



ΕΛΛΗΝΙΚΗ ΔΗΜΟΚΡΑΤΙΑ
Εθνικόν και Καποδιστριακόν
Πανεπιστήμιον Αθηνών
—ΙΔΡΥΘΕΝ ΤΟ 1837—

ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ
ΤΜΗΜΑΤΩΝ ΦΥΣΙΚΗΣ και ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ & ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ
ΜΔΕ στην ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ ΚΑΙ ΡΑΔΙΟΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Cell-Free Massive MIMO in 5G and Beyond

Ιωάννης Α. Χιώτης

Επιβλέπων: Άρης Μουστάκας, Αναπληρωτής Καθηγητής

ΑΘΗΝΑ
ΜΑΡΤΙΟΣ 2021

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Cell-Free Massive MIMO in 5G and Beyond

Ιωάννης Α. Χιώτης

A.M.: 2018113

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ: **Άρης Μουστάκας**, Αναπληρωτής Καθηγητής

ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ: **Άρης Μουστάκας**, Αναπληρωτής Καθηγητής
Άννα Τζανακάκη, Επίκουρη Καθηγήτρια
Ανδρέας Πολύδωρος, Καθηγητής

ΜΑΡΤΙΟΣ 2021

Copyright © Ιωάννης – Ιωάννης Α. Χιώτης, 2021
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

*"In the new era, thought itself will
be transmitted by radio"*

G. Marconi

Αφιερώνεται

στην οικογένειά μου και στην κοπέλα μου

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία εξετάζεται μία νέα αρχιτεκτονική δικτύων, η οποία καταργώντας το συμβατικό σύστημα των κυψελών (Cell-Free) υπόσχεται όχι μόνο να παράσχει πλήρη ικανοποίηση των προδιαγραφών που έχουν ορίσει τα τωρινά 5G δίκτυα, αλλά και να δημιουργήσει τις κατάλληλες προϋποθέσεις για την υποδοχή των μετέπειτα γενεών δικτύων. Ωστόσο, όπως σε κάθε σύγχρονο ασύρματο σύστημα επικοινωνίας, έτσι και στο Cell-Free απαιτείται η αξιοποίηση των δυνατοτήτων που παρέχουν οι τεχνολογίες των πολλαπλών κεραιών και πιο συγκεκριμένα, εκείνη της Massive MIMO αρχιτεκτονικής. Έτσι λοιπόν, για την καλύτερη κατανόηση της Cell-Free Massive MIMO λογικής, αφού γίνεται μία εισαγωγή στα σημαντικότερα προβλήματα που διέπουν κάθε ασύρματο κανάλι διάδοσης, παρέχεται μία εκτενής παρουσίαση των δυνατοτήτων που κρύβονται πίσω από από κάθε co-located MIMO τοπολογία.

Ειδικότερα, στο κεφάλαιο 2 γίνεται αναφορά στις έννοιες του spatial diversity, spatial multiplexing και array gain, ιδιότητες που καθιστούν κάθε MIMO διάταξη ισχυρό αντισταθμιστικό παράγοντα έναντι των προβλημάτων της μειωμένης χωρητικότητας των καναλιών και της γενικής αστάθειας των ζεύξεων. Ο ουσιαστικός ρόλος της MIMO τοπολογίας αποδεικνύεται μέσα από τη σχετική μοντελοποίηση του συστήματος, η οποία αποτελεί τον θεμέλιο λίθο για τη μετέπειτα δόμηση πιο σύνθετων συστημάτων. Κατόπιν, γίνεται προσαρμογή του απλού point-to-point SU-MIMO στις κινητές επικοινωνίες μέσω της εισαγωγής του MU-MIMO, το οποίο ενσαρκώνει τις ιδιότητες του κλασικού MIMO στην πράξη. Το εν λόγω κεφάλαιο ολοκληρώνεται με την αναφορά στις μεθόδους ανάκτησης και χρήσης του πίνακα CSI, καθώς και στην τεχνική beamforming, η οποία αποτελεί χαρακτηριστικό ζωτικής σημασίας για κάθε συστοιχία κεραιών.

Στο κεφάλαιο 3 γίνεται αναφορά στις προδιαγραφές και απαιτήσεις των 5G δικτύων μέσω της ποσοτικοποίησης ορισμένων δεικτών, οι οποίοι έχουν να κάνουν τόσο με την πύκνωση των κυψελών όσο και με την αύξηση του spectral efficiency (SE). Στην προσπάθεια ενίσχυσης του δεύτερου δείκτη, αξιοποιείται η τοπολογία Massive MIMO, η οποία σημειώνει θεαματικά αποτελέσματα σε όρους quality of service (QoS). Την αύξηση της πύκνωσης των κυψελών αναλαμβάνει η αρχιτεκτονική των ετερογενών δικτύων (HetNets), η οποία, συνεργαζόμενη με τη Massive MIMO τοπολογία, αποτελεί ακόμα και σήμερα την αιχμή του τεχνολογικού δόρατος. Με τον τρόπο αυτό προετοιμάζεται κατάλληλα το έδαφος για τη σύγκρισή της με τη Cell-Free Massive MIMO διάταξη στα επόμενα κεφάλαια. Τέλος, περιλαμβάνεται και μία ενεργειακή ανάλυση σχετική τόσο με το Massive MIMO όσο και με τα ετερογενή δίκτυα, δίνοντας και σε αυτόν τον τομέα ένα πρακτικό μέτρο σύγκρισης για τις μετέπειτα προσομοιώσεις.

Στο κεφάλαιο 4, αφού γίνει μία σύντομη αναφορά στα προβλήματα που αντιμετωπίζουν οι σημερινές κυψελωτές (co-located) Massive MIMO διατάξεις, πραγματοποιείται εισαγωγή στις Cell-Free Massive MIMO τοπολογίες, εστιάζοντας κυρίως στα χαρακτηριστικά που τις καθιστούν πλήρως ανταγωνιστικές και πρωτοπόρες. Ειδικότερα, κατόπιν μίας εκτενούς μοντελοποίησης και εξαγωγής αναλυτικών εκφράσεων ρυθμαπόδοσης κλειστού τύπου τόσο για την uplink όσο και για τη downlink ζεύξη, ακολουθεί πρακτική σύγκριση της Cell-Free Massive MIMO αρχιτεκτονικής με τη μέχρι στιγμής βέλτιστη των small cells, θεωρώντας την αποκλειστική και μόνο ύπαρξη single-antenna access points (APs) και user-equipments (UEs). Για την πληρότητα της

ανάλυσης, λαμβάνονται υπόψη διάφορα σενάρια, τα οποία περιλαμβάνουν την ύπαρξη ατελούς πίνακα CSI, μη ορθογώνιων πιλοτικών σημάτων (pilot contamination), της max-min power control στρατηγικής και δύο διαφορετικών pilot assignment αλγορίθμων. Το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με τη μοντελοποίηση και την προσομοίωση των Cell-Free Massive MIMO συστημάτων σε περιβάλλον με multi-antenna APs και multi-antenna UEs προς εξέταση του βελτιωτικού ή υποβαθμιστικού χαρακτήρα της εν λόγω προσθήκης.

Ακολούθως, στο κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται διάφορες στρατηγικές βελτίωσης της απόδοσης των Cell-Free Massive MIMO συστημάτων. Μεταξύ αυτών περιγράφονται τα τέσσερα επίπεδα συνεργασίας των APs με το CPU κατά τη διαδικασία του uplink, εισάγοντας παράλληλα και μία βέλτιστη combining τεχνική. Αυτό αποσκοπεί στην πλήρη κατανόηση της σωστής μεθοδολογίας σχεδιασμού των μη κυψελωτών Massive MIMO διατάξεων, ώστε να είναι σε θέση κάθε φορά να παρέχουν υψηλότερες επιδόσεις συγκριτικά με κάθε άλλη co-located Massive MIMO τοπολογία. Κατόπιν, όσον αφορά τη downlink διαδικασία, προτείνονται διάφοροι βελτιωτικοί και αρκετά σύγχρονοι precoding αλγόριθμοι, οι οποίοι δρώντας κατασταλτικά για τις δημιουργούμενες παρεμβολές, χαρίζουν αρκετά ικανοποιητικά επίπεδα ρυθμαπόδοσης στο σύστημα. Το κεφάλαιο κλείνει με την προσαρμογή της NOMA στρατηγικής στα δεδομένα των Cell-Free Massive MIMO διατάξεων, ενισχύοντας την απόδοση του συστήματος ακόμα και σε σενάρια αρκετά αυξημένης κίνησης δεδομένων.

Στο κεφάλαιο 6 δρομολογείται το πρόβλημα του fronthaul signaling, δηλαδή της πολυπλοκότητας που αναπτύσσεται στο fronthaul δίκτυο των Cell-Free Massive MIMO συστημάτων εξαιτίας της μεταφοράς μεγάλου όγκου δεδομένων εντός αυτού. Η πρόταση που περιγράφεται περιλαμβάνει τη σειριακή σύνδεση του fronthaul μέρους της διάταξης μέσω της πρωτοποριακής τοπολογίας των radio stripes, σε συνδυασμό με έναν σειριακό αλγόριθμο επεξεργασίας, ο οποίος εκτελώντας σταδιακή μείωση σφαλμάτων την καθιστά πλήρως ανταγωνιστική. Κατόπιν, το κεφάλαιο συνεχίζεται με πλήρη μοντελοποίηση του Cell-Free Massive MIMO συστήματος, λαμβάνοντας αυτή τη φορά υπόψη την ύπαρξη περιορισμένης fronthaul χωρητικότητας και hardware impairments, στοχεύοντας στην πιο πιστή ταύτιση των συνθηκών υλοποίησής του στις ατέλειες της πραγματικότητας.

Το τελευταίο κεφάλαιο επέχει πλήρως ενεργειακό χαρακτήρα, αφού περιλαμβάνει τη μοντελοποίηση του Cell-Free Massive MIMO συστήματος με στόχο αποκλειστικά και μόνο τη μελέτη του στον εν λόγω τομέα. Καίριο ρόλο διαδραματίζει η πρώτη παράγραφος, στην οποία γίνεται σύγκριση της ενεργειακής απόδοσης (EE) μεταξύ της κυψελωτής και μη Massive MIMO διάταξης, λαμβάνοντας υπόψη τρία διαφορετικά σενάρια υλοποίησης, καθώς και δύο τυποποιημένους power control αλγορίθμους. Στη συνέχεια, για την πλήρη απεικόνιση των δυνατοτήτων της προτεινόμενης τοπολογίας, λαμβάνει χώρα μία ειδικότερη ανάλυση, η οποία συμπεριλαμβάνοντας την ύπαρξη του pilot contamination φαινομένου και δύο βασικών αλγορίθμων επιλογής των APs, καταλήγει σε ένα μη-κυρτό πρόβλημα ενεργειακής ελαχιστοποίησης. Τέλος, η εργασία ολοκληρώνεται παρέχοντας αποτελέσματα προσομοιώσεων ενεργειακού περιεχομένου από τοπολογίες Cell-Free Massive MIMO στις οποίες παρατηρείται συσχέτιση καναλιών, αλλά και περιορισμένη fronthaul χωρητικότητα σε συνδυασμό με hardware impairments.

Λέξεις κλειδιά: Cell-Free Massive MIMO, small cells, pilot contamination, ενεργειακή απόδοση, spectral efficiency

Abstract

Almost two decades ago, 3G networks were thought to be a revolutionary technology that would have the potential to change the way people interacted remotely. Having said that, 3G not only introduced faster data rates, but also signaled the beginning of a new era, the era of the mobile broadband. Although mobile internet had already been introduced in 2G networks, it lacked a key aspect that held it back from gaining in popularity. That aspect was its limited capacity. This limited capacity, alongside with multipath propagation, have been the main hindrances in wireless telecommunication channels since then. Nevertheless, with the passage of time, 4G was introduced enhancing mobile internet even further. Even though this technological revolution was a huge step forward, peoples' demands did not stop there. Consumers needed much more capacity for their links, not solely to experience higher data rates, but at the same time to be able to connect all of their smart devices seamlessly to the internet. These huge demands triggered scientists to start developing 5G networks, which according to them, were the key technology to deliver outstanding performances, launching QoS/QoE indicators at a much higher level. The most critical technology that supported many aspects of this breakthrough was Massive MIMO, a scheme originated by Thomas L. Marzetta [1]. This underlying technology uses a large number of co-located antennas (more than 64) which coherently receive/transmit signals from/to many users, leveraging the classic spatial diversity, spatial multiplexing and array gain capabilities of conventional multi-user MIMO, which in result translate to huge increase in performance and energy efficiency (EE).

Even though Massive MIMO managed to meet the QoS requirements established for 5G networks, it suffers (among others) from a major bottleneck, which in turn imposes a technological barrier between state-of-the-art topologies and futuristic next level architectures. This obstacle, known as inter-cell interference, is indigenous in every cellular system and significantly affects the cell-edge terminals, whose performance is already downgraded by the existing path attenuation. One of the main newborn technologies which manages to overcome this issue is Cell-Free Massive MIMO, aiming at vanishing each and every cell boundary in order to blaze new technological breakthrough trails. In the Cell-Free paradigm, it is not the central base station surrounded by the users, but rather it is each user being surrounded by smaller, less complicated servicing nodes called access points (APs). This concept, thanks to its “user-centric” architecture, manages to significantly reduce path attenuation and interference among users, a fact that leads to exceptional performance and EE. The main key features, which make Cell-Free Massive MIMO technology so promising for satisfying the increasing number of users and the high data rate expectations in 5G and beyond (B5G) networks, are the so-called *macro-diversity* and *favorable propagation*. This thesis attempts to show the potential and the challenges of this excellent, yet tricky topology, and to encourage more research and real-world experiments in the section of multiple antenna technologies.

Keywords: B5G, Cell-Free Massive MIMO, energy efficiency, macro-diversity, favorable propagation

Summary

In the present thesis what is investigated is a new network architecture which by abolishing the conventional cellular system (Cell-Free) promises not only to provide full satisfaction of the standards set by the current 5G networks, but also to create the appropriate conditions for the reception of the next generations of networks. However, as any modern wireless communication system, Cell-Free requires the utilization of the possibilities provided by the technologies of multiple antennas, particularly that of the Massive MIMO architecture. Hence, for a better understanding of Cell-Free Massive MIMO reasoning, after an introduction to the most important problems that influence each wireless propagation channel, an extensive presentation of the potential entailed in each co-located MIMO topology is provided.

In particular, Chapter 2 refers to the concepts of spatial diversity, spatial multiplexing and array gain, properties that make each MIMO layout a powerful compensating factor against the problems of reduced channel capacity and of general link instability. The essential role of MIMO topology is highlighted through the relevant modeling of the system, which functions as the cornerstone for the subsequent construction of more complex arrangements. Additionally, the simple point-to-point SU-MIMO is adapted to mobile communications through the introduction of MU-MIMO, which embodies the properties of the classic MIMO in practice. This chapter concludes with a reference to the methods of retrieving and using the CSI matrix, as well as the beamforming technique, which is a vital element for any antenna array.

Chapter 3 refers to the specifications and demands of 5G networks through the quantification of certain indicators, which are related to both the densification of cells and the increase of spectral efficiency (SE). In the effort to increase the second indicator, the Massive MIMO topology is fully engaged thus achieving spectacular results in terms of quality of service (QoS). The augmentation of the cell density is accomplished by the architecture of the heterogeneous networks (HetNets), which alongside with the Massive MIMO topology, constitutes even today the tip of the technological spear. In this way, the stage is set for future comparison between Cell-Free Massive MIMO and the HetNet layouts. Last but not least, an energy analysis associated with the above mentioned topologies is included, adding to this sector a practical benchmark for subsequent simulations.

In Chapter 4, after a brief reference to the problems faced by current cellular (co-located) Massive MIMO arrangements, the Cell-Free Massive MIMO topologies are introduced, mainly focusing on the features that render them fully competitive and innovative. In particular, after an extensive modeling and derivation of closed-form rate expressions for both the uplink and the downlink schemes, a practical comparison of the Cell-Free Massive MIMO architecture with the optimal one (until today) of small cells is following, considering only the case of single-antenna access points (APs) and user-equipments (UEs). For the completeness of the analysis, various scenarios are considered. These scenarios include the existence of imperfect CSI matrix, of non-orthogonal pilot signals (pilot contamination), of the max-min power control strategy and of two different pilot assignment algorithms. The chapter concludes with the modeling and

the simulation of Cell-Free Massive MIMO systems in a context with multi-antenna APs and multi-antenna UEs examining the enhancing or degrading nature of this addition.

Following, Chapter 5 presents several strategies for improving the performance of Cell-Free Massive MIMO systems. Among these, the 4 levels of cooperation between APs and CPU during the uplink process are described, considering at the same time an optimal combining technique. This aims to fully understand the correct design methodology of non-cellular Massive MIMO layouts, so that they are able to provide higher levels of performance compared to co-located Massive MIMO topologies in every scenario. Regarding the downlink process, a number of improving and innovative precoding algorithms are proposed, which, acting suppressively for the generated interferences, provide quite satisfactory rates to the system. The chapter ends with the adaptation of the NOMA strategy to the date of Cell-Free Massive MIMO layouts, enhancing the performance of the system even in high data traffic cases.

Chapter 6 addresses the issue of Cell-Free Massive MIMO fronthaul signaling, that is the complexity that develops in it due to the transfer of large volumes of data. The solution proposed includes the serial connection of the fronthaul part of the layout through the innovative topology of radio stripes, combined with a serial processing algorithm, which performs a gradual reduction of errors thus making it entirely competitive. The chapter continues with a complete modeling of the Cell-Free Massive MIMO system, this time taking into account the existence of limited fronthaul capacity and of hardware impairments, aiming at the most faithful identification of its implementation conditions within the imperfections of reality.

The last chapter features an energy profile, as it includes the modeling of the Cell-Free Massive MIMO system with the sole purpose of its studying in the forementioned field. A key role is played in the first paragraph where the energy efficiency (EE) of cellular and Cell-Free Massive MIMO layouts are compared after taking into account three different implementation scenarios, as well as two standard power control algorithms. For the full depiction of the possibilities of the proposed topology, a more dedicated analysis takes place, which includes the existence of the pilot contamination phenomenon and two basic AP selection schemes, resulting in a non-convex energy minimization problem. Lastly, this thesis is completed by providing the results of energy content simulations of Cell-Free Massive MIMO topologies in which channel correlation is observed alongside with limited fronthaul capacity in combination with hardware impairments.

Keywords: Cell-Free Massive MIMO, small cells, pilot contamination, energy efficiency, spectral efficiency

Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στο πλαίσιο του Διατμηματικού Προγράμματος Μεταπτυχιακών Σπουδών «Ηλεκτρονικής και Ραδιοηλεκτρολογίας» του Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών.

Σε αυτό το σημείο θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον Καθηγητή του Τμήματος Φυσικής, Άρη Μουστάκα, ο οποίος με βοήθησε στην επιλογή του θέματος, αλλά και με καθοδηγούσε κατά τη διάρκεια εκπόνησης της παρούσας εργασίας. Επίσης, ένα μεγάλο ευχαριστώ θα ήθελα να απευθύνω και στην Καθηγήτρια του Τμήματος Φυσικής, Άννα Τζανακάκη, η οποία μέσω των ακαδημαϊκών της διαλέξεων μου έδωσε το ερέθισμα να ασχοληθώ με τις τεχνολογίες των δικτύων της επόμενης γενιάς.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Καθηγητή του Τμήματος Φυσικής, Ιωάννη Τίγκελη, ο οποίος με τις πολύτιμες συμβουλές του με στήριξε καθ' όλη τη διάρκεια του μεταπτυχιακού.

Ιωάννης Α. Χιώτης

Πίνακας Περιεχομένων

Περίληψη	i
Abstract	iii
Summary	v
Ευχαριστίες	vii
Κατάλογος Σχημάτων	xiii
Κατάλογος Πινάκων	xxiii
Πρόλογος	xxv
1 Εισαγωγή	1
1.1 Ασύρματες επικοινωνίες: Παρελθόν, παρόν και μέλλον	1
1.2 Μηχανισμοί διάδοσης	2
1.3 Παράμετροι και κατάταξη fading καναλιών	3
1.4 Fading channels	5
2 Co-located systems: Single-User and Multi-User MIMO	7
2.1 Το MIMO με μία πρώτη ματιά	7
2.2 Diversity combining τεχνικές κατά τη λήψη	11
2.2.1 Maximal Ratio Combining (MRC)	12
2.2.2 Selection Combining (SC)	12
2.2.3 Equal Gain Combining (EGC)	13
2.3 Μοντελοποίηση των Single-User MIMO διατάξεων	13
2.3.1 Multiplexing gain	14
2.3.2 Diversity gain	14
2.3.3 Μία ισορροπία μεταξύ των δύο κερδών	15
2.3.4 Παραμετροποίηση του SU-MIMO καναλιού	16
2.3.5 Η χωρητικότητα του AWGN καναλιού	17
2.4 Η μέθοδος Alamouti	20
2.5 Η λογική του Multi-User MIMO	22
2.5.1 Μοντελοποίηση των Multi-User MIMO διατάξεων	23
2.5.1.1 Uplink ζεύξη	24

2.5.1.2	Downlink ζεύξη	26
2.5.1.3	Η συνολική χωρητικότητα της MU-MIMO διάταξης	27
2.6	Channel State Information (CSI)	28
2.7	Beamforming	31
2.7.1	Dirty paper coding	31
2.7.2	Zero-forcing beamforming	34
2.8	Συμπεράσματα κεφαλαίου	39
3	Co-located systems: Massive MIMO	41
3.1	Εισαγωγή στο 5G	41
3.2	Ανάγκες και στόχοι του 5G	42
3.3	Massive MIMO	44
3.4	Pilot contamination	47
3.5	Heterogeneous Networks	50
3.5.1	Pre-beamforming in HetNets	52
3.5.2	Προσομοίωση των pre-beamforming τεχνικών σε HetNet περιβάλλον	53
3.6	Ενεργειακή ανάλυση των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων	55
3.6.1	Ενεργειακή απόδοση του Massive MIMO	56
3.6.2	Ενεργειακή απόδοση των small cells (Soft-Cells)	58
3.7	Συμπεράσματα κεφαλαίου	63
4	Cell-Free Massive MIMO: Μία πρώτη εικόνα	67
4.1	Συνοπτική ανασκόπηση των προβλημάτων του Massive MIMO	67
4.2	Τι είναι το Cell-Free Massive MIMO;	67
4.3	Θεωρητική μοντελοποίηση για single-antenna UEs και APs	70
4.3.1	Cell-Free Massive MIMO uplink payload modeling	72
4.3.2	Cell-Free Massive MIMO downlink payload modeling	73
4.3.3	Cell-Free Massive MIMO uplink training modeling	75
4.4	Πρακτική μοντελοποίηση για single-antenna UEs και APs	76
4.4.1	Μοντέλο μεγάλης κλίμακας	76
4.4.2	Μοντέλο εφικτής κλίμακας	78
4.5	Pilot assignment	80
4.6	Power control	82
4.7	Cell-Free Massive MIMO versus small cells (Rayleigh fading) για single-antenna UEs και APs	83
4.7.1	Small cells: Μία σύντομη επισκόπηση	84
4.7.2	Προσομοίωση	86
4.8	Cell-Free Massive MIMO διατάξεις με multi-antenna UEs και APs	92
4.8.1	Multi-antenna APs	92
4.8.2	Multi-antenna UEs και APs	99
4.9	Συμπεράσματα κεφαλαίου	102

5	Αρχιτεκτονικές Cell-Free Massive MIMO: Αύξηση της απόδοσης	105
5.1	Η επίδραση των τεσσάρων επιπέδων συνεργασίας στο uplink SE	105
5.1.1	Επίπεδο 4: Πλήρως κεντροποιημένη επεξεργασία	106
5.1.2	Επίπεδο 3: Τοπική επεξεργασία με κεντρικό LSFD	107
5.1.3	Επίπεδο 2: Τοπική επεξεργασία με ένα πιο απλό κεντρικό decoding	109
5.1.4	Επίπεδο 1: Small cell υλοποίηση	110
5.1.5	Uplink προσομοίωση επιπέδων συνεργασίας Cell-Free Massive MIMO	111
5.2	Ανασκόπηση των βελτιώσεων στις Cell-Free Massive MIMO διατάξεις επιπέδων 2 και 1	116
5.3	Βελτίωση του downlink SE σε precoding επίπεδο	118
5.3.1	SLNR precoding	118
5.3.2	Zero-forcing precoding	120
5.3.2.1	Full-pilot zero-forcing precoding	121
5.3.2.2	Βελτιωτικοί zero-forcing αλγόριθμοι	125
5.4	Non-orthogonal multiple access	133
5.4.1	Αρχή λειτουργίας των NOMA-aided συστημάτων	134
5.4.2	Μοντελοποίηση των Cell-Free Massive MIMO διατάξεων	136
5.5	Συμπεράσματα κεφαλαίου	145
6	Fronthaul Signaling	149
6.1	Επισκόπηση των διάφορων δυσκολιών ως προς το fronthaul signaling	149
6.2	Σειριακή σύνδεση του fronthaul δικτύου	152
6.2.1	Εισαγωγή στα radio stripes	152
6.2.2	Αρχή λειτουργίας και συγχρονισμός των radio stripes	155
6.2.3	Πρακτική αξιολόγηση των radio stripes	156
6.2.3.1	Μοντελοποίηση uplink επεξεργασίας βασισμένη σε radio stripes	157
6.2.3.2	Προσομοίωση uplink SE βασισμένη σε radio stripes	163
6.3	Η χωρητικότητα του fronthaul δικτύου	165
6.3.1	Uplink μοντελοποίηση υπό περιορισμένη fronthaul χωρητικότητα	166
6.3.1.1	Compress-Forward-Estimate (CFE)	168
6.3.1.2	Estimate-Compress-Forward (ECF)	172
6.3.1.3	Estimate-Multiply-Compress-Forward (EMCF)	174
6.3.2	Προσομοίωση σε Cell-Free Massive MIMO περιβάλλον περιορισμένης fronthaul χωρητικότητας	176
6.4	Συμπεράσματα κεφαλαίου	179
7	Cell-Free Massive MIMO: Ενεργειακή αξιολόγηση	181
7.1	Ενεργειακή απόδοση: Cellular versus Cell-Free Massive MIMO	181
7.1.1	Μοντελοποίηση ενεργειακής απόδοσης cellular και Cell-Free συστημάτων	182

7.1.2	Προσομοίωση ενεργειακής απόδοσης cellular και Cell-Free Massive MIMO συστημάτων υπό διαφορετικές περιβαλλοντικές συνθήκες	183
7.2	Ενεργειακή μελέτη επί Cell-Free Massive MIMO συστημάτων με απεριόριστη fronthaul χωρητικότητα	187
7.2.1	Ενεργειακή μοντελοποίηση των Cell-Free Massive MIMO συστημάτων: Μία πιο ειδική προσέγγιση	188
7.2.2	Στρατηγικές επιλογής των APs	191
7.2.2.1	Received-Power-Based Selection	192
7.2.2.2	Largest-Large-Scale-Fading-Based Selection	194
7.2.3	Πειραματικά αποτελέσματα	195
7.3	Ενεργειακή μελέτη επί Cell-Free Massive MIMO συστημάτων με περιορισμένη fronthaul χωρητικότητα	202
7.4	Συμπεράσματα κεφαλαίου	205
8	Επίλογος και μελλοντικές κατευθύνσεις	207
	Πίνακας Ορολογίας	211
	Πίνακας Συντμήσεων	219
	Βιβλιογραφία	223

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1-1:	Doppler power spectrum [5]	4
Σχήμα 1-2:	Small-scale και Large-scale fading [4, Ch. 3-4]	6
Σχήμα 2-1:	Μορφές ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων [10, Ch. 1]	7
Σχήμα 2-2:	Λειτουργία spatial diversity σε σύστημα MIMO [10, Ch. 1]	8
Σχήμα 2-3:	Προσομοίωση διατάξεων μίας και πέντε ροών σε περιβάλλον με απώλειες που ακολουθούν την κατανομή Rayleigh [10, Ch. 1]	9
Σχήμα 2-4:	Λογική spatial multiplexing [9]	10
Σχήμα 2-5:	Λειτουργία spatial multiplexing σε σύστημα MIMO [10, Ch. 1]	10
Σχήμα 2-6:	Θεωρητικό SE συναρτήσει του αριθμού των κεραιών $N \times N$ MIMO διάταξης σε Rayleigh περιβάλλον για διάφορες τιμές του SNR [10, Ch. 1]	11
Σχήμα 2-7:	Maximal ratio combining scheme [14]	12
Σχήμα 2-8:	Selection combining scheme [14]	13
Σχήμα 2-9:	10% outage capacity συναρτήσει του SNR σε σύστημα SU-MIMO $N \times N$, με $N = \{1,2\}$ [11, Ch. 1]	14
Σχήμα 2-10:	FER συναρτήσει του SNR σε σύστημα SU-MIMO $N \times N$, όπου $N = \{1,2\}$, για $QoS = 2 \text{ bps/Hz}$ [11, Ch. 1]	15
Σχήμα 2-11:	Diversity multiplexing trade-off καμπύλη [11, Ch. 1]	16
Σχήμα 2-12:	Όλα τα πιθανά “μονοπάτια” δεδομένων σε σύστημα SU-MIMO $n \times m$ [9]	16

Σχήμα 2-13:	Block διάγραμμα που περιγράφει την πορεία του σήματος από τον πομπό προς τον δέκτη σε ένα σύστημα SU-MIMO [16] . .	17
Σχήμα 2-14:	FER συναρτήσει SNR σε για διατάξεις SISO και SU-MIMO 2×2 , με την τελευταία να εφαρμόζει την τεχνική Alamouti. Ο ρυθμός μετάδοσης R διατηρείται σταθερός στα 2 bps/Hz και στις δύο περιπτώσεις [11, Ch. 1]	21
Σχήμα 2-15:	10% outage capacity συναρτήσει του SNR για συστήματα SISO και SU-MIMO 2×2 , με το τελευταίο να κάνει χρήση της μεθόδου Alamouti. Το FER θεωρείται σταθερό και στις δύο περιπτώσεις [11, Ch. 1]	22
Σχήμα 2-16:	Uplink scheme σε σύστημα MU-MIMO [19]	24
Σχήμα 2-17:	Downlink scheme σε σύστημα MU-MIMO [19]	26
Σχήμα 2-18:	Καμπύλες μέγιστης χωρητικότητας σε διάταξη MU-MIMO δύο χρηστών (δύο αξόνων). Η άνω καμπύλη αναφέρεται σε περιβάλλον που επιτρέπει τον ίδιο μέγιστο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων προς κάθε χρήστη (με κατάλληλους power control συντελεστές), ενώ η κάτω, σε περιβάλλον όπου ο χρήστης 2 δε μπορεί σε καμία περίπτωση να έχει τόσο υψηλή ρυθμαπόδοση όσο εκείνη που έχει ο χρήστης 1 [27]	28
Σχήμα 2-19:	Μέθοδος open-loop (reciprocity) [11, pp. 89-95]	30
Σχήμα 2-20:	Μέθοδος closed-loop (feedback) [11, pp. 89-95]	30
Σχήμα 2-21:	Αναπαράσταση επιθυμητών σημάτων και σημάτων παρεμβολής σε περιβάλλον MU-MIMO δύο χρηστών [27] . . .	32
Σχήμα 2-22:	Σχέση δεικτών EE και SE μεταξύ συστημάτων SISO (μωβ καμπύλη), MISO (πράσινη καμπύλη) και MIMO, το οποίο κάνει χρήση των MRC (κόκκινη καμπύλη) και ZFBF (μπλε καμπύλη) precoding στρατηγικών [33]	35
Σχήμα 2-23:	Sum-rate συναρτήσει του αριθμού των χρηστών $K = \{10, 11, \dots, 100\}$ για MIMO διάταξη η οποία κάνει χρήση των τεχνικών DPC, ZFBF, ZFBF-SUS, RBF και TDMA. Τονίζεται ότι κάθε χρήστης έχει ρυθμαπόδοση ίση με $(\text{sum-rate})/K$ [22]	37
Σχήμα 2-24:	Sum-rate συναρτήσει του αριθμού των χρηστών $K = \{10, 11, \dots, 10^5\}$ για MIMO διάταξη η οποία κάνει χρήση των τεχνικών DPC, ZFBF, ZFBF-SUS, RBF και TDMA. Τονίζεται	38

	ότι κάθε χρήστης έχει ρυθμαπόδοση ίση με $(\text{sum} - \text{rate})/K$ [22]	
Σχήμα 3-1:	5G conception [25, pp. 3-73]	42
Σχήμα 3-2:	Δείκτες που επιδιώκει να βελτιώσει το 5G στο πλαίσιο επέκτασης των προδιαγραφών από το πρότυπο IMT-Advanced στο IMT-2020 [25, pp. 3-73]	44
Σχήμα 3-3:	SE συναρτήσει του αριθμού N των κεραιών σε BS κάνοντας χρήση της ZFBF τεχνική και κατανέμοντας ισάξια $SNR = 0 \text{ dB}$ σε κάθε χρήστη [25, pp. 106-116]	46
Σχήμα 3-4:	Υποπεριοχές χρήσης του ίδιου συνόλου πιλοτικών σημάτων μαζί με τον reuse factor που αντιστοιχεί σε κάθε μία από αυτές [25, pp. 103-106]	48
Σχήμα 3-5:	Δείκτης BER συναρτήσει του SNR για διάταξη MIMO 16×16 , η οποία εφαρμόζει τις τεχνικές TFT-OFDM, CP-OFDM και Time-domain preamble based MIMO. Επιπλέον, αναγράφονται και οι περιπτώσεις όπου γίνεται χρήση τέλει CSI, αλλά και ελάχιστου δυνατού SNR (ελάχιστο BER) [40] ..	49
Σχήμα 3-6:	Heterogeneous network scheme [43]	51
Σχήμα 3-7:	SE (bps/Hz) συναρτήσει της συνολικής ακτινοβολούμενης ισχύος $\rho \text{ (dB)}$ σε περιβάλλον mMIMO με BS των $N = 128$ κεραιών, το οποίο εξυπηρετεί $T = \{3, 9, 15\}$ ομάδες των $K_t = 3$ UEs χρησιμοποιώντας τις τεχνικές JGPAPBF, ABD-OGPA, ABD-UGPA και εκείνη του optimal SINR [43]	54
Σχήμα 3-8:	Τυπικές καμπύλες EE για διάφορες τιμές της στατικής ισχύος P_c [48]	56
Σχήμα 3-9:	EE συναρτήσει του αριθμού N των κεραιών σταθμού βάσης σε mMIMO περιβάλλον με ιδανικό και μη hardware για σταθερή ισχύ εκπομπής ($t = 0$), φθίνουσα με ρυθμό $1/N^{0,5}$ ($t = 1/2$), αλλά και βέλτιστη με στόχο τη μεγιστοποίηση του EE [47] ...	57
Σχήμα 3-10:	HetNet διάταξη τεσσάρων small cells και ενός κεντρικού BS. Το περιβάλλον περιλαμβάνει δέκα χρήστες, έξι από τους οποίους βρίσκονται αρκετά απομακρυσμένοι από κάθε SCA. Οι υπόλοιποι τέσσερις βρίσκονται (ο κάθε ένας ξεχωριστά) εντός της εμβέλειας κάποιου small cell [45]	61

Σχήμα 3-11:	Συνολική ισχύς ακτινοβολίας (dBm) ανά υποφέρουσα που απαιτείται σε κάθε σενάριο της HetNet τοπολογίας του Σχήματος 3-10 για την παροχή υπηρεσιών με δείκτη $QoS = 2 \text{ bps/Hz}$ συνατήρει του αριθμού κεραιών N_{BS} του BS [45] . .	62
Σχήμα 3-12:	Συνολική ισχύς ακτινοβολίας (dBm) ανά υποφέρουσα συνατήρει του δείκτη QoS για HetNet διάταξη με αριθμό κεραιών $N_{BS} = 50$ [45]	62
Σχήμα 4-1:	SE συναρτήρει της θέσης κάθε UE σε σχέση με κάθε ένα από τα 9 σημεία πρόσβασης από όπου εξυπηρετείται, για κυψελωτέες (αριστερό διάγραμμα) και cell-free (δεξί διάγραμμα) mMIMO διατάξεις [50]	68
Σχήμα 4-2:	CDF συναρτήρει του κέρδους του καναλιού για την ανάδειξη της CF mMIMO macro-diversity ιδιότητας (αριστερά) και του λόγου $\frac{ h_1^H h_2 ^2}{\ h_1\ ^2 \ h_2\ ^2}$ για την ανάδειξη του ποσοστού επίτευξης του favorable propagation (δεξιά) [50]	69
Σχήμα 4-3:	Cell-Free mMIMO network scheme [7]	71
Σχήμα 4-4:	DCCs M_1 , M_2 και M_3 προς εξυπηρέτηση των UEs 1, 2 και 3 αντίστοιχα [49]	71
Σχήμα 4-5:	Υπολογισθέντες ρυθμοί μετάδοσης downlink σημάτων συναρτήρει του αριθμού των APs για small cells και CF διατάξεις σε περιπτώσεις πλήρης και μη γνώσης του CSI από τη μεριά των UEs. Οι παράμετροι της προσομοίωσης περιλαμβάνουν: $\rho_{sc} = 10 \text{ dB}$, $\rho_{cf} = 0 \text{ dB}$, $\tau_p^{cf} = K$, $\beta_{k\ell} = 1$ και $\eta_{k\ell} = 1/(K\gamma_{k\ell})$, ενώ παραλείπονται οι πιλοτικές παρεμβολές [7]	79
Σχήμα 4-6:	Αποτελέσματα προσομοίωσης αλτρουϊστικού, εγωϊστικού και τυχαίας λογικής αλγορίθμων απόδοσης πιλοτικών σημάτων στα UEs ανάλογα με την ισχύ ακτινοβολίας τους [62]	81
Σχήμα 4-7:	CDF κατανομή της ανά-χρήστη καθαρής downlink ρυθμαπόδοσης με $\tau_p^{cf} = \tau_{p,dl}^{sc} = 20 \text{ samples}$ σε σενάρια με correlated και decorrelated σκίαση, κάνοντας παράλληλα και χρήση του greedy pilot assignment αλγορίθμου. Επίσης, στο (a) γίνεται χρήση και του max-min power control αλγορίθμου, ενώ στο (b) όχι [7]	89

Σχήμα 4-8:	CDF κατανομή της ανά-χρήστη καθαρής uplink ρυθμαπόδοσης με $\tau_p^{cf} = \tau_{p,ul}^{cf} = 20 \text{ samples}$ σε σενάρια με correlated και decorrelated σκίαση, κάνοντας παράλληλα και χρήση του greedy pilot assignment αλγορίθμου. Επίσης, στο (a) γίνεται χρήση και του max-min power control αλγορίθμου, ενώ στο (b) όχι [7]	89
Σχήμα 4-9:	CDF κατανομή της ανά-χρήστη καθαρής (a) downlink και (b) uplink ρυθμαπόδοσης με $\tau_p^{cf} = \tau_{p,dl}^{sc} = \tau_{p,ul}^{sc} = 20 \text{ samples}$ σε σενάρια με correlated και decorrelated σκίαση, κάνοντας παράλληλα και χρήση των random pilot assignment και max-min power control αλγορίθμων [7]	90
Σχήμα 4-10:	CDF κατανομή των M_k APs, τα οποία εξυπηρετούν τον k^{th} χρήστη για $\tau_p^{cf} = 5$ και $\tau_p^{cf} = 20 \text{ samples}$ σε περιβάλλον με decorrelated σκίαση [7]	90
Σχήμα 4-11:	Μέση καθαρή downlink ρυθμαπόδοση συναρτήσει του αριθμού των (a) χρηστών για $L = 100$ και των (b) APs για $K = 20$ σε περιβάλλον με decorrelated σκίαση για $\tau_p^{cf} = 5$ και $\tau_p^{cf} = 20 \text{ samples}$ [7]	90
Σχήμα 4-12:	Περιγραφική εικόνα των multipath NLOS ροών που λαμβάνει μία κεραία ενός BS εξαιτίας της σκέδασης της ακτινοβολίας του UE επί σκεδαστή κοντά σε αυτό (στο UE) [69, pp. 235-238] ..	96
Σχήμα 4-13:	Μέσο ανά-χρήστη SE (για $K = 10$ UEs και $N = 4$ και 2 κεραίες) συναρτήσει του αριθμού L των APs για spatially correlated ($ASD = 10^\circ$) και decorrelated κανάλια με εξασθένηση κατά Rayleigh σε CF mMIMO περιβάλλον [66]	97
Σχήμα 4-14:	Μέσο ανά-χρήστη SE (για $L = 100$ APs και $N = 4$ κεραίες) συναρτήσει του αριθμού K των UEs για spatially correlated ($ASD = 10^\circ$ και 30°) και decorrelated κανάλια με εξασθένηση κατά Rayleigh σε CF mMIMO περιβάλλον [66]	97
Σχήμα 4-15:	Μέσο ανά-χρήστη SE (για $K = 10$ UEs) συναρτήσει του συνολικού αριθμού LN των κεραιών των APs για spatially correlated ($ASD = 10^\circ$ και 30°) κανάλια με εξασθένηση κατά Rayleigh σε CF και co-located mMIMO περιβάλλοντα [66] ..	98
Σχήμα 4-16:	95% – <i>likely</i> καθαρή ανά-χρήστη downlink ρυθμαπόδοση συναρτήσει του αριθμού N των κεραιών ανά AP για αριθμό κεραιών ανά UE $M = 2$ και αριθμό APs $L = 50$ [67]	101

Σχήμα 4-17:	95% – <i>likely</i> καθαρή ανά-χρήστη downlink ρυθμαπόδοση συναρτήσει του αριθμού M των κεραιών ανά UE για αριθμό APs $L = 50$ με $N = 4$ κεραίες στο κάθε ένα [67]	101
Σχήμα 5-1:	CDF συναρτήσει uplink SE για διατάξεις CF mMIMO και κυψελωτών mMIMO κάνοντας χρήση των τεχνικών MMSE και L-MMSE σε περιβάλλοντα με (a) $L = 400$ APs των $N = 1$ κεραιών και (b) με $L = 100$ APs των $N = 4$ κεραιών [39]	114
Σχήμα 5-2:	CDF συναρτήσει uplink SE για διατάξεις CF mMIMO και κυψελωτών mMIMO κάνοντας χρήση της τεχνικής MRC σε περιβάλλον με $L = 400$ APs των $N = 1$ κεραιών [39]	114
Σχήμα 5-3:	Συγκριτικά διαγράμματα της CF mMIMO διάταξης επιπέδου 2 και επιπέδου 1 (small cells) κάνοντας χρήση διαφορετικών εξισώσεων uplink SE για περιπτώσεις χρήσης (a) πλήρους και (b) μερικής (max-min) ισχύος [7]. Τα Ref [7] αναφέρονται στα αποτελέσματα της αντίστοιχης πηγής (περίπτωση (a) από Σχήμα 4-8 (b) και περίπτωση (b) από Σχήμα 4-8 (a)) για correlated shadowing [39]	117
Σχήμα 5-4:	Προσομοίωση downlink ζεύξης σε CF περιβάλλον ($N = L = K = \sigma^2 = 1$) θεωρώντας ιδανικό CSI και κάνοντας χρήση των τεχνικών MR με κέρδος καναλιού $ g ^2$ και SLNR, με κέρδος καναλιού $\frac{ g ^2}{(g ^2+1)^2} / \mathbb{E} \left\{ \frac{ g ^2}{(g ^2+1)^2} \right\}$ [53]	119
Σχήμα 5-5:	CDF κατανομή συναρτήσει του ανά-χρήστη downlink SE για mMRT ($N = 64$), sMRT ($N = 1$) και FZF precoding διατάξεις με γινόμενο $LN = 8192$ [77]	124
Σχήμα 5-6:	Ανά-χρήστη downlink SE συναρτήσει διάφορων συνδυασμών του γινομένου $N(L)$ για συστήματα που κάνουν χρήση FZF και MRT precoders [77]	124
Σχήμα 5-7:	CDF κατανομή συναρτήσει του ανά-χρήστη downlink SE για mMRT και FZF precoding διατάξεις με γινόμενο $LN = 8192$ [77]	124
Σχήμα 5-8:	CDF συναρτήσει του (a) ανά-χρήστη και του (b) συνολικού (sum) downlink SE για CF mMIMO διάταξη, η οποία υλοποιείται κάνοντας χρήση των MRT, FZF, PZF, PPZF και RZF precoding τεχνικών. Οι καμπύλες με τους αστερίσκους προέκυψαν κατόπιν Monte-Carlo προσομοιώσεων (MCS), ενώ όλες οι υπόλοιπες, από υπολογισθέντες εξισώσεις κλειστού τύπου. $L = 200$ APs, $N = 16$ κεραίες/AP, $K = 20$ UEs και $\tau_p^{cf} = 15$ samples [68]	130

Σχήμα 5-9:	CDF συναρτήσεως του ανά-χρήστη downlink SE για CF mMIMO διάταξη, η οποία υλοποιείται κάνοντας χρήση των MRT, FZF, PZF, PPZF και RZF precoding τεχνικών. Οι καμπύλες προέκυψαν από υπολογισθέντες εξισώσεις κλειστού τύπου. $L = 200$ APs, $N = 16$ κεραίες/AP, $K = 20$ UEs και $\tau_p^{cf} = 10$ samples [68]	130
Σχήμα 5-10:	Μέσο downlink SE συναρτήσεως (α) των κεραιών N σε κάθε AP και (β) του τ_p^{cf} (samples) για CF mMIMO διάταξη, η οποία υλοποιείται κάνοντας χρήση των MRT, FZF, PZF, PPZF και RZF precoding τεχνικών. (α) $L = 100$ APs, $K = 10$ UEs, $\tau_p^{cf} = 7$ samples και θεωρητική έκταση προσομοίωσης = $500 \times 500 m^2$. (β) $L = 100$ APs, $K = 15$ UEs, $N = 8$ κεραίες/AP και θεωρητική έκταση προσομοίωσης = $500 \times 500 m^2$ [68]	131
Σχήμα 5-11:	Μέσο downlink SE συναρτήσεως του κατωφλίου $u\%$ της LLSFBS μεθόδου [78] ταξινόμησης των UEs στις ομάδες S_ℓ και W_ℓ για CF mMIMO διάταξη, η οποία υλοποιείται κάνοντας χρήση των MRT, FZF, PZF και PPZF precoding τεχνικών προς εξυπηρέτηση $K = 40$ χρηστών [68]	131
Σχήμα 5-12:	Η λογική εκπομπής της NOMA [85]	134
Σχήμα 5-13:	Συγκριτικά διαγράμματα cooperative και non-cooperative υλοποιήσεων της NOMA στρατηγικής σε όρους outage probability του χρήστη που υφίσταται δυσμενείς περιβαλλοντικές συνθήκες (χρήστης Α σύμφωνα με το Σχήμα 5-12) συναρτήσεως της θέσης του στο επίπεδο, με τον σταθμό βάσης να είναι τοποθετημένος στο σημείο (0,0) [85]	135
Σχήμα 5-14:	Συνολικό DL SE που επιτυγχάνεται από CF mMIMO διάταξη για NOMA (δύο χρηστών ανά cluster) και OMA υλοποιήσεις συναρτήσεως του αριθμού των χρηστών [90]	143
Σχήμα 5-15:	Μέσο DL SE που επιτυγχάνεται από CF mMIMO διάταξη για NOMA (δύο χρηστών ανά cluster) και OMA υλοποιήσεις συναρτήσεως του coherence block [95]	145
Σχήμα 6-1:	Πολυπλοκότητα fronthaul signaling (αριθμός <i>complex scalars</i>) συναρτήσεως του μήκους ενός coherence interval τ_c για $L = 100$, $N = 4$, $K = 40$ και $\tau_c = 10$ [39]	151
Σχήμα 6-2:	Επικοινωνία CPU και APs μέσω σειριακής fronthaul σύνδεσης [39]	152

Σχήμα 6-3:	Παράδειγμα τοποθέτησης radio stripe επί εμπορικού κέντρου με κάμψη 90° [96]	153
Σχήμα 6-4:	Πρωτοποριακό radio stripe από πλαστικό της εταιρίας Ericsson [97]	153
Σχήμα 6-5:	Σχεδιασμός καλωδίου radio stripe και απεικόνιση των APs (δύο δίπολα και ένα APU) που αυτό ενσωματώνει. Επίσης, απεικονίζεται και η σύνδεση των stripes με τα κεντρικά CPUs μέσω κοινού διαύλου, ο οποίος είναι υπεύθυνος για την τροφοδοσία, μεταφορά δεδομένων και συγχρονισμό κάθε APU. Τέλος, παρουσιάζεται και το λογικό διάγραμμα υλοποίησης κάθε APU [50]	154
Σχήμα 6-6:	Radio stripe διάταξη αποτελούμενη από APs με N κεραίες το κάθε ένα. Στο τελικό L AP περιλαμβάνεται και η σύνδεση που έχει το stripe με το κεντρικό CPU [56]	158
Σχήμα 6-7:	CDF συναρτήσεϊ του ανά-χρήστη uplink SE σε περιβάλλοντα CF mMIMO με $L = 24$ και $K = 10$, στα οποία εφαρμόζονται οι τεχνικές (α) N-LMMSE (για radio stripes), LMMSE (για μη σειριακό fronthaul επιπέδου 4) και MR (για μη σειριακό fronthaul επιπέδου 2), θεωρώντας την ύπαρξη ενός βαθμού correlation μεταξύ των καναλιών. Η περίπτωση (b) περιγράφει τα αποτελέσματα των τεχνικών N-LMMSE (για radio stripes) και MR (για μη σειριακό fronthaul επιπέδου 2), θεωρώντας την ύπαρξη ενός βαθμού ή και καθόλου correlation μεταξύ των καναλιών [56]	164
Σχήμα 6-8:	CDF συναρτήσεϊ ανά-χρήστη uplink SE σε περιβάλλον CF mMIMO με $L = 24$ και $K = 10$, το οποίο κάνει χρήση radio stripes (τεχνική N-LMMSE), για αριθμό UEs ίσο με $K = 5, 10$ και 15 [56]	164
Σχήμα 6-9:	Sum-SE συναρτήσεϊ της μέγιστης συνολικής χωρητικότητας του fronthaul δικτύου CF mMIMO διάταξης. Η συνεχής γραμμές αναφέρονται σε ιδανικό hardware ($\xi_r = \xi_t = 1$), ενώ οι διακεκομμένες και οι διακεκομμένες με τελείες σε ατελή, με ($\xi_r = 0,8$ και $\xi_t = 1$) και ($\xi_r = 1$ και $\xi_t = 0,8$) αντίστοιχα [99] ..	176
Σχήμα 6-10:	Sum-SE συναρτήσεϊ μέρους C_p της fronthaul χωρητικότητας που απαιτείται για τη μεταφορά των CSI πληροφοριών από τα APs στο CPU χωρίς σφάλματα [99]	177

Σχήμα 7-1:	Πειραματική διάταξη CF mMIMO ακτίνας R (m) με $L = 256/64$ και $K = 18$ ομοιόμορφα κατανεμημένα single-antenna APs και UEs αντίστοιχα. Η ίδια διάταξη μπορεί να θεωρηθεί και ως κυψελωτή με τη διαφορά ότι όλα τα $L = 64$ APs (στοιχειοκεραίες) βρίσκονται συγκεντρωμένα σε ένα BS στο κέντρο της κυκλικής περιοχής (Cellular mMIMO) [51]	184
Σχήμα 7-2:	CDF συναρτήσεως του δείκτη EE (Mb/Joule) για κυκλική CF και Cellular mMIMO διάταξη ακτίνας $R = 0,5$ km σε αστικό περιβάλλον με $L = 64$ APs/κεραίες και $K = 18$ UEs [51]	185
Σχήμα 7-3:	CDF συναρτήσεως της κανονικοποιημένης ισχύος ακτινοβολίας κάθε AP για CF mMIMO διάταξη, η οποία κάνει χρήση του max-min power control αλγορίθμου [51]	186
Σχήμα 7-4:	CDF συναρτήσεως του δείκτη EE (Mb/Joule) για κυκλική CF και Cellular mMIMO διάταξη ακτίνας $R = 4$ km σε αγροτικό περιβάλλον με $L = 256$ APs/κεραίες και $K = 18$ UEs [51] . . .	186
Σχήμα 7-5:	Μέση ενεργειακή απόδοση συναρτήσεως του αριθμού των APs σε διάταξη CF mMIMO, η οποία προσαρμόζει τους power control συντελεστές $\eta_{k\ell}$ σύμφωνα με τη μεθοδολογία του προβλήματος βελτιστοποίησης ($\mathcal{P}_1$) (proposed), αλλά και σύμφωνα με τις αναγραφόμενες equal power control μεθόδους. Σε αυτή την περίπτωση θεωρείται ότι τα APs έχουν $N = 1$ κεραία το κάθε ένα, ότι $\tau_p^{cf} = 20$ samples, ότι $D = 1$ km και ότι $K = 40/20$ UEs [78]	196
Σχήμα 7-6:	Μέση ενεργειακή απόδοση συναρτήσεως της συνολικά απαιτούμενης ισχύος P_{bt} για τη μετάδοση (λαμβάνει υπόψη και την εκάστοτε συμφόρηση) των δεδομένων εντός των fronthaul ζεύξεων σε CF mMIMO διάταξη, η οποία άλλοτε αξιοποιεί όλα τα APs (πράσινη καμπύλη) και άλλοτε λιγότερα (κόκκινη-μπλε καμπύλη). Σε αυτή την περίπτωση θεωρείται ότι υπάρχουν $L = 100$ APs με $N = 1$ κεραία το κάθε ένα, ότι $\tau_p^{cf} = 40$ samples, ότι $D = 1$ km και ότι $SE_{ok}^{dl} = 1$ bps/Hz [78]	196
Σχήμα 7-7:	Μέση ενεργειακή απόδοση συναρτήσεως του αριθμού N των κεραιών ανά AP σε διάταξη CF mMIMO για τις τρεις υποπεριπτώσεις που αναγράφονται επί του συγκεκριμένου Σχήματος, εφαρμόζοντας παράλληλα και τον RPBS αλγόριθμο σε κάθε μία από αυτές. Σε αυτή την περίπτωση θεωρείται ότι υπάρχουν $K = 40$ UEs, ότι $\tau_p^{cf} = 40$ samples και ότι $NL = 256$ [78]	197

Σχήμα 7-8:	Επιλεγμένος αριθμός APs (A_k) συναρτήσει του συνολικού αριθμού L αυτών για CF mMIMO διάταξη. Σε αυτή την περίπτωση θεωρείται ότι υπάρχουν $K = 40$ UEs, ότι $\tau_p^{cf} = 40 \text{ samples}$, ότι κάθε AP έχει $N = 1$ κεραία και ότι $SE_{0k}^{dl} = 1 \text{ bps/Hz}$ [78]	197
Σχήμα 7-9:	Μέσος χρόνος εκτέλεσης υπολογισμών (μέτρο πολυπλοκότητας) συναρτήσει του αριθμού L των APs για CF mMIMO διάταξη. Σε αυτή την περίπτωση θεωρείται ότι $D = 1 \text{ km}$, ότι $\tau_p^{cf} = 20 \text{ samples}$ και ότι κάθε AP έχει $N = 1$ κεραία [78]	198
Σχήμα 7-10:	Μέση ενεργειακή απόδοση συναρτήσει του αθροιστικού SE για CF και co-located mMIMO διατάξεις. Σε αυτή την περίπτωση θεωρείται ότι υπάρχουν $K = 20$ UEs, ότι $D = 1 \text{ km}$ και ότι $\tau_p^{cf} = 40 \text{ samples}$ [78]	198
Σχήμα 7-11:	Συνολικό ΕΕ συναρτήσει του αριθμού L των APs (για $K = 10$ UEs και $N = 2$ και 4 κεραίες) για spatially correlated ($ASD = 10^\circ$) και decorrelated κανάλια με εξασθένηση κατά Rayleigh σε CF mMIMO περιβάλλον [66]	201
Σχήμα 7-12:	Συνολικό ΕΕ συναρτήσει του αριθμού K των UEs (για $L = 100$ APs και $N = 4$ κεραίες) για spatially correlated ($ASD = 10^\circ$ και 30°) και decorrelated κανάλια με εξασθένηση κατά Rayleigh σε CF mMIMO περιβάλλον [66]	201
Σχήμα 7-13:	Συνολικό ΕΕ συναρτήσει του συνολικού SE^{ul} σε CF mMIMO περιβάλλον με $C_\ell = 1 \text{ bps/Hz}$ και P_k να κυμαίνεται από $0,5 \mu W$ έως και $100 W$ για τις διάφορες τιμές του Sum-SE [99]	204
Σχήμα 7-14:	Συνολικό ΕΕ συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας $C = \sum_{\ell=1}^L C_\ell$ σε CF mMIMO περιβάλλον με $P_k = 0,1 W$ και ισοκατανομή των C_ℓ [99]	204

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 3-1:	Τιμές παραμέτρων προσομοίωσης [40] uplink training στρατηγικών	49
Πίνακας 4-1:	Τιμές παραμέτρων προσομοίωσης [7] σε CF mMIMO περιβάλλον με single-antenna UEs και APs	88
Πίνακας 4-2:	Τιμές παραμέτρων προσομοίωσης [66] σε CF mMIMO περιβάλλον με multi-antenna APs	95
Πίνακας 5-1:	Τιμές παραμέτρων προσομοίωσης [39] των τεσσάρων επιπέδων συνεργασίας των CF mMIMO διατάξεων	113
Πίνακας 5-2:	Παράμετροι προσομοίωσης [77] σε CF mMIMO διατάξεις κάνοντας χρήση των CB και FZF precoding τεχνικών	123
Πίνακας 5-3:	Παράμετροι προσομοίωσης [68] σε CF mMIMO διατάξεις κάνοντας χρήση των FZF, RZF, PZF και PPZF precoding τεχνικών	129
Πίνακας 5-4:	Παράμετροι προσομοίωσης [90] σε CF mMIMO διάταξη για NOMA και OMA υλοποιήσεις	142
Πίνακας 5-5:	Παράμετροι προσομοίωσης [95] σε CF mMIMO διάταξη για NOMA και OMA υλοποιήσεις	144
Πίνακας 6-1:	Απαραίτητο fronthaul signaling επιπέδων υλοποίησης CF mMIMO [39]	150
Πίνακας 6-2:	Παράμετροι προσομοίωσης [56] σε CF mMIMO διατάξεις με radio stripes	163
Πίνακας 7-1:	Παράμετροι ενεργειακής προσομοίωσης [51] για CF και κυψελωτές mMIMO διατάξεις σε αστικό, προαστιακό και αγροτικό περιβάλλον διάδοσης	184
Πίνακας 7-2:	Path-loss απώλειες (dB) [51] για CF και κυψελωτές mMIMO διατάξεις σε αστικό, προαστιακό και αγροτικό περιβάλλον διάδοσης σύμφωνα με τη σχέση (7.7)	185

Πίνακας 7-3:	Παράμετροι ενεργειακής προσομοίωσης [78, Sec. VI] σε CF mMIMO διατάξεις κάνοντας χρήση των RPBS και LLSFBS στρατηγικών επιλογής APs	195
Πίνακας 7-4:	Επιπρόσθετες τιμές ενεργειακών παραμέτρων προσομοίωσης [66] σε CF mMIMO περιβάλλον με multi-antenna APs	200
Πίνακας 7-5:	Επιπρόσθετες τιμές ενεργειακών παραμέτρων προσομοίωσης [99, Section VI] σε CF mMIMO περιβάλλον με single-antenna APs	204

Πρόλογος

Η σύγχρονη εποχή χαρακτηρίζεται από ταχύτατες τεχνολογικές μεταβολές, οι οποίες παρατηρούνται έντονα σε κάθε τομέα της ανθρώπινης δραστηριότητας. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αυτής της εξέλιξης αποτελούν τα ασύρματα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας, τα οποία πλέον έχουν αλλάξει τον τρόπο με τον οποίο οι άνθρωποι επικοινωνούν μεταξύ τους. Εντούτοις, οι σημερινές δυνατότητες που προσφέρονται μέσω αυτών των δικτύων δεν περιορίζονται μόνο στο πλαίσιο της απλής επικοινωνίας. Χάρη στην επανάσταση που έφερε το 5G, κάθε χρήστης έχει τη δυνατότητα να διασυνδέει ταυτόχρονα σε αυτό μία πληθώρα τερματικών συσκευών, απολαμβάνοντας παράλληλα ρυθμούς μετάδοσης που αγγίζουν τα 10 *Gbps*. Ωστόσο, αυτό είναι μόνο η αρχή. Το 5G, μεταξύ άλλων, πρόκειται να αποτελέσει την πλατφόρμα υποστήριξης του IoT, δημιουργώντας έτσι ένα παγκόσμιο δίκτυο αισθητήρων, μηχανημάτων και γενικά έξυπνων συσκευών, οι οποίες απαιτούν μικρούς χρόνους απόκρισης, υψηλές χωρητικότητες καναλιών, συνεχή κάλυψη, πιο αειφόρα συμπεριφορά των υποδομών κ.ά. Αν και μέχρι στιγμής οι σύγχρονες τοπολογίες δικτύων φαίνεται να ανταπεξέρχονται ικανοποιητικά σε όλες αυτές τις προκλήσεις, η ασφυκτική αύξηση όλων αυτών των απαιτήσεων τις ωθεί προς τον κόρο. Κατά συνέπεια, η παρούσα κατάσταση χρήζει άμεσης αντιμετώπισης μέσω νέων και επαναστατικών ιδεών, οι οποίες όχι μόνο θα πρέπει να είναι σε θέση να στηρίξουν το έργο των 5G δικτύων, αλλά και να αποτελέσουν τον πρόδρομο για την υποστήριξη των μετέπειτα γενεών δικτύων.

Μέχρι στιγμής έχουν προταθεί πολλές τοπολογίες [49], οι οποίες θεωρητικά είναι σε θέση να αποτελέσουν πολλαπλασιαστικό παράγοντα επί των προαναφερθέντων δεικτών. Παρόλα αυτά, μία είναι εκείνη που αναδιαμορφώνει εκ των θεμελίων την κεντροποιημένη φύση των συμβατικών-κυψελωτών μεθόδων παροχής υπηρεσιών. Η αρχιτεκτονική αυτή ονομάζεται Cell-Free Massive MIMO και προβλέπει την πλήρη κατανομή των μέχρι στιγμής κεντροποιημένων Massive MIMO τοπολογιών, στοχεύοντας σε ένα διπλό σκοπό. Αρχικά, καταργώντας τους περιορισμούς που θέτει κάθε κυψελωτό σύστημα, επιτρέπει την εγκατάσταση ενός μεγάλου πλήθους μικρότερων και πιο ευέλικτων σημείων πρόσβασης, δημιουργώντας έτσι γόνιμο έδαφος για σημαντική μείωση των παρεμβολών, αλλά και των απωλειών διάδοσης. Ταυτόχρονα, αξιοποιώντας τη βασική λειτουργία που έχει κάθε Massive MIMO συστοιχία να εκπέμπει και να λαμβάνει *coherently* τα διάφορα σήματα, επιτρέπει την υλοποίηση ενός δικτύου που έχει στο επίκεντρό του τον χρήστη (*user-centric network*), παρέχοντάς του τη δυνατότητα να εξυπηρετείται ταυτόχρονα από πολλά σημεία πρόσβασης. Παρόλα όμως τα θετικά στοιχεία που φαίνεται να παρουσιάζει η “*user-centric*” λογική, κρύβει και πολλές δυσκολίες, οι οποίες απαιτούν ενδελεχή μελέτη, αναλυτικό προσδιορισμό των προδιαγραφών και προσεκτική προσαρμογή της κάθε ξεχωριστής Cell-Free Massive MIMO τοπολογίας στα συγκεκριμένα ποιοτικά κριτήρια.

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Ασύρματες επικοινωνίες: Παρελθόν, παρόν και μέλλον

Όπως είναι γνωστό, ο άνθρωπος από την πρωτόγονη κιόλας περίοδο είχε την έμφυτη ανάγκη για επικοινωνία με όμοιους του είδους του. Στην αρχή ξεκίνησε με διάφορες κραυγές, οι οποίες με την πάροδο των αιώνων εξομαλύνθηκαν σε κάποιας μορφής διάλεκτο. Καθώς πέρασαν οι αιώνες, αυτή η διάλεκτος εξελισσόταν όλο και περισσότερο, μέχρι που έφτασε σε σημείο να θεωρείται “γλώσσα”, αποτελούμενη πλέον από κανόνες. Καθώς πέραγε ο καιρός, και όπως ήταν λογικό, επήλθε αύξηση του πληθυσμού, με αποτέλεσμα οι άνθρωποι να πυκνώνουν και να επεκτείνουν τις κατοικίες τους ανά τη γνωστή σε εκείνους γη. Ήταν θέμα χρόνου λοιπόν να παρουσιαστεί ένα από τα βασικότερα προβλήματα της ανθρωπότητας, εκείνο της απομακρυσμένης επικοινωνίας. Μια προσωρινή λύση του θέματος ήταν η μετακίνηση ανθρώπων από τη μια περιοχή στην άλλη, με σκοπό τη μεταφορά των δικών τους μηνυμάτων, είτε μηνυμάτων συγγενικών τους προσώπων. Καθώς πέραγε ο καιρός, επινοήθηκε το ταχυδρομείο, η έννοια του οποίου περιλάμβανε τη χειρόγραφη αποτύπωση του μηνύματος και τη διοχέτευσή του σε ειδικούς χώρους. Στους χώρους αυτούς μαζεύονταν όλα τα γράμματα της περιοχής, τα οποία και αποστέλλονταν μαζικά με τακτικά δρομολόγια προς αναγραφόμενους προορισμούς. Φυσικά, η καθυστέρηση και το ποσοστό αποτυχίας λήψης αυτών κυμαίνονταν σε υψηλά επίπεδα.

Την αποκορύφωση του προβλήματος σηματοδότησε ο πόλεμος του 1812, όπου οι Βρετανοί είχαν την τεράστια ανάγκη να επικοινωνούν με τη χώρα τους, καθώς βρίσκονταν στο πολεμικό μέτωπο στην άλλη μεριά του Ατλαντικού [2]. Επειδή αυτό δεν ίσχυε μόνο για τους Άγγλους, δεν άργησε ο καιρός (μετά από 30 περίπου χρόνια) όπου ο αμερικανός εφευρέτης Samuel F.B. Morse ανακάλυψε τον τηλεγράφο, ο οποίος θα άλλαζε ριζικά τον τρόπο με τον οποίο ο κοσμός θα επικοινωνούσε απομακρυσμένα. Πιο συγκεκριμένα, είχε τη δυνατότητα να μετασχηματίζει διάφορες λέξεις ή φράσεις σε παλμούς μικρής και μεγάλης διάρκειας ή σημάδια-τελείες και παύλες, οντότητες οι οποίες μπορούσαν να εισαχθούν σε καλώδιο, και αναλόγως το μήκος αυτού, να ταξιδέψουν (θεωρητικά) όση απόσταση ήθελαν. Έτσι, ο Cyrus West Field σχεδίασε τις πρώτες υπερατλαντικές τηλεπικοινωνιακές επαφές με χρήση ενός καλωδίου, το οποίο διέσχισε κατά μήκος τον Ατλαντικό ωκεανό.

Έπειτα, το 1870, ο Alexander Graham Bell [2] συνεχίζοντας το έργο του πατέρα του, ανακάλυψε το πρώτο τηλέφωνο χειρός, το οποίο μετέτρεπε τη φωνή σε ρεύμα και το αντίστροφο. Κατόπιν, περί το 1896, ο Guglielmo Marconi επιτυγχάνοντας την πρώτη ασύρματη μετάδοση, άνοιξε τον δρόμο για την κατάργηση των μέχρι τότε απαραίτητων ενσύρματων μέσων επικοινωνίας [3]. Από το 1917 κιόλας, είχαν ξεκινήσει μελέτες για το πρώτο δίκτυο κινητής τηλεφωνίας, το λεγόμενο 0G (pre-cellular), το οποίο και δεν ήταν κυψελωτό. Το 1946 η AT&T [3] ίδρυσε την πρώτη υπηρεσία κινητής τηλεφωνίας στο St. Louis με πανάκριβες συσκευές, οι οποίες περιείχονταν μέσα σε αυτοκίνητα.

Το 1979 [3], ξεκίνησε τη λειτουργία του το πρώτο επίσημο κυψελωτό τηλεπικοινωνιακό δίκτυο 1G στο Τόκυο από την Nippon Telegraph and Telephone, ενώ το 1991 παρουσιάστηκε στη Φινλανδία το δεύτερης γενιάς δίκτυο 2G [3]. Το 2001 παρουσιάστηκε το δίκτυο τρίτης γενιάς (3G) στην Ιαπωνία [3], αυξάνοντας σημαντικά τους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων, αλλά και την ποιότητα των συνδέσεων. Λίγα χρόνια αργότερα, εν έτη 2009, άρχισαν ξανά οι ανησυχίες όσον αφορά τις ταχύτητες και την αξιοπιστία του τότε εφαρμοσμένου 3G δικτύου, οδηγώντας στη δημιουργία του 4G, γνωστού και ως LTE Standard, το οποίο αποτελεί το πιο εκτεταμένα χρησιμοποιούμενο δίκτυο ακόμα και σήμερα. Τα τελευταία χρόνια όπως ήταν αναμενόμενο, λόγω των εκθετικά αυξανόμενων αναγκών, άρχισαν οι μελέτες για τα 5G δίκτυα, η εφαρμογή των οποίων αποτελεί άμεσο στόχο της σύγχρονης τηλεπικοινωνιακής βιομηχανίας.

Παρόλα τα προβλήματα που έχουν αντιμετωπιστεί κατά τη διάρκεια όλων αυτών των χρόνων, συνεχίζουν να υφίστανται ακόμα αρκετά, τα οποία καθιστούν όλο και πιο δύσκολο το έργο της εξέλιξης των ασύρματων τηλεπικοινωνιών. Ίσως μία από τις σημαντικότερες υλοποιήσεις που βοηθά στο να ξεπεραστούν πολλά από αυτά τα εμπόδια, και η οποία αποτελεί το επίκεντρο της παρούσας εργασίας, είναι η τεχνολογία MIMO. Ωστόσο, πριν τη μελέτη οποιουδήποτε βελτιωτικού μηχανισμού, θα πρέπει σε πρώτο στάδιο να γίνει κατανοητό το βασικότερο πρόβλημα των ασύρματων ζεύξεων, εκείνο της αλλοίωσης που υπόκεινται τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα κατά τη διάδοσή τους σε οποιοδήποτε μέσο.

1.2 Μηχανισμοί διάδοσης

Οι μηχανισμοί οι οποίοι διέπουν τη διάδοση [4, Ch. 3-4] ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος (πέραν της γνωστής line-of-sight διάδοσης) μέσα σε ένα μέσο είναι πολύπλοκοι και ποικίλουν ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του. Η πλειοψηφία αυτών μπορεί να συνοψιστεί στις παρακάτω τρεις μεγάλες κατηγορίες:

i. Ανάκλαση (reflection): Πρόκειται για την περίπτωση όπου το κύμα προσπίπτει πάνω στην επιφάνεια ενός εμποδίου, το οποίο έχει πολύ μεγαλύτερο μέγεθος συγκριτικά με το μήκος κύματος λ του ίδιου (του προσπίπτοντος κύματος), με αποτέλεσμα να αλλάζει η πορεία του.

ii. Περίθλαση (diffraction): Περίθλαση παρατηρείται όταν ένα κύμα, κατά τη διάδοσή του, συναντάει κάποιο αιχμηρό εμπόδιο, με αποτέλεσμα να αλλάζει και πάλι η πορεία του. Το κύμα καμπυλώνεται προς τη βάση του εμποδίου, δημιουργώντας κατά κάποιον τρόπο μία “δεύτερη πηγή” ακτινοβολίας. Φυσικά, μεγάλο ρόλο διαδραματίζει και η γεωμετρία του σχήματος, η συχνότητα, η φάση, αλλά και η πόλωση του προσπίπτοντος κύματος.

iii. Σκέδαση (scattering): Το φαινόμενο αυτό λαμβάνει χώρα σε περιπτώσεις όπου το προσπίπτον σε κάποιο εμπόδιο κύμα, έχει μήκος κύματος λ πολύ μεγαλύτερο από τη φυσική διάσταση του εμποδίου (σκεδαστής). Το αποτέλεσμα της σκέδασης είναι ο διασκορπισμός της ενέργειας του κύματος προς τυχαίες κατευθύνσεις.

1.3 Παράμετροι και κατάταξη fading καναλιών

Κάθε φυσικό μέσο στο οποίο πραγματοποιούνται οι ασύρματες ζεύξεις, περιέχει πολλούς αστάθμητους παράγοντες (τυχαίες διαδικασίες), με αποτέλεσμα να μην είναι εφικτός ο ακριβής υπολογισμός της πορείας ή της απόσβεσης του εκάστοτε κύματος, και εν τέλει, του μεταδιδόμενου σήματος. Αυτό γίνεται πιο εύκολα αντιληπτό αν σκεφτεί κανείς ότι το μέσο διάδοσης περιέχει αμέτρητα κινητά εμπόδια, ακόμα και καιρικά φαινόμενα, τα οποία συνεχώς μεταβάλλουν τις ιδιότητες και τη σύστασή του (του μέσου). Η όλη διαδικασία γίνεται ακόμη πιο περίπλοκη αν πρόκειται για ένα δίκτυο κινητής τηλεφωνίας, όπου πιθανότατα υπάρχει και κίνηση των τερματικών συσκευών. Για τον λόγο αυτό, και για να μπορέσει να μελετηθεί καλύτερα η συμπεριφορά των ασύρματων ζεύξεων, θα πρέπει να οριστούν οι ακόλουθες παραμέτροι [5]:

i. Multipath Spread T_m : Αυτή η παράμετρος εκφράζει τη μέγιστη χρονική καθυστέρηση άφιξης που μπορεί να προκύψει μεταξύ των διαφορετικών components στο κανάλι. Συνήθως είναι η διαφορά του χρόνου άφιξης μεταξύ της ισχυρότερης LOS συνιστώσας και της πιο “καθυστερημένης” συνιστώσας στο δέκτη.

ii. Coherent Bandwidth $(\Delta f)_c$: Πρόκειται για το ελάχιστο συχνοτικό εύρος πέρα από το οποίο δύο σήματα δέχονται διαφορετικές επιδράσεις από το περιβάλλον. Προφανώς, όταν δύο (ή περισσότερα) σήματα είναι διαμορφωμένα σε πολύ κοντινές συχνότητες (σχέση (1.1)), θεωρείται ότι κατά τη λήψη τους προκαλούν τα ίδια ακριβώς fadings.

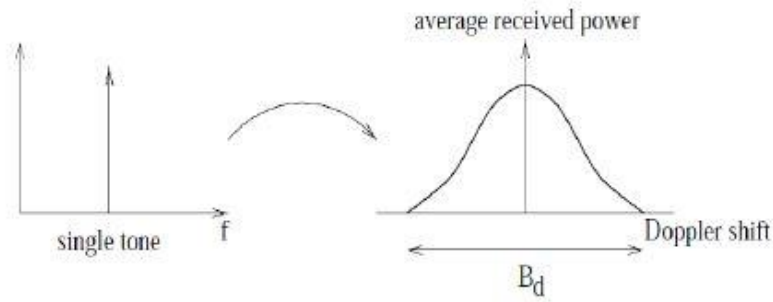
$$F_{\phi \text{έρουσας}1} - F_{\phi \text{έρουσας}2} < (\Delta f)_c \quad (1.1)$$

Η σχέση που ισχύει μεταξύ multi-path spread και coherent bandwidth, δίνεται από την παρακάτω προσεγγιστική σχέση:

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (1.2)$$

iii. Coherent Time $(\Delta T)_c$: Ο χρόνος αυτός αναφέρεται σε εκείνο το μικρό χρονικό “παράθυρο” εντός του οποίου η απόκριση του καναλιού παραμένει σταθερή.

iv. Doppler Spread B_d : Αυτή η παράμετρος εκφράζει το bandwidth (power spectrum) εντός του οποίου ένα σήμα παρουσιάζει ολίσθηση συχνότητας λόγω του φαινομένου Doppler. Το εύρος αυτό δίνεται από την ανάλυση μίας κρουστικής συνάρτησης στο πεδίο της συχνότητας, ακριβώς όπως περιγράφει το παρακάτω Σχήμα.



Σχήμα 1-1: Doppler power spectrum [5].

ν. Mean path loss: Η τελευταία παράμετρος αναφέρεται στον γνωστό νόμο του Friis, ο οποίος περιγράφει τις απώλειες που έχει κάθε ιστροπικά ακτινοβολούμενο σήμα στον ελεύθερο χώρο. Το εν λόγω γεγονός μπορεί να επιβεβαιώσει η εξίσωση (1.3) του Friis, η οποία εκφράζει την αντιστρόφως ανάλογη εξάρτηση που έχει η ισχύς λήψης με το τετράγωνο της απόστασης μεταξύ πηγής και παρατηρητή.

$$P_r = P_{in} G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.3)$$

Στη συνέχεια, λαμβάνοντας υπόψη το coherent bandwidth, μπορεί να γίνει ταξινόμηση των fading καναλιών σε δύο μεγάλες κατηγορίες. Η πρώτη κατηγορία περιλαμβάνει τα κανάλια μέσα από τα οποία διαδίδονται σήματα στενού εύρους ζώνης, δηλαδή εκείνα που ικανοποιούν τη σχέση (1.1), προκαλώντας το ίδιο fading (εφαρμόζεται η ίδια απόκριση επί των σημάτων εισόδου). Τα κανάλια εντός των οποίων διαδίδονται μόνο σήματα στενού εύρους ζώνης ονομάζονται flat fading ή frequency non-selective channels. Στη δεύτερη κατηγορία συμπεριλαμβάνονται τα κανάλια εντός των οποίων τα σήματα δεν ικανοποιούν τη σχέση (1.1), με αποτέλεσμα να αποκαλούνται frequency selective channels.

Επιπλέον, θα μπορούσε κανείς να διακρίνει άλλες δύο περιπτώσεις, βάσει αυτή τη φορά του coherent time, αφού η εν λόγω παράμετρος αποτελεί καθοριστικό παράγοντα για τον χαρακτηρισμό ενός μέσου ως fast-fading ή slow-fading [5]. Αν λοιπόν ο χρόνος μετάδοσης ενός σήματος είναι μικρότερος από $(\Delta f)_c$, τότε το κανάλι παραμένει θεωρητικά αμετάβλητο, με αποτέλεσμα να χαρακτηρίζεται ως slow-fading channel. Σε αντίθετη περίπτωση, το μέσο θεωρείται μεταβαλλόμενο κατά τη διάρκεια μετάδοσης, με συνέπεια το λαμβανόμενο σήμα να παρουσιάζει απότομες διακυμάνσεις κατά τη λήψη του. Ένα τέτοιο κανάλι χαρακτηρίζεται ως fast-fading channel. Εν τέλει, οι τέσσερις βασικότερες κατηγορίες καναλιών που προκύπτουν είναι οι παρακάτω [5]:

- Frequency non-selective slow fading
- Frequency selective slow fading
- Frequency non-selective fast fading
- Frequency selective fast fading

Έχοντας λοιπόν περιγράψει τις παραπάνω παραμέτρους, μπορεί κανείς να αντιληφθεί ότι για την κατανόηση της διάδοσης ενός κύματος σε κάποιο μέσο, δεν αρκεί

μόνο να διαχωρίσει τον χρόνο σε πολύ μικρές περιόδους $(\Delta T)_c$. Η επίδραση των τυχαίων αλλαγών του περιβάλλοντος σε αυτό δεν μεταβάλλονται μόνο χρονικά, αλλά και συχνοτικά. Κατά συνέπεια, το περιβάλλον θεωρείται στατικό εντός μίας χρονο-συχνοτικής θυρίδας, η οποία ονομάζεται coherence block [6], ή αλλιώς coherence interval, και η οποία συμβολίζεται με:

$$\tau_c = (\Delta f)_c \cdot (\Delta T)_c \text{ (symbols)} \quad (1.4)$$

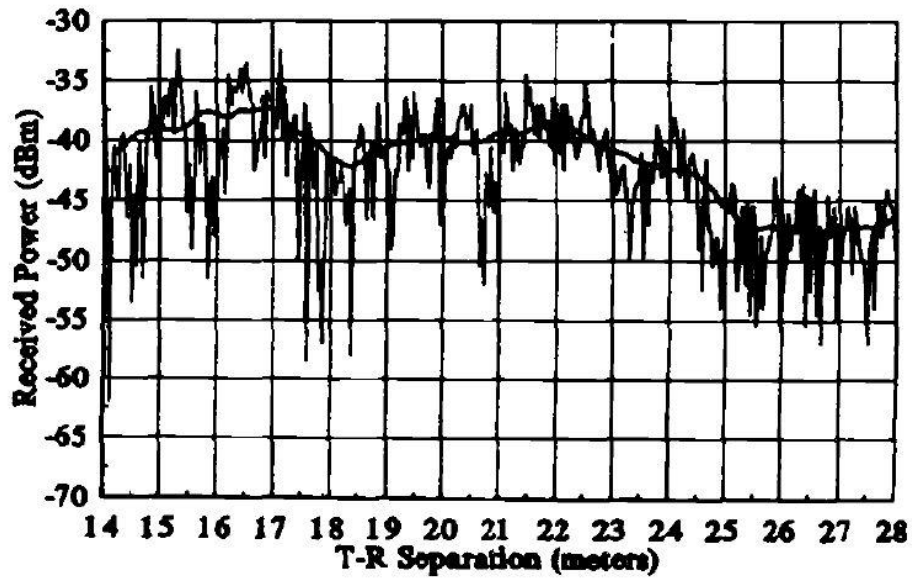
1.4 Fading channels

Όπως προαναφέρθηκε, κάθε ηλεκτρομαγνητικό κύμα καθώς διασχίζει ένα μέσο διάδοσης, επηρεάζεται από τις ιδιότητες αυτού, με αποτέλεσμα να επιφέρει αλλοιώσεις στο τελικό αποτέλεσμα. Οι κυριότεροι μηχανισμοί [4, Ch. 3-4] που συμβάλλουν στην απώλεια ενέργειας ενός κύματος είναι το free-space path loss, το shadowing, ο Additive White Gaussian Noise (AWGN), οι διάφορες παρεμβολές άλλων H/M κυμάτων, η απορρόφηση ενέργειας κ.ά. Ο όρος fading, αναφέρεται κυρίως στο αποτέλεσμα της εξασθένησης της κάθε ακτινοβολίας, το οποίο μεταφράζεται με διακύμανση της στάθμης ισχύος λήψης στο δέκτη. Τα δύο είδη fadings που υπάρχουν, είναι το large-scale fading (shadowing) και το small-scale fading. Πιο συγκεκριμένα, η βιβλιογραφία [4, Ch. 3-4] αναφέρει:

i. Large-scale fading: Πρόκειται για μοντέλα τα οποία υπολογίζουν κατά μέσο όρο την εξασθένηση ενός σήματος, το οποίο διανύει μεγάλες αποστάσεις (πολλές εκατοντάδες ή χιλιάδες μέτρα). Ειδικότερα, ο όρος large-scale fading αναφέρεται στην εξασθένηση που υπόκειται το H/M κύμα κατά τη διάδοσή του στο μέσο, όταν εκείνη παραμένει σταθερή για περισσότερα από ένα coherent intervals [7] (περίπου 40 [8]). Τέτοιου είδους εξασθενήσεις προκαλούνται κυρίως εξαιτίας της σκίασης (shadowing) του κύματος από μεγάλα αντικείμενα, είτε εξαιτίας καιρικών φαινομένων, τα οποία βρίσκονται ή λαμβάνουν χώρα αντίστοιχα εντός του μέσου διάδοσης.

ii. Small-scale fading: Τα μοντέλα που χρησιμοποιούνται για την περιγραφή και τον υπολογισμό των fadings σε small-scale κλίμακα, αναφέρονται τις απότομες αλλαγές που έχει το πλάτος του κύματος αφού αυτό έχει διανύσει μία πολύ μικρή απόσταση, αγνοώντας την επίδραση της large-scale εξασθένησης. Πιο συγκεκριμένα, πρόκειται για την εξασθένηση που ενώ παραμένει σταθερή κατά τη διάρκεια ενός coherence interval, μεταβάλλεται με τρόπο ανεξάρτητο από το ένα coherence block στο άλλο [7]. Ο κυριότερος μηχανισμός small-scale εξασθένησης είναι το multipath propagation, όπου το κύμα διαδίδεται μέσα στο κανάλι μέσω πολλαπλών διαδρομών, οι οποίες οφείλονται σε σκεδαστές και αντικείμενα που επιτρέπουν ανακλάσεις. Το πρόβλημα που επιφέρει αυτό το φαινόμενο είναι ότι οι συνιστώσες (components) του κύματος μπορεί να φτάσουν στο δέκτη με χρονική καθυστέρηση, είτε με διαφορά φάσης, προκαλώντας συχνοτικές ολισθήσεις λόγω του φαινομένου Doppler, echoes, και γενικά διακυμάνσεις στο BER και εν τέλει στην ισχύ λήψης. Φυσικά, στη χειρότερη περίπτωση (ακυρωτική συμβολή), μπορεί να προκληθεί ακόμα και προσωρινή διακοπή του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης. Ένας ακόμη βασικός παράγοντας που μπορεί να προκαλέσει fadings σε small-scale κλίμακα, είναι η κίνηση των εμποδίων εντός του μέσου διάδοσης, αλλά και η σχετική ταχύτητα μεταξύ πομπού και δέκτη. Αυτός ο παράγοντας είναι πάρα πολύ σημαντικός αν σκεφτεί κανείς ότι στο ενδιάμεσο μίας ασύρματης ζεύξης πάντα θα υπάρχουν αντικείμενα (μικρά ή μεγάλα) που θα κινούνται, εφόσον δεν μπορούν να επιτευχθούν πουθενά στη Γη ιδανικές συνθήκες ελεύθερου χώρου.

Στο παρακάτω Σχήμα [4, Ch. 3-4] διακρίνονται τα αποτελέσματα των large-scale και small-scale fadings, τα οποία είναι η διακύμανση ισχύος του σήματος λήψης (received power). Είναι αυτονόητο, ότι όσο μεγαλύτερη είναι η απόσταση μεταξύ πομπού-δέκτη, τόσο περισσότερες διακυμάνσεις παρατηρούνται, αφού έτσι όχι μόνο μπορούν και παρεμβάλλονται περισσότερα εμπόδια μεταξύ των τερματικών, αλλά και να πληθαίνουν σε αριθμό τα coherence intervals που μεσολαβούν.



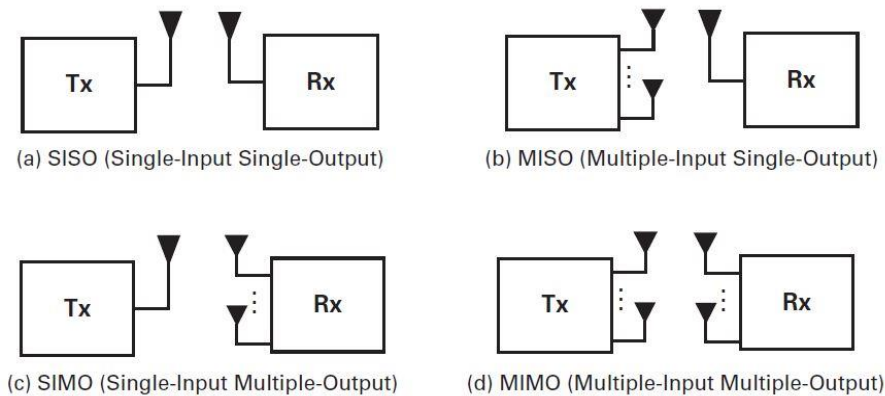
Σχήμα 1-2: Small-scale και Large-scale fading [4, Ch. 3-4].

Κεφάλαιο 2

Co-located systems: Single-User and Multi-User MIMO

2.1 Το MIMO με μία πρώτη ματιά

Η τεχνολογία MIMO αναφέρεται σε ένα σύνολο τεχνικών επεξεργασίας σήματος, τόσο σε φυσικό, όσο και σε παραπάνω επίπεδα, με στόχο τη βελτίωση των ασύρματων συστημάτων επικοινωνίας. Το εν λόγω σύστημα, κάνοντας χρήση πολλαπλών co-located (βρίσκονται στο ίδιο σημείο) κεραιών εκπομπής και λήψης, όχι μόνο επιτυγχάνει μείωση των *fadings*, αλλά και αύξηση της χωρητικότητας του μέσου διάδοσης. Ωστόσο, πριν γίνει αναφορά στις δυνατότητες του συστήματος του MIMO, θα πρέπει να τονιστεί ότι αποτελεί μόνο μία υποπερίπτωση εκ των τεσσάρων βασικών ασύρματων τηλεπικοινωνιακών διατάξεων [9]. Τα τέσσερα βασικότερα ασύρματα συστήματα επικοινωνίας (μαζί με εκείνο του MIMO) απεικονίζονται στο παρακάτω Σχήμα.



Σχήμα 2-1: Μορφές ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων [10, Ch. 1].

i. SISO: Τα αρχικά SISO σημαίνουν single-input single-output [9] και χαρακτηρίζουν την πιο απλή μορφή τηλεπικοινωνιακού συστήματος, το οποίο κάνει χρήση μίας μόνο κεραίας στον πομπό και μίας στο δέκτη. Στην ουσία, πρόκειται για το κλασικό σύστημα που κανείς θα χρησιμοποιούσε και χωρίς την τεχνολογία MIMO, αφού δεν κάνει χρήση κανενός είδους diversity (όπως περιγράφεται και παρακάτω) ώστε να συνδυάσει διακριτές ροές. Είναι οικονομικό στην υλοποίηση αλλά επιρρεπές σε θορύβους, δεδομένης της χαμηλής τιμής του αριθμητή του SNR .

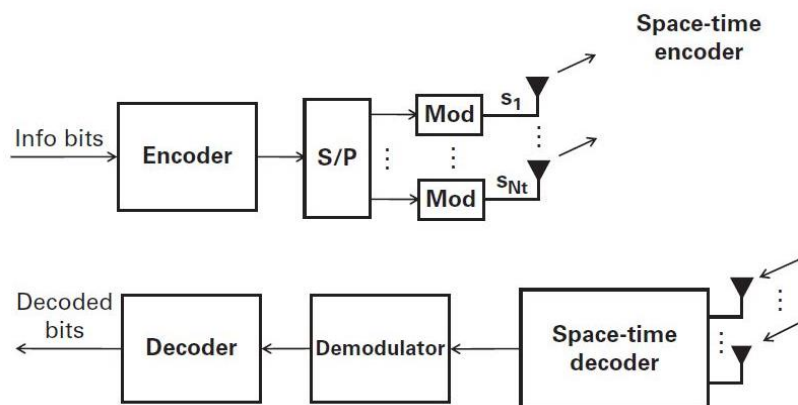
ii. MISO: Γνωστό και ως transmit diversity [9], το MISO αποτελεί τα αρχικά του multiple-input single-output και αφορά την περίπτωση όπου ο πομπός διαθέτει πάνω από μία κεραίες εκπομπής, ενώ ο δέκτης μόνο μία για τη λήψη του. Το MISO έχει σαφέστατα

καλύτερα αποτελέσματα από την απλή κατηγορία του SISO, αφού επιτρέπει στον δέκτη να επιλέξει το ισχυρότερο σήμα (κάθε σήμα αντιστοιχεί σε μία κεραία του πομπού) εκ του οποίου θα εξάγει τα απαραίτητα δεδομένα. Ένα άλλο μεγάλο πλεονέκτημα που προσδίδει στο σύστημα, είναι ότι επιτρέποντας στον δέκτη να έχει μόνο μία κεραία, στην ουσία του αφήνει περιθώρια για μεγαλύτερη κινητικότητα, αφού ο μεγαλύτερος επεξεργαστικός φόρτος μεταφέρεται στον πομπό (συνήθως μεγάλος σταθμός βάσης).

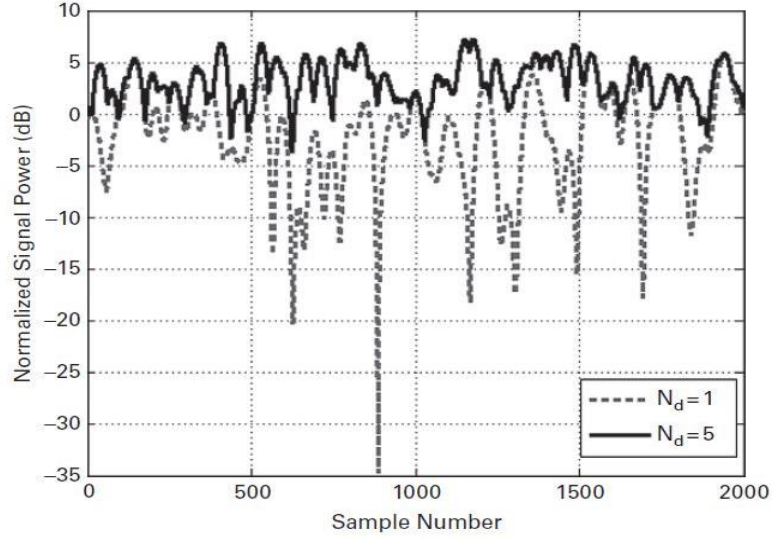
iii. SIMO: Το single-input multiple-output [9] αποτελεί την αντίθετη περίπτωση του MISO (εξού και το όνομα receive diversity), αφού προβλέπει πομπό με μία μόνο κεραία και δέκτη με περισσότερες από μία. Έτσι, ο δέκτης έχει την ανάγκη για επιπλέον υπολογιστική ισχύ, γεγονός που αποτελεί μειονέκτημα σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα, αφού η υπολογιστική ισχύς αλλά και η μπαταρία μίας κινητής συσκευής είναι αρκετά περιορισμένες λόγω του μικρού μεγέθους. Κατά συνέπεια, η εν λόγω υλοποίηση δεν αφήνει και πολλά περιθώρια για υψηλή ευελιξία και κινητικότητα.

iv. MIMO: Τέλος, το κλασικό MIMO (multiple-input multiple-output [9]) προβλέπει την τοποθέτηση πολλαπλών κεραιών στον πομπό αλλά και στον δέκτη.

Παρόλη την ύπαρξη τεσσάρων διατάξεων, εκείνη που παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον, και κατά συνέπεια προτιμάται στη συντριπτική πλειοψηφία των περιπτώσεων, είναι η MIMO. Αυτό συμβαίνει λόγω των τριών πολύ βασικών αρχών που τη διέπουν, και οι οποίες αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι των κινητών επικοινωνιών ακόμα και σήμερα. Η πρώτη αρχή αναφέρεται ως spatial diversity [11, Ch. 1] (Σχήμα 2-2 [10, Ch. 1]), και επιτυγχάνει μείωση των διακυμάνσεων που προκαλούνται από τα fading, δηλαδή των αποσβέσεων που οφείλονται στις φυσικές συνθήκες του μέσου. Πιο συγκεκριμένα, δημιουργώντας αντίγραφα του ίδιου μηνύματος και εκπέμποντάς τα coherently μέσω πολλαπλών και ανεξάρτητων (decorrelated) ροών, επιτυγχάνεται μείωση της πιθανότητας να υποστούν όλες μαζί την ίδια εξασθένηση, δεδομένης της διαφορετικής διεύθυνσης διάδοσης της κάθε μίας. Στην αύξηση αυτής της τυχαιότητας συμβάλλει το φαινόμενο του multipath propagation (το οποίο μέχρι τώρα αποτελούσε τροχοπέδη στις επικοινωνίες), εξασφαλίζοντας έτσι υψηλότερο SNR , μεγαλύτερη σταθερότητα σήματος κατά τη λήψη, αλλά και μικρότερο BER [12, pp. 6-9]. Τα αποτελέσματα ενός πειράματος μέτρησης ακτινοβολίας [10, Ch. 1] σε περιβάλλον που ακολουθεί κατανομή Rayleigh, λαμβάνοντας δείγματα στη μονάδα του χρόνου από δύο συστήματα της μίας και των πέντε ροών δεδομένων, φαίνονται στο Σχήμα 2-3.



Σχήμα 2-2: Λειτουργία spatial diversity σε σύστημα MIMO [10, Ch. 1].



Σχήμα 2-3: Προσομοίωση διατάξεων μίας και πέντε ροών σε περιβάλλον με απώλειες που ακολουθούν την κατανομή Rayleigh [10, Ch. 1].

Σύμφωνα με το Σχήμα 2-3, το σύστημα της μίας ροής, παρουσιάζει με το πέρασμα του χρόνου μεγαλύτερες διακυμάνσεις (fading) σε σχέση με το σύστημα των πέντε ροών, το οποίο συνδυάζοντάς τες επιτυγχάνει καλύτερη σταθεροποίηση ισχύος.

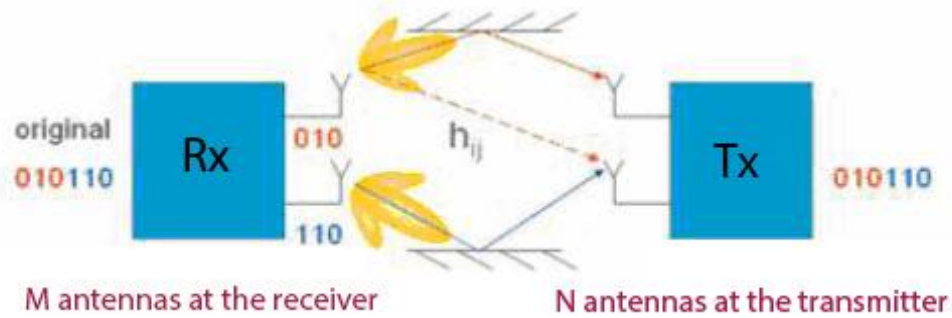
Η δεύτερη αρχή του MIMO αναφέρεται ως spatial multiplexing [11, Ch. 1] και στοχεύει στην αύξηση του συνολικού throughput (ρυθμαπόδοση) r του καναλιού. Ωστόσο, η ρυθμαπόδοση r είναι αναγκαστικά μικρότερη από την χωρητικότητα C του καναλιού, η οποία με τη σειρά της υπόκειται σε έναν θεμελιώδη περιορισμό, εκείνον που ορίζει το θεώρημα Shannon-Hartley (δεν ισχύει πλέον) [12, pp. 6-9]. Ο περιορισμός αυτός δίνεται από την ακόλουθη σχέση.

$$r \leq C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \left(\frac{\text{bps}}{\text{Hz}} \right) \quad (2.1)$$

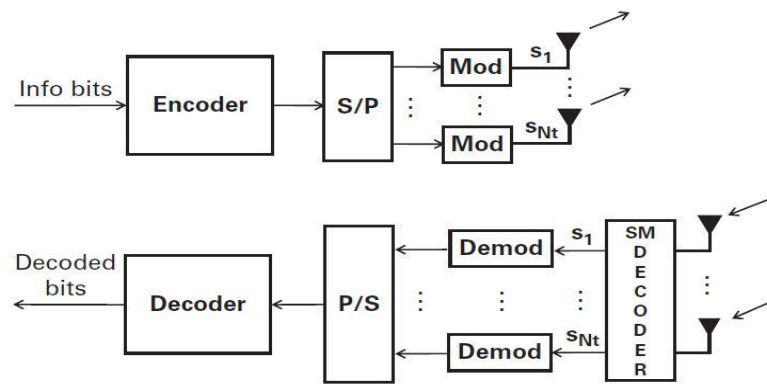
Ένα δεύτερο πρόβλημα που προκύπτει από την (2.1), είναι ότι δεδομένου του εύρους ζώνης B , για να μπορέσει να αυξηθεί το r , και συνεπώς η ολική χωρητικότητα του καναλιού C , θα πρέπει να αυξηθεί είτε η εκπεμπόμενη ισχύς S (κατά πολύ) είτε το εύρος ζώνης B , λύσεις οι οποίες δεν είναι αποδοτικές από καμία άποψη. Τη λύση σε αυτά τα προβλήματα έρχεται να δώσει το spatial multiplexing, το οποίο χωρίζει τη συνολική πληροφορία σε επιμέρους τμήματα, τα οποία και ονομάζει σύμβολα. Η διαδικασία αυτή φαίνεται στο Σχήμα 2-4 [9]. Κατόπιν, τα σύμβολα αποστέλλονται ταυτόχρονα από διαφορετικές κεραιές, αυξάνοντας έτσι το συνολικό throughput, αφού πλέον καταργούνται οι ουρές αναμονής για τη μετάδοση των bits πληροφορίας (ταυτόχρονη μετάδοση). Αυτό στην πραγματικότητα δημιουργεί πολλαπλά ανεξάρτητα κανάλια (ή ροές), κάθε ένα από τα οποία έχοντας τη δική του χωρητικότητα $C_{\text{channel } x}$, λειτουργεί πολλαπλασιαστικά στην αύξηση του συνολικού ρυθμού μετάδοσης r_{TOTAL} των δεδομένων. Ο αριθμός των ροών καθορίζεται από τη σχέση (2.2) [10, Ch. 1], ενώ η διάταξη εκπομπής-λήψης της spatial multiplexing λειτουργίας των MIMO συστημάτων φαίνεται στο Σχήμα 2-5.

$$\min\{N, M\} \quad (2.2)$$

όπου N και M ο αριθμός των κεραιών εκπομπής και λήψης αντίστοιχα.

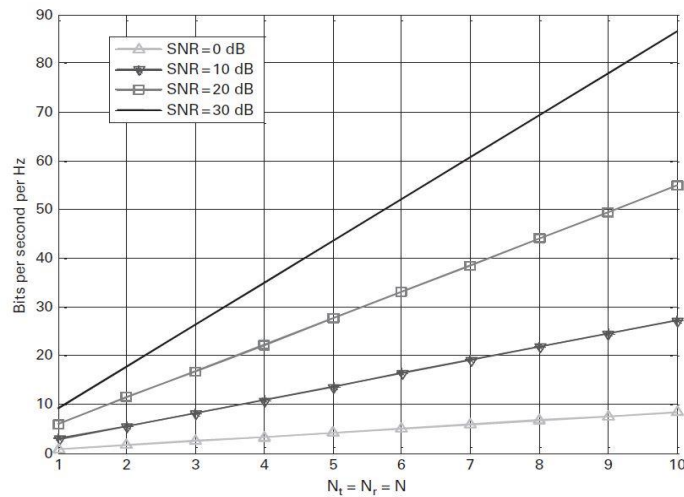


Σχήμα 2-4: Λογική spatial multiplexing [9].



Σχήμα 2-5: Λειτουργία spatial multiplexing σε σύστημα MIMO [10, Ch. 1].

Μια θεωρητική προσέγγιση του SE (bps/Hz) [10, Ch. 1] δίνεται από το Σχήμα 2-6. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα του συγκεκριμένου Σχήματος, είναι εμφανές ότι υπάρχει μια γραμμική σχέση μεταξύ των N ροών της MIMO διάταξης και του ρυθμού μετάδοσης, η οποία βελτιώνεται με την αύξηση του SNR (για συγκεκριμένο αριθμό N , το SE είναι υψηλότερο). Λαμβάνοντας λοιπόν υπόψη αυτό το δεδομένο, μπορεί κανείς να πετύχει ένα καλύτερο επίπεδο ρυθμαπόδοσης, χρησιμοποιώντας παραπάνω ζεύγη κεραιών, χωρίς ταυτόχρονα να χρειάζεται να αυξήσει επιπλέον το εύρος ζώνης ή την ισχύ τροφοδοσίας τους (των κεραιών). Φυσικά, μία τέτοια αύξηση στον αριθμό των κεραιών του πομπού (είτε του δέκτη) ισοδυναμεί με αύξηση όχι μόνο της πολυπλοκότητας του συστήματος, αλλά και της ανάγκης για περαιτέρω υπολογιστική ισχύ (ισχύει και για την περίπτωση του spatial diversity).



Σχήμα 2-6: Θεωρητικό SE συναρτήσει του αριθμού των κεραιών $N \times N$ MIMO διάταξης σε Rayleigh περιβάλλον για διάφορες τιμές του SNR [10, Ch. 1].

Παράλληλα, ένα άλλο πρόβλημα που δημιουργείται κατά την ταυτόχρονη μετάδοση πολλαπλών ροών (είτε για λόγους spatial multiplexing είτε για λόγους spatial diversity) είναι η εμφάνιση εκτεταμένων παρεμβολών μεταξύ τους. Η αρχική ιδέα που προτάθηκε για την καταστολή αυτού του φαινομένου, ήταν η χρήση των μεθόδων TDM και FDM, οι οποίες εν τέλει φαίνεται να έχουν σφοδρές στο εύρος ζώνης αλλά και στην καθυστέρηση λήψης ολόκληρου του σήματος μηνύματος. Η λύση σε αυτό το πρόβλημα είναι η εφαρμογή της τεχνικής MIMO-OFDM [9], η οποία προβλέπει τη διαμόρφωση κάθε ροής σε ελαφρώς διαφορετική συχνότητα με τη γειτονική της, έτσι ώστε να δημιουργείται μερική επικάλυψη των χρησιμοποιούμενων φερουσών. Αυτό που κάνει τη χρήση του MIMO-OFDM σπουδαία ακόμα και σήμερα, είναι η εκμετάλλευση της ορθογωνιότητας που εμφανίζεται μεταξύ αυτών των φερουσών. Με άλλα λόγια, όταν κάποιες επικαλυπτόμενες συχνότητες φτάνουν στον δέκτη, εκείνος κατά τη στιγμή της δειγματοληψίας διακρίνει μόνο αυτή όπου τη δεδομένη χρονική στιγμή βρίσκεται στο μέγιστό της, με όλες τις υπόλοιπες μηδενισμένες (ορθογώνιες μεταξύ τους). Έτσι, μεγιστοποιείται η αξιοποίηση που γίνεται στο δοθέν εύρος ζώνης, ενώ παράλληλα καταστέλλονται και οι εν λόγω παρεμβολές.

Τέλος, η τρίτη αρχή που καθιστά την MIMO τοπολογία τόσο σημαντική, είναι το array gain [11, Ch. 1]. Το array gain, αν και δεν αναφέρεται συχνά σαν βελτιωτική ιδιότητα των MIMO συστημάτων (αναφέρονται κυρίως τα spatial diversity και spatial multiplexing), δεν παύει να αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι κάθε multi-antenna διάταξης. Πρόκειται για την περίπτωση όπου ένα σύστημα χρησιμοποιεί coherently τις κεραιές του (συνήθως στοιχειοκεραίες) ώστε να μπορέσει να εστιάσει πιο αποδοτικά την ακτινοβολούμενη ισχύ του προς μία συγκεκριμένη κατεύθυνση. Το εν λόγω κέρδος επιδιώκεται τόσο κατά τη διαδικασία εκπομπής, όσο και κατά τη διαδικασία λήψης. Τονίζεται ότι όσο μικρότερο είναι αυτό το κέρδος, τόσο περισσότερο μειώνεται η ικανότητα της συστοιχίας των κεραιών να εστιάζει την ενέργειά της προς μία κατεύθυνση, τείνοντας εν τέλει να λειτουργεί σαν ιστροπική πηγή ακτινοβολίας (ίσος διαμοιρασμός της ενέργειας προς κάθε κατεύθυνση).

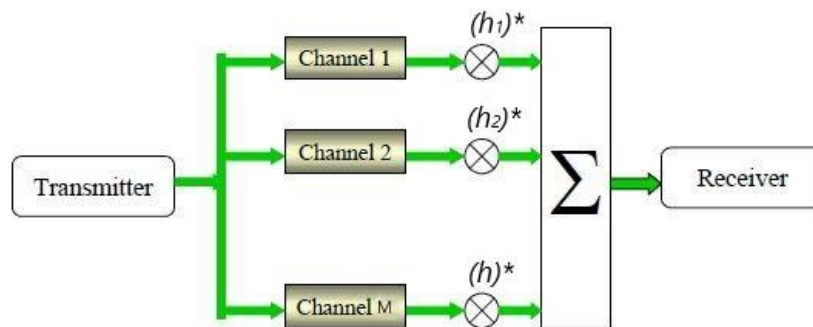
2.2 Diversity combining τεχνικές κατά τη λήψη

Σε αυτό το σημείο πρέπει να αναφερθεί ότι κάθε σύστημα το οποίο κάνει χρήση κάποιας diversity τεχνικής (σε αυτή την περίπτωση αναφέρεται μόνο η spatial), θα πρέπει με κάποιον τρόπο όχι μόνο να τις λαμβάνει, αλλά και να τις συνδυάζει, ώστε να εξάγει ένα ασφαλές και βελτιωμένο συμπέρασμα. Χαρακτηριστικά παραδείγματα τέτοιων

μεθόδων συνδυασμού και επεξεργασίας των σημάτων λήψης αποτελούν οι τρεις παρακάτω διατάξεις.

2.2.1 Maximal Ratio Combining (MRC)

Η MRC [13] είναι η πιο αποδοτική (εκ των απλών) μέθοδος συνδυασμού των εισερχόμενων ροών, με την έννοια της αύξησης του diversity κερδους. Χρησιμοποιείται κυρίως σε συστήματα όπου κάθε component δέχεται αρκετά ανόμοια επιρροή από τον περιβαλλοντικό AWGN θόρυβο, με αποτέλεσμα τα τελικά λαμβανόμενα σήματα να έχουν εξασθενήσει διαφορετικά. Πριν γίνει η τελική άθροιση των σημάτων, κάθε ένα ξεχωριστά πολλαπλασιάζεται με ένα βάρος που του αναλογεί. Τα βάρη αυτά επιλέγονται με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε το κάθε βάρος επί το αντίστοιχο component να μεγιστοποιεί το SNR , μειώνοντας ταυτόχρονα το BER. Αυτό γίνεται με τον πολλαπλασιασμό του λαμβανόμενου component με τον συζηγητή πίνακα της απόκρισης του συγκεκριμένου καναλιού το οποίο εκείνο (το component) ακολούθησε. Έτσι, τα components με τις λιγότερες αλλοιώσεις πολλαπλασιάζονται με μεγαλύτερους συντελεστές βαρών από ότι άλλα, τα οποία έχουν αποσβέσει περισσότερο μέσα στο μέσο. Στην ουσία, η λογική πίσω από αυτή τη μέθοδο έχει ως στόχο την υψηλή ενίσχυση των χαμηλών σε θόρυβο components, ώστε το μέτρο του θορύβου που θα ενισχυθεί (μαζί με το επιθυμητό μήνυμα) να παραμείνει σχετικά μικρό. Σε αντίθετη περίπτωση, τα components με χαμηλά σε SNR ενισχύονται ελάχιστα ώστε να μην αυξηθεί πολύ ο AWGN που ήδη φέρουν. Η λογική πορεία των σημάτων κατά την MRC λογική φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα.



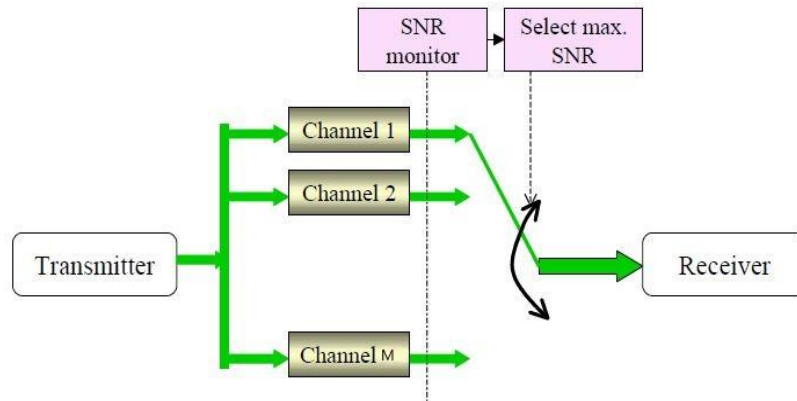
Σχήμα 2-7: Maximal ratio combining scheme [14].

Η τεχνική του MRC αν και ασκείται περισσότερο κατά τη λήψη του σήματος (combining), σε περίπτωση γνώσης των χαρακτηριστικών του μέσου από τον πομπό [13], μπορεί να εφαρμοστεί και κατά τη διαδικασία εκπομπής, ακριβώς πριν τη μετάδοση του σήματος στο μέσο (beamforming-precoding). Έτσι, μπορεί να ενισχύει τα components που γνωρίζει ότι θα ακολουθήσουν μία πορεία μέσα στο κανάλι όχι τόσο επιρρεπή σε αλλοιώσεις, ενώ ταυτόχρονα να καταστέλλει (προσάπτωντας μικρότερα βάρη) εκείνα που πρόκειται να επιφέρουν λανθασμένα στοιχεία (λόγω fadings) στο δέκτη.

2.2.2 Selection Combining (SC)

Σε ένα σύστημα κινητής τηλεφωνίας, όπου πέραν των χαοτικών μεταβολών του περιβάλλοντος, χαρακτηρίζεται και από γρήγορες εναλλαγές της θέσης των κινητών, είναι ευκόλως εννοούμενο ότι ο υπολογισμός των αποκρίσεων του μέσου κάθε ροής είναι πάρα πολύ δύσκολος και απαιτητικός. Το γεγονός αυτό σε συνδυασμό με το μικρό μέγεθος των κινητών τερματικών (μειωμένης απόδοσης διατάξεις), καθιστά την MRC δύσκολο να υλοποιηθεί. Έτσι λοιπόν, χάριν απλότητας, και ειδικά για το υψηλό φάσμα

των UHF και VHF, είναι προτιμότερη η χρήση της SC τεχνικής [13]. Η μέθοδος αυτή επιλέγει εκείνο το component με το υψηλότερο SNR για να συνεχίσει την επεξεργασία, απορρίπτοντας όλα τα υπόλοιπα (Σχήμα 2-8). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να είναι αρκετά επιρρεπής σε σφάλματα, αφού δεν ξεχωρίζει αλλά ούτε και καταστέλλει τον θόρυβο. Υπάρχει όμως η δυνατότητα για δημιουργία selection combiners μεγαλύτερης τάξης, οι οποίοι και επιφέρουν καλύτερα αποτελέσματα. Πρόκειται στην ουσία για τη συλλογή και τον συνδυασμό των M με το μεγαλύτερο πλάτος components (M^{th} order SC).



Σχήμα 2-8: Selection combining scheme [14].

2.2.3 Equal Gain Combining (EGC)

Και αυτού του είδους η επεξεργασία είναι αρκετά πιο απλή από την MRC, διότι ο δέκτης δεν χρειάζεται να παρακολουθεί το μέσο για αλλαγές, αλλά ούτε και να εκτελεί πολύπλοκους αλγόριθμους για την εφαρμογή των βαρών [13]. Ωστόσο, επειδή δεν είναι γνωστή η απόκριση της διαδρομής που ακολούθησε το κάθε component, όλα θεωρούνται ίσα (με το ίδιο ποσοστό θορύβου), με αποτέλεσμα να τα ολισθαίνει μόνο κατά $e^{-j\theta_i}$. Έτσι, προσθέτοντάς τα όλα μαζί, αυξάνεται αναλογικά και ο θόρυβος, μειώνοντας το συνολικό SNR . Φυσικά, η απόδοση του συστήματος δεν είναι τόσο καλή όσο των προηγούμενων δύο μεθόδων συνδυασμού των εισερχόμενων ροών [13], αφού πάντα υπάρχουν σήματα τα οποία περιέχουν περισσότερο ή λιγότερο AWGN από τα υπόλοιπα. Παρόλα αυτά, αποτελεί την πιο απλή, αλλά και λιγότερο εφαρμοσμένη combining τεχνική.

2.3 Μοντελοποίηση των Single-User MIMO διατάξεων

Η μοντελοποίηση του MIMO συστήματος επιτρέπει την καλύτερη κατανόηση, αλλά και την καλύτερη σύγκριση των αποτελεσμάτων που προκύπτουν κατά τη χρήση του. Έτσι, μπορεί κανείς να έχει πιο απτά αποτελέσματα, κατανοώντας καλύτερα όλα εκείνα τα προτερήματα που προσφέρει η συγκεκριμένη τεχνολογία. Η πιο θεμελιώδης αρχή που διέπει κάθε MIMO διάταξη, είναι εκείνη των περιορισμένων βαθμών ελευθερίας που διαθέτει, εξαιτίας του πεπερασμένου αριθμού των κεραιών του. Με άλλα λόγια, υπάρχει μία αντίρροπη δράση μεταξύ των τριών βασικών ιδιοτήτων του, αφού δεν είναι εφικτή η ταυτόχρονη αξιοποίηση όλων των κεραιών του για τη μεγιστοποίηση και των τριών κερδών που εκείνο προσφέρει. Κατά συνέπεια, κάποιες κεραιές θα προσπαθούν να αυξήσουν το diversity κέρδος, κάποιες άλλες το array κέρδος κ.λπ. Ωστόσο, αναφέρεται ότι το μεγαλύτερο δίλημμα είναι εκείνο της μείωσης του BER με παράλληλη αύξηση της χωρητικότητας του καναλιού, δηλαδή του ρυθμού μετάδοσης των δεδομένων εντός της ζεύξης. Συνεπώς, προκύπτει ότι για κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα, το μεγαλύτερο trade-off έγκειται μεταξύ του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων και του BER, το οποίο στο σύστημα του MIMO είναι γνωστό ως “diversity multiplexing trade-off” [11, Ch. 1].

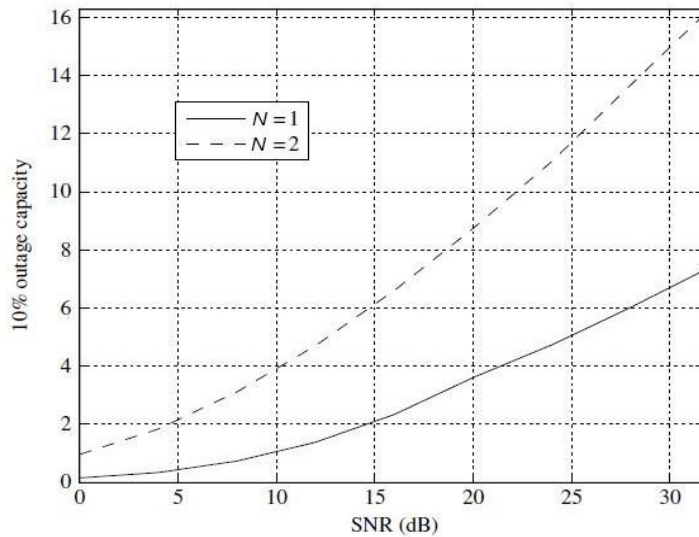
2.3.1 Multiplexing gain

Το μέγιστο κέρδος πολύπλεξης r_{max} σε ένα σύστημα MIMO, και πιο συγκεκριμένα σε ένα σύστημα Single-User MIMO (SU-MIMO) ενός μόνο τερματικού, μπορεί εύκολα να υπολογιστεί από την κλίση της outage χωρητικότητας σε συνάρτηση με το SNR , διατηρώντας το bit error rate σταθερό [11, Ch. 1]. Η τελευταία ποσότητα δίνεται από:

$$r_{max} = \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{C(SNR)_{out,p}}{\log_2(SNR)} \quad (2.3)$$

όπου $C(\rho)_{out,p}$ συμβολίζει την outage χωρητικότητα.

Αυτή η σχέση δηλώνει ότι σε μία ιδανική διάταξη SU-MIMO, κάθε αύξηση του SNR κατά 3 dB (δεδομένου BER) συνεπάγεται και με μια αύξηση του $C(SNR)_{out,p}$ κατά $\min\{N, M\}$. Η εξάρτηση αυτή απεικονίζεται στο Σχήμα 2-9. Πιο ειδικά, παρατηρείται ότι καθώς αυξάνεται το SNR , υπάρχει μια συνεχής αύξηση στην outage χωρητικότητα του καναλιού, η οποία είναι πιο “έντονη” για SU-MIMO 2×2 , συγκριτικά με ένα απλό SISO.



Σχήμα 2-9: 10% outage capacity συναρτήσεως του SNR σε σύστημα SU-MIMO $N \times N$, με $N = \{1, 2\}$ [11, Ch. 1].

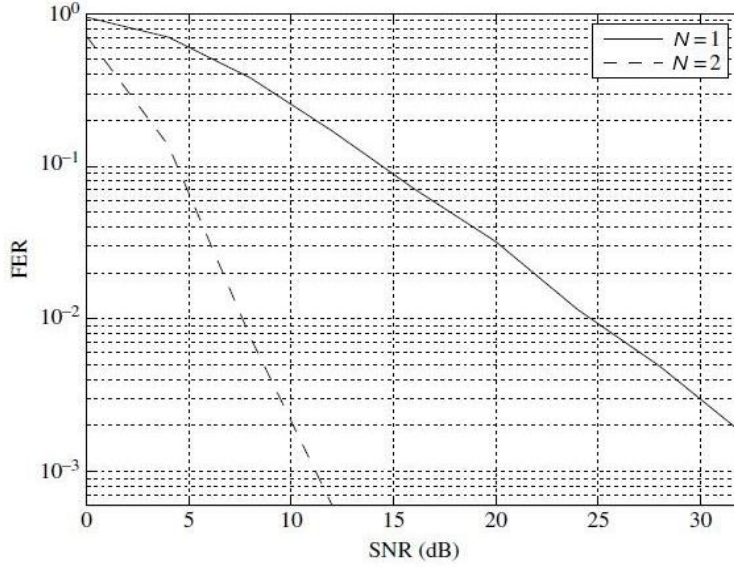
2.3.2 Diversity gain

Για τον υπολογισμό του μέγιστου προσκομιζόμενου κέρδους που μπορεί να επιτευχθεί σε μια ζεύξη, μπορεί κανείς να υπολογίσει την κλίση που σχηματίζει το BER συναρτήσεως του SNR , διατηρώντας τον ρυθμό μετάδοσης σταθερό. Η τελευταία έκφραση δίνεται από [11, Ch. 1]:

$$d_{max} = - \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\log_2 P_e(SNR, R)}{\log_2(SNR)} \quad (2.4)$$

όπου $P_e(SNR, R)$ η outage πιθανότητα που επιτυγχάνεται στο σύστημα για δεδομένο SNR και bit rate efficiency $R(bps/Hz)$.

Σε ένα ιδανικό SU-MIMO σύστημα, κάθε αύξηση του SNR κατά 3 dB οδηγεί σε πτώση του BER/FER (frame error rate) κατά έναν παράγοντα της τάξης του $2^{-N \cdot M}$, όπου N και M ο αριθμός των κεραιών εκπομπής και λήψης αντίστοιχα. Πράγματι, κοιτώντας το παρακάτω γράφημα, είναι φανερό ότι αυξάνοντας το SNR όχι μόνο σημειώνεται συνεχής πτώση του bit error rate, αλλά και η πτώση αυτή εξαρτάται από το πλήθος των κεραιών του συστήματος.



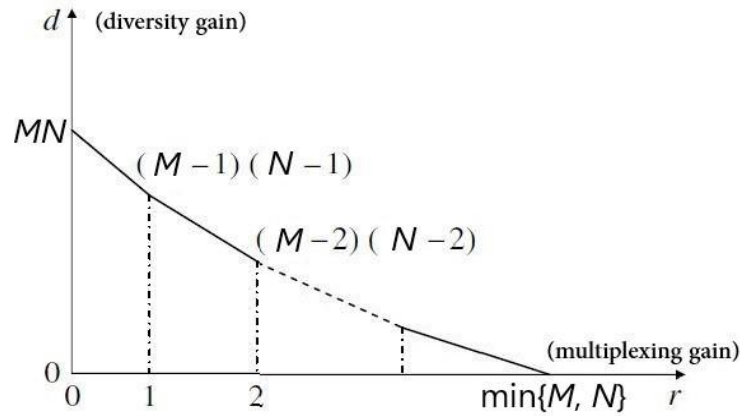
Σχήμα 2-10: FER συναρτήσεως του SNR σε σύστημα SU-MIMO $N \times N$, όπου $N = \{1, 2\}$, για $QoS = 2\text{ bps/Hz}$ [11, Ch. 1].

2.3.3 Μία ισορροπία μεταξύ των δύο κερδών

Οι δύο παραπάνω σχέσεις περιγράφουν τις μεταβολές που επέρχονται στο σύστημα καθώς αυξάνεται η ένταση ακτινοβολίας (δηλαδή το SNR), δεδομένου ότι ένα εκ των δύο κερδών παραμένει σταθερό (περιορισμένοι βαθμοί ελευθερίας). Στην πρώτη περίπτωση, παρατηρείται μια γραμμική αύξηση της outage χωρητικότητας ανάλογη του πλήθους των κεραιών, ενώ στη δεύτερη, μια εκθετική μείωση του FER της τάξης του $2^{-N \cdot M}$. Ο εν λόγω συμβιβασμός μεταξύ του diversity κέρδους d και του multiplexing κέρδους r περιγράφεται από την καμπύλη $d(r)$ [11, Ch. 1], η οποία εκφράζεται μαθηματικά από τη σχέση (2.5), ενώ επεικονίζεται γραφικά στο Σχήμα 2-11.

$$d(r) = (M - r)(N - r) \quad (2.5)$$

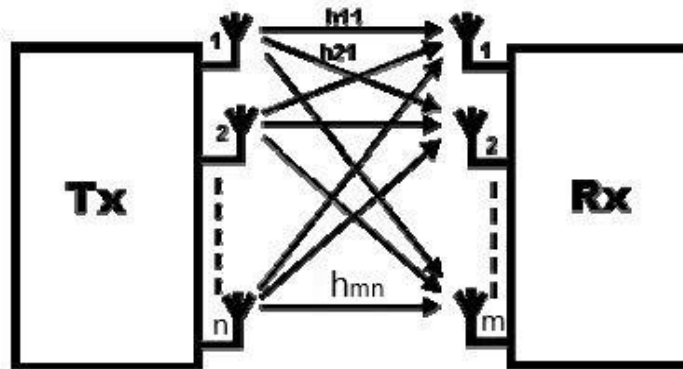
Σύμφωνα λοιπόν με τη σχέση (2.5), αν ο ρυθμός μετάδοσης αυξηθεί κατά $r(\text{bps/Hz})$ λόγω της αύξησης του SNR κατά 3 dB , τότε θα παρουσιαστεί μία μείωση στο FER κατά $2^{-d(r)}$. Κατά συνέπεια, είναι ευκόλως εννοούμενο, ότι σε καμία περίπτωση δεν είναι εφικτή η ταυτόχρονη αύξηση των δύο αυτών ποσοτήτων, γεγονός που δεν επιτρέπει την παράλληλη επίτευξη των μέγιστων κερδών που περιγράφουν οι σχέσεις (2.3) και (2.4).



Σχήμα 2-11: Diversity multiplexing trade-off καμπύλη [11, Ch. 1].

2.3.4 Παραμετροποίηση του SU-MIMO καναλιού

Όπως προαναφέρθηκε, κάθε σύστημα MIMO χρησιμοποιεί περισσότερες από μία κεραίες σε πομπό και δέκτη, με στόχο τη δημιουργία ανεξάρτητων ροών δεδομένων. Στο παρακάτω Σχήμα διακρίνεται μία $n \times m$ SU-MIMO διάταξη, καθώς και οι πιθανοί τρόποι “ανταλλαγής” [9] των παραγόμενων ροών μεταξύ των κεραιών του πομπού και του δέκτη.

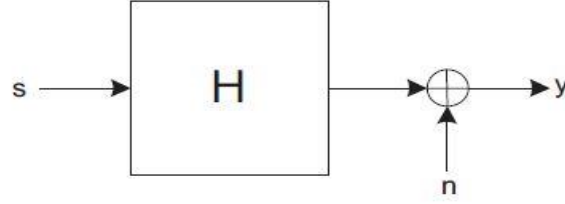
Σχήμα 2-12: Όλα τα πιθανά “μονοπάτια” δεδομένων σε σύστημα SU-MIMO $n \times m$ [9].

Στην πράξη, αυτό που κάνει αισθητή τη διαφορά στη χωρητικότητα ενός συστήματος SISO με ένα MIMO, είναι τα επιπρόσθετα ζεύγη κεραιών, τα οποία βρίσκονται εκατέρωθεν του πομπού και του δέκτη, και τα οποία ενισχύουν το spatial multiplexing κέρδος. Όμως, για την καλύτερη μελέτη της συμπεριφοράς ενός συστήματος MIMO, θα πρέπει πρώτα να γίνει η σχετική του μοντελοποίηση.

Κάθε “μονοπάτι” δεδομένων από τον πομπό προς τον δέκτη, όπως θα μπορούσε να χαρακτηριστεί, δέχεται κάποιες επιδράσεις από το περιβάλλον, οι οποίες συνοψίζονται με το σύμβολο h . Το h , δεν είναι τίποτα άλλο, παρά ο small-scale συντελεστής εξασθένησης του κάθε καναλιού, ο οποίος διαφέρει από “μονοπάτι” σε “μονοπάτι” εξαιτίας της χαοτικής πολυπλοκότητας του περιβάλλοντος. Σε κάθε περίπτωση, τονίζεται ότι επειδή σε ένα co-located σύστημα MIMO όλες οι κεραίες εκπομπής βρίσκονται στο ίδιο σημείο (η απόσταση μεταξύ τους είναι μικρότερη από το μήκος κύματος λ της συχνότητας λειτουργίας), η εξασθένηση που παρατηρείται στις ροές όταν αυτές έχουν διανύσει μία μεγάλη απόσταση είναι παρόμοια. Για τον λόγο αυτό, ο large-scale

συντελεστής εξασθένησης όντας κατά προσέγγιση ίδιος για κάθε “μοναπάτι”, παραλείπεται [15].

Τα h_{11} και h_{21} για παράδειγμα είναι οι small-scale αποκρίσεις των καναλιών εντός των οποίων διαδίδονται τα επιμέρους σήματα 1 και 2. Τα εν λόγω σήματα, όπως φαίνονται στο Σχήμα 2-12, ξεκινάνε από την πρώτη κεραία εκπομπής T_{x1} και λαμβάνονται από τις κεραίες λήψης R_{x1} και R_{x2} αντίστοιχα. Διαχωρίζοντας τα επιμέρους συστήματα, προκύπτει η παρακάτω απεικόνιση, η οποία περιγράφει την πορεία του συνολικού σήματος.



Σχήμα 2-13: Block διάγραμμα που περιγράφει την πορεία του σήματος από τον πομπό προς τον δέκτη σε ένα σύστημα SU-MIMO [16].

Μαθηματικά, το ανωτέρω block διάγραμμα μπορεί να περιγραφεί από την ακόλουθη σχέση [16]:

$$y = Hs + n \quad (2.6)$$

όπου s είναι το ολικά εκπεμπόμενο σήμα, n ο AWGN [17] που προστίθεται στο τελικό σήμα πριν την λήψη του, και H η επίδραση του μέσου διάδοσης επί του συνολικού σήματος, η οποία αποτελεί έναν πίνακα με αριθμό γραμμών ίσο με τον αριθμό κεραιών λήψης και στηλών ίσο με τον αριθμό κεραιών εκπομπής. Μαθηματικά, ο $H \in \mathbb{C}^{m \times n}$ αναπαρίσταται από την παρακάτω σχέση [16]:

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{m1} & \cdots & h_{mn} \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

2.3.5 Η χωρητικότητα του AWGN καναλιού

Η χωρητικότητα του καναλιού ενός απλού, χωρίς μνήμη συστήματος μιας εισόδου και μιας εξόδου (SISO), αποδεικνύεται [18] ότι δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$C_{SISO} = \log_2(1 + \rho \cdot |h|^2) \left(\frac{\frac{bits}{s}}{Hz} \right) \quad (2.8)$$

όπου $h \in \mathbb{C}$ συμβολίζει το κανονικοποιημένο μιγαδικό κέρδος του καναλιού, ενώ το ρ , το SNR στην είσοδο της κεραίας λήψης.

Σε περίπτωση που τοποθετηθούν περισσότερες από μία κεραίες λήψης, η χωρητικότητα βελτιώνεται, αφού πλέον το σύστημα είναι μίας εισόδου-πολλαπλών εξόδων (SIMO). Σε ένα τέτοιο σενάριο, και για M κεραίες λήψης, η χωρητικότητα λαμβάνει την ακόλουθη μορφή [18]:

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{i=1}^M |h_i|^2 \right) \left(\frac{\text{bits}}{\frac{s}{\text{Hz}}} \right) \quad (2.9)$$

όπου h_i συμβολίζει το κέρδος του καναλιού εντός του οποίου διαδόθηκε η ροή i , η οποία εν τέλει λήφθηκε από την i^{th} κεραία λήψης.

Το αξιοσημείωτο της παραπάνω εξίσωσης, είναι ότι μία μεγάλη αύξηση στις κεραίες M του δέκτη ισοδυναμεί με λογαριθμική (μικρή) αύξηση στη χωρητικότητα. Κατ' αντιστοιχία, σε περίπτωση που προστεθούν κεραίες από τη μεριά του εκπομπού (N), ενώ ταυτόχρονα ο δέκτης διαθέτει μόνο μία, εφαρμόζεται η λογική του spatial transmit diversity. Η χωρητικότητα ενός τέτοιου MISO συστήματος έχει την παρακάτω μορφή [18]:

$$C_{MISO} = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N} \sum_{i=1}^N |h_i|^2 \right) \left(\frac{\text{bits}}{\frac{s}{\text{Hz}}} \right) \quad (2.10)$$

όπου η διαίρεση με τον αριθμό N των κεραιών εκπομπής εξασφαλίζει μία ισοκατανομή της ακτινοβολούμενης ισχύος, τονίζοντας παράλληλα και την απουσία του array κέρδους.

Στη συνέχεια, εφαρμόζοντας την τεχνική του spatial diversity ταυτόχρονα σε πομπό και δέκτη, δημιουργείται το κλασικό σύστημα πολλαπλών-εισόδων πολλαπλών-εξόδων (MIMO). Η χωρητικότητα ενός τέτοιου συστήματος με N co-located κεραίες εκπομπής και M co-located κεραίες λήψης δίνεται από [18]:

$$C_{SU-MIMO} = \log_2 \left[\det \left(I_M + \frac{\rho}{N} H H^H \right) \right] \left(\frac{\text{bits}}{\frac{s}{\text{Hz}}} \right) \quad (2.11)$$

όπου $H \in \mathbb{C}^{M \times N}$ είναι ο πίνακας αποκρίσεων των καναλιών, H^H ο προσαρτημένος αυτού και $I_M \in \mathbb{R}^{M \times M}$ ένας μοναδιαίος πίνακας διαστάσεων $M \times M$.

Υπογραμμίζεται [19] ότι η σχέση (2.11) αναφέρεται σε κανάλια όπου τα χαρακτηριστικά του μέσου δεν είναι γνωστά σε κανένα από τα δύο άκρα της ζεύξης. Ωστόσο, σε περίπτωση όπου τα χαρακτηριστικά του μέσου είναι γνωστά στον δέκτη, η (2.11) μετασχηματίζεται χάρη στη μέθοδο SVD (singular value decomposition). Τότε, η τελική έκφραση της χωρητικότητας του SU-MIMO καναλιού δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$C_{SU-MIMO}^{SVD} = R \cdot \log_2 \left[\det \left(1 + \frac{\rho}{N} H H^H \right) \right] \left(\frac{\text{bits}}{\frac{s}{\text{Hz}}} \right) \quad (2.12)$$

όπου $R = \min\{N, M\}$ συμβολίζει τον αριθμό των ροών.

Στην ιδανική περίπτωση όπου τα χαρακτηριστικά του μέσου είναι γνωστά στον δέκτη αλλά και στον πομπό, η χωρητικότητα μπορεί να υπολογιστεί από τον αλγόριθμο water-filling [19]:

$$C_{SU-MIMO}^{WF} = \sum_{p=1}^R \log_2 \left[\left(\frac{\lambda_{H,p} \cdot \mu}{\sigma^2} \right)^+ \right] \left(\frac{\text{bits}}{\frac{S}{\text{Hz}}} \right) \quad (2.13)$$

όπου $\alpha^+ = \max(\alpha, 0)$, $\lambda_{H,p}$ συμβολίζει το υπ' αριθμό p στοιχείο του πίνακα H , μ μία βαθμωτή μεταβλητή περιορισμού της μέγιστης ισχύος ακτινοβολίας και σ^2 την ισχύ θορύβου.

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι αν και με μία πρώτη ματιά κανείς θα έλεγε ότι η αύξηση των ροών οδηγεί σε μία λογαριθμική αύξηση της χωρητικότητας του MIMO καναλιού, κάτι τέτοιο δεν ισχύει. Πιο συγκεκριμένα, οι Foschini [20] και Telatar [21] έδειξαν ότι υπάρχει μία γραμμική σχέση μεταξύ της εν λόγω χωρητικότητας και των δημιουργούμενων ροών δεδομένων [18] [22]. Για την καλύτερη κατανόηση αυτής της θεωρίας, παρατίθεται το παρακάτω παράδειγμα ενός ιδανικού 3×3 SU-MIMO (σαν επέκταση που παραδείγματος 2.2 του [12, pp. 6-9]), του οποίου το κανάλι διάδοσης εξασφαλίζει τη “flat fading” συνθήκη, ενώ χάριν απλότητας, ο πίνακας περιβαλλοντικών συνθηκών H θεωρείται ίσος με τον μοναδιαίο πίνακα I_M .

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \left\{ \det \left[\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} + SNR \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \right] \right\} \\ &\Rightarrow C = \log_2 \left\{ \det \left[\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} + SNR \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \right] \right\} \\ &\Rightarrow C = \log_2 \left\{ \det \left[\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} SNR & 0 & 0 \\ 0 & SNR & 0 \\ 0 & 0 & SNR \end{pmatrix} \right] \right\} \\ &\Rightarrow C = \log_2 \left[\det \begin{pmatrix} SNR + 1 & 0 & 0 \\ 0 & SNR + 1 & 0 \\ 0 & 0 & SNR + 1 \end{pmatrix} \right] \\ &\Rightarrow C = \log_2 [(SNR + 1)^3] = 3 \cdot \log_2 (SNR + 1) \end{aligned} \quad (2.14)$$

Από την τελική έκφραση της εξίσωσης (2.14), φαίνεται ότι η συνολική χωρητικότητα ενός 3×3 SU-MIMO που συγκεντρώνει τα προαναφερθέντα χαρακτηριστικά, ισούται με τη χωρητικότητα ενός SISO καναλιού (σχέση 2.8) πολλαπλασιασμένη επί 3. Άρα, για ιδανικές συνθήκες αποδεικνύεται ότι κάθε ζεύγος κεραιών που τοποθετείται σε πομπό και δέκτη, έχει πολλαπλασιαστική ισχύ επί της χωρητικότητας ενός απλού SISO καναλιού.

Κατά συνέπεια, κάθε σύστημα SU-MIMO $N \times N$ μπορεί να εκφραστεί σαν μια επαλληλία N ανεξάρτητων SISO καναλιών, αυξάνοντας εν τέλει γραμμικά τη συνολική χωρητικότητα του καναλιού διάδοσης.

2.4 Η μέθοδος Alamouti

Εάν το ζητούμενο μιας ζεύξης είναι μια υψηλότερης ποιότητας επικοινωνία, τότε ένα μεγάλο μέρος των βαθμών ελευθερίας του συστήματος MIMO θα πρέπει να αφιερωθεί στην αύξηση του diversity κέρδους. Ίσως η επικρατέστερη μέθοδος επίτευξης αυτού είναι η Alamouti [23], η οποία αποτελεί μία από τις πιο διαδεδομένες STBC (space-time block codes) τεχνικές. Η Alamouti εμφανίζει αρκετά πλεονεκτήματα, μεταξύ των οποίων είναι η απλότητα υλοποίησής της, καθώς και το υψηλό diversity κέρδος που μπορεί να αποδώσει στο σύστημα που την εφαρμόζει.

Η λογική της στηρίζεται στην εκπομπή δύο σημάτων μηνύματος (s_1 και s_2), ενώ σε μεταγενέστερο χρόνο, στην εκπομπή των συζυγών τιμών αυτών. Πιο συγκεκριμένα, τη χρονική στιγμή t_1 , η κεραία 1 εκπέμπει το σήμα s_1 , ενώ αντίστοιχα, η κεραία 2 εκπέμπει το σήμα s_2 . Μετά από ένα χρονικό διάστημα $t_1 - t_2$, και κατά την έναρξη της χρονικής περιόδου t_2 , το σύστημα εκπέμπει το σήμα $-s_2^*$ από την κεραία 1 και το σήμα s_1^* από την κεραία 2. Έτσι, δεν γίνεται εκμετάλλευση μόνο της χωρικής (spatial diversity) διαφοράς των δύο κεραιών, αλλά και της χρονικής (time diversity) διαφοράς μεταξύ των δύο εκπομπών [23]. Τα τέσσερα σήματα που μεταδόθηκαν συντάσσονται εντός ενός πίνακα 4×4 με την εξής τρόπο:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

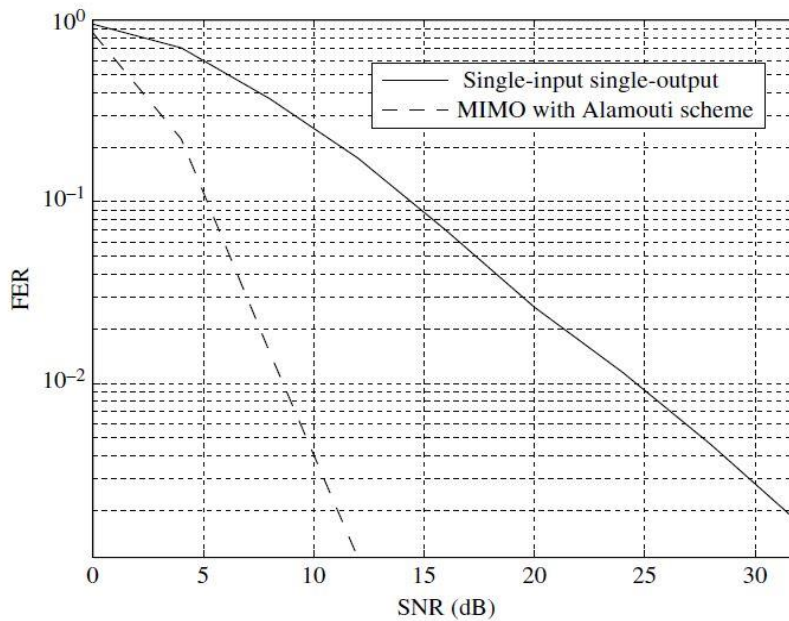
Είναι εμφανές, ότι κάθε στήλη αντιπροσωπεύει τα σύμβολα κάθε κεραίας, ενώ κάθε γραμμή, τις εκπομπές κατά τις χρονικές περιόδους t_1 και t_2 αντίστοιχα. Ένα βασικό χαρακτηριστικό του S είναι ότι οι δύο στήλες και οι δύο γραμμές είναι μεταξύ τους ορθογώνιες. Την ιδιότητα αυτή εκμεταλλεύεται ο δέκτης κατά τη διαδικασία λήψης, όπου πολλαπλασιάζοντας τον S με τον προσαρτημένο του, S^H , μπορεί κατόπιν απλών γραμμικών υπολογισμών να υπολογίσει τα αρχικά σήματα s_1 και s_2 . Ειδικότερα, προκύπτει:

$$\begin{aligned} SS^H &= \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^* & -s_2 \\ s_2^* & s_1 \end{bmatrix} \\ \Rightarrow SS^H &= \begin{bmatrix} |s_1|^2 + |s_2|^2 & 0 \\ 0 & |s_1|^2 + |s_2|^2 \end{bmatrix} \\ \Rightarrow SS^H &= (|s_1|^2 + |s_2|^2) * I_2 \end{aligned} \quad (2.16)$$

όπου I_2 είναι ένας μοναδιαίος πίνακας 2×2 .

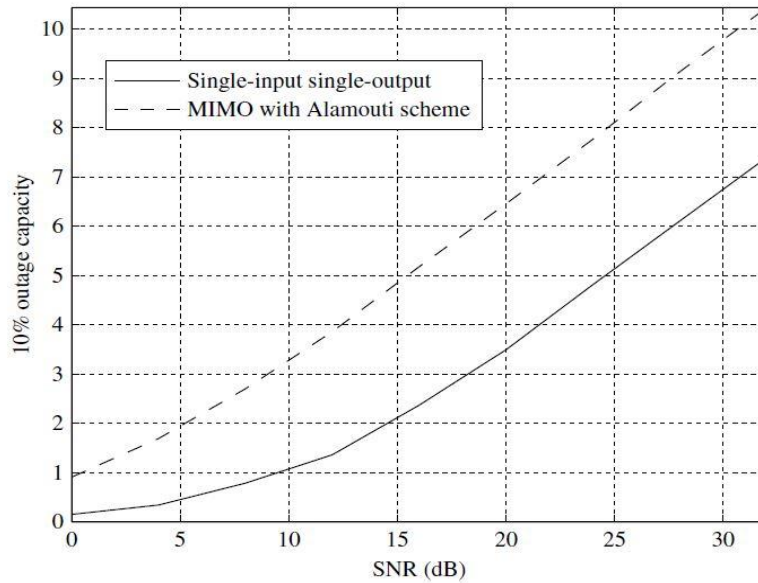
Τα αποτελέσματα της μεθόδου Alamouti φαίνονται στο Σχήμα 2-14 [11, Ch. 1], όπου συγκρίνεται SISO διάταξη 1×1 με SU-MIMO 2×2 για σταθερό ρυθμό μετάδοσης $R = 2(bps/Hz)$. Είναι λοιπόν εμφανές, ότι η απόδοση του συστήματος σε όρους

σφαλμάτων όταν κάνει εφαρμογή της μεθόδου Alamouti, βρίσκεται αρκετά κοντά στην θεωρητική της προσέγγιση (Σχήμα 2-10).



Σχήμα 2-14: FER συναρτήσει SNR σε για διατάξεις SISO και SU-MIMO 2×2 , με την τελευταία να εφαρμόζει την τεχνική Alamouti. Ο ρυθμός μετάδοσης R διατηρείται σταθερός στα 2 bps/Hz και στις δύο περιπτώσεις [11, Ch. 1].

Ωστόσο, η μέθοδος αυτή (όπως και κάθε άλλη), δεν παύει να έχει και την αρνητική της όψη. Πιο συγκεκριμένα, παρόλο που επιτυγχάνει αρκετά καλά επίπεδα σταθερότητας της ισχύος λήψης και μειωμένα σφάλματα, δεν έχει την ικανότητα να εισάγει βελτιωτικές δράσεις στο multiplexing κέρδος. Αυτό μπορεί να το αντιληφθεί κανείς κοιτώντας τα αποτελέσματα της εφαρμογής της μεθόδου Alamouti σε όρους 10% outage capacity υπό σταθερό FER (Σχήμα 2-15 [11, Ch. 1]). Αν και με τη χρήση της SU-MIMO 2×2 διάταξης φαίνεται να έχει αυξηθεί η χωρητικότητα, η κλίση της καμπύλης παραμένει ίδια με εκείνη της SISO διάταξης. Κατά συνέπεια, η μέθοδος Alamouti αποτυγχάνει να αξιοποιήσει πλήρως το multiplexing κέρδος του MIMO συστήματος, απέχοντας αρκετά από την ιδανική περίπτωση (μέγιστο multiplexing κέρδος) του Σχήματος 2-9. Τέλος, αναφέρεται [23] ότι η εν λόγω μέθοδος έχει εφαρμογή μόνο για διατάξεις με δύο κεραίες εκπομπής.



Σχήμα 2-15: 10% outage capacity συναρτήσεως του SNR για συστήματα SISO και SU-MIMO 2×2 , με το τελευταίο να κάνει χρήση της μεθόδου Alamouti. Το FER θεωρείται σταθερό και στις δύο περιπτώσεις [11, Ch. 1].

2.5 Η λογική του Multi-User MIMO

Ένα μεγάλο βήμα στην εξέλιξη των κινητών επικοινωνιών, το οποίο βρίσκει εφαρμογή ακόμη και σήμερα, είναι το κυψελωτό δίκτυο [24]. Η διάταξη αυτή χωρίζει τις κατοικημένες περιοχές σε μικρότερες, με εξαγωνικό σχήμα υποπεριοχές, οι οποίες ονομάζονται κυψέλες. Κάθε χρήστης που βρίσκεται εντός κάποιου τέτοιου γεωγραφικού εξαγώνου, εξυπηρετείται αποκλειστικά και μόνο από τον κεντρικό σταθμό βάσης (BS) αυτού, ο οποίος για αποφυγή των παρεμβολών (αρχικά), χρησιμοποιούσε διαφορετικό συχνοτικό εύρος από όλους τους υπόλοιπους. Ωστόσο, καθώς άρχισαν να αυξάνονται οι συνδέσεις, δημιουργήθηκε ένα μεγάλο πρόβλημα συνωστισμού, το οποίο με τη σειρά του (δεδομένου του περιορισμένου εύρους ζώνης) οδήγησε σε σημαντική υποβάθμιση της τότε ποιότητας των υπηρεσιών. Για την επίλυση αυτού του προβλήματος, η εταιρία Bell Labs επινόησε την επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων από σταθμούς βάσης, οι οποίοι όμως έπρεπε να βρίσκονταν σε ικανοποιητική απόσταση μεταξύ τους. Με τον τρόπο αυτό, αυξήθηκε το εύρος ζώνης που χρησιμοποιούσε ο κάθε ένας από αυτούς, αποφεύγοντας παράλληλα και τις ανεπιθύμητες παρεμβολές μεταξύ τους. Ωστόσο, από την ανακάλυψη των 3G δικτύων και ύστερα, οι ανάγκες των ανθρώπων για περισσότερο εύρος ζώνης αυξήθηκαν. Θέλοντας και μη, η εποχή όπου ο χρήστης κράταγε το κινητό μόνο επί του κροτάφου του, είχε τελειώσει. Έκτοτε, υπήρχε η απαίτηση για οπτικοακουστική αλληλεπίδραση και διασύνδεση μέσω ανταλλαγής μεγάλου όγκου δεδομένων σε σύντομο χρονικό διάστημα, αλλά και σε απομακρυσμένες περιοχές, οι οποίες σφύζουν από φυσικά εμπόδια.

Από ένα σημείο και ύστερα, για την ανάκαμψη αυτών των δυσκολιών, άρχισε να μελετάται εκτενέστερα η λογική του MIMO, αφού αποτελούσε μία αρκετά ελκυστική λύση, δεδομένων των τριών ιδιοτήτων που το διέπουν. Η βασική ιδέα του MIMO ξεκίνησε από το σκεπτικό της συνύπαρξης ταυτόχρονων ζεύξεων εντός του ίδιου μέσου, οι οποίες αθροιστικά θα αύξαναν τον όγκο των δεδομένων εντός του ίδιου εύρους ζώνης. Φυσικά, κάτι τέτοιο δεν ήταν άμεσα εφικτό, αφού μέχρι τότε κάθε MIMO διάταξη αφορούσε αποκλειστικά και μόνο point-to-point ζεύξεις (εξού και το όνομα Single-User MIMO) μεταξύ ενός πομπού N κεραιών και ενός μόνο δέκτη M κεραιών. Τη χρυσή τομή μεταξύ του Single-User MIMO (SU-MIMO) και των κυψελωτών δικτύων εισήγαγε το Multi-User

MIMO (MU-MIMO) [11, para. 2.4] [25, pp. 79-80]. Πρόκειται για ένα σύστημα το οποίο χρησιμοποιεί τις κεραιές των σταθμών βάσης σαν ανεξάρτητους πομποδέκτες, θεωρώντας τον κάθε χρήστη σαν μία (τουλάχιστον) κεραία, το σύνολο των οποίων σε οποιαδήποτε θεωρητική SU-MIMO υλοποίηση θα αποτελούσε μία ενιαία co-located διάταξη λήψης. Φυσικά, στην περίπτωση του MU-MIMO επιτρέπεται και η αντίστροφη ροή των δεδομένων, έτσι ώστε να μπορούν και οι κινητές συσκευές να επικοινωνούν με τους σταθμούς βάσης. Επιπλέον, κάνοντας χρήση του spatial diversity, η MU-MIMO διάταξη έχει τη δυνατότητα να παρέχει βελτιωμένη κάλυψη, μειώνοντας παράλληλα και το συνολικό BER κατά τη λήψη των δεδομένων. Επιπροσθέτως, χάρη στο spatial multiplexing, είναι σε θέση να αυξάνει το ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων προς κάθε χρήστη, ανάλογα με τον αριθμό των ροών (στην ουσία των ζευγών κεραιών) που δημιουργεί. Έτσι, και βάσει της θεωρίας του SU-MIMO, η συνολική χωρητικότητα ενός MU-MIMO καναλιού δίνεται από την ακόλουθη σχέση [25, pp. 79-80]:

$$C_{MU-MIMO} = G \cdot \log_2(1 + \overline{SNR}) \left(\frac{\frac{bits}{s}}{Hz} \right) \quad (2.17)$$

όπου το G συμβολίζει τις ταυτόχρονες και ανεξάρτητες ζεύξεις που δημιουργούνται μεταξύ του BS και των τερματικών και το $\overline{SNR}$ το μέσο SNR των χρηστών.

Σε κάθε περίπτωση, το MU-MIMO αποτελεί ελκυστική λύση για τα κυψελωτά δίκτυα διότι [25, pp. 79-80]:

i. Το γεγονός ότι οι κινητές επικοινωνίες προσανατολίζονται περί τα 1 με 6 GHz, δεν αφήνει πολλά περιθώρια για τοποθέτηση μεγάλου αριθμού co-located κεραιών σε τερματική συσκευή εντός SU-MIMO διάταξης, γεγονός που μειώνει τον αριθμό των παραγόμενων ροών δεδομένων. Από την άλλη, το πρόβλημα αυτό παύει να ισχύει σε MU-MIMO διατάξεις, αφού πλέον επιτρέπεται η ύπαρξη ενός τεράστιου αριθμού κεραιών λήψης, δεδομένου ότι είναι μεταξύ τους διασκορπισμένες (αφού οι συσκευές των χρηστών είναι διασκορπισμένες).

ii. Υπάρχουν περιβάλλοντα τα οποία δεν επιτρέπουν την ύπαρξη υψηλών αποκρίσεων σε όλα τα σχηματιζόμενα (ανάλογα με τις ροές) κανάλια μετάδοσης. Αυτό σε SU-MIMO διατάξεις αποτελεί σημαντικό πρόβλημα, αφού η θέση του δέκτη, και κατά συνέπεια το ενδιαμέσο περιβάλλον, παραμένουν αμετάβλητα. Ωστόσο, σε MU-MIMO συστήματα δεν ισχύει αυτό, αφού η συνεχής κίνηση των τερματικών συσκευών εξασφαλίζει κάθε φορά διαφορετικά χαρακτηριστικά στο μέσο διάδοσης.

iii. Τέλος, πρέπει να τονιστεί ότι το MU-MIMO συγκεντρώνει τον μεγαλύτερο επεξεργαστικό όγκο δεδομένων στους σταθμούς βάσης, επιτρέποντας στα κινητά τερματικά να είναι ελαφριά και μικρού μεγέθους, πλεονέκτημα που εκλείπει από τα point-to-point συστήματα πολλαπλών κεραιών.

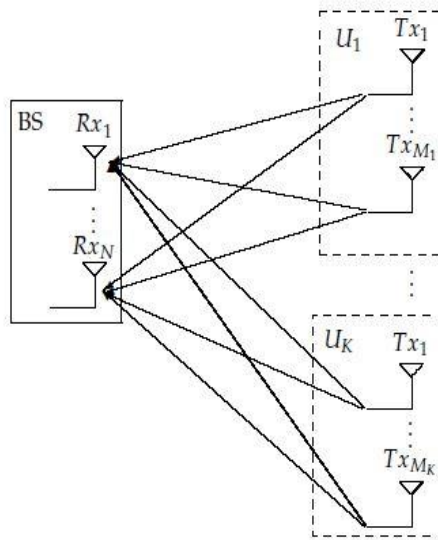
2.5.1 Μοντελοποίηση των Multi-User MIMO διατάξεων

Μέχρι στιγμής, η μοντελοποίηση που έγινε είχε ως επίκεντρο διατάξεις SU-MIMO, οι οποίες περιλάμβαναν έναν πομπό N co-located κεραιών και έναν μόνο δέκτη M co-

located κεραιών. Προφανώς, σε μία τέτοια περίπτωση, η πορεία των δεδομένων είναι μονόδρομη, γεγονός που όμως δεν ισχύει στις πραγματικές εφαρμογές της κινητής τηλεφωνίας. Στην πραγματικότητα, κάθε BS, αλλά και κάθε συσκευή, λειτουργεί σαν πομποδέκτης, γεγονός που ισοδυναμεί με την ύπαρξη δύο ταυτόχρονα αντίθετων διαδικασιών επικοινωνίας. Οι δύο αυτές διαδικασίες αναφέρονται στη βιβλιογραφία σαν uplink (UL) και downlink (DL) [17]. Πιο συγκεκριμένα, το UL περιγράφει τη διαδικασία κατά την οποία η τερματική συσκευή αποστέλλει δεδομένα προς τον BS, ενώ το DL, τη διαδικασία κατά την οποία η τερματική συσκευή λαμβάνει δεδομένα από αυτό. Σε αυτό το σημείο πρέπει να σημειωθεί ότι επειδή κάθε ροή κατά την UL διαδικασία είναι ανεξάρτητη (φέρει διαφορετικό μήνυμα από κάθε άλλη), και επειδή ο BS θα πρέπει να ξεχωρίζει σε πραγματικό χρόνο το κάθε ένα σήματα που λαμβάνει, η εν λόγω διαδικασία καθίσταται αυτόματα πιο απαιτητική από εκείνη του DL. Με άλλα λόγια, οι ροές αυτές των χρηστών δεν αποτελούν σύμβολα τα οποία συνδυάζοντάς τα (με κάποια combining μέθοδο) εξάγεται μία ενιαία πληροφορία, αλλά παράλληλες διαδρομές ανεξάρτητων πληροφοριών που πηγάζουν από τον κάθε χρήστη ξεχωριστά. Συνεπώς, σχεδόν όλο το “βάρος” της επεξεργασίας εναποτίθεται στον BS, γεγονός πολύ σημαντικό, αφού αφήνει περιθώρια στα τερματικά να είναι πιο απλά, εξοικονομώντας μπαταρία, βάρος και πολλά άλλα.

2.5.1.1 Uplink ζεύξη

Για τη μοντελοποίηση της UL διαδικασίας, θεωρείται MU-MIMO διάταξη K τερματικών συσκευών (ή χρηστών), κάθε μία από τις οποίες ενσωματώνει M κεραιές, ακριβώς όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2-16. Επίσης, στον πομπό (BS) είναι τοποθετημένες N κεραιές εκπομπής.



Σχήμα 2-16: Uplink scheme σε σύστημα MU-MIMO [19].

Θεωρώντας λοιπόν περιβαλλοντικό πίνακα $H_k \in \mathbb{C}^{N \times M}$, όταν κάθε χρήστης $k = \{1, 2, \dots, K\}$ εκπέμπει μέσω των M κεραιών του σήμα $\hat{x}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ προς τον σταθμό βάσης, το λαμβανόμενο σε αυτόν UL σήμα $y^{ul} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ δίνεται από [19]:

$$y^{ul} = \sum_{k=1}^K y_k^{ul} = \sum_{k=1}^K H_k \hat{x}_k + n \quad (2.18)$$

όπου $n \sim \mathcal{CN}(0, N_0) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ συμβολίζει τον συνολικό AWGN που επιδρά σε ολόκληρο το UL σήμα (στο άθροισμα των επιμέρους σημάτων y_k^{ul}) κατά τη λήψη του από τον BS.

Στη συνέχεια, ακολουθεί η διαδικασία του combining [19], κατά την οποία (όπως αναφέρθηκε στην MRC τεχνική) ο BS προσάπτει σε κάθε λαμβανόμενο σήμα y_k^{ul} ένα βάρος $v_k = \{k: 1, 2, \dots, K\}$, το οποίο και ονομάζεται combining διάνυσμα. Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενη παράγραφο, αυτό συμβαίνει για να μπορέσει ο σταθμός βάσης να ενισχύσει τις ροές κάθε χρήστη k ($\min\{N, M\}$), οι οποίες διαδόθηκαν δια μέσω καναλιών με υψηλή απόκριση h . Κατ' αντιστοιχία, προσπαθεί να καταστείλει εκείνες τις ροές των χρηστών που λαμβάνει μέσα από ισχυρά αποσβαννύμενα κανάλια. Έτσι, η σχέση (2.18) εν τέλει λαμβάνει την ακόλουθη μορφή:

$$y^{ul} = \sum_{k=1}^K v_k^H \cdot y_k^{ul} \quad (2.19)$$

Για τον ορισμό της UL χωρητικότητας του MU-MIMO καναλιού (AWGN), μπορεί να χρησιμοποιηθεί η θεωρία των Foschini και Telatar [18], η οποία και αποδείχθηκε στην παράγραφο 2.3.5. Πιο συγκεκριμένα, η συνολική χωρητικότητα του UL καναλιού μπορεί να εκφραστεί ως το άθροισμα των SISO χωρητικοτήτων που δημιουργούνται μεταξύ χρηστών και BS. Σύμφωνα λοιπόν με τη σχέση (2.8), και για single-antenna τερματικές συσκευές οι οποίες λειτουργούν ταυτόχρονα, η συνολική UL χωρητικότητα δίνεται από [19]:

$$\begin{aligned} C_{MU-MIMO}^{ul} &= C_{SISO}^1 + C_{SISO}^2 + \dots + C_{SISO}^K \\ \Rightarrow C_{MU-MIMO}^{ul} &= \log_2 \left(1 + \frac{\rho_1}{N_0} \cdot \|H_1\|^2 \right) + \log_2 \left(1 + \frac{\rho_2}{N_0} \cdot \|H_2\|^2 \right) + \dots + \log_2 \left(1 + \frac{\rho_K}{N_0} \cdot \|H_K\|^2 \right) \\ \Rightarrow C_{MU-MIMO}^{ul,SA} &= \log_2 \left[\det \left(I_N + \frac{1}{N_0} \sum_{k=1}^K \bar{\rho}_k H_k H_k^H \right) \right] \left(\frac{\text{bits}}{\text{Hz}} \right) \end{aligned} \quad (2.20)$$

όπου $\bar{\rho}_k$ (W) συμβολίζει την ισχύ ακτινοβολίας του χρήστη k , η οποία διαιρούμενη με την ισχύ θορύβου N_0 δίνει το SNR_k κάθε σήματος στον BS. Φυσικά, λόγω του ότι πρόκειται για single-antenna τερματικά, το H_k δεν είναι πλέον ένας πίνακας $\mathbb{C}^{N \times M}$, αλλά ένας $\mathbb{C}^{N \times 1}$.

Σε περίπτωση λοιπόν που τα τερματικά έχουν μόνο μία κεραία, η χωρητικότητα είναι παρόμοια με εκείνη που περιγράφει η σχέση (2.11) για SU-MIMO. Παρόλα αυτά, τονίζεται ότι επειδή το παραπάνω αποτέλεσμα της σχέσης (2.20) αποτελεί την εξιδανικευμένη περίπτωση του μέγιστου ρυθμού μετάδοσης δεδομένων $\max(R_{MU-MIMO}^{ul,SA})$, σε πραγματικές συνθήκες ισχύει $R_{MU-MIMO}^{ul,SA} \leq C_{MU-MIMO}^{ul}$ [19] (το ίδιο ισχύει για κάθε

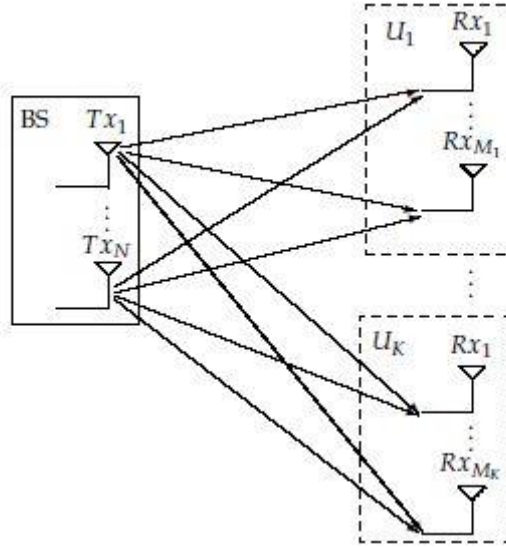
περίπτωση). Σε περίπτωση που τα τερματικά ενσωματώνουν M κεραίες το κάθε ένα, τότε κατ' αντιστοιχία με τη (2.20) και για $H_k \in \mathbb{C}^{N \times M}$ προκύπτει:

$$C_{MU-MIMO}^{ul,MA} = \log_2 \left[\det \left(I_N + \frac{1}{N_0} \sum_{k=1}^K D_k H_k H_k^H \right) \right] \left(\frac{\frac{bits}{s}}{Hz} \right) \quad (2.21)$$

όπου $D_k \in \mathbb{R}^{M \times M}$ είναι ο διαγώνιος πίνακας που περιέχει τις ισχύες ακτινοβολίας $\bar{\rho}_{k,m} = \{m: 1, 2, \dots, M\}$ των M κεραιών του k^{th} χρήστη.

2.5.1.2 Downlink ζεύξη

Για τη μοντελοποίηση της DL ζεύξης, θεωρείται και πάλι MU-MIMO περιβάλλον με ένα BS των N κεραιών και K χρήστες, οι οποίοι φέρουν M κεραίες ο καθένας. Ωστόσο, η ροή των δεδομένων αντιστρέφεται (σε σχέση με εκείνη που απεικονίζει το Σχήμα 2-16), έχοντας πλέον τη μορφή που φαίνεται στο Σχήμα 2-17 [19].



Σχήμα 2-17: Downlink scheme σε σύστημα MU-MIMO [19].

Σε αυτή την περίπτωση, επιδιώκοντας ο BS να εξυπηρετήσει και τους K χρήστες, προωθεί προς τα κυκλώματα εκπομπής των κεραιών του K διαφορετικά σήματα μηνύματος $\hat{x}_k = \{k: 1, 2, \dots, K\}$. Αφού τα μεταδώσει, το λαμβανόμενο σήμα $y_k^{dl} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ που λαμβάνει κάθε χρήστης δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$y_k^{dl} = H_k \hat{x}_k + \sum_{i \neq k}^K H_i \hat{x}_i + n_k \quad (2.22)$$

όπου $H_k \in \mathbb{C}^{M \times N}$ είναι ο πίνακας των αποκρίσεων των καναλιών που σχηματίζονται μεταξύ των N κεραιών του BS και των M κεραιών του χρήστη k και $n_k \sim \mathcal{CN}(0, N_0) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ ο AWGN του σήματος που ο ίδιος (χρήστης k) λαμβάνει [19]. Τονίζεται ότι ο πρώτος όρος της (2.22) περιγράφει το επιθυμητό σήμα του χρήστη k , ενώ ο δεύτερος, τα σήματα των χρηστών $i = \{i \neq k: 1, 2, \dots, K\}$ που παρεμβάλλονται σε εκείνον [19].

Τέλος, η μέγιστη DL χωρητικότητα που μπορεί να επιτευχθεί σε MU-MIMO σύστημα (για AWGN κανάλι) δίνεται από την ακόλουθη σχέση [19] [26]:

$$C_{MU-MIMO}^{dl,MA} = \log_2 \left(1 + \frac{\bar{\rho}_k \|H_k\|^2}{N_0 + \sum_{i \neq k}^K (\bar{\rho}_i) \|H_k\|^2} \right) \quad (2.23)$$

όπου ο όρος $\sum_{i \neq k}^K (\bar{\rho}_i) \|H_k\|^2$ στον παρονομαστή της (2.23) οφείλεται στην παρεμβολή που προκαλούν τα DL σήματα των χρηστών $i = \{i \neq k: 1, 2, \dots, K\}$. Κατά συνέπεια, το κλάσμα αυτό δε συμβολίζει πλέον το κλασικό SNR , αλλά το signal-to-interference-plus-noise ratio ($SINR$). Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι στις βιβλιογραφίες [19] [26] ο εν λόγω όρος παρεμβολών στη χωρητικότητα του καναλιού του χρήστη k (λόγω ύπαρξης SIC βαθμίδας) οφείλεται μόνο σε εκείνα τα DL σήματα τα οποία διαδίδονται μέσα από κανάλια υψηλότερης απόκρισης. Ωστόσο, αυτό δεν ισχύει για τη σχέση (2.23), αφού περιγράφει μία γενικότερη περίπτωση.

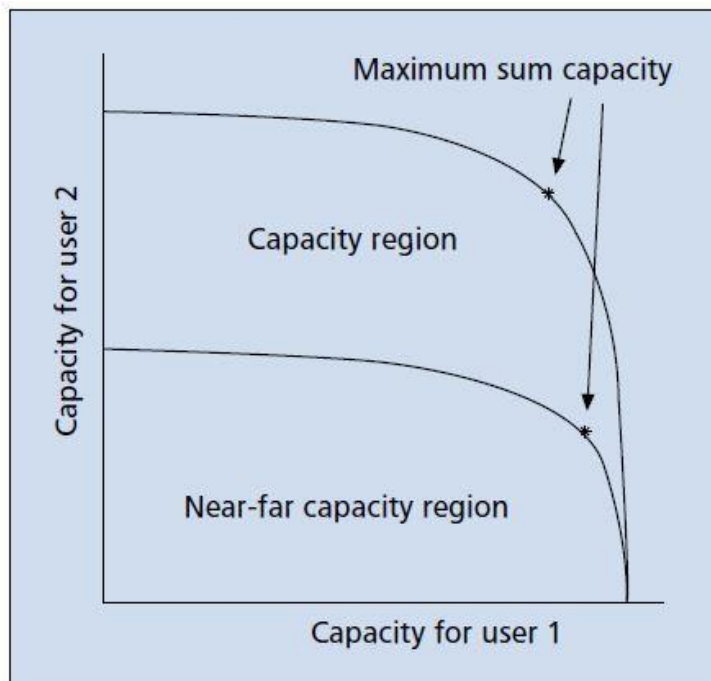
2.5.1.3 Η συνολική χωρητικότητα της MU-MIMO διάταξης

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, η χωρητικότητα κάθε καναλιού υπόκειται σε έναν περιορισμό, ο οποίος σχετίζεται άμεσα με το διαθέσιμο εύρος ζώνης και την ισχύ ακτινοβολίας των κεραιών εκπομπής και λήψης [27]. Το ίδιο ισχύει και για τη διάταξη MU-MIMO, σύστημα το οποίο καλείται να εξυπηρετήσει ταυτόχρονα έναν μεγάλο αριθμό συνδρομητών. Βάσει λοιπόν αυτού του περιορισμού, κάθε MU-MIMO διάταξη θα πρέπει να αξιοποιήσει τους διαθέσιμους βαθμούς ελευθερίας της με σύνεση, έτσι ώστε να κατανείμει με όσο το δυνατόν πιο βέλτιστο τρόπο τη διαθέσιμη χωρητικότητα σε όλους τους χρήστες. Ωστόσο, σε περίπτωση που όλοι οι χρήστες διαθέτουν το ίδιο πλήθος κεραιών, η ενασχόληση περισσότερων κεραιών στον BS για την αύξηση της απόδοσης κάποιου συγκεκριμένου από αυτούς (χρήστη) δεν ωφελεί. Για τον λόγο αυτό, η εναπόθεση τμήματος της μέγιστης χωρητικότητας σε κάθε τερματική συσκευή γίνεται με κατάλληλη ρύθμιση της ισχύος ακτινοβολίας των κεραιών εκπομπής. Μία τέτοια τεχνική ονομάζεται power control και επιτρέπει τη χρήση μόνο ενός ποσοστού (από 0% μέχρι 100%) της μέγιστης διαθέσιμης ισχύος σε κάθε κεραία ξεχωριστά. Η ενεργειακή αυτή ρύθμιση σε κάθε κεραία γίνεται με κατάλληλους power control συντελεστές (από 0 μέχρι και 1), οι οποίοι επιλέγονται ανάλογα με τις εκάστοτε περιβαλλοντικές συνθήκες, τη θέση των χρηστών, τις μεταξύ τους παρεμβολές κ.ά. Έτσι, διαμοιράζεται η διαθέσιμη ισχύς (και κατ' επέκταση η μέγιστη χωρητικότητα) στο κάθε τερματικό αναλόγως τις απαιτήσεις τους κάθε δεδομένη χρονική στιγμή.

Στο παράδειγμα του Σχήματος 2-18 [27] φαίνονται δύο καμπύλες μέγιστης χωρητικότητας σε σύστημα MU-MIMO δύο χρηστών. Σε κάθε μία από τις δύο αυτές περιπτώσεις, αν το σύστημα αποφασίσει να κατανείμει το 100% της συνολικής ισχύος προς όφελος του χρήστη 1, τότε ο εν λόγω χρήστης θα έχει διαθέσιμη όλη τη χωρητικότητα του μέσου για τον εαυτό του. Κάτι τέτοιο όμως θα μηδένιζε τη διαθέσιμη για το χρήστη 2 χωρητικότητα, αφού πλέον το σημείο ισοροπίας επί των καμπυλών θα βρισκόταν πάνω στον άξονα x (capacity for user 1). Σε αντίθετη περίπτωση (όλη η ισχύς αφιερώνεται για την εξυπηρέτηση του χρήστη 2), το σημείο αυτό θα βρισκόταν επί του

άξονα y (capacity for user 2), με αποτέλεσμα ο χρήστης 1 να έχει μηδενικές παροχές υπηρεσιών. Σε κάθε άλλη περίπτωση, κανένας εκ των δύο χρηστών δεν θα μπορούσε να εξυπηρετηθεί με το μέγιστο δυνατό ρυθμό, αφού οποιοδήποτε άλλο σημείο επί των καμπυλών αντιστοιχεί σε μικρότερη τιμή από εκείνη της ακραίας (διαφορετική για κάθε χρήστη).

Η διαφορά μεταξύ των δύο καμπυλών έγκειται στη μέγιστη ρυθμαπόδοση του χρήστη 2, η οποία στη δεύτερη περίπτωση (κάτω καμπύλη) φαίνεται να περιορίζεται από κάποιον παράγοντα (π.χ. λόγω παρεμβολής από τον χρήστη 1). Κατά συνέπεια, μία μέγιστη εναπόθεση ενέργειας σε κάποιον χρήστη δε σημαίνει απαραίτητα ότι θα εξυπηρετηθεί με τον ίδιο ρυθμό μετάδοσης που θα εξυπηρετείτο κάποιος άλλος χρήστης αν όλη η ισχύς του συστήματος εστίαζε σε εκείνον. Παρόλα αυτά, για κάθε καμπύλη υπάρχει ένα βέλτιστο σημείο, πάνω στο οποίο επιτυγχάνεται μία χρυσή τομή μεταξύ των δύο ρυθμών μετάδοσης που μπορούν να εφαρμοστούν ταυτόχρονα, δεδομένων των εκάστοτε συνθηκών. Το σημείο αυτό επειδή μεγιστοποιεί τη ρυθμαπόδοση κάθε χρήστη (με δεδομένο ότι εξυπηρετούνται όλοι ταυτόχρονα), και κατά συνέπεια τη συνολική ρυθμαπόδοση του συστήματος, ονομάζεται *sum capacity* (αθροιστική χωρητικότητα). Φυσικά, στην περίπτωση όπου η μέγιστη ρυθμαπόδοση του χρήστη 2 είναι περιορισμένη, η μέγιστη αθροιστική χωρητικότητα είναι μικρότερη από εκείνη που επιτυγχάνεται στην άλλη περίπτωση (άνω καμπύλη). Τέλος, αναφέρεται [27] ότι για K χρήστες, μία τέτοια απεικόνιση της μέγιστης χωρητικότητας του συστήματος δεν είναι εφικτό να αναπαρασταθεί, αφού θα πρέπει η γραφική παράσταση να είναι σε σύστημα K αξόνων.



Σχήμα 2-18: Καμπύλες μέγιστης χωρητικότητας σε διάταξη MU-MIMO δύο χρηστών (δύο αξόνων). Η άνω καμπύλη αναφέρεται σε περιβάλλον που επιτρέπει τον ίδιο μέγιστο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων προς κάθε χρήστη (με κατάλληλους power control συντελεστές), ενώ η κάτω, σε περιβάλλον όπου ο χρήστης 2 δε μπορεί σε καμία περίπτωση να έχει τόσο υψηλή ρυθμαπόδοση όσο εκείνη που έχει ο χρήστης 1 [27].

2.6 Channel State Information (CSI)

Ο πιο σημαντικός παράγοντας στην αξιόπιστη διακίνηση δεδομένων εντός ενός κυψελωτού δικτύου το οποίο κάνει χρήση του MU-MIMO, τόσο κατά τη διαδικασία του precoding όσο και κατά τη διαδικασία του combining, είναι ο CSI [11, Ch. 3] (channel state

information). Πρόκειται για δεδομένα που αποθηκεύονται σε μορφή πινάκων και περιγράφουν τις εκάστοτε περιβαλλοντικές συνθήκες κάθε καναλιού. Αυτού του είδους η γνώση είναι πολύ σημαντική διότι αποτελεί μια μορφή πληροφορίας για την πορεία που πρόκειται να ακολουθήσει κάθε σήμα εντός των ανεξάρτητων ζεύξεων μεταξύ κεντρικού BS και κινητών τερματικών, γεγονός που επιτρέπει τη σωστή ανάκτηση του σήματος μηνύματος κατά τη λήψη του. Τέτοιου είδους πληροφορίες μπορεί να αποθηκεύονται τόσο στο σύστημα εκπομπής, όσο και στο σύστημα λήψης. Στην περίπτωση που επιδιώκεται η ανάκτησή τους από τη μεριά του πομπού για μετάδοση δεδομένων, τότε ονομάζονται CSIT (channel state information at the transmitter), ενώ στην περίπτωση που επιδιώκεται η ανάκτησή τους από τη μεριά του δέκτη για λήψη δεδομένων, CSIR (channel state information at the receiver) [11, Ch. 3]. Τονίζεται ότι η έννοια του πομπού εδώ χρησιμοποιείται με την ευρύτερη σημασία, αφού δεν αναφέρεται μόνο στον σταθμό βάσης. Τόσο το κεντρικό BS, όσο και κάθε τερματική συσκευή, διαθέτουν κύκλωμα εκπομπής αλλά και λήψης. Κατά συνέπεια, η έννοια του πομπού περιορίζεται σε εκείνη τη διάταξη που επιθυμεί να μεταδώσει δεδομένα (είτε είναι το κινητό είτε ο BS), ενώ του δέκτη, εκείνης που επιθυμεί να λάβει (είτε και πάλι το κινητό είτε ο BS). Ωστόσο, η αποθήκευση τέτοιου είδους στοιχείων γίνεται κυρίως στους κεντρικούς σταθμούς βάσης, έτσι ώστε να δίνεται το περιθώριο στις κινητές συσκευές να έχουν απλούστερη δομή. Για τη βελτίωση όμως του επιπέδου των επικοινωνιών, οι συσκευές αυτές διατηρούν αρχείο (τις περισσότερες φορές) με στατιστικές πληροφορίες του περιβάλλοντος (αναφέρεται στα παρακάτω κεφάλαια), οι οποίες απορρέουν από δεδομένα που τους παρέχουν οι σταθμοί βάσης.

Για να μπορέσει λοιπόν να ανιχνεύσει ο πομπός το μέσο, θα πρέπει να εκπέμψει ένα πιλοτικό σήμα, το οποίο αφού επηρεαστεί από το περιβάλλον, να του σταλεί πάλι πίσω, ώστε με κατάλληλους υπολογισμούς, να ανιχνεύσει την απόκριση h του καναλιού μεταξύ του ιδίου και του αντίστοιχου δέκτη (εκείνου που του το έστειλε πίσω). Αντιθέτως, η ανάκτηση του CSIR δεν περιλαμβάνει την ίδια διαδικασία, αφού ο δέκτης (το κύκλωμα λήψης οποιασδήποτε διάταξης) μπορεί να υπολογίσει την απόκριση h του καναλιού απευθείας από το σήμα λήψης. Στη γενική περίπτωση, οι δύο βασικές μεθοδολογίες που επιτρέπουν την ανίχνευση του πίνακα CSIT, είναι η open-loop (reciprocity) και η closed-loop (feedback) [11, pp. 89-95]. Η πρώτη μέθοδος θεωρεί το σύστημα reciprocal, δηλαδή ότι το κανάλι από έναν πομπό σε έναν δέκτη είναι ακριβώς το ίδιο με εκείνο από τον ίδιο δέκτη πίσω στον πομπό, υπό την προϋπόθεση ότι οι δύο ζεύξεις λαμβάνουν χώρα ταυτόχρονα, στην ίδια συχνότητα και για συγκεκριμένες τοποθεσίες των κεραιών εκπομπής-λήψης. Βάσει λοιπόν αυτής της θεώρησης, αφού ο πομπός μεταδώσει εντός του καναλιού ένα πιλοτικό σήμα διαμορφωμένο στη συχνότητα f_1 , εκείνο έχοντας επηρεαστεί από το περιβάλλον, λαμβάνεται από τον δέκτη, όπου και πυροδοτεί την ίδια διαδικασία. Ο δέκτης με τη σειρά του, αφού έχει αντιληφθεί ότι κάποιος επιθυμεί να επικοινωνήσει μαζί του, διαμορφώνοντας ένα άλλο πιλοτικό σήμα στην ίδια συχνότητα f_1 , το εκπέμπει ακαριαία πίσω σε εκείνον (τον πομπό). Με τον τρόπο αυτό, ο πομπός λαμβάνει το εν λόγω σήμα και υπολογίζει την απόκριση $h_{B \rightarrow A}$, ακριβώς όπως φαίνεται στο Σχήμα 2-19. Έτσι λοιπόν, βάσει της reciprocal λογικής, ισχύει η παρακάτω ισότητα:

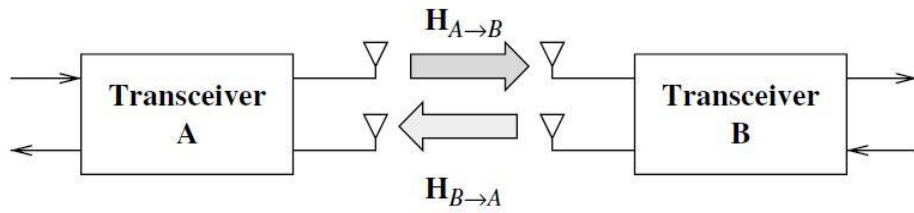
$$h_{B \rightarrow A} = h_{A \rightarrow B} \quad (2.24)$$

Ωστόσο, επειδή στην πράξη οι δύο αυτές μεταδόσεις δεν γίνονται ακαριαία, αλλά και ούτε επιτυγχάνεται ακριβής διαμόρφωση και των δύο σημάτων στη συχνότητα f_1 ($f_1 \neq f'_1$), για να μπορέσει να έχει νόημα η reciprocity τεχνική, θεωρώντας συνάμα αρκετά περιορισμένη μετατόπιση των τερματικών, θα πρέπει να ισχύουν οι δύο παρακάτω περιορισμοί:

$$\begin{cases} \Delta_t \ll (\Delta T)_c \\ \Delta_f \ll (\Delta f)_c \end{cases} \quad (2.25)$$

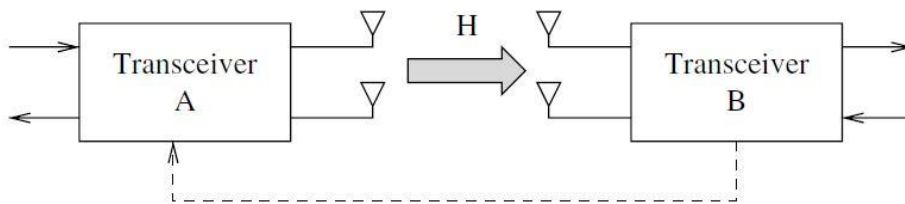
όπου Δ_t και Δ_f συμβολίζουν την καθυστέρηση εξαιτίας των δύο μεταδόσεων και τη συχνотική διαφορά $|f_1 - f'_1|$ των δύο σημάτων αντίστοιχα.

Αναφέρεται επίσης, ότι η μέθοδος αυτή βρίσκει εφαρμογή κυρίως σε συστήματα TDD (time-division duplexing), όπου και προβλέπεται η χρήση της ίδιας ακριβώς συχνότητας διαμόρφωσης τόσο στην UL, όσο και στη DL διαδικασία. Έτσι, εξασφαλίζεται σίγουρα ένας εκ των δύο περιορισμών (ο συχνотικός) της σχέσης (2.25).



Σχήμα 2-19: Μέθοδος open-loop (reciprocity) [11, pp. 89-95].

Από την άλλη μεριά, όταν εφαρμόζεται η closed-loop μέθοδος (Σχήμα 2-20), καθώς ο δέκτης λαμβάνει το πιλοτικό σήμα του πομπού, με σχετικούς υπολογισμούς εξαγάγει τοπικά την απόκριση h του καναλιού. Η απόκριση αυτή τροφοδοτείται δια μέσω γνωστού καναλιού πίσω στον πομπό με την αποστολή ενός νέου σήματος μηνύματος (όχι πιλοτικό), το οποίο δεν είναι διαμορφωμένο στην ίδια συχνότητα με το αρχικό πιλοτικό σήμα. Η εν λόγω διαδικασία αν και πιο απλή, απαιτεί την κατάληψη περισσότερου εύρους ζώνης για την αποστολή μη-ωφέλιμου φορτίου, ενώ παράλληλα, υπόκειται και στον χρονικό περιορισμό της σχέσης (2.25). Επιπλέον, αναφέρεται [11, pp. 89-95] ότι η feedback τεχνική απαντάται κυρίως σε FDD (frequency-division multiplexing) συστήματα.



Σχήμα 2-20: Μέθοδος closed-loop (feedback) [11, pp. 89-95].

Στην πράξη, λόγω της υψηλής πολυπλοκότητας των αστικών περιβαλλόντων, αλλά και της κίνησης των τερματικών συσκευών, το τ_c είναι εξαιρετικά μικρό. Αυτό οδηγεί στην ανάγκη για εφαρμογή μόνο της reciprocity τεχνικής, η οποία εκτελεί την ανωτέρω διαδικασία αυστηρά εντός του ίδιου coherence block, με αποτέλεσμα η λήψη γνώσης για τη θέση κάθε τερματικού να παρέχεται ταχύτερα. Φυσικά, η closed-loop μέθοδος μπορεί να εφαρμοστεί σε άλλες, πιο απλές περιπτώσεις, όπως είναι για παράδειγμα η ανατροφοδότηση στατιστικών πληροφοριών στις τερματικές συσκευές [11, pp. 89-95].

2.7 Beamforming

Μέχρι στιγμής έχει γίνει κατανοητό ότι η τοποθέτηση πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη αυξάνουν σημαντικά την απόδοση του συστήματος ανεξαρτήτως του πως αποφασίζει κάθε MIMO διάταξη να χρησιμοποιήσει τους βαθμούς ελευθερίας της. Αυτό συμβαίνει διότι δίνεται περιθώριο για δημιουργία περισσότερων ροών δεδομένων, ή όπως αλλιώς λέγονται, ανεξάρτητων καναλιών μετάδοσης, ο αριθμός των οποίων καθορίζεται γραμμικά από την έκφραση $\min\{N, M\}$ [20] [21] [18] [22]. Ωστόσο, στην πραγματικότητα φαίνεται να υπάρχει ένα θεμελιώδες πρόβλημα, το οποίο αποτελεί τροχοπέδη στην πλήρη αξιοποίηση των δυνατοτήτων κάθε MIMO διάταξης. Αυτό είναι ο περιορισμένος αριθμός κεραιών στις τερματικές συσκευές (κατά κύριο λόγο $M = 1$), γεγονός που δεν οφείλεται μόνο στο μικρό τους μέγεθος, αλλά και στις περιορισμένες επεξεργαστικές τους δυνατότητες. Για την επίλυση αυτού του προβλήματος, προτείνεται η ταυτόχρονη εξυπηρέτηση των χρηστών [22], ώστε να αξιοποιούνται συνεχώς όλοι οι βαθμοί ελευθερίας του συστήματος. Φυσικά, ένα άλλο πρόβλημα που προκύπτει από αυτή την ιδέα είναι ότι σε μία τέτοια διάταξη θα υπάρχει ένα σημαντικό ποσοστό παρεμβολών, το οποίο εν τέλει πρόκειται να μειώσει τη χωρητικότητα του καναλιού μετάδοσης.

Για την καταστολή αυτών των παρεμβολών, και κατά συνέπεια, την αύξηση της συνολικής ρυθμαπόδοσης της MU-MIMO διάταξης, συνίσταται η χρήση της τεχνικής beamforming (BF) [22]. Πρόκειται για μία suboptimal στρατηγική, η οποία πολλαπλασιάζει κάθε ανεξάρτητη ροή δεδομένων με έναν παράγοντα βάρους w_k (precoding διαδικασία), έτσι ώστε προωθώντας κάθε μία από αυτές στις πολλαπλές κεραίες εκπομπής, να εστιάζει την ενέργεια τους προς την επιθυμητή κατεύθυνση. Η περιοχή που “φωτίζει” κάθε δέσμη αναφέρεται στη βιβλιογραφία συχνά και ως virtual cell [28], και δεν αποτελεί τίποτα άλλο, παρά μία μικρή χωρική έκταση εντός της οποίας βρίσκεται ο επιθυμητός χρήστης-παραλήπτης. Η επιλογή των εν λόγω βαρών γίνεται από τον πίνακα CSI, και η προσεκτική διαχείρισή τους έχει ως αποτέλεσμα τη “λέπτυνση” της δέσμης ακτινοβολίας προς κάθε virtual cell (χρήστη). Έτσι, με τον τρόπο αυτό, και λόγω του χωρικού διαχωρισμού των χρηστών, επιτυγχάνεται μείωση των μεταξύ τους παρεμβολών, αφού όντας πιο “λεπτές” οι δέσμες δεν διασταυρώνονται, αυξάνοντας εν τέλει το λαμβανόμενο SINR κάθε χρήστη. Φυσικά, η διάταξη αυτή δεν αποσκοπεί μόνο στη αύξηση της κατευθυντικότητας της συστοιχίας προς κάποια συγκεκριμένη κατεύθυνση με σκοπό μόνο την εκπομπή δεδομένων, αλλά και στη συγκέντρωση ενέργειας προς την κατεύθυνση λήψης αυτών, ώστε να είναι σε θέση να “ακούει” καλύτερα τα κατευθυνόμενα προς αυτήν σήματα.

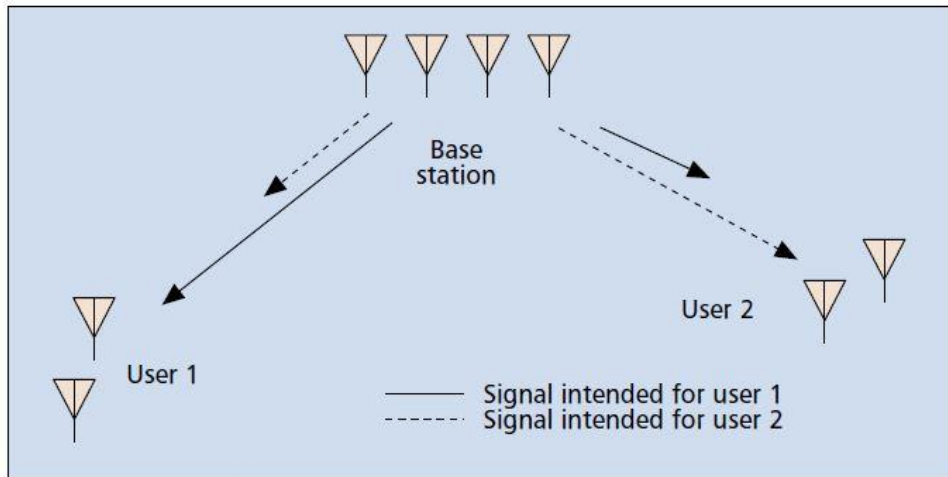
Η τεχνική του beamforming, αφού εκμεταλλεύεται τη χωρική ανεξαρτησία των χρηστών για να επιτύχει ένα περιβάλλον multi-user ασύρματης επικοινωνίας, ονομάζεται και space-division multiple access (SDMA) [22]. Σε κάθε περίπτωση, για να μπορέσουν να γίνουν πιο κατανοητές όλες οι ανωτέρω έννοιες, ακολουθεί μοντελοποίηση της DL ζεύξης κάνοντας παράλληλα χρήση της beamforming μεθοδολογίας.

2.7.1 Dirty paper coding

Έως τώρα, ο διαχωρισμός των παρεμβολών από το επιθυμητό σήμα ήταν μία διαδικασία που λάμβανε χώρα στο δέκτη μέσω των combining βαρών. Ωστόσο, αυτή η μέθοδος ήταν ενεργειακά ασύμφορη και προϋπέθετε τη γνώση του CSIR. Τη λύση σε αυτό το πρόβλημα έδωσε η μη-γραμμική τεχνική dirty paper coding (DPC) [27], σύμφωνα με την οποία ο πομπός γνωρίζοντας την παρεμβολή (“βρωμιά”) που πρόκειται να προκληθεί στο εκπεμπόμενο σήμα λόγω ύπαρξης και άλλων χρηστών εντός του AWGN μέσου, αφαιρεί (προσθέτει το αντίθετο) υπό μορφή θορύβου κατά το precoding την ίδια ποσότητα παρεμβολής από το επιθυμητό σήμα. Κατά συνέπεια, ο επιπρόσθετος όρος

παρεμβολής του σήματος επιδρά ακυρωτικά για τον ήδη υπάρχοντα μέσα στο κανάλι, με αποτέλεσμα εκείνο (το σήμα) να φτάνει στον δέκτη σχεδόν αναλλοίωτο. Σύμφωνα με τη θεωρία του Max H. M. Costa [29], αποδεικνύεται ότι ο επιπρόσθετος *i. i. d.* θόρυβος στο αρχικό σήμα όχι μόνο δεν επιβαρύνει περαιτέρω τη χωρητικότητα του μέσου, αλλά και δρα αυξητικά για την ήδη υπάρχουσα. Με άλλα λόγια, η χωρητικότητα που προκύπτει μετά από αυτή τη διαδικασία είναι η ίδια με εκείνη που θα είχε το μέσο αν δεν εμφανιζόταν καθόλου το φαινόμενο της παρεμβολής [29] [27].

Γνωρίζοντας λοιπόν ο πομπός το CSIT, και συνεπώς τι παρεβολές αλληλεπιδρούν μεταξύ των χρηστών, προσθέτει εκ των προτέρων σε κάθε σήμα την κατάλληλη ποσότητα θορύβου με τέτοιο τρόπο ώστε οι απώλειες της διαδρομής που θα έχει κάθε σήμα προς το σωστό τερματικό να είναι μηδαμινές σε σχέση με αυτές που θα έχει (το ίδιο σήμα) ακολουθώντας μια διαφορετική διαδρομή προς οποιονδήποτε άλλο χρήστη. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί εκείνο του Σχήματος 2-21 [27], όπου ο σταθμός βάσης επιθυμεί να επικοινωνήσει ταυτόχρονα και με τους δύο χρήστες, γνωρίζοντας όμως την παρεμβολή που πρόκειται να προκληθεί μεταξύ τους (γνωρίζει το CSIT). Για τον λόγο αυτό, σχεδιάζει κατάλληλα το κάθε σήμα ώστε να δράσει ενισχυτικά προς την επιθυμητή διαδρομή (ενίσχυση των μεγάλων βελών) και αποσβεστικά προς εκείνη του άλλου χρήστη (απόσβεση των μικρών βελών).



Σχήμα 2-21: Αναπαράσταση επιθυμητών σημάτων και σημάτων παρεμβολής σε περιβάλλον MU-MIMO δύο χρηστών [27].

Για τη μαθηματική μοντελοποίηση της DPC μεθόδου, θεωρείται σύστημα ενός BS με N κεραιές και K τερματικών με M κεραιές το κάθε ένα ($N \geq KM$ [30]). Επίσης, ο DPC όρος που επιδρά στο αρχικό σήμα κατά το precoding αναπαρίσταται με $w_k^{DPC} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ και αποτελεί στην ουσία ένα precoding βάρος με πολλαπλασιαστική ισχύ επί του διανυσματικού σήματος μηνύματος $\hat{x}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$. Αυτό όμως που ξεχωρίζει τη DPC μέθοδο από τις υπόλοιπες precoding-beamforming τεχνικές, είναι η πολυπλοκότητα που διέπει το τελικό προς μετάδοση σήμα x^{dl} . Ειδικότερα, η τελευταία ποσότητα δίνεται από [30]:

$$x^{dl} = w_1^{DPC} \hat{x}_1 \oplus \left(w_2^{DPC} \hat{x}_2 \oplus \dots \oplus \left(w_{K-2}^{DPC} \hat{x}_{K-2} \oplus \left(w_{K-1}^{DPC} \hat{x}_{K-1} \oplus w_K^{DPC} \hat{x}_K \right) \right) \dots \right) \quad (2.26)$$

όπου ο τελεστής $\oplus$ συμβολίζει το μη γραμμικό dirty paper άθροισμα [30].

Η ανωτέρω πράξη επιτυγχάνει διαδοχική ακύρωση των παρεμβολών που προκαλούν οι χρήστες $\{k+1, k+2, \dots, K\}$ στον k , έχοντας κατατάξει τις αποκρίσεις των καναλιών τους κατά φθίνουσα σειρά. Συνεπώς, και βάσει της σχέσης (2.22), το σήμα λήψης y_k^{dl} του k^{th} χρήστη δίνεται από:

$$y_k^{dl} = H_k w_k^{DPC} \hat{x}_k + \sum_{i=1}^{k-1} H_k w_i^{DPC} \hat{x}_i + n_k \quad (2.27)$$

Όπως λοιπόν είναι εμφανές, η μέθοδος DPC δεν επιτυγχάνει ολική ακύρωση των παρεμβολών [30]. Οι όροι που ακυρώνει επιτυχώς προέρχονται από χρήστες με ασθενέστερες αποκρίσεις καναλιών συγκριτικά με εκείνη (την απόκριση) του χρήστη k . Επιπλέον, αν τα διανύσματα μηνυμάτων ακολουθούν τη Gaussian κατανομή, τότε η εφικτή ρυθμαπόδοση κάθε χρήστη k δίνεται από [30]:

$$R_k^{DPC} = \log_2 \frac{|I + H_k (\sum_{j=1}^k \Sigma_j) H_k^H|}{|I + H_k (\sum_{j=1}^{k-1} \Sigma_j) H_k^H|} \quad (2.28)$$

$$\Sigma_j = w_j^{DPC} \mathbb{E}[\hat{x}_j \hat{x}_j^H] (w_j^{DPC})^H \quad (2.29)$$

όπου Σ_j συμβολίζει τον πίνακα συνδιακύμανσης (covariance) εκπομπής του χρήστη j και $\mathbb{E}(\cdot)$ την αναμενόμενη τιμή (μέση τιμή των μέχρι στιγμής παρατηρήσεων) του ορίσματος.

Επειδή όμως ο αλγόριθμος DPC έχει πολύ υψηλό δείκτη αποτελεσματικότητας, χαρακτηρίζεται ως optimal τεχνική. Για τον λόγο αυτό, η χωρητικότητα ενός MIMO BC (broadcast channel) καναλιού που κάνει χρήση του DPC μπορεί να εκφραστεί ως εξής [30]:

$$C_{DPC}^{BC}(H, P) = \max \sum_{k=1}^K \log_2 \frac{|I + H_k (\sum_{j=1}^k \Sigma_j) H_k^H|}{|I + H_k (\sum_{j=1}^{k-1} \Sigma_j) H_k^H|}, \mu\epsilon \sum_{k=1}^K \text{tr}(\Sigma_k) \leq P \quad (2.30)$$

όπου P η ολική ισχύς ακτινοβολίας του BS και $\text{tr}(\cdot)$ το ίχνος του πίνακα Σ_k .

Εναλλακτικά, και σύμφωνα με τη θεωρία της δυϊκότητας του MIMO [30] [31], η σχέση (2.30) μπορεί να μετασχηματιστεί στην παρακάτω MAC (multiple-access channel) μορφή:

$$C_{DPC}^{MAC}(H, P) = \max \log_2 \left| I + \sum_{k=1}^K H_k^H Q_k H_k \right| \quad (2.31)$$

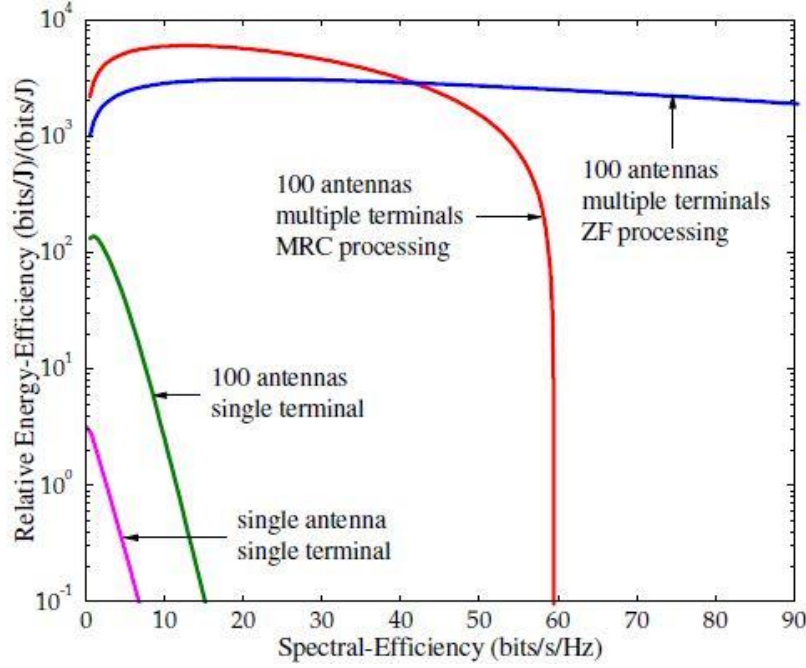
όπου $Q_k \in \mathbb{C}^{N \times N}$ συμβολίζει τον πίνακα συνδιακύμανσης Σ_j του χρήστη k στο MAC (multiple access channel).

Σε αυτό το σημείο αξίζει να αναφερθεί ότι παρόλο που η DPC μέθοδος θεωρείται optimal στρατηγική καταστολής των παρεμβολών οι οποίες αναπτύσσονται μεταξύ των χρηστών, στην πλειοψηφία των περιπτώσεων αποφεύγεται εξαιτίας της πολυπλοκότητας που εισάγουν οι μη γραμμικοί υπολογισμοί που προαπαιτεί. Για τον λόγο αυτό, και επειδή προϋποθέτει άριστη γνώση του CSIT [30], δεν κατατάσσεται μεταξύ των beamforming στρατηγικών, οι οποίες και θεωρούνται suboptimal. Ωστόσο, η γνώση της συμπεριφοράς της βοηθά στη σύγκριση των beamforming τεχνικών, αφού όντας optimal, αποτελεί ιδανικό μέτρο σύγκρισης (benchmark).

2.7.2 Zero-forcing beamforming

Μία άλλη μέθοδος αποφυγής παρεμβολών που βοηθά στη βελτιστοποίηση του spectral efficiency, είναι η zero-forcing beamforming (ZFBF). Πρόκειται για μία αμιγώς suboptimal beamforming στρατηγική, η οποία παράγει τα precoding βάρη αντιστρέφοντας τον περιβαλλοντικό πίνακα CSI [22], επιβάλλοντας παράλληλα μία συνθήκη ορθογωνιότητας, ή αλλιώς μηδενικής παρεμβολής, μεταξύ των χρηστών. Παρόλα αυτά, αν και για έναν μικρό αριθμό χρηστών η εν λόγω τεχνική αναφέρεται [22] ότι δεν έχει και τόσο ικανοποιητικά αποτελέσματα, καθώς αυξάνεται ο αριθμός αυτών, η απόδοσή της δείχνει να συγκλίνει ολοένα και περισσότερο στην optimal DPC μέθοδο. Αυτό συμβαίνει διότι οι εκπομπές δεν δρομολογούνται κατευθείαν, αλλά μόλις ο εκάστοτε χρήστης βρεθεί σε θέση με καλές περιβαλλοντικές συνθήκες, ή ικανοποιείται η συνθήκη ορθογωνιότητας μεταξύ της απόκρισης του δικού του καναλιού και εκείνων των άλλων χρηστών που εξυπηρετούνται εκείνη τη στιγμή. Έτσι, μία αύξηση στον αριθμό K των χρηστών συνεπάγεται και με αύξηση του multiuser diversity κέρδους [32] [22], δηλαδή με αύξηση των ευνοϊκών συνθηκών για εξυπηρέτηση του κάθε χρήστη. Λόγω λοιπόν αυτού του ευκαιριακού χαρακτήρα εξυπηρέτησης των τερματικών συσκευών ανάλογα με τις περιβαλλοντικές συνθήκες, αυτό το είδος BF είναι γνωστό και ως opportunistic BF [32].

Παράλληλα, ένα άλλο θετικό γνώρισμα της ZFBF στρατηγικής είναι ότι σε ένα τέτοιο περιβάλλον με υψηλό δείκτη multiuser diversity, υπάρχουν ενδείξεις και για ικανοποιητικά επίπεδα EE, η οποία φαίνεται να παρεμένει σχετικά σταθερή (σε αντίθεση με την MRC) καθώς αυξάνεται το SE του συστήματος. Το συγκεκριμένο γεγονός παρουσιάζουν οι συγγραφείς του [33] μέσω των αποτελεσμάτων του Σχήματος 2-22. Ωστόσο, τονίζεται [33] ότι η επικρατέστερη precoding στρατηγική είναι η MRC (χρησιμοποιείται στην πλειοψηφία των περιπτώσεων) διότι προβλέπει χαρακτηριστικά απλούστερους υπολογισμούς, ειδικά για διατάξεις με μεγάλο αριθμό κεραιών (βλ. επόμενο κεφάλαιο).



Σχήμα 2-22: Σχέση δεικτών EE και SE μεταξύ συστημάτων SISO (μωβ καμπύλη), MISO (πράσινη καμπύλη) και MIMO, το οποίο κάνει χρήση των MRC (κόκκινη καμπύλη) και ZF (μπλε καμπύλη) precoding στρατηγικών [33].

Η ενσωμάτωση της precoding διαμόρφωσης στη DL εξίσωση του εκπεμπόμενου σήματος x^{dl} γίνεται και εδώ με την προσθήκη του precoding συντελεστή w_k^{ZF} , ο οποίος όμως έχει διαφορετική δομή από τον w_k^{DPC} που χρησιμοποιούσε η DPC μέθοδος. Έτσι, σύμφωνα με τη θεωρία του [22], η σχέση (2.27) του σήματος λήψης y_k^{dl} δίνεται πλέον από την ακόλουθη σχέση:

$$y_k^{dl} = \sqrt{\rho_k^{dl}} h_k w_k^{ZF} \hat{x}_k + \sum_{i \neq k} \sqrt{\rho_i^{dl}} h_k w_i^{ZF} \hat{x}_i + n_k \quad (2.32)$$

όπου $\sqrt{\rho_k^{dl}}$ συμβολίζει την ισχύ εκπομπής προς τον χρήστη k , $n_k \sim \mathcal{CN}(0,1)$ τον θόρυβο στην είσοδο της κεραίας αυτού και w_i^{ZF} τον ZF precoding συντελεστή, ο οποίος θα πρέπει σε κάθε περίπτωση να πληροί τη συνθήκη ορθογωνιότητας-μηδενικής παρεμβολής που περιγράφει η σχέση (2.33). Τονίζεται ότι σε αυτήν την περίπτωση δεν γίνεται χρήση του $H_k \in \mathbb{C}^{M \times N}$, αλλά του απλού h_k , διότι η εν λόγω μοντελοποίηση [22] περιλαμβάνει single-antenna τερματικές συσκευές ($M = 1$).

$$h_k w_i^{ZF} = 0, \quad \forall i \neq k \quad (2.33)$$

Ορίζοντας λοιπόν τους πίνακες $H(S) = [h_1^T, h_2^T, \dots, h_S^T]$ και $W(S) = [w_1^{ZF}, w_2^{ZF}, \dots, w_S^{ZF}]$, με $S \subset \{1, 2, \dots, K\}$, ένας καλός ορισμός του $W(S)$ ώστε να ικανοποιεί τη συνθήκη της σχέσης (2.33) είναι ο εξής [22]:

$$W(S) = H(S)^*(H(S)H(S)^*)^{-1} \quad (2.34)$$

Αφού λοιπόν ικανοποιείται η ανωτέρω συνθήκη, ο αθροιστικός ρυθμός μετάδοσης (sum rate) του συστήματος για ταυτόχρονη εξυπηρέτηση S χρηστών μεγιστοποιείται, λαμβάνοντας την παρακάτω μορφή [22]:

$$R_{ZF}(S) = \max \sum_{i \in S} \log(1 + \rho_i^{dl}), \quad \text{με} \quad \sum_{i \in S} \gamma_i^{-1} \rho_i^{dl} \leq \rho^{dl} \quad (2.35)$$

όπου $\rho^{dl} = \sum_{k=1}^K \rho_k^{dl}$ και γ_i δίνεται από:

$$\gamma_i = \frac{1}{\|w_i\|^2} = \frac{1}{[(H(S)H(S)^*)^{-1}]_{i,i}} \quad (2.36)$$

Σε κάθε περίπτωση, σημειώνεται ότι το ιδανικό ρ_i^{dl} της (2.35) μπορεί να βρεθεί με τη βοήθεια της water-filling (WF) τεχνικής ως εξής:

$$\rho_i^{dl} = (\mu \gamma_i - 1)^+ \quad (2.37)$$

όπου $\{x\}^+$ δηλώνει τη συνάρτηση μοναδιαίας κλίσης (ramp function) $f(x) = \max\{x, 0\}$, ενώ ο παράγοντας μ επιλέγεται με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να ικανοποιείται η παρακάτω συνθήκη:

$$\sum_{i \in S} \left(\mu - \frac{1}{\gamma_i} \right)^+ = \rho^{dl} \quad (2.38)$$

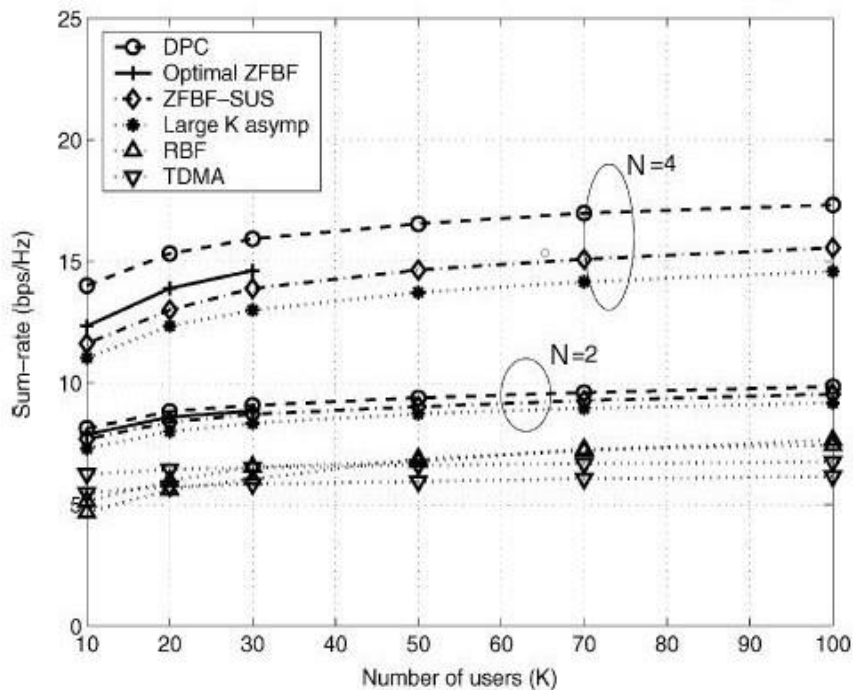
Τέλος, αποδεικνύεται ότι για ένα μεγάλο αριθμό χρηστών K , η αναμενόμενη τιμή του R_{ZF} μπορεί προσεγγιστικά να επιτύχει ανάλογες ρυθμαποδόσεις με εκείνες της μεθόδου DPC. Πιο συγκεκριμένα, ισχύει:

$$E\{R_{ZF}\} \sim M \log \left(1 + \frac{\rho^{dl}}{N} \log K \right) \sim E\{R_{DPC}\}, \quad K \gg \quad (2.39)$$

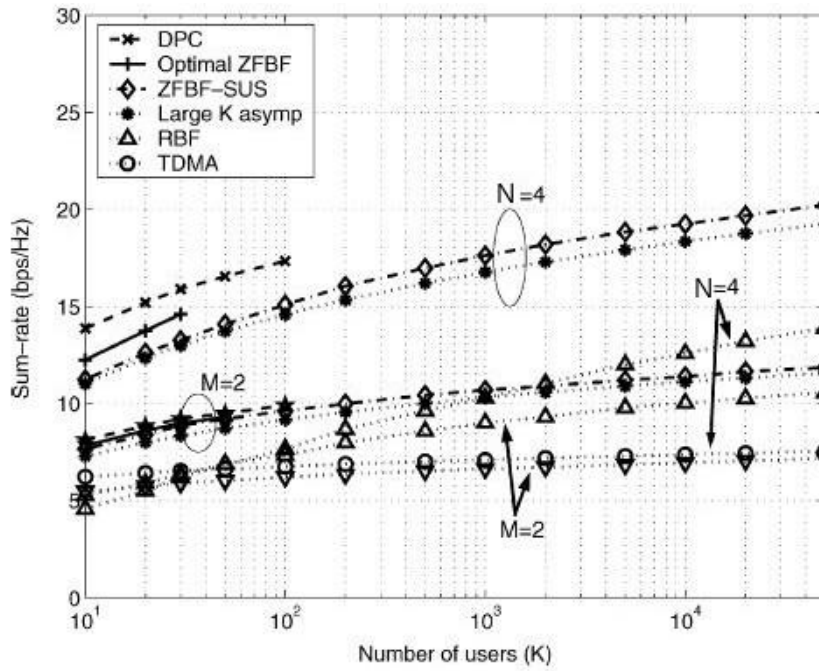
Για την περαιτέρω βελτίωση της απλής ZFBF τεχνικής, οι συγγραφείς του [22] προτείνουν μία διαφορετική υλοποίηση αυτής, η οποία υπόσχεται να έχει ασυμπτωτικά παρόμοια αποτελέσματα με τη μέθοδο DPC. Το επίκεντρο της εν λόγω μελέτης [22], πέραν της βελτίωσης της απόδοσης του συστήματος, είναι και η αύξηση της χρηστικότητας της ZF λογικής σε περιβάλλοντα με λιγότερους χρήστες ($K < 100$), σε συνδυασμό με τη διατήρηση μίας σχετικά απλής αρχιτεκτονικής (σε σχέση με την optimal DPC). Η προτεινόμενη μέθοδος ονομάζεται semi-orthogonal user selection (SUS) [22], και προβλέπει την επιλογή μίας ομάδας χρηστών (από τον BS) με αποκρίσεις καναλιών

ημι-ορθογώνιες (σχεδόν ορθογώνιες) μεταξύ τους, η εξυπηρέτηση των οποίων μπορεί να γίνει ταυτόχρονα. Η τεχνική αυτή επιτυγχάνει την ευκολότερη εύρεση (αφού δεν επιδιώκεται η πλήρης ορθογωνιότητα που προβλέπει η σχέση (2.33) του απλού ZFBF) των “ευκαιριακών” εκπομπών (opportunistic BF) που μπορεί να γίνουν ταυτόχρονα χωρίς να παρεμβάλλονται μεταξύ τους. Περισσότερες λεπτομέρεις μαθηματικής φύσεως σχετικά με την υλοποίηση του αλγορίθμου της SUS επιλογής παρατίθενται στο [22, Sec. IV].

Τέλος, για την ανάδειξη των βελτιωτικών δράσεων της ZFBF-SUS τεχνικής, οι συγγραφείς του [22] προβαίνουν σε προσομοίωση, συμπεριλαμβάνοντας ταυτόχρονα τη γνωστή TDMA στρατηγική, αλλά και την random beamforming (RBF) [34], η οποία εκπέμποντας τυχαίες δέσμες προς τους χρήστες με τα υψηλότερα $SINR$ επιτυγχάνει ικανοποιητικά αποτελέσματα, δεδομένου ότι δεν απαιτεί πλήρη γνώση των περιβαλλοντικών συνθηκών. Η πειραματική διάταξη περιλάμβανε ένα σταθμό βάσης με $N = 4$ ή 2 κεραίες και συνολική ισχύ ακτινοβολίας $\rho^{dl} = 10 \text{ dB}$. Τα αποτελέσματα αυτής φαίνονται στα παρακάτω Σχήματα [22].



Σχήμα 2-23: Sum-rate συναρτήσει του αριθμού των χρηστών $K = \{10, 11, \dots, 100\}$ για MIMO διάταξη η οποία κάνει χρήση των τεχνικών DPC, ZFBF, ZFBF-SUS, RBF και TDMA. Τονίζεται ότι κάθε χρήστης έχει ρυθμαπόδοση ίση με $(\text{sum-rate})/K$ [22].



Σχήμα 2-24: Sum-rate συναρτήσεως του αριθμού των χρηστών $K = \{10, 11, \dots, 10^5\}$ για MIMO διάταξη η οποία κάνει χρήση των τεχνικών DPC, ZFBF, ZFBF-SUS, RBF και TDMA. Τονίζεται ότι κάθε χρήστης έχει ρυθμαπόδοση ίση με $(\text{sum-rate})/K$ [22].

Στο Σχήμα 2-23, μπορεί κανείς να διακρίνει τις διαφορετικές επιδόσεις (SE) που έχει μία διάταξη MIMO όταν κάνει χρήση των τεχνικών DPC, ZFBF-SUS, RBF, TDMA, optimal ZFBF και large K asymptotic ZFBF. Τονίζεται [22], ότι η large K asymptotic ZFBF μέθοδος αποτελεί μία θεωρητική προσέγγιση της ZFBF, η οποία περιγράφεται από τη σχέση (2.39), και η οποία θεωρεί ότι για μεγάλο αριθμό χρηστών K δεν παρατηρούνται απώλειες κατά την αντιστροφή του πίνακα $H(S)$. Επίσης, η optimal ZFBF λειτουργία προκύπτει κατόπιν εξονυχιστικής έρευνας και ζευγοποίησης των ορθογώνιων μεταξύ τους χρηστών εντός της ομάδας που έλαβε χώρα στην προσομοίωση. Χαρακτηριστικό γνώρισμα κάθε μίας από τις αναφερθείσες στρατηγικές, είναι η παράλληλη αύξηση της απόδοσης του συστήματος με την αύξηση του αριθμού των χρηστών, γεγονός που οφείλεται στην ενίσχυση του multiuser diversity κέρδους. Παρατηρείται επίσης, ότι πιο κοντά στη DPC μέθοδο βρίσκεται η optimal λειτουργία του ZFBF, η οποία στην περίπτωση όπου $N = 4$ και για περιορισμένο αριθμό χρηστών, δε φαίνεται ακόμα να συγκλίνει προς αυτή (προς τη DPC). Ωστόσο, αυτό δεν ισχύει για την περίπτωση όπου ο BS χρησιμοποιεί $N = 2$, αφού φαίνεται ότι ακόμα και για μικρό αριθμό χρηστών όχι μόνο αμβλύνεται η διαφορά μεταξύ DPC και optimal ZFBF, αλλά και μεταξύ όλων των υπόλοιπων τεχνικών. Το γεγονός αυτό οφείλεται στο ότι καθώς μειώνεται ο αριθμός των κεραιών N , το σύστημα δεν έχει και τόσους βαθμούς ελευθερίας ώστε να αξιοποιήσει πλήρως τις ιδιότητες κάθε μίας στρατηγικής. Παρόλα αυτά όμως, σε κάθε περίπτωση η ZFBF-SUS είναι πιο κοντά στην optimal λειτουργία της, καθιστώντας την αυτομάτως καταλληλότερη από τις RBF και TDMA, ακόμα και από την ιδανική large K asymptotic ZFBF.

Το Σχήμα 2-24 προσφέρει μία απεικόνιση της απόδοσης του συστήματος όταν ο αριθμός των χρηστών γίνεται ακόμα μεγαλύτερος. Χαρακτηριστικά αναφέρεται [22] ότι η συμπεριφορά των στρατηγικών παραμένει ίδια, χωρίς να προκύπτει κάτι παραπάνω από τα αποτελέσματα του προηγούμενου Σχήματος. Εν κατακλείδι, το σημαντικότερο ίσως χαρακτηριστικό της βελτιωμένης ZFBF-SUS μεθόδου είναι ότι έχει αρκετά ικανοποιητικά αποτελέσματα ακόμα και για μικρό αριθμό χρηστών, αφού μέσω του αλγορίθμου

υλοποίησής της ομαδοποιεί πιο βέλτιστα τους χρήστες σε σχέση με την απλή ZFBF. Ωστόσο, το μοναδικό της μειονέκτημα είναι ότι απαιτεί πλήρη γνώση του πίνακα CSI [22].

2.8 Συμπεράσματα κεφαλαίου

Η πολυπλοκότητα των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών καναλιών ήταν, είναι και θα είναι δεδομένη. Κάθε μέσο παρουσιάζει μία πληθώρα υποβαθμιστικών παραγόντων, οι οποίοι επιδρούν αρνητικά όχι μόνο στη σταθερότητα της ισχύος λήψης, αλλά και στη συνολική χωρητικότητα του ίδιου του καναλιού μετάδοσης, η οποία είναι εκ των προτέρων δέσμια του περιορισμένου εύρους ζώνης. Η κατάσταση αυτή, όντας ασφυκτική για κάθε είδους ασύρματη ζεύξη, χρήζει άμεσης αντιμετώπισης.

Για την υπερκέραση όλων αυτών των τροχοπεδών, το παρόν κεφάλαιο εισηγείται τη χρήση της MIMO τοπολογίας, η οποία αξιοποιώντας το πλήθος των κεραιών που είναι τοποθετημένες στον πομπό αλλά και στον δέκτη, υπόσχεται να εισάγει επαναστατικές βελτιώσεις στον τομέα των ασύρματων επικοινωνιών. Πιο συγκεκριμένα, μοντελοποιώντας κάθε πτυχή της MIMO λογικής, αποδεικνύεται η συνεισφορά του spatial diversity κέρδους, το οποίο μεταδίδοντας πολυάριθμα αντίγραφα του ίδιου σήματος μέσω των N κεραιών του, αλλά και εκμεταλλευόμενο τις πολλαπλές σκεδάσεις του μέσου, επιτυγχάνει μείωση του BER, ενισχύοντας συνάμα το σήμα λήψης και την αξιοπιστία του καναλιού. Από την άλλη, δημιουργώντας $\min\{N, M\}$ παράλληλες ροές δεδομένων, γίνεται αξιοποίηση και της spatial multiplexing διάστασης του MIMO. Αυτό προσφέρει βελτιστοποίηση του δοθέντος εύρους ζώνης, το οποίο με τη σειρά του μεταφράζεται σε σημαντική αύξηση της χωρητικότητας του καναλιού, δηλαδή αύξηση του επιτυχημένου ρυθμού μετάδοσης δεδομένων, μέγεθος γνωστό και ως throughput. Ωστόσο, τονίζεται ότι δίχως την ύπαρξη της κατάλληλης combining τεχνικής στον δέκτη, καμία εκ των προαναφερθέντων δυνατοτήτων του MIMO δεν θα ήταν εφικτή.

Παρόλα όμως τα θετικά οφέλη που εμφανίζει η MIMO διάταξη, και πιο συγκεκριμένα το σύστημα SU-MIMO, η point-to-point φύση της κατασκευής του δεν επιτρέπει την αξιοποίησή του σε πρακτικές εφαρμογές. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελούν τα κυβελωτά δίκτυα κινητής τηλεφωνίας, όπου οι τερματικές συσκευές όχι μόνο δεν είναι εφικτό να κάνουν χρήση ενός ενιαίου co-located συστήματος κεραιών, αλλά και αδυνατούν να διατηρήσουν σταθερή τη θέση και την ταχύτητά τους. Τη σύνδεση του χάσματος μεταξύ των δύο αυτών συστημάτων αναλαμβάνει το MU-MIMO, το οποίο στην ουσία χρησιμοποιεί τις κεραιές των σταθμών βάσης σαν ανεξάρτητους πομποδέκτες, θεωρώντας τον κάθε χρήστη σαν μία (τουλάχιστον) κεραία, το σύνολο των οποίων σε οποιαδήποτε θεωρητική SU-MIMO υλοποίηση θα αποτελούσε μία ενιαία co-located διάταξη λήψης. Στη συνέχεια, ακολουθεί μοντελοποίηση του MU-MIMO για UL και DL ζεύξεις, γεγονός πολύ χρήσιμο, αφού αποτελεί τον θεμελιώδη λίθο πάνω στον οποίο βασίζονται τα παρακάτω κεφάλαια. Παράλληλα, εισάγεται και η έννοια του πίνακα περιβαλλοντικών συνθηκών CSI, καθώς και η βασική λογική που κρύβεται πίσω από την αναγνώριση κάθε χρήστη από τον κεντρικό σταθμό βάσης. Πιο συγκεκριμένα, αναφέρθηκαν τα αρνητικά και τα θετικά των reciprocity και feedback τεχνικών ανάκτησης του CSI, καταλήγοντας στο ότι η πρώτη εκ των δύο αποτελεί ελκυστικότερη λύση για τα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας. Το συμπέρασμα αυτό δικαιολογείται από το γεγονός ότι παρέχει ταχύτερη ανανέωση του πίνακα CSI, χαρακτηριστικό ζωτικής σημασίας σε ένα περιβάλλον εξαιρετικά μεταβαλλόμενο. Τέλος, παρουσιάστηκε η σημαντικότερη ίσως σύλληψη των ασύρματων κινητών επικοινωνιών, στην οποία στηρίζεται ακόμα και σήμερα κάθε σταθμός βάσης. Η τελευταία έννοια ακούει στο όνομα precoding-beamforming και προβλέπει την αύξηση της κατευθυντικότητας κάθε συστοιχίας κεραιών εκπομπής, επιτρέποντας στο εκάστοτε σύστημα να μειώσει τις παρεμβολές μεταξύ των χρηστών, αλλά και να αυξήσει τους δείκτες SE και EE. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αυτής

της τεχνικής αποτελεί η ZFBF υλοποίηση, η οποία δρα αξιοποιώντας την ορθογωνιότητα μεταξύ των εξυπηρετούμενων καναλιών, σημειώνοντας εξαιρετικά αποτελέσματα εντός διατάξεων με μεγάλο αριθμό χρηστών. Ωστόσο, σε πιο πρακτικές περιπτώσεις, όπου ο αριθμός των τερματικών συσκευών μπορεί να είναι περιορισμένος, προτείνεται η χρήση του ZFBF-SUS αλγορίθμου που αναπτύσσουν οι συγγραφείς του [22], αφού επιτυγχάνει υψηλότερο δείκτη SE από τον συμβατικό ZFBF, διατηρώντας παράλληλα ένα απλό προφίλ στην υλοποίηση και την εφαρμογή του. Σύμφωνα λοιπόν με όλα τα ανωτέρω, είναι πλέον κατανοητό ότι το μέγεθος της συνεισφοράς του MIMO συστήματος στις κινητές επικοινωνίες είναι αδιαμφισβήτητα τεράστιο, αφού πέραν της δρομολόγησης του προβλήματος της εξασθένησης των σημάτων, είναι σε θέση να βελτιστοποιεί τη χρήση του εύρους ζώνης σε μια εποχή όπου είναι τόσο δυσεύρετο.

Κεφάλαιο 3

Co-located systems: Massive MIMO

3.1 Εισαγωγή στο 5G

Οι κινητές επικοινωνίες αποτελούσαν και αποτελούν ένα από τα μεγαλύτερα επιτεύγματα της τεχνολογίας, καθώς συνεχίζουν να σημειώνουν εκθετική ανάπτυξη ακόμη και σήμερα. Πιο συγκεκριμένα, τις τελευταίες μόλις δεκαετίες έχει επιτευχθεί μετάβαση από την πρώτη γενιά δικτύων κινητής τηλεφωνίας 1G, στο εξελιγμένο, και γνωστό σε όλους 4G/LTE [35]. Η κινητήριος δύναμη που ώθησε την επιστημονική κοινότητα σε ένα τόσο ραγδαίο και επαναστατικό άλμα, ήταν η ανάγκη για υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης, δηλαδή για γρηγορότερη και ασφαλέστερη πρόσβαση σε απομακρυσμένους πόρους. Φυσικά, η ανάγκη αυτή υπήρχε και παλαιότερα, δεδομένου ότι η έννοια του διαδικτύου ήταν ευρέως γνωστή στους καταναλωτές. Όμως, αυτό που κάνει τα δίκτυα 4G τόσο σπουδαία είναι η δυνατότητα που δίνουν στους χρήστες για πρόσβαση σε πόρους εν κινήσει, χωρίς να απαιτούν σύνδεση με κάποιο ενσύρματο μέσο.

Διανύοντας όμως μια εποχή όπου κυρίαρχη ηλεκτρονική συσκευή είναι το smartphone, είναι λογικό να υπάρχει μία εκθετική αύξηση στον αριθμό των τερματικών συσκευών που ζητούν πρόσβαση στο δίκτυο κινητής τηλεφωνίας. Πλέον, οι συσκευές που συνδέονται σε αυτό δεν απαιτούν μόνο τηλεφωνικές υπηρεσίες ομιλίας, αλλά και υπηρεσίες υψηλής ανάλυσης βίντεο, επαυξημένης και εικονικής πραγματικότητας, online gaming, ρομποτικής, απομακρυσμένου χειρισμού μηχανημάτων κ.ά. Τις ανάγκες αυτές καλείται να καλύψει το ανερχόμενο και γνωστό σε όλους 5G δίκτυο, το οποίο, αν και αναπτυσσόμενο, εφαρμόζεται ήδη σε αρκετά σημεία ανά τον κόσμο. Πρόκειται για μία τεράστια τεχνολογική επανάσταση, η οποία όχι μόνο βελτιώνει τις ρυθμαποδόσεις δισεκατομμυρίων χρηστών με ρυθμούς μετάδοσης που αγγίζουν τα 10 Gbps, αλλά παράλληλα επιτρέπει και τη διασύνδεση βιομηχανικών υπηρεσιών, αισθητήρων και γενικά συσκευών που μέχρι τώρα λειτουργούσαν δια ζώσης. Μειώνοντας το latency, επιτυγχάνει ακρίβεια στον απομακρυσμένο έλεγχο, αλλά και στη διασύνδεση μεταξύ διάφορων μηχανημάτων, όπως οχήματα, ρομπότ, drones, ακόμα και χειρουργικά εργαλεία, ανοίγοντας τον δρόμο για το πολυσυζητημένο Internet of Things (IoT). Ωστόσο, λόγω της δυσαναλογίας των απαιτήσεων με τους φυσικούς πόρους, για τη μετάβαση από τα δίκτυα 4G στα 5G χρειάστηκε κάτι περισσότερο από μια OFDM διαμόρφωση και μία απλή διαίρεση κυψελών για αύξηση του δείκτη επανεξυπηρέτησης. Τη λύση σε αρκετά από αυτά τα προβλήματα έδωσε η τεχνολογία Massive MIMO (mMIMO), μία ιδέα προερχόμενη από τον Thomas L. Marzetta [1], η οποία προβλέπει την επέκταση της αρχιτεκτονικής του MU-MIMO σε μία αρκετά μεγαλύτερη κλίμακα.

Με μια πρώτη ματιά, μερικές από τις τεχνολογίες που υποστηρίζει ή πρόκειται να υποστηρίξει το 5G δίκτυο και οι οποίες θα αποτελέσουν πέραν του κλασικού διαδικτύου το IoT, συνοψίζονται στο παρακάτω Σχήμα:



Σχήμα 3-1: 5G conception [25, pp. 3-73].

3.2 Ανάγκες και στόχοι του 5G

Τα δίκτυα 5G έχουν ως κύριο στόχο την κάλυψη των όλο και αυξανόμενων αναγκών στον τομέα του ασύρματου διαδικτύου, οι οποίες εμφανίζονται σταδιακά μέσω διάφορων ενδείξεων. Οι κυριότερες ενδείξεις που σηματοδοτούν τη λήξη της εποχής του 4G/LTE μπορούν να συνοψιστούν στις παρακάτω κατηγορίες [25, pp. 3-73]:

i. Η ραγδαία αύξηση της κίνησης των δεδομένων στα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας. Ειδικότερα, αναφέρεται [25, pp. 3-73] ότι από το 2010 μέχρι το 2030 πρόκειται να σημειωθεί μία παγκόσμια αύξηση των δεδομένων, η οποία θα είναι 20000 φορές μεγαλύτερη από κάθε προηγούμενη. Ήδη μέχρι το 2020 ο όγκος των δεδομένων έχει αυξηθεί κατά 200 φορές σε σχέση με παλαιότερα έτη.

ii. Οι συσκευές που συνδέονται στο δίκτυο κινητής τηλεφωνίας τη σημερινή εποχή δεν είναι μόνο smartphones. Πλέον, οποιαδήποτε συσκευή είναι σε θέση να διαχειρίζεται ψηφιακά δεδομένα, έχει τη δυνατότητα πρόσβασης σε αυτό. Αν λοιπόν σκεφτεί κανείς ότι κάθε άνθρωπος έχει στην κατοχή του εκτός από ένα τουλάχιστον smartphone και μία πληθώρα άλλων ηλεκτρονικών συσκευών, θα αντιληφθεί αμέσως ότι η αύξηση των συνδέσεων είναι πλέον εκθετική.

iii. Η συνεχής εμφάνιση νέων διαδικτυακών υπηρεσιών από διάφορες εταιρίες.

Οι ανωτέρω τάσεις χρήζουν άμεσης ικανοποίησης από τα νέας γενιάς δίκτυα 5G. Σε κάθε περίπτωση, η έλλειψη αυτών θα οδηγούσε σε σημαντικά προβλήματα στον εν λόγω τομέα, αφού τα 4G/LTE δίκτυα δεν είναι σε θέση να παράσχουν τόσο υψηλού επιπέδου υπηρεσίες. Σε ένα τέτοιο λοιπόν υποθετικό σενάριο όπου τα δίκτυα τέταρτης γενιάς μαζί με τις επερχόμενες απαιτήσεις αναλάμβαναν να ικανοποιήσουν και το IoT, τα εμπόδια που θα προέκυπταν θα ήταν τα εξής [25, pp. 3-73]:

i. Το ενεργειακό κόστος κάλυψης όλων των απαιτήσεων θα ήταν πέρα από κάθε προσδοκία.

ii. Η συνύπαρξη πολλών RAT (radio access technology) θα αύξανε σημαντικά την πολυπλοκότητα του συστήματος, μειώνοντας εν τέλει τους δείκτες QoS και QoE .

iii. Δεν θα ήταν σε θέση να επιβλέπουν επιτυχώς τις πόρους και τις διάφορες υπηρεσίες του δικτύου, με αποτέλεσμα να αδυνατούν να καλύψουν “έξυπνα” τις νέες ανάγκες των χρηστών.

iv. Με την ήδη υπάρχουσα τεχνολογία δεν θα υπήρχε δυνατότητα για καταστολή των παρεμβολών που πρόκειται δημιουργήσουν όλες αυτές οι συνδεδεμένες συσκευές, ενώ παράλληλα, οι ρυθμοί μετάδοσης των δεδομένων θα παρέμεναν στάσιμοι.

Επειδή λοιπόν η χρήση, ακόμα και μια απλή αναβάθμιση του τεχνολογικά κορεσμένου 4G θα αδυνατούσε να αντεπεξέλθει στη σύγχρονη πραγματικότητα, οι έρευνες εστίασαν στην εκ νέου δημιουργία των δικτύων πέμπτης γενιάς. Όμως, για να μπορέσει το 5G να ανταποκριθεί στις απαιτήσεις αυτές, θα πρέπει να υπερνικήσει ορισμένα εμπόδια, τα οποία έχουν αν κάνουν με [25, pp. 3-73]:

i. Την αύξηση της χωρητικότητας των καναλιών και τη μείωση του δείκτη BER, διατηρώντας ταυτόχρονα την πολυπλοκότητα σε χαμηλά επίπεδα.

ii. Την εφαρμοζόμενη αρχιτεκτονική, η οποία θα πρέπει να προσαρμόζεται κατάλληλα στις δυναμικές ανάγκες και απαιτήσεις του κάθε χρήστη.

iii. Την αξιοποίηση του πεπερασμένου εύρους ζώνης με πιο αποδοτικό τρόπο έτσι ώστε να καλύπτει περισσότερες ανάγκες, δαπανώντας παράλληλα λιγότερους πόρους.

iv. Τη βελτίωση του δικτύου πρόσβασης ώστε κάθε συσκευή του IoT να μπορεί να συνδέεται εύκολα και γρήγορα σε αυτό.

v. Την παροχή μεγαλύτερης κάλυψης αλλά και την παροχή ικανοποιητικών υπηρεσιών σε τερματικές συσκευές με υψηλούς δείκτες mobility.

vi. Τη μείωση του κόστους κατασκευής και συντήρησης των υποδομών.

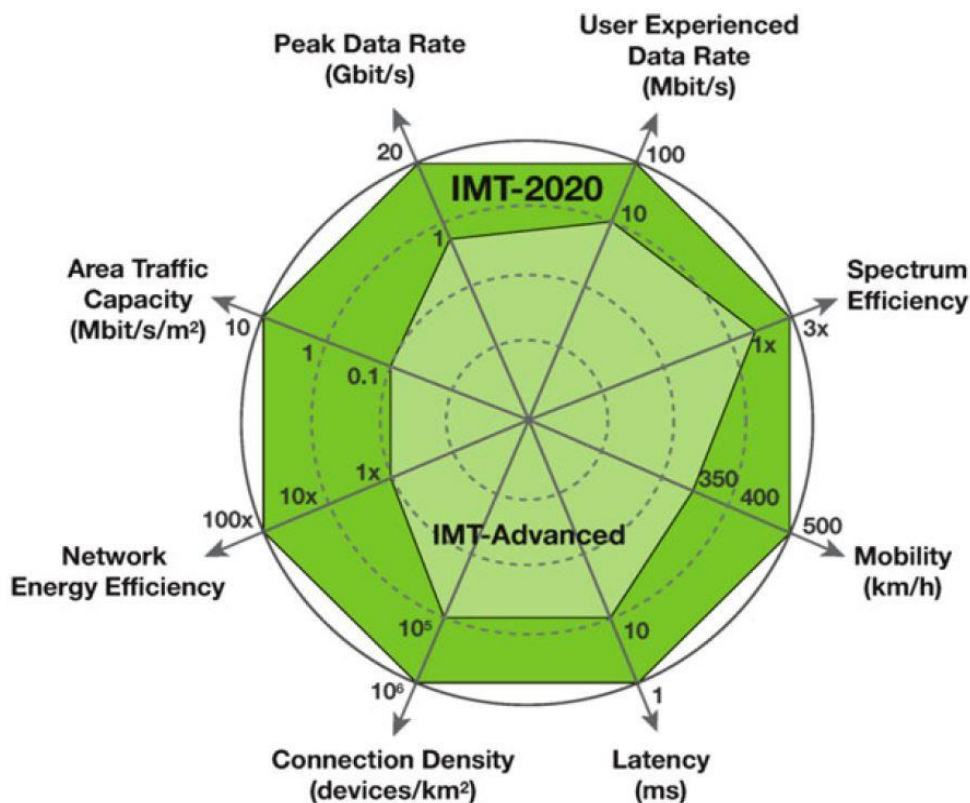
vii. Τη βελτιστοποίηση των δεικτών EE των συστημάτων, με στόχο τη μεγιστοποίηση του GEE (global energy efficiency).

viii. Την αποτελεσματική εισαγωγή νέων και λιγότερο πολύπλοκων RAT, οι οποίες θα προσαρμόζονται καλύτερα στις ανάγκες του πελάτη.

ix. Την τακτική καταγραφή των αναγκών και των συνηθειών του κάθε χρήστη ώστε να επιτυγχάνεται δυναμική βελτιστοποίηση του συστήματος προς το εκάστοτε τεχνολογικό ρεύμα.

x. Την ενίσχυση της ασφάλειας των ροών, αφού πλέον θα διακινούνται απόρρητα δεδομένα στρατιωτικού, ιατρικού κ.λπ. χαρακτήρα.

Στο παρακάτω Σχήμα συνοψίζονται οι δείκτες τους οποίους καλείται να ενισχύσει το 5G με στόχο την ικανοποίηση των προδιαγραφών που ορίζει το πρότυπο IMT-2020 [25, pp. 3-73]:



Σχήμα 3-2: Δείκτες που επιδιώκει να βελτιώσει το 5G στο πλαίσιο επέκτασης των προδιαγραφών από το πρότυπο IMT-Advanced στο IMT-2020 [25, pp. 3-73].

3.3 Massive MIMO

Η διάταξη massive MIMO αποτελεί στην πραγματικότητα μια multi-user MIMO υλοποίηση, η οποία πληρεί κάποιες συγκεκριμένες προϋποθέσεις. Οι συγγραφείς του [36] αναφέρουν χαρακτηριστικά ότι μία διάταξη χαρακτηρίζεται ως κυψελωτό δίκτυο massive MIMO όταν:

i. Υπάρχουν και εξυπηρετούνται τουλάχιστον δύο κυψέλες σύμφωνα με το πρωτόκολλο TDD.

ii. Υπάρχουν και αξιοποιούνται διατάξεις όπου τελούν λειτουργίες precoding και combining με στόχο την εξυπηρέτηση $K \geq 8$ χρηστών ανά κυψέλη.

iii. Σε κάθε κυψέλη ο αριθμός των κεραιών N του BS είναι μεγαλύτερος από τον αριθμό M των κεραιών που εξυπηρετεί.

iv. Κάθε BS διαθέτει τουλάχιστον $N = 64$ κεραίες (εξού και το όνομα massive).

Η τελευταία έκφραση είναι και ο λόγος που αποκαλείται large-scale antenna system (LSAS) [33], αφού αντικειμενικός σκοπός της εν λόγω διάταξης είναι να αποκομίσει τα οφέλη του συμβατικού MU-MIMO σε μεγαλύτερη κλίμακα. Επίσης, οι επιπρόσθετες κεραίες βοηθούν στην εστίαση της ενέργειας σε μικρότερα virtual cells, εισάγοντας τεράστιες βελτιώσεις στους τομείς της ρυθμαπόδοσης και της ενεργειακής απόδοσης [marz]. Άλλα πλεονεκτήματα του mMIMO περιλαμβάνουν τη χρήση φθηνών εξαρτημάτων, τη μείωση του latency, την απλοποίηση του υποστρώματος ελέγχου προσπέλασης του μέσου (MAC), την ανθεκτικότητα σε παρεμβολές μεταξύ των χρηστών κ.ά. [33]. Επιπλέον, αξίζει να αναφερθεί ότι η αναμενόμενη απόδοση του συστήματος δεν βελτιώνεται μόνο λόγω των ανωτέρω, αλλά και επειδή μία αύξηση του αριθμού των κεραιών (θεωρητικά προς το άπειρο) παρουσιάζει έμφυτο το προτέρημα της τάσης για ορθογωνιότητα μεταξύ των καναλιών (ασυμπτωτικά) [37].

Ένας σημαντικός δείκτης με τον οποίο μπορεί κανείς να μετρήσει με ακρίβεια την απόδοση κάθε κυψελωτού συστήματος είναι ο area throughput [25, pp. 78-88], ο οποίος εκφράζει την ποσότητα της πληροφορίας (*bits*) που μπορεί παραδοθεί επιτυχώς εντός γεωγραφικής έκτασης ενός km^2 στη μονάδα του χρόνου. Ο εν λόγω παράγοντας εξαρτάται από το εύρος ζώνης, την πυκνότητα των κυψελών εντός ενός km^2 και τον δείκτη SE. Πιο συγκεκριμένα, οι συγγραφείς του [25] αναπαριστούν μαθηματικά τον δείκτη area throughput μέσω του παρακάτω τύπου:

$$Area\ throughput\ \left(\frac{bps}{km^2}\right) =$$

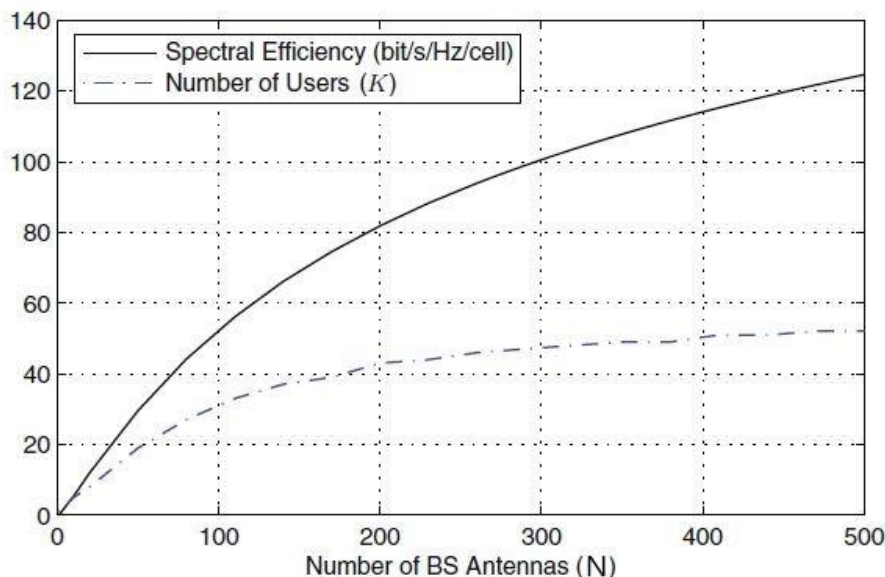
$$Bandwidth\ (Hz) \cdot Cell\ density\ \left(\frac{cells}{km^2}\right) \cdot Spectral\ efficiency\ \left(\frac{\frac{bps}{Hz}}{cell}\right) \quad (3.1)$$

Είναι λοιπόν φανερό ότι η βελτιστοποίηση αυτού του δείκτη απαιτεί την αύξηση κάποιου από τους τρεις παραπάνω πολλαπλασιαστικούς όρους. Με δεδομένο ότι ο πρώτος όρος έχει ήδη κορεστεί, ενώ ο δεύτερος, έχει να κάνει αποκλειστικά και μόνο με τη σχεδίαση του κυψελωτού δικτύου, το mMIMO επιδρά κυρίως στη βελτίωση του τρίτου όρου της εξίσωσης, δηλαδή εκείνου που προβλέπει την καλύτερη εκμετάλλευση του ήδη δοθέντος εύρους ζώνης. Σε κάθε περίπτωση, θα πρέπει να τονιστεί ότι ο πρώτος όρος, δηλαδή εκείνος που προβλέπει την επέκταση του εύρους ζώνης για αύξηση του area throughput, επιδέχεται βελτίωση αν χρησιμοποιηθούν μικροκυματικές συχνότητες, όπως είναι για παράδειγμα η EHF μπάντα, ή αλλιώς mmWave band. Παρόλα αυτά, τα H/M κύματα σε αυτές τις συχνότητες είναι επιρρεπή σε τεράστιες εξασθενίσεις [37], εμφανίζοντας παράλληλα χαμηλή ικανότητα διείσδυσης σε αντικείμενα και πάσης φύσεως εμπόδια [37]. Αυτό οφείλεται στη δομή της ακτινοβολίας εντός του μικροκυματικού εύρους ζώνης, η οποία παρουσιάζει αρκετά μικρό μήκος κύματος κατά τη διάδοσή της στο μέσο. Κατά συνέπεια, η εφαρμογή αυτών των συχνοτήτων οφελεί αποκλειστικά και μόνο σε κοντινές

αποστάσεις και LOS (line-of-sight) επικοινωνίες [37], απαιτώντας ξεχωριστή μελέτη και μοντελοποίηση.

Εξαιτίας των προαναφερθέντων, η έρευνα εστίασε κυρίως στις επιδράσεις που έχουν οι διατάξεις massive MIMO στη συνολική απόδοση των συστημάτων, παρέχοντας προσομοιώσεις και πειραματικές υλοποιήσεις με στόχο την ανάδειξη της σπουδαιότητας που κρύβει η εν λόγω τεχνολογία. Χαρακτηριστικό παράδειγμα τέτοιας έρευνας αποτελεί η [38], η οποία προβλέπει σύστημα όπου ενσωματώνει σταθμό βάσης με εκατό περισσότερες κεραιές από το πλήθος εκείνων που εξυπηρετεί. Πιο ειδικά, φαίνεται ότι καθώς ο αριθμός των κεραιών N τείνει στο άπειρο, ο θόρυβος και η small-scale εξασθένιση τείνουν να μηδενιστούν, ενώ παράλληλα, περιορίζεται και η καταναλισκόμενη ισχύς ανά bit [38]. Πιο συγκεκριμένα, οι συγγραφείς του [38] έδειξαν ότι μία mMIMO διάταξη που κάνει χρήση της MF (matched filter) precoding/combining τεχνικής, αξιοποιώντας εύρος ζώνης ίσο με 20 MHz, εντός κυψέλης 42 χρηστών μπορεί να επιτύχει ρυθμό μετάδοσης 17 Mbps για κάθε έναν από αυτούς. Το γεγονός αυτό ισοδυναμεί με συνολική ρυθμαπόδοση ίση με 730 Mbps, η οποία μεταφράζεται με 36,5 bps/Hz.

Μία άλλη περίπτωση δράσης του mMIMO όσον αφορά το spectral efficiency, συνοψίζουν οι συγγραφείς του [25] μέσω του παρακάτω αριθμητικού παραδείγματος [25, pp. 106-116]. Ειδικότερα, εφαρμόζοντας την τεχνική ZFBF και κατανέμοντας ισάξια σε όλες τις τερματικές συσκευές SNR ίσο με 0 dB, το μέσο SE που επιτεύχθηκε συναρτήσει του αριθμού N των κεραιών του σταθμού βάσης φαίνεται στο Σχήμα 3-3. Κοιτώντας λοιπόν το εν λόγω Σχήμα, μπορεί κανείς να δει ότι για αριθμός κεραιών $N = 100$ και για εξυπηρετούμενο αριθμό χρηστών $K = 30$, επιτυγχάνεται SE ύψους 52 bps/Hz/cell. Επιπλέον, παρατηρήται ότι όσο και να αυξηθούν οι ενεργοί χρήστες, πάντα θα υπάρχει επαρκές εύρος ζώνης για τον καθένα ξεχωριστά. Τα αποτελέσματα αυτά τονίζεται [25, pp. 106-116] ότι είναι εξαιρετικά, αν σκεφτεί κανείς ότι οι προδιαγραφές IMT-Advanced για τα 4G δίκτυα προβλέπουν ρυθμούς μετάδοσης της τάξης μόλις των 2 – 3 bps/Hz/cell. Κατά συνέπεια, μία τέτοια mMIMO διάταξη έχει όλα τα φόντα να υποστηρίξει τα νέα πρότυπα του IMT-2020 περί 5G.



Σχήμα 3-3: SE συναρτήσεως του αριθμού N των κεραιών σε BS κάνοντας χρήση της ZFBF τεχνική και κατανέμοντας ισάξια $SNR = 0$ dB σε κάθε χρήστη [25, pp. 106-116].

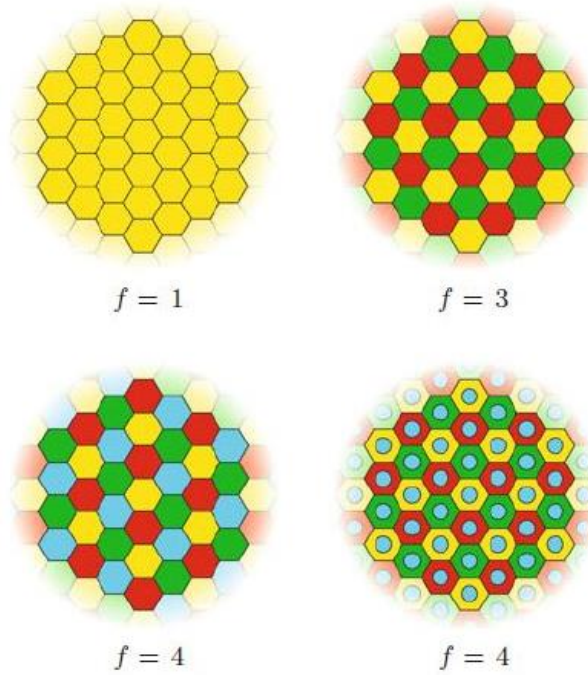
3.4 Pilot contamination

Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενη παράγραφο, η επικρατέστερη μέθοδος που ακολουθείται για την ανάκτηση του πίνακα CSI είναι η reciprocity, η οποία βοηθά στον υπολογισμό της κάθε διαδρομής εντός του καναλιού διάδοσης με την αποστολή και λήψη πιλοτικών σημάτων. Κάθε πιλοτικό σήμα $\varphi_i = \{i: 1, 2, \dots, \tau_p\}$ [39] [7], με $\|\varphi_i\|^2 = 1$, δεν είναι τίποτα άλλο παρά μία διαδοχική αλληλουχία συμβόλων, τα οποία ανάλογα με την διάταξη και τη συνοχή τους εμπεριέχουν μία μοναδική ποσότητα πληροφορίας. Η αλληλουχία αυτή αποστέλλεται κατά την uplink training περίοδο, η οποία μετράται σε (*samples*) και συμβολίζεται με τ_p *samples*. Έτσι λοιπόν, επειδή το “*sample*” είναι η μικρότερη υποδιαίρεση ενός coherence block, δεν δύναται να διαφοροποιείται καμία πληροφορία εντός αυτού. Κατά συνέπεια, ο μέγιστος αριθμός διαφορετικών συμβολοσειρών, ή αλλιώς πιλοτικών αλληλουχιών, που μπορούν να σταλλούν εντός του περιθωρίου τ_p (*samples*), είναι ίδιος με τη διάρκεια του ίδιου του τ_p [7]. Με αυτό το σκεπτικό, και με δεδομένο ότι $\tau_c > \tau_p$ (για να ισχύει η reciprocal θεωρία του καναλιού), κάθε χρήστης k εκπέμπει την πιλοτική αλληλουχία $\tau_p \varphi_i \in \mathbb{C}^{\tau_p \times 1}$ [7]. Επομένως, σε περίπτωση που ο αριθμός των χρηστών K είναι μικρότερος της διάρκειας τ_p , τότε υπάρχει δυνατότητα για αντιστοίχιση κάθε ενός από αυτούς με μία διαφορετική αλληλουχία συμβόλων $\varphi_i = \{i: 1, 2, \dots, K, \dots, \tau_p\}$. Σε αντίθετη περίπτωση ($K > \tau_p$), ο αριθμός των διαφορετικών (ορθογώνιων μεταξύ τους) πιλοτικών αλληλουχιών δε φτάνει ώστε κάθε χρήστης να αντιστοιχιστεί αμφιμονοσήμαντα με μία τουλάχιστον από αυτές. Σε ένα τέτοιο σενάριο, κατά την uplink training διαδικασία παρατηρείται η ταυτόχρονη εκπομπή του ίδιου πιλοτικού σήματος από διαφορετικούς χρήστες, προκαλώντας παρεμβολές, και εν τέλει υποβαθμίζοντας την ποιότητα ανίχνευσης της θέσης του κάθε ενός από αυτούς. Το πρόβλημα αυτό είναι γνωστό ως pilot contamination [25, pp. 89-95] [38].

Το ανωτέρω πρόβλημα προκύπτει κυρίως σε περιπτώσεις όπου τα πιλοτικά σήματα χρησιμοποιούνται εντός κυψελών μεγάλης έκτασης, οι οποίες θέλωντας και μη περιλαμβάνουν έναν αρκετά αυξημένο αριθμό χρηστών K . Μία τέτοια περίπτωση όπου ένα μόνο σύνολο πιλοτικών σημάτων κατανέμεται σε όλους τους χρήστες της κυψέλης, ονομάζεται universal pilot reuse [25, pp. 103-106]. Με αφορμή αυτό, ορίζεται ο λόγος που περιγράφει η σχέση (3.2), ο οποίος ονομάζεται reuse factor και παριστάνει την αναλογία μεταξύ του πλήθους των χρησιμοποιούμενων πιλοτικών σημάτων και του αριθμού των χρηστών εντός της κάθε κυψέλης. Προφανώς, στην περίπτωση του universal pilot reuse όπου η αναλογία χρηστών και πιλοτικών σημάτων είναι 1 προς 1, ο δείκτης f ισούται με μονάδα.

$$f = \frac{\tau_p}{K} \quad (3.2)$$

Για την αντιμετώπιση όμως του pilot contamination φαινομένου, προτείνεται ο διαχωρισμός της κυψέλης σε άλλες, πιο μικρές περιοχές, οι οποίες εφόσον είναι σε ικανοποιητική απόσταση μεταξύ τους, μπορούν αν κάνουν χρήση του ίδιου συνόλου πιλοτικών σημάτων χωρίς να αλληλοπαρεμβάλλονται. Η τεχνική αυτή βασιζόμενη στη λογική του κλασικού frequency reuse ονομάζεται non-universal pilot reuse [25, pp. 103-106] και προβλέπει reuse factor $f > 1$. Ο ακριβής αριθμός του f καθορίζεται ανάλογα με το πλήθος των υποπεριοχών που ορίζει κάθε διάταξη, ακριβώς όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα.



Σχήμα 3-4: Υποπεριοχές χρήσης του ίδιου συνόλου πιλοτικών σημάτων μαζί με τον reuse factor που αντιστοιχεί σε κάθε μία από αυτές [25, pp. 103-106].

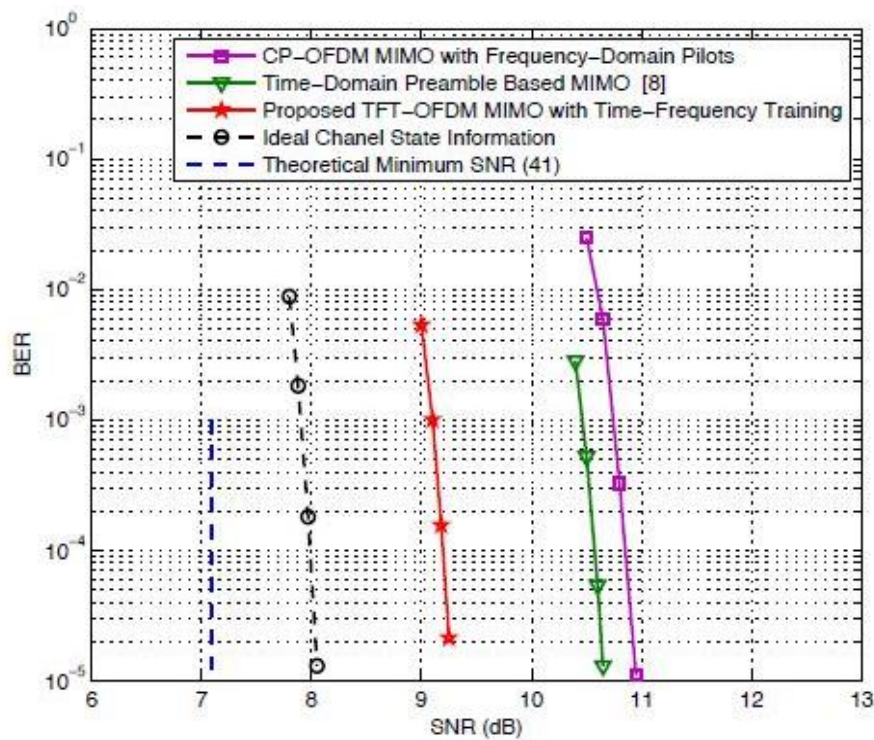
Σύμφωνα λοιπόν με την ανωτέρω θεωρία, όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός που λαμβάνει η παράμετρος f , τόσο λιγότερες παρεμβολές θα προκύπτουν κατά την uplink training διαδικασία. Φυσικά, με το πέρασμα του χρόνου, έβρισκαν εφαρμογή όλο και περισσότερες τεχνικές εξάλειψης του pilot contamination φαινομένου. Ένα άλλο χαρακτηριστικό παράδειγμα τέτοιας τεχνικής (πέραν του non-universal pilot reuse) εισήγαγαν οι συγγραφείς του [40], όπου πρότειναν μία μικτή μέθοδο αξιοποίησης όχι μόνο της συχνοτικής φύσης του σήματος, αλλά και της χρονικής. Η μέθοδος αυτή ονομάζεται TFT-OFDM (time-frequency training OFDM) και προβλέπει τη δημιουργία κάποιων συχνοτικά ορθογώνιων ομάδων, κάθε μία από τις οποίες περιλαμβάνει μη-ορθογώνιες πιλοτικές αλληλουχίες. Κατά συνέπεια, κάθε πιλοτικό σήμα προκαλεί παρεμβολή σε οποιοδήποτε άλλο εντός της ίδιας ομάδας με εκείνο, ενώ ταυτόχρονα, μπορεί να συνυπάρχει ανεπηρέαστο στο μέσο με κάθε άλλο που δεν ανήκει σε αυτήν (την ομάδα). Για να μπορέσουν όμως να αποφευχθούν οι παρεμβολές μεταξύ των σημάτων που βρίσκονται στην ίδια ομάδα, εκείνα εκπέμπονται διαδοχικά (όχι ταυτόχρονα), έχοντας μία χρονική καθυστέρηση ενός *sample* μεταξύ τους (one-sample shifted time-domain training sequence) [40]. Με τον τρόπο αυτό, και θεωρώντας ότι η καθυστέρηση διάδοσης κάθε καναλιού μεταβάλλεται με αρκετά πιο αργό ρυθμό από ότι η συνολική του απόκριση, επιτυγχάνεται διαχωρισμός των πιλοτικών σημάτων που βρίσκονται στην ίδια ομάδα, χωρίς να υπάρχει ανάγκη για χρήση κάποιου μηχανισμού ακύρωσης του ICI (intercarrier interference). Αυτός ο χωρο-χρονικός διαχωρισμός των πιλοτικών σημάτων δίνει τη δυνατότητα για ταυτόχρονη υποστήριξη πολλών τερματικών συσκευών (δηλαδή όταν $K > \tau_p$), μειώνοντας τις πιλοτικές παρεμβολές, και εν τέλει, επιτυγχάνοντας υψηλότερο SE.

Την υπεροχή της στρατηγικής TFT-OFDM έναντι των time-domain preamble based MIMO (απλή τεχνική που αξιοποιεί μόνο τη χρονική διαφορά μεταξύ των πιλοτικών σημάτων) και CP-OFDM MIMO (without cyclic prefix in standard OFDM) τεχνικών επαληθεύει και η προσομοίωση που έλαβε χώρα στο [40], λαμβάνοντας παράλληλα υπόψη την ιδανική περίπτωση τέλει ανάκτησης του CSI, αλλά και το κάτω όριο της χωρητικότητας [40, eq. (41)] που θεωρητικά μπορεί να επιτευχθεί (ελάχιστο BER) βάσει

της ελάχιστης τιμής του SNR . Έτσι λοιπόν, καθορίζοντας τις παραμέτρους της προσομοίωσης (Πίνακας 3-1) και θεωρώντας ότι το κανάλι ακολουθεί το μοντέλο Brazil D των 6 διαδρομών [41], τα αποτελέσματα ήταν αυτά που φαίνονται στο Σχήμα 3-5.

Πίνακας 3-1: Τιμές παραμέτρων προσομοίωσης [40] uplink training στρατηγικών.

Παράμετρος	Τιμή
Κεντρική συχνότητα	770 MHz
Εύρος ζώνης	7,56 MHz
Μοντέλο Καναλιού	Brazil D
Αριθμός υποφερουσών	4096
Ταχύτητα τεραμτικών	5 m/s



Σχήμα 3-5: Δείκτης BER συναρτήσει του SNR για διάταξη MIMO 16×16 , η οποία εφαρμόζει τις τεχνικές TFT-OFDM, CP-OFDM και Time-domain preamble based MIMO. Επιπλέον, αναγράφονται και οι περιπτώσεις όπου γίνεται χρήση τέλει CSI, αλλά και ελάχιστου δυνατού SNR (ελάχιστο BER) [40].

Σύμφωνα με τα ανωτέρω αποτελέσματα, είναι φανερό ότι για τη χαρτογράφηση του καναλιού, η υβριδική TFT-OFDM μέθοδος επιτυγχάνει καλύτερα αποτελέσματα από τις άλλες δύο, τείνοντας πιο κοντά στη βέλτιστη περίπτωση πλήρους γνώσης του CSI. Αυτό συμβαίνει διότι μειώνοντας τις παρεμβολές των πιλοτικών σημάτων κατά την uplink training διαδικασία (για δεδομένο SNR) αξιοποιώντας τη χρονικο-συχνотική ανεξαρτησία τους, επιτυγχάνεται μεγαλύτερη χωρητικότητα στο κανάλι, γεγονός το οποίο υπονοεί τη μείωση του pilot contamination φαινομένου.

Στο ίδιο πνεύμα κινείται και η Bayesian μέθοδος ανάκτησης του CSI που προτείνουν οι συγγραφείς του [42], η οποία έγκειται στη χρήση πινάκων συνδιακύμανσης

(covariance matrices), με σκοπό την αποθήκευση δομικών πληροφοριών και στατιστικών στοιχείων σχετικά με όλες τις γωνίες άφιξης (AOA) των πιλοτικών σημάτων στον σταθμό βάσης. Έτσι, γίνεται χρήση μίας νέας διάστασης ταυτοποίησης, σύμφωνα με την οποία κάθε AOA φ κάθε σήματος αντιστοιχίζεται με μία πυκνότητα πιθανότητα $\text{PDF}=f(\varphi)$, η οποία συντελεί στη διευκόλυνση της αναγνώρισης του εισερχόμενου σήματος από τον BS [42]. Έτσι, ακόμα και στην περίπτωση που γίνει λήψη δύο συχνοτικά όμοιων σημάτων, αν εκείνα φτάσουν υπό διαφορετική γωνία φ , πραγματοποιείται διαχωρισμός αυτών, μειώνοντας εν τέλει τις μεταξύ τους παρεμβολές.

3.5 Heterogeneous Networks

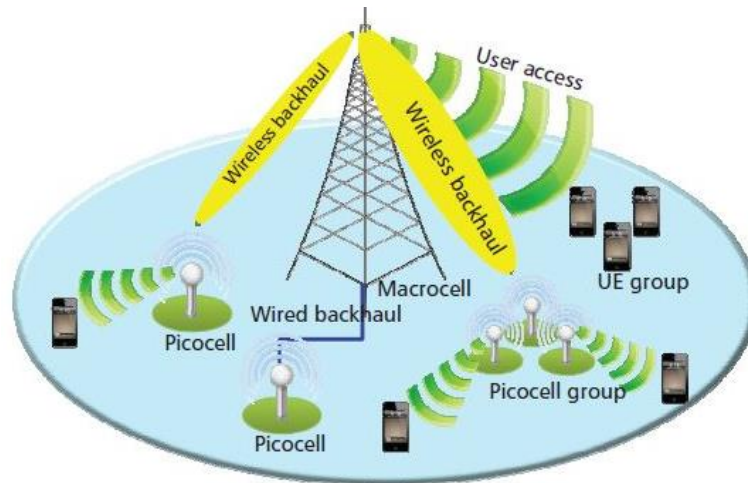
Μέχρι στιγμής μελετήθηκε η βελτιωτική συμπεριφορά των MIMO διατάξεων στην απόδοση των κυψελωτών συστημάτων, η οποία οφείλεται στο αυξημένο SE, δηλαδή στον τρίτο όρο της σχέσης (3.1). Μία άλλη ιδέα για την περαιτέρω βελτίωση του δείκτη area throughput, είναι εκείνη των ετερογενών δικτύων HetNets [43], δηλαδή των διατάξεων που περιλαμβάνουν μικρότερες περιοχές κάλυψης μη σταθερού μεγέθους. Η στρατηγική αυτή αποσκοπεί στην πύκνωση του αριθμού των κυψελών εντός ενός km^2 , με τελικό στόχο την ενίσχυση του δεύτερου όρου της σχέσης (3.1), δηλαδή εκείνου που περιγράφει το cell density.

Η υλοποίηση αυτή περιλαμβάνει κάποιες μεγάλες περιοχές, τις γνωστές macrocells (μακροκυψέλες), κάθε μία από τις οποίες εξυπηρετείται από το δικό της κεντρικό BS. Εντός των macrocells υπάρχουν κάποιες μικρότερες περιοχές κάλυψης, οι οποίες λόγω του μικρού τους μεγέθους (συγκριτικά με τις macrocells) ονομάζονται small cells (μικρές κυψέλες) και είναι της τάξης του microcell (μικροκυψέλη), του picocell (πικοκυψέλη) ή του femtocell (φεμτοκυψέλη) [44]. Κάθε small cell με τη σειρά της εξυπηρετείται από τον δικό της μικρότερο και χαμηλής ισχύος σταθμό βάσης ή κόμβο εξυπηρέτησης, τον επονομαζόμενο small cell access point (SCA) [45], ο οποίος παρέχει υπηρεσίες κάλυψης υψηλών επιδόσεων σε τερματικές συσκευές εντός της εμβέλειάς του (απο μερικά μέτρα για τις femtocells μέχρι μερικές δεκάδες χιλιόμετρα για τις microcells [44]). Έτσι, κάθε κεντρικός BS αναλαμβάνει την παροχή υπηρεσιών μακρινής κάλυψης σε χρήστες που δεν βρίσκονται εντός κάποιας small cell, αλλά και την παροχή backhaul δεδομένων στα SCAs, τα οποία με τη σειρά τους τα προωθούν προς τους τελικούς χρήστες. Η ανωτέρω λογική των HetNets απεικονίζεται στο Σχήμα 3-6.

Το έναυσμα αυτής της ιδέας ήταν η δημιουργία μικρότερων περιοχών εξυπηρέτησης, με στόχο τη μείωση των απωλειών διάδοσης τόσο κατά την UL όσο και κατά τη DL διαδικασία, γεγονός το οποίο μεταφράζεται όχι μόνο σε μεγαλύτερη χωρητικότητα του μέσου, αλλά και σε χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος για την επίτευξη αυτού [45] [43]. Παράλληλα, η εν λόγω υλοποίηση προβλέπει την εγκατάσταση των SCAs πιο κοντά μεταξύ τους, γεγονός που δεν ευνοεί μόνο την κάλυψη των απομακρυσμένων χρηστών (από τον BS), αλλά και τη frequency handover διαδικασία. Φυσικά, σε αυτό το σημείο θα ήταν περιττό κανείς να αναφερθεί στη βελτίωση που εισάγει αυτή η τοπολογία στο συνολικό area throughput, αφού το εν λόγω γεγονός καθίσταται αυτονόητο μέσω της σχέσης (3.1). Ωστόσο, το “κλειδί” της επιτυχίας στην περίπτωση των HetNets δεν έγκειται στο κανάλι από τα SCAs προς τους χρήστες (αφού εκεί λόγω απόστασης τα κύματα υπόκεινται σε μικρότερη εξασθένιση), αλλά στο backhaul δίκτυο που συνδέει του SCAs με τον κεντρικό BS.

Η έννοια του backhaul [35] ξεκινάει πολλά χρόνια πριν, αφού ακόμα και σήμερα αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι κάθε δικτύου. Ειδικότερα, το backhaul δίκτυο είναι υπεύθυνο για τη μεταφορά μεγάλου όγκου δεδομένων από τον πυρήνα του δικτύου προς την άκρη αυτού, δηλαδή τα σημεία πρόσβασης [35]. Επομένως, είναι αυτονόητο ότι μία τέτοια ζεύξη θα πρέπει να διέπεται από υψηλή χωρητικότητα ώστε όχι μόνο να

τροφοδοτεί ταχύτατα όλους του κόμβους εξυπηρέτησης με τον απαραίτητο όγκο δεδομένων, αλλά και για να μεταφέρει σε πραγματικό χρόνο τις λαμβανόμενες πληροφορίες από αυτούς στον πυρήνα του δικτύου. Για τον λόγο αυτό, μέχρι πρόσφατα την υλοποίηση του backhaul δικτύου αναλάμβαναν οπτικές ίνες, οι οποίες αποτελούν το πιο βέλτιστο και αξιόπιστο μέσο μετάδοσης και διάδοσης σημάτων ακόμα και σήμερα. Ωστόσο, λόγω του υψηλού κόστους εγκατάστασής τους, αλλά και της μειωμένης δυνατότητας που παρέχουν για αναπροσαρμογή, η έρευνα στράφηκε σε άλλες μεθόδους υλοποίησής του. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα τέτοιας τοπολογίας παρέχεται στο [43], όπου εξετάζεται η εγκατάσταση ασύρματου backhaul δικτύου για την εξυπηρέτηση των small cells εντός ενός HetNet, ακριβώς όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3-6.



Σχήμα 3-6: Heterogeneous network scheme [43].

Παρόλα όμως τα προτερήματα που εμφανίζει μία τέτοια ιδέα, ενέχει και πολλά προβλήματα, τα οποία βρίσκονται εν γένει σε κάθε ασύρματη ζεύξη. Τέτοια προβλήματα έχουν να κάνουν με τη μειωμένη χωρητικότητα του μέσου, τις παρεμβολές, την αξιοπιστία της σύνδεσης, την επιβάρυνση του χρησιμοποιούμενου εύρους ζώνης κ.ά. Τη λύση σε αυτά τα προβλήματα καλείται και σε αυτήν την περίπτωση να δώσει η τοπολογία mMIMO, η οποία αξιοποιώντας τον μεγάλο αριθμό κεραιών στον κεντρικό BS επιτυγχάνει μέσω της BF τεχνικής να συγκεντρώνει μεγάλο μέρος της ακτινοβολούμενης ισχύος σε ένα πολύ μικρό virtual cell, μειώνοντας τις παρεμβολές τόσο εντός των small cells (intra-cell interference) όσο και εκτός αυτών (inter-cell interference) [43]. Πιο συγκεκριμένα, ο κεντρικός BS με κατάλληλη transmit precoding (TPC) διαδικασία μπορεί να μεταδώσει όλα τα backhaul δεδομένα ασύρματα προς κάποιο SCA, θεωρώντας ότι αυτό είναι μία ειδική περίπτωση κάποιου UE. Έτσι λοιπόν προκύπτουν δύο συστήματα MIMO. Το ένα έχει ως πομπό τους μεγαλύτερους σταθμούς και δέκτη τους μικρότερους (ειδικές περιπτώσεις UEs), ενώ το άλλο έχει ως πομπό τους μικρότερους σταθμούς βάσης και δέκτη τους τελικούς χρήστες. Για τον διαχωρισμό των δύο TPC διαδικασιών, το beamforming που λαμβάνει χώρα πρώτο και έχει ως στόχο τη μετάδοση των backhaul δεδομένων από τον κεντρικό BS στα SCA ονομάζεται pre-beamforming (PBF) [43].

Φυσικά, σε ένα τέτοιο πολυπληθές περιβάλλον, υπάρχουν και περιπτώσεις όπου κάποιο UE δεν βρίσκεται υπό την ενεργό εμβέλεια κάποιου SCA με αποτέλεσμα να ζητά υπηρεσίες κάλυψης απευθείας από τον κεντρικό BS. Το γεγονός αυτό, σε συνδυασμό με την ασύρματη εκπομπή και λήψη των backhaul δεδομένων, καθιστά το έργο των BSs αρκετά δύσκολο και απαιτητικό. Ωστόσο, από την κλασική θεωρία του mMIMO, τονίζεται [43] ότι καθώς αυξάνεται ο αριθμός των δημιουργούμενων ροών, εξασφαλίζεται μεγαλύτερο ποσοστό ορθογωνιότητας μεταξύ των UL σημάτων, γεγονός που λειτουργεί

αντισταθμιστικά στο προηγούμενο πρόβλημα, αφού δημιουργεί ευνοϊκές συνθήκες για χρήση γραμμικών μεθόδων επεξεργασίας. Παρόλα αυτά, πρέπει να υπογραμμιστεί [43] ότι σε HetNet περιβάλλοντα προτιμώνται μη-γραμμικές combining στρατηγικές, διότι οι γραμμικοί αισθητήρες δε λαμβάνουν υπόψη τη συσχέτιση μεταξύ των αποκρίσεων των καναλιών και των inter-cell παρεμβολών [43].

3.5.1 Pre-beamforming in HetNets

Όπως προαναφέρθηκε, για την εφαρμογή του ασύρματου backhaul δικτύου στο HetNet περιβάλλον, απαιτείται η αυστηρή εφαρμογή της PBF τεχνικής ώστε να μειωθούν οι αρνητικές επιδράσεις που εκείνη θα προκαλέσει. Ωστόσο, επειδή το BS πέραν της παροχής backhaul δεδομένων στα SCAs καλείται να εξυπηρετήσει και έναν τεράστιο αριθμό χρηστών, δημιουργείται μία υψηλή πιθανότητα εμφάνισης του pilot contamination φαινομένου. Για τον λόγο αυτό, σε ένα τέτοιας αυξημένης πολυπλοκότητας περιβάλλον, ο κεντρικός BS δεν κατευθύνει τις δέσμες ακτινοβολίας του προς μεμονομένα virtual cells, αλλά προς ολόκληρες ομάδες από UEs (είτε ομάδες χρηστών είτε ομάδες από SCAs), ακολουθώντας τη λεγόμενη PGP (per-group processing) λογική (βλ. Σχήμα 3-6). Με τον τρόπο αυτό, όχι μόνο επιτυγχάνεται μείωση των παρεμβολών κατά την uplink training φάση, αλλά και βελτιστοποίηση του δείκτη ΕΕ [43].

Η μεθοδολογία που ακολουθούν οι συγγραφείς του [43] για τη μοντελοποίηση της εν λόγω TPC τεχνικής είναι η JSMD (joint spatial-division and multiplexing), η οποία είναι της ίδιας φιλοσοφίας με εκείνη των συμβατικών μεθόδων BF που εφαρμόζονται εντός των κυψελών. Έτσι, λαμβάνοντας υπόψη την ύπαρξη T ανεξάρτητων ομάδων των $K_t = \{t: 1, 2, \dots, T\}$ UEs η κάθε μία, σε συνδυασμό με τη θεωρία της παραγράφου 2.7, και πιο συγκεκριμένα τη λογική της εξίσωσης (2.27), το σήμα λήψης y_t^{dl} στην κάθε ομάδα t μπορεί να περιγραφεί ως εξής:

$$y_t^{dl} = H_t b_t w_t \hat{x}_t + H_t \sum_{i \neq t}^T b_i w_i \hat{x}_i + n_t \quad (3.3)$$

όπου $b_t \in \mathbb{C}^{N \times M_t}$, w_t [46] και M_t δηλώνουν τους PBF παράγοντες, τους user beamforming παράγοντες και τον συνολικό αριθμό των κεραιών της t^{th} ομάδας αντίστοιχα. Με ανάλογο τρόπο ορίζονται και τα $H_t = [h_{1t}, h_{2t}, \dots, h_{K_t t}, \dots, h_{K_t t}] \in \mathbb{C}^{K_n \times N}$, $\hat{x}_t$ και $n_t \sim \mathcal{CN}(0, I_{K_t})$, τα οποία συμβολίζουν τις αποκρίσεις των καναλιών από τον BS προς την t^{th} ομάδα, το σήμα μηνύματος προς αυτήν και τον συνολικό της AWGN αντίστοιχα.

Στη συνέχεια, θα πρέπει να αναφερθεί ότι για να οριστεί κατάλληλα το ατομικό precoding άνυσμα w_t , δεν θα πρέπει να ληφθεί υπόψη μόνο ο πίνακας H_t (όπως έγινε στην παράγραφο 2.7), αλλά και ο PBF παράγοντας b_t . Μία precoding σχέση που προτείνεται στο [43], η οποία εφαρμόζει τη ZF λογική είναι:

$$w_t = \eta_t \hat{H}_t^H (\hat{H}_t \hat{H}_t^H)^{-1}, \quad \mu\epsilon \quad \rho_t = \text{tr}(b_t w_t w_t^H b_t^H) \quad (3.4)$$

όπου $\hat{H}_t = H_t b_t$ συμβολίζει τον σύνθετο πίνακα του καναλιού, ο οποίος συμπεριλαμβάνει και το PBF βάρος, ρ_t την ισχύ εκπομπής του BS προς την ομάδα t και η_t έναν συντελεστή περιορισμού του w_t ώστε να υπόκειται στον εν λόγω ενεργειακό περιορισμό.

Το επόμενο βήμα για την υλοποίηση του εν λόγω PBD precoder περιλαμβάνει το στάδιο καθορισμού του PBF πίνακα b_t . Η αρχική ιδέα [43] υλοποίησης αυτού ήταν η εφαρμογή της ABD (approximated block diagonalization) μεθόδου, όπου τα διανύσματα στήλης του σχηματισθέντα πίνακα ήταν κανονικοποιημένα και μεταξύ τους ορθογώνια [43]. Ωστόσο, λόγω της πολυπλοκότητας των υπολογισμών που απαιτούσε αυτή η μέθοδος, δεν ήταν εφικτή η ολοκληρωτική ακύρωση της IGI (inter-group interference). Το μειονέκτημα αυτό της ABD PBF στρατηγικής φαίνεται να δρομολογεί ο αλγόριθμος που προτείνουν οι συγγραφείς του [46], ο οποίος όχι μόνο βελτιστοποιεί τις τιμές του πίνακα b_t , αλλά και του ενεργειακού όρου ρ_t , έχοντας ως προτεραιότητα την όσο το δυνατόν πιο ισάξια κατανομή του ανά-χρήστη εργοδικού ρυθμού μετάδοσης. Η προτεινόμενη JGPAPBF (joint group power allocation and pre-beamforming) [46] τεχνική μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά μέσω της σχέσης (3.5).

$$(\mathcal{P}) \quad \max_{\rho_t, \{b_t\}, k_t} \min_{k_t=\{1, \dots, K\}} R_{k_t}^{dl}, \quad \sum_{t=1}^T \rho_t \leq \rho \quad (3.5)$$

$$R_{k_t} = \mathbb{E}\{\log_2(1 + \text{SINR}_{k_t})\} \quad (3.6)$$

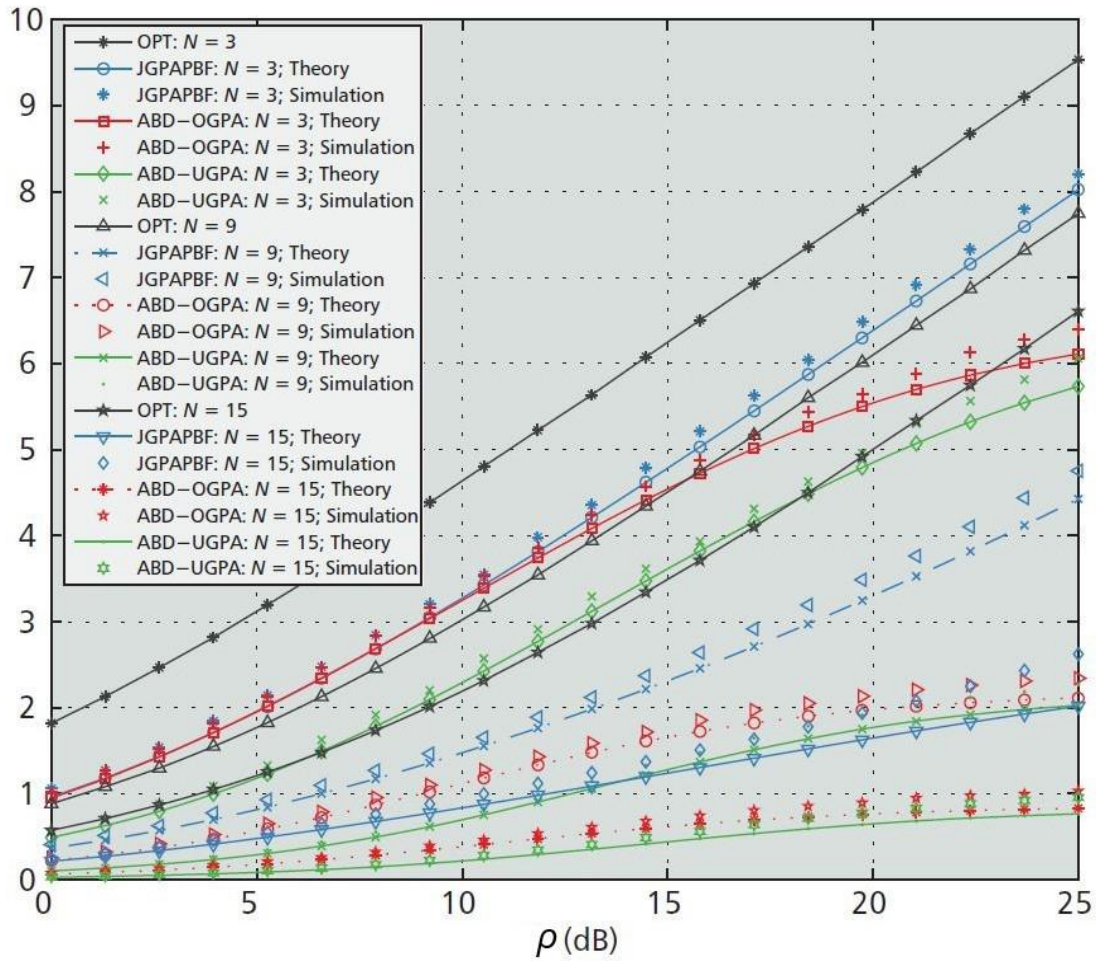
$$\text{SINR}_{k_t} = \frac{\eta_t / K_t}{h_{k_t}^H (\sum_{i \neq t} b_i w_i w_i^H b_i^H) h_{k_t} + 1} \quad (3.7)$$

όπου k_t δηλώνει την k^{th} χρήστη εντός της t^{th} ομάδας και ρ τη συνολική ακτινοβολούμενη ισχύ του BS προς όλες τις ομάδες T . Σε αυτό στο σημείο πρέπει να τονιστεί ότι το πρόβλημα βελτιστοποίησης $(\mathcal{P})$ είναι δύσκολο να επιλυθεί εξαιτίας της πολυπλοκότητας προσδιορισμού του εργοδικού ρυθμού R_{k_t} . Για τον λόγο αυτό, προτείνεται [46] η αντικατάσταση του εργοδικού SINR_{k_t} που περιγράφει η σχέση (3.7) με τη ντετερμινιστική του προσέγγιση, η οποία παρέχει αποτελέσματα αρκετά κοντά σε εκείνα που θα περίμενε κανείς από το αρχικό πρόβλημα $(\mathcal{P})$ [46].

3.5.2 Προσομοίωση των pre-beamforming τεχνικών σε HetNet περιβάλλον

Έτσι λοιπόν, ακολουθώντας τη λογική του [46], οι συγγραφείς του [43] προέβησαν σε προσομοίωση των τεχνικών JGPAPBF και ABD ώστε να αποδείξουν τις θεωρητικές βελτιώσεις που εισάγει το νέο PBF πρόβλημα βελτιστοποίησης $(\mathcal{P})$. Ωστόσο, για λόγους πληρότητας, η ABD στρατηγική χωρίστηκε σε δύο κατηγορίες. Η πρώτη, η οποία ονομάζεται ABD-UGPA (ABD pre-beamforming with uniform group power allocation), προέβλεπε την ισοκατανομή της συνολικής ισχύος ρ στις T ομάδες, ενώ η δεύτερη, η επονομαζόμενη και ABD-OGPA (ABD pre-beamforming with optimal group power allocation), προέβλεπε την optimal κατανομή της ισχύος, ακριβώς όπως περιγράφει η σχέση [46, eq. (7)]. Παράλληλα, συμπεριλήφθηκε και η περίπτωση του ιδανικού (optimal) SINR , θεωρώντας πλήρης γνώση του CSI στον BS [43].

Κατόπιν, θεωρήθηκε διάταξη mMIMO η οποία περιλάμβανε $T = \{3, 9, 15\}$ ομάδες των τριών UEs η κάθε μία και έναν σταθμό βάσης των $N = 128$ κεραιών. Έτσι, εφαρμόζοντας τη ZF τεχνική εντός των small cells, τα αποτελέσματα σε όρους SE κάθε μίας από τις προαναφερθείσες τεχνικές που προέκυψαν απεικονίζεται στο παρακάτω Σχήμα.



Σχήμα 3-7: SE (bps/Hz) συναρτήσει της συνολικής ακτινοβολούμενης ισχύος ρ (dB) σε περιβάλλον mMIMO με BS των $N = 128$ κεραιών, το οποίο εξυπηρετεί $T = \{3, 9, 15\}$ ομάδες των $K_t = 3$ UEs χρησιμοποιώντας τις τεχνικές JGPAPBF, ABD-OGPA, ABD-UGPA και εκείνη του optimal SINR [43].

Σύμφωνα με τα ανωτέρω αποτελέσματα, μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι για χαμηλές στάθμες ισχύος και για $N = 3$, ο αλγόριθμος JGPAPBF υπερτερεί για πολύ λίγο του ABD-OGPA, ενώ και οι δύο αυτοί αλγόριθμοι είναι αισθητά καλύτεροι από τον ABD-UGPA, δηλώνοντας ότι η ίση εναπόθεση ισχύος σε κάθε ομάδα δεν έχει και τόσο καλή απόδοση σε wireless backhaul εφαρμογές. Παρόλη όμως τη μικρή διαφορά που εμφανίζουν οι υλοποιήσεις JGPAPBF και ABD-OGPA, όταν η συνολική ισχύς ακτινοβολίας αυξάνεται, παρατηρείται όξυνση της διαφοράς που έχει κάθε μία από αυτές τις στρατηγικές στο SE του συστήματος. Αυτό δηλώνει την υπεροχή του εν λόγω αλγορίθμου [46] σε πυκνοκατοικημένες περιοχές, όπου θέλοντας και μη ο BS ακτινοβολεί μεγάλα ποσά ισχύος. Ωστόσο, στην περίπτωση των $N = 9$ και $N = 15$ ομάδων, ο JGPAPBF αλγόριθμος υπερτερεί με διαφορά των άλλων, ακόμα και για χαμηλές τιμές του ρ . Προφανώς για τα σημερινά δεδομένα, όπου η ζήτηση για υψηλότερους δείκτες QoS και QoE είναι δεδομένη, προτείνεται η δημιουργία λιγότερων ομάδων με μεγαλύτερο αριθμό UEs εντός κάθε μίας, σε συνδυασμό πάντα με τον PBF αλγόριθμο JGPAPBF. Τέλος, τονίζεται ότι ο σημαντικότερος παράγοντας σε κάθε περίπτωση είναι ο πίνακας CSI, αφού η καλύτερη ανάκτηση αυτού οδηγεί σίγουρα και σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης (βλ. OPT περίπτωση).

3.6 Ενεργειακή ανάλυση των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων

Ένας σημαντικός τομέας μελέτης κάθε γενιάς δικτύου είναι εκείνος της ενεργειακής απόδοσης, ή εν συντομία του ΕΕ. Οι μεγάλες και σύνθετες διατάξεις που καλούνται να καλύψουν όχι μόνο τις ανάγκες των 5G δικτύων, αλλά και των προγενέστερων γενεών δικτύων (όσες εφαρμόζονται ακόμα), παρουσιάζουν υψηλές απαιτήσεις σε ενεργειακούς πόρους, γεγονός που με τη σειρά του έχει επιπτώσεις στην οικονομία και στο περιβάλλον. Κάθε υλοποίηση λοιπόν, πέραν της προσπάθειας που καταβάλει για βελτίωση όλων των παραπάνω τομέων, στοχεύει και στην τοποθέτηση της ενεργειακής της κατανάλωσης (με την έννοια του *bit/Joule* [47]) σε όσο το δυνατόν πιο χαμηλά επίπεδα. Στη γενική περίπτωση, αυτό μπορεί να επιτευχθεί [48] με:

- i. Ανακατανομή των διαθέσιμων πόρων.
- ii. Ενίσχυση κάλυψης με νέες υποδομές.
- iii. Βελτίωση του Hardware.
- iv. Εκμετάλλευση άλλων πηγών ενέργειας.

Στην παρούσα εργασία, αυτό που εξετάζεται κυρίως είναι οι τρεις πρώτοι τομείς. Για την ενίσχυση αυτών, θα πρέπει εφεξής κάθε μελέτη να εστιάζει στην ποσότητα της πληροφορίας ανά Joule και όχι μόνο στο παραγόμενο προϊόν αυτό καθαυτό (εκπεμπόμενη ισχύς, throughput κ.ά.). Με άλλα λόγια, η αξία μίας διάταξης δεν μετράται μόνο από το αποτέλεσμα, αλλά και από τι ενέργεια χρειάστηκε για να το παράξει. Σε αυτή την ιδέα στηρίχθηκε ο παρακάτω μαθηματικός τύπος, ο οποίος εκφράζει τη συνολική δαπάνη ενέργειας ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος κατά τη χρονική περίοδο ακτινοβολίας του T [48]:

$$E = T \left(\frac{\rho}{\eta} + P_c \right) \text{ (Joule)} \quad (3.8)$$

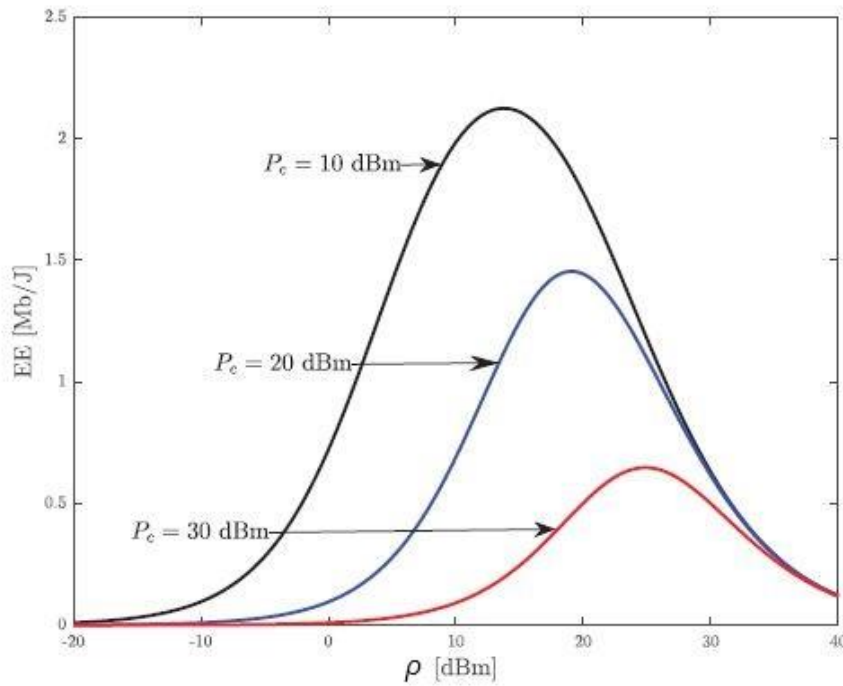
όπου T είναι ο συνολικός χρόνος εκπομπής, η η ενεργειακή απόδοση του ενισχυτή εκπομπής, ρ η ακτινοβολούμενη ισχύς και P_c η στατική ισχύς που καταναλώνεται από τα υπόλοιπα μέρη των κυκλωμάτων εκπομπής και λήψης.

Δύο από τους βασικότερους δείκτες της ποιότητας ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος αποτελούν η χωρητικότητα αυτού και ο ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων. Ένας κοινός παράγοντας που εμπλέκεται άμεσα τις εξισώσεις αυτών των δεικτών είναι το $SINR$, το οποίο σε κάθε περίπτωση είναι λογικό καθώς αυξάνεται να επιδρά βελτιωτικά σε κάθε έναν από αυτούς. Ωστόσο, μία αύξηση στο $SINR$ οδηγεί επίσης και σε υψηλότερη κατανάλωση ενέργειας του συστήματος, με αποτέλεσμα να μη συμφέρει κάθε φορά η μεγιστοποίησή του (τείνει στο άπειρο θεωρητικά). Έτσι λοιπόν, ενθαρρύνεται η έκφρασή του εντός της σχέσης που εκφράζει του ΕΕ, έτσι ώστε σε κάθε περίπτωση να είναι ευδιάκριτη η επίδραση αυτού τόσο στην απόδοση του συστήματος όσο και στην ενέργεια που καταναλώνει. Πιο συγκεκριμένα, συμβολίζοντας το όφελος που έχει κάθε σύστημα

με $f(\gamma)$, όπου γ είναι το $SINR$, λαμβάνοντας παράλληλα υπόψη την ενέργεια E (Joule) που καταναλώνει για την επίτευξη αυτού, ο δείκτης EE ορίζεται ως [48]:

$$EE = \frac{f(\gamma)}{\frac{\rho}{\eta} + P_c} \left(\frac{\text{bits}}{\text{Joule}} \right) \quad (3.5)$$

Η ανωτέρω εξίσωση αναπαρίσταται γραφικά στο παρακάτω Σχήμα, όπου και έχουν ληφθεί υπόψη τρεις διαφορετικές τιμές της στατικής ισχύος P_c .



Σχήμα 3-8: Τυπικές καμπύλες EE για διάφορες τιμές της στατικής ισχύος P_c [48].

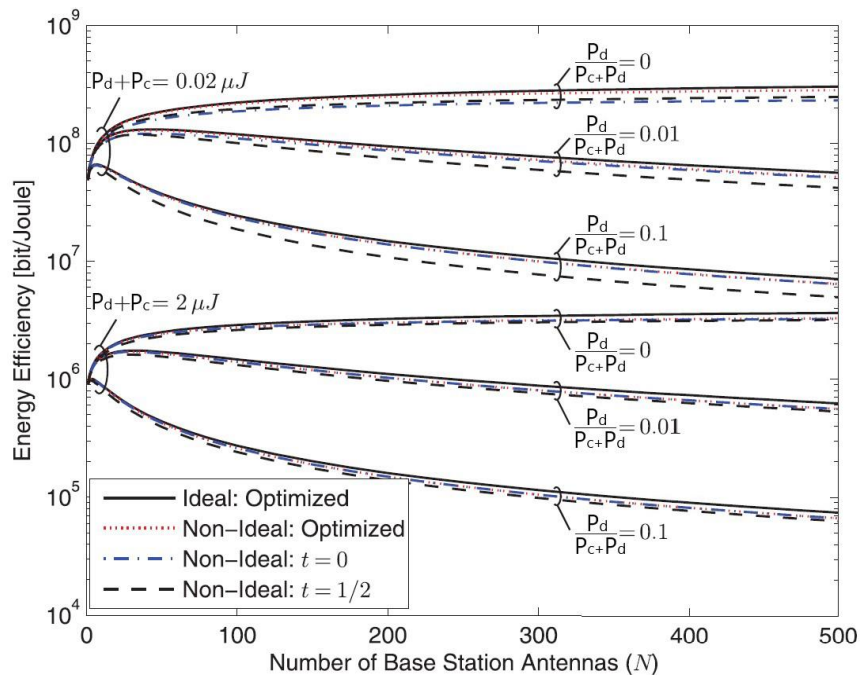
Σύμφωνα με τα αποτελέσματα του Σχήματος 3-8, παρατηρείται ότι η πιο βέλτιστη συμπεριφορά του συστήματος επιτυγχάνεται για σχετικά χαμηλά επίπεδα ισχύος ρ . Πιο ειδικά, φαίνεται ότι καθώς αυξάνεται το ρ από τις χαμηλές τιμές, σημειώνεται αρχικά μία αύξηση του δείκτη EE . Η κατάσταση αυτή συνεχίζεται έως ότου η καμπύλη φτάσει σε ένα μέγιστο σημείο (διαφορετικό για κάθε περίπτωση), μετά το οποίο κάθε αύξηση του ρ οδηγεί σε πτώση του EE . Φυσικά, όσο μεγαλύτερο είναι το P_c , τόσο περισσότερη συνολική ισχύ χρειάζεται το σύστημα για να φτάσει το ιδανικό EE , γεγονός που δηλώνει την υψηλότερη απόδοσή του. Αντιθέτως, όσο πιο μικρό είναι το P_c , το μέγιστο της καμπύλης μετατοπίζεται προς τα αριστερά, με αποτέλεσμα να χρειάζεται λιγότερη ισχύ για να το φτάσει. Παρόλα αυτά, σε μία τέτοια περίπτωση μειωμένου P_c , το σύστημα μπορεί να επιτύχει σαφέστερα υψηλότερες τιμές ενεργειακής απόδοσης.

3.6.1 Ενεργειακή απόδοση του Massive MIMO

Μία βασική λύση στο πρόβλημα της μεγιστοποίησης του δείκτη EE αποτελεί και εδώ η διάταξη mMIMO [48]. Όπως προαναφέρθηκε, η εν λόγω τοπολογία προβλέπει την αντικατάσταση των συμβατικών και μεγάλου όγκου κεραιών με νέες, χαμηλού κόστους,

μεγέθους και κατανάλωσης στοιχειοκεραίες. Κατά συνέπεια, το κύκλωμα τροφοφορίας τους δεν έχει και τόσο μεγάλες ανάγκες σε ισχύ, διατηρώντας παράλληλα την απόδοση όλης της διάταξης σε υψηλά επίπεδα. Ταυτόχρονα, ο αυξημένος αριθμός των νέων αυτών διπόλων, είναι δυνατό να επιτύχει το λεγόμενο “favorable propagation”, δηλαδή τη μείωση, ακόμα και την εξάλειψη (για αρκετά μεγάλο N) των παρεμβολών εντός του καναλιού μετάδοσης, γεγονός που με τη σειρά του μεταφράζεται με μείωση της περιττής ενέργειας που καταναλώνεται για τη δημιουργία των σημάτων παρεμβολής [48]. Έτσι λοιπόν, κάθε mMIMO διάταξη επιτυγχάνει καλύτερη εστίαση ενέργειας προς τον επιθυμητό προορισμό, αυξάνοντας ραγδαία τον δείκτη EE, και κατ’ επέκταση τον δείκτη GEE όλου του τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Ωστόσο, ένας αρκετά μεγάλος αριθμός κεραιών τείνει να αυξήσει και την πολυπλοκότητα του ίδιου του συστήματος που τις αξιοποιεί. Σε ένα τέτοιο σενάριο, επειδή οι υπολογισμοί καταλήγουν πλέον να είναι τόσο πολλοί, η προβλεψιμότητα της συμπεριφοράς όλου του δικτύου μειώνεται, καταλήγοντας εν τέλει να υπακούει στη θεωρία τυχαίων πινάκων [48]. Αυτό, σε συνδυασμό και με το pilot contamination που ο ίδιος ο αριθμός των κεραιών επιβάλλει, ωθεί το σύστημα σε ολική αύξηση του GEE. Για την επίτευξη της χρυσής τομής μεταξύ των δύο αυτών αντίθετων επιρροών του mMIMO στον ενεργειακό τομέα, απαιτείται εις βάθος μελέτη και καταγραφή των προδιαγραφών κάθε συστήματος ξεχωριστά.

Στην προσπάθεια εύρεσης της εν λόγω χρυσής τομής στηρίζεται και η εύρενα [47], η οποία προχωρά σε μοντελοποίηση και διεξαγωγής σχετικής προσομοίωσης. Πιο συγκεκριμένα, αναφέρεται ότι οι δύο σπουδαιότεροι παράγοντες των ενεργειακών εξισώσεων [47, eq. (49)] και [47, eq. (50)], οι οποίοι εν τέλει φαίνεται να καθορίζουν τον συνολικό δείκτη EE, είναι η στατική ενέργεια P_c και η δυναμική ενέργεια P_d . Ο όρος P_c , όπως προαναφέρθηκε, εκφράζει την πάγια κατανάλωση ισχύος που χρειάζεται η διάταξη για να λειτουργήσει, ενώ P_d , εκφράζει τη ποσότητα της ενέργειας το οποίο σχετίζεται άμεσα με τον αριθμό των κεραιών N του BS. Βάσει λοιπόν αυτής της λογικής, και σύμφωνα με τη μοντελοποίηση που παρέχεται στη σχετική βιβλιογραφία [47], τα αποτελέσματα μίας ενεργειακής προσομοίωσης για διάφορους συνδυασμούς των P_d και P_c , λαμβάνοντας παράλληλα υπόψη την ύπαρξη hardware impairments, φαίνονται στο Σχήμα 3-9.



Σχήμα 3-9: EE συναρτήσεως του αριθμού N των κεραιών σταθμού βάσης σε mMIMO περιβάλλον με ιδανικό και μη hardware για σταθερή ισχύ εκπομπής ($t = 0$), φθίνουσα με ρυθμό $1/N^{0.5}$ ($t = 1/2$), αλλά και βέλτιστη με στόχο τη μεγιστοποίηση του EE [47].

Με μια πρώτη ματιά, μπορεί κανείς να διακρίνει ότι κάθε υλοποίηση ακολουθεί την ίδια πορεία με την ιδανική περίπτωση, έχοντας μόνο ως κοινό στοιχείο μεταξύ τους τις τιμές των P_d και P_c . Με άλλα λόγια, τονίζεται ότι ανεξαρτήτως του allocation της ακτινοβολούμενης ισχύος και του αν το σύστημα εμφανίζει hardware impairments, η ενεργειακή απόδοση της mMIMO διάταξης καθορίζεται από την αναλογία των P_d και P_c σε συνάρτηση πάντα με τον αριθμό των κεραιών N που χρησιμοποιεί. Αυτό βέβαια που κάνει τη διαφορά στη βελτιστοποίηση χρήσης της ενέργειας, είναι το ποσοστό $P_d/(P_d + P_c)$, παράγοντας ο οποίος αφορά κατά κύριο λόγο το κατασκευαστικό κομμάτι. Αυτό που μπορεί να εξαχθεί από την εν λόγω μέτρηση, είναι ότι μόνο στην περίπτωση όπου η δυναμική ενέργεια P_d είναι μηδενική (πρακτικά αδύνατο) υπάρχει παράλληλη αύξηση του ΕΕ με την αύξηση των κεραιών N της διάταξης. Σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση ($P_d > 0$), ενώ αρχικά η αύξηση του N οδηγεί σε βελτίωση της ενεργειακής απόδοσης, από ένα σημείο (μέγιστο καμπύλης) και ύστερα κάθε αύξηση των κεραιών του BS οδηγεί σε πτώση του δείκτη ΕΕ. Συνεπώς, για κάθε πραγματική περίπτωση mMIMO ($P_d \neq 0$), το βέλτιστο αποτέλεσμα κυμαίνεται κατά προσέγγιση από πέντε έως πενήντα κεραίες, σε συνάρτηση πάντα με τις παραμέτρους τους συστήματος. Φυσικά, δεν πρέπει να λησμονάται και η στατική κατανάλωση ενέργειας P_c , η οποία καθορίζει το σημείο έναρξης της ενεργειακής απόδοσης του mMIMO συστήματος, δηλαδή την ελάχιστη ενέργεια που χρειάζεται ώστε να τεθεί σε λειτουργία.

3.6.2 Ενεργειακή απόδοση των small cells (Soft-Cells)

Μια πολύ καλή λύση προς όφελος της εξοικονόμησης ενέργειας αποτελεί η ιδέα των HetNets που αναφέρθηκε σε προηγούμενη παράγραφο. Η δημιουργία διάφορων small cells εντός ενός μεγάλου macrocell επιτυγχάνει τη λεγόμενη πύκνωση (densification) των κυψελών, με αποτέλεσμα η ακτινοβολούμενη ισχύς να εστιάζει καλύτερα προς τον τελικό χρήστη, αλλά και να μειώνονται οι απώλειες διαδρομής μεταξύ αυτού και του σημείου εξυπηρέτησης. Για την καλύτερη κατανόηση της επίδρασης των small cells στην ενεργειακή απόδοση του συστήματος, οι συγγραφείς του [45] προβαίνουν στη μοντελοποίηση του εν λόγω προβλήματος ελαχιστοποίησης της καταναλισκόμενης ενέργειας, λαμβάνοντας παράλληλα υπόψη όχι μόνο τους QoS (bps/Hz) περιορισμούς των χρηστών, αλλά και τους ενεργειακούς περιορισμούς που θέτουν τα SCAs μαζί με τον κεντρικό BS [45]. Το πρόβλημα αυτό εκφράζεται μαθηματικά ως εξής [45]:

$$(\mathcal{P}) \quad \begin{cases} \log_2(1 + SINR_k) \geq \gamma_k, \quad \forall k \\ \sum_{k=1}^K w_{k,j}^H Q_{j,n} w_{k,j} \leq q_{j,n}, \quad \forall j, n \\ \min(P_c + P_d) \end{cases} \quad (3.6)$$

όπου γ_k εκφράζει την ελάχιστη τιμή της χωρητικότητας (QoS) του καναλιού που εξυπηρετεί τον χρήστη k , $w_{k,j} \in \mathbb{C}^{N_{SCA} \times 1}$ το precoding διάνυσμα που διαμορφώνει το SCA $j = \{1, 2, \dots, S\}$ για εκπομπή του σήματος από τις N_{SCA} κεραίες του στον χρήστη $k = \{1, 2, \dots, K\}$ και $Q_{j,n} \in \mathbb{C}^{N_{SCA} \times N_{SCA}}$ οποιονδήποτε περιορισμό ισχύος θέτει ο εκάστοτε σχεδιαστής για κάθε μία από τις κεραίες $n = \{1, 2, \dots, N_{SCA}\}$ του SCA $j = \{1, 2, \dots, S\}$. Φυσικά, το $q_{j,n}$ (mW) εκφράζει τη μέγιστη ισχύ που μπορεί να καταναλώσει κάθε στοιχείο n του SCA j .

Σε αυτό το σημείο τονίζεται ότι όταν το j λάβει την τιμή μηδέν, τότε συμβολίζει τον κεντρικό BS. Έτσι λοιπόν, όταν $j = 0$, ισχύει $w_{k,0} \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times 1}$ και $Q_{0,n} \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times N_{BS}}$, ενώ σε αυτή την περίπτωση το $n = \{1, 2, \dots, N_{BS}\}$ συμβολίζει την κάθε κεραία του BS. Σύμφωνα λοιπόν με αυτή τη λογική, το $SINR_k$ στην είσοδο της κεραίας του κάθε χρήστη k δίνεται από:

$$SINR_k = \frac{|h_{k,0}^H w_{k,0}|^2 + \sum_{j=1}^S |h_{k,j}^H w_{k,j}|^2}{\sum_{i \neq k}^K (|h_{k,0}^H w_{i,0}|^2 + \sum_{j=1}^S |h_{k,j}^H w_{i,j}|^2) + \sigma_k^2} \quad (3.7)$$

όπου το $h_{k,0}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N_{BS}}$ και $h_{k,j}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N_{SCA}}$ εκφράζουν τις αποκρίσεις των καναλιών από τον κεντρικό BS και το SCA j προς τον χρήστη k αντίστοιχα, ενώ το σ_k^2 την ισχύ θορύβου στην είσοδο αυτού.

Για την επίλυση του προβλήματος βελτιστοποίησης ($\mathcal{P}$) απαιτείται απλούστευση του QoS περιορισμού, ο οποίος λόγω της πολυπλοκότητάς του το μετατρέπει σε non-convex (μη-κυρτό) [45]. Στην προσπάθεια επίτευξης αυτού, ορίζεται ο πίνακας $W_{k,j} = w_{k,j} w_{k,j}^H \forall k, j$, ο οποίος υπόκειται στους περιορισμούς $W_{k,j} \geq 0$ και $rank(W_{k,j}) \leq 1$. Σύμφωνα λοιπόν με αυτόν τον ορισμό, το πρόβλημα ($\mathcal{P}$) της σχέσης (3.6) λαμβάνει την παρακάτω μορφή [45]:

$$(\mathcal{P}_1) \quad \begin{cases} \min \left(\sum_{j=0}^S \rho_j \sum_{k=1}^K tr(W_{k,j}) + P_c \right), & W_{k,j} \geq 0 \text{ και } rank(W_{k,j}) \leq 1 \quad \forall k, j \\ \sum_{j=0}^S h_{k,j}^H \left(\left(1 + \frac{1}{SINR_k} \right) W_{k,j} - \sum_{i=1}^K W_{i,j} \right) h_{k,j} \geq \sigma_k^2, & \forall k \\ \sum_{k=1}^K tr(Q_{j,n} W_{k,j}) \leq q_{j,n}, & \forall j, n \end{cases} \quad (3.8)$$

όπου $\widetilde{SINR}_k = 2^{SINR_k} - 1 \quad \forall k$ και $\rho_j \geq 1$ συμβολίζει την ανικανότητα (inefficiency) του ενισχυτή ισχύος στον πομπό.

Στη συνέχεια, εξαιρώντας τον περιορισμό που έχει ο βαθμός του $W_{k,j}$, αποδεικνύεται ότι το ανωτέρω πρόβλημα βελτιστοποίησης ($\mathcal{P}_1$) μπορεί να θεωρηθεί και να λυθεί σαν convex, έχοντας πάντα μία βέλτιστη λύση $\{W_{k,j}^* \quad \forall k, j\}$ η οποία ικανοποιεί τον περιορισμό $rank(W_{k,j}^*) \leq 1$ [45]. Δεδομένης λοιπόν της λύσης αυτής, ορίζεται για κάθε χρήστη μία δυνατότητα εξυπηρέτησης. Οι πιθανές δυνατότητες εξυπηρέτησης για κάθε έναν από αυτούς είναι τρεις και προβλέπουν [45]:

- i. Την εξυπηρέτηση μόνο από τον κεντρικό BS (π.χ. $W_{k,j}^* = 0$, με $j = \{1, 2, \dots, S\}$)
- ii. Την εξυπηρέτηση μόνο από το j^{th} SCA (π.χ. $W_{k,0}^* = 0$ και $W_{k,i}^* = 0$, με $i \neq j$)

iii. Τη συνδυαστική εξυπηρέτηση από τον BS και κάποια SCAs, εφαρμόζοντας τη λεγόμενη spatial multiflow transmission ή αλλιώς spatial soft-cell τεχνική.

Έχοντας λοιπόν κατά νου τις τρεις αυτές περιπτώσεις εξυπηρέτησης, αναφέρεται χαρακτηριστικά ότι τις περισσότερες φορές επέρχεται βελτιστοποίηση του συστήματος αν εκείνο χρησιμοποιεί μόνο έναν πομπό για την εξυπηρέτηση κάθε χρήστη [45]. Για παράδειγμα, αν κάποιος χρήστης βρίσκεται εντός ενός small cell, καλό θα ήταν να εξυπηρετείται μόνο από το SCA του, ενώ αν βρίσκεται μακριά από οποιοδήποτε SCA να εξυπηρετείται μόνο από τον BS. Φυσικά, υπάρχουν κάποιες μεταβατικές περιοχές πέριξ των SCAs με μειωμένη κάλυψη, όπου η χρήση του spatial multiflow αποτελεί τη βέλτιστη λύση (από ενεργειακή άποψη) [45]. Ωστόσο, η εφαρμογή της τρίτης περίπτωσης εξυπηρέτησης τερματικών συσκευών σε HetNet περιβάλλον, απαιτεί ταχύτατη εκτέλεση υπολογισμών ώστε να επιτυγχάνεται ο απαραίτητος συγχρονισμός μεταξύ των SCAs και του BS. Η επίλυση όμως του προβλήματος βελτιστοποίησης ($\mathcal{P}_1$) σε πραγματικό χρόνο εντός ενός τέτοιου περιβάλλοντος με αυξημένες απαιτήσεις είναι εξαιρετικά δύσκολη. Φυσικά, το ποσοστό δυσκολίας ενισχύεται ακόμα παρά πάνω αν ληφθεί υπόψη ότι όλη η γνώση των περιβαλλοντικών συνθηκών (πίνακας CSI) είναι συγκεντρωμένη στον BS [45]. Την κατάσταση αυτή έρχεται να απαλύνει ο χαμηλής πολυπλοκότητας αλγόριθμος multiflow-RZF (multiflow-regularized zero-forcing) BF που προτείνουν οι συγγραφείς του [45], ο οποίος υπολογίζει τα precoding διανύσματα $w_{k,j}$ σε τρία βήματα:

i. Κάθε πομπός $j = \{0, 1, 2, \dots, S\}$ υπολογίζει την ποσότητα $u_{k,j}$ που περιγράφει η σχέση (3.9) ώστε κατόπιν να είναι σε θέση να υπολογίσει τα $g_{i,k,j}$ και $Q_{j,n,k}$ που περιγράφουν οι σχέσεις (3.10) και (3.11) αντίστοιχα.

$$u_{k,j} = \frac{\left(\sum_{i=1}^K \frac{1}{\sigma_i^2} h_{i,j} h_{i,j}^H + \frac{K}{\text{SINR}_k q_j} I \right)^{-1} h_{k,j}}{\left\| \left(\sum_{i=1}^K \frac{1}{\sigma_i^2} h_{i,j} h_{i,j}^H + \frac{K}{\text{SINR}_k q_j} I \right)^{-1} h_{k,j} \right\|}, \quad \forall k \quad (3.9)$$

$$g_{i,k,j} = |h_{i,j}^H u_{k,j}|^2, \quad \forall i, k \quad (3.10)$$

$$Q_{j,n,k} = u_{k,j}^H Q_{j,n} u_{k,j} \quad (3.11)$$

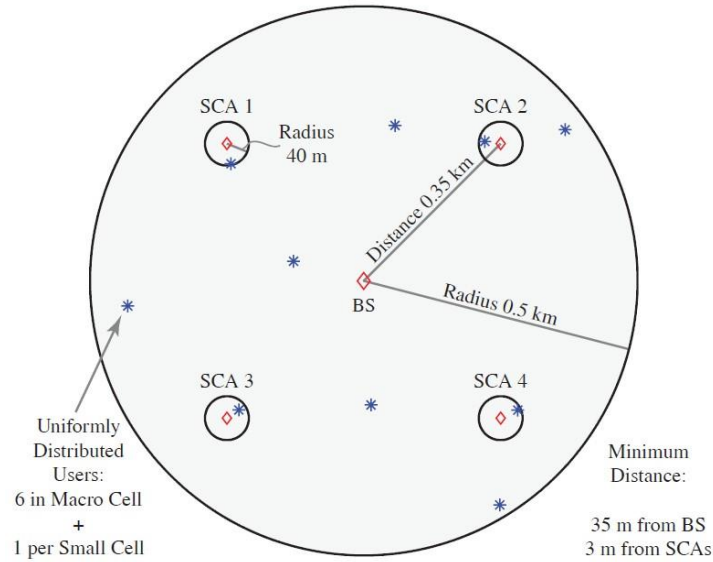
ii. Το j^{th} SCA στέλνει τα υπολογισθέντα $g_{i,k,j}$ και $Q_{j,n,k}$ $\forall i, n$ στον BS, ο οποίος στη συνέχεια λύνει το παρακάτω convex πρόβλημα βελτιστοποίησης:

$$(\mathcal{P}_2) \quad \begin{cases} \min \left(\sum_{j=0}^S \rho_j \sum_{k=1}^K p_{k,j} + P_c \right), \quad \mu \varepsilon \quad p_{k,j} \geq 0 \quad \forall k, j \\ \sum_{k=1}^K Q_{j,n,k} p_{k,j} \leq q_{j,n}, \quad \forall q, n \\ \sum_{j=0}^S p_{k,j} g_{k,k,j} \left(1 + \frac{1}{\overline{SINR}_k} \right) - \sum_{i=1}^K p_{i,j} g_{k,i,j} \geq \sigma_k^2, \quad \forall k \end{cases} \quad (3.10)$$

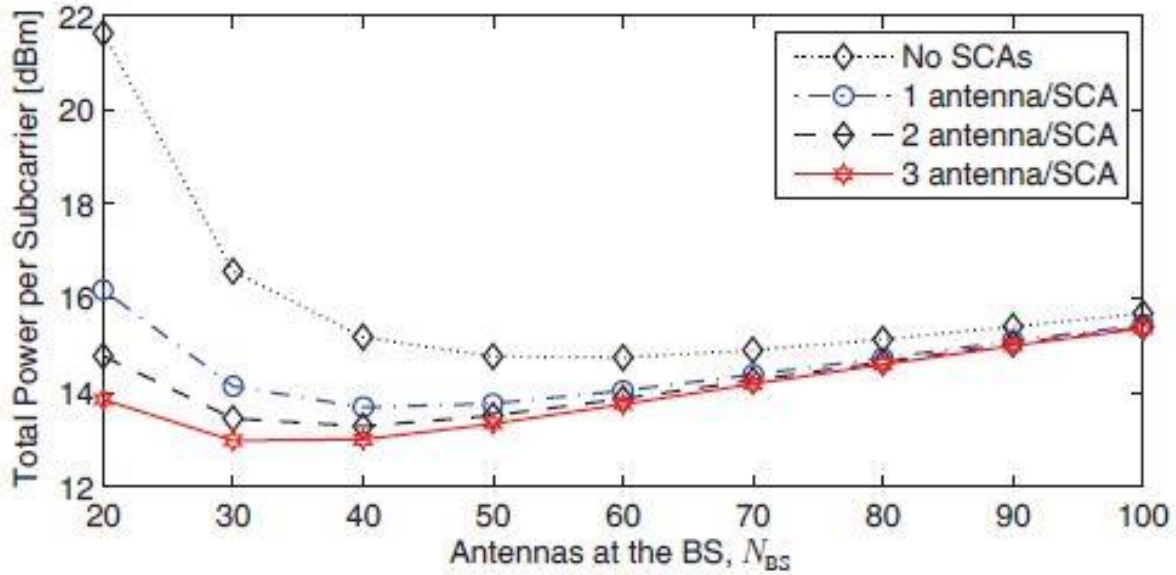
iii. Αφού ο BS βρει τη βέλτιστη ρίζα $p_{k,j}^* \forall k$ του προβλήματος $(\mathcal{P}_2)$, τη στέλνει πίσω στο j^{th} SCA ώστε εκείνο να υπολογίσει το precoding διάνυσμα $w_{k,j} = \sqrt{p_{k,j}^*} u_{k,j} \forall k$.

Ο εν λόγω αλγόριθμος μετατρέπει στην ουσία το beamforming πρόβλημα $(\mathcal{P})$ σε ένα απλούστερο πρόβλημα εξισώσεων ελαχιστοποίησης καταναλισκόμενης ενέργειας $(\mathcal{P}_2)$, στο οποίο συμμετέχουν όλοι οι κοντινοί στο χρήστη σταθμοί και το οποίο έχει το ίδιο επίπεδο δυσκολίας υπολογισμού ανεξαρτήτως των αριθμών N_{BS} και N_{SCA} [45].

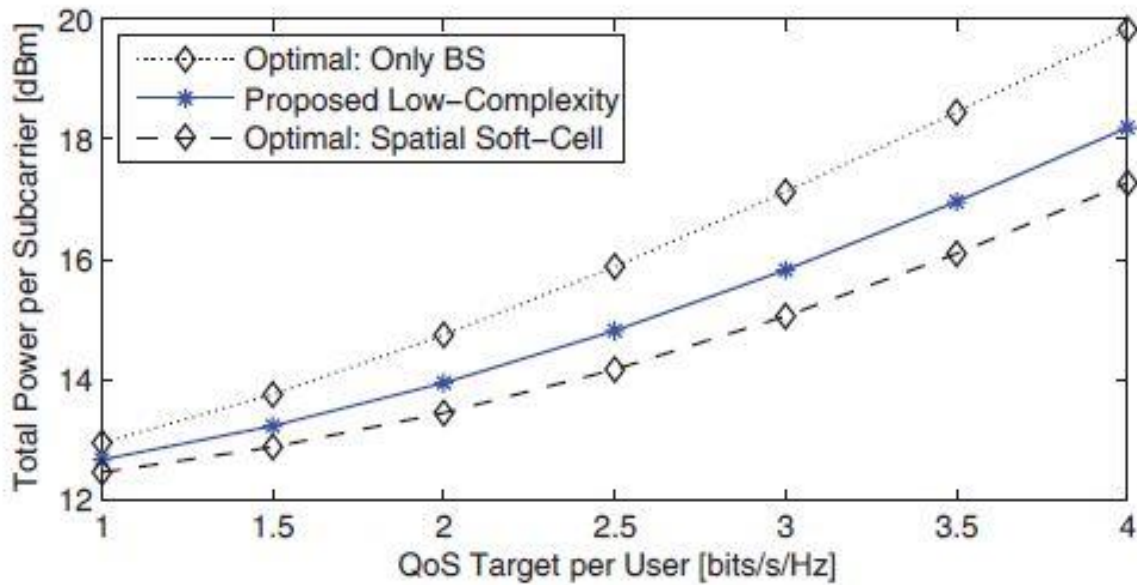
Ακολουθώντας λοιπόν τις παραμετροποιήσεις που περιγράφονται στο [45, Sec. IV] για τη HetNet διάταξη του Σχήματος 3-10, τα αποτελέσματα των σχετικών προσομοιώσεων που έλαβαν χώρα προς ανάδειξη του εν λόγω multiflow-RZF BF αλγορίθμου παρέχονται στα Σχήματα 3-11 και 3-12.



Σχήμα 3-10: HetNet διάταξη τεσσάρων small cells και ενός κεντρικού BS. Το περιβάλλον περιλαμβάνει δέκα χρήστες, έξι από τους οποίους βρίσκονται αρκετά απομακρυσμένοι από κάθε SCA. Οι υπόλοιποι τέσσερις βρίσκονται (ο κάθε ένας ξεχωριστά) εντός της εμβέλειας κάποιου small cell [45].



Σχήμα 3-11: Συνολική ισχύς ακτινοβολίας (dBm) ανά υποφέρουσα που απαιτείται σε κάθε σενάριο της HetNet τοπολογίας του Σχήματος 3-10 για την παροχή υπηρεσιών με δείκτη $QoS = 2 \text{ bps/Hz}$ συναρτήσει του αριθμού κεραιών N_{BS} του BS [45].



Σχήμα 3-12: Συνολική ισχύς ακτινοβολίας (dBm) ανά υποφέρουσα συναρτήσει του δείκτη QoS για HetNet διάταξη με αριθμό κεραιών $N_{BS} = 50$ [45].

Στο Σχήμα 3-11 διακρίνεται η συνολική δαπάνη ενέργειας ανά υποφέρουσα που απαιτείται για επίτευξη $QoS = 2 \text{ bps/Hz}$ συναρτήσει των κεραιών του κεντρικού BS. Με μία πρώτη ματιά μπορεί κανείς να διακρίνει ότι σε κάθε περίπτωση, ενώ αρχικά η προσθήκη περισσότερων κεραιών N_{BS} οδηγεί σε μείωση της καταναλισκόμενης ενέργειας για επίτευξη του $QoS = 2 \text{ bps/Hz}$, από ένα σημείο και ύστερα (σημείο κορεσμού) κάθε προστιθέμενη κεραία αυξάνει δυσανάλογα την κατανάλωση ισχύος από ότι βελτιώνει το σύστημα. Το εν λόγω σημείο είναι εκείνο που κάθε καμπύλη αποκτά θετική κλίση και αρχίζει να αντιστοιχίζεται σε όλο και μεγαλύτερες τιμές ενέργειας. Αυτό ήταν αναμενόμενο, αφού όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενες παραγράφους, το EE στο mMIMO βελτιστοποιείται για πεπερασμένο αριθμό κεραιών, μετά από τον οποίο αρχίζει να φθίνει. Ωστόσο, το σημαντικότερο ίσως πόρισμα αυτού του Σχήματος είναι το γεγονός

ότι αυξάνοντας τον αριθμό των κεραιών N_{SCA} του κάθε SCA, επιτυγχάνεται μικρότερη κατανάλωση ενέργειας για δεδομένο N_{BS} . Φυσικά, ο αριθμός των κεραιών αυτών για μεγάλο αριθμό N_{BS} δεν διαδραματίζει και ιδιαίτερο ρόλο, αφού όλες οι καμπύλες εν τέλει φαίνεται να συγκλίνουν (θεωρητικά για άπειρο N_{BS}). Βέβαια, αυτή η παρατήρηση δεν έχει και ιδιαίτερο νόημα, δεδομένου ότι σε μία πραγματική υλοποίηση ο αριθμός των χρηστών και κατ' επέκταση των κεραιών του BS είναι περιορισμένος.

Προχωρώντας στο επόμενο Σχήμα, παρατηρείται η ενέργεια ανά υποφέρουσα που απαιτείται για την επίτευξη του εκάστοτε δείκτη QoS στο σύστημα του Σχήματος 3-10 για αριθμό κεραιών $N_{BS} = 50$. Οι περιπτώσεις που λαμβάνονται υπόψη είναι η εξυπηρέτηση των UEs αποκλειστικά και μόνο από τον BS θεωρώντας πλήρη γνώση του CSI (Optimal: Only BS), η εξυπηρέτηση των UEs από τον BS σε συνεργασία με τα SCAs, εφαρμόζοντας τον προτεινόμενο multiflow-RZF BF αλγόριθμο (Proposed Low-Complexity), και η εξυπηρέτηση των UEs πάλι από τον BS σε συνεργασία με τα SCAs, επιλύοντας αυτή τη φορά το πρόβλημα ($\mathcal{P}_1$) υπό ιδανικές συνθήκες (Optimal: Spatial Soft-Cell) [45]. Από τις παραγόμενες καμπύλες μπορεί κανείς να συμπεράνει ότι καθώς αυξάνεται το QoS (και συνεπώς το $SINR$), αυξάνεται και η δαπάνη ενέργειας, γεγονός που επαληθεύει και η σχέση (3.8). Αυτό όμως που πρέπει να τονιστεί εδώ είναι ότι ο προτεινόμενος από την εν λόγω βιβλιογραφία [45] multiflow-RZF BF αλγόριθμος, επιτυγχάνει καλύτερα αποτελέσματα σε σχέση με τον συμβατικό “Only BS”, μετατοπίζοντας τη μπλε καμπύλη πιο κοντά στην ιδανική περίπτωση της soft-cell υλοποίησης. Φυσικά, στην περίπτωση επίλυσης του προβλήματος ($\mathcal{P}_1$), αν και θα σημειωνόταν μεγαλύτερη πτώση της δαπανώμενης ενέργειας, ο χρόνος εξυπηρέτησης θα αυξανόταν, οδηγώντας σε άλλα προβλήματα.

Έτσι λοιπόν, σύμφωνα με όλα τα ανωτέρω, είναι δυνατό να επιτευχθεί μεγαλύτερο EE αν μαζί με το mMIMO στα BSs δημιουργηθούν και small cells με SCAs πολλών κεραιών. Επίσης, για την περαιτέρω ενίσχυση αυτού του αποτελέσματος, αυξάνοντας παράλληλα και τον δείκτη QoS , θα μπορούσε να γίνει χρήση και του multiflow-ZBF BF αλγορίθμου, διαμοιράζοντας τους υπολογισμούς σε όλους τους κοντινούς σταθμούς βάσης (μικρούς ή μεγάλους) με στόχο την “οικονομικότερη” υλοποίηση της λογικής των soft-cells.

3.7 Συμπεράσματα κεφαλαίου

Το εν λόγω κεφάλαιο αναφέρεται στις σύγχρονες ανάγκες που επιβάλλει η ραγδαία αύξηση του όγκου των διακινούμενων δεδομένων στο δίκτυο κινητής τηλεφωνίας, αλλά και τον τρόπο με τον οποίο το mMIMO επιτυγχάνει ενίσχυση των δεικτών QoS και QoE , ικανοποιώντας τις αυξημένες απαιτήσεις για υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης, καλύτερη κάλυψη και βελτιωμένη ενεργειακή απόδοση.

Ξεκινώντας με τη βελτίωση της χωρητικότητας, αναφέρθηκε ότι το συνολικό area throughput (bps/km^2) που καλείται το mMIMO να αυξήσει, είναι συνάρτηση τριών βασικών παραγόντων, οι οποίοι σχετίζονται με το συνολικό εύρος ζώνης (Hz) που αξιοποιεί η εκάστοτε διάταξη, με την πυκνότητα των κυψελών εντός ενός km^2 ($cells/km^2$) και με το συνολικό SE ($bps/Hz/cell$). Ωστόσο, τονίστηκε ότι η μελέτη επέκτασης του χρησιμοποιούμενου εύρους ζώνης προς τη mmWave μπάντα τίθεται εκτός πλαισίων εργασίας, δεδομένου ότι εισάγει νέα δυσκολίες.

Η βελτίωση του SE μπορεί να επιτευχθεί εξ' ορισμού από το μεγάλο πλήθος των κεραιών που παρέχουν οι mMIMO διατάξεις, αφού όπως αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, το spatial multiplexing κέρδος συνδέεται άρρηκτα με τον χρησιμοποιούμενο αριθμό κεραιών. Παράλληλα, ο μεγάλος αριθμός των κεραιών στους σταθμούς βάσης επιτρέπει την αύξηση και του array κέρδους των συστοιχιών, με

αποτέλεσμα να επιτυγχάνονται πιο κατευθυντικά διαγράμματα ακτινοβολίας, τα οποία με τη σειρά τους παρουσιάζουν τεράστιο όφελος κατά την εφαρμογή των διαφόρων beamforming-precoding στρατηγικών. Με τον τρόπο αυτό, η διάταξη mMIMO επιτυγχάνει αρκετά υψηλά επίπεδα SE, αφού δημιουργώντας ακόμα πιο λεπτές δέσμες από τη MU-MIMO τοπολογία, καταστέλλει πιο αποδοτικά τις παρεμβολές μεταξύ των ροών. Επιπλέον, την εν λόγω βελτίωση του SE βοηθά και ο αυξανόμενος αριθμός των χρηστών, ο οποίος σε συνδυασμό με την κλιμάκωση του πλήθους των κεραιών στον BS, δημιουργεί τις κατάλληλες προϋποθέσεις για ικανοποίηση της συνθήκης ορθογωνιότητας μεταξύ των καναλιών διάδοσης. Ωστόσο, αυτή η αύξηση των χρηστών οδηγεί και σε αρκετά δυσμενείς καταστάσεις, με κυριότερη την εμφάνιση του pilot contamination. Για τη δρομολόγηση του τελευταίου προβλήματος, προτείνεται η εφαρμογή του non-universal pilot reuse ή της στρατηγικής TFT-OFDM, η οποία αξιοποιεί και τη χρονική διάσταση της διάδοσης των σημάτων, δημιουργώντας έναν παράγοντα διαφοροποίησης μεταξύ των συχνοτικά όμοιων πιλοτικών σημάτων.

Στη συνέχεια, για τη βελτίωση του όρου της πυκνωσης των κυψελών, προτείνεται το σχέδιο των ετερογενών δικτύων, όπου πέραν του κεντρικού BS που ενσωματώνει τη mMIMO διάταξη, υπάρχουν και άλλες, πιο μικρές κυψέλες οι οποίες αποκαλούνται small cells. Η εν λόγω τοπολογία προσφέρει μεγαλύτερο ποσοστό εξυπηρέτησης και κάλυψης πελατών, αφού πλέον απαιτείται λιγότερη ισχύς για την κάλυψη αναλογικά περισσότερων τερματικών συσκευών. Επίσης, η εγκατάσταση μικρότερων σημείων πρόσβασης συντελεί στη μείωση της απόστασης μεταξύ αυτών και των τελικών χρηστών, με αποτέλεσμα να επέρχεται ελάττωση και των απωλειών διάδοσης. Το γεγονός αυτό συμβάλλει στη σημαντική αύξηση του area throughput, δικαιολογώντας πλήρως τον λόγο για τον οποίο τα small cells αποτελούν την αιχμή του τεχνολογικού δόρατος ακόμα και σήμερα. Τη σπουδαιότητα αυτή έρχεται να ενισχύσει ακόμα περισσότερο το mMIMO, το οποίο βοηθά στην αύξηση της ευελιξίας του συστήματος, επιτρέποντας την υλοποίηση ενός δυναμικού και χαμηλού κόστους ασύρματου backhaul δικτύου. Πιο συγκεκριμένα, προτείνεται η εφαρμογή του PBF αλγορίθμου JGPAPBF, ο οποίος επιτρέπει την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης των backhaul δεδομένων, καταστέλλοντας παράλληλα (όντας JSMD PBF αλγόριθμος) τις αρνητικές επιπτώσεις που έχει κάθε ασύρματη ζεύξη.

Από οικονομικής άποψης, η εφαρμογή του mMIMO μειώνει το κόστος εγκατάστασης και συντήρησης των διατάξεων, αφού επιτρέπει τη χρήση μικρότερων και φθηνότερων εξαρτημάτων, τα οποία συνάμα απαιτούν και λιγότερη ισχύ για τη λειτουργία τους. Συνεχίζοντας με τον ενεργειακό τομέα, χάρη στον μεγάλο αριθμό κεραιών που ενσωματώνουν, οι διατάξεις mMIMO έχουν τη δυνατότητα να μειώσουν την κατανάλωση ισχύος και κατά την TPC διαδικασία, αφού από ένα σημείο και ύστερα (ανάλογα με το πλήθος των ροών που δημιουργούνται) εξασφαλίζεται η ορθογωνιότητα μεταξύ των παραγώμενων ροών, δημιουργώντας ευνοϊκές συνθήκες για χρήση γραμμικών μεθόδων επεξεργασίας. Επιπλέον, θα πρέπει κάθε μελέτη να εστιάζει στην ποσότητα της πληροφορίας ανά Joule και όχι μόνο στο παραγόμενο προϊόν αυτό καθεαυτό (π.χ. χωρητικότητα καναλιού). Για να γίνει αυτό πράξη, θα πρέπει κατά τη σχεδιαστική φάση να επιδιώκεται η υλοποίηση διατάξεων με όσο το δυνατόν χαμηλότερη κατανάλωση δυναμικής και στατικής ενέργειας. Παρόλα αυτά, στη συγκεκριμένη περίπτωση της mMIMO τοπολογίας, ο πιο κρίσιμος παράγοντας για τη βελτιστοποίηση της ενεργειακής απόδοσης όλου του συστήματος, είναι η δυναμική ενέργεια που καταναλώνει κάθε συστοιχία, το ποσό της οποίας αυξάνεται γραμμικά με την προσθήκη κάθε νέου στοιχείου. Κατά συνέπεια, αν και η στατική ενέργεια καθορίζει την ελάχιστη κατανάλωση ισχύος του συστήματος, η δυναμική ενέργεια αποτελεί τον καθοριστικό παράγοντα για τη μεγιστοποίηση ολόκληρης της ενεργειακής του απόδοσης. Με άλλα λόγια, δεδομένης της δυναμικής κατανάλωσης ισχύος κάθε κεραίας, θα πρέπει για κάθε περίπτωση ξεχωριστά να αναζητάται ο ιδανικός αριθμός αυτών για τον οποίο επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση του

δείκτη ΕΕ, δηλαδή ο αριθμός των στοιχείων που θα επιτρέψει την παραγωγή του βέλτιστου δυνατού αποτελέσματος με τη λιγότερη δυνατή δαπάνη ενέργειας. Τέλος, για την ακόμα καλύτερη ενεργειακή απόδοση του συστήματος, ενθαρρύνεται και η υλοποίηση των small cells, αφού ενσωματώνοντας σε κάθε SCA περισσότερες από μία κεραίες, παρατηρήθηκε (για δεδομένο QoS) μείωση της κατανάλωσης ισχύος ανά υποφέρουσα. Επίσης, σε περιπτώσεις υλοποίησης soft-cell/spatial multifold προσεγγίσεων, συνίσταται η χρήση του beamforming αλγορίθμου multifold-RZF, ώστε να επιτυγχάνεται μείωση της πολυπλοκότητας των προβλημάτων ενεργειακής βελτιστοποίησης, επιτρέποντας την εφαρμογή τους σε πραγματικό χρόνο.

Κεφάλαιο 4

Cell-Free Massive MIMO: Μία πρώτη εικόνα

4.1 Συνοπτική ανασκόπηση των προβλημάτων του Massive MIMO

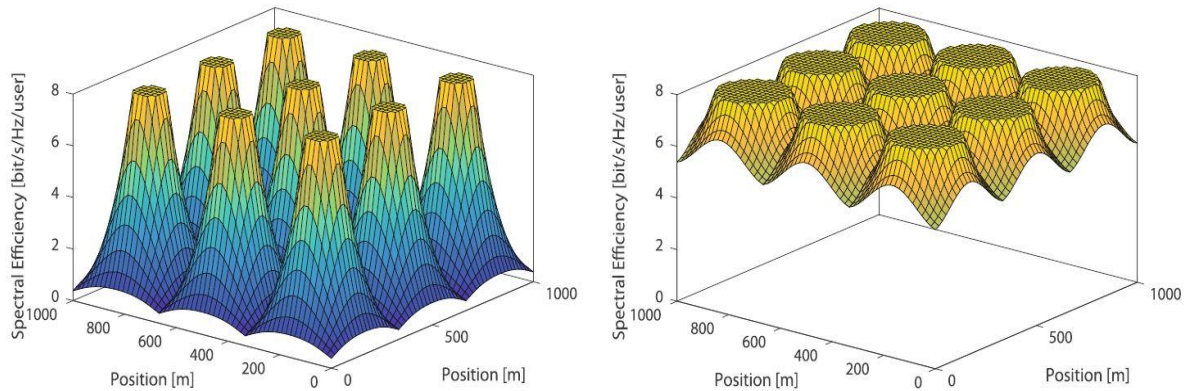
Όπως παρουσιάστηκε στα προηγούμενα κεφάλαια, οι διατάξεις κεραιών mMIMO κάνοντας χρήση της λογικής του spatial diversity και του spatial multiplexing, έχουν τη δυνατότητα όχι μόνο να ενισχύουν τη λαμβανόμενη ισχύ στο δέκτη, αλλά και να εισάγουν σημαντικές βελτιώσεις στο συνολικό spectral efficiency του ασύρματου καναλιού. Έτσι λοιπόν, οι υλοποιήσεις αυτές σε συνδυασμό και με άλλες τεχνικές (π.χ. beamforming), αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι των δικτύων 5G, αφού επιτρέπουν στους σχεδιαστές να πολλαπλασιάζουν τις επιδόσεις της εκάστοτε τοπολογίας που τις εφαρμόζει. Εξαιτίας όμως της φύσης του κυψελωτού δικτύου, αλλά και του όλο και αυξανόμενου αριθμού των τερματικών συσκευών, οι παρεμβολές μεταξύ των χρηστών σε συνδυασμό με τις απώλειες διαδρομής των σημάτων συνεχίζουν να υφίστανται. Αυτό οδηγεί σε μείωση της απόδοσης του δικτύου ακόμα και σε περιπτώσεις όπου οι σταθμοί βάσης ενσωματώνουν συστοιχίες εκατοντάδων κεραιών, στοχεύοντας στην αύξηση των βαθμών ελευθερίας του συστήματος. Ωστόσο, λόγω της συνεχούς πύκνωσης των κυψελών, ακόμα και αυτές οι τεχνικές καταστολής παρεμβολών φαίνεται να φτάνουν στον κόρο, επιβάλλοντας την ανάγκη για νέες και επαναστατικές λύσεις στον τομέα του mobile internet.

Ένα άλλο άμεσο πρόβλημα των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών, είναι ότι στην πράξη ένας τεράστιος αριθμός χρηστών εντός μίας κυψέλης ισοδυναμεί με αυξημένες ανάγκες, γεγονός που οδηγεί στη συνεχή αύξηση των κεραιών στους σταθμούς βάσης, οι οποίες θα πρέπει να είναι τουλάχιστον μία τάξη μεγέθους περισσότερες από εκείνους (τους χρήστες) [49]. Κάτι τέτοιο όμως με τη σειρά του έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση της πολυπλοκότητας στους κεντροποιημένους σταθμούς επεξεργασίας [45] [47], γεγονός που συνδέεται με μία πληθώρα άλλων προβλημάτων (π.χ. χαμηλός δείκτης ΕΕ). Κατά συνέπεια, ακόμα και μία HetNet διάταξη στο εγγύς μέλλον θα αδυνατεί να φέρει εις πέρας όλον αυτόν τον επεξεργαστικό φόρτο, ο οποίος εν τέλει πρόκειται να μειώσει τις επιδόσεις των δικτύων κινητής τηλεφωνίας από κάθε άποψη.

4.2 Τι είναι το Cell-Free Massive MIMO;

Μία από τις πιο πρωτοποριακές ιδέες για τη βελτίωση [50, ρ. 3] της συμβατικής κυψελωτής mMIMO υλοποίησης με στόχο την επίλυση των προαναφερθέντων προβληματισμών στα 5G δίκτυα, αλλά και με προοπτικές για εφαρμογή και σε μεταγενέστερες γενιές δικτύων (6G), αποτελεί η ιδέα της cell-free (CF) λογικής. Ο τελευταίος όρος αναφέρεται στην κατάργηση των “συνόρων” που θεσπίζει η κάθε κυψέλη, αναιρώντας στην ουσία ένα μεγάλο μέρος του θορύβου, το οποίο προερχόταν από τις παρεμβολές μεταξύ των UEs (inter-cell interference) που προσπαθούσαν να εξηγηρηθούν από το ίδιο BS. Αυτό διαδραματίζει τεράστιο ρόλο στις σύγχρονες τηλεπικοινωνίες, αφού έχει τη δυνατότητα να εξασφαλίσει καλύτερο QoS και QoE σε ένα

μεγαλύτερο εύρος κινητών συσκευών (UEs). Στην πράξη, αυτό μεταφράζεται σε υψηλότερα επίπεδα SE, γεγονός που αποδεικνύεται από μία πληθώρα μελετών [7] [39] [51] [52], με πιο χαρακτηριστική εκείνη της οποίας τα αποτελέσματα απεικονίζονται στο Σχήμα 4-1 [50].



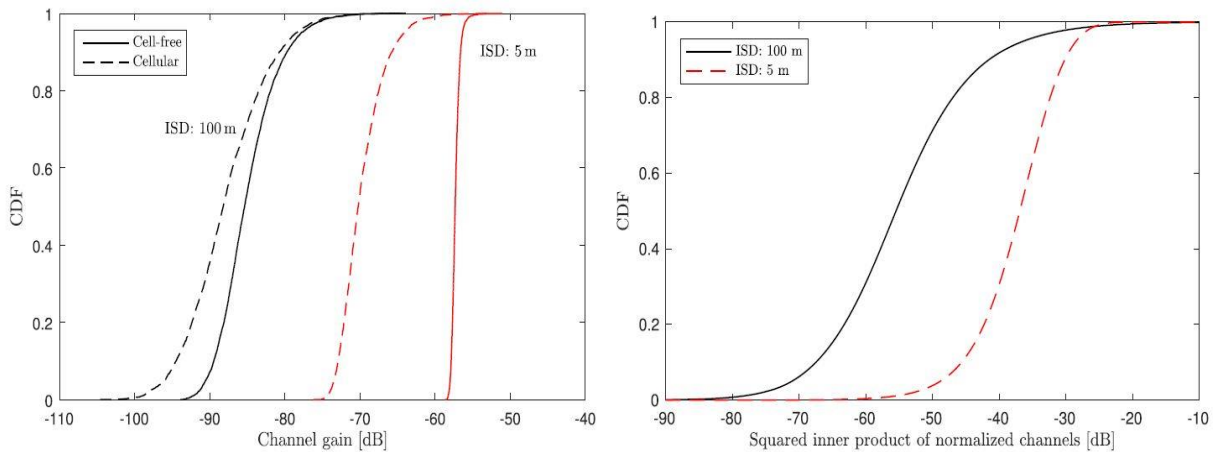
Σχήμα 4-1: SE συναρτήσεως της θέσης κάθε UE σε σχέση με κάθε ένα από τα 9 σημεία πρόσβασης από όπου εξυπηρετείται, για κυψελωτές (αριστερό διάγραμμα) και cell-free (δεξί διάγραμμα) mMIMO διατάξεις [50].

Από τα αποτελέσματα των ανωτέρω διαγραμμάτων, φαίνεται ότι οι CF mMIMO διατάξεις παρέχουν υψηλότερο SE σε σχέση με τις κυψελωτές σε μία μεγαλύτερη έκταση πέριξ του κάθε σημείου πρόσβασης. Επιπλέον, σε περιπτώσεις μέγιστης αποκάκρυνσης από το κάθε σημείο πρόσβασης, ενώ στο κυψελωτό σύστημα φαίνεται ότι το SE τείνει στο $0 \frac{\text{bits/sec}}{\text{Hz/user}}$, στο CF παραμένει σταθερά πάνω από $5 \frac{\text{bits/sec}}{\text{Hz/user}}$.

Παράλληλα, επιτυγχάνεται και αποκεντροποίηση της επεξεργασίας, μειώνοντας σημαντικά την πολυπλοκότητα και το κόστος υποστήριξης των υποδομών. Πρόκειται για μία επέκταση της λογικής των HetNets, όπου σε περιπτώσεις ύπαρξης UEs στην περιφέρεια μίας κυψέλης (τα οποία και καταναλώνουν υψηλά ποσοστά ισχύος για επικοινωνία με το κεντρικό BS), ζητούν εξυπηρέτηση όχι από κάποιο κεντρικό SCA, αλλά από το πλησιέστερο σημείο πρόσβασης (AP) [49]. Σημειώνεται ότι τα εν λόγω σημεία πρόσβασης αποτελούν υποσύνολα μίας ευρύτερης distributed MIMO διάταξης, όπου αντί για colocation των κεραιών σε έναν μεγάλο σταθμό βάσης, διαμοιράζονται, αυξάνοντας το diversity κέρδος και συνεπώς τη συνολική ενέργεια που φτάνει στον χρήστη. Έτσι, και υπό την προϋπόθεση της coherent (σύμφωνης) εξυπηρέτησης κάθε τερματικής συσκευής από περισσότερα από ένα APs, βελτιώνεται η απόδοση του συστήματος δίχως την περιττή αύξηση της ισχύος τροφοδοσίας των κεραιών στους σταθμούς πρόσβασης [53]. Με τον τρόπο αυτό, όχι μόνο ενισχύεται η αποφυγή ανεπιθύμητων παρεμβολών, αλλά και σημειώνεται μείωση της καταναλισκόμενης από το UE ενέργειας, γεγονός που του προσδίδει περισσότερη αυτονομία.

Η λογική έχει να κάνει με τη μετατροπή του συμβατικού δικτύου σε ένα πιο ευέλικτο, όπου κύριο μέλημα κάθε AP είναι η ελαχιστοποίηση των παρεμβολών μεταξύ των χρηστών. Για τον λόγο αυτό, δίκαια έχει χαρακτηριστεί και “user-centric network” (UC network), αφού πλέον κάθε UE διαλέγει από ποιά APs είναι πιο συμφέρον να εξυπηρετηθεί [49]. Ωστόσο, αυτό που κάνει τη CF mMIMO διάταξη να υπερτερεί έναντι της αντίστοιχης κυψελωτής (κυρίως σε δείκτες ομοιομορφίας υπηρεσιών, όπως είναι για παράδειγμα ο 95% – *likely SE*) είναι απόρροια δύο πολύ βασικών ιδιοτήτων. Η πρώτη ιδιότητα εκμεταλλεύεται τον μεγάλο αριθμό των distributed APs (σε σχέση με τον αριθμό των UEs), έχοντας σαν αποτέλεσμα την αύξηση του λεγόμενου macro-diversity κέρδους

[50], δηλαδή του diversity κέρδους που επιτυγχάνεται από τις μη co-located κεραίες (οι μεταξύ τους αποστάσεις είναι πολλαπλάσια πολλών μηκών κύματος). Αυτό στην ουσία τείνει να αυξήσει την τυχαιότητα της διαδρομής που ακολουθεί κάθε ροή από τον χρήστη στο σημείο πρόσβασης, γεγονός που με τη σειρά του ενισχύει δραματικά το συνολικό diversity κέρδος της διάταξης. Η δεύτερη ιδιότητα, γνωστή και ως favorable propagation [50], φαίνεται να είναι πιο ισχυρή σε CF mMIMO διατάξεις, αφού για μεγάλο αριθμό κεραιών (δηλαδή μεγάλο αριθμό APs) οι αποκρίσεις των καναλιών γίνονται θεωρητικά ορθογώνες [54], καταστέλλοντας τις παρεμβολές μεταξύ των χρηστών. Αυτό συμβαίνει διότι πλέον κάθε κανάλι μεταξύ AP και χρήστη δεν έχει όχι μόνο διαφορετικούς small-scale συντελεστές εξασθένησης (fading coefficients), αλλά και large-scale [54], λόγω του υψηλού distribution δείκτη των κεραιών. Συνεπώς, εισάγοντας ακόμα υψηλότερη τυχαιότητα στο σύστημα, αυξάνεται και η πιθανότητα εύρεσης δύο διαφορετικών αποκρίσεων ώστε να ισχύει η μεταξύ τους συνθήκη ορθογωνιότητας (μηδενικό εσωτερικό γινόμενο των δύο αποκρίσεων) [54]. Τα αποτελέσματα των δύο αυτών ιδιοτήτων φαίνονται στο παρακάτω Σχήμα [50].



Σχήμα 4-2: CDF συναρτήσεως του κέρδους του καναλιού για την ανάδειξη της CF mMIMO macro-diversity ιδιότητας (αριστερά) και του λόγου $\frac{|h_1^H h_2|^2}{\|h_1\|^2 \|h_2\|^2}$ για την ανάδειξη του ποσοστού επίτευξης του favorable propagation (δεξιά) [50].

Για την εκπόνηση του ανωτέρω πειράματος έχει ληφθεί υπόψη διαφορετικό inter-site distance (ISD) σε κάθε μία από τις αναφερόμενες τοπολογίες. Πιο συγκεκριμένα, στο αριστερό διάγραμμα απεικονίζονται οι cellular και CF mMIMO διατάξεις με $ISD = 100\text{ m}$ και $ISD = 5\text{ m}$ η κάθε μία, ενώ στο δεξί, η CF mMIMO (μόνο) με $ISD = 100\text{ m}$ και $ISD = 5\text{ m}$. Ξεκινώντας με το αριστερό διάγραμμα, φαίνεται ότι όσο μεγαλύτερη είναι η απόσταση μεταξύ των APs, τόσο μικρότερο είναι το κέρδος καναλιού, με τη CF mMIMO διάταξη να παρουσιάζει λίγο καλύτερα αποτελέσματα από την κυψελωτή. Μειώνοντας όμως το ISD, αν και οι δύο διατάξεις σημειώνουν βελτίωση, φαίνεται ότι η CF mMIMO όχι μόνο οξύνει ακόμα περισσότερο τη διαφορά που έχει με την απλή κυψελωτή, αλλά φαίνεται να προσφέρει και υψηλότερο κέρδους σε χρήστες που βρίσκονται σε θέσεις με μη ευνοϊκές συνθήκες [50]. Αυτό συμβαίνει διότι με την αλλαγή αυτή στις αποστάσεις, το macro-diversity ενισχύεται σε μεγαλύτερο βαθμό από το απλό spatial diversity που προσφέρει το mMIMO στις συμβατικές κυψέλες, αυξάνοντας τη στάθμη ισχύος στους δέκτες ακόμα περισσότερο. Στο δεξί διάγραμμα, είναι εμφανές ότι όσο περισσότερο αυξάνεται το ISD, τόσο περισσότερο μειώνεται ο λόγος $\frac{|h_1^H h_2|^2}{\|h_1\|^2 \|h_2\|^2}$, δηλαδή τόσο περισσότερες πιθανότητες υπάρχουν να βρεθούν δύο διαφορετικές αποκρίσεις καναλιών

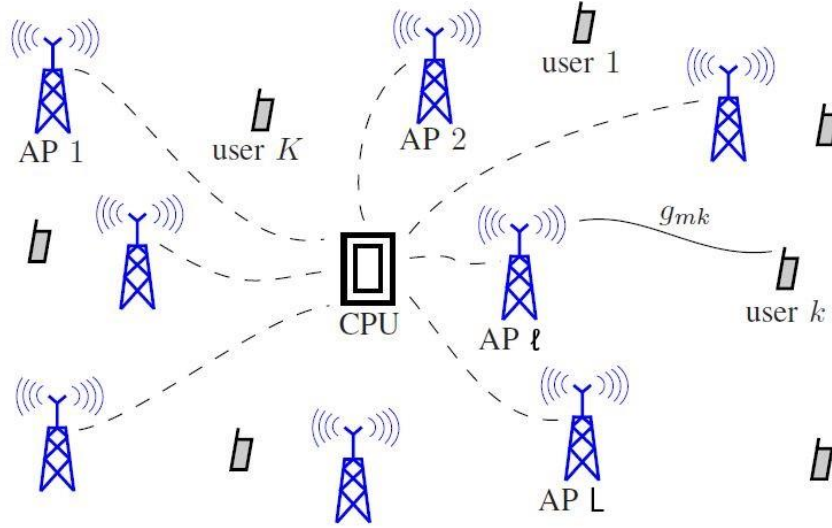
οι οποίες να είναι μεταξύ τους ορθογώνιες. Αυτό είναι απόλυτα λογικό, αφού αυξάνοντας τις αποστάσεις, αυξάνεται και ο βαθμός του correlation μεταξύ των στοιχείων του δικτύου, γεγονός που ευνοεί το favorable propagation [50]. Αξίζει να υπογραμμιστεί ότι αν και με μία πρώτη ματιά κανείς θα έλεγε ότι μία κυψελωτή διάταξη θα είχε το ίδιο αποτέλεσμα όσον αναφορά τη μείωση του square inner product, θα πρέπει να αναφερθεί ότι το γινόμενο των δύο διανυσματικών αποκρίσεων στην περίπτωση των CF mMIMO είναι μεγαλύτερο λόγω της ενσωμάτωσης δύο ειδών εξασθενίσεων [54] (όπως αναφέρεται και παρακάτω), με αποτέλεσμα να επιδρούν ακόμα πιο ισχυρά στη μείωση αυτού του κλάσματος.

4.3 Θεωρητική μοντελοποίηση για single-antenna UEs και APs

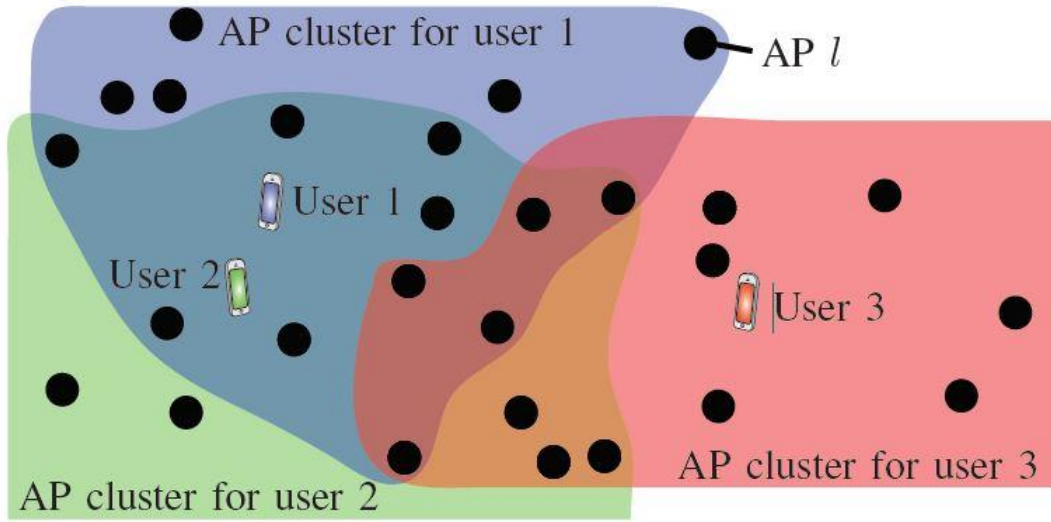
Η διάταξη cell-free mMIMO αποτελείται από έναν μεγάλο και συγχρονισμένων μεταξύ τους (coherent) αριθμό APs, τα οποία εξυπηρετούν έναν μικρότερο αριθμό UEs. Επιπρόσθετα, για να μπορέσει ο εξοπλισμός των APs να ανταπεξέλθει στην πολυπλοκότητα και στο σχετικά μικρό coherence time $(\Delta T)_c$, για την ανάκτηση του CSI κάνει χρήση της reciprocity λογικής, γεγονός που προϋποθέτει τη λειτουργία του δικτύου σύμφωνα με το πρωτόκολλο TDD. Με τον τρόπο αυτό, ο CSI συμπληρώνεται αποκλειστικά και μόνο από πιλοτικά uplink σήματα, τροφοδοτούμενα από τις αναμεταδόσεις των κινητών χρηστών, επιτρέποντας τη διακίνηση μόνο ωφέλιμων δεδομένων μεταξύ των APs. Πιο συγκεκριμένα, η διακίνηση αυτή των σημάτων μεταξύ των σημείων πρόσβασης γίνεται με τη βοήθεια κάποιων επεξεργαστών που βρίσκονται στην άκρη (edge) του δικτύου. Τέτοιου είδους οντότητες ονομάζονται CPUs, ενώ η σύνδεση που επιτρέπουν και που απεικονίζεται στο Σχήμα 4-3 θυμίζει αρκετά εκείνη των C-RAN δικτύων. Επιπλέον, σε τέτοιου είδους υλοποιήσεις δεν υπάρχουν downlink πιλοτικά σήματα, αφού οι χρήστες δεν αποθηκεύουν κανένα στοιχείο για το μέσο. Αντιθέτως, βασίζονται αποκλειστικά και μόνο στο diversity κέρδος, το οποίο επιτρέπει τη διάδοση των σημάτων σχεδόν χωρίς εξασθένηση στο μέσο, επιτρέποντας την πραγματοποίηση ενός φαινομένου γνωστό από τη βιβλιογραφία ως “channel hardening” [7] [55].

Για την κατανόηση του συστήματος, θα πρέπει να γίνει μοντελοποίηση, με απώτερο σκοπό την διεξαγωγή μαθηματικών αποτελεσμάτων. Στη γενική περίπτωση, θεωρείται σύστημα CF mMIMO με L APs και K UEs, όπου κάθε AP ενσωματώνει N κεραίες (στην προκειμένη περίπτωση $N = 1$), ενώ κάθε UE μόνο μία. Εν συνεχεία, ο χρήστης k εξυπηρετείται από από ένα υποσύνολο M_k των L APs, γνωστό και ως dynamic cooperation cluster (DCC), ακριβώς όπως φαίνεται και στο σχήμα 4-4 [49]. Τονίζεται ότι η επιλογή των APs γίνεται από κάθε UE σύμφωνα με την προαναφερθείσα λογική “user-centric network”, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται όσο το δυνατόν υψηλότερο throughput για κάθε μία από αυτές (τις κινητές συσκευές). Πιο συγκεκριμένα, ισχύει :

$$M_k \subset \{1, \dots, L\} \quad (4.1)$$



Σχήμα 4-3: Cell-Free mMIMO network scheme [7].

Σχήμα 4-4: DCCs M_1 , M_2 και M_3 προς εξυπηρέτηση των UEs 1, 2 και 3 αντίστοιχα [49].

Επίσης, τονίζεται ότι για τη αναπαράσταση της απόκρισης του καναλιού μέχρι στιγμής γινόταν χρήση του γράμματος h . Ωστόσο, στις κυψελωτές mMIMO διατάξεις δεν υπήρχε ιδιαίτερο κίνητρο για διαχωρισμό των small-scale και large-scale συντελεστών, με αποτέλεσμα το h να συμβολίζει κυρίως την εξασθένηση σε small-scale επίπεδο (οι large-scale συντελεστές κάθε κεραίας προς κάποιον χρήστη για co-located διατάξεις είναι ίδιοι [54]). Επειδή όμως κάτι τέτοιο πλέον δεν ισχύει (λόγω του distribution των κεραιών), εφεξής η απόκριση του μέσου από κάθε AP προς κάποιο UE θα συμβολίζεται με g [7]. Πιο συγκεκριμένα, ορίζεται ο συμβολισμός $g_{k\ell}$ [7] [49], ο οποίος περιγράφει πλήρως το μέσο μεταξύ του k^{th} UE και του ℓ^{th} AP. Η τελευταία ποσότητα υπολογίζεται με τη βοήθεια πιλοτικών uplink σημάτων από τις κινητές συσκευές μέσω της reciprocity λογικής και περιγράφεται από την ακόλουθη σχέση:

$$g_{k\ell} = \beta_{k\ell}^{1/2} h_{k\ell} \quad (4.2)$$

όπου το $h_{k\ell}$ συμβολίζει το small-scale κέρδος, δηλαδή το κέρδος που μεταβάλλεται σε κάθε coherence interval (κατά τη διάρκεια όμως του κάθε coherence interval παραμένει σταθερό), ενώ το $\beta_{k\ell}$, το large-scale κέρδος, το οποίο παραμένει σταθερό για περισσότερα από ένα coherence intervals και το οποίο ήταν το ίδιο για κάθε κανάλι κεραίας-χρήστη στις κλασικές κυψελωτές mMIMO διατάξεις. Σημειώνεται ότι το διάστημα που παραμένει σταθερό το large-scale κέρδος κυμαίνεται περί τα 40 coherence intervals [8].

Σε αυτό το σημείο αξίζει να τονιστεί ότι το φαινόμενο του pilot contamination, αν και εμφανίζεται και σε περιβάλλοντα CF mMIMO, είναι λιγότερο έντονο από ότι στα συμβατικά κυψελωτά συστήματα, αφού στην πρώτη περίπτωση κάθε AP ενσωματώνει λιγότερες κεραίες, εξυπηρετώντας ταυτόχρονα λιγότερους χρήστες [49].

4.3.1 Cell-Free Massive MIMO uplink payload modeling

Ξεκινώντας από τη μελέτη της uplink ζεύξης και κάνοντας χρήση της γνωστής σχέσης κατά τη λήψη, κάθε uplink σήμα σε τυχαίο AP ℓ μπορεί να εκφραστεί ως:

$$y_\ell^{ul} = \sum_{k=1}^K g_{k\ell} \sqrt{\rho_k^{ul}} \hat{x}_k + n_\ell \quad (4.3)$$

όπου το $\hat{x}_k$ εκφράζει το μοναδιαίο σήμα ισχύος το οποίο ο χρήστης k επιθυμεί να αποστείλει, ενώ το ρ_k^{ul} , το SNR εκπομπής του. Τέλος, το $n_\ell \sim \mathcal{CN}(0,1)$ συμβολίζει τον AWGN στην είσοδο του ℓ^{th} AP.

Επιπλέον, το paper [7] ενσωματώνει έναν ακόμα όρο στην εξίσωση, ο οποίος όπως αναφέρεται και αργότερα, επέχει πολύ σημαντικό ρόλο στην βελτίωση του συστήματος. Ο όρος αυτός συμβολίζεται με $\eta_k \in [0,1]$ και έχει να κάνει με τη “ρύθμιση” της ισχύος που ακτινοβολεί η κεραία του k^{th} UE προς κάποια άλλη. Συνεπώς, απαντάται στις εξισώσεις λήψης εντός μίας ρίζας (όπως και η ισχύς εκπομπής ρ_k^{ul}), αφού εκείνη (η εξίσωση λήψης) είναι σε όρους ηλεκτρικού πεδίου. Εν τέλει, η εξίσωση (4.3) γίνεται:

$$y_\ell^{ul} = \sum_{k=1}^K \eta_k^{1/2} g_{k\ell} \sqrt{\rho_k^{ul}} \hat{x}_k + n_\ell \quad (4.4)$$

Ένα αμεσο συμπέρασμα από την παραπάνω σχέση είναι το ότι κάθε AP λαμβάνει το άθροισμα όλων των σημάτων που ακτινοβολούνται στη δραστική εμβέλεια λήψης των κεραιών του. Επομένως, κάθε AP πρέπει να γνωρίζει σε ποιανού UE το υποσύνολο M_k βρίσκεται, ώστε να είναι σε θέση να επιλέγει και να συνδυάζει τα επιθυμητά σήματα λήψης (σε αυτή την περίπτωση θεωρείται ότι πρόκειται να εξυπηρετήσει και τους K χρήστες). Για να το πετύχει αυτό υπολογίζει το καταλληλότερο $v_{k\ell}$ βάσει των στοιχείων του πίνακα CSI, όπου και είναι καταχωρημένες όλες οι αποκρίσεις $g_{k\ell}$ των καναλιών μεταξύ του συγκεκριμένου ℓ^{th} AP και όλων των K UEs. Επισημαίνεται ότι σε αντίθεση με περιπτώσεις συμβατικών κυψελωτών δικτύων, ο υπολογισμός των $v_{k\ell}$ γίνεται αυτόνομα σε κάθε AP, χωρίς καμία συνεργασία μεταξύ τους. Αυτός είναι και ο λόγος που κάθε CPU χρησιμοποιείται μόνο για τη διακίνηση του payload και κάποιων συντελεστών power control (αναφέρεται αργότερα) [49] [7]. Εν συνεχεία, υπολογίζοντας κάθε AP τον

προσαρτημένο πίνακα $v_{k\ell}^H$ του $v_{k\ell}$, καταλήγει στο παρακάτω εσωτερικό γινόμενο, όπου και το προωθεί προς το κοντινότερο CPU:

$$v_{k\ell}^H * y_\ell^{ul}, \text{ με } v_{k\ell} = a_{k\ell} \frac{\bar{v}_{k\ell}}{\sqrt{\mathbb{E}\{\|\bar{v}_{k\ell}\|^2\}}} = a_{k\ell} \hat{v}_{k\ell} \quad (4.5)$$

όπου ο συντελεστής $a_{k\ell}$ αποτελεί έναν παράγοντα βάρους με στόχο την ενίσχυση των σημάτων λήψης σε APs με ευνοϊκές συνθήκες καναλιού ώστε να έχουν ισχυρή επίδραση κατά την τελική διαδικασία συνδυασμού των επιθυμητών ροών λήψης (combining), ενώ ο κλασματικός όρος, το διάνυσμα μοναδιαίας ισχύος.

Τονίζεται ότι ο παράγοντας $a_{k\ell}$ σε κάποιες βιβλιογραφίες δεν αναφέρεται [7], οπότε ανά περίπτωση μπορεί να θεωρηθεί σαν μονάδα. Στην πιο κλασική περίπτωση, το διάνυσμα $\bar{v}_{k\ell}$ επιλέγεται σύμφωνα με τη μέθοδο MRC [7], όπου και θεωρείται ίσο με την προσεγγιστική απόκριση $\hat{g}_{k\ell}$, χωρίς να λαμβάνει υπόψη του τις παρεμβολές από τα άλλα UEs. Σύμφωνα όμως με την πηγή [49], προτιμάται η μέθοδος L-MMSE, η οποία φαίνεται να αποδίδει υψηλότερα επίπεδα spectral efficiency σε κάθε χρήστη. Σε περίπτωση που επιλεγεί αυτή η τεχνική, το εν λόγω άνωσμα δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\bar{v}_{k\ell} = \left(\sum_{i=1}^K \rho_i^{ul} \hat{g}_{i\ell} \hat{g}_{i\ell}^H + \sigma^2 I_N \right)^{-1} \hat{g}_{k\ell} \quad (4.6)$$

Εκεί το CPU για να εξυπηρετήσει τον χρήστη k , συνδυάζει όλα τα λαμβανόμενα σήματα των APs που ανήκουν στο υποσύνολο M_k , βλέποντας εν τέλει το συνδυαστικό σήμα:

$$r_k^{ul} = \sum_{\ell=1}^L v_{k\ell}^H y_\ell^{ul} = \sum_{\ell=1}^L \sum_{i=1}^K v_{k\ell}^H \eta_i^{1/2} g_{i\ell} \hat{x}_i \sqrt{\rho_i^{ul}} + \sum_{\ell=1}^L v_{k\ell}^H n_\ell \quad (4.7)$$

Τέλος, το CPU εκ του r_k^{ul} εξαγάγει το σήμα μηνύματος $\hat{x}_k$.

4.3.2 Cell-Free Massive MIMO downlink payload modeling

Έστω τώρα ότι το σύστημα επιθυμεί να αποστείλλει το μοναδιαίο μήνυμα $\hat{x}_k$ προς τον χρήστη k [49]. Τότε, κάθε AP εντός του υποσυνόλου M_k πολλαπλασιάζοντας το σήμα αποστολής με ένα precoding διάνυσμα $w_{k\ell}$, το χωρίζει σε σύμβολα, όπου και προωθεί προς τις N κεραίες του (εδώ $N = 1$). Συνεπώς, κάθε ℓ AP εκπέμπει το σήμα [7]:

$$x_\ell = w_{k\ell} \hat{x}_k \quad (4.8)$$

Όπου το $w_{k\ell}$ ορίζεται όμοια με τη σχέση (4.5) ως:

$$w_{k\ell} = \sqrt{\rho_{k\ell}^{dl}} \frac{\bar{w}_{k\ell}}{\sqrt{\mathbb{E}\{\|\bar{w}_{k\ell}\|^2\}}} = \sqrt{\rho_{k\ell}^{dl}} \hat{w}_{k\ell} \quad (4.9)$$

όπου το $\rho_{k\ell}^{dl}$ αναπαριστά το SNR εκπομπής του ℓ^{th} AP, ενώ οι υπόλοιποι όροι, το precoding διάνυσμα μοναδιαίας ισχύος, κλάσμα το οποίο καθορίζει την κατευθυντικότητα του σήματος εκπομπής στον χώρο.

Σύμφωνα με το paper [7], το άνυσμα $\bar{w}_{k\ell}$ επιλέγεται με τέτοιο τρόπο ώστε να πληρεί το MRC κριτήριο (σχέση 4.10), και συνεπώς, λαμβάνει υπόψη του μόνο ένα UE. Η εν λόγω τεχνική αναφέρεται στη βιβλιογραφία και ως conjugate beamforming (CB) [49].

$$\bar{w}_{k\ell} = \hat{g}_{k\ell}^* \quad (4.10)$$

Τονίζεται ότι εδώ το conjugate beamforming γίνεται εξισώνοντας το $\bar{w}_{k\ell}$ με τη συζηγή εκτίμηση $\hat{g}_{k\ell}^*$ του καναλιού (και όχι με την κανονική $\hat{g}_{k\ell}$) διότι μετά στους υπολογισμούς χρησιμοποιείται το $w_{k\ell}$, και όχι το $w_{k\ell}^H$ (uplink περίπτωση). Επιπλέον, αν και η παραπάνω μέθοδος αποτελεί τον πιο πρακτικό τρόπο υπολογισμού του precoding διάνυσμα στα περισσότερα μοντέλα καναλιών, αναφέρεται ότι η μέθοδος SLNR παρέχει στο δίκτυο μεγαλύτερο spectral efficiency, επιτυγχάνοντας την επιθυμητή μεγιστοποίηση ισχύος του σήματος προς το k^{th} UE, ενώ ταυτόχρονα, ελαχιστοποιεί την παρεμβολή που το ίδιο προκαλεί στους λοιπούς χρήστες [49]. Αναφέρεται επίσης ότι υπάρχουν αρκετές μέθοδοι ακόμα για το combining στα APs, όπως είναι το full-pilot zero-forcing και το L-MMSE [49].

Στη συνέχεια, επειδή κάθε AP εξυπηρετεί ταυτόχρονα πολλούς χρήστες, εκπέμπει K διαφορετικές αλληλουχίες δεδομένων. Έτσι, η σχέση (4.8) μαζί με τον όρο του power control γίνεται:

$$x_{\ell}^{dl} = \sum_{k=1}^K \eta_{k\ell}^{1/2} w_{k\ell} \hat{x}_k \quad (4.11)$$

Εδώ το $0 \leq \eta_{k\ell} \leq 1$ επιλέγεται από το κάθε AP με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να ικανοποιεί τον ακόλουθο ενεργειακό περιορισμό [7]:

$$\mathbb{E}\{|x_{\ell}^{dl}|^2\} \leq \rho_{k\ell}^{dl} \quad (4.12)$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (4.9), (4.10) και (4.11) στην (4.12), και επειδή $\mathbb{E}\{|\hat{x}_k|^2\} = 1$, προκύπτει:

$$\sum_{k=1}^K \eta_{k\ell} \gamma_{k\ell} \leq 1 \quad \forall \ell, \quad \text{με } \gamma_{k\ell} \triangleq \mathbb{E}\{|\hat{g}_{k\ell}|^2\} \quad \text{και } \eta_{k\ell} \in [0,1] \quad (4.13)$$

Επειδή όμως κατά τη λήψη του επιθυμητού σήματος όλα τα γειτονικά του δρουν ως παρεμβολές, το τελικό σήμα y_k^{dl} που θα λάβει το k^{th} UE περιέχει ℓ συνιστώσες [49] [7]:

$$y_k^{dl} = \sum_{\ell=1}^L x_{\ell}^{dl} g_{k\ell} + n_k = \sum_{\ell=1}^L \sum_{i=1}^K \eta_{i\ell}^{1/2} w_{i\ell} \hat{x}_i g_{k\ell} + n_k \quad (4.14)$$

όπου $n_k \sim CN(0,1)$ είναι ο AWGN στην είσοδο της κεραίας κάθε UE.

Τέλος, επισημαίνεται ότι η διαδικασία του downlink είναι αισθητά πιο δύσκολη από εκείνη του uplink λόγω της δυσκολίας που αντιμετωπίζουν τα APs για τον καθορισμό της εκάστοτε ισχύος εκπομπής $\rho_{k\ell}^{dl}$.

4.3.3 Cell-Free Massive MIMO uplink training modeling

Στις δύο παραπάνω παραγράφους έγινε η θεώρηση ότι τα APs γνωρίζανε την εκτίμηση $\hat{g}_{k\ell}$ των καναλιών, με αποτέλεσμα να το χρησιμοποιούν στα combining και precoding διανύσματά τους. Για την ανάκτηση αυτών, δηλαδή του πίνακα CSI, είναι απαραίτητο να γίνει η θεώρηση ότι οι περιβαλλοντικές συνθήκες του καναλιού παραμένουν σταθερές εντός ενός coherence block. Πιο συγκεκριμένα, εκείνο περιγράφεται μέσω του coherence interval τ_c [7], το οποίο στην ουσία αποτελεί το γινόμενο $(\Delta f)_c \times (\Delta T)_c$ (*samples/coherence interval* ή αλλιώς *complex scalars/coherence interval* [39] [56] [6]), δηλαδή του μέγιστου αριθμού συμβόλων που μπορούν να μεταδωθούν χωρίς επικάλυψη φερουσών [57] υπό σταθερή επίδραση του μέσου σε αυτά. Επίσης, η διάρκεια τ_p^{cf} [7] περιγράφει τον αριθμό των *samples (complex scalars)* που φέρει κάθε uplink πιλοτικό σήμα (ή αλλιώς uplink πιλοτική αλληλουχία συμβόλων) $\varphi_k \in \mathbb{C}^{\tau_p^{cf} \times 1}$, με $\|\varphi_k\|^2 = 1$, το οποίο συμβάλλει στη μεταφορά training πληροφοριών για την ανάκτηση του πίνακα CSI. Φυσικά, σε διατάξεις TDD όπου η ανάκτηση του CSI και η εκπομπή των payload δεδομένων γίνεται ενός του ίδιου coherence block, θα πρέπει υποχρεωτικά να ισχύει:

$$\tau_p^{cf} < \tau_c \quad (4.15)$$

Παράλληλα, γίνεται η θεώρηση ότι υπάρχουν συνολικά τ_p^{cf} διαθέσιμες πιλοτικές αλληλουχίες [39] (των τ_p^{cf} *samples* έκαστη), κάθε μία από τις οποίες εκπέμπεται από κάθε χρήστη προς τα APs ταυτόχρονα [7] (εξού και ο δείκτης k στο πιλοτικό σήμα φ_k). Επομένως, συμβολίζοντας με $\sqrt{\tau_p^{cf}} \varphi_k \in \mathbb{C}^{\tau_p^{cf} \times 1}$ όλες τις πιλοτικές αλληλουχίες που εκπέμπουν και οι K χρήστες, το λαμβανόμενο σήμα (για single-antenna APs) στο ℓ^{th} AP θα είναι:

$$y_{p,\ell}^{SA} = \sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p} \sum_{k=1}^K g_{k\ell} \varphi_k + n_{p,\ell} \quad (4.16)$$

όπου οι συντελεστές ρ_{cf}^p και $n_{p,\ell} \in \mathbb{C}^{\tau_p^{cf} \times 1}$ συμβολίζουν το κανονικοποιημένο SNR της κάθε πιλοτικής αλληλουχίας και τον *i. i. d.* $CN(0,1)$ AWGN στο ℓ^{th} AP αντίστοιχα.

Εν συνεχεία, κάθε AP αφού λάβει το $y_{p,\ell}^{SA}$, υπολογίζει το αντίστοιχο $g_{k\ell}$ για $k \in [1, K]$ με τη βοήθεια της προβολής του $y_{p,\ell}^{SA}$ πάνω στο φ_k^H [7]. Η τελευταία ποσότητα δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\check{y}_{p,k\ell}^{SA} = \varphi_k^H y_{p,\ell}^{SA} = \sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p} g_{k\ell} + \sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p} \sum_{i \neq k}^K g_{i\ell} \varphi_k^H \varphi_i + \varphi_k^H n_{p,\ell} \quad (4.17)$$

Σημειώνεται ότι στη γενική περίπτωση που δύο πιλοτικά σήματα είναι ορθογώνια μεταξύ τους ($\tau^{cf} \geq K$, δηλαδή υπάρχει δυνατότητα αντιστοίχισης διαφορετικού φ_k σε κάθε έναν από τους χρήστες), οι μετρήσεις βάσει της παραπάνω σχέσης είναι αρκετά ικανοποιητικές, αφού επιτυγχάνεται αναίρεση του δεύτερου όρου αυτής. Σε αντίθετη περίπτωση ($\tau^{cf} < K$), όπου υπάρχει μεγάλη τυχαιότητα μεταξύ των πιλοτικών σημάτων (arbitrary pilots), η εν λόγω σχέση δεν επαρκεί για τον πλήρη υπολογισμό των $g_{k\ell}$ [7] (εξαιτίας της πολυπλοκότητας που εισάγει ο δεύτερος όρος). Ωστόσο, κανείς μπορεί ακόμα να την εφαρμόσει καταλήγοντας σε μη βέλτιστες λύσεις (suboptimal). Σε κάθε περίπτωση, η εκτίμηση $\hat{g}_{k\ell}$ της απόκρισης $g_{k\ell}$ του καναλιού μπορεί να υπολογιστεί με τη μέθοδο MMSE ως εξής:

$$\hat{g}_{k\ell} = \frac{\mathbb{E}\{(\check{y}_{p,k\ell}^{SA})^* g_{k\ell}\}}{\mathbb{E}\{|\check{y}_{p,k\ell}^{SA}|^2\}} \check{y}_{p,k\ell} = c_{k\ell} \check{y}_{p,k\ell}^{SA} \quad (4.18)$$

$$c_{k\ell} \triangleq \frac{\sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p} \beta_{k\ell}}{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \sum_{i=1}^K \beta_{i\ell} |\varphi_k^H \varphi_i|^2 + 1} \quad (4.19)$$

Τέλος, τόνίζεται για ακόμα μία φορά ότι ο παραπάνω υπολογισμός γίνεται ανεξέρτητα σε κάθε AP χωρίς να σημειώνονται ανταλλαγές περιβαλλοντικών δεδομένων μεταξύ τους [7].

4.4 Πρακτική μοντελοποίηση για single-antenna UEs και APs

4.4.1 Μοντέλο μεγάλης κλίμακας

Όπως κανείς θα καταλάβαινε, ο σχεδιασμός των CF mMIMO διατάξεων έχει ως στόχο τη βελτιστοποίηση των δικτύων 5^{ης} γενιάς όχι μόνο ως προς το SE και τη συνολική ρυθμαπόδοση που αντιλαμβάνεται κάθε χρήστης, αλλά και ως προς τη συνολική χωρητικότητα του μέσου. Πιο συγκεκριμένα, το 5G προβλέπει μία εκθετική αύξηση των συνδεδεμένων συσκευών με απώτερο σκοπό την υλοποίηση του γνωστού σε όλους IoT. Συνεπώς, είναι υψίστης σημασίας να γίνει μοντελοποίηση του συστήματος όχι απλά για

έναν τυχαίο αριθμό K UEs, αλλά για έναν αρκετά μεγαλύτερο αριθμό χρηστών και έξυπνων συσκευών. Αυτό όμως προϋποθέτει την ύπαρξη ακόμη περισσότερων APs ώστε να παρέχεται επαρκής κάλυψη αναγκών και επίτευξη των προδιαγραφών. Έτσι, θεωρώντας ότι ο αριθμός L των APs τείνει στο άπειρο, οι ροές του μέσου μεταξύ των κεραιών εκπομπής και λήψης (θεωρητικά) γίνονται ορθογώνιες [7]. Αυτό σήμαίνει ότι για έναν αρκετά μεγάλο αριθμό χρηστών, εφαρμόζοντας την τεχνική CB, ένα μεγάλο ποσοστό (αν όχι όλο) των παρεμβολών εξαλείφεται. Σε κάθε περίπτωση, το πρόβλημα του pilot contamination, αν και μειώνεται (απαλοιφή του δεύτερου όρου της 4.17), αποτελεί ακόμα ένα μεγάλο ζήτημα.

Ξαναδιατυπώνοντας το σήμα λήψης της σχέσης (4.14) διαχωρίζοντας το επιθυμητό σήμα (DS_k^{dl}) από το άθροισμα των όρων παρεμβολής (MUI_k^{dl}) προκύπτει [7]:

$$y_k^{dl} = \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} w_{k\ell} g_{k\ell} \hat{x}_i + \sum_{\ell=1}^L \sum_{i \neq k}^K \eta_{i\ell}^{1/2} w_{i\ell} g_{k\ell} \hat{x}_i + n_k \quad (4.20)$$

όπου:

$$DS_k^{dl} \triangleq \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} w_{k\ell} g_{k\ell} \quad (4.21)$$

$$MUI_k^{dl} \triangleq \sum_{\ell=1}^L \sum_{i \neq k}^K \eta_{i\ell}^{1/2} w_{i\ell} g_{k\ell} \quad (4.22)$$

Στη συνέχεια, κάνοντας χρήση των σχέσεων (4.9), (4.18), (4.19) και (4.20), σε συνδυασμό με το θεώρημα Tchebyshev [50], αποδεικνύεται [7] ότι για πολύ μεγάλο L ($L \rightarrow \infty$) ο όρος MUI_k^{dl} προσεγγιστικά μηδενίζεται. Έτσι, το σήμα λήψης r_k^{dl} περιέχει μόνο την επιθυμητή ροή μαζί με τον AWGN και την παρεμβολή που προκαλούν τα πιλοτικά σήματα. Φυσικά, στην ειδική περίπτωση όπου οι πιλοτικές αλληλουχίες δεδομένων φ_k είναι ανά ζεύγη ορθογώνιες, τότε το τελικό σήμα απαλάσσεται και από τις εν λόγω πιλοτικές παρεμβολές. Τα ίδια αποτελέσματα προκύπτουν και για την uplink ανάλυση.

Επισημαίνεται ότι τα αποτελέσματα είναι απολύτως φυσιολογικά, διότι όπως είχε ειπωθεί και στα κυψελωτά δίκτυα, όσο περισσότερο αυξάνεται ο αριθμός των εκπεμπομενων ροών σε μία κυψέλη, τόσο περισσότερες πιθανότητες υπάρχουν να εντοπίζονται συνεχώς ζεύγη ορθογώνιων σημάτων που να αλληλοαναιρούνται μεταξύ τους. Άλλωστε, και εκ της κλασικής θεωρίας του mMIMO, οι ιδανικές συνθήκες χωρίς παρεμβολές επιτυγχάνονται με τον αριθμό χρηστών να τείνει στο άπειρο [59]. Ωστόσο, μία τέτοια κατάσταση ούτε είναι φυσικά εφικτή, αλλά ούτε και υλοποιήσιμη, αφού υπό αυτές τις συνθήκες προκύπτουν άλλα, πιο σοβαρά προβλήματα. Επομένως, η μελέτη συνεχίζεται με τη μοντελοποίηση των CF mMIMO δικτύων σε περιβάλλοντα πεπερασμένου αριθμού χρηστών K και συνεπώς πεπερασμένου αριθμού APs L .

4.4.2 Μοντέλο εφικτής κλίμακας

Αυτή η περίπτωση αποσκοπεί στην μοντελοποίηση του cell-free περιβάλλοντος έχοντας σκοπό την πραγματική υλοποίηση, και όχι κάποια εξιδανικευμένη περίπτωση. Η λογική πίσω από τις ακόλουθες σχέσεις προβλέπουν τη γνώση κάποιων στατιστικών δεδομένων του μέσου από τους χρήστες. Σε καμία περίπτωση όμως δεν γίνεται λόγος για πλήρη γνώση και υπολογισμό μέσω downlink πιλοτικών σημάτων του CSI από τα UEs [7]. Η γενική σχέση (4.14) μπορεί να γραφτεί και ως:

$$y_k^{dl} = DS_k^{dl} \hat{x}_k + BU_k^{dl} \hat{x}_k + \sum_{i \neq k}^K UI_{ki}^{dl} \hat{x}_i + n_k \quad (4.23)$$

όπου BU_k και UI_{ki} η αβεβαιότητα του beamforming κέρδους και η παρεμβολή που προκαλείται στον χρήστη k^{th} από τον i^{th} χρήστη αντιστοίχα. Ο όρος DS_k έχει να κάνει με την ήδη ορισμένη σχέση (4.21), μόνο που τώρα υπολογίζεται βάσει στατιστικών δεδομένων. Επομένως, οι όροι της ανωτέρω εξίσωσης δίνονται από:

$$DS_k^{dl} \triangleq \mathbb{E} \left\{ \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} w_{k\ell} g_{k\ell} \right\} \quad (4.24)$$

$$BU_k^{dl} \triangleq \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} g_{k\ell} w_{k\ell} - \mathbb{E} \left\{ \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} g_{k\ell} w_{k\ell} \right\} \quad (4.25)$$

$$UI_{ki}^{dl} \triangleq \sum_{\ell=1}^L \eta_{i\ell}^{1/2} g_{k\ell} w_{i\ell} \quad (4.26)$$

Υπενθυμίζεται ότι το $w_{k\ell}$ δίνεται από τη σχέση (4.9) και περιλαμβάνει το SNR εκπομπής επί το μοναδιαίο διάνυσμα $\hat{w}_{k\ell}$, το οποίο τις περισσότερες φορές λαμβάνει την τιμή $\hat{g}_{k\ell}^*$, εφόσον πρόκειται για MR precoding [49].

Εκ των ανωτέρω, είναι προφανές ότι οι τρεις τελευταίοι όροι της εξίσωσης (4.23) αποτελούν πηγή θορύβου για το σήμα (πρώτος όρος), γνωστό και ως “effective noise” [7]. Επίσης, εφόσον το μοναδιαίο σήμα εκπομπής $\hat{x}_k$ είναι ανεξάρτητο από τους όρους DS_k^{dl} και BU_k^{dl} , οι δύο πρώτοι όροι της σχέσης (4.23) είναι μεταξύ τους decorrelated. Με όμοιο τρόπο αποδεικνύεται ότι και οι δύο τελευταίοι όροι είναι decorrelated με τον πρώτο [7]. Αφού λοιπόν ο Gaussian θόρυβος είναι ανεξάρτητος του επιθυμητού downlink σήματος λήψης, και με δεδομένο ότι ο decorrelated AWGN περιγράφει πάντα την χειρότερη περίπτωση ζεύξης, ο εφικτός downlink ρυθμός λήψης του k^{th} χρήστη μπορεί να εκφραστεί ως:

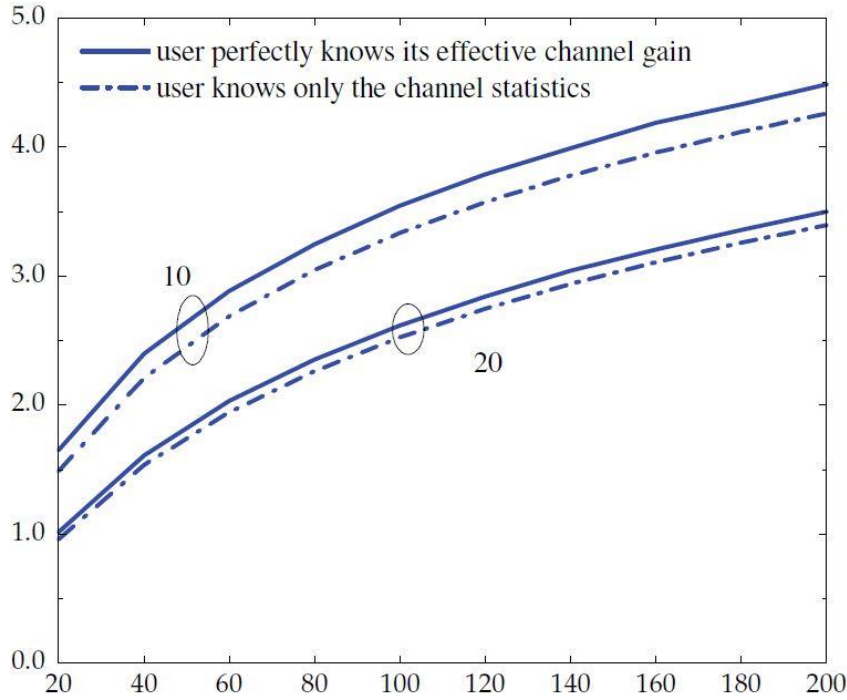
$$R_k^{dl} = \log_2(1 + SINR_k^{dl}) = \log_2 \left(1 + \frac{|DS_k^{dl}|^2}{\mathbb{E}\{|BU_k^{dl}|^2\} + \sum_{i \neq k}^K \mathbb{E}\{|UI_{ki}^{dl}|^2\} + 1} \right) \quad (4.27)$$

Βάσει της ανωτέρω σχέσης, η οποία αναφέρεται ως worst-case Gaussian sum rate (WCG-SR) [7], και σύμφωνα με τη μέθοδο MR precoding, εξάγεται η κλειστής μορφής εξίσωση του ρυθμού λήψης δεδομένων για κάθε χρήστη k :

$$R_k^{dl} = \log_2 \left(1 + \frac{\rho^{dl} \left(\sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} \gamma_{k\ell} \right)^2}{\rho^{dl} \sum_{i \neq k}^K \left(\sum_{\ell=1}^L \eta_{i\ell}^{1/2} \gamma_{i\ell} \frac{\beta_{k\ell}}{\beta_{i\ell}} \right)^2 |\varphi_i^H \varphi_k|^2 + \rho^{dl} \sum_{i=1}^K \sum_{\ell=1}^L \eta_{i\ell} \gamma_{i\ell} \beta_{k\ell} + 1} \right) \quad (4.28)$$

Πριν γίνει μετάβαση στις εξισώσεις κλειστού τύπου που περιγράφουν την uplink διαδικασία, είναι σημαντικό να ανακαλεστεί ότι η παραπάνω σχέση περιγράφει μία δομή όπου τα UEs δεν υπολογίζουν τις εκάστοτε περιβαλλοντικές παραμέτρους, αλλά έχουν απλά μία στατιστική εικόνα αυτών [7]. Αντίθετα, αν οι χρήστες γνώριζαν κάθε χρονική στιγμή την απόκριση $g_{k\ell}$ προς κάθε AP, η σχέση (4.28) θα γινόταν:

$$\tilde{R}_k^{dl} = \mathbb{E} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{\rho^{dl} \left| \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} g_{k\ell} \hat{g}_{k\ell}^* \right|^2}{\rho^{dl} \sum_{i \neq k}^K \left| \sum_{\ell=1}^L \eta_{i\ell}^{1/2} g_{i\ell} \hat{g}_{i\ell}^* \right|^2 + 1} \right) \right\} \quad (4.29)$$



Σχήμα 4-5: Υπολογισθέντες ρυθμοί μετάδοσης downlink σημάτων συναρτήσει του αριθμού των APs για small cells και CF διατάξεις σε περιπτώσεις πλήρους και μη γνώσης του CSI από τη μεριά των UEs. Οι παράμετροι της προσομοίωσης περιλαμβάνουν: $\rho_{sc} = 10$ dB, $\rho_{cf} = 0$ dB, $\tau_p^{cf} = K$, $\beta_{k\ell} = 1$ και $\eta_{k\ell} = 1/(K\gamma_{k\ell})$, ενώ παραλείπονται οι πιλοτικές παρεμβολές [7].

Από το Σχήμα 4-5 είναι προφανές ότι ανεξάρτητα από την υλοποίηση του κάθε δικτύου, η διαφορά μεταξύ συστημάτων όπου οι χρήστες έχουν μερική (στατιστική γνώση) ή πλήρη γνώση των περιβαλλοντικών παραμέτρων είναι πολύ μικρή. Αυτό σημαίνει ότι ακόμα και με τη θεώρηση του channel hardening (μικρή διακύμανση της σχέσης (4.30)), λόγω υψηλής κατανομής των APs [55], μπορεί να γίνει εξαγωγή αρκετά ικανοποιητικών

αποτελεσμάτων χωρίς να υπάρχει καμία απαίτηση για επιβάρυνση του συστήματος με περιττά downlink training pilot σήματα [7]. Φυσικά αυτό εξαρτάται από πολλούς παράγοντες, όπως είναι ο αριθμός N των κεραιών σε κάθε AP, το pathloss μοντέλο και το περιβάλλον διάδοσης [54].

$$\frac{\|g_{k\ell}\|^2}{\mathbb{E}\{\|g_{k\ell}\|^2\}} \quad (4.30)$$

Συνεχίζοντας στην περίπτωση του uplink, και εδώ γίνεται η θεώρηση ότι το CPU το οποίο ανιχνεύει το μήνυμα $\hat{x}_i$ από τα σήματα που του στέλνουν τα APs (σχέση 4.7) κατέχει μόνο στατιστικά δεδομένα μερικής γνώσης του μέσου (σε αντίθεση με τα APs). Ακολουθώντας την ίδια μεθοδολογία με το downlink, και σύμφωνα με τη λογική του MRC, προκύπτει η ακόλουθη σχέση κλειστού τύπου:

$$R_k^{up} = \log_2 \left(1 + \frac{\rho^{ul} \eta_k (\sum_{\ell=1}^L \gamma_{k\ell})^2}{\rho^{ul} \sum_{i \neq k}^K \eta_i \left(\sum_{\ell=1}^L \gamma_{k\ell} \frac{\beta_{i\ell}}{\beta_{k\ell}} \right)^2 |\varphi_k^H \varphi_i|^2 + \rho^{ul} \sum_{i=1}^K \eta_i \sum_{\ell=1}^L \gamma_{k\ell} \beta_{i\ell} + \sum_{\ell=1}^L \gamma_{k\ell}} \right) \quad (4.31)$$

Τέλος, αποδεικνύεται ότι στην ειδική περίπτωση όπου όλα τα APs είναι co-located στο ίδιο σημείο με $\beta_{\ell'k} \triangleq \beta_k, \gamma_{\ell k} = \gamma_{\ell'k} \triangleq \gamma_k$, ενώ ταυτόχρονα, όλες οι K αλληλουχίες πιλοτικών σημάτων είναι ανά ζεύγος ορθογώνιες, η παραπάνω σχέση ελαχιστοποιείται ως:

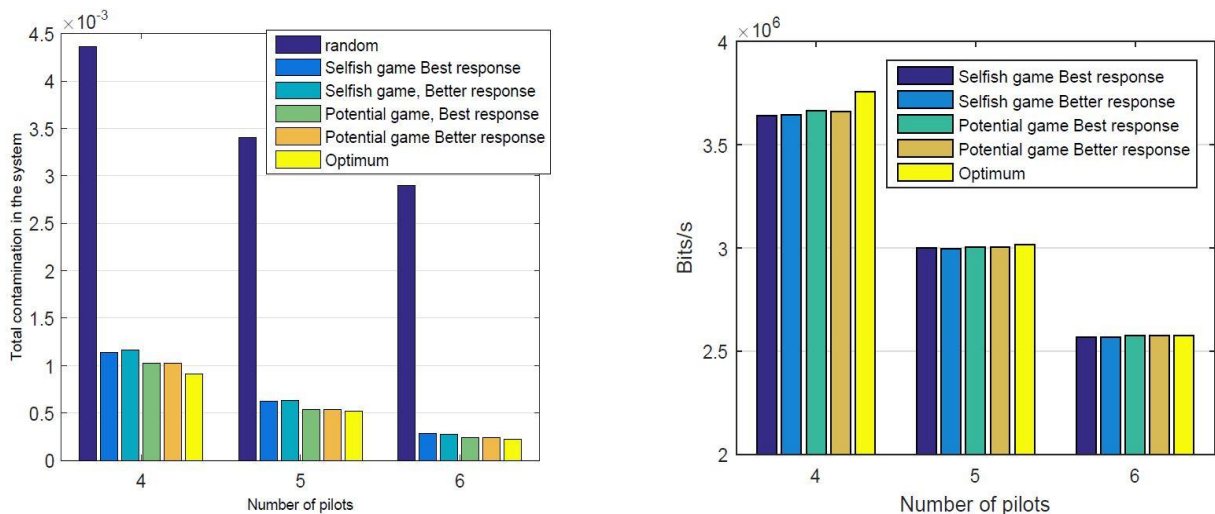
$$\tilde{R}_k^{ul(dl)} = \log_2 \left(1 + \frac{L \rho^{ul(dl)} \eta_k \gamma_k}{\rho^{ul(dl)} \sum_{i=1}^K \eta_i \beta_{i(k)} + 1} \right) \quad (4.32)$$

4.5 Pilot assignment

Στην συνέχεια, θα πρέπει να οριστεί ένας αλγόριθμος που θα έχει ως στόχο τη σωστή ανακατανομή των πιλοτικών uplink σημάτων στο κάθε ένα UE με απώτερο σκοπό την ελαχιστοποίηση του pilot contamination φαινομένου [7]. Στην ιδανική περίπτωση, κανείς θα επιδίωκε τη χρήση αποκλειστικά και μόνο ορθογώνιων (ανά δύο) σημάτων ώστε να μηδενίζεται εντελώς κάθε είδος παρεμβολής. Αυτό όμως, εκ φύσεως, είναι αδύνατον εξαιτίας του σχετικά σύντομου χρονικού περιθωρίου που ορίζει κάθε coherence interval. Πιο συγκεκριμένα, σε κάθε ένα από αυτά τα Intervals υπάρχει η δυνατότητα για αποστολή μόνο τ_p^{cf} (samples/coherence interval) ανεξάρτητων, και κατ' επέκταση μεταξύ τους ορθογώνιων σημάτων. Συνεπώς, είναι ευκόλως ενοούμενο, ότι σε περίπτωση που ο αριθμός των K UEs είναι μικρότερος ή ίσος από τον αριθμό των διακριτών τ_p^{cf} (samples/coherence interval), δεν υπάρχει κανένα πρόβλημα, αφού τα ανεξάρτητα πιλοτικά σήματα επαρκούν για κάθε έναν από τους χρήστες. Σε αντίθετη περίπτωση, θα πρέπει να ενστερνιστεί ένας αλγόριθμος που θα κατανέμει τα πιλοτικά σήματα με τέτοιο τρόπο, ώστε να ελαχιστοποιεί όσο γίνεται το pilot contamination.

Μία αρχική ιδέα για τη δρομολόγηση του εν λόγω προβλήματος ήταν κάθε ένας χρήστης να επιλέγει με τυχαίο τρόπο το πιλοτικό του σήμα μέσα από το πλήθος τ_p^{cf} ορθογώνιων μεταξύ τους αλληλουχιών [60] [61]. Σύμφωνα όμως με το paper [62], η μέθοδος του random pilot assignment δεν είναι καθόλου αποδοτική, αφού πάντα ενέχει ο κίνδυνος της τυχαίας επιλογής ίδιων πιλοτικών σημάτων από δύο γειτονικά UEs. Συνεπώς, το αρχικό πρόβλημα παραμένει.

Λόγω αυτής της μη φερεγγυότητας που απορρέει από κάθε τυχαία στρατηγική απόδοσης πιλοτικών σημάτων, συνίστανται άλλες μέθοδοι, όπως η brute-force optimal assignment ή η structured/clustering pilot assignment [50, p. 5]. Μία αρκετά δοκιμασμένη και αποτελεσματική μέθοδο προτείνει το paper [62], η οποία υπόσχεται να μειώσει αρκετά τα επίπεδα του pilot contamination. Πιο συγκεκριμένα, προβλέπει την αντιστοίχιση διαφορετικών πιλοτικών σημάτων σε UEs τα οποία αποτελούν ισχυρή παρεμβολή το ένα για το άλλο. Έτσι, ενημερώνοντας τους σταθμούς βάσης για τη στάθμη ισχύος τους, εκείνοι πλέον αποφασίζουν για τη σωστή κατανομή των πιλοτικών υποφερουσών. Η κατανομή αυτή μπορεί να γίνει είτε με τρόπο αλτρουϊστικό (προσπάθεια για μείωση παρεμβολής στο AP που εξυπηρετεί το συγκεκριμένο UE αλλά και στα γειτονικά του), είτε με εγωϊστικό (προσπάθεια για μείωση παρεμβολής μόνο στο AP που εξυπηρετεί το συγκεκριμένο UE). Τονίζεται ότι αν κανείς ακολουθήσει τον εγωϊστικό τρόπο (game 2), δεν μπορεί ποτέ να φτάσει στην επιθυμητή ισορροπία του Nash (NE), η οποία αποτελεί τη βέλτιστη κατανομή πιλοτικών σημάτων σε κάθε UE, ενώ σε αντίθετη περίπτωση (game 1), μπορεί (potential game) [62]. Εν τέλει, μοντελοποιώντας και τις δύο στρατηγικές [62], προκύπτουν τα παρακάτω αποτελέσματα (Σχήμα 4-6).



Σχήμα 4-6: Αποτελέσματα προσομοίωσης αλτρουϊστικού, εγωϊστικού και τυχαίας λογικής αλγορίθμων απόδοσης πιλοτικών σημάτων στα UEs ανάλογα με την ισχύ ακτινοβολίας τους [62].

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα του Σχήματος 4-6, είναι εμφανές ότι οι προτεινόμενοι αλγόριθμοι εισάγουν δραματικές βελτιώσεις στο σύστημα σε σχέση με τον αλγόριθμο τυχαίας απόδοσης πιλοτικών σημάτων. Αυτό συμβαίνει είτε στην περίπτωση του better response (εκτέλεση αλγορίθμου με στόχο απλά τη βελτίωση της παρούσας κατάστασης), είτε στην περίπτωση του best response (εκτέλεση αλγορίθμου με στόχο την άμεση βελτιστοποίηση του συστήματος). Παρόλα αυτά, η μηχανή τυχαίας ταυτοποίησης πιλοτικών σημάτων δε φαίνεται να επηρεάζει άμεσα τους ρυθμούς μετάδοσης του συστήματος.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να υπογραμμιστεί ότι οι παρόντες αλγόριθμοι λόγω του ότι σχεδιάστηκαν για κυψελωτά συστήματα, δεν είναι βέβαιο ότι δρουν βελτιωτικά και στα cell-free δίκτυα, αφού δεν έχει προηγηθεί κάποια μελέτη ή προσομοίωση εκεί. Ωστόσο, η αναφορά σε αυτούς γίνεται για ενημερωτικό σκοπό, και πιο συγκεκριμένα, για την ανάδειξη της τεράστιας αστοχίας που είχαν παλαιότερα οι αλγόριθμοι τυχαίας απόδοσης πιλοτικών σημάτων. Σε κάθε περίπτωση όμως, είναι ευκόλως εννοούμενο πως μία τυχαία επιλογή πιλοτικών υποφερουσών μπορεί με τρόπο ανάλογο να αποδόσει το ίδιο uplink σήμα σε δύο γειτονικά UEs, επιδρώντας με εξίσου υποβαθμιστικό τρόπο για την cell-free διάταξη.

Για την καλύτερη απόδοση πιλοτικών σημάτων στις σύγχρονες CF mMIMO διατάξεις, το paper [7] προτείνει τον “greedy” αλγόριθμο, ο οποίος υπόσχεται καλύτερα αποτελέσματα στη δυσμενή κατάσταση όπου $\tau^{cf} < K$. Σύμφωνα με αυτόν, κάθε χρήστης k επιλέγει με τυχαίο τρόπο το πιλοτικό του σήμα, ακριβώς όπως και στα προηγούμενα παραδείγματα. Η διαφοροποίηση όμως έγκειται στην παρακάτω λογική. Μόλις εντοπίσει το AP (ή αντίστοιχα το σύνολο των APs που ανήκουν στο υποσύνολο M_k) το UE και αρχίσει τη διαδικασία εξυπηρέτησής του, το σύστημα αναζητά εκείνον τον χρήστη k^* που έχει το χαμηλότερο downlink ρυθμό μετάδοσης. Αφού δηλαδή ξεκινήσει η εξυπηρέτηση των πελατών, εντοπίζει τον k^* , ο οποίος πληρεί το παρακάτω κριτήριο:

$$k^* = \operatorname{argmin}_k R_k^{dl}, \quad \forall k \in [1, K] \quad (4.33)$$

Τότε, αλλάζει το πιλοτικό σήμα που εκείνος χρησιμοποιεί με τέτοιο τρόπο ώστε να ελαχιστοποιείται το pilot contamination [7], δηλαδή τον δεύτερο όρο που περιγράφει η σχέση (4.17). Επειδή όμως η αναφορά γίνεται για ένα οικουμενικό φαινόμενο, στόχος πάντα είναι η ελαχιστοποίηση του φαινομένου όχι μόνο στο συγκεκριμένο AP που εξυπηρετεί τον χρήστη του οποίου το πιλοτικό σήμα προκαλεί το πρόβλημα, αλλά και σε όλα τα υπόλοιπα APs που το λαμβάνουν σαν εξωτερικό θόρυβο. Συνεπώς, η τελική προς ελαχιστοποίηση σχέση (για τον υπολογισθέντα k^*) που προκύπτει είναι:

$$\operatorname{argmin}_{\varphi_{k^*}} \sum_{\ell=1}^L \sum_{i \neq k^*}^K \beta_{i\ell} |\varphi_{k^*}^H \varphi_i|^2 = \operatorname{argmin}_{\varphi_{k^*}} \frac{\varphi_{k^*}^H (\sum_{\ell=1}^L \sum_{i \neq k^*}^K \beta_{i\ell} \varphi_i \varphi_i^H) \varphi_{k^*}}{\varphi_{k^*}^H \varphi_{k^*}} \quad (4.34)$$

Αφού λοιπόν βρεθεί η βέλτιστη πιλοτική αλληλουχία φ_{k^*} , εκείνη προσδίδεται στον χρήστη k^* , έτσι ώστε εφεξής να χρησιμοποιεί αυτή, έως ότου εμφανιστεί κάποιος άλλος χρήστης με μικρότερο downlink rate ή αλλάξει ο CSI (και συνεπώς κάποιο $\beta_{k\ell}$). Η προαναφερθείσα διαδικασία εκτελείται ώστε να υπολογιστεί για όλους τους χρήστες (κατά αύξων downlink rate) το ιδανικό φ .

4.6 Power control

Η τεχνική power control αποτελεί μία μέθοδο περιορισμού της εκπεμπόμενης ενέργειας για λόγους βελτιστοποίησης της συνολικής απόδοσης, αλλά και καλύτερη αξιοποίηση των διαθέσιμων ενεργειακών πόρων κάθε τηλεπικοινωνιακού συστήματος [63, pp. 183-184]. Στη γενική περίπτωση, οι βασικότεροι στόχοι που έχει κάθε power control αλγόριθμος είναι:

- Διατήρηση του SIR και συνεπώς του ρυθμό μετάδοσης δεδομένων σε ένα σταθερό επίπεδο.
- Διαφοροποίηση του χρησιμοποιούμενου coding (υπό σταθερή ισχύ εξόδου) ώστε να επιτυγχάνεται καλύτερη προσαρμογή σε μεταβολές του μέσου.
- Καλύτερη δρομολόγηση εκπομπής ώστε πραγματοποιείται μόνο όταν επικρατούν ευνοϊκές περιβαλλοντικές συνθήκες.
- Κοινή βελτιστοποίηση των υπηρεσιών παροχής κάλυψης για όλους τους χρήστες.

Ίσως η πιο διαδεδομένη τεχνική power control είναι η max-min [7], η οποία βρίσκει εφαρμογή σε μία πληθώρα από υλοποιήσεις, όπως είναι στην περίπτωση μας τα CF περιβάλλοντα. Στην ουσία προβλέπει την επιβολή του ελάχιστου downlink ρυθμού μετάδοσης στον κάθε χρήστη, προσάπτοντας παράλληλα σε κάθε έναν από αυτούς τον υψηλότερο εφικτό συντελεστή power control $\eta_{k\ell}$ έτσι ώστε να ικανοποιείται και η ενεργειακή συνθήκη (4.13). Πιο συγκεκριμένα, η max-min στρατηγική στοχεύει στη μεγιστοποίηση του ελάχιστου SE κάθε χρήστη και περιγράφεται ως:

$$\max_{\{\eta_{k\ell}\}} \min_{k=\{1,\dots,K\}} R_k^{dl} \quad (4.35)$$

Στη συνέχεια, αναφέρεται ότι παραπάνω συνθήκη, σε συνδυασμό με την (4.13) μπορεί να επιλυθεί με τη μέθοδο bisection search [7]. Η ίδια λογική μπορεί να εφαρμοστεί και στις uplink ζεύξεις:

$$\max_{\{\eta_k\}} \min_{k=\{1,\dots,K\}} R_k^{ul} \quad (4.36)$$

Τονίζεται ότι στην περίπτωση του uplink δεν απαιτείται η επιπλέον προσθήκη κάποιου ενεργειακού περιορισμού, αφού έχει ήδη αποδειχθεί ότι ακόμα και με πλήρη ισχύ το σύστημα λειτουργεί αρκετά ικανοποιητικά [64]. Ωστόσο, σε κάθε περίπτωση είναι εμφανής η “θυσία” που γίνεται στο spectral efficiency (στα uplink και downlink rates) στο “βωμό” της ομοιόμορφης και πιο δίκαιης παροχής υπηρεσιών. Μία πιο συγκεκριμένη αναφορά στα ποσοστά ομοιόμορφης παροχής υπηρεσιών και απωλειών SE γίνεται σε επόμενη παράγραφο. Τέλος, επισημαίνεται ότι ο max-min αλγόριθμος αν και θεωρητικά εφαρμόσιμος, αυξάνει σημαντικά την πολυπλοκότητα και τις καθυστερήσεις, γεγονός που αποτελεί τροχοπέδη σε συστήματα πραγματικού χρόνου [49].

4.7 Cell-free Massive MIMO versus small cells (Rayleigh fading) για single-antenna UEs και APs

Σε προηγούμενο κεφάλαιο έχει αναφερθεί πως τα ετερογενή δίκτυα, και πιο συγκεκριμένα τα small cell networks, αποτελούν μία αρκετά ελκυστική υλοποίηση έχοντας αρκετές θετικές συνεισφορές στους τομείς του SE και του EE. Σε αυτό το σημείο θα

πρέπει να προσδιοριστεί μία ευρύτερη εικόνα για το ποιά από τις δύο υλοποιήσεις (small cells ή cell-free mMIMO) είναι η πιο βέλτιστη για την ανάπτυξη των δικτύων 5G. Αρχικά, θα πρέπει να αναφερθεί εν τάχει (διότι δεν αποτελούν κύριο αντικείμενο της παρούσας εργασίας) η λογική που κρύβεται πίσω από τη μοντελοποίηση τους, σε συνδυασμό με τις διαφορές που παρουσιάζουν συγκριτικά με τις CF mMIMO διατάξεις.

4.7.1 Small cells: Μία σύντομη επισκόπηση

Η λογική πίσω από αυτούς τους είδους τις υλοποιήσεις έχει να κάνει με την εξυπηρέτηση των UEs αποκλειστικά και μόνο από ένα AP, και μάλιστα από εκείνο που έχει την υψηλότερη ισχύ σήματος. Με άλλα λόγια, κάθε χρήστης επιλέγει εκείνη τη διαδρομή που του εξασφαλίζει τον μεγαλύτερο large-scale συντελεστή $\beta_{k\ell}$, με την προϋπόθεση ότι το εν λόγω ℓ_k AP δεν είναι κατειλημμένο από κάποιον άλλο χρήστη (σχέση 4.37) [7].

$$\ell_k \triangleq \underset{\ell \in \{\text{available APs}\}}{\operatorname{argmax}} \beta_{k\ell} \quad (4.37)$$

Επίσης, γίνεται η θεώρηση ότι τα handovers γίνονται στιγμιαία, ενώ σε καμία περίπτωση το μέσο δεν κάνει το λεγόμενο hardening. Αντίθετα, η απόσβεση γίνεται μέσω συντελεστών που προβλέπει το μοντέλο Rayleigh [7]. Επομένως εδώ, σε αντίθεση με τις CF mMIMO διατάξεις, υπάρχει η απαίτηση για υπολογισμό του CSI και στα UEs. Η διαδικασία αυτή γίνεται με πιλοτικά σήματα (όπως και στο uplink) από τα APs προς τα UEs, με διάρκεια η οποία ανέρχεται στα τ_{dl}^{sc} (*samples/coherence interval*). Στη συνέχεια, κάθε τερματική συσκευή υπολογίζει το $g_{k\ell_k}$ μέσω της MMSE προσέγγισης. Αφού ανακτηθούν οι πίνακες CSI και στα δύο άκρα της ζεύξης, ξεκινά η διακίνηση του payload, με αποτέλεσμα ο χρήστης k να λαμβάνει:

$$y_k^{dl} = \sqrt{\rho_{sc}^{dl}} \sum_{i=1}^K g_{k\ell_i} \sqrt{\eta_{sc,i}^{dl}} \hat{x}_i + n_k \quad (4.38)$$

όπου ρ_{sc}^{dl} είναι το downlink SNR, $\eta_{sc,k}^{dl}$ ο συντελεστής power control, $\hat{x}_i$ το μοναδιαίο διάνυσμα μηνύματος και n_k ο AWGN στην είσοδο του του k^{th} χρήστη. Έτσι, ο εφικτός downlink ρυθμός μετάδοσης $R_{sc,k}^{dl}$ δίνεται από την ακόλουθη σχέση [7]:

$$R_{sc,k}^{dl} = \mathbb{E} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{\rho_{sc}^{dl} \eta_{sc,k}^{dl} |\hat{g}_{k\ell_k}|^2}{\rho_{sc}^{dl} \eta_{sc,k}^{dl} (\beta_{k\ell_k} - \mu_{k\ell_k}) + \rho_{sc}^{dl} \sum_{i \neq k}^K \eta_{sc,i}^{dl} \beta_{k\ell_i} + 1} \right) \right\} \quad (4.39)$$

όπου το $\mu_{k\ell_k}$ ισούται με:

$$\mu_{k\ell_k} \triangleq \frac{\tau_{p,dl}^{sc} \rho_{sc,p}^{dl} \beta_{k\ell_k}^2}{\tau_{p,dl}^{sc} \rho_{sc,p}^{dl} \sum_{i=1}^K \beta_{k\ell_i} |\varphi_k^H \varphi_i|^2 + 1} \quad (4.40)$$

με το φ_k να συμβολίζει τη μοναδιαία πιλοτική αλληλουχία προς τον k^{th} χρήστη και το $\rho_{sc,p}^{dl}$ την ισχύ εκπομπής του εν λόγω πιλοτικού σήματος. Στη συνέχεια, εκφράζοντας το παραπάνω εφικτό downlink rate σε όρους κλειστού τύπου $\tilde{R}_{sc,k}^{dl}$ [7] προκύπτει:

$$\tilde{R}_{sc,k}^{dl} = -(\log_2 e) e^{1/\bar{\mu}_{k\ell_k}} E_i \left(-\frac{1}{\bar{\mu}_{k\ell_k}} \right) \quad (4.41)$$

όπου το $\bar{\mu}_{k\ell_k}$ ισούται με:

$$\bar{\mu}_{k\ell_k} \triangleq \frac{\rho_{sc}^{dl} \eta_{sc,k}^{dl} \mu_{k\ell_k}}{\rho_{sc}^{dl} \eta_{sc,k}^{dl} (\beta_{k\ell_k} - \mu_{k\ell_k}) + \rho_{sc}^{dl} \sum_{i \neq k}^K \eta_{sc,i}^{dl} \beta_{k\ell_i} + 1} \quad (4.42)$$

Συνεχίζοντας με την uplink ζεύξη στις small cell διατάξεις, ακολουθείται η ίδια διαδικασία με πριν ώστε να οριστεί το σήμα λήψης. Τελικά, η κλειστή μορφή του επιτρεπόμενου uplink ρυθμού μετάδοσης $\tilde{R}_{sc,k}^{ul}$ δίνεται από [7]:

$$\tilde{R}_{sc,k}^{ul} = -(\log_2 e) e^{1/\bar{\omega}_{k\ell_k}} E_i \left(-\frac{1}{\bar{\omega}_{k\ell_k}} \right) \quad (4.43)$$

όπου $E_i(\cdot)$ η συνάρτηση του εκθετικού ολοκληρώματος και $\bar{\omega}_{k\ell_k}$:

$$\bar{\omega}_{k\ell_k} \triangleq \frac{\rho_{sc}^{ul} \eta_{sc,k}^{ul} \omega_{k\ell_k}}{\rho_{sc}^{ul} \eta_{sc,k}^{ul} (\beta_{k\ell_k} - \omega_{k\ell_k}) + \rho_{sc}^{ul} \sum_{i \neq k}^K \eta_{sc,i}^{ul} \beta_{k\ell_i} + 1} \quad (4.44)$$

και όπου $\omega_{k\ell_k}$ ισούται με:

$$\omega_{k\ell_k} \triangleq \frac{\tau_{p,ul}^{sc} \rho_{sc,p}^{ul} \beta_{k\ell_k}^2}{\tau_{p,ul}^{sc} \rho_{sc,p}^{ul} \sum_{i=1}^K \beta_{k\ell_i} |\varphi_k^H \varphi_i|^2 + 1} \quad (4.45)$$

με το φ_k να συμβολίζει τη μοναδιαία πιλοτική αλληλουχία που εκπέμπει ο k^{th} χρήστης και το $\rho_{sc,p}^{ul}$ την ισχύ εκπομπής του.

Τέλος, το max-min power control έχει ισχύ και σε small cell διατάξεις, εφαρμόζοντας τους ακόλουθους περιορισμούς:

$$\max_{\{\eta_{sc,k}^{dl}\}} \quad \max_{k=\{1,2,\dots,K\}} \bar{\mu}_{k\ell_k} \quad (\text{downlink restriction}) \quad (4.46)$$

$$\max_{\{\eta_{sc,k}^{ul}\}} \max_{k=\{1,2,\dots,K\}} \bar{\omega}_{k\ell} \quad (\text{uplink restriction}) \quad (4.47)$$

Όπως στις CF mMIMO διατάξεις, έτσι και εδώ οι δύο παραπάνω συνθήκες σε συνδυασμό με τον γνωστό περιορισμό $0 \leq \eta_{sc,k}^{ul/dl} \leq 1$ μπορούν να επιληθούν με τον bisection αλγόριθμο.

4.7.2 Προσομοίωση

Σαν πρώτο βήμα στην διεξαγωγή του πειράματος θα πρέπει να είναι ο ακριβής προσδιορισμός της απόσβεσης που υπόκειται η ακτινοβολία καθώς διασχίζει το μέσο. Θεωρώντας λοιπόν ομοιόμορφη την κατανομή των χρηστών εντός μίας γεωγραφικής περιοχής $D \times D \text{ km}^2$, ο συντελεστής απόσβεσης μεγάλης κλίμακας $\beta_{k\ell}$ δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\beta_{k\ell} = PL_{k\ell} 10^{\frac{\sigma_{sh} z_{k\ell}}{10}}, \text{ με } z_{k\ell} \sim N(0,1) \quad (4.48)$$

όπου η μεταβλητή $PL_{k\ell}$ παριστάνει την απώλεια διαδρομής (path loss) και ο όρος $10^{\frac{\sigma_{sh} z_{k\ell}}{10}}$ τη σκίαση της ακτινοβολίας με τυπική απόκλιση $\sigma_{sh} \text{ (dB)}$.

Για τη μελέτη των απωλειών διαδρομής έγινε διαχωρισμός της απόστασης D μεταξύ AP και UE σε 3 τμήματα, σύμφωνα με το three-slope μοντέλο που περιγράφει το paper [65]. Πιο συγκεκριμένα, αναφέρεται ότι εντός του κάθε ενός από αυτά τα τμήματα μπορεί προσεγγιστικά να θεωρηθεί σταθερή η κλίση των απωλειών (dB) συναρτήσει της απόστασης (m), γεγονός που σηματοδοτεί την ύπαρξη τριών διακριτών εκθετικών συντελεστών αύξησης. Τα δύο σημεία (d_0 και d_1) εντός της απόστασης D που διαμορφώνουν τα τρία τμήματα ονομάζονται break points [65], και συμβάλλουν στη μελέτη των απωλειών $PL_{k\ell}$ ως εξής [7]:

$$PL_{k\ell} = \begin{cases} -L - 35 \log_{10}(d_{k\ell}), & \text{για } d_{k\ell} > d_1 \text{ (} n = 3,5 \text{)} \\ -L - 20 \log_{10}(d_1) - 20 \log_{10}(d_{k\ell}), & \text{για } d_0 < d_{k\ell} \leq d_1 \text{ (} n = 2 \text{)} \\ -L - 15 \log_{10}(d_1) - 20 \log_{10}(d_0), & \text{για } d_{k\ell} \leq d_0 \text{ (} n = 0 \text{)} \end{cases} \quad (4.49)$$

όπου L είναι οι απώλειες σύμφωνα με το μοντέλο Hata-COST231 (σχέση 4.50) για αγροτικές και προαστιακές περιοχές και n οι υπολογισθέντες συντελεστές αύξησης απωλειών [7].

$$L \triangleq 46,3 + 33,9 \log_{10}(f) - 13,82 \log_{10}(h_{AP})$$

$$- [1,1 \log_{10}(f) - 0,7] h_{UE} + [1,56 \log_{10}(f) - 0,8] \quad (4.50)$$

όπου $f \text{ (MHz)}$ είναι η συχνότητα λειτουργίας, $h_{UE} \text{ (m)}$ το ύψος της κεραίας του UE και $h_{AP} \text{ (m)}$ το ύψος του AP.

Συνεχίζοντας με τον όρο της σκίασης [7], επειδή το παρακάτω πείραμα είναι μικρής σχετικά κλίμακας, οι συντελεστές απωλειών λόγω αυτού του φαινομένου μπορούν να θεωρηθούν *correlated* (συσχετισμένοι), γεγονός που όπως αποδεικνύεται και αργότερα, διαδραματίζει σπουδαίο ρόλο στις συνολικές ανά-χρήστη ρυθμαποδόσεις. Ο όρος $z_{k\ell}$ της (4.48) ισούται με:

$$z_{k\ell} = a_\ell \sqrt{\delta} + b_k \sqrt{1 - \delta}, \quad \text{με } a_\ell \text{ και } b_k \sim N(0,1) \quad (4.51)$$

όπου $0 \leq \delta \leq 1$ και a_ℓ, b_k οι συνεισφορές (συντελεστές) εξασθένησης λόγω σκίασης από σκεδαστές σε μία περιοχή κοντά στο ℓ^{th} AP (ίδια επιρροή του μέσου από αυτό το AP προς οποιονδήποτε χρήστη) και στο k^{th} UE (ίδια επιρροή του μέσου από αυτόν τον χρήστη προς οποιονδήποτε AP) αντίστοιχα, με συνδιακυμάνσεις (covariances) που δίνονται από [7]:

$$\begin{cases} \mathbb{E}\{a_\ell a_{\ell'}\} = 2^{-\frac{d_a(\ell, \ell')}{d_{decorr}}} \\ \mathbb{E}\{b_k b_{k'}\} = 2^{-\frac{d_b(k, k')}{d_{decorr}}} \end{cases} \quad (4.52)$$

όπου $d_a(\ell, \ell')$ η απόσταση μεταξύ δύο οποιονδήποτε διαφορετικών APs, $d_b(k, k')$ η απόσταση μεταξύ οποιονδήποτε διαφορετικών UEs και d_{decorr} η ελάχιστη correlation απόσταση (εξαρτάται από τις περιβαλλοντικές συνθήκες) [7].

Έπειτα, έγινε υπολογισμός των SNR $\rho_{cf}^{dl}, \rho_{cf}^{up}$ και ρ_{cf}^p διαιρώντας τις ισχύες $\bar{\rho}_{cf}^{dl}, \bar{\rho}_{cf}^{up}$ και $\bar{\rho}_{cf}^p$ με την ισχύ θορύβου [7], ενώ οι καθαρές ρυθμαποδόσεις (net throughputs) ανά χρήστη που χρησιμοποιήθηκαν λαμβάνοντας υπόψη το coherence interval (pre-log παράγοντας) και το εύρος ζώνης, υπολογίσθηκαν από τους παρακάτω τύπους:

$$SE_{cf,k}^{dl/ul} = B \frac{1 - \tau_p^{cf}/\tau_c}{2} R_{cf,k}^{dl/ul} \quad (4.53)$$

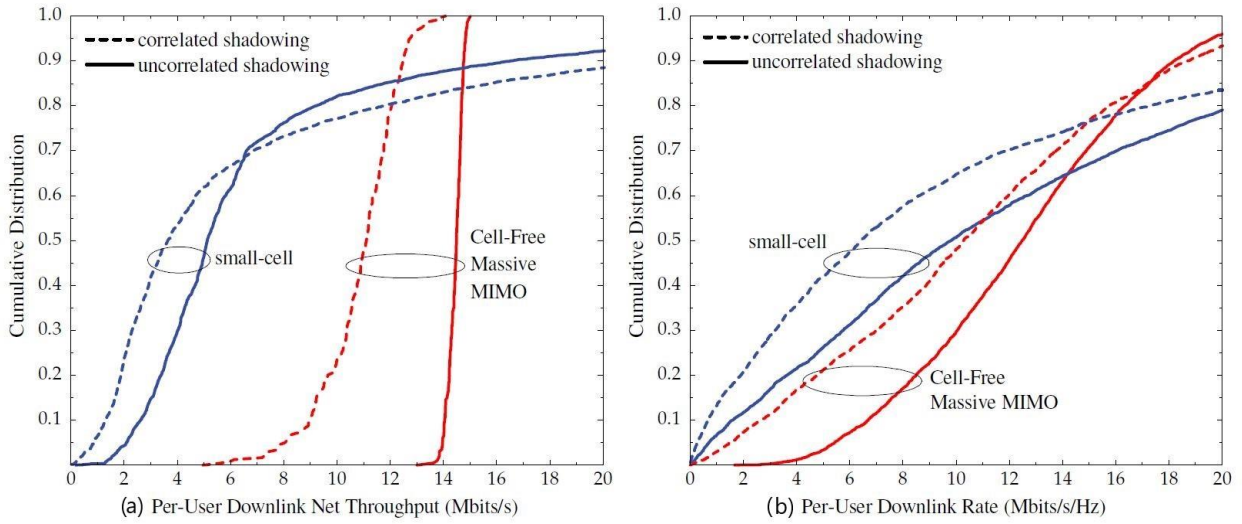
$$SE_{sc,k}^{dl/ul} = B \frac{1 - (\tau_{p,dl}^{sc} + \tau_{p,ul}^{sc})/\tau_c}{2} R_{sc,k}^{dl/ul} \quad (4.54)$$

όπου B το χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης και τ_p^{cf}/τ_c και $(\tau_{p,dl}^{sc} + \tau_{p,ul}^{sc})/\tau_c$ οι όροι που περιγράφουν τον αριθμό των εκπεμπόμενων πιλοτικών *samples* που ξοδεύονται ανά coherence interval μήκους τ_c στο σύστημα του CF mMIMO και στο σύστημα των small cells αντίστοιχα. Ο συνοπτικός πίνακας που ακολουθεί αναφέρει τις τιμές των παραμέτρων που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα προσομοίωση:

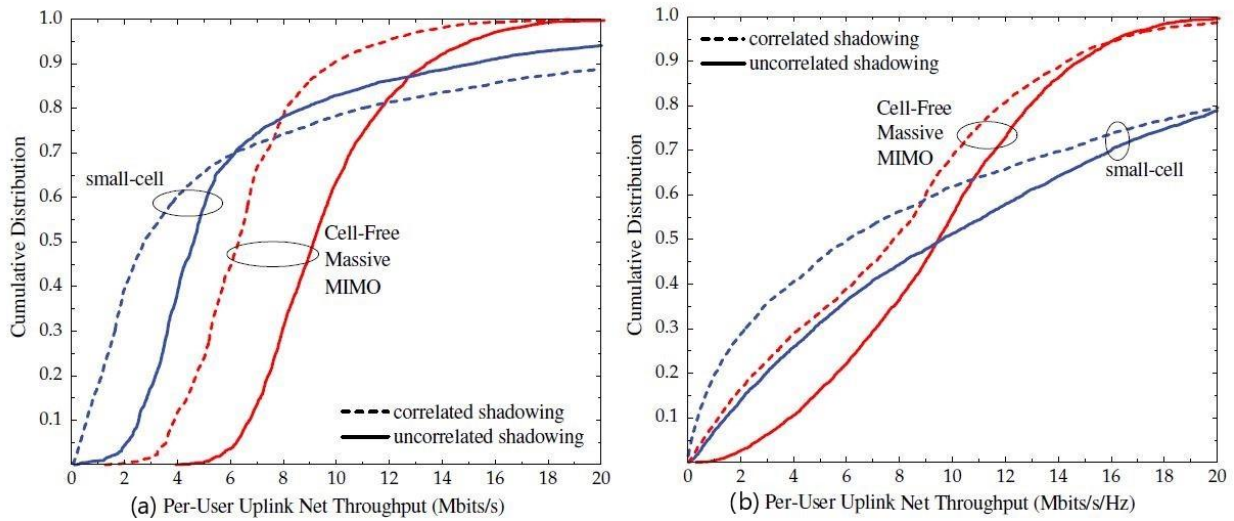
Πίνακας 4-1: Τιμές παραμέτρων προσομοίωσης [7] σε CF mMIMO περιβάλλον με single-antenna UEs και APs.

Παράμετρος	Τιμή
Φέρουσα συχνότητα	1,9 GHz
Εύρος ζώνης	20 MHz
Ισχύς θορύβου σ^2 (uplink/downlink)	9 dB
Ύψος κεραίας AP	15 m
Ύψος κεραίας UE	1,65 m
$\bar{\rho}_{cf}^{dl}, \bar{\rho}_{cf}^{up}, \bar{\rho}_{cf}^p$	200, 100, 100 mW
σ_{sh}	8 dB
D, d_1, d_0	1000, 50, 10 m
τ_c	200 samples
ΔT_c	1 ms
d_{decorr}	0,1 km
δ	0,5
L	100
K	40
N	1

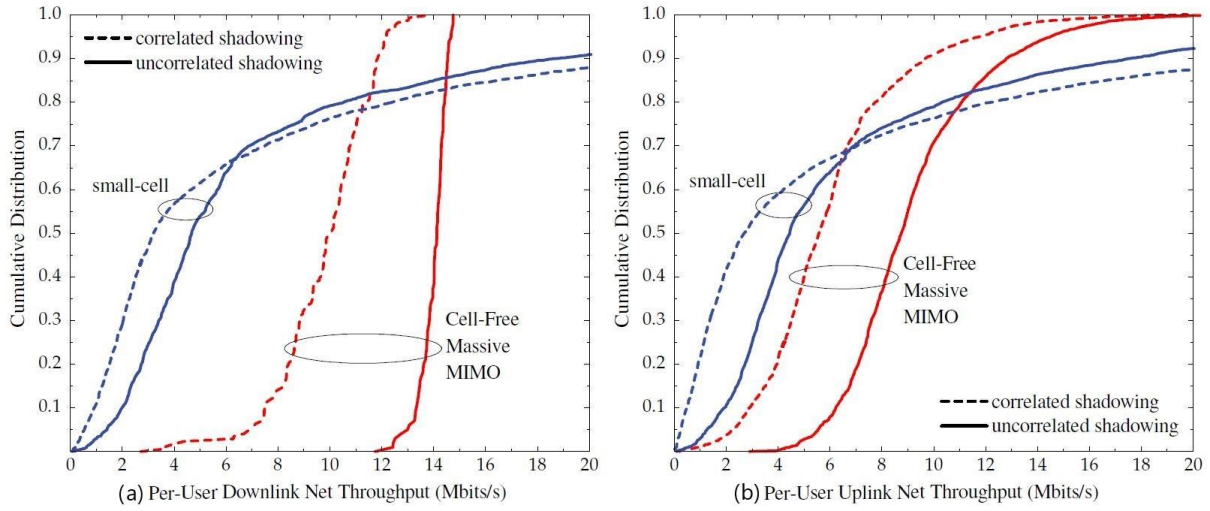
Επίσης, για χάρη της ισότητας έγινε η υπόθεση ότι όλες οι ισχύες που χρησιμοποιήθηκαν ήταν ίσες, εκτός από εκείνη στο downlink, όπου στην περίπτωση των small cells ήταν L/K φορές εκείνη της cell-free υλοποίησης [7]. Ταυτόχρονα, στην περίπτωση που έγινε χρήση του max-min power control αλγορίθμου, λήφθηκαν υπόψη 200 τυχαίες περιπτώσεις APs/UEs τοποθεσιών και μετρήσεων σκίασης, ενώ στην περίπτωση που δεν έγινε χρήση αυτού, κάθε UE και AP ακτινοβολούσε σε πλήρη ισχύ (όλοι οι συντελεστές power control ίσοι με 1). Τα αποτελέσματα των μετρήσεων απεικονίζονται στα παρακάτω Σχήματα.



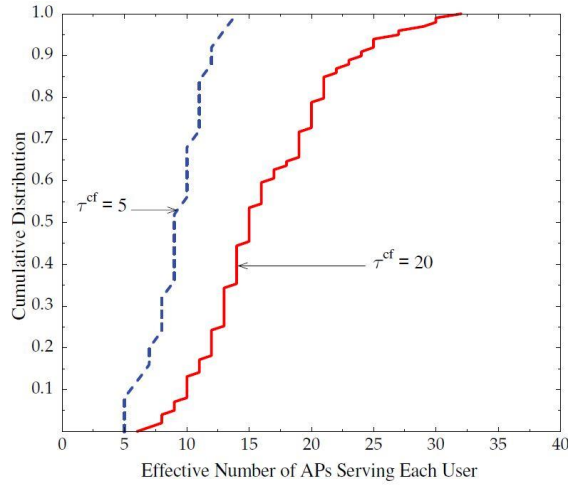
Σχήμα 4-7: CDF κατανομή της ανά-χρήστη καθαρής downlink ρυθμαπόδοσης με $\tau_p^{cf} = \tau_{p,dl}^{sc} = 20$ samples σε σενάρια με correlated και decorrelated σκίαση, κάνοντας παράλληλα και χρήση του greedy pilot assignment αλγορίθμου. Επίσης, στο (a) γίνεται χρήση και του max-min power control αλγορίθμου, ενώ στο (b) όχι [7].



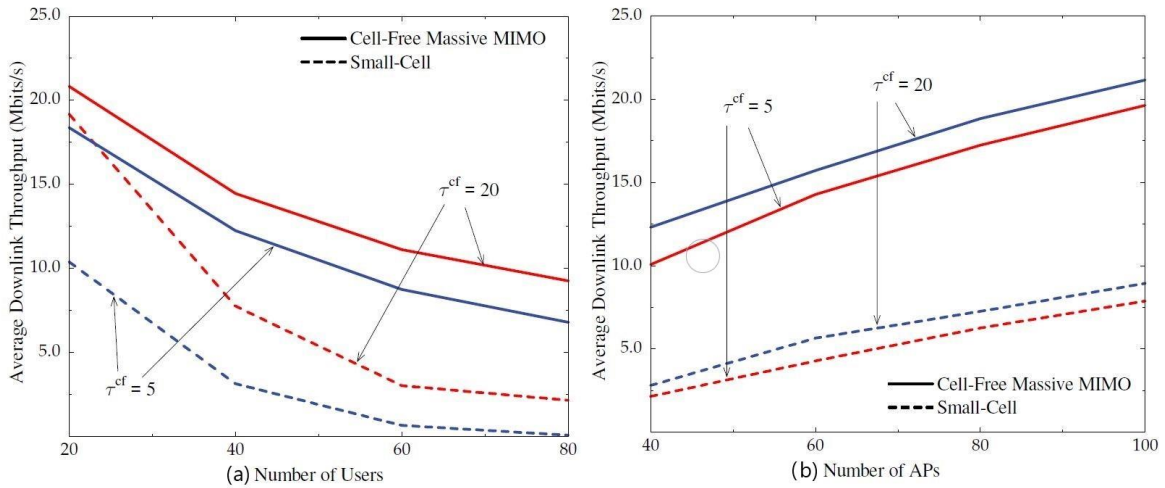
Σχήμα 4-8: CDF κατανομή της ανά-χρήστη καθαρής uplink ρυθμαπόδοσης με $\tau_p^{cf} = \tau_{p,ul}^{sc} = 20$ samples σε σενάρια με correlated και decorrelated σκίαση, κάνοντας παράλληλα και χρήση του greedy pilot assignment αλγορίθμου. Επίσης, στο (a) γίνεται χρήση και του max-min power control αλγορίθμου, ενώ στο (b) όχι [7].



Σχήμα 4-9: CDF κατανομή της ανά-χρήστη καθαρής (a) downlink και (b) uplink ρυθμαπόδοσης με $\tau_p^{cf} = \tau_{p,dl}^{sc} = \tau_{p,ul}^{sc} = 20 \text{ samples}$ σε σενάρια με correlated και decorrelated σκίαση, κάνοντας παράλληλα και χρήση των random pilot assignment και max-min power control αλγορίθμων [7].



Σχήμα 4-10: CDF κατανομή των M_k APs, τα οποία εξυπηρετούν τον k^{th} χρήστη για $\tau_p^{cf} = 5$ και $\tau_p^{cf} = 20 \text{ samples}$ σε περιβάλλον με decorrelated σκίαση [7].



Σχήμα 4-11: Μέση καθαρή downlink ρυθμαπόδοση συναρτήσει του αριθμού των (a) χρηστών για $L = 100$ και των (b) APs για $K = 20$ σε περιβάλλον με decorrelated σκίαση για $\tau_p^{cf} = 5$ και $\tau_p^{cf} = 20 \text{ samples}$ [7].

Ξεκινώντας από το διάγραμμα του Σχήματος 4-7 (a), είναι εμφανές ότι η CF mMIMO διάταξη υπερτερεί εκείνης των small cells έχοντας όχι μόνο μεγαλύτερο 95% – *likely* user net throughput, αλλά και μεγαλύτερη συγκέντρωση τιμών περί του μέσου όρου. Πιο συγκεκριμένα, φαίνεται ότι η υλοποίηση της CF mMIMO διάταξης σε περιβάλλοντα με decorrelated εξασθένηση λόγω σκίασης εγγυάται την παροχή τουλάχιστον 14 Mbps στο 95% των UEs, ρυθμαπόδοση 7 φορές μεγαλύτερη από εκείνη που προσφέρει η small cell διάταξη (2,1 Mbps) για το ίδιο ποσοστό χρηστών [7]. Το χάσμα αυτό οξύνεται ακόμα περισσότερο σε περιβάλλοντα με correlated εξασθένηση λόγω σκίασης, όπου πλέον η διαφορά μεταξύ των δύο διατάξεων είναι 10 φορές μεγαλύτερη (0,8 και 8 Mbps στην περίπτωση των small cells και των CF mMIMO δικτύων αντίστοιχα), γεγονός που μαρτυρά την ευαισθησία που έχουν οι κυψελωτές διατάξεις σε τέτοιου είδους απώλειες (ειδικά υπό την επήρεια correlated σκεδαστών, αφού φαίνεται να επιδρούν επιβαρυντικά στα υπολογισθέντα κέρδη των kl καναλιών). Η διαφορά στις επιδόσεις των δύο υλοποιήσεων αν και φαίνεται να μειώνεται στην περίπτωση των uplink ζεύξεων (Σχήμα 4-8 (a)) λόγω της μικρότερης ισχύος που χρησιμοποιούν τα UEs σε συνδυασμό με τον μικρότερο αριθμό power control συντελεστών (αφού $K < L$), μπορεί με σιγουριά και πάλι να διακριθεί η υπεροχή των CF mMIMO δικτύων σε όρους καθαρής ανά-χρήστη uplink ρυθμαπόδοσης.

Συνεχίζοντας με τις περιπτώσεις όπου δεν γίνεται χρήση του max-min power control αλγορίθμου, φαίνεται ότι και εδώ η CF mMIMO διάταξη προσφέρει καλύτερα αποτελέσματα σε όρους 95% – *likely* ανά-χρήστη downlink (Σχήμα 4-7 (b)) και uplink (Σχήμα 4-8 (b)) ρυθμαπόδοσης συγκριτικά με τη συμβατική κυψελωτή, ανεξαρτήτως με το αν είναι correlated ή όχι οι απώλειες σκίασης. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον βέβαια παρουσιάζει το γεγονός ότι στην CF mMIMO περίπτωση, η χρήση του max-min power control διαδραματίζει σπουδαίο ρόλο, αφού η έλλειψη αυτού οδηγεί σε πτώση του μέσου όρου των τιμών, αλλά και της 95% – *likely* ρυθμαπόδοσης, τόσο στις uplink, όσο και στις downlink ζεύξεις. Πιο ειδικά, στην περίπτωση των CF mMIMO με decorrelated σκίαση, η εφαρμογή του power control αλγορίθμου αυξάνει τη downlink ρυθμαπόδοση κατά 2,5 φορές (Σχήμα 4-7), ενώ την uplink κατά 2,3 (Σχήμα 4-8). Η εν λόγω συνεισφορά είναι αισθητή και στις small cell διατάξεις, αλλά μόνο στην περίπτωση του 95% – *likely* throughput δείκτη [7].

Κοιτώντας τώρα τα διαγράμματα του Σχήματος 4-9, όπου αντί για χρήση του greedy pilot assignment αλγορίθμου γίνεται χρήση του random pilot assignment, είναι προφανές ότι και εδώ η CF mMIMO διάταξη εισάγει καλύτερες ρυθμαποδόσεις για το 95% των χρηστών σε σχέση με εκείνη των small cells, ενώ για ακόμα μία φορά γίνεται αισθητή η διαφορά μεταξύ downlink και uplink ζεύξεων, λόγω της διαφοράς ισχύος και power control συντελεστών μεταξύ των APs και UEs, ακριβώς όπως προαναφέρθηκε. Σε κάθε περίπτωση όμως, συνίσταται η χρήση του greedy αλγορίθμου, αφού ακόμα και με μία γρήγορη σύγκριση των διαγραμμάτων που απεικονίζονται στα Σχήματα 4-7 (a) και 4-8 (a) με εκείνα των 4-9 (a) και 4-9 (b) αντίστοιχα, μπορεί κανείς να δει τη διαφορά που έχουν οι δύο αλγόριθμοι στην ανά-χρήστη ρυθμαπόδοση.

Κατόπιν, γίνεται σύγκριση των δύο πειραματικών τ_p^{cf} , τα οποία δηλώνουν τον αποσπελλόμενο αριθμό πιλοτικών *samples/coherence interval* ($\tau_c = 200$ samples). Πιο συγκεκριμένα, το Σχήμα 4-10 απεικονίζει το ενεργό (ελάχιστο) υποσύνολο M_k εκείνων των APs που συνεισφέρουν το 95% της συνολικής ισχύος που λαμβάνει ο k^{th} χρήστης [7]. Κοιτώντας λοιπόν το εν λόγω Σχήμα, είναι προφανές ότι για την εξυπηρέτηση ενός και μόνο χρήστη χρειάζονται 12 (για $\tau_p^{cf} = 5$) ή 25 (για $\tau_p^{cf} = 20$ samples) το πολύ APs, προσφέροντάς του το 95% της συνολικής ενέργειας που θα λάμβανε αν το εξυπηρετούσαν όλα. Συνεπώς, όσο αυξάνεται ο αριθμός των *samples* που μπορεί να στείλει κάθε UEs στη διάρκεια ενός coherence interval, τόσο περισσότερες διαφορετικές

και ανά ζεύγη ορθογώνιες πιλοτικές αλληλουχίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν από κάθε έναν χρήστη (σχέση μεταξύ K και τ_p^{cf}), συνθήκη που τείνει να μειώσει το φαινόμενο του pilot contamination και εν τέλει να πετύχει το favorable propagation. Από την άλλη όμως, ένας μεγάλος αριθμός εντός του υποσυνόλου M_k τείνει να μειώσει η συνολική χωρητικότητα που προσφέρει το backhaul δίκτυο, αφού οι συνολικές ροές δεδομένων που καλείται να επεξεργαστεί κάθε CPU αυξάνονται [50, p. 8]. Για τον λόγο αυτό, θα πρέπει να βρεθεί μία χρυσή τομή μεταξύ της βέλτιστης εξυπηρέτησης κάθε UE και του μέγιστου επιτρεπόμενου αριθμού των APs προς εξυπηρέτηση αυτού, στοχεύοντας όχι μόνο στην προστασία του πυρήνα του δικτύου από το να φτάσει τη μέγιστη χωρητικότητά του, αλλά και στην εξοικονόμηση περισσότερων ενεργειακών πόρων.

Στη συνέχεια, θα πρέπει να αναφερθεί ότι υπό σταθερό τ_p^{cf} , και για δεδομένο αριθμό χρηστών και APs, οι CF mMIMO διατάξεις πετυχαίνουν μεγαλύτερη downlink ρυθμαπόδοση σε σχέση με την κυβελωτή υλοποίηση (Σχήμα 4-11), γεγονός απόλυτα λογικό, αφού χάρη στο spatial diversity των πολλαπλών κεραιών μειώνονται οι παρεμβολές και εν τέλει οι συνολικές απώλειες των ζεύξεων. Επίσης, φαίνεται ότι αν στην πρώτη περίπτωση (Σχήμα 4-11 (a)) μειωθεί ο αριθμός των χρηστών (υπό σταθερό αριθμό APs=100), θα αυξηθεί η μέση ρυθμαπόδοση και στις δύο υλοποιήσεις. Ωστόσο στη CF mMIMO διάταξη θα έχει πιο ραγδαία άνοδο, με αποτέλεσμα την περαιτέρω όξυνση της διαφοράς που παρουσιάζουν στην απόδοσή τους. Το ίδιο συμβαίνει αντίστοιχα και στο Σχήμα 4-11 (b) αν αυξηθεί ο αριθμός των APs (υπό σταθερό αριθμό UEs=20). Τέλος, πρέπει να τονιστεί ότι αυξάνοντας το τ_p^{cf} , σε κάθε περίπτωση θα σημειωθεί βελτίωση για τον λόγο που αναφέρθηκε και στην προηγούμενη παράγραφο (μείωση του pilot contamination).

4.8 Cell-free Massive MIMO διατάξεις με multi-antenna UEs και APs

Η μοντελοποίηση των προηγούμενων παραγράφων είχε ως επίκεντρο διατάξεις όπου κάθε στοιχείο (χρήστης ή σταθμός βάσης) ενσωμάτωνε μόνο μία κεραία. Παρόλα αυτά, και χάρη της βελτίωσης του τηλεπικοινωνιακού συστήματος, θα πρέπει να εξεταστεί και η περίπτωση όπου οι τερματικές συσκευές, αλλά και τα διάφορα σημεία πρόσβασης φέρουν πάνω από μία κεραίες. Για την καλύτερη κατανόηση της επίδρασης που έχει το πλήθος των κεραιών σε κάθε ένα άκρο, κάθε περίπτωση θα μελετηθεί ξεχωριστά.

4.8.1 Multi-antenna APs

Η ζήτηση για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης έχει σημειώσει μία εκθετική αύξηση τα τελευταία χρόνια, όχι μόνο λόγω των υψηλών απαιτήσεων και προδιαγραφών που έχει θέσει η τεχνολογία, αλλά και λόγω του ολοένα και αυξανόμενου αριθμού συσκευών που ζητάνε την παροχή των υπηρεσιών της κινητής τηλεφωνίας. Προς βελτίωση αυτής της κατάστασης, δημιουργήθηκαν οι διατάξεις mMIMO, οι οποίες πλέον εφαρμοζόμενες σε CF περιβάλλοντα επιτυγχάνουν υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης, τόσο στις uplink όσο και στις downlink ζεύξεις. Ωστόσο, για την περαιτέρω εκμετάλλευση του diversity κέρδους, μελετάται και η περίπτωση όπου τα APs φέρουν περισσότερες από $N = 1$ κεραίες [66] [67].

Ακολουθώντας λοιπόν την ίδια λογική με την παραπάνω ανάλυση, και εδώ γίνεται χρήση της απόκρισης $g_{k\ell}$ του καναλιού μεταξύ του ℓ^{th} AP και του k^{th} UE, σύμφωνα με τον τρόπο που έχει οριστεί μέσω της σχέσης (4.2). Η μόνη διαφορά σε αυτήν την περίπτωση είναι ότι το $g_{k\ell} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ αποτελεί πλέον διανυσματικό μέγεθος (σε αντίθεση με πριν που ήταν βαθμωτό), αφού κάθε μία από τις N κεραίες του ℓ^{th} AP παρουσιάζει

διαφορετικό small-scale συντελεστή εξασθένησης $h_{k\ell}$. Επίσης, επισημαίνεται ότι εφόσον γίνεται αναφορά για co-located κεραίες σε κάθε AP, το $\beta_{k\ell}$ είναι ίδιο για κάθε μία από αυτές (για το συγκεκριμένο AP και προς κάποιον συγκεκριμένο χρήστη) [66].

Ωστόσο, η uplink training διαδικασία για πολλαπλές κεραίες φαίνεται να μοντελοποιείται λίγο διαφορετικά σε σχέση με εκείνη που έχει ήδη περιγραφεί (για single-antenna APs), αφού πλέον το διάνυσμα λήψης $y_{p,\ell}^{MA}$ στο ℓ^{th} AP περιέχει τον προσαρτημένο πίνακα φ_k^H της πιλοτικής αλληλουχίας (αντί του απλού φ_k) που του στέλνει το k^{th} UE [66] [67] [68]. Σύμφωνα με αυτή τη λογική, και δεδομένου ότι πλέον $n_{p,\ell} \in \mathbb{C}^{N \times \tau_p^{cf}}$ και *i. i. d.* $CN(0,1)$ (θόρυβος σε κάθε κεραία του ℓ^{th} AP), η σχέση (4.16) για multi-antenna APs γίνεται:

$$y_{p,\ell}^{MA} = \sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p} \sum_{k=1}^K g_{k\ell} \varphi_k^H + n_{p,\ell} \quad (4.55)$$

όπου $y_{p,\ell}^{MA}$ δεν αποτελεί πλέον ένα απλό διάνυσμα, αλλά έναν δισδιάστατο πίνακα $\mathbb{C}^{N \times \tau_p^{cf}}$.

Στην συνέχεια, υπολογίζεται η προβολή $\tilde{y}_{p,k\ell}^{MA}$ του $y_{p,\ell}^{MA}$ πάνω στο φ_k (σε αντίθεση με πριν που υπολογιζόταν πάνω στο φ_k^H), με την τελευταία έκφραση να δίνεται από:

$$\tilde{y}_{p,k\ell}^{MA} = \varphi_k y_{p,\ell}^{MA} = \sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p} g_{k\ell} + \sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p} \sum_{i \neq k} g_{i\ell} \varphi_i^H \varphi_k + n_{p,\ell} \varphi_k \quad (4.56)$$

Για την αποφυγή πολύπλοκων υπολογισμών αλλά και εκτεταμένων σχέσεων, τα οποία είναι ήδη γνωστά από προηγούμενες αναλύσεις, η μοντελοποίηση του paper [66] θεωρεί την ύπαρξη ενός επαρκή αριθμού ορθογώνιων μεταξύ τους πιλοτικών σημάτων (δηλαδή $\tau_p^{cf} = K$), γεγονός που ισοδυναμεί με favorable propagation. Συνεπώς, για την ανάκτηση των εκτιμήσεων του καναλιού $\hat{g}_{k\ell}$, λαμβάνεται υπόψη μόνο ο πρώτος και ο τρίτος όρος της προβολής $\tilde{y}_{p,k\ell}^{MA}$. Φυσικά, για τον υπολογισμό του $\hat{g}_{k\ell}$ σε αυτό το σημείο υπάρχουν πολλοί τρόποι (π.χ. MMSE [7]). Μία εύκολη τεχνική που δεν απαιτεί κανένα ιστορικό στατιστικό στοιχείο, και συνεπώς χαρίζει υπολογιστική απλότητα [66], είναι η least-square (LS) estimation. Πιο ειδικά, η LS προσέγγιση στοχεύει στην εύρεση της τιμής του $\hat{g}_{k\ell}$ έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται η νόρμα $\left\| \tilde{y}_{p,k\ell}^{MA} - \sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p} \hat{g}_{k\ell} \right\|^2$. Κατόπιν πράξεων, αποδεικνύεται [66] ότι η τιμή αυτή δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\hat{g}_{k\ell} = \frac{1}{\sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p}} \tilde{y}_{p,k\ell}^{MA} = g_{k\ell} + \frac{1}{\sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p}} n_{p,\ell} \varphi_k \quad (4.57)$$

Έπειτα, έχοντας στο μυαλό ότι $g_{k\ell} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ και $n_{p,\ell} \sim CN(I_0, I_N)$, για τον υπολογισμό της uplink ζεύξης ακολουθείται η ίδια διαδικασία που περιγράφηκε στην παράγραφο 4.3.1 (με χρήση του MRC).

Για τον προσδιορισμό του uplink SE, μπορεί να γίνει χρήση των τύπων της παραγράφου 4.4.2, προσθέτοντας την παρακάτω διαφοροποίηση:

$$r_k^{ul} = DS_k \hat{x}_k + BU_k \hat{x}_k + \sum_{i \neq k}^K UI_{ki} \hat{x}_i + NI_k \quad (4.58)$$

Η διαφορά έγκεται στο ότι η δοθείσα στην παράγραφο 4.4.2 σχέση (4.23) αναφέρεται σε downlink ζεύξη, ενώ η (4.58) σε uplink. Αυτό δεν αποτελεί πρόβλημα, αφού η εν λόγω σχέση (uplink) μπορεί να μετασχηματιστεί αντικαθιστώντας τον όρο $w_{k\ell}$ της (4.9) με τον όρο $v_{k\ell}^H \sqrt{\rho_k^{ul}}$ της (4.7). Επίσης, γίνεται και η προσθήκη και του NI_k όρου (σχέση (4.59)), αφού πλέον αναφερόμαστε στον θόρυβο στην είσοδο κάθε AP (και όχι ενός μόνο UE).

$$NI_k^{ul} \triangleq \sum_{\ell=1}^L v_{k\ell}^H n_{\ell} \quad (4.59)$$

Εν τέλει, οι σχέσεις (4.24), (4.25) και (4.26) κατόπιν του προαναφερθέντος μετασχηματισμού θα γίνουν:

$$DS_k^{ul} \triangleq \sqrt{\rho_k^{ul}} \mathbb{E} \left\{ \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} v_{k\ell}^H g_{k\ell} \right\} \quad (4.60)$$

$$BU_k^{ul} \triangleq \sqrt{\rho_k^{ul}} \left(\sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} v_{k\ell}^H g_{k\ell} - \mathbb{E} \left\{ \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} v_{k\ell}^H g_{k\ell} \right\} \right) \quad (4.61)$$

$$UI_{ki}^{ul} \triangleq \sqrt{\rho_k^{ul}} \sum_{\ell=1}^L \eta_{i\ell}^{1/2} v_{k\ell}^H g_{i\ell} \quad (4.62)$$

Κάνοντας λοιπόν χρήση των ανωτέρω σχέσεων, το uplink $SINR_k^{ul}$ του k^{th} UE που προκύπτει (ίδιο με την downlink περίπτωση της σχέσης (4.27)) δίνεται από [66]:

$$SINR_k^{ul} = \frac{|DS_k^{ul}|^2}{\mathbb{E}\{BU_k^{ul}\} + \sum_{i \neq k}^K \mathbb{E}\{UI_{ki}^{ul}\} + \mathbb{E}\{NI_k^{ul}\}} \quad (4.63)$$

Στη συνέχεια, και βάσει της LS εκτίμησης, μία lower bound έκφραση εφικτού uplink SE για CF mMIMO σε περιβάλλον με κατά Rayleigh correlated εξασθένιση δίνεται από τη σχέση (4.64) [66], όπου ο πρώτος κλασματικός όρος αναφέρεται ως pre-log

παράγοντας, και εκφράζει τα περιθώρια εντός του coherence block που χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση.

$$SE_k^{ul} = \left(1 - \frac{\tau_p^{cf}}{\tau_c}\right) \times \log_2 \left(1 + \frac{\rho_k^{ul} |\sum_{\ell=1}^L \beta_{k\ell} \text{tr}(R_{k\ell})|^2}{\rho_k^{ul} \sum_{i=1}^K \eta_i \sum_{\ell=1}^L \beta_{k\ell} \beta_{i\ell} \text{tr}(R_{k\ell} R_{i\ell}) + \frac{1}{\tau_p} \sum_{i=1}^K \eta_i \sum_{\ell=1}^L \beta_{i\ell} \text{tr}(R_{i\ell}) + \sum_{\ell=1}^L \beta_{k\ell} \text{tr}(R_{k\ell}) + \frac{NL}{\rho_k^{ul} \tau_p}}\right) \quad (4.64)$$

Σε αυτό το σημείο πρέπει να αναφερθεί ότι λόγω του ότι κάθε πρακτικό πείραμα λαμβάνει χώρα σε περιορισμένη σχετικά γεωγραφική έκταση, η εξασθένηση των καναλιών μπορεί να θεωρηθεί προσεγγιστικά correlated. Αυτό εκφράζεται μέσω της small-scale εξασθένησης, η οποία κυμαίνεται από 0 μέχρι και $R_{k\ell} \in \mathbb{C}^{N \times N}$, όπου $R_{k\ell}$ είναι ο Toeplitz [69, pp. 235-238] πίνακας του μέσου, ο οποίος περιγράφει τον βαθμό στον οποίο τα κανάλια είναι correlated, συμπεριλαμβάνοντας τα κέρδη των κεραιών, καθώς και διάφορα άλλα χαρακτηριστικά των διαγραμμάτων ακτινοβολίας τους [66].

Για την εκπόνηση του πειράματος, και εν τέλει τη μελέτη του SE υπό την προσθήκη $N > 1$ κεραιών σε κάθε AP, οι μεταβλητές που χρησιμοποιήθηκαν έλαβαν τιμές σύμφωνα με τον Πίνακα 4-2, ενώ οι παράμετροι $\beta_{k\ell}$ και $[R_{k\ell}]_{c,d} ((c,d)^{th}$ στοιχείο του πίνακα), σύμφωνα με τις σχέσεις (4.65) και (4.66) αντίστοιχα [66].

Πίνακας 4-2: Τιμές παραμέτρων προσομοίωσης [66] σε CF mMIMO περιβάλλον με multi-antenna APs.

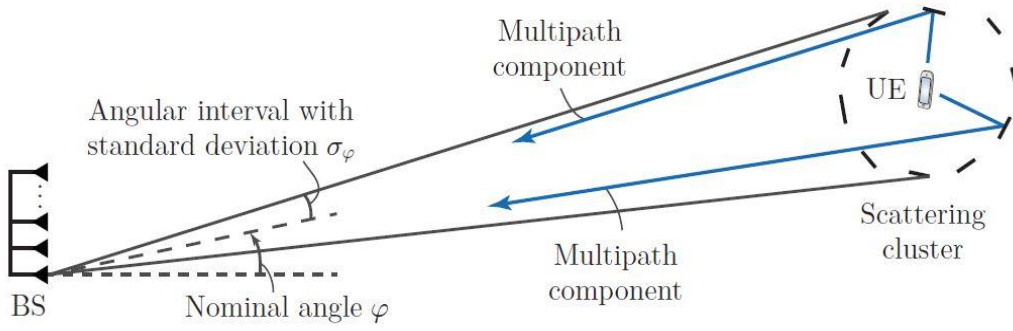
Παράμετρος	Τιμή
Εύρος ζώνης	20 MHz
σ^2 (uplink)	9 dB
Ύψος κεραίας AP	15 m
Ύψος κεραίας UE	1,65 m
$\eta_{k\ell}$	1
$\bar{\rho}_k^{ul}$	0,1 W
σ_φ	10° και 30°
θεωρητική έκταση προσομοίωσης	1000 × 1000 m ²
T_0	290 K

$$\beta_{k\ell} = -34,53 - 38 \log_{10} \left(d_{k\ell} / 1 \text{ m} \right) + F_{k\ell} \quad (4.65)$$

$$[R_{k\ell}]_{c,d} = \int_{-20\sigma_\varphi}^{20\sigma_\varphi} e^{2\pi j d_H(c-d)\sin(\varphi+\delta)} \frac{1}{\sigma_\varphi \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\delta^2}{2\sigma_\varphi^2}} d\delta \quad (4.66)$$

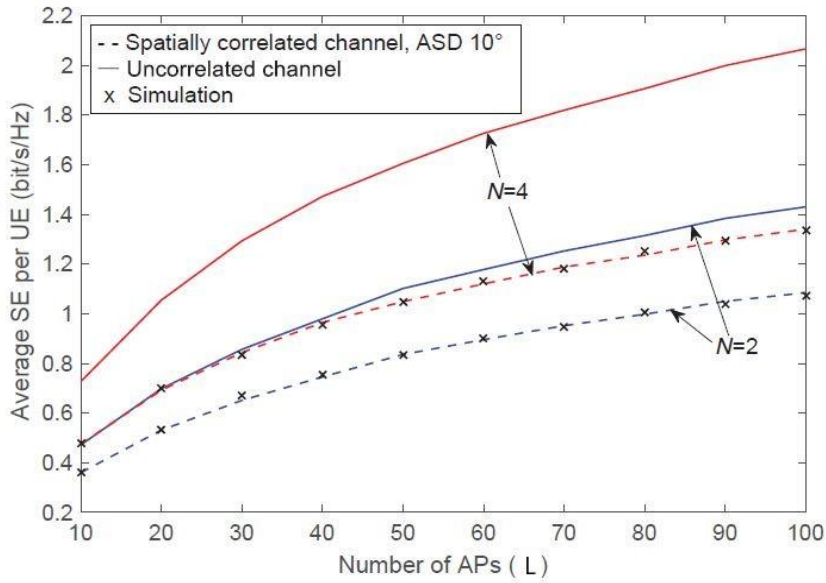
όπου $d_{k\ell}$ η απόσταση μεταξύ του ℓ^{th} AP και του k^{th} UE και $F_{k\ell} \sim N_c(0,100)$ ο συντελεστής σκίασης του καναλιού από k^{th} UE προς το ℓ^{th} AP. Επίσης, το φ αποτελεί τη γωνία αναφοράς (nominal angle) κάθε καναλιού (από την κεραία του k^{th} UE προς την n^{th} κεραία του ℓ^{th} AP), περιγράφοντας την απόκλιση που έχει το LOS component BS-UE με τον οριζόντιο άξονα, ακριβώς έτσι όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 4-12.

Η τυχαία απόκλιση που έχει κάθε λαμβανόμενη NLOS ροή από το LOS component (από τη γωνία φ) συμβολίζεται με $\delta \in [-\pi, \pi]$ και έχει angular standard deviation (ASD) ίση με σ_φ [69, pp. 235-238].

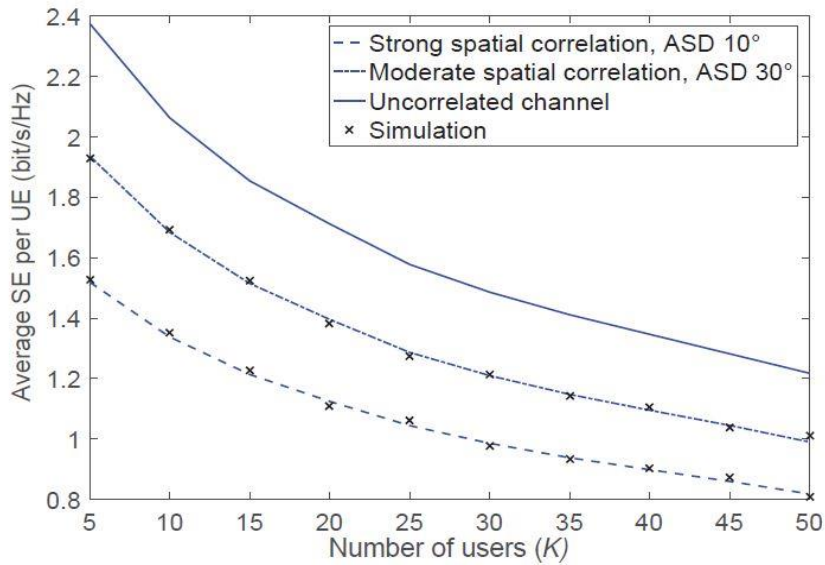


Σχήμα 4-12: Περιγραφική εικόνα των multipath NLOS ροών που λαμβάνει μία κεραία ενός BS εξαιτίας της σκέδασης της ακτινοβολίας του UE επί σκεδαστή κοντά σε αυτό (στο UE) [69, pp. 235-238].

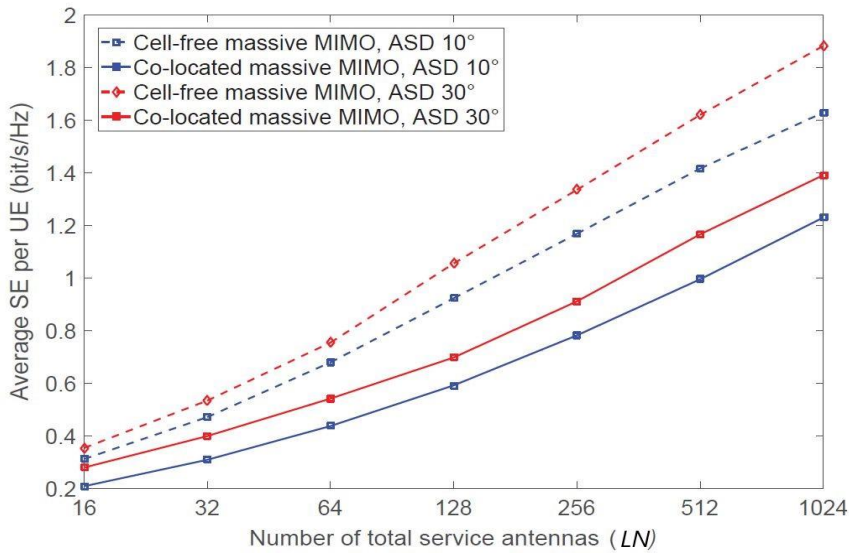
Τέλος, κάνοντας χρήση δύο διαφορετικών ASDs (περιγράφονται στον Πίνακα 4-2) και εφαρμόζοντας και τη σχέση $R_{k\ell} = I_N$ για decorrelated Rayleigh σκέδαση (αναλυτική μέθοδος) για συγκριτικούς σκοπούς, τα αποτελέσματα ήταν αυτά που φαίνονται στα παρακάτω Σχήματα.



Σχήμα 4-13: Μέσο ανά-χρήστη SE (για $K = 10$ UEs και $N = 4$ και 2 κεραίες) συναρτήσει του αριθμού L των APs για spatially correlated ($ASD = 10^\circ$) και decorrelated κανάλια με εξασθένιση κατά Rayleigh σε CF mMIMO περιβάλλον [66].



Σχήμα 4-14: Μέσο ανά-χρήστη SE (για $L = 100$ APs και $N = 4$ κεραίες) συναρτήσει του αριθμού K των UEs για spatially correlated ($ASD = 10^\circ$ και 30°) και decorrelated κανάλια με εξασθένιση κατά Rayleigh σε CF mMIMO περιβάλλον [66].



Σχήμα 4-15: Μέσο ανά-χρήστη SE (για $K = 10$ UEs) συναρτήσει του συνολικού αριθμού LN των κεραιών των APs για spatially correlated ($ASD = 10^\circ$ και 30°) κανάλια με εξασθένηση κατά Rayleigh σε CF και co-located mMIMO περιβάλλοντα [66].

Από το Σχήμα 4-13 μπορεί να παρατηρηθεί ότι υπήρξε διαφορά μεταξύ της αναλυτικής (decorrelated) και αριθμητικής (correlated) προσέγγισης των παραπάνω σχέσεων, με τη δεύτερη να έχει χειρότερα αποτελέσματα. Αυτό είναι απόλυτα φυσιολογικό, αφού θεωρώντας ιδανικές συνθήκες (αναλυτική προσέγγιση) και τα κανάλια πλήρως decorrelated, το diversity κέρδος είναι πολύ πιο ισχύρο σε σχέση με εκείνο της άλλης περίπτωσης. Πέρα όμως από αυτό, σε κάθε περίπτωση επέρχεται βελτίωση σε όρους SE με την αύξηση του αριθμού L των APs, γεγονός αναμενόμενο, αφού είχε αποδειχτεί και σε παραπάνω προσομοίωση (Σχήμα 4-11 (b)). Αυτό όμως που έρχεται να προσφέρει το paper [66], είναι το γεγονός ότι ανεξάρτητα από το βαθμό του correlation της εξασθένησης που έχουν τα κανάλια, αυξάνοντας τον αριθμό N των κεραιών σε κάθε AP, το σύστημα βελτιώνεται. Φυσικά, στην περίπτωση των decorrelated καναλιών η βελτίωση αυτή όχι μόνο είναι μεγαλύτερη, αλλά αυξάνεται και με ταχύτερο ρυθμό καθώς αυξάνεται το L .

Στη συνέχεια, στο Σχήμα 4-14, φαίνεται και πάλι το SE συναρτήσει αυτή τη φορά του αριθμού των UEs. Όπως στα αποτελέσματα του Σχήματος 4-11 (a), έτσι και εδώ καθώς ο αριθμός των χρηστών αυξάνεται, αυξάνεται και ο παρονομαστής της σχέσης (4.64) (inter-user interference), με αποτέλεσμα να μειώνεται το SE. Επίσης, φαίνεται (όπως και στο προηγούμενο Σχήμα) ότι όσο περισσότερο decorrelated είναι τα κανάλια, δηλαδή όσο μεγαλύτερο ASD παρουσιάζουν, τόσο ισχυρότερο είναι το diversity κέρδος, και συνεπώς, τόσο περισσότερο μειώνονται οι μεταξύ τους παρεμβολές.

Τέλος, φτάνοντας και στο Σχήμα 4-15, είναι διακριτά τα αποτελέσματα της CF mMIMO διάταξης για δύο βαθμούς correlation ($ASD = 10^\circ$ και 30°), αλλά και της κλασικής κυψελωτής (co-located) υλοποίησης του mMIMO, υπολογισμένη με τη σχέση [66, eq. (14)] και σύμφωνα με την MR τεχνική [66]. Είναι λοιπόν αντιληπτό ότι η αύξηση των APs ή και των κεραιών αυτών (γενικά του γινομένου LN) λειτουργεί ευεργετικά για κάθε υλοποίηση. Ωστόσο, η συνεισφορά που έχει μία τέτοια αύξηση στις CF mMIMO διατάξεις είναι ακόμα μεγαλύτερη, διότι το multiplexing diversity κέρδος που προσφέρει (η αύξηση του γινομένου LN), ενισχύεται ακόμα περισσότερο με το ήδη αυξημένο macro-diversity κέρδος λόγω του distribution των APs. Συνεπώς, το τελικό αποτέλεσμα είναι ακόμα πιο βέλτιστο από εκείνο των κυψελωτών διατάξεων. Τέλος, αξίζει να τονιστεί ότι η CF mMIMO διάταξη υπερισχύει της κυψελωτής σε βαθμό που ούτε το ASD δεν μπορεί να εξομαλύνει

(σύγκριση μπλε διακεκομμένης και κόκκινης συνηχούς γραμμής). Συνεπώς, οι CF mMIMO διατάξεις υπερτερούν των co-located για κάθε σενάριο, ακόμα και σε περιπτώσεις διαφορετικού βαθμού correlation (έχοντας μικρότερο δείκτη correlation η κυψελωτή διάταξη). Αυτό παρατηρείται διότι στην παρούσα προσομοίωση η υλοποίηση του κυψελωτού mMIMO έγινε με την MRC τεχνική, η οποία δε λαμβάνει υπόψη τις παρεμβολές από τους άλλους χρήστες, και η οποία σε ένα περιβάλλον με πολλές κεραιές δεν έχει τόσο ικανοποιητικά αποτελέσματα σε σχέση με την LS.

4.8.2 Multi-antenna UEs και APs

Με την πάροδο των χρόνων, η τεχνολογία των κεραιών φαίνεται να εξελίσσεται με ραγδαίους ρυθμούς, παράγοντας ολοένα και πιο αποδοτικά προϊόντα. Δεν ήταν πολλά χρόνια πριν όπου τα κινητά έκαναν χρήση γραμμικών κεραιών, οι οποίες αναπόφευκτα είχαν μεγάλο μήκος και καταλάμβαναν αρκετό χώρο στη συσκευή. Ωστόσο, περί το 1970, άρχισε να κεντρίζει το ενδιαφέρον της επιστημονικής κοινότητας των κινητών συσκευών (και όχι μόνο) η ιδέα των microstrip patch κεραιών [70], οι οποίες αν και δεν παρουσίαζαν τόσο ιδανικά διαγράμματα ακτινοβολίας, καταλάμβαναν τόσο λίγο χώρο που δεν χρειαζόταν να εξέχουν από τη συσκευή. Αυτό γινόταν (ακόμα γίνεται) χάρη στον τρόπο ταλάντωσης του ρεύματος, το οποίο παράγει το επαγόμενο ηλεκτρικό πεδίο. Πιο συγκεκριμένα, το εν λόγω patch που τροφοδοτεί την ημιαγωγική στρώση, αλλά και δρα σαν μετωπικός ακτινοβολητής (broadside radiator) έχει πάχος μικρότερο από το μήκος κύματος που έχει η συχνότητα λειτουργίας της κεραίας στο κενό [70]. Το γεγονός αυτό σε συνδυασμό με τις υψηλές συχνότητες λειτουργίας (ακόμα μικρότερο μήκος κύματος), καθιστά αυτόν τον τύπο κεραίας άκρως κατάλληλο για εφαρμογές μικρού μεγέθους.

Σε συνέχεια αυτού, πλέον υπάρχουν κινητές συσκευές (π.χ. smartphones, tablets, laptops κ.λπ.) που ενσωματώνουν περισσότερες από μία κεραιές, στοχεύοντας πάντα στις καλύτερες επιδόσεις. Επομένως, υπάρχει η ανάγκη για μελέτη και των περιπτώσεων πέραν εκείνης των single-antenna UEs. Ωστόσο, για την ακόμα πιο βέλτιστη αξιοποίηση κάθε πτυχής του diversity (macro και micro), δεν θα πρέπει να παραλείπεται και η χρήση πολλαπλών κεραιών και στα APs.

Λαμβάνοντας λοιπόν υπόψη τη θεωρία της παραγράφου 4.8.1, υπάρχει δυνατότητα ενσωμάτωσης της επίδρασης των M κεραιών κάθε UE εντός του όρου της απόκρισης $g_{k\ell}$, ο οποίος πλέον αποτελεί έναν διδιάστατο πίνακα [67]. Αυτό συμβαίνει διότι η small-scale εξασθένηση $h_{k\ell} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ περιλαμβάνει όλους τους συνδυασμούς καναλιών από κάθε n κεραία του ℓ^{th} AP προς κάθε m κεραία του k^{th} UE και το αντίστροφο. Επίσης, κάθε πιλοτικό σήμα $\varphi_k \in \mathbb{C}^{\tau_p^{cf} \times M}$, λόγω του ότι εκπέμπεται από όλες τις M κεραιές κάθε χρήστη, αποτελεί πλέον έναν πίνακα δύο διαστάσεων. Υπενθυμίζεται ότι η large-scale εξασθένηση $\beta_{k\ell}$ μεταβάλλεται μόνο μεταξύ των UEs και των APs, και όχι μεταξύ των M ή N αντίστοιχα κεραιών τους. Στη συνέχεια, κάνοντας χρήση της vectorization συνάρτησης σε συνδυασμό με τον τελεστή Kronecker [67], η προβολή $\tilde{y}_{p,k\ell}^{MA}$ του πιλοτικού σήματος λήψης $y_{p,\ell}^{MA}$ πάνω στο φ_k για CF mMIMO σύστημα με M -antenna UEs και N -antenna APs γίνεται:

$$vec(\tilde{y}_{p,k\ell}^{MA}) = \sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p} \sum_{i=1}^K [(\varphi_i^H \varphi_k)^T \otimes I_N] vec(g_{i\ell}) + vec(n_{p,\ell} \varphi_k) \quad (4.67)$$

Σύμφωνα με την ανωτέρω εξίσωση και δεδομένου ότι και εδώ (για λόγους απλότητας) ισχύει η συνθήκη ορθογωνιότητας μεταξύ όλων των πιλοτικών σημάτων που χρησιμοποιούν τα UEs [67], η διανυσματική εκτίμηση $\hat{g}_{k\ell}$ των καναλιών βάσει της MMSE τεχνικής δίνεται από:

$$vec(\hat{g}_{k\ell}) = \sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \beta_{k\ell} I_{NM}} \left(\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \sum_{i=1}^K \tilde{\Phi}_{ik} \tilde{\Phi}_{ik}^H \beta_{i\ell} I_{NM} + I_{NM} \right)^{-1} vec(\tilde{y}_{p,k\ell}^{MA}) \quad (4.68)$$

όπου $\tilde{\Phi}_{ik} = (\varphi_i^H \varphi_k)^T \otimes I_N$.

Στη συνέχεια, το ℓ^{th} AP εκπέμπει από τις N κεραίες του το $x_\ell^{dl} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ σήμα που περιγράφει η σχέση (4.11), έχοντας ενσωματώσει φυσικά το $g_{k\ell} \in \mathbb{C}^{N \times M}$, και με $\hat{x}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$. Σε κάθε περίπτωση ισχύει και ο περιορισμός που ορίζει η σχέση (4.12). Εν τέλει, το σήμα y_k^{dl} που λαμβάνεται από τον k^{th} χρήστη δίνεται από τη σχέση (4.14), με $n_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ i.i.d. $CN(0,1)$ και $w_{k\ell}$ να ορίζεται σύμφωνα με την τεχνική CB [67].

Για την απόδοση μίας lower bound έκφρασης για το downlink SE σε περιβάλλον με multi-antenna UEs χωρίς να απαιτείται στιγμιαία γνώση του CSI από τα αυτά, το paper [67] κάνει χρήση του τύπου από το [71, Theorem 2], ο οποίος εκφράζεται ως:

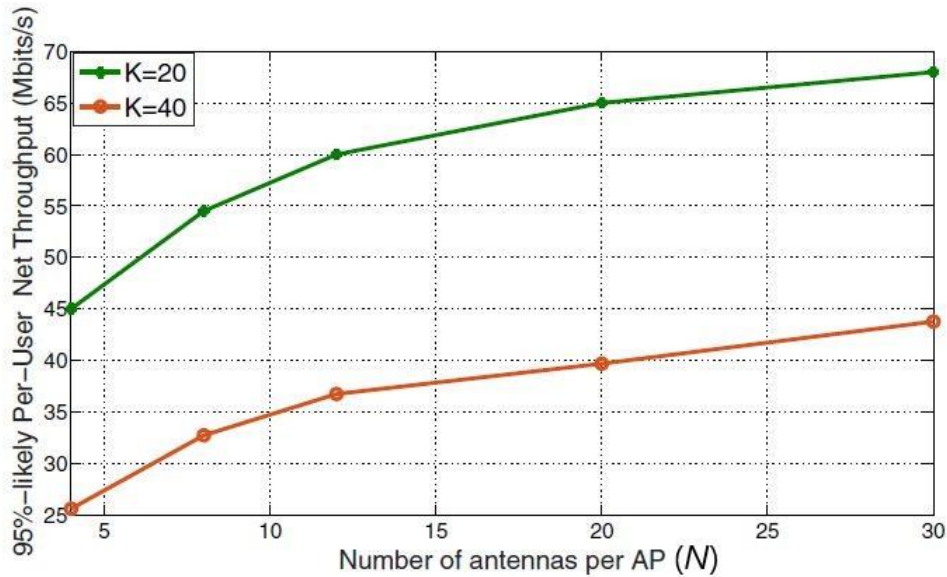
$$SE_k^{dl} = \left(1 - \frac{\tau_p^{cf}}{\tau_c} \right) \log_2 |I_M + \bar{H}_k^H \bar{\Xi}_k \bar{H}_k| \quad (4.68)$$

όπου:

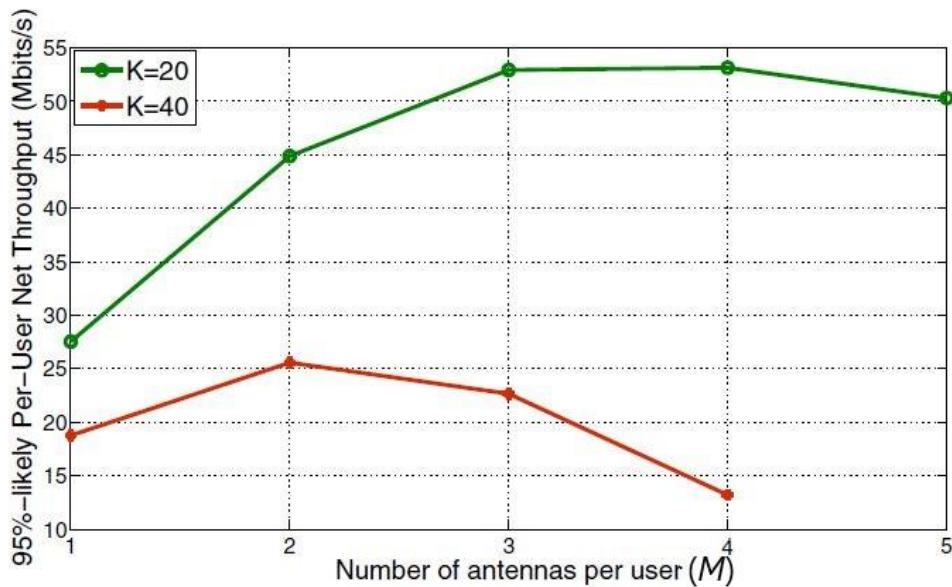
$$\bar{H}_k \triangleq \mathbb{E} \left(\sqrt{\rho_{cf}^p} \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{\frac{1}{2}} g_{k\ell}^H \hat{g}_{k\ell} \right) \quad (4.69)$$

$$\bar{\Xi}_k \triangleq \left[\mathbb{E} \left(\rho_{cf}^p \sum_{\ell=1}^L \sum_{i=1}^L \sum_{k'=1}^K \eta_{\ell k}^{\frac{1}{2}} \eta_{ik}^{\frac{1}{2}} g_{k\ell}^H \hat{g}_{\ell k'} \hat{g}_{ik'}^H g_{ik} \right) - \bar{H}_k \bar{H}_k^H + I_N \right]^{-1} \quad (4.70)$$

Τέλος, αναφέρεται ότι για τη διεξαγωγή της προσομοίωσης, το downlink SE κλειστού τύπου της (4.68) βάσει MRC για single-antenna UEs και APs δίνεται από τις γνωστές σχέσεις της παραγράφου 4.4.2 [7], ενώ σε κάθε άλλη περίπτωση, από τις σχέσεις που περιλαμβάνονται στο [67, Theorem 1]. Επιπλέον, τα αποτελέσματα ήταν σε όρους καθαρής ρυθμαπόδοσης (net throughput), η οποία ορίστηκε ως $T_k = B \times R_k$, με B να συμβολίζει το χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης, ενώ οι σταστάσεις του χώρου των APs καθώς και ο αριθμός των *samples/coherence interval* τ_p^{cf} ήταν $1 \times 1 \text{ km}^2$ και $K \times M$ (UEs επί τον αριθμό των κεραιών στο κάθε ένα) αντίστοιχα [67]. Τα αποτελέσματα [67] φαίνονται στα παρακάτω Σχήματα.



Σχήμα 4-16: 95% – *likely* καθαρή ανά-χρήστη downlink ρυθμαπόδοση συναρτήσει του αριθμού N των κεραιών ανά AP για αριθμό κεραιών ανά UE $M = 2$ και αριθμό APs $L = 50$ [67].



Σχήμα 4-17: 95% – *likely* καθαρή ανά-χρήστη downlink ρυθμαπόδοση συναρτήσει του αριθμού M των κεραιών ανά UE για αριθμό APs $L = 50$ με $N = 4$ κεραιές στο κάθε ένα [67].

Τα αποτελέσματα του Σχήματος 4-16 για αριθμό κεραιών $M = 2$ ανά AP είναι τα αναμενόμενα, αφού όπως είδαμε και από το Σχήμα 4-15, καθώς αυξάνεται ο αριθμός των κεραιών, αυξάνεται και η μέση ρυθμαπόδοση σε συνδυασμό με τους δείκτες QoE/QoS του 95% των χρηστών (λόγω αύξηση του diversity κέρδους και συνεπώς μείωσης των inter-user παρεμβολών). Φυσικά, ένας μικρότερος αριθμός χρηστών (πράσινη καμπύλη για $K = 20$) έχει ως αποτέλεσμα το διαμοιρασμό της συνολικής χωρητικότητας του δικτύου σε λιγότερα κανάλια, βελτιστοποιώντας ακόμα περισσότερο την εμπειρία του κάθε ενός από αυτούς. Το σπουδαίο βέβαια πόρισμα των ανωτέρω αποτελεσμάτων είναι εκείνο που εξάγεται από το Σχήμα 4-17. Πιο συγκεκριμένα, παρατηρείται ότι ενώ το 95% – *likely* της καθαρής downlink ρυθμαπόδοσης αρχικά αυξάνεται με την αύξηση των κεραιών M σε κάθε χρήστη, από ένα σημείο και ύστερα

σημειώνει πτώση. Αυτό συμβαίνει διότι παρόλο που οι περισσότερες κεραίες αυξάνουν το diversity κέρδος, παράλληλα επιβαρύνουν το μέσο με τα πιλοτικά overheads των σημάτων που εκπέμπουν για την ανάκτηση του CSI στα APs [67]. Οι δύο αυτές αντίρροπες δράσεις έχουν ένα σημείο ισορροπίας (μέγιστο κάθε καμπύλης), πέρα από το οποίο οποιαδήποτε αύξηση των κεραιών M οδηγεί σε υπερίσχυση της επιβλαβούς επίδρασής τους (κατάληψη πολλών *samples/coherence interval*, με αποτέλεσμα να μειώνονται τα *samples* για coherent εκπομπή του payload). Σε κάθε περίπτωση φαίνεται ότι η μείωση του αριθμού K των UEs επιτρέπει την ενσωμάτωση περισσότερων κεραιών σε κάθε ένα από αυτά, μετατοπίζοντας το σημείο ισορροπίας προς τα δεξιά.

4.9 Συμπεράσματα κεφαλαίου

Όπως αναφέρθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, η υλοποίηση των small cells εισάγει σημαντικές βελτιώσεις όχι μόνο στον τομέα της απόδοσης των συστημάτων, αλλά και στον ενεργειακό, αποτελώντας την πιο διαδεδομένη τεχνική υλοποίησης των δικτύων νέας γενιάς. Παρόλα αυτά, η συνεχής αύξηση του αριθμού των τερματικών συσκευών σε συνδυασμό με τις κλιμακούμενες απαιτήσεις για μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης, καλύτερη κάλυψη και υψηλότερη ενεργειακή απόδοση, ανεβάζουν τον πήχη ακόμα πιο ψηλά. Οι απαιτήσεις αυτές για πλήρη κάλυψη των αυξανόμενων αναγκών των δικτύων 5G, αλλά και η ανάγκη για δημιουργία μίας αρχιτεκτονικής με προοπτική να υποστηρίξει και τις προδιαγραφές των δικτύων της επόμενης γενιάς (B5G) [49], οδήγησαν την επιστημονική κοινότητα σε μελέτη άγνωστων μέχρι πρότινος τεχνικών.

Χαρακτηριστικό παράδειγμα τέτοιας τεχνικής αποτελεί η ιδέα των cell-free mMIMO διατάξεων, οι οποίες προβλέπουν την κατάργηση των “ορίων” που έθετε μέχρι σήμερα κάθε κυψελωτό σύστημα, στοχεύοντας στη δρομολόγηση του προβλήματος των intra-cell παρεμβολών, της αυξημένης πολυπλοκότητας στον κεντροποιημένο BS, αλλά και των απωλειών διάδοσης που έχουν τα σήματα εξυπηρέτησης των πιο απομακρυσμένων χρηστών. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της UC λογικής, δηλαδή της ταυτόχρονης εξυπηρέτησης κάθε χρήστη από πολλά σημεία πρόσβασης, τα οποία είναι ομοιόμορφα κατανομημένα εντός μίας συγκεκριμένης εμβέλειας γύρω από αυτόν. Με τον τρόπο αυτό και υπό την προϋπόθεση της coherent λειτουργίας όλων των APs, επιτυγχάνεται σημαντική βελτίωση της UL και της DL ρυθμαπόδοσης που αντιλαμβάνονται οι τερματικές συσκευές συγκριτικά με εκείνη που τους παρείχε μέχρι στιγμής η υλοποίηση των small cells μέσω της παροχής υπηρεσιών από ένα και μόνο SCA. Παράλληλα, εφαρμόζοντας την max-min power control στρατηγική προς μεγιστοποίηση του QoS των χρηστών με τις χειρότερες περιβαλλοντικές συνθήκες (συνήθως εκείνοι που βρίσκονταν στην άκρη της κυψέλης), η εν λόγω διαφορά που παρατηρείται μεταξύ των small cells και των CF διατάξεων οξύνεται ακόμα περισσότερο. Φυσικά, σε περιπτώσεις όπου τα APs και τα UEs ενσωματώνουν περισσότερες από μία κεραίες, τα αποτελέσματα είναι ακόμα πιο θεαματικά, αφού τα spatial diversity, spatial multiplexing και array κέρδη δρουν πολλαπλασιαστικά πάνω στην ήδη βελτιωμένη συμπεριφορά των CF mMIMO διατάξεων.

Τα ανωτέρω αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν σε αυτό το κεφάλαιο και που καθιστούν τη CF mMIMO τοπολογία ανώτερη συγκριτικά με εκείνη των small cells στην πράξη είναι εφικτά για δύο πολύ βασικούς λόγους. Ο πρώτος λόγος έχει να κάνει με την προαναφερθείσα απόσταση μεταξύ των APs, η οποία πλέον είναι πολύ μεγαλύτερη από το μήκος κύματος της ακτινοβολίας που παράγει η συχνότητα λειτουργίας του συστήματος (μη co-located σύστημα). Το γεγονός αυτό εισάγει μία νέα διάσταση διαφοροποίησης των καναλιών, η οποία οφείλεται στη macro-diversity ιδιότητα, δηλαδή στην ανεξαρτησία των large-scale συντελεστών εξασθένησης που χαρακτηρίζει κάθε κανάλι μεταξύ των χρηστών και των διάφορων APs. Με τον τρόπο αυτό, αυξάνεται ακόμα περισσότερο η τυχαιότητα μεταξύ των παραγόμενων ροών, γεγονός που οδηγεί σε

ισχυρότερο diversity κέρδος και εν τέλει σε μειωμένο BER κατά τη λήψη. Τη συγκεκριμένη πρόταση επαληθεύουν και τα σχετικά αποτελέσματα σε περιβάλλον με ισχυρή σκίαση, στα οποία φαίνεται χαρακτηριστικά η διαφορά μεταξύ των diversity κερδών που προσφέρει κάθε διάταξη. Με τον τρόπο αυτό, οι χρήστες που μέχρι στιγμής βρίσκονταν απομακρυσμένοι από τον κεντρικό BS, τώρα έχουν καλύτερη κάλυψη και κατά συνέπεια, υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης. Από την άλλη, ο δεύτερος λόγος που αιτιολογεί όλη αυτή τη βελτιωτική συμπεριφορά των CF mMIMO διατάξεων έχει να κάνει με τη μειωμένη απόσταση κάθε σημείου πρόσβασης από τις τερματικές συσκευές. Αυτό δεν επιτρέπει μόνο τη μείωση των απωλειών διάδοσης, αλλά και τις παρεμβολές μεταξύ των χρηστών, δημιουργώντας έτσι ευνοϊκές συνθήκες για επίτευξη του λεγόμενου favorable propagation και κατά συνέπεια, για αύξηση της χωρητικότητας του μέσου.

Παρόλα αυτά, θα πρέπει να τονιστεί ότι, αν και αναφέρεται ότι οι CF mMIMO διατάξεις προσφέρουν καλύτερη ποιότητα υπηρεσιών για όλους, μία τέτοια δήλωση στην πράξη δεν είναι απόλυτα σωστή. Αυτό έγκειται στο ότι, αν και το μεγαλύτερο ποσοστό των χρηστών (περίπου 85% όταν εφαρμόζεται ο max-min power control αλγόριθμος και 60% όταν δεν εφαρμόζεται) φαίνεται να παρουσιάζει σημαντική βελτίωση όσον αφορά τους UL και τους DL ρυθμούς μετάδοσης των δεδομένων του, το υπόλοιπο έχει πιο μειωμένο δείκτη QoS συγκριτικά με αυτόν που θα είχε εντός κάποιας small cell υλοποίησης. Το γεγονός αυτό δηλώνει την ικανότητα των CF mMIMO συστημάτων να βελτιώνουν σημαντικά τον δείκτη 95% – *likely* σε σχέση με τις κυψελωτές, χωρίς όμως να μπορούν να διατηρήσουν τους χαρακτηριστικά υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης που αυτές παρέχουν μέσω των κεντροποιημένων SCAs στους κοντινούς σε αυτά χρήστες.

Κεφάλαιο 5

Αρχιτεκτονικές Cell-Free Massive MIMO: Αύξηση της απόδοσης

Ίσως η πρώτη λέξη που σκέφτεται κανείς κατά το άκουσμα των κινητών επικοινωνιών είναι εκείνη της κυψέλης, και όχι άδικα. Για πολλά χρόνια τα κυψελωτά δίκτυα αποτελούσαν αντικείμενο έρευνας και βελτίωσης, αφού ολόκληρη η επιστημονική κοινότητα ήταν πεπεισμένη στην αποτελεσματικότητά τους. Κατά την πάροδο του χρόνου αναπτύχθηκαν διάφορες θεωρίες με έναν κοινό στόχο: την αύξηση του area throughput (Σχέση 3.1). Μία από αυτές στοχεύει στην αύξηση του cell density, δηλαδή του συνολικού αριθμού των κυψελών ανά km^2 . Αυτό ήταν δυνατό με τη μείωση του μεγέθους των κυψελών ώστε να εξυπηρετούν πιο αποδοτικά (να έχουν λιγότερες απώλειες) τους χρήστες που βρίσκονται εντός αυτών. Εν συνεχεία, το spectral efficiency κάθε κυψέλης βελτιώθηκε ακόμα περισσότερο με την ανακάλυψη και εφαρμογή της διάταξης πολλαπλών κεραιών mMIMO, που όπως αποδεικνύεται σε κάθε μελέτη, αποτελεί τον πλέον επικρατέστερο τρόπο υλοποίησης του φυσικού επιπέδου των δικτύων 5G [39].

Ένα σημαντικό πεδίο μελέτης στη θεωρία των mMIMO διατάξεων είναι εκείνο που ασχολείται με τη λήψη και το συνδυασμό (combining) όλων των ροών δεδομένων που λαμβάνει κάθε σταθμός βάσης, με στόχο την ανάκτηση του αρχικού σήματος μηνύματος που έχει εκπέμψει κάποιος χρήστης, προσπαθώντας παράλληλα να καταστείλλει τα ανεπιθύμητα σήματα (θόρυβος) από τους άλλους χρήστες. Η διαδικασία αυτή αν και έχει αναφερθεί ότι λαμβάνει χώρα σε πρώτη φάση στα APs (που υπολογίζουν τον CSI με τρόπο ανεξάρτητο) και έπειτα να συνεχίζει στα CPUs, δεν έχει εξακριβωθεί πλήρως. Στη γενική περίπτωση, υπάρχουν 4 διαφορετικά επίπεδα [39] υλοποίησης των CF mMIMO διατάξεων ανάλογα με την κατανομή του επεξεργαστικού φόρτου μεταξύ APs και CPU.

5.1 Η επίδραση των τεσσάρων επιπέδων συνεργασίας στο uplink SE

Ένα κοινό στοιχείο που χαρακτηρίζει κάθε CF mMIMO υλοποίηση είναι η fronthaul σύνδεση κάθε AP με το κεντρικό CPU, το οποίο καλείται να τα εξυπηρετήσει. Ένα μεγάλο εμπόδιο στην όλη διαδικασία αποτελεί ο συγχρονισμός των APs (δρομολογείται αργότερα) [39], τα οποία καλούνται να συλλέξουν δεδομένα από τον ίδιο χρήστη και να τα επεξεργαστούν σε πραγματικό χρόνο ώστε να τα επανεκπέμψουν πίσω. Αυτό είναι ιδιαίτερα δύσκολο διότι τα διάσπαρτα σημεία πρόσβασης όντας τοποθετημένα σε διαφορετικές γεωγραφικές περιοχές δεν έχουν τη δυνατότητα της ταυτόχρονης λήψης, και κατ' επέκταση, της ταυτόχρονης επεξεργασίας και αποστολής στο κεντρικό CPU. Αυτό έχει να κάνει κυρίως με τη διαχείριση που γίνεται στο fronthaul δίκτυο (δίκτυο σύνδεσης των APs με το CPU), αφού εκεί εντοπίζονται συνήθως οι περισσότερες καθυστερήσεις. Για την εξισορρόπηση του fronthaul φόρτου (fronthaul signaling) απαιτείται λεπτομερειακή μελέτη και οριοθέτηση των καθηκόντων που έχει κάθε συνδεδεμένη σε αυτό συσκευή.

5.1.1 Επίπεδο 4: Πλήρως κεντροποιημένη επεξεργασία

Σε αυτό το επίπεδο, μόλις γίνει περισυλλογή των payload δεδομένων ή των πιλοτικών σημάτων από τα L APs (των N κεραιών το κάθε ένα), εκείνα αποστέλλονται αμέσως μέσω του fronthaul δικτύου στο CPU για επεξεργασία ή υπολογισμό του CSI αντίστοιχα [39]. Αυτό σημαίνει ότι λειτουργούν σαν relays [72], χωρίς να έχουν καμία γνώση για τη λαμβανόμενη πληροφορία (π.χ. compress-and-forward). Πιο συγκεκριμένα, σε κάθε coherence block τ_c αποστέλλει προς το CPU $\tau_p^{cf} N$ πιλοτικά και $(\tau_c - \tau_p^{cf})N$ payload *complex scalars*, όπου N ο αριθμός των κεραιών κάθε AP. Στη συνέχεια, θεωρώντας γνωστό τον πίνακα συνδιακύμανσης $R_{k\ell}$ σε κάθε CPU, κάθε απεσταλμένο σήμα από το ℓ^{th} AP σε αυτό μπορεί να εκφραστεί σύμφωνα με τη σχέση (4.4). Επομένως, το συνολικό άθροισμα όλων των σημάτων στη γενική περίπτωση και χωρίς τη χρήση του max-min αλγορίθμου θα ισούται με [39]:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_L \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^K \begin{bmatrix} g_{i1} \\ \vdots \\ g_{iL} \end{bmatrix} s_i + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_L \end{bmatrix} \Leftrightarrow y = g_i s_i + n \quad (5.1)$$

όπου $s_i = \hat{x}_i \sqrt{\rho_i^{ul}}$ σύμφωνα με τη σχέση (4.3), $g_k \sim N_c(0, R_k)$ (με $R_k = \text{diag}(g_{k1}, \dots, g_{kL}) \in \mathbb{C}^{LN \times LN}$ να υποδηλώνει τον spatial πίνακα συνδιακύμανσης της Rayleigh κατανομής), $n_\ell \sim N_c(0, \sigma^2 I_N)$ και $g_{k\ell} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$.

Εκεί, το CPU κάνοντας χρήση του MMSE αλγορίθμου σε συνδυασμό με τα στατιστικά στοιχεία που έχει συλλέξει από τα APs υπολογίζει τον πίνακα CSI με όλες τις εκτιμήσεις $\hat{g}_{k\ell}$. Κατόπιν, το CPU καταχωρεί όλες τις αποκρίσεις των καναλιών για κάθε χρήστη ξεχωριστά (σχέση (5.2)) στο διάνυσμα $\hat{g}_k$, ενώ στη συνέχεια βάσει αυτών, υπολογίζει και τα combining διανύσματα $v_k \in \mathbb{C}^{LN}$ για κάθε κεραία λήψης ξεχωριστά [39].

$$\hat{g}_k \triangleq \begin{bmatrix} \hat{g}_{k1} \\ \vdots \\ \hat{g}_{kL} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Για τη μελέτη και διεξαγωγή αποτελεσμάτων στο επίπεδο υλοποίησης 4, θα γίνει υπολογισμός του lower bound της χωρητικότητας που εκείνο μπορεί να προσφέρει και το οποίο αναφέρεται ως εφικτό (achievable) spectral efficiency [39]. Το εν λόγω uplink SE του επιπέδου 4 για τον k^{th} χρήστη σε περιβάλλον με multi-antenna APs δίνεται από την ακόλουθη σχέση (ίδιο με εκείνο της σχέσης (4.27) προσθέτοντας και τον pre-log παράγοντα):

$$SE_k^{(4),ul} = \left(1 - \frac{\tau_p^{cf}}{\tau_c}\right) \log_2(1 + SINR_k^{(4),ul}) \quad (5.3)$$

όπου

$$SINR_k^{(4),ul} = \frac{\rho_k \mathbb{E}\{|v_k^H \hat{g}_k|^2\}}{\sum_{i \neq k}^K \rho_i \mathbb{E}\{|v_k^H \hat{g}_i|^2\} + \mathbb{E}\{v_k^H (\sum_{i=1}^K \rho_i C_i + \sigma^2 I_{LN}) v_k\}} \quad (5.4)$$

με $C_k^{LN \times LN} = \text{diag}(C_{k1}, \dots, C_{kL})$ (όπου $C_{k\ell} = \mathbb{E}\{\tilde{g}_{k\ell} \tilde{g}_{k\ell}^H\}$) να συμβολίζει τον πίνακα συνδιακύμανσης υπολογισθέντων σφαλμάτων $\tilde{g}_{k\ell} = (g_{k\ell} - \hat{g}_{k\ell}) \sim N_c(0, C_{k\ell})$ του καναλιού και I_{LN} τον μοναδιαίο πίνακα διαστάσεων $LN \times LN$.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να τονιστεί ότι στο προηγούμενο κεφάλαιο αν και έγινε αναφορά της MMSE μεθόδου, όλα τα αποτελέσματα εκτελέστηκαν κάνοντας χρήση του MRC ($\bar{v}_k = \bar{g}_k$) έτσι ώστε οι υπολογισμοί να γίνουν πιο εύκολοι. Ωστόσο, η μέθοδος αυτή (όπως αναφέρεται και αργότερα) δεν παράγει και τόσο καλά αποτελέσματα, αφού ενώ μεγιστοποιεί το επιθυμητό σήμα, δε λαμβάνει υπόψη την ύπαρξη των υπόλοιπων (θορύβου). Παρατηρώντας την ανωτέρω σχέση, είναι άμεσα αντιληπτό ότι το $SINR_k^{(4),ul}$ σχετίζεται με τον όρο v_k , έχοντας τα μορφή ενός γενικευμένου συντελεστή της Rayleigh κατανομής. Έτσι, το καταλληλότερο v_k που μεγιστοποιεί τον λόγο αυτό είναι εκείνο που έχει ήδη περιγραφεί από τη σχέση (4.6), με τη διαφορά ότι εδώ [39] ενσωματώνεται και ο πίνακας συνδιακύμανσης $C_{k\ell}$ των εκτιμώμενων σφαλμάτων του καναλιού. Επισημαίνεται ότι ο επιπλέον όρος ρ_k που αναφέρει το paper [39] έχει ήδη ενσωματωθεί στο τελικό διάνυσμα v_k μέσω της Σχέσης (4.5). Σύμφωνα με τα ανωτέρω, το βέλτιστο combining διάνυσμα v_k για το οποίο μεγιστοποιείται το $SINR_k^{(4),ul}$ είναι:

$$v_k = \rho_k \left(\sum_{i=1}^K \rho_i (\hat{g}_i \hat{g}_i^H + C_i) + \sigma^2 I_{LN} \right)^{-1} \hat{g}_k \quad (5.5)$$

Έτσι, προκύπτει το μέγιστο $SINR_k^{(4),ul}$:

$$SINR_{k,max}^{(4),ul} = \rho_k \hat{g}_k^H \left(\sum_{i \neq k}^K \rho_i \hat{g}_i \hat{g}_i^H + \sum_{i=1}^K \rho_i C_i + \sigma^2 I_{LN} \right)^{-1} \hat{g}_k \quad (5.6)$$

Η μέθοδος MMSE αν και αποτελεί πιο βέλτιστη λύση από την απλή MRC, έχει σχετικά υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα διότι απαιτεί τον υπολογισμό του αντίστροφου πίνακα C_k (σχέση (5.5)), και στη συνέχεια τον πολλαπλασιασμό του με το διάνυσμα ρ_i (σχέση (5.6)). Από την άλλη, αυτό δεν φαίνεται να αποτελεί και ιδιαίτερο πρόβλημα στην υλοποίηση επιπέδου 4, αφού ο εν λόγω υπολογισμός λαμβάνει χώρα αποκλειστικά και μόνο στο CPU.

5.1.2 Επίπεδο 3: Τοπική επεξεργασία μαζί με κεντρικό LSFD

Αυτό το επίπεδο βασίζεται στην large-scale fading αποκωδικοποίηση (LSFD) [73], η οποία λαμβάνει χώρα σε δύο διακριτά στάδια [39]. Στο πρώτο στάδιο, κάθε AP με το που λάβει κάποιο πιλοτικό σήμα, το επεξεργάζεται τοπικά, παράγοντας μία προσεγγιστική σχέση $\tilde{x}_{k\ell}$, με τη βοήθεια του μεταβλητού combining διανύσματος $v_{k\ell}$. Στη συνέχεια (δεύτερο στάδιο), τα APs στέλνουν όλες τις προσεγγίσεις που έχουν κάνει στο

CPU, το οποίο με τη σειρά του τα συνδυάζει με τη βοήθεια κάποιων βαρών που διαθέτει χάρη στην LSFD μέθοδο.

Πιο συγκεκριμένα, θεωρώντας και πάλι το $v_{k\ell} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ ως το combining διάνυσμα λήψης (αυτή τη φορά είναι μονοδιάστατο διάνυσμα N θέσεων), κάθε AP εκτιμά τοπικά (πρώτο στάδιο) το μήνυμα s_k του k^{th} χρήστη ως εξής:

$$\check{s}_{k\ell} \triangleq v_{k\ell}^H y_\ell = v_{k\ell}^H g_{k\ell} s_k + \sum_{i \neq k}^K v_{k\ell}^H g_{i\ell} s_i + v_{k\ell}^H n_\ell \quad (5.7)$$

όπου ο πρώτος όρος συμβολίζει το επιθυμητό σήμα, ο δεύτερος (με το άθροισμα) τον όρο παρεμβολών και ο τρίτος το θόρυβο στην είσοδο του ℓ^{th} AP.

Σε αντίθεση με το επίπεδο 4, κάθε AP κάνει χρήση των δικών του εκτιμήσεων $\hat{g}_{k\ell}$ για τον υπολογισμό του διανύσματος $v_{k\ell}$. Φυσικά, και σε αυτήν την περίπτωση, η πιο εύκολη λύση προσέγγισης του εν λόγω διανύσματος είναι η MRC τεχνική. Ωστόσο, όπως στο επίπεδο 4, έτσι και εδώ, για την παρακάτω προσομοίωση επιλέγεται η MMSE τεχνική [39], έτσι ώστε να μειωθεί όσο περισσότερο γίνεται το σφάλμα μεταξύ της εκτίμησης $\check{s}_{k\ell}$ και του επιθυμητού $s_{k\ell}$. Επομένως, κάθε AP υπολογίζει το βέλτιστο combining διάνυσμα σύμφωνα με τη γνωστή θεωρία ως:

$$v_{k\ell} = \rho_k \left(\sum_{i=1}^K \rho_i (\hat{g}_{i\ell} \hat{g}_{i\ell}^H + C_{i\ell}) + \sigma^2 I_{LN} \right)^{-1} \hat{g}_{k\ell} \quad (5.8)$$

Επισημαίνεται ότι η ανωτέρω Σχέση είναι ίδια με την (5.5), με τη διαφορά ότι στην τελευταία δεν έχει γίνει ομαδοποίηση των εκτιμήσεων $\hat{g}_k$ (σχέση (5.2)) όλων των L APs που απευθύνονται στον ίδιο χρήστη k . Επίσης, λόγω του ότι η εκτίμηση σε αυτήν την περίπτωση γίνεται τοπικά, και όχι στο CPU, ο χρησιμοποιούμενος αλγόριθμος ονομάζεται Local MMSE (L-MMSE) [39]. Ένα άμεσο όφελος από αυτή την αλλαγή είναι το γεγονός ότι πλέον ο υπολογισμός του $v_{k\ell}$ περιλαμβάνει την αντιστροφή ενός μικρότερου πίνακα $\mathbb{C}^{N \times N}$, σε αντίθεση με το επίπεδο 4, όπου το CPU εκτελούσε την ίδια διαδικασία για τον $\mathbb{C}^{LN \times LN}$.

Αφού λοιπόν έχει γίνει ο υπολογισμός των $\{\check{s}_{k\ell}: \ell = 1, \dots, L\}$ στα L APs, αυτά αποστέλλονται στο CPU (δεύτερο στάδιο) ώστε να συνδυαστούν γραμμικά κάνοντας χρήση των βαρών $\{a_{k\ell}: \ell = 1, \dots, L\}$ (σχέση (4.5)), και εν τέλει να αποδώσουν μία δεύτερη εκτίμηση $\hat{s}_k$:

$$\hat{s}_k = \sum_{\ell=1}^L \alpha_{k\ell}^* \check{s}_{k\ell} \xrightarrow{(5.7)} \hat{s}_k = a_k^H b_{kk} s_k + \sum_{i \neq k}^K a_k^H b_{ki} s_i + n'_k \quad (5.9)$$

όπου $n'_k = \sum_{\ell=1}^L \alpha_{k\ell}^* v_{k\ell}^H n_\ell$, $b_{ki} = [v_{k1}^H g_{i1}, \dots, v_{kL}^H g_{iL}]^T \in \mathbb{C}^{L \times 1}$, $a_k = [\alpha_{k1}, \dots, \alpha_{kL}]^T \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ και $\{a_k^H b_{ki}: i = 1, \dots, K\}$, με την τελευταία έκφραση να υποδηλώνει τα ενεργά κανάλια [39].

Σε αυτό το σημείο πρέπει να σημειωθεί ότι κάθε CPU καθορίζει τα a_k με τέτοιο τρόπο ώστε να βελτιστοποιεί το συνολικό SE για κάθε ένα χρήστη. Φυσικά, αυτό γίνεται

στο βαθμό που είναι εφικτό, αφού τα CPUs δεν έχουν πλήρη εικόνα των περιβαλλοντικών συνθηκών (όπως τα APs), παρά μόνο κάποιων στατιστικών δεδομένων. Έτσι, αν και οι όροι των ενεργών καναλιών $a_k^H b_{kk}$ είναι άγνωστοι, μέσω της τεχνικής LSFD και της θεώρησης ότι ισχύει η συνθήκη του channel hardening (μικρή διακύμανση της σχέσης (4.30)), μπορούν να θεωρηθούν κατά προσέγγιση γνωστοί, αφού η μέση τιμή τους $a_k^H \mathbb{E}\{b_{kk}\}$ είναι μη μηδενική [39]. Κάνοντας λοιπόν αυτήν την υπόθεση, το υπολογισθέν $SINR_k^{(3),ul}$ του k^{th} UE δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$SINR_k^{(3),ul} = \frac{\rho_k |a_k^H \mathbb{E}\{b_{kk}\}|^2}{\sum_{i=1}^K \rho_i \mathbb{E}\{|a_k^H b_{ki}|^2\} - \rho_k |a_k^H \mathbb{E}\{b_{kk}\}|^2 + \sigma^2 a_k^H D_k a_k} \quad (5.10)$$

όπου $D_k = \text{diag}(\mathbb{E}\{\|v_{k1}\|^2\}, \dots, \mathbb{E}\{\|v_{kL}\|^2\}) \in \mathbb{C}^{L \times L}$.

Η παραπάνω Σχέση επιτρέπει τον υπολογισμό του βέλτιστου a_k (σχέση (5.11)) [39], το οποίο μπορεί να τη μεγιστοποιήσει.

$$a_k = \left(\sum_{i=1}^K \rho_i \mathbb{E}\{b_{ki} b_{ki}^H\} + \sigma^2 D_k \right)^{-1} \mathbb{E}\{b_{kk}\} \quad (5.11)$$

Σύμφωνα λοιπόν με την παραπάνω Σχέση, η (5.10) γίνεται:

$$SINR_{k,max}^{(3),ul} = \rho_k \mathbb{E}\{b_{kk}^H\} \times \left(\sum_{i=1}^K \rho_i \mathbb{E}\{b_{ki}^H b_{ki}\} + \sigma^2 D_k - \rho_k \mathbb{E}\{b_{kk}\} \mathbb{E}\{b_{kk}^H\} \right)^{-1} \mathbb{E}\{b_{kk}\} \quad (5.12)$$

Εν τέλει, το uplink $SE_k^{(3),ul}$ του k^{th} χρήστη δίνεται κατ' αντιστοιχία της σχέσης (5.3).

5.1.3 Επίπεδο 2: Τοπική επεξεργασία μαζί με ένα πιο απλό κεντρικό decoding

Για την υλοποίηση των CF mMIMO διατάξεων στο επίπεδο συνεργασίας 3, θα πρέπει να υπάρχει μία συνεχής ανατροφοδότηση στατιστικών δεδομένων από τα APs προς το κεντρικό CPU. Παρόλα αυτά, αυτή η υλοποίηση αναφέρεται κυρίως σε πιο απλές διατάξεις όπου ο αριθμός L των APs, καθώς και ο αριθμός K των UEs είναι σχετικά περιορισμένος. Μία αύξηση σε αυτές τις ποσότητες οδηγεί στον τετραπλασιασμό [39] των δεδομένων που θα πρέπει να ανταλλάξουν τα APs με το CPU έτσι ώστε να γίνει καταχώρηση των νέων στατιστικών στοιχείων σε αυτά. Έτσι, σε ένα πραγματικό μοντέλο πολλών χρηστών με ένα αρκετά μεγάλο fronthaul δίκτυο, κάτι τέτοιο αντιμετωπίζει πολλές δυσκολίες, επιβαρύνοντας αρκετά τον πυρήνα του δικτύου, και εν τέλει, μειώνοντας την αποδοτικότητα όλης της διάταξης.

Για τη δρομολόγηση αυτού του προβλήματος, υπάρχει η δυνατότητα εφαρμογής μίας ακόμα πιο αποκεντροποιημένης στρατηγικής, εκείνης που προβλέπει το επίπεδο συνεργασίας 2. Και σε αυτήν την περίπτωση περιλαμβάνονται δύο στάδια, με το πρώτο να είναι ακριβώς ίδιο με εκείνο του επιπέδου 3. Η διαφορά έγκειται στο δεύτερο στάδιο, όπου σε αυτή την περίπτωση το CPU για την εκτίμηση του $\hat{s}_k$ αντί να συλλέγει

στατιστικά στοιχεία για τον υπολογισμό της μέσης τιμής $a_k^H \mathbb{E}\{b_{kk}\}$, την υπολογίζει κατευθείαν λαμβάνοντας υπόψη αποκλειστικά και μόνο τον μέσο όρο των τοπικών (σε κάθε AP) εκτιμήσεων $\hat{s}_{k\ell}$ (σχέση (5.13)). Στην πραγματικότητα, πρόκειται για το επίπεδο στο οποίο στηρίχθηκε η προσομοίωση του κεφαλαίου 4, αφού οι συγγραφείς του paper [7] αναφέρουν χαρακτηριστικά ότι το CPU κάνει χρήση στατιστικών δεδομένων μόνο τη στιγμή της εκτέλεσης κάποιου υπολογισμού (στιγμιαία μέση τιμή), χωρίς να δεσμεύει πόρους για τη συνεχή παρακολούθηση του μέσου σε πραγματικό χρόνο.

$$\hat{s}_k = \frac{1}{L} \sum_{\ell=1}^L \hat{s}_{k\ell} \quad (5.13)$$

όπου οι τοπικές εκτιμήσεις $\hat{s}_{k\ell}$ δίνονται από τη σχέση (5.7).

Ακολουθώντας λοιπόν την ίδια λογικά με πριν (πλην της διαφοροποίησης που αναφέρθηκε), το $SINR_k^{(2),ul}$ δίνεται από:

$$SINR_k^{(2),ul} = \frac{\rho_k \left| \sum_{\ell=1}^L \mathbb{E}\{v_{k\ell}^H g_{k\ell}\} \right|^2}{\sum_{i=1}^K \rho_i \mathbb{E}\left\{ \left| v_{k\ell}^H g_{i\ell} \right|^2 \right\} - \rho_k \left| \sum_{\ell=1}^L \mathbb{E}\{v_{k\ell}^H g_{k\ell}\} \right|^2 + \sigma^2 \sum_{\ell=1}^L \mathbb{E}\left\{ \left\| v_{k\ell} \right\|^2 \right\}} \quad (5.14)$$

Φυσικά, το uplink $SE_k^{(2),ul}$ το οποίο μπορεί να υπολογιστεί είτε κάνοντας χρήση του MRC [7], είτε του L-MMSE δίνεται και εδώ από τη σχέση (5.3).

5.1.4 Επίπεδο 1: Small cell υλοποίηση

Αυτό το επίπεδο αποτελεί την πιο απλή υλοποίηση των CF mMIMO δικτύων, αφού κάθε σήμα αποκωδικοποιείται τοπικά με τη βοήθεια μόνο ενός AP [39] χωρίς να γίνεται καμία ανταλλαγή δεδομένων μεταξύ αυτού και του CPU, επιτυγχάνοντας πλήρη αποκεντροποίηση του δικτύου. Η αναφορά που έγινε στο προηγούμενο κεφάλαιο για τα small cells προέβλεπε τη χρήση APs με μόνο μία κεραία, καθώς η επιλογή του κάθε ενός από τον εκάστοτε χρήστη γινόταν με κριτήριο τη μεγιστοποίηση του large-scale συντελεστή $\beta_{k\ell}$ [7].

Για την περαιτέρω βελτίωση του συστήματος, μπορεί να γίνει εισαγωγή περισσότερων από μία κεραιών ανά AP, αλλά και να επιτραπεί η εξυπηρέτηση του κάθε UE όχι σύμφωνα με το παραπάνω κριτήριο, αλλά με κριτήριο την αύξηση του SE [39]. Επίσης, το σύστημα είναι δυνατό να έχει ακόμα περισσότερο κέρδος προσδίδοντας τη δυνατότητα σε κάθε AP να εξυπηρετεί περισσότερους από έναν χρήστες, και κατά συνέπεια, να κάνει εκτιμήσεις για περισσότερα από ένα κανάλια. Σε πρακτικό επίπεδο, αυτό είναι εφικτό μέσω της εύρεσης εκείνου του AP που επιτρέπει τη μεγιστοποίηση του $SINR_k^{(1),ul}$. Έτσι, μετά την ανάλυση του [39], το $SE_k^{(1),ul}$ που προκύπτει είναι το παρακάτω:

$$SE_k^{(1),ul} = \left(1 - \frac{\tau_p^{sc}}{\tau_c} \right) \max_{\ell \in \{1, \dots, L\}} \mathbb{E} \left\{ \log_2 \left(1 + SINR_k^{(1),ul} \right) \right\} \quad (5.15)$$

όπου το $SINR_k^{(1),ul}$ του οποίου επιδιώκεται η μεγιστοποίηση, δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$SINR_{k\ell}^{(1),ul} = \frac{\rho_k |v_{k\ell}^H \hat{g}_{k\ell}|^2}{\sum_{i \neq k}^K \rho_i |v_{k\ell}^H \hat{g}_{i\ell}|^2 + v_{k\ell}^H (\sum_{i=1}^K \rho_i C_{i\ell} + \sigma^2 I_N) v_{k\ell}} \quad (5.16)$$

όπου $v_{k\ell}$ και $g_{k\ell} \in \mathbb{C}^N$.

Μετέπειτα, υπολογίζοντας το βέλτιστο $v_{k\ell}$ (μέσω της μεθόδου L-MMSE) το οποίο μεγιστοποιεί το $SINR_{k\ell}^{(1),ul}$ της παραπάνω σχέσης προκύπτει [39]:

$$SINR_{k\ell,max}^{(1),ul} = \rho_k \hat{g}_{k\ell}^H \left(\sum_{i \neq k}^K \rho_i \hat{g}_{i\ell} \hat{g}_{i\ell}^H + \sum_{i=1}^K \rho_i C_{i\ell} + \sigma^2 I_N \right)^{-1} \hat{g}_{k\ell} \quad (5.17)$$

Φυσικά, στην περίπτωση όπου θεωρηθεί ότι κάθε AP έχει $N = 1$ κεραία και εξυπηρετεί έναν μόνο χρήστη, προκύπτει το SE που έχει ήδη υπολογιστεί μέσω της σχέσης (4.43). Ωστόσο, τονίζεται ότι στο προηγούμενο κεφάλαιο [7], το εφικτό SE που αποδίδει σε κάθε χρήστη η διάταξη small cell, δεν έχει λάβει υπόψη το φαινόμενο του pilot contamination [39]. Έτσι, για την καλύτερη σύγκριση αυτής της υλοποίησης με την προτεινόμενη CF mMIMO, θα πρέπει να γίνει μοντελοποίηση και προσομοίωση σε πιο ρεαλιστικές συνθήκες. Για τον λόγο αυτό, το paper [39] εισάγει τον όρο $A_{k\ell}$ στο SE της σχέσης (4.43), μετασχηματίζοντάς την ως εξής:

$$SE_{k,p}^{(1),ul} = \frac{e^{\frac{1}{\omega_{k\ell}(1+A_{k\ell})}} E_1\left(\frac{1}{\omega_{k\ell}(1+A_{k\ell})}\right) - e^{\frac{1}{\omega_{k\ell}A_{k\ell}}} E_1\left(\frac{1}{\omega_{k\ell}A_{k\ell}}\right)}{\ln(2)} \quad (5.18)$$

όπου $A_{k\ell} = \sum_{i \in P_k} \left(\frac{\rho_i \beta_{i\ell}}{\rho_k \beta_{k\ell}} \right)^2$ είναι ο όρος που εισάγει το pilot contamination, P_k ένα υποσύνολο όλων των UEs που κάνουν χρήση της ίδιας πιλοτικής αλληλουχίας με εκείνης που κάνει το k^{th} (συμπεριλαμβάνει και το k^{th}) και $\omega_{k\ell}$ εκείνη η μεταβλητή που ορίζει η σχέση (4.44).

5.1.5 Uplink προσομοίωση επιπέδων συνεργασίας Cell-Free Massive MIMO

Για την ανάδειξη της αποτελεσματικότητας κάθε επιπέδου, θα πρέπει και εδώ να γίνει προσομοίωση, κάνοντας χρήση δεδομένων όσο πιο κοντά στην πραγματικότητα γίνεται. Έτσι, θα γίνουν κατανοητά όλα τα ανωτέρω όχι μόνο σε επίπεδο υλοποίησης (π.χ. επίπεδο 2), αλλά και σε επίπεδο διαχείρισης και επεξεργασίας του CSI (π.χ. MRC ή MMSE). Σε κάθε περίπτωση, λόγω του ότι η παρούσα εργασία πραγματεύεται την υπεροχή των CF διατάξεων έναντι των κυψελωτών, η σύγκριση θα γίνει συμπεριλαμβάνοντας και τις επιδόσεις ενός τέτοιου δικτύου.

Στο παρόν πείραμα έλαβε χώρα κυψελωτή διάταξη $L_c = 4$ κυψελών, με $N_c = 100$ κεραίες ανά BS και $K_c = 10$ UEs ανά κυψέλη. Επίσης, η απόκριση των καναλιών μεταξύ

του j^{th} BS και του k^{th} χρήστη συμβολίστηκε με $g_{\ell k}^j \sim N_c(0, R_{\ell k}^j)$, όπου $R_{\ell k}^j \in \mathbb{C}^{M_c \times M_c}$ ο πίνακας συνδιακύμανσης που περιγράφει τη σχέση μεταξύ των large-scale συντελεστών εξασθένησης $\beta_{\ell k}^j$ (ενσωματώνουν την εξασθένηση που προκαλούν τα φαινόμενα pathloss και shadowing) [39].

Εν τέλει, κάνοντας χρήση της στρατηγικής MMSE, αποδεικνύεται ότι ένα εφικτό uplink SE ανά χρήστη για την κυψέλη j δίνεται από:

$$SE_{jk}^{(c),ul} = \left(1 - \frac{\tau_p^{cell}}{\tau_c}\right) \mathbb{E} \left\{ \log_2 \left(1 + SINR_{jk}^{(c),ul}\right) \right\} \quad (5.19)$$

όπου το $SINR_{jk}^{(c),ul}$, και μάλιστα το $SINR_{jk,max}^{(c),ul}$ για το οποίο μεγιστοποιείται η (5.19), δίνεται από την παρακάτω σχέση [39]:

$$SINR_{jk}^{(c),ul} = \rho_{jk}^{ul} (\hat{g}_{jk}^j)^H \times \left(\sum_{\ell=1}^{L_c} \sum_{\substack{i \neq \ell \\ i \neq k}}^{K_c} \rho_{\ell i}^{ul} \hat{g}_{\ell i}^j (\hat{g}_{\ell i}^j)^H + \sum_{\ell=1}^{L_c} \sum_{i=1}^{K_c} \rho_{\ell i}^{ul} C_{\ell i}^j + \sigma^2 I_{M_c} \right)^{-1} \hat{g}_{jk}^j \quad (5.20)$$

Επισημαίνεται ότι το παραπάνω $SINR$ προκύπτει από τη διαδικασία multicell MMSE (M-MMSE), η οποία φαίνεται να αποδίδει το μεγαλύτερο δυνατό SE σε multiuser κυψελωτά mMIMO περιβάλλοντα [74]. Από την άλλη, η CF mMIMO διάταξη, η οποία υλοποιήθηκε στην ίδια περιοχή και υπό το ίδιο μοντέλο εξασθένησης με την κυψελωτή (ίδια εξασθένιση), περιλάμβανε $L = 400$ APs με $N = 1$ κεραία έκαστο ή $L = 100$ APs με $N = 4$ κεραίες έκαστο στα 10 m πάνω από την επιφάνεια του εδάφους. Ο αριθμός των UEs ήταν $K = 40$, με ομοιόμορφη κατανομή εντός των κυψελών, ενώ η συχνότητα λειτουργίας ήταν στα 2 GHz . Το κοινό μοντέλο διάδοσης (κυψελωτή και μη υλοποίηση) ακολουθούσε την urban microcell περίπτωση που περιγράφεται στο [111, Tab. A1-2], ενώ οι large-scale συντελεστές και ο βαθμός correlation των παραμέτρων σκίασης από το κάθε AP προς τους διαφορετικούς χρήστες δινόντουσαν από τις παρακάτω εξισώσεις αντίστοιχα [39]:

$$\beta_{k\ell}[dB] = -30,5 - 36,7 \log_{10} \left(\frac{d_{k\ell}}{1m} \right) + F_{k\ell} \quad (5.21)$$

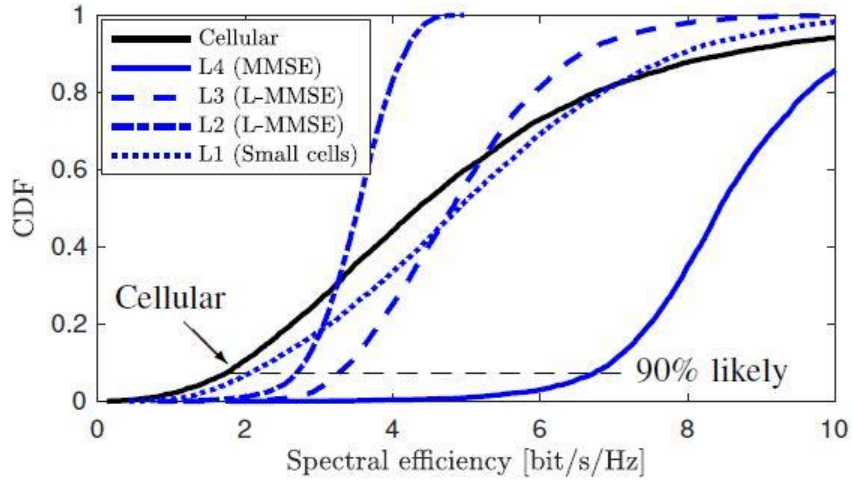
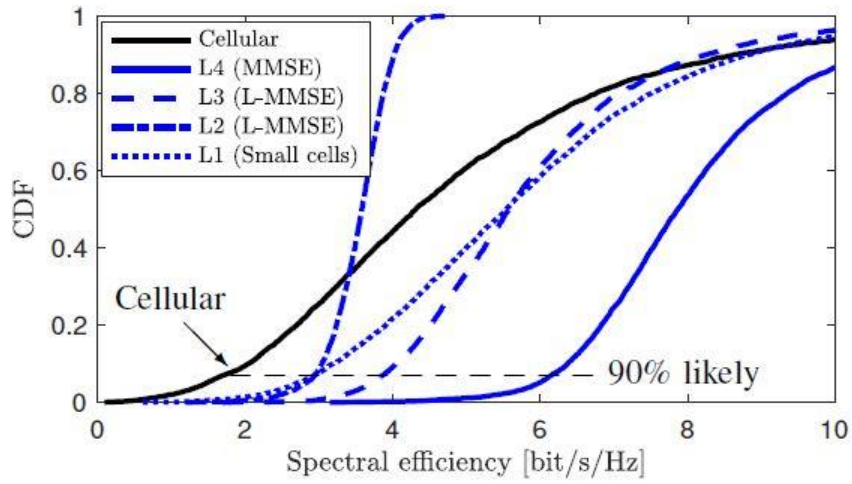
$$\mathbb{E}\{F_{k\ell} F_{ij}\} = \begin{cases} 16 \times 2^{-\delta_{ki}/9m}, & \ell = j \\ 0, & \ell \neq j \end{cases} \quad (5.22)$$

όπου $d_{k\ell}$ η απόσταση μεταξύ του k^{th} UE και του ℓ^{th} AP συνυπολογίζοντας και τη διαφορά ύψους (των 10 m) και δ_{ki} η απόσταση μεταξύ του k^{th} και του i^{th} UE.

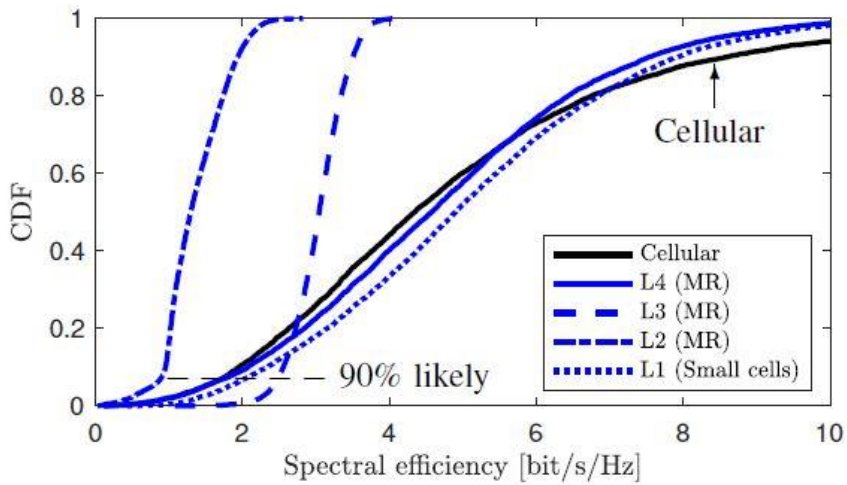
Στον παρακάτω Πίνακα συνοψίζονται όλες οι παράμετροι της προσομοίωσης [39], ενώ τα αποτελέσματα αυτής, στα παρακάτω Σχήματα.

Πίνακας 5-1: Τιμές παραμέτρων προσομοίωσης [39] των τεσσάρων επιπέδων συνεργασίας των CF mMIMO διατάξεων.

Παράμετρος	Τιμή
Φέρουσα συχνότητα	2 GHz
Εύρος ζώνης	20 MHz
σ^2	-26 dBm
Ύψος κεραίας UE	$1,65\text{ m}$
$\rho_k^{ul} = \rho_{jk}^{ul}$	100 mW
τ_c	200 samples
L	100 ή 400
N	4 ή 1
K	40
L_c	4 cells
N_c	100 antennas/BS
K_c	10
$(\Delta T)_c$	2 ms
$(\Delta f)_c$	100 KHz

(a) Cell-free with $L = 400$, $N = 1$ (b) Cell-free with $L = 100$, $N = 4$.

Σχήμα 5-1: CDF συναρτήσεως uplink SE για διατάξεις CF mMIMO και κυψελωτών mMIMO κάνοντας χρήση των τεχνικών MMSE και L-MMSE σε περιβάλλοντα με (a) $L = 400$ APs των $N = 1$ κεραιών και (b) με $L = 100$ APs των $N = 4$ κεραιών [39].



Σχήμα 5-2: CDF συναρτήσεως uplink SE για διατάξεις CF mMIMO και κυψελωτών mMIMO κάνοντας χρήση της τεχνικής MRC σε περιβάλλον με $L = 400$ APs των $N = 1$ κεραιών [39].

Κοιτώντας κανείς το Σχήμα 5-1, μπορεί αμέσως να εξάγει δύο πολύ βασικά συμπεράσματα. Το πρώτο έχει να κάνει με την υπεροχή των CF mMIMO διατάξεων σε όρους 95% – *likely* καλυψης έναντι των κυψελωτών (ανεξαρτήτως του επιπέδου συνεργασίας), ενώ το δεύτερο, με το τεράστιο χάσμα επιδόσεων που υπάρχει μεταξύ του επιπέδου 4 και των υπολοίπων.

Ξεκινώντας με την πρώτη παρατήρηση του Σχήματος 5-1 (a), μπορεί κανείς να αντιληφθεί ότι σε κάθε περίπτωση οι CF mMIMO διατάξεις δίνουν τη δυνατότητα για μία πιο ομοιόμορφη κάλυψη, εγγυώντας στο 95% των χρηστών υψηλότερο uplink SE σε σχέση με αυτό που θα είχαν στην καλύτερη δυνατή κυψελωτή υλοποίηση (δηλαδή εκείνη που κάνει χρήση του M-MMSE combining). Ωστόσο, οι καμπύλες των επιπέδων 1, 2 και 3 φαίνεται να τέμνουν (σε διαφορετικά σημεία η κάθε μία) εκείνη της κυψελωτής mMIMO διάταξης. Αυτό μεταφράζεται στο ότι κάθε μία από αυτές υπόκειται σε ένα όριο (σημείο τομής), πέρα από το οποίο η κυψελωτή διάταξη εγγυάται καλύτερες επιδόσεις. Πιο συγκεκριμένα, αν και για το 95% των χρηστών η κυψελωτή mMIMO υλοποίηση φαίνεται να μην παρέχει και τόσο ικανοποιητικά uplink SE επίπεδα, από την άλλη εγγυάται αρκετά καλύτερες επιδόσεις σε εκείνους τους λίγους χρήστες που βρίσκονται σε ευνοϊκά σημεία (συνήθως κοντά στο κέντρο της κάθε κυψέλης). Συνεπώς, το σημείο τομής κάθε καμπύλης των τριών πρώτων επιπέδων με την καμπύλη της κυψελωτής διάταξης σηματοδοτεί το μέγιστο ποσοστό των UEs που έχουν υψηλότερο SE εντός της κυψέλης. Προφανώς όσο μειώνεται αυτό το ποσοστό (δηλαδή όσο μειώνεται το CDF), τόσο οξύνεται η διαφορά στην απόδοση των δύο διατάξεων προς όφελος εκείνης του κυψελωτού mMIMO. Παρόλα αυτά, αυτό δεν ισχύει για την περίπτωση του επιπέδου συνεργασίας 4, αφού σε κάθε περίπτωση η καμπύλη του βρίσκεται “κάτω” από εκείνη των κυψελών. Τέλος, στην περίπτωση του Σχήματος 5-1 (b), όπου έχει μειωθεί ο αριθμός των APs σε 100 (με 4 κεραίες στο κάθε ένα), είναι αντιληπτό ότι αυξάνεται η διαφορά στην απόδοση που έχουν τα 3 πρώτα επίπεδα με την κυψελωτή mMIMO διάταξη, όχι μόνο για το 95% των UEs, αλλά πλέον και για ακόμα μικρότερο αριθμό χρηστών, αφού οι τομές των καμπυλών (σημείο από το οποίο και ύστερα παρατηρείται καλύτερο uplink SE στο κυψελωτό σύστημα) λαμβάνουν χώρα σε ακόμα πιο υψηλό CDF από πριν (περίπτωση Σχήματος 5-1 (a)).

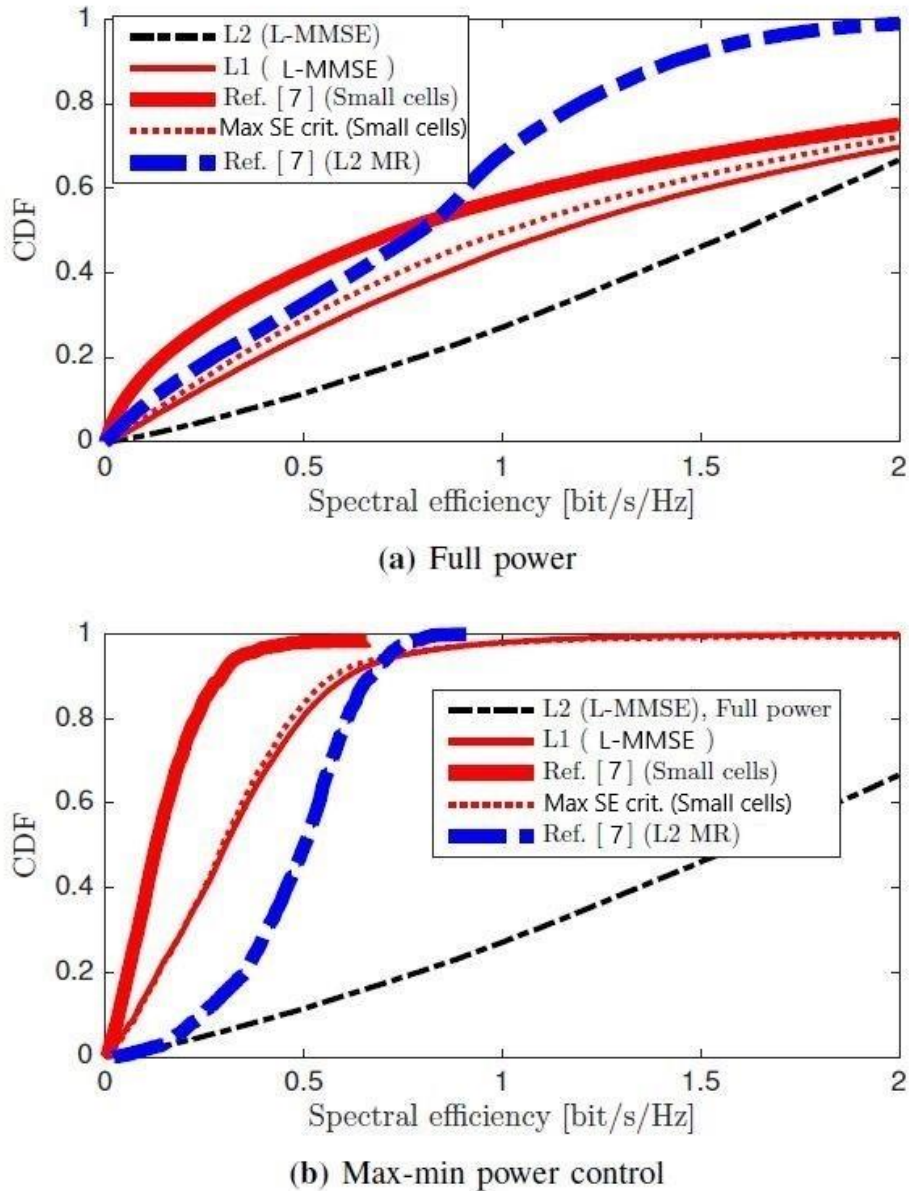
Όσον αφορά τη δεύτερη παρατήρηση του Σχήματος 5-1, φαίνεται ότι και στις δύο περιπτώσεις, το επίπεδο 4 εγγυάται το υψηλότερο uplink SE παρά την πτώση που εμφανίζει στην υλοποίηση με τις λιγότερες κεραίες (Σχήμα 5-1 (b)) εξαιτίας της μείωσης του micro diversity κέρδους. Στην περίπτωση των 400 APs (με $N = 1$ κεραία σε κάθε ένα), τη χειρότερη 95% – *likely* απόδοση μεταξύ των CF mMIMO διατάξεων, φαίνεται να έχει εκείνη του επιπέδου 1 (small cells), η οποία όμως για μικρότερο αριθμό χρηστών υπερσχύει των επιπέδων 2 και 3. Από την άλλη μεριά (Σχήμα 5-1 (b)), μειώνοντας τον αριθμό των APs σε 100 (με $N = 4$ κεραίες σε κάθε ένα), η small cell διάταξη παρέχει καλύτερη κάλυψη για το 95% των χρηστών, αφού σημειώνεται αύξηση του diversity κέρδους ανά AP, με αποτέλεσμα κάθε ένα από αυτά να εκτιμά καλύτερα τους συντελεστές εξασθένησης.

Φτάνοντας και στο Σχήμα 5-2, το οποίο παρουσιάζει τα αποτελέσματα κάνοντας χρήση της MRC τεχνικής σε διάταξη ίδια με εκείνη του Σχήματος 5-1 (a), είναι φανερό ότι δρα τελείως αρνητικά για τα επίπεδα 2, 3 και 4. Πιο συγκεκριμένα, με αυτή τη μέθοδο, το επίπεδο 2 παρουσιάζει χειρότερο uplink SE για κάθε ποσοστό χρηστών, όχι μόνο από τη small cell υλοποίηση, αλλά ακόμα και από την κυψελωτή. Συνεπώς, για τη μέγιστη δυνατή αξιοποίηση των δυνατοτήτων που παρέχουν οι CF mMIMO διατάξεις στον τομέα του uplink SE, θα πρέπει σε κάθε περίπτωση να γίνεται χρήση της L-MMSE τεχνικής έναντι της MRC.

5.2 Ανασκόπηση των βελτιώσεων στις Cell-Free Massive MIMO διατάξεις επιπέδων 2 και 1

Έχοντας εξάγει τα παραπάνω αποτελέσματα, κανείς εύλογα θα αναρωτιόταν γιατί δεν υπάρχει ταύτιση αυτών με εκείνα που είχαν εξαχθεί στο κεφάλαιο 4 για το uplink SE. Πιο συγκεκριμένα, κοιτώντας αποκλειστικά και μόνο τις περιπτώσεις υλοποίησης του επιπέδου 2 και των small cells (αφού αυτές οι δύο μόνο είναι κοινές μεταξύ των προσομοιώσεων [39] [7]) που κάνουν χρήση του MRC, φαίνεται ότι ενώ στη μία περίπτωση το CF mMIMO επιτυγχάνει υψηλότερο 95% – *likely* uplink SE (Σχήματα 4-8 (a) και 4-8 (b)) σε σχέση με τα small cells, στην άλλη συμβαίνει το αντίστροφο (Σχήμα 5-2).

Για να μπορέσει να είναι δίκαια η σύγκριση, έγινε ξανά προσομοίωση του επιπέδου 2 και των small cells, προσαρμώζοντας αυτή τη φορά τις παραμέτρους ώστε να συγκλίνουν όσο το δυνατόν περισσότερο μεταξύ τους. Έτσι, έγινε τοποθέτηση $L = 100$ APs με $N = 1$ κεραία στο κάθε ένα, ενώ ο αριθμός των UEs παρέμεινε ο ίδιος ($K = 40$), εκριβώς όπως έγινε και στην προσομοίωση που περιγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο [7]. Τα υπόλοιπα στοιχεία ήταν εκείνα που αναγράφονται στον Πίνακα 5-1. Επίσης, έγινε χρήση και του greedy αλγορίθμου, εφαρμόζοντας στη σχέση (4.33) μόνο τον uplink ρυθμό μετάδοσης, ενώ παράλληλα, χρησιμοποιήθηκε και ο ορθότερος τύπος (5.18) SE για τα small cells. Τονίζεται ότι η συγκεκριμένη προσθήκη της επίδρασης του pilot contamination, αν και κανείς θα περίμενε να υποβαθμίσει τη small cell διάταξη, δεν φαίνεται να διαδραματίζει και ιδιαίτερο ρόλο [39] στο τελικό αποτέλεσμα. Εν τέλει, χρησιμοποιώντας και την τεχνική max-min (για βελτίωση του 95% – *likely* rate), τα αποτελέσματα των δύο υλοποιήσεων αναγράφονται στο Σχήμα 5-3. Οι έντονες γραμμές (Ref. [7] (Small cells) και Ref. [7] (L2 MR)) απεικονίζουν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του προηγούμενου κεφαλαίου, ενώ οι υπόλοιπες, τα αποτελέσματα κάνοντας χρήση της L-MMSE τεχνικής (L2 (L-MMSE) και L1 (Small cells)) σε συνδυασμό με άρση του περιορισμού εξυπηρέτησης κάθε UE από εκείνο το AP (βλ. παρ. 5.1.4) με τον μεγαλύτερο large-scale συντελεστή $\beta_{k\ell}$ (Max SE crit. (Small cells)). Έτσι, η επιλογή του AP σε αυτή την περίπτωση γίνεται με μοναδικό κριτήριο τη μεγιστοποίηση του SE.



Σχήμα 5-3: Συγκριτικά διαγράμματα της CF mMIMO διάταξης επιπέδου 2 και επιπέδου 1 (small cells) κάνοντας χρήση διαφορετικών εξισώσεων uplink SE για περιπτώσεις χρήσης (a) πλήρους και (b) μερικής (max-min) ισχύος [7]. Τα Ref [7] αναφέρονται στα αποτελέσματα της αντίστοιχης πηγής (περίπτωση (a) από Σχήμα 4-8 (b) και περίπτωση (b) από Σχήμα 4-8 (a)) για correlated shadowing [39].

Στην περίπτωση όπου γίνεται χρήση του MR combiner, τα αποτελέσματα δείχνουν ότι σε κάθε περίπτωση το επίπεδο 2 της CF mMIMO διάταξης παρέχει υψηλότερο 95% – *likely* uplink SE από την υλοποίηση των small cells ανεξαρτήτως χρήσης του max-min αλγορίθμου. Ωστόσο, στην περίπτωση ακτινοβολίας του 100% της ισχύος (Σχήμα 5-3 (a)), ενώ το 50% των χρηστών με τις πιο δυσμενείς περιβαλλοντικές συνθήκες επωφελείται περισσότερο από το επίπεδο 2, το υπόλοιπο 50% (που έχει καλύτερες συνθήκες) απολαμβάνει καλύτερη απόδοση στο επίπεδο 1. Αυτό δείχνει αδυναμία της CF mMIMO υλοποίησης να παρέχει καλύτερα αποτελέσματα για όλους, γεγονός που υποδηλώνει την ύπαρξη λανθασμένων προδιαγραφών στο σύστημα. Για τη βελτίωση λοιπόν αυτής της κατάστασης, στις small cell διατάξεις, προτείνεται [39] ανάρτηση του suboptimal περιορισμού της εξυπηρέτησης κάθε UE αποκλειστικά και μόνο από το AP με το μεγαλύτερο β_{kl} . Στη θέση αυτού, προτείνεται στρατηγική σύμφωνα με την οποία κάθε UE έχει τη δυνατότητα να επιλέγει εκείνο το AP που πρόκειται να του εξασφαλίσει το

υψηλότερο δυνατό uplink SE (max SE crit.). Με τον τρόπο αυτό, παρατηρείται σημαντική βελτίωση όσον αφορά τις επιδόσεις της υλοποίησης του επιπέδου 1, μετατοπίζοντας την έντονα κόκκινη καμπύλη στη θέση που υποδεικνύει η κόκκινη διακεκομμένη. Τώρα λοιπόν είναι αντιληπτός ο λόγος για τον οποίο τα αποτελέσματα του Σχήματος 5-2 [39] ήταν υπέρ του CF mMIMO επιπέδου 1 αντί του 2. Παρόλα αυτά, αν και στην περίπτωση της πλήρους ακτινοβολίας φαίνεται ότι η small cell υλοποίηση είναι πιο ευνοϊκή από εκείνη του επιπέδου 2, κάτι τέτοιο πρακτικά δεν ισχύει. Πιο ειδικά, αν γίνει χρήση του αλγορίθμου L-MMSE έναντι του MRC, οι τελικές καμπύλες των επιπέδων 1 και 2 μετατοπίζονται στις θέσεις που υποδεικνύουν οι καμπύλες L1 (L-MMSE) και L2 (L-MMSE) αντίστοιχα. Αν και η εν λόγω τεχνική δε φαίνεται να έχει σπουδαίες επιδράσεις στο αποτέλεσμα των small cells, δεν μπορεί να ειπωθεί το ίδιο και για το CF mMIMO επιπέδου 2. Η διαφορά τώρα πλέον μεταξύ των δύο επιπέδων είναι άκρως αισθητή. Συνεπώς, κάνοντας χρήση του combining διανύσματος που βασίζεται στην τοπική MMSE τεχνική, επιτυγχάνεται υπενίκηση της CF mMIMO διάταξης έναντι της ειδικής περίπτωσης των small cells, παρέχοντας στο 98% των χρηστών υψηλότερα επίπεδα uplink SE ανεξαρτήτως εφαρμογής ή μη του max-min power control αλγορίθμου. Το υπόλοιπο 2% φαίνεται να έχει το ίδιο QoE με την περίπτωση όπου εφαρμόζεται η τεχνική MRC σε συνδυασμό με τον max-min power control αλγόριθμο.

5.3 Βελτίωση του downlink SE σε precoding επίπεδο

5.3.1 SLNR precoding

Όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, για την επίτευξη ενός μεγαλύτερου SE δεν αρκεί μόνο η σωστή επιλογή του επιπέδου συνεργασίας, αλλά και η επιλογή του σωστού combining αλγορίθμου. Ωστόσο, η προηγούμενη ανάλυση αφορούσε μόνο την uplink διαδικασία, αφήνοντας ανεξιχνίαστο το ερώτημα για το ποιά τεχνική είναι καταλληλότερη για το downlink. Μία σύντομη αναφορά είχε γίνει στο κεφάλαιο 4.3.2, όπου αναφέρθηκε εντελώς επιγραμματικά η ύπαρξη μίας πιο βέλτιστης τεχνικής, της signal-to-leakage-and-noise ratio (SLNR) [49].

Για την ανάδειξη αυτής της τεχνικής, το paper [53] κάνει χρήση του διαγώνιου πίνακα D_k , ο οποίος είχε χρησιμοποιηθεί παλαιότερα [75] για μοντελοποίηση απλών MIMO διατάξεων. Πιο συγκεκριμένα, τα στοιχεία του D_k είναι:

$$D_k = \begin{bmatrix} D_{k1} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & D_{kL} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{NL \times NL}, \text{ όπου } D_{k\ell} = \begin{cases} I_N, & \text{αν } \ell \in M_k \\ 0_N, & \text{αν } \ell \notin M_k \end{cases} \quad (5.23)$$

με M_k να υποδηλώνει το DCC που εξυπηρετεί τον k^{th} χρήστη (Σχέση 4.1).

Έτσι, κάνοντας χρήση της λογικής του hardening bound [69, pp. 317-319] σε συνδυασμό με τον παραπάνω πίνακα, το εφικτό downlink rate μπορεί να εκφραστεί ως [53]:

$$R_k^{dl} = \left(1 - \frac{\tau_p^{cf}}{\tau_c}\right) \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbb{E}\{g_k^T D_k w_k\}|^2}{\sum_{i=1}^K \mathbb{E}\{|g_k^T D_i w_i|^2\} - |\mathbb{E}\{g_k^T D_k w_k\}|^2 + \sigma^2}\right) \quad (5.24)$$

όπου w_k αποτελεί το collective precoding διάνυσμα, το οποίο περιέχει όλα τα precoding διανύσματα που απευθύνονται στον k^{th} χρήστη. Πιο συγκεκριμένα ισχύει [53]:

$$w_k = [w_{k1}^T, \dots, w_{kL}^T] \in \mathbb{C}^{NL} \quad (5.25)$$

όπου κάθε ένα $w_{k\ell}$ δίνεται από τη σχέση (4.9) και υπόκειται στον power control περιορισμό που περιγράφει η (4.12) $\forall k \in D_\ell$.

Επίσης, επισημαίνεται ότι [53]:

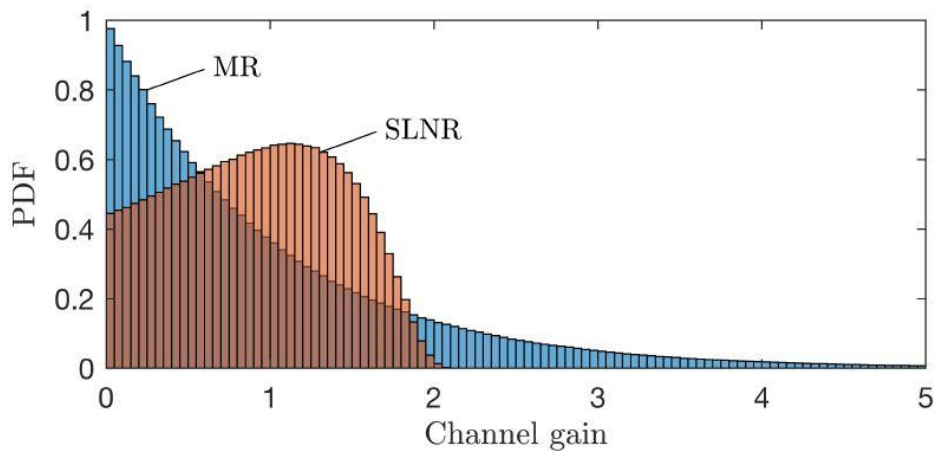
$$D_{k\ell} w_{kl} = 0 \quad \forall k \notin D_\ell \quad (5.26)$$

όπου D_ℓ είναι το σύνολο των UEs που εξυπηρετεί το ℓ^{th} AP.

Στην συνέχεια, για την απόδοση των precoding διανυσμάτων, το μοναδιαίο άνωσκα $\bar{w}_{k\ell}$ της σχέσης (4.9) λαμβάνει τις παρακάτω τιμές ανάλογα με τον χρησιμοποιούμενη precoding τεχνική:

$$\bar{w}_{k\ell} = \begin{cases} \hat{g}_{k\ell}^* & , \text{για MR} \\ \left(\sum_{i \in D_\ell} \rho_{i\ell} \hat{g}_{i\ell}^* \hat{g}_{i\ell}^T + \sigma^2 I_N \right)^{-1} \hat{g}_{k\ell}^* & , \text{για SLNR} \end{cases} \quad (5.27)$$

Σύμφωνα με τον ανωτέρω τύπο, είναι προφανές ότι στην πραγματικότητα η SLNR τεχνική είναι παρόμοια με εκείνη της L-MMSE, γεγονός που επαληθεύει και η σύγκριση των σχέσεων (4.6) και (5.27). Ωστόσο, υπάρχει μία διαφορά μεταξύ αυτών των δύο, η οποία έγκειται στο ότι η παρούσα τεχνική λαμβάνει υπόψη την μόνη τις αποκρίσεις D_ℓ των UEs που εξυπηρετεί το AP το οποίο την εκτελεί. Εν τέλει, προσομοιώνοντας [53] τις δύο τεχνικές προκύπτουν τα αποτελέσματα του Σχήματος 5-4.



Σχήμα 5-4: Προσομοίωση downlink ζεύξης σε CF περιβάλλον ($N = L = K = \sigma^2 = 1$) θεωρώντας ιδανικό CSI και κάνοντας χρήση των τεχνικών MR με κέρδος καναλιού $|g|^2$ και SLNR, με κέρδος καναλιού $\frac{|g|^2}{(|g|^2+1)^2} / \mathbb{E} \left\{ \frac{|g|^2}{(|g|^2+1)^2} \right\}$ [53].

Κοιτώντας τα αποτελέσματα του παραπάνω Σχήματος, μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι αν και τα δύο κέρδη καναλιών έχουν την ίδια μέση τιμή, εκείνο που περιγράφει η MR τεχνική παρουσιάζει εκθετική κατανομή, τείνοντας στο άπειρο για πολύ μικρό ποσοστό πιθανότητας. Αντιθέτως, η SLNR τεχνική έχει συγκεντρωμένες όλες τις τιμές σε μία συγκεκριμένη περιοχή πέριξ της μέσης τιμής, γεγονός που σηματοδοτεί την παροχή υψηλότερου SE. Αυτό συμβαίνει κυρίως επειδή η SLNR μέθοδος (εάν $N > 1$) ελαχιστοποιεί τις παρεμβολές που προκαλεί το AP στα υπόλοιπα UEs που εξυπηρετεί, αφού το $\bar{w}_{k\ell}$ εξ' ορισμού τείνει να αυξήσει το $SINR$, ενώ ταυτόχρονα μειώνει τις διακυμάνσεις των ενεργών αποκρίσεων $g_{k\ell}^T w_{i\ell}$ των επιθυμητών καναλιών, αλλά και εκείνων που δρουν ως παρεμβολή ανεξαρτήτως των κεραιών N του κάθε AP [53].

5.3.2 Zero-forcing precoding

Μία άλλη precoding τεχνική εστίασης της ακτινοβολούμενης ενέργειας είναι η κλασική zero-forcing (ZF) [76], η οποία βρίσκει μία πληθώρα εφαρμογών στα κυψελωτά δίκτυα κινητής τηλεφωνίας. Όπως έγινε αναφορά και σε προηγούμενο κεφάλαιο, η εν λόγω στρατηγική καταστολής των παρεμβολών κατά το downlink, επιβάλλει τον μηδενισμό του γινομένου μεταξύ του precoding διανύσματος w_j και της απόκρισης του καναλιού g_i , έτσι ώστε το σήμα που προωρίζεται για το j^{th} UE, μόλις φτάνει στο i^{th} UE να μηδενίζεται. Αντιθέτως, σε περίπτωση που $i = j$, επιδιώκεται το γινόμενο των δύο προηγούμενων όρων να έχει ενισχυτικό χαρακτήρα. Ένα άμεσο πρόβλημα που προκύπτει ασκώντας αυτή την τεχνική, είναι ότι κάθε BS λαμβάνοντας υπόψη μόνο τα κανάλια των χρηστών εντός της κυψέλης (intra-cell UEs) που εξυπηρετεί, παραβλέπει τις παρεμβολές μεταξύ UEs διαφορετικών κυψελών (inter-cell interference) [76]. Για την επίλυση αυτού του ζητήματος σε επίπεδο κυψελών, το paper [76] εισάγει την έννοια του full-pilot zero-forcing (FZF), η οποία όχι μόνο επιβάλλει καθολική σύγκριση των καναλιών για τον προσδιορισμό των precoding διανυσμάτων, αλλά επιτυγχάνει και τη διατήρηση μίας πλήρους κατανεμημένης αρχιτεκτονικής. Αυτό γίνεται καταγράφοντας κάθε BS ό,τι πιλοτικό σήμα λάβει (ακόμα και από άλλες κυψέλες), ώστε προσδιορίζοντας το αντίστοιχο κανάλι του τοπικά, να το συμπεριλάβει αργότερα στη zero-forcing διαδικασία (λαμβάνει χώρα τοπικά στο κάθε BS). Οι δύο αυτές τεχνικές βρίσκουν εφαρμογή και σε CF mMIMO περιβάλλοντα, έχοντας όμως διαφορετικές επιπτώσεις (είτε αρνητικές είτε θετικές) όσον αφορά τον τρόπο υλοποίησης και εφαρμογής τους.

Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα της απλής ZF precoding στρατηγικής σε CF mMIMO διατάξεις παραθέτει το paper [52]. Πιο συγκεκριμένα, περιγράφει την κεντροποιημένη στρατηγική υλοποίησης του ZF, κατά την οποία όλα τα precoding διανύσματα υπολογίζονται στο CPU βάσει των περιβαλλοντικών στοιχείων που του έχουν προωθήσει τα APs μέσω του fronthaul δικτύου. Στη συνέχεια, και μέσω του ίδιου μέσου, το CPU προωθεί τα υπολογισθέντα precoding διανύσματα πίσω στα αντίστοιχα APs, τα οποία και χρησιμοποιούνται διαφορετικά από το κάθε ένα. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης [52, Fig. 5] [52, Fig. 6] έδειξαν ότι κάτι τέτοιο βελτιώνει κατά πολύ το σύστημα σε όρους SE συγκριτικά με την απλή CB precoding τεχνική, όχι μόνο σε CF mMIMO περιβάλλοντα, αλλά και σε small cell. Μία πιθανή εξήγηση για αυτό είναι ότι η CF mMIMO λογική εξ' ορισμού εξαλείφει το πρόβλημα των παρεμβολών που είχε το ZF στις απλές κυψελωτές διατάξεις, με δεδομένο ότι τώρα κάθε UE εξυπηρετείται από όλα τα APs [52], και συνεπώς γνωστοποιεί τη θέση του σε κάθε ένα από αυτά. Επομένως, θέλοντας και μη, το CPU θα λάβει, και εν τέλει θα συμπεριλάβει στα precoding διανύσματα όλα τα πιθανά κέρδη των καναλιών. Παρόλα αυτά, η εν λόγω μελέτη [52] έγινε υπό την προϋπόθεση της ανυπαρξίας του pilot contamination φαινομένου, αφού θεωρήθηκε low-mobility περιβάλλον, με αποτέλεσμα να υπάρχουν αρκετά περισσότερα ορθογώνια μεταξύ τους πιλοτικά σήματα από ότι χρήστες [52]. Ταυτόχρονα, εισήγαγε και αρκετή

πολυπλοκότητα (παρόμοια με εκείνη του επιπέδου 4) στο fronthaul δίκτυο [68] [77], αφού προέβλεπε τη συνεχή διακίνηση όλων των περιβαλλοντικών πληροφοριών-precoding διανυσμάτων εντός αυτού. Κατά συνέπεια, μία τέτοια αρχιτεκτονική αν και αρκετά ελκυστική, είναι αρκετά δύσκολο να υλοποιηθεί πρακτικά, αφού το πρόβλημα της κεντροποίησης του συμβατικού ZF συνεχίζει να αποτελεί ένα από τα μεγαλύτερα τροχοπέδη στον τομέα των τηλεπικοινωνιών.

5.3.2.1 Full-pilot zero-forcing precoding

Προς βελτίωση του προαναφερθέντος προβλήματος, το paper [77] εξετάζει την περίπτωση εφαρμογής της FZF precoding τεχνικής σε περιβάλλον CF mMIMO. Κύριος σκοπός αυτής της μελέτης δεν είναι μόνο η βελτίωση του SE (έναντι αυτού που προσφέρει η CB τεχνική), αλλά και η καθιέρωση μίας πιο κατανεμημένης precoding τεχνικής, η οποία να αφήνει το μεγαλύτερο μέρος της χωρητικότητας του fronthaul δικτύου ελεύθερο προς κίνηση των payload δεδομένων. Ταυτόχρονα, λαμβάνει υπόψη και την περίπτωση του pilot contamination ($\tau_p^{cf} < K$) [77], ενώ παράλληλα, θεωρεί και την ύπαρξη ατελούς CSI [77], προσδίδοντας περισσότερη αξιοπιστία στα μετέπειτα πορίσματα. Για τον λόγο αυτό, τους δείκτες των πιλοτικών σημάτων $\varphi_{\tau_p^{cf}} \in \mathbb{C}^{\tau_p^{cf} \times 1}$ που χρησιμοποιούνται αποκλειστικά και μόνο από το k^{th} UE συμβολίζονται με $t_k \in [1, \tau_p^{cf}]$, ενώ εκείνοι των οποίων τα πιλοτικά διανύσματα χρησιμοποιούνται από περισσότερα UEs με t_i , όπου $\{i: t_i = t_k\} = P_k \subset [1, K]$. Κατά συνέπεια, υπάρχει δυνατότητα συμβολισμού κάθε συνελκτικού γινομένου πιλοτικών σημάτων ως εξής:

$$\varphi_{t_i}^H \varphi_{t_k} = \begin{cases} 0, & i \notin P_k \\ \tau_p^{cf}, & i \in P_k \end{cases} \quad (5.28)$$

Λόγω του ότι σε αυτή την περίπτωση γίνεται αναφορά για multi-antenna APs [77], το σήμα λήψης στο ℓ^{th} AP κατά την uplink training φάση δίνεται από τη γνωστή σχέση (4.55), με $n_{p,\ell} \in \mathbb{C}^{N \times \tau_p^{cf}}$ και *i.i.d.* $CN(0,1)$. Στη συνέχεια, κάνοντας χρήση της γνωστής MMSE τεχνικής, η εκτίμηση $\hat{g}_{k\ell} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ δίνεται από τη σχέση (4.18), με τη διαφορά ότι αντί για χρήση της προβολής $\check{y}_{p,k\ell}^{SA}$, γίνεται χρήση της $\check{y}_{p,k\ell}^{MA} \in \mathbb{C}^{N \times \tau_p^{cf}}$ σύμφωνα με τη σχέση (4.56). Εν τέλει, το precoding διάνυσμα $\bar{w}_{k\ell}$ της σχέσης (4.9) που υπολογίζει η FZF τεχνική δίνεται από τον ακόλουθο τύπο [77]:

$$\bar{w}_{\ell t_k}^{FZF} = \check{y}_{p,k\ell}^{MA} \left[(\check{y}_{p,k\ell}^{MA})^H \check{y}_{p,k\ell}^{MA} \right]^{-1} e_{t_k} \quad (5.29)$$

όπου e_{t_k} η t_k^{th} στήλη του μοναδιαίου πίνακα I_{t_k} .

Στη συνέχεια, για τον προσδιορισμό του downlink SE, γίνεται χρήση της προαναφερθείσας σχέσης (4.23). Ωστόσο, λόγω του ότι οι συγγραφείς του paper [77] θεωρούν ότι κατά τη διάδοση στο κανάλι το σήμα φτάνει στον προορισμό του επηρεασμένο από την προσαρτημένη απόκριση του (του καναλιού), ακολουθείται ο μετασχηματισμός των σχέσεων (4.24), (4.25) και (4.26), διαδικασία ανάλογη με εκείνη που έλαβε χώρα και στην παράγραφο 4.8.1:

$$DS_k^{dl} \triangleq \mathbb{E} \left\{ \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} w_{\ell t_k} g_{k\ell}^H \right\} \quad (5.30)$$

$$BU_k^{dl} \triangleq \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} g_{k\ell}^H w_{\ell t_k} - \mathbb{E} \left\{ \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} g_{k\ell}^H w_{\ell t_k} \right\} \quad (5.31)$$

$$UI_{ki}^{dl} \triangleq \sum_{\ell=1}^L \eta_{i\ell}^{1/2} g_{k\ell}^H w_{\ell t_i} \quad (5.32)$$

Για την ανάδειξη των αποτελεσμάτων, γίνεται χρήση της σχέσης (4.27) πολλαπλασιασμένη επί τον αριθμό των συμβόλων (ξ^{dl}) που αποστέλλονται ανά *sample*, καθώς και του pre-log παράγοντα $\left(1 - \frac{\tau_p^{cf}}{\tau_c}\right)$, ενώ το $SINR_k^{dl}$ αυτής σχηματίζεται βάσει των τριών παραπάνω μετασχηματισμών. Έτσι λοιπόν, αντικαθιστώντας τις σχέσεις (5.30), (5.31) και (5.32) στην (4.27) προκύπτει:

$$SE_k^{dl,FZF} = \xi^{dl} \left(1 - \frac{\tau_p^{cf}}{\tau_c}\right) \log_2(1 + SINR_k^{dl,FZF}) =$$

$$\xi^{dl} \left(1 - \frac{\tau_p^{cf}}{\tau_c}\right) \frac{|\mathbb{E}\{\sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} g_{k\ell}^H w_{\ell t_k}\}|^2}{\sum_{i=1}^K \mathbb{E}\{|\sum_{\ell=1}^L \eta_{i\ell}^{1/2} g_{k\ell}^H w_{\ell t_i}|^2\} - |\sum_{\ell=1}^L \mathbb{E}\{\eta_{k\ell}^{1/2} g_{k\ell}^H w_{\ell t_k}\}|^2 + 1} \quad (5.33)$$

Για να είναι πλήρης όμως η έκφραση της FZF δεν αρκεί το $\bar{w}_{k\ell}^{FZF}$ να πάρει την παραπάνω τιμή. Θα πρέπει κάθε ζεύγος χρηστών που κάνει χρήση διαφορετικών (ορθογώνιων μεταξύ τους) πιλοτικών σημάτων να υπόκειται στην παρακάτω zero-forcing συνθήκη [77], σύμφωνα με την οποία ο παράγοντας $g_{k\ell}^H w_{\ell t_k}$ της σχέσης (5.33) θα λαμβάνει τις εξής τιμές:

$$\hat{g}_{k\ell}^H w_{\ell t_i}^{FZF} = \frac{c_{k\ell}}{c_{i\ell}} e_{t_k}^H e_{t_i} \sqrt{\mu_{\ell t_k} (N - \tau_p^{cf})} = \begin{cases} 0, & i \notin P_k \\ \sqrt{\mu_{\ell t_k} (N - \tau_p^{cf})}, & i \in P_k \end{cases} \quad (5.34)$$

όπου $\mu_{\ell t_k}$ δίνεται από τη σχέση (4.40).

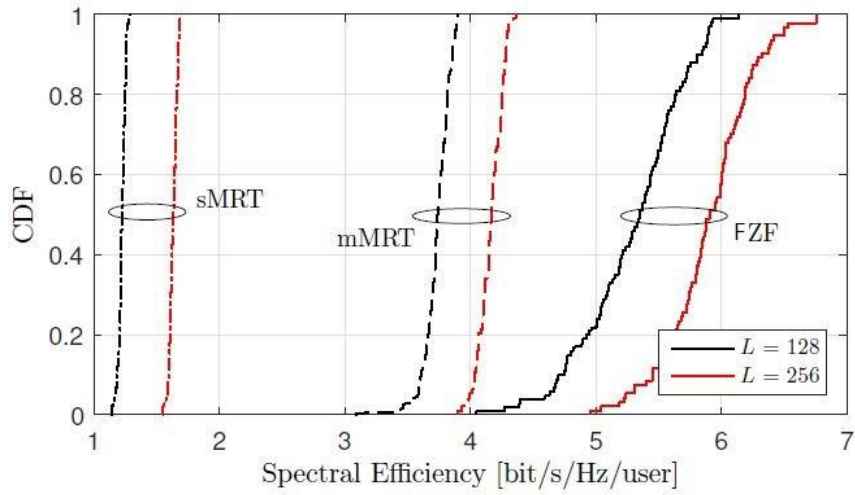
Κάτι σημαντικό που θα πρέπει να υπογραμμιστεί είναι ότι για να έχει νόημα η παραπάνω υλοποίηση της FZF precoding τεχνικής, θα πρέπει σε κάθε περίπτωση να ισχύει $N > \tau_p^{cf}$ [77] [68] [76].

Στη συνέχεια, για την προβολή των συγκριτικών αποτελεσμάτων της precoding FZF μεθόδου και της MRC για single-antenna (sMRT) και multi-antenna (mMRT)

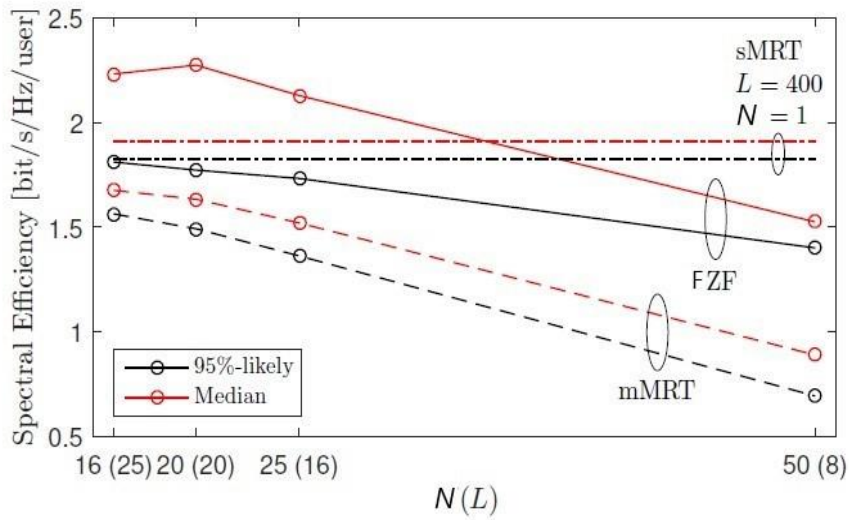
διατάξεις, αφού υπολογίστηκαν οι αναμενόμενες τιμές της (5.34), εκείνη καταχωρήθηκε σε περιβάλλον προσομοίωσης, με τιμές παραμέτρων [77] που αναγράφονται στον παρακάτω Πίνακα. Αναφέρεται επίσης [77], ότι στην περίπτωση χρήσης του MRC, οι μοντελοποιήσεις των single-antenna και multi-antenna SEs έγιναν βάσει των βιβλιογραφιών [7] και [78] αντίστοιχα. Ταυτόχρονα, η μοντελοποίηση του large-scale συντελεστή εξασθένησης έγινε βάσει της σχέσης (4.48) [7], με τυπική απόκλιση του εκθετικού όρου της σκίασης ίση με σ_{sh} (dB), ενώ οι max-min power control συντελεστές βελτιστοποιούσαν το ελάχιστο SE του κάθε χρήστη πληρώντας συγχρόνως τον ενεργειακό περιορισμό της σχέσης (4.12). Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στα παρακάτω Σχήματα 5-5, 5-6 και 5-7 [77].

Πίνακας 5-2: Παράμετροι προσομοίωσης [77] σε CF mMIMO διατάξεις κάνοντας χρήση των CB και FZF precoding τεχνικών.

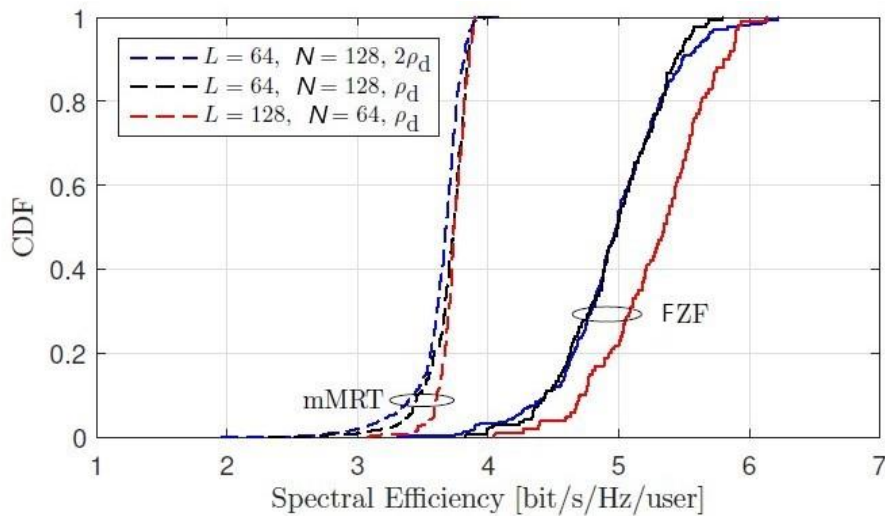
Παράμετρος	Τιμή
Φέρουσα συχνότητα	2 GHz
Εύρος ζώνης	20 MHz
σ^2 (uplink/downlink)	9 dB
Ύψος κεραίας AP	15 m
Ύψος κεραίας UE	1,65 m
$\bar{\rho}_{cf}^{dl}, \bar{\rho}_{cf}^{up}, \bar{\rho}_{cf}^p$	200, 100, 100 mW
σ_{sh}	8 dB
D, d_1, d_0	1000, 50, 10 m
τ_c	200 samples
$(\Delta T)_c$	1 ms
τ_p	10 samples
Θεωρητική έκταση προσομοίωσης	500 × 500 m ²
K	20
ξ^{dl}	0,5



Σχήμα 5-5: CDF κατανομή συνάρτησε του ανά-χρήστη downlink SE για mMRT ($N = 64$), sMRT ($N = 1$) και FZF precoding διατάξεις με γινόμενο $LN = 8192$ [77].



Σχήμα 5-6: Ανά-χρήστη downlink SE συνάρτησε διάφορων συνδυασμών του γινομένου $N(L)$ για συστήματα που κάνουν χρήση FZF και MRT precoders [77].



Σχήμα 5-7: CDF κατανομή συνάρτησε του ανά-χρήστη downlink SE για mMRT και FZF precoding διατάξεις με γινόμενο $LN = 8192$ [77].

Κοιτώντας κανείς τα αποτελέσματα του Σχήματος 5-5, μπορεί αμέσως να καταλάβει ότι κάνοντας χρήση της FZF στρατηγικής επιτυγχάνεται ένα αρκετά πιο βέλτιστο αποτέλεσμα σε όρους SE για κάθε χρήστη. Το χάσμα μεταξύ της FZF και της mMRT έχει ύψος της τάξης του 30%, ποσοστό το οποίο διατηρείται και κατά την αύξηση του αριθμού L των APs. Φυσικά, η διαφορά μεταξύ FZF και sMRT είναι χαοτική, αφού η υποδεέστερη αυτή υλοποίηση δεν μπορεί καν να αξιοποιήσει το diversity κέρδος που προσφέρουν οι επιπλέον κεραιές σε κάθε AP. Σε κάθε περίπτωση, η υπεροχή της FZF στρατηγικής έγκειται στην ύπαρξη του zero-forcing κανόνα που περιγράφει η (5.34), μειώνοντας αποτελεσματικότερα τις παρεμβολές μεταξύ των χρηστών.

Από το Σχήμα 5-6, μπορεί κανείς να εξάγει δύο βασικά συμπεράσματα. Το πρώτο είναι ότι καθώς ο αριθμός L των APs αυξάνεται (προς τα αριστερά) υπό σταθερό γινόμενο NL (δηλαδή μειώνεται το N), οι precoding μέθοδοι FZF και mMRT αρχίζουν να συγκλίνουν, εφόσον το σύστημα υποβοηθάται στη μείωση των παρεμβολών από το όλο και αυξανόμενο macro-diversity. Το άλλο πόρισμα του Σχήματος είναι ότι και οι δύο στρατηγικές μειώνουν τη συνολική απόδοση του συστήματος σε όρους 95% – *likely* και διαμέσου (median), καθώς μειώνεται ο αριθμός των APs (και αυξάνεται ο αριθμός N των κεραιών). Αυτό υποδεικνύει την υπεροχή του macro-diversity κέρδους έναντι του απλού diversity που προσφέρουν οι co-located κεραιές, γεγονός που ξανατονίζει την επιτακτικότητα για χρήση των CF mMIMO διατάξεων αντί των απλών κυψελωτών mMIMO κατά την υλοποίηση των δικτύων 5^{ης} γενιάς.

Τέλος, το Σχήμα 5-7 αποδεικνύει για ακόμα μία φορά τη συνεισφορά που έχει το macro-diversity κέρδος σε όρους SE, ειδικά για τη FZF υλοποίηση. Επιπλέον φαίνεται ότι ένας διπλασιασμός στη μέγιστη τροφοδοτούμενη ισχύ κάθε AP (μπλε διακεκομμένη καμπύλη) δεν οφελεί σε τίποτα, αφού παράλληλα με την αύξηση της ικανότητας των κεραιών να εκπέμπουν και να λαμβάνουν σήματα καλύτερα αυξάνονται και οι παρεμβολές.

5.3.2.2 Βελτιωτικοί zero-forcing αλγόριθμοι

Όπως ήταν ανεμενόμενο, η FZF precoding τεχνική εισάγει αρκετά καλύτερα αποτελέσματα σε όρους 95% – *likely* και διαμέσου του ανά-χρήστη SE από ότι η απλή MRC, μειώνοντας παράλληλα τη fronthaul πολυπλοκότητα που έχει η κεντροποιημένη zero-forcing υλοποίηση [52]. Ωστόσο, μία κεντροποιημένη διάταξη τείνει να μειώσει σε μεγαλύτερο βαθμό από ότι η FZF τις παρεμβολές που προκαλούνται από γειτονικά APs, αφού έχει καθολική γνώση των παραμέτρων όλων των CSI στο CPU. Παράλληλα, για την εφαρμογή της FZF τεχνικής, θα πρέπει να πληρείται και η συνθήκη $N > \tau_p^{cf}$ [77] [68] [76], ώστε να μπορέσει το κάθε AP να καταστείλει ταυτόχρονα τις παρεμβολές σε όλα τα διαθέσιμα κανάλια που εξυπηρετεί. Αυτός όμως ο περιορισμός οδηγεί και πάλι σε έναν συμβιβασμό, διότι από τη μία ένα μικρό τ_p^{cf} οδηγεί σε ισχυρό pilot contamination, ενώ από την άλλη, ένας μεγάλος αριθμός N κεραιών σε ένα υψηλό επίπεδο επεξεργαστικής πολυπλοκότητας. Για τον λόγο αυτό, εύλογα αναφέρεται [76] ότι η FZF μέθοδος θα πρέπει να εφαρμόζεται σε εξαιρετικές και μόνο περιπτώσεις όπου οι επικοινωνίες χαρακτηρίζονται από έντονα φαινόμενα παρεμβολών, αφού σκοπός κάθε τεχνολογίας είναι κατά κύριο λόγο η βελτίωση των δεικτών QoS και QoE . Κατά συνέπεια, δημιουργείται μία αντίρροπη δράση των δύο αυτών υλοποιήσεων (της ZF και της FZF), αναγκάζοντας κάθε σχεδιαστή να επιλέξει μεταξύ της απλότητας υλοποίησης και των υψηλών επιδόσεων. Στο πλαίσιο της ανωτέρω δυσκολίας κινείται η μελέτη [68], η οποία προτείνει δύο βελτιωμένους (και ταυτόχρονα πλήρως κατανεμημένους) ZF αλγόριθμους που υπόσχονται να μειώσουν σε μεγαλύτερο βαθμό τις παρεμβολές (από τη FZF), εξασφαλίζοντας συνάμα έναν μικρότερο αριθμό N κεραιών αλλά και απλότητα στο

fronthaul δίκτυο. Οι δύο αυτοί ZF αλγόριθμοι περιγράφονται από τις ονομασίες local partial zero-forcing (PZF) και local protective partial zero-forcing (PPZF).

Ξεκινώντας με τον PZF, αναφέρεται [68] ότι η λογική πίσω από αυτή τη υλοποίηση έγκειται στην προσπάθεια κάθε AP να μειώσει την παρεμβολή που προκαλεί το ισχυρότερο UE, δηλαδή εκείνο που έχει το μεγαλύτερο κέρδος καναλιού. Αντίθετα, τις παρεμβολές που προκαλούν τα πιο αδύναμα UEs, τις θεωρεί αμελητέες. Έτσι, χωρίζει τα UEs σε δύο ομάδες ανάλογα με την τοποθεσία και την ισχύ ακτινοβολίας τους. Πιο συγκεκριμένα, στην $S_\ell \subset \{1, \dots, K\}$ ομάδα των τ_{S_ℓ} στοιχείων ανήκουν τα πιλοτικά σήματα των χρηστών που παρεμβάλλουν ισχυρά στους γύρω, ενώ στην $W_\ell \subset \{1, \dots, K\}$ των τ_{W_ℓ} στοιχείων όλα τα υπόλοιπα [68]. Επίσης, οι δείκτες των πιλοτικών σημάτων που στέλνει κάθε χρήστης $i \in S_\ell$ προς το ℓ^{th} AP συμβολίζονται με $R_{S_\ell} = \{r_{\ell,1}, r_{\ell,2}, \dots, r_{\ell,\tau_{S_\ell}}\}$, ενώ στη γενική περίπτωση, τονίζεται ότι κάθε χρήστης $i \in P_k$ κατατάσσεται στην ίδια ομάδα με εκείνον (k^{th}) που μοιράζεται το ίδιο πιλοτικό σήμα. Σύμφωνα λοιπόν με αυτή τη λογική, η PZF μέθοδος δημιουργεί τα combining διανύσματα για τους χρήστες της ισχυρής ομάδας σύμφωνα με την FZF τεχνική, ενώ για εκείνους της ασθενούς με την CB. Αυτό, όπως αναφέρεται και στη συνέχεια, αποδεσμεύει πόρους στο σύστημα, αφού οι χρήστες όπου δεν παρεμβάλλουν ισχυρά τους υπόλοιπους δεν χρειάζονται και τόσο περίπλοκο $w_{k\ell}$, δεδομένου ότι το χαμηλό κέρδους του καναλιού τους εξασφαλίζει εν μέρη αυτή τη συνθήκη. Επίσης, αφού σε αυτή την περίπτωση η FZF μέθοδος περιορίζεται μόνο στην S_ℓ ομάδα, θα πρέπει να ισχύει $N > \tau_{S_\ell}$, σε αντίθεση με πριν, όπου υπήρχε η γενική απαίτηση $N > \tau_p^{cf}$ για κάθε UE. Αναδιατυπώνοντας λοιπόν την (5.29) σύμφωνα με τα νέα δεδομένα προκύπτει:

$$\bar{w}_{\ell k} = \begin{cases} \bar{w}_{\ell k}^{PZF} = \bar{H}_\ell E_{S_\ell} (\bar{H}_\ell^H E_{S_\ell}^H \bar{H}_\ell E_{S_\ell})^{-1} \varepsilon_{j_{\ell k}}, & k \in S_\ell \\ \bar{w}_{\ell k}^{MRT} = \bar{H}_\ell e_{t_k}, & k \in W_\ell \end{cases} \quad (5.35)$$

όπου $\bar{H}_\ell = \{\check{y}_{p,\ell 1}^{MA}, \check{y}_{p,\ell 2}^{MA}, \dots, \check{y}_{p,\ell K}^{MA}\} = \{\check{y}_{p,\ell 1}^{MA}, \check{y}_{p,\ell 2}^{MA}, \dots, \check{y}_{p,\ell \tau_p}^{MA}\} \in \mathbb{C}^{N \times \tau_p^{cf}}$ και $E_{S_\ell} = \{e_{r_{\ell 1}}, e_{r_{\ell 2}}, \dots, e_{r_{\ell \tau_{S_\ell}}}\} \in \mathbb{C}^{\tau_p^{cf} \times \tau_{S_\ell}}$, με το $e_{r_{\ell i}}$ να δηλώνει την $r_{\ell i}^{th}$ στήλη του μοναδιαίου πίνακα $I_K = I_{\tau_p^{cf}}$. Επίσης, το $\varepsilon_{j_{\ell k}}$ συμβολίζει την $j_{\ell k}^{th}$ στήλη του μοναδιαίου πίνακα $I_{\tau_{S_\ell}}$, με $j_{\ell k} \in \{1, 2, \dots, \tau_{S_\ell}\}$ [68].

Βάσει λοιπόν των σχέσεων (5.35) και (4.9), το σήμα x_ℓ^{dl} της (4.11) που εκπέμπει κάθε AP, καθώς και το σήμα λήψης y_k^{dl} της (4.14) στο k^{th} AP διαμορφώνονται ως εξής:

$$x_\ell^{dl, PZF} = \sum_{k \in S_\ell} \eta_{\ell k}^{1/2} w_{\ell t_k}^{PZF} \hat{x}_k + \sum_{k \in W_\ell} \eta_{\ell k}^{1/2} w_{\ell t_k}^{MRT} \hat{x}_k \quad (5.36)$$

$$y_k^{dl} = \left(\sum_{\ell \in Z_k} w_{\ell t_k}^{PZF} g_{k\ell}^H + \sum_{\ell \in M_k} w_{\ell t_k}^{MRT} g_{k\ell}^H \right) \hat{x}_k$$

$$+ \sum_{i \neq k}^K \left(\sum_{\ell \in Z_k} w_{\ell t_i}^{PZF} g_{k\ell}^H + \sum_{\ell \in M_k} w_{\ell t_i}^{MRT} g_{k\ell}^H \right) \hat{x}_i + n_k \quad (5.37)$$

όπου $Z_k \triangleq \{\ell: k \in S_\ell, \ell = 1, 2, \dots, L\}$ και $M_k \triangleq \{\ell: k \in W_\ell, \ell = 1, 2, \dots, L\}$.

Στη συνέχεια, προσαρμόζοντας τη σχέση (5.37) στην (5.33) με τρόπο αντίστοιχο της παραγράφου 5.3.2.1 προκύπτει [68]:

$$SINR_k^{dl, PZF} = \frac{\left| \sum_{\ell \in Z_k} \eta_{\ell k}^{1/2} \mathbb{E}\{g_{k\ell}^H w_{\ell t_k}^{PZF}\} + \sum_{\ell \in M_k} \eta_{\ell k}^{1/2} \mathbb{E}\{g_{k\ell}^H w_{\ell t_k}^{MRT}\} \right|^2}{\sum_{i=1}^K \mathbb{E}\left\{ \left| \sum_{\ell \in Z_t} \eta_{\ell i}^{1/2} g_{k\ell}^H w_{\ell t_i}^{PZF} + \sum_{\ell \in M_t} \eta_{\ell i}^{1/2} g_{k\ell}^H w_{\ell t_i}^{MRT} \right|^2 \right\} - \left| \sum_{\ell \in Z_k} \eta_{\ell k}^{1/2} \mathbb{E}\{g_{k\ell}^H w_{\ell t_k}^{PZF}\} + \sum_{\ell \in M_k} \eta_{\ell k}^{1/2} \mathbb{E}\{g_{k\ell}^H w_{\ell t_k}^{MRT}\} \right|^2 + 1} \quad (5.38)$$

ενώ ταυτόχρονα, όπως στην σχέση (5.34), έτσι και εδώ ορίζονται οι αντίστοιχες περιπτώσεις των γινομένων $w_{\ell t_i}^{PZF} \hat{g}_{k\ell}^H$ για τα UEs $\in S_i$ και $w_{\ell t_i}^{MRT} \hat{g}_{k\ell}^H$ για τα UEs $\in W_i$, ανάλογα με το αν κάθε χρήστης k χρησιμοποιεί μοναδική ή όχι πιλοτική αλληλουχία [68]:

$$\text{Σύνολο χρηστών} = \begin{cases} \alpha \forall k, i \in S_\ell \Rightarrow w_{\ell t_i}^{PZF} \hat{g}_{k\ell}^H = \begin{cases} 0, & i \notin P_k \\ \sqrt{\mu_{\ell t_k} (N - \tau_{S_\ell})}, & i \in P_k \end{cases} \\ \alpha \forall k, i \in W_\ell \Rightarrow w_{\ell t_i}^{MRT} \hat{g}_{k\ell}^H = \begin{cases} 0, & i \notin P_k \\ \sqrt{N \mu_{\ell t_k}}, & i \in P_k \end{cases} \end{cases} \quad (5.39)$$

Σε αυτό το σημείο, κοιτώντας κανείς τις σχέσεις (5.33) και (5.38), θα παρατηρούσε ότι προκύπτουν δύο είδη παρεμβολών στον παρονομαστή. Το πρώτο είδος (πρώτος όρος του γινομένου) αναφέρεται ως coherent παρεμβολή, και προκαλείται από τα σήματα που προορίζονται για τα t_i UEs $\in P_k$. Αντιθέτως, η μη coherent παρεμβολή προκαλείται από τον δεύτερο όρο του γινομένου στον παρονομαστή, δηλαδή από τα σήματα που προορίζονται για τα t_k UEs, τα οποία και χρησιμοποιούν μοναδικές πιλοτικές αλληλουχίες [68]. Αυτό όμως που υποβαθμίζει σε μεγαλύτερο βαθμό το σύστημα όσον αφορά τη μη coherent παρεμβολή δεν είναι ολόκληρος ο δεύτερος όρος του παρονομαστή της (5.38), αλλά τα σήματα που έχουν σχηματιστεί από τα precoding διανύσματα της MRT μεθόδου (δηλαδή σήματα που απευθύνονται σε UEs $\in W_\ell$).

Για την περαιτέρω μείωση αυτής της παρεμβολής, συστήνεται [68] η PPZF τεχνική, η οποία υπόσχεται να “προστατέψει” (εξού και η ονομασία της) τα UEs $\in S_\ell$ επιβάλλοντας μία επιπλέον συνθήκη ορθογωνιότητας στον precoding συντελεστή $w_{\ell t_j}^{MRT}$ που προκαλεί την εν λόγω παρεμβολή. Πιο συγκεκριμένα, ορίζεται ο πίνακας B_ℓ , ο οποίος παριστάνει την προβολή πάνω στο συζυγή του πίνακα $\bar{H}_\ell E_{S_\ell}$, ποσότητα η οποία είχε συστηθεί στη σχέση (5.35). Κατά συνέπεια, το precoding διάνυσμα που απευθύνεται στα UEs $\in W_\ell$ γίνεται:

$$\bar{w}_{\ell t_j}^{PMRT} = B_\ell \bar{H}_\ell e_{t_j} \quad (5.40)$$

όπου

$$B_\ell = I_N - \bar{H}_\ell E_{S_\ell} (\bar{H}_\ell^H E_{S_\ell}^H \bar{H}_\ell E_{S_\ell})^{-1} \bar{H}_\ell^H E_{S_\ell}^H \quad (5.41)$$

Το τελικό $SINR_k^{dl,PPZF}$ προκύπτει αντικαθιστώντας το $\bar{w}_{\ell t_j}^{PMRT}$ στη θέση του $\bar{w}_{\ell t_j}^{MRT}$ $\forall j \in [1, K]$ εντός της σχέσης (5.38). Με τον τρόπο αυτό προστατεύονται όλα τα UEs $\in S_\ell$ από τις παρεμβολές που προκαλούν τα κατευθυνόμενα προς τα UEs $\in W_\ell$ σήματα, ενώ ταυτόχρονα εξασφαλίζεται και η παροχή ικανοποιητικών επιπέδων QoS/QoE για αυτά (τα UEs που βρίσκονται σε θέσεις με ασθενείς περιβαλλοντικές συνθήκες). Παρόλα αυτά, τονίζεται ότι ακόμα και η PPZF μέθοδος δεν προστατεύει το σύστημα από το pilot contamination που προκαλείται από το γεγονός ότι ($\tau_p^{cf} < K$) [68]. Σύμφωνα λοιπόν με τα ανωτέρω, φαίνεται ότι η PPZF precoding τεχνική προσφέρει μία ισορροπία μεταξύ ακύρωσης των παρεμβολών και ενίσχυσης του επιθυμητού σήματος, η οποία μπορεί πολύ εύκολα να ρυθμιστεί μεταβάλλοντας το εκάστοτε κριτήριο ταξινόμησης των UE στις δύο προαναφερθείσες ομάδες, πληρώντας πάντα την απαραίτητη FZF συνθήκη $N > \tau_{S_\ell}$.

Υπό την ίδια λογική στέγη των δύο προηγούμενων υλοποιήσεων λειτουργεί και η regularized zero-forcing (RZF) precoding τεχνική, η οποία υπόσχεται να παρέχει σε όλα τα UEs (όχι μόνο για εκείνα $\in S_\ell$) αυτή τη δυνατότητα εξισορρόπησης μεταξύ ενίσχυσης του επιθυμητού σήματος και καταστολής των παρεμβολών [68]. Επισημαίνεται ότι η εν λόγω τεχνική είναι η αντίστοιχη SLNR για την UL ζεύξη, γι' αυτό και οι συγγραφείς του [68] τη χαρακτηρίζουν ως βέλτιστη (benchmark) ZF στρατηγική, χρησιμοποιώντας την αργότερα ως σημείο αναφοράς για την αξιολόγηση των υπολοίπων. Λαμβάνοντας λοιπόν υπόψη μόνο τις τοπικές εκτιμήσεις των καναλιών σε κάθε AP, οι συγγραφείς του [68] αναπαριστούν μαθηματικά την εν λόγω τεχνική ως:

$$\bar{w}_{\ell k}^{RZF} = \hat{H}_\ell (\hat{H}_\ell^H \hat{H}_\ell + P_\ell^{-1})^{-1} \hat{e}_k \quad (5.42)$$

όπου $\hat{H}_\ell = \{\hat{g}_{1\ell}, \hat{g}_{2\ell}, \dots, \hat{g}_{K\ell}\} \in \mathbb{C}^{N \times K}$, $P_\ell = \text{diag}(\rho_{1\ell}, \rho_{2\ell}, \dots, \rho_{K\ell}) \in \mathbb{R}^{K \times K}$ και $\hat{e}_k$ η k^{th} στήλη του μοναδιαίου I_K .

Εφόσον λοιπόν το $\bar{w}_{\ell k}^{RZF}$ precoding διάνυσμα υπολογίζεται για όλα τα UEs ανεξαρτήτως της ομάδας που βρίσκεται το κάθε ένα, το $SINR_k^{dl,RZF}$ μπορεί να υπολογιστεί με τον ίδιο τρόπο που υπολογίστηκε και το $SINR_k^{dl,FZF}$, δηλαδή αντικαθιστώντας κάθε άνωσμο $\bar{w}_{\ell t_k}^{FZF}$ (και εν τέλει $w_{\ell t_k}^{FZF}$ σύμφωνα με την (4.9)) της σχέσης (5.33) με τα $\bar{w}_{\ell k}^{RZF}$ που περιγράφει η (5.42) [68]. Παρόλα αυτά, τονίζεται [68] ότι η (5.33) δεν αποτελεί την κανονική έκφραση του $SINR_k^{dl,FZF}$ της εν λόγω τεχνικής, αφού αυτή δεν έχει προκύψει κατόπιν κάποιας μαθηματικής ανάλυσης. Μία τέτοια ανάλυση μπορεί ενδεχομένως να είναι αρκετά δύσκολη, και συνεπώς εκτός του παρόντος αντικειμένου, δεδομένης της ύπαρξης του κανονικοποιημένου όρου P_ℓ^{-1} . Ωστόσο, γίνεται χρήση της (5.33), και εν τέλει της (4.27), έτσι ώστε να αναπαρασταθεί ποιοτικά η συμπεριφορά της.

Για τη σύγκριση όλων αυτών των precoding τεχνικών, υπολογίστηκαν οι αναμενόμενες τιμές των σχέσεων (5.33) και (5.38) για τα $w_{\ell k}^{FZF}/w_{\ell k}^{MRT}$ και $w_{\ell k}^{PPZF}/w_{\ell k}^{PPZF}$

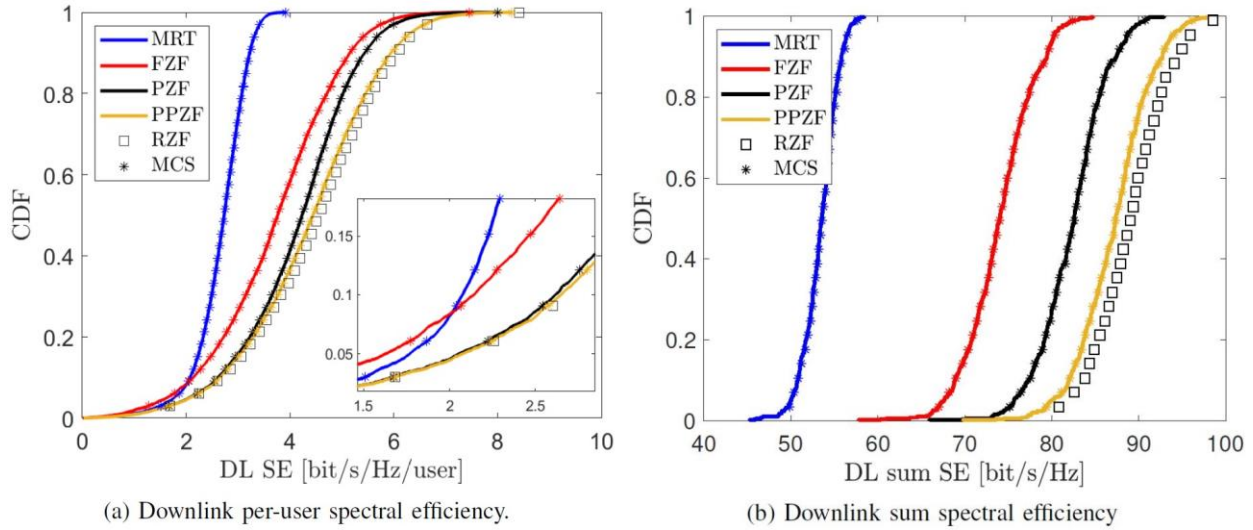
αντίστοιχα, καταλήγοντας στις αντίστοιχες $SINR_k^{dl,FZF}$, $SINR_k^{dl,MRT}$, $SINR_k^{dl,PZF}$ και $SINR_k^{dl,PPZF}$ εκφράσεις κλειστού τύπου. Κατόπιν, εισήχθησαν στη downlink lower bound χωρητικότητα της σχέσης (4.27), συμπεριλαμβάνοντας και τους παράγοντες ξ^{dl} και pre-log [68]. Επιπλέον, αναφέρεται [68] ότι για λόγους πληρότητας, στην εν λόγω σχέση εισήχθη και το $SINR_k^{dl,RZF}$, χωρίς όμως να έχει υπολογιστεί κάποια εργοδική έκφραση για αυτό. Επίσης, για λόγους απλότητας, αντί για χρήση του max-min power control αλγορίθμου, εφαρμόστηκε μία νέα και πιο κατανοητή στρατηγική, την οποία οι συγγραφείς του [68] ονομάζει heuristic channel-dependent (HCD) power control [68, Sec. IV].

Στη συνέχεια, για την αναπαράσταση του large-scale συντελεστή, έγινε [68] χρήση της σχέσης (4.48) [7], όπου για την περιγραφή των path-loss απωλειών αντί του three-slope μοντέλου της (4.49), εφαρμόστηκε εκείνο που περιγράφει η (5.21). Φυσικά, εφόσον η σκίαση ενσωματώνεται στο $\beta_{k\ell}$ μέσω του όρου $10^{\frac{\sigma_{sh} z_{k\ell}}{10}}$, η μεταβλητή $F_{k\ell}$ της τελευταίας σχέσης παραλείπεται. Επίσης, αναφέρεται ότι για τις PZF και PPZF στρατηγικές, η ομαδοποίηση των UEs στην κατηγορία S_ℓ έγινε σύμφωνα με το κατώφλι του $u = 95\%$ [68]. Πιο συγκεκριμένα, στην ισχυρή ομάδα S_ℓ του κάθε AP ℓ κατατάσσονταν εκείνα τα UEs που το άθροισμα των αποκρίσεων τους προς το συγκεκριμένο AP ισούταν τουλάχιστον με το 95% του συνολικού κέρδους του καναλιού (άθροισμα όλων των καναλιών που εξυπηρετεί το AP), έχοντας πρώτα όμως ταξινομηθεί κατά φθίνουσα σειρά, σύμφωνα με τη largest-large-scale-fading-based selection (LLSFBS) μέθοδο [78]. Ωστόσο, υπήρξαν και περιπτώσεις όπου αυτό το κατώφλι έπρεπε να μειωθεί ώστε να πληρείται συνεχώς ο περιορισμός $N > \tau_{S_\ell}$. Τέλος, εκτελώντας την προσομοίωση των ανωτέρω zero-forcing τεχνικών για γεωγραφική έκταση $1000 \times 1000 m^2$, και με γενικές παραμέτρους αυτές που αναγράφονται στον παρακάτω Πίνακα, τα αποτελέσματα που προέκυψαν είναι αυτά που αναγράφονται στα Σχήματα 5-8 έως 5-11 [68].

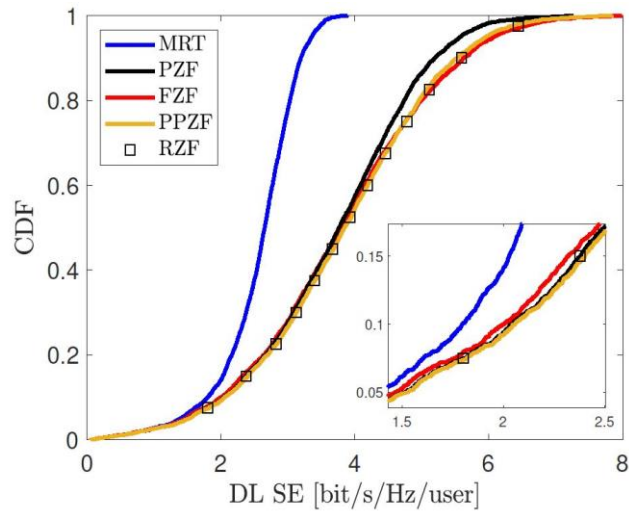
Πίνακας 5-3: Παράμετροι προσομοίωσης [68] σε CF mMIMO διατάξεις κάνοντας χρήση των FZF, RZF, PZF και PPZF precoding τεχνικών.

Παράμετρος	Τιμή
Φέρουσα συχνότητα	2 GHz
Εύρος ζώνης	20 MHz
σ^2 (uplink/downlink)	-92 dBm
Ύψος κεραίας AP	10 m
Ύψος κεραίας UE	1,5 m
$\bar{\rho}_{cf}^{dl}, \bar{\rho}_{cf}^{up}, \bar{\rho}_{cf}^p$	200, 100, 100 mW
σ_{sh}	4 dB
Θεωρητική έκταση προσομοίωσης	$1000 \times 1000 m^2$
τ_c	200 samples
$(\Delta T)_c$	1 ms
τ_p	10 samples

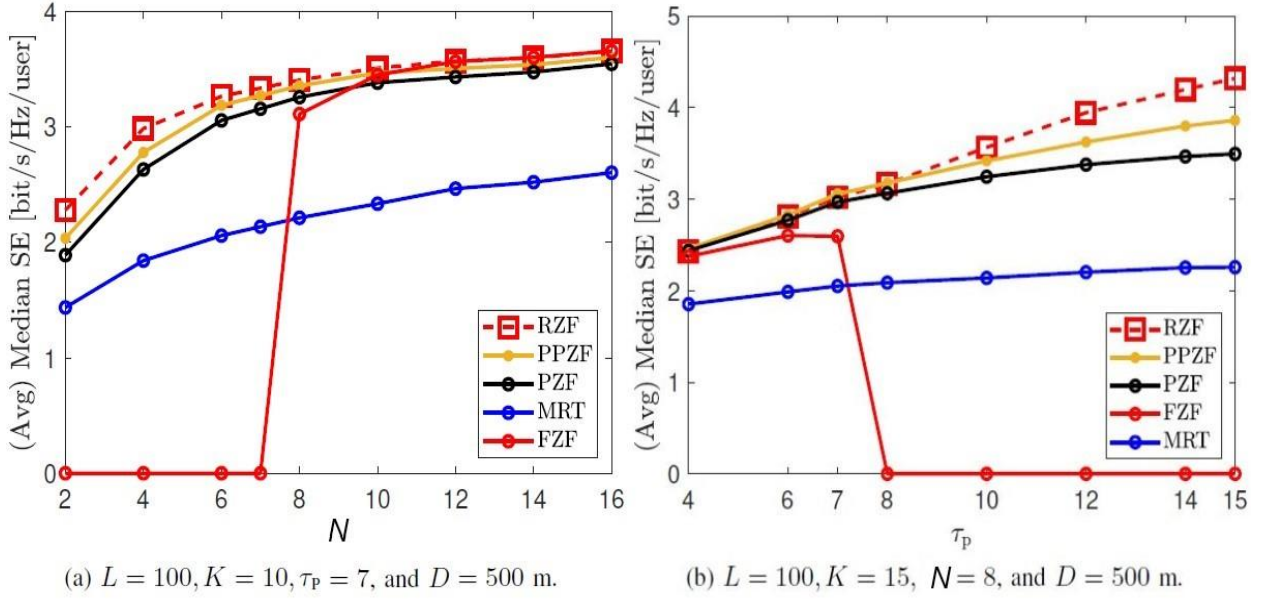
ξ^{dl}	0,5
K	20



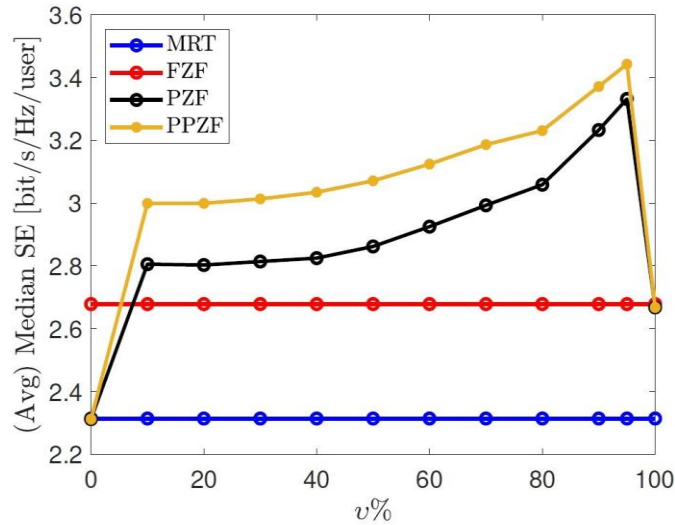
Σχήμα 5-8: CDF συναρτήσεως του (a) ανά-χρήστη και του (b) συνολικού (sum) downlink SE για CF mMIMO διάταξη, η οποία υλοποιείται κάνοντας χρήση των MRT, FZF, PZF, PPZF και RZF precoding τεχνικών. Οι καμπύλες με τους αστερίσκους προέκυψαν κατόπιν Monte-Carlo προσομοιώσεων (MCS), ενώ όλες οι υπόλοιπες, από υπολογισθέντες εξισώσεις κλειστού τύπου. $L = 200$ APs, $N = 16$ κεραίες/AP, $K = 20$ UEs και $\tau_p^{cf} = 15$ samples [68].



Σχήμα 5-9: CDF συναρτήσεως του ανά-χρήστη downlink SE για CF mMIMO διάταξη, η οποία υλοποιείται κάνοντας χρήση των MRT, FZF, PZF, PPZF και RZF precoding τεχνικών. Οι καμπύλες προέκυψαν από υπολογισθέντες εξισώσεις κλειστού τύπου. $L = 200$ APs, $N = 16$ κεραίες/AP, $K = 20$ UEs και $\tau_p^{cf} = 10$ samples [68].



Σχήμα 5-10: Μέσο downlink SE συναρτήσει (a) των κεραιών N σε κάθε AP και (b) του τ_p^{cf} (samples) για CF mMIMO διάταξη, η οποία υλοποιείται κάνοντας χρήση των MRT, FZF, PZF, PPZF και RZF precoding τεχνικών. (a) $L = 100$ APs, $K = 10$ UEs, $\tau_p^{cf} = 7$ samples και θεωρητική έκταση προσομοίωσης $= 500 \times 500 \text{ m}^2$. (b) $L = 100$ APs, $K = 15$ UEs, $N = 8$ κεραιές/AP και θεωρητική έκταση προσομοίωσης $= 500 \times 500 \text{ m}^2$ [68].



Σχήμα 5-11: Μέσο downlink SE συναρτήσει του κατωφλίου $u\%$ της LLSFBS μεθόδου [78] ταξινόμησης των UEs στις ομάδες S_ℓ και W_ℓ για CF mMIMO διάταξη, η οποία υλοποιείται κάνοντας χρήση των MRT, FZF, PZF και PPZF precoding τεχνικών προς εξυπηρέτηση $K = 40$ χρηστών [68].

Στο Σχήμα 5-8 φαίνονται τα συγκριτικά αποτελέσματα σε όρους downlink SE για CF mMIMO διατάξεις που κάνουν χρήση όλων των προηγούμενων precoding τεχνικών. Οι καμπύλες με τους αστερίσκους προέκυψαν κατόπιν Monte-Carlo προσομοιώσεων (MCS), ενώ όλες οι υπόλοιπες, από υπολογισθέντες εξισώσεις κλειστού τύπου (εκτός από την RZF). Σε κάθε περίπτωση, οι ZF στρατηγικές παρήγαγαν υψηλότερο downlink SE από την απλή MRT, γεγονός που κανείς θα περίμενε, δεδομένων των στοιχείων της παραγράφου 5.3.2.1. Αυτό όμως που κινεί περισσότερο το ενδιαφέρον, είναι το γεγονός ότι οι PZF και PPZF στρατηγικές εισάγουν 25% καλύτερα αποτελέσματα από την FZF που περιγράφηκε προηγουμένως, διατηρώντας παράλληλα κατανομημένη αρχιτεκτονική.

Αυτό συμβαίνει διότι η ZFZ precoding τεχνική αναλώνει ένα μεγάλο μέρος των $N - \tau_p^{cf}$ βαθμών ελευθερίας της στο να καταστείλει τις παρεμβολές, αφήνοντας πολύ λίγες κεραίες “ελεύθερες” για να συμβάλλουν στην αύξηση του array κέρδους. Από την άλλη, οι PZF και PPZF στρατηγικές ασκούν την FZF precoding υλοποίηση μόνο σε όσα UEs ανήκουν στην ισχυρή ομάδα S_ℓ , αφήνοντας περισσότερους βαθμούς ελευθερίας ($N - \tau_{S_\ell}$, με $\tau_{S_\ell} < \tau_p^{cf}$) στο σύστημα για να αυξήσει το αντίστοιχο array κέρδος του. Η διαφορά αυτή στα δύο κέρδη μεταφράζεται με διαφορά και στη συνολική χωρητικότητα των καναλιών που απολαμβάνει ο κάθε χρήστης για τη λήψη των δεδομένων του. Πιο συγκεκριμένα, το εν λόγω κέρδος της FZF τεχνικής μπορεί σε κάποιες περιπτώσεις να είναι τόσο χαμηλό που ακόμα και η MRT μέθοδος να επιτυγχάνει υψηλότερο SE για μεμονωμένους χρήστες (μεγεθυμένη απεικόνιση στο Σχήμα 5-8 (a)). Όσον αφορά τώρα τις δύο τεχνικές που εκτελούν ομαδοποίηση, φαίνεται ότι η PPZF χάρη στον όρο B_ℓ της σχέσης (5.41) βελτιώνει ακόμα περισσότερο τα υψηλά ποσοστά του ανά-χρήστη SE σε σχέση με την απλή PZF (Σχήμα 5-8 (a)), σημειώνοντας παράλληλα και 7% αύξηση στο συνολικό SE (Σχήμα 5-8 (b)) συγκριτικά με αυτήν. Φυσικά, η RZF μέθοδος, όπως ήταν αναμενόμενο, εμφανίζει καλύτερα χαρακτηριστικά από όλες τις υπόλοιπες.

Η προσομοίωση που λαμβάνει χώρα στο Σχήμα 5-9, είναι ακριβώς η ίδια με την προηγούμενη, έχοντας υποστεί μία μόνο διαφοροποίηση, η οποία έγκειται στη μεταβολή του τ_p^{cf} από 15 σε 10 *samples*. Μειώνοντας λοιπόν το χρονικό περιθώριο εντός του οποίου πραγματοποιείται το uplink training, αυξάνεται και το φαινόμενο του pilot contamination, οδηγώντας στην υποβάθμιση των επιδόσεων για κάθε μία από τις παραπάνω τεχνικές. Ωστόσο, η FZF φαίνεται να έχει μειωθεί ελάχιστα, αμβλύνοντας αρκετά το χάσμα που είχε προηγουμένως με τις PPZF, PZF και RZF. Αυτό συμβαίνει διότι σε ένα περιβάλλον με πολλές παρεμβολές, επωφελείται η στρατηγική που τείνει να την καταστείλει για όλα τα UEs (όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, η FZF είναι κατάλληλη για περιβάλλοντα με υψηλό δείκτη παρεμβολών), έχοντας εν τέλει υψηλότερο array κέρδος από τις υπόλοιπες (ειδικά από της PZF). Σε κάθε περίπτωση όμως, η MRT τεχνική δεν μπορεί με τίποτα να ακολουθήσει τα αποτελέσματα των υπόλοιπων.

Το επόμενο Σχήμα (5-10) απεικονίζει τις επιδόσεις του CF mMIMO συστήματος μεταβάλλοντας κάθε φορά κάποια από τις παραμέτρους, ακριβώς έτσι όπως φαίνεται στην περιγραφή. Στο Σχήμα 5-10 (a) είναι εμφανές ότι για μεγάλο αριθμό κεραιών N σε κάθε AP, όλες οι τεχνικές συγκλίνουν στο ίδιο ανώτατο όριο, με την MRT να βρίσκεται αρκετά πιο χαμηλά από τις υπόλοιπες. Το σημαντικό σε αυτό το διάγραμμα είναι το γεγονός ότι ενώ οι RZF, PZF και PPZF είναι συνεχώς κοντά η μία στην άλλη έχοντας συνάμα καλά αποτελέσματα, η FZF τεχνική παρουσιάζει μηδενική απόδοση για αριθμό κεραιών μικρότερο από επτά. Αυτό συμβαίνει διότι κάτω από την εν λόγω τιμή δεν πληρείται ο περιορισμός $\tau_p^{cf} < N$. Αυτό καθιστά τις δύο υλοποιήσιμες PZF και PPZF τεχνικές καλύτερες από την FZF, ειδικά σε διατάξεις λίγων κεραιών. Ωστόσο, δεν θα πρέπει να λησμονείται το γεγονός ότι και αυτές οι στρατηγικές υπόκεινται σε κάποιον περιορισμό όσον αφορά τον αριθμό των κεραιών που θα πρέπει να έχει το AP που τις χρησιμοποιεί, ο οποίος όμως είναι πιο ανεκτικός από εκείνον της FZF. Το ίδιο παρατηρείται και στο Σχήμα 5-10 (b), όπου ενώ για πολύ μικρό τ_p^{cf} όλες οι τεχνικές συγκλίνουν, καθώς αυτό αυξάνεται επέρχεται διαχωρισμός αυτών, με την FZF να φτάνει πρώτη στο κατώφλι που της επιβάλλει ο προαναφερθέν περιορισμός.

Στο Σχήμα 5-11 απεικονίζεται η επίδραση που έχει το κατώφλι της LLSFBS μεθόδου [78] ταξινόμησης των UEs στις ομάδες S_ℓ και W_ℓ για $K = 40$ UEs. Όπως μπορεί να δει κανείς, εύλογα επιλέχθηκε το όριο του $u = 95\%$, αφού τότε μόνο επιτυγχάνονται οι μέγιστες επιδόσεις των PZF και PPZF precoding τεχνικών. Σε περίπτωση που αυτό μειωθεί, δηλαδή σε περίπτωση που χρειαστούν λιγότερα UEs ώστε να ικανοποιηθεί το

εκάστοτε αθροιστικό όριο, τότε θα ταξινομηθούν και λιγότερα UEs εντός της ισχυρής ομάδας S_ℓ . Αυτό θα έχει σαν αποτέλεσμα τη μείωση των κεραιών που απαιτούνται για την καταστολή των παρεμβολών, υποβαθμίζοντας τις συνολικές μέσες επιδόσεις του συστήματος. Αντιθέτως, αν αυξηθεί πάνω από το 95%, τότε θα μπουν περισσότερα UEs εντός της S_ℓ , με αποτέλεσμα να μειωθεί αρκετά το array gain, δεδομένου ότι θα χρησιμοποιούνται περισσότερες κεραιές για την καταστολή των παρεμβολών. Σε κάθε περίπτωση λοιπόν, επιδιώκεται μία χρυσή τομή μεταξύ αυτών των δύο αντίρροπων δράσεων, η οποία στη συγκεκριμένη περίπτωση καθορίζεται στο $u = 95\%$. Αξίζει να παρατηρηθεί ότι σε περίπτωση που δεν υπήρχε κατώφλι, δηλαδή $u = 0\%$, όλα τα UEs θα συμπεριλαμβανότουσαν στην αδύναμη ομάδα W_ℓ , ταυτίζοντας τις τεχνικές PZF και PPZF με την απλή MRT.

Τέλος, θα πρέπει να αναφερθεί ότι στη γενική περίπτωση η MMSE (RZF) τεχνική αν και έχει καλύτερα αποτελέσματα από κάθε ZF [79] [74], δε μπορεί με τίποτα να φτάσει το επίπεδο απλότητας που εκείνη παρέχει. Ταυτόχρονα, απαιτεί υψηλότερη ακρίβεια όσον αφορά τον προσδιορισμό των καναλιών, με αποτέλεσμα πολλές βιβλιογραφικές αναφορές να την προσομοιώνουν θεωρώντας ιδανικό CSI (channel hardening) [53] [80] [81]. Για τον λόγο αυτό, η χρήση της MMSE προτιμάται κυρίως σε uplink περιπτώσεις υψηλών ποσοστών θορύβου (χαμηλά $SINR$), ενώ η ZF σε κάθε άλλη (υψηλά $SINR$).

5.4 Non-orthogonal multiple access

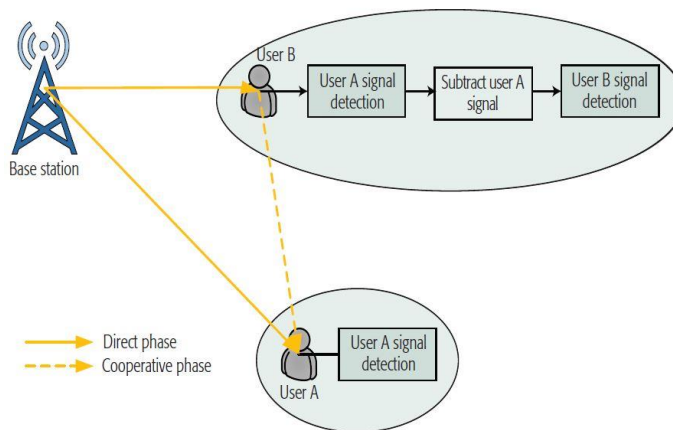
Μέχρι στιγμής, το βασικότερο κριτήριο για την αποφυγή του pilot contamination, δηλαδή την ταυτόχρονη ύπαρξη δύο ή περισσότερων ίδιων πιλοτικών σημάτων εντός του ίδιου coherence block ήταν η συνθήκη $\tau_p^{cf} > K$. Αυτό είναι απόλυτα λογικό, διότι όταν υπάρχουν περισσότερες από K πιλοτικές αλληλουχίες, μπορεί κάθε χρήστης να στείλει τη δική του, χωρίς να παρεμβάλλει τις υπόλοιπες. Αυτό επιτυγχάνεται επιλέγοντας ορθογώνια ανά ζεύγη πιλοτικά σήματα, έτσι ώστε η συμβολή τους να είναι μηδέν κατά τη στιγμή της δειγματοληψίας στα APs.

Όπως στην training φάση, έτσι και στις υπόλοιπες, υπάρχει η ανάγκη για περιορισμό των παρεμβολών, δεδομένης της σύμφωνης εκπομπής των σημάτων (coherent transmission). Η πρώτη ιδέα περιλάμβανε τη διακριτοποίηση κάθε μίας υποφέρουσας (FDMA), έτσι ώστε να είναι διακριτές στο πεδίο της συχνότητας, και εν τέλει, να μην υπάρχει καθόλου συχνοτική αλληλοκάλυψη. Φυσικά, λόγω του περιορισμένου εύρους ζώνης κάτι τέτοιο είναι αδύνατο να υλοποιηθεί, ειδικά σε μία εποχή όπου ο αριθμός των συνδεδεμένων συσκευών είναι γιγαντιαίος. Έτσι λοιπόν, όπως και στην UL training φάση, υιοθετήθηκε η ιδέα της ορθογωνιότητας (orthogonal multiple access – OMA), η οποία υλοποιήθηκε με διάφορες τεχνικές. Η δημοφιλέστερη από αυτές είναι η OFDMA, η οποία μέχρι στιγμής φαίνεται να παρέχει αρκετά ικανοποιητικά αποτελέσματα [82] [83], αφού καταφέρνει να μεταδώσει υποφέρουσες αρκετά κοντά τη μία με την άλλη, διατηρώντας παράλληλα τη μεταξύ τους ορθογωνιότητα. Εξαιτίας όμως των όλο και αυξανόμενων απαιτήσεων για ρυθμούς μετάδοσης και εύρους ζώνης, είναι λογικό η MIMO-OFDM (όπως αναφέρεται στη βιβλιογραφία για single-user διατάξεις) να φτάνει σε ένα φυσικό όριο. Για την υπερνίκηση αυτού του ορίου, προτάθηκαν διάφορες βελτιώσεις επί αυτής (της OFDMA), όπως είναι για παράδειγμα η αντικατάσταση του κλασικού FFT (fast Fourier transform) με τους DST (discrete sine transform), DWT (discrete wavelet transform), DCT (discrete cosine transform) και FRFT (fractional Fourier transform) [84]. Για παράδειγμα η αντικατάσταση του FFT με τον DWT σε MIMO-OFDM διατάξεις έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του συνολικού SE, ενώ με του FRFT, την αύξηση του $SINR$ λήψης [84]. Παρόλα αυτά φαίνεται ότι ακόμα και αυτό δεν είναι αρκετό για να καλύψει τις τεράστιες ανάγκες των 5G δικτύων, πόσο μάλλον των απαιτήσεων που πρόκειται να έχουν τα δίκτυα μεταγενέστερων γενναιών (6G κ.λπ.).

Για την επίλυση αυτού του προβλήματος, η έρευνα στράφηκε προς τις non-orthogonal multiple access (NOMA) τεχνικές, οι οποίες φαίνεται να είναι πολλά υποσχόμενες όσον αφορά την αύξηση του SE, τη μείωση του latency και γενικά την αύξηση της συνδεσιμότητας των χρηστών (υλοποίηση του IoT) [85] [90] [89]. Το βασικότερο όμως πρόβλημα που καλούνται να επιλύσουν, και το οποίο παρατηρούταν έντονα κατά τη χρήση των OMA τεχνικών, είναι εκείνο της εξυπηρέτησης των χρηστών με φτωχές περιβαλλοντικές συνθήκες [85]. Πιο συγκεκριμένα, ένας τέτοιος χρήστης σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα που κάνει χρήση κάποιας OMA τεχνικής, θα είχε υπό την υπηρεσία του μόνο ένα μικρό εύρος συχνοτήτων για να λάβει και να εκπέμψει τα δεδομένα του, γεγονός που σε καμία περίπτωση δεν θα έδινε λύση στο πρόβλημά του [89]. Αντιθέτως, κάνοντας χρήση της NOMA τεχνικής, θα υπήρχε η δυνατότητα εναπόθεσης περισσότερου εύρους ζώνης σε αυτόν [85], δεδομένου ότι δεν χρειάζεται πλέον να ισχύει η συνθήκη ορθογωνιότητας των OMA τεχνικών. Πιο γενικά, η NOMA τεχνική έχει τη δυνατότητα να εξυπηρετεί τους χρήστες αξιοποιώντας τους ίδιους πόρους (χρόνο, συχνότητα και κώδικα) [85] εντός του ίδιου coherence block, δίχως να δημιουργείται (τόσο έντονο) το πρόβλημα των παρεμβολών, και κατά συνέπεια, αυξάνοντας περισσότερο το SE σε σχέση με τις απλές OMA τεχνικές.

5.4.1 Αρχή λειτουργίας των NOMA-aided συστημάτων

Το στοιχείο στο οποίο βασίζεται αυτή η μέθοδος, είναι η ισχύς που ακτινοβολεί κάθε UE (συνδυασμός ρ_k και $g_{k\ell}$), η οποία το κάνει “ξεχωριστό”. Πιο συγκεκριμένα, κάθε AP ακτινοβολεί την υπέρθεση των δεδομένων που καλείται να στείλει προς όλους τους χρήστες, με τη διαφορά ότι ενισχύει περισσότερο τα σήματα προς τα ασθενέστερα UEs (φτωχές συνήθως περιβαλλοντικές συνθήκες), ενώ αντίθετα, υπαβαθμίζει ενεργειακά εκείνα που κατευθύνονται προς τα ισχυρότερα UEs (καλές συνήθως περιβαλλοντικές συνθήκες). Η λογική αυτή αναπαρίσταται στο παρακάτω Σχήμα.

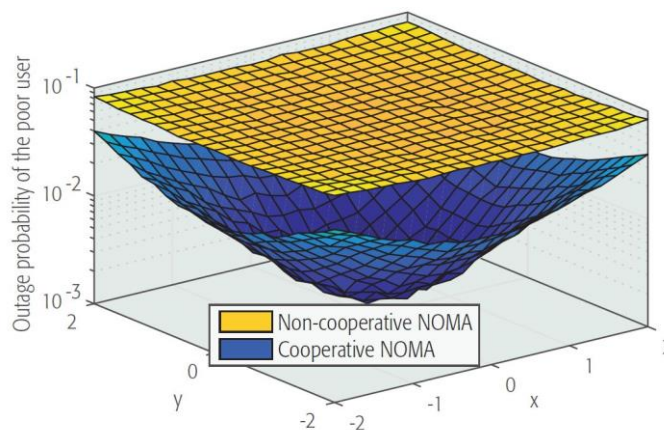


Σχήμα 5-12: Η λογική εκπομπής της NOMA [85].

Όπως είναι διακριτό από το Σχήμα 5-12, ο BS χρησιμοποιεί έναν μεγαλύτερο λοβό ακτινοβολίας προς τον χρήστη A (αδύναμος χρήστης) και έναν μικρότερο προς τον B (ισχυρός χρήστης). Έτσι, και τα δύο UEs καταφέρνουν να λάβουν με επιτυχία το αθροιστικό σήμα ταυτόχρονα. Στη συνέχεια, ο χρήστης A που δεν βρίσκεται σε ευνοϊκή θέση (θεωρώντας ίδια την ισχύ που τροφοδοτεί τις κεραίες των δύο τερματικών συσκευών), αποδιαμορφώνει κανονικά το μήνυμα που έλαβε. Ταυτόχρονα, έχοντας λάβει την απαραίτητη ισχύ από τον BS, έχει τη δυνατότητα και να ξεχωρίσει το δικό του μήνυμα από εκείνο του χρήστη B, το οποίο το αντιμετωπίζει σαν θόρυβο. Από την άλλη, ο

χρήστης B που βρίσκεται στην ευνοϊκή θέση, υπολογίζει το σήμα του χρήστη A σαν να ήταν δικό του, και στη συνέχεια το αφαιρεί από το αρχικό που έλαβε. Με τον τρόπο αυτό παίρνει το υπόλοιπο, το οποίο στη συγκεκριμένη περίπτωση των δύο UEs περιέχει μόνο το δικό του μήνυμα (μήνυμα B). Η διαδικασία αυτή αναφέρεται στη βιβλιογραφία σαν SIC (successive interference cancellation) και αποτελεί τον θεμελιώδη πυλώνα στον οποίο στηρίζεται κάθε NOMA εφαρμογή [85].

Επίσης, αναφέρεται [85] ότι υπάρχει και δεύτερος τρόπος υλοποίησης του SIC, ο οποίος περιλαμβάνει ένα ακόμα βήμα πριν την τελική λήψη του σήματος από τον αδύναμο χρήστη. Πιο συγκεκριμένα, μόλις γίνει λήψη του σήματος από τον ισχυρό χρήστη επιβάλλεται μία επιπλέον φάση, εκείνη της συνεργασίας (cooperative phase). Κατά τη διάρκεια αυτής, το ισχυρό UE (ή τα UEs αν $K > 2$) που έχει υπολογίσει το μήνυμα (ή τα μηνύματα σε περίπτωση όπου $K > 2$) του αδύναμου χρήστη, και κατά συνέπεια έχει εκτελέσει τη SIC διαδικασία, δρα σαν αναμεταδότης (relay), μεταδίδοντάς το προς εκείνον. Αυτό έχει ως επακόλουθο ο χρήστης A (από Σχήμα 5-12) να λαμβάνει δύο αντίγραφα του μηνύματός του, γεγονός που αυξάνει σημαντικά το SNR λήψης του. Η εν λόγω υλοποίηση, η οποία ακολουθεί την ad hoc λογική, από τα αποτελέσματα του Σχήματος 5-13 φαίνεται να έχει καλύτερες επιδόσεις από την απλή μέθοδο [85] για τους χρήστες υφίστανται δυσμενείς περιβαλλοντικές συνθήκες.



Σχήμα 5-13: Συγκριτικά διαγράμματα cooperative και non-cooperative υλοποιήσεων της NOMA στρατηγικής σε όρους outage probability του χρήστη που υφίσταται δυσμενείς περιβαλλοντικές συνθήκες (χρήστης A σύμφωνα με το Σχήμα 5-12) συναρτήσει της θέσης του στο επίπεδο, με τον σταθμό βάσης να είναι τοποθετημένος στο σημείο (0, 0) [85].

Κοιτώντας τα αποτελέσματα του παραπάνω Σχήματος, είναι ξεκάθαρο ότι μία ad hoc υλοποίηση σε ένα σύστημα που κάνει χρήση της NOMA τεχνικής μειώνει σημαντικά την πιθανότητα σφάλματος των σημάτων που λαμβάνουν τα αδύναμα UEs. Αυτό είναι πάρα πολύ σημαντικό διότι ακόμα και δίπλα στο σημείο πρόσβαση να βρίσκεται κάποιος χρήστης, σε περίπτωση που δεν έχει τόσο ευνοϊκές περιβαλλοντικές συνθήκες (π.χ. σκίαση από κάποιο αντικείμενο), συνεχίζει να έχει την ίδια πιθανότητα σφάλματος που θα είχε αν βρισκόταν σε οποιαδήποτε άλλη θέση (πορτοκαλί τεράγωνο στο Σχήμα 5-13). Ωστόσο, μία τέτοια cooperative υλοποίηση θα πρέπει να αναφερθεί ότι ενέχει πολλές δυσκολίες, αφού εξ' ορισμού εισάγει αρκετά υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα [85]. Εντελώς επιγραμματικά αναφέρεται [85] ότι μία τέτοια ad hoc λειτουργία του δικτύου μεταξύ των χρηστών θα εισήγαγε τεράστια ποσά από overheads, επιβαρύνοντας τις επιδόσεις του κεντρικού δικτύου εξυπηρέτησης, συντελώντας παράλληλα και στην αύξηση των παρεμβολών. Επιπλέον, κάτι τέτοιο θα αύξανε και το latency διότι θα χρειαζόντουσαν περισσότερες χρονοθυρίδες ώστε να διακινηθούν όλα αυτά τα δεδομένα

[85]. Για την επίλυση αυτού του ζητήματος, οι συγγραφείς του [85] προτείνουν την εφαρμογή υβριδικών τεχνικών πολλαπλής πρόσβασης (MA), οι οποίες ανάλογα με την περίπτωση κάνουν χρήση NOMA είτε OMA τεχνικών. Χαρακτηριστικό παράδειγμα τέτοιας υβριδικής MA τεχνικής είναι το multiuser superposition transmission (MUST), το οποίο καθιερώθηκε στην 13^η 3GPP έκδοση περί των LTE-A συστημάτων [91], και το οποίο μπορεί να εφαρμοστεί για μετάδοση πληροφοριών στο μέσο εναλλάσσοντας την ασκούμενη τεχνική μεταξύ των OFDMA και NOMA [85], ανάλογα με το εκάστοτε κριτήριο.

Σκεπτόμενος κανείς την παραπάνω διαδικασία, θα αναρωτιόταν σε τι βαθμό είναι εφικτό να εφαρμοστεί κάτι τέτοιο σε μεγαλύτερη κλίμακα, αφού ακόμα και η υποθετική διάταξη των δύο χρηστών δεν παύει να εισάγει αρκετή επεξεργαστική πολυπλοκότητα κατά τη διαδικασία του SIC στα τερματικά και της υπέρθεσης των σημάτων στα APs. Η επικρατέστερη λύση για την κλιμάκωση της NOMA, και κατά συνέπεια την εφαρμογή της σε πραγματικά σενάρια, είναι ο διαχωρισμός των UEs σε κάποιες ομάδες, οι οποίες ονομάζονται clusters [85]. Η διαδικασία αυτή, το λεγόμενο clustering, ακόμα και σήμερα αποτελεί αντικείμενο μελέτης αφού ο αλγόριθμος ταξινόμησης των χρηστών σε κάθε ένα από τα clusters είναι αρκετά δύσκολος και περίπλοκος. Παρόλα αυτά έχουν προταθεί διάφοροι clustering αλγόριθμοι, όπως είναι για παράδειγμα εκείνος που μελετά το paper [92], σύμφωνα με τον οποίο οι χρήστες ταξινομούνται σε clusters ανάλογα με την εξάρτηση που έχουν οι πίνακες συνδιακύμανσής τους. Πιο συγκεκριμένα, αν δύο χρήστες έχουν γραμμικά εξαρτημένους πίνακες, τότε ταξινομούνται στο ίδιο cluster και χρησιμοποιούν ορθογώνια μεταξύ τους πιλοτικά σήματα ώστε να κατασταλεί το λεγόμενο intra-clustering pilot contamination [92]. Μία άλλη μεθοδολογία είναι η ομαδοποίηση χρηστών με καλές περιβαλλοντικές συνθήκες μαζί με άλλους, οι οποίοι δεν βρίσκονται σε θέσεις με τόσο ευνοϊκές συνθήκες [93]. Αυτό όμως ενώ φαίνεται να είναι αποδοτικό (εφαρμογή της ανωτέρω SIC λογικής ξεχωριστά σε κάθε cluster), συνάμα είναι και εξαιρετικά δύσκολο να υλοποιηθεί σε CF mMIMO διατάξεις, αφού δεδομένης της εξυπηρέτησης κάθε χρήστη από πολλά APs είναι πολύ περίπλοκο να διατυπωθεί ένα αντικειμενικό μέτρο σύγκρισης των συνθηκών της εκάστοτε τοποθεσίας που βρίσκεται [93]. Παρόλα αυτά υπάρχουν αναφορές [94] για εφαρμογή της εν λόγω τεχνικής σε CF mMIMO διατάξεις, όπου ορίζοντας ένα AP αναφοράς (centroid) μπορούν να οριστούν οι large-scale συντελεστές των UEs υπό το ίδιο μέτρο σύγκρισης. Έτσι, ο βαθμός ομοιότητας των $\beta_{k,centroid}$ από τα APs προς το centroid μπορεί να ποσοτικοποιηθεί με τη βοήθεια των Jaccard συντελεστών κ [94]. Κατόπιν, τα APs με το μεγαλύτερο βαθμό ανομοιότητας (σύμφωνα με το συντελεστή Jaccard) τοποθετούνται στο ίδιο cluster.

Ωστόσο, όσο βέλτιστα και να ταξινομηθούν τα APs σε clusters ώστε να εφαρμοστεί η λογική του Σχήματος 5-12, η μετάδοση δεδομένων υπό τους ίδιους συχνοτικούς πόρους την ίδια χρονική στιγμή ενέχει αρκετούς κινδύνους, οι οποίοι χρήζουν άμεσης μελέτης για την απόδειξη της υπεροχής της NOMA έναντι της συμβατικής OMA.

5.4.2 Μοντελοποίηση των Cell-Free Massive MIMO διατάξεων

Αφήνοντας την ομαδοποίηση των APs σε clusters ως ανοιχτό ζήτημα για μεταγενέστερες μελέτες, οι συγγραφείς του [90] προχωράνε σε μοντελοποίηση της NOMA τεχνικής σε CF mMIMO υλοποιήσεις. Έτσι λοιπόν, χάριν απλότητας, θεωρούν την ύπαρξη CF mMIMO διάταξης με single-antenna APs, η οποία εξυπηρετεί K χωρικά κατανομημένα single-antenna UEs εντός C clusters. Κατά συνέπεια, κάθε $c = \{1, 2, \dots, C\}$ cluster περιέχει συνολικά K χρήστες, με την απόκριση των καναλιών από τα οποία εξυπηρετείται ο κάθε ένας να δίνεται από:

$$g_{\ell kc} = \beta_{\ell kc}^{1/2} h_{\ell kc} \quad (5.43)$$

όπου τα $\beta_{\ell kc}$ και $h_{\ell kc}$ συμβολίζουν τους large-scale και small-scale συντελεστές του καναλιού από τον k^{th} χρήστη του c^{th} cluster προς το ℓ^{th} AP.

Στη συνέχεια, για τη μείωση του συνολικού overhead που αποστέλλεται εντός του μέσου, γίνεται η θεώρηση [90] ότι οι χρήστες εντός του ίδιου cluster κάνουν χρήση του ίδιου πιλοτικού σήματος $\varphi_c \in \mathbb{C}^{\tau_p^{NM} \times 1}$, όπου $\|\varphi_c\|^2 = 0$, το οποίο έχει μήκος τ_p^{NM} (samples). Ωστόσο, θεωρώντας ότι $\tau_p^{NM} > C$, τα C πιλοτικά σήματα που χρησιμοποιούνται στα διάφορα clusters είναι μεταξύ τους ορθογώνια [90], πληρώντας τον γενικό κανόνα του συνελικτικού γινομένου $\varphi_i \varphi_c^H = 0$, με $c \neq i$. Όμοια λοιπόν με τη σχέση (4.16), το UL training σήματα που λαμβάνει κάθε ℓ^{th} AP από τον k^{th} χρήστη του c^{th} cluster δίνεται από:

$$y_{p,\ell}^{SA,NM} = \sqrt{\tau_p^{NM} \rho_{NM}^p} \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K g_{\ell kc} \varphi_c + n_{p,\ell} \quad (5.44)$$

Έπειτα, και σύμφωνα με τη σχέση (4.17), η προβολή του $y_{p,\ell}^{SA,NM}$ πάνω στο φ_c^H δίνεται από:

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{p,\ell c}^{SA,NM} &= y_{p,\ell}^{SA,NM} \varphi_c^H = \sqrt{\tau_p^{NM} \rho_{NM}^p} g_{\ell kc} \varphi_c^H \varphi_c + \sqrt{\tau_p^{NM} \rho_{NM}^p} \sum_{i \neq c}^C \sum_{k=1}^K g_{\ell ki} \varphi_i \varphi_c^H \\ &\quad + \sqrt{\tau_p^{NM} \rho_{NM}^p} \sum_{j \neq k}^K g_{\ell jc} \varphi_c \varphi_c^H + n_{p,\ell} \varphi_c^H \\ &\xrightarrow{\varphi_i \varphi_c^H = 0} \tilde{y}_{p,\ell c}^{SA,NM} = \sqrt{\tau_p^{NM} \rho_{NM}^p} \sum_{k=1}^K g_{\ell kc} + n_{p,\ell} \varphi_c^H \end{aligned} \quad (5.45)$$

Αφού υπολογίζεται και η προβολή, γίνεται η εκτίμηση $\hat{g}_{\ell kc}$ του καναλιού σύμφωνα με την MMSE μέθοδο. Το τελικό αποτέλεσμα είναι εκείνο που εκφράζει η σχέση (4.18), με τον συντελεστή $c_{\ell kc}$ να δίνεται από:

$$c_{\ell kc} \triangleq \frac{\sqrt{\tau_p^{NM} \rho_{NM}^p} \beta_{\ell kc}}{\tau_p^{NM} \rho_{NM}^p \sum_{k=1}^K \beta_{\ell kc} + 1} \quad (5.46)$$

Τονίζεται ότι η διαφορά που παρατηρείται μεταξύ των (4.19) και (5.46) έγκειται στο γεγονός ότι $\sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^C \beta_{\ell ki} \varphi_i \varphi_c^H = \sum_{k=1}^K [\beta_{\ell k1} \varphi_1 \varphi_c^H, \beta_{\ell k2} \varphi_2 \varphi_c^H, \dots, \beta_{\ell kc} \varphi_c \varphi_c^H, \dots, \beta_{\ell kC} \varphi_C \varphi_c^H]$
 $= \sum_{k=1}^K \beta_{\ell kc} [0, 0, \dots, \beta_{\ell kc}, \dots, 0] = \sum_{k=1}^K \beta_{\ell kc}$.

Με δεδομένο λοιπόν ότι το $\tilde{y}_{p,\ell c}^{SA,NM}$ ακολουθεί τη Gaussian κατανομή, το $\hat{g}_{\ell kc}$ μπορεί να εκφραστεί ως:

$$\hat{g}_{\ell kc} = \sqrt{\eta_{\ell kc}} u_{\ell c} \quad (5.47)$$

όπου $u_{\ell c} \sim CN(0,1)$ και $\eta_{\ell kc} = \mathbb{E}\{|\hat{g}_{\ell kc}|^2\}$ η προσδοκώμενη τιμή του $|\hat{g}_{\ell kc}|^2$, η οποία δίνεται [90] από:

$$\eta_{\ell kc} = \mathbb{E}\{|\hat{g}_{\ell kc}|^2\} = \frac{\tau_p^{NM} \rho_{NM}^p (\beta_{\ell kc})^2}{\tau_p^{NM} \rho_{NM}^p \sum_{k=1}^K \beta_{\ell kc} + 1} \quad (5.48)$$

Για λόγους απλότητας (εφόσον κύριος στόχος του [90] είναι να εκφράσει την επίδραση της NOMA), κατά τη DL φάση γίνεται χρήση του κανονικοποιημένου MR precoder, με αποτέλεσμα το τελικό σήμα που ακτινοβολεί το AP ℓ προς όλους τους χρήστες όλων των clusters (σχέση (4.11)) να δίνεται από:

$$\begin{aligned} x_\ell^{dl,NM} &= \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K w_{\ell kc} \hat{x}_{kc} \stackrel{(4.10)}{\Rightarrow} x_\ell^{dl,NM} = \sum_{c=1}^C \frac{\hat{g}_{\ell kc}^*}{|\hat{g}_{\ell kc}^*|} \sum_{k=1}^K \sqrt{\rho_{\ell kc}^{dl}} \hat{x}_{kc} \\ &\stackrel{(4.9),(5.47)}{\Rightarrow} x_\ell^{dl,NM} = \sum_{c=1}^C \frac{\sqrt{\eta_{\ell kc}} u_{\ell c}^* \left| \sqrt{\mathbb{E}\{\|\hat{g}_{\ell kc}^*\|^2\}} \right|}{\sqrt{\mathbb{E}\{\|\hat{g}_{\ell kc}^*\|^2\}} |\sqrt{\eta_{\ell kc}} u_{\ell c}^*|} \sum_{k=1}^K \sqrt{\rho_{\ell kc}^{dl}} \hat{x}_{kc} \\ &\Rightarrow x_\ell^{dl,NM} = \sum_{c=1}^C \frac{\sqrt{\eta_{\ell kc}} u_{\ell c}^*}{\sqrt{\eta_{\ell kc}} |u_{\ell c}|} \sum_{k=1}^K \sqrt{\rho_{\ell kc}^{dl}} \hat{x}_{kc} \Rightarrow x_\ell^{dl,NM} = \sum_{c=1}^C \frac{u_{\ell c}^*}{|u_{\ell c}|} \sum_{k=1}^K \sqrt{\rho_{\ell kc}^{dl}} \hat{x}_{kc} \quad (5.49) \end{aligned}$$

Σε αυτό το σημείο, και σύμφωνα με την ανωτέρω σχέση, μπορεί να εκφραστεί η μέση συνολική ισχύς που ακτινοβολεί κάθε AP ℓ προς τα C clusters [90] ως:

$$P_\ell = \mathbb{E}\{|x_\ell^{dl,NM}|^2\} = \sum_{c=1}^C \rho_{\ell c}^{dl} \quad (5.50)$$

όπου $\rho_{\ell c}^{dl}$ εκφράζει τη συνολική ισχύ του AP ℓ προς τον c^{th} cluster, η οποία δίνεται από:

$$\rho_{\ell c}^{dl} = \mathbb{E}\left\{\left|\sum_{k=1}^K \sqrt{\rho_{\ell kc}^{dl}} \hat{x}_{kc}\right|^2\right\} = \mathbb{E}\left\{\left|\sum_{k=1}^K \sqrt{\rho_{\ell kc}^{dl}}\right|^2\right\} = \sum_{k=1}^K \rho_{\ell kc}^{dl} \quad (5.51)$$

με δεδομένο ότι κάθε AP ακτινοβολεί την ίδια ισχύ προς κάθε cluster (δηλαδή $\mathbb{E}\{\rho_{\ell c}^{dl}\} = \rho_{\ell c}^{dl}$) και ότι για κάθε ζεύγος $\hat{x}_{kc}$ και $\hat{x}_{ji}$ με $k, j \in [1, K]$ και $c, i \in [1, C]$ ισχύει [90]:

$$\mathbb{E}\{\hat{x}_{kc}\hat{x}_{ji}^*\} = \begin{cases} 1, & \text{αν } k = j \text{ και } c = i \\ 0, & \text{διαφορετικά} \end{cases} \quad (5.52)$$

Εν τέλει, θεωρώντας ότι κάθε AP ℓ ακτινοβολεί την ίδια ισχύ ρ_{kc}^{dl} προς τον χρήστη k του cluster c , το σήμα λήψης σε αυτόν δίνεται από:

$$\begin{aligned} y_{kc}^{dl, NM} &= \sum_{\ell=1}^L x_{\ell}^{dl, NM} g_{\ell kc} + n_{kc} \Rightarrow y_k^{dl, NM} = \sum_{\ell=1}^L \sum_{i=1}^C \sum_{j=1}^K g_{\ell kc} \frac{u_{\ell i}^*}{|u_{\ell i}|} \sqrt{\rho_{ji}^{dl}} \hat{x}_{ji} + n_{kc} \\ \Rightarrow y_{kc}^{dl, NM} &= \sum_{\ell=1}^L g_{\ell kc} \frac{u_{\ell c}^*}{|u_{\ell c}|} \sqrt{\rho_{kc}^{dl}} \hat{x}_{kc} + \sum_{\ell=1}^L \sum_{i \neq c}^C \sum_{j=1}^K g_{\ell kc} \frac{u_{\ell i}^*}{|u_{\ell i}|} \sqrt{\rho_{ji}^{dl}} \hat{x}_{ji} \\ &\quad + \sum_{\ell=1}^L \sum_{j \neq k}^K g_{\ell kc} \frac{u_{\ell c}^*}{|u_{\ell c}|} \sqrt{\rho_{jc}^{dl}} \hat{x}_{jc} + n_{kc} \quad (5.53) \end{aligned}$$

Θεωρώντας ότι για τα UEs των clusters $i \in [1, C] - \{c\}$ ισχύει $\sum_{i \neq c}^C \sum_{j=1}^K \sqrt{\rho_{ji}^{dl}} \hat{x}_{ji} = \sum_{i \neq c}^C \left(\sqrt{\rho_{1i}^{dl}} \hat{x}_{1i}, \sqrt{\rho_{2i}^{dl}} \hat{x}_{2i}, \dots, \sqrt{\rho_{Ki}^{dl}} \hat{x}_{Ki} \right) = \sum_{i \neq c}^C \sqrt{P_i} \hat{X}_i$, η (5.53) γίνεται:

$$\Rightarrow y_{kc}^{dl, NM} = t_{kc} \sqrt{\rho_{kc}^{dl}} \hat{x}_{kc} + t_{ki} \sum_{i \neq c}^C \sqrt{P_i} \hat{X}_i + t_{kc} \sum_{j \neq k}^K \sqrt{\rho_{jc}^{dl}} \hat{x}_{jc} + n_{kc} \quad (5.54)$$

όπου ο πρώτος όρος εκφράζει το επιθυμητό σήμα, ο δεύτερος τις inter-cluster (εκτός του cluster) παρεμβολές, ο τρίτος τις intra-cluster (εντός του cluster) παρεμβολές και ο τελευταίος τον $AWGN \sim \mathcal{CN}(0,1)$ στην είσοδο του k^{th} χρήστη στο c^{th} cluster [90]. Επιπλέον, όπου $t_{kc} = \sum_{\ell=1}^L g_{\ell kc} \frac{u_{\ell c}^*}{|u_{\ell c}|}$ και αντίστοιχα όπου $t_{ki} = \sum_{\ell=1}^L g_{\ell kc} \frac{u_{\ell i}^*}{|u_{\ell i}|}$.

Στη συνέχεια, για την εφαρμογή της NOMA στο πεδίο της ισχύος, οι χρήστες του c^{th} cluster κατατάσσονται ανάλογα με την *ενεργή ένταση* των καναλιών τους, δηλαδή ανάλογα με το άθροισμα των εκτιμήσεων $\hat{g}_{\ell kc}$ όλων των καναλιών από αυτούς προς κάθε AP, επί το precoding διάνυσμα $\frac{u_{\ell c}^*}{|u_{\ell c}|}$ του κάθε AP προς το συγκεκριμένο cluster όπου εκείνοι βρίσκονται υψωμένα εις το τετράγωνο. Πιο συγκεκριμένα, ταξινομώντας τις ενεργές εντάσεις κατά φθίνουσα σειρά προκύπτει:

$$\left| \sum_{\ell=1}^L \hat{g}_{\ell 1c} \frac{u_{\ell c}^*}{|u_{\ell c}|} \right|^2 \geq \left| \sum_{\ell=1}^L \hat{g}_{\ell 2c} \frac{u_{\ell c}^*}{|u_{\ell c}|} \right|^2 \geq \dots \geq \left| \sum_{\ell=1}^L \hat{g}_{\ell Kc} \frac{u_{\ell c}^*}{|u_{\ell c}|} \right|^2 \quad (5.55)$$

Εφόσον λοιπόν έχει γίνει αυτή η ταξινόμηση, η ισχύς ακτινοβολίας ρ_{kc}^{dl} του κάθε AP ℓ προς την κατεύθυνση του κάθε χρήστη k καθορίζεται με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε εκείνοι οι χρήστες που έχουν τη χαμηλότερη *ενεργή ένταση* καναλιών να λαμβάνουν τις υψηλότερες τιμές αυτής και το αντίστροφο. Κατά συνέπεια και σύμφωνα με τη σχέση (5.55), ο πρώτος χρήστης του cluster c είναι αυτός που έχει την υψηλότερη *ενεργή ένταση* καναλιών, ενώ ο χρήστης K του ίδιου cluster είναι αυτός που έχει τη χαμηλότερη. Έτσι, η χαμηλότερη ισχύς ακτινοβολίας ρ_{1c}^{dl} του κάθε AP προορίζεται για τον χρήστη 1 (τον ισχυρότερο) του cluster c , η ισχύς ακτινοβολίας ρ_{2c}^{dl} για τον χρήστη 2 του cluster c (τον δεύτερο ισχυρότερο) κ.λπ. Βάσει των ανωτέρω, οι ισχύες ρ_{kc}^{dl} ταξινομούνται κατά αύξουσα σειρά (σχέση (5.56)) από τον χρήστη 1 μέχρι και τον K του cluster c , έτσι ώστε να αντιστοιχίζονται αμφιμονοσήμαντα με τους όρους της (5.55) [90].

$$\rho_{1c}^{dl} \leq \rho_{2c}^{dl} \leq \dots \leq \rho_{Kc}^{dl} \quad (5.56)$$

Με τον τρόπο αυτό εξασφαλίζεται ότι οποιοσδήποτε χρήστης k εντός του cluster c θα είναι πάντα σε θέση να αποκωδικοποιήσει την πληροφορία κάποιου πιο αδύναμου χρήστη m , με $m \geq k$. Βάσει λοιπόν αυτής της λογικής και σύμφωνα με τη θεωρία της παραγράφου 5.4.1, κάθε χρήστης εντός κάθε cluster είναι σε θέση να εντοπίζει το δικό του μήνυμα αφαιρώντας το σήμα των προηγούμενων $K - k$ χρηστών από το συνολικό, εκτελώντας εν τέλει τη SIC διαδικασία. Φυσικά, σε κάθε περίπτωση λόγω της υψηλότερης ισχύος που του εναποτίθεται, είναι σε θέση να αναγνωρίσει τα σήματα των υπόλοιπων z χρηστών, με $1 \geq z \geq k$, σαν θόρυβο. Ωστόσο, οφείλει να τονιστεί ότι η διαδικασία διαχωρισμού των σημάτων σε κάθε UE απαιτεί τη γνώση του CSI, η οποία στις TDD διατάξεις δεν δύναται να υπάρχει. Το πρόβλημα αυτό επιλύεται (μερικώς) με την αύξηση των APs, όπου προσεγγιστικά μπορεί να εφαρμοστεί η θεωρία του channel hardening [90]. Παρόλα αυτά συνεχίζει να υπάρχει, και σε συνδυασμό με το φαινόμενο του intra-cluster pilot contamination, αλλά και των σφαλμάτων που προκύπτουν από τις εκτιμήσεις των καναλιών, ο χρήστης k δεν είναι σε θέση να εφαρμόσει πλήρως τη SIC διαδικασία ώστε να καταλήξει στο αποτέλεσμα που περιγράφει η σχέση (5.54). Αυτό που καταφέρνει να υπολογίσει είναι:

$$\tilde{y}_{kc}^{dl, NM} = \mathbb{E}\{t_{kc}\} \sqrt{\rho_{kc}^{dl}} \hat{x}_{kc} + \tilde{n}_{kc} \quad (5.57)$$

όπου $\tilde{n}_{kc}$ ο *ενεργός θόρυβος* σε κάθε AP, ο οποίος δίνεται από:

$$\tilde{n}_{kc} = (t_{kc} - \mathbb{E}\{t_{kc}\}) \sqrt{\rho_{kc}^{dl}} \hat{x}_{kc} + t_{ki} \sum_{i \neq c}^C \sqrt{P_i^{dl}} \hat{X}_i + t_{kc} \sum_{j \neq k}^{k-1} \sqrt{\rho_{jc}^{dl}} \hat{x}_{jc}$$

$$+ \sum_{j'=k+1}^K \sqrt{\rho_{j'c}^{dl}} [t_{kc} \hat{x}_{j'c} - \mathbb{E}\{t_{kc}\} \tilde{x}_{j'c}] + n_{kc} \quad (5.58)$$

όπου $\tilde{x}_{j'c}$ είναι η εκτίμηση του σήματος μηνύματος του j'^{th} χρήστη του c^{th} cluster, η οποία δίνεται από τη σχέση (5.59). Επίσης, ο τρίτος όρος του *ενεργού θορύβου* δηλώνει την intra-cluster παρεμβολή μετά την εκτέλεση της διαδικασίας του SIC, ενώ ο τέταρτος, το σφάλμα που προκύπτει λόγω της ατελούς SIC.

$$\hat{x}_{kc} = q_{kc} \tilde{x}_{kc} + e_{kc} \quad (5.59)$$

με $q_{kc} = \frac{1}{\sqrt{1 + \sigma_{e_{kc}}^2}}$ να συμβολίζει μία κανονικοποιημένη μεταβλητή συσχέτισης της πραγματικής τιμής του σήματος μηνύματος με την εκτίμησή του και $e_{kc} \sim \mathcal{CN}\left(0, \frac{\sigma_{e_{kc}}^2}{1 + \sigma_{e_{kc}}^2}\right)$ μία άλλη μεταβλητή στατιστικά ανεξάρτητη από την πρώτη.

Για τον προσδιορισμό μίας έκφρασης για το εφικτό SE που μπορεί να επιτευχθεί βάσει της NOMA τεχνικής, μπορεί να γίνει χρήση του WCG-SR τύπου (4.27) [7] ως εξής:

$$SE_{kc}^{dl,NM} = \left(1 - \frac{\tau_p^{NM}}{\tau_c}\right) \log_2 \left(1 + \frac{P_d}{\sum_{i=1}^4 PI_i + \sigma_{kc}^2}\right) \quad (5.60)$$

όπου το P_d συμβολίζει το επιθυμητό (desired) σήμα στο UE k , το $\sum_{i=1}^4 PI_i$ τους όρους παρεμβολών που περιγράφει η σχέση (5.58) του *ενεργού θορύβου* και ολόκληρο το κλάσμα $\frac{P_d}{\sum_{i=1}^4 PI_i + \sigma_{kc}^2}$ το $SINR_k^{dl}$. Πιο συγκεκριμένα, ισχύει:

$$P_d = \mathbb{E}\{|t_{kc}|^2\} \rho_{kc}^{dl} \quad (5.61)$$

$$PI_1 = \text{var}(t_{kc}) \rho_{kc}^{dl} \quad (5.62)$$

$$PI_2 = \sum_{i \neq c}^C P_i^{dl} \mathbb{E}\{|t_{ki}|^2\} \quad (5.63)$$

$$PI_3 = \mathbb{E}\{|t_{kc}|^2\} \sum_{j \neq k}^{k-1} \rho_{jc}^{dl} \quad (5.64)$$

$$PI_4 = \sum_{j'=k+1}^K \rho_{j'c}^{dl} \mathbb{E} \left\{ |t_{kc} \hat{x}_{j'c} - \mathbb{E}\{t_{kc}\} \tilde{x}_{j'c}|^2 \right\} \quad (5.65)$$

Τελικά, το συνολικό DL SE της προτεινόμενης CF mMIMO NOMA διάταξης δίνεται από:

$$SE_{TOTAL}^{dl,NM} = \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K SE_{kc}^{dl,NM} \quad (5.66)$$

Για την αξιολόγηση της ανωτέρω θεωρίας, οι συγγραφείς του [90] προχώρησαν σε προσομοίωση CF mMIMO διάταξης, η οποία έκανε χρήση της NOMA τεχνικής, βασισμένοι πάντα στις σχέσεις τις οποίες κατέληξαν (όλες οι παραπάνω). Ταυτόχρονα, έγινε [90] και εφαρμογή της απλής OMA στρατηγικής, η οποία εφαρμόζεται στην πλειοψηφία των περιπτώσεων. Η βασική διαφορά μεταξύ των δύο υλοποιήσεων ήταν ότι στην περίπτωση της NOMA, κάθε UE εντός κάθε cluster έκανε χρήση της ίδιας πιλοτικής αλληλουχίας φ_c , ενώ ταυτόχρονα, οι $\tau_p^{NM} = C$ αλληλουχίες μεταξύ των διαφορετικών clusters ήταν ορθογώνιες. Αντίθετα, στην OMA περίπτωση, έγινε [90] χρήση $\tau_p^{OM} = KC$ διαφορετικών και ορθογώνιων μεταξύ τους πιλοτικών σημάτων, τα οποία αντιστοιχίζοντουσαν αμφοιμονοσήμαντα σε κάθε έναν χρήστη, πληρώντας τη συνθήκη ορθογωνιότητας. Κατά συνέπεια, ο pre-log παράγοντας της OMA τεχνικής ήταν ίσος με $\left(1 - \frac{KC}{\tau_c}\right)$, ενώ της NOMA ίσος με $\left(1 - \frac{C}{\tau_c}\right)$ [90]. Επιπλέον, αναφέρεται [90] ότι η ταξινόμηση των χρηστών στα ομοιόμορφα κατανομημένα clusters έγινε με κριτήριο τη χωρική τους διάταξη, λαμβάνοντας υπόψη τις παραμέτρους που αναγράφονται στον Πίνακα 5-4. Επίσης, ο προσδιορισμός των εξισώσεων κλειστού τύπου των (5.61), (5.62), (5.63), (5.64) και (5.65) για την εφαρμογή τους στον αθροιστικό τύπο της (5.66) έγινε με δύο τρόπους. Ο πρώτος τρόπος περιλάμβανε τον υπολογισμό των εξισώσεων κλειστού τύπου θεωρώντας τη χειρότερη περίπτωση [90, Appendix], υπολογίζοντας το WCG-SR, ενώ ο δεύτερος, θεωρώντας το σύστημα εργοδικό [90, eq. (21)], υπολογίζοντας το ergodic sum rate (E-SR). Τέλος, εκφράζοντας το μοντέλο απωλειών σύμφωνα με την παρακάτω σχέση, τα αποτελέσματα της Monte-Carlo ανάλυσης (Sim) αλλά και της αναλυτικής έκφρασης (Ana) του αθροιστικού SE της σχέσης (5.66) που προέκυψαν φαίνονται στο Σχήμα 5-14.

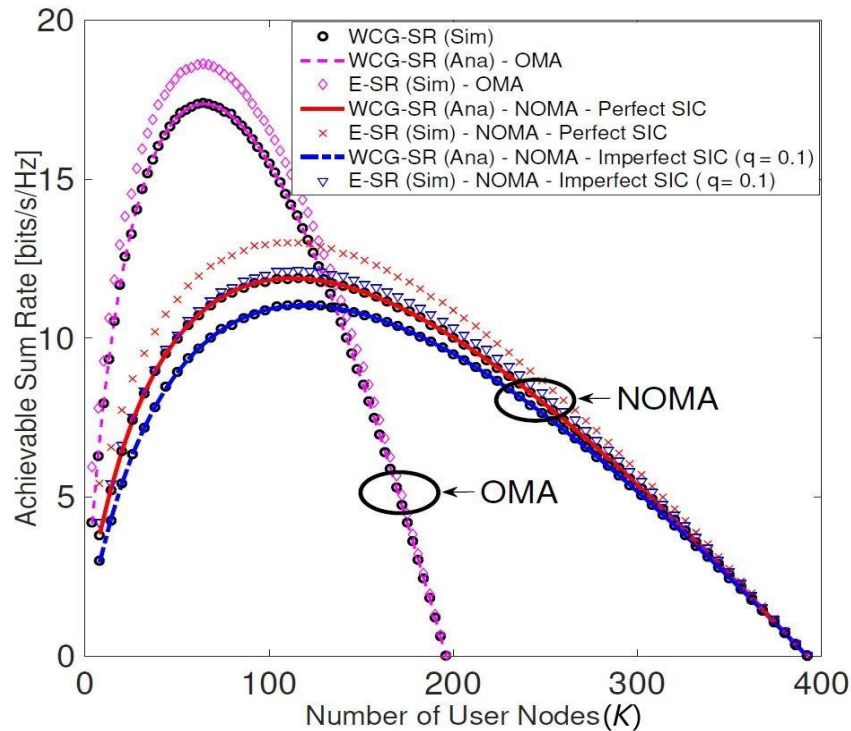
$$PL_{\ell kc} = d_{\ell kc}^{-\beta} \quad (5.67)$$

όπου $d_{\ell kc}$ η απόσταση του ℓ^{th} AP από τον k^{th} χρήστη του c^{th} cluster και β ο large-scale συντελεστής εξασθένησης του καναλιού.

Πίνακας 5-4: Παράμετροι προσομοίωσης [90] σε CF mMIMO διάταξη για NOMA και OMA υλοποιήσεις.

Παράμετρος	Τιμή
τ_p^{NM}, τ_p^{OM}	$C, KC \text{ samples}$
τ_c	196 samples

θεωρητική έκταση τοποθέτησης των clusters	$1000 \times 1000 \text{ m}^2$
L	100



Σχήμα 5-14: Συνολικό DL SE που επιτυγχάνεται από CF mMIMO διάταξη για NOMA (δύο χρηστών ανά cluster) και OMA υλοποιήσεις συναρτήσει του αριθμού των χρηστών [90].

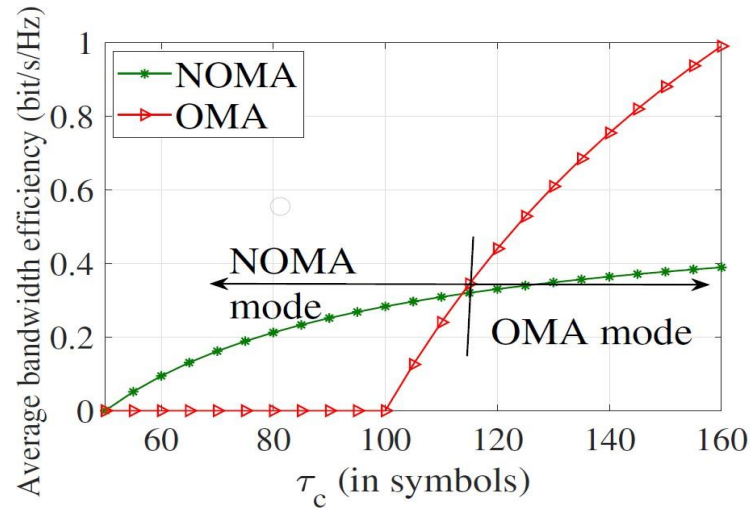
Κοιτώντας κανείς το Σχήμα 5-14 μπορεί άμεσα να αντιληφθεί την υπεροχή της OMA στρατηγικής έναντι της NOMA, αφού η πρώτη επιτυγχάνει ένα αρκετά μεγαλύτερο αθροιστικό DL SE. Ωστόσο, λόγω του ότι το block block τ_c είχε οριστεί στα 196 *samples*, ο μέγιστος αριθμός χρηστών που μπορεί η OMA να εξυπηρετήσει κάνοντας πάντα χρήση ορθογώνιων μεταξύ τους πιλοτικών σημάτων είναι 196. Ενώ λοιπόν στην αρχή αυξάνεται το αθροιστικό DL SE παράλληλα με την αύξηση των UEs, από ένα σημείο και ύστερα αρχίζει να φθίνει, φτάνοντας εν τέλει τη μηδενική τιμή για αριθμό χρηστών ίσο με 196. Πρακτικά, αυτό σημαίνει ότι η OMA ενώ έχει αρκετά καλύτερες επιδόσεις από τη NOMA, για να επιτύχει τη συνθήκη ορθογωνιότητας, περιορίζει τον μέγιστο αριθμό χρηστών που μπορεί να εξυπηρετήσει. Αντιθέτως, η NOMA ενώ για μικρό αριθμό χρηστών δεν παράγει τόσο καλά αποτελέσματα, από ένα σημείο και ύστερα ξεπερνά την OMA, παρέχοντας υψηλότερους DL ρυθμούς προς κάλυψη των αναγκών ενός μεγαλύτερου πλήθους χρηστών. Η υποβαθμισμένη ποιότητα της NOMA για μικρό αριθμό χρηστών οφείλεται στο intra-cluster pilot contamination που εισάγουν τα κοινά πιλοτικά σήματα εντός του κάθε cluster, αλλά και στο σφάλμα που προκαλείται από την ατελή SIC διαδικασία, η οποία με τη σειρά της οφείλεται στην έλλειψη γνώσης του CSI στα τερματικά (μόνο στατιστική γνώση του μέσου). Για παράδειγμα, σε περίπτωση που η μεταβλητή απόκλισης q_{kc} της εκτίμησης σήματος μηνύματος $\hat{x}_{kc}$ από την πραγματική του τιμή $\hat{x}_{kc}$ είναι της τάξης του $q_{kc} = 0,1$, η απόδοση του συστήματος που κάνει χρήση της NOMA τεχνικής μειώνεται κατά $0,52 \text{ bps/Hz}$ από την ιδανική απόδοση που θα είχε σε περίπτωση ιδανικής εκτέλεσης της SIC. Τονίζεται επίσης ότι τα ανωτέρω αποτελέσματα της NOMA τεχνικής προέκυψαν θεωρώντας δύο χρήστες σε κάθε cluster [90], γεγονός που οδήγησε στην ικανότητά της να εξυπηρετεί συνολικά διπλάσια αριθμό UEs από την OMA. Φυσικά,

σε περίπτωση περαιτέρω αύξησης αυτού του αριθμού (ανά cluster), αν και η συνολική απόδοση από τη μία προβλέπεται να υποβαθμιστεί (περισσότερο), από την άλλη όμως, ο αριθμός των χρηστών που πρόκειται να εξυπηρετηθούν προβλέπεται να αυξηθεί.

Σαν συνέχεια αυτού, το paper [95] αναφέρει μία μέθοδο εναλλαγής των τεχνικών OMA και NOMA εντός της ίδια διάταξης, ανάλογα με τις εκάστοτε συνθήκες, προς βελτιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης των δεδομένων. Πιο συγκεκριμένα, αναφέρει [95] ότι κύριο χαρακτηριστικό που διαφοροποιεί τις εν λόγω υλοποιήσεις (πέραν του αριθμού των χρηστών) είναι το coherence block τ_c , το οποίο καθώς αυξάνεται βελτιώνονται οι επιδόσεις και των δύο τεχνικών. Ωστόσο, η βελτίωση που επιδέχεται η OMA τεχνική είναι πολύ πιο μεγάλη από εκείνη που επιδέχεται η NOMA, αφού φαίνεται ότι πληρώντας τη συνθήκη ορθογωνιότητας κατά την uplink training φάση, και δεδομένου ενός μεγάλου χρονικού περιθωρίου για τη μετάδοση των payload δεδομένων, το αποτέλεσμα είναι πολύ καλύτερο από εκείνο της άλλης τεχνικής [95]. Αντίθετα για μικρό coherence block τ_c , το χρονικό περιθώριο τ_p^{OM} δεν είναι αρκετά μεγάλο ώστε να μπορέσει να εξυπηρετήσει όλους τους χρήστες, ή αντίστοιχα, όταν οι χρήστες είναι τόσο πολλοί που δεν μπορούν να εξυπηρετηθούν ταυτόχρονα όλοι (δεδομένων των περιβαλλοντικών συνθηκών), η NOMA τεχνική υπερισχύει της OMA. Για την εύρεση του βέλτιστου σημείου αναλλαγής των τεχνικών, έγινε μοντελοποίηση [95] του συστήματος με τρόπο παρόμοιο με τον παραπάνω (ενσωματώνοντας την επίδραση των κεραιών N στους όρους της ισχύος ανά AP), χρησιμοποιώντας το ίδιο μοντέλο απωλειών που περιγράφηκε στην παράγραφο 4.7.2 [7] σε συνδυασμό με τις τιμές των παραμέτρων του Πίνακα 5-5. Τα συγκριτικά αποτελέσματα για τις τεχνικές NOMA και OMA που εξάγονται διακρίνονται στο Σχήμα 5-15.

Πίνακας 5-5: Παράμετροι προσομοίωσης [95] σε CF mMIMO διάταξη για NOMA και OMA υλοποιήσεις.

Παράμετρος	Τιμή
Φέρουσα συχνότητα	1,9 GHz
Εύρος ζώνης	20 MHz
Ισχύς θορύβου σ^2 (uplink/downlink)	9 dB
Ύψος κεραίας AP	15 m
Ύψος κεραίας UE	1,65 m
$\bar{\rho}_{cf}^{dl}, \bar{\rho}_{cf}^{up}, \bar{\rho}_{cf}^p$	200, 100, 100 mW
σ_{sh}	8 dB
d_1, d_0	50, 10 m
UEs/cluster	2
d_{decorr}	0,1 km
δ	0,5
L	20
K	100
N	15



Σχήμα 5-15: Μέσο DL SE που επιτυγχάνεται από CF mMIMO διάταξη για NOMA (δύο χρηστών ανά cluster) και OMA υλοποιήσεις συναρτήσει του coherence block [95].

Όπως είναι εμφανές από το παραπάνω Σχήμα, όταν το coherence block τ_c λαμβάνει χαμηλές τιμές, και πιο συγκεκριμένα τιμές μικρότερες από το ελάχιστο όριο του $\tau_p^{OM} \geq K$, τότε δεν δύναται να εξυπηρετηθούν όλοι οι χρήστες. Αυτό συμβαίνει διότι δεν υπάρχουν αρκετές πιλοτικές αλληλουχίες ώστε να αντιστοιχιστούν αμφιμονοσήμαντα σε κάθε έναν από αυτούς (πληρώνοντας πάντα το κριτήριο της ορθογωνιότητας). Έτσι λοιπόν, εφόσον η παραπάνω υλοποίηση περιλαμβάνει εκατό χρήστες, δεν είναι εφικτό να λειτουργήσει για τιμές του $\tau_c < 100$, αφού $\tau_p^{OM} < \tau_c$ (ώστε να μείνει χώρος και για αποστολή payload δεδομένων). Αντίθετα, η NOMA τεχνική αφού ενσωματώνει δύο χρήστες σε κάθε cluster, μπορεί να παρέχει τις υπηρεσίες της για $\tau_c > 50$. Κατά συνέπεια, και σύμφωνα με το Σχήμα 5-15, προτιμάται η χρήση της NOMA τεχνικής από το σημείο τομής των δύο καμπυλών και πίσω, ενώ της OMA, από το σημείο τομής των δύο καμπυλών και μετά, αφού για μεγάλο πλεόν coherence block τ_c οι επιδώσεις της τελευταίας είναι δραματικά καλύτερες. Τονίζεται ότι μεταξύ του $\tau_c = 100$ (όπου αρχίζει να έχει νόημα η OMA τεχνική) και του κατωφλίου υπάρχει ένα εύρος τ_c εντός του οποίου υπερισχύει ακόμα η NOMA τεχνική. Αυτό το εύρος είναι δυναμικό και μεταβάλλεται ανάλογα με τα δεδομένα της εκάστοτε υλοποίησης, διαδραματίζοντας σπουδαίο ρόλο στον καθορισμό του ιδανικού κατωφλίου εναλλαγής των τεχνικών.

5.5 Συμπεράσματα κεφαλαίου

Στο προηγούμενο κεφάλαιο έγινε αναφορά στην πιο απλή CF mMIMO διάταξη, η οποία περιλάμβανε την υλοποίηση του επιπέδου συνεργασίας 2 (τρόπος ανταλλαγής δεδομένων μεταξύ CPU και APs) σε συνδυασμό με τη CB τεχνική, η οποία εφαρμόστηκε τόσο στην UL (combining) όσο και στη DL (precoding) διαδικασία. Στο παρόν κεφάλαιο εξετάστηκαν και τα τέσσερα επίπεδα συνεργασίας των εν λόγω διατάξεων για το πιο απαιτητικό σενάριο της UL ζεύξης, καταλήγοντας στην υπεροχή του επιπέδου 4 έναντι των υπολοίπων, ανεξαρτήτως του αριθμού των κεραιών σε κάθε AP ή στον κεντρικό BS (κυβελωτή περίπτωση). Αυτό είναι απόλυτα λογικό, αφού συγκεντρώνοντας όλα τα πιλοτικά σήματα μαζί με τις στατιστικές πληροφορίες στο κεντρικό CPU, το τελευταίο είναι σε θέση να παράξει μία καλύτερη εκτίμηση της απόκρισης των καναλιών μέσω των οποίων εξυπηρετείται κάθε χρήστης. Επίσης, αν και κανείς θα περίμενε ότι μία τέτοια κεντροποιημένη υλοποίηση θα προσέδιδε υψηλότερη πολυπλοκότητα στο fronthaul δίκτυο, παρατηρήθηκε ότι για $K \gg N$ συμβαίνει ακριβώς το αντίθετο.

Ωστόσο, το σημαντικότερο πόρισμα της παραγράφου 5.1 είναι το γεγονός ότι σε κάθε περίπτωση υλοποίησης οποιασδήποτε CF mMIMO τοπολογίας, θα πρέπει να γίνεται χρήση της MMSE τεχνικής, η οποία φαίνεται να βελτιώνει δραματικά το UL SE σε σχέση με κάθε κυψελωτή τοπολογία. Αντιθέτως, σε περιπτώσεις προσφυγής σε άλλες, πιο απλές τεχνικές (π.χ. MRC) υπάρχει ο κίνδυνος υποβάθμισης των επιδόσεων της CF διάταξης, ειδικά σε περιβάλλοντα όπου παρατηρούνται παρεμβολές μεταξύ των πιλοτικών σημάτων (pilot contamination). Εφαρμόζοντας λοιπόν αυτή τη στρατηγική, παρατηρήθηκε ραγδαία κλιμάκωση της συμπεριφοράς των CF mMIMO συστημάτων έναντι των small cells, ακόμα και στην ιδανική περίπτωση όπου κάθε UE επιλέγει το αποκλειστικό του AP (small cell περίπτωση) αυστηρά με κριτήριο τη μεγιστοποίηση του SE. Μάλιστα, η εν λόγω κλιμάκωση που δημιουργεί αυτή η τεχνική είναι τόσο μεγάλη που αναιρεί ακόμα και την απαίτηση για εφαρμογή κάποιου power control αλγορίθμου. Επιπλέον, σε περιπτώσεις όπου υπάρχει επιλογή μεταξύ εγκατάστασης περισσότερων APs και τοποθέτησης περισσότερων κεραιών σε καθένα από αυτά, θα πρέπει ο εκάστοτε σχεδιαστής να επιλέγει πάντα την πρώτη περίπτωση, η οποία και ενισχύει σημαντικά το macro-diversity κέρδος, οδηγώντας σε υψηλότερους δείκτες 95% – *likely* SE.

Στη συνέχεια, έγινε αναφορά για το precoding στάδιο της DL ζεύξης, το οποίο στο προηγούμενο κεφάλαιο ακολουθούσε τη CB υλοποίηση. Εντούτοις, αποδείχθηκε ότι και εδώ η MR τεχνική, αν και αποτελεί την πιο εύκολη λύση, δεν προσδίδει τη βέλτιστη απόδοση στο σύστημα, διότι δε λαμβάνει υπόψη της τις παρεμβολές που προκαλεί κάθε DL σήμα στις υπόλοιπες τερματικές συσκευές που εξυπηρετούνται από το ίδιο AP. Αντί λοιπόν αυτής, προτείνεται η SLNR precoding μέθοδος, η οποία στην πραγματικότητα δεν είναι τίποτε άλλο παρά η L-MMSE, προσαρμοσμένη να λαμβάνει υπόψη της μόνο τις αποκρίσεις D_ℓ των UEs που εξυπηρετεί το AP που την εκτελεί. Με τον τρόπο αυτό όχι μόνο επιτυγχάνεται εξ' ορισμού μεγιστοποίηση του $SINR$, αλλά και ενίσχυση της σταθερότητας του κέρδους των καναλιών, επιτρέποντας την εγκαθίδρυση πιο αξιόπιστων ζεύξεων. Φυσικά, δε θα πρέπει να παραβλέπεται το γεγονός ότι η συγκεκριμένη μέθοδος αποτελεί μία σχετικά δύσκολη προσέγγιση εύρεσης των precoding διανυσμάτων εξαιτίας των πολύπλοκων υπολογισμών, αλλά και εξαιτίας του εκτενούς fronthaul signaling που απαιτεί. Για τον λόγο αυτό, σε περιπτώσεις όπου το πρόβλημα των παρεμβολών δεν είναι τόσο έντονο (υψηλά $SINR$), προτιμάται η χρήση κάποιας ZF στρατηγικής, η οποία ακολουθώντας πιο κατανοητή αρχιτεκτονική, προσδίδει περισσότερη απλότητα στο σύστημα. Ειδικότερα, προτείνεται η PPZF precoding τεχνική, η οποία είναι όχι μόνο αρκετά πιο απλή από τη μέχρι στιγμής βέλτιστη RZF (SLNR), αλλά και σε περιπτώσεις ισχυρού pilot contamination παρουσιάζει παρόμοια συμπεριφορά με αυτήν. Στην πραγματικότητα πρόκειται για μία εξελιγμένη ZF στρατηγική, η οποία συνδυάζει τα οφέλη της FZF και της MRC, ανάλογα με το πόσο ισχυρά παρεμβάλλει το κανάλι του κάθε χρήστη, αντικαθιστώντας επάξια την απλή FZF, η οποία και απαιτεί έναν μεγάλο αριθμό κεραιών για την υλοποίησή της, γεγονός που την καθιστά αυτόματα πιο πολύπλοκη από αυτή. Έτσι λοιπόν, όταν το κατώφλι ταξινόμησης $u\%$ κάθε τερματικής συσκευής ρυθμίζεται κατάλληλα, η PPZF είναι σε θέση να προσαρμοστεί σε κάθε περιβάλλον, βελτιστοποιώντας την αξιοποίηση των διαθέσιμων βαθμών ελευθερίας της και εν τέλει προσδίδοντας στο σύστημα αυξημένη DL χωρητικότητα.

Τέλος, θα πρέπει να υπογραμμιστεί ότι λόγω του αυξανόμενου αριθμού των τερματικών συσκευών, αλλά και της ταχύτατα αναπτυσσόμενης χωροταξίας των σύγχρονων πόλεων (μείωση του τ_c), δεν είναι εφικτή πάντα η ικανοποίηση της συνθήκης $K < \tau_p^{cf}$. Για τον λόγο αυτό και με δεδομένο τον κορεσμό των OFDM τεχνικών, προτείνεται η εφαρμογή της NOMA στρατηγικής, η οποία, κατατάσσοντας τα UEs σε clusters, έχει τη δυνατότητα να χρησιμοποιεί λιγότερες πιλοτικές αλληλουχίες, μειώνοντας δραστικά το φαινόμενο του pilot contamination. Με τον τρόπο αυτό δίνεται η δυνατότητα για καταστολή των inter-cluster παρεμβολών, ενώ ταυτόχρονα κάνοντας χρήση και της SIC

τεχνικής, επιτρέπεται και η μείωση των intra-cluster παρεμβολών μεταξύ των χρηστών. Φυσικά, λόγω των σφαλμάτων κατά τη SIC διαδικασία δεν είναι εφικτή η προσέγγιση των επιδόσεων των OMA τεχνικών για κάθε σενάριο. Ωστόσο, είναι φανερό ότι σε περιβάλλοντα όπου $K > \tau_p^{cf}$, η εφαρμογή κάποιου NOMA σχεδίου αποτελεί πλέον μονόδρομο. Σε κάθε περίπτωση, ενθαρρύνεται η χρήση υβριδικών τεχνικών πρόσβασης (π.χ. MUST), οι οποίες επιτρέπουν τη δυναμική εναλλαγή μεταξύ των δύο τεχνικών, ανάλογα με τις ανάγκες και τα δεδομένα που προκύπτουν κάθε στιγμή στη CF mMIMO διάταξη. Παρόλες όμως τις αποδείξεις για την υπεροχή της NOMA στρατηγικής σε πολυπληθή περιβάλλοντα και διατάξεις με μικρό τ_c , η λογική πίσω από το κρίσιμο σημείο ενεργοποίησής της αλλά και το κριτήριο ταξινόμησης των UEs σε clusters αποτελούν ανοιχτά ζητήματα ακόμα και σήμερα.

Κεφάλαιο 6

Fronthaul Signaling

Το κύριο σημείο εστίασης του προηγούμενου κεφαλαίου ήταν τα τέσσερα επίπεδα υλοποίησης της δομής που μπορεί να έχει ένα CF mMIMO σύστημα. Κατόπιν της σχετικής ανάλυσης αυτών, ακολούθησε μία σειρά προσομοιώσεων των uplink ζεύξεων στις οποίες παρατηρήθηκε ότι σε κάθε περίπτωση όπου γίνεται χρήση του MMSE, η κεντροποιημένη υλοποίηση επιπέδου 4 έχει μακράν την καλύτερη απόδοση από κάθε άλλη. Εν συνεχεία, τη δεύτερη καλύτερη θέση καταλάμβανε η υλοποίηση του επιπέδου 3, όπου και είχε τα αμέσως καλύτερα αποτελέσματα σε όρους ομοιόμορφης παροχής υπηρεσιών (90% – *likely* uplink κάλυψη). Ωστόσο, δεν είναι μικρό το φάσμα των βιβλιογραφικών πηγών [7] που ανφέρεται αποκλειστικά και μόνο στο δεύτερο επίπεδο υλοποίησης των CF mMIMO διατάξεων. Η προτίμηση αυτή έγκειται στο γεγονός ότι κατά την πρακτική υλοποίηση τέτοιων μεγάλων και κεντροποιημένων συστημάτων προκύπτουν πολλές δυσχέρειες, οι οποίες εν τέλει τείνουν να υποβαθμίσουν τη συνολική του απόδοση.

Μία από τις βασικότερες δυσκολίες που αντιμετωπίζουν γενικά οι mMIMO διατάξεις, έχει να κάνει με τον τεράστιο όγκο των δεδομένων που καλείται να επεξεργαστεί και να επανεκπέμψει πίσω στους τελικούς χρήστες. Κατά συνέπεια, μία κεντροποίηση επιπέδου 4 θα εισήγαγε πολλές καθυστερήσεις, αφού και μόνο ο βαθμός δυσκολίας του fronthaul signaling θα ήταν αρκετά υψηλός. Το ίδιο συμβαίνει και κατά τη downlink διαδικασία, και ειδικότερα, κατά τη δημιουργία των precoding διανυσμάτων. Πιο συγκεκριμένα, αναφέρθηκε [52] ότι η κλασική ZF precoding στρατηγική, μεταξύ άλλων, αυξάνει και αρκετά το επίπεδο πολυπλοκότητας του fronthaul δικτύου [68] [77].

6.1 Επισκόπηση των διάφορων δυσκολιών ως προς το fronthaul signaling

Το fronthaul signaling έχει να κάνει με τον όγκο των σημάτων που διακινούνται στο fronthaul δίκτυο μίας διάταξης κάθε χρονική στιγμή. Με άλλα λόγια, και αναφερόμενοι στην περίπτωση του CF mMIMO, είναι ο όγκος των δεδομένων (είτε training είτε payload data) που ανταλλάσσονται μεταξύ των APs και του κεντρικού CPU. Σύμφωνα λοιπόν με αυτόν τον ορισμό, κανείς αμέσως θα καταλάβαινε ότι το fronthaul δίκτυο σε μία υλοποίηση επιπέδου 4 είναι αρκετά πιο επιβαρυνόμενο, αφού ό,τι σήμα λάβουν τα relays (APs) στέλνεται αμέσως στο CPU [39]. Συνεπώς, όπως αναφέρθηκε και στο παραπάνω κεφάλαιο, για την coherent εκπομπή πιλοτικών και payload σημάτων από ένα μόνο AP προς το CPU απαιτείται χρονικό διάστημα $\tau_p^{cf} N$ και $(\tau_c - \tau_p^{cf})N$ αντίστοιχα *complex scalars* (όπου N ο αριθμός των κεραιών του). Αθροίζοντας λοιπόν το φόρτο επιβάρυνσης του fronthaul δικτύου για όλα τα L APs που είναι συνδεδεμένα στο ίδιο CPU, προκύπτει η πολυπλοκότητα που αναγράφεται στον Πίνακα 6-1. Αναφέρεται [39] επίσης ότι σε περίπτωση μη ύπαρξης ορισμένων estimators στα CPUs, υπάρχει η ανάγκη για

μετάδοση και των spatial πινάκων συνδιακύμανσης $R_k \in \mathbb{C}^{LN \times LN}$ προς αυτά. Σε μία τέτοια περίπτωση απαιτούνται ακόμα KLN^2 πραγματικά ή $KLN^2/2$ (*complex scalars*).

Το αμέσως καλύτερο επίπεδο (επίπεδο 3) στηρίζεται στον υπολογισμό της εκτίμησης του CSI τοπικά στα APs, αφήνοντας όλο το fronthaul δίκτυο για τα payload δεδομένα. Επομένως, εντός ενός coherence block κάθε AP μεταδίδει τις εκτιμήσεις που έχει προ-επεξεργαστεί για κάθε χρήστη, καταλαμβάνοντας $(\tau_c - \tau_p^{cf})K$ (*complex scalars*) (Πίνακας 6-1). Επίσης, λόγω του ότι σε αυτό το επίπεδο το CPU απαιτεί γνώση των στατιστικών στοιχείων $\mathbb{E}\{b_{kk}\} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$, $\mathbb{E}\{b_{ki}^H b_{ki}\} \in \mathbb{C}^{L \times L}$ και $D_k \in \mathbb{C}^{L \times L}$, απαιτείται επιπλέον $KL + (K^2 L^2 + KL)/2$ fronthaul signaling [39].

Περνώντας στο επίπεδο 2 (πιο γνωστό από όλα), το fronthaul signaling ανέρχεται στα ίδια *complex scalars* που απαιτεί και το επίπεδο 3, αφού και εδώ πραγματοποιείται αποστολή των τοπικών εκτιμήσεων $\check{s}_{k\ell}$ από τις N κεραιές κάθε AP προς το CPU. Επειδή όμως δεν υπάρχει ανάγκη για κάποια στατιστικών γνώση σε αυτό, δεν απαιτείται δέσμευση επιπλέον συμβόλων. Τέλος, το επίπεδο υλοποίησης 1, δεν έχει καθόλου fronthaul signaling, αφού όλοι οι υπολογισμοί γίνονται τοπικά στα APs [39].

Πίνακας 6-1: Απαραίτητο fronthaul signaling επιπέδων υλοποίησης CF mMIMO [39].

	Complex scalars/coherence interval	Επιπλέον complex scalars (statistical)
Επίπεδο 4	$\tau_c NL$	$KLN^2/2$
Επίπεδο 3	$(\tau_c - \tau_p^{cf})KL$	$KL + (K^2 L^2 + KL)/2$
Επίπεδο 2	$(\tau_c - \tau_p^{cf})KL$	-
Επίπεδο 1	-	-

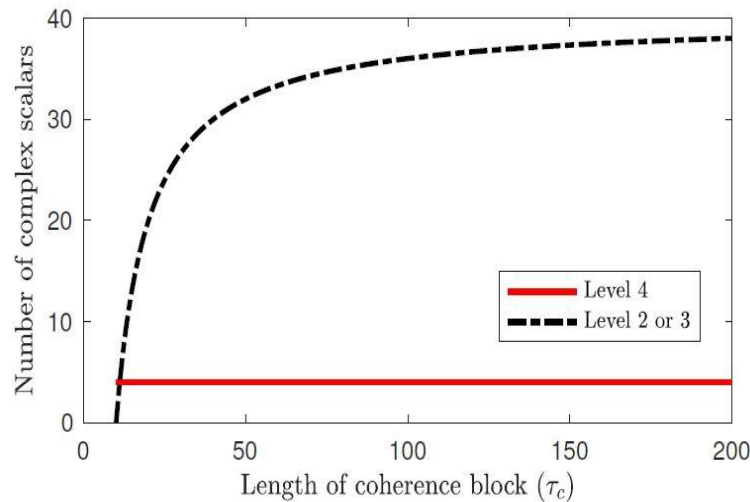
Με μία πρώτη ματιά κανείς θα έλεγε αμέσως ότι η πολυπλοκότητα που εισάγει το επίπεδο 4 είναι αρκετά πιο υψηλή από εκείνη των υπολοίπων. Παρόλα αυτά, συγκρίνοντας το με το επίπεδο 3 προκύπτει:

$$\frac{\tau_c NL}{(\tau_c - \tau_p^{cf})KL} = \frac{\tau_c}{(\tau_c - \tau_p^{cf})} \frac{N}{K} \approx \frac{N}{K} \quad (6.1)$$

αφού $\tau_c \gg \tau_p^{cf}$ σε πραγματικά περιβάλλοντα.

Σύμφωνα με την ανωτέρω Σχέση, κανείς αντελαμβάνεται ότι η πολυπλοκότητα των επιπέδων 2 και 3 δεν είναι απαραίτητα πιο υψηλή συγκριτικά με εκείνη του επιπέδου 4. Για παράδειγμα, μία διάταξη η οποία περιλαμβάνει έναν αρκετά μεγάλο αριθμό χρηστών K σε σχέση τον αριθμό των κεραιών N που χρησιμοποιεί σε κάθε AP (πραγματική κατάσταση στην συντριπτική πλειοψηφία των περιπτώσεων), είναι ευκόλως εννοούμενο ότι θα έχει λιγότερο fronthaul signaling εφαρμόζοντας την υλοποίηση του επιπέδου 4. Το εν λόγω γεγονός διακρίνεται ακόμα καλύτερα και στο Σχήμα 6-1, όπου έχει θεωρηθεί διάταξη με $L = 100$ APs με $N = 4$ κεραιές το κάθε ένα, $K = 40$ UEs και $\tau_p^{cf} = 10$ *samples/coherence interval*. Έτσι λοιπόν, καθώς αυξάνεται το coherence interval τ_c , τόσο περισσότερο η Σχέση (6.1) ανεξαρτητοποιείται από τον πρώτο κλασματικό όρο, αφού εκείνος όλο και περισσότερο (καθώς αυξάνεται το τ_c) τείνει να γίνει μονάδα.

Συνεπώς, αυτό που παίζει κύριο ρόλο είναι ο αριθμός των κεραιών N και των χρηστών K (δεύτερος κλασματικός όρος). Στην ουσία, αυτό έγκειται στο γεγονός ότι κάθε AP που λειτουργεί στο επίπεδο 2 ή 3 καλείται να προωθήσει μέσω του fronthaul δικτύου στο CPU όλα τα υπολογισθέντα ανύσματα $\check{x}_{k\ell}$, τα οποία για κάθε συγκεκριμένο ℓ περιλαμβάνουν $K \times N$ (*complex scalars*) (αφού κάθε AP στέλνει K εκτιμήσεις με κάθε μία να περιέχει δεδομένα από N δέκτες). Ακόμα και στην περίπτωση όπου κάθε AP εξυπηρετεί λιγότερους χρήστες (π.χ. εκείνους που ανήκουν στο υποσύνολο M_k), είναι αδύνατον τα επίπεδα 2 και 3 να έχουν υψηλότερο fronthaul signaling efficiency, αφού είναι σχεδόν ανέφικτο και πάλι να ισχύει $K < N$ [39]. Σε κάθε περίπτωση όμως, θα πρέπει να βρεθούν άλλοι τρόποι υλοποίησης του fronthaul δικτύου ώστε να μπορέσει να μειωθεί ο όγκος των *samples* που διακινούνται μεταξύ APs και CPU, κάνοντας τα κατώτερα επίπεδα 2 και 3 και πάλι ανταγωνιστικά.

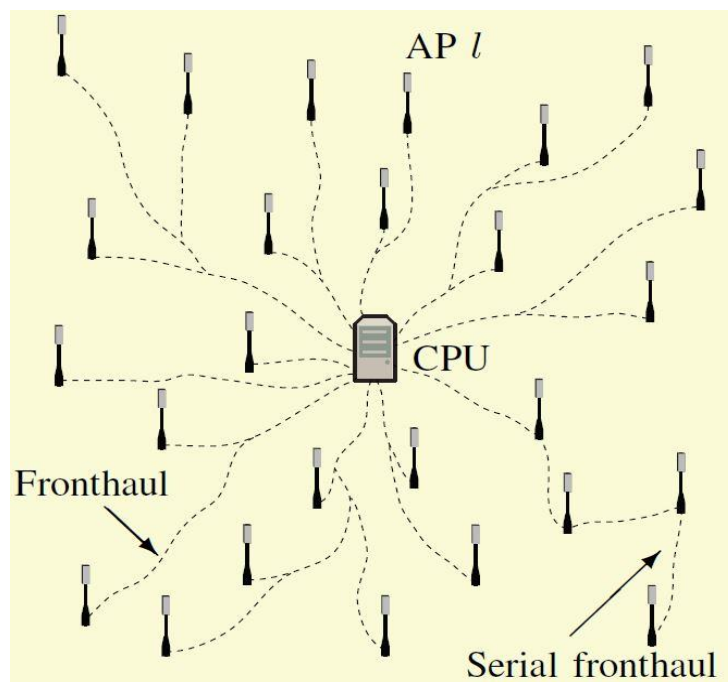


Σχήμα 6-1: Πολυπλοκότητα fronthaul signaling (αριθμός *complex scalars*) συναρτήσει του μήκους ενός coherence interval τ_c για $L = 100$, $N = 4$, $K = 40$ και $\tau_c = 10$ [39].

Στο ίδιο μήκος κύματος κινείται και η κεντροποιημένη ZF precoding διαδικασία, η οποία όπως προαναφέρθηκε [52], εισάγει αρκετά υψηλή πολυπλοκότητα στο fronthaul δίκτυο κατά τη φάση του downlink, και πιο συγκεκριμένα, κατά την κατάστρωση και προώθηση των precoding διανυσμάτων [68] [77]. Για τη βελτίωση αυτής της κατάστασης, εισήχθη η πλήρως κατανεμημένη FZF στρατηγική, η οποία όμως δεν είχε και τόσο καλά αποτελέσματα σε όρους ανά-χρήστη και μέσου SE. Στη συνέχεια, για την περαιτέρω βελτίωση του συστήματος, έγινε αναφορά στις PZF και PPZF precoding μεθόδους [68], οι οποίες παρόλο που ήταν κατανεμητές, προσέφεραν αρκετά υψηλότερα επίπεδα SE από την προηγούμενη (τη FZF). Παρόλα αυτά όμως, μία κεντροποιημένη αρχιτεκτονική ενδεχομένως μπορεί να έχει καλύτερα αποτελέσματα από κάθε κατανεμημένη [76], αφού έχει καθολική γνώση των περιβαλλοντικών συνθηκών. Το γεγονός αυτό, σε συνδυασμό με τον όλα και αυξανόμενο όγκο των payload δεδομένων, κάνει ακόμα πιο επιτακτική την ανάγκη για εύρεση νέων fronthaul αρχιτεκτονικών σε CF mMIMO διατάξεις, στοχεύοντας πάντα στη βελτίωση των μεθόδων διαχείρισης του επεξεργαστικού φόρτου, με απώτερο σκοπό την υλοποίηση πιο σύγχρονων και ανταγωνιστικών μεθόδων μεγιστοποίησης του QoS/QoE .

6.2 Σειριακή σύνδεση του fronthaul δικτύου

Κάθε CF mMIMO διάταξη καλείται να εξυπηρετήσει έναν τεράστιο αριθμό κινητών χρηστών και συσκευών (ειδικά κατά την υλοποίηση του IoT), γεγονός που προϋποθέτει την ύπαρξη και ενός μεγάλου αριθμού APs. Αυτά τα APs, καθώς συνθέονται με ένα κεντρικό CPU δημιουργούν μεγάλο πρόβλημα στο fronthaul δίκτυο, δεδομένου ότι σε κάθε επίπεδο η πολυπλοκότητα αυτού επηρεάζεται από τον αριθμό L (Πίνακας 6-1). Μία ιδέα για τη βελτίωση αυτής της κατάστασης αποτελεί η σειριακή σύνδεση των APs, η οποία μειώνει δραματικά τον αριθμό L , αφού κάθε CPU θα μπορεί πλέον να λαμβάνει το συνολικό σήμα όλων εκείνων των APs που βρίσκονται στον ίδιο σειριακό δίαυλο [39] [56] [50, pp. 6-12]. Συνεπώς, η πολυπλοκότητα του fronthaul signaling σε μία ακραία περίπτωση όπου όλα τα APs είναι συνδεδεμένα στον ίδιο δίαυλο, θα μπορούσε να μειωθεί από $(\tau_c - \tau_p^{cf})KL$ σε μόλις $(\tau_c - \tau_p^{cf})K$. Μία αναπαράσταση αυτής της ιδέας απεικονίζεται στο Σχήμα 6-2.

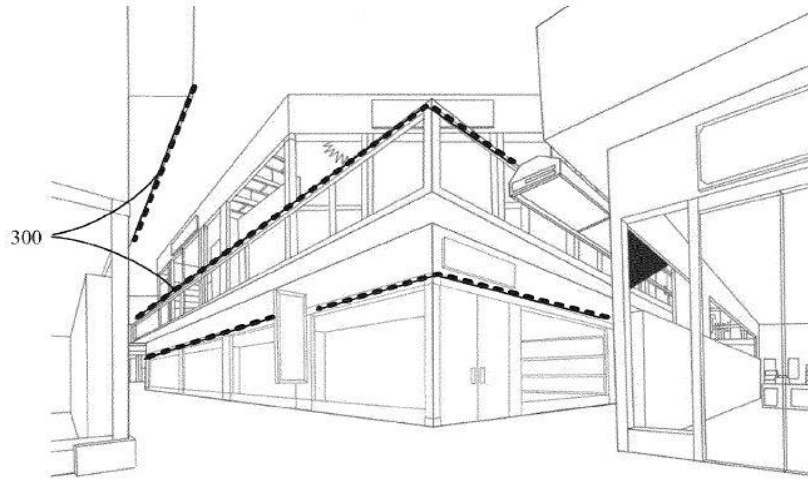


Σχήμα 6-2: Επικοινωνία CPU και APs μέσω σειριακής fronthaul σύνδεσης [39].

6.2.1 Εισαγωγή στα radio stripes

Μία σχετικά πρόσφατη σειριακή υλοποίηση που προτείνεται από αρκετούς συγγραφείς είναι εκείνη των radio stripes [50, pp. 6-12] [56] [96]. Πρόκειται για την ενσωμάτωση πολλών APs πάνω σε ένα καλώδιο, το οποίο τις περισσότερες φορές αναφέρεται σαν stripe ή film, έχοντας ανάλογα με το υλικό συγκεκριμένες ιδιότητες. Μία από τις πιο χαρακτηριστικές του ιδιότητες είναι η ευκαμψία [96] (στον βαθμό που το υλικό του κύριου σώματος το επιτρέπει), η οποία παίζει πολύ σημαντικό ρόλο στην εγκατάσταση των APs αφού πλέον η τοποθέτησή τους μπορεί να γίνει σε οποιοδήποτε σημείο (Σχήμα 6-3) [96], μειώνοντας εν τέλει αρκετά τις αποσβέσεις λόγω σκίασης. Φυσικά κάτι τέτοιο προϋποθέτει την τοποθέτηση των κεραιών σε ικανοποιητική απόσταση μεταξύ τους, έτσι ώστε να μπορεί το stripe να λυγίζει σε περισσότερα σημεία χωρίς να δημιουργεί πρόβλημα στα αναμενόμενα διαγράμματα ακτινοβολίας τους. Χαρακτηριστικό παράδειγμα τέτοιας υλοποίησης αποτελούν τα radio stripes που παρουσίασε η εταιρία Ericsson (Σχήμα 6-4), των οποίων το κυρίως σώμα όντας από πλαστικό, τα καθιστά αρκετά ευλύγιστα με αμέτρητες επιλογές ως προς την εγκατάστασή

τους. Στη συνέχεια, αναφέρεται [96] ότι οι κεραίες που ενσωματώνουν τα stripes συνήθως είναι δίπολα $\lambda/2$, γεγονός που οδηγεί σε αρκετά μικρές διατάξεις (εύκολη ενσωμάτωση πάνω στο καλώδιο) λόγω του μικρού τους μεγέθους, το οποίο είναι αντιστρόφως ανάλογο της συχνότητας λειτουργίας της διάταξης (π.χ. στα $3,5\text{ GHz}$ το μήκος της κεραίας είναι $4,3\text{ cm}$). Έτσι λοιπόν, κάθε AP εντός του stripe αποτελείται από ένα συγκεκριμένο αριθμό διπόλων (ή και όλο το radio stripe μπορεί να θεωρηθεί σαν ένα AP με πολλές κεραίες [50, pp. 6-12]), καθώς και από δύο ακόμα ολοκληρωμένα κυκλώματα που συμβάλλουν στον συγχρονισμό/μεταφορά των δεδομένων, την τροφοδοσία της διάταξης (όλου του AP) και πολλών ακόμα λειτουργιών. Εκείνα σε κάποιες βιβλιογραφίες αναφέρονται ως CPUs (όχι το κεντρικό περιγράφεται μέχρι τώρα) και PUs (power units) [96], ενώ σε άλλες, ως APUs (antenna processing units), με τη δεύτερη ορολογία να ενσωματώνει όλες τις λειτουργίες εντός ενός ολοκληρωμένου [50, pp. 6-12].



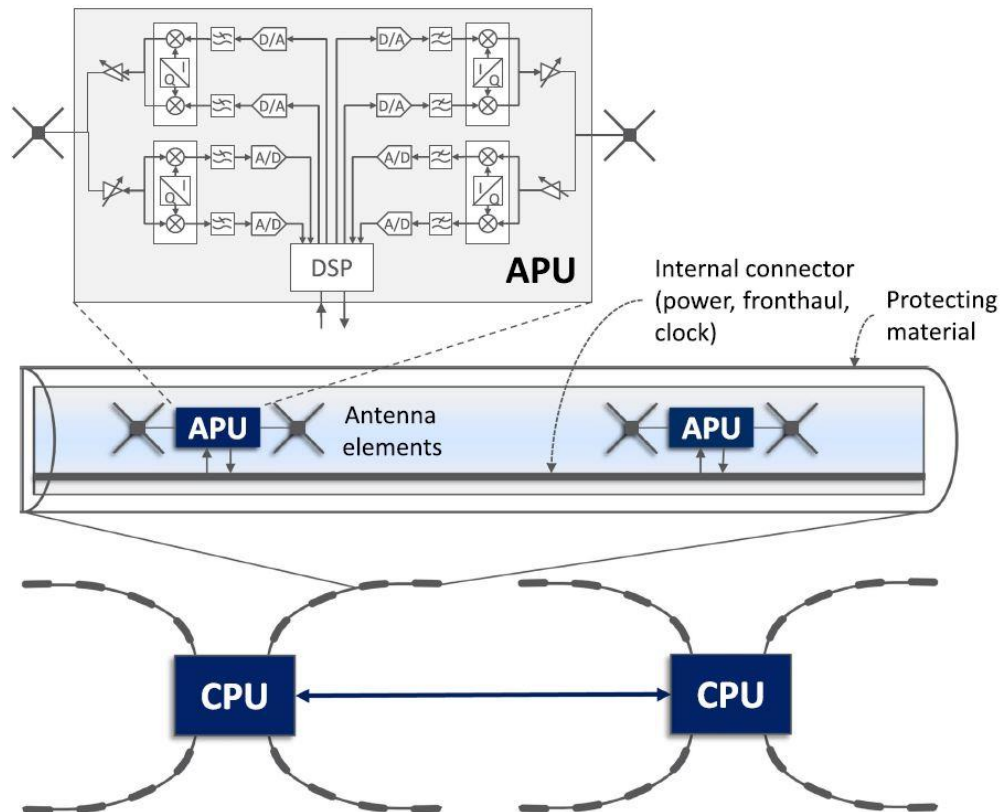
Σχήμα 6-3: Παράδειγμα τοποθέτησης radio stripe επί εμπορικού κέντρου με κάμψη 90° [96].



Σχήμα 6-4: Πρωτοποριακό radio stripe από πλαστικό της εταιρίας Ericsson [97].

Απαραίτητος όρος για την ομαλή λειτουργία των σειριακών radio stripes, είναι ο αυστηρός συγχρονισμός όλων των APs ώστε να λειτουργούν phase-coherently, αποφεύγοντας διάφορα σφάλματα, όπως για παράδειγμα το reciprocity calibration error

[50, pp. 6-12]. Επιπρόσθετα, για να μπορέσει κάθε radio stripe να ενσωματώσει πολλές κεραιές, θα πρέπει κάθε μία από αυτές να έχει σχετικά χαμηλή απαίτηση σε ισχύ, γεγονός που όχι μόνο μειώνει το κόστος παραγωγής τους, αλλά την ανάγκη του συστήματος για ψύξη (σε συνδυασμό με το γεγονός ότι δεν βρίσκεται και κοντά η μία στην άλλη) [96]. Αυτό, σε συνδυασμό με την “plug and play” λειτουργία που διέπει κάθε stripe, καθιστά τέτοιες υλοποιήσεις αρκετά πιο οικονομικές σε σχέση με τις συμβατικές που απαιτούσαν την απασχόληση εξειδικευμένου προσωπικού για τη λειτουργία και τη συντήρησή τους. Ταυτόχρονα, καταργείται και η κοστοβόρα διάταξη αστέρα που προβλέπει τη σύνδεση κάθε ενός ξεχωριστού AP με το κεντρικό CPU. Η λογική της compute-and-forward [50, pp. 6-12] αρχιτεκτονικής των radio stripes φαίνεται στο Σχήμα 6-5.



Σχήμα 6-5: Σχεδιασμός καλωδίου radio stripe και απεικόνιση των APs (δύο δίπολα και ένα APU) που αυτό ενσωματώνει. Επίσης, απεικονίζεται και η σύνδεση των stripes με τα κεντρικά CPUs μέσω κοινού διαύλου, ο οποίος είναι υπεύθυνος για την τροφοδοσία, μεταφορά δεδομένων και συγχρονισμό κάθε APU. Τέλος, παρουσιάζεται και το λογικό διάγραμμα υλοποίησης κάθε APU [50].

Στο παραπάνω Σχήμα μπορεί κανείς να διακρίνει τα στοιχεία από τα οποία αποτελείται κάθε APU (ενισχυτές ισχύος, στροφείς φάσης, φίλτρα, διαμορφωτές, A/D και D/A converters) καθώς και τη σύνδεση του κάθε ενός από αυτά με τους σειριακούς διαύλους δεδομένων, συγχρονισμού και παροχής ισχύος [50, pp. 6-12]. Ένα άλλο σημαντικό γεγονός που πρέπει να επισημανθεί είναι ότι η σύνδεση μεταξύ των CPUs αποτελεί μέρος του backhaul δικτύου, ενώ εκείνη των radio stripes μέρος του fronthaul. Αξίζει επίσης να τονιστεί ότι σε εξαιρετικές περιπτώσεις, είναι δυνατή η ενσωμάτωση (διαμόρφωση) των δεδομένων στο ρεύμα τροφοδοσίας, κάνοντας χρήση ενός μόνο διαύλου για τη μεταφορά και των δύο. Σε μία τέτοια περίπτωση, τα PUs δρουν και σαν πύλες μετάδοσης και λήψης των δεδομένων [96].

6.2.2 Αρχή λειτουργίας και συγχρονισμός των radio stripes

Η αρχή λειτουργίας των radio stripe κεραιών, όπως και σε κάθε άλλη σειριακή διάταξη, θυμίζει αρκετά το επίπεδο συνεργασίας 2, κατά το οποίο αυτό που έφτανε στο CPU ήταν το άθροισμα όλων των εκτιμήσεων όλων των APs σύμφωνα με τη σχέση (5.13). Φυσικά κάτι τέτοιο συμβαίνει και για την αποστολή σημάτων προς τα UEs, αφού ακολουθείται η ακριβώς αντίθετη διαδικασία με εκείνη της λήψης. Σε κάθε περίπτωση, κάθε AP εντός του stripe έχει τη δυνατότητα να επεξεργάζεται τοπικά δια μέσω του APU του το λαμβανόμενο ή το προς αποστολή σήμα στο αντίστοιχο κύκλωμα λήψης ή εκπομπής [50, pp. 6-12].

Κοιτώντας το κύκλωμα εκπομπής, κάθε APU λαμβάνει μέχρι και K ροές (δεν είναι απαραίτητο να απευθύνεται κάθε μία από τις K ροές σε διαφορετικό UE) από το προηγούμενο APU μέσω του διαύλου δεδομένων. Κατόπιν, κάθε κεραία που είναι συνδεδεμένη στο εν λόγω APU (δηλαδή κάθε κεραία του συγκεκριμένου AP) πολλαπλασιάζει ό,τι λαμβάνει στην είσοδό της με το precoding διάνυσμα που έχει δημιουργήσει βάσει των εκτιμήσεων που έχει κάνει σε τοπικό επίπεδο κατά την training διαδικασία. Εν τέλει, το άθροισμα των ροών εκπέμπεται μέσω του καναλιού προς τους χρήστες [50, pp. 6-12].

Κατά τη διαδικασία λήψης, με το που λάβει κάποιο AP ℓ τις K ροές μέσω του ασύρματου καναλιού τις πολλαπλασιάζει με το γνωστό combining διάνυσμα που έχει διαμορφώσει κατά την training διαδικασία. Αφού το κάνει αυτό, προσθέτει το αποτέλεσμα στα δεδομένα που έχει λάβει μέσω του διαύλου από το προηγούμενο $\ell - 1$ APU. Κατόπιν, στέλνει το ολικό άθροισμα (δεδομένα που έχει λάβει από το $\ell - 1$ APU συν δεδομένα που έχει λάβει από το ασύρματο κανάλι) στο επόμενο $\ell + 1$ στη σειρά APU (στο διπλανό του που βρίσκεται πιο κοντά στο CPU) με στόχο την πρόσθεσή του στις επεξεργασμένες ροές που εκείνο (το $\ell + 1$ APU) έλαβε μέσω του ασύρματου καναλιού. Η διαδικασία αυτή ακολουθείται έως ότου το συνολικό άθροισμα φτάσει στο CPU [50, pp. 6-12].

Όπως σε κάθε mMIMO διάταξη, έτσι και εδώ, για να μπορέσει να υλοποιηθεί η σειριακή επεξεργασία και προώθηση των λαμβανόμενων ροών, θα πρέπει όλα τα APs να λειτουργούν coherently. Αυτό θα επιτρέψει στο σύστημα όχι μόνο να έχει καλύτερα αποτελέσματα καταναλώνοντας λιγότερη ισχύ [69], αλλά και να μειώσει τα λεγόμενα reciprocity calibration (χρονική καθυστέρηση μεταξύ κυκλώματος πομπού-δέκτη σε κάθε AP) και synchronization (χρονική καθυστέρηση μεταξύ δύο διαφορετικών AP) σφάλματα [50, pp. 6-12]. Για την επίτευξη του συγχρονισμού, και με δεδομένο ότι τα κυκλώματα εκπομπής και λήψης κάθε AP_i έχουν ως ώρες αναφοράς τις χρονικές στιγμές $t_i = 0$ και $r_i = 0$ αντίστοιχα (ή γενικά μία συγκεκριμένη ώρα αναφοράς), προτείνεται το παρακάτω πρωτόκολλο [50, pp. 6-12]:

- Τη χρονική στιγμή t_1 , το πιο απομακρυσμένο από το CPU AP (AP_1) στέλνει έναν γνωστό παλμό προς τα υπόλοιπα. Εκείνος λαμβάνεται (αρχικά) από τα AP_2 και AP_3 με χρονικές καθυστερήσεις (σφραγίδες) $\delta_{12} = t_1 - r_2$ και $\delta_{13} = t_1 - r_3$ σύμφωνα με τις αντίστοιχες ώρες αναφοράς τους.
- Με όμοιο τρόπο, τη χρονική στιγμή t_2 , το AP_2 εκπέμπει προς τα υπόλοιπα έναν γνωστό παλμό. Εκείνος με το που ληφθεί από τα AP_1 και AP_3 , χαρακτηρίζεται με τις αντίστοιχες χρονικές σφραγίδες $\delta_{21} = t_2 - r_1$ και $\delta_{23} = t_2 - r_3$.

• Την ίδια λογική ακολουθεί και το AP_3 , με αποτέλεσμα ο παλμός του να χαρακτηρίζεται από τα AP_1 και AP_2 με τις αντίστοιχες χρονικές σφραγίδες $\delta_{31} = t_3 - r_1$ και $\delta_{32} = t_3 - r_2$.

Έτσι λοιπόν, γνωρίζοντας από τις μετρήσεις τις χρονικές καθυστερήσεις δ_{12} , δ_{13} , δ_{21} , δ_{23} , δ_{31} και δ_{32} , προκύπτει το παρακάτω σύστημα έξι εξισώσεων με έξι αγνώστους [50, pp. 6-12]:

$$\begin{cases} t_1 - r_1 = \delta_{12} + \delta_{31} - \delta_{32} \\ t_2 - r_2 = \delta_{21} + \delta_{32} - \delta_{31} \\ t_3 - r_3 = \delta_{31} + \delta_{23} - \delta_{21} \\ t_1 - t_2 = \delta_{13} - \delta_{23} \\ t_1 - t_3 = \delta_{12} - \delta_{32} \\ t_2 - t_3 = \delta_{21} - \delta_{31} \end{cases} \quad (6.2)$$

Έτσι λοιπόν, εφόσον υπάρχει καθολική γνώση (μεταξύ αυτής της ομάδας των τριών APs) όλων των χρονικών αναφορών σε πομπούς και δέκτες μπορεί εύκολα το σύστημα να συγχρονιστεί. Επιπλέον, αναφέρεται ότι ο εν λόγω συγχρονισμός μπορεί να γίνει και με διαφορεικό τρόπο [50, pp. 6-12] χωρίς να επιλύεται κάθε φορά το ανωτέρω σύστημα εξισώσεων, το οποίο για περισσότερα APs είναι αρκετά πολύπλοκο. Σύμφωνα με αυτή τη μέθοδο, η παραπάνω δειγματοληψία των t_i και r_j γίνεται σε δύο διαφορετικές χρονικές στιγμές. Την πρώτη φορά υπολογίζεται το δ_{ij} , ενώ τη δεύτερη όπου οι χρονικές στιγμές αναφοράς r'_i και t'_j περιέχουν ένα χρονικό offset, υπολογίζεται το δ'_{ij} . Εν τέλει, υπολογίζοντας τη διαφορά $\delta'_{ij} - \delta_{ij}$ συγχρονίζονται όλα τα ρολόγια των APs της συγκεκριμένης ομάδας σε μία κοινή ώρα αναφοράς, τόσο για τα κυκλώματα λήψης όσο και για τα κυκλώματα εκπομπής. Ωστόσο, για την ύπαρξη ενός κοινού ρολογιού σε όλο το radio stripe, θα πρέπει να συγχρονιστούν και όλες οι ήδη εσωτερικά συγχρονισμένες ομάδες των APs. Σε αυτό το σημείο, ο συγχρονισμός όλων των ομάδων μεταξύ τους είναι αρκετά εύκολος, αφού η ανωτέρω λογική μπορεί να εφαρμοστεί μεταξύ κάθε δύο (ή και περισσότερων) γειτονικών ομάδων, θεωρώντας ότι πλέον κάθε ζεύγος χρονικών αναφορών εκπομπής t_i και λήψης r_i αντιστοιχούν στο κεντρικό ρολόι κάθε ομάδας [50, pp. 6-12]. Έτσι για παράδειγμα, η ομάδα A μπορεί να συγχρονιστεί με την ομάδα B υπολογίζοντας τις χρονικές σφραγίδες $\delta_{AB} = t_A - r_B$ και $\delta_{BA} = t_B - r_A$.

6.2.3 Πρακτική αξιολόγηση των radio stripes

Για την αξιολόγηση των radio stripes, οι συγγραφείς του [50, pp. 6-12] εξέτασαν τις επιδράσεις που έχει η εφαρμογή της εν λόγω τεχνολογίας στις downlink ζεύξεις των CF mMIMO συστημάτων, τόσο σε εξωτερικά όσο και σε εσωτερικά περιβάλλοντα. Σε κάθε σενάριο, τα precoding διανύσματα επιλέχθηκαν σύμφωνα με τη μέθοδο MRC, ενώ κάθε single-antenna AP υπολόγιζε το δικό του CSI τοπικά, χωρίς να διακινείται κανένα στοιχείο αυτού εντός του διαύλου. Έτσι, αξιοποιώντας τη Σχέση (4.28), εξήγαγαν αποτελέσματα για εσωτερικό βιομηχανικό [50, Fig. 8] και εξωτερικό [50, Fig. 9] χώρο. Παρόλα αυτά, παρατηρήθηκε [56] ότι κατά το σχεδιασμό της προσομοίωσης δεν υπήρχε καμία ένδειξη για αξιοποίηση της σειριακής λογικής, και πιο συγκεκριμένα, της σειριακής αλληλεπίδρασης των γειτονικών APs επί των radio stripes. Συνεπώς, δεν υπήρξε σύγκριση των δυνατοτήτων μείωσης του κόστους υλοποίησης του fronthaul δικτύου μέσω

αυτής της τεχνολογίας και του τελικού αποτελέσματος, το οποίο είναι η παροχή υψηλού επιπέδου υπηρεσιών για την υποστήριξη των δικτύων 5^{ης} γενιάς.

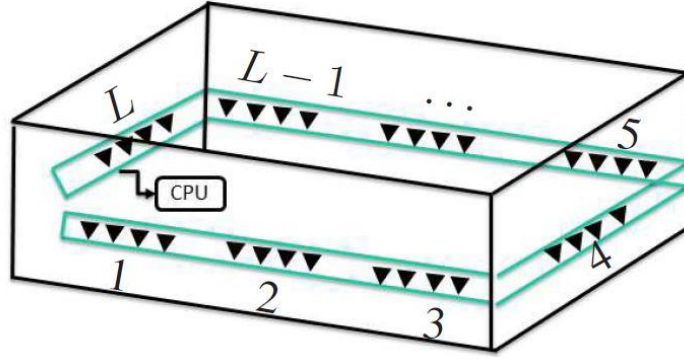
6.2.3.1 Μοντελοποίηση uplink επεξεργασίας βασισμένη σε radio stripes

Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενα κεφάλαια, η uplink ζεύξη αποτελεί ίσως τη δυσκολότερη επαφή που μπορεί να έχουν οι τερματικές συσκευές με το δίκτυο πρόσβασης. Αυτό συμβαίνει όχι μόνο επειδή σε αρχικό πλάνο κάθε AP καλείται να ανακτήσει τους περιβαλλοντικούς συντελεστές εξασθένησης, αλλά και επειδή καλείται να επεξεργαστεί πληροφορίες από περισσότερες τερματικές κεραιές (UEs) από ότι το ίδιο διαθέτει (N), πάντα σε πραγματικό χρόνο. Κατά συνέπεια, για την κατανόηση της επίδρασης που έχουν τα radio stripes σε CF mMIMO διατάξεις, θα πρέπει σε αρχικό κυρίως πλάνο να μοντελοποιηθεί η uplink διαδικασία επεξεργασίας που τα APs εντός αυτών (των radio stripes) ακολουθούν. Μία πρώτη απόπειρα μοντελοποίησης και περιγραφής διαδικασιών επεξεργασίας κάνοντας χρήση των radio stripes, επιχειρούν οι συγγραφείς του [56].

Πιο συγκεκριμένα, θεωρούν ότι κάθε multi-antenna AP υπολογίζοντας τοπικά τον CSI, εκτελεί σε πρώτο στάδιο κάποιους υπολογισμούς (soft estimates) αξιοποιώντας την normalized linear minimum mean square error (N-LMMSE) combining τεχνική, ενώ κατόπιν, τους προωθεί μαζί με τα υπολογισθέντα στοιχεία του CSI και κάποιες άλλες στατιστικές πληροφορίες σφαλμάτων στο επόμενο, μέσω του κοινού δίαυλου δεδομένων. Σε αντίθεση λοιπόν με τη θεωρία που αναπτύχθηκε από το [50, pp. 6-12], η περίπτωση αυτή περιλαμβάνει και διακίνηση operational πληροφοριών, με στόχο όχι μόνο την απλή άθροιση και προώθηση των εκτιμήσεων, αλλά και τη σταδιακή βελτίωση αυτών. Σε κάθε περίπτωση, η παρακάτω μοντελοποίηση διέπεται από τις εξής αρχές:

- Λαμβάνεται υπόψη το πρακτικό σενάριο του ατελή CSI.
- Κάθε AP δεν μοιράζεται με το επόμενο μόνο τα soft estimates του, αλλά και στοιχεία του CSI του (που έχει υπολογίσει τοπικά) σε συνδυασμό με κάποια στατιστικά σφαλμάτων, έχοντας ως απώτερο σκοπό τη διαδοχική βελτιστοποίηση της τελικής εκτίμησης.
- Κάθε τοπική εκτίμηση του μέσου λαμβάνει χώρα κάνοντας χρήση το N-LMMSE, τεχνική η οποία μεγιστοποιεί το SE τοπικά σε κάθε AP.
- Ενσωμάτωση του διαδοχικού επεξεργαστικού πλαισίου των radio stripes, σύμφωνα με το οποίο προσδοκούμε τη μείωση του fronthaul signaling.

Μία πρώτη απεικόνιση της σχεδιαστικής σύλληψης που θα μπορούσε να έχει ένα radio stripe είναι εκείνη που απεικονίζεται στο Σχήμα 6-6 [56].



Σχήμα 6-6: Radio stripe διάταξη αποτελούμενη από APs με N κεραίες το κάθε ένα. Στο τελικό L AP περιλαμβάνεται και η σύνδεση που έχει το stripe με το κεντρικό CPU [56].

Σύμφωνα λοιπόν με το παραπάνω Σχήμα, κάθε radio stripe εντός της CF mMIMO διάταξης περιέχει L σειριακά συνδεδεμένα (π.χ. daisy-chained) APs με N κεραίες στο κάθε ένα, όπου το τελευταίο AP (AP L) είναι υπεύθυνο για τη σύζευξη του stripe με το κεντρικό CPU. Ταυτόχρονα, θεωρείται η απλή περίπτωση ύπαρξης K single-antenna χρηστών, ενώ το περιβάλλον μεταξύ αυτών (APs και UEs) χαρακτηρίζεται από το γνωστό συντελεστή $g_{k\ell} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$. Επίσης, η συγκεκριμένη μοντελοποίηση θεωρεί ότι η εξασθένηση του μέσου ακολουθεί μία correlated κατανομή Rayleigh με $g_{k\ell} \sim \mathcal{CN}(0, R_{k\ell})$, όπου $R_{k\ell} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ ο πίνακας συνδιακύμανσης του μέσου, ενώ οι large-scale συντελεστές $\beta_{k\ell}$ που περιγράφουν και τις απώλειες λόγω σκίασης (πέρα από τις απώλειες διαδρομής) δίνονται από $\beta_{k\ell} \triangleq \text{tr}(R_{k\ell})/N$, με το $\text{tr}(\cdot)$ να συμβολίζει τη συνάτηση *trace*(.) [56].

Για την uplink training φάση, επιλέγονται $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{\tau_p^{rs}}$ ορθογώνια πιλοτικά σήματα μήκους τ_p^{rs} θέσεων και νόρμας $\|\varphi_{\tau_p^{rs}}\|^2 = 1$, όπου τ_p^{rs} συμβολίζει τα *samples/coherence block* που απαιτούνται για τη μετάδοση των πιλοτικών σημάτων (το τ_p^{rs} στον εκθέτη συμβολίζει ότι πρόκειται για radio stripe μοντελοποίηση). Επειδή όμως σε κάθε υλοποίηση υπάρχει πιθανότητα να ισχύει $\tau_p^{rs} < K$, και για λόγους πληρότητας, οι δείκτες των $\varphi_{\tau_p^{rs}}$ πιλοτικών σημάτων που χρησιμοποιούνται αποκλειστικά και μόνο από το k^{th} UE λαμβάνουν το συμβολισμό $t_k \in [1, \tau_p^{rs}]$, ενώ εκείνοι των οποίων τα πιλοτικά διανύσματα χρησιμοποιούνται από περισσότερα UEs τον t_i , με $\{i: t_i = t_k\} = P_k \subset [1, K]$, όμοια με την παράγραφο 5.3.2. Επίσης, λόγω του ότι και σε αυτή την περίπτωση γίνεται χρήση multi-antenna APs, το σήμα λήψης στο ℓ^{th} AP του radio stripe κατά την uplink training φάση δίνεται από τη γνωστή σχέση (4.55). Στη συνέχεια, κάνοντας χρήση της MMSE τεχνικής και θεωρώντας ότι $n_{p,\ell} \in \mathbb{C}^{N \times \tau_p^{rs}}$ και $\sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$, όπου σ^2 η ισχύς θορύβου, η εκτίμηση $\hat{g}_{k\ell} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ δίνεται από (παρόμοια με τη σχέση (4.57) με τη διαφορά ότι εδώ $\tau_p^{rs} < K$):

$$\hat{g}_{k\ell} = \sqrt{\tau_p^{rs} \rho_{rs}^{p,i}} R_{k\ell} \Psi_{\ell t_k}^{-1} \tilde{y}_{p,\ell t_k}^{MA} \quad (6.3)$$

όπου $\rho_{rs}^{p,i} \geq 0$ συμβολίζει το κανονικοποιημένο SNR εκπομπής του i^{th} UE (σε αντίθεση με προηγούμενες μοντελοποιήσεις όπου θεωρήσαμε ότι όλα τα UEs εκπέμπουν την ίδια ισχύ κατά την training φάση). Επίσης, τα $\tilde{y}_{p,\ell t_k}^{MA}$ (προβολή του $y_{p,\ell}^{MA}$ πάνω στο $\varphi_{t_k}^*$) και $\Psi_{\ell t_k}$ δίνονται από:

$$\check{y}_{p,\ell t_k}^{MA} = y_{p,\ell}^{MA} \varphi_{t_k}^* = \sum_{i \in P_k} \sqrt{\tau_p^{rs} \rho_{rs}^{p,i}} g_{i\ell} + n_{\ell t_k} \quad (6.4)$$

$$\Psi_{\ell t_k} = \mathbb{E} \left\{ (\check{y}_{p,\ell t_k}^{MA} - \mathbb{E}\{\check{y}_{p,\ell t_k}^{MA}\}) (\check{y}_{p,\ell t_k}^{MA} - \mathbb{E}\{\check{y}_{p,\ell t_k}^{MA}\})^H \right\} = \sum_{i \in P_k} \tau_p^{rs} \rho_{rs}^{p,i} R_{i\ell} + \sigma^2 I_N \quad (6.5)$$

και συμβολίζουν τα επαναλαμβανόμενα πιλοτικά σήματα και τον πίνακα συνδιακύμανσης αυτών αντίστοιχα. Επίσης, το γινόμενο $n_{\ell t_k} \triangleq n_{p,\ell} \varphi_{t_k}^* \sim (0, \sigma^2 I_N)$ συμβολίζει τον ενεργό θόρυβο [56].

Έτσι, κάνοντας χρήση της MMSE τεχνικής, η εκτίμηση $\hat{g}_{k\ell}$ ακολουθεί $CN(0, \hat{R}_{k\ell})$ κατανομή με πίνακα συνδιακύμανσης $\hat{R}_{k\ell}$, ενώ το σφάλμα της εκτίμησης (απόκλιση της MMSE εκτίμησης από την πραγματική τιμή του συντελεστή) $\tilde{g}_{k\ell} = g_{k\ell} - \hat{g}_{k\ell}$ $CN(0, \tilde{R}_{k\ell})$ κατανομή με πίνακα συνδιακύμανσης $\tilde{R}_{k\ell}$. Οι εν λόγω πίνακες εκτίμησης και σφάλματος αντίστοιχα δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\hat{R}_{k\ell} = \mathbb{E}\{(\hat{g}_{k\ell} - \mathbb{E}\{\hat{g}_{k\ell}\})(\hat{g}_{k\ell} - \mathbb{E}\{\hat{g}_{k\ell}\})^H\} = \tau_p^{rs} \rho_{rs}^{p,k} R_{k\ell}^2 \Psi_{\ell t_k}^{-1} \quad (6.6)$$

$$\tilde{R}_{k\ell} = \mathbb{E}\{(\tilde{g}_{k\ell} - \mathbb{E}\{\tilde{g}_{k\ell}\})(\tilde{g}_{k\ell} - \mathbb{E}\{\tilde{g}_{k\ell}\})^H\} = R_{k\ell} - \hat{R}_{k\ell} \quad (6.7)$$

Αφού λοιπόν έχουν εκτιμηθεί οι αποκρίσεις των καναλιών κατά την uplink training διαδικασία, το uplink payload σήμα που λαμβάνει το ℓ^{th} AP εντός του radio stripe μπορεί να εκφραστεί σύμφωνα με τη γνωστή σχέση (4.3), παραλείποντας τον power control συντελεστή και με τα $y_\ell^{ul} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ και $n_\ell \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ να είναι πλέον διανύσματα. Τονίζεται ότι το paper [56] έχει ενσωματώσει το μοναδιαίο διάνυσμα συμβόλων $\hat{x}_i$ στο συντελεστή ισχύος $\sqrt{\rho_k^{ul}}$, χρησιμοποιώντας τη μεταβλητή $s_i = \hat{x}_i \sqrt{\rho_k^{ul}}$. Κατόπιν, με το που λάβει το AP 1 το σήμα y_1^{ul} που του αντιστοιχεί, εκτελεί το εσωτερικό γινόμενο αυτού με τον προσαρτημένο πίνακα του combining διανύσματος $v_{k1} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ (σχέση (4.5)), με $\|v_{k1}\|^2 = 1$, τον οποίο και έχει υπολογίσει βάσει των εκτιμήσεων που εξήγαγε από τις σχέσεις (6.3) και (6.7). Πιο αναλυτικά, το combining διάνυσμα v_{k1} του AP 1 υπολογίζεται βάσει των πληροφοριών $\Omega_{i1} = \{\hat{g}_{i1}, \tilde{R}_{i1} : i = 1, 2, \dots, K\}$ και της N-LMMSE τεχνικής ως εξής:

$$v_{k1}^{N-LMMSE} = \frac{[\sum_{i=1}^K p_i (\hat{g}_{i1} \hat{g}_{i1}^H + \tilde{R}_{i1}) + \sigma^2 I_{N+1}]^{-1} \hat{g}_{i1}}{\|[\sum_{i=1}^K p_i (\hat{g}_{i1} \hat{g}_{i1}^H + \tilde{R}_{i1}) + \sigma^2 I_{N+1}]^{-1} \hat{g}_{i1}\|} \quad (6.8)$$

Το αποτέλεσμα του προαναφερθέντος γινομένου συμβολίζεται με $\check{z}_{k1}$, και αποτελεί την soft εκτίμηση που γίνεται τοπικά σε κάθε AP. Στην πραγματικότητα, πρόκειται για την ήδη εκφρασμένη σχέση (5.7), με τη διαφορά ότι σε αυτήν την περίπτωση [56] παραλείπεται ο ενισχυτικός όρος α_{k1} , ο οποίος σε άλλες περιπτώσεις (σχέση (4.5)) ήταν ενσωματωμένος στο combining διάνυσμα. Έτσι, αναδιατυπώνοντας τη σχέση (5.7) περί της τοπικής soft εκτίμησης του AP 1 του radio stripe προκύπτει:

$$\check{s}_{k1} = v_{k1}^H y_1^{ul} = \sum_{i=1}^K v_{k1}^H g_{i1} s_i + v_{k1}^H n_1 = \sum_{i=1}^K b_{i_{k1}} s_i + n_{k1} \quad (6.9)$$

όπου $b_{i_{k1}} \triangleq v_{k1}^H g_{i1}$ και $n_{k1} \triangleq v_{k1}^H n_1$ συμβολίζουν τα βαθμωτά ενεργά κανάλια και τον ενεργό θόρυβο στο AP 1 αντίστοιχα. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο εν λόγω συμβολισμός διαφέρει μερικώς με εκείνον που χρησιμοποιήθηκε στο επίπεδο συνεργασίας 3 [39], διότι σε εκείνο το κεφάλαιο το κάθε ενεργό κανάλι ενσωμάτωνε το συνολικό άθροισμα όλων των εσωτερικών γινομένων $v_{k\ell}^H h_{i\ell} \forall \ell \in [1, L]$. Αντιθέτως, σε αυτή την περίπτωση μας ενδιαφέρει το κάθε ενεργό κανάλι που υπολογίζει κάθε AP σε κάθε radio stripe ξεχωριστά.

Στη συνέχεια, αφού το AP 1 έχει υπολογίσει την εκτίμησή του βάσει της σχέσης (6.8), τη στέλνει μαζί με την τοπική εκτίμηση των βαθμωτών ενεργών καναλιών $\hat{b}_{i_{k1}}$ (και μέσω του διαύλου δεδομένων του stripe) στο AP 2. Φυσικά, λόγω του ότι δε γνωρίζει την ακριβή απόκριση του καναλιού g_{i1} , δεν έχει τη δυνατότητα να μεταδώσει στο AP 2 το $b_{i_{k1}}$. Το σφάλμα $\tilde{g}_{k\ell}$ που προκύπτει μεταξύ της εκτίμησης $\hat{g}_{k\ell}$ και της πραγματικής τιμής $g_{k\ell}$ του καναλιού μετά από όλη αυτή τη διαδικασία, παράγει μία νέα οικογένεια βαθμωτών ενεργών καναλιών $\{\tilde{b}_{i_{k1}} \triangleq v_{k1}^H \tilde{g}_{i1} : i, k = 1, 2, \dots, K\}$, τα οποία περιγράφουν το σφάλμα που υπάρχει μεταξύ του $b_{i_{k1}}$ και του $\hat{b}_{i_{k1}}$. Έτσι λοιπόν, οι κατανομές του ενεργού θορύβου n_{k1} και του σφάλματος $\tilde{b}_{i_{k1}}$ με δεδομένες τις πληροφορίες $\{\Omega_{j1} : j = 1, 2, \dots, K\}$ δίνονται αντίστοιχα από:

$$f(n_{k1} | \{\Omega_{j1}\}) = CN(0, \sigma^2) \quad (6.10)$$

$$f(\tilde{b}_{i_{k1}} | \{\Omega_{j1}\}) = CN(0, \tilde{\psi}_{i_{k1}}) \quad (6.11)$$

όπου

$$\tilde{\psi}_{i_{k1}} \triangleq v_{k1}^H \tilde{R}_{i1} v_{k1} \quad (6.12)$$

Λόγω λοιπόν αυτού του σφάλματος, το AP 1 μαζί με τα $\check{s}_{k1}$ και $\hat{b}_{i_{k1}}$, στέλνει στο AP 2 και τις διακυμάνσεις $\tilde{\psi}_{i_{k1}}$ των σφαλμάτων που προκύπτουν στα ενεργά κανάλια $b_{i_{k1}}$ κατά την τοπική εκτίμηση των αποκρίσεων g_{i1} [56].

Κατά τη λήψη αυτών των στοιχείων από το AP 1, το AP 2 δημιουργεί το παρακάτω επαυξημένο (όπως το χαρακτηρίζει το paper [56]) σήμα λήψης για τον υπολογισμό του s_k βάσει της σχέσης (5.7), αξιοποιώντας όχι μόνο το σήμα λήψης y_2^{ul} των χρηστών που εξυπηρετεί, αλλά και την τοπική εκτίμηση $\check{s}_{k1}$ που έλαβε από το προηγούμενο AP. Το εν λόγω επαυξημένο σήμα λήψης που σχηματίζει το AP 2 αναπαρίσταται ως:

$$\begin{bmatrix} y_2^{ul} \\ \check{s}_{k1} \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^K \begin{bmatrix} g_{i2} \\ b_{i_{k1}} \end{bmatrix} s_i + \begin{bmatrix} n_2 \\ n_{k1} \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

Στη συνέχεια, για τον υπολογισμό της δικής του τοπικής εκτίμησης $\check{s}_{k2}$, το AP 2 εφαρμόζει το ανωτέρω επαυξημένο σήμα λήψης στον τύπο (6.8), αφού έχει υπολογίσει πρώτα το combining διάνυσμα v_{k2} , με $\|v_{k2}\|^2 = 1$, σύμφωνα με τις πληροφορίες $\Omega_{i2} = \{\hat{g}_{i2}, \tilde{R}_{i2}, \hat{b}_{i_{k1}}, \tilde{\psi}_{i_{k1}}: i = 1, 2, \dots, K\}$. Ωστόσο, αυτή τη φορά το combining διάνυσμα v_{k2} είναι της τάξης του $\mathbb{C}^{(N+1) \times 1}$, διότι δεν πρόκειται να εφαρμοστεί μόνο στις N κεραίες του AP 2, αλλά και στη λαμβανόμενη εκ του διαύλου soft εκτίμηση $\check{s}_{k1}$. Για τον λόγο αυτό, ο υπολογισμός αυτού (και γενικά κάθε combining διανύσματος $\in \mathbb{C}^{(N+1) \times 1}$) σύμφωνα με την N-LMMSE τεχνική διαφοροποιείται από εκείνον που περιγράφει η σχέση (6.8) ως εξής:

$$v_{k2}^{N-LMMSE} = \frac{\left[\sum_{i=1}^K p_i \mathbb{E} \left\{ c_{i_{k2}} c_{i_{k2}}^H | \{\hat{c}_{j_{k2}}^H\} \right\} + \sigma^2 I_{N+1} \right]^{-1} d_{i_{k2}}}{\left\| \left[\sum_{i=1}^K p_i \mathbb{E} \left\{ c_{i_{k2}} c_{i_{k2}}^H | \{\hat{c}_{j_{k2}}^H\} \right\} + \sigma^2 I_{N+1} \right]^{-1} d_{i_{k2}} \right\|} \quad (6.14)$$

όπου

$$d_{i_{k2}} \triangleq \mathbb{E} \left\{ c_{i_{k2}} | \{\hat{c}_{j_{k2}}\} \right\}, \text{ με } c_{i_{k2}} \triangleq \begin{bmatrix} g_{i2} \\ b_{i_{k1}} \end{bmatrix} \text{ και } \hat{c}_{i_{k2}} \triangleq \begin{bmatrix} \hat{g}_{i2} \\ \hat{b}_{i_{k1}} \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

$$\mathbb{E} \left\{ c_{i_{k2}} c_{i_{k2}}^H | \{\hat{c}_{j_{k2}}^H\} \right\} = \hat{c}_{j_{k2}} \hat{c}_{j_{k2}}^H + \begin{bmatrix} \tilde{R}_{i2} & 0 \\ 0^T & \tilde{\psi}_{i_{k1}} \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

Τονίζεται ότι το v_{k2} θα μπορούσε να ήταν και διαφορετικών διαστάσεων ανάλογα με τον αριθμό των κεραιών του AP 2, και κατ' επέκταση κάθε AP επί του radio stripe. Παρόλα αυτά, στη συγκεκριμένη μοντελοποίηση [56] όλα τα APs θεωρούνται ότι έχουν τον ίδιο αριθμό κεραιών N . Εν τέλει, το $\check{s}_{k1}$ δίνεται από:

$$\check{s}_{k2} = v_{k2}^H \begin{bmatrix} y_2^{ul} \\ \check{s}_{k1} \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^K v_{k2}^H \begin{bmatrix} g_{i2} \\ b_{i_{k1}} \end{bmatrix} s_i + v_{k2}^H \begin{bmatrix} n_2 \\ n_{k1} \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^K b_{i_{k2}} s_i + n_{k2} \quad (6.17)$$

όπου $b_{i_{k2}} \triangleq v_{k2}^H \begin{bmatrix} g_{i2} \\ b_{i_{k1}} \end{bmatrix}$ και $n_{k2} \triangleq v_{k2}^H \begin{bmatrix} n_2 \\ n_{k1} \end{bmatrix}$ συμβολίζουν τα βαθμωτά ενεργά κανάλια και τον ενεργό θόρυβο στο AP 2 αντίστοιχα.

Φυσικά, και κατά αντιστοιχία με το AP 1, το σφάλμα που προκύπτει στα ενεργά κανάλια $b_{i_{k2}}$ τη στιγμή υπολογισμού τους στο AP 2 συμβολίζεται με $\tilde{b}_{i_{k2}} \triangleq v_{k2}^H \begin{bmatrix} \tilde{g}_{i2} \\ \tilde{b}_{i_{k1}} \end{bmatrix}$. Κατά συνέπεια, η κατανομή του σφάλματος $\tilde{b}_{i_{k2}}$ και του θορύβου n_{k2} στο AP 2 δεδομένων των πληροφοριών $\{\Omega_{j2}: j = 1, 2, \dots, K\}$ που εκείνο διαθέτει (το AP 2), δίνονται από:

$$f(n_{k2} | \{\Omega_{j2}\}) = \mathcal{CN}(0, \sigma^2) \quad (6.18)$$

$$f(\tilde{b}_{i_{k2}}|\{\Omega_{j2}\}) = \mathcal{CN}(0, \tilde{\psi}_{i_{k2}}) \quad (6.19)$$

όπου:

$$\tilde{\psi}_{i_{k2}} \triangleq v_{k2}^H [\text{bldiag}(\tilde{R}_{i2}, \tilde{\psi}_{i_{k1}})] v_{k2} \quad (6.20)$$

με τη συνάρτηση $\text{bldiag}(\cdot)$ να συμβολίζει τον block ορθογώνιο πίνακα που δημιουργείται από τον συνδυασμό των τετραγωνικών πινάκων $\tilde{R}_{i2}$ και $\tilde{\psi}_{i_{k1}}$. Φυσικά όπως και πριν, το $\tilde{\psi}_{i_{k2}}$ εκφράζει τις διακυμάνσεις των σφαλμάτων $\begin{bmatrix} \tilde{g}_{i2} \\ \tilde{b}_{i_{k1}} \end{bmatrix}$ [56].

Αφού λοιπόν και το AP 2 τελειώσει με τους παραπάνω υπολογισμούς, στέλνει τα αντίστοιχα δεδομένα $\check{s}_{k2}$, $\hat{b}_{i_{k2}} \triangleq v_{k2}^H \begin{bmatrix} \hat{g}_{i2} \\ \hat{b}_{i_{k1}} \end{bmatrix}$ και $\tilde{\psi}_{i_{k2}}$ στο AP 3. Το AP 3, και κατ' επέκταση το AP ℓ με τη σειρά του λαμβάνει το παρακάτω γενικευμένο επανυζημένο σήμα λήψης:

$$\begin{bmatrix} y_\ell^{ul} \\ \check{s}_{k(\ell-1)} \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^K \begin{bmatrix} g_{i\ell} \\ b_{i_{k(\ell-1)}} \end{bmatrix} s_i + \begin{bmatrix} n_\ell \\ n_{k(\ell-1)} \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

Έπειτα, το AP ℓ υπολογίζοντας το $v_{k\ell} \in \mathbb{C}^{(N+1) \times 1}$ (σχέση (6.22)), με $\|v_{k\ell}\|^2 = 1$, βάσει των πληροφοριών $\Omega_{i\ell} = \{\hat{g}_{i\ell}, \tilde{R}_{i\ell}, \hat{b}_{i_{k(\ell-1)}}, \tilde{\psi}_{i_{k(\ell-1)}} : i = 1, 2, \dots, K\}$ που ανέκτησε από τον τοπικό CSI σε συνδυασμό με αυτές που έλαβε από το AP $\ell - 1$, παράγει την αντίστοιχη soft εκτίμησή του, η οποία δίνεται από τη σχέση (6.23).

$$v_{k\ell}^{N-LMMSE} = \frac{\left[\sum_{i=1}^K p_i \mathbb{E} \left\{ c_{i_{k\ell}} c_{i_{k\ell}}^H | \{\hat{c}_{j_{k\ell}}^H\} \right\} + \sigma^2 I_{N+1} \right]^{-1} d_{i_{k\ell}}}{\left\| \left[\sum_{i=1}^K p_i \mathbb{E} \left\{ c_{i_{k\ell}} c_{i_{k\ell}}^H | \{\hat{c}_{j_{k\ell}}^H\} \right\} + \sigma^2 I_{N+1} \right]^{-1} d_{i_{k\ell}} \right\|} \quad (6.22)$$

όπου $d_{i_{k\ell}} \triangleq \mathbb{E} \left\{ c_{i_{k\ell}} | \{\hat{c}_{j_{k\ell}}\} \right\}$ και $\mathbb{E} \left\{ c_{i_{k\ell}} c_{i_{k\ell}}^H | \{\hat{c}_{j_{k\ell}}^H\} \right\} = \hat{c}_{j_{k\ell}} \hat{c}_{j_{k\ell}}^H + \begin{bmatrix} \tilde{R}_{i\ell} & 0 \\ 0 & \tilde{\psi}_{i_{k(\ell-1)}} \end{bmatrix}$ κατ' αναλογία των σχέσεων (6.15) και (6.16) αντίστοιχα.

$$\check{s}_{k\ell} = v_{k\ell}^H \begin{bmatrix} y_\ell^{ul} \\ \check{s}_{k(\ell-1)} \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^K v_{k\ell}^H \begin{bmatrix} g_{i\ell} \\ b_{i_{k(\ell-1)}} \end{bmatrix} s_i + v_{k\ell}^H \begin{bmatrix} n_\ell \\ n_{k(\ell-1)} \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^K b_{i_{k\ell}} s_i + n_{k\ell} \quad (6.23)$$

όπου $b_{i_{k\ell}} \triangleq v_{k\ell}^H \begin{bmatrix} g_{i\ell} \\ b_{i_{k(\ell-1)}} \end{bmatrix}$ και $n_{k\ell} \triangleq v_{k\ell}^H \begin{bmatrix} n_\ell \\ n_{k(\ell-1)} \end{bmatrix}$.

Εν τέλει, ακολουθώντας την ανωτέρω λογική, το AP ℓ στέλνει τις πληροφορίες $\check{s}_{k\ell}$, $\hat{b}_{i_{k\ell}} \triangleq v_{k\ell}^H \begin{bmatrix} \hat{g}_{i\ell} \\ \hat{b}_{i_{k(\ell-1)}} \end{bmatrix}$ και $\tilde{\psi}_{i_{k\ell}} \triangleq v_{k\ell}^H [\text{bldiag}(\tilde{R}_{i\ell}, \tilde{\psi}_{i_{k(\ell-1)}})] v_{k\ell}$ στο AP $\ell + 1$. Η διαδικασία αυτή συνεχίζεται έως ότου φτάσουν όλες αυτές οι πληροφορίες στο AP L , το οποίο παράγοντας τη δική του εκτίμηση, την προωθεί μαζί με τα $\hat{b}_{i_{kL}}$ και $\tilde{\psi}_{i_{kL}}$ στο CPU για περαιτέρω επεξεργασία. Εκεί, το λαμβανόμενο σήμα παίρνει πλέον την τελική του μορφή:

$$\hat{r}_{kL} = v_{kL}^H \check{s}_{kL} = \sum_{i=1}^K v_{kL}^H g_{iL} s_i + v_{kL}^H n_L = \sum_{i=1}^K \hat{b}_{i_{kL}} s_i + \sum_{i=1}^K \tilde{b}_{i_{kL}} s_i + n_{kL} \quad (6.24)$$

6.2.3.2 Προσομοίωση uplink SE βασισμένη σε radio stripes

Για την αξιολόγηση της παραπάνω μοντελοποίησης, οι συγγραφείς του [56] κάνουν χρήση του γνωστού uplink lower bound της σχέσης (5.3). Ωστόσο, σε αυτή την περίπτωση ενσωματώνοντας και τις διακυμάνσεις των σφαλμάτων $\tilde{\psi}_{i_{kL}}$ κάθε χρήστη k , το $SINR_k^{ul}$ που προκύπτει δίνεται από:

$$SINR_k^{ul} = \frac{\rho_k \mathbb{E} \{ |\hat{b}_{k_{kL}}|^2 \}}{\sum_{i \neq k}^K \rho_i \mathbb{E} \{ |\hat{b}_{i_{kL}}|^2 \} + \sum_{i=1}^K \rho_i \mathbb{E} \{ \tilde{\psi}_{i_{kL}} \} + \sigma^2} \quad (6.25)$$

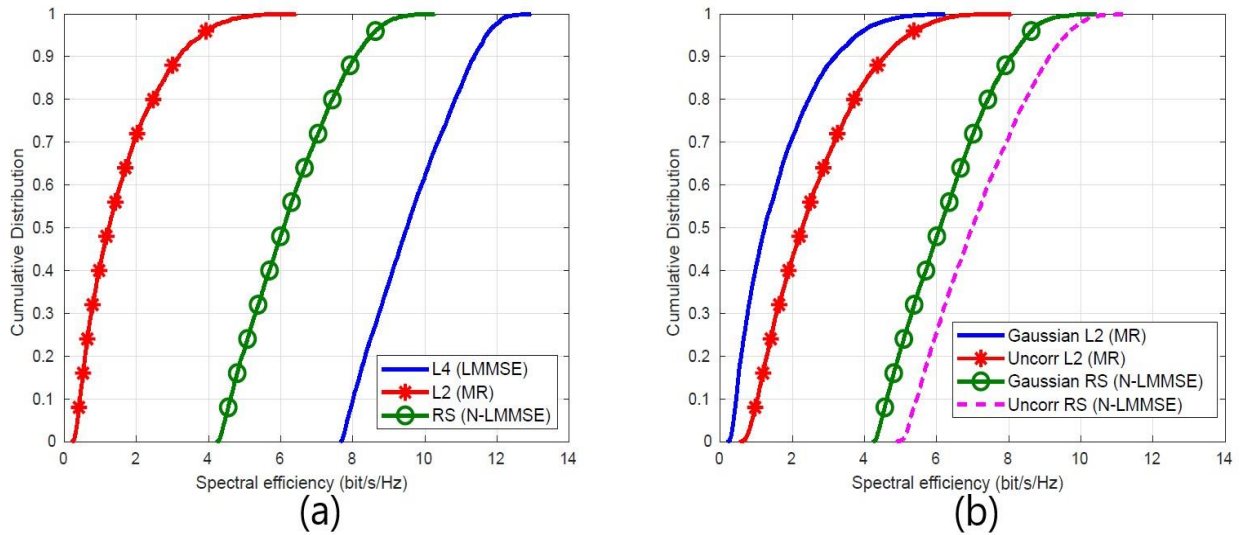
Κατόπιν, θεωρήθηκε [56] CF mMIMO διάταξη με radio stripes των 500 m, τα οποία ήταν τυλιγμένα γύρω από μία τετραγωνική περίμετρο, ενώ το μοντέλο των large-scale συντελεστών εξασθένησης ήταν ίδιο με εκείνο που πεγράφει η σχέση (5.21) [39], χωρίς να έχει συμπεριληφθεί (για λόγους απλότητας) ο παράγοντας σκίασης $F_{k\ell}$. Επίσης και σε αυτήν την περίπτωση έγινε χρήση του μοντέλου διάδοσης urban microcell [111, Tab. A1-2], με τα UEs να είναι ομοιόμορφα κατανομημένα, ακολουθώντας το τοπικό Gaussian μοντέλο σκέδασης που περιγράφηκε στην παράγραφο 4.8.1 [69, pp. 235-238]. Τα υπόλοιπα στοιχεία της προσομοίωσης συνοψίζονται στον παρακάτω Πίνακα.

Πίνακας 6-2: Παράμετροι προσομοίωσης [56] σε CF mMIMO διατάξεις με radio stripes.

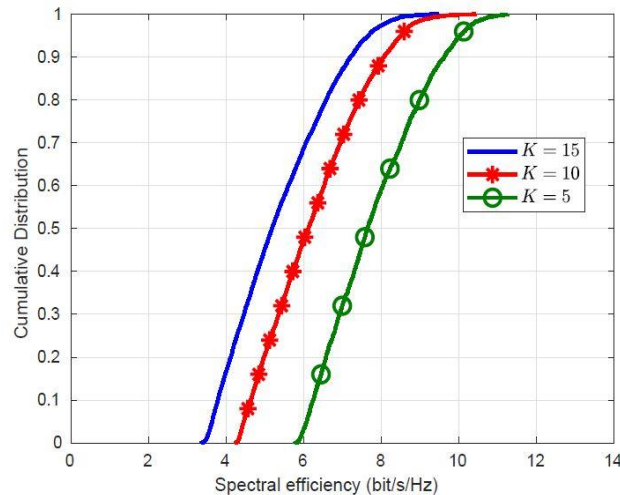
Παράμετρος	Τιμή
Φέρουσα συχνότητα	2 GHz
Εύρος ζώνης	20 MHz
σ^2 (uplink/downlink)	9 dB
Διαφορά ύψους κεραιών APs-UEs	5 m
ρ_k^{ul}	50 mW
σ^2	-92 dBm
τ_c	200 samples
τ_p^{rs}	20 samples

L	24
N	4

Εν τέλει, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης διακρίνονται στα παρακάτω Σχήματα.



Σχήμα 6-7: CDF συναρτήσεως του ανά-χρήστη uplink SE σε περιβάλλοντα CF mMIMO με $L = 24$ και $K = 10$, στα οποία εφαρμόζονται οι τεχνικές (a) N-LMMSE (για radio stripes), LMMSE (για μη σειριακό fronthaul επιπέδου 4) και MR (για μη σειριακό fronthaul επιπέδου 2), θεωρώντας την ύπαρξη ενός βαθμού correlation μεταξύ των καναλιών. Η περίπτωση (b) περιγράφει τα αποτελέσματα των τεχνικών N-LMMSE (για radio stripes) και MR (για μη σειριακό fronthaul επιπέδου 2), θεωρώντας την ύπαρξη ενός βαθμού ή και καθόλου correlation μεταξύ των καναλιών [56].



Σχήμα 6-8: CDF συναρτήσεως ανά-χρήστη uplink SE σε περιβάλλον CF mMIMO με $L = 24$ και $K = 10$, το οποίο κάνει χρήση radio stripes (τεχνική N-LMMSE), για αριθμό UEs ίσο με $K = 5, 10$ και 15 [56].

Στο Σχήμα 6-7 (a) παρατίθενται τα αποτελέσματα της σύγκρισης τριών διαφορετικών CF mMIMO διατάξεων, χωρίς να γίνεται χρήση κάποιας παραμετροποίησης που να περιγράφει το βαθμό του correlation μεταξύ των αποσβενύμενων καναλιών. Πιο συγκεκριμένα, συγκρίνεται η διάταξη που χρησιμοποιεί για το fronthaul δίκτυο της radio stripes (πράσινη καμπύλη), με την κεντροποιημένη

επιπέδου 4 (μπλε καμπύλη) και την μερικώς κεντροποιημένη επιπέδου 2 (κόκκινη καμπύλη). Αξίζει να τονιστεί ότι η σειριακή αρχιτεκτονική κάνει χρήση της προαναφερθείσας N-LMMSE τεχνικής για τον προσδιορισμό των combining διανυσμάτων (γι' αυτό και $\|v_{kl}\|^2 = 1$), έτσι ώστε να αποφεύγεται η ενίσχυση του θορύβου σε κάθε στάδιο υπολογισμού των soft εκτιμήσεων [56]. Αντιθέτως, η αρχιτεκτονική επιπέδου 4, η οποία και αποδείχθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο να είναι η πιο αποδοτική (από άποψη SE), κάνει χρήση της απλής LMMSE τεχνικής, ενώ εκείνη του επιπέδου 2 της MRC. Εν τέλει, φαίνεται ότι και σε αυτή την προσομοίωση, η κεντροποιημένη υλοποίηση επιπέδου 4 επιτυγχάνει καλύτερα αποτελέσματα σε όρους uplink SE από κάθε άλλη. Παρόλα αυτά, η σειρακή μέθοδος επεξεργασίας και προώθησης N-LMMSE του λαμβανόμενου σήματος που χρησιμοποιήθηκε [56], είχε καλύτερα αποτελέσματα από την πιο απλή MRC τεχνική υλοποίησης του επιπέδου 2. Αυτό συνέβη διότι μεταφέροντας τα APs από το ένα στο άλλο τα σφάλματα των υπολογισμών τους, επήλθε σταδιακή βελτίωση αυτών, η οποία εν τέλει είχε ευεργετική δράση στις παρεμβολές μεταξύ των UEs. Συνεπώς, επέβαλε μεγαλύτερη καταστολή θορύβου από την MRC. Το ίδιο μπορεί να παρατηρηθεί και στο Σχήμα 6-7 (b) για κάθε περίπτωση του δείκτη correlation των καναλιών. Φυσικά, στην περίπτωση των decorrelated καναλιών σημειώνεται βελτίωση στην απόδοση και των δύο υλοποιήσεων.

Περνώντας στο Σχήμα 6-8, παρατηρείται η συμπεριφορά απόκλειστικά και μόνο της σειριακής N-LMMSE μεθόδου για τρεις ξεχωριστές περιπτώσεις, οι οποίες διαφοροποιούνται ανάλογα με τον αριθμό των χρηστών. Όπως ήταν αναμενόμενο, καθώς μειώνεται το K μειώνονται και οι παρεμβολές, με αποτέλεσμα να παρέχει υψηλότερο uplink SE σε κάθε χρήστη. Σε αντίθεση όμως με άλλες υλοποιήσεις, η σειριακή N-LMMSE τεχνική που εφαρμόστηκε στα radio stripes φαίνεται να παρουσιάζει υψηλότερα επίπεδα καταστολής παρεμβολών (για K συγκρίσιμα με το L) χάρη στην πολλαπλή επεξεργασία των soft εκτιμήσεων και στη συνεργασία των APs μέσω της ανταλλαγής πληροφοριών δια του κεντρικού διαύλου.

6.3 Η χωρητικότητα του fronthaul δικτύου

Σύμφωνα με τη θεωρία του cutset bound [98, Ch. 15, pp. 363-381], προκύπτει ότι η συνολική χωρητικότητα του δικτύου περιορίζεται ανάλογα με τις επιμέρους χωρητικότητες που σχηματίζονται μεταξύ των διάφορων κόμβων (nodes) αυτού. Οι βασικοί κόμβοι που διαδραματίζουν σημαντικό ρόλο στη χωρητικότητα των CF δικτύων είναι το CPU, τα APs και τα UEs (κατά προσέγγιση, διότι υπάρχουν και ενδιάμεσα στοιχεία που δεν λαμβάνονται υπόψη για λόγους απλότητας). Κατά συνέπεια, η συνολική χωρητικότητα του CF δικτύου περιορίζεται από το άθροισμα των χωρητικοτήτων που σχηματίζουν τα κανάλια μεταξύ των APs και των UEs, μαζί με τη χωρητικότητα του fronthaul καναλιού, δηλαδή του διαύλου που συνδέει τα APs με το κεντρικό CPU [99]. Μέχρι στιγμής, το μεγαλύτερο μέρος της μελέτης περιορίστηκε στη συμπεριφορά των καναλιών μεταξύ APs και UEs, χωρητικότητα η οποία καθορίζει σε ένα μεγάλο βαθμό την απόδοση του αντιλαμβάνονται οι χρήστες. Παρόλα αυτά, το paper [56] ασχολήθηκε με τη μείωση του αριθμού των πληροφοριών που μεταδίδονται στο fronthaul δίκτυο εντός του κάθε coherence block. Πιο συγκεκριμένα, αναφέρεται [56] ότι είναι εφικτό να μειωθεί το fronthaul signaling αλλάζοντας την κλασική σύνδεση του CPU με τα APs από αστέρα σε σειριακή, αφού πλέον όλα τα δεδομένα των σημείων πρόσβασης φτάνουν στην κεντρική μονάδα επεξεργασίας ως ένα μεγάλο άθροισμα. Κατά συνέπεια, το fronthaul signaling κάνοντας χρήση των radio stripes απλοποιείται από τα $2\tau_c NL$ (real scalars) (σύμφωνα με Πίνακα 6-1) στα $3K^2 + 2K(\tau_c - \tau_p^{rs})$ [56], γεγονός που σηματοδοτεί μείωση πολυπλοκότητας στο εν λόγω δίκτυο (βάσει των δεδομένων της προσομοίωσης της παραγράφου 6.2.3.2 [56]) κατά 90%. Μία ακόμα αναφορά για τη μείωση της

πολυπλοκότητας του fronthaul δικτύου γίνεται στο [100], όπου και προτείνεται η user-centric (UC) αρχιτεκτονική περιορισμού του αριθμού των APs που εξυπηρετούν κάθε χρήστη, από L σε $M_k \subset \{1, \dots, L\}$. Με τον τρόπο αυτό [100] μειώνονται τα δεδομένα εντός του δικτύου σύνδεσης των APs με το κεντρικό CPU, ενώ παράλληλα, χρησιμοποιώντας απλές τεχνικές ανάκτησης του CSI (π.χ. CB) διατηρείται και παρόμοιο QoE/QoS με πριν (με την περίπτωση εξυπηρέτησης κάθε UE από όλα τα APs).

Ωστόσο, η ανάλυση που κάνουν τα papers [56], [39] και [100] για την επίδραση που έχουν τα δεδομένα (ως υπολογιστική πολυπλοκότητα) στη συνολική χωρητικότητα του fronthaul δικτύου είναι αντελώς επιγραμματική και χωρίς καμία πρακτική σημασία. Παράλληλα, φαίνεται να μη γίνεται σε καμία από αυτές τις έρευνες αναφορά για τις αρνητικές επιδράσεις που έχει η χρήση των φθηνών και μικρών ηλεκτρονικών εξαρτημάτων (hardware impairments [101]) στη χωρητικότητα του δικτύου, και εν τέλει στη συνολική απόδοση των συστημάτων. Η εν λόγω έλλειψη μπορεί να συντελέσει σε μεγάλες τιμές διακύμανσης των προσομοιώσεων από τις πραγματικές μετρήσεις, αν αναλογιστεί κανείς το βαθμό στον οποίο εγκαθίστανται αυτές οι φθηνές ηλεκτρονικές συσκευές [33] (κεραίες, RF ενισχυτές κ.ά.) στις massive MIMO διατάξεις. Πιο συγκεκριμένα, εισάγοντας τον παράγοντα των hardware (HD) impairments στις εξισώσεις του DL SE [101], παρατηρείται αύξηση των σφαλμάτων κατά τη λήψη των μηνυμάτων, αφού σε κάθε περίπτωση αυξάνεται η απόκλιση κατά την ανίχνευση του μεταδιδόμενου σήματος. Το συγκεκριμένο πρόβλημα αναφέρεται συνήθως σαν error vector magnitude (EVM) [101], και συντελεί στην όξυνση της διαφοράς που εντοπίζεται επί του εκάστοτε αστερισμού και μεταξύ του ιδανικού διανύσματος ανίχνευσης και του διανύσματος λήψης [102]. Το ίδιο αποτέλεσμα παρατηρείται και σε όρους BER, ποσότητα η οποία για μεγάλα SNR και ατελείς ηλεκτρονικές συσκευές αυξάνεται σημαντικά [103]. Έτσι, παρόλο που μειώνεται το κόστος, αυξάνονται άλλοι υποβαθμιστικοί παράγοντες, όπως είναι για παράδειγμα ο θόρυβος (π.χ. ο θόρυβος κβάντισης) και οι παραμορφώσεις των σημάτων (distortions) [101].

Εν τέλει, φαίνεται ότι παρόλες τις κινήσεις για βελτίωση [56] [39] [100] του fronthaul signaling, σε κάθε μία από τις προσομοιώσεις που έχουν παρουσιαστεί μέχρι τώρα η χωρητικότητα του fronthaul δικτύου θεωρείται ιδανικά απεριόριστη, γεγονός που διατηρεί την απόδοση του συστήματος ανεξαρτήτως πολυπλοκότητας. Για τον λόγο αυτό, απαιτείται εξονυχιστική μελέτη του εν λόγω τμήματος, διότι αν δεν είναι σε θέση να υποστηρίξει όλο αυτόν τον όγκο δεδομένων μεταξύ CPU και APs (ειδικά σε αρκετά κεντροποιημένες διατάξεις) είναι αυτονόητο ότι καμία από τις παραπάνω τεχνικές βελτίωσης του SE δεν είναι εφικτή. Για την ανάλυση λοιπόν αυτού του fronthaul μέρους του δικτύου, είναι απαραίτητη η μοντελοποίηση του συστήματος λαμβάνοντας υπόψη τους αλγορίθμους συμπίεσης και μεταφοράς [101] των δεδομένων από τα APs προς το κεντρικό CPU.

6.3.1 Uplink μοντελοποίηση υπό περιορισμένη fronthaul χωρητικότητα

Για τη μοντελοποίηση των συστημάτων που υπόκεινται σε αλλοιώσεις λόγω HD impairments, εισάγονται δύο νέοι παράγοντες που περιγράφουν την ποιότητα των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων, αλλά και την παραμόρφωση που προκαλείται εξαιτίας αυτών σε οποιοδήποτε σήμα s_i κατά τη μετάδοση ή τη λήψη του. Συμβολίζοντας λοιπόν τις δύο αυτές ποσότητες με $\xi_i \in [0,1]$ και $z_i \sim CN(0, (1 - \xi_i)\mathbb{E}\{\hat{x}^2\})$ αντίστοιχα προκύπτει [99]:

$$s_i = \sqrt{\xi_i} s + z_i \quad (6.26)$$

όπου s_i συμβολίζει το παραμορφωμένο σήμα s , με $i = \{t, r\}$, και t, r τον πομπό (transmitter) και τον δέκτη (receiver) αντίστοιχα.

Θεωρώντας λοιπόν (για λόγους απλότητας) ότι $\xi_t = \xi_r$ και $\tau_p^{cf} = K$ (μηδενικό pilot contamination) για διατάξεις με single-antenna APs και UEs, το σήμα λήψης κατά την uplink training φάση που περιγράφει η σχέση (4.16) θα γίνει [99]:

$$y_{p,\ell}^{SA} = \sqrt{\xi_r} \sum_{k=1}^K g_{k\ell} \left(\sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p} \xi_t \varphi_k + z_{t,k} \right) + z_{r,\ell} + n_{p,\ell} \quad (6.27)$$

όπου $z_{t,k} \sim \mathcal{CN}(0, \rho_{cf}^p (1 - \xi_t) I_{\tau_p^{cf}})$ και $z_{r,\ell} \sim (0, \rho_{cf}^p (1 - \xi_r) \sum_{k=1}^K |g_{k\ell}|^2 I_{\tau_p^{cf}})$ οι παραμορφώσεις του πιλοτικού σήματος κατά τη μετάδοση από την κεραία του k^{th} UE και κατά τη λήψη του από την κεραία του ℓ^{th} AP. Αντίστοιχα ξ_r και ξ_t εκφράζουν τις ατέλειες των εξαρτημάτων στο AP και στο UE (θεωρούνται ίδιες ατέλειες σε όλα τα UEs και ίδιες ατέλειες σε όλα τα APs). Τέλος, το $n_{p,\ell} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 I_{\tau_p^{cf}})$ εκφράζει τον AWGN στην είσοδο της κεραίας του AP και είναι ανεξάρτητο των $z_{r,\ell}$ και $z_{t,k}$ [99]. Όμοια με την παραπάνω σχέση προκύπτει και η έκφραση του uplink payload σήματος y_ℓ^{ul} της (4.4):

$$y_\ell^{ul} = \sqrt{\xi_r} \sum_{k=1}^K g_{k\ell} \left(\sqrt{\eta_k \rho_k^{ul}} \xi_t \hat{x}_k + z_{t,k} \right) + z_{r,\ell} + n_\ell \quad (6.28)$$

Στη συνέχεια, για τη μεταφορά των αναλογικών σημάτων λήψης (6.27) και (6.28) στο CPU, ακολουθεί η διαδικασία κβαντοποίησης, ώστε να μετατραπούν σε ψηφιακά. Αυτή η διαδικασία όμως εκ φύσεως εισάγει παραμόρφωση, αφού σε καμία περίπτωση δεν είναι εφικτό να αναπαρασταθεί κανένα αναλογικό σήμα y σε ψηφιακό $\hat{y}(m)$ άπειρων bits [102] [104]. Για τον λόγο αυτό, αν και το σήμα καταφέρει να συμπίεστεί δημιουργεί σφάλματα κατά την αναγέννησή του, γεγονός που δικαιολογεί τον όρο “lossy compression”. Έτσι λοιπόν, για την συμπίεση [99] ενός σήματος y , επιλέγεται ένας πεπερασμένος αριθμός n -bits έτσι ώστε το ψηφιακό/κβαντισμένο σήμα $\hat{y}(m)$ να μπορεί να λάβει $m \in \{1, 2, \dots, 2^{n_C}\}$ τιμές [104]. Τονίζεται ότι C είναι ο απαραίτητος ρυθμός/χωρητικότητα (bps/Hz) για τη μετάδοση του ψηφιακού σήματος $\hat{y}$ εντός του fronthaul καναλιού δίχως σφάλματα. Εν τέλει, το κβαντισμένο σήμα $\hat{y}$ που λαμβάνεται στην έξοδο του καναλιού μπορεί να αναπαρασταθεί ως:

$$\hat{y} = y + q \quad (6.29)$$

με $q \sim \mathcal{CN}(0, Q)$ να συμβολίζει το σφάλμα κβάντισης.

Σε κάθε περίπτωση, η εισαγόμενη παραμόρφωση $d(y, \hat{y}) = \mathbb{E}\{|y - \hat{y}|^2\}$ κατά τη διαδικασία αυτή θα πρέπει να πληρεί την παρακάτω συνθήκη:

$$\mathbb{E}\{d(y, \hat{y})\} \leq Q \quad (6.30)$$

όπου Q είναι η διακύμανση του θορύβου κβάντισης $q \sim \mathcal{CN}(0, Q)$.

Συνεπώς, ορίζεται η rate-distortion function $R(Q)$ [105], η οποία εξασφαλίζει τον ελάχιστο ρυθμό κβάντισης/συμπίεσης κάθε σήματος y ώστε η μέση παραμόρφωση που προκαλείται στο κβαντισμένο πλέον σήμα $\hat{y}$ να μην ξεπερνά την τιμή Q . Η συνάρτηση $R(Q)$ εκφράζεται ως [98, Theorem 3.5, p. 57]:

$$R(Q) = \min I(\hat{y}; y) \left(\frac{\text{bits}}{\text{symbol}} \right) \quad (6.31)$$

όπου με $I(\hat{y}; y)$ συμβολίζονται οι κοινές πληροφορίες των σημάτων $\hat{y}$ και y [98, p. 3].

Εν τέλει, φαίνεται ότι η χωρητικότητα που απαιτείται για τη μετάδοση κάθε κβαντισμένου σήματος $\hat{y}$ υπό τον περιορισμό της σχέσης (6.31) για Gaussian κανάλι δίνεται από [98, Theorem 3.3, p. 50] [99]:

$$C = I(y; \hat{y}) \stackrel{[98, \text{p.50}]}{=} C = H(\hat{y}) - H(\hat{y}|y) \stackrel{(a)}{\leq} \log_2 \left(1 + \frac{\mathbb{E}\{|y|^2\}}{Q} \right)$$

$$\xrightarrow{\text{worst-case limit}} C = \log_2 \left(1 + \frac{\mathbb{E}\{|y|^2\}}{Q} \right) \quad (6.32)$$

όπου (a) ορίζεται το Maximum Differential Entropy Lemma [98, p. 21]. Επίσης, $H(\hat{y})$ ορίζεται η εντροπία του $\hat{y}$ (bits/symbol) [98, p. 4] και $H(\hat{y}|y)$ η εντροπία του $\hat{y}$ δεδομένης της αποστολής του σήματος y [98, p. 3]. Σε αυτό το σημείο, έχοντας επεξηγήσει τη διαδικασία κβαντοποίησης, ακολουθεί η διαδικασία μετάδοσης των δεδομένων στο CPU, η οποία μπορεί να πραγματοποιηθεί ανάλογα με τον τρόπο που προβλέπει η εκάστοτε χρησιμοποιούμενη στρατηγική [99].

6.3.1.1 Compress-Forward-Estimate (CFE)

Σύμφωνα με αυτή τη στρατηγική, κάθε σήμα που λαμβάνεται σε οποιοδήποτε AP συμπίεζεται και αποστέλλεται μέσω διαύλου στο CPU. Έτσι, η ανάκτηση του CSI αλλά και η αποκωδικοποίηση των μηνυμάτων γίνεται κεντροποιημένα, ακριβώς όπως και στην υλοποίηση επιπέδου 4 (παράγραφος 5.1.1). Πιο συγκεκριμένα, μόλις γίνει η λήψη του πιλοτικού σήματος $y_{p,\ell}^{SA}$ από το AP ℓ , εκείνο συμπίεζεται βάσει της σχέσης (6.29), παράγοντας ένα διάνυσμα θορύβου λόγω κβάντισης $q_{p,\ell} \sim \mathcal{CN}(0, Q_{p,\ell k})$, με $i.i.d$ τιμές εισόδου. Για τον υπολογισμό της εκτίμησης $\hat{g}_{k\ell}$ στο CPU γίνεται χρήση του MMSE combiner [99], έτσι όπως περιγράφει η σχέση (4.18). Ωστόσο, σε αυτή την περίπτωση, ο συντελεστής $c_{k\ell}^{CFE}$ και η προβολή $(\tilde{y})_{p,k\ell}^{SA}$ του κβαντισμένου πιλοτικού σήματος λήψης $\hat{y}_{p,\ell}^{SA}$ πάνω στο φ_k^H δίνονται από:

$$c_{k\ell}^{CFE} = \frac{\sqrt{\xi_r \xi_t \tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \beta_{k\ell}}}{\xi_r \xi_t \tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \beta_{k\ell} + \rho_{cf}^p (1 - \xi_r \xi_t) \sum_{i=1}^K \beta_{i\ell} + \sigma^2 + \frac{1}{\tau_p^{cf}} \sum_{i=1}^K Q_{p,i\ell}} \quad (6.33)$$

$$\begin{aligned} (\widetilde{\mathbf{y}})_{p,k\ell}^{SA} &= \varphi_k^H \widehat{\mathbf{y}}_{p,\ell}^{SA} = \sqrt{\xi_r \xi_t \tau_p^{cf} \rho_{cf}^p} g_{k\ell} + \sum_{i \neq k}^K \varphi_i \varphi_k^H \sqrt{\xi_r \xi_t \tau_p^{cf} \rho_{cf}^p} g_{k\ell} \\ &\quad + \varphi_k^H \sum_{i=1}^K \sqrt{\xi_r} g_{i\ell} z_{t,i} + \varphi_k^H z_{r,i} + \varphi_k^H n_{p,\ell} + \varphi_k^H q_{p,\ell} \\ \xrightarrow[\tau_p^{cf} = K]{\varphi_i \varphi_k^H = 0, \forall i \neq k} (\widetilde{\mathbf{y}})_{p,k\ell}^{SA} &= \sqrt{\xi_r \xi_t \tau_p^{cf} \rho_{cf}^p} g_{k\ell} + \varphi_k^H \sum_{i=1}^K \sqrt{\xi_r} g_{i\ell} z_{t,i} + \varphi_k^H z_{r,\ell} + \varphi_k^H n_{p,\ell} + \varphi_k^H q_{p,\ell} \end{aligned} \quad (6.34)$$

Αφού λοιπόν έχει υπολογιστεί η εκτίμηση $\hat{g}_{k\ell}$, το CPU προχωρά στην ανίχνευση του σήματος μηνύματος $\hat{x}_k$, σύμφωνα με την κλασική uplink διαδικασία που περιγράφηκε στην παράγραφο 4.3.1. Παρόλα αυτά, το uplink combining διάνυσμα $v_{k\ell}$ της σχέσης (4.5) απλοποιείται, λαμβάνοντας μόνο την τιμή $\hat{g}_{k\ell}$ (MRC). Έτσι, και σύμφωνα με τις σχέσεις (4.58), (6.28) και (6.29), το λαμβανόμενο uplink σήμα $r_k^{ul,CFE}$ βάσει του κβαντισμένου uplink payload σήματος λήψης $\hat{y}_\ell^{ul}$ δίνεται από [99]:

$$r_k^{ul,CFE} = \hat{g}_{k\ell}^* \hat{y}_\ell^{ul} = DS_k^{ul} \hat{x}_k + BU_k^{ul} \hat{x}_k + \sum_{i \neq k}^K IUI_{ki}^{ul} \hat{x}_i + \sum_{i \neq k}^K THI_{ki} + RHI_k + RN_k + QN_k \quad (6.35)$$

όπου τα DS_k^{ul} (επιθυμητό σήμα), BU_k^{ul} (beamforming αβεβαιότητα λόγω ελλιπούς γνώσης του CSI), IUI_{ki}^{ul} (inter-user interference), THI_{ki} (παρεμβολή λόγω παραμόρφωσης του σήματος στα UEs), RHI_k (παρεμβολή λόγω παραμόρφωσης του σήματος στα APs), RN_k (παρεμβολή λόγω AWGN) και QN_k (παρεμβολή λόγω σφάλματος κβάντισης) δίνονται από [99]:

$$DS_k^{ul} = \mathbb{E} \left\{ \sum_{\ell=1}^L \sqrt{\rho_k^{ul} \eta_k \xi_t \xi_r} g_{k\ell} \hat{g}_{k\ell}^* \right\} \quad (6.36)$$

$$BU_k^{ul} = \sqrt{\rho_k^{ul} \eta_k \xi_t \xi_r} \left(\sum_{\ell=1}^L g_{k\ell} \hat{g}_{k\ell}^* - \mathbb{E} \left\{ \sum_{\ell=1}^L g_{k\ell} \hat{g}_{k\ell}^* \right\} \right) \quad (6.37)$$

$$IUI_{ki}^{ul} = \sqrt{\rho_k^{ul} \eta_i \xi_t \xi_r} \sum_{\ell=1}^L g_{i\ell} \hat{g}_{k\ell}^* \quad (6.38)$$

$$THI_{ki} = \sqrt{\xi_r} \sum_{\ell=1}^L g_{i\ell} \hat{g}_{k\ell}^* z_{t,i} \quad (6.39)$$

$$RHI_k = \sum_{\ell=1}^L \hat{g}_{k\ell}^* z_{r,\ell} \quad (6.40)$$

$$RN_k = \sum_{\ell=1}^L \hat{g}_{k\ell}^* n_{\ell} \quad (6.41)$$

$$QN_k = \sum_{\ell=1}^L \hat{g}_{k\ell}^* q_{d,\ell} \quad (6.42)$$

Στη συνέχεια, για την αξιολόγηση του SE γίνεται χρήση του use-and-then-forget (UatF) lower bound [1, pp. 51-52] [99] σε συνεργασία με τον γνωστό τύπο της σχέσης (5.3). Η μόνη διαφορά έγκειται στο $SINR_k^{ul,CFE}$, το οποίο δίνεται από:

$$SINR_k^{ul,CFE} = \frac{|DS_k^{ul}|^2}{\mathbb{E}\{|BU_k^{ul}|^2\} + \sum_{i \neq k}^K \mathbb{E}\{|IUI_{ki}^{ul}|^2\} + \sum_{i \neq k}^K \mathbb{E}\{|THI_{ki}|^2\} + \mathbb{E}\{|RHI_k|^2\} + \mathbb{E}\{|RN_k|^2\} + \mathbb{E}\{|QN_k|^2\}}$$

$$\xrightarrow{\text{[99, Appendix A]}} SINR_k^{ul,CFE} = \frac{\rho_k^{ul} \eta_k \xi_t \xi_r \Gamma_{kk}^{CFE}}{\sum_{i=1}^K \rho_i^{ul} \eta_i \left[\Omega_{ik}^{CFE} + \xi_r (1 - \xi_t) \left(\varphi_k^H \varphi_i + \frac{1}{\tau_p^{cf} \xi_t} \right) \Gamma_{ik}^{CFE} + \rho_k^{ul} (1 - \xi_r) \left(\tau_p^{cf} \xi_t \xi_r \varphi_k^H \varphi_i + (1 + \xi_r - \xi_r \xi_t) \Lambda_{ik}^{CFE} \right) \right] + E_k^{CFE}} \quad (6.43)$$

όπου τα Γ_{ik}^{CFE} , Ω_{ik}^{CFE} , Λ_{ik}^{CFE} , E_k^{CFE} και $\gamma_{k\ell}^{CFE}$ δίνονται από [99]:

$$\Gamma_{ik}^{CFE} = \left(\sum_{\ell=1}^L \gamma_{k\ell}^{CFE} \frac{\beta_{i\ell}}{\beta_{k\ell}} \right)^2 \quad (6.44)$$

$$\Omega_{ik}^{CFE} = \sum_{\ell=1}^L \gamma_{k\ell}^{CFE} \beta_{i\ell} \quad (6.45)$$

$$\Lambda_{ik}^{CFE} = \sum_{\ell=1}^L (c_{k\ell}^{CFE})^2 \beta_{i\ell}^2 \quad (6.46)$$

$$E_k^{CFE} = \sum_{\ell=1}^L (\sigma^2 + Q_{d,\ell}) \gamma_{k\ell}^{CFE} \quad (6.47)$$

$$\gamma_{k\ell}^{CFE} = \mathbb{E}\{|\hat{g}_{k\ell}|^2\} = \sqrt{\xi_r \xi_t \tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \beta_{k\ell} c_{k\ell}^{CFE}} \quad (6.48)$$

Παρατηρώντας την παραπάνω εξίσωση του $SINR_k^{ul,CFE}$, μπορεί κανείς να καταλάβει ότι το τελικό SE είναι μεταξύ άλλων και συνάρτηση των $Q_{d,\ell}$ και $Q_{p,\ell}$, δηλαδή των διακυμάνσεων των θορύβων $q_{p,\ell} \sim \mathcal{CN}(0, Q_{p,k\ell})$ και $q_{d,\ell} \sim \mathcal{CN}(0, Q_{Qd,\ell})$ (αντίστοιχα) που προκύπτουν κατά τη διαδικασία κβάντισης των uplink training και uplink payload σημάτων αντίστοιχα [99]. Σύμφωνα όμως με τη σχέση (6.32), οι εν λόγω διακυμάνσεις (και κατ' επέκταση τα sum-rates των χρηστών) φαίνεται να επηρεάζονται άμεσα από τις διαθέσιμες fronthaul χωρητικότητες $C_{p,\ell}$ (bps/Hz) και $C_{d,\ell}$ (bps/Hz), οι οποίες απαιτούνται για τη μεταφορά των κβαντισμένων πιλοτικών και payload σημάτων αντίστοιχα, από το AP ℓ στο CPU χωρίς σφάλματα (ή και το αντίστροφο). Σε κάθε περίπτωση, οι δύο αυτές χωρητικότητες, και κατ' επέκταση οι διακυμάνσεις των θορύβων $q_{p,\ell}$ και $q_{d,\ell}$, υπόκεινται στον παρακάτω ευνόητο περιορισμό [99]:

$$C_\ell = C_{p,\ell} + C_{d,\ell} \text{ (bps/Hz)} \quad (6.49)$$

όπου C_ℓ η συνολική χωρητικότητα που απαιτεί το AP ℓ για να μεταφέρει τα δεδομένα του στο CPU χωρίς σφάλματα (ή και το αντίστροφο).

Στα πλαίσια της σχέσης (6.32) για την CFE στρατηγική ισχύει:

$$C_{p,\ell}^{CFE} = I(y_{p,\ell}^{SA}; \hat{y}_{p,\ell}^{SA}) = H(\hat{y}_{p,\ell}^{SA}) - H(\hat{y}_{p,\ell}^{SA} | y_{p,\ell}^{SA})$$

$$\stackrel{(a)}{\leq} \frac{1}{\tau_c} \left[\log \left((2\pi e)^{\tau_p^{cf}} \left| \mathbb{E} \left\{ (y_{p,\ell}^{SA} + q_{p,\ell}) (y_{p,\ell}^{SA} + q_{p,\ell})^H \right\} \right| \right) - \log \left((2\pi e)^{\tau_p^{cf}} \left| \mathbb{E} \{ q_{p,\ell} q_{p,\ell}^H \} \right| \right) \right]$$

$$\xrightarrow{\text{worst-case limit, } \tau_p^{cf}=K} C_{p,\ell}^{CFE} = \frac{K}{\tau_c} \log \left(1 + \frac{\rho_{cf}^p \sum_{k=1}^K \beta_{k\ell} + \sigma^2}{Q_{p,\ell}} \right) \quad (6.50)$$

όπου (a) το Maximum Differential Entropy Lemma [98, p. 21]. Ομοίως προκύπτει και η χωρητικότητα $C_{d,\ell}^{CFE}$ [99]:

$$C_{d,\ell}^{CFE} = I(y_\ell^{ul}; \hat{y}_\ell^{ul}) \stackrel{(a)}{\leq} \left(1 - \frac{K}{\tau_c}\right) \log \left(1 + \frac{\sum_{k=1}^K \rho_k^{ul} \eta_k \beta_{k\ell} + \sigma^2}{Q_{d,\ell}}\right)$$

$$\xrightarrow{\text{worst-case limit}} C_{d,\ell}^{CFE} = \left(1 - \frac{K}{\tau_c}\right) \log \left(1 + \frac{\sum_{k=1}^K \rho_k^{ul} \eta_k \beta_{k\ell} + \sigma^2}{Q_{d,\ell}}\right) \quad (6.51)$$

6.3.1.2 Estimate-Compress-Forward (ECF)

Η παρούσα στρατηγική θυμίζει τις υλοποιήσεις των επιπέδων 3 και 2, αφού κάθε AP έχει το δικό του ξεχωριστό CSI, χωρίς όμως να κάνει κάποια τοπική εκτίμηση του σήματος μηνύματος $\hat{x}_k$. Πιο συγκεκριμένα, κάθε AP ανακτά τοπικά τις αποκρίσεις των καναλιών των UEs που εξυπηρετεί, ενώ στη συνέχεια, συμπιέζοντάς τις μαζί με τα uplink payload σήματα τις προωθεί (μαζί φυσικά και τα payloads) προς το CPU [99]. Με δεδομένο λοιπόν αυτό, ο συντελεστής $c_{k\ell}^{ECF}$ και η προβολή $\check{y}_{p,\ell}^{SA}$ του πιλοτικού σήματος λήψης $y_{p,\ell}^{SA}$ πάνω στο φ_k^H που περιγράφει η L-MMSE σχέση (4.18) δίνονται από:

$$c_{k\ell}^{ECF} = \frac{\sqrt{\xi_r \xi_t \tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \beta_{k\ell}}}{\xi_r \xi_t \tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \beta_{k\ell} + \rho_{cf}^p (1 - \xi_r \xi_t) \sum_{i=1}^K \beta_{i\ell} + \sigma^2} \quad (6.52)$$

$$\check{y}_{p,k\ell}^{SA} = \varphi_k^H y_{p,\ell}^{SA} = \sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \xi_r \xi_t} g_{k\ell} + \varphi_k^H \sum_{i=1}^K \sqrt{\xi_r} g_{i\ell} z_{t,i} + \varphi_k^H z_{r,\ell} + \varphi_k^H n_{p,\ell} \quad (6.53)$$

Αφού έχουν υπολογιστεί οι εκτιμήσεις των καναλιών $\hat{g}_{k\ell}$, κάθε AP συμπιέζει τις δικές του βάσει της σχέσης (6.29) και τις στέλνει μέσω του fronthaul δικτύου στο CPU. Τονίζεται ότι για λόγους ομοιότητας των συμβολισμών, οι εν λόγω κβαντισμένες εκτιμήσεις των καναλιών που περιγράφει η παρακάτω σχέση συμβολίζονται με $(\hat{\hat{g}})_{k\ell}$.

$$\hat{\hat{g}}_{k\ell} = (\hat{\hat{g}})_{k\ell} + q_{p,k\ell} \quad (6.54)$$

Κατόπιν, η διαδικασία ανίχνευσης του $r_k^{ul,ECF}$ είναι ίδια με εκείνη του $r_k^{ul,CFE}$, με τη μόνη διαφορά ότι το κβαντισμένο uplink payload σήμα $\hat{y}_\ell^{ul}$ που φτάνει στο CPU πολλαπλασιάζεται με την εκάστοτε συζυγή κβαντισμένη εκτίμηση των καναλιών $(\hat{\hat{g}})_{k\ell}^*$. Κατά συνέπεια, το $SINR_k^{ul,ECF}$ προκύπτει με τρόπο παρόμοιο με εκείνον που περιγράφηκε στην παράγραφο 6.3.1.1 (πλην της διαφορά που προαναφέρθηκε). Σε αυτό το σημείο, αναφέρεται [99] ότι η παραγόμενη σχέση που εκφράζει το $SINR_k^{ul,ECF}$, μπορεί να υπολογιστεί βάσει της θεωρίας του lower ($SINR_{k,UB}^{ul,ECF}$), αλλά και του upper bound ($SINR_{k,UB}^{ul,ECF}$) σύμφωνα με τα [99, Theorem 2] και [99, Theorem 3] αντίστοιχα. Οι τελικές

εκφράσεις κλειστού τύπου που προκύπτουν δίνονται αντίστοιχα από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$SINR_{k,LB}^{ul,ECF} =$$

$$\frac{\rho_k^{ul} \eta_k \xi_t \xi_r (\sum_{\ell=1}^L \gamma'_{k\ell})^2}{\sum_{i=1}^K \rho_k^{ul} \eta_i \left[\Omega_{ik}^{ECF} + \xi_r (1 - \xi_t) \left(\varphi_k^H \varphi_i + \frac{1}{\tau_p^{cf} \xi_t} \right) \Gamma_{ik}^{ECF} + \rho_k^{ul} (1 - \xi_r) \left(\tau_p^{cf} \xi_t \xi_r \varphi_k^H \varphi_i + (1 + \xi_r - \xi_r \xi_t) \right) \Lambda_{ik}^{ECF} \right] + E_k^{ECF}} \quad (6.55)$$

$$SINR_{k,UB}^{ul,ECF} = \frac{\rho_k^{ul} \eta_k \xi_t \xi_r (\sum_{\ell=1}^L \gamma'_{k\ell})^2}{\sum_{i=1}^L \rho_i^{ul} \eta_i [\sum_{\ell=1}^L \gamma'_{k\ell} \beta_{i\ell}] + \rho_k^{ul} \eta_k [(1 - \xi_r \xi_t) (\sum_{\ell=1}^L \gamma'_{k\ell})^2] + \sum_{\ell=1}^L (\sigma^2 + Q_{d,\ell}) \gamma'_{k\ell}} \quad (6.56)$$

όπου τα Ω_{ik}^{ECF} , E_k^{ECF} , Γ_{ik}^{ECF} , Λ_{ik}^{ECF} , $\gamma_{k\ell}^{ECF}$ και $\gamma'_{k\ell}$ δίνονται από [99]:

$$\Omega_{ik}^{ECF} = \sum_{\ell=1}^L \gamma'_{k\ell} \beta_{i\ell} \quad (6.57)$$

$$E_k^{ECF} = \sum_{\ell=1}^L (\sigma^2 + Q_{d,\ell}) \gamma'_{k\ell} - \sum_{i \neq k} \rho_i^{ul} \eta_i \left[(\rho_{cf}^p (1 - \xi_r)^2 + \xi_r) \sum_{\ell=1}^L Q_{p,k\ell} Q_{p,i\ell} \right] \\ - \rho_k^{ul} \eta_k \left[(\xi_r (1 - \xi_t) + \rho_{cf}^p (1 - \xi_r)^2) \sum_{\ell=1}^L Q_{p,k\ell}^2 - 2 \xi_t \xi_r \left(\sum_{\ell=1}^L Q_{p,k\ell} \right) \left(\sum_{\ell=1}^L \gamma'_{k\ell} \right) \right] \quad (6.58)$$

$$\Gamma_{ik}^{ECF} = \left(\sum_{\ell=1}^L \gamma_{k\ell}^{ECF} \frac{\beta_{i\ell}}{\beta_{k\ell}} \right)^2 \quad (6.59)$$

$$\Lambda_{ik}^{ECF} = \sum_{\ell=1}^L (c_{k\ell}^{ECF})^2 \beta_{i\ell}^2 \quad (6.60)$$

$$\gamma_{k\ell}^{ECF} = \mathbb{E}\{|\hat{g}_{k\ell}|^2\} = \sqrt{\xi_r \xi_t \tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \beta_{k\ell}} c_{k\ell}^{ECF} \quad (6.61)$$

$$\gamma'_{k\ell} = \mathbb{E}\{|\widehat{\widehat{g}}_{k\ell}|^2\} = \mathbb{E}\{|\widehat{\widehat{g}}_{k\ell}^*|^2 g_{k\ell}\} = \gamma_{k\ell}^{ECF} - Q_{p,k\ell} \quad (6.62)$$

Εν τέλει, κάνοντας χρήση της τεχνικής UatF [1, pp. 51-52] [99], για την αξιολόγηση του UL SE, τα δύο ανωτέρω $SINR$ μπορούν να εφαρμοστούν στη σχέση (5.3). Επιπλέον, ο απαραίτητος ρυθμός $C_{d,\ell}^{ECF} = C_{d,\ell}^{CFE}$ για τη μετάδοση των y_ℓ^{ul} χωρίς σφάλματα εντός του

fronthaul δικτύου είναι ο ίδιος με εκείνον που περιγράφει η σχέση (6.51), ενώ ο $C_{p,\ell}^{ECF}$, ο οποίος χρειάζεται για τη μετάδοση των εκτιμήσεων $\hat{g}_{k\ell}$ δίνεται από [99]:

$$C_{p,\ell}^{ECF} = I(\hat{g}_{k\ell}; (\hat{g})_{k\ell}) = H(\hat{g}_{k\ell}) - H(\hat{g}_{k\ell} | (\hat{g})_{k\ell}) \stackrel{(a)}{\leq} \frac{K}{\tau_c} \sum_{k=1}^K \log \left(\frac{\gamma_{k\ell}^{ECF}}{Q_{p,k\ell}} \right)$$

$$\xrightarrow{\text{worst-case limit}} C_{p,\ell}^{ECF} = \frac{K}{\tau_c} \sum_{k=1}^K \log \left(\frac{\gamma_{k\ell}^{ECF}}{Q_{p,k\ell}} \right) \quad (6.63)$$

Σε αυτό το σημείο αξίζει να αναφερθεί [99, Remark 3] ότι οι τιμές των $Q_{p,k\ell}$ της σχέσης (6.63) είναι αρκετά δύσκολο να υπολογιστούν, αφού δεν υπάρχει γραμμικότητα μεταξύ αυτών και του ρυθμού μετάδοσης $C_{p,\ell}^{ECF}$. Για τον λόγο αυτό, προτείνεται μία χαμηλής πολυπλοκότητας water-filling τεχνική κατά την οποία οι εκτιμήσεις των καναλιών $\hat{g}_{k\ell}$ που αντιστοιχούν σε χρήστες με καλές περιβαλλοντικές συνθήκες καταλαμβάνουν περισσότερο μέρος της συνολικής χωρητικότητας $C_{p,\ell}^{ECF}$ (σε σχέση με τις χειρότερες αποκρίσεις $\hat{g}_{k\ell}$). Για να έχει νόημα η εν λόγω water-filling λογική, θα πρέπει το $Q_{p,k\ell}$ της (6.63) να επαληθεύει την παρακάτω ισότητα:

$$\log \left(\frac{\gamma_{k\ell}^{ECF}}{Q_{p,k\ell}} \right) = \frac{\gamma_{k\ell}^{ECF}}{\sum_{k=1}^K \gamma_{k\ell}^{ECF}} \tau_c C_{p,\ell}^{ECF} \quad (6.64)$$

6.3.1.3 Estimate-Multiply-Compress-Forward (EMCF)

Αυτή η στρατηγική μοιάζει περισσότερο από κάθε άλλη με τα επίπεδα συνεργασίας 2 και 3, αφού εδώ μαζί με την τοπική ανάκτηση του CSI, γίνεται και μία προεπεξεργασία (προ-εκτίμηση) του payload σήματος λήψης πριν αυτό σταλεί στο CPU [99]. Έτσι λοιπόν, ο προσδιορισμός του σήματος μηνύματος γίνεται σε δύο στάδια.

Το πρώτο στάδιο περιλαμβάνει τη διαδικασία που αναφέρθηκε στην παράγραφο 6.3.1.2, αφού οι σχέσεις που περιγράφουν τα $c_{k\ell}^{EMCF}$ και $\check{y}_{p,k\ell}^{SA}$ είναι ίδιες με τις (6.52) και (6.53) αντίστοιχα. Στη συνέχεια, κάθε AP σχηματίζει το ακόλουθο διάνυσμα εκτιμήσεων, το οποίο ακολουθεί την ίδια λογική με εκείνο της σχέσης (5.7), με τη διαφορά ότι κάθε σήμα λήψης y_ℓ^{ul} περιγράφεται από τη σχέση (6.28) [99]:

$$\check{s}_\ell \triangleq [\hat{g}_{1\ell}^* y_\ell^{ul}, \hat{g}_{2\ell}^* y_\ell^{ul}, \dots, \hat{g}_{K\ell}^* y_\ell^{ul}]^T \quad (6.65)$$

Κατόπιν, το ανωτέρω διάνυσμα συμπιέζεται βάσει της γνωστής σχέσης (6.29) ώστε να σταλεί μέσω του fronthaul δικτύου στο CPU. Το CPU εν τέλει λαμβάνει το εξής διάνυσμα:

$$(\hat{s})_\ell \triangleq [\hat{g}_{1\ell}^* y_\ell^{ul}, \hat{g}_{2\ell}^* y_\ell^{ul}, \dots, \hat{g}_{K\ell}^* y_\ell^{ul}]^T + [q_{1\ell}, q_{2\ell}, \dots, q_{K\ell}, \dots, q_{K\ell}]^T \quad (6.66)$$

με $q_{k\ell} \sim \mathcal{CN}(0, Q_{k\ell})$.

Ο απαιτούμενος ρυθμός για τη μετάδοση του διανύσματος της σχέσης (6.66) χωρίς σφάλματα είναι [99]:

$$C_\ell^{EMCF} = I(\widehat{\check{s}}_\ell; \check{s}_\ell) \stackrel{(a)}{\leq} \left(1 - \frac{K}{\tau_c}\right) \log[|I_K + \Psi_\ell Q_\ell^{-1}|] = \left(1 - \frac{K}{\tau_c}\right) \sum_{k=1}^K \log \left[1 + \frac{\Psi_\ell[k, k]}{Q_{k\ell}}\right] \quad (6.67)$$

όπου το $\Psi_\ell[k, k]$ παριστάνει τον διαγώνιο πίνακα του $\Psi_\ell = \mathbb{E}\{\check{s}_\ell \check{s}_\ell^H\}$ και δίνεται από:

$$\begin{aligned} \Psi_\ell[k, k] = \rho_k^{ul} \sum_{i=1}^K \eta_i \beta_{i\ell} \gamma_{k\ell}^{EMCF} + \rho_k^{ul} \frac{1 - \xi_r \xi_t}{\tau_p^{cf} \xi_r \xi_t} \sum_{i=1}^K \eta_i \left(\frac{\beta_{i\ell}}{\beta_{k\ell}} \gamma_{k\ell}^{EMCF} \right)^2 \\ + \rho_k^{ul} \eta_k (\gamma_{k\ell}^{EMCF})^2 + \sigma^2 \gamma_{k\ell}^{EMCF} \quad (6.68) \end{aligned}$$

με $\gamma_{k\ell}^{EMCF} = \gamma_{k\ell}^{ECF}$.

Για λόγους απλότητας, αναφέρεται [99] ότι και εδώ μπορεί να εφαρμοστεί η water-filling τεχνική, υπό την προϋπόθεση ότι το $Q_{k\ell}$ της (6.67) επαληθεύει την παρακάτω ισότητα:

$$\log \left(1 + \frac{\Psi_\ell[k, k]}{Q_{k\ell}}\right) = \frac{\Psi_\ell[k, k]}{\sum_{k=1}^K \Psi_\ell[k, k]} \left(\frac{\tau_c}{\tau_c - K}\right) C_{p,\ell}^{EMCF} \quad (6.69)$$

Κατά την ολοκλήρωση του πρώτου σταδίου, ακολουθεί το δεύτερο, το οποίο όπως και στα επίπεδα συνεργασίας 2 και 3 περιλαμβάνει την επεξεργασία των εκτιμήσεων $\check{s}_\ell$ από το CPU. Φυσικά, σε αυτή την περίπτωση, λαμβάνοντας υπόψη την περιορισμένη χωρητικότητα του fronthaul δικτύου, γίνεται επεξεργασία της κβαντισμένης εκτίμησης $(\widehat{\check{s}})_\ell$ [99]. Πιο συγκεκριμένα, λαμβάνοντας το CPU της συμπιεσμένες εκτίμησης $(\widehat{\check{s}})_\ell$, τις αναδιαμορφώνει, καταλήγοντας στην παρακάτω έκφραση που αφορά κάθε UE k ξεχωριστά:

$$(\widehat{\check{s}})_k \triangleq [\hat{g}_{1k}^* y_1^{ul}, \hat{g}_{2k}^* y_2^{ul}, \dots, \hat{g}_{\ell k}^* y_\ell^{ul}, \dots, \hat{g}_{Lk}^* y_L^{ul}]^T + [q_{1k}, q_{2k}, \dots, q_{\ell k}, \dots, q_{Lk}]^T \quad (6.70)$$

Αφού λοιπόν τις έχει φέρει στην παραπάνω μορφή, εφαρμόζει την τεχνική UatF, υπολογίζοντας τους παράγοντες που αναφέρθηκαν στην παράγραφο 6.3.1.1. Εν τάχει, και βάσει των σχέσεων (6.70), (6.35) και (6.36) προκύπτει:

$$(\widehat{\check{s}})_k = b_k \hat{x}_k + z_k \quad (6.71)$$

όπου $b_k \in \mathbb{C}^L \stackrel{(6.36)}{=} \sqrt{\rho_k^{ul} \eta_k \xi_t \xi_r \mathbb{E}\{g_{k\ell} \hat{g}_{k\ell}^*\}}$ και $z_k \in \mathbb{C}^L = (\widehat{\check{s}})_{k\ell} - \hat{x}_k \sqrt{\rho_k^{ul} \eta_k \xi_t \xi_r \mathbb{E}\{g_{k\ell} \hat{g}_{k\ell}^*\}}$.

Κατόπιν, εφαρμόζοντας και ένα combining διάνυσμα v_k^H στο διάνυσμα $(\widehat{s})_k$ της σχέσης (6.71), προκύπτει το τελικό διάνυσμα λήψης $r_k^{ul,EMCF}$:

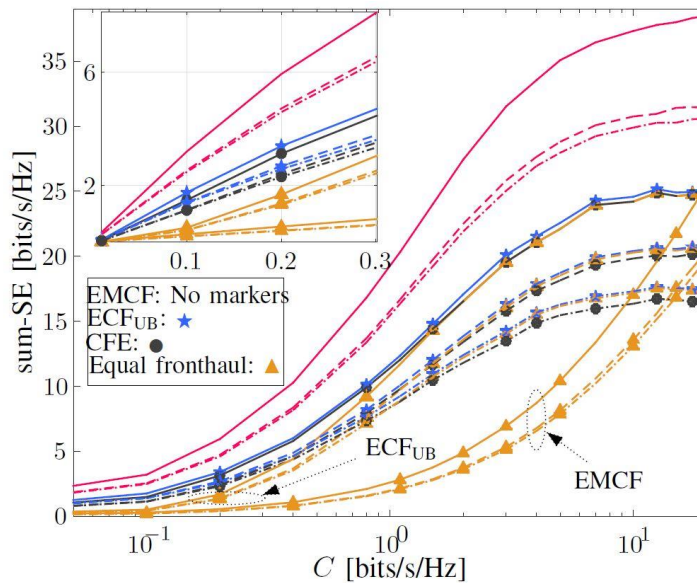
$$r_k^{ul,EMCF} = v_k^H (\widehat{s})_k \stackrel{(6.70)}{=} \sum_{\ell=1}^L v_{\ell k}^* (\hat{g}_{\ell k}^* y_{\ell}^{ul} + q_{\ell k}) \quad (6.72)$$

Τονίζεται ότι για τη μεγιστοποίηση του $SINR$, προτιμάται το combining διάνυσμα $v_k^{opt} = K_{z_k}^{-1} b_k$, με $K_{z_k} = \{z_k z_k^H\}$ [99]. Τέλος, η έκφραση του ρυθμού μετάδοσης της EMCF στρατηγικής δίνεται από την παρακάτω σχέση [99, Theorem 4]:

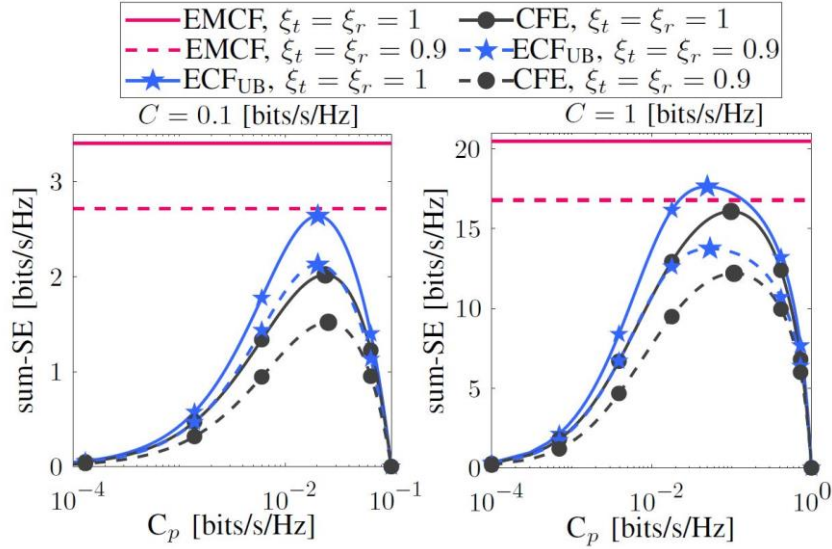
$$SE_k^{EMCF} = \left(1 - \frac{K}{\tau_c}\right) \log(1 + b_k^H K_{z_k}^{-1} b_k) \quad (6.73)$$

6.3.2 Προσομοίωση σε Cell-Free Massive MIMO περιβάλλον περιορισμένης fronthaul χωρητικότητας

Για τη σύγκριση των ανωτέρω στρατηγικών σε CF mMIMO περιβάλλοντα περιορισμένης fronthaul χωρητικότητας με HD impairments, το paper [99] κάνει χρήση του three-slope μοντέλου που εφαρμόστηκε και στην παράγραφο 4.7.2 [7]. Τα APs και τα UEs, τα οποία ήταν σε αριθμό 200 και 20 αντίστοιχα, θεωρήθηκαν ομοιόμορφα καταναμημένα εντός γεωγραφικής έκτασης $1000 \times 1000 m^2$, ενώ οι αναλυτικές παράμετροι της προσομοίωσης ταυτίζονται με εκείνες του Πίνακα 4-1 (εκτός από τον αριθμό των APs, των UEs και των SE^{up}). Τέλος, αφού έγινε καθορισμός των power control συντελεστών (προς μεγιστοποίηση του SE) σύμφωνα με τη μεθοδολογία που περιγράφεται στην παράγραφο [99, Section IV], τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στα παρακάτω Σχήματα [99, Section VI].



Σχήμα 6-9: Sum-SE συναρτήσεως της μέγιστης συνολικής χωρητικότητας του fronthaul δικτύου CF mMIMO διάταξης. Η συνεχής γραμμή αναφέρεται σε ιδανικό hardware ($\xi_r = \xi_t = 1$), ενώ οι διακεκομμένες και οι διακεκομμένες με τελείες σε ατελή, με ($\xi_r = 0,8$ και $\xi_t = 1$) και ($\xi_r = 1$ και $\xi_t = 0,8$) αντίστοιχα [99].



Σχήμα 6-10: Sum-SE συναρτήσει μέρους C_p της fronthaul χωρητικότητας που απαιτείται για τη μεταφορά των CSI πληροφοριών από τα APs στο CPU χωρίς σφάλματα [99].

Μέχρι στιγμής, κάθε προσομοίωση υπονοούσε την ύπαρξη τέλειων ηλεκτρονικών εξαρτημάτων, αλλά και άπειρης χωρητικότητας στο fronthaul δίκτυο. Ωστόσο, κάτι τέτοιο στην πράξη είναι αδύνατο, αφού κάθε μέσο/κανάλι χαρακτηρίζεται από κάποιον πεπερασμένο αριθμό bits που μπορεί να μεφέρει ανά το εύρος ζώνης που χρησιμοποιεί. Πιο συγκεκριμένα, το πρόβλημα με τα προηγούμενα πειράματα ήταν ότι σε κάθε περίπτωση, η μετάδοση των δεδομένων μέσω του fronthaul δικτύου γινόταν ακαριαία ανεξαρτήτως της ποσότητας των δεδομένων που αποστέλλονταν. Αντιθέτως, η εν λόγω βιβλιογραφία [99] τονίζει ότι για τη μεταφορά δεδομένων επί του fronthaul δικτύου, προηγείται η διαδικασία της κβάντισης αυτών, έτσι ώστε να μπορέσουν να μεταδοθούν με ψηφιακό τρόπο στο υπάρχων κανάλι. Η διαδικασία όμως αυτή δημιουργεί μία ισχύ θορύβου $q \sim CN(0, Q)$, της οποίας η διακύμανση Q εξαρτάται άμεσα από τη συνολική χωρητικότητα του fronthaul καναλιού (σχέση (6.32)). Επομένως, λόγω του ότι η διακύμανση αυτή δρα σαν παρεμβολή στο UL σήμα λήψης (εμφανίζεται στον παρονομαστή του εκάστοτε $SINR$), είναι λογικό κατά τη μεταβολή της (και κατά συνέπεια κατά τη μεταβολή της χωρητικότητας) να μεταβάλλεται και το συνολικό UL SE.

Μιλώντας πιο ειδικά, και σύμφωνα με το σχήμα 6-9, μπορεί κανείς να διαπιστώσει ότι καθώς αυξάνεται η μέγιστη χωρητικότητα (άθροισμα των C_{ℓ}), αυξάνονται και οι επιδόσεις του συστήματος για κάθε εφαρμοζόμενη στρατηγική. Αυτό είναι απόλυτα λογικό, αφού βάσει της σχέσης (6.32), καθώς αυξάνεται η χωρητικότητα C μειώνεται η διακύμανση Q (για δεδομένο τ_p^{cf} και τ_c), γεγονός που με τη σειρά του συνδράμει στην αύξηση του $SINR$ που περιγράφουν οι σχέσεις (6.43), (6.55) και (6.73). Στην περίπτωση λοιπόν που η συνολική χωρητικότητα $C_{p,\ell}$ (η οποία είναι υπεύθυνη για την ασφαλή μετάδοση των CSI πληροφοριών) κατανέμεται ισάξια σε κάθε ένα υποκανάλι $C_{p,k\ell}$ (υπεύθυνο για τη μεταφορά των πιλοτικών πληροφοριών κάποιου συγκεκριμένου UE k από το AP ℓ στο CPU), τα αποτελέσματα του Σχήματος 6-9 είναι αυτά που προσδιορίζουν οι καμπύλες με τα κίτρινα τρίγωνα (ECF_{UB} και $EMCF$) και εκείνη με τους μαύρους κύκλους (CFE). Βάσει αυτής της λογικής, φαίνεται να υπερισχύει η CFE στρατηγική, αφού λόγω της απλότητας της σχέσης (6.50) τα $Q_{p,\ell}$ υπολογίζονται με μεγαλύτερη ακρίβεια. Αντίθετα, οι άλλες δύο στρατηγικές, λόγω της πολυπλοκότητας των σχέσεων (6.63) και (6.67) παρουσιάζουν χειρότερα αποτελέσματα από την CFE για ίση κατανομή της $C_{p,\ell}$ στα επιμέρους $C_{p,k\ell}$ κανάλια. Ωστόσο, αξιοποιώντας τη water-filling τεχνική [99], η οποία

επιβάλλει την επαλήθευση των ισοτήτων (6.64) και (6.69) από τα $Q_{p,k\ell}$, φαίνεται να επέρχεται βελτίωση των αντίστοιχων στρατηγικών ECF_{UB} και $EMCF$. Πιο συγκεκριμένα, η $EMCF$ στρατηγική έχει πλέον τα καλύτερα αποτελέσματα (κόκκινες καμπύλες), ενώ η ECF_{UB} καταφέρνει να εκθρονίσει την CFE από τη δεύτερη. Αυτό στην ουσία συμβαίνει διότι εναποθέτοντας ένα μεγαλύτερο μέρος της $C_{p,\ell}$ χωρητικότητας σε UE s με υψηλό κέρδος καναλιού για τη μεταφορά των CSI πληροφοριών τους, εξασφαλίζεται μία καλύτερη ισορροπία μεταξύ του επιθυμητού σήματος και του θορύβου που παράγεται κατά την διαδικασία της κβάντισης (για δεδομένο τ_p^{cf}). Τέλος, παρατηρείται ότι εξομαλύνοντας τους ποιοτικούς συντελεστές ($\xi_t = \xi_r = 1$) επιτυγχάνεται σε κάθε περίπτωση ένα καλύτερο αποτέλεσμα, αφού βάσει των σχέσεων (6.26) και (6.27) εκμηδενίζεται οποιαδήποτε παραμόρφωση z_i .

Το επόμενο Σχήμα (6-10) περιγράφει τη σχέση μεταξύ του UL sum-SE συναρτήσει μόνο της διαθέσιμης χωρητικότητας C_p για τη διακίνηση των CSI πληροφοριών υπό σταθερή συνολική fronthaul χωρητικότητα C . Κάθε ένα από τα δύο Σχήματα περιλαμβάνει τις ίδιες στρατηγικές (αναγράφονται στο υπόμνημα πάνω από τις καμπύλες), με τις ECF_{UB} και $EMCF$ να κάνουν χρήση της water-filling υλοποίησης. Σε κάθε περίπτωση φαίνεται ότι καθώς αυξάνεται η χωρητικότητα C_p , αρχικά οι αποδόσεις των στρατηγικών διακίνησης πληροφοριών αυξάνονται, έως ότου φτάσουν σε ένα μέγιστο όριο πέρα από το οποίο οποιαδήποτε αύξηση του C_p οδηγεί στη μείωση του sum-SE. Το εν λόγω όριο έχει να κάνει κάθε φορά με τη συνολική χωρητικότητα C , η οποία είναι υπεύθυνη για τη μεταφορά όχι μόνο των training, αλλά και των payload δεδομένων. Συνεπώς, ενώ αρχικά η αύξηση της χωρητικότητας του καναλιού μεταφοράς των CSI πληροφοριών C_p είναι θεμιτή (γιατί όπως προαναφέρθηκε μειώνει τη διακύμανση κβάντισης Q_p υπό δεδομένο πιλοτικό coherence interval τ_p^{cf}), μόλις εκείνη ξεπεράσει ένα συγκεκριμένο ποσοστό επί της συνολικής χωρητικότητας C , αρχίζει να περιορίζει σε μεγάλο βαθμό τη χωρητικότητα C_d , η οποία είναι υπεύθυνη για τη διακίνηση των payload δεδομένων. Κατά συνέπεια, και υπό συγκεκριμένο pre-log factor αυξάνεται η παραμόρφωση των ωφέλιμων σημάτων (μείωση του $SINR$ με την αύξηση των E_k παραγόντων), γεγονός που οδηγεί στη σταδιακή μείωση του τελικού sum-SE. Πέραν όμως αυτού, αποδεικνύεται για ακόμα μία φορά η υπεροχή της κατανεμημένης $EMCF$ στρατηγικής, η οποία για συγκεκριμένες τιμές των συντελεστών ποιότητας ξ_t και ξ_r επιτυγχάνει καλύτερα αποτελέσματα από κάθε άλλη. Παρόλα αυτά, για μεγάλες τιμές της χωρητικότητας C όπου υπάρχει δυνατότητα εναπόθεσης μεγάλου μέρους αυτής στην χωρητικότητα του καναλιού C_p , οι αποδόσεις των στρατηγικών ECF_{UB} και CFE φαίνεται να κλιμακώνουν το χάσμα που έχουν με την $EMCF$. Συνεπώς, με κατάλληλο διαμοιρασμό των πόρων (allocation) μεταξύ των καναλιών C_p και C_d για δεδομένο αριθμό χρηστών K , coherence interval τ_c και συντελεστών ποιότητας των εξαρτημάτων, υπάρχει δυνατότητα επίτευξης ενός καλού αποτελέσματος και με τις δύο υποδεέστερες στρατηγικές.

Σε αυτό το σημείο κανείς θα αναρωτιόταν γιατί ενώ στο κεφάλαιο 5 η κεντροποιημένη στρατηγική επιπέδου 4 [39] έχει τα καλύτερα αποτελέσματα, σε αυτό υπερισχύει η $EMCF$, η οποία φέρει περισσότερες ομοιότητες με εκείνες των επιπέδων 2 και 3. Ένας βασικός λόγος που συμβαίνει αυτό είναι διότι στο επίπεδο συνεργασίας 4 που περιγράφει η πηγή [39], δεν είχε ληφθεί υπόψη η παρεμβολή που προκαλεί ο θόρυβος κατά τη διαδικασία της κβάντισης. Πιο ειδικά, αν και αναφέρθηκαν οι επιπτώσεις που έχει κάθε επίπεδο συνεργασίας στο fronthaul signaling, στη μοντελοποίηση του συστήματος (παράγραφος 5.1) δεν φαίνεται να είχε ληφθεί καθόλου υπόψη το εν λόγω γεγονός [39]. Αυτό, σε συνδυασμό με την απεριόριστη χωρητικότητα του fronthaul δικτύου οδήγησε στην παρούσα διαφορά των αποτελεσμάτων, η οποία εντοπίζεται μεταξύ κεντροποιημένων και κατανεμημένων στρατηγικών εκτίμησης των uplink

σημάτων. Επιπρόσθετα, στην τωρινή μοντελοποίηση [99], το combining διάνυσμα υπολογίζεται σε κάθε περίπτωση βάσει της CB τεχνικής, σε αντίθεση με την περίπτωση της παραγράφου 5.1 [39], όπου υπολογίζεται βάσει της MMSE. Αυτή η διαφορά είναι πάρα πολύ σημαντική διότι ψάχνοντας τη βέλτιστη beamforming λύση (ελάχιστο σφάλμα μεταξύ του σήματος μηνύματος $\hat{x}_k$ και του γινομένου $v_{k\ell}^H y_\ell^{ul}$) μεταξύ όλων των αποκρίσεων του μέσου, είναι λογικό να προκύπτουν καλύτερα αποτελέσματα σε σχέση με εκείνα που εξάγονται από την απλή εφαρμογή της συζητηγής εκτίμησης του μέσου, πόσο μάλλον όταν αυτή περιέχει και σφάλματα κβαντοποίησης. Τέλος, και σύμφωνα με τα πορίσματα του τελευταίου Σχήματος, είναι λογικό έχοντας απεριόριστη χωρητικότητα C το ιδανικό σημείο μέγιστης απόδοσης να είναι αρκετά ψηλά, γεγονός που ισοδυναμεί με ακόμα μεγαλύτερη κλιμάκωση (ακόμα και υπερκέρωση) της EMCF στρατηγικής από τις πιο κεντροποιημένες ECF_{UB} και CFE.

Εν τέλει λοιπόν φαίνεται ότι η περιορισμένη χωρητικότητα του fronthaul δικτύου σε συνδυασμό με την εισαγωγή των συντελεστών ποιότητας ξ_t και ξ_r αλλάζουν ριζικά τα δεδομένα της κάθε υλοποίησης. Κατά συνέπεια, είναι δύσκολη η σύγκριση της θεωρίας που περιγράφει το [39] με τη θεωρία του [99], αφού οι προσεγγίσεις γίνονται υπό εντελώς διαφορετικά λογικά πλαίσια. Το μόνο σίγουρο είναι ότι η προσομοίωση του παρόντος κεφαλαίου εμπεριέχει μία πιο ρεαλιστική εκτίμηση αυτού του τμήματος των CF mMIMO διατάξεων, αφού ο περιορισμός που θέτει το fronthaul δίκτυο είναι υπαρκτός και διαδραματίζει σπουδαίο ρόλο στο τελικό αποτέλεσμα. Σύμφωνα λοιπόν με όλα τα ανωτέρω, εξάγεται το συμπέρασμα ότι κάθε υλοποίηση απαιτεί ξεχωριστή μελέτη, η οποία θα της εξασφαλίσει τη βέλτιστη δυνατή στρατηγική μετάδοσης των δεδομένων στο fronthaul δίκτυό της.

6.4 Συμπεράσματα κεφαλαίου

Κάθε πειραματική διάταξη που έχει παρουσιαστεί μέχρι στιγμής απέχει κατά πολύ από την πραγματική της υλοποίηση εξαιτίας ενός πολύ σημαντικού παράγοντα που απουσιάζει σχεδόν από κάθε έρευνα. Ο παράγοντας αυτός είναι η χωρητικότητα του fronthaul δικτύου, η οποία σε κάθε περίπτωση μέχρι και το κεφάλαιο 5 έχει θεωρηθεί ότι επιτρέπει τη μεταφορά απεριόριστου όγκου δεδομένων χωρίς κανένα σφάλμα. Ωστόσο, κάτι τέτοιο όχι μόνο δε συμπίπτει με την πραγματικότητα, αλλά ενδεχομένως να αποτελούσε και ένα από τα μεγαλύτερα προβλήματα σε κάποια πραγματική CF mMIMO υλοποίηση, στην οποία και επιδιώκεται εγκατάσταση όσο το δυνατόν περισσότερων APs.

Για τον λόγο αυτό, το παρόν κεφάλαιο εξετάζει την εφαρμογή της σειριακής σύνδεσης του fronthaul δικτύου μέσω radio stripes, μία ιδέα αρκετά πρόσφατη [56] και με σπουδαίες προοπτικές για άμεση υλοποίηση. Αρχικά, η εν λόγω τοπολογία επιτρέπει την ευέλικτη τοποθέτηση των κεραιών ακόμα και σε δυσπρόσιτα σημεία, επιτρέποντας υψηλότερα ποσοστά κάλυψης, αλλά και μείωση της απόστασης μεταξύ των UEs και των APs. Επιπλέον, για την τροφοδοσία των radio stripes δεν υπάρχει καμία απαίτηση για μεγάλες ποσότητες ισχύος, αφού στην πραγματικότητα πρόκειται για μικρά δίπολα, τα οποία σε συνδυασμό με την plug and play αρχιτεκτονική τους επιτρέπουν τη δραματική μείωση (συγκριτικά με ένα μη σειριακό fronthaul δίκτυο) του κόστους εγκατάστασης, συντήρησης και λειτουργίας τους. Ωστόσο, το σημαντικότερο όφελος χρήσης των radio stripes, το οποίο και αποτελεί τον βασικότερο λόγο δημιουργίας τους, έγκειται στην κατάργηση της σύνδεσης των APs στο CPU σε διάταξη αστέρα, επιτρέποντας την αξιοσημείωτη πτώση των δεδομένων που διακινούνται στο fronthaul δίκτυο (fronthaul signaling) εντός κάθε χρονο-συχνοτικής θυρίδας τ_c . Φυσικά, το μέγεθος αυτής της μείωσης έχει να κάνει σε κάθε περίπτωση με τον αριθμό των συνδέσεων στο CPU, και κατ' επέκταση με τον συνδυασμό προδιαγραφών/απαιτήσεων και ενσωματωμένου αριθμού APs σε καθένα από αυτά. Επίσης, χάρη στον πρωτοποριακό αλγόριθμο

σειριακής επεξεργασίας και διόρθωσης σφαλμάτων που παρέχει η μελέτη [56], επιτυγχάνεται μόνο μερική πτώση της απόδοσης του συστήματος (σε όρους SE) συγκριτικά με τη μέχρι στιγμής βέλτιστη LMMSE υλοποίηση του κεντροποιημένου επιπέδου επεξεργασίας 4, διατηρώντας παράλληλα όλα τα οφέλη του σειριακού fronthaul δικτύου. Ωστόσο, ο εν λόγω αλγόριθμος σημειώνει σημαντικά καλύτερα αποτελέσματα από την MRC υλοποίηση του επιπέδου 2, υπογραμμίζοντας τις σπουδαίες προοπτικές που έχουν τα radio stripes για εφαρμογή όχι μόνο στα τωρινά 5G, αλλά και στα B5G δίκτυα που πρόκειται να ακολουθήσουν.

Στη συνέχεια, γίνεται ανάλυση της επίδρασης που διαδραματίζει η πεπερασμένη χωρητικότητα του fronthaul δικτύου στη συνολική απόδοση της CF mMIMO διάταξης, η οποία φαίνεται να σχετίζεται άμεσα με το σφάλμα συμπίεσης των δεδομένων κατά την ψηφιοποίησή τους. Ειδικότερα, αποδεικνύεται ότι καθώς η μέγιστη χωρητικότητα C του fronthaul δικτύου μειώνεται, η διακύμανση των σφαλμάτων, τόσο κατά τη διαδικασία κβαντοποίησης των πιλοτικών δεδομένων (Q_p) όσο και κατά τη διαδικασία κβαντοποίησης των payload πληροφοριών (Q_d), μεγεθύνεται και το αντίστροφο. Η συμπεριφορά αυτή, σε συνδυασμό με την παραμόρφωση που προκαλούν οι ατέλειες του υλισμικού στα σήματα κατά την εκπομπή και τη λήψη τους φαίνεται να έχουν άμεση επίπτωση στο τελικό $SNIR$ και κατ' επέκταση στο συνολικό SE όλου του συστήματος, γεγονός που μέχρι στιγμής είχε παραληφθεί.

Έτσι λοιπόν, για την πιο πιστή ταύτιση των θεωρητικών και πρακτικών CF mMIMO μοντέλων, στο παρόν κεφάλαιο εξετάζονται τρεις νέες τεχνικές διακίνησης των δεδομένων εντός του fronthaul δικτύου, οι οποίες λαμβάνουν υπόψη όχι μόνο την περιορισμένη χωρητικότητα αυτού, αλλά και την ύπαρξη εξαρτημάτων με HD impairments. Πιο συγκεκριμένα, αποδείχθηκε ότι ανεξαρτήτως της τιμής της fronthaul χωρητικότητας, συνίσταται η χρήση της πλήρους κατανεμημένης EMCF στρατηγικής μεταφοράς των ψηφιακών δεδομένων εντός του εν λόγω διαύλου και μάλιστα κάνοντας χρήση της WF τεχνικής εναπόθεσης εύρους ζώνης στους χρήστες, επιτρέποντας την επίτευξη υψηλότερων δεικτών UL SE. Το πόρισμα αυτό αποδοκιμάζει εν τέλει τη χρήση του επιπέδου συνεργασίας 4, αφού για περιορισμένη χωρητικότητα του fronthaul δικτύου τα παραγόμενα σφάλματα κατά τη μεταφορά των πιλοτικών πληροφοριών εντός αυτού μειώνουν το συνολικό $SINR$.

Παρόλα αυτά, διακρίνεται μία χρυσή τομή μεταξύ της χωρητικότητας μεταφοράς πιλοτικών και payload πληροφοριών (Q_p και Q_d αντίστοιχα), η οποία φαίνεται να αντισταθμίζει τη διαφορά μεταξύ των τριών μεθόδων διακίνησης δεδομένων εντός του fronthaul καναλιού και η οποία εξαρτάται αυστηρά από τις εκάστοτε προδιαγραφές. Στη γενική περίπτωση, εκ των αποτελεσμάτων φαίνεται ότι για μεγάλες χωρητικότητες C , μία αυξημένη χωρητικότητα μεταφοράς πιλοτικών πληροφοριών C_p ενδεχομένως να μπορούσε να καταστήσει τις ECF και CFE τεχνικές ακόμα πιο ικανές από την EMCF. Εντούτοις, το εν λόγω γεγονός αποτελεί μέχρι στιγμής μία υπόθεση, η οποία απαιτεί περισσότερη μελέτη και διεξαγωγή προσομοιώσεων για την επαλήθευσή της. Σε κάθε περίπτωση, ενθαρρύνεται η χρήση κατανεμημένων στρατηγικών διακίνησης δεδομένων εντός του fronthaul δικτύου, αλλά και η εγκατάσταση ποιοτικών/ακριβών και κατάλληλα προσαρμοσμένων στο εκάστοτε σύστημα εξαρτημάτων, ώστε να μπορέσει να επέλθει όσο το δυνατόν περισσότερη μείωση τόσο στα σφάλματα κβαντοποίησης όσο και στις παραμορφώσεις των σημάτων κατά την ασύρματη εκπομπή και λήψη τους. Με τον τρόπο αυτό θα μπορέσει κάθε σχεδιαστής να προσομοιώσει καλύτερα το σύστημά του, αμβλύνοντας τη διαφορά του θεωρητικού του μοντέλου και εκείνου που πρόκειται να προκύψει τελικά στην πράξη.

Κεφάλαιο 7

Cell-Free Massive MIMO: Ενεργειακή αξιολόγηση

Όλη η μελέτη που έχει γίνει μέχρι στιγμής αφορά τη σύγκριση των κυψελωτών mMIMO διατάξεων με τις CF mMIMO υλοποιήσεις, οι οποίες υπόσχονται να εισάγουν επαναστατικές αλλαγές στον τομέα της απόδοσης. Με τον τρόπο αυτό, όχι μόνο θα επέλθει βελτίωση στα ήδη υπάρχοντα 5G δίκτυα, αλλά θα δημιουργηθούν και οι κατάλληλες συνθήκες και ιδέες για την υποδοχή των δικτύων των επόμενων γενεών [106]. Βάσει λοιπόν όλης της βιβλιογραφίας που χρησιμοποιήθηκε, είναι πλέον βέβαιο ότι η CF mMIMO τεχνολογία παρέχει αρκετά υψηλότερα επίπεδα SE από τον προκάτοχό της, τόσο σε UL όσο και σε DL ζεύξεις. Παρόλα αυτά, οι αυξημένες απαιτήσεις παροχής υπηρεσιών αλλά και ο αυξημένος όγκος τερματικών συσκευών προϋποθέτει την ύπαρξη ενός περιβάλλοντος υλοποίησης πιο αειφόρο, το οποίο όχι μόνο να καλύπτει τις απαιτήσεις των χρηστών, αλλά και να μειώνει τη συνολική δαπάνη ενέργειας, τόσο για λόγους οικονομικούς όσο και για λόγους περιβαλλοντικούς [48].

Στο κεφάλαιο 3 αποδείχθηκε ότι υπάρχουν πολλοί τρόποι ώστε να επιτευχθεί μείωση της δαπανώμενης ενέργειας. Η επικρατέστερη ίσως λύση για το πρόβλημα του μειωμένου EE που παρουσιάζουν οι mMIMO διατάξεις ήταν η δημιουργία των HetNets, δηλαδή των περισσότερων και μικρότερων σε μέγεθος κυψελών με στόχο την καλύτερη εξυπηρέτηση των UEs [43]. Πιο συγκεκριμένα, αυξάνοντας τον αριθμό των κυψελών, αλλά και των κεραιών επί κάθε σταθμού βάσης, αποδείχθηκε ότι επέρχεται αύξηση του δείκτη κατανομής εργασιών/πόρων, γεγονός που με τη σειρά του οδηγεί στην αύξηση του GEE. Φυσικά, δεν είναι λίγες οι αναφορές [107] [108] [109] [110] που γίνονται για την άριστη συνεργασία των HetNets (κυρίως των small cells) με τα συστήματα mMIMO, αφού ο συνδυασμός των δύο αυτών τεχνολογιών βοηθά στην υψηλότερη πύκνωση του δικτύου (network densification) και εν τέλει την αύξηση του EE (μεταξύ άλλων).

7.1 Ενεργειακή απόδοση: Cellular versus Cell-Free Massive MIMO

Για την περαιτέρω βελτίωση της ενεργειακής απόδοσης των δικτύων κινητής τηλεφωνίας, οι συγγραφείς του paper [51] προτείνουν την υλοποίηση και εφαρμογή των CF mMIMO διατάξεων, οι οποίες (όπως υποστηρίζουν) εξασφαλίζουν υψηλότερους δείκτες EE. Η αρχική ιδέα που κίνησε το ενδιαφέρον της επιστημονικής κοινότητας έτσι ώστε να στραφεί προς αυτή την κατεύθυνση για βελτίωση των ενεργειακών επιπέδων (πέραν της απόδοσης), ήταν το γεγονός ότι οι εν λόγω διατάξεις όντας κατανομημένες μειώνουν την πιθανότητα να βρεθεί κάποιος χρήστης μακριά από κάποιο AP. Αυτό, σε συνδυασμό με τον max-min power control αλγόριθμο οδηγεί στην ελαχιστοποίηση της τροφοδοσίας που απαιτεί κάθε συστοιχία κεραιών για την πραγματοποίηση των DL ζεύξεων με το εκάστοτε UE.

7.1.1 Μοντελοποίηση ενεργειακής απόδοσης cellular και Cell-Free συστημάτων

Για την άμεση σύγκριση των ενεργειακών επιδόσεων που έχει η εφαρμογή του mMIMO στα κυψελωτά και CF συστήματα, θα πρέπει να γίνει ποσοτικοποίηση της δαπανώμενης ενέργειας ανά bit για κάθε ένα από αυτά. Μία από τις επικρατέστερες προσεγγίσεις για τον ΕΕ δείκτη παραθέτει το paper [51], η οποία για CF mMIMO διατάξεις δίνεται από την ακόλουθη σχέση.

$$EE^{CF} = \frac{B \sum_{k=1}^K \log_2(1 + SINR_k^{CF,dl})}{P_d \sum_{\ell=1}^L \sum_{i=1}^K \eta_{i\ell}} \left(\frac{bits}{Joule} \right) \quad (7.1)$$

όπου $\eta_{i\ell}$ ο power control συντελεστής από το ℓ^{th} AP προς τον i^{th} χρήστη, με $\sum_{k=1}^K \eta_{k\ell} \leq 1$, P_d η μέγιστη εκπεμπόμενη ισχύς του κάθε AP και B το χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης. Επίσης, το $SINR_k^{CF,dl}$ που περιγράφει η σχέση (7.2) [52, eq. (5)] είναι εκείνο που αναπαριστά η σχέση (4.28), θεωρώντας ότι $\tau_p^{cf} \geq K$ και ότι η εκτίμηση του καναλιού κατά την uplink training φάση έγινε βάσει της τεχνικής MMSE [51].

$$SINR_k^{CF,dl} = \frac{\rho^{dl} (\sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{1/2} \gamma_{k\ell})^2}{1 + \rho^{dl} \sum_{i=1}^K \sum_{\ell=1}^L \eta_{i\ell} \gamma_{i\ell} \beta_{k\ell}} \quad (7.2)$$

όπου $\gamma_{k\ell}$ η γνωστή μεταβλητή της σχέσης (4.13), η οποία εφαρμόζοντας την MMSE στρατηγική (για $\varphi_i^H \varphi_k = 0, \forall i \neq k$) λαμβάνει την ακόλουθη μορφή [7, eq. (8)]:

$$\gamma_{k\ell} = \sqrt{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \beta_{k\ell} c_{k\ell}} \xrightarrow{(4.19)} \gamma_{k\ell} = \frac{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \beta_{k\ell}^2}{1 + \tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \beta_{k\ell}} \quad (7.3)$$

Κατ' αντιστοιχία με την εξίσωση (7.1), περιγράφεται [51] και το EE^C για τις κυψελωτές (Cellular) διατάξεις. Η τελευταία έκφραση δίνεται από:

$$EE^C = \frac{B \sum_{k=1}^K \log_2(1 + SINR_k^{C,dl})}{P'_d \sum_{i=1}^K \eta_i} \left(\frac{bits}{Joule} \right) \quad (7.4)$$

όπου το $SINR_k^{C,dl}$ δίνεται από την ειδική περίπτωση των co-located κεραιών που περιγράφει η σχέση (4.32), με $\sum_{k=1}^K \eta_k \leq 1$ [51]. Στην πραγματικότητα, αυτό σημαίνει ότι κάθε UE αντί να εξυπηρετείται από L διάσπαρτα single-antenna APs, εξυπηρετείται από ένα κεντρικό σταθμό βάσης, ο οποίος ενσωματώνει μία mMIMO διάταξη L κεραιών, η οποία με τη σειρά της έχει τη δυνατότητα να εκπέμψει μέγιστη ισχύ ίση με $P'_d (W)$. Τονίζεται ότι για λόγους ισότητας των δύο συστημάτων, θεωρείται ότι $P'_d = LP_d$ [51].

Όπως είναι άμεσα αντιληπτό από τις σχέσεις των ΕΕs, αυτό που έχει περισσότερη σημασία δεν είναι η συνολική δαπάνη ενέργειας (*Joule*), αλλά το πόσα δεδομένα μπορεί το κάθε σύστημα να μεταδώσει ανά μοναδιαία τιμή ενέργειας. Καίριο ρόλο σε αυτή τη σχέση μεταξύ δεδομένων και μονάδων ενέργειας διαδραματίζει ο power control

παράγοντας $\eta_{k\ell}$, ο οποίος ρυθμίζει το ποσοστό της μέγιστης ενέργειας P_d που πρόκειται να ακτινοβολήσει κάθε κεραία εκπομπής. Για την ανάδειξη της επίπτωσης που έχει ο παράγοντας αυτός, οι συγγραφείς του [51] κάνουν χρήση των δύο πιο διαδεδομένων power control στρατηγικών, οι οποίες και εξάγουν εντελώς διαφορετικά αποτελέσματα (όπως αναφέρεται και αργότερα) [51]. Η πρώτη στρατηγική ονομάζεται equal-power και στοχεύει στην ισοκατανομή της συνολικής ισχύος P_d που ακτινοβολεί κάθε AP προς κάθε UE. Με τον τρόπο αυτό, κάθε AP καταναλώνει το ίδιο ποσό ενέργειας για την εξυπηρέτηση του κάθε χρήστη, ανεξαρτήτως οποιουδήποτε άλλου παράγοντα. Η μαθηματική έκφραση του equal-power power control αλγορίθμου υπό τους προαναφερθέντες περιορισμούς για κάθε μία υλοποίηση δίνεται από:

$$\begin{cases} \text{Cell-Free}, & \eta_{k\ell}^{ep} = \frac{1}{X} \mu \varepsilon \sum_{k=1}^K \eta_{k\ell} \leq 1 \\ \text{Cellular}, & \eta_k^{ep} = \frac{1}{X} \mu \varepsilon \sum_{k=1}^K \eta_k \leq 1 \end{cases} \quad (7.5)$$

όπου $X \in [K, \infty)$.

Στη συνέχεια, γίνεται αναφορά για την max-min power control τεχνική, η οποία είχε περιγραφεί στην παράγραφο 4.6. Σύμφωνα με την προαναφερθείσα θεωρία [7], η max-min στρατηγική αποσκοπεί στη μεγιστοποίηση του ελάχιστου $SINR_k$ μεταξύ των K UEs, επιβάλλοντας στην ουσία τη συνθήκη που περιγράφει η σχέση (4.35). Στην περίπτωση του κυψελωτού συστήματος (single-cell στην προκειμένη περίπτωση), αναφέρεται [1, para. 5.3] ότι η βέλτιστη λύση στο max-min πρόβλημα επιτυγχάνεται αν $\forall k$ ισχύει $SINR_k^{c,dl} = \overline{SINR}_k^{c,dl}$, δηλαδή όταν πληρείται η παρακάτω συνθήκη:

$$\sum_{k=1}^K \eta_k = 1 \quad (7.6)$$

7.1.2 Προσομοίωση ενεργειακής απόδοσης cellular και Cell-Free Massive MIMO συστημάτων υπό διαφορετικές περιβαλλοντικές συνθήκες

Αφού έγινε η ενεργειακή μοντελοποίηση των κυψελωτών και CF mMIMO συστημάτων, για την άμεση σύγκριση αυτών, οι συγγραφείς του [51] προέβησαν στη διεξαγωγή προσομοίωσης, η οποία περιλάμβανε τη διάταξη που φαίνεται στο Σχήμα 7-1. Η ακτίνα της εν λόγω περιοχής ήταν R (m), ενώ τα UEs και τα APs ήταν ομοιόμορφα κατανομημένα εντός αυτής. Το path-loss μοντέλο που εφαρμόστηκε είναι αυτό που περιγράφει η σχέση (7.7), δηλαδή εκείνο που αναφέρεται στο [111] ως NLoS για προαστιακά (suburban macro), αστικά (urban macro), αλλά και αγροτικά (rural macro) περιβάλλοντα διάδοσης [111, Tab. A1-2].

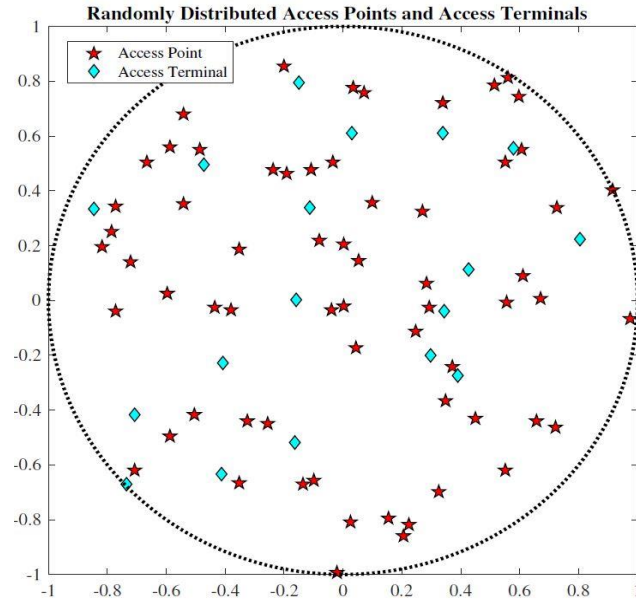
$$PL(d) = 161,04 - 7,1 \log_{10}(W) + 7,5 \log_{10}(h)$$

$$- \left[24,37 - 3,7 \left(\frac{h}{h_{UE}} \right)^2 \right] \log_{10}(h_{AP}) + [43,42 - 3,1 \log_{10}(h_{AP})] [\log_{10}(d) - 3]$$

$$+ 20 \log_{10}(f_c) - (3,2 [\log_{10}(11,75 h_{UE})]^2 - 4,97) \quad (7.7)$$

όπου W (m) είναι το πλάτος του δρόμου, h (m) το μέσο ύψος των κτηρίων, h_{AP} (m) το ύψος της κεραίας του κάθε AP, h_{UE} (m) το ύψος των κεραιών του κάθε UE, f_c (GHz) η φέρουσα συχνότητα και d (m) η απόσταση μεταξύ των κεραιών πομπού-δέκτη [51].

Οι διάφορες παράμετροι της προσομοίωσης αναγράφονται αναλυτικά στον Πίνακα 7-1, ενώ οι path-loss απώλειες (dB) βάσει αυτών για τα διάφορα περιβαλλοντικά σενάρια απεικονίζονται στον Πίνακα 7-2. Τέλος, τα αποτελέσματα της έρευνας φαίνονται στα Σχήματα 7-2, 7-3 και 7-4 [51].



Σχήμα 7-1: Πειραματική διάταξη CF mMIMO ακτίνας R (m) με $L = 256/64$ και $K = 18$ ομοιόμορφα κατανεμημένα single-antenna APs και UEs αντίστοιχα. Η ίδια διάταξη μπορεί να θεωρηθεί και ως κυψελωτή με τη διαφορά ότι όλα τα $L = 64$ APs (στοιχειοκεραίες) βρίσκονται συγκεντρωμένα σε ένα BS στο κέντρο της κυκλικής περιοχής (Cellular mMIMO) [51].

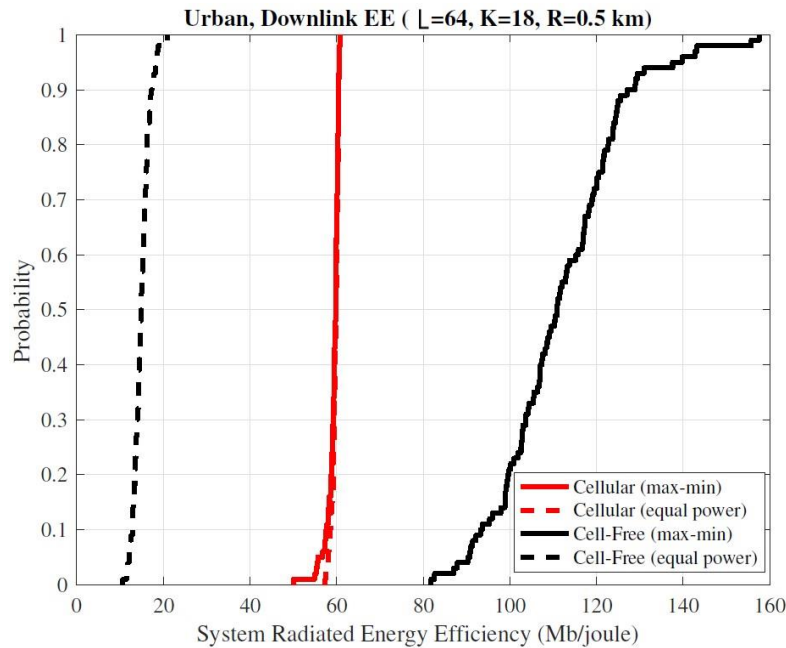
Πίνακας 7-1: Παράμετροι ενεργειακής προσομοίωσης [51] για CF και κυψελωτές mMIMO διατάξεις σε αστικό, προαστιακό και αγροτικό περιβάλλον διάδοσης.

Παράμετρος	Τιμή		
	Αστικό (Urban)	Προαστιακό (Suburban)	Αγροτικό (Rural)
f_c	2 GHz	2 GHz	0,45 GHz
B	20 MHz	20 MHz	20 MHz
W	20 m	20 m	20 m
h_{AP}	20 m	20 m	40 m
h_{UE}	1,5 m	1,5 m	1,5 m
h_{BS} (Cellular)	50 m	50 m	50 m
h	20 m	10 m	5 m
σ (noise std)	6 dB	8 dB	8 dB
R	0,5 km	1 km	4 km

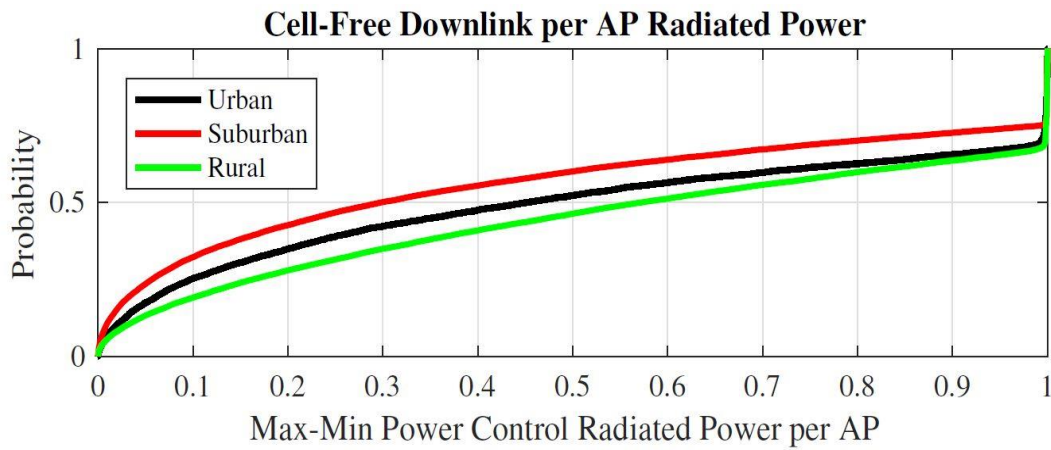
L	64 APs ή κεραίες	256 APs ή κεραίες	256 APs ή κεραίες
K	18 UEs	18 UEs	18 UEs
d	10 έως και 5000 m	10 έως και 5000 m	10 έως και 5000 m
$\bar{P}_d$	200 mW	200 mW	200 mW
$\bar{P}'_d$	12,8 W	51,2 W	51,2 W
$\bar{\rho}_{cf}^{up}, \bar{\rho}_{cf}^p$	200, 200 mW	200, 200 mW	200, 200 mW
σ^2	9 dB	9 dB	9 dB
G (antenna gain)	0 dB_i	0 dB_i	0 dB_i

Πίνακας 7-2: Path-loss απώλειες (dB) [51] για CF και κυψελωτές mMIMO διατάξεις σε αστικό, προαστιακό και αγροτικό περιβάλλον διάδοσης σύμφωνα με τη σχέση (7.7).

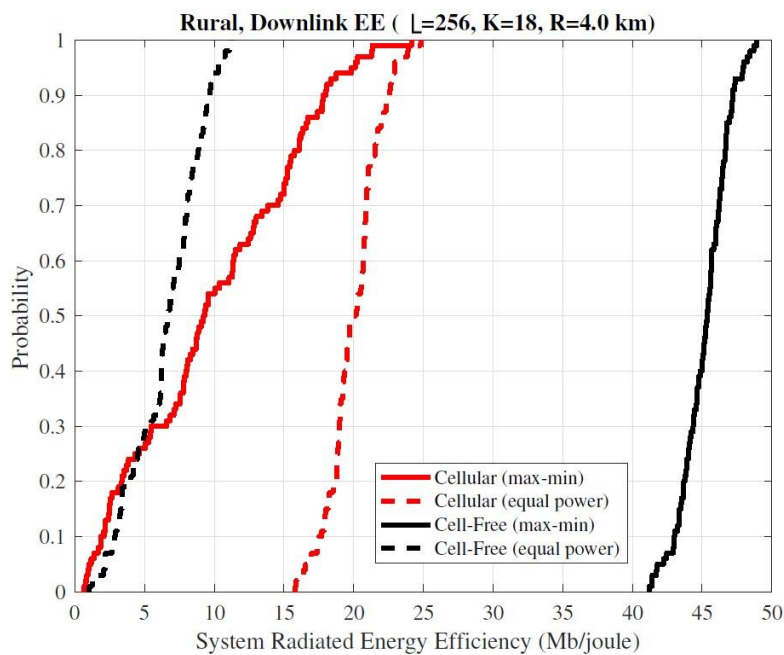
Διάταξη	Απώλειες σε απόσταση $d = R$		
	Αστικό ($R = 0,5 \text{ km}$)	Προαστιακό ($R = 1 \text{ km}$)	Αγροτικό ($R = 4 \text{ km}$)
Cell-Free	128,8 dB	134,8 dB	134,3 dB
Cellular	115,7 dB	124,2 dB	131,7 dB



Σχήμα 7-2: CDF συναρτήσεως του δείκτη ΕΕ ($Mb/Joule$) για κυκλική CF και Cellular mMIMO διάταξη ακτίνας $R = 0,5 \text{ km}$ σε αστικό περιβάλλον με $L = 64$ APs/κεραίες και $K = 18$ UEs [51].



Σχήμα 7-3: CDF συναρτήσεως της κανονικοποιημένης ισχύος ακτινοβολίας κάθε AP για CF mMIMO διάταξη, η οποία κάνει χρήση του max-min power control αλγορίθμου [51].



Σχήμα 7-4: CDF συναρτήσεως του δείκτη EE ($Mb/Joule$) για κυκλική CF και Cellular mMIMO διάταξη ακτίνας $R = 4 km$ σε αγροτικό περιβάλλον με $L = 256$ APs/κεραίες και $K = 18$ UEs [51].

Κοιτώντας κανείς το Σχήμα 7-2 μπορεί να παρατηρήσει τη συνάρτηση αθροιστικής κατανομής συναρτήσεως του ανά χρήστη EE ($Mb/Joule$) για κυψελωτές και CF διατάξεις, οι οποίες υλοποιούνται εντός αστικής περιοχής. Ένα γρήγορο συμπέρασμα εκ των αποτελεσμάτων είναι ότι ανεξαρτήτως του αριθμού των εξυπηρετούμενων UEs, το κυψελωτό mMIMO σύστημα διατηρεί μία γραμμική σχέση μεταξύ της ενέργειας ($Joule$) που καταναλώνει και του αριθμού των bits που μεταδίδει. Με άλλα λόγια, υπάρχει δυνατότητα εξυπηρέτησης του 100% των τερματικών συσκευών με τον ίδιο δείκτη EE που θα είχε το σύστημα αν εξυπηρετούσε μόνο το $Y\%$ αυτών, με $Y < 100$. Επιπλέον, φαίνεται ότι κάνοντας χρήση οποιουδήποτε από τους δύο power control αλγορίθμους, η ενεργειακή απόδοση του κυψελωτού συστήματος παραμένει σταθερά καλύτερη από εκείνη που της CF mMIMO διάταξης όταν αυτή εφαρμόζει τον equal power control αλγόριθμο. Από την άλλη μεριά, η υλοποίηση της CF mMIMO διάταξης υπό τους περιορισμούς που επιβάλλει ο max-min power control αλγόριθμος οδηγεί σε ραγδαία αύξηση του δείκτη EE, αφού στην πραγματικότητα η εν λόγω διάταξη σπάνια παρουσιάζει

απώλειες τόσο υψηλές όσο εκείνες που περιγράφει ο Πίνακας 7-2. Αυτό είναι απόλυτα λογικό, αν λάβει κανείς υπόψη του ότι εφόσον η κατανομή των τερματικών και των APs είναι τυχαία, υπάρχει μεγάλη πιθανότητα να υπάρχει κάποιο σημείο πρόσβασης κοντά σε κάποιο UE, μειώνοντας εν τέλει το d της σχέσης (7.7). Αντιθέτως, η κυψελωτή διάταξη χρειάζεται μεγάλα ποσά ενέργειας για την εξυπηρέτηση των χρηστών που βρίσκονται στην περιφέρεια της κυκλικής γεωγραφικής έκτασης ($d = R$). Τα αποτελέσματα αυτά επιβεβαιώνει και η αρχιτεκτονική της CF mMIMO διάταξης, η οποία όντας κατανεμημένη παρουσιάζει διαφοροποίηση στον large-scale συντελεστή σκέδασης, με τελικό αποτέλεσμα την επιπρόσθετη αύξηση (σε σχέση με το κεντροποιημένο mMIMO) του diversity κέρδους (επίτευξη υψηλότερης στάθμης ισχύος κατά τη λήψη με μικρότερο SNR εκπομπής). Ωστόσο, τονίζεται ότι σε καμία περίπτωση τα αποτελέσματα δεν είναι ίδια αν γίνει χρήση της equal-power power control στρατηγικής, γεγονός που γεννά μία αδήριτη ανάγκη για εφαρμογή αποκλειστικά και μόνο της max-min τεχνικής. Την προσφορά της max-min τεχνικής στην ενεργειακή απόδοση των CF mMIMO διατάξεων έρχεται να επιβεβαιώσει και το πόρισμα του Σχήματος 7-3, όπου αποδεικνύεται ότι το 60% (και παρά πάνω) των APs εκπέμπουν ισχύ λιγότερη από τη μέγιστη P_d που θα μπορούσαν να ακτινοβολήσουν (σε αντίθεση με την κυψελωτή περίπτωση όπου η max-min στρατηγική επιβάλλει στον BS να λειτουργεί σε πλήρη ισχύ σύμφωνα με τη σχέση (7.6)).

Η προσομοίωση στο αγροτικό περιβάλλον αν και περιλάμβανε την αύξηση της μέγιστης ακτίνας R , διατήρησε την αναλογία R/APs (ή $R/κεραίες$) ώστε το επίπεδο του QoE/QoS να παραμείνει (θεωρητικά) το ίδιο. Παρόλα αυτά, η αύξηση των βαθμών ελευθερίας του συστήματος δεν ήταν τόσο ικανή ώστε να αποτρέψει την πτώση του EE. Έτσι λοιπόν, όπως φαίνεται και από τον Πίνακα 7-2, οι αυξημένες μέγιστες path-loss απώλειες οδήγησαν στην πτώση του εν λόγω δείκτη ενεργειακής απόδοσης για αμφότερα τα συστήματα (Σχήμα 7-4)). Παρόλα αυτά, σε αυτή την περίπτωση, η κυψελωτή διάταξη που κάνει χρήση της equal-power power control στρατηγικής επιτυγχάνει αδιαμφισβήτητα καλύτερα αποτελέσματα από το αν χρησιμοποιούσε την max-min, ειδικά για την κάλυψη ενός μεγάλου αριθμού χρηστών. Είναι λοιπόν αυτονόητο ότι μία αύξηση της ακτινοβολούμενης ισχύος στον κεντρικό σταθμό βάση δεν θα είχε και ιδιαίτερα αποτελέσματα όσον αφορά την παροχή υπηρεσιών στους πιο απομακρυσμένους από αυτόν χρήστες (λόγω της υψηλής εξασθένησης). Επίσης, και σε αυτή την περίπτωση διακρίνεται η υπεροχή της CF mMIMO τοπολογίας (περίπτωση max-min), η οποία επιτυγχάνει καλύτερα αποτελέσματα από την κυψελωτή για τους ίδιους λόγους που προαναφέρθηκαν και στην περίπτωση του αστικού περιβάλλοντος. Αντιθέτως, αποδοκιμάζεται η χρήση της CF mMIMO υλοποίησης υπό την equal-control τεχνική, εξαιτίας και πάλι των χαμηλών της επιδόσεων (ακόμα χαμηλότερα και από τη χειρότερη max-min υλοποίηση της κυψελωτής διάταξης). Τέλος, αναφέρεται [51] ότι για λόγους μη επαναληψιμότητας, τα Σχήματα που προέκυψαν στην περίπτωση του προαστικού περιβάλλοντος παραλήφθησαν, αφού λαμβάνοντας κανείς υπόψη τις τιμές του Πίνακα 7-2, μπορεί να εξαγάγει ανάλογα συμπεράσματα με εκείνα των άλλων περιπτώσεων.

7.2 Ενεργειακή μελέτη επί Cell-Free Massive MIMO συστημάτων με απεριόριστη fronthaul χωρητικότητα

Σύμφωνα με τα ανωτέρω, είναι πλέον βέβαιο ότι καταργώντας τις κυψέλες και εφαρμόζοντας την max-min power control τεχνική, μπορεί να επιτευχθεί ένας υψηλότερος δείκτης EE. Αυτό είναι αρκετά λογικό, αφού η CF mMIMO διάταξη περιλαμβάνοντας διάσπαρτα APs μπορεί να επιτύχει μείωση των απωλειών διάδοσης συγκριτικά με την κεντροποιημένη υλοποίηση του mMIMO, η οποία υστερεί στην ποιότητα των υπηρεσιών που παρέχει στους απομακρυσμένους από τον BS χρήστες [51]. Ταυτόχρονα, το macro-diversity σε συνδυασμό με το γεγονός ότι δεν εκπέμπουν όλα τα APs την πλήρη ισχύ

τους βελτιώνει ακόμα παρά πάνω το τελικό αποτέλεσμα. Αυτό όμως δε σημαίνει ότι το CF mMIMO σύστημα δεν έχει περιθώρια για περαιτέρω βελτίωση. Μία βασική ένδειξη αυτού του ισχυρισμού είναι το γεγονός ότι ο max-min power control αλγόριθμος είναι σχεδιασμένος για τη βελτίωση της απόδοσης (SE) του συστήματος προς τους χρήστες με μη-ευνοϊκές περιβαλλοντικές συνθήκες (αύξηση 95% – *likely*). Κατά συνέπεια, άσχετα με το γεγονός ότι παρέχει καλύτερα ενεργειακά αποτελέσματα από τον αντίστοιχο αλγόριθμο των κυψελωτών διατάξεων, δεν έχει σχεδιαστεί με σκοπό τη βελτιστοποίηση του ΕΕ. Επομένως, υπάρχει ανάγκη για εύρεση ενός νέου power control αλγορίθμου, ο οποίος να βελτιστοποιεί τους συντελεστές $\eta_{k\ell}$ με αποκλειστικό σκοπό τη μεγιστοποίηση του ΕΕ, λαμβάνοντας φυσικά υπόψη του και τους εκάστοτε περιορισμούς της ελάχιστης επιτρεπτής απόδοσης (SE). Για να μπορέσει όμως κανείς να εξάγει ακριβή συμπεράσματα, δεν θα πρέπει να αρκεστεί στον τύπο της σχέσης (7.1), αφού ο παρονομαστής αυτής (η ενέργεια που καταναλώνει το σύστημα) λαμβάνει υπόψη του μόνο την ενέργεια που δαπανάται για την εκπομπή. Μία πιο αναλυτική μελέτη της ενεργειακής απόδοσης των CF mMIMO συστημάτων προσφέρεται στο [78].

7.2.1 Ενεργειακή μοντελοποίηση των Cell-Free Massive MIMO συστημάτων: Μία πιο ειδική προσέγγιση

Για τη λεπτομερειακή μοντελοποίηση της ενεργειακής απόδοσης κάποιου CF mMIMO συστήματος, σε κάθε περίπτωση θα πρέπει πρώτα να δοθεί μία έκφραση κλειστού τύπου που να περιγράφει το SE του. Για τον λόγο αυτό, οι συγγραφείς του [78] θεωρούν CF mMIMO διάταξη K single-antenna χρηστών και L N -antenna APs με $\tau_p^{cf} < \tau_c$ και $\tau_p^{cf} < K$ (ύπαρξη pilot contamination). Επιπλέον, η εκτίμηση του καναλιού κατά την uplink training φάση γίνεται με τη μέθοδο MMSE, ενώ το precoding κατά τη DL φάση με τη μέθοδο CB. Έτσι λοιπόν, η σχέση για το SE_k^{dl} που προκύπτει λαμβάνοντας υπόψη τα ανωτέρω είναι εκείνη της σχέσης (4.27) πολλαπλασιασμένη επί τον pre-log παράγοντα, ενώ οι τιμές των DS_k^{dl} , BU_k^{dl} και UI_{ki}^{dl} προσδιορίζονται από τις σχέσεις (5.30), (5.31) και (5.32) αντίστοιχα [78]. Κατόπιν, σύμφωνα με το [78, Appendix A], η κλειστή μορφή που αποδίδεται στο εν λόγω ατομικό SE_k^{dl} , και η οποία πρόκειται εφεξής να χρησιμοποιηθεί στην παρούσα ενεργειακή μοντελοποίηση είναι η παρακάτω:

$$SE_k^{dl}(\{c\}) = \left(1 - \frac{\tau_p^{cf}}{\tau_c}\right) \log_2 \left(1 + \frac{\rho^{dl} N^2 |\bar{\gamma}_{kk}^T c_k|^2}{\rho^{dl} N \left(N \sum_{i \neq k} |\bar{\gamma}_{ik}^T c_i|^2 + \sum_{i=1}^K \|D_{ik} c_i\|^2\right) + 1}\right) \quad (7.8)$$

όπου $D_{ik} \in \mathbb{R}^{L \times L}$ είναι διαγώνιος πίνακας του οποίου το ℓ^{th} στοιχείο ισούται με $[D_{ik}]_{\ell, \ell} = \sqrt{\gamma_{\ell i} \beta_{\ell k}}$, με $\gamma_{\ell i}$ να δίνεται από την ακόλουθη σχέση σύμφωνα με τις (4.13) και (7.3):

$$\gamma_{k\ell} = \frac{\tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \beta_{\ell k}^2}{1 + \tau_p^{cf} \rho_{cf}^p \sum_{i=1}^K \beta_{\ell i} |\phi_i^H \phi_k|^2}, \quad \mu\epsilon \phi_i^H \phi_k \neq 0 \quad (7.9)$$

Επίσης, τα $\bar{\gamma}_{ik}$ και $c_k \in \mathbb{R}_+^L$ δίνονται αντίστοιχα από τις παρακάτω σχέσεις [78]:

$$\bar{\gamma}_{ik} \triangleq |\phi_i^H \phi_k| \left[\gamma_{1i} \frac{\beta_{1k}}{\beta_{1i}}, \gamma_{2i} \frac{\beta_{2k}}{\beta_{2i}}, \dots, \gamma_{Li} \frac{\beta_{Lk}}{\beta_{Li}} \right]^T \quad (7.10)$$

$$c_k \triangleq [c_{1k}, c_{2k}, \dots, c_{Lk}]^T \quad (7.11)$$

με $c_{ik} \triangleq \sqrt{\eta_{ik}}$.

Επειδή όμως η έκφραση του ΕΕ αφορά όλο το σύστημα, είναι λογικό να απαιτείται η έκφραση του συνολικού DL SE. Έτσι, με τη βοήθεια της σχέσης (7.8) εκφράζεται το $SE_{TOTAL}^{dl}(\{c\})$ [78]:

$$SE_{TOTAL}^{dl}(\{c\}) = \sum_{k=1}^K SE_k^{dl}(\{c\}) \quad (7.12)$$

Κατόπιν, οι συγγραφείς του [78] εκφράζουν τη συνολική ενέργεια P_{TOTAL} που δαπανά η CF mMIMO διάταξη ως το άθροισμα των ενεργειών που καταναλώνονται στα APs και στο fronthaul δίκτυο. Πιο συγκεκριμένα, η P_{TOTAL} του συστήματος δίνεται από:

$$P_{TOTAL} = \sum_{\ell=1}^L P_{\ell} + \sum_{\ell=1}^L P_{fh,\ell} \quad (7.13)$$

όπου το P_{ℓ} συμβολίζει την ισχύ που καταναλώνει το κύκλωμα ενίσχυσης, το κύκλωμα επεξεργασίας σημάτων και γενικά οποιαδήποτε άλλη διάταξη καταναλώνει ισχύ κατά τη διαδικασία των transceiver chains στο ℓ^{th} AP [78], ενώ το $P_{fh,\ell}$, την ισχύ που χρειάζεται για να λειτουργήσει η fronthaul ζεύξη μεταξύ του ℓ^{th} AP και του CPU. Επιπλέον, οι συγγραφείς του [78] αναλύουν τις δύο αυτές αιτίες κατανάλωσης ενέργειας στις CF mMIMO διατάξεις ως εξής:

$$P_{\ell} = \frac{1}{\alpha_{\ell}} \rho^{dl} N_0 \left(N \sum_{k=1}^K \eta_{k\ell} \gamma_{k\ell} \right) + N P_{tc,\ell} \quad (7.14)$$

$$P_{fh,\ell} = P_{0,\ell} + B \cdot SE_{TOTAL}^{dl}(\{c\}) \cdot P_{bt,\ell} \quad (7.15)$$

όπου α_{ℓ} , με $0 < \alpha_{\ell} \leq 1$, συμβολίζει την αποδοτικότητα του κυκλώματος ενίσχυσης του ℓ^{th} AP, N_0 την ισχύ θορύβου και $P_{tc,\ell}$ την εσωτερική απαιτούμενη ισχύ για τη λειτουργία των διάφορων κυκλωματικών στοιχείων (π.χ. μετατροπείς, μείκτες, φίλτρα) της κεραίας του ℓ^{th} AP. Επίσης, $P_{0,\ell}$ συμβολίζει την πάγια ισχύ που απαιτεί η ζεύξη μεταξύ CPU και ℓ^{th} AP για να λειτουργήσει, και η οποία εξαρτάται από την απόσταση μεταξύ τους, την τοπολογία του fronthaul δικτύου (π.χ. αστέρας ή σειριακό) κ.ά. Τέλος, το $P_{bt,\ell}$ συμβολίζει την ισχύ που καταναλώνει το σύστημα για τη μετάδοση ενός bit/sec (*Watt/bps*) εντός της fronthaul ζεύξης μεταξύ CPU και ℓ^{th} AP, λαμβάνοντας υπόψη κάθε φορά την εκάστοτε κίνηση των δεδομένων [78]. Έτσι λοιπόν, η σχέση (7.13) βάσει των (7.14) και (7.15) λαμβάνει την ακόλουθη μορφή:

$$P_{TOTAL} =$$

$$\rho^{dl} N_0 \sum_{\ell=1}^L \frac{1}{\alpha_{\ell}} \left(N \sum_{k=1}^K \eta_{k\ell} \gamma_{k\ell} \right) + \sum_{\ell=1}^L (N P_{tc,\ell} + P_{0,\ell}) + B \left(\sum_{\ell=1}^L P_{bt,\ell} \right) SE_{TOTAL}^{dl}(\{c\}) \quad (7.16)$$

Εν τέλει, βάσει των (7.12) και (7.16) μπορεί πλέον να οριστεί το συνολικό $EE_{TOTAL}(\{c\})$ ως [78]:

$$EE_{TOTAL}(\{c\}) = \frac{B \cdot SE_{TOTAL}^{dl}(\{c\})}{P_{TOTAL}} \quad (7.17)$$

Σε αυτό το σημείο πρέπει να αναφερθεί ότι ο βασικότερος παράγοντας που εξασφαλίζει τη μεγιστοποίηση της σχέσης (7.17) είναι ο power control συντελεστής $\eta_{k\ell}$ (μέσω του c_k). Για την περαιτέρω βελτίωση όμως του δείκτη $EE_{TOTAL}(\{c\})$, δεν αρκεί κανείς να βασιστεί στην max-min power control στρατηγική (για τον λόγο που προαναφέρθηκε). Με αυτό λοιπόν το ερέθισμα, οι συγγραφείς του [78] προέβησαν στον ορισμό ενός προβήματος βελτιστοποίησης του $EE_{TOTAL}(\{c\})$ υπό τους per-user SE και εκπεμπόμενης ανά AP ισχύος περιορισμούς. Πιο ειδικά, το εν λόγω πρόβλημα $(\mathcal{P})$ μοντελοποιείται ως εξής [78]:

$$(\mathcal{P}): \begin{cases} \max_{\{c\}} EE_{TOTAL}(\{c\}) & (7.18a) \\ SE_k^{dl}(\{c\}) \geq SE_{0k}^{dl}, \quad \forall k & (7.18b) \\ \sum_{k=1}^K \eta_{k\ell} \gamma_{k\ell} \leq \frac{1}{N}, \quad \forall \ell & (7.18c) \\ \eta_{k\ell} \geq 0, \quad \forall k, \ell & (7.18d) \end{cases}$$

όπου SE_{0k}^{dl} είναι ο ελάχιστος επιτρεπτός DL ρυθμός μετάδοσης που απαιτείται για την εξυπηρέτηση του χρήστη k .

Στη συνέχεια, λόγω του ότι δεν παρέχεται η δυνατότητα μεταβολής των όρων B και $P_{bt,\ell}$ (δεν εμπλέκονται με τον power control παράγοντα $\eta_{k\ell}$) προς βελτιστοποίηση του συστήματος, ενώ ταυτόχρονα η ρύθμιση του $SE_{TOTAL}^{dl}(\{c\})$ προσφέρεται ήδη από τον per-user SE περιορισμό, το πρόβλημα $(\mathcal{P})$ μπορεί να απλουστευθεί λαμβάνοντας την παρακάτω μορφή [78]:

$$(\mathcal{P}_1): \begin{cases} \max_{\{c\}} \frac{B \cdot SE_{TOTAL}^{dl}(c)}{\bar{P}_{fix} + \rho^{dl} N_0 N \sum_{\ell=1}^L \frac{1}{\alpha_{\ell}} \sum_{k=1}^K c_{k\ell}^2 \gamma_{k\ell}} & (7.19a) \\ SE_k^{dl}(c) \geq SE_{0k}^{dl}, \quad \forall k & (7.19b) \\ \sum_{k=1}^K c_{k\ell}^2 \gamma_{k\ell} \leq \frac{1}{N}, \quad \forall \ell & (7.19c) \\ c_{k\ell} \geq 0, \quad \forall k, \ell & (7.19d) \end{cases}$$

με το $\bar{P}_{fix}$ να δίνεται από:

$$\bar{P}_{fix} \triangleq \sum_{\ell=1}^L (NP_{tc,\ell} + P_{0,\ell}) \quad (7.20)$$

Για την επίλυση του εν λόγω προβλήματος βελτιστοποίησης, αναφέρεται [78] ότι μπορεί να γίνει χρήση της sequential convex approximation (SCA) [112], εφόσον στην ουσία πρόκειται για ένα μη-κυρτό (non-convex) πρόβλημα (οι συναρτήσεις που το ορίζουν είναι μη-κυρτές). Περισσότερες πληροφορίες μαθηματικού χαρακτήρα περί του τρόπου επίλυσης του ανωτέρω προβλήματος βελτιστοποίησης ($\mathcal{P}_1$) διατίθενται στη σχετική βιβλιογραφία [78, Sec. IV], καθώς και στις αναφορές αυτής.

Επιπλέον, ένα άλλο μεγάλο ερώτημα που προκύπτει από την ανάλυση της παραγράφου 4.8.1, έχει να κάνει με το αν υπάρχει κάποια συσχέτιση μεταξύ της ενεργειακής απόδοσης των CF mMIMO συστημάτων και του βαθμού correlation των καναλιών μετάδοσης. Για την απάντηση αυτού, οι συγγραφείς του [66] ακολούθησαν παρόμοια μοντελοποίηση με εκείνη που υποδεικνύει το paper [78], με τη διαφορά ότι ενσωμάτωσαν στη σχέση του SE και τον βαθμό του correlation των καναλιών ($R_{k\ell} \in \mathbb{C}^{N \times N}$) μέσω της προσθήκης του πίνακα Toeplitz. Τονίζεται ότι η εν λόγω ανάλυση [66] αφορά μόνο την UL ζεύξη, αφού το correlation των καναλιών δυσκολεύει περισσότερο τη διαδικασία ανίχνευσης και συλλογής των διάφορων UL σημάτων από το κάθε AP. Έτσι λοιπόν, αντικαθιστώντας τα $SE_k^{dl}(\{c\})$ της σχέσης (7.8) με τα $SE_k^{ul}(\{\eta_{k\ell}\})$ της σχέσης (4.64), προκύπτει η παρακάτω έκφραση ενεργειακής απόδοσης για UL ζεύξεις, συμπεριλαμβάνοντας και το βαθμό του correlation των καναλιών:

$$EE_{TOTAL}(\{\eta_{k\ell}\}) = \frac{B \cdot \sum_{k=1}^K SE_k^{ul,corr}(\{\eta_{k\ell}\})}{P_{TOTAL}} \quad (7.21)$$

όπου το P_{TOTAL} δίνεται από τις σχέσεις (7.13), (7.14) και (7.15), με τη διαφορά ότι όλος ο όρος $\frac{1}{\alpha_\ell} \rho^{dl} N_0 (N \sum_{k=1}^K \eta_{k\ell} \gamma_{k\ell})$ έχει αντικατασταθεί από τον P_k , ο οποίος πλέον συμβολίζει τη συνολική ενέργεια που καταναλώνει το κάθε UE k κατά τη διαδικασία εκπομπής [66].

7.2.2 Στρατηγικές επιλογής των APs

Ένας πολύ βασικός παράγοντας που επιδρά στο συνολικό $EE_{TOTAL}(\{c\})$, είναι ο αριθμός των APs, γεγονός που φαίνεται άμεσα αν γίνει διαίρεση του αριθμητή και του παρονομαστή της (7.17) με το γινόμενο $B \cdot SE_{TOTAL}^{dl}(\{c\})$. Η κανονικοποιημένη έκφραση είναι η παρακάτω [78, Sec. IV]:

$$EE_{TOTAL}(\{c\}) = \frac{1}{\frac{\bar{P}_{fix} + \rho^{dl} N_0 N \sum_{\ell=1}^L \frac{1}{\alpha_\ell} \sum_{k=1}^K \eta_{k\ell} \gamma_{k\ell}}{B \cdot SE_{TOTAL}^{dl}(\{c\})} + \sum_{\ell=1}^L P_{bt,\ell}} \quad (7.22)$$

Το πρόβλημα ($\mathcal{P}_1$) που περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο είχε ως στόχο την ελαχιστοποίηση του $EE_{TOTAL}(\{c\})$ μέσω της εύρεσης των βέλτιστων power control συντελεστών $\eta_{k\ell}$ [78, Sec. IV]. Σύμφωνα όμως με την (7.22), οι εν λόγω συντελεστές επιδρούν μόνο στον κλασματικό όρο του παρονομαστή, εφήνοντας ένα μέρος αυτού

(όρος $\sum_{\ell=1}^L P_{bt,\ell}$) ανεπηρέαστο. Έτσι, ενεργοποιώντας και τα L APs για την εξυπηρέτηση κάθε UE, επιβάλλονται στην ουσία L διαφορετικές ροές μετάδοσης δεδομένων μεταξύ αυτών και του CPU, γεγονός που μειώνει δραστικά του $EE_{TOTAL}(\{c\})$. Σύμφωνα όμως με την παράγραφο 4.7.2, υπάρχει μία υποομάδα APs $M_k \subset \{1, \dots, L\}$ η οποία έχει δραστική επίδραση στο συνολικό DL SE των τερματικών. Πιο συγκεκριμένα, αναφέρθηκε ότι ο αριθμός A_k των APs που συνεισφέρουν στη λήψη του 95% της συνολικής ισχύος που θα λάμβανε ο κάθε χρήστης k αν τον εξυπηρετούσαν και τα L APs είναι μικρότερος του L . Για τη μείωση του υποσυνόλου M_k , και κατ' επέκταση τη βελτίωση του $EE_{TOTAL}(\{c\})$, οι συγγραφείς του [78] προτείνουν δύο δραστικές στρατηγικές επιλογής των καταλληλότερων APs προς εξυπηρέτηση του εκάστοτε χρήστη k .

7.2.2.1 Received-Power-Based Selection

Η πρώτη στρατηγική εύρεσης των βέλτιστων APs $\in M_k$ για την εξυπηρέτηση του k^{th} χρήστη αναφέρεται ως received-power-based selection (RPBS) και στηρίζεται αποκλειστικά και μόνο στην εκτέλεση του ανωτέρω προβλήματος ($\mathcal{P}_1$) (γενικά σε οποιαδήποτε power control τεχνική). Αυτό είναι απόλυτα λογικό, διότι γνωρίζοντας τη συνολική ισχύ που ακτινοβολείται προς αυτόν (εύρεση δηλαδή των συντελεστών $\eta_{k\ell}$), μπορεί κανείς να υπολογίσει ποιά από τα APs συμβάλλουν δραστικά στην επίτευξη αυτού [78, Sec. V]. Πιο ειδικά, η συνολική ισχύς $\rho^{dl} DS_k^{dl}$ που λαμβάνει ο χρήστης k μπορεί να γραφτεί ως:

$$\begin{aligned} \rho^{dl} DS_k^{dl} &\triangleq \rho^{dl} \mathbb{E} \left\{ \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{\frac{1}{2}} w_{\ell t_k} g_{k\ell}^H \right\} = \rho^{dl} \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{\frac{1}{2}} \mathbb{E} \{ w_{\ell t_k} g_{k\ell}^H \} \stackrel{\text{CB}}{=} \rho^{dl} \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{\frac{1}{2}} \mathbb{E} \{ g_{k\ell}^* g_{k\ell}^H \} \\ &\Rightarrow \rho^{dl} DS_k^{dl} = \rho^{dl} \sum_{\ell=1}^L \eta_{k\ell}^{\frac{1}{2}} \gamma_{k\ell} \end{aligned} \quad (7.23)$$

Έτσι, το ℓ^{th} AP συνεισφέρει κατά $p(\ell, k)$ στη συνολική $\rho^{dl} DS_k^{dl}$ ισχύ που λαμβάνει το k^{th} UE. Επομένως, η ποσότητα $p(\ell, k)$ εκφράζεται ως:

$$p(\ell, k) = \frac{\eta_{k\ell}^{\frac{1}{2}} \gamma_{k\ell}}{\sum_{i=1}^L \eta_{ki}^{\frac{1}{2}} \gamma_{ki}} \quad (7.24)$$

Αφού λοιπόν έχουν υπολογιστεί οι συντελεστές $\eta_{k\ell}$, για την εύρεση των APs $\in M_k$, υπολογίζονται βάσει της (7.24) όλα τα $p(\ell, k)$, ενώ στη συνέχεια κατατάσσονται κατά φθίνουσα σειρά σύμφωνα με την παρακάτω λογική:

$$p(k^{(1)}, k) \leq p(k^{(2)}, k) \leq \dots \leq p(k^{(L)}, k) \leq \dots \leq p(k^{(L)}, k) \quad (7.25)$$

όπου $k^{(\ell)} \in \{1, 2, \dots, L\}$.

Αφού έχει γίνει και αυτό το βήμα, ξεκινάει η άθροιση των $p(k^{(\ell)}, k)$ από το μεγαλύτερο προς το μικρότερο, έως ότου το τελικό αποτέλεσμα αυτής να είναι πάνω από την εκάστοτε ποσοστιαία τιμή $u\%$ (στην παράγραφο 4.7.2 ήταν 95%). Μαθηματικά, αυτό εκφράζεται ως [78, Sec. IV]:

$$\sum_{\ell=1}^{A_k} p(k^{(\ell)}, k) \geq u\% \quad (7.26)$$

$$\min(A_k)$$

Σε αυτό το σημείο πρέπει να ξεκαθαριστεί ότι τα M_k και A_k αποτελούν δύο διαφορετικές ποσότητες, οι οποίες δεν θα πρέπει να συγχέονται. Ειδικότερα, η πρώτη συμβολίζει τα συγκεκριμένα APs (π.χ. $\{2, 5, 13\}$) τα οποία μπορούν να εξυπηρετήσουν τον χρήστη k υπό τους περιορισμούς της σχέσης (7.26), ενώ η δεύτερη το πλήθος αυτών (π.χ. 3). Στη συνέχεια, αφού έχουν βρεθεί όλα τα M_k , με $k \in [1, K]$, καθορίζονται οι ομάδες U_ℓ , δηλαδή το σύνολο χρηστών (μικρότερο από K) που εξυπηρετεί το εκάστοτε ℓ^{th} AP. Βάσει λοιπόν αυτών των U_ℓ , το πρόβλημα βελτιστοποίησης ($\mathcal{P}$) επαναπροσδιορίζεται, λαμβάνοντας την παρακάτω μορφή [78, Section V]:

$$\begin{aligned} & \max_{\{c\}} \frac{B \cdot SE_{TOTAL}^{dl}(\{c\})}{\bar{P}_{fix} + \rho^{dl} N_0 N \sum_{\ell=1}^L \frac{1}{\alpha_\ell} \sum_{k=1}^K c_{k\ell}^2 \gamma_{k\ell} + P_{fh,sel}} \quad (7.27a) \\ (\mathcal{P}_2): & \begin{cases} SE_k^{dl}(\{c\}) \geq SE_{0k}^{dl}, \quad k \in U_\ell & (7.27b) \\ \sum_{k \in U_\ell} \eta_{k\ell} \gamma_{k\ell} \leq \frac{1}{N}, \quad \forall \ell & (7.27c) \\ \eta_{k\ell} \geq 0, \quad \forall k, \ell & (7.27d) \\ \eta_{k\ell} = 0, \quad k \notin U_\ell, \forall \ell & (7.27e) \end{cases} \end{aligned}$$

όπου ο όρος $P_{fh,sel}$ ισούται με [78, Sec. V]:

$$P_{fh,sel} \triangleq B \sum_{\ell=1}^L \sum_{k \in U_\ell} P_{bt,\ell} \cdot SE_k^{dl}(\{c\}) \quad (7.28)$$

Υπογραμμίζεται ότι σε περίπτωση που $U_\ell = \{1, 2, \dots, K\}$, η παραπάνω σχέση ταυτίζεται με την (7.15), δεδομένου του αθροίσματος της (7.12). Επίσης, λόγω του γεγονότος ότι οι συντελεστές $\eta_{k\ell}$ εμφανίζονται μέσα στο πρόβλημα ($\mathcal{P}_2$) πάντα σαν γινόμενα με τις παραμέτρους $\gamma_{k\ell}$, η έκφραση της (7.27e) μπορεί να ενσωματωθεί στην (7.27c). Τότε, το ($\mathcal{P}_2$) μπορεί ισοδύναμα να γραφτεί ως:

7.2.3 Πειραματικά αποτελέσματα

Για την άμεση σύγκριση των επιδράσεων που έχουν οι παραπάνω στρατηγικές στη συνολική ενεργειακή απόδοση των CF mMIMO συστημάτων (πλήρως decorrelated), οι συγγραφείς του [78] εκτέλεσαν σχετική προσομοίωση [78, Sec. VI], λαμβάνοντας υπόψη του 3-slope μοντέλο [65] που εφαρμόστηκε και στις παραγράφους 4.7.2 και 6.3.2. Επίσης, οι large-scale συντελεστές εξασθένησης μοντελοποιήθηκαν σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

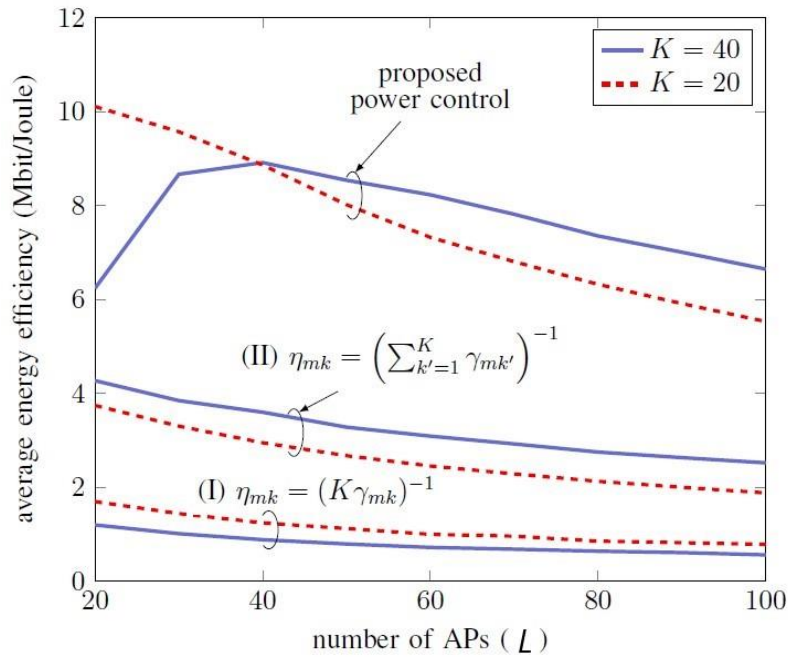
$$\beta_{k\ell} = PL_{k\ell} \cdot z_{k\ell} \quad (7.32)$$

όπου $z_{k\ell}$ παριστάνει τη log-normal κατανομή σκίασης με τυπική απόκλιση σ_{sh} .

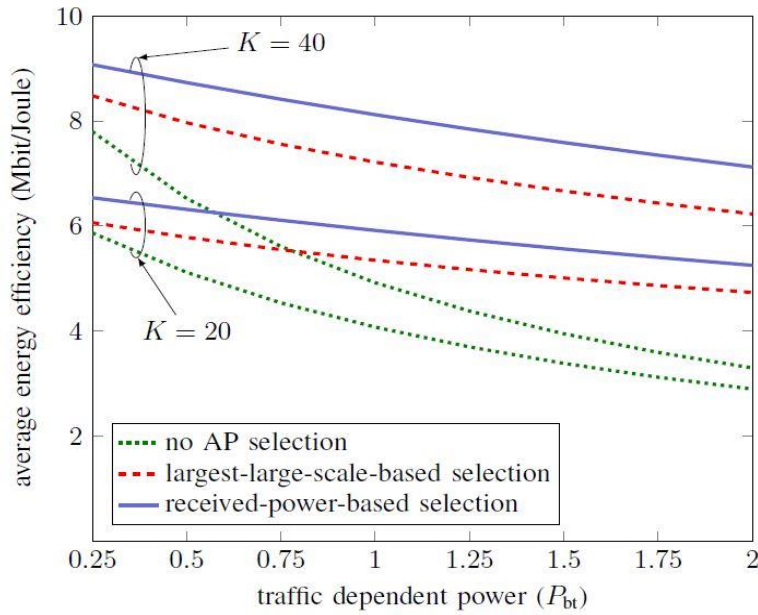
Η θεωρητική έκταση της προσομοίωσης ήταν $D \times D \text{ km}^2$ και οι παράμετροι που χρησιμοποιήθηκαν αναγράφονται αναλυτικά στον Πίνακα 7-3. Τα τελικά αποτελέσματα αυτής απεικονίζονται στα Σχήματα 7-5, 7-6, 7-7, 7-8, 7-9 και 7-10.

Πίνακας 7-3: Παράμετροι ενεργειακής προσομοίωσης [78, Sec. VI] σε CF mMIMO διατάξεις κάνοντας χρήση των RPBS και LLSFBS στρατηγικών επιλογής APs.

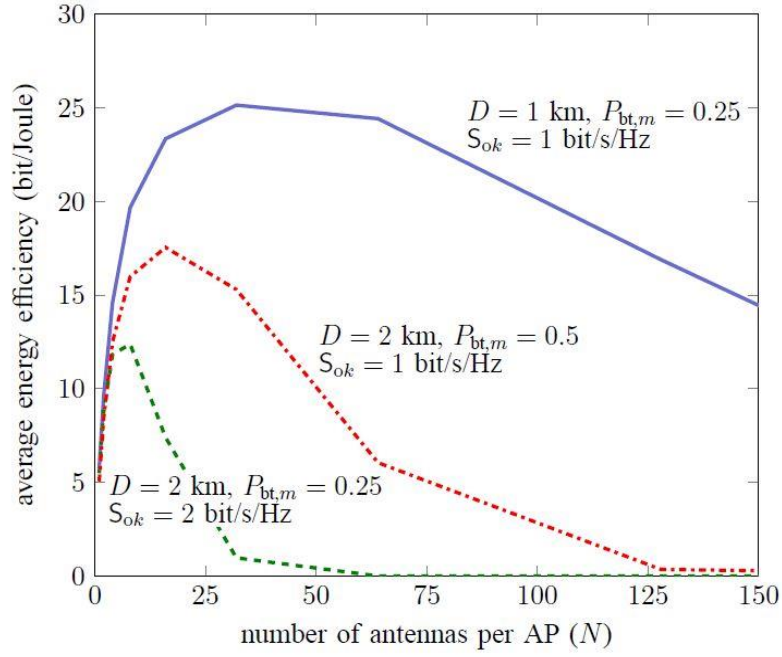
Παράμετρος	Τιμή
Εύρος ζώνης	20 MHz
σ^2 (uplink/downlink)	9 dB
d_0, d_1	10, 50 m
L	140,7 dB
$\bar{\rho}_{cf}^{dl}, \bar{\rho}_{cf}^p$	1, 0,2 W
σ_{sh}	8 dB
θεωρητική έκταση προσομοίωσης	$1 \times 1 \text{ km}^2$
τ_c	200 samples
u	95%



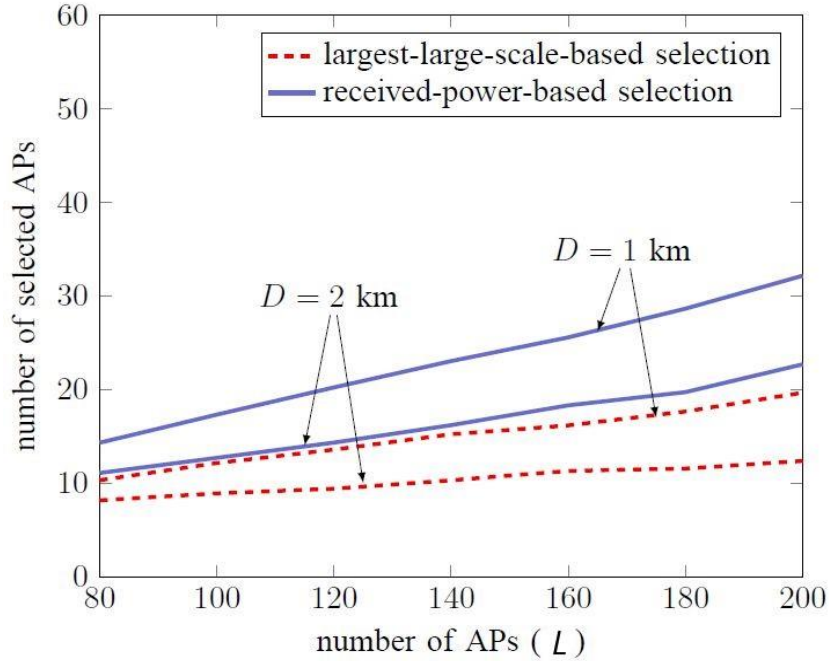
Σχήμα 7-5: Μέση ενεργειακή απόδοση συναρτήσει του αριθμού των APs σε διάταξη CF mMIMO, η οποία προσαρμόζει τους power control συντελεστές $\eta_{k\ell}$ σύμφωνα με τη μεθοδολογία του προβλήματος βελτιστοποίησης ($\mathcal{P}_1$) (proposed), αλλά και σύμφωνα με τις αναγραφόμενες equal power control μεθόδους. Σε αυτή την περίπτωση θεωρείται ότι τα APs έχουν $N = 1$ κεραία το κάθε ένα, ότι $\tau_p^{cf} = 20$ samples, ότι $D = 1$ km και ότι $K = 40/20$ UEs [78].



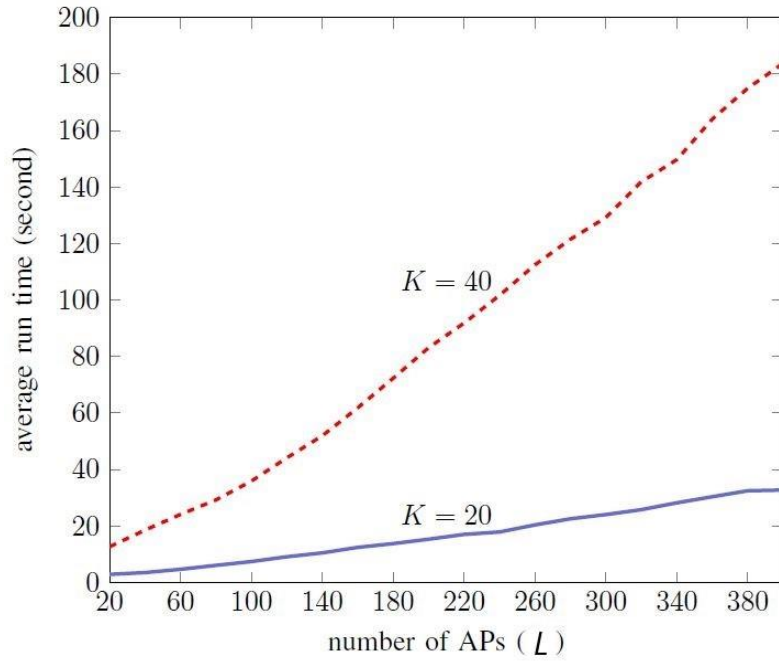
Σχήμα 7-6: Μέση ενεργειακή απόδοση συναρτήσει της συνολικά απαιτούμενης ισχύος P_{bt} για τη μετάδοση (λαμβάνει υπόψη και την εκάστοτε συμφόρηση) των δεδομένων εντός των fronthaul ζευξέων σε CF mMIMO διάταξη, η οποία άλλοτε αξιοποιεί όλα τα APs (πράσινη καμπύλη) και άλλοτε λιγότερα (κόκκινη-μπλε καμπύλη). Σε αυτή την περίπτωση θεωρείται ότι υπάρχουν $L = 100$ APs με $N = 1$ κεραία το κάθε ένα, ότι $\tau_p^{cf} = 40$ samples, ότι $D = 1$ km και ότι $SE_{0k}^{dl} = 1$ bps/Hz [78].



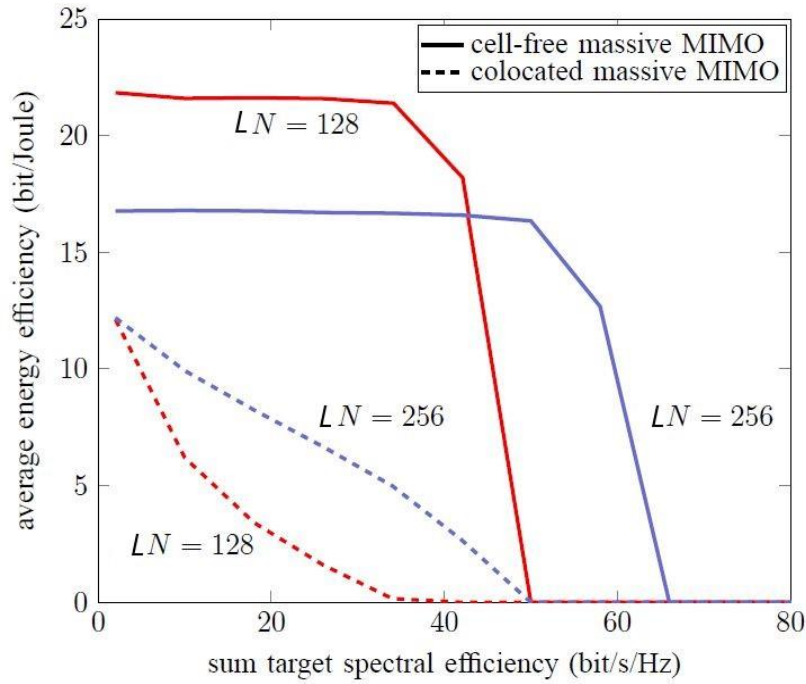
Σχήμα 7-7: Μέση ενεργειακή απόδοση συναρτήσει του αριθμού N των κεραιών ανά AP σε διάταξη CF mMIMO για τις τρεις υποπεριπτώσεις που αναγράφονται επί του συγκεκριμένου Σχήματος, εφαρμόζοντας παράλληλα και τον RPBS αλγόριθμο σε κάθε μία από αυτές. Σε αυτή την περίπτωση θεωρείται ότι υπάρχουν $K = 40$ UEs, ότι $\tau_p^{cf} = 40 \text{ samples}$ και ότι $NL = 256$ [78].



Σχήμα 7-8: Επιλεγμένος αριθμός APs (A_k) συναρτήσει του συνολικού αριθμού L αυτών για CF mMIMO διάταξη. Σε αυτή την περίπτωση θεωρείται ότι υπάρχουν $K = 40$ UEs, ότι $\tau_p^{cf} = 40 \text{ samples}$, ότι κάθε AP έχει $N = 1$ κεραία και ότι $SE_{ok}^{dl} = 1 \text{ bps/Hz}$ [78].



Σχήμα 7-9: Μέσος χρόνος εκτέλεσης υπολογισμών (μέτρο πολυπλοκότητας) συναρτήσει του αριθμού L των APs για CF mMIMO διάταξη. Σε αυτή την περίπτωση θεωρείται ότι $D = 1 \text{ km}$, ότι $\tau_p^{cf} = 20 \text{ samples}$ και ότι κάθε AP έχει $N = 1$ κεραία [78].



Σχήμα 7-10: Μέση ενεργειακή απόδοση συναρτήσει του αθροιστικού SE για CF και co-located mMIMO διατάξεις. Σε αυτή την περίπτωση θεωρείται ότι υπάρχουν $K = 20$ UEs, ότι $D = 1 \text{ km}$ και ότι $\tau_p^{cf} = 40 \text{ samples}$ [78].

Στο Σχήμα 7-5 μπορεί κανείς να δει τις επιδράσεις που έχουν οι εκάστοτε power control συντελεστές η_{kl} στη μέση ενεργειακή απόδοση της CF mMIMO διάταξης καθώς μεταβάλλεται ο αριθμός των χρησιμοποιούμενων APs. Σε κάθε περίπτωση είναι προφανές ότι το προτεινόμενο πρόβλημα βελτιστοποίησης έχει τη δυνατότητα να εξάγει αρκετά πιο ικανοποιητικά αποτελέσματα συγκριτικά με εκείνα των άλλων δύο power

control τεχνικών. Φυσικά, τα αποτελέσματα διαφοροποιούνται καθώς μεταβάλλεται ο αριθμός των χρηστών και των APs. Πιο ειδικά, στην περίπτωση που το σύστημα υπόκειται στους περιορισμούς του προβλήματος βελτιστοποίησης ($\mathcal{P}_1$) εξυπηρετώντας $K = 40$ χρήστες, φαίνεται ότι ενώ στην αρχή η αύξηση των APs βελτιώνει την ενεργειακή απόδοση του συστήματος, από ένα σημείο (σημείο ισορροπίας) και ύστερα, οποιαδήποτε αύξηση αυτών οδηγεί στο ακριβώς αντίθετο αποτέλεσμα (υποβάθμιση του ΕΕ). Αυτό στην ουσία συμβαίνει διότι εκατέρωθεν αυτού του σημείου, η αύξηση του $\bar{P}_{fix}$ είναι δυσανάλογη με εκείνη του $SE_{TOTAL}^{dl}(c)$. Τονίζεται, ότι παρόλο που δεν είναι εμφανές, το ίδιο ακριβώς συμβαίνει και στις υπόλοιπες περιπτώσεις (το σημείο ισορροπίας τους βρίσκεται πριν τα 20 APs), γεγονός που μπορούν να επαληθεύσουν και τα αποτελέσματα [113, Fig. 1] της προσομοίωσης που εκτέλεσαν οι συγγραφείς του [113]. Εν τέλει, αξίζει να σημειωθεί ότι τα διάφορα σημεία ισορροπίας διαφέρουν ανά υλοποίηση, αφού διαμορφώνονται ανάλογα με τις εκάστοτε παραμετροποιήσεις των συστημάτων.

Το επόμενο Σχήμα (7-6) συγκρίνει τις διάφορες ενεργειακές επιδόσεις που μπορεί να έχει η εν λόγω CF mMIMO διάταξη σε περίπτωση που εφαρμοστεί κάποια από τις δύο προαναφερθείσες στρατηγικές επιλογής του βέλτιστου αριθμού APs. Με μία γρήγορη ματιά, είναι βέβαιο ότι η παράλειψη των εν λόγω στρατηγικών οδηγεί σε υψηλότερες ενεργειακές καταναλώσεις, ενώ αντιθέτως, η εφαρμογή της RPBR τεχνικής οδηγεί στις χαμηλότερες δυνατές. Φυσικά, είναι λογικό σε κάθε μία από τις υλοποιήσεις να σημειώνεται πτώση του ΕΕ με την αύξηση της κατανάλωσης P_{bt} , αφού η συγκεκριμένη ενεργειακή επίδραση βρίσκεται στον παρονομαστή της σχέσης (7.17). Ωστόσο, η πτώση της ενεργειακής απόδοσης που παρατηρείται όταν η διάταξη κάνει χρήση της RPBS στρατηγικής είναι αισθητά πιο μικρή από κάθε άλλη περίπτωση (ειδικά για υψηλές τιμές του P_{bt}). Αυτό στην πραγματικότητα δείχνει ότι η RPBR μπορεί να επιτύχει το ίδιο αποτέλεσμα με τις άλλες δύο σπαταλώντας όχι μόνο λιγότερη ενέργεια $P_{0,\ell}$ για σύνδεση των APs με το CPU, αλλά και λιγότερη εσωτερική $P_{tc,\ell}$ ισχύ για τη λειτουργία των εκάστοτε επιλεγθέντων APs. Με άλλα λόγια, βρίσκει με πιο βέλτιστο τρόπο τα ελάχιστα δυνατά APs για την επίτευξη των εκάστοτε απαιτήσεων/περιορισμών απόδοσης. Αυτό έρχεται να επαληθεύσει και το Σχήμα (7-8), όπου και φαίνεται ότι η LLSBS τεχνική κάνει χρήση λιγότερων APs από την RPBS, γεγονός που αποδεικνύει έμπρακτα ότι η υπεροχή της τελευταίας στρατηγικής οφείλεται αποκλειστικά και μόνο στη μεγιστοποίηση της αναλογίας κέρδους (επιδόσεις συστήματος σε όρους SE) προς κόστος (δαπάνη ενέργειας). Παρόλα αυτά, και οι δύο τεχνικές μειώνουν δραματικά τη χρήση των APs (ειδικά σε περιπτώσεις όλα ο αριθμός L αυτών είναι μεγάλος), αφού όπως φαίνεται στο Σχήμα 7-8, μόνο το 10 – 20% (A_k κατά μέσο όρο) αυτών επιλέγεται να εξυπηρετήσει κάθε χρήστη. Σε κάθε περίπτωση όμως δεν θα πρέπει να λησμονείται το γεγονός ότι η RPBS τεχνική είναι πιο πολύπλοκη από την LLSBS (προφανώς και από την απλή περίπτωση επιλογής όλων των APs), και ενδεχομένως πιο χρονοβόρα, αφού πριν εφαρμοστεί προαπαιτεί την επίλυση του προβλήματος βελτιστοποίησης ($\mathcal{P}_1$) τουλάχιστον μία φορά (για τον προσδιορισμό των συντελεστών $\eta_{k\ell}$). Τέλος, παρατηρείται ότι η ενεργειακή απόδοση κάθε περίπτωσης βελτιώνεται και με την αύξηση του αριθμού των χρηστών, αφού υπό τους ίδιους ενεργειακούς πόρους αυξάνεται η απόδοση που περιγράφει ο αριθμητής της σχέσης (7.21). Ωστόσο, τονίζεται ότι σε μία τέτοια περίπτωση, παράλληλα με την αύξηση του ΕΕ, σύμφωνα με το Σχήμα 7-9 σημειώνεται και αύξηση του χρόνου εκτέλεσης των υπολογισμών, γεγονός που δημιουργεί άλλου είδους προβλήματα.

Στο Σχήμα 7-7 φαίνεται η επιρροή που έχει ο αριθμός των κεραιών ανά AP στην ενεργειακή απόδοση CF mMIMO συστήματος, το οποίο κάνει χρήση της τεχνικής RPBS, για τις διάφορες τιμές των D , $P_{bt,\ell}$ και SE_{ok}^{dl} (φαίνονται πάνω στο συγκεκριμένο διάγραμμα). Επίσης, οι συγκεκριμένες παράμετροι έχουν ρυθμιστεί με τέτοιο τρόπο ώστε καθώς αυξάνεται ο αριθμός N των κεραιών, να μειώνεται ο αριθμός L των APs με τέτοιο τρόπο ώστε το γινόμενο NL να παραμένει πάντα σταθερό. Σε κάθε μία από τις τρεις αυτές

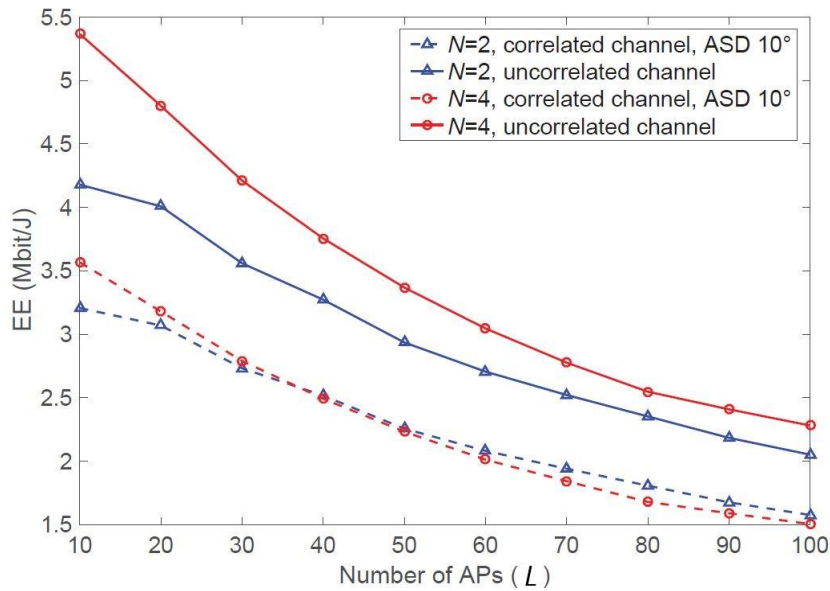
περιπτώσεις, καθώς αυξάνεται ο αριθμός των κεραιών ανά AP (και κατά συνέπεια μειώνεται το L) η ενεργειακή απόδοση του συστήματος βελτιώνεται, έως ότου φτάσει σε ένα μέγιστο σημείο πέρα από το οποίο οποιαδήποτε επιπρόσθετη αύξηση του N οδηγεί σε πτώση του ΕΕ. Αυτή η συμπεριφορά οφείλεται στο γεγονός ότι στην αρχή μειώνοντας το L (αυξάνοντας δηλαδή του N), μειώνεται η ενέργεια που απαιτείται για σύνδεση και μετάδοση των δεδομένων από το κεντρικό CPU προς τα APs. Εξαιτίας όμως της μείωσης του macro-diversity, δημιουργείται μία αντίστροφη δράση που τείνει να μειώσει το SE, γεγονός που με τη σειρά του πυροδοτεί τη μείωση του αριθμητή της σχέσης (7.17). Έτσι λοιπόν, η απώλεια του $SE_{TOTAL}^{dl}(\{c\})$, καθώς και η αύξηση της ισχύος $P_{tc,\ell}$ (ανάλογη του N), γίνονται εντονότερες της εξοικονόμησης ενέργειας μετά το ολικό μέγιστο (σημείο ισορροπίας των δύο κερδών) των καμπυλών του σχήματος 7-7, συντελώντας τελικά στην πτώση του ΕΕ. Φυσικά, το εκάστοτε σημείο ισορροπίας διαφέρει ανάλογα με τις παραμέτρους της κάθε διάταξης.

Στο Σχήμα 7-10 γίνεται μία ακόμα σύγκριση της ενεργειακής απόδοσης του CF mMIMO συστήματος με το απλό co-located mMIMO. Η μοντελοποίηση που χρησιμοποίησαν οι συγγραφείς του [78] για τη διεξαγωγή αυτών των αποτελεσμάτων, ήταν η ίδια με αυτή που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 7.2.1, με τη διαφορά ότι στο κυψελωτό σενάριο ο αριθμός L τέθηκε ίσος με 1, ενώ ο αριθμός N ίσος με τον αντίστοιχο αριθμό των APs της CF διάταξης. Τα αποτελέσματα ήταν τα αναμενόμενα, αφού φαίνεται ότι οι CF mMIMO διατάξεις διατηρούν αρκετά χαμηλότερα ενεργειακά προφίλ προσφέροντας πάντα το ίδιο επίπεδο υπηρεσιών. Για παράδειγμα, όταν τεθεί $SE_{ok}^{dl} = 1 \text{ bps/Hz } \forall k \in [k, K]$, η ενεργειακή απόδοση του συγκεκριμένου CF mMIMO συστήματος βελτιώνεται κατά 7,4 και 2,2 φορές για τις περιπτώσεις όπου $LN = 128$ και $LN = 256$ αντίστοιχα [78, Sec. VI]. Το εν λόγω παράδειγμα αποδεικνύει για ακόμα μία φορά τις υψηλούς επιπέδους δυνατότητες που έχουν τα CF mMIMO συστήματα να αυξάνουν σημαντικά τους δείκτες ΕΕ και SE, καθιστώντας αυτή τη τεχνολογία καταλληλότερη από κάθε άλλη όχι μόνο για την υποστήριξη των τωρινών δικτύων 5G, αλλά και εκείνων που πρόκειται να ακολουθήσουν τα επόμενα χρόνια.

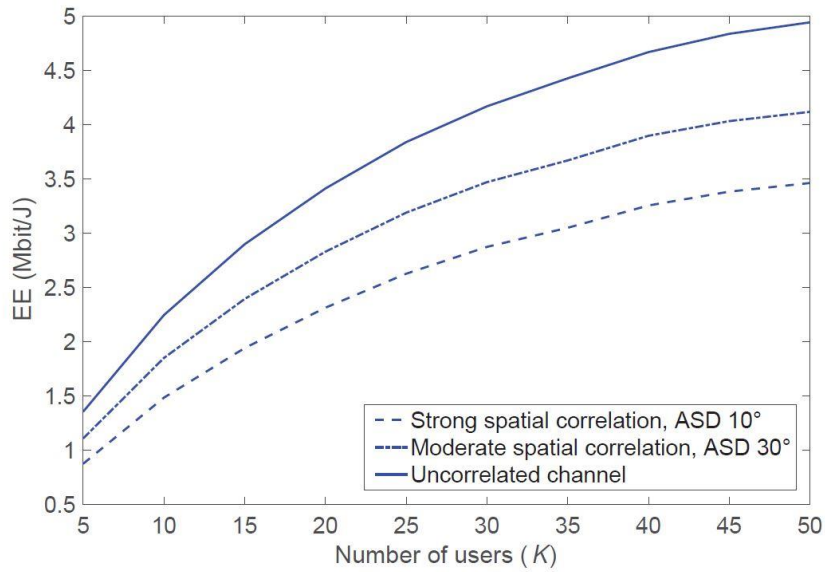
Τέλος, για τη μελέτη της επίδρασης που έχει ο βαθμός του correlation των καναλιών στη συνολική ενεργειακή απόδοση του συστήματος, κανείς μπορεί να ανατρέξει στη σχετική προσομοίωση [66], η οποία περιγράφηκε στην παράγραφο 4.8.1. Ωστόσο, λόγω του ότι ολόκληρο το κεφάλαιο 4 ήταν αφιερωμένο στη μελέτη της απόδοσης των CF mMIMO διατάξεων, οι ενεργειακές επιδόσεις του συγκεκριμένου υπό μελέτη συστήματος (Πίνακας 4-2) παρουσιάζονται στο τωρινό κεφάλαιο, και πιο συγκεκριμένα, στα Σχήματα 7-11 και 7-12. Φυσικά όμως, επειδή στην ανάλυση του ΕΕ απαιτείται και η παραμετροποίηση των ενεργειακών μεταβλητών της σχέσης (7.22), λαμβάνονται επιπρόσθετως υπόψη και οι τιμές του Πίνακα 7-4 (επιπρόσθετα με εκείνες του Πίνακα 4-2).

Πίνακας 7-4: Επιπρόσθετες τιμές ενεργειακών παραμέτρων προσομοίωσης [66] σε CF mMIMO περιβάλλον με multi-antenna APs.

Παράμετρος	Τιμή
$P_{tc,\ell}$	0,2 W
$P_{0,\ell}$	0,825 W
$P_{bt,\ell}$	0,25 W/Gbps
P_k	1 W



Σχήμα 7-11: Συνολικό EE συναρτήσει του αριθμού L των APs (για $K = 10$ UEs και $N = 2$ και 4 κεραίες) για spatially correlated ($ASD = 10^\circ$) και decorrelated κανάλια με εξασθένηση κατά Rayleigh σε CF mMIMO περιβάλλον [66].



Σχήμα 7-12: Συνολικό EE συναρτήσει του αριθμού K των UEs (για $L = 100$ APs και $N = 4$ κεραίες) για spatially correlated ($ASD = 10^\circ$ και 30°) και decorrelated κανάλια με εξασθένηση κατά Rayleigh σε CF mMIMO περιβάλλον [66].

Στο Σχήμα 7-11 [66] μπορεί κανείς να δει την επίδραση που έχει ο βαθμός του correlation των καναλιών μετάδοσης στην ενεργειακή απόδοση CF mMIMO διάταξης καθώς μεταβάλλεται ο αριθμός L των APs. Αρχικά, όπως ήταν αναμενόμενο και από το Σχήμα 7-5, μία μεγάλη αύξηση στον αριθμό των APs οδηγεί σε πτώση του δείκτη EE (για τους λόγους που προαναφέρθηκαν). Φυσικά, πριν αρχίσει να επιδρά αρνητικά η εν λόγω αύξηση, υπήρχε μία περίοδος ανόδου της ενεργειακής απόδοσης του συστήματος (καθώς αυξανόταν το L), γεγονός που μαρτυρά η μικρότερη κλίση που παρουσιάζουν οι μπλε καμπύλες (όπου κάθε AP ενσωματώνει $N = 2$ κεραίες). Το γεγονός αυτό όμως φαίνεται να αντικρούεται με εκείνο του Σχήματος 4-13, όπου το SE_k^{ul} αυξάνεται απεριόριστα με την αύξηση του L . Για τον λόγο αυτό, ο αριθμός των APs σε κάθε διάταξη

θα πρέπει να επιλέγεται σοφά ώστε όχι μόνο να επιτυγχάνεται ο επιθυμητός βαθμός QoS , αλλά και το χαμηλότερο δυνατό αντίτιμο για την επίτευξη αυτού. Εν συνεχεία, τονίζεται ότι παρόλο που το σύστημα των $N = 4$ κεραιών ανά AP αρχίζει να φθίνει γρηγορότερα (εμφάνιση σημείου ισορροπίας σε μικρό αριθμό L), φαίνεται να έχει καλύτερα αποτελέσματα από εκείνο που περιλαμβάνει λιγότερες ($N = 2$) κεραιές (το οποίο φθίνει με αργότερο ρυθμό). Επομένως, στη γενική περίπτωση, είναι θεμιτό να επιλέγεται ένας σχετικά μικρός αριθμός APs, ενσωματώνοντας παράλληλα περισσότερες κεραιές N στο κάθε ένα, δράση η οποία φαίνεται να βελτιώνει την ενεργειακή απόδοση του συστήματος, διατηρώντας συνάμα στο ίδιο επίπεδο τις συνολικές του επιδόσεις (σε όρους SE_k^{ul}). Πέραν όμως όλων αυτών, το σημαντικότερο ίσως πόρισμα του εν λόγω Σχήματος είναι ότι αυξάνοντας τον βαθμό συσχέτισης (correlation) ASD των καναλιών, οι ενεργειακές επιδόσεις (και όχι μόνο, βλ. παρ. 4.8.1) της διάταξης υποβαθμίζονται σημαντικά εξαιτίας του μειωμένου diversity κέρδους της, το οποίο με τη σειρά του υποβαθμίζει το QoS που εκφράζει ο αριθμητής της σχέσης (7.21). Επίσης, η συγκεκριμένη πτώση στο ΕΕ λόγω της ύπαρξης του ASD γίνεται πιο αισθητή όταν χρησιμοποιείται και μεγάλος αριθμός N κεραιών σε κάθε AP.

Η ίδια επίδραση της συσχέτισης των καναλιών είναι εμφανής και στο Σχήμα 7-12, όπου και φαίνεται να υποβαθμίζει αρκετά τον δείκτη ΕΕ όταν αυτή είναι της τάξης των 10° και των 30° . Φυσικά, όσο μεγαλύτερη συσχέτιση παρουσιάζουν τα κανάλια μετάδοσης (στη συγκεκριμένη περίπτωση $ASD = 10^\circ$), τόσο μικρότερο το diversity κέρδος, και κατά συνέπεια, τόσο χαμηλότερη η απόδοση, τόσο στον ενεργειακό τομέα όσο και στον τομέα μετάδοσης δεδομένων (βλ. παρ. 4.8.1). Τέλος, από το συγκεκριμένο Σχήμα παρατηρείται ότι αυξάνοντας τον αριθμό K των UEs, αυξάνεται και η ενεργειακή απόδοση της CF διάταξης, αφού υπό τους ίδιους ενεργειακούς πόρους αυξάνεται το άθροισμα των $SE_k^{ul,corr}(\{\eta_{k\ell}\})$ της σχέσης (7.21). Ωστόσο, και εδώ χρειάζεται κατάλληλη ρύθμιση των APs, αφού σε περίπτωση που εκείνα αρχίζουν και μειώνονται (συγκριτικά με τους χρήστες), επέρχεται πτώση των επιδόσεων των υπηρεσιών που εκείνοι αντιλαμβάνονται (βλ. Σχήμα 4-14).

7.3 Ενεργειακή μελέτη επί Cell-Free Massive MIMO συστημάτων με περιορισμένη fronthaul χωρητικότητα

Το βασικότερο ίσως πόρισμα της παραγράφου 7.2, είναι ότι για να επιτύχει κανείς την ιδανική ισορροπία μεταξύ SE και ΕΕ, θα πρέπει να ρυθμίσει κατάλληλα όχι μόνο τον αριθμό των APs που χρησιμοποιεί, αλλά και των κεραιών N επί αυτών. Ωστόσο, στις προηγούμενες προσομοιώσεις υπολείπεται ένας πολύ βασικός παράγοντας, ο οποίος σε πραγματικές συνθήκες μπορεί να αλλάξει εντελώς το τελικό αποτέλεσμα. Ο παράγοντας αυτός είναι η πεπερασμένη ολική fronthaul χωρητικότητα $C = \sum_{\ell=1}^L C_\ell$ (με ή και χωρίς hardware impairments), η οποία και αναλύθηκε εκτεταμένα στην παράγραφο 6.3. Παρόλα αυτά, αν και παρουσιάστηκαν οι επιδράσεις αυτής σε συνδυασμό με την εκάστοτε χρησιμοποιούμενη στρατηγική μετάδοσης των κβαντισμένων δεδομένων (στο fronthaul δίκτυο) στο SE_k^{up} , δεν υπήρξε καμία αναφορά για την ενεργειακή τους επίπτωση στη CF mMIMO διάταξη που τις εφαρμόζει. Για να μπορέσει λοιπόν να γίνει ενεργειακή ανάλυση του συστήματος λαμβάνοντας υπόψη και τους εν λόγω περιορισμούς, η σχέση (7.17) του $EE_{TOTAL}(\{c\})$ θα πρέπει να τροποποιηθεί, λαμβάνοντας υπόψη τη θεωρία της παραγράφου 6.3.

Επομένως, έχοντας στο μυαλό ότι η ανάλυση που κάνουν οι συγγραφείς του [99] είναι για UL ζεύξη (για να ληφθούν υπόψη και τα επίπεδα συνεργασίας), ο όρος P_{TOTAL} που περιγράφουν οι σχέσεις (7.13), (7.14) και (7.15) τροποποιείται, λαμβάνοντας την ακόλουθη μορφή [99, Section VI]:

$$P_{TOTAL}^{FC,HD} = \sum_{k=1}^K P_k + \sum_{\ell=1}^L P_{\ell} + B \sum_{\ell=1}^L C_{\ell} P_{fh,\ell} \quad (7.33)$$

όπου οι όροι P_k , $P_{fh,\ell}$ και P_{ℓ} συμβολίζουν την ενέργεια που καταναλώνει το k^{th} UE κατά τη φάση εκπομπής, την ενέργεια που απαιτείται για την εγκαθίδρυση και λειτουργία της fronthaul ζεύξης μεταξύ του CPU και του ℓ^{th} AP και την ενέργεια που απαιτεί το AP ℓ για να λειτουργήσει αντίστοιχα.

Λαμβάνοντας λοιπόν υπόψη τη σχέση (7.33), αλλά και τη θεωρία των τριών στρατηγικών μετάδοσης δεδομένων εντός του fronthaul δικτύου της παραγράφου 6.3.1, προκύπτουν συνολικά τρεις διαφορετικές ενεργειακές αποδόσεις, οι οποίες δίνονται από τις τρεις ακόλουθες σχέσεις:

$$EE_{TOTAL}^{CFE}(\{\eta_{k\ell}\}) = \frac{B \sum_{k=1}^K SE_k^{ul,CFE}}{P_{TOTAL}^{FC,HD}} \quad (7.34)$$

$$EE_{TOTAL}^{ECF}(\{\eta_{k\ell}\}) = \frac{B \sum_{k=1}^K SE_k^{ul,ECF}}{P_{TOTAL}^{FC,HD}} \quad (7.35)$$

$$EE_{TOTAL}^{EMCF}(\{\eta_{k\ell}\}) = \frac{B \sum_{k=1}^K SE_k^{ul,EMCF}}{P_{TOTAL}^{FC,HD}} \quad (7.36)$$

όπου τα $SE_k^{ul,EMCF}$ δίνονται από τη σχέση (6.73), ενώ τα $SE_k^{ul,CFE}$ και $SE_k^{ul,ECF}$ από τις (7.37) και (7.38) αντίστοιχα.

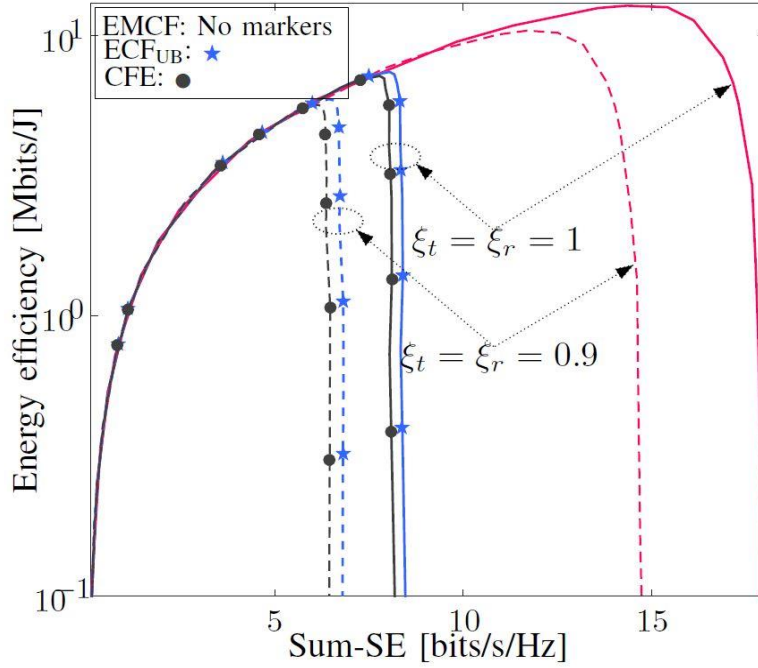
$$SE_k^{ul,CFE} \stackrel{(6.43)}{=} \left(1 - \frac{\tau_p^{cf}}{\tau_c}\right) \log_2(1 + SINR_k^{ul,CFE}) \quad (7.37)$$

$$SE_k^{ul,ECF} \stackrel{(6.56)}{=} \left(1 - \frac{\tau_p^{cf}}{\tau_c}\right) \log_2(1 + SINR_{k,UB}^{ul,ECF}) \quad (7.38)$$

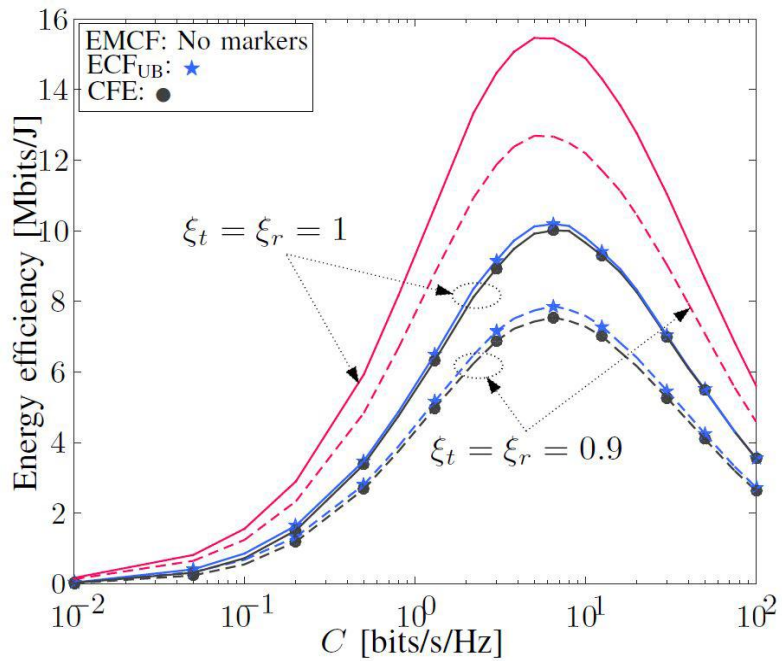
Για την αξιολόγηση των επιπτώσεων που έχει η περιορισμένη χωρητικότητα του fronthaul δικτύου στην ενεργειακή απόδοση των CF mMIMO διατάξεων, οι συγγραφείς του [99] συμπεριέλαβαν τις ανωτέρω σχέσεις στην ήδη υπάρχουσα προσομοίωση [99, Section VI] που εκτέλεσαν, η οποία αποσκοπούσε (κατά κύριο λόγο) στη μελέτη της απόδοσης αυτών σε όρους sum-SE. Έτσι λοιπόν, λαμβάνοντας υπόψη τον ήδη γνωστό Πίνακα 4-1 (βλ. παρ. 6.3.2) της συγκεκριμένης προσομοίωσης [99, Section VI], αλλά και τα επιπρόσθετα δεδομένα που παρέχει ο Πίνακας 7-5, τα οποία αφορούν τις επιπλέον ενεργειακές τιμές των παραμέτρων της σχέσης (7.33), τα αποτελέσματα που προέκυψαν είναι αυτά που απεικονίζονται στα Σχήματα 7-13 και 7-14.

Πίνακας 7-5: Επιπρόσθετες τιμές ενεργειακών παραμέτρων προσομοίωσης [99, Section VI] σε CF mMIMO περιβάλλον με single-antenna APs.

Παράμετρος	Τιμή
P_ℓ	0,2 W
P_{fh}	0,25 W/Gbps



Σχήμα 7-13: Συνολικό ΕΕ συναρτήσει του συνολικού SE^{ul} σε CF mMIMO περιβάλλον με $C_\ell = 1$ bps/Hz και P_k να κυμαίνεται από 0,5 μW έως και 100 W για τις διάφορες τιμές του Sum-SE [99].



Σχήμα 7-14: Συνολικό ΕΕ συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας $C = \sum_{\ell=1}^L C_\ell$ σε CF mMIMO περιβάλλον με $P_k = 0,1$ W και ισοκατανομή των C_ℓ [99].

Στο Σχήμα 7-13 μπορεί κανείς να δει την επίδραση που έχει η μεταβολή του sum-SE στην ενεργειακή απόδοση CF mMIMO συστήματος, το οποίο υπόκειται σε HD impairments και περιορισμένη fronthaul χωρητικότητα ίση με $C_\ell = 1$. Σε κάθε περίπτωση, αν και στην αρχή φαίνεται ότι όλες οι στρατηγικές έχουν την ίδια ενεργειακή απόδοση καθώς αυξάνεται το sum-SE, από ένα σημείο και ύστερα αρχίζουν να διαχωρίζονται, αποκαλύπτοντας εν τέλει την αξία της κάθε μίας. Πιο ειδικά, εφαρμόζοντας τις ECF_{UB} και CFE στρατηγικές, η ενεργειακή απόδοση του συστήματος αρχίζει να μειώνεται κατακόρυφα μόλις η απόδοση του φτάσει στα 8,2 ή στα 6,6 bps/Hz, ανάλογα με το αν λαμβάνεται υπόψη ή όχι (αντίστοιχα) η ύπαρξη των HD impairments. Από την άλλη μεριά, αν το σύστημα εφαρμόσει την EMCF στρατηγική, η κατακόρυφη πτώση του δείκτη EE αρχίζει μόλις η απόδοση αυτού φτάσει στα 15 ή στα 18 bps/Hz, ανάλογα και πάλι με το αν υπάρχουν ή όχι (αντίστοιχα) HD impairments. Συνεπώς, σε κάθε περίπτωση προτιμάται η χρήση της EMCF στρατηγικής, αφού όχι μόνο επιτυγχάνει υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης από τις άλλες για κάθε συγκεκριμένη τιμή του C , αλλά και βελτιώνει την ενεργειακή απόδοση του συστήματος όταν αυτοί (ρυθμοί μετάδοσης) βρίσκονται σε υψηλά επίπεδα. Ωστόσο, οποιαδήποτε στρατηγική και να εφαρμοστεί, από ένα σημείο και ύστερα, οποιαδήποτε αύξηση του SE οδηγεί σε μείωση του δείκτη EE, ακριβώς για τον ίδιο λόγο που ειπώθηκε και στην παράγραφο 7.2.3.

Φτάνοντας και στο τελευταίο Σχήμα, μπορεί κανείς να δει την επίδραση που έχει η μεταβολή της συνολικής fronthaul χωρητικότητας C στις ενεργειακές επιδόσεις της συγκεκριμένης CF mMIMO διατάξης, θεωρώντας ότι $P_k = 0,1 W$. Και σε αυτή την περίπτωση φαίνεται η υπεροχή της EMCF στρατηγικής, η οποία επιτυγχάνει υψηλότερο δείκτη EE από κάθε άλλη για κάθε μία από τις τιμές που λαμβάνει το C . Ωστόσο, η σημαντικότερη παρατήρηση του συγκεκριμένου Σχήματος έχει να κάνει με το ότι για κάθε στρατηγική υπάρχει μία συγκεκριμένη τιμή της χωρητικότητας C , η οποία μεγιστοποιεί την ενεργειακή απόδοση ολόκληρης της διάταξης. Τονίζεται ότι οποιαδήποτε μείωση ή αύξηση της βέλτιστης αυτής χωρητικότητας οδηγεί σε πτώση των δεικτών EE που περιγράφουν οι σχέσεις (7.34), (7.35) και (7.36), αφού στην πρώτη περίπτωση μειώνεται ο αριθμητής ($\sum_{k=1}^K SE_k^{ul}$) αυτών, ενώ αντίστοιχα στη δεύτερη, αυξάνεται αρκετά ο παρονομαστής τους (χωρίς να βελτιώνεται σημαντικά το SE) λόγω των υψηλών ενεργειακών απαιτήσεων του fronthaul δικτύου ($\sum_{\ell=1}^L C_\ell P_{fh,\ell}$).

7.4 Συμπεράσματα κεφαλαίου

Στο τελευταίο κεφάλαιο πραγματοποιείται μία ενεργειακή μελέτη των CF mMIMO συστημάτων υπό το πρίσμα της επίδρασης που έχει η μεταβολή διάφορων παραγόντων στον δείκτη EE, τόσο σε ιδανικά όσο και σε πιο πρακτικά σενάρια απεριορίστης και περιορισμένης αντίστοιχα fronthaul χωρητικότητας. Σε πρώτο στάδιο, γίνεται σύγκριση των κυψελωτών και CF διατάξεων κάτω από ιδανικές συνθήκες απεριορίστης fronthaul χωρητικότητας και μηδενικού pilot contamination, εφαρμόζοντας παράλληλα και δύο διαφορετικές power control στρατηγικές. Εκ των αποτελεσμάτων φάνηκε ότι ανεξαρτήτως power control στρατηγικής, η κυψελωτή διάταξη κατάφερε να αποδώσει υψηλότερο δείκτη EE από την CF mMIMO περίπτωση, όταν αυτή έκανε χρήση του equal power control αλγορίθμου. Ωστόσο, όταν λειτούργησε υπό τους περιοριστικούς όρους ισχύος που της επέβαλε ο max-min αλγόριθμος, παρατηρήθηκε ραγδαία αύξηση της ενεργειακής της απόδοσης ανεξαρτήτως ποσοστού εξυπηρέτησης των τερματικών συσκευών. Αυτό συνέβη κυρίως λόγω του macro-diversity κέρδους σε συνδυασμό με τον υψηλό δείκτη κατανομής των CF mMIMO διατάξεων, παράγοντες οι οποίοι επιτρέπουν την ευκολότερη (δαπανώντας λιγότερη ενέργεια) εξυπηρέτηση όλων των χρηστών ανεξαρτήτως της θέσης τους. Αντιθέτως, και ειδικά σε μία μεγάλη κυψέλη (βλ. rural σενάριο), ο κεντροποιημένος BS αναγκάζεται να δαπανήσει μεγάλα ποσά ενέργειας για την

ομοιόμορφη εξυπηρέτηση όλων των χρηστών, και κυριότερα, εκείνων που βρίσκονται στην περιφέρεια αυτής. Κατά συνέπεια, σε CF περιβάλλοντα ενθαρρύνεται η εφαρμογή του max-min αλγορίθμου, ο οποίος όχι μόνο επιτρέπει την υψηλότερη απόδοση του συστήματος συγκριτικά με τη HetNet τοπολογία (βλ. κεφ. 4), αλλά και την αύξηση των δεδομένων που μπορούν να μεταδοθούν ανά μονάδα ενέργειας.

Στη συνέχεια, γίνεται μία αναλυτικότερη μοντελοποίηση της ενεργειακής συμπεριφοράς των CF mMIMO διατάξεων, με σκοπό τη βελτιστοποίηση της διαδικασίας απόδοσης τιμών στους power control συντελεστές $\eta_{k\ell}$, λαμβάνοντας παράλληλα υπόψη και την ύπαρξη του pilot contamination. Επιλύοντας λοιπόν το μη-κυρτό πρόβλημα βελτιστοποίησης ($\mathcal{P}_1$), προέκυψαν σημαντικά καλύτερα αποτελέσματα (σε όρους ΕΕ) συγκριτικά με απλές περιπτώσεις τυποποιημένων power control αλγορίθμων. Το σημαντικότερο όμως πόρισμα αυτής της προσομοίωσης ήταν ότι μία συνεχής αύξηση των APs δεν οδηγεί πάντα σε αύξηση της ενεργειακής απόδοσης, αφού από ένα σημείο και ύστερα η ενέργεια λειτουργίας ($NP_{tc,\ell} + P_{0,\ell}$) καθενός από αυτά είναι μεγαλύτερη από τη συνεισφορά τους στη συνολική απόδοση (SE_{TOTAL}^{dl}) της διάταξης. Για την αποφυγή αυτής της δυσχέρειας, προτείνεται η χρήση ενός περιορισμένου αριθμού APs (διαφορετικός ανά σενάριο) σε συνδυασμό με τον RPBS αλγόριθμο, ο οποίος αποτρέπει την ταυτόχρονη λειτουργία τους προς εξυπηρέτηση του ίδιου χρήστη. Έτσι, επιλέγοντας με βέλτιστο τρόπο τον αριθμό A_k των APs που απαιτείται προς ικανοποίηση του κατώτατου QoS ορίου που έχει οριστεί για κάθε χρήστη, σημειώνεται ακόμα μεγαλύτερη εξοικονόμηση ενέργειας στο σύστημα. Το εν λόγω αποτέλεσμα ενισχύεται ακόμα παραπάνω σε περιπτώσεις όπου τα παραγόμενα κανάλια είναι πλήρως decorrelated, συνθήκη που ευνοεί την αύξηση του diversity κέρδους και κατά συνέπεια, την παροχή υψηλότερων SINR με μικρότερη δαπάνη ενέργειας. Σε αυτή την τυχαιότητα των καναλιών συντελεί και ο αριθμός των κεραιών σε κάθε AP, ο οποίος φαίνεται να δρα αρκετά βελτιωτικά για την ενεργειακή απόδοση του συστήματος. Ωστόσο, η δράση των κεραιών σε κάθε AP χρήζει περαιτέρω μελέτης, αφού η αύξηση του αριθμού τους τείνει να οξύνει και την ενεργειακή κατανάλωση $P_{tc,\ell}$.

Τέλος, θέτοντας περιοριστικές τιμές στη χωρητικότητα του fronthaul δικτύου, αποδείχθηκε ότι, αν και για χαμηλές τιμές του sum-SE η απόδοση των τριών στατηγικών επικοινωνιών των APs με το CPU δε διαφοροποιείται ενεργειακά, οι CFE και η ECF_{UB} σημειώνουν πρόωρη πτώση του δείκτη ΕΕ συγκριτικά με την EMCF. Αντιθέτως, η τελευταία δημιουργεί τις κατάλληλες συνθήκες για περαιτέρω αύξηση του ΕΕ ακόμα και σε τρεις φορές υψηλότερα επίπεδα sum-SE ανεξαρτήτως ύπαρξης HD impairments. Παρόλα αυτά, κυρίαρχο ρόλο στην ενεργειακή απόδοση του συστήματος διαδραματίζει η χωρητικότητα του fronthaul δικτύου, η οποία φαίνεται να τη μεγιστοποιεί μόνο σε περιπτώσεις όπου λαμβάνει (η χωρητικότητα) πεπερασμένες τιμές. Κατά συνέπεια, παρόλο που μία μεγάλη αύξηση της εν λόγω χωρητικότητας (θεωρητικά άπειρη) θα συντελούσε στην ενίσχυση της απόδοσης της CF mMIMO διάταξης, από την άλλη θα οδηγούσε σε υπερβολική αύξηση της συνολικής ισχύος $P_{fh,\ell}$ που καταναλώνει το fronthaul δίκτυο για σύνδεση του κάθε AP στο CPU. Αντιθέτως, μία υπερβολικά μικρή τιμή του C θα οδηγούσε σε ισχυρή πτώση της απόδοσης του συστήματος, γεγονός που συνεπάγεται με σημαντική μείωση του αριθμητή του ΕΕ. Για τον λόγο αυτό, ανάλογα με τις εκάστοτε προδιαγραφές του συστήματος, θα πρέπει να κατασκευάζεται είτε το κατάλληλο fronthaul δίκτυο με τη σωστή χωρητικότητα είτε δοθείσας αυτής να περιορίζεται το QoS, ώστε να μεγιστοποιείται κάθε φορά η ενεργειακή απόδοση ολόκληρης της τοπολογίας.

Κεφάλαιο 8

Επίλογος και μελλοντικές κατευθύνσεις

Το Massive MIMO αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι των κινητών δικτύων νέας γενιάς και όχι άδικα. Δίχως αυτή την τεχνολογία θα ήταν αρκετά δύσκολο, έως αδύνατο, να επιτευχθούν όλοι αυτοί οι υψηλοί στόχοι που έχουν θέσει τα 5G δίκτυα, ενώ παράλληλα η πραγματοποίηση του IoT θα έμοιαζε σχεδόν αδύνατη. Το MIMO, από το πρώτο κιόλας διάστημα της σύλληψής του, παρουσίασε μία πληθώρα δυνατοτήτων ικανές να υπερνικήσουν τον μεγαλύτερο όγκο προβλημάτων που υπήρχαν μέχρι τότε στα ασύρματα κανάλια διάδοσης. Χαρίζοντας υψηλή αξιοπιστία και βελτιωμένη χωρητικότητα στο μέσο, γρήγορα έλαβε μία ξεχωριστή θέση στον τομέα των τηλεπικοινωνιών, αφού από ένα σημείο και ύστερα αποτελούσε τη βασική προϋπόθεση για την εγκαθίδρυση σχεδόν κάθε ασύρματης ζεύξης. Ωστόσο, λόγω της ραγδαίας κλιμάκωσης των συνδέσεων, αλλά και των ταχύτατα αυξανόμενων αναγκών που η ίδια η τεχνολογική εξέλιξη επιβάλλει, δεν άργησαν να εμφανιστούν τα πρώτα προβλήματα. Χαρακτηριστικά παραδείγματα τέτοιων προβλημάτων αποτελούν η κεντροποιημένη φύση της MIMO, και ειδικότερα της mMIMO τοπολογίας, καθώς και οι ολοένα αυξανόμενες ενδοκυψελικές παρεμβολές. Στο δρόμο προς τη δρομολόγηση αυτών των δυσκολιών αναπτύχθηκαν πολλές τοπολογίες, με επικρατέστερη εκείνη των ετερογενών δικτύων. Όμως, παρά το βελτιωτικό της χαρακτήρα, η εν λόγω τεχνολογία αποτελεί κάτι πρόσκαιρο, αφού είναι και πάλι θέμα χρόνου μέχρι να κάνουν εκ νέου αισθητή την παρουσία τους παρόμοιες τροχοπέδες. Για τον λόγο αυτό, αλλά και για τη δημιουργία γόνιμου εδάφους προς υποδοχή των μεταγενέστερων γενεών δικτύων (B5G), απαιτείται μία πρωτοποριακή λύση που όχι απλά να βελτιώνει τις ήδη υπάρχουσες τοπολογίες, αλλά να επαναπροσδιορίζει εκ των θεμελίων κάθε αρχιτεκτονική που είχε θεωρηθεί δεδομένη έως σήμερα.

Ένα από τα B5G παραδείγματα τέτοιας αρχιτεκτονικής αποτελούν τα Cell-Free Massive MIMO δίκτυα, τα οποία βρίσκονται στο επίκεντρο αυτής της διπλωματικής εργασίας. Αναλύοντας εξονυχιστικά τις πτυχές αυτών των τεχνολογικά υπερσύγχρονων τοπολογιών, παρατηρήθηκε ότι έχουν σπουδαίες συνεισφορές στον τομέα της κάλυψης, του QoS και της ενεργειακής απόδοσης ακόμα και από εφαρμοζόμενες υλοποιήσεις αιχμής, όπως είναι τα small cells. Χαρακτηριστικά αναφέρθηκε ότι με τον “user centric” χαρακτήρα και τον κατάλληλο σχεδιασμό τους έχουν τη δυνατότητα να ενισχύσουν σε τεράστιο βαθμό τον δείκτη 95% – *likely*, παρέχοντας ομοιόμορφη κάλυψη για όλους. Παράλληλα, χάρη στην κατανομημένη τους φύση, επιτρέπουν όχι μόνο τη μείωση της απόστασης μεταξύ των χρηστών και των διάσπαρτων APs, στοιχείο το οποίο αποτελεί τον θεμελιώδη λίθο για τη μείωση των απωλειών διάδοσης και των παρεμβολών, αλλά και την εισαγωγή της έννοιας του macro-diversity, η οποία αυξάνει σημαντικά το κέρδος των καναλιών διάδοσης.

Στη συνέχεια, μελετήθηκαν σύγχρονες έρευνες σχετικά με την περαιτέρω βελτίωση της απόδοσης των Cell-Free Massive MIMO τοπολογιών, παρουσιάζοντας μία πληθώρα βελτιωτικών μηχανισμών. Στο ζενίθ των ευρημάτων βρίσκονται οι MMSE και SLNR μέθοδοι υπολογισμού των combining και precoding διανυσμάτων αντίστοιχα, οι οποίες

φαίνεται να παρέχουν εντυπωσιακά αποτελέσματα, χαρίζοντας στις μη κυψελωτές τοπολογίες ακόμα υψηλότερους δείκτες απόδοσης. Τη βελτίωση αυτή έρχεται να επεκτείνει και η υλοποίηση επιπέδου 4, η οποία, παρά τον κεντροποιημένο της χαρακτήρα, αποτελεί ιδανική λύση σε περιπτώσεις όπου πρωταρχικό ρόλο διαδραματίζει καθαρά και μόνο η απόδοση. Ταυτόχρονα, για την απλοποίηση των υπολογισμών, διατηρώντας παράλληλα τις επιδόσεις του συστήματος (σε όρους SE) σε υψηλά επίπεδα, προτάθηκε ο PPZF αλγόριθμος, ο οποίος χάρη στον έξυπνο σχεδιασμό του επιβάλλει ισχυρή καταστολή παρεμβολών διατηρώντας παράλληλα απλό πλροφίλ κατά την υλοποίησή του. Την προσπάθεια αυτή κατά των παρεμβολών προς αύξηση του ρυθμού μετάδοσης των δεδομένων έρχεται να ολοκληρώσει και η τεχνική NOMA, η οποία σε πολυπληθή σενάρια αποδεικνύεται να παρέχει εξαιρετικά επίπεδα ρυθμαπόδοσης.

Κατόπιν, έγινε μελέτη του πιο κρίσιμου μέρους των Cell-Free Massive MIMO διατάξεων, το οποίο δεν είναι τίποτα άλλο από το fronthaul δίκτυο επικοινωνίας μεταξύ των APs και του CPU. Ειδικότερα, επειδή στην πράξη η χωρητικότητά του δεν είναι απεριόριστη (όπως θεωρούν πολλές μελέτες), για τη βελτίωση της διακίνησης των δεδομένων εντός αυτού, εξετάστηκε η εφαρμογή των radio stripes, τα οποία έκαναν την εμφάνισή τους αρκετά πρόσφατα στον χώρο των τηλεπικοινωνιών. Η σειριακή σύνδεση που προσφέρουν στο fronthaul δίκτυο σε συνδυασμό με έναν προχωρημένο σειριακό αλγόριθμο επεξεργασίας και μείωσης σφαλμάτων, αποδείχθηκαν να είναι το “κλειδί” για την κατακόρυφη μείωση του fronthaul signaling, επιτρέποντας παράλληλα τη διατήρηση της απόδοσης σε αρκετά ικανοποιητικά επίπεδα. Έτσι λοιπόν, η υλοποίηση των radio stripes σε συνδυασμό με την πλήρως κατανεμημένη και πρακτική EMCF στρατηγική διακίνησης των δεδομένων εντός του περιορισμένης χωρητικότητας fronthaul δικτύου όχι μόνο αποτελούν το κρίσιμότερο κομμάτι αυτής της εργασίας, αλλά και τη μεγαλύτερη υπόσχεση για βελτίωση του αυριανού mobile internet.

Οι αυξημένες απαιτήσεις παροχής υπηρεσιών σε συνδυασμό με τον τεράστιο όγκο συνδέσεων, πέρα από τις υψηλές επιδόσεις προϋποθέτουν και τη δαπάνη μεγάλων ποσοτήτων ενέργειας. Επειδή όμως σε κάθε περίπτωση μία ανάπτυξη δε θα πρέπει να είναι μονόπλευρη, αλλά μεταξύ άλλων θα πρέπει να χαρακτηρίζεται από αειφόρο πνεύμα, στο τελευταίο κεφάλαιο μελετήθηκε η ενεργειακή πτυχή των Cell-Free Massive MIMO συστημάτων, εξετάζοντας την καταλληλότητα τους για υποστήριξη των οικονομικά και ενεργειακά δυσβάστακτων 5G και B5G δικτύων. Επικεντρώνοντας στην ποσότητα των bits που μπορούν να μεταδοθούν ανά Joule, παρατηρήθηκε ότι οι Cell-Free Massive MIMO διατάξεις, όντας κατανεμημένες, επιτυγχάνουν μεταξύ άλλων και μείωση της συνολικής ενέργειας που απαιτείται για την εξυπηρέτηση των χρηστών συγκριτικά με κάθε άλλη κυψελωτή τοπολογία. Αυτό έγκειται κυρίως στην ενεργειακή ασφυξία κάθε κυψελωτού συστήματος όταν εκείνο καλείται να παράσχει υπηρεσίες σε τερματικές συσκευές που βρίσκονται στη μέγιστη εμβέλεια εξυπηρέτησής του (περιφέρεια κυψέλης). Η ενεργειακή διαφορά μεταξύ των δύο αυτών τοπολογιών οξύνεται ακόμα περισσότερο σε περιπτώσεις εφαρμογής της RPBS στρατηγικής, η οποία μειώνει δραστικά τον αριθμό των ταυτόχρονα χρησιμοποιούμενων APs προς εξυπηρέτηση κάποιου χρήστη. Φυσικά, στον δρόμο προς την ολική βελτιστοποίηση του GEE, σπουδαίο ρόλο μεταξύ άλλων αποδείχθηκε να διαδραματίζει και ο βαθμός του correlation των καναλιών, καθώς και η χωρητικότητα του fronthaul δικτύου.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να τονιστεί ότι παρά τον βελτιωτικό χαρακτήρα που παρουσιάζει μέχρι στιγμής η Cell-Free Massive MIMO τοπολογία έναντι των κυψελωτών δικτύων, δεν παύει να βρίσκεται ακόμα σε πρώιμο στάδιο. Αυτός είναι και ο λόγος για τον οποίο κατά τη διάρκεια εκπόνησης της παρούσας εργασίας παρατηρήθηκε ότι οι βιβλιογραφικές πηγές παρουσίαζαν αρκετές ελλείψεις ως προς την πληρότητα του θέματος. Ως εκ τούτου, για την περαιτέρω εξέλιξη αυτής της σπουδαίας τοπολογίας δικτύων, οι μελλοντικές επιστημονικές έρευνες θα μπορούσαν να περιλαμβάνουν:

- Ανάπτυξη νέων αλγορίθμων για τον καλύτερο και απλούστερο σχηματισμό των M_k DCCs, μειώνοντας συνάμα το πλήθος A_k των APs εντός αυτών. Με τον τρόπο αυτό το σύστημα όχι μόνο θα αυξήσει το ανά-χρήστη SE, αλλά ταυτόχρονα και την ενεργειακή του απόδοση.
- Ανάπτυξη νέων, πιο εξελιγμένων power control αλγορίθμων με στόχο όχι μόνο τη βελτίωση του δείκτη 95% – *likely*, αλλά και του γενικού QoS όλων των χρηστών. Αυτό αποτελεί σημαντικό πρόβλημα στη μέχρι στιγμής ανάλυση των CF mMIMO διατάξεων, αφού οι χρήστες με ευνοϊκές συνθήκες (κοντά στον κεντρικό BS) απολαμβάνουν υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης εντός των κυψελωτών συστημάτων.
- Εκτενέστερη σύγκριση των precoding τεχνικών PPZF και RZF (SLNR) σε περιβάλλοντα με ισχυρό pilot contamination. Εφόσον μία μείωση στο τ_p^{cf} οδηγεί σε σημαντική άμβλυνση της διαφοράς μεταξύ αυτών των δύο, η εστίαση προς αυτή την κατεύθυνση ίσως διαδραματίσει σημαντικό ρόλο στη διαμόρφωση μίας νέας τεχνικής με καλύτερα αποτελέσματα από τη μέχρι στιγμής βέλτιστη SLNR. Επιπλέον, θα πρέπει να γίνει προσαρμογή της PPZF και στη διαδικασία του combining (UL) για την άμεση σύγκρισή της με τη μέχρι στιγμής βέλτιστη L-MMSE.
- Ανάπτυξη ενός βέλτιστου σχεδίου clustering των χρηστών στην περίπτωση της NOMA αρχιτεκτονικής. Η εν λόγω απαίτηση πηγάζει από το γεγονός ότι όσο βέλτιστα και να ταξινομηθούν τα UEs εντός των clusters, κατά τη SIC διαδικασία πάντα προκύπτουν intra-cluster παρεμβολές εξαιτίας της κοινής χρήσης του ίδιου πιλοτικού σήματος.
- Περισσότερη μελέτη και προσομοιώσεις στην κατεύθυνση των radio stripes, καθώς μέχρι στιγμής δεν παρέχεται σύγκριση μεταξύ του επιπέδου υλοποίησης 2 και της σειριακής radio stripe τοπολογίας, όταν και οι δύο χρησιμοποιούν MMSE combiners. Παράλληλα, θα πρέπει να αναπτυχθούν νέοι αλγόριθμοι που να μειώνουν το trade-off μεταξύ κόστους-fronthaul signaling και απόδοσης, ώστε να μπορέσουν τα radio stripes να αντικαταστήσουν επάξια τις συμβατικές fronthaul τοπολογίες αστέρα.
- Μελέτες CF mMIMO συστημάτων υπό περιορισμένη χωρητικότητα fronthaul δικτύου σε συνδυασμό με την ύπαρξη HD impairments, λαμβάνοντας υπόψη και τη διαδικασία προσδιορισμού των combining και precoding διανυσμάτων σύμφωνα με την MMSE τεχνική. Ταυτόχρονα, θα πρέπει να γίνουν περισσότερες προσομοιώσεις στην κατεύθυνση του εν λόγω τομέα, κάνοντας χρήση και μεγαλύτερων χωρητικότητας του fronthaul διαύλου, ώστε είτε να εξακριβωθεί πλήρως η υπεροχή της EMCF στρατηγικής έναντι των πιο κεντροποιημένων CFE και ECF είτε να προκύψει κάτι διαφορετικό.
- Ενεργειακές προσομοιώσεις με επίκεντρο τη σύγκριση του προβλήματος βελτιστοποίησης ($\mathcal{P}_1$) της σχέσης (7.19) με τον max-min power control αλγόριθμο, προς ανάδειξη της βέλτιστης στρατηγικής μεγιστοποίησης του δείκτη EE, καθώς και σύγκριση της ενεργειακής απόδοσης των CF mMIMO συστημάτων με εκείνη των κυψελωτών μικρότερης ακτίνας (pico-femto cells).

Πίνακας Ορολογίας

Ξενόγλωσσος όρος

Ελληνικός όρος

(Area) throughput	Ρυθμαπόδοση (περιοχής)
(Local) minimum mean square error	(Τοπική) ελάχιστη μέση τετραγωνική απόκλιση
(Spatial) transmit diversity	Διαφορική εκπομπή (στον χώρο)
(Sum) capacity	(Αθροιστική) χωρητικότητα
Access point	Σημείο πρόσβασης
Achievable	Εφικτός
Additive white gaussian noise	Λευκός προσθετικός γκαουσιανός θόρυβος
Allocation	Καταμερισμός
Angle-of-arrival	Γωνία άφιξης
Angular standard deviation	Γωνιακή τυπική απόκλιση
Antenna proccessing unit	Επεξεργαστική μονάδα κεραίας
Approximated block diagonalization	Προσεγγιστική μπλοκ διαγωνιοποίηση
Array gain	Κέρδος συστοιχίας
Asymptotic	Ασυμπτωτικός
Backhaul network	Οπισθοζευκτικό δίκτυο
Bandwidth	Εύρος ζώνης
Base station	Σταθμός βάσης
Beamforming	Διαμόρφωση δέσμης
Beamforming uncertainty	Αβεβαιότητα διαμόρφωσης δέσμης
Benchmark	Σημείο αναφοράς
Bisection algorithm	Αλγόριθμος διχοτόμησης
Bit error rate	Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων
Bit rate efficiency	Αποδοτικότητα ρυθμού μετάδοσης
Broadcast channel	Κανάλι ευρυεκπομπής
Broadside radiator	Μετωπικός ακτινοβολητής
Cell density	Πυκνότητα κυψελών
Cell-free network	Μη κυψελωτό δίκτυο
Cellular	Κυψελωτός
Centralized proccessing unit	Κεντρική μονάδα επεξεργασίας
Centralized radio access network	Κεντροποιημένο δίκτυο ραδιοπρόσβασης
Channel state information	Πληροφορίες κατάστασης καναλιού
Closed-loop	Κλειστού Βρόγχου
Clustering	Ομαδοποίηση
Coherence block/interval	Χρονο-συχνотική θυρίδα συνοχής

Ξενόγλωσσος όρος**Ελληνικός όρος**

Coherent bandwidth	Εύρος ζώνης συνοχής
Coherent time	Χρόνος συνοχής
Coherent transmission	Σύμφωνη εκπομπή
Co-located system	Σύστημα χωρικής συνεγκατάστασης στοιχείων
Colocation	Συνεγκατάσταση
Combining	Συνδυαστικός
Complex	Μιγαδικός
Component	Συνιστώσα
Compress-and-forward	Συμπίεση-και-προώθηση
Compute-and-forward	Υπολογισμός-και-προώθηση
Conception	Σύλληψη
Congute beamforming	Συζυγής διαμόρφωση δέσμης
Convex problem	Κυρτό πρόβλημα
Cooperative phase	Φάση συνεργασίας
Correlated	Συσχετισμένος
Correlation	Συσχέτιση
Covariance matrix	Πίνακας συνδυακύμανσης
Daisy-chained	Συνδεδεμένος αλυσιδωτά
Decoding	Αποκωδικοποίηση
Decorrelated	Ασυσχέτιστος
Densification	Πύκνωση
Desired signal	Επιθυμητό σήμα
Diffraction	Περίθλαση
Digital-to-analog converter	Μετατροπέας ψηφιακών σημάτων σε αναλογικά
Discrete cosine transform	Διακριτός μετασχηματισμός συνημιτόνου
Discrete sine transform	Διακριτός μετασχηματισμός ημιτόνου
Discrete wavelet transform	Διακριτός μετασχηματισμός κύματος
Distortion	Παραμόρφωση
Distributed	Κατανεμημένος
Distribution	Κατανομή
Diversity	Ποικιλομορφία
Diversity gain	Κέρδος ποικιλομορφίας
Downlink	Κάτω ζεύξη
Dynamic cooperation cluster	Σύμπλεγμα δυναμικής συνεργασίας
Echo	Αντήχηση
Edge	Άκρη
Effective noise	Ενεργός θόρυβος
Energy efficiency	Ενεργειακή απόδοση
Entropy	Εντροπία
Equal gain combining	Συνδυασμός ίσου κέρδους

Ξενόγλωσσος όρος**Ελληνικός όρος**

Equal-power	Ίση ισχύς
Ergodic	Εργοδικός
Estimate-compress-forward	Υπολογισμός- συμπίεση-προώθηση
Estimate-multiply-compress-forward	Υπολογισμός-πολλαπλασιασμός-συμπίεση-προώθηση
Estimator	Εκτιμητής
Extreme high frequency band	Μπάντα εξαιρετικά υψηλών συχνοτήτων
Fading	Διάλειψη
Fading channel	Κανάλι διαλείψεων
Fading coefficient	Συντελεστής εξασθένησης
Fast fading channel	Κανάλι γρήγορων διαλείψεων
Fast Fourier transform	Γρήγορος μετασχηματισμός Fourier
Favorable propagation	Ευνοϊκή διάδοση
Feedback	Ανατροφοδότηση
Femtocell	Φεμτοκυψέλη
Film	Λεπτό στρώμα ταινίας (φιλμ)
Flat fading channel	Κανάλι επίπεδης εξασθένησης
Frame error rate	Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων
Free-space path loss	Απώλεια διαδρομής ελεύθερου χώρου
Frequency handover	Συχνотική μεταπομπή
Frequency non-selective channel	Κανάλι μη επιλεκτικό κατά συχνότητα
Frequency reuse	Επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων
Frequency-division duplexing	Συχνοδιακριτική αμφίδρομη επικοινωνία
Frequency-division multiple access	Πολλαπλή πρόσβαση διαίρεσης συχνότητας
Frequency-division multiplexing	Πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας
Frequency-selective channel	Κανάλι επιλεκτικό κατά συχνότητα
Generation	Γενιά
Global energy efficiency	Καθολική ενεργειακή απόδοση
Hardware	Υλισμικό
Hardware impairments	Υλισμικές αστοχίες
Heterogeneous networks	Ετερογενή δίκτυα
Heuristic	Ευρετικός
Independent identically distributed	Ομοιόμορφα κατανομημένος
Inefficiency	Ανικανότητα
Inter-carrier interference	Παρεμβολή μεταξύ των φερουσών
Inter-cell interference	Διακυψελική παρεμβολή
Inter-cluster interference	Διασυμπλεγματική παρεμβολή
Inter-group interference	Διαομαδική παρεμβολή
Internet of things	Δίκτυο των πραγμάτων
Inter-user interference	Παρεμβολή μεταξύ των χρηστών
Intra-cell	Ενδοκυψελικός

Ξενόγλωσσος όρος**Ελληνικός όρος**

Intra-cell interference	Ενδοκυψελική παρεμβολή
Intra-cluster interference	Ενδοσυμπλεγματική παρεμβολή
Joint spatial-division and multiplexing	Διαίρεση κοινού χώρου και πολυπλεξία
Large	Μεγάλος
Large-scale antenna system	Σύστημα κεραιών μεγάλης κλίμακας
Large-scale fading	Διάλειψη μεγάλης κλίμακας
Latency	Χρονική καθυστέρηση απόκρισης
Least-square estimation	Εκτίμηση ελάχιστου τετραγώνου
Line-of-sight	Ευθύ οπτικό πεδίο
Lossy compression	Απωλεστική συμπίεση
Low complexity	Χαμηλής πολυπλοκότητας
Lower bound	Κατώτατο όριο
Macrocell	Μακροκυψέλη
Macro-diversity	Ποικιλομορφία ευρείας κλίμακας
Massive MIMO	Μαζικό σύστημα πολλαπλής-εισόδου πολλαπλής-εξόδου
Matched filter	Προσαρμοσμένο φίλτρο
Maximal ratio combining	Συνδυασμός μέγιστης αναλογίας
Maximum ratio transmission	Μέγιστος λόγος εκπομπής
Mean path loss	Μέση απώλεια διαδρομής
Median	Διάμεσος
Medium access control layer	Υπόστρωμα ελέγχου προσπέλασης του μέσου
Microcell	Μικροκυψέλη
Microstrip patch antenna	Κεραία μικροταινιακού καλύματος
mmWave band	Μπάντα χιλιοστομετρικών συχνοτήτων
Mobile internet	Διαδίκτυο κινητής τηλεφωνίας
Mobility	Κινητικότητα
Multi-antenna	Πολλών κεραιών
Multicell	Πολυκυψελωτός
Multipath propagation	Πολυδρομική διάδοση
Multipath spread	Πολυδρομική εξάπλωση
Multiple access	Πολλαπλή πρόσβαση
Multiple access channel	Κανάλι πολλαπλής πρόσβασης
Multiple-input multiple-output	Πολλαπλής-εισόδου πολλαπλής-εξόδου
Multiple-input single-output	Πολλαπλής-εισόδου μονής-εξόδου
Multiplexing gain	Κέρδος πολύπλεξης
Multi-user	Πολλών χρηστών
Multiuser diversity	Ποικιλομορφία πολλαπλών χρηστών
Multiuser interference	Παρεμβολή μεταξύ πολλών χρηστών
Multi-user MIMO	Σύστημα πολλαπλής-εισόδου πολλαπλής-εξόδου ενός χρήστη

Ξενόγλωσσος όρος

Nash equilibrium
 Node
 Nominal angle
 Non-convex problem
 Non-orthogonal multiple access
 Non-universal pilot reuse

 Offset
 Online gaming
 Open-loop
 Operational information
 Opportunistic beamforming
 Optimal
 Order
 Orthogonal frequency-division multiplexing
 Orthogonal multiple access
 Paper
 Payload
 Per-group processing
 Per-user
 Phase-coherently
 Picocell
 Pilot contamination
 Plug-and-play
 Point-to-point
 Power control
 Power spectrum
 Power unit
 Pre-beamforming
 Pre-cellular
 Precoding
 Proposed
 Quality of experience
 Quality of service
 Radio access technology
 Radio stripe
 Ramp function
 Random beamforming
 Rate-distortion function
 Receive diversity

Ελληνικός όρος

Ισορροπία του Nash
 Κόμβος
 Γωνία αναφοράς
 Μη κυρτό πρόβλημα
 Μη ορθογώνια πολλαπλή πρόσβαση
 Μη καθολική επαναχρησιμοποίηση πιλοτικών σημάτων
 Αντιστάθμισμα
 Διαδικτυακά παιχνίδια
 Ανοιχτού βρόγχου
 Λειτουργικές πληροφορίες
 Ευκαιριακή διαμόρφωση δέσμης
 Βέλτιστος
 Τάξη
 Ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας

 Ορθογώνια πολλαπλή πρόσβαση
 Μελέτη
 Ωφέλιμο φορτίο
 Επεξεργασία ανά ομάδα
 Ανά-χρήστη
 Συμφασικά
 Πικοκυψέλη
 Πιλοτική μόλυνση
 Σύνδεσης και άμεσης εκτέλεσης
 Σημείο-προς-σημείο
 Ρύθμιση ισχύος
 Φάσμα ισχύος
 Μονάδα ισχύος
 Προ-διαμόρφωση δέσμης
 Προ κυψελών
 Προ-κωδικοποίηση
 Προτεινόμενος
 Ποιότητα εμπειρίας
 Ποιότητα υπηρεσιών
 Τεχνολογία ασύρματης πρόσβασης
 Ραδιοταινία
 Συνάρτηση μοναδιαίας κλίσης
 Διαμόρφωση τυχαίας δέσμης
 Συνάρτηση ρυθμού παραμόρφωσης
 Διαφορική λήψη

Ξενόγλωσσος όρος**Ελληνικός όρος**

Received power	Ισχύς λήψης
Received-power based selection	Επιλογή βασισμένη στην ισχύ λήψης
Receiver	Δέκτης
Reciprocity	Αμοιβαιότητα
Reciprocity calibration error	Αμοιβαίο σφάλμα προσαρμογής
Reflection	Ανάκλαση
Regularized	Κανονικοποιημένος
Relay	Αναμεταδότης
Response	Απόκριση
Reuse factor	Συντελεστής επαναχρησιμοποίησης
Rural	Αγροτικός (της υπαίθρου)
Sample	Δείγμα
Scalar	Βαθμωτό μέγεθος
Scattering	Σκέδαση
Scheme	Σχέδιο
Selection combining	Επιλεκτικός συνδυασμός
Shadowing	Σκίαση
Signal-to-interference ratio	Λόγος σήματος-προς-παρεμβολή
Signal-to-interference-plus-noise ratio	Λόγος σήματος-προς-παρεμβολή-συν-θόρυβο
Signal-to-leakage-and-noise ratio	Λόγος σήματος-προς-διαρροή-συν-θόρυβο
Signal-to-noise ratio	Λόγος σήματος-προς-θόρυβο
Single-antenna	Μίας κεραίας
Single-cell	Μονής κυψέλης
Single-input multiple-output	Μονής-εισόδου πολλαπλής-εξόδου
Single-input single-output	Μονής-εισόδου μονής-εξόδου
Single-user	Ενός χρήστη
Single-user MIMO	Σύστημα πολλαπλής-εισόδου πολλαπλής-εξόδου πολλών χρηστών
Singular value decomposition	Αποσύνθεση μοναδικής τιμής
Slow-fading channel	Κανάλι αργών διαλείψεων
Small cell	Μικρή κυψέλη
Small cell access point	Σημείο πρόσβασης μικρής κυψέλης
Small-scale fading	Διάλειψη μικρής κλίμακας
Smartphone	Έξυπνο κινητό
Soft estimation	Γρήγορη εκτίμηση
Space-division multiple access	Πολλαπλή πρόσβαση διαίρεσης χώρου
Space-time block codes	Χωρο-χρονικοί μπλοκ κώδικες
Spatial diversity	Χωρική ποικιλομορφία
Spatial multifold transmission	Χωρική εκπομπή πολλών ροών
Spatial multiplexing	Χωρική πολυπλεξία
Spectral efficiency	Φασματική αποδοτικότητα

Ξενόγλωσσος όρος

Spread
 Square inner product
 Statistical
 Suboptimal
 Suburban
 Successive interference cancellation
 Sum rate
 Symbol
 Synchronization
 Three-slope model
 Time diversity
 Time domain preamble based technique
 Time-division duplexing
 Time-division multiple access
 Time-division multiplexing
 Trade-off
 Transmit precoding
 Transmitter
 Ultra high frequency
 Universal pilot reuse

 Uplink
 Upper bound
 Urban
 User
 User equipment
 User net throughput
 User-centric network
 Vectorization function
 Versus
 Very high frequency band
 Virtual cell
 Wireless
 Worst-case
 Zero-forcing

Ελληνικός όρος

Εξάπλωση
 Εσωτερικό γινόμενο εις το τετράγωνο
 Στατιστικός
 Υποβέλτιστος
 Προαστιακός
 Διαδοχική ακύρωση παρεμβολών
 Αθροιστικός ρυθμός μετάδοσης
 Σύμβολο
 Συγχρονισμός
 Μοντέλο τριών κλίσεων
 Χρονική ποικιλομορφία
 Αρχική τεχνική που βασίζεται στο πεδίο του χρόνου
 Χρονοδιακριτική αμφίδρομη επικοινωνία
 Πολλαπλή πρόσβαση διαίρεσης χρόνου
 Πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου
 Συμβιβασμός
 Προ-κωδικοποίηση εκπομπής
 Πομπός
 Μπάντα κατ' εξοχήν υψηλών συχνοτήτων
 Καθολική επαναχρησιμοποίηση πιλοτικών σημάτων
 Άνω ζεύξη
 Ανώτατο όριο
 Αστικός
 Χρήστης
 Εξοπλισμός του χρήστη
 Καθαρή ρυθμαπόδοση χρήστη
 Χρηστοκεντρικό δίκτυο
 Συνάρτηση διανυσματοποίησης
 Εναντίον
 Μπάντα πολύ υψηλών συχνοτήτων
 Εικονική κυψέλη
 Ασύρματο
 Χειρότερη περίπτωση
 Επιβολής μηδενισμών

Πίνακας Συντμήσεων

Ακρωνύμιο	Ορισμός
1G	First Generation
2G	Second Generation
3G	Third Generation
3GPP	3 rd Generation Partnership Project
4G	Fourth Generation
5G	Fifth Generation
A/D converter	Analog-to-Digital converter
ABD	Approximated Block Diagonalization
ABD-OGPA	ABD with Optimal Group Power Allocation
ABD-UGPA	ABD with Uniform Group Power Allocation
AOA	Angle-of-Arrival
AP	Access Point
APU	Antenna Proccessing Unit
ASD	Angular Standard Deviation
AWGN	Additive White Gaussian Noise
B5G	Beyond 5G
BC	Broadcast Channel
BER	Bit Error Rate
BF	Beamforming
BS	Base Station
CB	Conjugate Beamforming
CF	Cell-Free
CFE	Compress-Forward-Estimate
CN	Complex Normal
CP-OFDM	without Cyclic Prefix in standard OFDM
CPU	Centralized Proccessing Unit
C-RAN	Cloud-RAN
CSI	Channel State Information
CSIR	Channel State Information at the Receiver
CSIT	Channel State Information at the Transmitter
D/A converter	Digital-to-Analog converter
dB	decibel
DCC	Dynamic Cooperation Cluster
DCT	Discrete Cosine Transform

Ακρωνύμιο**Ορισμός**

DL	Downlink
DPC	Dirty Paper Coding
DS	Desired Signal
DST	Discrete Sine Transform
DWT	Discrete Wavelet Transform
ECF	Estimate-Compress-Forward
EE	Energy Efficiency
EGC	Equal Gain Combining
EHF	Extreme High Frequency
EMCF	Estimate-Multiply-Compress-Forward
E-SR	Ergodic Sum Rate
EVM	Error Vector Magnitude
FDD	Frequency-Division Duplexing
FDM	Frequency-Division Multiplexing
FDMA	Frequency-Division Multiple Access
FER	Frame Error Rate
FFT	Fast Fourier Transform
FRFT	Fractional Fourier Transform
FZF	Full-pilot ZF
GEE	Global Energy Efficiency
HCD	Heuristic Channel-Dependent
HD	Hardware
HetNet	Heterogeneous Network
i.i.d.	Independent and identically distributed
ICU	Inter-carrier Interference
IGI	Inter-Group Interference
IoT	Internet of Things
ISD	Inter-Site Distance
JGPAPBF	Joint Group Power Allocation and Pre-Beamforming
JSDM	Joint Spatial-Division and Multiplexing
LLSFBS	Largest-Large-Scale-Fading-Based Selection
LMMSE	Linear MMSE
L-MMSE	Local-MMSE
LOS	Line-of-Sight
LS	Least-Square
LSAS	Large-Scale Antenna System
LSFD	Large-Scale Fading Decoding
LTE	Long-Term Evolution
MA	Multiple Access
MAC	Multiple-Access Channel

Ακρωνύμιο**Ορισμός**

MAC	Multiple-Access Control
MCS	Monte-Carlo Simulation
MF	Matched Filter
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
mMIMO	Massive MIMO
M-MMSE	Multicell-MMSE
mMRT	multi-antenna APs Maximum Ratio Transmission
MMSE	Minimum Mean Square Error
mmWave	millimetre Waves
MR	Maximal Ratio
MRC	Maximal Ratio Combining
MUI	Multi-User Interference
MU-MIMO	Multi-User MIMO
MUST	Multiuser Superposition Transmission
NE	Nash Equilibrium
N-LMMSE	Normalized Liner MMSE
NLOS	Non Line-of-Sight
NOMA	Non-Orthogonal Multiple Access
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency-Division Multiple Access
OMA	Orthogonal Multiple Access
PBF	Pre-Beamforming
PGP	Per-Group Processing
PPZF	local Protective Partial Zero-Forcing
PU	Power Unit
PZF	local Partial Zero-Forcing
QoE	Quality of Experience
QoS	Quality of Service
RAT	Radio Access Technology
RBF	Random Beamforming
RPBS	Received-Power-Based Selection
RZF	Regularized ZF
SC	Selection Combining
SCA	Small cell Access point
SCA	Sequential Convex Approximation
SDMA	Space-Division Multiple Access
SE	Spectral Efficiency
SIC	Successive Interference Cancellation
SIMO	Single-Input Multiple-Output

Ακρωνύμιο**Ορισμός**

SINR	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio
SIR	Signal-to-Interference Ratio
SISO	Single-Input Single-Output
SLNR	Signal-to-Leakage-and-Noise Ratio
sMRT	single-antenna APs Maximum Ratio Transmission
SNR	Signal-to-Noise ratio
STBC	Space-Time Block Codes
SU-MIMO	Single-User MIMO
SUS	Semi-orthogonal User Selection
SVD	Singular Value Decomposition
TDD	Time-Division Duplexing
TDM	Time-Division Multiplexing
TDMA	Time-Division Multiple Access
TFT-OFDM	Time-Frequency Training OFDM
TPC	Transmit Precoding
UatF	Use-and-then-Forget
UC network	User-Centric network
UE	User Equipment
UHF	Ultra High Frequency
UL	Uplink
VHF	Very High Frequency
WCG-SR	Worst-Case Gaussian Sum Rate
WF	Water-Filling
ZF	Zero-Forcing
ZFBF	Zero-Forcing Beamforming
H/M	Ηλεκτρομαγνητικός

Βιβλιογραφία

- [1] T. L. Marzetta, E. G. Larsson, H. Yang, and H. Q. Ngo, *Fundamentals of Massive MIMO*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2016.
- [2] S. W. Crompton, *Alexander Graham Bell and the Telephone: The invention that changed everything*. New York, US: Chelsea House Publishers, 2009.
- [3] G. Klemens, *The Cellphone: The History and Technology of the Gadget That Changed the World*. North Carolina, US: McFarland & Company Inc., 2010.
- [4] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*. New Jersey, New York, US: Practice Hall PTR, 2002.
- [5] P. W. Raut and S. L. Badjate, "Diversity Techniques for Wireless Communication", *International Journal of Advanced Research in Engineering and Technology*, vol. 4, no. 2, pp. 144-160, Apr. 2013.
- [6] E. Björnson, E. G. Larsson and T. L. Marzetta, "Massive MIMO: Ten Myths and One Critical Question", *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 2, pp. 114-123, Feb. 2016.
- [7] H. Q. Ngo, A. Ashikhmin, H. Yang, E. G. Larsson and T. L. Marzetta, "Cell-Free Massive MIMO versus Small Cells", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 3, pp. 1834-1850, Mar. 2017.
- [8] A. Ashikhmin, T. L. Marzetta and L. Li, "Interference Reduction in Multi-Cell Massive MIMO Systems I: Large-Scale Fading Precoding and Decoding", *IEEE Transactions on Information Theory*, Nov. 2014. Available: arXiv:1411.4182v1 [cs.IT] 15 Nov 2014
- [9] "Study Paper on Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Technology", *Telecommunication Engineering Center, Ministry of Communications Department of Telecommunicatios Government of India*, 2014.
- [10] J. R. Hampton, *Introduction to MIMO Communications*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2014.

- [11] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Canstantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2007, pp. 1-135.
- [12] A. A. Kwabena, "Multiple Input Multiple Output (MIMO) Operation Principles", B.S. Thesis, Sch. of Appl. Sciences, Metropolia Univ., Helsinki, Finland, 2013.
- [13] Md. J. Islam, "Performance Analysis of Diversity Techniques for Wireless Communication System", M.S. Thesis, Sch. of Engineering, Blekinge Inst. of Technology, Karlskrona, Sweden, 2012.
- [14] H. Hourani, "An Overview of Diversity Techniques in Wireless Communication Systems", Helsinki University of Technology, Communications Lab, pp. 1-5, 2005.
- [15] Z. Chen and E. Björnson, "Channel Hardening and Favorable Propagation in Cell-Free Massive MIMO with Stochastic Geometry", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 11, pp. 5205-5219, Nov. 2018.
- [16] F. DeFlaviis, L. Jofre, J. Romeu and A. Grau, *Multi-Antenna Systems for MIMO Communications*. San Rafael, California, US: Morgan & Claypool, 2008.
- [17] V. Kühn, *Wireless Communications over MIMO Channels*. Chichester, West Sussex: John Wiley & Sons Ltd., 2006, pp. 1-12.
- [18] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith and A. Naguib, "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 281-302, Apr. 2003.
- [19] B. Z. Maha and R. Kosai, "Multi User MIMO Communication: Basic Aspects, Benefits and Challenges", *IntechOpen*, pp. 3-24, Dec. 2013. Available doi: 10.5772/57133
- [20] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas", *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [21] A. Telatar, "Capacity of Multiple-antenna Gaussian Channels", AT&T Bell Laboratories, pp. 585-595, Jun. 1995.
- [22] T. Yoo and A. Goldsmith, "On the Optimality of Multiantenna Broadcast Scheduling Using Zero-Forcing Beamforming", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 3, pp. 528-541, Mar. 2006.

- [23] S. Gupta, R. K. Dutta and A. C. Tiwari, "Performance Analysis of Alamouti and Orthogonal Space-Time Block Codes in MIMO System under Rayleigh Fading Scenario", *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 3, no. 10, pp. 12423-12429, Oct. 2014.
- [24] Α. Τζανακάκη, Διάλεξη, Τίτλος: "Mobile Comms Cellular Presentation". PHYS275, Τμήμα Φυσικής, ΕΚΠΑ, Αθήνα, Ελλάδα, Απρ. 2019.
- [25] W. Xiang, K. Zheng and X. Shen, *5G Mobile Communications*. Cham, Switzerland: Springer Nature Switzerland AG, 2017.
- [26] D. Tse and P. Viswnath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2004, ch. 6, pp. 266-341.
- [27] Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst and M. Haardt, "An Introduction to the Multi-User MIMO Downlink", *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 60-67, Oct. 2004.
- [28] A. Osseiran, J. F. Monserrat and P. Marsch, *5G Mobile and Wireless Communications Technology*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2016, ch. 2, p. 41.
- [29] M. H. M. Cost, "Writting on Dirty Paper", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-29, no. 3, pp. 439-441, May 1983.
- [30] J. Lee and N. Jindal, "High SNR Analysis for MIMO Broadcast Channels: Dirty Paper Coding vs. Linear Precoding", *IEEE Transactions on Information Theory*, Dec. 2006. Available: arXiv:cs/0612007v2 [cs.IT] 19 Dec 2006
- [31] S. Vishwanath, N. Jindal and A. Goldsmith, "Duality, Achievable Rated and Sum-Rate Capacity of Gaussian MIMO Broadcast Channels", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2658-2668, Oct. 2003.
- [32] P. Viswanath, D. N. C. Tse and R. Laroia, "Opportunistic Beamforming Using Dumb Antennas", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 6, pp. 1277-1294, Jun. 2002.
- [33] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems", *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 186-195, Feb. 2014.

- [34] M. Sharif and B. Hassibi, "On the Capacity of MIMO Broadcast Channels with Partial Side Information", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, no. 2, pp. 506-522, Feb. 2005.
- [35] Α. Τζανακάκη, Διάλεξη, Τίτλος: "Mobile Comms Presentation Introduction". PHYS275, Τμήμα Φυσικής, ΕΚΠΑ, Αθήνα, Ελλάδα, Απρ. 2019.
- [36] L. Sanguinetti, E. Björnson and J. Hoydis, "Towards Massive MIMO 2.0: Understanding spatial correlation, interference suppression and pilot contamination", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 1, pp. 232-257, Jan. 2020.
- [37] G. Interdonato, "Cell-Free Massive MIMO: Scalability, Signal Processing and Power Control", Ph.D. dissertation, Department of Elec. Eng., Linköping University, Linköping, Sweden, 2020.
- [38] L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin and R. Zhang, "An Overview of Massive MIMO: Benefits and Challenges", *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 8, no. 5, pp. 742-758, Oct. 2014.
- [39] E. Björnson and L. Sanguinetti, "Making Cell-Free Massive MIMO Competitive with MMSE Processing and Centralized Implementation", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 19, no. 1, pp. 77-90, Jan. 2020.
- [40] L. Dai, Z. Wang and Z. Yang, "Spectrally Efficient Time-Frequency Training OFDM for Mobile Large-Scale MIMO Systems", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 31, no. 2, pp. 251-263, Feb. 2013.
- [41] *Report ITU-R "Guidelines and techniques for the evaluation of digital terrestrial television broadcasting systems including assessment of their coverage areas"*, BT.2035-2, 2008.
- [42] H. Yin, D. Gesbert, M. Filippou and Y. Liu, "A Coordinated Approach to Channel Estimation in Large-Scale Multiple-Antenna Systems", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Oct. 2012. Available: arXiv:1203.5924v2 [cs.IT] 2 Oct 2012
- [43] Z. Zhang, X. Wang, K. Long, A. Vasilakos and L. Hanzo, "Large-Scale MIMO-Based Wireless Backhaul in 5G Networks", *IEEE Wireless Communications*, vol. 22, no. 5, pp. 58-66, Oct. 2015.
- [44] GSMA Association, "Improving wireless connectivity through small cell deployment", GSMA, London, UK, 2016. Available: https://www.gsma.com/publicpolicy/wp-content/uploads/2016/12/GSMA_Small_Cell_Deployment_Booklet.pdf

- [45] E. Björnson, M. Kountouris and M. Debbah, “Massive MIMO and Small Cells: Improving Energy Efficiency by Optimal Soft-Cell Coordination”, *IEEE Conference on Telecommunications*, Oct. 2013. Available: arXiv:1304.0553v3 [cs.IT] 8 Oct 2013
- [46] X. Wang, Z. Zhang, K. Long and X. Zhang, “Joint Group Power Allocation and Prebeamforming for Joint Spatial-Division Multiplexing in Multiuser Massive MIMO Systems”, *2015 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pp. 2934-2938, Aug. 2015.
- [47] E. Björnson, M. Kountouris, J. Hoydis and M. Debbah, “Massive MIMO Systems with non-Ideal Hardware: Energy Efficiency, Estimation and Capacity Limits”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 60, np. 11, pp. 7112-7139, Nov. 2014.
- [48] S. Buzzi, Chih-Lin I, T. E. Klein, H. V. Poor, C. Yang and A. Zappone, “A Survey of Energy-Efficient Techniques for 5G Networks and Challenges Ahead”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 34, no. 4, pp. 697-709, Apr. 2016.
- [49] J. Zhang, E. Björnson, M. Matthaiou, D. W. Kwan Ng, H. Yang and D. J. Love, “Prospective Multiple Antenna Technologies for Beyond 5G”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 38, no. 8, pp. 1637-1660, Aug. 20.
- [50] G. Interdonato, E. Björnson, H. Q. Ngo, P. Frenger and E. G. Larsson, “Ubiquitous cell-free Massive MIMO communications”, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Aug. 2019. Available doi: 10.1186/s13638-019-1507-0
- [51] H. Yang and T. L. Marzetta, “Energy Efficiency of Massive MIMO: Cell-Free vs. Cellular”, *2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2018. Available doi: 10.1109/VTCSpring.2018.8417645
- [52] E. Nayebi, A. Ashikhmin, T. L. Marzetta, H. Yang and B. D. Rao, “Precoding and Power Optimization in Cell-Free Massive MIMO Systems”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 7, pp. 4445-4459, July 2017.
- [53] E. Björnson and L. Sanguinetti, “A New Look at Cell-Free Massive MIMO: Making it Practical with Dynamix Cooperation”, *2019 IEEE 30th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, 2019. Available doi: 10.1109/PIMRC.2019.8904101
- [54] Z. Chen and E. Björnson, “Channel Hardening and Favorable Propagation in Cell-Free Massive MIMO with Stochastic Geometry”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 11, pp. 5205-5219, Nov. 2018.

- [55] E. Björnson, *Massive MIMO: News - Commentary - Mythbusting*, E. Björnson and E. G. Larsson Blog, Jan. 25, 2017. Accessed on: Jan. 25, 2021. Available: <http://massive-mimo.ellintech.se/2017/01/25/channel-hardening-makes-fading-channels-behave-as-deterministic/>
- [56] Z. H. Shaik, E. Björnson and E. G. Larsson, "Cell-Free Massive MIMO with Radio Stripes and Sequential Uplink Processing", *2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*, 2020. Available doi: 10.1109/ICCWorkshops49005.2020.9145164
- [57] E. Por, M. van Kooten and V. Sarkovic, "Nyquist-Shannon sampling theorem", May 2019. Available: https://home.strw.leidenuniv.nl/~por/AOT2019/docs/AOT_2019_Ex13_NyquistTheorem.pdf
- [58] H. Bass, J. F. C. Kingman, F. Smithies, J. A. Todd and C. T. C. Wall, *Random Variables and Probability Distributions*, 3rd ed. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1970.
- [59] T. L. Marzetta, "Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 9, no. 11, pp. 3590-3600, Nov. 2010.
- [60] Z. Chen and C. Yang, "Pilot Decontamination in Massive MIMO Systems: Exploiting Channel Sparsity with Pilot Assignment", *2014 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP)*, 2014. Available doi: 10.1109/GlobalSIP.2014.7032195
- [61] J. H. Sorensen and E. de Carvalho, "Pilot Decontamination Through Pilot Sequence Hopping in Massive MIMO Systems", *2014 IEEE Global Communications Conference*, 2014. Available doi: 10.1109/GLOCOM.2014.7037313
- [62] H. Ahmadi, A. Farhang, N. Marchetti and A. MacKenzie, "A Game Theoretic Approach for Pilot Contamination Avoidance in Massive MIMO", *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 5, no. 1, pp. 12-15, Feb. 2016.
- [63] F. Gunnarsson and F. Gustafsson, "Power Control in Wireless Communications Networks - From a Control Theory Perspective", *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 35, no. 1, pp. 183-194, 2002. Available doi: 10.3182/20020721-6-ES-1901.00937
- [64] H. Yang and E. G. Larsson, "Can Massive MIMO Support Uplink Intensive Applications?", *2019 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 2019. Available doi: 10.1109/WCNC.2019.8885867

- [65] A. Tang, J. Sun and K. Gong, "Mobile Propagation Loss with a Low Base Station Antenna for NLOS Street Microcells in Urban Area", *IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Spring 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37202)*, pp. 333-336, 2001. Available doi: 10.1109/VETECS.2001.944859
- [66] W. Fan, J. Zhang, E. Björnson, S. Chen and Z. Zhong, "Performance Analysis of Cell-Free Massive MIMO Over Spatially Correlated Fading Channels", *ICC 2019 - 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2019. Available doi: 10.1109/ICC.2019.8762051
- [67] T. C. Mai, H. Q. Ngo and T. Q. Duong, "Cell-Free Massive MIMO Systems with Multi-Antenna Users", *2018 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP)*, pp. 828-832, 2018. Available doi: 10.1109/GlobalSIP.2018.8646330
- [68] G. Interdonato, M. Karlsson, E. Björnson and E. G. Larsson, "Local Partial Zero-Forcing Precoding for Cell-Free Massive MIMO", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 19, no. 7, pp. 4758-4774, July 2020.
- [69] E. Björnson, J. Hoydis and L. Sanguinetti, *Massive MIMO Networks: Spectral, Energy and Hardware Efficiency*. Foundations and Trends in Signal Processing, vol. 11, no.3-4, pp. 154-655, 2017.
- [70] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons Inc., 2005, ch. 14, pp. 811-882.
- [71] X. Li, E. Björnson, S. Zhou and J. Wang, "Massive MIMO with Multi-Antenna Users: When are Additional User Antennas Beneficial?", *2016 23rd International Conference on Telecommunications (ICT)*, 2016. Available doi: 10.1109/ICT.2016.7500452
- [72] I. E. Aguerri, A. Zaidi, G. Caire and S. Shamai, "On the Capacity of Cloud Radio Access Networks with Oblivious Relaying", *2017 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, pp. 2068-2072, 2017. Available doi: 10.1109/ISIT.2017.8006893
- [73] A. Adhikary, A. Ashikhmin and T. L. Marzetta, "Uplink Interference Reduction in Large-Scale Antenna Systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 65, no. 5, pp. 2194-2206, May 2017.
- [74] E. Björnson, J. Hoydis and L. Sanguinetti, "Massive MIMO has Unlimited Capacity", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no. 1, pp. 574-590, Jan. 2018.

- [75] E. Björnson, N. Jaldén, M. Bengtsson and B. Ottersten, “Optimality Properties, Distributed Strategies and Measurement-Based Evaluation of Coordinated Multicell OFDMA Transmission”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 12, pp. 6086-6101, Dec. 2011.
- [76] E. Björnson, E. G. Larsson and M. Debbah, “Massive MIMO for Maximal Spectral Efficiency: How Many Users and Pilots Should Be Allocated?”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 2, pp. 1293-1308, Feb. 2016.
- [77] G. Interdonato, M. Karlsson, E. Björnson and E. G. Larsson, “Downlink Spectral Efficiency of Cell-Free Massive MIMO with Full-Pilot Zero-Forcing”, *2018 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP)*, pp. 1003-1007, 2018.
- [78] H. Q. Ngo, Le-Nam Tran, T. Q. Duong, M. Matthaiou and E. G. Larsson, “On the Total Energy Efficiency of Cell-Free Massive MIMO”, *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, vol. 2, no. 1, pp. 25-39, Mar. 2018.
- [79] D. H. Nguyen and T. Le-Ngoc, “MMSE precoding for multiuser MISO downlink transmission with non-hamogeneous user SNR conditions”, *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, June 2014. Available doi: 10.1186/1687-6180-2014-85
- [80] O. B. Usman, H. Jedda, A. Mezghani and J. A. Nossek, “MMSE Precoder for Massive MIMO Using 1-Bit Quantization”, *2016 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 2016. Available doi: 10.1109/ICASSP.2016.7472304
- [81] S. T. Veetil, K. Kuchi and R. K. Ganti, “Performance of PZF and MMSE Receivers in Cellular Networks with Multi-User Spatial Multiplexing”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, May 2014. Available: arXiv:1405.0209v1 [cs.IT] 1 May 2014
- [82] Y. G. Li, J. H. Winters and N. R. Sollenberger, “MIMO-OFDM for Wireless Communications: Signal Detection with Enhanced Channel Estimation”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 9, pp. 1471-1477, Sept. 2002.
- [83] D. Molteni, M. Nicoli and U. Spagnolini, “Performance of MIMO-OFDMA Systems in Correlated Fading Channels and Non-Stationary Interference”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 5, pp. 1480-1494, May 2011.
- [84] L. Kansal, V. Sharma and J. Singh, “Multiuser Massive MIMO-OFDM System Incorporated with Diverse Transformation for 5G Applications”, *Wireless Personal Communications*, pp. 2741-2756, Aug. 2019. Available doi: 10.1007/s11277-019-06707-1

- [85] Z. Ding, Y. Liu, J. Choi, Q. Sun, M. ElKashlan, Chih-Lin I and H. V. Poor, "Application of Non-Orthogonal Multiple Access in LTE and 5G Networks", *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 185-191, Feb. 2017.
- [89] Z. Ding, X. Lei, G. K. Karagiannidis, R. Schober, J. Yuan and V. Bhargava, "A Survey on Non-Orthogonal Multiple Access for 5G Networks: Research Challenges and Future Trends", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 10, pp. 2181-2195, Oct. 2017.
- [90] Y. Li and G. A. Aruma Baduge, "Noma-Aided Cell-Free Massive MIMO Systems", *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 7, no. 6, pp. 950-953, Dec. 2018.
- [91] *Study on Downlink Multiuser Superposition Transmissions for LTE*, RP-150496, Mar. 2015.
- [92] D. Kudathanthirige and G. A. Aruma Baduge, "Noma-Aided Multi-Cell Downlink Massive MIMO", *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 13, no. 3, pp. 612-627, June 2019.
- [93] T. K. Nguyen, H. H. Nguyen and H. D. Tuan, "Max-Min QoS Control in Generalized Cell-Free Massive MIMO-NOMA with Optimal Backhaul Combining", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 10, pp. 10949-10964, Oct. 2020.
- [94] F. Rezaei, A. R. Heidarpour, C. Tellambura and A. Tadaion, "Underlaid Spectrum Sharing for Cell-Free Massive MIMO-NOMA", *IEEE Communications Letters*, vol 24, no. 4, pp. 907-911, Apr. 2020.
- [95] M. Bashar, K. Gumanan, A. G. Burr, H. Q. Ngo, L. Hanzo and P. Xiao, "NOMA/OMA Mode Selection-Based Cell-Free Massive MIMO", *ICC 2019 - 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2019. Available doi: 10.1109/ICC.2019.8761072
- [96] P. Frenger, J. Hederen, M. Hessler and G. Interdonato, "Improved Antenna Arrangement for Distributed Massive MIMO", Sweden Patent 103897, June 14, 2018.
- [97] R. Cheng, *the biggest 5G breakthrough may be this harmless, little plastic strip*, CNET, Mar. 2, 2019. Accessed on: Nov. 28, 2020. Available: <https://www.cnet.com/news/the-biggest-5g-breakthrough-may-be-this-harmless-little-plastic-strip/>
- [98] A. El Gamal and Young-Han Kim, *Network Information Theory*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2011.

- [99] H. Masoumi and M. J. Emadi, "Performance Analysis of Cell-Free Massive MIMO System with Limited Fronthaul Capacity and Hardware Impairments", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 19, no. 2, pp. 1038-1053, Feb. 2020.
- [100] S. Buzzi and C. D' Andrea, "Cell-Free Massive MIMO: User-Centric Approach", *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 6, no. 6, pp. 706-709, Dec. 2017.
- [101] U. Gustavsson, C. Sánchez-Perez, T. Eriksson, F. Athley, G. Durisi, P. Landin, K. Hausmair, C. Fager and L. Svensson, "On the Impact of Hardware on Mssive MIMO", *2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2014. Available doi: 10.1109/GLOCOMW.2014.7063447
- [102] B. Sklar and P. K. Ray, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, 2nd ed. New Delhi, India: Dorling Kindersley, 2014.
- [103] S. Jacobsson, U. Gustavsson, G. Durisi and C. Studer, "Massive MU-MIMO-OFDM Uplink with Hardware Impairments: Modeling and Analysis", *2018 52nd Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, 2018. Available doi: 10.1109/ACSSC.2018.8645356
- [104] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*, 2nd ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons Inc., 2006, ch. 10, pp. 301-346.
- [105] H. Li, *Communications for Control in Cyber Physical Systems: Theory, Design and Applications in Smart Grids*. Cambridge, MA: Elsevier Inc., 2016, ch. 2.4, pp. 14-15.
- [106] E. Björnson, L. Sanguinetti, H. Wymeersch, J. Hoydis and T. L. Marzetta, "Massive MIMO is a Reality – What is Next?: Five Promising Research Directions for Antenna Arrays", *Digital Signal Processing*, June 2019. Available: arXiv:1902.07678v2 [eess.SP] 12 Jun 2019
- [107] E. Björnson, L. Sanguinetti and M. Kountouris, "Deploying Dense Networks for Maximal Energy Efficiency: Small Cells Meet Massive MIMO", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 34, no. 4, pp. 832-847, Apr. 2016.
- [108] C. Li, J. Zhang and K. B. Letaief, "Throughput and Energy Efficiency Analysis of Small Cell Networks with Multi-Antenna Base Stations", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 5, pp. 2505-2517, May 2014.
- [109] A. He, L. Wang, M. El Kashlan, Y. Chen and Kai-Kit Wong, "Spectrum and Energy Efficiency in Massive MIMO Enabled HetNets: A Stochastic Geometry Approach", *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 12, pp. 2294-2297, Dec. 2015.

- [110] D. Liu, L. Wang, Y. Chen, T. Zhang, K. K. Chai and M. El Kashlan, “Distributed Energy Efficiency Fair User Association in Massive MIMO Enabled HetNets”, *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 10, pp. 1770-1773, Oct. 2015.
- [111] ITU, “Guidelines for evaluation of radio interference technologies for IMT-Advanced”, ITU-R, Geneva, Switzerland, ITU-R M.2135-1, Dec. 2009. Accessed on Nov. 14, 2020. Available: https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-M.2135-1-2009-PDF-E.pdf
- [112] J. Duchi, S. Boyd and J. Mattingley, Class Lecture, Topic: “Sequential Convex Programming”. EE364b, Stanford Eng. Everywhere, Stanford University, Stanford, California, 2018.
- [113] L. D. Nguyen, T. Q. Duong, H. Q. Ngo and K. Tourki, “Energy Efficiency in Cell-Free Massive MIMO with Zero-Forcing Precoding Design”, *IEEE Communications Letters*, vol. 21, no. 8, pp. 1871-1874, Aug. 2017.