



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

ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ
ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΟ ΔΙΠΛΩΜΑ ΕΙΔΙΚΕΥΣΗΣ
ΣΤΗΝ ΡΑΔΙΟΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑ ΚΑΙ ΣΤΗΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ (ΜΔΕ Ρ/Η)

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

«*Massive MIMO* σε 5G»

Οικονόμου Α. Δημήτριος

A.M. 2016115

Επιβλέπων: Ιωάννης Τίγκελης, Καθηγητής

ΑΘΗΝΑ

ΣΕΠΤΕΜΒΡΙΟΣ 2022

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία έχει ως αντικείμενο της τεχνολογίας του Massive MIMO σε δίκτυα 5^{ης} γενιάς. Η τεχνολογία του Massive MIMO προσφέρει δυο βασικά πλεονεκτήματα για τα συστήματα 5^{ης} γενιάς, τα οποία είναι η εξαιρετική φασματική απόδοση, καθώς και ιδιαίτερα υψηλή ενεργειακή απόδοση.

Η εργασία διαρθρώνεται ως εξής:

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μια συνοπτική αναφορά στα δίκτυα 5^{ης} γενιάς, στις δυνατότητες αλλά και τις απαιτήσεις αυτών, καθώς και μια εισαγωγή στην τεχνολογία MIMO και τις κατηγορίες αυτής, παράλληλα με σύντομη ανάλυση του τρόπου λειτουργίας αυτών.

Στο δεύτερο κεφάλαιο, αναλύονται ορολογίες απαραίτητες για την περιγραφή του ασύρματου καναλιού. Επιπρόσθετα, περιγράφονται τύποι ασύρματων καναλιών διαφορετικών χαρακτηριστικών.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζεται η αρχιτεκτονική των υβριδικών στοιχειοκεραίων για την τεχνολογία Massive MIMO, όπου συνδυάζονται οι τεχνολογίες των αναλογικών και των ψηφιακών στοιχειοκεραίων, με σκοπό την κάλυψη των απαιτήσεων των δικτύων 5^{ης} γενιάς.

Στο τέταρτο κεφάλαιο πραγματοποιείται μια ανάλυση της τεχνολογίας του Massive MIMO ως προς το επίπεδο ζεύξης. Παρουσιάζονται οι διαφορετικές τεχνικές beamforming, η τεχνική της χωρικής πολυπλεξίας, και πως αυτές επηρεάζουν τη χωρητικότητα και τη συνολική απόδοση του επιπέδου ζεύξης.

Η εργασία αυτή εκπονήθηκε στον Τομέα Ηλεκτρονικής, Υπολογιστών, Τηλεπικοινωνιών και Αυτοματισμού του Τμήματος Φυσικής του Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών υπό την επίβλεψη του Καθηγητή κ. Ιωάννη Τίγκελη.

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1 :	Γενικά για το MIMO στο 5G	1
1.1	Εισαγωγή	1
1.2	Προαπαιτούμενα για τις δυνατότητες του 5G	2
1.3	Τεχνολογία MIMO	3
1.4	MIMO σημείου-προς-σημείο (Point-to-point MIMO)	4
1.5	Multiuser MIMO	6
1.6	Massive MIMO	7
1.7	Πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου και συχνότητας	10
Κεφάλαιο 2 :	Βασικά στοιχεία του ασύρματου καναλιού	14
2.1	Σύστημα επικοινωνίας ενός πομπού και ενός δέκτη	14
2.2	Χρόνος συνοχής	14
2.3	Εύρος ζώνης συνοχής	15
2.4	Διάστημα συνοχής	16
2.5	Ερμηνεία του χρόνου και εύρους ζώνης συνοχής με όρους Nyquist	17
2.6	Δομή του διαστήματος συνοχής στην «Πολυπλεξία Διαίρεσης Χρόνου»	17
2.7	Διάστημα συνοχής στο πλαίσιο της διαμόρφωσης OFDM	18
2.8	Διαλείψεις μικρής και μεγάλης κλίμακας	21
2.9	Μοντέλο κανονικοποιημένου σήματος και λόγος σήμα-προς-θόρυβο	21
2.10	Συστήματα πολλαπλών σταθμών βάσης και πολλαπλών τερματικών	21
2.10.1	Συστήματα μιας κυψέλης	22
2.10.2	Συστήματα πολλών κυψελών	23
2.11	Σχέση της χωρητικότητας του καναλιού με την απόδοση	25
2.11.1	Ντετερμινιστικό κανάλι με προσθετικό θόρυβο Gauss	26
2.12	Ντετερμινιστικό κανάλι με προσθετικό θόρυβο non-Gaussian	27
2.13	Κανάλι διαλείψεων παρουσία προσθετικού θορύβου Gauss και πλήρη γνώση του καναλιού στον δέκτη	27
2.14	Κανάλι διαλείψεων προσθετικού θορύβου non-Gaussian χωρίς γνώση του καναλιού στον δέκτη	28
2.15	Κανάλι διαλείψεων non-Gaussian θορύβου με μερική γνώση του καναλιού στον δέκτη	29
Κεφάλαιο 3 :	Υβριδικές στοιχειοκεραίες για Massive MIMO για χιλιοστομετρικά συστήματα	30
3.1	Αρχιτεκτονικές massive υβριδικών κεραιών	30
3.2	Σχεδίαση αναλογικών υποσυστοιχιών	33
3.2.1	Συστοιχίες κεραιών quasi-Yagi	34
3.2.2	Κεραία stacked patch με κάθετο υπόστρωμα τροφοδοσίας	36
3.2.3	Αρχιτεκτονική αλυσίδας RF	37
3.3	Τεχνικές έξυπνων κεραιών	40

3.3.1	Γεωμετρία συστοιχίας.....	40
3.3.2	Διαμόρφωση δέσμης και εκτίμηση γωνίας άφιξης	40
3.3.3	Single–user MIMO.....	44
3.3.4	Πολλαπλή πρόσβαση διαίρεσης χώρου (<i>Space Division Multiple Access, SDMA</i>).	45
Κεφάλαιο 4 : Massive MIMO και επίπεδο ζεύξης		48
4.1	<i>Beamforming</i>	50
4.2	Ψηφιακό <i>Beamforming</i>	50
4.3	Υβριδικό <i>Beamforming</i>	52
4.3.1	Προσέγγιση ενός PS	54
4.3.2	Προσέγγιση συζευγμένων PS.....	55
4.3.3	Απόδοση επιπέδου ζεύξης.....	56
4.4	Χωρική πολυπλεξία.....	60
4.5	Εκτίμηση καναλιού	61
4.6	Σχεδίαση κυματομορφών	66
4.7	Στρατηγική πρόσβασης.....	68
Σύνοψη – Συμπεράσματα Εργασίας		71
Αναφορές		73

Κεφάλαιο 1 : Γενικά για το MIMO στο 5G

1.1 Εισαγωγή

Τα ασύρματα συστήματα επικοινωνίας μετακυλούν σε ένα νέο πρότυπο περίπου μία φορά ανά δεκαετία, οδηγούμενες από έναν συνδυασμό τεχνολογικών εξελίξεων αλλά και των απαιτήσεων της αγοράς. Σύμφωνα με αυτές, τα συστήματα 5^{ης} γενιάς θα πρέπει να υποστηρίζουν χωρητικότητες 2 με 3 τάξεις μεγέθους μεγαλύτερες από αυτές της 4^{ης} γενιάς, οι οποίες όμως ήδη βρίσκονται πολύ κοντά στο όριο του *Shannon* για τις σημείο-προς-σημείο επικοινωνίες. Η επίτευξη των στόχων σε φασματική απόδοση και χωρητικότητα που απαιτείται από τα δίκτυα 5^{ης} γενιάς, έτσι ώστε αυτά να είναι σε θέση να καλύψουν τις ολοένα αυξανόμενες ανάγκες των χρηστών για πρόσβαση και διακίνηση μεγάλου όγκου πληροφορίας, βασίζεται σε 3 κύριους πυλώνες:

- **Δημιουργία υπερ-πυκνών δικτύων (*Ultra-Dense Networks, UDN*)**

Μια πύκνωση του δικτύου αποτελεί βασικό τρόπο αύξησης της χωρητικότητάς του από την απαρχή των σύγχρονων κινητών επικοινωνιών. Ένα υπερ-πυκνό δίκτυο μπορεί να χαρακτηριστεί ένα δίκτυο το οποίο:

- είτε έχει δυνητικά ίση ή μεγαλύτερη πυκνότητα σταθμών βάσης σε σχέση με τους χρήστες του (αυτός ο χαρακτηρισμός προκύπτει από το σενάριο κατά το οποίο αυξάνεται η κίνηση ανά χρήστη αλλά όχι ο αριθμός τους),
- είτε έχει κυψέλες των οποίων τα κέντρα απέχουν μερικά μέτρα (πικοκυψέλες - *picocells* ή φεμτοκυψέλες - *femtocells*),
- είτε ως ένα δίκτυο, το οποίο παρουσιάζει υπογραμμική αύξηση της χωρητικότητας του σε σχέση με την αύξηση των σταθμών βάσης, ως αποτέλεσμα των παρεμβολών λόγω αύξησης των δεύτερων.

- **Μεγάλες ποσότητες διαθέσιμου εύρους ζώνης**

Σύμφωνα με τον Διεθνή Οργανισμό Τηλεπικοινωνιών (*International Telecommunication Union, ITU*), το 2018 υπάρχουν καταγεγραμμένες περισσότερες από 8 δισεκατομμύρια συνδρομές κινητής επικοινωνίας [1]. Για να εξυπηρετηθεί αυτός ο τεράστιος όγκος χρηστών, η μετάβαση στη ζώνη των μικροκυματικών συχνοτήτων, με ταχύτητες της τάξης των Gbps φαίνεται να είναι μονόδρομος. Πιο αναλυτικά, τα πλεονεκτήματα, που παρουσιάζει η ζώνη των μικροκυματικών συχνοτήτων, είναι:

- Πολύ μεγάλο διαθέσιμο εύρος ζώνης, αν ληφθούν υπόψη τα συστήματα LDMS, τα οποία λειτουργούν στα 28-30 GHz, η ελεύθερη ζώνη συχνοτήτων γύρω από τα

60 GHz, οι ζώνες 71–76 GHz, 81–86 GHz και 92–95 GHz, σε αντιδιαστολή με την τρέχουσα χρησιμοποιούμενη ζώνη γύρω από τα 3 GHz, που είναι πλέον κορεσμένη.

- Δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης των συχνοτήτων σε μικρές αποστάσεις, καθώς οι προαναφερθείσες ζώνες συχνοτήτων παρουσιάζουν μεγάλες απώλειες ελευθέρου χώρου και αδυναμία διεισδυτικότητας.
- Δυνατότητα κατασκευής πολύπλοκων συστοιχιών κεραιών και ενσωμάτωσής τους σε πλακέτες τυπωμένου κυκλώματος, αφού το μέγεθος των κεραιών στις συχνότητες αυτές είναι πολύ μικρό.
- Δυνατότητα ασφαλούς επικοινωνίας λόγω του περιορισμένου εύρους μετάδοσης στις συχνότητες αυτές, όπως επίσης και λόγω της υψηλής κατευθυντικότητας που απαιτείται [2].

- **Πολύ υψηλή φασματική απόδοση**

Ο αποδοτικότερος τρόπος επίτευξης υψηλής φασματικής απόδοσης είναι η ταυτόχρονη εξυπηρέτηση πολλών τερματικών, μέσω κοινού εύρους ζώνης με χρήση της «Πολυπλεξίας Διαίρεσης Χώρου» (*Space Division Multiplexing Access, SDMA*). Βασικό εργαλείο για τη συγκεκριμένη υλοποίηση είναι η τεχνολογία του *Massive MIMO*. Μέχρι στιγμής, με χρήση της τεχνολογίας αυτής σε πειραματικό επίπεδο έχουν καταγραφεί φασματικές αποδόσεις δύο τάξεις μεγέθους μεγαλύτερες σε σχέση με τις υπάρχουσες τεχνολογίες 4^{ης} γενιάς. [3]

1.2 Προαπαιτούμενα για τις δυνατότητες του 5G

Στόχος των συστημάτων 5^{ης} γενιάς είναι η επίτευξη πολλαπλάσιων επιδόσεων σε σχέση με τα υπάρχοντα συστήματα επικοινωνίας. Τα συστήματα αυτά πρέπει να καλύψουν τις παρακάτω απαιτήσεις γύρω από έξι κύρια στοιχεία της ασύρματης επικοινωνίας:

- **Μέγιστος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων**

Πρέπει να είναι τουλάχιστον 10 Gbps, και υπό προϋποθέσεις 20 Gbps, από το 1 Gbps που είναι σήμερα.

- **Ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων για τον χρήστη**

Τα συστήματα 5^{ης} γενιάς έχουν ως στόχο να μπορούν να διαχειριστούν διαφορετικά και κατά περίπτωση τον όγκο δεδομένων τον οποίο έχουν να διαχειριστούν. Για παράδειγμα, σε αστικά περιβάλλοντα αναμένονται ταχύτητες της τάξης των 100 Mbps σε σχέση με τα 10 Mbps, τα οποία προσφέρονται από τα σημερινά συστήματα 4^{ης} γενιάς. Αντίστοιχη αύξηση αναμένεται και στις ταχύτητες σε περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου.

- **Φασματική απόδοση**

Αναμένεται φασματική απόδοση από 3 ως και 5 φορές μεγαλύτερη σε σχέση με τα συστήματα 4^{ης} γενιάς.

- **Κινητικότητα χρηστών**

Τα συστήματα 5^{ης} γενιάς αναμένεται να παρέχουν υψηλή ποιότητα υπηρεσιών (*Quality of Services, QoS*) ακόμα και για ταχύτητες της τάξης των 500 km/h, όταν τα υπάρχοντα συστήματα μπορούν να υποστηρίξουν ταχύτητες μέχρι 350 km/h. Κάτι τέτοιο αποτελεί

σημαντική αναβάθμιση των επικοινωνιών για μέσα μεταφοράς, όπως τα τρένα υψηλής ταχύτητας.

- **Χρονοκαθυστέρηση (*Latency*)**

Σκοπός των συστημάτων 5^{ης} γενιάς είναι να κατεβάσουν μια τάξη μεγέθους την χρονοκαθυστέρηση, από τα 10 ms στο 1 ms, έτσι ώστε να καταστεί δυνατή η υποστήριξη υπηρεσιών με υψηλές απαιτήσεις σε χαμηλές έως και μηδαμινές καθυστερήσεις.

- **Πυκνότητα συνδέσεων**

Η 5^η γενιά συστημάτων αναμένεται να υποστηρίζει πυκνότητες σύνδεσης της τάξης των 10⁶ συνδέσεων ανά τετραγωνικό χιλιόμετρο.

- **Ενεργειακή απόδοση δικτύου**

Μεγάλος στόχος της 5^{ης} γενιάς επικοινωνίας είναι να επιτύχει όλα τα προαναφερθέντα, χωρίς να αυξήσει παράλληλα τις ενεργειακές της απαιτήσεις για αυτές τις νέες δυνατότητες. Έτσι, η επίτευξη ενεργειακής απόδοσης έως και 2 τάξεις μεγέθους υψηλότερης σε σχέση με τη σημερινή είναι απαραίτητη.

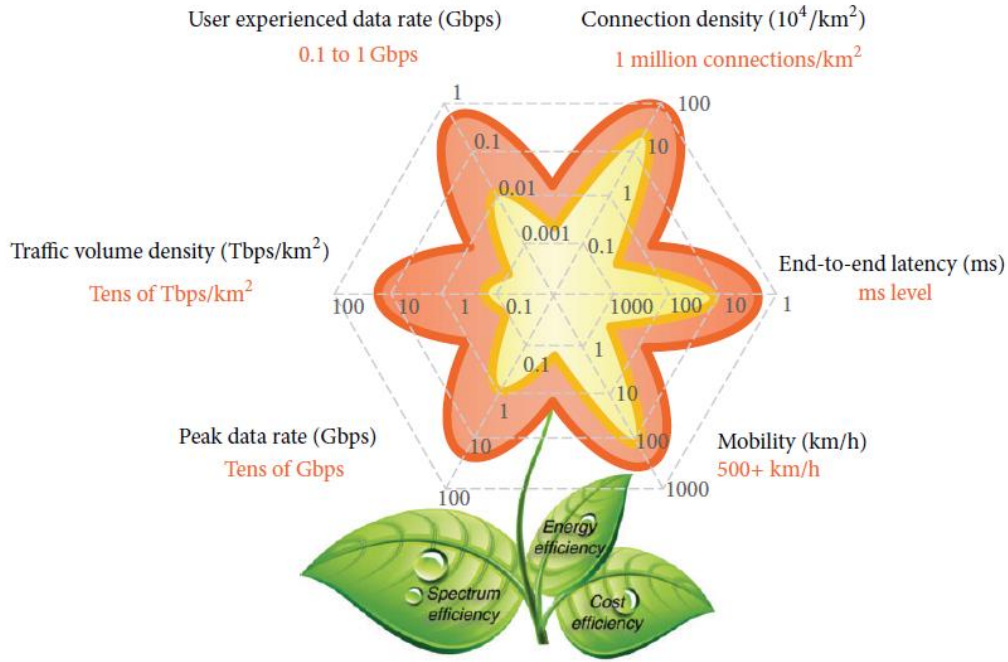
- **Χωρητικότητα ανά μονάδα εμβαδού (*Area Traffic Capacity, ATC*)**

Τα δίκτυα 5^{ης} γενιάς αναμένεται να υποστηρίζουν κίνηση δικτύου 2 τάξεων μεγέθους μεγαλύτερη σε σχέση με τα υπάρχοντα δίκτυα 4^{ης} γενιάς [4].

Πρέπει να σημειωθεί ότι, παρόλο που όλα τα παραπάνω προαπαιτούμενα είναι εξίσου σημαντικά για την 5^η γενιά επικοινωνίας, κάθε περίπτωση χρήσης (*use case*) δεν επηρεάζεται εξίσου από όλα. Για παράδειγμα, η κάλυψη της επικοινωνίας σε έναν οποιοδήποτε χώρο εκδηλώσεων (π.χ. ένα στάδιο) δεν έχει σημασία η κινητικότητα του χρήστη (η οποία είναι αμελητέα), αλλά η επαρκής κάλυψη του συστήματος λόγω πυκνότητας συνδέσεων. Στην Εικόνα 1—1 δίνεται μια ποσοτικοποιημένη αναπαράσταση των παραπάνω προαπαιτούμενων, σε σύγκριση με τις υπάρχουσες δυνατότητες που υποστηρίζονται από την 4^η γενιά επικοινωνίας.

1.3 Τεχνολογία MIMO

Η τεχνολογία MIMO αποτελεί πόλο έλξης για τις ασύρματες επικοινωνίες, κι αυτό γιατί προσφέρει σημαντική αύξηση στους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων και στην εμβέλεια της ζεύξης χωρίς αύξηση του εύρους ζώνης ή της ισχύος μετάδοσης. Η πρώτη πατέντα σε τεχνολογίες MIMO κατοχυρώθηκε το 1994, η οποία περιέγραφε τη χρήση πολλών κεραιών–πομπών με σκοπό την αύξηση της απόδοσης του δικτύου. Έπειτα, ακολούθησε το εργαστηριακό πρωτότυπο χωρικής πολυπλεξίας, το οποίο ανέδειξε τις πραγματικές δυνατότητες της τεχνολογίας MIMO. Στις μέρες μας, η τεχνολογία MIMO αποτελεί πυλώνα της 4^{ης} γενιάς τηλεπικοινωνιών.



Εικόνα 1—1: Προαπαιτούμενα για τις τεχνολογίες 5G [5].

1.4 MIMO σημείου-προς-σημείο (*Point-to-point* MIMO)

Το MIMO σημείο-προς-σημείο αποτελεί την απλούστερη εφαρμογή της τεχνολογίας MIMO. Ένας σταθμός βάσης εξοπλισμένος με μια συστοιχία κεραιών, εξυπηρετεί ένα τερματικό το οποίο είναι εξοπλισμένο και αυτό με μια συστοιχία κεραιών [Εικόνα 1–2]. Για τη ζεύξη χρησιμοποιούνται τεχνικές πολυπλεξίας, όπως για παράδειγμα συνδυασμός πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας και πολυπλεξίας διαίρεσης χρόνου.

Σε κάθε κανάλι έχουμε ένα διάνυσμα εκπομπής και ένα διάνυσμα λήψης. Σύμφωνα με τη θεωρία του *Shannon*, για κανάλι που εμφανίζει προσθετικό θόρυβο με κατανομή *Gauss* (*Additive White Gaussian Noise*, AWGN) στον δέκτη, η σχέση για την φασματική απόδοση του καναλιού για την άνω ζεύξη (*uplink*) έχει τη μορφή:

$$C_{ul} = \log_2 \left| I_M + \frac{\rho_{ul}}{K} \mathbf{G} \cdot \mathbf{G}^H \right| \quad (1-1)$$

Αντίστοιχα, η σχέση για την κάτω ζεύξη γράφεται :

$$C_{dl} = \log_2 \left| I_K + \frac{\rho_{dl}}{K} \mathbf{G}^H \cdot \mathbf{G} \right| \quad (1-2)$$

Με χρήση της ταυτότητας του *Sylvester* για τις οριζουσες, σύμφωνα με την οποία ισχύει:

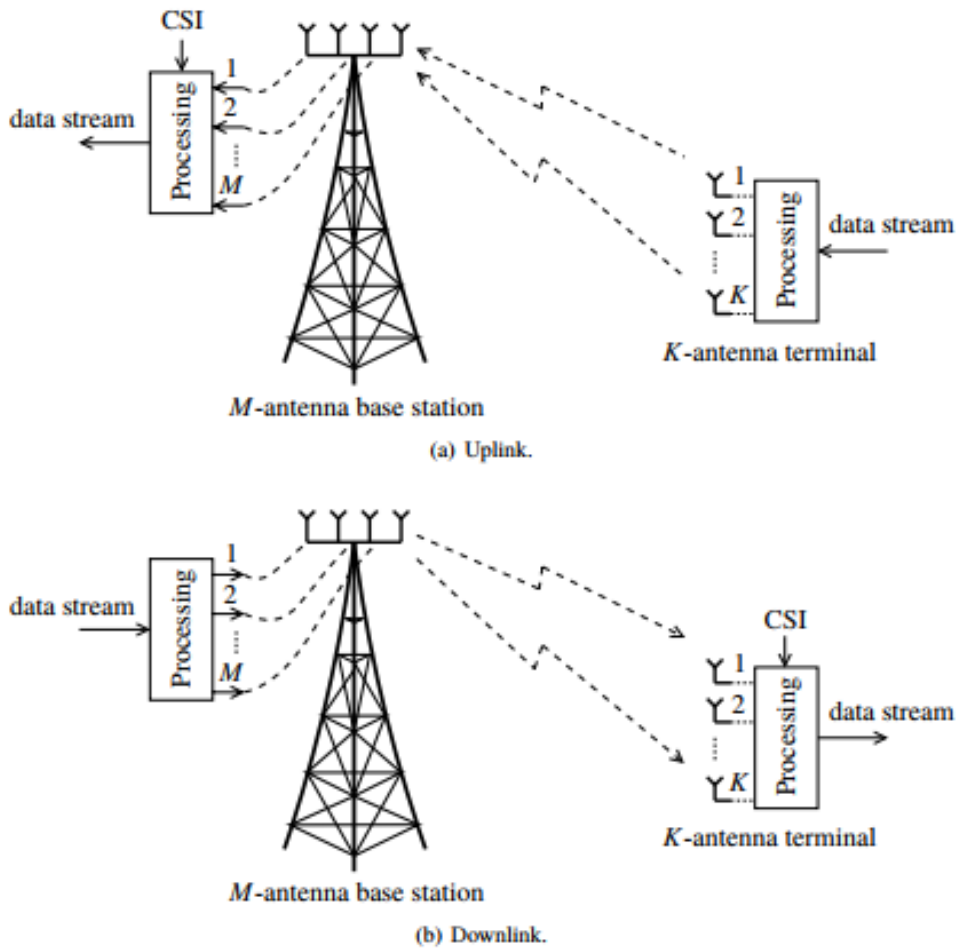
$$\det(I_m + AB) = \det(I_n + BA) \quad (1-3)$$

η χωρητικότητα κάτω ζεύξης παίρνει τελικά τη μορφή:

$$C_{dl} = \log_2 \left| I_M + \frac{\rho_{dl}}{M} \mathbf{G} \cdot \mathbf{G}^H \right| \quad (1-4)$$

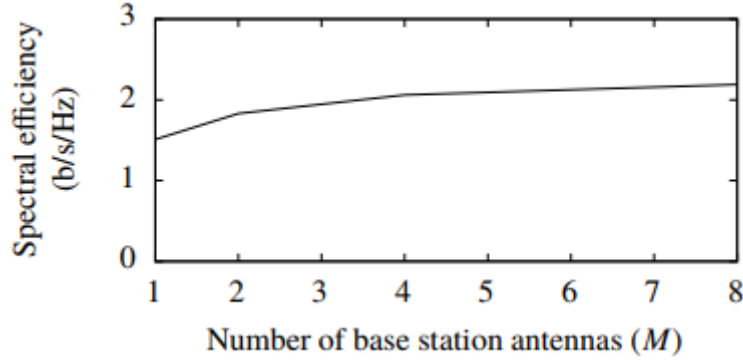
όπου \mathbf{G} είναι ένας πίνακας διαστάσεων $M \times K$, ο οποίος αναπαριστά την απόκριση συχνότητας μεταξύ πομπού και δέκτη, οι παράμετροι ρ_{ul} και ρ_{dl} αποτελούν τους λόγους σήμα-προς-θόρυβο (*Signal to Noise Ratio*, SNR) της άνω και κάτω ζεύξης, αντίστοιχα, και είναι ανάλογοι της συνολικής ισχύος εκπομπής, M ο αριθμός των στοιχείων στον πομπό και K ο αριθμός των

στοιχείων στον δέκτη. Η κανονικοποίηση ως προς τα M και K υποδεικνύει ότι για σταθερό SNR η συνολική εκπεμπόμενη ισχύς είναι ανεξάρτητη του αριθμού των στοιχείων. Στις παραπάνω εξισώσεις έχει γίνει η παραδοχή ότι ο δέκτης γνωρίζει τη συχνοτική απόκριση του καναλιού.



Εικόνα 1-2 : MIMO σημείο-προς-σημείο [6].

Σε ιστροπικά κανάλια, όπου κυριαρχούν οι διακυμάνσεις *Rayleigh*, για αρκετά μεγάλες τιμές SNR, η χωρητικότητα του καναλιού συνδέεται γραμμικά με το ελάχιστο $\min(M, K)$ και λογαριθμικά με το SNR. Σύμφωνα με αυτό, η αύξηση του αριθμού στοιχειοκεραίων στον πομπό και στον δέκτη θα αύξανε και τη χωρητικότητα του καναλιού, όμως, στην πράξη, κάτι τέτοιο δεν είναι εφικτό, λόγω τριών βασικών παραγόντων. Πρώτον, θα απαιτείτο υψηλή πολυπλοκότητα στα ηλεκτρονικά κυκλώματα της κεραίας, καθώς και χρήση προηγμένων τεχνικών επεξεργασίας σήματος, για τον αποτελεσματικό διαχωρισμό των ροών δεδομένων. Από την άλλη, και το ίδιο περιβάλλον μετάδοσης θα πρέπει να υποστηρίζει έναν ελάχιστο αριθμό ανεξάρτητων ροών ίσο με το ελάχιστο $\min(M, K)$, το οποίο δεν είναι εφικτό στην περίπτωση χρήσης συστοιχιών πολύ μικρού μεγέθους (*compact arrays*), καθώς οι συνθήκες μετάδοσης οπτικής επαφής (*Line Of Sight, LOS*) δεν είναι ιδανικές. Επίσης, στα άκρα της κυψέλης όπου οι απώλειες διαδρομής είναι μεγάλες, η φασματική απόδοση δεν παρουσιάζει την ίδια γραμμική συσχέτιση με το $\min(M, K)$. Η Εικόνα 1-3 παρουσιάζει τη φασματική απόδοση της κάτω ζεύξης για ένα τερματικό με 4 στοιχειοκεραίες και λόγο σήματος-προς-θόρυβο -3 dB.



Εικόνα 1-3: Φασματική απόδοση της κάτω ζεύξης για σημείο-προς-σημείο MIMO για τερματικό στην άκρη της κυψέλης με 4 στοιχειοκεραίες στον δέκτη [7].

1.5 Multiuser MIMO

Το σκεπτικό το *Multiuser* MIMO είναι η εξυπηρέτηση πολλαπλών τερματικών με έναν μοναδικό σταθμό βάσης με χρήση ενός κοινού εύρους συχνοτήτων. Αποτελεί μια γενίκευση του σημείου-προς-σημείο MIMO, με τη διαφορά ότι οι K στοιχειοκεραίες του ενός τερματικού δίνουν τη θέση τους σε K αυτόνομα τερματικά. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται κατακόρυφη αύξηση των χωρικών βαθμών ελευθερίας του συστήματος και κατά συνέπεια και της χωρητικότητας του καναλιού [8].

Έστω λοιπόν ένα συμβατικό σύστημα *Multiuser* MIMO [Εικόνα 1—3], με έναν σταθμό βάσης, ο οποίος εξυπηρετεί K τερματικά και \mathbf{G} ένας πίνακας $M \times K$, ο οποίος αντιστοιχεί στην απόκριση συχνότητας του συστήματος μεταξύ του σταθμού βάσης και των K ανεξάρτητων τερματικών. Οι φασματικές αποδόσεις της άνω και της κάτω ζεύξης στην περίπτωση αυτή δίνονται από τις σχέσεις:

$$C_{ul} = \log_2 |I_M + \rho_{ul} \mathbf{G} \mathbf{G}^H| \quad (1-5)$$

και

$$C_{dl} = \max_{\substack{\nu_k \geq 0 \\ \sum_{k=1}^K \nu_k \leq 1}} \log_2 |I_M + \rho_{dl} \mathbf{G} \mathbf{D} \mathbf{v} \mathbf{G}^H| \quad (1-6)$$

όπου

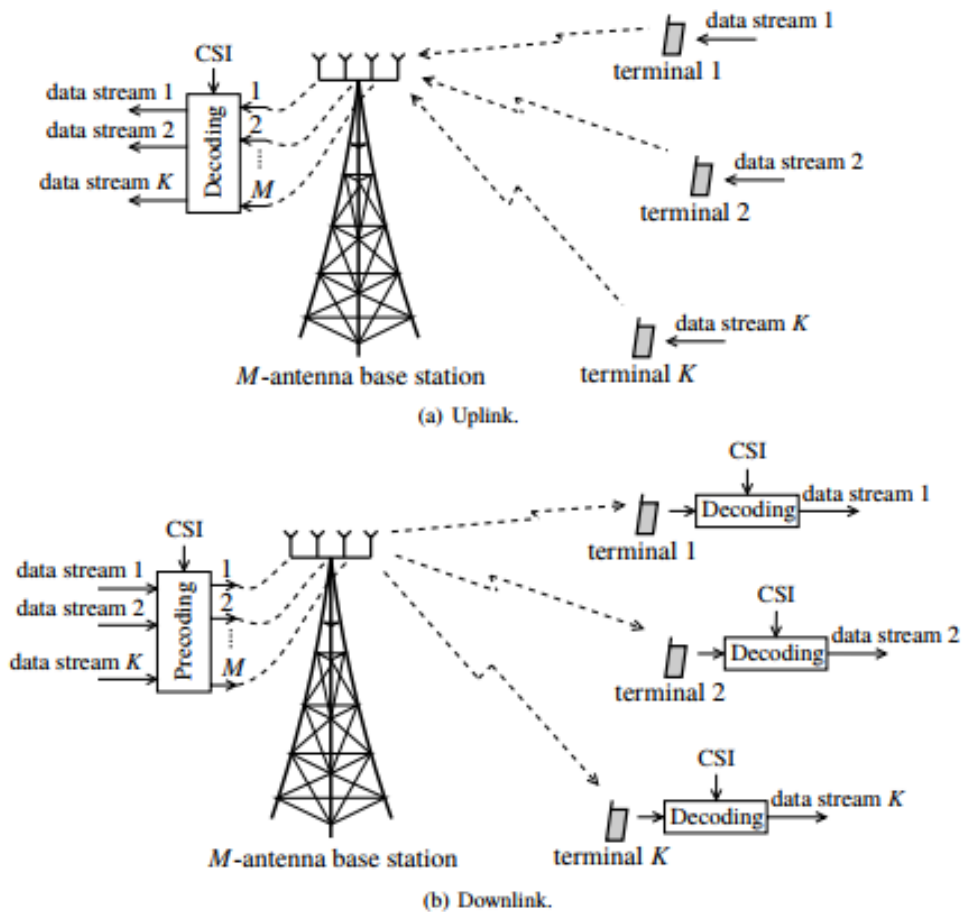
$$\mathbf{v} = [\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_K]^T \quad (1-7)$$

ρ_{ul} είναι ο λόγος σήμα-προς-θόρυβο ανά τερματικό για την άνω ζεύξη, και ρ_{dl} ο λόγος σήμα-προς-θόρυβο της κάτω ζεύξης.

Αντίθετα με το σημείο-προς-σημείο MIMO, στην περίπτωση του *Multiuser* MIMO τα επιμέρους τερματικά δεν σχετίζονται μεταξύ τους, οπότε η χωρητικότητα του καναλιού δεν παρουσιάζει αύξηση ανάλογη του πλήθους των τερματικών. Βέβαια, συγκρίνοντας τις εξισώσεις (1-5) και (1-6) παρατηρείται ότι δεν υπάρχει διαφοροποίηση στη συνολική φασματική απολαβή άνω ζεύξης [6].

Το *Multiuser* MIMO παρουσιάζει δύο βασικά πλεονεκτήματα έναντι του σημείου-προς-σημείο MIMO. Αρχικά, το σημείο-προς-σημείο MIMO βασίζεται κατά κόρον σε ζεύξεις οπτικής επαφής. Δεύτερον, το *Multiuser* MIMO απαιτεί τερματικά μιας κεραίας. Από την άλλη πλευρά, υπάρχουν δύο παράγοντες που περιορίζουν δραστικά την πρακτικότητα του συμβατικού *Multiuser* MIMO.

Ο πρώτος έχει να κάνει με την υψηλή πολυπλοκότητα επεξεργασίας σήματος των συστημάτων, ενώ ο δεύτερος έχει να κάνει με τη γνώση του καναλιού, η οποία αποτελεί σημαντικό μέρος των πόρων του συστήματος. Παρόλα αυτά, η συμβατική μορφή του *Multiuser MIMO* δεν είναι ιδιαίτερα ελκυστική, αφού κρίνεται μη επεκτάσιμη λόγω των παραπάνω περιορισμών [6].



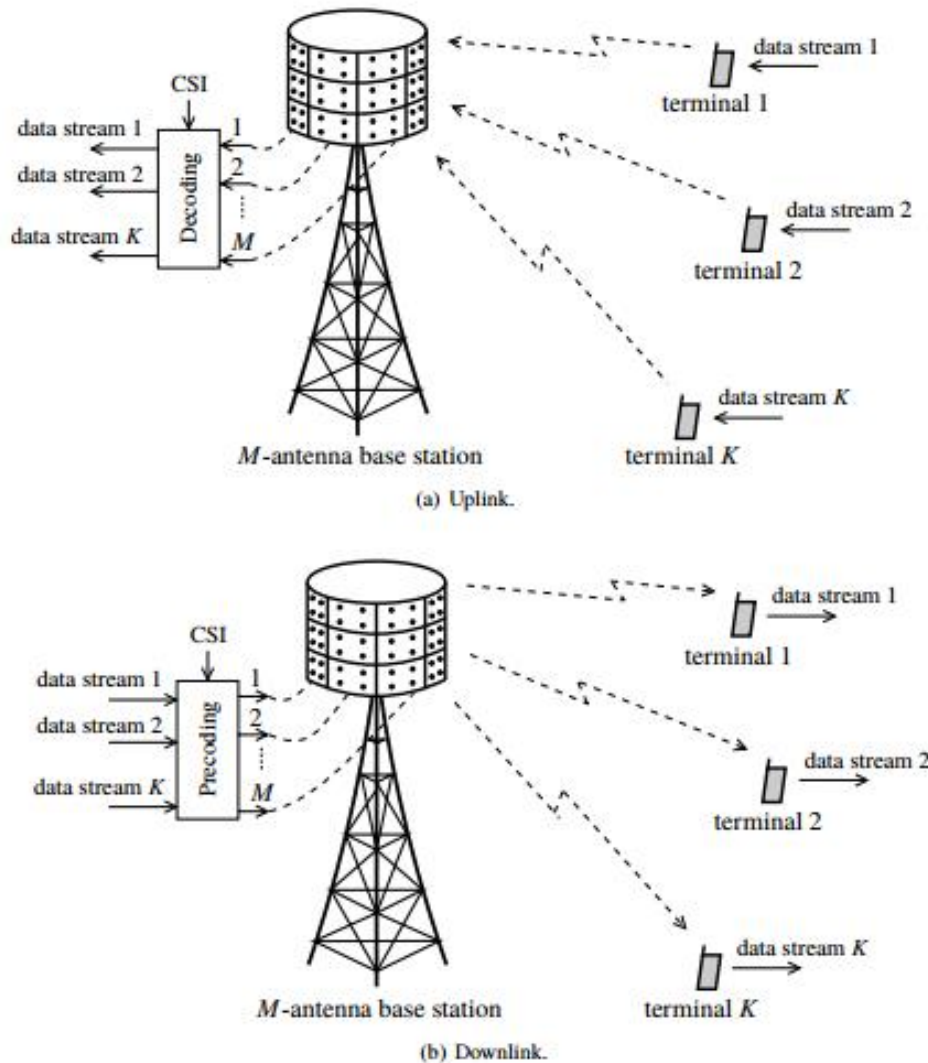
Εικόνα 1—3: Multiuser MIMO [6].

1.6 Massive MIMO

Το *Massive MIMO* αποτελεί μια εναλλακτική, επεκτάσιμη μορφή του *Multiuser MIMO*. Τα δύο αυτά συστήματα διαφοροποιούνται σε τρία βασικά σημεία. Πρώτον, στο *Massive MIMO* μόνον ο σταθμός βάσης έχει γνώση της απόκρισης συχνότητας του συστήματος. Δεύτερον, τα τερματικά του σταθμού βάσης είναι πολύ περισσότερα σε αριθμό σε σχέση με τους δέκτες. Τρίτον, τόσο για την άνω ζεύξη όσο και για την κάτω γίνεται χρήση απλής γραμμικής επεξεργασίας σήματος. Αυτοί οι τρεις παράγοντες καθιστούν επεκτάσιμο το *Massive MIMO* αναφορικά με τον αριθμό των κεραιών του σταθμού βάσης.

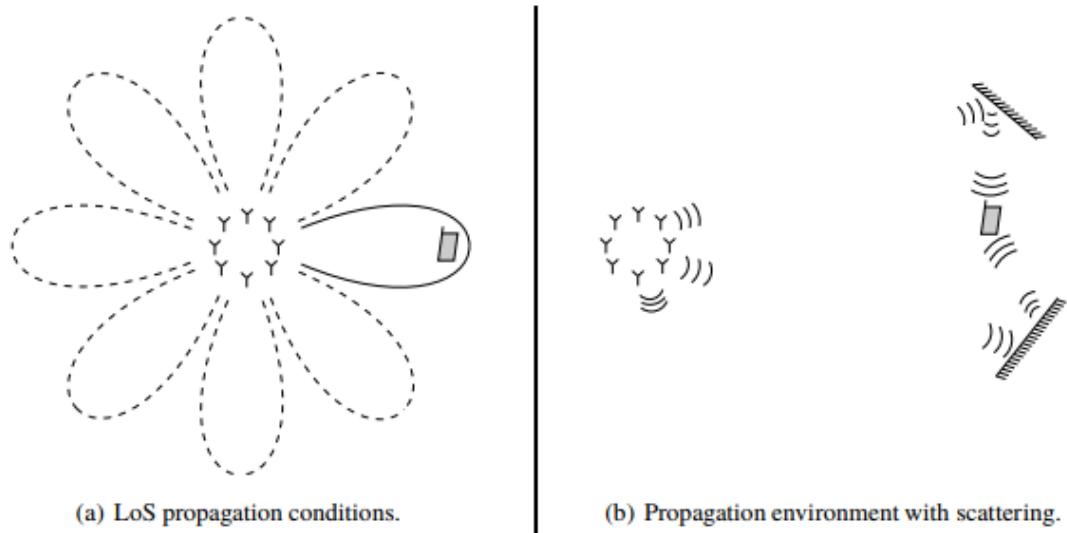
Στην Εικόνα 1—4 παρουσιάζεται η βασική διάταξη του *Massive MIMO*. Κάθε σταθμός αποτελείται από έναν μεγάλο αριθμό κεραιών (M) και εξυπηρετεί μια κυψέλη με έναν μεγάλο αριθμό τερματικών (K), καθένα από τα οποία έχει μια κεραία. Διαφορετικοί σταθμοί βάσης εξυπηρετούν διαφορετικές κυψέλες, και με εξαίρεση τις περιπτώσεις ελέγχου ισχύος, οι σταθμοί βάσης δεν αλληλεπιδρούν μεταξύ τους. Τα τερματικά χρησιμοποιούν ταυτόχρονα όλο το διαθέσιμο φάσμα, τόσο στην άνω όσο και στην κάτω ζεύξη. Στην άνω ζεύξη, ο σταθμός βάσης πρέπει να ανακτήσει τα μεμονωμένα σήματα που προέρχονται από τα επιμέρους τερματικά, ενώ στην κάτω ζεύξη ο

σταθμός βάσης πρέπει να εξασφαλίσει ότι σε κάθε τερματικό φτάνει μόνο η πληροφορία, η οποία προορίζεται για το συγκεκριμένο τερματικό. Οι υψηλές απαιτήσεις για πολυπλεξία και αποπολυπλεξία στον σταθμό βάσης πληρούνται με τη χρήση πολλαπλών κεραιών καθώς και με τη γνώση της κατάστασης του καναλιού.



Εικόνα 1—4: Massive MIMO [6].

Στην περίπτωση μετάδοσης οπτικής επαφής [Εικόνα 1—5a], ο σταθμός βάσης δημιουργεί για κάθε τερματικό έναν στενό λοβό, του οποίου ο κύριος άξονας συμπίπτει με τη θέση του τερματικού. Στην περίπτωση ύπαρξης σκεδάσεων, το σήμα σε οποιοδήποτε σημείο στον χώρο αποτελείται από υπέρθεση επιμέρους σημάτων από ανάκλαση ή σκέδαση, τα οποία συμβάλλουν ενισχυτικά ή καταστροφικά. Με κατάλληλη επιλογή κυματομορφών, τα επιμέρους σήματα συμβάλλουν ενισχυτικά στην τοποθεσία των τερματικών.



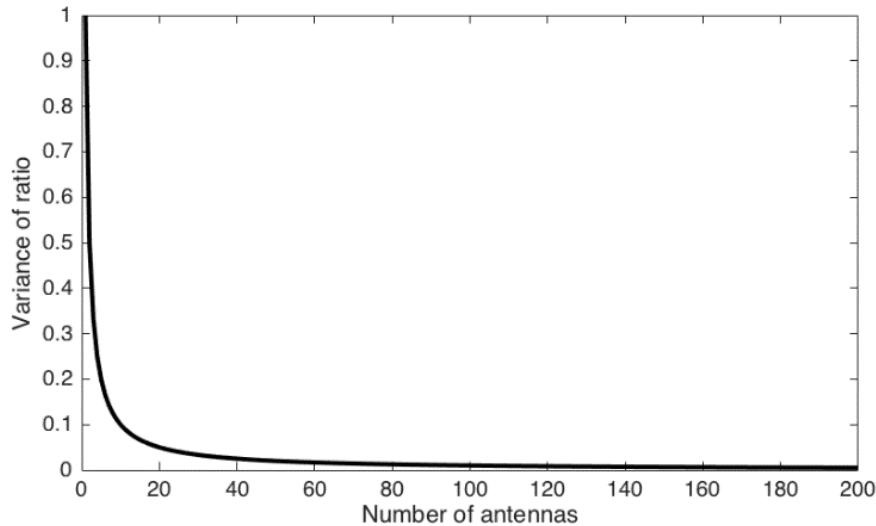
Εικόνα 1—5: Επίδραση της προκωδικοποίησης στα διαφορετικά περιβάλλοντα διάδοσης [6].

Με την αύξηση των τερματικών, οι λοβοί θα πρέπει να γίνουν στενότεροι έτσι ώστε κάθε τερματικό να λαμβάνει την απαιτούμενη εκπεμπόμενη για τη ζεύξη ισχύ. Για να γίνουν στενότεροι οι λοβοί είναι απαραίτητη η γνώση της πληροφορίας κατάστασης καναλιού (CSI). Σε συστήματα, στα οποία χρησιμοποιείται χρονικός διαχωρισμός (*Time Division Duplex*, TDD), ο σταθμός βάσης αποκτά πληροφορία κατάστασης του καναλιού από τα σήματα πιλότους που εκπέμπονται από τα τερματικά εκμεταλλευόμενος και την αμοιβαιότητα μεταξύ του καναλιού της άνω και της κάτω ζεύξης. Η αύξηση των κεραιών στον σταθμό βάσης σημαίνει αυτόματα την αύξηση της απόδοσης, τόσο στο θέμα μείωσης της εκπεμπόμενης ισχύος, όσο και στον αριθμό των τερματικών που εξυπηρετούνται ταυτόχρονα.

Ένα ακόμα σημαντικό πρόβλημα που λύνεται με την αύξηση των κεραιών είναι η δραματική μείωση της δράσης των διαλείψεων μικρής κλίμακας στο ασύρματο κανάλι. Οι διαλείψεις αυτές οφείλονται στις μικροσκοπικές μεταβολές του περιβάλλοντος διάδοσης και μπορούν να προκαλέσουν αστάθεια του καναλιού και υψηλά επίπεδα σφαλμάτων. Η ποικιλομορφία διαδρομών που επιτυγχάνεται μέσω διάδοσης σε πολλαπλά κανάλια, τα οποία είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους, είναι το κλειδί για την καταπολέμηση των διαλείψεων αυτών, άρα και σε αυτή την περίπτωση το *Massive MIMO* αποτελεί ελκυστική λύση. Ειδικότερα, έστω p η πιθανότητα κακής ζεύξης λόγω διαλείψεων μικρής κλίμακας. Αν υπάρχουν M κεραιές στον πομπό, τότε η πιθανότητα αυτή είναι ίση με p^M . Σύμφωνα με την προηγούμενη σχέση, για ένα σύστημα SISO και $p = 0.1$ υπάρχει πιθανότητα κακής λήψης ίση με 10^{-1} , ενώ αυτή η πιθανότητα είναι ίση με 10^{-8} . Το φαινόμενο αυτό, κατά το οποίο οι διαλείψεις μικρής κλίμακας γίνονται αμελητέες για το ασύρματο κανάλι, ονομάζεται *channel hardening* [9]. Για ένα κανάλι *Massive MIMO*, το οποίο περιγράφεται από ένα διάνυσμα \mathbf{h} , η επίδραση των διαλείψεων μικρής κλίμακας δίνεται από τον λόγο

$$\frac{\|\mathbf{h}\|^2}{E\{\|\mathbf{h}\|^2\}} \quad (1-8)$$

Η επίδραση των διαλείψεων μειώνεται με την αύξηση των κεραιών ανάλογα με τον παράγοντα $1/M$ και ακολουθεί το παρακάτω διάγραμμα [Εικόνα 1—6], δηλαδή ο λόγος της εξίσωσης (1-8) φθίνει με τον αριθμό των κεραιών. Η σύγκλιση προς το μηδέν είναι σταδιακή, όπως και το φαινόμενο του *channel hardening*. Πρακτικά, το φαινόμενο ισχύει για $M \cong 50$ κεραιές.



Εικόνα 1—6: Διακύμανση του λόγου απολαβής του συστήματος προς τη μέση απολαβή του συστήματος [6].

Ο χαρακτηρισμός ενός καναλιού ως ντετερμινιστικό διευκολύνει τη χρήση απλών τεχνικών για έλεγχο ισχύος και διαμοιρασμό πόρων. Επιπλέον, το φαινόμενο καθιστά την εκτίμηση του καναλιού στα τερματικά καθώς και των σημάτων πιλότων αχρείαστα στις περισσότερες των περιπτώσεων.

1.7 Πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου και συχνότητας

Κάθε τύπος MIMO απαιτεί διαφορετικά επίπεδα γνώσης της κατάστασης του καναλιού στον σταθμό βάσης και στα τερματικά. Η γνώση της κατάστασης του καναλιού αποκτάται είτε με εκτίμηση από τα λαμβανόμενα σήματα πιλότους, είτε μέσω ανάδρασης από τον δέκτη στον πομπό, είτε μέσω και των δύο.

Στη λειτουργία με χρήση «Πολυπλεξίας Διαίρεσης Χρόνου», ο σταθμός βάσης μαθαίνει το κανάλι μέσω σημάτων πιλότων της άνω ζεύξης. Επιπρόσθετα, επειδή ισχύει η αρχή της αμοιβαιότητας για το κανάλι (η συχνотική απόκριση μεταξύ δύο κεραιών είναι ίδια και προς τις δύο κατευθύνσεις), από τη στιγμή κατά την οποία ο σταθμός βάσης αποκτήσει γνώση της κατάστασης του καναλιού, έχει αυτόματα επαρκή γνώση για το κανάλι της κάτω ζεύξης.

Στη λειτουργία με χρήση «Πολυπλεξίας Διαίρεσης Συχνότητας», τα τερματικά αποκτούν γνώση της κατάστασης του καναλιού μέσω των σημάτων πιλότων που αποστέλλονται από τον σταθμό βάσης και επικοινωνούν την πληροφορία αυτή πίσω προς τον σταθμό βάσης μέσω ενός καναλιού ελέγχου. Η ανατροφοδότηση αυτή, στην πλειονότητα των περιπτώσεων και όταν δεν μιλάμε για ζεύξεις οπτικής επαφής, είναι ιδιαίτερα κοστοβόρα ενεργειακά.

Η απόκτηση γνώσης της κατάστασης του καναλιού με χρήση πιλότων καταναλώνει πόρους. Πιο συγκεκριμένα, για τη διευκόλυνση της εκτίμησης της κατάστασης του καναλιού στον δέκτη, για κάθε τμήμα του επιπέδου χρόνου-συχνότητας, στο οποίο το κανάλι θεωρείται στατικό (το τμήμα αυτό ονομάζεται **διάστημα συνοχής**, *coherence interval*), απαιτείται μια μοναδική κυματομορφή σήματος πιλότου, και όλα αυτά τα σήματα πιλότοι πρέπει να είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Αυτό σημαίνει πως, για παράδειγμα, αν M αριθμός κεραιών εξέπεμπαν σήματα πιλότους στην κάτω ζεύξη για λειτουργία «Πολυπλεξίας Διαίρεσης Χρόνου», τότε θα χρειαζόνταν

κατ' ελάχιστο M δείγματα ανά διάστημα συνοχής για τα σήματα πιλότους. Στον παρακάτω πίνακα συνοψίζονται οι απαιτήσεις των συστημάτων MIMO για καθέναν από τους δύο τρόπους λειτουργίας.

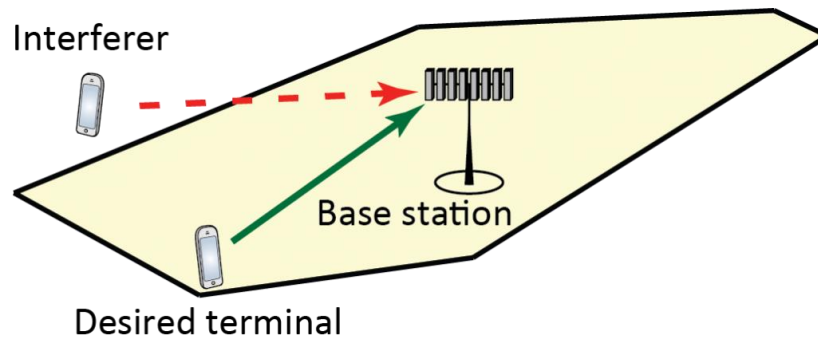
	FDD		TDD	
	Uplink	Downlink	Uplink	Downlink
Point-to-Point MIMO (no CSI at the transmitter)	K pilots	M pilots	K pilots	M pilots
Conventional Multiuser MIMO	K pilots + M CSI coeff.	M pilots	K pilots	M pilots
Massive MIMO	K pilots + M CSI coeff.	M pilots	K pilots	none

Εικόνα 1—7: Ελάχιστοι απαιτούμενοι πόροι για μετάδοση σήματος πιλότων και ανατροφοδότηση κατάστασης καναλιού με βάση τον συνολικό αριθμό δειγμάτων ανά διαστήματα συνοχής [6].

Από τον παραπάνω πίνακα είναι σαφές ότι η λειτουργία «Πολυπλεξία Διαίρεσης Χρόνου» ξεχωρίζει, καθώς οι πόροι που απαιτούνται για τα σήματα πιλότους είναι ανεξάρτητοι από τον αριθμό κεραιών του σταθμού βάσης. Επιπρόσθετα, εξαλείφεται η απαίτηση ανατροφοδότησης από τα τερματικά. Συμπερασματικά, το *Massive MIMO* παρουσιάζει πρακτικά απεριόριστες δυνατότητες επεκτασιμότητας στην περίπτωση λειτουργίας «Πολυπλεξία Διαίρεσης Χρόνου».

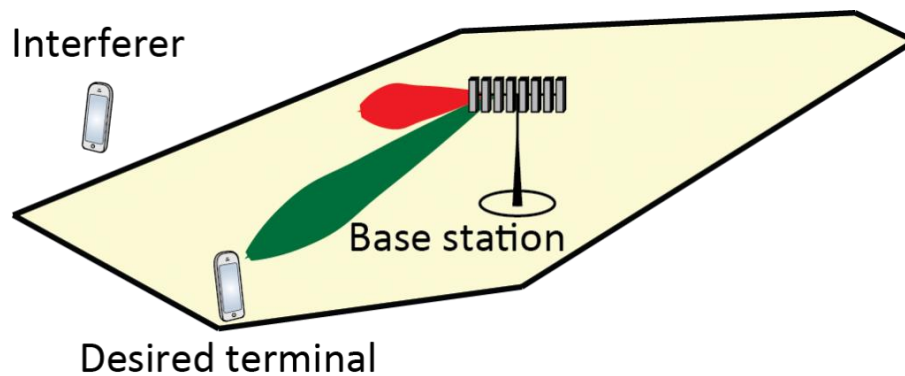
Βέβαια, ακόμα και στην περίπτωση της λειτουργίας «Πολυπλεξία Διαίρεσης Χρόνου», τίθενται κάποιοι περιορισμοί. Ο σημαντικότερος από αυτούς έχει να κάνει με την κινητικότητα των χρηστών εντός της κυψέλης. Ο περιορισμός αυτός προκύπτει ως αποτέλεσμα της μείωσης του διαθέσιμου χρόνου για παραγωγή σημάτων πιλότων, η οποία οφείλεται στην κινητικότητα των χρηστών.

Σε πολύ-κυψελωτά συστήματα, τα σήματα πιλότοι χρειάζεται να επαναχρησιμοποιηθούν σε κάποιο βαθμό από κυψέλη σε κυψέλη, γεγονός που προκαλεί το φαινόμενο της μόλυνσης σήματος πιλότου (*pilot contamination*) [10]. Το φαινόμενο αυτό μπορεί να παρουσιαστεί σε οποιοδήποτε σύστημα λειτουργεί υπό την παρουσία παρεμβολών. Στην περίπτωση του *Massive MIMO*, συμβαίνει το εξής: Ο σταθμός βάσης θέλει να γνωρίζει τις συχνοτικές αποκρίσεις των τερματικών, οι οποίες υπολογίζονται από την άνω ζεύξη μέσω σημάτων πιλότων. Κάθε σήμα πιλότος αλλοιώνεται από ενδοκυψελικές παρεμβολές καθώς και από τον θόρυβο όταν λαμβάνεται από τον σταθμό βάσης. Για παράδειγμα, έστω το σενάριο ζεύξης, που δίνεται στην Εικόνα 1—8, όπου δύο τερματικά εκπέμπουν ταυτόχρονα, επομένως ο σταθμός βάσης λαμβάνει τελικά ένα σήμα το οποίο αποτελεί υπέρθεση των δύο εκπεμπόμενων σημάτων. Στην περίπτωση αυτή έχει συμβεί μόλυνση του σήματος πιλότου.



Εικόνα 1—8: Μόλυνση σήματος πιλότου – δύο τερματικά εκπέμπουν ταυτόχρονα σήμα προς τον σταθμό βάσης [10].

Κατά την εκτίμηση της κατάστασης του καναλιού για ζεύξη με συγκεκριμένο τερματικό, ο σταθμός βάσης δεν μπορεί να διαφοροποιήσει τα λαμβανόμενα σήματα από τα δύο τερματικά. Αρχικά, το παρεμβάλλον σήμα δρα ως «έγχρωμος» θόρυβος μειώνοντας την ακρίβεια εκτίμησης της κατάστασης του καναλιού. Δεύτερον, ο σταθμός βάσης υπολογίζει μια συχνοτική απόκριση, η οποία προκύπτει από την υπέρθεση των σημάτων. Έπειτα, το τερματικό εκπέμπει σήμα πληροφορίας το οποίο «προσπαθεί» να λάβει ο σταθμός βάσης, βασιζόμενος στην εκτίμηση που έχει κάνει για το κανάλι προηγούμενα. Αποτέλεσμα αυτού είναι στον συνδυασμό των επιμέρους σημάτων για την επανασύσταση του αρχικού σήματος να περιλαμβάνονται συνιστώσες του παρεμβάλλοντος σήματος. Όλα τα προαναφερθέντα καθίστανται καταστροφικά για τη ζεύξη, όταν ο σταθμός βάσης αποτελείται από M κεραίες, καθώς η απολαβή κεραίας από τον συνδυασμό των επιμέρους σημάτων αυξάνει και την ισχύ εκπομπής αλλά και την ισχύ των παρεμβολών. Αντίστοιχα, όταν ο σταθμός βάσης εκπέμπει προς το τερματικό, τότε μέρος του σήματος που θα εκπεμφθεί προς το τερματικό από όπου προέκυψε η αρχική παρεμβολή.



Εικόνα 1—9: Συνιστώσες σήματος εκπέμπονται προς μη επιθυμητό τερματικό, λόγω μόλυνσης του σήματος πιλότου [10].

Η λειτουργία «Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας» παρουσιάζει ένα πλεονέκτημα σε σχέση με την λειτουργία «Πολυπλεξία Διαίρεσης Χρόνου» για τα συστήματα *Massive MIMO*. Συγκεκριμένα, στην περίπτωση διατάξεων περιορισμένης μέγιστης ισχύος, η λειτουργία «Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας» έχει υψηλότερο SNR κατά 3 dB. Έστω B το συνολικό εύρος ζώνης του συστήματος τόσο για την άνω όσο και την κάτω ζεύξη, P η λαμβανόμενη ισχύς και N_0 η φασματική πυκνότητα θορύβου. Τότε, ο καθαρός ρυθμός μετάδοσης της κάτω ζεύξης για λειτουργία «Πολυπλεξία Διαίρεσης Χρόνου» είναι:

$$\frac{B}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P}{BN_0} \right) \quad (1-9)$$

Ο παράγοντας $\frac{1}{2}$ υπονοεί ότι η μετάδοση λαμβάνει χώρα χρησιμοποιώντας όλο το εύρος ζώνης, αλλά μόνο τον μισό διαθέσιμο χρόνο.

Αντίστοιχα, ο ρυθμός μετάδοσης για λειτουργία «Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας» είναι:

$$\frac{B}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P}{\frac{B}{2}N_0} \right) \quad (1-10)$$

Στην περίπτωση αυτή, ο παράγοντας $\frac{1}{2}$ εμφανίζεται τόσο εκτός όσο και εντός του λογαρίθμου, υπονοώντας ότι η μετάδοση γίνεται μόνο στο μισό του διαθέσιμου εύρους φάσματος. Αυτό συμβαίνει γιατί στη λειτουργία «Πολυπλεξία Διαίρεσης Χρόνου» ο πομπός παραμένει «σιωπηλός» για το μισό του χρόνου, οπότε για δεδομένη ισχύ P η λαμβανόμενη ισχύς ανά μονάδα χρόνου είναι μισή σε σχέση με τη λειτουργία «Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας». Στην περίπτωση των κινούμενων τερματικών, η λειτουργία «Πολυπλεξία Διαίρεσης Χρόνου» αντισταθμίζει το μειονέκτημα λόγω των μεγαλύτερων δυνατοτήτων σε πολυπλεξία που παρουσιάζει. Επίσης, για λειτουργία η οποία υπόκειται σε παρεμβολές, το χάσμα των 3 dB μεταξύ των δυο λειτουργιών εξαλείφεται λόγω του γεγονότος ότι η ισχύς παρεμβολής είναι ίδια και για τις δύο λειτουργίες.

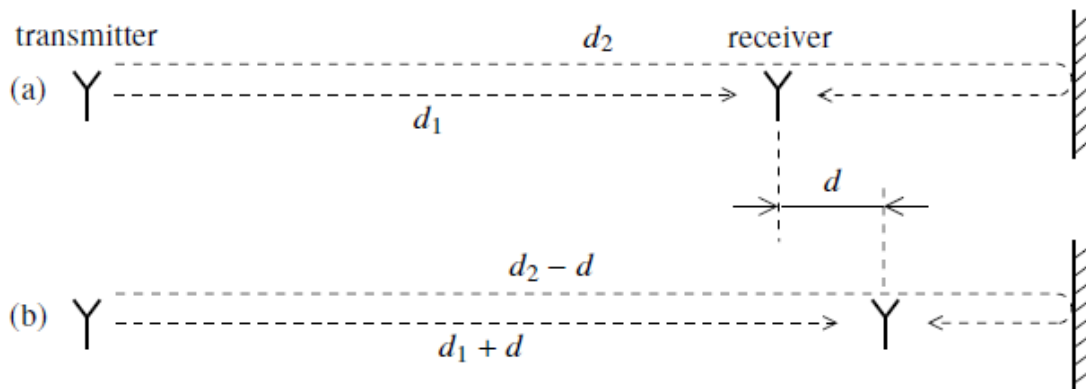
Κεφάλαιο 2 : Βασικά στοιχεία του ασύρματου καναλιού

2.1 Σύστημα επικοινωνίας ενός πομπού και ενός δέκτη

Το ασύρματο κανάλι δέχεται ένα σήμα εισόδου $x(t)$, εκπεμπόμενο από μια κεραία-πομπό, παράγοντας ένα σήμα εξόδου $y(t)$, το οποίο λαμβάνεται στην κεραία του δέκτη. Η σχέση μεταξύ $x(t)$ και $y(t)$ είναι γραμμική. Στην πραγματικότητα όμως η σχέση αυτή είναι χρονοεξαρτώμενη, καθώς ο πομπός, ο δέκτης και άλλα αντικείμενα στο περιβάλλον διάδοσης μπορεί να κινούνται το ένα σε σχέση με το άλλο.

2.2 Χρόνος συνοχής

Ο χρόνος κατά τον οποίο το κανάλι μπορεί να θεωρηθεί χρονοανεξάρτητο καλείται χρόνος συνοχής και συμβολίζεται ως T_c . Για τη συσχέτιση του T_c με τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης, ας θεωρήσουμε ένα μοντέλο μετάδοσης δύο διαδρομών, όπου η κεραία-πομπός εκπέμπει ένα σήμα $x(t)$, το οποίο λαμβάνει ο δέκτης από δύο διαδρομές, μέσω απλής κατοπτρικής ανάκλασης [Εικόνα 2—1].



Εικόνα 2—1 Απεικόνιση μοντέλου μετάδοσης 2 διαδρομών.

Αν και οι δύο διαδρομές έχουν μοναδιαία ισχύ, και το εύρος ζώνης του $x(t)$ είναι αρκετά μικρό έτσι ώστε η χρονοκαθυστέρηση να μπορεί να προσεγγιστεί σαν στροφή φάσης, τότε σύμφωνα με την αρχή της υπέρθεσης έχουμε:

$$y(t) = \left(e^{-i2\pi f_c \frac{d_1}{c}} + e^{-i2\pi f_c \frac{d_2}{c}} \right) x(t) \Rightarrow y(t) = \left(e^{-i2\pi \frac{d_1}{\lambda}} + e^{-i2\pi \frac{d_2}{\lambda}} \right) x(t) \quad (2-1)$$

Έστω λοιπόν ότι ο δέκτης είναι τοποθετημένος σε διάταξη όπως φαίνεται στην Εικόνα 2—1 (a) και έστω ότι ο λόγος $\frac{d_i}{\lambda}$, $i = 1, 2$ παίρνει ακέραιες τιμές. Τότε, τα δύο σήματα θα συμβάλλουν και το σήμα στον δέκτη θα είναι $y(t) = 2x(t)$. Αν ο δέκτης μετατοπιστεί απόσταση d προς τα δεξιά, Εικόνα 2—1 (b), το λαμβανόμενο σήμα θα έχει τη μορφή

$$y(t) = \left(e^{-i2\pi \frac{d}{\lambda}} + e^{-i2\pi \frac{-d}{\lambda}} \right) x(t) \Rightarrow y(t) = 2 \cos \left(2\pi \frac{d}{\lambda} \right) x(t) \quad (2-2)$$

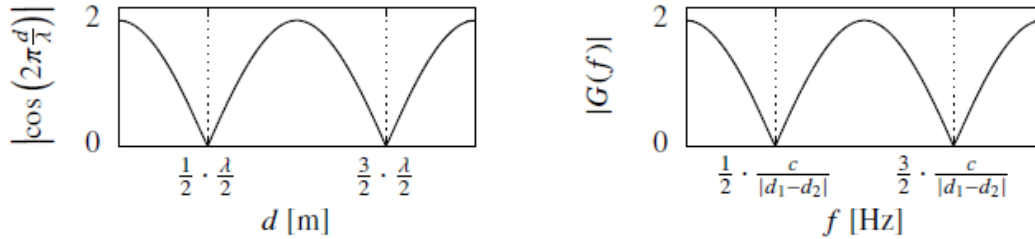
Τα δύο σήματα αλληλοεξουδετερώνονται όταν ισχύει η σχέση:

$$\cos\left(2\pi\frac{d}{\lambda}\right) = 0 \quad (2-3)$$

δηλαδή

$$d = \kappa\lambda \pm \frac{\lambda}{2}, \kappa \in N \quad (2-4)$$

Το κανάλι μπορεί να θεωρηθεί χρονοανεξάρτητο για μετατοπίσεις μικρότερες ή ίσες με την απόσταση μεταξύ δύο μηδενισμών, δηλαδή $\lambda/2$ [Εικόνα 2—2].



Εικόνα 2—2: Χρόνος συνοχής & εύρος ζώνης συνοχής του συστήματος.

Έστω λοιπόν ότι ο δέκτης κινείται με ταχύτητα v (m/s). Τότε, ο χρόνος συνοχής T_c δίνεται από τη σχέση:

$$T_c = \frac{\lambda}{2v} \text{ (seconds)} \quad (2-5)$$

Αν και τα περισσότερα ασύρματα συστήματα έχουν μεγαλύτερη πολυπλοκότητα ως προς τον υπολογισμό του σήματος λήψης, παρόλα αυτά η εξίσωση σχέση (2 - 5) αποτελεί μια καλή προσέγγιση.

2.3 Εύρος ζώνης συνοχής

Έστω μετάδοση κυματομορφής, η οποία έχει χρονική διάρκεια μικρότερη του χρόνου συνοχής. Τότε, η σχέση μεταξύ εκπεμπόμενου και λαμβανόμενου σήματος είναι προσεγγιστικά χρονοανεξάρτητη και καθορίζεται από την κρουστική απόκριση $g(t)$, ή, αντίστοιχα, από την απόκριση συχνότητας:

$$G(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t)e^{-i2\pi ft} dt \quad (2-6)$$

Σε γενικές γραμμές, το μέτρο της συχνοτικής απόκρισης του καναλιού, $|G(f)|$, εναλλάσσεται με τη συχνότητα. Το συχνοτικό εύρος, για το οποίο το μέτρο της συχνοτικής απόκρισης θεωρείται σταθερό, ονομάζεται **εύρος συνοχής** και συμβολίζεται με B_c , με μονάδες μέτρησης Hz. Θεωρώντας πάλι την παραπάνω διάταξη [Εικόνα 2—1], και αν το σήμα εκπομπής είναι ημιτονοειδές σήμα, δηλαδή

$$x(t) = e^{i2\pi ft} \quad (2-7)$$

το σήμα λήψης σε αυτή την περίπτωση θα έχει τη μορφή:

$$y(t) = \left(e^{-i2\pi(f_c+f)\frac{d_1}{c}} + e^{-i2\pi(f_c+f)\frac{d_2}{c}} \right) e^{i2\pi ft} \quad (2-8)$$

Τότε η συχνοτική απόκριση του καναλιού υπολογίζεται ως

$$G(f) = e^{-i2\pi(f_c+f)\frac{d_1}{c}} + e^{-i2\pi(f_c+f)\frac{d_2}{c}} = e^{-i2\pi f\frac{d_1}{c}} + e^{-i2\pi f\frac{d_2}{c}} \quad (2-9)$$

Επομένως, το μέτρο της συχνοτικής απόκρισης δίνεται από τη σχέση:

$$|G(f)| = \left| e^{-i2\pi f\frac{d_1}{c}} + e^{-i2\pi f\frac{d_2}{c}} \right| = 2 \left| \cos\left(\pi f \frac{d_1-d_2}{c}\right) \right| \quad (2-10)$$

Όπως φαίνεται, το μέτρο της συχνοτικής απόκρισης είναι ανεξάρτητο της συχνότητας συντονισμού f_c . Οι μηδενισμοί του μέτρου της συχνοτικής απόκρισης απέχουν, σύμφωνα και με την παραπάνω σχέση, $\frac{c}{|d_1-d_2|}$ (σε Hz) [Εικόνα 2—2]. Αντίστοιχα με τον χρόνο συνοχής, **εύρος ζώνης συνοχής** ορίζεται το εύρος συχνοτήτων μεταξύ δύο μηδενισμών του μέτρου της συχνοτικής απόκρισης και δίνεται από τη σχέση:

$$B_c = \frac{c}{|d_1-d_2|} \text{ (Hz)} \quad (2-11)$$

Αν και το μοντέλο δύο διαδρομών αποτελεί μια απλοποιημένη εικόνα ασύρματου συστήματος, πρακτικά το μέτρο της συχνοτικής απόκρισης είναι σταθερό για συχνότητες εντός του εύρους ζώνης συνοχής, ενώ ο όρος $|d_1 - d_2|$ εκφράζει τη μέγιστη διαφορά απόστασης μεταξύ διαφορετικών διαδρομών από τον πομπό προς τον δέκτη. Τέλος, το εύρος συνοχής ισούται με την προσέγγιση πρώτης τάξης της διασποράς καθυστέρησης του συστήματος.

2.4 Διάστημα συνοχής

Ένα χρονοσυχνοτικό διάστημα διάρκειας T_c sec και εύρους ζώνης B_c Hz καλείται διάστημα συνοχής. Αυτό είναι το μεγαλύτερο χρονοσυχνοτικό διάστημα για το οποίο η επίδραση του καναλιού στο σήμα περιορίζεται σε ένα μιγαδικό πολλαπλασιαστικό μονοδιάστατο παράγοντα απολαβής g . Το μέτρο $|g|$ προσδιορίζει την κλιμάκωση του πλάτους της κυματομορφής, ενώ ο όρος $arg(g)$ εκφράζει την αλλαγή φάσης που προκαλεί το κανάλι στο σήμα.

Σύμφωνα με το θεώρημα δειγματοληψίας, οποιοδήποτε χρονικό τμήμα T μιας κυματομορφής $x(t)$, του οποίου το μεγαλύτερο ποσοστό ενέργειας περιορίζεται σε εύρος ζώνης B Hz μπορεί να περιγραφεί ως $B \cdot T$ δείγματα, τα οποία λαμβάνονται σε χρονικά διαστήματα των $1/B$ seconds. Αυτό σημαίνει ότι απαιτούνται $B_c \cdot T_c$ δείγματα για να περιγράψουν μια κυματομορφή σε ένα διάστημα συνοχής. Σύμφωνα με αυτό, το διάστημα συνοχής εκφράζεται ως

$$\tau_c = B_c \cdot T_c \text{ (δείγματα)} \quad (2-12)$$

Έστω μια κυματομορφή $x(t)$, η οποία καταλαμβάνει ένα διάστημα συνοχής, και διαδίδεται σε ένα κανάλι με το ίδιο διάστημα συνοχής. Η έξοδος του καναλιού, σε δείγματα με ρυθμό δειγματοληψίας B_c , έχει τη μορφή:

$$y_n = g x_n + w_n, \quad n = 0, 1, \dots, \tau_c - 1 \quad (2-13)$$

όπου x_n είναι το σήμα εισόδου, y_n το σήμα εξόδου, ο πολλαπλασιαστικός όρος g συμβολίζει την απολαβή του καναλιού και ο όρος w_n τον προσθετικό θόρυβο στον δέκτη.

Σύμφωνα με τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτει ο παρακάτω πίνακας για συχνότητα φέροντος $f_c = 2$ GHz, με προσεγγίσεις πρώτης τάξης των μεγεθών συνοχής.

	Indoors $ d_1 - d_2 = 30$ meters	Outdoors $ d_1 - d_2 = 1\ 000$ meters
Pedestrian $v = 1.5$ m/s (5.4 km/h)	$B_c = 10$ MHz $T_c = 50$ ms $\tau_c = 500\ 000$	$B_c = 300$ kHz $T_c = 50$ ms $\tau_c = 15\ 000$
Vehicular $v = 30$ m/s (108 km/h)	N/A	$B_c = 300$ kHz $T_c = 2.5$ ms $\tau_c = 750$

Εικόνα 2—3: Εκτιμήσεις 1^{ης} τάξης για τον χρόνο συνοχής T_c το εύρος ζώνης B_c και το διάστημα συνοχής τ_c για διαφορετικά σενάρια ασύρματης μετάδοσης με συχνότητα φέροντος 2 GHz.

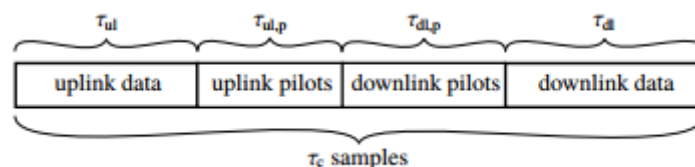
2.5 Ερμηνεία του χρόνου και εύρους ζώνης συνοχής με όρους Nyquist

Στα πραγματικά ασύρματα συστήματα, τόσο το πλάτος όσο και η φάση του g μεταβάλλονται μεταξύ διαδοχικών δειγμάτων και επομένως υπάρχει εξάρτηση του καναλιού από το n . Σε ένα πραγματικό σύστημα, εκτιμήσεις του g οι οποίες προκύπτουν από τα σήματα πιλότους απαιτούν εφαρμογές τεχνικών παρεμβολής και το θεώρημα δειγματοληψίας του Nyquist αποτελεί μια ορθολογική βάση.

Το θεώρημα αυτό εφαρμόζεται σε αυστηρά ζωνοπερατά σήματα με εύρος ζώνης $[-B, B]$, τα οποία δειγματοληπτούνται σε διαστήματα $1/B$. Οι ορισμοί των προηγούμενων ενοτήτων για τον χρόνο και το εύρος ζώνης συνοχής ισοδυναμούν με τις προδιαγραφές των διαστημάτων δειγματοληψίας του Nyquist για ζωνοπερατά σήματα. Έτσι, ο χρόνος συνοχής συνδέεται με τη μισή περίοδο ενός ημιτονοειδούς σήματος, ενώ το εύρος ζώνης συνοχής αντιστοιχεί στη διασπορά καθυστέρησης για ζωνοπερατά σήματα.

2.6 Δομή του διαστήματος συνοχής στην «Πολυπλεξία Διαίρεσης Χρόνου»

Όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο, η λειτουργία «Πολυπλεξία Διαίρεσης Χρόνου» είναι ιδανική για τα συστήματα MIMO, καθώς υπάρχει ανεξαρτησία των πόρων που απαιτούνται για τα σήματα πιλότους, οι οποίοι είναι ανεξάρτητοι από τον αριθμό κεραιών του σταθμού βάσης. Αν θεωρήσουμε ημι-αμφίδρομη (*half-duplex*) λειτουργία «Πολυπλεξία Διαίρεσης Χρόνου», το διάστημα συνοχής αποτελείται από δύο υποδιαστήματα, ένα της άνω και ένα της κάτω ζεύξης [Εικόνα 2—4, Εικόνα 2—5]. Στην πρώτη εικόνα [Εικόνα 2—4] υπάρχει πρόβλεψη για σήματα-πιλότους κάτω ζεύξης, ενώ στη δεύτερη [Εικόνα 2—4] όχι.



Εικόνα 2—4: Κατανομή δειγμάτων σε ένα διάστημα συνοχής με σήματα-πιλότους κάτω ζεύξης [6].

Έστω τ_{ul} ο αριθμός δειγμάτων ανά διάστημα συνοχής για τη μετάδοση δεδομένων άνω ζεύξης, $\tau_{ul,p}$ ο αριθμός δειγμάτων ανά διάστημα συνοχής για τα σήματα-πλότους άνω ζεύξης, τ_{dl} ο αριθμός δειγμάτων ανά διάστημα συνοχής για τη μετάδοση δεδομένων κάτω ζεύξης και $\tau_{dl,p}$ ο αριθμός δειγμάτων ανά διάστημα συνοχής για τα σήματα-πλότους κάτω ζεύξης. Τότε, το συνολικό διάστημα συνοχής προκύπτει από τη σχέση:

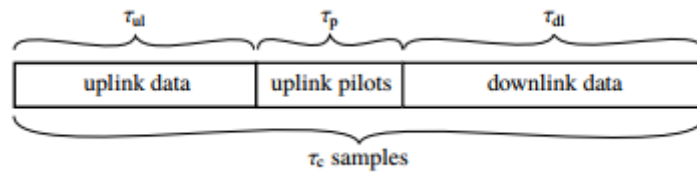
$$\tau_{ul} + \tau_{ul,p} + \tau_{dl,p} + \tau_{dl} = \tau_c \quad (2-14)$$

Έστω επίσης ότι ο συνολικός αριθμός δειγμάτων για τα σήματα-πλότους δίνεται από τη σχέση:

$$\tau_p = \tau_{ul,p} + \tau_{dl,p} \quad (2-15)$$

Τότε, η τελική σχέση που προκύπτει για το διάστημα συνοχής σε ένα σύστημα *Massive MIMO* σε λειτουργία «Πολυπλεξία Διαίρεσης Χρόνου» είναι:

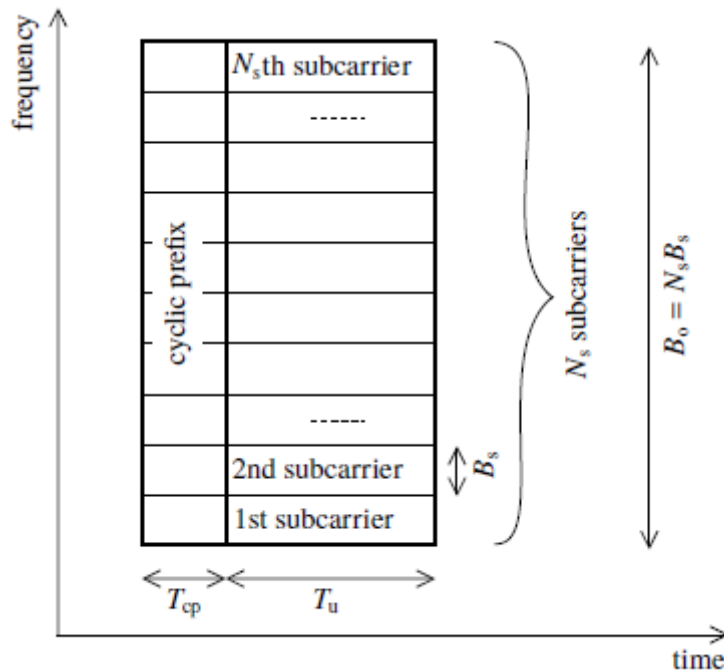
$$\tau_{ul} + \tau_p + \tau_{dl} = \tau_c \quad (2-16)$$



Εικόνα 2—5: Κατανομή δειγμάτων ενός διαστήματος συνοχής χωρίς σήματα-πλότους κάτω ζεύξης [6].

2.7 Διάστημα συνοχής στο πλαίσιο της διαμόρφωσης OFDM

Στη διαμόρφωση OFDM χρησιμοποιείται ο διακριτός μετασχηματισμός *Fourier* για την αποσύνθεση ενός *frequency-selective* καναλιού σε πολλά παράλληλα κανάλια, τα οποία ονομάζονται **υποφέρουσες** (*subcarriers*) [Εικόνα 2—6].



Εικόνα 2—6: Σύμβολο OFDM διαμόρφωσης στο επίπεδο συχνότητας-χρόνου [6].

Η μετάδοση προϋποθέτει μια σειρά από σύμβολα OFDM, καθένα από τα οποία αποτελείται από ένα «χρήσιμο μέρος» χρονικής διάρκειας T_u sec, το οποίο ακολουθείται από ένα κυκλικό πρόθεμα γνωστό ως *guard interval*, χρονικής διάρκειας T_{cp} sec [Εικόνα 2—7]. Επομένως, κάθε OFDM σύμβολο έχει χρονική διάρκεια

$$T_s = T_{cp} + T_u \quad (2-17)$$

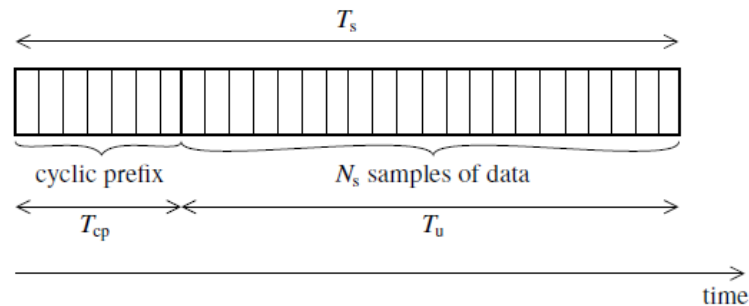
Η αναπαράσταση του συμβόλου φαίνεται στην Εικόνα 2—6. Το «χρήσιμο μέρος» του συμβόλου μεταφέρει N_s δείγματα, τα οποία προκύπτουν από τον διακριτό μετασχηματισμό *Fourier* N_s συμβόλων πληροφορίας, ενώ το κυκλικό πρόθεμα επαναλαμβάνει τα T_{cp} τελευταία δευτερόλεπτα του «χρήσιμου μέρους». Η επίδραση της προσθήκης του κυκλικού προθέματος είναι η μετατροπή της γραμμικής συνέλιξης, η οποία αναπαριστά την κρουστική απόκριση του καναλιού σε κυκλική συνέλιξη, η οποία ισοδυναμεί με πολλαπλασιασμό στο πεδίο της συχνότητας. Η διαμόρφωση OFDM μεταφράζει το αρχικό ευρείας ζώνης σήμα σε πολλαπλά παράλληλα *flat - fading* σήματα στενής ζώνης. Ο αριθμός των υποφερουσών είναι ίσος με N_s και η συχνοτική απόσταση μεταξύ γειτονικών υποφερουσών είναι ίση με

$$B_0 = N_s B_s = \frac{N_s}{T_u} \quad (2-18)$$

Για να μην υπάρχουν παρεμβολές μεταξύ των διαδοχικών συμβόλων, ο χρόνος του κυκλικού προθέματος πρέπει να είναι τουλάχιστον ίσος με την διασπορά καθυστέρησης του καναλιού.

Στην πράξη, πολλά διαδοχικά σύμβολα OFDM ομαδοποιούνται μαζί σε μια θυρίδα (*slot*). Αν N_{slot} ο αριθμός των συμβόλων OFDM σε μια θυρίδα, τότε η διάρκεια μιας θυρίδας T_{slot} είναι ίση με

$$T_{slot} = N_{slot} T_s \quad (2-19)$$



Εικόνα 2—7: Δομή OFDM συμβόλου στο πεδίο του χρόνου [6].

Για να θεωρηθεί το κανάλι χρονοανεξάρτητο εντός της θυρίδας, πρέπει να ισχύει $T_{slot} \leq T_c$. Γενικότερα, αν ο χρόνος θυρίδας είναι μικρότερος του χρόνου συνοχής, επιτυγχάνονται μικρότερες καθυστερήσεις στη ζεύξη.

Κατά κανόνα, το συνολικό εύρος ζώνης ενός OFDM συμβόλου B_0 είναι πολύ μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης συνοχής B_c , ενώ αντίστοιχα το εύρος ζώνης υποφέρουσας είναι μικρότερο. Ο αριθμός των διαδοχικών υποφερουσών εντός ενός εύρους συνοχής ορίζεται ως N_{smooth} και, συναρτήσει αυτού, το εύρος συνοχής γράφεται στη μορφή:

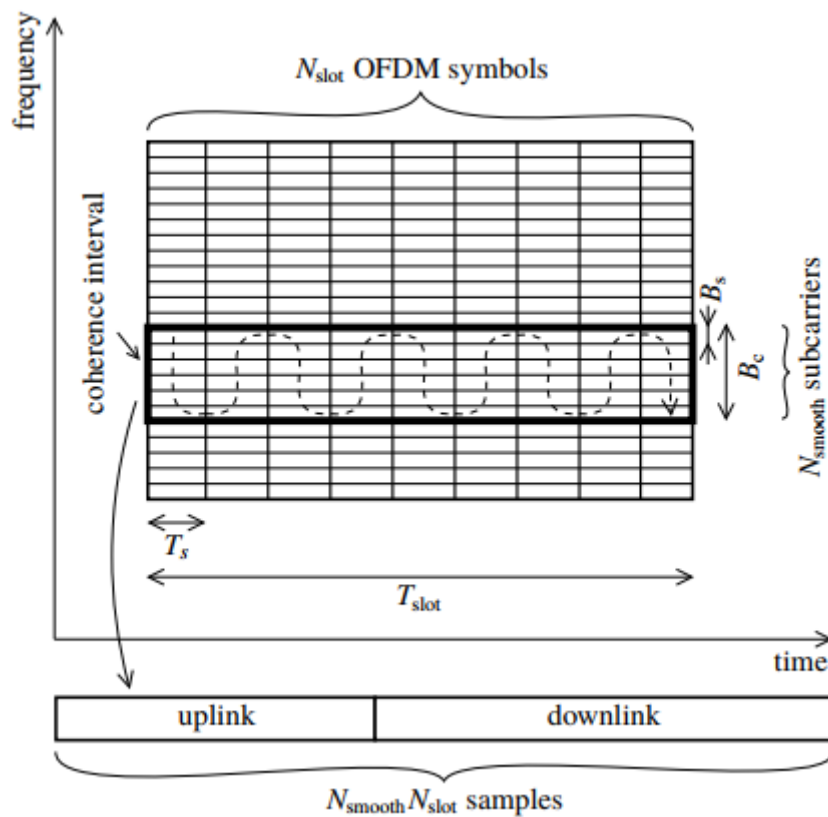
$$B_c = N_{smooth} B_s \quad (2-20)$$

Ο αριθμός N_{smooth} αντιστοιχεί στον αριθμό υποφερουσών για τις οποίες η συχνοτική απόκριση του καναλιού είναι προσεγγιστικά σταθερή.

Αν ο χρόνος συνοχής ισούται με τον χρόνο θυρίδας, ένα διάστημα συνοχής αποτελείται από N_{smooth} γειτονικές υποφέρουσες στο πεδίο της συχνότητας και N_{slot} διαδοχικά σύμβολα OFDM στο πεδίο του χρόνου. Ο αριθμός των διαστημάτων συνοχής, τα οποία βρίσκονται το ένα δίπλα στο άλλο στο πεδίο της συχνότητας, είναι ίσος με

$$\frac{B_0}{B_c} = \frac{N_s}{N_{smooth}} \quad (2-21)$$

Στην Εικόνα 2—8 καταγράφεται η γραφική αναπαράσταση μιας θυρίδας, η οποία αποτελείται από N_s υποφέρουσες. Αν ο χρόνος συνοχής ισούται με τον χρόνο θυρίδας, ένα διάστημα συνοχής περιλαμβάνει N_{slot} σύμβολα OFDM και N_{smooth} υποφέρουσες, ενώ κάθε θυρίδα περιέχει N_s/N_{slot} διαστήματα συνοχής.



Εικόνα 2—8: Αναπαράσταση θυρίδας στο πεδίο χρόνου–συχνότητας για $T_0=T_c$ [6].

Μόνον ένα τμήμα από κάθε διάστημα συνοχής είναι χρήσιμο, καθώς το υπόλοιπο χρησιμοποιείται για το κυκλικό πρόθεμα. Το χρήσιμο τμήμα συμβολίζεται με N_u . Επομένως, ο αριθμός χρήσιμων δειγμάτων ανά διάστημα συνοχής είναι ίσος με

$$\frac{T_u}{T_s} B_c T_c = N_{smooth} N_{slot} \quad (2-22)$$

2.8 Διαλείψεις μικρής και μεγάλης κλίμακας

Εντός ενός διαστήματος συνοχής, η απολαβή μεταξύ ενός ζεύγους κεραιών είναι πρακτικά σταθερή, συμβολίζεται με το σύμβολο g και μπορεί να εκφραστεί με τη σχέση:

$$g = h\sqrt{\beta} \quad (2-23)$$

όπου το β ονομάζεται **συντελεστής διαλείψεων μεγάλης κλίμακας** και ενσωματώνει τις απώλειες διαδρομής λόγω απόστασης καθώς και τις διαλείψεις σκίασης και είναι πρακτικά ανεξάρτητο της συχνότητας. Το h αποτελεί τον συντελεστή διαλείψεων μικρής κλίμακας και περιλαμβάνει αλλαγές φάσης καθώς και ενισχυτικές ή καταστρεπτικές συμβολές μεταξύ διαφορετικών διαδρομών του σήματος.

Στις περισσότερες αναλύσεις θεωρείται ότι οι διαλείψεις μικρής κλίμακας είναι διαλείψεις *Rayleigh*, δηλαδή

$$h \sim CN(0,1) \quad (2-24)$$

Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι υπάρχει γραμμική συσχέτιση μεταξύ των διαλείψεων μικρής κλίμακας και της εργοδικής χωρητικότητας, κάνοντας την τελευταία ένα κριτήριο απόδοσης της ζεύξης, επιτρέποντας παράλληλα τη χρήση της *Bayesian* ανάλυσης.

2.9 Μοντέλο κανονικοποιημένου σήματος και λόγος σήμα-προς-θόρυβο

Θεωρούμε το παρακάτω κανονικοποιημένο μοντέλο για το λαμβανόμενο σήμα

$$y = \sqrt{\rho}gx + w \quad (2-25)$$

όπου w είναι ο θόρυβος στον δέκτη και ρ μια αδιάστατη σταθερά, η οποία κλιμακώνει το εκπεμφθέν σήμα. Επίσης, υποθέτουμε ότι κάθε εκπεμπόμενο σήμα έχει μηδενική μέση τιμή και ικανοποιεί τον περιορισμό της μοναδιαίας ισχύος. Ο θόρυβος στο σύστημα αυτό θεωρείται ότι ακολουθεί τη συμμετρική κατανομή *Gauss* και ανεξάρτητος του εκπεμπόμενου σήματος. Σύμφωνα με αυτά, το ρ στην παραπάνω σχέση συμβολίζει τον λόγο σήμα-προς-θόρυβο, με βάση το ακόλουθο σκεπτικό: Αν η μέση τιμή του του τετραγώνου των διαλείψεων μικρής κλίμακας είναι ίση με τη μονάδα, και ο πομπός δαπανά τη μέγιστη επιτρεπτή ισχύ, τότε το ρ αποτελεί τον μέσο λόγο σήμα-προς-θόρυβο, μετρούμενο στον δέκτη. Ο λόγος σήμα-προς-θόρυβο συμβολίζεται ως ρ_{ul} για την άνω ζεύξη και ρ_{dl} για την κάτω ζεύξη, επομένως το λαμβανόμενο σήμα για την άνω και κάτω, αντίστοιχα, ζεύξη εκφράζεται ως

$$y = \sqrt{\rho_{ul}}gx + w \quad (2-26)$$

$$y = \sqrt{\rho_{dl}}gx + w \quad (2-27)$$

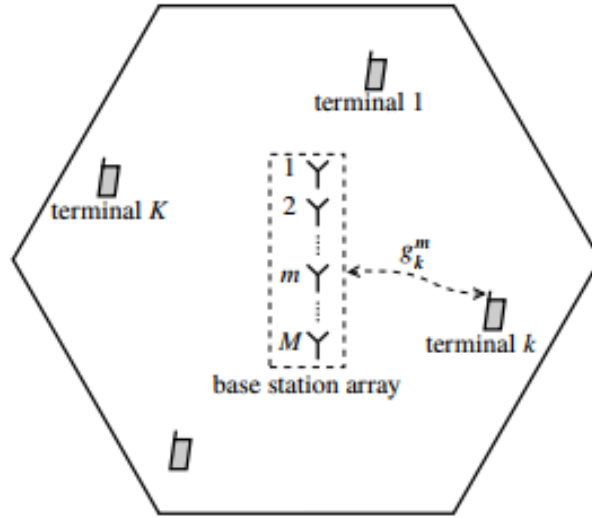
2.10 Συστήματα πολλαπλών σταθμών βάσης και πολλαπλών τερματικών

Θεωρούμε ένα σύστημα *Massive MIMO*, όπου οι σταθμοί βάσης, καθένας εξοπλισμένος με M συστοιχίες κεραιών, εξυπηρετούν ταυτόχρονα πολλαπλά τερματικά μέσω χωρικής πολυπλεξίας. Υποθέτουμε επίσης ότι κάθε τερματικό έχει μια κεραία-δέκτη, ενώ η περίπτωση πολλαπλών

κεραιών μπορεί να προσεγγιστεί ως πολλαπλά τερματικά μιας κεραίας. Βάσει αυτών αναλύονται παρακάτω περιπτώσεις συστημάτων μιας κυψέλης αλλά και πολλών κυψελών.

2.10.1 Συστήματα μιας κυψέλης

Θεωρούμε την περίπτωση όπου ένας μοναδικός σταθμός βάσης εξυπηρετεί ταυτόχρονα K αριθμό τερματικών. Ο χώρος όπου βρίσκονται τα τερματικά είναι μια κυψέλη, και στο συγκεκριμένο σενάριο δεν υπάρχουν άλλες κυψέλες, άρα απουσιάζουν οι διακυψελικές παρεμβολές.



Εικόνα 2—9: Σύστημα μιας κυψέλης.

Συμβολίζουμε την απολαβή καναλιού μεταξύ του k -οστού τερματικού και της m -οστής κεραίας σταθμού βάσης με g_m^k . Θεωρούμε ότι οι κεραίες του σταθμού βάσης βρίσκονται σε πολύ μικρή απόσταση μεταξύ τους, άρα οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας είναι κοινές για καθένα στοιχείο, ενώ οι διαλείψεις μικρής κλίμακας διαφοροποιούνται. Επομένως η απολαβή δίνεται από τη σχέση:

$$g_m^k = \sqrt{\beta_k} h_k^m, \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (2-28)$$

Αν \mathbf{G} είναι ο πίνακας που εκφράζει την απολαβή του καναλιού μεταξύ των τερματικών, αυτός ισούται με

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1^1 & \dots & g_K^1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_1^M & \dots & g_K^M \end{bmatrix} \quad (2-29)$$

Για την άνω ζεύξη ενός τέτοιου συστήματος, αν K τερματικά εκπέμπουν σήματα x_k , έχουμε:

$$y_m = \sqrt{\rho_{ul}} \sum_{k=1}^K g_k^m x_k + w_m \quad (2-30)$$

όπου w_m είναι ο θόρυβος στον δέκτη για το m -οστό στοιχείο του σταθμού βάσης.

Θεωρούμε ότι ο θόρυβος ακολουθεί κανονική κατανομή και ότι οι συνιστώσες θορύβου μεταξύ των κεραιών παρουσιάζουν μηδενική συσχέτιση μεταξύ τους. Υποθέτουμε επίσης ότι για την ισχύ του εκπεμπόμενου σήματος υπάρχει ο περιορισμός

$$E\{|x_k|^2\} \leq 1 \quad (2-31)$$

ενώ το σήμα έχει μηδενική μέση τιμή.

Σύμφωνα με τα παραπάνω, έχουμε ότι:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho_{ul}} \sum_{k=1}^K g_k x_k + \mathbf{w} = \sqrt{\rho_{ul}} \mathbf{G} \mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (2-32)$$

όπου

$$\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_K]^T \quad (2-33)$$

και

$$\mathbf{w} = [w_1, \dots, w_K]^T \quad (2-34)$$

Αντίστοιχα, για την κάτω ζεύξη, M κεραίες από τον σταθμό βάσης εκπέμπουν ένα σήμα M -διαστάσεων, και, βάσει του θεωρήματος της αμοιβαιότητας, το k -οστό τερματικό λαμβάνει σήμα y_k , όπου

$$y_k = \sqrt{\rho_{dl}} \mathbf{g}_k^T \mathbf{x} + w_k \quad (2-35)$$

ή σε μορφή διανυσμάτων

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho_{dl}} \mathbf{G}^T \mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (2-36)$$

Όπως και προηγούμενα, έχει θεωρηθεί ότι το σήμα \mathbf{x} είναι κανονικοποιημένο, έτσι ώστε η μέση τιμή της ισχύος να είναι μικρότερη ή ίση της μονάδας, όπως επίσης και ότι οι συνιστώσες θορύβου είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους.

Σε ότι αφορά τον λόγο σήμα-προς-θόρυβο σε ένα σύστημα μιας κυψέλης, υπάρχει άμεση σύνδεση με τις πολλαπλασιαστικές σταθερές ρ_{ul} και ρ_{dl} για την άνω και κάτω ζεύξη, αντίστοιχα. Αναλυτικότερα, αν η μέση τιμή των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας θεωρηθεί ίση με τη μονάδα για ένα τερματικό και αυτό εκπέμπει τη μέγιστη δυνατή ισχύ προς μία κεραία του σταθμού βάσης, τότε ο όρος ρ_{ul} αντιστοιχεί στον λόγο σήμα-προς-θόρυβο για την άνω ζεύξη. Αντίστοιχα, αν η συνολική επιτρεπόμενη ισχύς εκπεμπόταν από μια κεραία του σταθμού βάσης, και αν η μέση τιμή των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας ισούται με τη μονάδα, τότε ο μετρούμενος λόγος σήμα-προς-θόρυβο για την κάτω ζεύξη θα είναι ίσος με ρ_{dl} .

2.10.2 Συστήματα πολλών κυψελών

Ας θεωρήσουμε ένα σύστημα όπου συνυπάρχουν πολλαπλοί σταθμοί βάσης γεωγραφικά διαχωρισμένοι, καθένας από τους οποίους εξυπηρετεί τερματικά εντός της κυψέλης του. Οι σταθμοί βάσης δεν συνεργάζονται μεταξύ τους, ενώ υπάρχει επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων των φερουσών, κάτι που οδηγεί σε διακυψελικές παρεμβολές.

Για λόγους ευκολίας, θεωρούμε ότι σε κάθε κυψέλη βρίσκονται K τερματικά, ο αριθμός των οποίων παραμένει σταθερός, όπως επίσης και ότι υπάρχει συγχρονισμένη λειτουργία, δηλαδή ότι είτε όλα τα τερματικά εκπέμπουν ταυτόχρονα προς τους σταθμούς είτε ότι όλοι οι σταθμοί εκπέμπουν προς τα αντίστοιχα τερματικά.

Στην περίπτωση της άνω ζεύξης, το λαμβανόμενο σήμα από τη m -οστή κεραία του σταθμού βάσης στη l -οστή κυψέλη, το οποίο συμβολίζεται με y_{lm} , είναι υπέρθεση των σημάτων που εκπέμπονται από τα K τερματικά της l -οστής κυψέλης και των παρεμβολών από $K(L-1)$ τερματικά των παρεμβαλλόμενων κυψελών l' , όπου

$$l' = 1, \dots, l-1, l+1, \dots, L \quad (2-37)$$

δηλαδή

$$y_{lm} = \sqrt{\rho_{ul}} \sum_{k=1}^K g_{lk}^{lm} x_{lk} + \sqrt{\rho_{ul}} \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^K \sum_{k=1}^K g_{l'k}^{lm} x_{l'k} + w_{lm} \quad (2-38)$$

όπου x_{lk} είναι το σήμα που εκπέμπεται από το k -οστό τερματικό ευρισκόμενο εντός της l' κυψέλης και $g_{l'k}^{lm}$ η απολαβή από το k -οστό τερματικό στη l' -οστή κυψέλη προς τη m -οστή κεραία του l -οστού σταθμού βάσης [Εικόνα 2—10], ενώ με w_{lm} συμβολίζεται ο προσθετικός θόρυβος, ο οποίος ακολουθεί την κατανομή *Gauss*. Η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφεί σε διανυσματική μορφή ως

$$\mathbf{y}_l = \sqrt{\rho_{ul}} \mathbf{G}_l^l \mathbf{x}_l + \sqrt{\rho_{ul}} \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^K \mathbf{G}_{l'}^l \mathbf{x}_{l'} + \mathbf{w}_l \quad (2-39)$$

όπου

$$\mathbf{y}_l = [y_{l1}, \dots, y_{lM}]^T \quad (2-40)$$

$$\mathbf{w}_l = [w_{l1}, \dots, w_{lM}]^T \quad (2-41)$$

$$\mathbf{x}_{l'} = [x_{l'1}, \dots, x_{l'K}]^T \quad (2-42)$$

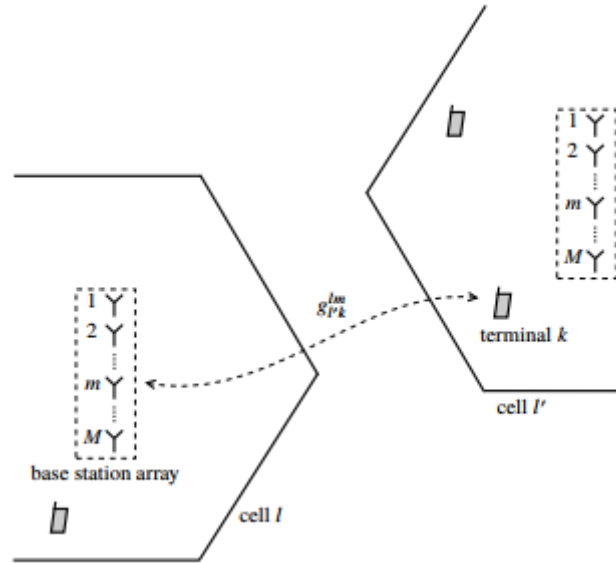
όπου το $\mathbf{x}_{l'}$ περιγράφει τα σήματα που εκπέμπονται από τη l' -οστή κυψέλη, ενώ το διάνυσμα $\mathbf{G}_{l'}^l$, το οποίο είναι ένας πίνακας $M \times K$ και περιγράφει τις απολαβές καναλιού στη l' -οστή κυψέλη προς τον σταθμό βάσης στη l -οστή κυψέλη, περιγράφεται ως

$$\mathbf{G}_{l'}^l = \begin{bmatrix} g_{l'1}^{l1} & \dots & g_{l'K}^{l1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{l'1}^{lM} & \dots & g_{l'K}^{lM} \end{bmatrix} \quad (2-43)$$

ενώ τα επιμέρους στοιχεία του διανύσματος, περιγράφονται, σε πλήρη αντιστοιχία με τη σχέση (2-28), ως

$$g_{l'm}^k = h_{l'k}^{lm} \sqrt{\beta_{l'k}^l} \quad (2-44)$$

όπου ο όρος $\beta_{l'k}^l$ περιγράφει τις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας, οι οποίες σχετίζονται με τη διάδοση από το k -οστό τερματικό της l' -οστής κυψέλης προς τον σταθμό βάσης στη l -οστή κυψέλη, ενώ ο όρος $h_{l'k}^{lm}$ αναπαριστά τις απώλειες μικρής κλίμακας.



Εικόνα 2—10: Μοντέλο διάδοσης πολλαπλών κυψελών [6].

Στην περίπτωση της κάτω ζεύξης, λαμβάνοντας υπόψη το θεώρημα της αμοιβαιότητας, το k -οστό τερματικό στη l -οστή κυψέλη λαμβάνει σήμα y_{lk} , το οποίο εκφράζεται από τη σχέση:

$$y_{lk} = \sqrt{\rho_{al}} \mathbf{g}_{lk}^{lT} + \sqrt{\rho_{al}} \sum_{l' \neq l}^L \mathbf{g}_{lk}^{l'T} x_{l'} + w_{lk} \quad (2-45)$$

όπου ο όρος $\mathbf{g}_{lk}^{l'}$ εκφράζει τη k -οστή στήλη του διανύσματος $\mathbf{G}_{l'}^{l'}$, ο όρος $x_{l'}$ αναπαριστά το εκπεμπόμενο σήμα από τις κεραιές του σταθμού βάσης της l' -οστής κυψέλης και w_{lk} είναι ο θόρυβος ο οποίος ακολουθεί την κανονική κατανομή. Συνολικά, τα K τερματικά της l -οστής κυψέλης λαμβάνουν σήμα \mathbf{y}_l όπου

$$\mathbf{y}_l = \sqrt{\rho_{al}} \mathbf{G}_l^{lT} + \sqrt{\rho_{al}} \sum_{l' \neq l}^L \mathbf{G}_{l'}^{l'T} x_{l'} + \mathbf{w}_l \quad (2-46)$$

με

$$\mathbf{y}_l = [y_{l1}, \dots, y_{lK}]^T \quad (2-47)$$

και

$$\mathbf{w}_l = [w_{l1}, \dots, w_{lK}]^T \quad (2-48)$$

ενώ για τις διαλείψεις μικρής κλίμακας ισχύουν οι προσεγγίσεις που αναφέρθηκαν και για την περίπτωση της μιας κυψέλης [6].

2.11 Σχέση της χωρητικότητας του καναλιού με την απόδοση

Σε ένα σύστημα *Massive MIMO*, έπειτα από κατάλληλη επεξεργασία σήματος, το ενεργό κανάλι, το οποίο σχετίζεται με καθένα από τα τερματικά και τον σταθμό βάσης, αποτελεί ουσιαστικά ένα βαθμωτό σημείο - προς - σημείο κανάλι. Κάθε φορά που «χρησιμοποιείται» αυτό το κανάλι, δέχεται μια μιγαδική είσοδο x και παράγει μια μιγαδική έξοδο y . Η δράση του καναλιού χαρακτηρίζεται από την κατανομή δεσμευμένης πιθανότητας του y με βάση το x .

Για να μεταφερθεί ένα μήνυμα μέσω ενός βαθμωτού καναλιού, ο πομπός απεικονίζει το μήνυμα με μια σειρά συμβόλων $\{x_n\}$, και ο δέκτης ανακτά το μήνυμα από την σειρά δειγμάτων $\{y_n\}$. Ο ενεργός αριθμός bits, που μεταφέρονται ανά μεταδιδόμενο σύμβολο, είναι ο ρυθμός του καναλιού, μετριέται σε bps (bits ανά χρήση καναλιού) και συμβολίζεται με R . Η διάδοση μιας κυματομορφής εύρους ζώνης B Hz και χρονικής διάρκειας T sec είναι ισοδύναμη με τη μετάδοση $B \cdot T$ συμβόλων $\{x_n\}$. Επομένως, ο ρυθμός R μπορεί να εκφράζει τη φασματική απόδοση του καναλιού, μετρούμενος σε bits / sec / Hz.

Στη θεωρία πληροφορίας, το θεώρημα κωδικοποίησης του *Shannon* αναφέρει ότι είναι δυνατή η επικοινωνία μέσω καναλιού με προσθετικό θόρυβο με μικρό ποσοστό λάθους, αν ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων βρίσκεται χαμηλότερα από ένα όριο, το οποίο ορίζεται από το κανάλι και είναι σταθερό [11]. Το όριο αυτό ονομάζεται **χωρητικότητα του καναλιού**, μετρούμενη σε bps. Πιο συγκεκριμένα, σύμφωνα με το θεώρημα κωδικοποίησης του *Shannon* για κανάλια με προσθετικό θόρυβο, για δεδομένη πιθανότητα λάθους ϵ και δεδομένη «απόσταση από τη χωρητικότητα» ζ , υπάρχει ένα μήκος πακέτου δεδομένων N καθώς και ένα σχήμα κωδικοποίησης το οποίο επιτυγχάνει ρυθμό ίσο με

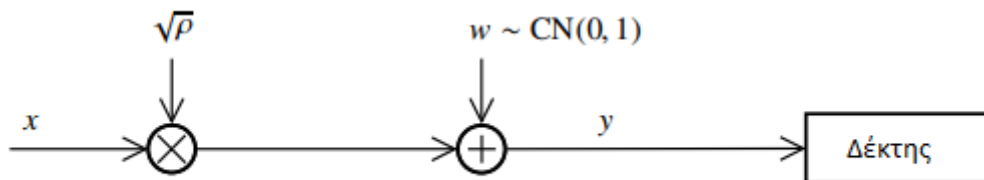
$$R = C - \zeta \quad (2-49)$$

με πιθανότητα σφάλματος μικρότερη από ϵ . Για την επίτευξη ρυθμού μετάδοσης κοντά στο C απαιτείται μεγάλο N , ενώ στο όριο όπου ο ρυθμός τείνει στο C , το μήκος πακέτου τείνει στο άπειρο.

Στη συνέχεια, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για τα όρια χωρητικότητας βαθμωτών καναλιών, ανάλογα με τη γνώση του καναλιού αλλά και τους διαφορετικούς τύπους θορύβου [6].

2.11.1 Ντετερμινιστικό κανάλι με προσθετικό θόρυβο *Gauss*

Το συνηθέστερο παράδειγμα βαθμωτού σημείου - προς - σημείο καναλιού είναι το ντετερμινιστικό κανάλι παρουσία προσθετικού θορύβου *Gauss* [Εικόνα 2—11].



Εικόνα 2—11: Ντετερμινιστικό κανάλι παρουσία προσθετικού θορύβου *Gauss* [6].

Στην περίπτωση του καναλιού αυτού στον δέκτη έχουμε

$$y = \sqrt{\rho}x + w \quad (2-50)$$

όπου w είναι ο θόρυβος του καναλιού, ο οποίος είναι ανεξάρτητος του σήματος εισόδου x και ακολουθεί την κατανομή *Gauss*, ενώ το ρ αποτελεί μια πολλαπλασιαστική σταθερά. Εδώ, η χωρητικότητα του καναλιού δίνεται από τη σχέση:

$$C = \log_2(1 + \rho) \quad (2-51)$$

η οποία επιτυγχάνεται όταν τα σύμβολα εισόδου x ακολουθούν την κατανομή *Gauss*.

2.12 Ντετερμινιστικό κανάλι με προσθετικό θόρυβο *non-Gaussian*

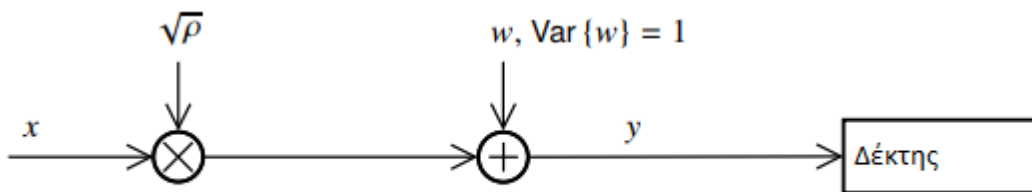
Στην περίπτωση αυτή, η μέση τιμή θορύβου είναι μηδενική και η απόκλιση ίση με τη μονάδα, αλλά ο θόρυβος δεν είναι απαραίτητα *Gauss*. Υποθέτοντας ότι το σήμα εισόδου και ο θόρυβος είναι μεγέθη ασυσχέτιστα, αλλά όχι απαραίτητα ανεξάρτητα, δηλαδή

$$E\{x * w\} = 0 \quad (2-52)$$

η ελάχιστη τιμή της χωρητικότητας καναλιού στην περίπτωση αυτή δίνεται από τη σχέση:

$$C \geq \log_2(1 + \rho) \quad (2-53)$$

Αντίθετα με την προηγούμενη περίπτωση, η ιδανική κατανομή που πρέπει να ακολουθεί το σήμα εισόδου για την επίτευξη της μέγιστης δυνατής χωρητικότητας δεν είναι απαραίτητα *Gauss*.



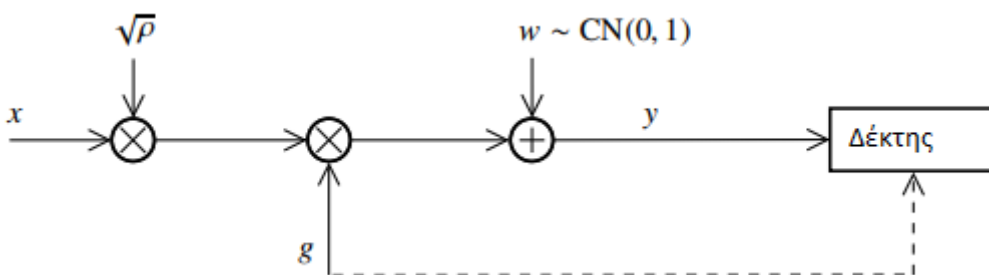
Εικόνα 2—12: Ντετερμινιστικό κανάλι παρουσία προσθετικού θορύβου *non-Gauss* [6].

2.13 Κανάλι διαλείψεων παρουσία προσθετικού θορύβου *Gauss* και πλήρη γνώση του καναλιού στον δέκτη

Σε αυτή την περίπτωση [Εικόνα 2—13], το σήμα στον δέκτη περιγράφεται ως

$$y = \sqrt{\rho}gx + w \quad (2-54)$$

όπου η απολαβή g του καναλιού είναι γνωστή στον δέκτη αλλά άγνωστη στον πομπό. Οι μεταβλητές x, g, w είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους, ενώ η g ακολουθεί τυχαία κατανομή.



Εικόνα 2—13: Κανάλι διαλείψεων προσθετικού θορύβου *Gauss* με πλήρη γνώση του καναλιού στον δέκτη [6].

Η χωρητικότητα αυτού του τύπου καναλιού δίνεται από τη σχέση:

$$C = E\{\log_2(1 + \rho|g|^2)\} \quad (2-55)$$

Σε αυτή την περίπτωση, η χωρητικότητα του καναλιού έχει πρακτική έννοια μόνο αν υπάρχει κωδικοποίηση για όλες τις πηγές τυχαιότητας του καναλιού, συμπεριλαμβανομένων της απολαβής και του θορύβου. Για να τονιστεί η ιδιαιτερότητα αυτή, η χωρητικότητα του καναλιού αυτού περιγράφεται και ως εργοδική χωρητικότητα [6].

2.14 Κανάλι διαλείψεων προσθετικού θορύβου *non-Gaussian* χωρίς γνώση του καναλιού στον δέκτη

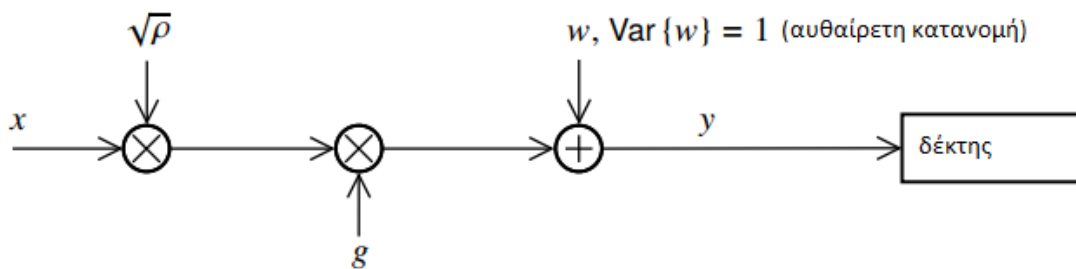
Η συγκεκριμένη περίπτωση αποτελεί επέκταση της προηγούμενης σε ένα μοντέλο με πλήρη άγνοια της απολαβής του καναλιού και με προσθετικό θόρυβο *non-Gaussian*, κανονικοποιημένη ισχύ, μηδενική μέση τιμή θορύβου και μοναδιαία απόκλιση του. Στην περίπτωση αυτή, το σήμα στον δέκτη εκφράζεται ως

$$y = \sqrt{\rho}E\{g\}x + \sqrt{\rho}(g - E\{g\})x + w \quad (2-56)$$

Ο δεύτερος όρος είναι αυτός που αντιστοιχεί στην άγνοια του καναλιού στον δέκτη, ενώ ο δεύτερος και ο τρίτος όρος είναι ασυσχέτιστοι μεταξύ τους και ασυσχέτιστοι με το εκπεμπόμενο σήμα. Θεωρώντας τους δύο τελευταίους όρους ως τον ενεργό θόρυβο του καναλιού [Εικόνα 2—14], το συγκεκριμένο κανάλι προσεγγίζεται από το ντετερμινιστικό κανάλι με προσθετικό θόρυβο *non-Gaussian*, επομένως για τη χωρητικότητα έχουμε

$$C \geq \log_2 \left(1 + \frac{\rho |E\{g\}|^2}{\rho \text{Var}\{g\} + 1} \right) \quad (2-57)$$

με την ισότητα να ισχύει όταν η απόκλιση $\text{Var}\{g\}$ είναι αμελητέα.



Εικόνα 2—14: Κανάλι διαλείψεων με προσθετικό θόρυβο *non-Gaussian* και χωρίς γνώση του καναλιού στον δέκτη [6].

Η πορεία της συλλογιστικής μπορεί να συνοψιστεί ως εξής:

- (i) Λόγω της γραμμικής διαμόρφωσης δέσμης, κάθε τερματικό βλέπει ένα βαθμωτό κανάλι με άγνωστο κέρδος g και προσθετικό ασυσχέτιστο ενεργό θόρυβο που περιλαμβάνει θόρυβο δέκτη και παρεμβολές.
- (ii) Το αποτέλεσμα της έλλειψης γνώσης του g , που καταγράφεται στην απόκλιση $g - E\{g\}$, αντιμετωπίζεται ως προσθετικός ασυσχέτιστος ενεργός θόρυβος. Λόγω του *channel hardening*, ενώ το g είναι τυχαίο και άγνωστο, παρουσιάζει ιδιαίτερα μικρές διακυμάνσεις σε σχέση με τη μέση τιμή του, επομένως ο όρος της απόκλισης είναι αμελητέος.
- (iii) Οι διακυμάνσεις όλων των όρων θορύβου εξαρτώνται μόνο από ροές δεύτερης και τέταρτης τάξης των τυχαίων μεταβλητών *Gauss*, και συνεπώς μπορούν να υπολογιστούν σε κλειστή μορφή.

2.15 Κανάλι διαλείψεων *non-Gaussian* θορύβου με μερική γνώση του καναλιού στον δέκτη

Η τελική και γενικότερη περίπτωση καναλιού διαλείψεων είναι αυτή ενός καναλιού με *non-Gaussian* θόρυβο, όπου ο δέκτης έχει μερική γνώση καναλιού, η οποία ποσοτικοποιείται μέσω μιας τυχαίας μεταβλητής Ω . Η μερική γνώση του Ω μπορεί να παρουσιάζει συσχέτιση με την απολαβή g . Συνεπώς, ενώ ο δέκτης δεν έχει άμεση πρόσβαση στο g , η γνώση του Ω μπορεί να μεταφέρει έμμεσα πληροφορίες σχετικά με το g . Υποθέτουμε ότι το σήμα εισόδου x είναι ανεξάρτητο της γνώσης του καναλιού στον δέκτη και ο θόρυβος έχει μηδενική μέση τιμή, καθώς και ότι το σήμα από τον πομπό είναι ασυσχέτιστο (αλλά όχι απαραίτητα ανεξάρτητο) του θορύβου. Επομένως, για τη μέση τιμή της δεσμευμένης πιθανότητας των x, g, w ως προς το Ω ισχύει ότι:

$$E\{w|\Omega\} = E\{x * w | \Omega\} = E\{g * x * w | \Omega\} = 0 \quad (2-58)$$

Επομένως το άνω όριο της χωρητικότητας του καναλιού ορίζεται ως

$$C \geq E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{\rho |E\{g|\Omega\}|^2}{\rho \text{Var}\{g|\Omega\} + \text{Var}\{w|\Omega\}} \right) \right\} \quad (2-59)$$

Για την εξίσωση (2-59) υπάρχουν οι εξής ειδικές περιπτώσεις, θεωρώντας ότι η απόκλιση του θορύβου είναι μοναδιαία:

- i) Αν $\Omega = 0$, έχουμε την περίπτωση καναλιού διαλείψεων χωρίς πληροφορία για το κανάλι στον δέκτη.
- ii) Αν ο δέκτης γνωρίζει την απολαβή g ώστε $\Omega = g$, και ο θόρυβος είναι ανεξάρτητος της απολαβής, τότε έχουμε την περίπτωση καναλιού διαλείψεων με πλήρη γνώση στον δέκτη, αφού

$$C \geq E\{\log_2(1 + \rho|g|^2)\} \quad (2-60)$$

- iii) Απουσία διαλείψεων και για μοναδιαία απολαβή g , η χωρητικότητα παίρνει τη μορφή

$$C \geq E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{\text{Var}\{w|\Omega\}} \right) \right\} \quad (2-61)$$

στην οποία αν εφαρμοστεί η ανισότητα *Jensen* προκύπτει:

$$C \geq E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{\text{Var}\{w\}} \right) \right\} = \log_2(1 + \rho) \quad (2-62)$$

το όριο της οποίας ταυτίζεται με τη χωρητικότητα ντετερμινιστικού καναλιού με προσθετικό *non-Gaussian* θόρυβο [6].

Κεφάλαιο 3 : Υβριδικές στοιχειοκεραίες για *Massive MIMO* για χιλιοστομετρικά συστήματα

Η τεχνολογία *Massive MIMO* παρουσιάζει άμεση εφαρμογή στα χιλιοστομετρικά (*mmWave*) συστήματα, αφού λόγω του μικρού μήκους κύματος, είναι δυνατή η συνύπαρξη μεγάλου αριθμού στοιχειοκεραίων σε περιορισμένο χώρο. Η τεχνολογία *Massive MIMO* είναι επίσης απαραίτητη και για τα συστήματα κινητών επικοινωνιών, και αυτό γιατί η ακτινοβολία είναι μικρότερη λόγω του μεγέθους των κεραιών, ενώ οι απώλειες πολύ μεγάλες. Λόγω των απωλειών, είναι απαραίτητη η χρήση κεραιών μεγάλης κατευθυντικότητας, έτσι ώστε να εξασφαλίζεται η ανίχνευση του σήματος. Για την υποστήριξη κινητών χρηστών, ένα τέτοιο σύστημα κεραιών πρέπει να είναι εξοπλισμένο με περιστρεφόμενες κατευθυντικές κεραιές ή προσαρμόσιμες συστοιχίες, αντί των συμβατικών «πιάτων» υψηλής απολαβής. Επομένως, μια *massive* στοιχειοκεραία αποτελεί μια πολλά υποσχόμενη λύση.

Μια πλήρης υλοποίηση μιας τέτοιας κεραιάς, όμως, είναι μη ρεαλιστική από οικονομικής πλευράς. Για παράδειγμα, για την επίτευξη απολαβής 30 dB, απαιτούνται 1000 στοιχεία. Επίσης, από κατασκευαστικής άποψης, μια πλήρως ψηφιακή *massive* στοιχειοκεραία αποτελεί από μόνη της μια πρόκληση, καθώς οι χωρικοί περιορισμοί, ειδικά σε ότι αφορά τα αναλογικά μέρη του κάθε στοιχείου και τη θέση τους σε σχέση με το στοιχείο, αποτελεί ένα σοβαρό σχεδιαστικό πρόβλημα.

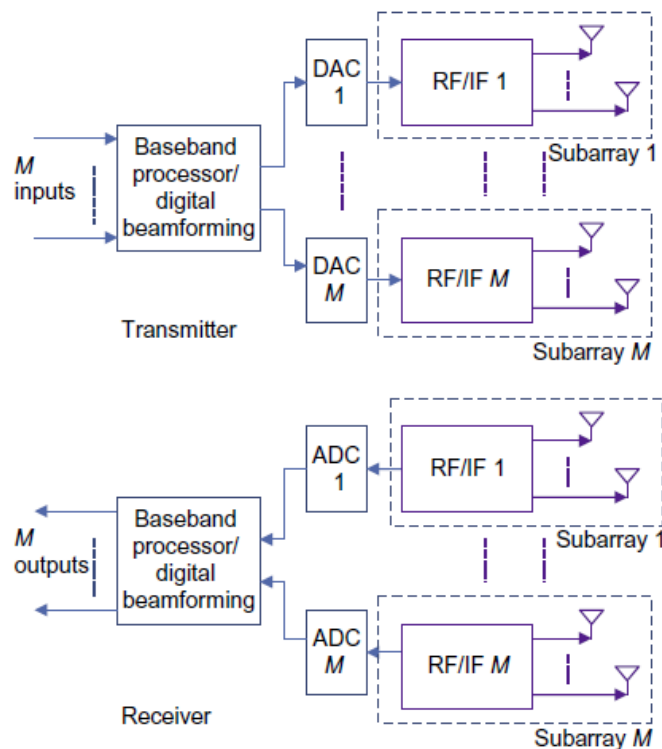
Μια πιο υποσχόμενη λύση *massive* στοιχειοκεραίας αποτελεί η υβριδική στοιχειοκεραία, η οποία αποτελείται από αναλογικές υποσυστοιχίες με τις αντίστοιχες ψηφιακές αλυσίδες. Στην απλούστερη της μορφή το μόνο στοιχείο, το οποίο δεν είναι κοινό μεταξύ των κεραιών, είναι ο στροφέας φάσης (Phase Shifter, PS). Κάθε αναλογική συστοιχία δέχεται μόνο ένα ψηφιακό σήμα, ενώ η επεξεργασία των σημάτων από όλες τις υποσυστοιχίες γίνεται κεντρικά σε έναν ψηφιακό επεξεργαστή. Μια τέτοια υλοποίηση μπορεί να μειώσει δραστικά το κόστος και την πολυπλοκότητα, κρατώντας παράλληλα τις χωρικές απαιτήσεις χαμηλές, λόγω του μειωμένου αριθμού στοιχείων *hardware* που απαιτούνται.

Μια τέτοια διάταξη παρέχει τη δυνατότητα επίτευξης του επιθυμητού διαφορισμού κεραιών (*antenna diversity*), ειδικά σε ότι αφορά στο *sparsity*, το οποίο χαρακτηρίζει τα χιλιοστομετρικά κανάλια διάδοσης. Μελέτες έχουν δείξει ότι η διάδοση σήματος σε πολλαπλές διαδρομές είναι ιδιαίτερα αραιή τόσο στο πεδίο του χώρου όσο και του χρόνου. Αυτό σημαίνει ότι περιορισμένος αριθμός πολυόδευσης (*multipath*) σημάτων φτάνει σε συγκεκριμένες διευθύνσεις, και πως όσες συνιστώσες σήματος φτάνουν από ζεύξη χωρίς οπτική επαφή έχουν πολύ χαμηλή ισχύ σε σχέση με τις συνιστώσες οπτικής επαφής. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι η αναλογική υποσυστοιχία μπορεί να επιτύχει υψηλά ποσοστά απολαβής μέσω αναλογικής διαμόρφωσης δέσμης και χρησιμοποιώντας ανεξάρτητα *digital chains* για κάθε υποσυστοιχία ενισχύεται η δυνατότητα πολυπλεξίας και ακύρωσης παρεμβολών πολλαπλών χρηστών.

3.1 Αρχιτεκτονικές *massive* υβριδικών κεραιών

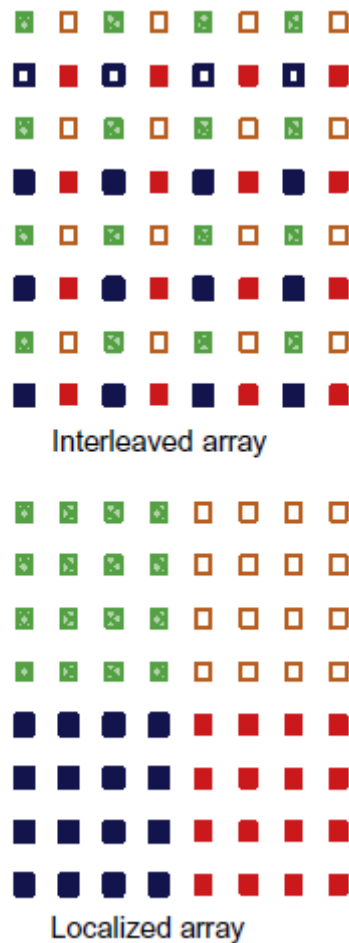
Στην Εικόνα 3—1 απεικονίζεται η αρχιτεκτονική μιας υβριδικής κεραιάς, όπου η συστοιχία διαχωρίζεται σε πολλαπλές αναλογικές υποσυστοιχίες. Κάθε υποσυστοιχία περιλαμβάνει N στοιχειοκεραίες, και μια μονάδα η οποία περιέχει RF και IF στοιχεία. Αυτά τα στοιχεία διαμοιράζονται μεταξύ των στοιχειοκεραίων με διαφορετικούς τρόπους, ανάλογα με την

εκάστοτε υλοποίηση. Κάθε υποσυστοιχία συνδέεται με έναν επεξεργαστή βασικής ζώνης διαμέσου ενός μετατροπέα DAC στον πομπό ή ενός μετατροπέα ADC στον δέκτη. Τα σήματα από όλες τις υποσυστοιχίες διασυνδέονται και γίνονται επεξεργασία στον ψηφιακό επεξεργαστή βασικής ζώνης. Θεωρούμε μια συστοιχία κεραιών με M υπό συστοιχίες, καθεμιά από τις οποίες αποτελείται από N στοιχειοκεραίες, έχοντας τελικά μια υβριδική στοιχειοκεραία $N \times M$, ενώ θεωρούμε ότι $N > M$ έτσι ώστε να είναι δυνατή η επίτευξη υψηλής απολαβής με χαμηλό κόστος. Η απόσταση μεταξύ των επιμέρους στοιχειοκεραίων γειτονικών υποσυστοιχιών ονομάζεται **subarray spacing**. Τα σήματα σε μια αναλογική υποσυστοιχία και στον ψηφιακό επεξεργαστή υφίστανται επεξεργασία σε διαφορετικά πεδία και με διαφορετικούς τρόπους. Σε κάθε υποσυστοιχία το σήμα μπορεί απλώς να σταθμίζεται στο πεδίο του χρόνου για την επίτευξη υψηλότερης απολαβής.



Εικόνα 3—1: Block διάγραμμα βασικής αρχιτεκτονικής συστήματος υβριδικής κεραίας.

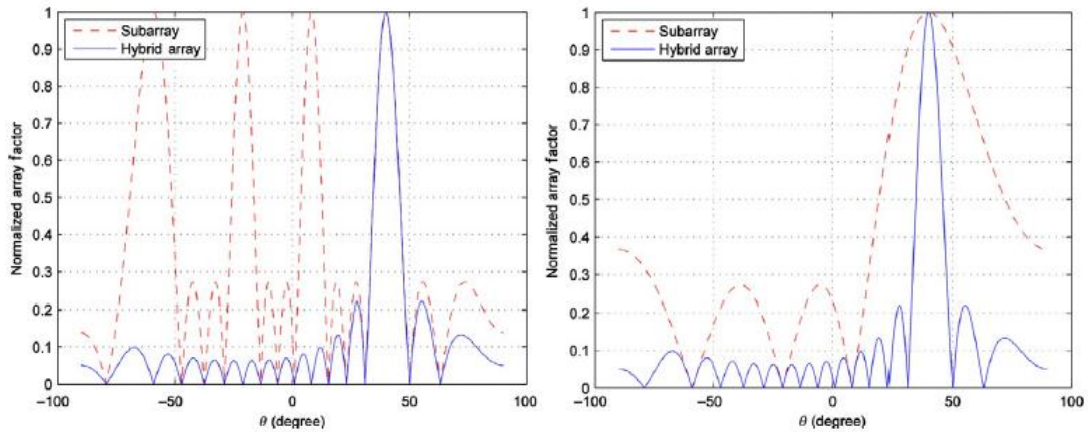
Το σήμα για κάθε στοιχείο κεραίας μιας υποσυστοιχίας μπορεί να μεταβάλλεται τόσο σε μέγεθος όσο και σε φάση. Στην απλούστερη περίπτωση, ένας στροφέας φάσης σταθμίζει ένα σήμα σε κάποια διακριτή τιμή στροφής φάσης από ένα σετ τιμών, το οποίο συνήθως αναπαρίσταται μέσω του αριθμού των bits κβάντισης. Για παράδειγμα, κβάντιση 3-bit υπονοεί 8 διακριτές τιμές ομοίμορφα κατανομημένες στο διάστημα $[-\pi, \pi]$. Στον ψηφιακό επεξεργαστή, σήματα από και προς όλες τις υποσυστοιχίες υφίστανται από κοινού επεξεργασία, ενώ υπάρχει δυνατότητα υλοποίησης προηγμένων τεχνικών επεξεργασίας, όπως χωρικής προκωδικοποίησης / αποκωδικοποίησης, αντίστοιχα με τα συμβατικά MIMO συστήματα.



Εικόνα 3—2: Διατάξεις υβριδικής στοιχειοκεραίας, αποκεντρωμένη και εντοπισμένη.

Τα στοιχεία σε μια υβριδική κεραία μπορούν να διαταχθούν με διάφορους τρόπους για την κατασκευή διαφορετικών τοπολογιών, καθεμία από τις οποίες έχει τα αντίστοιχα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Οι δυο συνηθέστερες διατάξεις είναι η αποκεντρωμένη και η εντοπισμένη συστοιχία, όπως φαίνεται στην Εικόνα 3—2, οι οποίες διαφέρουν στη θέση των στοιχείων των αναλογικών υποσυστοιχιών. Σε μία αποκεντρωμένη συστοιχία, τα στοιχεία κάθε υποσυστοιχίας διαμοιράζονται ομοιόμορφα σε όλη τη διάταξη, ενώ σε μια εντοπισμένη συστοιχία τα στοιχεία κάθε αναλογικής υποσυστοιχίας βρίσκονται σε διπλανές θέσεις. Πρέπει να σημειωθεί ότι, παρότι οι υποσυστοιχίες έχουν διαφορετικά διαγράμματα ακτινοβολίας, οι υβριδικές στοιχειοκεραίες μπορούν να έχουν τα ίδια διαγράμματα ακτινοβολίας όταν χρησιμοποιείται το ίδιο δiάνυσμα διαμόρφωσης δέσμης [Εικόνα 3—3].

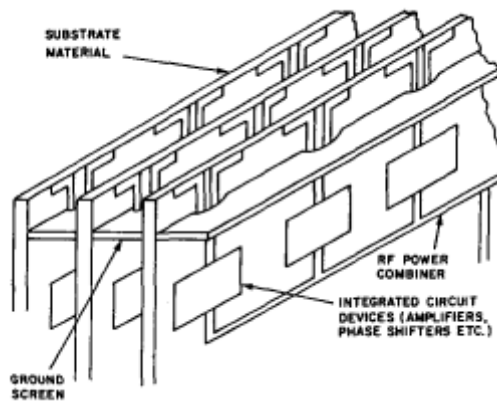
Όπως φαίνεται στην Εικόνα 3—3, ενώ τα διαγράμματα δέσμης των επιμέρους υποσυστοιχιών διαφέρουν, τα διαγράμματα των δυο διαφορετικών υβριδικών διατάξεων σχεδόν ταυτίζονται. Ο κεντρικός λοβός στην αποκεντρωμένη υποσυστοιχία συμπιέζεται, ενώ στην εντοπισμένη διάταξη δεν υπάρχει κεντρικός λοβός, αλλά παρουσιάζεται μεγαλύτερο εύρος δέσμης. Σύμφωνα με αυτό, η αποκεντρωμένη διάταξη με το στενότερο εύρος δέσμης είναι καταλληλότερη για εφαρμογές SDMA, ενώ η εντοπισμένη διάταξη μπορεί να υποστηρίξει καλύτερα συστήματα με μεγαλύτερες γωνίες άφιξης.



Εικόνα 3—3: Παράγοντας διάταξης για αποκεντρωμένη και εντοπισμένη διάταξη στοιχειοκεραίας για $\varphi=0^\circ$ και γωνία ανύψωσης 40° .

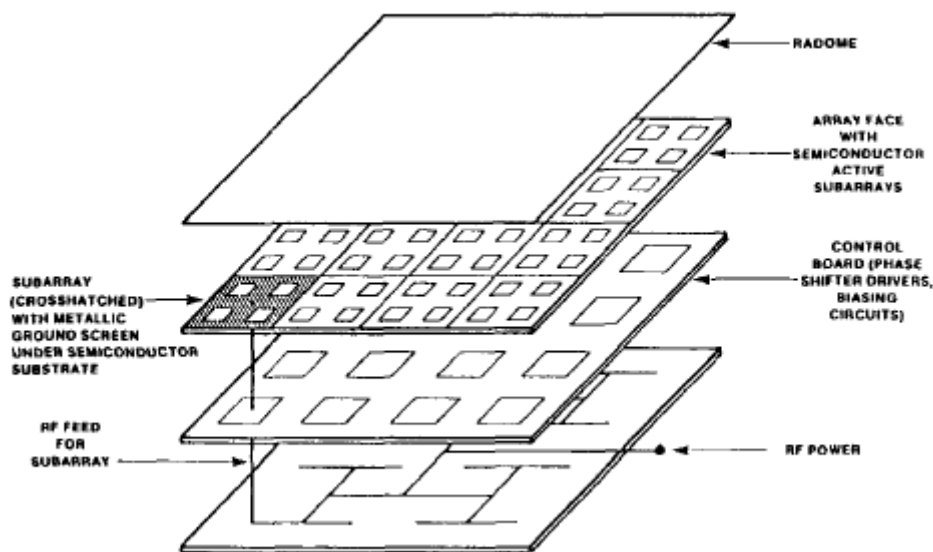
3.2 Σχεδίαση αναλογικών υποσυστοιχιών

Οι συστοιχίες φασικής σύνθεσης (*phased arrays*) μπορούν να κατασκευαστούν συνθέτοντας μικρότερες συστοιχίες μεταξύ τους. Η σύνθεση αυτή μπορεί να κατηγοριοποιηθεί ως προσεγγίσεις «*brick*» και «*tile*». Η προσέγγιση «*brick*» [Εικόνα 3—4] παρουσιάζει πολλά πλεονεκτήματα στις χιλιοστομετρικές στοιχειοκεραίες, καθώς καθίσταται εφικτή η τοποθέτηση διαδοχικών MMICs (μικροκυματικά-μονολιθικά ολοκληρωμένα) πίσω από τα στοιχεία.



Εικόνα 3—4: Προσέγγιση «*brick*» [12].

Για την κατασκευή «*brick*» τα τμήματα των συστοιχιών είναι κάθετα στο επίπεδο διατομής, ενώ τα συνηθέστερα στοιχεία γι' αυτή την προσέγγιση είναι τα δίπολα ή οι κεραίες *quasi-Yagi*, όπως και οι κεραίες μικροταινίας, με τις τελευταίες όμως να παρουσιάζουν κατασκευαστικούς περιορισμούς σε χιλιοστομετρικές συχνότητες [13]. Η προσέγγιση «*tile*» [Εικόνα 3—5] από την άλλη αφορά κατασκευή κεραίας όπου οι υποσυστοιχίες τοποθετούνται σε πολλαπλά στρώματα.

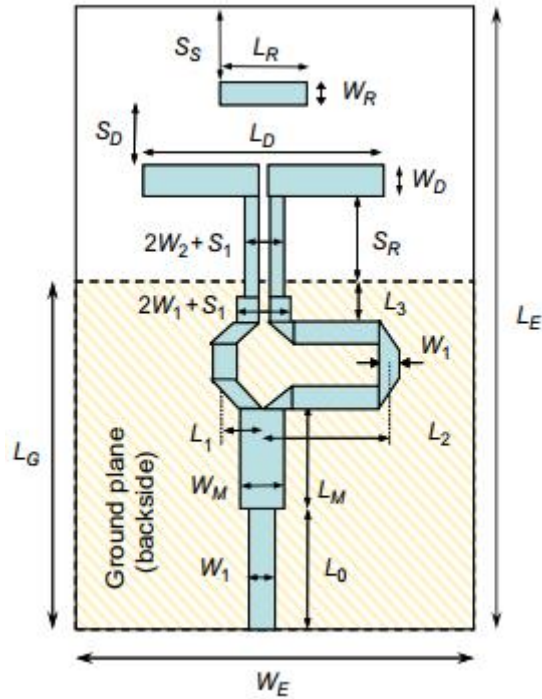


Εικόνα 3—5: Προσέγγιση «tile» [12].

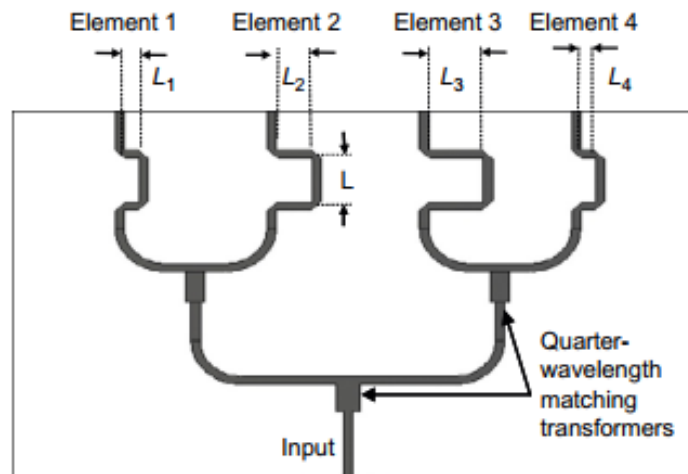
3.2.1 Συστοιχίες κεραιών *quasi-Yagi*

Πρόκειται για μια συμπαγή και επίπεδη κεραία, η οποία έχει τη δυνατότητα λειτουργίας σε πολύ μεγάλο φάσμα συχνοτήτων. Το μέγεθός της καθώς και η χαμηλή αμοιβαία σύζευξη μεταξύ δύο κεραιών *quasi-Yagi* την καθιστούν ιδανική για *massive* κεραία και μπορεί ενοποιηθεί με MMICs. Στη συνέχεια, παρουσιάζεται μια συστοιχία 4 *quasi-Yagi* κεραιών με διαφορά φάσης μεταξύ των στοιχείων 0° , 57° , 90° και 120° . Η διαφορά στη φάση μεταξύ των επιμέρους στοιχείων επιτυγχάνεται με διαφορετικά δίκτυα τροφοδοσίας μικροταινίας.

Στην Εικόνα 3—6 παρουσιάζεται ένα παράδειγμα ενός στοιχείου κεραίας *quasi-Yagi* κατασκευασμένου επάνω σε διηλεκτρικό υπόστρωμα αλουμινίου με μεταλλικά μέρη και στις δύο πλευρές. Το πάνω μέρος αποτελείται από τροφοδοσία μικροταινίας ένα *broadband microstrip-to-coplanar stripline* (CPS) *balun* και δύο δίπολα. Το ένα δίπολο αποτελεί το στοιχείο οδήγησης και τροφοδοτείται άμεσα από το CPS, ενώ το δεύτερο δίπολο (*director*) τροφοδοτείται παρασιτικά. Το κάτω μεταλλικό μέρος αποτελεί τη γείωση της μικροταινίας και είναι διαμορφωμένο έτσι ώστε να αποτελεί το ανακλαστικό στοιχείο της κεραίας. Το δίπολο *driver* κατευθύνει τη διάδοση της κεραίας προς την κατεύθυνση του *endfire*, και λειτουργεί ως παρασιτικό στοιχείο αντιστάθμισης αντίστασης. Το δίπολο *driver* μπορεί επίσης να είναι ένα αναδιπλωμένο δίπολο για λόγους ευελιξίας στην τιμή της εμπέδησης.

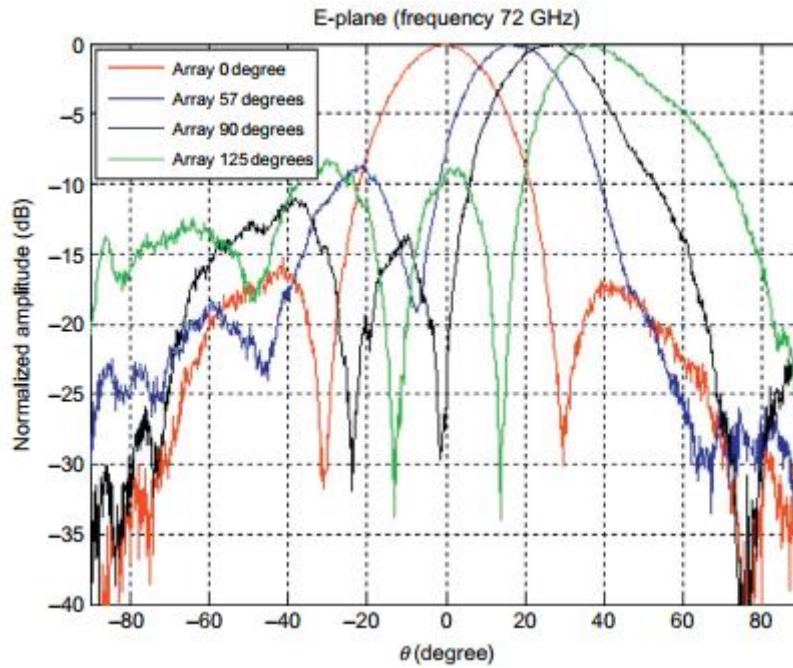


Εικόνα 3—6: Σχεδιάγραμμα κεραίας quasi-Yagi.



Εικόνα 3—7: Κάτοψη του δικτύου τροφοδοσίας μικροταινίας ίσου πλάτους και φάσης στις εξόδους.

Τα δίκτυα τροφοδοσίας μικροταινίας [Εικόνα 3—7] έχουν σχεδιαστεί χρησιμοποιώντας τρίθυρους διαιρέτες ισχύος και μετασχηματιστές $\lambda/4$. Η απόσταση μεταξύ των επιμέρους στοιχείων είναι με 0.48λ και είναι επιλεγμένη έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται η εμφάνιση κύριων λοβών. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας [Εικόνα 3—8] των 4 στοιχείων στο επίπεδο xz .

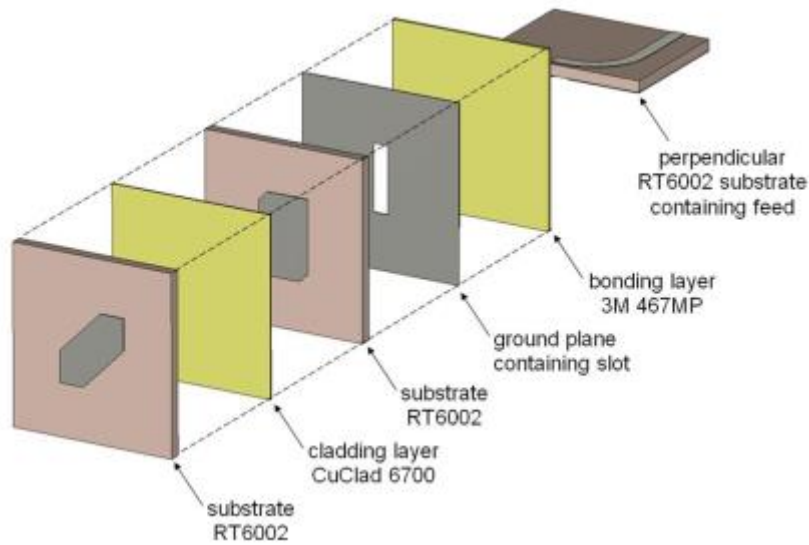


Εικόνα 3—8: Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας quasi-Yagi 4 στοιχείων.

3.2.2 Κεραία *stacked patch* με κάθετο υπόστρωμα τροφοδοσίας

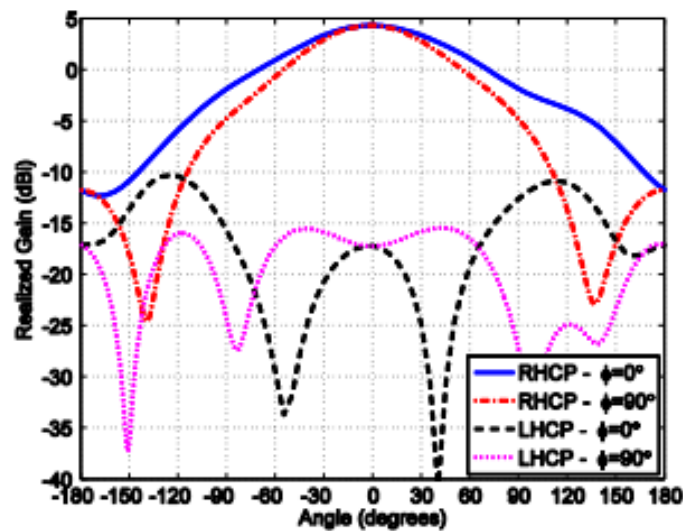
Η συγκεκριμένη περίπτωση αποτελεί ένα παράδειγμα χρήσης κεραιών μικροταινίας σε μικροκυματικές και χιλιοστομετρικές συχνότητες για την «brick» κατασκευή στοιχειοκεραίας. Η σύζευξη μεταξύ του *patch* και της γραμμής τροφοδοσίας γίνεται μέσω ενός ανοίγματος σύζευξης στο επίπεδο γείωσης για αμφότερα τα στοιχεία.

Ένα κυκλικά πολωμένο *stacked patch* συντίθεται [Εικόνα 3—9] από 3 όμοια υποστρώματα Rogers RT 6002 πάχους 0.508 mm (με σχετική διηλεκτρική σταθερά $\epsilon_r = 2.94$ και παράγοντα απωλειών $\tan \delta = 0.0012$). Τα 2 πρώτα υποστρώματα περιέχουν τις *stacked patch* κεραίες, ένα άνοιγμα σύζευξης και ένα επίπεδο γείωσης και συνδέονται μεταξύ τους με ένα στρώμα CuClad 6700 35 μm (με σχετική διηλεκτρική σταθερά $\epsilon_r = 2.94$ και παράγοντα απωλειών $\tan \delta = 0.0025$). Το τρίτο υπόστρωμα, το οποίο έχει κάθετο προσανατολισμό σε σχέση με τα προηγούμενα, περιέχει μια γραμμή τροφοδοσίας μικροταινίας και ένα δεύτερο άνοιγμα σύζευξης. Στο πίσω μέρος του επιπέδου γείωσης χρησιμοποιείται ένα δεύτερο στρώμα σύνδεσης, το οποίο συνδέεται με ειδική αυτοκόλλητη ταινία για την αποφυγή πιθανών κενών με αέρα μεταξύ των υποστρωμάτων και των *stacked patch*. Η κυκλική πόλωση επιτυγχάνεται περικλύπτοντας τις άκρες των *stacked patch* [13].



Εικόνα 3—9: Διαστρωμάτωση stacked patch κεραίας.

Στη συνέχεια, παρουσιάζονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας ενός συστήματος αποτελούμενου από 8 στοιχεία *stacked patch*.



Εικόνα 3—10: Διαγράμματα ακτινοβολίας LHCP και RHCP για συχνότητα 20 GHz.

3.2.3 Αρχιτεκτονική αλυσίδας RF

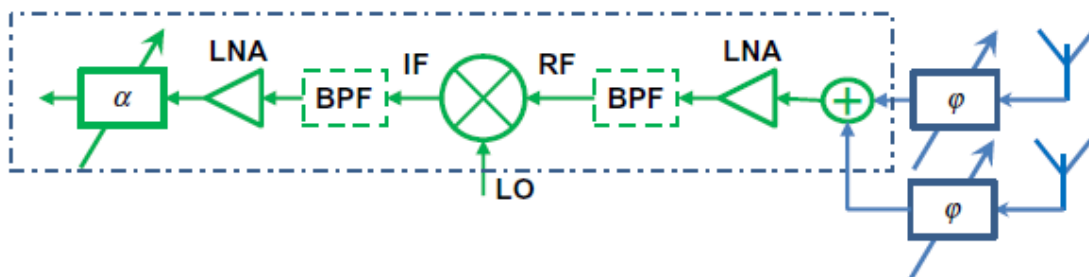
Ο απλούστερος τρόπος υλοποίησης υποσυστοιχίας για αναλογική διαμόρφωση δέσμης είναι με χρήση κεραίας φασικής σύνθεσης, όπου η διαφορά φάσης μεταξύ των εκπεμπόμενων σημάτων κάθε στοιχείου είναι αυστηρά ελεγχόμενη. Στην ιδανική περίπτωση, κάθε στοιχείο παράγει μια δέσμη μορφής *pencil*, με χρονοκαυστέρηση αντίστοιχη της καθυστέρησης μετάδοσης ελεύθερου χώρου.

Η υλοποίηση μιας τέτοιας αρχιτεκτονικής για χιλιοστομετρικές συχνότητες περιλαμβάνει γραμμές μεταφοράς μεταβαλλόμενου μήκους με χρήση μικροηλεκτρονικών μηχανικών RF

διακοπών και γραμμών μεταφοράς βασισμένων σε φερροηλεκτρικά υλικά. Μια τέτοια υλοποίηση όμως παρουσιάζει θέματα τόσο στην πιστότητα όσο και στη δυνατότητα αντιστάθμισης των εξαρτώμενων από τη συχνότητα απωλειών. Μια τέτοια υλοποίηση μπορεί να αντικατασταθεί με στροφείς φάσεις στα κυκλώματα RF, IF ή LO του συστήματος. Για συστήματα στενής ζώνης κάτω από τα 40 GHz, η χρονοκαθυστέρηση μπορεί να εισαχθεί στο σύστημα μέσω στροφής φάσης στην κεντρική συχνότητα, κάτι όμως το οποίο δεν μπορεί να συμβεί για υψηλότερες συχνότητες, καθώς δεν υπάρχουν στροφείς φάσης υψηλής διακριτικής ικανότητας χαμηλών απωλειών. Επομένως, είναι μονόδρομος η στροφή φάσης είτε στο IF τμήμα της αλυσίδας είτε στον τοπικό ταλαντωτή.

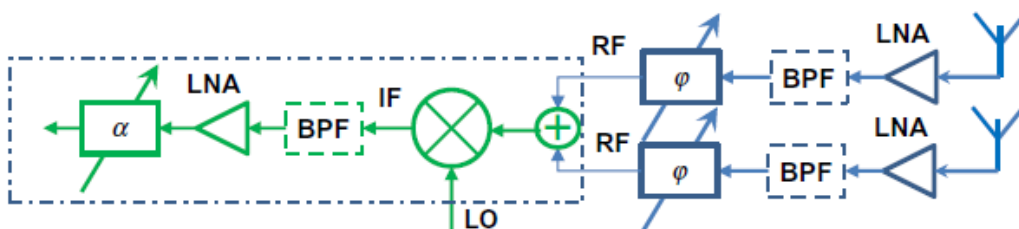
Οι πιθανές αρχιτεκτονικές RF αλυσίδας στον δέκτη ακολουθούν τη λογική της χρήσης ενός προαιρετικού εξασθενητή στο τμήμα των ενδιάμεσων συχνοτήτων για να αντισταθμίσει τις διακυμάνσεις λόγω συνδυασμού των επιμέρους σημάτων. Ενδέχεται, εκτός του εξασθενητή να υπάρχουν στην αλυσίδα και προαιρετικά ζωνοπερατά φίλτρα για τον συχνοτικό περιορισμό του σήματος IF μετά τη μετατροπή συχνότητας, καθώς και για *image rejection* στις RF συχνότητες.

Η απλούστερη αρχιτεκτονική RF αλυσίδας [Εικόνα 3—11] έχει ανεξάρτητο στροφέα φάσης και κεραία, ενώ όλα τα υπόλοιπα στοιχεία μοιράζονται μεταξύ των στοιχειοκεραίων στην υποσυστοιχία. Το γεγονός του παθητικού συνδυασμού ισχύος από τις στοιχειοκεραίες δημιουργεί και αυτό απώλειες στην ισχύ, ανάλογες του αριθμού των στοιχειοκεραίων και της συχνότητας λειτουργίας. Επομένως, η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική καθίσταται μη πρακτική για εφαρμογές πολύ μεγάλης κλίμακας.



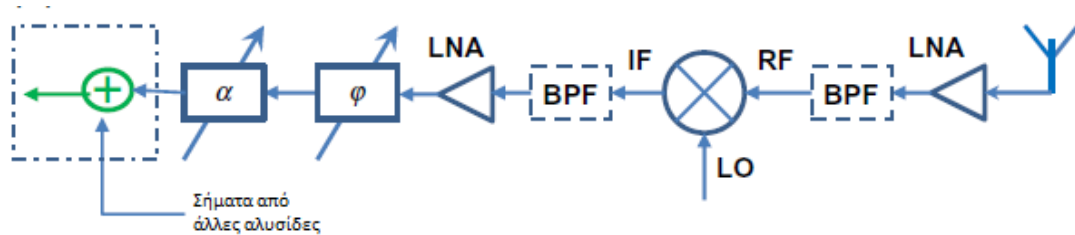
Εικόνα 3—11: Αλυσίδα RF με στροφέα φάσης πριν τον LNA.

Μια ελαφρώς τροποποιημένη έκδοση του προηγούμενου με ενισχυτές χαμηλού θορύβου (*Low Noise Amplifier*, LNA) σε κάθε στοιχειοκεραία πριν τον στροφέα φάσης, παρέχει μεγαλύτερη ευαισθησία στον δέκτη, ενώ παράλληλα μειώνει σημαντικά τα επίπεδα του θορύβου [Εικόνα 3—12]. Βέβαια για αμφότερες τις διατάξεις ο στροφέας φάσης που απαιτείται (2-bit ή 4-bit) δεν είναι εμπορικά διαθέσιμος.

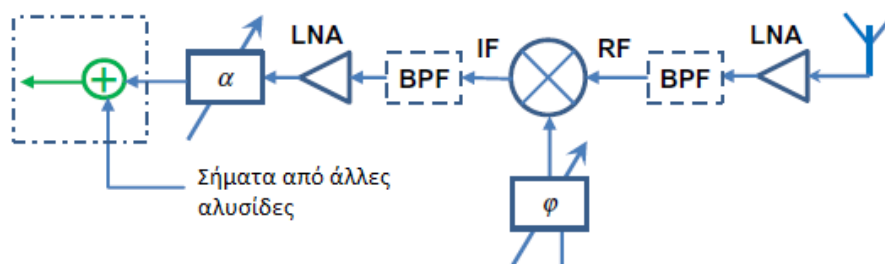


Εικόνα 3—12: Αλυσίδα RF με στροφέα φάσης μετά τον LNA.

Δύο ελαφρά διαφορετικές, αλλά υλοποιήσιμες, σε σχέση με τις προηγούμενες, αρχιτεκτονικές αλυσίδας RF, οι οποίες χρησιμοποιούν στροφείς φάσης μικροκυματικών ολοκληρωμένων (MMIC), οι οποίες διαφοροποιούνται μεταξύ τους ως προς τη θέση του στροφέα (στο IF και στον LO αντίστοιχα) παρουσιάζονται παρακάτω. Στις συγκεκριμένες διατάξεις χρησιμοποιείται στροφέας φάσης MMIC 6-bit με συχνότητα λειτουργίας αντίστοιχη αυτής της περιοχής της αλυσίδας RF μέσα στην οποία βρίσκεται. Οι συγκεκριμένοι στροφείς φάσης δίνουν δυνατότητα αλλαγής φάσης 360° , με το ψηφίο ελάχιστης σημαντικότητας (*Least Significant Bit, LSB*) στις 5.625° να δίνει δυνατότητα αναλογικής διαμόρφωσης δέσμης με ακρίβεια στη γωνία σάρωσης μικρότερη της 1° . Η τελευταία διάταξη [Εικόνα 3—14] είναι η πιο αποδοτική, καθώς τα στοιχεία στον τοπικό ταλαντωτή λειτουργούν στον κόρο με αποτέλεσμα οι απώλειες να είναι μικρές.



Εικόνα 3—13: Αλυσίδα RF με στροφέα φάσης στις μεσαίες συχνότητες (IF).



Εικόνα 3—14: Αλυσίδα RF με στροφέα φάσης στον τοπικό ταλαντωτή.

Οι παραπάνω διατάξεις αλυσίδας RF μπορούν να συνδυαστούν με πολλούς τρόπους σε μια συστοιχία κεραιών. Παρόλα αυτά, λόγω των φυσικών διαστάσεων των ημιαγωγικών στοιχείων δεν είναι δυνατή η τοποθέτησή τους πίσω από κάθε στοιχειοκεραία, αλλά πίσω από κάθε υποσυστοιχία. Για παράδειγμα, μια υποσυστοιχία με μέγιστη γωνία σάρωσης 30° , το μέγεθος του κάθε στοιχείου θα είναι 2 - 2.5 mm.

Το συνηθέστερο πρόβλημα των αρχιτεκτονικών στροφής φάσης είναι ο περιορισμός του κλασματικού εύρους ζώνης (*fractional bandwidth constraint*). Όταν μια στοιχειοκεραία σαρώνεται με χρήση στροφέα φάσης αντί πραγματικής χρονοκαθυστέρησης η θέση του κεντρικού λοβού μεταβάλλεται με τη συχνότητα, φαινόμενο το οποίο οξύνεται όταν η γωνία της δέσμης σάρωσης μεγαλώνει. Για μια ομοιόμορφη κεραία μεγάλου μεγέθους το κλασματικό εύρος ζώνης μπορεί να προσεγγιστεί μέσω της σχέσης:

$$FBW \approx \frac{0.866 \lambda \sin \theta}{D} \quad (3-1)$$

όπου D είναι η διάμετρος της στοιχειοκεραίας, λ το μήκος κύματος και θ η μέγιστη γωνία σάρωσης.

3.3 Τεχνικές έξυπνων κεραιών

Μια υβριδική κεραία δίνει τη δυνατότητα εφαρμογής διαφόρων τεχνικών έξυπνων κεραιών, όπως αυτών του χωρικού διαφορισμού, της χωρικής πολυπλεξίας και πολλαπλής πρόσβασης διαίρεσης χώρου (SDMA). Ο συνδυασμός των δυνατοτήτων του καναλιού οπτικής επαφής παράλληλα με την αρχιτεκτονική υβριδικής κεραίας και τον μεγάλο αριθμό στοιχειοκεραιών οδηγούν στη δημιουργία νέων τεχνικών βελτιστοποίησης και επεξεργασίας σήματος. Για παράδειγμα, κανάλια χαμηλής σκέδασης οδηγούν στην ανάπτυξη μιας διαφορετικής τεχνολογίας MIMO, αυτής της τεχνολογίας MIMO οπτικής επαφής, ενώ αντίστοιχα η πολλαπλή πρόσβαση διαίρεσης χώρου μπορεί να εκμεταλλευτεί καλύτερα την ανεξαρτησία των καναλιών μεταξύ διαφορετικών χρηστών. Εκτός αυτού, η χρήση τεχνικών έξυπνων κεραιών οδηγεί βοηθά ιδιαίτερα στη σχεδίαση καναλιών MIMO, καθώς βασίζεται σε μαθηματικά μοντέλα και όχι σε στατιστικές προσεγγίσεις.

3.3.1 Γεωμετρία συστοιχίας

Θεωρούμε μια τετραγωνική συστοιχία $M = M_x \times M_y$ υποσυστοιχίες, με κάθε υποσυστοιχία να αποτελείται από $N = N_x \times N_y$ στοιχεία, όπου M_x και M_y είναι ο αριθμός των υποσυστοιχιών σε x και y άξονα, αντίστοιχα, ενώ N_x και N_y είναι ο αριθμός των στοιχείων σε κάθε υποσυστοιχία σε x και y άξονα. Η θέση του στοιχείου i στη m -οστή υποσυστοιχία

$$m = m_y M_x + m_x \quad (3-2)$$

είναι $(X_{i,m}, Y_{i,m})$, όπου

$$X_{i,m} = X_{i,0} + m_x d_x^s, \quad m_x = 0, 1, \dots, M_x - 1 \quad (3-3)$$

$$Y_{i,m} = Y_{i,0} + m_y d_y^s, \quad m_y = 0, 1, \dots, M_y - 1 \quad (3-4)$$

ενώ με d_x^s και d_y^s συμβολίζονται οι αποστάσεις μεταξύ των υποσυστοιχιών για τον x και y άξονα, αντίστοιχα.

Η θέση $(X_{i,0}, Y_{i,0})$ του i στοιχείου με

$$i = i_y N_x + i_x, \quad i_x = 0, 1, \dots, N_x - 1, \quad i_y = 0, 1, \dots, N_y - 1 \quad (3-5)$$

είναι

$$X_{i,0} = X_{0,0} + i_x d_x^e \quad (3-6)$$

$$Y_{i,0} = Y_{0,0} + i_y d_y^e \quad (3-7)$$

όπου d_x^e και d_y^e είναι οι αποστάσεις της υποσυστοιχίας από τους άξονες x και y , αντίστοιχα. Για απλούστευση των συμβολισμών, οι συντεταγμένες του πρώτου στοιχείου συμβολίζονται ως $(0, 0)$, ενώ παραλείπεται ο δείκτης του άξονα στην περίπτωση όπου γίνεται αναφορά και στους 2.

3.3.2 Διαμόρφωση δέσμης και εκτίμηση γωνίας άφιξης

Στην περίπτωση των τεχνικών έξυπνης κεραίας, η διαμόρφωση δέσμης αφορά την δημιουργία μιας ή πολλαπλών δεσμών για την επίτευξη χωρικού διαφορισμού και την μείωση των παρεμβολών λόγω πολλαπλής πρόσβασης (multi-user interference), μέσω εκτίμησης των

προσπιπτόντων σημάτων και παραγωγής διανυσμάτων διαμόρφωσης βάσει των εκτιμήσεων αυτών.

Η εκτίμηση της γωνίας άφιξης σε μία υβριδική συστοιχία αποτελεί τη βάση για πολλές προηγμένες τεχνικές, όπως η διαμόρφωση δέσμης, η SU-MIMO και η SDMA. Διαφέρει σε σχέση με την εκτίμηση γωνίας άφιξης για αμιγώς αναλογικές ή ψηφιακές συστοιχίες, καθώς μια αμιγώς αναλογική συστοιχία χρησιμοποιεί σάρωση δέσμης και μια ψηφιακή χρησιμοποιεί τεχνικές ανάλυσης φάσματος και μέγιστη πιθανοφάνεια, σε αντίθεση με την υβριδική όπου πρέπει να γίνει προσαρμογή υπαρχόντων αλγορίθμων στην αρχιτεκτονική και στις διαφορετικές διατάξεις υποσυστοιχιών. Σε μια υβριδική συστοιχία, οι αλγόριθμοι εκτίμησης γωνίας άφιξης πρέπει να υλοποιηθούν αναδρομικά μεταξύ των ψηφιακών και αναλογικών μερών του συστήματος, και αυτό γιατί εκτίμηση γωνίας άφιξης χαμηλής ακρίβειας οδηγεί σε μειωμένη απολαβή αναλογικής διαμόρφωσης δέσμης και μειωμένο λόγο σήματος-προς-θόρυβο στ ψηφιακό μέρος, το οποίο με τη σειρά του οδηγεί σε ανακριβή εκτίμηση της γωνίας άφιξης. Επομένως, η εκτίμηση της γωνίας άφιξης μπορεί να βελτιωθεί μόνο μέσω αναδρομής ανανεώνοντας τα βάρη διαμόρφωσης δέσμης με τις τελευταίες εκτιμημένες τιμές της γωνίας άφιξης.

Έστω επίπεδο κύμα $\tilde{s}(t) = h x(t)$, το οποίο φτάνει στην υβριδική στοιχειοκεραία με γωνία ανύψωσης θ και γωνία αζιμούθιου φ , όπου $x(t)$ το εκπεμπόμενο σήμα και h οι απώλειες διαδρομής, και έστω $s_m(t)$ το λαμβανόμενο σήμα της ψηφιακής βασικής ζώνης της m -οστής υποσυστοιχίας. Αν αγνοηθούν οι παραμορφώσεις λόγω αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των στοιχειοκεραίων, το $s_m(t)$ μπορεί να εκφραστεί ως

$$s_m(t) = \tilde{s}(t) \sum_{i=0}^{N-1} P_{i,m}(\theta, \varphi) e^{j \frac{2\pi}{\lambda_c} (X_{i,m} \sin \theta \cos \varphi + Y_{i,m} \sin \theta \sin \varphi) + a_{i,m}} + z_m(t), m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3-8)$$

όπου $P_{i,m}(\theta, \varphi)$ είναι το διάγραμμα ακτινοβολίας, όπως αυτό προκύπτει από το i στοιχείο, το οποίο βρίσκεται στη m -οστή υποσυστοιχία με συντεταγμένες $(X_{i,m}, Y_{i,m})$, λ_c το μήκος κύματος της φέρουσας, $a_{i,m}$ η στροφή φάσης και $z_m(t)$ ο προσθετικός θόρυβος στην έξοδο της m -οστής υποσυστοιχίας.

Αν θεωρηθεί ότι όλες οι υποσυστοιχίες έχουν διάγραμμα ακτινοβολίας παγκατευθυντικής κεραίας, δηλαδή $P_{i,m}(\theta, \varphi) = 1$, η σχέση απλοποιείται ως εξής:

$$s_m(t) = \tilde{s}(t) P_m(\theta, \varphi) e^{j \frac{2\pi}{\lambda_c} (m_x d_x^s \sin \theta \cos \varphi + m_y d_y^s \sin \theta \sin \varphi)} + z_m(t) \quad (3-9)$$

όπου

$$P_m(\theta, \varphi) = \sum_{i=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{\lambda_c} (i_x d_x^e \sin \theta \cos \varphi + i_x d_x^e \sin \theta \sin \varphi) + a_{i,m}} \quad (3-10)$$

είναι το διάγραμμα ακτινοβολίας της m -οστής υποσυστοιχίας.

Η εκτίμηση της μοναδικής γωνίας άφιξης μπορεί να γίνει συνδυάζοντας δύο στοιχεία: τη γνώση για τη σταθερή διαφορά φάσης μεταξύ των αντίστοιχων στοιχείων δύο γειτονικών υποσυστοιχιών, και την εφαρμογή αλγορίθμου *differential beam tracking* ή *differential beam search* (DBS) για αποκεντρωμένες και εντοπισμένες συστοιχίες, αντίστοιχα. Η ανάγκη ύπαρξης δύο αλγορίθμων οφείλεται κυρίως στο γεγονός ότι στις εντοπισμένες διατάξεις υπάρχει ασάφεια στη διαφορά φάσης. Ο αλγόριθμος DBS αφαιρεί αυτή την ασάφεια, αυξάνοντας όμως την πολυπλοκότητα του συστήματος και μειώνοντας την ταχύτητα σύγκλισης. Η γνώση της διαφοράς φάσης εξαλείφει την αναγκαιότητα για γνωστό σήμα αναφοράς και μειώνει κατακόρυφα τις αρνητικές επιπτώσεις του φαινομένου *Doppler* στους υπολογισμούς.

Η βασική λογική γύρω από τους δύο αυτούς αλγορίθμους είναι παρόμοια, καθώς βασίζεται στην κοινή χρήση ενός στροφέα φάσης από τις στοιχειοκεραίες με ίδιο δείκτη μεταξύ των επιμέρους

υποσυστοιχιών, (δηλαδή $a_{i,m} = a_i$) και στον υπολογισμό της ετεροσυσχέτισης μεταξύ γειτονικών υποσυστοιχιών.

Για αποκεντρωμένες συστοιχίες, η ετεροσυσχέτιση μεταξύ γειτονικών υποσυστοιχιών δίνεται από τις σχέσεις:

$$R_x = E \left\{ s_{m_y, M_x + m_x}^*(t) s_{m_y, M_x + m_x + 1}(t) \right\} = E \{ |\tilde{s}(t)|^2 \} |P_m(\theta, \varphi)|^2 e^{jN_x u_x} \quad (3-11)$$

$$R_x = E \left\{ s_{m_y, M_x + m_x}^*(t) s_{(m_y + 1)M_x + m_x}(t) \right\} = E \{ |\tilde{s}(t)|^2 \} |P_m(\theta, \varphi)|^2 e^{jN_y u_y} \quad (3-12)$$

όπου

$$u_x = \frac{2\pi d_x^s \sin \theta \cos \phi}{\lambda_c N_x} \quad (3-13)$$

$$u_y = \frac{2\pi d_y^s \sin \theta \sin \phi}{\lambda_c N_y} \quad (3-14)$$

Οι παραπάνω δύο εξισώσεις περιέχουν την πληροφορία για τη γωνία άφιξης του προσπίπτοντος κύματος και παίρνουν τιμές στο διάστημα $[-\pi, \pi]$. Τα u_x, u_y προκύπτουν από τις αντίστοιχες ετεροσυσχετίσεις ως εξής:

$$u_x = \arg\{R_x\} \quad (3-15)$$

$$u_y = \arg\{R_y\} \quad (3-16)$$

Τα u_x, u_y , τα οποία προκύπτουν από τις παραπάνω εξισώσεις, μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να προσδιορίσουν τις στροφές φάσης στις υποσυστοιχίες. Οι ακριβείς τιμές των γωνιών ανύψωσης και αζιμούθιου προκύπτουν :

$$\theta = \text{sign}(u_x) \sin^{-1} \left(\frac{\lambda_c \sqrt{u_x^2 + u_y^2}}{2\pi d} \right), -\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \quad (3-17)$$

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{u_y}{u_x} \right), -\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2} \quad (3-18)$$

Στο πεδίο του διακριτού χρόνου, οι ετεροσυσχετίσεις για κάθε άξονα μπορούν να εκτιμηθούν επαναληπτικά, χρησιμοποιώντας τα σήματα εξόδου της ψηφιακής υποσυστοιχίας, δειγματοληπτημένα σε χρόνο $t = nT$, δηλαδή [14]

$$R_x^{(n)} = (1 - \mu) R_x^{(n-1)} + \mu \sum_{m_y=0}^{M_y-1} \sum_{m_x=0}^{M_x-2} s_{m_y, M_x + m_x}^*[n] s_{m_y, M_x + m_x + 1}[n] \quad (3-19)$$

$$R_y^{(n)} = (1 - \mu) R_y^{(n-1)} + \mu \sum_{m_y=0}^{M_y-1} \sum_{m_x=0}^{M_x-2} s_{m_y, M_x + m_x}^*[n] s_{(m_y + 1)M_x + m_x}[n] \quad (3-20)$$

όπου μ είναι η σταθερά ανανέωσης, με $0 < \mu < 1$. Όλες οι διαθέσιμες των υποσυστοιχιών χρησιμοποιούνται για την εκτίμηση της ετεροσυσχέτισης με στόχο τη μείωση του λόγου σήμα - προς - θόρυβο.

Ο αλγόριθμος ελέγχου αναλογικού στροφέα φάσης συνοψίζεται ως εξής:

- Ενημέρωση των ετεροσυσχετίσεων R_x, R_y βάσει των παραπάνω εξισώσεων.
- Υπολογισμός των $u_x^{(n)}$ και $u_y^{(n)}$.
- Προσδιορισμός των διαφορών φάσης των υποσυστοιχιών με βάση τη σχέση:

$$a_i^{(i)} = \frac{X_i u_x^{(n)} + Y_i u_y^{(n)}}{d}, i = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3-21)$$

Ο συγκεκριμένος αλγόριθμος είναι «τυφλός», δηλαδή δεν απαιτείται γνώση σχετικά με το σήμα αναφοράς $\tilde{s}(t)$.

Για διάταξη εντοπισμένης συστοιχία οι αποστάσεις μεταξύ υποσυστοιχιών δεν γίνεται να είναι μικρότερες του μισού μήκους κύματος. Όταν οι στοιχειοκεραίες βρίσκονται σε απόσταση μισού μήκους κύματος μεταξύ τους υπάρχουν N_x (ή N_y) πιθανές τιμές από τις γωνίες που προκύπτουν από τις ετεροσυσχετίσεις, φαινόμενο το οποίο ονομάζεται **ασάφεια φάσης**. Οι πιθανές τιμές δίνονται από τις σχέσεις:

$$u_x(q_x) = \text{mod} \left(\frac{\arg\{R_x\} + 2\pi q_x}{N_x}, 2\pi \right) - \pi, q_x \in [0, N_x - 1] \quad (3-22)$$

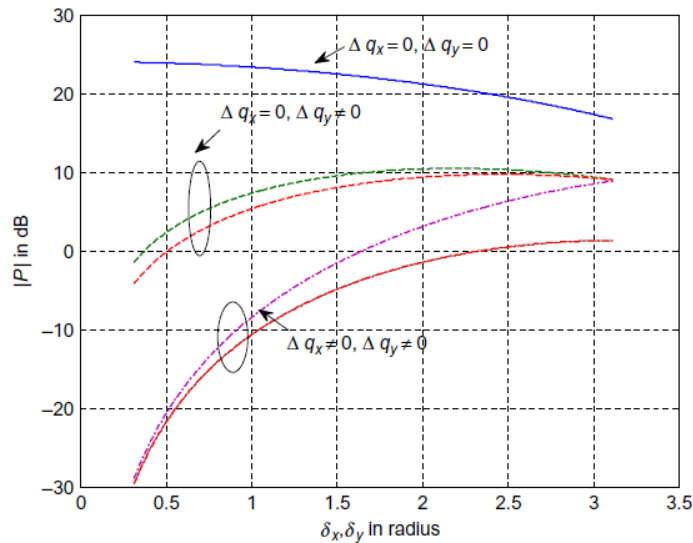
$$u_y(q_y) = \text{mod} \left(\frac{\arg\{R_y\} + 2\pi q_y}{N_y}, 2\pi \right) - \pi, q_y \in [0, N_y - 1] \quad (3-23)$$

Ο αλγόριθμος DBS επιλέγει την είσοδο της της επόμενης επανάληψης δοκιμάζοντας όλους τους πιθανούς συνδυασμούς (q_x, q_y) διαλέγοντας αυτόν που δίνει τη μέγιστη δυνατή ισχύ. Λόγω του σφάλματος εκτίμησης του όρου $\arg\{R\}$ και της ασυνέχειας της φάσης, ο αλγόριθμος αντιμετωπίζει θέματα σύγκλισης. Το σφάλμα εκτίμησης της γωνίας ετεροσυσχέτισης μπορεί να επηρεάσει σε μεγάλο βαθμό την τιμή του $|P_m(\theta, \varphi)|^2$ και κατά συνέπεια την επιλογή του κατάλληλου ζεύγους τιμών (q_x, q_y) για την επόμενη επανάληψη.

Έστω η τιμή της στροφής φάσης, όπως ορίζεται από τις εκτιμήσεις για την υποσυστοιχία (i_x, i_y) δίνεται από τη σχέση $\alpha(i_x, i_y) = -(i_x u_x + i_y u_y)$, και έστω τα σφάλματα εκτίμησης γωνίας ετεροσυσχέτισης δ και \hat{q} η πραγματική τιμή που παράγει το εκτιμώμενο u . Το διάγραμμα ακτινοβολίας όλης της υποσυστοιχίας προκύπτει από τη σχέση:

$$P_m(\theta, \varphi) = \sum_{i_y=0}^{N_y-1} \sum_{i_x=0}^{N_x-1} e^{j \left[\frac{(\delta_x + 2\pi(q_x - \hat{q}_x))}{N_x} i_x + \frac{(\delta_y + 2\pi(q_y - \hat{q}_y))}{N_y} i_y \right]} \quad (3-24)$$

Στην Εικόνα 3—15 παρουσιάζεται η μεταβολή του μέτρου της ισχύος για διαφορετικές τιμές σφάλματος εκτίμησης $\delta_x = \delta_y$ για $N_x = N_y$. Για τιμές σφάλματος εκτίμησης $\delta < 0.5$ η σωστή τιμή για τα q μπορεί να εντοπιστεί και σε χαμηλά SNR, επομένως απαραίτητη προϋπόθεση είναι ένας αλγόριθμος χαμηλού σφάλματος εκτίμησης για μικρούς λόγους σήμα-προς-θόρυβο.



Εικόνα 3—15: Διακύμανση του μέτρου της ισχύος με βάση το σφάλμα εκτίμησης για διαφορετικές τιμές του Δq .

Ένα από τα σημαντικότερα προβλήματα στην εκτίμηση της γωνίας άφιξης αποτελεί η ασυνέχεια φάσης. Η ασυνέχεια φάσης είναι ένα φαινόμενο, το οποίο εμφανίζεται όταν η τιμή της φάσης της μιγαδικής αυτοσυσχέτισης είναι περίπου ίση με π και η γωνία εκτίμησης κυμαίνεται γύρω από το π . Για παράδειγμα, μια γωνία αυτοσυσχέτισης $\arg\{R\} = 0.99\pi$ μπορεί να εκτιμηθεί -0.99π και, παρότι η απόκλιση αυτή είναι μικρή, μπορεί να οδηγήσει σε σημαντικές διαφοροποιήσεις στις τιμές του όρου $\exp\left(j\frac{\arg\{R\}}{N}\right)$ και, κατά συνέπεια του u για δεδομένο q .

Για την επίλυση των παραπάνω προβλημάτων μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας αλγόριθμος προσαρμογής, αναζήτησης και ιχνηλάτησης (*adaptive searching and tracking algorithm, AST*). Βασική ιδέα στον αλγόριθμο αυτόν είναι η εύρεση μιας καλής αρχικής εκτίμησης μέσω σάρωσης και η χρήση αυτής ως σημείο αναφοράς (*anchor*) [15]. Για την εύρεση αυτού του σημείου αναφοράς απαιτείται μεγαλύτερη ισχύς λήψης μέσω αναλογικής διαμόρφωσης δέσμης. Ο αλγόριθμος σκανάρει από ένα σετ επιλεγμένων τιμών γωνίας μέχρι να εντοπίσει τη γωνία εκείνη, στην οποία η ισχύς λήψης επιβεβαιώνει μια συγκεκριμένη συνθήκη, η οποία ονομάζεται **συνθήκη A** (*Condition A*). Εφόσον επαληθευτεί η συνθήκη αυτή, ο αλγόριθμος θα προχωρήσει σε μια φάση ιχνηλάτησης, κατά την οποία θα παρακολουθεί την ισχύ λήψης. Αν παραβιαστεί μια άλλη συνθήκη, η οποία ονομάζεται **συνθήκη B**, τότε ο αλγόριθμος μεταβαίνει πάλι στην πρότερη κατάσταση αυτή της αναζήτησης.

3.3.3 Single-user MIMO

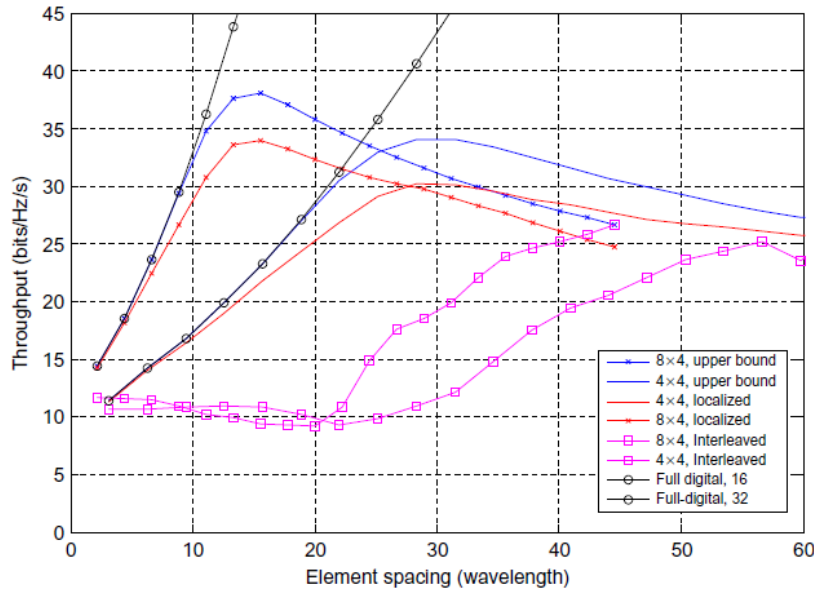
Στην περίπτωση του *single-user* MIMO, ανταλλάσσονται μεταξύ δύο συστοιχιών πολλαπλές ροές δεδομένων μέσω χωρικής πολυπλεξίας. Λόγω του *multipath sparsity*, το διάνυσμα που εκφράζει το κανάλι διάδοσης είναι ένας πίνακας *near-singular*, δηλαδή παρουσιάζει μεγάλη ευαισθησία σε σφάλματα και κατά συνέπεια η χωρητικότητα του συμβατικού MIMO στην περίπτωση αυτή πέφτει κατακόρυφα. Στην περίπτωση όπου η διαδρομή οπτικής επαφής υπερτερεί, η απολαβή πολυπλεξίας εξαρτάται πλήρως από την απολαβή του LOS-MIMO, δηλαδή από την σχετική θέση πομπού και δέκτη.

Για μια πλήρως ψηφιακή συστοιχία, η χωρητικότητα του LOS-MIMO, η οποία μπορεί να επιτευχθεί σε απόσταση *Rayleigh*, εξαρτάται από τον προσανατολισμό των συστοιχιών εκπομπής και λήψης, την απόστασή τους R , την απόσταση των στοιχειοκεραιών καθώς και των αριθμό των στοιχειοκεραιών. Η απόσταση *Rayleigh* οδηγεί σε έναν ορθογώνιο, μέγιστης τάξης πίνακα MIMO καναλιού, απαιτώντας όμως μη ρεαλιστικά μεγάλη απόσταση μεταξύ των στοιχειοκεραιών και του συνολικού μεγέθους της κεραίας. Για παράδειγμα, μια διάταξη δύο παράλληλων γραμμικών ομοιόμορφων συστοιχιών (ULA) σε απόσταση $R=500$ m απαιτεί απόσταση στοιχειοκεραιών γύρω στα 0.5 m. Η μέγιστη απόσταση που μπορεί να υποστηρίξει επικοινωνία με πολυπλεξία σε κανάλι LOS-MIMO καθορίζεται πρωτίστως από το γινόμενο των ανοιγμάτων των στοιχειοκεραιών πομπού και δέκτη, και όχι από τον αριθμό των στοιχείων σε κάθε άκρο. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι για μια ζεύξη μερικών χιλιομέτρων, η απολαβή πολυπλεξίας είναι ≤ 4 , ακόμα και για μεγάλες στοιχειοκεραίες με μέγεθος γύρω στα 5 m.

Τα αποτελέσματα για τη χωρητικότητα μιας πλήρως ψηφιακής συστοιχίας υποδεικνύουν ότι μια υβριδική συστοιχία δεν είναι επαρκής ώστε να καλύψει τις ανάγκες του *single-user* MIMO, καθώς η απολαβή πολυπλεξίας είναι περιορισμένη. Οι τιμές στροφής φάσης αποτελούν στην περίπτωση αυτή αναπόσπαστο κομμάτι του καναλιού και είναι η κύρια παράμετρος η οποία επηρεάζει τη χωρητικότητα μιας σταθερής συστοιχίας. Παρόλα αυτά, η βελτιστοποίηση της χωρητικότητας

αποτελεί προς το παρόν μια πρόκληση, καθώς δεν υπάρχουν διαθέσιμα αναλυτικά αποτελέσματα για το συγκεκριμένο πρόβλημα.

Στην Εικόνα 3—16 παρουσιάζεται το διάγραμμα της απόδοσης ως προς τη διάταξη των στοιχειοκεραιών για δύο υβριδικές ULAs 8×4 και 4×4 για σταθερή απόσταση μεταξύ των στοιχείων. Ο υπολογισμός της απολαβής γίνεται μέσω της εξίσωσης της χωρητικότητας για ντετερμινιστικά κανάλια χωρίς εφαρμογή του *water-filling* αλγορίθμου για βελτιστοποίηση της ισχύος.



Εικόνα 3—16: Απόδοση LOS-MIMO συστημάτων συναρτήσει της απόστασης των στοιχειοκεραιών.

Αυτά που μπορούν να σημειωθούν από το διάγραμμα αυτό, είναι τα παρακάτω:

- Το άνω όριο καθώς και η απόδοση για συγκεντρωμένες συστοιχίες είναι κυρτές συναρτήσεις της απόστασης των στοιχείων με τα μέγιστα να εντοπίζονται στα 15.75 και 31.5 μήκη κύματος για συστοιχία 8×4 και 4×4, αντίστοιχα, οι οποίες ισούται με το $\frac{1}{4}$ και το $\frac{1}{2}$ της απόστασης των στοιχείων στη συστοιχία, όταν η χωρητικότητα είναι μέγιστη.
- Για πρακτικά υλοποιήσιμα μεγέθη συστοιχίας, η υβριδική συστοιχία επιτυγχάνει απόδοση πολύ κοντά σε αυτή της συγκεντρωμένης συστοιχίας.
- Οι αποκεντρωμένες συστοιχίες πετυχαίνουν πολύ χαμηλότερη απόδοση σε σχέση με τις συγκεντρωμένες.

Συμπερασματικά το *single-user* MIMO δεν είναι ιδιαίτερα ελκυστική επιλογή για χιλιοστομετρικές επικοινωνίες λόγω χαμηλής απολαβής πολυπλεξίας και ισχυρής εξάρτησης από την απόσταση πομπού-δέκτη.

3.3.4 Πολλαπλή πρόσβαση διαίρεσης χώρου (*Space Division Multiple Access, SDMA*).

Οι τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης διαίρεσης χώρου σε υβριδικές συστοιχίες μπορούν να υποστηρίξουν M χρήστες. Λόγω όμως της ιδιαίτερης κατασκευής των υβριδικών συστοιχιών, η

χρονοδρομολόγηση των χρηστών (*user scheduling*), καθώς και η διαμόρφωση ακτινών αποτελούν πρόκληση καθώς διαφοροποιούνται από τις συμβατικές ψηφιακές συστοιχίες.

Έστω λοιπόν μια απλή μονοδιάστατη υβριδική γραμμική συστοιχία, όπως αυτή περιγράφηκε στο υποκεφάλαιο «Γεωμετρία συστοιχίας», και έστω $K \leq M$ χρήστες με γωνίες άφιξης θ_k , οι οποίοι συνδέονται μέσω της υβριδικής συστοιχίας ταυτόχρονα με τεχνικές SDMA. Για κανάλια οπτικής επαφής, το λαμβανόμενο σήμα στη βασική ζώνη μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\mathbf{y} = \mathbf{A} \begin{pmatrix} \mathbf{W}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{W}_{M-1} \end{pmatrix} \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (3-25)$$

Στην εξίσωση (3-25) το \mathbf{y} αντιπροσωπεύει ένα διάνυσμα $M \times 1$, το \mathbf{x} ένα διάνυσμα $K \times 1$ το οποίο εκφράζει το εκπεμπόμενο σήμα από K χρήστες, το \mathbf{z} αντιπροσωπεύει το $M \times 1$ διάνυσμα θορύβου, το \mathbf{H} έναν $K \times K$ διαγώνιο πίνακα με διαγώνια στοιχεία h_k , τα οποία εκφράζουν τις απώλειες διαδρομής για τον χρήστη k , το \mathbf{A} εκφράζει τον πίνακα στροφής φάσης $M \times NM$, που δίνεται από τη σχέση:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{a}_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{a}_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{a}_{M-1} \end{pmatrix} \quad (3-26)$$

με

$$\mathbf{a}_m = (e^{ja_{0,m}}, \dots, e^{ja_{N-1,m}}) \quad (3-27)$$

το οποίο περιγράφει ένα διάνυσμα στροφής φάσης της m -οστής υποσυστοιχίας και τέλος, \mathbf{W}_m είναι ένας πίνακας $N \times K$, ο οποίος περιγράφει το διάγραμμα ακτινοβολίας για τη m -οστή υποσυστοιχία, με το στοιχείο του (i, k) να περιγράφεται από τη σχέση:

$$w_{m,i,k} = e^{j\frac{2\pi}{\lambda_c}(id^e + md^s) \sin(\theta_k)} \quad (3-28)$$

Από την εξίσωση (3-25) προκύπτει ότι το λαμβανόμενο σήμα σε κάθε υποσυστοιχία αποτελεί μια μίξη των σημάτων από K χρήστες, και κατά συνέπεια οι τιμές στροφής φάσης επηρεάζουν όλα αυτά τα σήματα. Για την βέλτιστη χρονοδρομολόγηση των χρηστών απαιτείται συνδυαστική βελτιστοποίηση των τιμών στροφής φάσης και της συσχέτισης των χρηστών, διαδικασία ιδιαίτερα πολύπλοκη, ειδικά στην περίπτωση των διακριτών τιμών στροφής φάσης. Μια απλούστερη και μη βέλτιστη προσέγγιση είναι ο διαχωρισμός του καταμερισμού των χρηστών (*user allocation*) και της παραγωγής τιμών στροφής φάσης. Πιο συγκεκριμένα, κάθε υποσυστοιχία επικοινωνεί μόνο με έναν χρήστη, ένας χρήστης μπορεί να εξυπηρετηθεί από πολλαπλές υποσυστοιχίες και διαφορετικοί χρήστες είναι διαχωρισμένοι σε μεγάλο βαθμό ως προς τις θέσεις τους και μπορούν να εξυπηρετούνται από διαφορετικές υποσυστοιχίες. Ένα τέτοιο σύστημα θα είναι ιδιαίτερα αποδοτικό στην περίπτωση μεγάλου αριθμού χρηστών.

Η σχεδίαση ενός απλούστερου SDMA συστήματος μπορεί να διαχωριστεί σε τρία σημεία:

- Συσχέτιση υποσυστοιχιών με χρήστες.
- Προσδιορισμός τιμών στροφής φάσης.
- Προσδιορισμός των συντελεστών προκωδικοποίησης και εξισορρόπησης SDMA, με στόχο τη μείωση των παρεμβολών λόγω πολλαπλών χρηστών.

Το πρώτο σημείο μπορεί να υλοποιηθεί επιλέγοντας χρήστες με έντονα διαχωρισμένες γωνίες άφιξης, παράλληλα με παραπλήσιες τιμές απωλειών διαδρομής. Εφόσον οι χρήστες

συσχετισθούν με τις υποσυστοιχίες, οι τιμές στροφής φάσης μπορούν να προσδιοριστούν με χρήση κάποιου μεθόδου, όπως τη μεγιστοποίηση της απολαβής αναλογικής διαμόρφωσης δέσμης και τη μεγιστοποίηση του λόγου σήμα-προς-θόρυβο και παρεμβολών. Λόγω του ότι οι τιμές στροφής φάσης είναι διακριτές, μπορούν στην περίπτωση αυτή να εφαρμοστούν τεχνικές αναζήτησης και κατασκευής *codebook* παρόμοιες με αυτές των MIMO καναλιών. Το δεύτερο και το τρίτο βήμα μπορούν να υλοποιηθούν ταυτόχρονα με σκοπό την βελτίωση της απόδοσης του συστήματος. Για παράδειγμα, τα δύο βήματα συνδυάζονται και ο σχεδιασμός της διαμόρφωσης δέσμης διαμορφώνεται ως πρόβλημα ελαχιστοποίησης ισχύος περιορισμένο ως προς το SINR. Απλοποιείται περαιτέρω ως *semi-definite* πρόβλημα, υποθέτοντας μεγάλα *Ricean* κανάλια παράγοντα K , που βασίζονται στο *sparsity* του καναλιού και κυριαρχούν στη διάδοση LOS. Πιο προηγμένος και περίπλοκος σχεδιασμός *beamformer* έχει διερευνηθεί εξετάζοντας γενικότερες περιπτώσεις, όπου εφαρμόζεται διαμόρφωση *cross subarray*. Δηλαδή, τα σήματα διαφορετικών χρηστών προκωδικοποιούνται και αντιστοιχίζονται σε πολλές υποσυστοιχίες, και κάθε υποσυστοιχία θα σχηματίσει πολλαπλές δέσμες που «δείχνουν» πολλούς χρήστες. Αυτές οι τεχνικές εκμεταλλεύονται σε μεγάλο βαθμό το *sparsity* των καναλιών για να απλοποιήσουν τον σχεδιασμό του *beamformer*. Για παράδειγμα, η μέτρηση βελτιστοποίησης, όπως η χωρητικότητα ή η αμοιβαία πληροφορία ενός υβριδικού συστήματος συστοιχίας, είναι γενικά μια μη κυρτή συνάρτηση υπό τους περιορισμούς των αναλογικών στροφών φάσης. Για να γίνει το πρόβλημα βελτιστοποίησης ανιχνεύσιμο, εφαρμόζεται προσέγγιση για την απλοποίηση της μετρικής μέσω εκμετάλλευσης του μεγάλου αριθμού κεραιών, το *sparsity* των καναλιών και την υψηλή αυτοσυσχέτιση που παρουσιάζει ο πίνακας του καναλιού. Για παράδειγμα, η μετρική βελτιστοποίησης, όπως η χωρητικότητα ή η αμοιβαία πληροφορία ενός υβριδικού συστήματος συστοιχιών, είναι γενικά μια μη κυρτή συνάρτηση εξαρτώμενη από τους αναλογικούς στροφείς φάσης. Για να γίνει το πρόβλημα βελτιστοποίησης διαχειρίσιμο, εφαρμόζεται προσέγγιση για την απλοποίηση της μέτρησης μέσω του μεγάλου αριθμού κεραιών, του *sparsity* των καναλιών και της υψηλής αυτοσυσχέτισης του πίνακα καναλιού. Μια προσέγγιση του προβλήματος αυτού είναι με χρήση *Joint Spatial Division and Multiplexing (JSDM)*. Στην περίπτωση του JSDM, οι χρήστες χωρίζονται σε *groups* με βάση τη συνδιασπορά (*covariance*) του πίνακα καναλιού του καθενός και στη συνέχεια για κάθε *group* ορίζεται ο *spatial division prebeamformer* και ο *multi-user MIMO precoder*. Ο *prebeamformer* ορίζεται σύμφωνα με τον πίνακα συνδιασποράς, επομένως δεν απαιτείται ανατροφοδότηση (*feedback*) σε πραγματικό χρόνο. Ο *precoder* ορίζεται χρησιμοποιώντας στιγμιαίες τιμές του καναλιού, οι οποίες μπορούν να ανακτηθούν με σχετική ευκολία λόγω της μείωσης των διαστάσεων της συστοιχίας έπειτα από το *prebeamforming*.

Κεφάλαιο 4 : *Massive MIMO* και επίπεδο ζεύξης

Η εκθετική αύξηση των απαιτήσεων των υπηρεσιών πολυμέσων και η επιθυμία για αδιάλειπτη πρόσβαση δεδομένων από κινητούς χρήστες, υποχρέωσαν τους τηλεπικοινωνιακούς φορείς να επανεξετάσουν τον τρόπο που σχεδιάζονται τα κυψελωτά δίκτυα. Για να ικανοποιήσουν τη ζήτηση, οι ασύρματες βιομηχανίες περιέγραψαν ένα νέο πρότυπο πέμπτης γενιάς (5G). Η έρευνα για τα ασύρματα συστήματα του 5G, που στοχεύει στην επίλυση αρκετών πρωτοφανών τεχνικών απαιτήσεων και προκλήσεων, έχει προσελκύσει αυξανόμενο ενδιαφέρον τόσο από τον ακαδημαϊκό όσο και από τον βιομηχανικό κλάδο τα τελευταία χρόνια. Για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις του 5G, θα μπορούσε κάποιος να υποθέσει ότι αρκεί η βελτίωση της φασματικής και ενεργειακής απόδοσης του τρέχοντος δικτύου τέταρτης γενιάς (4G), το οποίο είναι κορεσμένο στις συχνότητες από 600 MHz έως 3 GHz. Μελέτες βέβαια έχουν δείξει ότι μόνο αυτή η βελτίωση δεν θα επιτύχει την απαιτούμενη χωρητικότητα δικτύου του 5G.

Γι' αυτό τον λόγο, η ζώνη των χιλιοστομετρικών συχνοτήτων από τα 30 GHz ως και τα 300 GHz έχει προσεγγίσει το ενδιαφέρον ως προς την επίτευξη της χωρητικότητας λόγω του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Βέβαια, παρά το γεγονός ότι το διαθέσιμο εύρος ζώνης είναι πολύ μεγάλο, τα χαρακτηριστικά διάδοσης διαφέρουν αρκετά από αυτά των μικροκυματικών συχνοτήτων. Πιο συγκεκριμένα, οι διαφορές συνοψίζονται στα παρακάτω σημεία:

1. Απώλειες διαδρομής

Σύμφωνα με τον νόμο του *Friis*, οι απώλειες διαδρομής αυξάνουν με την αύξηση της συχνότητας του φέροντος και συγκεκριμένα οι απώλειες διαδρομής ελεύθερου χώρου είναι αντίστροφα ανάλογες του τετραγώνου της συχνότητας φέροντος. Έτσι, για επικοινωνία σημείου-προς-σημείο είναι αναμενόμενη η ραγδαία αύξηση των απωλειών στην περίπτωση μετάβασης σε χιλιοστομετρικές συχνότητες.

2. Περίθλαση και απόφραξη (*blockage*)

Η περίθλαση οδηγεί σε διάδοση κύματος στην περιοχή της λεγόμενης γεωμετρικής σκιάς πίσω από τα εμπόδια. Η γεωμετρική σκιά είναι ένα θεωρητικό κατασκεύασμα, το οποίο ισοδυναμεί με τη «σκιά» ενός αντικειμένου στην περίπτωση που δεν λάμβανε χώρα το φαινόμενο της περίθλασης. Η περίθλαση μπορεί να οδηγήσει σε μη αμελητέα φαινόμενα πολυδιάδοσης σε συνθήκες οπτικής (LOS) αλλά και μη οπτικής (NLOS) επαφής. Όπως είναι γνωστό από την ηλεκτρομαγνητική θεωρία, το φαινόμενο της διάθλασης είναι πιο ασθενές στην περίπτωση που τα «εμπόδια» έχουν διαστάσεις σημαντικά μεγαλύτερες από το μήκος κύματος των διαθλωμένων ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Επιπρόσθετα, οι μικροκυματικές συχνότητες είναι διεισδυτικότερες σε στερεά υλικά και κτήρια, σε σχέση με τις χιλιοστομετρικές, κάτι που έχει ως αποτέλεσμα οι δεύτερες να επηρεάζονται πολύ πιο έντονα από φαινόμενα σκίασης και περίθλασης. Πιο συγκεκριμένα, σε χιλιοστομετρικές συχνότητες έχουν καταγραφεί απώλειες μεγαλύτερες των 30 dB λόγω οικοδομικών υλικών, ενώ έχουν παρατηρηθεί απώλειες της τάξης των 35 dB στην περίπτωση ύπαρξης ανθρώπινου σώματος, ενώ για μικροκυματικές συχνότητες οι αντίστοιχες απώλειες είναι αμελητέες [16].

3. Απώλειες λόγω βροχόπτωσης

Οι απώλειες λόγω βροχόπτωσης είναι αρκετά υψηλές στις χιλιοστομετρικές συχνότητες, φτάνοντας τα 10 dB/km για συχνότητες κοντά στα 75 GHz.

4. Απώλειες λόγω βλάστησης

Οι απώλειες λόγω βλάστησης μπορούν να αποτελέσουν περιοριστικό παράγοντα σε διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης. Εμπειρικά αποτελέσματα έχουν δείξει ότι για απόσταση 10 m εντός περιοχής με βλάστηση, οι απώλειες για συχνότητες στα 80 GHz φτάνουν τα 23.5 dB, περίπου 15 dB υψηλότερα απ' ό,τι για συχνότητες στα 3 GHz.

Όλα τα παραπάνω συνηγορούν στο ότι οι συνολικές απώλειες στις χιλιοστομετρικές συχνότητες είναι αρκετά μεγαλύτερες από αυτές των μικροκυματικών. Ένα στοιχείο το οποίο δρα αντισταθμιστικά ως προς την απώλεια διαδρομής είναι η δυνατότητα τοποθέτησης πολλών στοιχειοκεραιών σε μικρή φυσική απόσταση μεταξύ τους, το οποίο θεωρητικά αυξάνει αρκετά το κέρδος χωρικής επεξεργασίας. Παρόλα αυτά, λόγω των πολλών στοιχειοκεραιών αυξάνεται η πολυπλοκότητα κατασκευής και υπολογισμών για την επίτευξη των επιθυμητού κέρδους. Η απόδοση ενός χιλιοστομετρικού συστήματος ασύρματης επικοινωνίας βασίζεται σε έναν αριθμό προσεγγίσεων, συμπεριλαμβανομένων του συστήματος μετάδοσης (αν δηλαδή χρησιμοποιηθεί διαμόρφωση δέσμης (*beamforming*), πολυπλεξία ή αμφότερα), η προσέγγιση αναγνώρισης του καναλιού, ο τρόπος σχεδίασης της κυματομορφής του εκπεμπόμενου σήματος και οι στρατηγικές πρόσβασης.

Η τεχνική MIMO είναι μια από τις πιο υποσχόμενες για τη βελτίωση της απόδοσης σε ασύρματα κανάλια. Για την πλήρη εκμετάλλευση των δυνατοτήτων της τεχνικής MIMO είναι δυνατή η χρησιμοποίηση ψηφιακού *beamforming* (*Digital Beamforming*, DB) όπου κάθε αλυσίδα RF αντιστοιχεί σε μια κεραία. Στην πραγματικότητα, αυτή η προσέγγιση είναι ρεαλιστική για συστήματα 4^{ης} ή προγενέστερης γενιάς, όπου ο αριθμός των στοιχειοκεραιών σε μια συστοιχία είναι μικρός (περίπου 10 στοιχειοκεραίες). Κάτι τέτοιο δεν είναι δυνατό να πραγματοποιηθεί σε χιλιοστομετρικά συστήματα, καθώς αυτά είναι εξοπλισμένα με πολύ μεγαλύτερο αριθμό στοιχειοκεραιών ανά συστοιχία. Μια προσέγγιση για τη λύση του προβλήματος αυτού είναι το *hybrid beamforming*, το οποίο πραγματοποιείται τόσο στο ψηφιακό όσο και στο αναλογικό πεδίο. Οι MIMO επικοινωνίες είναι επίσης γνωστές για τη δυνατότητα τους να μεταδώσουν ανεξάρτητη πληροφορία μέσω διαφορετικών στοιχειοκεραιών (χωρική πολυπλεξία). Συγκεκριμένα, τα χιλιοστομετρικά συστήματα είναι κατάλληλα για τη χρήση πολύ μεγάλου αριθμού στοιχειοκεραιών (της τάξης των 100 με 1000). Επιπρόσθετα, λειτουργούν στις πολύ υψηλές συχνότητες, όπου τα διαθέσιμα εύρη ζώνης είναι αρκετά μεγάλα (στα 7 GHz) των 60 GHz. Το γεγονός αυτό ενθαρρύνει την εξέταση μετάδοσης με χωρική πολυπλεξία με στόχο την αύξηση της απόδοσης σε επίπεδο ζεύξης. Η χωρική πολυπλεξία προσθέτει σε κέρδος με το λεγόμενο **κέρδος πολυπλεξίας**, το οποίο αυξάνει τη συνολική απόδοση της μετάδοσης υποδιαιρώντας το εξερχόμενο σήμα σε πολλαπλά τμήματα τα οποία εκπέμπονται ταυτόχρονα και παράλληλα στο ίδιο κανάλι RF μέσω διαφορετικών κεραιών. Επιπλέον, για να λειτουργήσει σωστά η χωρική πολυπλεξία πρέπει το κανάλι να παρέχει επαρκή αποσυσχέτιση για τις κεραίες, οι οποίες βρίσκονται κοντά ή μια στην άλλη. Η χωρική πολυπλεξία μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ένα σύστημα ενός χρήστη (*single-user system*) μέσω της εκμετάλλευσης του χωρικού διαχωρισμού των κεραιών, ενώ για ένα σύστημα πολλαπλών χρηστών μέσω της κατευθυντικής πληροφορίας του εξοπλισμού του κάθε χρήστη.

Η απόδοση κάθε τεχνικής εκ των *beamforming* και χωρικής πολυπλεξίας εξαρτάται από τη διαθεσιμότητα της γνώσης των συνθηκών καναλιού (CSI), μέσω της οποίας επιτυγχάνεται μεγαλύτερη χωρητικότητα. Γενικά, η ποιότητα ενός εκτιμητή καναλιού μπορεί να βελτιωθεί αυξάνοντας την περίοδο εκπαίδευσης καναλιού. Παρόλα αυτά, εφόσον τα κανάλια στην πραγματικότητα έχουν έναν περιορισμένο χρόνο συνοχής για τον οποίο το κανάλι θεωρείται σχεδόν σταθερό η περίοδος εκπαίδευσης δεν μπορεί να καθοριστεί ώστε να ικανοποιήσει τις

απαιτήσεις. Επιπλέον, καθώς τα χιλιοστομετρικά συστήματα είναι κατά πάσα πιθανότητα εξοπλισμένα με μικρότερο αριθμό αλυσίδων RF σε σχέση με στοιχειοκεραίες, τότε η γνώση συνθηκών καναλιού (CSI) μπορεί να πρέπει να ταυτοποιηθεί σε περιορισμένες χωρικές διαστάσεις, το οποίο έχει ως αποτέλεσμα να επιδεινώνεται η ποιότητα εκτίμησης καναλιού και η απόδοση επίπεδο ζεύξης. Άλλος ένας σημαντικός παράγοντας που επηρεάζει την απόδοση σε επίπεδο ζεύξης ενός ασύρματου καναλιού είναι η κυματομορφή του εκπεμπόμενου σήματος, καθώς διαφορετικές κυματομορφές οδηγούν σε διαφορετικές αποδόσεις σε όρους εκτίμησης καναλιού και *beamforming*. Για παράδειγμα, αν γίνει χρήση κυματομορφής OFDM, απαιτείται για κάθε στοιχειοκεραία ενισχυτής υψηλού δυναμικού εύρους. Αυτό με τη σειρά του δημιουργεί ακόμα ένα *overhead* για τα χιλιοστομετρικά συστήματα. Από την άλλη, η χρήση ενισχυτών χαμηλού κόστους θα οδηγήσει σε ψαλιδισμό σε έναν αριθμό εκπεμπόμενων σημάτων, το οποίο θα οδηγήσει στην απώλεια ορθογωνιότητας μεταξύ των υποφερουσών. Εκτός αυτού, η σχεδίαση αυτή αποδίδει πολύ υψηλό *Peak To Average Power Ratio* (PAPR) για τα εκπεμπόμενα σήματα, το οποίο αλλοιώνει δραματικά την απόδοση, αυξάνοντας κατακόρυφα το *Bit Error Rate* (BER). Ένας άλλος σημαντικός παράγοντας για την απόδοση επιπέδου ζεύξης των χιλιοστομετρικών συστημάτων είναι η στρατηγική πρόσβασης ασύρματου καναλιού. Από αυτή την άποψη, η ιδέα της ταυτόχρονης σύνδεσης του εξοπλισμού του χρήστη με τις ζώνες μικροκυμάτων και χιλιοστομετρικών έχει προωθηθεί για χιλιοστομετρικά συστήματα μικρών κυψελών που επικαλύπτονται (δηλαδή, μια μικρή κυψέλη επικαλύπτεται με τον *macro* σταθμό βάσης). Με αυτόν τον τρόπο, τα επίπεδα ελέγχου και δεδομένων μπορούν να διαχωριστούν έτσι ώστε τα κρίσιμα δεδομένα ελέγχου να μεταδίδονται μέσω αξιόπιστων ζεύξεων μικροκυμάτων μεταξύ χρηστών και *macro* σταθμών βάσης, ενώ οι επικοινωνίες δεδομένων υψηλής ταχύτητας μεταξύ χρηστών και σταθμών βάσης μικρών κυψελών πραγματοποιούνται σε χιλιοστομετρικές συχνότητες. Κατά συνέπεια, μπορούν να διατηρηθούν αξιόπιστες και σταθερές επικοινωνίες, ενώ αποκομίζονται τα οφέλη της χιλιοστομετρικής ζώνης συχνοτήτων.

4.1 Beamforming

Η χρήση πολλαπλών κεραιών στον πομπό ή/και στον δέκτη βελτιώνει τη συνολική απόδοση του συστήματος. Αυτή η βελτίωση της απόδοσης είναι δυνατή χρησιμοποιώντας *beamforming*, όπου πραγματοποιείται με την εκμετάλλευση της γνώσης των συνθηκών καναλιού. Η απόδοση ενός *beamformer* επιτυγχάνει τη μέγιστη δυνατή απόδοση, όταν οι σταθερές του καναλιού (*channel coefficients*), που αντιστοιχούν σε διαφορετικά ζεύγη κεραιών εκπομπής και λήψης, παρουσιάζουν ανεξάρτητες διαλείψεις. Για μια δεδομένη φέρουσα συχνότητα, ένα τέτοιο ανεξάρτητο κανάλι διαλείψεων εμφανίζεται, όταν η απόσταση μεταξύ δύο στοιχειοκεραιών είναι τουλάχιστον 0.5λ, όπου λ είναι το μήκος κύματος. Έτσι, για μια σταθερή χωρική διάσταση, ο αριθμός των κεραιών αυξάνεται καθώς η φέρουσα συχνότητα αυξάνεται, κάτι που κατά συνέπεια βοηθά στη χρησιμοποίηση μεγάλων συστοιχιών κεραιών σε χιλιοστομετρικές συχνότητες σε σύγκριση με αυτές των μικροκυμάτων. Για παράδειγμα, σε έναν παράγοντα μορφής κεραίας 1 m, μπορεί κανείς να αναπτύξει περίπου 214 και 14 στοιχεία κεραίας λειτουργώντας σε φέρουσες συχνότητες 30 και 2 GHz, αντίστοιχα.

4.2 Ψηφιακό Beamforming

Το *beamforming* είναι η διαδικασία ελέγχου του πλάτους και της φάσης του εκπεμπόμενου ή/και του λαμβανόμενου σήματος σύμφωνα με την επιθυμητή εφαρμογή και το περιβάλλον καναλιού. Σε ένα σύστημα MIMO, η μετάδοση με δέσμη είναι η πιο ευρέως διαδεδομένη προσέγγιση όπου

μπορεί να πραγματοποιηθεί τόσο για συστήματα ενός χρήστη όσο και για συστήματα πολλαπλών χρηστών. Σε ένα συμβατικό ψηφιακό *beamforming* απαιτείται μία αλυσίδα RF για κάθε στοιχειοκεραία στον σταθμό βάσης και στον εξοπλισμό χρήστη (User Equipment, UE), όπου μια αλυσίδα RF περιλαμβάνει ενισχυτή χαμηλού θορύβου, μετατροπέα υποβιβασμού, μετατροπέα ψηφιακού σε αναλογικό (DAC), μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό (ADC) και ούτω καθεξής.

Στη συνέχεια εξετάζεται ένα σενάριο συμβατικού *beamforming*, όπου ένας σταθμός βάσης με N στοιχειοκεραίες εξυπηρετεί K αποκεντρωμένους εξοπλισμούς χρηστών. Σε κάθε διάρκεια συμβόλου, τα δεδομένα του συμβόλου συνενώνονται σε μορφή του διανύσματος \mathbf{d} , όπου

$$\mathbf{d} = [d_1, d_2, \dots, d_k] \quad (4-1)$$

με d_k να αντιστοιχεί στο σύμβολο δεδομένων του k -οστού χρήστη. Στη συνέχεια, το k -οστό UE σύμβολο πολλαπλασιάζεται με το αντίστοιχο διάνυσμα *beamforming* b_k για να δημιουργηθεί το εκπεμπόμενο διάνυσμα, το οποίο αντιστοιχεί στον k -οστό UE, όπου

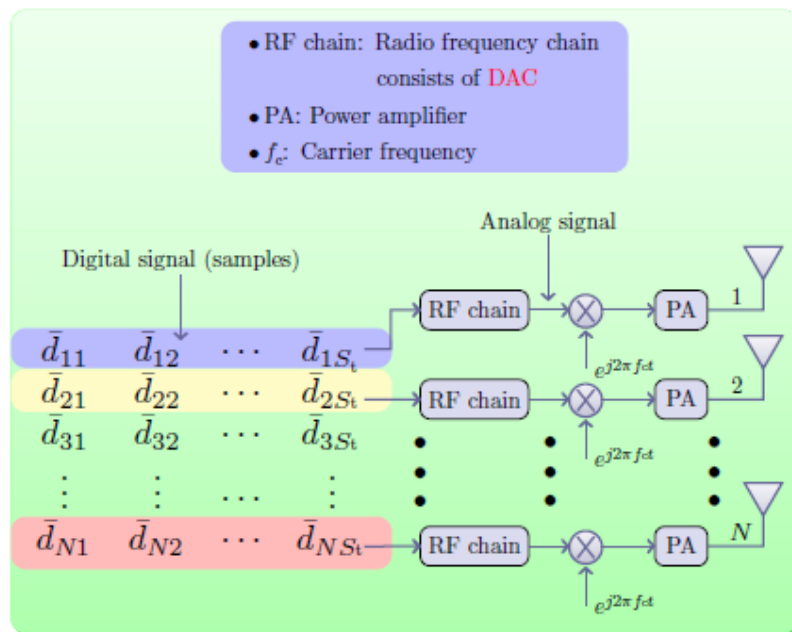
$$x_k = b_k d_k \quad (4-2)$$

με το x_k να αντιστοιχεί στο *beamformed* δείγμα από τον k -οστό UE ανά περίοδο συμβόλου.

Τελικά, όλα τα εκπεμπόμενα διανύσματα μπορούν να συνοψιστούν ως

$$\bar{\mathbf{d}} = \sum_{i=1}^K x_i \quad (4-3)$$

τα οποία περνούν μέσα από τις αλυσίδες RF και εκπέμπονται μέσω όλων των στοιχειοκεραίων. Στην περίπτωση εκπομπής S_t συμβόλων για κάθε UE, ο πομπός εκπέμπει $\bar{d}_1, \bar{d}_2, \dots, \bar{d}_{S_t}$ σειρές πληροφορίας. Η παραπάνω διαδικασία αναπαρίσταται στην Εικόνα 4—1.



Εικόνα 4—1: Αρχιτεκτονική πομπού με *digital beamforming* (προκωδικοποίηση).

Γενικά, ο πίνακας διαμόρφωσης δέσμης \mathbf{B} είναι η παράμετρος σχεδίασης, που εξαρτάται από τη διακύμανση του καναλιού και του θορύβου και μπορεί να χρειαστεί να βελτιστοποιηθεί με βάση διαφορετικά κριτήρια σχεδιασμού.

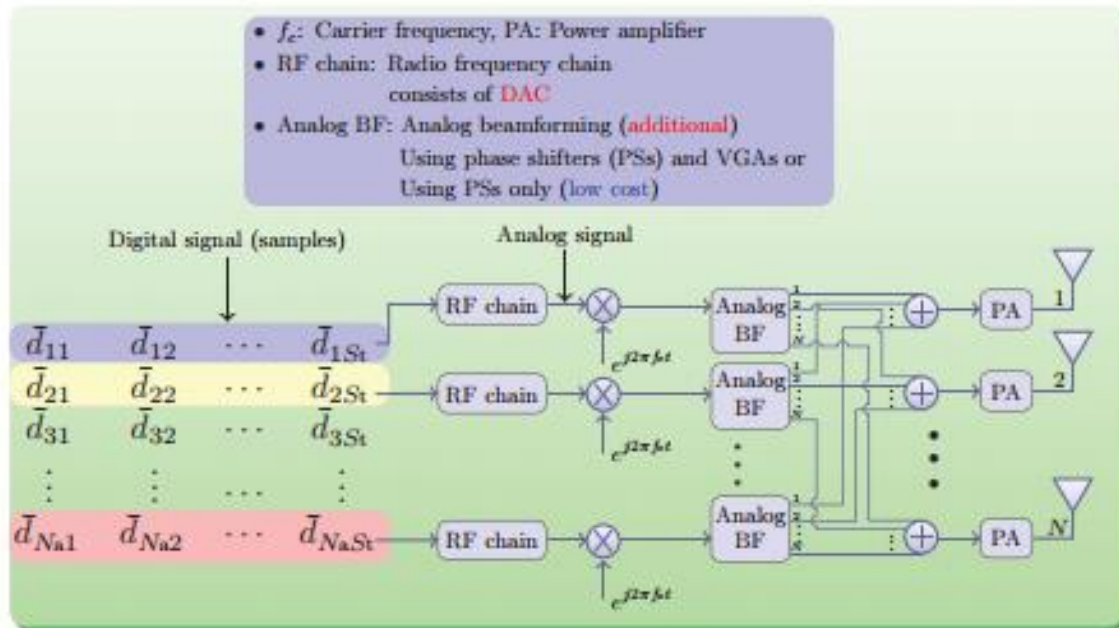
Όπως φαίνεται στην Εικόνα 4—1, κάθε κεραία απαιτεί μία αλυσίδα RF. Η λογική αυτή μπορεί να ακολουθηθεί σε μικροκυματικά συστήματα, όπου η τάξη μεγέθους των χρησιμοποιούμενων κεραιών είναι η δεκάδα. Καθώς όμως τα χιλιοστομετρικά συστήματα χρησιμοποιούν πολύ μεγαλύτερο αριθμό κεραιών, εκτοξεύοντας κατά συνέπεια το κόστος και την κατανάλωση ενέργειας των μετατροπών DAC και ADC, η κατανομή μιας αλυσίδας RF για κάθε κεραία είναι ένα πρακτικά μη υλοποιήσιμο σενάριο. Για τον λόγο αυτό, η σχεδίαση διαμόρφωσης δέσμης με περιορισμένο αριθμό αλυσίδων RF είναι μια πιο ελκυστική λύση.

4.3 Υβριδικό Beamforming

Μια προσέγγιση για την επίλυση του προβλήματος της απαίτησης μεγάλου αριθμού αλυσίδων RF για τα χιλιοστομετρικά συστήματα είναι η χρήση υβριδικού *beamforming* και η εκμετάλλευση τόσο του ψηφιακού όσο και του αναλογικού πεδίου. Στο ψηφιακό πεδίο, το *beamforming* μπορεί να πραγματοποιηθεί μέσω χρήσης μικροεπεξεργαστών, ενώ στο αναλογικό πεδίο με χρήση στροφέων φάσης (*phase shifters*) και ενισχυτών μεταβλητού κέρδους (VGA). Στην Εικόνα 4—2 παρουσιάζεται μια τυπική αρχιτεκτονική του πομπού για ένα σύστημα, όπου ο σταθμός βάσης έχει N αριθμό κεραιών και $N_\alpha < N$ αλυσίδες RF και εισάγοντας (*incorporating*) ένα υβριδικό (αναλογικό-ψηφιακό) *beamforming* εξυπηρετεί K αποκεντρωμένους εξοπλισμούς χρηστών.

Πίνακας 1: Συμβολισμοί Ψηφιακού Beamforming

Μεταβλητές	Ορισμός
d_k	Εκπεμπόμενο σύμβολο για τον k -οστό εξοπλισμό χρήστη ανά περίοδο συμβόλου
$\mathbf{d} = [d_1, d_2, \dots, d_k]$	Εκπεμπόμενο σύμβολο όλων των εξοπλισμών χρήστη ανά περίοδο συμβόλου
$\tilde{\mathbf{b}}_k \in \mathbb{C}^{N_\alpha \times 1}$	Διάνυσμα <i>beamforming</i> για τον k -οστό εξοπλισμό χρήστη
$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_k]$	Πίνακας <i>beamforming</i> για όλους τους εξοπλισμούς χρήστη
$\mathbf{x}_k = \mathbf{b}_k d_k$	<i>Beamformed</i> δείγμα του k -οστού εξοπλισμού χρήστη ανά περίοδο συμβόλου
$\bar{\mathbf{d}} = \sum_{i=1}^K \mathbf{x}_i = \mathbf{Bd}$	Εκπεμπόμενα δείγματα ανά περίοδο συμβόλου



Εικόνα 4—2: Αρχιτεκτονική πομπού με υβριδικό beamforming.

Εφόσον η τιμή των αλυσίδων RF είναι κατά πολύ μεγαλύτερη των αναλογικών ηλεκτρονικών στοιχείων κατά την πραγματοποίηση του αναλογικού πίνακα *beamforming* \mathbf{A} του υβριδικού *beamforming*, υπάρχει δυνατότητα ελέγχου αυτού του κόστους μέσω του ελέγχου του αριθμού των αλυσίδων RF. Παρόλα αυτά, το σύστημα χάνει $N - N_\alpha$ βαθμούς ελευθερίας σε σχέση με το ψηφιακό *beamforming*, συνεπώς η απόδοση του υβριδικού δεν μπορεί να φτάσει ή να ξεπεράσει αυτή του ψηφιακού. Επομένως, υπάρχει μια ανταλλαγή μεταξύ κόστους και απόδοσης.

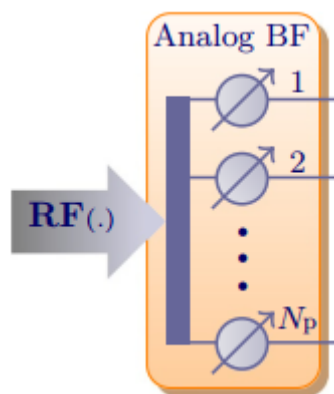
Το αναλογικό μέρος της αρχιτεκτονικής του υβριδικού *beamforming* μπορεί να πραγματοποιηθεί χρησιμοποιώντας VGA και PS. Βέβαια, η τιμή των VGA είναι μεγαλύτερη των PS, με αποτέλεσμα να έχει αποκτήσει μεγαλύτερη βαρύτητα η σχεδίαση με χρήση PS. Για αυτούς τους λόγους, ορισμένες αρχιτεκτονικές, που έχουν προταθεί, προϋποθέτουν ότι το ψηφιακό *beamforming* υλοποιείται με χρήση μικροεπεξεργαστών, ενώ το αναλογικό με χρήση μόνο PS. Για τον λόγο αυτό, ένα από τα θεμελιώδη ζητήματα της υβριδικής αναλογικής ψηφιακής αρχιτεκτονικής είναι ο τρόπος χρήσης μικρότερου αριθμού αλυσίδων RF διατηρώντας σχεδόν την ίδια απόδοση του συστήματος με το ψηφιακό. Η κύρια πρόκληση σχετίζεται με το γεγονός ότι ο αριθμός των κεραιών είναι μεγαλύτερος του αριθμού των αλυσίδων RF, και τα στοιχεία του αναλογικού πίνακα *beamforming* \mathbf{A} σχεδιάζονται χρησιμοποιώντας μόνο PS που έχουν σταθερό μέτρο. Για το σταθερό πίνακα \mathbf{A} μπορεί κανείς να σχεδιάσει το \mathbf{B} εφαρμόζοντας τις τεχνικές που χρησιμοποιούνται στο συμβατικό ψηφιακό *beamforming*. Για τη σχεδίαση του πίνακα \mathbf{A} έχουν προταθεί 2 προσεγγίσεις: ενός PS και συζευγμένων PS.

Πίνακας 2: Συμβολισμοί Υβριδικού Beamforming

Μεταβλητές	Ορισμός
d_k	Εκπεμπόμενο σύμβολο για τον k -οστό εξοπλισμό χρήστη ανά περίοδο συμβόλου
$\mathbf{d} = [d_1, d_2, \dots, d_k]$	Εκπεμπόμενο σύμβολο όλων των εξοπλισμών χρήστη ανά περίοδο συμβόλου
$\tilde{\mathbf{b}}_k \in \mathbb{C}^{N_a \times 1}$	Διάνυσμα <i>beamforming</i> για τον k -οστό εξοπλισμό χρήστη ($N_a < N$)
$\tilde{\mathbf{B}} = [\tilde{\mathbf{b}}_1, \tilde{\mathbf{b}}_2, \dots, \tilde{\mathbf{b}}_k]$	Πίνακας <i>beamforming</i> για όλους τους εξοπλισμούς χρήστη
$\tilde{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{b}}_k d_k$	<i>Beamformed</i> δείγμα του k -οστού εξοπλισμού χρήστη ανά περίοδο συμβόλου
$\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N \times N_a}$	Αναλογικός πίνακας <i>beamforming</i> όλων των εξοπλισμών χρήστη
$\bar{\mathbf{d}} = \mathbf{A} \sum_{i=1}^K \tilde{\mathbf{x}}_i = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}} \mathbf{d}$	Εκπεμπόμενα δείγματα ανά περίοδο συμβόλου (ο \mathbf{A} είναι κοινός για όλους τους εξοπλισμούς χρήστη)

4.3.1 Προσέγγιση ενός PS

Η πρώτη προσέγγιση προσπαθεί να σχεδιάσει τον πίνακα \mathbf{A} περιορίζοντας κάθε στοιχείο του να έχει σταθερό πλάτος, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4—3. Το προερχόμενο σήμα από κάθε αλυσίδα RF περνά διαμέσου N_p PS. Όταν ο αριθμός των PS ισούται με τον αριθμό των κεραιών, το εκπεμπόμενο σήμα από κάθε αλυσίδα RF θα συνεισφέρει σε κάθε κεραία. Για τον λόγο αυτό, η σχεδίαση υβριδικού *beamforming* ονομάζεται **πλήρως συνδεδεμένη υβριδική αναλογική-ψηφιακή αρχιτεκτονική** ενός PS. Στην περίπτωση όπου ο αριθμός των κεραιών είναι μεγαλύτερος από τον αριθμό των PS, το εκπεμπόμενο σήμα από κάθε αλυσίδα RF θα συμβάλλει μόνο σε περιορισμένο αριθμό κεραιών και αυτό ονομάζεται **μερικώς συνδεδεμένη σχεδίαση υβριδικού *beamforming***.



Εικόνα 4—3: Αρχιτεκτονική υβριδικού *beamforming* ενός PS.

Σε μια τέτοια προσέγγιση, σχεδόν όλοι οι αλγόριθμοι ακολουθούν τη μέθοδο βιβλίου κωδίκων για την βελτιστοποίηση του πίνακα \mathbf{A} , όπου η κεντρική ιδέα είναι η επιλογή των στηλών του από ένα

σύνολο προκαθορισμένων διανυσμάτων. Από αυτή την άποψη, η τεχνική *matching pursuit* (MP) έχει υιοθετηθεί συνήθως σε πολλά κομμάτια της βιβλιογραφίας. Γενικά, ο αλγόριθμος υβριδικού *beamforming*, που βασίζεται σε MP, επιτυγχάνει πολύ καλή απόδοση τόσο για συστήματα *Massive MIMO* ενός χρήστη όσο και για πολλαπλούς χρήστες, όταν το κανάλι έχει πολύ λίγους σκεδαστές. Βέβαια, η προσέγγιση αυτή δεν μπορεί να επιτύχει απόδοση αντίστοιχη της τεχνικής διαγωνιοποίησης *block (block diagonalization)* για γενικούς πίνακες καναλιών. Ειδικότερα, το χάσμα απόδοσης μεταξύ του υβριδικού *beamforming* και της τεχνικής διαγωνιοποίησης *block* είναι πολύ μεγάλο στην περίπτωση που ο αριθμός των σκεδαστών είναι αρκετά μεγαλύτερος από τον αριθμό των RF αλυσίδων. Γι' αυτό τον λόγο, στη βιβλιογραφία εξετάζονται συστήματα ενός PS με υβριδική προκωδικοποίηση με επιβολή μηδενισμού (*zero-forcing*) [17], ώστε μεγιστοποιεί τον συνολικό ρυθμό όλων των χρηστών. Καμία από αυτές τις προσεγγίσεις HB δεν είναι σε θέση να διατηρήσει την ίδια απόδοση με αυτή του DB. Στη βιβλιογραφία δεν είναι ξεκάθαρο πώς μπορεί κανείς να ποσοτικοποιήσει αναλυτικά τη σχέση μεταξύ των αποδόσεων HB και DB. Ο πιθανός λόγος για αυτό είναι ότι μια τέτοια προσέγγιση θα τροποποιήσει τη φάση κάθε στοιχείου του **A** μόνο. Αυτό παρακινεί τους ερευνητές να σχεδιάσουν τον αναλογικό πίνακα *beamforming* της σχεδίασης του HB μόνο με PS, διασφαλίζοντας ταυτόχρονα ότι και τόσο το πλάτος όσο και η φάση του **A** μπορούν να ελέγχονται, κάτι που οδηγεί σε μια άλλη προσέγγιση, αυτή των συζευγμένων PS.

4.3.2 Προσέγγιση συζευγμένων PS

Γίνεται εύκολα κατανοητό ότι η σχεδιαστική προσέγγιση ενός PS βοηθά στη δυνατότητα αλλαγής φάσης κάθε στοιχείου του **A**. Σαν συνέπεια αυτού, η απόδοση μειώνεται και μια τέτοια προσέγγιση δεν δύναται να ποσοτικοποιήσει αναλυτικά τη σχέση μεταξύ της απόδοσης του HB και του DB. Με τους συζευγμένους PS, καθώς τα στοιχεία του **A** μπορούν να έχουν διαφορετικό πλάτος και φάση, ο στόχος είναι η εύρεση κάποιας σχέσης μεταξύ των τεχνικών σχεδίασης HB και DB. Αυτό μπορεί να αντιμετωπιστεί ποσοτικοποιώντας τον αριθμό των αλυσίδων RF και των συζευγμένων PS, έτσι ώστε οι σχεδιαστικές προσεγγίσεις HB και DB να επιτυγχάνουν την ίδια απόδοση. Μια προσέγγιση για τον προσδιορισμό αυτών των αριθμών είναι η εξέταση συγκεκριμένων κριτηρίων σχεδίασης και μοντέλου καναλιού (π.χ. μεγιστοποίηση ρυθμού αθροίσματος με μοντέλο καναλιού ομοιόμορφου γραμμικού πίνακα (ULA)). Παρόλα αυτά μια τέτοια σχεδιαστική προσέγγιση δεν είναι ευέλικτη, καθώς δεν μπορεί να επεκταθεί για άλλα σχεδιαστικά κριτήρια ή μοντέλα καναλιού (π.χ. σταθμισμένη μεγιστοποίηση αθροίσματος ρυθμού ή προβλήματα μέγιστου-ελάχιστου λόγου σήμα-προς-παρεμβολή-και-θόρυβο).

Στην πραγματικότητα, η απόδοση του υβριδικού *beamforming* είναι ίδια με αυτή του DB στην περίπτωση που τα εκπεμπόμενα και τα λαμβανόμενα σήματα είναι ίσα. Για να συμβεί αυτό, ο βέλτιστος πίνακας **AB** πρέπει να επιλεγεί ως

$$\mathbf{A}\tilde{\mathbf{B}} = \mathbf{B} = \mathbf{U}\mathbf{Q} \quad (4-4)$$

με

$$\mathbf{U}\mathbf{Q} = \mathbf{Q}\mathbf{R}(\mathbf{B}) \quad (4-5)$$

να είναι η *QR* αποσύνθεση του πίνακα **B** με $\mathbf{U}^H\mathbf{U} = \mathbf{I}$. Από τη θεωρία πινάκων, αποδεικνύεται ότι η ισότητα (4-4) δεν μπορεί να ικανοποιηθεί όταν $N_a \leq \text{rank}(\mathbf{B}) \leq K$ για αυθαίρετο **B**, κάτι που δικαιολογεί το $N_a \geq K$. Τώρα αν έχουμε $N_a = K$, μπορεί να γίνει η υπόθεση ότι $\mathbf{A} = \mathbf{U}$ και $\mathbf{B} = \mathbf{Q}$. Ωστόσο, δεδομένου ότι το πλάτος καθενός από τα στοιχεία του **U** δεν είναι απαραίτητα το ίδιο, δεν είναι σαφές πώς μπορεί κανείς να πραγματοποιήσει αυτόν τον πίνακα χρησιμοποιώντας μόνο

PS. Συνεπώς, μια τέτοια άμεση σύνδεση δεν θα βοηθήσει στον σχεδιασμό της αρχιτεκτονικής HB. Για τον λόγο αυτό έχει προταθεί μια μέθοδος για αναπαράσταση κάθε διανύσματος $\mathbf{v} \in \mathcal{C}^{N \times 1}$

$$\mathbf{v} = \mathbf{W}\mathbf{z} \quad (4-6)$$

όπου

$$\mathbf{W} \in \mathcal{C}^{N \times 2} \quad (4-7)$$

$$\mathbf{z} \in \mathcal{C}^{2 \times 1} \quad (4-8)$$

$$|\mathbf{W}_{(i,j0)}|^2 |j| \quad (4-9)$$

το οποίο οδηγεί στο συμπέρασμα ότι η απόδοση οποιουδήποτε DB μπορεί να επιτευχθεί με HB, αν ο αριθμός των αλυσίδων RF είναι τουλάχιστον 2 φορές ο αριθμός των ρών δεδομένων (δηλαδή, δύο φορές η τάξη του \mathbf{B}). Αν η τεχνική αυτή εφαρμοστεί στην αρχιτεκτονική HB, τότε προκύπτει ότι για την επίτευξη απόδοσης ισοδύναμης της σχεδίασης DB απαιτούνται $N_\alpha = 2K$ αλυσίδες RF και $2KN$ PS.

Ο πίνακας \mathbf{W} δεν ορίζεται μοναδικά. Αυτό οδηγεί στην περαιτέρω μείωση του αριθμού των αλυσίδων RF και των PS χρησιμοποιώντας τον βαθμό ελευθερίας στο \mathbf{W} . Η κύρια ιδέα [18] επρόκειτο να εκμεταλλευτεί την παρακάτω σχέση, με βάση την οποία για οποιονδήποτε πραγματικό αριθμό x με $-2 \leq x \leq 2$, αποδεικνύεται ότι:

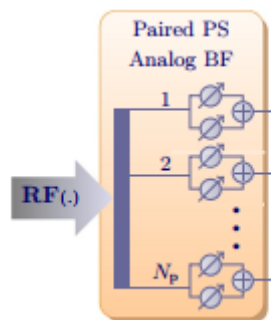
$$x = \exp\left(j \cos^{-1}\left(\frac{x}{2}\right)\right) + \exp\left(-j \cos^{-1}\left(\frac{x}{2}\right)\right) \quad (4-10)$$

$$jx = \exp\left(j \sin^{-1}\left(\frac{x}{2}\right)\right) + \exp\left(j\left(\pi - \sin^{-1}\left(\frac{x}{2}\right)\right)\right) \quad (4-11)$$

Χρησιμοποιώντας τις παραπάνω εξισώσεις, το στοιχείο (m, n) του \mathbf{U} μπορεί να εκφραστεί ως

$$U_{(m,n)} \triangleq a_{mn} e^{j\varphi_{mn}} = e^{j\left(\cos^{-1}\left(\frac{a_{mn}}{2}\right) + \varphi_{mn}\right)} + e^{-j\left(\cos^{-1}\left(\frac{a_{mn}}{2}\right) - \varphi_{mn}\right)} \quad (4-12)$$

Κατά συνέπεια, κάθε στοιχείο του \mathbf{U} μπορεί αντίστοιχα να εκφραστεί σαν άθροισμα δύο PS. Επιπλέον, καθώς ο αριθμός των μη μηδενικών στοιχείων του \mathbf{U} είναι $K \cdot N$, η λύση η οποία προκύπτει από το DB μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας $2N \cdot K$ PS και $N_\alpha \leq K$ αλυσίδες RF, κάτι το οποίο οδηγεί στην αρχιτεκτονική συζευγμένων PS, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4—4.



Εικόνα 4—4: Αρχιτεκτονική υβριδικού beamforming βασισμένου σε συζευγμένα PS.

4.3.3 Απόδοση επιπέδου ζεύξης

Στη συνέχεια, παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοιώσεων για την αξιολόγηση των αποδόσεων των DB και HB με αρχιτεκτονικές σχεδίασης μονού PS. Για την παρακάτω

προσομοίωση έχει θεωρηθεί σύστημα πολλαπλών χρηστών, όπου ο σταθμός βάσης είναι εξοπλισμένος με N ULA κεραιές και K εξοπλισμούς χρηστών, καθένας από του οποίους είναι αντίστοιχα εξοπλισμένος με N_k ULA κεραιές. Ο αριθμός των αλυσίδων RF για τον πομπό και τον δέκτη είναι P_t και P_k , αντίστοιχα. Επιπρόσθετα, ο αριθμός των σκεδαστών μεταξύ του σταθμού βάσης και του k -οστού εξοπλισμού χρήστη ορίζεται ως L_k . Με βάση τα παραπάνω, το κανάλι μεταξύ του k -οστού εξοπλισμού χρήστη και του σταθμού βάσης εκφράζεται ως

$$\mathbf{H}_k = \sqrt{\frac{NM_k}{L_k \rho_k}} \sum_{i=1}^{L_k} g_{ki} \mathbf{a}_{tk}(\theta_{tk}(i)) \mathbf{a}_{rk}^H(\theta_{rk}(i)) \quad (4-13)$$

όπου g_{ki} είναι η μιγαδική απολαβή του i -οστής διαδρομής του k -οστού εξοπλισμού χρήστη με $E\{|g_k|^2\} = 1$, ρ_k η απώλεια διαδρομής μεταξύ του πομπού και του k -οστού δέκτη, $\theta_t(i) \in [0, 2\pi]$, $\theta_{rk}(i) \in [0, 2\pi]$, $\forall i$ και $\mathbf{a}_t(\cdot)$ και $\mathbf{a}_r(\cdot)$ τα διανύσματα απόκρισης συστοιχίας στον πομπό και στον δέκτη, αντίστοιχα. Εδώ, οι στοιχειοκεραίες θεωρούνται ULA και τα $\mathbf{a}_t(\cdot)$ και $\mathbf{a}_r(\cdot)$ μοντελοποιούνται ως

$$\mathbf{a}_{tk}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin(\theta)}, \dots, e^{j(N-1)\frac{2\pi}{\lambda}d \sin(\theta)} \right]^T \quad (4-14)$$

$$\mathbf{a}_{rk}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin(\theta)}, \dots, e^{j(M_k-1)\frac{2\pi}{\lambda}d \sin(\theta)} \right]^T \quad (4-15)$$

Οι τιμές που έχουν επιλεγεί είναι $N = 128$, $M_k = 32$, $d = 0.5\lambda$, $K = 4$, $L_k = 16$ και $P_t = K \cdot P_{rk}$. Ο λόγος σήμα-προς-θόρυβο ορίζεται ως

$$SNR = \frac{P_{av}}{\sigma^2} \quad (4-16)$$

και ελέγχεται με μεταβλητό σ^2 κρατώντας τη μέγιστη εκπεμπόμενη ισχύ

$$P_{max} = K S_k \quad (4-17)$$

και τη μέση ισχύ

$$P_{av} = \frac{P_{max}}{S_k} \quad (4-18)$$

Οι παράμετροι του καναλιού είναι

$$\mathbf{p} = [0, 2338 \ 0, 2333 \ 0, 0402 \ 0, 5290] \quad (4-19)$$

ενώ τα $\theta_{t_k}(i)$ ($\theta_{r_k}(i)$) επιλέγονται ως τυχαίες ομοιόμορφες μεταβλητές στο διάστημα $[0, 2\pi]$ [Εικόνα 4—5]. Το άθροισμα ρυθμού (*sum rate*) υπολογίζεται ως

$$R_t = \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{S_k} R_{ki} \quad (4-20)$$

όπου ο ρυθμός κάθε συμβόλου υπολογίζεται ως

$$R_{ki} = \log_2(1 + \gamma_{ki}) \quad (4-21)$$

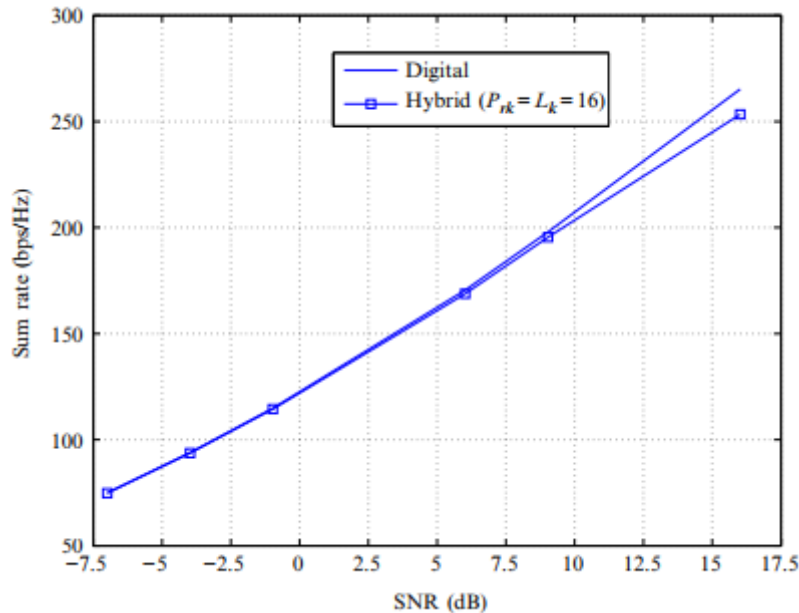
με γ_{ki} συμβολίζεται ο λόγος σήμα-προς-παρεμβολή-και-θόρυβο που επιτυγχάνεται από το i -οστό σύμβολο του k -οστού εξοπλισμού χρήστη.

$\theta_t(\text{in } \pi) =$	0.71	0.66	0.20	0.70
	1.29	0.16	0.81	1.88
	0.65	0.91	0.22	0.52
	1.70	0.64	0.94	1.61
	0.80	1.85	1.42	1.33
	0.43	1.11	1.99	1.38
	1.24	0.61	1.53	1.95
	0.80	0.10	0.77	1.22
	0.47	0.07	0.38	0.39
	0.43	1.50	0.83	1.83
	0.04	0.71	1.27	1.24
	0.60	0.53	0.16	0.32
	1.50	1.76	0.08	0.71
	0.77	1.48	0.05	1.23
	0.74	1.89	1.70	0.20
	0.02	0.83	0.36	1.71

$\theta_r(\text{in } \pi) =$	0.25	1.87	0.73	0.45
	1.04	0.73	0.73	0.16
	0.39	0.74	1.51	1.30
	0.23	1.52	1.69	1.40
	0.77	0.16	0.55	1.04
	1.92	1.63	1.81	1.71
	1.80	1.58	0.07	1.86
	1.37	0.44	0.93	0.16
	1.85	1.05	1.19	0.75
	0.49	0.64	1.31	0.35
	0.20	1.09	1.28	0.24
	0.85	1.39	0.98	1.20
	1.13	0.10	1.13	1.46
	0.88	1.92	1.59	1.08
	0.84	1.93	1.68	1.47
	1.56	0.25	1.44	1.96

Εικόνα 4—5: Επιμέρους τιμές γωνιών εκπομπής-λήψης ανά διαδρομή.

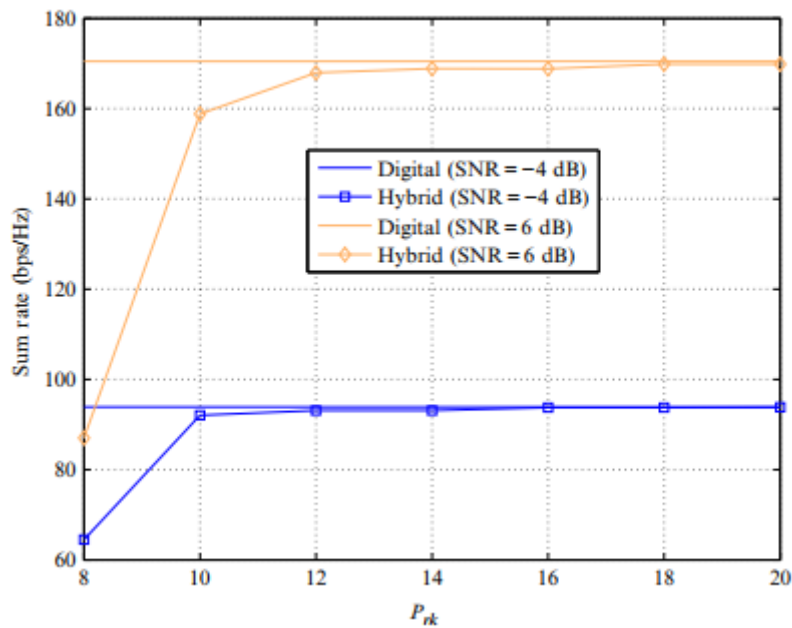
Στην πρώτη προσομοίωση συγκρίνεται η απόδοση της HB και DB σχεδίασης. Για τη συγκεκριμένη προσομοίωση έχει επιλεχθεί $S_k = 8$ και $P_{rk} = 16$, και ο ρυθμός αθροίσματος από τα δύο διαφορετικά συστήματα δίνεται στην Εικόνα 4—6.



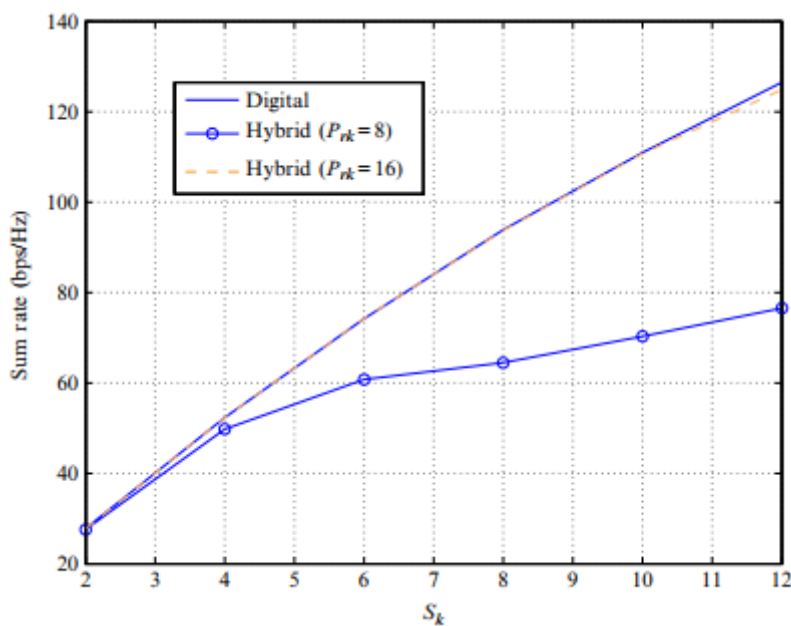
Εικόνα 4—6: Σύγκριση μεταξύ αναλογικού και υβριδικού beamforming για $L_k = 16$, $S_k = 8$, $P_{rk} = 16$.

Όπως φαίνεται, η απόδοση του HB είναι σχεδόν ταυτόσημη με αυτή του ψηφιακού για χαμηλές έως μέτριες τιμές του λόγου **σήμα-προς-θόρυβο**, ενώ για υψηλότερες τιμές παρατηρείται μικρή

διαφοροποίηση. Στη συνέχεια, μελετάται η επίδραση του P_{rk} στην απόδοση της HB σχεδίασης (Εικόνα 4—7) στο διάστημα $\text{SNR}=\{-4 \text{ dB}, -6 \text{ dB}\}$ και $S_k = 8$. Από την εικόνα αυτή προκύπτει το συμπέρασμα ότι η απόδοση μιας σχεδίασης HB μπορεί να βελτιωθεί μέσω αύξησης του αριθμού αλυσίδων RF.



Εικόνα 4—7: Επίδραση P_{rk} στο υβριδικό beamforming.



Εικόνα 4—8: Επίδραση των P_{rk} και S_k στο αναλογικό και ψηφιακό beamforming.

Στη συνέχεια, αναλύεται συνδυαστικά η επίδραση των S_k και P_{rk} στην απόδοση του HB και DB (Εικόνα 4—8) για $\text{SNR} = -4 \text{ dB}$. Όπως φαίνεται, οι επιτευχθέντες ρυθμοί αθροίσματος αυξάνονται καθώς αυξάνεται το S_k . Αυτό συμβαίνει γιατί, καθώς αυξάνεται το S_k , ταυτόχρονα αυξάνεται και το $P_{max} = K \cdot S_k$. Επίσης, η διαφορά απόδοσης μεταξύ των δύο beamforming

μειώνεται με μείωση του S_k . Συνεπώς, για περιορισμένο αριθμό αλυσίδων RF και ADC, η διαφορά απόδοσης μεταξύ ψηφιακού και υβριδικού *beamforming* μειώνεται μέσω της μείωσης του αριθμού των πολυπλεγμένων συμβόλων (S_k).

Μελετώντας αμφότερα τα παραπάνω διαγράμματα προκύπτει το συμπέρασμα ότι για σταθερό αριθμό αλυσίδων RF και ADC, η διαφορά απόδοσης μεταξύ ψηφιακού και υβριδικού *beamforming* μπορεί να μειωθεί μειώνοντας τον αριθμό των πολυπλεγμένων συμβόλων. Επιπλέον, για σταθερό αριθμό πολυπλεγμένων συμβόλων, η αύξηση των αλυσίδων RF οδηγεί στην αύξηση του επιτεύξιμου ρυθμού του υβριδικού *beamforming*, κάτι το οποίο είναι αναμενόμενο.

4.4 Χωρική πολυπλεξία

Οι χαμηλές συχνότητες είναι λιγότερο ευαίσθητες σε φαινόμενα *blockage*. Επιπρόσθετα, μπορούν να περιθλαστούν σε πληθώρα φυσικών υλικών και σωμάτων, όπως τούβλα, κτήρια, γυαλί, ανθρώπους και άλλα. Μια τέτοια συμπεριφορά υποδηλώνει ότι τα λαμβανόμενα σήματα στις μικροκυματικές συχνότητες περιλαμβάνουν επιμέρους σήματα, τα οποία ανακλώνται από διάφορους σκεδαστές, που είναι τις περισσότερες φορές ανεξάρτητοι μεταξύ τους. Για αυτό τον λόγο το κανάλι μεταξύ οποιουδήποτε ζεύγους κεραιών πομπού-δέκτη τείνει να είναι ανεξάρτητο σε ένα περιβάλλον έντονης διασποράς. Σε ένα τέτοιο περιβάλλον, η χωρητικότητα ενός ασύρματου καναλιού MIMO μπορεί να εκφραστεί ως

$$C_{MIMO} = a \min(M, N) \log_2(1 + \gamma(M, N)) \quad (4-22)$$

όπου $N(M)$ είναι ο αριθμός των κεραιών πομπών (δεκτών), $\gamma(M, N)$ είναι ο λόγος σήμα-προς-θόρυβο και παρεμβολές, οποίος επιτυγχάνεται από τη ζεύξη MIMO και εξαρτάται από τον αριθμό των κεραιών και το a εξαρτάται από τη μέθοδο κωδικοποίησης του πομπού. Όπως φαίνεται από την παραπάνω εξίσωση, η χωρητικότητα αυξάνει γραμμικά με το $\min(M, N)$. Διαφορετικές μέθοδοι κωδικοποίησης αποδίδουν διαφορετικές τιμές του a και του $\gamma(M, N)$. Ειδικότερα, κάθε μέθοδος κωδικοποίησης που αυξάνει το ένα μειώνει το άλλο και αντίστροφα. Στην περίπτωση που η εκπομπή δεν θεωρηθεί κωδικοποιημένη, η απολαβή που επιτυγχάνεται εκπέμποντας $\min(M, N)$ σύμβολα καθορίζει την απολαβή πολυπλεξίας, ενώ το $\gamma(M, N)$ καθορίζει το κέρδος ποικιλομορφίας του καναλιού MIMO. Από την παραπάνω εξίσωση προκύπτει επίσης ότι, στην περίπτωση που το μέσο διάδοσης έχει αποδεκτή πιστότητα ζεύξης, είναι επωφελές να γίνει χρήση όλων των διαθέσιμων βαθμών ελευθερίας για την εκπομπή $\min(M, N)$ συμβόλων ανά περίοδο συμβόλου για την επίτευξη μεγαλύτερης χωρητικότητας C_{MIMO} .

Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενο σημείο, τα χιλιοστομετρικά συστήματα είναι κατάλληλα για χρήση μεγάλου αριθμού κεραιών, της τάξης των 100 – 1000. Εκτός αυτού, λειτουργούν σε πολύ υψηλές μπάντες συχνοτήτων, όπου το διαθέσιμο εύρος είναι ιδιαίτερα μεγάλο. Πιθανές φασματικές μπάντες είναι τα 28 GHz (27.5 – 29.5 GHz), τα 38 GHz (36 – 40 GHz), τα 60 GHz (57 – 64 GHz) η ζώνη E (71 – 76 GHz και 81 – 86 GHz) και η ζώνη W (92 – 95 GHz). Αυτό οδηγεί στο σκεπτικό ότι οι χωρικά πολυπλεγμένες εκπομπές θα αυξήσουν τη χωρητικότητα καθώς το $N(M)$ είναι πολύ μεγάλο. Στην πραγματικότητα όμως τα χιλιοστομετρικά κανάλια αναμένεται να είναι κατοπτρικά και να έχουν χαμηλή τάξη, και τα στατιστικά χαρακτηριστικά τους μπορεί να μην βοηθήσουν να εκμεταλλευτούν όλους τους διαθέσιμους χωρικούς βαθμούς ελευθερίας. Για τον λόγο αυτό, δυσκολεύονται να μεταδώσουν πολλαπλές στον ίδιο πόρο συχνότητας χρόνου, γεγονός που κατά συνέπεια περιορίζει τα κέρδη πολυπλεξίας. Η χωρική πολυπλεξία προσδίδει κέρδος πολυπλεξίας, το οποίο αυξάνει την απόδοση της μετάδοσης υποδιαιρώντας ένα εξερχόμενο σήμα σε πολλαπλά μέρη, όπου κάθε μέρος εκπέμπεται ταυτόχρονα και παράλληλα στο ίδιο κανάλι μέσω διαφορετικών κεραιών. Επιπλέον, για να δουλέψει σωστά η χωρική

πολυπλεγμένη μετάδοση το κανάλι πρέπει να παρέχει ικανό βαθμό ετεροσυσχέτισης μεταξύ των κοντινών κεραιών, κάτι το οποίο μπορεί να μην ισχύει στα περισσότερα συστήματα, όπως τα χιλιοστομετρικά συστήματα εσωτερικού χώρου.

Ένας τρόπος εκμετάλλευσης της χωρικά πολυπλεγμένης εκπομπής είναι μέσω εφαρμογών χιλιοστομετρικών συστημάτων πολλαπλών χρηστών, όπου ο πομπός εκπέμπει διαφορετικές ροές δεδομένων οι οποίες δεν επικαλύπτονται γεωγραφικά. Μια τέτοια προσέγγιση όμως δεν είναι εφικτή όταν δύο χρήστες βρίσκονται ο ένας κοντά στον άλλον.

Έχει γίνει επίσης προσπάθεια αξιοποίησης της χωρικής πολυπλεξίας για κανάλια για σύστημα ενός χρήστη. Η δυνατότητα αυτή έχει δημοσιευτεί στο [19] για χιλιοστομετρικά κανάλια εσωτερικού χώρου μοντελοποιώντας τα ως σύστημα τριών ακτινών: Απευθείας οπτική γραμμή και αντανακλώμενα κύματα αριστερά και δεξιά. Επιβεβαιώνεται μέσω αριθμητικής προσομοίωσης ότι η ικανότητα πολυπλεξίας ενός τέτοιου συστήματος εξαρτάται από τις σχετικές θέσεις του κόμβου του πομπού και του δέκτη.

Επιπλέον, στην περίπτωση που έχουμε μόνον κανάλι οπτικής επαφής, ο αριθμός των *dominant* *ιδιαζουσών τιμών* του καναλιού πάνω από ένα συγκεκριμένο κατώφλι μπορεί να μεγιστοποιηθεί επιλέγοντας κατάλληλες θέσεις για τις κεραιές του πομπού και του δέκτη, το οποίο με τη σειρά του οδηγεί στην αύξηση της χωρητικότητας του καναλιού.

Για κανάλι οπτικής επαφής, ο αριθμός των χωρικά πολυπλεγμένων καναλιών εξαρτάται από τη δομή της συστοιχίας. Για παράδειγμα, ο μέγιστος αριθμός των χωρικά πολυπλεγμένων καναλιών μεταβάλλεται με βάση το αντίστροφο του μήκους κύματος για ULA συστοιχίες, ενώ για ορθογώνιες συστοιχίες κεραιών με βάση το αντίστροφο του τετραγώνου του μήκους κύματος. Για δοσμένο μέγεθος συστοιχίας $N \times N$ ($N \times 1$) και εμβέλεια ζεύξης R , η ελάχιστη απόσταση μεταξύ δύο στοιχειοκεραιών επιλέγεται με βάση τη σχέση:

$$D = \sqrt{\frac{R\lambda}{N}} \quad (4-23)$$

Η απόσταση αυτή εξασφαλίζει ότι ο γωνιακός διαχωρισμός μεταξύ των στοιχειοκεραιών στον πομπό είναι μεγαλύτερος από τη γωνιακή ευκρίνεια (*resolution*) της συστοιχίας του δέκτη. Το συγκεκριμένο κομμάτι είναι αντίστοιχης σημασίας με την αύξηση της τάξης του καναλιού οπτικής επαφής (μέσω πχ. της αύξησης του κέρδους χωρικής πολυπλεξίας).

4.5 Εκτίμηση καναλιού

Το *beamforming* και η χωρική πολυπλεξία αποτελούν τις δύο βασικές τεχνικές αύξησης της χωρητικότητας ζεύξης χιλιοστομετρικών συστημάτων. Είναι γνωστό ότι η απόδοση των δύο τεχνικών εξαρτάται σημαντικά από τη διαθεσιμότητα της πληροφορίας κατάστασης καναλιού καθώς και αν η απόκτηση αυτής πραγματοποιείται με αξιοπιστία. Η εκτίμηση καναλιού μπορεί να πραγματοποιηθεί με χρήση είτε αμφίδρομης διαίρεσης συχνότητας (FDD) ή αμφίδρομης διαίρεσης χρόνου (TDD). Στην προσέγγιση της FDD, ο πομπός στέλνει πιλοτικές ακολουθίες προς τον δέκτη. Στη συνέχεια, ο δέκτης κάνει εκτίμηση του δικού του καναλιού. Τελικά, η εκτίμηση του καναλιού μεταφέρεται πίσω στον πομπό μέσω ενός καναλιού ανατροφοδότησης. Σε ένα σύστημα TDD, αρχικά ο δέκτης εκπέμπει τα δικά του πιλοτικά σύμβολα προς τον πομπό. Στη συνέχεια, ο πομπός θα κάνει εκτίμηση του καναλιού και θα ορίσει το συζυγές του εκτιμηθέντος καναλιού ως το κανάλι μεταξύ πομπού και δέκτη. Το σύστημα TDD χρησιμοποιείται όταν οι συνθήκες του καναλιού παρουσιάζουν χαρακτηριστικά αμοιβαιότητας με το αντίστροφο κανάλι, κάτι που γίνεται αντιληπτό αν αμφότερες οι ζεύξεις λειτουργήσουν στην ίδια μπάντα συχνοτήτων. Από

την άλλη, στο σύστημα FDD, τα κανάλια άνω και κάτω ζεύξης χρησιμοποιούν αρκετά διαχωρισμένες μπάντες συχνοτήτων. Οι συχνότερα χρησιμοποιούμενες μέθοδοι απόκτησης γνώσης καναλιού είναι η μέθοδος ελαχίστων τετραγώνων (LS) και η μέθοδος ελαχιστοποίησης του μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MMSE).

Για την ανάλυση των δύο μεθόδων εκτίμησης καναλιού θα θεωρηθεί ένα κανάλι βασισμένο σε TDD για ένα σύστημα πολλαπλών χρηστών, όπου ο σταθμός βάσης είναι εξοπλισμένος με N κεραιές που εξυπηρετούν K αποκεντρωμένους εξοπλισμούς χρήστη μιας κεραιάς, ενώ η εκτίμηση της κατάστασης του καναλιού γίνεται στον σταθμό βάσης. Για ένα τέτοιο σύστημα χρειάζονται K περίοδοι εκπαίδευσης για την εκτίμηση των συνθηκών καναλιού για κάθε ένα από τους εξοπλισμούς χρηστών. Το λαμβανόμενο σήμα στην j -οστή περίοδο εκπαίδευσης είναι:

$$\mathbf{y}_{tj} = \sum_{i=1}^K \mathbf{h}_i \mathbf{p}_{ij}^* + \mathbf{n}_{tj} \quad (4-24)$$

όπου K είναι ο αριθμός των εξοπλισμών χρήστη, \mathbf{p}_{ij}^* το πιλοτικό σύμβολο του i -οστού εξοπλισμού χρήστη στον χρόνο συμβόλου j , $\mathbf{n}_j \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ είναι το λαμβανόμενο διάνυσμα θορύβου στον χρόνο συμβόλου j και $\mathbf{h}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ είναι το κανάλι μεταξύ του i -οστού εξοπλισμού χρήστη το οποίο μοντελοποιείται ως

$$\mathbf{h}_k = \mathbf{R}_k^{1/2} \tilde{\mathbf{h}}_k \quad (4-25)$$

όπου το $\tilde{\mathbf{h}}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ περιγράφεται από ανεξάρτητες και ομοιόμορφα κατανομημένες μηδενικής μέσης τιμής και κυκλικά συμμετρικές μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές με κατανομή *Gauss* και με μοναδιαία απόκλιση, ενώ $\mathbf{R}_k \in \mathbb{C}^{N \times N}$ είναι ο θετικά ημιορισμένος πίνακας συνδιακύμανσης του καναλιού. Έπειτα από K σύμβολα *training* ο σταθμός λαμβάνει το ακόλουθο σήμα

$$\mathbf{Y}_t = \mathbf{H} \mathbf{P}^H + \mathbf{N}_t \quad (4-26)$$

όπου:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_k] \quad (4-27)$$

$$\mathbf{Y}_t = [\mathbf{y}_{t1}, \mathbf{y}_{t2}, \dots, \mathbf{y}_{tk}] \quad (4-28)$$

$$\mathbf{P} = [\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \dots, \mathbf{p}_k] \quad (4-29)$$

$$\mathbf{N}_t = [\mathbf{n}_{t1}, \mathbf{n}_{t2}, \dots, \mathbf{n}_{tk}] \quad (4-30)$$

Ο προσθετικός θόρυβος έχει την κατανομή

$$\mathbf{N}_t \sim CN(0, \sigma_t^2 \mathbf{I}) \quad (4-31)$$

ενώ

$$\mathbf{p}_i = [p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{ik}]^T \quad (4-32)$$

Για λόγους απλοποίησης τα στοιχεία του \mathbf{P} επιλέγονται έτσι ώστε να ισχύει $\mathbf{P}^H \mathbf{P} = \mathbf{I}$. Για παράδειγμα, για ένα σύστημα LTE μπορούν να χρησιμοποιηθούν σειρές *Zadoff Chu*. Ο σταθμός βάσης μπορεί να διενεργήσει αποσύζευξη των καναλιών κάθε εξοπλισμού χρήστη πολλαπλασιάζοντας το συνολικό λαμβανόμενο σήμα \mathbf{Y} με \mathbf{P} , για παράδειγμα

$$\mathbf{E} \triangleq \mathbf{Y}_t \mathbf{P} = \mathbf{H} + \mathbf{N}_t \mathbf{P} \Rightarrow \mathbf{e}_k = \mathbf{h}_k + \tilde{\mathbf{n}}_k \quad (4-33)$$

όπου $\tilde{\mathbf{n}}_k = \mathbf{N}_t \mathbf{p}_k$. Όπως φαίνεται από την εξίσωση (4-26), το \mathbf{e}_k δεν περιλαμβάνει το \mathbf{h}_i καθώς $i \neq k$. Η προσέγγιση ελαχίστων τετραγώνων χρησιμοποιεί το \mathbf{e}_k ως εκτίμηση του \mathbf{h}_k . Ωστόσο, η μέθοδος MMSE περιλαμβάνει επιπλέον βήματα για να εκτιμήσει το k -οστό κανάλι από το \mathbf{e}_k . Αυτό

καθίσταται εφικτό εισάγοντας έναν πίνακα MMSE \mathbf{W}_k^H για τον k -οστό εξοπλισμό βάσης και εκφράζοντας το εκτιμηθέν κανάλι $\hat{\mathbf{h}}_k$ ως

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \mathbf{W}_k^H \mathbf{e}_k \quad (4-34)$$

όπου το \mathbf{W}_k σχεδιάζεται με τέτοιο τρόπο ώστε το μέσο τετραγωνικό σφάλμα (MSE) μεταξύ $\hat{\mathbf{h}}_k$ και \mathbf{h}_k να ελαχιστοποιείται

$$\xi_k = \text{tr} \left\{ \mathbb{E} \left\{ |\hat{\mathbf{h}}_k - \mathbf{h}_k|^2 \right\} \right\} = \text{tr} \left\{ \mathbb{E} \left\{ |\mathbf{W}_k^H (\mathbf{h}_k + \tilde{\mathbf{n}}_k) - \mathbf{h}_k|^2 \right\} \right\},$$

$$\text{tr} \left\{ (\mathbf{W}_k^H - \mathbf{I}_N) \mathbf{R}_k (\mathbf{W}_k^H - \mathbf{I}_N)^H + \sigma_t^2 \mathbf{W}_k^H \mathbf{W}_k \right\} \quad (4-35)$$

Ο βέλτιστος \mathbf{W}_k προκύπτει από τη μερική παράγωγο του ξ_k

$$\frac{\partial \xi_k}{\partial \mathbf{W}_k^H} = 0 \Rightarrow \mathbf{W}_k^* = (\mathbf{R}_k + \sigma_t^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{R}_k \quad (4-36)$$

Όπως παρατηρείται από τις εξισώσεις (4-25) και (4-26), η διαφορά μεταξύ των δύο μεθόδων εκτίμησης είναι ότι η μέθοδος ελαχίστων τετραγώνων δεν συμπεριλαμβάνει τον θόρυβο και τη συνδιακύμανση του καναλιού, ενώ για τη δεύτερη μέθοδο είναι απαραίτητο. Προκύπτει επίσης ότι δεν είναι δυνατή η διενέργεια αποσύζευξης αν γίνει χρήση λιγότερων από K *training* συμβόλων, αριθμός ίσος με τον συνολικό αριθμό με των κεραιών πομπών του καναλιού άνω ζεύξης. Συμπερασματικά, προκύπτει ότι απαιτούνται κατ' ελάχιστο N πιλοτικά σύμβολα για αποτελεσματική απόκτηση της πληροφορίας κατάστασης του καναλιού, αν τα *training* σύμβολα εκπέμπονται από τον σταθμό βάσης. Στις μικροκυματικές επικοινωνίες, καθώς τα K και N είναι συγκρίσιμα, η αποστολή των πιλοτικών συμβόλων μπορεί να γίνει είτε από τον σταθμό βάσης, είτε από τους εξοπλισμούς χρήστη, χωρίς ουσιαστική διαφορά. Επιπλέον, η ανατροφοδότηση της πληροφορίας καναλιού είτε προς τον σταθμό βάσης είτε προς τους εξοπλισμούς χρήστη δεν είναι ακριβή. Γι' αυτό τον λόγο, μπορεί να εφαρμοστεί είτε TDD είτε FDD. Παρόλα αυτά, όταν $N \gg K$ (κάτι που συμβαίνει σε ένα σύστημα *Massive MIMO*) η αποστολή πιλοτικών συμβόλων από τους εξοπλισμούς χρήστη είναι οικονομική, το οποίο κατά συνέπεια οδηγεί στην «προώθηση» της προσέγγισης απόκτησης πληροφορίας καναλιού με TDD.

Παρότι έχουν γίνει εκτενείς μελέτες σε διαφορετικές μεθόδους απόκτησης πληροφορίας κατάστασης καναλιού ενός συστήματος MIMO, αυτές οι μέθοδοι δεν μπορούν να εφαρμοστούν άμεσα σε χιλιοστομετρικά συστήματα. Οι κύριοι λόγοι που συμβαίνει αυτό είναι:

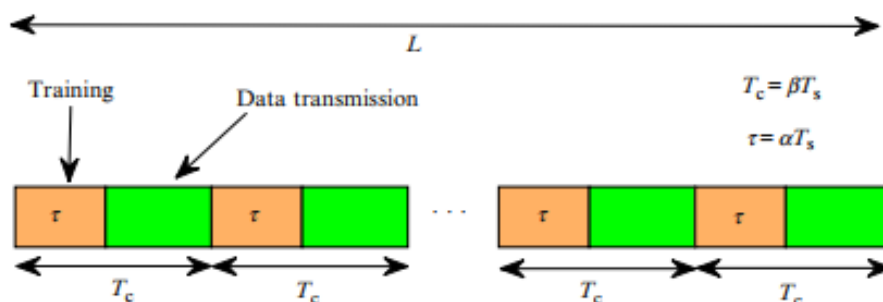
- Η μετατόπιση *Doppler* αυξάνεται γραμμικά με τη συχνότητα και επομένως ο χρόνος συνοχής των χιλιοστομετρικών καναλιών είναι κατά προσέγγιση μια τάξη μεγέθους μικρότερος σε σχέση με τις αντίστοιχες μικροκυματικές μπάντες. Για παράδειγμα, για φέρουσες συχνότητες 2 και 28 GHz, οι χρόνοι συνοχής είναι 500 και 35 μs , αντίστοιχα. Για τον λόγο αυτό, η διαδικασία απόκτησης πληροφορίας κατάστασης καναλιού καθίσταται πολύ δυσκολότερη σε σύγκριση με τα αντίστοιχα συστήματα *massive MIMO* μικροκυματικών συχνοτήτων με αντίστοιχη κινητικότητα στο περιβάλλον τους. Επιπλέον, τα χιλιοστομετρικά κανάλια υφίστανται σοβαρότατα φαινόμενα *blockage*, τα οποία καθιστούν την απόκτηση πληροφορίας κατάστασης καναλιού πρόκληση, αυξάνοντας παράλληλα κατακόρυφα την πιθανότητα διακοπής ζεύξης λόγω λανθασμένης ευθυγράμμισης *beamforming*.
- Στην πλειονότητα των συμβατικών MIMO συστημάτων γίνεται η υπόθεση ότι ο αριθμός των αλυσίδων RF είναι ίδιο με αυτόν των κεραιών, κάτι το οποίο δεν είναι εφικτό για χιλιοστομετρικά συστήματα, καθώς αυτά είναι εξοπλισμένα με μεγάλες συστοιχίες

κεραιών. Επιπρόσθετα, όταν ο αριθμός των αλυσίδων RF στον σταθμό βάσης είναι αρκετά μικρότερος από τον αριθμό κεραιών του σταθμού βάσης, δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί μέθοδος / προσέγγιση εκτίμησης καναλιού με βάση την ορθογωνιότητα. Αυτό συμβαίνει γιατί ο δέκτης θα χάσει βαθμούς ελευθερίας για να πραγματοποιήσει σωστή εκτίμηση των σταθερών πληροφορίας κατάστασης καναλιού.

Λόγω των παραπάνω, έχουν γίνει αρκετές προσπάθειες από ερευνητές με σκοπό την εύρεση διαφορετικών τεχνικών για την επίτευξη αποδοτικής εκτίμησης της κατάστασης καναλιού. Γενικότερα, η ποιότητα του εκτιμητή καναλιού μπορεί να βελτιωθεί μέσω αύξησης της περιόδου *training*. Παρόλα αυτά, καθώς τα πραγματικά κανάλια έχουν περιορισμένο χρόνο συνοχής, μια μεγάλη περίοδος *training* δεν είναι εφικτή. Επιπλέον, καθώς η αποκτηθείσα πληροφορία κατάστασης καναλιού χρησιμοποιείται για μετάδοση δεδομένων, μεγαλύτερος χρόνος απόκτησης πληροφορίας θα οδηγήσει σε χαμηλότερη απόδοση δικτύου για σταθερό χρόνο συνοχής. Γι' αυτό τον λόγο η απόκτηση πληροφορίας κατάστασης καναλιού θα πρέπει να πραγματοποιείται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να λαμβάνονται υπόψη τόσο η ακρίβεια όσο και η διάρκεια του *training*.

Όπως έχει αναφερθεί σε προηγούμενα υποκεφάλαια, υπάρχει η δυνατότητα χρήσης υβριδικής αναλογικής-ψηφιακής αρχιτεκτονικής ενός ή περισσοτέρων συζευγμένων PS για χιλιοστομετρικά συστήματα με σκοπό τη χρήση λιγότερων αλυσίδων RF σε σχέση με τον αριθμό των κεραιών. Το πρόβλημα εκτίμησης καναλιού για χιλιοστομετρικά συστήματα έχει διαμορφωθεί ως ένα *compressive sensing* χρησιμοποιώντας υβριδική αναλογική-ψηφιακή αρχιτεκτονική ενός PS [20], [21], [22]. Μια άλλη προσέγγιση είναι με χρήση προσαρμοστικού βιβλίου κωδίκων για την εκμάθηση των μοντέλων συστοιχιών ULA [22]. Μια τρίτη προσέγγιση [23] είναι με χρήση *compressed channel sensing* με αρχιτεκτονική αναλογικού *beamforming* μέσω της οποίας γίνεται προσπάθεια για την εκτίμηση προκαθορισμένου αριθμού διαδρομών με τη χρήση πλέγματος χωρικών συχνοτήτων σε συνδυασμό με περαιτέρω βελτιστοποιήσεις. Στην ίδια λογική έχει προταθεί και προσέγγιση με *compressed channel sensing* με χρήση τυχαίων *training* ακολουθιών σε υβριδική αρχιτεκτονική [24].

Στη συνέχεια, παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα για την απόδοση του επιπέδου ζεύξης της εκτίμησης του χιλιοστομετρικού καναλιού, με χρήση αρχιτεκτονικής συζευγμένου υβριδικού αναλογικού-ψηφιακού PS. Έχει θεωρηθεί ότι η επιτευχθείσα απόδοση επιπέδου ζεύξης αντιστοιχεί στον χρόνο συνοχής σταθερού καναλιού. Με βάση αυτό, έστω ασύρματο δίκτυο ενός χρήστη, όπου ο σταθμός βάσης είναι εξοπλισμένος με N κεραιές και εξυπηρετεί εξοπλισμό χρήστη μιας κεραιάς. Ο αριθμός των αλυσίδων RF στον σταθμό βάσης είναι ίσος με 1. Η δομή χρονικών πλαισίων παρουσιάζεται στην Εικόνα 4—9, όπου έχει θεωρηθεί T_c χρόνος συνοχής του καναλιού, τ χρόνος *training*, και η διαφορά τους $T_c - \tau$ είναι η διάρκεια διάδοσης δεδομένων.



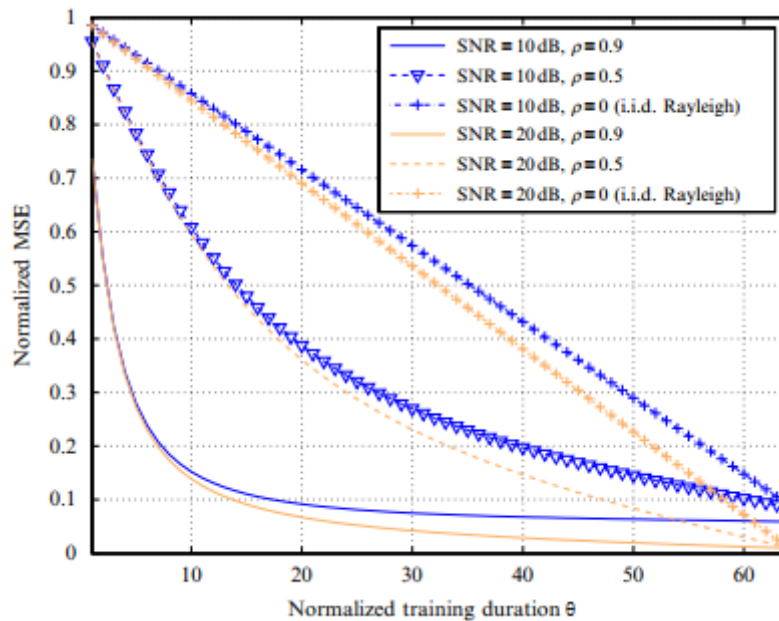
Εικόνα 4—9: Δομή χρονικού πλαισίου για εκτίμηση καναλιού και εκπομπή δεδομένων.

Για διευκόλυνση, έχει υποτεθεί επίσης ότι $\beta = 2T_0$, $\alpha = \theta$ και έχει εισαχθεί το T_0 για διευκόλυνση. Ο πίνακας συνδιακύμανσης του εξοπλισμού χρήστη \mathbf{R} προκύπτει από ένα ευρέως χρησιμοποιούμενο εκθετικό μοντέλο συσχέτισης ως

$$\mathbf{R}_{(i,j)} = \rho^{|i-j|} \quad (4-37)$$

το οποίο θεωρείται σχεδόν σταθερό για μεγάλο αριθμό χρονικών πλαισίων L , όπου $0 \leq \rho < 1$. Το συγκεκριμένο μοντέλο έχει τη δυνατότητα να συλλαμβάνει τα χαρακτηριστικά των διαφορετικών περιβάλλοντων μετάδοσης. Για παράδειγμα, τα χιλιοστομετρικά κανάλια συχνά αναπαρίστανται από πίνακες διακύμανσης χαμηλής τάξης, οι οποίοι μπορούν να μοντελοποιηθούν επιλέγοντας μεγάλο ρ .

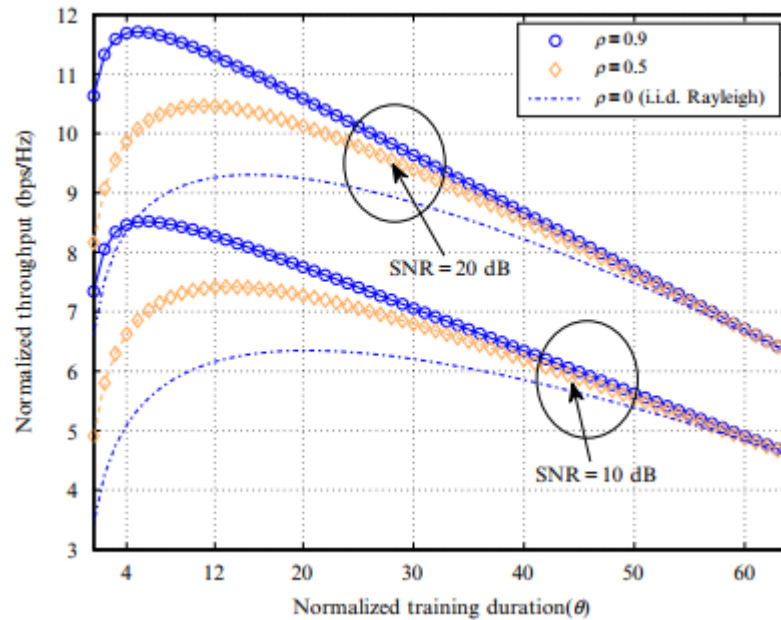
Το κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα εκτίμησης καναλιού για $N = 64$, $T_0 = 64$, και $\rho = \rho_1$ παρουσιάζεται στην Εικόνα 4—10. Όπως φαίνεται από το διάγραμμα αυτό, η αύξηση του θ βελτιώνει την ποιότητα του εκτιμητή καναλιού μειώνοντας το μέσο τετραγωνικό σφάλμα, όπως είναι αναμενόμενο. Από την άλλη, για σταθερές τιμές SNR, η απαιτούμενη διάρκεια *training* για την επίτευξη συγκεκριμένου μέσου τετραγωνικού σφάλματος μειώνεται με την αύξηση του ρ . Το αποτέλεσμα αυτό είναι επίσης αναμενόμενο, καθώς με την αύξηση του ρ , μειώνεται ο λόγος $\frac{\lambda_i}{\lambda_1}$, $\lambda_1 \geq \lambda_2, \dots, \lambda_N$, το οποίο κατά συνέπεια οδηγεί στη μείωση της διάρκειας *training*.



Εικόνα 4—10: Κανονικοποιημένο σφάλμα ως προς τη διάρκεια *training* υβριδικού καναλιού και *beamforming* για σύστημα ενός χρήστη.

Το επόμενο διάγραμμα αναπαριστά την απόδοση ως προς τον χρόνο *training* για διαφορετικές τιμές SNR και ρ . Όπως φαίνεται, παρά την προσέγγιση εκτίμησης καναλιού που ακολουθείται στα μικροκυματικά συστήματα, η βέλτιστη διάρκεια *training* του υβριδικού αναλογικού-ψηφιακού εκτιμητή δεν είναι απαραίτητα ίδια για όλες τις τιμές του ρ . Συγκεκριμένα, η βέλτιστη διάρκεια *training* μειώνεται καθώς μειώνεται η τάξη του πίνακα συνδιακύμανσης καναλιού (όσο δηλαδή αυξάνεται το ρ). Για παράδειγμα, για τιμή SNR = 10 dB, οι βέλτιστες διάρκειες *training* είναι

μεταξύ των $4T_s$, $12T_s$ και $20T_s$ για $\rho = 0.9, 0.5$ και 0 , αντίστοιχα. Από την άλλη πλευρά, αν το κανάλι του εξοπλισμού χρήστη παρουσιάζει υψηλή αυτοσυσχέτιση, μπορεί να χρησιμοποιηθεί μικρότερη περίοδος *training*, η οποία οδηγεί σε υψηλότερη κανονικοποιημένη απόδοση. Τα αποτελέσματα αυτά επιβεβαιώνουν ότι η περίοδος *training* πρέπει να επιλέγεται με προσοχή, όταν ο σταθμός βάσης έχει λιγότερες αλυσίδες RF από κεραίες, το οποίο συμβαίνει στην περίπτωση των χιλιοστομετρικών συστημάτων.



Εικόνα 4—11: Κανονικοποιημένη απόδοση έναντι διάρκειας *training*.

Όπως φαίνεται από τα δύο παραπάνω διαγράμματα, η διαδικασία εκτίμησης καναλιού για χιλιοστομετρικά συστήματα είναι διαφορετική από εκείνη των συστημάτων μικροκυμάτων. Επιπλέον, υπάρχει μια αντιστάθμιση μεταξύ της διάρκειας του *training* και της επιτεύξιμης απόδοσης όταν ο αριθμός των αλυσίδων RF είναι περιορισμένος και εφαρμόζεται εκτίμηση υβριδικού αναλογικού-ψηφιακού καναλιού και *beamforming*.

4.6 Σχεδίαση κυματομορφών

Η απόδοση του επιπέδου ζεύξης ενός ασύρματου καναλιού καθορίζεται επίσης από τον τρόπο σχεδιασμού των μεταδιδόμενων κυματομορφών σήματος. Στην πραγματικότητα, οι διαφορετικές κυματομορφές οδηγούν σε διαφορετικές επιδόσεις του συστήματος όσον αφορά την εκτίμηση των καναλιών και το *beamforming*, το οποίο με τη σειρά του αποδίδει διαφορετική χωρητικότητα επιπέδου ζεύξης [25].

Από αυτή την άποψη, η απόδοση κάθε κυματομορφής καθορίζεται από την ικανότητά της να πραγματοποιεί αποτελεσματικά σηματοδότηση και πολυπλεξία. Υπάρχουν διάφορες προσεγγίσεις σχεδιασμού κυματομορφών στα υπάρχοντα ασύρματα πρότυπα: η πολλαπλή πρόσβαση διαίρεσης χρόνου (TDMA) και η πολλαπλή πρόσβαση διαίρεσης συχνότητας (FDMA) έχουν χρησιμοποιηθεί σε συστήματα 2G για την ικανότητά τους να πολλαπλασιάζουν τα σύμβολα πληροφορίας. Και το σύστημα διευρυμένου φάσματος (CDMA) γίνεται πιο κυρίαρχο για το σύστημα 3G. Το OFDM έχει επιλεγεί καθώς παρουσιάζει αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα

TDMA, FDMA και CDMA. Όλες αυτές οι τεχνικές χρησιμοποιούν προσέγγιση μετάδοσης *Nyquist*, όπου ενσωματώνεται μόνον ένα στοιχείο εκπομπής ανά διάρκεια συμβόλου. Καθώς τα δίκτυα 5G απαιτούν μεγαλύτερη χωρητικότητα, έχει προταθεί μια στρατηγική εκπομπής, η οποία μπορεί να διαχειριστεί μεγαλύτερη ποσότητα πληροφορίας ανά περίοδο συμβόλου, η εκπομπή *Faster than Nyquist* (FTN). Η αρχική μελέτη του τρόπου αυτού εκπομπής έγινε από τον Mazo το 1975 [26] και υποστήριξε ότι υπάρχει η δυνατότητα επίτευξης ρυθμού μετάδοσης μεγαλύτερου από το όριο που ορίζει το κριτήριο *Nyquist* χωρίς χρήση επιπλέον εύρους ζώνης. Η τάξη της πιθανότητας σφάλματος παίζει πολύ σημαντικό ρόλο στην κατανόηση του καναλιού επικοινωνίας, το οποίο συνδέεται άμεσα με την ελάχιστη ευκλείδεια απόσταση, d_{\min} μεταξύ δύο διακριτών συμβόλων. Βασική ιδέα της μελέτης είναι ότι για διάρκεια συμβόλου *Nyquist* T_{Ny} και φίλτρο διαμόρφωσης παλμού sinc (συνάρτηση δειγματοληψίας), η d_{\min} θα είναι η ίδια αν η διάρκεια του συμβόλου λάβει τιμή τT_{Ny} με $\tau \in [0.802, 1]$ [27]. Αφήνεται να εννοηθεί δηλαδή ότι με την επιλογή του συντελεστή $\tau \approx 0.802$ αυξάνεται η απόδοση εύρους ζώνης κατά περίπου 25% (1/0.802). Διαφορετικά φίλτρα διαμόρφωσης παλμού έχουν διαφορετικά όρια Mazo¹ (ελάχιστο τ). Για παράδειγμα, με χρήση φίλτρου *root raised cosine* και παράγοντα κλίσης $\beta = 0.3$ αποδίδει 42% αύξηση της φασματικής απόδοσης ($\tau_{\min} = 0.703$).

Παρότι η μετάδοση FTN παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα, κυρίως λόγω της επίτευξης υψηλότερης χωρητικότητας καναλιού σε σχέση με την αντίστοιχη *Nyquist*, απαιτεί μη γραμμικές διεργασίες αποκωδικοποίησης, οι οποίες δεν είναι επιθυμητές. Γι' αυτό τον λόγο έχει προτιμηθεί η μετάδοση με διαμόρφωση OFDM στα περισσότερα ασύρματα *standards*, όπως το LTE και το Wi-Fi. Τα κύρια πλεονεκτήματα των κυματομορφών OFDM είναι:

1. Για την επίτευξη υψηλού ρυθμού μετάδοσης απαιτείται μεγάλο εύρος ζώνης, το οποίο με τη σειρά του «βρίσκει» ένα συχνοεπιλεκτικό κανάλι. Η προσέγγιση σχεδίασης κυματομορφής OFDM συντελεί στο να μετατρέπονται τα κανάλια αυτού του τύπου σε παράλληλο κανάλι επίπεδων διαλείψεων. Αυτό με τη σειρά του δίνει τη δυνατότητα της εξέτασης των επιμέρους στοιχείων του σήματος, τα οποία περνούν μέσα από κανάλια επίπεδων διαλείψεων, ξεχωριστά.
2. Η κυματομορφή OFDM μπορεί να κατασκευαστεί με αντίστροφο FFT (IFFT). Ενώ το εκπεμπόμενο σήμα μπορεί να ανακτηθεί με χρήση FFT. Καθώς οι δύο διεργασίες (FFT και IFFT) μπορούν να πραγματοποιηθούν με υψηλή απόδοση, το OFDM είναι πιο προσιτό από πλευράς υλοποίησης.
3. Καθώς το OFDM δίνει τη δυνατότητα κάθε υποφέρουσα να μπορεί να χρησιμοποιείται ξεχωριστά, διαφορετικές υποφέρουσες μπορούν να κατανεμηθούν σε διαφορετικούς χρήστες, το οποίο με τη σειρά του δίνει τη δυνατότητα πολυπλεξίας με χαμηλή πολυπλοκότητα.

Παρόλα αυτά η μετάδοση OFDM έχει ένα βασικό μειονέκτημα. Καθώς η μετάδοση χρησιμοποιεί λειτουργία IFFT στα εκπεμπόμενα σήματα, η οποία αυξάνει κατακόρυφα τον λόγο *peak-to-average power* της εκπεμπόμενης κυματομορφής, ειδικά αν το μέγεθος του IFFT είναι μεγάλο. Αυτό με τη σειρά του δημιουργεί απαίτηση για υψηλής ποιότητας ενισχυτή, ο οποίος έχει σημαντικό κόστος, ειδικά για συστήματα χαμηλής ισχύος. Επιπρόσθετα, αν επιλεγεί ενισχυτής χαμηλού κόστους, τότε κάποια από τα εκπεμπόμενα σήματα θα υποστούν περικοπές (*clipping*), με αποτέλεσμα να χαθεί η ορθογωνιότητα μεταξύ των υποφερουσών. Επιπλέον, υψηλός λόγος

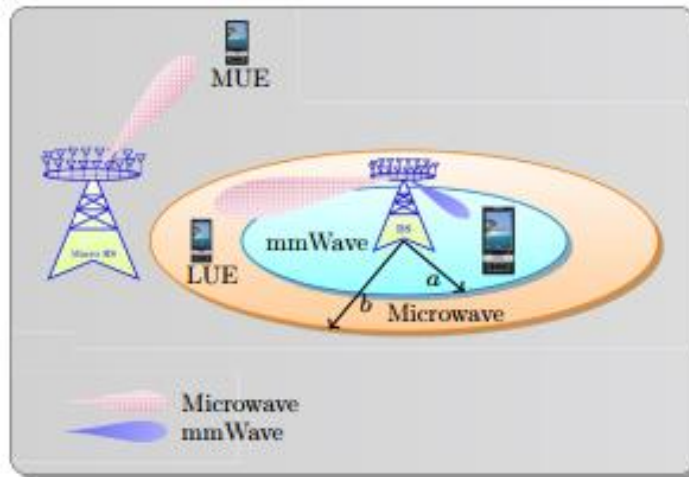
¹ Ως όρια Mazo ονομάζονται τα όρια του πολλαπλασιαστικού παράγοντα τ (≈ 0.802). Στο όριο αυτό, επιτυγχάνεται η αύξηση της απόδοσης εύρους ζώνης κρατώντας το BER σε ικανοποιητικά επίπεδα

peak-to-average power οδηγεί σε σημαντική υποβάθμιση της απόδοσης BER [28]. Για να ξεπεραστεί αυτό το πρόβλημα, έχουν προταθεί τροποποιημένες μορφές μετάδοσης OFDM, όπου ακολουθείται η προσέγγιση εκπομπής μιας φέρουσας.

Το παραπάνω ζήτημα εγείρει το ερώτημα κατά πόσον το OFDM μπορεί ακόμη να επιλεγεί ως βιώσιμη λύση για χιλιοστομετρικές εφαρμογές. Όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενη ενότητα, ένα σημαντικό εύρος ζώνης είναι διαθέσιμο σε ζώνες χιλιοστομετρικών συχνοτήτων (για παράδειγμα, υπάρχει διαθέσιμη περίπου 12.9 GHz στη ζώνη E [29]), πράγμα που σημαίνει ότι μπορούν να επιτευχθούν χιλιοστομετρικές επικοινωνίες υψηλής χωρητικότητας. Από την άλλη πλευρά, δεδομένου ότι οι ζώνες χιλιοστομετρικών συχνοτήτων έχουν πολύ μικρούς χρόνους συνοχής καναλιού, η διάρκεια των χρονοθυρίδων κάθε μπλοκ μετάδοσης θα είναι πολύ μικρή σε σύγκριση με τους αντίστοιχους χρόνους των μικροκυματικών συχνοτήτων. Για παράδειγμα, η διάρκεια χρονοθυρίδας συστήματος LTE κυμαίνεται γύρω στα 0.5 ms, τα οποία μπορούν να έχουν 6–7 σύμβολα OFDM διάρκειας 66.7 μ s το καθένα. Επιπλέον, οι μικροκυματικοί ενισχυτές είναι οικονομικότεροι από τους αντίστοιχους χιλιοστομετρικούς. Καθώς στις χιλιοστομετρικές ζώνες συχνοτήτων χρησιμοποιούνται μεγάλης κλίμακας συστοιχίες κεραιών, η χρήση ενισχυτών υψηλής ποιότητας κάνει τη μετάδοση OFDM λιγότερο επιθυμητή. Επιπλέον, αφού η διάρκεια συμβόλου είναι πολύ μικρή και το εύρος ζώνης μεγάλο, η χρήση ενός σχήματος TDMA (FDMA) είναι μια πρακτικά υλοποιήσιμη λύση, περιλαμβάνοντας ταυτόχρονα σύστημα μονής φέρουσας ώστε η σχεδίαση του δέκτη να είναι χαμηλής πολυπλοκότητας.

4.7 Στρατηγική πρόσβασης

Η απόδοση επιπέδου ζεύξης των χιλιοστομετρικών συστημάτων βασίζεται, εκτός των άλλων, και στη στρατηγική πρόσβασης στο δίκτυο. Γ' αυτήν, έχει προταθεί συνδεσιμότητα διπλού κύματος (*dual-wave connectivity*) με στόχο να γίνει εκμετάλλευση των δυνατοτήτων τόσο των μικροκυματικών όσο και των χιλιοστομετρικών ζωνών για χιλιοστομετρικά συστήματα επικαλυμμένων μικροκυψελών. Η κεντρική ιδέα πίσω από τη συνδεσιμότητα διπλού κύματος είναι ότι κάθε εξοπλισμός χρήστη λειτουργεί ταυτόχρονα και στις δύο ζώνες συχνοτήτων. Με αυτό τον τρόπο, το επίπεδο ελέγχου και δεδομένων διαχωρίζονται ώστε τα κρίσιμα δεδομένα ελέγχου να μεταδίδονται μέσω αξιόπιστων μικροκυματικών ζεύξεων μεταξύ των εξοπλισμών χρηστών και τον *macro* σταθμών βάσης, ενώ πραγματοποιείται επικοινωνία υψηλών ταχυτήτων μεταξύ των εξοπλισμών χρηστών και των μικροκυψελών στις χιλιοστομετρικές συχνότητες. Κατά συνέπεια, μπορούν να διατηρηθούν αξιόπιστες και σταθερές επικοινωνίες, αποκομίζοντας παράλληλα τα οφέλη της μικροκυματικής ζώνης συχνοτήτων. Για παράδειγμα, μια μικροκυψέλη διπλής ζώνης με στρατηγική συσχέτισης προτεραιοποιημένης και πολυεπίπεδης κυψέλης μπορεί να εκμεταλλευτεί τα πλεονεκτήματα των διαφορετικών ζωνών συχνοτήτων [Εικόνα 4—12]. Με βάση αυτή τη σχεδίαση, η περιοχή κάλυψης χωρίζεται σε τρεις περιοχές, όπου ο εξοπλισμός χρήστη εξυπηρετείται για ακτίνα μικρότερη του a από τη μικροκυψέλη στις χιλιοστομετρικές συχνότητες, ενώ για ακτίνα μεταξύ του a και του b εξυπηρετείται πάλι από τη μικροκυψέλη αλλά στις μικροκυματικές συχνότητες. Η περιοχή εκτός της ακτίνας b εξυπηρετείται από τη μακροκυψέλη σε μικροκυματικές συχνότητες, καθώς έτσι υποστηρίζεται η επικοινωνία μεγάλης εμβέλειας αλλά και η κινητικότητα του χρήστη. Οι ακτίνες a και b μπορούν να καθοριστούν ή να βελτιστοποιηθούν για να εξυπηρετήσουν τα εκάστοτε κριτήρια του συστήματος. Η σχεδίαση μικροκυψέλης διπλής ζώνης απομονώνει τους εξοπλισμούς χρηστών, καθώς δεν δημιουργούνται παρεμβολές μεταξύ των εξοπλισμών αυτών και των εξοπλισμών που εξυπηρετούνται από τη μακροκυψέλη.



Εικόνα 4—12: Συνδεσιμότητα διπλού κύματος για χιλιοστομετρικά συστήματα μικροκυψελών.

Μέσα από ανάλυση της χωρητικότητας των χιλιοστομετρικών συστημάτων πικοκυψελών έχει αποδειχτεί ότι αυτά μπορούν να λειτουργήσουν κάτω από πολύ περιορισμένα περιθώρια ισχύος, όπου δεν χρησιμοποιούνται πλήρως οι χωρικοί βαθμοί ελευθερίας και οι βαθμοί ελευθερίας εύρους ζώνης [30]. Γι' αυτό τον λόγο, τα διαγράμματα *beamforming* των εξοπλισμών χρήστη δεν θα παρεμβάλλονται έντονα μεταξύ τους [31]. Λόγω αυτού, η χρήση χιλιοστομετρικών συχνοτήτων έχει προκριθεί τόσο για τα δίκτυα πρόσβασης όσο και για τα *backhaul* δίκτυα, καθώς μπορεί να προσφέρει μεγαλύτερη ευελιξία στην ανάπτυξη του συστήματος (*deployment*). Για το θέμα αυτό έχουν διεξαχθεί διάφορες μελέτες. Για παράδειγμα, έχουν προταθεί λύσεις *ασύρματης* οπισθόζευξης εντός ζώνης, όπου η οπισθόζευξη (*backhaul*) και η πρόσβαση πολυπλέκονται στην ίδια συχνότητα με χρήση χρονοπρογραμματισμού TDD [32]. Επίσης, έχει μελετηθεί το πρόβλημα της κατανομής πόρων για συζευγμένα δίκτυα πρόσβασης και οπισθόζευξης [33], ενώ έχουν μελετηθεί η σχεδίαση και τα προβλήματα υλοποίησης των εν λόγω συστημάτων [34]. Όλοι αυτοί οι παράγοντες, που αναφέρθηκαν, βοηθούν στην βελτίωση της απόδοσης σε επίπεδο ζεύξης των χιλιοστομετρικών επικοινωνιών.

Σύνοψη – Συμπεράσματα Εργασίας

Στην παρούσα εργασία αναλύθηκε η τεχνολογία του Massive MIMO για τα δίκτυα 5^{ης} γενιάς. Η δυνατότητα χρήσης μεγαλύτερου αριθμού στοιχειοκεραιών (16 - 64), σε σύγκριση με τις 2 ως 8 που χρησιμοποιούνται συνήθως σε συμβατικές λύσεις ασύρματων δικτύων επιτρέπει στους παρόχους ασύρματων επικοινωνιών να επωφεληθούν σημαντικά από τις τεχνικές πολλαπλών κεραιών.

Η χρήση αρχιτεκτονικής υβριδικών συστοιχιών αποτελεί μια προσιτή και χωρικά εφικτή λύση για τις massive συστοιχίες και μπορεί να επιτύχει συγκρίσιμη απόδοση με μια πλήρη ψηφιακή συστοιχία χάρη στη χρονική και χωρική διασπορά των χιλιοστομετρικών καναλιών. Η υβριδική συστοιχία είναι μια πολλά υποσχόμενη αρχιτεκτονική με πολλά ακόμα ζητήματα που πρέπει να αντιμετωπιστούν. Παρ' όλα αυτά, είναι μια πρακτική λύση για μια μαζική συστοιχία και είναι ιδιαίτερος ελπιδοφόρος για τις ασύρματες επικοινωνίες 5^{ης} γενιάς.

Σε επίπεδο ζεύξης, η χωρητικότητα των χιλιοστομετρικών συστημάτων δεν εξαρτάται μόνο από τον αριθμό των στοιχειοκεραιών που χρησιμοποιούνται, αλλά επίσης και από τον αριθμό αλυσίδων RF, με την μέγιστη δυνατή απόδοση να επιτυγχάνεται στην περίπτωση που τα δυο αυτά είναι ισάριθμα. Μια τέτοια όμως προσέγγιση θα οδηγούσε σε κατακόρυφη αύξηση του κόστους, καθώς οι συστοιχίες θα έχουν πολύ μεγάλο μέγεθος. Λύση στο πρόβλημα του κόστους φαίνεται να δίνει η χρήση υβριδικής αναλογικής-ψηφιακής αρχιτεκτονικής, εις βάρος όμως της απόδοσης. Η χρήση μιας τέτοιας αρχιτεκτονικής αλλάζει την απόδοση του beamforming, της χωρικής πολυπλεξίας και της εκτίμησης καναλιού σημαντικά. Επιπρόσθετα, παρέχεται η δυνατότητα μέσω της χωρικής πολυπλεξίας πολύ υψηλών ρυθμών μετάδοσης σε ασύρματα συστήματα εσωτερικού χώρου. Από την άλλη, η συνδεσιμότητα διπλού κύματος είναι ένα μοναδικό στοιχείο των χιλιοστομετρικών συχνοτήτων το οποίο μπορεί να προσφέρει πιο σταθερό ασύρματο δίκτυο, μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης, και καλύτερη κάλυψη στους χρήστες.

Αναφορές

- [1] "International Telecommunications Union (ITU)," 30 November 2018. [Online]. Available: https://www.itu.int/en/ITU-D/Statistics/Documents/statistics/2018/ITU_Key_2005-2018_ICT_data_with%20LDCs_rev27Nov2018.xls. [Accessed 5 May 2019].
- [2] L. Wei, H. R., Y. Qian and G. Wu, "Key elements to enable millimeter wave communications for 5G wireless systems," *IEEE Wireless Communications*, vol. 21, pp. 136-143, 2014.
- [3] E. Björnson, "Massive MIMO," Ellintech, 18 10 2016. [Online]. Available: <https://massive-mimo.ellintech.se/>.
- [4] S. Mumtaz, J. Rodriguez and L. Dai, *mmWave Massive MIMO: A Paradigm for 5G*, Academic Press, 2017.
- [5] G. Liu and D. Jiang, "5G: Vision and Requirements for Mobile Communication System towards Year 2020," *Chinese Journal of Engineering*, 2015.
- [6] T. L. Marzetta, E. G. Larsson, H. Yang and N. Hien Quoc, *Fundamentals of Massive MIMO*, Cambridge: Cambridge University Press, 2016.
- [7] E. Björnson, "Wireless Future Blog," 25 Ιανουάριος 2017. [Online]. Available: <https://massive-mimo.ellintech.se/2017/01/25/channel-hardening-makes-fading-channels-behave-as-deterministic/>. [Accessed 2016 Ιούνιος 2022].
- [8] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath, C. - B. Chae and T. Sälzer, "From single-user to multi-user communications: shifting the MIMO paradigm," *IEEE Signal Process Magazine*, pp. 33-46, September 2007.
- [9] S. Gunnarsson, J. Flordelis, L. Van der Perre and F. Tufvesson, "Channel Hardening in Massive MIMO - A Measurement Based Analysis," Leuven, 2018.
- [10] E. Björnson, "Wireless Future Blog," 25 Ιανουάριος 2017. [Online]. Available: <https://massive-mimo.ellintech.se/2017/01/14/pilot-contamination-in-a-nutshell/>. [Accessed 16 Ιούνιος 2022].
- [11] L. Slot and S. Zur, "Shannon's Noisy-Channel Coding Theorem," 2015.
- [12] R. J. Mailloux, "Antenna Array Architecture," *Proceedings of the IEEE*, pp. 163 - 172, January 1992.
- [13] A. R. Weily and N. Nikolic, "Circularly Polarized Stacked Patch Antenna With Perpendicular Feed Substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 10, pp. 5274 - 5278, 2013.
- [14] X. Huang, Y. Jay Guo and J. . D. Bunton, "A hybrid adaptive antenna array," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, pp. 1770 - 1779, 13 May 2010 .
- [15] J. A. Zhang, X. Huang and J. Y. Guo, "Adaptive Searching and Tracking Algorithm for AoA Estimation in Localized Hybrid Array," in *IEEE International Conference on Communications Workshops, ICC*, London, UK, 2015.

- [16] C. Kourgiorgas, S. Sagkriotis and A. D. Panagopoulos, "Coverage and outage capacity evaluation in 5G millimeter wave cellular systems: impact of rain attenuation," in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Lisbon, Portugal, 2015.
- [17] L. Liang, W. Xu and X. Dong, "Low-Complexity Hybrid Precoding in Massive Multiuser MIMO Systems," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 3, no. 6, pp. 653 - 656, 2014.
- [18] T. E. Bogale, L. B. Le, A. Haghigat and L. Vandendorpe, "On the Number of RF Chains and Phase Shifters, and Scheduling Design With Hybrid Analog–Digital Beamforming," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 5, pp. 3311 - 3326, 2016.
- [19] E. Torkildson, C. Sheldon, U. Madhow and M. Rodwell, "Millimeter-Wave Spatial Multiplexing in an Indoor Environment," in *2009 IEEE Globecom Workshops*, Honolulu, HI, USA, 2009.
- [20] W. U. Bajwa, J. Haupt, A. M. Sayeed and R. Nowak, "Compressed Channel Sensing: A New Approach to Estimating Sparse Multipath Channels," *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, no. 6, pp. 1058 - 1076, 2010.
- [21] M. L. Malloy and R. D. Nowak, "Near-Optimal Adaptive Compressed Sensing," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 60, no. 7, pp. 4001 - 4012, 2014.
- [22] A. Alkhateeb, O. E. Ayach, G. Leus and R. W. Heath, "Channel Estimation and Hybrid Precoding for Millimeter Wave Cellular Systems," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 8, no. 5, pp. 831 - 846, 2014.
- [23] D. Ramasamy, S. Venkateswaran and U. Madhow, "Compressive adaptation of large steerable arrays," in *2012 Information Theory and Applications Workshop*, San Diego, CA, USA, 2012.
- [24] J. Lee, G.-T. Gil and Y. H. Lee, "Exploiting spatial sparsity for estimating channels of hybrid MIMO systems in millimeter wave communications," in *2014 IEEE Global Communications Conference*, Austin, TX, USA, 2014.
- [25] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong and J. Charlie Zhang, "What Will 5G Be?," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 6, pp. 1065-1082, 2014.
- [26] J. E. Mazo, "Faster-than-nyquist signaling," *The Bell System Technical Journal*, vol. 54, no. 8, pp. 1451-1462, 1975.
- [27] J. Fan, S. Guo, X. Zhou, Y. Ren, G. Ye Li and X. Chen, "Faster-Than-Nyquist Signaling: An Overview," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 1925-1940, 2017.
- [28] J.-C. Chen and C.-P. Li, "Tone Reservation Using Near-Optimal Peak Reduction Tone Set Selection Algorithm for PAPR Reduction in OFDM Systems," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 17, no. 11, pp. 933-936, 2010.
- [29] Z. Pi and F. Khan, "An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 6, pp. 101-107, 2011.
- [30] M. R. Akdeniz, Y. Liu, S. Rangan and E. Erkip, "Millimeter wave picocellular system evaluation for urban deployments," in *2013 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, Atlanta, GA, USA, 2013.

- [31] M. Abouelseoud and G. Charlton, "System level performance of millimeter-wave access link for outdoor coverage," in *2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Shanghai, China, 2013.
- [32] R. Taori and A. Sridharan, "Point-to-multipoint in-band mmWave backhaul for 5G networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 1, pp. 195 - 201, 2015.
- [33] C. J. Bernardos, A. D. Domenico, J. Ortin, P. Rost and D. Wübben, "Challenges of designing jointly the backhaul and radio access network in a cloud-based mobile network," in *2013 Future Network & Mobile Summit*, Lisboa, Portugal, 2013.
- [34] C. Dehos, J. L. González, A. D. Domenico, D. Kténas and L. Dussopt, "Millimeter-wave access and backhauling: the solution to the exponential data traffic increase in 5G mobile communications systems?," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 9, pp. 88 - 95, 2014.