



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΙΓΑΙΟΥ
ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ

ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΚΩΝ ΚΑΙ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

Διαμόρφωση OTFS (Orthogonal Time Frequency Space) –
Εξομοίωση, και υλοποίηση σε SDR

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Τσουκαλά Δημήτριου

Επιβλέπων : Κωνσταντίνος Μαλιάτσος

Μέλη εξεταστικής επιτροπής: Δημοσθένης Βουγιούκας, Εμμανουήλ Καλλίγερος

Σάμος, Οκτώβριος 2023

Η σελίδα αυτή είναι σκόπιμα λευκή.

Πρόλογος και ευχαριστίες

Είμαι στην ευχάριστη θέση να παρουσιάσω αυτή τη διατριβή, το αποτέλεσμα αμέτρητων ωρών αφοσιωμένης έρευνας και προσπάθειας. Καθώς μοιράζομαι τις διαπιστώσεις και τα συμπεράσματά μου, θέλω να εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου σε όσους έπαιξαν σημαντικό ρόλο στη διαμόρφωση αυτής της εργασίας.

Πρώτα και κύρια, εκφράζω τις θερμές μου ευχαριστίες στον καθηγητή κ. Μαλιάτσο, σύμβουλο της διπλωματικής μου εργασίας, για την ανεκτίμητη καθοδήγηση και υποστήριξή του. Η τεχνογνωσία και η καθοδήγηση του ήταν καθοριστικής σημασίας για την ολοκλήρωση αυτής της διπλωματικής εργασίας.

Εκτιμώ βαθύτατα την οικογένειά μου για την αμέριστη οικονομική υποστήριξή της, που μου έδωσε τη δυνατότητα να συνεχίσω την εκπαίδευσή μου. Η πίστη τους στις ικανότητές μου και οι θυσίες τους κατέστησαν δυνατή αυτή τη διατριβή.

Θέλω επίσης να ευχαριστήσω τους καθηγητές, τους συμμαθητές και τους φίλους μου για τη συνεισφορά και την υποστήριξή τους κατά τη διάρκεια της ακαδημαϊκής μου διαδρομής. Οι γνώσεις σας έχουν εμπλουτίσει την εμπειρία μου.

Τέλος, ευχαριστώ την ευρύτερη ακαδημαϊκή κοινότητα που έθεσε τα θεμέλια για αυτήν την εργασία μέσα από την έρευνα και τις δημοσιεύσεις τους. Αυτή η διατριβή είναι αποτέλεσμα συλλογικών προσπαθειών και ελπίζω να προσθέσει αξία στον τομέα σπουδών μας.

Είμαι ευγνώμων για την υποστήριξη και την ενθάρρυνση όλων όσων συμμετείχαν σε αυτό το ταξίδι.

© 2023

του

Τσουκαλά Δημήτριου

Τμήμα Μηχανικών Πληροφοριακών και Επικοινωνιακών Συστημάτων

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΙΓΑΙΟΥ

Η σελίδα αυτή είναι σκόπιμα λευκή.

Πίνακας περιεχομένων

1	Εισαγωγή	1
1.1	Εισαγωγή - Διαμορφώσεις	1
1.2	Αντικείμενο διπλωματικής.....	1
1.2.1	Δήλωση προβλήματος.....	2
1.2.2	Ανάλυση	2
1.3	Δομή της διπλωματικής	2
2	Orthogonal Time Frequency Space (OTFS)	3
2.1	Εισαγωγή	3
2.2	Κανάλια χρονικής παραλλαγής.....	5
2.3	Linear time-variant κανάλια στους TF και DD τομείς.....	6
2.4	Το Delay-Doppler κανάλι	7
2.5	Διαμόρφωση OTFS.....	8
2.5.1	Διαμόρφωση χρόνου – συχνότητας.....	9
2.5.2	Λήψη σημάτων διαμορφωμένης χρονικής συχνότητας: Επαρκής Στατιστικά στοιχεία και παραμόρφωση καναλιών.....	10
2.5.3	Διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση OTFS.....	12
3	Διαμόρφωση στα ασύρματα 5G δίκτυα και στα νεότερα συστήματα	17
3.1	Εισαγωγή	17
3.2	Μοντέλο Συστήματος	22
3.2.1	Ανίχνευση μέγιστης πιθανότητας	23
3.3	Τύποι Διαμόρφωσης Δείκτη	24
3.3.1	Χωρική Διαμόρφωση.....	24
3.3.2	Γενικευμένη Χωρική Διαμόρφωση (GSM)	26
3.3.3	Space Shift Keying και Generalized Space Shift Keying	27
3.3.4	Media-Based Διαμόρφωση.....	28
3.4	Πολυδιάστατη Διαμόρφωση Ευρετηρίου	29
3.4.1	Space-Time IM.....	29
3.4.2	Διαμόρφωση που βασίζεται σε χωρικά διαμορφωμένα μέσα.....	30
4	Εξομοίωση, και υλοποίηση σε SDR.....	31
4.1	Εισαγωγή	31
4.2	Εξομοιώσεις με OFDM.....	32
4.2.1	Πρώτη εξομοίωση	32

4.2.2	Δεύτερη εξομοίωση	34
4.2.3	Τρίτη εξομοίωση	35
4.2.4	Τέταρτη εξομοίωση	36
4.2.5	Εξομοιώσεις με Attenuator	38
4.3	Εξομοιώσεις με OTFS	43
4.3.1	Εκπομπή pilot χωρίς Doppler	43
4.3.2	Εκπομπή pilot με Doppler.....	46
4.3.3	Εκπομπή τεσσάρων 16-QAM συμβόλων χωρίς Doppler.....	49
4.3.4	Εκπομπή τεσσάρων 16-QAM συμβόλων με Doppler.....	51
4.3.5	Σύγκριση Αποστολής data με ZP-OTFS χωρίς πιλότο και με full guard	52
4.3.6	Αποστολή data με channel equalization σε USRP	55
4.4	Σύγκριση OTFS με OFDM σε σηματοθορυβικό κανάλι	60
Βιβλιογραφία.....		61
Παράρτημα I [Κώδικας που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του OFDM]		62
4.5	USRP Transmitter Code	62
4.6	USRP Receiver Code.....	63
Παράρτημα II [Κώδικας που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του OTFS]		66
4.7	USRP Transmitter Code	66
4.8	USRP Receiver Code.....	67

Λίστα Σχημάτων

Σχήμα 1: Μια απεικόνιση μοντέλων καναλιών επιλεκτικών συχνοτήτων, χρονοεπιλεκτικών και διπλά επιλεκτικών καναλιών.[1]	5
Σχήμα 2: LTV κανάλια στο time-delay, TF, και DD domains.[1]	6
Σχήμα 3: Διάγραμμα μπλοκ διαμόρφωσης OTFS Πομπός και δέκτης.	12
Σχήμα 4: Χαρτογράφηση ευρετηρίου και συμβόλων.....	20
Σχήμα 5: Σχεδιασμός ανιχνευτή και αποδιαμόρφωση σε IM.....	21
Σχήμα 6: Σύστημα Massive-MIMO.	23
Σχήμα 7: Μπλοκ διάγραμμα πομπού για SM.	24
Σχήμα 8: Μπλοκ διάγραμμα πομπού του GSM.	27
Σχήμα 9: Μπλοκ διάγραμμα πομπού MBM.....	29
Σχήμα 10: Μπλοκ διάγραμμα πομπού SM-MBM.....	30

Λίστα Εικόνων

Εικόνα 1: Transmitter και Receiver σε απόσταση 2–2.5 μέτρα μεταξύ τους.....	32
Εικόνα 2: Η μεταβολή του BER για διαφορετικές τιμές κέρδους του transmitter (0 έως 25 dB).....	33
Εικόνα 3: Μετάδοση ενός συμβόλου OFDM με ένα φυσικό εμπόδιο ανάμεσα από τις κεραίες.....	34
Εικόνα 4: Μετάδοση ενός συμβόλου OFDM με ένα κομμάτι αλουμινόχαρτο μπροστά από κάθε κεραία. .	35
Εικόνα 5: Μετάδοση OFDM συμβόλου με σκέδαση.....	36
Εικόνα 6: Μετάδοση OFDM συμβόλου με την αφαίρεση του σκεδαστή.....	37
Εικόνα 7: 8495D Attenuator / 70dB.....	38
Εικόνα 8: Σύνδεση attenuator στον πομπό και στον δέκτη.....	38
Εικόνα 9: Διάγραμμα BER-Transmitter Gain με 0dB loss στον attenuator.....	39
Εικόνα 11: Λαμβανόμενο σήμα με κέρδος ενισχυτή πομπού 20 dB.....	40
Εικόνα 10: Μεταδιδόμενο σήμα OFDM.....	40
Εικόνα 12: Λαμβανόμενο σήμα με κέρδος κεραίας πομπού 80 dB.....	41
Εικόνα 13: Διάγραμμα BER-Transmitter Gain με 40dB loss στον attenuator.....	42
Εικόνα 14: Transmitter και Receiver για την αποστολή και λήψη ενός OTFS πιλότου.....	43
Εικόνα 15: Ο πιλότος στον 2D delay-Doppler domain πριν την εκπομπή.....	44
Εικόνα 16: Ο πιλότος στον 2D delay-Doppler domain κατά την λήψη.....	45
Εικόνα 17: Περιβάλλον πειραμάτων με προσθήκη delay-Doppler.....	46
Εικόνα 18: Channel estimation.....	47
Εικόνα 19: Λαμβανόμενος πιλότος μετά τη λήψη από το delay-Doppler προσομοιωμένο κανάλι.....	48
Εικόνα 20: 4 QAM σύμβολα πριν από την εκπομπή.....	49
Εικόνα 21: Τα σύμβολα όπως έφτασαν στον δέκτη σε κανάλι χωρίς υψηλές delay-Doppler μεταβολές.....	50
Εικόνα 22: Τα σύμβολα όπως έφτασαν στον δέκτη σε κανάλι με υψηλές delay-Doppler μεταβολές.....	51
Εικόνα 23: Τα δεδομένα στο delay-Doppler domain κατά την μετάδοση με ZP-OTFS no pilot.....	52
Εικόνα 24: Τα δεδομένα στο delay-Doppler domain κατά την μετάδοση με ZP-OTFS full guard.....	53
Εικόνα 25: Διάγραμμα BER-SNR για ZP-OTFS no pilot vs ZP-OTFS full guard.....	54
Εικόνα 26: Το (frame) με τιμές $M=64$, $N=512$	55
Εικόνα 27: Ενδεικτικό διάγραμμα για θέση απόστασης 4.5m μεταξύ πομπού και δέκτη.....	56
Εικόνα 28: Estimated SNR για gain transmitter από 40 dB έως 81 dB.....	57
Εικόνα 29: Παρουσιάζονται ενδεικτικοί σηματοστερισμοί του λαμβανόμενου σήματος, ξεκινώντας με Gain 81 και καταλήγοντας σε Gain 40.....	58
Εικόνα 30: Διάγραμμα BER - USRP Gain για απόσταση 8m από πομπό και δέκτη.....	59
Εικόνα 31: Διάγραμμα BER-SNR για μετάδοση QAM OFFS vs QAM OTFS.....	60

Ακρωνύμια

B5G	Beyond 5G
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
CD-NOMA	Code Domain Non-Orthogonal Multiple Access
CDMA	Code-division Multiple Access
CIR	Channel Impulse Response
CP	Cyclic Prefix
CTF	Channel Transfer Function
DD	Delay-Doppler
DoF	Degrees of Freedom
EE	Energy Efficiency
eMBB	Enhanced Mobile Broadband
FD	Frequency Domain
FDMA	Frequency-Division Multiple Access
FT	Fourier Transform
GSM	Generalized Spatial Modulation
GSM-MBM	Generalized spatial modulated media-based modulation
IM	Index Modulation
ITU	International Telecommunication Union
LTI	Linear Time-Invariant
LTV	linear time-variant
MBM	Media-based Modulation
MIM	Multidimensional IM
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
ML	maximum-likelihood
NOMA	Non-Orthogonal Multiple Access
OFDM	Orthogonal frequency-division multiplexing
OFDMA	Orthogonal frequency-division Multiple Access
OFDM-IM	OFDM Index Modulation
OMA	Orthogonal Multiple Access
OTFS	Orthogonal Time Frequency Space

PD-NOMA	Power Domain Non-Orthogonal Multiple Access
RF	Radio Frequency
SDR	Software Defined Radio
SE	Spectral Efficiency
SFFT	Symplectic Finite Fourier Transform
SIC	Successive Interference Cancellation
SM	Spatial Modulation
SM-MBM	Spatial Modulated Media-Based Modulation
SSK	Space Shift Keying
ST-IM	Space-time IM
TDMA	Time-Division Multiple Access
TF	Time-Frequency
uRLLC	Ultra-Reliable Low Latency Communications

Περίληψη

Η διπλωματική αυτή στοχεύει στη διερεύνηση των δυνατοτήτων της διαμόρφωσης OTFS σε συστήματα ασύρματων επικοινωνιών, με έμφαση στην προσομοίωση και τον πειραματισμό με χρήση SDRs. Η OTFS είναι μια νέα τεχνική διαμόρφωσης που μπορεί να μετριάσει τις επιπτώσεις της ολίσθησης Doppler και των διαλείψεων πολλαπλών διαδρομών (multipath), δύο σημαντικές απομειώσεις των σημάτων στα συστήματα ασύρματης επικοινωνίας.

Η εργασία θα περιλαμβάνει τη διεξαγωγή ενδελεχούς ανασκόπησης της υπάρχουσας βιβλιογραφίας σχετικά με τη διαμόρφωση OTFS και τις πιθανές εφαρμογές της σε συστήματα ασύρματων επικοινωνιών. Η βιβλιογραφική ανασκόπηση θα καλύπτει τις θεμελιώδεις έννοιες της OTFS, τα χαρακτηριστικά του καναλιού, τη διάδοση του σήματος και τις επικρατούσες τεχνικές διαμόρφωσης στα συστήματα νέας γενιάς.

Έπειτα πραγματοποιείται ανάπτυξη μοντέλων προσομοίωσης διαμόρφωσης OTFS χρησιμοποιώντας MATLAB. Τα μοντέλα προσομοίωσης θα σχεδιαστούν για να αξιολογούν την απόδοση της διαμόρφωσης OTFS όσον αφορά την ευρωστία στη μετατόπιση Doppler, τις διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών και τον θόρυβο. Τα μοντέλα προσομοίωσης θα εξετάσουν διαφορετικά σενάρια, όπως διαφορετικές συνθήκες καναλιού, ισχύ μετάδοσης και σχήματα διαμόρφωσης, για να διερευνήσουν τον αντίκτυπο της διαμόρφωσης OTFS στην απόδοση του συστήματος.

Για πειραματισμό χρησιμοποιώντας SDR, θα χρησιμοποιηθεί το MATLAB για τη δημιουργία σημάτων διαμορφωμένων OTFS και τη μετάδοση τους μέσω του κατάλληλου toolbox χρησιμοποιώντας υλικό SDR (USRP). Η πειραματική διάταξη θα περιλαμβάνει υλικό SDR, κεραίες στον πομπό και στον δέκτη για τη λήψη και την αποδιαμόρφωση των σημάτων OTFS. Η εγκατάσταση θα σχεδιαστεί για να αξιολογεί την επίδοση της διαμόρφωσης OTFS σε πραγματικό περιβάλλον, λαμβάνοντας υπόψη διαφορετικά σενάρια, όπως διαφορετικές αποστάσεις, εμπόδια, κινητικότητα και παρεμβολές.

Για να συγκριθεί η επίδοση της διαμόρφωσης OTFS με άλλες τεχνικές διαμόρφωσης, όπως η OFDM, η εργασία θα χρησιμοποιήσει την προσομοίωση και τα πειραματικά αποτελέσματα για να αξιολογήσει την απόδοσή τους ως προς την ευρωστία στη μετατόπιση Doppler, τις διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών και τον θόρυβο.

Λέξεις Κλειδιά: Δίκτυα 5G-6G, Ορθογωνική Διαμόρφωση Χρόνου Συχνότητας και Χώρου, Ορθογωνική Διαμόρφωση Πολυπλεξίας Συχνότητας, Διαμόρφωση δείκτη, Ραδιοσυστήματα ελεγχόμενα με λογισμικό

Abstract

This thesis aims to investigate the possibilities of OTFS modulation in wireless communication systems, with an emphasis on simulation and experimentation using SDRs. OTFS is a new modulation technique that can mitigate Doppler shift and multipath attenuation, two major degradations of signals in wireless communication systems.

The work will involve conducting a thorough review of the existing literature on OTFS configuration and its potential applications in wireless communication systems. The literature review will cover the fundamental concepts of OTFS, channel characteristics, signal propagation and prevailing modulation techniques in next-generation systems.

OTFS configuration simulation models are then developed using MATLAB. Simulation models will be designed to evaluate the performance of the OTFS configuration in terms of robustness to Doppler shift, multipath fading and noise. Simulation models will consider different scenarios, such as different channel conditions, transmission power, and configuration schemes, to investigate the impact of OTFS configuration on system performance.

For experimentation using SDR, MATLAB will be used to generate OTFS modulated signals and transmit them through the appropriate toolbox using the SDR hardware. The experimental setup will include SDR hardware, antennas at the transmitter and at the receiver to receive and demodulate the OTFS signals. The facility will be designed to evaluate the performance of the OTFS configuration in a real environment, considering different scenarios such as different distances, obstacles, mobility and interference.

To compare the performance of OTFS modulation with other modulation techniques such as OFDM, the paper will use simulation and experimental results to evaluate their performance in terms of robustness to Doppler shift, multipath fading and noise.

Keywords: *5G - 6G networks, Orthogonal Time Frequency Space modulation (OTFS), Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Index Modulation, Software Defined Radio (SDR), Matlab*

1

Εισαγωγή

1.1 Εισαγωγή - Διαμορφώσεις

Τα 4G και τα 5G δίκτυα έχουν ενταχθεί στη καθημερινότητα μας και συμβάλλουν στην γρήγορη και αξιόπιστη επικοινωνία. Αυτά τα δίκτυα χρησιμοποιούν κυρίως OFDM διαμόρφωση που είναι ένας τύπος διαμόρφωσης που η πληροφορία κατά τη μετάδοση της διαιρείται σε διαφορετικά κανάλια, χωρίς το κάθε κανάλι να επηρεάζεται από το άλλο.

Η OFDM διαμόρφωση παρά τα πλεονεκτήματά της δεν μπορεί να αποδώσει στις μελλοντικές επικοινωνίες με 6G. Αυτό συμβαίνει διότι, οι απαιτήσεις και οι ταχύτητες μετακίνησης αυξάνονται με τη πάροδο του χρόνου. Σε αυτό το πρόβλημα θα μας δώσει λύση η OTFS διαμόρφωση, που μπορεί να αποδώσει με μικρό BER σε καταστάσεις με υψηλό δείκτη Doppler.

Η OTFS είναι μία 2D διαμόρφωση όπου μεταδίδει το ηλεκτρομαγνητικό σήμα σε Delay-Doppler πεδία τιμών και έχει ομοιότητες με άλλες διαμορφώσεις όπως η TDMA, CDMA, και OFDM. Στην ενότητα OTFS θα αναλύσουμε αναλυτικά τις πτυχές της.

1.2 Αντικείμενο διπλωματικής

Σε αυτή τη διπλωματική, εμβαθύνουμε στον περίπλοκο κόσμο της διαμόρφωσης OTFS και κάνουμε συγκρίσεις με το OFDM. Ο πρωταρχικός μας στόχος είναι να αντιμετωπίσουμε κρίσιμες προκλήσεις στον τομέα της ασύρματης επικοινωνίας.

1.2.1 Δήλωση προβλήματος

Αντιμετωπίζουμε τις πολύπλοκες περιπλοκές της διαμόρφωσης OTFS, ιδιαίτερα τη μοναδική του ικανότητα να μειώνει την επίδραση της καθυστέρησης και της διάδοσης Doppler σε απαιτητικά σενάρια επικοινωνίας. Στόχος μας είναι να επιτύχουμε μια βαθιά κατανόηση αυτών των περιπλοκών.

Φιλοδοξούμε να δημιουργήσουμε μια ουσιαστική αντιπαράθεση μεταξύ OTFS και OFDM, δύο σημαντικών σχημάτων διαμόρφωσης. Αυτό το εγχείρημα απαιτεί μια ενδελεχή ανάλυση των δυνατών, των αδυναμιών και των εφαρμογών τους στον πραγματικό κόσμο, θέτοντας έτσι τις βάσεις για τεκμηριωμένη λήψη αποφάσεων στο σχεδιασμό ασύρματων συστημάτων.

1.2.2 Ανάλυση

Περιηγούμαστε σε αρχικά σε μία εκτεταμένη έρευνα και ανάλυση, που περιλαμβάνει μια ολοκληρωμένη ανασκόπηση της βιβλιογραφίας. Αυτή η διαδικασία μας επιτρέπει να αναπτύξουμε μια σταθερή θεωρητική βάση κατανοώντας τις μαθηματικές αρχές και τις πρακτικές εφαρμογές που στηρίζουν τη διαμόρφωση OTFS.

Η έρευνά μας υιοθετεί μια συστηματική προσέγγιση για τη σύγκριση των OTFS και OFDM, εφαρμόζοντας σχολαστικά κριτήρια αξιολόγησης και μετρήσεις απόδοσης για να αποδοθούν τα αντίστοιχα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα τους.

Για να αντιμετωπίσουμε τις τεχνικές περιπλοκές της κωδικοποίησης και μετάδοσης σημάτων OTFS και OFDM μέσω προσομοιώσεων SDR και MATLAB, αξιοποιούμε εξειδικευμένες βιβλιοθήκες και εργαλεία, επιδεικνύοντας την τεχνογνωσία μας στην επεξεργασία σήματος, την ασύρματη επικοινωνία και την ανάπτυξη λογισμικού.

Οι στρατηγικές στην εκπόνηση της διπλωματικής επεκτείνονται σε αυστηρές διαδικασίες δοκιμών και επικύρωσης, διασφαλίζοντας την ακρίβεια και την αξιοπιστία των ευρημάτων μας.

Αυτή η διατριβή χρησιμεύει ως οδηγός σε βάθος για τους αναγνώστες, παρέχοντας μια βαθιά κατανόηση της σημασίας και των τεχνικών προκλήσεων που είναι εγγενείς στην έρευνά μας στο πεδίο της ασύρματης επικοινωνίας και των τεχνικών διαμόρφωσης. Χρησιμοποιώντας κλασσικές προσεγγίσεις επίλυσης προβλημάτων, προσπαθούμε να συνεισφέρουμε πολύτιμες γνώσεις στο πεδίο, προωθώντας έτσι την κατανόηση και την εφαρμογή των OTFS και OFDM σε πρακτικά συστήματα επικοινωνίας.

1.3 Δομή της διπλωματικής

Αναλυτικές πληροφορίες και ανάλυση σχετικά με το OTFS παρουσιάζονται στην Ενότητα 2. Νέες διαμορφώσεις στα 5G δίκτυα αναφέρονται στην Ενότητα 3. Τα πειράματα και κάποια simulations με OFDM, OTFS παρουσιάζονται στην Ενότητα 4.

2

Orthogonal Time Frequency Space (OTFS)

2.1 Εισαγωγή

Τα 2G δίκτυα βασίζονταν κυρίως στην πολυπλεξία συχνότητας και χρόνου, δηλαδή στο FDMA και στο TDMA, τα 3G δίκτυα στην πολυπλεξία κώδικα CDMA, και ακολουθούν τα 4G και τα 5G ασύρματα δίκτυα όπου βασίζονται στην OFDM διαμόρφωση (και στην πολυπλεξία OFDMA). Στο κεφάλαιο αυτό θα ασχοληθούμε με τα 6G δίκτυα που αποτελούν το μέλλον για τα δίκτυα κινητών τηλεπικοινωνιών.

Η 6η γενιά ασύρματων δικτύων είναι απαραίτητο να μπορεί να υποστηρίξει την γρήγορη και ακέραια επικοινωνία από δορυφόρους, τρένα μεγάλης ταχύτητας, αυτόνομα αυτοκίνητα, αεροπλάνα καθώς και όλες τις επικοινωνίες με υψηλό Doppler-delay (ολίσθηση Doppler και καθυστέρηση πολυδιαδρομικής διάδοσης). Ακόμα, αξίζει να αναφέρουμε τις προκλήσεις που αντιμετωπίζουν οι πάροχοι κινητής τηλεφωνίας λόγω της συμφόρησης του φάσματος κάτω των 6 GHz, γεγονός που περιορίζει τη βελτίωση της χωρητικότητας και τη βιώσιμη εξέλιξη του συστήματος. Αυτός ο περιορισμός αναγκάζει τους παρόχους να χρησιμοποιούν ζώνες υψηλότερης συχνότητας, όπως τις χιλιοστομετρικές ζώνες mmWave, όπου είναι διαθέσιμη σημαντική ποσότητα αχρησιμοποίητου φάσματος. Ωστόσο, η επικοινωνία σε αυτές τις ζώνες υψηλής συχνότητας δημιουργεί σημαντικές προκλήσεις λόγω των διακυμάνσεων των καναλιών, ειδικά σε σενάρια υψηλής κινητικότητας. Ειδικότερα, η ερευνητική προσοχή αφιερώθηκε στον σχεδιασμό νέας κυματομορφής διαμόρφωσης για την επικοινωνία υψηλής κινητικότητας στα επόμενα γενιάς ασύρματα δίκτυα.

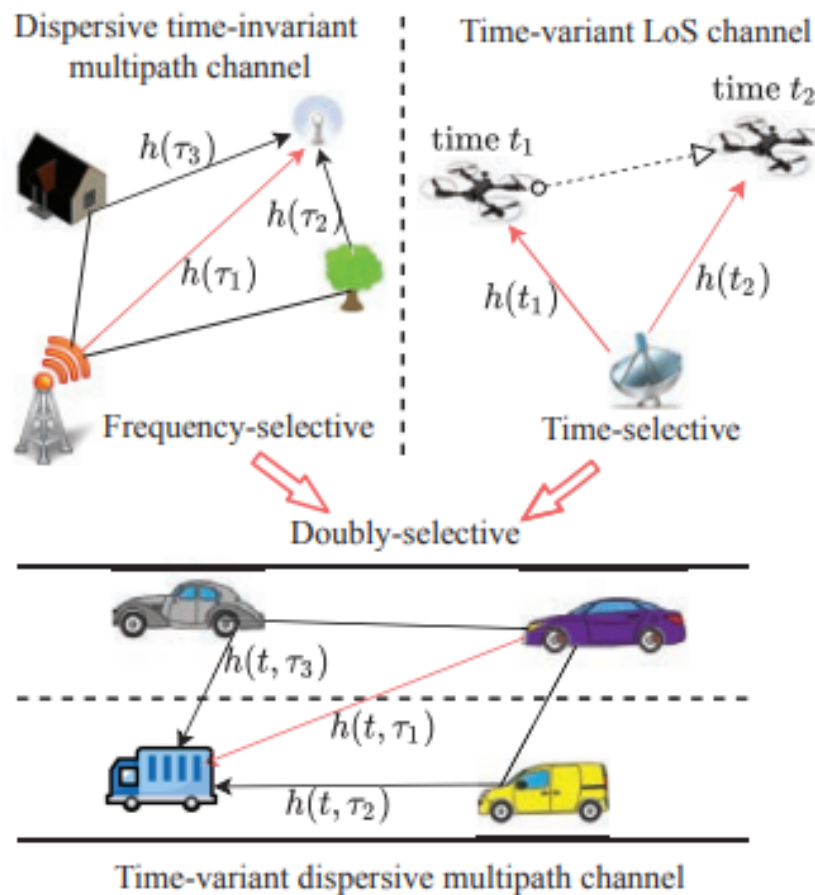
Τα συστήματα ασύρματης επικοινωνίας που λειτουργούν σε υψηλές φέρουσες συχνότητες και υποστηρίζουν σενάρια υψηλής κινητικότητας αντιμετωπίζουν προκλήσεις λόγω των σημαντικών διασπορών Doppler που προκαλούνται από την κίνηση του πομπού, του δέκτη

και των σκεδαστών. Η συμβατική OFDM, η οποία έχει χρησιμοποιηθεί ευρέως σε 4G και αναδυόμενα κυψελωτά συστήματα και δίκτυα WiFi και 5G, δεν είναι κατάλληλη για σενάρια υψηλής κινητικότητας. Αυτό συμβαίνει επειδή το OFDM είναι ευαίσθητο σε ICI και ζητήματα συγχρονισμού που ενισχύονται από τη διακύμανση του κανονικοποιημένου Doppler μεταξύ του υψηλότερου και του χαμηλότερου υποφορέα. Για την αντιμετώπιση αυτών των ζητημάτων, έχει προταθεί ένα νέο δισδιάστατο σχήμα διαμόρφωσης που ονομάζεται OTFS και θεωρείται ως η πιθανή λύση για επικοινωνίες υψηλής κινητικότητας. Σε αντίθεση με το OFDM, το OTFS είναι λιγότερο ευαίσθητο στο φαινόμενο Doppler, καθιστώντας το ιδανικό για σενάρια υψηλής κινητικότητας. Χρησιμοποιεί χρόνο και συχνότητα για να δημιουργήσει έναν χώρο διαμόρφωσης 2D, επιτρέποντας την αναπαράσταση της κυματομορφής επικοινωνίας, τόσο στον πεδίο του χρόνου όσο και στη συχνότητα ταυτόχρονα. Αυτή η προσέγγιση παρέχει ανώτερη απόδοση σε σενάρια υψηλής κινητικότητας σε σύγκριση με τις παραδοσιακές τεχνικές διαμόρφωσης. Συνοπτικά, οι συμβατικές τεχνικές διαμόρφωσης όπως το OFDM δεν είναι κατάλληλες για επικοινωνίες υψηλής κινητικότητας λόγω των προκλήσεων που τίθενται από τα φαινόμενα Doppler και τα ζητήματα συγχρονισμού – στα οποία το OFDM είναι ευαίσθητο. Ωστόσο, το νέο σχήμα διαμόρφωσης OTFS προσφέρει μια πολλά υποσχόμενη λύση δημιουργώντας έναν χώρο διαμόρφωσης 2D που είναι λιγότερο ευαίσθητος στο φαινόμενο Doppler και παρέχει ανώτερη απόδοση σε σενάρια υψηλής κινητικότητας.

Η τεχνική διαμόρφωσης OTFS προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα σε σχέση με την παραδοσιακή διαμόρφωση OFDM. Σε αντίθεση με το OFDM, το οποίο διαμορφώνει πληροφορίες στον πεδίο time-frequency TF, το OTFS διαμορφώνει πληροφορίες στο πεδίο Delay-Doppler, DD. Αυτό παρέχει υψηλό επίπεδο ανθεκτικότητας σε καθυστέρηση και Doppler, που είναι απαραίτητο για την υποστήριξη αξιόπιστης επικοινωνίας σε σενάρια υψηλής κινητικότητας. Επιπλέον, το OTFS μπορεί να επωφεληθεί από τη διαφορισμότητα και διαφορική λήψη, η οποία είναι κρίσιμη για τη βελτίωση της συνολικής απόδοσης του συστήματος. Εκτός από την ευρωστία του, το OTFS μπορεί να μετατρέψει ένα κανάλι μεταβλητής χρόνου σε ένα αμετάβλητο δισδιάστατο κανάλι στον τομέα DD, το οποίο μπορεί να αξιοποιηθεί για τη βελτίωση της απόδοσης του συστήματος. Ωστόσο, δεδομένου ότι τα περισσότερα σενάρια ασύρματων συστημάτων είναι προσανατολισμένα σε σενάρια χαμηλής κινητικότητας και χαμηλού φορέα, το OTFS εισάγει νέες προκλήσεις στην αρχιτεκτονική πομποδέκτη και στα αλγοριθμικά σχέδια. Για την πλήρη συνειδητοποίηση των πλεονεκτημάτων του OTFS, είναι απαραίτητο να αντιμετωπιστούν θεμελιώδη ερευνητικά προβλήματα, όπως η εκτίμηση καναλιών, η σχεδίαση, ανίχνευση και υποστήριξη πολλαπλών κεραιών και πολλών χρηστών. Αυτές οι προκλήσεις απαιτούν προηγμένες τεχνικές, όπως αλγόριθμους μηχανικής μάθησης, μεθόδους βελτιστοποίησης και προσαρμοστική επεξεργασία σήματος για να καταστεί δυνατή η αποτελεσματική και αξιόπιστη επικοινωνία σε σενάρια υψηλής κινητικότητας. Συνολικά, η τεχνική διαμόρφωσης OTFS προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα σε σχέση με τις παραδοσιακές τεχνικές διαμόρφωσης, αλλά επίσης εισάγει νέες προκλήσεις που απαιτούν καινοτόμες ερευνητικές λύσεις. Η αντιμετώπιση αυτών των προκλήσεων θα είναι κρίσιμη για την απελευθέρωση του πλήρους δυναμικού του OTFS και για την παροχή αξιόπιστης επικοινωνίας σε σενάρια υψηλής κινητικότητας. [1]

2.2 Κανάλια χρονικής παραλλαγής

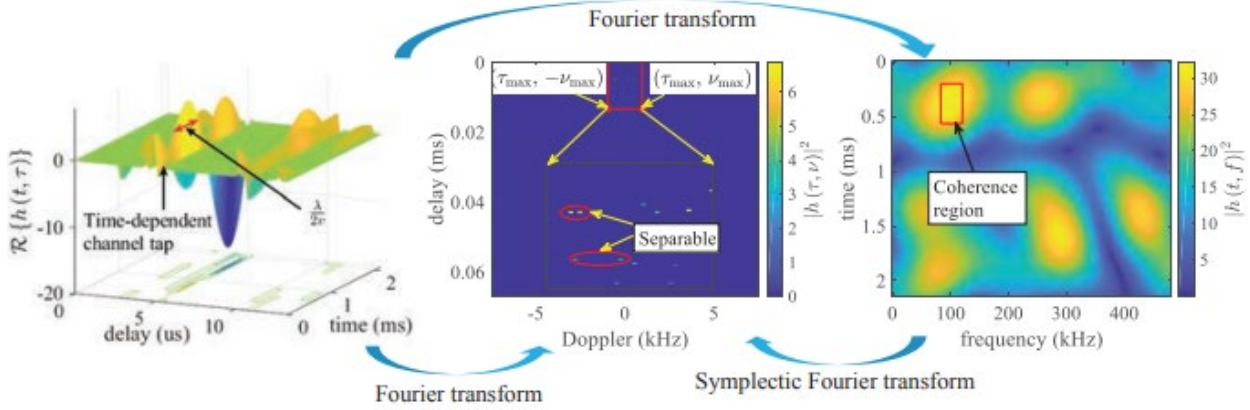
Υποθέτοντας ότι η κρουστική απόκριση CIR παραμένει σταθερή ή έχει μεγάλο χρόνο συνοχής, ένα χρονικά αμετάβλητο γραμμικό σύστημα LTI μπορεί να μοντελοποιήσει ασύρματα κανάλια. Αυτό φαίνεται στο Σχήμα 1. Ακόμη και με την παρουσία πολλαπλών σκεδαστών, το CIR παραμένει αμετάβλητο ως προς το χρόνο, με αποτέλεσμα μια διάσπαρτη στη συχνότητα έξοδο καναλιού LTI που είναι ένα σύνολο από «θολές» εκδόσεις του μεταδιδόμενου σήματος. Σε αυτό το σενάριο, ένα μονοδιάστατο CIR στο πεδίο καθυστέρησης $h(\tau)$ είναι αρκετό για να χαρακτηρίσει το κανάλι διασποράς χρόνου. Ο FT του CIR στον τομέα καθυστέρησης παράγει μια συνάρτηση μεταφοράς CTF. Καθώς η διασπορά καθυστέρησης του CIR αυξάνεται, η επιλεκτικότητα του καναλιού αυξάνεται επίσης, αφού το μέγεθος και η κλίση των διαλείψεων συχνότητας είναι ανάλογη με το μήκος του CIR.



Σχήμα 1: Μια απεικόνιση μοντέλων καναλιών επιλεκτικών συχνοτήτων, χρονοεπιλεκτικών και διπλά επιλεκτικών καναλιών.[1]

Καθώς οι χρήστες γίνονται πιο κινητοί και η συχνότητα της φέρουσας αυξάνεται, η υπόθεση ότι η CIR είναι LTI μπορεί να μην είναι πλέον ακριβής. Ως εκ τούτου, οι ερευνητές έχουν επικεντρωθεί στο μοντέλο χρονικά μεταβαλλόμενων καναλιών LTV σε σενάρια υψηλής κινητικότητας. Τα κανάλια LTV δημιουργούν μετατοπίσεις συχνότητας λόγω του φαινομένου Doppler, το οποίο προκαλεί μια φασματικά κηλιδωμένη έκδοση του

εκπεμπόμενου σήματος, γνωστό ως φάσμα διασποράς συχνότητας. Τα κανάλια διασποράς συχνότητας είναι χρονικά επιλεκτικά και οι διαλείψεις στο πεδίο του χρόνου αυξάνουν σε βάθος και κλίση αναλογικά με την εξάπλωση Doppler. Σε σενάρια υψηλής κινητικότητας, τα κανάλια LTV είναι συχνά διπλά διασκορπισμένα (σε Doppler και καθυστέρηση) λόγω της κοινής παρουσίας πολλαπλών διαδρομών και φαινομένων Doppler, όπως φαίνεται στο σχήμα 1. Σε τέτοια σενάρια, κάθε στιγμιότυπο της συνάρτησης CIR εξαρτάται από το χρόνο και κυμαίνεται ανάλογα με ρυθμός $\lambda/(2v)$ μεταξύ διαδοχικών διαλείψεων TD, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2, όπου το λ αντιπροσωπεύει το μήκος κύματος και v είναι η σχετική ταχύτητα μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα μια δισδιάστατη συνάρτηση CIR $h(t, \tau)$ στα πεδία χρόνου και καθυστέρησης. Αντί να θεωρούμε τη διασπορά TD και FD ως ανεπιθύμητες βλάβες στα κανάλια, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τους βαθμούς ελευθερίας DoF των καναλιών διπλής διασποράς για να επιτύχουμε αξιόπιστες επικοινωνίες που υποστηρίζονται από τη διαφορετικότητα/διαφορισιμότητα σε σενάρια υψηλής κινητικότητας.



Σχήμα 2: LTV κανάλια στο time-delay, TF, και DD domains.[1]

2.3 Linear time-variant κανάλια στους TF και DD τομείς

Εκτός από το πεδίο χρόνου-καθυστέρησης, τα κανάλια LTV μπορούν επίσης να περιγραφούν είτε στο πεδίο TF είτε στον πεδίο DD, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2. Για να τονίσουμε την επιλεκτικότητα στο TF, μπορούμε να λάβουμε το κανάλι στο πεδίο TF, $h(t, f)$, λαμβάνοντας τον FT του $h(t, \tau)$ ως προς την καθυστέρηση τ . Σημειώστε ότι το $h(t, f)$ αντιπροσωπεύει τον μιγαδικό συντελεστή του CTF σε μια συγκεκριμένη χρονική στιγμή t και συχνότητα f . Ωστόσο, η ανάλυση καναλιών στον τομέα TF είναι δύσκολη λόγω του περιορισμένου χρόνου συνοχής και του εύρους ζώνης συνοχής (περιοχή συνοχής στο Σχήμα 2) των καναλιών LTV και θα απαιτούσε σημαντική επιβάρυνση σήματος με σήματα αναφοράς και πιλότους. Για παράδειγμα, για ένα σύστημα OFDM με συχνότητα φέροντος $f_c = 3,5$ GHz, απόσταση υποφορέα $D_f = 15$ kHz που υποστηρίζει σχετική ταχύτητα $v = 300$ km/h, η μέγιστη μετατόπιση Doppler είναι $v_{\max} = 972,22$ Hz και η διάρκεια ενός συμβόλου OFDM που περιλαμβάνει ένα 20% πρόθεμα CP είναι 80 μsec . Υποθέτοντας ότι ο χρόνος συνοχής του

καναλιού είναι $1/(4\nu_{\max}) = 257,14 \mu\text{sec}$, ένα διάστημα συνοχής καναλιού μπορεί να φιλοξενήσει το πολύ τρία σύμβολα OFDM.

Όταν ο μετασχηματισμός FT εφαρμόζεται στο $h(t, \tau)$ ως προς το t , το προκύπτον κανάλι πεδίου DD ή η συνάρτηση διασποράς, $h(n, \tau)$, παρέχει πληροφορίες για την ένταση των σκεδαστών με καθυστέρηση διάδοσης τ και μετατόπιση συχνότητας Doppler n . Αυτή η αναπαράσταση αποτυπώνει τη φυσική της ραδιοδιάδοσης σε περιβάλλοντα υψηλής κινητικότητας. Το κανάλι LTV στην περιοχή DD έχει πλεονεκτικές ιδιότητες, όπως δυνατότητα διαχωρισμού, σταθερότητα, συμπαγή και δυναμική αραιότητα (λίγα μη-μηδενικά στοιχεία στο πλέγμα DD που αναλύεται), όπως φαίνεται στο Σχ. 2 και επεξηγείται περαιτέρω παρακάτω. Αυτές οι ιδιότητες μπορούν να αξιοποιηθούν για να διευκολυνθεί η αποτελεσματική εκτίμηση καναλιών και η ανίχνευση δεδομένων.

Κάποια χαρακτηριστικά της Doppler-delay μετάδοσης είναι:

- **Διαχωριστικότητα:** Μπορούμε να αποκαλύψουμε και να καταμετρήσουμε τους DoF του διαθέσιμου καναλιού καθώς στον πεδίο Doppler μπορούμε να διαχωρίσουμε τις διαδρομές διάδοσης με την ίδια καθυστέρηση.
- **Σταθερότητα:** Τα DD κανάλια παρουσιάζουν πιο αργές διακυμάνσεις από τα πεδία time-delay ή TF. Μόνο κάποια δραστική αλλαγή μπορεί να προκαλέσει αναταραχή στο σήμα.
- **Συμπαγές:** Στα τυπικά ασύρματα κανάλια, το μέγιστο γινόμενο της καθυστέρησης και της εξάπλωσης Doppler ($t_{\max}$ και $n_{\max}$) είναι μικρότερο ή ίσο με 1, όπως περιγράφεται στο [4]. Επομένως, το κανάλι στο πεδίο DD $h(n, \tau)$ έχει μια συμπαγή υποστήριξη (δηλαδή, ένα περιορισμένο εύρος τιμών) εντός των διαστημάτων $[0, t_{\max}]$ και $[-n_{\max}, n_{\max}]$ κατά μήκος των διαστάσεων καθυστέρησης και Doppler, αντίστοιχα. Αυτή η ιδιότητα μπορεί να είναι χρήσιμη για αποτελεσματική εκτίμηση καναλιού και ανίχνευση δεδομένων, καθώς μειώνει την πολυπλοκότητα της επεξεργασίας και της αποθήκευσης που απαιτείται για την αναπαράσταση του καναλιού.
- **Πιθανή αραιότητα:** Το πεδίο DD έχει συνήθως μία αραιή απόκριση ακόμη και όταν υπάρχουν πολλοί σκεδαστές κατά την μετάδοση του σήματος

2.4 Το Delay-Doppler κανάλι

Έστω η κρουστική απόκριση $h(\tau, \nu)$ του καναλιού της βασικής ζώνης, με καθυστέρηση τ και Doppler ν . Με είσοδο το σήμα $s(t)$, το λαμβανόμενο σήμα δίνεται από την Εξίσωση 1.

$$r(t) = \iint h(\tau, \nu) s(t - \tau) e^{j2\pi\nu(t-\tau)} d\nu d\tau \quad (1)$$

Η αναπαράσταση $h(\tau, \nu)$ του καναλιού έχει μια πολύτιμη ιδιότητα που ονομάζεται "συμπαγότητα". Αυτό σημαίνει ότι υπάρχουν συνθήκες μόνο λίγοι ανακλαστήρες στο κανάλι με σχετικές μετατοπίσεις Doppler, επομένως απαιτούνται λιγότερες παράμετροι για την εκτίμηση του καναλιού στον τομέα καθυστέρησης-Doppler σε σύγκριση με τον τομέα χρόνου-συχνότητας. Αυτή η αραιότητα του καναλιού στον τομέα καθυστέρησης-Doppler είναι ένα κοινό χαρακτηριστικό σε πολλά συστήματα ασύρματης επικοινωνίας, συμπεριλαμβανομένου του LTE και του NR. Έχει σημαντικές επιπτώσεις για την εκτίμηση καναλιών, την εξισορρόπηση και την παρακολούθηση στην επεξεργασία του δέκτη.

Να σημειώσουμε ότι η εξίσωση (1) μπορεί να γραφτεί ως γραμμικός τελεστής $\Pi_h(\cdot)$, από τη κρουστική απόκριση με είσοδο το $s(t)$ και έξοδο το $r(t)$.

$$\Pi_h(s): s(t) \xrightarrow{\Pi_h} r(t) \quad (2)$$

Η σχέση στην εξίσωση (1), η οποία περιγράφει την επίδραση του καναλιού στο μεταδιδόμενο σήμα, μπορεί να αναπαρασταθεί ως ένας τελεστής Π_h που δρα στο σήμα $s(t)$. Αυτή η αναπαράσταση ονομάζεται μετασχηματισμός Heisenberg στα μαθηματικά. Στη διαμόρφωση OTFS, ένας μετασχηματισμός Heisenberg εφαρμόζεται επίσης στα μεταδιδόμενα σύμβολα, με αποτέλεσμα την χρήση δύο μετασχηματισμών Heisenberg στο λαμβανόμενο σήμα - ο ένας αντιστοιχεί στη διαμόρφωση OTFS καθαυτό και ο άλλος στην εφαρμογή του καναλιού. Εφαρμόζοντας έναν ισοσταθμιστή στην περιοχή DD, σε αυτή τη δομή του λαμβανόμενου σήματος, μπορεί να εξαχθεί η πλήρης ποικιλομορφία και διαφορισιμότητα του καναλιού, με αποτέλεσμα ένα σχεδόν σταθερό κέρδος σε καθένα από τα μεταδιδόμενα σύμβολα και έναν απλό μηχανισμό για την ανάκτησή τους.

2.5 Διαμόρφωση OTFS

Το σχήμα διαμόρφωσης OTFS περιλαμβάνει μια σειρά από δισδιάστατους μετασχηματισμούς στον πομπό και τον δέκτη. Αρχικά, ο πομπός αντιστοιχίζει τα σύμβολα πληροφοριών, τα οποία βρίσκονται στο δισδιάστατο πεδίο καθυστέρησης-Doppler, σε σύμβολα στο πεδίο χρόνου-συχνότητας χρησιμοποιώντας έναν συνδυασμό αντίστροφου συμπλεκτικού μετασχηματισμού Fourier και παραθύρου. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται μετασχηματισμός OTFS. Στη συνέχεια, ο μετασχηματισμός Heisenberg εφαρμόζεται για τη μετατροπή του διαμορφωμένου σήματος συχνότητας χρόνου στο σήμα πεδίου χρόνου για μετάδοση μέσω του καναλιού. Στον δέκτη, εκτελούνται οι αντίστροφες λειτουργίες για την ανάκτηση των μεταδιδόμενων συμβόλων. Το λαμβανόμενο σήμα χρόνου μετασχηματίζεται πρώτα στο πεδίο χρόνου-συχνότητας χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό Wigner, ο οποίος είναι ο αντίστροφος του μετασχηματισμού Heisenberg. Τέλος, το λαμβανόμενο σήμα μετασχηματίζεται στην περιοχή καθυστέρησης-Doppler για αποδιαμόρφωση συμβόλων. Στις επόμενες ενότητες, θα συζητήσουμε τις συνιστώσες και τις γενικές ιδιότητες της διαμόρφωσης χρόνου-συχνότητας, τη συγκεκριμένη διαμόρφωση χρόνου-συχνότητας του OTFS και την επίδραση του καναλιού στα μεταδιδόμενα σύμβολα OTFS.

2.5.1 Διαμόρφωση χρόνου – συχνότητας

Η διαμόρφωση χρόνου – συχνότητας έχει τα ακόλουθα στοιχεία:

- Ένα πλέγμα Λ στο πεδίο χρόνου-συχνότητας είναι ένα σύνολο σημείων που είναι ομοιόμορφα τοποθετημένα κατά μήκος των αξόνων χρόνου και συχνότητας, με τα διαστήματα απόστασης να αντιπροσωπεύονται από T και Δf , αντίστοιχα.

$$\Lambda = \{(nT, m\Delta f), \quad n, m \in \mathbb{Z}\} \quad (3)$$

- Ένα πακέτο ριπής με συνολική διάρκεια NT δευτερόλεπτα και συνολικό εύρος ζώνης $M \Delta f$ Hz.
- Ένα σύνολο διαμορφωμένων συμβόλων $X[n, m]$, $n = 0, \dots, N - 1$, $m = 0, \dots, M - 1$ που θέλουμε να μεταδώσουμε σε μια δεδομένη ριπή πακέτου.
- Ένας παλμός εκπομπής, $g_{tx}(t)$, και ο αντίστοιχος παλμός λήψης, $g_{rx}(t)$, θεωρούνται διορθογώνιοι εάν το εσωτερικό τους γινόμενο είναι αμετάβλητο στις μεταφράσεις/μετατοπίσεις σε χρόνο και συχνότητα, με τα διαστήματα των T και Δf αντίστοιχα.

$$\int g_{tx}^* g_{rx}(t - nT) e^{j2\pi m \Delta f (t - nT)} dt = \delta(m) \delta(n) \quad (4)$$

Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι η ιδιότητα των σχημάτων παλμών να είναι διορθογώνια, όπως περιγράφεται στην εξίσωση (4), είναι αυτή που επιτρέπει την εξάλειψη των παρεμβολών μεταξύ των συμβόλων κατά τη λήψη. Ένας διαμορφωτής χρόνου-συχνότητας που χρησιμοποιεί αυτά τα στοιχεία αντιστοιχίζει τα δισδιάστατα σύμβολα $X[n, m]$ που βρίσκονται στο πλέγμα Λ σε μια μεταδιδόμενη κυματομορφή $s(t)$ υπερθέτοντας διαδικασίες καθυστέρησης και διαμόρφωσης στην κυματομορφή παλμού $g_{tx}(t)$.

$$s(t) = \sum_{m=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} \sum_{n=0}^{N-1} X[n, m] g_{tx}(t - nT) e^{j2\pi m \Delta f (t - nT)} \quad (5)$$

Η διαδικασία που περιγράφεται στο (5) ονομάζεται μετασχηματισμός Heisenberg του $X[n, m]$. Αυτή η τεχνική διαμόρφωσης είναι μια γενίκευση του μετασχηματισμού OFDM, ο οποίος αντιστοιχίζει διαμορφωμένα σύμβολα στον τομέα συχνότητας στο μεταδιδόμενο σήμα στο πεδίο χρόνου σε κάθε υποφορέα. Παρόμοια με τη λειτουργία καναλιού (1) που ερμηνεύεται ως τελεστής Heisenberg (2) που εφαρμόζεται στο μεταδιδόμενο σήμα $s(t)$, η διαμόρφωση που περιγράφεται στο (5) μπορεί επίσης να ερμηνευτεί ως τελεστής Heisenberg $P_X(\cdot)$ με παραμέτρους $X[n, m]$ που εφαρμόζεται μέσω παλμού μορφοποίησης $g_{tx}(t)$. Η διορθογώνια ιδιότητα των παλμών μορφοποίησης στο (4) εξαλείφει την διασυμβολική και διαφεροντική παρεμβολή κατά τη λήψη συμβόλων, η οποία θα συζητηθεί στην επόμενη υποενότητα.

$$s(t) = \Pi_X(g_{tx}) \quad (6)$$

Η ερμηνεία του τελεστή Heisenberg είναι χρήσιμη όταν εξετάζουμε το λαμβανόμενο σήμα, το οποίο μπορεί να θεωρηθεί ως συνδυασμός δύο τελεστών Heisenberg - ο ένας αντιστοιχεί στον διαμορφωτή και ο άλλος στο κανάλι. Δηλώνει ότι όταν δύο τελεστές Heisenberg, παραμετροποιημένοι από h_1 και h_2 , εφαρμόζονται διαδοχικά σε μια κυματομορφή $g(t)$, η προκύπτουσα έξοδος μπορεί να αναπαρασταθεί ως ένας απλός τελεστής Heisenberg που εφαρμόζεται στο $g(t)$ με μια παράμετρο ίση με τη συνέλιξη του h_1 και του h_2 . Ο απευθείας υπολογισμός μας δίνει:

$$\Pi_{h_2}(\Pi_{h_1}(g(t))) = \Pi_h(g(t)) \quad (7)$$

Όπου το $h(\tau, \nu) = h_2(\tau, \nu) *_{\sigma} h_1(\tau, \nu)$ είναι η εταίρο-συνέλιξη των $h_1(\tau, \nu)$, $h_2(\tau, \nu)$, που ορίζεται ως:

$$h_2(\tau, \nu) *_{\sigma} h_1(\tau, \nu) = \iint h_2(\tau', \nu') h_1(\tau - \tau', \nu - \nu') e^{j2\pi\nu'(\tau - \tau')} d\tau' d\nu' \quad (8)$$

Έπειτα εφαρμόζουμε το παραπάνω αποτέλεσμα στους τελεστές (6), (1) και προκύπτει το λαμβανόμενο σήμα

$$r(t) = \iint f(\tau, \nu) g_{tx}(t - \tau) e^{j2\pi\nu(t - \tau)} d\tau d\nu + u(t) \quad (9)$$

Όπου:

- $\mathbf{v(t)}$: προσθετικός θόρυβος στην είσοδο του δέκτη
- $\mathbf{f(\tau, \nu)}$: κρουστική απόκριση του συνδυασμένου μετασχηματισμού που δίνεται από τη διακριτή εταιροσυνέλιξη των $X[n, m]$ και $h(\tau, \nu)$:

$$f(\tau, \nu) = h(\tau, \nu) *_{\sigma} X[n, m] = \sum_{m=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} \sum_{n=0}^{N-1} X[n, m] h(\tau - nT, \nu - m\Delta f) e^{j2\pi(\nu - m\Delta f)nT} \quad (10)$$

Στην επόμενη υπό-ενότητα θα εξετάσουμε τα βήματα της επεξεργασίας στον παραλήπτη.

2.5.2 Λήψη σημάτων διαμορφωμένης χρονικής συχνότητας: Επαρκής Στατιστικά στοιχεία και παραμόρφωση καναλιών

Για να ανιχνεύσει σύμβολα από το λαμβανόμενο σήμα, το αντίστοιχο φίλτρο χρησιμοποιεί παλμούς παραμορφωμένους από το κανάλι που μεταφέρουν πληροφορίες (υποθέτοντας ότι υπάρχει λευκός Gaussian θόρυβος στο κανάλι). Το φίλτρο υπολογίζει τη συνάρτηση έταιρο-αμφισημίας (cross ambiguity) $A_{\text{grx},t}(\tau, \nu)$ υπολογίζοντας πρώτα το εσωτερικό γινόμενο του λαμβανόμενου σήματος με ένα αντίγραφο του παλμού εκπομπής με αντιστροφή χρόνου και συζευγμένο στη συχνότητα:

$$A_{g_{rx},r}(\tau, \nu) \triangleq \int g_r^*(t - \tau) r(t) e^{-j2\pi\nu(t-\tau)} dt \quad (11)$$

Αυτή η συνάρτηση, όταν γίνεται δειγματοληψία στο πλέγμα Λ , δηλ. στο $\tau = nT$ και στο $\nu = m\Delta f$, αποδίδει την αντίστοιχη έξοδο φίλτρου:

$$Y[n, m] = A_{g_{rx},r}(\tau, \nu)|_{\tau=nT, \nu=m\Delta f} \quad (12)$$

Η μαθηματική πράξη που περιγράφεται στην εξίσωση (12) είναι γνωστή ως μετασχηματισμός Wigner. Είναι η αντίστροφη λειτουργία του μετασχηματισμού Heisenberg που περιγράφεται στην εξίσωση (5) και χρησιμοποιείται για την εξαγωγή των διαμορφωμένων συμβόλων από το λαμβανόμενο σήμα. Αυτό είναι παρόμοιο με το πώς χρησιμοποιείται ο αντίστροφος μετασχηματισμός OFDM για την εξαγωγή διαμορφωμένων συμβόλων από το λαμβανόμενο σήμα OFDM.

Ο στόχος είναι να βρεθεί η σύνδεση μεταξύ της εξόδου $Y[n, m]$, του αντίστοιχου φίλτρου και της εισόδου $X[n, m]$ στον πομπό. Όπως έχουμε δει προηγουμένως στην (9), η είσοδος $r(t)$ στο φίλτρο μορφοποίησης μπορεί να αναπαρασταθεί ως ένας τελεστής Heisenberg $\Pi_f(g_{tx}(t))$, ο οποίος εξαρτάται από την απόκριση παλμού $f(\tau, \nu)$ και δρα με τον παλμό μορφοποίησης δέκτη $g_{rx}(t)$ μαζί με το θόρυβο. Η έξοδος του φίλτρου αντιστοίχισης είναι:

$$Y(\tau, \nu) = A_{g_{rx}, \Pi_f(g_{tx})}(\tau, \nu) + A_{g_{rx}, \nu}(\tau, \nu) \quad (13)$$

Ο πρώτος όρος στη δεξιά πλευρά της εξίσωσης είναι η έξοδος του ταιριασμένου (matched) φίλτρου χωρίς θόρυβο, ενώ ο τελευταίος όρος είναι η συμβολή θορύβου, που συμβολίζεται ως $V(\tau, \nu) = A_{g_{rx}, \nu}(\tau, \nu)$. Με άμεσο υπολογισμό, μπορούμε να δούμε ότι ο πρώτος όρος μπορεί να αναπαρασταθεί ως μια εταιρο-συνέλιξη μεταξύ της δισδιάστατης κρουστικής απόκρισης $f(\tau, \nu)$ και της συνάρτησης $A_{g_{rx}, g_{tx}}(\tau, \nu)$ όπως βλέπουμε παρακάτω.

$$A_{g_{rx}, \Pi_f(g_{tx})}(\tau, \nu) = f(\tau, \nu) *_{\sigma} A_{g_{rx}, g_{tx}}(\tau, \nu) \quad (14)$$

Αντικαθιστώντας την εξίσωση (10) στη (14) και με τη χρήση της (13) οδηγούμαστε στην από άκρη σε άκρη περιγραφή του καναλιού από τον τύπο:

$$Y(\tau, \nu) = h(\tau, \nu) *_{\sigma} X[n, m] *_{\sigma} A_{g_{rx}, g_{tx}}(\tau, \nu) + V(\tau, \nu) \quad (15)$$

Στην εργασία [3], εξηγείται ότι όταν το κανάλι είναι ιδανικό, η αντίστοιχη έξοδος φίλτρου μπορεί να ανακτήσει τέλεια τα μεταδιδόμενα σύμβολα, μαζί με τον θόρυβο. Αλλά στην περίπτωση ενός πιο γενικού καναλιού, μπορεί να μην είναι δυνατή η τέλεια ανάκτηση των μεταδιδόμενων συμβόλων. Ωστόσο, το δεύτερο θεώρημα στην εργασία δηλώνει ότι εάν το κανάλι έχει πεπερασμένη υποστήριξη (finite support – πεπερασμένο αριθμό τιμών που

επιστρέφουν μη μηδενική έξοδο) και πληρούνται ορισμένες προϋποθέσεις, τότε η αντίστοιχη έξοδος φίλτρου μπορεί να ανακτήσει τα μεταδιδόμενα σύμβολα, αλλά με τη βοήθεια της απόκρισης συχνότητας καναλιού $H[n, m]$.

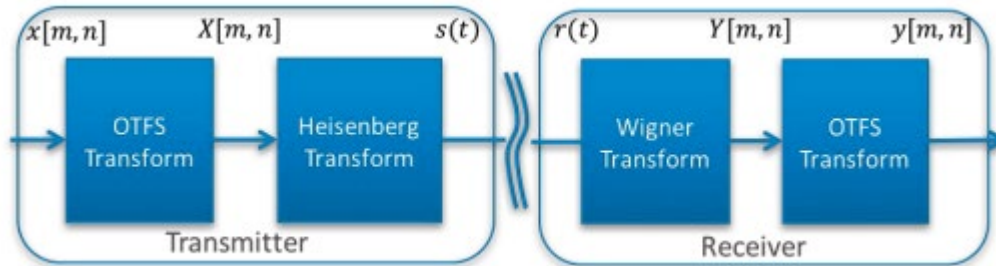
$$H[n, m] = \iint h(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu nT} e^{-j2\pi(\nu+m\Delta f)\tau} d\nu d\tau \quad (16)$$

Όταν η αντίστοιχη έξοδος φίλτρου δίνεται από το $Y[n, m] = H[n, m]X[n, m]$, δεν υπάρχει παρεμβολή από άλλα σύμβολα στο μεταδιδόμενο σύμβολο $X[n, m]$ τη συγκεκριμένη στιγμή και συχνότητα. Αυτό σημαίνει ότι το λαμβανόμενο σύμβολο είναι το ίδιο με το σύμβολο που εκπέμπεται εκτός από έναν μιγαδικό παράγοντα $H[n, m]$. Αυτό είναι παρόμοιο με αυτό που συμβαίνει με το OFDM όταν μεταδίδεται μέσω ενός αμετάβλητου ως προς τη συχνότητα καναλιού διαλείψεων. Ωστόσο, εάν η συνάρτηση αμφισημίας είναι περίπου (και όχι ακριβώς) διορθωγόνια στη γειτονιά του $(T, \Delta f)$, τότε θα υπάρχει κάποια ελάχιστη παρεμβολή από άλλα σύμβολα.

Η διορθωγωνικότητα, ή η έλλειψή της, και η υπολειπόμενη παρεμβολή διασταυρούμενων συμβόλων εξαρτώνται από τους παλμούς εκπομπής και λήψης g_{tx} και g_{rx} . Η διάλειαση $H[n, m]$ που βιώνει κάθε σύμβολο $X[n, m]$ είναι μια περίπλοκη έκφραση που αποτελείται από μια σταθμισμένη υπέρθεση εκθετικών όρων. Στην επόμενη ενότητα, θα περιγραφούν οι συγκεκριμένοι μετασχηματισμοί που σχετίζονται με το OTFS ως διαμόρφωση χρόνου-συχνότητας, συμπεριλαμβανομένου του τρόπου με τον οποίο αυτοί οι μετασχηματισμοί οδηγούν σε σταθερά κέρδη καναλιού για κάθε σύμβολο πληροφοριών.

2.5.3 Διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση OTFS

Στο πλαίσιο της διαμόρφωσης και της αποδιαμόρφωσης OTFS, ο SFFT είναι μια τροποποιημένη έκδοση του μετασχηματισμού Fourier. Το SFFT ορίζεται ως ένας γραμμικός μετασχηματισμός που αντιστοιχίζει μια ακολουθία μιγαδικών αριθμών σε μια άλλη ακολουθία μιγαδικών αριθμών. Χρησιμοποιείται για τη μετατροπή της αναπαράστασης από το πεδίο χρόνου ενός σήματος στην αναπαράσταση του πεδίου συχνότητας, αλλά σε αντίθεση με τον τυπικό μετασχηματισμό Fourier, περιλαμβάνει επίσης μια μετατόπιση συχνότητας στο μετασχηματισμό.



Σχήμα 3: Διάγραμμα μπλοκ διαμόρφωσης OTFS Πομπός και δέκτης.

Το SFFT ορίζεται χρησιμοποιώντας έναν συγκεκριμένο πίνακα που ονομάζεται συμπλεκτικός πίνακας και έχει ορισμένες ιδιότητες που το καθιστούν χρήσιμο για διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση OTFS. Μία από αυτές τις ιδιότητες είναι ότι το SFFT έχει σχεδόν σταθερό κέρδος καναλιού στα σύμβολα, πράγμα που σημαίνει ότι το φαινόμενο διαλείψεων που προκαλείται από το κανάλι σε κάθε σύμβολο είναι σχεδόν το ίδιο. Αυτό συμβαίνει επειδή το SFFT έχει μια ειδική δομή που του επιτρέπει να μετριάσει τη διασπορά χρόνου-συχνότητας που προκαλείται από το κανάλι. Χρησιμοποιώντας το SFFT στη διαμόρφωση και την αποδιαμόρφωση OTFS, μπορούμε να επιτύχουμε καλύτερη απόδοση σε δύσκολα ασύρματα περιβάλλοντα με κανάλια διακοπής που μεταβάλλονται χρονικά και είναι επιλεκτικά στη συχνότητα.

Η εργασία [2] ορίζει το $X_p[n, m]$ ως τη περιοδική έκφραση του $X[n, m]$ με περίοδο (N, M) . Η SFFT μετατροπή του $X_p[n, m]$ γράφεται ως $x_p(k, l) = \text{SFFT}(X_p[n, m])$ έτσι ώστε:

$$x_p[k, l] = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} X_p[n, m] e^{-j2\pi(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M})} \quad (17)$$

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός είναι $X_p[n, m] = \text{SFFT}^{-1}(x[k, l])$ για

$$x_p[n, m] = \frac{1}{MN} \sum_{l,k} x[k, l] e^{j2\pi(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M})} \quad (18)$$

Όπου $l = 0, \dots, M-1$, $k = 0, \dots, N-1$. Αν η υποστήριξη του $X[n, m]$ είναι πεπερασμένη στον χρόνο και στη συχνότητα στο $Z_0 = \{(n, m); 0 \leq m \leq M-1, 0 \leq n \leq N-1\}$ τότε $X_p[n, m] = X[n, m]$ για $(n, m) \in Z_0$ και η αντίστροφη μετατροπή (18) ανακτεί το αρχικό σήμα $X[n, m]$. Για τα $X_1[n, m]$, $X_2[n, m]$ οι περιοδικές 2D ακολουθίες με περίοδο (M, N) είναι,

$$\begin{aligned} \text{SFFT}(X_1[n, m] \circledast X_2[n, m]) = \\ \text{SFFT}(X_1[n, m]) \cdot \text{SFFT}(X_2[n, m]) \end{aligned} \quad (19)$$

Το σύμβολο $\circledast$ αντιπροσωπεύει την κυκλική συνέλιξη σε δύο διαστάσεις, η οποία είναι συγκρίσιμη με το πώς λειτουργεί ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier με τη συνέλιξη. Με αυτήν την υπό έννοια, μπορούμε τώρα να εισαγάγουμε την έννοια του OTFS ως τεχνική διαμόρφωσης στον τομέα της συχνότητας χρόνου που περιλαμβάνει ένα επιπλέον στάδιο προ επεξεργασίας.

- **OTFS Διαμόρφωση:** Ας εξετάσουμε μια ομάδα συμβόλων QAM που είναι οργανωμένα σε μορφή πλέγματος 2D που συμβολίζεται ως $x[k, l]$, όπου το k κυμαίνεται από 0 έως $N-1$ και το l κυμαίνεται από 0 έως $M-1$. Ο στόχος μας είναι να μεταδώσουμε αυτά τα σύμβολα χρησιμοποιώντας ένα σύστημα διαμόρφωσης χρόνου-συχνότητας που ορίζεται από το πλέγμα, τη ριπή πακέτων και τους διορθωγώνιους παλμούς εκπομπής και λήψης που αναφέρονται στην προηγούμενη

παράγραφο. Το OTFS, εκτός από αυτά τα στοιχεία, χρησιμοποιεί μια συνάρτηση τετραγώνου αθροίσματος (windowing function) που ονομάζεται μετάδοση με παράθυρο $W_{tx}[n, m]$ και που πολλαπλασιάζει σημείο-σημείο τα διαμορφωμένα σύμβολα στο πεδίο χρόνου-συχνότητας. Δεδομένων όλων αυτών των στοιχείων, μπορούμε να ορίσουμε τα διαμορφωμένα σύμβολα στο OTFS ως εξής:

$$X[n, m] = W_{tx}[n, m] SFFT^{-1}(x[k, l]) \quad (20)$$

Το μεταδιδόμενο σήμα $s(t)$ προκύπτει με την εφαρμογή του μετασχηματισμού Heisenberg που ορίζεται στην εξίσωση (6) στη συνάρτηση $g_{tx}(t)$ εφαρμοζόμενη στο σύνολο των διαμορφωμένων συμβόλων που συμβολίζονται με X . Ο μετασχηματισμός Heisenberg με λειτουργία παραθύρου ονομάζεται μετασχηματισμός OTFS, και περιλαμβάνει έναν αντίστροφο συμπλεκτικό μετασχηματισμό. Η δεύτερη εξίσωση του ορισμού εξηγεί πώς χρησιμοποιείται ο μετασχηματισμός Heisenberg του $g_{tx}(t)$ χρησιμοποιώντας τα σύμβολα $X[n, m]$ για να εξαχθεί το μεταδιδόμενο σήμα $s(t)$. Η διαμόρφωση OTFS επιτυγχάνεται με συνδυασμό αυτών των δύο μετασχηματισμών, όπως φαίνεται στα μπλοκ πομπού στο Εικόνα 3. Στη διαδικασία αποδιαμόρφωσης OTFS, χρησιμοποιείται μια διαφορετική αναπαράσταση που βασίζεται σε συναρτήσεις βάσης και συζητείται παρακάτω.

$$X[n, m] = \frac{1}{MN} W_{tx}[n, m] \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} x[k, l] b_{k,l}[n, m]$$

$$b_{k,l}[n, m] = e^{-j2\pi\left(\frac{ml}{M}\right) - \frac{nk}{N}} \quad (21)$$

Η εξίσωση (21) υπονοεί ότι κάθε σύμβολο πληροφοριών $x[k, l]$ πολλαπλασιάζεται με μια δισδιάστατη συνάρτηση βάσης $b_{k,l}[n, m]$ στο πεδίο χρόνου-συχνότητας κατά τη διάρκεια της διαδικασίας διαμόρφωσης.

- **OTFS Αποδιαμόρφωση:** Υποθέτοντας ότι ο παραλήπτης χρησιμοποιεί μια συνάρτηση με τετραγωνικό παράθυρο λήψης που συμβολίζεται ως $W_{rx}[n, m]$, η διαδικασία αποδιαμόρφωσης περιλαμβάνει τις επόμενες διαδικασίες:

1. Η εκτέλεση του μετασχηματισμού Wigner στο λαμβανόμενο σήμα παράγει

$$Y[n, m] = A_{g_{rx}, r}(\tau, \nu)|_{\tau=nT, \nu=m\Delta f} \quad (22)$$

2. Χρησιμοποιείται η συνάρτηση παραθύρου $W_{rx}[n, m]$ για να εφαρμοστεί στη συνάρτηση χρόνου-συχνότητας $Y[n, m]$. Το αποτέλεσμα είναι η τροποποιημένη συνάρτηση $Y_w[n, m]$. Στη συνέχεια, θεωρείται περιοδικότητα στο ληφθέν αποτέλεσμα για να δημιουργηθεί το περιοδικό (N, M) σήμα που συμβολίζεται ως $Y_p[n, m]$:

$$Y_w[n, m] = W_{rx}[n, m] Y[n, m],$$

$$Y_p[n, m] = \sum_{k,l=-\infty}^{\infty} Y_W[n - kN, m - lM] \quad (23)$$

3. Χρησιμοποιείται ο συμπλεκτικός μετασχηματισμός Fourier στην περιοδική ακολουθία που συμβολίζεται ως $Y_p[n, m]$:

$$\hat{x}[l, k] = y[l, k] = SFFT(Y_p[n, m]) \quad (24)$$

4. Το τελικό βήμα μπορεί να γίνει κατανοητό ως προβολή των συμβόλων διαμόρφωσης χρόνου-συχνότητας στις δισδιάστατες ορθογώνιες συναρτήσεις βάσης που αντιπροσωπεύονται από $b_{k,l}(n, m)$ με τον ακόλουθο τρόπο:

$$\begin{aligned} \hat{x}[l, k] &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} Y_p(n, m) b_{k,l}^*(n, m), \\ b_{k,l}^*(n, m) &= e^{-j2\pi(\frac{lm}{L} - \frac{kn}{K})} \end{aligned} \quad (25)$$

Σύμφωνα με τα ευρήματα που παρουσιάζονται, η εκτιμώμενη ακολουθία $\hat{x}[k, l]$ των συμβόλων πληροφοριών, που αποκτάται μέσω αποδιαμόρφωσης, μπορεί να εκφραστεί ως η δισδιάστατη περιοδική συνέλιξη της ακολουθίας QAM εισόδου $x[n, m]$ και μια διακριτή έκδοση της κρουστικής απόκρισης των παλμών με παράθυρο που δηλώνεται ως $h_w(\cdot)$:

$$\hat{x}[k, l] = \frac{1}{MN} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} x[n, m] h_w\left(\frac{k-n}{NT}, \frac{l-m}{M\Delta f}\right), \quad (26)$$

Όπου,

$$h_w\left(\frac{k-n}{NT}, \frac{l-m}{M\Delta f}\right) = h_w(v', \tau')|_{v'=\frac{k-n}{NT}, \tau'=\frac{l-m}{M\Delta f}} \quad (27)$$

Το $h_w(v', \tau')$, αντιπροσωπεύει την κυκλική συνέλιξη της απόκρισης του καναλιού με μια συνάρτηση παραθύρου:

$$h_w(v', \tau') = \iint h(\tau, v) w(v' - v, \tau' - \tau) e^{j2\pi v\tau} d\tau dv \quad (28)$$

Στην εξίσωση (28), η συνάρτηση παραθύρου $w(\tau, v)$ αντιστοιχεί στον συμπλεκτικό διακριτό μετασχηματισμό Fourier (SDFT) του παραθύρου χρονικής συχνότητας $W[n, m]$, ο οποίος ορίζεται ως:

$$w(\tau, v) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} W[n, m] e^{-j2\pi(vnT - \tau m\Delta f)} \quad (29)$$

Λαμβάνεται υπόψη το $W[n, m] = W_{tx}[n, m] * W_{rx}[n, m]$, όπου το $W[n, m]$ αντιπροσωπεύει το γινόμενο των παραθύρων εκπομπής και λήψης. Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι καθώς το παράθυρο $W[n, m]$ επεκτείνει την κάλυψή του ως προς το χρόνο και τη συχνότητα, η $h_w(\cdot, \cdot)$ προσεγγίζει με μεγαλύτερη ακρίβεια την απόκριση παλμού καναλιού $h(\cdot, \cdot)$.

Παρατηρώντας την εξίσωση (26), μπορούμε να συμπεράνουμε ότι μέσα σε ένα συγκεκριμένο πλαίσιο, κάθε αποδιαμορφωμένο σύμβολο $\hat{x}[l, k]$, όπου τα l και k είναι σταθερά, συναντά το ίδιο κέρδος καναλιού $h_w(0, 0)$ σε σχέση με το μεταδιδόμενο σύμβολο $x[l, k]$. Επιπλέον, η παρουσία διασυμβολικής παρεμβολής μειώνεται σημαντικά εάν

$$h_w\left(\frac{k-n}{NT}, \frac{l-m}{M\Delta f}\right) \approx 0 \quad \forall n \neq k, m \neq l \quad (30)$$

Η εκπλήρωση αυτής της συνθήκης βασίζεται στην καθυστέρηση του καναλιού και στην εξάπλωση Doppler, καθώς και στη σχεδίαση του παραθύρου. Για την αποκατάσταση των ποικιλόμορφων διαλείψεων των καναλιών, χρησιμοποιείται ένας ισοσταθμιστής στον δέκτη. Διάφορες αρχιτεκτονικές εξισορρόπησης μπορούν να χρησιμοποιηθούν για το σκοπό αυτό, και στα αποτελέσματα της προσομοίωσης που παρουσιάζονται παρακάτω, χρησιμοποιείται εξισορρόπηση turbo.

3

Διαμόρφωση στα ασύρματα 5G δίκτυα και στα νεότερα συστήματα

3.1 Εισαγωγή

Ο αυξανόμενος αριθμός χρηστών κινητής τηλεφωνίας και η απαίτησή τους για εφαρμογές δεδομένων υψηλής ταχύτητας έχει οδηγήσει στην εξέλιξη των ασύρματων προτύπων. Από τα 2G σε 3G, 4G και 5G, κάθε γενιά έχει βελτιώσει σημαντικά τη φασματική απόδοση, επιτρέποντας την ταυτόχρονη εξυπηρέτηση περισσότερων χρηστών. Τα δίκτυα 5G, που πλέον είναι διαθέσιμα στοχεύουν στην εκπλήρωση τρισδιάστατων στόχων που έχει θέσει η ITU: eMBB (enhanced Mobile BroadBand), μαζική επικοινωνία τύπου μηχανής (massive machine-type communications) και uRLLC (ultra-reliable low latency communications). Η επιτυχημένη εφαρμογή των δικτύων 5G αναμένεται να παρέχει απρόσκοπτη ασύρματη συνδεσιμότητα οποτεδήποτε και οπουδήποτε.

Ωστόσο, η επίτευξη των στόχων του 5G και των μελλοντικών ασύρματων συστημάτων είναι μια πρόκληση. Για να καλύψουν την αυξανόμενη ζήτηση για επικοινωνία υψηλής ποιότητας και υψηλής ταχύτητας, ερευνητές και μηχανικοί στον ασύρματο τομέα έχουν εισαγάγει διάφορες έννοιες φυσικών επιπέδων όπως η massive MIMO, NOMA, και διαμόρφωση δείκτη (IM). Αυτές οι έννοιες στοχεύουν στην ενίσχυση της φασματικής απόδοσης και της ενεργειακής απόδοσης των ασύρματων συστημάτων. Χρησιμοποιώντας αποτελεσματικά αυτές τις έννοιες, οι ερευνητές προσπαθούν να παρέχουν ταχύτερη και πιο αξιόπιστη ασύρματη επικοινωνία, διασφαλίζοντας παράλληλα τη βέλτιστη χρήση των πόρων.

Η τεχνολογία Massive-MIMO έχει αναδειχθεί ως μια πολλά υποσχόμενη λύση για την επίτευξη υψηλής φασματικής και ενεργειακής απόδοσης SE και EE σε ασύρματα συστήματα. Περιλαμβάνει τη χρήση μεγάλου αριθμού κεραιών στον BS για την εξυπηρέτηση μικρότερου αριθμού χρηστών, συνήθως στην περιοχή των δεκάδων. Αυτή η διαμόρφωση οδηγεί σε σημαντικά κέρδη επεξεργασίας, με αποτέλεσμα βελτιωμένη απόδοση σε σύγκριση με τα συμβατικά συστήματα MIMO.

Ωστόσο, η πρακτική εφαρμογή του massive-MIMO θέτει προκλήσεις. Τόσο το BS όσο και το τερματικό χρήστη απαιτούν αποκλειστικούς πόρους επεξεργασίας σήματος, όπως RF, ενισχυτές ισχύος και κυκλώματα, για κάθε κεραία εκπομπής. Αυτό αυξάνει την κατανάλωση ενέργειας και προσθέτει πολυπλοκότητα στην αρχιτεκτονική του πομπού. Επιπλέον, η αξιόπιστη ανίχνευση χωρικά πολυπλεγμένων ροών πληροφοριών στον δέκτη καθίσταται κρίσιμη λόγω της παρουσίας ενδοκαναλικών παρεμβολών, οι οποίες αναφέρονται στις παρεμβολές που προκαλούνται από πολλαπλές ροές που μεταδίδονται από τις κεραιές του ίδιου χρήστη ή BS. Η υπέρβαση αυτών των προκλήσεων είναι απαραίτητη για την υλοποίηση της uRLLC απαίτησης σε μαζικά συστήματα MIMO.

Από την άλλη πλευρά, η NOMA είναι μια άλλη τεχνική που στοχεύει στη βελτίωση της SE των ασύρματων συστημάτων χαλαρώνοντας την απαίτηση ορθογωνικότητας των πόρων σε πολλαπλή πρόσβαση. Σε αντίθεση με την OMA, όπου σε κάθε χρήστη εκχωρούνται χωριστοί ορθογώνιοι πόροι, το NOMA επιτρέπει σε πολλούς χρήστες να μοιράζονται τους ίδιους πόρους χρόνου και συχνότητας για να μεταδίδουν ανεξάρτητες ροές πληροφοριών ταυτόχρονα.

Το NOMA μπορεί να κατηγοριοποιηθεί ευρέως σε δύο τύπους: CD-NOMA και PD-NOMA. Μεταξύ αυτών, το PD-NOMA έχει συγκεντρώσει σημαντικό ενδιαφέρον από ερευνητές λόγω των πιθανών εφαρμογών του σε συστήματα πέρα από 5G (B5G). Στο PD-NOMA, οι πληροφορίες από πολλούς χρήστες συνδυάζονται στον πομπό με διαφορετικά επίπεδα ισχύος ανάλογα με τις συνθήκες του καναλιού κάθε χρήστη.

Ωστόσο, στην πλευρά του δέκτη, οι χρήστες χρησιμοποιούν μια τεχνική που ονομάζεται (Successive Interference Cancellation) SIC για να αποκωδικοποιήσουν τις αντίστοιχες ροές πληροφοριών τους. Το SIC είναι μια πολύπλοκη διαδικασία που περιλαμβάνει πρώτα την αποκωδικοποίηση του ισχυρότερου σήματος και την αφαίρεση του από το λαμβανόμενο σήμα για την αποκωδικοποίηση του ασθενέστερου σήματος. Ωστόσο, το SIC είναι επιρρεπές στη διάδοση σφαλμάτων, όπου τα σφάλματα στην αποκωδικοποίηση του ισχυρότερου σήματος μπορεί να επηρεάσουν την αποκωδικοποίηση των επόμενων ασθενέστερων σημάτων, οδηγώντας σε υποβάθμιση της απόδοσης.

Πρόσφατα, οι τεχνικές IM έχουν κερδίσει σημαντική προσοχή τόσο από ακαδημαϊκούς όσο και από βιομηχανικούς κύκλους. Αυτές οι τεχνικές προσφέρουν ελπιδοφόρες λύσεις για την επίτευξη φασματικής απόδοσης, χαμηλής κατανάλωσης ενέργειας και απλοποιημένων αρχιτεκτονικών σχεδίων σε ασύρματα συστήματα. Οι προσεγγίσεις IM μετριάζουν την ανάγκη για αποκλειστικούς πόρους επεξεργασίας σήματος χρησιμοποιώντας τους διαθέσιμους πόρους, όπως κεραιές, υπο-φορείς στην OFDM, χρονοθυρίδες και ακόμη και παρασιτικά στοιχεία όπως αναμεταδότες RF, για την κωδικοποίηση πρόσθετων πληροφοριών.

Οι τεχνικές IM μπορούν να κατηγοριοποιηθούν με βάση την ευρετηρίαση διαφορετικών πόρων. Μερικές από αυτές τις κατηγορίες περιλαμβάνουν:

1. SM: Το SM χρησιμοποιεί το πεδίο του χώρου, όπου μεταφέρονται πρόσθετες πληροφορίες ενεργοποιώντας επιλεκτικά συγκεκριμένες κεραίες εκπομπής ενώ άλλες παραμένουν σε αδράνεια. Με την εκμετάλλευση των χωρικών διαστάσεων, το SM ενισχύει την ικανότητα μετάδοσης δεδομένων.
2. GSM: Το GSM βασίζεται στο SM και επεκτείνει τις δυνατότητές του επιτρέποντας σε πολλαπλές κεραίες εκπομπής να είναι ενεργές ταυτόχρονα. Αυτό επιτρέπει υψηλότερους ρυθμούς δεδομένων και βελτιωμένη φασματική απόδοση.
3. SSK: Το SSK χρησιμοποιεί τη μετατόπιση φάσης των ραδιοκυμάτων για την κωδικοποίηση πρόσθετων πληροφοριών. Ρυθμίζοντας τη φάση του μεταδιδόμενου σήματος, μπορούν να αναπαραστηθούν διαφορετικά σύμβολα, αυξάνοντας έτσι τη χωρητικότητα δεδομένων.
4. OFDM-IM: Το OFDM-IM αξιοποιεί τους υπο-φορείς σε ένα σύστημα OFDM για να μεταφέρει επιπλέον πληροφορίες. Με την επιλεκτική ενεργοποίηση συγκεκριμένων υπο-φορέων και τον συνδυασμό τους με παραδοσιακά σύμβολα δεδομένων, το OFDM-IM επιτυγχάνει βελτιωμένη φασματική απόδοση.
5. MBM: Το MBM εξερευνά μη συμβατικούς πόρους, όπως παρασιτικά στοιχεία όπως RF κάτοπτρα, για να κωδικοποιήσει συμπληρωματικές πληροφορίες. Αυτοί οι αντισυμβατικοί πόροι χρησιμοποιούνται επιπλέον των συμβατικών πόρων για την αύξηση της συνολικής ικανότητας μετάδοσης.

Οι τεχνικές IM κωδικοποιούν επιπλέον bits πληροφοριών στους δείκτες των διαθέσιμων πόρων στον πομπό. Υπάρχουν δύο τύποι αντιστοιχίσεων: χαρτογράφηση ευρετηρίου και αντιστοίχιση συμβόλων. Η χαρτογράφηση ευρετηρίου εκχωρεί μερικά bit για την ενεργοποίηση συγκεκριμένων πόρων, σχηματίζοντας ένα μοτίβο ενεργοποίησης. Τα υπόλοιπα bits χρησιμοποιούνται για την επιλογή ενός σημείου αστερισμού από το αλφάβητο διαμόρφωσης. Αυτές οι συνδυασμένες πληροφορίες μεταδίδονται, επιτρέποντας την ταυτόχρονη μετάδοση συμβατικών δεδομένων που κωδικοποιούνται με εισαγωγή και πρόσθετων πληροφοριών. Οι τεχνικές IM βελτιώνουν τη χρήση πόρων σε ασύρματα συστήματα, επιτρέποντας τη μετάδοση συμπληρωματικών πληροφοριών παράλληλα με τα συμβατικά δεδομένα.

Η έννοια του IM εισήχθη αρχικά ως SM, όπου επιπλέον bits πληροφοριών κωδικοποιούνται μέσω του δείκτη ενός μόνο ενεργού στοιχείου κεραίας. Αυτή η ενεργή κεραία χρησιμοποιείται για τη μετάδοση πληροφοριών επιλέγοντας ένα σύμβολο από το συμβατικό αλφάβητο διαμόρφωσης. Η βελτίωση της SE στο SM εξαρτάται από τον αριθμό των συνδυασμών της ενεργής κεραίας, ο οποίος αυξάνεται λογαριθμικά με τον αριθμό των κεραιών εκπομπής.

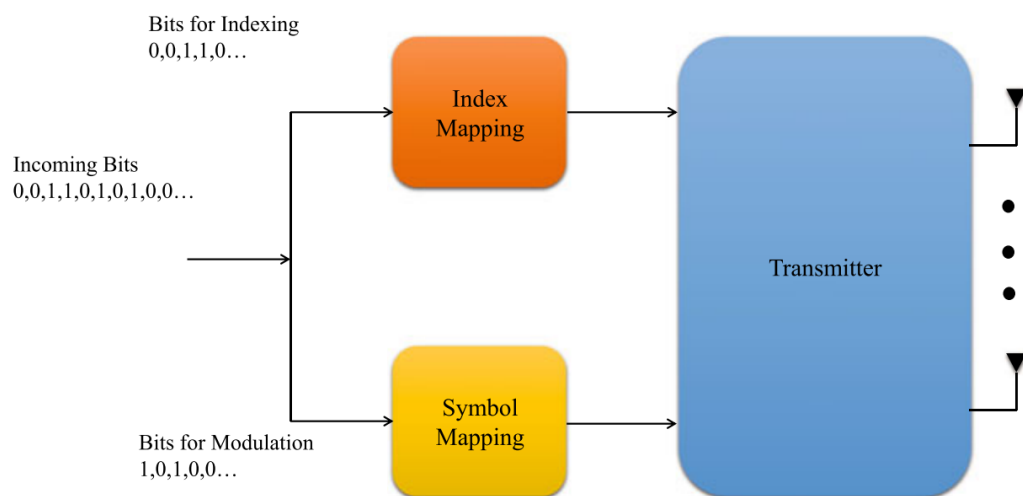
Ενώ το SM προσφέρει πλεονεκτήματα όπως η εξάλειψη των παρεμβολών μεταξύ των καναλιών, η απαίτηση μόνο μιας RF εκπομπής χωρίς κανένα περιορισμό στον αριθμό των κεραιών λήψης, οδηγεί σε περιορισμένη SE λόγω της χρήσης μόνο μιας ενεργής κεραίας. Για την ενσωμάτωση περισσότερων τμημάτων πληροφορίας, εισήχθη η έννοια της GSM, όπου

μπορούν να είναι ενεργά πολλαπλά στοιχεία κεραίας. Αυτό οδηγεί σε υψηλότερη SE καθώς αυξάνεται ο συνολικός αριθμός συνδυασμών ενεργών κεραιών. Ωστόσο, το GSM υποφέρει από παρεμβολές μεταξύ των καναλιών που προκαλούνται από πολλαπλές ενεργές κεραίες, καθιστώντας την αξιόπιστη ανίχνευση πληροφοριών δύσκολη και περίπλοκη.

Για την αντιμετώπιση της πολυπλοκότητας της ανίχνευσης σε SM και GSM, αναπτύχθηκε ένα απλούστερο σχήμα διαμόρφωσης που ονομάζεται SSK. Στο SSK, μόνο μία κεραία είναι ενεργή, μεταδίδοντας το σύμβολο 1 αντί να επιλέγει ένα σύμβολο από το αλφάβητο διαμόρφωσης όπως στο SM και στο GSM. Αυτό εξαλείφει την ανάγκη ανίχνευσης του μεταδιδόμενου συμβόλου από την ενεργή κεραία, με αποτέλεσμα ένα σχεδιασμό ανιχνευτή χαμηλής πολυπλοκότητας.

Μια άλλη τεχνική IM είναι η OFDM-IM, όπου η ευρετηρίαση εκτελείται μεταξύ των υποφορέων σε ένα σύστημα μετάδοσης OFDM. Ο μεγάλος αριθμός συνδυασμών ενεργών υποφορέων στο OFDM-IM επιτρέπει την αποτελεσματική μετάδοση πληροφοριών, χρησιμοποιώντας μόνο ένα υποσύνολο πιθανών συνδυασμών.

Πρόσφατα, το MBM έχει προταθεί ως σχήμα IM. Στο MBM, πολλαπλοί σκεδαστές και RF κάτοπτρα τοποθετούνται κοντά στην κεραία εκπομπής, δημιουργώντας διαφορετικές οπτικές στις διαλείψεις των καναλιών όπου γίνεται η μετάδοση πληροφοριών. Η ευρετηρίαση σε MBM πραγματοποιείται με την ενεργοποίηση των κατόπτρων RF, προσφέροντας βελτιωμένη φασματική απόδοση σε σύγκριση με άλλες τεχνικές IM όπως SM, GSM και SSK.



Σχήμα 4: Χαρτογράφηση ευρετηρίου και συμβόλων.

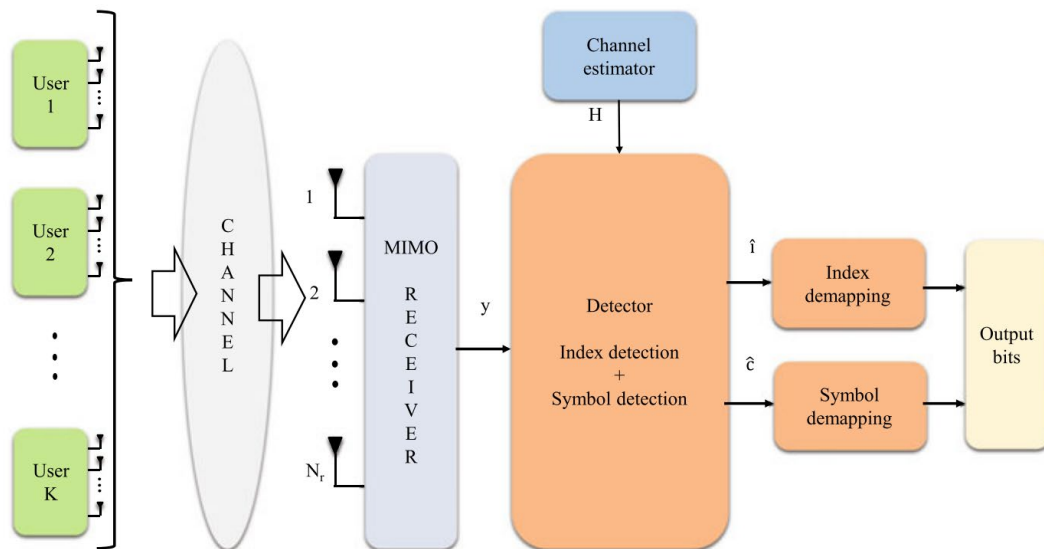
Το IM σε συνδυασμό με το massive-MIMO έχει μεγάλες δυνατότητες για τη βελτίωση της SE και της EE σε μελλοντικά ασύρματα συστήματα. Προσφέρει μια πολλά υποσχόμενη λύση για την επίτευξη επικοινωνίας χαμηλής κατανάλωσης και υψηλής αξιοπιστίας, που είναι σημαντικοί στόχοι σε ασύρματα συστήματα πέρα από B5G. Οι ερευνητές διερευνούν επίσης την έννοια του MIM, η οποία περιλαμβάνει το συνδυασμό πολλαπλών τεχνικών IM για τη μετάδοση μεγαλύτερης ποσότητας πληροφοριών μέσω πολλαπλής ευρετηρίασης.

Το MIM επεκτείνει την παραδοσιακή ιδέα της IM ενσωματώνοντας πολλές τεχνικές IM μαζί. Αυτό επιτρέπει την ταυτόχρονη μετάδοση περισσότερων bits πληροφοριών μέσω πολλαπλών δεικτών, ξεπερνώντας τις δυνατότητες των συμβατικών IM. Αξιοποιώντας διαφορετικούς συνδυασμούς τεχνικών IM, το MIM ανοίγει νέες δυνατότητες για τη βελτίωση της απόδοσης και της αποτελεσματικότητας της επικοινωνίας. Επομένως, με βάση τους διαφορετικούς πιθανούς συνδυασμούς τεχνικών IM, το MIM μπορεί να ταξινομηθεί ως:

- ST-IM
- SM-MBM.
- GSM-MBM.

Στα διάφορα σχήματα MIM που αναφέρθηκαν παραπάνω, τα πρόσθετα bit πληροφοριών κωδικοποιούνται με την ταυτόχρονη ευρετηρίαση πολλών πόρων. Ένα τέτοιο σχήμα είναι το ST-IM, όπου η κεραία και οι χρονοθυρίδες ευρετηριάζονται μαζί, οδηγώντας σε αυξημένη αραιότητα στο διάνυσμα συμβόλων που εκπέμπεται. Ωστόσο, το ST-IM υποφέρει από χαμηλότερη φασματική απόδοση, καθώς χρησιμοποιεί πολλαπλές χρονοθυρίδες ενώ ενεργοποιεί μόνο ένα συνδυασμό κεραίας-χρονοθυρίδας από τους διαθέσιμους.

Δύο πολλά υποσχόμενες τεχνικές MIM είναι η SM-MBM και η GSM-MBM. Αυτές οι τεχνικές χρησιμοποιούν ευρετηρίαση κεραίας και μοτίβα δραστηριότητας RF κατόπτρων για την κωδικοποίηση πληροφοριών. Προσφέρουν σημαντικές βελτιώσεις τόσο στην φασματική απόδοση όσο και στην αραιότητα στο διάνυσμα των μεταδιδόμενων συμβόλων. Ωστόσο, η πολυπλοκότητα της διαδικασίας ανίχνευσης αυξάνεται σε αυτές τις τεχνικές MIM για να επιτευχθεί η επιθυμητή απόδοση ρυθμού σφάλματος bit.



Σχήμα 5: Σχεδιασμός ανιχνευτή και αποδιαμόρφωση σε IM.

Η ανίχνευση συμβόλων θέτει πρακτικές προκλήσεις στα συστήματα IM και MIM. Οι αλγόριθμοι ανίχνευσης περιλαμβάνουν δύο βασικά βήματα: την ανίχνευση των δεικτών που χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση και την ανίχνευση των μεταδιδόμενων συμβόλων. Αυτά τα βήματα στη συνέχεια συνδυάζονται για να ληφθούν τα μεταδιδόμενα bits πληροφοριών με από-χαρτογράφηση (demapping – αντιστοίχιση προς τα πίσω) (Εικόνα 5). Σε αυτό το κεφάλαιο, εμβαθύνουμε στις λεπτομέρειες των σχημάτων ST-IM και SM-MBM, συμπεριλαμβανομένης της μαθηματικής τους διατύπωσης, και συζητάμε την ανίχνευση ML για αυτά τα σχήματα.

3.2 Μοντέλο Συστήματος

Σε αυτή την ενότητα, παρέχουμε μια σύντομη επισκόπηση των μαθηματικών εννοιών που σχετίζονται με το μαζικό σύστημα MIMO. Η κατανόηση αυτών των εννοιών είναι ζωτικής σημασίας για την ανάπτυξη του μαθηματικού μοντέλου για συστήματα IM massive-MIMO στις επόμενες ενότητες του κεφαλαίου. Συζητάμε επίσης το βέλτιστο σχήμα ανίχνευσης που ονομάζεται ανίχνευση μέγιστης πιθανοφάνειας ML, το οποίο χρησιμοποιείται για την ανίχνευση των μεταδιδόμενων πληροφοριών από το λαμβανόμενο διάνυσμα συμβόλων.

Ας εξετάσουμε ένα μαζικό σύστημα MIMO που αποτελείται από χρήστες K , όπου κάθε χρήστης έχει κεραίες εκπομπής N_t και έναν BS εξοπλισμένο με κεραίες λήψης N_r για να εξυπηρετεί αυτούς τους χρήστες. Συγκεκριμένα, εστιάζουμε στο σενάριο ανερχόμενης ζεύξης για να εισαγάγουμε διαφορετικά σχήματα IM και MIM σε αυτό το κεφάλαιο. Σε κάθε χρήση καναλιού, ο χρήστης i μεταδίδει ένα διάνυσμα συμβόλου x_i στο BS. Κάθε στοιχείο $x(i,k)$ του x_i , όπου το k κυμαίνεται από 1 έως N_t , επιλέγεται από ένα αλφάβητο διαμόρφωσης που συμβολίζεται ως A (π.χ., $A = \{-1 - 1i, -1 + 1i, 1 - 1i, 1 + 1i\}$ για 4-QAM ή ισοδύναμα QPSK). Το ασύρματο κανάλι μεταξύ του i^{th} χρήστη και του BS αντιπροσωπεύεται από το H_i , το οποίο έχει διαστάσεις $N_r \times N_t$ όπως φαίνεται στο Εικ. 6. Σημειώστε ότι οι διαστάσεις του πίνακα καναλιών ενδέχεται να διαφέρουν ανάλογα με τα διαφορετικά σχήματα άμεσων μηνυμάτων που συζητούνται σε αυτό το κεφάλαιο. Με αυτές τις παραδοχές και εκτιμήσεις, μπορούμε να εκφράσουμε το λαμβανόμενο διάνυσμα y ως εξής:

$$y = H_1 x_1 + H_2 x_2 + \dots + H_K x_K + n \quad (31)$$

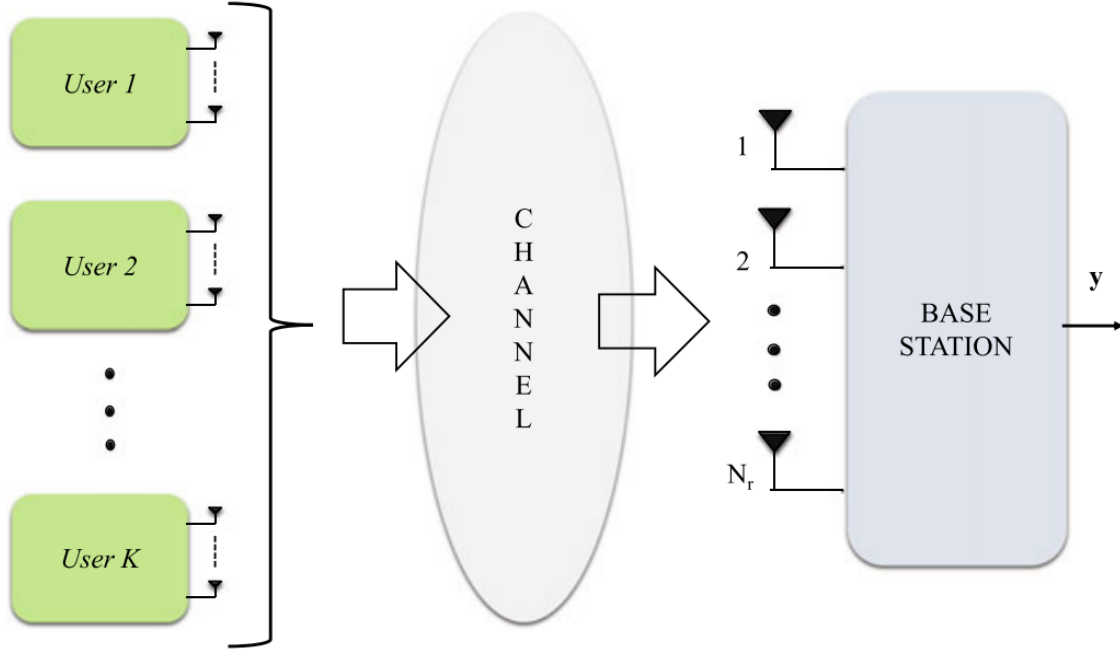
όπου n είναι ο προσθετικός λευκός Gaussian θόρυβος (AWGN) στον δέκτη, με το καθένα στοιχείο που έχει την Gaussian κατανομή με μέσο μηδέν και διακύμανση σ^2 . Η συνάρτηση (31) μπορεί επίσης να γραφτεί ως:

$$y = Hx + n \quad (32)$$

Όπου $H = [H_1, H_2, \dots, H_K]$ και $x = [x_1^T, x_2^T, \dots, x_K^T]^T$ είναι ο μιγαδικός πίνακας καναλιών και το διάνυσμα συμβόλων που εκπέμπεται, αντίστοιχα.

3.2.1 Ανίχνευση μέγιστης πιθανότητας

Ο βέλτιστος τρόπος ανίχνευσης των μεταδιδόμενων πληροφοριών από το λαμβανόμενο διάνυσμα συμβόλων είναι η διεξαγωγή διεξοδικής αναζήτησης σε όλους τους πιθανούς συνδυασμούς διανυσμάτων συμβόλων μετάδοσης.



Σχήμα 6: Σύστημα Massive-MIMO.

Λαμβάνοντας υπόψη ότι κάθε στοιχείο $x_{(i,k)}$ για $i = 1, 2, \dots, K$ και $k = 1, 2, \dots$, το N_t επιλέγεται από ένα αλφάβητο διαμόρφωσης με μέγεθος $|\mathcal{A}|$, το σύνολο από όλους τους δυνατούς συνδυασμούς του μιγαδικού διανύσματος συμβόλων που εκπέμπεται x αποτελείται από διανύσματα συμβόλων $|\mathcal{A}|^{KN_t}$. Επομένως, ο ανιχνευτής ML στοχεύει να βρει το καλύτερο διάνυσμα συμβόλων πραγματοποιώντας αναζήτηση σε αυτό το σύνολο από $|\mathcal{A}|^{KN_t}$ πιθανών διανυσμάτων μετάδοσης χρησιμοποιώντας τη μέτρηση κόστους ML. Η μέτρηση κόστους ML δίνεται από:

$$C_{ML} = \|y - Hx\|_2^2 \quad (33)$$

και η λύση ML δίνεται από:

$$\hat{x}_{ML} = \arg_{x \in \mathcal{A}^{N_t}} \min \|y - Hx\|_2^2 \quad (34)$$

Αυτό μπορεί να απλοποιηθεί περαιτέρω ως:

$$\hat{x}_{ML} = \arg_{x \in \mathcal{A}^{N_t}} \min \|y - \sum_{i=1}^K H_i x_i\|_2^2 \quad (35)$$

$$= \arg_{x_{(i,j)} \in \mathcal{A}} \min \|y - \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^{N_t} h_{(i,j)} x_{(i,j)}\|_2^2 \quad (36)$$

Είναι σημαντικό να αναγνωρίσουμε ότι ο αριθμός των πιθανών συνδυασμών αυξάνεται εκθετικά καθώς αυξάνεται ο αριθμός των χρηστών και ο αριθμός των κεραιών ανά χρήστη.

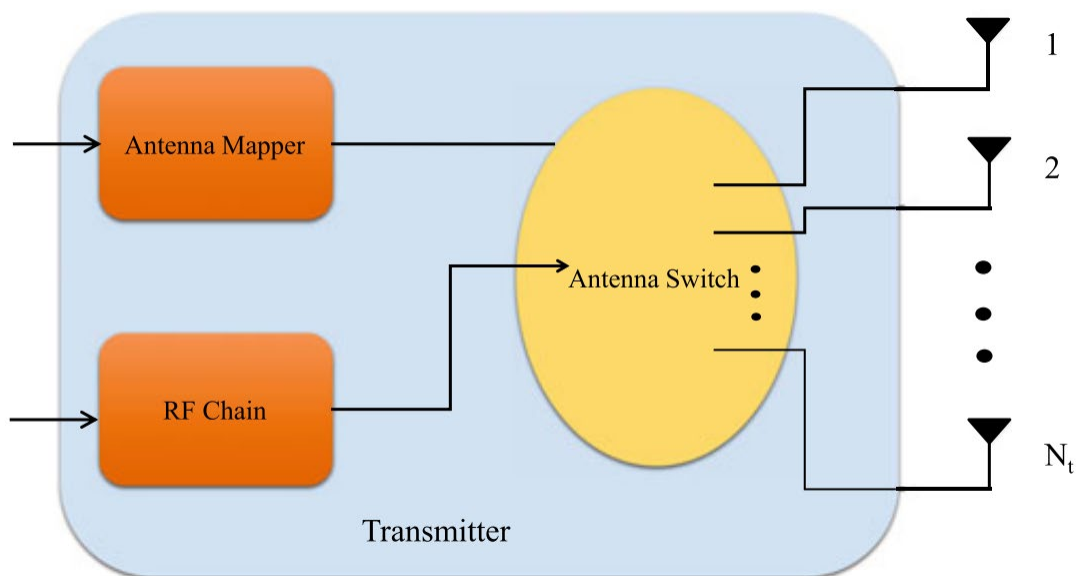
Αυτή η εκθετική ανάπτυξη θέτει μια σημαντική υπολογιστική πρόκληση, καθιστώντας την εφαρμογή της ανίχνευσης ML μη πρακτική.

3.3 Τύποι Διαμόρφωσης Δείκτη

Σε αυτή την ενότητα, εμβαθύνουμε στις θεμελιώδεις αρχές των SM, GSM, SSK και MBM, παρέχοντας τις απαραίτητες μαθηματικές διατυπώσεις και τα μπλοκ διαγράμματα. Επιπλέον, παρουσιάζουμε τον κανόνα ανίχνευσης ML για καθένα από αυτά τα σχήματα άμεσων μηνυμάτων, ο οποίος επιτρέπει τη βέλτιστη ανίχνευση των μεταδιδόμενων πληροφοριών. Ξεκινάμε εξερευνώντας το σχήμα SM και στη συνέχεια εμβαθύνουμε στην εκτεταμένη παραλλαγή του, το σχήμα GSM. Στη συνέχεια, εξετάζουμε το σχήμα SSK, το οποίο είναι μια απλοποιημένη έκδοση του SM με μειωμένη πολυπλοκότητα. Τέλος, εισάγουμε το σχήμα MBM, μια τεχνική που προτάθηκε πρόσφατα, με συνοπτικό τρόπο.

3.3.1 Χωρική Διαμόρφωση

Η SM είναι μια αρχική τεχνική IM που εστιάζει στην ευρετηρίαση μεταξύ των κεραιών, χρησιμοποιώντας τη χωρική διάσταση. Στο SM, μόνο μία κεραία είναι ενεργή ανά πάσα στιγμή, με αποτέλεσμα διάφορα διαγράμματα ακτινοβολίας με βάση την ενεργοποίηση κεραίας. Κάθε ενεργή κεραία επιφέρει ένα διαφορετικό διάγραμμα δημιουργώντας ένα σύνολο διαγραμμάτων που μπορούν να ενεργοποιηθούν¹ (Di Renzo et al., 2011). Οι πληροφορίες που θα κωδικοποιηθούν συσχετίζονται με το ενεργοποιημένο διάγραμμα της



Σχήμα 7: Μπλοκ διάγραμμα πομπού για SM.

κεραίας, επιλέγοντας το κατάλληλο διάγραμμα με βάση τα εισερχόμενα bit δεδομένων. Αυτή

¹ Di Renzo M, Haas H, Grant PM (2011) Spatial modulation for multiple antenna wireless systems: a survey. IEEE Commun Mag 49(12):182–191

η διαδικασία απεικονίζεται στο Σχ. 7, όπου ο χαρτογράφος (mapper) ευρετηρίου συνδέεται με τον χαρτογράφο κεραίας. Ο χαρτογράφος κεραίας ελέγχει το διακόπτη μεταξύ της αλυσίδας RF και της επιλεγμένης κεραίας, επιτρέποντας τη μετάδοση επεξεργασμένων πληροφοριών που προέρχονται από τη διαμόρφωση συμβόλων για τον συγκεκριμένο χρήστη.

Ας εξετάσουμε έναν πομπό με κεραίες N_t . Σε αυτήν την περίπτωση, ο αριθμός των πιθανών διαγραμμάτων ενεργοποίησης κεραίας, όπου επιλέγεται μία κεραία από τις διαθέσιμες κεραίες N_t , μπορεί να υπολογιστεί ως $\binom{N_t}{1}$.

Κατά συνέπεια, ο αριθμός των bit που απαιτούνται ως αναπαράσταση αυτών των διαγραμμάτων είναι $\left\lfloor \log_2 \binom{N_t}{1} \right\rfloor$ όπου $\lfloor \cdot \rfloor$ δηλώνει τη συνάρτηση floor (στρογγυλοποίηση προς τα κάτω).

Μόλις επιλεγεί η ενεργή κεραία, επιλέγεται ένα σύμβολο από το αλφάβητο διαμόρφωσης χρησιμοποιώντας $\log_2 |\mathcal{A}|$ bits και μεταδίδεται μέσω της ενεργής κεραίας. Η φασματική απόδοση (SE) του SM, μετρούμενη ως bit ανά χρήση καναλιού (bpcu), υποδεικνύει τον συνολικό αριθμό των bit που μπορεί να μεταδοθεί από έναν μεμονωμένο χρήστη σε ένα σύστημα με K χρήστες. Ο συνολικός αριθμός των bit που μπορεί να μεταδοθεί από έναν μόνο χρήστη στο σύστημα χρήστη K δίνεται από:

$$\eta_{SM} = \left(\left\lfloor \log_2 \binom{N_t}{1} \right\rfloor + \log_2 |\mathcal{A}| \right) \text{ bpcu} \quad (37)$$

Αυτά τα bit η_{SM} μπορούν να μεταφερθούν μέσω του διανύσματος συμβόλων που μεταδίδεται από τον χρήστη, ας πούμε ο i_{th} χρήστης, το οποίο μπορεί να γραφτεί ως:

$$x_i = [0, 0, \dots, x_{(i,k)}, \dots, 0, 0]$$

όπου η k_{th} κεραία είναι ενεργή η οποία μεταδίδει ένα σύμβολο $x_{(i,k)} \in \mathcal{A}$. Ομοίως, κάθε χρήστης αντιστοιχίζει τα εισερχόμενα bits πληροφοριών σε ένα διάνυσμα εκπομπής για τη μεταφορά της πληροφορίας στο BS. Το διάνυσμα συμβόλων που λαμβάνεται στο BS μπορεί να γραφτεί ως:

$$y = H_1 x_1 + H_2 x_2 + \dots + H_K x_K + n$$

που ξαναγράφεται ως

$$y = \sum_{i=1}^K h_{(i,k)} x_{(i,k)} \text{ for } k = 1, 2, \dots, N_t \quad (38)$$

όπου το k διαφέρει για κάθε i ανάλογα με τις εισερχόμενες πληροφορίες. Για παράδειγμα, ας θεωρήσουμε ένα σύστημα με έναν χρήστη που έχει $N_t = 4$ και χρησιμοποιώντας διαμόρφωση BPSK, το σύνολο όλων των πιθανών διανύσματος μετάδοσης δίνεται από:

$$\mathcal{S}_{SM} = \left\{ \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} +1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ +1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ +1 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ +1 \end{bmatrix} \right\}$$

Ως εκ τούτου, η χρήση της διαμόρφωσης χωρικής μετατόπισης ($\mathcal{S}_{SM}$) μας επιτρέπει να επιτύχουμε φασματική απόδοση (η_{SM}) 3 bit ανά χρήση καναλιού (bpcu). Αυτό σημαίνει ότι μπορούμε να μεταδώσουμε 1 bit χρησιμοποιώντας ένα σύμβολο από τη διαμόρφωση BPSK και άλλα 2 bit χρησιμοποιώντας ένα μεμονωμένο ενεργό διάγραμμα.

3.3.2 Γενικευμένη Χωρική Διαμόρφωση (GSM)

Η SM, η πιο βασική μορφή σχημάτων IM, αντιμετωπίζει περιορισμούς στη Φασματική Απόδοση (SE) λόγω της εξάρτησής της από μία μόνο ενεργή κεραία. Για να ξεπεραστεί αυτό το μειονέκτημα, το GSM, μια βελτιωμένη και πιο φασματικά αποδοτική έκδοση του SM, προτείνει την ενεργοποίηση πολλαπλών κεραιών για ταυτόχρονη μετάδοση πολλαπλών ροών δεδομένων. Ωστόσο, σε αντίθεση με τη μετάδοση MIMO που βασίζεται σε χωρική πολυπλεξία (Multiple-Input Multiple-Output), δεν είναι όλες οι κεραίες ενεργές στο GSM.

Η αυξημένη SE στο GSM έρχεται σε βάρος της αυξημένης αρχιτεκτονικής πολυπλοκότητας. Αυτή η πολυπλοκότητα προκύπτει από την αναγκαιότητα αποκλειστικών αλυσίδων ραδιοσυχνοτήτων (RF) για κάθε ενεργή κεραία, όπως φαίνεται στο Σχήμα 8. Στο GSM, ας υποθέσουμε ότι από τις συνολικές διαθέσιμες κεραίες N_t , οι κεραίες N_a είναι ενεργές. Κατά συνέπεια, ο συνολικός αριθμός των πιθανών μοτίβων ενεργοποίησης κεραίας στο GSM είναι $\binom{N_t}{N_a}$.

Ο αριθμός των bit που απαιτούνται για την επιλογή ενός σετ ενεργών διαγραμμάτων μπορεί να υπολογιστεί ως $\left\lceil \log_2 \binom{N_t}{N_a} \right\rceil$

Επιπλέον, κάθε μια από τις ενεργές κεραίες N_a στο GSM εκπέμπει ένα σύμβολο που επιλέγεται από το αλφάβητο διαμόρφωσης $\mathcal{A}$. Αυτή η μετάδοση έχει ως αποτέλεσμα τη μεταφορά $N_a \log_2 |\mathcal{A}|$ τμήματα πληροφορίας. Επομένως, ο συνολικός αριθμός των bit που μπορεί να μεταδοθεί από έναν μόνο χρήστη GSM είναι

$$\eta_{GSM} = \left(\left\lceil \log_2 \binom{N_t}{N_a} \right\rceil + N_a \log_2 |\mathcal{A}| \right) \text{ bpcu} \quad (39)$$

που όπως παρατηρούμε είναι αρκετά μεγαλύτερο από το SM σχήμα. Στο GSM το διάνυσμα μετάδοσης αποτελείται από μεγάλο αριθμό μη μηδενικών εισόδων και μπορεί να γραφτεί ως

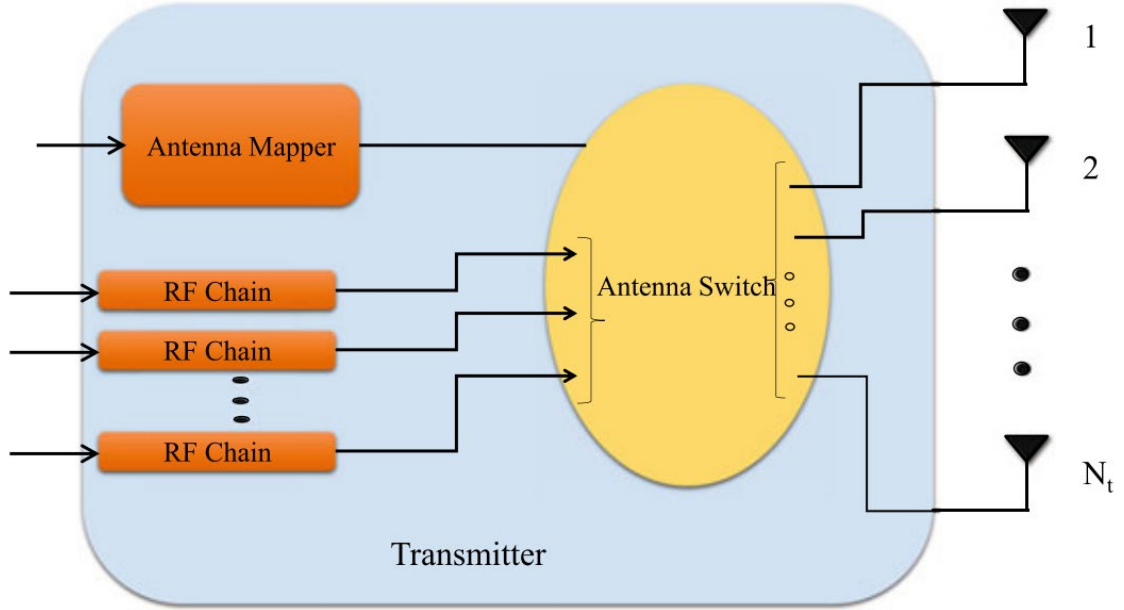
$$\mathbf{x}_i = [0, \dots, x_{i_1}, \dots, 0, \dots, x_{i_2}, \dots, 0, \dots, x_{i_{N_a}}, \dots, 0],$$

Όπου,

- $x_{i_1}, x_{i_2}, \dots, x_{i_{N_a}}$ έχουν επιλεγθεί από το αλφάβητο $\mathcal{A}$
- $i_1, i_2, \dots, i_{N_a}$ είναι οι δείκτες των ενεργών κεραιών στον χρήστη i

Το λαμβανόμενο διάνυσμα συμβόλων στο BS μπορεί τώρα να γραφτεί ως

$$\mathbf{y} = \sum_{i=1}^K \sum_{k=1}^{N_a} h_{i_k} x_{i_k} + \mathbf{n} \quad (40)$$



Σχήμα 8: Μπλοκ διάγραμμα πομπού του GSM.

3.3.3 Space Shift Keying και Generalized Space Shift Keying

Το SSK (Single-antenna Selection) και το GSSK (Group Single-antenna Selection) αντιπροσωπεύουν απλουστευμένες εκδόσεις του SM και του GSM, αντίστοιχα. Στο SSK, μόνο μία κεραία είναι ενεργή και δεν μεταδίδει σύμβολα από ένα συμβατικό αλφάβητο διαμόρφωσης. Αντίθετα, η ενεργή κεραία στο SSK μεταδίδει έναν μόνο τύπο συμβόλου, συγκεκριμένα το σύμβολο "1", ενώ όλες οι άλλες κεραίες παραμένουν ανενεργές. Εάν ο συνολικός αριθμός των κεραιών συμβολίζεται ως N_t , τότε ο αριθμός των πιθανών συνδυασμών ενεργών κεραιών στο SSK είναι $\binom{N_t}{1}$, το οποίο μπορεί να μεταφέρει $\left\lfloor \log_2 \left(\binom{N_t}{1} \right) \right\rfloor$ bit ταυτόχρονα.

Από την άλλη πλευρά, το GSSK περιλαμβάνει την ενεργοποίηση πολλαπλών κεραιών, παρόμοια με το GSM, αλλά αυτές οι ενεργές κεραίες εκπέμπουν επίσης το σύμβολο "1" αποκλειστικά. Στο GSSK, εάν οι κεραίες N_a είναι ενεργές, τότε ο συνολικός αριθμός πιθανών συνδυασμών ενεργών κεραιών είναι $\binom{N_t}{N_a}$.

Κατά συνέπεια, ο αριθμός των bit που μπορούν να μεταφερθούν επιλέγοντας ένα σύνολο ενεργών διαγραμμάτων στο GSSK είναι $\left\lfloor \log_2 \left(\binom{N_t}{N_a} \right) \right\rfloor$ bit κάθε φορά. Το διάνυσμα συμβόλων μετάδοσης στο SSK μπορεί να γραφτεί ως

$$x_i = [0, 0, \dots, 1, \dots, 0, 0],$$

και το λαμβανόμενο διάνυσμα συμβόλων στο SSK δίνεται από

$$y_{SSK} = \sum_{i=1}^K h_{i_k} + n \text{ for } k = 1, 2, \dots, N_t \quad (41)$$

Ομοίως, το διάνυσμα μετάδοσης στο GSSK μπορεί να γραφτεί ως

$$x_i = [0, \dots, 1, \dots, 0, \dots, 1, \dots, 0, \dots, 1, \dots, 0],$$

και το λαμβανόμενο διάνυσμα συμβόλων είναι

$$y_{GSSK} = \sum_{i=1}^K \sum_{k=1}^{N_a} h_{i_k} + n \quad (42)$$

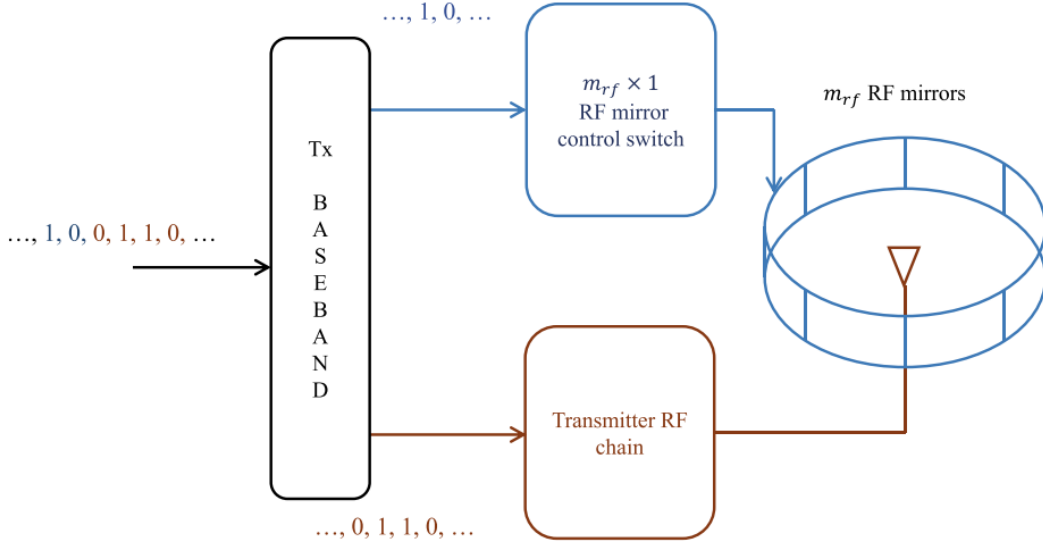
3.3.4 Media-Based Διαμόρφωση

Το MBM είναι ένα σύστημα IM που εισήχθη πρόσφατα και χρησιμοποιεί μια μοναδική μέθοδο ευρετηρίασης σε παρασιτικά στοιχεία, γνωστά ως RF κάτοπτρα. Αυτά τα RF κάτοπτρα είναι στρατηγικά τοποθετημένα κοντά στις κεραίες εκπομπής. Με την επιλεκτική ενεργοποίηση και απενεργοποίηση αυτών των κατόπτρων ραδιοσυχνοτήτων, δημιουργούνται διαφορετικά διαγράμματα αξιοποίησης των επιλεκτικών καναλιών στο μακρινό πεδίο μέσα σε ένα περιβάλλον πλούσιο σε σκέδαση. Η δραστηριότητα μεταγωγής των κατόπτρων καθορίζεται με βάση τα εισερχόμενα bit πληροφοριών.

Μόλις επιλεγεί ένα διάγραμμα με μεταγωγή (ON/OFF) των παρασιτικών στοιχείων για μια συγκεκριμένη κεραία, αυτή η κεραία προχωρά στη μετάδοση ενός συμβόλου που επιλέγεται από το αλφάβητο διαμόρφωσης, όπως φαίνεται στην Εικόνα 9. Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι η βασική διαφορά μεταξύ MBM και άλλων σχημάτων IM είναι ότι όλες οι κεραίες σε MBM συμμετέχουν στη μετάδοση πληροφοριών.

Εάν υπάρχουν κάτοπτρα RF m_{rf} τοποθετημένα κοντά σε μια κεραία, αυτή μπορεί να παράγει πιθανά διαγράμματα με ενεργοποίηση/απενεργοποίηση των κατόπτρων ίσα με $2m_{rf}$. Κατά συνέπεια, η επιλογή ενός συγκεκριμένου διαγράμματος απαιτεί bits πληροφοριών m_{rf} , τα οποία αυξάνονται γραμμικά με τον αριθμό των κατόπτρων RF. Αυτό έρχεται σε αντίθεση με τη λογαριθμική αύξηση της χωρητικότητας πληροφοριών που παρατηρείται σε SM και GSM σχετικά με τον συνολικό αριθμό των κεραιών. Επιπλέον, εκτός από τα m_{rf} bit, κάθε κεραία εκπέμπει ένα σύμβολο, συμβάλλοντας ένα επιπλέον $\log_2 |\mathcal{A}|$ bits πληροφοριών στη συνολική μεταφερόμενη πληροφορία. Επομένως, η συνολική SE ανά κεραία σε όρους bpcu στο σχήμα MBM είναι:

$$\eta_{MBM} = (m_{rf} + \log_2 |\mathcal{A}|) \quad (43)$$



Σχήμα 9: Μπλοκ διάγραμμα πομπού MBM.

3.4 Πολυδιάστατη Διαμόρφωση Ευρετηρίου

Σε αυτήν την ενότητα, εξερευνούμε ένα βελτιωμένο σχήμα Πολλαπλού Index Modulation (IM) που ονομάζεται MIM, το οποίο συνδυάζει πολλαπλά σχήματα IM για την επίτευξη υψηλότερης SE. Ξεκινάμε εξετάζοντας το χωροχρονικό σχήμα IM, το οποίο χρησιμεύει ως το θεμελιώδες συστατικό του MIM. Βασιζόμενοι σε αυτό, επεκτείνουμε περαιτέρω την ιδέα για να συμπεριλάβουμε το χωρικό σχήμα MBM, το οποίο επιτυγχάνει σημαντικά υψηλότερη SE σε σύγκριση με άλλα σχήματα IM και ακόμη και άλλες διαμορφώσεις MIM.

3.4.1 Space-Time IM

Στο σχήμα χωροχρονικού IM, διάφοροι πόροι όπως χρονοθυρίδες και κεραίες στον πομπό χρησιμοποιούνται για την ευρετηρίαση, εκτός από τη μετάδοση συμβόλων που επιλέγονται από το αλφάβητο διαμόρφωσης. Ας εξετάσουμε τη διαθεσιμότητα των χρονοθυρίδων T και των κεραιών N_t για σκοπούς ευρετηρίασης.

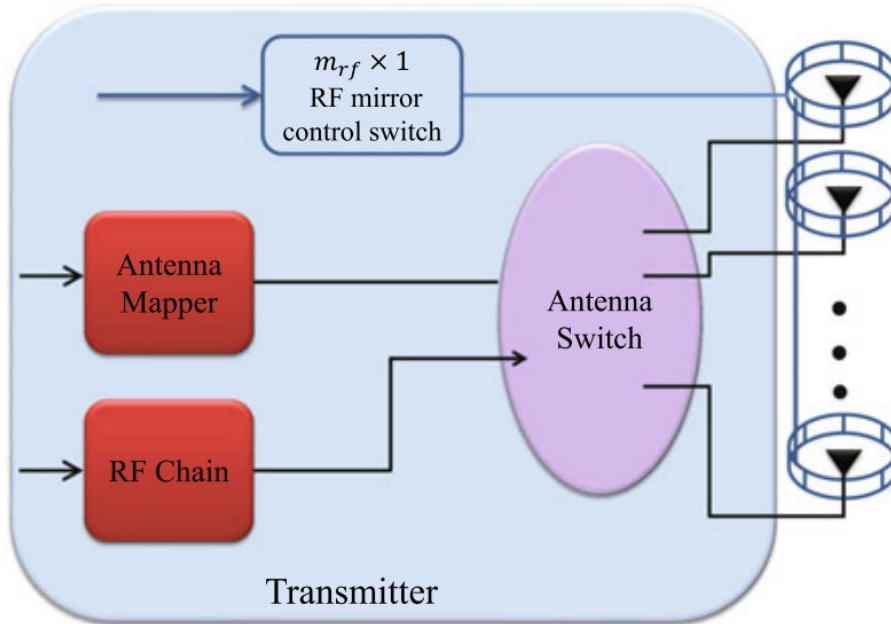
Ο συνολικός αριθμός των πιθανών ενεργών μοτίβων χρονικής θυρίδας δίνεται από το $\binom{T}{1}$ και για κάθε μοτίβο ενεργοποίησης χρονικής θυρίδας, υπάρχουν δυνατά ενεργά διαγράμματα κεραίας $\binom{N_t}{1}$. Ως αποτέλεσμα, ο αριθμός των bit που μπορούν να μεταφερθούν με ευρετηρίαση μεταξύ των χρονικών θυρίδων είναι $\lfloor \log_2 \binom{T}{1} \rfloor$ και ο αριθμός των bit που μεταφέρονται με την ευρετηρίαση στις κεραίες είναι $\lfloor \log_2 \binom{N_t}{1} \rfloor$. Τώρα, όσον αφορά τα εισερχόμενα bits πληροφοριών, χωρίζονται σε τρία μέρη. Το πρώτο μέρος χρησιμοποιείται για την επιλογή της επιθυμητής χρονοθυρίδας, το δεύτερο μέρος χρησιμοποιείται για την

επιλογή μιας συγκεκριμένης κεραίας και το τρίτο μέρος χρησιμοποιείται για την επιλογή ενός συμβόλου από το αλφάβητο διαμόρφωσης $\mathcal{A}$ για μετάδοση. Το SE σε χωροχρονικό IM σε όρους bpcu είναι

$$\eta_{ST-IM} = \left\lfloor \log_2 \left(\binom{T}{1} \right) \right\rfloor + \left\lfloor \log_2 \left(\binom{N_t}{1} \right) \right\rfloor + \log_2 |\mathcal{A}|. \quad (44)$$

3.4.2 Διαμόρφωση που βασίζεται σε χωρικά διαμορφωμένα μέσα

Το SM-MBM είναι ένα καινοτόμο σχήμα MIM που συνδυάζει τις αρχές της SM και MBM για την επίτευξη βελτιωμένης SE που ξεπερνά αυτή τόσο του SM όσο και του MBM. Στο σχήμα SM-MBM, χρησιμοποιούμε έναν πομπό εξοπλισμένο με πολλαπλές κεραίες, με κάθε κεραία να συνοδεύεται από πολλαπλά κάτοπτρα ραδιοσυχνοτήτων τοποθετημένα σε κοντινή απόσταση, όπως φαίνεται στην Εικόνα 10.



Σχήμα 10: Μπλοκ διάγραμμα πομπού SM-MBM.

Το SM-MBM χρησιμοποιεί τη μετάδοση πληροφοριών μέσω τριών στοιχείων: το διάγραμμα μέσω ενεργοποίησης των κεραίων, το διάγραμμα μέσω ενεργοποίησης των κατόπτρων και το σύμβολο που επιλέγεται από το αλφάβητο διαμόρφωσης. Χρησιμοποιώντας αυτά τα στοιχεία, το SM-MBM μπορεί να μεταφέρει έναν συνολικό αριθμό bit πληροφοριών ίσο με $\left\lfloor \log_2 \left(\binom{N_t}{1} \right) \right\rfloor + m_{rf}$, όπου το N_t αντιπροσωπεύει τον συνολικό αριθμό των κεραίων και το m_{rf} υποδηλώνει τον αριθμό των κατόπτρων κοντά σε κάθε κεραία. Επιπλέον, $\log_2 |\mathcal{A}|$ bit μεταφέρονται μέσω της επιλογής και της μετάδοσης ενός συμβόλου από το αλφάβητο διαμόρφωσης $\mathcal{A}$. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη συνολική SE του σχήματος SM-MBM ως

$$\eta_{SM-MBM} = \left(\left\lfloor \log_2 \left(\binom{N_t}{1} \right) \right\rfloor + m_{rf} + \log_2 |\mathcal{A}| \right) \quad bpcu \quad (45)$$

4

Εξομοίωση, και υλοποίηση σε SDR

4.1 Εισαγωγή

Στο πλαίσιο αυτής της διατριβής, διερευνούμε τις κρίσιμες πτυχές της εξομοίωσης και της υλοποίησης σε λογισμικό (SDR) με τη βοήθεια του MATLAB, ενός ισχυρού εργαλείου που χρησιμοποιείται ευρέως στον ακαδημαϊκό χώρο και τη βιομηχανία για εργασίες επεξεργασίας σήματος και προσομοίωσης. Η εστίασή μας επικεντρώνεται σε δύο βασικά σχήματα διαμόρφωσης: στο OTFS και στο OFDM.

Η ακρίβεια και η προσαρμοστικότητα της ασύρματης επικοινωνίας είναι απαραίτητες και το SDR χρησιμεύει ως ισχυρό εργαλείο σε αυτή την προσπάθεια. Σε αυτό το κεφάλαιο εμβαθύνουμε στην πρακτική σφαίρα της εξομοίωσης που βασίζεται σε SDR, προσφέροντας πληροφορίες για την προσομοίωση και την ανάλυση OTFS και OFDM εντός του περιβάλλοντος MATLAB, παρέχοντας έτσι μια ολοκληρωμένη κατανόηση αυτών των σχημάτων διαμόρφωσης με χρήση SDR. Αυτή η προσέγγιση ενισχύει τις ερευνητικές σας συνεισφορές αξιοποιώντας τις δυνατότητες του MATLAB για έρευνες που βασίζονται σε SDR.

Το OFDM σχήμα που υλοποιήθηκε είχε 64 ή 128 subcarriers, κυκλικό πρόθεμα 25%, εύρος ζώνης 2MHz, δυο preambles στην αρχή για συγχρονισμό (Schmidl and Cox), 8 subcarriers άδεια ανά πλευρά φάσματος, QPSK διαμόρφωση ανά subcarrier, ενώ δεν έγινε κωδικοποίηση καναλιού (uncoded OFDM).

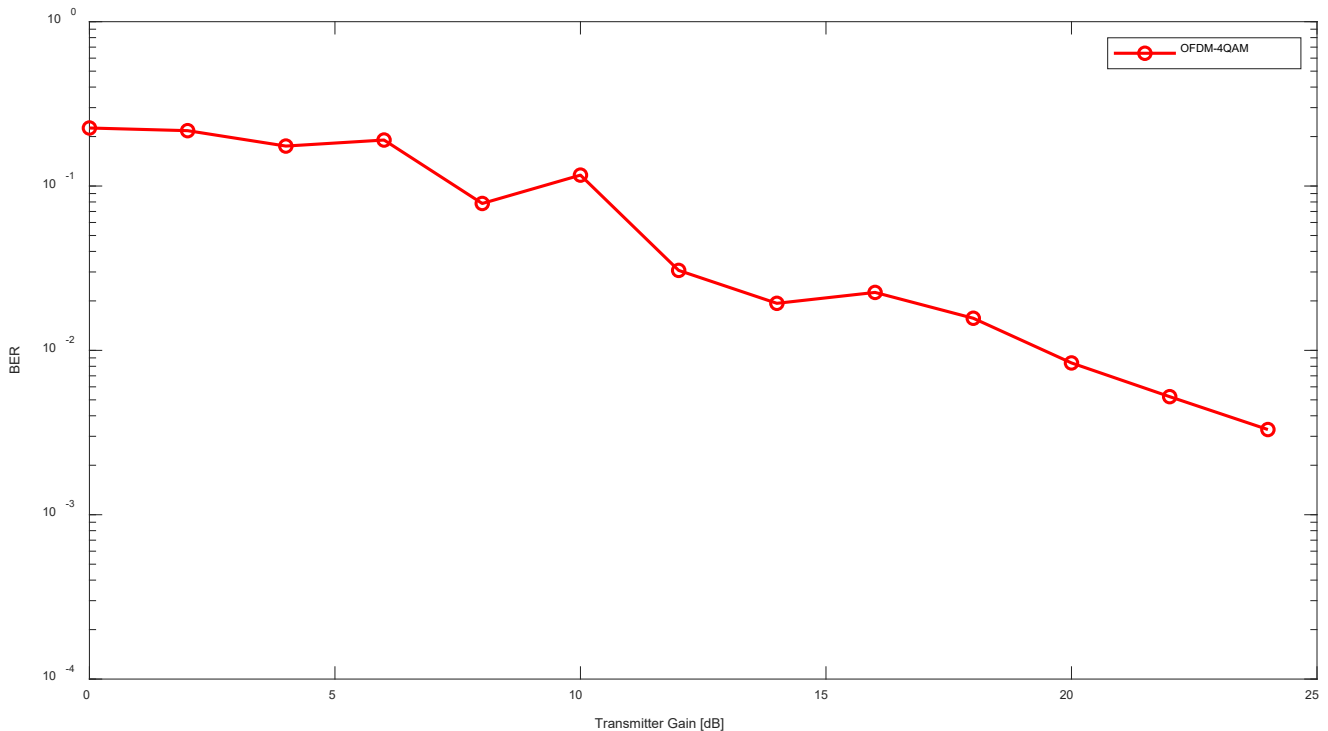
4.2 Εξομοιώσεις με OFDM

4.2.1 Πρώτη εξομοίωση

Αρχικά για να ελέγξουμε την ορθή λειτουργία των πομποδεκτών SDR και των κεραιών, τα τοποθετήσαμε σε απόσταση 1.5-2.5 μέτρων μεταξύ πομπού δέκτη και παρατηρήσαμε ότι το σφάλμα είναι μηδενικό. Το κέρδος του πομπού και του δέκτη τέθηκε στα 40dB και η συχνότητα στο 1 GHz (επιλογή λόγω μη παρεμβολών στην ζώνη αυτή).



Εικόνα 1: Transmitter και Receiver σε απόσταση 2–2.5 μέτρα μεταξύ τους.



Εικόνα 2: Η μεταβολή του BER για διαφορετικές τιμές κέρδους του transmitter (0 έως 25 dB).

Παρατηρούμε ότι για την περίπτωση που οι κεραίες βρίσκονται σε απόσταση 2 μέτρα μεταξύ τους, όσο αυξάνεται το κέρδος του πομπού το BER μειώνεται. (Εικόνα 1: Transmitter και Receiver σε απόσταση 2–2.5 μέτρα μεταξύ τους. Εικόνα 2: Η μεταβολή του BER για διαφορετικές τιμές κέρδους του transmitter (0 έως 25 dB).). Για μεγαλύτερες τιμές κέρδους, δεν υπήρχαν σφάλματα κατά το πείραμα.

4.2.2 Δεύτερη εξομοίωση

Για τη δεύτερη εξομοίωση αυξήσαμε τη συχνότητα σε 2.4 GHz και προσθέσαμε ένα σακίδιο σαν εμπόδιο. Το BER σε αυτή την περίπτωση είναι 7.0175×10^{-4} , για κέρδη 30dB σε πομπό και δέκτη.



Εικόνα 3: Μετάδοση ενός συμβόλου OFDM με ένα φυσικό εμπόδιο ανάμεσα από τις κεραίες.

4.2.3 Τρίτη εξομοίωση

Σε αυτή την εξομοίωση προσθέσαμε σαν εμπόδιο ένα κομμάτι αλουμινόχαρτο μπροστά από τις κεραίες του πομπού και δέκτη. Το αλουμινόχαρτο λειτουργεί σαν ανακλαστήρας για τις κεραίες και στέλνει το σήμα στην αντίθετη κατεύθυνση.

Για αυτόν τον λόγο το BER σε αυτή τη περίπτωση είναι αρκετά υψηλό με τιμή 0.0228.



Εικόνα 4: Μετάδοση ενός συμβόλου OFDM με ένα κομμάτι αλουμινόχαρτο μπροστά από κάθε κεραία.

4.2.4 Τέταρτη εξομοίωση

4.2.4.1 Με σκεδαστή

Σε αυτή την περίπτωση προσθέσαμε σκεδαστή ανάμεσα από τις κεραίες όπως βλέπουμε παρακάτω. Για σκεδαστή χρησιμοποίησαμε ένα κομμάτι αλουμινόχαρτο. Η συχνότητα εκπομπής είναι 2.5GHz και το BER είναι ίσο με μηδέν.



Εικόνα 5: Μετάδοση OFDM συμβόλου με σκέδαση.

4.2.4.2 Χωρίς σκεδαστή

Έπειτα αφαιρέσαμε τον σκεδαστή και το BER έγινε 0.0391.

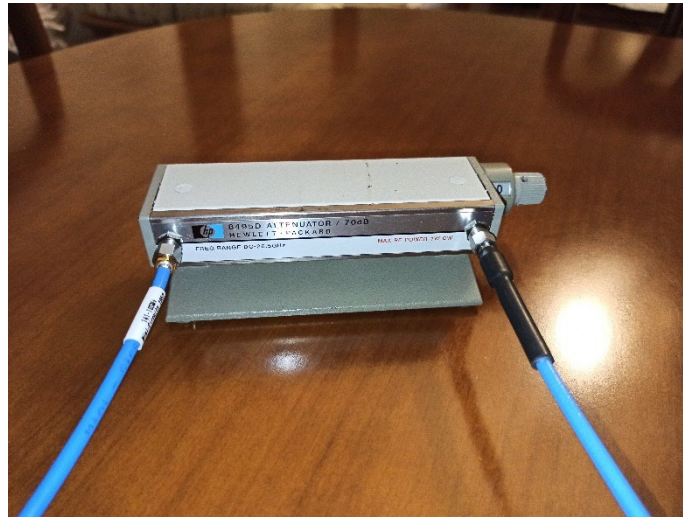
Το BER είναι τόσο υψηλό καθώς ο σκεδαστής (το κομμάτι αλουμινόχαρτο) λειτουργούσε σαν ανακλαστήρας του σήματος για αυτό μετά την αφαίρεση του το σήμα έφτανε στον δέκτη αλλοιωμένο.



Εικόνα 6: Μετάδοση OFDM συμβόλου με την αφαίρεση του σκεδαστή.

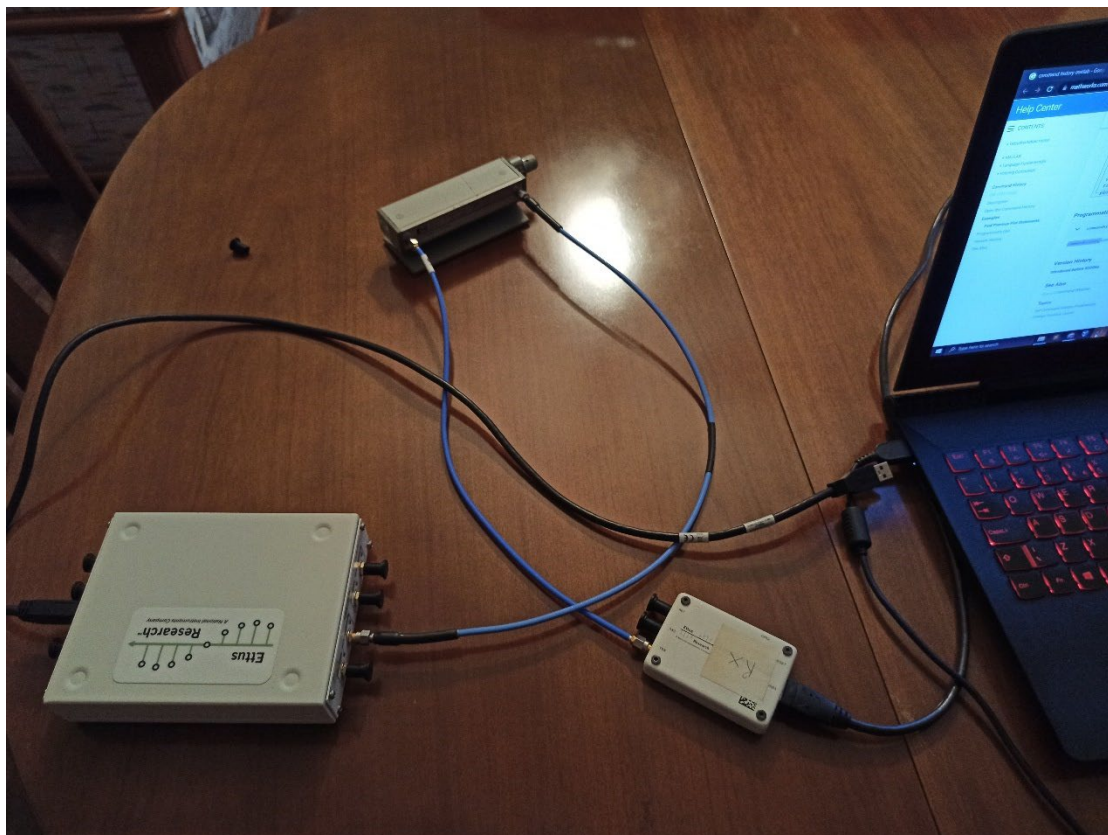
4.2.5 Εξομοιώσεις με Attenuator

Με τη χρήση εξασθενητή (Attenuator) και σύνδεση back-to-back κάναμε επιπλέον μετρήσεις με μείωση ισχύος 0 dB και 40 dB.



Εικόνα 7: 8495D Attenuator / 70dB

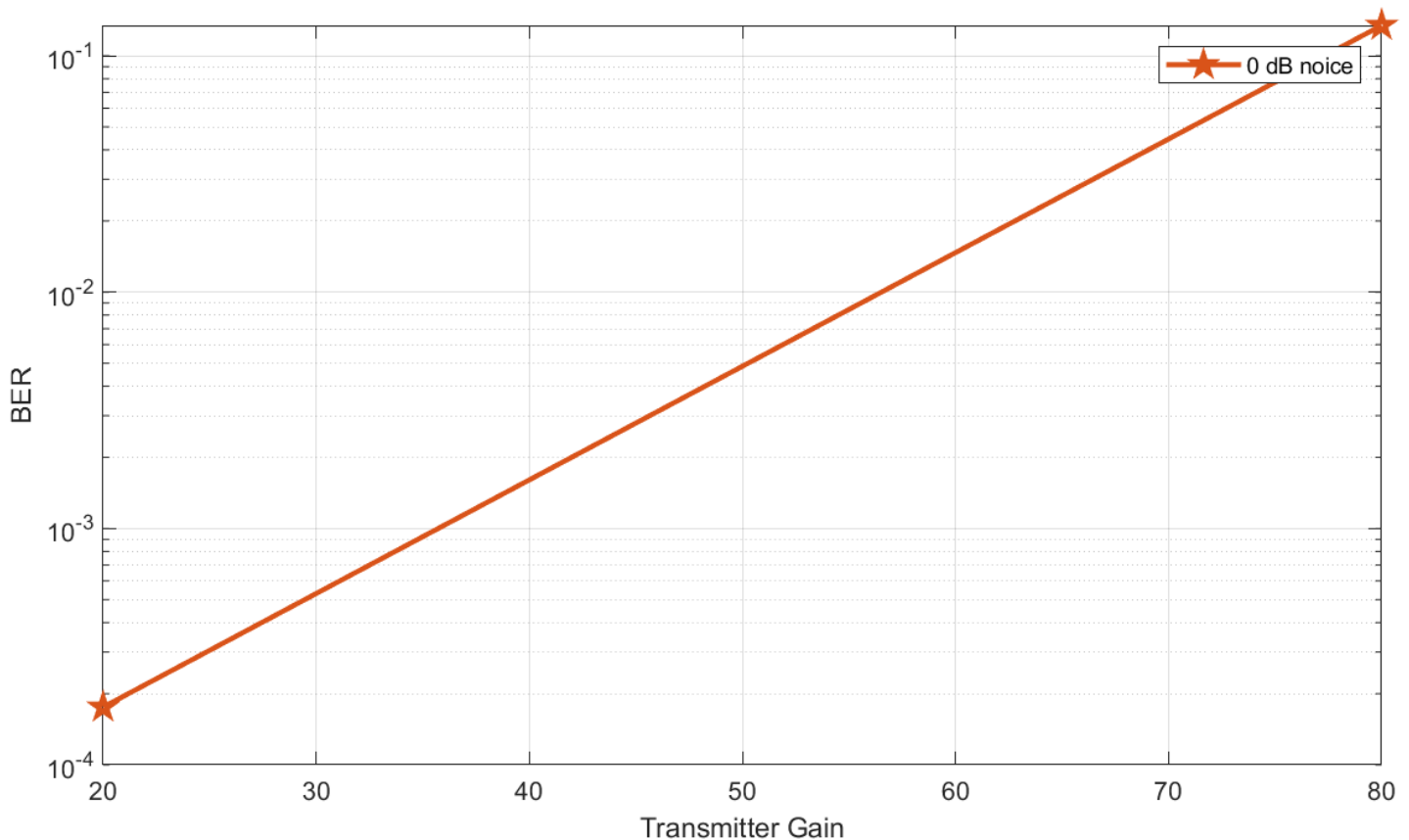
Αφαιρέσαμε τις κεραίες του πομπού και δέκτη, και συνδέσαμε τον attenuator.



Εικόνα 8: Σύνδεση attenuator στον πομπό και στον δέκτη.

4.2.5.1 Attenuator στα 0dB

Επιλέξαμε στον attenuator 0 dB loss και διακρίναμε τις περιπτώσεις που η κεραία πομπού έχει κέρδος 20 dB και 80 dB. Παρακάτω βλέπουμε και το αντίστοιχο διάγραμμα BER - Transmitter Gain από 20 έως 80 dB.

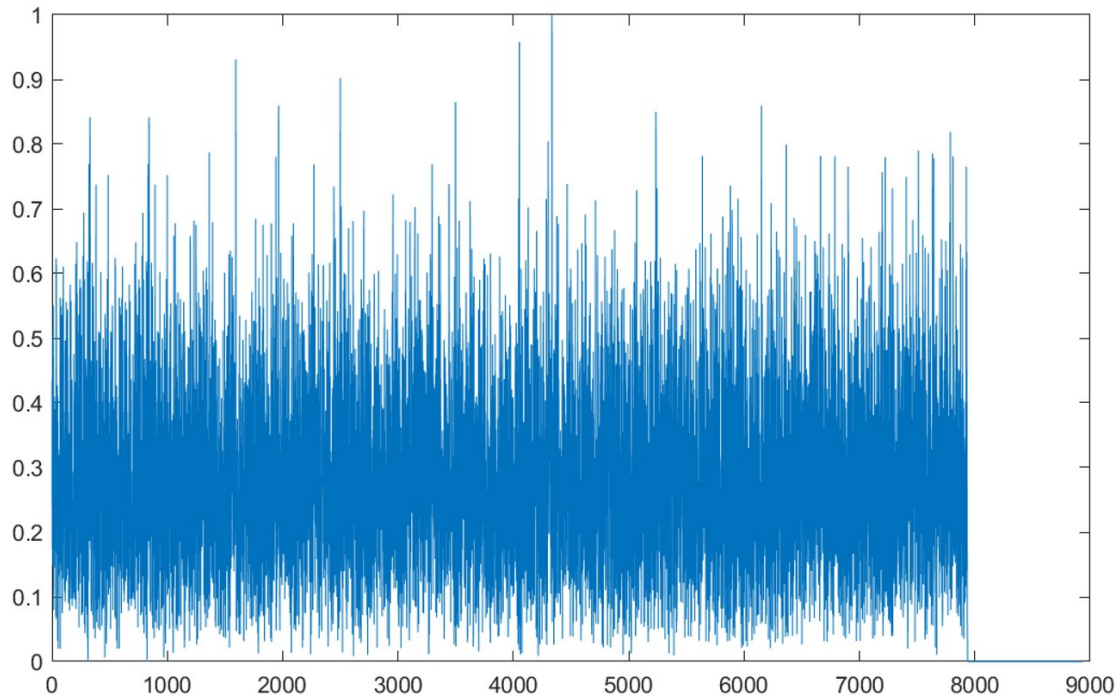


Εικόνα 9: Διάγραμμα BER-Transmitter Gain με 0dB loss στον attenuator

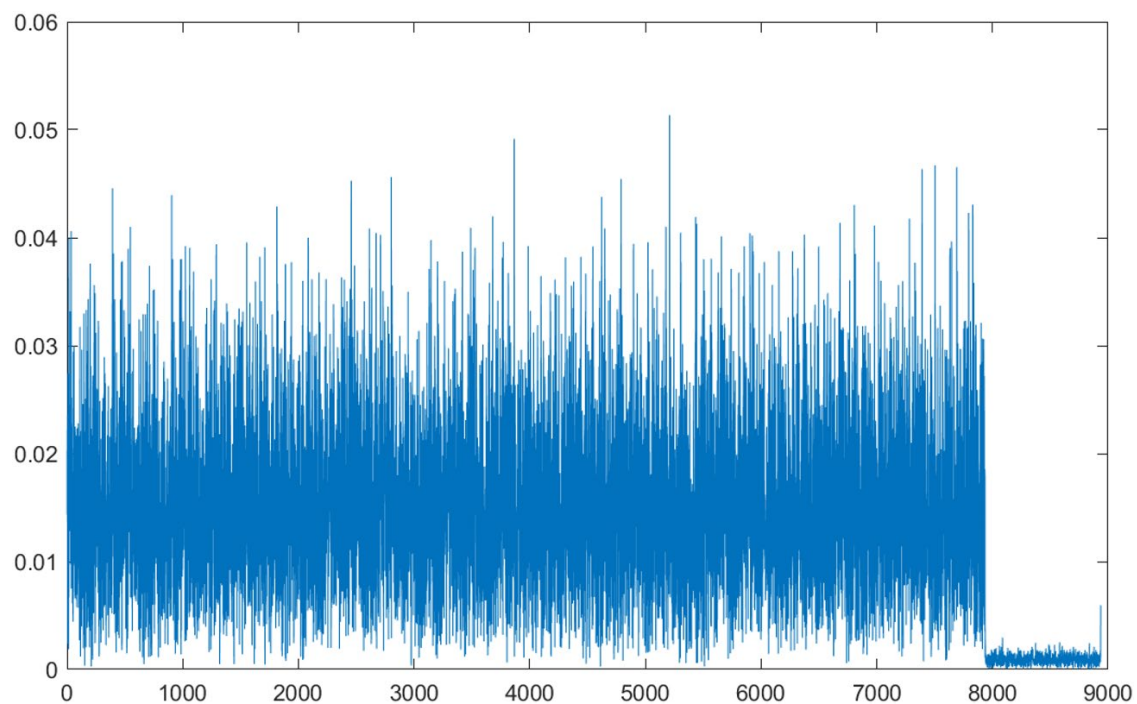
Παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται το κέρδος της κεραίας του πομπού αυξάνεται και το BER. Αυτό συμβαίνει γιατί το κέρδος της κεραίας είναι πολύ μεγάλο σε σύγκριση με το loss του attenuator (0 dB), με αποτέλεσμα το σήμα οδηγεί στον κορεσμό τον δέκτη και να παραμορφώνεται.

4.2.5.1.1 Κέρδος κεραίας πομπού 80 dB

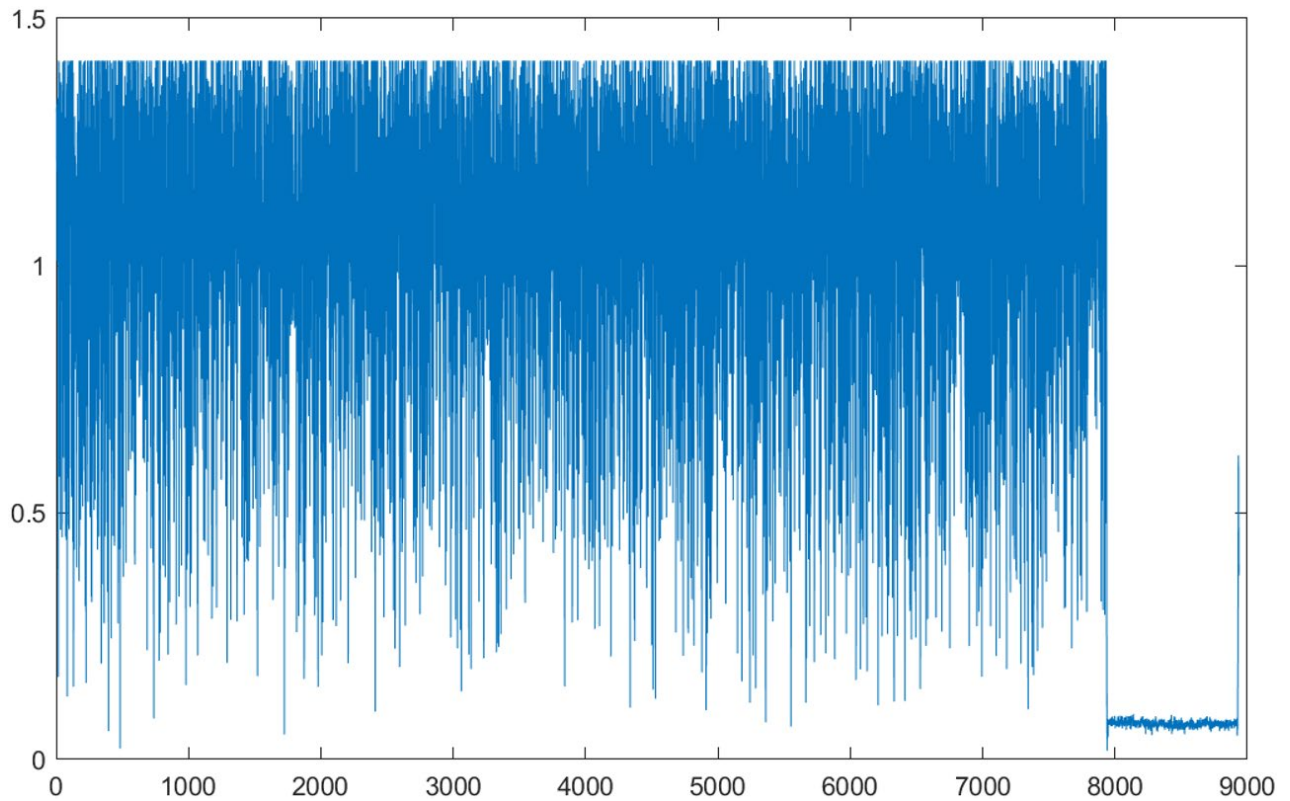
Αρχικά παρουσιάζεται το OFDM σήμα που αποστέλλεται από τον πομπό. Παρακάτω βλέπουμε το σήμα μας στο δέκτη με κέρδος κεραίας πομπού στα 20 dB και στα 80 dB κατά την αποστολή.



Εικόνα 11: Μεταδιδόμενο σήμα OFDM



Εικόνα 10: Λαμβανόμενο σήμα με κέρδος ενισχυτή πομπού 20 dB

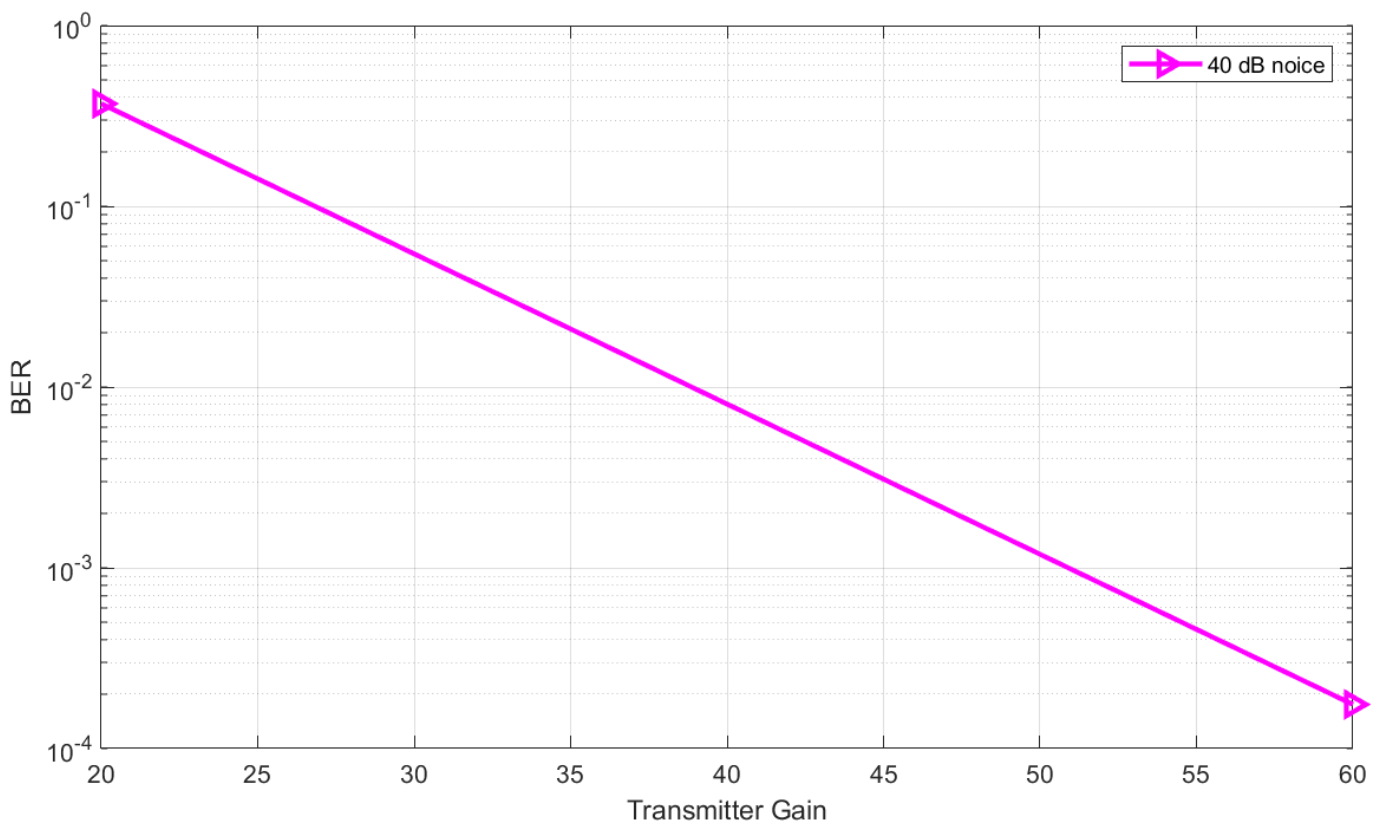


Εικόνα 12: Λαμβανόμενο σήμα με κέρδος κεραίας πομπού 80 dB

Κατά την λήψη με κέρδος 80dB παρατηρούμε ότι το σήμα φτάνει στον πομπό συμπιεσμένο, αυτό συμβαίνει λόγω του υψηλού gain της κεραίας του πομπού. Συγκεκριμένα, Προκαλείται κατά συνέπεια ψαλιδισμός του σήματος που φθάνει στον δέκτη λόγω κορεσμού του Digital-to-Analog converter.

4.2.5.2 Attenuator στα 40dB

Έπειτα στον attenuator επιλέξαμε loss 40 dB. Παρακάτω βλέπουμε και το αντίστοιχο διάγραμμα BER - Transmitter Gain από 20 έως 60 dB. Παρατηρούμε ότι όσο αυξάνουμε το κέρδος της κεραίας του πομπού το σφάλμα μειώνεται. Το αποτέλεσμα είναι αντίθετο σε σύγκριση με το προηγούμενο πείραμα (attenuator loss 0 dB), διότι σε αυτό το πείραμα, όταν αυξάνουμε το κέρδος του πομπού το σήμα σε συνδυασμό με το loss του attenuator προσαρμόζεται σε φυσιολογικά πλαίσια (δυναμικό εύρος λειτουργίας του δέκτη) και το BER μειώνεται, ενώ όταν έχουμε χαμηλό κέρδος πομπού το σήμα παραμορφώνεται (λόγω των υψηλών απωλειών) και έτσι αυξάνεται και το BER (σε σύγκριση με το προηγούμενο παράδειγμα που είχαμε μηδενικό loss).

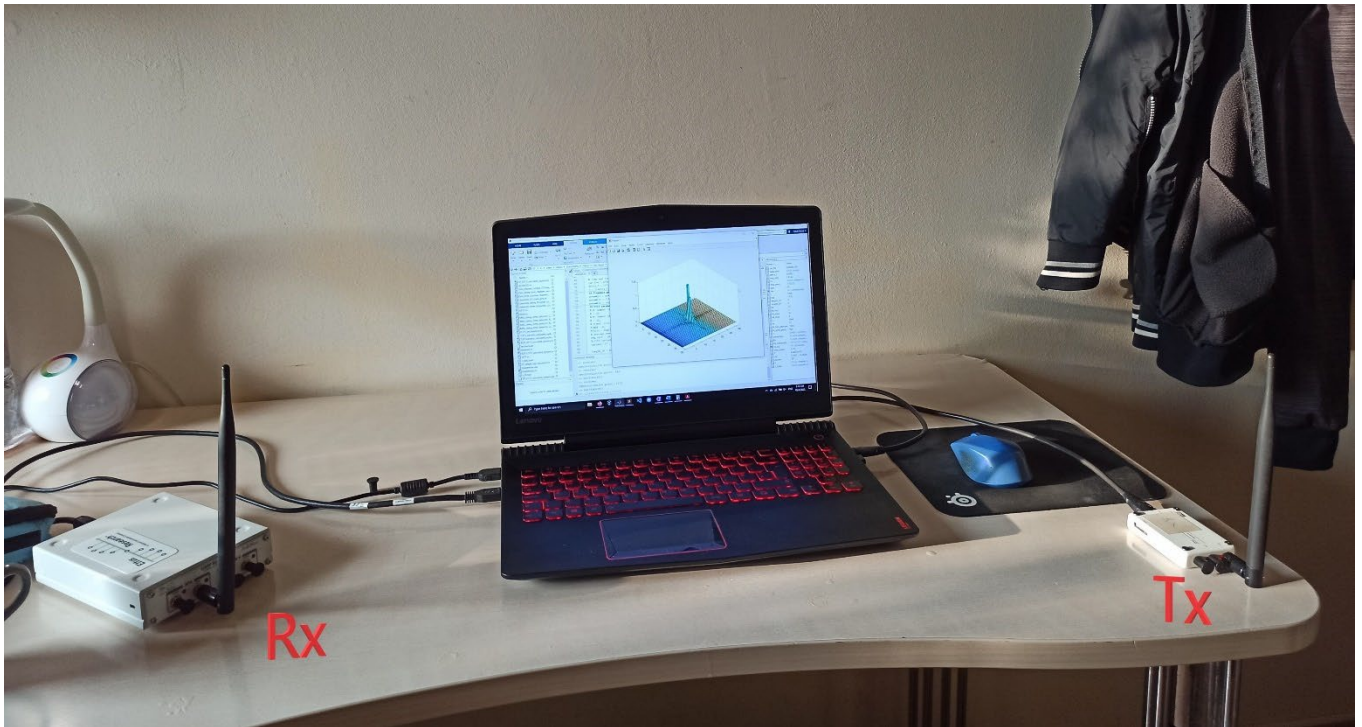


Εικόνα 13: Διάγραμμα BER-Transmitter Gain με 40dB loss στον attenuator

4.3 Εξομοιώσεις με OTFS

4.3.1 Εκπομπή pilot χωρίς Doppler

Αρχικά οι κεραίες τοποθετήθηκαν σε απόσταση 1-1.5 μέτρο χωρίς κάποιο εμπόδιο όπως βλέπουμε στην εικόνα παρακάτω.



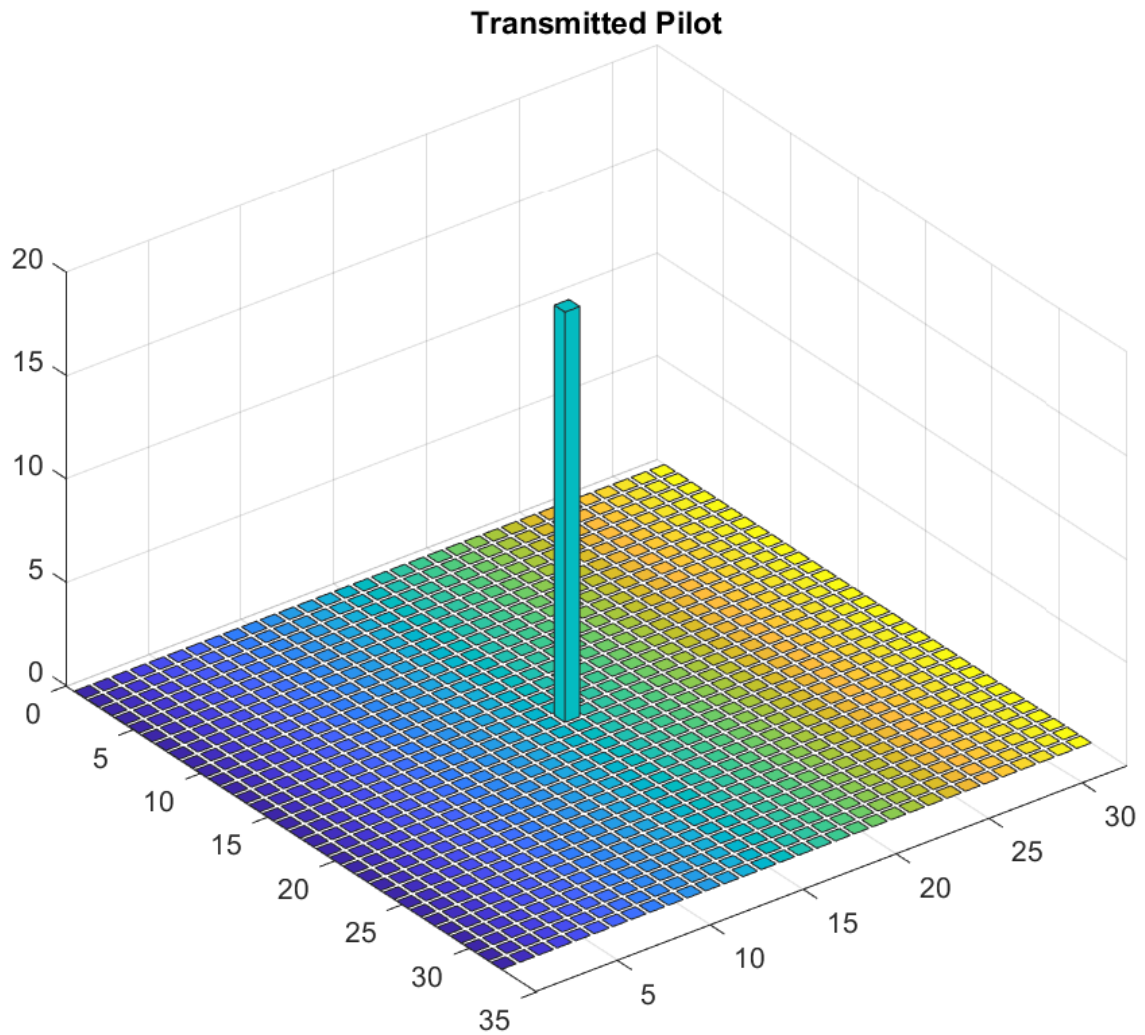
Εικόνα 14: Transmitter και Receiver για την αποστολή και λήψη ενός OTFS πιλότου.

Το εύρος ζώνης εκπομπής είναι 2MHz. Ανάλογα με το πείραμα, χρησιμοποιήθηκαν $M = 32$ (delay) και $N=32$ (Doppler), $M = 64$ (delay) και $N=64$ (Doppler), καθώς και $M=64$ (delay), $N=512$ (Doppler).

Η OTFS χρησιμοποίησε το ορθογωνικό φίλτρο σε πομπό και δέκτη, ενώ δεν έγινε χρήση παραθύρου.

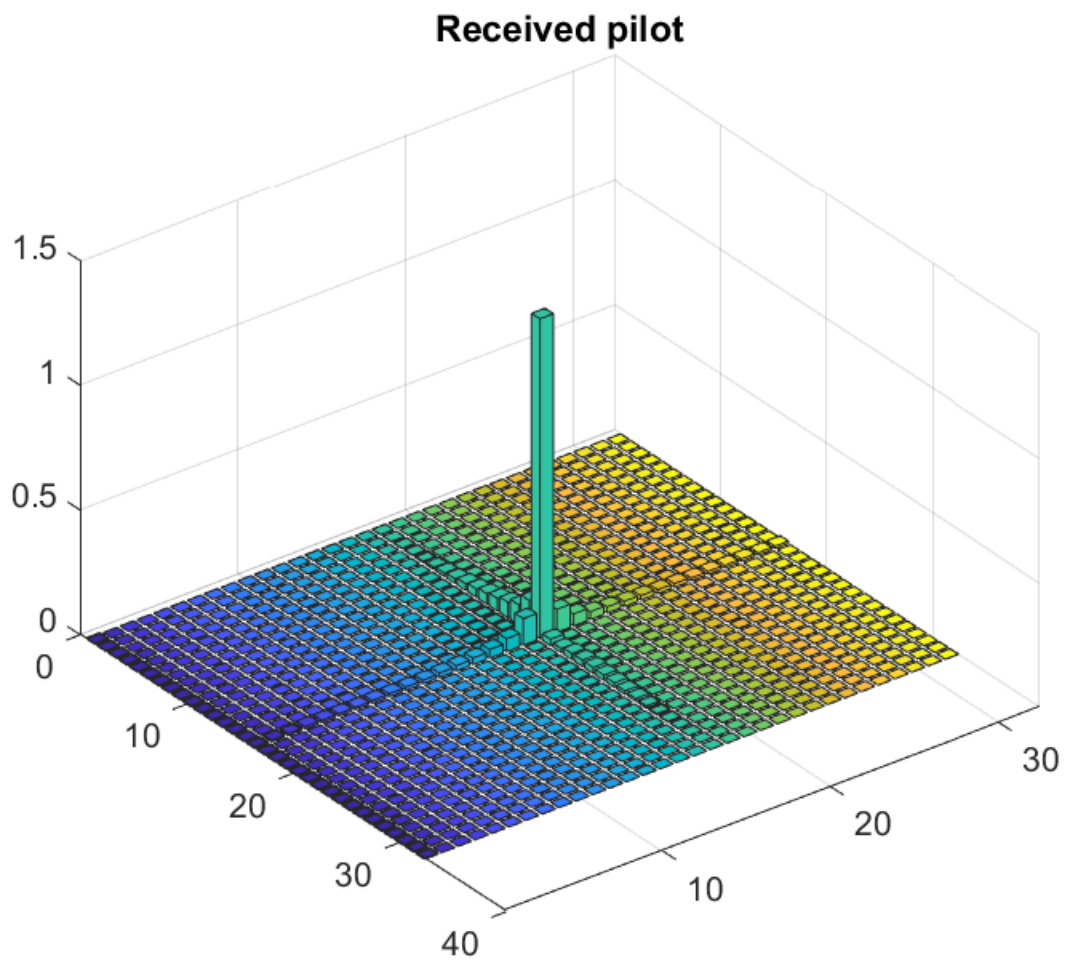
Τα πειράματα 4.3.1 – 4.3.4 έγιναν με $M = 32$, $N = 32$.

Ο εκπεμπόμενος πιλότος είναι ένα 256-QAM σύμβολο που φαίνεται παρακάτω.



Εικόνα 15: Ο πιλότος στον 2D delay-Doppler domain πριν την εκπομπή

Ο πιλότος που λάβαμε τελικά στον δέκτη είχε μορφή:



Εικόνα 16: Ο πιλότος στον 2D delay-Doppler domain κατά την λήψη

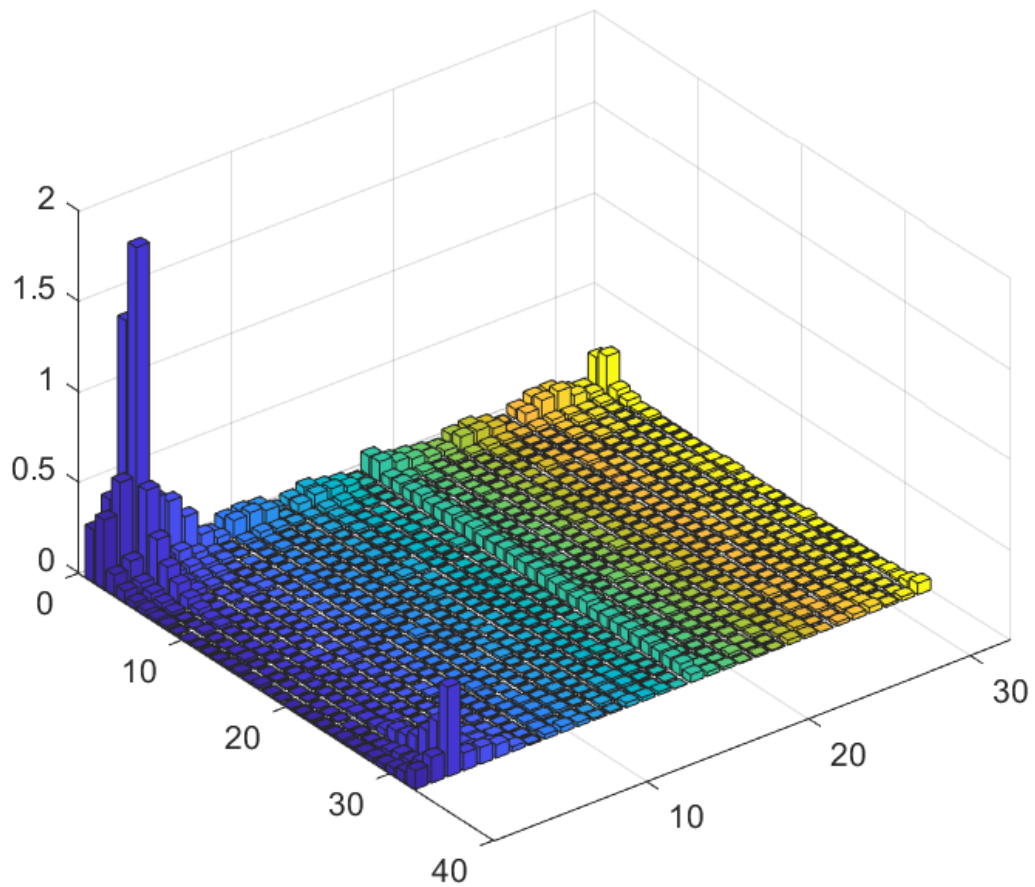
4.3.2 Εκπομπή pilot με Doppler

Για αυτό το πείραμα χρησιμοποιήθηκε ένας ανεμιστήρας όπου τα φτερά του καλύφθηκαν με φύλλο αλουμινίου, για να είναι επιτυχής η προσομοίωση ανάκλασης των σημάτων με Delay-Doppler στον δέκτη. Η λειτουργία του ανεμιστήρα δημιουργεί ανακλάσεις με υψηλή ολίσθηση Doppler.



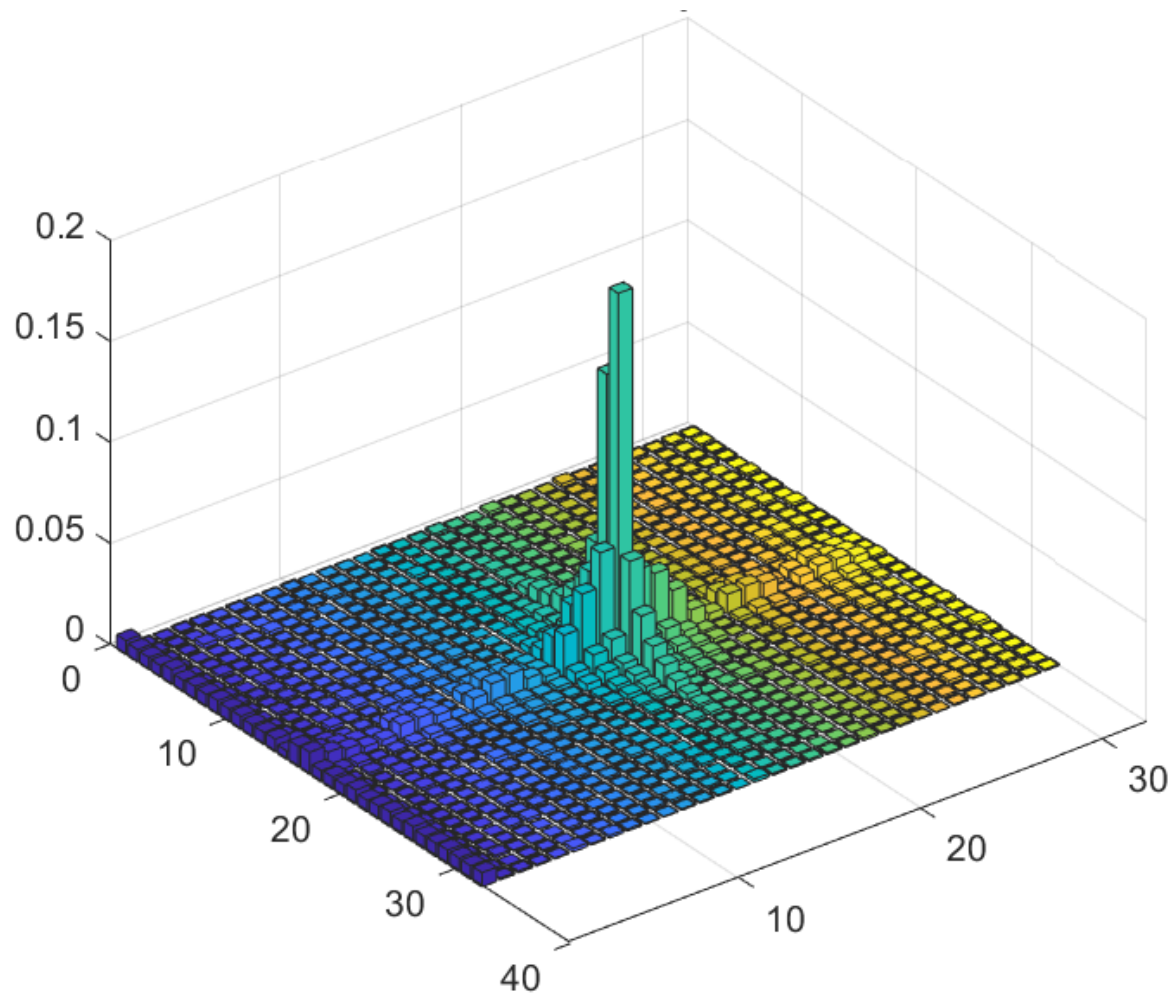
Εικόνα 17: Περιβάλλον πειραμάτων με προσθήκη delay-Doppler

Στο κανάλι παρατηρούμε ότι το Doppler και το Delay στο πεδίο 0 έως 10 είναι υψηλότερο και στα ακραία σημεία λαμβάνουμε μειωμένες τιμές.



Εικόνα 18: Channel estimation

Ο λαμβανόμενος πιλότος με Doppler έχει αυξημένες τιμές στις περιοχές γύρω από αυτόν, καθώς με τη χρήση του ανεμιστήρα το σήμα που στάλθηκε στον δέκτη φθάνει με πολυδιαδρομικές συνιστώσες υψηλής ταχύτητας (μεγαλύτερη ταχύτητα σε σύγκριση με το προηγούμενο πείραμα) λόγω ανακλάσεων στα πτερύγια του ανεμιστήρα.

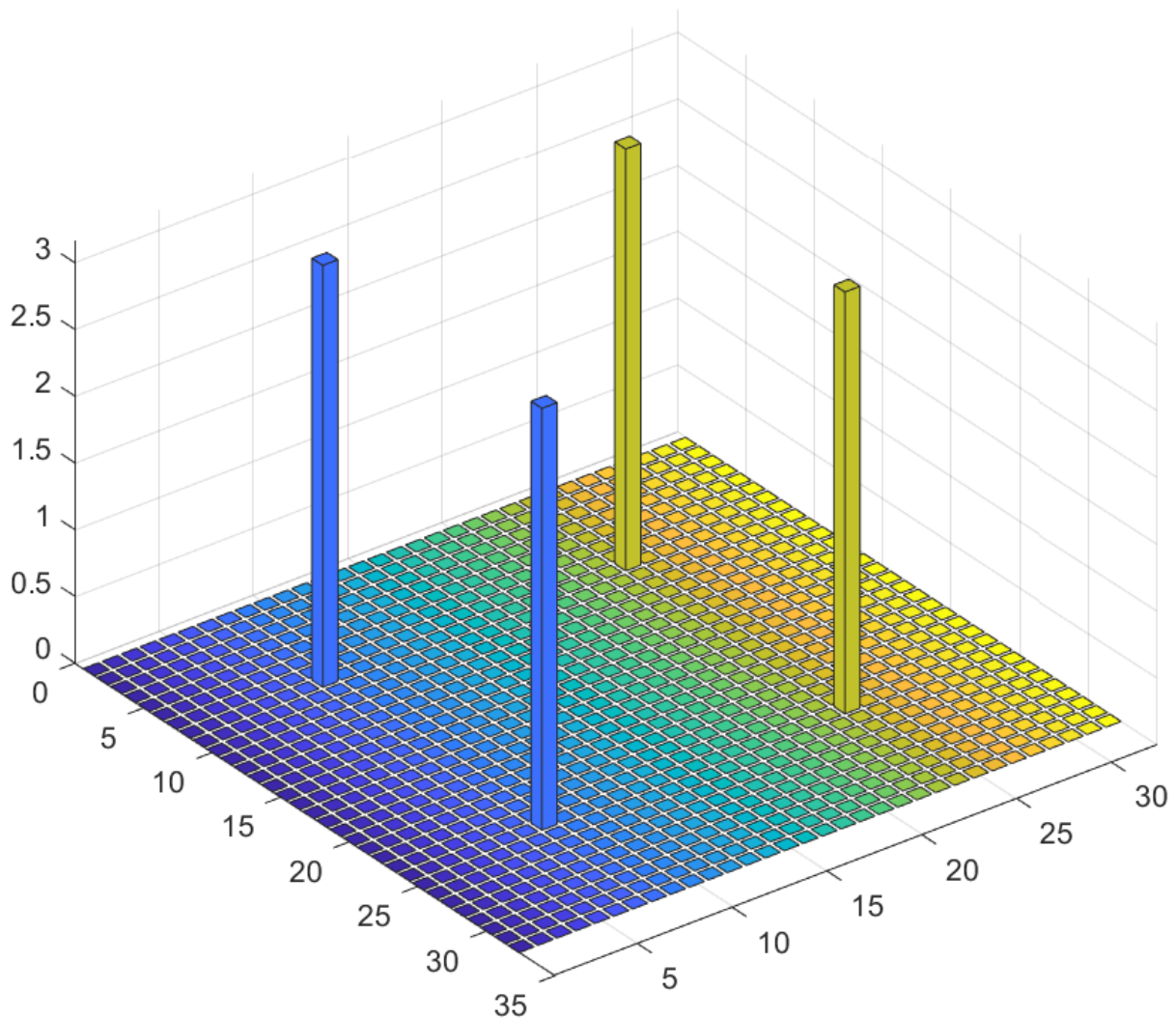


Εικόνα 19: Λαμβανόμενος πιλότος μετά τη λήψη από το delay-Doppler προσομοιωμένο κανάλι.

4.3.3 Εκπομπή τεσσάρων 16-QAM συμβόλων χωρίς Doppler

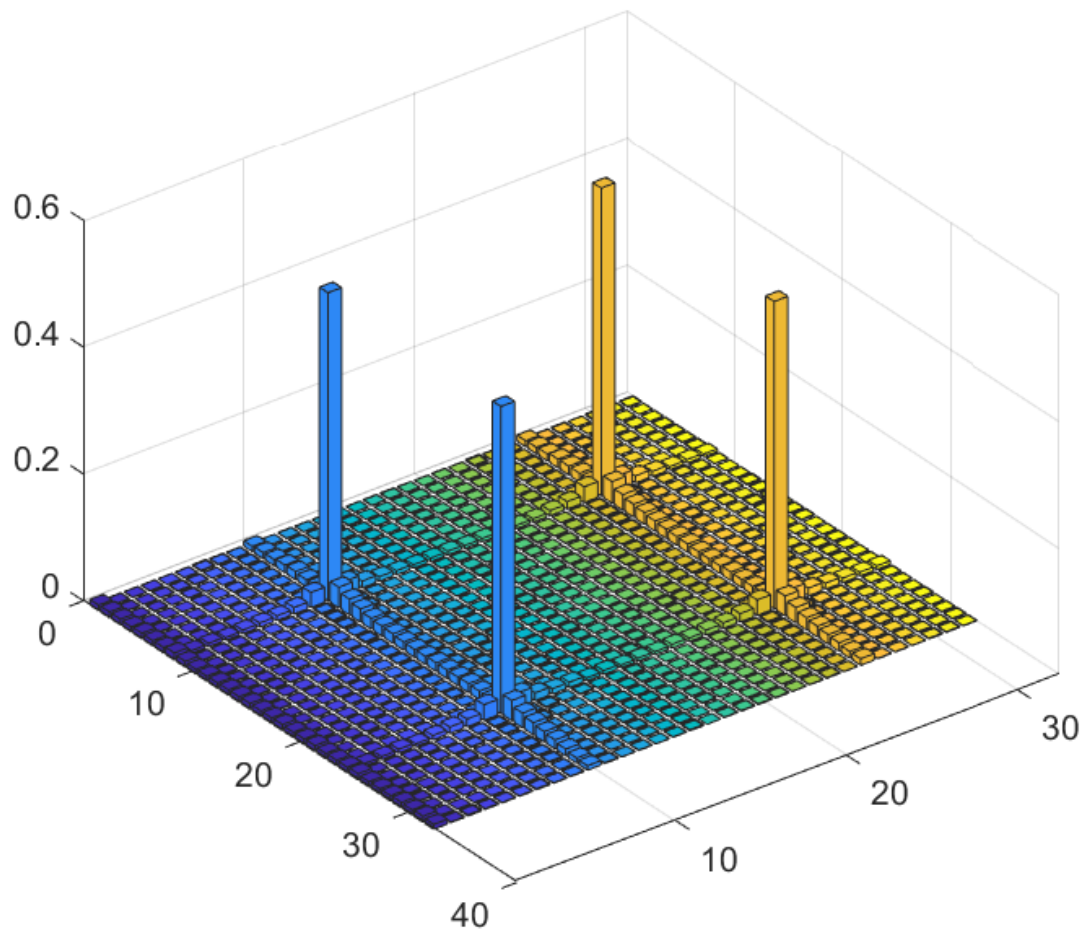
Ακόμα στάλθηκαν 4 σύμβολα 16-QAM για τον έλεγχο της μεταβολής τους χωρίς Doppler. Στην επόμενη ενότητα θα δοκιμάσουμε το ίδιο πείραμα αλλά με Doppler για να συγκρίνουμε τα αποτελέσματα.

Παρακάτω βλέπουμε τα σύμβολα πριν σταλθούν.



Εικόνα 20: 4 QAM σύμβολα πριν από την εκπομπή

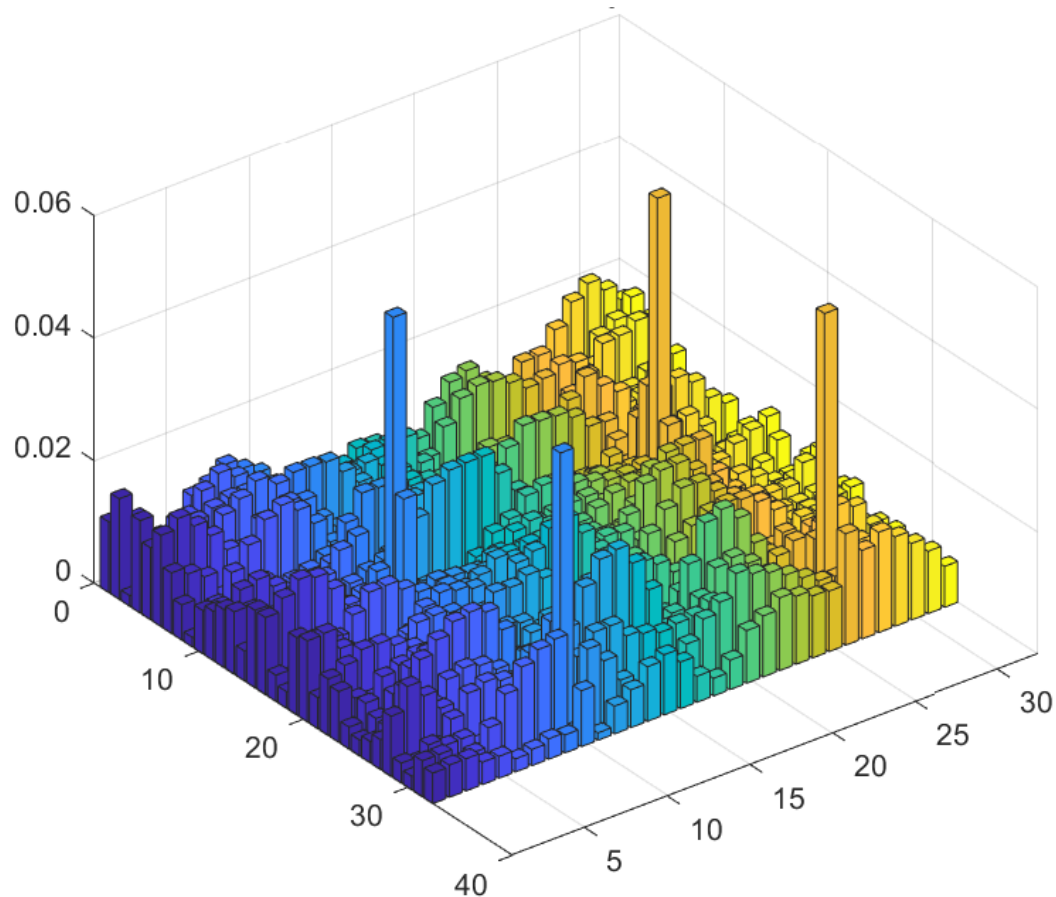
Εδώ βλέπουμε τα λαμβανόμενα σύμβολα χωρίς σημαντικό Doppler (στατικό κανάλι) και παρατηρούμε ότι δεν υπάρχουν πολλές μεταβολές.



Εικόνα 21: Τα σύμβολα όπως έφτασαν στον δέκτη σε κανάλι χωρίς υψηλές delay-Doppler μεταβολές.

4.3.4 Εκπομπή τεσσάρων 16-QAM συμβόλων με Doppler

Σε αυτήν την ενότητα θα χρησιμοποιήσουμε τον ανεμιστήρα με τα φύλλα αλουμινίου, παρακάτω βλέπουμε το λαμβανόμενο block στον δέκτη.

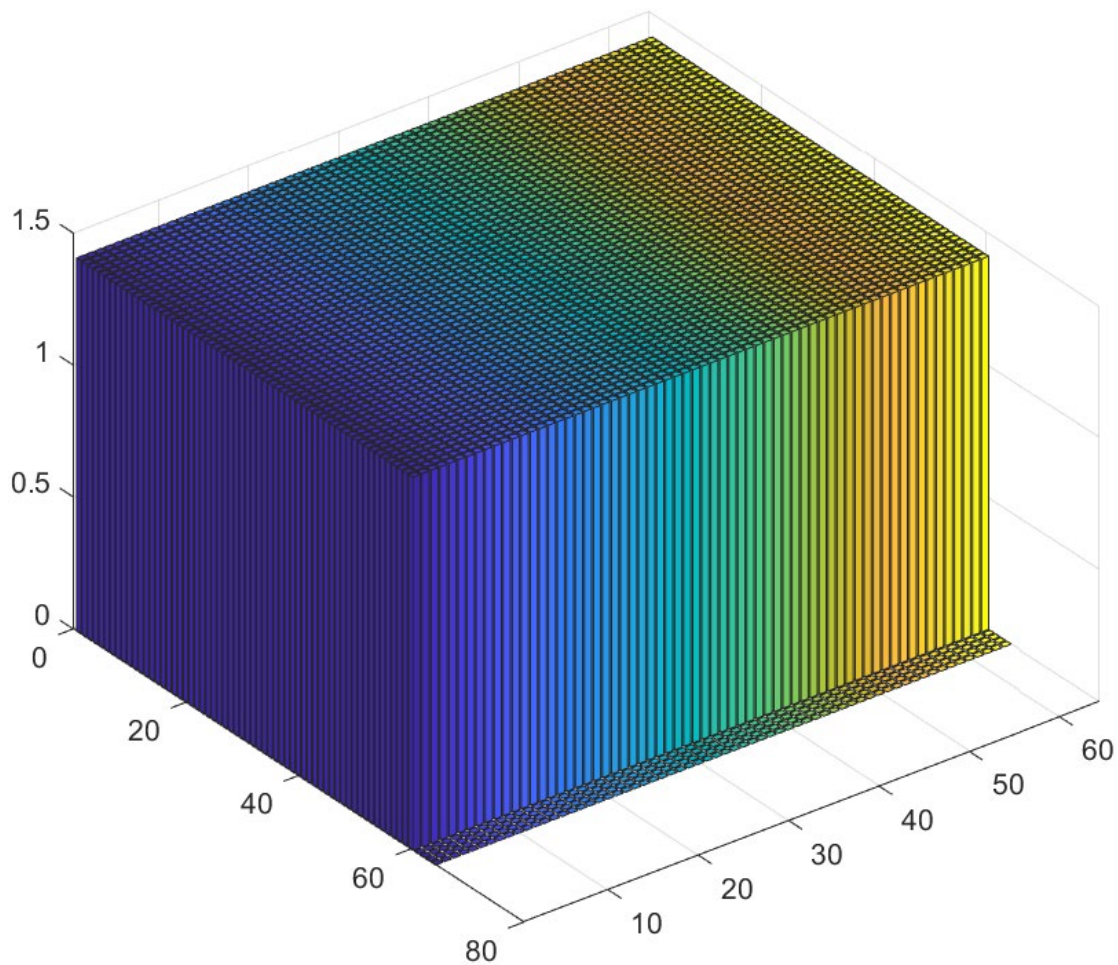


Εικόνα 22: Τα σύμβολα όπως έφτασαν στον δέκτη σε κανάλι με υψηλές delay-Doppler μεταβολές.

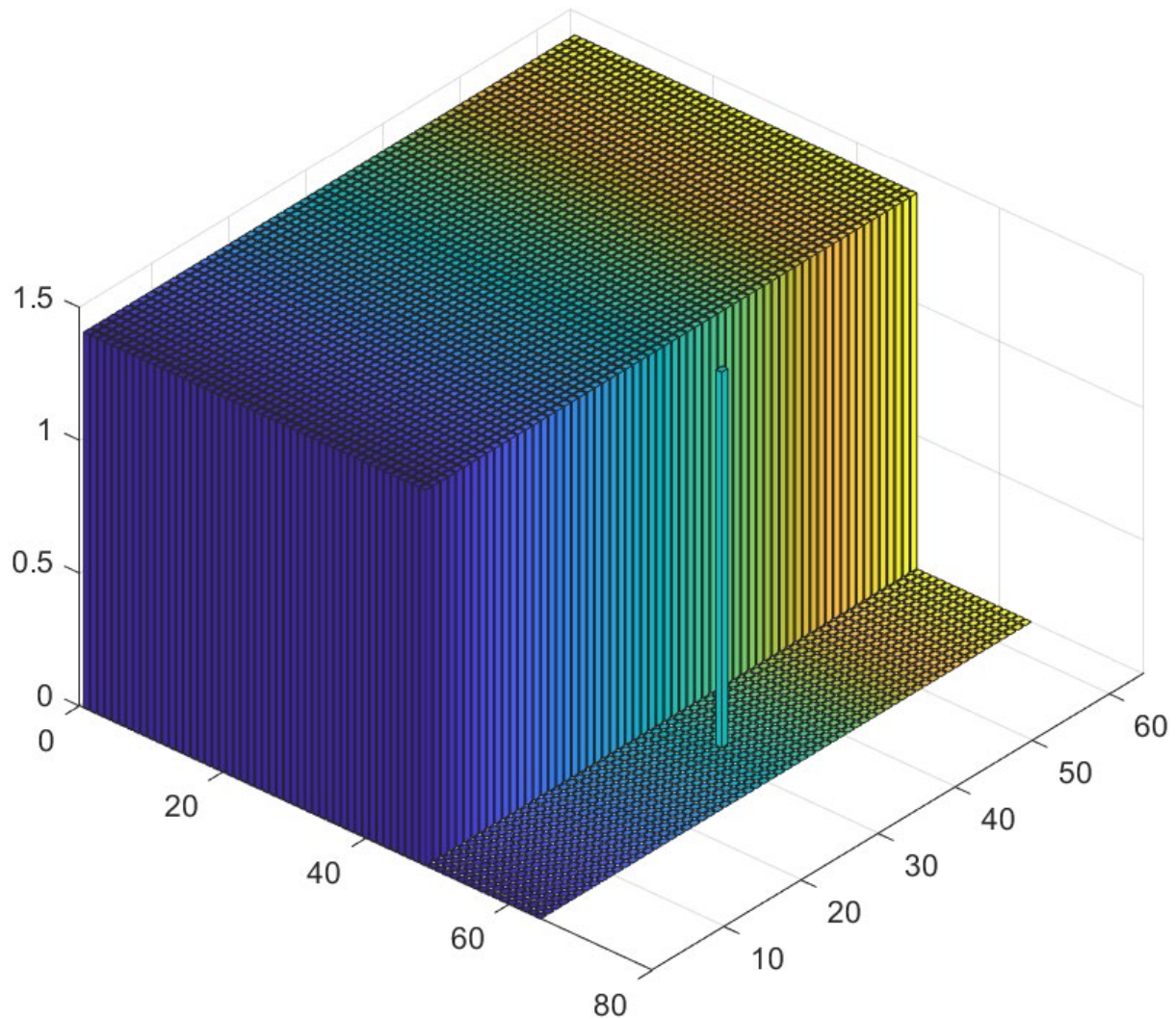
Είναι σαφές ότι η ύπαρξη του ανεμιστήρα με την εισαγωγή των Doppler συνιστωσών έχει σαν συνέπεια ότι το πεδίο Delay-Doppler πλέον εμφανίζεται πυκνό, ενώ προκαλείται διασυμβολική παρεμβολή μεταξύ των τεσσάρων συμβόλων στη λήψη.

4.3.5 Σύγκριση Αποστολής data με ZP-OTFS χωρίς πιλότο και με full guard

Η διαφορά του ZP-OTFS χωρίς πιλότο με το full guard είναι ότι στην πρώτη περίπτωση τοποθετούμε μηδενικά στο τέλος του μπλοκ στο Delay-Doppler domain, ενώ στην δεύτερη περίπτωση τοποθετούμε στο κέντρο των μηδενικών και έναν πιλότο. Η δεύτερη περίπτωση είναι προφανώς πιο ανθεκτική στον θόρυβο. Στη παρακάτω εικόνα παρατηρούμε το Delay Doppler block κατά την μετάδοση και στις δύο περιπτώσεις. Στο πείραμα $M = 64$ και $N = 64$.

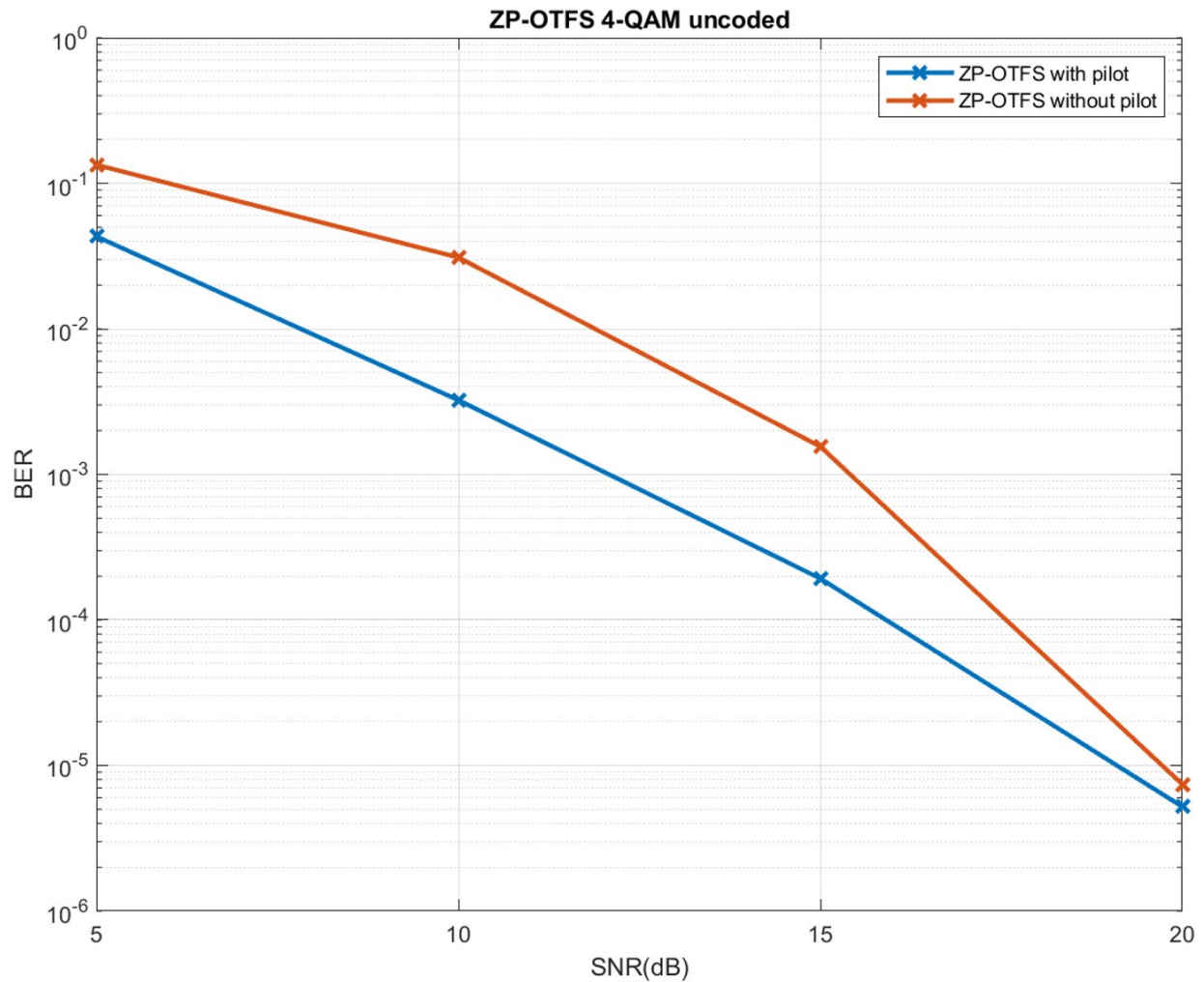


Εικόνα 23: Τα δεδομένα στο delay-Doppler domain κατά την μετάδοση με ZP-OTFS no pilot



Εικόνα 24: Τα δεδομένα στο delay-Doppler domain κατά την μετάδοση με ZP-OTFS full guard

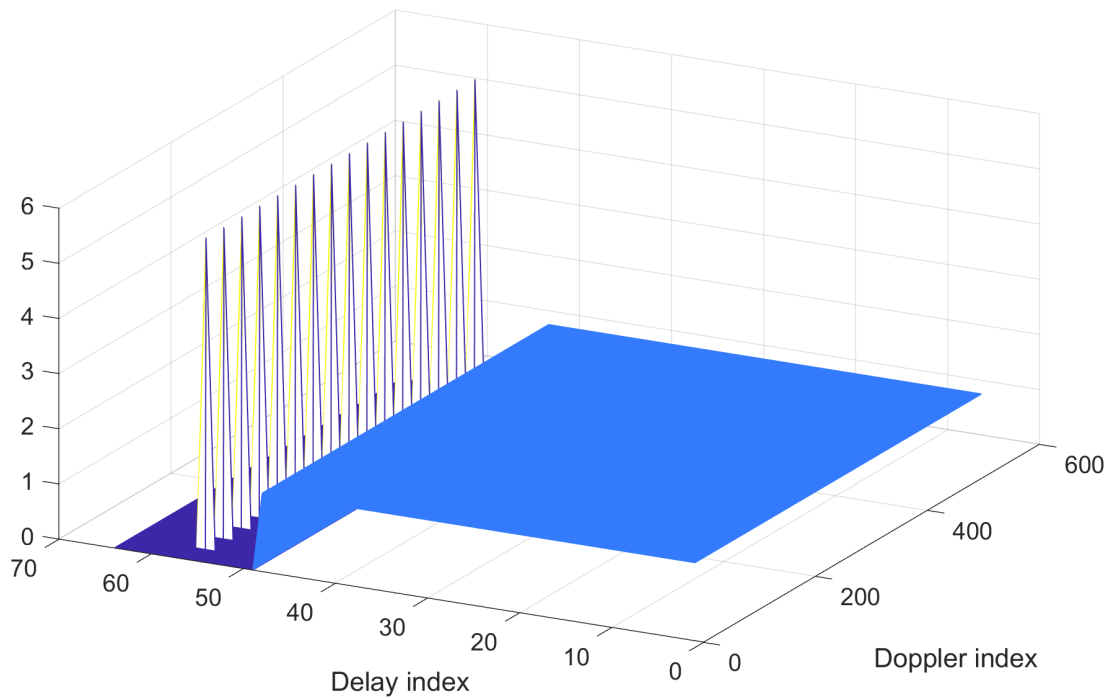
Σε αυτό το πείραμα καθώς ήταν δύσκολη η δημιουργία του καναλιού σε πραγματικές συνθήκες, προσομοιώσαμε το κανάλι στο matlab. Παρακάτω βλέπουμε τα αποτελέσματα BER-SNR για το ZP-OTFS no pilot vs ZP-OTFS full guard.



Εικόνα 25: Διάγραμμα BER-SNR για ZP-OTFS no pilot vs ZP-OTFS full guard

4.3.6 Αποστολή data με channel equalization σε USRP

Παρακάτω βλέπουμε το σύστημα (frame) όπου είναι $M=64$, $N=512$ (δηλαδή 64 block στο delay, 8 block στο Doppler), όπου διακρίνονται πιο έντονα οι πιλότοι καθώς έχουν ενισχυθεί $\times 4$.

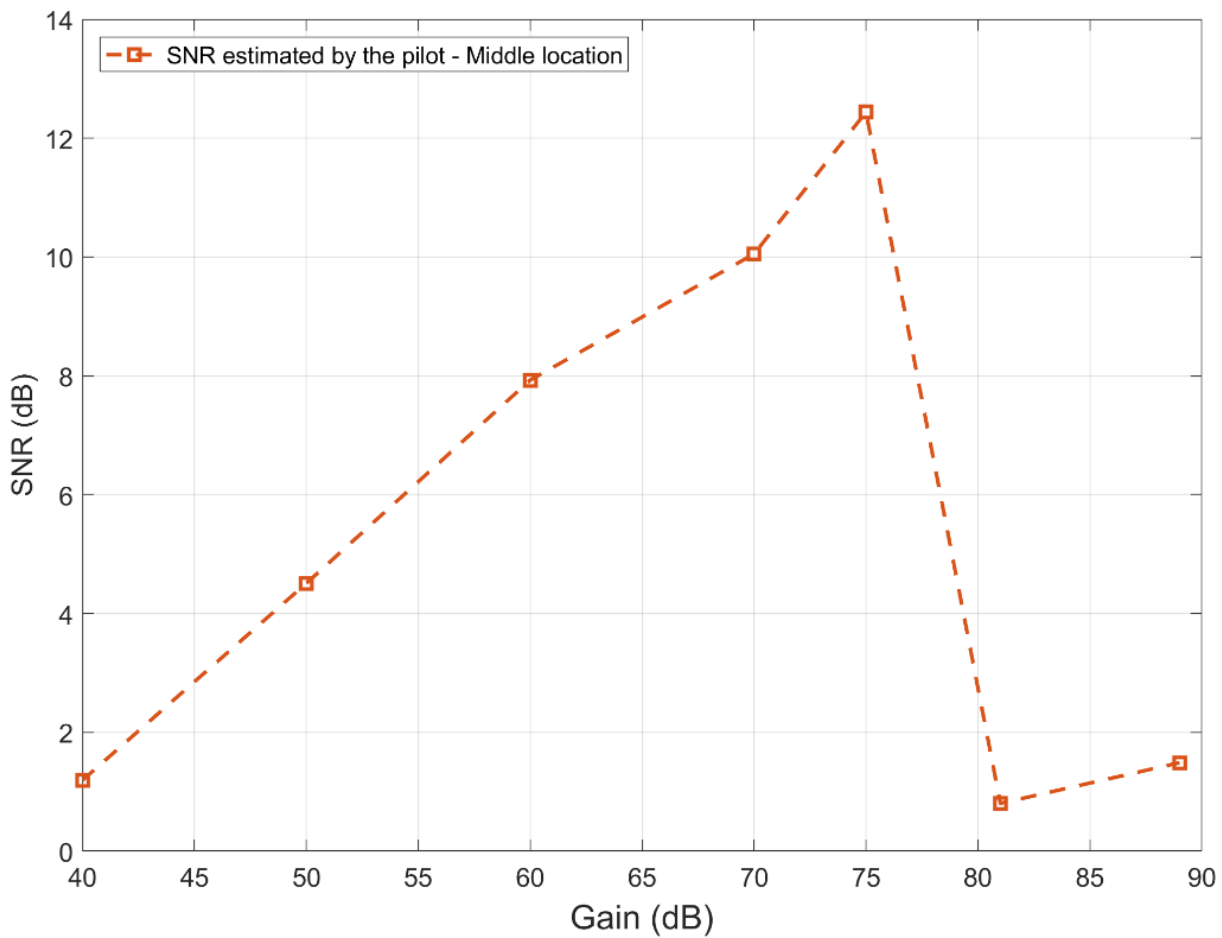


Εικόνα 26: Το (frame) με τιμές $M=64$, $N=512$

Σε αυτό το πείραμα έγιναν μετρήσεις για διάφορες τιμές κέρδους στο USRP για πομπό και δέκτη. Τα πειράματα πραγματοποιήθηκαν σε τρεις διαφορετικές αποστάσεις (κατά προσέγγιση 2m, 4.5m, 8m). Επίσης να επισημανθεί ότι το κανάλι ήταν στατικό.

4.3.6.1 Ενδεικτική μέτρηση για απόσταση 4.5m μεταξύ πομπού και δέκτη

Στην περίπτωση αυτή φαίνεται το φαινόμενο του κορεσμού του δέκτη από τα πολύ ισχυρά σήματα από τον πομπό που προκαλούν μη-γραμμική αλλοίωση στο σήμα και το καταστρέφουν.

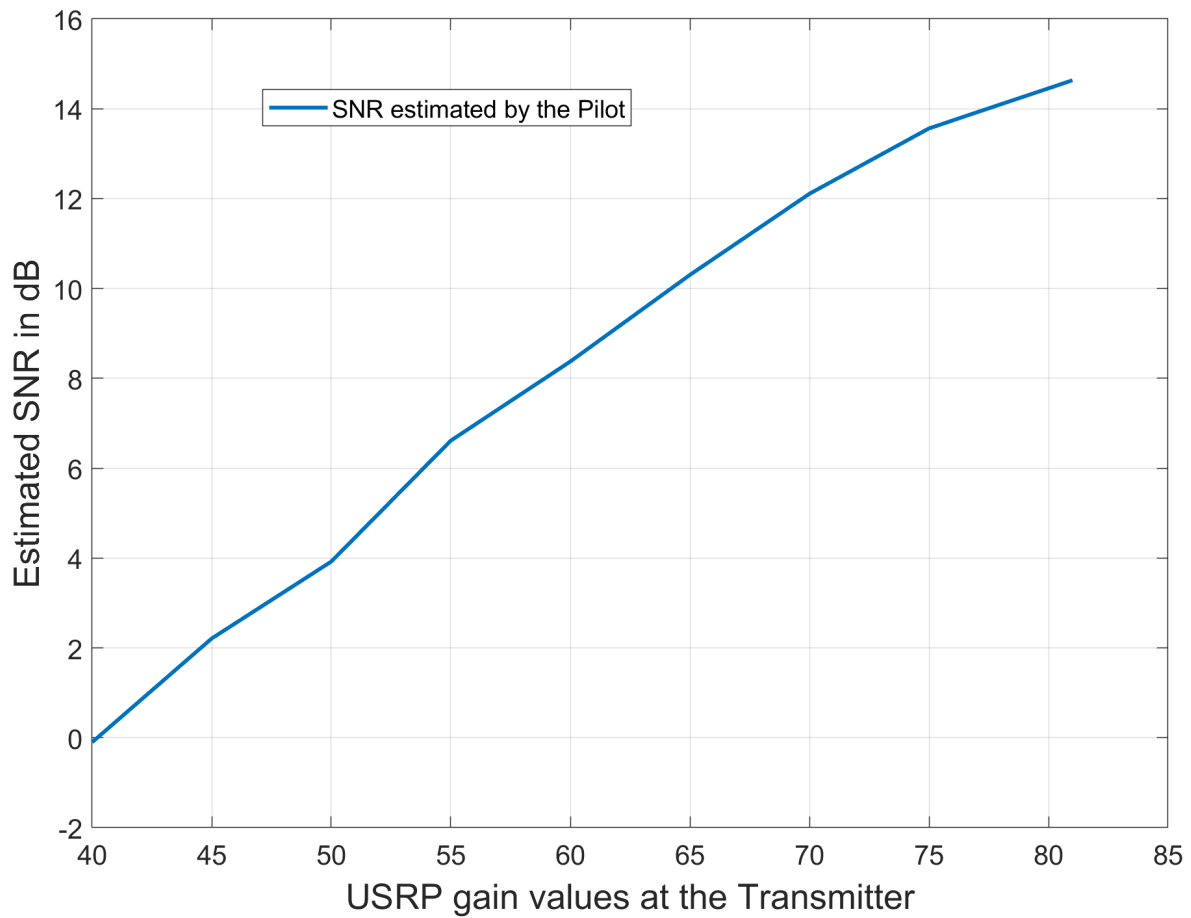


Εικόνα 27: Ενδεικτικό διάγραμμα για θέση απόστασης 4.5m μεταξύ πομπού και δέκτη.

4.3.6.2 Ενδεικτική μέτρηση για απόσταση 8m μεταξύ πομπού και δέκτη

Σε αυτό το πείραμα κάναμε μετρήσεις σε απόσταση 8m μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Παρακάτω βλέπουμε τα διαγράμματα.

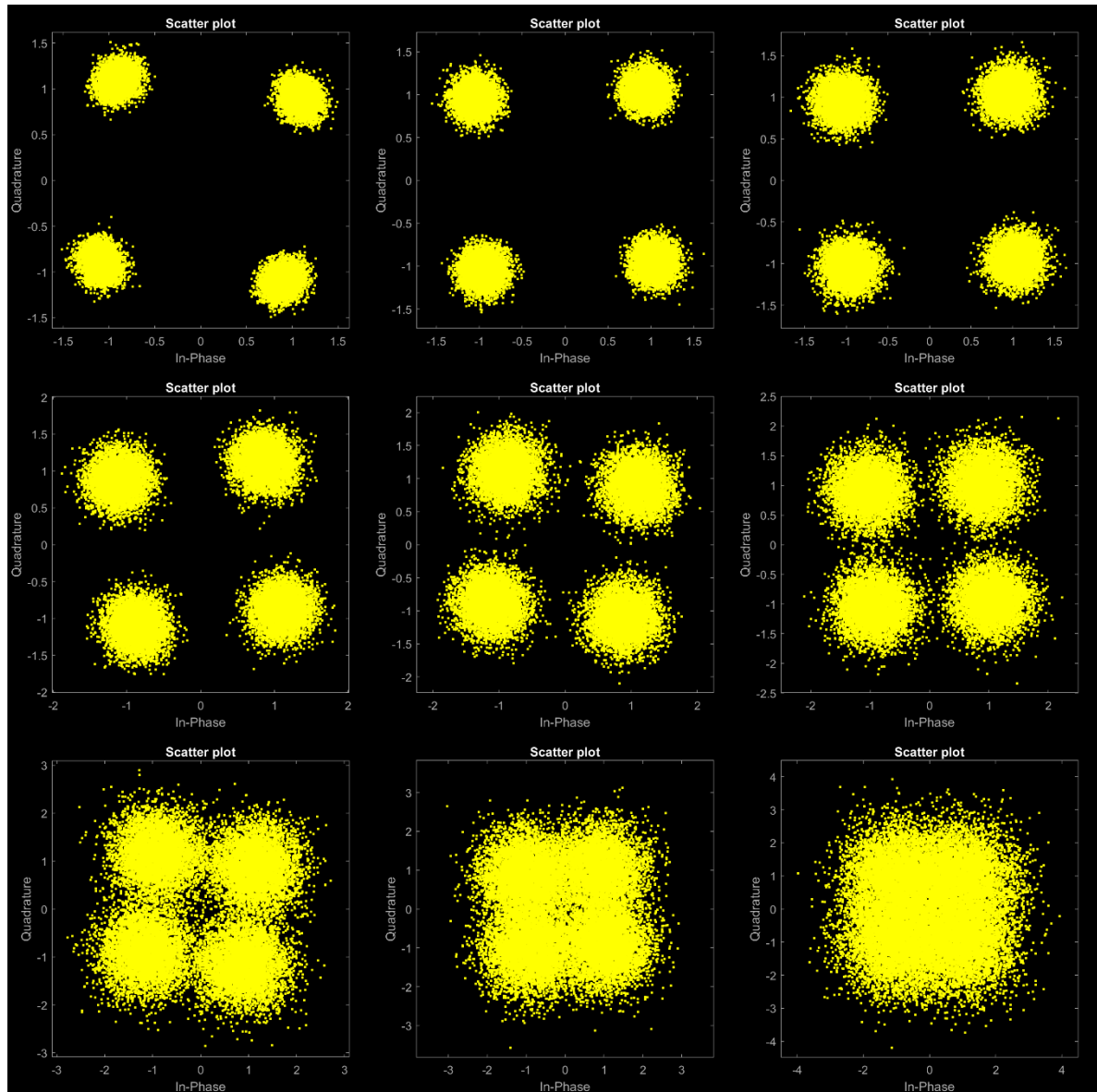
Το SNR εκτιμήθηκε μέσω του Error Vector Magnitude (EVM). Δηλαδή μετρήθηκε το τετράγωνο της απόστασης του λαμβανόμενου συμβόλου στο σηματοστερισμό από το πιο κοντινό σημείο του σηματοστερισμού, ενώ η ισχύς του σήματος θεωρείται κανονικοποιημένη στο 2 (1 για το πραγματικό μέρος και 1 για το φανταστικό).



Εικόνα 28: Estimated SNR για gain transmitter από 40 dB έως 81 dB

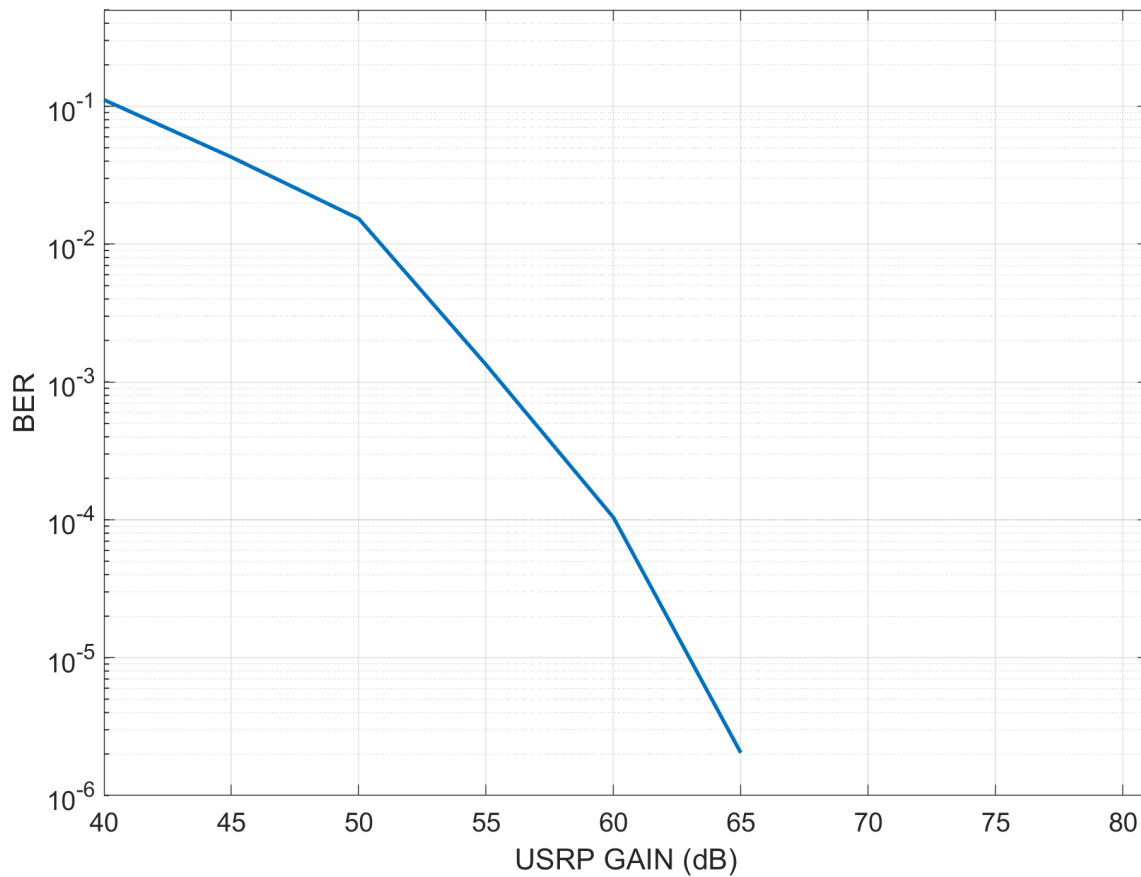
Παρατηρούμε ότι κατά την αύξηση του Gain του transmitter το SNR αυξάνεται επίσης. Σε αυτή την περίπτωση δεν μειώνεται το SNR στιγμιαία καθώς είναι μεγαλύτερη η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη, άρα το φαινόμενο του κορεσμού του δέκτη μικρότερο.

Στην παρακάτω εικόνα παρατηρούμε τους αστερισμούς για κέρδος πομπού από 81 dB έως 40 dB. Κατά την μείωση του gain όπως είναι φυσιολογικό οι αστερισμοί αλλοιώνονται.



Εικόνα 29: Παρουσιάζονται ενδεικτικοί σηματοαστερισμοί του λαμβανόμενου σήματος, ξεκινώντας με Gain 81 και καταλήγοντας σε Gain 40.

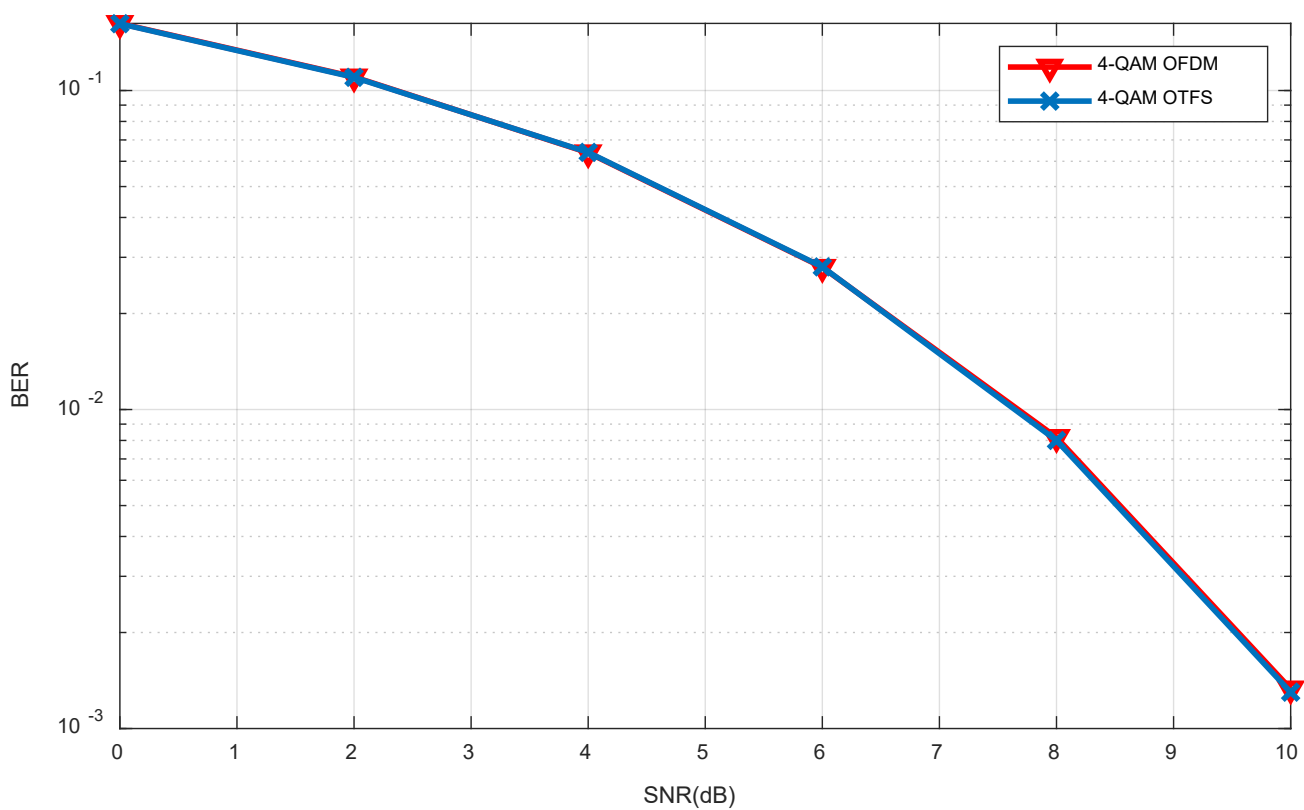
Σε αυτή τη θέση υπολογίσαμε και το BER για διαφορετικά κέρδη του USRP. Παρακάτω βλέπουμε το διάγραμμα.



Εικόνα 30: Διάγραμμα BER - USRP Gain για απόσταση 8m από πομπό και δέκτη.

4.4 Σύγκριση OTFS με OFDM σε σηματοθορυβικό κανάλι

Σε αυτή τη προσομοίωση στο Matlab συγκρίναμε το BER – SNR του 4 – QAM OFDM και OTFS. Παρατηρούμε ότι σε σηματοθορυβικό κανάλι έχουν ίδια απόδοση για SNR από 0 έως 10. Αυτό συμβαίνει γιατί χωρίς τη προσθήκη delay-Doppler παρεμβολών οι δύο διαμορφώσεις έχουν παρόμοια απόδοση. Με τη προσθήκη delay-Doppler παρεμβολών το OTFS θα έχει καλύτερη απόδοση.



Εικόνα 31: Διάγραμμα BER-SNR για μετάδοση QAM OFFS vs QAM OTFS

Βιβλιογραφία

- [1] WEI, Zhiqiang, et al. Orthogonal time-frequency space modulation: A promising next-generation waveform. *IEEE wireless communications*, 2021, 28.4: 136-144.
- [2] R. Hadani *et al.*, "Orthogonal Time Frequency Space Modulation," *2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, San Francisco, CA, USA, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/WCNC.2017.7925924.
- [3] A. Sayeed and B. Aazhang, "Joint multipath-Doppler diversity in mobile wireless communications," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 47, No. 1, pp. 123–132, Jan. 1999.
- [4] P. Raviteja, K. T. Phan, Y. Hong, and E. Viterbo, "Interference cancellation and iterative detection for orthogonal time frequency space modulation," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, DOI: 10.1109/TWC.2018.2860011 (Aug 2, 2018)
- [5] P. Raviteja, Y. Hong, E. Viterbo, and E. Biglieri, "Practical Pulse-Shaping Waveforms for Reduced-Cyclic-Prefix OTFS," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 1, pp. 957-961, Jan. 2019
- [6] P. Raviteja, Yi Hong, E. Viterbo, "OTFS Performance on Static Multipath Channels", *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 8, no. 3, pp. 745 -748, June 2019
- [7] P. Raviteja, K. T. Phan, Yi Hong, "Embedded Pilot-Aided Channel Estimation for OTFS in Delay-Doppler Channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology* , vol. 68, no. 5, pp. 4906 - 4917, May 2019
- [8] Tharaj Thaj and E. Viterbo, "Low-Complexity Linear Diversity-Combining Detector for MIMO-OTFS", *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021z
- [9] Mandloi, Manish, Arijit Datta, and Vimal Bhatia. "Index modulation techniques for 5g and beyond wireless systems." *5G and Beyond Wireless Systems: PHY Layer Perspective* (2021): 63-83.
- [10] DELAY-DOPPLER COMMUNICATIONS Principles and Applications Yi Hong, Tharaj Thaj, Emanuele Viterbo

Παράρτημα I [Κώδικας που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του OFDM]

4.5 USRP Transmitter Code

```
% Parameter declaration

Ncp = 128; %number of cyclic prefix symbols
FreqOffset = 0.1;
theta = 256;
Nfft = 1024;
Nsym = 6; % number of ofdm symbols

nPilots=9; % number of pilots per ofdm symbol
nSide = 32;

pilotIdx=nSide+1:(Nfft-nSide)/(nPilots-1):Nfft-nSide;
pilotIdx(nPilots) = Nfft-nSide;
pilot_symbols = exp(1i*pi/nPilots*(-nPilots:2:nPilots-1));
M=4;

SNRdb=20;

%% Preamble generation:
preamble = pskmod(randi([0, M-1], 1, Nfft/2), M,pi/M);
preamble = (ifft(ifftshift(preamble), Nfft/2)*sqrt(Nfft/2));
preamble = repmat(preamble, 1, 2);

%% OFDM symbol generation
data = randi([0 M-1],1,Nsym*(Nfft-nPilots-2*nSide-1)); %generate
data
qpsk_mod = pskmod(data,M, pi/M); %modulate data

data_idx = setdiff(1:Nfft, pilotIdx); % index of data symbols
data_idx = setdiff(data_idx, 1:nSide);
data_idx = setdiff(data_idx, Nfft-nSide+1:Nfft);
data_idx = setdiff(data_idx, Nfft/2+1);

Tx = zeros(1,Nsym*(Nfft+Ncp));
OFDMsym = zeros(1,Nfft);
for sym = 1:Nsym
    OFDMsym(data_idx) = qpsk_mod((Nfft-nPilots-2*nSide-1)*(sym-
1)+1:((Nfft-nPilots-2*nSide-1)*sym)); % add data to ofdm symbol
    OFDMsym(pilotIdx) = pilot_symbols; % add pilots to ofdm symbol
```

```
    OFDMsym = (ifft(ifftshift(OFDMsym))*sqrt(Nfft));  
    % add ofdm symbols to a total array for transmit  
    Tx((Nfft+Ncp)*(sym-1)+1:(Nfft+Ncp)*sym) = [OFDMsym(Nfft-  
Ncp+1:Nfft) OFDMsym];  
end  
Tx = [ preamble, Tx zeros(1,1000)];  
Tx = Tx/max(real(abs(Tx)));  
  
%% SDR  
% Transmitter  
htx = comm.SDRuTransmitter;  
htx.Platform="B200";  
htx.SerialNum = '315C79D';  
  
htx.CenterFrequency = 2.5e9;  
htx.Gain = 60;  
htx.MasterClockRate = 30e6;  
htx.InterpolationFactor =4;  
  
while true  
    htx(Tx.');
```

4.6 USRP Receiver Code

```
% Receiver  
hrx= comm.SDRuReceiver;  
hrx.Platform="B210";  
hrx.SerialNum = '3150302';  
hrx.CenterFrequency = 2.5e9;  
hrx.MasterClockRate = 30e6;  
hrx.DecimationFactor = 4;  
hrx.Gain = 40;  
  
hrx.OutputDataType = 'double';  
hrx.SamplesPerFrame = 8936;  
  
rxLog = dsp.SignalSink;  
for i=1:1000  
    Rx = hrx();  
    rxLog(Rx);  
end  
  
%% Parameter declaration  
Ncp = 128; %number of cyclic prefix symbols  
theta = 256;  
Nfft = 1024;  
Nsym = 6; % number of ofdm symbols  
  
nPilots=9; % number of pilots per ofdm symbol  
nSide = 32;
```

```
pilotIdx=nSide+1:(Nfft-nSide)/(nPilots-1):Nfft-nSide;
pilotIdx(nPilots) = Nfft-nSide;
pilot_symbols = exp(1i*pi/nPilots*(-nPilots:2:nPilots-1));
M=4;

SNRdb=20;

%% Preamble generation:
preamble = pskmod(randi([0, M-1], 1, Nfft/2), M,pi/M);
preamble = (ifft(ifftshift(preamble), Nfft/2)*sqrt(Nfft/2));
preamble = repmat(preamble, 1, 2);

%% OFDM symbol generation

data_idx = setdiff(1:Nfft, pilotIdx); % index of data symbols
data_idx = setdiff(data_idx, 1:nSide);
data_idx = setdiff(data_idx, Nfft-nSide+1:Nfft);
data_idx = setdiff(data_idx, Nfft/2+1);

Rx = rxLog.Buffer;
release(rxLog);
release(hrx);

sym = 1;
%% Preamble processing
P = zeros(2*hrx.SamplesPerFrame,1);
for n = 1:2*hrx.SamplesPerFrame
    P(n) = sum ( Rx(n:n+Nfft/2-1)...
        .*conj( Rx(n+Nfft/2:n+Nfft-1) ) );
end

[val, ind] = max(P);
sync_point = ind;
fprintf('Synchronization point: %d \n', sync_point);
% time sync
Rx = Rx(sync_point:sync_point-1+8936);

%% Frequency offset estimation & Compensation
freq_error = -angle(val)/pi;

% compensation
Rx_corrected = Rx.*exp(-
2*1i*pi*freq_error*(sync_point:sync_point+length(Rx)-1)/Nfft);
Rx_corrected = Rx_corrected(Nfft+1:end);
OFDMsym_r = Rx_corrected(Ncp+(Nfft)*(sym-1)+1:(Ncp+Nfft)*sym); %
total ofdm-> (pilots+nfft+ncp)
for sym = 1:Nsym
    %total OFDM symbol
    OFDMsym_r = Rx_corrected((sym*Ncp+(Nfft)*(sym-
1)+1):(sym*Ncp+(Nfft)*sym));
    OFDMsym_r_freq = fftshift(fft(OFDMsym_r,Nfft)/sqrt(Nfft));
```

```
symbols_r = OFDMSym_r_freq(pilotIdx); % get pilots from received
ofdm symbol
channelEst(:,sym) = symbols_r./pilot_symbols; % do channel
estimation
interp_channel(:, sym) = interp1(pilotIdx, channelEst(:,sym),
1:Nfft, "pchip");
OFDMSym_r_data = OFDMSym_r_freq./interp_channel(:, sym).'; % do
channel equalization

%keyboard
Rx_n((Nfft-nPilots-2*nSide-1)*(sym-1)+1:(Nfft-nPilots-2*nSide-
1)*sym) = OFDMSym_r_data(data_idx);% add data to total received data
end

qpsk_demod=pskdemod(Rx_n,M,pi/M);
%qpsk_demod=qamdemod(Rx_n,M);
received_data=qpsk_demod;
total_error = sum(xor(received_data,data));
[~, ndata] = size(data);

BER = total_error/ndata
```

Παράρτημα II [Κώδικας που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του OTFS]

4.7 USRP Transmitter Code

```
Generate_2D_pilot_grid.m
function X = Generate_2D_pilot_grid(N,M)
x_vec=zeros(N*M,1);
X=reshape(x_vec,M,N);
X(16,16)=qammod(1,16);
end

%References
% [R1]. Y. Hong, T. Thaj, E. Viterbo, ``Delay-Doppler
Communications: Principles and Applications'', Academic Press, 2022,
ISBN:9780323850285
% [R2]. T. Thaj and E. Viterbo, "Low Complexity Iterative Rake
Decision Feedback Equalizer for Zero-Padded OTFS Systems," in IEEE
Transactions on Vehicular Technology, vol. 69, no. 12, pp. 15606-
15622, Dec. 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.3044276.

%% OTFS parameters%%%%%%%%%%
% N: number of symbols in time
N = 32;
% M: number of subcarriers in frequency
M = 32;
% M_mod: size of QAM constellation
M_mod = 4;
M_bits = log2(M_mod);

length_ZP = M/16; % ZP length (required only for CP-OTFS)
length_CP = 0;

M_data=M-length_ZP;
% data positions of OTFS delay-Doppler domain data symbols in the
2-D grid
data_grid=zeros(M,N);
data_grid(1:M_data,1:N)=1;
% number of symbols per frame
N_syms_perfram = sum(sum(data_grid));
% number of bits per frame
N_bits_perfram = N_syms_perfram*M_bits;

% Time and frequency resources
```

```
car_fre = 4*10^9;% Carrier frequency
delta_f = 15*10^3; % subcarrier spacing: 15 KHz
T = 1/delta_f; %one time symbol duration in OTFS frame
%% Normalized DFT matrix
Fn=dftmtx(N); % Generate the DFT matrix
Fn=Fn./norm(Fn); % normalize the DFT matrix
current_frame_number=zeros(1,length(SNR_dB));

% Generate 32x32 Pilot grid
X = Generate_2D_pilot_grid(N,M);

%% Preamble generation:
preamble = pskmod(randi([0, M_mod-1], 1, M*N/2), M_mod,pi/M_mod);
preamble = (ifft(ifftshift(preamble), M*N/2)*sqrt(M*N/2));
preamble = repmat(preamble, 1, 2);

%% OTFS modulation%%
X_tilda=X*Fn'; %equation (2) in [R1]
s = reshape(X_tilda,N*M,1); %equation (4) in [R1]

s = [ preamble, zeros(1,20), s' zeros(1,1000)];
s = s/max([max(real(s), max(imag(s))))]);

% Transmitter
htx = comm.SDRuTransmitter;
htx.Platform="B200";
htx.SerialNum = '315C79D';

htx.CenterFrequency = 850e6;
htx.Gain = 60;
htx.MasterClockRate = 30e6;
htx.InterpolationFactor =4;

while true
    htx(s.');
end
```

4.8 USRP Receiver Code

```
%References
% [R1]. Y. Hong, T. Thaj, E. Viterbo, ``Delay-Doppler
Communications: Principles and Applications'', Academic Press, 2022,
ISBN:9780323850285
% [R2]. T. Thaj and E. Viterbo, "Low Complexity Iterative Rake
Decision Feedback Equalizer for Zero-Padded OTFS Systems," in IEEE
Transactions on Vehicular Technology, vol. 69, no. 12, pp. 15606-
15622, Dec. 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.3044276.

% Receiver
hrx= comm.SDRuReceiver;
```

```
hrx.Platform="B210";
hrx.SerialNum = '3150302';
hrx.CenterFrequency = 850e6;
hrx.MasterClockRate = 30e6;
hrx.DecimationFactor = 4;
hrx.Gain = 30;

hrx.OutputDataType = 'double';
hrx.SamplesPerFrame = 1024;

rxLog = dsp.SignalSink;
for i=1:1000
    Rx = hrx();
    rxLog(Rx);
end
Rx = rxLog.Buffer;
release(rxLog);
release(hrx);

rng('shuffle')
gap=20;

%% Preamble processing
P = zeros(2*hrx.SamplesPerFrame,1);
for n = 1:2*hrx.SamplesPerFrame
    P(n) = sum ( Rx(n:n+N*M/2-1)...
        .*conj( Rx(n+N*M/2:n+N*M-1) ) );
end

[val, ind] = max(P);
sync_point = ind;
fprintf('Synchronization point: %d \n', sync_point);
% time sync
Rx = Rx(sync_point:sync_point+5*hrx.SamplesPerFrame);

%% Frequency offset estimation & Compensation
freq_error = -angle(val)/pi;

% compensation
Rx_corrected = Rx.*exp(-
2*1i*pi*freq_error*(sync_point:sync_point+length(Rx)-1)/N*M);

Rx = Rx_corrected(length(preamble)+ gap+1:length(preamble)+
gap+M*N);

%% OTFS demodulation%%%
Y_tilda=reshape(Rx,M,N);
Y = Y_tilda*Fn;

figure(1)
bar3(abs(Y))
title("Received pilot")
```