουργίας και το αντίστοιχο χρονικό διάστημα ετησίως ονομάζεται χρόνος διακοπής της ζεύξης. Ως περιθώριο διαλείψεων (fade margin) ορίζεται η διαφορά σε dB μεταξύ της απόσβεσης που προκαλείται από την πτώση υδρομετεωριτών και οδηγεί σε διακοπή λειτουργίας, και της απόσβεσης κάτω από συνθήκες καθαρού ουρανού. Σημειώνεται ότι η τιμή της απόσβεσης υπό συνθήκες καθαρού ουρανού προκύπτει από το άθροισμα όλων των παραγόντων που συνεισφέρουν στην απόσβεση της δορυφορικής ζεύξης, πλην της απόσβεσης λόγω τροποσφαιρικής διάδοσης (κυρίως της βροχόπτωσης), και για δεδομένη δορυφορική ζεύξη είναι μία σχεδόν σταθερή ποσότητα. Υποθέτοντας συνθήκες καθαρού ουρανού, το ποσοστό που το σύστημα τίθεται εκτός λειτουργίας είναι συνήθως ιδιαίτερα χαμηλό. Αντίθετα, σε συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών που λειτουργούν σε συχνότητες υψηλότερες των 10GHz σε κλιματικές ζώνες που χαρακτηρίζονται από ισχυρές και παροξυσμικού τύπου βροχοπτώσεις, είναι πολύ πιθανή η ταυτόχρονη συνύπαρξη φαινομένων διάδοσης που επιβαρύνουν τη ζεύξη. Αν δεν ληφθούν ειδικά μέτρα, το περιθώριο διαλείψεων είναι ιδιαίτερος υψηλό και, συχνά, τεχνικά δύσκολα επιτεύξιμο ή και οικονομικά μη ρεαλιστικό. Στις περιπτώσεις αυτές είναι επιτακτική η χρήση αντιμέτρων για την αντιμετώπιση των διαλείψεων (Fade Mitigation Techniques, FMT).

Ανάλογα με τις διαφορετικές προσεγγίσεις σχεδίασης που αφορούν τη μετρίαση των διαλείψεων που οφείλονται στη διάδοση μέσω της ατμόσφαιρας, οι τεχνικές αντιμετώπισης των διαλείψεων μπορούν να ταξινομηθούν σε τρεις κύριες κατηγορίες ακολούθως :

- ❖ Τεχνικές ελέγχου της ισχύος.
- ❖ Τεχνικές προσαρμοστικής μετάδοσης.
- ❖ Σχήματα διαφορικής προστασίας.

1.5.1. Τεχνικές ελέγχου της ισχύος

Η τεχνική του ελέγχου ισχύος συνίσταται στην αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος είτε από τους επίγειους σταθμούς είτε από τους δορυφόρους, ώστε να αντισταθμισθούν οι απώλειες που εισάγουν οι κάθε είδους διαλείψεις. Η Ενεργός Ισοτροπικά Ακτινοβολούμενη Ισχύς (Effective Isotropic Radiated Power, EIRP) αποτελεί το γινόμενο της εκπεμπόμενης ισχύος με το κέρδος της κεραίας και εκφράζεται συνήθως σε dB. Επομένως, ο έλεγχος της EIRP συνίσταται είτε στον έλεγχο της εκπεμπόμενης ισχύος είτε στον έλεγχο κατευθυντικού κέρδους

της κεραίας. Η ρύθμιση της ισχύος μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε στον επίγειο σταθμό, οπότε προκύπτει η περίπτωση ελέγχου ισχύος της άνω ζεύξης (Up Link Power Control, ULPC) είτε στο δορυφόρο, οπότε προκύπτει η περίπτωση ελέγχου ισχύος της κάτω ζεύξης (Down Link Power Control, DLPC). Επιπρόσθετα, είναι δυνατή και η ρύθμιση του κέρδους της κεραίας επί του δορυφόρου, μια τεχνική γνωστή και ως διαμόρφωση λεπτής δέσμης (Spot Beam Shaping, SBS) και μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως εναλλακτικός τρόπος ελέγχου της EIRP. Ακολουθεί εξέταση των μεθόδων αυτών ξεχωριστά:

- ❖ Έλεγχος ισχύος της άνω ζεύξης: Ο έλεγχος ισχύος της άνω ζεύξης επιτυγχάνεται με τη ρύθμιση της εκπεμπόμενης ισχύος του επίγειου σταθμού, ώστε η πυκνότητα ισχύος στην είσοδο του δορυφόρου να διατηρείται πάνω από ένα συγκεκριμένο επίπεδο. Η αντίστοιχη ρύθμιση του ενισχυτή υψηλής ισχύος (High Power Amplifier, HPA) του επίγειου σταθμού βασίζεται σε μετρήσεις της απόσβεσης του διαύλου, χωρίς να καταφεύγει σε οποιοδήποτε είδος ανάδρασης (feedback) με το δέκτη. Η διαδικασία αυτή βασίζεται στη αρχή του ανοικτού βρόχου (open loop). Βέβαια, ο επίγειος σταθμός είναι τότε σε θέση να γνωρίζει μόνο την απόσβεση στην προς τα κάτω ζεύξη, οπότε με αναγωγή των αποτελεσμάτων στην υψηλότερη συχνότητα, μπορεί να προβλέψει τις τιμές για την προς τα άνω ζεύξη. Ένα ενδεχόμενο μειονέκτημα της τεχνικής ULPC είναι η παρεμβολή γειτονικού καναλιού (adjacent channel interference, ACI), η οποία συμβαίνει όταν μέρος της ενέργειας του δορυφορικού σήματος πέφτει σε παρακείμενα κανάλια. Όταν το σύστημα ελέγχου της ισχύος προβλέπει ισχυρή διάλειψη στην επόμενη κατάσταση του δορυφορικού διαύλου, το περιθώριο ισχύος εξόδου του ενισχυτή HPA (output back-off, OBO) μειώνεται, ώστε να αντισταθμιστεί η αναμενόμενη ισχυρή εξασθένηση του δορυφορικού σήματος. Αποτέλεσμα της μείωσης αυτής, είναι η λειτουργία του ενισχυτή κοντά στην περιοχή κόρου κάτι που συνεπάγεται δυσμενείς επιπτώσεις στην ποιότητα του σήματος λόγω λειτουργίας στη μη γραμμική περιοχή. Ένα άλλο μειονέκτημα του ULPC είναι η παρεμβολή γειτονικών δορυφόρων (adjacent satellite interference), όταν η ισχύς εκπομπής του επίγειου σταθμού ενός συστήματος αυξάνεται τόσο ώστε το σήμα της αντίστοιχης άνω ζεύξης να γίνεται υπολογίσιμο ως παρεμβολή στο γειτονικό δορυφόρο ενός άλλου συστήματος. Ο μεγάλος αριθμός γεωστατικών δορυφόρων έχει οδηγήσει σε συμφόρηση της αντίστοιχης τροχιάς και έτσι επιβάλλεται οι δορυφόροι GEO να τίθενται σε γωνιακές αποστάσεις 2-2.5°.
- ❖ Έλεγχος ισχύος της κάτω ζεύξης: Ο έλεγχος ισχύος της κάτω ζεύξης υλοποιείται με ρύθμιση της ισχύος εκπομπής του δορυφόρου. Σε αντίθεση με την τεχνική ULPC, η υλοποίηση της DLPC είναι δύσκολη εξαιτίας των περιορισμών στο μέγεθος, το βάρος και την τεχνολογία του δορυφόρου, αλλά και της περιορισμένης δυνατότητας ελέγχου της λειτουργίας του. Συγκεκριμένα, το μέγεθος και το βάρος των δορυφόρων περιορίζουν

τη χρήση των ενισχυτών οδεύοντος κύματος (Traveling Wave Tube Amplifier, TWTA), οι οποίοι πρέπει να λειτουργούν υπό μικρό OBO. Στο DLPC παρουσιάζεται και το πρόβλημα των παρεμβολών ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation interference), εξαιτίας της μη γραμμικής ενίσχυσης των πολλαπλών φερόντων σημάτων.

- ❖ Διαμόρφωση λεπτής δέσμης: Όταν η περιοχή που εξυπηρετεί ένας γεωστατικός δορυφόρος εντοπίζεται σε μια συγκεκριμένη γεωγραφική περιοχή, η κάλυψη περιορίζεται μέσω της τεχνικής ακτινικής κάλυψης, αποφεύγοντας την απώλεια EIRP του δορυφόρου και επιτυγχάνοντας την αποδοτική χρησιμοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Μέσω της τεχνικής SBS, οι εξυπηρετούμενες περιοχές καλύπτονται από υψηλότερο EIRP σε σχέση με αυτό που θα προέκυπτε αν η κάλυψη από το δορυφόρο ήταν καθολική, καθώς η μείωση του εύρους δέσμης της κεραίας αυξάνει το κέρδος της. Η τεχνική SBS συνίσταται στην κατάλληλη διαμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας της δορυφορικής κεραίας, ώστε η ισχύς που λαμβάνεται στο έδαφος να παραμένει περίπου σταθερή, ακόμη και κάτω από συνθήκες βροχόπτωσης. Γενικότερα, η τεχνική SBS αποτελεί υποσύστημα των δυνατοτήτων OBP που πιθανόν διαθέτει ο δορυφόρος.

1.5.2. Τεχνικές προσαρμοστικής μετάδοσης

Οι τεχνικές αυτής της κατηγορίας εστιάζονται στην αλλαγή του τρόπου επεξεργασίας ή μετάδοσης των σημάτων από τους κόμβους του δορυφορικού συστήματος, όταν υπάρχει υποβάθμιση της ζεύξης. Η δυνατότητα επεξεργασίας σήματος είναι διαθέσιμη στους περισσότερους επίγειους σταθμούς του δικτύου, επομένως οι τεχνικές αυτές ονομάζονται τεχνικές “κοινών πόρων” (resource-shared). Μπορούν να ταξινομηθούν περαιτέρω στις ακόλουθες υποκατηγορίες:

- ❖ Προσαρμοστική Κωδικοποίηση (Adaptive Coding, AC): Η κωδικοποίηση υιοθετείται από τα δορυφορικά συστήματα για ανίχνευση και διόρθωση λανθασμένων ψηφίων. Συνίσταται στην προσθήκη πλεοναζόντων ψηφίων στο σήμα πληροφορίας ώστε να δίνεται στον ψηφιακό αποκωδικοποιητή η δυνατότητα διόρθωσης των λαθών που προέκυψαν κατά τη μετάδοση. Καθώς ο αριθμός των πλεοναζόντων ψηφίων αυξάνει, η πιθανότητα σφάλματος μειώνεται, αλλά την ίδια στιγμή αυξάνει και το απαιτούμενο εύρος ζώνης. Αυτό συνεπάγεται μια ανταλλαγή (trade-off) μεταξύ εύρους ζώνης και ισχύος, για δεδομένη πιθανότητα σφάλματος. Στις περισσότερες εφαρμογές δορυφορικών επικοινωνιών η διαδικασία της αποκωδικοποίησης πραγματοποιείται στο δέκτη χωρίς να χρειάζεται κάποιο είδος ανάδρασης από τον πομπό. Αυτή η μέθοδος κωδικοποίησης είναι γνωστή ως πρόσθια διόρθωση λαθών (Forward Error Correction, FEC) και επιτρέπει τη δυνατότητα αυτόματης διόρθωσης σφαλμάτων. Η αρχική σχεδίαση κωδίκων διόρθωσης σφαλμάτων αφορούσε τυχαία

κατανεμημένα σφάλματα, δηλαδή σφάλματα που προέρχονταν από την επίδραση του θερμικού θορύβου. Όμως, η λειτουργία των σύγχρονων δορυφορικών ζεύξεων σε συχνότητες πάνω από 10GHz έχει να αντιμετωπίσει σφάλματα που δεν είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους, αλλά εμφανίζουν παροξυσμικό χαρακτήρα. Επομένως, η διαθεσιμότητα και η ποιότητα υπηρεσιών μιας δορυφορικής ζεύξης διατηρούνται με την κατάλληλη μεταβολή του ρυθμού κωδικοποίησης, ώστε να γίνεται πιο ανθεκτική σε λάθη εκρηκτικού τύπου. Στις περιπτώσεις που η ζεύξη υποφέρει από σημαντική εξασθένηση λόγω διάδοσης, είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν πιο αποδοτικά σχήματα κωδικοποίησης, που προέρχονται από τους λεγόμενους αλυσιδωτούς ή συνδεδεμένους κώδικες. Οι αλυσιδωτοί κώδικες προκύπτουν από τους κατάλληλους συνδυασμούς δυο απλούστερων ειδών κώδικα, τους συμπαγείς κώδικες (block codes) και τους συνελκτικούς κώδικες (convolutional codes). Προσφάτως, έχει αναπτυχθεί μια κατηγορία κωδίκων που αποτελούν συνδυασμό των συνελκτικών κωδίκων και της κωδικοποίησης με παρεμβολή ψηφίων. Οι κώδικες αυτοί είναι γνωστοί ως turbo κώδικες και παρά τη σχετικά αργή και πολύπλοκη διαδικασία κωδικοποίησης παρέχουν σημαντικό κέρδος κωδικοποίησης ώστε να αρχίσουν να καθιερώνονται σε δορυφορικές εφαρμογές μικρών τεματικών (VSAT).

- ❖ Προσαρμοστική Διαμόρφωση (Adaptive Modulation, AM): Η προσαρμοστική διαμόρφωση μειώνει τη στάθμη του λόγου της ενέργειας ψηφίου προς τη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου (E_b/N_0) που απαιτείται για την επίτευξη μιας δεδομένης στάθμης BER. Αυτό καθίσταται δυνατό με τη μείωση της φασματικής απόδοσης της ζεύξης (μετρούμενη σε bps/Hz) όταν ο λόγος ισχύος φέροντος προς θόρυβο (Carrier-to-Noise Ratio, CNR) στην είσοδο του αποδιαμορφωτή μειώνεται εξαιτίας των δυσμενών φαινομένων διάδοσης. Έτσι, κατά τη διάρκεια έντονων βροχοπτώσεων, η τεχνική αυτή ανταλλάσσει φασματική απόδοση για τις ανάγκες της ισχύος. Το πλέον διαδεδομένο σχήμα διαμόρφωσης στις δορυφορικές επικοινωνίες είναι η διαμόρφωση φάσης (Phase Shift Keying, PSK). Συχνά όμως απαιτείται η μετάδοση περισσότερων ψηφίων ανά δευτερόλεπτο για δεδομένο εύρος ζώνης ραδιοσυχνοτήτων, δηλαδή μεγαλύτερη φασματική απόδοση. Για το σκοπό αυτό επιλέγονται σχήματα υψηλότερης τάξης, όπως QPSK, 8-PSK, 16-PSK και 64-PSK, οι οποίες οδηγούν αντίστοιχα σε 4, 8, 16 και 64 καταστάσεις για τη φάση του σήματος. Είναι δυνατή η ταυτόχρονη μεταβολή του πλάτους και της φάσης του διαμορφωμένου σήματος, οπότε προκύπτει η ορθογώνια διαμόρφωση πλάτους (Quadrature Amplitude Modulation, QAM). Γενικά, όσο αυξάνει η τάξη M ενός σχήματος διαμόρφωσης M -PSK ή M -QAM, η φασματική απόδοση του συστήματος αυξάνει, αλλά η δορυφορική ζεύξη γίνεται περισσότερο ευάλωτη σε σφάλματα. Συνοψίζοντας, η προσαρμοστική διαμόρφωση χρησιμοποιεί σχήματα διαμόρφωσης με υψηλή απόδοση (π.χ. 16-PSK, 64-PSK ή 256-QAM) για

συνθήκες καθαρού ουρανού με σκοπό τη βελτιστοποίηση της διέλευσης και πιο ανθεκτικά σχήματα (π.χ. BPSK και QPSK) κάτω από συνθήκες έντονων μετεωρολογικών φαινομένων για διατήρηση του ποσοστού διαθεσιμότητας.

- ❖ Μείωση Ρυθμού Δεδομένων (Data Rate Reduction, DRR): Αυτή η τεχνική επεξεργασίας του σήματος έγκειται στη μείωση του ρυθμού μετάδοσης ψηφίων πληροφορίας όταν το σύστημα παρακολούθησης του δορυφορικού διαύλου προβλέπει κάποια πιθανή βαθιά διάλειψη. Βέβαια, η εφαρμογή της DRR εξαρτάται από το είδος της υπηρεσίας και το κατά πόσο η υπηρεσία αυτή επιδέχεται μείωση του ρυθμού μετάδοσης της πληροφορίας. Στις περιπτώσεις που η ζεύξη υφίσταται διαλείψεις, η τεχνική DRR έχει ως αποτέλεσμα μόνο τη μείωση του απαιτούμενου λόγου CNR και παρουσιάζει το πλεονέκτημα της δίκαιης κατανομής πόρων του συστήματος σε όλους τους χρήστες.

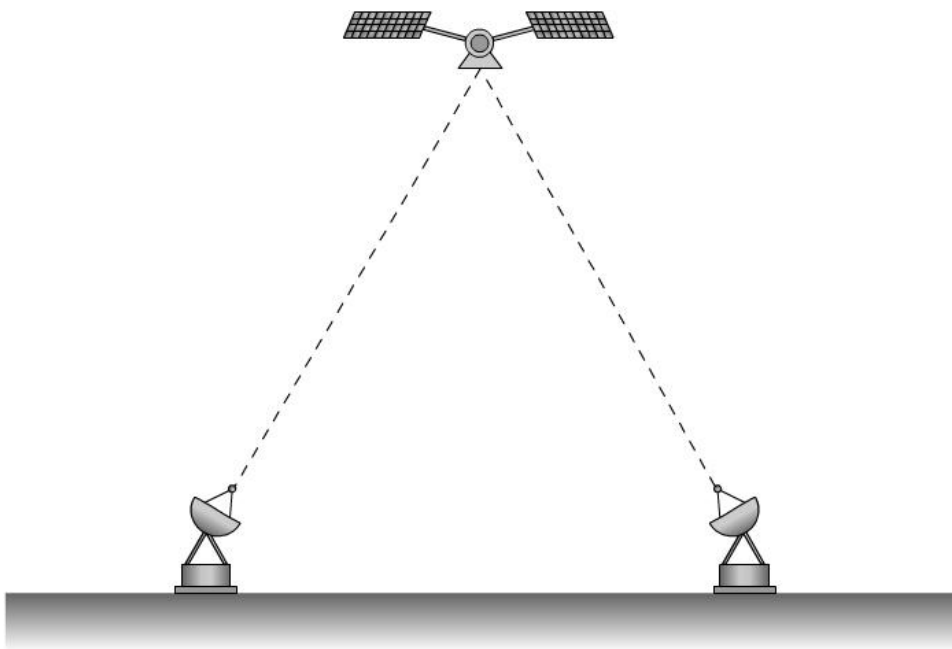
1.5.3. Σχήματα διαφορικής προστασίας

Τα σχήματα διαφορικής προστασίας είναι αντίμετρα προσανατολισμένα στην αντιμετώπιση των διαλείψεων λόγω βροχής, με απώτερο σκοπό τη διατήρηση της διαθεσιμότητας και της ποιότητας υπηρεσιών της δορυφορικής ζεύξης εντός των προδιαγραφών και τη λειτουργία του δορυφορικού συστήματος υπό χαμηλό περιθώριο διαλείψεων. Αποτελούν τις πιο αποδοτικές τεχνικές άμβλυνσης των διαλείψεων, εφόσον η απόσβεση λόγω βροχής είναι ο κυριότερος παράγοντας μείωσης της επίδοσης για ζεύξεις που λειτουργούν πάνω από τα 10GHz [12].

Υπάρχουν δυο κύριες παράμετροι που χρησιμοποιούνται για την περιγραφή της απόδοσης της διαφορικής προστασίας. Η πρώτη είναι το διαφορικό κέρδος G (diversity gain) και ορίζεται ως η διαφορά (σε dB) μεταξύ της απόσβεσης σε λειτουργία απλής λήψης και της απόσβεσης σε λειτουργία διαφορικής λήψης, για την ίδια πιθανότητα λάθους ή για το ίδιο ποσοστό επί τοις εκατό του συνολικού χρόνου. Η δεύτερη είναι το διαφορικό πλεονέκτημα I (diversity improvement) που ορίζεται ως ο λόγος της πιθανότητας της υπέρβασης ενός συγκεκριμένου βάθους διάλειψης με απλή λήψη του σήματος προς την αντίστοιχη πιθανότητα για λήψη από περισσότερους σταθμούς. Θεωρητικά τα μεγέθη G και I είναι ισοδύναμα. Στην πράξη όμως, χρησιμοποιείται περισσότερο το διαφορικό κέρδος λόγω μεγαλύτερης αξιοπιστίας. Αντίθετα, το διαφορικό πλεονέκτημα θεωρείται περισσότερο ευάλωτο σε στατιστικά σφάλματα και πολύπλοκο ως προς τον ακριβή υπολογισμό. Τα σχήματα διαφορικής προστασίας διακρίνονται στις ακόλουθες επιμέρους κατηγορίες:

- ❖ Διαφορική λήψη θέσης (Site Diversity, SD): Η διαφορική λήψη θέσης (Σχήμα 1.2), γνωστή και ως διαφορική λήψη χώρου, στηρίζεται στην ταυτόχρονη λήψη του σήματος μέσω δύο (διπλή διαφορική λήψη θέσης), ή,

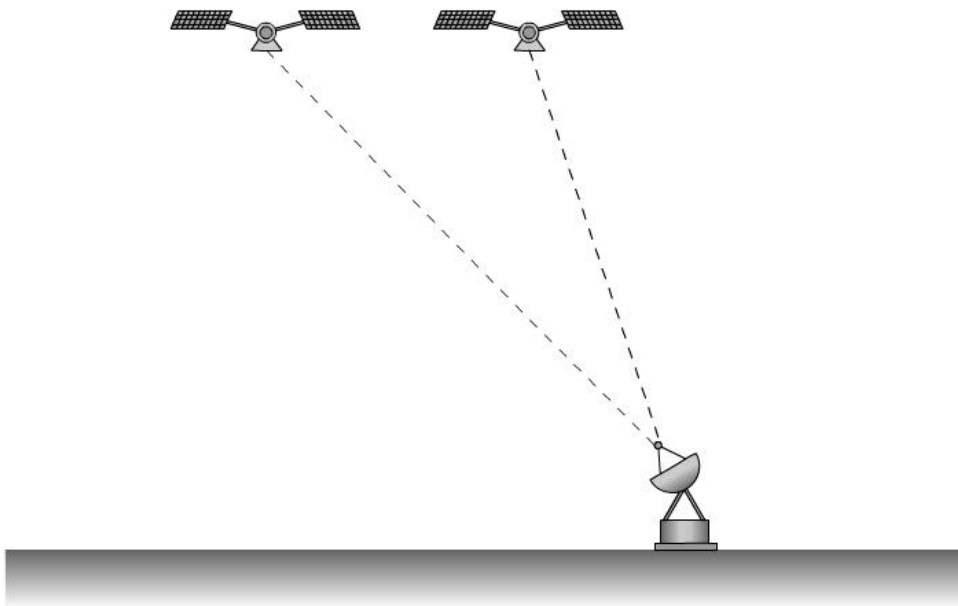
σε περιοχές με έντονες βροχοπτώσεις, μέσω τριών (τριπλή διαφορική λήψη θέσης) διαφορικών επίγειων σταθμών. Εκμεταλλεύεται την ανομοιογένεια της βροχής και χρησιμοποιεί την αποσυσχέτιση των αποσβέσεων δυο σημάτων τα οποία ακολουθούν διαφορετικές διαδρομές. Αν το σήμα λαμβάνεται από πολλαπλές διαδρομές, είναι αρκετά πιθανό ότι μόνο σε μια από τις διαφορικές εκδοχές του θα έχει συμβεί κάποια βαθιά διάλειψη, με τις υπόλοιπες να έχουν επηρεαστεί σε μικρότερο βαθμό. Με τον τρόπο αυτό εξασφαλίζεται ότι η πιθανότητα απόσβεσης που θα συμβεί ταυτόχρονα στις εναλλακτικές διαδρομές είναι σημαντικά μικρότερη από την αντίστοιχη πιθανότητα απόσβεσης που θα προκύψει για κάθε μια από τις διαδρομές ξεχωριστά. Οι σηματοθορυβικοί λόγοι που λαμβάνονται από τους επίγειους σταθμούς υποβάλλονται σε διαρκή σύγκριση. Έτσι, τα σήματα που λαμβάνονται από τους επίγειους σταθμούς αποστέλλονται σε ένα κεντρικό σταθμό, όπου επεξεργάζονται περαιτέρω με βάση συγκεκριμένα κριτήρια και στόχο τη βελτίωση του λόγου ισχύος φέροντος προς θόρυβο CNR. Ο πιο σημαντικός παράγοντας που επηρεάζει το διαφορικό κέρδος της τεχνικής αυτής είναι η απόσταση D μεταξύ των επίγειων σταθμών. Όσο μεγαλύτερη είναι η απόσταση D τόσο λιγότερο συσχετισμένες είναι οι αποσβέσεις επί των εναλλακτικών υπό κλίση ραδιοδρόμων.



Σχήμα 1.2: Γεωμετρία σχήματος διπλής διαφορικής λήψης θέσης.

- ❖ Διαφορική λήψη δορυφορικής τροχιάς (Orbit Diversity, OD): Παρά το γεγονός ότι η διαφορική λήψη θέσης μπορεί να θεωρηθεί ως το πιο αποτελεσματικό σχήμα διαφορικής λήψης από τεχνική σκοπιά, θα πρέπει να επανεξεταστεί η αποδοτικότητά της ως προς το κόστος, καθώς απαιτεί την εγκατάσταση τουλάχιστον δυο επίγειων σταθμών μαζί με μια επίγεια

σύνδεση. Το γεγονός αυτό οδήγησε στην ανάπτυξη της διαφορικής λήψης τροχιάς OD (Σχήμα 1.3), όπου η πολλαπλότητα των σταθμών αφορά τους δορυφόρους στο διάστημα, αφού ο μοναδικός επίγειος σταθμός λαμβάνει το σήμα από δύο (διπλή διαφορική λήψη τροχιάς) ή τρεις (τριπλή διαφορική λήψη τροχιάς) γωνιακά μετατοπισμένους δορυφόρους. Και στην περίπτωση αυτή, η βελτιωτική ικανότητα της τεχνικής έγκειται στο γεγονός ότι κάθε χρονική στιγμή η απόσβεση λόγω ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων στις εναλλακτικές οδεύσεις του ραδιοκύματος εμφανίζει διαφορετικές τιμές. Παρέχεται επομένως στον επίγειο σταθμό η δυνατότητα επιλογής του σήματος από το ραδιοδρόμο με τον υψηλότερο σηματοθορυβικό λόγο. Η κύρια γεωμετρική παράμετρος που επηρεάζει την απόδοση της τεχνικής αυτής είναι η γωνιακή απόσταση θ μεταξύ των δορυφόρων. Πλεονέκτημα της μεθόδου αυτής αποτελεί και το γεγονός ότι δεν είναι αναγκαία η διασύνδεση των δυο σταθμών στο διάστημα. Σημειώνεται όμως ότι η αποσυσχέτιση της απόσβεσης της βροχής που επιτυγχάνεται με χρήση της διαφορικής λήψης τροχιάς είναι μικρότερη από την αντίστοιχη που επιτυγχάνεται με χρήση της διαφορικής λήψης θέσης.



Σχήμα 1.3 : Γεωμετρία σχήματος διπλής διαφορικής λήψης τροχιάς.

- ❖ Διαφορική λήψη συχνότητας (Frequency Diversity, FD): Η διαφορική λήψη συχνότητας είναι ιδιαίτερα διαδεδομένη στα επίγεια μικροκυματικά συστήματα οπτικής επαφής. Εκμεταλλεύεται το γεγονός ότι η συσχέτιση μεταξύ των διαλείψεων των σημάτων που λαμβάνονται είναι μικρή, όταν το σήμα μεταδίδεται ταυτόχρονα σε δυο φέρουσες συχνότητες που απέχουν αρκετά μεταξύ τους. Στην περίπτωση των δορυφορικών συστημάτων, η τεχνική αυτή υιοθετεί τη χρήση ζωνών υψηλών συχνοτήτων (Ka ή EHF) κατά τη διάρκεια της κανονικής λειτουργίας και

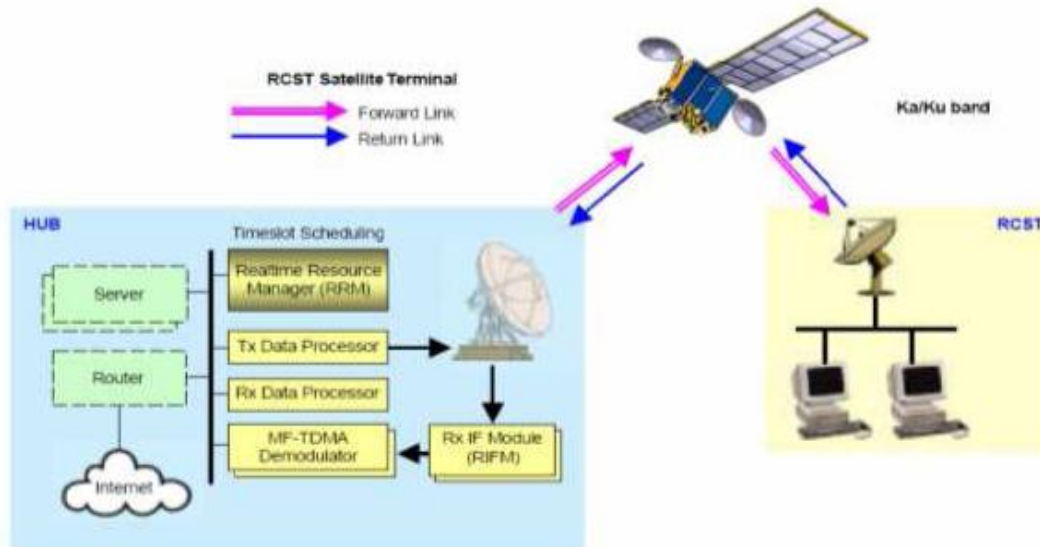
μεταπηδά σε ζώνες χαμηλότερων συχνοτήτων (C ή Ku) όταν η απόσβεση λόγω βροχής υπερβαίνει ένα δοσμένο κατώφλι. Καθώς αυξάνει η συχνότητα λειτουργίας, η δορυφορική ζεύξη υποφέρει περισσότερο από φαινόμενα όπως είναι οι σπινθηρισμοί, η αποπόλωση, η απόσβεση κ.α. λόγω της πτώσης υδρομετεωριτών. Το κρίσιμο κατώφλι είναι αυτό της συχνότητας των 10GHz, κάτω από την οποία, όπως έχει αναφερθεί, η διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων πραγματοποιείται υπό ευνοϊκότερες συνθήκες όσον αφορά στους ατμοσφαιρικούς μηχανισμούς διάδοσης. Επομένως, η δυνατότητα λειτουργίας των σύγχρονων δορυφόρων σε πολλές διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων, επιτρέπει τη χρήση χαμηλότερων ζωνών συχνοτήτων στις περιπτώσεις όπου εμφανίζονται βαθιές διαλείψεις. Για την υλοποίηση της τεχνικής αυτής δεν απαιτείται επιπλέον εξοπλισμός όσον αφορά στο διαστημικό τμήμα του δορυφορικού συστήματος, αλλά κάθε επίγειος σταθμός πρέπει να εφοδιαστεί με εξειδικευμένο RF εξοπλισμό, καθώς και μια επιπλέον κεραία, με προφανή συνέπεια την πρόσθετη σημαντική οικονομική επιβάρυνση. Αυτό συμβαίνει εξαιτίας της μεγάλης απόστασης στο φάσμα των συχνοτήτων που χρησιμοποιούνται κατά την εφεδρική λειτουργία (κανάλια χαμηλότερων συχνοτήτων) από αυτές της κανονικής λειτουργίας. Ένα άλλο μειονέκτημα της μεθόδου αφορά την κατανομή των συχνοτήτων. Συγκεκριμένα, στη ζώνη 20/30GHz είναι διαθέσιμο μεγάλο εύρος ζώνης, ενώ σε χαμηλότερες συχνότητες η χωρητικότητα είναι περιορισμένη, οπότε πρέπει να αποκλειστούν υπηρεσίες με μεγάλες απαιτήσεις σε εύρος ζώνης.

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι οι τεχνικές διαφορικής λήψης θέσης και διαφορικής λήψης τροχιάς εκμεταλλεύονται τη χωρική δομή του μέσου της βροχής, ενώ η διαφορική λήψη συχνότητας βασίζεται στη φασματική εξάρτηση της βροχής. Τέλος, επισημαίνεται ότι για την επιλογή της τεχνικής που θα χρησιμοποιηθεί λαμβάνεται υπόψη και η αντίστοιχη οικονομική δαπάνη και όχι μόνο η πιθανή βελτίωση που θα επιτευχθεί στην απόδοση της ζεύξης.

1.6. Το πρότυπο DVB για δορυφορικές επικοινωνίες

Η οικογένεια προτύπων DVB-S (Digital Video Broadcasting via Satellite) δημιουργήθηκε από την ανάγκη για συμβατότητα μεταξύ των εμπορικών προτύπων που αφορούν επίγειες επικοινωνίες με τις αμφίδρομες ευρυζωνικές υπηρεσίες μέσω δορυφόρου. Η βασική αρχιτεκτονική ενός δικτύου DVB περιλαμβάνει ένα γεωστατικό δορυφόρο, ένα πλήθος τερματικών RCST (Return Channel Satellite Terminal) και έναν κομβικό σταθμό εδάφους HUB για την αμφίδρομη επικοινωνία με τα τερματικά (Σχήμα 1.4). Συγκεκριμένα, η ζεύξη διαβίβασης (forward link), δηλαδή η ζεύξη με κατεύθυνση από το HUB προς τους χρήστες, χρησιμοποιεί είτε το πρότυπο DVB-S είτε το πρότυπο DVB-S2, ενώ οι χρήστες λαμβάνουν δεδομένα απλής εκπομπής (unicast) ή πολυεκπομπής

(multicast). Αντίστοιχα, η ζεύξη επιστροφής (return link) που πραγματοποιείται κατά την αντίθετη κατεύθυνση, από τους χρήστες προς το HUB, χρησιμοποιεί το πρότυπο DVB-RCS με τους χρήστες να αποστέλλουν αιτήσεις εισαγωγής στο σύστημα (log on), αιτήσεις χωρητικότητας και τα δεδομένα τους.



Σχήμα 1.4 : Αρχιτεκτονική δικτύου DVB.

1.6.1. 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 [13]. 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 ελαστικό τρόπο ώστε να ανταποκρίνεται στις ανάγκες της εκάστοτε υπηρεσίας ή χρήστη.

- ❖ Πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου με ένα απλά διαμορφωμένο ψηφιακό φέρον, κάτι που επιτρέπει τη μετάδοση πολλαπλών καναλιών ανά φέρον (Multiple Channels Per Carrier, MCPC).
- ❖ Βέλτιστη εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης αναμεταδότη.
- ❖ Ευέλικτη χρήση της χωρητικότητας μετάδοσης.
- ❖ Λειτουργία με μικρές κεραιές λήψης (π.χ. 60cm).
- ❖ EIRP από το δορυφόρο κοντά στα 51dBW.
- ❖ Ψηφιακός δέκτης (IRD) σε προσιτή τιμή.

1.6.2. Το πρότυπο δορυφορικής μετάδοσης DVB-S2

Το πρότυπο DVB-S2 αποτελεί τη δεύτερης γενιά προτύπων δορυφορικής μετάδοσης στο πλαίσιο του προγράμματος DVB [2]. Αποτελεί εξέλιξη του προτύπου DVB-S και χρησιμοποιείται σήμερα από τους περισσότερους δορυφορικούς παρόχους υπηρεσιών σε παγκόσμια κλίμακα. Έχει σχεδιαστεί 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 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.

Περιλαμβάνει νέα τεχνολογικά χαρακτηριστικά [7], όπως :

- ❖ Προσαρμοστική κωδικοποίηση και διαμόρφωση (ACM) για διάφορες απαιτήσεις ποιότητας υπηρεσίας (QoS) και συνθήκες διαύλου.
- ❖ Αλυσιδωτή χρήση κωδίκων BCH (εξωτερική) και LDPC (εσωτερική) η οποία σε συνδυασμό με την επιλογή του σχήματος διαμόρφωσης επιτυγχάνουν έως και 30% αυξημένη χωρητικότητα δεδομένων (capacity increase) υπό τις ίδιες συνθήκες μετάδοσης (ισχύς εκπομπής, εύρος ζώνης δορυφορικού αναμεταδότη), σε σχέση με το πρότυπο DVB-S και ακόμα μεγαλύτερη όταν πρόκειται για εφαρμογές IP unicasting.
- ❖ Χρήση APSK σχημάτων διαμόρφωσης για αποτελεσματική μετάδοση μέσω μη γραμμικών διαύλων.

Η χρήση των πολυσταθμικών σχημάτων ψηφιακής διαμόρφωσης καθίσταται επιβεβλημένη προκειμένου να επιτευχθεί η μετάδοση της πληροφορίας μέσω του δορυφορικού ραδιοδιαύλου με την καλύτερη δυνατή ποιότητα και η αποδοτική χρήση του διαθέσιμου φάσματος. Οι σύγχρονες απαιτήσεις υψηλής φασματικής απόδοσης στις δορυφορικές επικοινωνίες υλοποιούνται μέσω της

αντικατάστασης των συμβατικών σχημάτων διαμόρφωσης, όπως η QPSK, από υψηλότερης τάξης πολυσταθμικά σχήματα διαμόρφωσης.

Ορισμένοι από τους λόγους που επιτάσσουν τη χρησιμοποίηση των πολυσταθμικών σχημάτων διαμόρφωσης είναι [10]:

- Η χρήση υψηλότερων ζωνών συχνοτήτων. Από τη X-band (6-8 GHz) και την Ku-band (12-14 GHz), μέχρι την Ka-band (20-30 GHz) και την Q-band (40-50 GHz).
- Η αξιοποίηση νέων τεχνικών αύξησης της χωρητικότητας, όπως η προσαρμοστική κωδικοποίηση και διαμόρφωση (ACM), που επιτρέπουν την αποδοτική εμπορική εκμετάλλευση των υψηλότερων ζωνών συχνοτήτων στην περίπτωση διαδραστικών υπηρεσιών, όπως το Internet.
- Η αναχρησιμοποίηση συχνότητας μέσω δορυφορικών κεραιών πολλαπλών δεσμών (multibeam antennas) με αποτέλεσμα ευρείες γεωγραφικές περιοχές να καλύπτονται από μεγάλο αριθμό δεσμών.
- Η τεχνολογική πρόοδος στον τομέα των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και των κυκλωμάτων υψηλής ισχύος που επιτρέπουν την υποστήριξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης δεδομένων.
- Η αυξημένη ενεργός ιστροπικά ακτινοβολούμενη ισχύς (EIRP) του δορυφορικού αναμεταδότη όπως επίσης και ο αυξημένος λόγος κέρδους προς θερμοκρασία θορύβου(G/T) λόγω των βελτιώσεων της τεχνολογίας των κεραιών.

Ωστόσο, οι τεχνικές αυτές βελτιώσεις απαιτούν τη χρησιμοποίηση αποτελεσματικών τεχνικών κωδικοποίησης συνοδευμένων από κατάλληλα σχήματα διαμόρφωσης για τη μετάδοση στο δορυφορικό δίαυλο. Τα υψηλής τάξης πολυσταθμικά σχήματα διαμόρφωσης πραγματοποιούν αποδοτική χρησιμοποίηση του εύρους ζώνης και χρησιμοποιούνται σε επαγγελματικές εφαρμογές όπου το μέγεθος των τερματικών επιτρέπει επαρκή σηματοθορυβικό λόγο στο κύκλωμα του δέκτη.

Τα δύο βασικά κριτήρια επιλογής της τάξης (M) του σχήματος διαμόρφωσης είναι:

- Η φασματική απόδοση (spectral efficiency) R_b , η οποία περιγράφει πόσα bits/s μπορούν να μεταδοθούν σε δεδομένο εύρος συχνοτήτων W και εκφράζεται σε (bps/Hz).
- Η αποδοτικότητα ισχύος (power efficiency), η οποία σχετίζεται με την τιμή του σηματοθορυβικού λόγου E_s/N_0 στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης στο δέκτη και εξαρτάται από την επιθυμητή κάθε φορά ποιότητα υπηρεσίας (QoS). Συνήθως εκφράζει την ικανότητα διατήρησης αποδεκτού ποσοστού σφαλμάτων στο δέκτη.

Ο συνδυασμός των δύο ανωτέρω παραγόντων, δηλαδή η επίτευξη υψηλής φασματικής απόδοσης και ταυτόχρονα η εξασφάλιση ανεκτής τιμής αποδοτικότητας ισχύος στο δέκτη αποτελεί το ζητούμενο για ένα εύρωστο τηλεπικοινωνιακό σύστημα.

Το πρότυπο DVB-S2 έχει ως βασικούς άξονες σχεδιασμού:

- Τη βέλτιστη επίδοση ως προς τη μετάδοση πληροφορίας δεδομένων των συνθηκών που επικρατούν στο δίαυλο.
- Την πλήρη ευελιξία ως προς τη δυνατότητα εφαρμογής του σε υπάρχοντες αναμεταδότες οποιασδήποτε φασματικής απόδοσης και απαιτήσεων CNR.
- Την ανεκτή πολυπλοκότητα του δέκτη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Ενίσχυση Υψηλής Ισχύος σε Δορυφορικούς Αναμεταδότες

2.1. Εισαγωγή

Ένα δορυφορικό σύστημα επικοινωνιών συγκροτείται από επίγειους σταθμούς 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 ραδιοσυχνοτήτων (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.

Στο δορυφορικό αναμεταδότη, οι βαθμίδες ενίσχυσης ενισχύουν το χαμηλής ισχύος σήμα της ζεύξης uplink με χρήση ενισχυτών τύπου σωλήνα οδεύοντος κύματος TWTA (Traveling Wave Tube Amplifiers), που αποτελούν ειδική κατηγορία των HPA. Οι ενισχυτές TWTA καθορίζουν την ισχύ εξόδου των αναμεταδοτών και, προκειμένου να επιτυγχάνεται η μεγιστοποίησή της για την μετέπειτα εκπομπή του σήματος στη ζεύξη downlink, συνήθως λειτουργούν πολύ κοντά στο σημείο κόρου. Όπως θα αναλυθεί και στη συνέχεια, οι ενισχυτές, λειτουργώντας στη συγκεκριμένη περιοχή, εμφανίζουν αξιοσημείωτη μη γραμμική συμπεριφορά, οι επιπτώσεις της οποίας είναι ιδιαίτερα δυσμενείς και χειροτερεύουν τη συνολική επίδοση του δορυφορικού συστήματος.

Στη συγκεκριμένη ενότητα γίνεται αναφορά στη διαδικασία της ενίσχυσης των δορυφορικών σημάτων και στην περιγραφή των χαρακτηριστικών του ενισχυτή.

Επίσης, αναλύεται η μη γραμμική συμπεριφορά των ενισχυτών ενώ, παράλληλα, παρουσιάζονται ορισμένα μέτρα αξιολόγησης της επίδοσης τους.

2.2. Δομή δορυφορικού αναμεταδότη

Ο δορυφορικός αναμεταδότης 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 Σχήμα 2.1(α):

- Το σύστημα δέκτη/κάτω μετατροπέα συχνότητας.
- Τον πολυπλέκτη εισόδου.
- Τις βαθμίδες ενίσχυσης.
- Τον πολυπλέκτη εξόδου.

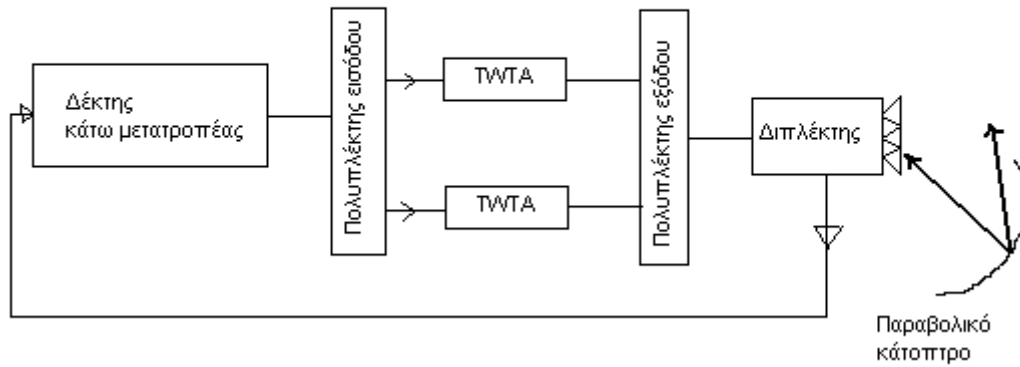
Ο δέκτης-κάτω μετατροπέας συχνότητας είναι ένα σύστημα ευρείας ζώνης στην περιοχή 5.9 – 6.4 GHz για δορυφόρους που λειτουργούν στη ζώνη C ή στην περιοχή 14 έως 14.5 GHz για δορυφόρους που λειτουργούν στην ζώνη Ku. Το σήμα ανόδου φιλτράρεται από ζωνοπερατό φίλτρο τύπου κυματοδηγού εύρους 500 MHz και στην 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 Σχήματος 2.1(β).

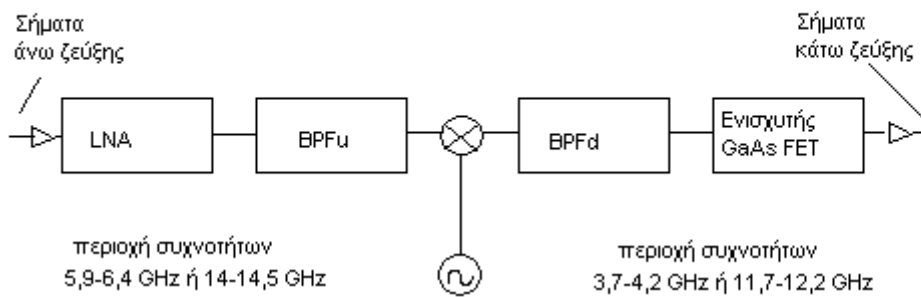
Ο πολυπλέκτης εισόδου έχει ως στόχο να διαχωρίσει το δορυφορικό σήμα σε πολλά επιμέρους κανάλια, καθένα από τα οποία οδηγείται προς περαιτέρω επεξεργασία σε ξεχωριστό απλό αναμεταδότη. Το εύρος των καναλιών στα οποία αποσυντίθεται το συνολικό δορυφορικό σήμα εξαρτάται από τον τύπο του δορυφορικού συστήματος. 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 και στο Σχήμα 2.1(γ).

Οι βαθμίδες ενίσχυσης κάθε αναμεταδότη ενισχύουν το χαμηλής ισχύος σήμα του ραδιοδιαύλου ανόδου μέσω ενισχυτών TWTA. Προενισχυτές ρυθμίζουν τη στάθμη εισόδου για τους ενισχυτές TWTA 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

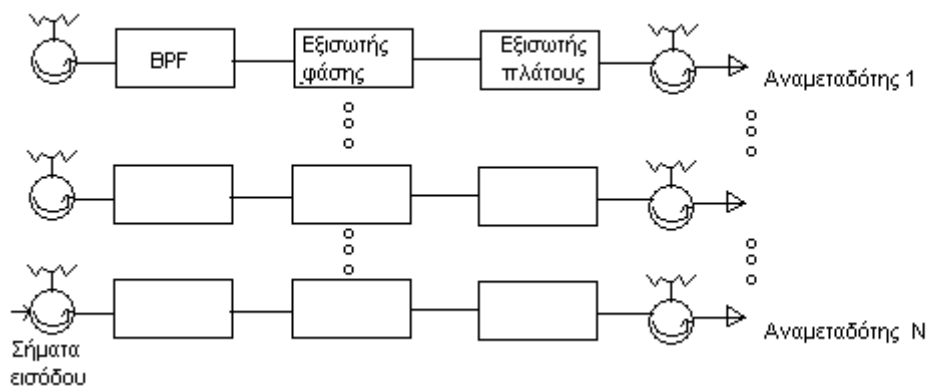
καθορίζουν την ισχύ εξόδου του αναμεταδότη. Συνήθως λειτουργούν πολύ κοντά στο σημείο κόρου και συνεπώς αποτελούν το κύριο μη γραμμικό δίκτυο του αναμεταδότη που επηρεάζει δραστικά την επίδοση της δορυφορικής ζεύξης.



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 2.1 : (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.

2.3. Τύποι ενισχυτών υψηλής ισχύος

Η κατηγορία των ενισχυτών τύπου σωλήνα οδεύοντος κύματος (Traveling Wave Tube Amplifiers, TWTA) εξακολουθεί μέχρι σήμερα να προσφέρει την καλύτερη μικροκυματική επίδοση μεταξύ των ενισχυτών ισχύος HPA όσον αφορά την αποδοτικότητα ισχύος, το μέγεθος και το κόστος, υπολείπονται ωστόσο των ενισχυτών ισχύος στερεάς κατάστασης (Solid State Power Amplifiers, SSPA) ως προς τη γραμμικότητα της ενίσχυσης [25]. Για το λόγο αυτό, όπως παρουσιάζεται στο επόμενο κεφάλαιο, 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, το RF σήμα διαιρείται μέσω ενός μικροκυματικού διαχωριστή σε συμμετρικούς παράλληλα τοποθετημένους κλάδους. Κάθε κλάδος περιλαμβάνει ξεχωριστό τμήμα ενίσχυσης ισχύος (Power Amplification, PA) και συνδέεται μέσω ομοαξονικών καλωδίων με το διαχωριστή. Οι ενισχυμένες έξοδοι κάθε κλάδου συνενώνονται μέσω ενός παθητικού συμπλέκτη ο οποίος προωθεί με τη σειρά του το υψηλής ισχύος σήμα στην έξοδο του SSPA. Θεωρητικά, δεν υπάρχει περιορισμός στον αριθμό των παράλληλων κλάδων, ωστόσο τίθενται περιορισμοί που αφορούν κυρίως το μέγεθος του συμπλέκτη και τη διάχυση της παραγόμενης θερμότητας. Στην περίπτωση που κάποιος κλάδος παρουσιάσει πρόβλημα ή τίθεται εκτός λειτουργίας για συντήρηση, ο ενισχυτής SSPA εξακολουθεί να λειτουργεί κανονικά, ωστόσο μειώνεται η ισχύς εξόδου.

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. 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.

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 θα 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).

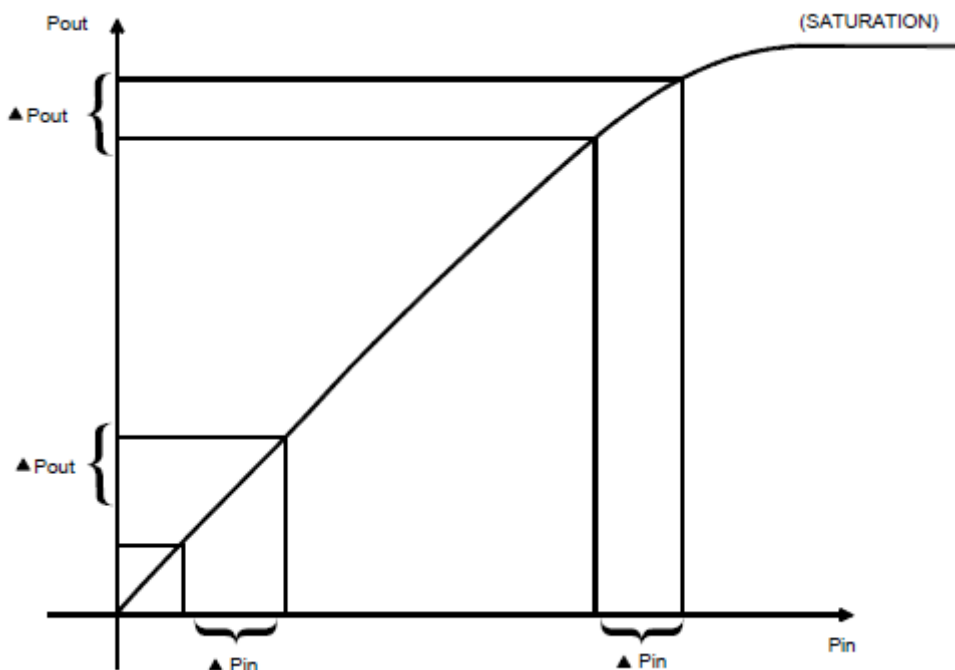
Σε κάθε περίπτωση, αναγκαία είναι η διατήρηση των μεταβολών της ισοδύναμης θερμοκρασίας θορύβου και του κέρδους των ενισχυτών εντός των προκαθορισμένων αποδεκτών ορίων όπως επίσης και η προσαρμογή των ενισχυτών προς το ενσύρματο μέσο διασύνδεσής τους με την κεραία και το υπόλοιπο τμήμα των συστημάτων. 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 κλάδου που τυχόν παρουσιάσει πρόβλημα. Αντίθετα, στην περίπτωση των TWTA, το κόστος είναι σαφώς μεγαλύτερο μιας και σε περίπτωση βλάβης, αντικαθίσταται ολόκληρος ο σωλήνας οδεύοντος κύματος [26].

2.4. Περιοχές λειτουργίας του ενισχυτή υψηλής ισχύος

Στην παρούσα παράγραφο, γίνεται αναφορά στις διακριτές περιοχές λειτουργίας του ενισχυτή υψηλής ισχύος και ορίζονται οι παράμετροι περιγραφής της λειτουργίας του.

Η χαρακτηριστική καμπύλη εισόδου-εξόδου του ενισχυτή παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.2:



Σχήμα 2.2 : Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου ενισχυτή.

Διακρίνονται τρεις περιοχές λειτουργίας :

- 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 μικρότερο του γραμμικού.
- Η περιοχή κόρου (saturation), όπου η ισχύς εξόδου είναι σταθερή ανεξάρτητα της ισχύος εισόδου.

Δύο βασικά μεγέθη που σχετίζονται με τη λειτουργία ενός ενισχυτή είναι η ισχύς κόρου, το περιθώριο ισχύος εισόδου και το περιθώριο ισχύος εξόδου. Η ισχύς κόρου, όταν αναφέρεται στην είσοδο του ενισχυτή, είναι η ισχύς εισόδου που οδηγεί τον ενισχυτή στον κόρο, 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

$$IBO[dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{P_i}{P_{isat}} \right) \quad (2.1)$$

$$OBO[dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{P_o}{P_{osat}} \right) \quad (2.2)$$

όπου P_i και P_o η ισχύς εισόδου και εξόδου του ενισχυτή και P_{isat} και P_{osat} οι αντίστοιχες τιμές της ισχύος κόρου. Όλα τα ανωτέρω μεγέθη ισχύος εκφράζονται σε Watt.

Το βέλτιστο σημείο λειτουργίας ενός ενισχυτή προκύπτει ως αποτέλεσμα αξιολόγησης δύο διαφορετικών κριτηρίων (trade-off): της ανάγκης για λειτουργία στη γραμμική περιοχή προς αποφυγή των μη γραμμικών φαινομένων και της ανάγκης για λειτουργία πλησίον του σημείου κόρου για την επίτευξη μέγιστης ισχύος εξόδου. Για την εύρεση της βέλτιστης λύσης – που αναφέρεται συχνά ως σημείο 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.

Οι παράμετροι που χαρακτηρίζουν τη λειτουργία του ενισχυτή είναι [4]:

- 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 κόρο (ΔG_{sat}) που ορίζεται ως η διαφορά μεταξύ του κέρδους στη γραμμική περιοχή του ενισχυτή και του κέρδους στην περιοχή του κόρου (περιθώριο ισχύος εισόδου = 0dB).
- Η μετατόπιση φάσης στον κόρο ($\Delta \Phi_{sat}$) που ορίζεται ως η διαφορά μεταξύ της φάσης στη γραμμική περιοχή του ενισχυτή και της φάσης στην περιοχή του κόρου.

2.5. Μαθηματική περιγραφή των χαρακτηριστικών AM/AM και AM/PM του ενισχυτή

Η μη γραμμική λειτουργία ενός ενισχυτή περιγράφεται μέσω δύο συναρτήσεων κέρδους, του κέρδους AM/AM και του κέρδους AM/PM. Οι συναρτήσεις αυτές προσδιορίζουν τον τρόπο με τον οποίο οι μεταβολές του πλάτους του σήματος εισόδου συνδέονται με το πλάτος και τη φάση του σήματος εξόδου. Στη βιβλιογραφία έχουν προταθεί διάφοροι μαθηματικοί τρόποι περιγραφής (μοντέλα) των συναρτήσεων αυτών, με επικρατέστερο το μοντέλο Saleh [6]. Στα μοντέλα αυτά, ενσωματώνονται όλα τα επιμέρους μη γραμμικά χαρακτηριστικά. Η χρησιμότητά των μοντέλων έγκειται στην ικανότητα γρήγορης προσέγγισης της απόκρισης του ενισχυτή σε περίπτωση διέγερσής του από πολλαπλά φέροντα ή οδήγησής του από ψηφιακά διαμορφωμένο σήμα.

Στις παραγράφους που ακολουθούν περιγράφονται οι διάφοροι προσεγγιστικοί τρόποι περιγραφής της συμπεριφοράς των ενισχυτών υψηλής ισχύος.

2.5.1. Το μοντέλο Saleh

Πρόκειται για το πλέον διαδεδομένο μοντέλο στη βιβλιογραφία. Στο μοντέλο Saleh χρησιμοποιούνται απλές διπαραμετρικές συναρτήσεις για την περιγραφή των χαρακτηριστικών AM/AM και AM/PM των μη γραμμικών ενισχυτών. Οι συναρτήσεις Saleh περιγράφουν κυρίως τη συμπεριφορά των ενισχυτών TWTA. Όμως, με κατάλληλη επιλογή των συντελεστών πλάτους και φάσης, χρησιμοποιούνται και για την περιγραφή των ενισχυτών SSPA.

Οι εξισώσεις μπορούν να δοθούν είτε σε πολική ή καρτεσιανή μορφή. Στην πρώτη περίπτωση, αν το σήμα εισόδου στον ενισχυτή γραφεί στη μορφή

$$x(t) = r(t) \cos(\omega_o t + \psi(t)) \quad (2.3)$$

όπου ω_o η φέρουσα συχνότητα και $r(t), \psi(t)$ η περιβάλλουσα και η φάση, αντίστοιχα, του διαμορφωμένου σήματος εισόδου, η έξοδος του μη γραμμικού ενισχυτή γράφεται

$$y(t) = A[r(t)] \cos\{\omega_o t + \psi(t) + \Phi(r(t))\} \quad (2.4)$$

Στη σχέση (2.4) η συνάρτηση $A(r)$ αντιπροσωπεύει την AM/AM μετατροπή και η συνάρτηση $\Phi(r)$ την AM/PM μετατροπή και περιγράφονται μέσω των σχέσεων

$$A(r) = \frac{a_a r}{1 + \beta_a r^2} \quad (2.5)$$

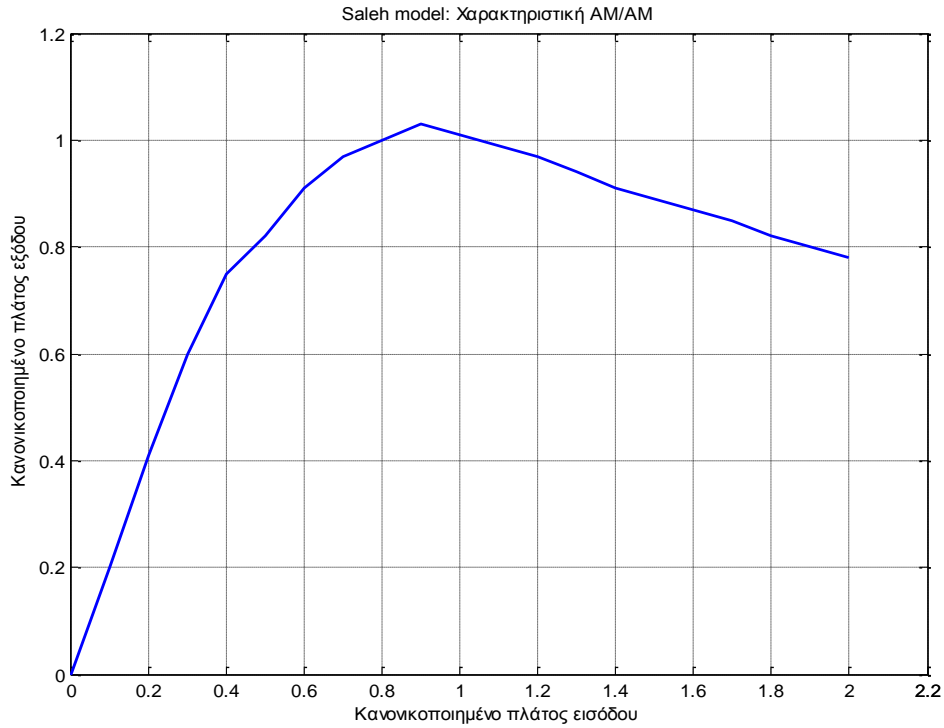
$$\Phi(r) = \frac{a_\phi r^2}{1 + \beta_\phi r^2} \quad (2.6)$$

Η επιλογή των παραμέτρων $a_a, \beta_a, a_\phi, \beta_\phi$ γίνεται με κριτήριο τη βέλτιστη προσέγγιση της πραγματικής χαρακτηριστικής καμπύλης του ενισχυτή υψηλής ισχύος.

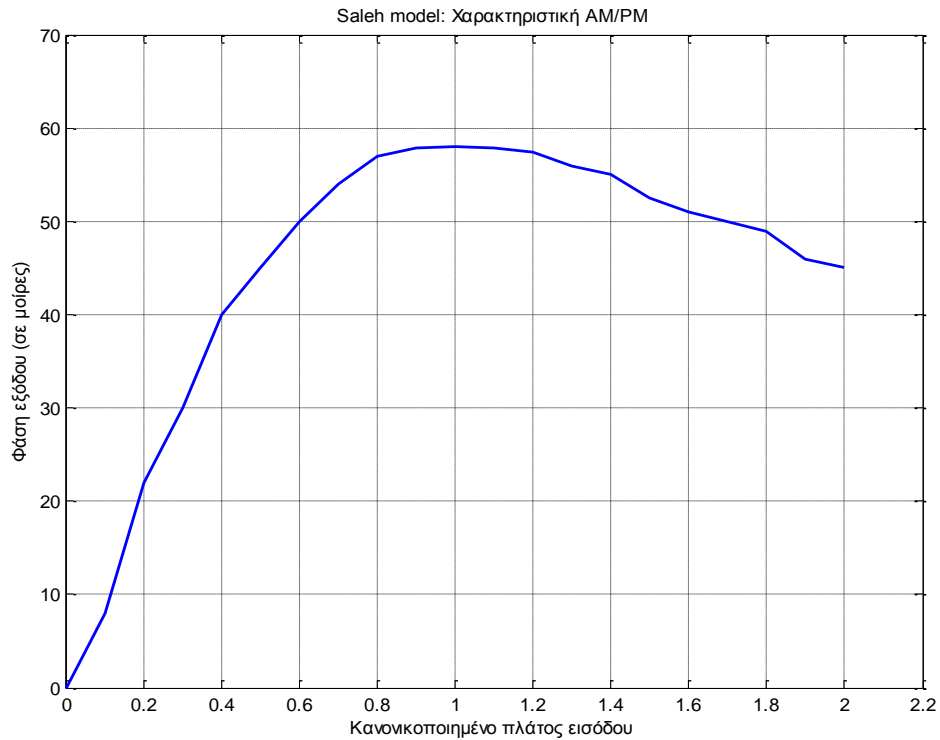
Προκειμένου περί ενισχυτών TWTA, συνήθεις τιμές των παραμέτρων είναι

$$\begin{array}{|l|l|} \hline a_a = 2.1587 & \beta_a = 1.1517 \\ a_\phi = 4.033 & \beta_\phi = 9.1040 \\ \hline \end{array} \quad (2.7)$$

και οι αντίστοιχες χαρακτηριστικές καμπύλες AM/AM και AM/PM απεικονίζονται στα Σχήματα 2.3 και 2.4.



Σχήμα 2.3 : Μοντέλο Saleh - Χαρακτηριστική AM/AM με παραμέτρους $\alpha_a=2.1587$, $\beta_a=1.1517$, $\alpha_\phi=4.033$, $\beta_\phi=9.1040$.



Σχήμα 2.4 : Μοντέλο Saleh - Χαρακτηριστική AM/PM με παραμέτρους $\alpha_a=2.1587$, $\beta_a=1.1517$, $\alpha_\phi=4.033$, $\beta_\phi=9.1040$.

Το μοντέλο Saleh είναι ανεξάρτητο της συχνότητας. Μπορεί, ωστόσο, να μετατραπεί σε εξαρτώμενο από τη συχνότητα με την προσθήκη φίλτρων που αντικατοπτρίζουν τον τρόπο με τον οποίο οι συντελεστές αλλάζουν με τη συχνότητα. Οι συντελεστές γίνονται πλέον $a_a(f), \beta_a(f), a_\phi(f), \beta_\phi(f)$ και συνεπώς προκύπτει ένα είδος μνήμης όσον αφορά τα χαρακτηριστικά του ενισχυτή όπου η ενσωμάτωση των φαινομένων μνήμης γίνεται με το συνυπολογισμό της συχνοτικής εξάρτησης των συντελεστών $a_a, \beta_a, a_\phi, \beta_\phi$.

2.5.2. Το μοντέλο Rapp

Το μοντέλο Rapp αναπτύχθηκε κυρίως για τους ενισχυτές SSPA. Οι χαρακτηριστικές καμπύλες περιγράφουν ομαλή μετάβαση από τη γραμμική περιοχή στην περιοχή κόρου, δηλαδή δεν υπάρχει εμφανής διάκριση μεταξύ των δύο περιοχών. Η εξίσωση που περιγράφει τη σχέση τάσεων εισόδου-εξόδου είναι

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{\left(1 + \left(\frac{|V_{in}|}{V_{sat}}\right)^{2P}\right)^{\frac{1}{2P}}} \quad (2.8)$$

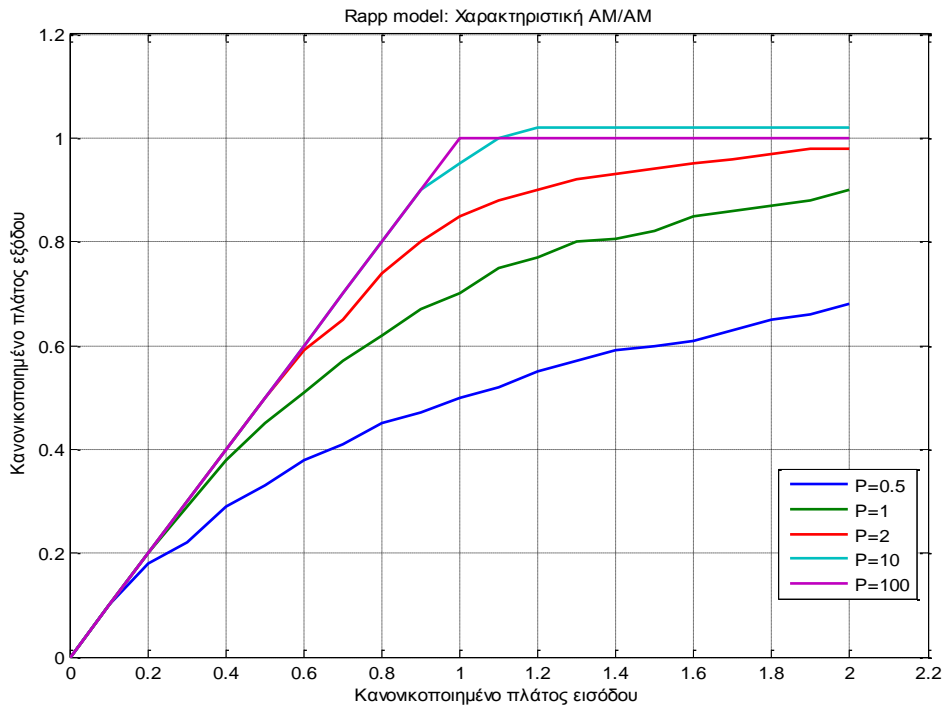
όπου V_{sat} η τάση κορεσμού του ενισχυτή, δηλαδή η τάση λειτουργίας που οδηγεί τον ενισχυτή στον κόρο και P ο συντελεστής ομαλότητας, μια παράμετρος που ελέγχει την κλίση της χαρακτηριστικής AM/AM του ενισχυτή. Όσο μικρότερη είναι η τιμή του συντελεστή P τόσο ομαλότερη είναι η μορφή της καμπύλης στην περιοχή κόρου.

Στο Σχήμα 2.5 απεικονίζονται χαρακτηριστικές καμπύλες AM/AM για διάφορες τιμές του συντελεστή P. Είναι φανερό ότι όσο αυξάνεται ο παράγοντας ομαλότητας P τόσο η χαρακτηριστική του ενισχυτή προσεγγίζει τη μορφή της χαρακτηριστικής του ιδανικού περιοριστή (perfect limiter)¹, που αποτελεί το ιδανικό σε όρους γραμμικότητας.

¹ Το μοντέλο του ιδανικού περιοριστή (perfect limiter) με γραμμικά AM/AM χαρακτηριστικά για επίπεδα ισχύος μέχρι το σημείο κόρου, χρησιμοποιείται συχνά ως ένα απλοποιημένο μοντέλο αξιολόγησης της επίδοσης σε μη γραμμικούς διαύλους. Αν με $x(t)$ συμβολιστεί το σήμα εισόδου και με $y(t)$ το σήμα εξόδου, αυτά σχετίζονται μέσω της σχέσης

$$y(t) = \begin{cases} x(t) & |x(t)| < A_{max} \\ A_{max} \cdot \frac{x(t)}{|x(t)|} & |x(t)| \geq A_{max} \end{cases} \quad (2.9)$$

όπου A_{max} το πλάτος εισόδου που οδηγεί τον ενισχυτή στον κορεσμό.



Σχήμα 2.5 : Μοντέλο Rapp - Χαρακτηριστική AM/AM.

2.5.3. Το μοντέλο Ghorbani

Στο μοντέλο αυτό ακολουθείται παρόμοια προσέγγιση των χαρακτηριστικών όπως στο μοντέλο Saleh. Έτσι, αν το σήμα εισόδου του ενισχυτή είναι

$$x(t) = r(t) \cos(\omega_0 t + \psi(t)) \quad (2.10)$$

η έξοδος προκύπτει

$$y(t) = A[r(t)] \cos\{\omega_0 t + \psi(t) + \Phi(r(t))\} \quad (2.11)$$

όπου

$$A(r) = \frac{x_1 r^{x_2}}{1 + x_3 r^{x_2}} + x_4 r \quad (2.12)$$

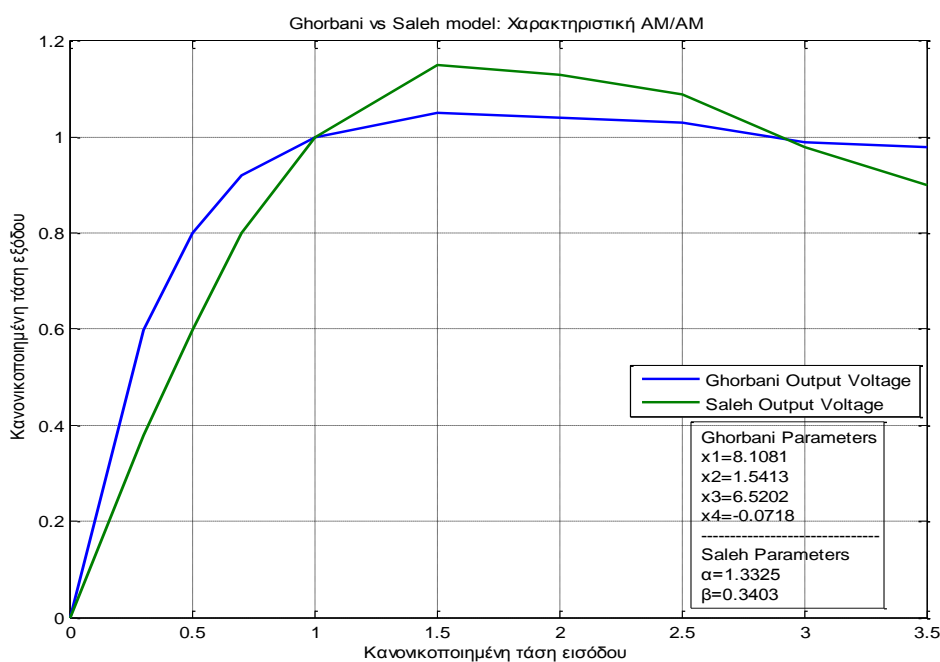
$$\Phi(r) = \frac{y_1 r^{y_2}}{1 + y_3 r^{y_2}} + y_4 r \quad (2.13)$$

Ενδεικτικές τιμές των παραμέτρων που υπεισέρχονται στις (2.12) και (2.13) είναι

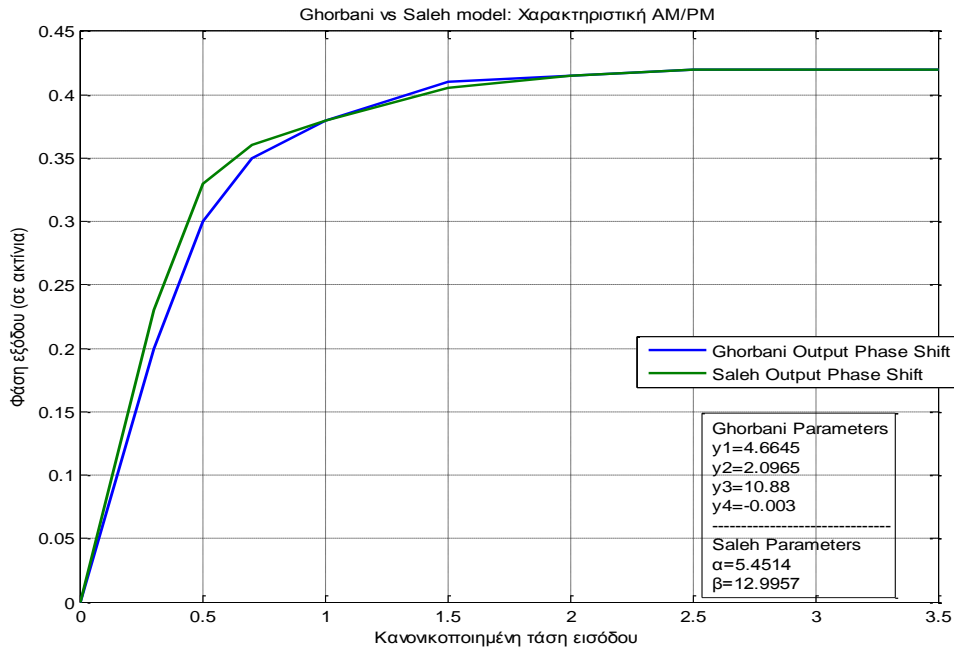
$x_1 = 8.1081$	$y_1 = 4.6645$	(2.14)
$x_2 = 1.5413$	$y_2 = 2.0965$	
$x_3 = 6.5202$	$y_3 = 10.88$	
$x_4 = -0.0718$	$y_4 = -0.003$	

Οι χαρακτηριστικές AM/AM και AM/PM που προκύπτουν με βάση το συγκεκριμένο μοντέλο, σε σύγκριση με τις αντίστοιχες χαρακτηριστικές του μοντέλου Saleh απεικονίζονται στα Σχήματα 2.6 και 2.7. Σημειώνεται ότι, για την παραγωγή των διαγραμμάτων, έχουν χρησιμοποιηθεί κατάλληλες τιμές παραμέτρων προκειμένου οι καμπύλες να προσεγγίζουν η μία την άλλη.

Ωστόσο, τα μοντέλα Rapp και Ghorbani δεν βρίσκουν ευρεία εφαρμογή στην περιγραφή των χαρακτηριστικών των ενισχυτών TWTA κυρίως λόγω της δυσκολίας προσδιορισμού των παραμέτρων τους σε σχέση με το μοντέλο Saleh.



Σχήμα 2.6 : Σύγκριση μοντέλων Ghorbani, Saleh ως προς τη χαρακτηριστική AM/AM.



Σχήμα 2.7 : Σύγκριση μοντέλων Ghorbani, Saleh ως προς τη χαρακτηριστική AM/PM.

2.6. Μη γραμμική συμπεριφορά ενισχυτών υψηλής ισχύος

Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζεται η μη γραμμική λειτουργία των ενισχυτών ενώ, παράλληλα, αναλύεται διεξοδικά η επίδραση της μορφής των χαρακτηριστικών καμπυλών AM/AM και AM/PM σε δορυφορικά σήματα που διέρχονται μέσω του ενισχυτή υψηλής ισχύος.

2.6.1. Μελέτη της μη γραμμικής ενίσχυσης

Αγνοώντας την ενδεχόμενη επίδραση διαλείψεων κατά τη μετάδοση του δορυφορικού σήματος στο ραδιοδιάλυτο ανόδου –υπόθεση που είναι ρεαλιστική σε συστήματα σταθερών δορυφορικών επικοινωνιών-, το σήμα που φθάνει στην είσοδο του δορυφορικού αναμεταδότη αποτελείται από την υπέρθεση του χρήσιμου δορυφορικού σήματος $c_u(t)$ και του προσθετικού ζωνοπερατού θορύβου της ζεύξης uplink $n_u(t)$. Δηλαδή πρόκειται για σήμα της μορφής

$$x(t) = c_u(t) + n_u(t) \quad (2.15)$$

Το ζωνοπερατό σήμα, διαμορφωμένο κατά κάποιο πολυσταθμικό σχήμα διαμόρφωσης, μπορεί να γραφεί ως υπέρθεση ορθογωνίων συνιστωσών

$$c_u(t) = a(t) \cos(\omega_u t + \theta(t) + \psi) = a(t) \cos \theta(t) \cos(\omega_u t + \psi) - a(t) \sin \theta(t) \sin(\omega_u t + \psi) \quad (2.16)$$

όπου $a(t)$ η στάθμη της περιβάλλουσας του σήματος και $\theta(t)$ η φάση του σήματος που εμπεριέχουν την πληροφορία.

Κατά τον ίδιο τρόπο, ο ζωνοπερατός θόρυβος γράφεται

$$n_u(t) = n_{cu}(t) \cos(\omega_u t + \psi) - n_{su}(t) \sin(\omega_u t + \psi) \quad (2.17)$$

Στις (2.16) και (2.17) ω_u είναι η φέρουσα συχνότητα της ραδιοζεύξης ανόδου και ψ η τυχαία φάση του τοπικού ταλαντωτή του πομπού, ομοιόμορφα κατανομημένη στο διάστημα $(0, 2\pi)$.

Με βάση τις σχέσεις (2.16) και (2.17), το σήμα $x(t)$ στην είσοδο του δορυφορικού αναμεταδότη, γράφεται υπό τη μορφή

$$x(t) = [a(t) + \tilde{n}_{cu}(t)] \cos(\omega_u t + \theta(t) + \psi) - \tilde{n}_{su}(t) \sin(\omega_u t + \theta(t) + \psi) \quad (2.18)$$

όπου

$$\tilde{n}_{cu}(t) = n_{cu}(t) \cos(\theta(t)) + n_{su}(t) \sin(\theta(t)) \quad (2.19)$$

$$\tilde{n}_{su}(t) = -n_{cu}(t) \sin(\theta(t)) + n_{su}(t) \cos(\theta(t)) \quad (2.20)$$

οι ορθογώνιες βαθυπερατές συνιστώσες² του ζωνοπερατού θορύβου, όταν αυτός αναπτυχθεί περί τη στιγμιαία συχνότητα του $c_u(t)$.

Επίσης, η (2.15) γράφεται και υπό τη μορφή

$$x(t) = r(t) \cos(\omega_u t + \theta(t) + \psi + \nu(t)) \quad (2.21)$$

όπου οι στοχαστικές ανελίξεις $r(t)$ και $\nu(t)$ δίνονται από τις σχέσεις

$$r(t) = \left\{ (a(t) + \tilde{n}_{cu}(t))^2 + \tilde{n}_{su}^2(t) \right\}^{1/2} \approx a(t) + \tilde{n}_{cu}(t) \quad (2.22)$$

και

$$\nu(t) = \tan^{-1} \left\{ \frac{\tilde{n}_{su}(t)}{a(t) + \tilde{n}_{cu}(t)} \right\} \approx \frac{\tilde{n}_{su}(t)}{a(t)} \quad (2.23)$$

Η συνάρτηση $\nu(t)$ είναι ο θόρυβος φάσης (phase noise) που εισάγεται στο σήμα λόγω του ζωνοπερατού θορύβου της ραδιοζεύξης ανόδου. Οι προσεγγίσεις στις

² Αποδεικνύεται ότι αν το εύρος ζώνης του σήματος πληροφορίας $\theta(t)$ είναι μικρότερο του εύρους ζώνης του σήματος $c_u(t)$, οι ορθογώνιες συνιστώσες $\tilde{n}_{cu}(t)$ και $\tilde{n}_{su}(t)$ είναι κανονικής κατανομής, όπως και οι συνιστώσες $n_{cu}(t)$ και $n_{su}(t)$.

σχέσεις (2.22) και (2.23) θεωρώντας ότι η ισχύς του διαμορφωμένου σήματος υπερτερεί σημαντικά της ισχύος του ζωνοπερατού θορύβου.

Από τα προηγούμενα προκύπτει ότι η περιβάλλουσα του δορυφορικού σήματος επηρεάζεται από την ορθογώνια συνιστώσα $\tilde{n}_{cu}(t)$ ενώ η στιγμιαία φάση από τη συνιστώσα $\tilde{n}_{su}(t)$ με αποτέλεσμα την εμφάνιση διακυμάνσεων στην περιβάλλουσα του δορυφορικού σήματος και την εισαγωγή θορύβου φάσης.

Λόγω της μη γραμμικής σχέσης μεταξύ εισόδου και εξόδου, το σήμα εξόδου του ενισχυτή περιγράφεται από τη σχέση

$$y(t) = g(a(t) + \tilde{n}_{cu}(t) + d(t)) \cos(\omega_a t + \theta(t) + \psi + \nu(t) + \phi(a(t) + \tilde{n}_{cu}(t) + d(t))) \quad (2.24)$$

όπου $g(x)$ και $\phi(x)$ τα κέρδη AM/AM και AM/PM του ενισχυτή του δορυφορικού αναμεταδότη και ω_a η συχνότητα της ραδιοζεύξης καθόδου. Επιπλέον, ο όρος $d(t)$ αναφέρεται στις διαταραχές του πλάτους του σήματος εισόδου που προκαλούνται από τις βαθμίδες επεξεργασίας που προηγούνται του ενισχυτή. Λόγω της ανεπιθύμητης αυτής μεταβλητότητας του πλάτους εισόδου και της AM/PM μετατροπής, εισάγεται θόρυβος φάσης που εκφράζεται μέσω του όρου $\phi(a(t) + \tilde{n}_{cu}(t) + d(t))$.

Προκύπτει επίσης ότι η μη γραμμική ενίσχυση οδηγεί σε φασματική διεύρυνση του σήματος εισόδου στον ενισχυτή και συνακόλουθα στη μερική φασματική αποκατάσταση των πλευρικών λοβών που είχαν καταπιεσθεί λόγω του φιλτραρίσματος RF που προηγήθηκε της ενίσχυσης [1]. Το συμπέρασμα αυτό γίνεται περισσότερο έκδηλο αν θεωρηθεί ένα QPSK διαμορφωμένο σήμα εισόδου στον ενισχυτή, το οποίο σε ορθογωνική μορφή περιγράφεται από τη σχέση

$$x_{QPSK}(t) = Am_c(t) \cos(\omega_c t + \psi) + Am_s(t) \sin(\omega_c t + \psi) \quad (2.25)$$

όπου $m_c(t)$ και $m_s(t)$ τα σήματα βασικής ζώνης που περιέχουν ανεξάρτητες ακολουθίες ψηφίων πληροφορίας.

Θεωρώντας ότι το σήμα δεν υφίσταται AM/PM μετατροπή³, παρά μόνο AM/AM μετατροπή, η έξοδος του ενισχυτή δίνεται από τη σχέση

$$y_{QPSK}(t) = g \left\{ A(m_c^2(t) + m_s^2(t)) \right\}^{1/2} \left\{ f_c(t) \cos(\omega_c t + \psi) + f_s(t) \sin(\omega_c t + \psi) \right\} \quad (2.26)$$

³ Η σταθεροποίηση του πλάτους του προς ενίσχυση σήματος, και επομένως η εξάλειψη της AM/PM μετατροπής, μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση μη γραμμικού ζωνοπερατού περιοριστή πριν τον ενισχυτή. Ωστόσο το πρόβλημα της φασματικής διεύρυνσης εξακολουθεί να υφίσταται αυτή τη φορά στην έξοδο του ζωνοπερατού περιοριστή πλάτους.

όπου $r(t) = A(m_c^2(t) + m_s^2(t))^{1/2}$ η περιβάλλουσα του QPSK σήματος και

$$f_c(t) = \frac{m_c(t)}{A(m_c^2(t) + m_s^2(t))^{1/2}} \quad (2.27)$$

$$f_s(t) = \frac{m_s(t)}{A(m_c^2(t) + m_s^2(t))^{1/2}} \quad (2.28)$$

οι νέες ορθογώνιες συνιστώσες στο σήμα εξόδου $y_{QPSK}(t)$. Επισημαίνεται ότι, αφενός, έχει χαθεί πλέον η ανεξαρτησία μεταξύ των ορθογωνίων συνιστωσών και παρεμβάλλει η μία στην άλλη και, αφετέρου, ότι έχουν υποστεί παραμόρφωση. Η διαδικασία αυτή αντιστοιχεί σε φασματική διαπλάτυνση που εκδηλώνεται ως αποκατάσταση των δευτερευόντων φασματικών λοβών. Αντίθετα, όταν ο ενισχυτής λειτουργεί στη γραμμική περιοχή, ισχύει

$$g\{A(m_c^2(t) + m_s^2(t))^{1/2}\} = k \cdot A(m_c^2(t) + m_s^2(t))^{1/2} \quad (2.29)$$

και επομένως οι $f_c(t)$ και $f_s(t)$ προκύπτουν ανάλογες των $m_c(t)$ και $m_s(t)$ του σήματος εισόδου και αποφεύγεται η παρεμβολή μεταξύ των ορθογωνίων συνιστωσών.

2.6.2. Επιδράσεις των μη γραμμικών φαινομένων

Λαμβάνοντας υπόψη την ανάλυση της προηγούμενης παραγράφου, οι επιπτώσεις της μη γραμμικής ενίσχυσης προκύπτουν ιδιαίτερα δυσμενείς και επιδεινώνουν δραστικά την επίδοση μιας δορυφορικής ζεύξης. Στη συνέχεια, γίνεται μια απόπειρα ταξινόμησης των επιπτώσεων λόγω μη γραμμικής ενίσχυσης.

2.6.2.1. Παραμόρφωση αρμονικών

Έστω ότι ο ενισχυτής τροφοδοτείται με σήμα εισόδου ένα αδιαμόρφωτο φέρον της μορφής

$$x(t) = A \cdot \cos(\omega t) \quad (2.30)$$

Η μη γραμμική συμπεριφορά ενός ενισχυτή μπορεί να προσεγγιστεί με τη βοήθεια του αναπτύγματος Taylor του σήματος εξόδου $y(t)$ έως και τρίτου βαθμού, δηλαδή

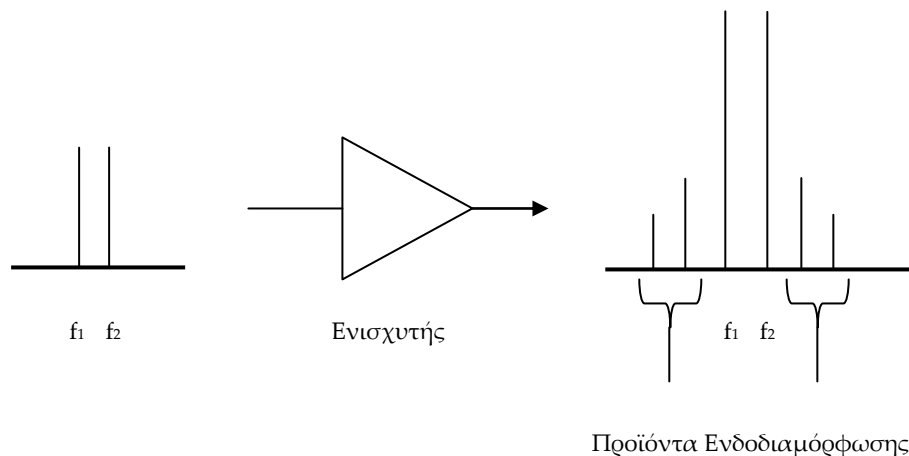
$$y(t) \approx a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) \quad (2.31)$$

Με αντικατάσταση της (2.30) στην ανωτέρω σχέση, η έξοδος προκύπτει ως το άθροισμα όρων σε συχνότητες που αποτελούν ακέραια πολλαπλάσια της συχνότητας εισόδου (αρμονικές συχνότητες).

Επομένως, στην περίπτωση ενίσχυσης απλού φέροντος, παράγονται σήματα σε αρμονικές συχνότητες, η καταπίεση των οποίων είναι εφικτή με τη χρήση κατάλληλων φίλτρων.

2.6.2.2. Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης

Σε αντίθεση με την προηγούμενη περίπτωση λειτουργίας του ενισχυτή όταν ενισχύει ένα απλό φέρον, στην περίπτωση λειτουργίας πολλαπλών φερόντων, τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης που δημιουργούνται βρίσκονται σε φέρουσες συχνότητες που είναι γραμμικός συνδυασμός των φερούσων συχνοτήτων των πολλαπλών σημάτων εισόδου. Επομένως, είναι δύσκολο να εξαλειφθούν με τη χρήση φιλτραρίσματος, καθώς οι συχνότητές τους βρίσκονται πολύ κοντά ή μερικές φορές ταυτίζονται με συχνότητες των προς ενίσχυση σημάτων εισόδου, όπως χαρακτηριστικά φαίνεται και στο Σχήμα 2.8.



Σχήμα 2.8 : Δημιουργία προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης.

Ενδεικτικά, στην περίπτωση όπου χρησιμοποιείται η τεχνική πολλαπλής προσπέλασης με διαίρεση συχνότητας (Frequency Division Multiple Access, FDMA), όταν στην είσοδο της μη γραμμικής βαθμίδας ενίσχυσης τροφοδοτούνται σήματα με φέρουσες συχνότητες f_1, f_2, \dots, f_n , στην έξοδό της προκύπτουν από τη μία πλευρά τα σήματα της εισόδου και από την άλλη πλευρά τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης σε συχνότητες που μπορούν να περιγραφούν μέσω της σχέσης

$$f'_i = \mu_1 f_1 + \mu_2 f_2 + \dots + \mu_n f_n \quad (2.32)$$

όπου $i = 1, 2, 3, \dots$ και $\mu_i = 1, 2, 3, \dots$

Ως τάξη μ κάθε προϊόντος ενδοδιαμόρφωσης ορίζεται το άθροισμα

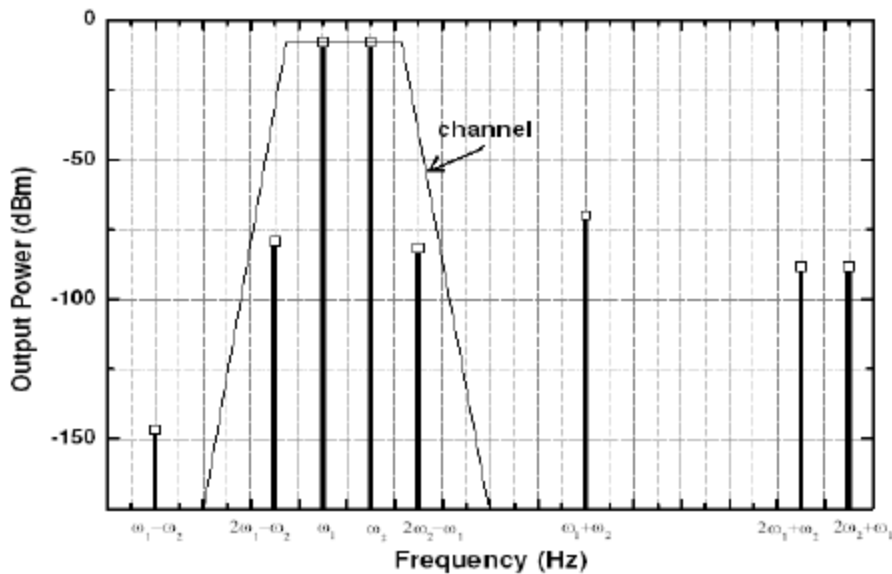
$$\mu = |\mu_1| + |\mu_2| + \dots + |\mu_n| \quad (2.33)$$

Η δυσμενής επίδραση των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης στις μεταδόσεις FDMA σημάτων έγκειται στο ότι ένα μέρος της διαθέσιμης ισχύος χάνεται καθώς ορισμένες από τις συχνότητες τους προκύπτουν μέσα στο εύρος ζώνης λειτουργίας του αναμεταδότη και παρεμβάλλονται σε επιθυμητά κανάλια. Επίσης τα χαμηλής ισχύος επιμέρους σήματα που εμφανίζονται στην είσοδο του μη γραμμικού ενισχυτή καταπιέζονται σε σχέση με τα ισχυρά. Δηλαδή, για σήματα εισόδου με μεγαλύτερο πλάτος από κάποια άλλα, το κέρδος του ενισχυτή είναι μεγαλύτερο.

Έστω ότι ο ενισχυτής τροφοδοτείται με σήμα εισόδου (δοκιμή δύο φερόντων/τόνων) $x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t)$ σε συχνότητες τέτοιες ώστε $|\omega_2 - \omega_1| \ll \omega_1, \omega_2$ [15]. Θεωρώντας και πάλι ότι η έξοδος του ενισχυτή προσεγγίζεται από τη σχέση

$$y(t) \approx a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) \quad (2.34)$$

το σήμα εξόδου προκύπτει ως το άθροισμα των αρχικών ενισχυμένων τόνων αλλά και όρων σε συχνότητες της μορφής $\mu_1 \omega_1 + \mu_2 \omega_2$ όπου το άθροισμα $|\mu_1| + |\mu_2|$ αντιπροσωπεύει την τάξη της μη γραμμικότητας, όπως ορίστηκε προηγουμένως. Το φάσμα της εξόδου απεικονίζεται στο διάγραμμα του Σχήματος 2.9.



Σχήμα 2.9: Φάσμα εξόδου της δοκιμής δύο τόνων για τρίτης τάξης μη γραμμικότητα.

Η καταπίεση ορισμένων τόνων συχνοτήτων οι οποίοι βρίσκονται πολύ κοντά στους αρχικούς τόνους δεν είναι δυνατή με τη χρήση φίλτρων.

2.6.2.3. Παραμόρφωση αστερισμού

Οι δυσμενείς επιδράσεις λόγω μη γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή καθίστανται ιδιαίτερα εμφανείς και στην περίπτωση σημάτων που διαμορφώνονται κατά ψηφιακό τρόπο. Συγκεκριμένα, μετά τη διέλευση του σήματος από το μη γραμμικό ενισχυτή⁴ του δορυφορικού αναμεταδότη, στην έξοδο του φίλτρου RF στο δέκτη κατά τη διαδικασία αποδιαμόρφωσης παρατηρείται:

- ❖ Μετακίνηση, στο μιγαδικό επίπεδο, των σημείων του αστερισμού που αντιστοιχούν σε συγκεκριμένα σύμβολα εκπομπής. Το φαινόμενο οφείλεται αποκλειστικά στη διαδικασία ενίσχυσης υψηλής ισχύος που λαμβάνει χώρα στη βαθμίδα ενίσχυσης του δορυφορικού αναμεταδότη και προκαλείται λόγω των μη γραμμικών AM/AM και AM/PM χαρακτηριστικών. Συγκεκριμένα, παρατηρείται μεταβολή του πλάτους (AM/AM) και της φάσης (AM/PM) των σημείων του αστερισμού στο μιγαδικό επίπεδο και οι σχετικές θέσεις μεταξύ των διαφορετικών σημείων του αστερισμού διαφοροποιούνται, με αποτέλεσμα να μεταβάλλονται οι περιοχές απόφασης ως προς το ποιό σύμβολο λήφθηκε κατά την αποδιαμόρφωση των συμβόλων στο κύκλωμα απόφασης του δέκτη. Για την αντιμετώπιση της δυσμενούς αυτής επίπτωσης, προτείνεται, όπως θα περιγραφεί αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο, είτε η χρήση συγκεκριμένων τεχνικών αντιστάθμισης (predistortion) των μεταδιδόμενων συμβόλων στην πλευρά του διαμορφωτή είτε τεχνικές γραμμικοποίησης της λειτουργίας του ενισχυτή με τη βοήθεια κατάλληλων κυκλωμάτων πριν τη βαθμίδα ενίσχυσης στο δορυφορικό αναμεταδότη. Με την εφαρμογή των ανωτέρω τεχνικών, αποκαθίσταται η σχετική θέση των ληφθέντων συμβόλων σε σχέση με τις θέσεις αναφοράς τους στον αστερισμό. Παρά την αύξηση της πολυπλοκότητας από πλευράς υλικού, τα εμπορικά διαθέσιμα δορυφορικά συστήματα (DVB-S2) υιοθετούν προχωρημένες τεχνικές αντιστάθμισης, κυρίως για τα πολυσταθμικά σχήματα διαμόρφωσης 16-APSK και 32-APSK. Στα σχήματα αυτά, λόγω της μεταβλητότητας του πλάτους των διαφορετικών συμβόλων, η επίδραση της μη γραμμικής ενίσχυσης στα σύμβολα των αστερισμών είναι εντονότερη σε σχέση με την περίπτωση των σχημάτων σταθερής περιβάλλουσας, όπως θα αναλυθεί και σε επόμενες ενότητες.

⁴ Συχνά στη βιβλιογραφία, η διέλευση μέσω μη γραμμικού ενισχυτή χαρακτηρίζεται ως μη γραμμική διαδικασία ώστε να διακρίνεται από το δίαυλο λευκού θορύβου AWGN.

- ❖ Μετατροπή κάθε σημείου του μιγαδικού επιπέδου (που αντιστοιχεί σε κάποιο από τα σύμβολα του αστερισμού) σε ένα νέφος (cluster) σημείων. Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό στη βιβλιογραφία με τον όρο clustering effect και οφείλεται τόσο στη μη γραμμική ενίσχυση του ενισχυτή υψηλής ισχύος όσο και στις διακυμάνσεις του πλάτους των συμβόλων του αστερισμού που προκαλούνται από την επίδραση των φίλτρων του πολυπλέκτη εισόδου (IMUX) στη βαθμίδα ενίσχυσης του δορυφορικού αναμεταδότη (βλ. παράγραφο 2.2). Το γεγονός αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μεταβολή της ευκλείδειας απόστασης στο μιγαδικό επίπεδο μεταξύ δύο συμβόλων, η οποία κατ' επέκταση, μπορεί να οδηγήσει σε σημαντική διασυμβολική παρεμβολή (InterSymbol Interference, ISI) και συνακόλουθα στην υποβάθμιση μιας δορυφορικής ζεύξης. Με τον τρόπο αυτό καθίσταται δύσκολη η διαδικασία λήψης απόφασης περί του συμβόλου που μεταδόθηκε. Προχωρημένες τεχνικές αντιστάθμισης, είτε στην πλευρά του διαμορφωτή είτε στην πλευρά του αποδιαμορφωτή, οι οποίες λαμβάνουν υπόψη τη μετάδοση κάθε συμβόλου ξεχωριστά και την επίδραση της μη γραμμικότητας σε αυτό, χρησιμοποιούνται προκειμένου να αμβλυνθούν οι δυσμενείς επιπτώσεις και αυτού του φαινομένου.

2.7. Μέτρα αξιολόγησης της επίδοσης των ενισχυτών υψηλής ισχύος

Στην περίπτωση ενίσχυσης απλού φέροντος, η ύπαρξη της μη γραμμικής περιοχής και της περιοχής κόρου περιορίζει την ισχύ εξόδου χωρίς όμως να επιφέρει παραμόρφωση στο σήμα εισόδου. Συνεπώς, ως μέτρα αξιολόγησης της επίδοσης των ενισχυτών μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι παράμετροι περιγραφής της λειτουργίας τους που αναφέρθηκαν στην ενότητα 2.3.

Στην περίπτωση λειτουργίας με πολλαπλά φέροντα, ωστόσο, που είναι και η συνήθης στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, η ύπαρξη της μη γραμμικής περιοχής έχει δυσμενείς επιπτώσεις καθώς δημιουργούνται προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης σε φέρουσες συχνότητες που αποτελούν γραμμικό συνδυασμό των φερουσών συχνοτήτων των επιμέρους καναλιών. Προκύπτει, επομένως, υποβάθμιση στην ποιότητα του προς ενίσχυση σήματος καθώς επίσης και σημαντική απώλεια στην ωφέλιμη ισχύ εξόδου του ενισχυτή. Στην περίπτωση αυτή, ο όρος παράμετροι που χρησιμοποιήθηκε στην περίπτωση λειτουργίας απλού φέροντος, αντικαθίσταται πλέον με τον πλέον ακριβή όρο «μέτρα αξιολόγησης της επίδοσης» [4].

Επιπλέον, η ολοένα αυξανόμενη χρησιμοποίηση πολυσταθμικών σχημάτων διαμόρφωσης στις δορυφορικές επικοινωνίες επιβάλλεται για αποτελεσματικότερη αξιοποίηση του δορυφορικού διαύλου. Αυτό μεταφράζεται στην εισαγωγή νέων αυστηρότερων απαιτήσεων όσον αφορά τη γραμμική

περιοχή λειτουργίας και τη βέλτιστη απόδοση ισχύος στη βαθμίδα ενίσχυσης του δορυφορικού αναμεταδότη. Για το λόγο αυτό, πραγματοποιείται συχνά επανεκτίμηση και επαναπροσδιορισμός των προδιαγραφών λειτουργίας των ενισχυτών TWTA, με τη χρήση των μέτρων αξιολόγησης της επίδοσης, τα σημαντικότερα από τα οποία παρουσιάζονται στις ακόλουθες ενότητες.

2.7.1. Ο λόγος της ισχύος φέροντος προς την ισχύ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης

Ο λόγος της ισχύος φέροντος προς την ισχύ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης (Carrier to third-order InterModulation ratio, C/IM₃) υπολογίζεται στις περισσότερες περιπτώσεις ως η διαφορά, σε dB, της ισχύος του χρήσιμου σήματος προς την ισχύ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης. Για τον υπολογισμό της ισχύος των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης χρησιμοποιούνται τα προϊόντα μέχρι τρίτης τάξης καθώς αυτά βρίσκονται πλησιέστερα στις συχνότητες του σήματος εισόδου και παρουσιάζουν μεγαλύτερη στάθμη ισχύος σε σχέση με τα προϊόντα μεγαλύτερης τάξης. Όσον αφορά τη διαδικασία υπολογισμού του C/IM₃, ο ενισχυτής τροφοδοτείται ταυτόχρονα με δύο σήματα ίσου πλάτους και διακριτών συχνοτήτων ενώ αυξάνεται η ισχύς εισόδου των δύο σημάτων στον ενισχυτή, ώστε να φθάσει από τη γραμμική περιοχή σταδιακά στον κόρο. Στην έξοδο του ενισχυτή υπολογίζονται οι σχετικές διαφορές στα πλάτη μεταξύ των σημάτων στις συχνότητες εισόδου και των προϊόντων τρίτης τάξης. Μειονέκτημα του συγκεκριμένου μέτρου επίδοσης είναι το γεγονός ότι προσφέρει ακριβή αποτελέσματα μόνο στην περίπτωση λειτουργίας με δύο διακριτές συχνότητες.

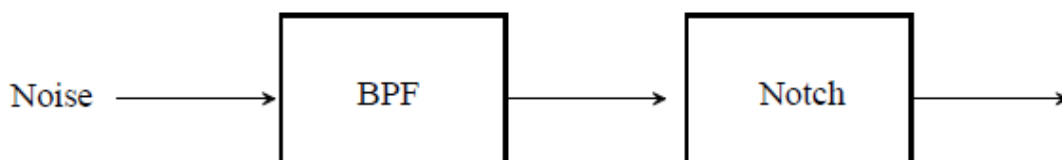
2.7.2. Ο λόγος της ισχύος θορύβου

Ο λόγος της ισχύος θορύβου (Noise Power Ratio, NPR) είναι επίσης ένα διαδεδομένο μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης μη γραμμικών ενισχυτών TWTA. Αποτελεί προσέγγιση του λόγου της ισχύος φέροντος προς τη συνολική ισχύ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης και δίνεται από τη σχέση

$$NPR = \frac{(C+I)}{I} \approx \frac{C}{I} \quad (2.35)$$

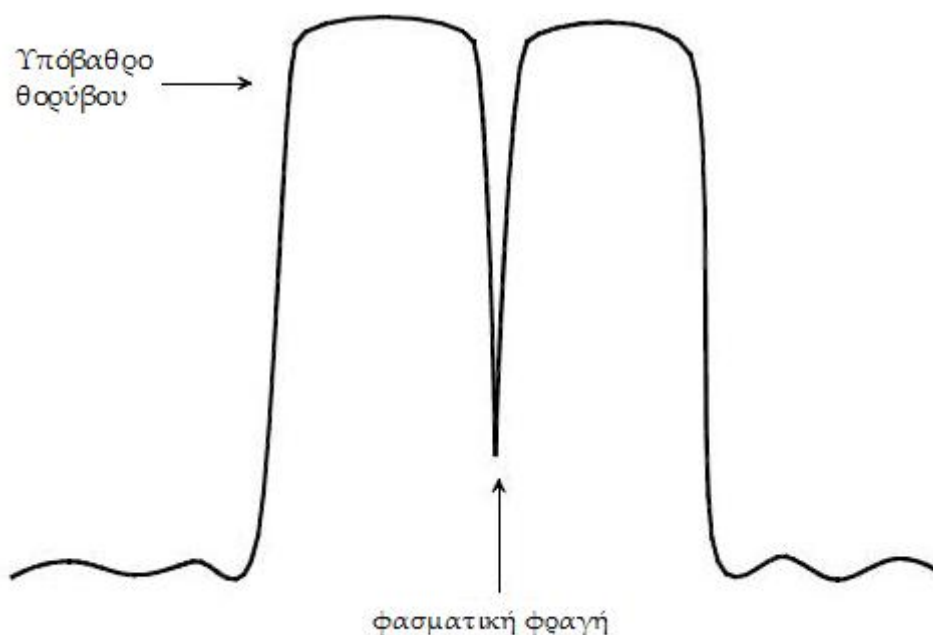
Για τη μέτρηση του συγκεκριμένου μεγέθους ο ενισχυτής TWTA τροφοδοτείται από ένα θεωρητικά άπειρο πλήθος φερόντων (τουλάχιστον δέκα τον αριθμό) τυχαίου πλάτους και φάσης, σε ίσες μεταξύ τους φασματικές αποστάσεις [5]. Το σήμα εισόδου στην περίπτωση αυτή προσομοιάζει με λευκό θόρυβο (Additive White Gaussian Noise, AWGN). Δηλαδή, η επίδραση πολλών φερόντων τυχαίου πλάτους και φάσης προσομοιώνει το λευκό θόρυβο σταθερής φασματικής πυκνότητας ισχύος. Ως προς τη διαδικασία υπολογισμού, το σήμα εισόδου που

προσομοιάζει προς λευκό θόρυβο διέρχεται αρχικά από ένα ζωνοπερατό (BPF) φίλτρο για να λάβει ορθογωνική φασματική μορφή του ίδιου εύρους ζώνης με αυτό των σημάτων που προσομοιώνονται. Η έξοδος του φίλτρου διέρχεται έπειτα από ένα ζωνοπερατό φίλτρο ειδικής μορφής, το φίλτρο φραγής (Notch filter) που δημιουργεί μία στενής μορφής (λιγότερο του 1% του πλάτους του παλμού του θορύβου) φασματική φραγή στο κέντρο του παλμού θορύβου.



Σχήμα 2.10 : Διαδικασία παραγωγής του κατάλληλου σήματος εισόδου στον ενισχυτή για τον προσδιορισμό της τιμής NPR.

Η έξοδος του φίλτρου φραγής είναι η ακόλουθη.



Σχήμα 2.11 : Έξοδος φίλτρου φραγής.

Το ανωτέρω σήμα θορύβου χρησιμοποιείται ως είσοδος στον ενισχυτή. Η μη γραμμική ενίσχυση παράγει προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης που τείνουν να μειώσουν το βάθος της φραγής, το οποίο μετράται στην έξοδό του ενισχυτή με τη βοήθεια ενός αναλυτή φάσματος. Αυτή η τιμή είναι και το μέτρο του NPR. Μειονέκτημα του συγκεκριμένου μέτρου επίδοσης αποτελεί το γεγονός ότι προσφέρει εκτίμηση υψηλής ακρίβειας μόνο στην περίπτωση όπου η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του σήματος εισόδου του ενισχυτή προσεγγίζει την κατανομή Gauss (όπως και στην περίπτωση του λευκού θορύβου). Σε κάθε άλλη περίπτωση, υπερεκτιμά το επίπεδο ενδοδιαμόρφωσης.

2.7.3. Ο λόγος της ισχύος φέροντος προς το άθροισμα της ισχύος του θορύβου και των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης

Ο λόγος της ισχύος φέροντος προς το άθροισμα της ισχύος του θορύβου και των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης (Carrier to Noise plus IM ratio, $C/(N+I)$) χρησιμοποιείται ευρέως για την εκτίμηση της σχέσης ανταλλαγής (trade-off) μεταξύ της γραμμικής συμπεριφοράς και της αποδοτικότητας ισχύος στον ενισχυτή [4]. Ωστόσο, εμφανίζει συγκεκριμένα μειονεκτήματα. Ενώ υπολογίζει την από άκρο-σε-άκρο επίδοση της ζεύξης (end-to-end performance) σε όρους σηματοθορυβικού λόγου στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης του δέκτη, δεν λαμβάνει υπόψη τη δυνατότητα αντιστάθμισης των μη γραμμικών επιδράσεων στην πλευρά του δέκτη. Επίσης, δεν χρησιμοποιεί στους υπολογισμούς όλα τα χαρακτηριστικά του προς μετάδοση σήματος.

Το συγκεκριμένο μέτρο ορίζεται υπό την παραδοχή ότι το σήμα λήψης αποτελείται από το χρήσιμο σήμα, τον προσθετικό θόρυβο και τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης. Ισχύει η παρακάτω σχέση ορισμού του μέτρου επίδοσης

$$\left(\frac{C}{N+I}\right)^{-1} = \left(\frac{C}{N}\right)^{-1} + \left(\frac{C}{I}\right)^{-1} = \left(\frac{C_{sat} \cdot 10^{\frac{OBO}{10}}}{N}\right)^{-1} + \left(\frac{C}{I}\right)^{-1} \quad (2.36)$$

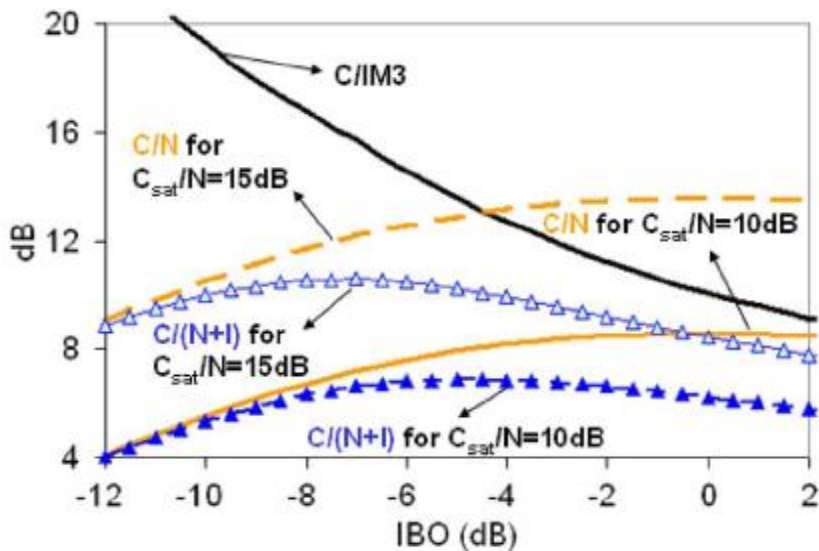
όπου C η ισχύς λήψης, C_{sat} η ισχύς λήψης που αντιστοιχεί σε λειτουργία του ενισχυτή στον κόρο (saturation), N η ισχύς θορύβου, I η ισχύς των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης και OBO το περιθώριο ισχύος εξόδου σε dB (αρνητικές τιμές).

Σύμφωνα με τη σχέση (2.36), υπό δεδομένες απαιτήσεις σηματοθορυβικού λόγου (C_{sat}/N) στο δέκτη όπως καθορίζονται από την ποιότητα της εκάστοτε υπηρεσίας, ο λόγος $[C/(N+I)]^{-1}$ μπορεί να εκφραστεί ως το άθροισμα δύο ανεξάρτητων μεταξύ τους όρων: Ο πρώτος όρος φανερώνει την εξάρτηση από το περιθώριο ισχύος εξόδου του ενισχυτή υψηλής ισχύος, ενώ ο δεύτερος εκφράζει την ποσοτική επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων και μπορεί προσεγγιστικά να εκτιμηθεί από τα δύο προαναφερθέντα μέτρα επίδοσης.

Η εκτίμηση του λόγου $C/(N+I)$ χρησιμοποιείται για την εύρεση του βέλτιστου σημείου λειτουργίας του ενισχυτή ως συνάρτηση του περιθωρίου ισχύος εισόδου (IBO).

Στο διάγραμμα του Σχήματος 2.12 έχουν σχεδιαστεί ξεχωριστά οι όροι της σχέσης (2.36) ως συνάρτηση του περιθωρίου ισχύος εισόδου. Στο διάγραμμα αυτό, η καμπύλη C/I έχει προσεγγισθεί από την τιμή του μέτρου C/IM_3 (τροφοδότηση του ενισχυτή με δύο διακριτές συχνότητες) για διάφορες τιμές IBO και φθίνει καθώς προσεγγίζεται το σημείο κόρου (IBO=0dB). Αυτό εξηγείται από τη μεγάλη αύξηση της ισχύος των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης στην περιοχή κόρου. Επίσης, υπό δεδομένο λόγο C_{sat}/N , η καμπύλη C/N αυξάνεται καθώς προσεγγίζεται το σημείο κόρου λόγω της μείωσης του περιθωρίου ισχύος εξόδου

και της συνεπακόλουθης αύξησης της ισχύος του φέροντος. Το ίδιο συμπέρασμα προκύπτει και με προσεκτική εξέταση του πρώτου όρου στο δεύτερο μέλος της εξίσωσης (2.36), όπου το OBO λαμβάνει αρνητικές τιμές όταν $C < C_{sat}$. Λαμβάνοντας υπόψη τη (2.36) για τον υπολογισμό του λόγου $C/(N+I)$, σχεδιάζεται η αντίστοιχη καμπύλη, η μορφή της οποίας καθορίζεται από τον τρόπο μεταβολής των δύο προηγούμενων καμπυλών ως προς το περιθώριο ισχύος εισόδου. Όπως προκύπτει και από το σχήμα, καθώς αυξάνεται η ισχύς εισόδου, η καμπύλη $C/(N+I)$ αρχικά αυξάνει και, αφού λάβει μία μέγιστη τιμή, στη συνέχεια φθίνει λόγω της ισχυρότερης επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων για μικρές τιμές του περιθωρίου ισχύος εισόδου, IBO. Το σημείο (σε όρους IBO) όπου η καμπύλη παρουσιάζει μέγιστο είναι το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή, το σημείο δηλαδή εκείνο στο οποίο επιτυγχάνεται η καλύτερη επίδοση, δεδομένων των παραδοχών και περιορισμών που υιοθετεί το συγκεκριμένο μέτρο επίδοσης. Για διαφορετικές απαιτήσεις σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη, που εξαντικρύζονται σε διαφορετική τιμή του λόγου C_{sat}/N , προκύπτουν ανάλογα διαφορετικές τιμές βέλτιστου IBO και μεγίστου της καμπύλης. Συγκεκριμένα, όπως προκύπτει από το Σχήμα 2.12, η καμπύλη $C/(N+I)$ που αντιστοιχεί σε $C_{sat}/N=15\text{dB}$ παρουσιάζει μεγαλύτερη μεταβολή καθώς προσεγγίζεται το σημείο κόρου σε σχέση με την αντίστοιχη καμπύλη $C/(N+I)$ για $C_{sat}/N=10\text{dB}$. Επιπλέον, το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή στην πρώτη περίπτωση αντιστοιχεί σε $\text{IBO} \approx -7.5\text{dB}$ ενώ στη δεύτερη σε $\text{IBO} \approx -5\text{dB}$. Από τα ανωτέρω αποτελέσματα γίνεται φανερό ότι στην περίπτωση υπηρεσιών με μεγαλύτερες απαιτήσεις σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη, η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων όσο προσεγγίζεται η περιοχή κόρου είναι εντονότερη, ενώ το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή προκύπτει σε μεγαλύτερα IBO.



Σχήμα 2.12 : Καμπύλες $C/(N+I)$ ως συνάρτηση του IBO για διάφορες τιμές του λόγου C_{sat}/N .

2.7.4. Η συνολική υποβάθμιση

Ο υπολογισμός της συνολικής υποβάθμισης (Total Degradation, TD) αποτελεί τον πλέον ακριβή τρόπο αξιολόγησης της επίδοσης όχι μόνο των ενισχυτών υψηλής ισχύος αλλά και της συνολικής δορυφορικής ζεύξης. Η τιμή της παραμέτρου TD χρησιμοποιείται για τη σύγκριση της από άκρου-σε-άκρο επίδοσης διαφορετικών ενισχυτών TWTA και επιτρέπει την αναθεώρηση των ισχυουσών απαιτήσεων όσον αφορά τη γραμμικότητα και την αποδοτικότητα ισχύος. Η εφαρμογή του συγκεκριμένου μέτρου επίδοσης είναι εκτεταμένη ιδιαίτερα σε συστήματα που χρησιμοποιούν προηγμένες τεχνικές κωδικοποίησης. Παράλληλα, από τους σχεδιαστές ενισχυτών TWTA για λόγους ευκολίας προτιμάται η ημιαναλυτική προσέγγιση με βάση την TD έναντι της τεχνικής προσομοίωσης Monte Carlo που απαιτεί επαναληπτική χρήση υπολογιστικών αλγορίθμων. Η παράμετρος TD λαμβάνει υπόψη τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του κάθε σχήματος διαμόρφωσης/κωδικοποίησης και εκτιμά την επίδοση ως προς τη συνολική δορυφορική ζεύξη (από άκρου-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 κόρου. 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 κόρο. Επομένως, ισχύει η σχέση

$$(E_b / N_o)_{sat}(IBO) = (E_b / N_o)_{inp}(IBO) + OBO(IBO) \quad (2.37)$$

Επιπλέον, λόγω της παραμόρφωσης των συμβόλων του αστερισμού και της εισαγόμενης λόγω του μη γραμμικού διαύλου 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 επόμενη σχέση περιγράφει με καλύτερη ακρίβεια το σηματοθορυβικό λόγο στην είσοδο του αποδιαμορφωτή.

$$(E_b / N_o)_{sat}(IBO) = (E_b / N_o)_{inp}(IBO) + OBO(IBO) + D(IBO) \quad (2.38)$$

Το μέγεθος $OBO(IBO) + D(IBO)$ αντιπροσωπεύει 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 (υψηλό OBO) για λειτουργία υπό υψηλό περιθώριο ισχύος εισόδου (IBO)

και της μείωσης του παράγοντα D (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

$$TD_{dB} = OBO_{dB} + D_{dB} \quad (2.39)$$

Όπως προκύπτει από την ανωτέρω σχέση, η συνολική υποβάθμιση προκύπτει ως το άθροισμα δύο όρων:

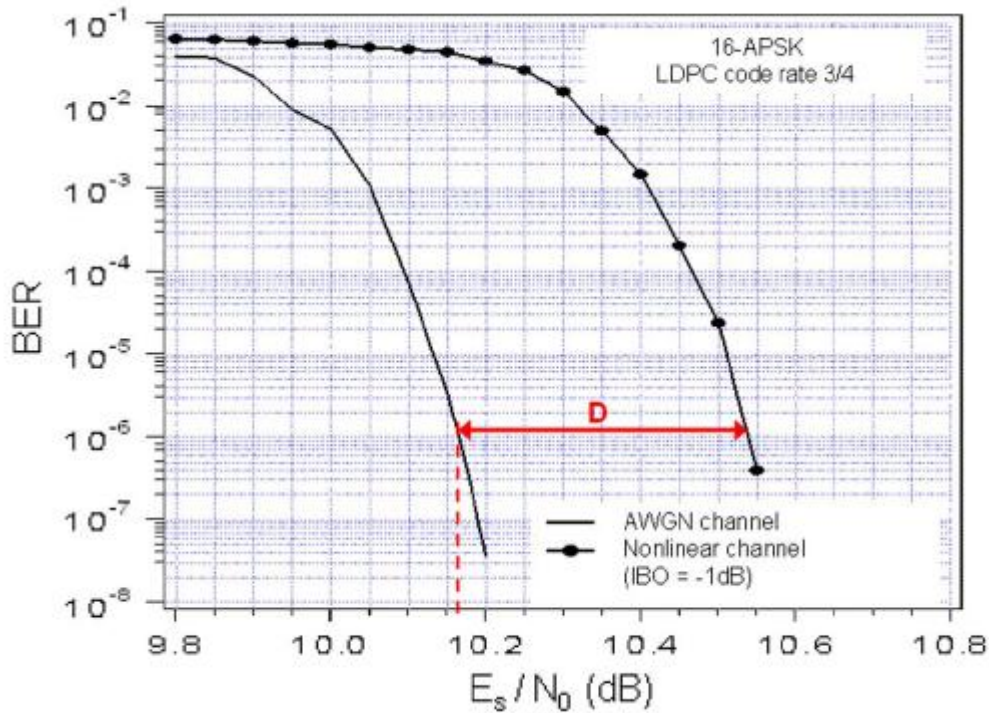
Ο πρώτος αφορά το περιθώριο ισχύος εξόδου OBO_{dB} , υπολογισμένο ως η διαφορά μεταξύ της ισχύος κορεσμού εξόδου και της ισχύος εξόδου που αντιστοιχεί στο σημείο λειτουργίας του ενισχυτή. Η τιμή του όρου OBO_{dB} συνδέεται επομένως με το εκάστοτε σχήμα διαμόρφωσης καθώς η επιλογή του σχήματος διαμόρφωσης καθορίζει σε σημαντικό βαθμό το σημείο λειτουργίας του ενισχυτή, έτσι ώστε να επιτευχθεί μια ικανοποιητική 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

$$D(dB) = (E_s / N_o)_{req}^{NL} - (E_s / N_o)_{req}^{AWGN} \quad (2.40)$$

Ο όρος αυτός εκφράζει, συνεπώς, 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 στην περίπτωση διαύλου που υφίσταται την επίδραση μόνο AWGN θορύβου. Μέσω της απώλειας αποδιαμόρφωσης υπεισέρχεται στη συνολική υποβάθμιση η επίδραση της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI), λόγω αλλαγής της θέσης των συμβόλων στο μιγαδικό επίπεδο και της συνεπακόλουθης μεταβολής των ελαχίστων ευκλειδίων αποστάσεων μεταξύ των διαφορετικών συμβόλων. Η αλλαγή αυτή έχει σημαντική επίπτωση στη διαδικασία αποδιαμόρφωσης καθώς μεταβάλλονται οι περιοχές απόφασης για το 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. Δηλαδή, 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 Σχήματος 2.13 απεικονίζεται η τιμή του D στην περίπτωση ενός 16-APSK διαμορφωμένου σήματος για λειτουργία με περιθώριο ισχύος εισόδου -1dB , με στάθμη αναφοράς $\text{BER}=10^{-6}$.



Σχήμα 2.13 : Καμπύλες BER ως συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη για μετάδοση ενός 16-APSK διαμορφωμένου σήματος σε δίαυλο AWGN και μη γραμμικό δίαυλο με $\text{IBO} = -1\text{dB}$.

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.

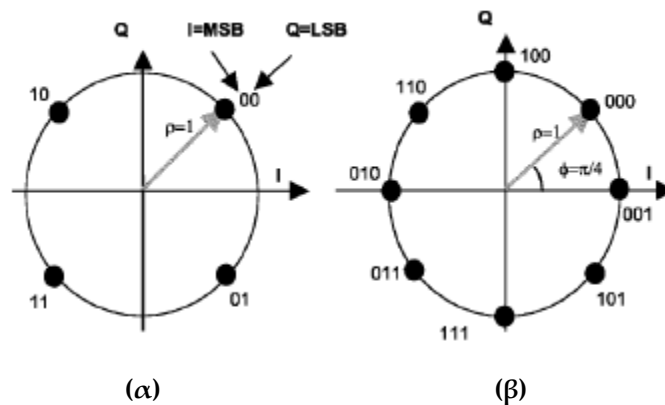
Το βασικό πλεονέκτημα που παρουσιάζει η TD σε σχέση με τα προηγούμενα μέτρα επίδοσης είναι το ότι λαμβάνει υπόψη την ικανότητα από την πλευρά του πομπού να αντισταθμίσει, μέσω της λήψης πληροφορίας από το δίαυλο επιστροφής για το σήμα που φθάνει στο δέκτη, τη συνολική υποβάθμιση της ζεύξης λόγω των μη γραμμικών φαινομένων. Επιπλέον, πραγματοποιεί ρεαλιστική εκτίμηση της ζεύξης ως προς το περιθώριο ισχύος εξόδου του ενισχυτή και την ισχύ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης, αφού χρησιμοποιούνται πραγματικά διαμορφωμένα σήματα για την τροφοδότηση του ενισχυτή και όχι πειραματικά σήματα.

2.8. Μη γραμμικά φαινόμενα στο πρότυπο DVB-S2

Στη παρούσα ενότητα γίνεται ιδιαίτερη αναφορά στις επιδράσεις της μη γραμμικής ενίσχυσης στα δορυφορικά σήματα που ακολουθούν το πρότυπο DVB-S2 [20].

Όσον αφορά την ταξινόμησή των ψηφιακών διαμορφώσεων βάσει της μεταβλητότητας της περιβάλλουσας, στο πρότυπο DVB-S2 χρησιμοποιούνται τόσο ψηφιακές διαμορφώσεις σταθερής περιβάλλουσας (constant envelope), όπου η πληροφορία στα αντίστοιχα σήματα βρίσκεται μόνο στη φάση όσο και ψηφιακές διαμορφώσεις μη σταθερής περιβάλλουσας (non-constant envelope), όπου η πληροφορία βρίσκεται τόσο στο πλάτος όσο και στη φάση.

Στην πρώτη κατηγορία ανήκουν τα QPSK και 8-PSK σχήματα. Η κατανομή των συμβόλων στους αστερισμούς φαίνεται στο Σχήμα 2.14.

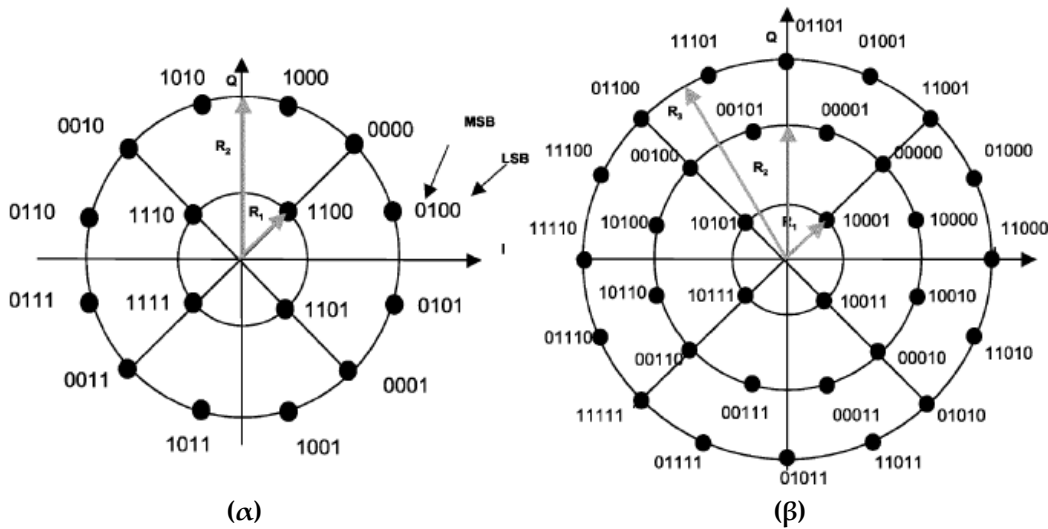


Σχήμα 2.14 : Σχήματα του προτύπου DVB-S2 σταθερής περιβάλλουσας:
(α) Αστερισμός QPSK, (β) Αστερισμός 8-PSK.

Συνήθως χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές ευρυεκπομπής, αφού είναι σχήματα διαμόρφωσης με σταθερή περιβάλλουσα και συνεπώς επιτρέπουν τη λειτουργία της βαθμίδας ενίσχυσης του δορυφορικού αναμεταδότη πολύ κοντά στον κόρο. Δεν επηρεάζονται σημαντικά από τα μη γραμμικά φαινόμενα του ενισχυτή και οι αποστάσεις μεταξύ των διαφορετικών συμβόλων στον αστερισμό μετά τη διέλευση από τον ενισχυτή υψηλής ισχύος παραμένουν σχεδόν αμετάβλητες. Ωστόσο, η χρήση φίλτρων μορφοποίησης παλμού στην πλευρά του πομπού για την καταστολή των παρεμβολών και τη συμμόρφωση με τους διεθνείς κανονισμούς για το ραδιοφάσμα, ο ζωνοπερατός θόρυβος του ραδιοδιαύλου ανόδου και τα ζωνοπερατά φίλτρα στον πολυπλέκτη εισόδου (IMUX filter) στο δορυφορικό αναμεταδότη, προκαλούν διακυμάνσεις στη σταθερή περιβάλλουσα των συμβόλων, όπως δείχθηκε στην παράγραφο 2.6.1. Επίσης, η χρησιμοποίηση υψηλής τάξης σχημάτων διαμόρφωσης σταθερής περιβάλλουσας οδηγεί στην ελάττωση της απόστασης μεταξύ των συμβόλων στον αστερισμό. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το σχήμα διαμόρφωσης να γίνεται λιγότερο εύρωστο και

περισσότερο ευπαθές όσον αφορά την παραμόρφωση στις θέσεις των συμβόλων στον αστερισμό. Κατά συνέπεια απαιτείται μεγαλύτερη τιμή σηματοθορυβικού λόγου (E_s/N_0) στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης στο δέκτη για τη λήψη της σωστής απόφασης ως προς το ποιο σύμβολο εκπέμφθηκε. Επομένως, τα 8PSK σήματα αποδεικνύονται περισσότερο ευάλωτα στη μη γραμμικότητα σε σχέση με τα QPSK σήματα.

Στα σχήματα διαμορφώσεων μεταβλητής περιβάλλουσας ανήκουν τα 16-APSK και 32-APSK σχήματα διαμόρφωσης. Η κατανομή των συμβόλων στους αστερισμούς απεικονίζεται στο Σχήμα 2.15, από όπου προκύπτει ότι η κατανομή των συμβόλων στον 16-APSK αστερισμό που χρησιμοποιεί το πρότυπο DVB-S2 είναι: τέσσερα σύμβολα ομοιόμορφα κατανεμημένα σε εσωτερικό δακτύλιο (ακτίνας R_1) και τα υπόλοιπα δώδεκα σύμβολα σε εξωτερικό δακτύλιο (ακτίνας $R_2 > R_1$).



Σχήμα 2.15 : Σχήματα του προτύπου DVB-S2 μεταβλητής περιβάλλουσας: (α) Αστερισμός 16-APSK, (β) Αστερισμός 32-APSK.

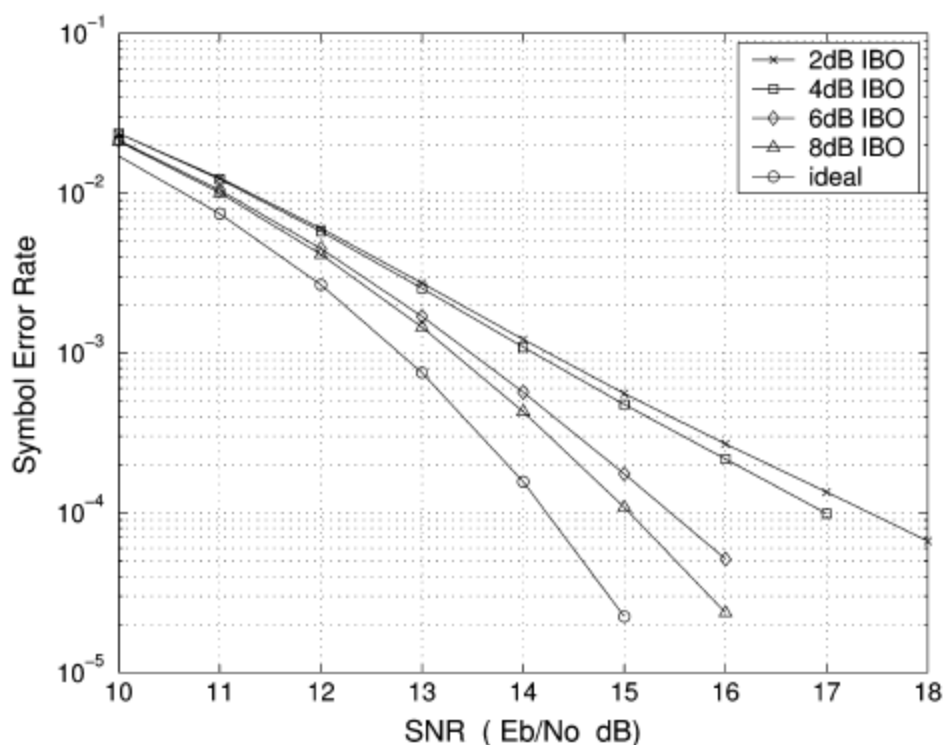
Ο λόγος των δύο ακτίνων $\beta_0 = (R_2/R_1)$ αποτελεί κρίσιμο χαρακτηριστικό του αστερισμού καθώς αποτελεί μέτρο της ελάχιστης απόστασης μεταξύ συμβόλων διαφορετικών δακτυλίων και μεταβάλλεται ανάλογα με το σχήμα κωδικοποίησης που χρησιμοποιείται. Η επιλογή από το πρότυπο DVB-S2 της συγκεκριμένης κατανομής (4+12) των συμβόλων στον 16-APSK αστερισμό εξετάζεται στο παράρτημα του κεφαλαίου.

Η αντίστοιχη κατά DVB-S2 κατανομή στην περίπτωση του 32-APSK αστερισμού είναι τρεις ομόκεντροι κύκλοι με τέσσερα, δώδεκα και δεκαέξι σύμβολα ομοιόμορφα κατανεμημένα σε κάθε κύκλο. Οι λόγοι $\beta_1 = (R_2/R_1)$, $\beta_2 = (R_3/R_1)$ προσαρμόζονται κατάλληλα και η περιοχή τιμών τους βάσει του προτύπου είναι:

$$2.57 \leq \beta_0 \leq 3.15 \quad 2.53 \leq \beta_1 \leq 2.84 \quad 4.30 \leq \beta_2 \leq 5.27 \quad (2.41)$$

Τα συγκεκριμένα σχήματα διαμόρφωσης χρησιμοποιούνται περισσότερο σε επαγγελματικές εφαρμογές και επιτυγχάνουν καλύτερη αξιοποίηση του εύρους ζώνης. Ωστόσο, το τίμημα (trade-off) σε αυτή την περίπτωση είναι οι διακυμάνσεις της περιβάλλουσας του σήματος βασικής ζώνης, οι οποίες το καθιστούν περισσότερο ευάλωτο στη μη γραμμική ενίσχυση, σε σχέση με τα σχήματα σταθερής περιβάλλουσας. Όταν ο ενισχυτής υψηλής ισχύος λειτουργεί κοντά στην περιοχή κόρου και τροφοδοτείται με σήματα μεταβλητής περιβάλλουσας, προκαλούνται ανεπιθύμητα μη γραμμικά φαινόμενα που θέτουν σε κίνδυνο τη διαθεσιμότητα της ζεύξης. Ειδικά, ο ενισχυτής πρέπει να λειτουργεί υπό μεγάλο περιθώριο ισχύος, δηλαδή κοντά στη γραμμική περιοχή. Τα πολυσταθμικά αυτά σχήματα διαμόρφωσης βρίσκουν εφαρμογή και σε υπηρεσίες ευρυεκπομπής απαιτώντας, ωστόσο, υψηλή στάθμη σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη και τεχνικές αντιστάθμισης των μη γραμμικών φαινομένων για τον περιορισμό των απωλειών που εισάγονται στη βαθμίδα ενίσχυσης του δορυφορικού αναμεταδότη.

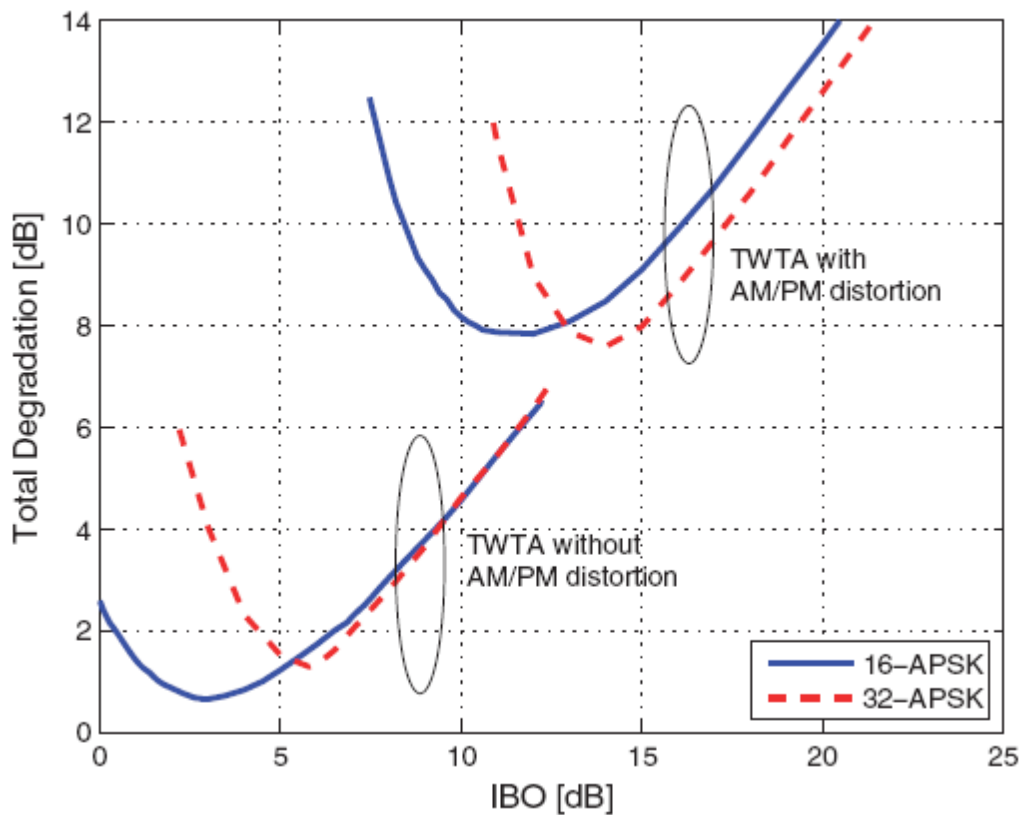
Στο διάγραμμα του Σχήματος 2.16 [11], στην περίπτωση 16-APSK αστερισμού, παρατηρείται ότι όσο αυξάνεται το περιθώριο ισχύος εισόδου (IBO) τόσο μικρότερη είναι η επίδραση της μη γραμμικής παραμόρφωσης στην επίδοση του συστήματος. Επιτυγχάνεται, δηλαδή, συγκεκριμένο επίπεδο SER (Symbol Error Rate), το οποίο καθορίζεται κάθε φορά από τις απαιτήσεις ποιότητας (QoS) της εκάστοτε υπηρεσίας, με μικρότερο σηματοθορυβικό λόγο στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης του δέκτη.



Σχήμα 2.16 : Καμπύλη επίδοσης του 16-APSK σχήματος διαμόρφωσης για διάφορες τιμές του IBO (κατά απόλυτη τιμή). Ο όρος ideal αναφέρεται στην ιδανικά γραμμική ενίσχυση.

Όσο πιο μεγάλο περιθώριο ισχύος εισόδου συνεπάγεται μειωμένη ισχύ εξόδου του ενισχυτή (μεγάλο περιθώριο ισχύος εξόδου). Από το trade-off των δύο αυτών παραγόντων (γραμμικότητα – αποδοτικότητα ισχύος) προκύπτει το βέλτιστο κάθε φορά σημείο λειτουργίας του ενισχυτή, βάσει συγκεκριμένων μέτρων επίδοσης (π.χ. ελάχιστη συνολική υποβάθμιση TD) που λαμβάνουν υπόψη και τις δύο αυτές επιδράσεις.

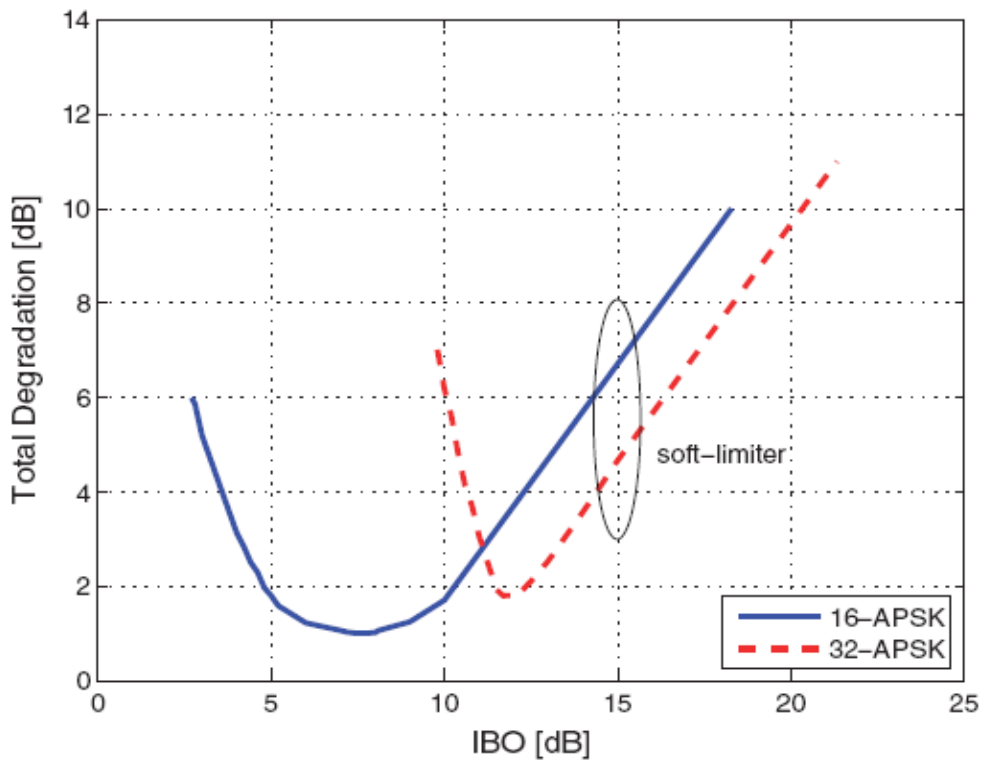
Στο διάγραμμα του Σχήματος 2.17 φαίνεται η εξάρτηση του μέτρου αξιολόγησης της επίδοσης TD (Total Degradation – συνολική υποβάθμιση), η οποία εξετάστηκε διεξοδικά προηγουμένως, σε σχέση με το περιθώριο ισχύος εισόδου IBO, κατά απόλυτη τιμή, έχοντας θεωρήσει ότι χρησιμοποιούνται οι χαρακτηριστικές AM/AM και AM/PM του TWTA για την περιγραφή της λειτουργίας του ενισχυτή για δεδομένη τιμή $SER=10^{-4}$ [9]. Πρόκειται για καμπύλες συνολικής υποβάθμισης, με και χωρίς την παρουσία AM/PM παραμόρφωσης, όπου στην τελευταία περίπτωση έχουν χρησιμοποιηθεί κατάλληλες τεχνικές αντιστάθμισης για την άμβλυνση των διακυμάνσεων της φάσης. Είναι φανερό η σημαντική υποβάθμιση της επίδοσης όταν υπάρχει ταυτόχρονα AM/AM και AM/PM παραμόρφωση καθώς το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή μετατοπίζεται σε μεγαλύτερα περιθώρια ισχύος εισόδου, ενώ αυξάνεται σημαντικά και η ελάχιστη συνολική υποβάθμιση (TD).



Σχήμα 2.17 : Συνολική υποβάθμιση των σχημάτων 16-APSK και 32-APSK με χρήση ή όχι αντιστάθμισης της φάσης για δεδομένη τιμή $SER=10^{-4}$.

Αν θεωρηθεί το μοντέλο του ιδανικού περιοριστή για την προσομοίωση της συμπεριφοράς του διαύλου για δεδομένη τιμή $SER=10^{-4}$ προκύπτει η εικόνα του σχήματος 2.18, από όπου προκύπτει ότι οι βέλτιστες τιμές IBO (κατά απόλυτη τιμή) είναι 8 και 12 dB για 16-APSK και 32-APSK αστερισμούς αντίστοιχα. Οι τιμές αυτές αντιστοιχούν σε τιμές ελάχιστης συνολικής υποβάθμισης ίσες με 1 και 1.8 dB.

Από τη σύγκριση των καμπυλών στις περιπτώσεις του ιδανικού περιοριστή και του TWTA απουσία AM/PM παραμόρφωσης, προκύπτουν ίδιες τιμές ως προς την ελάχιστη συνολική υποβάθμιση. Ωστόσο, το βέλτιστο σημείο λειτουργίας απέχει περισσότερο από τον κόρο στην περίπτωση του ιδανικού περιοριστή, φανερώνοντας το σημαντικό μειονέκτημα της χαμηλής απόδοσης ισχύος εξόδου, σε σχέση με τη θεώρηση της χαρακτηριστικής εισόδου-εξόδου του TWTA.



Σχήμα 2.18 : Συνολική υποβάθμιση των σχημάτων 16-APSK και 32-APSK για δεδομένη τιμή $SER=10^{-4}$ θεωρώντας το μοντέλο του ιδανικού περιοριστή για την περιγραφή της συμπεριφοράς του διαύλου.

Αξίζει να σημειωθεί ότι τα πολυσταθμικά σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης προσφέρουν υψηλότερη φασματική απόδοση. Επιλέγοντας το κατάλληλο σχήμα διαμόρφωσης και τον κατάλληλο ρυθμό κώδικα αντίστοιχα προς τις απαιτήσεις της υπηρεσίας και τις συνθήκες του διαύλου επιτυγχάνονται φασματικές αποδόσεις από 0.5 (QPSK 1/4) έως 4.5 (32-APSK 9/10) bps/Hz. Η χρήση των πολυσταθμικών σχημάτων APSK προτιμάται έναντι των αντίστοιχων QAM σχημάτων καθώς εμφανίζουν μικρότερες διαφοροποιήσεις στην περιβάλλουσα από σύμβολο σε σύμβολο και, συνεπώς, επιτυγχάνουν καλύτερη επίδοση όσον αφορά την αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων.

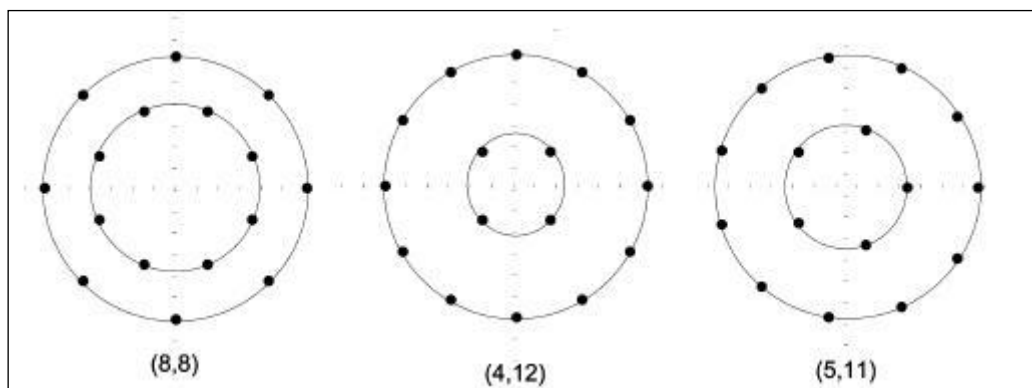
2.9. Παράρτημα κεφαλαίου: Η κατανομή των συμβόλων στον αστερισμό 16-APSK στο πρότυπο DVB-S2

Όσον αφορά την κατανομή των συμβόλων στους ομόκεντρους δακτυλίους του αστερισμού 16-APSK, ορίζεται η μέση αποτελεσματικότητα ισχύος (average power efficiency, ε_p) ως το πηλίκο της ελάχιστης ευκλείδειας απόστασης μεταξύ δύο συμβόλων του αστερισμού προς την ενέργεια ανά ψηφίο [11] δηλαδή

$$\varepsilon_p = \frac{d_{\min}}{E_b} \quad (\text{Π.2.1})$$

Όσο μεγαλύτερη είναι η ελάχιστη απόσταση τόσο περισσότερο εύρωστος είναι ο αστερισμός. Προκειμένου να επιτευχθεί, επομένως, η μέγιστη δυνατή ε_p γίνεται κατάλληλη επιλογή της τιμής του λόγου των ακτίνων και ρυθμίζεται η απόσταση των συμβόλων είτε εξισώνοντας την ελάχιστη ευκλείδεια απόσταση μεταξύ συμβόλων του εσωτερικού δακτυλίου με την ελάχιστη ευκλείδεια απόσταση των συμβόλων του εξωτερικού δακτυλίου είτε εξισώνοντας την ελάχιστη ευκλείδεια απόσταση μεταξύ συμβόλων του εσωτερικού και εξωτερικού δακτυλίου με την ελάχιστη ευκλείδεια απόσταση των συμβόλων του εσωτερικού.

Όπως φαίνεται από το Σχήμα Π.2.1, για τους αστερισμούς (8+8) και (5+11) έχει χρησιμοποιηθεί η δεύτερη επιλογή βελτιστοποίησης ενώ για τον αστερισμό (4+12) η πρώτη.

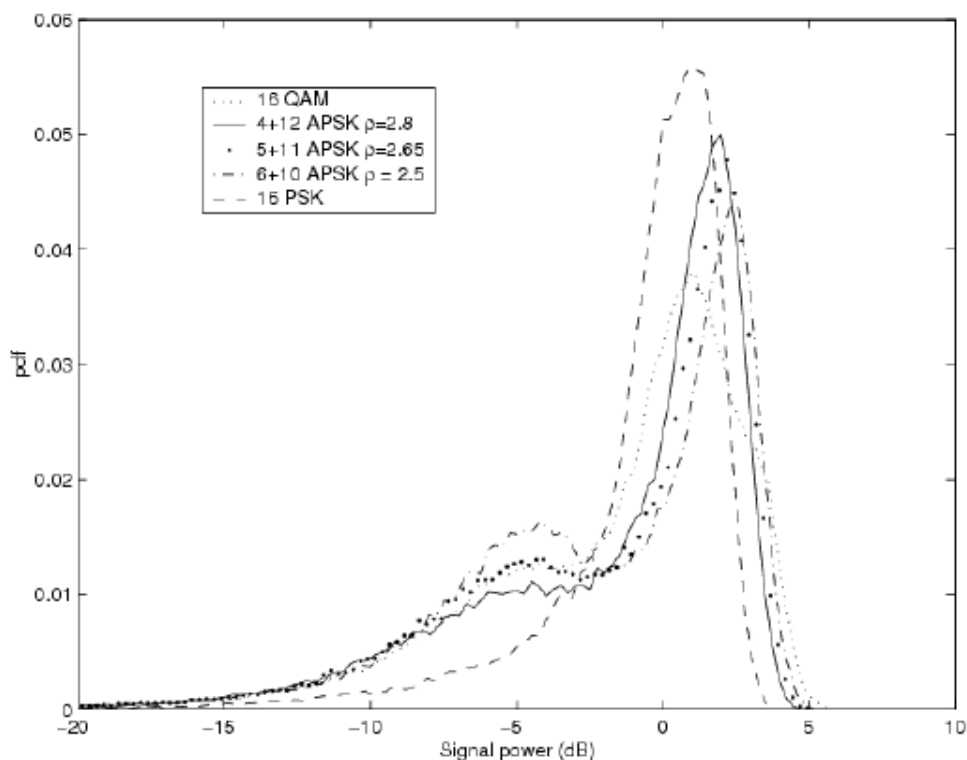


Σχήμα Π.2.1 : Κατανομή συμβόλων στον αστερισμό 16-APSK.

Παρά το γεγονός ότι η κατανομή (6+10) δίνει ελαφρώς καλύτερα αποτελέσματα κατά την εφαρμογή σε μη γραμμικό δίαυλο σε σχέση με την (4+12) κατανομή συμβόλων, η (4+12)-APSK προτιμάται λόγω της παρουσίας περισσότερων συμβόλων στον εξωτερικό δακτύλιο. Συνήθως επιλέγεται η ύπαρξη όσο το δυνατό περισσότερων συμβόλων στον εξωτερικό δακτύλιο καθώς αυτά τα σύμβολα μεταδίδονται υπό υψηλότερα επίπεδα ισχύος, χαρακτηριστικό που

προσφέρει αυξημένη αποδοτικότητα ισχύος του ενισχυτή (βλ. χαρακτηριστική AM/AM). Επιπλέον, ο (4+12) αστερισμός υπερέχει έναντι των υπολοίπων και σε θέματα ανάκτησης φάσης και συγχρονισμού.

Στο ακόλουθο διάγραμμα έχει σχεδιαστεί η συνάρτηση κατανομής πιθανότητας (probability distribution function, pdf) της περιβάλλουσας του σήματος για τις περιπτώσεις 16-QAM, (4+12)-APSK, (6+10)-APSK, (5+11)-APSK και 16-PSK :



Σχήμα Π.2.2 : Συνάρτηση κατανομής πιθανότητας της περιβάλλουσας του σήματος.

Είναι φανερό ότι η περιβάλλουσα στην περίπτωση της (4+12) κατανομής είναι περισσότερο συγκεντρωμένη στο πλάτος του εξωτερικού δακτυλίου ($\rho = 2.8$) σε σχέση με τις υπόλοιπες περιπτώσεις [10].

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Τεχνικές Γραμμικοποίησης και Αντιστάθμισης των Μη Γραμμικών Φαινομένων

3.1. Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο που προηγήθηκε παρουσιάστηκε αναλυτικά η διαδικασία της ενίσχυσης των δορυφορικών σημάτων στον αναμεταδότη και η συμβολή των μη γραμμικών φαινομένων που εισάγει ο ενισχυτής υψηλής ισχύος στην επιδείνωση της επίδοσης της δορυφορικής ζεύξης. Γίνεται, επομένως, αντιληπτό ότι η εξασφάλιση, αφενός, ικανοποιητικής γραμμικότητας και, αφετέρου, υψηλής αποδοτικότητας ισχύος του ενισχυτή ΗΡΑ είναι καθοριστικής σημασίας για την επίδοση της δορυφορικής ζεύξης. Ειδικότερα, στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, όπου χρησιμοποιούνται πολυσταθμικά ψηφιακά σχήματα διαμόρφωσης με στόχο την επίτευξη πολύ υψηλής φασματικής απόδοσης, οι διακυμάνσεις της περιβάλλουσας του σήματος είναι αρκετά μεγάλες, με αποτέλεσμα η επίτευξη υψηλής γραμμικότητας να γίνεται εφικτή έχοντας, όμως, υψηλό τίμημα σε αποδοτικότητα ισχύος και το αντίστροφο.

Η εξασφάλιση τόσο υψηλής φασματικής απόδοσης της διαμόρφωσης όσο και αποδοτικότητας ισχύος όσον αφορά το σημείο λειτουργίας του ενισχυτή γίνεται, εντούτοις, εφικτή με την υιοθέτηση κατάλληλων τεχνικών γραμμικοποίησης και αντιστάθμισης της μη γραμμικής συμπεριφοράς του ενισχυτή υψηλής ισχύος.

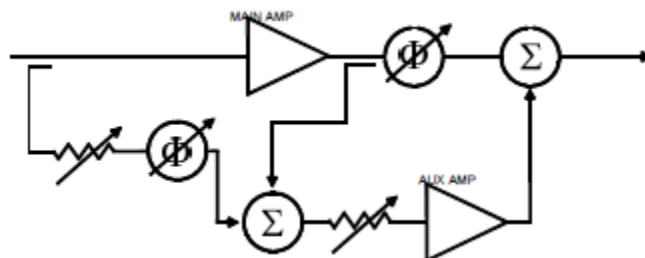
Οι τεχνικές γραμμικοποίησης ενισχυτών υψηλής ισχύος διακρίνονται με κριτήριο το αν αποσκοπούν στην εξασφάλιση είτε υψηλής γραμμικότητας είτε μεγάλης αποδοτικότητας ισχύος. Έτσι, εκάστη των μεθόδων αυτών παρουσιάζει συγκριτικά πλεονεκτήματα ή μειονεκτήματα που την καθιστούν καταλληλότερη σε σχέση με τις υπόλοιπες ανάλογα με την εφαρμογή. Βέβαια, δεν μπορεί να παραβλεφθεί και η δυνατότητα ανάπτυξης υβριδικών μορφών, οι οποίες

συνδυάζουν περισσότερες της μιας τεχνικής προκειμένου να ικανοποιήσουν ταυτόχρονα τις δύο προαναφερθείσες αντικρουόμενες προδιαγραφές.

Στις παραγράφους που ακολουθούν σκιαγραφούνται συνοπτικά οι κυριότερες από τις τεχνικές αυτές.

3.2. Τεχνική πρόσθιας τροφοδότησης

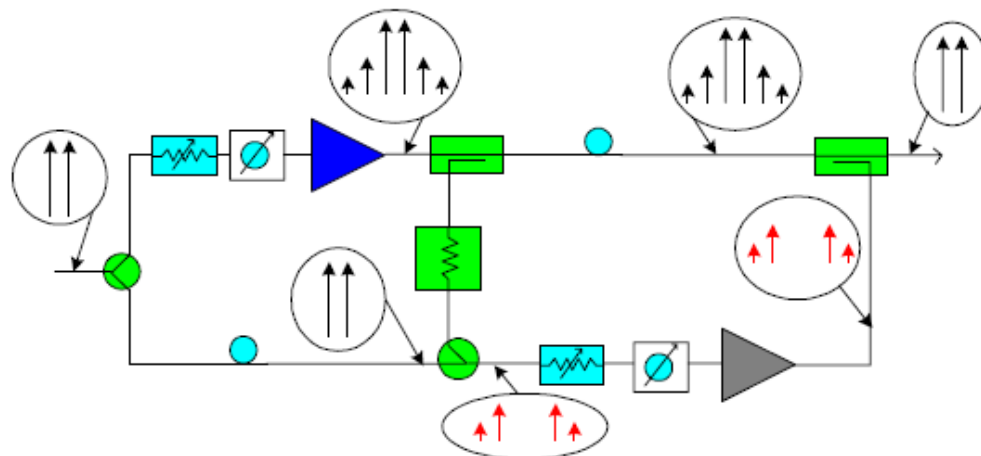
Η τεχνική πρόσθιας τροφοδότησης (Feedforward), η αρχιτεκτονική της οποίας παρουσιάζεται στο κατωτέρω λειτουργικό διάγραμμα, αποτελεί αντικείμενο έντονης ερευνητικής προσπάθειας, με αποτέλεσμα να έχουν προκύψει πλήθος εργασιών στο πεδίο αυτό.



Σχήμα 3.1 : Λειτουργικό διάγραμμα τεχνικής πρόσθιας τροφοδότησης.

Η δημοτικότητα της μεθόδου έγκειται στην εγγενή της ικανότητα να γραμμικοποιεί σήματα πολλαπλών φερόντων μεγάλου εύρους ζώνης. Σε αντίθεση με τη μέθοδο ανάδρασης (Feedback), που αναλύεται στην επόμενη ενότητα, στην οποία η διόρθωση του σήματος πραγματοποιείται πριν από τον ενισχυτή υψηλής ισχύος, εδώ η διόρθωση συντελείται μετά τον ενισχυτή. Το χαρακτηριστικό αυτό παραπέμπει σε λειτουργία ανοιχτού βρόχου με αποτέλεσμα την άρση οποιωνδήποτε προβλημάτων ευστάθειας. Όμως, το τίμημα είναι η παντελής έλλειψη προσαρμοστικότητας.

Στο ακόλουθο σχήμα [21] δίνονται αναλυτικά οι έξοδοι σε κάθε επιμέρους στάδιο της διαδικασίας.



Σχήμα 3.2 : Γραμμικοποίηση με πρόσθια τροφοδότηση.

Όπως προκύπτει από το Σχήμα 3.2, το σήμα εισόδου οδεύει με τη βοήθεια ενός υβριδικού διαχωριστή προς δύο διαδρομές. Στη διαδρομή του κυρίως ενισχυτή (Main Amplifier), ο οποίος διακρίνεται στο σχήμα με μπλε χρώμα και στη διαδρομή διόρθωσης σφαλμάτων που περιλαμβάνει ένα βοηθητικό ενισχυτή (Auxiliary Amplifier) και απεικονίζεται με γκρι χρώμα.

Στην έξοδο του κύριου ενισχυτή ισχύος, εκτός από το επιθυμητό σήμα παράγονται και προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης λόγω μη γραμμικής λειτουργίας.

Το παραμορφωμένο αυτό σήμα δειγματοληπτείται και μέσω ενός υβριδικού συζεύκτη τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης απομονώνονται από το αρχικό σήμα.

Έτσι προκύπτει ένα σήμα (με το κόκκινο χρώμα) που περιέχει ιδανικά μόνο την παραμόρφωση που εισάγει ο κύριος ενισχυτής, το οποίο στη συνέχεια ενισχύεται γραμμικά από το βοηθητικό ενισχυτή και τελικά αφαιρείται από την έξοδο του κύριου ενισχυτή, για να προκύψει ως έξοδος του συστήματος μόνο το ενισχυμένο επιθυμητό σήμα. Η καθυστέρηση στην κυρίως διαδρομή ρυθμίζεται έτσι ώστε να αντισταθμίσει την καθυστέρηση που έχει υποστεί το σήμα παραμόρφωσης στον κλάδο διόρθωσης σφαλμάτων, και την οποία εισάγει ο βοηθητικός ενισχυτής. Αυτό συμβαίνει γιατί τα σήματα των δύο διαδρομών φθάνοντας στην έξοδο – όπου και αθροίζονται – πρέπει να έχουν διαφορά φάσης ίση προς 180° .

Παρά την αυξημένη πολυπλοκότητα της μεθόδου, γίνεται εκτεταμένη χρήση της σε ενισχυτές TWTΑ. Ο βοηθητικός ενισχυτής αποτελεί κρίσιμο τμήμα της τεχνικής. Ο ενισχυτής αυτός ενισχύει γραμμικά το παραμορφωμένο σήμα και, συνεπώς, δεν εισάγει δικά του προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης. Επίσης, πρέπει να έχει μεγάλο κέρδος και να επιβαρύνει τη διάταξη με την ελάχιστη δυνατή καθυστέρηση μετάδοσης⁵.

Επιπλέον, τόσο η καθυστέρηση όσο και το κέρδος του συστήματος πρέπει να ελέγχονται με μεγάλη ακρίβεια ώστε να επιτευχθεί η κατά το δυνατό γραμμική λειτουργία της συνολικής διάταξης. Προκύπτει επομένως η ανάγκη για συνεχή ρύθμιση των παραμέτρων αυτών. Επιπλέον, στην τεχνική αυτή γίνεται χρήση αρκετών κυκλωμάτων που αναπόφευκτα εισάγουν απώλειες και διαθέτουν συγκεκριμένα όρια ασφαλούς λειτουργίας ως προς το επίπεδο ισχύος των σημάτων εισόδου, ιδιαίτερα όταν πρόκειται η τεχνική να υλοποιηθεί επί του δορυφόρου.

Τα πλεονεκτήματα της μεθόδου συνοψίζονται στα παρακάτω [15]:

- Δεν επιφέρει μείωση στο κέρδος του ενισχυτή ισχύος (κάτι που συμβαίνει στην περίπτωση της ανάδρασης που θα εξεταστεί στη συνέχεια).

⁵ Η καθυστέρηση μετάδοσης του βοηθητικού ενισχυτή επηρεάζει άμεσα το μήκος της άνω διαδρομής: όσο μεγαλύτερη η καθυστέρηση του βοηθητικού ενισχυτή τόσο μεγαλύτερο και το μήκος της γραμμής μεταφοράς του άνω κλάδου, προκειμένου να επιτευχθεί συγχρονισμός. Αυτό όμως συνεπάγεται μεγαλύτερη εξασθένηση στην έξοδο του κύριου ενισχυτή, και επομένως μείωση της συνολικής αποδοτικότητας ισχύος.

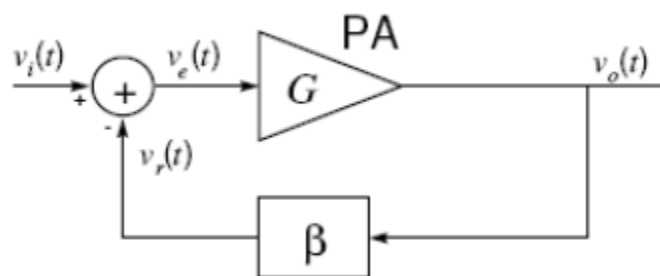
- Το σύστημα που προκύπτει είναι ευσταθές.
- Το εύρος ζώνης των σημάτων που εξυπηρετούνται μπορεί να είναι αρκετά μεγάλο, στοιχείο που συνάδει με τα δορυφορικά ευρυζωνικά σήματα.

Αντίστοιχα, τα μειονεκτήματα της γραμμικοποίησης με πρόσθια τροφοδότηση είναι:

- Μεταβολές στην απόκριση των στοιχείων που οφείλονται σε φαινόμενα γήρανσης (aging) και θερμοκρασίας δεν λαμβάνονται υπόψη κατά τη διαδικασία διόρθωσης, με αποτέλεσμα να απαιτείται η υιοθέτηση μιας προσαρμοστικής διαδικασίας αντιστάθμισης, η οποία όμως ανεβάζει το κόστος υλοποίησης και ταυτοχρόνως, μειώνει την απόδοση του συστήματος.
- Παρουσιάζει μεγάλη ευαισθησία στη προσαρμογή των επιμέρους στοιχείων σε όλο το εύρος ζώνης σήματος.
- Απαιτεί μεγαλύτερο αριθμό στοιχείων σε σχέση με τη μέθοδο της ανάδρασης.

3.3. Τεχνική ανάδρασης

Η αρχή λειτουργίας της τεχνικής ανάδρασης (ή ανατροφοδότησης, Feedback) περιγράφεται από το κατωτέρω διάγραμμα.



Σχήμα 3.3 : Λειτουργικό διάγραμμα τεχνικής ανάδρασης.

Η έξοδος από τον ενισχυτή υψηλής ισχύος, $v_o(t)$, ανατροφοδοτείται στην είσοδο αφού πρώτα περάσει από ένα διαιρέτη τάσης με κέρδος β . Συνεπώς, το συνολικό σήμα εισόδου στον ενισχυτή ισχύος προκύπτει

$$v_e(t) = v_i(t) - v_r(t) = v_i(t) - \beta v_o(t) = v_i(t) - \beta G v_e(t) \quad (3.1)$$

όπου $v_i(t)$ το διαμορφωμένο σήμα εισόδου, $v_r(t)$ είναι το σήμα της ανάδρασης και G είναι το κέρδος του μη γραμμικού ενισχυτή. Στο σημείο αυτό πρέπει να

επισημανθεί ότι το κέρδος G μεταβάλλεται έντονα με το πλάτος αλλά και τη συχνότητα του σήματος εισόδου (βλ. παράγραφο 2.5.1). Το συνολικό κέρδος κλειστού βρόχου δίνεται από την εξίσωση

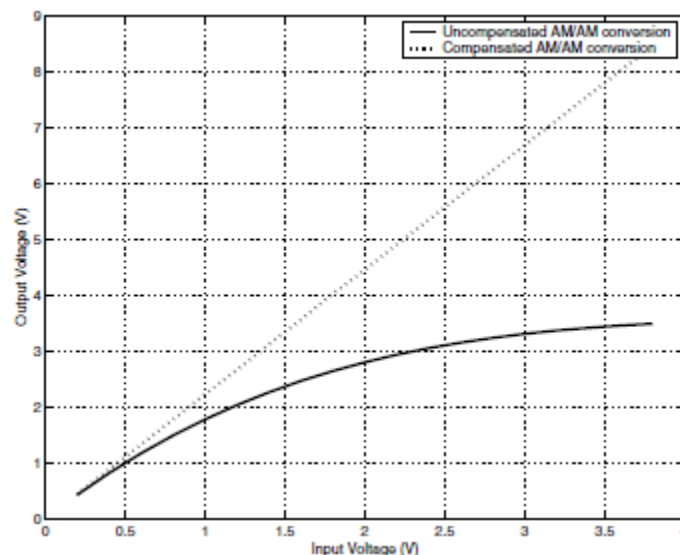
$$G_c = \frac{G}{1 + \beta G} \quad (3.2)$$

με σχετική απόκλιση του κέρδους

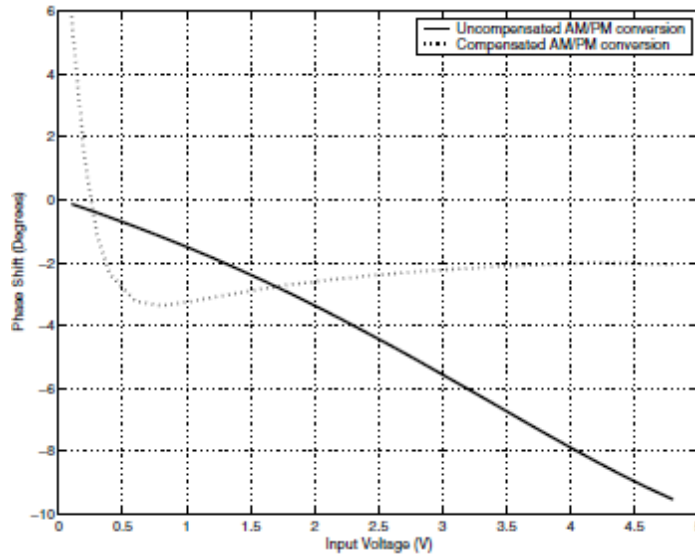
$$\frac{\delta G_c}{G_c} = \frac{1}{1 + \beta G} \frac{\delta G}{G} \quad (3.3)$$

Επομένως, οι αποκλίσεις του κέρδους κλειστού βρόχου είναι μειωμένες συγκριτικά με τη διακύμανση του κέρδους ανοιχτού βρόχου G κατά τον παράγοντα $1 + \beta G$. Αυτό είναι και το κύριο πλεονέκτημα της τεχνικής γραμμικοποίησης με ανάδραση με τίμημα τη μείωση του κέρδους κατά τον ίδιο παράγοντα. Ένα δεύτερο πλεονέκτημα της μεθόδου είναι η σχετικά απλή τοπολογία σε σχέση με τα πρόσθετα κυκλώματα που χρειάζονται για να πραγματοποιηθεί.

Η βελτίωση των χαρακτηριστικών AM/AM και AM/PM του ενισχυτή υψηλής ισχύος μετά την εφαρμογή της τεχνικής με ανάδραση φαίνεται στα διαγράμματα που ακολουθούν, όπου οι διακεκομμένες καμπύλες αντιστοιχούν στην εφαρμογή γραμμικοποίησης με ανάδραση [22].



Σχήμα 3.4 : Χαρακτηριστική AM/AM με ή χωρίς εφαρμογή της τεχνικής ανάδρασης.



Σχήμα 3.5 : Χαρακτηριστική AM/PM με ή χωρίς εφαρμογή της τεχνικής ανάδρασης.

Το κυριότερο ωστόσο μειονέκτημα της μεθόδου έγκειται στην παραδοχή της εξίσωσης (3.1) ότι το σήμα ανάδρασης $v_i(t)$ αφαιρείται από το σήμα εισόδου $v_i(t)$ κατά το ίδιο στιγμιότυπο t , κάτι το οποίο δεν ισχύει λόγω της καθυστέρησης μετάδοσης στο κύκλωμα. Οι καθυστερήσεις αυτές μειώνουν το γινόμενο του κέρδους επί το εύρος ζώνης (Gain-bandwidth product) με αποτέλεσμα να μην είναι δεδομένη η ευστάθεια του βρόχου.

Μια διαφορετική τεχνική που εμπεριέχει τα χαρακτηριστικά της ανάδρασης και έχει συγκεντρώσει το ενδιαφέρον της έρευνας τα τελευταία χρόνια είναι η τεχνική ανατροφοδότησης της δεύτερης αρμονικής (Second Harmonic Injection). Με βάση την τεχνική αυτή η δεύτερη αρμονική που παράγεται στην έξοδο του ενισχυτή ανατροφοδοτείται προς την είσοδό του με στόχο την ακύρωση των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης. Με κατάλληλη επιλογή της φάσης και του πλάτους της δεύτερης αρμονικής, είναι δυνατό τα IMD προϊόντα τρίτης τάξης που παράγονται από την αλληλεπίδραση της δεύτερης αρμονικής με τις μη γραμμικότητες του ενισχυτή, να έχουν διαφορά φάσης 180° και ίδιο πλάτος με τα αντίστοιχα IMD προϊόντα του ενισχυτή με αποτέλεσμα την πλήρη εξάλειψή τους [15].

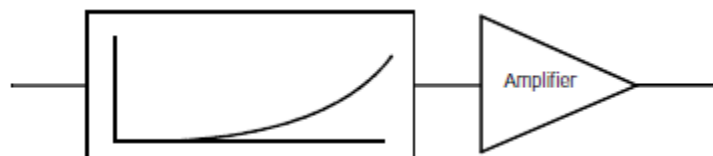
3.4. Αντιστάθμιση με χρήση κατάλληλου μη γραμμικού κυκλώματος

Από τις πλέον διαδεδομένες τεχνικές αντιστάθμισης των μη γραμμικών φαινομένων ενός ενισχυτή υψηλής ισχύος είναι η τεχνική αντιστάθμισης με την προσθήκη κατάλληλου μη γραμμικού κυκλώματος (linearizer) πριν το κύκλωμα του ενισχυτή. Η τεχνική αυτή συχνά απαντάται στη βιβλιογραφία και με τον όρο γραμμικοποίηση (linearization). Η διαδικασία της γραμμικοποίησης

χρησιμοποιείται εδώ και χρόνια σε εφαρμογές ευρυεκπομπής βίντεο. Ωστόσο, η εφαρμογή της σε μικροκυματικές εφαρμογές εισάγει νέες απαιτήσεις λόγω του μεγαλύτερου εύρους ζώνης και της αυξημένης ανάγκης για γραμμικότητα. Η χρήση του μη γραμμικού κυκλώματος (predistortion) σε συνδυασμό με την εφαρμογή κωδικοποίησης χαμηλού ρυθμού κώδικα αντισταθμίζουν σε σημαντικό βαθμό την επίδραση των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης. Μέσω της διαδικασίας αυτής καθίσταται δυνατή η μείωση του περιθωρίου ισχύος, δηλαδή η λειτουργία του ενισχυτή πλησιέστερα προς την περιοχή κόρου. Η μείωση αυτή του περιθωρίου ισχύος οδηγεί σε σημαντική αύξηση της διαθέσιμης ισχύος ενός ενισχυτή με συγκεκριμένη ισχύ κόρου και άρα σε μείωση του κόστους και της κατανάλωσης ισχύος.

3.4.1. Αρχή Λειτουργίας

Η χρήση γραμμικοποιητών (linearizer) πριν τη βαθμίδα ενίσχυσης είναι ιδιαίτερα διαδεδομένη σε μικροκυματικές και δορυφορικές υπηρεσίες λόγω των ευρυζωνικών χαρακτηριστικών που διαθέτουν (πλήρης κάλυψη C, X και Ku-band) και της ικανότητάς τους να λειτουργούν ως αυτόνομες μονάδες. Ο γραμμικοποιητής, όπως φαίνεται και από το Σχήμα 3.6, εισάγεται πριν από το μη γραμμικό ενισχυτή υψηλής ισχύος, και παραμορφώνει κατάλληλα το σήμα εισόδου, με αποτέλεσμα στην έξοδο του ενισχυτή να αντισταθμίζεται η έλλειψη γραμμικότητας.



Σχήμα 3.6 : Λειτουργικό διάγραμμα της τεχνικής αντιστάθμισης με χρήση γραμμικοποιητή.

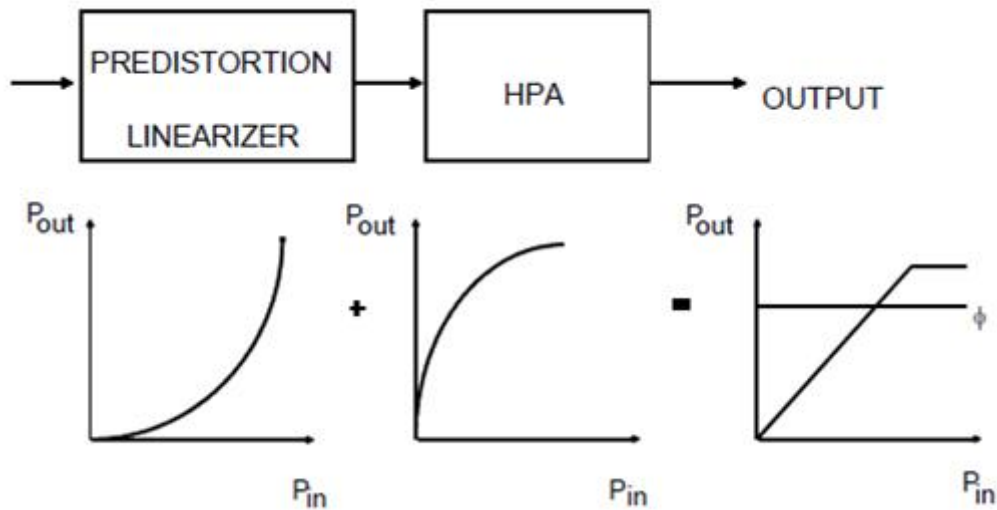
Η αντιστάθμιση με χρήση μη γραμμικού κυκλώματος βασίζεται στη χρησιμοποίηση ενός μη γραμμικού στοιχείου με συνάρτηση μεταφοράς αντίστροφη της χαρακτηριστικής μεταφοράς του ενισχυτή υψηλής ισχύος. Τα μη γραμμικά αυτά κυκλώματα διαθέτουν κατάλληλες χαρακτηριστικές AM/AM και AM/PM έτσι ώστε το συνολικό σύστημα να προσεγγίζει τη λειτουργία του ιδανικού περιοριστή (perfect limiter). Αν, δηλαδή, ο υπό γραμμικοποίηση ενισχυτής χαρακτηρίζεται από κέρδη AM/AM $g(x)$ και AM/PM $\phi(x)$, ο γραμμικοποιητής διαθέτει αντίστοιχα κέρδη $G(x)$ και $\Phi(x)$ ώστε να ισχύουν

$$G(g(x)) = k_1 \cdot x \quad (3.4)$$

$$\Phi(g(x)) + \phi(x) = k_2 \quad (3.5)$$

όπου k_1, k_2 αυθαίρετες σταθερές. Κατ' αυτό τον τρόπο, εξασφαλίζεται η γραμμική συμπεριφορά της συνολικής διάταξης στην περιοχή λειτουργίας του ενισχυτή μέχρι τον κόρο.

Η λειτουργία του γραμμικοποιητή όσον αφορά τις χαρακτηριστικές εισόδου-εξόδου φαίνεται στο Σχήμα 3.7 [5].

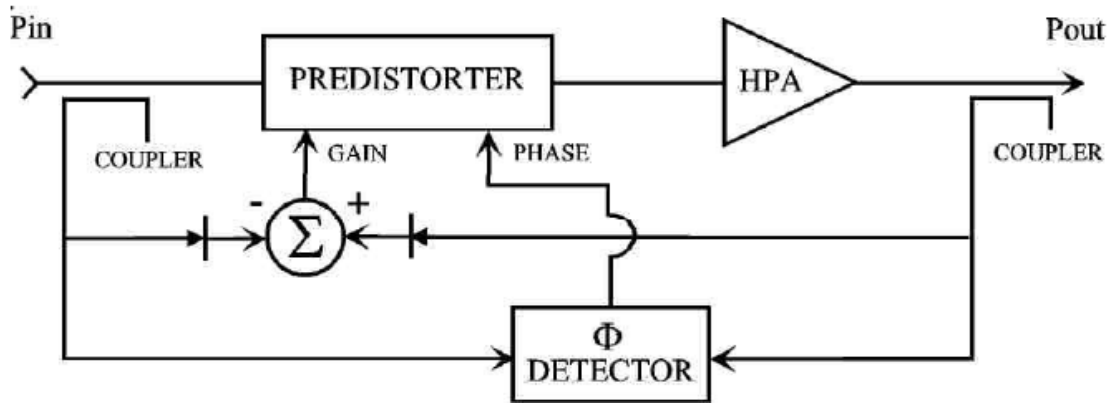


Σχήμα 3.7: Αντιστάθμιση των χαρακτηριστικών AM/AM και AM/PM του ενισχυτή υψηλής ισχύος από το κύκλωμα του γραμμικοποιητή.

Στη βασική τοπολογία της μεθόδου δεν υπάρχει ανάδραση και επομένως δεν υφίσταται πρόβλημα ευστάθειας. Καθώς, όμως, η χαρακτηριστική μεταφοράς του ενισχυτή υψηλής ισχύος μπορεί να μεταβάλλεται λόγω θερμοκρασιακών μεταβολών, γήρανσης, ή προσαρμογής με την κεραία, είναι επιθυμητή η υιοθέτηση μεθόδων που επιτρέπουν την προσαρμοστικότητα της τεχνικής. Η ευαισθησία των χαρακτηριστικών του ενισχυτή στη θερμοκρασία και τη φθορά του χρόνου οδηγεί σε μια περιορισμένη μεταβολή του κέρδους και όχι σε μεταβολή της μορφής των χαρακτηριστικών AM/AM και AM/PM. Οι μεταβολές αυτές του κέρδους αντισταθμίζονται με τη βοήθεια προσαρμοστικών συσκευών ALC (Automatic Level Control) και οι δυσμενείς επιδράσεις συχνά προλαμβάνονται με τη συστηματική παρακολούθηση των χαρακτηριστικών του ενισχυτή. Ωστόσο, το γεγονός αυτό με τη σειρά του εγείρει ζητήματα κόστους υλοποίησης και μεγέθους της συνολικής διάταξης.

Στα συστήματα όπου χρησιμοποιούνται προσαρμοστικές μέθοδοι αντιστάθμισης (adaptive predistortion), η πληροφορία της απόκρισης του ενισχυτή ισχύος συγκρίνεται με το σήμα εισόδου και η διάφορά τους χρησιμοποιείται για αυτόματη ρύθμιση και βελτίωση της απόκρισης του κυκλώματος του γραμμικοποιητή. Η διαδικασία φαίνεται χαρακτηριστικά στο Σχήμα 3.8. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται συνεχής παρακολούθηση της μεταβολής των χαρακτηριστικών του ενισχυτή υψηλής ισχύος. Σημαντικό μειονέκτημα των

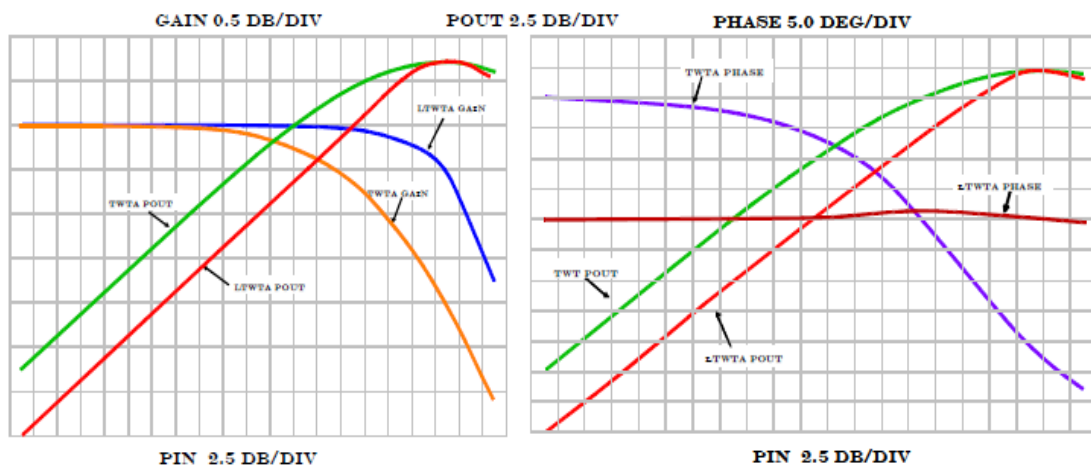
συγκεκριμένων μεθόδων είναι ο συγχρονισμός των σημάτων εισόδου και απόκρισης του ενισχυτή λόγω της χρονικής καθυστέρησης που εισάγει ο τελευταίος.



Σχήμα 3.8 : Διαδικασία προσαρμοστικής αντιστάθμισης.

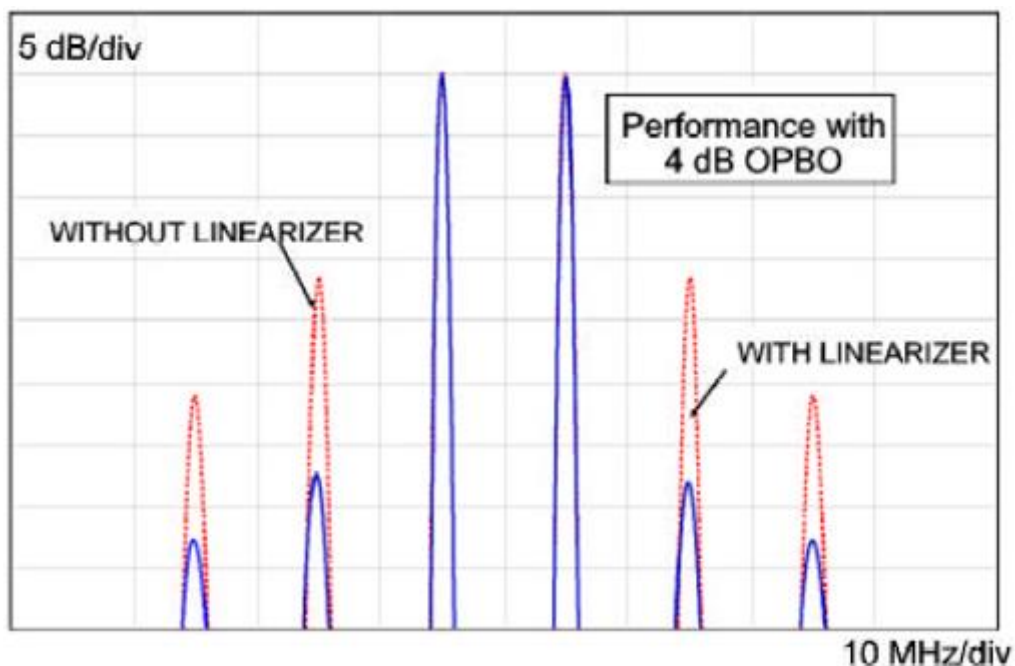
3.4.2. Σύγκριση χαρακτηριστικών TWTΑ και LTWTΑ

Στα ακόλουθα διαγράμματα συγκρίνονται τα χαρακτηριστικά μεταφοράς ενός ενισχυτή TWTΑ και της γραμμικοποιημένης εκδοχής του, LTWTΑ (Linearized Traveling Wave Tube Amplifier), με χρήση γραμμικοποιητή (linearizer) προ του ενισχυτή. Όπως προκύπτει και από το Σχήμα 3.9, τα χαρακτηριστικά του LTWTΑ προσεγγίζουν αυτά του ιδανικού περιοριστή [5].



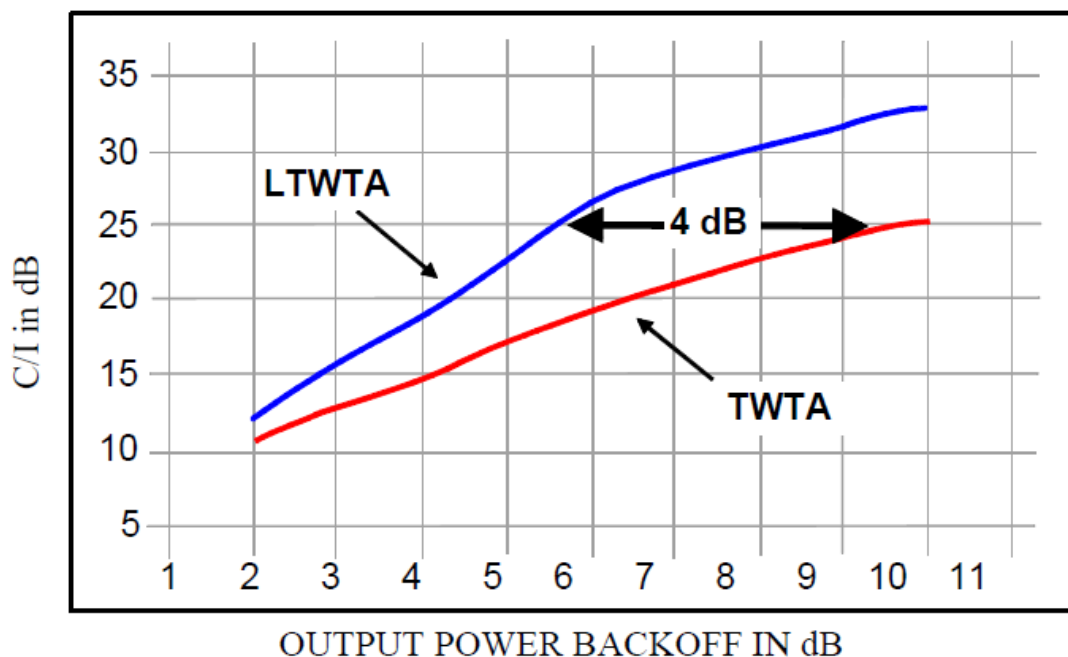
Σχήμα 3.9 : Χαρακτηριστικές καμπύλες μεταφοράς ενισχυτή TWTΑ και της γραμμικοποιημένης εκδοχής του LTWTΑ.

Στην περίπτωση εισόδου δύο διακριτών φερόντων σε τυπικό TWTΑ (δοκιμή δύο τόνων) που λειτουργεί με περιθώριο ισχύος εξόδου 4dB με χρήση ή όχι γραμμικοποιητή επιτυγχάνεται σε μεγάλο βαθμό η καταπίεση των δευτερευόντων φασματικών λοβών που είχαν μερικώς αποκατασταθεί λόγω της μη γραμμικότητας, όπως χαρακτηριστικά φαίνεται από το Σχήμα 3.10.



Σχήμα 3.10 : Καταπίεση δευτερευόντων φασματικών λοβών. Η χρήση γραμμικοποιητή επιτρέπει βελτίωση σε όρους ισχύος της τάξης των 15 dB για OBO=4dB.

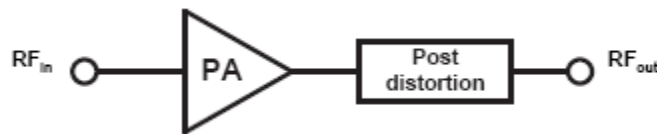
Τέλος, στο ακόλουθο διάγραμμα, παρουσιάζεται η βελτίωση σε όρους C/I (ισχύς φέροντος στη λήψη προς συνολική ισχύ προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης) και περιθωρίου ισχύος εξόδου (OBO) λόγω της χρήσης γραμμικοποιητή ταυτόχρονα με τον TWTA. Όπως προκύπτει, για $C/I = 25dB$, επιτυγχάνεται αύξηση 4dB στην ισχύ εξόδου του ενισχυτή.



Σχήμα 3.11 : Βελτίωση σε όρους C/I και OBO με χρήση γραμμικοποιητή.

Στο παράρτημα στο τέλος του κεφαλαίου επιχειρείται διεξοδικά μια ποσοτική σύγκριση των παραμέτρων και των μέτρων αξιολόγησης της επίδοσης που αναφέρθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, στην περίπτωση δύο διαφορετικών ενισχυτών TWTA και των γραμμικοποιημένων εκδοχών τους, LTWTA.

Μικρότερη εφαρμογή βρίσκει η αντιστάθμιση μετά τον HPA (postdistortion) που λειτουργεί παρόμοια με την αντιστάθμιση πριν τον HPA. Το λειτουργικό διάγραμμα της τεχνικής παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.12.



Σχήμα 3.12 : Λειτουργικό διάγραμμα της τεχνικής αντιστάθμισης μετά τον HPA.

Όπως δηλώνει και το όνομά της, στην τεχνική αυτή ο γραμμικοποιητής ενεργεί μετά τον ενισχυτή υψηλής ισχύος. Βέβαια, στην περίπτωση αυτή πρέπει να λειτουργεί σε υψηλά επίπεδα ισχύος, καθώς δέχεται ως είσοδο το ενισχυμένο σήμα εξόδου του ενισχυτή, γεγονός που μεταφράζεται σε υψηλότερο λειτουργικό κόστος και πολυπλοκότητα της συνολικής διάταξης. Ο χειρισμός σημάτων υψηλής ισχύος από το γραμμικοποιητή ενδέχεται να προκαλέσει προβλήματα στην απόδοσή του. Αυτό οφείλεται στην αύξηση της θερμοκρασίας των ενεργών στοιχείων που τον απαρτίζουν, με αποτέλεσμα η ευστάθεια του συστήματος να τίθεται συχνά σε κίνδυνο [24].

3.5. Τεχνική αντιστάθμισης αστερισμού

Μια μέθοδος αντιστάθμισης των μη γραμμικών φαινομένων ενός ενισχυτή, η οποία βρίσκει ευρεία εφαρμογή τα τελευταία χρόνια σε δορυφορικά συστήματα επικοινωνιών, είναι η αντιστάθμιση αστερισμού, συχνά απαντώμενη στη βιβλιογραφία υπό τον όρο ψηφιακή αντιστάθμιση (Digital Predistortion).

Ο όρος αντιστάθμιση αστερισμού έγκειται στη σκόπιμη τροποποίηση, είτε στην πλευρά της εκπομπής είτε στην είσοδο του δορυφορικού αναμεταδότη, της θέσης των μεταδιδόμενων συμβόλων στο μιγαδικό επίπεδο, λαμβάνοντας υπόψη τον διαφορετικό τρόπο με τον οποίο η μη γραμμική ενίσχυση επιδρά σε ψηφιακά διαμορφωμένα σήματα σε σχέση με τον τρόπο με τον οποίο επιδρά η διαδικασία ενίσχυσης, όταν θεωρείται γραμμική η περιοχή λειτουργίας μέχρι το σημείο κόρου. Οι διάφορες τεχνικές αντιστάθμισης που προτείνονται στη βιβλιογραφία βασίζονται στη στιγμιαία εκτίμηση των θέσεων στο μιγαδικό επίπεδο των ληφθέντων συμβόλων του αστερισμού έχοντας ως αναφορά τις θέσεις των

συμβόλων του ίδιου αστερισμού, όταν το ίδιο σήμα διέλθει από ενισχυτή που διαθέτει χαρακτηριστικές AM/AM και AM/PM που προσεγγίζουν την ιδανική γραμμικά λειτουργία. Η συγκεκριμένη τεχνική αντιστάθμισης απαιτεί οι χαρακτηριστικές AM/AM και AM/PM του ενισχυτή του δορυφορικού αναμεταδότη να είναι ήδη γνωστές. Για το λόγο αυτό ενδείκνυται τακτικός έλεγχος των χαρακτηριστικών του και αντιστάθμιση των όποιων μεταβολών.

Η τεχνική χρησιμοποιείται κυρίως σε APSK διαμορφωμένα σήματα λόγω της ευκολίας υλοποίησής της σε σχήματα διαμόρφωσης όπου η κατανομή των συμβόλων γίνεται σε ομόκεντρους δακτυλίους. Στο πρότυπο DVB-S2, τα σχήματα 16-APSK και 32-APSK βρίσκουν ευρεία εφαρμογή καθώς επιτυγχάνουν καλύτερη αξιοποίηση του εύρους ζώνης ραδιοσυχνοτήτων σε σχέση με τα σχήματα QPSK και 8-PSK. Όπως αναλύθηκε και στην παράγραφο 2.6.2.3, η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων του ενισχυτή υψηλής ισχύος σε ένα APSK σήμα είναι ιδιαίτερα δυσμενής και επιδεινώνει την ποιότητα της δορυφορικής ζεύξης λόγω μείωσης της ευκλείδειας απόστασης μεταξύ των διαφορετικών συμβόλων στον αστερισμό. Μάλιστα, η δυσμενής αυτή επίδραση είναι μεγαλύτερη στα σύμβολα του εξωτερικού δακτυλίου από αυτή στα σύμβολα του εσωτερικού δακτυλίου. Αυτό οφείλεται στο ότι πρόκειται για σύμβολα υψηλότερης ισχύος που ενισχύονται κοντά στο σημείο κόρου όπου τα μη γραμμικά φαινόμενα είναι εντονότερα. Τα APSK σχήματα είναι λιγότερο ευάλωτα στα μη γραμμικά φαινόμενα σε σχέση με τα αντίστοιχης τάξης QAM σχήματα λόγω των μικρότερων διαφοροποιήσεων των περιβαλλουσών των κυκλικά κατανεμημένων συμβόλων στους σηματοκούς αστερισμούς.

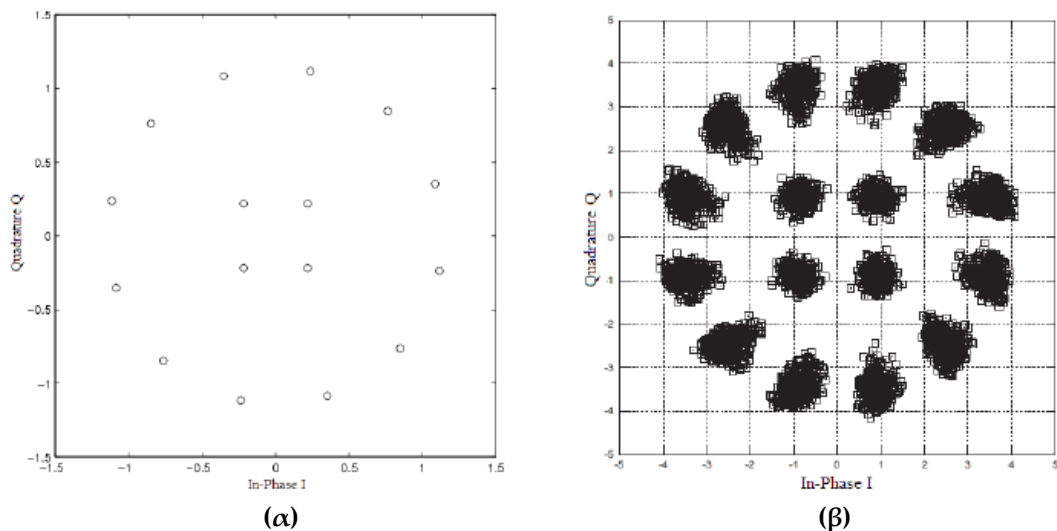
Η αντιστάθμιση του αστερισμού έγκειται στην ελάττωση του πλάτους των συμβόλων (συνήθως στο στάδιο της διαμόρφωσης κατά την εκπομπή) και στην κατάλληλη, σε μέτρο και φορά, στροφή της φάσης των συμβόλων στο μιγαδικό επίπεδο ώστε η έξοδος του RF φίλτρου του αποδιαμορφωτή στην πλευρά της λήψης, να ταυτίζεται με την έξοδο στην περίπτωση όπου έχει προηγηθεί γραμμική ενίσχυση του ψηφιακά διαμορφωμένου σήματος για δεδομένο σημείο λειτουργίας του ενισχυτή. Είναι και σε αυτό το σημείο φανερή η σχέση ανταλλαγής (trade-off) μεταξύ της γραμμικής συμπεριφοράς του ενισχυτή και της αποδοτικότητας ισχύος στην έξοδο του ενισχυτή.

Σε περίπτωση πολυσταθμικών σχημάτων διαμόρφωσης όπου τα σύμβολα κατανέμονται σε ομόκεντρους δακτυλίους διαφορετικής ακτίνας, η τεχνική αντιστάθμισης μειώνει σε μεγαλύτερο βαθμό το πλάτος των συμβόλων που ανήκουν στον εξωτερικό δακτύλιο σε σχέση με τη μείωση του πλάτους των συμβόλων που ανήκουν στους εσωτερικούς δακτυλίους, καθώς τα σύμβολα αυτά επηρεάζονται περισσότερο από τη μη γραμμική ενίσχυση, λόγω του μικρού περιθωρίου ισχύος εισόδου στον ενισχυτή σε αυτή την περίπτωση. Αυτό έχει ως συνέπεια τη μεταβολή (αύξηση) του λόγου των ακτίνων, που υπολογίζεται, πλέον, βάσει της νέας θέσης των συμβόλων στο μιγαδικό επίπεδο. Οι νέες θέσεις των αντισταθμισμένων συμβόλων στο μιγαδικό επίπεδο εξαρτώνται από τη

μορφή των χαρακτηριστικών AM/AM και AM/PM του ενισχυτή υψηλής ισχύος, ενώ διαφέρουν ανάλογα με το σημείο λειτουργίας του ενισχυτή. Έτσι, για παράδειγμα, στην περίπτωση του αστερισμού (4+12)-APSK για ρυθμό κώδικα ίσο με 5/6 και λειτουργία με περιθώριο ισχύος εισόδου $IBO = -3dB$, κατά την εφαρμογή της τεχνικής αντιστάθμισης αστερισμού, οι θέσεις των συμβόλων μεταβάλλονται κατά τέτοιο τρόπο ώστε ο λόγος ακτίνων R_2/R_1 να αυξηθεί από την ονομαστική τιμή 2.7, στην τιμή $R_2/R_1 = 3.5$. Λόγω της μεγαλύτερης μείωσης του πλάτους των συμβόλων του εξωτερικού δακτυλίου (R_2) σε σχέση με τη μείωση που υφίστανται τα σύμβολα του εσωτερικού δακτυλίου (R_1) ο λόγος των ακτίνων αυξάνει. Οι γωνίες των συμβόλων στον εσωτερικό και εξωτερικό δακτύλιο μεταβάλλονται κατά ίσο μέτρο ($\Delta\phi = 25\text{deg}$) και αντίθετη φορά σε σχέση με τη γωνία στροφής που θα προκαλέσει η χαρακτηριστική AM/PM κατά τη διέλευσή τους μέσω του μη γραμμικού ενισχυτή υψηλής ισχύος. Κατ' αυτό τον τρόπο, αντισταθμίζεται πλήρως η AM/PM παραμόρφωση και η συνολική διαφορά φάσης στην έξοδο του ενισχυτή προκύπτει μηδενική.

Για λειτουργία, ωστόσο, με περιθώριο ισχύος εισόδου $IBO = -2dB$, δηλαδή πλησιέστερα στην περιοχή κόρου, οι νέες αντισταθμισμένες τιμές του λόγου των ακτίνων προκύπτουν $R_2/R_1 = 3.7$ και $\Delta\phi = 27\text{deg}$, ώστε να αντιμετωπιστεί η μεγαλύτερη επίδραση της μη γραμμικότητας.

Στο Σχήμα 3.13, απεικονίζεται η προαναφερθείσα περίπτωση για την περίπτωση (4,12)-APSK διαμόρφωσης και συνελκτικού τύπου κωδικοποίηση με ρυθμό κώδικα 5/6, που αντιστοιχεί σε ονομαστική τιμή του λόγου ακτίνων $R_2/R_1 = 2.7$ [10].



Σχήμα 3.13 : Αντιστάθμιση αστερισμού (4+12)-APSK: (α) Αντισταθμισμένος αστερισμός στην έξοδο του διαμορφωτή, (β) Αστερισμός μετά την έξοδο του φίλτρου του αποδιαμορφωτή.

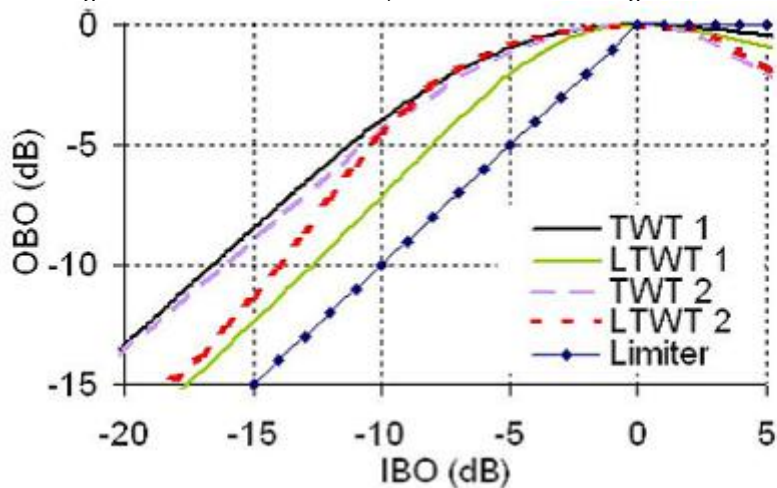
Όπως φαίνεται από το Σχήμα 3.13, τα σύμβολα του αστερισμού κατανέμονται μέσω της διαδικασίας αντιστάθμισης κατά τρόπο ώστε στην έξοδο του φίλτρου του αποδιαμορφωτή και πριν την είσοδο του σήματος στο κύκλωμα απόφασης,

οι θέσεις τους να ταυτίζονται με τις θέσεις που θα είχαν αν είχε προηγηθεί γραμμική ενίσχυση. Ο λόγος των ακτίνων των δακτυλίων στη λήψη, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.13β, λαμβάνει την τιμή 2.7 και τα σύμβολα στο μιγαδικό επίπεδο διατηρούν τις ονομαστικές ελάχιστες αποστάσεις τους, όπως θα συνέβαινε αν είχαν ενισχυθεί γραμμικά. Το Σχήμα 3.13β έχει εξαχθεί απουσία AWGN για την ευκρινέστερη απεικόνιση των μη γραμμικών επιδράσεων του διαύλου στον αστερισμό. Συγχρόνως είναι έκδηλη η επίδραση του φαινομένου της συστάδας (clustering effect), όπως εξηγήθηκε στην παράγραφο 2.6.2.3. Για τη μείωση του φαινομένου αυτού χρησιμοποιούνται εξελιγμένες τεχνικές αντιστάθμισης οι οποίες εκτός από τη μη γραμμική ενίσχυση, λαμβάνουν υπόψη και τις διακυμάνσεις που προκαλούν τα φίλτρα στο ψηφιακά διαμορφωμένο σήμα. Αξίζει, ωστόσο, να σημειωθεί ότι, σε ορισμένες περιπτώσεις, η τεχνική της αντιστάθμισης αστερισμού προκαλεί αύξηση του λόγου μέγιστης προς μέση ισχύ (Peak-to-Average Power Ratio, PAPR) του μεταδιδόμενου σήματος, λόγω της αύξησης του λόγου των ακτίνων στα σχήματα πολυσταθμικής διαμόρφωσης. Η αύξηση της τιμής της παραμέτρου PAPR, με τη σειρά της, έχει επίδραση στην ασφαλή λειτουργία του ενισχυτή υψηλής ισχύος. Η αντιμετώπιση αυτής της δυσλειτουργίας αποτυπώνεται στα νέα κατασκευαστικά όρια ενισχυτών υψηλής ισχύος που δημοσιεύονται κατά καιρούς.

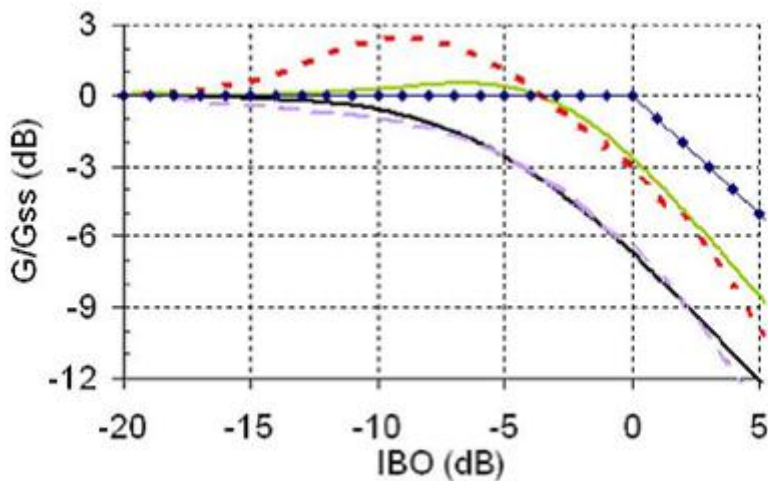
3.6. Παράρτημα κεφαλαίου: Ποσοτική εκτίμηση της βελτίωσης της απόδοσης κατά τη γραμμικοποίηση της λειτουργίας του ενισχυτή

Στο παράρτημα του κεφαλαίου επιχειρείται μια ποσοτική σύγκριση των παραμέτρων και των μέτρων αξιολόγησης της επίδοσης στην περίπτωση των TWTA και των γραμμικοποιημένων εκδοχών τους LTWTA, που έχουν προκύψει έπειτα από την προσθήκη κατάλληλου μη γραμμικού κυκλώματος πριν τον ενισχυτή [4]. Παράλληλα κάποια αποτελέσματα συγκρίνονται με αυτά που προκύπτουν στην περίπτωση θεώρησης του μοντέλου του ιδανικού περιοριστή (perfect limiter) για τη βαθμίδα ενίσχυσης του δορυφορικού αναμεταδότη. Ο ιδανικός περιοριστής αντιπροσωπεύει το βέλτιστο σε όρους γραμμικότητας. Οι ενισχυτές TWTA1 και TWTA2 αντιστοιχούν σε λειτουργία στη ζώνη συχνοτήτων K_u και K_a με κέρδη κορεσμού $G_{sat}=60\text{dB}$ και $G_{sat}=50\text{dB}$ αντίστοιχα.

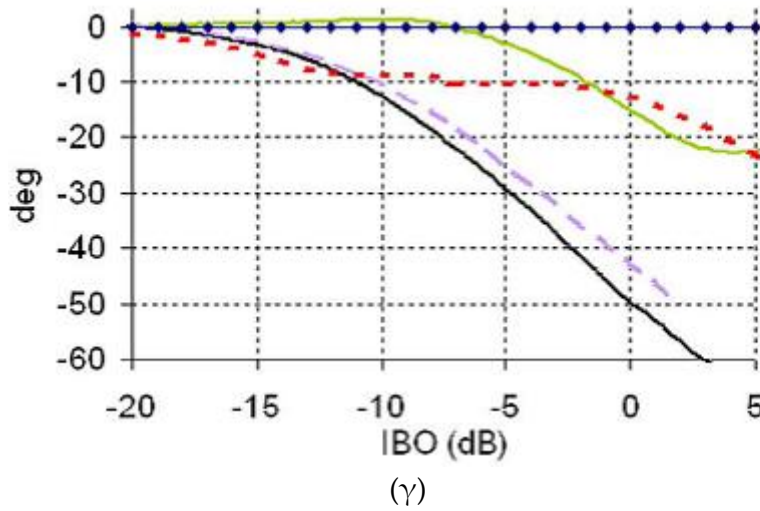
Οι χαρακτηριστικές AM/AM, κέρδους και AM/PM των ενισχυτών και των γραμμικοποιημένων εκδοχών τους φαίνονται στο Σχήμα Π.3.1.



(α)



(β)



Σχήμα Π.3.1 : Χαρακτηριστικές μεταφορές ενισχυτών: (α) Χαρακτηριστική AM/AM, (β) Χαρακτηριστική κέρδους, (γ) Χαρακτηριστική AM/PM.

Από τα ανωτέρω διαγράμματα είναι φανερό ότι οι γραμμικοποιημένοι ενισχυτές προσεγγίζουν την επίδοση του ιδανικού περιοριστή.

Για τη σύγκριση των ενισχυτών TWTA και LTWTA σε περίπτωση ενίσχυσης απλού φέροντος, οι τιμές των παραμέτρων (βλ. παράγραφο 2.4), οι οποίες χρησιμοποιούνται για την αξιολόγηση της επίδοσης (ΔG_{sat} , $\Delta \Phi_{\text{sat}}$, K_{max}) παρατίθενται στον ακόλουθο πίνακα.

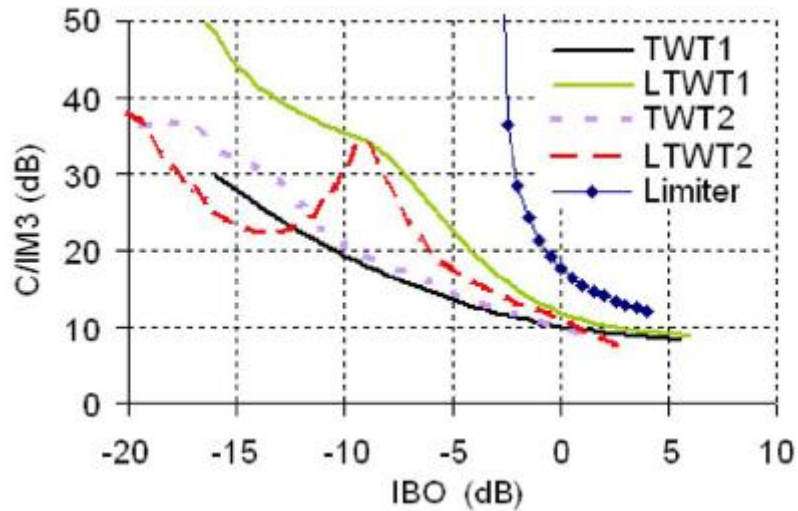
Single carrier linearity parameters for four TWTAs/LTWTA			
	$\Delta G @ \text{sat}$ (dB)	$\Delta \phi @ \text{sat}$ (deg)	Maximum K_p (deg/dB)
TWTA1	6.7	50	4
LTWTA1	2.7	16	2.8
TWTA2	6.5	43	4.3
LTWTA2	3	12	1.5

Πίνακας Π.3.1 : Παράμετροι επίδοσης για λειτουργία απλού φέροντος.

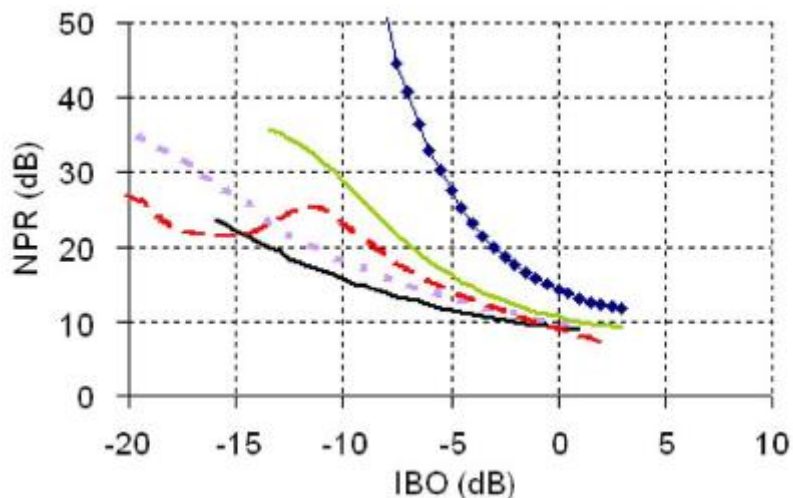
Στον πίνακα παρατηρείται σημαντική ελάττωση των τιμών των παραμέτρων για τους ενισχυτές LTWTA σε σχέση με τους TWTA. Η μείωση αυτή μεταφράζεται σε ομαλοποίηση των χαρακτηριστικών των ενισχυτών LTWTA και σε προσέγγιση των ιδανικών γραμμικών χαρακτηριστικών.

Για τη σύγκριση των ενισχυτών TWTA και LTWTA σε περίπτωση ενίσχυσης πολλαπλών φερόντων, χρησιμοποιούνται τα ακόλουθα μέτρα αξιολόγησης της επίδρασης της μη γραμμικότητας που εισάγει ο ενισχυτής: C/IM_3 , NPR (σχέση ορισμού 2.35), $C/(N+I)$ (σχέση ορισμού 2.36), TD (σχέση ορισμού 2.39).

Οι καμπύλες C/IM_3 και NPR συναρτήσει του περιθωρίου ισχύος εισόδου IBO απεικονίζονται στα Σχήματα Π.3.2 και Π.3.3 αντίστοιχα.



Σχήμα Π.3.2 : Ο λόγος C/IM_3 ως μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης στην περίπτωση ενίσχυσης πολλαπλών φερόντων.

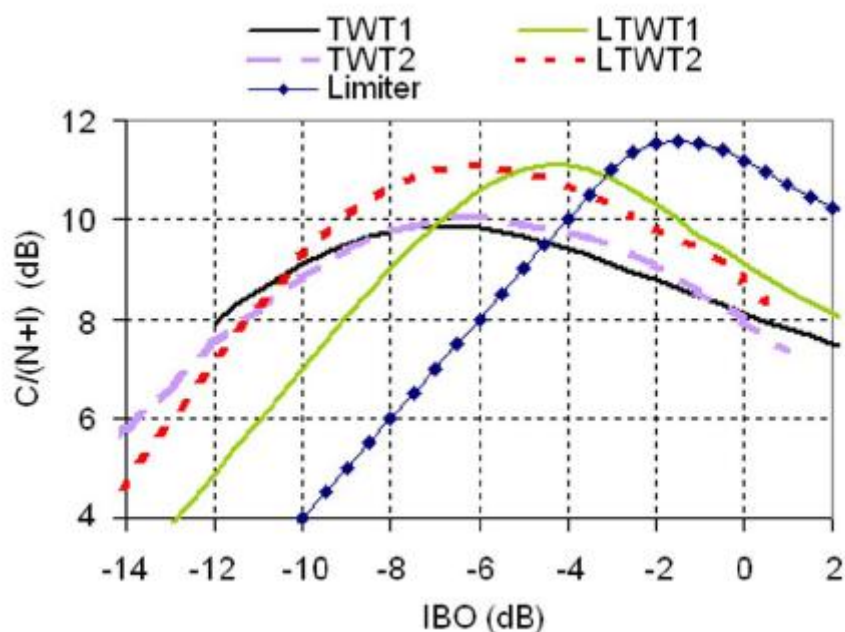


Σχήμα Π.3.3 : Ο λόγος NPR ως μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης στην περίπτωση ενίσχυσης πολλαπλών φερόντων.

Στα ανωτέρω διαγράμματα, οι καμπύλες των οποίων προέκυψαν ως αποτελέσματα προσομοιώσεων (IM Analysis), παρατηρείται ότι ο ιδανικός περιοριστής παρέχει την καλύτερη επίδοση από κάθε άλλον TWTA, τόσο στην περίπτωση του μέτρου C/IM_3 όσο και του NPR. Οι τιμές των συγκεκριμένων παραμέτρων για τον ιδανικό περιοριστή είναι τουλάχιστον κατά 6dB υψηλότερες σε σχέση με τις αντίστοιχες τιμές των ενισχυτών TWTA και LTWTA στην περιοχή του κόρου. Έπεται, σε όρους επίδοσης, ο LTWTA1 καθώς προσεγγίζει σε μεγαλύτερο βαθμό τα χαρακτηριστικά του ιδανικού περιοριστή (βλ. Σχήμα Π.3.1).

Όμως, τα συγκεκριμένα μέτρα επίδοσης δεν λαμβάνουν υπόψη τη σημαντικά χαμηλότερη ισχύ εξόδου του ιδανικού περιοριστή σε σχέση με τους άλλους ενισχυτές TWTA για οποιαδήποτε τιμή $IBO < 0\text{dB}$, όπως προκύπτει από τη χαρακτηριστική καμπύλη εισόδου-εξόδου (βλ. Σχήμα Π.3.1α).

Οι καμπύλες $C/(N+I)$ συναρτήσεως του περιθωρίου ισχύος εισόδου θεωρώντας $C_{\text{sat}}/N = 14\text{dB}$ (βλ. σχέση 2.36) φαίνονται στο Σχήμα Π.3.4.



Σχήμα Π.3.4: Ο λόγος $C/(N+I)$ ως μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης στην περίπτωση ενίσχυσης πολλαπλών φερόντων.

Παρατηρείται ότι οι ενισχυτές LTWTA παρουσιάζουν καλύτερη επίδοση (υψηλότερες τιμές $C/(N+I)$ της τάξης του 1dB) σε σχέση με τους ενισχυτές TWTA. Επίσης, στην περίπτωση του LTWTA1, το σημείο βέλτιστης λειτουργίας, δηλαδή το σημείο όπου μεγιστοποιείται η τιμή $C/(N+I)$, μετατοπίζεται πλησιέστερα στην περιοχή κόρου (μικρότερο IBO) σε σχέση με το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του TWTA1. Οι μικρότερες διαφορές που παρατηρούνται μεταξύ των καμπύλων των LTWTA και του ιδανικού περιοριστή σε σύγκριση με τις αντίστοιχες διαφορές που παρατηρήθηκαν με τη χρήση των δύο προηγούμενων μέτρων επίδοσης οφείλονται στο ότι κατά τον υπολογισμό του $C/(N+I)$ λαμβάνεται υπόψη, μέσω του περιθωρίου ισχύος εξόδου OBO (σχέση 2.36), η μικρότερη ισχύς εξόδου του ιδανικού περιοριστή για τις διάφορες τιμές IBO.

Στους πίνακες Π.3.2 και Π.3.3 οι ενισχυτές TWTA συγκρίνονται με τις γραμμικοποιημένες εκδοχές τους LTWTA ως προς τη συνολική υποβάθμιση TD. Συγκεκριμένα, εξετάζονται δύο διαφορετικές περιπτώσεις οδήγησης του

ενισχυτή: αρχικά με ένα και στη συνέχεια με δύο 16-APSK διαμορφωμένα φέροντα.

TD Comparison for one 16-APSK modulated carrier without digital predistortion				
	Optimal IBO (dB)	OBO (dB)	D (dB)	Minimum TD ^(RF) (dB)
TWTA1	-4.5	1.5	1.7	3.2
LTWTA1	-3	1.6	0.85	2.45
LTWTA2	-4	1.3	1.1	2.4
Limiter	-1.6	2.28	0.67	2.95

Πίνακας Π.3.2 : Η συνολική υποβάθμιση TD ως μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης. Οδήγηση του ενισχυτή με ένα 16-APSK διαμορφωμένο φέρον.

Στον ανωτέρω πίνακα φαίνεται η καλύτερη επίδοση του LTWTA1 σε όρους ελάχιστης συνολικής υποβάθμισης τόσο σε σχέση με τον TWTA1 όσο και σε σχέση με τον ιδανικό περιοριστή. Αυτό δικαιολογείται από το ότι η αξιολόγηση της επίδοσης με βάση την TD λαμβάνει υπόψη την απώλεια ισχύος εξόδου (μεγαλύτερο OBO) του ιδανικού περιοριστή (βλ. σχέση 2.39). Επίσης, το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του LTWTA1 είναι πλησιέστερα στον κόρο (μικρότερο IBO) σε σχέση με το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του TWTA1.

Στην περίπτωση τροφοδότησης του ενισχυτή με δύο 16-APSK διαμορφωμένα φέροντα προκύπτουν οι ακόλουθες τιμές παραμέτρων.

TD Comparison for two 16-APSK modulated carriers without digital predistortion				
	Optimal IBO (dB)	OBO (dB)	D (dB)	Minimum TD ^(RF) (dB)
TWTA1	-4.8	2.01	2.1	4.1
LTWTA1	-3	2	1.5	3.5
TWTA2	-6	2.5	1.9	4.4
LTWTA2	-4.5	1.75	1.35	3.1
Limiter	0	1.79	1.31	3.1

Πίνακας Π.3.3 : Η συνολική υποβάθμιση TD ως μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης. Οδήγηση του ενισχυτή με δύο 16-APSK διαμορφωμένα φέροντα.

Η σύγκριση των τιμών της ελάχιστης υποβάθμισης με τις αντίστοιχες τιμές του πίνακα Π.3.2 φανερώνει μια σημαντική χειροτέρευση της επίδοσης λόγω της παρεμβολής των δύο φερόντων.

Τέλος, στον ακόλουθο πίνακα, παρατίθενται οι τιμές της ελάχιστης συνολικής υποβάθμισης στην περίπτωση που ως είσοδος στον ενισχυτή χρησιμοποιούνται ψηφιακά διαμορφωμένα σήματα (QPSK και 8-PSK) με διαφορετικό αριθμό φερόντων για κάθε περίπτωση.

TD^(RF) Comparison for one and two QPSK/8-PSK modulated carriers without digital predistortion						
	Modulation	Number of carriers	Optimal IBO (dB)	OBO (dB)	D (dB)	Minimum TD ^(RF) (dB)
TWTA1	8-PSK	2	-1	1	1	2
LTWTA1	8-PSK	2	0	1.25	0.8	2.05
LTWTA2	8-PSK	2	-1.5	1.05	0.7	1.75
LTWTA2	8-PSK	1	0	0.35	0.6	0.95
LTWTA2	QPSK	1	0	0.33	0.29	0.62
LTWTA2	QPSK	2	-1	1	0.37	1.37

Πίνακας Π.3.4 : Η συνολική υποβάθμιση TD ως μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης για διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης (QPSK και 8-PSK) και διαφορετικό αριθμό φερόντων για κάθε περίπτωση.

Από τον ανωτέρω πίνακα φαίνεται ότι στην περίπτωση οδήγησης του ενισχυτή με τον ίδιο αριθμό φερόντων, η χρήση υψηλότερης τάξης σχήματος διαμόρφωσης (8PSK έναντι QPSK) οδηγεί σε υψηλότερες τιμές ελάχιστης συνολικής υποβάθμισης TD. Αυτό δικαιολογείται από το ότι στην περίπτωση 8PSK σημάτων τα σύμβολα τοποθετούνται στο μιγαδικό επίπεδο σε πλησιέστερη απόσταση μεταξύ τους, σε σχέση με τον αστερισμό QPSK. Οι αποστάσεις μεταξύ των διαφορετικών συμβόλων του σηματικού αστερισμού ελαττώνονται με αποτέλεσμα το αντίστοιχο σήμα να καθίσταται λιγότερο εύρωστο στην αντιμετώπιση των μη γραμμικών φαινομένων. Επίσης, παρατηρείται ότι, στην περίπτωση ενίσχυσης ενός φέροντος, η βέλτιστη λειτουργία των ενισχυτών επιτυγχάνεται πολύ κοντά ή ακριβώς στο σημείο κόρου (IBO=0dB). Αντίθετα, στην περίπτωση ενίσχυσης δύο φερόντων απαιτείται μεγαλύτερο περιθώριο ισχύος εισόδου προκειμένου να επιτευχθεί η βέλτιστη λειτουργία. Αξιοσημείωτη είναι, τέλος, η αύξηση της ελάχιστης τιμής της συνολικής υποβάθμισης για τον ενισχυτή LTWTA2 στην περίπτωση λειτουργίας με δύο διαφορετικά φέροντα σε σχέση με την αντίστοιχη τιμή στην περίπτωση οδήγησης με ένα φέρον.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Προσομοίωση των Μη Γραμμικών Φαινομένων στο πρότυπο DVB-S2

4.1. Εισαγωγή

Βασικός στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη της επίδρασης της μη γραμμικής ενίσχυσης σε δορυφορικά σήματα που ακολουθούν το πρότυπο DVB-S2. Παράλληλα, επιχειρήθηκε η ποσοτικοποίηση της δυσμενούς επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων σε όρους σηματοθορυβικού λόγου στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης στο δέκτη μέσω του υπολογισμού της συνολικής υποβάθμισης της δορυφορικής ζεύξης. Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 2.7.4, η συνολική υποβάθμιση (Total Degradation, TD) αποτελεί το πλέον ακριβές μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης ενισχυτών υψηλής ισχύος, λαμβάνοντας υπόψη τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του κάθε σχήματος διαμόρφωσης/κωδικοποίησης. Για το λόγο αυτό, χρησιμοποιείται σε ευρεία κλίμακα σε συστήματα όπου εφαρμόζεται η τεχνική προσαρμοστικής κωδικοποίησης και διαμόρφωσης (Adaptive Coding and Modulation, ACM). Για την αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων που εισάγονται λόγω της μη γραμμικής ενίσχυσης στο δορυφορικό αναμεταδότη εφαρμόζεται η τεχνική αντιστάθμισης αστερισμού (Digital Predistortion), όπως περιγράφηκε στην παράγραφο 3.5. Επιπλέον, επιχειρείται μια ποσοτική εκτίμηση, σε όρους συνολικής υποβάθμισης, της βελτίωσης της επίδοσης της δορυφορικής ζεύξης μετά την εφαρμογή της συγκεκριμένης μεθόδου στην πλευρά της εκπομπής στο δορυφορικό σύστημα.

Για την υλοποίηση των ανωτέρω, πραγματοποιήθηκε προσαρμογή και επέκταση του προσομοιωτή DVB-S2 σε δίαυλο AWGN [16], ώστε να περιλαμβάνει τη βαθμίδα του δορυφορικού αναμεταδότη και τις βασικές λειτουργίες ψηφιακής επεξεργασίας του δορυφορικού σήματος, όπως αυτές επιτελούνται στα επιμέρους τμήματά του (βλ. παράγραφο 2.2):

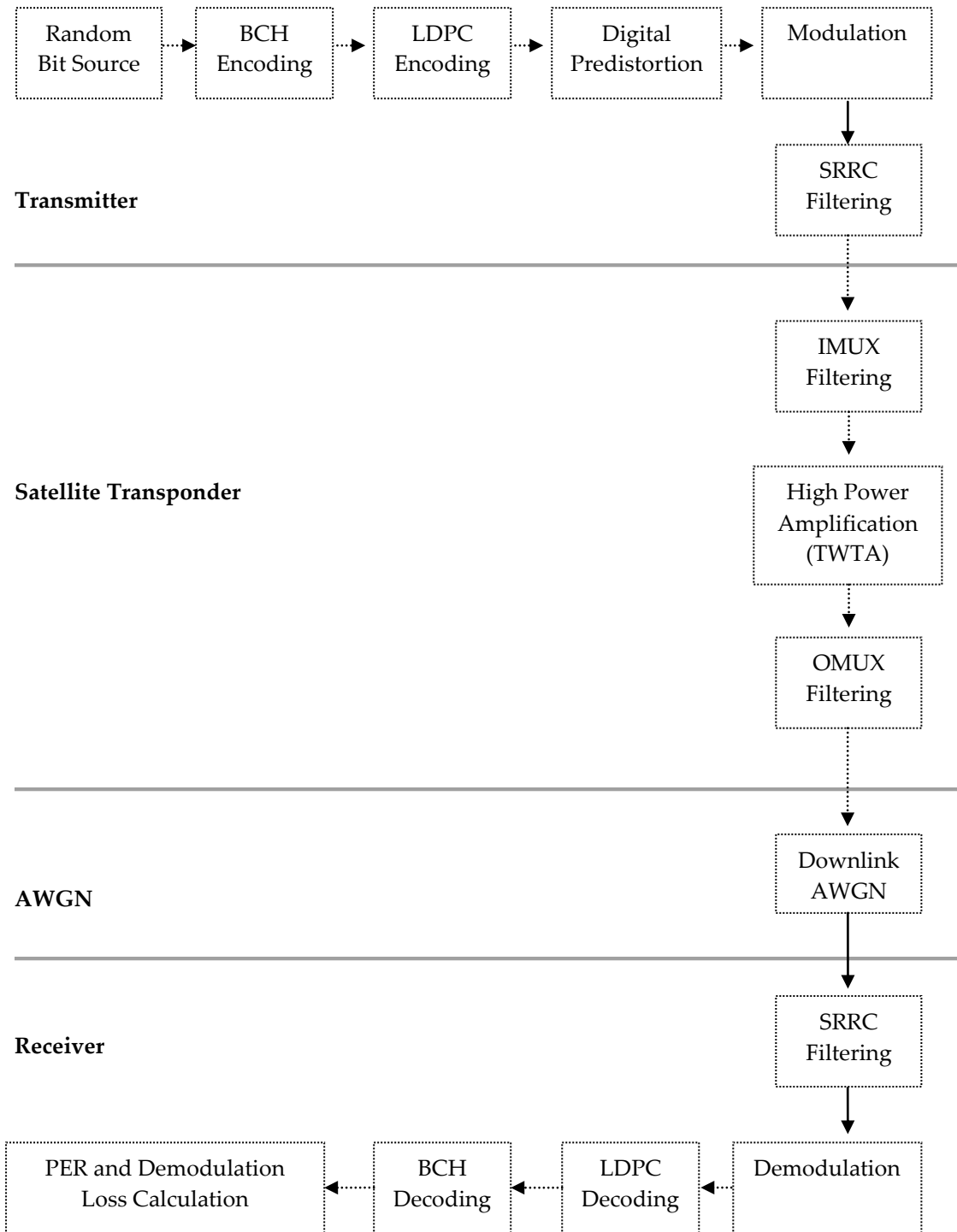
- Ζωνοπερατό φιλτράρισμα στον πολυπλέκτη εισόδου.
- Μη γραμμική ενίσχυση στον ενισχυτή TWTA.
- Ζωνοπερατό φιλτράρισμα στον πολυπλέκτη εξόδου.

Στο Σχήμα 4.1 απεικονίζεται το λειτουργικό διάγραμμα του προσομοιωτή DVB-S2 που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική εργασία. Όπως φαίνεται από το σχήμα, γίνεται η παραδοχή⁶ της αμελητέας επίδρασης του AWGN της άνω ζεύξης σε σχέση με τη συνεισφορά του AWGN κάτω ζεύξης στο συνολικό θερμικό θόρυβο της δορυφορικής ζεύξης. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν παρουσιάζονται στο επόμενο κεφάλαιο.

Στις διάφορες ενότητες του παρόντος κεφαλαίου επεξηγείται ο τρόπος υλοποίησης των μονάδων (modules) του προσομοιωτή, οι οποίες αφορούν το ζωνοπερατό φιλτράρισμα, τη διαδικασία της μη γραμμικής ενίσχυσης στο δορυφορικό αναμεταδότη καθώς επίσης και τη διαδικασία αντιστάθμισης αστερισμού που λαμβάνει χώρα στην πλευρά της εκπομπής. Επιπλέον, επισημαίνεται η διαδικασία εξαγωγής των τιμών των παραμέτρων (PER, Demodulation Loss) που πραγματοποιείται στο στάδιο της αποδιαμόρφωσης στο κύκλωμα του δέκτη.

Στο παράρτημα του κεφαλαίου παρατίθενται τα τμήματα κώδικα που υλοποιούν τις ανωτέρω διαδικασίες. Ο πλήρης κώδικας προσομοίωσης μαζί με τα επιμέρους τμήματα υλοποίησης παρατίθεται στο παράρτημα στο τέλος της διπλωματικής εργασίας.

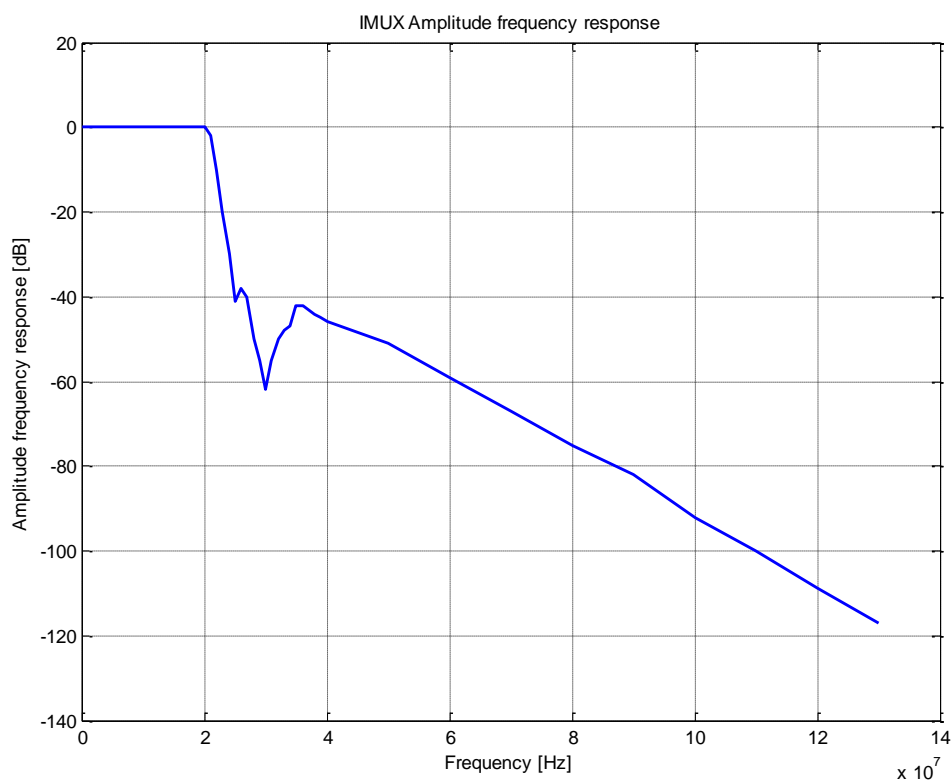
⁶ Η συγκεκριμένη παραδοχή γίνεται από την επίσημη ομάδα εργασίας και σχεδιασμού των αρχών του προτύπου DVB-S2 με στόχο την ελαχιστοποίηση των διαφορετικών περιπτώσεων που πρέπει να ληφθούν υπόψη κατά τις προσομοιώσεις, παρά το γεγονός ότι συχνά η επίδραση του AWGN άνω ζεύξης στην είσοδο του δορυφορικού αναμεταδότη δεν είναι αμελητέα [19].



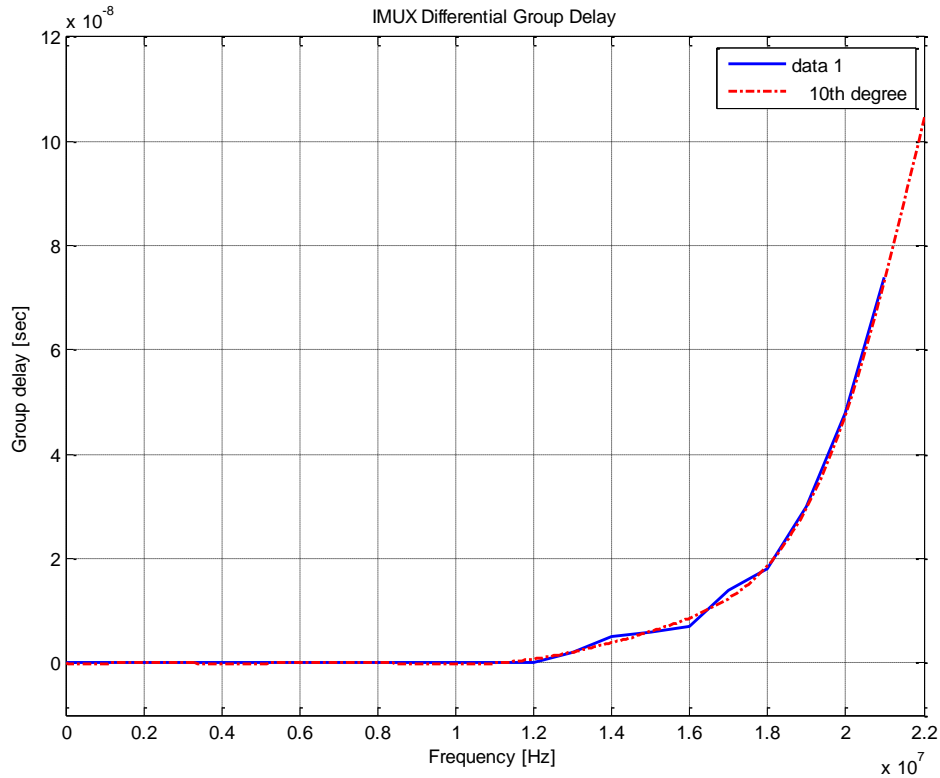
Σχήμα 4.1: Λειτουργικό διάγραμμα προσομοιωτή DVB-S2.

4.2. Ζωνοπερατό φιλτράρισμα στον πολυπλέκτη εισόδου του αναμεταδότη

Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 2.2, ο πολυπλέκτης εισόδου του αναμεταδότη συνήθως αποτελείται από κυκλοφορητές, ζωνοπερατά φίλτρα και εξισωτές πλάτους και φάσης (Σχήμα 2.1γ). 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). Τα συγκεκριμένα φίλτρα λαμβάνουν υπόψη τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά ως προς το πλάτος (Amplitude) και την καθυστέρηση ομάδας (Group Delay) των φίλτρων που χρησιμοποιούνται στην πράξη [19]. Στα Σχήματα 4.2 και 4.3, αντίστοιχα, παρατίθενται οι χαρακτηριστικές των ανωτέρω μεγεθών που έχουν προκύψει ως αποτέλεσμα 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 Σχήμα 4.3 με μπλε χρώμα απεικονίζονται οι τιμές της καθυστέρησης ομάδας του φίλτρου συναρτήσει της συχνότητας, που έχουν προκύψει ως αποτέλεσμα μετρήσεων, ενώ με κόκκινο χρώμα η πολυωνυμική προσέγγιση δεκάτου βαθμού του ίδιου μεγέθους. Η αντίστοιχη πολυωνυμική συνάρτηση που προέκυψε, χρησιμοποιήθηκε για την εύρεση της απόκρισης φάσης (Phase Response) του φίλτρου, $\Theta(\omega)$, βάσει της σχέσης ορισμού της καθυστέρησης ομάδας $\tau_g(\omega)$

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

Δεδομένης της απόκρισης πλάτους και φάσης του φίλτρου, υπολογίζεται η συνάρτηση μεταφοράς (Transfer Function) του ζωνοπερατού φίλτρου, η οποία εφαρμόζεται στο σήμα που εισέρχεται στον πολυπλέκτη εισόδου του δορυφορικού αναμεταδότη [23].

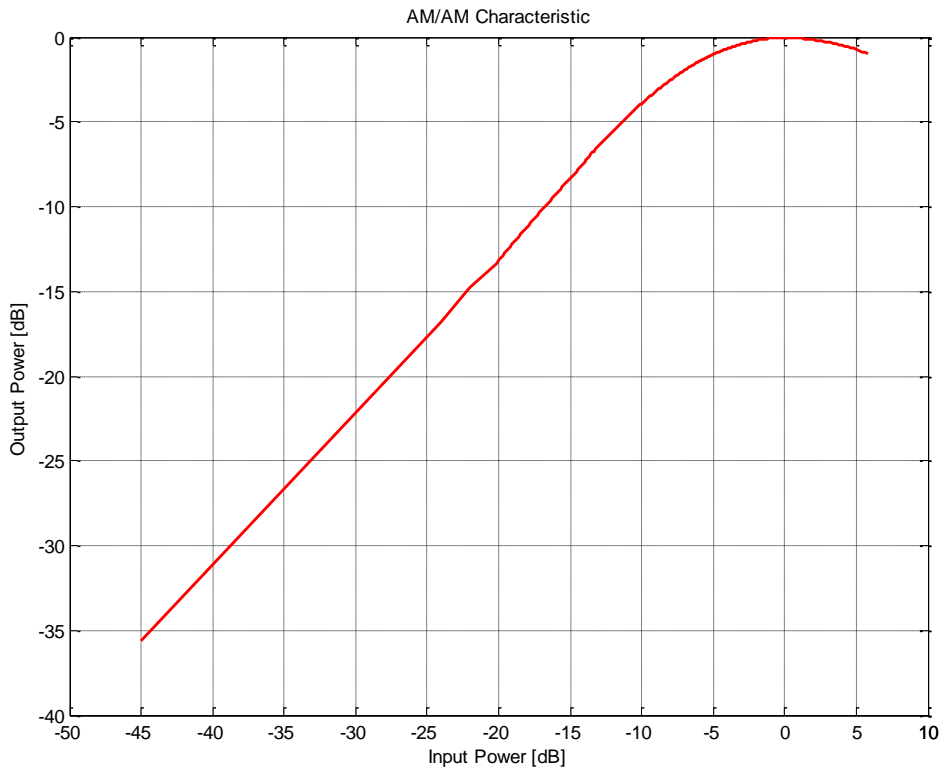
Το τμήμα κώδικα που υλοποιεί τις προαναφερθείσες διαδικασίες ζωνοπερατού φιλτραρίσματος στον πολυπλέκτη εισόδου (IMUX Filtering) παρατίθεται στην παράγραφο 4.7.1 του παραρτήματος.

4.3. Μη γραμμική ενίσχυση στον ενισχυτή TWTA

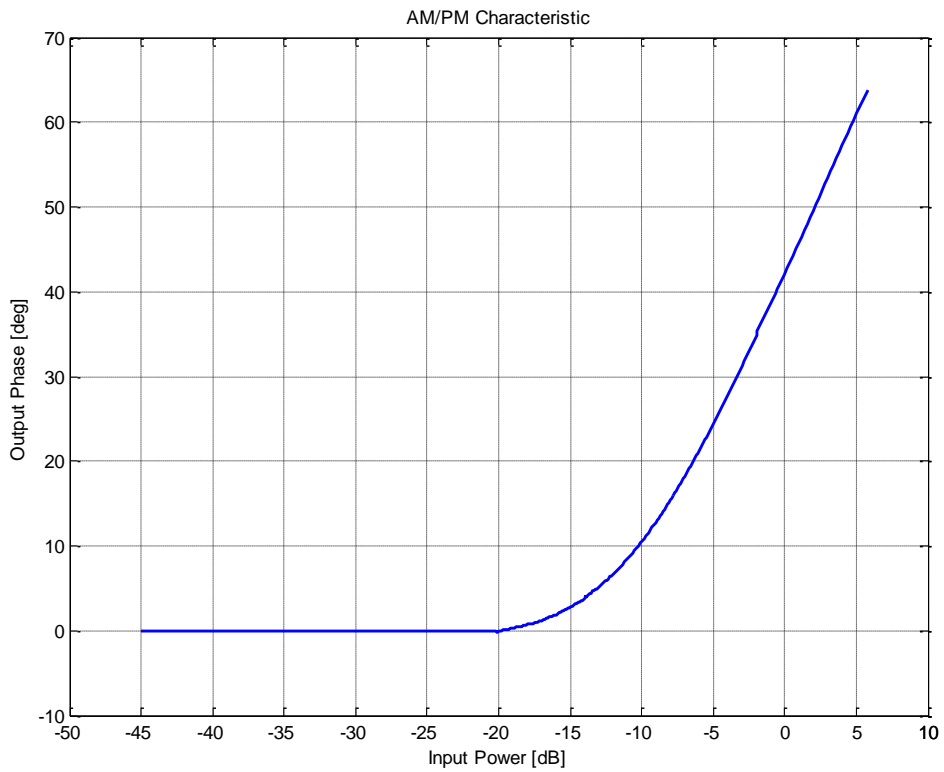
Στη βαθμίδα ενίσχυσης του δορυφορικού αναμεταδότη πραγματοποιείται η διαδικασία ενίσχυσης του χαμηλής ισχύος δορυφορικού σήματος του ραδιοδιαύλου ανόδου. Η ενίσχυση στους δορυφορικούς αναμεταδότες αποτελεί μία από τις πλέον κρίσιμες διαδικασίες όσον αφορά την επίδοση μιας δορυφορικής ζεύξης. Όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 2, οι ενισχυτές τύπου σωλήνα οδεύοντος κύματος TWTA (Traveling Wave Tube Amplifiers) καθορίζουν την ισχύ εξόδου του σήματος από το δορυφορικό αναμεταδότη. Αποτελούν το κύριο μη γραμμικό δίκτυο του δορυφορικού συστήματος καθώς λειτουργούν πολύ κοντά στο σημείο κόρου εμφανίζοντας καθοριστική μη γραμμική συμπεριφορά. Για το λόγο αυτό επηρεάζουν δραστικά τη διαθεσιμότητα 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 αντιστοιχούν σε πραγματικά αποτελέσματα μετρήσεων σε ενισχυτή TWTA που ανήκει σε δορυφόρο της Eutelsat. Βάσει των τιμών αυτών, προέκυψαν οι χαρακτηριστικές AM/AM και AM/PM του ενισχυτή υψηλής ισχύος, οι οποίες απεικονίζονται στα Σχήματα 4.4 και 4.5 αντίστοιχα. Με χρήση της πολυωνυμικής προσέγγισης δεκάτου βαθμού εξήχθησαν οι συναρτήσεις που περιγράφουν την AM/AM και AM/PM μετατροπή οι οποίες χρησιμοποιήθηκαν για την προσομοίωση της διαδικασίας ενίσχυσης.

Η διαδικασία της ενίσχυσης διεξάγεται ξεχωριστά 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 την τιμή του πλάτους των συμβόλων (μέγεθος που αντιστοιχεί στην τιμή της ισχύος των συμβόλων) και με βάση τη μορφή των χαρακτηριστικών AM/AM και AM/PM καθορίζεται το πλάτος και η φάση αντίστοιχα 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 (IMUX filtering) όσο και από τη μεταβλητότητα της περιβάλλουσας στην περίπτωση των πολυσταθμικών σχημάτων διαμόρφωσης, έχουν ως αποτέλεσμα την ανομοιομορφη 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.

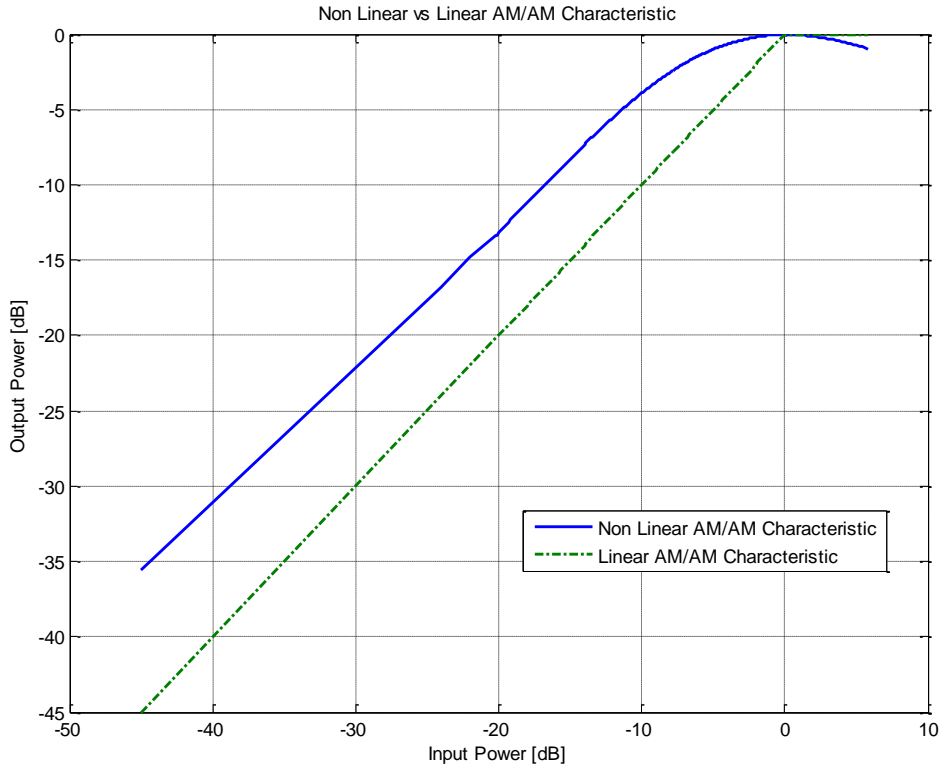


Σχήμα 4.5: Χαρακτηριστική AM/PM ενισχυτή.

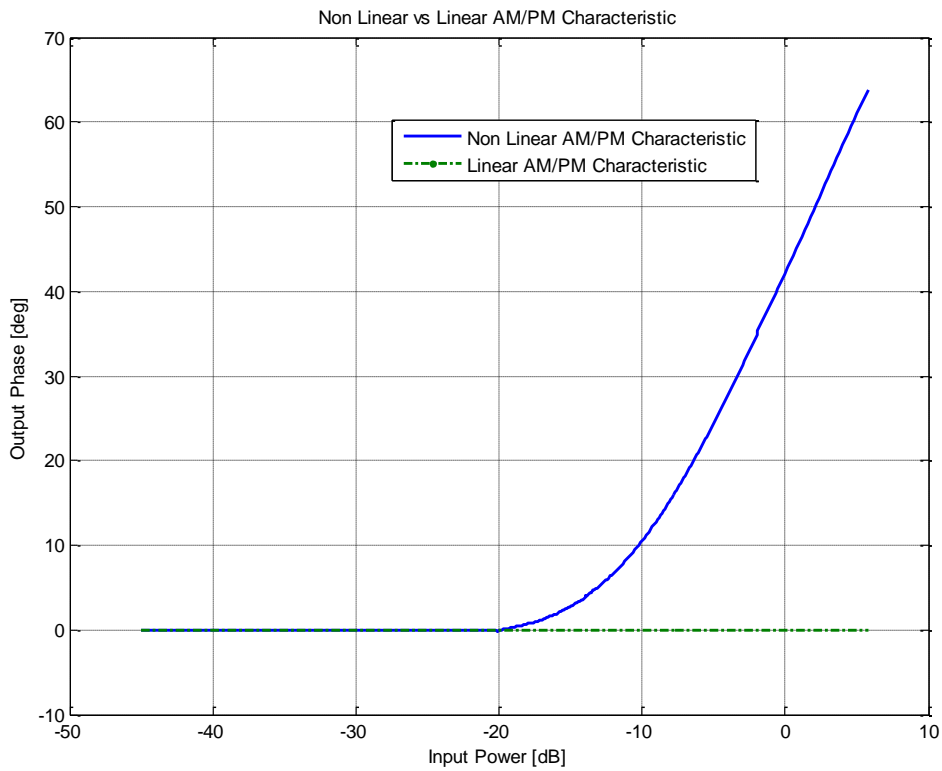
Το μέγιστο πλάτος εξόδου των συμβόλων καθορίζεται από την τιμή της μέγιστης ισχύος εξόδου (P_{out}) που μπορεί να αποδώσει ο ενισχυτής και η οποία σχετίζεται με τις προδιαγραφές κατασκευής του.

Βάσει της μορφής της χαρακτηριστικής AM/PM, τα σύμβολα υφίστανται αριστερόστροφη μεταβολή της φάσης τους στο μιγαδικό επίπεδο. Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 2.6.2.3, λόγω των διακυμάνσεων που παρατηρούνται στα πλάτη των συμβόλων μετά την επίδραση του ζωνοπερατού φιλτραρίσματος στον 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 στο επόμενο κεφάλαιο, 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. Στο Κεφάλαιο 5, επίσης, παρατίθενται διαγράμματα διασποράς (Scatterplots), για τα τέσσερα σχήματα διαμόρφωσης του προτύπου, όπου παρουσιάζεται η κατανομή των συμβόλων του αντίστοιχου σηματοκώ αστερισμού στο μιγαδικό επίπεδο. Τα διαγράμματα έχουν εξαχθεί στην περίπτωση ενίσχυσης πλησίον του σημείου κόρου του ενισχυτή αλλά και στην περίπτωση εφαρμογής αντιστάθμισης αστερισμού (βλ. παράγραφο 3.5) στην πλευρά της εκπομπής για την τελική αποκατάσταση της θέσης των συμβόλων στο μιγαδικό επίπεδο. Στα Σχήματα 4.4. και 4.5 φαίνεται η μη γραμμική συμπεριφορά του ενισχυτή υψηλής ισχύος σε περίπτωση ενίσχυσης σήματος με στάθμη ισχύος μικρότερη από αυτή που αντιστοιχεί στο σημείο κόρου. Για να γίνει περισσότερο εμφανής η μη γραμμικότητα που εισάγεται από τον ενισχυτή, στα Σχήματα 4.6 και 4.7 απεικονίζεται η σύγκριση με τις αντίστοιχες χαρακτηριστικές καμπύλες του ενισχυτή όταν αυτός εμφανίζει γραμμική συμπεριφορά σε ολόκληρο το εύρος σταθμών ισχύος εισόδου μέχρι το σημείο κόρου. Κάτι τέτοιο καθίσταται εφικτό με την προσθήκη κατάλληλου μη γραμμικού κυκλώματος (linearizer) πριν από τον ενισχυτή υψηλής ισχύος, όπως αναλυτικά έχει αναφερθεί στην παράγραφο 3.4, με τους συνεπαγόμενους ωστόσο περιορισμούς σε μέγεθος, όγκο και κόστος.



Σχήμα 4.6: Σύγκριση γραμμικής και μη γραμμικής χαρακτηριστικής AM/AM.



Σχήμα 4.7: Σύγκριση γραμμικής και μη γραμμικής χαρακτηριστικής AM/PM.

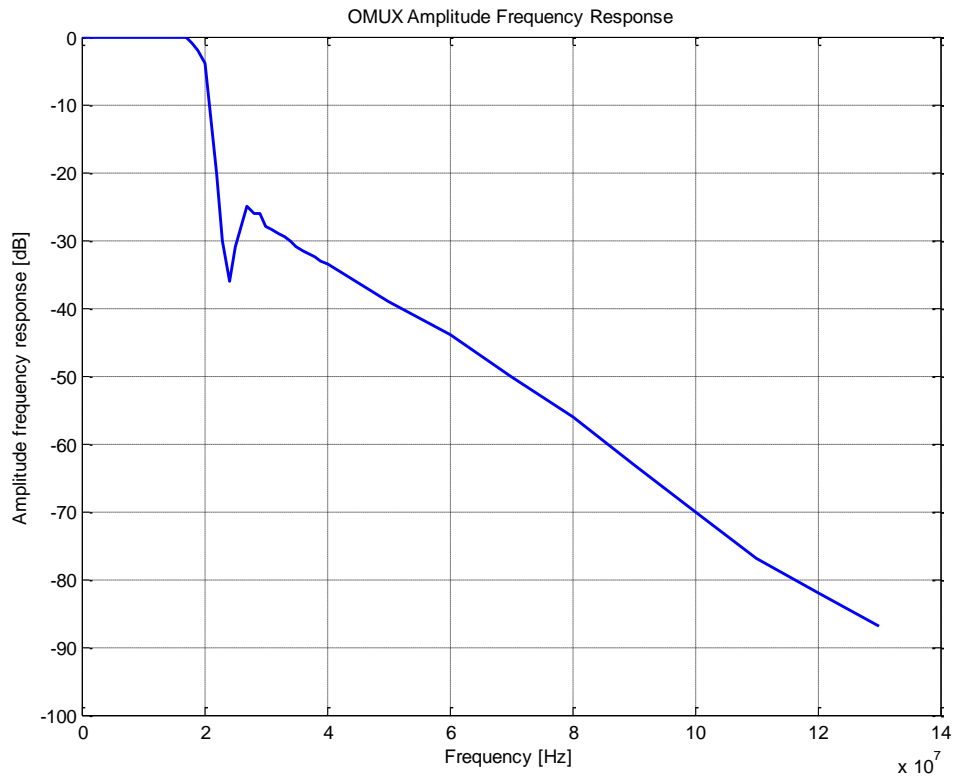
Η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων είναι εντονότερη όταν ο ενισχυτής υψηλής ισχύος λειτουργεί πλησίον του σημείου κόρου. Επιπλέον, από την παρατήρηση των ανωτέρω διαγραμμάτων καθίσταται φανερή η σχέση ανταλλαγής (trade-off) μεταξύ της γραμμικής συμπεριφοράς του ενισχυτή και της αποδοτικότητας ισχύος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

Το σημείο λειτουργίας του ενισχυτή εκφρασμένο μέσω του περιθωρίου ισχύος εισόδου IBO (που αντιστοιχεί στη στάθμη ισχύος του σήματος οδήγησης του ενισχυτή) καθορίζεται ως παράμετρος στην εκκίνηση της εκάστοτε προσομοίωσης και λαμβάνει τιμές από -45dB έως 0dB. Το ίδιο ισχύει και για τη μέγιστη ισχύ εξόδου (P_{out}) του ενισχυτή που μπορεί να λάβει πλήθος τιμών ανάλογα με τον τύπο ενισχυτή TWTΑ που χρησιμοποιείται. Στις προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν στην παρούσα διπλωματική εργασία χρησιμοποιήθηκε η τιμή $P_{out} = 100W$.

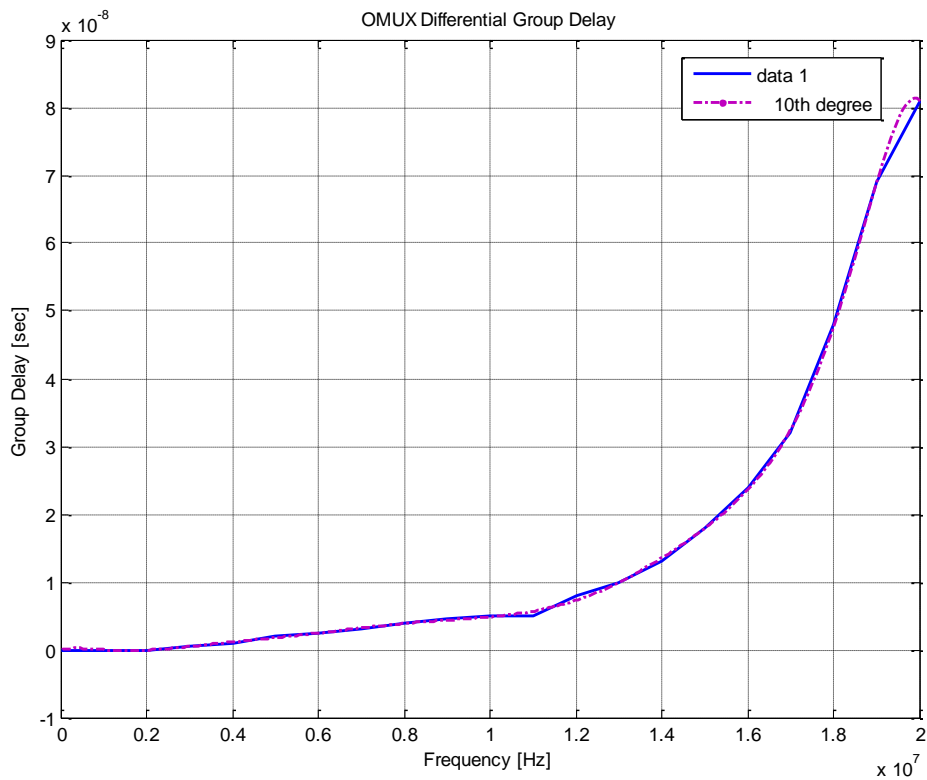
Στην παράγραφο 4.7.2 του παραρτήματος του κεφαλαίου, παρατίθεται το τμήμα του κώδικα που υλοποιεί τη διαδικασία της μη γραμμικής και γραμμικής ενίσχυσης. Ο γραμμικά ενισχυμένος σηματοκός αστερισμός χρησιμοποιείται ως συγκριτικό μέγεθος στο κύκλωμα του αποδιαμορφωτή για την ποσοτικοποίηση της επιδείνωσης της επίδοσης της δορυφορικής ζεύξης λόγω της μη γραμμικής ενίσχυσης, μέσω του υπολογισμού της απώλειας αποδιαμόρφωσης D , όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 2.7.4.

4.4. 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 4.2 για το ζωνοπερατό φιλτράρισμα στον πολυπλέκτη εισόδου. Στα Σχήματα 4.8 και 4.9 απεικονίζονται τα αποτελέσματα μετρήσεων όσον αφορά τα χαρακτηριστικά πλάτους (Amplitude) και καθυστέρησης ομάδας (Group Delay) του ζωνοπερατού φίλτρου του πολυπλέκτη εξόδου του αναμεταδότη.



Σχήμα 4.8: Απόκριση πλάτους του ζωνοπερατού φίλτρου του πολυπλέκτη εξόδου του αναμεταδότη.



Σχήμα 4.9: Καθυστέρηση ομάδας του ζωνοπερατού φίλτρου του πολυπλέκτη εξόδου του αναμεταδότη.

Στο Σχήμα 4.9 με μπλε χρώμα απεικονίζονται οι τιμές της καθυστέρησης ομάδας συναρτήσει της συχνότητας που έχουν προκύψει ως αποτέλεσμα μετρήσεων ενώ με μωβ χρώμα η πολυωνυμική προσέγγιση δεκάτου βαθμού του ίδιου μεγέθους, η οποία χρησιμοποιήθηκε για την εύρεση της απόκρισης φάσης του φίλτρου βάσει της σχέσης 4.1.

Δεδομένης της απόκρισης πλάτους και φάσης του φίλτρου υπολογίζεται 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.

Το τμήμα κώδικα που υλοποιεί το ζωνοπερατό φιλτράρισμα στον πολυπλέκτη εξόδου (OMUX Filtering) παρατίθεται στην παράγραφο 4.7.3 του παραρτήματος του κεφαλαίου.

4.5. Υπολογισμός απώλειας αποδιαμόρφωσης στο δέκτη

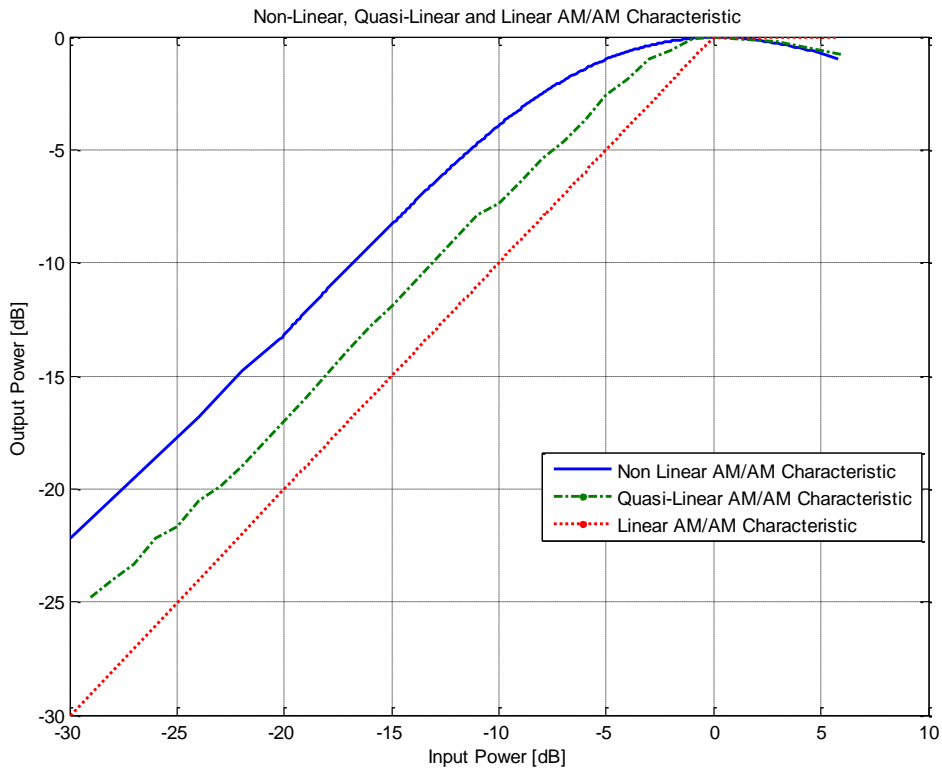
Ο υπολογισμός της απώλειας αποδιαμόρφωσης (Demodulation Loss, D) πραγματοποιείται στο κύκλωμα του δέκτη και αποτελεί μια κρίσιμη διαδικασία για την ποσοτικοποίηση της δυσμενούς επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων στην επίδοση του δορυφορικού συστήματος. Συγκεκριμένα, όπως έχει αναφερθεί στην παράγραφο 2.7.4, η τιμή του παράγοντα D αντιπροσωπεύει τη διαφορά, σε dB, μεταξύ του σηματοθορυβικού λόγου E_s/N_0 που απαιτείται στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης στο δέκτη για την επίτευξη συγκεκριμένης στάθμης BER ή PER κατά τη μετάδοση του δορυφορικού σήματος μέσω μη γραμμικού διαύλου και της αντίστοιχης τιμής σηματοθορυβικού λόγου σε περίπτωση μετάδοσης σε ιδανικά γραμμικό δίαυλο. Η απώλεια αποδιαμόρφωσης εξαρτάται από τη μορφή των χαρακτηριστικών AM/AM και AM/PM του ενισχυτή υψηλής ισχύος ενώ η στάθμη BER ή PER καθορίζεται από την απαιτούμενη ποιότητα υπηρεσίας (QoS). Κατά τη διαδικασία της αποδιαμόρφωσης (Demodulation) του δορυφορικού σήματος που προκύπτει στην έξοδο του φίλτρου μορφοποίησης (Σχήμα 4.1, SRRC Filtering) στο δέκτη, χρησιμοποιείται ως αστερισμός αναφοράς ο γραμμικά ενισχυμένος σηματικός αστερισμός, δηλαδή ο αστερισμός που έχει φθάσει στο δέκτη θεωρώντας ότι ο δίαυλος είναι γραμμικός.

Το τμήμα κώδικα που αφορά τη διαδικασία αποδιαμόρφωσης για τον προσδιορισμό της τιμής της απώλειας αποδιαμόρφωσης, D, παρατίθεται στην ενότητα 4.7.4 του παραρτήματος του κεφαλαίου.

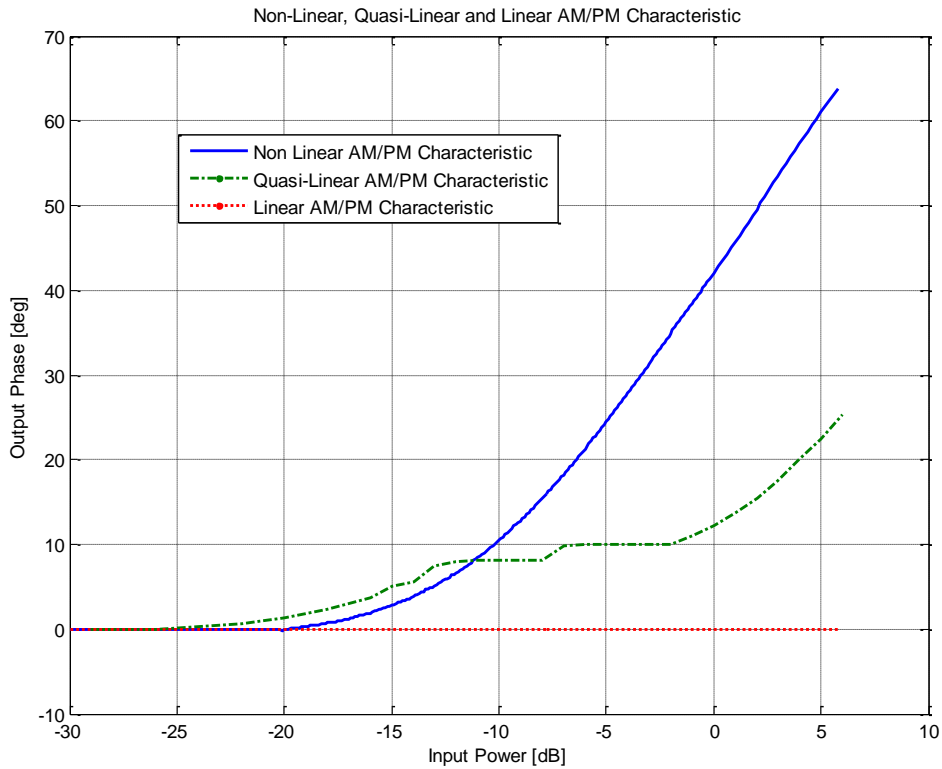
4.6. Τεχνική αντιστάθμισης αστερισμού

Για την αντιμετώπιση των δυσμενών επιπτώσεων λόγω των διαφόρων μη γραμμικών διεργασιών, στην πλευρά της εκπομπής και συγκεκριμένα κατά τη διαδικασία διαμόρφωσης και αντιστοίχισης των συμβόλων στο μιγαδικό επίπεδο (Constellation Mapping), εφαρμόζεται η τεχνική αντιστάθμισης αστερισμού (Digital Predistortion). Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 3.5, η αντιστάθμιση αφορά τη μεταβολή της θέσης των μεταδιδόμενων συμβόλων στο μιγαδικό επίπεδο, δηλαδή την κατάλληλη τροποποίηση του πλάτους και της φάσης τους, ώστε, μετά τη διαδικασία της μη γραμμικής ενίσχυσης που λαμβάνει χώρα στη βαθμίδα ενίσχυσης του δορυφορικού αναμεταδότη, να μη μεταβάλλεται η ευκλείδεια απόσταση μεταξύ των συμβόλων του σηματικού αστερισμού. Στη βιβλιογραφία προτείνονται διάφορες τεχνικές αντιστάθμισης. Οι δύο τεχνικές αντιστάθμισης που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα διπλωματική εργασία βασίζονται στη στιγμιαία εκτίμηση της θέσης κάθε μεταδιδόμενου συμβόλου μετά τη διαδικασία της ενίσχυσης, έχοντας ως αναφορά, η πρώτη, τη θέση του ίδιου συμβόλου κατά τη διέλευση από ενισχυτή με χαρακτηριστικά AM/AM και AM/PM που προσεγγίζουν την ιδεατά γραμμική λειτουργία (βλ. Σχήματα 4.6 και 4.7, γραμμικές χαρακτηριστικές), και η δεύτερη, τη θέση του ίδιου συμβόλου που διέρχεται από ενισχυτή με «οιονεί γραμμικά» (quasi linear) χαρακτηριστικά AM/AM και AM/PM, όπως φαίνεται στα Σχήματα 4.10 και 4.11 αντίστοιχα.

Από την παρατήρηση των Σχημάτων 4.10 και 4.11 είναι φανερό ότι οι δύο προαναφερθείσες τεχνικές αντιστάθμισης αστερισμού επιτυγχάνουν διαφορετική επίδοση ως προς τις δύο αντικρουόμενες και ευθέως ανταλλάξιμες προδιαγραφές του ενισχυτή υψηλής ισχύος: τη γραμμική συμπεριφορά για κάθε στάθμη ισχύος εισόδου μέχρι το σημείο κόρου και την αποδοτικότητα ισχύος στην έξοδο του ενισχυτή. Συγκεκριμένα, η τεχνική αντιστάθμισης που έχει ως αναφορά την ιδανικά γραμμική λειτουργία του ενισχυτή αντιμετωπίζει πλήρως τα μη γραμμικά φαινόμενα που οφείλονται στη μη γραμμική ενίσχυση· ωστόσο, υπολείπεται σημαντικά ως προς την τιμή της ισχύος εξόδου του δορυφορικού σήματος. Από την άλλη πλευρά, η τεχνική αντιστάθμισης που έχει ως αναφορά την «οιονεί γραμμική» λειτουργία του ενισχυτή αντιμετωπίζει μερικώς τα μη γραμμικά φαινόμενα της μη γραμμικής ενίσχυσης· ωστόσο, τα σύμβολα του σηματικού αστερισμού εξέρχονται του ενισχυτή με σαφώς μεγαλύτερη ισχύ σε σχέση με την πρώτη τεχνική αντιστάθμισης. Η απόφαση για το ποιά τεχνική αντιστάθμισης αστερισμού πρέπει να προτιμηθεί, καθορίζεται από τις απαιτήσεις που αφορούν τη γραμμικότητα και την ισχύ λήψης της υπηρεσίας που υλοποιεί το δορυφορικό σύστημα.



Σχήμα 4.10: Σύγκριση μη γραμμικής, «οιονεί γραμμικής» και γραμμικής χαρακτηριστικής AM/AM.



Σχήμα 4.11: Σύγκριση μη γραμμικής, «οιονεί γραμμικής» και γραμμικής χαρακτηριστικής AM/PM.

Ανεξάρτητα από τον τρόπο υλοποίησής της, η αντιστάθμιση αστερισμού βρίσκει ευρεία εφαρμογή σε σχήματα πολυσταθμικής διαμόρφωσης. Επιπλέον, η ευκολία υλοποίησής της σε πολυσταθμικά σχήματα όπου η κατανομή των συμβόλων στο μιγαδικό επίπεδο γίνεται σε ομόκεντρους δακτυλίους (APSK) διευκολύνει την εφαρμογή της. Όπως προκύπτει από τη μορφή των χαρακτηριστικών καμπυλών των Σχημάτων 4.10 και 4.11, προκειμένου να επιτευχθεί η επιθυμητή, όσον αφορά τη γραμμικότητα, έξοδος του δορυφορικού σήματος από τη βαθμίδα ενίσχυσης, τα πλάτη των συμβόλων που συνθέτουν το σηματοτικό αστερισμό ελαττώνονται κατά τη διαδικασία διαμόρφωσης στην πλευρά της εκπομπής. Κατ' αυτό τον τρόπο, μετατίθεται το σημείο λειτουργίας του ενισχυτή υψηλής ισχύος σε μεγαλύτερο, κατά απόλυτη τιμή, περιθώριο ισχύος εισόδου (IBO). Ο βαθμός ελάττωσης του πλάτους των συμβόλων εξαρτάται από την τεχνική υλοποίησης της αντιστάθμισης. Για παράδειγμα, στην περίπτωση όπου η αντιστάθμιση αστερισμού βασίζεται στην ιδεατά γραμμική λειτουργία του ενισχυτή, η μείωση του πλάτους των συμβόλων είναι μεγαλύτερη σε σχέση με την περίπτωση όπου η τεχνική βασίζεται στην «οιονεί γραμμική» λειτουργία του ενισχυτή. Στα διαγράμματα διασποράς που παρατίθενται στο επόμενο κεφάλαιο γίνεται εμφανής η διαφορά αυτή όσον αφορά τον αντισταθμισμένο αστερισμό.

Όπως έχει αναφερθεί στην παράγραφο 3.5, αξίζει να σημειωθεί ότι, κατά την εφαρμογή της αντιστάθμισης, τα σύμβολα των εξωτερικών δακτυλίων των σηματοτικών αστερισμών 16APSK και 32APSK υφίστανται μεγαλύτερη μείωση στο πλάτος συγκριτικά με τα σύμβολα των εσωτερικών δακτυλίων. Αυτό οφείλεται στο ότι η ενίσχυση των εξωτερικών συμβόλων (σύμβολα μεγαλύτερης ισχύος) συνεπάγεται λειτουργία του ενισχυτή πλησιέστερα στο σημείο κόρου και, συνεπώς, αυξημένη επίδραση των μη γραμμικοτήτων.

Επιπλέον, κατά την εφαρμογή της αντιστάθμισης, η φάση των συμβόλων του αστερισμού μεταβάλλεται κατά μέτρο και φορά. Το μέτρο μεταβολής της γωνίας εξαρτάται επίσης από την τεχνική υλοποίησης της αντιστάθμισης. Αντίστοιχα με την περίπτωση του πλάτους των συμβόλων του αντισταθμισμένου αστερισμού, η τεχνική αντιστάθμισης που βασίζεται στην ιδεατά γραμμική λειτουργία του ενισχυτή μεταβάλλει σε μεγαλύτερο βαθμό τη γωνία των συμβόλων σε σχέση με την τεχνική αντιστάθμισης που βασίζεται στην «οιονεί γραμμική» λειτουργία του ενισχυτή. Όσον αφορά τη φορά στροφής, και στις δύο περιπτώσεις είναι αντίθετη της φοράς στροφής της γωνίας των συμβόλων που θα προκληθεί μετά τη διέλευσή τους από το μη γραμμικό ενισχυτή (βλ. μη γραμμική χαρακτηριστική AM/PM).

Στα διαγράμματα διασποράς που παρατίθενται στο επόμενο κεφάλαιο, καθίσταται εμφανής η μεταβολή της φάσης των συμβόλων στο σηματικό αστερισμό και για τις δύο τεχνικές υλοποίησης της αντιστάθμισης αστερισμού. Επίσης, η τροποποίηση της φάσης των συμβόλων των εξωτερικών δακτυλίων σε πολυσταθμικά σχήματα διαμόρφωσης είναι μεγαλύτερη σε σχέση με την αντίστοιχη μεταβολή στα σύμβολα των εσωτερικών δακτυλίων.

Το τμήμα του κώδικα που υλοποιεί τη διαδικασία αντιστάθμισης αστερισμού παρατίθεται στην ενότητα 4.7.5 του παραρτήματος του κεφαλαίου.

4.7. Παράρτημα κεφαλαίου: Κώδικας υλοποίησης των μονάδων του προσομοιωτή DVB-S2

Η υλοποίηση του προσομοιωτή DVB-S2 πραγματοποιήθηκε με τη χρησιμοποίηση του λογισμικού Matlab v.7.10 (R2010a). Η διαδικασία που ακολουθήθηκε συμφωνεί με τη δομή του λειτουργικού διαγράμματος του Σχήματος 4.1 και αποτελεί επέκταση του προσομοιωτή DVB-S2 σε δίαυλο AWGN. Οι παράμετροι εισόδου της βασικής συνάρτησης του προσομοιωτή είναι:

- Το σχήμα διαμόρφωσης.
- Ο ρυθμός κώδικα.
- Ο αριθμός των πλαισίων FEC (σταθερού μήκους 64800 ψηφίων) στα οποία οργανώνεται η ροή της ψηφιακής πληροφορίας.
- Ο συντελεστής εξάπλωσης των SRRC φίλτρων στον πομπό και το δέκτη.
- Ο σηματοθορυβικός λόγος E_s/N_0 (ενέργεια συμβόλου προς φασματική πυκνότητα θορύβου) στην είσοδο του κυκλώματος αποδιαμόρφωσης στο δέκτη.
- Το σημείο λειτουργίας του ενισχυτή σε όρους περιθωρίου ισχύος εισόδου.
- Η μέγιστη ισχύς εξόδου που δύναται να αποδώσει ο ενισχυτής.

Αφού οριστούν οι τιμές των παραμέτρων βάσει των οποίων θα πραγματοποιηθεί η κάθε προσομοίωση, παράγεται η ψηφιακή ροή πληροφορίας στην οποία μέσω της αλυσιδωτής κωδικοποίησης BCH (εξωτερική) & LDPC (εσωτερική) προστίθενται με συστηματικό τρόπο πλεονάζοντα ψηφία για τη δημιουργία των πλαισίων FEC. Τα πρόσθετα αυτά ψηφία προσδίδουν τη δυνατότητα στον αποκωδικοποιητή να ανιχνεύει και να διορθώνει σφάλματα που έχουν προκύψει κατά τη μετάδοση του σήματος. Έπειτα ακολουθεί η διαδικασία της ψηφιακής διαμόρφωσης της πληροφορίας βάσει του σχήματος που έχει επιλεγεί και η εφαρμογή της μεθόδου αντιστάθμισης αστερισμού στην περίπτωση προσομοίωσης με χρήση μιας εκ των δύο τεχνικών που αναφέρθηκαν στην παράγραφο 4.6. Μετά τη διέλευσή του από το SRRC φίλτρο στην πλευρά της εκπομπής, το ψηφιακά διαμορφωμένο σήμα εισέρχεται στο δορυφορικό αναμεταδότη και στις βαθμίδες του πολυπλέκτη εισόδου IMUX, ενίσχυσης και του πολυπλέκτη εξόδου OMUX. Μετά την επίδραση του θορύβου κάτω ζεύξης, το δορυφορικό σήμα εισέρχεται στο κύκλωμα του δέκτη όπου εκτελούνται διαδοχικά οι διαδικασίες αποδιαμόρφωσης, αποκωδικοποίησης και υπολογισμού

των παραμέτρων επίδοσης (ρυθμός λανθασμένων πακέτων⁷ PER και απώλεια αποδιαμόρφωσης D).

Για τη διενέργεια προσομοιώσεων για ένα διάστημα τιμών σηματοθορυβικού λόγου E_s/N_0 στην είσοδο του κυκλώματος αποδιαμόρφωσης στο δέκτη και για διάφορες τιμές των υπολοίπων παραμέτρων (IBO, ρυθμός κώδικα), χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος προσομοίωσης μέσω της Error Rate Console [14]. Ως κριτήριο διακοπής των επιμέρους προσομοιώσεων (Simulation Limit Option) χρησιμοποιήθηκε ο ελάχιστος αριθμός λανθασμένων πακέτων (MinNumErrors), που τέθηκε στην τιμή 100 για την εξαγωγή της τιμής PER με τη μέγιστη δυνατή ακρίβεια, μέσω της εξέτασης μεγάλου αριθμού μεταδοθέντων πακέτων. Λόγω των αυξημένων απαιτήσεων του προσομοιωτή σε χρόνο και υπολογιστική μνήμη, ιδιαίτερα στην περίπτωση μικρών PER, χρησιμοποιήθηκαν εξειδικευμένες δυνατότητες του λογισμικού (Parallel Computing Toolbox) για την αξιοποίηση όλων των πυρήνων του επεξεργαστή.

Ο πλήρης κώδικας υλοποίησης του προσομοιωτή DVB-S2 παρατίθεται στο παράρτημα στο τέλος της διπλωματικής εργασίας. Στις ακόλουθες ενότητες παρουσιάζεται ο κώδικας υλοποίησης των επιμέρους μονάδων (modules) του προσομοιωτή, η λειτουργία των οποίων αναλύθηκε εκτενώς στο παρόν κεφάλαιο.

4.7.1. Υλοποίηση ζωνοπερατού φιλτραρίσματος στον πολυπλέκτη εισόδου του αναμεταδότη

```
%% IMUX BandPass Filtering

%import measured characteristics
load('IMUX_Amp_Freq_Resp.mat');

%Polynomial curve fitting (degree 10)
IMUX_GD_poly = polyfit(IMUX_GroupDelay(:,1), IMUX_GroupDelay(:,2), 10);

%Integrate polynomial analytically
IMUX_PhaseResponse_poly = - polyint(IMUX_GD_poly);
```

⁷ Αξίζει να σημειωθεί ότι για τον υπολογισμό των παραμέτρων επίδοσης, η πληροφορία οργανώνεται σε mpeg πακέτα των 1504 ψηφίων το καθένα.

```

%Filter's Transfer Function
for vv = (1:length(IMUX_Amp_Freq_Resp))

    IMUX_PhaseShift(vv) =
polyval(IMUX_PhaseResponse_poly,IMUX_Amp_Freq_Resp(vv,1));
    imux_TransferFunction_A(vv) =
IMUX_Amp_Freq_Resp(vv,3)*cos(IMUX_PhaseShift(vv));
    imux_TransferFunction_B(vv) =
IMUX_Amp_Freq_Resp(vv,3)*sin(IMUX_PhaseShift(vv));
    imux_TransferFunction(vv) =
complex(imux_TransferFunction_A(vv),imux_TransferFunction_B(vv));

end

%figure; impz(imux_TransferFunction); % filter's impulse response
%Dimension matching
resifil = floor(length(ytx)/length(imux_TransferFunction));

%imux_TF = zeros(length(ytx),Num_FECBlks)
for i = (1:Num_FECBlks)
    for tt = (1:resifil)
        imux_TF(i,((tt-1)*length(imux_TransferFunction) +
1):tt*length(imux_TransferFunction)) =
imux_TransferFunction(1:length(imux_TransferFunction));
    end
end

if (resifil*length(imux_TransferFunction))~= length(ytx)
    for i = (1:Num_FECBlks)
        imux_TF(i,(resifil*length(imux_TransferFunction))+1:length(ytx)) =
imux_TransferFunction(1:length(ytx)-
resifil*length(imux_TransferFunction));
    end
end

voit = imux_TF;
if (Num_FECBlks > 1)
    for i = (1:Num_FECBlks-1)
        imux_TF = [imux_TF;voit];
    end
end

%Apply filter
for i = (1:Num_FECBlks)
    ytx_i(:,i) = ytx(:,i).*imux_TF(i,:);
end

```

4.7.2. Υλοποίηση μη γραμμικής ενίσχυσης στον ενισχυτή TWTA

```

%% 16APSK Amplification Process

if (spc_eff<0)
    y_sat1=2.57;
elseif (spc_eff<2.8)
    y_sat1=3.15;
elseif (spc_eff<3.1)
    y_sat1=2.85;
elseif (spc_eff<3.25)
    y_sat1=2.75;
elseif (spc_eff<3.4)
    y_sat1=2.70;
elseif (spc_eff<3.57)
    y_sat1=2.60;
else
    y_sat1=2.57;
end
%Amplifier's Input is IMUX Filter's Output
y_inp = ytx_i;
%%
for i = 1:length(AmplifierPoints)
    Amplifier_char(i,1) = y_sat1*10^(AmplifierPoints(i,1)/20);%input
    amplitude
    Amplifier_char(i,2) =
    sqrt(P_out)*10^(AmplifierPoints(i,2)/20);%output amplitude
    Amplifier_char(i,3) = degtorad(AmplifierPoints(i,3));%output phase
    shift [deg]->[rad]
end

%figure;plot(AmplifierPoints(:,1),AmplifierPoints(:,2));
%figure;plot(AmplifierPoints(:,1),AmplifierPoints(:,3));

%Linear characteristic
for i = 1:205
    LinearAmplifierPoints(i,1) = AmplifierPoints(i,1);
    LinearAmplifierPoints(i,2) = LinearAmplifierPoints(i,1);
    LinearAmplifierPoints(i,3) = 0;
end
for i = 206:length(AmplifierPoints)
    LinearAmplifierPoints(i,1) = AmplifierPoints(i,1);
    LinearAmplifierPoints(i,2) = 0;
    LinearAmplifierPoints(i,3) = 0;
end

%figure;plot(LinearAmplifierPoints(:,1),LinearAmplifierPoints(:,2));
%figure;plot(LinearAmplifierPoints(:,1),LinearAmplifierPoints(:,3));

for i = 1:length(LinearAmplifierPoints)
    LinearAmplifier_char(i,1) =
    y_sat1*10^(LinearAmplifierPoints(i,1)/20);%input amplitude
    LinearAmplifier_char(i,2) =
    sqrt(P_out)*10^(LinearAmplifierPoints(i,2)/20);%output amplitude

```



```

LinearAmplifier_char(i,3) =
deg2rad(LinearAmplifierPoints(i,3));%output phase shift [deg]->[rad]
end

%polyfit(x,y,n): 10 degree
AM_AM_poly = polyfit(Amplifier_char(:,1),Amplifier_char(:,2),10);
AM_PM_poly = polyfit(Amplifier_char(:,1),Amplifier_char(:,3),10);

%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(AM_AM_poly,Amplifier_char(:,
1)))
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(AM_PM_poly,Amplifier_char(:,
1)))

%polyfit(x,y,n): 10 degree
LinearAM_AM_poly =
polyfit(LinearAmplifier_char(:,1),LinearAmplifier_char(:,2),10);
LinearAM_PM_poly =
polyfit(LinearAmplifier_char(:,1),LinearAmplifier_char(:,3),10);

%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearAM_AM_poly,Amplifier_c
har(:,1)))
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearAM_PM_poly,Amplifier_c
har(:,1)))

%Non Linear symbol-to symbol amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y_inp))
        y_outp_amp(it,i) = polyval(AM_AM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_outp_ang(it,i) = polyval(AM_PM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_outp_A(it,i) =
y_outp_amp(it,i)*cos(angle(y_inp(it,i))+y_outp_ang(it,i));
        y_outp_B(it,i) =
y_outp_amp(it,i)*sin(angle(y_inp(it,i))+y_outp_ang(it,i));
        y_outp(it,i) = complex(y_outp_A(it,i),y_outp_B(it,i));
    end
end

%Linear symbol-to symbol amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y_inp))
        y_linoutp_amp(it,i) = polyval(LinearAM_AM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linoutp_ang(it,i) = polyval(LinearAM_PM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linoutp_A(it,i) =
y_linoutp_amp(it,i)*cos(angle(y_inp(it,i))+y_linoutp_ang(it,i));
        y_linoutp_B(it,i) =
y_linoutp_amp(it,i)*sin(angle(y_inp(it,i))+y_linoutp_ang(it,i));
        y_linoutp(it,i) = complex(y_linoutp_A(it,i),y_linoutp_B(it,i));
    end
end

```

4.7.3. Υλοποίηση ζωνοπερατού φιλτραρίσματος στον πολυπλέκτη εξόδου του αναμεταδότη

```

%% OMUX BandPass Filtering

%import measured characteristics
load('OMUX_Amp_Freq_Resp.mat');

%Polynomial curve fitting (degree 10)
OMUX_GD_poly = polyfit(OMUX_GroupDelay(:,1),OMUX_GroupDelay(:,2),10);
%Integrate polynomial analytically
OMUX_PhaseResponse_poly = - polyint(OMUX_GD_poly);

%Filter's Transfer Function
for vv = (1:length(OMUX_Amp_Freq_Resp))

    OMUX_PhaseShift(vv) =
polyval(OMUX_PhaseResponse_poly,OMUX_Amp_Freq_Resp(vv,1));
    omux_TransferFunction_A(vv) =
OMUX_Amp_Freq_Resp(vv,3)*cos(OMUX_PhaseShift(vv));
    omux_TransferFunction_B(vv) =
OMUX_Amp_Freq_Resp(vv,3)*sin(OMUX_PhaseShift(vv));
    omux_TransferFunction(vv) =
complex(omux_TransferFunction_A(vv),omux_TransferFunction_B(vv));

end
%figure; impz(omux_TransferFunction); % filter's impulse response
%Dimension matching
resifil = floor(length(y_outp)/length(omux_TransferFunction));

%omux_TF = zeros(length(y_outp),Num_FECBlks)
for i = (1:Num_FECBlks)
    for tt = (1:resifil)
        omux_TF(i,((tt-1)*length(omux_TransferFunction) +
1):tt*length(omux_TransferFunction)) =
omux_TransferFunction(1:length(omux_TransferFunction));
        end
    end
end

if (resifil*length(omux_TransferFunction))~= length(y_outp)
    for i = (1:Num_FECBlks)
        omux_TF(i,(resifil*length(omux_TransferFunction))+1:length(y_outp))
= omux_TransferFunction(1:length(y_outp)-
resifil*length(omux_TransferFunction));
        end
    end
end

voit = omux_TF;
if (Num_FECBlks > 1)
    for i = (1:Num_FECBlks-1)
        omux_TF = [omux_TF;voit];
    end
end
end

```

```
%Apply filter
for i = (1:Num_FECBlks)
    y_outp_o(:,i) = y_outp(:,i).*OMUX_TF(i,:);
end
```

4.7.4. Υλοποίηση διαδικασίας αποδιαμόρφωσης

```
Pi=sum(abs(y_linoutp(:,1)).^2)/length(y_linoutp);%Signal energy
Sigma2=Pi/10^(EsNo/10);%Noise Variance
```

```
switch mod_type
    case 1
        ctest = lin_amp_PSK_Constellation(M, IBO, LinearAM_AM_poly);
    case 2
        ctest = lin_amp_PSK_Constellation(M, IBO, LinearAM_AM_poly);
    case 3
        ctest =
lin_amp_APSK_Constellation(M, IBO, spc_eff, LinearAM_AM_poly);
    case 4
        ctest =
lin_amp_APSK_Constellation(M, IBO, spc_eff, LinearAM_AM_poly);
end
```

```
%% Signal Demodulation
zsym=zeros(64800,Num_FECBlks);
```

```
switch mod_type
    case 1
        for i = (1:Num_FECBlks)
            zsym(:,i) = demodulate(modem.genqamdemod('Constellation',
ctest,'OutputType', 'Bit', 'DecisionType', ...
                                                    'LLR', 'NoiseVariance',
Sigma2),yrx(:,i));
        end;
    case 2
        for i = (1:Num_FECBlks)
            zsym(:,i) = demodulate(modem.genqamdemod('Constellation',
ctest,'OutputType', 'Bit', 'DecisionType', ...
                                                    'LLR', 'NoiseVariance',
Sigma2),yrx(:,i));
        end;
    case 3
        for i = (1:Num_FECBlks)
            zsym(:,i) = demodulate(modem.genqamdemod('Constellation',
ctest,'OutputType', 'Bit', 'DecisionType', ...
                                                    'LLR', 'NoiseVariance',
Sigma2),yrx(:,i));
        end;
    case 4
        for i = (1:Num_FECBlks)
            zsym(:,i) = demodulate(modem.genqamdemod('Constellation',
ctest,'OutputType', 'Bit', 'DecisionType', ...
                                                    'LLR', 'NoiseVariance',
Sigma2),yrx(:,i));
```

```

    end;
end;

```

4.7.5. Υλοποίηση τεχνικών αντιστάθμισης αστερισμού

```

%% Predistortion Process

% 1.Predistortion based on amplifier's linear characteristics
%%Amplitude & phase adjustment
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y))
        ip = 1;
        while Amplifier_char(ip,2) < abs(yrx3(it,i))
            ip=ip+1;
        end
        y_pred_amp(it,i) = mean([Amplifier_char(ip-
1,1);Amplifier_char(ip,1)]);
        y_pred_ang(it,i) = polyval(AM_PM_poly,y_pred_amp(it,i));
        y_pred_A(it,i) = y_pred_amp(it,i)*cos(angle(y(it,i))-
y_pred_ang(it,i));
        y_pred_B(it,i) = y_pred_amp(it,i)*sin(angle(y(it,i))-
y_pred_ang(it,i));
        y_pred(it,i) = complex(y_pred_A(it,i),y_pred_B(it,i));
    end
end
%% SRRC filtering
%% IMUX filtering
%%Predistorted constellation amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y))
        y_predoutp_amp(it,i) = polyval(AM_AM_poly,abs(y_pred(it,i)));
        y_predoutp_ang(it,i) = polyval(AM_PM_poly,abs(y_pred(it,i)));
        y_predoutp_A(it,i) =
y_predoutp_amp(it,i)*cos(angle(y_pred(it,i))+y_predoutp_ang(it,i));
        y_predoutp_B(it,i) =
y_predoutp_amp(it,i)*sin(angle(y_pred(it,i))+y_predoutp_ang(it,i));
        y_predoutp(it,i) = complex(y_predoutp_A(it,i),y_predoutp_B(it,i));
    end
end
%% OMUX filtering
%% AWGN effect
%% SRRC filtering

% 2.Predistortion based on amplifier's quasi-linear characteristics
%%Amplitude & phase adjustment
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y))
        ip = 1;
        while Amplifier_char(ip,2) < abs(yrx6(it,i))
            ip=ip+1;
        end
        y_pred2_amp(it,i) = mean([Amplifier_char(ip-
1,1);Amplifier_char(ip,1)]);

```

```

    y_pred2_ang(it,i) = polyval(AM_PM_poly,y_pred2_amp(it,i)) -
    polyval(LinearizedAM_PM_poly,y_pred2_amp(it,i));
    y_pred2_A(it,i) = y_pred2_amp(it,i)*cos(angle(y(it,i))-
    y_pred2_ang(it,i));
    y_pred2_B(it,i) = y_pred2_amp(it,i)*sin(angle(y(it,i))-
    y_pred2_ang(it,i));
    y_pred2(it,i) = complex(y_pred2_A(it,i),y_pred2_B(it,i));
end
end
%% SRRC filtering
%% IMUX filtering
%%Predistorted constellation amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y))
        y_pred2outp_amp(it,i) = polyval(AM_AM_poly,abs(y_pred2(it,i)));
        y_pred2outp_ang(it,i) = polyval(AM_PM_poly,abs(y_pred2(it,i)));
        y_pred2outp_A(it,i) =
        y_pred2outp_amp(it,i)*cos(angle(y_pred2(it,i))+y_pred2outp_ang(it,i))
        ;
        y_pred2outp_B(it,i) =
        y_pred2outp_amp(it,i)*sin(angle(y_pred2(it,i))+y_pred2outp_ang(it,i))
        ;
        y_pred2outp(it,i) =
        complex(y_pred2outp_A(it,i),y_pred2outp_B(it,i));
    end
end
%% OMUX filtering
%% AWGN effect
%% SRRC filtering

```

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Αποτελέσματα Προσομοίωσης

5.1. Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του προσομοιωτή του δορυφορικού προτύπου DVB-S2 που αναπτύχθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Ο προσομοιωτής χρησιμοποιήθηκε για τη μελέτη της επίδοσης του προτύπου DVB-S2 στην περίπτωση μετάδοσης μέσω μη γραμμικού διαύλου και στην περίπτωση εφαρμογής της μεθόδου αντιστάθμισης αστερισμού στην πλευρά της εκπομπής πριν τη μετάδοση. Παράλληλα, με την εκτίμηση της συνολικής υποβάθμισης ως μέτρου αξιολόγησης της επίδοσης της δορυφορικής ζεύξης (βλ. παράγραφο 2.7.4), προσδιορίζεται το βέλτιστο, σε όρους IBO, σημείο λειτουργίας του ενισχυτή όπου επιτυγχάνεται η ελαχιστοποίηση της συνολικής υποβάθμισης. Το συγκεκριμένο μέτρο αξιολόγησης προτιμήθηκε καθώς αποτελεί τον πλέον ακριβή τρόπο αξιολόγησης της επίδοσης όχι μόνο των ενισχυτών υψηλής ισχύος αλλά και της συνολικής δορυφορικής ζεύξης (end-to-end performance).

Αρχικά, παρουσιάζονται αναλυτικές καμπύλες ποσοστού λανθασμένων πακέτων (PER), για τα τέσσερα διαθέσιμα σχήματα διαμόρφωσης του προτύπου και για διάφορους ρυθμούς κώδικα, συναρτήσεϊ του σηματοθορυβικού λόγου E_s/N_0 στην είσοδο του κυκλώματος αποδιαμόρφωσης στο δέκτη. Μέσω της σύγκρισης με τις αντίστοιχες καμπύλες που προκύπτουν για μετάδοση μέσω ιδανικά γραμμικού διαύλου, προσδιορίζεται, για δεδομένο ποσοστό λανθασμένων πακέτων, η απώλεια αποδιαμόρφωσης (D) για διάφορες τιμές του περιθωρίου ισχύος εισόδου (IBO) του ενισχυτή (βλ. παράγραφο 2.7.4). Η ίδια διαδικασία ακολουθείται στην περίπτωση εφαρμογής της μεθόδου

αντιστάθμισης στην πλευρά της εκπομπής. Ο προσδιορισμός της τιμής συνολικής υποβάθμισης (TD) για διάφορες τιμές του περιθωρίου ισχύος εισόδου (βλ. σχέση 2.39) αξιοποιείται για την εξαγωγή συμπερασμάτων που αφορούν το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του ενισχυτή (ελάχιστη τιμή TD).

Για την απεικόνιση των επιδράσεων των μη γραμμικοτήτων στους σηματοδοτικούς αστερισμούς αλλά και της μείωσης της παραμόρφωσης που επιτυγχάνεται με τη χρήση των τεχνικών αντιστάθμισης, παρουσιάζονται, στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας, διαγράμματα διασποράς (Scatterplots) για κάθε σχήμα διαμόρφωσης του προτύπου DVB-S2.

Στο τελευταίο τμήμα της εργασίας παρατίθεται η σύγκριση της επίδοσης των σχημάτων διαμόρφωσης 16APSK - 16QAM και 32APSK - 32QAM κατά τη μετάδοση σε μη γραμμικό δίαυλο. Η καλύτερη επίδοση των APSK σχημάτων έναντι των αντιστοίχων QAM αποτελεί έναν από τους βασικότερους λόγους προτίμησής τους κατά τη διαδικασία επιλογής πολυσταθμικών σχημάτων διαμόρφωσης όταν σχεδιάσθηκε το πρότυπο DVB-S2.

5.2. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης κατά τη μετάδοση μέσω μη γραμμικού διαύλου

Για τη μελέτη της επίδοσης του προτύπου DVB-S2 κατά τη μετάδοση σημάτων μέσω μη γραμμικού διαύλου εξήχθησαν λεπτομερείς⁸ καμπύλες ρυθμού λανθασμένων πακέτων συναρτήσεως του σηματοθορυβικού λόγου στην είσοδο του κυκλώματος αποδιαμόρφωσης στο δέκτη. Οι καμπύλες επίδοσης αφορούν όλα τα σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται από το πρότυπο και σχεδιάσθηκαν για διάφορες τιμές περιθωρίου ισχύος εισόδου στον ενισχυτή και ρυθμού κώδικα. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι αυξημένες απαιτήσεις του προσομοιωτή σε μνήμη και υπολογιστική ισχύ σε συνδυασμό με τους περιορισμούς που εισάγει το λογισμικό Matlab δεν επιτρέπουν τον υπολογισμό ποσοστών λανθασμένων πακέτων μικρότερων του 10^{-4} (που αντιστοιχούν⁹ σε ποσοστά λανθασμένων ψηφίων της τάξης του 10^{-7}).

Για την ποσοτικοποίηση της δυσμενούς επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων στην επίδοση της δορυφορικής ζεύξης υπολογίζεται η απώλεια αποδιαμόρφωσης D (βλ. παράγραφο 2.7.4) για συγκεκριμένη στάθμη ποσοστού

⁸ Κατά την εκτέλεση των προσομοιώσεων επιλέχθηκε βήμα αύξησης του σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη ίσο με 0.05dB.

⁹ Ένα mpeg πακέτο αντιστοιχεί σε 1504 ψηφία.

λανθασμένων πακέτων. Για τον υπολογισμό της απώλειας αποδιαμόρφωσης εξήχθησαν οι καμπύλες επίδοσης για μετάδοση σε ιδανικά γραμμικό δίαυλο και σχεδιάστηκαν σε κοινά διαγράμματα με τις αντίστοιχες καμπύλες που αφορούν μετάδοση σε μη γραμμικό δίαυλο. Η στάθμη ποσοστού λανθασμένων πακέτων που χρησιμοποιήθηκε στους υπολογισμούς είναι $PER=10^{-3}$.

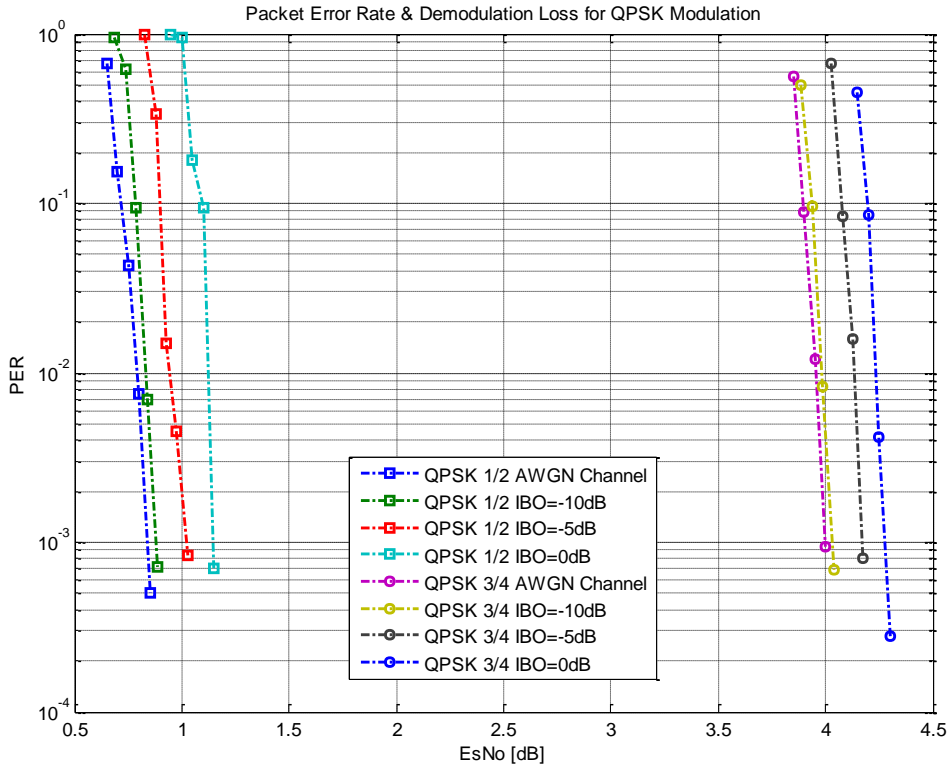
Για την αξιολόγηση της επίδοσης και την εύρεση του σημείου βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή υπολογίστηκε η συνολική υποβάθμιση TD για διάφορες τιμές περιθωρίου ισχύος εισόδου του ενισχυτή. Βάσει της σχέσης ορισμού της TD (σχέση 2.39, $TD_{dB} = OBO_{dB} + D_{dB}$), ο υπολογισμός της προϋποθέτει τη μέτρηση της απώλειας αποδιαμόρφωσης και του περιθωρίου ισχύος εξόδου του ενισχυτή για διάφορες τιμές IBO. Η απώλεια αποδιαμόρφωσης υπολογίζεται βάσει της διαδικασίας που αναφέρθηκε προηγουμένως ενώ το περιθώριο ισχύος εξόδου προκύπτει από την χαρακτηριστική AM/AM του ενισχυτή υψηλής ισχύος (βλ. Σχήμα 4.4). Στις προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν, στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας, το διάστημα τιμών περιθωρίου ισχύος εισόδου που χρησιμοποιήθηκε είναι $IBO=-12dB$ έως $IBO=0dB$. Το σημείο βέλτιστης λειτουργίας, σε όρους IBO, του ενισχυτή υψηλής ισχύος προσδιορίζεται από την τιμή εκείνη του ανωτέρω διαστήματος για την οποία η συνολική υποβάθμιση λαμβάνει την ελάχιστη τιμή της.

Στις επόμενες παραγράφους παρατίθενται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για κάθε σχήμα διαμόρφωσης του προτύπου DVB-S2.

5.2.1. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης QPSK

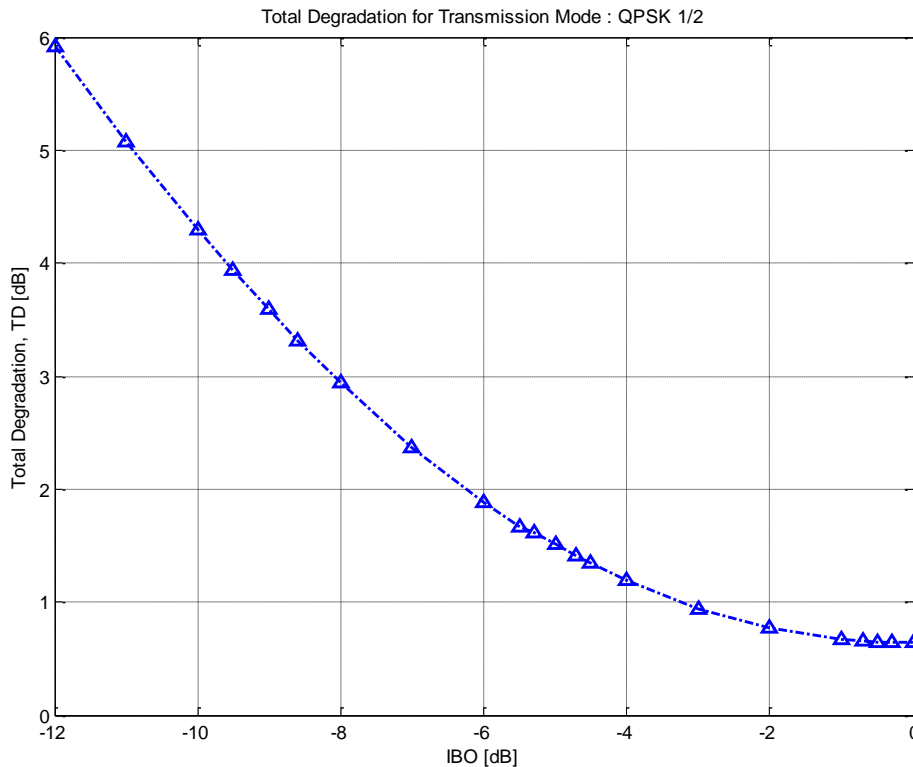
Οι καμπύλες ποσοστού λανθασμένων πακέτων συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη για διάφορες τιμές IBO και ρυθμού κώδικα απεικονίζονται στο Σχήμα 5.1. Στο ίδιο σχήμα έχουν σχεδιασθεί οι αντίστοιχες καμπύλες στην περίπτωση μετάδοσης σε ιδανικά γραμμικό δίαυλο παρουσία AWGN για την εκτίμηση της τιμής της απώλειας αποδιαμόρφωσης. Παρατηρείται ότι η απώλεια αποδιαμόρφωσης αυξάνει καθώς προσεγγίζεται το σημείο κόρου του ενισχυτή (ελαττώνεται το IBO) λόγω της μεγαλύτερης επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων. Για λειτουργία υπό μηδενικό περιθώριο ισχύος εισόδου ($IBO = 0dB$) η απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη στάθμη $PER = 10^{-3}$ είναι ίση με 0.3dB. Για τιμές $IBO < 0dB$ η απώλεια αποδιαμόρφωσης λαμβάνει ακόμα μικρότερες τιμές. Είναι φανερό, επομένως, η

ευρωστία του σχήματος διαμόρφωσης QPSK ως προς τα μη γραμμικά φαινόμενα που εισάγει η ενισχυτική διαδικασία εφόσον πρόκειται για σχήμα σταθερής περιβάλλουσας με αραιή τοποθέτηση των συμβόλων στο σηματοκτικό αστερισμό.



Σχήμα 5.1: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση QPSK.

Στο Σχήμα 5.2 απεικονίζεται η συνολική υποβάθμιση για την περίπτωση διαμόρφωσης QPSK με ρυθμό κώδικα 1/2. Το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή καθορίζεται από το σημείο ελαχίστου της καμπύλης που προκύπτει για την τιμή IBO = 0dB. Συνεπώς, για λειτουργία υπό μηδενικό περιθώριο ισχύος εισόδου επιτυγχάνεται η βέλτιστη επίδοση της δορυφορικής ζεύξης ενώ η ελάχιστη συνολική υποβάθμιση έχει τιμή TD = 0.64dB. Παρατηρείται ότι για λειτουργία υπό μεγαλύτερο (κατά απόλυτη τιμή) περιθώριο ισχύος εισόδου, παρά τη μείωση της απώλειας αποδιαμόρφωσης (Σχήμα 5.1), η συνολική υποβάθμιση αυξάνεται λόγω αύξησης του περιθωρίου ισχύος εξόδου OBO.

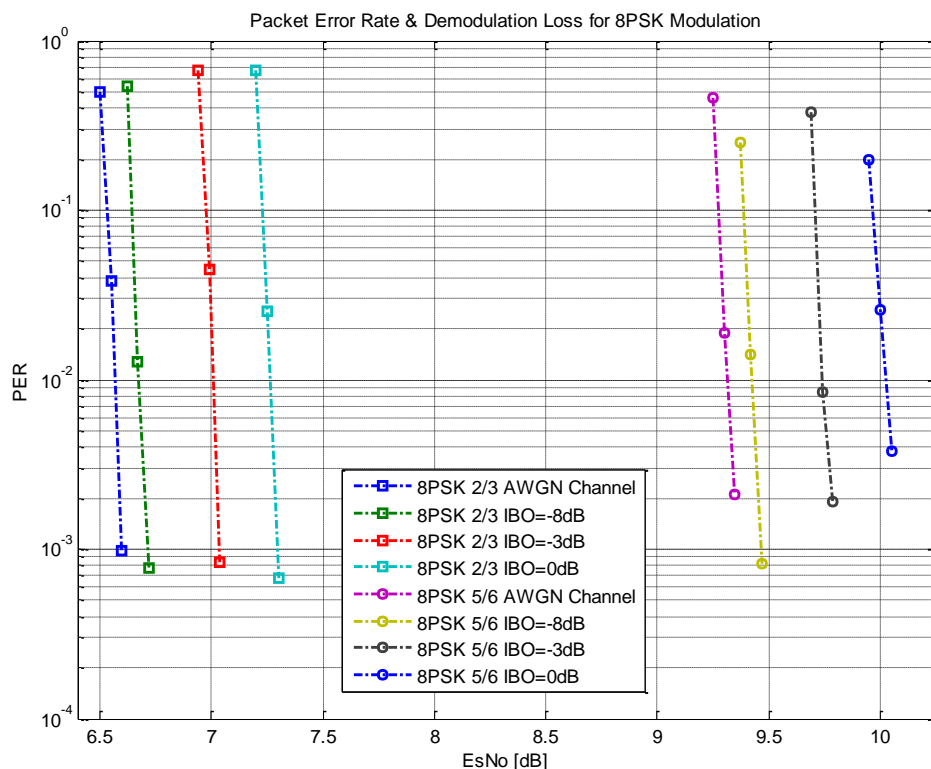


Σχήμα 5.2: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης QPSK με ρυθμό κώδικα 1/2.

5.2.2. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης 8PSK

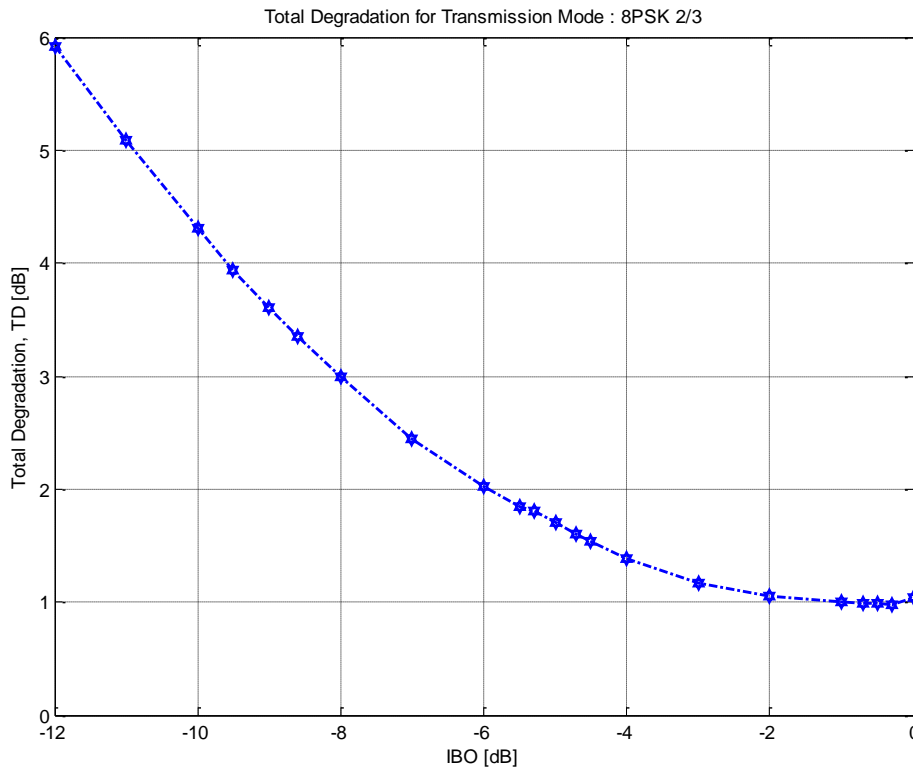
Οι καμπύλες ποσοστού λανθασμένων πακέτων συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη για διάφορες τιμές IBO και ρυθμού κώδικα απεικονίζονται στο Σχήμα 5.3. Η απώλεια αποδιαμόρφωσης αυξάνει όσο προσεγγίζεται το σημείο κόρου του ενισχυτή. Για στάθμη $PER = 10^{-3}$ και λειτουργία υπό μηδενικό περιθώριο ισχύος εισόδου ($IBO = 0\text{dB}$) η απώλεια αποδιαμόρφωσης ισούται με 0.7dB . Για τιμές $IBO < 0\text{dB}$ η απώλεια αποδιαμόρφωσης λαμβάνει μικρότερες τιμές, αν και παραμένει πάντα μεγαλύτερη σε σχέση την αντίστοιχη απώλεια αποδιαμόρφωσης στην περίπτωση της διαμόρφωσης QPSK. Αυτό εξηγείται από το ότι τα σύμβολα στον αστερισμό 8PSK είναι πυκνότερα τοποθετημένα στο δακτύλιο με αποτέλεσμα να βρίσκονται σε μικρότερες αποστάσεις μεταξύ τους σε σχέση με τα σύμβολα του αστερισμού QPSK. Κατ' αυτό τον τρόπο το σχήμα διαμόρφωσης 8PSK καθίσταται περισσότερο ευπαθές στα μη γραμμικά φαινόμενα που εισάγει η ενισχυτική

διαδικασία, όπως άλλωστε αποτυπώνεται και στις υψηλότερες τιμές του παράγοντα D.



Σχήμα 5.3: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 8PSK.

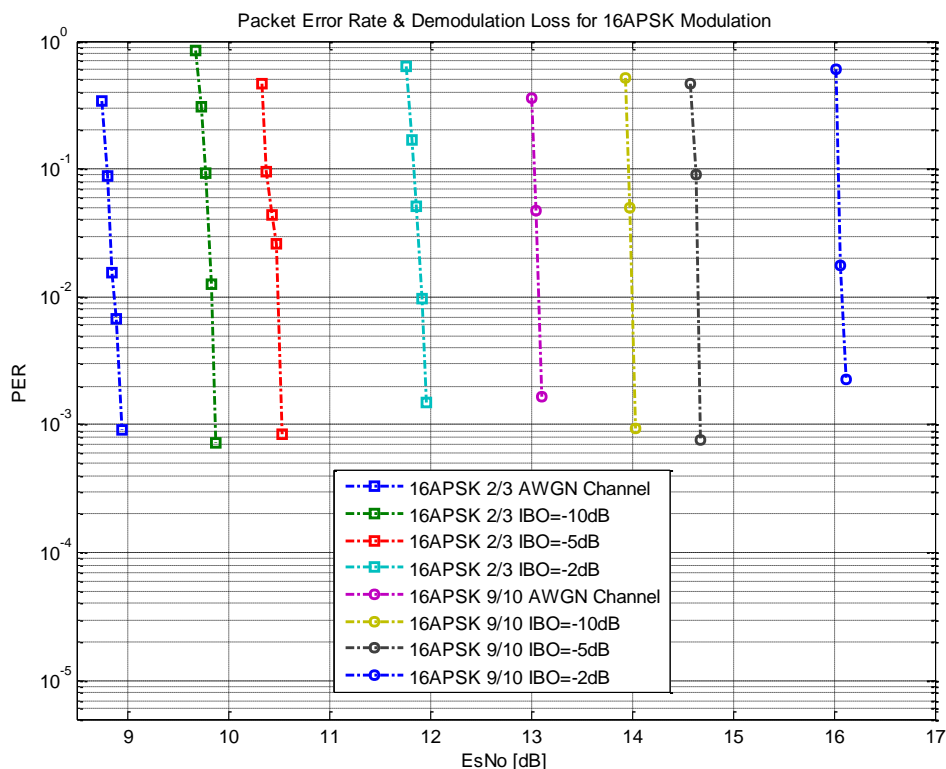
Στο Σχήμα 5.4 απεικονίζεται η συνολική υποβάθμιση για την περίπτωση διαμόρφωσης 8PSK με ρυθμό κώδικα 2/3. Το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή καθορίζεται από το σημείο ελαχίστου της καμπύλης που προκύπτει για την τιμή IBO = -0.3dB. Παρατηρείται μια μικρή μετατόπιση του σημείου βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή σε σχέση με την περίπτωση της διαμόρφωσης QPSK (IBO = 0dB). Για λειτουργία υπό το συγκεκριμένο περιθώριο ισχύος εισόδου (IBO = -0.3dB) επιτυγχάνεται η βέλτιστη επίδοση της δορυφορικής ζεύξης ενώ η ελάχιστη συνολική υποβάθμιση λαμβάνει την τιμή TD = 0.98dB. Από τη μορφή της καμπύλης του Σχήματος 5.4, προκύπτει ότι η συνολική υποβάθμιση για λειτουργία υπό μεγαλύτερο (κατά απόλυτη τιμή) περιθώριο ισχύος εισόδου αυξάνεται, λόγω της αύξησης του περιθωρίου ισχύος εξόδου OBO (σχέση 2.39), παρά τη μείωση της απώλειας αποδιαμόρφωσης (Σχήμα 5.3).



Σχήμα 5.4: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης 8PSK με ρυθμό κώδικα 2/3.

5.2.3. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης 16APSK

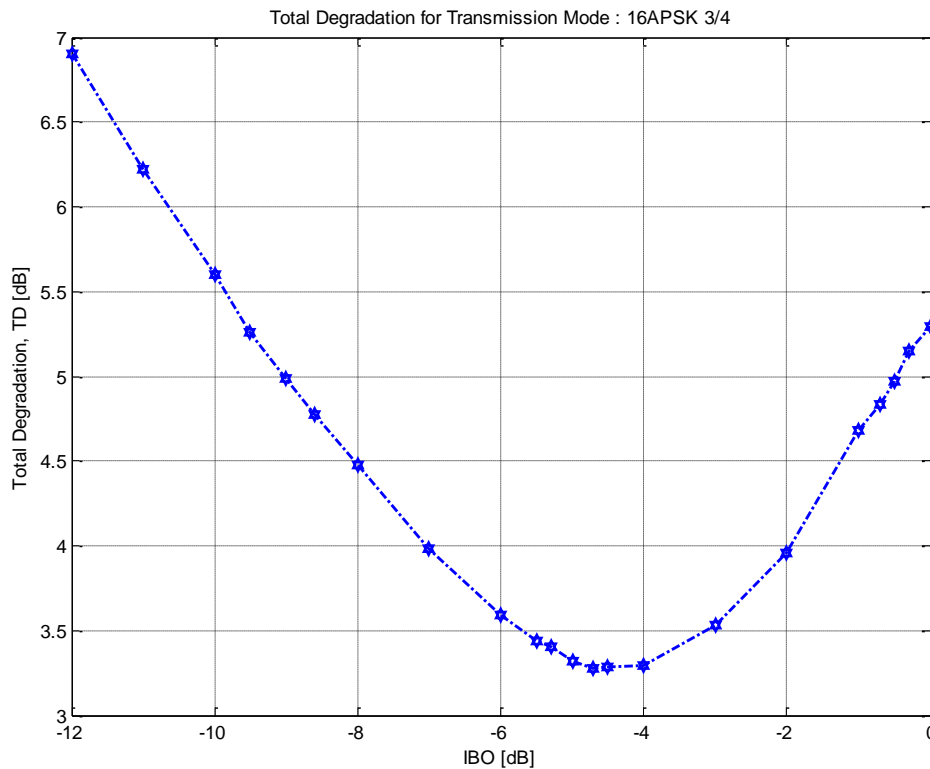
Οι καμπύλες ποσοστού λανθασμένων πακέτων συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη για διάφορες τιμές IBO και ρυθμού κώδικα απεικονίζονται στο Σχήμα 5.5. Η απώλεια αποδιαμόρφωσης αυξάνει σημαντικά όσο προσεγγίζεται το σημείο κόρου του ενισχυτή. Για στάθμη $PER = 10^{-3}$ και λειτουργία υπό μηδενικό περιθώριο ισχύος εισόδου ($IBO = 0\text{dB}$), η απώλεια αποδιαμόρφωσης είναι ίση με 4.55dB. Από τη μορφή των καμπυλών του Σχήματος 5.5 προκύπτει ότι, στην περίπτωση της διαμόρφωσης 16APSK, η απώλεια αποδιαμόρφωσης λαμβάνει σημαντικά μεγαλύτερες τιμές σε σχέση με τα σχήματα σταθερής περιβάλλουσας QPSK και 8PSK. Όπως έχει αναφερθεί στην παράγραφο 2.8, αυτό οφείλεται στη μεταβλητότητα που παρουσιάζει η περιβάλλουσα των 16APSK σημάτων, γεγονός που τα καθιστά περισσότερο ευάλωτα στη μη γραμμική ενίσχυση.



Σχήμα 5.5: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 16APSK.

Στο Σχήμα 5.6 απεικονίζεται η συνολική υποβάθμιση για την περίπτωση διαμόρφωσης 16APSK με ρυθμό κώδικα 3/4. Το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή καθορίζεται από το σημείο ελαχίστου της καμπύλης που προκύπτει για την τιμή $IBO = -4.7\text{dB}$. Στην περίπτωση αυτή παρατηρείται σημαντική μετατόπιση του σημείου βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή σε σχέση με την περίπτωση των σχημάτων σταθερής περιβάλλουσας όπου το σημείο βέλτιστης λειτουργίας βρίσκεται πλησίον του σημείου κόρου. Για λειτουργία υπό το συγκεκριμένο περιθώριο ισχύος εισόδου ($IBO = -4.7\text{dB}$) επιτυγχάνεται η βέλτιστη επίδοση της δορυφορικής ζεύξης ενώ η ελάχιστη συνολική υποβάθμιση λαμβάνει την τιμή $TD = 3.28\text{dB}$. Προκύπτει συνεπώς σημαντική αύξηση της τιμής της ελάχιστης συνολικής υποβάθμισης σε σχέση με την περίπτωση σχημάτων σταθερής περιβάλλουσας εξαιτίας της δυσμενέστερης επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων σε σχήματα μεταβλητής περιβάλλουσας. Από τη μορφή της καμπύλης του Σχήματος 5.6, προκύπτει ότι η συνολική υποβάθμιση για λειτουργία σε μεγαλύτερο (κατά απόλυτη τιμή) περιθώριο ισχύος εισόδου από τη βέλτιστη τιμή $IBO = -4.7\text{dB}$ αυξάνεται λόγω της αύξησης του περιθωρίου ισχύος εξόδου OBO (σχέση 2.39), παρά τη μείωση της απώλειας αποδιαμόρφωσης (Σχήμα 5.5). Επίσης, η συνολική υποβάθμιση για λειτουργία σε μικρότερο (κατά

απόλυτη τιμή) περιθώριο ισχύος εισόδου από τη βέλτιστη τιμή $IBO = -4.7\text{dB}$, αυξάνεται λόγω της αύξησης της απώλειας αποδιαμόρφωσης, παρά τη μείωση του περιθωρίου ισχύος εξόδου OBO.

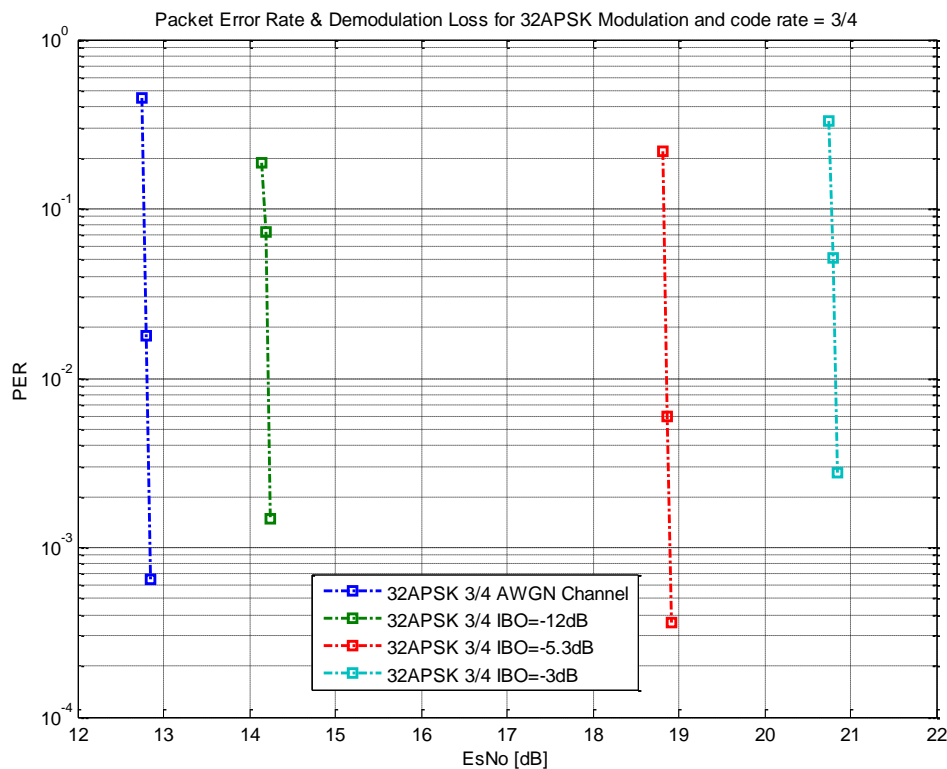


Σχήμα 5.6: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης 16APSK με ρυθμό κώδικα 3/4.

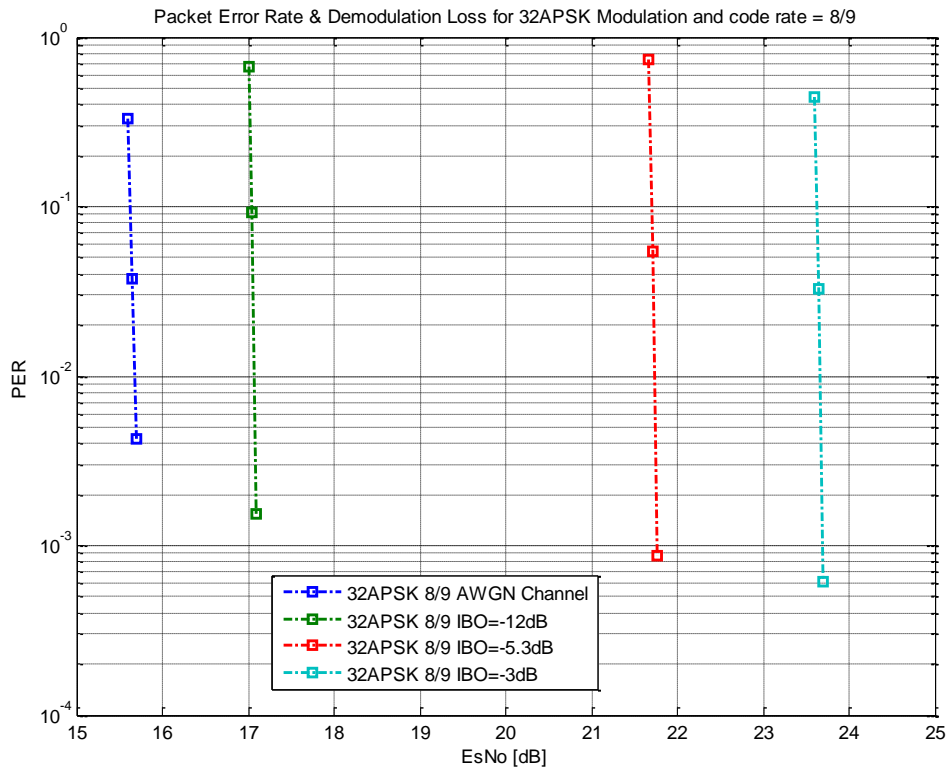
5.2.4. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης 32APSK

Οι καμπύλες ποσοστού λανθασμένων πακέτων συναρτήσει του σηματορουβικού λόγου στο δέκτη για διάφορες τιμές IBO και ρυθμού κώδικα απεικονίζονται στα Σχήματα 5.7 και 5.8. Η απώλεια αποδιαμόρφωσης στην περίπτωση της 32APSK διαμόρφωσης λαμβάνει τις μεγαλύτερες τιμές σε σχέση με τα άλλα είδη διαμόρφωσης για τις διάφορες τιμές περιθωρίου ισχύος εισόδου. Για στάθμη $PER = 10^{-3}$ και λειτουργία υπό μηδενικό περιθώριο ισχύος εισόδου ($IBO = 0\text{dB}$) η απώλεια αποδιαμόρφωσης ισούται με 10.04dB . Η τιμή αυτή είναι κατά πολύ μεγαλύτερη σε σχέση με τις αντίστοιχες τιμές στο σημείο κόρου που προκύπτουν θεωρώντας τα άλλα σχήματα διαμόρφωσης.

Από την παρατήρηση των καμπύλων των Σχημάτων 5.7 και 5.8 προκύπτει ότι, στην περίπτωση της διαμόρφωσης 32APSK, η απώλεια αποδιαμόρφωσης αυξάνεται σημαντικά καθώς προσεγγίζεται το σημείο κόρου. Η επίδραση της μη γραμμικής ενίσχυσης είναι ιδιαίτερα δυσμενής με αποτέλεσμα το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του ενισχυτή να προκύπτει αρκετά μακριά από το σημείο κόρου. Όπως έχει αναφερθεί στην παράγραφο 2.8, η κατανομή των συμβόλων στον αστερισμό 32APSK γίνεται σε τρεις ομόκεντρους δακτυλίους. Η μεταβλητότητα στο πλάτος των συμβόλων του σηματικού αστερισμού έχει ως αποτέλεσμα τη διαφορετική επίδραση της ενισχυτικής διαδικασίας για σύμβολα διαφορετικής περιβάλλουσας. Η μη γραμμική ενίσχυση επιδεινώνει την ποιότητα της δορυφορικής ζεύξης λόγω της μείωσης της ευκλείδειας απόστασης μεταξύ των διαφορετικών συμβόλων στον αστερισμό.



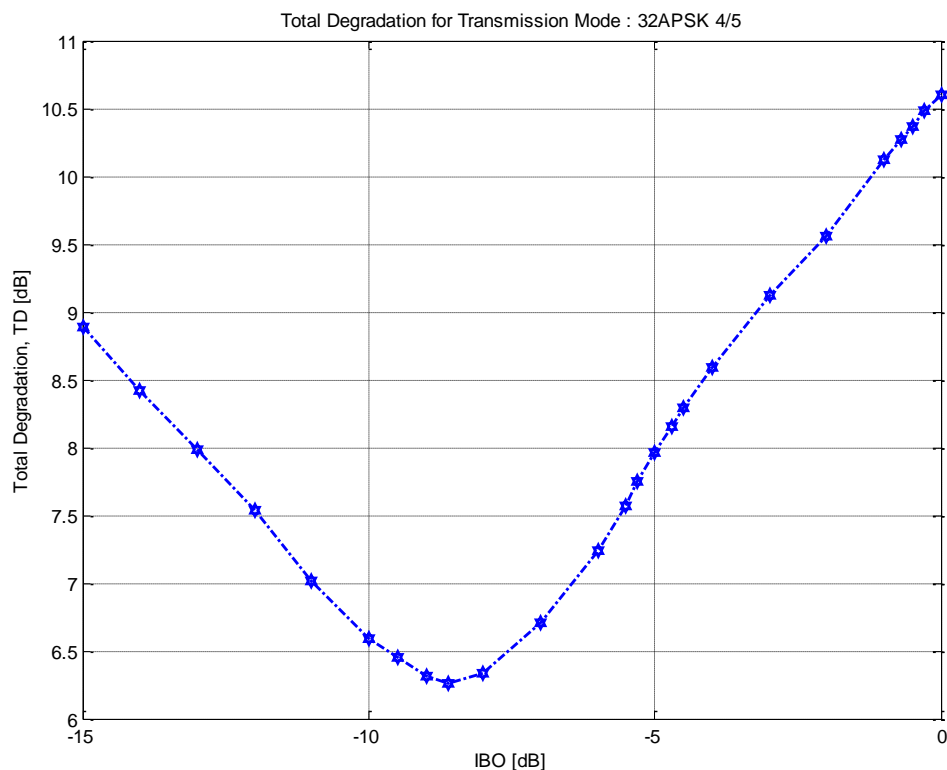
Σχήμα 5.7: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 32APSK με ρυθμό κώδικα 3/4.



Σχήμα 5.8: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 32APSK με ρυθμό κώδικα 8/9.

Στο Σχήμα 5.9 απεικονίζεται η συνολική υποβάθμιση για την περίπτωση διαμόρφωσης 32APSK με ρυθμό κώδικα 4/5. Το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή καθορίζεται από το σημείο ελαχίστου της καμπύλης που προκύπτει για την τιμή $IBO = -8.6\text{dB}$, αρκετά μακριά, επομένως, από το σημείο κόρου. Για λειτουργία υπό το συγκεκριμένο περιθώριο ισχύος εισόδου ($IBO = -8.6\text{dB}$) επιτυγχάνεται η βέλτιστη επίδοση της δορυφορικής ζεύξης ενώ η ελάχιστη συνολική υποβάθμιση λαμβάνει την τιμή $TD = 6.26\text{dB}$. Η τιμή της ελάχιστης συνολικής υποβάθμισης είναι ιδιαίτερα υψηλή σε σχέση με την αντίστοιχη τιμή που προέκυψε θεωρώντας τα σχήματα διαμόρφωσης που εξετάστηκαν προηγουμένως. Αυτό οφείλεται στις μεγαλύτερες διαφοροποιήσεις της περιβάλλουσας των συμβόλων του αστερισμού. Από τη μορφή της καμπύλης του Σχήματος 5.9, προκύπτει ότι η συνολική υποβάθμιση για λειτουργία σε μεγαλύτερο (κατά απόλυτη τιμή) περιθώριο ισχύος εισόδου από τη βέλτιστη τιμή $IBO = -8.6\text{dB}$ αυξάνεται, λόγω της αύξησης του περιθωρίου ισχύος εξόδου OBO (σχέση 2.39), παρά τη μείωση της απώλειας αποδιαμόρφωσης (Σχήματα 5.7 & 5.8). Επίσης, η συνολική υποβάθμιση για λειτουργία σε μικρότερο (κατά απόλυτη τιμή) περιθώριο ισχύος εισόδου σε σχέση με τη βέλτιστη τιμή $IBO = -8.6\text{dB}$

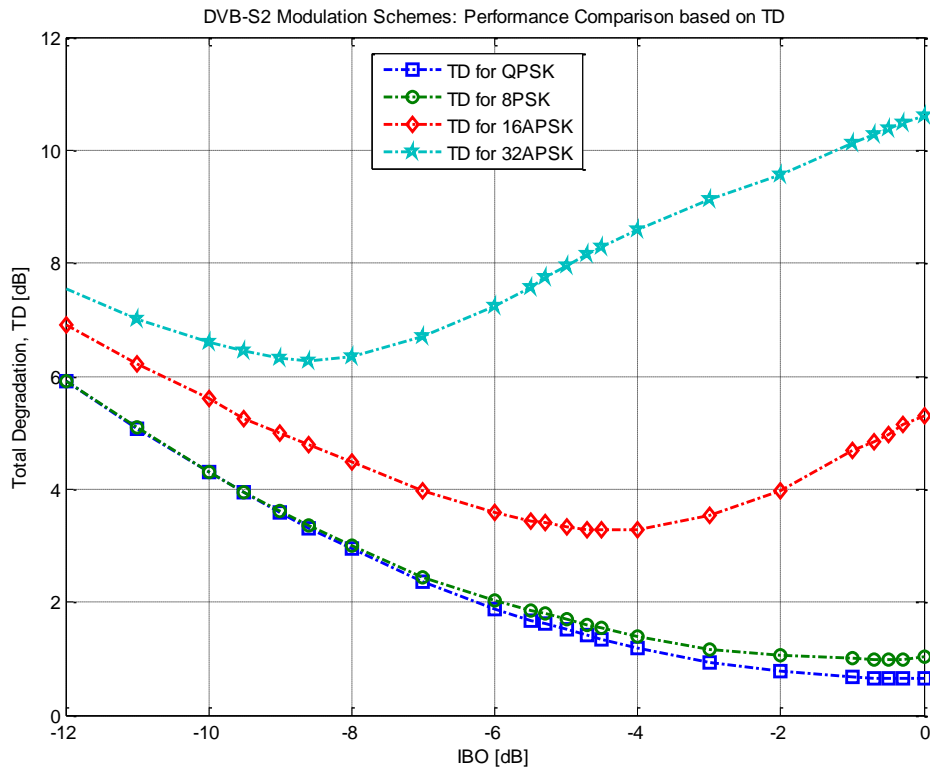
αυξάνεται, λόγω της αύξησης της απώλειας αποδιαμόρφωσης, παρά τη μείωση του περιθωρίου ισχύος εξόδου OBO.



Σχήμα 5.9: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης 32APSK με ρυθμό κώδικα 4/5.

Στο Σχήμα 5.10 έχουν σχεδιασθεί σε κοινό διάγραμμα οι καμπύλες συνολικής υποβάθμισης για τα τέσσερα σχήματα διαμόρφωσης του προτύπου ενώ στον Πίνακα 5.1 συνοψίζονται οι αριθμητικές τιμές των παραμέτρων που προέκυψαν από τις προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Η αύξηση της τάξης του σχήματος διαμόρφωσης προκαλεί μετατόπιση του σημείου βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή μακριά από το σημείο κόρου ενώ αυξάνει την τιμή της απώλειας αποδιαμόρφωσης και της ελάχιστης συνολικής υποβάθμισης. Οι επιπτώσεις είναι ιδιαίτερα δυσμενείς στην περίπτωση σχημάτων μεταβλητής περιβάλλουσας (16APSK και 32APSK).



Σχήμα 5.10: Συνολική υποβάθμιση των σχημάτων διαμόρφωσης του προτύπου DVB-S2.

Σύγκριση παραμέτρων βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή για μετάδοση σε μη γραμμικό διάυλο				
	Βέλτιστο IBO (dB)	OBO (dB)	D (dB)	Ελάχιστη TD (dB)
QPSK 1/2	0	0.34	0.3	0.64
8PSK 2/3	-0.3	0.34	0.64	0.98
16APSK 3/4	-4.7	1.63	1.65	3.28
32APSK 4/5	-8.6	3.48	2.78	6.26

Πίνακας 5.1: Αξιολόγηση της επίδοσης για μετάδοση σε μη γραμμικό διάυλο για στάθμη PER=10⁻³.

5.3. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης κατά τη μετάδοση μέσω μη γραμμικού διαύλου με χρήση αντιστάθμισης αστερισμού

Για τη μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης στην περίπτωση εφαρμογής αντιστάθμισης αστερισμού στο στάδιο της διαμόρφωσης κατά την εκπομπή, εξήχθησαν οι αντίστοιχες καμπύλες ποσοστού λανθασμένων πακέτων PER συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη και της συνολικής υποβάθμισης συναρτήσει του περιθωρίου ισχύος εισόδου του ενισχυτή. Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 4.6, στην παρούσα διπλωματική εργασία χρησιμοποιήθηκαν δύο τεχνικές υλοποίησης της αντιστάθμισης αστερισμού: η τεχνική αντιστάθμισης που βασίζεται στην ιδανικά γραμμική (linear) λειτουργία του ενισχυτή και η τεχνική αντιστάθμισης που βασίζεται στην «οιονεί γραμμική» (quasi-linear) λειτουργία του ενισχυτή (βλ. Σχήματα 4.10 και 4.11). Η πρώτη τεχνική αντισταθμίζει πλήρως τα μη γραμμικά φαινόμενα και οι καμπύλες επίδοσης PER ταυτίζονται με τις καμπύλες που αφορούν μετάδοση σε ιδανικά γραμμικό δίαυλο. Η απώλεια αποδιαμόρφωσης σε αυτή την περίπτωση είναι μηδενική (βλ. και σχέση ορισμού 2.40) ενώ η συνολική υποβάθμιση είναι ίση με το περιθώριο ισχύος εξόδου OBO (βλ. Σχήματα 4.10 και 4.11 – γραμμικές χαρακτηριστικές). Η δεύτερη τεχνική αντιμετωπίζει μερικώς τα μη γραμμικά φαινόμενα που εισάγει η ενισχυτική διαδικασία. Ωστόσο, υπερέχει της πρώτης τεχνικής σε αποδοτικότητα ισχύος εξόδου (βλ. Σχήματα 4.10 και 4.11 – «οιονεί γραμμικές» χαρακτηριστικές).

Η αντιστάθμιση αστερισμού, ανεξάρτητα από την τεχνική υλοποίησής της, μετατοπίζει το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή πλησιέστερα στο σημείο κόρου και μειώνει την τιμή της ελάχιστης συνολικής υποβάθμισης της δορυφορικής ζεύξης. Όμως, όπως φαίνεται στα διαγράμματα της συνολικής υποβάθμισης που ακολουθούν, μέσω της αντιστάθμισης αστερισμού επιτυγχάνεται μείωση της συνολικής υποβάθμισης μόνο στην περίπτωση λειτουργίας του ενισχυτή στην περιοχή πλησίον του σημείου κόρου. Αντίθετα, για λειτουργία υπό μεγάλο περιθώριο ισχύος εισόδου η τιμή της συνολικής υποβάθμισης προκύπτει μεγαλύτερη από την αντίστοιχη τιμή της περίπτωσης όπου δεν χρησιμοποιείται αντιστάθμιση. Αυτό οφείλεται στις μεγαλύτερες τιμές περιθωρίου ισχύος εξόδου OBO στην περίπτωση όπου χρησιμοποιείται αντιστάθμιση αστερισμού (βλ. Σχήματα 4.10 και 4.11). Προκύπτει, συνεπώς, μια σχέση ανταλλαγής (trade-off) μεταξύ της αντιμετώπισης των μη γραμμικών φαινομένων και της αποδοτικότητας ισχύος στην έξοδο του ενισχυτή. Επειδή,

ωστόσο, οι ενισχυτές λειτουργούν συνήθως κοντά στην περιοχή κόρου (μικρό IBO), η αντιστάθμιση αστερισμού βελτιώνει τη συνολική επίδοση της δορυφορικής ζεύξης μέσω της μείωσης, στη συγκεκριμένη περιοχή λειτουργίας, της συνολικής υποβάθμισης.

Στους Πίνακες 5.2 και 5.3 παρατίθενται τα αποτελέσματα προσομοίωσης για τις παραμέτρους που αφορούν την αξιολόγηση της επίδοσης του ενισχυτή στην περίπτωση εφαρμογής της αντιστάθμισης αστερισμού με χρήση των δύο τεχνικών υλοποίησης που αναφέρθηκαν. Για τη σύγκριση με τα αποτελέσματα του Πίνακα 5.1 έχουν χρησιμοποιηθεί τα ίδια ζεύγη σχήματος διαμόρφωσης – ρυθμού κώδικα.

Σύγκριση παραμέτρων βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή για μετάδοση σε μη γραμμικό δίαυλο με χρήση αντιστάθμισης (I)				
	Βέλτιστο IBO (dB)	OBO (dB)	D (dB)	Ελάχιστη TD (dB)
QPSK 1/2	0	0.17	0.23	0.4
8PSK 2/3	0	0.18	0.39	0.57
16APSK 3/4	-1.3	0.87	1.08	1.95
32APSK 4/5	-3.8	1.8	2.04	3.84

Πίνακας 5.2: Αξιολόγηση της επίδοσης για μετάδοση σε μη γραμμικό δίαυλο για στάθμη $PER=10^{-3}$. Χρήση τεχνικής αντιστάθμισης που βασίζεται στην «οιονεί γραμμική» λειτουργία του ενισχυτή.

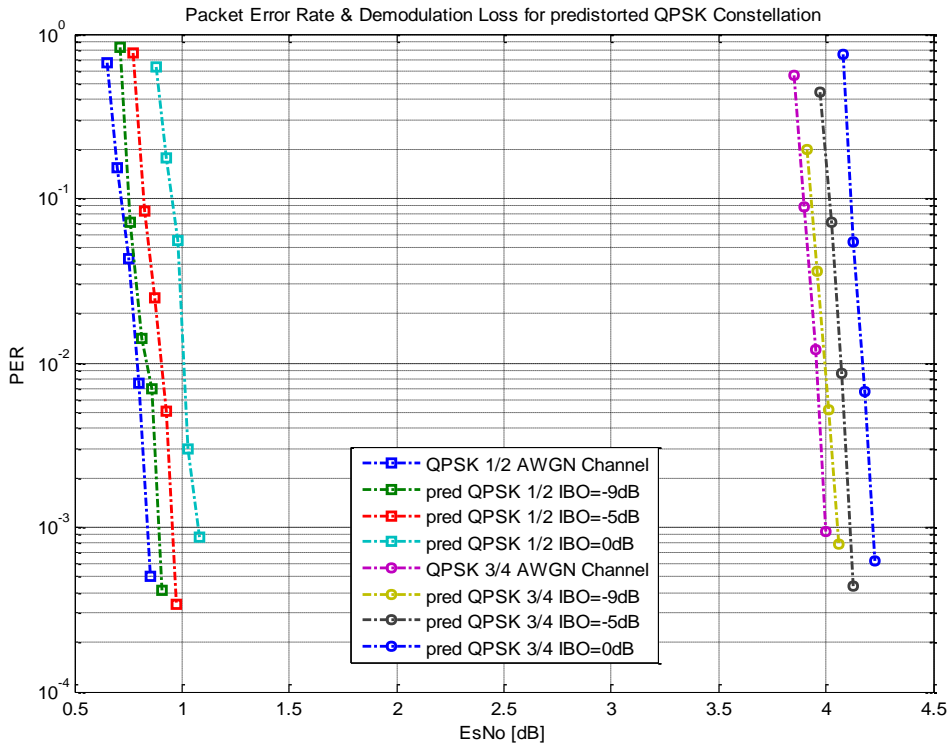
Σύγκριση παραμέτρων βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή για μετάδοση σε μη γραμμικό δίαυλο με χρήση αντιστάθμισης (II)				
	Βέλτιστο IBO (dB)	OBO (dB)	D (dB)	Ελάχιστη TD (dB)
QPSK 1/2	0	0.09	0	0.09
8PSK 2/3	0	0.08	0	0.08
16APSK 3/4	0	0.1	0	0.1
32APSK 4/5	0	0.12	0	0.12

Πίνακας 5.3: Αξιολόγηση της επίδοσης για μετάδοση σε μη γραμμικό δίαυλο για στάθμη $PER=10^{-3}$. Χρήση τεχνικής αντιστάθμισης που βασίζεται στην ιδανικά γραμμική λειτουργία του ενισχυτή.

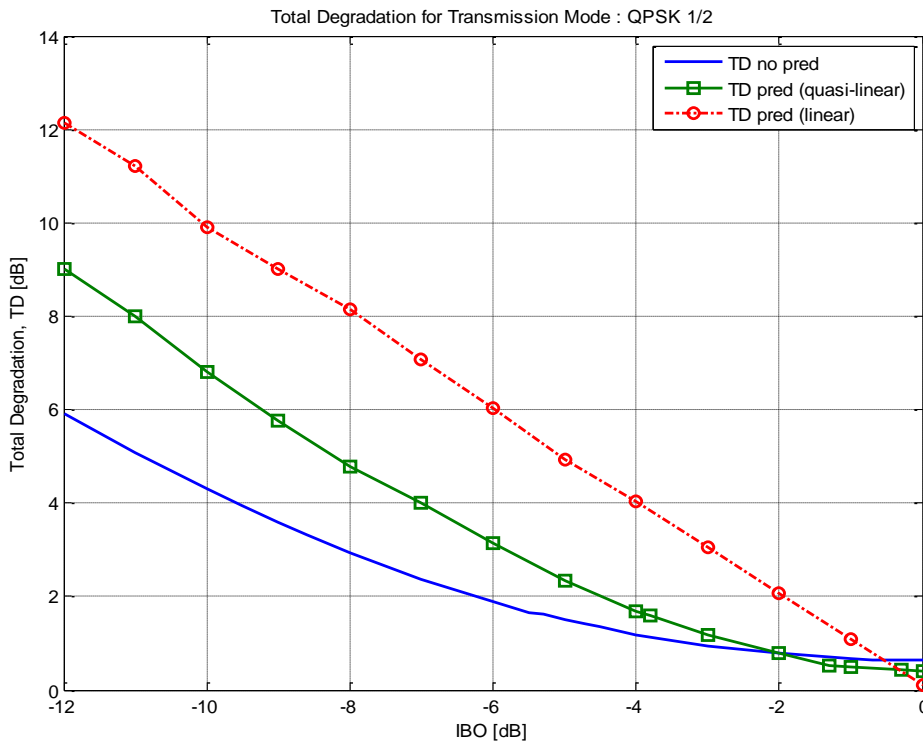
Στον Πίνακα 5.2 που αναφέρεται στην περίπτωση της τεχνικής αντιστάθμισης που χρησιμοποιεί ως αναφορά την «οιονεί γραμμική» λειτουργία του ενισχυτή, είναι φανερό η μετατόπιση του σημείου βέλτιστης λειτουργίας του ενισχυτή σε μικρότερα (κατά απόλυτη τιμή) IBO και η μείωση της τιμής της απώλειας αποδιαμόρφωσης και της ελάχιστης συνολικής υποβάθμισης σε σχέση με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που εμφανίζονται στον Πίνακα 5.1. Στον Πίνακα 5.3 παρατίθενται οι αντίστοιχες τιμές των μεγεθών για την τεχνική αντιστάθμισης που χρησιμοποιεί ως αναφορά την ιδανικά γραμμική λειτουργία του ενισχυτή. Η συγκεκριμένη τεχνική αντισταθμίζει πλήρως τα μη γραμμικά φαινόμενα ($D = 0\text{dB}$) και η συνολική υποβάθμιση είναι ίση με το περιθώριο ισχύος εξόδου του ενισχυτή. Το σημείο βέλτιστης λειτουργίας ταυτίζεται με το σημείο κόρου του ενισχυτή ($\text{IBO} = 0\text{dB}$).

Οι τιμές της απώλειας αποδιαμόρφωσης D του Πίνακα 5.2 έχουν προκύψει από τις καμπύλες ποσοστού λανθασμένων πακέτων συναρτήσεως του σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη για στάθμη $\text{PER}=10^{-3}$ στην περίπτωση αντιστάθμισης που βασίζεται στην «οιονεί γραμμική» λειτουργία του ενισχυτή. Οι καμπύλες αυτές προέκυψαν από προσομοιώσεις που διεξήχθησαν στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας για κάθε σχήμα διαμόρφωσης του προτύπου και για διάφορες τιμές IBO και ρυθμού κώδικα και παρουσιάζονται στις επόμενες ενότητες. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι καμπύλες PER που προέκυψαν μετά την εφαρμογή της τεχνικής αντιστάθμισης που βασίζεται στην ιδανικά γραμμική λειτουργία του ενισχυτή ταυτίζονται με τις καμπύλες PER για ιδανικά γραμμικό δίαυλο (βλ. παράγραφο 5.2) λόγω της μηδενικής τιμής της απώλειας αποδιαμόρφωσης. Επίσης, παρουσιάζονται οι καμπύλες συνολικής υποβάθμισης συναρτήσεως του περιθωρίου ισχύος εισόδου IBO και για τις δύο τεχνικές υλοποίησης της αντιστάθμισης αστερισμού. Ο σχεδιασμός τους γίνεται σε κοινά διαγράμματα με τις αντίστοιχες καμπύλες συνολικής υποβάθμισης στην περίπτωση όπου δεν χρησιμοποιείται αντιστάθμιση (βλ. παράγραφο 5.2).

5.3.1. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης QPSK

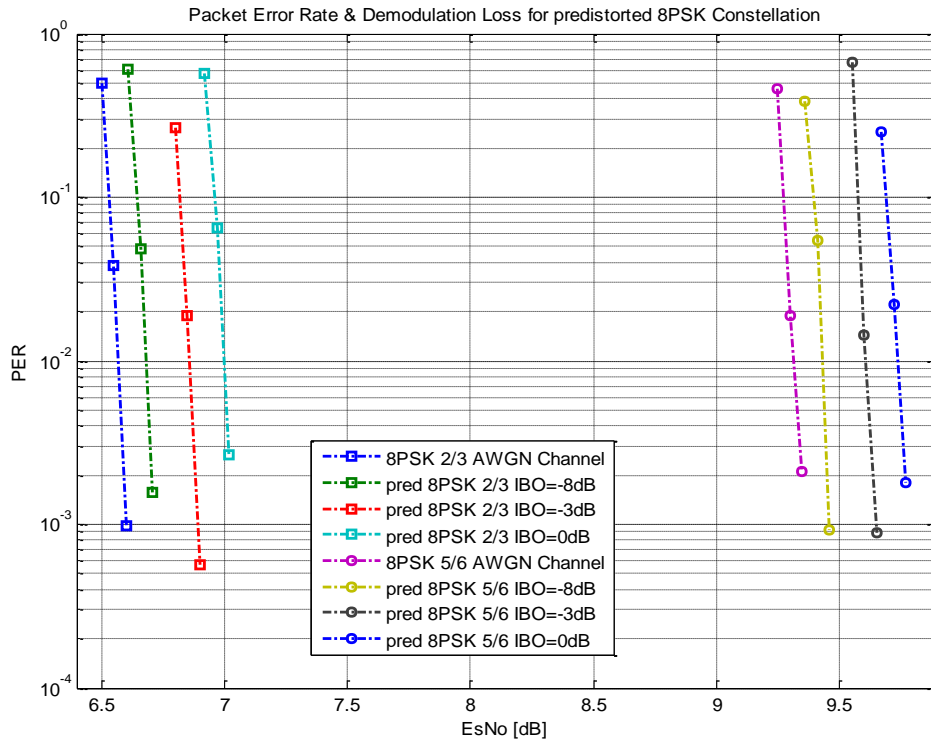


Σχήμα 5.11: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση QPSK.

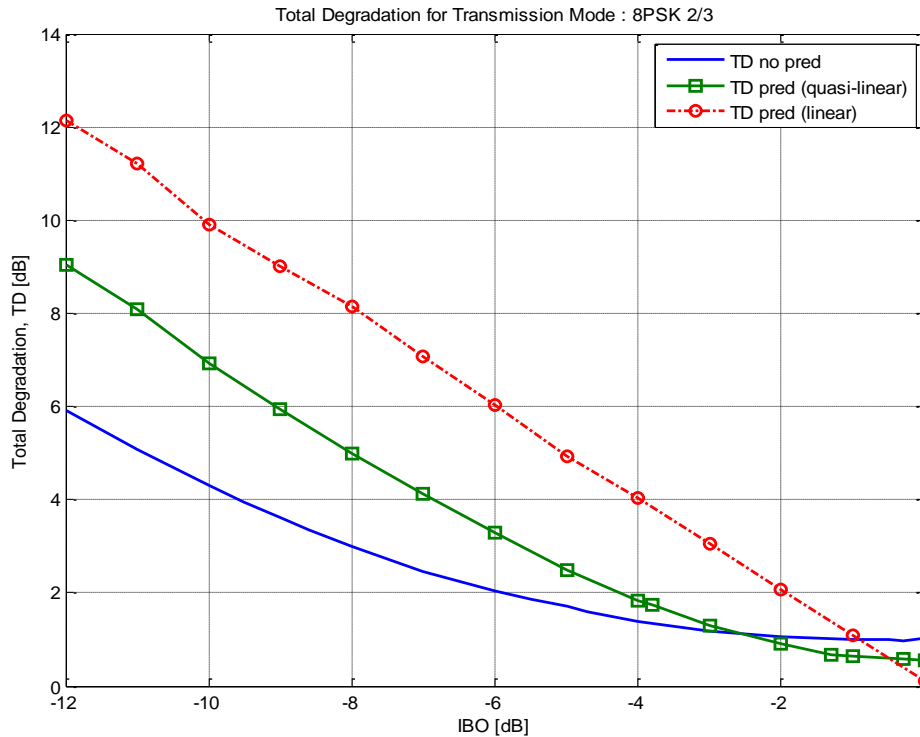


Σχήμα 5.12: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης QPSK με χρήση ή όχι αντιστάθμισης αστερισμού. Σύγκριση των δύο τεχνικών υλοποίησης.

5.3.2. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης 8PSK

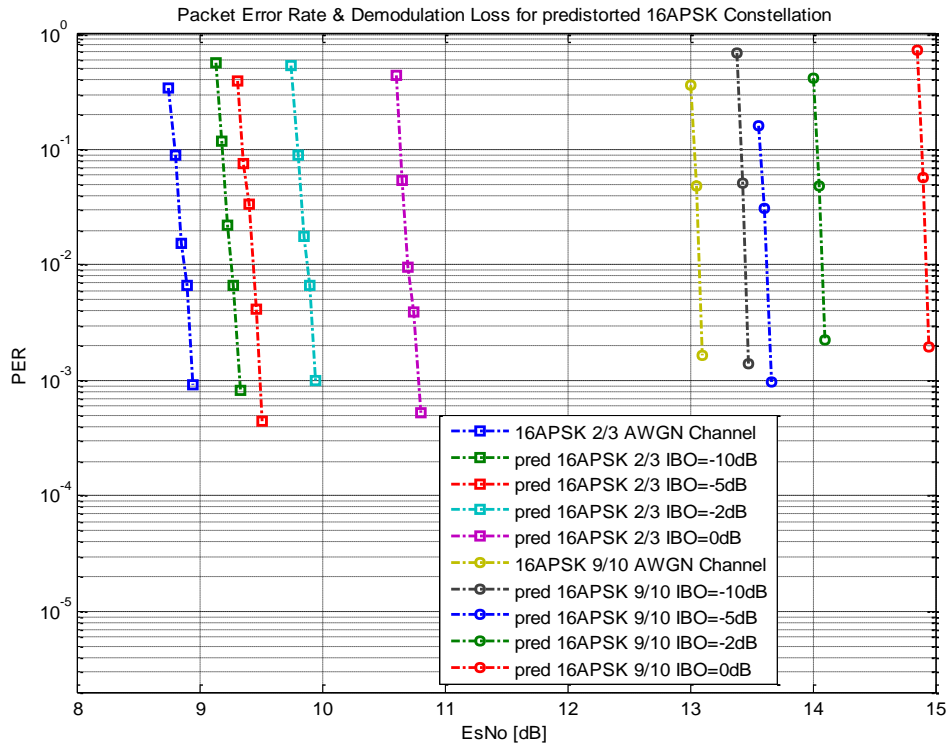


Σχήμα 5.13: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 8PSK.

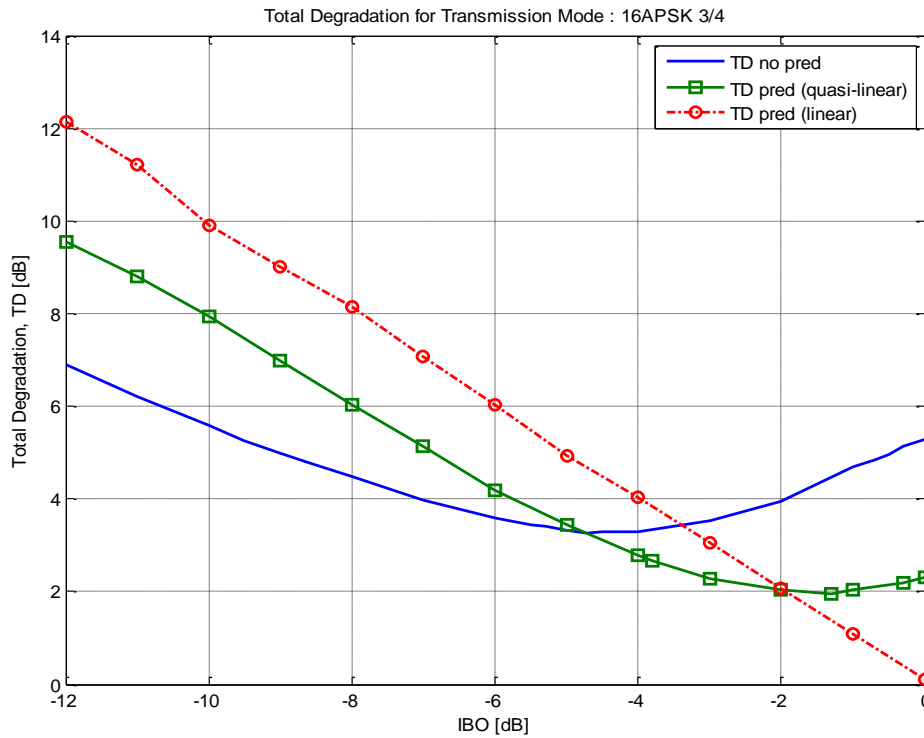


Σχήμα 5.14: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης 8PSK με χρήση ή όχι αντιστάθμισης αστερισμού. Σύγκριση των δύο τεχνικών υλοποίησης.

5.3.3. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης 16APSK

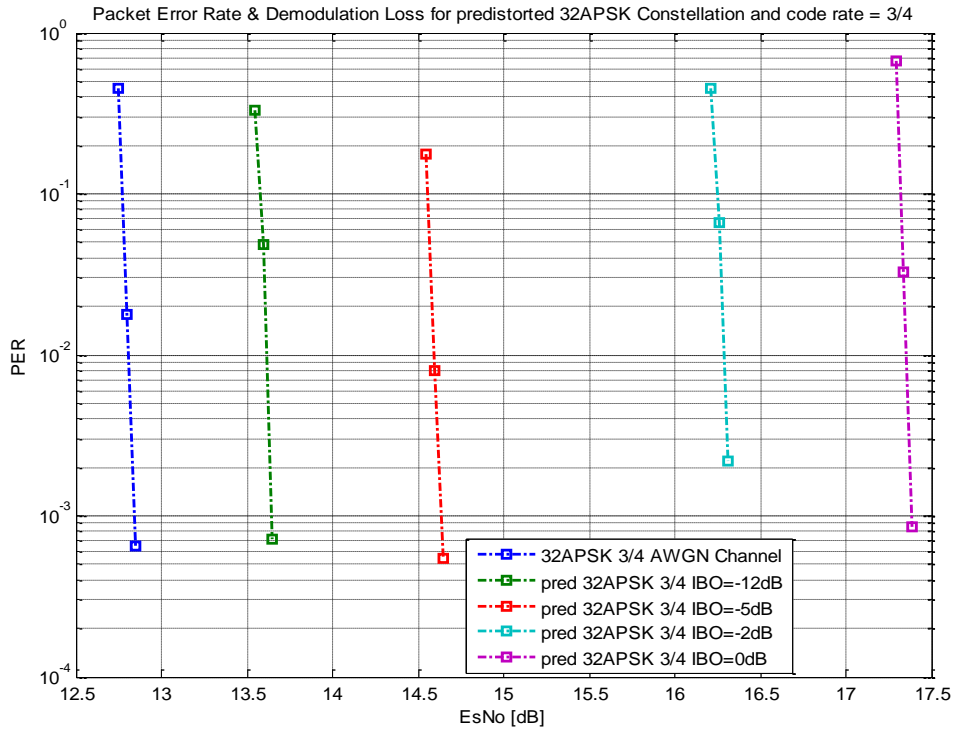


Σχήμα 5.15: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 16APSK.

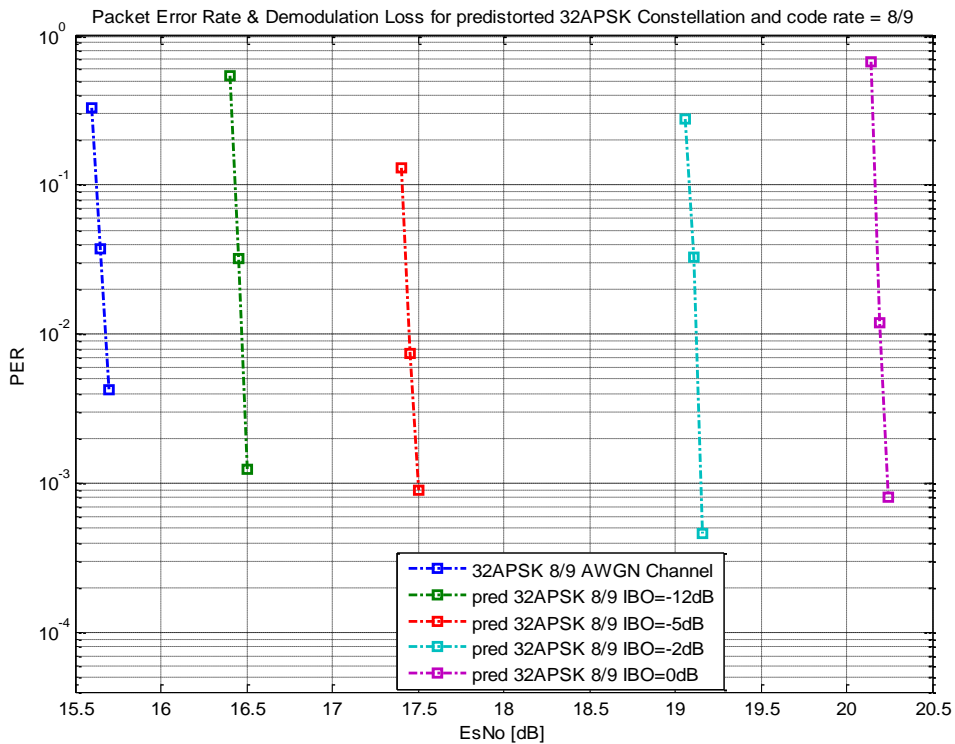


Σχήμα 5.16: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης 16APSK με χρήση ή όχι αντιστάθμισης αστερισμού. Σύγκριση των δύο τεχνικών υλοποίησης.

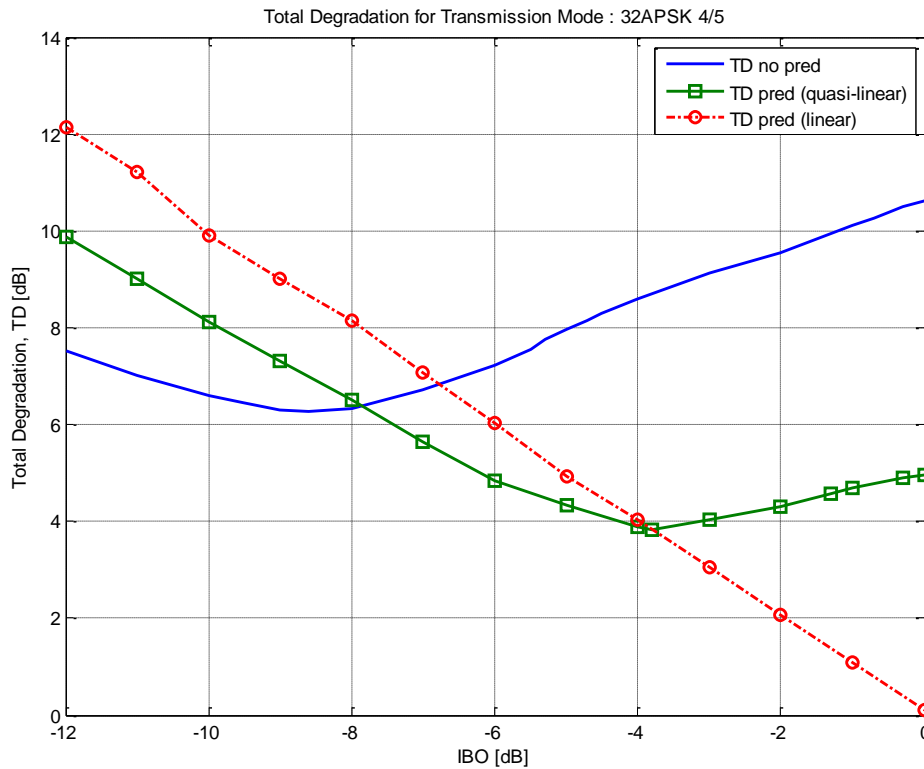
5.3.4. Μελέτη και αξιολόγηση της επίδοσης της διαμόρφωσης 32APSK



Σχήμα 5.17: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 32APSK με ρυθμό κώδικα 3/4.



Σχήμα 5.18: Ποσοστό λανθασμένων πακέτων και απώλεια αποδιαμόρφωσης για τη διαμόρφωση 32APSK με ρυθμό κώδικα 8/9.



Σχήμα 5.19: Συνολική υποβάθμιση της διαμόρφωσης 32APSK με χρήση ή όχι αντιστάθμισης αστερισμού. Σύγκριση των δύο τεχνικών υλοποίησης.

5.4. Διαγράμματα διασποράς

Τα διαγράμματα διασποράς παρέχουν τη δυνατότητα οπτικοποίησης των επιδράσεων των μη γραμμικών φαινομένων στις θέσεις των συμβόλων των σημάτων αστερισμών στο μιγαδικό επίπεδο. Συγκεκριμένα, γίνεται εμφανής η παραμόρφωση στο πλάτος και τη φάση των συμβόλων και η μεταβολή της ευκλείδειας απόστασης μεταξύ τους.

Στις επόμενες ενότητες παρουσιάζονται διαγράμματα διασποράς που εξήχθησαν στα πλαίσια της εργασίας για κάθε σχήμα διαμόρφωσης του προτύπου DVB-S2 για λειτουργία του ενισχυτή υπό μικρό περιθώριο ισχύος εισόδου. Η κατανομή των συμβόλων στο μιγαδικό επίπεδο συγκρίνεται με την περίπτωση γραμμικής συμπεριφοράς του ενισχυτή σε όλο το εύρος σταθμών ισχύος μέχρι το σημείο κόρου. Επιπλέον, παρατίθενται διαγράμματα διασποράς που αφορούν τις δύο τεχνικές υλοποίησης της αντιστάθμισης αστερισμού που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα διπλωματική εργασία. Από τα διαγράμματα

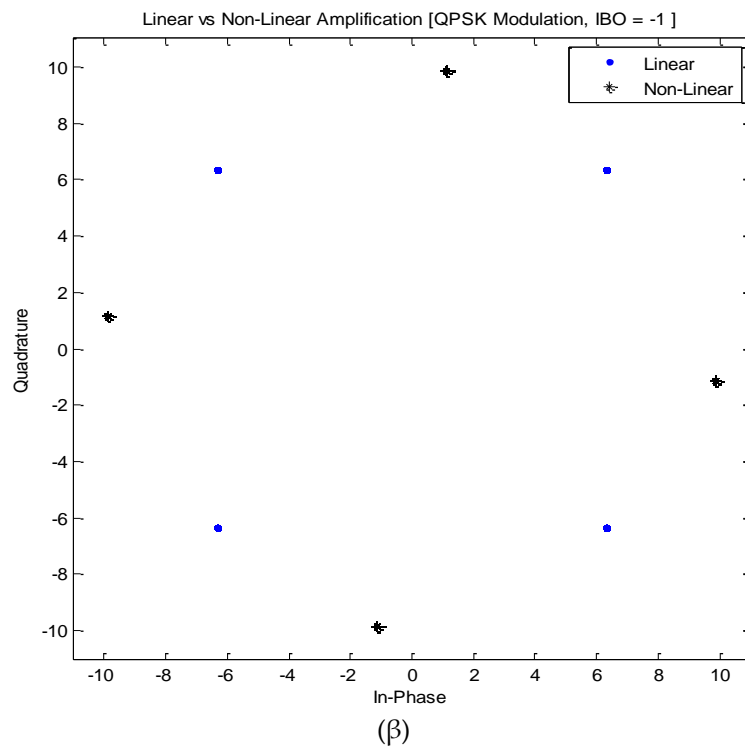
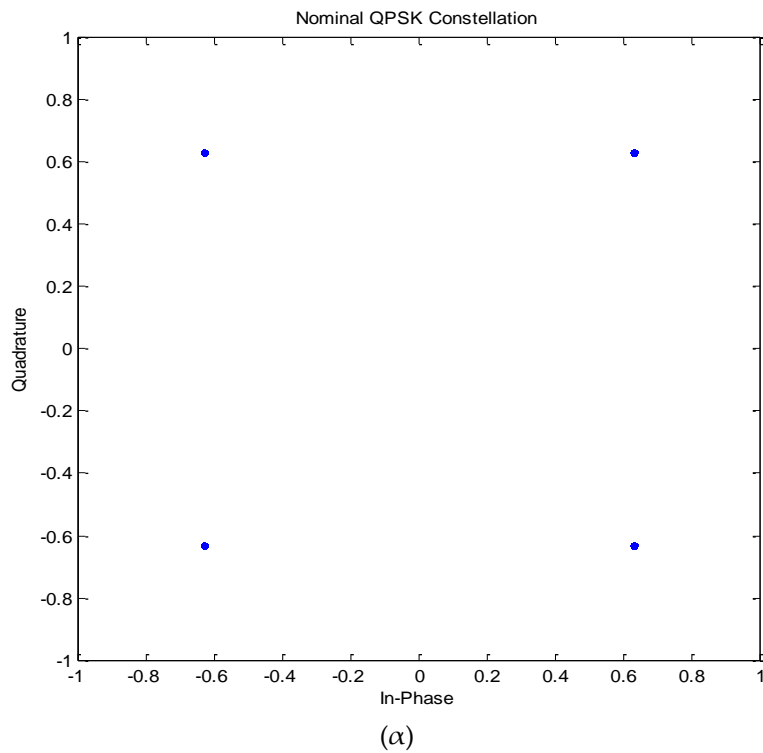
γίνεται φανερή η τροποποίηση των θέσεων των συμβόλων μετά την εφαρμογή της αντιστάθμισης κατά την εκπομπή. Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 3.5 και προκύπτει από τη σύγκριση των θέσεων αναφοράς των συμβόλων σε σχέση με τις θέσεις τους μετά την αντιστάθμιση, η μέθοδος της αντιστάθμισης προκαλεί ελάττωση του πλάτους και της γωνίας των συμβόλων στο μιγαδικό επίπεδο. Ο βαθμός ελάττωσης διαφέρει ανάλογα με την τεχνική υλοποίησης της αντιστάθμισης (βλ. παράγραφο 4.6).

Επίσης, εξήχθησαν διαγράμματα διασποράς που αφορούν την κατανομή των θέσεων των συμβόλων κατά τη λήψη του σήματος στο δέκτη έχοντας εφαρμόσει αντιστάθμιση αστερισμού κατά την εκπομπή. Από τα διαγράμματα γίνεται φανερός ο διαφορετικός βαθμός μείωσης της παραμόρφωσης και αποκατάστασης της θέσης των συμβόλων στο σηματοικό αστερισμό κατά την εφαρμογή των δύο τεχνικών υλοποίησης της αντιστάθμισης. Τα διαγράμματα εξήχθησαν απουσία AWGN για την καλύτερη οπτικοποίηση των μη γραμμικών φαινομένων που εισάγει η ενισχυτική διαδικασία και της βελτίωσης που επιτυγχάνει η μέθοδος αντιστάθμισης αστερισμού.

Ακολουθούν τα διαγράμματα διασποράς για κάθε σχήμα διαμόρφωσης του προτύπου. Συγκεκριμένα, στις ενότητες 5.4.1 και 5.4.2 (Σχήματα 5.20 έως 5.25), τα διαγράμματα διασποράς αφορούν την επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων και την εφαρμογή των δύο τεχνικών αντιστάθμισης αστερισμού στα σχήματα σταθερής περιβάλλουσας του προτύπου DVB-S2 (QPSK και 8PSK) για λειτουργία του ενισχυτή πλησίον του σημείου κόρου. Στις ενότητες 5.4.3 και 5.4.4 παρουσιάζονται τα αντίστοιχα διαγράμματα (Σχήματα 5.26 έως 5.31) για τα πολυσταθμικά σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιεί το πρότυπο DVB-S2 (16APSK και 32APSK).

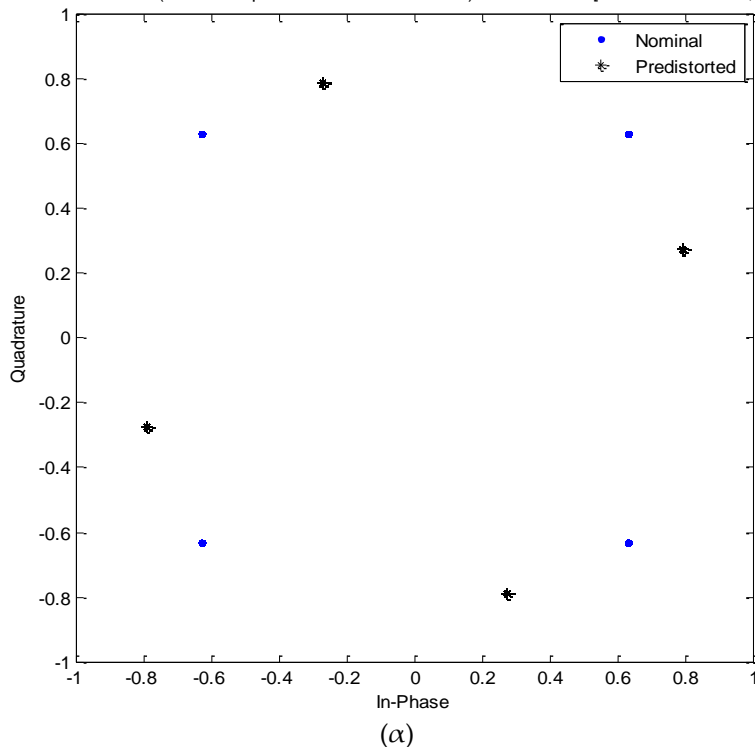
Αξίζει να σημειωθεί ο μεγάλος βαθμός παραμόρφωσης των συμβόλων των αστερισμών 16APSK και 32APSK για λειτουργία πλησίον του σημείου κόρου του ενισχυτή και η πλήρης αντιμετώπιση των μη γραμμικών φαινομένων με την εφαρμογή της τεχνικής αντιστάθμισης που βασίζεται στην ιδανικά γραμμική λειτουργία του ενισχυτή.

5.4.1. Διαγράμματα διασποράς για τη διαμόρφωση QPSK

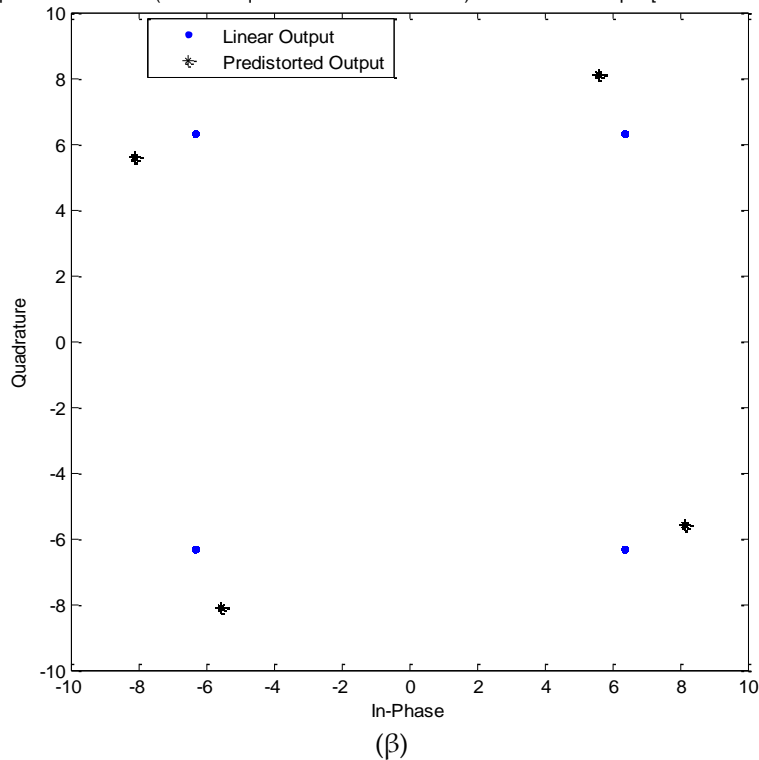


Σχήμα 5.20: (α) Αστερισμός QPSK στην εκπομπή (β) Μη γραμμική ενίσχυση αστερισμού QPSK υπό IBO=-1dB. Σύγκριση με ιδανικά γραμμική ενίσχυση.

Nominal vs Predistorted(based on quasi-linear characteristics) Constellation [QPSK Modulation, IBO = -1]

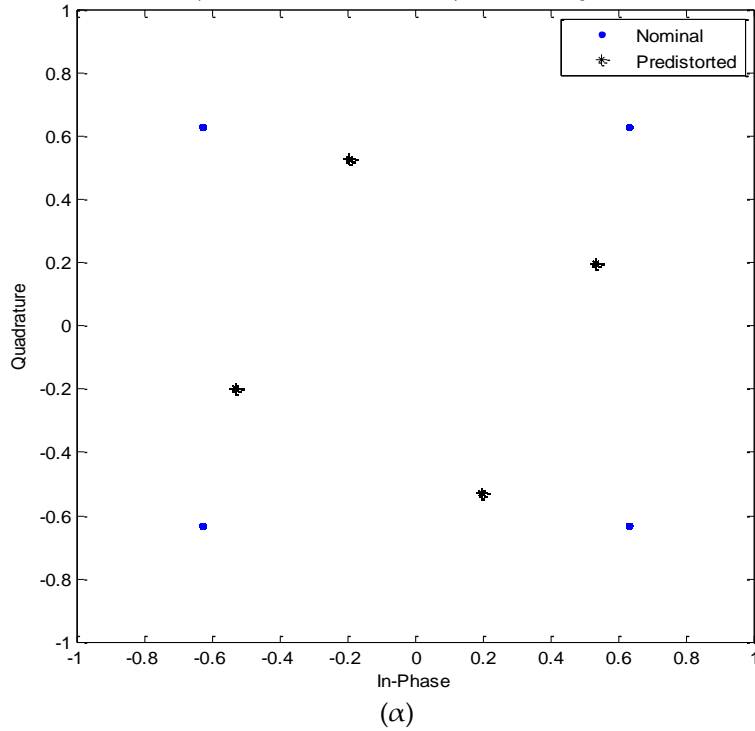


Linear Output vs Predistorted(based on quasi-linear characteristics) Constellation Output [QPSK Modulation, IBO = -1]

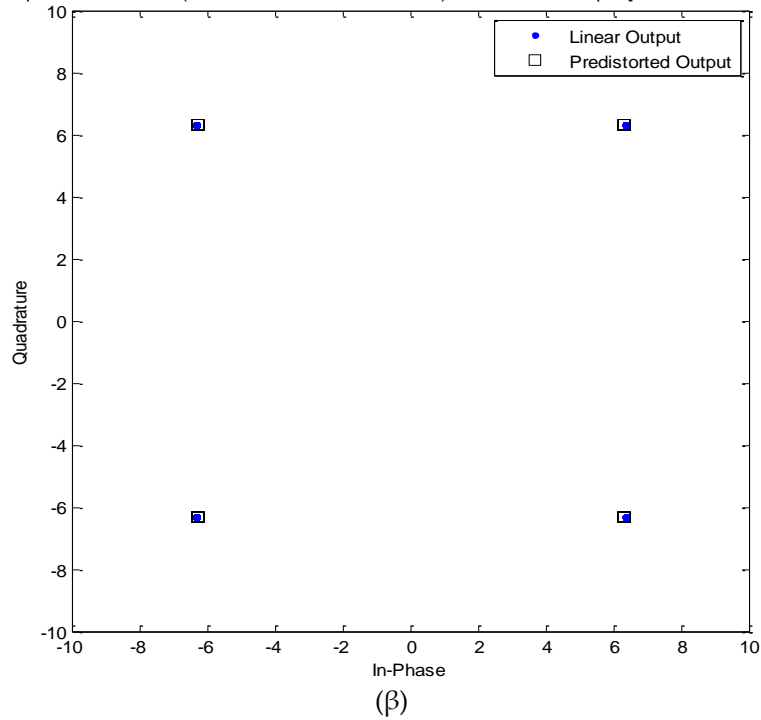


Σχήμα 5.21: Αντιστάθμιση αστερισμού QPSK βάσει της οιονεί γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων. (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης.

Nominal vs Predistorted(based on linear characteristics) Constellation [QPSK Modulation, IBO = -1]

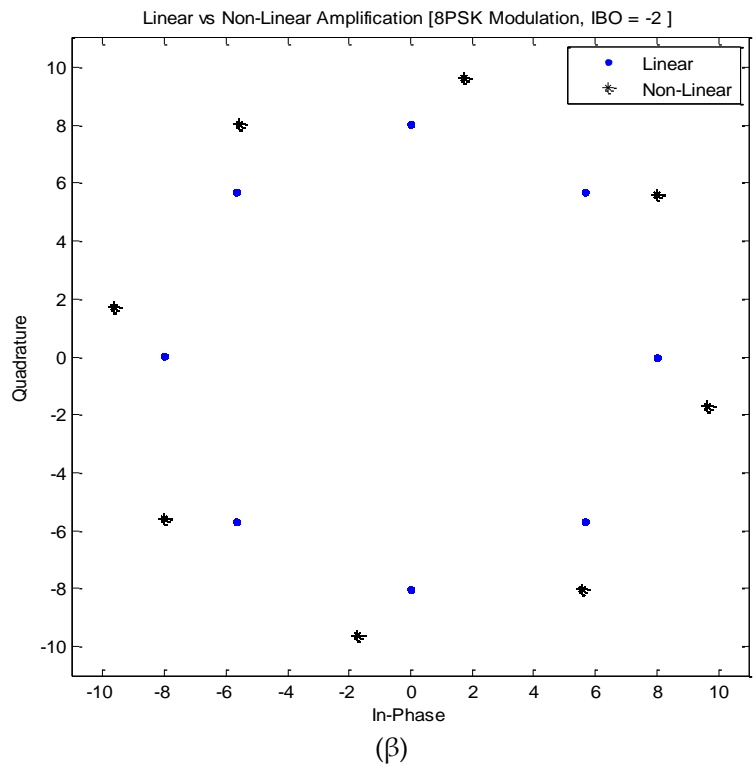
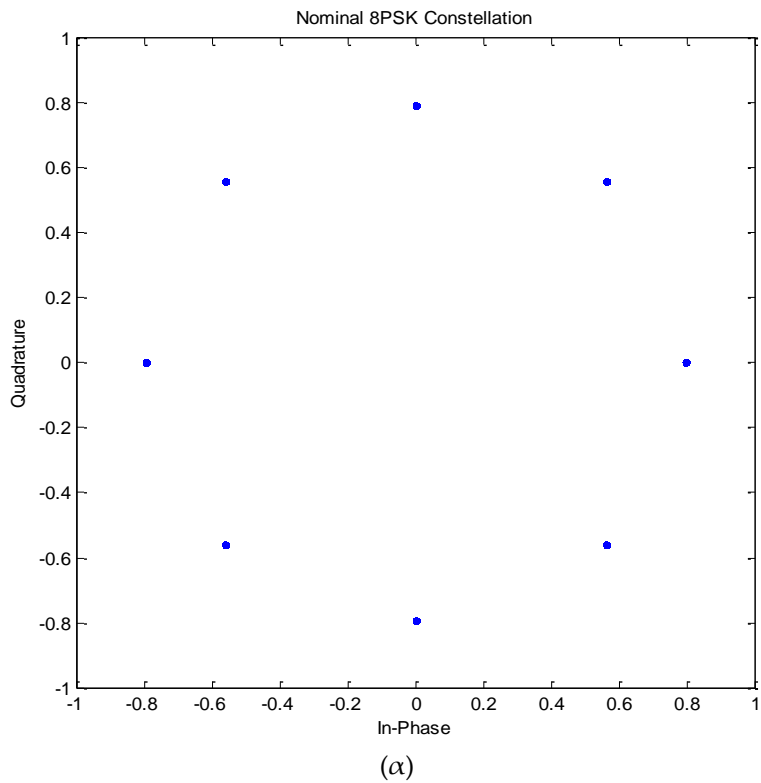


Linear Output vs Predistorted(based on linear characteristics) Constellation Output [QPSK Modulation, IBO = -1]



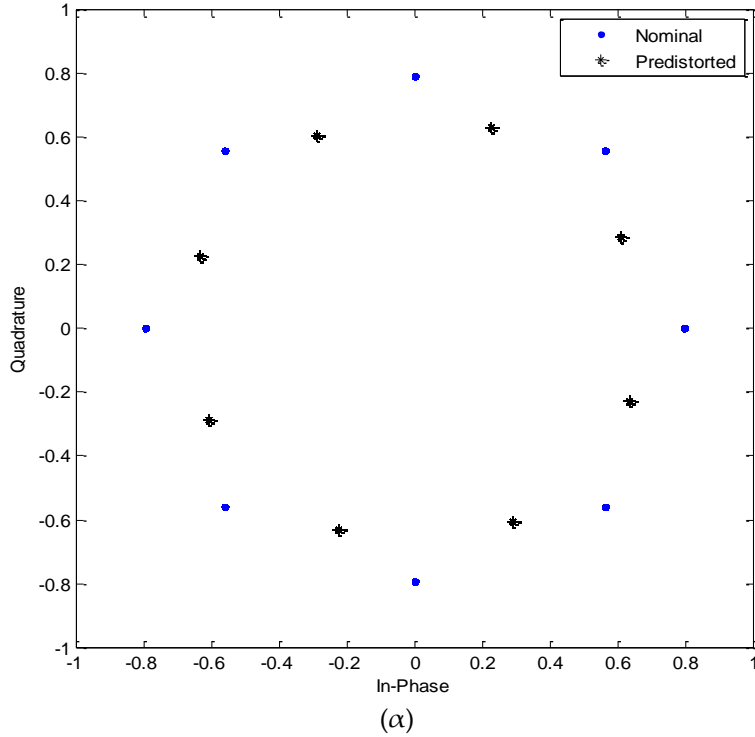
Σχήμα 5.22: Αντιστάθμιση αστερισμού QPSK βάσει της ιδανικά γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων. (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης.

5.4.2. Διαγράμματα διασποράς για τη διαμόρφωση 8PSK

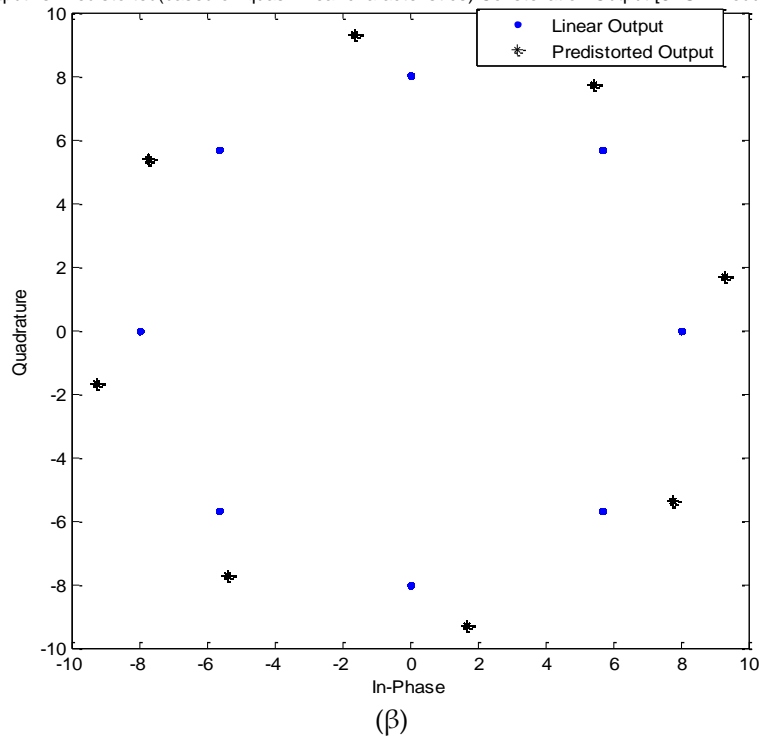


Σχήμα 5.23: (α) Αστερισμός 8PSK στην εκπομπή (β) Μη γραμμική ενίσχυση αστερισμού 8PSK υπό IBO=-2dB. Σύγκριση με ιδανικά γραμμική ενίσχυση.

Nominal vs Predistorted(based on quasi-linear characteristics) Constellation [8PSK Modulation, IBO = -2]

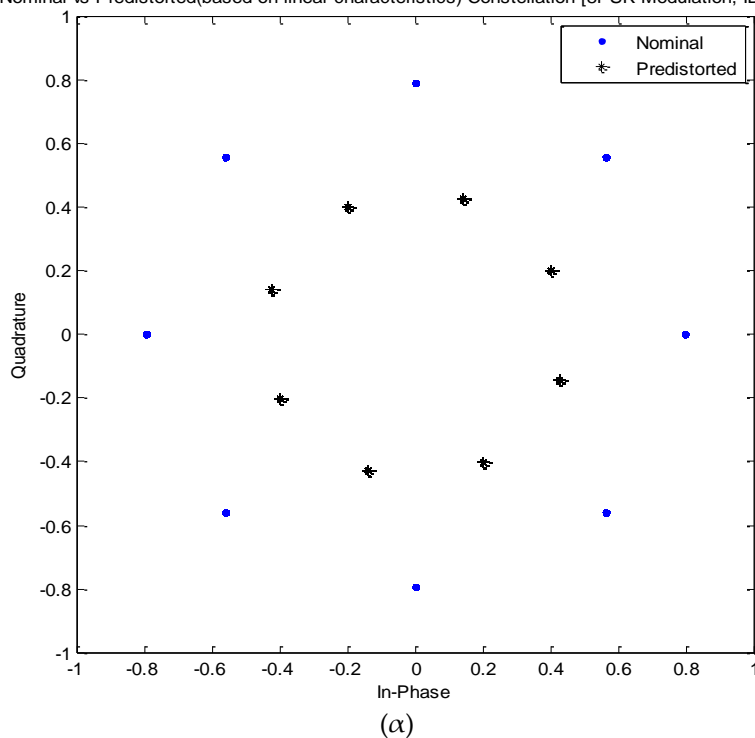


Linear Output vs Predistorted(based on quasi-linear characteristics) Constellation Output [8PSK Modulation, IBO = -2]

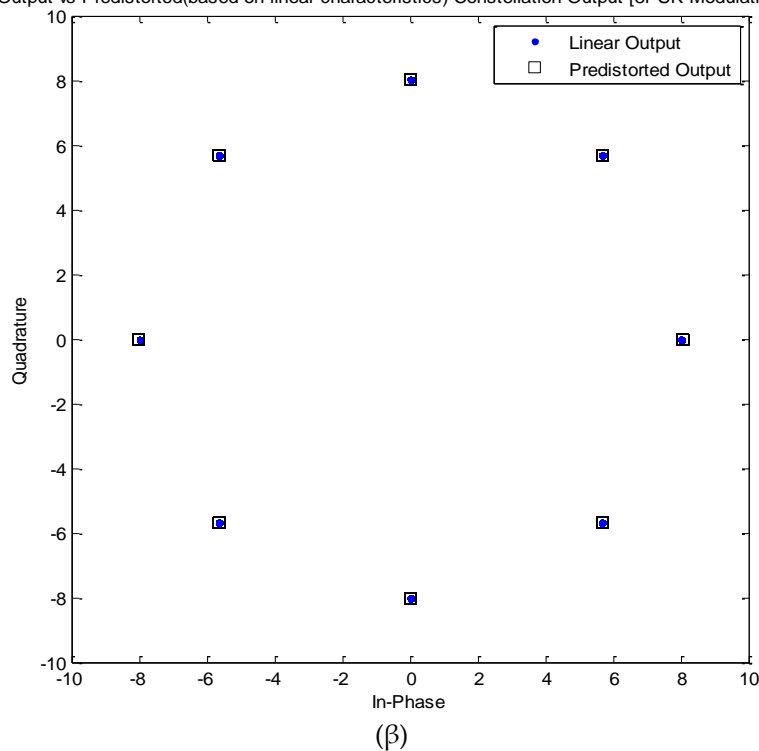


Σχήμα 5.24: Αντιστάθμιση αστερισμού 8PSK βάσει της οιονεί γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων. (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης.

Nominal vs Predistorted(based on linear characteristics) Constellation [8PSK Modulation, IBO = -2]

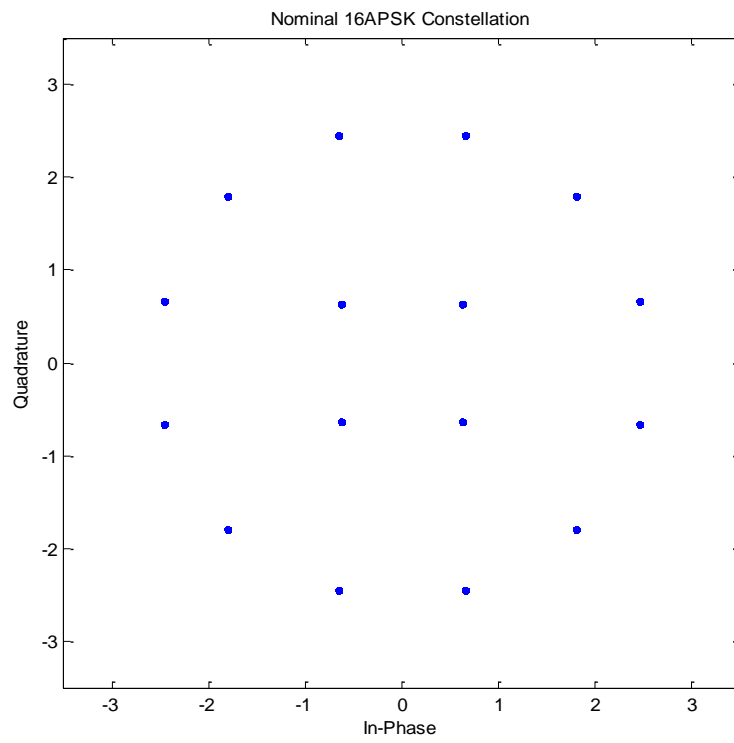


Linear Output vs Predistorted(based on linear characteristics) Constellation Output [8PSK Modulation, IBO = -2]

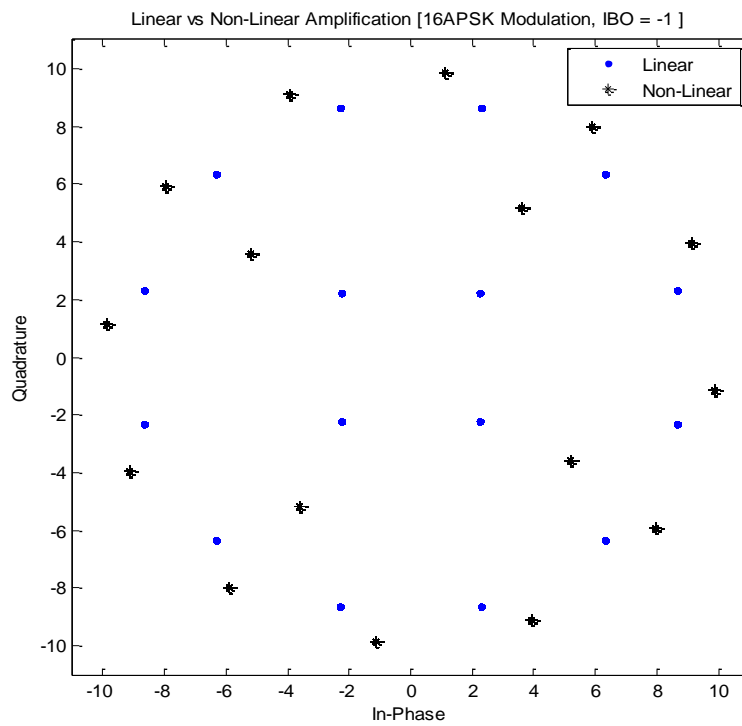


Σχήμα 5.25: Αντιστάθμιση αστερισμού 8PSK βάσει της ιδανικά γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων. (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης.

5.4.3. Διαγράμματα διασποράς για τη διαμόρφωση 16APSK



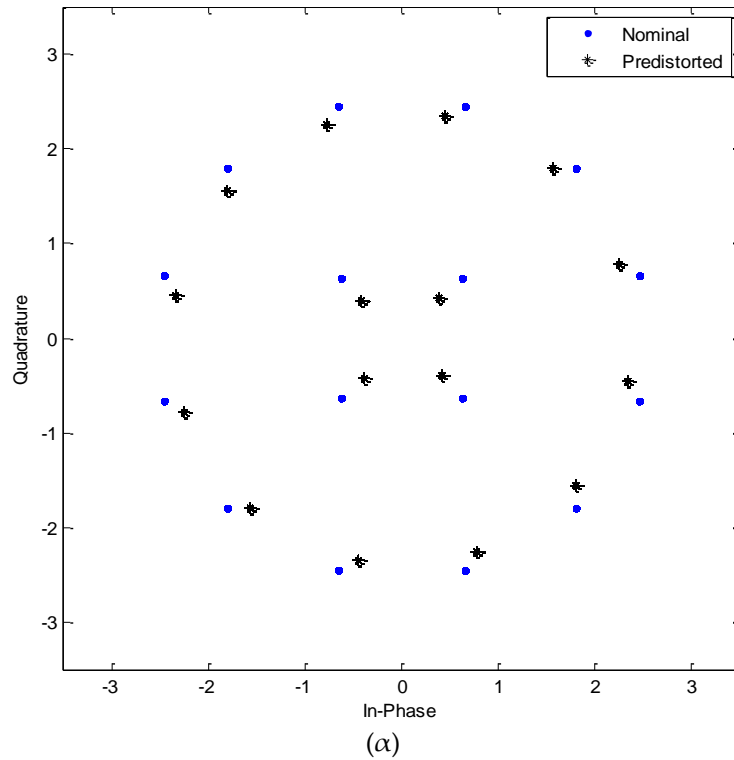
(α)



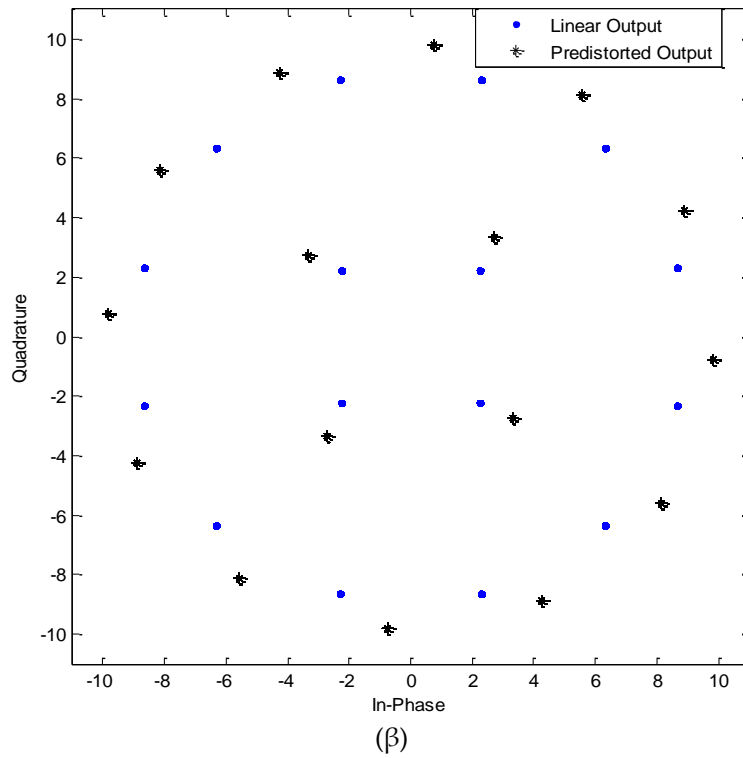
(β)

Σχήμα 5.26: (α) Αστερισμός 16APSK στην εκπομπή (β) Μη γραμμική ενίσχυση αστερισμού 16APSK υπό IBO=-1dB. Σύγκριση με ιδανικά γραμμική ενίσχυση.

Nominal vs Predistorted(based on quasi-linear characteristics) Constellation [16APSK Modulation, IBO = -1]

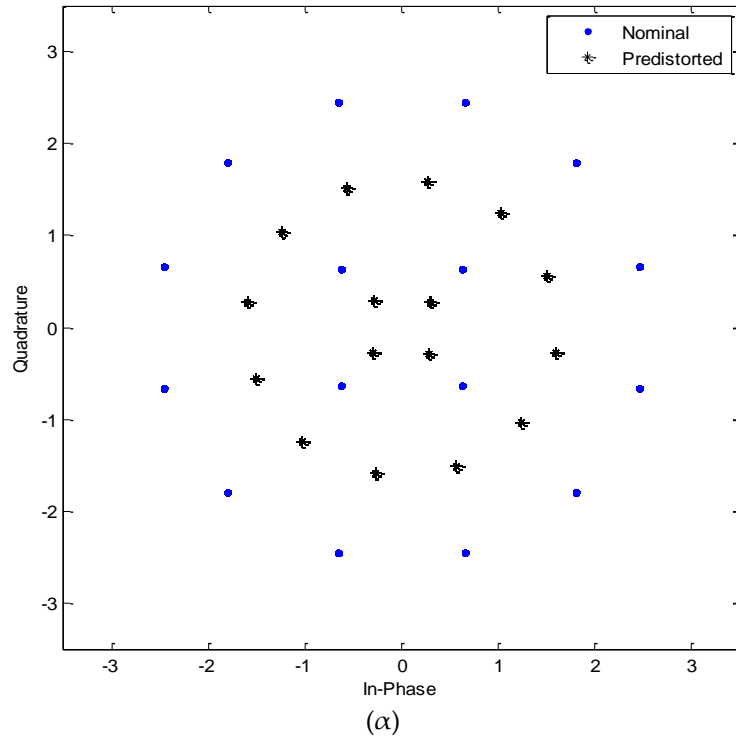


Linear Output vs Predistorted(based on quasi-linear characteristics) Constellation Output [16APSK Modulation, IBO = -1]

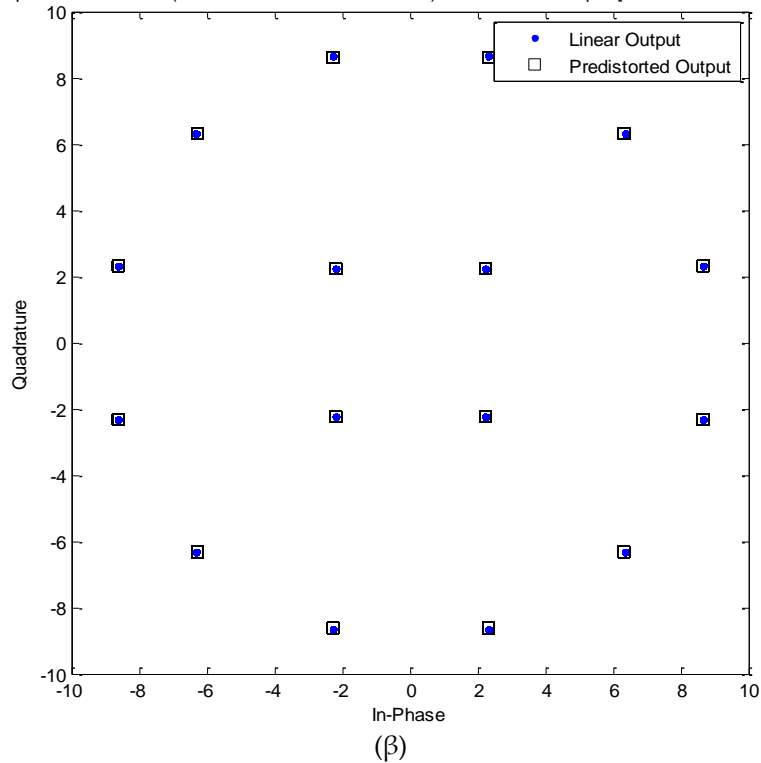


Σχήμα 5.27: Αντιστάθμιση αστερισμού 16APSK βάσει της οιονεί γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων. (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης.

Nominal vs Predistorted(based on linear characteristics) Constellation [16APSK Modulation, IBO = -1]

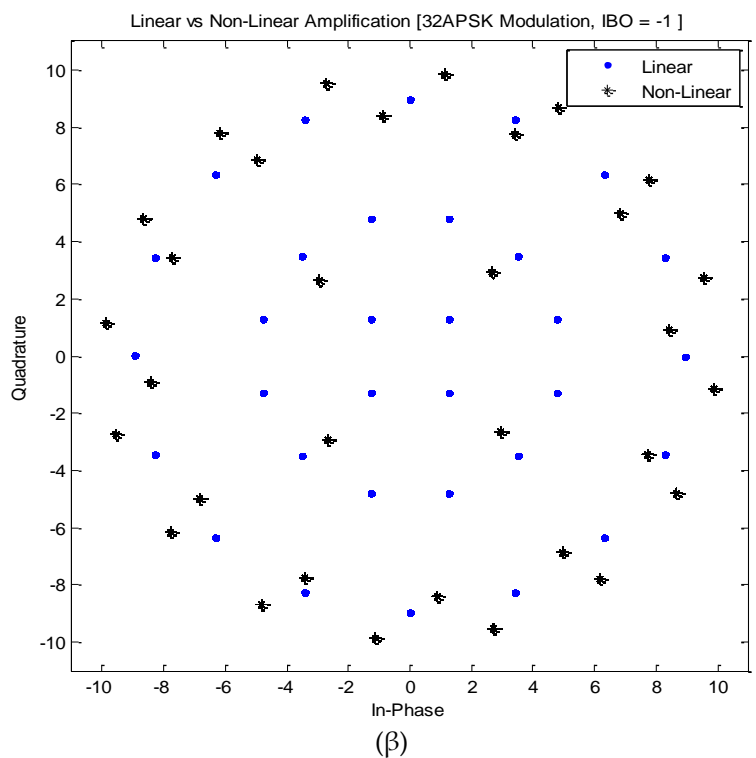
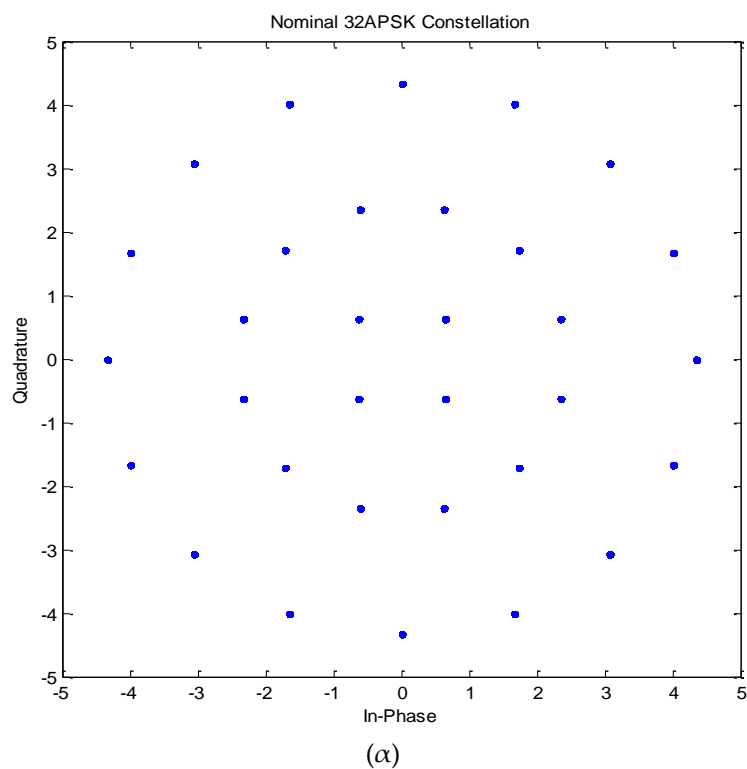


Linear Output vs Predistorted(based on linear characteristics) Constellation Output [16APSK Modulation, IBO = -1]



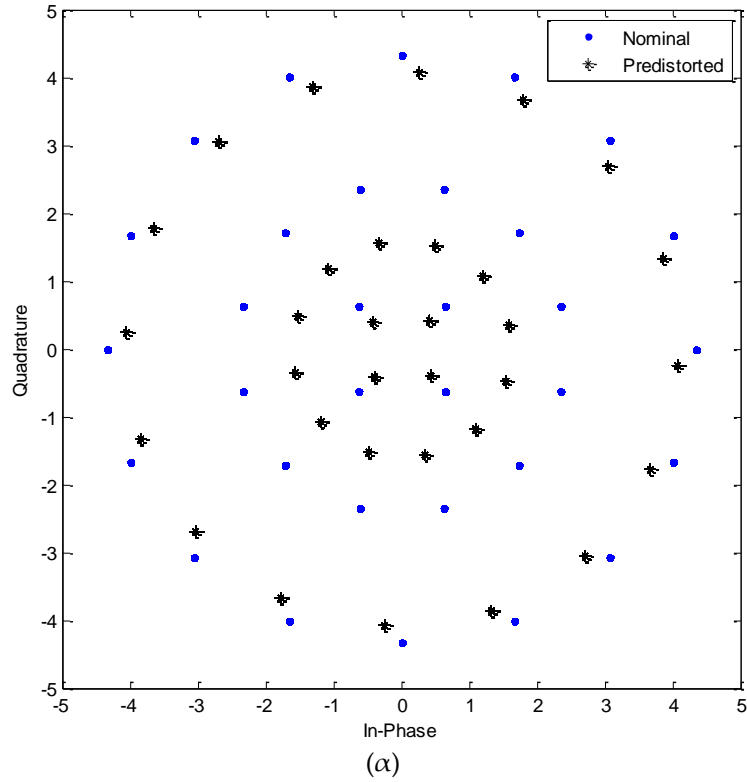
Σχήμα 5.28: Αντιστάθμιση αστερισμού 16APSK βάσει της ιδανικά γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων. (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης.

5.4.4. Διαγράμματα διασποράς για τη διαμόρφωση 32APSK

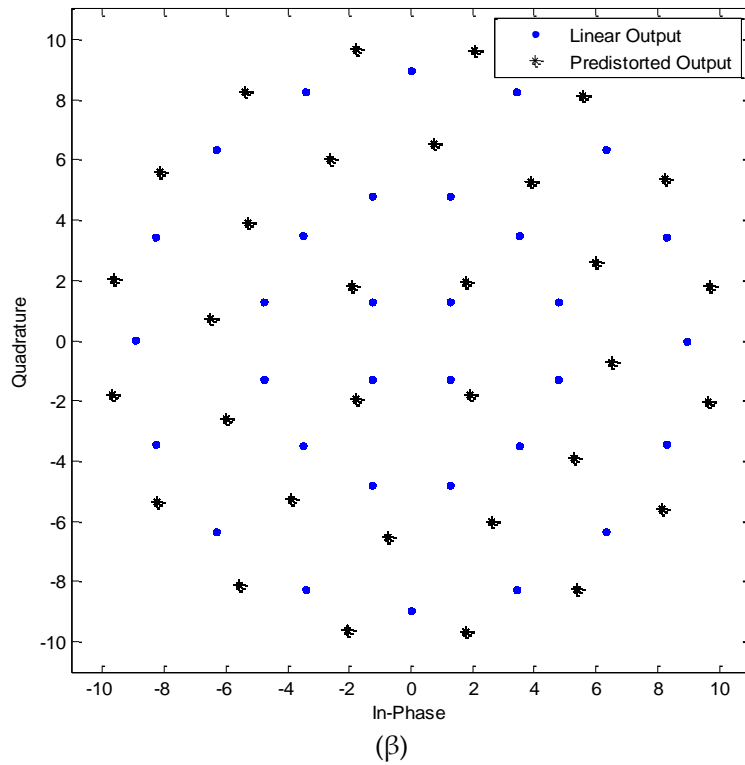


Σχήμα 5.29: (α) Αστερισμός 32APSK στην εκπομπή (β) Μη γραμμική ενίσχυση αστερισμού 32APSK υπό IBO=-1dB. Σύγκριση με ιδανικά γραμμική ενίσχυση.

Nominal vs Predistorted(based on quasi-linear characteristics) Constellation [32APSK Modulation, IBO = -1]

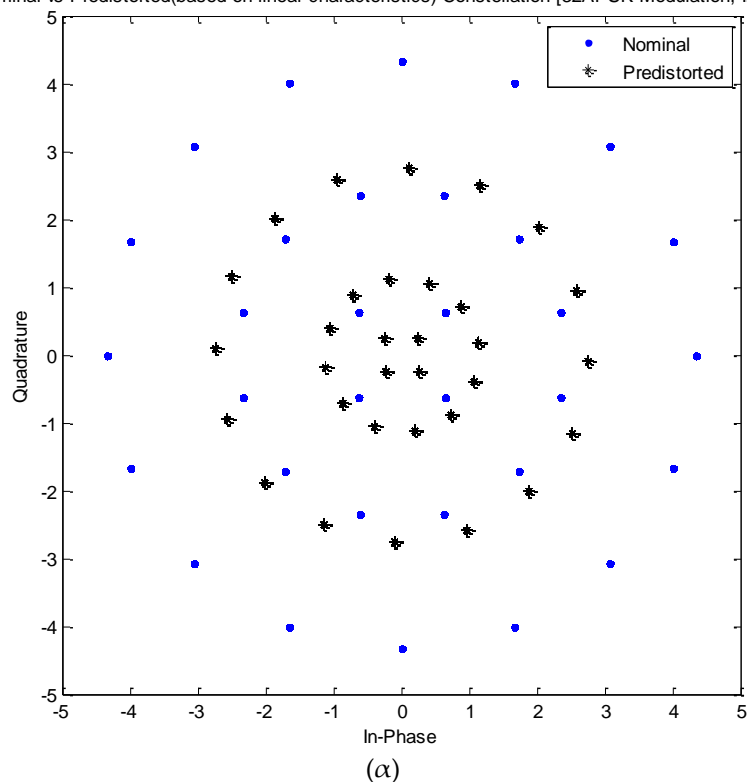


Linear Output vs Predistorted(based on quasi-linear characteristics) Constellation Output [32APSK Modulation, IBO = -1]

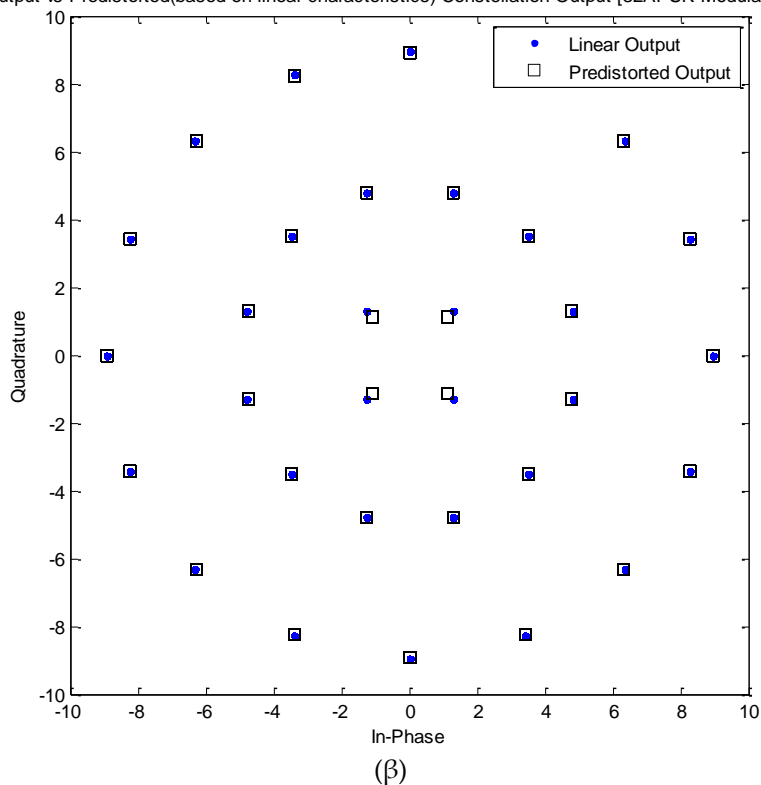


Σχήμα 5.30: Αντιστάθμιση αστερισμού 32APSK βάσει της οιονεί γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων. (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης.

Nominal vs Predistorted(based on linear characteristics) Constellation [32APSK Modulation, IBO = -1]



Linear Output vs Predistorted(based on linear characteristics) Constellation Output [32APSK Modulation, IBO = -1]

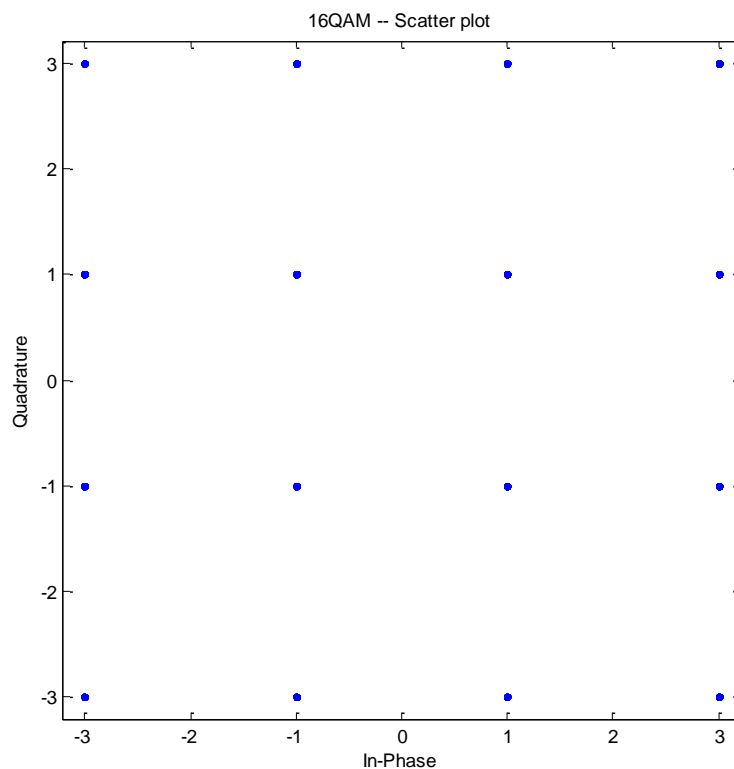


Σχήμα 5.31: Αντιστάθμιση αστερισμού 32APSK βάσει της ιδανικά γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή: (α) Αστερισμός εκπομπής. Σύγκριση με θέσεις αναφοράς των συμβόλων. (β) Αστερισμός λήψης. Σύγκριση με την περίπτωση ιδανικά γραμμικής ενίσχυσης.

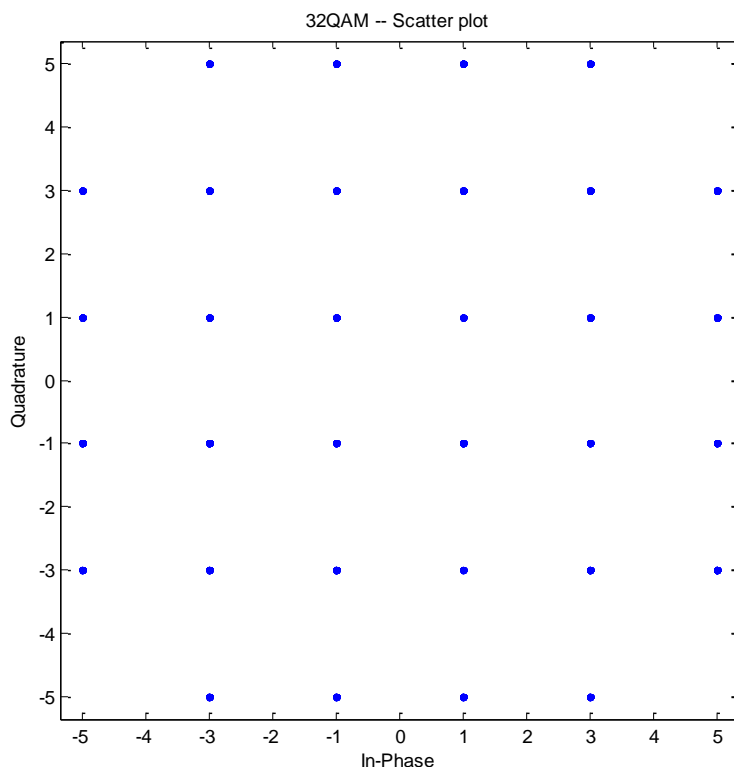
5.5. Σύγκριση διαμορφώσεων APSK – QAM κατά τη μετάδοση μέσω μη γραμμικού διαύλου

Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 2.8, σε περίπτωση μετάδοσης σε μη γραμμικό δίαυλο, τα πολυσταθμικά σχήματα διαμόρφωσης APSK προτιμώνται από το πρότυπο DVB-S2 έναντι των αντίστοιχης τάξης σχημάτων QAM λόγω μικρότερων διαφοροποιήσεων της περιβάλλουσας των συμβόλων στον αστερισμό. Στην παρούσα διπλωματική εργασία πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις για τη μελέτη της επίδοσης των σχημάτων διαμόρφωσης 16APSK - 16QAM και 32APSK - 32QAM.

Οι QAM αστερισμοί που χρησιμοποιήθηκαν παρατίθενται στα Σχήματα 5.32 και 5.33 αντίστοιχα.

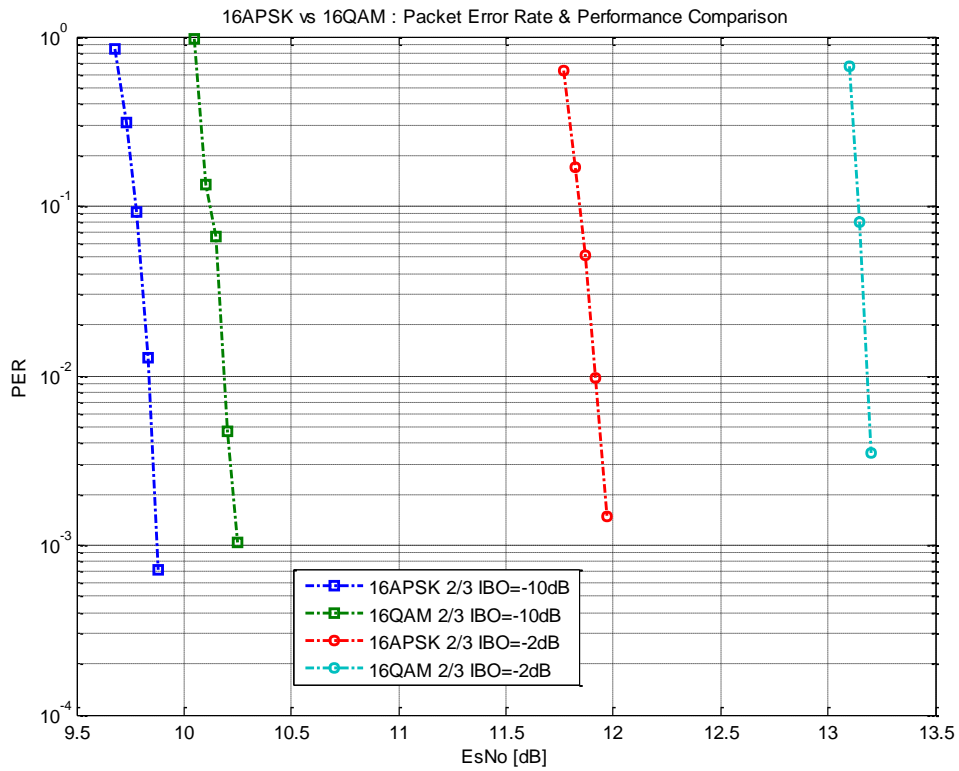


Σχήμα 5.32: Αστερισμός 16QAM.

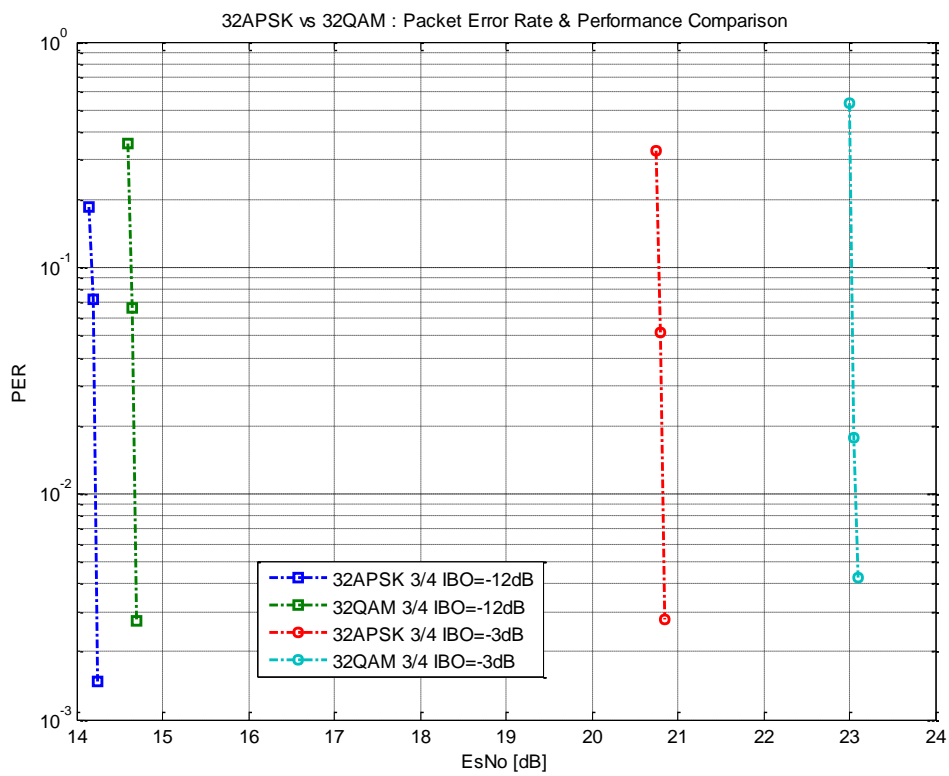


Σχήμα 5.33: Αστερισμός 32QAM.

Όπως προκύπτει από τα ανωτέρω σχήματα, η τοποθέτηση των συμβόλων στον αστερισμό 16QAM δημιουργεί τρεις διακριτές στάθμες πλάτους σε αντίθεση με τον αστερισμό 16APSK όπου τα σύμβολα κατανέμονται σε δύο ομόκεντρους δακτυλίους. Επίσης, η τοποθέτηση των συμβόλων στον αστερισμό 32QAM δημιουργεί πέντε διακριτές στάθμες πλάτους σε αντίθεση με τον αστερισμό 32APSK όπου τα σύμβολα κατανέμονται σε τρεις ομόκεντρους δακτυλίους. Η μεγαλύτερη μεταβλητότητα στο πλάτος των συμβόλων που παρατηρείται στους ομόλογους αστερισμούς QAM έχει ως αποτέλεσμα τη δυσμενέστερη επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων που εισάγει η ενισχυτική διαδικασία. Για τη σύγκριση της επίδοσης των σχημάτων διαμόρφωσης 16APSK - 16QAM και 32APSK - 32QAM εξήχθησαν καμπύλες ποσοστού λανθασμένων πακέτων συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου στην είσοδο του κυκλώματος αποδιαμόρφωσης στο δέκτη για διάφορες τιμές IBO. Η συγκριτικά καλύτερη επίδοση των διαμορφώσεων APSK αποτυπώνεται στα Σχήματα 5.34 και 5.35.



Σχήμα 5.34: Σύγκριση επίδοσης 16APSK – 16QAM κατά τη μετάδοση μέσω μη γραμμικού διαύλου.



Σχήμα 5.35: Σύγκριση επίδοσης 32APSK – 32QAM κατά τη μετάδοση μέσω μη γραμμικού διαύλου.

Από τη σύγκριση των 16APSK - 16QAM σχημάτων προκύπτει ότι, για την επίτευξη της στάθμης $PER = 3 \cdot 10^{-3}$, απαιτείται υψηλότερη τιμή σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη στην περίπτωση διαμόρφωσης 16QAM. Συγκεκριμένα, για λειτουργία υπό περιθώριο ισχύος εισόδου $IBO = -10\text{dB}$ απαιτείται 0.4dB υψηλότερη τιμή σηματοθορυβικού λόγου ενώ για λειτουργία πλησιέστερα στο σημείο κόρου ($IBO = -2\text{dB}$) απαιτείται 1.35dB υψηλότερη τιμή σηματοθορυβικού λόγου εξαιτίας της δυσμενέστερης επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων. Αντίστοιχα, από τη σύγκριση των 32APSK - 32QAM σχημάτων και για την ίδια στάθμη PER προκύπτει ότι οι απαιτήσεις σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη για τη διαμόρφωση 32QAM είναι υψηλότερες κατά 0.45dB για λειτουργία υπό $IBO = -12\text{dB}$ και κατά 2.25dB για λειτουργία υπό $IBO = -3\text{dB}$.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Κώδικας Υλοποίησης προσομοιωτή DVB-S2

Στο παράρτημα της διπλωματικής εργασίας παρατίθεται ο πλήρης κώδικας υλοποίησης του προσομοιωτή DVB-S2. Ο κώδικας βασίζεται στη δομή του Σχήματος 4.1 και χρησιμοποιήθηκε για τη μελέτη του προτύπου κατά τη μετάδοση σε μη γραμμικό δίαυλο και κατά την εφαρμογή τεχνικών αντιστάθμισης αστερισμού για την αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων.

```
%% DVB-S2 Simulator

function [ packet_errors, packet_error_rate ] = DVB_S2_Simulator(
r1,r2,r3,r4,r5,r6 )

%clear all;close all
% Parameters Definition
mod_type = r1; % 1:QPSK 2:8PSK 3:16APSK 4:32APSK

code_Rate = r2;

Num_FECBlks = r3;

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

EsNo = r4; % Signal-to-Noise Ratio at the receiver

IBO = r5; %Amplifier's Input BackOff

P_out = r6; % Amplifier's Max Output Power

%%
[~,NumParityBits,TErr]=BCHGenerator(code_Rate);
K_BCH = (64800*code_Rate)-NumParityBits;
num_bits =Num_FECBlks* K_BCH;
```

```

%% Signal Source
% Create a binary data stream as a column vector.
t_data = randi([0,1],num_bits,1); % Random binary data stream
% mpeg packet data; 1 mpeg pack : 1504 bits
num_mpegpack = floor(num_bits/1504);
for i=1:num_mpegpack
x(i,:)=t_data(((i-1)*1504 + 1):i*1504);
end;

%% BCH Outer Encoding
% Data is first encoded using non primitive BCH codes. The encoder
input is
% a binary data vector. ATTENTION: num_bits / K_BCH must be integer.
The
% output is an array [ N_BCH , Num_FECBlks ]: Each column corresponds
to a
% different FEC Block
x1_enc = BCHEncoder(t_data, code_Rate);

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

%% Modulation
% Modulate using DVB-S2 Modulation Schemes
switch mod_type
case 1
M=4;
k=log2(M);
xsym = zeros(length(x2_enc(1,:))/k, Num_FECBlks);
for i = (1:Num_FECBlks) %each column is a different block
    xsym(:,i) =
bi2de(reshape(x2_enc(i,:),k,length(x2_enc(i,:))/k).','left-msb');
end;
y = zeros(length(x2_enc(1,:))/k , Num_FECBlks);
c = PSK_Constellation(M,IBO); %gray coded QPSK Constellation
t = modem.genqammod('Constellation' , c);
for i = (1:Num_FECBlks)
    y(:,i) = modulate(t,xsym(:,i));% modulated Signal
end;
case 2
M=8;
k=log2(M);
xsym = zeros(length(x2_enc(1,:))/k, Num_FECBlks);
for i = (1:Num_FECBlks) %each column is a different block
    xsym(:,i) =
bi2de(reshape(x2_enc(i,:),k,length(x2_enc(i,:))/k).','left-msb');
end;

```

```

end;
y = zeros(length(x2_enc(1,:))/k , Num_FECBlks);
c = PSK_Constellation(M,IBO); %gray coded 8PSK Constellation
t = modem.genqammod('Constellation' , c);
for i = (1:Num_FECBlks)
    y(:,i) = modulate(t,xsym(:,i)); % modulated Signal
end;
case 3
M=16;
k=log2(M);
xsym = zeros(length(x2_enc(1,:))/k, Num_FECBlks);
for i = (1:Num_FECBlks) %each column is a different block
    xsym(:,i) =
bi2de(reshape(x2_enc(i,:),k,length(x2_enc(i,:))/k) , ...
        'left-msb');
end;
y = zeros(length(x2_enc(1,:))/k , Num_FECBlks);
spc_eff = k*code_Rate; % Spectrum Efficiency
c = APSK_Constellation(16,IBO,spc_eff); %16APSK Constellation
t = modem.genqammod('Constellation' , c);
for i = (1:Num_FECBlks)
    y(:,i) = modulate(t,xsym(:,i)); % modulated Signal
end;
case 4
M=32;
k=log2(M);
xsym = zeros(length(x2_enc(1,:))/k, Num_FECBlks);
for i = (1:Num_FECBlks) %each column is a different block
    xsym(:,i) =
bi2de(reshape(x2_enc(i,:),k,length(x2_enc(i,:))/k) , ...
        'left-msb');
end;
y = zeros(length(x2_enc(1,:))/k , Num_FECBlks);
spc_eff = k*code_Rate; % Spectrum Efficiency
c = APSK_Constellation(32,IBO,spc_eff); %32APSK Constellation
t = modem.genqammod('Constellation' , c);
for i = (1:Num_FECBlks)
    y(:,i) = modulate(t,xsym(:,i)); % modulated Signal
end;
end;

%% SRRC Filtering
% Define filter-related parameters.
nsamp = 4; % Oversampling rate
filtorder = 40; % Filter order
delay = filtorder/(nsamp*2); % Group delay (# of input samples)
rolloff = a; % Rolloff factor of filter
% Create a square root raised cosine filter.
rrcfilter = rcosine(1,nsamp,'fir/sqrt',rolloff,delay);
% figure; impz(rrcfilter,1); % Plot impulse response

%% Uplink Transmitted Signal
% Upsample and apply square root raised cosine filter.
for i = (1:Num_FECBlks)
    ytx(:,i) = rcoflt(y(:,i),1,nsamp,'filter',rrcfilter);
end;

%% Channel
%% IMUX BandPass Filtering

```

```

%import measured characteristics
load('IMUX_Amp_Freq_Resp.mat');

%Polynomial curve fitting (degree 10)
IMUX_GD_poly = polyfit(IMUX_GroupDelay(:,1),IMUX_GroupDelay(:,2),10);
%Integrate polynomial analytically
IMUX_PhaseResponse_poly = - polyint(IMUX_GD_poly);

%Filter's Transfer Function
for vv = (1:length(IMUX_Amp_Freq_Resp))
    IMUX_PhaseShift(vv) =
polyval(IMUX_PhaseResponse_poly,IMUX_Amp_Freq_Resp(vv,1));
    imux_TransferFunction_A(vv) =
IMUX_Amp_Freq_Resp(vv,3)*cos(IMUX_PhaseShift(vv));
    imux_TransferFunction_B(vv) =
IMUX_Amp_Freq_Resp(vv,3)*sin(IMUX_PhaseShift(vv));
    imux_TransferFunction(vv) =
complex(imux_TransferFunction_A(vv),imux_TransferFunction_B(vv));
end
%figure; impz(imux_TransferFunction); % filter's impulse response
%Dimension matching
resifil = floor(length(ytx)/length(imux_TransferFunction));
%imux_TF = zeros(length(ytx),Num_FECBlks)
for i = (1:Num_FECBlks)
    for tt = (1:resifil)
        imux_TF(i,((tt-1)*length(imux_TransferFunction) +
1):tt*length(imux_TransferFunction)) =
imux_TransferFunction(1:length(imux_TransferFunction));
    end
end
if (resifil*length(imux_TransferFunction))~= length(ytx)
    for i = (1:Num_FECBlks)
        imux_TF(i,(resifil*length(imux_TransferFunction))+1:length(ytx)) =
imux_TransferFunction(1:length(ytx)-
resifil*length(imux_TransferFunction));
    end
end
voit = imux_TF;
if (Num_FECBlks > 1)
    for i = (1:Num_FECBlks-1)
        imux_TF = [imux_TF;voit];
    end
end
%Apply filter
for i = (1:Num_FECBlks)
    ytx_i(:,i) = ytx(:,i).*imux_TF(i,:);
end

%% Amplification
load('AmplifierPoints.mat'); %import amplifier's measured
characteristics
y_inp = ytx_i; %Amplifier's Input is IMUX Filter's Output

switch mod_type

case 1 %QPSK

```



```

y_sat0 = 1;
for i = 1:length(AmplifierPoints)
Amplifier_char(i,1) = y_sat0*10^(AmplifierPoints(i,1)/20);%input
amplitude
Amplifier_char(i,2) =
sqrt(P_out)*10^(AmplifierPoints(i,2)/20);%output amplitude
Amplifier_char(i,3) = degtorad(AmplifierPoints(i,3));%output phase
shift [deg]->[rad]
end
%figure;plot(AmplifierPoints(:,1),AmplifierPoints(:,2));
%figure;plot(AmplifierPoints(:,1),AmplifierPoints(:,3));

%Linear characteristics
for i = 1:205
LinearAmplifierPoints(i,1) = AmplifierPoints(i,1);
LinearAmplifierPoints(i,2) = LinearAmplifierPoints(i,1);
LinearAmplifierPoints(i,3) = 0;
end
for i = 206:length(AmplifierPoints)
LinearAmplifierPoints(i,1) = AmplifierPoints(i,1);
LinearAmplifierPoints(i,2) = 0;
LinearAmplifierPoints(i,3) = 0;
end
%figure;plot(LinearAmplifierPoints(:,1),LinearAmplifierPoints(:,2));
%figure;plot(LinearAmplifierPoints(:,1),LinearAmplifierPoints(:,3));

for i = 1:length(LinearAmplifierPoints)
LinearAmplifier_char(i,1) =
y_sat0*10^(LinearAmplifierPoints(i,1)/20);%input amplitude
LinearAmplifier_char(i,2) =
sqrt(P_out)*10^(LinearAmplifierPoints(i,2)/20);%output amplitude
LinearAmplifier_char(i,3) =
degtorad(LinearAmplifierPoints(i,3));%output phase shift [deg]->[rad]
end

%Linearized characteristics
load('LinearizedAmplifierPoints.mat');
%figure;plot(LinearizedAmplifierPoints(:,1),LinearizedAmplifierPoints
(:,2));
%figure;plot(LinearizedAmplifierPoints(:,1),LinearizedAmplifierPoints
(:,3));

for i = 1:length(LinearizedAmplifierPoints)
LinearizedAmplifier_char(i,1) =
y_sat0*10^(LinearizedAmplifierPoints(i,1)/20);%input amplitude
LinearizedAmplifier_char(i,2) =
sqrt(P_out)*10^(LinearizedAmplifierPoints(i,2)/20);%output amplitude
LinearizedAmplifier_char(i,3) =
degtorad(LinearizedAmplifierPoints(i,3));%output phase shift [deg]-
>[rad]
end

%polyfit(x,y,n): 10 degree
AM_AM_poly = polyfit(Amplifier_char(:,1),Amplifier_char(:,2),10);
AM_PM_poly = polyfit(Amplifier_char(:,1),Amplifier_char(:,3),10);
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(AM_AM_poly,Amplifier_char(:,
1)))

```

```

%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(AM_PM_poly,Amplifier_char(:,
1)))

%polyfit(x,y,n): 10 degree
LinearAM_AM_poly =
polyfit(LinearAmplifier_char(:,1),LinearAmplifier_char(:,2),10);
LinearAM_PM_poly =
polyfit(LinearAmplifier_char(:,1),LinearAmplifier_char(:,3),10);
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearAM_AM_poly,Amplifier_c
har(:,1)))
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearAM_PM_poly,Amplifier_c
har(:,1)))

%polyfit(x,y,n): 10 degree
LinearizedAM_AM_poly =
polyfit(LinearizedAmplifier_char(:,1),LinearizedAmplifier_char(:,2),1
0);
LinearizedAM_PM_poly =
polyfit(LinearizedAmplifier_char(:,1),LinearizedAmplifier_char(:,3),1
0);
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearizedAM_AM_poly,Amplifi
er_char(:,1)))
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearizedAM_PM_poly,Amplifi
er_char(:,1)))

%Non Linear symbol-to symbol amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y_inp))
        y_outp_amp(it,i) = polyval(AM_AM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_outp_ang(it,i) = polyval(AM_PM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_outp_A(it,i) =
y_outp_amp(it,i)*cos(angle(y_inp(it,i))+y_outp_ang(it,i));
        y_outp_B(it,i) =
y_outp_amp(it,i)*sin(angle(y_inp(it,i))+y_outp_ang(it,i));
        y_outp(it,i) = complex(y_outp_A(it,i),y_outp_B(it,i));
    end
end

%Linear symbol-to symbol amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y_inp))
        y_linoutp_amp(it,i) = polyval(LinearAM_AM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linoutp_ang(it,i) = polyval(LinearAM_PM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linoutp_A(it,i) =
y_linoutp_amp(it,i)*cos(angle(y_inp(it,i))+y_linoutp_ang(it,i));
        y_linoutp_B(it,i) =
y_linoutp_amp(it,i)*sin(angle(y_inp(it,i))+y_linoutp_ang(it,i));
        y_linoutp(it,i) = complex(y_linoutp_A(it,i),y_linoutp_B(it,i));
    end
end

%Linearized symbol-to symbol amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y_inp))
        y_linearizoutp_amp(it,i) =
polyval(LinearizedAM_AM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linearizoutp_ang(it,i) =
polyval(LinearizedAM_PM_poly,abs(y_inp(it,i)));

```

```

    y_linearizoutp_A(it,i) =
y_linearizoutp_amp(it,i)*cos(angle(y_inp(it,i))+y_linearizoutp_ang(it
,i));
    y_linearizoutp_B(it,i) =
y_linearizoutp_amp(it,i)*sin(angle(y_inp(it,i))+y_linearizoutp_ang(it
,i));
    y_linearizoutp(it,i) =
complex(y_linearizoutp_A(it,i),y_linearizoutp_B(it,i));
end
end

case 2 %8PSK

y_sat0 = 1;
for i = 1:length(AmplifierPoints)
Amplifier_char(i,1) = y_sat0*10^(AmplifierPoints(i,1)/20);%input
amplitude
Amplifier_char(i,2) =
sqrt(P_out)*10^(AmplifierPoints(i,2)/20);%output amplitude
Amplifier_char(i,3) = degtorad(AmplifierPoints(i,3));%output phase
shift [deg]->[rad]
end
%figure;plot(AmplifierPoints(:,1),AmplifierPoints(:,2));
%figure;plot(AmplifierPoints(:,1),AmplifierPoints(:,3));

%Linear characteristics
for i = 1:205
LinearAmplifierPoints(i,1) = AmplifierPoints(i,1);
LinearAmplifierPoints(i,2) = LinearAmplifierPoints(i,1);
LinearAmplifierPoints(i,3) = 0;
end
for i = 206:length(AmplifierPoints)
LinearAmplifierPoints(i,1) = AmplifierPoints(i,1);
LinearAmplifierPoints(i,2) = 0;
LinearAmplifierpoints(i,3) = 0;
end
%figure;plot(LinearAmplifierPoints(:,1),LinearAmplifierPoints(:,2));
%figure;plot(LinearAmplifierPoints(:,1),LinearAmplifierPoints(:,3));

for i = 1:length(LinearAmplifierPoints)
LinearAmplifier_char(i,1) =
y_sat0*10^(LinearAmplifierPoints(i,1)/20);%input amplitude
LinearAmplifier_char(i,2) =
sqrt(P_out)*10^(LinearAmplifierPoints(i,2)/20);%output amplitude
LinearAmplifier_char(i,3) =
degtorad(LinearAmplifierPoints(i,3));%output phase shift [deg]->[rad]
end

%Linearized characteristics
load('LinearizedAmplifierPoints.mat');
%figure;plot(LinearizedAmplifierPoints(:,1),LinearizedAmplifierPoints
(:,2));
%figure;plot(LinearizedAmplifierPoints(:,1),LinearizedAmplifierPoints
(:,3));

for i = 1:length(LinearizedAmplifierPoints)
LinearizedAmplifier_char(i,1) =
y_sat0*10^(LinearizedAmplifierPoints(i,1)/20);%input amplitude

```

```

LinearizedAmplifier_char(i,2) =
sqrt(P_out)*10^(LinearizedAmplifierPoints(i,2)/20);%output amplitude
LinearizedAmplifier_char(i,3) =
deg2rad(LinearizedAmplifierPoints(i,3));%output phase shift [deg]-
>[rad]
end

%polyfit(x,y,n): 10 degree
AM_AM_poly = polyfit(Amplifier_char(:,1),Amplifier_char(:,2),10);
AM_PM_poly = polyfit(Amplifier_char(:,1),Amplifier_char(:,3),10);
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(AM_AM_poly,Amplifier_char(:,
1)))
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(AM_PM_poly,Amplifier_char(:,
1)))

%polyfit(x,y,n): 10 degree
LinearAM_AM_poly =
polyfit(LinearAmplifier_char(:,1),LinearAmplifier_char(:,2),10);
LinearAM_PM_poly =
polyfit(LinearAmplifier_char(:,1),LinearAmplifier_char(:,3),10);
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearAM_AM_poly,Amplifier_c
har(:,1)))
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearAM_PM_poly,Amplifier_c
har(:,1)))

%polyfit(x,y,n): 10 degree
LinearizedAM_AM_poly =
polyfit(LinearizedAmplifier_char(:,1),LinearizedAmplifier_char(:,2),1
0);
LinearizedAM_PM_poly =
polyfit(LinearizedAmplifier_char(:,1),LinearizedAmplifier_char(:,3),1
0);
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearizedAM_AM_poly,Amplifi
er_char(:,1)))
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearizedAM_PM_poly,Amplifi
er_char(:,1)))

%Non Linear symbol-to symbol amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y_inp))
        y_outp_amp(it,i) = polyval(AM_AM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_outp_ang(it,i) = polyval(AM_PM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_outp_A(it,i) =
y_outp_amp(it,i)*cos(angle(y_inp(it,i))+y_outp_ang(it,i));
        y_outp_B(it,i) =
y_outp_amp(it,i)*sin(angle(y_inp(it,i))+y_outp_ang(it,i));
        y_outp(it,i) = complex(y_outp_A(it,i),y_outp_B(it,i));
    end
end

%Linear symbol-to symbol amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y_inp))
        y_linoutp_amp(it,i) = polyval(LinearAM_AM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linoutp_ang(it,i) = polyval(LinearAM_PM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linoutp_A(it,i) =
y_linoutp_amp(it,i)*cos(angle(y_inp(it,i))+y_linoutp_ang(it,i));

```

```

        y_linoutp_B(it,i) =
y_linoutp_amp(it,i)*sin(angle(y_inp(it,i))+y_linoutp_ang(it,i));
        y_linoutp(it,i) = complex(y_linoutp_A(it,i),y_linoutp_B(it,i));
    end
end

%Linearized symbol-to symbol amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y_inp))
        y_linearizoutp_amp(it,i) =
polyval(LinearizedAM_AM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linearizoutp_ang(it,i) =
polyval(LinearizedAM_PM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linearizoutp_A(it,i) =
y_linearizoutp_amp(it,i)*cos(angle(y_inp(it,i))+y_linearizoutp_ang(it
,i));
        y_linearizoutp_B(it,i) =
y_linearizoutp_amp(it,i)*sin(angle(y_inp(it,i))+y_linearizoutp_ang(it
,i));
        y_linearizoutp(it,i) =
complex(y_linearizoutp_A(it,i),y_linearizoutp_B(it,i));
    end
end

case 3 %16APSK
if (spc_eff<0)
    y_sat1=2.57;
elseif(spc_eff<2.8)
    y_sat1=3.15;
elseif(spc_eff<3.1)
    y_sat1=2.85;
elseif(spc_eff<3.25)
    y_sat1=2.75;
elseif(spc_eff<3.4)
    y_sat1=2.70;
elseif(spc_eff<3.57)
    y_sat1=2.60;
else
    y_sat1=2.57;
end

for i = 1:length(AmplifierPoints)
Amplifier_char(i,1) = y_sat1*10^(AmplifierPoints(i,1)/20);%input
amplitude
Amplifier_char(i,2) =
sqrt(P_out)*10^(AmplifierPoints(i,2)/20);%output amplitude
Amplifier_char(i,3) = degtorad(AmplifierPoints(i,3));%output phase
shift [deg]->[rad]
end
%figure;plot(AmplifierPoints(:,1),AmplifierPoints(:,2));
%figure;plot(AmplifierPoints(:,1),AmplifierPoints(:,3));

%Linear characteristics
for i = 1:205
LinearAmplifierPoints(i,1) = AmplifierPoints(i,1);
LinearAmplifierPoints(i,2) = LinearAmplifierPoints(i,1);
LinearAmplifierPoints(i,3) = 0;
end
for i = 206:length(AmplifierPoints)

```

```

LinearAmplifierPoints(i,1) = AmplifierPoints(i,1);
LinearAmplifierPoints(i,2) = 0;
LinearAmplifierPoints(i,3) = 0;
end
%figure;plot(LinearAmplifierPoints(:,1),LinearAmplifierPoints(:,2));
%figure;plot(LinearAmplifierPoints(:,1),LinearAmplifierPoints(:,3));

for i = 1:length(LinearAmplifierPoints)
LinearAmplifier_char(i,1) =
y_sat1*10^(LinearAmplifierPoints(i,1)/20);%input amplitude
LinearAmplifier_char(i,2) =
sqrt(P_out)*10^(LinearAmplifierPoints(i,2)/20);%output amplitude
LinearAmplifier_char(i,3) =
deg2rad(LinearAmplifierPoints(i,3));%output phase shift [deg]->[rad]
end

%Linearized characteristics
load('LinearizedAmplifierPoints.mat');
%figure;plot(LinearizedAmplifierPoints(:,1),LinearizedAmplifierPoints
(:,2));
%figure;plot(LinearizedAmplifierPoints(:,1),LinearizedAmplifierPoints
(:,3));

for i = 1:length(LinearizedAmplifierPoints)
LinearizedAmplifier_char(i,1) =
y_sat1*10^(LinearizedAmplifierPoints(i,1)/20);%input amplitude
LinearizedAmplifier_char(i,2) =
sqrt(P_out)*10^(LinearizedAmplifierPoints(i,2)/20);%output amplitude
LinearizedAmplifier_char(i,3) =
deg2rad(LinearizedAmplifierPoints(i,3));%output phase shift [deg]-
>[rad]
end

%polyfit(x,y,n): 10 degree
AM_AM_poly = polyfit(Amplifier_char(:,1),Amplifier_char(:,2),10);
AM_PM_poly = polyfit(Amplifier_char(:,1),Amplifier_char(:,3),10);
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(AM_AM_poly,Amplifier_char(:,
1)))
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(AM_PM_poly,Amplifier_char(:,
1)))

%polyfit(x,y,n): 10 degree
LinearAM_AM_poly =
polyfit(LinearAmplifier_char(:,1),LinearAmplifier_char(:,2),10);
LinearAM_PM_poly =
polyfit(LinearAmplifier_char(:,1),LinearAmplifier_char(:,3),10);
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearAM_AM_poly,Amplifier_c
har(:,1)))
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearAM_PM_poly,Amplifier_c
har(:,1)))

%polyfit(x,y,n): 10 degree
LinearizedAM_AM_poly =
polyfit(LinearizedAmplifier_char(:,1),LinearizedAmplifier_char(:,2),1
0);
LinearizedAM_PM_poly =
polyfit(LinearizedAmplifier_char(:,1),LinearizedAmplifier_char(:,3),1
0);

```

```

%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearizedAM_AM_poly,Amplifier_char(:,1)))
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearizedAM_PM_poly,Amplifier_char(:,1)))

%Non Linear symbol-to symbol amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y_inp))
        y_outp_amp(it,i) = polyval(AM_AM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_outp_ang(it,i) = polyval(AM_PM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_outp_A(it,i) =
y_outp_amp(it,i)*cos(angle(y_inp(it,i))+y_outp_ang(it,i));
        y_outp_B(it,i) =
y_outp_amp(it,i)*sin(angle(y_inp(it,i))+y_outp_ang(it,i));
        y_outp(it,i) = complex(y_outp_A(it,i),y_outp_B(it,i));
    end
end

%Linear symbol-to symbol amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y_inp))
        y_linoutp_amp(it,i) = polyval(LinearAM_AM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linoutp_ang(it,i) = polyval(LinearAM_PM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linoutp_A(it,i) =
y_linoutp_amp(it,i)*cos(angle(y_inp(it,i))+y_linoutp_ang(it,i));
        y_linoutp_B(it,i) =
y_linoutp_amp(it,i)*sin(angle(y_inp(it,i))+y_linoutp_ang(it,i));
        y_linoutp(it,i) = complex(y_linoutp_A(it,i),y_linoutp_B(it,i));
    end
end

%Linearized symbol-to symbol amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y_inp))
        y_linearizoutp_amp(it,i) =
polyval(LinearizedAM_AM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linearizoutp_ang(it,i) =
polyval(LinearizedAM_PM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linearizoutp_A(it,i) =
y_linearizoutp_amp(it,i)*cos(angle(y_inp(it,i))+y_linearizoutp_ang(it,i));
        y_linearizoutp_B(it,i) =
y_linearizoutp_amp(it,i)*sin(angle(y_inp(it,i))+y_linearizoutp_ang(it,i));
        y_linearizoutp(it,i) =
complex(y_linearizoutp_A(it,i),y_linearizoutp_B(it,i));
    end
end

case 4 %32APSK

if(spc_eff<0)
    y_sat1 = 2.53;
    y_sat2 = 4.30;
elseif(spc_eff<3.8)
    y_sat1 = 2.84;
    y_sat2 = 5.27;
elseif(spc_eff<4.1)

```

```

    y_sat1 = 2.72;
    y_sat2 = 4.87;
elseif(spc_eff<4.3)
    y_sat1 = 2.64;
    y_sat2 = 4.64;
elseif(spc_eff<4.45)
    y_sat1 = 2.54;
    y_sat2 = 4.33;
else
    y_sat1 = 2.53;
    y_sat2 = 4.30;
end

for i = 1:length(AmplifierPoints)
Amplifier_char(i,1) = y_sat2*10^(AmplifierPoints(i,1)/20);%input
amplitude
Amplifier_char(i,2) =
sqrt(P_out)*10^(AmplifierPoints(i,2)/20);%output amplitude
Amplifier_char(i,3) = degtorad(AmplifierPoints(i,3));%output phase
shift [deg]->[rad]
end
%figure;plot(AmplifierPoints(:,1),AmplifierPoints(:,2));
%figure;plot(AmplifierPoints(:,1),AmplifierPoints(:,3));

%Linear characteristics
for i = 1:205
LinearAmplifierPoints(i,1) = AmplifierPoints(i,1);
LinearAmplifierPoints(i,2) = LinearAmplifierPoints(i,1);
LinearAmplifierPoints(i,3) = 0;
end
for i = 206:length(AmplifierPoints)
LinearAmplifierPoints(i,1) = AmplifierPoints(i,1);
LinearAmplifierPoints(i,2) = 0;
LinearAmplifierPoints(i,3) = 0;
end
%figure;plot(LinearAmplifierPoints(:,1),LinearAmplifierPoints(:,2));
%figure;plot(LinearAmplifierPoints(:,1),LinearAmplifierPoints(:,3));

for i = 1:length(LinearAmplifierPoints)
LinearAmplifier_char(i,1) =
y_sat2*10^(LinearAmplifierPoints(i,1)/20);%input amplitude
LinearAmplifier_char(i,2) =
sqrt(P_out)*10^(LinearAmplifierPoints(i,2)/20);%output amplitude
LinearAmplifier_char(i,3) =
degtorad(LinearAmplifierPoints(i,3));%output phase shift [deg]->[rad]
end

%Linearized characteristics
load('LinearizedAmplifierPoints.mat');
%figure;plot(LinearizedAmplifierPoints(:,1),LinearizedAmplifierPoints
(:,2));
%figure;plot(LinearizedAmplifierPoints(:,1),LinearizedAmplifierPoints
(:,3));

for i = 1:length(LinearizedAmplifierPoints)
LinearizedAmplifier_char(i,1) =
y_sat2*10^(LinearizedAmplifierPoints(i,1)/20);%input amplitude

```



```

LinearizedAmplifier_char(i,2) =
sqrt(P_out)*10^(LinearizedAmplifierPoints(i,2)/20);%output amplitude
LinearizedAmplifier_char(i,3) =
degtorad(LinearizedAmplifierPoints(i,3));%output phase shift [deg]-
>[rad]
end

%polyfit(x,y,n): 10 degree
AM_AM_poly = polyfit(Amplifier_char(:,1),Amplifier_char(:,2),10);
AM_PM_poly = polyfit(Amplifier_char(:,1),Amplifier_char(:,3),10);
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(AM_AM_poly,Amplifier_char(:,
1)))
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(AM_PM_poly,Amplifier_char(:,
1)))

%polyfit(x,y,n): 10 degree
LinearAM_AM_poly =
polyfit(LinearAmplifier_char(:,1),LinearAmplifier_char(:,2),10);
LinearAM_PM_poly =
polyfit(LinearAmplifier_char(:,1),LinearAmplifier_char(:,3),10);
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearAM_AM_poly,Amplifier_c
har(:,1)))
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearAM_PM_poly,Amplifier_c
har(:,1)))

%polyfit(x,y,n): 10 degree
LinearizedAM_AM_poly =
polyfit(LinearizedAmplifier_char(:,1),LinearizedAmplifier_char(:,2),1
0);
LinearizedAM_PM_poly =
polyfit(LinearizedAmplifier_char(:,1),LinearizedAmplifier_char(:,3),1
0);
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearizedAM_AM_poly,Amplifi
er_char(:,1)))
%figure;plot(Amplifier_char(:,1),polyval(LinearizedAM_PM_poly,Amplifi
er_char(:,1)))

%Non Linear symbol-to symbol amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y_inp))
        y_outp_amp(it,i) = polyval(AM_AM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_outp_ang(it,i) = polyval(AM_PM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_outp_A(it,i) =
y_outp_amp(it,i)*cos(angle(y_inp(it,i))+y_outp_ang(it,i));
        y_outp_B(it,i) =
y_outp_amp(it,i)*sin(angle(y_inp(it,i))+y_outp_ang(it,i));
        y_outp(it,i) = complex(y_outp_A(it,i),y_outp_B(it,i));
    end
end

%Linear symbol-to symbol amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y_inp))
        y_linoutp_amp(it,i) = polyval(LinearAM_AM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linoutp_ang(it,i) = polyval(LinearAM_PM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linoutp_A(it,i) =
y_linoutp_amp(it,i)*cos(angle(y_inp(it,i))+y_linoutp_ang(it,i));

```

```

    y_linoutp_B(it,i) =
y_linoutp_amp(it,i)*sin(angle(y_inp(it,i))+y_linoutp_ang(it,i));
    y_linoutp(it,i) = complex(y_linoutp_A(it,i),y_linoutp_B(it,i));
end
end

%Linearized symbol-to symbol amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y_inp))
        y_linearizoutp_amp(it,i) =
polyval(LinearizedAM_AM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linearizoutp_ang(it,i) =
polyval(LinearizedAM_PM_poly,abs(y_inp(it,i)));
        y_linearizoutp_A(it,i) =
y_linearizoutp_amp(it,i)*cos(angle(y_inp(it,i))+y_linearizoutp_ang(it
,i));
        y_linearizoutp_B(it,i) =
y_linearizoutp_amp(it,i)*sin(angle(y_inp(it,i))+y_linearizoutp_ang(it
,i));
        y_linearizoutp(it,i) =
complex(y_linearizoutp_A(it,i),y_linearizoutp_B(it,i));
    end
end

end

%% OMUX BandPass Filtering

%import measured characteristics
load('OMUX_Amp_Freq_Resp.mat');

%Polynomial curve fitting (degree 10)
OMUX_GD_poly = polyfit(OMUX_GroupDelay(:,1),OMUX_GroupDelay(:,2),10);
%Integrate polynomial analytically
OMUX_PhaseResponse_poly = - polyint(OMUX_GD_poly);

%Filter's Transfer Function
for vv = (1:length(OMUX_Amp_Freq_Resp))
    OMUX_PhaseShift(vv) =
polyval(OMUX_PhaseResponse_poly,OMUX_Amp_Freq_Resp(vv,1));
    omux_TransferFunction_A(vv) =
OMUX_Amp_Freq_Resp(vv,3)*cos(OMUX_PhaseShift(vv));
    omux_TransferFunction_B(vv) =
OMUX_Amp_Freq_Resp(vv,3)*sin(OMUX_PhaseShift(vv));
    omux_TransferFunction(vv) =
complex(omux_TransferFunction_A(vv),omux_TransferFunction_B(vv));
end
%figure; impz(omux_TransferFunction); % filter's impulse response
%Dimension matching
resifil = floor(length(y_outp)/length(omux_TransferFunction));
%omux_TF = zeros(length(y_outp),Num_FECBlks)
for i = (1:Num_FECBlks)
    for tt = (1:resifil)
        omux_TF(i,((tt-1)*length(omux_TransferFunction) +
1):tt*length(omux_TransferFunction)) =
omux_TransferFunction(1:length(omux_TransferFunction));
    end
end
end

```

```

if (resifil*length(OMUX_TransferFunction)) ~= length(y_outp)
    for i = (1:Num_FECBlks)
        OMUX_TF(i, (resifil*length(OMUX_TransferFunction))+1:length(y_outp))
    = OMUX_TransferFunction(1:length(y_outp) -
resifil*length(OMUX_TransferFunction));
        end
    end
voit = OMUX_TF;
if (Num_FECBlks > 1)
    for i = (1:Num_FECBlks-1)
        OMUX_TF = [OMUX_TF;voit];
    end
end
%Apply filter
for i = (1:Num_FECBlks)
    y_outp_o(:,i) = y_outp(:,i).*OMUX_TF(i,:);
    y_linoutp_o(:,i) = y_linoutp(:,i).*OMUX_TF(i,:);
    y_linearizoutp_o(:,i) = y_linearizoutp(:,i).*OMUX_TF(i,:);
end

%% AWGN effect
snr = EsNo-10*log10(nsamp);
Pi=sum(abs(y_linoutp(:,1)).^2)/length(y_linoutp);%Signal energy
Sigma2=Pi/10^(EsNo/10);%Noise Variance

ynoisy=zeros(nsamp*64800/k+filtorder,Num_FECBlks);
ynoisy1=zeros(nsamp*64800/k+filtorder,Num_FECBlks);
ynoisy2=zeros(nsamp*64800/k+filtorder,Num_FECBlks);
for i = (1:Num_FECBlks)
ynoisy(:,i) = awgn(y_outp_o(:,i),snr,'measured');
ynoisy1(:,i) = awgn(y_linoutp_o(:,i),snr,'measured');
ynoisy2(:,i) = awgn(y_linearizoutp_o(:,i),snr,'measured');
end;

%% Received Signal

yrx1=zeros(nsamp*64800/k+2*filtorder,Num_FECBlks);
yrx2=zeros((nsamp*64800/k+2*filtorder)/nsamp,Num_FECBlks);
yrx = zeros(64800/k,Num_FECBlks);

yrx4=zeros(nsamp*64800/k+2*filtorder,Num_FECBlks);
yrx5=zeros((nsamp*64800/k+2*filtorder)/nsamp,Num_FECBlks);
yrx3 = zeros(64800/k,Num_FECBlks);

yrx7=zeros(nsamp*64800/k+2*filtorder,Num_FECBlks);
yrx8=zeros((nsamp*64800/k+2*filtorder)/nsamp,Num_FECBlks);
yrx6 = zeros(64800/k,Num_FECBlks);

% Filter received signal using square root raised cosine filter.
for i = (1:Num_FECBlks)
yrx1(:,i) = rcosflt(ynoisy(:,i),1,nsamp,'Fs/filter',rrcfilter);
yrx2(:,i)= downsample(yrx1(:,i),nsamp); % Downsample.
yrx(:,i) = yrx2(2*delay+1:end-2*delay,i);% Account for delay

yrx4(:,i) = rcosflt(ynoisy1(:,i),1,nsamp,'Fs/filter',rrcfilter);
yrx5(:,i)= downsample(yrx4(:,i),nsamp); % Downsample.
yrx3(:,i) = yrx5(2*delay+1:end-2*delay,i);% Account for delay

```

```

yrx7(:,i) = rcosflt(ynoisy2(:,i),1,nsamp,'Fs/filter',rrcfilter);
yrx8(:,i)= downsample(yrx7(:,i),nsamp); % Downsample.
yrx6(:,i) = yrx8(2*delay+1:end-2*delay,i);% Account for delay
end;

%% Predistortion Process

% 1.Predistortion based on amplifier's linear characteristics
%%Amplitude & phase adjustment
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y))
        ip = 1;
        while Amplifier_char(ip,2) < abs(yrx3(it,i))
            ip=ip+1;
        end
        y_pred_amp(it,i) = mean([Amplifier_char(ip-
1,1);Amplifier_char(ip,1)]);
        y_pred_ang(it,i) = polyval(AM_PM_poly,y_pred_amp(it,i));
        y_pred_A(it,i) = y_pred_amp(it,i)*cos(angle(y(it,i))-
y_pred_ang(it,i));
        y_pred_B(it,i) = y_pred_amp(it,i)*sin(angle(y(it,i))-
y_pred_ang(it,i));
        y_pred(it,i) = complex(y_pred_A(it,i),y_pred_B(it,i));
    end
end
%% SRRC Transmitter filtering
%% IMUX filtering
%%Predistorted constellation amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y))
        y_predoutp_amp(it,i) = polyval(AM_AM_poly,abs(y_pred(it,i)));
        y_predoutp_ang(it,i) = polyval(AM_PM_poly,abs(y_pred(it,i)));
        y_predoutp_A(it,i) =
y_predoutp_amp(it,i)*cos(angle(y_pred(it,i))+y_predoutp_ang(it,i));
        y_predoutp_B(it,i) =
y_predoutp_amp(it,i)*sin(angle(y_pred(it,i))+y_predoutp_ang(it,i));
        y_predoutp(it,i) = complex(y_predoutp_A(it,i),y_predoutp_B(it,i));
    end
end
%% OMUX filtering
%% AWGN effect
%% SRRC Receiver filtering

% 2.Predistortion based on amplifier's quasi-linear characteristics
%%Amplitude & phase adjustment
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y))
        ip = 1;
        while Amplifier_char(ip,2) < abs(yrx6(it,i))
            ip=ip+1;
        end
        y_pred2_amp(it,i) = mean([Amplifier_char(ip-
1,1);Amplifier_char(ip,1)]);
        y_pred2_ang(it,i) = polyval(AM_PM_poly,y_pred2_amp(it,i)) -
polyval(LinearizedAM_PM_poly,y_pred2_amp(it,i));
        y_pred2_A(it,i) = y_pred2_amp(it,i)*cos(angle(y(it,i))-
y_pred2_ang(it,i));

```

```

        y_pred2_B(it,i) = y_pred2_amp(it,i)*sin(angle(y(it,i))-
y_pred2_ang(it,i));
        y_pred2(it,i) = complex(y_pred2_A(it,i),y_pred2_B(it,i));
    end
end
%% SRRC Transmitter filtering
%% IMUX filtering
%%Predistorted constellation amplification
for i = (1:Num_FECBlks)
    for it = (1:length(y))
        y_pred2outp_amp(it,i) = polyval(AM_AM_poly,abs(y_pred2(it,i)));
        y_pred2outp_ang(it,i) = polyval(AM_PM_poly,abs(y_pred2(it,i)));
        y_pred2outp_A(it,i) =
y_pred2outp_amp(it,i)*cos(angle(y_pred2(it,i))+y_pred2outp_ang(it,i))
;
        y_pred2outp_B(it,i) =
y_pred2outp_amp(it,i)*sin(angle(y_pred2(it,i))+y_pred2outp_ang(it,i))
;
        y_pred2outp(it,i) =
complex(y_pred2outp_A(it,i),y_pred2outp_B(it,i));
    end
end
%% OMUX filtering
%% AWGN effect
%% SRRC Receiver filtering

%% Demodulation
zsym=zeros(64800,Num_FECBlks);
%Constellation for comparison
switch mod_type
    case 1
        ctest = lin_amp_PSK_Constellation(M, IBO, LinearAM_AM_poly);
    case 2
        ctest = lin_amp_PSK_Constellation(M, IBO, LinearAM_AM_poly);
    case 3
        ctest =
lin_amp_APSK_Constellation(M, IBO, spc_eff, LinearAM_AM_poly);
    case 4
        ctest =
lin_amp_APSK_Constellation(M, IBO, spc_eff, LinearAM_AM_poly);
end
% Demodulate signal
switch mod_type
    case 1
        for i = (1:Num_FECBlks)
            zsym(:,i) = demodulate(modem.genqamdemod('Constellation',
ctest,'OutputType','Bit','DecisionType',...
'LLR','NoiseVariance',
Sigma2),yrx(:,i));
        end;
    case 2
        for i = (1:Num_FECBlks)
            zsym(:,i) = demodulate(modem.genqamdemod('Constellation',
ctest,'OutputType','Bit','DecisionType',...
'LLR','NoiseVariance',
Sigma2),yrx(:,i));
        end;
    case 3

```

```

    for i = (1:Num_FECBlks)
        zsym(:,i) = demodulate(modem.genqamdemod('Constellation',
ctest,'OutputType', 'Bit', 'DecisionType', ...
                                                'LLR', 'NoiseVariance',
Sigma2),yrx(:,i));
    end;
    case 4
        for i = (1:Num_FECBlks)
            zsym(:,i) = demodulate(modem.genqamdemod('Constellation',
ctest,'OutputType', 'Bit', 'DecisionType', ...
                                                'LLR', 'NoiseVariance',
Sigma2),yrx(:,i));
        end;
    end;

%% LDPC decoding
% each row is a different FEC Block.
dec_ldpc=fec.ldpcdec(H);

dec_ldpc.DecisionType = 'Soft decision';
dec_ldpc.OutputFormat = 'Information part';
dec_ldpc.NumIterations =50;
dec_ldpc.DoParityChecks = 'Yes';% Stop if all parity-checks are
satisfied

numIter=0;
z2_dec = zeros(Num_FECBlks, code_Rate*64800);
for i = 1:Num_FECBlks
    z2_dec(i,:) = decode(dec_ldpc, zsym(:,i)');
    z2_dec(i,:)=z2_dec(i,:)<0;
    numIter =numIter+ dec_ldpc.ActualNumIterations;
end;

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

%% BER calculation
% Compare x and z to obtain the number of errors and
% the bit error rate.

```

```

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

%%
packet_errors=0;
for i =1:num_mpegpack
[A , B]=biterr(z(i:1504*i),t_data(i:1504*i)');
if (A ~= 0)
packet_errors = packet_errors+1;
end
end;

packet_errors
packet_error_rate = packet_errors/num_mpegpack

end

%%-----
%% Constellation after linear amplification - Constant envelope
function [ lin_PSK_Const ] =
lin_amp_PSK_Constellation(M,IBO,LinearAM_AM_poly)
y_sat0 = 1;
c0 = y_sat0*10^(IBO/20);
amplit0 = polyval(LinearAM_AM_poly,c0);
%Constant envelope modulation schemes: QPSK & 8PSK
%Symbol mapping based on Gray coding.In a Gray coded constellation,
the
%symbol associated with a given point and the symbol of any of the
point's nearest neighbors differ in exactly one bit.
switch (M)
case 4
lin_PSK_Const(1) =
complex((amplit0*cos(pi/4)), (amplit0*sin(pi/4)));
lin_PSK_Const(2) =
complex((amplit0*cos(3*pi/4)), (amplit0*sin(3*pi/4)));
lin_PSK_Const(3) = complex((amplit0*cos((-
1)*pi/4)), (amplit0*sin((-1)*pi/4)));
lin_PSK_Const(4) = complex((amplit0*cos((-
3)*pi/4)), (amplit0*sin((-3)*pi/4)));
case 8
lin_PSK_Const(1) =
complex((amplit0*cos(3*pi/4)), (amplit0*sin(3*pi/4)));
lin_PSK_Const(2) =
complex((amplit0*cos(4*pi/4)), (amplit0*sin(4*pi/4)));
lin_PSK_Const(3) = complex((amplit0*cos((-
2)*pi/4)), (amplit0*sin((-2)*pi/4)));
lin_PSK_Const(4) = complex((amplit0*cos((-
3)*pi/4)), (amplit0*sin((-3)*pi/4)));
lin_PSK_Const(5) =
complex((amplit0*cos(2*pi/4)), (amplit0*sin(2*pi/4)));
lin_PSK_Const(6) =
complex((amplit0*cos(pi/4)), (amplit0*sin(pi/4)));
lin_PSK_Const(7) = complex((amplit0*cos((-
1)*pi/4)), (amplit0*sin((-1)*pi/4)));
lin_PSK_Const(8) =
complex((amplit0*cos(0*pi/4)), (amplit0*sin(0*pi/4)));
end
end

```

```

%% Constellation after linear amplification - Non-Constant envelope
function [ lin_APSKConst ] =
lin_amp_APSK_Constellation(M, IBO, spc_eff, LinearAM_AM_poly)

switch (M)

case 16
    Circle(1)=4;
    Circle(2)=12;
    phase_shift(1)=0;
    phase_shift(2)=0;
    y_sat0 = 1;

    if (spc_eff<0)
        y_sat1=2.57;
    elseif(spc_eff<2.8)
        y_sat1=3.15;
    elseif(spc_eff<3.1)
        y_sat1=2.85;
    elseif(spc_eff<3.25)
        y_sat1=2.75;
    elseif(spc_eff<3.4)
        y_sat1=2.70;
    elseif(spc_eff<3.57)
        y_sat1=2.60;
    else
        y_sat1=2.57;
    end
    rho(1)=y_sat0*10^(IBO/20);
    rho(2)=y_sat1*10^(IBO/20);
    amplit(1) = polyval(LinearAM_AM_poly, rho(1));
    amplit(2) = polyval(LinearAM_AM_poly, rho(2));

case 32
    Circle(1)=4;
    Circle(2)=12;
    Circle(3)=16;
    phase_shift(1)=0;
    phase_shift(2)=0;
    phase_shift(3)= pi/16;
    y_sat0 = 1;
    if(spc_eff<0)
        y_sat1 = 2.53;
        y_sat2 = 4.30;
    elseif(spc_eff<3.8)
        y_sat1 = 2.84;
        y_sat2 = 5.27;
    elseif(spc_eff<4.1)
        y_sat1 = 2.72;
        y_sat2 = 4.87;
    elseif(spc_eff<4.3)
        y_sat1 = 2.64;
        y_sat2 = 4.64;
    elseif(spc_eff<4.45)
        y_sat1 = 2.54;
        y_sat2 = 4.33;
    else

```



```

    y_sat1 = 2.53;
    y_sat2 = 4.30;
end
rho(1)=y_sat0*10^(IBO/20);
rho(2)=y_sat1*10^(IBO/20);
rho(3)=y_sat2*10^(IBO/20);
amplit(1) = polyval(LinearAM_AM_poly,rho(1));
amplit(2) = polyval(LinearAM_AM_poly,rho(2));
amplit(3) = polyval(LinearAM_AM_poly,rho(3));

end
x=1;
for c_num=1:length(Circle)
    phase_offset = pi/Circle(c_num);
    for j = 1: Circle(c_num)
        phase = (2*j-1)*phase_offset + phase_shift(c_num);
        temp_APSKConst(x) = amplit(c_num)*(cos(phase)+1i*sin(phase));
        x=x+1;
    end
end

if (M==16)
lin_APSKConst(1)=temp_APSKConst(6);
lin_APSKConst(2)=temp_APSKConst(15);
lin_APSKConst(3)=temp_APSKConst(9);
lin_APSKConst(4)=temp_APSKConst(12);
lin_APSKConst(5)=temp_APSKConst(5);
lin_APSKConst(6)=temp_APSKConst(16);
lin_APSKConst(7)=temp_APSKConst(10);
lin_APSKConst(8)=temp_APSKConst(11);
lin_APSKConst(9)=temp_APSKConst(7);
lin_APSKConst(10)=temp_APSKConst(14);
lin_APSKConst(11)=temp_APSKConst(8);
lin_APSKConst(12)=temp_APSKConst(13);
lin_APSKConst(13)=temp_APSKConst(1);
lin_APSKConst(14)=temp_APSKConst(4);
lin_APSKConst(15)=temp_APSKConst(2);
lin_APSKConst(16)=temp_APSKConst(3);

else
lin_APSKConst(1)=temp_APSKConst(6);
lin_APSKConst(2)=temp_APSKConst(7);
lin_APSKConst(3)=temp_APSKConst(15);
lin_APSKConst(4)=temp_APSKConst(14);
lin_APSKConst(5)=temp_APSKConst(9);
lin_APSKConst(6)=temp_APSKConst(8);
lin_APSKConst(7)=temp_APSKConst(12);
lin_APSKConst(8)=temp_APSKConst(13);
lin_APSKConst(9)=temp_APSKConst(17);
lin_APSKConst(10)=temp_APSKConst(19);
lin_APSKConst(11)=temp_APSKConst(30);
lin_APSKConst(12)=temp_APSKConst(28);
lin_APSKConst(13)=temp_APSKConst(22);
lin_APSKConst(14)=temp_APSKConst(20);
lin_APSKConst(15)=temp_APSKConst(25);
lin_APSKConst(16)=temp_APSKConst(27);
lin_APSKConst(17)=temp_APSKConst(5);
lin_APSKConst(18)=temp_APSKConst(1);
lin_APSKConst(19)=temp_APSKConst(16);

```

```
lin_APSKConst(20)=temp_APSKConst(4);  
lin_APSKConst(21)=temp_APSKConst(10);  
lin_APSKConst(22)=temp_APSKConst(2);  
lin_APSKConst(23)=temp_APSKConst(11);  
lin_APSKConst(24)=temp_APSKConst(3);  
lin_APSKConst(25)=temp_APSKConst(32);  
lin_APSKConst(26)=temp_APSKConst(18);  
lin_APSKConst(27)=temp_APSKConst(31);  
lin_APSKConst(28)=temp_APSKConst(29);  
lin_APSKConst(29)=temp_APSKConst(23);  
lin_APSKConst(30)=temp_APSKConst(21);  
lin_APSKConst(31)=temp_APSKConst(24);  
lin_APSKConst(32)=temp_APSKConst(26);  
end
```

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΑΚΡΩΝΥΜΙΩΝ

AC	Adaptive Coding Προσαρμοστική κωδικοποίηση
ACI	Adjacent Channel Interference Παρεμβολή από γειτονικό κανάλι
ACM	Adaptive Coding and Modulation Προσαρμοστική κωδικοποίηση και διαμόρφωση
ALC	Automatic Level Control Αναφέρεται σε προσαρμοστικές τεχνικές αντιστάθμισης του κέρδους AM/AM και AM/PM
AM	Adaptive Modulation Προσαρμοστική διαμόρφωση
APSK	Amplitude and Phase Shift Keying Διαμόρφωση πλάτους και φάσης
AWGN	Additive White Gaussian Noise Προσθετικός λευκός θόρυβος Gauss
BCH	Bose Chaudhuri Hocquenghem Αναφέρεται στον αντίστοιχο κώδικα εξωτερικής κωδικοποίησης
BEP	Bit Error Probability Πιθανότητα εσφαλμένου ψηφίου
BER	Bit Error Ratio Ποσοστό λανθασμένων ψηφίων
BPF	BandPass Filter Ζωνοπερατό φίλτρο
BPSK	Binary Phase Shift Keying Δυναδική διαμόρφωση φάσης
BSS	Broadcast Satellite Service Υπηρεσία ευρυεκπομπής μέσω δορυφόρου
C/IM ₃	Carrier to third-order InterModulation ratio Ισχύς φέροντος προς την ισχύ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης
CDMA	Code Division Multiple Access Πολλαπλή πρόσβαση διαίρεσης κώδικα
CNR	Carrier to Noise Ratio Λόγος φέροντος προς θόρυβο
DLPC	Down Link Power Control Έλεγχος ισχύος της προς τα κάτω ζεύξης
DRR	Data Rate Reduction Μείωση ρυθμού δεδομένων
DTH	Direct To Home Αναφέρεται στις δορυφορικές υπηρεσίες που παρέχονται απευθείας στις εγκαταστάσεις του χρήστη

DVB	Digital Video Broadcasting Αναφέρεται στο πρόγραμμα που ασχολείται με τη σχεδίαση παγκοσμίων προτύπων για τη μετάδοση ψηφιακής τηλεόρασης και υπηρεσιών δεδομένων
EHF	Extremely High Frequencies Αναφέρεται στη ζώνη συχνοτήτων από 30 έως 300 GHz
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power Ενεργός ιστροπικά ακτινοβολούμενη ισχύς
FD	Frequency Diversity Διαφορική λήψη συχνότητας
FDMA	Frequency Division Multiple Access Πολλαπλή πρόσβαση διαίρεσης συχνότητας
FEC	Forward Error Correction Αναφέρεται στον τύπο κωδικοποίησης που πραγματοποιείται στο δέκτη χωρίς ανάδραση από τον πομπό
FIR	Finite Impulse Response Αναφέρεται στα φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης
FMT	Fade Mitigation Techniques Τεχνικές άμβλυνσης των διαλείψεων
FSS	Fixed Satellite Service Σταθερή υπηρεσία μέσω δορυφόρου
HDTV	High Definition TeleVision Τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας
HPA	High Power Amplifier Ενισχυτής υψηλής ισχύος
IBO	Input Back Off Περιθώριο ισχύος εισόδου
IF	Intermediate Frequency Ενδιάμεση συχνότητα
IMUX	Input Multiplexer Πολυπλέκτης εισόδου
ISI	InterSymbol Interference Διασυμβολική παρεμβολή
ITU	International Telecommunications Union Διεθνής Ένωση Τηλεπικοινωνιών
ITU-T	International Telecommunications Union Telecommunication Το τμήμα τηλεπικοινωνιών της ITU
LDPC	Low Density Parity Check code Κώδικας ελέγχου ισοτιμίας χαμηλής πυκνότητας
LMSS	Land Mobile Satellite Service Κινητή υπηρεσία ξηράς μέσω δορυφόρου
LNA	Low Noise Amplifier Ενισχυτής χαμηλού θορύβου
LTWTA	Linearized Traveling Wave Tube Amplifier Γραμμικοποιημένοι ενισχυτές οδεύοντος κύματος

MCPC	Multiple Channels Per Carrier Πολλαπλά κανάλια ανά φέρον
MPEG	Motion Picture Experts Group Ομάδα δημιουργίας προτύπων που χρησιμοποιούνται στη συμπίεση βίντεο, ήχου κτλ
MSS	Mobile Satellite Service Κινητή υπηρεσία μέσω δορυφόρου
NPR	Noise Power Ratio Λόγος της ισχύος θορύβου
OBO	Output Back Off Περιθώριο ισχύος εξόδου
OBP	On-Board Processing Αναφέρεται στην επεξεργασία σημάτων σε δορυφορικούς αναμεταδότες
OD	Orbit Diversity Διαφορική λήψη τροχιάς
OMUX	Output Multiplexer Πολυπλέκτης εξόδου
PA	Power Amplification Ενίσχυση ισχύος
PAPR	Peak to Average Power Ratio Λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ
PDF	Probability Distribution Function Συνάρτηση κατανομής πιθανότητας
PER	Packet Error Ratio Ποσοστό λανθασμένων πακέτων
PSK	Phase Shift Keying Διαμόρφωση φάσης
QAM	Quadrature Amplitude Modulation Ορθογώνια διαμόρφωση πλάτους
QoS	Quality of Service Ποιότητα υπηρεσιών
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying Ορθογώνια διαμόρφωση φάσης
RCST	Return Channel Satellite Terminal Τεματικά για επικοινωνία με χρήση του καναλιού επιστροφής μέσω δορυφόρου
RF	Radio Frequency Ραδιοσυχνότητα
SBS	Spot Beam Shaping Τεχνική μορφοποίησης του διαγράμματος ακτινοβολίας μιας κεραίας
SD	Site Diversity Διαφορική λήψη θέσης
SER	Symbol Error Ratio Ποσοστό λανθασμένων συμβόλων

SRRC	Square Root Raised Cosine Αναφέρεται σε φίλτρα τετραγωνικής ρίζας ανυψωμένου συνημιτόνου
SRS	Space Research Service Υπηρεσία που αφορά την επικοινωνία και τον έλεγχο επανδρωμένων διαστημοπλοίων και διαπλανητικών οχημάτων
SSPA	Solid State Power Amplifier Ενισχυτής ισχύος στερεάς κατάστασης
TD	Total Degradation Συνολική υποβάθμιση
TDM	Time Division Multiplexing Πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου
TDMA	Time Division Multiple Access Πολλαπλή πρόσβαση διαίρεσης χρόνου
TWTA	Traveling Wave Tube Amplifier Ενισχυτές οδεύοντος κύματος
ULPC	Up Link Power Control Έλεγχος ισχύος της προς τα άνω ζεύξης
VSAT	Very Small Aperture Terminals Τερματικό πολύ μικρής επιφάνειας

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Π.Κωττής – Χ.Καψάλης (2006), *Δορυφορικές επικοινωνίες*. Εκδόσεις Τζιόλα
- [2] ETSI EN 302 307 V 1.1.2 (2006): Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting Interactive Services, News gathering and other broadband satellite applications, European Broadcasting Union EBU (DVB-S2)
- [3] Ν.Μήτρου (2008), *Ψηφιακές Επικοινωνίες*. Εκδόσεις Ε.Μ.Π.
- [4] Marinella Aloisio, Member IEEE, Enrico Casini and Alberto Ginesi (2007). Evolution of Space Traveling-Wave Tube Amplifier Requirements and Specifications for Modern Communication Satellites. *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL.54, NO 7, pp. 1587-1596*
- [5] Dr. Allen Katz (2002). TWTA Linearization. *Linearizer Technology, Inc.*
- [6] Proposed System Impairment Models (2000). Cover Sheet for Presentation to IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group (Rev.0). *IEEE 802.16 1pp-00/15*
- [7] Alberto Morello and Ulrich Reimers (2004). DVB-S2, the second generation standard for satellite broadcasting and unicasting. *INTERNATIONAL JOURNAL OF SATELLITE COMMUNICATIONS AND NETWORKING Int. J. Satell. Commun. Network*
- [8] Mihajlo C. Stefanovic and Goran T. Djordjevic (2003). BPSK and QPSK non-linear satellite communication system performance in the presence of cochannel interference. *INTERNATIONAL JOURNAL OF SATELLITE COMMUNICATIONS AND NETWORKING Int. J. Satell. Commun. Network*
- [9] Wonjin Sung, Seokheon Kang, Pansoo Kim, Dae-Ig Chang and Dong-Joon Shin (2009). Performance analysis of APSK modulation for DVB-S2 transmission over nonlinear channels. *INTERNATIONAL JOURNAL OF SATELLITE COMMUNICATIONS Int. J. Commun. Syst. Network*
- [10] Konstantinos P. Liolis, Ricardo De Gaudenzi, Nader Alagha, Alfonso Martinez and Albert Guillén i Fàbregas. Amplitude Phase Shift Keying Constellation Design and its Applications to Satellite Digital Video Broadcasting
- [11] Yugang Zhou, Peter J. McLane, Fellow, IEEE and Chun Loo, Life Senior Member IEEE (2005). Performance of Predistorted APK Modulation for One- and Two- Link

- Nonlinear Power Amplifier Satellite Communication Channels. *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL.54, NO. 2 pp 629-638*
- [12] Παντελής-Δανιήλ Μ. Αράπογλου (2003), «Σύγκριση Τεχνικών Διαφορικής Λήψης για την Άμβλυση των Διαλείψεων λόγω Βροχής στις Δορυφορικές Τηλεπικοινωνίες» ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ, Ε.Μ.Π.
- [13] Ηλίας Γ. Τσαγκλής (2006), «Το Νέο Δορυφορικό πρότυπο Εκπομπής DVB-S2: Θέματα Ενθυλάκωσης, Σηματοδοσίας και Συμβατότητας» ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ, Ε.Μ.Π.
- [14] MATLAB V 7.10 (R 2010a) Communications Toolbox User's Guide
- [15] Κωνσταντίνος Σ. Βρύσας (2008), «Ενισχυτές Ισχύος Ασυρμάτων Μητροπολιτικών Δικτύων Βασισμένων στο πρότυπο 802.16» ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ, Ε.Μ.Π.
- [16] Δημήτριος Α. Χριστόπουλος (2010), «Προχωρημένες Τεχνικές Προσομοίωσης Συστημάτων Δορυφορικών Επικοινωνιών» ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ, Ε.Μ.Π.
- [17] Ιάκωβος Στ. Βενιέρης (2006), *Δίκτυα Ευρείας Ζώνης*. Εκδόσεις Τζιόλα
- [18] Ι.Δ. Κανελλόπουλος (2005), *Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων σε Γήινο Περιβάλλον*. Εκδόσεις Τζιόλα
- [19] 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*
- [20] Alberto Morello and Vittoria Mignone (2006). DVB-S2: The Second Generation Standard for Satellite Broad-band Services. *PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 94, NO.1*
- [21] Shawn P. Stapleton (2008), Adaptive FeedForward Linearization for RF Power Amplifiers, Agilent EEs of EDA
- [22] Robert I. Bogy and Mario E. Magaña (2004), Linear Radio Frequency Power Amplifier Design Using Nonlinear Feedback Linearization Techniques
- [23] MATLAB V 7.10 (R 2010a) Signal Processing Toolbox User's Guide
- [24] Stephen Bruss (2003), Linearization Methods

- [25] Stephen D. Turner, Reliability Advantages of Modular Solid State Power Amplifiers compared to Traveling Wave Tube Amplifiers
- [26] Advantech AMT (2005), Total Cost of Ownership. A comparison of SSPA and TWTA Amplifier Systems