



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών

Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και
Τεχνολογίας Υλικών

**Μελέτη και χρήση τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας
σήματος για την αντιμετώπιση της μη γραμμικής
παραμόρφωσης του σήματος σε A-RoF συστήματα
μετάδοσης για 5G αρχιτεκτονικές**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΚΥΡΙΑΖΗ ΕΥΡΥΔΙΚΗ

Επιβλέπων : Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2020



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών

Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και
Τεχνολογίας Υλικών

**Μελέτη και χρήση τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας
σήματος για την αντιμετώπιση της μη γραμμικής
παραμόρφωσης του σήματος σε A-RoF συστήματα
μετάδοσης για 5G αρχιτεκτονικές**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΚΥΡΙΑΖΗ ΕΥΡΥΔΙΚΗ

Επιβλέπων : Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 13η Ιουλίου 2020.

.....
Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Γεώργιος Ματσόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Αθανάσιος Παναγόπουλος
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2020

.....
Κυριαζή Ευρυδίκη

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

Copyright © Κυριαζή Ευρυδίκη, 2020.

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.

Περίληψη

Η συνεχώς αυξανόμενη ζήτηση των χρηστών για όλο και μεγαλύτερες ταχύτητες μετάδοσης κάνει τη μετάβαση στις 5ης γενιάς ασύρματες επικοινωνίες αναγκαία. Για την επίτευξη μεγάλων τιμών χωρητικότητας και φασματικής απόδοσης των 5G συστημάτων απαιτείται η βέλτιστη χρήση του διαθέσιμου φάσματος. Η αναλογική μετάδοση RF σήματος μέσω ίνας (A-RoF) είναι μια τεχνική μετάδοσης που επιτρέπει την βέλτιστη αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Το σημαντικότερο μειονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι ότι το αναλογικό σήμα καθίσταται επιρρεπές σε διάφορα φαινόμενα με κυρίαρχο το φαινόμενο των μη γραμμικοτήτων. Τη λύση σε αυτό το πρόβλημα έχει δώσει η χρήση προηγμένων τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος τόσο στην πλευρά του πομπού όσο και του δέκτη, με στόχο τη διασφάλιση της σωστής αποδιαμόρφωσης του μεταδιδόμενου σήματος. Μία διαδεδομένη μέθοδος αντιστάθμισης βασίζεται στη χρήση του αναπτύγματος Volterra, το οποίο μπορεί να μοντελοποιήσει τη μη γραμμική συμπεριφορά ενεργών ηλεκτρικών και ηλεκτρικο-οπτικών στοιχείων, τα οποία χρησιμοποιούνται ευρέως σε A-RoF υλοποιήσεις. Σκοπός της παρούσας εργασίας είναι η μελέτη της επίδρασης των μη γραμμικοτήτων σε μονοτονικά σήματα και σήματα πολλαπλών φερουσών καθώς και η υλοποίηση γραμμικών ισοσταθμιστών, οι οποίοι τελικά θα μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συνδυασμό με το ανάπτυγμα Volterra για τη δημιουργία μη γραμμικών αντισταθμιστών στοχεύοντας τελικά στην βελτίωση της απόδοσης της A-RoF μετάδοσης.

Λέξεις κλειδιά

5ης γενιάς ασύρματες επικοινωνίες, Αναλογικά συστήματα μετάδοσης (A-RoF), Μη γραμμικά φαινόμενα, Ανάπτυγμα Volterra, Τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος

Abstract

The rising demand of users for higher transmission speeds pushes towards the transition to the 5G wireless communications. To achieve high values of capacity and spectral efficiency of the 5G systems the optimal use of the spectrum is required. The analog RF signal transmission over fiber is a method that enables the best utilization of the available bandwidth. A major disadvantage of this technique is that the analog signal is vulnerable to distortive effects out of which nonlinear distortion is the dominant degradation factor. A solution to this problem has been given through the use of advanced techniques of digital signal processing for the transmitter and the side of receiver aiming to ensure the demodulation of signal. The formula Volterra is a popular compensation method as a means of modeling the nonlinear transfer function of active electric and electro-optic components, which are widely used in A-RoF implementations. The purpose of this work focus on the effect of nonlinearities on single carrier and multi-carrier signals as well on the implementation of linear equalizers, which combined to Volterra series are capable to act as nonlinear equalizers aiming to improve the performance of the A-RoF transmission.

Key words

Fifth generation wireless communications (5G), Analog systems transmission (A-RoF), Nonlinear effects, Volterra series, Digital signal processing

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον καθηγητή της σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών κ.Ηρακλή Αβραμόπουλο για την ευκαιρία να αναλάβω μια τόσο ενδιαφέρουσα διπλωματική εργασία.Επιπλέον,θα ήθελα να εκφράσω ένα μεγάλο ευχαριστώ στην υποψήφιο διδάκτορα Κωνσταντίνα Καντά για την καθοδήγησή της και τον πολύτιμο χρόνο που μου διέθεσε,όπως επίσης και στον Δημήτρη Αποστολόπουλο για την πολύτιμη βοήθεια που προσέφερε καθ' όλη τη διάρκεια της παρούσας εργασίας.Τέλος,θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου και τους φίλους μου για τη συνεχή υποστήριξή τους όλα αυτά τα χρόνια των σπουδών μου.

Κυριαζή Ευρυδίκη,
Αθήνα, 13η Ιουλίου 2020

Περιεχόμενα

Περίληψη	7
Abstract	9
Ευχαριστίες	11
Περιεχόμενα	13
Κατάλογος σχημάτων	15
Κατάλογος πινάκων	17
1. Εισαγωγή	19
1.1 Μετάβαση στις 5ης γενιάς ασύρματες επικοινωνίες	19
1.1.1 Εφαρμογές 5G υπηρεσιών	20
1.2 Δομή και λειτουργία 5G	21
1.2.1 Σύγκριση D-RoF και A-RoF υλοποιήσεων	22
1.3 Σκοπός της εργασίας	23
2. Δομικά στοιχεία και περιορισμοί στις A-RoF υλοποιήσεις	25
2.1 Τεχνικές διαμόρφωσης A-RoF	25
2.1.1 Ψηφιακή επεξεργασία σημάτων	25
2.1.2 Διαμόρφωση μονοτονικού σήματος	25
2.1.3 Διαμόρφωση OFDM	26
2.1.4 Οπτικά στοιχεία διαμόρφωσης IM/DD	28
2.2 Περιορισμοί στα A-RoF επικοινωνιακά συστήματα	30
2.2.1 Μη γραμμικότητες των A-RoF συστημάτων	30
2.3 Μέθοδοι για καταστολή των μη γραμμικών προϊόντων σε A-RoF συστήματα	33
2.3.1 Μη γραμμικότητες ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή και μέθοδος γραμμικοποίησης	33
2.3.2 Μη γραμμικότητες ενισχυτή ισχύος και μέθοδος γραμμικοποίησης	34
2.3.3 Αντιμετώπιση των μη γραμμικοτήτων με τη χρήση αντισταθμιστών	34
3. Αντιστάθμιση της μη γραμμικής παραμόρφωσης με χρήση σειρών Volterra	37
3.1 Μοντελοποίηση των μη γραμμικοτήτων σε RoF συστήματα	37
3.1.1 Σειρές Volterra	37
3.1.2 Πολυπλοκότητα συστήματος	38
3.2 Προσαρμοστικοί αλγόριθμοι: Υπολογισμός παραμέτρων μοντέλου Volterra	42
3.2.1 LMS προσαρμοστικός αλγόριθμος	43
3.2.2 LS προσαρμοστικός αλγόριθμος	45
3.2.3 Σχολιασμός μεθόδων	47

4. Υπολογιστικό Μέρος	49
4.1 Λεπτομέρειες υλοποίησης	49
4.2 Υλοποίηση σε single-carrier σημάτα	51
4.2.1 Αποτελέσματα σε QPSK διαμόρφωση σήματος	52
4.2.2 Αποτελέσματα σε 16-QAM διαμόρφωση σήματος	58
4.3 Υλοποίηση σε OFDM σημάτα	63
4.3.1 Αποτελέσματα σε OFDM-QPSK διαμόρφωση σήματος	64
4.3.2 Αποτελέσματα σε 16-QAM-OFDM διαμόρφωση σήματος	66
4.4 Σύγκριση OFDM και single carrier σημάτα QPSK	68
5. Συμπεράσματα και μελλοντικές προοπτικές	71
Παράρτημα	77
A. Κώδικες Matlab	77

Κατάλογος σχημάτων

Σχήμα 1: Εξέλιξη των κινητών δικτύων επικοινωνίας.	19
Σχήμα 2: Μετάβαση από τα 4G στα 5G κινητά δίκτυα.	20
Σχήμα 3: Εφαρμογές του 5G.	20
Σχήμα 4: Παράδειγμα αρχιτεκτονικής C-RAN.	21
Σχήμα 5: Σχηματικό διάγραμμα κινητού fronthaul ενός οπτικού καναλιού.	23
Σχήμα 6: Σχήματα διαμόρφωσης QAM.	26
Σχήμα 7: Ψηφιακή επεξεργασία OFDM.	27
Σχήμα 8: Χαρτογράφηση σήματος OFDM χρησιμοποιώντας αναλογικό διαμορφωτή	28
Σχήμα 9: Οπτικός διαμορφωτής (a) απευθείας διαμόρφωση (b) εξωτερική διαμόρφωση.	29
Σχήμα 10: Γραμμική περιοχή λειτουργίας οπτικών στοιχείων [14].	30
Σχήμα 11: Διάγραμμα (a) γραμμική μετάδοση (b) μη γραμμική μετάδοση RoF συστημάτων.	31
Σχήμα 12: Αρμονική παραμόρφωση.	31
Σχήμα 13: Παραγώμενα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης σε μη γραμμικά συστήματα.	32
Σχήμα 14: Σχεδιάγραμμα διπλού κύματος γραμμικοποίησης	33
Σχήμα 15: Μη γραμμικό RoF σύστημα [18].	37
Σχήμα 16: Αντίστοιχο γράφημα του πίνακα 1.	40
Σχήμα 17: Αντίστοιχο γράφημα του πίνακα 2	41
Σχήμα 18: Αντίστοιχο γράφημα του πίνακα 3	42
Σχήμα 19: Σχεδιάγραμμα προσαρμοστικού αλγόριθμου φιλτραρίσματος.[26]	43
Σχήμα 20: Σχεδιάγραμμα αντισταθμιστή.	44
Σχήμα 21: Διάγραμμα προ-παραμορφώσης για τον υπολογισμό παραμέτρων.[26]	46
Σχήμα 22: Διάγραμμα LS για την απόκτηση των παραμέτρων [2]	47
Σχήμα 23: Ψηφιακή επεξεργασία single carrier σήματος.	49
Σχήμα 24: Ψηφιακή υλοποίηση OFDM σήματος.	50
Σχήμα 25: Χαρακτηριστική καμπύλη EML.	51
Σχήμα 26: Κυματομορφή μονότονου σήματος συναρτήσει του χρόνου.	51
Σχήμα 27: QPSK single carrier σήματα χωρίς θόρυβο.	53
Σχήμα 28: QPSK single carrier σήματα με SNR= 30 dB.	55
Σχήμα 29: QPSK single carrier σήματα με SNR= 20 dB.	56
Σχήμα 30: Γράφημα σύγκρισης των τριών αντισταθμιστών χωρίς την παρουσία θορύβου.	56
Σχήμα 31: Γράφημα σύγκρισης των τριών αντισταθμιστών με SNR=30 dB.	57
Σχήμα 32: Γράφημα σύγκρισης των τριών αντισταθμιστών με SNR=20 dB.	57
Σχήμα 33: 16-QAM single carrier σήματα.	59
Σχήμα 34: 16-QAM single carrier σήματα με θόρυβο SNR=30 dB.	60
Σχήμα 35: 16-QAM single carrier σήματα με θόρυβο SNR=20 dB.	61
Σχήμα 36: Γράφημα σύγκρισης των τριών αντισταθμιστών χωρίς την παρουσία θορύβου.	62
Σχήμα 37: Γράφημα σύγκρισης των τριών αντισταθμιστών με SNR=30 dB.	62
Σχήμα 38: Γράφημα σύγκρισης των τριών αντισταθμιστών με SNR=20 dB.	63
Σχήμα 39: Κυματομορφή στο χρόνο ενός σήματος OFDM.	63
Σχήμα 40: OFDM-QPSK σήματα χωρίς την παρουσία θορύβου.	64
Σχήμα 41: OFDM-QPSK σήματα με θόρυβο SNR=30 dB.	65
Σχήμα 42: OFDM-QPSK σήματα με θόρυβο SNR=20 dB.	66
Σχήμα 43: OFDM-16-QAM σήματα χωρίς θόρυβο.	66

Σχήμα 44: OFDM-16-QAM σήματα με θόρυβο SNR=30 dB.	67
Σχήμα 45: OFDM-16-QAM σήματα με θόρυβο SNR=20 dB.	67
Σχήμα 46: Γράφημα σύγκρισης OFDM-single carrier ίδιας διαμόρφωσης QPSK.	68
Σχήμα 47: Γράφημα σύγκρισης OFDM-single carrier με SNR=30 dB.	69
Σχήμα 48: Γράφημα σύγκρισης OFDM-single carrier με SNR=20 dB.	69

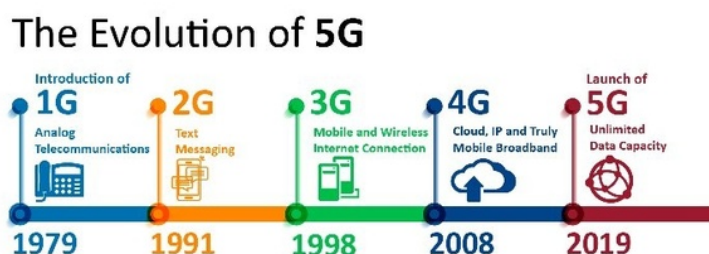
Κατάλογος πινάκων

Πίνακας 1: Γενικός πίνακας μέχρι μη γραμμικότητα 5ης τάξης.	39
Πίνακας 2: Πίνακας $Q = 5$ μεταβάλλοντας μη γραμμικότητα.	40
Πίνακας 3: Πίνακας 3ης τάξης μεταβάλλοντας τη μνήμη.	40
Πίνακας 4: $Q=1$	41
Πίνακας 5: $Q=2$	41
Πίνακας 6: $Q=3$	41
Πίνακας 7: $Q=4$	41
Πίνακας 8: Βήματα αλγορίθμου LMS.	45

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια, οι παγκόσμιες κινητές επικοινωνίες αναπτύσσονται με ραγδαίους ρυθμούς, ξεκινώντας από τις 1G/2G υπηρεσίες, έπειτα τις 3G υπηρεσίες δεδομένων και στη συνέχεια τη μετάβαση στις 4G κινητές ευρυζωνικές συνδέσεις. Ομολογουμένως, η κάθε γενιά ασυρμάτων επικοινωνιών δεν άργησε να ξεπεραστεί από την επόμενη. Σήμερα, η ευρεία χρήση έξυπνων συσκευών, συμπερι-



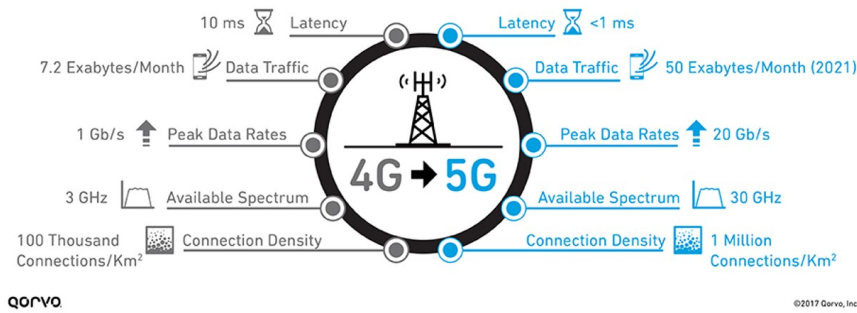
Σχήμα 1: Εξέλιξη των κινητών δικτύων επικοινωνίας.

λαμβανομένων των κινητών τηλεφώνων αλλά και μιας σειράς άλλων ηλεκτρονικών συσκευών που απαιτούν συνεχή πρόσβαση στο διαδίκτυο προκειμένου να προσφέρουν στο χρήστη υπηρεσίες όπως ο απομακρυσμένος έλεγχος και η παρακολούθηση σε πραγματικό χρόνο υψηλής ανάλυσης βίντεο, προκάλεσε ραγδαία αύξηση στη χρήση δεδομένων, η οποία όλο και αυξάνεται. Ειδικότερα, η ταχύτητα μετάδοσης πληροφορίας αυξήθηκε από τα 2.4 kbps το 1993 σε 1.2 Gbps το 2019, το οποίο αντιστοιχεί σε 500.000 φορές αύξηση σε μόλις ένα τέταρτο του αιώνα. Αυτή η τεράστια εξέλιξη στο πεδίο των κινητών επικοινωνιών οδηγεί αναπόφευκτα στην μετάβαση στις 5ης γενιάς κινητές υπηρεσίες δεδομένων.

1.1 Μετάβαση στις 5ης γενιάς ασύρματες επικοινωνίες

Πλέον η ζήτηση των χρηστών για όλο και μεγαλύτερες ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων δε μπορεί να καλυφθεί από τα υπάρχοντα κινητά δίκτυα (4G), ιδιαίτερα σε χώρους όπου υπάρχει μεγάλος συνοστισμός, όπως γήπεδα και εμπορικά κέντρα.[1] Η μετάβαση στις 5G επικοινωνίες, αναμένεται να απελευθερώσει ένα τεράστιο όγκο δεδομένων όπου τα δίκτυα θα συνεργάζονται για τις ανάγκες επικοινωνίας δισεκατομμυρίων συνδεδεμένων συσκευών, λαμβάνοντας πάντα υπόψη τη βελτιστοποίηση της ταχύτητας, της καθυστέρησης και του κόστους ταυτοχρόνως. Μέχρι σήμερα, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 2, τα υφιστάμενα 4G κινητά δίκτυα παρουσιάζουν χρόνους καθυστέρησης 10ms και περιορισμένο διαθέσιμο φάσμα περίπου 3GHz. Αυτά τα δεδομένα αδυνατούν να υποστηρίξουν έναν μεγάλο αριθμό συσκευών συνδεδεμένων στο διαδίκτυο οδηγώντας σε μια ανεξέλεγκτη τηλεπικοινωνιακή κίνηση. Η νέα γενιά δεδομένων είναι ικανή να προσφέρει ένα νέο αποδοτικότερο περιβάλλον στους χρήστες αφού αναμένεται να ξεπερνάει τους ρυθμούς δεδομένων των 20Gb/s και να φτάνει εξαιρετικά χαμηλούς χρόνους καθυστέρησης (< 1ms).

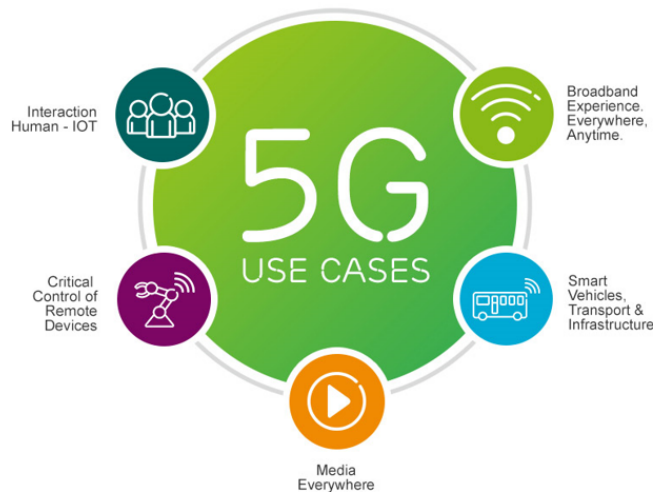
Comparing 4G and 5G



Σχήμα 2: Μετάβαση από τα 4G στα 5G κινητά δίκτυα.

1.1.1 Εφαρμογές 5G υπηρεσιών

Η ραγδαία εξέλιξη των δεδομένων επικοινωνίας συνοδεύεται με την εμφάνιση διαφόρων αναδυόμενων εφαρμογών όπως την ανάλυση μεγάλων δεδομένων, την τεχνητή νοημοσύνη, τα τρισδιάστατα (3D) μέσα, το διαδίκτυο των πραγμάτων (Internet of Things) με υψηλές ανάγκες χωρητικότητας [2] και δεδομένων. Φυσικά το κύριο χαρακτηριστικό που επιταχύνει την υιοθέτηση τεχνολογιών 5G αλλά και τη μελέτη μελλοντικών λύσεων (Beyond 5G - B5G) είναι η μεγάλη ταχύτητα ανά συσκευή (πολλά Gbps) και η απόδοση ανά περιοχή (bps/km²).



Σχήμα 3: Εφαρμογές του 5G.

Έτσι οι κύριοι τεχνικοί στόχοι για τα συστήματα 5G:

- Εξαιρετικά υψηλοί ρυθμοί δεδομένων ανά συσκευή (δεκάδες Gbps)
- Υψηλοί ρυθμοί δεδομένων ανά περιοχή και τεράστιος αριθμός συνδεδεμένων συσκευών.
- Ελαχιστοποίηση της παρεμβολής μεταξύ των πομπών.
- Εξαιρετικά χαμηλός χρόνος καθυστέρησης (μικρότερος από 1 msec), ειδικά για πολυμέσα και διαδραστικές εφαρμογές 3D βίντεο/VR (Virtual Reality) εφαρμογές.
- Εξαιρετικά αξιόπιστη υποστήριξη για διάφορες κρίσιμες εφαρμογές, όπως η επικοινωνία μεταξύ οχημάτων Vehicle-to-Vehicle (V2V), ο βιομηχανικός έλεγχος και η υγειονομική περιθάλψη.

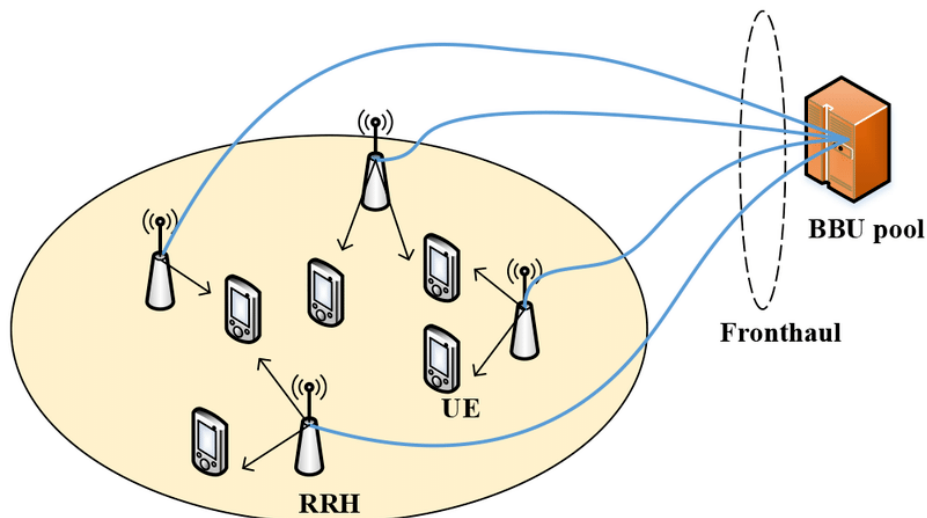
Γενικά, στόχος των τεχνολογιών 5G είναι η πανταχού παρούσα δικτύωση και η συνδεσιμότητα των χρηστών σε οποιοδήποτε χρόνο [3]. Ειδικότερα το cloud computing αποκτά όλο και περισσότερο σημασία για την υποστήριξη του τεράστιου όγκου δεδομένων που προέρχονται από το κινητό δίκτυο 5G, καθιστώντας την πανταχού παρούσα δικτύωση εξαρτημένη από διαλειτουργικούς μηχανισμούς με υποστήριξη αλληλεπιδράσεων σε πραγματικό χρόνο [1]. Πρόκειται για τις δύο βασικές απαιτήσεις των χρηστών, οι οποίες δημιουργούν προκλήσεις ως προς το εύρος ζώνης κάλυψης του δικτύου, τους υψηλούς ρυθμούς δεδομένων καθώς και ως προς την μετάδοση δεδομένων χωρίς να υπάρχει διακοπή περιεχομένου.

1.2 Δομή και λειτουργία 5G

Οι αυξανόμενες ανάγκες για επαρκές εύρος ζώνης οδηγούν τους φορείς του δικτύου ασύρματης επικοινωνίας (Mobile Network Operators) στην δημιουργία ενός σχετικά νέου 5G δικτύου μετάδοσης RF σημάτων (Radio Access Network-RAN) που επικεντρώνεται σε συγκεντρωτικές αρχιτεκτονικές, γνωστές σε τεχνολογικούς όρους ως centralized-RAN ή cloud-RAN. Οι C-RAN τοπολογίες αποτελούνται από τα εξής τρία αρχιτεκτονικά στοιχεία:

- την μονάδα βασικής ζώνης (Baseband Unit-BBU pool), αποτελούμενη από υψηλής επίδοσης επεξεργαστές και στοιχεία ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, η οποία βρίσκεται στην κεντρική τοποθεσία και λειτουργεί ως κέντρο δεδομένων.
- την απομακρυσμένη μονάδα ραδιοσυχνότητας (Remote Radio Unit-RRU), που βρίσκεται στην απομακρυσμένη περιοχή και ελέγχεται από την BBU. Ρόλος της είναι να συνδέει ασύρματες συσκευές με σημεία πρόσβασης σε παραδοσιακά κυψελοειδή δίκτυα.
- το δίκτυο Fronthaul/δίκτυο μεταφοράς, χρησιμοποιώντας επικοινωνία οπτικών ινών, κυψελοειδή επικοινωνία ή επικοινωνία mmWave, αποτελεί το επίπεδο σύνδεσης μεταξύ ενός BBU και ενός συνόλου RRU, παρέχοντας συνδέσεις υψηλού εύρους ζώνης για τη διαχείριση των απαιτήσεων πολλαπλών RRUs.

Συγκεκριμένα η διάταξη ενός 5G C-RAN μοντέλου ευνοεί τη συλλογή των στοιχείων του σε μία τοποθεσία ή ακόμα σε ένα συγκεντρωτικό εικονικό δίκτυο. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι οι υπολογιστικοί πόροι μπορούν να συγκεντρωθούν και να διατεθούν δυναμικά σε ένα εικονικό σταθμό βάσης, το οποίο προσφέρει έναν πιο οικονομικό και αποδοτικό σχεδιασμό σε επίπεδο υλικού και λογισμικού.



Σχήμα 4: Παράδειγμα αρχιτεκτονικής C-RAN.

Αυτή η συγκεντρωτική αρχιτεκτονική επιτρέπει την ανάπτυξη κυψελών πολύ μικρών διαστάσεων (picocells) αξιοποιώντας παράλληλα μεγάλα εύρη ζώνης σε μη αδειοδοτημένες περιοχές του φάσματος μέσω mmWave διασυνδέσεων στον αέρα.[4] Τα small cells είναι φορητοί μικροί σταθμοί βάσης που απαιτούν πολύ χαμηλές τιμές ισχύος για λειτουργία και μπορούν να τοποθετηθούν κάθε 250 μέτρα περίπου σε όλες τις πόλεις. Για να αποφευχθεί η πτώση σημάτων, θα μπορούσαν να εγκατασταθούν χιλιάδες από αυτούς τους σταθμούς σε μια πόλη και να σχηματίσουν ένα πυκνό δίκτυο που λειτουργεί σαν ομάδα αναμετάδοσης ώστε καθένας από αυτούς τους σταθμούς να λαμβάνει σήματα από άλλους σταθμούς βάσης και να στέλνει δεδομένα σε χρήστες σε οποιαδήποτε τοποθεσία. Η παρουσία περισσότερων σταθμών πρακτικά σημαίνει ότι οι συχνότητες που χρησιμοποιεί ένας σταθμός, προκειμένου να συνδέονται οι συσκευές σε μια περιοχή, μπορούν να επαναχρησιμοποιηθούν από άλλο σταθμό σε διαφορετική περιοχή για να εξυπηρετήσουν έναν άλλο πελάτη. Υπάρχει όμως ένα πρόβλημα - ο τεράστιος αριθμός small cells που απαιτούνται για την κατασκευή ενός δικτύου 5G μπορεί να δυσκολεύει την εγκατάσταση σε αγροτικές περιοχές.

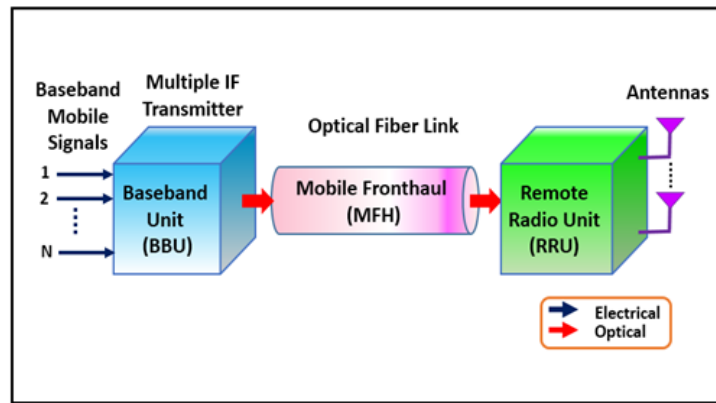
Τη λύση στο παραπάνω πρόβλημα δίνει μια άλλη τεχνολογία: το τεράστιο, μαζικό (massive) MIMO. Πρόκειται για μία τεχνολογία που θα χρησιμοποιούνται πολύ μεγάλα σύνολα από κεραιές, όπως για παράδειγμα 128, και στην πλευρά των πομπών και των δεκτών. Από τις κεραιές αυτές θα εκπέμπονται 128 διαφορετικά ρεύματα δεδομένων και κάθε κεραιά θα στέλνει μοναδικό σήμα. Οι σταθμοί βάσης 5G μπορούν να υποστηρίξουν περίπου εκατό θύρες, πράγμα που σημαίνει ότι πολλές περισσότερες κεραιές μπορούν να χωρέσουν σε μία μόνο συστοιχία. Έτσι ένας σταθμός βάσης θα μπορούσε να στέλνει και να λαμβάνει σήματα από πολλούς περισσότερους χρήστες ταυτόχρονα, αυξάνοντας τη χωρητικότητα των δικτύων κινητής τηλεφωνίας. Η τεχνολογία mMIMO φαίνεται πολύ ελπιδοφόρα για το μέλλον του 5G. Ωστόσο, η εγκατάσταση τόσων περισσότερων κεραιών για τον χειρισμό της κυψελοειδούς κίνησης μπορεί να προκαλέσει σημαντικές παρεμβολές.[5]

1.2.1 Σύγκριση D-RoF και A-RoF υλοποιήσεων

Σε αυτό το πλαίσιο, η προσέγγιση του Fronthaul καλείται να ξεπεράσει περιορισμούς εύρους ζώνης και καθυστέρησης της Κοινής Δημόσιας Ασύρματης Διεπαφής (Common Public Radio Interface - CPRI), η οποία αποτελεί ένα διαδεδομένο ψηφιακό πρωτόκολλο αφού ρυθμίζει την αποστολή πληροφοριών από την πλευρά του χρήστη, ενώ παράλληλα ελέγχει και το είδος της μετάδοσης, δηλαδή αν πρόκειται για οπτική ή ηλεκτρική μετάδοση [6].

Στην τρέχουσα συγκεντρωτική αρχιτεκτονική, η υλοποίηση του Fronthaul βασίζεται στην τεχνολογία του Digital Radio over Fiber (Ψηφιοποιημένη μετάδοση σε ίνα, D-RoF), καθώς αποτέλεσε βασικό παράγοντα για τη δημιουργία και την ανάπτυξη του CPRI. Αυτή η τεχνική D-RoF στηρίζεται στη μετάδοση IQ δεδομένων του RF σήματος υποφέροντας από χαμηλή απόδοση εύρους ζώνης, δεδομένου ότι χρησιμοποιεί τους διαθέσιμους πόρους για τη μετάδοση ψηφιοποιημένων κυματομορφών. Για παράδειγμα, μια γραμμή πληροφορίας CPRI ρυθμού bit 3 χρειάζεται 2457,6 Mb/s, ενώ η απόδοση του χρήστη φτάνει μόνο τα 150 Mb/s.[6] Μια λύση σε αυτό το πρόβλημα έχει προταθεί με τη χρήση αλγορίθμων συμπίεσης του CPRI, οι οποίοι αυξάνουν όμως την πολυπλοκότητα του συστήματος. Ακόμα η χρήση υψηλής απόδοσης συσκευές DAC (Digital-to-Analog) και ADC (Analog-to-Digital) που βρίσκονται στα BBUs και τα RRUs [7] συμβάλλουν σημαντικά στην αύξηση του κόστους της D-RoF υλοποίησης.

Αντίθετα η τεχνική μετάδοσης αναλογικού RF σήματος μέσω ίνας (Analog Radio-over-Fiber, A-RoF) είναι μία εναλλακτική μέθοδος υλοποίησης του Fronthaul που έχει το πλεονέκτημα ότι προσφέρει απεριόριστο εύρος ζώνης, εξοικονόμηση κόστους και περιορισμό της καθυστέρησης αφού μειώνεται η χρήση δαπανηρών ψηφιακών διεπαφών και απλοποιείται το σύστημα στην πλευρά της μονάδας RRU. Το κύριο μειονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι η εμφάνιση γραμμικών και μη γραμμικών φαινομένων που αλλοιώνουν την ποιότητα του σήματος. Οι αρμονικές παραμόρφώσεις επηρεάζουν τη χρωματική διασπορά της ίνας, ενώ τα μη γραμμικά προϊόντα συχνοτικής εξάρτησης περιορίζουν το διαθέσιμο εύρος ζώνης.



Σχήμα 5: Σχηματικό διάγραμμα κινητού fronthaul ενός οπτικού καναλιού.

1.3 Σκοπός της εργασίας

Η παρούσα εργασία εστιάζει σε μια αναλογική υλοποίηση του MFH (Mobile Fronthaul), κατά την οποία αναλογικά σήματα διαμορφωμένα σε κάποια φέρουσα συχνότητα (RF) διαμορφώνονται οπτικά και μεταδίδονται σε ίνα. Η A-RoF μετάδοση επιτρέπει, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, την βέλτιστη αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης [18], όντας όμως επιρρεπής σε φαινόμενα που αλλοιώνουν την ποιότητα του μεταδιδόμενου σήματος, με κύριο παράγοντα υποβάθμισης του συστήματος τη μη γραμμική παραμόρφωση. Η χρήση τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (Digital Signal Processing, DSP) αποτελεί μία λύση για την αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων. Η τεχνική DSP έχει το πλεονέκτημα ότι δεν είναι επιρρεπής σε περιβαλλοντικές αλλαγές και θορύβο και μπορεί να χρησιμοποιεί τις ίδιες αλγοριθμικές τεχνικές σε πολλαπλά συστήματα. Αυτό την καθιστά συμβατή λύση σε πολλά περιβάλλοντα που υποβαθμίζονται από φαινόμενα μη γραμμικότητας.

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι αρχικά η παρουσίαση τεχνικών διαμόρφωσης των A-RoF σημάτων καθώς και των περιορισμών που καλούνται να αντιμετωπίσουν τέτοια συστήματα, με κυρίαρχο το φαινόμενο των μη γραμμικότητας (Κεφάλαιο 2). Στη συνέχεια αναφέρονται κάποιες μέθοδοι για την καταστολή των ανεπιθύμητων μη γραμμικών προϊόντων εστιάζοντας στην τεχνική DSP, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Οι σειρές Volterra, όπως αναλύονται στο Κεφάλαιο 3, αποτελούν μια μέθοδο μοντελοποίησης της μη γραμμικής συμπεριφοράς ενεργών ηλεκτρικών και ηλεκτρικο-οπτικών στοιχείων, τα οποία χρησιμοποιούνται ευρέως σε A-RoF υλοποιήσεις απαιτώντας όμως προηγμένες τεχνικές DSP. Για το λόγο αυτό, στο υπολογιστικό μέρος (Κεφάλαιο 4) πραγματοποιείται η υλοποίηση γραμμικών ισοσταθμιστών σε περιβάλλον MATLAB®, οι οποίοι τελικά θα είναι ικανοί να χρησιμοποιηθούν σε συνδυασμό με το ανάπτυγμα Volterra για την υλοποίηση μη γραμμικών ισοσταθμιστών στοχεύοντας τελικά στην βελτίωση της απόδοσης της τεχνικής A-RoF. Τέλος στο Κεφάλαιο 5 γίνεται σύνοψη της παρούσας εργασίας και αναφέρονται προτάσεις για περαιτέρω έρευνα.

Κεφάλαιο 2

Δομικά στοιχεία και περιορισμοί στις A-RoF υλοποιήσεις

Σε αυτό το Κεφάλαιο αναλύονται αρχικά οι τεχνικές διαμόρφωσης των μονοτονικών σημάτων και των σημάτων OFDM που χρησιμοποιούνται στις A-RoF υλοποιήσεις. Στη συνέχεια δίνεται έμφαση στις μεθόδους της οπτικής μετάδοσης, ενώ παράλληλα αναφέρονται τα προβλήματα που εμφανίζονται στο οπτικό μέρος της διαμόρφωσης του σήματος. Συγκεκριμένα, εκτός από τα γραμμικά φαινόμενα που παρουσιάζονται κατά τη μετάδοση, βασικό παράγοντα για την αλλοίωση του σήματος αποτελεί η μη γραμμική συμπεριφορά των οπτικών διαμορφωτών. Για το λόγο αυτό παρουσιάζονται κάποιες από τις μεθόδους για την καταστολή των μη γραμμικών προϊόντων σε A-RoF συστήματα, από τις οποίες η παρούσα εργασία επικεντρώνεται στην λύση της αλγοριθμικής αντιμετώπισης, δηλαδή τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων.

2.1 Τεχνικές διαμόρφωσης A-RoF

Για τη βέλτιστη αξιοποίηση του επιθυμητού φάσματος χρησιμοποιείται ευρέως η πολυπλεξία τόσο σε bit όσο και σε φέρουσες συχνότητες. Εξαιτίας της ζήτησης για φασματική αποτελεσματικότητα μετάδοσης, οι υπάρχουσες ασύρματες τεχνολογίες ακολουθούν το θεωρητικό κριτήριο Shannon για την αποφυγή σφαλμάτων χρησιμοποιώντας σχήματα διαμορφώσεως (modulation formats) υψηλού επιπέδου (όπως 16-QAM, OFDM).

2.1.1 Ψηφιακή επεξεργασία σημάτων

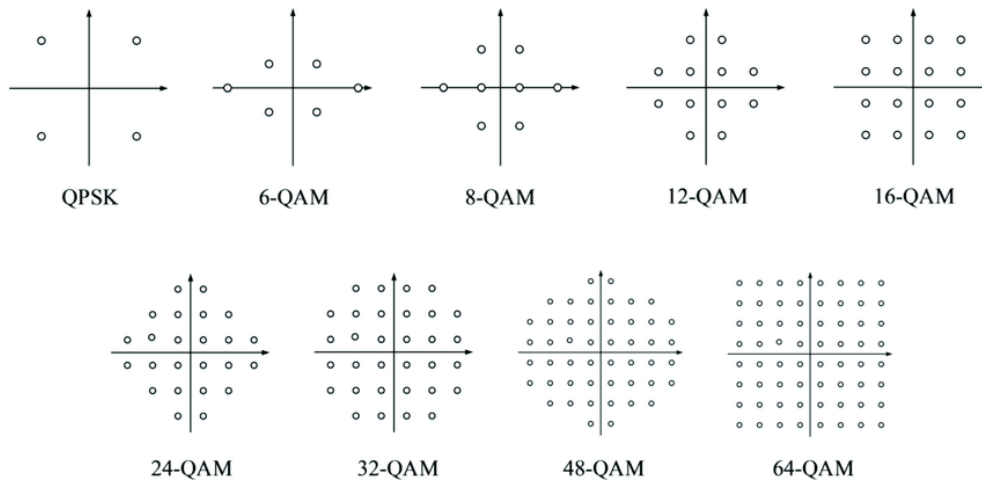
Η ψηφιακή μορφή των σημάτων προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα όπως υψηλότερη φασματική απόδοση, διόρθωση λαθών, αντοχές στις δυσμενείς συνθήκες μετάδοσης και ασφάλεια. Η ψηφιακή διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση αποσκοπούν στη μετάδοση ψηφιακής πληροφορίας υπό μορφή δυαδικών ψηφίων (bit). Γενικά οι τεχνικές διαμόρφωσης εκμεταλλεύοντας το φάσμα του σήματος στηρίζονται στο ότι τα ψηφιακά δεδομένα μπορούν να σταλλούν μεταβάλλοντας ταυτόχρονα τη φάση (ή τη συχνότητα) και το πλάτος μίας φέρουσας συχνότητας. [8]

2.1.2 Διαμόρφωση μονοτονικού σήματος

Συγκεκριμένα σε ένα single carrier σήμα (μονής φέρουσας) για ένα διάστημα ίσο με τη διάρκεια συμβόλου, T_s , ένα σύμβολο που αποτελείται από $K = \log_2 M$ ψηφία αντιστοιχίζεται στο πλάτος ή/και τη φάση του σήματος εκπομπής $s(t)$. Το σήμα $s(t) = s_I(t)\cos(2\pi f_c t + \psi_0) - s_Q(t)\sin(2\pi f_c t + \psi_0)$ που εκπέμπεται κατά τη συγκεκριμένη χρονική στιγμή παρουσιάζει κοινό παλμό μορφοποίησης που καθορίζει τα φασματικά χαρακτηριστικά του σήματος. Ακόμα η συμφασική και η ορθογώνια συνιστώσα του διαμορφωμένου σήματος $s(t)$ είναι σήματα βασικής ζώνης, των οποίων τα εύρη είναι ίσα με B_u , ενώ για το ζωνοπερατό σήμα εκπομπής $s(t)$ ισχύει ότι $B = 2B_u$. Κατά τη διαμόρφωση πλάτους/φάσης ο αστερισμός του σήματος ορίζεται από τα σημεία του αστερισμού που καθένα αντιπροσωπεύει ένα σύμβολο που αποτελείται από $\log_2 M$ ψηφία. Έτσι προκύπτουν οι κυριότερες διαμορφώσεις όπως η M-αδική ASK, M-αδική PSK, και M-αδική FSK ανάλογα με το αν η πληροφορία κωδικοποιείται ή κατά φάση ή/και πλάτος [9].

2.1.3 Διαμόρφωση OFDM

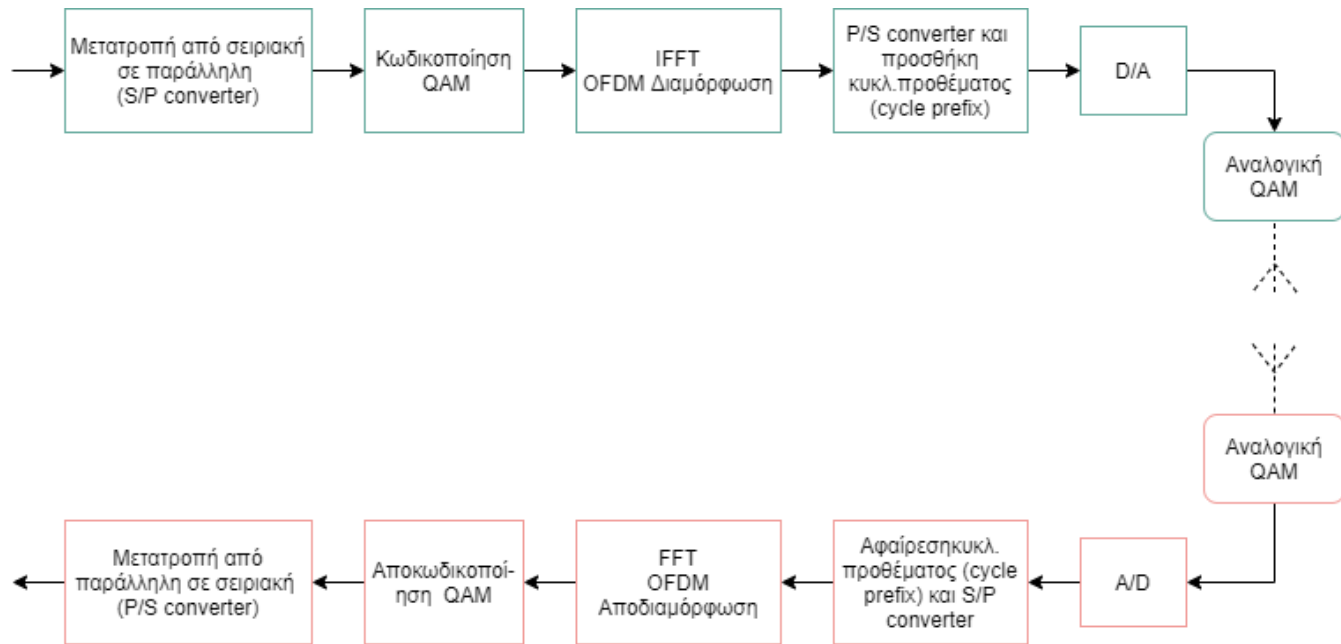
Η διαμόρφωση OFDM ανήκει στις τεχνικές πολυδιαυλικής (multicarrier) διαμορφώσης. Η τεχνική OFDM ενδείκνυται σε περιπτώσεις όπου η χρονική απόκριση του διαύλου είναι διάρκειας μεγαλύτερης της διάρκειας των συμβόλων σήματος ή, ισοδύναμα, η απόκριση της συχνότητάς του παρουσιάζει παραμορφώσεις εντός της χρήσιμης ζώνης του σήματος [10]. Κατά την OFDM διαμόρφωση χωρίζεται μια ροή πληροφορίας σε πολλές επιμέρους ροές (substreams) και γίνεται η μετάδοση των ψηφίων μέσω υποδιαύλων (subchannels). Τα πολλαπλά υπο-φέροντα (subcarriers) επιλέγονται να είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Το πλήθος των υποδιαύλων καθορίζεται με στόχο τη διασφάλιση ότι το εύρος ζώνης τους είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης του ασύρματου καναλιού, ώστε να μειώνεται η παρεμβολή μεταξύ των γειτονικών συμβόλων. Σε μία OFDM διαμόρφωση το ευρυζωνικό σύστημα υποδιαιρείται σε N υποδιαύλους, καθένας από τους οποίους καταλαμβάνει εύρος ζώνης $B_N = B/N$. Έτσι αφού η αρχική πληροφορία χωριστεί σε αυτές τις επιμέρους ροές, κάθε subcarrier διαμορφώνεται μέσω ενός γνωστού σχήματος διαμόρφωσης σε μία φέρουσα συχνότητα, όπως παρουσιάστηκε προηγουμένως. Μία από τις πιο διαδεδομένες τεχνικές είναι η Μ-αδική QAM (Quadrature Amplitude Modulation) και συγκεκριμένα η παρούσα εργασία θα μελετήσει τα σχήματα διαμόρφωσης 4-QAM και 16-QAM. [11] Στην Εικόνα 6 παρουσιάζονται κάποια από τα σχήματα διαμόρφωσης Μ-QAM.



Σχήμα 6: Σχήματα διαμόρφωσης QAM.

Η πρακτική υλοποίηση της OFDM τεχνικής φαίνεται στο Σχήμα 7. Συγκεκριμένα απεικονίζονται οι λειτουργίες του πομπού (πάνω μέρος εικόνας) και οι αντίστοιχες του δέκτη (κάτω μέρος) προκειμένου να γίνει η διαμόρφωση και η αποδιαμόρφωση ενός OFDM συμβόλου. Αναλυτικότερα οι λειτουργίες αυτές είναι οι εξής.

- Η δυαδική ακολουθία που εισέρχεται στον πομπό ομαδοποιείται σε πλαίσια μήκους $L = \Sigma \log_2 M_k$ bits, που αντιστοιχούν σε QAM σύμβολα. Η χρήση της QAM διαμόρφωσης επιτρέπει την ταυτόχρονη μετάδοση περισσότερων bits μιας και αξιοποιείται τόσο η φάση όσο και το πλάτος των συμβόλων. Το πλάτος και η φάση απεικονίζονται από ένα μιγαδικό διάνυσμα με In-Phase και Quadrature-Phase συνιστώσες.
- Τα QAM σύμβολα ομαδοποιούνται σε K ομάδες (αριθμούμενες με τον δείκτη k) που αντιστοιχούν στους subcarriers OFDM συμβόλου. Ο κάθε subcarrier αντιστοιχεί σε μία συχνότητα του φάσματος. Το πλήθος των bits από τα οποία αποτελείται ένα OFDM σύμβολο καθορίζεται από την επιλογή της τάξης της Μ-QAM διαμόρφωσης και από το πλήθος των subcarriers. Για παράδειγμα για να σταλεί ένα σύμβολο των 40 bits αν χρησιμοποιηθεί QPSK διαμόρφωση, θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένα OFDM σύμβολο με 20 subcarriers καθένας από τον οποίο περιέχει 2 bits πληροφορίας. Με την OFDM τεχνική επιτυγχάνεται μεγαλύτερη ταχύτητα στην μετάδοση μιας



Σχήμα 7: Ψηφιακή επεξεργασία OFDM.

και τα QAM σύμβολα πολυπλέκονται στη συχνότητα με αποτέλεσμα μεγάλος αριθμός QAM συμβόλων να μεταδίδονται ταυτόχρονα.

- Η πολυπλεξία των subcarriers γίνεται μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier (IFFT). Η χρήση του IFFT στοχεύει στην μετατροπή του σήματος από το πεδίο συχνοτήτων στο πεδίο του χρόνου. Το μέγεθος του IFFT θα πρέπει να είναι δύναμη του 2, ίσο ή μεγαλύτερο του πλήθους των subcarriers.
- Στην συνέχεια τα δεδομένα της εξόδου του IFFT μετατρέπονται σε σειριακή μορφή όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα. Ο IFFT αξιοποιεί την ιδιότητα ότι η κυκλική συνέλιξη στο πεδίο της συχνότητας ισοδυναμεί με διαίρεση στο πεδίο του χρόνου. Όμως επειδή η έξοδος του σήματος δεν αποτελεί κυκλική αλλά γραμμική συνέλιξη, είναι απαραίτητη η προσθήκη ενός κυκλικού προθέματος (cyclic prefix). Η προσθήκη αυτή μετατρέπει τη γραμμική συνέλιξη σε κυκλική, επιλέγοντας ως κυκλικό πρόθεμα ένα πλήθος των τελευταίων συμβόλων της ακολουθίας στην αρχή. Αυτή η τεχνική δίνει λύση στην διατήρηση του συγχρονισμού του πομπού με τον δέκτη. Επιπλέον είναι ένα διάστημα προστασίας που βοηθάει στην ορθογωνιότητα των σημάτων και περιορίζει την διασυμβολική παρεμβολή (inter-symbol interference, ISI).
- Τέλος, το σύνθετο -complex- σήμα που έχει προκύψει θα πρέπει να δειγματοληφθεί (up-sample) με ρυθμό τουλάχιστον διπλάσιο του εύρους του φάσματος που καταλαμβάνει προκειμένου να ικανοποιείται το κριτήριο του Nyquist. Ουσιαστικά ένας πολλαπλασιαστικός παράγοντας επαναδειγματοληπτεί το σήμα προκειμένου να αποφευχθεί η διασυμβολική παρεμβολή, και το προκύπτον σήμα μετατοπίζεται στο φάσμα σε μια RF συχνότητα. Η διαδικασία αυτή γίνεται μέσω ενός μετατροπέα ψηφιακού σήματος σε αναλογικό, δηλαδή ενάν DAC (digital-to-analog converter).
- Το αναλογικό αυτό σήμα μεταδίδεται στον δέκτη ο οποίος πραγματοποιεί την αντίστροφη ακριβώς διαδικασία. Θα πρέπει να τονιστεί ότι ο μετατροπέας του αναλογικού σήματος σε ψηφιακό πέρα από την διαδικασία του down-sampling και του down-conversion απομονώνει το επιθυμητό σήμα μέσω ενός βαθυπερατού φίλτρου. Όπως παρουσιάζεται και στην Εικόνα 7 στην πλευρά του δέκτη, αρχικά αφαιρείται το κυκλικό πρόθεμα και τα δείγματα του σήματος προωθούνται στον FFT, ο οποίος πραγματοποιεί την αντίστροφη διαδικασία από τον IFFT και μετατρέπει το σήμα στο πεδίο της συχνότητας. Τέλος, ακολουθεί η διαδικασία της αποκωδικοποίησης κατά

την οποία ο κάθε subcarrier αντιστοιχίζεται σε ένα μιγαδικό σημείο. Ανάλογα με την διαμόρφωση που χρησιμοποιείται, το κάθε σημείο αντιστοιχεί σε ένα σύμβολο και επομένως σε μια σειρά bits.

Η χρήση OFDM σημάτων είναι πολύ διαδεδομένη καθώς η OFDM μετάδοση έχει αρκετά πλεονεκτήματα. Ειδικότερα χαρακτηρίζεται από ανθεκτικότητα σε περιβάλλοντα πολλαπλών ανακλάσεων, η ισοστάθμιση του σήματος στο δέκτη γίνεται εύκολα με χρήση γραμμικών φίλτρων και τέλος προσφέρει υψηλή φασματική απόδοση. Το κύριο μειονέκτημα της τεχνικής OFDM είναι η υψηλή τιμή του λόγου Μέγιστης-προς-Μέση Ισχύς (PAPR).

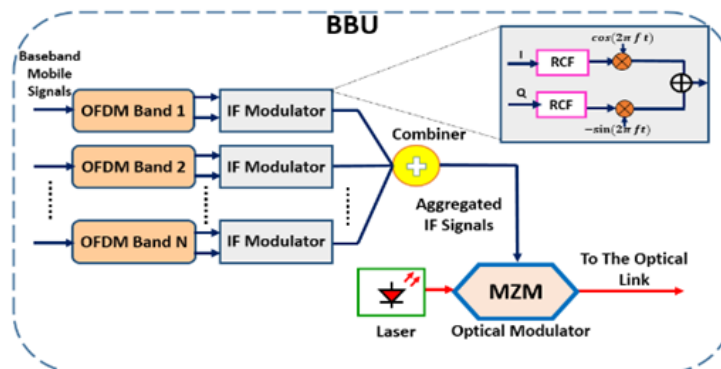
Για τη βέλτιστη αξιοποίηση του φάσματος πολλά OFDM σύμβολα μπορούν να πολυπλεχθούν στη συχνότητα (FDM) και να μεταδοθούν ταυτόχρονα στο οπτικό μέσο. Η πολυπλεξία αυτή γίνεται είτε στον DAC είτε έπειτα με αναλογικό τρόπο, δηλαδή με τη χρήση ηλεκτρικών ή οπτικών πολυπλεκτών μήκους κύματος (WDM).

2.1.4 Οπτικά στοιχεία διαμόρφωσης IM/DD

Το επόμενο βήμα είναι η οπτική μετάδοση του αναλογικού OFDM σήματος που περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα.

Η IM/DD πρόκειται για μια τεχνική στην οποία τα δεδομένα μεταδίδονται μέσω μεταβολών της έντασης του φωτός που εκπέμπεται από την πηγή. Μετά τη διάδοση μέσω οπτικής ίνας, το σήμα ανιχνεύεται άμεσα από τον δέκτη, ο οποίος μετατρέπει το λαμβανόμενο οπτικό πεδίο σε ηλεκτρικό ρεύμα μέσω μιας διαδικασίας ανίχνευσης βασισμένη στον τετραγωνικό νόμο [12]. Το βασικό πλεονέκτημα αυτής της IM/DD προσέγγισης είναι η απλότητα και το χαμηλό κόστος σε αντιπαράθεση με την συνεκτική ανίχνευση καθώς στην τελευταία περίπτωση απαιτείται ένα τοπικό λέιζερ που θα λειτουργεί ως τοπικός ταλαντωτής για το συγχρονισμό με το λέιζερ πομπού [13].

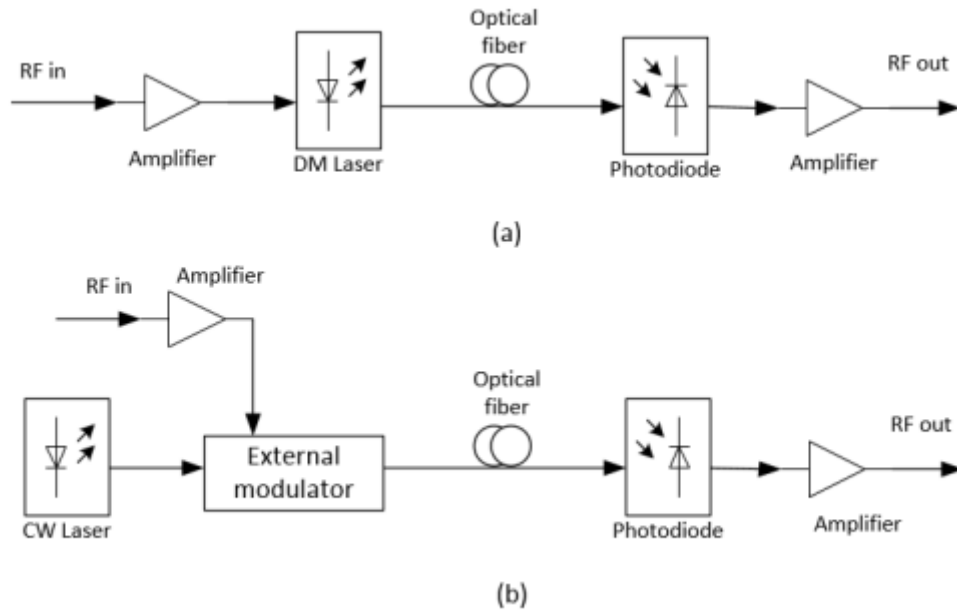
Μια πολύ διαδεδομένη τεχνική είναι η χρήση ενός διαμορφωτή Mach Zehnder (MZM). Ο διαμορφωτής MZM μπορεί να δημιουργήσει σήμα χωρίς chirp, το οποίο είναι κρίσιμο για να περιοριστούν τα φαινόμενα χρωματικής διασποράς της ίνας και να αυξηθεί η γραμμικότητα του συστήματος.



Σχήμα 8: Χαρτογράφηση σήματος OFDM χρησιμοποιώντας αναλογικό διαμορφωτή

Ωστόσο, λαμβάνοντας υπόψη την ανάγκη για εξυπηρέτηση πολλών κυψελών σε μια 5G τοπολογία, είναι επιθυμητό να χρησιμοποιηθούν οικονομικά αποδοτικοί οπτικοί πομποί όπως λέιζερ απευθείας διαμόρφωσης (Direct Modulated Laser, DML) ή εξωτερικής διαμόρφωσης (Electro-absorption Modulated Laser, EML). [14] Στην Εικόνα 9 φαίνεται η διαμόρφωση οπτικού υποφορέα που μπορεί να πραγματοποιηθεί με άμεση είτε εξωτερική διαμόρφωση.

Τα DML χαρακτηρίζονται από σχεδιαστική απλότητα και χαμηλό κόστος σε σύγκριση με τα εξωτερικά ηλεκτρο-απορροφητικά διαμορφωμένα λέιζερ (EAM, EML). Ένα βασικό όμως μειονέκτημα έγκειται στο ενδογενές chirp των DML που παράγουν φασματική εξάπλωση καθώς επίσης και στον ρυθμό εξαφάνισης (extinction ratio) που δεν επηρεάζεται από τα στοιχεία εξωτερικής διαμόρφωσης. Τα EML μπορούν να ξεπερνούν ταχύτητες των 100GHz, ενώ τα άμεσης διαμόρφωσης λέιζερ περιορίζονται σε δυναμικές ταχύτητες περίπου των 30GHz. Η αυξημένη χωρητικότητα, η μονολιθική



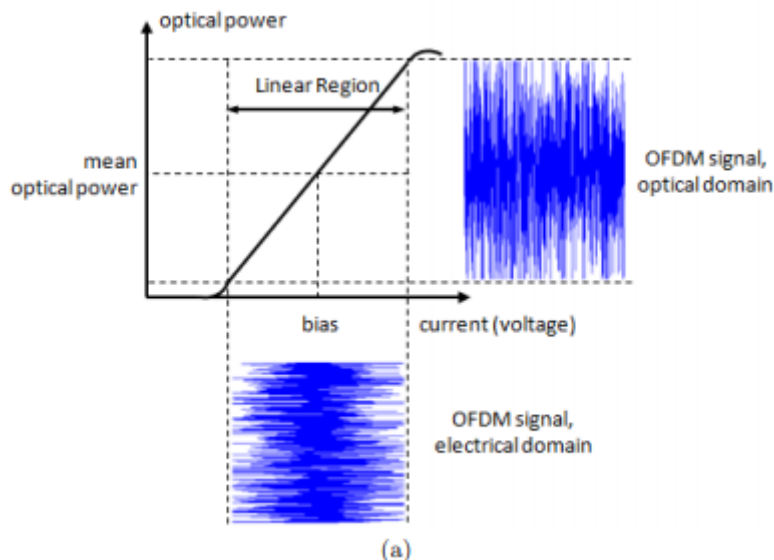
Σχήμα 9: Οπτικός διαμορφωτής (a) απευθείας διαμόρφωση (b) εξωτερική διαμόρφωση.

ολοκλήρωση και η οικονομικά αποδοτική τεχνολογία κατασκευής των EML τα καθιστούν ως κυρίαρχη επιλογή [15].

Το EML είναι μια δίοδος λέιζερ με έναν ηλεκτρο-απορροφητικό διαμορφωτή (EAM) ενσωματωμένο σε ένα μόνο τσιπ. Το EML παρουσιάζει μικρότερη διασπορά μήκους κύματος καθώς και σταθερό μήκος κύματος σε λειτουργία υψηλής ταχύτητας. Η απόκριση της συχνότητας του EML εξαρτάται από την χωρητικότητα του τμήματος του EAM και μπορεί να επιτύχει υψηλές ταχύτητες λειτουργίας.

Ακόμα στην πλευρά του δέκτη, μια φωτοδίοδος μετατρέπει το ληφθέν φως σε ηλεκτρικό ρεύμα μέσω της διαδικασίας τετραγωνικού νόμου, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Η άμεση ανίχνευση του σήματος παίζει σημαντικό ρόλο στην επίδραση της χρωματικής διασποράς στις IM/DD μεταδόσεις [12].

Θα πρέπει βέβαια να αναφερθεί ένα μειονέκτημα των EML οπτικών στοιχείων. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 10 η γραμμική περιοχή λειτουργίας αυτών των διαμορφωτών είναι περιορισμένη. Έτσι η απαίτηση για χαμηλή ισχύ εισόδου, προκειμένου να μην ξεπεραστούν τα όρια της γραμμικής λειτουργίας, έχει κόστος την υποβάθμιση του δυναμικού εύρους του σήματος (Dynamic Range, DR). Η τάση που ρυθμίζει το σημείο πόλωσης του πομπού παίζει καθοριστικό ρόλο για την γραμμικότητα του συστήματος επηρεάζοντας δε κρίσιμα το σφάλμα μετάδοσης. Αυτό συμβαίνει γιατί τέτοιοι διαμορφωτές υποφέρουν από φαινόμενα θορύβου και προϊόντα παραμόρφωσης, τα οποία θα διευκρινιστούν παρακάτω.



Σχήμα 10: Γραμμική περιοχή λειτουργίας οπτικών στοιχείων [14].

2.2 Περιορισμοί στα A-RoF επικοινωνιακά συστήματα

Σημαντικές πηγές μη γραμμικής παραμόρφωσης στη μετάδοση αυτών των συστημάτων αποτελούν οι οπτικοί διαμορφωτές και οι ενισχυτές ισχύος (Power Amplifiers, PA) RF.

Προτού αναλυθούν οι εν λόγω παράγοντες που επιδρούν σημαντικά στην μορφή του λαμβανόμενου σήματος θα πρέπει να τονιστεί ότι τα A-RoF σήματα δεν παραμένουν αναλλοίωτα από γραμμικά φαινόμενα όπως η χρωματική διασπορά (chromatic dispersion) [16]. Η διασπορά είναι ένας σημαντικός περιοριστικός παράγοντας στις IM/DD μεταδόσεις όταν μεταδίδονται και οι δύο πλευρικοί λοβοί του διαμορφωμένου σήματος (DSB). Επιπλέον όλα τα ενεργά στοιχεία του καναλιού παραμορφώνουν με γραμμικό τρόπο το σήμα, όμως με τη χρήση αναλογικών φίλτρων και γραμμικών ισοσταθμιστών τέτοια φαινόμενα αντιμετωπίζονται εύκολα σε αντίθεση με φαινόμενα μη γραμμικής παραμόρφωσης και του θορύβου που περιορίζουν σημαντικά την απόδοση του συστήματος.

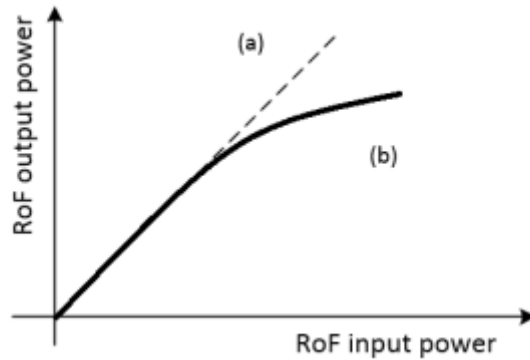
Η κύρια βέβαια αλλοίωση του σήματος υφίσταται λόγω των μη γραμμικών συνιστωσών και της αύξησης του θορύβου στον παρανομαστή SNR. Η υποβάθμιση του λόγου του σήματος προς το θόρυβο (SNR) ενός συστήματος ή ενός στοιχείου αντιπροσωπεύει την ποσότητα του θορύβου που θα δημιουργηθεί από το σύστημα ή τη συσκευή. Το δυναμικό εύρος ή DR οριοθετεί το εύρος λειτουργίας ενός συστήματος, το οποίο περιορίζεται από το εύρος τόσο του επιπέδου θορύβου όσο και του σημείου συμπίεσης. Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως η μείωση της ισχύς εισόδου υποβαθμίζει το δυναμικό εύρος του συστήματος.

2.2.1 Μη γραμμικότητες των A-RoF συστημάτων

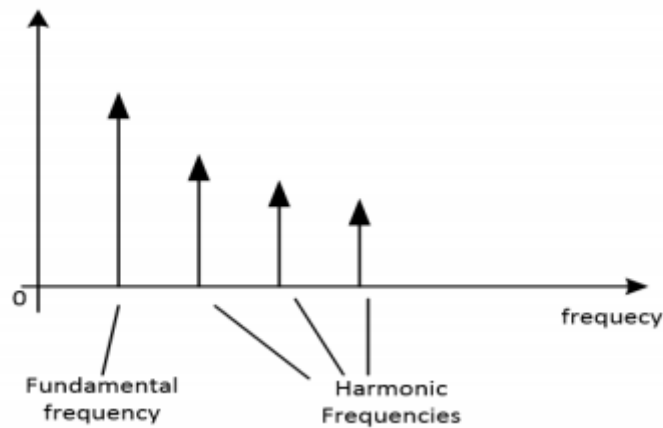
Μια κρίσιμη παράμετρος για την εκτίμηση της επίδοσης ενός ασύρματου συστήματος OFDM είναι ο λόγος της μέγιστης ισχύος προς τη μέση ισχύ (PAPR) του σήματος εκπομπής. Όταν η τιμή του λόγου είναι χαμηλή, ο ενισχυτής μπορεί να λειτουργεί με μικρό περιθώριο ισχύος, δηλαδή με υψηλή ισχύ εξόδου χωρίς να υπάρχει κίνδυνος μετάβασης στη μη γραμμική περιοχή. Βέβαια ο αριθμός των subcarrier καλείται να είναι όσο τον δυνατόν μεγαλύτερος ώστε να είναι μικρή η ελάττωση του ρυθμού μετάδοσης λόγω της προσάρτησης του κυκλικού προθέματος και αυτό επιτυγχάνεται με τιμήμα την αυξημένη τιμή του PAPR. Ιδιαίτερα τα συστήματα A-RoF είναι επιρρεπή σε μη γραμμική παραμόρφωση [17]. Οι μη γραμμικότητες προκαλούνται από τη χρήση εξαρτημάτων RF όπως ενισχυτές ισχύος RF (PA) και οπτικά εξαρτήματα όπως δίοδοι λείζερ, εξωτερικοί ηλεκτρο-οπτικοί διαμορφωτές, οπτικοί ενισχυτές ημιαγωγών (SOAs) και φωτοδίοδοι.

Αναλυτικότερα η μη γραμμική συμπεριφορά της οπτικο-ηλεκτρονικής μετατροπής παράγει αρμονικές (harmonic) και προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation, IMD). Όπως θα αποσαφηνιστεί παρακάτω αυτά τα συχνοτικά προϊόντα επηρεάζουν ουσιαστικά το δυναμικό εύρος της οπτικής μετάδοσης σύμφωνα με το [7]. Το βασικό πρόβλημα εμφανίζεται με την εισαγωγή προϊόντων δεύτερης και τρίτης τάξης παραμόρφωσης (IMD2 και IMD3).

Ενώ η ισχύς εξόδου αναμένεται να έχει γραμμική εξάρτηση με την ισχύ εισόδου όπως φαίνεται στο σχήμα 11(a), η έξοδος του συστήματος εμφανίζει πάντα μη γραμμική συμπεριφορά σε πρακτικές μεταδόσεις. Όπως φαίνεται στο σχήμα σε ένα μη γραμμικό στοιχείο 11(b) καθώς η ισχύς εισόδου αυξάνεται, το στοιχείο κορένεται η έξοδος παύει να έχει γραμμική εξάρτηση.



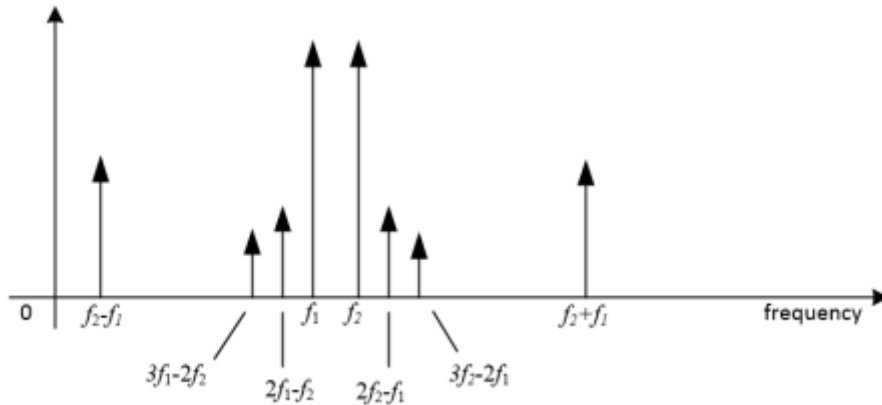
Σχήμα 11: Διάγραμμα (a) γραμμική μετάδοση (b) μη γραμμική μετάδοση RoF συστημάτων.



Σχήμα 12: Αρμονική παραμόρφωση.

Κατά την είσοδο μιας συχνότητας το σήμα εξόδου από ένα μη γραμμικό στοιχείο εμφανίζει φαινόμενα αρμονικής παραμόρφωσης, δηλαδή προϊόντα σε συχνότητες ακέραιων πολλαπλασίων της θεμελιώδους συχνότητας που φαίνεται στο παραπάνω σχήμα. Αντίθετα η ενδοδιαμόρφωση, IMD, εμφανίζεται όταν μεταδίδονται δύο ή περισσότερα σήματα σε γειτονικές συχνότητες. Η διαμόρφωση μεταξύ αυτών των σημάτων δημιουργεί περισσότερα προϊόντα παραμόρφωσης σε συχνότητες διαφορετικές από τις αρμονικές που αναφέρθηκαν παραπάνω. Η σειρά Taylor όπως φαίνεται στην εξίσωση 2.1 χρησιμοποιείται για τη μοντελοποίηση μη γραμμικών συναρτήσεων μεταφοράς. Στη 2.1 τα v_i και v_0 ορίζουν την είσοδο και την έξοδο αντίστοιχα, και το a καθορίζει τους συντελεστές της σειράς. [18]

$$v_0 = a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \dots, \quad (2.1)$$



Σχήμα 13: Παραγόμενα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης σε μη γραμμικά συστήματα.

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, η γειννίαση δύο ή περισσότερων συχνοτήτων προκαλεί ενδοδιαμόρφωση. Συγκεκριμένα σε αυτήν την περίπτωση κάθε τάξη ενδοδιαμόρφωσης θα περιέχει και την εξίσωση των αντίστοιχων γειτονικών συχνοτήτων στα αρμονικά ορίσματα των σημάτων. Έχει αποφανθεί ότι η 3ης τάξης ενδοδιαμόρφωση καθίσταται το πιο σημαντικό προϊόν μη γραμμικότητας καθώς βρίσκεται κοντά στην ζώνη μετάδοσης.[18]

Μη γραμμικότητες οπτικού πομπού

Αξίζει να περιληφθεί ότι διεγερμένοι μηχανισμοί εκπομπών συνδυάζονται με χαρακτηριστικά συμπίεσης κέρδους καθιστώντας το λέιζερ εγγενώς μη γραμμικό. Η μη γραμμικότητα ημιαγωγικού λέιζερ έχει κατηγοριοποιηθεί σε στατική και δυναμική μη γραμμικότητα.

Στην εν λόγω περίπτωση η στατική μη γραμμική συμπεριφορά περιγράφεται συχνά με πολυώνυμο τρίτης τάξης, αφού η οπτική ισχύς του λέιζερ, όπως έχει θεωρηθεί στο σχήμα 11, χαρακτηρίζεται ως μη γραμμική συνάρτηση της ηλεκτρικής εισόδου [19].

Η δυναμική μη γραμμικότητα του λέιζερ περιγράφεται από γνωστές εξισώσεις ρυθμού λέιζερ. Σε γενικές γραμμές, η δυναμική μη γραμμικότητα εξαρτάται από τη συχνότητα, ωστόσο, εάν η συχνότητα διαμόρφωσης είναι τουλάχιστον πέντε φορές μικρότερη από τη συχνότητα συντονισμού του λέιζερ μπορεί θεωρείται ότι είναι ανεξάρτητη από τη συχνότητα. Αν και η δυναμική μη γραμμικότητα θα διαδραματίσει σημαντικό ρόλο κάτω από παροδικές συνθήκες, δεν προκαλεί μεγάλη ανησυχία στις επικοινωνίες δεδομένων επειδή άξιες ενδιαφέροντος παραμένουν οι συνθήκες σταθερών καταστάσεων.

Ανακεφαλαιώνοντας, οι μη γραμμικότητες που σχετίζονται με την απόκριση ενεργών μονάδων RF και ηλεκτρο-οπτικών καθίστανται από τους σημαντικότερους παράγοντες που περιορίζουν την απόδοση των A-RoF μεταδόσεων. Σε αντίθεση με τις πηγές γραμμικού θορύβου, τα παραγόμενα μη γραμμικά φασματικά στοιχεία που παρεμβαίνουν στο μεταδιδόμενο σήμα ενισχύονται καθώς αυξάνεται η ισχύς του σήματος, περιορίζοντας το δυναμικό εύρος της ζεύξης, μειώνοντας έτσι περαιτέρω το λαμβανόμενο SNR. Οι κυματομορφές πολλαπλών φορέων, όπως η τεχνική OFDM, είναι ιδιαίτερα ευαίσθητες σε μη γραμμική παραμόρφωση, λόγω της υψηλής αναλογίας μέγιστης προς μέση ισχύ (PAPR). Ως αποτέλεσμα, έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία διάφορες μέθοδοι αποφυγής ή μετριασμού της δημιουργίας μη γραμμικότητας, οι οποίες θα συζητηθούν στην επόμενη ενότητα.

2.3 Μέθοδοι για καταστολή των μη γραμμικών προϊόντων σε A-RoF συστήματα

Για τον περιορισμό και την αντιμετώπιση των μη γραμμικοτήτων έχουν προταθεί πολλές μέθοδοι, εκ των οποίων κάποιες από τις σημαντικότερες παρουσιάζονται παρακάτω.

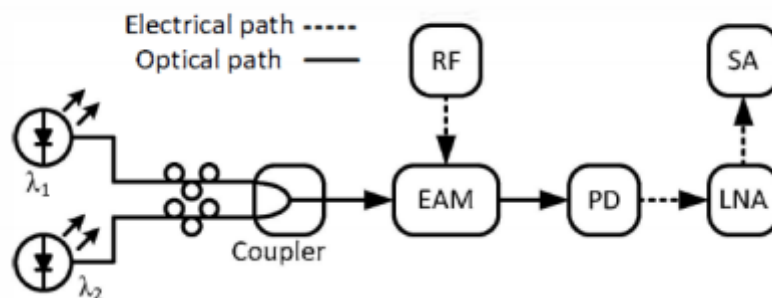
Η πρώτη προσέγγιση αφορά τη χρήση γραμμικών ηλεκτρο-οπτικών στοιχείων. Η χρήση εξαιρετικά γραμμικών οπτικών διαμορφωτών, συμπεριλαμβανομένων των διαπαράλληλων ιντερφερόμετρων Mach-Zehnder (MZI), των διαδοχικών MZIs και του MZI υποβοηθούμενου συντονισμού δακτυλίου σε συνδυασμό με γραμμικούς ανιχνευτές, είναι μια ευρεία μέθοδος αντιμετώπισης των μη γραμμικοτήτων, υποστηριζόμενη επίσης από πληθώρα γραμμικών ενισχυτών RF που διατίθενται στο εμπόριο. Επειδή ένας μεγάλος ερευνητικός κλάδος ασχολείται με μεθόδους γραμμικοποίησης των ενισχυτών ισχύος, μία εκ των οποίων παρουσιάζεται παρακάτω (Υποκεφάλαιο 2.3.2).

Βέβαια η αποτελεσματική ψηφιακή επεξεργασία σήματος έχει διαδραματίσει σημαντικό ρόλο στην καταστολή των ανεπιθύμητων φαινομένων προκειμένου το σύστημα να μην υποβαθμίζεται από σφάλματα. Τέτοιες μέθοδοι είναι η χρήση μη γραμμικών ισοσταθμιστών τόσο από την πλευρά του πομπού όσο και στην πλευρά του δέκτη καθώς και τεχνικών σχεδιασμού σήματος, που κάνουν χρήση κωδικοποιημένης διαμόρφωσης και αστερισμού σε οπτικές επικοινωνίες. Αναφέρονται δηλαδή σε τεχνικές DSP (digital signal processing) συμπεριλαμβανομένων των ψηφιακών αλγορίθμων προ-παραμόρφωσης και της πιθανότητας κωδικοποίησης. Ωστόσο, πρέπει να αναφερθεί ότι όλες οι παραπάνω μέθοδοι που συζητήθηκαν, αυξάνουν το κόστος και την υπολογιστική πολυπλοκότητα του συστήματος.

2.3.1 Μη γραμμικότητες ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή και μέθοδος γραμμικοποίησης

Η αρχή της οπτικής γραμμικοποίησης στηρίζεται στο ότι δύο μη γραμμικά προϊόντα τα οποία παράγονται σε ένα σύστημα θα πρέπει να είναι ικανά να ακυρώνουν το ένα το άλλο διατηρώντας όμως τα γραμμικά στοιχεία τους [18]. Η μεικτή πόλωση και το μήκος διπλού κύματος είναι δύο τυπικοί οπτικοί μέθοδοι γραμμικοποίησης.

Η μέθοδος διπλού μήκους κύματος χρησιμοποιεί τα παραγόμενα προϊόντα μη γραμμικής παραμόρφωσης σε διαφορετικά μήκη κύματος λ_1 και λ_2 ώστε να αναιρεθούν μεταξύ τους. Όπως επισημαίνεται στο Σχήμα 14 το μήκος κύματος των δύο λέιζερ ρυθμίζεται κατάλληλα και ένας διαμορφωτής ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM) χρησιμοποιείται ως οπτικός υποφορέας διαμόρφωσης. Ελέγχοντας προσεκτικά την αναλογία ισχύος από τα δύο λέιζερ, οι μη γραμμικότητές τους μπορούν να οριστούν αντιφασικά ώστε να αναιρεθούν. Τα πειραματικά αποτελέσματα στο [18] δείχνουν ότι και τα δύο προϊόντα 2ης αρμονικής και 3ης μπορούν να κατασταλλούν κατά 23dB και 2.1 dB αντίστοιχα.



Σχήμα 14: Σχεδιάγραμμα διπλού κύματος γραμμικοποίησης

2.3.2 Μη γραμμικότητες ενισχυτή ισχύος και μέθοδος γραμμικοποίησης

Ένα επιπλέον στοιχείο εκτός του ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή που επηρεάζει τη μορφή του σήματος είναι ο ενισχυτής ισχύος (PA). Στόχος του είναι η ενίσχυση κατά ισχύ και όχι κατά πλάτος τάσης ενός σήματος ευρείας ζώνης ,αφού παρουσιάζει χρονομεταβλητή περιβάλλουσα εγείροντας έτσι πολλές φορές μη γραμμικότητες [20].Ένα καθαρά ημιτονικό σήμα εισόδου δεν αποδίδει στην έξοδο του ένα καθαρά ενισχυμένο ημιτονικό σήμα,όπως θα γινόταν ιδανικά.Στο ήδη ενισχυμένο σήμα προστίθεται και μια σειρά αρμονικών συνιστωσών του αρχικού σήματος όπως περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 2.2.1. Η προκύπτουσα αρμονική παραμόρφωση οφείλεται στη μη γραμμική συμπεριφορά των τρανζίστορ του ενισχυτή.[21]

Μελετώντας τη συνάρτηση μεταφοράς ενός PA προκύπτουν προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (IMD). Αυτά τα προϊόντα προκαλούν εκτός ζώνης εκπομπές και εντός ζώνης παραμορφώσεις. Τα πρώτα χαρακτηρίζονται από την φασματική αναγέννηση και έχουν ως αποτέλεσμα την αύξηση του εύρους ζώνης μετάδοσης και την παρεμβολή σε γειτονικά κανάλια. Η παραμόρφωση εντός ζώνης προκαλεί ενδοδιαμόρφωση, η οποία εμφανίζεται ως παραμόρφωση στον αστερισμό του σήματος και αυξάνει τα ποσοστά σφάλματος bit στον δέκτη (BER).[20]

Για τον περιορισμό της παραμόρφωσης η απλούστερη μέθοδος είναι η λειτουργία του PA στη γραμμική του περιοχή χρησιμοποιώντας το επίπεδο ενίσχυσης κάτω από το επίπεδο κορεσμού,χαμηλώνοντας δηλαδή το επίπεδο ισχύος (power back-off) ή υποβιβασίζοντας την ισχύ του σήματος εισόδου. Ωστόσο, η γραμμική περιοχή του PA εκλείπει αποδοτικότητας για τη μετατροπή ισχύος [22]. Για παράδειγμα,η διάρκεια της μπαταρίας των ακουστικών μειώνεται όταν τα θέσουμε σε power back-off το οποίο είναι απαράδεκτο για τη βιομηχανία ασύρματων δικτύων που στοχεύει στην εισαγωγή περισσότερων δυνατοτήτων σε μικρότερες φορητές μονάδες που απαιτούν μεγαλύτερη διάρκεια ζωής της μπαταρίας. Έτσι,η μέθοδος power back-off δεν αποτελεί λύση για τους περισσότερους πομπούς σήμερα και η γραμμικοποίηση του ενισχυτή είναι η μόνη εφικτή επιλογή για τον σχεδιαστή.Εδώ έγκειται ένας συμβιβασμός που απασχολεί του σχεδιαστές συστημάτων.Πρόκειται για μια αντιπαράθεση μεταξύ της γραμμικότητας ενός συστήματος και της απόδοσής του.[20]

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι σε σήματα ευρείας ζώνης, ένα σημαντικό ποσό υστέρησης παρατηρείται σε έναν PA, που ορίζει φαινόμενα μνήμης.Η λέξη υστέρηση χρησιμοποιείται για οποιοδήποτε υπολειπόμενο αποτέλεσμα που εξαρτάται από τα στοιχεία του κυκλώματος σε έναν PA,υποδεικνύοντας ότι η ίδια είσοδος οδηγεί σε διαφορετική έξοδο, ανάλογα με την κατάσταση του PA. Με άλλα λόγια, οι παράμετροι του κυκλώματος δεν μπορούν να ανακτήσουν την αρχική τους κατάσταση μετά από μια μετάβαση.Τα φαινόμενα αυτά χωρίζονται στα φαινόμενα ηλεκτρικής μνήμης,που οφείλονται στη συχνοτική εξάρτηση της περιβαλλουσα και της αντίστασης του κόμβου σε έναν PA και τα θερμικά φαινόμενα μνήμης,που οφείλονται στη μεταβολή του επιπέδου θερμοκρασίας στο σύστημα.Ως εκ τούτου η θεωρητική μοντελοποίηση των PAs πρέπει να λαμβάνει υπόψη τα παραπάνω φαινόμενα [18].

2.3.3 Αντιμετώπιση των μη γραμμικοτήτων με τη χρήση αντισταθμιστών

Βασική προϋπόθεση του σχεδιασμού πολύπλοκων αλλά και λιγότερο σύνθετων τεχνολογιών αποτελεί ο σωστότερος και αποδοτικότερος σχεδιασμός του πομπού και του δέκτη,με στόχο τη λήψη της μεταδιδόμενης ροής δεδομένων με όσο το δυνατόν λιγότερα σφάλματα [10].Σημαντικό μερίδιο για το σχεδιασμό αποδοτικότερων πομποδεκτών αποδίδεται στην εξέλιξη του κλάδου της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (digital signal processing,DSP).Η DSP τεχνική αποτελεί έναν εύχρηστο τρόπο επεξεργασίας του σήματος,ενώ δεν περιορίζεται από προβλήματα συγχρονισμού και συμβατότητας.Η παρούσα εργασία ασχολείται με αυτή την τεχνική βελτίωσης των σημάτων και συγκεκριμένα σχημάτων διαμόρφωσης QAM.Λόγω του ότι η μορφή του κάθε συστήματος ποικίλει έχουν επιλεγεί σχήματα διαμόρφωσης τόσο για το μονοτονικό σήμα όσο και για σήματα πολλαπλών φερουσών.Στα συστήματα OFDM, ο συνδυασμός διαφορετικών σημάτων με διαφορετική φάση και πλάτος δίνουν ένα μεγάλο δυναμικό εύρος το οποίο χαρακτηρίζεται από υψηλό PAPR, οδηγώντας στην εμφάνιση μη γραμμικοτήτων .Όντας τα OFDM σήματα επιρρεπή σε τέτοιες μορφές υποβάθμισης,ως μέθοδο τε-

χνικής αντιστάθμισης των μη γραμμικοτήτων επιλέγεται η χρήση του αναπτύγματος Volterra καθώς βελτιώνει φαινόμενα μη γραμμικής συμπεριφοράς.

Κεφάλαιο 3

Αντιστάθμιση της μη γραμμικής παραμόρφωσης με χρήση σειρών Volterra

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο παρουσιάζεται το μοντέλο των σειρών Volterra. Οι σειρές Volterra χρησιμοποιούνται προκειμένου να περιγράψουν τη μη γραμμική συμπεριφορά ενεργών ηλεκτρονικών, όπως οι ενισχυτές ισχύος και ηλεκτρο-οπτικά στοιχεία, που χρησιμοποιούνται ευρέως σε A-RoF υλοποιήσεις. Στη συνέχεια παρουσιάζεται ειδικότερα η πολυπλοκότητα αυτής της τεχνικής και η εφαρμογή του αναπτύγματος Volterra σε γραμμικούς ισοσταθμιστές με στόχο το καλύτερο φιλτράρισμα του σήματος τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη. Για το σκοπό αυτό μελετήθηκαν οι ψηφιακοί ισοσταθμιστές least-mean squares και least squares.

3.1 Μοντελοποίηση των μη γραμμικοτήτων σε RoF συστήματα

Στα σύγχρονα ασύρματα υψηλής ταχύτητας επικοινωνιακά συστήματα απαιτείται η εκμετάλλευση όλο και περισσότερων πόρων του καναλιού. Έτσι είναι αναγκαία η χρήση προηγμένων τεχνικών επεξεργασίας σημάτων που θα διασφαλίζουν την ποιότητα της μετάδοσης τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη. Έχουν αναπτυχθεί διάφορα μοντέλα που στοχεύουν στην γραμμικοποίηση του συστήματος καθώς και στην αντιστάθμιση της φασματικής παραμόρφωσης των σημάτων.

3.1.1 Σειρές Volterra

Ένα μη γραμμικό σύστημα με είσοδο $x(n)$ και έξοδο $y(n)$ φαίνεται στο Σχήμα 15 και μπορεί να περιγραφεί από ένα αναπτύγμα Taylor όπως αναφέρεται στο [18]. Όμως σε ευρυζωνικά RoF συστήματα μετάδοσης, η έξοδος του συστήματος μπορεί να μην αποτελεί στιγμιαία εξάρτηση εισόδου και εξόδου, αλλά να επηρεάζεται από προηγούμενες εισόδους. Αυτό το φαινόμενο είναι γνωστό ως φαινόμενο μνήμης και περιγράφεται εύκολα με τις σειρές Volterra.



Σχήμα 15: Μη γραμμικό RoF σύστημα [18].

Οι σειρές Volterra είναι γνωστές ως σειρές Taylor με μνήμη και χρησιμοποιούνται για να περιγράψουν μη γραμμικά συστήματα με φαινόμενα μνήμης συχνοτικής εξάρτησης. Αυτό το μοντέλο είναι χρήσιμο για το μη γραμμικό προσαρμοστικό φιλτράρισμα αφού το κλασσικό αναπτύγμα των γραμμικών προσαρμοστικών φίλτρων μπορεί εύκολα να επεκταθεί και να προσαρμοστεί σε αυτό το μοντέλο

[23]. Παρακάτω, περιγράφεται η επέκταση της σειράς Volterra ενός μη γραμμικού συστήματος αποτελούμενο από μια μη επαναληπτική σειρά εισόδου $x(k)$ και εξόδου $y(k)$ ως εξής

$$\begin{aligned}
 y(k) = & \sum_{l_1=1}^{\infty} w_{o1}(l_1)x(k-l_1) \\
 & + \sum_{l_1=1}^{\infty} \sum_{l_2=1}^{\infty} w_{o2}(l_1, l_2)x(k-l_1)x(k-l_2) \\
 & + \sum_{l_1=1}^{\infty} \sum_{l_2=1}^{\infty} \sum_{l_3=1}^{\infty} w_{o3}(l_1, l_2, l_3)x(k-l_1)x(k-l_2)x(k-l_3) \\
 & + \sum_{l_1=1}^{\infty} \sum_{l_2=1}^{\infty} \dots \sum_{l_i=1}^{\infty} w_{oi}(l_1, l_2, \dots, l_i)x(k-l_1)x(k-l_2)\dots x(k-l_i) \\
 & + \dots
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

όπου $w_{oi}(l_1, l_2, \dots, l_n)$, για $i = 0, 1, \dots, \infty$ είναι οι 1ης, 2ης, ..., ∞ τάξης παράμετροι της σειράς με άπειρο μήκος μνήμης. Ακόμα ο όρος $w_{oi}(l_1, l_2, \dots, l_n)$ είναι γνωστός και ως πυρήνας (kernel) του συστήματος. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι σε αυτήν την περίπτωση στο σήμα εισόδου έχει ενσωματωθεί η γραμμή καθυστέρησης ή αλλιώς tapped-delay line με την έξοδο. Γενικά όσο αυξάνεται η τάξη της μη γραμμικότητας τόσο μεγαλώνει το μήκος της σειράς καθιστώντας πιο πολύπλοκο τον υπολογισμό των συντελεστών [24].

3.1.2 Πολυπλοκότητα συστήματος

Έτσι είναι χρήσιμο να αποσαφηνιστεί ότι τα επακόλουθα αθροίσματα κάθε τάξης της σειράς Volterra μεγεθύνουν το πρόβλημα της πολυπλοκότητας. Παρακάτω παρουσιάζονται οι σειρές 3ης και 5ης τάξης μήκους μνήμης Q , ώστε να διευκρινιστεί περαιτέρω η σύνθετη φύση του μοντέλου.

3ης τάξης μήκους μνήμης Q

$$\begin{aligned}
 y(k) = & \sum_{l_1=1}^Q w_{o1}(l_1)x(k-l_1) \\
 & + \sum_{l_1=1}^Q \sum_{l_2=1}^Q w_{o2}(l_1, l_2)x(k-l_1)x(k-l_2) \\
 & + \sum_{l_1=1}^Q \sum_{l_2=1}^Q \sum_{l_3=1}^Q w_{o3}(l_1, l_2, l_3)x(k-l_1)x(k-l_2)x(k-l_3)
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

5ης τάξης μήκους μνήμης Q

$$\begin{aligned}
 y(k) = & \sum_{l_1=1}^Q w_{o1}(l_1)x(k-l_1) \\
 & + \sum_{l_1=1}^Q \sum_{l_2=1}^Q w_{o2}(l_1, l_2)x(k-l_1)x(k-l_2) \\
 & + \sum_{l_1=1}^Q \sum_{l_2=1}^Q \sum_{l_3=1}^Q w_{o3}(l_1, l_2, l_3)x(k-l_1)x(k-l_2)x(k-l_3) \\
 & + \sum_{l_1=1}^Q \sum_{l_2=1}^Q \sum_{l_3=1}^Q \sum_{l_4=1}^Q w_{o4}(l_1, l_2, l_3, l_4)x(k-l_1)x(k-l_2)x(k-l_3)x(k-l_4) \\
 & + \sum_{l_1=1}^Q \sum_{l_2=1}^Q \sum_{l_3=1}^Q \sum_{l_4=1}^Q \sum_{l_5=1}^Q w_{o5}(l_1, l_2, l_3, l_4, l_5)x(k-l_1)x(k-l_2)x(k-l_3)x(k-l_4)x(k-l_5)
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

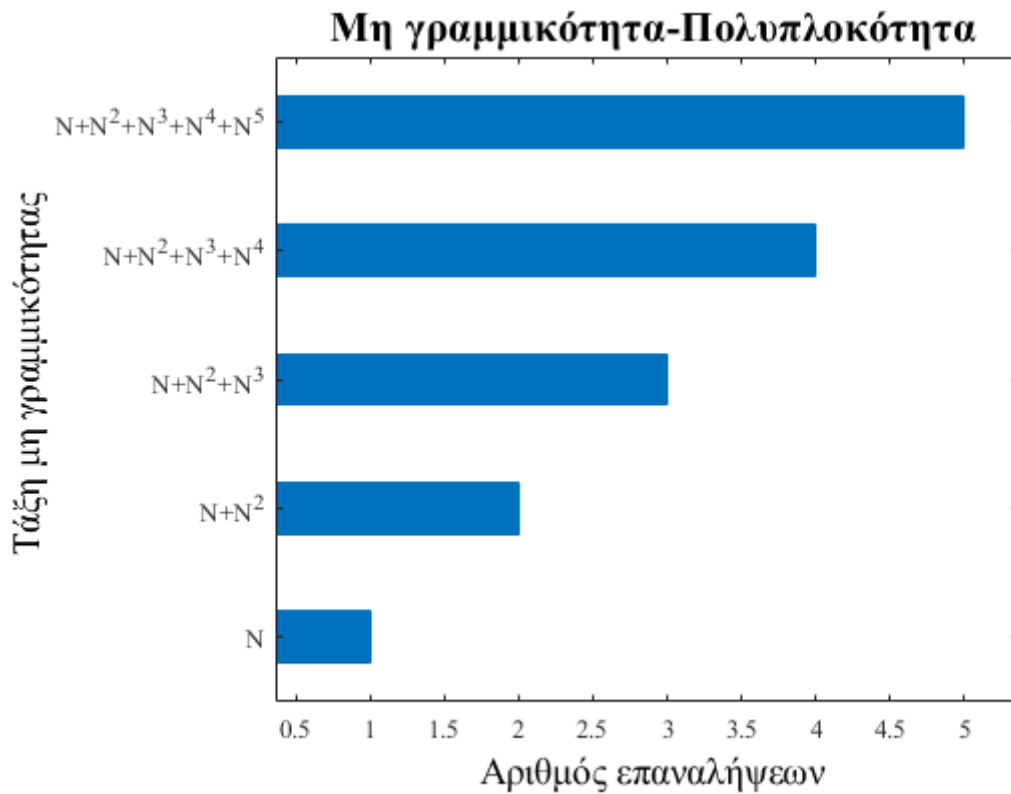
Στα παραπάνω αναπτύγματα παρουσιάζονται οι πολλαπλές μαθηματικές πράξεις που θα πρέπει να πραγματοποιηθούν σε ένα μοντέλο 3ης και 5ης τάξης μήκους μνήμης Q. Οι διαδοχικές πράξεις του πολλαπλασιασμού δηλώνουν έναν αυξημένης πολυπλοκότητας αλγόριθμο, ο οποίος θα είναι αδύνατον να υπολογιστεί σε σήματα μεγάλου μεγέθους. Συγκεκριμένα, εφόσον η σύνθετη δομή των σειρών Volterra βασίζεται στην τάξη της μη γραμμικότητας, τα μεγέθη των w, x πινάκων από τα οποία εκλαμβάνονται τα δεδομένα στο ληφθέν σήμα εξαρτώνται επίσης από την πολυπλοκότητα των υπολογισμών. Στον Πίνακα 1 παρουσιάζεται η πολυπλοκότητα και το μέγεθος των πινάκων των σειρών Volterra μέχρι 5ης μη γραμμικότητα και μνήμης N.

Πίνακας 1: Γενικός πίνακας μέχρι μη γραμμικότητα 5ης τάξης.

Nonlinearity	Complexity	W and X size
1	$O(N)$	$N \times 1$
2	$O(N^2)$	$(N+NN) \times 1$
3	$O(N^3)$	$(N+NN+NNN) \times 1$
4	$O(N^4)$	$(N+NN+NNN+NNNN) \times 1$
5	$O(N^5)$	$(N+NN+NNN+NNNN+NNNNN) \times 1$

Ακόμα στην Εικόνα 16 φαίνονται και γραφικά οι τιμές του παραπάνω πίνακα. Για την αποσαφήνιση του περιεχομένου των πινάκων w, x παρουσιάζεται και γραφικά η υπολογιστική δυσχέρεια των πράξεων. Ειδικότερα, στον Πίνακα 2 διατυπώνεται το αλγοριθμικό μοντέλο της σειράς Volterra ως προς τον αριθμό των συνεχόμενων αθροισμάτων συνολικά, δηλαδή τις συνολικές προσθέσεις που απαιτούνται με βάση την τάξη της σειράς, καθώς και ως προς τα μέγιστα συνεχόμενα αθροίσματα, που όπως φαίνεται σε μια 5ης τάξης σειρά καταγράφονται πέντε μέγιστα συνεχόμενα αθροίσματα για μήκους μνήμης 5. Στη συνέχεια παρουσιάζεται και ο Πίνακας 3 για 3ης μοντέλα μεταβάλλοντας το μήκος της μνήμης του αναπτύγματος.

Στους εν λόγω πίνακες καθίσταται αντιληπτό ότι η τάξη προσδιορίζει το βαθμό των μέσων επαναλήψεων που απαιτούνται καθώς και το μέγεθος των πινάκων w και x , όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Για 5ης τάξης σειρά και μνήμης $Q = 5$ οι τιμές του πίνακα πενταπλασιάζονται.



Σχήμα 16: Αντίστοιχο γράφημα του πίνακα 1.

Πίνακας 2: Πίνακας $Q = 5$ μεταβάλλοντας μη γραμμικότητα.

Nonlinearity	W and X size
1	5x1
2	30x1
3	155x1
4	780x1
5	3905x1

Memory 5

Πίνακας 3: Πίνακας 3ης τάξης μεταβάλλοντας τη μνήμη.

Memory	W and X size
1	3x1
2	14x1
3	39x1
4	84x1
5	155x1

Nonlinearity 3

Για λόγους πληρότητας περιλαμβάνονται και οι παράκατω πίνακες μεταβάλλοντας το μέγεθος $Q = 1, 2, 3, 4$ και την τάξη της μη γραμμικότητας αντίστοιχα. Στη συνέχεια παρουσιάζονται και τα αντίστοιχα διαγράμματα που προέκυψαν από τους Πίνακες 2,3.

Όπως φαίνεται από τους πίνακες πρόκειται για ένα αρκετά σύνθετο μοντέλο που η χρήση του καθίσταται δύσκολη σε πραγματικά συστήματα. Έτσι έχουν σχεδιαστεί πιο απλοποιημένα αναπτύγ-

Πίνακας 4: $Q = 1$

Nonlinearity	W and X size
1	1x1
2	2x1
3	3x1
4	4x1
5	5x1

Πίνακας 5: $Q = 2$

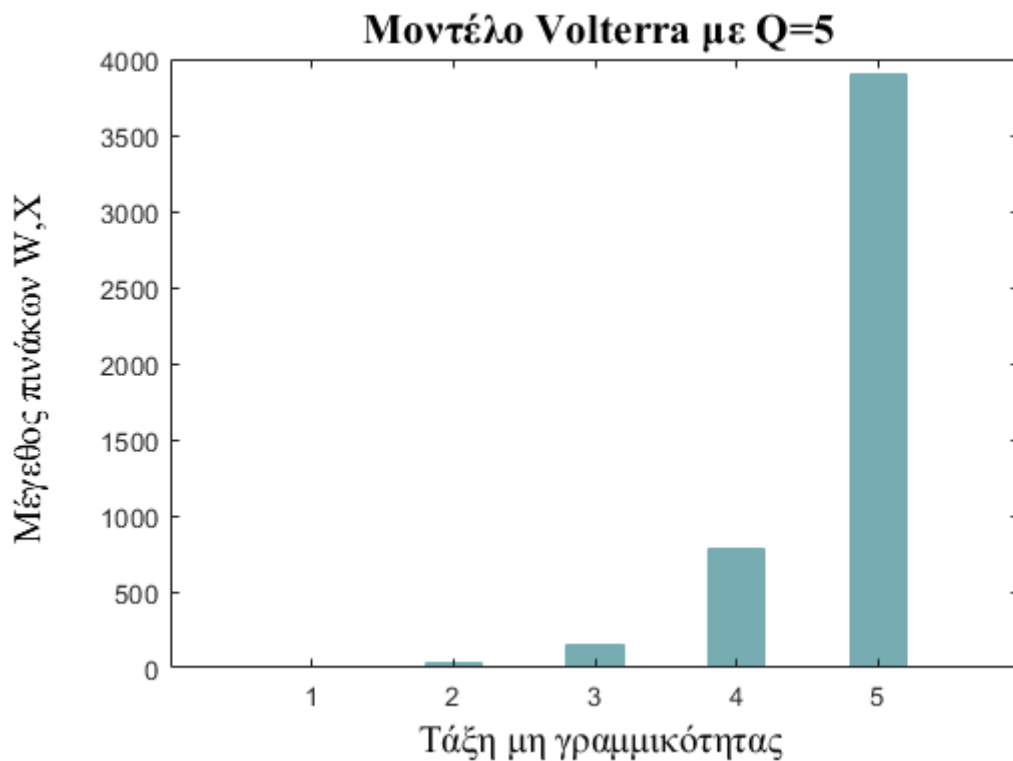
Nonlinearity	W and X size
1	2x1
2	6x1
3	14x1
4	30x1
5	62x1

Πίνακας 6: $Q = 3$

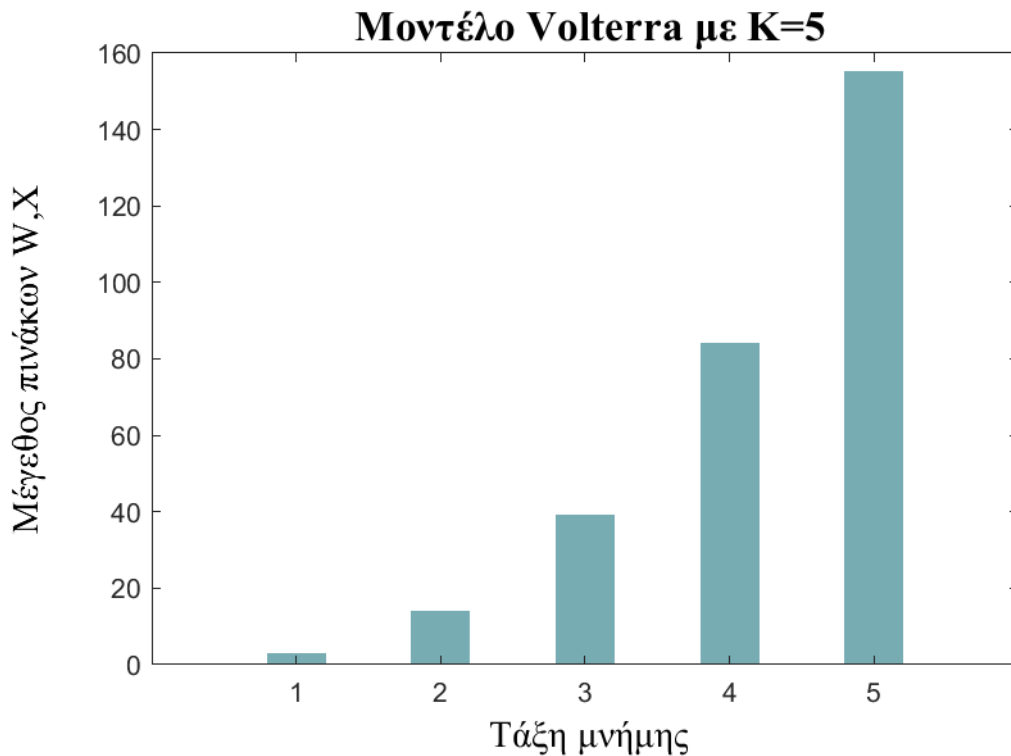
Nonlinearity	W and X size
1	3x1
2	12x1
3	39x1
4	120x1
5	363x1

Πίνακας 7: $Q = 4$

Nonlinearity	W and X size
1	4x1
2	20x1
3	84x1
4	340x1
5	1364x1

**Σχήμα 17:** Αντίστοιχο γράφημα του πίνακα 2

ματα της σειράς Volterra. Ένα τέτοιο παράδειγμα όπως προτείνεται στο [25] είναι το παρακάτω απλοποιημένο μοντέλο που έχει σχεδιαστεί για προπαραμόρφωση. Συγκεκριμένα η έξοδος y ενός προπαραμορφωτή δίνεται από τη σχέση



Σχήμα 18: Αντίστοιχο γράφημα του πίνακα 3

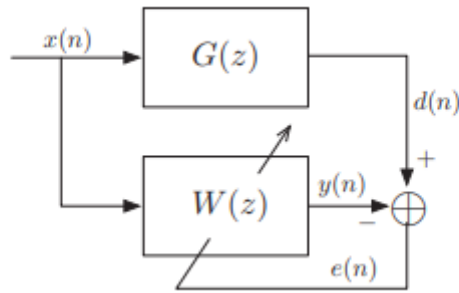
$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q c_{kq} x(n-q) |x(n-q)|^{k-1} \quad (3.4)$$

όπου x η είσοδος του σήματος, c_{kq} οι πολυωνυμικοί παράμετροι, και K, Q η τάξη μη γραμμικότητας και το μήκος μνήμης, αντίστοιχα. Η εξίσωση 3.4 είναι μια απλοποιημένη μορφή της σειράς Volterra στην οποία περιλαμβάνονται μόνο οι διαγώνιοι όροι των πυρήνων της καθιστώντας εύκολη την χρήση της.

3.2 Προσαρμοστικοί αλγόριθμοι: Υπολογισμός παραμέτρων μοντέλου Volterra

Οι σειρές Volterra όπως αναφέρθηκε παραπάνω μπορούν να περιγράψουν μία μη γραμμική συνάρτηση. Επειδή όμως ο υπολογισμός των συντελεστών καθίσταται αρκετά πολύπλοκος χρησιμοποιείται η μοντελοποίηση της αντίστροφης μήτρας της σειράς. Συγκεκριμένα στην Εικόνα 19 παρουσιάζεται το διάγραμμα της υλοποίησης των προσαρμοστικών αλγορίθμων. Ουσιαστικά, ο βασικός στόχος είναι η εκτίμηση των παραμέτρων του μοντέλου, $W(z)$ ενός φίλτρου, στην παρούσα εργασία Volterra, $G(z)$.

Σύμφωνα με την βιβλιογραφία [26], υπάρχουν δύο διαφορετικές προσεγγίσεις που έχουν χρησιμοποιηθεί ευρέως στην ανάπτυξη διαφόρων προσαρμοστικών αλγορίθμων, οι στοχαστικές και ντετερμινιστικές μέθοδοι. Αδιαμφισβήτητα και οι δύο αυτές προσεγγίσεις έχουν πολλές παραλλαγές στις υλοποιήσεις τους, όμως η παρούσα εργασία θα περιοριστεί στην διατύπωση δύο βασικών προσαρμοστικών αλγορίθμων της κάθε κατηγορίας:



Σχήμα 19: Σχεδιάγραμμα προσαρμοστικού αλγόριθμου φιλτραρίσματος.[26]

- τον least-mean square ή αλλιώς LMS αλγόριθμο.
- και least-square ή LS αλγόριθμο.

Η πρώτη κατηγορία στοχαστικών προσαρμοστικών αλγορίθμων στηρίζεται στη θεωρία φίλτρων Wiener, όπου οι βέλτιστοι συντελεστές ενός γραμμικού φίλτρου υπολογίζονται με ελαχιστοποίηση του μέσου τετραγωνικού σφάλματός (MSE) του. Η ελαχιστοποίηση του MSE, ύπο αυστηρή έννοια, απαιτεί ορισμένα στατιστικά στοιχεία που λαμβάνονται μέσω του μέσου όρου του συνόλου, το οποίο μπορεί να μην είναι εφικτό σε πρακτικές εφαρμογές. Το πρόβλημα επιλύεται χρησιμοποιώντας τους μέσους χρόνους αντί για το σύνολο μέσων όρων. Στην πραγματικότητα, ο διάσημος αλγόριθμος με μέσο τετραγωνικό σφάλμα, least-mean square (LMS), ο οποίος είναι ο πιο βασικός και ευρέως χρησιμοποιούμενος αλγόριθμος σε διάφορες εφαρμογές προσαρμοστικών φίλτρων, χρησιμοποιεί την στιγμιαία τιμή του τετραγώνου του σήματος σφάλματος ως εκτίμηση του MSE. Αποδεικνύεται ότι αυτή η πολύ γενική εκτίμηση του MSE, όταν χρησιμοποιείται με μικρό βήμα, step-size, για την αναζήτηση των βέλτιστων συντελεστών του φίλτρου, οδηγεί σε έναν πολύ απλό και όμως αξιόπιστο προσαρμοστικό αλγόριθμο.

Το κύριο μειονέκτημα του αλγορίθμου LMS είναι ότι η συμπεριφορά σύγκλισης είναι υψηλή ανάλογα με τη φασματική πυκνότητα ισχύος της εισόδου του φίλτρου. Όταν η είσοδος είναι λευκή, δηλαδή το φάσμα ισχύος του φίλτρου εισόδου είναι επίπεδο σε όλο το φάσμα των συχνοτήτων, ο αλγόριθμος LMS συγκλίνει πολύ γρήγορα. Ωστόσο, όταν ορισμένες ζώνες συχνοτήτων δεν είναι καλά προσαρμοσμένες (δηλαδή, η ενέργεια του σήματος σε αυτές τις ζώνες είναι σχετικά χαμηλή), εμφανίζονται μερικοί χαμηλοί χρόνοι σύγκλισης, οδηγώντας έτσι σε πολύ αργή σύγκλιση σε σύγκριση με την περίπτωση της λευκής εισόδου. Με άλλα λόγια, για να συγκλίνει γρήγορα, ο αλγόριθμος LMS απαιτεί ίση διέγερση κατά τη διάρκειά του σε ολόκληρο το φάσμα των συχνοτήτων.

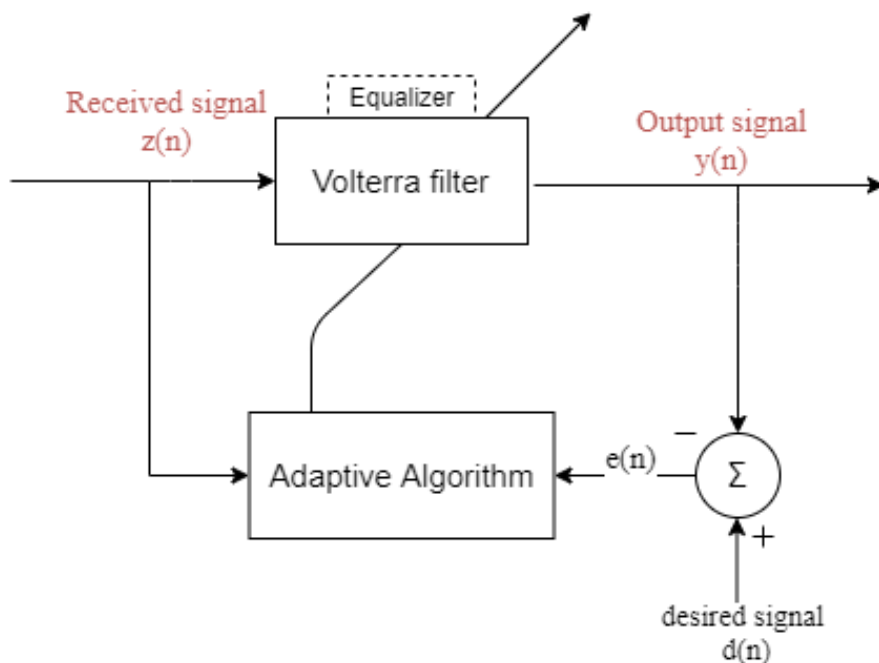
Στην δεύτερη κατηγορία, η μέθοδος των ελαχίστων τετραγώνων προσεγγίζει το πρόβλημα της βελτιστοποίησης του φίλτρου από ντετερμινιστική σκοπιά. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, στη θεωρία του φίλτρου Wiener, το επιθυμητό φίλτρο αποκτάται από το ελαχιστοποιημένο MSE, δηλαδή μια στατιστική ποσότητα. Στη μέθοδο των ελαχίστων τετραγώνων, ο δείκτης απόδοσης είναι το άθροισμα των σταθμισμένων τετραγώνων σφάλματος για τα δεδομένα, δηλαδή, μια αιτιοκρατική ποσότητα. Μια συνέπεια αυτής της ντετερμινιστικής προσέγγισης ελαχίστων τετραγώνων-least square (LS), γενικά, είναι ότι συγκλίνουν πολύ πιο γρήγορα από τους αλγόριθμους που βασίζονται στην τεχνική LMS. Οι εν λόγω αλγόριθμοι αυτής της μεθόδου δεν επηρεάζονται από την φασματική πυκνότητα ισχύος του σήματος εισόδου. Σε βάρος όμως αυτής της επίτευξης, δηλαδή της βελτιωμένης απόδοσης σύγκλισης, είναι η μεγαλύτερη υπολογιστική πολυπλοκότητα και η χαμηλότερη αριθμητική σταθερότητα.

3.2.1 LMS προσαρμοστικός αλγόριθμος

Η μέθοδος ελαχίστου μέσου τετραγώνου (LMS) αφορά έναν αλγόριθμο αναζήτησης, στον οποίο μια απλοποίηση του υπολογισμού του διανύσματος κλίσης του, καθιστά ικανή την κατάλληλη τροποποίηση της αντικειμενικής (object) συνάρτησης. Ο LMS αλγόριθμος, καθώς και άλλοι σχετικοί με

αυτών, χρησιμοποιούνται ευρέως σε διάφορες εφαρμογές προσαρμοστικού φιλτραρίσματος λόγω της υπολογιστικής απλότητας. Τα χαρακτηριστικά σύγκλισης του αλγορίθμου LMS εξετάζονται προκειμένου να καθοριστεί ένα εύρος για το συντελεστή σύγκλισης που θα εγγυάται τη σταθερότητα. Η ταχύτητα σύγκλισης του LMS φαίνεται να εξαρτάται από την εξάπλωση ιδιοτιμών της μήτρας συσχέτισης του σήματος εισόδου.

Ο αλγόριθμος LMS είναι μακράν ο πιο ευρέως χρησιμοποιούμενος αλγόριθμος στο προσαρμοστικό φιλτράρισμα για διάφορους λόγους. Τα κύρια χαρακτηριστικά που προσέλκυσαν τη χρήση του αλγορίθμου LMS είναι η χαμηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα στην λύση Wiener και η σταθερή συμπεριφορά όταν εφαρμόζεται με πεπερασμένη αριθμητική ακρίβεια. Συνήθως, μια προσαρμοστική μονάδα αλγορίθμου αποτελείται από ένα φίλτρο μεταφοράς για την επεξεργασία του σήματος εισόδου και έναν αλγόριθμο για την ενημέρωση των συντελεστών όπως αναφέρθηκε στην Εικόνα 20. [25]



Σχήμα 20: Σχεδιάγραμμα αντισταθμιστή.

Συγκεκριμένα, ο αλγόριθμος LMS ενημερώνει τους συντελεστές του σύμφωνα με την εξής σχέση [27].

$$W(n + 1) = W(n) + 2\mu e(n)X(n) \quad (3.5)$$

όπου $X(n)$ η είσοδος του σήματος και W το διάνυσμα των παραμέτρων του φίλτρου που ορίζεται από

$$W(n) = [w_0, w_1, w_2, \dots, w_l] \quad (3.6)$$

ενώ το σφάλμα της n δειγματοληψίας εκφράζεται με την ακόλουθη εξίσωση

$$e(n) = d(n) - X^T(n)W(n) \quad (3.7)$$

ως $d(n)$ τίθεται η επιθυμητή έξοδος και ως $X^T(n)W(n)$ είναι η εκτίμηση του σήματος η οποία περιγράφεται και ως $y(n)$. Σύμφωνα με όσα γράφονται στα [23],[25],[26],[27], η παράμετρος μ είναι αυτή που καθορίζει το βήμα, step-size, και την σταθερότητα του συστήματος. Προκειμένου να διασφαλιστεί η σύγκλιση του αλγορίθμου θα πρέπει

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{max}} \quad (3.8)$$

όπου λ_{max} υπολογίζεται ως η μέγιστη ιδιοτιμή της μήτρας αυτοσυσχέτισης του σήματος εισόδου.

Επιπλέον είναι σημαντικό για την υλοποίηση του LMS αλγορίθμου να αποσαφηνιστεί ότι η εξίσωση 3.7 αναφέρεται ως επανάληψη LMS καθώς προτείνει μια απλή διαδικασία για την αναδρομική προσαρμογή των συντελεστών φίλτρου μετά την άφιξη κάθε νέου δείγματος εισροών, $x(n)$, και το αντίστοιχο επιθυμητό δείγμα εξόδου, $d(n)$ [26]. Οι εξισώσεις 3.5,3.7, καθορίζουν τα τρία βήματα που απαιτούνται για να ολοκληρωθεί κάθε επανάληψη του αλγορίθμου LMS. Η εξίσωση 3.8 αναφέρεται ως φιλτράρισμα και εκτελείται για να ανακτήσει την έξοδο του φίλτρου. Η εξίσωση 3.7 χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό του σφάλματος εκτίμησης, ενώ η 3.5 είναι η αναδρομική προσαρμογή του κάθε βάρους w (tap-weight). Ο Πίνακας 8 παρουσιάζει μια περίληψη του αλγορίθμου LMS.

Πίνακας 8: Βήματα αλγορίθμου LMS.

Αρχικοποίηση
$\mathbf{x}(0) = \mathbf{w}(0) = [0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$
Επανάληψη όσο $k \geq 0$
$e(n) = d(n) - \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n)$
$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n)$

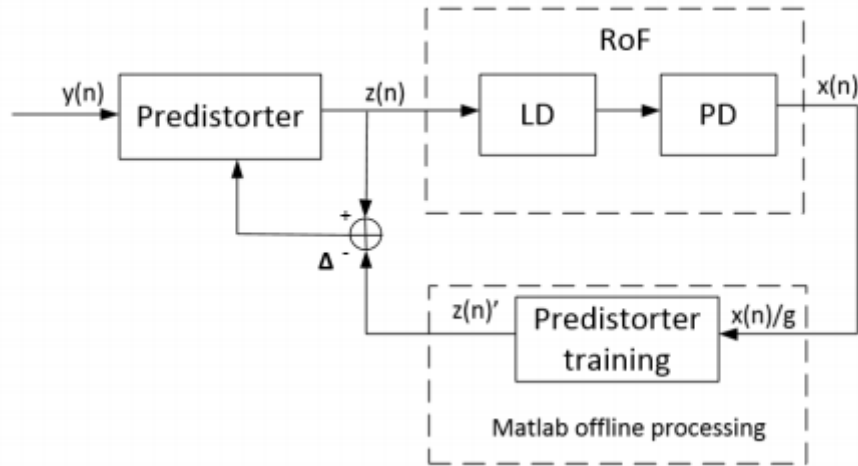
Το κύριο χαρακτηριστικό του αλγορίθμου LMS είναι η απλότητα του. Η εφαρμογή του απαιτεί πολλαπλασιασμούς $2N + 1$ (N πολλαπλασιασμούς για τον υπολογισμό της απόδοσης $y(n)$, έναν για την απόκτηση $(2\mu) \times e(n)$ και N για το βαθμωτό γινόμενο διανυσμάτων $(2\mu e(n)) \times x(n)$) και επιπλέον $2N$. Ένα άλλο σημαντικό χαρακτηριστικό του αλγορίθμου LMS, που είναι εξίσου σημαντικό, είναι η σταθερή απόδοση του μοντέλου καθώς μεταβάλλονται οι συνθήκες του σήματος. Το κύριο μειονέκτημα του LMS είναι η αργή σύγκλιση όταν η υποκειμένη διαδικασία εισαγωγής είναι πολύ μεγάλη.

3.2.2 LS προσαρμοστικός αλγόριθμος

Στο παρόν υποκεφάλαιο παρουσιάζεται ο least-square αλγόριθμος που προκύπτει με βάση τη μέθοδο των ελαχίστων τετραγώνων, η οποία ανήκει στο ντετερμινιστικό πλαίσιο. Γενικά οι σειρές Volterra μπορούν να ενσωματωθούν τόσο σε έναν προπαραμορφωτή όσο και σε έναν αντισταθμιστή. Για παράδειγμα στο διάγραμμα 21 φαίνεται η υλοποίηση ενός προπαραμορφωτή σύμφωνα με το [18].

Η έξοδος $z(n)$ είναι η απλοποιημένη σειρά Volterra που μοντελοποιήθηκε στο κεφάλαιο 3.1.2. Ο δοκιμαστικός προπαραμορφωτής ή αλλιώς όπως φαίνεται στο σχήμα Predistorter training έχει έξοδο τη $z(n)$ που υπολογίζεται από την εξίσωση 3.9,

$$z(n)' = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q c_{kq} \frac{x(n-q)}{g} \left| \frac{x(n-q)}{g} \right|^{k-1} \quad (3.9)$$



Σχήμα 21: Διάγραμμα προ-παραμορφώσης για τον υπολογισμό παραμέτρων.[26]

όπου $x(n - q)/g$ και $z(n)'$ η είσοδος και η έξοδος του προπαραμορφωτή, αντίστοιχα και g το κέρδος του RoF συστήματος.

Η μέθοδος του ελαχίστου τετραγώνου (LS) έχει γρήγορο ρυθμό σύγκλισης, ιδιαίτερα όταν η γνωστή ακολουθία του σήματός που χρησιμοποιείται για τη σύγκλιση του αλγορίθμου είναι μικρή. Η μέθοδος LS όπως φαίνεται στο σχήμα 21, για τον υπολογισμό των συντελεστών, βασίζεται στην ελαχιστοποίηση του τετραγωνικού σφάλματος που είναι η διαφορά μεταξύ της εξόδου $z(n)'$ του προκαθοριστή και της εισόδου $z(n)$. Στην εξίσωση 3.9, αν θεωρηθεί ότι

$$u_{kq} = \frac{x(n - q)}{g} \left| \frac{x(n - q)}{g} \right|^{k - 1} \quad (3.10)$$

τότε προκύπτει η σχέση μεταξύ της εξόδου του προ-παραμορφωτή και των συντελεστών ως εξής

$$Z = KU \quad (3.11)$$

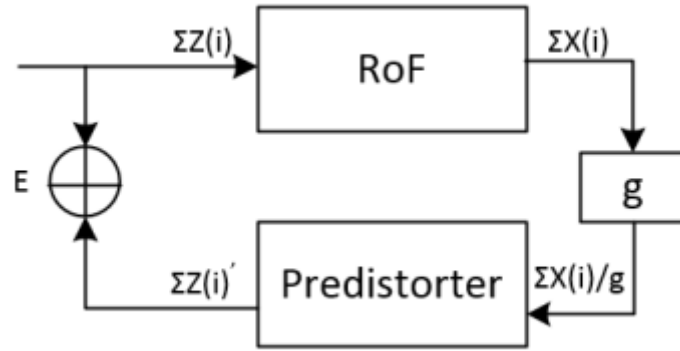
όπου

$$\begin{aligned} Z &= [z(0), z(1), \dots, z(n)]^T \\ K &= [c_{10}, \dots, c_{k0}, \dots, c_{1q}, \dots, c_{kq}]^T \\ U &= [u_{10}, \dots, u_{k0}, \dots, u_{1q}, \dots, u_{kq}] \\ u_{kq} &= [u_{kq}(0), u_{kq}(1), \dots, u_{kq}(n)]^T \end{aligned} \quad (3.12)$$

Οι δείκτες k και q αντιστοιχούν στην τάξη της μη γραμμικότητας και τη μνήμη. Από το σύστημα μετάδοσης τα δεδομένα του σήματος εισόδου και εξόδου έχουν ήδη δειγματοληφθεί και η μέθοδος LS εφαρμόζεται για την απόκτηση του πίνακα K που περιέχει τα στοιχεία των συντελεστών.

Η ιδέα της εφαρμογής της μεθόδου LS στο προτεινόμενο μοντέλο παρουσιάζεται στο Σχήμα 22, η είσοδος $\Sigma Z(i)$ είσοδο και η έξοδος $\Sigma X(i)$ του RoF συνδέσεων μετάδοσης λαμβάνονται πρώτα. Στη συνέχεια, η είσοδος του προκαθοριστή αποκτάται από την έξοδο διαιρούμενη με το κέρδος το οποίο έχει ως αποτέλεσμα $\Sigma \frac{X(i)}{g}$ και από την εξίσωση 3.11 προκύπτει η έξοδος του προπαραμορφωτή.

Για την εκτίμηση των παραμέτρων, η σχέση που δηλώνει την ελαχιστοποίηση του τετραγωνικού σφάλματος E είναι η εξής



Σχήμα 22: Διάγραμμα LS για την απόκτηση των παραμέτρων [2]

$$E = \sum_{i=1}^n (Z_i - K X_i)^2 \quad (3.13)$$

όπου Z_i και X_i η είσοδος και η έξοδος του συστήματος.

3.2.3 Σχολιασμός μεθόδων

Η μέθοδος εκτίμησης του καναλιού με βάση τον αλγόριθμο LMS και LS παρουσιάστηκε παραπάνω και λειτουργεί ως προοίμιο για την πρακτική εφαρμογή τους στο πειραματικό μέρος. Από βιβλιογραφικές έρευνες είναι ευρέως γνωστό ότι το αλγοριθμικό μοντέλο του LMS υλοποιεί πιο συχνά ενός φορέα -single carrier- σήματα σε σχέση με τον LS υπολογιστικό αλγόριθμο που καθίσταται συνήθης επιλογή σε σήματα με πολλαπλών φερουσών -multicarrier- όπως τα OFDM.

Ο πιο ουσιώδης λόγος στην προτίμηση των δύο τεχνικών έγκειται τόσο στην απόδοση όσο και στην μορφή του κάθε μοντέλου. Συγκεκριμένα, ο LS χρησιμοποιείται πρακτικά σε πραγματικούς σταθμούς του συστήματος OFDM επειδή είναι απλός και γρήγορος αλγόριθμος και εύκολος στην εφαρμογή του [28], σε αντίθεση με τον LMS που πρόκειται για έναν επαναλαμβανόμενο/-αναδρομικό (decision feedback) αλγόριθμο με πιο πολύπλοκη δομή αλλά καλύτερη απόδοση σε single carrier υλοποιήσεις.

Κεφάλαιο 4

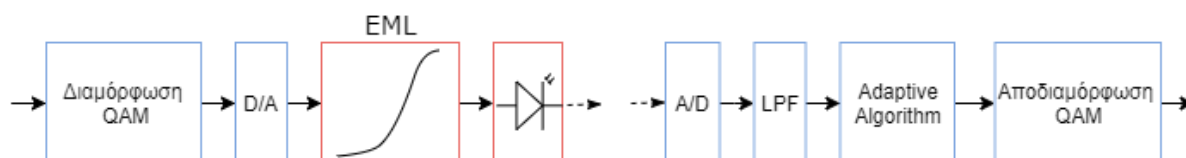
Υπολογιστικό Μέρος

Το παρόν κεφάλαιο χωρίζεται σε δύο μέρη. Το πρώτο εστιάζει στη μελέτη της επίδρασης των μη γραμμικοτήτων τόσο σε μονοτονικά σήματα (single carrier) όσο και σήματα πολλαπλών φερουσών (multi carrier), όταν αλλάζει η περιοχή λειτουργίας ενός οπτικού διαμορφωτή EML λόγω αυξομειώσεων στην τάση V_{pp} του μεταδιδόμενου σήματος. Κατά το δεύτερο μέρος γίνεται η υλοποίηση γραμμικών ισοσταθμιστών, οι οποίοι ως απώτερο στόχο θα μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συνδυασμό με το ανάπτυγμα Volterra για την υλοποίηση μη γραμμικών ισοσταθμιστών στοχεύοντας τελικά στην βελτίωση της απόδοσης της A-RoF μετάδοσης.

4.1 Λεπτομέρειες υλοποίησης

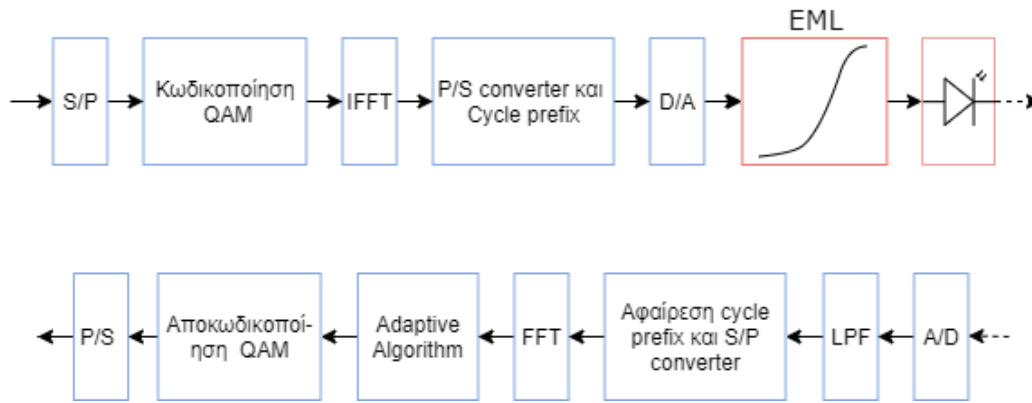
Στο πλαίσιο της εργασίας χρησιμοποιούνται τα σχήματα διαμόρφωσης QPSK και 16-QAM σε περιβάλλον MATLAB®. Τα δύο αυτά σχήματα διαμόρφωσης ενσωματώθηκαν στον κώδικα για να επιτευχθεί η ψηφιακή επεξεργασία single carrier και OFDM σημάτων όπως φαίνεται στο σχήμα 23 και 24.

Στο πρώτο σχήμα ενσωματώθηκαν τα στάδια επεξεργασίας μια ενιαίας μετάδοσης (single carrier) σήματος. Κατά την υλοποίηση 4-/16-QAM single carrier μετάδοσης, η μόνη παράμετρος που τροποποιήθηκε ήταν ο αριθμός των συμβόλων που αναπαριστά ένα σχήμα M-αδικής διαμόρφωσης. Έτσι λοιπόν χρησιμοποιήθηκαν 1000 δυφία με ρυθμό συμβόλου στα 0.5GHz. Μετά από τη διαμόρφωση του σήματος για να προσομοιωθεί η οπτική μετάδοση είναι απαραίτητη η μετατροπή του ψηφιακού σήματος σε αναλογικό. Η συχνότητα δειγματοληψίας πρέπει να επιλέγεται ώστε να ικανοποιείται το κριτήριο του Nyquist. Δεδομένου ότι για το βαθυπερατό διαμορφωμένο σήμα η συχνότητα δειγματοληψίας πρέπει να είναι διπλάσια από την συχνότητα μετάδοσης, επιλέγεται ως 8GHz με βάση τον αριθμό των δειγμάτων, δηλαδή 16. Η φέρουσα που μετατόπισε το σήμα προτού οδηγηθεί στο δέκτη υπολογίστηκε στα 3.5GHz. Μετά την μετατροπή σε αναλογικό και μεταβάλλοντας την πόλωση του σήματος, το προς μετάδοση σήμα υφίσταται την αντίστροφη διαδικασία στην πλευρά του δέκτη. Η εισαγωγή ενός βαθυπερατού φίλτρου (Low-Pass Filter) είναι απαραίτητη αφού αποκόπτει τις ανεπιθύμητες συχνότητες και βελτιώνει την εγκυρότητα του συστήματος. Τέλος, η διαδικασία ολοκληρώνεται με έναν προσαρμοστικό αλγόριθμο και τον υπολογισμό του σφάλματος αστερισμού της κάθε διαμόρφωσης.



Σχήμα 23: Ψηφιακή επεξεργασία single carrier σήματος.

Στην επόμενη εικόνα παρουσιάζεται η ψηφιακή επεξεργασία της τεχνικής OFDM προσαρμοσμένη στα δεδομένα της παρούσας εργασίας. Όπως αναλύθηκε εκτενώς στο Υποκεφάλαιο 2.1.1 κατά την OFDM υλοποίηση προστίθεται ένας IFFT και εισάγεται κυκλικό πρόθεμα σε σύγκριση με τα μονοτονικά σήματα. Η τιμή του ρυθμού συμβόλου δεν άλλαξε, αλλά επιλέχθηκαν 204 subcarriers για το



Σχήμα 24: Ψηφιακή υλοποίηση OFDM σήματος.

προς μετάδοση σήμα, καθιστώντας το μέγεθος του FFT 256. Το μέγεθος του κυκλικού προθέματος επιλέχθηκε να είναι το 1/4 του μήκους του IFFT ($cp=64$). Επιπλέον στον εν λόγω κώδικα χρησιμοποιήθηκαν 500 OFDM σύμβολα και για τις δύο M-QAM διαμορφώσεις με ρυθμό συμβόλου στα 0.5GHz. Ακρβώς όπως και πριν όπως φαίνεται και στο σχήμα 23, μετά από τη διαμόρφωση του σήματος για να προσομοιωθεί η οπτική μετάδοση είναι απαραίτητη η μετατροπή του ψηφιακού σήματος σε αναλογικό. Η συχνότητα δειγματοληψίας πρέπει να επιλέγεται ώστε να ικανοποιείται το κριτήριο του Nyquist. Δεδομένου ότι για το βαθυπερατό διαμορφωμένο σήμα η συχνότητα δειγματοληψίας πρέπει να είναι διπλάσια από την συχνότητα μετάδοσης, επιλέγεται με βάση των αριθμό των δειγμάτων 16 ως 8GHz. Η φέρουσα που μετατόπισε το σήμα προτού οδηγηθεί στο δέκτη υπολογίστηκε ξανά στα 3.5GHz. Μετά την μετατροπή σε αναλογικό και μεταβάλλοντας την πόλωση του σήματος, το προς μετάδοση σήμα υφίσταται την αντίστροφη διαδικασία στην πλευρά του δέκτη. Η εισαγωγή ενός βαθυπερατού φίλτρου (Low-Pass Filter), όπως και πριν, είναι απαραίτητη αφού αποκόπτει τις ανεπιθύμητες συχνότητες και βελτιώνει την εγκυρότητα του συστήματος. Τέλος, η διαδικασία ολοκληρώνεται με έναν προσαρμοστικό αλγόριθμο και τον υπολογισμό του σφάλματος αστερισμού της κάθε διαμόρφωσης.

Για το κομμάτι της αντιστάθμισης των μονοτονικών σημάτων μελετήθηκαν οι εξής τρεις μέθοδοι αντιστάθμισης:

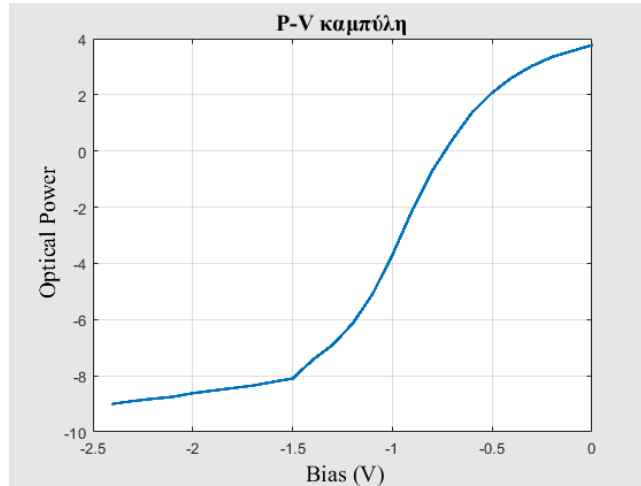
- τον LMS αντισταθμιστή με βάση τις έτοιμες συναρτήσεις του MATLAB®.
- έναν LMS αντισταθμιστή χωρίς αυτές.
- και τον αλγόριθμο LS.

Θα πρέπει να δοθεί έμφαση στον αλγόριθμο που σχεδιάστηκε στα πλαίσια της εργασίας, αφού η μόνη χρήση του αλγορίθμου LMS που βασίζεται στις έτοιμες συναρτήσεις του MATLAB® είναι για να επιβεβαιώσει την σωστή λειτουργία του πρώτου.

Αντίθετα η μοντελοποίηση των OFDM σημάτων αφορά τον αλγόριθμο LS καθώς ο LMS δεν αποτελεί επιλογή σε πρακτικά συστήματα σήμερα. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι παρ' ότι η λογική ενός LS ισοσταθμιστή παραμένει ίδια για τις παραπάνω υλοποιήσεις σημάτων, έχει διαφορετική μοντελοποίηση σε περιβάλλον MATLAB® για μονοτονικά σήματα και για OFDM σήματα.

Τα πειραματικά δεδομένα που προκύπτουν παρακάτω περιγράφουν τη συμπεριφορά του κάθε συστήματος ξεχωριστά, όταν ο αλγόριθμος αλλάζει τις παραμέτρους που επηρεάζουν τα φαινόμενα παρεμβολής και γραμμικότητας. Προκειμένου να προσομοιωθεί ψηφιακά ένα τέτοιο φαινόμενο χρησιμοποιήθηκε η χαρακτηριστική καμπύλη P-V, όπως φαίνεται στην Εικόνα 25, η οποία αντιστοιχεί σε ένα πραγματικό ηλεκτρο-απορροφητικό διαμορφωμένο λέιζερ (EML) και μελετήθηκε πειραματικά. Σημειώνεται ότι χρησιμοποιήθηκε ιδανική φωτοδίοδος με απόκριση -responsivity- τιμής 1. Αξίζει να σημειωθεί ότι από για τιμές τάσης περίπου 0.4V-1V η μετατροπή του σήματος από οπτικό σε ηλεκτρικό κυμαίνεται στην γραμμική περιοχή. Αν όμως το σήμα φτάσει στον κόρο με αύξηση της τάσης

τότε είναι φανερό ότι θα εμφανιστούν φαινόμενα μη γραμμικότητας. Πρακτικά λοιπόν, αλλάζοντας τις τιμές της μέσης τάσης (V dc) και της τάσης κορυφή-προς-κορυφή (V peak-to-peak) της κυματομορφής που μεταδίδεται μέσω του EML αναμένεται ότι θα μεταβάλλεται η ποιότητα που ανιχνεύεται στο δέκτη. Βέβαια, θα ήταν αδύνατη η αξιολόγηση των αντισταθμιστών αν απουσίαζε ο λευκός γκαουσιανός θόρυβος που υπάρχει σε κάθε φυσικό σύστημα.

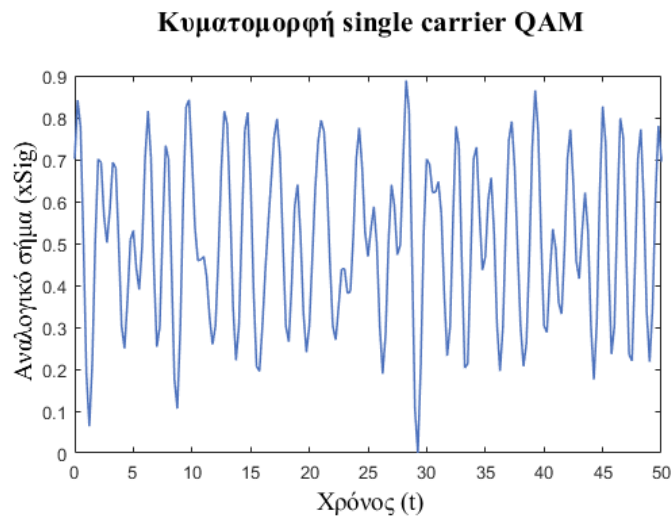


Σχήμα 25: Χαρακτηριστική καμπύλη EML.

Προτού παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των δεδομένων θα πρέπει να τεθεί ένα όριο σύγκρισης για κάθε υλοποίηση. Ένα μετρικό που χρησιμοποιείται συχνά είναι το σφάλμα μεγέθους διανύσματος (error vector magnitude) EVM ή σχετικό σφάλμα αστερισμού καθώς αποτελεί ένα μέτρο ποσοτικοποίησης της απόδοσης ενός συστήματος. Ουσιαστικά η τιμή του και μάλιστα το RMS ποσοστιαίο μέτρο του είναι ενδεικτικό της παρέκκλισης των ληφθέντων συμβόλων από τις ιδανικές θέσεις στο διάγραμμα αστερισμού.

4.2 Υλοποίηση σε single-carrier σήματα

Παρακάτω στο Σχήμα 26 παρουσιάζεται η κυματομορφή ενός single carrier σήματος διαμόρφωσης QAM στο πεδίο του χρόνου.

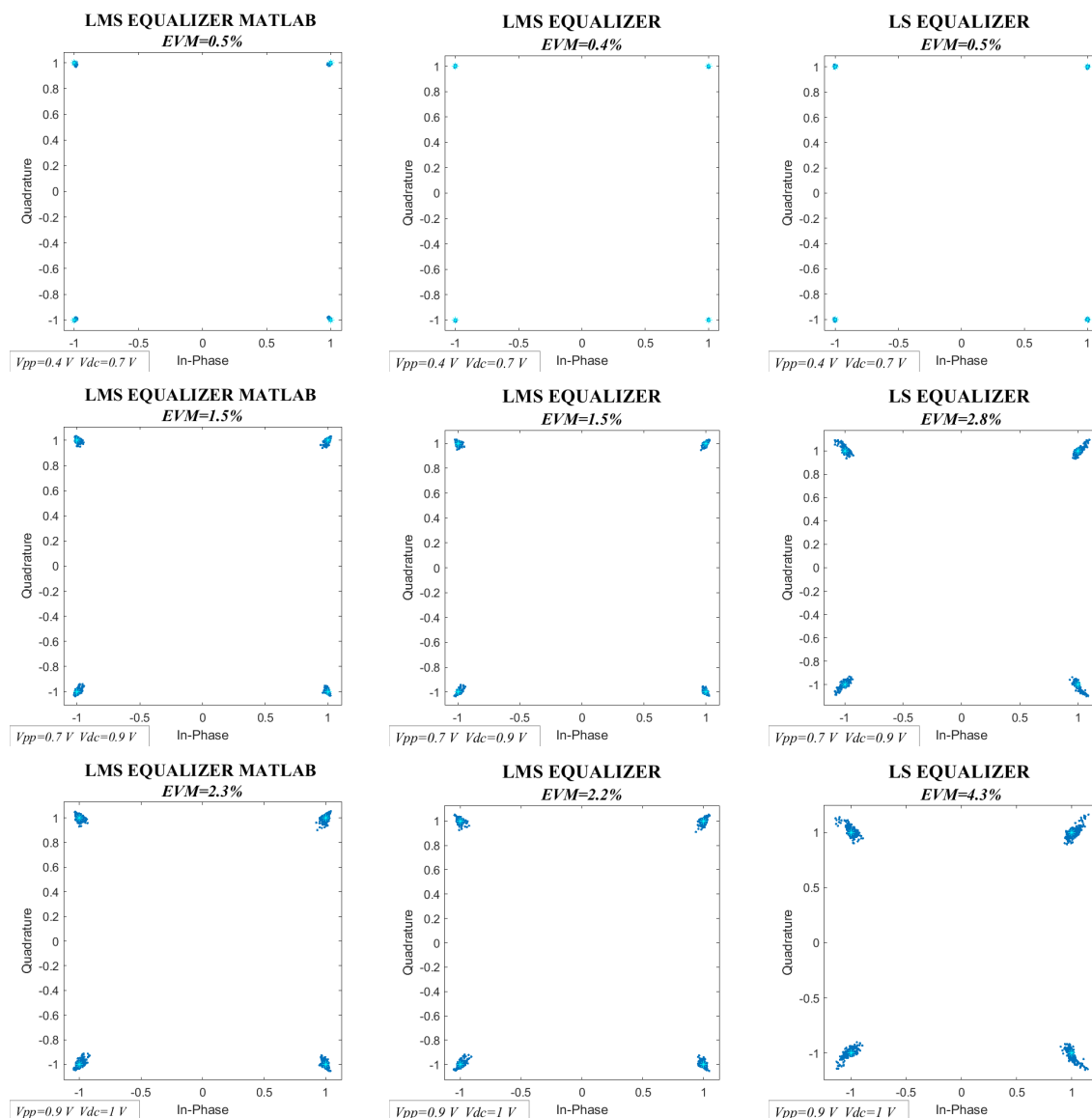


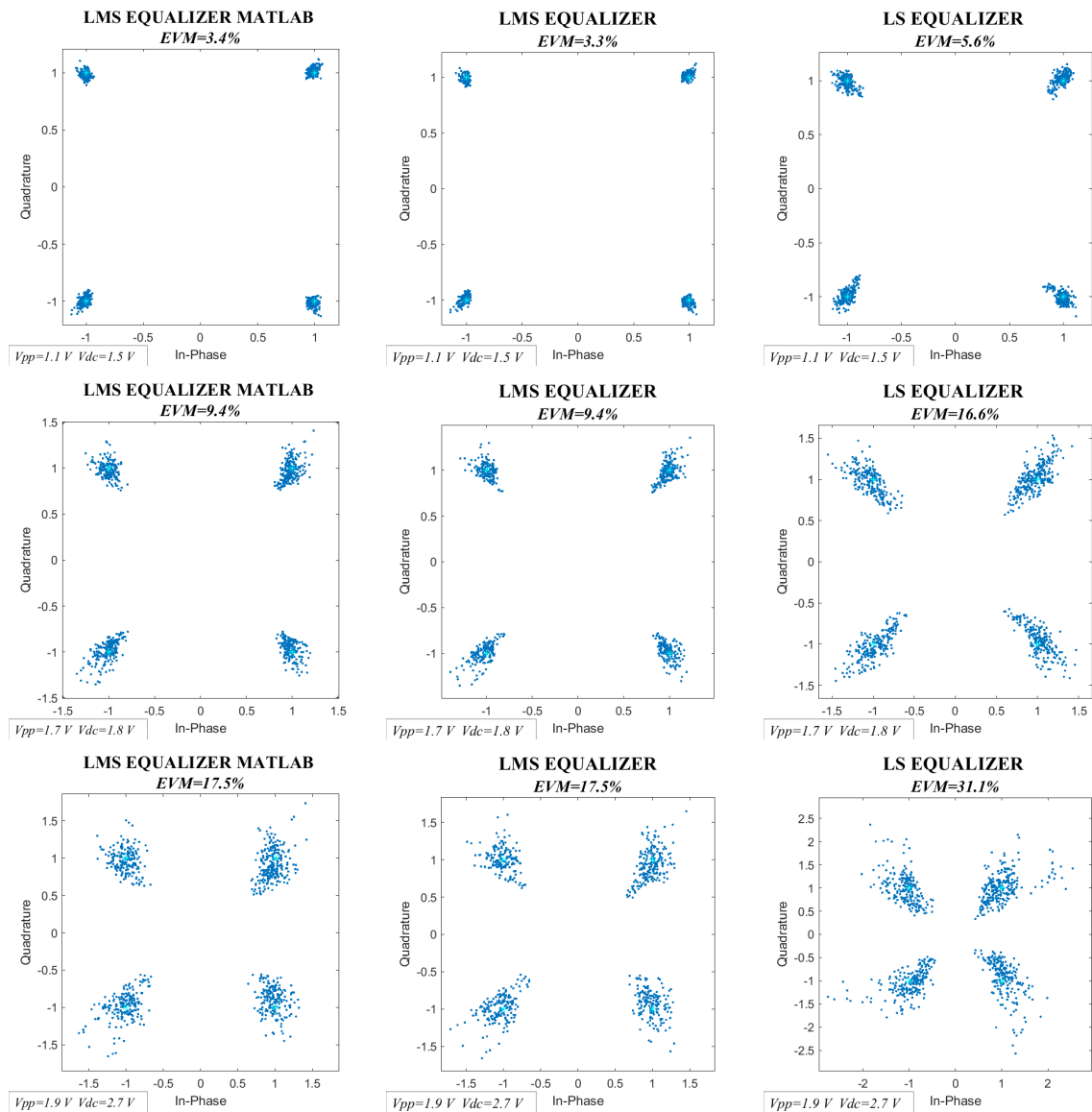
Σχήμα 26: Κυματομορφή μονότονου σήματος συναρτήσει του χρόνου.

Επιπλέον υπολογίστηκε ένα χαρακτηριστικό μέγεθος το PAPR (Peak to Average Power Ratio), το οποίο μετρά τη διαφορά του πλάτους του εκπεμπόμενου σήματος με τη μέση τιμή αυτού. Υπολογίστηκε το PAPR στα 5.62dB. Όπως εξηγήθηκε σε προηγούμενα Κεφάλαιο όσο αυξάνεται το PAPR ενός σήματος τόσο πιο ευάλωτο είναι το σήμα στη μη γραμμική παραμόρφωση. Τα διαγράμματα αστερισμού κάθε υλοποίησης παρουσιάζονται ξεχωριστά παρακάτω και στη συνέχεια παρουσιάζεται στην ίδια γραφική παράσταση η επίδοση των τριών προσαρμοστικών αλγορίθμων.

4.2.1 Αποτελέσματα σε QPSK διαμόρφωση σήματος

Στις παρακάτω εικόνες παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προκύπτουν για υλοποιήσεις QPSK μετάδοσης μεταβάλλοντας την περιοχή λειτουργία του EML. Στην συνέχεια εκτός από τις διαφορετικές τιμές V_{pp} και V_{dc} , όπως αναφέρθηκε παραπάνω, προστίθεται στο σύστημα Gaussian θόρυβος, τέτοιος ώστε να προκύψουν δύο τιμές SNR (λόγος ισχύος σήματος προς την ισχύ θορύβου), $SNR=20dB$ και $SNR=30dB$.





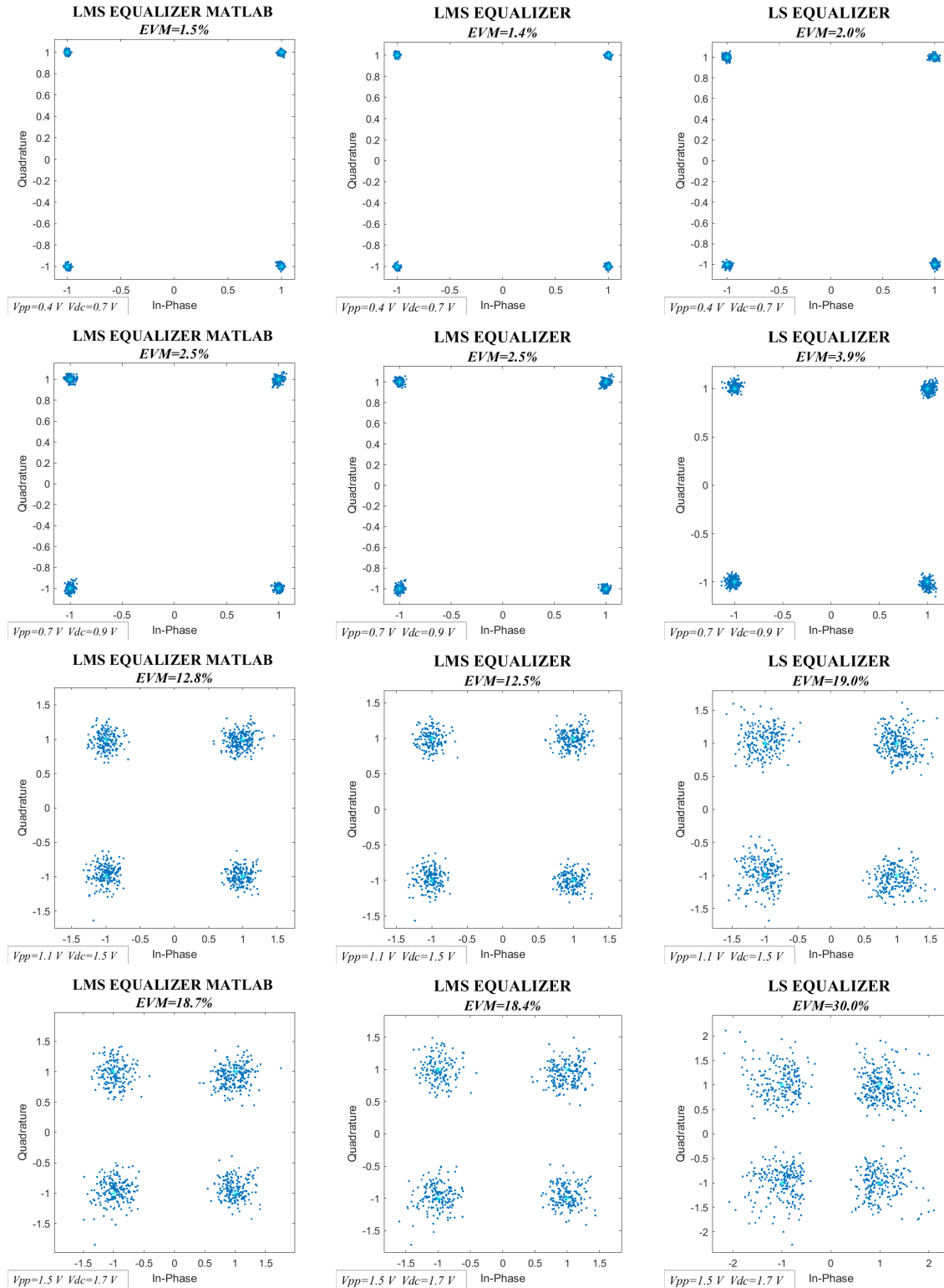
Σχήμα 27: QPSK single carrier σήματα χωρίς θόρυβο.

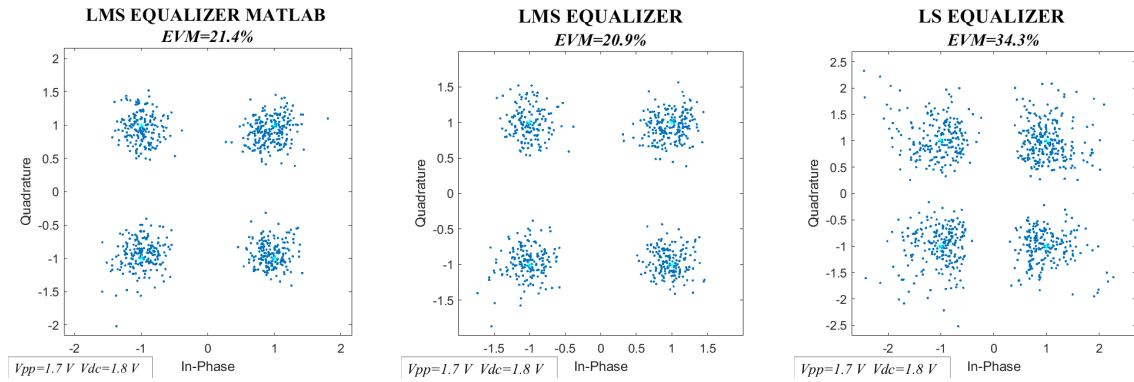
Στο σχήμα 27 η τάση του μεταδιδόμενου σήματος αναγράφεται σε κάθε εικόνα στο πλαίσιο κάτω αριστερά. Οι πρώτες 4 εικόνες αποτυπώνουν το διάγραμμα αστερισμού στην γραμμική περιοχή, ενώ καθώς αυξάνεται η τιμή της τάσης η απόδοση του συστήματος υποβαθμίζεται. Επιπλέον, σε κάθε σειρά απεικονίζεται η τιμή του σφάλματος EVM για κάθε έναν από τους τρεις προσαρμοστικούς αλγόριθμους που μελετήθηκαν.

Η λογική ροή των εικόνων απεικονίζει ότι η μη γραμμική παραμόρφωση των συμβόλων του σήματος επηρεάζεται από την περιοχή λειτουργίας του EML. Καθώς η τάση του σήματος αυξάνεται και απομακρύνεται από το επιθυμητό σημείο λειτουργίας ($\pi x V_{pp}=0.4V$), ο αστερισμός χάνει το αρχικό σχήμα του ενώ το κάθε σύμβολο απομακρύνεται από τον ιδανικό αστερισμό. Όπως φαίνεται η αρχική τιμή του σφάλματος είναι μόλις 0.4%-για τον LMS αλγόριθμο- και φτάνει το 17.5% για τιμές που δεν βρίσκονται στην γραμμική περιοχή λειτουργίας. Στο πεδίο της επιλογής του πιο κατάλληλου αντισταθμιστή είναι εμφανές ότι οι αλγόριθμοι που ορίζονται από την μέθοδο του LMS ταιριάζουν καλύτερα σε σήματα μονού φορέα. Πιο λεπτομερειακά, ο προσαρμοστικός αλγόριθμος LS παρουσιάζεται λιγότερο αποδοτικός σε σχέση με τον LMS, αφού ο δεύτερος είναι ένας επαναληπτικός αλγόριθμος, που κάθε φορά προσαρμόζει και ελέγχει τις παραμέτρους του προκειμένου να ταιριάζουν καλύτερα

στο ιδανικό σήμα. Όταν το πλάτος του σήματος ξεπερνά τη γραμμική περιοχή, η κατανομή των σημείων στο διάγραμμα αστερισμού παύει να είναι γκαουσιανή και εμφανίζεται με μία πιο πεπλατυσμένη μορφή.

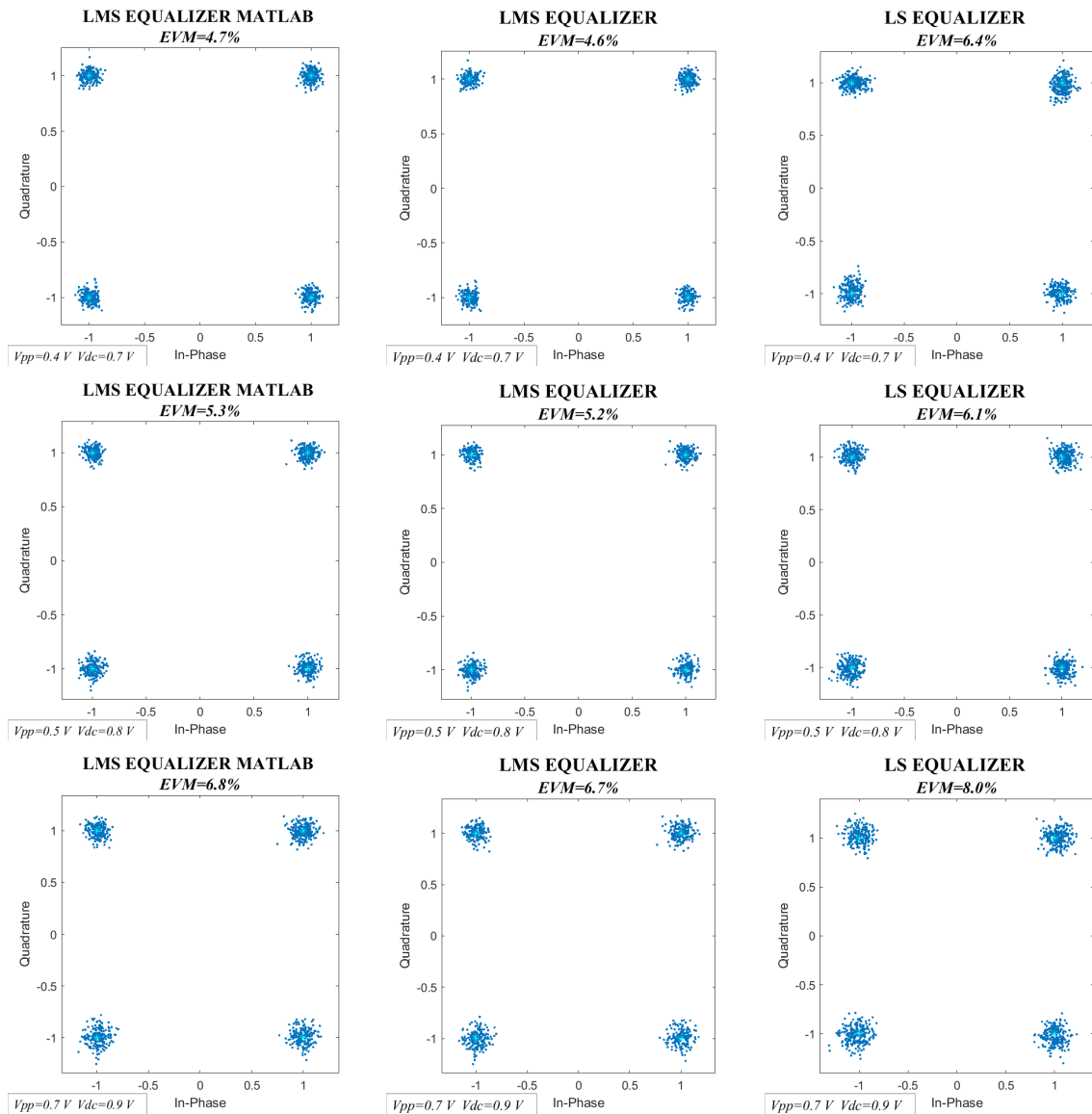
Στην συνέχεια θα παρουσιαστούν τα διαγράμματα αστερισμού με την προσθήκη Gaussian θορύβου αρχικά για SNR= 30dB και στην συνέχεια για SNR=20 dB.

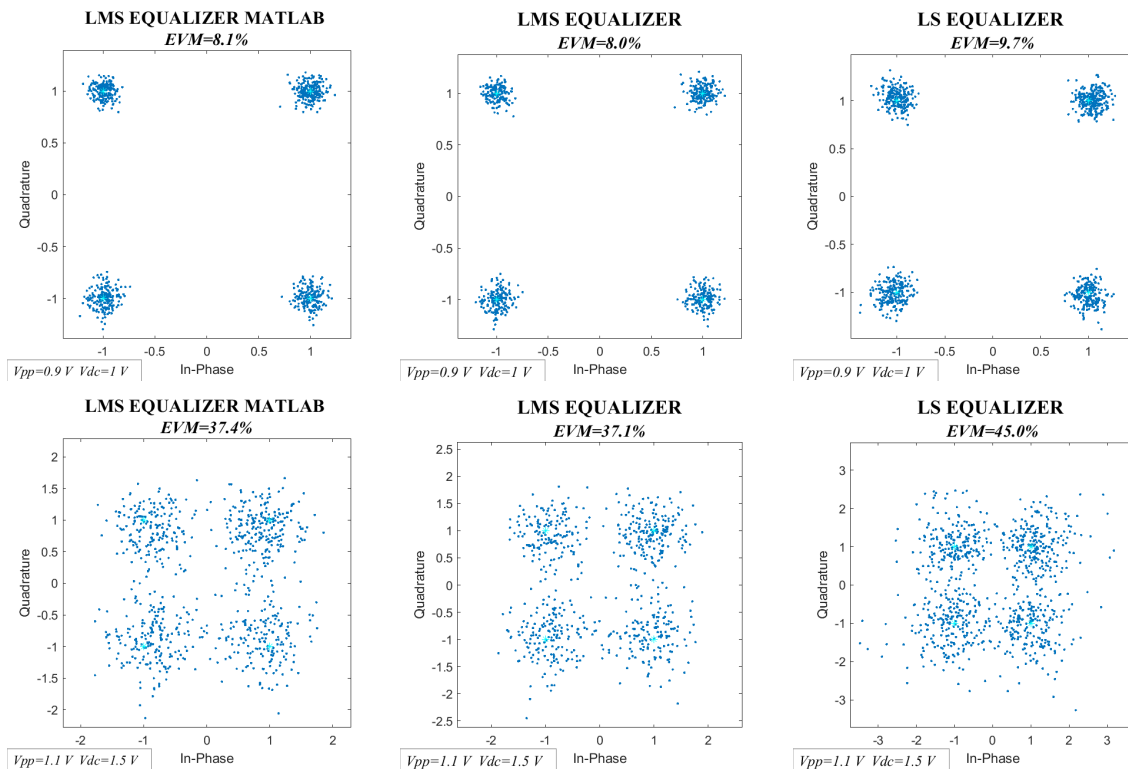




Σχήμα 28: QPSK single carrier σήματα με SNR= 30 dB.

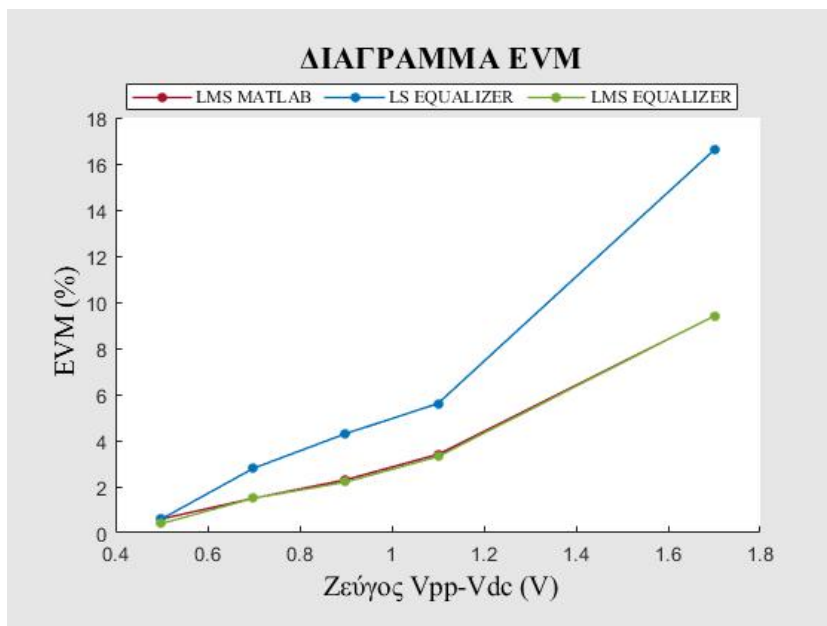
Όπως φαίνεται στα σχήματα 28 και 29 επαληθεύεται ότι ο αλγόριθμος LMS που δεν διαθέτει τις έτοιμες συναρτήσεις του προγράμματος εμφανίζει καλύτερη συμπεριφορά ως προς την απόδοση σε σχέση με τους άλλους δύο.





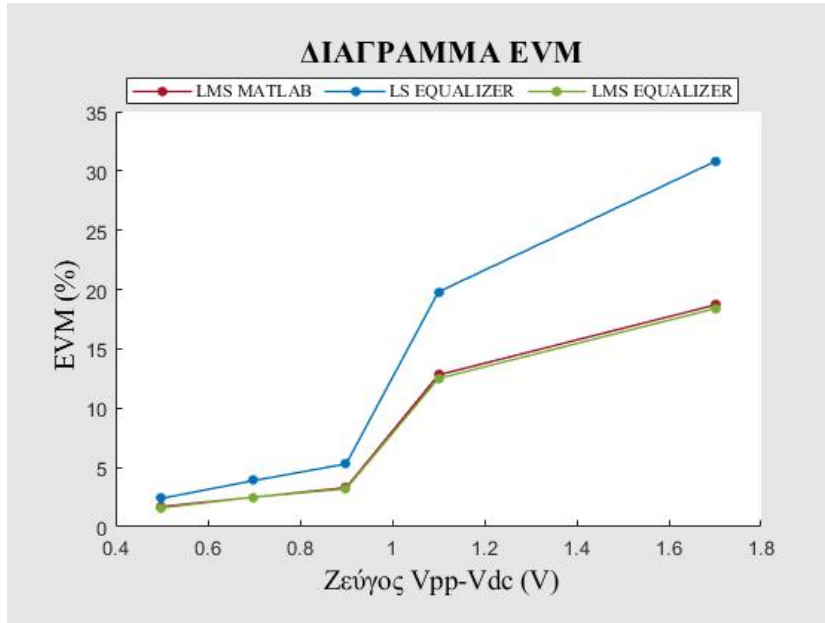
Σχήμα 29: QPSK single carrier σήματα με SNR= 20 dB.

Η προσθήκη θορύβου επιδεινώνει την απόδοση συνολικά του συστήματος. Φυσικά όσο πιο πολύ πλησιάζει το σύστημα την περιοχή με έντονα φαινόμενα μη γραμμικότητας ο θόρυβος του συστήματος συμβάλλει στην απομάκρυνση των συμβόλων από την ιδανική τους θέση. Στο Σχήμα 29 όταν ο λόγος της ισχύς του σήματος προς την ισχύ του θορύβου μικραίνει, η ποιότητα του σήματος στο δέκτη υποβαθμίζεται περισσότερο σε σχέση με το Σχήμα 28 και οι αντισταθμιστές παρουσιάζουν χαμηλότερη απόδοση σε σχέση με ένα σύστημα με SNR= 30 dB. Για παράδειγμα για τιμή τάσης 1.1 V η τιμή του EVM είναι 12.8% για SNR=30dB ενώ για SNR=30dB το σφάλμα EVM φτάνει στο 37.4%.

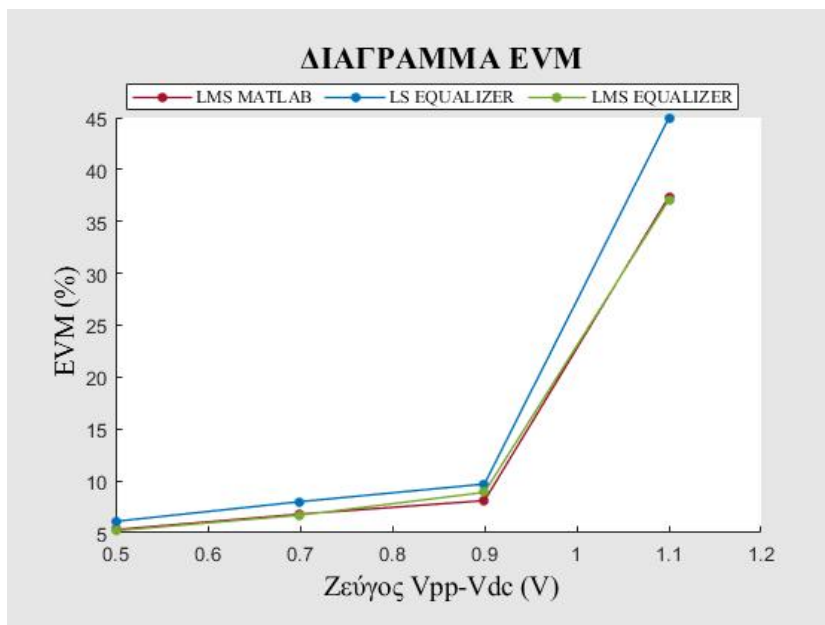


Σχήμα 30: Γράφημα σύγκρισης των τριών αντισταθμιστών χωρίς την παρουσία θορύβου.

Ουσιαστικά για την καλύτερη προσέγγιση της σύγκρισης των μεθόδων, τα παρακάτω σχεδιάγραμμα παρουσιάζουν την αύξηση του σφάλματος EVM όταν η διαμόρφωση εμφανίζει στατιστικά υποπροϊόντα μη γραμμικότητας. Επιλέχθηκαν τυχαία ζεύγη τιμών V_{pp} και V_{dc} προκειμένου να τεκμηριώσουν τις παραπάνω παρατηρήσεις.



Σχήμα 31: Γράφημα σύγκρισης των τριών αντισταθμιστών με SNR=30 dB.

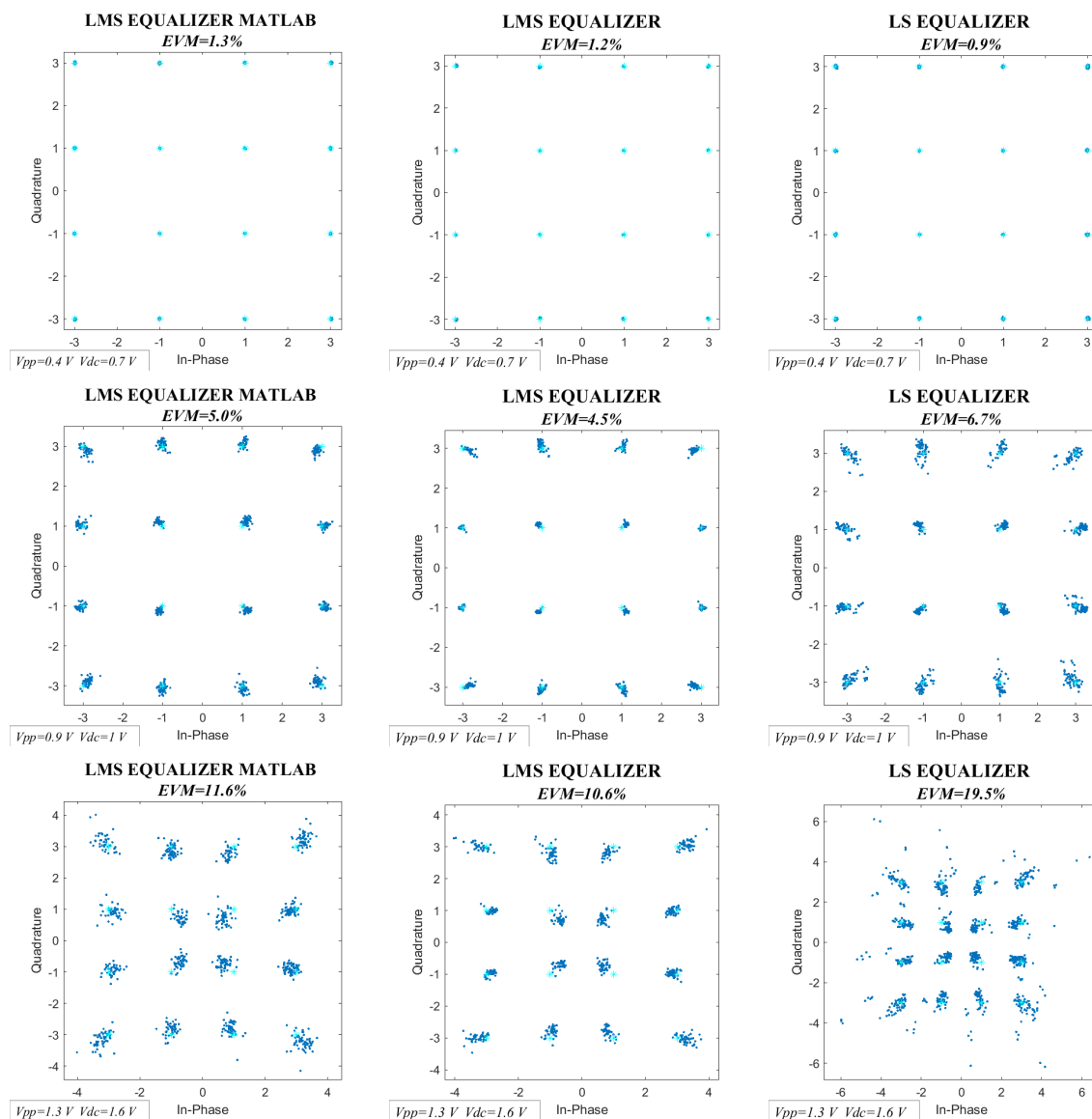


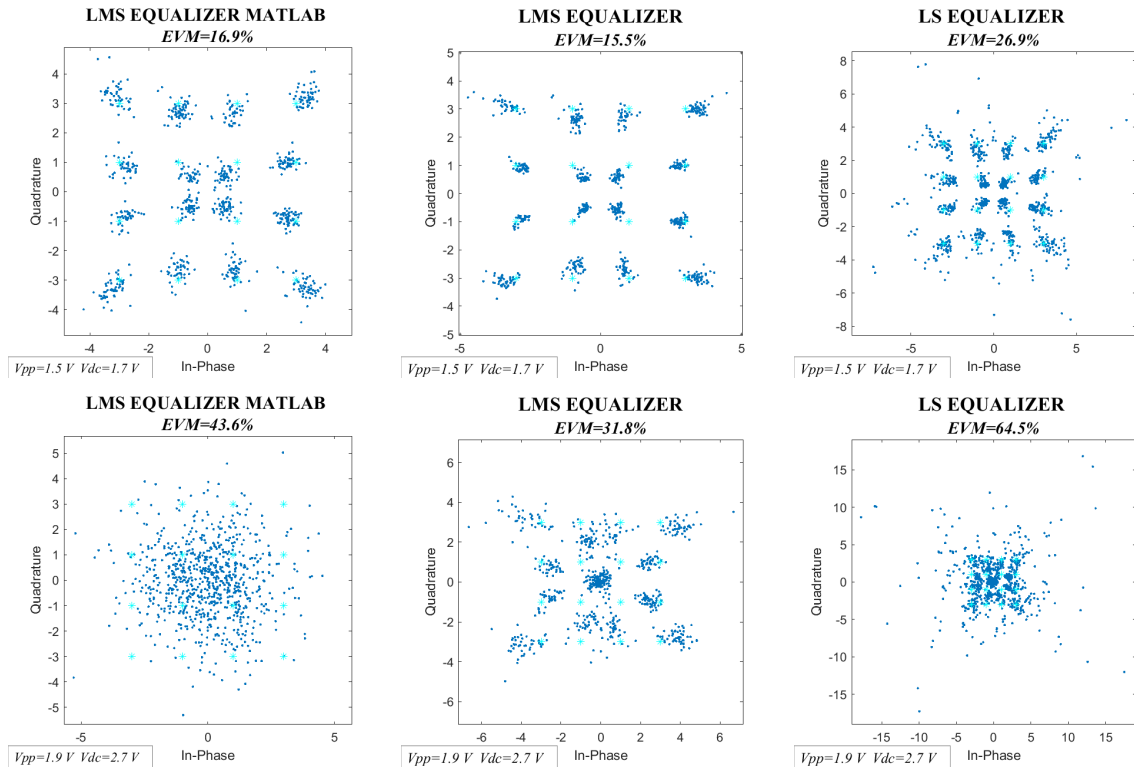
Σχήμα 32: Γράφημα σύγκρισης των τριών αντισταθμιστών με SNR=20 dB.

Η πιο σημαντική διαφορά αφορά τον LS που δεν καθίσταται συνήθης επιλογή σε τέτοιου είδους συστήματα. Οι τιμές σφάλματος στην έξοδο αυτού του αλγορίθμου αυξάνονται καθώς αυξάνεται η επίδραση των μη γραμμικοτήτων όπως φαίνεται στα σχήματα 30,31 και 32.

4.2.2 Αποτελέσματα σε 16-QAM διαμόρφωση σήματος

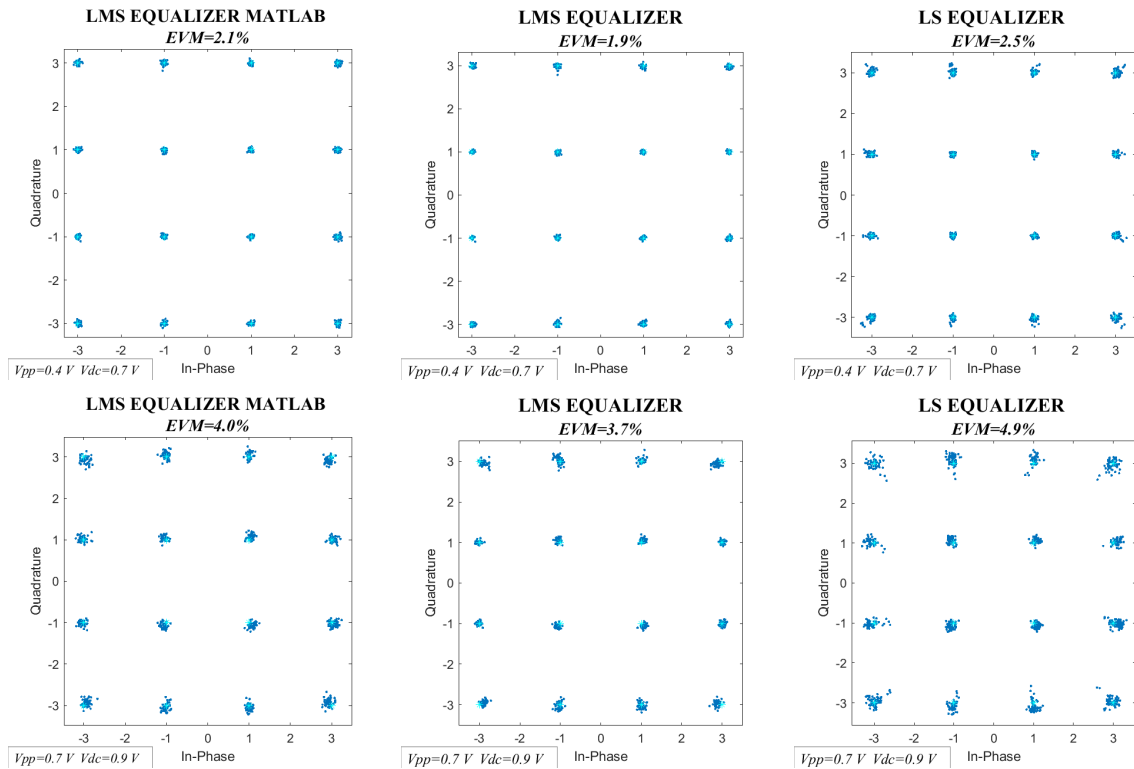
Η ίδια διαδικασία που περιγράφηκε στην Υποπαράγραφο 4.2.1 επαναλαμβάνεται παρακάτω με τη μόνη διαφορά ότι χρησιμοποιείται το σχήμα διαμόρφωσης 16-QAM. Συγκεκριμένα, το διάγραμμα αστερισμού για τιμές μεγαλύτερες από $V_{pp}=1.3\text{ V}$ αρχίζει να παραμορφώνεται. Η χρήση του LMS αλγορίθμου που υλοποιήθηκε στα πλαίσια αυτής της εργασίας εμφανίζει καλύτερη απόδοση από τους άλλους δύο προσαρμοστικούς αλγορίθμους, αφού και στο τελευταίο διάγραμμα του σχήματος 33 διακρίνεται το μοτίβο του αστερισμού 16-QAM αν και αλλοιωμένο.

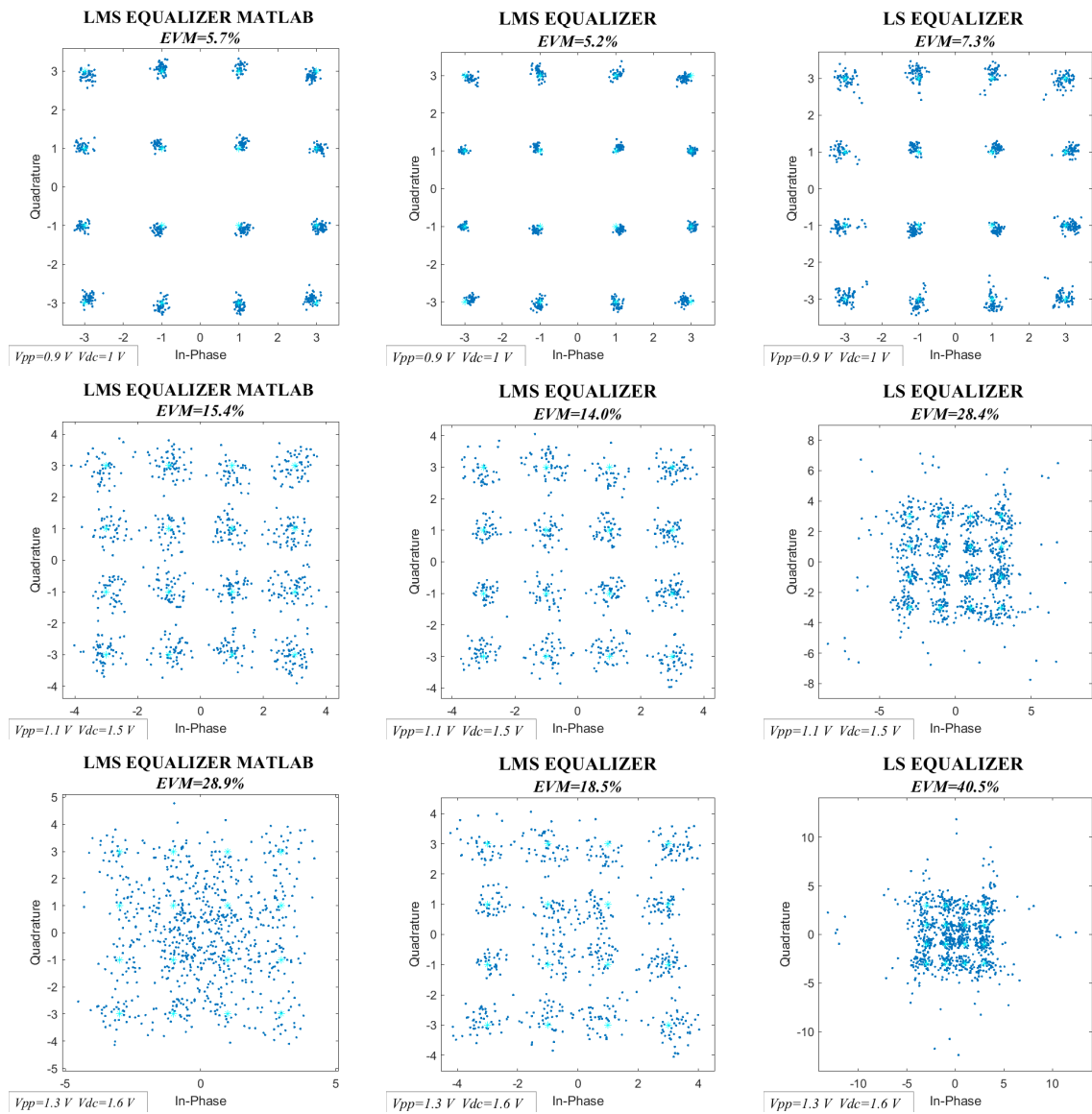




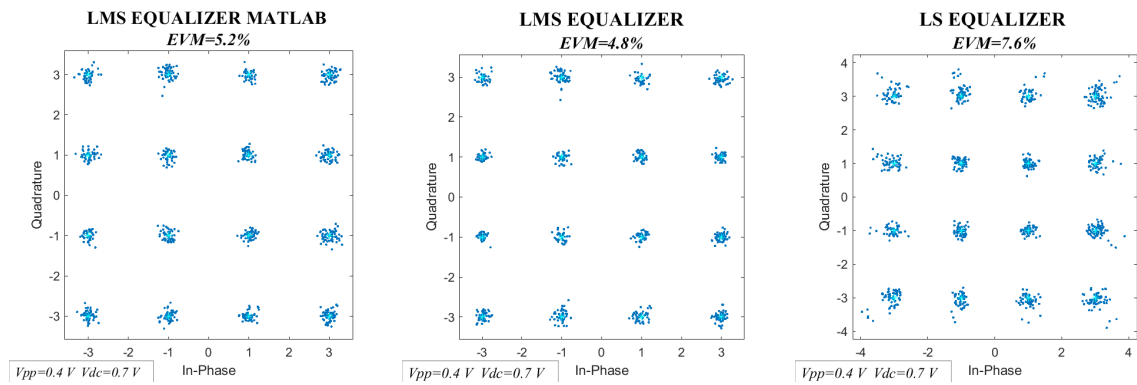
Σχήμα 33: 16-QAM single carrier σήματα.

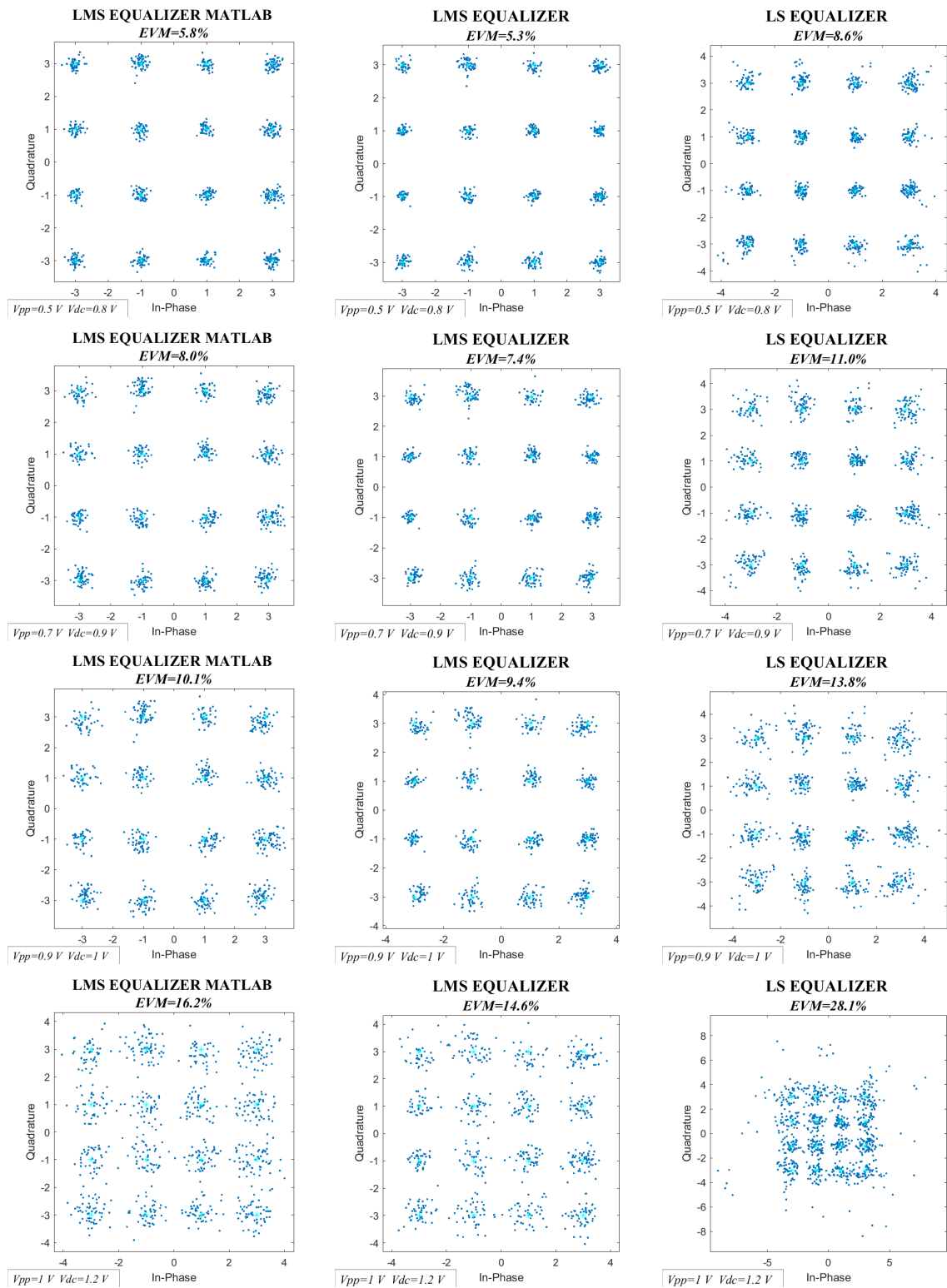
Παρακάτω επισυνάπτονται τα διαγράμματα αστερισμού με την προσθήκη Arbitrary White Gaussian Noise (AWGN) όπως και πριν.





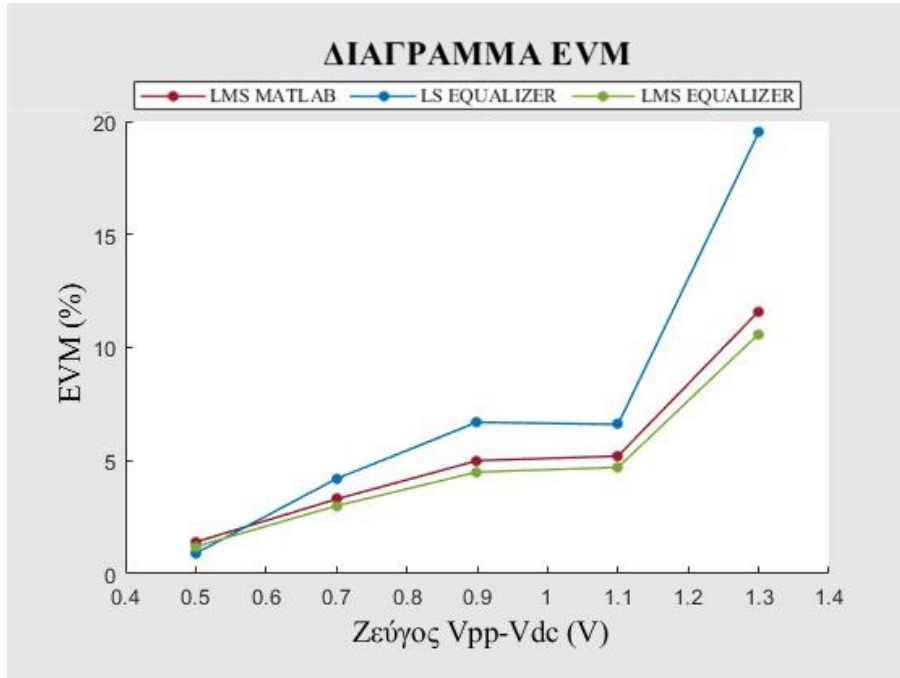
Σχήμα 34: 16-QAM single carrier σήματα με θόρυβο SNR=30 dB.



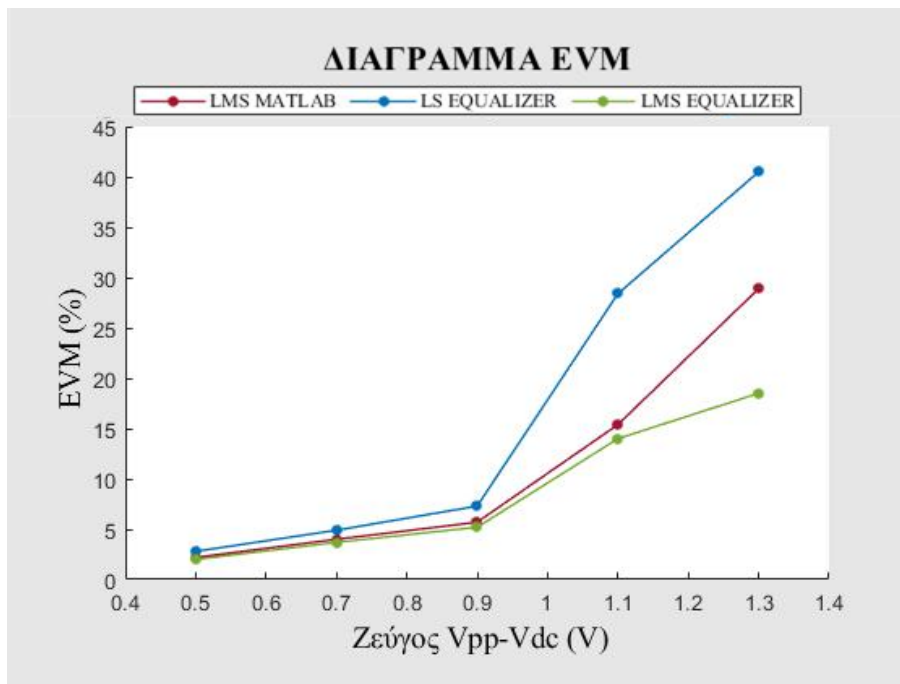


Σχήμα 35: 16-QAM single carrier σήματα με θόρυβο SNR=20 dB.

Τα αποτελέσματα που προκύπτουν για SNR=20 dB, όπως είναι αναμενόμενο, παρουσιάζουν υψηλότερο EVM, άρα και χαμηλότερη απόδοση, σε σύγκριση με τα αποτελέσματα του σχήματος 34 για SNR=30dB. Στην τελευταία σειρά του σχήματος 35 γίνεται αισθητή η καλύτερη απόδοση του LMS αντισταθμιστή, αφού ο χρήστης μπορεί να διακρίνει τα σύμβολα πιο πυκνά. Στη συνέχεια όπως και πριν θα παρουσιαστούν γραφικά οι συγκρίσεις των τριών αντισταθμιστών.

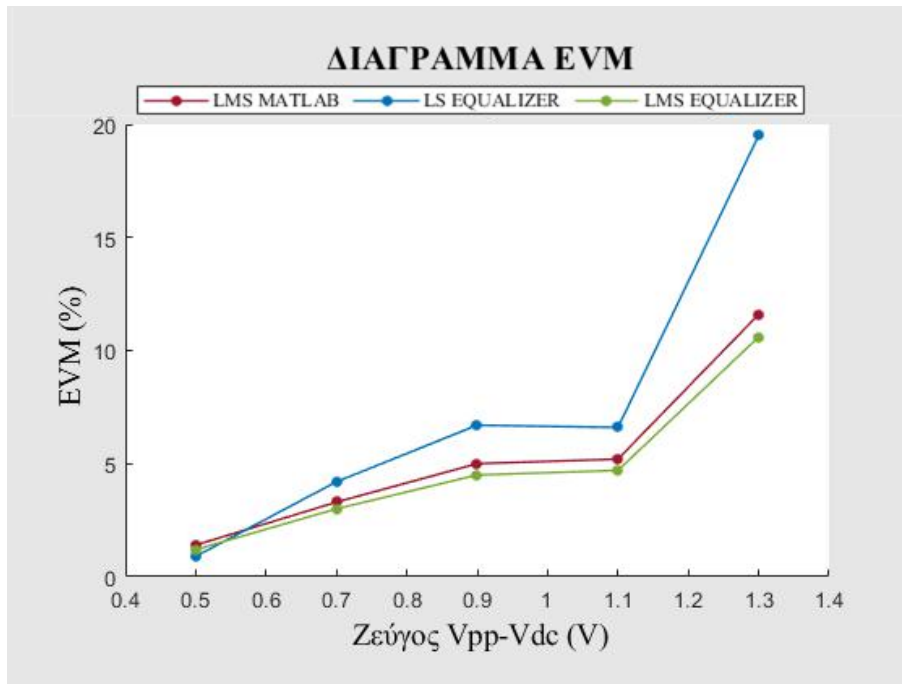


Σχήμα 36: Γράφημα σύγκρισης των τριών αντισταθμιστών χωρίς την παρουσία θορύβου.



Σχήμα 37: Γράφημα σύγκρισης των τριών αντισταθμιστών με SNR=30 dB.

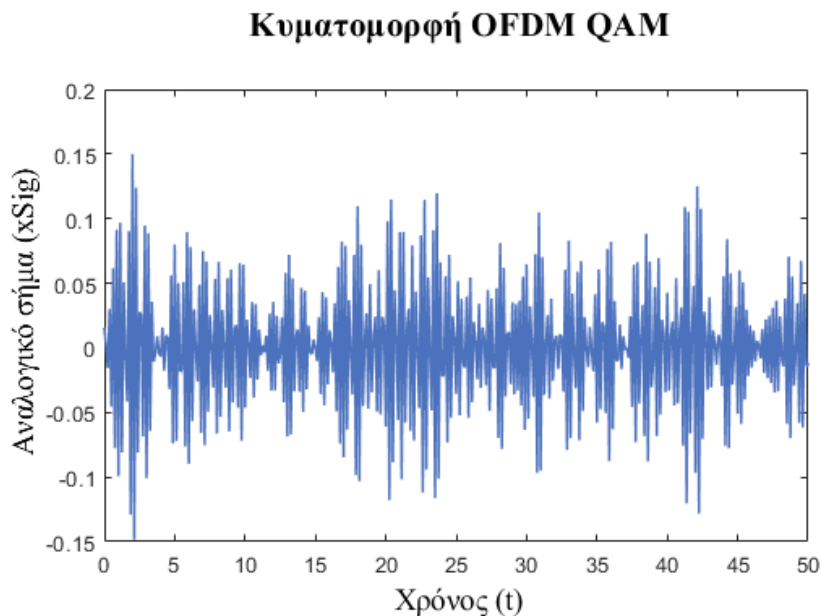
Στα σχήματα 36,37 και 38 είναι φανερή η καλύτερη συμπεριφορά που παρουσιάζει ο αλγόριθμος LMS, που υλοποιείται χωρίς τις έτοιμες συναρτήσεις του περιβάλλοντος MATLAB.



Σχήμα 38: Γράφημα σύγκρισης των τριών αντισταθμιστών με SNR=20 dB.

4.3 Υλοποίηση σε OFDM σημάτα

Το επόμενο βήμα είναι η επέκταση της παραπάνω μελέτης σε πολυτονικά OFDM σήματα.



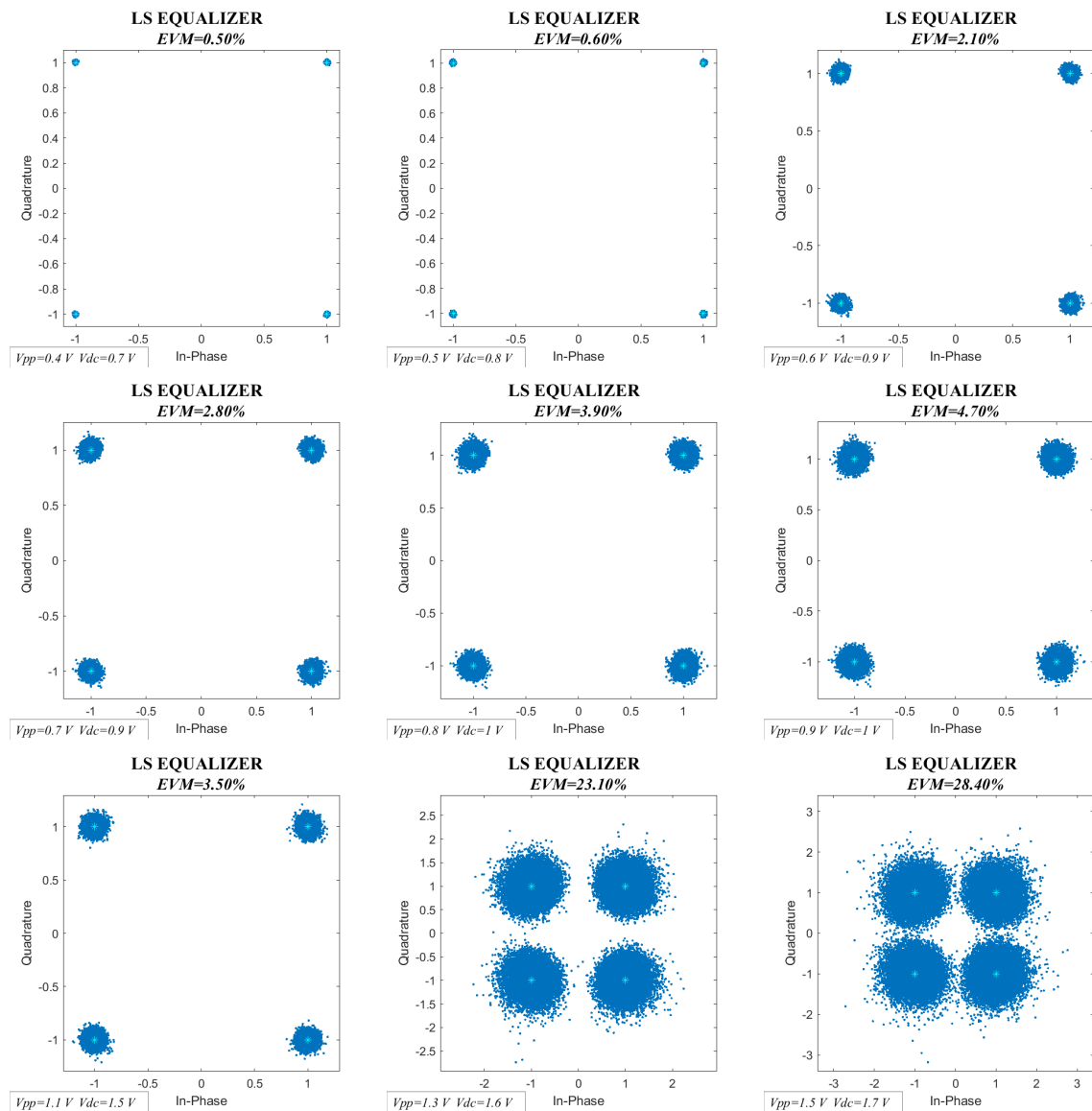
Σχήμα 39: Κυματομορφή στο χρόνο ενός σήματος OFDM.

Παραπάνω παρουσιάζεται η κυματομορφή ενός OFDM σήματος, του οποίου οι υποδιαυλοι είναι διαμορφωμένοι κατά QPSK, η οποία δεν παρουσιάζεται τόσο ομαλή όσο η αντίστοιχη κυματομορφή για ένα single carrier σήμα. Η τιμή του PAPR για αυτό το σήμα ανέρχεται στα 11.95dB, περίπου διπλάσια τιμή σε σχέση με το PAPR που υπολογίστηκε για τις μονοτονικές κυματομορφές. Ένα μεγάλο μειονέκτημα της OFDM διαμόρφωσης είναι ο μεγάλος λόγος της μέγιστης προς τη μέση ισχύ που έχει

ως αποτέλεσμα πέρα από την κατανάλωση ενέργειας στο αναλογικό τμήμα του πομπού και την αύξηση της επίδραση των μη γραμμικοτήτων στο σήμα. Ο πιο συνήθης αλγόριθμος για τη αντιστάθμιση σημάτων OFDM είναι ο αλγόριθμος LS, ο οποίος μελετάται σε αυτήν την Υποενότητα.

4.3.1 Αποτελέσματα σε OFDM-QPSK διαμόρφωση σήματος

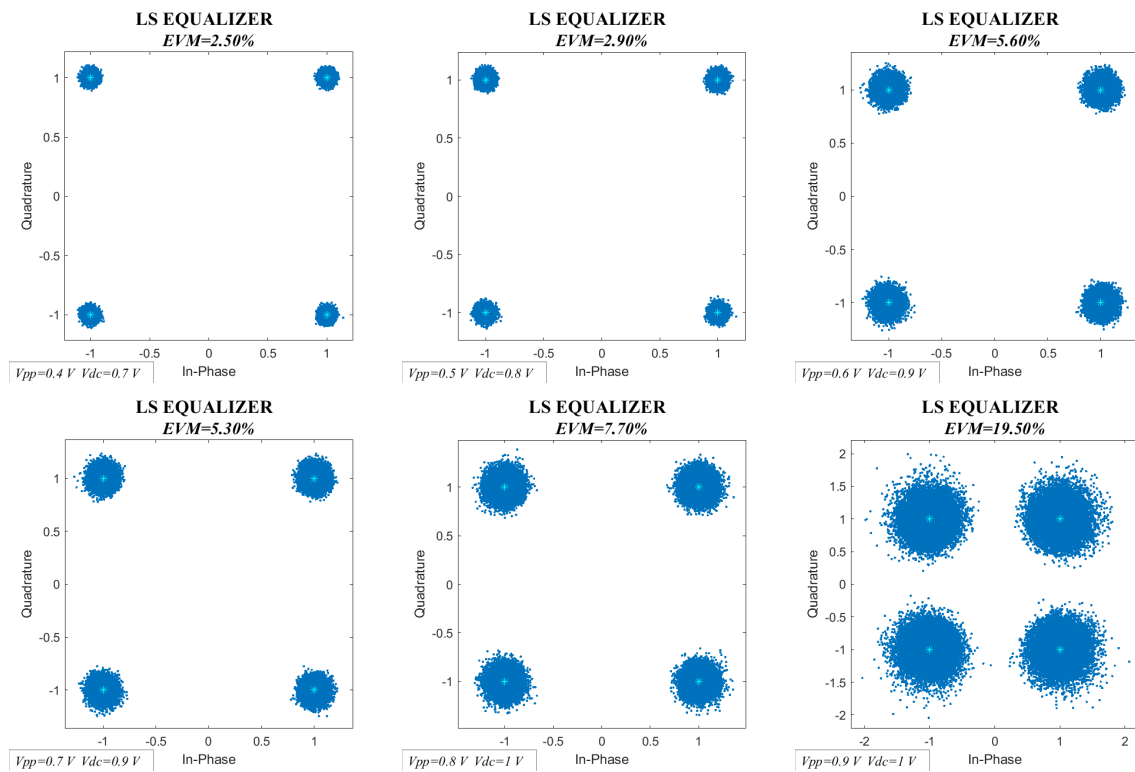
Στη συνέχεια παρουσιάζονται όπως και πριν τα διαγράμματα αστερισμού για OFDM-QPSK μεταδόσεις χωρίς την παρουσία θορύβου, αλλά και με Gaussian θόρυβο (SNR=30 dB και SNR=20 dB). Αρχικά όπως και προηγουμένως θα σχολιαστεί η επίδραση της μη γραμμικής παραμόρφωσης του OFDM-QPSK σήματος χωρίς την παρουσία θορύβου και μεταβάλλοντας την περιοχή λειτουργίας του EML.



Σχήμα 40: OFDM-QPSK σήματα χωρίς την παρουσία θορύβου.

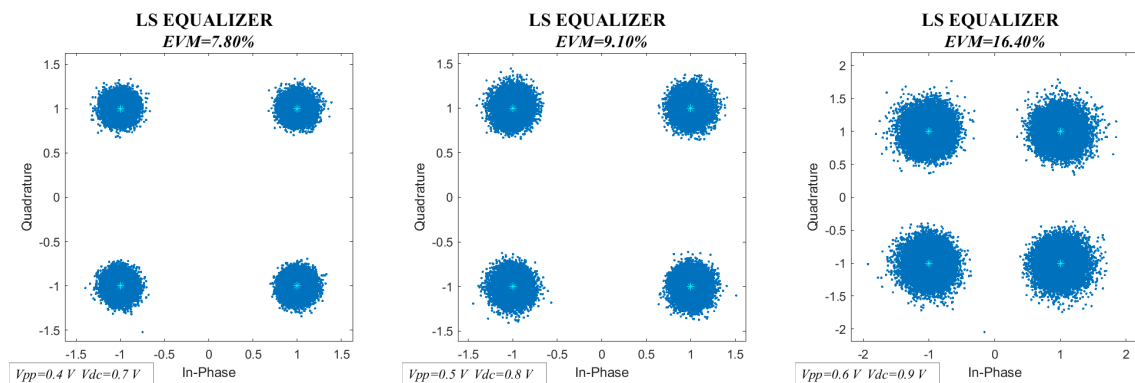
Στο σχήμα 40 παρουσιάζεται η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων σε διαγράμματα αστερισμού OFDM-QPSK σημάτων. Καθώς η τάση του σήματος αυξάνεται και απομακρύνεται από το επιθυμητό σημείο λειτουργίας ($V_{pp}=0.4V$), ο αστερισμός χάνει το αρχικό σχήμα του ενώ το κάθε σύμβολο απομακρύνεται από τον ιδανικό αστερισμό. Η προτεινόμενη τεχνική του LS παρά την επίδραση αυτών των φαινομένων διατηρεί το μοτίβο του αστερισμού για υψηλές τιμές μη γραμμικότητας. Όπως φαίνεται η αρχική τιμή του σφάλματος είναι μόλις 0.5% και φτάνει το 23.10% για τιμές που δεν βρίσκονται στην γραμμική περιοχή λειτουργίας.

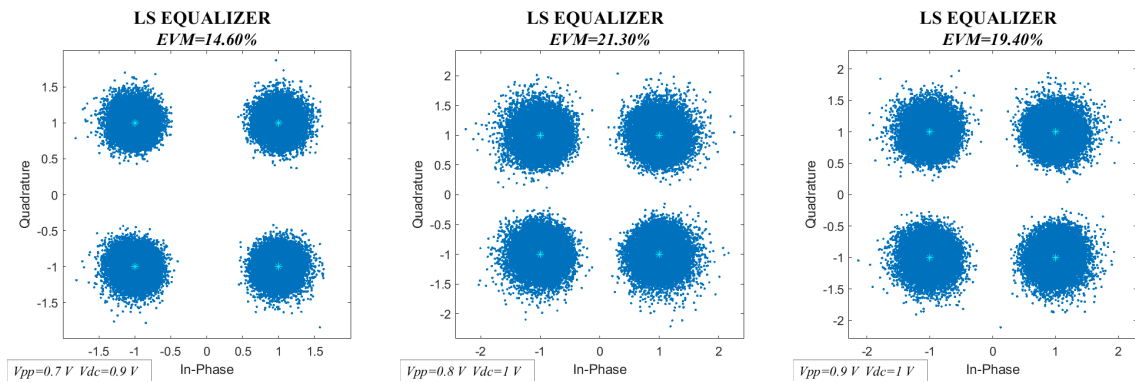
Για τα ζεύγη V_{pp} - V_{dc} παρουσιάζεται το σήμα του δέκτη με την προσθήκη θορύβου.



Σχήμα 41: OFDM-QPSK σήματα με θόρυβο SNR=30 dB.

Παρόμοια φαινόμενα παρουσιάζει και το σχήμα 41, αλλά σε πιο μικρές τιμές των ζεύγων V_{pp} - V_{dc} . Είναι αναμενόμενο, αφού η προσθήκη θορύβου επιταχύνει την εμφάνιση μη γραμμικών πηγών παραμόρφωσης και οδηγεί σε απώλεια πληροφορίας του σήματος.



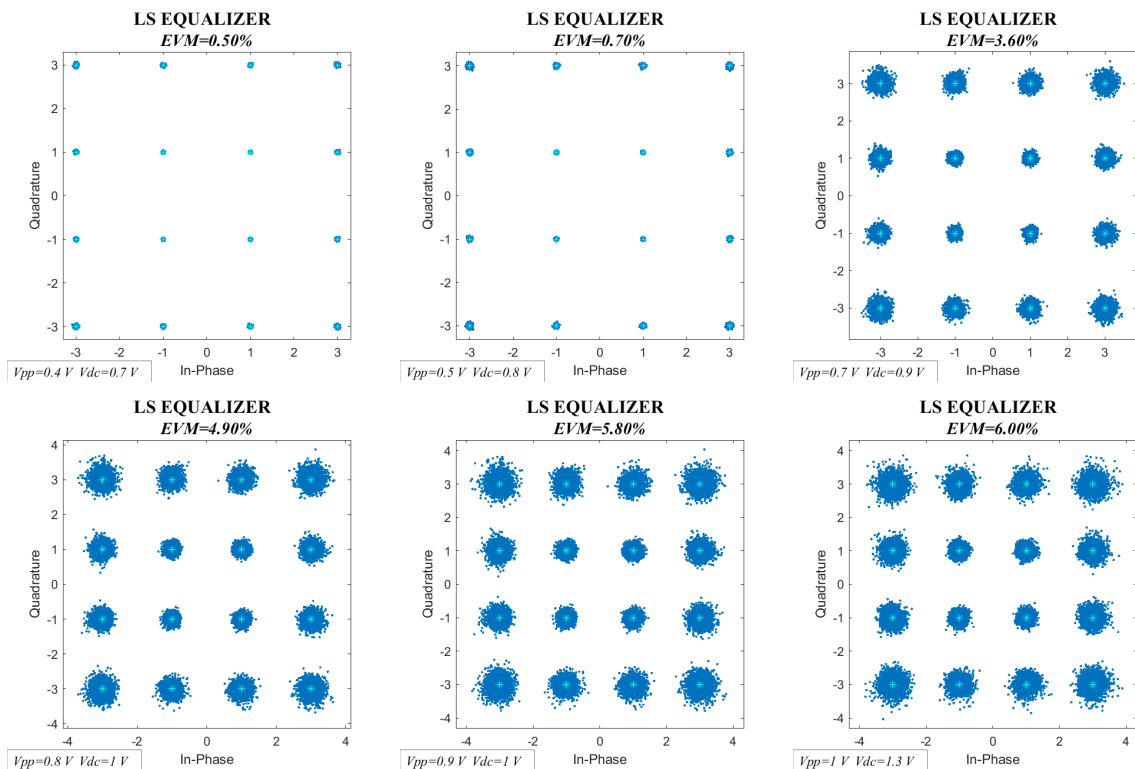


Σχήμα 42: OFDM-QPSK σήματα με θόρυβο SNR=20 dB.

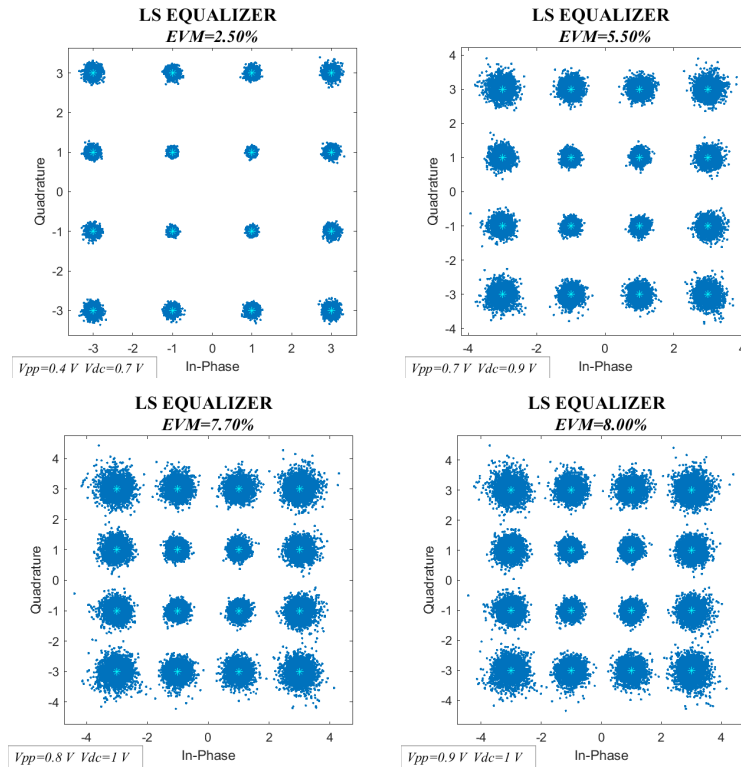
Φυσικά στην περίπτωση του σχήματος 42 οι στατιστικές τιμές των σφαλμάτων EVM επηρεάζονται όλο και περισσότερο από τα προϊόντα μη γραμμικής συμπεριφοράς. Η μέση απόσταση των συμβόλων μεταβάλλεται αισθητά πράγμα το οποίο γίνεται αντιληπτό κατά τη μέτρηση υψηλότερης τιμής του σφάλματος.

4.3.2 Αποτελέσματα σε 16-QAM-OFDM διαμόρφωση σήματος

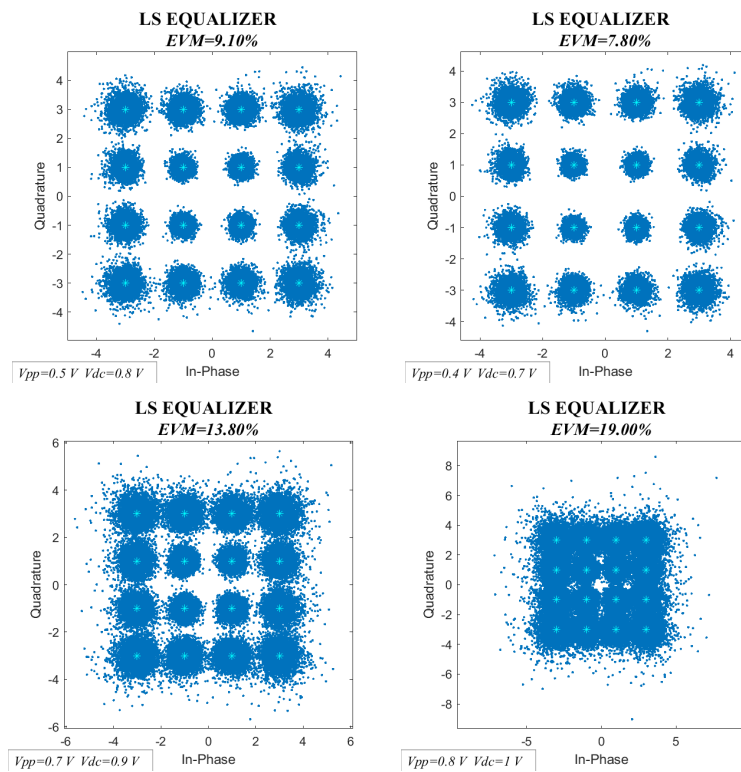
Στο παρόν υποκεφάλαιο με βάση την μελέτη που έχει διατυπωθεί παραπάνω θα σχολιαστούν τα αποτελέσματα για το σχήμα διαμόρφωσης OFDM-16-QAM χωρίς και με την παρουσία θορύβου. Τα διαγράμματα αστεριμού που προκύπτουν από τον LS προσαρμοστικό αλγόριθμο είναι τα εξής.



Σχήμα 43: OFDM-16-QAM σήματα χωρίς θόρυβο.



Σχήμα 44: OFDM-16-QAM σήματα με θόρυβο SNR=30 dB.



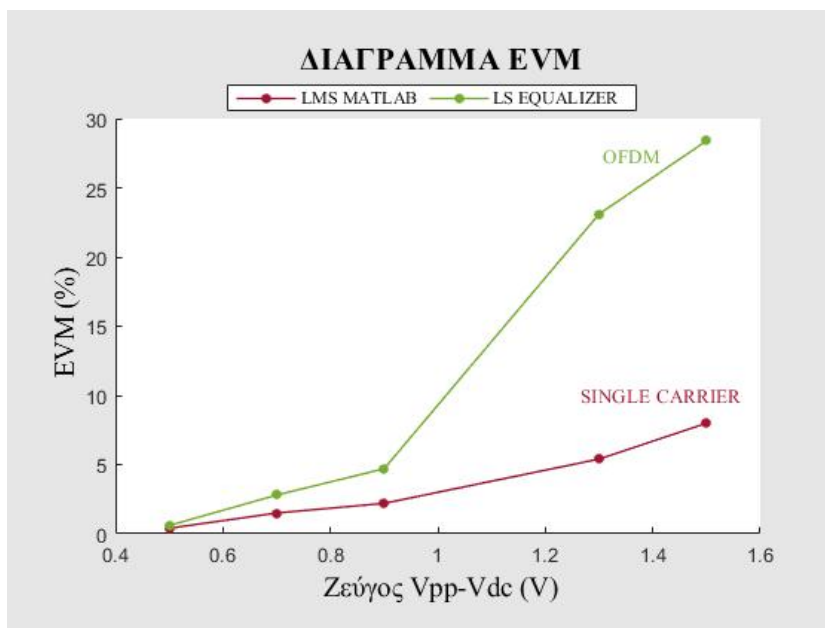
Σχήμα 45: OFDM-16-QAM σήματα με θόρυβο SNR=20 dB.

Όπως αναφέρεται στο [29] μια διαμόρφωση OFDM-16-QAM τετραγωνικής μορφής αντιστοιχεί σε 3 δακτύλιους που καθορίζονται με βάση την ισχύ τους. Σε ένα τέτοιο σύστημα όπως προκύπτει από τα εν λόγω σχήματα (Σχήμα 43) ο εξωτερικός δακτύλιος που αντιστοιχεί στα τέσσερα εξωτερικά και γωνιακά σημεία εμφανίζει υψηλότερη ισχύ και άρα επηρεάζεται εντονότερα από τα μη γραμμικά στοιχεία. Αντίθετα τα εσωτερικά τέσσερα σύμβολα που έχουν χαμηλότερη ισχύ διατηρούν καλύτερα το σχήμα τους για υψηλές τιμές μη γραμμικότητας.

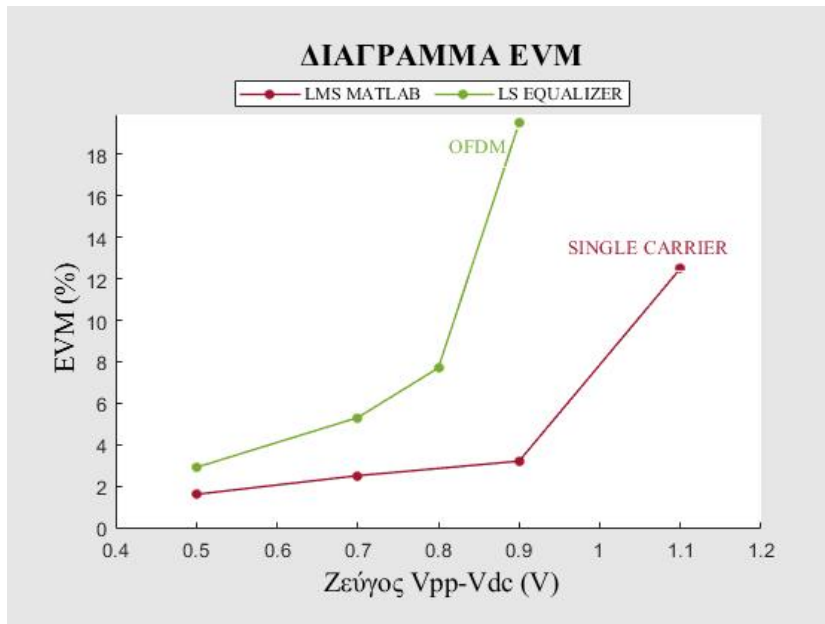
Τέλος θα πρέπει να σημειωθεί ότι οι μη γραμμικότητες που προκύπτουν από τη μεταβολή του σημείου λειτουργίας του EML υποβαθμίζουν πιο γρήγορα το σύστημα όπως φαίνεται στο Σχήμα 45. Αυτό δικαιολογεί τα λιγότερα διαγράμματα αστερισμού, αφού η προσθήκη θορύβου κάνει το σύστημα πιο επιρρεπή σε σφάλματα (Σχήμα 44,45).

4.4 Σύγκριση OFDM και single carrier σήματα QPSK

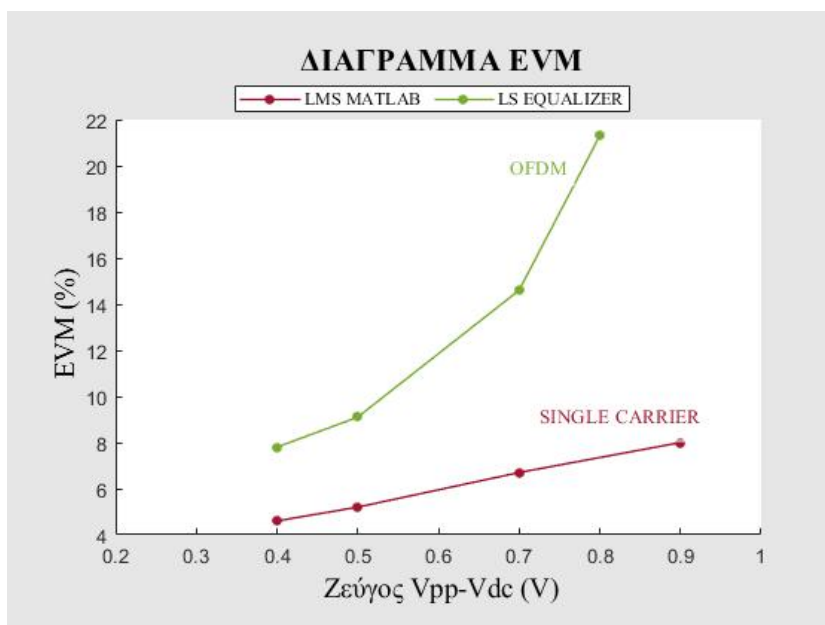
Παρακάτω παρουσιάζεται μια σύγκριση των σφαλμάτων EVM μεταξύ σημάτων OFDM και μονοτονικών σημάτων για το σχήμα διαμόρφωσης QPSK. Ειδικότερα, όπως έχει σημειωθεί η επιλογή του LS καθίσταται συνήθης σε σήματα OFDM, ενώ η επιλογή LMS αντισταθμιστή χρησιμοποιείται ευρέως σε single carrier μεταδόσεις. Ασφαλώς δίκαιη θα μπορούσε να χαρακτηριστεί μόνο μια τέτοια σύγκριση δηλαδή με την επιλογή του πιο συμβατού και κατάλληλου προσαρμοστικού αλγορίθμου για το κάθε σύστημα. Σημειώνεται ξανά ότι κατά την υλοποίηση του αλγορίθμου LS ενώ η λογική σχεδιασμού παρέμενε ίδια το μοντέλο του αντισταθμιστή ήταν διαφορετικό για τα single carrier και τα OFDM σήματα.



Σχήμα 46: Γράφημα σύγκρισης OFDM-single carrier ίδιας διαμόρφωσης QPSK.



Σχήμα 47: Γράφημα σύγκρισης OFDM-single carrier με SNR=30 dB.



Σχήμα 48: Γράφημα σύγκρισης OFDM-single carrier με SNR=20 dB.

Είναι λοιπόν εμφανές από τα τρία σχήματα που περιγράφουν τα σφάλματα EVM για τα δύο είδη συστημάτων με την παρουσία αλλά και με την απουσία θορύβου, ότι τα OFDM σήματα παρουσιάζουν πιο επιρρεπή συμπεριφορά σε φαινόμενα μη γραμμικότητας, ενώ τα μονοτονικά σήματα της ίδια διαμόρφωσης QPSK εμφανίζουν χαμηλότερες τιμές EVM.

Κεφάλαιο 5

Συμπεράσματα και μελλοντικές προοπτικές

Στην παρούσα εργασία παρουσιάστηκε το ανάπτυγμα Volterra, το οποίο χρησιμοποιείται προκειμένου να περιγράψει τη μη γραμμική συμπεριφορά ενεργών ηλεκτρονικών, όπως οι ενισχυτές ισχύος και τα ηλεκτρο-οπτικά στοιχεία, που χρησιμοποιούνται ευρέως στις A-RoF υλοποιήσεις. Συγκεκριμένα μελετήθηκε τόσο η καθ' αυτού φύση του αναπτύγματος Volterra όσο και η πολυπλοκότητα της σειράς. Ακόμα η παρούσα εργασία επικεντρώθηκε στην υλοποίηση γραμμικών ισοσταθμιστών, οι οποίοι θα μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συνδυασμό με το ανάπτυγμα Volterra για την υλοποίηση μη γραμμικών ισοσταθμιστών στοχεύοντας τελικά στην βελτίωση της απόδοσης της A-RoF μετάδοσης.

Ειδικότερα στο Κεφάλαιο 4 η χαρακτηριστική καμπύλη ενός πραγματικού ηλεκτρο-απορροφητικού διαμορφωμένου λέιζερ (EML), η οποία μελετήθηκε πειραματικά, προσομοιώθηκε σε περιβάλλον MATLAB®, προκειμένου να παρουσιαστεί η επίδραση των μη γραμμικοτήτων για M-QAM διαμορφώσεις σε μονοτονικά σήματα (single carrier) και σήματα πολλαπλών φερουσών (multi-carrier, OFDM). Κατά την ψηφιακή επεξεργασία των σημάτων ως μετρικό σφάλματος για την σύγκριση των αλγορίθμων ισοστάθμισης που σχεδιάστηκαν επιλέχθηκε το EVM. Ειδικότερα όταν η διαμόρφωση εμφανίζει στατιστικά υποπροϊόντα μη γραμμικότητας τότε παρουσιάζεται αύξηση του σφάλματος EVM.

Η αυξημένη τιμή PAPR για τα πολυτονικά OFDM σήματα, όπως ήταν αναμενόμενο, τα καθιστά πιο επιρρεπή στη μη γραμμική παραμόρφωση. Η ισοστάθμιση φαινομένων μη γραμμικότητας για τα OFDM σήματα έγινε με τη χρήση ενός LS αλγορίθμου που σχεδιάστηκε με διαφορετικό τρόπο από αυτόν που χρησιμοποιήθηκε στα μονοτονικά σήματα. Για την ισοστάθμιση single carrier σημάτων χρησιμοποιήθηκαν οι γραμμικοί αλγόριθμοι LS, ο LMS που υλοποιήθηκε στα πλαίσια αυτής της εργασίας και ο LMS με χρήση έτοιμων συναρτήσεων του περιβάλλοντος MATLAB. Ο τελευταίος σχεδιάστηκε προκειμένου να επιβεβαιώσει τη σωστή λειτουργία του δεύτερου. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα, ο αλγόριθμος LMS που σχεδιάστηκε παρουσιάζει καλύτερη συμπεριφορά, δηλαδή χαμηλότερο σφάλμα EVM, σε σχέση με τον LS.

Παρ' ότι οι γραμμικοί ισοσταθμιστές δεν αποτελούν αποδοτικότερη λύση σε συστήματα που υποβαθμίζονται από μη γραμμικές παραμορφώσεις, ο LMS που σχεδιάστηκε στα πλαίσια αυτής της εργασίας μπορεί να παραμετροποιηθεί κατάλληλα και να χρησιμοποιηθεί για την υλοποίηση ενός μη γραμμικού ισοσταθμιστή είτε στην πλευρά του πομπού είτε στην πλευρά του δέκτη. Πιο συγκεκριμένα με την προσαρμογή ενός φίλτρου Volterra, η εύκολη τροποποίηση αυτού του LMS αλγορίθμου θα μπορεί να υπολογίζει τους συντελεστές του μη γραμμικού αναπτύγματος Volterra και να μοντελοποιεί την αντίστροφη μήτρα της συνάρτησης μετάφορας του συστήματος. Έχει ακόμα το πλεονέκτημα ότι δεν απαιτεί τη γνώση του σχήματος διαμόρφωσης και δεν καθιστά αυτόματο τον υπολογισμό σφάλματος της μεθόδου LMS. Έτσι μπορεί να επεκταθεί εύκολα σε έναν μη γραμμικό ισοσταθμιστή, ο οποίος θα υποστηρίζει και άλλα σχήματα διαμόρφωσης όπως οι διαμορφώσεις OFDM και 4-PAM.

Τέλος, όλοι οι κλάδοι έρευνας, έτσι και ο κλάδος που ασχολείται με την ψηφιακή επεξεργασία σημάτων επικεντρώνονται στην βελτιστοποίηση συστημάτων με επίκεντρο τρεις βασικές παραμέτρους που είναι δυναμικά συνδεδεμένες, το κόστος, την απόδοση και την καθυστέρηση ενός συστήματος. Η έγκυρη πληροφορία μετάδοσης είναι και θα είναι ένα φλέγον ζήτημα, αφού λαμβάνει μέρος σε πραγματικά συστήματα τα οποία εμπεριέχουν σφάλματα και διαθέτουν δυνατότητες βελτίωσης.

Βιβλιογραφία

- [1] “What is 5G? A helpful illustrated Q&A (2020).” [Online]. Available: <https://www.thalesgroup.com/en/markets/digital-identity-and-security/mobile/inspired/5G>.
- [2] R. Prasad, *5G: 2020 and beyond*. Aalborg: River Publishers, 2015, OCLC: 907940499, isbn: 978-87-93237-13-1.
- [3] A. Morgado, K. M. S. Huq, S. Mumtaz, and J. Rodriguez, “A survey of 5g technologies: Regulatory, standardization and industrial perspectives,” *Digital Communications and Networks*, vol. 4, no. 2, pp. 87–97, Apr. 1, 2018, issn: 2352-8648. doi: 10.1016/j.dcan.2017.09.010. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352864817302584>.
- [4] N. Argyris, G. Giannoulis, K. Kanta, N. Iliadis, C. Vagionas, S. Papaioannou, G. Kalfas, D. Apostolopoulos, C. Caillaud, H. Debrégeas, N. Pleros, and H. Avramopoulos, “A 5G mmWave Fiber-Wireless FoF Analog Mobile Fronthaul Link With up to 24-Gb/s Multiband Wireless Capacity,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 12, pp. 2883–2891, Jun. 2019, Conference Name: Journal of Lightwave Technology, issn: 1558-2213. doi: 10.1109/JLT.2019.2897109.
- [5] GMT, “Everything You Need to Know About 5G - IEEE Spectrum,” Library Catalog: spectrum.ieee.org. [Online]. Available: <https://spectrum.ieee.org/video/telecom/wireless/everything-you-need-to-know-about-5g>.
- [6] D. Apostolopoulos, G. Giannoulis, N. Argyris, N. Iliadis, K. Kanta, and H. Avramopoulos, “Analog radio-over-fiber solutions in support of 5G,” in *2018 International Conference on Optical Network Design and Modeling (ONDM)*, May 2018, pp. 266–271. doi: 10.23919/ONDM.2018.8396143.
- [7] G. Giannoulis, N. Argyris, N. Iliadis, G. Pouloupoulos, K. Kanta, D. Apostolopoulos, and H. Avramopoulos, “Analog Radio-over-Fiber Solutions for 5G Communications in the Beyond-CPRI Era,” in *2018 20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, ISSN: 2161-2064, Jul. 2018, pp. 1–5. doi: 10.1109/ICTON.2018.8473886.
- [8] E. Lawrey, “Adaptive techniques for multiuser OFDM,” p. 327,
- [9] Π. Α. Παναγιώτης Κωττής, *Ασύρματες Επικοινωνίες*. Εκδόσεις Τζιόλα, 2014, isbn: 978-960-418-268-8.
- [10] N. Mitrou and N. Μήτρου, *Ψηφιακές Επικοινωνίες*. 2015, Journal Abbreviation: Συνοπτική Θεωρία και Εργαστήριο, isbn: 978-960-603-299-8. [Online]. Available: <https://repository.kallipos.gr/handle/11419/6044>.
- [11] S. S. Jawad and R. S. Fyath, “Transmission performance of analog radio-over-fiber fronthaul for 5g mobile networks,” *International Journal of Networks and Communications*, vol. 8, no. 3, pp. 81–96, 2018, Publisher: Scientific & Academic Publishing, issn: 2168-4944.
- [12] L. Anet Neto, “Étude des potentialités des techniques de modulation multiporteuse pour les futurs réseaux d'accès optique WDM et TDM PON,” These de doctorat, Limoges, Jan. 1, 2012. [Online]. Available: <http://www.theses.fr/2012LIM04021>.

- [13] D. S. Ahmed and R. S. Fyath, "Transmission performance of unamplified 1310 nm PAM-based data center optical interconnects," *International Journal of Networks and Communications*, vol. 8, no. 3, pp. 43–62, 2018, Publisher: Scientific & Academic Publishing, issn: 2168-4944.
- [14] B. G. Kim, S. H. Bae, H. Kim, and Y. C. Chung, "RoF-Based Mobile Fronthaul Networks Implemented by Using DML and EML for 5G Wireless Communication Systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 14, pp. 2874–2881, Jul. 2018, Conference Name: Journal of Lightwave Technology, issn: 1558-2213. doi: 10.1109/JLT.2018.2808294.
- [15] M. Trajkovic, "High speed electro-absorption modulators in indium phosphide generic integration technologies," May 16, 2019. [Online]. Available: <https://research.tue.nl/en/publications/high-speed-electro-absorption-modulators-in-indium-phosphide-gene>.
- [16] A. Lebedev, J. J. V. Olmos, M. Iglesias, S. Forchhammer, and I. T. Monroy, "A novel method for combating dispersion induced power fading in dispersion compensating fiber," *Optics Express*, vol. 21, no. 11, pp. 13 617–13 625, Jun. 3, 2013, Publisher: Optical Society of America, issn: 1094-4087. doi: 10.1364/OE.21.013617. [Online]. Available: <https://www.osapublishing.org/oe/abstract.cfm?uri=oe-21-11-13617>.
- [17] R. Zhu and X. Zhang, "Linearization of radio-over-fiber systems by using two lasers with different wavelengths," in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, ISSN: 0149-645X, Jun. 2014, pp. 1–3. doi: 10.1109/MWSYM.2014.6848305.
- [18] Z. Xuan, "Digital predistortion for broadband radio-over-fiber transmission systems," masters, Concordia University, Sep. 9, 2015, 98 pp. [Online]. Available: <https://spectrum.library.concordia.ca/980412/>.
- [19] X. N. Fernando and A. B. Sesay, "Adaptive asymmetric linearization of radio over fiber links for wireless access," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2002. doi: 10.1109/TVT.2002.804841.
- [20] M. A. Nizamuddin, "Predistortion for nonlinear power amplifiers with memory," Accepted: 2014-03-14T20:50:02Z, Thesis, Virginia Tech, Dec. 6, 2002. [Online]. Available: <https://vtechworks.lib.vt.edu/handle/10919/36184>.
- [21] A. Beling, X. Xie, and J. C. Campbell, "High-power, high-linearity photodiodes," *Optica*, vol. 3, no. 3, pp. 328–338, Mar. 20, 2016, Publisher: Optical Society of America, issn: 2334-2536. doi: 10.1364/OPTICA.3.000328. [Online]. Available: <https://www.osapublishing.org/optica/abstract.cfm?uri=optica-3-3-328>.
- [22] A. Singh and H. Kaur, "Non Linearity Analysis of High Power Amplifier in OFDM System," *International Journal of Computer Applications*, vol. 37, pp. 37–41, Jan. 28, 2012. doi: 10.5120/4582-6501.
- [23] P. Diniz, "Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation," in *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation*, Journal Abbreviation: Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation, Jan. 1, 2008. doi: 10.1007/978-1-4614-4106-9.
- [24] G. Manne and T. Yao, "On the predistortion technique for improving transmission linearity of OFDM system," in *IEEE 60th Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004*, ISSN: 1090-3038, vol. 6, Sep. 2004, 3876–3879 Vol. 6. doi: 10.1109/VETECF.2004.1404803.
- [25] A. Hekkala, M. Hiiivala, M. Lasanen, J. Perttu, L. C. Vieira, N. J. Gomes, and A. Nkansah, "Predistortion of Radio Over Fiber Links: Algorithms, Implementation, and Measurements," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 59, no. 3, pp. 664–672, Mar. 2012, Conference Name: IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, issn: 1558-0806. doi: 10.1109/TCSI.2011.2167267.
- [26] B. Farhang-Boroujeny, *Adaptive Filters: Theory and Applications*. John Wiley & Sons, Apr. 2, 2013, 677 pp., Google-Books-ID: Fmf8TumgxEYC, isbn: 978-1-118-59133-8.

- [27] G.-H. M, P.-G. A, L.-S. G, M.-V. P. J, and S.-G. J, “Digital predistorter based on volterra series for nonlinear power amplifier applied to OFDM systems using adaptive algorithms,” *Procedia Engineering*, International Meeting of Electrical Engineering Research 2012. Vol. 35, pp. 118–125, Jan. 1, 2012, issn: 1877-7058. doi: 10.1016/j.proeng.2012.04.172. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1877705812018073>.
- [28] Y. S. Lee, Y. J. Bang, J. H. Lee, and Y. O. Park, “LS channel estimation performance analysis for RoF channel environment in the OFDM system,” in *2014 12th International Conference on Optical Internet 2014 (COIN)*, ISSN: 2159-6409, Aug. 2014, pp. 1–2. doi: 10.1109/COIN.2014.6950629.
- [29] A. S. Skidin, O. S. Sidelnikov, M. P. Fedoruk, and S. K. Turitsyn, “Mitigation of nonlinear transmission effects for OFDM 16-QAM optical signal using adaptive modulation,” *Optics Express*, vol. 24, no. 26, pp. 30 296–30 308, Dec. 26, 2016, Publisher: Optical Society of America, issn: 1094-4087. doi: 10.1364/OE.24.030296. [Online]. Available: <https://www.osapublishing.org/oe/abstract.cfm?uri=oe-24-26-30296>.

Παράρτημα Α

Κώδικες Matlab

Οι κώδικες που χρησιμοποιήθηκαν για τα διαγράμματα αστερισμού στο 4 είναι τα εξής.
Για τα διαγράμματα αστερισμού single carrier σήματος:

```
1
2 clear all; close all; clc;
3 rng(3)
4
5 %%%% Transmitter %%%
6 %% QAM parameters
7
8 N = 1000;
9 SR = 0.5;           % GHz – symbol rate
10 M = 16;           % QPSK / M=16 για 16QAM
11 m = log2(M);
12 nsamp = 16;      % upsampling rate
13 Fs = nsamp.*SR;
14 Ts = 1./Fs;
15
16 %% QAM modulation
17
18 x = randi([0 M-1],N,1); % Random symbols
19 xBits = de2bi(x);      % input bits
20 xQAM = qammod(x, M);
21 xQAM_demod = qamdemod(xQAM,M);
22
23 %scatterplot(xQAM);
24
25
26 %% QAM up-conversion at 3.5GHz
27
28 % up-sample x8
29 QAM_up = resample(xQAM, nsamp, 1);
30 figure;
31 pwelch(QAM_up, [], [], [], 1/Ts);
32
33 % up-convert at 3.5GHz
34 IF = 3.5;
35 tn = (1/Fs)*[0:length(QAM_up)-1];
36 xSig = QAM_up.*exp(1i*(2*pi*IF.*tn));
37
38 figure;
```

```

39 pwelch(xSig,[],[],[],1/Ts);
40
41 % normalization
42 xSigReal=real(xSig);
43 prompt = 'Vpp';
44 Vpp=input(prompt);
45 xNorm = Vpp*(xSigReal - mean(xSigReal))./(max(xSigReal) - ...
      min(xSigReal));
46 prompt = 'Vdc';
47 Vdc=input(prompt);
48 xNorm = xNorm-Vdc;
49
50
51 %%%%%%%%%%% CHANNEL %%%%%%%%%%%
52 %% PV maker
53 EML_P_V %run EML_P_V.m
54
55 %% omadopoiw data
56 pv=[V_rev_int,P_opt_int];
57 [numRows,numCols]=size(P_opt_int);
58 pv=reshape(pv,numCols,[]);
59
60 %% find power
61 for num=1:length(xNorm)
62     [val,idx]=min(abs(pv(:,1)-xNorm(num)));
63     Power(num)=pv(idx,2);
64 end
65
66 %%
67 SNR = 20;
68 Sig_AWGN = awgn(Power, SNR, 'measured');
69 Sig_Rx = Sig_AWGN;
70
71
72
73
74
75 %%%%%%%%%%% RECEIVER %%%%%%%%%%%
76 %% down-convert at Baseband
77 IF = 3.5;
78 % xSig_Rx = (xNorm).*exp(-1i*(2*pi*IF.*tn'));
79 xSig_Rx = (Sig_Rx').*exp(-1i*(2*pi*IF.*tn'));
80
81 % LPF
82 tapsLPF = 100;
83 Fp = SR/2;
84 Ap = 0.01;
85 Ast = 80;
86 Rp = (10^(Ap/20) - 1)/(10^(Ap/20) + 1);
87 Rst = 10^(-Ast/20);
88

```

```

89 LPF = firceqrip(tapsLPF, Fp/(Fs/2), [Rp Rst], 'passedge');
90 delay = ceil(length(LPF)/2);
91
92 SIG_fil = filter(LPF, 1, xSig_Rx);
93 SIG_fil = SIG_fil(delay:end);
94
95 % down-sample x8
96
97 QAM_down = SIG_fil(1:nsamp:end);
98 QAM_down = QAM_down(3:end);
99 % QAM_down = xSig_Rx(1:8:end);
100 % QAM_down = resample(SIG_fil, 1, nsamp);
101
102 avpow = avpowQAM(M);
103 scale = modnorm(QAM_down, 'avpow', avpow);
104 QAM_down_norm = scale*QAM_down;
105 QAM_down_norm_demod = qamdemod(QAM_down_norm, M);
106
107 %%
108 IQ=QAM_down_norm;
109 c=xQAM;
110 evm
111 r=scatterplot(IQ, [], [], '.');
112
113
114 %%%%%%%%%%% lms %%%%%%%%%%%
115 %%
116 start = 3;
117 trainlen = 50;
118 nweights = 4;
119 eqDelay = ceil(nweights/2);
120 eqobj = lineareq(nweights, lms(0.01));
121 eqobj.SigConst = qammod((0:M-1), M);
122 y = equalize(eqobj, QAM_down_norm, xQAM(start:start+trainlen));
123
124 %% scatterplot(y(start+trainlen+eqDelay:end));
125 IQ=y(200:end);
126 evm;
127 c=xQAM;
128 evm
129 r=scatterplot(IQ, [], [], '.');
130 hold on
131 lms=scatterplot(c, [], [], 'c*', r);
132 l=round(rmsEVM, 1);
133 clear IQ
134
135
136 %%%%%%%%%%% LS %%%%%%%%%%%
137
138 trainlen_ls = 16;
139 d = xQAM(start:start+trainlen_ls);

```

```

140
141 H_inv = d./QAM_down_norm(1:length(d));
142 QAM_to_eq_1d = QAM_down_norm(length(d)+1:end);
143 modulo = mod(length(QAM_to_eq_1d), length(d));
144 QAM_to_eq = reshape([QAM_to_eq_1d; zeros(1, ...
    length(d)-modulo)'], length(d), []);
145 Estim = zeros(size(QAM_to_eq));
146 for ii=1:size(QAM_to_eq, 2)
147     Estim(:, ii) = H_inv.*QAM_to_eq(:, ii);
148 end
149 Estim_1d = reshape(Estim, [], 1);
150
151 IQ=Estim_1d(1:894);
152 evm;
153 c=xQAM;
154 evm
155 r=scatterplot(IQ,[],[],'.');
156 hold on
157 ls=scatterplot(c,[],[],'c*',r);
158 l=round(rmsEVM,1);
159 clear IQ
160
161 %%
162
163 x=QAM_down_norm;
164 d=xQAM(3:end-3);
165 h=ones(1,4);
166 k=4;
167 yd=zeros();
168 i=0;
169 while k>0
170     %yd=h.*z;
171     yd=h.*x;
172     e = d -h.*x;
173     temp = h;
174     h=temp + 0.01*e.* x;
175     k=k-1;
176
177 end
178
179 yd=yd(1:end,1);
180 %%
181 h = scatterplot(x,1,1,'b. '); hold on;
182 scatterplot(yd(300:end),1,1,'g.',h);
183 scatterplot(xQAM,1,0,'k*',h);
184 %%
185 IQ=yd(300:end);
186 evm;
187 c=xQAM;
188 evm
189 r=scatterplot(IQ,[],[],'.');

```



```

190 hold on
191 lmsdm=scatterplot(c,[],[], 'c*',r);
192 l=round(rmsEVM,1);
193 clear IQ

```

Για τα OFDM σήματα χρησιμοποιήθηκε το αντίστοιχο κομμάτι του κώδικα.

```

1 clear all; close all; clc;
2 rng(3)
3
4 %% OFDM parameters
5
6 K = 204;           % data pilots
7 Band = 0.5;       % GHz – symbol rate
8 Kx = 256;         % FFT size
9 Ks = Kx;
10 % Ks= 2*Kx;
11
12 Dfc=Band/Ks;     % Carrier spacing
13 Ts=1/Dfc;        % OFDM symbol duration
14
15 cp_len=0.25*Ks; % OFDM_length/4
16
17
18 %% QAM parameters
19
20 M = 4;           % QPSK / M=16 για 16QAM
21 m = log2(M);
22 Ns = 500;        % number of OFDM symbols
23 n = Ns*K*m;
24 nsamp = 16;      % upsampling rate
25 Tn = Ts/nsamp;   % sampling period
26 Fs = 1/Tn;       % sampling frequency
27 Fs = Band*nsamp;
28
29
30 %% Pilot mapping
31
32 pilot_map = [26 35 44 53 62 71 80 89 98 107 116 125 128 137 ...
33             146 155 164 173 182 191 200 209 218 227]-25+1;
34
35 a0 = -1 + 1*i;
36 a1 = -1 - 1*i;
37 a2 = +1 + 1*i;
38 a3 = +1 - 1*i;
39 pilot_val_QPSK = [a0 a1 a2 a3 a0 a1 a2 a3 a0 a1 a2 a3 a0 a1 a2 ...
40                  a3 a0 a1 a2 a3 a0 a1 a2 a3];
41
42 b0 = -1 + 1*i;
43 b1 = -1+ 3*i;
44 b2 = -1 - 1*i;
45 b3 = -1 - 3*i;

```

```

44 b4 = -3 + 1*i;
45 b5 = -3 + 3*i;
46 b6 = -3 - 1*i;
47 b7 = -3 - 3*i;
48 b8 = +1 + 1*i;
49 b9 = +1 + 3*i;
50 b10 = +1 - 1*i;
51 b11 = +1 - 3*i;
52 b12 = +3 + 1*i;
53 b13 = +3 + 3*i;
54 b14 = +3 - 1*i;
55 b15 = +3 - 3*i;
56 pilot_val_QAM16 = [b0 b1 b2 b3 b4 b5 b6 b7 b8 b9 b10 b11 b12 ...
    b13 b14 b15 b0 b1 b2 b3 b4 b5 b6 b7];
57
58 if M==4
59     pilot_val = pilot_val_QPSK;
60 elseif M==16
61     pilot_val = pilot_val_QAM16;
62 end
63
64
65 %% OFDM modulation
66
67 % QAM-mapping
68 x = randi([0 M-1],Ns*(K+1),1); % Random symbols
69 xBits = de2bi(x); % input bits
70
71 if M==4
72     normf = 1;
73 elseif M==16
74     normf = 1;
75 end
76
77 xQAM =normf*qammod(x, M);
78
79 % serial to parallel
80 xQAM_reshape = reshape(xQAM, [(K+1),Ns]);
81
82 % add pilots
83 for ii=1:length(pilot_map)
84     xQAM_reshape(pilot_map(ii),:) = pilot_val(ii);
85 end
86
87 % zero-padding
88 low_guard = 25;
89 high_guard = 26;
90
91 xQAM_reshape(floor(K/2), :) = ...
    zeros(size(xQAM_reshape(floor(K/2), :)));
92 iFFTin = [zeros(low_guard, Ns); xQAM_reshape; ...

```

```

        zeros(high_guard , Ns)];
93
94
95 % iFFT
96 OFDMSyms = zeros(size(iFFTin));
97 for kk = 1:Ns
98     OFDMSyms(:, kk) = ifft(fftshift(iFFTin(:, kk), Ks));
99     % OFDMSyms(:, kk) = ifft(iFFTin_shift(:, kk), Ks);
100 end
101
102 % cp insertion
103 cp_start = Ks-cp_len+1;
104 OFDMcp = [OFDMSyms(cp_start:end, :); OFDMSyms(:, :)];
105
106 % parallel to serial
107 OFDM1d = reshape(OFDMcp, [], 1);
108
109 % plots
110 t = [0:Ts:Ts*(Ks+cp_len)-Ts]';
111 figure(1);
112 subplot(211);
113 stem(t(:,1), real(OFDMcp(:,1)));
114 subplot(212);
115 stem(t(:,1), imag(OFDMcp(:,1)));
116 figure(2);
117 pwelch(OFDMcp, [], [], [], 1/Ts);
118
119
120
121 %% OFDM up-conversion at 3.5GHz / DAC
122
123 % up-sample x16
124 OFDM1d_up = resample(OFDM1d, nsamp, 1);
125
126 % up-convert at 3.5GHz
127 IF = 3.5;
128 tn = (1/Fs)*[0:length(OFDM1d_up)-1];
129 xSig = OFDM1d_up.*exp(1i*(2*pi*IF*tn));
130 figure;
131 pwelch(xSig, [], [], [], Fs);
132
133 f=plot(tn, xSig)
134 f.Color=[0.3 0.4470 0.7410]
135 %%
136 meanSquareValue_OFDM = xSig'*xSig/length(xSig);
137 peakValue_OFDM = max(xSig.*conj(xSig));
138 PAPR_OFDM = meanSquareValue_OFDM/peakValue_OFDM;
139
140 PAPR_OFDM_dB = 10*log10(PAPR_OFDM);           % dB
141
142 PAPR = comm.CCDF('PAPROutputPort', true, 'PowerUnits', 'dBW');

```

```

143
144 [ , , paprOFDM] = PAPR(xSig);
145 disp(['Peak-to-Average-Power-Ratio for OFDM = ' ...
        num2str(paprOFDM) ' dB']);
146
147
148 %% Channel
149 % normalization
150 xSigReal=real(xSig);
151 prompt = 'Vpp';
152 Vpp=input(prompt);
153 xNorm = Vpp*(xSigReal - mean(xSigReal))./(max(xSigReal) - ...
        min(xSigReal));
154 prompt = 'Vdc';
155 Vdc=input(prompt);
156 xNorm = xNorm-Vdc;
157
158
159
160 %%%%%%%%%% CHANNEL %%%%%%%%%%
161 %% PV maker
162 EML_P_V %run EML_P_V.m
163
164 %% omadopoiw data
165 pv=[V_rev_int , P_opt_int];
166 [numRows , numCols]=size(P_opt_int);
167 pv=reshape(pv , numCols , []);
168
169 %% find power
170 for num=1:length(xNorm)
171     [val , idx]=min(abs(pv(:,1)-xNorm(num)));
172     Power(num)=pv(idx , 2);
173 end
174
175
176
177
178 %% Channel
179
180 %% Add AWGN
181 SNR = 20;
182 Sig_AWGN = awgn(Power , SNR , 'measured');
183
184 Sig_Rx = Sig_AWGN;
185
186
187
188
189 %% RECEIVER
190
191 %% OFDM down-conversion from 3.5GHz / ADC

```

```

192
193 % down-convert from 3.5GHz
194 tn = (1/Fs)*[0:length(Sig_Rx)-1];
195 Sig_Rx_dc = Sig_Rx' .* exp(-1i*(2*pi*IF*(tn')));
196
197 % plot
198 Nfft = 2.^nextpow2(length(Sig_Rx_dc));
199 f = linspace(-Fs/2, Fs/2, Nfft);
200 SIG_fft = fftshift(fft(Sig_Rx_dc, Nfft))/length(Sig_Rx_dc);
201 SIGFFT = SIG_fft/max(SIG_fft);
202 figure; plot(f, 20*log10(abs(SIGFFT)));
203
204
205
206 % LPF - ideal
207 tapsLPF = 100;
208 Fp = Band/2;
209 Ap = 0.01;
210 Ast = 80;
211 Rp = (10^(Ap/20) - 1)/(10^(Ap/20) + 1);
212 Rst = 10^(-Ast/20);
213
214 LPF = firceqrip(tapsLPF, Fp/(Fs/2), [Rp Rst], 'passedge');
215 delay = ceil(length(LPF)/2);
216
217 SIG_fil = filter(LPF, 1, Sig_Rx_dc);
218 IQ_filt = SIG_fil(delay:end);
219
220 % plot
221 Nfft = 2.^nextpow2(length(IQ_filt));
222 f = linspace(-Fs/2, Fs/2, Nfft);
223 SIG_fft = fftshift(fft(IQ_filt, Nfft))/length(IQ_filt);
224 SIGFFT = SIG_fft/max(SIG_fft);
225 figure; plot(f, 20*log10(abs(SIGFFT)));
226
227 % down-sample x16
228 IQ_downSamp = IQ_filt(1:nsamp:end);
229 DSP_in = IQ_downSamp(1:(Ns-1)*(Ks+cp_len));
230
231
232
233 %% OFDM demodulation
234
235 % serial to parallel
236 xr_par = reshape(DSP_in, Ks+cp_len, []);
237
238 % cyclic prefix removal
239 xr_no_cp = xr_par(cp_len+1:end, :);
240
241 % FFT
242 IQ = fft(xr_no_cp, Ks, 1);

```

```

243 % IQ = [];
244 % for k = 1:size(xr_no_cp, 2)
245 %     clear Sig_fft_persym;
246 %     Sig_fft_persym = fft(xr_no_cp(:,k));
247 %     IQ = [IQ Sig_fft_persym];
248 % end
249
250 % zero removal
251 IQ_noZ = IQ(low_guard+1:end-high_guard, :);
252
253 % pilots removal
254 kk = 1;
255 ll = 1;
256 for ii = 1:size(IQ_noZ, 1)
257     if find(pilot_map == ii) ≥ 1
258         PILOT(ll, :) = IQ_noZ(ii, :);
259         ll = ll + 1;
260     end
261 end
262
263 % parallel to serial – monitoring
264 IQ1d = reshape(IQ_noZ, [], 1);
265 scatterplot(IQ1d);
266
267 %% Channel Estimation and equalization
268
269 % Extracting received pilots
270 TxP = pilot_val; % transmitted pilots
271 RxP = PILOT; % received pilots
272
273 % Least-Square Estimation
274 Hpilot_LS = zeros(size(RxP));
275 for ii = 1:size(RxP, 2)
276     Hpilot_LS(:, ii) = RxP(:, ii)./TxP(:);
277 end
278
279 %%
280 clear HData_LS;
281 for q = 1:size(RxP, 2)
282     method = 'linear';
283     HData_LS(:, q) = interpolate_LS(Hpilot_LS(:, q).', pilot_map,
284     (Kx-low_guard-high_guard), method); % Linear/Spline ...
285         interpolation
286
287 end
288
289 figure; plot(abs(HData_LS(:, 19)));
290 figure; plot(angle(HData_LS(:, 19)));
291
292

```

```

293 % Signal equalization
294
295 clear Data_noPl;
296 % Data_Ls = Rxdata_fft./HData_LS;
297 % Data_noZeros = Data_Ls(low_guard+1:end-high_guard, :);
298 Data_Ls = IQ_noZ./HData_LS;
299
300 % clear Data_Ls;
301
302 kk = 1;
303 for ii = 1:size(Data_Ls, 1)
304     if find(pilot_map == ii) ≥ 0
305     else
306         Data_noPl(kk, :) = Data_Ls(ii, :);
307         kk = kk+1;
308     end
309 end
310
311
312 Data_fin = [Data_noPl(1:89, :); Data_noPl(91:end, :)];
313 Data_fin_1d = reshape(Data_fin, [], 1);
314 scatterplot(Data_fin_1d);
315 IQ=Data_fin_1d;
316 evm;
317 c=qammod((0:M-1), M);
318 r=scatterplot(IQ,[],[],'.');
319 hold on
320 lmss=scatterplot(c,[],[],'c*',r);
321 l=round(rmsEVM,1);
322 clear IQ
323
324
325 %% EVM and SNR estimation
326
327 IQ_QPSK = (1/sqrt(2))*[1-1i; -1-1i; -1+1i; 1+1i]; % for ...
reference
328 IQ_QAM16 = (1/sqrt(2))*[1-1i; -1-1i; -1+1i; 1+1i; 3-3i; 3+3i; ...
-3-3i; -3+3i; 1-3i; 1+3i; -1-3i; -1+3i; 3-1i; 3+1i; -3-1i; ...
-3+1i];
329 if M == 4
330     IQ_ref = IQ_QPSK;
331 elseif M == 16
332     IQ_ref = IQ_QAM16;
333 end
334
335 ref_sig = (rms(abs(Data_fin_1d))/rms(abs(IQ_ref))).*IQ_ref;
336 H = comm.EVM('MaximumEVMOutputPort',true,...
337     'XPercentileEVMOutputPort',true, 'XPercentileValue',90,...
338     'SymbolCountOutputPort',true,...
339     'ReferenceSignalSource','Estimated from reference...
constellation', ...

```

```
340     'ReferenceConstellation', ref_sig);
341 [rmsEVM,maxEVM,pctEVM,numSym] = step(H, Data_fin_1d); ...
                                     %((%)
342 SNR = 10.*log10((100./rmsEVM).^2);
343 SNR
344 % QAM demodulation
345 y = qamdemod(IQ1d, M);
346 yBits = de2bi(y);
```