



ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ
(ΤΕΙ) ΠΕΛΟΠΟΝΝΗΣΟΥ

ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ (ΣΠΑΡΤΗ)
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ Τ.Ε.

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

"Μελέτη ενός full duplex καναλιού με βάση ένα πειραματικό block διάγραμμα ασύρματου πομποδέκτη και επισκόπηση των αλλαγών που θα επιφέρει η νέα αυτή τεχνολογία στις ασύρματες ζεύξεις"

Φοιτητής: Πιπερόπουλος Νίκος

A.M: 2007062

Επιβλέπων καθηγητής: Τσαρούχας Ανδρέας

Στο σημείο αυτό θα ήθελα να αποδώσω τις ευχαριστίες μου στα άτομα που η βοήθεια τους ήταν ανεκτίμητη και χωρίς αυτή δε θα μπορούσε να προχωρήσει, αλλά και να ολοκληρωθεί αυτή η εργασία. Κατ' αρχάς θα ήθελα να εκφράσω την εγκάρδια ευγνωμοσύνη μου στον Καθηγητή του Τμήματος Μηχανικών Πληροφορικής κ. Τσαρούχα Ανδρέα για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε κατά την ανάθεση της εργασίας, καθώς και για την αμέριστη συμπαράσταση και τη συνεχή καθοδήγησή του κατά τη διάρκεια εκπόνησης της. Επιπλέον θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου για την υπομονή και κατανόηση της όλο αυτό το χρονικό διάστημα και για την βοήθεια και συμπαράσταση της καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Περιεχόμενα

| | |
|--|----|
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1ο: ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΙΣ ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ | 5 |
| 1.1 Εισαγωγή | 6 |
| 1.2 Φάσμα συχνοτήτων | 12 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ^ο | 16 |
| 2.1 Αναλογική και ψηφιακή μετάδοση | 16 |
| 2.1.1 Αναλογικά συστήματα | 16 |
| 2.1.2 Ψηφιακά συστήματα | 19 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3ο | 24 |
| 3.1 Εισαγωγή στην επικοινωνία full duplex | 24 |
| 3.2 Εισαγωγή στο full duplex | 25 |
| 3.3 Το πρόβλημα | 29 |
| 3.4 Κατηγορίες Αυτό-Παρεμβολών | 30 |
| 3.4.1 Γραμμικές Συνιστώσες | 30 |
| 3.4.2 Μη-Γραμμικά Συστατικά | 31 |
| 3.4.3 Θόρυβος πομπού | 31 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 | 32 |
| 4.1 Απαιτήσεις για σχεδιασμό Full Duplex συστημάτων | 32 |
| 4.2 Ικανοποίηση απαιτήσεων από τις μέχρι τώρα τεχνικές | 35 |
| 4.3 Το πρωτότυπο κύκλωμα του full duplex | 37 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 | 39 |
| 5.1 Η αναλογική ακύρωση | 39 |
| 5.2 Είδη στιγμιότυπων του σήματος | 41 |
| 5.3 Το στάδιο της ψηφιακής ακύρωσης | 43 |
| 5.3.1 Ακύρωση Γραμμικών Συνιστωσών | 43 |
| 5.3.2 Ακύρωση των μη Γραμμικών Συνιστωσών | 44 |

| | |
|--|----|
| 5.3.3 Πολυπλοκότητα | 47 |
| 5.4 Δυναμική Προσαρμογή της Αναλογικής Ακύρωσης | 47 |
| 5.5 Μοντελοποίηση της απόκρισης συχνότητας των γραμμών καθυστέρησης | 50 |
| 5.6 Αλγόριθμος Βελτιστοποίησης: | 51 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 | 53 |
| 6.1 Η ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΥΠΟΥ FULL DUPLEX | 53 |
| Α) Αναλογική πλακέτα ακύρωσης: | 53 |
| Β) Ασύρματος πομποδέκτης: | 54 |
| 6.2 Η αξιολόγηση του πειράματος | 55 |
| Αύξηση σε επίπεδο θορύβου: | 56 |
| Απώλεια SNR: | 56 |
| Μετασχηματιστής ακύρωσης τύπου Balun: | 56 |
| 6.3 Μπορούμε να ακυρώσουμε όλο το σύνολο της αυτό-παρεμβολής; | 57 |
| 6.4 Λειτουργία του σχεδιασμού μας με συμβατικούς ασύρματους πομπούς | 59 |
| 6.5 Απώλεια SNR του λαμβανόμενου σήματος στην Full Duplex λειτουργία | 60 |
| 6.6 Επίδραση του είδους του αστερισμού και του εύρους ζώνης | 61 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 | 63 |
| 7.1 Ανάλυση της λειτουργίας της αναλογικής ακύρωσης | 63 |
| 7.2 Ανάλυση της λειτουργίας της ψηφιακής ακύρωσης | 65 |
| 7.3 Η Δυναμική Προσαρμογή | 67 |
| 7.4 Η πλήρως αμφίδρομη ζεύξη διπλασιάζει τελικά την απόδοση; | 69 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8 | 71 |
| 8.1 Συμπεράσματα και περιορισμοί | 72 |
| 8.2 Περιορισμοί της πλακέτας πειραμάτων μας και ερευνητικοί στόχοι: | 72 |
| 1) Μέγεθος του κυκλώματος: | 72 |
| 2) LTE: | 73 |
| 3) MIMO: | 73 |

| | |
|---|----|
| 4)Ασύμμετρος χειρισμός της κυκλοφορίας..... | 73 |
| 5)Εκτίμηση του καναλιού..... | 74 |

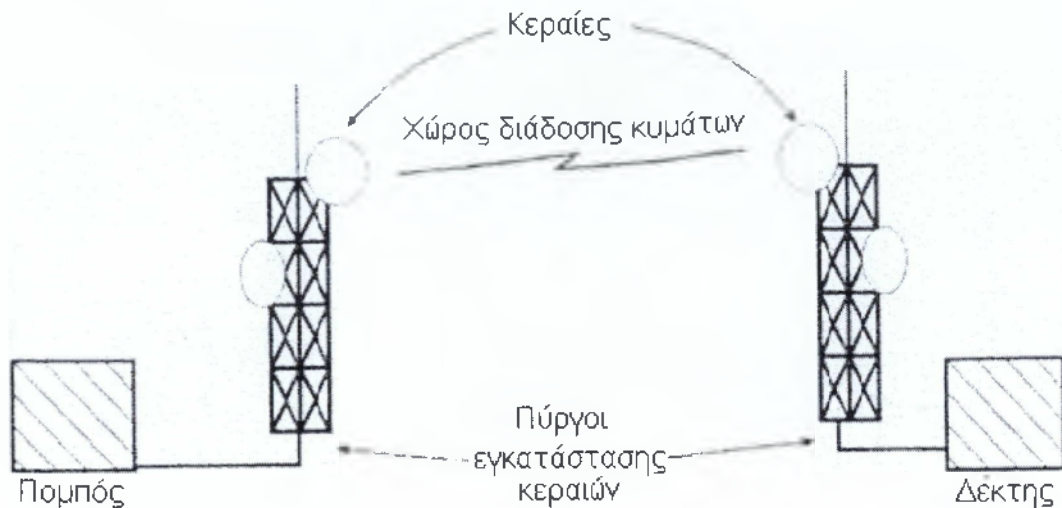
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1ο: ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΙΣ ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ

ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

1.1 Εισαγωγή

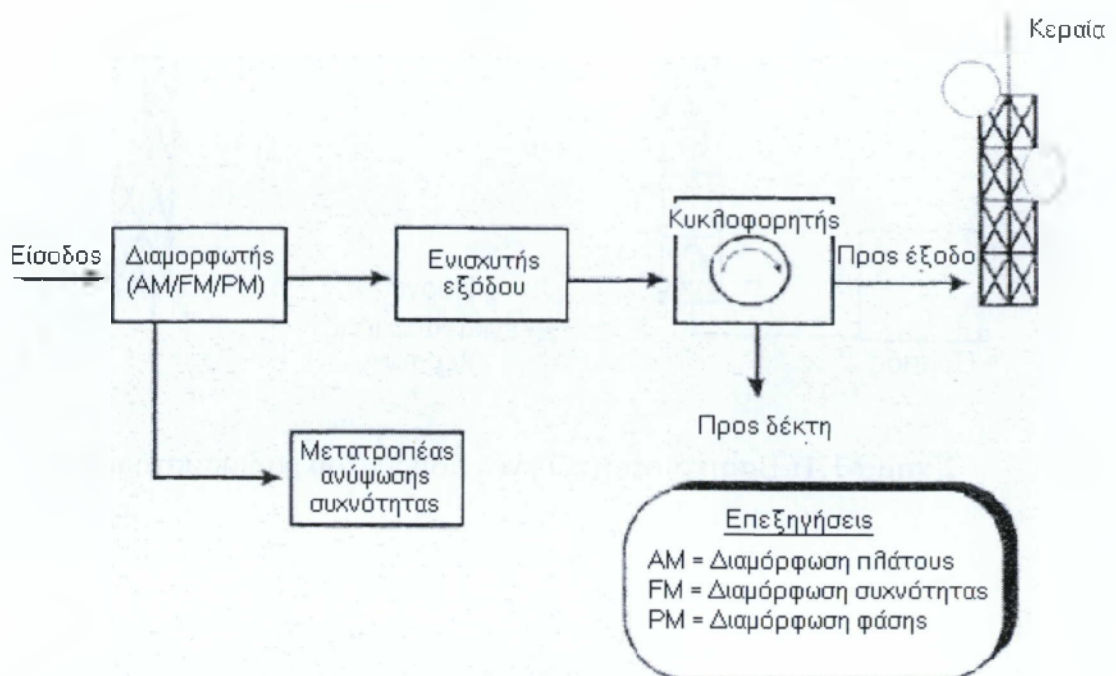
Με τον όρο ασύρματη τηλεπικοινωνία ή ραδιοζεύξεις, εννοούμε τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων (τα οποία μεταφέρουν τις πληροφορίες), στον χώρο υπεράνω της επιφάνειας της γης. Ένα σύστημα ασύρματης τηλεπικοινωνίας αποτελείται από τα εξής στοιχεία (σχήμα 1.1):

- τον **πομπό** (transmitter)
- τη **γραμμή τροφοδοσίας** (feeder) του πομπού με την κεραία εκπομπής
- την **κεραία εκπομπής** (transmitting antenna)
- το **χώρο διαδόσεως** ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων (path)
- την **κεραία λήψεως** (receiving antenna)
- τη **γραμμή σύνδεσης** (feeder) της κεραίας λήψεως με το δέκτη
- το **δέκτη** (receiver)
- τους **πύργους εγκατάστασης** (tower) των κεραιών (όπου κρίνεται απαραίτητο)



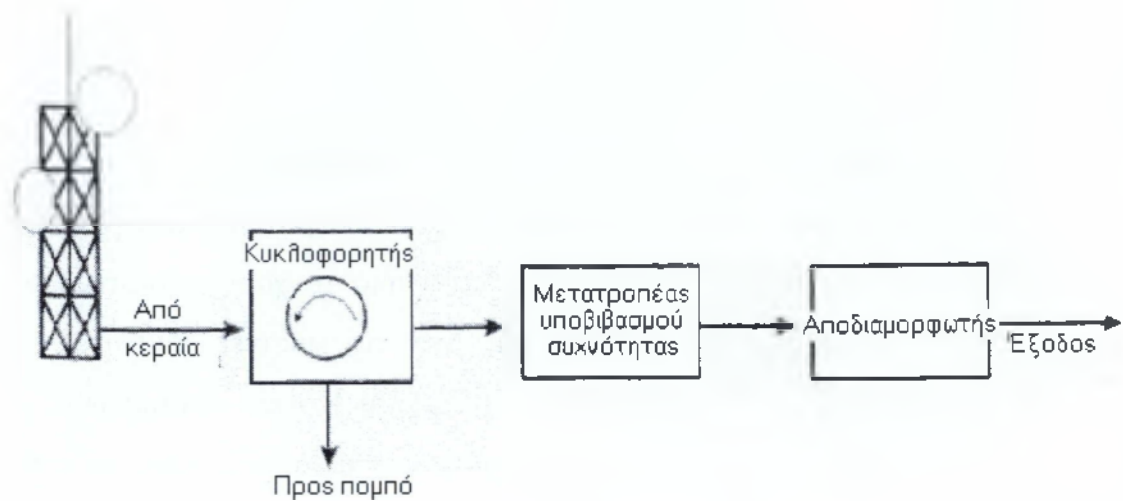
Σχήμα 1.1: Βασικά στοιχεία ενός ασύρματου ραδιοσυστήματος.

Ο πομπός (σχήμα 1.2) αποτελείται από τον διαμορφωτή (modulator) ο οποίος εφαρμόζει την προς μετάδοση πληροφορία σε ένα φέρον (carrier) σήμα, έναν προαιρετικό μετατροπέα συχνότητας (frequency up-converter) που ανυψώνει τη συχνότητα εισόδου – εξόδου, τον ενισχυτή εξόδου (output amplifier) ο οποίος ενισχύει το σήμα για μετάδοση σε μεγάλες αποστάσεις και τον συζεύκτη κεραίας που χρησιμοποιεί έναν κυκλοφορητή (circulator) για να ενώσει ή να διαχωρίσει το λαμβανόμενο από το μεταδιδόμενο σήμα έτσι ώστε να χρησιμοποιείται η ίδια κεραία για εκπομπή και λήψη.



Σχήμα 1.2: Βασικά στοιχεία ενός πομπού.

Ο δέκτης (σχήμα 1.3) αποτελείται από επίσης έναν κυκλοφορητή (circulator) για το διαχωρισμό του λαμβανόμενου από το μεταδιδόμενο σήμα χρησιμοποιώντας την ίδια κεραία, το μετατροπέα συχνότητας (frequency down-converter) για τον υποβιβασμό της συχνότητας προς τα κάτω και τον αποδιαμορφωτή (demodulator) ο οποίος χρησιμοποιείται για την ανάκτηση της πληροφορίας από το φέρον κύμα.



Σχήμα 1.3: Βασικά στοιχεία ενός δέκτη.

Οι κεραίες εκπομπής και λήψεως πρέπει να επιλέγονται έτσι, ώστε να παρέχουν βέλτιστη απόδοση, υψηλή αξιοπιστία στη μετάδοση, ευκολία στην επιλογή συχνότητας και να εναρμονίζονται με τις διεθνείς συστάσεις. Για μετάδοση σημείου προς σημείο (point to point) οι κεραίες είναι ισχυρά κατευθυντικές σχήματος παραβολικού ή χοάνης.

Οι πύργοι εγκατάστασης των κεραιών παίζουν σημαντικό ρόλο στην επιτυχή διάδοση των ραδιοκυμάτων. Γι' αυτό, θα πρέπει να είναι ανυψωμένοι πάνω από τυχόν εμπόδια που υπάρχουν στη διαδρομή των ραδιοκυμάτων ώστε να εξασφαλίζεται η οπτική επαφή και να λαμβάνουν υπόψη τη σφαιρικότητα της γης. Οι παράγοντες που πρέπει να ληφθούν υπόψη για την επιλογή ενός πύργου είναι το κόστος, οι περιορισμοί λόγω νομοθεσίας, η κίνηση αεροσκαφών στην περιοχή, οι συνθήκες του εδάφους, ο καιρός (φόρτιση λόγω ανέμου) και τα χαρακτηριστικά των κυματοδηγών.

Η διάδοση κατά μήκος των γραμμών τροφοδοσίας εξαρτάται από

τα χαρακτηριστικά των γραμμών και των συνθέτων αντιστάσεων στα άκρα τους. Η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων από την κεραία εκπομπής στην κεραία λήψεως εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά των κεραιών εκπομπής και λήψεως και από τις φυσικές ιδιότητες της ατμόσφαιρας όπου πραγματοποιείται η διάδοση. Πρέπει να σημειωθεί ότι κατά τη διάδοση στην ατμόσφαιρα, υφίστανται μεταβολές τόσο τα πλάτη όσο και οι φάσεις των ηλεκτρικών σημάτων.

Για να μεταβιβαστεί η ηλεκτρομαγνητική ενέργεια από την κεραία εκπομπής στην κεραία λήψεως, απαιτείται η συχνότητα των ρευμάτων που πραγματοποιούν την ακτινοβολία της ενέργειας να είναι αρκετά υψηλή και μεγαλύτερη ενός ορισμένου κατώτερου ορίου, το οποίο εξαρτάται από τις διαστάσεις των κεραιών. Επίσης ο χώρος υπεράνω της γης θεωρείται ως ένα μέσο ενιαίο, ομοιογενές και ισότροπο, έτσι ώστε μια ηλεκτρομαγνητική διαταραχή που παράγεται σε ένα σημείο του ελεύθερου χώρου, διαδίδεται προς όλες τις κατευθύνσεις γύρω από το σημείο αυτό. Συνεπώς για να πραγματοποιήσουμε ταυτόχρονα δύο η περισσότερες ραδιοηλεκτρικές ζεύξεις, απαιτούνται ειδικά τεχνάσματα ώστε να διακρίνουμε τα σήματα της μίας ζεύξεως από αυτά της άλλης. Οι τεχνικές που χρησιμοποιούνται είναι οι εξής:

- Χρησιμοποίηση ζωνοπερατών φίλτρων, τα οποία επιτρέπουν τη διέλευση χωρίς εξασθένιση κυματομορφών ορισμένων συχνοτήτων, ενώ εξασθενούν σημαντικά κυματομορφές άλλων συχνοτήτων. Για την πραγματοποίηση δύο ταυτόχρονων ραδιοζεύξεων, παράγονται δύο διαφορετικές φέρουσες συχνότητες και μετά την εκπομπή τους στον ελεύθερο χώρο υπάρχουν ταυτόχρονα και τα δύο ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Έτσι, τοποθετούμε στην είσοδο του δέκτη ένα φίλτρο, το οποίο επιτρέπει τη διέλευση σημάτων της επιθυμητής συχνότητας που είναι ίση ή παραπλήσια εκείνης που παράγεται στον πομπό.

- Χρησιμοποίηση κατάλληλων κατευθυντικών κεραιών εκπομπής και λήψεως. Υπάρχουν κεραιές εκπομπής, οι οποίες εκπέμπουν ισχυρά ηλεκτρομαγνητικά κύματα εντός ενός περιορισμένου κώνου, ενώ εκτός αυτού τα εκπεμπόμενα κύματα είναι τόσο εξασθενημένα που δεν επιδρούν σε άλλους δέκτες. Το ίδιο συμβαίνει και με τις κεραιές λήψεως. Η δυσκολία που προκύπτει από τον περιορισμό της ενέργειας εντός μιας προκαθορισμένης γωνίας, εξαρτάται από τις απαιτούμενες διαστάσεις των κεραιών σε συνάρτηση με τη συχνότητα του ηλεκτρομαγνητικού κύματος. Για παράδειγμα, η γωνία ακτινοβολίας μιας κεραιάς στο οριζόντιο επίπεδο, δίνεται προσεγγιστικά από τη σχέση $\alpha = 60\lambda/l$ μοίρες, όπου λ είναι το χρησιμοποιούμενο μήκος κύματος και l η οριζόντια διάσταση της κεραιάς. Έτσι, για μια στενή δέσμη ακτινοβολίας της τάξεως της l μοίρας, απαιτείται $l = 60\lambda$. Συνεπώς αν η χρησιμοποιούμενη συχνότητα είναι $f = 1 \text{ MHz}$, τότε προκύπτει $l = 18 \text{ Km}$ (!), ενώ αν $f = 1 \text{ GHz}$ θα είναι $l = 18 \text{ m}$ (ισχύει $\lambda = c/f$, όπου $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ είναι η ταχύτητα του φωτός). Από τα παραπάνω προκύπτει ότι για κεραιές μεγάλης κατευθυντικότητας πρέπει να χρησιμοποιούνται οι υψηλότερες συχνότητες του φάσματος των ραδιοσυχνοτήτων.

- Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα ορισμένης συχνότητας υφίστανται ισχυρή απόσβεση κατά τη διάδοσή τους πέραν ορισμένων αποστάσεων. Έτσι είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν ηλεκτρομαγνητικά κύματα της ίδιας συχνότητας σε ταυτόχρονες ζεύξεις, σε περιοχές όμως που δεν βρίσκονται σε οπτική επαφή.

Από τα παραπάνω, προκύπτει ότι κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος ασύρματης τηλεπικοινωνίας, θα πρέπει να ληφθούν υπόψη τα εξής:

- Όσο υψηλότερη είναι η φέρουσα συχνότητα, τόσο μεγαλύτερο είναι το εύρος ζώνης και τόσο μικρότερες οι διαστάσεις των

κεραιών για ορισμένο κέρδος (gain) των κεραιών. Αυτό όμως συνεπάγεται μικρότερη απόδοση και αξιοπιστία των ενισχυτών.

- Μεγάλες κεραιές, σημαίνει μεγάλο κέρδος αλλά και αύξηση του κόστους του σταθμού.
- Η τοποθέτηση κεραιών σε ψηλούς πύργους ή σε ψηλά βουνά, έχει ως αποτέλεσμα την κάλυψη μεγαλύτερων αποστάσεων αλλά και την αύξηση του κόστους κατασκευής και συντήρησης των σταθμών.
- Η πραγματοποίηση ραδιοζεύξεων με μεγάλο εύρος ζώνης είναι επιθυμητή διότι αυξάνεται η ικανότητα του συστήματος, όμως πολλές φορές μια δεύτερη παράλληλη ζεύξη μπορεί να αποτελεί μια καλύτερη οικονομικά και τεχνικά λύση.

1.2 Φάσμα συχνοτήτων

Το φάσμα συχνοτήτων που χρησιμοποιείται στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες περιγράφεται στον πίνακα 1.1. Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα διαδίδονται στον ελεύθερο χώρο (το κενό) με ταχύτητα που είναι σταθερή και ανεξάρτητη της συχνότητας και είναι ίση με $c=3 \cdot 10^8$ m/s. Το μήκος κύματος λ του ηλεκτρομαγνητικού κύματος συχνότητας f δίνεται από τη σχέση $\lambda = C/F = 3 \cdot 10^8 / f$, όπου λ δίνεται σε *m* και η συχνότητα f σε *Hertz*.

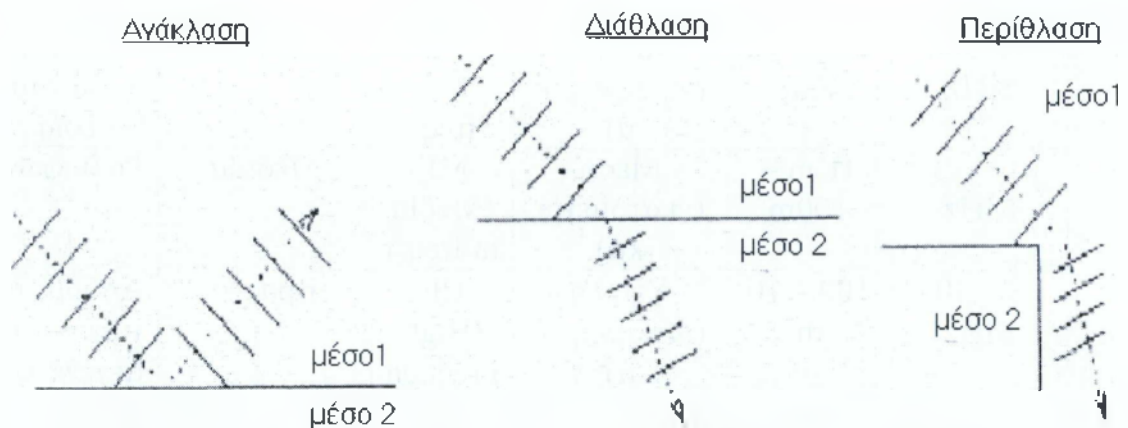
Οι υψηλότερες συχνότητες του φάσματος συχνοτήτων χρησιμοποιούνται γενικά σε ζεύξεις οπτικής επαφής. Για μικρότερες συχνότητες, ο περιορισμός της οπτικής επαφής έχει μικρότερη σημασία, επειδή τα κύματα αυτά εισχωρούν – λόγω του φαινομένου της περιθλάσεως (diffraction) – σε εκείνες τις περιοχές οι οποίες θα βρίσκονταν «υπό σκιάν». Το φαινόμενο της περιθλάσεως παίζει

σημαντικό ρόλο στη ραδιοφωνία, αφού με τον τρόπο αυτό είναι δυνατή η ραδιοφωνική κάλυψη περιοχών που βρίσκονται υπό τη «σκιά» βουνών, οικημάτων κλπ. Επί της τροχιάς των ραδιοηλεκτρικών ακτίνων και κατά τρόπο που εξαρτάται από τις χρησιμοποιούμενες συχνότητες επιδρούν και άλλα φαινόμενα, όπως ανάκλαση (reflection), διάθλαση (refraction), διάχυση (diffusion) και απορρόφηση (absorption). Μερικά από τα προαναφερθέντα φαινόμενα περιγράφονται στο σχήμα 1.5.

Σχήμα 1.4: Ταξινόμηση ραδιοηλεκτρικών κυμάτων

| Ζώνη συχνότητας | Μήκος κύματος | Ονομασία συχνότητας (κυμάτων) | Σύμβολο | Χαρακτηρισμός κυμάτων | Χρήση |
|-----------------|---------------|-------------------------------|---------------------------|-----------------------|---|
| 3 – 30 KHz | 100–10 Km | Πολύ χαμηλή (μυριομετρικά) | VLF (Very low freq.) | | Τηλεπ/νίες μεγάλης αποστάσεως |
| 30–300 KHz | 10 – 1 Km | Χαμηλή (χιλιομετρικά) | LF (Low freq) | Μακρά | Ραδιοφωνία, Ραδιοναυσιπλοΐα |
| 0,3 – 3 MHz | 1Km – 100m | Μέση (εκατομετρικά) | MF (Medium freq.) | Μεσαία | Ραδιοφωνία |
| 3 – 30 MHz | 100 – 10 m | Υψηλή (δεκαμετρικά) | HF (High Frequency) | Βραχεία | Ασύρματη τηλεφωνία μεγάλων αποστάσεων |
| 30 – 300 MHz | 10 – 1 m | Πολύ υψηλή (μετρικά) | VHF (Very High Frequency) | Υπερβραχεία | FM Ραδιοφωνία, Τηλεόραση, Τηλεπ/νία μεταξύ κινητών σημείων, Ραδιοναυσιπλοΐα |

| | | | | | |
|--------------|-------------|--|------------------------|-------------|--|
| 0,3 – 3 GHz | 100 – 10 cm | Εξαιρετικά υψηλή (δεκατομετρικά) | UHF (Ultra High Freq) | Μικροκύματα | Τηλεόραση, Τηλεπ/νία μεταξύ κινητών σημείων, Ραδιοναυσιπλοΐα, Ραντάρ |
| 3 – 30 GHz | 10 – 1 cm | Υπερύψηλη (Εκατοστομετρικά) | SHF (Super High Freq) | Μικροκύματα | Ασύρματη τηλεφωνία, ραντάρ, δορυφορικές τηλεπ/νίες |
| 30 – 300 GHz | 10 – 1 mm | Υπερβολικά υπερύψηλη (χιλιοστομετρικά) | EHF (Extra High Freq.) | | |



Σχήμα 1.5 : Φαινόμενα ανάκλασης, διάθλασης και περίθλασης.

Η εξασθένιση (attenuation) των ραδιοηλεκτρικών κυμάτων είναι συνάρτηση της χρησιμοποιούμενης συχνότητας και οφείλεται στα συστατικά της ατμόσφαιρας. Για συχνότητες μικρότερες των 3 GHz περίπου, τα αέρια της ατμόσφαιρας δεν παράγουν εξασθένιση των

κυμάτων. Όμως για συχνότητες άνω των 3 GHz , η εξασθένιση που οφείλεται στην απορρόφηση ενέργειας από το ατμοσφαιρικό οξυγόνο και τους υδρατμούς, γίνεται αισθητή. Με την αύξηση της συχνότητας παρατηρείται και αύξηση της εξασθένισης, ενώ παράλληλα εμφανίζονται φαινόμενα «συντονισμού» για συχνότητες άνω των 20 GHz . Έτσι είναι δυνατόν σε ορισμένες συχνότητες άνω των 20 GHz , οι αποσβέσεις να είναι τόσο μεγάλες ώστε να προκαλούν διακοπή της ζεύξεως ακόμη και μικρού μήκους, της τάξεως μερικών km . Άλλοι παράγοντες όπως η βροχή, το χαλάζι, η ομίχλη και η νέφωση προκαλούν ισχυρές εξασθενήσεις στην περιοχή των μικροκυμάτων.

Για ραδιοζεύξεις της τάξεως μερικών χιλιάδων km επί της επιφάνειας της γης, σημαντικό ρόλο παίζει η ιονόσφαιρα, δηλαδή εκείνη η περιοχή της ατμόσφαιρας που βρίσκεται σε ύψος μεταξύ περίπου 80 και 1000 km . Για συχνότητες μέχρι περίπου 30 MHz η ιονόσφαιρα δρα σαν κάτοπτρο ή καλύτερα σαν το μέσο που προκαλεί διάθλαση των ραδιοηλεκτρικών ακτίνων, δηλαδή προοδευτική κάμψη τους προς τα κάτω, ώστε οι ακτίνες να επιστρέφουν στη γη. Το ύψος όπου το κύμα υφίσταται ανάκλαση είναι συνάρτηση της συχνότητας του και της ηλεκτρονικής πυκνότητας της ιονόσφαιρας. Η ηλεκτρονική πυκνότητα εξαρτάται από την ηλιακή ακτινοβολία και συνεπώς η ιονοσφαιρική διάδοση είναι συνάρτηση του ημερήσιου χρόνου και της εποχής του έτους. Άρα, για να είναι εφικτή μία ζεύξη πρέπει να γνωρίζουμε τη σύνθεση και το ύψος της ιονόσφαιρας, ώστε να μεταβάλλεται η συχνότητα ζεύξεως μέσα σε διάστημα λίγων ωρών.

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι η εκλογή συχνότητας είναι καθοριστικός παράγοντας για την υλοποίηση μιας ασύρματης ζεύξεως, έτσι ώστε να ελαχιστοποιούνται οι παρεμβολές μεταξύ των διαφόρων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

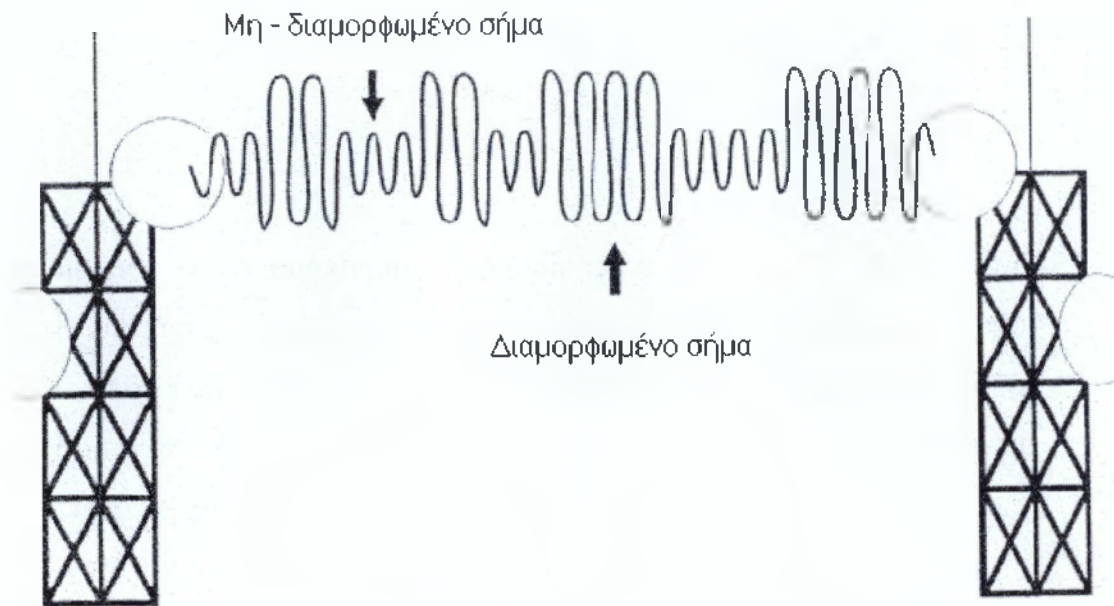
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

2.1 Αναλογική και ψηφιακή μετάδοση

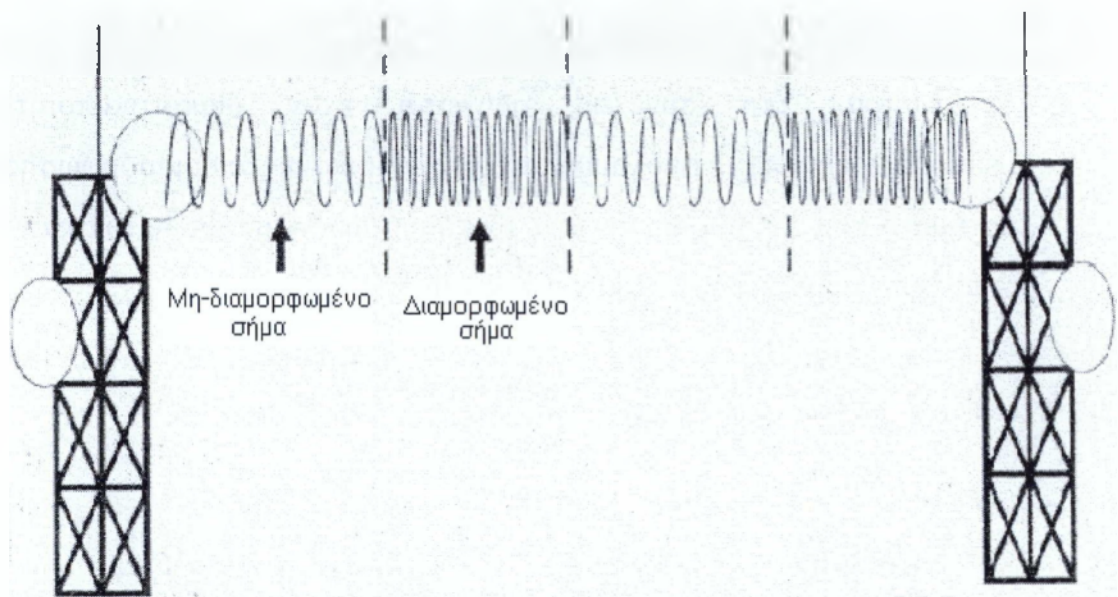
Τα μικροκυματικά ασυρματικά συστήματα κατατάσσονται ευρέως σε αναλογικά και ψηφιακά, γεγονός που εξαρτάται από την τεχνική διαμόρφωσης.

2.1.1 Αναλογικά συστήματα

Τα αναλογικά συστήματα χρησιμοποιούν είτε την διαμόρφωση πλάτους (*AM*) είτε τη διαμόρφωση συχνότητας (*FM*), με περισσότερο ευρέως χρησιμοποιούμενη την *FM*. Για εύρος ζώνης *30 MHz* ενός κοινού φορέα *6 GHz*, η υποθετική χωρητικότητα της *FM* τεχνολογίας είναι *2400* κανάλια ομιλίας. Άλλες χωρητικότητες καναλιών χρησιμοποιούν διαμόρφωση πλάτους (*AM*) και μετάδοση απλής πλευρικής ζώνης (*Single Side Band - SSB*). Για το ίδιο εύρος ζώνης των *30 MHz*, ένα σύστημα *AM SSB*, μπορεί να μεταφέρει *6000* κανάλια. Σχηματικά, τα δύο είδη διαμορφώσεων *AM* και *FM* στα αναλογικά συστήματα παριστάνονται στα σχήματα 2.1 και 2.2.

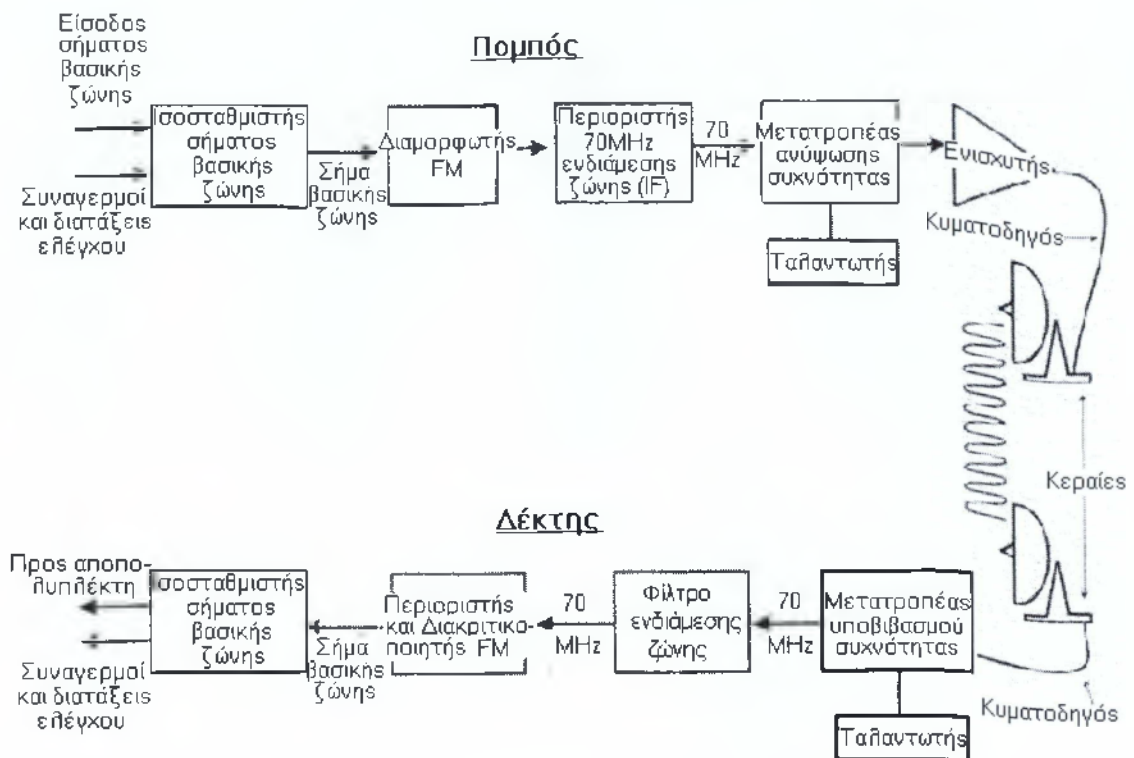


Σχήμα 2.1: Διαμόρφωση AM. Το φέρον σήμα συνδυάζεται με το διαμορφώνον σήμα ώστε να παράγει μια αύξηση στο πλάτος η οποία παριστάνει την πραγματική πληροφορία.



Σχήμα 2.2: Διαμόρφωση FM. Το φέρον σήμα συνδυάζεται με το διαμορφώνον σήμα ώστε να παράγει έναν υψηλότερο ρυθμό συχνότητας ο οποίος παριστάνει την πραγματική πληροφορία.

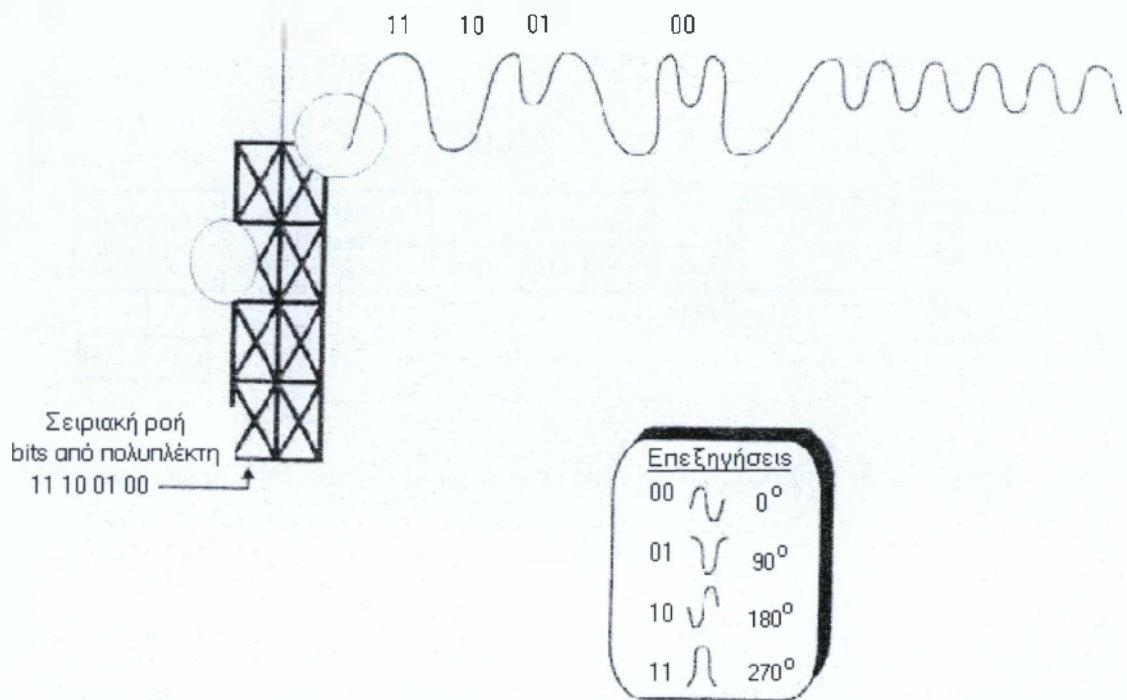
Ένα block διάγραμμα ενός πλήρους μικροκυματικού συστήματος αναλογικής διαμόρφωσης συχνότητας παριστάνεται στο σχήμα 2.3. Το σήμα βασικής ζώνης (baseband input) αφού περάσει από έναν ισοσταθμιστή (equaliser) διαμορφώνει το φέρον κύμα με τη χρήση του διαμορφωτή *FM* (*FM modulator*). Το διαμορφωμένο σήμα μετατρέπεται σε μια ενδιάμεση συχνότητα (*IF*) των *70 MHz*, το οποίο στη συνέχεια αυξάνει στη χρησιμοποιούμενη συχνότητα με τη χρήση του up-converter. Στο δέκτη πραγματοποιείται η αντίστροφη διαδικασία. Ο δέκτης λαμβάνει το διαμορφωμένο σήμα και το υποβαθμίζει στην ενδιάμεση συχνότητα (*IF*) των *70 MHz* με τη χρήση του down-converter. Στη συνέχεια το σήμα περνάει μέσα από ένα φίλτρο και έναν ενισχυτή (gain control) ώστε να εξομαλυνθεί οποιαδήποτε παραμόρφωση καθυστέρησης στα φίλτρα. Στη συνέχεια οδηγείται στον διακριτικοποιητή (discriminator) όπου ακολουθείται η διαδικασία αποδιαμόρφωσης. Συστήματα που χρησιμοποιούν αναλογική μετάδοση, μπορούν τυπικά να μεταφέρουν από 24 μέχρι 2700 κανάλια ομιλίας.



Σχήμα 2.3: Τυπικό ασυρματικό αναλογικό δίκτυο διαμορφώσεως FM.

2.1.2 Ψηφιακά συστήματα

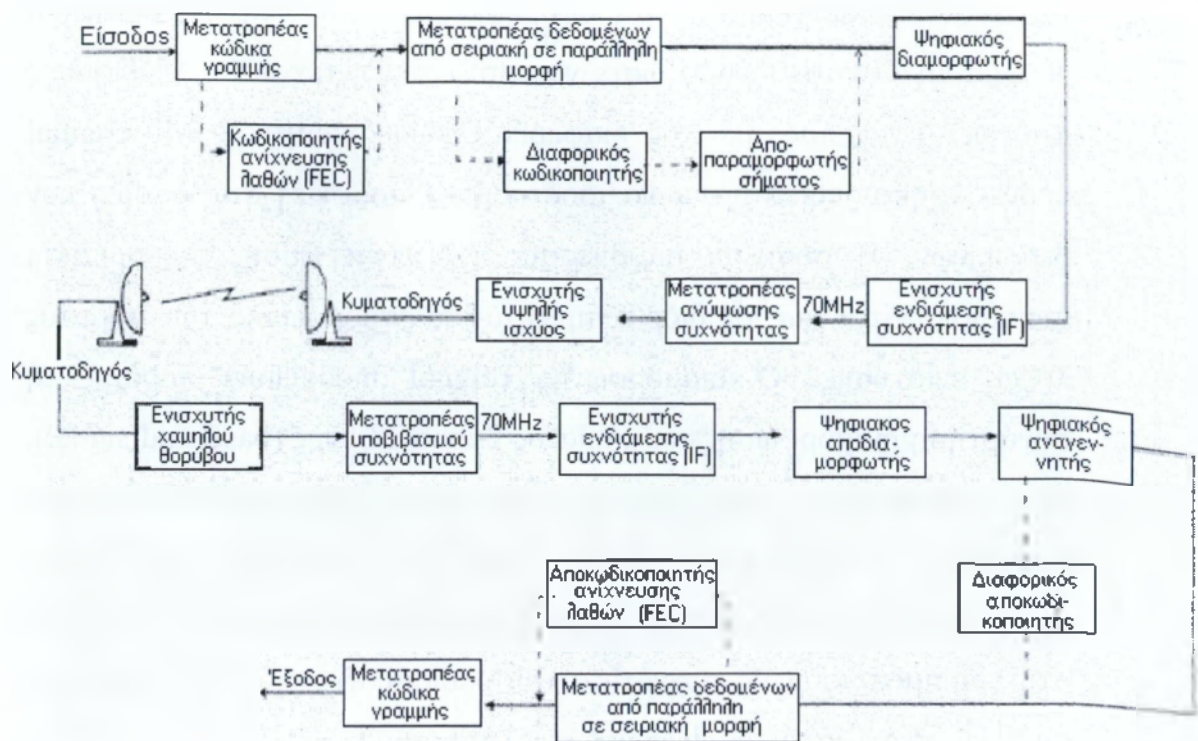
Μικροκυματικά συστήματα ψηφιακής μετάδοσης άρχισαν να χρησιμοποιούνται από τα μέσα της δεκαετίας του 1970. Στην ψηφιακή μετάδοση χρησιμοποιείται συνήθως η διαμόρφωση μετατόπισης φάσεως (phase shift keying-PSK, σχήμα 2.4) ή η διαμόρφωση τετραγωνικού παλμού (quadrature amplitude modulation=QAM). Έτσι ένας συνολικός αριθμός από 1344 κανάλια φωνής μπορούν να πολυπλεχθούν σε 30 MHz ραδιοσυχνότητας και να έχουμε μια φασματική απόκριση περίπου 3 bits/Hz. Καινούργιες τεχνικές των 64 QAM υποστηρίζουν 2014 κανάλια ομιλίας σε 30 MHz ραδιοσυχνότητας και η φασματική απόκριση είναι τώρα 4,5 bits/Hz.



Σχήμα 2.4: Διαμόρφωση μετατόπισης 4 φάσεων για τη μετάδοση 2bits/Hz.

Στο σχήμα 2.5 παρουσιάζεται ένα ψηφιακό ασύρματο μικροκυματικό σύστημα. Μερικά από τα υποσυστήματα που παρουσιάζονται στο σχήμα είναι προαιρετικά. Ο μετατροπέας γραμμής κώδικα (line code converter) λαμβάνει ένα τυποποιημένο κώδικα γραμμής παλμοκωδικής διαμόρφωσης (*PCM*) και την μετατρέπει σε μορφή non-return to zero (*NRZ*). Επίσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας κωδικοποιητής ανιχνεύσεως και διορθώσεως λαθών [Forward Error Check (*FEC*) coder] αν και αυτή η διαδικασία δεν υλοποιείται πάντα. Η

μετατροπή από σειριακή σε παράλληλη γίνεται από τον κατάλληλο μετατροπέα (serial to parallel converter) και διαχωρίζει τη ροή των σειριακών δεδομένων σε δύο διαφορετικές εισόδους: την (I) φάση και την τετραγωνική (q) φάση ώστε να εκτελεστεί η τεχνική διαμόρφωσης φάσεως. Ένας προαιρετικός διαφορικός κωδικοποιητικής (differential coder) χρησιμοποιείται για να ισοσταθμίσει ασάφειες στις φάσεις των δεδομένων. Η συσκευή pre-distorter που είναι επίσης προαιρετική, χρησιμοποιείται για τη διόρθωση τυχόν παραμόρφωσης του σήματος λόγω ενίσχυσης. Ο διαμορφωτής (digital modulator) παρέχει τη συνάρτηση διαμόρφωσης του σήματος βασικής ζώνης (baseband signal). Το διαμορφωμένο σήμα στη συνέχεια μετατρέπεται σε μια ενδιάμεση συχνότητα, ενισχύεται και αποστέλλεται στον μετατροπέα συχνότητας προς τα άνω (up-converter), ο οποίος μετατρέπει το σήμα βασικής ζώνης στη χρησιμοποιούμενη συχνότητα του ραδιοσυστήματος. Το σήμα στη συνέχεια περνά από τον ενισχυτή υψηλής ισχύος (high-power amplifier) και μέσω κυματοδηγού (waveguide) οδηγείται στην κεραία για εκπομπή. Στο δέκτη ακολουθείται η αντίστροφη διαδικασία ώστε να ανακτάται η πληροφορία στην αρχική της μορφή.



Σχήμα 2.5: Τυπικό ψηφιακό ασυρματικό σύστημα.

Οι συνήθεις χωρητικότητες των ψηφιακών ασυρματικών συστημάτων που χρησιμοποιούνται σε πρακτικές ραδιοζεύξεις είναι οι εξής: 2 Mbits/s, 2x2 Mbits/s, 4x2 Mbits/s, 8x2 Mbits/s, 16x2 Mbits/s, 34 Mbits/s, 51 Mbits/s και 155 Mbits/s.

Για να αξιολογήσουμε την καλή λειτουργία μιας ραδιοζεύξεως ορίζουμε τις ακόλουθες παραμέτρους:

BER (Bit Error Rate): Ρυθμός λαθών στο χρόνο μέτρησης

EFS (Error Free Seconds): Δευτερόλεπτα χωρίς λάθη

ES (Errored Seconds): Δευτερόλεπτα με λάθη

SES (Severely Errored Seconds): Δευτερόλεπτα με πάρα πολλά λάθη

DM (Degraded Minutes): Πρώτα λεπτά με λάθη

US (Unavailable Seconds): Μη διαθέσιμα δευτερόλεπτα

Η επίδραση των λανθασμένων bits στη μετάδοση φωνής παρουσιάζεται στον πίνακα 2.1. Στις πρακτικές ραδιοζεύξεις, θεωρούμε συνήθως ως αποδεκτή τιμή του *BER* το 10^{-3} .

Πίνακας 2.1: Επίδραση των λαθεμένων bits στη μετάδοση φωνής

| Ρυθμός λαθών (BER) | Υποκειμενική εντύπωση των λαθεμένων bits |
|-----------------------|--|
| 10^{-6} | Όχι αντιληπτή. |
| 10^{-5} | Σποραδικοί κρουστικοί θόρυβοι στις χαμηλές στάθμες ομιλίας, μόλις αντιληπτή |
| 10^{-4} | Σποραδικοί κρουστικοί θόρυβοι μερικών επιδράσεων, στις χαμηλές στάθμες ομιλίας |
| 10^{-3} | Παρενόχληση σε κάθε στάθμη ομιλίας |
| 10^{-2} | Υψηλός βαθμός παρενόχλησης, κατανόηση ομιλίας ουσιαστικά ελαττωμένη |
| 5×10^{-2} | Σχεδόν ακατανόητη |

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3ο

3.1 Εισαγωγή στην επικοινωνία full duplex

Full-duplex, ή απλά "διπλής κατεύθυνσης", είναι ένα είδος επικοινωνίας στο οποίο τα δεδομένα μπορούν να ρέουν με δύο τρόπους ταυτόχρονα. Οι Full duplex συσκευές, ως εκ τούτου, μπορούν να επικοινωνούν και προς τις 2 κατευθύνσεις ταυτόχρονα.

Τα τηλέφωνα είναι κοινά παραδείγματα των full-duplex συσκευών. Επιτρέπουν οι δύο άνθρωποι να ακούσουν ο ένας τον άλλο ταυτόχρονα. Στον κόσμο των υπολογιστών, τα περισσότερα πρωτόκολλα δικτύου είναι αμφίδρομα και επιτρέπουν στις συσκευές υλικού για την αποστολή δεδομένων πίσω και εμπρός ταυτόχρονα. Για παράδειγμα, δύο υπολογιστές που συνδέονται μέσω ενός καλωδίου Ethernet μπορούν να στέλνουν και να λαμβάνουν δεδομένα ταυτόχρονα. Τα ασύρματα δίκτυα υποστηρίζουν επίσης full-duplex επικοινωνία. Επιπλέον, τα σύγχρονα πρότυπα I / O, όπως USB και Thunderbolt, είναι full-duplex.

Ο όρος Full-duplex χρησιμοποιείται συχνά σε αντίθεση με την ημιαμφίδρομη, η οποία αναφέρεται σε αμφίδρομη επικοινωνία, αλλά όχι την ίδια στιγμή. Η Simplex επικοινωνία είναι ακόμη πιο περιορισμένη και υποστηρίζει μόνο τη μετάδοση δεδομένων προς μία κατεύθυνση.

Αυτή η εργασία παρουσιάζει το σχεδιασμό και την υλοποίηση των πρώτων in-band πλήρως αμφίδρομων πομπών WiFi που μπορεί ταυτόχρονα να μεταδίδει και να λαμβάνει στο ίδιο κανάλι με τη χρήση

τυποποιημένων PHYs 802.11ac και να επιτυγχάνει κοντά στον θεωρητικό διπλασιασμό της απόδοσης σε όλα τα πρακτικά σενάρια ανάπτυξης. Ο σχεδιασμός μας χρησιμοποιεί μια απλή κεραία για ταυτόχρονο πομπό δέκτη TX / RX (δηλαδή, οι ίδιοι πόροι ως ένα πρότυπο σύστημα half duplex). Προτείνεται επίσης μια νέα τεχνική αναλογικής και ψηφιακής ακύρωσης θορύβου που ακυρώνουν τις αυτό-παρεμβολές στο δέκτη στο κατώφλι επίπεδου θορύβου, και επομένως εξασφαλίζει ότι δεν υπάρχει καμία υποβάθμιση του λαμβανόμενου σήματος. Επίσης υπάρχει ένας πρωτότυπος σχεδιασμός με την οικοδόμηση αυτοσχέδιων αναλογικών κυκλωμάτων που ενσωματώνονται με μια πλήρως WiFi-PHY συμβατή εφαρμογή προσομοίωσης και υλοποίησης. Δείχνουμε πειραματικά ότι ο σχεδιασμός μας λειτουργεί σθεναρά σε θορυβώδη περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου, και παρέχει κοντά στην αναμενόμενη θεωρητικό διπλασιασμό της απόδοσης στην πράξη.

3.2 Εισαγωγή στο full duplex

" Γενικά δεν είναι δυνατόν για ένα ασύρματο πομπό να λαμβάνει και να μεταδίδει στην ίδια ζώνη συχνοτήτων, λόγω της αυτοπαρεμβολής που προκύπτει."

(Andrea Goldsmith, Wireless Communications)

Το παραπάνω απόσπασμα ενισχύει μια υπόθεση στο σχεδιασμό των ασύρματων συστήματος που οι ασύρματοι πομποδέκτες πρέπει να λειτουργούν στην αμφίδρομη λειτουργία (δηλαδή, είτε να μεταδίδουν ή να λαμβάνουν, αλλά όχι και τα δύο ταυτόχρονα) για το ίδιο κανάλι. Η πρόσφατη εργασία έχει προσπαθήσει να ακυρώσει αυτή την υπόθεση. Ερευνητές στο Πανεπιστήμιο του Στάνφορντ και πολλές άλλες ομάδες της βιομηχανίας και της ακαδημαϊκής κοινότητας έχουν προτείνει

διάφορα σχέδια για να λειτουργήσει μια πλήρως αμφίδρομη ασύρματη επικοινωνία.

Αν μια επικοινωνία Full duplex, είναι δυνατόν να υλοποιηθεί θα έχει τεράστιες επιπτώσεις για το σχεδιασμό ενός ασύρματου δικτύου και είναι γεγονός ότι τα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας θα μπορούσαν να μειώσουν τις ανάγκες σε ραδιοφάσμα κατά το ήμισυ. Για παράδειγμα, το LTE χρησιμοποιεί ίσο πλάτος ξεχωριστά για τα uplink και downlink κανάλια για να επιτρέψει στους πομποδέκτες να επιτευχθεί full duplex. Με ένα σύστημα full-duplex θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε ένα μόνο κανάλι για να πάρουμε την ίδια απόδοση.

Κατά συνέπεια, το πρόβλημα αυτό έχει προσελκύσει σημαντική προσοχή, τόσο από τη βιομηχανία όσο και από τον ακαδημαϊκό κόσμο και έχει προκαλέσει σημαντική εργασία παρακολούθησης και έρευνας.

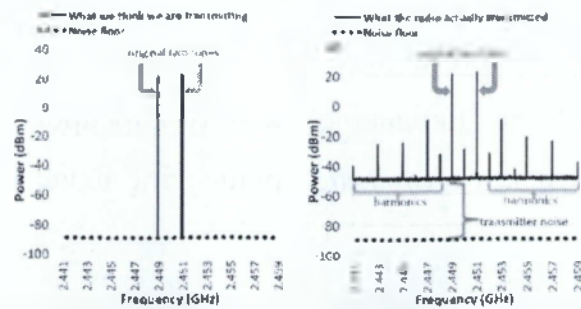
Για να επιτευχθεί πλήρως αμφίδρομη επικοινωνία, ένας πομποδέκτης πρέπει να ακυρώσει πλήρως τη σημαντική αυτο-παρεμβολή που προκύπτει από τις δικές του μεταδόσεις με το λαμβανόμενο σήμα. Δεδομένου ότι τα σήματα WiFi μεταδίδονται στα 20dBm (100mW) μέσης ισχύος, και το επίπεδο θορύβου είναι περίπου -90dBm, η εκπομπή της αυτο-παρέμβασης πρέπει να ακυρωθεί από 20dBm- (-90dBm) = 110dB για να μειωθεί στο ίδιο επίπεδο με το θόρυβο κατωφλίου και να την καταστήσει αμελητέα. Αν η αυτο-παρεμβολή δεν ακυρωθεί εντελώς, κάθε υπολειπόμενη αυτοπαρεμβολή ενεργεί ως θόρυβος με το λαμβανόμενο σήμα και μειώνει το SNR και συνεπώς την απόδοση. Για παράδειγμα, εάν το SNR του λαμβανόμενου σήματος χωρίς την πλήρη αμφίδρομη επικοινωνία είναι 25dB αλλά μειώνεται σε 5dB λόγω 20dB της υπολειμματικής αυτο-παρεμβολής, τότε η ρυθμοαπόδοση με πλήρη duplex είναι εκείνη που επιτυγχάνεται με τη χρήση δύο γραμμών 5dB. Αυτό είναι πολύ χειρότερο από ό, τι χρησιμοποιώντας την αρχική

σύνδεση με ημιαμφίδρομη γραμμή με 25dB SNR και είναι καλύτερα να απενεργοποιήσουμε το full duplex σε αυτή την περίπτωση. Για να συνοψίσουμε, το ποσό της ακύρωσης των αυτο-παρεμβολών υπαγορεύει τη συνολική απόδοση και είναι ένας αριθμός της αξίας για κάθε full-duplex design.

Τα ακόλουθα σχέδια έχουν σημειώσει σημαντική πρόοδο όσον αφορά το πρόβλημα της ακύρωσης των αυτο-παρεμβολών. Ωστόσο, η καλύτερη απόδοση πριν από αυτά τα σχέδια μπορεί στην καλύτερη περίπτωση να παρέχει 85dB ακύρωσης, η οποία εξακολουθεί να αφήνει περίπου 25dB της υπολειμματικής αυτο-παρεμβολής και ως εκ τούτου μειώνει το SNR της κάθε κατεύθυνσης της πλήρους αμφίδρομης ζεύξης από 25dB.

Όσον αφορά το εύρος, οι δύο κόμβοι θα πρέπει να είναι πιο κοντά από 5 μέτρα για να δούμε τέτοια υψηλά SNRs. Εκτός της περιοχής αυτής, είναι καλύτερα να απενεργοποιήσουμε το full duplex και να χρησιμοποιήσουμε την παραδοσιακή αμφίδρομη λειτουργία. Για να είμαστε δίκαιοι όμως, τα σχέδια αυτά προορίζονται για σημάτα χαμηλής ισχύος, στενής ζώνης, και πρωτόκολλα με σταθερό ρυθμό, όπως το Zigbee, όπου 85dB ακύρωσης της αυτο-παρέμβολής αρκεί για full duplex. Η επικοινωνία με WiFi είναι πολύ πιο απαιτητική, τόσο από την άποψη του εύρους ζώνης, καθώς και την διαδικασίας της ακύρωσης.

Τα σχέδια πρέπει επίσης να έχουν τουλάχιστον δύο κεραίες (ένα για κάθε εκπομπή και λήψη και πιθανόν περισσότερα). Ωστόσο, με δύο ή περισσότερες κεραίες, το επιχείρημα για την πλήρη αμφίδρομη λειτουργία γίνεται πιο αδύναμο από το ίδιο διπλασιασμό της παραγωγικής ικανότητας που θα μπορούσε να επιτευχθεί με τη χρήση των δύο κεραιών, όπως κεραίες MIMO που χωρικά πολυπλέκουν δύο ανεξάρτητα πακέτα στην αμφίδρομη λειτουργία, αντί της χρήσης τους για την πλήρη.



Σχήμα 3.1:

Τι νομίζουμε ότι εκπέμπουμε σε ψηφιακή μορφή φαίνεται στην αριστερή πλευρά, και ότι ο ασύρματος πομπός διαβιβάζει στην πραγματικότητα φαίνεται στη δεξιά πλευρά. Τό πραγματικό εκπεμπόμενο σήμα διαφέρει σημαντικά από τους δύο τόνους που παράγονται στην ψηφιακή ζώνη. Σημειώστε ότι ο θόρυβος πομπού και οι αρμονικές δημιουργούνται εκτός από τα δύο ήχους πομπού.

Σε αυτή την εργασία, παρουσιάζουμε το σχεδιασμό και την υλοποίηση μιάς full duplex WiFi επικοινωνίας το οποίο χρησιμοποιεί μια απλή κεραία και αποδίδει το θεωρητικό διπλασιασμό της απόδοσης για όλες τις γραμμές SNR και αποστάσεων. Βασικές τεχνικές συνεισφοράς είναι τα νέα κυκλώματα ακύρωσης αυτο-παρεμβολών και αλγορίθμων που παρέχουν την απαιτούμενη 110dB ακύρωση των παρεμβολών για τα τυποποιημένα σήματα WiFi και ως εκ τούτου την εξάλειψη κάθε αυτό παρεμβολής στο κατώφλι θορύβου. Ο σχεδιασμός μας είναι ευρείας ζώνης: λειτουργεί με τα υψηλότερα εύρη ζώνης (80MHz) και ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων που χρησιμοποιούνται από την τελευταία PHY 802.11ac στο φάσμα των 2,4 GHz. Έχουμε επίσης πειραματικά αποδείξει μια πλήρη σύνδεση πλήρους αμφίδρομης επικοινωνίας που χρησιμοποιεί την πλήρη WiFi μετάδοση (OFDM, αστερισμοί μέχρι 256QAM και όλους τους συντελεστές κωδικοποίησης καναλιού) και επιτυγχάνει κοντά στο θεωρητικά αναμενόμενο διπλασιασμό της απόδοσης.

Ο αναγνώστης μπορεί να αναρωτιέται γιατί το full duplex είναι δύσκολο να το αντιληφθεί. Μετά από όλα αυτά, όπως ο αποστολέας γνωρίζει το σήμα που μεταδίδεται, η στάθμιση του θα πρέπει να είναι σχετικά απλή στην εφαρμογή της. Μία από τις βασικές γνώσεις σε αυτό το έργο είναι ότι στην πραγματικότητα ο ασύρματος σταθμός δεν ξέρει τι μεταδίδει. Αυτό που δεν γνωρίζουμε είναι το καθαρό ψηφιακό στιγμιότυπο ή αναπαράσταση του σήματος βασικής ζώνης. Ωστόσο, μόλις το σήμα

μετατρέπεται σε αναλογικό και μετατρέπεται στην σωστή συχνότητα φέροντος και μεταδίδεται, το μεταδιδόμενο σήμα είναι εντελώς διαφορετικό από την αναπαράσταση της βασικής ζώνης. Τα πολυάριθμα αναλογικά εξαρτήματα στην αλυσίδα του block διαγράματος στρεβλώνουν το σήμα με γραμμικούς και μη-γραμμικούς τρόπους. Τα αναλογικά κυκλώματα θα δημιουργήσουν για παράδειγμα και ανώτερης τάξης συνιστώσες του σήματος, προσθέτουν τους δικούς τους θορύβους (π.χ., οι ενισχυτές ισχύος προσθέτουν θόρυβο πομπού), είναι ελαφρώς ανακριβείς (π.χ., ο ταλαντωτής είναι συντονισμένος ελαφρώς εκτός από τα 2.45GHz), ή να καθυστερήσει αυτό κατά διαφορετικές ποσότητες σε διαφορετικές συχνότητες και ούτω καθεξής. Στην πραγματικότητα το μεταδιδόμενο σήμα είναι μια περίπλοκη μη γραμμική εξίσωση του ιδανικού μεταδιδόμενου σήματος μαζί με άγνωστου θορύβου. Όπως ήταν αναμενόμενο, αφαιρώντας μια "γνωστή" εκδοχή του σήματος εκπομπής χωρίς να λαμβάνονται υπόψη όλες αυτές οι αναλογικές στρεβλώσεις δεν αποδίδει καθόλου.

3.3 Το πρόβλημα

Το Full duplex, θεωρητικά, θα πρέπει να είναι απλό να επιτευχθεί. Μετά από όλα αυτά, γνωρίζουμε το μήνυμα που εκπέμπεται και είμαστε μόνο υπεύθυνοι για το σχεδιασμό κυκλωμάτων και αλγορίθμων για να το αφαιρέσουμε από το λαμβανόμενο σήμα. Η διαίσθηση προκύπτει από τη συμβατική παραδοχή ότι ο ανάλογικός πομπός (επίσης γνωστή ως η RF front-end) είναι ένα μαύρο κουτί που λαμβάνει το ψηφιακό σήμα βασικής ζώνης, το μετατρέπει σε αναλογικό, το μετατρέπει στην συχνότητα φέροντος, το κλιμακώνει στην ισχύ και το στέλνει. Με άλλα λόγια, η παραδοχή ήταν ότι ο πομπός διατηρεί το αρχικό σήμα βασικής ζώνης, εκτός από την κλιμάκωση της δύναμης και την μετατόπιση της συχνότητας.

Στην πράξη όμως αυτή η αφαίρεση αποδεικνύεται να είναι λανθασμένη. Οι πομποί στην πραγματικότητα στρεβλώνουν σημαντικά το σήμα που μεταδίδεται, σε σχέση με την ψηφιακή αναπαράσταση του σήματος βασικής ζώνης. Για να αποδείξουμε τις στρεβλώσεις, χρησιμοποιούμε το ακόλουθο πείραμα σε όλη αυτή την ενότητα. Παίρνουμε ένα ραδιοφωνικό πομποδέκτη λογισμικού και στέλνουμε το ακόλουθο

μήνυμα: δύο τόνους σε 2.449GHz και 2.451GHz. Με άλλα λόγια, στέλνουμε ένα εξαιρετικά απλό σήμα, δύο κυματομορφές με συχνότητες 1 MHz μακριά από τη φέρουσα συχνότητα των 2.45GHz. Το κάνουμε αυτό με τη δημιουργία ενός ψηφιακού σήματος βασικής ζώνης με δείγματα των κυματομορφών να είναι των κυμάτων ημιτόνου σε -1MHz και 1MHz που ο πομπός τότε την μετατρέπει σε 2.45GHz και την ενισχύει σε 20dBm μέση ισχύ εκπομπής (η ενέργεια που χρησιμοποιείται από WiFi πομποδέκτες). Εμείς στη συνέχεια θα συγκρίνουμε την έξοδο του σήματος της κεραίας σε αυτό που θα ιδανικά θα περιμένουμε αν στον πομπό δεν εισάγονται στρεβλώσεις. Αυτό το πείραμα χρησιμεύει ως ένα είδος χαμηλότερου ορίου για την ποιότητα του πομπού. Αν ο πομπός δεν μπορεί να μεταδώσει ακόμη και σε αυτό το απλούστερο είδος των σημάτων χωρίς παραμόρφωση στη συνέχεια πιο περίπλοκα σήματα, όπως το WiFi είναι πιθανό να στρεβλώνονται σημαντικά. Στο Σχ.3.1 φαίνονται τα φάσματα των ιδανικών και πραγματικών μεταδιδόμενων «σημάτων» που προέκυψαν από την πειραματική μας μέτρηση (διασφαλίσαμε ότι αυτό ήταν ένα καθαρό περιβάλλον με καμία άλλη παρεμβολή παρούσα στο περιβάλλον κατά τη στιγμή του πειράματος).

Στην ιδανική περίπτωση, θα περιμένουμε να δούμε μόνο δύο τόνους σε 2.451GHz και 2.449GHz, όπως φαίνεται στην αριστερή πλευρά του σχήματος 1. Ωστόσο στο μεταδιδόμενο σήμα, το φάσμα του οποίου φαίνεται στη δεξιά πλευρά του σχήματος 3.1, μπορούμε εύκολα να δούμε ότι υπάρχουν πολλές άλλες στρεβλώσεις παρούσες εκτός από τους δύο κύριους τόνους που μεταδόθηκαν.

Οι κύριες συνιστώσες των αυτο-παρεμβολών μπορούν να ταξινομηθούν σε τρεις μεγάλες κατηγορίες.

3.4 Κατηγορίες Αυτό-Παρεμβολών

3.4.1 Γραμμικές Συνιστώσες

Αυτό αντιστοιχεί σε δύο κύριες αποχρώσεις των τόνων που είναι

εξασθενημένοι και θα μπορούσε να αποτελείται από ανακλάσεις από το περιβάλλον. Αυτά είναι γραμμικά συστατικά επειδή η λαμβανόμενη παραμόρφωση μπορεί να γραφτεί ως γραμμικός συνδυασμός των καθυστερημένων αλλά διαφορετικών αντίγραφων των πρωτοτύπων των δύο τόνων.

3.4.2 Μη-Γραμμικά Συστατικά

Τα συστατικά αυτά δημιουργούνται επειδή τα κυκλώματα πομποδεκτών μπορούν να πάρουν ένα σήμα εισόδου X και να δημιουργήσουν εκροές που περιέχουν μη γραμμικούς και όροι υψηλότερης τάξης όπως x^3, x^5 . Αυτοί οι όροι υψηλότερης τάξης σήματος έχουν σημαντικό συχνοτικό περιεχόμενο σε συχνότητες κοντά στις μεταδιδόμενες συχνότητες, οι οποίες αντιστοιχούν άμεσα σε όλες τις άλλες αρμονικές που βλέπουμε στη δεξιά πλευρά του σχήματος 1. Αρμονικές, όπως υποδηλώνει το όνομα, είναι στρεβλώσεις του σήματος που συμβαίνουν κατά διαστήματα ισαπέχοντα σε συχνότητα από τις μεταδιδόμενες συχνότητες. Όπως η δεξιά πλευρά του Σχήματος 1 δείχνει, βλέπουμε αιχμές σε συχνότητες των 2.447GHz και 2.453GHz, που απέχουν 2MHz από τους δύο μεταδιδόμενους τόνους των 2.451GHz και 2.449GHz, εκατέρωθεν.

3.4.3 Θόρυβος πομπού

Η γενική αύξηση που βλέπουμε στο επίπεδο του σήματος και φαίνεται ξεκάθαρα στις πλευρές των δύο κύριων τόνων είναι ο θόρυβος από τον ραδιοπομπό. Ένας πομπός θα έχει φυσικά πάντα θόρυβο, που λειτουργεί σε ένα επίπεδο ισχύος θορύβου των -90dBm . Όμως, όπως μπορούμε να δούμε, η ισχύς στις πλευρικές μπάντες είναι σημαντικά υψηλότερη, στο επίπεδο των -50dBm , ή 40dB υψηλότερη από το επίπεδο θορύβου του δέκτη. Αυτός ο επιπλέον θόρυβος παράγεται από υψηλής ποιότητας εξαρτήματα τροφοδοσίας στον ασύρματο πομπό, όπως ενισχυτές ισχύος. Στην βιβλιογραφία αυτό αναφέρεται ως ευρυζωνικός θορύβος.

Επίσης οι πομποδέκτες έχουν θόρυβο φάσης που παράγεται από τοπικούς ταλαντωτές (LO), το οποίο τυπικά είναι από ένα επίπεδο -40dBm , ή 50dB παραπάνω (δεν φαίνεται στο Σχήμα 1, επειδή κρύβεται κάτω από την κύρια συνιστώσα σήματος).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

4.1 Απαιτήσεις για σχεδιασμό Full Duplex συστημάτων.

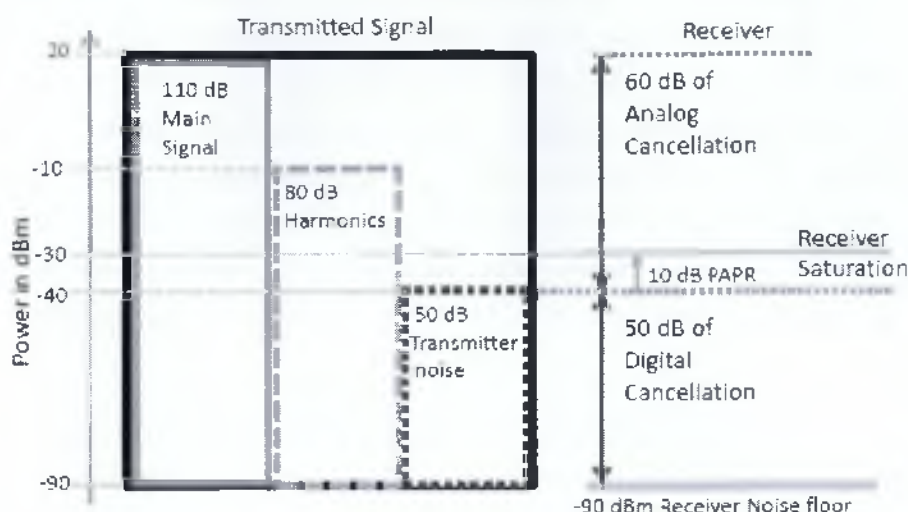
Η παραπάνω ανάλυση υποδεικνύει ότι οποιοδήποτε σύστημα full duplex πρέπει να είναι σε θέση να ακυρώνει όλες τις παραπάνω στρεβλώσεις σε σχέση με την κύρια συνιστώσα σήματος, δεδομένου ότι όλα αυτά είναι εντός της ζώνης συχνοτήτων που χρησιμοποιούμε για τη μετάδοση και την λήψη και λειτουργούν ως ισχυρή αυτο-παρεμβολή με το λαμβανόμενο σήμα.

Σε αυτή την ενότητα, θα συζητήσουμε για το πόσο ισχυρό είναι καθένα από αυτά τα συστατικά για τυπικούς πομποδέκτες, και ποιες είναι οι απαιτήσεις για την πλήρη αμφίδρομη ζεύξη. Επίσης θα αναφέρουμε όλα τα επίπεδα ισχύος των αυτο-παρεμβολών σε σχέση με το επίπεδο θορύβου του δέκτη. Ο λόγος είναι ότι για την υλοποίηση full duplex, θα πρέπει να ακυρώσουμε οποιαδήποτε αυτο-παρεμβολή αρκετά έτσι ώστε η ισχύς του πομπού να μειώνεται στο ίδιο επίπεδο με το κατώφλι του θορύβου του δέκτη. Δεν υπάρχει κανένας λόγος στην ακύρωση πέρα από αυτό το σημείο από τη στιγμή που δεν θα δούμε κανένα όφελος στο SNR του λαμβανόμενου σήματος αφού στη συνέχεια θα ακυρωθεί ούτως ή άλλως από το δέκτη στο όριο του θορύβου όπως ακριβώς είναι σήμερα στην ημιαμφίδρομη επικοινωνία.

Χρησιμοποιούμε παρόμοια πειράματα για σήματα OFDM για να σταθμίσουμε τα επίπεδα ισχύος των διαφόρων στρεβλώσεων, που φαίνονται στην αριστερή πλευρά του σχήματος 2.

Σε ένα τυπικό πομπό WiFi, χρησιμοποιώντας εύρος ζώνης 80MHz, ο δέκτης έχει ένα πάτωμα θορύβου - 90dBm (1 picowatt). Πρώτον, δεδομένου ότι το κύριο συστατικό του σήματος μεταδίδεται στα 20dBm (100mW), η αυτο-παρέμβολή από τα γραμμικά συστατικά είναι 20 - (-90) = 110dB πάνω από το δάπεδο του θορύβου του δέκτη. Δεύτερον, παρατηρήσαμε εργαστηριακά ότι οι μη-γραμμικές αρμονικές είναι στα -10dBm, ή 80dB πάνω από το δάπεδο του θορύβου του δέκτη. Τέλος, ο θόρυβος πομπού είναι σε -40dBm, ή 50dB πάνω από το δάπεδο του

θορύβου του δέκτη. Σημειώστε ότι οι αριθμοί αυτοί είναι συνεπείς με τις άλλες μελέτες μέτρησης RF όπως αναφέρονται στην βιβλιογραφία για τα πρότυπα συστήματα WiFi.



Σχήμα 4.1: Στην αριστερή πλευρά βλέπουμε το μεταδιδόμενο σήμα με τις δευτερεύουσες συνιστώσες. Στη δεξιά πλευρά βλέπουμε πώς αυτό επηρεάζει τις απαιτήσεις των αναλογικών και ψηφιακών ακυρώσεων.

Υπάρχουν τέσσερις παραδοχές από την παραπάνω ανάλυση:

1) Κάθε πλήρες σύστημα διπλής κατεύθυνσης πρέπει να παρέχει 110dB γραμμικής ακύρωσης αυτο-παρεμβολής για τη μείωση της στο πάτωμα του θορύβου του δέκτη. Αυτό θα εξασφαλίσει ότι το ισχυρότερο συστατικό (το κύριο σήμα), το οποίο είναι 110dB πάνω από το επίπεδο του θορύβου θα πρέπει να εξαλειφθεί.

2) Ένα πλήρες σύστημα διπλής κατεύθυνσης θα πρέπει να μειώσει τις μη γραμμικές αρμονικές συνιστώσες που είναι 80dB πάνω από το δάπεδο του θορύβου, έτσι ώστε κάθε πλήρης τεχνική full duplex να παρέχει τουλάχιστον 80dB μη γραμμικής ακύρωσης αυτο-παρεμβολών.

3) Ο θόρυβος του πομπού είναι από τον ορισμό θόρυβος και είναι

τυχαίως. Με άλλα λόγια, δεν μπορούμε να το συμπεράνουμε από κάθε αλγόριθμο. Ως εκ τούτου, ο μόνος τρόπος για να ακυρώσουμε το θόρυβο του πομπού είναι να πάρουμε ένα αντίγραφο από αυτό όπου παράγεται, δηλαδή στον αναλογικό στάδιο και να το ακυρώσουμε εκεί. Αυτό συνεπάγεται ότι οποιαδήποτε πλήρες σύστημα διπλής κατεύθυνσης πρέπει να έχει ένα αναλογικό στοιχείο ακύρωσης που παρέχει τουλάχιστον 50dB της αναλογικής ακύρωσης θορύβου, έτσι ώστε ο θόρυβος του πομπού να μειώνεται κάτω από το δάπεδο του θορύβου του δέκτη.

4) Ένας ακόμα περιορισμός είναι ότι η αλυσίδα των εξαρτημάτων που αποτελούν ένα πομποδέκτη λειτουργούν κορεσμένα αν το σήμα εισόδου είναι πέρα από ένα συγκεκριμένο επίπεδο που καθορίζεται από τον (analog-to-digital converter) ADC τους.

Υποθέτοντας ότι ένας μετατροπέας ADC 12 bit που συναντάμε συνήθως σε WiFi πομποδέκτες του εμπορίου, έχει μια θεωρητική δυναμική περιοχή των 72db , πράγμα που σημαίνει ότι το ισχυρότερο επίπεδο σήματος που μπορούν να εισαχθεί στο ραδιόφωνο σε σχέση με το επίπεδο θορύβου του δέκτη είναι $-90\text{dBm} + 72 = -18\text{dBm}$. Ωστόσο, στην πράξη, είναι απαραίτητο να αφήσει 2 bits περιθώριο, δηλαδή ένα ADC 12 bit πρέπει να χρησιμοποιείται σαν να είναι ένα ADC 10 bit για τη μείωση του θορύβου κβαντισμού. Έτσι, η μέγιστη στάθμη του σήματος εισόδου μπορεί να είναι $-90\text{dBm} + 60 = -30\text{dBm}$. Από το WiFi, η μεταδιδόμενη αυτο-παρεμβολή μπορεί να είναι τόσο υψηλή όσο περίπου 20dBm και λόγω αυτού ένα πλήρες full duplex σύστημα πρέπει να έχει ένα στάδιο αναλογική ακύρωσης που παρέχει 60dB της μείωσης αυτο-παρεμβολών (κρατάμε μια περαιτέρω περιθώριο 10dB για OFDM PAPR(peak to average power ratio) επειδή ακαριαία σε ένα σήμα OFDM το επίπεδο ισχύος μπορεί να αυξηθεί 10dB πάνω από το μέσο όρο της ενέργειας του σήματος).

Για να συνοψίσουμε, οποιαδήποτε full duplex σύστημα πρέπει να παρέχει 110dB της γραμμικής ακύρωσης, 80dB μη-γραμμικής ακύρωσης, και 60dB αναλογικής ακύρωσης.

4.2 Ικανοποίηση απαιτήσεων από τις μέχρι τώρα τεχνικές.

Υπάρχουν δύο επικρατώντα σχέδια: εκείνα που χρησιμοποιούν ένα επιπλέον κύκλωμα για να δημιουργήσει ένα σήμα ακύρωσης στο αναλογικό σήμα και αυτά που κάνουν μετατροπή του εκπεμπόμενου σήματος σε αναλογικό για να καταφέρουν την ακύρωση.

Και τα δύο χρησιμοποιούν ένα συνδυασμό αναλογικής και ψηφιακής ακύρωσης. Σημειώστε ότι όλα αυτά τα σχέδια χρησιμοποιούν τουλάχιστον δύο κεραίες για εκπομπή και λήψη αντί της κανονικής ενιαίας κεραίας. Σχέδια τα οποία χρησιμοποιούν ένα επιπλέον πομπό καταφέρνουν ένα συνολικό ποσό ακύρωσης των 80dB (ήμασταν σε θέση να αναπαράγουμε τα αποτελέσματά τους πειραματικά).

Από αυτό το ποσό, γύρω στα 50dB λαμβάνεται στον αναλογικό τομέα με διαχωρισμό της κεραίας και απομόνωση την απόσταση μεταξύ του TX και RX κατά περίπου 40 εκατοστά (τα σχέδια υποθέτουμε, επίσης, κάποια μορφή μεταλλικής θωράκισης μεταξύ των κεραίων TX και RX για να επιτευχθεί απομόνωση 50dB). Σημειώστε ότι αυτή η μείωση 50dB ισχύει για το σύνολο του σήματος, συμπεριλαμβανομένων των γραμμικών και μη γραμμικών συνιστωσών καθώς και ο θόρυβος πομπού δεδομένου ότι είναι καθαρή εξασθένηση του αναλογικού σήματος. Στη συνέχεια, αυτά τα σχέδια χρησιμοποιούν επίσης μια επιπλέον αλυσίδα μετάδοσης ώστε να εισάγουν ένα σήμα αντίθετο που υποτίθεται θα ακυρώνει την αυτο-παρεμβολή στην αναλογική μορφή του σήματος. Ωστόσο, το σήμα αυτό μοντελοποιεί μόνο γραμμικές συνιστώσες των αυτο-παρεμβολών και δεν μοντελοποιεί μη-γραμμικές συνιστώσες. Περαιτέρω, είναι ανέκδοτο να μοντελοποιήσει τον θόρυβο, επειδή εξ' ορισμού ο θόρυβος είναι τυχαία διαδικασία και δεν μπορεί να περιγραφεί. Συνολικά αυτό το επιπλέον στάδιο ακύρωσης παρέχει ένα άλλο σκαλοπάτι 30dB γραμμικής ακύρωσης αυτο-παρεμβολής στην καλύτερη περίπτωση. Έτσι, αυτά τα σχέδια παρέχουν 80dB γραμμικής ακύρωσης, 50dB μη-γραμμική ακύρωσης και 50dB αναλογικής ακύρωσης θορύβου, που υπολείπονται των απαιτήσεων των 30dB για τις μη-γραμμικές συνιστώσες. Ως εκ τούτου, εάν το full duplex είναι ενεργοποιημένο για συνδέσεις των οποίων το SNR για το half duplex είναι 30dB ή χαμηλότερα, τότε κανένα σήμα δεν θα μπορεί να

αποκωδικοποιηθεί. Περαιτέρω για να δούμε τυχόν βελτιώσεις της απόδοσης με πλήρη αμφίδρομη επικοινωνία, το SNR της ημι-αμφίδρομης σύνδεση θα πρέπει να είναι μεγαλύτερο από 50dB.

Ο δεύτερος σχεδιασμός παίρνει ένα αντίγραφο του μεταδιδόμενου αναλογικού σήματος και χρησιμοποιεί ένα εξάρτημα που ονομάζεται balun (ένας μετασχηματιστής) που λειτουργεί στον αναλογικό τομέα ώστε στην συνέχεια να δημιουργήσει μια τέλεια ανεστραμμένη έκδοση του σήματος. Το ανεστραμμένο σήμα στη συνέχεια συνδέεται σε ένα κύκλωμα που ρυθμίζει την καθυστέρηση και την εξασθένηση του ανεστραμμένου σήματος για να ταιριάζει με την αυτό-παρεμβολή που λαμβάνεται στην κεραία RX από την κεραία TX. Εμείς δείχνουμε πειραματικά αργότερα, ότι αυτό επιτυγχάνει μόνο 25dB αναλογικής ακύρωσης, σύμφωνα με τα αποτελέσματα της προηγούμενης εργασίας μας. Η ακύρωση είναι περιορισμένη επειδή η τεχνική αυτή είναι πολύ ευαίσθητη και απαιτεί προγραμματιζόμενες καθυστερήσεις με μεγάλη ακρίβεια και με ανάλυση τόσο ακριβή όσο 10picoseconds ώστε να ταιριάζει ακριβώς με την καθυστέρηση που υπάρχει στην αυτό-παρεμβολή από το TX προς την κεραία RX. Τέτοιες προγραμματιζόμενες καθυστερήσεις είναι εξαιρετικά δύσκολο να υλοποιηθούν στην πράξη, στην καλύτερη περίπτωση θα μπορούσαμε να βρούμε προγραμματιζόμενες καθυστερήσεις με ανάλυση των 100 με 1000picoseconds και αυτά ήταν στην πραγματικότητα αυτά που χρησιμοποιήσαμε.

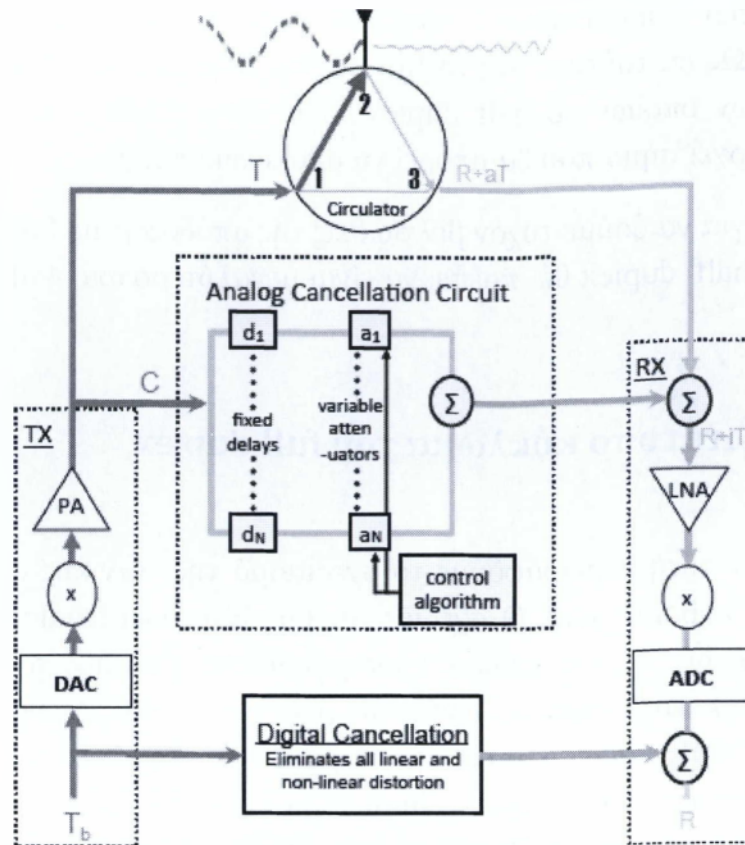
Ως εκ τούτου, το κύκλωμα ακύρωσης δεν είναι ποτέ σε θέση να αναδημιουργήσει εντελώς το ανεστραμμένο σήμα της αυτο-παρεμβολής και, ως εκ τούτου η ακύρωση περιορίζεται σε 25dB σε αναλογικό τρόπο. Ωστόσο, ο σχεδιασμός αυτός χρησιμοποιεί επίσης δύο ξεχωριστές κεραίες που χωρίζονται 20 εκατοστά για τον TX και RX και επιτυγχάνει ένα άλλο ποσό των 30dB σε αναλογική ακύρωση μέσω της απομόνωσης της κεραίας. Ως εκ τούτου, ένα σύνολο από 55dB της αυτό-παρεμβολής μείωση λαμβάνεται αναλογικά και ισχύει αυτή η ακύρωση σε όλες τις συνιστώσες σήματος (γραμμική, μη-γραμμική και θόρυβος). Το στάδιο της ψηφιακής ακύρωσης αυτού του σχεδιασμού μοντελοποιεί την γραμμική κύρια συνιστώσα σήματος και δεν μοντελοποιεί τις μη γραμμικές αρμονικές συχνότητες που συζητήσαμε παραπάνω. Έτσι διαπιστώσαμε ότι έχουμε αποκτήσει ένα κέρδος 30dB της

γραμμική ακύρωσης από την ψηφιακή σε αυτό το σχεδιασμό. Συνολικά, το δεύτερο σχέδιο παρέχει 85dB γραμμικής ακύρωσης αυτο-παρεμβολής, 55dB μη-γραμμική ακύρωσης και 55dB αναλογικής ακύρωσης θορύβου. Έτσι, ο σχεδιασμός αυτός υπολείπεται σημαντικά των απαιτήσεων των 25dB (ειδικά για το μη-γραμμικό συστατικό). Ως εκ τούτου, εάν το full duplex είναι ενεργοποιημένο για συνδέσεις των οποίων το half duplex SNR είναι 25dB ή μικρότερο, τότε δεν υπάρχει σήμα που θα μπορεί να αποκωδικοποιηθεί.

Έτσι λοιπόν για να δούμε τυχόν βελτιώσεις της απόδοσης με full duplex, το SNR του half duplex θα πρέπει να είναι μεγαλύτερο από 45dB.

4.3 Το πρωτότυπο κύκλωμα του full duplex

Στην ενότητα αυτή περιγράφουμε το σχεδιασμό της τεχνικής ακύρωσης της αυτό-παρεμβολής μας. Ο σχεδιασμός μας είναι ένα ενιαίο σύστημα κεραίας (δηλαδή η ίδια κεραία χρησιμοποιείται για την ταυτόχρονη μετάδοση και λήψη), ευρείας ζώνης (μπορεί να χειριστεί το εύρος ζώνης του WiFi 80MHz, καθώς και όλα του εύρους των συχνοτήτων LTE) και είναι πραγματικά full duplex (ακυρώνει δηλαδή όλες τις αυτό-παρεμβολές στο επίπεδο θορύβου του δέκτη). Ο σχεδιασμός είναι υβριδικός, δηλαδή, έχει τόσο αναλογικά όσο και ψηφιακά στάδια ακύρωσης. Η καινοτομία του έργου μας έγκειται στον σχεδιασμό των κυκλωμάτων ακύρωσης και αλγορίθμων, καθώς και στην απόδοσή τους. Αυτή είναι η πρώτη τεχνική που επιτυγχάνει 110dB ακύρωσης και εξαλείφει τις αυτό-παρεμβολές στο επίπεδο θορύβου.



Σχήμα 4.3: Full duplex μπλοκ διάγραμμα.

Το T_b είναι το σήμα βασικής ζώνης που νομίζουμε ότι μεταδίδεται, αλλά στην πραγματικότητα το σήμα εκπομπής είναι το T (κόκκινο). Το σήμα που προορίζεται να λαμβάνουμε είναι το σήμα R (πράσινο), ωστόσο βλέπουμε ισχυρές συνιστώσες από την πλευρά RX . Μερικά από αυτά τα κόκκινα σήματα ανεπιθύμητα διαρρέυσαν μέσω του κυκλοφορητή. Το αναλογικό κύκλωμα ακύρωσης προσπαθεί να αναδημιουργήσει ένα σήμα που να ταιριάζει με το διαρρέον σήμα παρεμβολής για την ακύρωσή του. Το ψηφιακό στάδιο της ακύρωσης εξαλείφει τυχόν υπολείμματα από τις αυτό-παρεμβολές.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

5.1 Η αναλογική ακύρωση

Έχουμε εισαγάγει ένα νέο αλγόριθμο αναλογικού κυκλώματος ακύρωσης και που παρέχει τουλάχιστον 60dB ακύρωσης των αυτό-παρεμβολών. Το Σχ. 3 δείχνει το υψηλό επίπεδο του σχεδιασμού του κυκλώματος και την αρχιτεκτονική του. Μια απλή κεραία συνδέεται προς ένα κυκλοφορητή (στη θύρα 2), η οποία είναι μια συσκευή με 3 θύρες που παρέχει περιορισμένη απομόνωση μεταξύ της θύρας 1 και θύρας 3, ενώ θα αφήσουμε τα σήματα να περνούν από διαδοχικές μεταξύ τους θύρες όπως φαίνεται στο σχήμα. 3. Το σήμα του TX τροφοδοτείται μέσω της θύρας 1, η οποία το δρομολογεί προς την κεραία που είναι συνδεδεμένη στη θύρα 2, ενώ το λαμβανόμενο σήμα από την κεραία περνά από τη θύρα 2 στην θύρα 3. Ο κυκλοφορητής δεν μπορεί εντελώς να απομονώσει την θύρα 1 και θύρα 3, έτσι αναπόφευκτα οι διαρροές του σήματος από την θύρα 1 στη θύρα 3 προκαλεί παρεμβολές προς το λαμβανόμενο σήμα. Από τα πειράματά μας, διαπιστώνουμε ότι η παρουσία του κυκλοφορητή παρέχει μόνο 15dB απομόνωσης, δηλαδή, οι παρεμβολές που διαρρέουν στο κύκλωμα RX μειώνεται μόνο κατά 15dB. Για να φτάσουμε στο κατώφλι του θορύβου, πρέπει ακόμα να παρέχουμε 95dB ακύρωσης, και τουλάχιστον 45 dB από αυτά πρέπει να έρθουν σε αναλογικό τρόπο για να εξασφαλίσουμε ότι ο θόρυβος του πομπού ακυρώνεται αρκετά και δεν υπάρχει κορεσμός στο δέκτη. Για να επιτευχθεί αυτό, χρησιμοποιούμε το νέο αναλογικό κύκλωμα ακύρωσης που θα περιγράψουμε στη συνέχεια. Σημειώστε ότι όταν αναφέρουμε την απόδοση αναλογικής ακύρωσης έχουμε συμπεριλάβει τα 15dB της μείωσης που παίρνουμε από το κυκλοφορητή για απλότητα της περιγραφής.

Το Σχ.5.3 δείχνει τη σχεδίαση του κυκλώματος της αναλογικής ακύρωσης. Εισάγουμε την Tx για να αποκτήσουμε ένα μικρό αντίγραφο του εκπεμπόμενου σήματος λίγο πριν πάει στον κυκλοφορητή. Ως εκ τούτου το εν λόγω αντίγραφο περιλαμβάνει και το θόρυβο πομπού που εισήχθη από τον Tx. Το αντίγραφο του σήματος ακολούθως διέρχεται μέσω ενός κυκλώματος το οποίο αποτελείται από παράλληλες σταθερές

γραμμές από ποικίλες καθυστερήσεις (ουσιαστικά καλώδια διαφορετικού μήκους) και ρυθμιζόμενους εξασθενητές. Οι γραμμές συνέχεια συλλέγονται και προστίθενται και αυτό το συνδυασμένο σήμα αφαιρείται από το σήμα στο μονοπάτι λήψεως.

Στην πραγματικότητα, το κύκλωμα μας παρέχει αντίγραφα του μεταδιδόμενου σήματος καθυστερημένου κατά διαφορετικά ποσά και προγραμματιστικά εξασθενημένα κατά διάφορες μεταβλητές ποσότητες. Η βασική πρόκληση είναι να συλλέξουμε τις σταθερές καθυστερήσεις, καθώς και να προγραμματίσουμε δυναμικά τους ρυθμιζόμενους εξασθενητές κατάλληλα έτσι ώστε να μεγιστοποιήσουμε την ακύρωση της αυτό-παρεμβολής. Σημειώστε ότι σε αντίθεση με προηγούμενη εργασία του σχεδιασμού μας χρησιμοποιούμε αυτήν την φορά εξαρτήματα που είναι όλα διαθέσιμα και είναι επομένως εύκολα στην κατασκευή, δεν χρειαζόμαστε εξελιγμένες υψηλής ανάλυσης προγραμματιζόμενες καθυστερήσεις που είναι δύσκολο να οικοδομήσουμε όπως στην προηγούμενη εργασία.

Ο σχεδιασμός του κυκλώματος ακύρωσης μας βασίζεται σε μια απλή αντίληψη: μπορούμε να δούμε την ακύρωση ως ένα πρόβλημα δειγματοληψίας και παρεμβολής.

Το πραγματικό σήμα αυτό-παρεμβολής έχει ιδιαίτερη καθυστέρηση και πλάτος που εξαρτάται από την καθυστέρηση d και εξασθένηση a που προκύπτει μέσω του κυκλοφορητή. Αυτό που διορατικά προσπαθούμε να καταφέρουμε είναι ότι θα πρέπει να πάρει τις σταθερές καθυστερήσεις στο κύκλωμα ακύρωσης μας έτσι ώστε να πλαισιώνουν και να ισοσκελίζουν την καθυστέρηση του σήματος των αυτό-παρεμβολών μέσω του κυκλοφορητή. Έτσι, αν έχουμε N σταθερές γραμμές καθυστέρησης, $N / 2$ από τις εν λόγω γραμμές πρέπει να τοποθετούνται σε ίσα απέχοντα διαστήματα τα οποία να έχουν καθυστερήσεις που να είναι μικρότερες από την καθυστέρηση της αυτό-παρεμβολής d , και εμείς πρέπει να κάνουμε το ίδιο και για το άλλο μισό των καθυστερήσεων, αλλά μεγαλύτερα από d .

Στην πράξη είναι δύσκολο να γνωρίζουμε την ακριβή τιμή του d , δεδομένου ότι είναι μια συνάρτηση του τρόπου με τον οποίο το κύκλωμα λειτουργεί μαζί, αλλά μπορούμε πάντα να βρούμε το εύρος πάνω στο οποίο λειτουργεί και να τοποθετήσουμε τις σταθερές καθυστερήσεις μας έξω από αυτό το εύρος τιμών για κάθε πλευρά.

5.2 Είδη στιγμιότυπων του σήματος

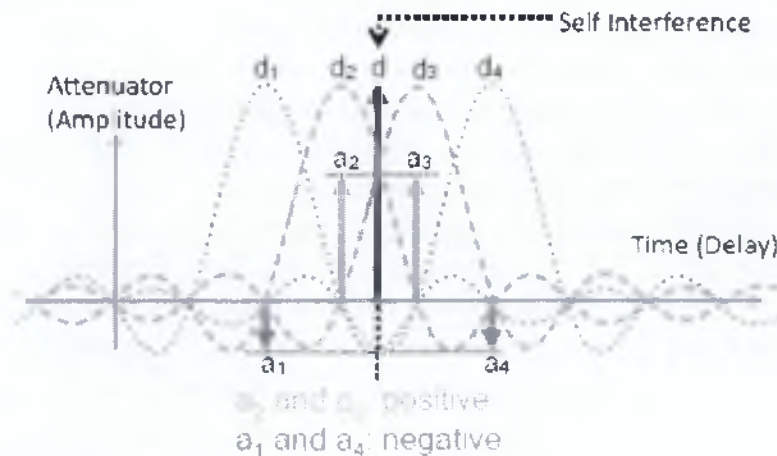
Σε αυτό το στάδιο έχουμε προωθημένα και καθυστερημένα αντίγραφα του μεταδιδόμενου σήματος αυτό-παρεμβολής οπότε πώς θα μπορούσαμε να τα χρησιμοποιήσουμε για να προσεγγίσουμε την πραγματική τιμή της αυτό-παρεμβολής σε κάποια ενδιάμεση στιγμή; Αν πάμε ένα βήμα πίσω, θα δούμε ότι αυτό είναι ουσιαστικά ένα πρόβλημα παρεμβολής, παρόμοια με την ψηφιακή δειγματοληψία Nyquist. Στη ψηφιακή δειγματοληψία Nyquist, έχουμε διακριτά δείγματα του σήματος σε ένα χρονικό διάστημα ίσο με το αντίστροφο της συχνότητας δειγματοληψίας. Το θεώρημα Nyquist μας λέει ότι η δειγματοληψία (στο ρυθμό Nyquist) δεν χάνει τις πληροφορίες, με άλλα λόγια μπορεί πάντα να ανασυνθέσει το σήμα σε οποιαδήποτε στιγμή ως ένα γραμμικά σταθμισμένο συνδυασμό των δειγμάτων που λαμβάνονται πριν και μετά τη στιγμή κατά την οποία θέλουμε να αναδημιουργήσουμε. Τα βάρη ή οι τιμές του γραμμικού συνδυασμού μπορούν να προσδιοριστούν χρησιμοποιώντας ένα πρότυπο αλγόριθμο που ονομάζεται sinc interpolation. Η βασική ιδέα είναι ότι μπορούμε να επικαλύψουμε τους παλμούς σε κάθε δειγματοληψία στιγμιαία και να υπολογίσουμε την τιμή της αξίας του ημιτονοειδούς παλμού κατά τη χρονική στιγμή t όπου θέλουμε να αναδημιουργήσουμε το σήμα. Επαναλαμβάνουμε αυτό τον αλγόριθμο για κάθε δείγμα ώστε να καθορίσουμε την αντίστοιχη τιμή που αναλογεί στο καθένα. Το μέγεθος του σήματος σε χρόνο t δίνεται κατόπιν από τον γραμμικό συνδυασμό όλων των δειγμάτων με τα βάρη που υπολογίζονται από το τέχνασμα sinc όπως συζητήθηκε παραπάνω.

Το αναλογικό κύκλωμα ακύρωσης μας ουσιαστικά εφαρμόζει την ίδια τεχνική δηλαδή σε κάθε στιγμή έχουμε αντίγραφα του σήματος σε διαφορετικές ίσα-απέχουσες καθυστερήσεις σαν δηλαδή την ψηφιακή δειγματοληψία προγραμματισμένοι εξασθενητές ουσιαστικά λειτουργούν ως τα βάρη που πρέπει να εφαρμόζονται στο γραμμικό συνδυασμό για την ανοικοδόμηση. Παρόμοια με την ψηφιακή δειγματοληψία, εμείς πρέπει να εκτιμήσουμε την αυτό-παρεμβολή σε μια στιγμή d που βρίσκεται κάπου μεταξύ αυτών των σταθερών καθυστερήσεις d_1, \dots, d_N , όπως φαίνεται στο Σχ.5.1. Για να το κάνουμε αυτό, τα βάρη για κάθε δείγμα, δηλαδή, η αξία της εξασθένησης που θα πρέπει να θέσουμε σε κάθε γραμμή i είναι ίση με την τιμή που ο sinc παλμός επικεντρώνεται στην σταθερή καθυστέρηση d_i σε ένα στιγμιαίο d . Αν ρυθμίσουμε τους εξασθενητές για κάθε γραμμή καθυστέρησης με αυτές τις αξίες, τότε θα είμαστε σε θέση να ανακατασκευάσουμε πλήρως την αυτοπαρεμβολή. Το

Σχ.5.4 δείχνει αυτόν τον αλγόριθμο οπτικά σε δράση.

Στην πράξη, ωστόσο, υπάρχει μια σημαντική διαφορά με την ψηφιακή δειγματοληψία. Στον ψηφιακό τρόπο, μπορούμε να πάρουμε γραμμικούς συνδυασμούς ενός πολύ μεγάλου αριθμού δειγμάτων από την στιγμή που η μνήμη είναι ουσιαστικά ελεύθερη. Για να το κάνουμε αυτό σε αναλογικό τρόπο θα χρειαζόμασταν έναν αντίστοιχα μεγάλο αριθμό γραμμών καθυστέρησης. Στην πράξη, αυτό δεν είναι δυνατό για διάφορους λόγους, που κυμαίνονται από περιορισμούς χώρου για την κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας στις ηλεκτρομαγνητικές ακτινοβολίες. Βασική παράδοση μας είναι ότι στην παρεμβολή, τα δείγματα που μας νοιάζουν περισσότερο είναι αυτά που είναι πιο κοντά στην χρονική στιγμή t κατά την οποία το σήμα είναι υπό ανακατασκευή. Διαισθητικά, η αξία ενός σήματος σε πολύ περισσότερο / λιγότερο από το χρόνο από ότι το t δεν πρέπει να επηρεάζει την αξία του σήματος σε t . Αυτό αντικατοπτρίζεται στο γεγονός ότι τα βάρη στον γραμμικό συνδυασμό για αυτά τα επιπλέον δείγματα είναι σχεδόν μηδενικά. Αυτό επιτρέπει επομένως στο αναλογικό κύκλωμα μας να χρησιμοποιεί ένα μικρό αριθμό γραμμών καθυστέρησης και να εξακολουθεί να προσεγγίζει την αυτό-παρεμβολή αρκετά καλά. Δείχνουμε σε μετέπειτα κεφάλαιο ότι δεκαέξι γραμμές καθυστέρησης είναι επαρκές αριθμός για την προσέγγιση του σήματος αυτό-παρεμβολής που διαρρέει μέσω του κυκλοφορητή.

Περαιτέρω, εμείς θα δείξουμε πως η αναλογική ακύρωση μας προσφέρει τουλάχιστον 60dB ακύρωσης που υπερβαίνει κατά πολύ τις απαιτήσεις που έχουμε θέσει.



Σχήμα 5.1:

Αυτό το σχήμα δείχνει πώς μπορούμε να αναδημιουργήσουμε το σήμα

αυτό-παρεμβολής που βρίσκεται σε μια στιγμιαία χρονική στιγμή d , τοποθετημένο μεταξύ των σταθερών γραμμών καθυστέρησης d_i . Η αξία του εξασθενητή a_i για καθυστέρηση d_i δίνεται από την τιμή που λαμβάνεται από τον αλγόριθμο sinc και επικεντρώνεται στο d_i .

5.3 Το στάδιο της ψηφιακής ακύρωσης

Ο στόχος της ψηφιακής ακύρωσης είναι να καθαρίσουμε τυχόν υπόλοιπα αυτό-παρεμβολών. Υποθέτοντας ότι η αναλογική ακύρωση παρέχει 60dB, η ψηφιακή ακύρωση πρέπει να ακυρώσει τη γραμμική κύρια συνιστώσα σήματος κατά ένα ποσό των 50dB ακόμα και τις μη γραμμικές συνιστώσες κατά 20dB ακόμα. Απευθυνόμαστε σε κάθε ένα από αυτά τα συστατικά ξεχωριστά.

5.3.1 Ακύρωση Γραμμικών Συνιστωσών

Το πρώτο μέρος της ψηφιακής ακύρωσης εξαλείφει την εναπομένουσα γραμμική συνιστώσα της αυτό-παρεμβολής. Αυτό αποτελείται από το κυρίως μεταδιδόμενο σήμα που διαρρέει πάνω από τον κυκλοφορητή μετά την αναλογική ακύρωση, καθώς και τυχόν καθυστέρηση από τις αντανakλάσεις του σήματος από το περιβάλλον. Οι αντανakλάσεις, εμφανίζονται επίσης καθυστερημένες και εξασθενημένες κατά διαφορετικές άγνωστες ποσότητες.

Η βασική ιδέα είναι ότι αυτό το μέρος της αυτό-παρεμβολής μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν μία γραμμική συνάρτηση του μεταδιδόμενου σήματος, όπως την ξέρουμε στον ψηφιακό τρόπο (υπενθυμίζοντας ότι γνωρίζουμε τα δείγματα του μεταδιδόμενου πακέτου). Επειδή λοιπόν γνωρίζουμε τα δείγματα του συνόλου του πακέτου που μεταδόθηκε, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τα μελλοντικά δείγματα για να εκτιμηθεί η αυτοπαρεμβολή κατά την τρέχουσα στιγμή. Με άλλα λόγια, το δείγμα $y[n]$ που ελήφθη σε οποιοδήποτε στιγμή μπορεί να μοντελοποιηθεί ως γραμμικός συνδυασμός των μέχρι k δειγμάτων του γνωστού εκπεμπόμενου σήματος $x[n]$ πριν και μετά την στιγμιαία χρονική στιγμή n . Η παράμετρος k επιλέγεται εμπειρικά και είναι μία συνάρτηση της ποσότητας της μνήμης στο κανάλι. Έτσι μπορούμε να γράψουμε την εξίσωση ως εξής:

$$y[n] = x[n-k]h[k] + x[n-k+1]h[k-1] + \dots + x[n+k-1]h[-k+1] + w[n]$$

όπου $h[k] \dots h[-k + 1]$ αντιπροσωπεύει τις εξασθενήσεις που εφαρμόζονται από το κανάλι στο μεταδιδόμενο σήμα, και $w[n]$ είναι ο θόρυβος κατωφλίου του δέκτη. Πώς όμως μπορούμε να εκτιμήσουμε τους συντελεστές $h[n]$; Αξιοποιούμε το γεγονός ότι οι περισσότερες ασύρματες μεταδόσεις έχουν γνωστό προοίμιο πακέτων (π.χ. το WiFi χρησιμοποιεί ένα προοίμιο δύο γνωστών συμβόλων OFDM κατά την έναρξη του πακέτου). Υποθέτουμε ότι τα δείγματα που αντιπροσωπεύουν το προοίμιο είναι $x_{pr}[n]$. Υποθέτουμε ότι τα λαμβανόμενα δείγματα που αντιστοιχούν στο προοίμιο είναι $y[0] \dots y[n]$. Στη συνέχεια, οι παραπάνω εξισώσεις του καναλιού μπορούν να γραφτούν ειδικά για το προοίμιο ως εξής:

$$y = Ah + w$$

όπου το A είναι μια μήτρα Toeplitz $x_{pr}[n]$. Θα ισχύει τότε

$$A = \begin{pmatrix} x_{pr}(-k) & \dots & x_{pr}(0) & \dots & x_{pr}(k-1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{pr}(n-k) & \dots & x_{pr}(n) & \dots & x_{pr}(n+k-1) \end{pmatrix}.$$

Στόχος μας είναι να βρούμε μια εκτίμηση της μέγιστης πιθανοφάνειας του διανύσματος h . Σημειώστε ότι ο πίνακας A είναι γνωστό εκ των προτέρων αφού γνωρίζουμε τις τιμές των δειγμάτων προοιμίου. Ως εκ τούτου, μπορεί να προ-υπολογιστεί. επιπροσθέτως, γνωρίζουμε από προηγούμενες μελέτες ότι οι συντελεστές για το παραπάνω πρόβλημα μπορεί να υπολογιστεί πολλαπλασιάζοντας με το i -στο λαμβανόμενο δείγμα του προοιμίου, καθώς τα δείγματα φθάνουν διαδοχικά ως εξής:

$$h = \sum (y_i a_i)$$

όπου a_i είναι η i -οστή στήλη του ψευδó αντιστρόφου της μήτρας A . Έτσι ο αλγόριθμος εκτίμησης μας υπολογίζει τις γραμμικές παραμορφώσεις που το μεταδιδόμενο κύριο σήμα υπέστη για κάθε πακέτο, και είναι ικανό να προσαρμόζεται δυναμικά στο περιβάλλον.

5.3.2 Ακύρωση των μη Γραμμικών Συνιστωσών

Η δεύτερη διαδικασία για την ψηφιακή ακύρωση είναι να εξαλειφθούν τα εναπομείναντα μη-γραμμικά συστατικά των οποίων η ισχύς είναι περίπου 20dB μετά την μείωση από 60dB λόγω της αναλογικής ακύρωσης. Ωστόσο, είναι αρκετά δύσκολο να μαντέψει την ακριβή μη-γραμμική συνάρτηση που ένας πομπός μπορεί να εφαρμόζει προς το μεταδιδόμενο σήμα βασικής ζώνης. Αντ' αυτού, χρησιμοποιούμε ένα γενικό μοντέλο για να προσεγγίσουμε την μη γραμμική λειτουργία χρησιμοποιώντας ανάπτυγμα σε σειρά Taylor (καθώς αυτό είναι ένα πρότυπο για να μοντελοποιήσουμε μη γραμμικές λειτουργίες). Έτσι, το σήμα που μεταδίδεται μπορεί να γραφεί ως:

$$y(t) = \sum_m a_m x_p(t)^m$$

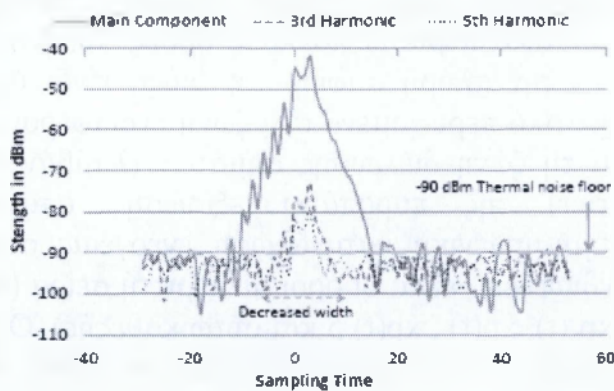
όπου $X_p(t)$ είναι το ιδανικό ζωνοπερατό αναλογικό σήμα για την ψηφιακή αναπαράσταση της $x(n)$ που γνωρίζουμε. Το παραπάνω γενικό μοντέλο περιέχει πολλούς όρους, αλλά οι μόνοι που έχουν σημασία για την πλήρη αμφίδρομη ζεύξη είναι όροι που έχουν μη μηδενική συχνοτικό περιεχόμενο στη ζώνη ενδιαφέροντος. Με μια μικρή ανάλυση για τη ζώνη διέλευσης σημάτων (λαμβάνοντας το μετασχηματισμό Fourier) της παραπάνω εξίσωσης αποκαλύπτει ότι οι μόνοι όροι με μη-μηδενική κατανάλωση ενέργειας στη ζώνη συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει είναι οι όροι με περιττή σειρά (δηλαδή, οι όροι που περιέχουν $x_p(t)$, $x_p(t)^3$, $x_p(t)^5$ και ούτω καθεξής). Ο πρώτος όρος που είναι η γραμμική συνιστώσα, δηλαδή οι όροι για την $X_p(t)$ είναι φυσικά ο ένας που αντιστοιχεί στο κύριο σήμα και εκτιμάται και ακυρώνεται χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο που συζητήθηκε στην προηγούμενη ενότητα. Σε αυτή την ενότητα, θα εστιάσουμε μόνο στο ανώτερης δύναμης όρους. Ως εκ τούτου, μπορούμε το παραπάνω μοντέλο να το γράψουμε στην ψηφιακή αναπαράσταση ως:

$$y(n) = \sum_{m \in \text{odd terms}, n=k, \dots, k} x(n) |x(n)|^{m-1} * h_m(n)$$

όπου $h_m[n]$ είναι το βάρος του όρου που θέτει το σήμα σε δύναμη m και είναι η μεταβλητή που θα πρέπει να υπολογίζεται για την ακύρωση και k είναι ο αριθμός των δειγμάτων στο παρελθόν και το μέλλον που

επηρεάζουν σημαντικά την τιμή του σήματος σε μια στιγμή n .

Για την εκτίμηση αυτών των συντελεστών, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το ίδιο προοίμιο για το WiFi πρότυπο. Το προοίμιο του WiFi είναι δύο OFDM σύμβολα μήκους 8μs, και υποθέτοντας ένα ποσοστό δειγματοληψίας των 160MHz, που αποτελείται από ένα σύνολο 1280 ψηφιακών δειγμάτων στο ρυθμό δειγματοληψίας του Nyquist. Ωστόσο, αν εξετάσουμε την παραπάνω εξίσωση, ο αριθμός των μεταβλητών $h_m [n]$ που χρειάζεται να υπολογίσουμε είναι μία συνάρτηση του $2k$ (δηλαδή, κατά τί ποσό επηρεάζεται το σήμα μας από παρεμβολές). Ένα απλό μοντέλο υποθέτοντας ότι μόνο ο 1, 3, 5, 7, 9, 11^{ος} όρος έχει σημασία για τον υπολογισμό, και ότι μέχρι 128 δείγματα επηρεάζουν την αυτό-παρεμβολή τότε απαιτείται από εμάς να εκτιμήσουμε $128 \cdot 2 \cdot 6 = 1536$ μεταβλητές χρησιμοποιώντας 1280 εξισώσεις. Σαφώς, αυτό βέβαια θα αυξήσει σημαντικά το θόρυβο στο επίπεδο κατωφλίου.



Σχήμα 5.2: Η ισχύς του σήματος των διαφόρων αρμονικών που συνθέτουν το μεταδιδόμενο σήμα. Σημειώστε ότι οι υψηλότερης τάξης αρμονικές είναι πολύ ασθενέστερες σε σχέση με την κύρια συνιστώσα και ως εκ τούτου, τυχόν αντανακλάσεις αυτών των αρμονικών πρέπει να είναι αρκετά στενές σε απόσταση και σε χρόνο για να είναι ισχυρότερες από ότι το επίπεδο θορύβου του δέκτη.

Στην πράξη βρήκαμε εμπειρικά ότι πολλές από αυτές τις μεταβλητές δεν έχουν σημασία, καθώς η αξία τους είναι μηδέν συνήθως. Ο λόγος είναι ότι όροι υψηλότερης τάξης έχουν αντίστοιχα χαμηλότερη ισχύ, δεδομένου ότι δημιουργούνται από την ανάμιξη πολλαπλών όρων κατώτερης τάξης και κάθε ανάμιξη μειώνει την ισχύ. Έτσι, ο 7ος όρος έχει μικρότερη ισχύ από τον 5ο που αυτός με την σειρά του έχει

μικρότερη ισχύ από τον 3ο. Το Σχ. 5.2 δείχνει μια γραφική παράσταση της δύναμης της του κυρίου σήματος και των υψηλότερης τάξης μη-γραμμικών όρων σε σχέση με το επίπεδο θορύβου δέκτη. Όπως μπορούμε να δούμε οι όροι υψηλότερης τάξης έχουν ασθενέστερη δύναμη σε σχέση με το κύριο σήμα, και, κατά συνέπεια οι συνιστώσες της πολλαπλής διαδρομής τους διασπώνται επίσης γρήγορα κάτω από το επίπεδο θορύβου του δέκτη και πολύ λιγότερα από 128 δείγματα από το παρελθόν και το μέλλον έχουν αντίκτυπο στην αρμονική συνιστώσα σε κάποια στιγμή. Βρίσκουμε εμπειρικά ότι για εσωτερικά συστήματα WiFi συνολικά μόνο 224 τέτοιες μεταβλητές είναι όλα όσα χρειαζόμαστε για να γίνει εκτίμηση το οποίο μπορούμε εύκολα να επιτευχθεί με τη χρήση του προοιμίου WiFi.

Ως εκ τούτου, ο αλγόριθμος ψηφιακή ακύρωσης υπολογίζει όλους αυτούς τους συντελεστές χρησιμοποιώντας το προοίμιο WiFi και το εφαρμόζει για να αναδημιουργήσει τις αρμονικές και να τις ακυρώσει. Η μέθοδος για την εκτίμηση των συντελεστών είναι η ίδια με εκείνη που χρησιμοποιείται στο γραμμικό ψηφιακό βήμα ακύρωσης αλλά η μήτρα A σχηματίζεται χρησιμοποιώντας τις ανώτερης τάξης των δειγμάτων προοιμίου.

5.3.3 Πολυπλοκότητα

Η πολυπλοκότητα της ψηφιακής ακύρωσης είναι η ίδια με την επίλυση 1,280 γραμμικών εξισώσεων με 224 αγνώστους. Ωστόσο η μήτρα η οποία σχηματίζει τις γραμμικές εξισώσεις είναι γνωστή εκ των προτέρων (αυτή είναι το γνωστό τέχνασμα του προοιμίου όπως συζητήθηκε παραπάνω). Έτσι λοιπόν και το ψευδό-αντίστροφο αυτής της μήτρας μπορεί να προ-υπολογιστεί και να αποθηκευτεί. Έτσι, η πολυπλοκότητα της ψηφιακής ακύρωσης μειώνεται σε $O(W)$ πολλαπλασιασμούς. Ο σχεδιασμός είναι επομένως σχετικά απλός να υλοποιηθεί και μπορεί να πραγματοποιηθεί αποτελεσματικά σε hardware.

5.4 Δυναμική Προσαρμογή της Αναλογικής Ακύρωσης

Για να παρέχουμε μια ισχυρή σύνδεση full duplex, πρέπει να διασφαλίσουμε ότι υπάρχει επαρκής ακύρωση που να οδηγεί σε μείωση της αυτό-παρεμβολής στο επίπεδο θορύβου κατωφλίου ακόμη και όταν πράγματα όπως το περιβάλλον, η ισχύς μετάδοσης, η θερμοκρασία και άλλες τέτοιες παράμετροι αλλάζουν. Αυτές οι αλλαγές

σαφώς μειώνουν την ακύρωση που θα επιτευχθεί με κάθε στατική ρύθμιση, δεδομένου ότι αλλάζουν τις στρεβλώσεις που επιβάλλονται από την αυτό-παρεμβολή. Η ψηφιακή ακύρωση μπορεί να αντιμετωπίσει αυτό το πρόβλημα, δεδομένου ότι εκτιμά κατ' ουσίαν αυτές τις στρεβλώσεις ανά-πακέτο, ωστόσο η αναλογική ακύρωση θα μπορούσε να υποβαθμιστεί και ως εκ τούτου η απόδοση συνολικά να μπορούσε να επιδεινωθεί. Σε αυτό το τμήμα, περιγράφουμε πώς μπορούμε γρήγορα να συντονίσουμε το αναλογικό κύκλωμα να παράσχει την απαιτούμενη ποσότητα της ακύρωσης (60dB τουλάχιστον). Ο στόχος της ρύθμισης είναι να πάρει τις τιμές εξασθένησης a_1, \dots, a_N έτσι ώστε οι αυτό-παρεμβολές να ελαχιστοποιούνται. Πιο επίσημα, ισχύει

$$\min_{a_1, \dots, a_N} (y(t) - \sum_{i=1}^N a_i c(t - d_i))^2$$

όπου $C(t)$ είναι το σήμα αναφοράς που περνάει από το μονοπάτι μεταδόσεως, $y(t)$ είναι η αυτό-παρεμβολή, d_1, \dots, d_N είναι οι καθυστερήσεις που συνδέονται με τους κυκλοφορητές όπως φαίνεται στο Σχ.4. 3. Μια απλή και προφανής τεχνική για την επίλυση του παραπάνω προβλήματος στην πράξη είναι ένας επαναληπτικός αλγόριθμος κλίσης καθόδου, ο οποίος έχει επίσης χρησιμοποιηθεί σε προηγούμενες μελέτες full duplex για να συντονίσουν οι ερευνητές το δικό τους αναλογικό σύστημα ακύρωσης. Ωστόσο, βρήκαμε ότι ο αλγόριθμος αυτός είναι εξαιρετικά αργός (απαιτεί περίπου 40ms) λόγω του μεγαλύτερου αριθμού των μεταβλητών (16) που θα πρέπει να υπολογίζουμε στο σχεδιασμό μας, σε αντίθεση με προηγούμενες μελέτες. Αυτό είναι μια απαράδεκτη επιβάρυνση, αφού διαπιστώνουμε εμπειρικά ότι εμείς θα πρέπει να συντονίσουμε ξανά την αναλογική μας ακύρωση φ κάθε 100 ms κατά μέσο όρο σε κάθε εφαρμογή μας. Έτσι, λαμβάνοντας τα 40ms για να συντονιστούμε συνεπάγεται επιβάρυνση 40%. Καίρια συμβολή μας εδώ είναι μια προσέγγιση που λύνει το πρόβλημα συντονισμού στο πεδίο της συχνότητας. Η ιδέα είναι ότι η αυτό-παρεμβολή $y(t)$ μπορεί να μοντελοποιηθεί στο πεδίο των συχνοτήτων ως συνάρτηση του σήματος $c(t)$ ως:

$$Y(f) = H(f)C(f)$$

όπου $H(f)$ είναι η αναπαράσταση του πεδίου των συχνοτήτων της παραμόρφωσης που εισήχθη από τον κυκλοφορητή, την κεραία και το περιβάλλον και $C(f)$ είναι η αναπαράσταση του πεδίου συχνοτήτων του αντληθέντος σήματος. Υπενθυμίζουμε ότι το αντληθέν σήμα είναι ουσιαστικά ένα αντίγραφο του μεταδιδόμενου σήματος εισόδου στον κυκλοφορητή, εξ ου και η παραπάνω εξίσωση μπορεί να γραφτεί σε όρους του αντληθέντος σήματος. Αυτή η απόκριση συχνότητας $H(f)$ είναι πιο εύκολο να μετρηθεί, είναι ουσιαστικά ένας FFT του καναλιού της αυτό-παρεμβολής, το οποίο μπορεί να μετρηθεί χρησιμοποιώντας το προοίμιο WiFi. Στην πραγματικότητα το πρότυπο OFDM κάνει ακριβώς αυτό, είναι η εκτίμηση της κύριας συχνότητας του καναλιού χρησιμοποιώντας το προοίμιο και τα πιλοτικά σύμβολα. Ο στόχος του προβλήματος βελτιστοποίησης είναι στη συνέχεια να πάρει τέτοιες τιμές από τον εξασθενητή ώστε η συνολική απόκριση στο πεδίο των συχνοτήτων του κυκλώματος ακύρωσης να προσεγγίζει την $H(f)$ όσο το δυνατόν περισσότερο. Έτσι, το παραπάνω πρόβλημα βελτιστοποίησης μπορεί να επαναδιατυπωθεί ως:

$$\min_{\{a_i\}} (H(f) - \sum_{i=1}^N H_i^{a_i}(f))^2$$

όπου, $H_i(f)$ είναι η απόκριση συχνότητας για τη γραμμή καθυστέρησης i για ρύθμιση της εξασθένησης των a_i .

Πώς μπορούμε να λύσουμε αυτό το πρόβλημα;

Το πρόβλημα έχει 2 μέρη. Πρώτον, πρέπει να βρούμε την απόκριση συχνότητας κάθε γραμμής καθυστέρησης του κυκλώματος της ακύρωσης για κάθε τιμή εξασθένησης και δεύτερον, τη στιγμή που έχουμε την απόκριση συχνότητας του καναλιού της αυτό-παρεμβολής $H(f)$, θα πρέπει να ψάξετε στο χώρο την κάθε πιθανή τιμή εξασθένησης για κάθε γραμμή καθυστέρησης (εξασθενητή), για να καταλήξει σε αυτήν με την καλύτερη δυνατή λύση στο πρόβλημα βελτιστοποίησης. Κάθε γραμμή καθυστέρησης μπορεί να λάβει 128 διαφορετικές τιμές εξασθένησης, και υπάρχουν 16 γραμμές καθυστέρησης, έτσι συνολικά

έχουμε $128^{16} = 2112$ τιμές, μια υπολογιστικά ακριβής αναζήτηση.

5.5 Μοντελοποίηση της απόκρισης συχνότητας των γραμμών καθυστέρησης

Η μέτρηση της απόκρισης συχνότητας των επιμέρους γραμμών καθυστέρησης είναι πολύ δύσκολη. Ολόκληρο το κύκλωμα είναι καλά συνδεδεμένο, έτσι ώστε η ατομική καθυστέρηση κάθε γραμμής να είναι αδύνατη. Μία καίρια παρατήρηση, είναι αν μπορούμε να μετρήσουμε την απόκριση συχνότητας κάθε γραμμής καθυστέρησης σε μία τιμή εξασθένησης. Τότε από το τεχνικό φυλλάδιο (datasheet) του εξασθενητή (αναφέρεται ως S και αφορά μετρήσεις της απόκρισης συχνότητας μεταξύ διαφορετικών θυρών μιας συσκευής) μπορούμε να το χρησιμοποιήσουμε για τον υπολογισμό της συχνότητας απόκρισης της γραμμής καθυστέρησης για όλες τις τιμές εξασθένησης. Η παράμετρος S δεδομένων παρέχει τη σχετική αλλαγή στην απόκριση συχνότητας με την αλλαγή της τιμής του εξασθενητή.

Για τον υπολογισμό της απόκρισης συχνότητας σε αυτό το αρχικό σημείο, χρησιμοποιούμε την εξής τέχνασμα. Θέτουμε τους εξασθενητές για όλα τις γραμμές στην υψηλότερη ρύθμιση εξασθένησης τους, εκτός από το ένα που μετριέται. Η ιδέα είναι να μιμηθεί ουσιαστικά έναν πίνακα, όπου καμία από τις γραμμές καθυστέρησης, εκτός από αυτή που μετράται, να αφήσει οποιοδήποτε σήμα να περάσει μέσα. Η υψηλότερη τιμή εξασθένησης προσεγγίζει αυτήν την ρύθμιση, αλλά δεν το επιτυγχάνει πλήρως αυτό, ως εκ τούτου, έχουμε εφαρμόσει μία μέθοδο ελαχίστων τετραγώνων που να ταιριάζει σε μια πιο ακριβή απόκριση (συλλογή περισσότερων δεδομένων για τις διάφορες εξασθενήσεις για αυτή τη γραμμή καθυστέρησης, διατηρώντας τις υπόλοιπες στην υψηλότερη ρύθμιση εξασθένησης). Τότε, η απόκριση συχνότητας αυτής της γραμμής καθυστέρησης μπορεί να υπολογιστεί για όλες τις 128 τιμές εξασθένησης. Επαναλαμβάνουμε αυτή τη διαδικασία για όλες τις γραμμές καθυστέρησης στο κύκλωμα. Σημειώστε ότι όλα αυτά πρέπει να γίνουν μία φορά και να αποθηκευτούν, δεδομένου ότι

αυτή η απόκριση συχνότητας της γραμμής καθυστέρησης και εξασθένησης είναι ανεξάρτητη από το περιβάλλον ή άλλη αλλαγή των παραμέτρων.

5.6 Αλγόριθμος Βελτιστοποίησης:

Τώρα για να βρούμε πραγματικά τις ρυθμίσεις απόσβεσης σε πραγματικό χρόνο για την βελτιστοποίηση της ακύρωσης, χρησιμοποιούμε τον ακόλουθο αλγόριθμο.

Βήμα 1^ο : Μετράμε την απόκριση συχνότητας της αυτό-παρεμβολής χρησιμοποιώντας το προοίμιο WiFi. Αυτό είναι σχετικά απλό, αφού έχουμε δύο OFDM σύμβολα και ως μέρος της αποκωδικοποίησης μπορούμε να εκτελέσουμε έναν FFT για να μετρηθεί η απόκριση συχνότητας.

Βήμα 2^ο : Λύνουμε το πρόβλημα βελτιστοποίησης στο πεδίο της συχνότητας εισάγοντας τα δεδομένα σε ένα γραμμικό πρόγραμμα και στη συνέχεια χρησιμοποιήστε τυχαία στρογγυλοποίηση για να βρεθεί μια λύση για τις ρυθμίσεις εξασθένησης, η οποία επιτυγχάνει την απαιτούμενη ακύρωση των 60dB. Η διαίσθηση πίσω από τον αλγόριθμο είναι ότι μειώνει το χώρο αναζήτησης των τιμών εξασθένησης σε ένα πολυώνυμο σε σύγκριση με τον εκθετικό χώρο αναζήτησης. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ψάχνουμε για ένα σημείο που παρέχει την απαραίτητη ακύρωση, αντί του βέλτιστου σημείου. Σημειώστε όλες οι παραπάνω υπολογισμοί γίνονται από πριν και υλοποιούνται με το μοντέλο απόκρισης συχνότητας. Ουσιαστικά το μοντέλο χρησιμοποιείται για την αναζήτηση της συχνότητας απόκρισης του κυκλώματος, για οποιονδήποτε συνδυασμό των τιμών του εξασθενητή.

Κατά συνέπεια, η εφαρμογή αλγορίθμου offline είναι εξαιρετικά γρήγορη. Μια μη βελτιστοποιημένη εφαρμογή C ++ διαρκεί λιγότερο από 1 δευτερόλεπτο για να υλοποιηθεί.

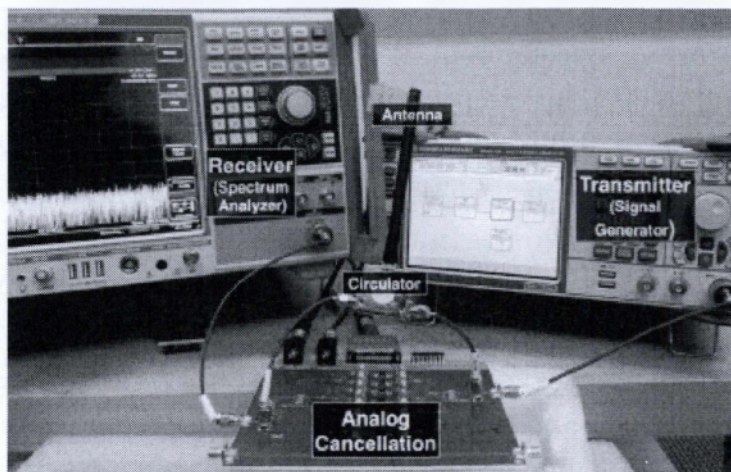
Στην πράξη, διαπιστώνουμε ότι η λύση που υπολογίστηκε παραπάνω αποδίδει μια αναλογική ακύρωση 45- 50dB λόγω κατασκευαστικών προδιαγραφών του εξασθενητή (τα δεδομένα παραμέτρων S που παρέχονται είναι ακριβείς κατά 2%, έτσι κάθε εξασθενητής έχει την δική του απόκριση που είναι διαφορετική από το πρότυπο δεδομένων). Για την περαιτέρω βελτίωση της ακύρωσης, χρησιμοποιούμε ένα επιπλέον

βήμα επαναλήψεων καθοδικής κλίσης που συνήθως παίρνει αρκετές εκατοντάδες επαναλήψεις, ωστόσο εδώ δεδομένου ότι ξεκινάμε την μέτρηση από ένα πολύ πιο ακριβές σημείο εκκίνησης η κλίση καθόδου συγκλίνει στο απαιτούμενο σημείο σε 10-12 επαναλήψεις. Έτσι, στη χειρότερη περίπτωση, θα δείξει πειραματικά ότι ο αναλογικός συντονισμός ακύρωσης μπορεί να πάρει περίπου 900-1000μs.

Υποθέτοντας ότι έχουμε κάνει μια τέτοια ρύθμιση που να χρειάζεται μία φορά κάθε 100 ms (η οποία είναι ό, τι χρειάζεται στην πλατφόρμα δοκιμών μας), αυτό αντιπροσωπεύει λιγότερο από το 1% overhead γενικά για τη ρύθμιση.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

6.1 Η ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΥΠΟΥ FULL DUPLEX



Σχήμα 6: Πειραματικό set-up του full duplex πομποδέκτη μας

Το Σχ. 6 δείχνει το πρωτότυπο ενός ενιαίου full duplex πομποδέκτη. Για την εφαρμογή αυτή σχεδιάσαμε τη δική μας πλακέτα αναλογικού κυκλώματος για ακύρωση και την ενσωματώσαμε με τα ήδη υπάρχοντα λογισμικά πομποδεκτών. Επίσης, υλοποιούνται οι ψηφιακοί αλγόριθμοι ακύρωσης προγραμματιστικά. Παρακάτω συζητάμε τα διάφορα κομμάτια.

Α) Αναλογική πλακέτα ακύρωσης:

Η πλακέτα αναλογικής ακύρωσης είναι τύπου PCB 10*10 εκατοστά που έχει σχεδιαστεί και κατασκευαστεί με υλικά Rogers 4350 από γυαλί ενισχυμένο με υδρογονάνθρακες και κεραμικά για διηλεκτρική σταθερά και χαμηλή απώλεια. Οι σταθερές γραμμές καθυστέρησης έχουν υλοποιηθεί με τη χρήση μικρό-ταινίας ίχνους με γραμμές από διαφορετικά μήκη. Οι εξασθενητές είναι προγραμματιζόμενου βήματος

Peregrine PE43703 εξασθενητές που μπορούν να προγραμματιστούν σε βήματα των 0.25dB από 0 έως 31.5dB για ένα σύνολο 128 διαφορετικών τιμών.

B) Ασύρματος πομποδέκτης:

Ο στόχος μας ήταν να σχεδιάσουμε και να εφαρμόσουμε ένα πλήρες σύστημα διπλής κατεύθυνσης που να είναι σε θέση να υποστηρίξει το τελευταίο πρωτόκολλο WiFi 802.11ac με τουλάχιστον 80MHz του εύρους ζώνης στο εύρος ζώνης 2.4GHz και 20dBm μέσο όρο ισχύς του TX. Δυστυχώς κανένας από τους ευρέως χρησιμοποιούμενους πομποδέκτες λογισμικού, όπως USRPs ή WARP, υποστηρίζουν τόσο υψηλή απόδοση, στην καλύτερη περίπτωση, είναι ικανά να υποστηρίξουν ένα εύρος ζώνης των 20MHz. Για το λόγο αυτό, εμείς στην πρωτότυπη σχεδίαση μας χρησιμοποιήσαμε ραδιοεξοπλισμό δοκιμής από την Rohde Schwarz και για τον πομπό μας, χρησιμοποιήσαμε μια γεννήτρια σήματος φορέα SMBV 100A για να στείλουμε τα επιθυμητά σήματα WiFi. Δεδομένου ότι η γεννήτρια δεν είναι ικανή να παράγει 20dBm ισχύ, θα χρησιμοποιήσουμε έναν εξωτερικό ενισχυτή ισχύος. Για το δέκτη, χρησιμοποιούμε τον αναλυτή φάσματος RS.

Ένα πρακτικό πρόβλημα είναι πώς να ξεκινήσουμε εκ νέου την ρύθμιση της αναλογικής ακύρωσης. Συγκεκριμένα αν η αναλογική ακύρωση πέσει κάτω από ένα όριο, στη συνέχεια ο δέκτης μπορεί να πάρει κορεσμένα και η ανατροφοδότηση που απαιτείται για την ενίσχυση να είναι παραμορφωμένη. Για να αντιμετωπιστεί αυτό θέσαμε σε εφαρμογή ένα AGC (Automatic gain control) μέσω ενός ψηφιακά συντονισμένου εξασθενητή μπροστά από το LNA (Low noise amplifier). Η ιδέα είναι ότι εάν ανιχνεύουμε ότι ο δέκτης φτάνει σε κορεσμό, τότε προγραμματίζει τον εξασθενητή σε μια μεγάλη τιμή που "κατεβάζει" ολόκληρο το σήμα προς τα κάτω εντός της δυναμικής περιοχής. Μετά τον συντονισμό της ακύρωσης, αυτή η εξασθένηση απενεργοποιείται. Ο δέκτης είναι σε θέση να λαμβάνει σήματα 100MHz στα 2.45GHz, να τα μετατρέπει και να τα ψηφιοποιεί και στη συνέχεια, έχοντας πρόσβαση στα δείγματα των πρώτων σημάτων, μπορεί ελεύθερα να τα επεξεργάζεται

χρησιμοποιώντας το δικό μας αλγόριθμο.

Το επίπεδο θορύβου σε αυτό τον δέκτη είναι -90dBm σε εύρος ζώνης 100MHz. Έχει ένα ADC(analog to digital converter) 16 bit ικανό να κάνει δειγματοληψία ενός σήματος 100MHz, ωστόσο για να διασφαλίσουμε ότι χρησιμοποιούμε μόνο πόρους που βρίσκουμε σε κοινές κάρτες WiFi του εμπορίου θα ρυθμίσουμε τον ADC να χρησιμοποιήσει μόνο 12 bits ανάλυσης. Τα δείγματα αυτά μεταφέρονται μέσω καλωδίου ethernet σε έναν κεντρικό υπολογιστή, στον οποίο υλοποιούμε την διαδικασία ακύρωσης μας μέσω λογισμικού. Έτσι υλοποιούμε ένα πλήρους φυσικού επιπέδου WiFi-OFDM που μπορεί να διαμορφωθεί ώστε να λειτουργεί πάνω από όλα τα τυπικά εύρη ζώνης του WiFi (20MHz, 40MHz, και 80MHz). Υποστηρίζουμε όλους τους αστερισμούς WiFi από BPSK σε 64- QAM για 40MHz, και 256 QAM για 80MHz. Υποστηρίζουμε, επίσης, όλες τις κωδικοποιήσεις καναλιών με ρυθμούς κωδικοποίησης (1/2, 2/3, 3/4 και 5/6 συνελκτικών κωδίκων). Τέλος, πρέπει επίσης να εφαρμόσουμε τον αλγόριθμο ψηφιακής ακύρωσης μέσω λογισμικού στον ίδιο κεντρικό υπολογιστή. Ωστόσο, για να δείξουμε ότι ο σχεδιασμός μας είναι γενικά απλός και δεν χρειάζεται ακριβό εξοπλισμό δοκιμών, μπορούμε επίσης να αναπτύξουμε μια εφαρμογή χρησιμοποιώντας κοινούς ασύρματους πομπούς και τα αποτελέσματα θα ισχύουν για σήματα 20 MHz που είναι η ανώτερη τιμή που υποστηρίζεται.

6.2 Η αξιολόγηση του πειράματος

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται και αποδεικνύεται πειραματικά ότι ο σχεδιασμός μας προσφέρει μια πλήρως αμφίδρομη σύνδεση WiFi. Αποδεικνύουμε τον ισχυρισμό σε δύο στάδια. Πρώτον, δείχνουμε ότι ο σχεδιασμός μας παρέχει την απαιτούμενη ακύρωση των 110dB της αυτό-παρεμβολής που απαιτείται για να μειώνεται η παρεμβολή με το θόρυβο κατωφλίου. Δείχνουμε επίσης πειραματικά ότι το ληφθέν σήμα λαμβάνεται με σχεδόν μηδενική παραμόρφωση σε πλήρη λειτουργία διπλής κατεύθυνσης (το SNR του λαμβανόμενου σήματος μειώνεται κατά λιγότερο από 1dB κατά μέσο όρο), και ότι τα αποτελέσματα αυτά είναι συνεπή σε μια ευρεία ποικιλία των εύρων ζώνης, διαγράμματα αστερισμού, ισχύς σήματος και ούτω καθεξής. Δεύτερον, στο επόμενο βήμα σχεδιάζουμε μια λειτουργική και πλήρως αμφίδρομη full duplex ασύρματη επικοινωνία. Επίσης δείχνουμε πειραματικά ότι αποδίδει

κοντά στη θεωρητικό διπλασιασμό της ρυθμό-απόδοσης που αναμένεται από το full duplex.

Ξεκινάμε με μια πειραματική αξιολόγηση του συστήματος ακύρωσης. Ορίζουμε δύο μετρήσεις που χρησιμοποιούμε σε αυτή την ενότητα:

Αύξηση σε επίπεδο θορύβου: Αυτό είναι η υπολειπόμενη ποσότητα παρεμβολής μετά την ακύρωση της η οποία εκδηλώνεται ως αύξηση στο επίπεδο θορύβου για το λαμβανόμενο σήμα. Ο αριθμός αυτός υπολογίζεται σε σχέση με το θορύβου κατωφλίου του ασύρματου δέκτη των -90dBm. Για παράδειγμα, εάν μετά την ακύρωση βλέπουμε μια ενέργεια του σήματος της τάξης των 88dBm, αυτό θα σήμαινε ότι αυξήσαμε το επίπεδο θορύβου σε 2dB.

Απώλεια SNR: Αυτό είναι η μείωση του SNR που ισχύει για το λαμβανόμενο σήμα όταν ο πομποδέκτης είναι σε λειτουργία full duplex και οφείλεται σε οποιαδήποτε υπολειμματική ποσότητα αυτόπαρεμβολής μετά την ακύρωση. Για τον υπολογισμό αυτό θα πρέπει πρώτα να γίνει μέτρηση του SNR του λαμβανόμενου σήματος όταν ο ασύρματος πομπός λειτουργεί κατά το ήμισυ σε αμφίδρομη κατάσταση και δεν υπάρχουν παρεμβολές σε αυτό, και στη συνέχεια με την πλήρη αμφίδρομη λειτουργία. Η διαφορά μεταξύ αυτών των δύο που θα μετρήσουμε είναι η απώλεια SNR. Συγκρίνουμε το σχεδιασμό μας με δύο state-of-the-art full duplex συστήματα που έχουν υλοποιηθεί μέχρι τώρα.

Τα καινοτόμα στοιχεία που εισάγουμε στο δικό μας σύστημα είναι:

Μετασχηματιστής ακύρωσης τύπου Balun:

Αυτό το σχέδιο χρησιμοποιεί ένα balun μετασχηματιστή για να αναστρέψει ένα αντίγραφο του μεταδιδόμενου σήματος, να ρυθμίσει την καθυστέρηση και την εξασθένηση του και στην συνέχεια χρησιμοποιώντας προγραμματιζόμενους εξασθενητές και γραμμές καθυστέρησης να ακυρώσει αυτό το σήμα. Ο σχεδιασμός επίσης χρησιμοποιεί δύο κεραίες που χωρίζονται μεταξύ τους κατά 20 εκατοστά για TX και RX, που παρέχει αυτόματα 30dB μείωση αυτό παρεμβολής.

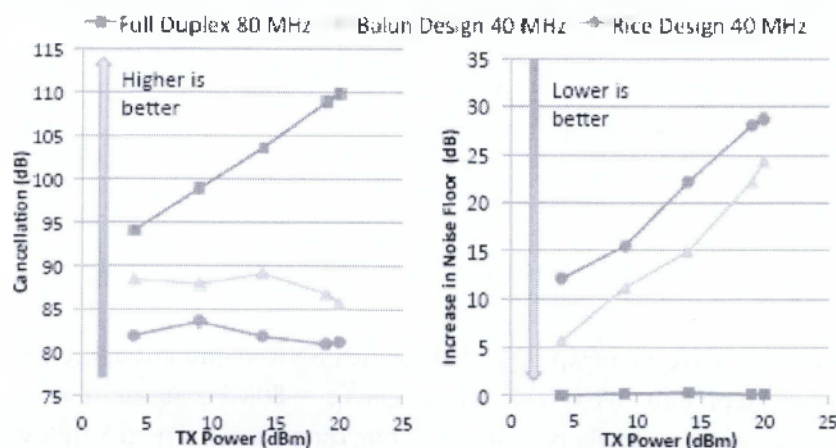
Σχεδιασμός Rice:

Ο σχεδιασμός χρησιμοποιεί μια επιπλέον αλυσίδα μετάδοσης εκτός από την κύρια αλυσίδα μεταδόσεως. Η πρόσθετη αλυσίδα παράγει μια ακύρωση σήματος που συνδυάζεται με το σήμα στην αλυσίδα λήψης

ώστε να ακυρώσει τις αυτό- παρεμβολές. Αυτός ο σχεδιασμός χρησιμοποιεί δύο κεραίες και για να κάνουμε μια δίκαιη σύγκριση χρησιμοποιούμε ένα διαχωρισμό 20 εκατοστών με βάση το σχεδιασμό. Ωστόσο, πρέπει επίσης να παρέχουμε αποτελέσματα με 40 εκατοστά διαχωρισμό δεδομένου αυτή ήταν η απόσταση που χρησιμοποιήθηκε σε προηγούμενες έρευνες. Έχουμε εφαρμόσει αυτό το σχέδιο με τη χρήση μίας επιπλέον γεννήτρια σήματος ως ένα επιπλέον εξάρτημα στην αλυσίδα μεταδόσεως για την ακύρωση. Σημειώστε ότι ο σχεδιασμός μας χρησιμοποιεί μία μόνο κεραία και συνεπώς δεν έχει το πλεονέκτημα της μείωσης των 30dB αυτό-παρεμβολών από ότι τα συστήματα που απολαμβάνουν τη χρήση δύο φυσικών ξεχωριστών κεραιών.

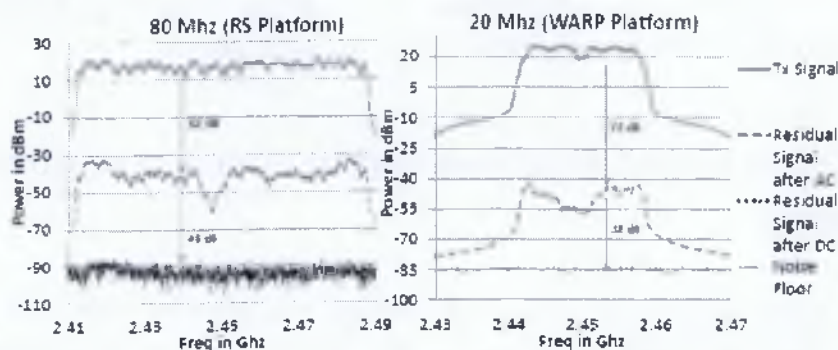
6.3 Μπορούμε να ακυρώσουμε όλο το σύνολο της αυτό-παρεμβολής;

Ο πρώτος ισχυρισμός που κάναμε σε αυτήν την μελέτη είναι ότι το σχέδιό μας είναι σε ικανό να ακυρώσει όλο το σύνολο της παρεμβολής για όλα τα τελευταία πρωτόκολλα WiFi. Για να διερευνήσουμε αυτή την υπόθεση, πειραματικά δοκιμάζουμε, αν μπορούμε να ακυρώσουμε πλήρως ένα σήμα 80MHz πρωτοκόλλου WiFi 802.11ac μέχρι ένα μέγιστο ποσό μετάδοσης ισχύος 20dBm (που είναι οι τυπικές παράμετροι για όλα τα Wi-Fi access points), καθώς και τα μικρότερα εύρος ζώνης των 40MHz και 20MHz. Έχουμε διεξάγει το πείραμα με την τοποθέτηση ενός πλήρως αμφίδρομου ασύρματου πομπού σε διαφορετικές τοποθεσίες στο κτίριο μας. Περαιτέρω θα αυξήσουμε την εκπομπή ισχύος από 4dBm στα 20dBm (τυπικό φάσμα εκπομπής ισχύος).

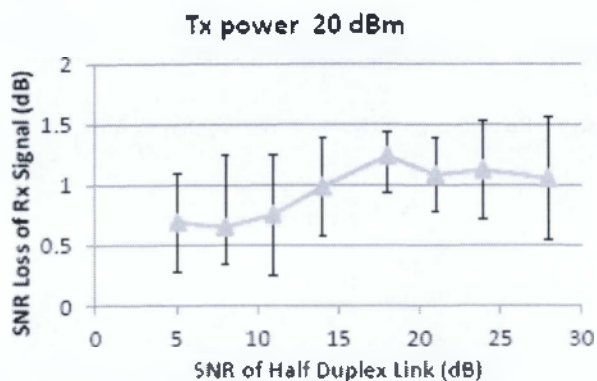


Σχήμα 6.1: Ακύρωση και αύξηση στον θόρυβο κατωφλίου σε σύγκριση με την ισχύ του πομπού για διαφορετικές τεχνικές ακύρωσης με μετάδοση WiFi 802.11

σήματος. Το πλήρως αμφίδρομης ζεύξης σύστημα μας μπορεί να ακυρώσει τον θορύβου σε σήματα πρότυπου WiFi των 20dBm για το εύρος ζώνης των 80MHz, ενώ οι προηγούμενες τεχνικές εξακολουθούν να αφήνουν 25dB υπόλοιπο αυτό-παρεμβολών, ακόμη και για το στενότερο εύρος ζώνης των 40MHz.



Σχήμα 6.2: Φάσμα απόκρισης για την πλατφόρμα ακύρωσης μας με Rohde-Schwarz(RS), και WARP (Wireless Open Access Research Platform) ασύρματους πομποδέκτες. Η εικόνα δείχνει το ποσό της ακύρωσης που επιτυγχάνεται σε διαφορετικά στάδια του σχεδιασμού μας. Δείχνει επίσης ότι ο σχεδιασμός μας παρέχει την ίδια 110dB ακύρωσης ακόμη και με WARP ασύρματους πομποδέκτες.



Σχήμα 6.3: Απώλεια SNR σε σύγκριση με half duplex SNR σε μια καθορισμένη ισχύ TX = 20 dBm, αστερισμού 64 QAM, εύρους ζώνης = 80MHz με μετάδοση WiFi σήματος 802.11. Το πλήρες αμφίδρομο σύστημα μας εξασφαλίζει ότι το λαμβανόμενο σήμα έχει αμελητέα ποσότητα απώλειας SNR, ανεξάρτητα από το SNR που λάβαμε.

Για κάθε ισχύ πομπού και τοποθέτηση διεξάγουμε 20 σενάρια προσομοίωσης και υπολογίζουμε το μέσο όρο ακύρωσης σε όλες αυτές

τις διαδρομές και τοποθεσίες. Ο στόχος είναι να δείξουμε ότι μπορούμε να ακυρώσουμε την παρεμβολή στο θόρυβο κατώφλιου για μια ποικιλία από ισχύς σημάτων μέχρι και την μέγιστη μέση ισχύ των 20dBm. Στο Σχ.6.3 φαίνεται η μέση ακύρωση ως συνάρτηση της ισχύος του πομπού. Απεικονίζει επίσης την αντίστοιχη αύξηση του θορύβου που παρατηρείται στον άλλο άξονα. Το Σχ. 6.2 δείχνει ότι ο σχεδιασμός μας ακυρώνει ουσιαστικά το σύνολο της αυτό-παρεμβολής σχεδόν στο κατώφλι θορύβου. Το ποσό της ακύρωσης αυξάνει με την αύξηση της ισχύος, φθάνοντας το απαιτούμενο 110dB για 20dBm ισχύς πομπού. Το συμπέρασμα είναι ότι καθώς αυξάνεται η δύναμη του TX, οι αυτό-παρεμβολές αυξάνονται με τον ίδιο ρυθμό και χρειαζόμαστε ένα αντίστοιχα μεγαλύτερο ποσό ακύρωσης, ο οποίος σχεδιασμός μας παρέχει.

6.4 Λειτουργία του σχεδιασμού μας με συμβατικούς ασύρματους ποπούς

Επαναλαμβάνουμε το παραπάνω πείραμα, αλλά αντί της Rohde-Schwarz εξοπλισμού δοκιμών, χρησιμοποιούμε WARP πομποδέκτες για το πείραμα. Ο στόχος είναι να δείξουμε ότι ο σχεδιασμός μας μπορεί να λειτουργήσει με φθηνά εμπορεύσιμα ασύρματα υλικά και δεν εξαρτάται τόσο από την ακρίβεια του εξοπλισμού δοκιμής. Από το ευρύτερο εύρος ζώνης που το WARP μπορεί να υποστηρίξει και είναι τα 20MHz, εμείς μόνο θα αναφέρουμε αποτελέσματα για αυτό το εύρος ζώνης. Το Σχ. 8 δείχνει το διάγραμμα φάσματος των ακυρωμένων σημάτων μετά από διάφορα στάδια της ακύρωσης. Για καλύτερη σύγκριση σχεδιάζουμε τη γραφική παράσταση του φάσματος της ακύρωσης χρησιμοποιώντας τον εξοπλισμό Rohde-Schwarz. Όπως μπορούμε να δούμε, η λειτουργία ακύρωσης μας εξαλείφει εντελώς τις αυτό-παρεμβολές ακόμα και με τα εμπορεύσιμα ασύρματα εξαρτήματα. Το WARP έχει χειρότερο κατώφλι θορύβου στα 85dBm σε σύγκριση με τα 90dBm του εξοπλισμού RS. Ως εκ τούτου, αν χρησιμοποιηθεί 20dBm ισχύς σήματος, τότε μια ελαφρώς μικρότερη ακύρωση της αυτό-παρεμβολής των 105dB απαιτείται για να το εξαλείψει στο επίπεδο θορύβου.

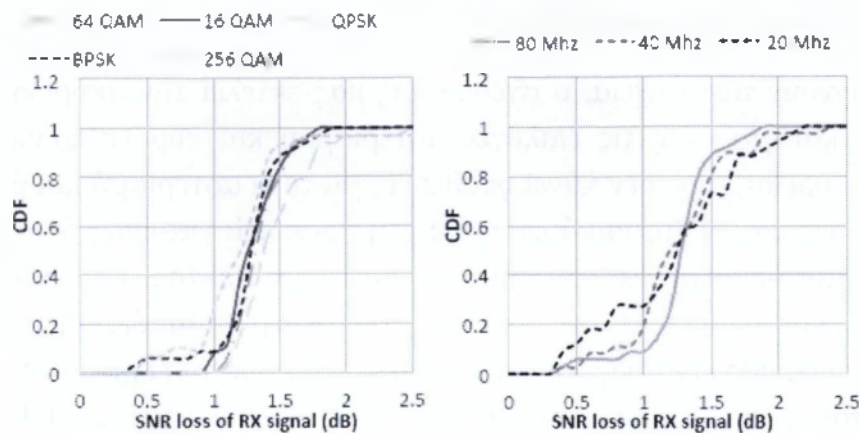
6.5 Απώλεια SNR του λαμβανόμενου σήματος στην Full Duplex λειτουργία

Στην προηγούμενη ενότητα αποδείξαμε κάποια στοιχεία για το ποσό της ακύρωσης και της αύξησης του θορύβου κατωφλίου. Ωστόσο, τα πειράματα είχαν μόνο ένα πομπό που να εκπέμπει. Ένα εύλογο ερώτημα είναι το πόσο καλά μπορεί το σύστημα να λειτουργεί όταν είμαστε σε πραγματική λειτουργία πλήρους αμφίδρομης λειτουργίας, δηλαδή ο ασύρματος πομπός να μεταδίδει και ταυτοχρόνως να λαμβάνει ένα σήμα. Στην ενότητα αυτή, αξιολογούμε την απώλεια SNR για το λαμβανόμενο σήμα όταν λειτουργεί σε λειτουργία full duplex.

Το πείραμα διεξάγεται ως ακολούθως. Ετοιμάζουμε δύο κόμβους ικανούς να λειτουργήσουν σε πλήρη αμφίδρομη ζεύξη στο κτίριο μας. Οι πρώτοι δύο κόμβοι στέλνουν 20 πακέτα WiFi (με τις ακόλουθες παραμέτρους: 80MHz εύρος ζώνης, 20dBm TX ισχύ εκπομπής, 64QAM αστερισμό) από το ένα στον άλλον, δηλαδή παίρνουν στροφές και λειτουργούν σε ημι-αμφίδρομη λειτουργία. Στη συνέχεια στέλνουμε 20 WiFi πακέτα από το ένα στον άλλον ταυτόχρονα, δηλαδή λειτουργούν σε πλήρη αμφίδρομη λειτουργία. Για κάθε πείραμα μετράμε το μέσο SNR των ληφθέντων πακέτων στα 20 πακέτα πρώτα στη ημι-αμφίδρομη λειτουργία, και στη συνέχεια, με πλήρη αμφίδρομη λειτουργία. Έπειτα στη συνέχεια υπολογίζουμε την απώλεια SNR η οποία ορίζεται ως η απόλυτη διαφορά μεταξύ του μέσου όρου του SNR half duplex και full duplex που μετριέται παραπάνω. Επίσης επαναλαμβάνουμε το πείραμα σε αρκετές διαφορετικές θέσεις των δύο κόμβων στην πλατφόρμα δοκιμών μας. Έχουμε σχεδιάσει την απώλεια SNR ως συνάρτηση του ημι-αμφίδρομου SNR στο Σχήμα 9.

Όπως φαίνεται στο Σχ. 9 η απώλεια SNR δε συσχετίζεται με την τιμή του SNR για την ημι-αμφίδρομη λειτουργία και είναι σχεδόν ταυτόσημη με την αύξηση της τιμής του θορύβου κατωφλίου όπως είδαμε στο προηγούμενο πείραμα. Το συμπέρασμα είναι ότι η ακύρωση της αυτό-παρεμβολής δεν επηρεάζεται από τη δύναμη του λαμβανόμενου σήματος, εάν είναι αδύναμη ή ισχυρή. Περαιτέρω, η απώλεια SNR είναι τυπικά γύρω ή μικρότερη από 1dB πράγμα που σημαίνει ότι ακόμη και σε πλήρη αμφίδρομη λειτουργία το λαμβανόμενο σήμα πρέπει να διατηρεί σχεδόν

την ίδια απόδοση όπως στην ημι-αμφίδρομη λειτουργία.



Σχήμα 6.4: Εμφανίζει την CDF(Cumulative Distribution Function) ή αθροιστική συνάρτηση κατανομής της απώλειας SNR με την αλλαγή του εύρους ζώνης και τους αστερισμούς. Αριστερά: βλέπουμε την απώλεια SNR για διαφορετικούς αστερισμούς με TX δύναμη = 20 dBm και το εύρος ζώνης = 80MHz. Δεξιά: βλέπουμε την απώλεια SNR για διαφορετικά εύρη ζώνης (20 MHz, 40 MHz και 80 MHz) για TX δύναμη 20 dBm και τον αστερισμό = 64 QAM. Παρατηρήστε ότι μπορούμε να υποστηρίξουμε όλες τα WiFi συστήματα διαμόρφωσης και εύρους ζώνης με χαμηλή απώλεια SNR.

6.6 Επίδραση του είδους του αστερισμού και του εύρους ζώνης

Διεξάγουμε δύο πειράματα. Πρώτα χρησιμοποιούμε την ίδια ρύθμιση, όπως στο πείραμα για την απώλεια SNR και καθορίζουμε το εύρος ζώνης στα 80MHz, αλλά διαφέρουν οι αστερισμοί για το μεταδιδόμενο σήμα για την πλήρη αμφίδρομη λειτουργία κόμβου από QPSK στον αστερισμό WiFi 256-QAM. Για άλλη μια φορά υπολογίζουμε την απώλεια SNR του λαμβανόμενου σήματος σε διάφορες μετρήσεις και θέσεις από την ημι-αμφίδρομη λειτουργία. Στο δεύτερο πείραμα θα καθορίσουμε τον αστερισμό σε 64-QAM, αλλά θα μεταβάλλεται το εύρος ζώνης από 20 έως 40 και έως 80MHz και για άλλη μια φορά υπολογίζουμε την απώλεια SNR του λαμβανόμενου σήματος. Επαναλαμβάνουμε το πείραμα για διαφορετικές θέσεις των δύο κόμβων. Στο Σχ. 10 φαίνεται η αθροιστική

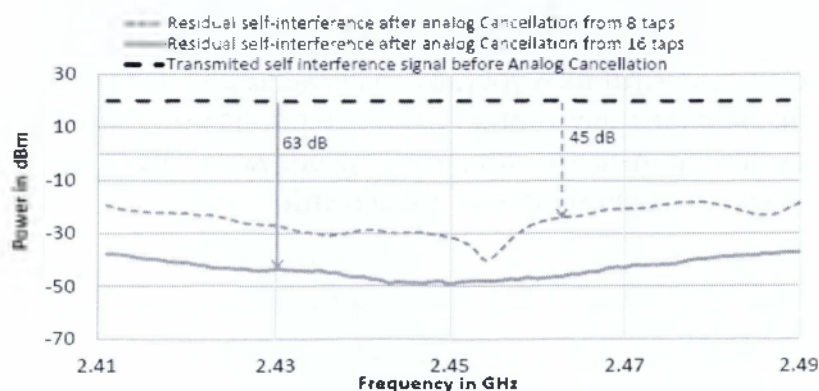
συνάρτηση κατανομής SNR για τις διαφορετικές επιλογές των αστερισμών και του εύρους ζώνης.

Όπως δείχνουν τα στοιχεία, ο σχεδιασμός μας εκτελεί την ακύρωση με συνέπεια και για όλες τις επιλογές αστερισμού και εύρους ζώνης. Η τεχνική ακύρωσης μας δεν κάνει υποθέσεις για το τι αστερισμό και άλλες παραμέτρους το ΡΗΥ(φυσικό επίπεδο) χρησιμοποιεί: για εμάς όλα αυτά είναι μια αυτό-παρεμβολή του σήματος και ως εκ τούτου, ο σχεδιασμός είναι ανεπηρέαστος από την επιλογή του αστερισμού διαμόρφωσης. Ο σχεδιασμός μας λειτουργεί εξίσου καλά και για όλα τα εύρη ζώνης που χρησιμοποιείται από το πρωτόκολλο 802.11ac στη ζώνη των 2,4 GHz. Ο λόγος είναι ότι η αναλογική ακύρωση μας, όπως θα δείξουμε στο επόμενο κεφάλαιο, διαθέτει επαρκή ευελιξία για να παρέχει μια σχεδόν επίπεδη ευρείας ζώνης ακύρωση, ενώ τα προηγούμενα σχέδια ήταν εξαιρετικά στενής ζώνης και η ακύρωση μειωνόταν γρήγορα με ένα ευρύτερο εύρος ζώνης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

7.1 Ανάλυση της λειτουργίας της αναλογικής ακύρωσης

Σε αυτή την ενότητα θα αναλύσουμε βαθύτερα την διαδικασία της αναλογικής ακύρωσης του σχεδιασμού μας. Η βασική παράμετρος στο αναλογικό κύκλωμα ακύρωσης της πλατφόρμας μας είναι ο αριθμός των σταθερών γραμμών καθυστέρησης, όπως συζητήθηκε στο Κεφ 3.1. Έχουμε διεξάγει ένα πείραμα για να εξετάσουμε την επίδραση του αριθμού αυτών των γραμμών. Ωστόσο, δεδομένου ότι αυτά είναι σταθερά κυκλώματα πλακέτας, δεν έχουμε την ευελιξία να μεταβάλλουμε τον αριθμός των γραμμών σε μοναδιαία βήματα. Η αναλυτικότητα του σχεδιασμού του κυκλώματος μας επιτρέπει μόνο την δοκιμή σε δύο διαμορφώσεις, μία με 8 γραμμές και μία με 16 γραμμές. Έτσι λοιπόν διεξάγουμε το ίδιο πείραμα ακύρωσης των παρεμβολών, όπως περιγράφεται στο Κεφ 4.6. Κάνουμε μέτρηση του σήματος μετά την αναλογική ακύρωση (χωρίς ψηφιακή ακύρωση) και σχεδιάζουμε την απόκριση συχνότητας του ακυρωθέντος σήματος για δύο περιπτώσεις όπως φαίνεται στο Σχ. 11. Το διάγραμμα αντικατοπτρίζει την δύναμη του σήματος αυτό-παρεμβολής μετά την αναλογική ακύρωση ως συνάρτηση της συχνότητας.

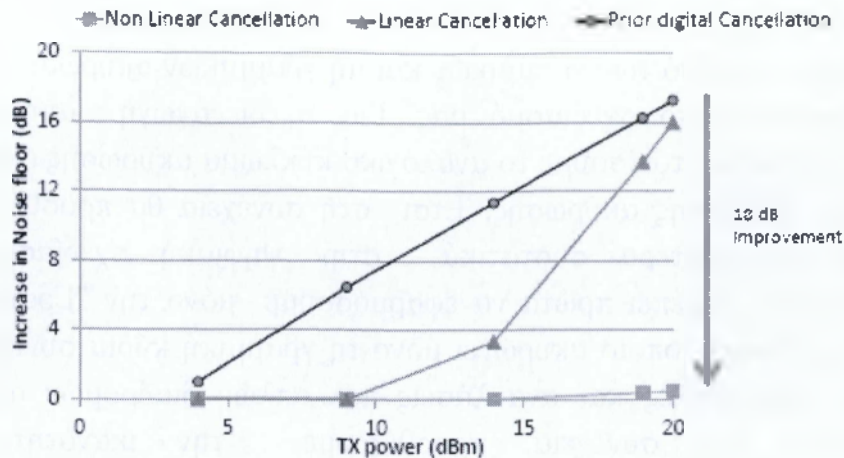


Σχήμα 7.1: Αναπαράσταση της συχνότητας της αυτό- παρεμβολής πριν από την αναλογική ακύρωση και μετά την αναλογική ακύρωση χρησιμοποιώντας 8 και 16 πηγές. Σημειώστε ότι με 16 πηγές μπορούμε να προσφέρουμε τουλάχιστον 63 dB της αναλογικής ακύρωσης πάνω από τα 80 MHz του εύρους ζώνης.

Όπως φαίνεται στο Σχ. 7.1 από τις γραφικές παραστάσεις, με 8 γραμμές μπορούμε να επιτύχουμε 45dB ακύρωσης στα 80MHz, ενώ μπορούμε να επιτύχουμε τιμές ακύρωσης 63dB με 80MHz. Ο λόγος για τη διαφορά αυτή είναι η υψηλότερη ικανότητα των 16 γραμμών στην ακύρωση των αντανακλάσεων του σήματος εκτός από το κύριο συστατικό των αυτό- παρεμβολών που διαρρέει μέσω του κυκλοφορητή. Έτσι όταν ο full duplex κόμβος μεταδίδει, η απόκριση από τον κυκλοφορητή και την κεραία στην αλυσίδα RX έχει δύο συνιστώσες πρωτογενούς διαρροής από το σήμα TX: μία λόγω της άμεσης διαρροής από τη θύρα TX του κυκλοφορητή προς την ("απομονωμένη") θύρα RX του κυκλοφορητή, και μία λόγω αντανακλάσεων από αναντιστοιχία εμπέδησης της αντίστασης μεταξύ του κυκλοφορητή και της κεραίας. Επειδή αυτά τα δύο συστατικά ταξιδεύουν σε διαφορετικές διαδρομές από τη θύρα TX στην RX του κυκλοφορητή, υποβάλλονται σε διαφορετικές καθυστερήσεις όπως συνάγεται από τις μετρήσεις στο πεδίο του χρόνου. Αυτές οι καθυστερήσεις είναι σταθερές και είναι συνάρτηση του συγκεκριμένου κυκλοφορητή και της κεραίας που εμείς επιλέγουμε να χρησιμοποιήσουμε. Στην εφαρμογή μας θα βρούμε την καθυστέρηση της άμεσης διαρροής ότι είναι 400 πικοδευτερόλεπτα, ενώ η ανακλώμενη συνιστώσα επικεντρώνεται γύρω από 1,4 νανοδευτερόλεπτα. Με 16 γραμμές έχουμε την ικανότητα να ρυθμίσουμε τις πρώτες 8 γραμμές να έχουν καθυστερήσεις περίπου 400 picoseconds, και τις υπόλοιπες 8 γραμμές περίπου 1,4 νανοδευτερόλεπτα. Μπορούμε στη συνέχεια, να χρησιμοποιήσουμε την διαδικασία ακύρωσης που συζητήσαμε στο Κεφ 3.1 για να ακυρώσουμε τόσο τις άμεσες όσο και τις αντανακλώμενες παρεμβολές. Όπως αναμένεται με 8 γραμμές, η ευελιξία μας μειώνεται από την άποψη της διάθεσης των γραμμών καθυστέρησης μας γύρω από τις πραγματικές καθυστερήσεις που λαμβάνουν μέρος λόγω της αυτό- παρεμβολής και κατά συνέπεια η ακύρωση μειώνεται.

7.2 Ανάλυση της λειτουργίας της ψηφιακής ακύρωσης

Μετά από τα 62dB της αναλογικής ακύρωσης, η ψηφιακή ακύρωση πρέπει να καθαρήσει 48dB και 16dB των γραμμικών και μη γραμμικών συνιστωσών των αυτό παρεμβολών αντίστοιχα. Σε αυτή την ενότητα, θα αναλύσουμε το ποσό των γραμμικών και μη γραμμικών ακυρώσεων που επιτυγχάνεται με το σχεδιασμό μας. Για τη διεξαγωγή αυτού του πειράματος, θα συντονίσουμε το αναλογικό κύκλωμα ακύρωσης ώστε να παρέχουμε 62dB της ακύρωσης. Έτσι στη συνέχεια θα προσθέσουμε σταδιακά περισσότερα συστατικά στην ψηφιακή σχεδίαση της ακύρωσης μας. Πρέπει πρώτα να εφαρμόσουμε μόνο την "Γραμμική" ψηφιακή ακύρωση οποίο ακυρώνει μόνο τη γραμμική κύρια συνιστώσα από τις παρεμβολές και ανακλάσεις πολλαπλών διαδρομών από το περιβάλλον. Στη συνέχεια, προσθέτουμε την ικανότητα να μοντελοποιήσει μη-γραμμικές συνιστώσες την οποία διαδικασία την ονομάζουμε «μη-γραμμική ακύρωση». Υπολογίζουμε έπειτα την ακύρωση που επιτυγχάνεται με αυτές τις δύο παραλλαγές των τεχνικών ψηφιακής ακύρωσης. Για σύγκριση με τις προηγούμενες μελέτες, μπορούμε επίσης να εφαρμόσουμε μόνο την τεχνική ψηφιακή ακύρωσης που περιγράφεται στο σχεδιασμό balun βασίζεται. Έχουμε σχεδιάσει την αύξηση του δαπέδου του θορύβου για όλες τις τεχνικές, σαν συνάρτηση της ισχύος μετάδοσης στο Σχ. 7.2.



Σχήμα 7.2: Απόδοση της ψηφιακής ακύρωσης που δείχνει την επίπτωση των διαφορετικών συστατικών του αλγορίθμου σε σύγκριση με την ισχύ TX με σταθερό αστερισμό = 64 QAM, και το εύρος ζώνης = 80MHz. Ο αλγόριθμος μας ακυρώνει την κύριο συνιστώσα, τις αντανάκλασεις και τις αρμονικές, εξασφαλίζοντας έτσι ότι οι αυτό-παρεμβολές έχουν εντελώς εξαλειφθεί, καθώς και η αύξηση του κατωφλίου του θορύβου είναι μικρότερη του 1dB. Οι προηγούμενες τεχνικές δεν μπορούν να ακυρώσουν τις αρμονικές, και ως εκ τούτου να αυξήσει το θόρυβο από 18dB.

Όπως μπορούμε να δούμε, η πλήρης τεχνική ψηφιακής ακύρωσης μας ακυρώνει τα πάντα στο πάτωμα του θορύβου του δέκτη. Επιπλέον, παρατηρούμε ότι μόνο το γραμμικό μας ψηφιακό στάδιο της ακύρωσης αφήνει 16 dB του υπολείμματος της αυτό παρεμβολής πάνω από το επίπεδο του θορύβου του δέκτη. Έτσι αν είμαστε σε θέση να διαμορφώσουμε τις μη-γραμμικές αρμονικές μας επιτρέπει να μειώσουμε τις αυτό- παρεμβολές κατά 16 dB περαιτέρω και να "καθαρίσουμε" τις μη γραμμικές παραμορφώσεις σχεδόν στο επίπεδο θορύβου του δέκτη. Σε σύγκριση με την δικιά μας, η προηγούμενη τεχνική ψηφιακής ακύρωσης υπολείπεται, αφήνοντας σχεδόν 18dB κατάλοιπα αυτό- παρεμβολών πάνω από το πάτωμα θορύβου, δεδομένου ότι δεν μπορεί να μοντελοποιήσει μη-γραμμικές παραμορφώσεις.

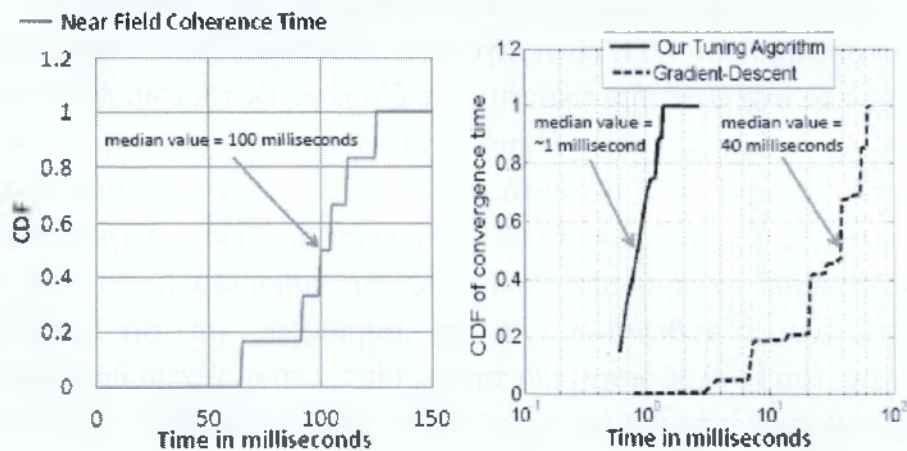
7.3 Η Δυναμική Προσαρμογή

Καθώς οι περιβαλλοντικές συνθήκες αλλάζουν, το επίπεδο της ακύρωσης πέφτει δεδομένου ότι οι τιμές των εξασθενητών που θα χρησιμοποιούμε θα είναι ανοικτοί στις νέες συνθήκες. Σε αυτή την ενότητα, θα αξιολογήσουμε πόσο καιρό παίρνει για να συντονίσουμε ξανά την αναλογική ακύρωση, καθώς και πόσο συχνά θα πρέπει να επανασυντονιστεί στο εσωτερικό περιβάλλον μας. Σημειώστε ότι η ψηφιακή ακύρωση συντονίζεται βασικά ανά πακέτο και ως εκ τούτου, δεν είναι μια ανησυχία. Η αναλογική ακύρωση ωστόσο πρέπει να συντονιστεί μέσω μιας ειδικής περιοδικής ρύθμισης κατά την οποία δεν υπάρχουν καθόλου δεδομένα προς μετάδοση.

Έχουμε πραγματοποιήσει αυτό το πείραμα στο πολυάσχολο εσωτερικό περιβάλλον του πανεπιστημίου μας με άλλα ασύρματα WiFi και μαθητές να κινούνται γύρω. Σημειώστε ότι το εσωτερικό περιβάλλον είναι το χειρότερο σενάριο για την πλήρη αμφίδρομη ζεύξη, λόγω της παρουσίας ενός μεγάλου αριθμού ανακλαστήρων κοντά στον πομπό. Τα υπαίθρια σενάρια του LTE είναι λιγότερο πιθανό να έχουν τέτοια ισχυρή επίδραση από ανακλαστήρες κοντινού πεδίου, ως εκ τούτου, πιστεύουμε ότι ο σχεδιασμός μας επεκτείνεται σχετικά εύκολα για χρήση και σε εξωτερικά σενάρια LTE. Αρχικά τοποθετούμε τον πομπό αμφίδρομης κατεύθυνσης και πραγματοποιούμε αναλογική ακύρωση. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιούμε το προοίμιο WiFi για να καθορίσουμε τις αρχικές ρυθμίσεις των εξασθενητών για να ταιριάζουν με την απόκριση συχνότητας του κυκλοφορητή και της κεραίας. Στη συνέχεια θα τρέξουμε ένα αλγόριθμο κλίσης καθόδου για την περαιτέρω βελτίωση η ακύρωση από το αρχικό σημείο. Κάθε επανάληψη της κλίσης κάθοδος καταναλώνει 92μs δεδομένου ότι έχουμε 16 διαφορετικές κατευθύνσεις για να υπολογίσουμε την κλίση (που αντιστοιχούν στους 16 διαφορετικούς εξασθενητές). Υπολογίζουμε το χρόνο που χρειάζεται για την αναλογική ακύρωση ώστε να συγκλίνει. Επαναλαμβάνουμε το πείραμα αυτό αρκετές φορές για διαφορετικές τοποθετήσεις του κόμβου και διαφορετικές περιβαλλοντικές συνθήκες και σχεδιάζουμε τον χρόνο μέσης σύγκλισης. Πραγματοποιούμε επίσης ένα πείραμα όπου δεν χρησιμοποιούμε την αρχική ρύθμιση της συχνότητας αλλά μόνο την χρήση της σταδιακής καθόδου από ένα τυχαίο σημείο εκκίνησης για τις τιμές του εξασθενητή. Δείχνουμε την ακύρωση που επιτυγχάνεται ως

συνάρτηση του χρόνου ρύθμισης στη δεξιά πλευρά του Σχ. 13.

Όπως μπορούμε να δούμε στην δεξιά πλευρά του σχήματος 13 η αναλογική ρύθμιση συγκλίνει σε περίπου 920μs, σε σύγκριση με τα 40 ή περισσότερα milliseconds που παίρνει για μια προσέγγιση αλγορίθμου που βασίζεται σε μια καθαρά κλίση καθόδου. Ο λόγος είναι ότι η με βάση την εκτίμηση ενός αρχικού σημείου συχνότητας παρέχεται ένα σημείο πολύ κοντά σε βέλτιστο, και από εκείνο το σημείο μερικές επαναλήψεις κλίση καθόδου μας επιτρέπουν για να βρούμε το βέλτιστο σημείο. Ο αλγόριθμος ακύρωσης μας, συνεπώς, συντονίζει μια τάξη μεγέθους ταχύτερα από ό, τι μια προσέγγιση που βασίζεται σε απλή κλίση καθόδου.



Σχήμα 7.3: Το αριστερό σχήμα δείχνει την CDF (αθροιστική συνάρτηση κατανομής της κοντά στο χρόνο συνοχής της. Αυτό συνεπάγεται ότι πρέπει να συντονίζουμε εκ νέου την αναλογική ακύρωση κατά μέσο όρο κάθε 100 χιλιοστά του δευτερολέπτου. Η δεξιά εικόνα δείχνει πόσο χρόνο παίρνει για τον αλγόριθμο μας να συγκλίνει στην απαιτούμενη ακύρωση, μετά την έναρξη των βραχυχρόνιων διακυμάνσεων. Παρατηρούμε εκθετική βελτίωση σε σύγκριση με τον αλγόριθμο κλίσης καθόδου ο οποίος χρειάζεται μια τάξη μεγέθους μεγαλύτερο χρόνο.

Ωστόσο, ένα σημαντικό ερώτημα είναι πόσο συχνά θα πρέπει να γίνεται ο συντονισμός. Η αναλογική ακύρωση πρέπει να επανασυντονίζεται όταν υπάρχει μια αλλαγή στην αντανάκλασεις κοντινού πεδίου, δεδομένου ότι ακυρώνει μόνο τα ισχυρά συστατικά (για συνιστώσες 50 dB πάνω από το

επίπεδο του θορύβου γιατί οι αντανάκλασεις μακρινού πεδίου είναι ασθενέστερες από αυτό το όριο 50dB). Ως εκ τούτου, το ερώτημα είναι πόσο συχνά οι αντανάκλασεις του εγγύς-πεδίου αλλάζουν;

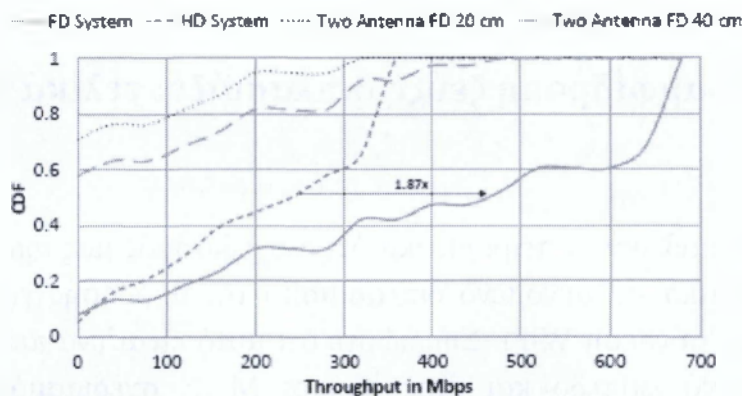
Όπως ήταν αναμενόμενο, αυτό εξαρτάται από το περιβάλλον. Για τις ενδοκιριακές υλοποιήσεις που χρησιμοποιήσαμε στα πειράματά μας βρήκαμε ότι χρειαζόμασταν για να συντονίζουμε το κύκλωμα μία φορά κάθε 100 ms κατά μέσο όρο (τα εξωτερικού περιβάλλοντος σενάρια θα ήταν ευκολότερα δεδομένου ότι οι αλλαγές στο εγγύς πεδίο εμφανίζονται λιγότερο συχνά, και αφήνουμε τα σενάρια με κινητό χειρός για μελλοντικές εργασίες). Το δείχνουμε αυτό πειραματικά στο Σχ. 13, όπου αριστερά φαίνεται η ποσότητα της ακύρωσης που παρατηρείται ως συνάρτηση του χρόνου αφού έχουμε βρει το βέλτιστο σημείο λειτουργίας από μια μεγάλη συλλογή διαφορετικών πειραμάτων που τρέξαμε στην πλατφόρμα δοκιμών μας. Ορίζουμε το "κοντινό πεδίο του χρόνου συνοχής" της αναλογικής ακύρωσης σαν τον χρόνο μέχρι τον οποίο ο δέκτης παραμένει ακόρεστος από όταν ήταν συντονισμένος, την οποία χρονική διάρκεια την χρησιμοποιούμε ως έναυσμα για την επανάληψη του αλγόριθμου ρύθμισης. Όπως μπορούμε να δούμε ο χρόνος συνοχής για την ακύρωση είναι περίπου 100 χιλιοστά του δευτερολέπτου. Με άλλα λόγια, θα πρέπει να συντονίσουμε εκ νέου την αναλογική ακύρωση μία φορά κάθε 100 χιλιοστά του δευτερολέπτου, η οποία οδηγεί σε ένα γενικά πλεόνασμα μικρότερο από 1%.

7.4 Η πλήρως αμφίδρομη ζεύξη διπλασιάζει τελικά την απόδοση;

Η ενότητα αυτή αποδεικνύει πειραματικά ότι ο σχεδιασμός μας αποδίδει κοντά στο θεωρητικά αναμενόμενο διπλασιασμό της απόδοσης για μια πλήρη αμφίδρομη σύνδεση WiFi. Σημειώστε ότι αυτό είναι ένα πείραμα σε εντελώς φυσικό επίπεδο και ένας πλήρης MAC σχεδιασμός για πλήρως αμφίδρομη λειτουργία πομπού WiFi είναι πέρα από το πεδίο εφαρμογής του παρόντος εγγράφου. Διεξάγουμε αυτά τα πειράματα ως εξής. Τοποθετούμε τους δύο πλήρη αμφίδρομους κόμβους σε διαφορετικές τοποθεσίες και στέλνουμε σειρές από 1000 πακέτα σε πλήρη αμφίδρομη λειτουργία, και στη συνέχεια παρόμοιες σειρές δεδομένων για κάθε κατεύθυνση στην ημι-αμφίδρομη λειτουργία. Κάθε

σειρά χρησιμοποιεί ένα συγκεκριμένο bitrate (από WiFi) και αναλύουμε όλα τα bitrates για κάθε τοποθεσία. Διαλέγουμε το bitrate με την καλύτερη συνολική απόδοση για την πλήρως αμφίδρομη ζεύξη δύο κεραιών full duplex και half duplex αντίστοιχα. Επαναλαμβάνουμε το πείραμα για διαφορετικές τοποθεσίες.

Βρίσκουμε ότι το SNR των σειρών αυτών ποικίλλει ομοιόμορφα μεταξύ 0 - 45dB σε όλες τις θέσεις όπως θα βρίσκαμε σε μια τυπική εσωτερική ανάπτυξη γραφείου. Έχουμε σχεδιάσει την αθροιστική συνάρτηση κατανομής του ρυθμό-απόδοσης για μια ημι-αμφίδρομη και πλήρη αμφίδρομη ζεύξη στο σχήμα 14. Όπως μπορούμε να δούμε, το πλήρες σύστημα αμφίδρομης ζεύξης επιτυγχάνει μία μέση αύξηση του κέρδους της ρυθμό-απόδοσης στο 1.87* πάνω από το πρότυπο της ημι-αμφίδρομης λειτουργίας. Όπως είναι γνωστό από την πειραματική ανάλυση του κεφ. 5.1.2 ότι υπάρχει μια μικρή απώλεια SNR οφείλεται σε μια μικρή ποσότητα υπολοίπων από αυτό- παρεμβολές. Αυτή η απώλεια SNR είναι ο λόγος για τον οποίο, αντί του της θεωρητικής τιμής του 2, βλέπουμε ένα ελαφρώς μειωμένο κέρδος 1:87.



Σχήμα 7.4: CDF (αθροιστική συνάρτηση κατανομής) της απόδοσης για την πλήρη αμφίδρομη ζεύξη χρησιμοποιώντας ισχύ πομπού TX 20 dBm και εύρος ζώνης 80MHz. Βλέπουμε μία μέση αύξηση του 87% με τη χρήση full duplex σε σύγκριση με το half duplex. Επιπλέον, ο προηγούμενος σχεδιασμός full duplex με δύο κεραιές διαχωρισμένες κατά 40 εκατοστά δείχνει κέρδος, μόνο κατά 8% .

Ένα καίριο ερώτημα είναι πώς τα προηγούμενα σχέδια λειτουργούν σε σύγκριση με το δικό μας; Βρήκαμε ότι στο 60% των σεναρίων, η ρυθμό-απόδοση με τις προηγούμενες τεχνικές πλήρους αμφίδρομης

ζεύξης ήταν μηδενική. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι τα σχέδια αυτά αφήνουν τουλάχιστον 25dB υπόλειμμα της αυτό-παρεμβολής που ενεργεί ως θόρυβος και αν το SNR είναι κάτω από 30dB κανένα σήμα δεν αποκωδικοποιείται (το WiFi απαιτεί ένα ελάχιστο ποσό 45dB για να αποκωδικοποιήσει ακόμα και το χαμηλότερο ποσοστό πακέτων). Καθώς το SNR, για την ημι-αμφίδρομη ζεύξη μεγαλώνει η απόδοση βελτιώνεται αλλά εξακολουθεί να μην είναι αρκετή για να φτάσει την απόδοση του συστήματος που επιτυγχάνεται με το τρόπο πλήρως αμφίδρομης λειτουργίας. Ο λόγος είναι ότι, ακόμη και αν το half duplex SNR είναι 35dB, αυτό σημαίνει ότι έχουμε μόνο δύο συνδέσεις 10dB για το full duplex. Η απόδοση επιτυγχάνεται με μια απλή 35dB ημι-αμφίδρομη επικοινωνία που εξακολουθεί να είναι υψηλότερη από ό, τι δύο 10dB συνδέσεις. Κατά συνέπεια, η μόνη περιοχή όπου θα μπορούσαμε να βρούμε βελτιώσεις για μια πλήρως αμφίδρομη μετάδοση από μια ημι-αμφίδρομη με τις προηγούμενες τεχνικές ήταν όταν το SNR της σύνδεσης ήταν μεγαλύτερο από 40dB.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

8.1 Συμπεράσματα και περιορισμοί

Πιστεύουμε ότι η εργασία αυτή σηματοδοτεί ένα σημαντικό βήμα για να αποδείξουμε ότι η πλήρης αμφίδρομη ζεύξη είναι όχι μόνο δυνατή, αλλά εφικτή και πρακτική. Περαιτέρω, μπορεί να αναπτυχθεί χωρίς να έχουμε άποψη των κεραιών που χρησιμοποιούνται και μπορεί να επιτευχθεί ο θεωρητικός διπλασιασμός της απόδοσης. Παρακάτω συζητάμε περιορισμούς του τρέχοντος σχεδιασμού του και πιθανές κατευθύνσεις των μελλοντικών εργασιών

8.2 Περιορισμοί της πλακέτας πειραμάτων μας και ερευνητικοί στόχοι:

1)Μέγεθος του κυκλώματος:

Το κύκλωμα ρεύματος της αναλογικής ακύρωσης μας είναι μεγάλο, αφού το πρωτότυπο μας είναι 10*10 εκατοστά. Ένας τέτοιος σχεδιασμός είναι μια χαρά για σταθμούς βάσης που είναι η αρχική μας εστίαση, ωστόσο, αυτό το σχέδιο δεν είναι εφαρμόσιμο σε τηλέφωνα και άλλες φορητές συσκευές όπου το μέγεθος είναι το κυριότερο πλεονέκτημα τους. Για να συνειδητοποιήσουμε μια πλήρως αμφίδρομη λειτουργία σε τέτοιες συσκευές, χρειάζεται να σχεδιάσουμε μια RFIC που είναι αρκετά μικρή (στην καλύτερη περίπτωση 20 – 30 χιλιοστά για την τρέχουσα τεχνολογία τηλέφωνων). Οι βασικοί καταναλωτές του χώρου για το κύκλωμα μας είναι οι γραμμές καθυστέρησης, που έχουμε σήμερα συνειδητοποιούν μέσω ίχνη στο διοικητικό συμβούλιο. Για ένα RFIC αναμένουμε να χρησιμοποιούμε διαφορετικές τεχνικές για να προσομοιώσουμε τις ίδιες καθυστερήσεις, όπως ακουστικές τεχνολογίες, με SAW και BAW φίλτρα. Οι τεχνικές αυτές λειτουργούν επιβραδύνοντας την ταχύτητα του φωτός, και έτσι οι χρονικές καθυστερήσεις λαμβάνονται σε πολύ σύντομο χρόνο που μπορεί να ενσωματωθεί στο τσιπ. Ωστόσο, η παραπάνω συζήτηση είναι μέρος των μελλοντικών εργασιών μας.

2) LTE:

Το τρέχον μας πρωτότυπο στοχεύει συχνότητες WiFi στην μάντα των 2.4GHz . Ωστόσο το πρωτότυπο μας μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για την 2.3GHz και τις ζώνες των 2.5GHz του LTE που βρίσκεται στην Ασία και την Ευρώπη. Ωστόσο, γενικά παρόλο που ο σχεδιασμός του συστήματος μας είναι ανεξάρτητος από τη συχνότητα, η εξάρτηση του πρωτότυπου μας προέρχεται από το γεγονός ότι αρκετά εξαρτήματα της αναλογικής ακύρωσης λειτουργούν μόνο σε συγκεκριμένες περιοχές συχνοτήτων (π.χ οι εξασθενητές μας λειτουργούν μόνο μεταξύ 2-2.6GHz). Ωστόσο, το ίδιο σχέδιο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για διαφορετικές συχνότητες με τα αντίστοιχα εξαρτήματα που λειτουργούν σε αυτά τα εύρη συχνοτήτων. Περαιτέρω, σε αντίθεση με το WiFi, το LTE χρησιμοποιεί μικρότερα κανάλια, που το ευρύτερο είναι 20MHz και αυτό καθιστά το πρόβλημα ακύρωσης κάπως απλούστερο. Ως εκ τούτου πιστεύουμε ότι το τρέχον σχέδιο μας μπορεί να προσαρμοστεί για να συνεργαστεί με το LTE, και αυτό παραμένει στόχος μελλοντικής εργασίας.

3) MIMO:

Οι τρέχοντες στόχοι του σχεδιασμού μας στοχεύουν σε σενάρια SISO. Για επικοινωνία MIMO θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε το ίδιο σχέδιο, αλλά μια βασική πρόκληση είναι ότι το cross-talk μεταξύ των διαφόρων κεραιών πρέπει επίσης να ακυρωθεί στην αναλογική μορφή λειτουργίας. Ως εκ τούτου, ένα νέο αναλογικό κύκλωμα ακύρωσης πρέπει να είναι σχεδιασμένο κατά τρόπον ώστε να μοντελοποιεί όχι μόνο τις στρεβλώσεις του σήματος μέσω του κυκλοφορητή και μίας μόνο κεραίας, αλλά και τις στρεβλώσεις που συμβαίνουν όταν τα σήματα ταξιδεύουν κατά μήκος των κεραιών. Ο σχεδιασμός ενός αποτελεσματικού μειωμένου σε μέγεθος κυκλώματος για το πρόβλημα αυτό είναι μέρος της τρέχουσας έρευνας.

4) Ασύμμετρος χειρισμός της κυκλοφορίας

Ο ασύμμετρος χειρισμός της κυκλοφορίας στο τρέχον σχέδιο φυσικού επιπέδου MAC μας στέλνει μόνο ένα δευτερεύον πακέτο για ένα πρωτεύον πακέτο. Ωστόσο, για την ασύμμετρη κίνηση, όπως το TCP, πολλαπλά μικρά πακέτα μπορούν να μεταδίδονται κατά τη λήψη ενός πακέτου μεγάλου μήκους. Διερευνώντας την επίδραση αυτή στο στρώμα

του TCP μπορεί να είναι μια ενδιαφέρουσα μελλοντική ερευνητική δραστηριότητα. Γενικότερα, χρησιμοποιώντας πιο αποτελεσματικά την πρόσθετη χωρητικότητα του δευτερεύοντος καναλιού, αντί να το σπαταλάμε με απασχολημένους τόνους, είναι ένα ανοικτό ερώτημα.

5) Εκτίμηση του καναλιού

Το τρέχον πρωτότυπο full duplex χρησιμοποιεί περιοδικά πακέτα ήχου για τον συντονισμό του μηχανισμού ακύρωσης. Αυτή η μέθοδος θα αρκούσε για ένα δίκτυο με στατικούς ή αργά κινούμενους κόμβους. Για πιο δυναμικά περιβάλλοντα, που η κατάσταση των καναλιών μπορεί να αλλάξει πολύ γρήγορα, απαιτούνται πολύ συχνές ενημερώσεις της εκτίμησης αυτής. Η χρήση τεχνικών για να ενημερώνεται το κανάλι ανά-πακέτο μπορεί να αντιμετωπίσει αυτή την πρόκληση.

Τέλος, θα ήθελα να σχολιάσω ότι η πλήρως αμφίδρομη σχεδίαση μίας ασύρματης ζεύξης είναι ένα πρόβλημα που εκτείνεται σε τρεις διαφορετικούς τομείς έρευνας: α) το RF κύκλωμα & το σχεδιασμό του συστήματος, β) την ψηφιακή επεξεργασία σήματος και γ) την δικτύωση. Το πρόβλημα δεν μπορεί να λυθεί σε οποιοδήποτε ένα τομέα και μόνο, η γνώμη μας είναι ότι απαιτείται η κατανόηση σε βάθος σε όλα αυτά τα πεδία και να σχεδιάσουμε την αρχιτεκτονική κατάλληλα. Ιστορικά, ωστόσο, αυτές οι ειδικότητες έχουν ξεχωριστά πεδία π.χ οι σχεδιαστές του συστήματος RF λαμβάνουν δείγματα στενής ζώνης και δουλειά τους είναι η αποστολή και λήψη σημάτων στην περιοχή των ραδιο-συχνοτήτων από τα δείγματα αυτά. Οι DSP σχεδιαστές έχουν σαν δουλειά την μετατροπή μεταξύ των bits και των δειγμάτων IQ αποτελεσματικά υπό την παρουσία θορύβου. Τέλος, οι ερευνητές στα δίκτυα επικοινωνιών ασχολούνται με τα bits και τα πακέτα και τον σχεδιασμό της πρόσβασης στο μέσο, χωρίς να τους απασχολούν λεπτομέρειες από τα υπόλοιπα πεδία. Έτσι λοιπόν το να συνειδητοποιήσουμε και να εκμεταλλευτούμε την πλήρως αμφίδρομη ζεύξη απαιτεί έρευνα που εκτείνεται σε αυτές τις περιοχές, και το έργο αυτό αντιπροσωπεύει ένα βήμα προς αυτή την κατεύθυνση.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] D. W. Bliss, P. A. Parker, and A. R. Margetts. Simultaneous transmission and reception for improved wireless network performance. In Proceedings of the 2007 IEEE Workshop on Statistical Signal Processing, 2007.
- [2] S. Boyd and L. Vandenberghe. *Convex Optimization*. Cambridge University Press, New York, NY, USA, 2004.
- [3] J. I. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis, and S. Katti. Achieving single channel, full duplex wireless communication. In Proceedings of the sixteenth annual international conference on Mobile computing and networking, MobiCom '10, pages 1-12, New York, NY, USA, 2010. ACM.
- [4] L. Ding. Digital predistortion of power amplifiers for wireless applications. 2004.
- [5] M. Duarte, C. Dick, and A. Sabharwal. Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems. CoRR, abs/1107.1276, 2011.
- [6] M. Duarte and A. Sabharwal. Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: Feasibility and first results. In Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems, and Components, 2010.
- [7] E. Everett, M. Duarte, C. Dick, and A. Sabharwal. Empowering full-duplex wireless communication by exploiting directional diversity. In Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), 2011 Conference Record of the Forty Fifth Asilomar Conference on, pages 2002 -2006, nov. 2011.
- [8] A. Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge

University Press, New York, NY, USA, 2005.

[9] S. Gollakota, H. Hassanieh, B. Ransford, D. Katabi, and K. Fu. They can hear your heartbeats: non-invasive security for implantable medical devices. *SIGCOMM Comput. Commun. Rev.*, 41(4), Aug. 2011.

[10] S. S. Hong, J. Mehlman, and S. Katti. Picasso: flexible rf and spectrum slicing. In *Proceedings of the ACM SIGCOMM 2012 conference on Applications, technologies, architectures, and protocols for computer communication, SIGCOMM '12*, pages 37-48, New York, NY, USA, 2012. ACM.

[11] M. Jain, J. I. Choi, T. Kim, D. Bharadia, S. Seth, K. Srinivasan, P. Levis, S. Katti, and P. Sinha. Practical, real-time, full duplex wireless. *MobiCom '11*, pages 301-312, New York, NY, USA, 2011. ACM.

[12] T. Lee. *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*. Cambridge University Press, 2004.

[13] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck. *Discrete-time signal processing* (2nd ed.). Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ, USA, 1999. [14] B. Radunovic, D. Gunawardena, P. Key, A. Proutiere, N. Singh, V. Balan, and G. Dejean. Rethinking indoor wireless mesh design: Low power, low frequency, full-duplex. In *Wireless Mesh Networks (WIMESH 2010)*, 2010 Fifth IEEE Workshop on, pages 1-6, 2010.

[15] Rohde & Schwarz. *Rohde & Schwarz FSW Signal and Spectrum Analyzer User Manual*, 2012.

[16] Rohde & Schwarz. *Rohde & Schwarz SMBV 100A Signal Generator User*

<http://www.psemi.com/pdf/datasheets/pe43703ds.pdf>.

[18] Power Amplifier Data-sheet.

<http://www.minicircuits.com/pdfs/ZHL-30W-262+.pdf>.

[19] US Patent 5444864.

<http://www.google.com/patents/US5444864>.

[20] US Patent 6539204.

<http://www.google.com/patents/US6539204>.

[21] J. Bardwell. Tech Report.

http://www.connect802.com/download/techpubs/2005/commercial_radios_E0523-15.pdf.