



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ**

**ΤΜΗΜΑ: «Ψηφιακών Συστημάτων»**

**Μ.Π.Σ «Ψηφιακά Συστήματα και Υπηρεσίες»**

**ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗ: «Ψηφιακές επικοινωνίες και Δίκτυα»**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**ΤΟΥ**

**ΒΑΣΙΛΑΚΗ ΓΕΩΡΓΙΟΥ**

**A.M. ΜΕ 1542**

**Μελέτη συστήματος OFDMA σε κυψελωτά  
δίκτυα**

**ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ: ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΕΥΘΥΜΟΓΛΟΥ**

**ΠΕΙΡΑΙΑΣ 2017**

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάμε την κατανομή του πηλίκου σήματος προς θόρυβο και παρεμβολή (Signal-to-Noise-and-Interference ratio/SINR) σε ασύρματα κυψελωτά δίκτυα 4<sup>ης</sup> γενιάς. Η ανάλυση βασίζεται σε προσομοίωση όπου μελετάμε την επίδραση διαφόρων παραμέτρων του κυψελωτού συστήματος στο λαμβανόμενο SNIR. Στο κεφάλαιο 1 παρουσιάζεται μία μικρή εισαγωγή στη λειτουργία των ασύρματων κυψελωτών δικτύων. Στο Κεφάλαιο 2 παρουσιάζονται τα βασικά χαρακτηριστικά των κυψελωτών συστημάτων επικοινωνιών, όπως η γεωμετρία της κυψέλης, ο συντελεστής επαναχρησιμοποίησης συχνότητας, και η τομεοποίηση της κυψέλης. Στο Κεφάλαιο 3 αναλύεται η εξαγωνική κυψελωτή γεωμετρία. Στα Κεφάλαια 4 και 5 υπολογίζουμε τον λόγο σήματος προς παρεμβολή (signal-to-interference ratio/SIR) σε μία κυψέλη με ομοιοκατευθυντικές κεραίες για τη ζεύξη σταθμού βάσης προς χρήστη (downlink) και τη ζεύξη χρήστη προς σταθμό βάσης (uplink). Στο Κεφάλαιο 6 υπολογίζουμε το SIR με χρήση τομεοποίησης 120 και 60 μοιρών για το uplink και το downlink. Στο Κεφάλαιο 7 υπολογίζουμε το SIR με χρήση αναμεταδοτών και στο Κεφάλαιο 8 με διαίρεση κυψέλης. Στο Κεφάλαιο 9 παρουσιάζεται το fractional frequency reuse (FFR) για περιορισμό της δια-καναλική παρεμβολής σε ετερογενή ασύρματα δίκτυα. Στο Κεφάλαιο 10 παρουσιάζουμε τη σχεδίαση ενός κυψελωτού συστήματος με βάση το SIR. Στο Κεφάλαιο 11 παρουσιάζεται ο αλγόριθμος για τον υπολογισμό του SIR σε ένα κυψελοειδές σύστημα χρησιμοποιώντας προσομοίωση Monte Carlo. Στη συνέχεια, περιγράφεται η μεθοδολογία προσομοίωσης και ο κώδικας Matlab. Διάφορες περιπτώσεις των παραμέτρων του συστήματος, όπως τομεοποίηση και παράγοντας επαναχρησιμοποίησης συχνότητας εξετάζονται για να βρεθεί η επίδρασή τους στη πιθανότητα ο λόγος σήματος προς παρεμβολή να υπερβαίνει ένα κατώφλι. Τέλος, στο Παράρτημα δίνεται ο κώδικας matlab που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση της προσομοίωσης και την παραγωγή των αποτελεσμάτων.

## Πίνακας Περιεχομένων

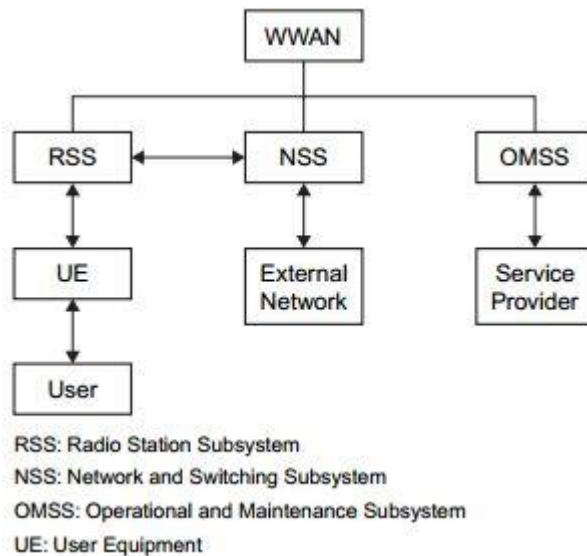
1	Εισαγωγή σε κυψελωτό δίκτυο .....	4
2	ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΩΝ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΚΥΨΕΛΩΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ .....	5
3	ΓΕΩΜΕΤΡΙΑ ΚΥΨΕΛΩΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ .....	7
4	ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ ΣΤΟ DOWNLINK ΜΕ ΟΜΟΙΟΚΑΝΤΕΥΘΥΝΤΙΚΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ.....	10
5	ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ ΣΤΟ UPLINK ΜΕ ΟΜΟΙΟΚΑΝΤΕΥΘΥΝΤΙΚΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ.....	12
6	ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ ΜΕ ΤΟΜΕΟΠΟΙΗΣΗ ΚΥΨΕΛΗΣ .....	14
6.1	ΤΟΜΕΟΠΟΙΗΣΗ 120° ΣΤΟ DOWNLINK .....	14
6.2	ΤΟΜΕΟΠΟΙΗΣΗ 120° ΣΤΟ UPLINK.....	15
6.3	ΤΟΜΕΟΠΟΙΗΣΗ 60° ΣΤΟ DOWNLINK.....	16
6.4	ΤΟΜΕΟΠΟΙΗΣΗ 60° ΣΤΟ UPLINK .....	17
7	ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ RELAYS .....	18
8	ΔΙΑΙΡΕΣΗ ΚΥΨΕΛΗΣ.....	20
9	FRACTIONAL FREQUENCY REUSE (FFR) .....	22
9.1	FFR-B .....	25
9.2	ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΓΡΑΦΗΜΑΤΟΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΩΝ.....	26
10	ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΚΥΨΕΛΗΣ ΜΕ ΒΑΣΗ ΤΟ S/I .....	28
11	ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ MONTE CARLO .....	34
11.1	ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ .....	50
1)	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΓΙΑ SECTORIZATION 60° – UPLINK .....	50
2)	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΓΙΑ SECTORIZATION 120° – UPLINK.....	54
3)	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΓΙΑ SECTORIZATION 360° – UPLINK.....	57
4)	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΓΙΑ SECTORIZATION 60° – DOWNLINK .....	61
5)	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΓΙΑ SECTORIZATION 120° – DOWNLINK .....	65
6)	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΓΙΑ SECTORIZATION 360° – DOWNLINK .....	69
11.2	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ .....	73
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ: MATLAB SCRIPT FILES .....	74
	SCRIPT FILE wholesystem_ccdf.m.....	76
	MATLAB function wilkinson.m.....	82
	REFERENCES .....	83

# 1 Εισαγωγή σε κυψελωτό δίκτυο

Το Κυψελωτό δίκτυο είναι ένα ασύρματο δίκτυο το οποίο είναι καταναμημένο στον χώρο μέσω κυψελών. Οι κυψέλες παρέχουν ασύρματη κάλυψη σε μεγάλες γεωγραφικές περιοχές (ανάλογα με την περιοχή που αναπτύσσεται το δίκτυο) και περιέχουν έναν πομποδέκτη η κάθε μία, γνωστό και ως σταθμό βάσης για επικοινωνία του δικτύου με τους χρήστες του και με το υπόλοιπο δίκτυο. Με αυτόν τον τρόπο το δίκτυο μπορεί να επικοινωνεί με χρήστες, οι οποίοι κινούνται συνεχώς μέσα σε αυτό.

Προκειμένου να υποστηριχθούν οι λειτουργίες και οι ευκολίες ενός τέτοιου δικτύου, απαιτείται μία σειρά από λειτουργίες. Τα βασικά υποσυστήματα ενός ασύρματου δικτύου 4<sup>ης</sup> γενιάς φαίνονται στο Σχήμα 1: οι σταθμοί βάσης, τα κέντρα δικτύωσης και μεταγωγής (NSS) και τα κέντρα λειτουργίας και συντήρησης του συστήματος (OMSS). Οι σταθμοί βάσης είναι υπεύθυνοι τόσο για να παρέχουν όσο και για να διαχειρίζονται τις μεταδόσεις μεταξύ των κινητών σταθμών και των NSS. Αυτό περιλαμβάνει την διαχείριση των διεπαφών και των ραδιοσυχνοτήτων μεταξύ του κινητού σταθμού με το υπόλοιπο δίκτυο. Το κέντρο μεταγωγής και δικτύωσης έχει την ευθύνη να διαχειρίζεται τις επικοινωνίες (κλήσεις) και να συνδέει τα κινητά τερματικά με τα σχετικά δίκτυα ή με άλλους χρήστες. Αυτό το κέτρο δεν έρχεται σε άμεση επαφή με τον χρήστη, ούτε το σύστημα των σταθμών βάσεων με το υπόλοιπο εξωτερικό δίκτυο. Τα κινητά τερματικά, το σύστημα των σταθμών βάσεων και το κέντρο μεταγωγής και δικτύωσης αποτελούν το λειτουργικό κομμάτι του δικτύου. Το κέντρο λειτουργίας και συντήρησης παρέχει στον παροχέα υπηρεσιών τα μέσα για να μπορεί να τα ελέγχει. Στην παρακάτω εικόνα απεικονίζεται η αρχιτεκτονική ενός τέτοιου δικτύου.

Τα ασύρματα κυψελωτά δίκτυα παρέχουν στους συνδρομητές τους κάποια προηγμένα χαρακτηριστικά, όπως υψηλή χωρητικότητα, χαμηλή χρήση μπαταρίας, μεγάλη γεωγραφική κάλυψη και μειωμένη παρεμβολή από άλλα σήματα. Τα πιο δημοφιλή ασύρματα κυψελωτά δίκτυα είναι τα GSM γνωστό και ως 2G το οποίο χρησιμοποιείται κυρίως για ομιλία και τα 3G και 4G τα οποία χρησιμοποιούνται κυρίως για μεταφορά δεδομένων. Μέσα στα επόμενα χρόνια το 5G θα είναι έτοιμο για χρήση, το οποίο θα προσφέρει πολλαπλάσιους ρυθμούς μετάδοσης σε σχέση με τα σημερινά δεδομένα.



Εικόνα 1: Αρχιτεκτονική ενός ασύρματου δικτύου 4ης γενιάς

## 2 ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΩΝ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΚΥΨΕΛΩΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

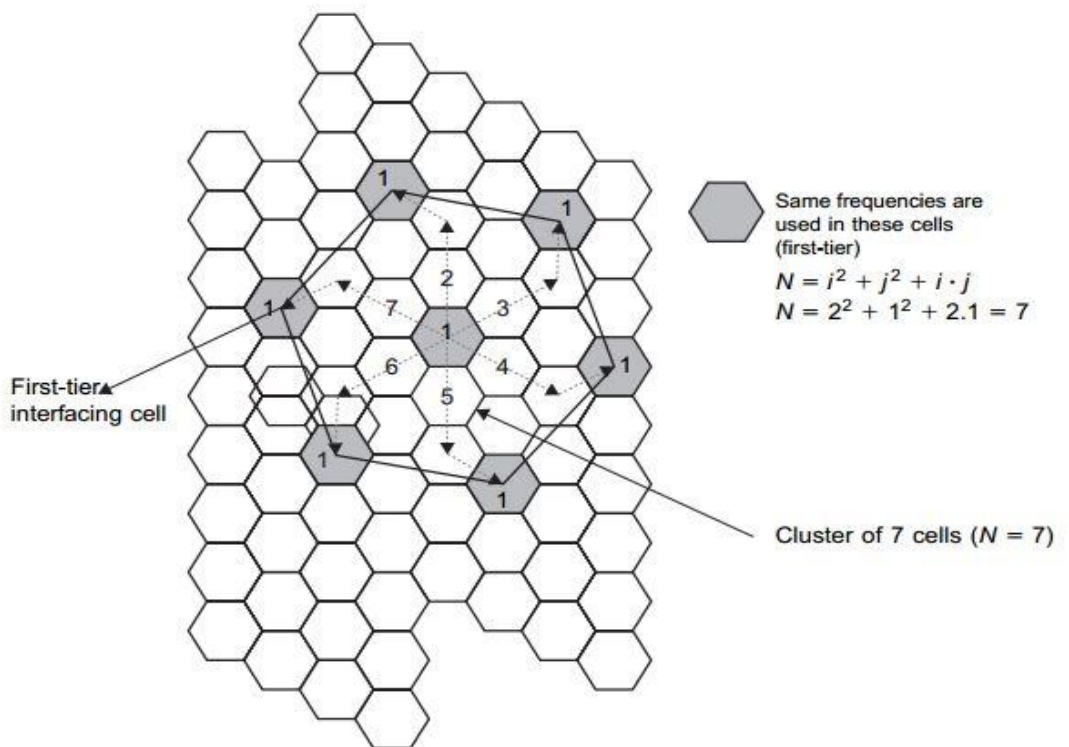
Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται η έννοια του κυψελωτού συστήματος καθώς και τα βασικά χαρακτηριστικά του. Τα περισσότερα ραδιοηλεκτρονικά συστήματα έχουν σχεδιαστεί με σκοπό να καλύπτουν όσο τον δυνατόν μεγαλύτερη περιοχή κάλυψης. Η συχνότητα που χρησιμοποιείται από τον πομπό δεν μπορεί να ξαναχρησιμοποιηθεί μέχρι να υπάρξει αρκετή γεωγραφική απόσταση ούτως ώστε ο κάθε σταθμός να μην παρεμβάλλει σημαντικά με κάποιον ομοιοσυχνотικό του.

Το κυψελωτό σύστημα έχει ακριβώς την αντίθετη προσέγγιση. Προσπαθεί να χρησιμοποιήσει με τον καλύτερο τρόπο όλα τα διαθέσιμα κανάλια χρησιμοποιώντας πομπούς χαμηλής ισχύος με σκοπό να επιτρέψει την επαναχρησιμοποίηση της συχνότητας (frequency reuse factor) σε μικρότερες αποστάσεις. Η μεγιστοποίηση του αριθμού επαναχρησιμοποίησης του κάθε κανάλιου σε μία γεωγραφική περιοχή, είναι το κλειδί για έναν αποτελεσματικό σχεδιασμό του κυψελωτού συστήματος.

Αυτά τα συστήματα είναι σχεδιασμένα για να λειτουργούν με κεραιές χαμηλής ισχύος με τις οποίες μπορεί να καλυφθεί το σήμα σε όλη την γεωγραφική περιοχή του συστήματος. Κάθε ομάδα κεραιών εξυπηρετεί τους κινητούς σταθμούς που βρίσκονται κοντά σε αυτούς. Η περιοχή που εξυπηρετείται από μία ομάδα κεραιών ονομάζεται κυψέλη. Κάθε κυψέλη έχει έναν κατάλληλο αριθμό από κεραιές χαμηλής ισχύος για να υπάρχει κάλυψη εντός της κυψέλης. Η εκπεμπόμενη ισχύς επιλέγεται

έτσι ώστε ο σταθμός βάσης να επικοινωνεί με κινητούς σταθμούς έως την άκρη κυψέλης. Οι κυψέλες δεν βρίσκονται αποκομμένες μέσα στο δίκτυο. Αντίθετα συνυπάρχουν σε ομάδες (clusters) οι οποίες επαναλαμβάνονται σε όλη την έκταση του δικτύου. Οι ομάδες αυτές αποτελούνται συνήθως από  $N = 3, 4$  ή  $7$  κυψέλες η κάθε μία. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται η επαναχρησιμοποίηση της συχνότητας και αυξάνεται η χωρητικότητα του δικτύου. Στην εικόνα 2 απεικονίζεται μια ομάδα κυψελών η οποία αποτελείται από  $N = 7$  κυψέλες. Οι γειτονικές κυψέλες χρησιμοποιούν διαφορετικό φάσμα ούτως ώστε να μειωθεί η διακαναλική παρεμβολή. Όσες περισσότερες κυψέλες αποτελούν μία ομάδα, τόσο μικρότερη είναι η δια-καναλική παρεμβολή αλλά μειώνεται η χωρητικότητα του δικτύου [2].

Για κάποια τιμή του  $N$ , η επόμενη κυψέλη η οποία θα χρησιμοποιήσει το ίδιο φάσμα συχνοτήτων με την κεντρική θα πρέπει να ικανοποιεί τη σχέση  $N = i^2 + ij + j^2$ , για  $i, j$  ακέραιους αριθμούς, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.



Εικόνα 2: Δημιουργία κυψελών με επαναχρησιμοποίηση συχνότητας [1]

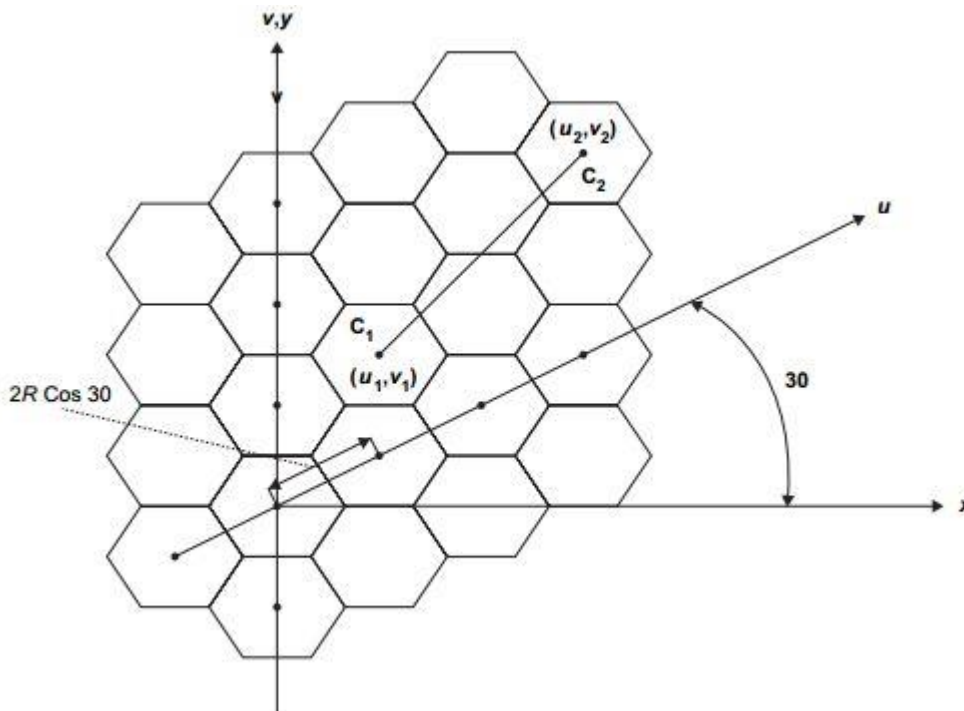
### 3 ΓΕΩΜΕΤΡΙΑ ΚΥΨΕΛΩΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

Όπως αναφέραμε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, το σχήμα που χρησιμοποιείται συνήθως για να αναπαραστήσουμε μία κυψέλη είναι το εξάγωνο. Αυτό το σχήμα μας βοηθάει αρκετά, καθώς έχει 6 γειτονικές κυψέλες που βρίσκονται σε ίση απόσταση με πολλαπλάσιο των 60 μοιρών. Η απόσταση μεταξύ των κεντρώων των 2 πιο κοντινών ομοκαναλικών κυψελών δίνεται από τον τύπο  $D = \sqrt{3NR}$ , όπου  $N$  είναι ο reuse factor και  $R$  η ακτίνα της κυψέλης. Για να βρεθεί η απόσταση μεταξύ δύο οποιονδήποτε γειτονικών κυψελών, απλά θέτουμε όπου  $N=1$ .

Στην παρακάτω εικόνα χρησιμοποιούμε τους άξονες  $u$ - $v$  για να υπολογίσουμε την απόσταση  $D$  μεταξύ των σημείων  $C_1$  και  $C_2$ . Οι άξονες αυτοί έχουν επιλεγεί έτσι ώστε ο άξονας  $u$  να περνάει από τα κέντρα των εξαγωνικών κυψελών και  $C_1$  και  $C_2$  είναι τα κέντρα των ομοκαναλικών εξαγωνικών κυψελών με συντεταγμένες  $(u_1, v_1)$  και  $(u_2, v_2)$ , αντίστοιχα [2]. Η απόσταση  $D$  μεταξύ των  $C_1$  και  $C_2$  είναι:

$$D = \left\{ (u_2 - u_1)^2 (\cos 30^\circ)^2 + [(v_2 - v_1) + (u_2 - u_1)(\sin 30^\circ)]^2 \right\}^{1/2}$$

$$= \left\{ (u_2 - u_1)^2 + (v_2 - v_1)^2 + (v_2 - v_1)(u_2 - u_1) \right\}^{1/2} \quad (1)$$



Εικόνα 3: Απόσταση  $D$  μεταξύ των σημείων  $C_1$  και  $C_2$  [2]

Σύμφωνα με την παραπάνω εικόνα, αν υποθέσουμε ότι  $(u_1, v_1) = (0, 0)$  δηλαδή οι συντεταγμένες  $(u_1, v_1)$  είναι η αρχή των αξόνων και βρίσκονται στο κέντρο της εξαγωνικής κυψέλης και θέτοντας τις συντεταγμένες  $(u_2, v_2)$  να έχουν θετικά πρόσημα  $(i, j)$ , η κανονικοποιημένη απόσταση  $D_{norm}$  θα είναι [2]:

$$D_{norm} = [i^2 + j^2 + i * j]^{1/2} \quad (2)$$

Η κανονικοποιημένη απόσταση μεταξύ δύο γειτονικών κυψελών είναι μονάδα για  $(i=1$  και  $j=0$  ή αντίθετα). Η πραγματική απόσταση κέντρο με κέντρο μεταξύ δύο γειτονικών εξαγωνικών κυψελών είναι  $2R \cos 30^\circ$ , όπου  $R$  είναι η ακτινα της κυψέλης.

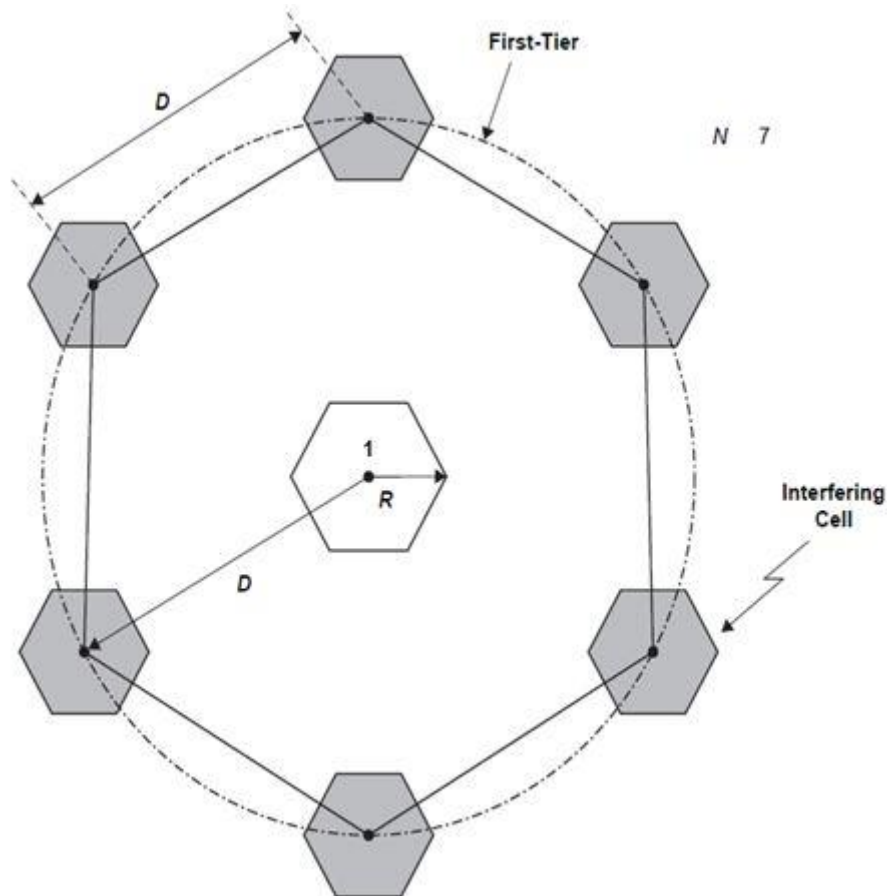
Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζονται οι ομοκαναλικές κυψέλες του πρώτου επιπέδου (first tier). Όπως φαίνεται και στην εικόνα, αν ενώσουμε τα κέντρα των ομοιοκαταληκτικών κυψελών κυκλικά, δημιουργείται ένα μεγάλο εξάγωνο, όπου το εμβαδόν του δίνεται από τον τύπο:  $A_{large} = k3R^2(i^2 + j^2 + ij)$ . Επίσης το εμβαδόν της κυψέλης δίνεται από τον τύπο:  $A_{cell} = kR^2$ . Αν διαρέσουμε αυτές τις δύο εξισώσεις το πηλίκο τους ισούται με:

$$\frac{A_{large}}{A_{cell}} = \frac{k3R^2(i^2 + j^2 + ij)}{kR^2} = 3(i^2 + j^2 + ij) = \frac{D^2}{R^2}. \quad (3)$$

Επίσης, στην παρακάτω εικόνα παρατηρούμε ότι λόγω της συμμετρίας, στο μεγάλο εξάγωνο περιλαμβάνονται τα κέντρα καθώς και το  $1/3$  από τον συνολικό αριθμό των 6 περιφερειακών κυψελών. Έτσι, ο συνολικός αριθμός που βρίσκονται μέσα στο μεγάλο εξάγωνο θα είναι  $N + 6(N/3) = 3N$ , όπου  $N$  είναι ο reuse factor. Με

βάση αυτό, το συμπέρασμα που μπορούμε να εξάγουμε είναι ότι  $\frac{A_{large}}{A_{cell}} = \frac{D^2}{R^2} = 3N$ .





**Εικόνα 4: Ομοκαναλικές κυψέλες πρώτου επιπέδου για  $N=7$  [2].**

Αν υποθέτουμε ότι το μέγεθος όλων των εξαγωνικών κυψελών είναι το ίδιο, το μέγεθος των κυψελών είναι σταθερό και κάθε κυψέλη εκπέμπει με την ίδια ισχύ, η διακαναλική παρεμβολή θα είναι ανεξάρτητη από την εκπεμπόμενη ισχύς της κάθε κυψέλης. Η παρεμβολή αυτή είναι μία συνάρτηση του  $q$ , όπου  $q=D/R$ . Όσο το  $q$  μειώνεται, ο αριθμός των κυψελών ανά ομάδα (cluster) μειώνεται. Αν τα συνολικά κανάλια ραδιοσυχνοτήτων είναι σταθερά, τότε ο αριθμός των καναλιών ανά κυψέλη αυξάνεται και έτσι αυξάνεται η χωρητικότητα του συστήματος. Αντιθέτως, όσο μικρότερο  $q$ , τόσο μεγαλύτερη η διακαναλική παρεμβολή.

## 4 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ ΣΤΟ DOWNLINK ΜΕ ΟΜΟΙΟΚΑΝΤΕΥΘΥΝΤΙΚΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ

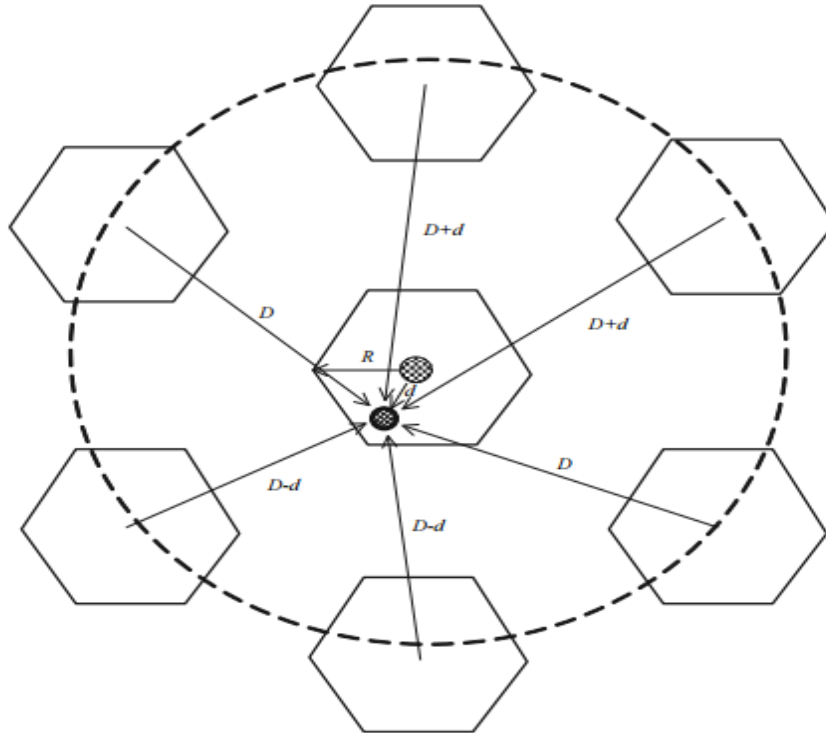
Σε αυτό το κεφάλαιο θα ασχοληθούμε με τον λόγο σήματος προς παρεμβολή για το downlink, χωρίς κάποια χρήση τεχνικής μείωσης προς παρεμβολής. Ο λόγος σήματος προς παρεμβολή στον επιθυμητό κινητό τερματικό δίνεται από τον τύπο:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{\sum_{k=1}^6 \left(\frac{D_k}{R}\right)^{-\gamma}} \quad (4)$$

όπου  $D_k$  είναι η απόσταση μεταξύ του κινητού τερματικού και της  $k$  ομοκαναλικής κυψέλης,  $R$  είναι η ακτίνα της κυψέλης και  $\gamma$  είναι ο εκθέτης απωλειών μετάδοσης ο οποίος κυμαίνεται μεταξύ  $2 < \gamma < 5$ . Για απλοποίηση, αν υποθέσουμε ότι το  $D_k$  είναι το ίδιο και για τις 6 ομοκαναλικές κυψέλες, τότε ο παραπάνω τύπος γράφεται ως:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{6q^{-\gamma}} = \frac{q^{\gamma}}{6}, \text{ όπου } q=D/R.$$

Η Εικόνα 5 απεικονίζει το χειρότερο δυνατό σενάριο για το downlink, με τον κινητό χρήστη να βρίσκεται στην άκρη της κυψέλης που τον εξυπηρετεί, με συνέπεια να δέχεται παρεμβολές και από τις 6 ομοκαναλικές κυψέλες του πρώτου επιπέδου που βρίσκονται σε απόσταση  $D-R$ ,  $D$ , και  $D+R$  από το κέντρο της κεντρικής κυψέλης οι οποίοι χρησιμοποιούν το ίδιο κανάλι.



Εικόνα 5: Το χειρότερο δυνατό σενάριο παρεμβολής για το Downlink [1].

Εδώ θα πρέπει να σημειωθεί ότι αν  $D$  είναι η απόσταση επαναχρησιμοποίησης συχνότητας, δηλαδή η απόσταση των κέντρων δύο ομοκαναλικών κυψελών, υπάρχουν ομάδες παρεμβολέων σε αποστάσεις  $D$ ,  $2 \cdot D$ , κτλ. Ωστόσο αν έχουμε θέσει έναν υψηλό εκθέτη απωλειών διάδοσης  $\gamma$  είναι μια έγκυρη προσέγγιση το να λάβουμε υπόψιν μόνο την πρώτη ομάδα παρεμβολής. [1]

Έτσι, για το χειρότερο δυνατό σενάριο παρεμβολής, ο υπολογισμός του πηλίκου σήματος προς παρεμβολή θα είναι:

$$\frac{S}{I} = \frac{R^{-\gamma}}{2(D-R)^{-\gamma} + 2D^{-\gamma} + 2(D+R)^{-\gamma}} \quad (5)$$

όπου  $D$  είναι η απόσταση επαναχρησιμοποίησης της συχνότητας,  $R$  η ακτίνα της κυψέλης και  $\gamma$  είναι ο εκθέτης απωλειών διάδοσης. Όπως φαίνεται και στην παραπάνω εξίσωση, ο αριθμητής δίνει το ωφέλιμο σήμα από τον σταθμό βάσης που εξυπηρετεί τον κινητό σταθμό σε απόσταση  $R$ , καθώς ο χρήστης βρίσκεται στην άκρη της κυψέλης, ενώ στον παρονομαστή βρίσκεται το άθροισμα όλων των παρεμβολών από τις ομοιοκαναλικές κυψέλες.

Αν χρησιμοποιήσουμε την συνθήκη  $q=D/R$  και θέσουμε τον εκθέτη απωλειών διάδοσης  $\gamma=4$ , τότε η παραπάνω εξίσωση μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{2(q-1)^{-4} + 2q^{-4} + 2(q+1)^{-4}} \quad (6)$$

Αν υποθέσουμε μία τιμή  $q=4.6$  για ένα δίκτυο με reuse factor  $N=7$ , τότε, αν αντικαταστήσουμε την τιμή του  $q$  στην (6) θα έχουμε:

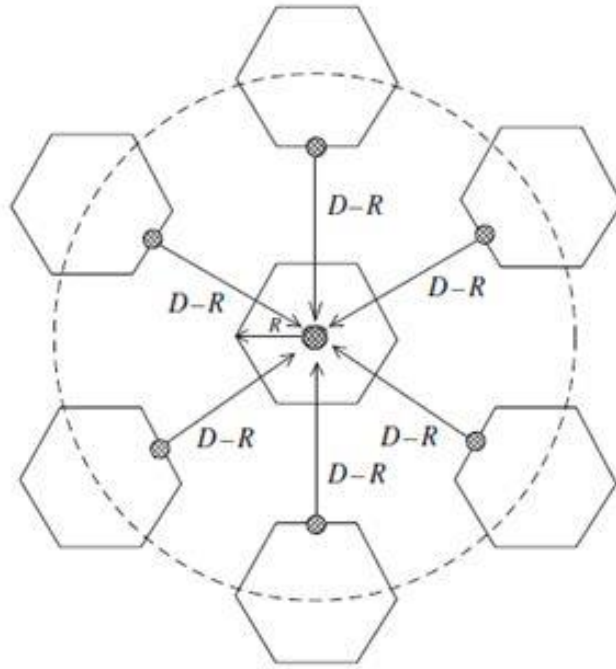
$$\frac{S}{I} = \frac{1}{2(4.6-1)^{-4} + 2*4.6^{-4} + 2(4.6+1)^{-4}} = 54.3 \rightarrow 17.3dB \quad (7)$$

Επίσης, αν χρησιμοποιήσουμε μόνο τις δύο πιο κοντινές ομοιοκαναλικές κυψέλες οι οποίες βρίσκονται σε απόσταση  $D-R$  από το κινητό τερματικό, τότε ο λόγος σήματος προς παρεμβολή από αυτές τις δύο κυψέλες θα έχουμε:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{2(4.6-1)^{-4}} = 84 \rightarrow 19.24dB \quad (8)$$

## 5 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ ΣΤΟ UPLINK ΜΕ ΟΜΟΙΟΚΑΝΤΕΥΘΥΝΤΙΚΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ

Για το uplink έχουμε κινητούς χρήστες στις ομοιοκαναλικές κυψέλες οι οποίοι εκπέμπουν στην ίδια συχνότητα με κινητό χρήστη στην κεντρική κυψέλη. Το χειρότερο δυνατό σενάριο είναι όταν τα κινητά τερματικά στις ομοιοκαναλικές κυψέλες του πρώτου επιπέδου βρίσκονται στην άκρη των κυψελών που τα εξυπηρετούν προς την μεριά της κεντρικής κυψέλης. Έτσι όλα τα τερματικά βρίσκονται σε απόσταση  $D-R$  από τον σταθμό βάσης που βρίσκεται σε αυτήν. Αυτό ακριβώς το σενάριο επεικονίζει η παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 6: Το χειρότερο δυνατό σενάριο για το Uplink [2].

Σε αυτή την μετάδοση, ο υπολογισμός ίδιες συνολικής παρεμβολής υπολογίζεται πιο εύκολα, καθώς ίδιες οι αποστάσεις μεταξύ των κινητών σταθμών που δημιουργούν παρεμβολή και του κεντρικού σταθμού βάσης είναι ίδιες και ίσες με  $D-R$ . Άρα θα έχουμε:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{6(D-R)^{-\gamma}} \quad (9)$$

Αν χρησιμοποιήσουμε την παραδοχή ότι  $q=D/R$ , τότε η παραπάνω εξίσωση γράφεται:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{6(q-1)^{-\gamma}} \quad (10)$$

Όπως και στο downlink, αν θέσουμε την τιμή  $q=4.6$  για ένα δίκτυο με reuse factor  $N=7$  και εκθέτη απωλειών διάδοσης  $\gamma=4$ , τότε θα έχουμε:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{6(4.6-1)^{-4}} = 28 \rightarrow 14.47dB \quad (11)$$

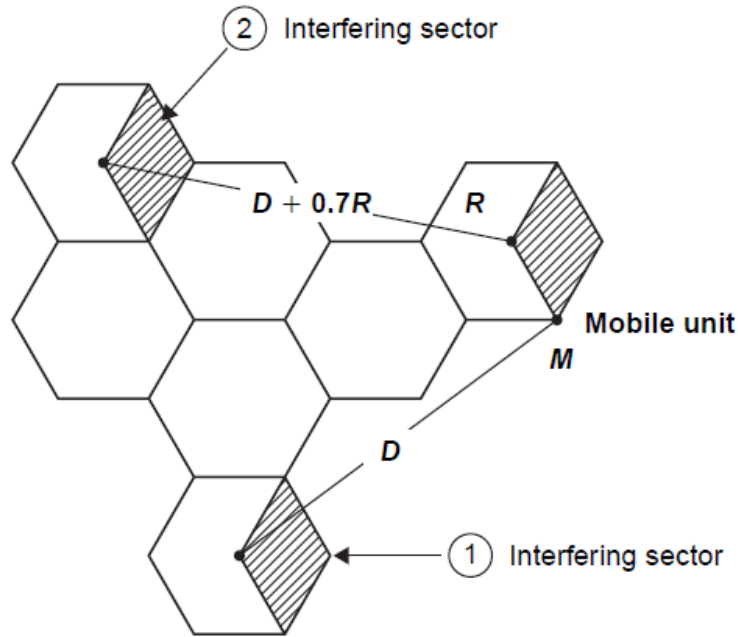
## 6 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ ΜΕ ΤΟΜΕΟΠΟΙΗΣΗ ΚΥΨΕΛΗΣ

Η τομεοποίηση είναι μία τεχνική η οποία βοηθάει στο να μειωθεί σημαντικά η παρεμβολή από τους ομοιοκαναλικούς σταθμούς βάσης στο downlink και από τα τερματικά στο uplink που βρίσκονται στις ομοιοκαναλικές κυψέλες του πρώτου επιπέδου. Η τομεοποίηση συνήθως περιλαμβάνει την τομεοποίηση 120° και την τομεοποίηση των 60°. Στην πρώτη περίπτωση ο κινητός σταθμός λαμβάνει παρεμβολή από δύο ομοιοκαναλικούς σταθμούς βάσης, ενώ στην δεύτερη από μόλις έναν.

### 6.1 ΤΟΜΕΟΠΟΙΗΣΗ 120° ΣΤΟ DOWNLINK

Θεωρούμε το χειρότερο δυνατό σενάριο, όπου ο κινητός σταθμός βρίσκεται στο σημείο M (όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα). Σε αυτή την περίπτωση, το κινητό λαμβάνει το ασθενέστερο σήμα από την κυψέλη που τον εξυπηρετεί και μία αρκετά ισχυρή παρεμβολή από τις παρεμβατικές κυψέλες 1 και 2. Εξαιτίας της χρήσης κατευθυντικών κεραιών, ο αριθμός των ομοιοκαναλικών κυψελών μειώνεται από έξι σε δύο. Στο σημείο M, οι αποστάσεις μεταξύ του κινητού σταθμού και των δύο ομοιοκαναλικών κυψελών είναι D και (D+0.7R), αντίστοιχα. Ο λόγος σήματος προς παρεμβολή θα είναι [2]:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{q^{-\gamma} + (q+0.7)^{-\gamma}} \quad (12)$$



Εικόνα 7: Το χειρότερο δυνατό σενάριο με τομεοποίηση 120°.

Θέτοντας στην παραπάνω εξίσωση  $q=4.6$  και  $\gamma=4$ , θα έχουμε:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{4.6^{-4} + (4.6 + 0.7)^{-4}} = 285 \rightarrow 24.5dB \quad (13)$$

Ο λόγος  $S/I$  για ένα κινητό χρήστη που εξυπηρετείται από μία κυψέλη με τομεοποίηση 120° ξεπερνάει τα 24 dB στο χειρότερο σενάριο. Άρα είναι εμφανές πως η χρήση κατευθυντικών κεραιών επιτυγχάνει στη μείωση της δια-καναλικής παρεμβολής. Βέβαια, στην πραγματικότητα, κάτω από εξαιρετικά μεγάλη κίνηση και μεγάλο φορτίο, ο λόγος  $S/I$  μπορεί να είναι και κοντά στα 24 dB λόγω των ακανόνιστων διαμορφώσεων του εδάφους και των μη τέλειων τοποθεσιών των κυψελών [2].

## 6.2 ΤΟΜΕΟΠΟΙΗΣΗ 120° ΣΤΟ UPLINK

Στο uplink, το χειρότερο δυνατό σενάριο παρεμβολής μπορεί να συμβεί όταν ο κεντρικός σταθμός βάσης λαμβάνει παρεμβολή από τα κινητά τερματικά που βρίσκονται στα άκρα των 2 ομοιοκαναλικών κυψελών του πρώτου επιπέδου σε απόσταση  $D-R$  από αυτόν. Αν υποθέσουμε ότι υπάρχει ένα κινητό τερματικό σε κάθε μία από αυτές τις κυψέλες τότε η παρεμβολή που λαμβάνει ο κεντρικός σταθμός βάσης με χρήση τομεοποίησης 120° θα είναι:

$$\frac{S}{I} = \frac{R^{-\gamma}}{2(D-R)^{-\gamma}} = \frac{1}{2(q-1)^{-\gamma}} \quad (14)$$

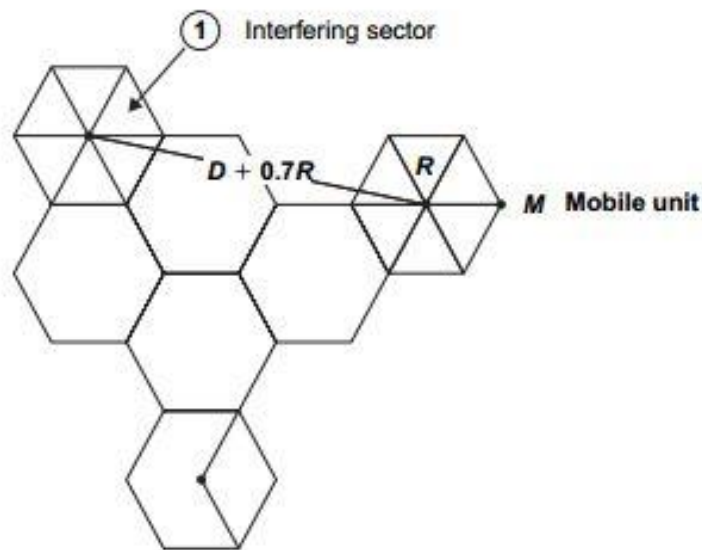
Αν θέσουμε  $q=4.6$  και  $\gamma=4$ , έχουμε:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{2(4.6-1)^{-4}} = 84 \rightarrow 19.24dB \quad (15)$$

### 6.3 ΤΟΜΕΟΠΟΙΗΣΗ 60° ΣΤΟ DOWNLINK

Σε αυτή την ενότητα εξετάζουμε την περίπτωση στην οποία η κυψέλη χωρίζεται σε 6 ίσους τομείς με κατευθυντικές κεραίες των 60°. Με αυτήν την τομεοποίηση, οι ομοιοκαναλικές κυψέλες μειώνονται από 6 σε 1. Το χειρότερο δυνατό σενάριο παρεμβολής για αυτήν την περίπτωση απεικονίζεται στην παρακάτω εικόνα, όπου ο κινητός σταθμός λαμβάνει το ασθενέστερο σήμα από την κυψέλη που τον εξυπηρετεί και μία αρκετά ισχυρή παρεμβολή από την μία ομοιοκαναλική κυψέλη. Στο σημείο M, η απόσταση μεταξύ του κινητού δέκτη και της ομοιοκαναλικής κυψέλης I είναι  $(D+0.7R)$ . Ο λόγος σήματος προς παρεμβολή θα είναι [2]:

$$\frac{S}{I} = \frac{R^{-\gamma}}{(D+0.7R)^{-\gamma}} = \frac{1}{(q+0.7)^{-\gamma}} \quad (16)$$



Εικόνα 8.: Το χειρότερο δυνατό σενάριο στο downlink με τομεοποίηση 60°



Αν θέσουμε  $q=4.6$  και  $\gamma=4$ , θα έχουμε:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{(4.6+0.7)^{-4}} = 789 \rightarrow 29dB \quad (18)$$

Το παραπάνω αποτέλεσμα δείχνει μία περαιτέρω μείωση της δια-καναλικής παρεμβολής σε σχέση με τομεοποίηση  $120^\circ$  από 24 dB στα 29 dB. Κάτω από υψηλή κίνηση, η τομεοποίηση των  $60^\circ$  μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να μειωθεί η δια-καναλική παρεμβολή.

## 6.4 ΤΟΜΕΟΠΟΙΗΣΗ $60^\circ$ ΣΤΟ UPLINK

Για το uplink, το χειρότερο δυνατό σενάριο παρεμβολής μπορεί να συμβεί είναι όταν ο κεντρικός σταθμός βάσης λαμβάνει παρεμβολή από τα κινητά τερματικά που βρίσκονται στα άκρα της ομοιοκαναλικής κυψέλης του πρώτου επιπέδου σε απόσταση D-R από αυτόν. Αν υποθέσουμε ότι υπάρχει ένα κινητό τερματικό σε αυτήν την κυψέλη, τότε η παρεμβολή που λαμβάνει ο κεντρικός σταθμός βάσης με χρήση τομεοποίησης  $60^\circ$  θα είναι:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{(D-R)^{-\gamma}} = \frac{1}{(q-1)^{-\gamma}} \quad (19)$$

Αν θέσουμε  $q=4.6$  και  $\gamma=4$ , θα έχουμε:

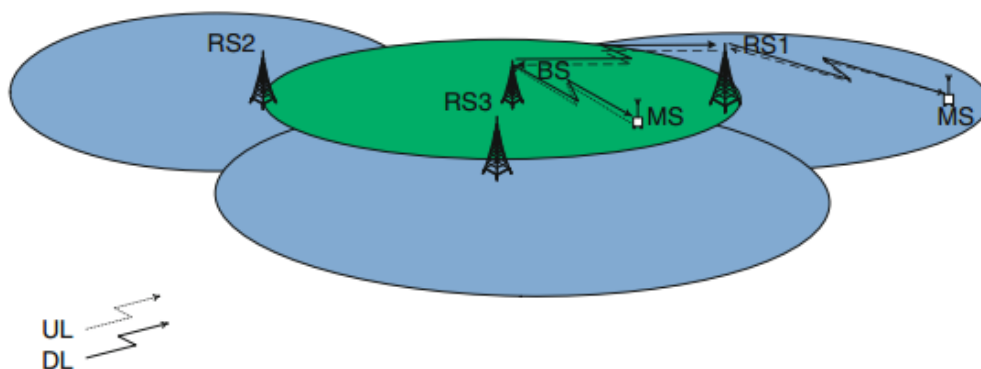
$$\frac{S}{I} = \frac{1}{(4.6-1)^{-4}} = 167 \rightarrow 22.22dB \quad (20)$$

Επειδή ο λόγος σήματος προς παρεμβολή στο uplink με τομεοποίηση  $120^\circ$  είναι 19.24dB, το παραπάνω αποτέλεσμα δείχνει μία βελτίωση του λόγου κατά 3dB. Αυτό σημαίνει ότι σε αυτήν την περίπτωση, το ωφέλιμο σήμα έχει την διπλάσια ισχύ καθώς η ισχύς της παρεμβολής υποδιπλασιάστηκε.

## 7 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ RELAYS

Οι αναμεταδότες είναι ένα από τα βασικά χαρακτηριστικά που εξετάζονται στα 4G συστήματα και αυτό διότι μπορούν να προσφέρουν σημαντικές βελτιώσεις στην επίδοση του δικτύου. Ένα από τα πλεονεκτήματα που οι αναμεταδότες προσφέρουν είναι η αύξηση της χωρητικότητας λόγω της επαναχρησιμοποίησης της συχνότητας. Στην περίπτωση των αναμεταδοτών, η τοπολογία της κυψέλης αλλάζει. Όπως απεικονίζεται και στην παρακάτω εικόνα, η κυψέλη αποτελείται από την κεντρική περιοχή κάλυψης, η οποία εξυπηρετείται από τον σταθμό βάσης και τρεις τομείς περιοχών κάλυψης των  $240^\circ$  που εξυπηρετούνται από ξεχωριστούς αναμεταδότες. Ενώ η backhaul σύνδεση του σταθμού βάσης είναι εξασφαλισμένη με διάφορους τηλεπικοινωνιακούς τρόπους, η σύνδεση backhaul των αναμεταδοτών είναι ασύρματη και υποστηρίζεται χρησιμοποιώντας συγκεκριμένα υποπλάισια μέσα στο ραδιοδιάυλο. Αυτό καθιστά τη χρήση των αναμεταδοτών πολύ πιο προσιτή καθώς εξασφαλίζει βελτιωμένη ακτίνα κάλυψης με μικρό κόστος εγκατάστασης.

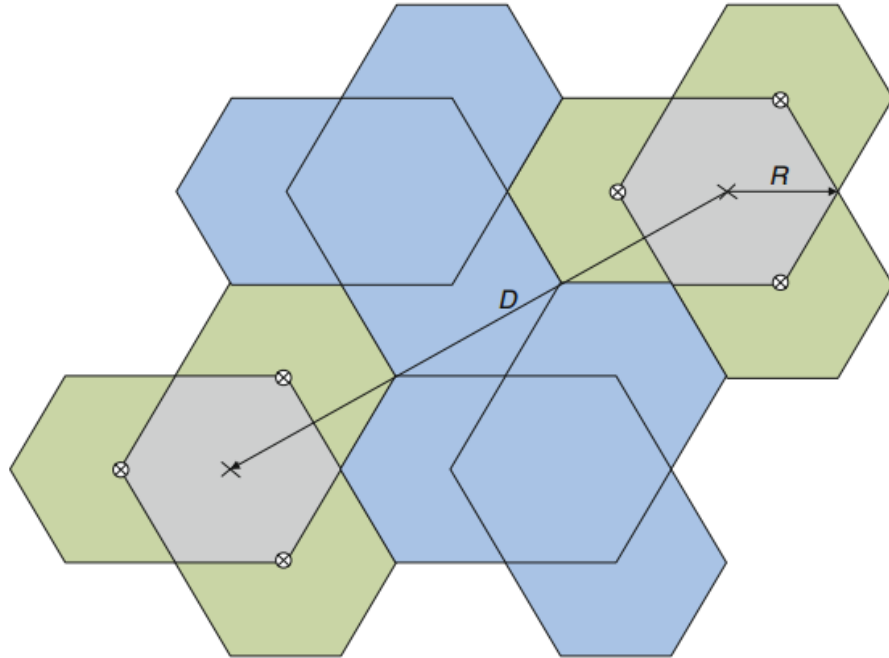
Ο σταθμός βάσης που εξυπηρετεί την κεντρική περιοχή κάλυψης μπορεί να έχει είτε ομοιοκατευθυντική κεραία, είτε κεραία με τρεις τομείς, όπου ο κάθε τομέας εξυπηρετεί μια γωνία των  $120^\circ$  [1].



Εικόνα 9: BS, RS και σχετικές “εξαγωνικές” περιοχές κάλυψης [1].

Το πλεονέκτημα της χρησιμοποίησης αναμεταδοτών πηγάζει από το γεγονός ότι οι ομοιοκαταληκτικές κυψέλες βρίσκονται σε μεγαλύτερη απόσταση (Εικόνα 9), γεγονός το οποίο σημαίνει ότι η παρεμβολή θα είναι μικρότερη. Σε αντίθεση με την περίπτωση χωρίς τη χρήση αναμεταδοτών, όπου η απόσταση επαναχρησιμοποίησης

(reuse distance) είναι  $q = \sqrt{3N}$ , η απόσταση δίνεται από τη σχέση  $q = 3 * \sqrt{N}$ , όπου  $q$  είναι η απόσταση των κέντρων των ομοιοκαναλικών κυψελών και  $N$  ο frequency reuse factor [1].



Εικόνα 10: Κυψέλη με αναμεταδότη στην άκρη της κεντρικής περιοχής κάλυψης

Σύμφωνα με τη νέα γεωμετρία, ο λόγος σήματος προς παρεμβολή με χρήση αναμεταδοτών για χειρότερο δυνατό σενάριο στο uplink θα είναι:

$$\frac{S}{I} = \frac{R^{-\gamma}}{2(D-R)^{-\gamma}} = \frac{1}{2(q-1)^{-\gamma}} \quad (21)$$

Αν θέσουμε  $q=7.9$  για reuse pattern  $N=7$  και  $\gamma=4$  θα έχουμε:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{2(7.9-1)^{-4}} = 1133.35 \rightarrow 30.54dB \quad (22)$$

Αντίστοιχα για το downlink έχουμε:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{q^{-\gamma} + (q+0.7)^{-\gamma}} \quad (23)$$

Αν θέσουμε  $q=7.9$  για reuse pattern  $N=7$  και  $\gamma=4$  θα έχουμε:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{7.9^{-4} + (7.9 + 0.7)^{-4}} = 9365 \rightarrow 39.72dB \quad (24)$$

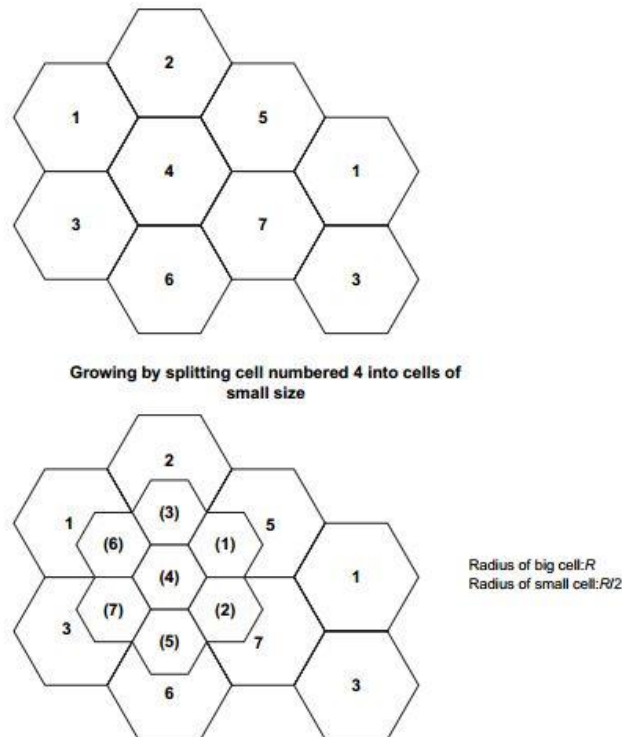
Αυτό που παρατηρούμε είναι ότι εξαιτίας των αναμεταδοτών, οι ομοιοκαναλικές κυψέλες βρίσκονται σε μεγαλύτερη απόσταση από ότι στην κλασσική περίπτωση. Αυτό έχει ως συνέπεια, η reuse distance  $q$  με αναμεταδότες να είναι μεγαλύτερη σε σχέση με την  $q$  χωρίς την χρήση αναμεταδοτών. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, το ωφέλιμο σήμα να είναι μεγαλύτερο ως και 10dB από την παρεμβολή με τη χρήση αναμεταδοτών σε σχέση χωρίς τη χρήση αναμεταδοτών.

## 8 ΔΙΑΙΡΕΣΗ ΚΥΨΕΛΗΣ

Όταν ένα κυψελωτό σύστημα μπει σε λειτουργία, η κίνηση θα είναι συνεχώς αυξανόμενη και θα χρειάζονται όλο και περισσότερα κανάλια. Εκτός από την τεχνική της τομεοποίησης που αναπτύξαμε και αναλύσαμε σε προηγούμενο κεφάλαιο, υπάρχει και η τεχνική της διαίρεσης της κυψέλης. Με αυτήν την τεχνική, η κυψέλη με υψηλή κίνηση διαιρείται σε μικρότερες. Αυτό γίνεται με τέτοιο τρόπο ώστε οι κυψέλες διαιρούνται έτσι ώστε να προκύψουν ακόμα περισσότερες. Η διαίρεση των κυψελών, παρέχει επαναχρησιμοποίηση καθώς και αύξηση στην χωρητικότητα για καλύτερη επίδοση του συστήματος.

Όταν προκύψει η διαίρεση της κυψέλης, ο σχεδιαστής πρέπει να ελαχιστοποιήσει τις αλλαγές στο σύστημα. Η τιμή του παράγοντα της επαναχρησιμοποίησης της συχνότητας,  $N$ , είναι σημαντικός σε σχέση με τον τύπο της διαίρεσης. Τα παρακάτω μοτίβα διαίρεσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν για διάφορες τιμές του  $N$  [2]:

- Για  $N=3$ , χρησιμοποιούμε 4:1
- Για  $N=4$ , χρησιμοποιούμε 3:1
- Για  $N=7$ , χρησιμοποιούμε 3:1 ή 4:1
- Για  $N=9$ , χρησιμοποιούμε 4:1



**Εικόνα 11: Η κυψέλη 4 διαιρείται σε 7 μικρότερες με διαίρεση 4:1**

Η διαίρεση 4:1 λειτουργεί ως εξής. Όταν η καινούρια κυψέλη βρίσκεται στα όρια μεταξύ δύο υπάρχουσων κυψελών, η νέα κυψέλη θα καλύψει μία περιοχή με ακτίνα την μισή από την κυψέλη από την οποία διαιρέθηκε. Έτσι, η περιοχή που καλύπτει η νέα κυψέλη θα είναι το  $\frac{1}{4}$  από την περιοχή που κάλυπτε η παλιά. Από αυτό προέρχεται η ονομασία 4:1.

Η διαίρεση 3:1 λειτουργεί ως εξής. Όταν η καινούρια κυψέλη βρίσκεται στα όρια μεταξύ δύο υπάρχουσων κυψελών, η νέα κυψέλη θα καλύψει μία περιοχή με ακτίνα  $\frac{1}{\sqrt{3}}$  από την κυψέλη από την οποία διαιρέθηκε. Έτσι, η περιοχή που καλύπτει η νέα κυψέλη θα είναι το  $\frac{1}{3}$  από την περιοχή που κάλυπτε η παλιά.

Μειώνοντας την ακτίνα της κυψέλης συνεπάγεται ότι τα όρια της κυψέλης θα διασχίζονται πιο συχνά. Αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα περισσότερα handoffs ανά κυψέλη και υψηλότερο επεξεργαστικό φορτίο ανά χρήστη. Μία μείωση της ακτίνας της κυψέλης με έναν παράγοντα 4 θα παράξει περίπου δεκαπλάσια αύξηση στις μεταπομπές ανά χρήστη. Αφού το επεξεργαστικό φορτίο της κυψέλης τίνει να αυξάνεται γεωμετρικά με την αύξηση των χρηστών, με διαίρεση κυψελών τα handoffs θα αυξάνονται εκθετικά. Επομένως, είναι επιθυμητό να εκτελεστεί μία ανάλυση κόστους – οφέλους με σκοπό να συγκριθεί το γενικό κόστος από την

διαίρεση κυψελών ενάντια σε άλλες διαθέσιμες τεχνικές για να χειριστούν το αυξημένο φορτίο κίνησης.

Για παράδειγμα θα αναλύσουμε μία περίπτωση διαίρεσης κυψέλης στην οποία μία μεγάλη κυψέλη με ακτίνα  $R$  χωρίζεται σε κυψέλες με ακτίνα  $R/2$ . Υποθέτουμε ότι  $d$  είναι η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη, και  $P_0$  η λαμβανόμενη ισχύς στο κοντινότερο σημείο  $d_0$  από τον πομπό. Η μέση λαμβανόμενη ισχύς σε απόσταση  $d$  από τον πομπό δίνεται από τον τύπο [2]:

$$P_r = P_0 \left( \frac{d}{d_0} \right)^{-\gamma} \quad (25)$$

Η παραπάνω εξίσωση σε decibels έχει ως εξής:

$$P_r(\text{dBm}) = P_0(\text{dBm}) - 10\gamma \log \left( \frac{d}{d_0} \right) \quad (26)$$

Αν υποθέσουμε ότι  $P_{t1}$  και  $P_{t2}$  είναι οι εκπεμπόμενες ισχύς από τον σταθμό βάσης μίας μεγάλης κυψέλης (ακτίνας  $R$ ) και μίας μικρής (ακτίνας  $R/2$ ) αντίστοιχα, τότε η λαμβανόμενη ισχύς  $P_r$  στα όρια της μεγάλης κυψέλης είναι αναλογικά με  $P_{t1}R^{-\gamma}$  και στα όρια της μικρής κυψέλης με  $P_{t2}(R/2)^{-\gamma}$ . Βάση της εξίσωσης (25), έχουμε [2]:

$$P_{t1}R^{-\gamma} = P_{t2} \left( \frac{R}{2} \right)^{-\gamma} \quad (27)$$

και

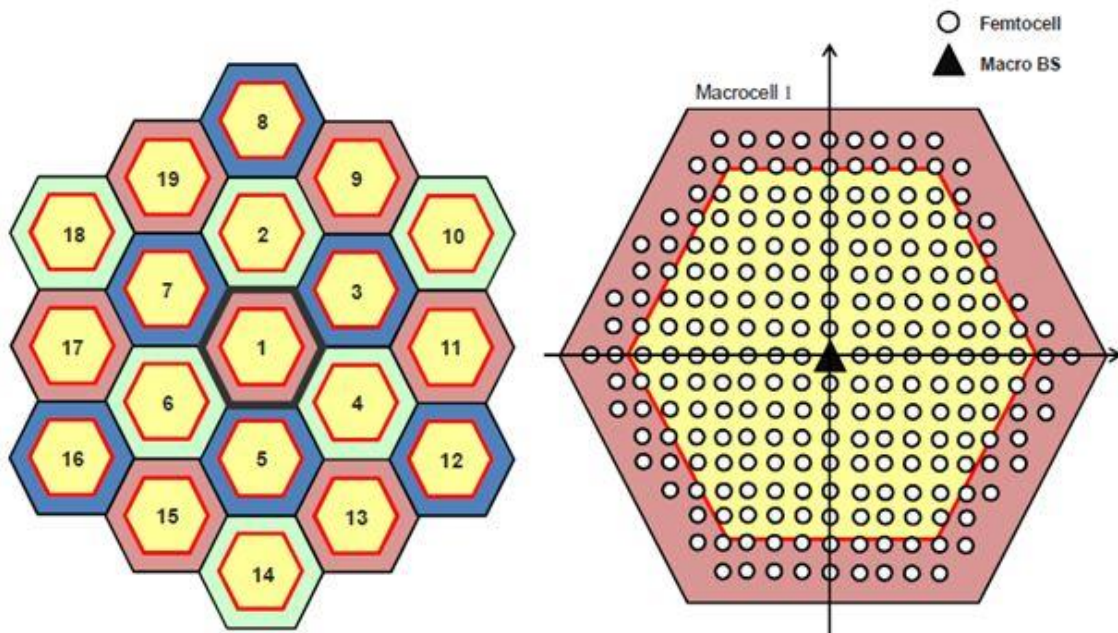
$$\frac{P_{t1}}{P_{t2}} = 4\gamma \quad (28)$$

Για  $\gamma=4$ ,  $P_{t1}/P_{t2} = 16$  (12 dB). Επομένως, με διαίρεση κυψελών, όπου η ακτίνα της νέας κυψέλης είναι η μισή της παλιάς, πετυχαίνουμε μείωση της τάξης των 12 dB στην εκπεμπόμενη ισχύ [2].

## 9 FRACTIONAL FREQUENCY REUSE (FFR)

Στην ενότητα αυτή θα εξετάσουμε την περίπτωση ετερογενών κυψελωτών συστημάτων με χρήση σταθμών βάσης αλλά και femtocells μέσα στις macro-κυψέλες. Τα femtocells έχουν μικρή εκπεμπόμενη ισχύ και αποτελούν μία οικονομικά αποδοτική τεχνολογία τόσο για τους τηλεπικοινωνιακού φορείς όσο και για τους χρήστες για να αυξήσουν την κάλυψη και να υποστηρίξουν υψηλότερο ρυθμό δεδομένων. Με τον τρόπο αυτό δύναται να γεφυρωθεί το χάσμα μεταξύ των

σημερινών ασύρματων δικτύων με τα ευρυζωνικά ασύρματα δίκτυα του μέλλοντος. Ωστόσο η ανάπτυξη των femtocells στα υπάρχοντα κυψελωτά δίκτυα προκαλεί κάποια προβλήματα. Ένα από αυτά είναι ότι χρειάζεται έξυπνη κατανομή των συχνοτήτων τόσο για τα femtocells όσο και τους σταθμούς βάσης οι οποίοι λειτουργούν ταυτόχρονα στο ίδιο δίκτυο. Γι'αυτό είναι σημαντική η αποτελεσματική κατανομή των συχνοτήτων ώστε να αποφευχθεί η δια-καναλική παρεμβολή [3].

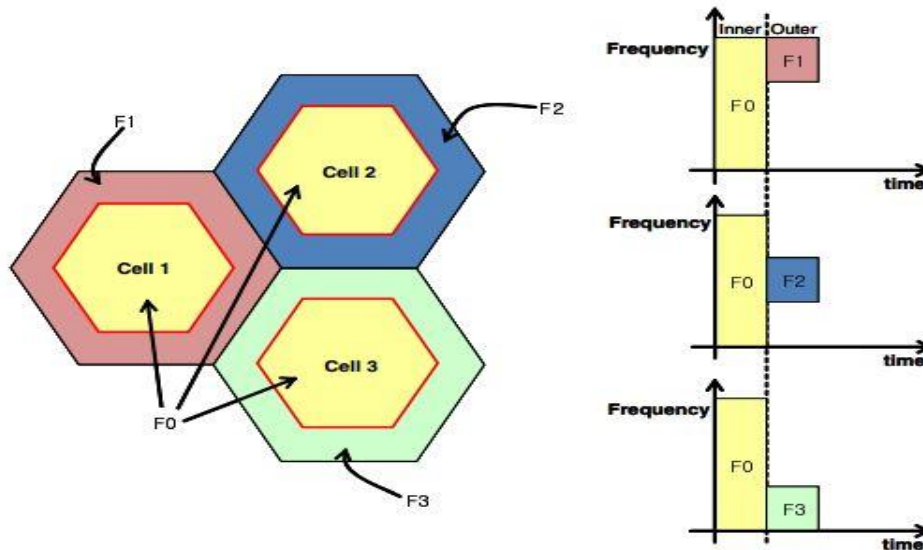


Εικόνα 12: Femtocells μέσα σε μία macro κυψέλη [3].

Στα περισσότερα FFR συστήματα κάθε macro-κυψέλη χωρίζεται σε δύο περιοχές συχνοτήτων: την εσωτερική και την εξωτερική. Η εσωτερική περιοχή είναι κοντά στο σταθμό βάσης και χρησιμοποιεί τη ζώνη συχνοτήτων  $F_0$  σε κάθε κυψέλη. Η εξωτερική περιοχή η οποία εκτείνεται ως τα όρια της κυψέλης χρησιμοποιεί διαφορετικές συχνοτικές ζώνες με αυτές των γειτονικών κυψελών. Για παράδειγμα, η Εικόνα 16 δείχνει τρεις διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων για την εξωτερική περιοχή τριών γειτονικών macro-κυψελών. Με αυτόν τον τρόπο μπορεί να ελαχιστοποιηθεί η διακαναλική παρεμβολή.

Η τεχνική FFR μπορεί να εφαρμοστεί εύκολα στα κυψελωτά OFDMA συστήματα επειδή οι συχνότητες της κυψέλης χωρίζονται σε υποκανάλια, οπότε μπορεί εύκολα να διεκπαιρωθεί ο διαχωρισμός των συχνοτήτων στις διαφορετικές περιοχές γύρω από το σταθμό βάσης [3]. Για παράδειγμα, με βάση την Εικόνα 16, τα υποκανάλια τα οποία χρησιμοποιούνται στην εσωτερική περιοχή χρησιμοποιούν το

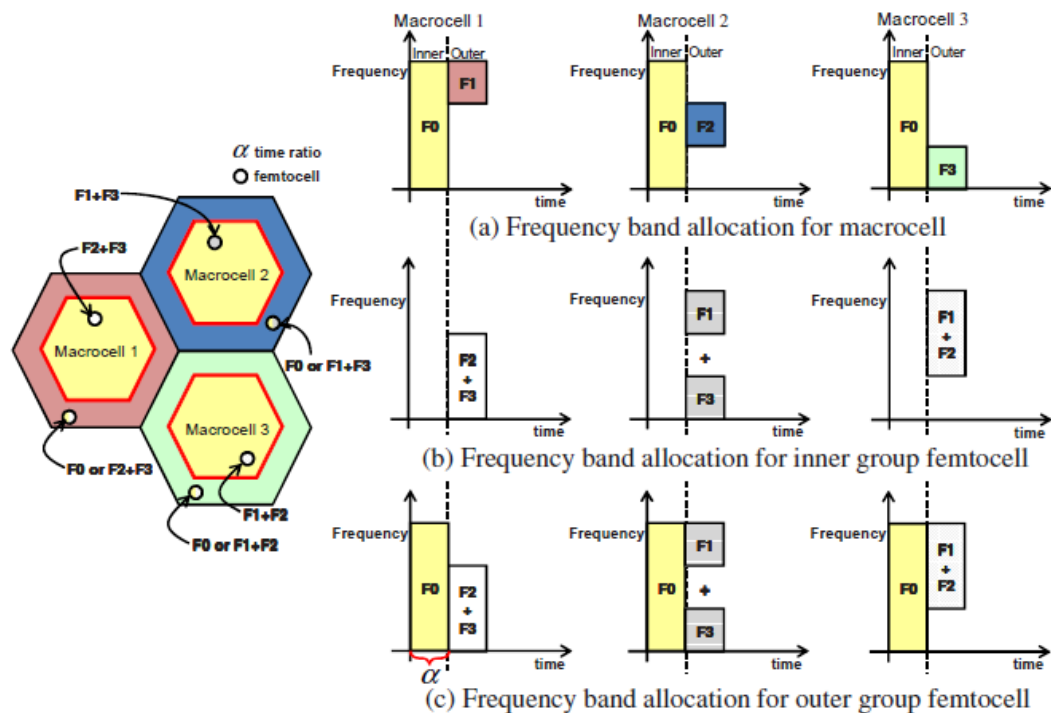
1/3 όλων των καναλιών της κυψέλης. Επίσης έχουμε διαχωρισμό του χρόνου επικοινωνίας σε χρονο-θυρίδες (time slots). Οι τερματικοί σταθμοί στην εσωτερική περιοχή των μακροκυψέλων μπορούν να εξυπηρετούνται ταυτόχρονα αφού η διακαναλική παρεμβολή είναι περιορισμένη. Οι τερματικοί σταθμοί στην εξωτερική περιοχή μπορούν επίσης να εξυπηρετούνται ταυτόχρονα αλλά σε ορθογώνια υποκανάλια για αποφυγή διακαναλικής παρεμβολής από γειτονικούς σταθμούς βάσης.



Εικόνα 13: Τεχνική FFR για γειτονικές macro-κυψέλες [3].

Στην περίπτωση των ετερογενών δικτύων, ο σχεδιασμός ανάθεσης συχνοτήτων λαμβάνει υπόψη τρεις παραμέτρους: συχνότητα, χρόνος και χωρική κατάσταση. Τα femtocells στην εσωτερική περιοχή (inner femtocells) εξυπηρετούνται κατά τη διάρκεια του χρόνου εξυπηρέτησης των τερματικών σταθμών στην εξωτερική περιοχή (outer service time) και τα υποκανάλια είναι ορθογώνια σε αυτά που δίνονται στην macro-κυψέλη. Για το παράδειγμα της Εικόνας 17, χρησιμοποιούνται για τα femtocells της εσωτερικής περιοχής τα F2 και F3, δηλαδή τα 2/3 των υποκαναλιών της εξωτερικής περιοχής της macro-κυψέλης. Η παρεμβολή που δημιουργείται είναι μικρή στις εξωτερικές περιοχές των γειτονικών κυψέλων είναι περιορισμένη λόγω της μικρής ισχύος εκπομπής των σταθμών βάσης των femtocells.





Εικόνα 14: Σχεδιασμός συχνοτήτων για τα femtocells [3].

Στην εξωτερική ομάδα των femtocells (outer femtocells) χρησιμοποιείται χαμηλή εκπομπή ισχύος οπότε η διακαναλική παρεμβολή μεταξύ macrocell και femtocell είναι αρκετά μικρή. Συνεπώς τα outer femtocells μπορούν να χρησιμοποιούν τα ίδια υποκανάλια και τις ίδιες χρονοθυρίδες με την εσωτερική περιοχή της macro-κυψέλης, αλλά επίσης και τα ορθογώνια υποκανάλια στις χρονοθυρίδες που αντιστοιχούν στην εξωτερική περιοχή της κάθε macro-κυψέλης. Για το παράδειγμα της Εικόνας 17, χρησιμοποιούνται στην εξωτερική ομάδα των femtocells είτε το F0 στο χρόνο εκπομπής της εσωτερικής περιοχής είτε τα 2 από τα F1, F2, F3 στο χρόνο εκπομπής της εξωτερικής περιοχής των macro-κυψέλων.

### 9.1 FFR-B

Στην προηγούμενη ενότητα αναλύσαμε το σχεδιασμό συχνοτήτων FFR. Ο σχεδιασμός αυτός είναι γνωστός και ως FFR-A. Σε αυτήν την ενότητα θα μιλήσουμε για έναν εναλλακτικό σχεδιασμό, τον FFR-B. Σε αντίθεση με την FFR-A, αυτός ο σχεδιασμός επιτρέπει την μερική επικάλυψη των κέντρων των κυψελών και στις συχνοτικές μπάντες που βρίσκονται στα όρια των κυψελών στις γειτονικές κυψέλες. Επομένως, δεν υπάρχει μέρος του φάσματος που μένει αχρησιμοποίητο, καθώς η

ορθογωνιότητα στα άκρα των κυψελών μπορεί να διατηρηθεί από τους χρήστες που βρίσκονται κοντά στο κέντρο της κυψέλης. Με αυτόν τον σχεδιασμό, από την μία έχουμε υψηλότερη φασματική απόδοση αλλά και υψηλότερη παρεμβολή [4].

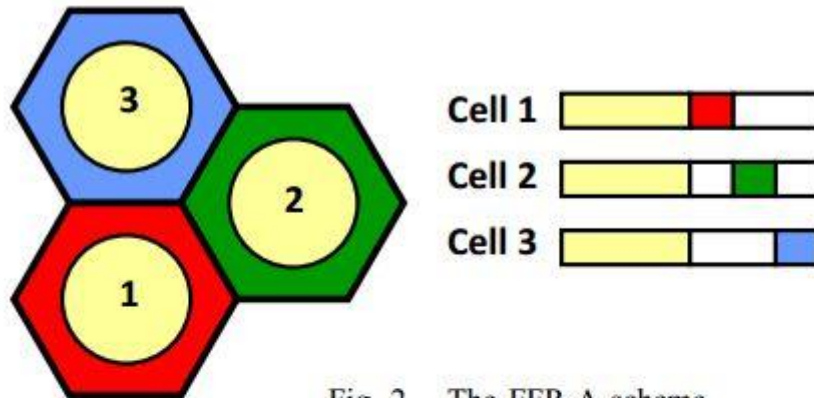


Fig. 2. The FFR-A scheme.

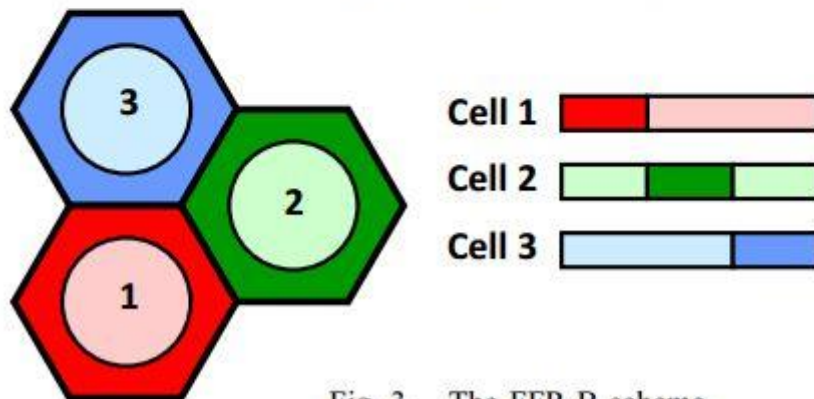


Fig. 3. The FFR-B scheme.

Εικόνα 15: FFR-A και FFR-B

## 9.2 ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΓΡΑΦΗΜΑΤΟΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΩΝ

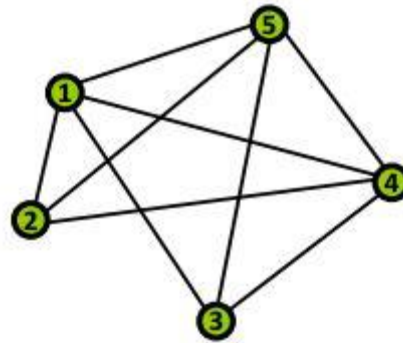
Για μία γραφική προσέγγιση FFR είναι απαραίτητη η κατασκευή ενός γραφήματος παρεμβολών το οποίο αποτελείται από κόμβους που αντιπροσωπεύουν τα κινητά τερματικά και ακμές που αντιπροσωπεύουν την παρεμβολή μεταξύ αυτών. Ο τρόπος που θα συνδεθούν δύο κόμβοι καθορίζεται από την τοπολογία των κινητών τερματικών. Όπως είναι φυσικό, καθώς οι σχεδιασμοί FFR-A και FFR-B έχουν διαφορετικές στρατηγικές κατανομής των πόρων, θα έχουν και διαφορετικά γραφήματα παρεμβολών.

Παρακάτω περιγράφουμε τους κανόνες κατασκευής γραφήματος παρεμβολών για την περίπτωση FFR-A: έστω ότι έχουμε δύο κόμβους A και B. Αυτοί θα μπορούν να συνδεθούν μεταξύ τους όταν [4]:

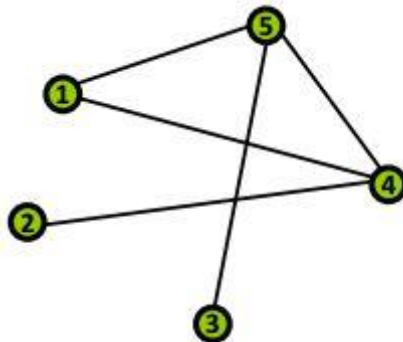
- και οι 2 κόμβοι ανήκουν στην ίδια κυψέλη
- ο κόμβος A βρίσκεται στα άκρα της κυψέλης  $i$  και ο B είναι στα άκρα της κυψέλης  $j$ , αρκεί οι κυψέλες  $i$  και  $j$  να είναι γειτονικές
- ο κόμβος A βρίσκεται στο κέντρο της κυψέλης  $i$  και ο κόμβος B στα άκρα της κυψέλης  $j$  ή το ανάποδο, αρκεί οι κυψέλες να είναι γειτονικές

Παρακάτω περιγράφουμε τους κανόνες κατασκευής γραφήματος παρεμβολών για την περίπτωση FFR-B: έστω ότι έχουμε πάλι δύο κόμβους A και B. Αυτοί θα μπορούν να συνδεθούν μεταξύ τους όταν:

- ο κόμβος A και ο κόμβος B ανήκουν στην ίδια κυψέλη
- ο κόμβος A βρίσκεται στα άκρα της κυψέλης  $i$  και ο B είναι στα άκρα της κυψέλης  $j$ , αρκεί οι κυψέλες  $i$  και  $j$  να είναι γειτονικές



Εικόνα 16: Σχεδιασμός γραφήματος παρεμβολών για FFR-A



Εικόνα 17: Σχεδιασμός γραφήματος παρεμβολών για FFR-B

## 10 ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΚΥΨΕΛΗΣ ΜΕ ΒΑΣΗ ΤΟ SIR

Για τον σχεδιασμό μίας κυψέλης η οποία θα παρέχει τον απαιτούμενο ρυθμό εκπομπής σε όλη την περιοχή της κυψέλης είναι απαραίτητο να υπολογιστεί ο λόγος σήματος προς παρεμβολή. Για να σχεδιαστεί σωστά μία κυψέλη θα πρέπει να υπολογιστεί ο reuse distance factor  $q$  έτσι ώστε να μην υπάρχουν παρεμβολές από δια-καναλικές κυψέλες αλλά και να υπάρχει δυνατότητα επικοινωνίας στα άκρα της κυψέλης.

Ο ρυθμός εκπομπής μετάδοσης εξαρτάται από το συνδυασμό διαμόρφωσης και κωδικοποίησης που χρησιμοποιείται, ο οποίος εξαρτάται από το πηλίκο του σήματος προς το άθροισμα παρεμβολής και θορύβου. Κάθε μέθοδος διαμόρφωσης και κωδικοποίησης αντιστοιχεί σε μία ελάχιστη τιμή του σηματοθορυβικού λόγου. Για το λόγο αυτό ορίζουμε τον λόγο σήματος προς παρεμβολή  $M=I/N$  και έχουμε την εξίσωση του σήματος προς θόρυβο και παρεμβολή ως:

$$\frac{S}{N+I} = \left(\frac{S}{N}\right)_{\min} \quad (24)$$

Σύμφωνα με την εξίσωση (24) και το  $M$ , έχουμε:

$$\frac{S}{I} = \left(\frac{S}{N}\right)_{\min} (1+M^{-1}) \quad (25)$$

και

$$\frac{S}{N} = \left(\frac{S}{N}\right)_{\min} (1+M) \quad (26)$$

Επομένως λύνοντας ως προς  $M$ , έχουμε:

$$M(R) = \frac{S(R)/N}{(S/N)_{\min}} - 1 \quad (27)$$

όπου  $S(R)=P_t(R)$  είναι η λαμβανόμενη ισχύς σε απόσταση  $R$ .

Επομένως αν συνδυάσουμε τις εξισώσεις (4) και (27), ο reuse co-channel factor για το downlink θα δίνεται από τον τύπο:

$$q = \sqrt[3]{6(1+M^{-1})\left(\frac{S}{N}\right)_{\min}} \quad (28)$$

Αντίστοιχα για το uplink, έχουμε:

$$q = \sqrt[3]{6(1 + M^{-1})\left(\frac{S}{N}\right)_{\min}} + 1 \quad (29)$$

Εφόσον βρεθεί η τιμή  $q$  για το downlink, μπορεί να βρεθεί το cluster size  $N$  από τη σχέση:

$$N = \frac{q^2}{3} \quad (30)$$

Με βάση την παραπάνω ανάλυση έχουμε ότι η μέθοδος διαμόρφωσης και κωδικοποίησης (Modulation and Coding Scheme, MCS) που θα χρησιμοποιηθεί σε μία σύνδεση ανάλογα με το λόγο του ωφέλιμου σήματος προς θόρυβο και παρεμβολή αλλά και ο reuse factor  $q$ , τόσο στο uplink όσο και στο downlink, εξαρτώνται απευθείας από τον εκθέτη απωλειών διάδοσης  $\gamma$  και το reuse pattern  $N$ .

Η μέγιστη ακτίνα κάλυψης μίας κυψέλης καθορίζεται από το ελάχιστο επιτρεπτό λόγο του ωφέλιμου σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο στα άκρα της κυψέλης. Η μέγιστη ακτίνα κάλυψης λαμβάνεται όταν η παρεμβολή στην μέγιστη απόσταση  $R$  από την κυψέλη είναι ίση με 0 ( $I(R) \rightarrow 0$ ) ή όταν το λογος  $M(R) = I/N = 0$ .

Αυτό υπολογίζεται από την παρακάτω εξίσωση:

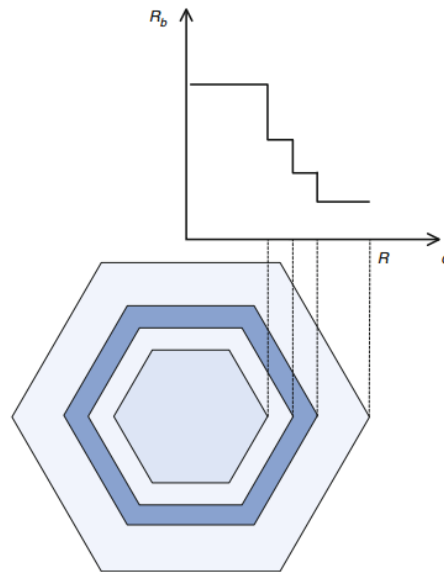
$$M(R) = \frac{S(R)/N}{(S/N)_{\min}} - 1 = 0$$

*or*

$$S(R)/N = (S/N)_{\min} \quad (31)$$

Συνεπάγεται ότι η ακτίνα κάλυψης της κυψέλης εξαρτάται τόσο από το MCS όσο και από την ισχύ του θορύβου. Για αυτό το λόγο η μείωση της ισχύος του θορύβου είναι μία από τις πιο σημαντικές προκλήσεις στα ασύρματα κυψελωτά δίκτυα

Συνήθως μία κυψέλη χωρίζεται σε τομείς όπου κάθε τομέας της επικοινωνεί με τον σταθμό βάσης με διαφορετικό MCS, όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 18: Δακτύλιοι κάλυψης όπου υποστηρίζεται μία τιμή του throughput.

Για κάθε διαφορετικό MCS υπάρχουν διαφορετικά bit rates και διαφορετική ελάχιστη λαμβανόμενη ισχύς σήματος στο δέκτη (ευαισθησία δέκτη). Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται τα bit rates και η ευαισθησία του δέκτη για διαφορετικά Modulation and Coding schemes, τα οποία αντιστοιχούν σε ένα σύστημα WiMAX με φάσμα εκπομπής 3.5 MHz [1].

Modulation & Coding Scheme	Bit Rate (Mbps)	Sensitivity (dBm)
BPSK $\frac{1}{2}$	1.41	-100
BPSK $\frac{3}{4}$	2.12	-98
QPSK $\frac{1}{2}$	2.82	-97
QPSK $\frac{3}{4}$	4.23	-94
16 QAM $\frac{1}{2}$	5.64	-91
16 QAM $\frac{3}{4}$	8.47	-88
64 QAM $\frac{2}{3}$	11.29	-83
64 QAM $\frac{3}{4}$	12.27	-82

Πίνακας 1: Αντιστοίχιση των διαφορετικών MCS με το throughput και την ευαισθησία του δέκτη.

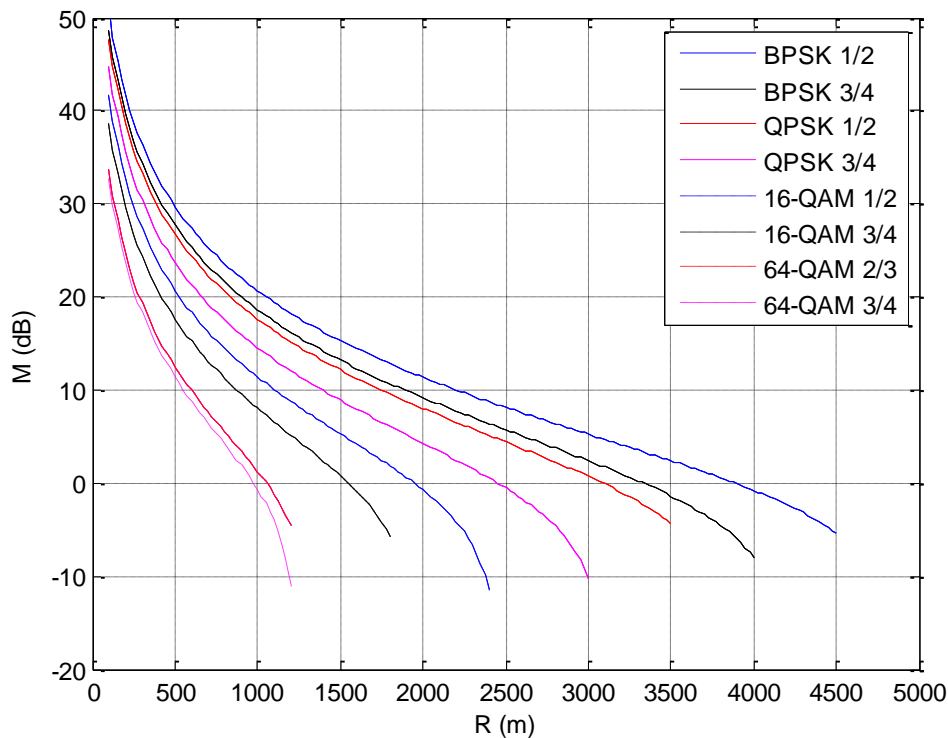
Όπως παρατηρούμε και από τον παραπάνω πίνακα, όσο μεγαλύτερη διαμόρφωση χρησιμοποιούμε, τόσο μεγαλύτερη ταχύτητα μετάδοσης έχουμε αλλά και μεγαλύτερη ευαισθησία του δέκτη απαιτείται. Για να δούμε την επίδραση της διαμόρφωσης και κωδικοποίησης θα σχεδιάσουμε την εξίσωση (27) για διάφορα MCS χρησιμοποιώντας τα δεδομένα του Πίνακα 1. Θα θεωρήσουμε το μοντέλο διάδοσης modified Friis το οποίο θεωρεί μείωση της ισχύος εκπομπής σύμφωνα με το μοντέλο απόσβεσης ελευθέρου χώρου (free space loss) μέχρι απόσταση  $d_0$  και από εκεί και πέρα σύμφωνα με ένα εκθέτη μείωσης ισχύος,  $\gamma$ . Επομένως έχουμε τη λαμβανόμενη ισχύ σε απόσταση R:

$$S(R) = P_t + G_t + G_r - 20 \log_{10} \left( \frac{2\pi d_0}{\lambda} \right) - 10\gamma \log_{10} \left( \frac{R}{d_0} \right) \quad (32)$$

Για τον υπολογισμό του σηματοθορυβικού λόγου, η ισχύς του θορύβου δίνεται από τη σχέση:

$$N = N_0 + 10 \log_{10}(BW) + NF \quad (33)$$

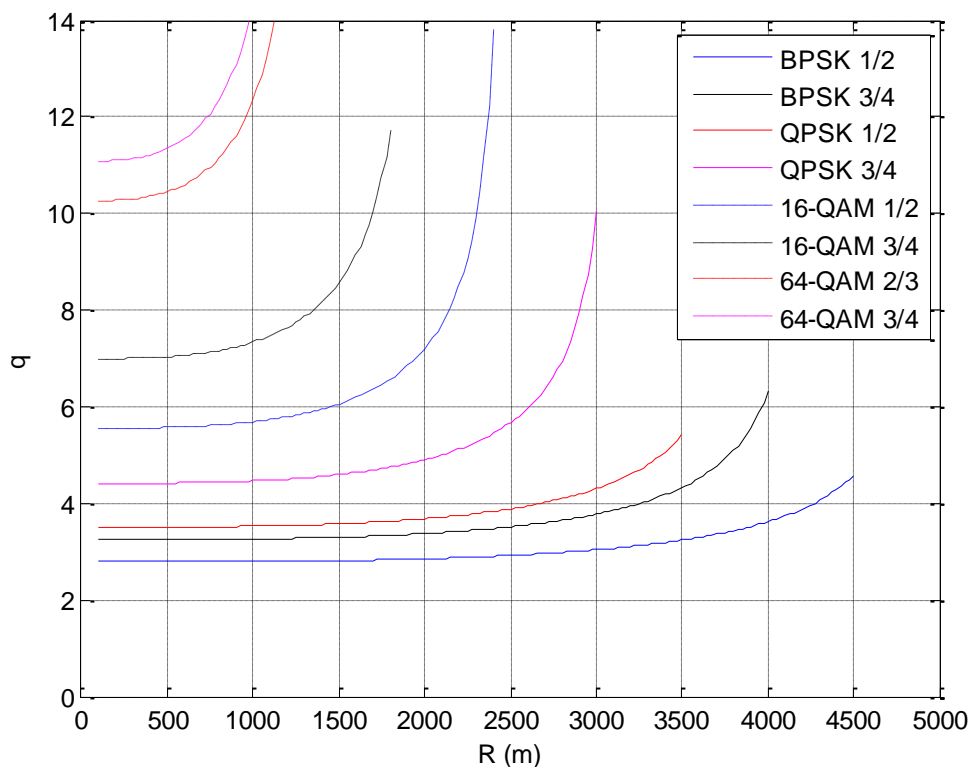
όπου  $N_0 = -174$  dBm/Hz, BW είναι το φάσμα εκπομπής και NF είναι το Noise Figure του δέκτη. Το πρόγραμμα Matlab το οποίο υλοποιεί το παρακάτω σχήμα δίνεται στο Παράρτημα Α.



Εικόνα 19: Λόγος παρεμβολής προς θόρυβο συναρτήσει ακτίνας της κυψέλης για διάφορα MCS

Από την Εικόνα 23 παρατηρούμε ότι όσο μεγαλύτερη διαμόρφωση έχουμε, τόσο μεγαλύτερη κλίση έχει η καμπύλη του  $M$  με την απόσταση. Αυτό δείχνει ότι για τα μεγάλα MCS ο λόγος I/N που επιτρέπεται μειώνεται γρήγορα με την απόσταση, σε αντίθεση με τα μικρότερα MCS. Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο τα MCS με υψηλές διαμορφώσεις ανατίθενται στους τομείς που βρίσκονται κοντά στο κέντρο της κυψέλης, ενώ τα MCS με χαμηλές διαμορφώσεις στα άκρα της. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται τόσο η μείωση της δια-καναλικής παρεμβολής όσο και επαρκής λόγος σήματος προς θόρυβο και παρεμβολή στα άκρα της κυψέλης.

Στη συνέχεια χρησιμοποιώντας την εξίσωση (28) για το downlink μπορούμε να υπολογίσουμε τον  $q(R)$ , για τις ίδιες παραμέτρους της Εικόνας 23. Στο παρακάτω διάγραμμα απεικονίζεται ο reuse co-channel factor  $q$  σε σχέση με την ακτίνα της κυψέλης για διαφορετικά MCS. Παρατηρούμε είναι ότι όσο μεγαλύτερο MCS χρησιμοποιούμε, τόσο μεγαλύτερος είναι αυτός ο παράγοντας  $q$  και όσο μικρότερο MCS τόσο μικρότερο απαιτείται.

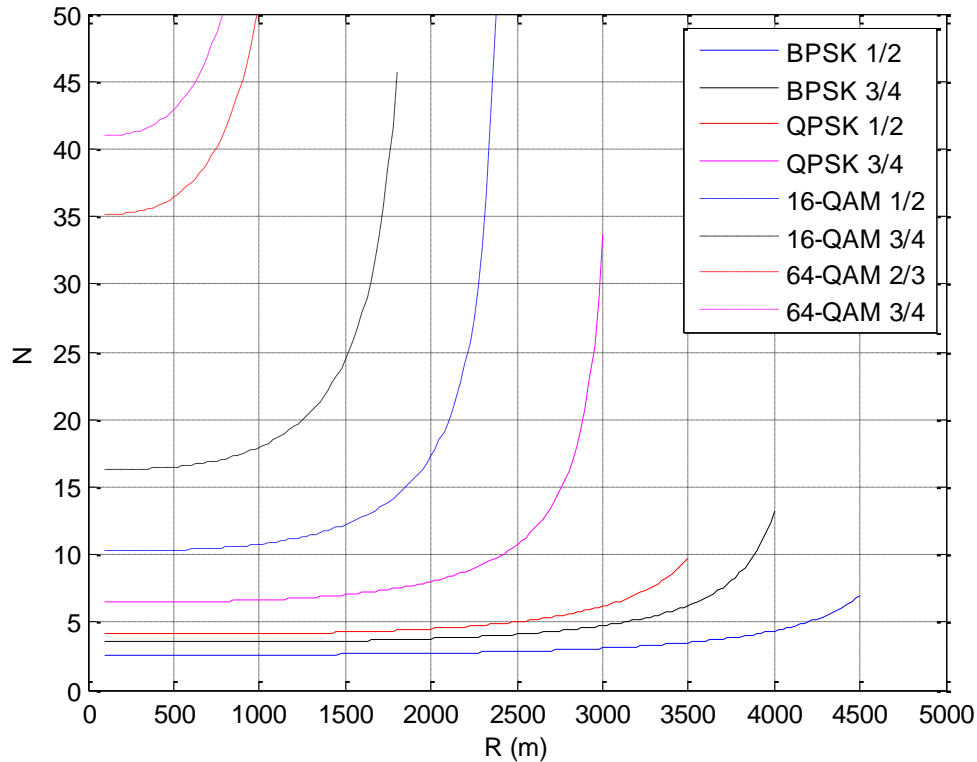


**Εικόνα 20: Παράμετρος  $q$  σε σχέση με την ακτίνα της κυψέλης χωρίς για διάφορα MCS**

Τέλος, χρησιμοποιώντας την εξίσωση (30) στο παρακάτω διάγραμμα απεικονίζεται το cluster size  $N$  συναρτήσει της ακτίνας της κυψέλης για διαφορετικά MCS. Παρατηρούμε παρόμοια μορφή με αυτήν του προηγούμενου σχήματος.



Δηλαδή όσο μεγαλύτερο MCS χρησιμοποιούμε, τόσο μεγαλύτερος παράγοντας  $N$  απαιτείται και όσο μικρότερο MCS, τόσο μικρότερο είναι το  $N$ .

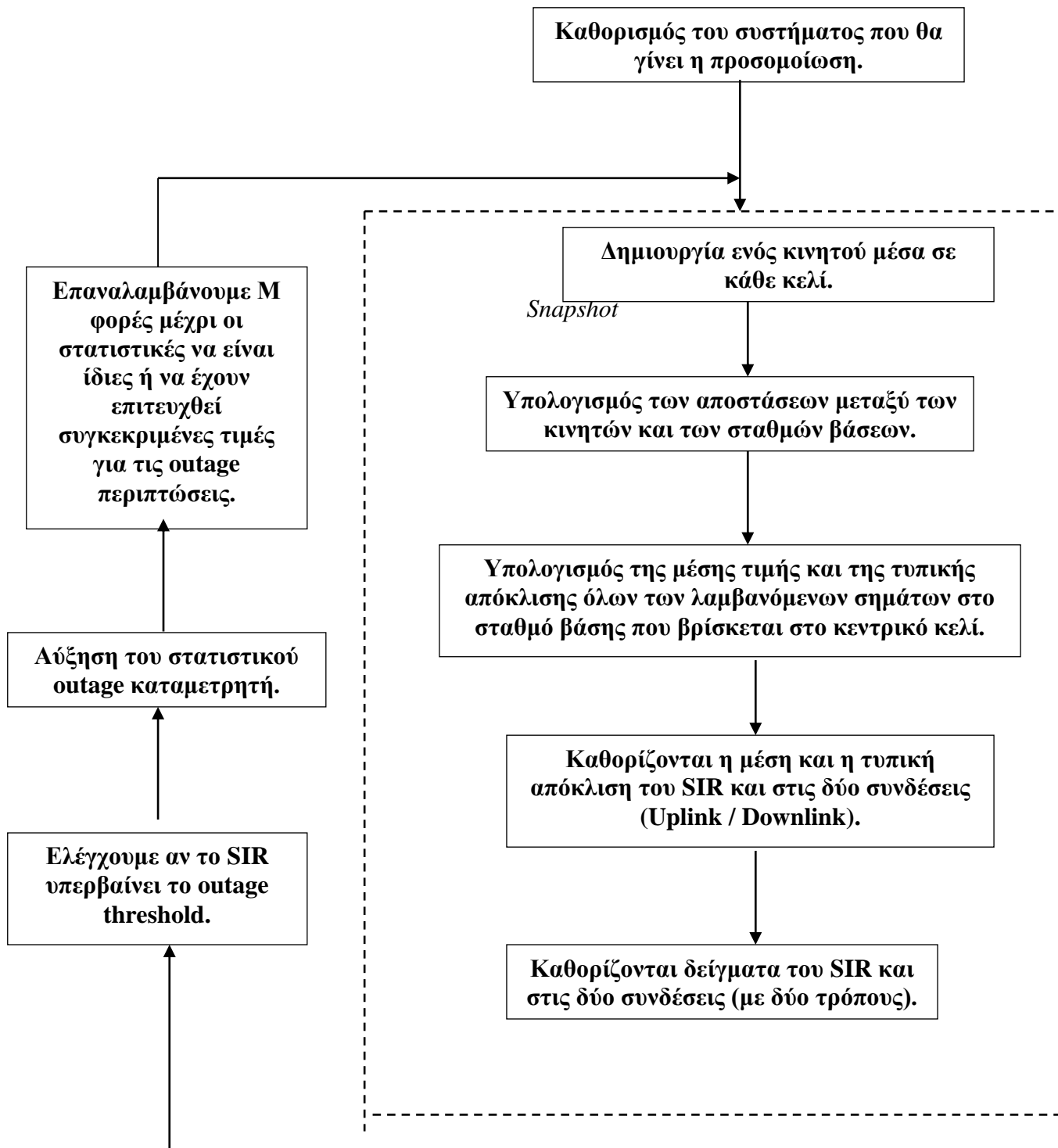


Εικόνα 21: Παράμετρος  $N$  συναρτήσει της ακτίνας της κυψέλης για διάφορα MCS.

Από το παραπάνω διάγραμμα μπορούμε να δούμε ότι χρησιμοποιώντας ένα reuse pattern  $N = 7$  μπορούμε να έχουμε διαμόρφωση και κωδικοποίηση QPSK  $1/2$  μέχρι μία απόσταση 3 Km.

## 11 ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ MONTE CARLO

Σε αυτή την ενότητα θα υλοποιήσουμε μία προσομοίωση Monte Carlo ενός κυψελωτού συστήματος για να μελετήσουμε την επίδραση της τομεοποίησης στο λαμβανόμενο λόγο σήματος προς παρεμβολή για χρήστες ομοιόμορφα καταναμημένους στην κυψέλη. Η προσομοίωση Monte Carlo που εφαρμόστηκε ακολουθεί τα βήματα της μεθοδολογίας που παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



Στη συνέχεια περιγράφουμε τον τελικό κώδικα MATLAB ο οποίος είναι αποτελείται από δύο αρχεία, όπως φαίνεται στον παρακάτω πίνακα:

**Πίνακας 2: Αρχεία Matlab**

Όνομα Αρχείου	Περιγραφή Λειτουργίας
Wholesystem_ccdf.m	Signal to Interference and Noise ratio in Cellular Wireless Network using Monte Carlo Simulation
Wilkinson.m	Calculation of the mean and standard deviation of the sum of two lognormal random variables.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης βασίζονται στην υπόθεση της ομοιόμορφης κατανομής κινητών τερματικών ανά μονάδα επιφάνειας της κυψέλης. Με βάση την παραπάνω παραδοχή οι πολικές συντεταγμένες των κινητών είναι τυχαίες μεταβλητές που ακολουθούν την παρακάτω κατανομή:

- Η γωνία της θέσης του κάθε κινητού στο κελί  $\beta_i$  κατανέμεται ομοιόμορφα στο διάστημα  $[0, 2\pi]$
- Η απόσταση  $r$  είναι τυχαία μεταβλητή με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας:

$$f_R(r_i) = 2 \frac{r_i}{R^2} \quad (34)$$

για τιμές της απόστασης  $r$  στο διάστημα  $0 \leq r_i \leq R$ .

Για απλότητα, η κυψέλη υποτίθεται ότι είναι κυκλική στην προσομοίωση. Ο τομέας που χρησιμοποιείται σε ένα ειδικό στιγμιότυπο επιλέγεται τυχαία, με ίσες πιθανότητες επιλογής για οποιοδήποτε τομέα:

120° ανά τομέα  $\rightarrow \Pr\{\text{τομέας } i \text{ που επιλέγεται}\} = 1/3, i = 1, 2, 3.$

60° ανά τομέα  $\rightarrow \Pr\{\text{τομέας } i \text{ που επιλέγεται}\} = 1/6, i = 1, \dots, 6.$

Μόλις επιλεγεί ο τομέας, οι γωνίες  $\beta_i$  μπορούν να καθοριστούν, σημειώνοντας ότι η  $\beta_i$  κατανέμεται ομοιόμορφα στον επιλεγμένο τομέα :

120° ανά τομέα  $\rightarrow (2s - 3)\pi/3 < \beta_i < (2s - 1)\pi/3$

60° ανά τομέα  $\rightarrow (s - 1)\pi/3 < \beta_i < s\pi/3.$

όπου το  $s$  είναι ο τομέας που επιλέγεται ( $s = \{1, 2, 3\}$  για τομεοποίηση σε  $120^\circ$  και  $s = \{1, \dots, 6\}$  για τομεοποίηση  $60^\circ$ ).

Το πρόγραμμα Matlab υλοποιεί τα παρακάτω βήματα:

**ΒΗΜΑ 1<sup>ο</sup>:** Καθορισμός του συστήματος που θα γίνει η προσομοίωση.

Στο βήμα αυτό γίνεται αρχικοποίηση των παραμέτρων του συστήματος. Ορισμένες παράμετροι παίρνουν προκαθορισμένες τιμές, ενώ άλλες δίνονται από το χρήστη (user input), ο οποίος έχει τη δυνατότητα επιλογής default τιμών πατώντας ENTER.

Οι παράμετροι με προκαθορισμένες τιμές είναι οι παρακάτω:

**Πίνακας 3: Παράμετροι συστήματος**

Όνομα Παραμέτρου	Τιμή	Περιγραφή
r_cell	1000	Ακτίνα κυψέλης σε μέτρα (m)
n_co_ch_users	1	Αριθμός ομοδιαυλικών παρεμβολέων (co-channel interferers)
P_BS	0	Ισχύς εκπομπής Σταθμού Βάσης (σε dBW)
P_MS	0	Ισχύς εκπομπής Κινητού (σε dBW)
corr_fwd	0	Συντελεστής συσχέτισης για τις συνδέσεις από τον κεντρικό σταθμό βάσης προς το επιθυμητό κινητό.
corr_rev	0	Συντελεστής συσχέτισης για τις συνδέσεις από το επιθυμητό κινητό προς τον κεντρικό σταθμό βάσης.
in_beam=0;	0	Μέγιστο κέρδος τμηματοποιημένων κεραιών (σε dB)

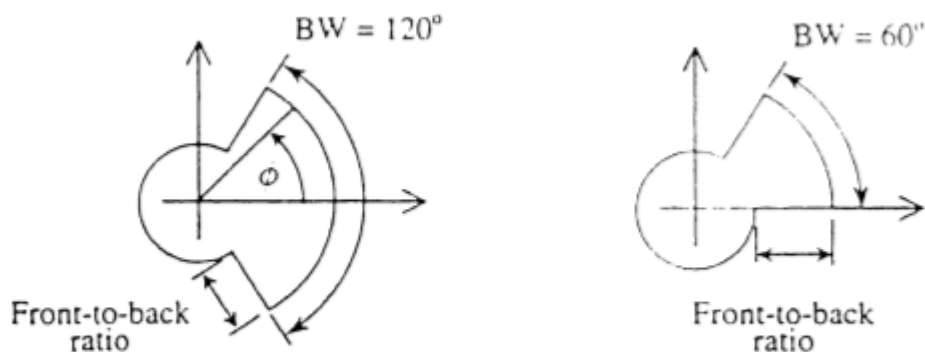
Στον κώδικα MATLAB οι παράμετροι με προκαθορισμένες τιμές έχουν τη μορφή διανυσμάτων 3 στοιχείων, καθένα από τα οποία αντιστοιχεί σε τομεοποίηση κυψέλης (cell sectorization) με εύρος γωνίας ανά τομέα  $120^\circ$ ,  $60^\circ$  ή  $360^\circ$ .

Οι παράμετροι που ελέγχονται από το χρήστη είναι οι παρακάτω:

**Πίνακας 4: Παράμετροι χρήστη**

Όνομα Παραμέτρου	Default Τιμή	Περιγραφή
M	20000	Αριθμός στιγμιοτύπων προσομοίωσης
N	3,4,7	Αριθμός κελιών ανά cluster
n_path	4	Εκθέτης $\gamma$ της απώλειας διάδοσης
sigma_int	8	Τυπική απόκλιση σκίασης ομοδιαυλικού παρεμβολέα.
sigma_S	8	Τυπική απόκλιση σκίασης επιθυμητού κινητού.
Sec	1,2,3	Τομεοποίηση κελιού 1: 60 μοίρες 2: 120 μοίρες 3: ομοιοκατευθυντικές κεραίες
Ftb	30	μπρος-πίσω αναλογία εκπομπής κεραιών (σε dB).

Η κεραία κάθε τομέα στο σταθμό βάσης έχει μία μπρος-πίσω αναλογία ισχύος (ftb) που ισούται με 30dB (Εικόνα 26). Η τυπική απόκλιση σκίασης (sigma\_int και sigma\_S) τίθεται στα 8dB, και ο εκθέτης απώλειας διάδοσης (n\_path) υποτίθεται ότι είναι  $\gamma = 4$ .



**Εικόνα 22: Μοντέλο για κεραίες τομέων 120 και 60 μοιρών [5].**

Για λόγους ευκολίας, θα υιοθετήσουμε τα ορθογώνια και τα πολικά ισοδύναμα συστήματα για να αντιπροσωπεύσουμε τις θέσεις των σταθμών βάσεων και κινητών στην προσομοίωση. Οι σταθμοί βάσης θα βρεθούν στο κέντρο των αντίστοιχων κελιών. Ο σταθμός βάσης στο κεντρικό κελί, όπου η co-channel παρεμβολή θα μετρηθεί, θα βρεθεί στο κέντρο των ισοδύναμων συστημάτων. Οι θέσεις των co-channel κελιών εξαρτώνται από το μέγεθος συστάδων  $N$  του κυκλοειδούς συστήματος και της ακτίνας κελιού  $R$ . Για την πρώτη σειρά, όλα τα co-channel κελιά βρίσκονται σε μια περιφέρεια της ακτίνας :

$$D = \sqrt{3 \cdot N} \cdot R \quad (35)$$

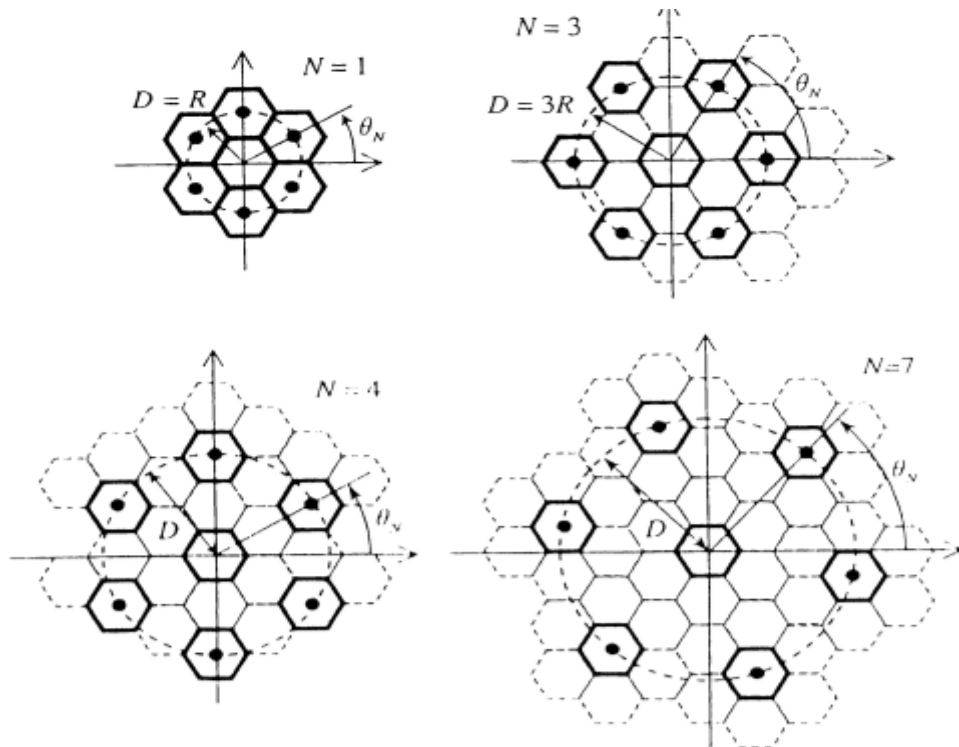
στο κεντρικό κελί, και είναι εξίσου απόμακρα το ένα από το άλλο, όπως φαίνεται στην Εικόνα 27. Στο σχήμα αυτό, η γωνία  $\theta_N$  καθορίζει τη γωνιακή θέση του πρώτου co-channel κελιού. Χρησιμοποιώντας απλή γεωμετρία, μπορούμε να δείξουμε ότι, για το μέγεθος συστάδων  $N$ , η θέση του  $i^{\text{th}}$  co-channel κελιού, χρησιμοποιώντας τη διανυσματική σημείωση, είναι :

$$x_{BS}, \vec{x} + y_{BS}, \vec{y} = \sqrt{3 \cdot N} \cdot R \cdot \left[ \cos(\theta_N + (i-1) \cdot \frac{\pi}{6}) \cdot \vec{x} + \sin(\theta_N + (i-1) \cdot \frac{\pi}{6}) \cdot \vec{y} \right] \quad (36)$$

η οποία προκύπτει από εφαρμογή τριγωνομετρικών σχέσεων στη διάταξη του παρακάτω σχήματος: Η παράμετρος  $\theta_N$  καθορίζει τη γωνιακή θέση του πρώτου co-channel κελιού και δίνεται από τον παρακάτω πίνακα:

**Πίνακας 5: Παράμετρος  $\theta_N$**

Cluster size $N$	$D$	$\theta_N$
1	$R$	$\pi / 6$
3	$3R$	0
4	$2\sqrt{3} R$	$\pi / 6$
7	$\sqrt{21} R$	$\arctan(1/2\sqrt{3})$



Εικόνα 23: Τοποθεσία των co-channel κελιών για  $N = 1, N = 3, N = 4, N = 7$  [5].

Ένα παράδειγμα υλοποίησης για αυτό το κομμάτι της προσομοίωσης είναι το ακόλουθο:

```

%location of base station (center cell is located at x=0,y=0)
%location (angular) of the center cell of each cluster in the first
tier.
theta_N=[pi/6 0 pi/6 asin(1/(2*sqrt(7)))];
%angular distance between the center cells of all 6 clusters in first
tier.
theta=pi/3*[0:5]';
aux_1=[1 0 2 3 0 0 4];
ind=aux_1(cluster_size);
%location [x.y] of the center cell of alla clusters i the first tier.
bs_position=[sqrt(3*cluster_size)*r_cell*cos(theta+theta_N(ind))
sqrt(3*cluster_size)*r_cell*sin(theta+theta_N(ind))];

```

Σημειώστε ότι σε αυτό το τμήμα προγράμματος MATLAB το `bs_position (i, 1)` και το `bs_position (i, 2)` περιέχουν τις συντεταγμένες στις κατευθύνσεις  $x$  και  $y$ , αντίστοιχα, από το διάνυσμα που αντιπροσωπεύει τη θέση του  $i^{\text{th}}$  σταθμού βάσης.

### **ΒΗΜΑ 2<sup>ο</sup>:** Τοποθέτηση $N+1$ κινητών στις κυψέλες

Υπολογίζουμε τις πολικές συντεταγμένες ( $r_i, \beta_i$ ) του επιθυμητού κινητού και των κινητών που μοιράζονται το ίδιο κανάλι (co-channel interferers) στα αντίστοιχα κελιά του cluster με βάση τις παρακάτω κατανομές:

- Η τυχαία μεταβλητή  $r_i$  που ισούται με την απόσταση μεταξύ του κινητού  $i$  και του κέντρου του αντίστοιχου κελιού έχει συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας:

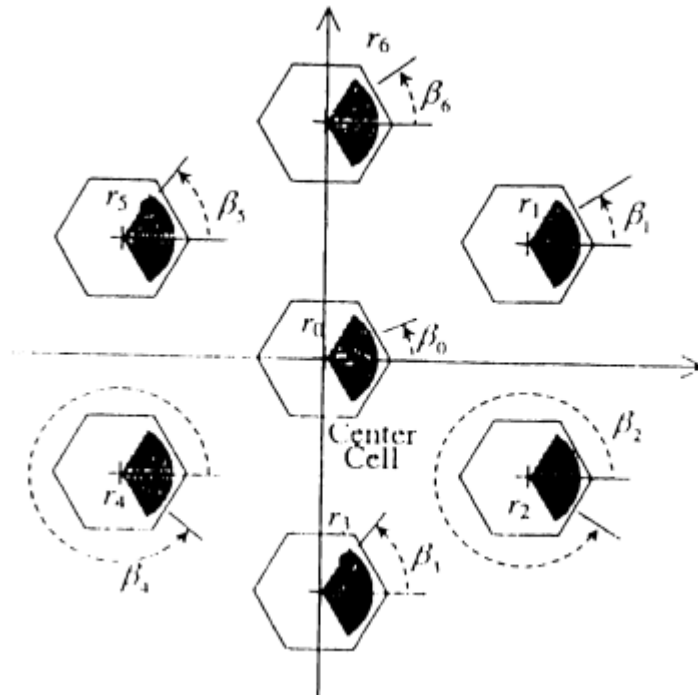
$$f_R(r_i) = 2 \cdot \frac{r_i}{R} \text{ στο διάστημα } 0 \leq r_i \leq R$$

- Η τυχαία μεταβλητή  $\beta_i$  που ισούται με τη γωνία που σχηματίζει η θέση του κινητού  $i$  και του άξονα παράλληλου με τον άξονα  $x$  που διέρχεται από το κέντρο του αντίστοιχου κελιού ακολουθεί ομοιόμορφη κατανομή εντός των ορίων του εύρους του τομέα που κελιού ο οποίος αντιστοιχεί στη συχνότητα που εκπέμπει το επιθυμητό κινητό.

Η Εικόνα 28 παρουσιάζει ένα παράδειγμα ενός στιγμιότυπου για τομεοποίηση  $120^\circ$ , όπου οι χρήστες βρίσκονται στον τομέα 1. Αυτό το μέρος της προσομοίωσης εφαρμόζεται όπως φαίνεται στον ακόλουθο κώδικα MATLAB:

```
%---place the desired mobile within the selected sector---
des_user_beta=rand(1)*phi_BW(sec)+phi_center(sectors,sec);
des_user_r=sqrt(rand(1).*(r_cell^2));
%
%---place co-channel mobiles within the selected sector of co-channel
%cells---
co_ch_user_beta=rand(6,1)*phi_BW(sec)+phi_center(sectors,sec);
co_ch_user_r=sqrt(rand(6,1))*(r_cell);
```





Εικόνα 28: Στιγμιότυπο για τομεοποίηση 120°, υποθέτοντας ότι τα κινητά είναι στον τομέα 1 [5].

Η  $(x, y)$  θέση του επιθυμητού και των co-channel κινητών υπολογίζονται σύμφωνα με:

$$\begin{aligned} \text{des\_user\_position} &= \text{des\_user\_r} * [\cos(\text{des\_user\_beta}) \quad \sin(\text{des\_user\_beta})] \\ \text{co\_ch\_user\_position} &= [\text{co\_ch\_user\_r} * \cos(\text{co\_ch\_user\_beta}) \\ &\quad \text{co\_ch\_user\_r} * \sin(\text{co\_ch\_user\_beta})] + \text{bs\_position} \end{aligned}$$

**ΒΗΜΑ 3<sup>ο</sup>:** Προσδιορισμός των αποστάσεων μεταξύ των κινητών και των σταθμών βάσης.

Υπολογίζουμε τις καρτεσιανές συντεταγμένες  $(x, y)$  θέσεων των  $N+1$  κινητών με βάση τις οποίες μπορούμε να υπολογίσουμε τις αποστάσεις  $d_f$  και  $d_r$  μεταξύ κινητών και σταθμών βάσης στα κέντρα των κυψελών. Οι αποστάσεις  $d_f$  και  $d_r$  υπολογίζονται με βάση τις διανυσματικές σχέσεις:

$$\vec{r}_i = r_i [\cos(\beta_i) \quad \sin(\beta_i)] \quad (37\alpha)$$

$$\vec{r}_i = r_i [\cos(\beta_i) \quad \sin(\beta_i)] \quad (37\beta)$$

Στο σημείο αυτό πρέπει να διευκρινιστεί ότι η σύνδεση forward δέχεται παρεμβολές από τους co-channel σταθμούς βάσης στη συχνότητα  $f_f$  ενώ η σύνδεση reverse δέχεται παρεμβολές από τα co-channel κινητά στη συχνότητα  $f_r$ .

#### **ΒΗΜΑ 4<sup>ο</sup> : Προσδιορισμός των στατιστικών του SIR και στις δύο συνδέσεις.**

Σε αυτό το βήμα, θα παρουσιαστούν τρεις διαφορετικές προσεγγίσεις για τον υπολογισμό των στατιστικών του SIR. Σε αυτές τις τρεις προσεγγίσεις, η λογαριθμική απόκλιση των λαμβανόμενων σημάτων θα ληφθεί υπόψη. Αυτό απαιτεί τη μέση τιμή των επιθυμητών σημάτων και σημάτων παρεμβολής.

- **Μέση τιμή και τυπική απόκλιση σε dB για κάθε σήμα.**

1. **Επιθυμητά σήματα:** Χρησιμοποιώντας την σχέση

$$m_x = P_T + G_T(\theta_T, \phi_T) + G_R(\theta_R, \phi_R) - 10 \cdot K \cdot \gamma \cdot \log_{10} d \quad (38)$$

οι μέσες τιμές σε dB των επιθυμητών σημάτων στην σύνδεση μεταξύ των co-channel κινητών και του σταθμού βάσης (forward link) στο κεντρικό κελί και μεταξύ του κινητού στο κεντρικό κελί και των co – channel σταθμών βάσεων (reverse link) είναι [5]:

$$m_S^f = P_{T,BS} - 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10} r_0 (dBW) \quad (39)$$

και

$$m_S^r = P_{T,MS} - 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10} r_0 (dBW) \quad (40)$$

αντίστοιχα. Σημειώστε ότι τα κέρδη της κεραίας του σταθμού βάσης και στις δύο συνδέσεις σε αυτήν την έκφραση τίθεται στα 0 dB, αφού το κινητό βρίσκεται μέσα στον τομέα του σταθμού βάσης. Επίσης, τα κέρδη της κεραίας του κινητού και στις δύο συνδέσεις τίθενται στα 0 dB, δεδομένου ότι υπάρχουν πανκατευθυντικές κεραίες. Οι τυπικές αποκλίσεις των επιθυμητών σημάτων είναι ίσες με τη σταθερή απόκλιση σκίασης. Έτσι :

$$\sigma_S^f = \sigma_S^r = \sigma \quad (41)$$

2. **Σήματα παρεμβολής:** Ο προσδιορισμός των μέσων τιμών των συνολικών σημάτων παρεμβολής και στις δύο συνδέσεις είναι πολύπλοκος. Όπως προαναφέραμε, η συνολική co-channel παρεμβολή και στις δύο συνδέσεις διαμορφώνεται ως το άθροισμα των μεμονωμένων co-channel σημάτων παρεμβολής. Αυτό δίνει:

$$I^f = \sum_i I_i^f \quad (42)$$

και

$$I^r = \sum_i I_i^r \quad (43)$$

για τις συνδέσεις μεταξύ των co – channel κινητών και του σταθμού βάσης στο κεντρικό κελί και μεταξύ του κινητού στο κεντρικό κελί και των co-channel σταθμών βάσης, αντίστοιχα. Η προσομοίωση περιλαμβάνει έξι co-channel κελιά. Δεδομένου ότι τα αποτελέσματα σκίασης και η απώλεια διάδοσης λαμβάνονται υπόψη, τα συνολικά σήματα παρεμβολής  $I^f$  και  $I^r$  είναι το άθροισμα των λογαριθμικά κατανεμημένων σημάτων  $I_i^f$  και  $I_i^r$ , αντίστοιχα. Για  $I^f$  και  $I^r$  με λογαριθμική κατανομή, η μέση τιμή και η τυπική απόκλιση, σε dB, του  $I^f$  και του  $I^r$  είναι συνάρτηση των μέσων και τυπικών αποκλίσεων των μεμονωμένων σημάτων παρεμβολής και μπορούν να υπολογιστούν χρησιμοποιώντας τις μεθόδους Wilkinson ή Schwartz. Οι μέσες τιμές, σε dBW, των  $I_i^f$  και  $I_i^r$  μπορούν να καθοριστούν χρησιμοποιώντας την εξίσωση (38). Αυτό δίνει:

$$m_{I,i}^f = P_{T,BS} + G_{T,i}(\phi_{T,i}) - 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10} d_{I,i}^f (dBW) \quad (44)$$

και

$$m_{I,i}^r = P_{T,MS} + G_{R,0}(\phi_{R,i}) - 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10} d_{I,i}^r (dBW) \quad (45)$$

Τα κέρδη κεραιών  $G_{T,i}(\varphi_{T,i})$  και  $G_{R,0}(\varphi_{R,i})$  εξαρτώνται από τις σχετικές θέσεις των κινητών. Σημειώστε ότι υποθέτουμε πως έχουμε πανκατευθυντικές κεραιές στα κινητά και στις δύο συνδέσεις. Οι τυπικές αποκλίσεις των σημάτων παρεμβολής είναι ίσες με την τυπική απόκλιση σκίασης  $\sigma$ .

$$\sigma_{I,i}^f = \sigma_{I,i}^r = \sigma \text{ (all cells)} \quad (46)$$

Μόλις καθοριστούν οι μέσες και οι τυπικές αποκλίσεις όλων των co-channel σημάτων, εφαρμόζουμε τη μέθοδο Wilkinson ή Schwartz και Yeh για να υπολογίσουμε τις μέσες τιμές  $m_I^f$  και  $m_I^r$ , και τυπικές αποκλίσεις  $\sigma_I^f$  και  $\sigma_I^r$ , σε dB, της συνολικής co-channel παρεμβολής και στις δύο συνδέσεις. Ο υπολογισμός στην σύνδεση μεταξύ των co – channel κινητών και του σταθμού βάσης στο κεντρικό κελί πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας τον ακόλουθο κώδικα MATLAB:

```
%desired user
m_S_fwd=P_BS - 10*K*n_path*log(des_user_r);
%
% CO-CHANNEL USERS
%Location of desired mobile with respect to
%co-channel cells
aux_01=((des_user_position(1) - bs_position(:,1))+sqrt(-1)*
(des_user_position(2) - bs_position(:,2)));
beta_fwd=angle(aux_01);
d_I_fwd=abs(aux_01);
%Computation of antenna gain at co-channel cells
clear gain_fwd
for k = 1:n_co_ch_users
    if
(beta_fwd(k)>=sector_min(sector,sec)) & (beta_fwd(k)<sector_max(sector,
sec))
        gain_fwd(k)=in_beam;
```

```

else
    gain_fwd(k)=out_beam;
end
end

%Computation of mean value and standard deviation.
m_I_fwd=P_BS - 10*K*n_path*log10(d_I_fwd)+gain_fwd.';
sigma_I_fwd=sigma_int*ones(length(m_I_fwd),1);
[m_I_total_fwd,
sigma_I_total_fwd]=wilkinson(m_I_fwd,sigma_I_fwd,corr_fwd);

```

Με παρόμοιο τρόπο, ο υπολογισμός της παρεμβολής στην σύνδεση μεταξύ του κινητού στο κεντρικό κελί και των co-channel σταθμών βάσης πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας το ακόλουθο κώδικα MATLAB:

```

% DESIRED USER
m_S_rev=P_MS - 10*K*n_path*log10(des_user_r);
%
% CO - CHANNEL USERS
%Location of co-channel users
aux_02=(co_ch_user_position(:,1)+sqrt(-1)*co_ch_user_position(:,2));
beta_rev=angle(aux_02);
d_I_rev=abs(aux_02);
% Computation of antenna gain at center cell
clear gain_rev
for k = 1:n_co_ch_users
    if
(beta_rev(k)>=sector_min(sector,sec)) & (beta_rev(k)<sector_max(sector,
sec))
        gain_rev(k)=in_beam;
    else
        gain_rev(k)=out_beam;
    end
end

```

```

end

end

%Computation of mean value and standard deviation
m_I_rev=P_MS - 10*K*n_path*log10(d_I_rev)+gain_rev.';
sigma_I_rev=sigma_int*ones(length(m_I_rev),1);
[m_I_total_rev,
sigma_I_total_rev]=wilkinson(m_I_rev,sigma_I_rev,corr_rev);

```

Σημειώστε ότι σε αυτό το παράδειγμα, χρησιμοποιούμε τη μέθοδο Wilkinson για τη μέση και την τυπική απόκλιση της συνολικής παρεμβολής.

#### **ΒΗΜΑ 5<sup>ο</sup>:**

1. **Υπολογισμός της μέσης και τυπικής απόκλισης του SIR:** υπολογίζουμε τις μέσες τιμές  $m_{SIR}^f$  και  $m_{SIR}^f$ , και τις τυπικές αποκλίσεις  $\sigma_{SIR}^f$  και  $\sigma_{SIR}^f$  του SIR, εκφρασμένες σε dB στο σταθμό βάσης στο κεντρικό κελί (uplink) και του κινητού στην κεντρική κυψέλη. Αφού το επιθυμητό σήμα και η συνολική co-channel παρεμβολή είναι κανονικές τυχαίες μεταβλητές, όταν εκφράζονται σε dB, το SIR που είναι ο λόγος του σήματος προς την παρεμβολή, σε dB, είναι επίσης μια κανονική μεταβλητή. Για την forward σύνδεση, το  $SIR^f$  δίνεται:

$$SIR^f = S_{dB}^f - I_{dB}^f \quad (47)$$

Η μέση τιμή και τυπική απόκλιση, εκφρασμένη σε dB, δίνονται από τις σχέσεις:

$$m_{SIR}^f = m_S^f - m_I^f \quad (48)$$

και

$$\sigma_{SIR}^f = \sqrt{(\sigma_S^f)^2 + (\sigma_I^f)^2} \quad (49)$$

Τα αποτελέσματα αυτού του βήματος είναι  $m_{SIR}^f$ ,  $\sigma_{SIR}^f$ ,  $m_{SIR}^r$  και  $\sigma_{SIR}^r$ .

Ακολουθεί ο κώδικας MATLAB για αυτό το μέρος της προσομοίωσης:

```
m_SIR_fwd(i) = m_S_fwd - m_I_total_fwd;
sigma_SIR_fwd(i) = sqrt(sigma_S^2 + sigma_I_total_fwd^2 -
2*corr_fwd*sigma_S*sigma_I_total_fwd);

m_SIR_rev(i) = m_S_rev - m_I_total_rev;
sigma_SIR_rev(i) = sqrt(sigma_S^2 + sigma_I_total_rev^2 -
2*corr_rev*sigma_S*sigma_I_total_rev);
```

Σε αυτό το σημείο της προσομοίωσης αρχίζουμε να συλλέγουμε τα αποτελέσματα και να αποθηκεύουμε τις μέσες τιμές και τυπικές αποκλίσεις.

## **2. Μέθοδος A: Δειγματοληψία του SIR χρησιμοποιώντας τη μέση τιμή και την**

**τυπική απόκλιση του SIR:** Δεδομένου ότι γνωρίζουμε τις μέσες  $m_{SIR}^f$  και  $m_{SIR}^r$ , και τυπικές αποκλίσεις  $\sigma_{SIR}^f$  και  $\sigma_{SIR}^r$  του SIR και στις δύο συνδέσεις από το βήμα 1, μπορούμε να δειγματοληψίσουμε τις κανονικές τυχαίες διαδικασίες  $SIR^f$  και  $SIR^r$ . Επομένως, κάθε στιγμιότυπο θα συνδεθεί με δείγματα του SIR σε κάθε σύνδεση, εκφρασμένο από τα  $SIR_{2A}^f$  και  $SIR_{2A}^r$ . Αυτά τα δείγματα είναι το αποτέλεσμα της δειγματοληψίας της κανονικής τυχαίας διαδικασίας με μέση  $m_{SIR}$  και τυπική απόκλιση  $\sigma_{SIR}$ . Επομένως, τα αποτελέσματα με την Μέθοδο A, είναι τιμές για τα  $SIR_{2A}^f$  και  $SIR_{2A}^r$  όπως ορίζονται από τον ακόλουθο κώδικα MATLAB:

```
SIR_fwd_2(i)=normrnd(m_SIR_fwd(i),sigma_SIR_fwd(i));
SIR_rev_2(i)=normrnd(m_SIR_rev(i),sigma_SIR_rev(i));
```

**3. Μέθοδος B: Δειγματοληψία του SIR χρησιμοποιώντας την μέση τιμή και τυπική απόκλιση των επιθυμητών και σημάτων παρεμβολής:**

Σε αυτό το σημείο, έχουμε υποθέσει ότι η συνολική co-channel παρεμβολή, η οποία συνίσταται από το άθροισμα των μεμονωμένων co-channel σημάτων παρεμβολών, ακολουθεί λογαριθμική κατανομή, ή κανονική όταν εκφράζεται σε dB. Στη Μέθοδο B, δεν κάνουμε οποιαδήποτε υπόθεση σχετικά με τη κατανομή της συνολικής παρεμβολής. Τα συνολικά σήματα παρεμβολής σε κάθε σύνδεση υπολογίζονται όπως:

$$I^f = 10 \cdot \log_{10} \sum_{i=1}^6 10^{I_i^f/10} \quad (50)$$

και

$$I^r = 10 \cdot \log_{10} \sum_{i=1}^6 10^{I_i^r/10} \quad (51)$$

Τα δείγματα του SIR και στις δύο συνδέσεις, εκφράζονται από τα  $SIR_{2B}^f$  και  $SIR_{2B}^r$ , και δίνονται από :

$$SIR_{2B}^f = S^f - I^f \quad (52)$$

και

$$SIR_{2B}^r = S^r - I^r \quad (53)$$

Αυτά υπολογίζονται χρησιμοποιώντας τον ακόλουθο κώδικα MATLAB:

```
des_sig_spl_fwd=normrnd(m_S_fwd,sigma_S);
int_sig_spl_fwd=normrnd(m_I_fwd,sigma_I_fwd);
tot_int_sig_spl_fwd=10*log10(sum(10.^(int_sig_spl_fwd/10)));
SIR_spl_fwd_2B(i)=des_sig_spl_fwd-tot_int_sig_spl_fwd;
```



```

des_sig_spl_rev=normrnd(m_S_rev, sigma_S);
int_sig_spl_rev=normrnd(m_I_rev, sigma_I_rev);
tot_int_sig_spl_rev=10*log10(sum(10.^(int_sig_spl_rev/10)));
SIR_spl_rev_2B(i)=des_sig_spl_rev-tot_int_sig_spl_rev;

```

Σε αυτό το σημείο έχουμε ολοκληρώσει την επεξεργασία για ένα στιγμιότυπο (snapshot). Συνοπτικά, ο προσδιορισμός των στατιστικών SIR και στις δύο συνδέσεις περιλαμβάνει τα εξής:

- Με τη μέθοδο A παράγουμε δείγματα του SIR χρησιμοποιώντας τη συνάρτηση normrnd() η οποία παράγει τιμές τυχαίας μεταβλητής Gaussian με παραμέτρους τη μέση τιμή και την τυπική απόκλιση της κατανομής. Ο υπολογισμός της συνολικής co-channel παρεμβολής στηρίζεται στην υπόθεση ότι αυτή ακολουθεί λογαριθμοκανονική κατανομή:

$$\begin{aligned} \mu_{SR} &= \mu_S - \mu_I \\ \sigma_{SR} &= \sqrt{(\sigma_S)^2 + (\sigma_I)^2} \end{aligned}$$

- Με τη μέθοδο B παράγουμε δείγματα του SIR χωρίς να κάνουμε καμία υπόθεση σχετικά με την κατανομή της συνολικής co-channel παρεμβολής. Στην περίπτωση αυτή υπολογίζουμε τη συνολική παρεμβολή αθροίζοντας τα δείγματα των μεμονωμένων σημάτων παρεμβολής, όπως φαίνεται στις εξισώσεις (50) και (51), και στη συνέχεια:

$$\begin{aligned} SIR_{2B} &= S - I \\ SIR_{2B} &= S - I \end{aligned}$$

**ΒΗΜΑ 6<sup>ο</sup>:** Υπολογισμός στατιστικής του λόγου σήματος προς παρεμβολή.

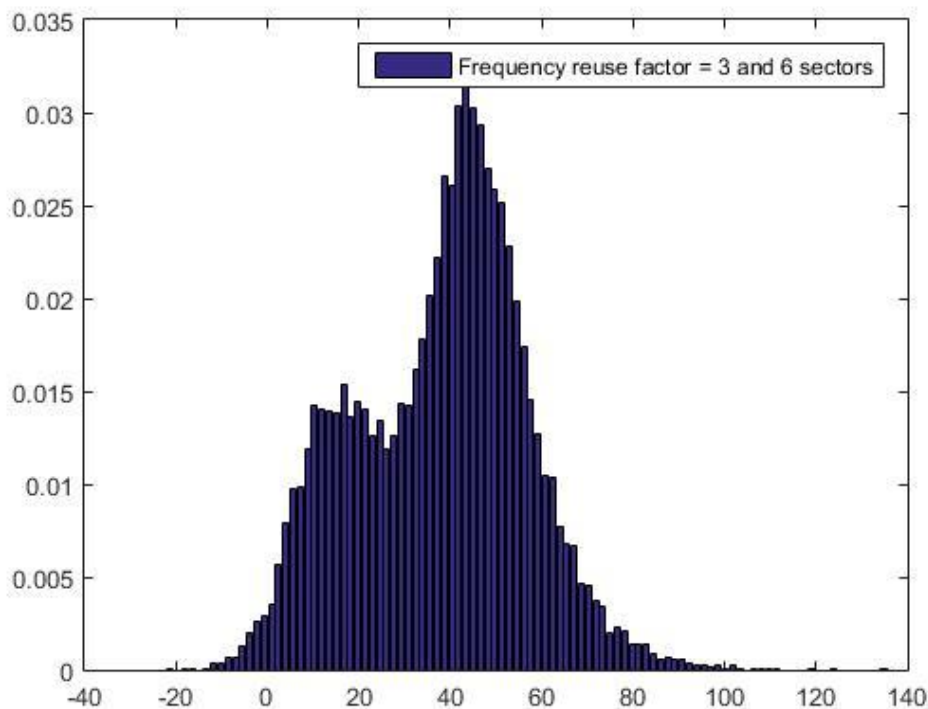
Υπολογίζουμε την κατανομή του λόγου σήματος προς παρεμβολή για διάφορες τιμές παραμέτρων του συστήματος και τομεοποίησης κυψελών. Το βασικό MATLAB script wholesystem\_ccdf.m καταλήγει στο ιστόγραμμα του λόγου σήματος προς παρεμβολή και επίσης στη συμπληρωματική αθροιστική συνάρτηση πιθανότητας για συνδέσεις f

(downlink) και  $r$  (uplink). Διαμορφώνοντας τον κώδικα MATLAB με μορφή function και παραμέτρους τον αριθμό κυψελών στο cluster (παράμετρος  $N$ ) και την τομεοποίηση των κυψελών σε  $60^\circ$ ,  $120^\circ$  ή  $360^\circ$  (παράμετρος  $sec$ ) παρουσιάζονται συγκριτικά γραφήματα και εξάγονται συμπεράσματα σχετικά με την επίδοση του κυψελωτού δικτύου σε σχέση με την παρεμβολή μέσα στην κυψέλη.

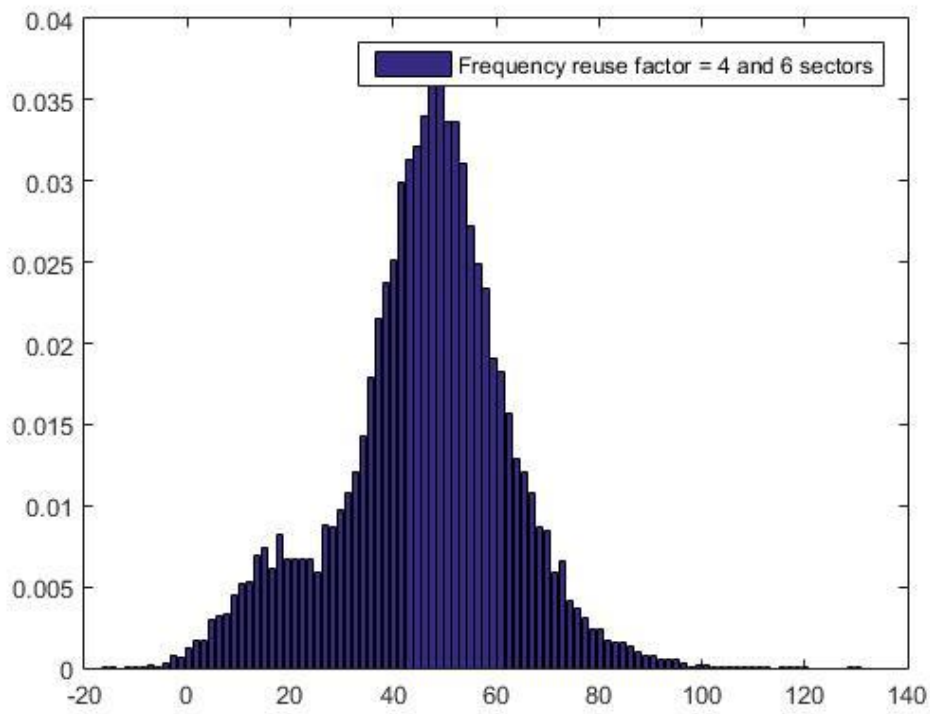
## 11.1 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

### 1) ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΓΙΑ SECTORIZATION $60^\circ$ – UPLINK

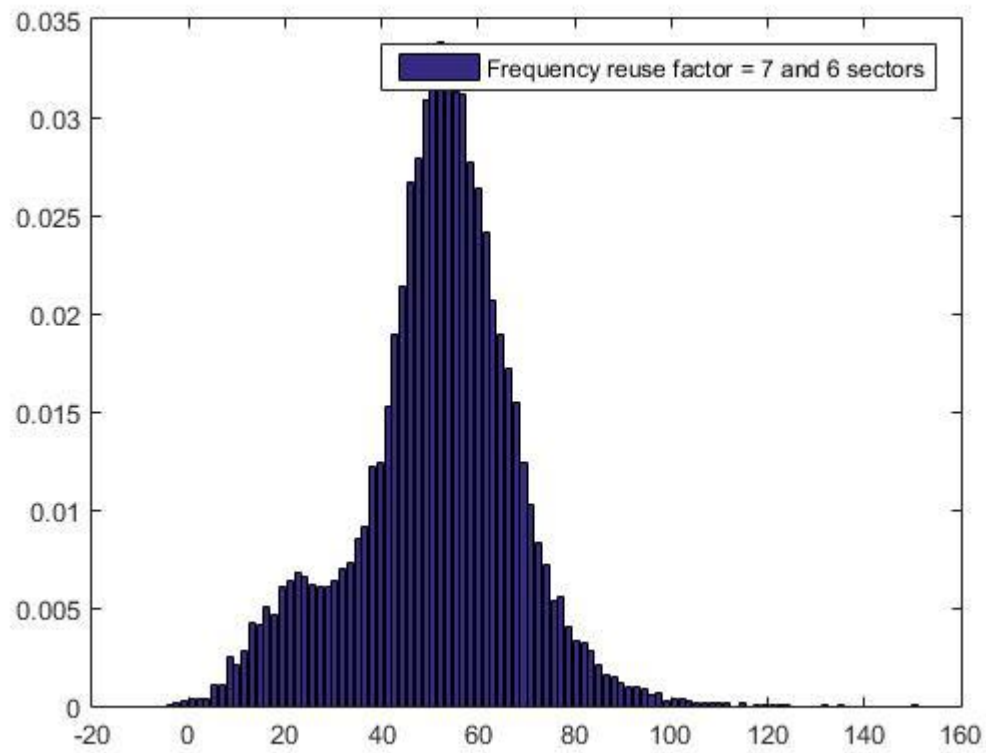
Στα παρακάτω τρία ιστογράμματα παρουσιάζονται η κατανομή του SIR σε dB για τιμή cluster 3, 4 και 7, αντίστοιχα, για το uplink με τομεοποίηση  $60^\circ$ . Και στις τρεις περιπτώσεις παρατηρούμε ότι οι τιμές του SIR με υψηλότερες πιθανότητες κυμαίνονται ανάμεσα στα 40 με 60 dB. Η εμφανής διαφορά είναι ότι καθώς μεγαλώνει η ομάδα κυψελών (cluster size  $N$ ), οι ομοκαναλικές κυψέλες βρίσκονται σε μεγαλύτερη απόσταση μεταξύ τους με συνέπεια να έχουμε μικρότερη παρεμβολή και μεγαλύτερες τιμές του SIR. Επομένως παρατηρείται μία μετατόπιση του ιστογράμματος προς τα δεξιά στα τρία παρακάτω διαγράμματα.



Εικόνα 24: UL  $N=3$  με τομεοποίηση  $60^\circ$ .

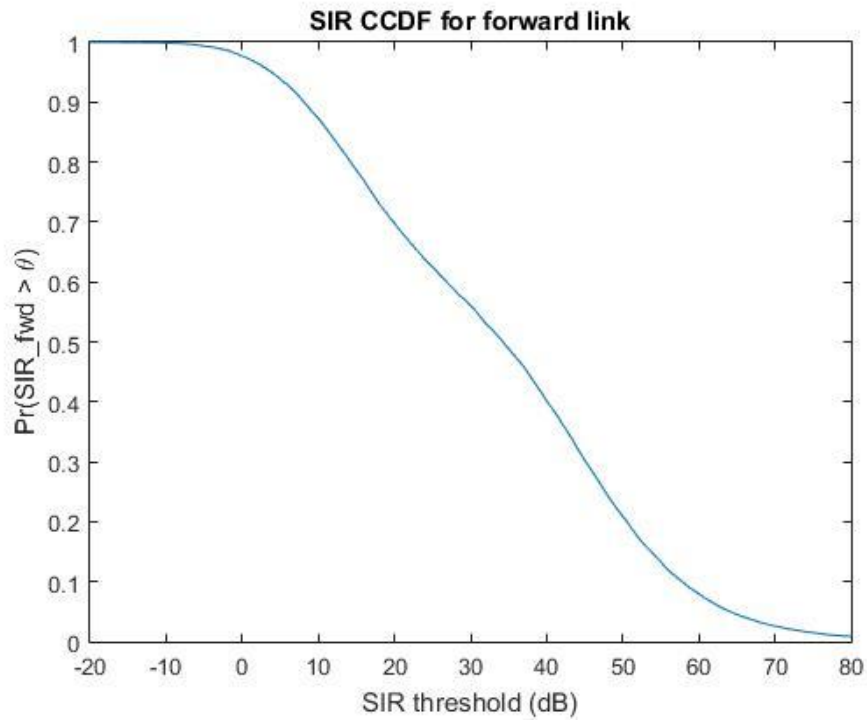


**Εικόνα 25: Εικόνα UL N=4 με τομεοποίηση 60°.**

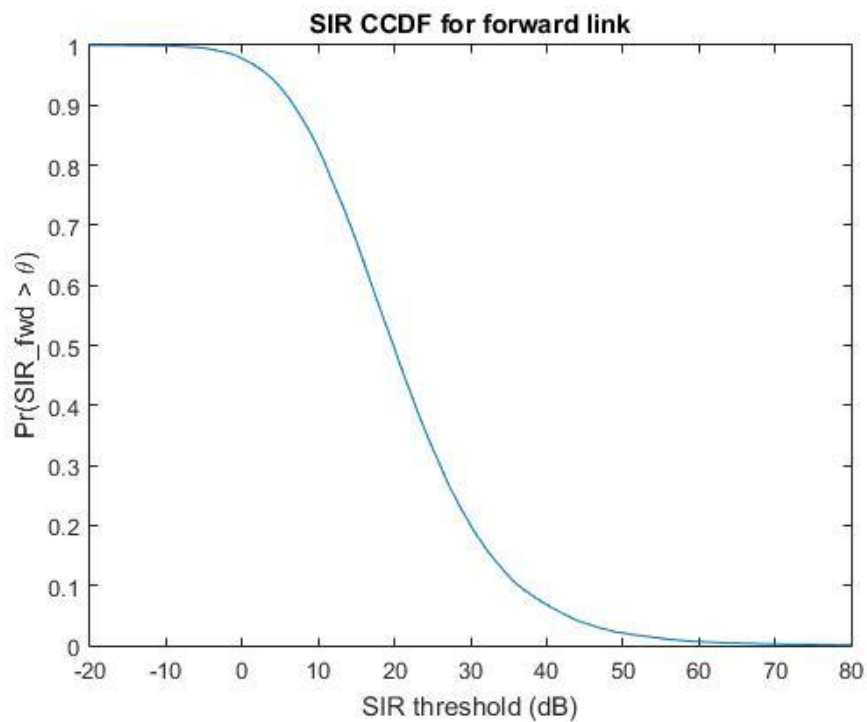


**Εικόνα 26: UL N=7 με τομεοποίηση 60°.**

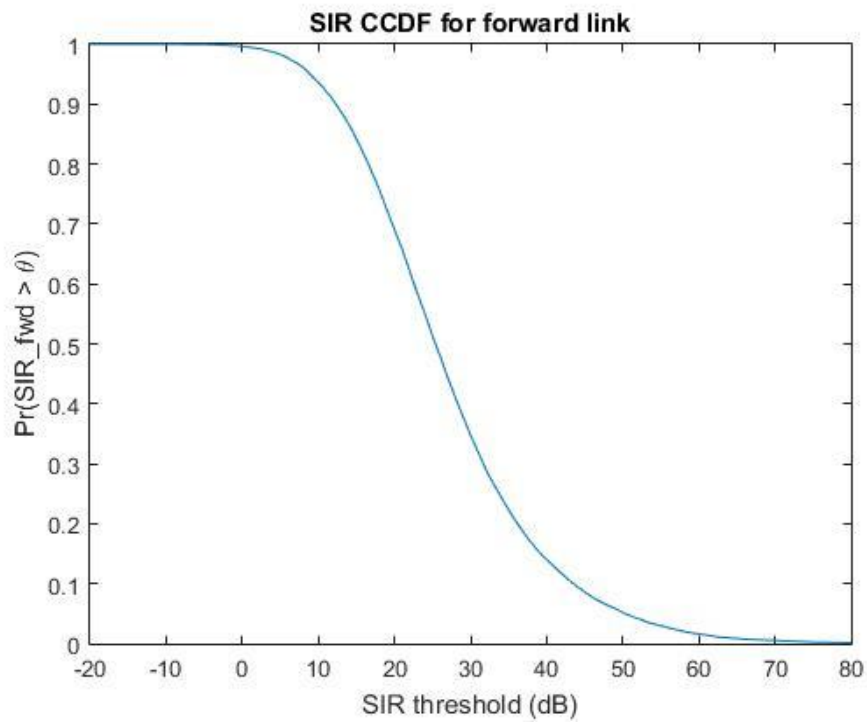
Στη συνέχεια, με βάση τα παραπάνω ιστογράμματα υπολογίζουμε την συμπληρωματική αθροιστική κατανομή πιθανότητας (complementary cumulative distribution function, CCDF) δηλαδή την πιθανότητα το SIR να υπερβαίνει ένα κατώφλι.



Εικόνα 27: CCDF N=3 με τομεοποίηση 60°

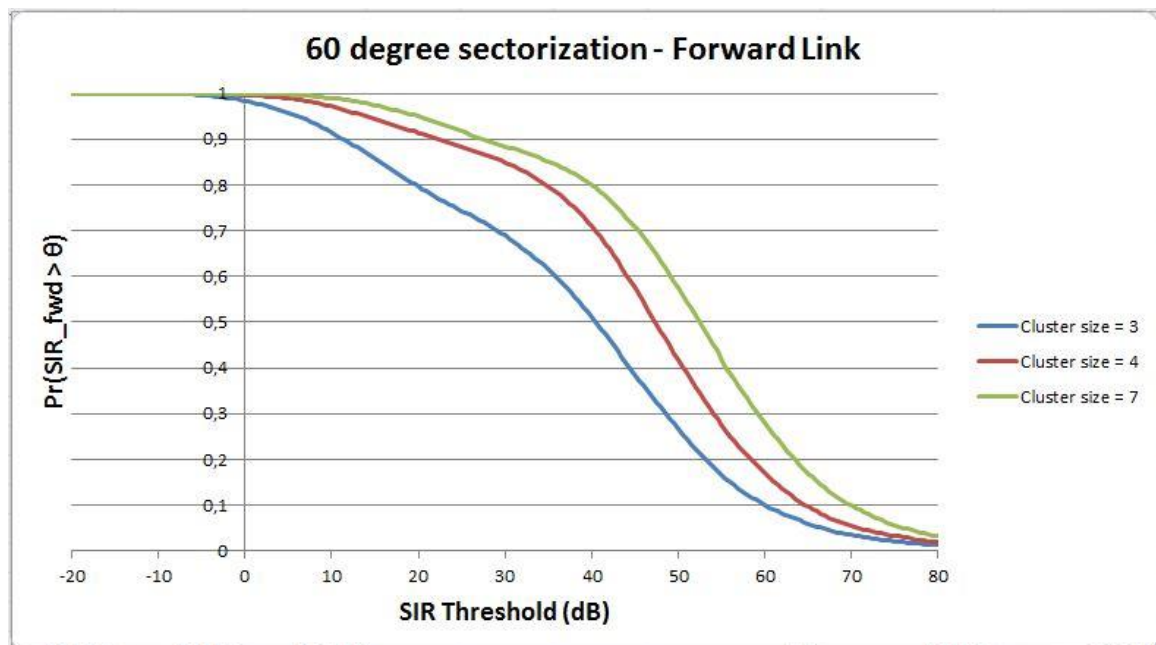


Εικόνα 28: CCDF N=4 με τομεοποίηση 60°



Εικόνα 34: CCDF N=7 με τομεοποίηση 60°

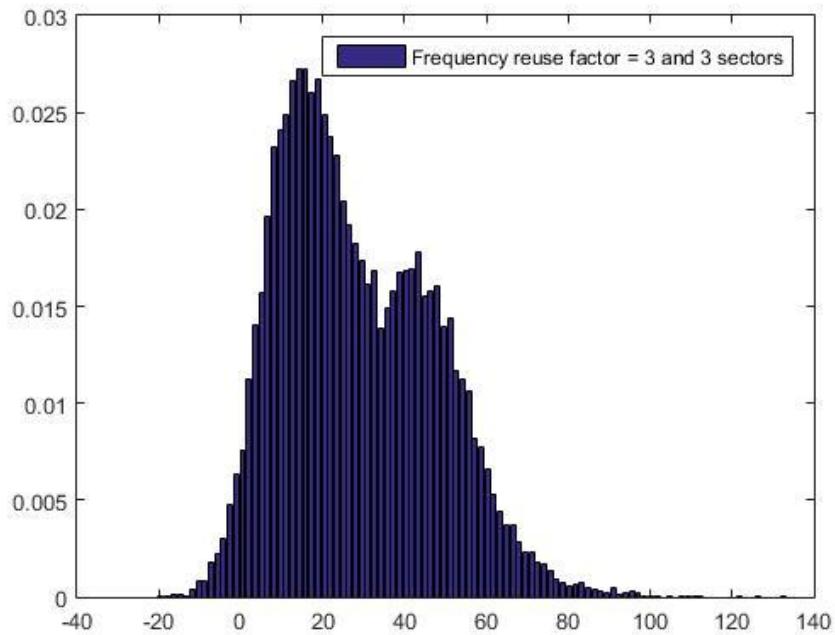
Συγκεντρωτικά οι τρεις CCDF για N=3, 4, 7 με τομεοποίηση 60° είναι:



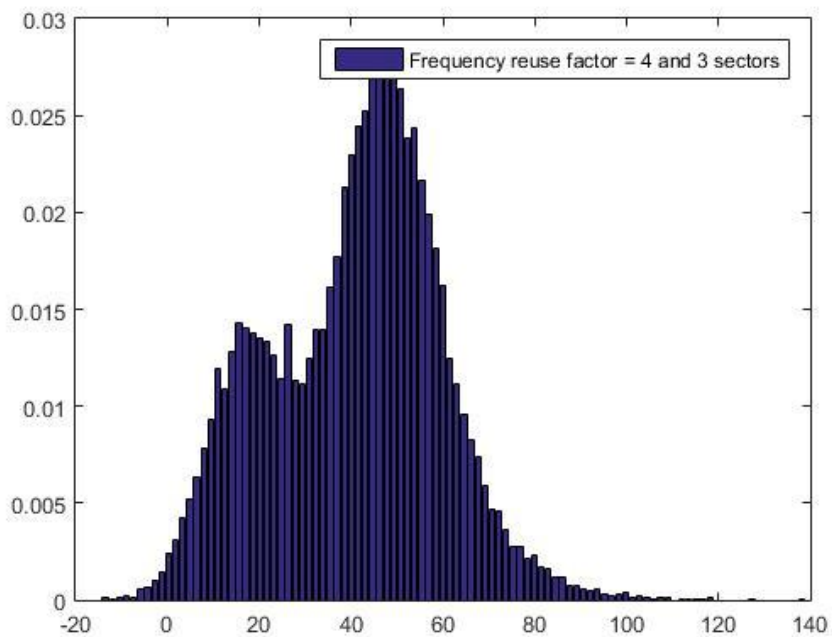
Εικόνα 29: Σύγκριση CCDFs 60° sectorization - Uplink

## 2) ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΓΙΑ SECTORIZATION 120° – UPLINK

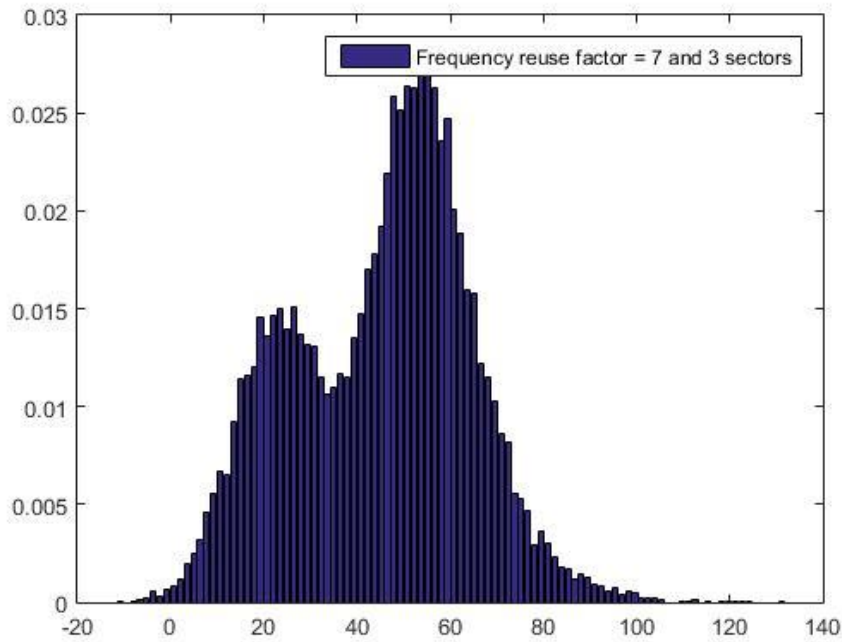
Σε αυτήν την περίπτωση (τομεοποίηση 120°), παρατηρούμε μία μετατόπιση του ιστογράμματος προς τα αριστερά, δηλαδή έχουμε μεγαλύτερες πιθανότητες για μικρές τιμές του SIR. Αυτό το γεγονός οφείλεται στο ότι η κεραία «βλέπει» μεγαλύτερη γωνία και κατά συνέπεια δέχεται παρεμβολές από περισσότερες από δύο ομοκαναλικές κυψέλες.



Εικόνα 30: UL N=3 με τομεοποίηση 120°

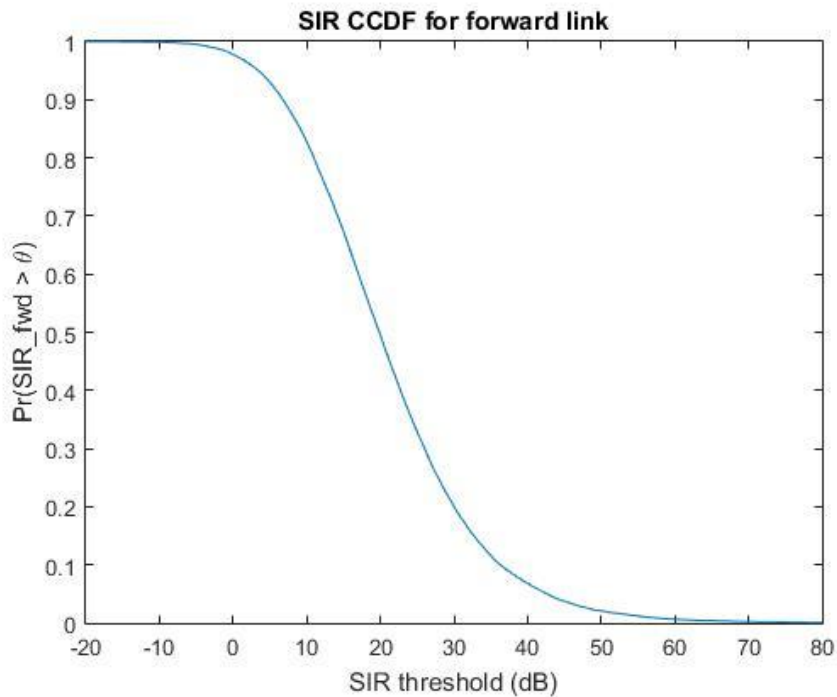


Εικόνα 37: UL N=4 με τομεοποίηση 120°

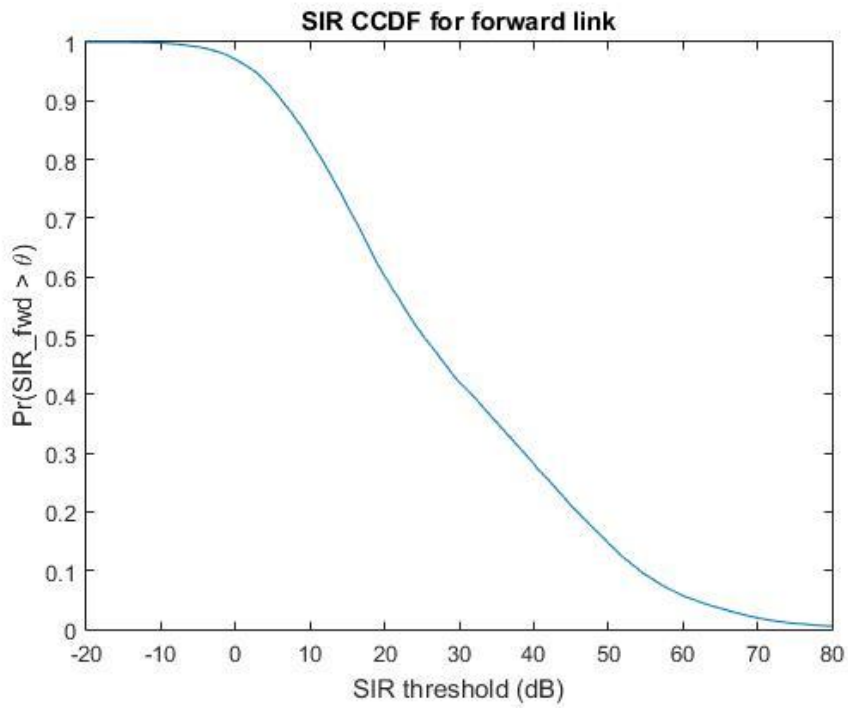


**Εικόνα 38: UL N=7 με τομεοποίηση 120°.**

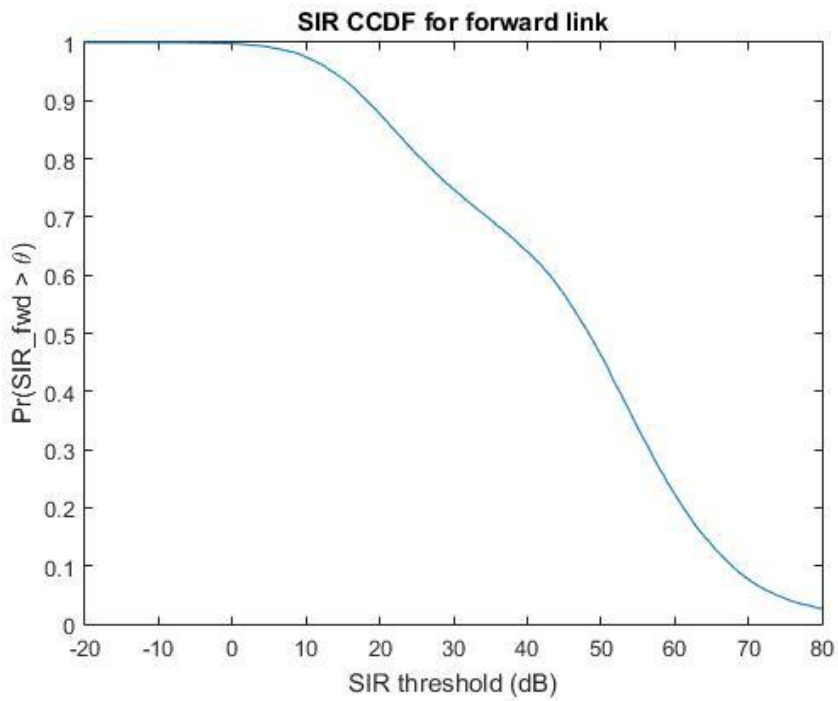
Στα παραπάνω ιστογράμματα παρατηρούμε ότι η επίδραση του N μεταξύ 4 και 7 δεν είναι εμφανής στην κατανομή του SIR. Στη συνέχεια, με βάση τα παραπάνω ιστογράμματα υπολογίζουμε την συμπληρωματική αθροιστική κατανομή πιθανότητας (complementary cumulative distribution function,CCDF) δηλαδή την πιθανότητα το SIR να υπερβαίνει ένα κατώφλι.



**Εικόνα 39: CCDF N=3 με τομεοποίηση 120°**

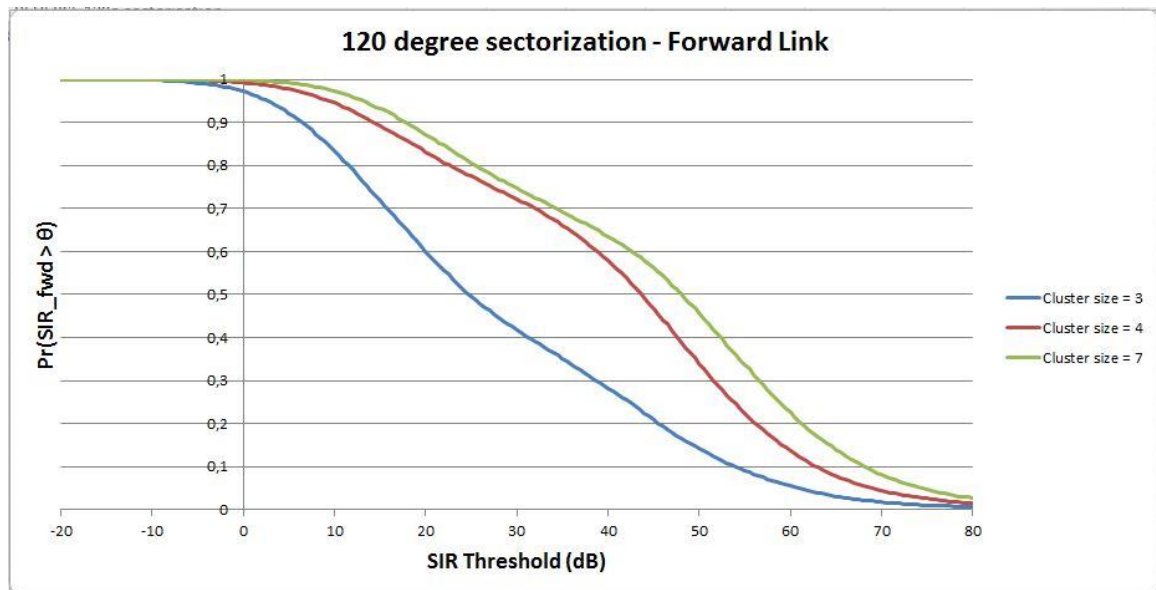


Εικόνα 40: CCDF N=4 με τομεοποίηση 120°



Εικόνα 41: CCDF N=7 με τομεοποίηση 120°



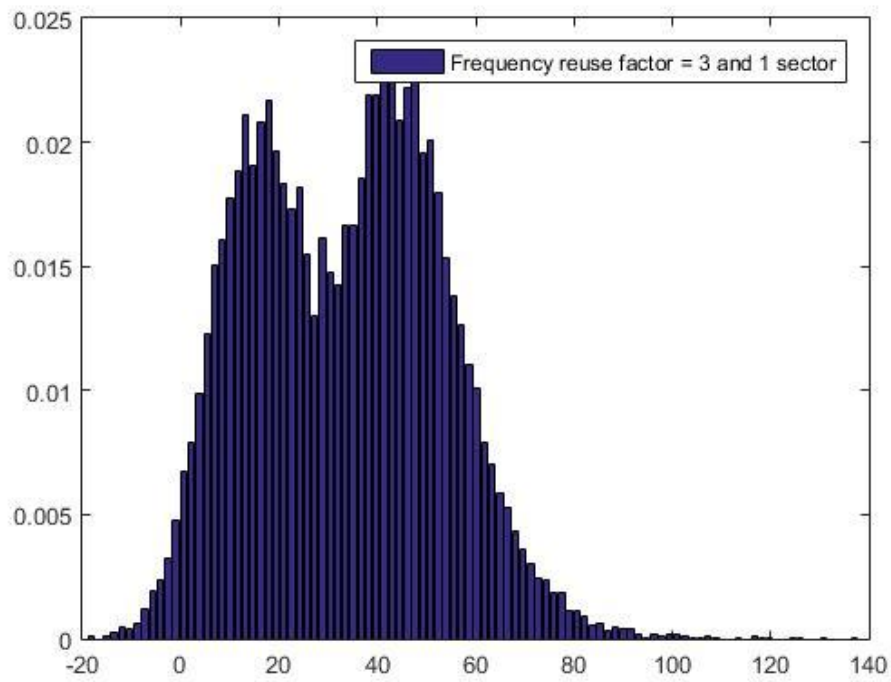


Εικόνα 42: Σύγκριση CCDFs για 120° sectorization - Uplink

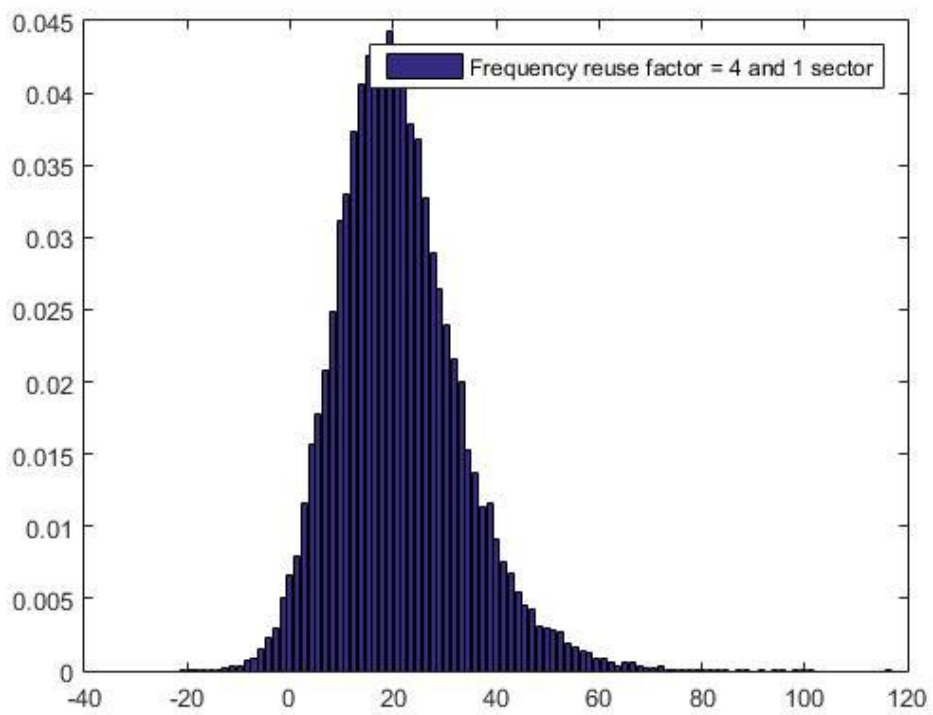
Παρατηρούμε ότι η cdf για  $N=7$  είναι καλύτερη από τις άλλες δύο περιπτώσεις, αλλά δεν έχει μεγάλη διαφορά με το  $N=4$ .

### 3) ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΓΙΑ SECTORIZATION 360° – UPLINK

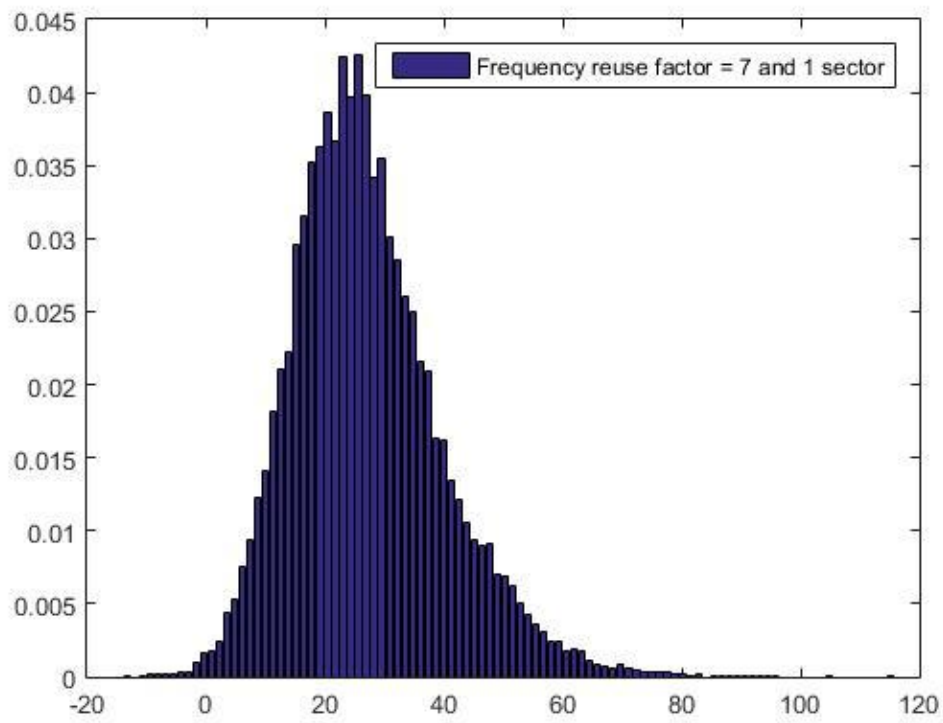
Στην τελευταία περίπτωση για το uplink, με ένα τομέα ανά κυψέλη, παρατηρούμε ότι υπάρχουν πολύ περισσότερες μικρές τιμές του SIR με μεγάλη πιθανότητα εμφάνισης συγκριτικά με τις δύο προηγούμενες περιπτώσεις, ειδικά όταν το cluster size είναι 3. Αυτό πηγάζει από το γεγονός ότι η κεραία είναι ομοκατευθυντική και μπορεί να λάβει παρεμβολή και από τις 6 ομοκαναλικές κυψέλες. Επίσης παρατηρούμε μικρή βελτίωση στο λαμβανόμενο SIR όταν το cluster είναι 4 και 7.



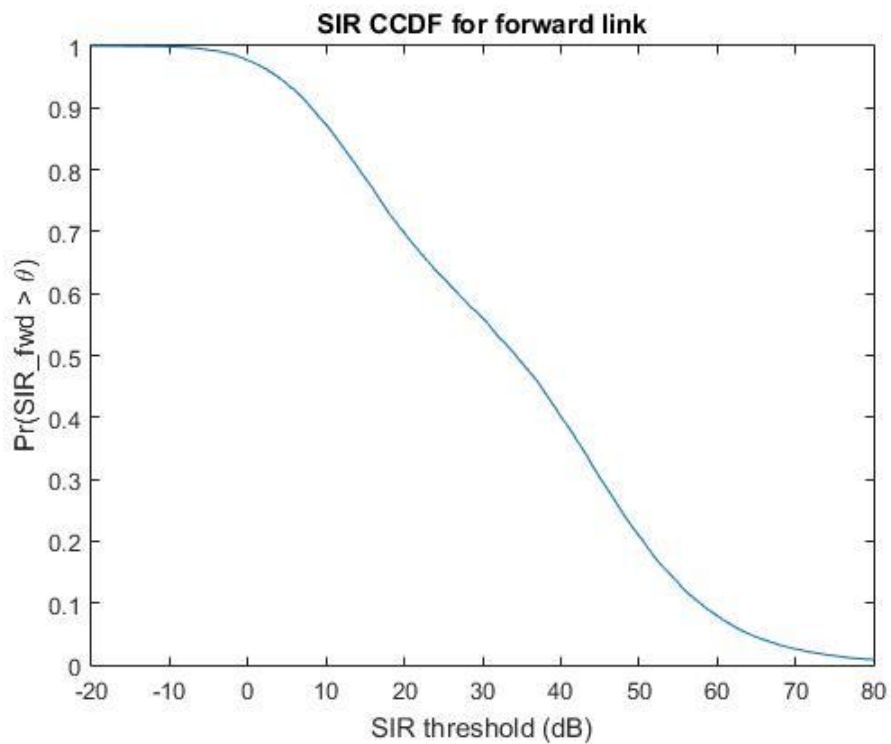
**Εικόνα 31: UL N=3 χωρίς τομεοποίηση.**



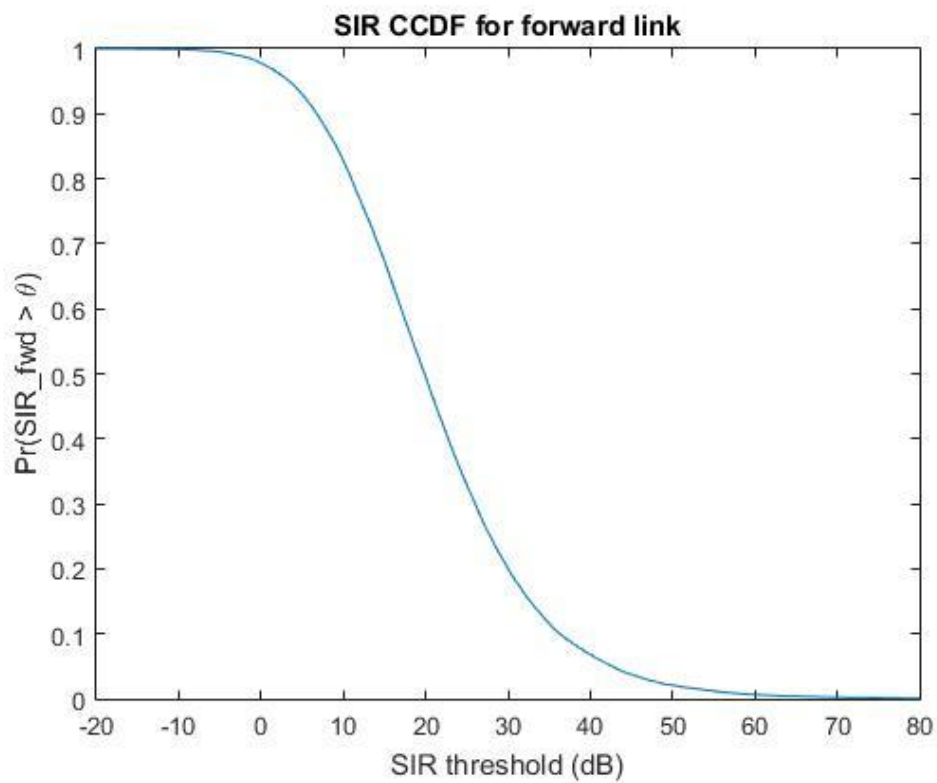
**Εικόνα 32: UL N=4 χωρίς τομεοποίηση.**



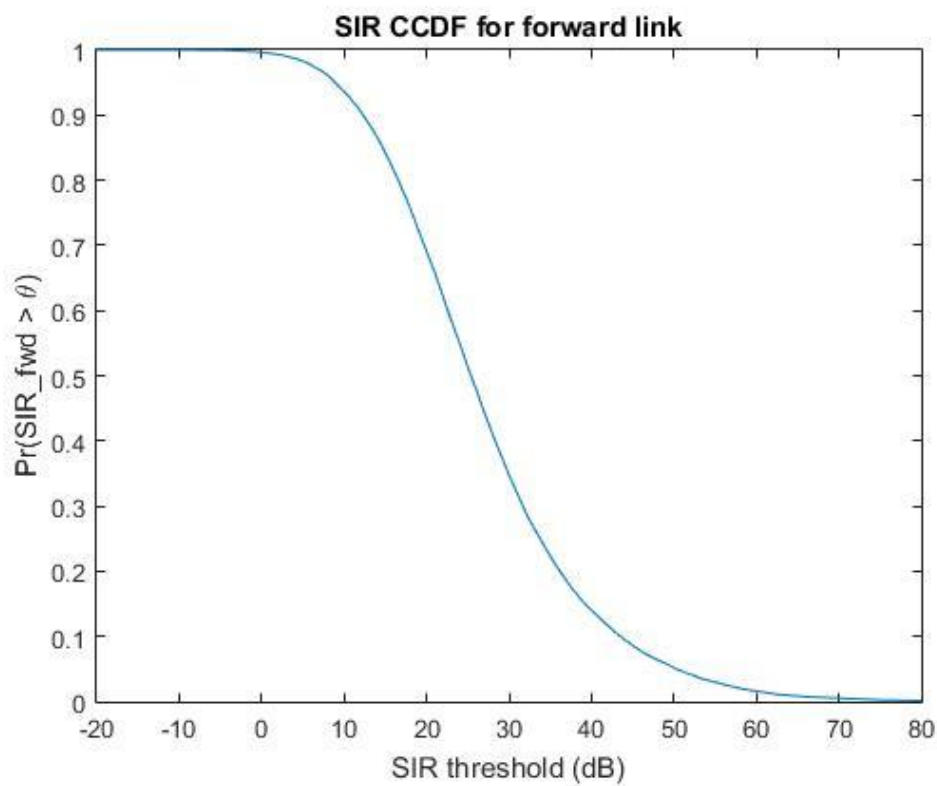
Εικόνα 33: UL N=7 χωρίς τομεοποίηση



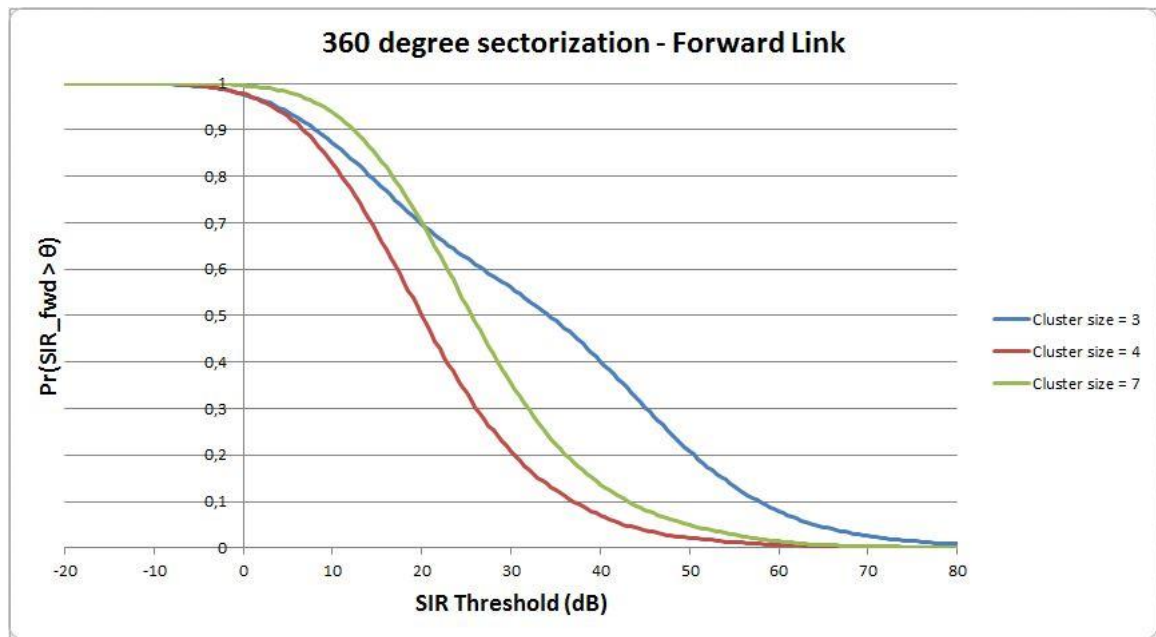
Εικόνα 34: CCDF N=3 χωρίς τομεοποίηση



Εικόνα 35: CCDF N=4 χωρίς τομεοποίηση



Εικόνα 368: CCDF N=7 χωρίς τομεοποίηση

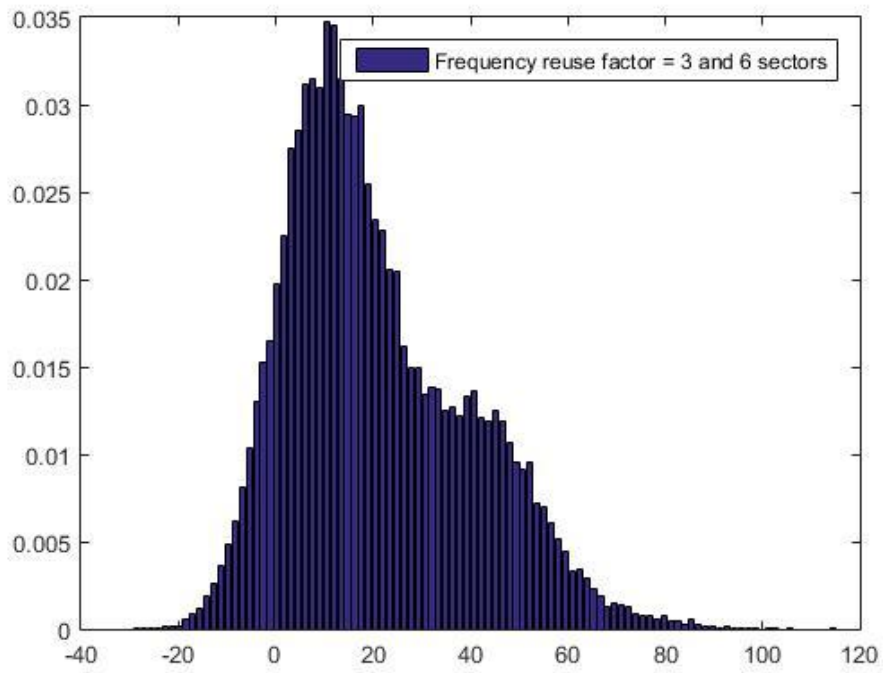


Εικόνα 37: Σύγκριση CCDFs χωρίς sectorization - Uplink

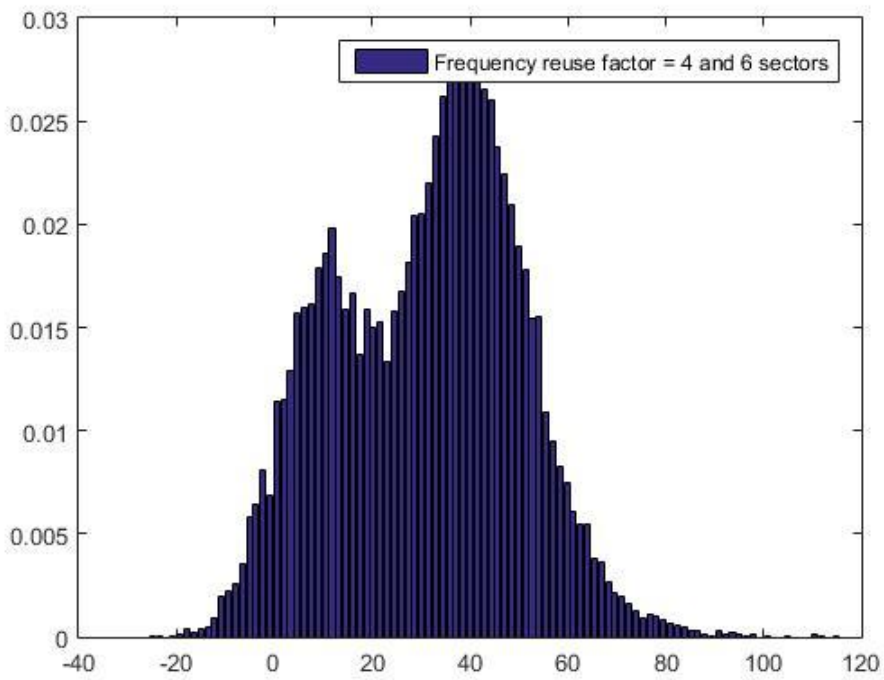
Σε αυτήν την περίπτωση παρατηρούμε ότι η ccdf με reuse factor 7 έχει αυξημένο κέρδος όσο το SIR Threshold είναι κάτω από τα 25 dB. Όσο το SIR Threshold αυξάνεται, τόσο μειώνονται τα gain των ccdf με reuse factor 3 και 4. Ως συνέπεια η ccdf με reuse factor 3 υπερτερεί σε gain των 2 προηγούμενων.

#### 4) ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΓΙΑ SECTORIZATION 60° – DOWNLINK

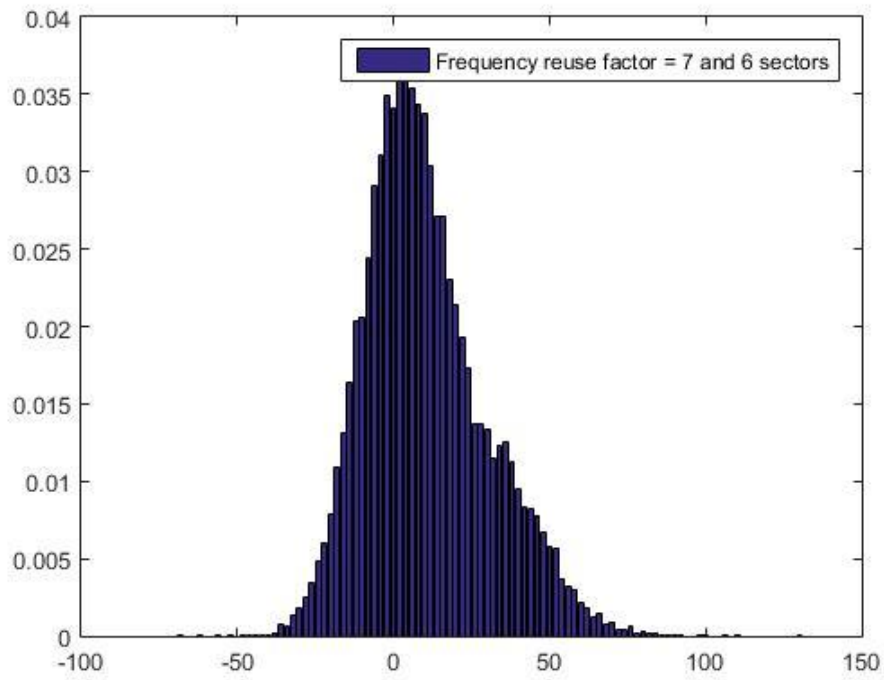
Σε αυτό το στάδιο της προσομοίωσης αναλύουμε τα αποτελέσματα για τη σύνδεση downlink. Όπως παρατηρούμε από τα ιστογράμματα, η κατανομή της παρεμβολής κυμαίνεται στα ίδια επίπεδα με την αντίστοιχη περίπτωση της σύνδεσης uplink σύνδεσης. Επίσης οι τιμές του SIR με την υψηλότερη πιθανότητα κυμαίνονται στα 0 με 20 dB καθώς το κινητό τερματικό στέλνει με χαμηλότερη ισχύ από ότι ο σταθμός βάσης.



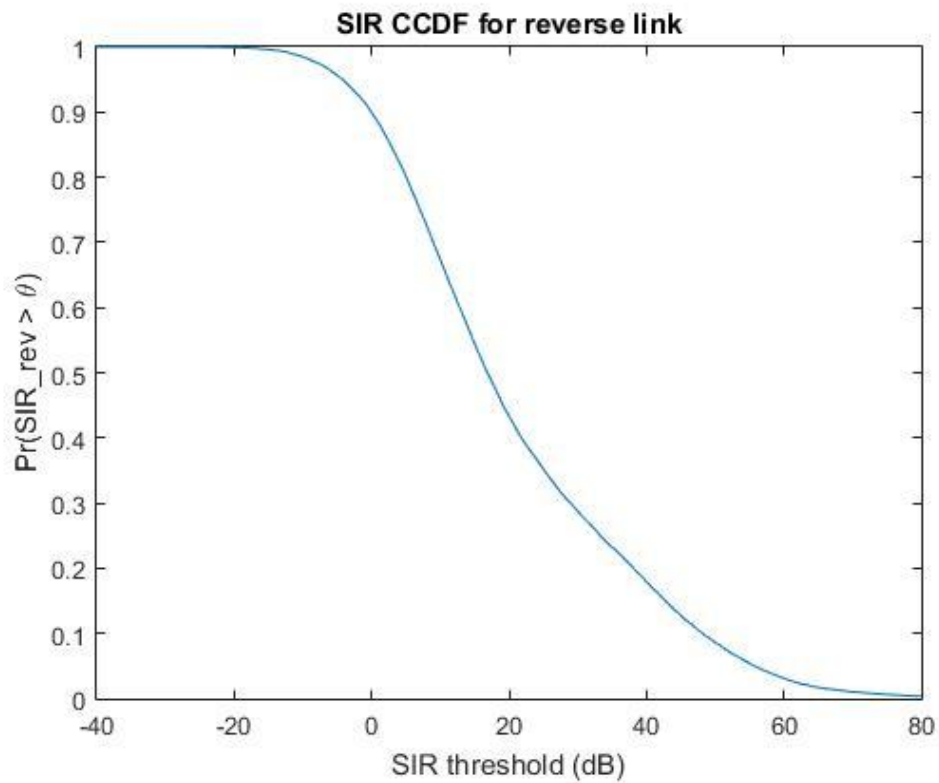
**Εικόνα 38: DL N=3 με τομεοποίηση 60°**



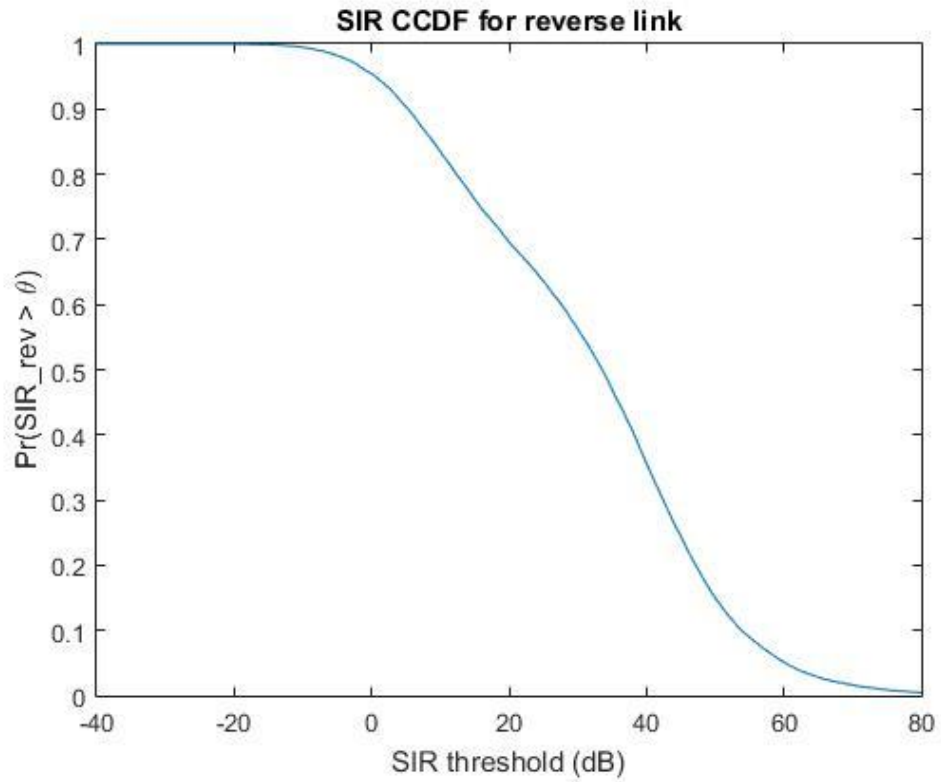
**Εικόνα 51: DL N=4 με τομεοποίηση 60°**



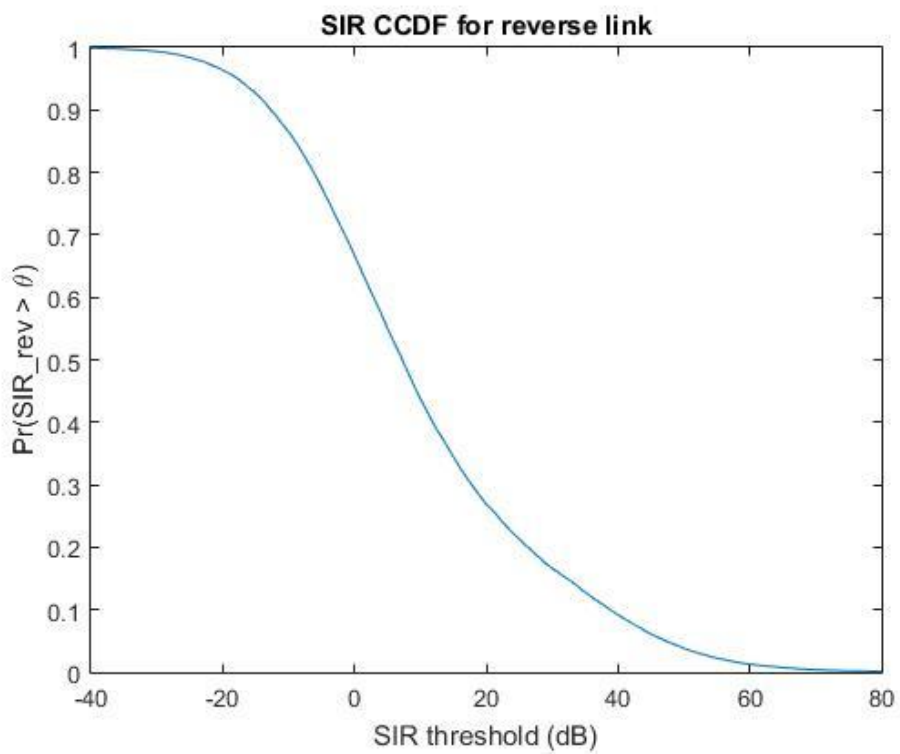
Εικόνα 52: DL N=7 με τομεσοποίηση 60ο



Εικόνα 53: CCDF N=3 με τομεσοποίηση 60ο

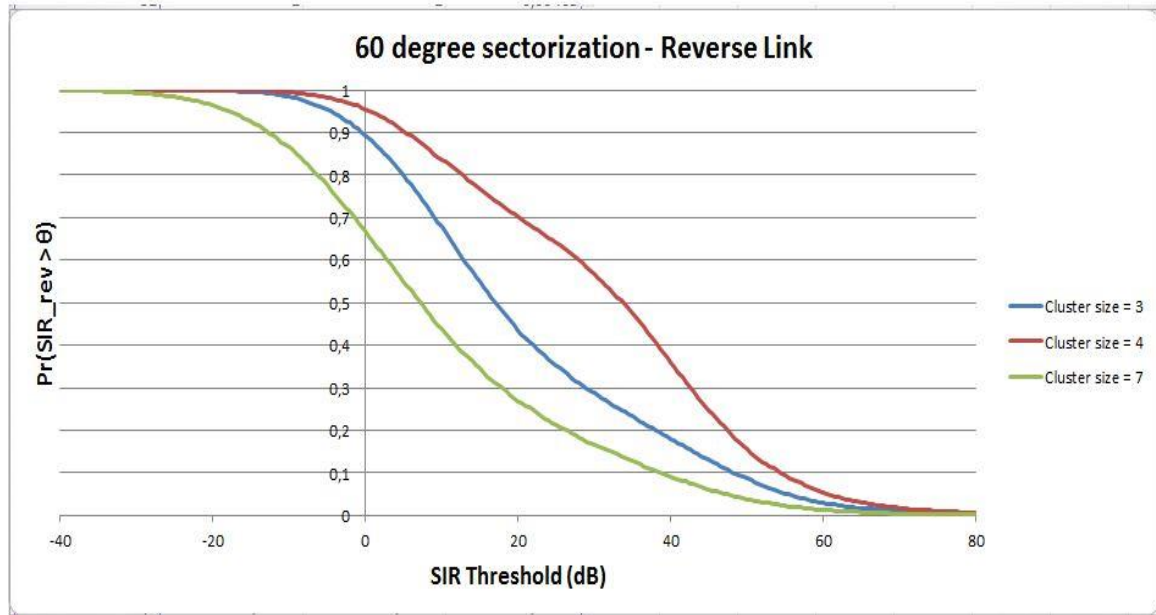


Εικόνα 39: CCDF N=4 με τομεοποίηση 60°



Εικόνα 55: CCDF N=7 με τομεοποίηση 60°



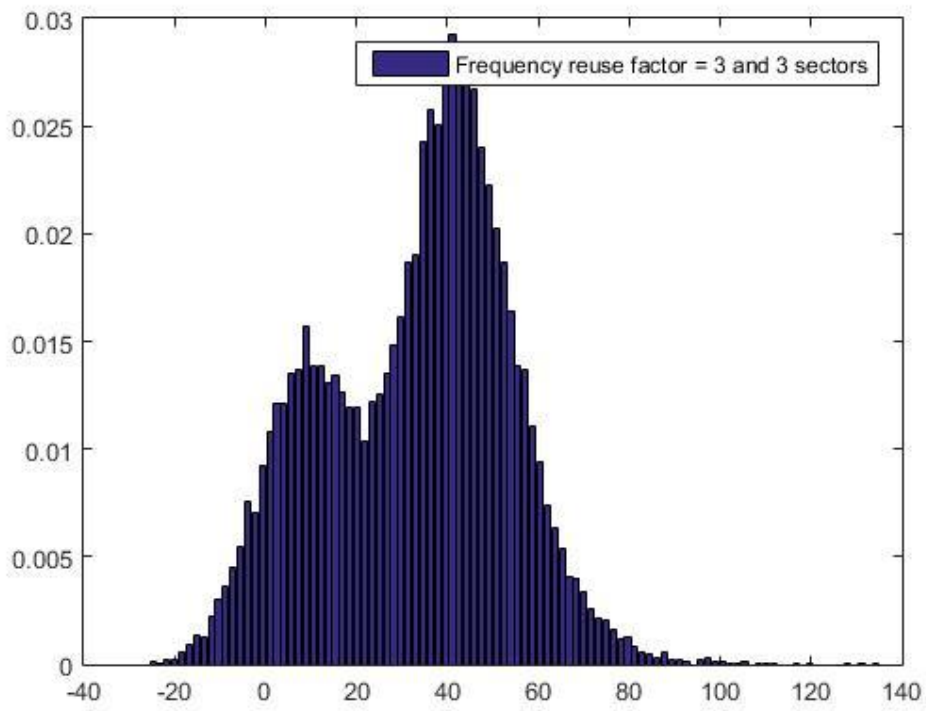


Εικόνα 56: Σύγκριση CCDFs 60° sectorization - Downlink

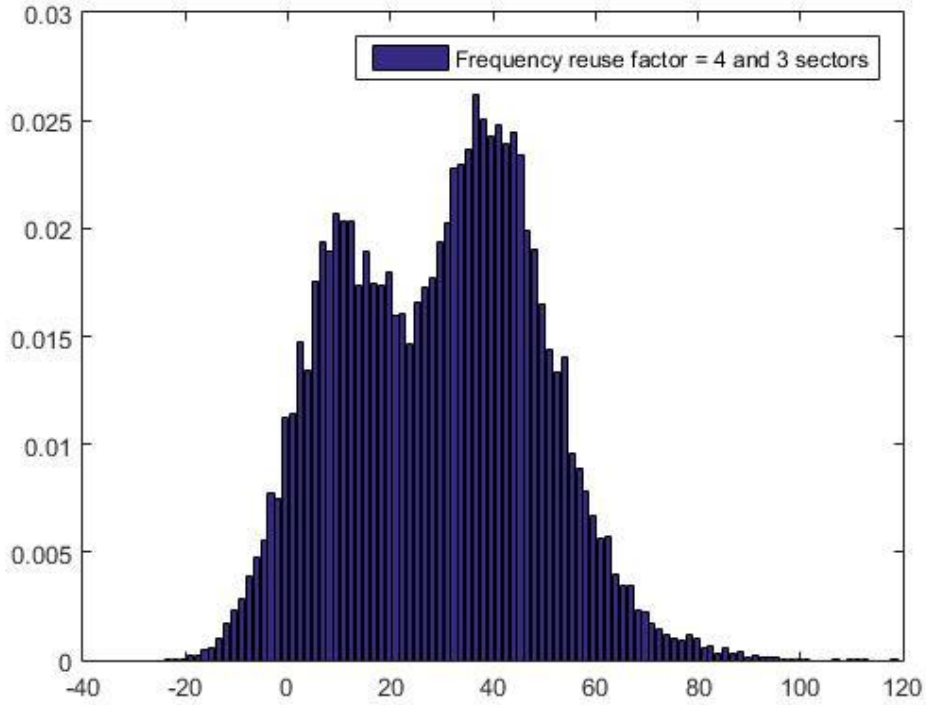
Για το Downlink, παρατηρούμε ότι η ccdf με reuse factor 4 έχει αυξημένο κέρδος σε σχέση με τις άλλες περιπτώσεις.

## 5) ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΓΙΑ SECTORIZATION 120° – DOWNLINK

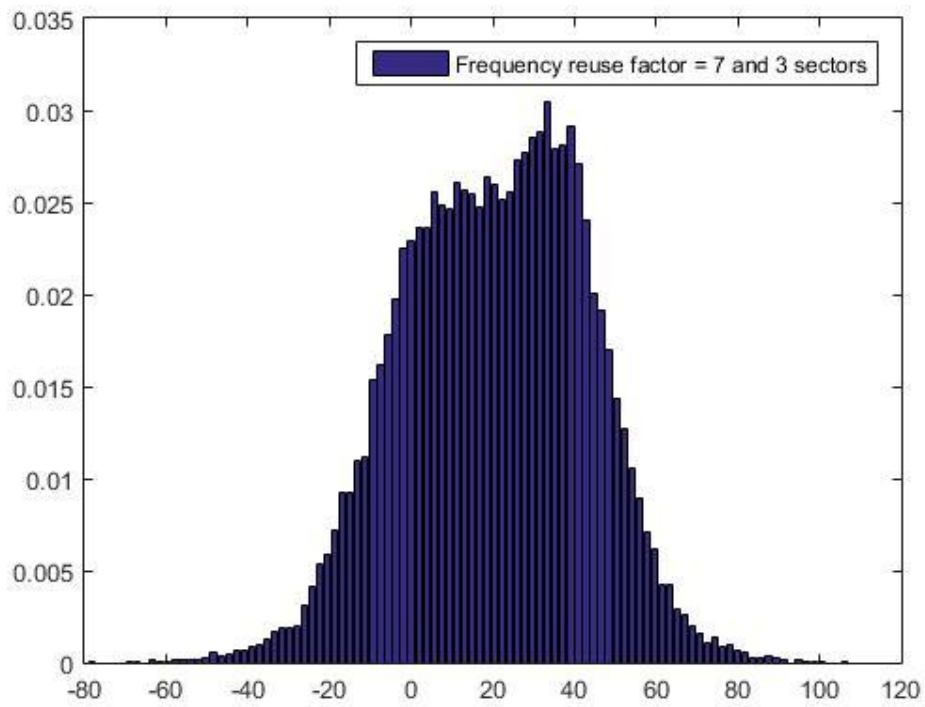
Η επόμενη περίπτωση είναι η τομεοποίηση 120° για τη σύνδεση downlink. Όπως μας δείχνουν και τα ιστογράμματα, οι κατανομές του SIR μετατοπίζονται προς τα δεξιά καθώς αυξάνεται ο συντελεστής N.



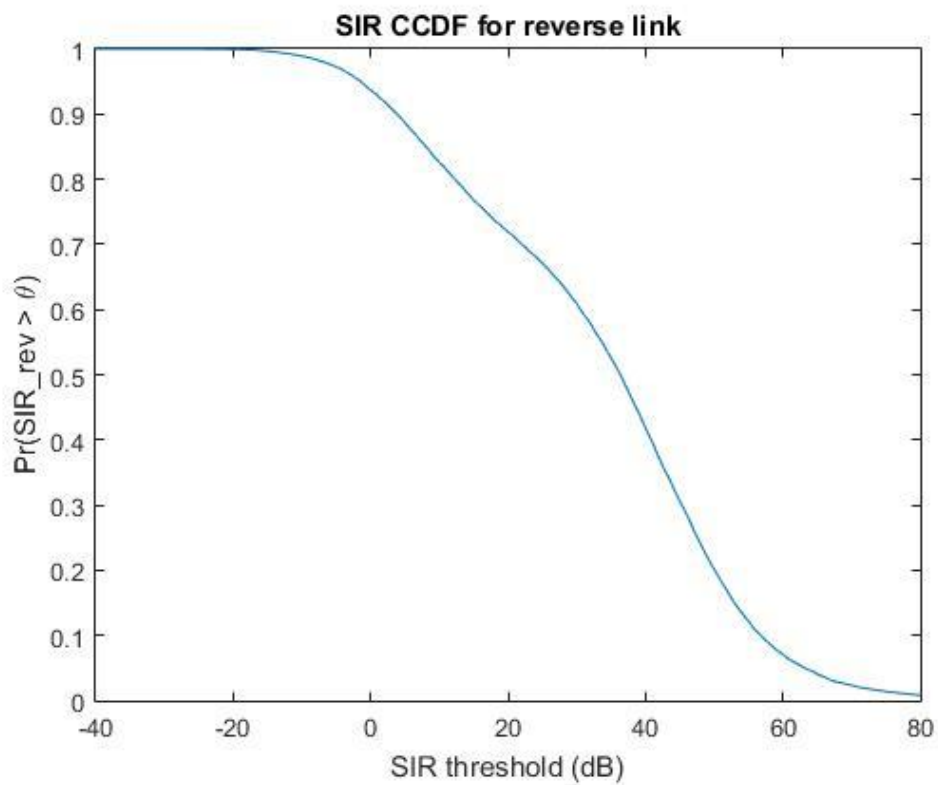
**Εικόνα 57: DL N=3 με τομεοποίηση 120°**



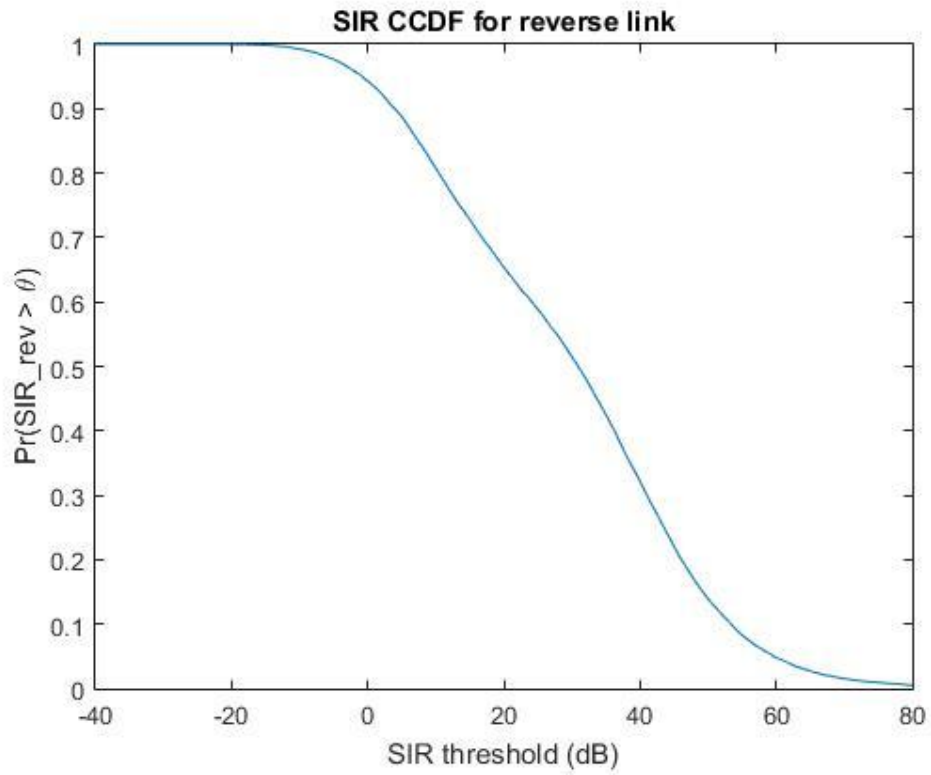
**Εικόνα 58: DL N=4 με τομεοποίηση 120°**



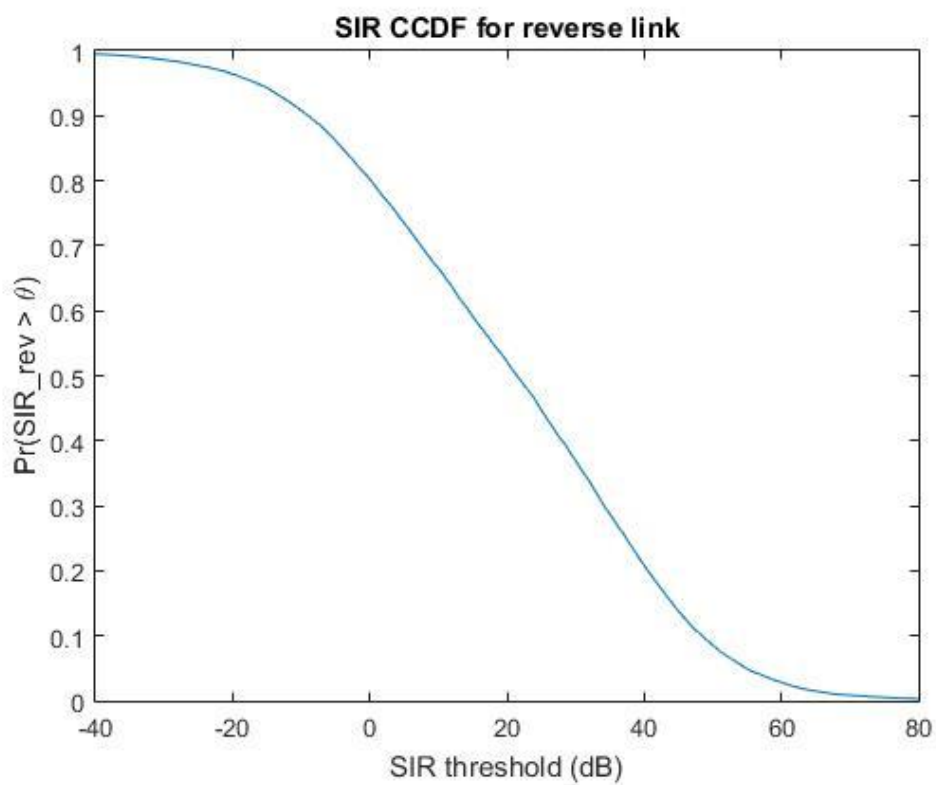
Εικόνα 40: DL N=7 με τομεοποίηση 120°



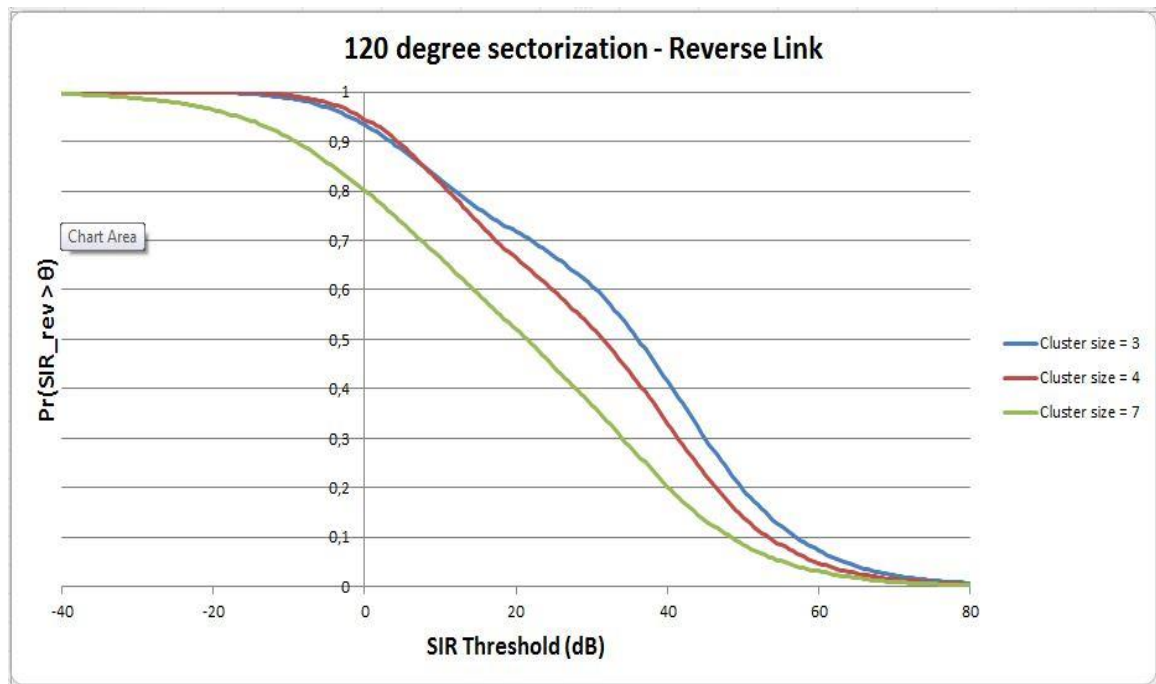
Εικόνα 41: CCDF N=3 με τομεοποίηση 120°



Εικόνα 61: CCDF N=4 με τομεοποίηση 120°



Εικόνα 62: CCDF N=7 με τομεοποίηση 120°

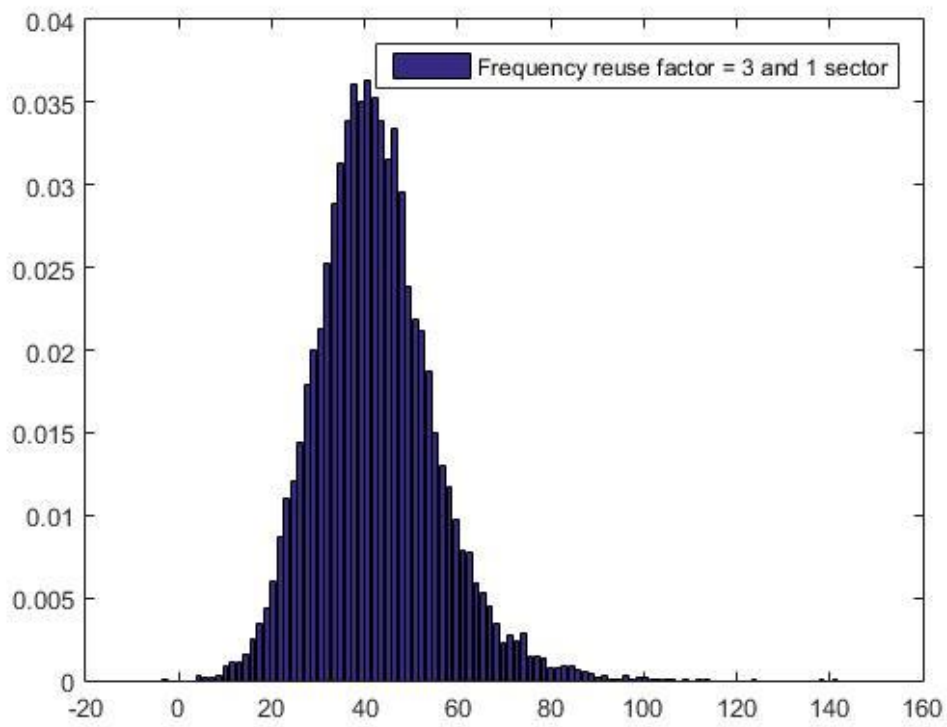


Εικόνα 42: Σύγκριση CCDFs 120° sectorization - Downlink

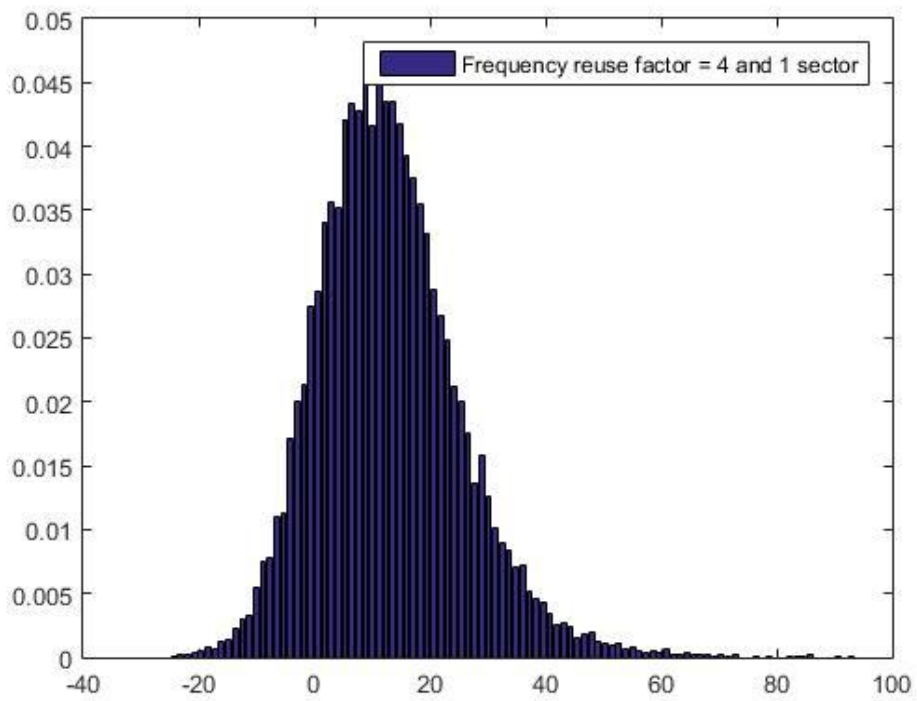
Σε αυτή την περίπτωση παρατηρούμε ότι η ccdf με reuse factor 3 έχει ελαφρώς υψηλότερο κέρδος από την ccdf με reuse factor 4. Η ccdf με reuse factor 7 έχει το χαμηλότερο κέρδος.

## 6) ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΓΙΑ SECTORIZATION 360° – DOWNLINK

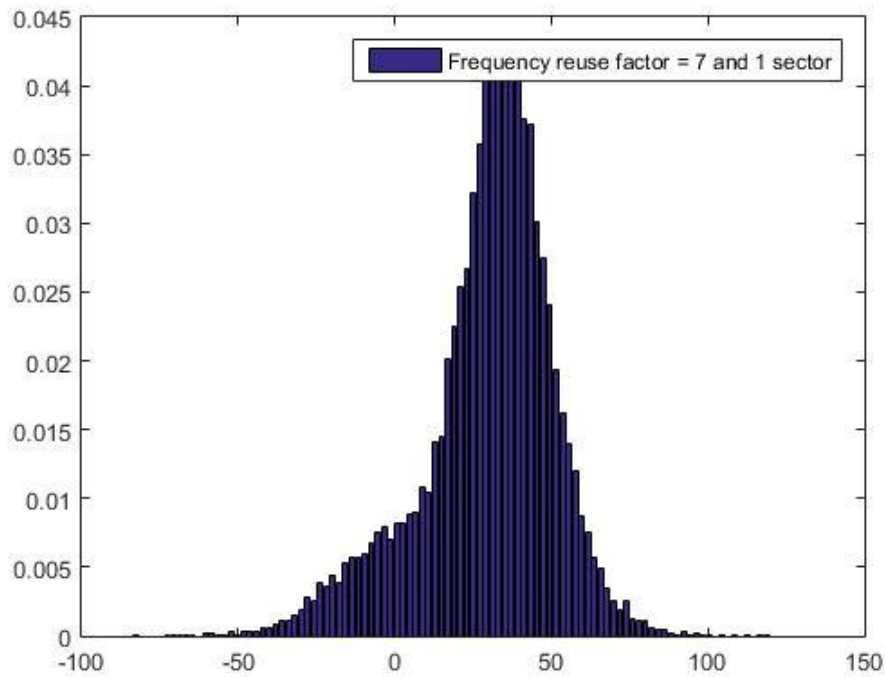
Στην τελευταία περίπτωση για την σύνδεση downlink, από τα ιστογράμματα μπορούμε να βγάλουμε το συμπέρασμα ότι έχουμε υψηλότερη πιθανότητα παρεμβολών με αποτέλεσμα να αυξάνεται ο αριθμός των μικρών τιμών του SIR.



**Εικόνα 43: DL N=3 χωρίς τομεοποίηση**

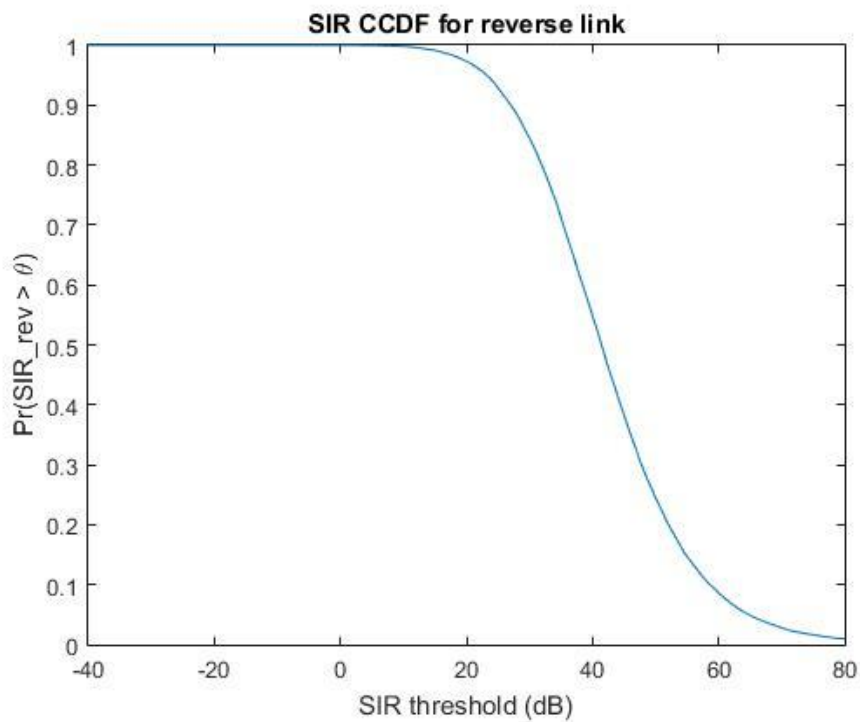


**Εικόνα 44: DL N=4 χωρίς τομεοποίηση**

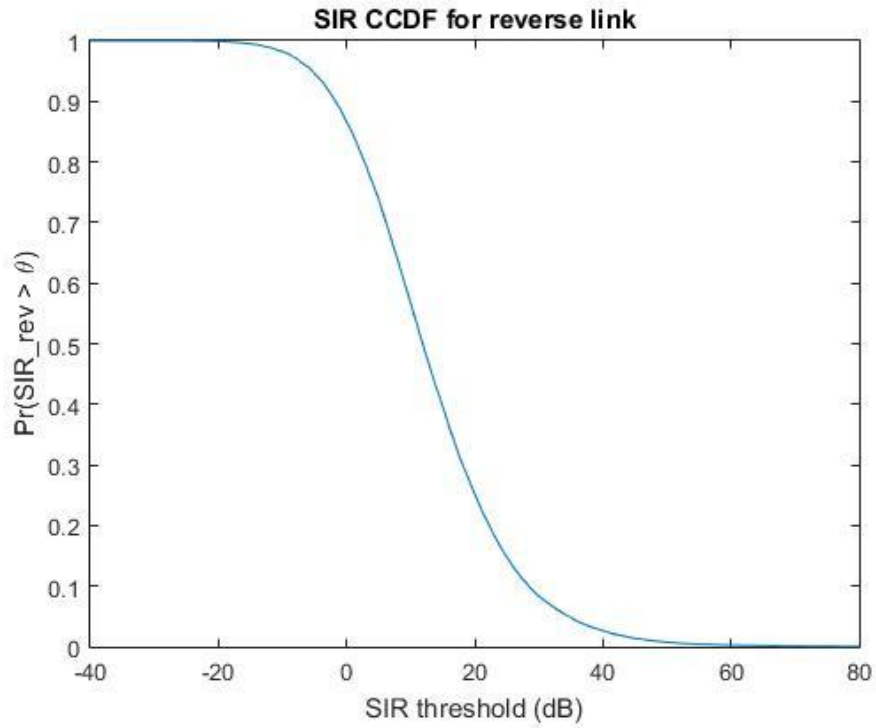


**Εικόνα 456: DL N=7 χωρίς τομεοποίηση**

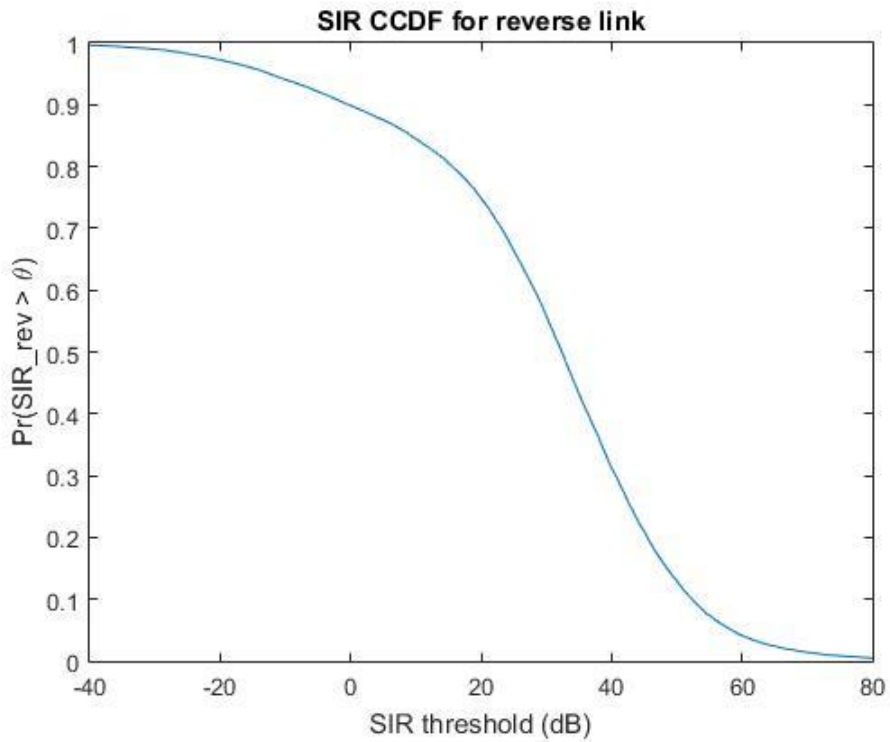
Στην τελευταία μας περίπτωση για την Downlink σύνδεση, από τα ιστογράμματα μπορούμε να βγάλουμε το συμπέρασμα ότι η υψηλότερη πιθανότητα να συμβεί κάποια παρεμβολή έχει αυξηθεί ελαφρώς με συνέπεια να αυξάνεται και ο αριθμός των μικρών τιμών του SIR.



**Εικόνα 46: CCDF N=3 χωρίς τομεοποίηση**

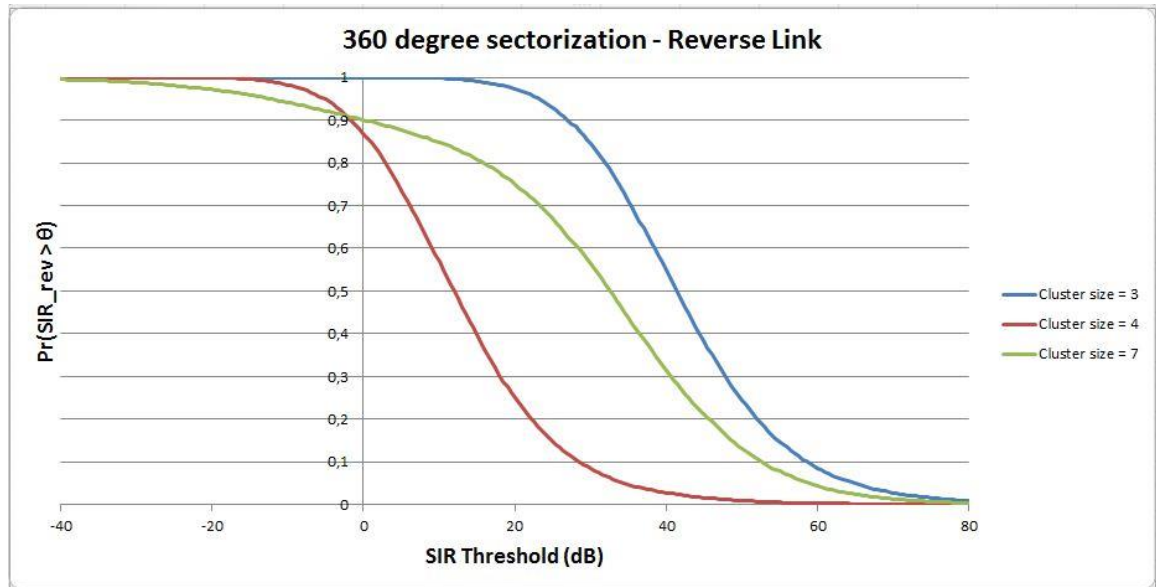


**Εικόνα 47: CCDF N=4 χωρίς τομεοποίηση**



**Εικόνα 48: CCDF N=7 χωρίς τομεοποίηση**





Εικόνα 49: Σύγκριση CCDFs 360° sectorization - Downlink

Στην τελευταία μας περίπτωση παρατηρούμε ότι η ccdf με reuse factor 3 έχει πολύ καλύτερη απόδοση ενώ η ccdf με reuse factor 4 την χειρότερη.

## 11.2 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναλύσαμε την επίδραση διαφορετικών παραμέτρων των κυψελωτών συστημάτων όπως η τομεοποίηση και ο frequency reuse factor στην κατανομή του SIR τόσο για το uplink όσο και το downlink. Επίσης είδαμε με ποιο τρόπο μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το SIR για το σχεδιασμό κυψελωτών συστημάτων και τον υπολογισμό του frequency reuse factor. Η ανάλυση έδειξε ότι όσο μεγαλύτερο frequency reuse factor έχουμε, τόσο μειώνεται η πιθανότητα το δίκτυο να υποφέρει από παρεμβολές ομο-καναλικών κυψελών. Αυτό όμως συνεπάγεται ότι έχουμε μικρότερο φάσμα ανά κυψέλη άρα θα έχουμε μικρότερη χωρητικότητα ανά κυψέλη. Επίσης εξετάσαμε την επίδραση της τομεοποίησης. Όσο περισσότερους τομείς ανά κυψέλη έχουμε, τόσο λιγότερες παρεμβολές θα έχει το ασύρματο δίκτυο και μεγαλύτερες ταχύτητες εκπομπής ανά χρήστη. Πάλι όμως θα χρειαστούμε μεγαλύτερο φάσμα εκπομπής όπως επίσης αυξάνονται τα έξοδα εγκατάστασης και συντήρησης του σταθμού βάσης.

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ: MATLAB SCRIPT FILES

### Κώδικας για παραγωγή των Εικόνων 23-25

```
clear

Pt_dBm = 28;
Gt = 0;
Gr = 0;
NF=3;
BW=3.5*10^6;
No=-174;
f = 3.5*10^9;
c = 3*10^8;
gama = 3;
d0=100;

Smin = [-100, -98, -97, -94, -91 -88 -83, -82];
Rmax = [4500, 4000 3500 3000 2400 1800 1200 1200];
RR = 4500;

for jj = 1:length(Smin)

    Rmin = 100;
    R_step = 25;

    for ii = 1:(RR-Rmin)/R_step+1

        R = Rmin + (ii-1)*R_step;

Pr = Pt_dBm + Gt + Gr -20*log10(2*pi*d0/(c/f)) - 10*gama*log10(R/d0);

%Pr = Pt_dBm + Gt + Gr - 10*gama*log10(2*pi*R(ii)/(c/f));

N = No + 10*log10(BW) + NF;

M(jj,ii) = 10^((Pr - N)/10)/10^((Smin(jj) - N)/10) - 1;

M_dB(jj,ii) = 10*log10(M(jj,ii));

q(jj,ii) = (6*(1+1/M(jj,ii))*10^((Smin(jj) - N)/10))^(1/gama);

NN(jj,ii) = q(jj,ii)^2/3;

    end
end

plot([Rmin:R_step:Rmax(1)], M_dB(1,1:length([Rmin:R_step:Rmax(1)])),
'b-')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(2)], M_dB(2,1:length([Rmin:R_step:Rmax(2)])),
'k-')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(3)], M_dB(3,1:length([Rmin:R_step:Rmax(3)])),
'r-')
hold on
```

```

plot([Rmin:R_step:Rmax(4)], M_dB(4,1:length([Rmin:R_step:Rmax(4)])),
    'm-')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(5)], M_dB(5,1:length([Rmin:R_step:Rmax(5)])),
    'b--')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(6)], M_dB(6,1:length([Rmin:R_step:Rmax(6)])),
    'k--')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(7)], M_dB(7,1:length([Rmin:R_step:Rmax(7)])),
    'r--')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(8)], M_dB(8,1:length([Rmin:R_step:Rmax(8)])),
    'm--')
axis([0 5000 -20 50])
xlabel('R (m)')
ylabel('M (dB)')
grid on
legend('BPSK 1/2', 'BPSK 3/4', 'QPSK 1/2', 'QPSK 3/4', '16-QAM 1/2',
    ...
    '16-QAM 3/4', '64-QAM 2/3', '64-QAM 3/4')

figure(2)
plot([Rmin:R_step:Rmax(1)], q(1,1:length([Rmin:R_step:Rmax(1)])), 'b-')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(2)], q(2,1:length([Rmin:R_step:Rmax(2)])), 'k-')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(3)], q(3,1:length([Rmin:R_step:Rmax(3)])), 'r-')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(4)], q(4,1:length([Rmin:R_step:Rmax(4)])), 'm-')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(5)], q(5,1:length([Rmin:R_step:Rmax(5)])), 'b-')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(6)], q(6,1:length([Rmin:R_step:Rmax(6)])), 'k-')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(7)], q(7,1:length([Rmin:R_step:Rmax(7)])), 'r-')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(8)], q(8,1:length([Rmin:R_step:Rmax(8)])), 'm-')
axis([0 5000 0 14])
xlabel('R (m)')
ylabel('q')
grid on
legend('BPSK 1/2', 'BPSK 3/4', 'QPSK 1/2', 'QPSK 3/4', '16-QAM 1/2',
    ...
    '16-QAM 3/4', '64-QAM 2/3', '64-QAM 3/4')

figure(3)
plot([Rmin:R_step:Rmax(1)], NN(1,1:length([Rmin:R_step:Rmax(1)])),
    'b-')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(2)], NN(2,1:length([Rmin:R_step:Rmax(2)])),
    'k-')
hold on

```

```

plot([Rmin:R_step:Rmax(3)], NN(3,1:length([Rmin:R_step:Rmax(3)])),
'r-')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(4)], NN(4,1:length([Rmin:R_step:Rmax(4)])),
'm-')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(5)], NN(5,1:length([Rmin:R_step:Rmax(5)])),
'b--')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(6)], NN(6,1:length([Rmin:R_step:Rmax(6)])),
'k--')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(7)], NN(7,1:length([Rmin:R_step:Rmax(7)])),
'r--')
hold on
plot([Rmin:R_step:Rmax(8)], NN(8,1:length([Rmin:R_step:Rmax(8)])),
'm--')
axis([0 5000 0 50])
xlabel('R (m)')
ylabel('N')
grid on
legend('BPSK 1/2', 'BPSK 3/4', 'QPSK 1/2', 'QPSK 3/4', '16-QAM 1/2',
...
'16-QAM 3/4', '64-QAM 2/3', '64-QAM 3/4')

```

## SCRIPT FILE wholesystem\_ccdf.m

```

clear;

%pre-defined simulation parameters
r_cell=1000;%cell radius in meters
n_co_ch_users=1;%number of co-channel users
P_BS=0;%BS transmitter power in dBW
P_MS=0;%MS transmitter power in dBW
corr_fwd=0.0;%correlation coefficient-Uplink
corr_rev=0.0;%correlation coefficient-Downlink
K=1;%constant in the link equation
in_beam=0;%maximum gain of sectorized antennas

%limits (angles) of each sector
sector_min=zeros(6,3);
sector_max=zeros(6,3);
sector_min(:,1)=pi/3*[-3:2]';
sector_min([1:3],2)=pi/3*[-3 -1 1]';
sector_min(1,3)=-pi;
sector_max(:,1)=sector_min(:,1)+pi/3;
sector_max([1:3],2)=sector_min([1:3],2)+2*pi/3;
sector_max(1:3)=pi;

```

```

%center of each sector
phi_center=zeros(6,3);
phi_center(:,1)=(pi/3)*[-3:2]';
phi_center([1:3],2)=(pi/3)*[-3 -1 1]';

%beamwidth of each sector
phi_BW=[1 2 6]*pi/3;
%number of sectors
num_sectors=[6 3 1];

%user inputs
num_snapshots=input('number of snapshots=');
cluster_size=input('cluster size=');
n_path=input('path loss exponent=');
sigma_int=input('shadowing std deviation-interface(dB)=');
sigma_S=input('shadowing std deviation-desired signal(dB)=');
sec=input('sectorization(1=>60degree,2=>120degree,3=>omni).enter:');
ftb=input('front-to-back ratio of the BS antennas(dB)=');

%user inputs
num_snapshots=20000;
cluster_size=7;
n_path=4;
sigma_int=3;
sigma_S=8;
sec=1;
ftb=30;

out_beam=in_beam-ftb;
%end of script file

%location of base station (center cell is located at x=0,y=0)
%location (angular) of the center cell of each cluster in the
first tier.
theta_N=[pi/6 0 pi/6 asin(1/(2*sqrt(7)))];

```

```

%angular distance between the center cells of all 6 clusters in
first tier.
theta=pi/3*[0:5]';
aux_1=[1 0 2 3 0 0 4];
ind=aux_1(cluster_size);
%location [x.y] of the center cell of alla clusters i the first
tier.
bs_position=[sqrt(3*cluster_size)*r_cell*cos(theta+theta_N(ind))
sqrt(3*cluster_size)*r_cell*sin(theta+theta_N(ind))];

for i=1:num_snapshots
%determination of the sector to simulated in this snapshot.
%
%---Select(randomly) a sector---
sector=unidrnd(num_sectors(sec));
%
%---place the desired mobile within the selected sector---
des_user_beta=rand(1)*phi_BW(sec)+phi_center(sector,sec);
des_user_r=sqrt(rand(1).*(r_cell^2));
%
%---place co-channel mobiles within the selected sector of co-
channel
%cells---
co_ch_user_beta=rand(6,1)*phi_BW(sec)+phi_center(sector,sec);
co_ch_user_r=sqrt(rand(6,1))*(r_cell);

des_user_position=des_user_r*[cos(des_user_beta)
sin(des_user_beta)];
co_ch_user_position=[co_ch_user_r.*cos(co_ch_user_beta)co_ch_user_
r.*sin(co_ch_user_beta)]+bs_position;

%desired user
m_S_fwd = P_BS - 10*K*n_path*log10(des_user_r);
%
% CO-CHANNEL USERS
%Location of desired mobile with respect to
%co-channel cells

```

```

aux_01=((des_user_position(1) - bs_position(:,1))+sqrt(-
1)*(des_user_position(2) - bs_position(:,2)));
beta_fwd=angle(aux_01);
d_I_fwd=abs(aux_01);
%Computation of antenna gain at co-channel cells
clear gain_fwd
for k = 1:n_co_ch_users
    if
(beta_fwd(k)>=sector_min(sector,sec)) & (beta_fwd(k)<sector_max(sect
or,sec))
        gain_fwd(k)=in_beam;
    else
        gain_fwd(k)=out_beam;
    end
end

%Computation of mean value and standard deviation.
m_I_fwd=P_BS - 10*K*n_path*log10(d_I_fwd)+gain_fwd.';

sigma_I_fwd=sigma_int*ones(length(m_I_fwd),1);
[m_I_total_fwd, sigma_I_total_fwd]=wilkinson(m_I_fwd, sigma_I_fwd,
corr_fwd);

%   DESIRED USER
m_S_rev = P_MS - 10*K*n_path*log10(des_user_r);
%
%   CO - CHANNEL USERS
%Location of co-channel users
aux_02=((co_ch_user_position(1) - bs_position(:,1))+sqrt(-
1)*(co_ch_user_position(2) - bs_position(:,2)));
beta_rev=angle(aux_02);
d_I_rev=abs(aux_02);
%   Computation of antenna gain at center cell
clear gain_rev
for k = 1:n_co_ch_users
    if
(beta_rev(k)>=sector_min(sector,sec)) & (beta_rev(k)<sector_max(sect
or,sec))
        gain_rev(k)=in_beam;
    else

```

```

        gain_rev(k)=out_beam;
    end
end

%Computation of mean value and standard deviation
m_I_rev=P_MS - 10*K*n_path*log10(d_I_rev)+gain_rev.';
sigma_I_rev=sigma_int*ones(length(m_I_rev),1);
[m_I_total_rev,
sigma_I_total_rev]=wilkinson(m_I_rev,sigma_I_rev,corr_rev);

m_SIR_fwd(i) = m_S_fwd - m_I_total_fwd;
sigma_SIR_fwd(i) = sqrt(sigma_S^2 + sigma_I_total_fwd^2 -
2*corr_fwd*sigma_S*sigma_I_total_fwd);

m_SIR_rev(i) = m_S_rev - m_I_total_rev;
sigma_SIR_rev(i) = sqrt(sigma_S^2 + sigma_I_total_rev^2 -
2*corr_rev*sigma_S*sigma_I_total_rev);

SIR_fwd_2(i)=normrnd(m_SIR_fwd(i),sigma_SIR_fwd(i));
SIR_rev_2(i)=normrnd(m_SIR_rev(i),sigma_SIR_rev(i));

des_sig_spl_fwd=normrnd(m_S_fwd,sigma_S);
int_sig_spl_fwd=normrnd(m_I_fwd,sigma_I_fwd);
tot_int_sig_spl_fwd=10*log10(sum(10.^(int_sig_spl_fwd/10)));
SIR_spl_fwd_2B(i)=des_sig_spl_fwd-tot_int_sig_spl_fwd;

des_sig_spl_rev=normrnd(m_S_rev,sigma_S);
int_sig_spl_rev=normrnd(m_I_rev,sigma_I_rev);
tot_int_sig_spl_rev=10*log10(sum(10.^(int_sig_spl_rev/10)));
SIR_spl_rev_2B(i)=des_sig_spl_rev-tot_int_sig_spl_rev;
end

bins=100;
N=num_snapshots;
[n_fwd, xout_fwd]=hist(SIR_fwd_2,bins)
min_SIR_fwd=min(xout_fwd);
bar(xout_fwd, n_fwd/(N*(max(xout_fwd)/bins) ) )

```



```

str1=sprintf('Frequency reuse factor = %d and 6 sectors ',
cluster_size)
legend(str1)
figure(2)
[n_rev, xout_rev]=hist(SIR_rev_2, bins)
min_SIR_rev=min(xout_rev);
bar(xout_rev, n_rev/(N*(max(xout_rev)/bins) ) )

str1=sprintf('Frequency reuse factor = %d and 6 sectors ',
cluster_size)
legend(str1)

figure(3)
threshold = [-20:0.5:80];
for jj=1:length(threshold)
    ccdf_fwd(jj)=sum(SIR_fwd_2>=threshold(jj))/num_snapshots;
end
plot(threshold, ccdf_fwd)
ylabel('Pr(SIR\_fwd > \theta)')
xlabel('SIR threshold (dB)')
title('SIR CCDF for Forward link')

figure(4)
threshold = [-40:0.5:80];
for jj=1:length(threshold)
    ccdf_rev(jj)=sum(SIR_rev_2>=threshold(jj))/num_snapshots;
end
plot(threshold, ccdf_rev)
ylabel('Pr(SIR\_rev > \theta)')
xlabel('SIR threshold (dB)')
title('SIR CCDF for Reverse link')

```

## MATLAB function wilkinson.m

```
% File: wilkinson.m
function [m_out, std_out]=wilkinson(m_x, std_x, r)
%this function computes the mean and standard deviation
%of the sum of two lognormal RV's
%Input and output values are in dB.

lambda=0.1*log(10);
m_x_cmp=m_x;
v_x_cmp=std_x.^2;
m_y=lambda*m_x_cmp;
v_y=(lambda^2)*v_x_cmp;
u_1=0;
for i=1:length(m_y)
    u_1=u_1+exp(m_y(i)+v_y(i)/2);
end
a=0;
for i=1:length(m_y)
    a=a+exp(2*m_y(i)+2*v_y(i));
end
b=0;
for i=1:length(m_y)-1
    for j=i+1:length(m_y)
        b=b+exp(m_y(i)+m_y(j))*exp(0.5*(v_y(i)+v_y(j)+2*r*sqrt(v_y(i))*sqrt(v_y(j))));
    end
end
u_2=a+2*b;
% mean and variance of the variable Z, which is in natural units
m_z=2*log(u_1)-0.5*log(u_2);
std_z=sqrt(log(u_2)-2*log(u_1));
% mean and variance of the variable X, which is normal in dB
g=10*log10(exp(1));
m_out=g*m_z;
std_out=g*std_z;
% end of function file
```

## REFERENCES

- [1] Prasad, R., & Velez, F. J. (2010). WiMAX Networks. Techno-economic Vision and Challenges, 508.
- [2] Garg, V. K. (2007). Wireless Communications and Networking. San Francisco: George Morrison, 931.
- [3] Oh, Chung, Choo, & Lee, A Novel Frequency Planning for Femtocells in OFDMA-Based Cellular Networks Using Fractional Frequency Reuse, 2010.
- [4] Chang, Tao, Zhang, & Kuo, A Graph Approach to Dynamic Fractional Frequency Reuse (FFR) in Multi-Cell OFDMA Networks, 2009.
- [5] W. Tranter, K. Shanmugan, T. Rappaport, K. Kosbar “Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications”, Prentice Hall, 2004.