

Σχολή εφαρμοσμένων επιστημών

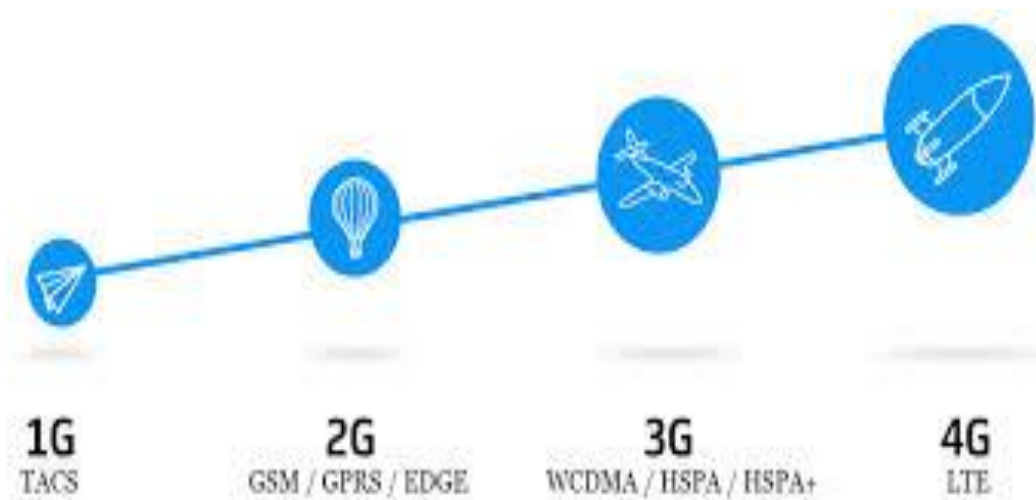
Τμήμα ηλεκτρονικών εφαρμογών

Εργασία του Γεώργιου Καμπίτση

Επιβλέπων καθηγητής: Κόκκινος Ευάγγελος

A.M: 4384

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΡΑΔΙΟΔΙΚΤΥΟΥ LTE



ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

1 ΕΙΣΑΓΩΓΗΣ ΤΗΝ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΛΤΕ (Long-Term Evolution)

1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.2 ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΤΩΝ ΔΙΑΦΟΡΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

2 AIR INTERFACE ΣΤΗΝ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΛΤΕ

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

2.2 Η ΚΑΘΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ΦΥΣΙΚΩΝ ΠΟΡΩΝ ΣΤΗΝ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΛΤΕ

2.3 Η ΚΑΘΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ΤΩΝ ΣΗΜΑΤΩΝ ΑΝΑΦΟΡΑΣ

2.4 Η ΚΑΘΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ L1/L2

2.5 ΣΗΜΑΤΑ ΣΥΓΧΡΟΝΙΣΜΟΥ (SS)

2.6 ΡΑΔΙΟΦΩΝΙΚΟ ΚΑΝΑΛΙ (ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΟ ΚΑΝΑΛΙ)

2.7 Η ΚΑΘΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ΤΩΝ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΤΟΥ ΧΡΗΣΤΗ

2.8 Ο ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΤΩΝ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΤΟΥ ΧΡΗΣΤΗ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΚΑΘΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ

2.9 Η ΑΝΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ΦΥΣΙΚΩΝ ΠΟΡΩΝ ΣΤΗΝ ΛΤΕ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ

2.10 Ο ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΤΟΥ ΧΡΗΣΤΗ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΑΝΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ

2.11 ΟΙ ΔΥΝΑΤΟΤΗΤΕΣ ΤΟΥ ΤΕΡΜΑΤΙΚΟΥ ΤΟΥ ΧΡΗΣΤΗ ΣΤΗΝ ΛΤΕ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ

2.1.1 ΖΩΝΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΤΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΛΤΕ

2.1.2 ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΡΑΔΙΟΦΩΝΙΚΩΝ ΚΥΜΑΤΩΝ

2.1.3 ΠΡΟΤΥΠΟ OKUMURA- HATA

2.1.4 ΠΡΟΤΥΠΟ WALFISH- IKEGAMI

2.1.5 ΠΡΟΤΥΠΑ ΚΑΝΑΛΙΩΝ

3 ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΗ ΚΙΝΗΣΗ ΣΤΗΝ ΛΤΕ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

3.2 ΚΙΝΗΣΗ ΠΛΟΗΓΗΣΗΣ ΣΤΟ ΔΙΑΔΙΚΤΥΟ

3.3 ΚΙΝΗΣΗ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΥ ΤΑΧΥΔΡΟΜΕΙΟΥ

3.4 ΚΙΝΗΣΗ ΒΙΝΤΕΟΥ ΣΥΝΕΧΗΣ ΡΟΗΣ

3.5 ΚΙΝΗΣΗ ΦΟΡΤΩΣΗΣ ΑΡΧΕΙΩΝ

3.6 ΦΩΝΗΤΙΚΗ ΚΙΝΗΣΗ

3.7 ΔΙΑΔΥΚΤΙΑΚΑ ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΑ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΟΥΝΤΑΙ ΓΙΑ ΤΗΝ LTE ΚΙΝΗΣΗ

3.8 ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ (TCP)

3.9 ΧΕΙΡΙΣΜΟΣ ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ

3.10 ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΟΗΣ ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ

3.1.1 ΔΙΑΚΙΝΗΣΗ ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ

3.1.1.1 ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟ ΔΕΔΟΜΕΝΟΓΡΑΜΜΑΤΟΣ ΧΡΗΣΤΗ (UDP)

3.1.1.2 ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟ ΥΠΕΡΚΕΙΜΕΝΙΚΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ (HTTP)

3.1.1.3 ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑΤΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΙΣΤΟΥ

3.1.1.4 ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΑΡΧΕΙΩΝ (FTP)

3.1.1.5 ΦΩΝΗΤΙΚΕΣ ΥΠΗΡΕΣΙΕΣ ΣΤΗΝ LTE

3.1.6 ΤΟ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΤΗΣ ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑΣ HARQ (Hybrid Adaptive Repeat and Request) ΣΤΙΣ ΦΩΝΗΤΙΚΕΣ ΥΠΗΡΕΣΙΕΣ

4 ΔΙΑΣΤΑΣΙΟΠΟΙΗΣΗ ΤΗΣ LTE

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

4.2 ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΔΙΑΚΙΝΗΣΗΣ ΤΟΥ ΔΙΚΤΥΟΥ ΣΤΗΝ LTE

4.3 ΔΙΑΚΙΝΗΣΗ ΤΩΝ ΚΕΛΙΩΝ (CELL)

4.4 ΔΙΑΣΤΑΣΕΙΣ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

4.5 Η SITE – TO – SITE ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΩΣ ΕΞΑΣΘΕΝΗΣΗ ΤΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ

4.6 Ο ΕΛΕΓΧΟΣ ΙΣΧΥΟΣ ΩΣ ΣΤΟΧΟΣ

4.7 ΦΟΡΤΙΟ ΡΥΘΜΟΣ

4.8 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΛΥΨΗ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

4.1.1 ΘΕΡΜΙΚΟΣ ΘΟΡΥΒΟΣ

4.1.2 ΣΗΜΕΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

4.1.3 ΑΥΞΗΣΗ ΘΟΡΥΒΟΥ

4.1.4 Η ΠΗΓΗ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ ΩΣ ΚΟΜΜΑΤΙ ΔΙΑΝΟΜΗΣ

4.1.5 ΕΠΙΠΕΔΟ ΙΣΧΥΟΣ

4.1.6 Ο ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΤΩΝ BIT ΣΤΗΝ ΑΝΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ

4.1.7 ΣΤΑΔΙΑΚΗ ΜΕΙΩΣΗ ΤΟΥ LOG-NORMAL

4.1.8 Ο ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΤΩΝ ΒΙΤ ΣΤΗΝ ΑΚΡΗ ΤΟΥ ΚΕΛΙΟΥ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΑΝΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ

4.1.9 Ο ΠΡΟΫΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΟΥΣΥΝΔΕΣΜΟΥ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

4.2 Ο ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑΣ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

4.2.1 Ο ΜΕΣΟΣ ΟΡΟΣ ΤΗΣ ΔΥΝΑΜΗΣ RX

4.2.2 ΔΙΑΚΙΝΗΣΗ ΤΩΝ ΚΕΛΙΩΝ

4.2.3 ΑΞΙΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ ΚΑΙ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ PUSCH

4.2.4 ΟΙ ΔΙΑΣΤΑΣΕΙΣ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

4.2.5 Η ΚΑΛΥΨΗ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

4.2.6 ΤΟ ΣΗΜΕΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

4.2.7 ΑΥΞΗΣΗ ΤΟΥ ΗΧΟΥ ΣΤΗΝ ΑΚΡΗ ΤΟΥ ΚΕΛΙΟΥ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΚΑΘΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ

4.2.8 Η ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

4.2.9 Η ΚΑΛΥΨΗ ΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

4.3 Η ΚΑΛΥΨΗ ΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

4.3.1 ΜΕΘΟΔΟΙ ΔΑΚΤΥΛΙΟΥ

4.3.2 ΜΕΘΟΔΟΣ ΔΑΚΤΥΛΙΟΥ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

4.3.3 ΜΕΘΟΔΟΣ ΔΑΚΤΥΛΙΟΥ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

4.3.4 ΔΙΑΣΤΑΣΕΙΣ ΤΟΥ TDD

4.3.5 ΠΡΟΣΘΕΤΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΠΟΥ ΕΠΗΡΕΑΖΟΥΝ ΤΗΝ ΚΑΛΥΨΗ ΚΑΙ ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ

4.3.6 ΕΛΑΧΙΣΤΟΣ ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΑΝΑΛΟΓΙΚΑ ΜΕ ΤΟΝ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΜΟ

4.3.7 Η ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ - ΕΠΙΛΕΚΤΙΚΟΣ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΜΟΣ

4.3.8 Η ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ - ΕΠΙΛΕΚΤΙΚΟΣ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΜΟΣ

4.3.9 ANTENNAINTEGRATEDRADIO(AIR)

4.4ΔΙΑΣΤΑΣΕΙΣ ΤΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

4.4.1 ΦΥΣΙΚΑ ΣΗΜΑΤΑ

4.4.2 ΚΑΝΑΛΙΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

4.4.3 ΧΡΗΣΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

4.4.4 ΚΑΝΑΛΙΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

- 4.4.5 ΗΧΗΤΙΚΟ ΣΗΜΕΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ
- 4.4.6 Η ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΤΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΜΝΗΜΗΣ
- 4.4.7 Η ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΤΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΜΝΗΜΗΣ ΜΜΕ
- 4.4.8 Η ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΤΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΜΝΗΜΗΣ RBS
- 4.4.9 ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΟΥ PCI
- 4.5 ΑΝΤΙΚΕΙΜΕΝΑ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΥ ΤΟΥ PCI
- 4.5.1 ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΤΟ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟ ΤΟΥ PCI
- 4.5.2 ΑΥΤΟΜΑΤΟΣ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΟΥ PCI
- 4.5.3 ΔΙΑΣΤΑΣΕΙΣ ΤΗΣ ΠΕΡΙΟΧΗΣ ΠΑΡΑΚΟΛΟΥΘΗΣΗΣ
- 4.5.4 ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΗΣ ΠΕΡΙΟΧΗΣ ΠΑΡΑΚΟΛΟΥΘΗΣΗΣ
- 4.5.6 ΣΤΡΑΤΗΓΙΚΕΣ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΥ

5 ΚΟΙΝΗ ΘΕΣΗ ΣΤΘΑΜΟΥ ΒΑΣΗΣ ΚΑΙ ΣΥΝΥΠΑΡΞΗ ΔΙΚΤΥΩΝ 2G 3G 4G

- 5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ
- 5.2 ΠΡΟΣΤΑΤΕΥΤΙΚΗ ΖΩΝΗ ΚΑΙ ΔΙΑΧΩΡΙΣΜΟΣ ΤΟΥ ΚΟΜΙΣΤΗ
- 5.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ LTERBSRF
- 5.4 ΕΚΠΟΜΠΕΣ ΕΚΤΟΣ ΖΩΝΗΣ
- 5.5 ΑΝΑΛΗΘΕΙΣ ΕΚΠΟΜΠΕΣ
- 5.6 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ
- 5.7 ADJACENTCHANNELSELECTIVITY (ACS)
- 5.8 ΕΜΠΟΔΙΑ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ
- 5.9 ΠΑΡΕΜΒΟΛΗ ΤΟΥ ΠΑΡΑΚΕΙΜΕΝΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ
- 5.2.1 ΚΑΘΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ACIR ($ACIR_{DL}$)—ΠΑΡΕΜΒΟΛΗ ΤΟΥ RBS ΣΤΟ ΤΕΡΜΑΤΙΚΟ ΤΟΥ ΧΡΗΣΤΗ
- 5.2.2 ΑΝΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ACIR($ACIR_{UL}$)- ΠΑΡΕΜΒΟΛΗ ΤΟΥ RBS ΣΤΟ ΤΕΡΜΑΤΙΚΟ ΤΟΥ ΧΡΗΣΤΗ
- 5.2.3 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΤΩΝ ΠΑΡΕΜΒΟΛΩΝ
- 5.2.4 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΤΩΝ ΠΑΡΕΜΒΟΛΩΝ ΣΤΟ RBS
- 5.2.5 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΤΩΝ ΠΑΡΕΜΒΟΛΩΝ ΣΤΟ ΤΕΡΜΑΤΙΚΟ ΤΟΥ ΧΡΗΣΤΗ
- 5.2.6 ΕΥΑΙΣΘΗΣΙΑ ΥΠΟΒΑΘΜΙΣΗΣ ΕΞΑΙΤΙΑΣ ΤΩΝ ΠΑΡΕΜΒΟΛΩΝ

5.2.7 ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ ΜΕΤΑΞΥ ΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

5.2.8 ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑΤΑ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΩΝ

5.2.9 ΣΥΝΤΟΠΙΣΜΟΣ ΚΑΙ ΣΥΝΥΠΑΡΞΗ ΓΙΑ ΤΟ E-UTRA

5.3.1 E-UTRA ΜΕ E-UTRA

5.3.2 E-UTRA ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 7 ΜΕ GSM 1800

5.3.3 E-UTRA ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 7 ΜΕ UTRA ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ I

5.3.4 E-UTRA ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 13 ΜΕ CDMA 2000 ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 0

5.3.5 ΛΥΣΕΙΣ ΣΥΝΤΟΠΙΣΜΟΥ

5.3.6 ΣΥΝΤΟΠΙΣΜΟΣ ΜΕ ΞΕΧΩΡΙΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΕΡΑΙΑΣ

5.3.7 ΣΥΝΤΟΠΙΣΜΟΣ ΜΕ ΔΙΠΛΟ DIPLEXER ΚΑΙ ΚΟΙΝΟ MASTFEEDER

5.3.8 ΣΥΝΥΠΑΡΞΗ ΜΕ ΚΟΙΝΗ ΚΕΡΑΙΑ

5.3.9 ΠΡΟΒΛΗΜΑ NEAR-FAR

6 ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ LTE CELL ΚΑΙ Ο ΤΕΧΝΙΚΟΣ ΕΞΟΠΛΙΣΜΟΣ

6.1 ΔΟΚΙΜΕΣ ΤΟΥ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΟΣ CELLPLANNER ΤΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ LTE

6.2 DOWNLINKSINR ΓΙΑ ΕΝΑ ΔΩΣΜΕΝΟ ΦΟΡΤΙΟ

6.3 DOWNLINKRB ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΓΙΑ ΕΝΑ ΔΩΣΜΕΝΟ ΦΟΡΤΙΟ

6.4 Η ΚΑΘΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ΓΙΑ ΕΝΑ ΔΩΣΜΕΝΟ ΦΟΡΤΙΟ

6.5 UPLINK MAXIMUM SINR ΓΙΑ ΕΝΑ ΦΟΡΤΙΟ ΜΟΝΤΕ-CARLO

6.6 UPLINKRB ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΓΙΑ ΕΝΑ ΦΟΡΤΙΟ ΜΟΝΤΕ-CARLO

6.7 ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΣΤΗΝ ΑΝΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ΓΙΑ ΕΝΑ ΦΟΡΤΙΟ ΤΕΧΝΗΤΟ ΜΟΝΤΕ-CARLO

6.8 ΓΕΙΤΟΝΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ LTE ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ

6.9 Η ΟΙΚΟΓΕΝΕΙΑ RBS 6000

6.10 ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΤΟΥ ΤΕΧΝΙΚΟΥ ΕΞΟΠΛΙΣΜΟΥ RBS 6000

6.2.1 ΡΑΔΙΟΜΟΝΑΔΑ ΓΙΑ ΤΗΝ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ LTE (RUL)

6.2.2 ΨΗΦΙΑΚΗ ΜΟΝΑΔΑ ΓΙΑ ΤΗΝ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ LTE (DUL)

7 ΣΥΝΤΟΜΟΓΡΑΦΙΕΣ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ:

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία παρουσιάζεται το AirInterface του LTE, όπου υπολογίζονται τα data rates στο Uplink (UL) και στο DownLink (DL). Επίσης παρουσιάζονται τυπικά μοντέλα ραδιοκάλυψης και τυπικά μοντέλα καναλιού. Παρουσιάζονται μελέτη τηλεπικοινωνιακής κίνησης για το LTE. Περιγράφονται οι διάφοροι τύποι κίνησης καθώς και τα πρωτόκολλα που τους υποστηρίζουν.

Παρουσιάζεται η διαδικασία διαστασιοποίησης στο LTE. Γίνονται υπολογισμοί για την ραδιοκάλυψη και την χωρητικότητα του LTE στο UL και στο DL. Επίσης γίνεται διαστασιοποίηση και για το κανάλι ελέγχου. Τέλος, γίνεται σχεδιασμός για την περιοχή εντοπισμού (tracking area) και γίνονται υπολογισμοί για την χωρητικότητα του συστήματος ειδοποίησης κλήσης (paging). Επιπλέον γίνεται αναφορά για το πώς υλοποιείται σταθμός βάσης σε κοινή θέση με 2G, 3G και 4G σύστημα (colocation) και πως γίνεται αυτή η συνύπαρξη των δικτύων αυτών. Τέλος γίνεται αναφορά για τον σχεδιασμό των κυψελών και του hardware.

SUMMARY:

This thesis presents the Air Interface of LTE, where data rates for Up Link (UL) and the Down Link (DL) are calculated. Also, typical radio coverage models and typical channel models are presented. Moreover, a traffic study for LTE is presented. The different types of traffic and protocols that support them are described. Next, the dimensioning process in LTE is presented. Radio coverage and capacity calculations for LTE in UL and DL are made. Also dimensioning is done for the control channel. Next, the tracking area planning is presented together with paging capacity calculations. Moreover, colocation issues for 2G, 3G and 4G systems are discussed. Finally, reference is made to cell planning and hardware.

1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο κεφάλαιο αυτό αναλύεται η τεχνολογία Long Term Evolution (LTE) και το System Architecture Evolution (SAE) σε σχέση με τα κυψελοειδή δίκτυα τρίτης γενιάς, όπως ορίζεται η έκδοση 8 του 3GPP.

Η Οργανωτική Ομάδα Συνεργασίας για την 3^η γενιά (3GPP) είναι μία συμφωνία συνεργασίας που επετεύχθη το Δεκέμβριο του 1998. Η συμφωνία αυτή ενσωματώνει μία πληθώρα από οργανισμούς τυποποίησης τηλεπικοινωνιών, για παράδειγμα τους ARIB, CCSA, ETSI, TTC και TTC.

Το αρχικό εύρος εφαρμογής του 3GPP είχε ως σκοπό να αναπαράγει κατάλληλες τεχνικές προδιαγραφές και αναφορές για ένα σύστημα κινητής τηλεφωνίας τρίτης «γενιάς» σε παγκόσμιο επίπεδο, το οποίο θα βασίζεται στο εξελιγμένο Παγκόσμιο Σύστημα Κινητών Επικοινωνιών (GSM) και στις τεχνολογίες ασύρματης πρόσβασης που υποστηρίζει (συγκεκριμένα το Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) και για τις δύο λειτουργίες, δηλαδή τη Διπλεξία Διαίρεσης της Συχνότητας και Διπλεξία Διαίρεσης του Χρόνου- (FDD), (TDD)). Ουσιαστικά το εύρος ρυθμίστηκε για να περιλαμβάνει τη συντήρηση και ανάπτυξη του παγκοσμίου συστήματος κινητής τηλεφωνίας (GSM) σύμφωνα με τις τεχνικές προδιαγραφές και αναφορές, καθώς επίσης και τις εξελιγμένες τεχνολογίες ασύρματης πρόσβασης (για παράδειγμα τη Γενική Πακετική Ραδιοϋπηρεσία (GPRS) και τους Ενισχυμένους Ρυθμούς Δεδομένων για την Εξέλιξη του GSM - EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution)).

Πρακτικά οι πρώτες προδιαγραφές του 3GPP για το WCDMA (Ευρέος Φάσματος Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Κώδικα) ήρθαν στην κυκλοφορία και ταυτόχρονα σταμάτησαν το 1999 και είχαν την ονομασία έκδοση 99.

Η έκδοση 99 του WCDMA στέκεται υπέρ τόσο στην μετάδοση δεδομένων με κυκλομεταγωγή όσο και στην μετάδοση με πακετομεταγωγή επιτυγχάνοντας θεωρητικά ένα ρυθμό μετάδοσης των 2 Mbps.

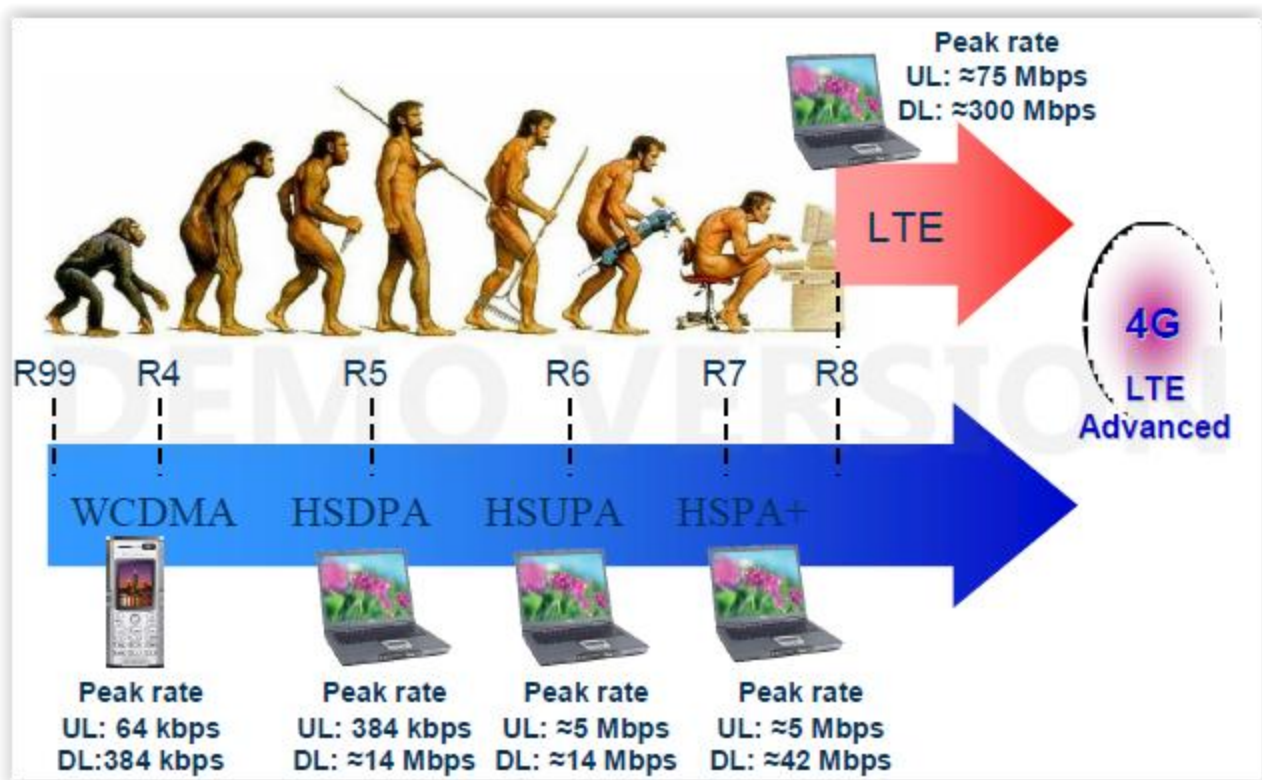
Η επανάσταση της «Τρίτης Γενιάς» ήταν η Πρόσβαση Πακέτων Υψηλής Ταχύτητας στην Καθοδική Ζεύξη- (HSDPA) (High Speed Downlink Packet Access, όπως καθορίστηκε στη διάταξη 5- 2002) και η Πρόσβαση Πακέτων Υψηλής Ταχύτητας στην Ανοδική Ζεύξη- (HSUPA) (High Speed Uplink Packet Access, όπως καθορίστηκε στην έκδοση 6-2004), τα οποία αύξησαν το ανώτατο όριο των τιμών της καθοδικής ζεύξης (downlink) στα 14 Mbps και της ανοδικής ζεύξης (uplink) στα 5.76 Mbps. Το HSDPA και το HSUPA αναφέρονται και ως Πρόσβαση Πακέτων Υψηλής Ταχύτητας- (HSPA) (High Speed Packet Access). Το HSUPA είναι επίσης γνωστό και ως Ενισχυμένη Ανοδική Ζεύξη- (EUL) (Enhanced Uplink).

Το επόμενο βήμα για το WCDMA ονομάζεται εξέλιξη HSPA ή αλλιώς HSPA+ και λαμβάνει δράση αυτήν την περίοδο (όπως καθορίζεται στην έκδοση 7 και 8) και έχει ως σκοπό να

αυξήσει ακόμα περισσότερο το ανώτατο όριο της καθοδικής ζεύξης (ως και τα 42 Mbrsστην καθοδική ζεύξη). Αυτό θα μπορούσε να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας για παράδειγμα κεραίες MIMO (MultipleInputMultipleOutput) (MultipleInput,MultipleOutput) και HigherOrderModulation (HOM).

Το Σεπτέμβριο του 2007 στην οικογένεια του 3GPP προστέθηκε ακόμα ένα μέλος, το εξελιγμένο UTRAN (eUTRAN). Η υλοποίηση αυτής της ιδέας ξεκίνησε επίσημα το καλοκαίρι του 2006, όταν το στάδιο μελέτης είχε ολοκληρωθεί επιτυχώς και είχε αρχίσει ήδη κομμάτι δουλειάς του 3GPP, “3GLongTermEvolution–EvolvedPacketSystemRAN”.

Η εξέλιξη της «Τρίτης Γενιάς» και κάποιο τυπικό ανώτατο όριο της ταχύτητας μετάδοσης δεδομένων για τους χρήστες βρίσκεται στις παρακάτω απεικονίσεις.



Η προσχεδιασμένη πορεία της 3GPP κατηγοριοποιείται σε δύο αντικείμενα ενασχόλησης, όπου βρίσκονται οι στόχοι της LTE τεχνολογίας, η εξέλιξη του ραδιοεπικοινωνιακού δικτύου και η εξέλιξη της αρχιτεκτονικής του συστήματος (SAE). Το κοινό μεταξύ της LTE τεχνολογίας και της SAE είναι ότι η πακετομεταγωγή μπορεί μόνο να συγκεκριμενοποιηθεί. Το αποτέλεσμα από αυτά τα αντικείμενα ενασχόλησης είναι το εξελιγμένο UTRAN(eUTRAN) και το EvolvedPacketCore(EPC). Αυτά τα δύο μαζί (eUTRAN+EPC) αποτελούν το EvolvedPacketSystem(EPS).

Η LTE και η SAE ορίζονται από την έκδοση 8.

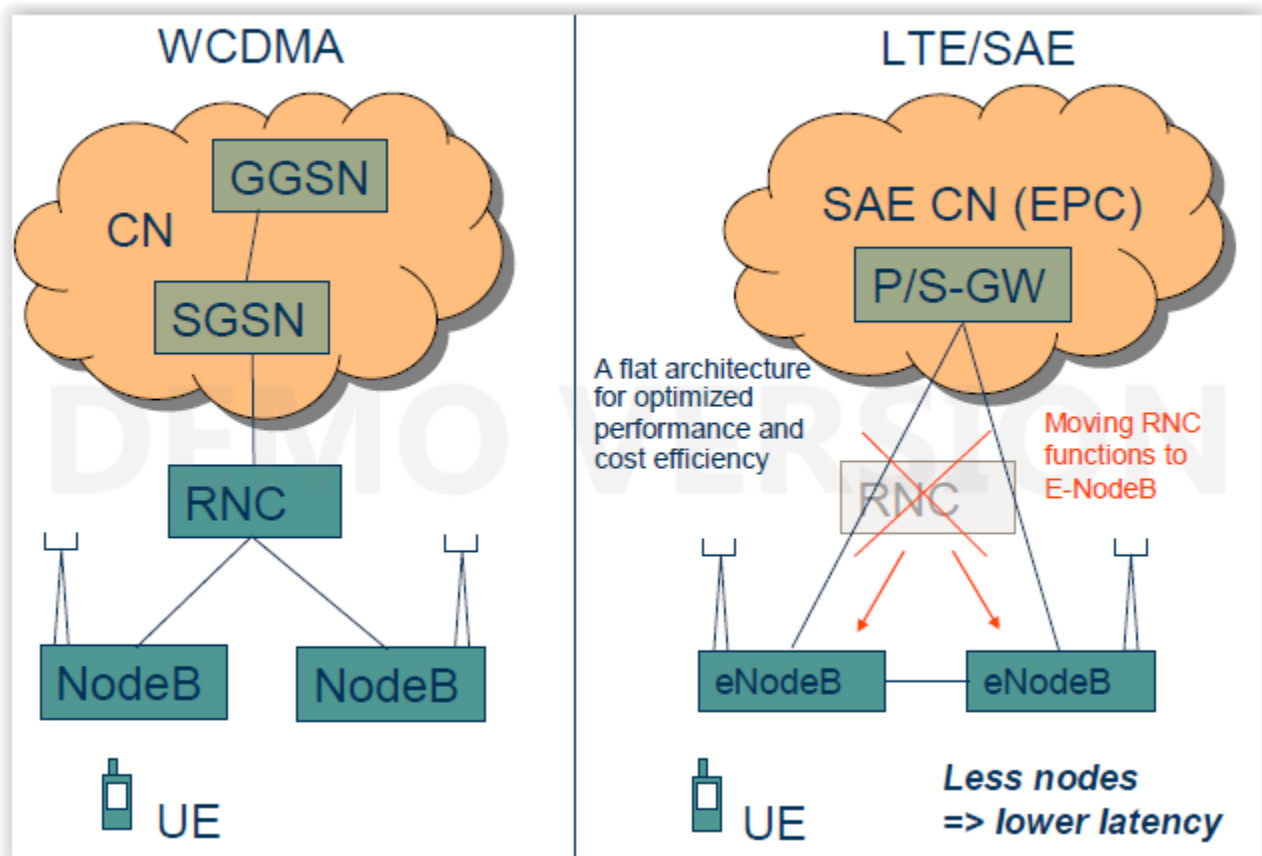
Θα πρέπει να σημειωθεί σ' αυτό το σημείο ότι η LTE και η SAE αφορούν τα αντικείμενα ενασχόλησης της 3GPP. Το όνομα του πραγματικού δικτύου ασύρματης

προσβασης είναι το eUTRAN και το όνομα του κεντρικού δικτύου (CN) είναι το EnhancedPacketCore (EPC).

Το eUTRAN υποστηρίζει τη χρήση διαφόρων MIMO (MultipleInput, MultipleOutput) και ποικίλων εγκαταστάσεων από κεραιές. Αυτό αυξάνει την ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων και τη φασματική απόδοση.

Η τεχνολογία LTE αναφέρεται μερικές φορές και ως 3.9G. Γιατί όχι όμως 4G; Η απάντηση είναι ότι η διεθνής ένωση τηλεπικοινωνιών όρισε το IMTAdvanced ως ακόλουθο του IMT2000. Το IMTAdvanced θεωρείται τεχνολογία 4G και έχει ως στόχο να υποστηρίξει θεωρητικά ταχύτητες περίπου μέχρι 1Gbit/δευτερόλεπτο και υπάρχει η πιθανότητα να οριστεί ως θεμέλιο σε συνδυασμό με την τεχνολογία LTEAdvanced.

Το EPS της έκδοσης 8 βασίζεται σε μία απλοποιημένη αρχιτεκτονική δικτύου, συγκριτικά μ' αυτή που υπήρχε στην έκδοση 6. Ο αριθμός του επιπέδου χρηστών μειώθηκε από τους τέσσερις που ήταν στην έκδοση 6 (NodeB, RNC, SGSN και GGSN) σε τρεις μόνο, το NodeB, Serving και Packetdata Gateways (eNodeB, S-GW and P-GW), όπως μπορείτε να δείτε και στις απεικονίσεις παρακάτω.



Στην περίπτωση της μη-περιαγωγής, οι λειτουργίες S-GW και P-GW βρίσκονται μέσα σ' ένα

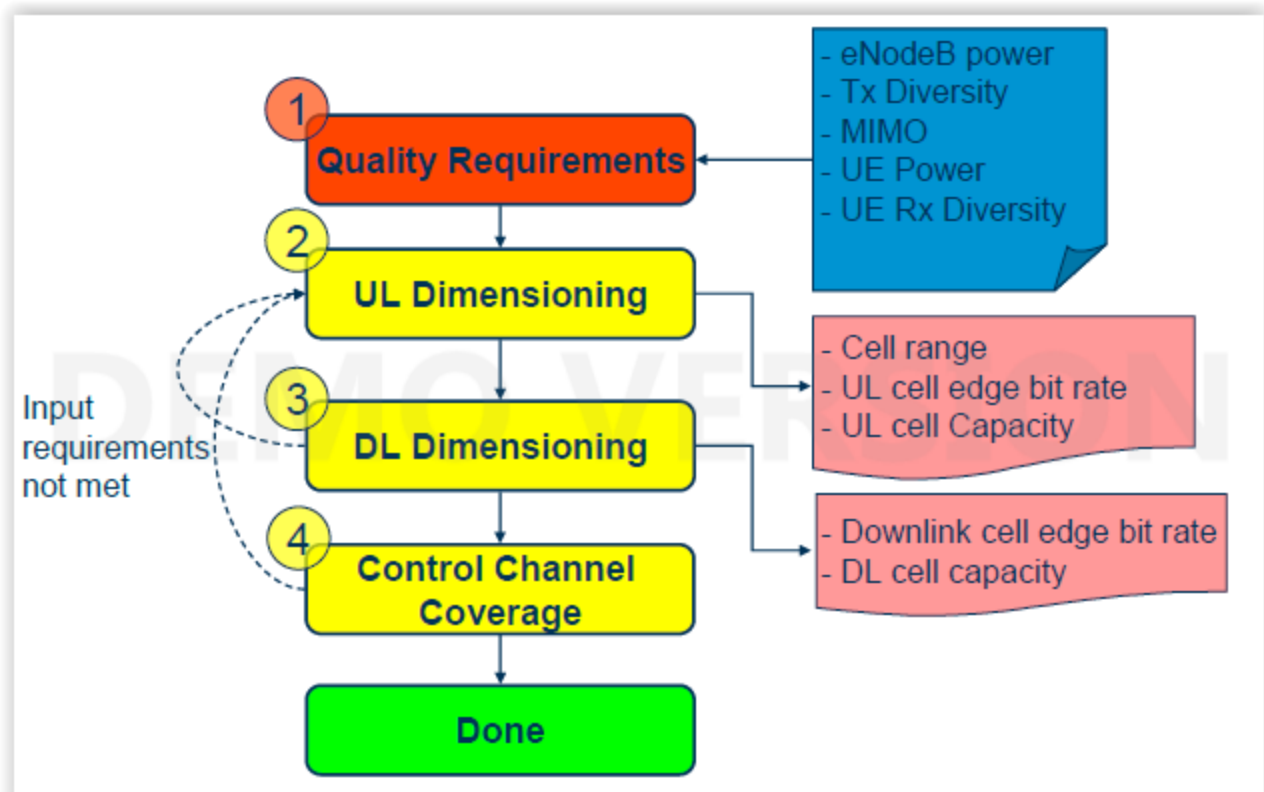
δίκτυο επικοινωνίας και μπορεί να εφαρμοστεί σε συνδυασμό με τους κόμβους S και P-GW. Μόνο ένας τομέας PS ορίστηκε στην τεχνολογία LTE. Αυτό σημαίνει πως οι παραδοσιακές ως τώρα υπηρεσίες CS θα συνεχιστούν από κομιστές PS.

1.2 ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΤΩΝ ΔΙΑΦΟΡΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

Η διαδικασία που γίνεται ώστε να υπολογιστεί η κάλυψη και η χωρητικότητα της LTE τεχνολογίας, έγινε μ' έναν αυθαίρετο τρόπο. Παρά ταύτα προσαρμόστηκε στις ανάγκες του έργου εισαγωγής και εξαγωγής δεδομένων (input- output).

Η διαδικασία ξεκινά με την οριοθέτηση των ποιοτικών αναγκών που εκφράζεται μέσω της ταχύτητας μετάδοσης από την ανοδική και καθοδική ζεύξη (uplink- downlink) που προσφέρεται ανάλογα την πιθανότητα και τη χωρητικότητα του κελιού.

Η γενική διαδικασία της τεχνολογίας LTE φαίνεται παρακάτω:



1. Ορισμός των ποιοτικών αναγκών

Η ποιοτική ανάγκη που σχετίζεται με τη χωρητικότητα βασίζεται στην ικανότητα διαβίβασης δεδομένων σ' ένα προσφερόμενο ενδεχόμενο κάλυψης τους (για παράδειγμα, 100 kbps πρέπει να επιτευχθούν με 98% πιθανότητα).

Η ποιοτική ανάγκη που σχετίζεται με τη χωρητικότητα είναι ότι το ραδιοφωνικό δίκτυο θα πρέπει να είναι σε θέση να διαχειριστεί ένα μέγεθος από την ήδη υπάρχουσα κίνηση (για παράδειγμα κατά

μέσο όρο η υπάρχουσα κίνηση είναι 5 Mbps ανά κελί ή 10 Mbps ανά τετραγωνικό χιλιόμετρο).

Επιπλέον θα πρέπει να αποσαφηνιστούν οι προϋποθέσεις.

Θα πρέπει να καθοριστούν τα παρακάτω γνωρίσματα:

- ✓ ο τύπος μετάδοσης – MIMO ή TX ποικιλομορφία
- ✓ η λήψη ποικιλομορφίας στον εξοπλισμό και βάση του χρήστη
- ✓ τα επίπεδα ενέργειας RBS(RadioBase Station), για παράδειγμα, 20 W ή 40 W
- ✓ το φάσμα συχνότητας
- ✓ η ζώνη συχνοτήτων

2. Διαστάσεις της ανοδικής ζεύξης

Με τη σταδιακή αύξηση της απόστασης site-to-site, βρέθηκε το μέγιστο της απόστασης site-to-site που είναι σε θέση να υποστηρίξει τις ποιοτικές ανάγκες.

Εάν έχει δοθεί η απόσταση site-to-site και οι ποιοτικές ανάγκες δεν πληρούνται τότε θα πρέπει αυτές οι ανάγκες είτε να μειωθούν είτε να τροποποιηθούν οι προϋποθέσεις.

3. Διαστάσεις της καθοδικής ζεύξης

Με βάση την site-to-site απόσταση που εμπεριέχεται στη διαδικασία της ανοδικής ζεύξης (uplink), η κάλυψη της καθοδικής ζεύξης (downlink) και η χωρητικότητα του κελιού είναι υπολογισμένη. Εάν πληρούνται οι προϋποθέσεις ποιότητας της καθοδικής ζεύξης, τότε η site-to-site απόσταση που είναι υπολογισμένη στην ανοδική ζεύξη είναι και το τελικό αποτέλεσμα (περιορισμένο σύστημα ανερχόμενης ζεύξης). Εάν ωστόσο δεν πληρούνται οι προϋποθέσεις της κατερχόμενης ζεύξης, τότε θα πρέπει να μειωθεί η site-to-site απόσταση μέχρι το σημείο που οι προϋποθέσεις της καθοδικής ζεύξης θα επιτευχθούν προσφέροντας το τελικό αποτέλεσμα.

4. Έκταση του καναλιού ελέγχου

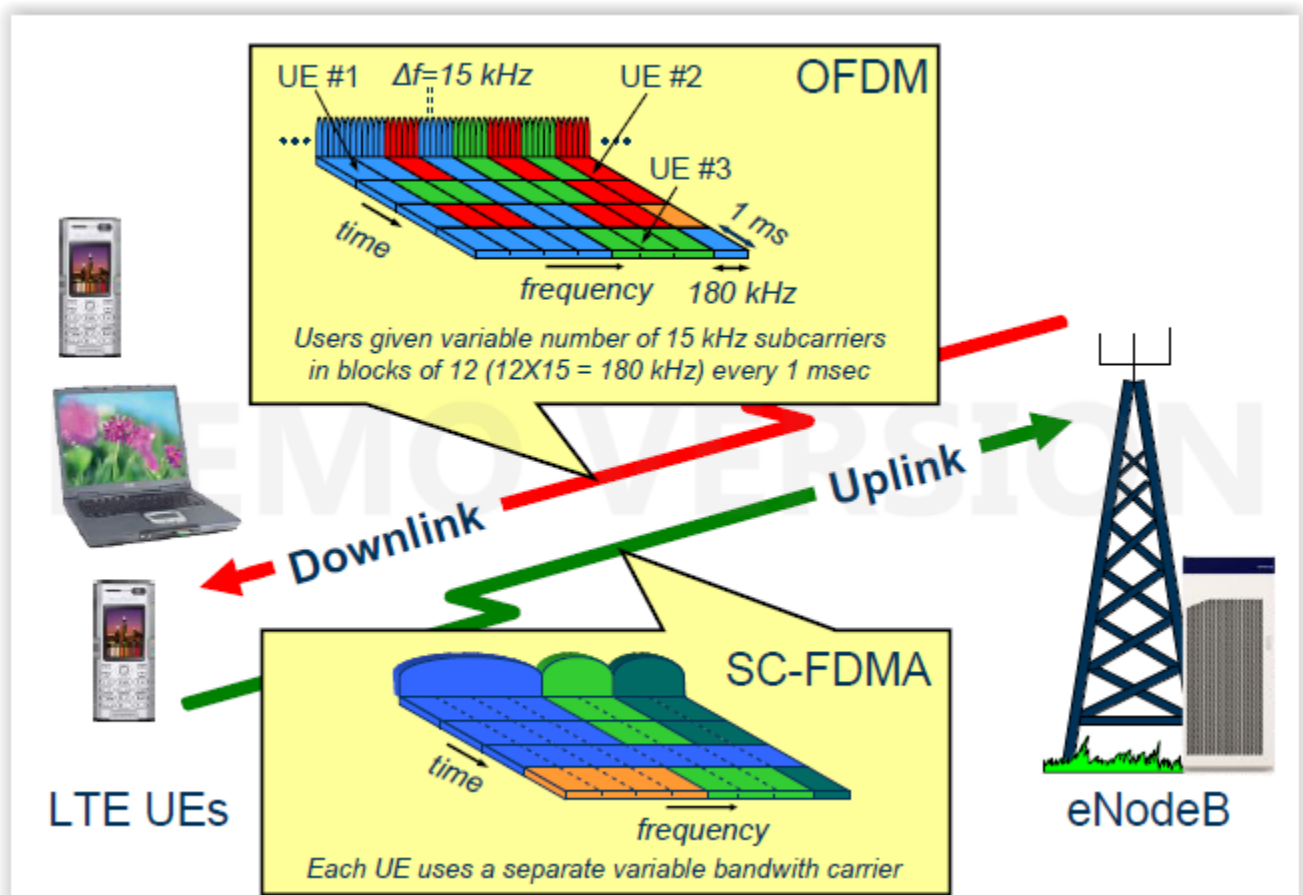
Η απόδοση του καναλιού ελέγχου στην άκρη της κυψέλης θα έπρεπε να εξακριβωθεί ότι είναι μεγαλύτερη από μια δεδομένη τιμή στάθμης σήματος. Αυτό έχει ως σκοπό, την εγγύηση ότι η απόδοση του καναλιού ελέγχου δεν θα περιορίζει το μέγεθος της κυψέλης. Εάν δεν συμβαίνει αυτό θα πρέπει πιθανών η διαδικασία να επαναληφθεί.

2 AIRINTERFACEΣΤΗΝΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ LTE

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η AirInterface στην LTE τεχνολογία έχει διαμορφωθεί βάσει των αναγκών της φασματικής ευελιξίας, της φασματικής αποδοτικότητας, του κόστους κτλ. Η ευρωστιατού συστήματος και η χρονική διασπορά επηρέασε την επιλογή της μετάδοσης, τόσο της ανερχόμενης όσο και κατερχόμενης ζεύξης (uplink- downlink).

Η 3GPP επέλεξε την Ορθογώνια Πολυπλεξία Διάρθρωσης Συχνότητας (OFDM) ως ραδιοδιεπαφή για την κατερχόμενη ζεύξη (eNodeB στοUE) και το SingleCarrierFrequencyDivisionMultipleAccess (SC-FDMA) για την ανερχόμενη ζεύξη (UE στοeNodeB), όπως άλλωστε απεικονίζεται και στα παρακάτω σχήματα. Και οι δύο αυτές τεχνικές πρόσβασης υποστηρίζουν ένα ποικίλο φάσμα συχνοτήτων.



Στην Ορθογώνια Πολυπλεξία Διάρθρωσης Συχνότητας, έχει δοθεί σε κάθε χρήστη ένας μεταβλητός αριθμός από υπομεταφορείς (subcarriers) των 15 kHz σε ενότητες ή ανά 12(12·15= 180 kHz) κάθε 1 msec. Αυτό επιτρέπει στο χειριστή να αναπτύξει την LTE τεχνολογία χρησιμοποιώντας κανάλια διαφορετικού εύρους ζώνης. Κάθε υπομεταφορέας των 15 kHz έχει ένα αργό ρυθμό συμβόλων που έχει ως αποτέλεσμα ένα μεγάλο χρόνο μεταξύ δυο διαδοχικών συμβόλων. Αυτό μας δίνει μία πολύ καλή απόδοση σε υψηλούς χρόνους σε περιβάλλοντα με μεγάλη χρονική διασπορά. (δηλαδή πολλές καθυστερημένες και έντονες πολυδιαδρομικές ανακλάσεις). Ο μεγάλος χρόνος μεταξύ δυο συμβόλων μειώνει και το InterSymbolInterference (ISI).

Ένα μειονέκτημα της Ορθογώνιας Πολυπλεξίας Διαίρεσης Συχνότητας είναι το υψηλό του PeaktoAveragePowerRatio(PAPR) που έχει ως αποτέλεσμα μία σχετικά υψηλή κατανάλωση ενέργειας και αυξημένο κόστος, καθιστώντας όχι τόσο πρακτικό στην ανερχόμενη ζεύξη δεδομένων των περιορισμών της κατανάλωσης ισχύος και του κόστους του τερματικού του χρήστη. Με το SC-FDMA, κάθε τερματικό ενός χρήστη χρησιμοποιεί ένα ξεχωριστού μεταβλητού εύρους ζώνης για το φάσμα συχνοτήτων που παρά το γεγονός ότι είναι δεν τόσο ευέλικτο όσο το OFDM παράγει πολύ λιγότερο PAPR.

Παρόλο που και η Διπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας (FDD) και η Διπλεξία Διαίρεσης Χρόνου (TDD) έχουν οριστεί από το 3GPP, μόνο η λειτουργία FDD θα καλυφθεί σ' αυτό το κεφάλαιο.

Όπως μπορούμε να δούμε στο παραπάνω σχεδιάγραμμα, οι ραδιοφωνικές πηγές διαχωρίζονται σε χρόνο και σε περιοχή συχνοτήτων. Η μικρότερη κατανομή είναι το δώδεκα, 15 kHz υπομεταφορέων για ένα μιλισεκόντ που είναι γνωστό και ως μπλοκ προγραμματισμού (SB). Αυτά τα μπλοκ προγραμματισμού έχουν κατανεμηθεί δυναμικά από το eNodeB με ποικίλα συστήματα διαμόρφωσης και ρυθμούς κωδικοποίησης που βασίζονται στα αποδεκτά ChannelQualityIndicators (CQI) από συνδεδεμένα τερματικά χρηστών.

Το HybridAutomaticRepeatandRequest- (HARQ) ανταποκρίνεται πολύ γρήγορα στο επίπεδο 2 κατά τη λειτουργία αναμετάδοσης. Επιπρόσθετα, το συνηθισμένο Αίτημα Αυτόματης Επανάληψης (ARQ) εφαρμόστηκε στο επίπεδο Ελέγχου Ραδιοζεύξης (RLC).

Οι ραδιοφωνικές μεταδόσεις της LTE τεχνολογίας βασίζονται σε μικρά χρονικά διαστήματα εκπομπής (TTI) του ενός μιλισεκόντ, που επιταχύνει τη διαδικασία όλων των παραπάνω λειτουργιών καθώς μειώνει την αναμονή της ραδιοηλεκτρικής διεπαφής, η οποία είναι ο βασικός λόγος ανησυχίας στην ανάπτυξη της LTE τεχνολογίας.

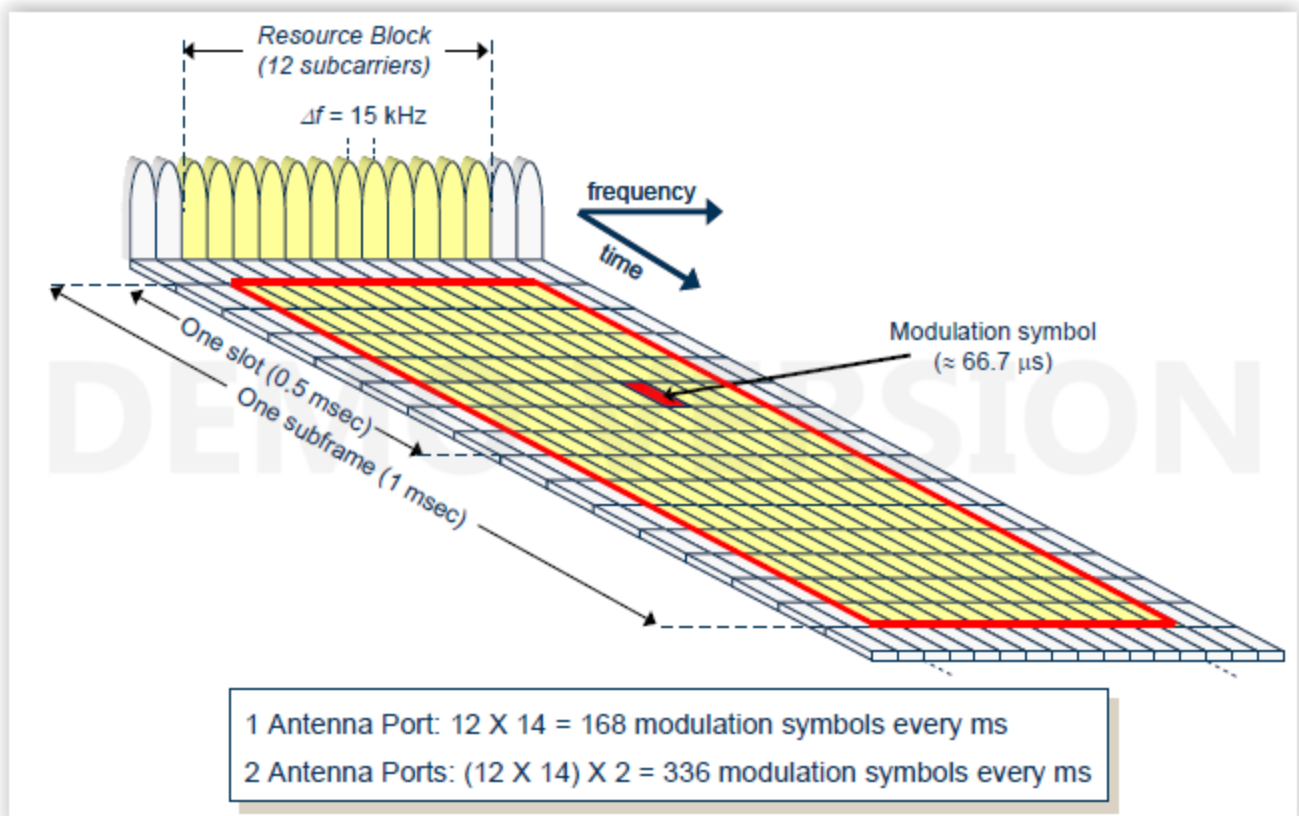
Ο τύπος του συντονισμού που χρησιμοποιείται στην LTE τεχνολογία εξαρτάται από το ραδιοφωνικό περιβάλλον. Το τερματικό του χρήστη υπολογίζει την ποιότητα της κατερχόμενης ζεύξης και στέλνει σήμα πίσω στο eNodeB του ChannelQualityIndicator (CQI). Τα σήματα αναφοράς της ανερχόμενης ζεύξης, τα οποία βρίσκονται μέσα στη μετάδοση της ανερχόμενης ζεύξης και χρησιμοποιούνται από το eNodeB για να εκτιμηθεί η ποιότητα κατά την ανερχόμενη ζεύξη. Το eNodeB αποφασίζει ποια τεχνική θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί, βασισμένη στην ποιότητα της κατερχόμενης και ανερχόμενης ζεύξης καθώς και στο ραδιοφωνικό περιβάλλον. Η LTE τεχνολογία υποστηρίζει τις ακόλουθες τεχνικές, όσο αφορά την ανερχόμενη και κατερχόμενη ζεύξη:

- Ορθογώνια Διαμόρφωση Πλάτους 64 (64 QuadratureAmplitudeModulation) (64 QAM) που χρησιμοποιεί 64 διαφορετικούς συνδυασμούς ορθογωνισμού και διαμόρφωσης για να μεταφέρει 6 bits ανά σύμβολο
- Ορθογώνια Διαμόρφωση Πλάτους 16 (16 QuadratureAmplitudeModulation)(16 QAM) που χρησιμοποιεί 16 διαφορετικούς συνδυασμούς ορθογωνισμού και διαμόρφωσης για να μεταφέρει 4 bits ανά σύμβολο

- QuadraturePhaseShiftKeying (QPSK) που χρησιμοποιεί 4 διαφορετικούς συνδυασμούς ορθογωνισμού για να μεταφέρει 2 bits ανά σύμβολο.

2.2 Οι Φυσικοί πόροι της κατερχόμενης ζεύξης(downlink) στην τεχνολογία LTE

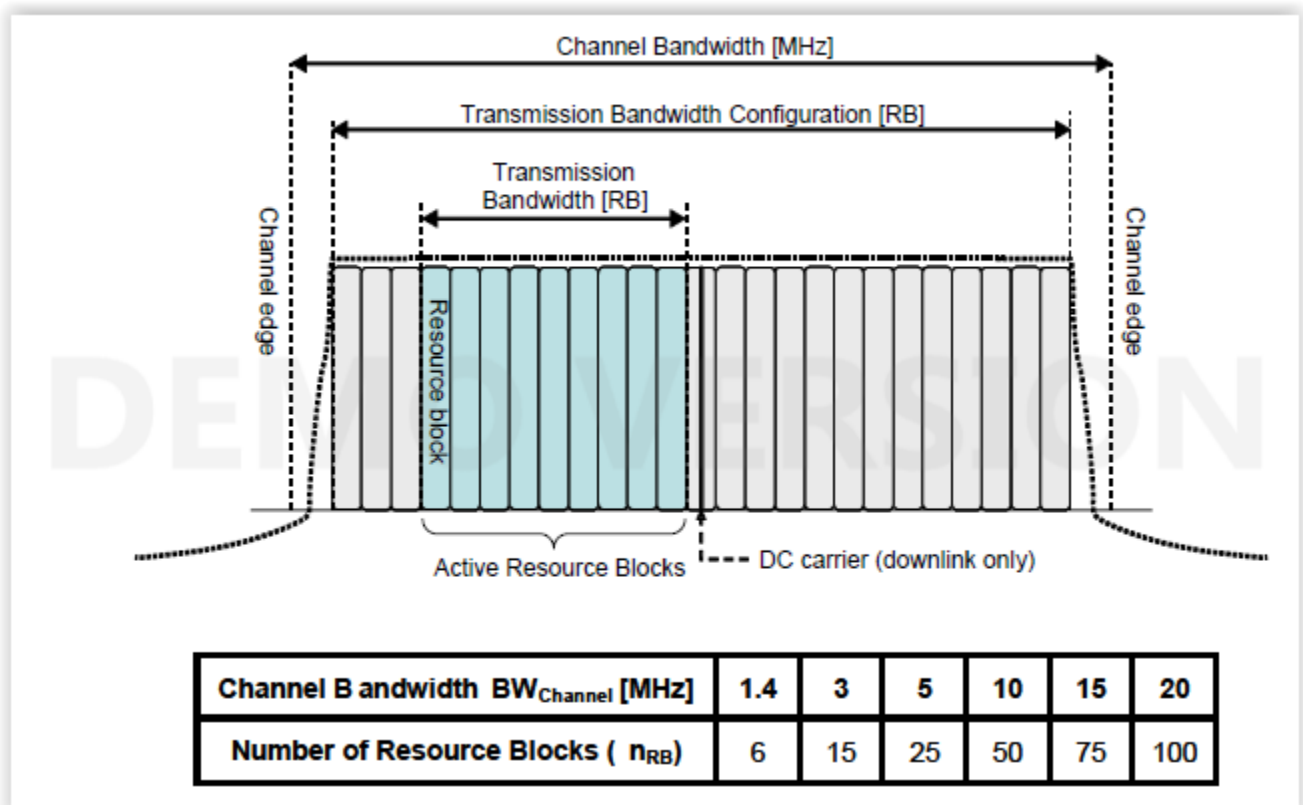
Η βασική φυσική πηγή κατερχόμενης ζεύξης της τεχνολογίας LTE μπορεί να θεωρηθεί και ως δίκτυο χρονικής συχνότητας, όπως απεικονίζεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα, όπου κάθε στοιχείο ανταποκρίνεται σ' ένα υπομεταφορέα OFDM, κατά τη διάρκεια ενός συμβόλου OFDM στο μεσοδιαστήμα. Ένα πλακίδιο πηγής ανταποκρίνεται σε 12 υπομεταφορείς OFDM σε διάρκεια 0.5 μιλισεκόντ.



Το σύμβολο μήκους της τεχνολογίας LTE είναι $1/15000 = 66.7 \mu\text{s}$. Κάθε σύμβολο ακολουθείται από ένα 4.7 'CyclicPrefix' (CP), το οποίο είναι ένα αντίγραφο από το τελευταίο μέρος του συμβόλου που χρησιμοποιήθηκε για να διατηρήσει τον ορθογωνισμό του υπομεταφορέα και για να βελτιώσει την ισχύ του σε χρόνο στα κανάλια διασποράς. Αυτό σημαίνει ότι κάθε υπομεταφορέας μπορεί να μεταφέρει $1/(0.0667 + 0.0047) = 14$ σύμβολα συντονισμού κατά τη διάρκεια ενός TTI. Οι 12 υπομεταφορείς που κάνουν ένα RB, μπορούν παράλληλα να μεταφέρουν $12 \cdot 14 = 168$ σύμβολα συντονισμού με μία θύρα κεραίας ή $(12 \cdot 14) \cdot 2 = 336$ με 2 θύρες κεραίας, όπως απεικονίζεται και στο παραπάνω σχεδιάγραμμα.

Ένα πλακίδιο πηγής μεταφέρει ένα σύμβολο συντονισμού και αυτά τα στοιχεία πηγής συνηθίζουν να μεταφέρουν την καθοδική ζεύξη στα φυσικά κανάλια και τα σήματα αναφοράς.

Ο αριθμός από τα RBs(n_{RB}) εξαρτάται από τη ζώνη εύρους του καναλιού ($BW_{Channel}$), όπως απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



Η ραδιοεπαφή της τεχνολογίας LTE υποστηρίζει το φάσμα συχνοτήτων των καναλιών από 1.4 μέχρι τα 20 MHz. Ο μεταφορέας του συνεχούς ρεύματος στο κέντρο του φάσματος συχνότητας μαζί μ' έναν αριθμό από μεταφορείς στην άκρη του καναλιού δε χρησιμοποιούνται, αφήνοντας έτσι ένα πλήθος από ενεργά RBs που κυμαίνονται από 6 έως 100, όπως φαίνεται και στο σχεδιάγραμμα από πάνω.

Τα καθορισμένα φάσματα συχνοτήτων μπορούν να χρησιμοποιηθούν τόσο στη Διπλεξία Διαίρεσης Συχότητας όσο και στη Διπλεξία Διαίρεσης του Χρόνου. (FDD-TDD)

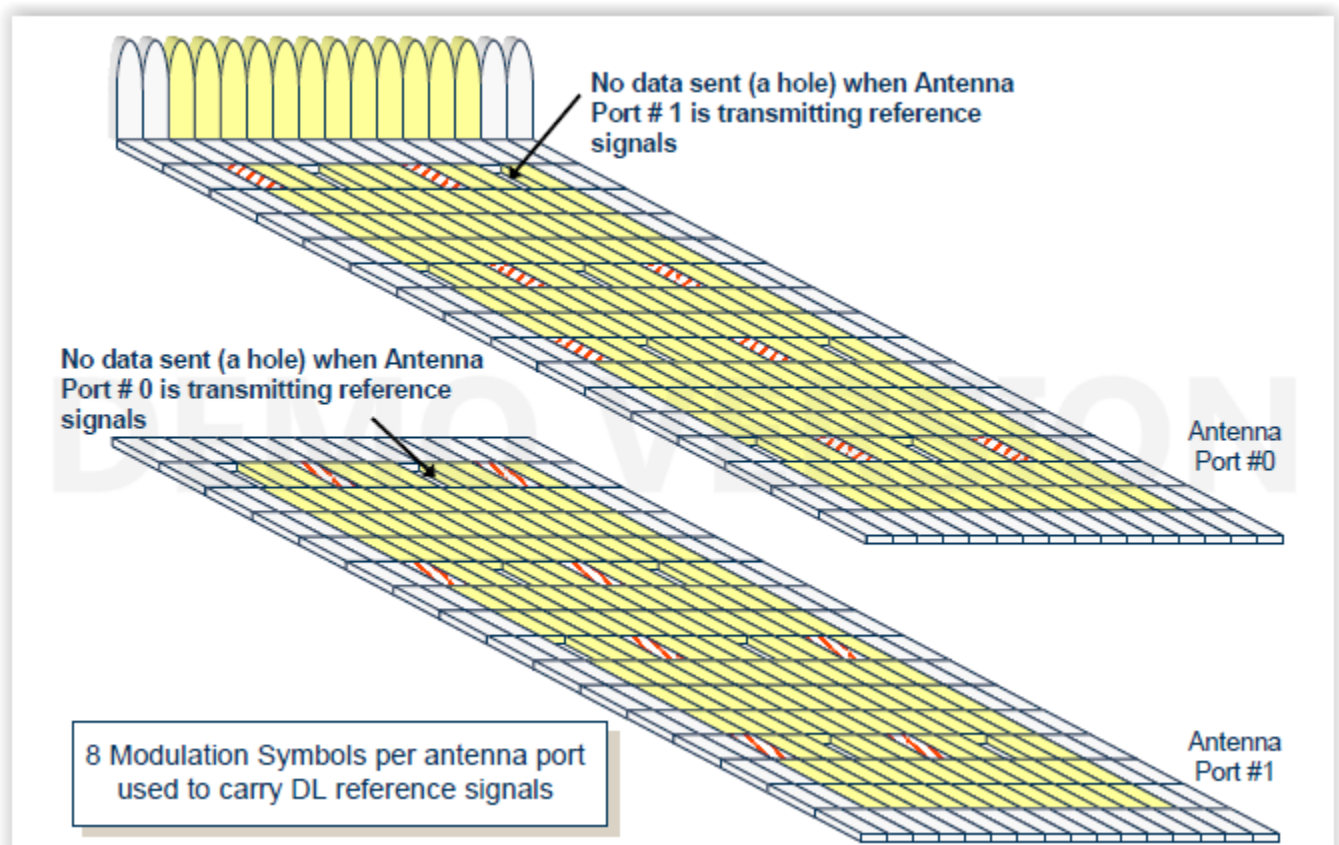
Τα ενεργά στοιχεία πηγής χρησιμοποιούνται για να μεταφέρουν τους ακόλουθους τύπους κυκλοφορίας:

σημεία αναφοράς της καθοδικής ζεύξης

- έλεγχος σήματος της καθοδικής ζεύξης L1/L2
- σήματα συγχρονισμού (SS)
- έλεγχος ελεύθερων καναλιών (BCH)
- Userplannedata

2.3 Σήματα αναφοράς της καθοδικής ζεύξης

Οκτώ στοιχεία πηγής χρησιμοποιούνται ανά RB , ώστε να μεταφέρουν το σήμα αναφοράς σε κάθε κελί, το οποίο χρησιμοποιείται από το τερματικό του χρήστη για να αναγνωρίσει το κελί και να κάνει εκτίμηση του καναλιού. Για να μπορέσει το τερματικό του χρήστη να εξαφανιστεί μεταξύ των θύρων κεραίας, αυτά τα σήματα αναφοράς κλονίζονται χρονικά και κατά τη μεταφορά τους αναστέλλονται με εναλλακτικό τρόπο σε κάθε θύρα τη στιγμή που μεταφέρεται κάποιο άλλο σήμα. Αυτό σημαίνει ότι στο σύνολο χρειάζονται 16 στοιχεία πηγής ανά κομμάτι προγραμματισμού για να μεταφέρουν τα σήματα αναφοράς της καθοδικής ζεύξης , όπως απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



Όταν τα σήματα αναφοράς της καθοδικής ζεύξης και οι αντίστοιχες οπές λαμβάνονται υπόψη, ο αριθμός των στοιχείων πηγής που διατίθενται για τα δεδομένα του χρήστη ανά υπομεταφορέα (1μιλισεκόντ) πέφτει στα παρακάτω:

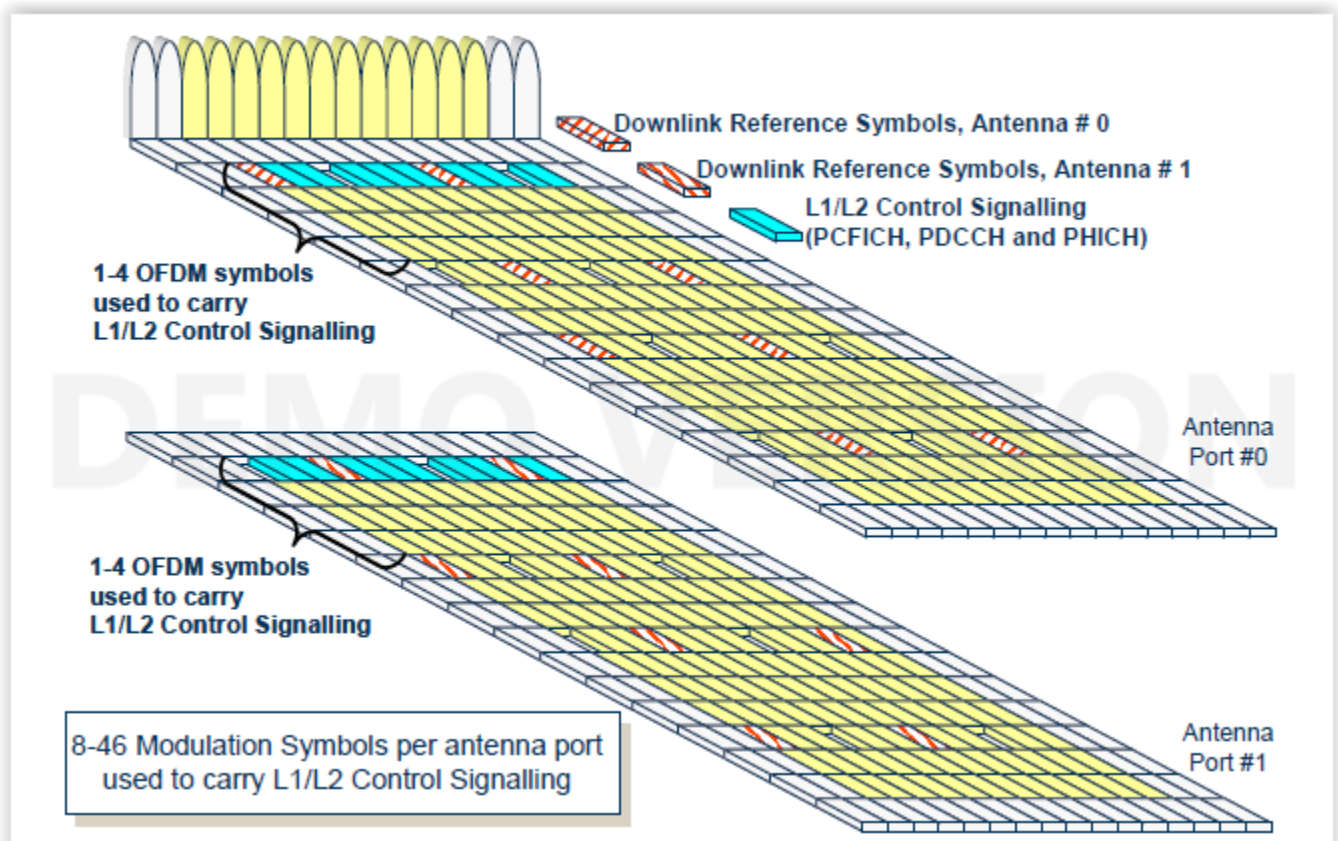
μία θύρα κεραίας: $168 - 8 = 160$

δύο θύρες κεραίας: $2 \cdot (168 - 16) = 304$

2.4 Έλεγχος σήματος καθοδικής ζεύξης L1/L2

Το ελάχιστο ενός συμβόλου OFDM ανά υποπλαίσιο (subframe) χρειάζεται για τον έλεγχο σήματος στην καθοδική ζεύξη L1/L2 από τα PCFICH, PDCCH και PHICH. Ο έλεγχος σήματος L1/L2 περιλαμβάνει τις εργασίες προγραμματισμού της καθοδικής ζεύξης που απαιτούνται από το τερματικό του χρήστη ώστε να λάβει, να αποδιαμορφώσει και να αποκωδικοποιήσει το PDSCH. Ο προγραμματισμός της ανοδικής ζεύξης παραχωρεί τη δυνατότητα στο τερματικό του χρήστη να πληροφορείται για τις μορφές πηγών και μεταφοράς, όσο αφορά τη μεταφορά της ανοδικής ζεύξης και τις ανταποδόσεις της HARQ με αντίκρουσμα τις μεταφορές της ανοδικής ζεύξης στα τερματικά.

Ο αριθμός των συμβόλων OFDM που χρειάζονται για να επιτευχθεί ο έλεγχος σήματος της καθοδικής ζεύξης εξαρτάται από τον αριθμό των τερματικών που έχουν προγραμματιστεί να βρίσκονται στο κελί και μπορεί να ποικίλει, από το 1 έως 4 (το 4 χρησιμοποιείται μόνο για τα 1.4 MHz στο σύστημα BW). Το παρακάτω σχεδιάγραμμα, απεικονίζει την περίπτωση όπου το σύμβολο OFDM χρησιμοποιείται για να μεταφέρει τον έλεγχο σήματος L1/L2 της καθοδικής ζεύξης.



Από τη στιγμή που τα δεδομένα δεν μπορούν να μεταφερθούν, όταν μεταφέρονται τα σήματα πηγής της καθοδικής ζεύξης, σ' αυτό το παράδειγμα χρειάζονται 8 σύμβολα OFDM ανά κεραία για να μεταφέρουν τον έλεγχο σήματος L1/L2, όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχεδιάγραμμα .

Όταν τα σύμβολα πηγής της κατερχόμενης ζεύξης και οι υπόλοιπες ποσότητες του ελέγχου σήματος L1/L2 λαμβάνουν υπόψιν τον αριθμό των στοιχείων που είναι διαθέσιμα για τα δεδομένα ενός χρήστη ανά υπομεταφορά, τότε:

1 θύρα κεραίας: $168 - 16 - 8 = 144$ (2 θύρες κεραίας υπολογίζονται για το πρώτο σύμβολο OFDM)

2 θύρες κεραίας: $2 \cdot (168 - 16 - 8) = 288$

Η θέση του ελέγχου σήματος στην αρχή από το υποπλαίσιο (subframe) είναι χρήσιμο, καθώς επιτρέπει στο τερματικό να αποκωδικοποιήσει την εργασία προγραμματισμού της καθοδικής ζεύξης πριν από το τέλος του υποπλαισίου. Συνεπώς, η επεξεργασία του DL-SCH μπορεί να ξεκινήσει νωρίτερα, συγκρίνοντας την περίπτωση της διάρκειας για έλεγχο του σήματος και τη διάρκεια του βοηθητικού πλαισίου. Μ' αυτό τον τρόπο, μειώνεται η καθυστέρηση στην αποκωδικοποίηση του DL-SCH, καθώς και η γενικότερη καθυστέρηση στη μετάδοση της καθοδικής ζεύξης.

Επιπρόσθετα, μεταδίδοντας τον έλεγχο του καναλιού L1/L2 στην αρχή του υποπλαισίου, δηλαδή επιτρέποντας συντομότερα την αποκωδικοποίηση των πληροφοριών του ελέγχου L1/L2, τα τερματικά της κινητής επικοινωνίας που δεν είναι προγραμματισμένα μπορεί να κλείσουν το κύκλωμα του δέκτη τους σ' ένα μεγάλο μέρος από το υποπλαίσιο και αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της κατανάλωσης ενέργειας του τερματικού.

Ο έλεγχος σήματος L1/L2 της καθοδικής ζεύξης αποτελείται από τρεις διαφορετικούς τύπους φυσικών καναλιών:

- PhysicalControlFormatIndicatorChannel (PCFICH), το οποίο ενημερώνει το τερματικό σχετικά με τον αριθμό των συμβόλων OFDM (1-4) που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο σήματος L1/L2 στο τρέχων υποπλαίσιο. Υπάρχει μόνο ένα PCFICH στο κελί.
- PhysicalDownlinkControlChannel (PDCCH), το οποίο χρησιμοποιείται για να μεταφέρει τις εργασίες προγραμματισμού της καθοδικής και ανοδικής ζεύξης. Επιπλέον χρησιμοποιείται για τον έλεγχο δύναμης των μεταφορέων της ανοδικής ζεύξης.
- PhysicalHybrid-ARQIndicatorChannel (PHICH), το οποίο χρησιμοποιείται για να μεταδώσει το ACK/NAK και ως απάντηση περιμένει τη μετάδοση από UL-SCH. Χαρακτηριστικά, υπάρχουν πολλαπλά PHICH σ' ένα κελί.

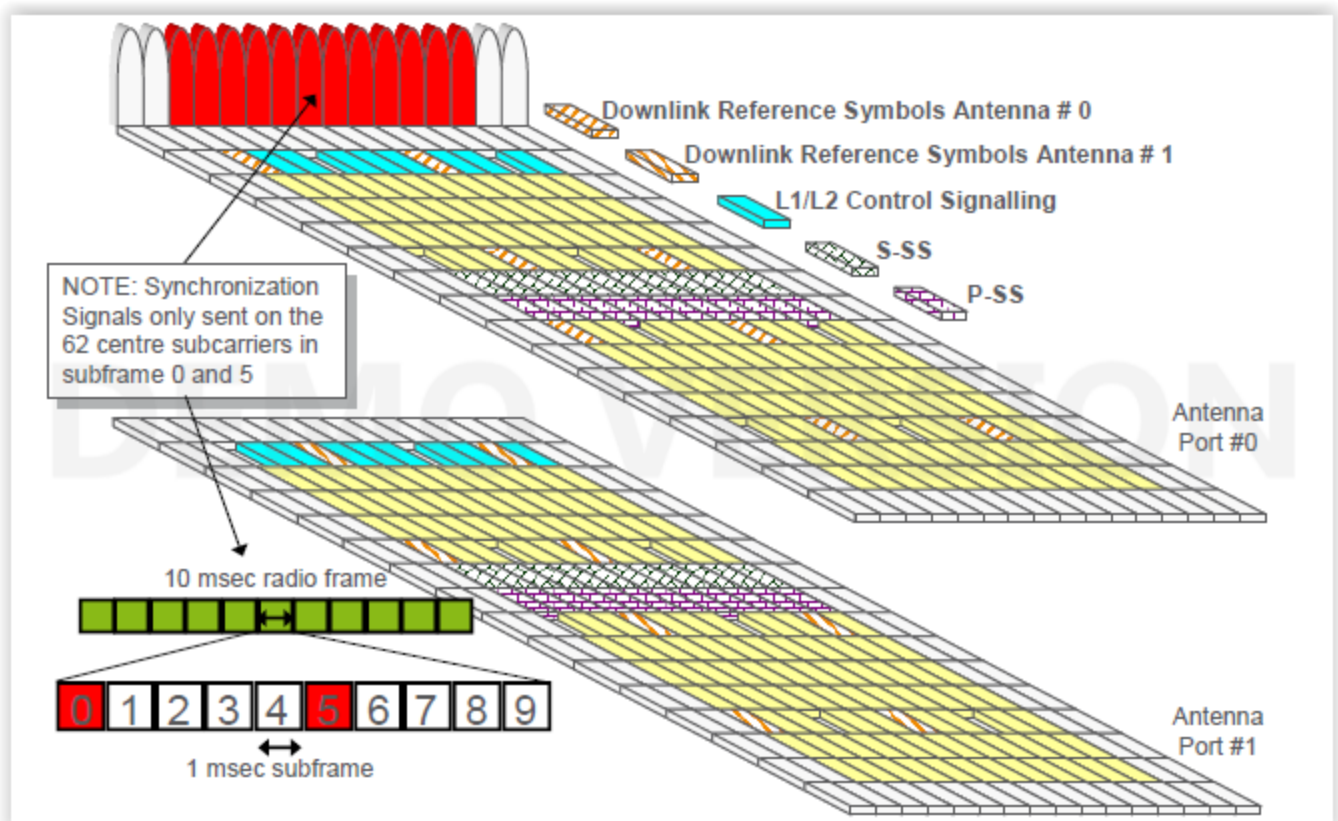
2.5 Σήματα συγχρονισμού (SS)

Η αναζήτηση κελιών είναι η διαδικασία που γίνεται για την ταυτοποίηση και επίτευξη του συγχρονισμού της καθοδικής ζεύξης στα κελιά, έτσι ώστε να μπορούν να εντοπιστούν οι πληροφορίες μετάδοσης από το κελί. Αυτή η διαδικασία χρησιμοποιείται και στις δύο περιπτώσεις, δηλαδή στην αρχική πρόσβαση και στη μεταβίβαση.

Για να μπορέσει να απλοποιηθεί η αρχική αναζήτηση κελιού – εκεί που το τερματικό δεν έχει πληροφορίες εκ των προτέρων σχετικά με το φάσμα καταμερισμού του κελιού – το σήμα

συγχρονισμού χρησιμοποιεί πάντοτε μόνο 63 μεταφορείς (62+ DC μεταφορέα, ο οποίος δεν χρησιμοποιείται) στο κέντρο του διαθέσιμου φάσματος. Το τερματικό επεξεργάζεται πάντοτε μόνο αυτού τους 63 μεταφορείς ανεξάρτητα από το φάσμα καταμερισμού.

Ένα σήμα συγχρονισμού αποτελείται από ένα βασικό σήμα συγχρονισμού (P-SS) που στέλνει καθ'όλη τη διάρκεια σύμβολα #5 και ένα δευτερεύον σήμα συγχρονισμού (S-SS) που στέλνει σύμβολο #6 στο RB, όπως απεικονίζεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



Θα πρέπει να σημειωθεί πως τα σήματα συγχρονισμού στέλνονται μόνο στους υπομεταφορείς του κέντρου 62 (DC+/-31) και μόνο στο υποπλαίσιο 0 και 5 από κάθε 10 μιλισεκόντ του ραδιοφωνικού πλαισίου, όπως απεικονίζεται παραπάνω. Ωστόσο, το σήμα συγχρονισμού καταλαμβάνει στο σύνολο 72 υπομεταφορείς. Οι 10 υπομεταφορείς που περισσεύουν δεν χρησιμοποιούνται.

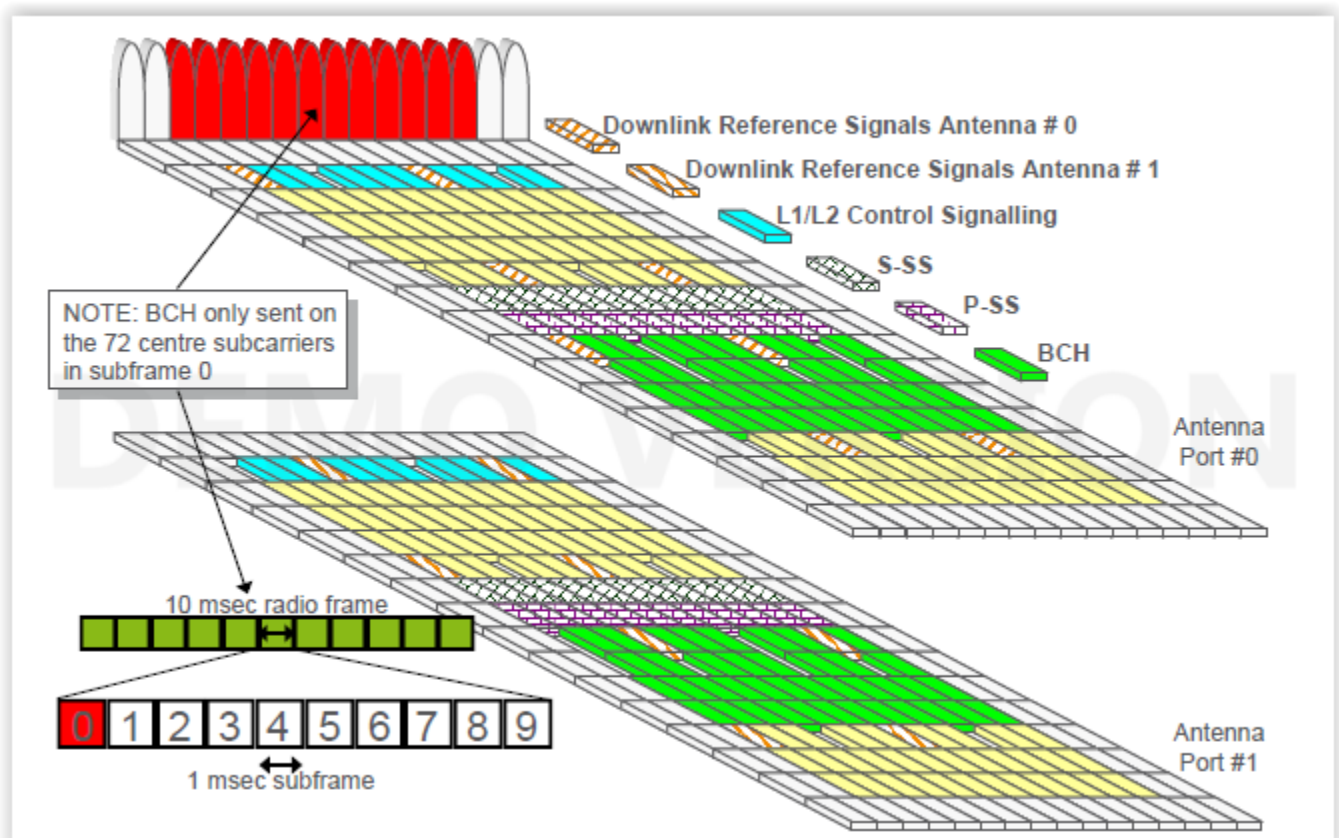
Το P-SS χρησιμοποιεί 124 στοιχεία πηγής ανά θύρα κεραίας σε κάθε πλαίσιο. Το ίδιο ακριβώς χρησιμοποιεί και η S-SS.

Σημείωση: Η ποσότητα των στοιχείων πηγής που χρειάζονται ανά θύρα κεραίας για τα σήματα συγχρονισμού είναι πάντοτε η ίδια, ανεξάρτητα από εύρος συχνότητας που χρησιμοποιείται.

2.6 ΡΑΔΙΟΦΩΝΙΚΟ ΚΑΝΑΛΙ (ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΟ ΚΑΝΑΛΙ)

Το κανάλι μετάδοσης (BCH) είναι το κανάλι μεταφοράς που χρησιμοποιείται για να μεταφέρει πληροφορίες του συστήματος στα ανενεργά τερματικά του κελιού. Αυτές οι πληροφορίες είναι χωρισμένες σε στατικά προγραμματισμένα μέρη MIB και SIB1. Το Master Information Block (MIB) περιέχει το SFN και το φάσμα συχνοτήτων του συστήματος. Το SIB1 μεταφέρει για παράδειγμα το PLMN ID. Τα υπόλοιπα SIBs (System Information Blocks) μεταφέρουν δυναμικά τις πληροφορίες του συστήματος.

Το PBCH μεταφέρει μέρη του BCH. Το PBCH στέλνεται μόνο στους μεταφορείς του κέντρου 72 (DC +/- 36) και χρησιμοποιεί τα τέσσερα πρώτα σύμβολα OFDM της δεύτερης σχισμής στο πρώτο βοηθητικό πλαίσιο από κάθε 10 μιλιοσέκόντ του ραδιοφωνικού πλαισίου, όπως απεικονίζεται παρακάτω. Παρόλα αυτά, το PBCH συγκρούεται μερικές φορές με τα σήματα αναφοράς που έχουν προτεραιότητα από το PBCH. Επιπλέον, το σύστημα κατανέμει πάντα τα στοιχεία πηγής στο PBCH, σε να χρησιμοποιούνταν οι τέσσερις θύρες της κεραίας για να αποφευχθούν οι συγκρούσεις. Απ' αυτό συνεπάγεται πως θα πρέπει να υπάρχει μία επιπλέον ποσότητα από κοιλότητες όπου μεταφέρεται το PBCH.

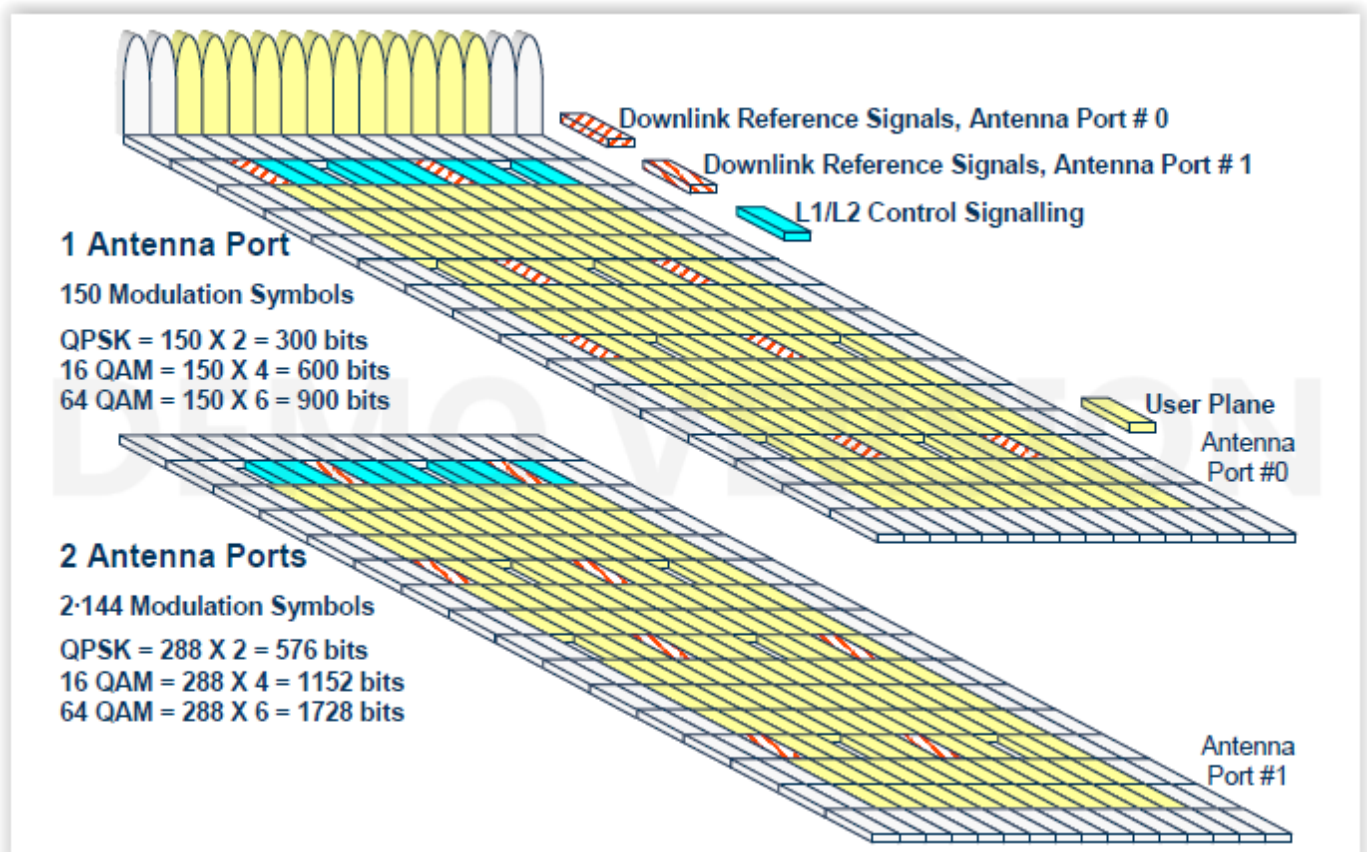


Όπως απεικονίζεται και παραπάνω, στο υποπλαίσιο 0, υπάρχουν 40 στοιχεία πηγής που χρησιμοποιούνται για κάθε κομμάτι πηγής (μόνο τα κομμάτια πηγής του κέντρου 6 στο υποπλαίσιο 0) με σκοπό να μεταφέρουν το PBCH.

2.7 Η ΚΑΘΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ΤΩΝ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΤΟΥ ΧΡΗΣΤΗ

Η ποσότητα των δεδομένων του χρήστη που μεταφέρονται σε κάθε υπομεταφορέα, εξαρτάται από τον αριθμό των στοιχείων πηγής που απέμειναν μετά τα σήματα αναφοράς, τον έλεγχο σήματος L1/L2, τα σήματα συγχρονισμού και BCH, τον αριθμό των θύρων κεραίας που χρησιμοποιήθηκαν καθώς και το συγχρονισμό και τη διάτρηση.

Η υψηλότερη ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων του χρήστη επιτυγχάνεται όταν ο υπομεταφορέας δε μεταφέρει SCH ή BCH και τη μικρότερη ποσότητα του ελέγχου σήματος L1/L2, όπως απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.

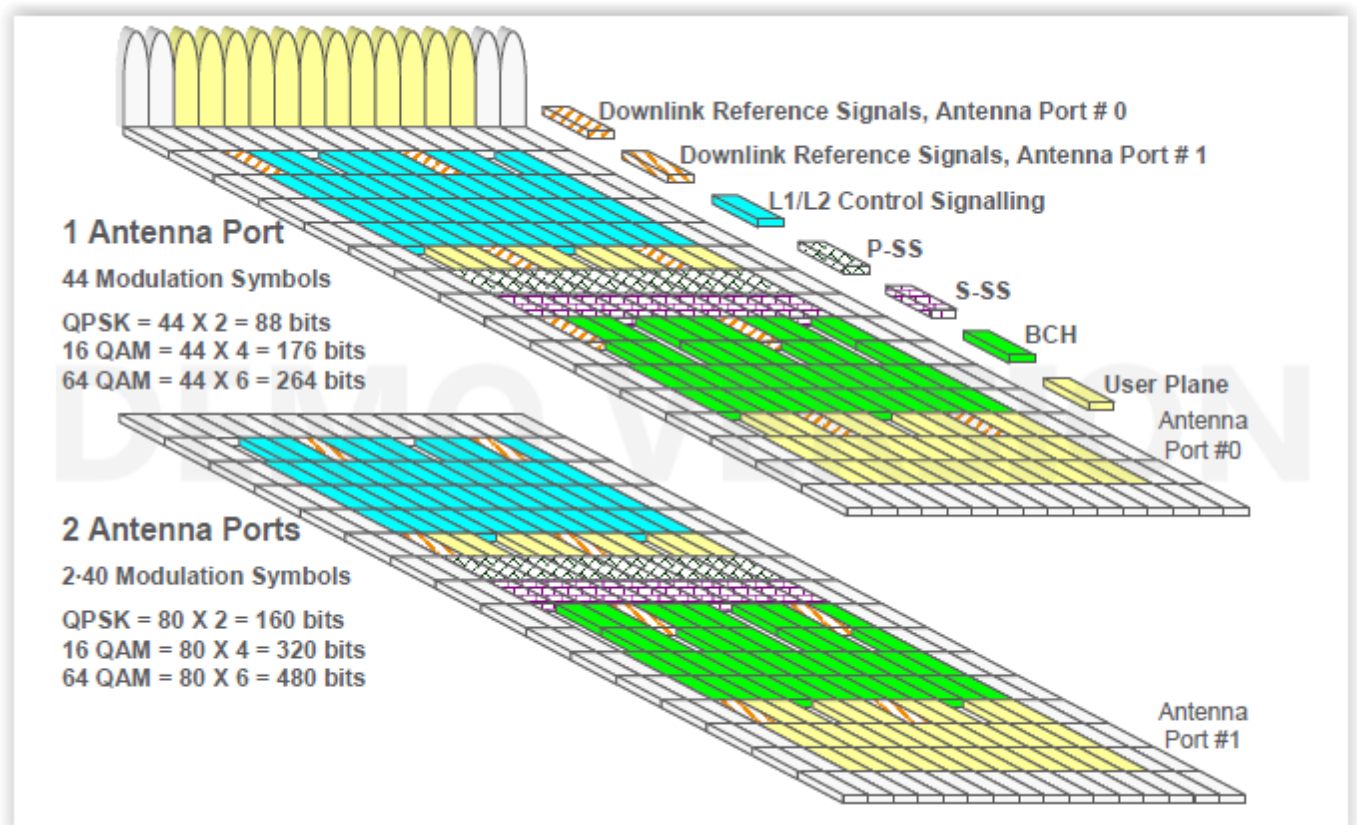


Όταν μία θύρα κεραίας χρησιμοποιείται, ο υπομεταφορέας έχει διαθέσιμα 150 στοιχεία πηγής για τη μετάδοση των δεδομένων του χρήστη. Μ' αυτόν τον τρόπο θα μπορούσε να μεταφέρει 300, 600 ή 900 bits χρησιμοποιώντας QPSK, 16QAM και 64 QAM αντίστοιχα.

Όταν χρησιμοποιούνται 2 θύρες κεραίας, ο υπομεταφορέας έχει 288 στοιχεία πηγής διαθέσιμα για τη μεταφορά δεδομένων του χρήστη. Αυτό θα μπορούσε να μεταφέρει 576, 1152 ή 1728 bits, χρησιμοποιώντας το QPSK, 16 QAM και 64 QAM αντίστοιχα.

Ο μέγιστος αριθμός από bits στο PDSCH σ' έναν υπομεταφορέα είναι τα 1728 bits, όπως απεικονίζεται και στο παραπάνω σχεδιάγραμμα. Αυτό έχει επιτευχθεί μέσω της μεταφοράς διαφόρων δεδομένων σε 2 θύρες κεραίας.

Η χαμηλότερη ταχύτητα μεταφοράς δεδομένων του χρήστη επιτυγχάνεται όταν το RB είναι σήμα συγχρονισμού και το BCH έχει τη μεγαλύτερη ποσότητα του ελέγχου σήματος L1/L2, όπως απεικονίζεται και στο σχεδιάγραμμα παρακάτω.



Όταν χρησιμοποιείται μία θύρα κεραίας, το RB έχει διαθέσιμα 44 στοιχεία πηγής για τη μετάδοση των στοιχείων του χρήστη. Αυτό θα μπορούσε να μεταφέρει 88, 176 ή 264 bits χρησιμοποιώντας συντονισμούς QPSK, 16 QAM 64 QAM αντίστοιχα.

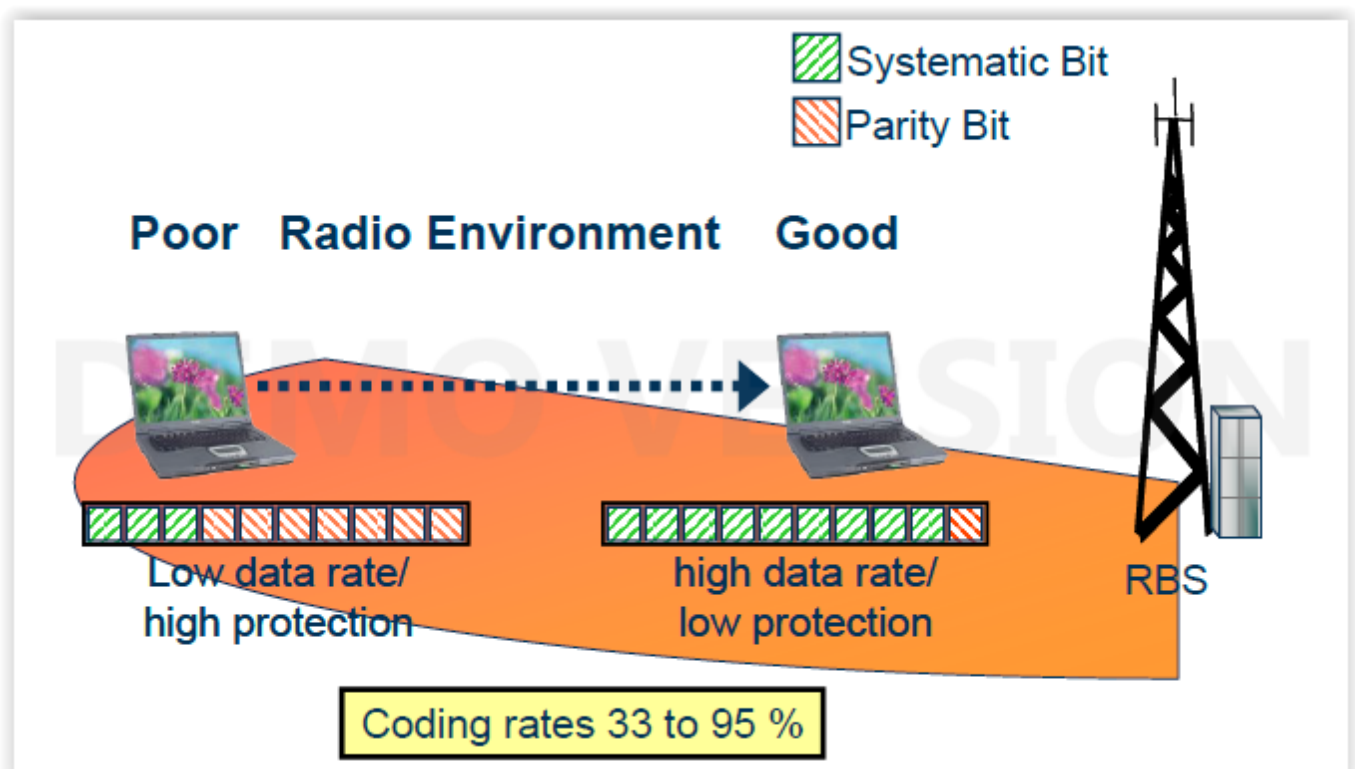
Όταν χρησιμοποιούνται 2 θύρες κεραίας, το RB έχει διαθέσιμα 80 στοιχεία πηγής για τη μετάδοση των δεδομένων του χρήστη. Αυτό είναι σε θέση να μεταφέρει 160, 320 ή 480 bits χρησιμοποιώντας συντονισμούς QPSK, 16 QAM και 64 QAM αντίστοιχα.

Ο ελάχιστος αριθμός των bits στο PDSCH σ' έναν υπομεταφορέα είναι 88 bits, όπως απεικονίζεται και στο παραπάνω σχεδιάγραμμα. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί μέσω της μεταφοράς από μία θύρα κεραίας.

Θα πρέπει να θυμόμαστε πως ο πραγματικός ρυθμός ταχύτητας του PDSCH είναι ένα μείγμα από διαφορετικούς υπομεταφορείς με διαφορετικές ποσότητες σήματος L1/L2. Επιπλέον, από τη στιγμή που ο αριθμός των υπομεταφορέων είναι κατανομημένος σ' ένα τερματικό χρήστη μαζί με το σύστημα συντονισμού και διάτρησης να ποικίλει συνεχώς, είναι επόμενο να δυσκολεύει τον υπολογισμό της στιγμιαίας μετάδοσης δεδομένων του PDSCH.

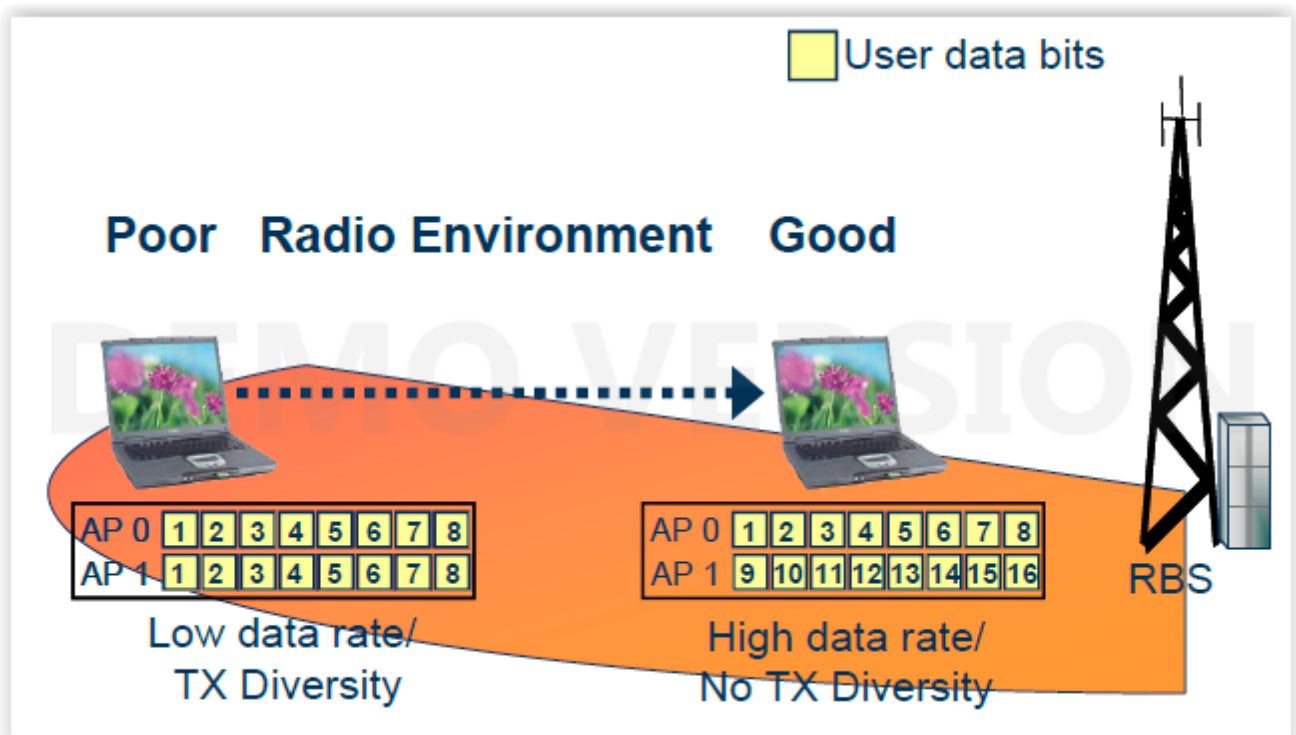
Προσαρμογήσύνδεσης

Το RBS προσαρμόζει το ρυθμό κωδικοποίησης ώστε να ταιριάζει με το ραδιοφωνικό περιβάλλον. Για παράδειγμα, σ' ένα αδύναμο ραδιοφωνικό περιβάλλον μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας χαμηλός ρυθμός κωδικοποίησης, ο οποίος περιέχει περισσότερη ισότητα παρά συστηματικά bits. Από την άλλη πλευρά, όταν το ραδιοφωνικό περιβάλλον είναι ισχυρό μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας ρυθμός κωδικοποίησης, ο οποίος περιέχει περισσότερα συστηματικά παρά bits ισότητας, προσφέροντας λιγότερη προστασία αλλά μεγαλύτερο ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων του χρήστη, όπως απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα.



Το RBS προσαρμόζει το συντονισμό και την κωδικοποίηση, ώστε να προσφέρει στο τερματικό του χρήστη το καλύτερο δυνατό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων μέσα σε διάφορα ραδιοφωνικά περιβάλλοντα, ενώ παράλληλα διατηρεί ένα επαρκή ποσοστό από σφάλματα των bits. Οι ρυθμοί κωδικοποίησης μεταξύ 33% και 95% είναι εφικτοί.

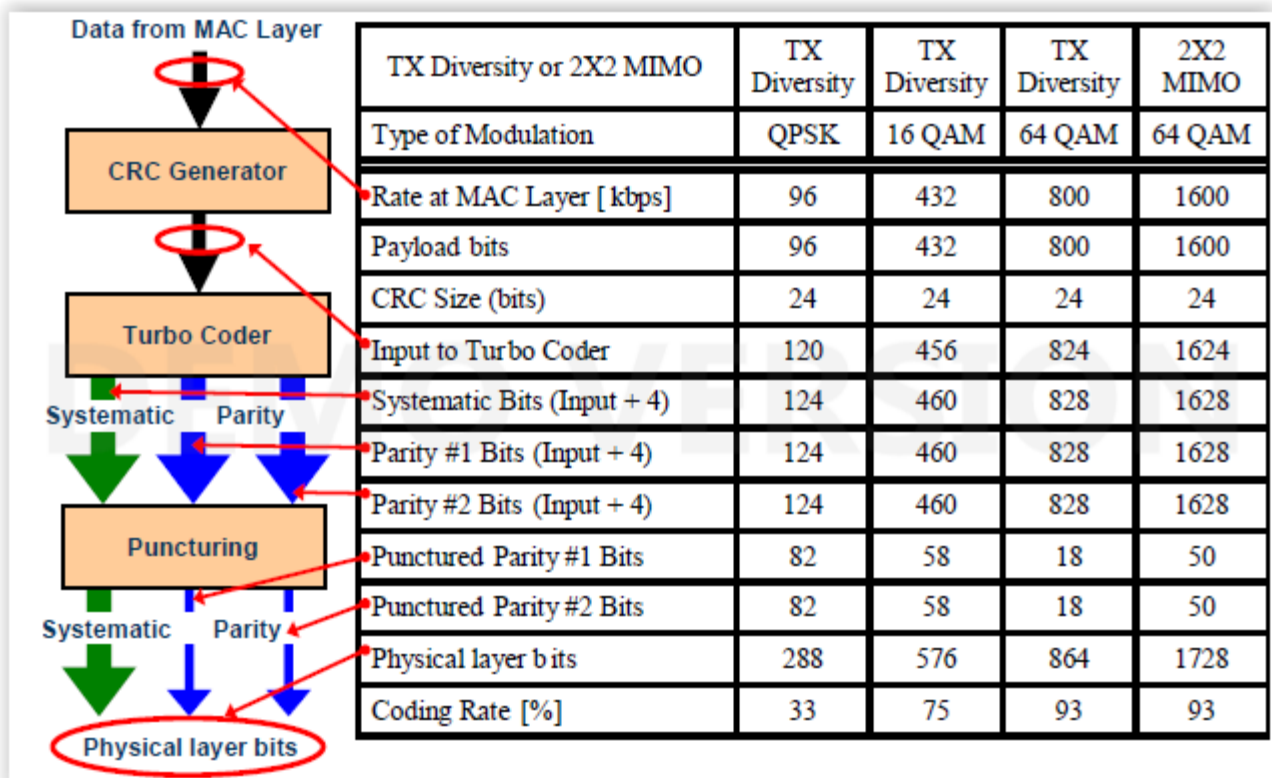
Στην ποικιλομορφία Tx, τα ίδια δεδομένα στέλνονται και από τις δύο θύρες κεραίας, με αποτέλεσμα να αυξάνεται η αξιοπιστία του σήματος. Σε ισχυρά ραδιοφωνικά περιβάλλοντα, όπου η αξιοπιστία δεν είναι πρόβλημα, το RBS μπορεί να στείλει αποτελεσματικά διαφορετικά δεδομένα από κάθε θύρα κεραίας διπλασιάζοντας το ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων. Στο σχεδιάγραμμα παρακάτω, το τερματικό του χρήστη σ' ένα αδύναμο ραδιοφωνικό περιβάλλον στέλνει τα ίδια δεδομένα από κάθε θύρα κεραίας μέσα από αντίγραφα αριθμημένων τετραγώνων.



Από την άλλη πλευρά, το τερματικό του χρήστη σ' ένα ισχυρό ραδιοφωνικό περιβάλλον, στέλνει διάφορα δεδομένα από κάθε θύρα κεραίας που παρουσιάζονται μέσω 16 αριθμημένων τετραγώνων. Από αυτό το σχεδιάγραμμα μπορεί να βγει το συμπέρασμα πως σ' ένα ισχυρό ραδιοφωνικό περιβάλλον το RBS μπορεί να θυσιάσει το Tx για έναν αυξημένο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων του χρήστη. Το τερματικό του χρήστη μπορεί να διακρίνει κάθε μετάδοση κεραίας μέσω συστημάτων μετάδοσης σημάτων αναφοράς, τα οποία στέλνονται σε διαφορετικούς χρόνους από κάθε κεραία.

2.80 ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΤΩΝ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΤΟΥ ΧΡΗΣΤΗ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΚΑΘΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ

Το φορτίο που μεταφέρεται σ' ένα υποπλαίσιο από ένα RB καθοδικής ζεύξης θα ποικίλει και αυτό εξαρτάται από το σύστημα κωδικοποίησης και συντονισμού. Παρακάτω βλέπουμε μερικά παραδείγματα απόδοσης για κάθε σύστημα συντονισμού και τον αντίστοιχο ρυθμό μετάδοσης σε επίπεδο MAC.



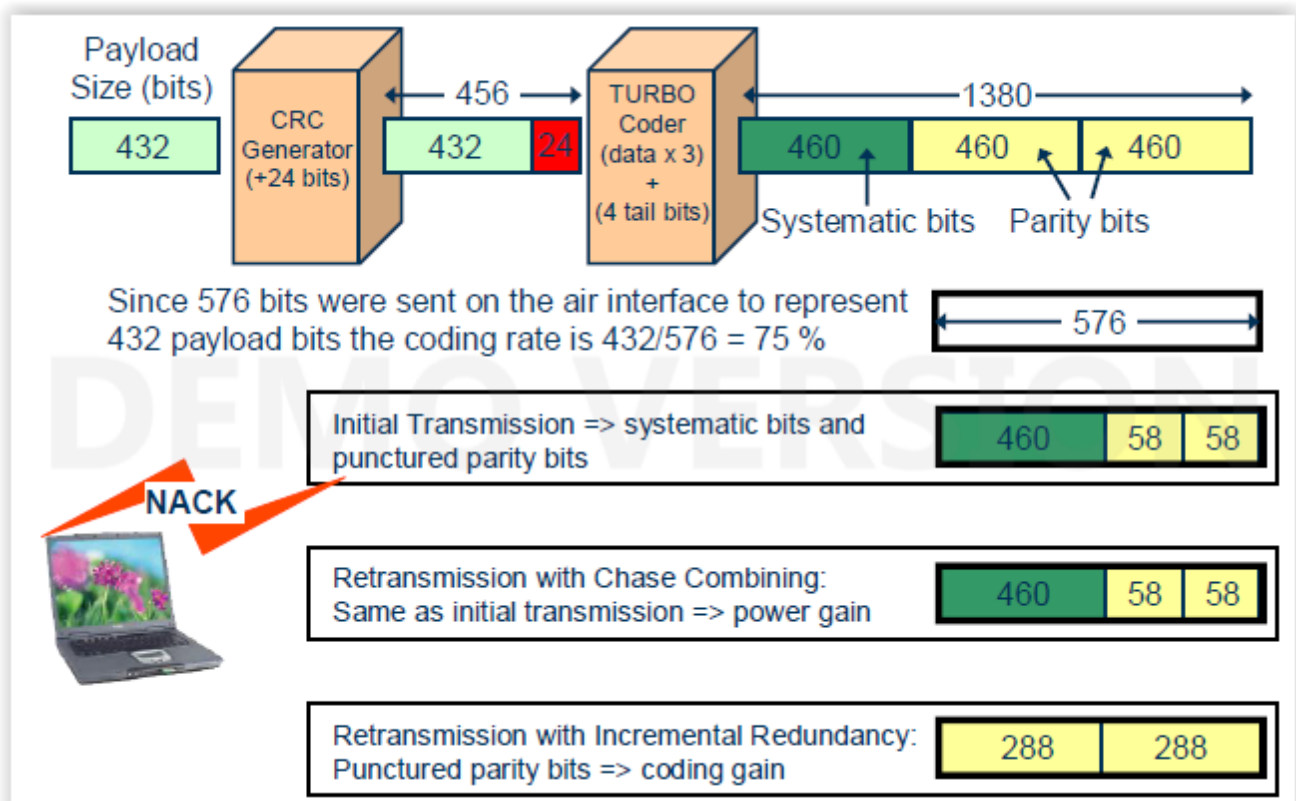
Όπως απεικονίζεται στο παραπάνω σχεδιάγραμμα, ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων της τάξης των 1600 kbps κατά την καθοδική ζεύξη, μπορεί να επιτευχθεί σύμφωνα με τα επίπεδα MAC, χρησιμοποιώντας 64 QAM, 2X2MIMO και ένα ρυθμό κωδικοποίησης γύρω στο 93%. Αυτός ο ρυθμός θα μπορούσε να είναι πιθανός μόνο όταν το RB δε μεταφέρει SCH ή BCH και όταν το τερματικό του χρήστη βρίσκεται σ' ένα ισχυρό ραδιοφωνικό περιβάλλον.

Το τερματικό του χρήστη (UE) αξιολογεί το ραδιοφωνικό περιβάλλον, μετρώντας το σήμα ενάντια της παρεμβολής και του θορύβου (Signal to Interference and Noise Ratio) - (SINR) από τα συγκεκριμένα σήματα αναφοράς του κελιού και το στέλνει πίσω στο σταθμό βάσης (eNodeB) στο δείκτη ποιότητας καναλιού (Channel Quality Indicator). Οι προσομοιώσεις για ένα εύρος από αξιολογήσεις των RBs και του SINR χρησιμοποιήθηκαν για να παράγουν πρακτικούς ρυθμούς των RBs, οι οποίοι μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τις διαστάσεις του δικτύου επικοινωνίας.

Για να γίνει ο έλεγχος εάν τα δεδομένα έχουν ληφθεί σωστά, ο πομπός προσθέτει σε κάθε κομμάτι από τα δεδομένα του χρήστη 24-bit CRC (Κυκλικού Ελέγχου Πλεονασμού) προτού μεταφερθεί μέσω του δέκτη Turbo. Ο δέκτης Turbo προσθέτει επιπλέον «bit ισότητας» για να παρέχει τη δυνατότητα στο δέκτη να ξαναβρεί τα λάθη των bit που προκύπτουν από την air interface. Όσα περισσότερα είναι τα bit ισότητας που στέλνονται τόσο μεγαλύτερη είναι η προστασία ενάντια στα σφάλματα των bit αλλά αυτό έχει αρνητικό αποτέλεσμα στο ρυθμό

μετάδοσης των δεδομένων του χρήστη. Με βάση την ποιότητα του ραδιοφωνικού περιβάλλοντος, το eNodeB αυτών των bits ισότητας μπορούν να δημιουργήσουν τρύπα ή να αφαιρεθούν, μειώνοντας αυτόν τον τρόπο την προστασία αλλά αυξάνοντας το ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων του χρήστη.

Εάν το CRC έχει αποκωδικοποιηθεί σωστά, τότε ένα μήνυμα «αναγνώρισης» (ACK) θα σταλεί στον πομπό ή ένα μήνυμα «αρνητικής αναγνώρισης» (NACK) στην περίπτωση που δε θα είναι αποκωδικοποιημένο σωστά. Στην υποδοχή μιας αρνητικής αναγνώρισης, ο πομπός θα εκτελέσει αναμετάδοση χρησιμοποιώντας είτε «ChaseCombining» είτε «IncrementalRedundancy» (IR). Όταν χρησιμοποιείται το «ChaseCombining» στέλνονται τα ίδια δεδομένα και έχει ως αποτέλεσμα το κέρδος ενέργειας. Στην IR αναμετάδοση, τα bit ισότητας που έχουν δημιουργήσει τρύπα στην αρχική μετάδοση στέλνονται, επιτρέποντας το δέκτη να χρησιμοποιήσει όλη τη δύναμη από την κωδικοποίηση Turbo ώστε να διορθώσει το λάθος.

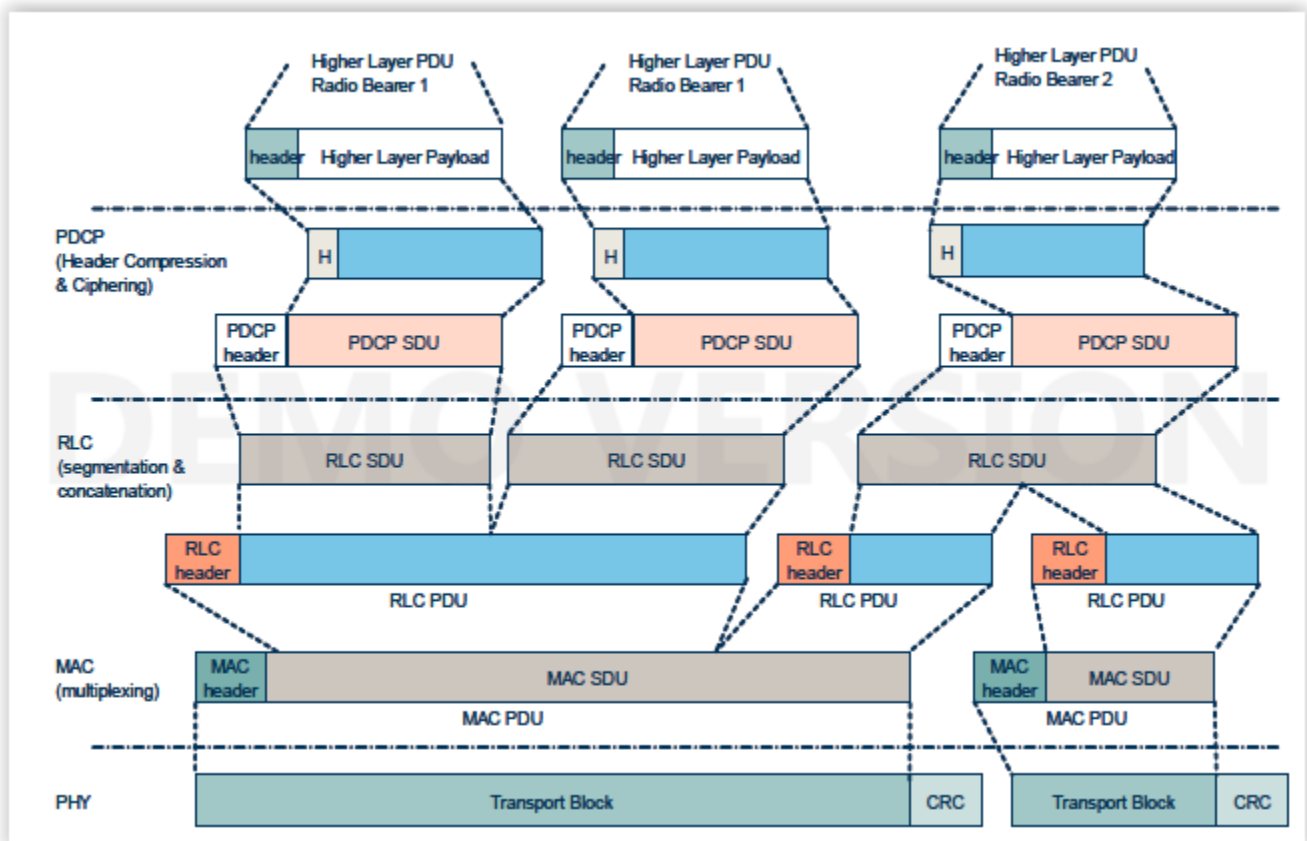


Ένα CRC 24 bit έχει προστεθεί στα 432 bits του φορτίου δεδομένων παράγοντας ένα κομμάτι από 456 bits που μεταφέρονται στο δέκτη Turbo. Ο δέκτης Turbo προσθέτει 4 τελευταία bits σ' αυτό το κομμάτι με αποτέλεσμα να παράγει το γνωστό και ως «συστηματικά bits» και σ' αυτή την περίπτωση 460 bits. Ο δέκτης Turbo αποδίδει ακόμα δύο bits ισότητας για κάθε bit εισαγωγής μαζί με τα 4 τελευταία bits για κάθε κομμάτι από τα bits ισότητας. Η συνολική παραγωγή είναι $456 + 4 + 456 + 4 + 456 + 4 = 1380$ bits.

Σ' αυτό το παράδειγμα τα 576 bits στέλνονται στο διαμορφωτή για την αρχική μετάδοση που έχει δημιουργηθεί από 460 συστηματικά bits και δύο κομμάτια από bits ισότητας που φτάνουν στα 58. Εφόσον 576 bits στάλθηκαν στη airinterface για να αντιστοιχίσουν σε 432 bits φορτίου, ο ρυθμός κωδικοποίησης είναι $432/576 = 0.75$ ή 75%.

Στο συγκεκριμένο παράδειγμα, υποθέτουμε πως η μετάδοση δεν είχε αποκωδικοποιηθεί σωστά και το μήνυμα NACK είχε ληφθεί με σκοπό να υπονοηθεί πως ο δέκτης ζητά αναμετάδοση. Εάν χρησιμοποιήθηκε το ChaseCombining, η αναμετάδοση θα περιέχει τα ίδια δεδομένα με την αρχική μετάδοση παράγοντας έτσι κέρδος ενέργειας. Στην περίπτωση των IR, η αναμετάδοση περιέχει μόνο bits ισότητας, τα οποία συνδυάζονται με την αρχική μετάδοση για να δώσει το ολοκληρωτικό όφελος της κωδικοποίησης Turbo. Τα οφέλη από κάθε τύπο πλεονασμού εξαρτάται από τον αριθμό των απωλειών από την αρχική μετάδοση. Τα IR θα ήταν προτιμότερα σε σύγκριση με το ChaseCombining, εάν η αρχική μετάδοση είχε μεγάλες απώλειες. Η εκδοχή του πλεονασμού που βρίσκεται στις πληροφορίες HARQ επιτρέπει στο δέκτη να γνωρίζει, εάν πρέπει να χρησιμοποιηθεί ChaseCombining ή IR.

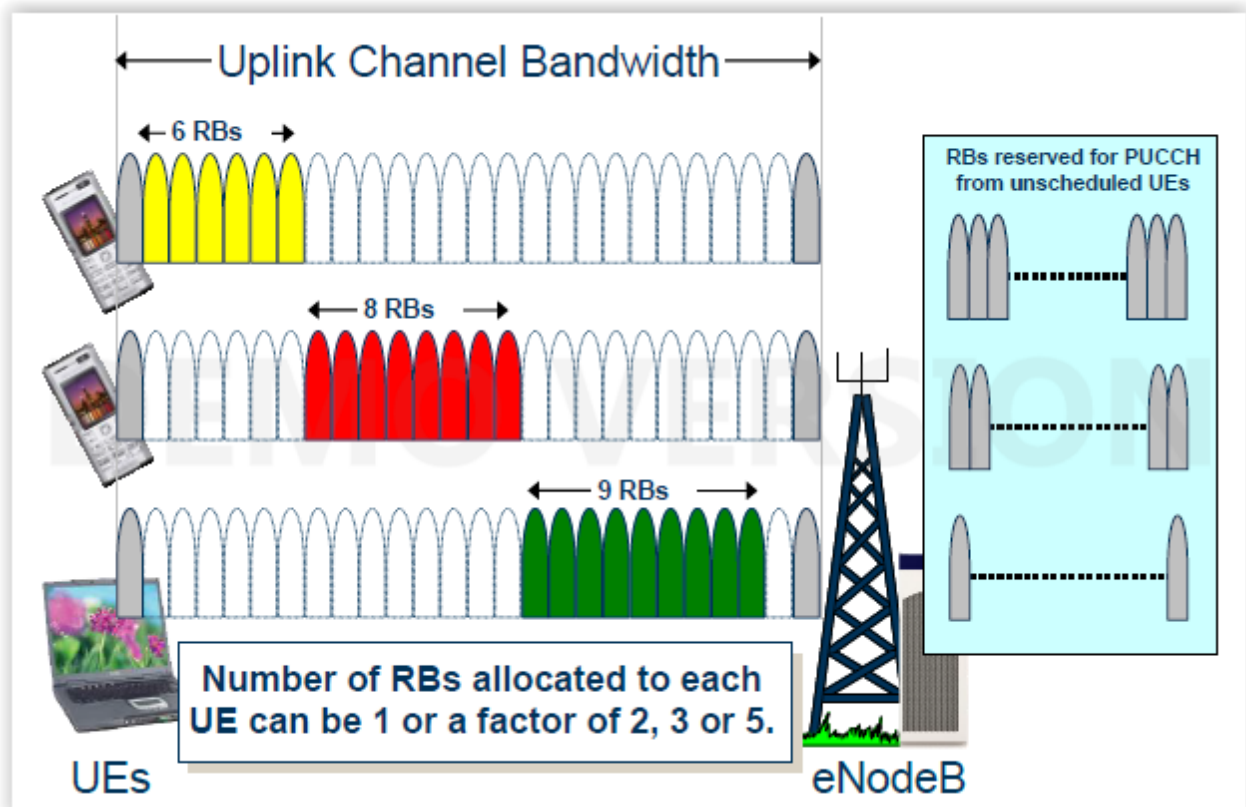
Ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων του χρήστη που μετριέται σε υψηλά επίπεδα θα είναι κάπως πιο χαμηλός εξαιτίας της ροής δεδομένων της καθοδικής ζεύξης.



2.9Η ΑΝΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ΦΥΣΙΚΩΝ ΠΟΡΩΝ ΣΤΗΝ LTE ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ

Η airinterface στην ανοδική ζεύξη της τεχνολογίας LTE χρησιμοποιεί τους ίδιους ορθογώνιους μεταφορείς των 15kHz, που είναι ταξινομημένοι σε στοίβες των 12, για να παράγουν RBs. Δεν υπάρχουν αχρησιμοποίητοι μεταφορείς άμεσου κέντρου (DC) στην ανοδική ζεύξη, ωστόσο μία ποσότητα των RBs στην άκρη του φάσματος συχνοτήτων της ανοδικής ζεύξης έχουν κρατηθεί για το σήμα PUCCH από τα τερματικά των χρηστών, τα οποία δεν έχουν προγραμματιστεί. Το κάθε τερματικό χρήστη μπορεί να καταχωρήσει ένα ή οποιοδήποτε αριθμό RBs που προσφέρονται και είναι ένας αριθμός από 2,3 ή 5 από τα εναπομείνοντα RBs. Για παράδειγμα, ένα τερματικό χρήστη μπορεί να καταχωρηθεί δυναμικά από 6, 8 ή 9 RBs, όπως απεικονίζεται και στο

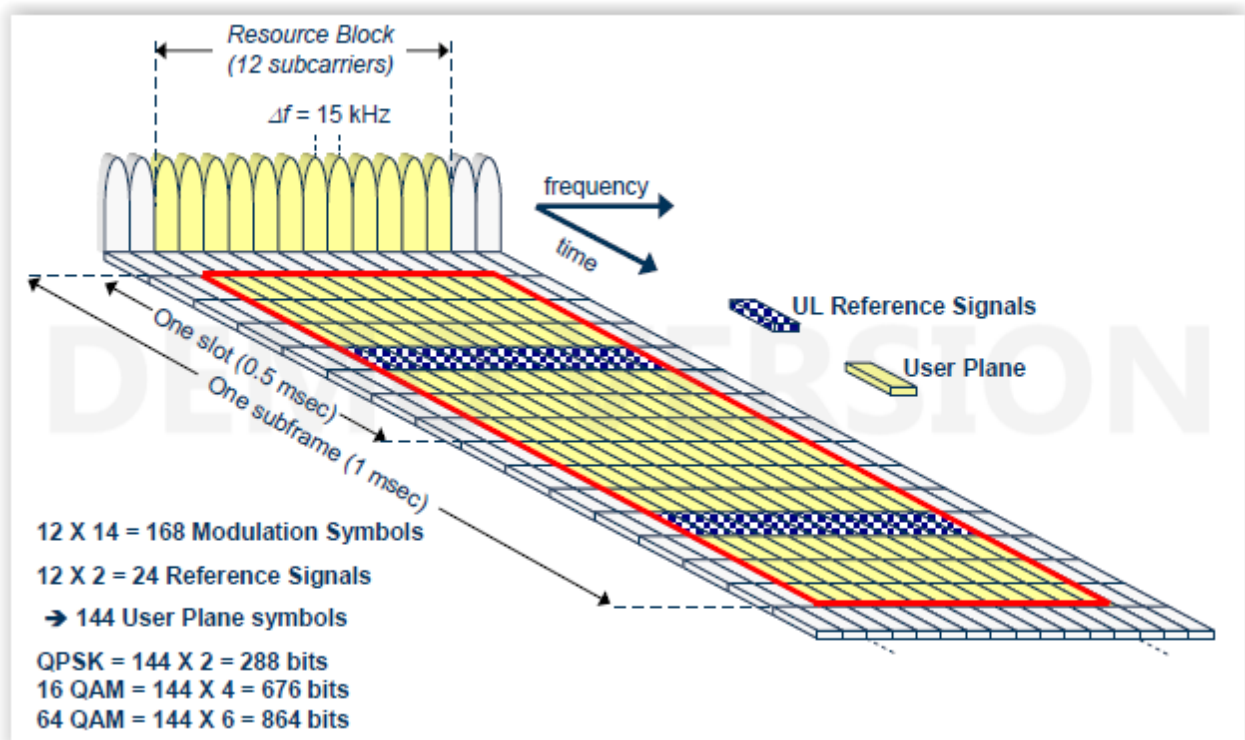
σχεδιάγραμμα, αλλά όχι από 7.



Σε αντίθεση με την καθοδική ζεύξη, τα RBs στην ανοδική ζεύξη που έχουν ανατεθεί σ' ένα τερματικό χρήστη, πρέπει πάντοτε να είναι συνεχόμενα στο πεδίο συχνότητας, όπως απεικονίζεται και στο παραπάνω σχεδιάγραμμα. Αυτό είναι απαραίτητο για να μπορέσει να κρατήσει ο «single-carrier» την ιδιότητα της μεταφοράς στην ανοδική ζεύξη. Πρέπει να σημειωθεί ότι τόσο στην καθοδική ζεύξη όσο και στην ανοδική, το RB έχει καθοριστεί από δώδεκα υπομεταφορείς κατά τη διάρκεια 0.5 μιλισεκόντ. Την ίδια ακριβώς στιγμή, ο προγραμματισμός της ανοδικής ζεύξης εκτελείται σε μία βάση του ενός μιλισεκόντ. Συνεπώς, ομοίως με την καθοδική ζεύξη έτσι και η εργασία της πηγής της ανοδικής ζεύξης γίνεται υπό τον όρο ότι θα χρησιμοποιούνται ζευγάρια RBs, όπου κάθε ζευγάρι αποτελείται από δύο συνεχόμενα RB, δηλαδή από ένα πλακίδιο προγραμματισμού.

Ο αριθμός των RBs που πρέπει να χρησιμοποιηθούν για τη δημιουργία σήματος από τα απρογραμματίστα τερματικά χρηστών (PUCCH) διαφέρει ανάλογα με τις ρυθμίσεις των παραμέτρων και το εύρος του συστήματος, όπως απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα.

Το ίδιο υποπλαίσιο του ενός μιλισεκόντ, το οποίο περιέχει δύο προγραμματισμούς, οι οποίοι χρησιμοποιούνται για την ανοδική ζεύξη της τεχνολογίας LTE. Ο αριθμός των στοιχείων πηγής ανά προγραμματισμό θα εξαρτηθεί από τον αριθμό των RBs που έχουν καθοριστεί από τον τερματικό του χρήστη. Από τη στιγμή που κάθε προγραμματισμός μεταφέρει ένα στοιχείο πηγής και υπάρχουν 12 υπομεταφορείς σε κάθε RB, στο σύνολο υπάρχουν $12 \cdot 7$ στοιχεία πηγής ανά προγραμματισμό ή $84 \cdot 2 = 168$ ανά υπομεταφορέα, όπως απεικονίζεται και στο σχεδιάγραμμα.



Τα σήματα αναφοράς της ανοδικής ζεύξης που απεικονίζονται στο σχεδιάγραμμα παραπάνω, χρησιμοποιούνται για την εκτίμηση του καναλιού και μεταφέρονται στο τέταρτο σύμβολο κάθε προγραμματισμού της ανοδικής ζεύξης. Η μεταπήδηση συχνότητας στην ανοδική ζεύξη εφαρμόζεται κανονικά, σύμφωνα με τους δύο προγραμματισμούς που απεικονίζονται στο σχεδιάγραμμα παραπάνω και μεταφέρονται σε διαφορετικές, ίσως αρκετά ξεχωριστές συχνότητες.

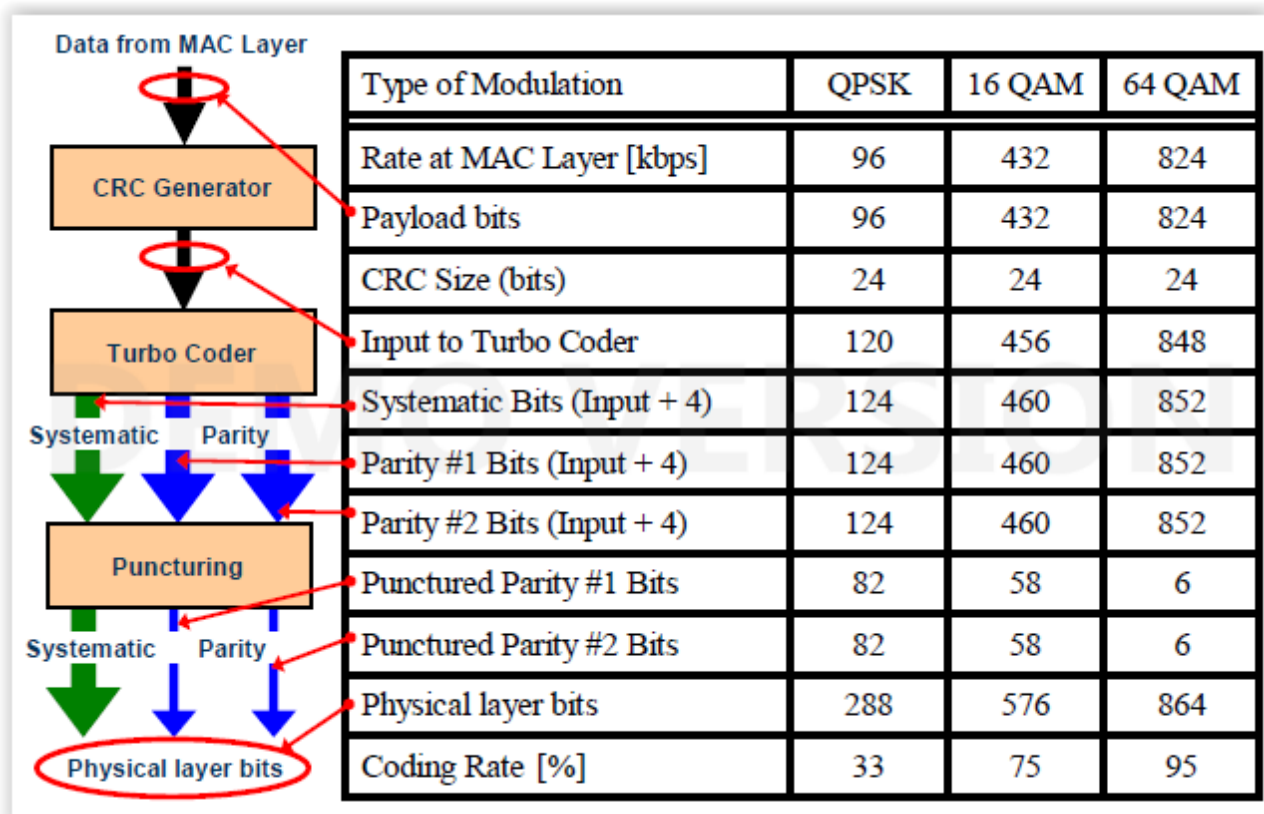
Όταν ένα τερματικό χρήστη έχει δώσει τη δυνατότητα για τον προγραμματισμό της ανοδικής ζεύξης, η οποία έχει καθοριστεί από τις πηγές UL-SCH στον τρέχοντα υπομεταφορέα, το PUCCH είναι χρονικά πολυπλεγμένο με τα δεδομένα του χρήστη. Αντίθετα με την καθοδική ζεύξη, στην ανοδική δεν υπάρχει περιορισμός του αριθμού των στοιχείων πηγής που έχουν καθοριστεί για το PDCCH και αυτό καθιστά δυνατό για όλα τα στοιχεία πηγής να μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τα δεδομένα του χρήστη εκτός από εκείνα που έχουν εξασφαλιστεί για τα σήματα αναφοράς της ανοδικής ζεύξης. Αυτό σημαίνει πως $168 - 24 = 144$ στοιχεία πηγής ανά RB μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να μεταφέρουν τα δεδομένα του χρήστη, όπως απεικονίζεται και στο παραπάνω σχεδιάγραμμα.

Ανάλογη κωδικοποίηση, διάτρηση και συστήματα συντονισμού χρησιμοποιούνται στην ανοδική ζεύξη αλλά δεν υπάρχει σύμφωνα την έκδοση 8 της 3GPP καμιά πιθανότητα για μεταφορά σε δύο θύρες κεραίας καθώς μόνο μία θύρα κεραίας μπορεί να υποστηριχθεί στην ανοδική ζεύξη. Αυτό σημαίνει ότι ένας μεταφορέας μπορεί να μεταφέρει 288, 676 ή 864 bits χρησιμοποιώντας QPSK, 16QAM και 64 QAM σύμβολα συντονισμού αντίστοιχα.

Η μορφή της μεταφοράς στην ανοδική ζεύξη είναι προκαθορισμένη ολοκληρωτικά από τον προγραμματιστή του eNodeB. Συνεπώς και σε αντίθεση με το HighSpeedDownlinkPacketAccess (Πρόσβαση Πακέτων Υψηλής Ταχύτητας) στο WCDMA, ο έλεγχος σήματος της ανοδικής ζεύξης δεν χρειάζεται να έχει τη μορφή της μεταφοράς.

2.10 Ο ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΤΟΥ ΧΡΗΣΤΗ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΑΝΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ

Το φορτίο που μεταφέρεται σ' έναν υπομεταφορέα από ένα RB στην ανοδική ζεύξη θα ποικίλει ανάλογα με την κωδικοποίηση και το σύστημα συντονισμού. Παρακάτω, βλέπουμε μερικά παραδείγματα απεικονίσεων για κάθε σύστημα συντονισμού και ο αντίστοιχος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων στο MAC Layer.



Όπως απεικονίζεται και στο σχεδιάγραμμα παραπάνω, ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων των 824 kbps στην ανοδική ζεύξη μπορεί να επιτευχθεί στο MAC Layer χρησιμοποιώντας 64 QAM και ένα ρυθμό αποκωδικοποίησης της τάξης του 95%. Αυτός ο ρυθμός μετάδοσης θα μπορούσε να είναι επιτεύξιμος μόνο σ' ένα ισχυρό ραδιοφωνικό περιβάλλον.

Το eNodeB αξιολογεί το ραδιοφωνικό περιβάλλον μετρώντας το SINR των σημάτων αναφοράς της άνω ζεύξης και προγραμματίζει ανάλογα το τερματικό του χρήστη.

Ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων του χρήστη που μετρούνται στα υψηλότερα στρώματα θα είναι ελαφρώς χαμηλότερα εξαιτίας του επιπλέον ύψους εξαιτίας των ακόλουθων πρωτοκόλλων MAC, RLC και PDCP.

Πρέπει σ' αυτό το σημείο να σημειωθεί, ότι γενικότερα η μεταπήδηση συχνότητας στην ανερχόμενη ζεύξη μπορεί να εφαρμοστεί, αφήνοντας να εννοηθεί ότι οι δύο προγραμματισμοί μπορούν να μεταφερθούν σε διαφορετικές μπορεί και σε εντελώς ξεχωριστές συχνότητες.

2.11 ΟΙ ΔΥΝΑΤΟΤΗΤΕΣ ΤΟΥ ΤΕΡΜΑΤΙΚΟΥ ΤΟΥ ΧΡΗΣΤΗ ΣΤΗΝ LTE ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ

Ο αριθμός από τα συστήματα συντονισμού και τα στρώματα MIMO, τα οποία υποστηρίζονται από τα τερματικά των χρηστών της τεχνολογίας LTE, είναι σε θέση να υπαγορεύσουν το ρυθμό μετάδοσης κατά την ανοδική και καθοδική ζεύξη. Τα τερματικά της τεχνολογίας LTE χωρίζονται σε 5 κατηγορίες, όπως βλέπουμε και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.

LTE UE Category	1	2	3	4	5
DL peak rate [Mbps]	10	50	100	150	300
UL peak rate [Mbps]	5	25	50	50	75
Max DL Modulation	64 QAM				
Max UL Modulation	16 QAM			64 QAM	
MIMO	No	2X2		4X4	



Όπως προτείνει το παραπάνω σχεδιάγραμμα, τα τερματικά των χρηστών στην τεχνολογία LTE, δε θα περιοριστούν στα παραδοσιακά τηλέφωνα και τη μορφή της κάρτας δεδομένων που υπήρχε στα 3G δίκτυα.

Η κατηγορία , όσο αφορά τους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων στο τερματικό του χρήστη δεν υποστηριζόταν εντελώς στις αρχικές εκδόσεις καθώς υποστηριζόταν μόνο το 2X2 MIMO.

2.1.1 ΖΩΝΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΤΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ LTE

Η Οργανωτική Ομάδα Συνεργασίας για την 3^η γενιά, αναγνώρισε τις 14 ζώνες Διπλής Διαίρεσης Συχνότητων (FDD), οι οποίες περιλαμβάνονται στη λίστα που ακολουθεί.

E -UTRA Band	Uplink (UL)			Downlink (DL)		
	F _{UL_low}	–	F _{UL_high}	F _{UL_low}	–	F _{UL_high}
1	1920 MHz	–	1980 MHz	2110 MHz	–	2170 MHz
2	1850 MHz	–	1910 MHz	1930 MHz	–	1990 MHz
3	1710 MHz	–	1785 MHz	1805 MHz	–	1880 MHz
4	1710 MHz	–	1755 MHz	2110 MHz	–	2155 MHz
5	824 MHz	–	849 MHz	869 MHz	–	894MHz
6	830 MHz	–	840 MHz	875 MHz	–	885 MHz
7	2500 MHz	–	2570 MHz	2620 MHz	–	2690 MHz
8	880 MHz	–	915 MHz	925 MHz	–	960 MHz
9	1749.9 MHz	–	1784.9 MHz	1844.9 MHz	–	1879.9 MHz
10	1710 MHz	–	1770 MHz	2110 MHz	–	2170 MHz
11	1427.9 MHz	–	1452.9 MHz	1475.9 MHz	–	1500.9 MHz
12	698 MHz	–	716 MHz	728 MHz	–	746 MHz
13	777 MHz	–	787 MHz	746 MHz	–	756 MHz
14	788 MHz	–	798 MHz	758 MHz	–	768 MHz

2.1.2 ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΡΑΔΙΟΦΩΝΙΚΩΝ ΚΥΜΑΤΩΝ

Η επιλογή της ζώνης συχνότητας για να αναπτυχθεί η τεχνολογία LTE μπορεί να έχει μεγάλο αντίκτυπο στο εύρος των κελιών, καθώς η χαμένη μετάδοση εξαρτάται από την ήδη χρησιμοποιημένη συχνότητα. Χρησιμοποιώντας συχνότητες γύρω στα 2600 MHz αντί για 700 MHz, έχει ως αποτέλεσμα να υπάρχουν απώλειες στη μετάδοση, όσο αφορά το εύρος των 11 έως 18 dB. Παρόλαυτα, οι χαμηλές ζώνες συχνότητας μπορεί να έχουν καταληφθεί ήδη και να περιορίζουν το διαθέσιμο φάσμα συχνότητας. Επιπλέον, η ευελιξία και η χωρητικότητα μπορεί να είναι λιγότερη στις χαμηλότερες συχνότητες. Τεχνολογίες, όπως για παράδειγμα, το κέρδος μίας κεραίας χρησιμοποιούνται, ώστε να μετριάσουν αυτές τις απώλειες.

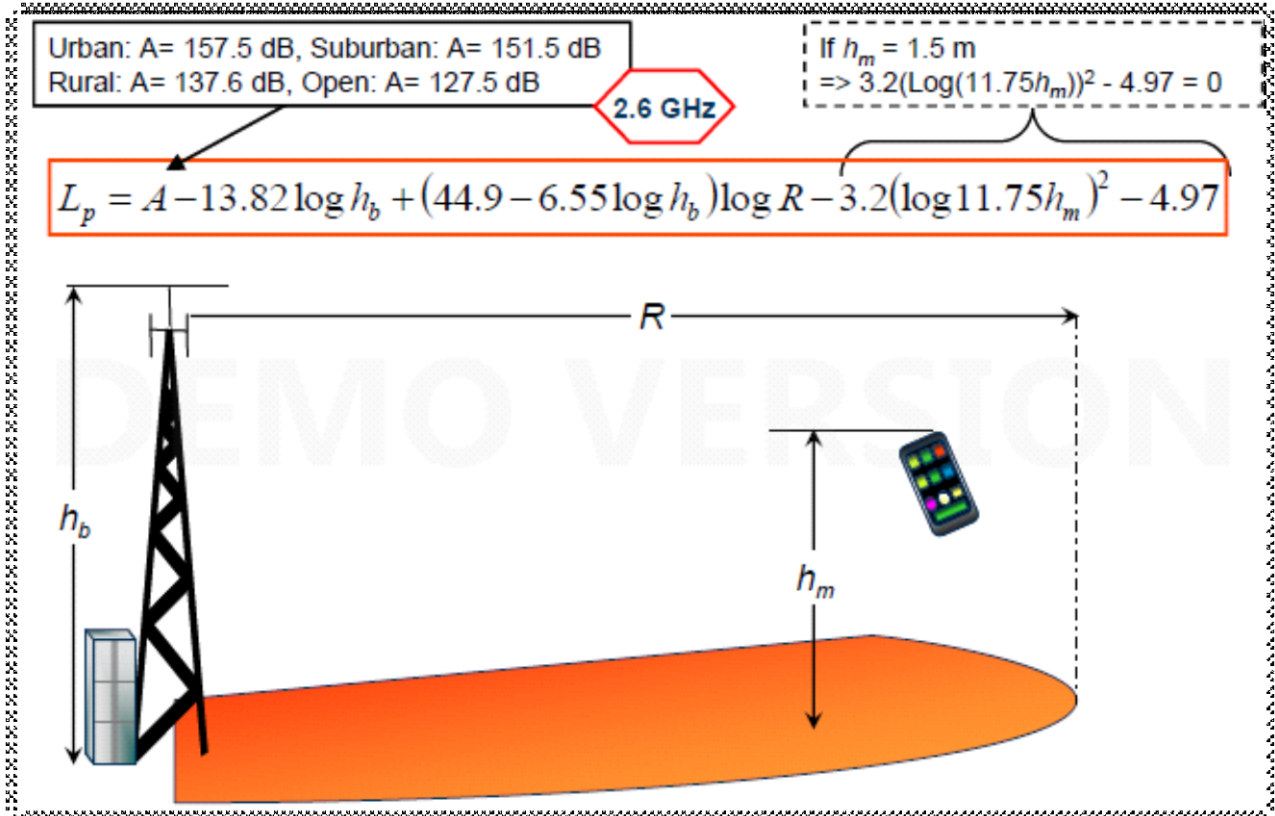
2.1.3 ΠΡΟΤΥΠΟ OKUMURA- HATA

Η μέθοδος Okumura είναι κατά βάση εμπειρική και βασίζεται σε εκτεταμένες μετρήσεις που έλαβαν χώρα στο Τόκυο. Τα αποτελέσματα αυτών των μετρήσεων είναι μία σειρά από καμπύλες, με πεδίο δύναμης ως λειτουργία απόστασης για διάφορες συχνότητες και ύψη κεραίων.

Το πρότυπο Okumura σχεδιαζόταν για να μην έχει χρήση σχετική με τους υπολογιστές. Η Hata έκανε μία προσπάθεια να εξάγει φόρμουλες βασισμένες στην εμπειρία μέσω των καμπυλών, με σκοπό την υπολογιστική χρήση. Σύμφωνα με το πρότυπο, έχει οριοθετηθεί ένα αποτελεσματικό ύψος κεραίας για το βασικό σταθμό, ώστε να περιέχει ένα πεδίο δύναμης που θα είναι κατάλληλο για διάφορους τύπους πεδίων. Ωστόσο, η αρχική μορφή, όπου ισχύει μόνο για συχνότητες μέχρι και 1500 MHz, εύρος κελιού μεταξύ 1 και 20 χιλιόμετρα, ύψος του RBS μεταξύ

των 30 και 200 μέτρων και το ύψος του τερματικού μεταξύ του ενός και 10 μέτρων.

Η εναλλαγή αυτού του μοντέλου περιέχει παράγοντες διόρθωσης για τα προάστια και τις ανοιχτές τοποθεσίες, τα μονοπάτια ξηράς/θάλασσας, απομονωμένες ορεινές περιοχές και κεκλιμένα εδάφη. Επιπλέον, το εύρος συχνότητας έφτασε τα 3.5 GHz.



Το μοντέλο Okumura- Hata που υπολογίζει την απώλεια πορείας L_p [dB] για τα 2.6 GHz, μπορεί να γραφτεί ακόλουθως:

$$L_p = A - 13.82 \log h_b + (44.9 - 6.55 \log h_b) \log R - 3.2(\log 11.75h_m)^2 - 4.97$$

- {157.5, αστικές περιοχές
- |151.1, προάστια
- 137.6, αγροτικές περιοχές
- {127.5, ανοιχτές τοποθεσίες

Ρείναι το εύρος του κελιού. A είναι μία σταθερά που εξαρτάται από τη συχνότητα που χρησιμοποιείται και από την περιοχή. hb και hm είναι αντίστοιχα το ύψος του RBS και το ύψος του τερματικού πάνω από το έδαφος. Ας σημειωθεί, πως δεν υπάρχει κανένας παράγοντας διόρθωσης για το ύψος του τερματικού όταν το $hm = 1.5m$, όπως φαίνεται και στο σχεδιάγραμμα που βλέπουμε πιο πάνω.

Το μοντέλο Okumura-Hata έχει καθιερωθεί για τα καλά και διάφορες εναλλαγές του μοντέλου έχουν εφαρμοστεί σε παγκόσμιο επίπεδο σε ποικίλα εργαλεία για RF προγραμματισμό. Το μοντέλο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για απλές εκτιμήσεις, για παράδειγμα σε προσφορές και στο εργαλείο προσφοράς RN (RNPT).

2.1.4 ΠΡΟΤΥΠΟ WALFISH-IKEGAMI

Ένα άλλο μοντέλο διάδοσης ραδιοφωνικού κύματος είναι το πρότυπο Walfish- Ikegami. Το μοντέλο αυτό σχεδιάστηκε βασισμένο σε μελέτες για το αστικό περιβάλλον. Το Ikegami, μελετά τις απώλειες που υπάρχουν εξαιτίας των διαθλάσεων από τις σκεπές. Το αποτέλεσμα ήταν ένας τύπος που υπολογίζει τις απώλειες λόγω της διάθλασης από την οροφή στο δρόμο L_{rts} .

Ο Walfish και ο Bertoni έκαναν μία θεωρητική έρευνα για τη διάδοση κυμάτων στο αστικό περιβάλλον. Σύμφωνα με την έρευνα αυτή, η συνολική απώλεια αποτελείται από τρεις παράγοντες:

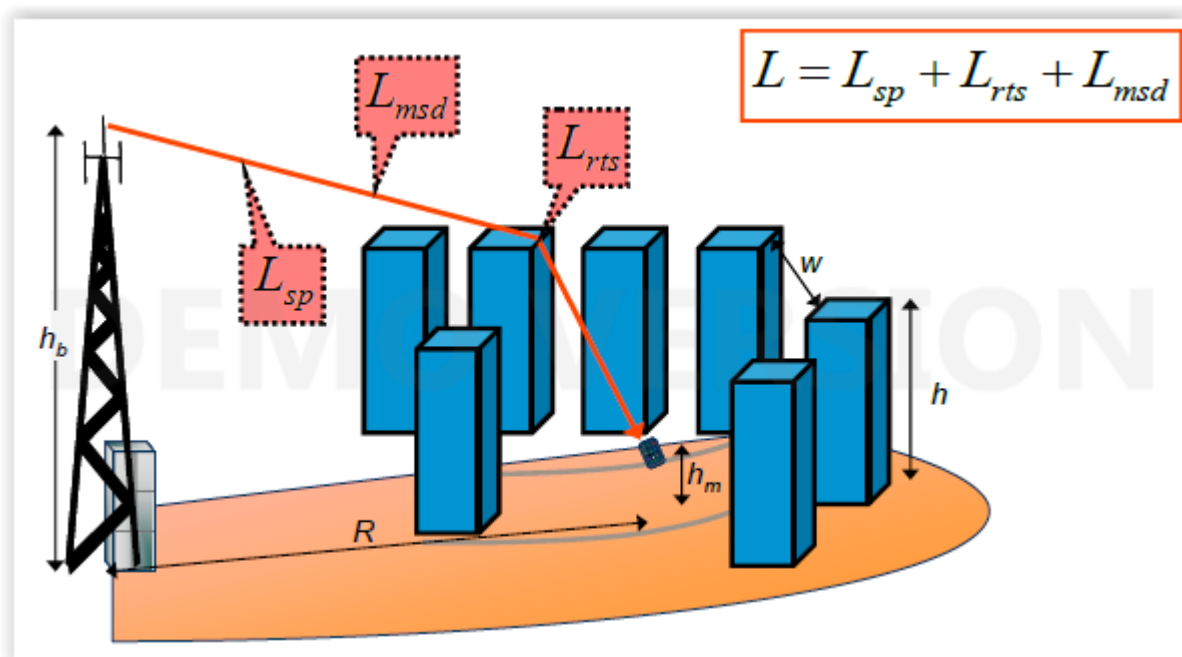
- τη συμβολή από την απώλεια στον ελεύθερο χώρο
- τη μείωση των πεδίων πάνω από τις οροφές εξαιτίας της διάθλασης πάνω από τις σειρές από κτίρια
- τη διάθλαση των οροφών κάτω στο έδαφος.

Συνδυάζοντας τα δύο αποτελέσματα από τον Walfish και Ikegami , συμπεριλαμβάνοντας την απώλεια του ελεύθερου χώρου L_{sp} , ο ένας έχει την θεωρία για την απώλεια μεταξύ του τερματικού του χρήστη και του RBS σε στενό δρόμο με ψηλά κτίρια τύπου φαραγγιού.

$$L = L_{sp} + L_{rts} + L_{msd}$$

L_{msd} είναι η απώλεια, εξαιτίας της διάθλασης των πολλαπλών οθονών και βασίζεται στην θεωρία του Walfish- Bertoni L_{ex} . Η θεωρία ονομάζεται μοντέλο COST-231 των Walfish-Ikegami.

Η απώλεια εξαρτάται από διάφορους παράγοντες, όπως για παράδειγμα το πλάτος του δρόμου w , την απόσταση από το RBS R , το ύψος του κτιρίου H , το ύψος από το τερματικό του χρήστη hm , το ύψος του RBS από το έδαφος hb , όπως δείχνει και το σχεδιάγραμμα παρακάτω.



Το παραπάνω πρότυπο ισχύει για:

- συχνότητες μεταξύ των 800 και 2000 MHz
- απόσταση από το RBS μεταξύ των 0.02 και 2 χιλιομέτρων
- ύψη των RBS μεταξύ των 4 και 50 μέτρων από το έδαφος
- ύψη των τερματικών του χρήστη μεταξύ του ενός και 3 μέτρων από το έδαφος
- ομαλό έδαφος
- ομοιόμορφα ύψη και αποστάσεις κτιρίων
- καμία γραμμή από αξιοθέατα

Ωστόσο, αν διορθωθούν κάποιοι παράγοντες, το μοντέλο θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί και για άλλα εύρη συχνοτήτων και γι' αυτό το λόγο το μοντέλο αυτό είναι σημαντικό για τη διάδοση των ραδιοφωνικών κυμάτων.

2.1.5 ΠΡΟΤΥΠΑ ΚΑΝΑΛΙΩΝ

Τα μοντέλα καναλιών χρησιμοποιούνται για να αντιπροσωπεύουν ποικίλες συνθήκες, κατά μέσο όρο της διάδοσης των ραδιοφωνικών κυμάτων, οι οποίες χρησιμοποιούνται για τις μετρήσεις απόδοσης σε περιβάλλοντα με πολλαπλές διαδρομές που χάνονται σταδιακά για διάφορες συχνότητες Doppler.

Type of User Model	Maximum Doppler frequency ($f_{doppler}$)	Description
EPA5	5 Hz	<i>Represents slow speed pedestrian users and yields the highest peak throughput of the channel models.</i>
EVA70	70 Hz	<i>Represents medium speed users such as in-car users, and should be used when drive test measurements are compared.</i>
ETU300	300 Hz	<i>A high speed model which is highly dispersive, and with multi-path that exceeds the cyclic prefix window. The result is comparatively lower peak throughputs.</i>

Η ταχύτητα του χρήστη εξαρτάται από την επιλεγμένη ζώνη συχνότητας . Η ακόλουθη εξίσωση υπολογίζει την ταχύτητα:

$$v = \frac{f_{doppler}}{f_{carrier}} \cdot c, \quad \begin{cases} v = \text{ταχύτητα χρήστη [m/s]} \\ c = \text{ταχύτητα φωτός [m/s]} \\ f_{doppler} = \text{συχνότητα Doppler [Hz]} \\ f_{carrier} = \text{συχνότητα μεταφοράς [Hz]} \end{cases}$$

3 ΚΙΝΗΣΗ ΣΤΗΝ LTE ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ

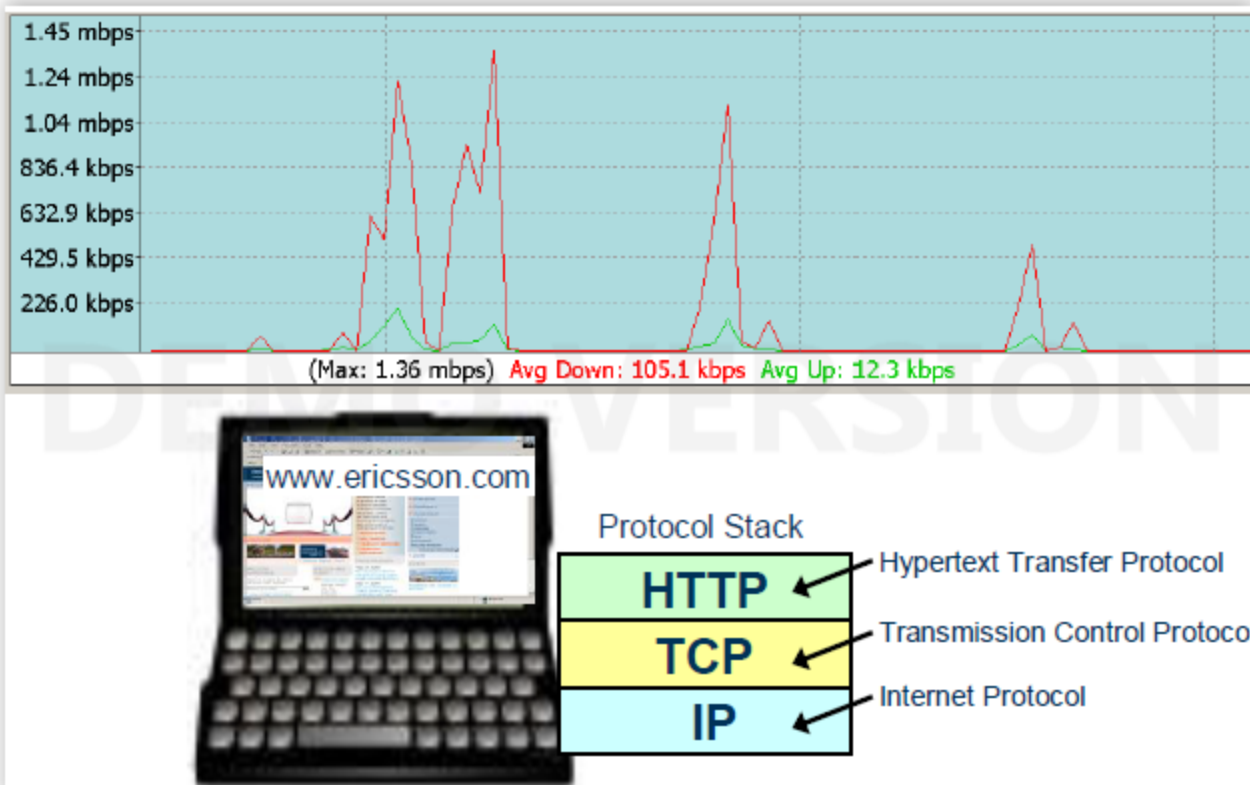
3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Το είδος κυκλοφορίας που μεταφέρεται από τα δίκτυα της τεχνολογίας LTE μπορεί να χωριστεί σε 5 κατηγορίες:

- **Πλοήγηση στο διαδίκτυο**
κυκλοφορία ερώτησης/ απάντησης που προέρχεται από τον χρήστη, εφαρμογές όπως το «InternetExplorer» και το «Firefox» κτλ. χρησιμοποιούνται για την πρόσβαση στο Ίντερνετ.
- **Ηλεκτρονικό ταχυδρομείο**
Κυκλοφορία που προέρχεται μέσω του να διαβάζει και να στέλνει κανείς email.
- **Ήχος/ βίντεο συνεχούς ροής**
Κυκλοφορία συνεχούς ροής που προέρχεται από τις εφαρμογές του χρήστη, όπως για παράδειγμα το “Youtube”, που χρησιμοποιείται για την προβολή βίντεο στο διαδίκτυο.
- **Μεταφορά αρχείων**
Κυκλοφορία που προέρχεται από τους χρήστες που κατεβάζουν ή ανεβάζουν αρχεία από το Ίντερνετ.
- **Φωνητική κυκλοφορία**
Κυκλοφορία που προέρχεται από φωνητικές υπηρεσίες (VoiceoverIP), όπως για παράδειγμα το “Skype”, που επιτρέπει στους χρήστες να πραγματοποιούν και να λαμβάνουν φωνητικές κλήσεις μέσω του διαδικτύου.

3.2 ΚΙΝΗΣΗ ΠΛΟΗΓΗΣΗΣ ΣΤΟ ΔΙΑΔΙΚΤΥΟ

Η απαίτηση για μία διαδικτυακή σελίδα να παράγει μία μικρή κυκλοφορία ανοδικής ζεύξης με μεγαλύτερη ανάγκη για καθοδική ζεύξη, καθόλη τη διάρκεια που η σελίδα φορτώνει στο χρήστη. Οι ανταποδόσεις και απαιτήσεις για αναμετάδοση που στέλνονται στην ανοδική ζεύξη, όσο η σελίδα φορτώνει, παράγουν πολύ χαμηλότερες προϋποθέσεις για κυκλοφορία. Ο χρόνος που χρειάζεται για να φορτώσει η σελίδα και συνεπώς η «καθυστέρηση» που θα υπάρχει στο χρήστη, εξαρτάται από τα περιεχόμενα της σελίδας, τον αριθμό των αναμεταδόσεων, το εύρος συχνοτήτων που θα είναι διαθέσιμο και οι τυχόν λανθάνουσες καταστάσεις στη σύνδεση. Η κυκλοφορία που προέρχεται από ένα χρήστη που λειτουργεί ταυτόχρονα τρεις σελίδες και το πρωτόκολλο διαδικτύου που χρησιμοποιείται απεικονίζεται παρακάτω:

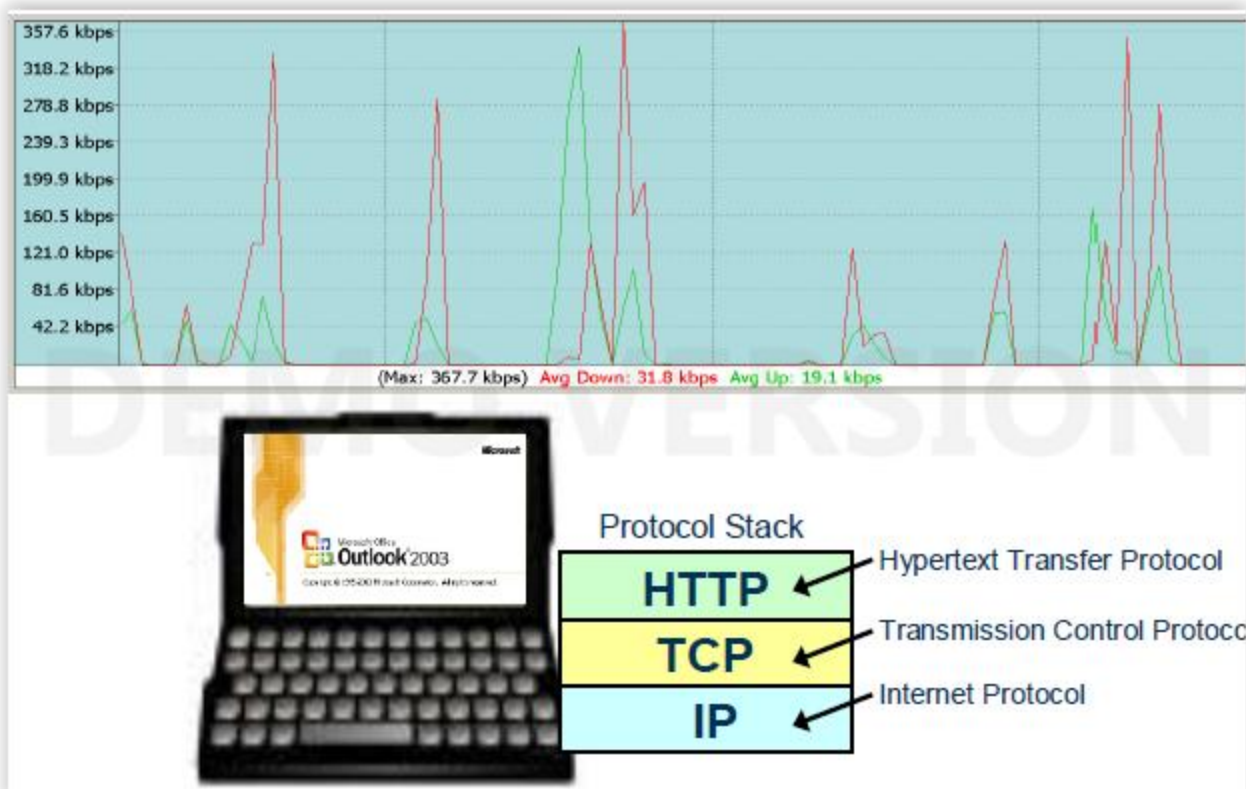


Ο χρήστης αποκτά την κυκλοφορία που απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα και φτάνει σ' ένα υψηλό ρυθμό μετάδοσης των 1.36 mbps στην καθοδική ζεύξη μ' ένα ρυθμό μετάδοσης κατά μέσο όρο των 105.1 kbps και 12.3 kbps στην καθοδική και ανοδική ζεύξη αντίστοιχα.

Όπως δείχνει το σχεδιάγραμμα, το Πρωτόκολλο Υπερκειμενικής Μεταφοράς (HTTP) και το Πρωτόκολλο Διαδικτύου (TCP) χρησιμοποιούνται για να επιτευχθεί η πρόσβαση στο διαδίκτυο.

3.3 ΚΙΝΗΣΗ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΥ ΤΑΧΥΔΡΟΜΕΙΟΥ

Ο χρήστης ενός email θα παράγει συχνά κορυφώσεις στις απαιτήσεις της ανοδικής και καθοδικής ζεύξης διαβάζοντας και στέλνοντας email. Η διάρκεια αυτών των κορυφώσεων θα εξαρτάται από το μέγεθος του email και από το διαθέσιμο φάσμα συχνοτήτων. Κατά τη διάρκεια που τα email μεταφέρονται από και προς τον υπολογιστή του χρήστη, στέλνονται αναμεταδόσεις στην αντίθετη κατεύθυνση που παράγει επίσης μικρότερες κορυφώσεις σύμφωνα με τις προϋποθέσεις της κυκλοφορίας. Η οποιαδήποτε αναμετάδοση θα αναγνωριστεί ως «καθυστέρηση» από τον χρήστη. Η κίνηση που παράγεται από ένα χρήστη email που διαβάζει και στέλνει emails και το Πρωτόκολλο Διαδικτύου που χρησιμοποιείται απεικονίζονται παρακάτω:

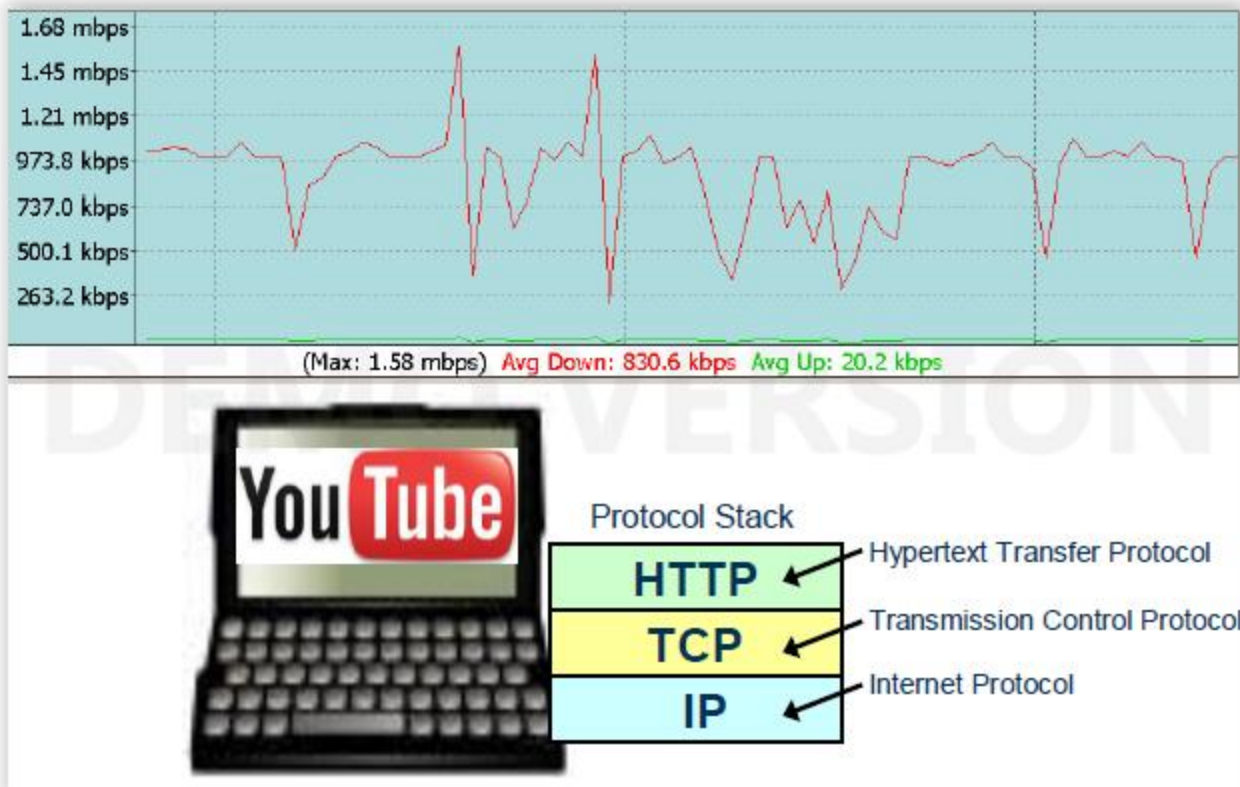


Ο χρήστης που παράγει την κίνηση που απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα, φτάνει σ' ένα υψηλό ρυθμό μετάδοσης των 367.7 kbps στην κατερχόμενη ζεύξη σαν ένα email να «κατέβαινε» από τον εξυπηρετητή (server). Μία σχετικά μικρότερη κορύφωση επιτεύχθηκε στην ανοδική ζεύξη λες και ένα email στάλθηκε στον εξυπηρετητή. Κατά τη περίοδο αυτή, ο ρυθμός μετάδοσης που δημιουργήθηκε κατά μέσο όρο ήταν 31.8 kbps και 19.1 bps στην ανοδική και καθοδική ζεύξη αντίστοιχα.

Όπως δείχνει το σχεδιάγραμμα, το Πρωτόκολλο Υπερκειμενικής Μεταφοράς (HTTP) και το Πρωτόκολλο Διαδικτύου (TCP), χρησιμοποιούνται για να επιτευχθεί το ηλεκτρονικό ταχυδρομείο στο διαδίκτυο.

3.4 ΚΙΝΗΣΗ ΒΙΝΤΕΟΥ ΣΥΝΕΧΗΣ ΡΟΗΣ

Όταν ένας χρήστης βλέπει ένα βίντεο που παράγεται από το Ίντερνετ δημιουργείται συνεχώς υψηλή ανάγκη για κυκλοφορία στην καθοδική ζεύξη, καθώς το περιεχόμενο του βίντεο «κατεβαίνει» από τον εξυπηρετητή. Μόλις έχει περάσει ο σίγουρος χρόνος που απαιτείται για ρυθμίσεις (συντονισμού), το περιεχόμενο παρουσιάζεται στο χρήστη, χρησιμοποιώντας το κατάλληλο πρόγραμμα αναπαραγωγής βίντεο, ενόσω το υπόλοιπο «καταβαίνει». Οι απαιτήσεις ανταποδόσεων και αναμεταδόσεων που στέλνονται στην ανοδική ζεύξη παράγουν μικρότερη ανάγκη για κυκλοφορία. Οι όποιες αναμεταδόσεις ή περιορισμοί στο φάσμα συχνοτήτων, μπορούν να προκαλέσουν μία παύση στο περιεχόμενο του βίντεο εάν όλα τα δεδομένα έχουν προβληθεί στην ενδιάμεση μνήμη.

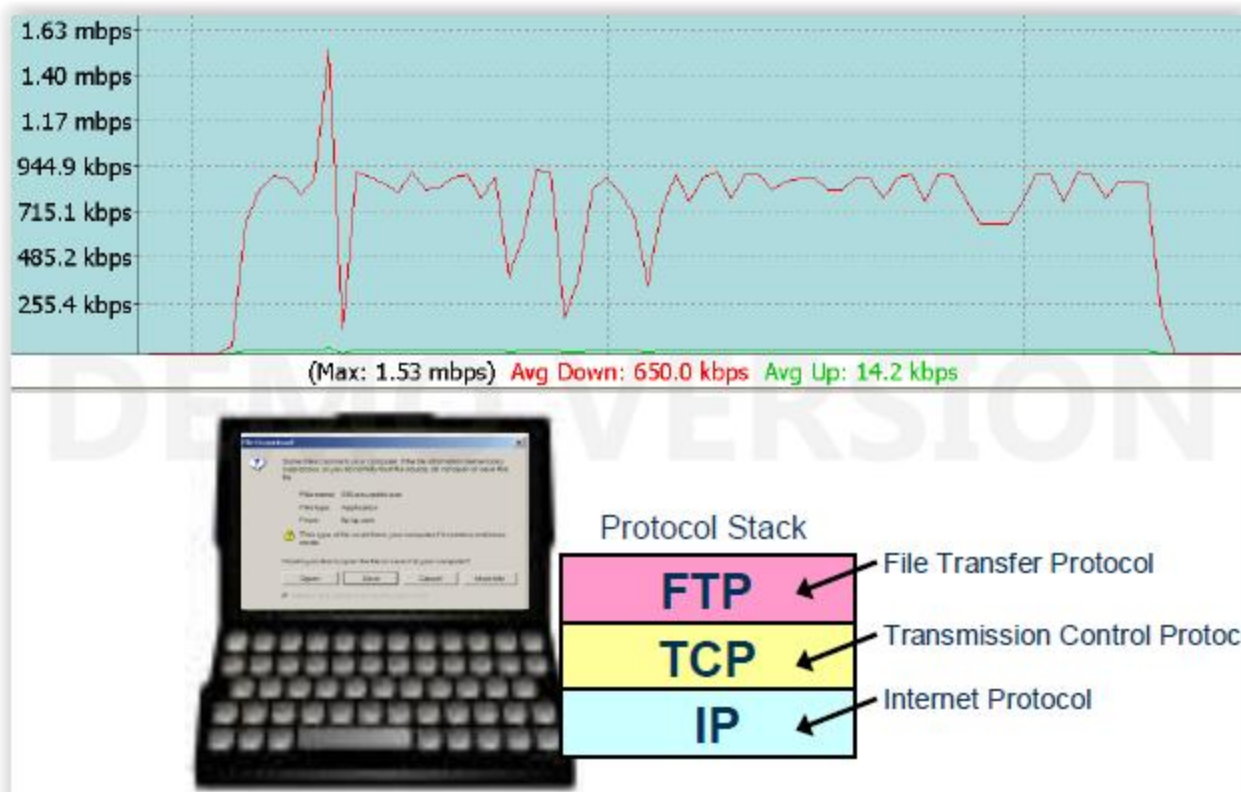


Ο χρήστης που παράγει την κυκλοφορία που απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα, επιτυγχάνει τον υψηλό ρυθμό μετάδοσης των 1.58 mbps στην καθοδική ζεύξη μ' ένα κατά μέσο όρο ρυθμό μετάδοσης των 830.6 kbps και 20.2 kbps στην καθοδική και ανοδική ζεύξη αντίστοιχα.

Όπως δείχνει το σχεδιάγραμμα, το Πρωτόκολλο Υπερκειμενικής Μεταφοράς (HTTP) και το Πρωτόκολλο Διαδικτύου (TCP), χρησιμοποιούνται για να επιτευχθεί η αναπαραγωγή βίντεο στο διαδίκτυο.

3.5 ΚΙΝΗΣΗ ΦΟΡΤΩΣΗΣ ΑΡΧΕΙΩΝ

Όταν ένας χρήστης «κατεβάζει» ή «ανεβάζει» ένα αρχείο από ή στο Ίντερνετ, παράγει συνεχώς απαιτήσεις για υψηλή κίνηση στην κατεύθυνση όπου το αρχείο μεταφέρεται. Οι ανταποδόσεις και οι απαιτήσεις αναμεταδόσεων που στέλνονται στην αντίθετη κατεύθυνση όσο το αρχείο μεταφέρεται, δημιουργεί μία χαμηλότερη ανάγκη για κινητικότητα. Οι όποιες αναμεταδόσεις ή περιορισμοί στο φάσμα των συχνοτήτων που μπορεί να προκύψουν, αυξάνουν το χρόνο που χρειάζεται να «κατέβει» ή να «ανέβει» ένα αρχείο. Η κίνηση που παράγεται από ένα χρήστη που «κατεβάζει» ένα αρχείο απεικονίζεται παρακάτω:

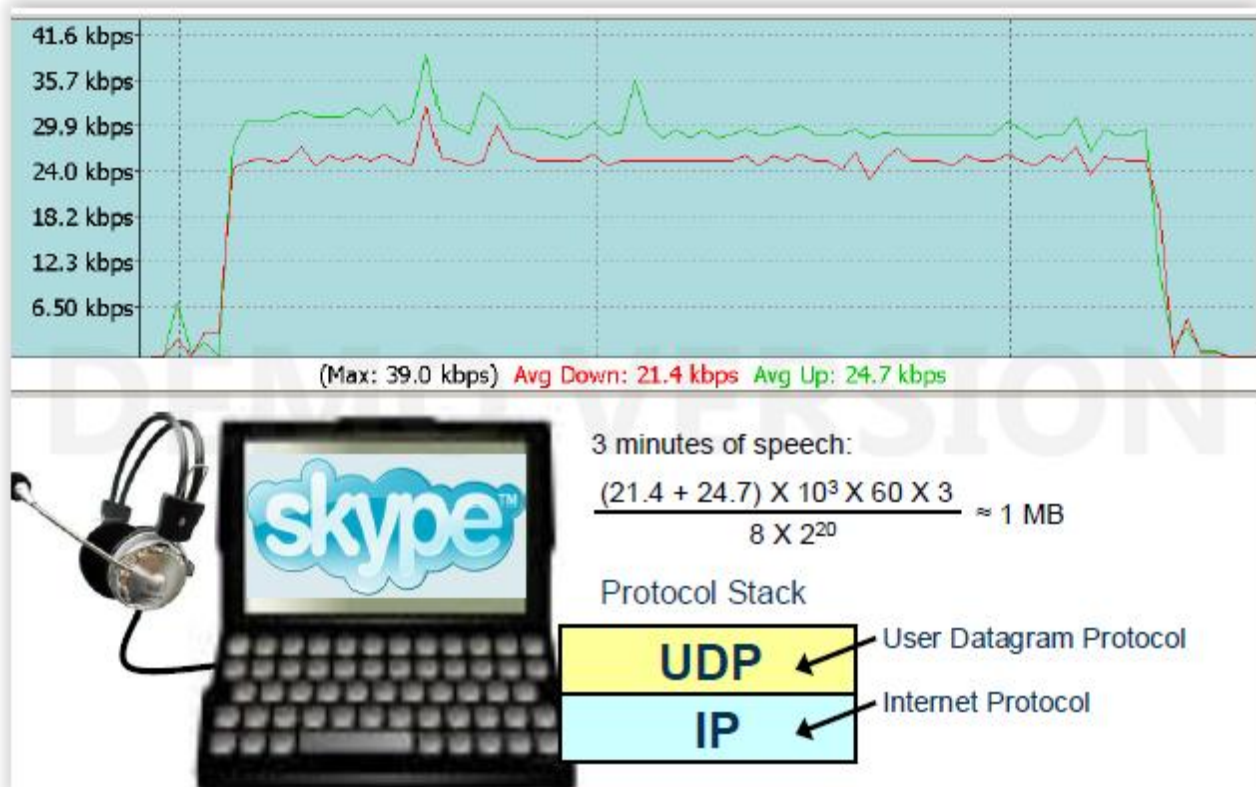


Ο χρήστης που παράγει την κυκλοφορία που απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα, επιτυγχάνει τον υψηλό ρυθμό μετάδοσης των 1.53 mbps στην καθοδική ζεύξη μ' ένα κατά μέσο όρο ρυθμό μετάδοσης των 650 kbps και 14.2 kbps στην καθοδική και ανοδική ζεύξη αντίστοιχα.

Όπως δείχνει το σχεδιάγραμμα, το Πρωτόκολλο Υπερκειμενικής Μεταφοράς (HTTP) και το Πρωτόκολλο Διαδικτύου (TCP), χρησιμοποιούνται για να επιτευχθεί η μεταφορά ενός αρχείου στο διαδίκτυο.

3.6 ΦΩΝΗΤΙΚΗ ΚΙΝΗΣΗ

Μία φωνητική κλήση στο διαδίκτυο (VoIP), σε αντίθεση με τα προηγούμενα είδη κυκλοφορίας, παράγει μία περίπου συμμετρική αλλά σχετικά μικρή απαίτηση για κίνηση. Από τη στιγμή που η λανθάνουσα κατάσταση είναι σημαντική στην καθημερινή κινητικότητα, δεν υπάρχει κάποιος μηχανισμός αναμετάδοσης στα υψηλότερα στρώματα. Παρόλαυτα, ο μηχανισμός HARQ της τεχνολογίας LTE, θα χρησιμοποιήσει μηχανισμούς για να διορθώσει λάθη στην airinterface με τον ίδιο τρόπο που θα χρησιμοποιούσε και σε οποιαδήποτε άλλη κυκλοφορία. Η κυκλοφορία που παράγεται από μία φωνητική κλήση στο Ίντερνετ (VoIP) και τα Πρωτόκολλα διαδικτύου που χρησιμοποιούνται απεικονίζονται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



Ο χρήστης που παράγει την κυκλοφορία που απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα, επιτυγχάνει τον υψηλό ρυθμό μετάδοσης των 39kbpsστην ανοδική ζεύξη μ' ένα κατά μέσο όρο ρυθμό μετάδοσης των 21.4 kb και 24.7 kbps στην καθοδική και ανοδική ζεύξη αντίστοιχα.

Μία φωνητική κλήση διάρκειας 3 λεπτών θα παράγει δεδομένα ανοδικής και καθοδικής ζεύξης μεγέθους περίπου του 1 MB, όπως απεικονίζεται και στο σχεδιάγραμμα παραπάνω.

Το Πρωτόκολλο Δεδομενογράμματος του Χρήστη (UDP), χρησιμοποιείται για να μεταφέρει τη φωνητική κίνηση στο διαδίκτυο.

3.7 ΔΙΑΔΙΚΤΥΑΚΑ ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΑ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΟΥΝΤΑΙ ΓΙΑ ΤΗΝ LTE ΚΙΝΗΣΗ

Τα Πρωτόκολλα Διαδικτύου που θα αναλυθούν σ' αυτό το κεφάλαιο είναι τα παρακάτω:

- Πρωτόκολλο Ελέγχου Μετάδοσης (TCP)
- Πρωτόκολλο Δεδομενογράμματος του Χρήστη (UDP)
- Πρωτόκολλο Υπερκειμενικής Μεταφοράς (HTTP)
- Πρωτόκολλο Μεταφοράς Αρχείων (FTP)

3.8 ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ (TCP)

Το Πρωτόκολλο Ελέγχου Μετάδοσης (TCP), είναι μία υπηρεσία παράδοσης, η οποία είναι αξιόπιστη και προσανατολισμένη στη σύνδεση . Από τη στιγμή που είναι προσανατολισμένη στη σύνδεση, μία συνεδρία πρέπει να επιβληθεί μεταξύ του τελικού σημείου των δύο συνδέσεων πριν γίνει η ανταλλαγή των δεδομένων.

Οι συνδέσεις τελικού σημείου, οι οποίες είναι γνωστές και ως «πρίζες», αποτελούνται από μία διεύθυνση IP και από αριθμό θύρας των 16-bit. Η ταυτότητα της θύρας χρησιμοποιείται από τα πρωτόκολλα μετάδοσης και για να αναγνωρίσει το πρωτόκολλο της εφαρμογής ή της διαδικασίας, θα πρέπει να παραδώσουν εισερχόμενα μηνύματα.

Το TCP βλέπει τη ροή των δεδομένων σαν μία ακολουθία από οκταφωνία ή bytes, που είναι χωρισμένες σε τμήματα για τη μετάδοση. Κάθε τμήμα κινείται στο δίκτυο μ' ένα μοναδικό πακέτο IP. Η αξιοπιστία επιτυγχάνεται από την ανάθεση ενός αριθμού ακολουθίας σε κάθε τμήμα. Όταν το TCP στέλνει ένα τμήμα, αυτό διατηρεί ένα χρονοδιακόπτη, ο οποίος περιμένει από το άλλο τελικό σημείο να αναγνωρίσει τη λήψη του τμήματος. Σε περίπτωση που δε ληφθεί μήνυμα αναγνώρισης μέσα σε ένα χρονικό πλαίσιο, το τμήμα αναμεταδίδεται.

Για να υποστηριχθεί ο έλεγχος ροής του κάθε τελικού σημείου από μία σύνδεση TCP, πρέπει να έχει μία περιορισμένη ποσότητα ενδιάμεσης μνήμης, η οποία εκτέμπει σήμα στον πομπό, με απώτερο σκοπό να μην υπερφορτωθεί με δεδομένα. Το TCP αντιδρά στη συμφόρηση του δικτύου και αυτόματα προσαρμόζεται στην ταχύτητα μετάδοσης στο διαθέσιμο εύρος συχνότητας του δικτύου.

Μία περίοδος του TCP έχει ξεκινήσει με την τριμερή χειραψία (three-way handshake). Κατά τη διάρκεια αυτής της διαδικασίας, οι δύο συσκευές που επικοινωνούν, συγχρονίζουν την αποστολή και λήψη των τμημάτων, ενημερώνουν η μία την άλλη για τα δεδομένα που μπορούν να λάβουν κάθε φορά (μέγεθος παραθύρου και μέγεθος τμήματος) και πραγματοποιούν μία εικονική σύνδεση.

Το TCP εισάγει ένα μέγεθος παραθύρου κατά τη διάρκεια μίας σύνδεσης. Τα τελικά σημεία που επικοινωνούν ρυθμίζουν την ενδιάμεση μνήμη για τη σύνδεση, κοιτάζοντας το μέγεθος του παραθύρου που εισάγεται από το άλλο τελικό σημείο.

Η δομή του πακέτου TCP και η σύνοψη της λειτουργίας του απεικονίζεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.

+	Bits 0-7	Bits 8-15	Bits 16-23	Bits 24-31
0	Source Port		Destination Port	
32	Sequence Number			
64	Acknowledgement Number			
96	Offset	Res	Flags	Window
128	Checksum		Urgent Pointer	
160	Options			Padding
192+	Data		<ul style="list-style-type: none"> • Connection-oriented • Data sent between 'sockets' • Sequence number on each segment. • Tx waits for ACKnowledgement • Each end informs the other about window size • Connection closed by 'FIN' flag. 	

Τα περιεχόμενα από την κεφαλίδα του TCP παραθέτονται παρακάτω:

Θύρα πηγής

16 bits χρησιμοποιούνται για να αναγνωριστεί η θύρα TCP από τη συσκευή λήψης.

Θύρα προορισμού

16 bits χρησιμοποιούνται για να αναγνωριστεί η θύρα TCP από τη συσκευή λήψης.

Αύξων αριθμός

32 bits χρησιμοποιούνται για να αναγνωριστεί ο αύξων αριθμός από το τμήμα δεδομένων που στέλνονται.

Αριθμός ανταπόδοσης

32 bits χρησιμοποιούνται για να αναγνωριστεί ο αύξων αριθμός που αναμένει ο λήπτης να λάβει στη συνέχεια.

Offset

4 bits χρησιμοποιούνται για να υποδείξει τον αριθμό των 23-bits λέξεων στο TCP.

Res

6bits εξασφαλισμένα για μελλοντική χρήση.

Σημαίες

Οι ακόλουθες σημαίες του ενός bit χρησιμοποιούνται για να επικοινωνήσουν μεταξύ τους οι φορείς του TCP.

- Η εφαρμογή συγχρονισμού (SYN) κατά τη διάρκεια της δημιουργίας της τριμερούς σύνδεσης «χειραψία» (three-wayhandshake).
- Η εφαρμογή τερματισμού (FIN) κατά τη διάρκεια τερματισμού της σύνδεσης.
- Η εφαρμογή CongestionWindowReduced (CWR) ώστε να υποδείξει μία μείωση στο παράθυρο συμφόρησης.
- Η εφαρμογή ανάγκης (URG) όταν σημαντικά δεδομένα στάλθηκαν σε μία κανονική ροή.
- Η εφαρμογή ανταπόδοσης (ACK), όταν το TCP που λαμβάνει, παράγει ένα μερίδιο για να αναγνωρίσει τα ληφθέντα δεδομένα που στάλθηκαν από τον αποστολέα.
- Η εφαρμογή ώθησης (PSH) ώστε να καθοδηγήσει τον λήπτη να περάσει όλα του τα δεδομένα κατά τη διαδικασία λήψης.
- Επαναφορά σύνδεσης (RST). Μία συνήθης κατάσταση όπου γίνεται επαναφορά σύνδεσης είναι όταν υπάρχει το αίτημα για σύνδεση και καμία διαδικασία δεν ανταποκρίνεται στη θύρα προορισμού. Μία άλλη είναι όταν ένα τερματικό είναι πρόθυμο διακόψει τη σύνδεση. Αυτό το τερματικό, μεταφέρει ένα μερίδιο με την εφαρμογή της επαναφοράς.

- **Window**

16 bits χρησιμοποιούνται για να συγκεκριμενοποιήσουν τον αριθμό bytes των δεδομένων, τα οποία μπορεί να δεχθεί η ενδιάμεση μνήμη του λήπτη.

- **Άθροισμα ελέγχου (Checksum)**

16 bits ως αποτέλεσμα ενός αθροίσματος ελέγχου που έγινε στο TCP και τα δεδομένα.

- **Επείγων δείκτης (Urgent Pointer)**

16 bits χρησιμοποιούνται για να υποδείξουν στο τέλος τα σημαντικά δεδομένα στο τμήμα όταν μπορούν να εφαρμοστούν.

- **Επιλογές (Options)**

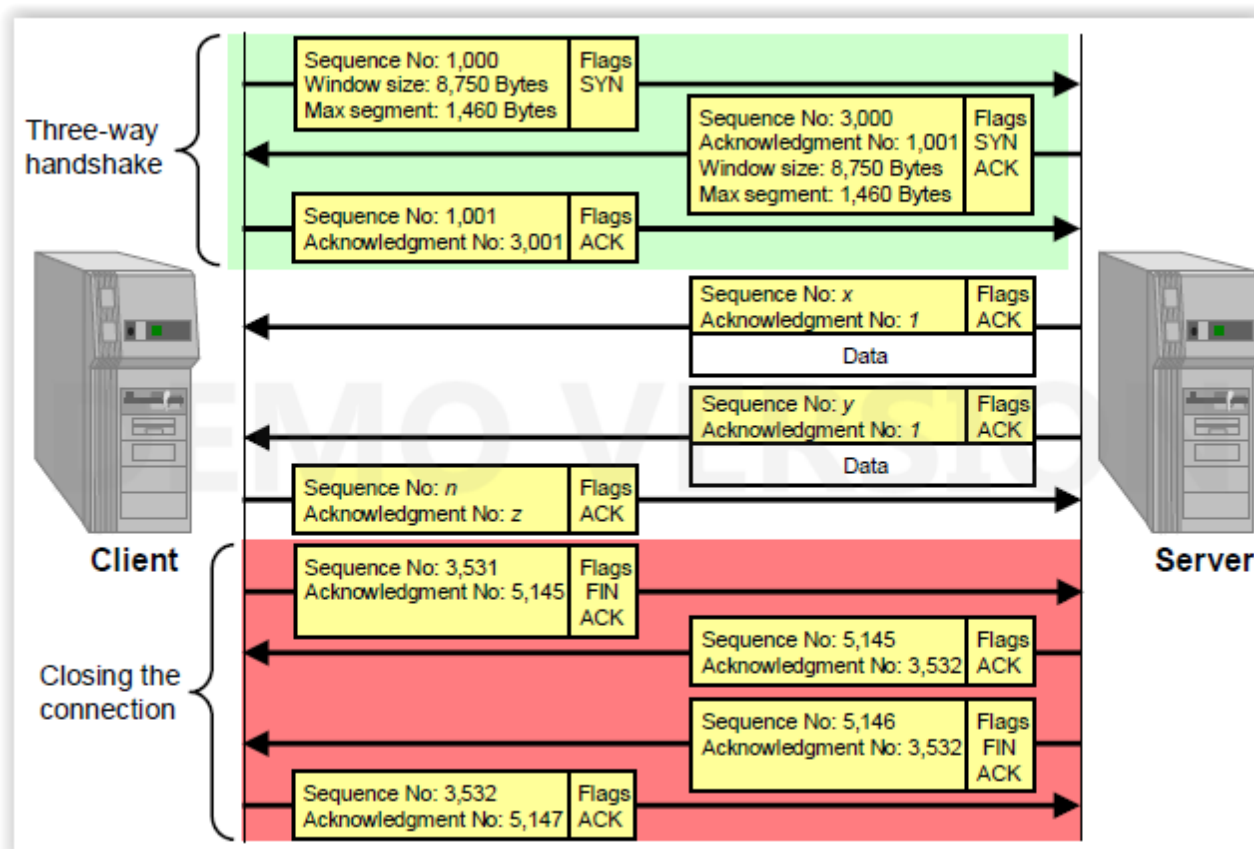
Αυτός ο πολυποίκιλος τομέας μπορεί να χρησιμοποιήσει έναν αριθμό από λειτουργίες. Το πιο σύνηθες είναι να δείξει το μέγιστο μέγεθος του τμήματος (MSS).

3.9 ΧΕΙΡΙΣΜΟΣ ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ(TCP)

Προτού τα δεδομένα είναι σε θέση να μεταφερθούν χρησιμοποιώντας το Πρωτόκολλο Ελέγχου Μετάδοσης (TCP), ο «πελάτης» πρέπει να δημιουργήσει μία σύνδεση με τον «εξυπηρετητή» κάνοντας χρήση την τριμερή διαδικασία της «χειραψίας» (three-wayhandshake). Αυτή η διαδικασία ξεκινά με τον πελάτη να δημιουργεί έναν αύξων αριθμό και να στέλνει ένα μερίδιο με την εφαρμογή συγχρονισμού (SYN) στον εξυπηρετητή. Αυτό το μερίδιο περιέχει επίσης ένα κομμάτι από την ενδιάμεση μνήμη από αυτά που λαμβάνει ο πελάτης (μέγεθος παραθύρου) και το μέγεθος από το μεγαλύτερο κομμάτι δεδομένων που μπορεί να διαχειριστεί.

Ο εξυπηρετητής αναγνωρίζει (ACK) το αίτημα στέλνοντας πίσω ένα κομμάτι με την εφαρμογή του συγχρονισμού. Αυτό το κομμάτι περιέχει τον αρχικό αύξων αριθμό του εξυπηρετητή και η αναγνώριση για το προηγούμενο κομμάτι του συγχρονισμού που έλαβε από τον πελάτη καθώς επίσης και το μέγεθος της ενδιάμεσης μνήμης που έλαβε από τον εξυπηρετητή (μέγεθος παραθύρου) και το μέγεθος από το μεγαλύτερο κομμάτι δεδομένων που μπορεί να διαχειριστεί.

Ο πελάτης στέλνει τότε πίσω μία αναγνώριση από το αρχικό αύξων μερίδιο του εξυπηρετητή. Μόλις ο εξυπηρετητής λάβει αυτή την αναγνώριση, η τριμερής διαδικασία της «χειραψίας» (three-way handshake) ολοκληρώνεται και η μεταφορά δεδομένων μπορεί να ξεκινήσει, όπως απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



Κατά τη διάρκεια της μεταφοράς δεδομένων, ο πελάτης στέλνει μία αναγνώριση μετά από κάθε δεύτερο κομμάτι που έχει ληφθεί, όπως απεικονίζεται και στο σχεδιάγραμμα.

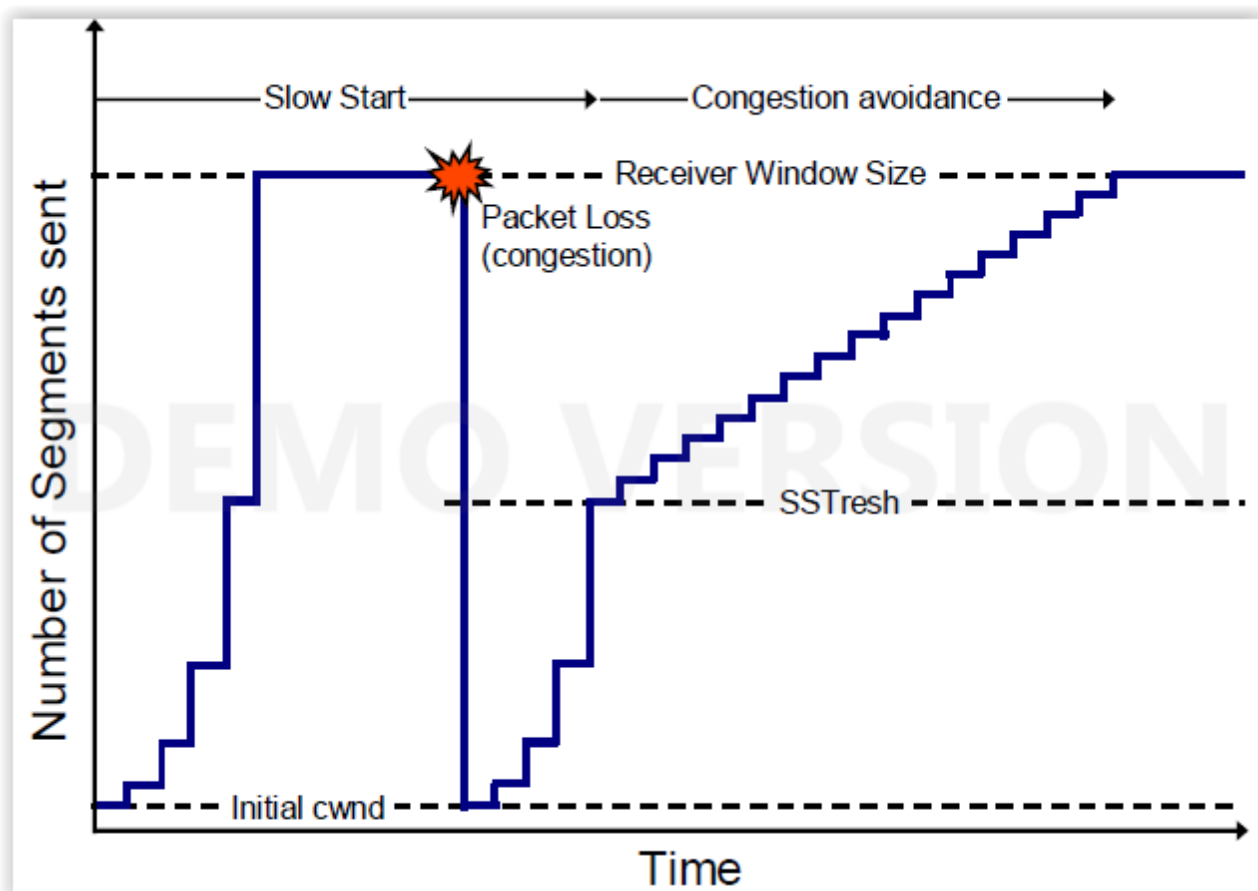
Οποιοδήποτε τερματικό μπορεί να κλείσει τη σύνδεση στέλνοντας ένα μερίδιο με την εφαρμογή τέλους (FIN). Όταν το ένα τερματικό λάβει ένα τέτοιο μερίδιο, στέλνει πίσω μία αναγνώριση (ACK) που ακολουθείται από ένα μερίδιο με την εφαρμογή τέλους. Μόλις αυτό γίνει αντιληπτό από το άλλο τερματικό, η σύνδεση TCP έχει κλείσει.

3.10 ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΟΗΣ ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ (TCP)

Το πακέτο TCP μπορεί να βιώσει κάποια ουρά σε οποιοδήποτε δρομολογητή μεταξύ του πελάτη και του εξυπηρετητή. Αυτό μπορεί να έχει ως αποτέλεσμα, να απορρίπτονται πακέτα εάν ο δρομολογητής δεν έχει διαθέσιμο χώρο ενδιάμεσης μνήμης. Ο μηχανισμός ελέγχου ροής του TCP, έχει σχεδιαστεί για

να μειώνει την ποσότητα δεδομένων που στέλνονται όταν εντοπιστεί συμφόρηση στο διαδίκτυο.

Αφού δημιουργηθεί η σύνδεση, το TCP θα στείλει έναν αριθμό μεριδίων που έχουν συγκεκριμενοποιηθεί από τη «συμφόρηση του μεγέθους παραθύρου» (cwnd), η οποία τοποθετείται κανονικά στο 1 και περιμένει για ένα ACK από τον λήπτη. Όταν ληφθεί αυτό το ACK, το cwnd αυξάνεται από το ένα στα δύο και μπορούν να σταλθούν δύο μερίδια. Όταν το καθένα από αυτά τα δύο μερίδια αναγνωριστούν, τότε το cwnd αυξάνεται στα τέσσερα και ούτω καθεξής. Ο πομπός θα αυξήσει με γεωμετρική πρόοδο το cwnd, μέχρι να φτάσει το προβλεπόμενο μέγεθος παραθύρου από το δέκτη ή μέχρι να επιτευχθεί η συμφόρηση. Αυτός ο “SlowStartAlgorithm” («αργός αρχικός αλγόριθμος») απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.

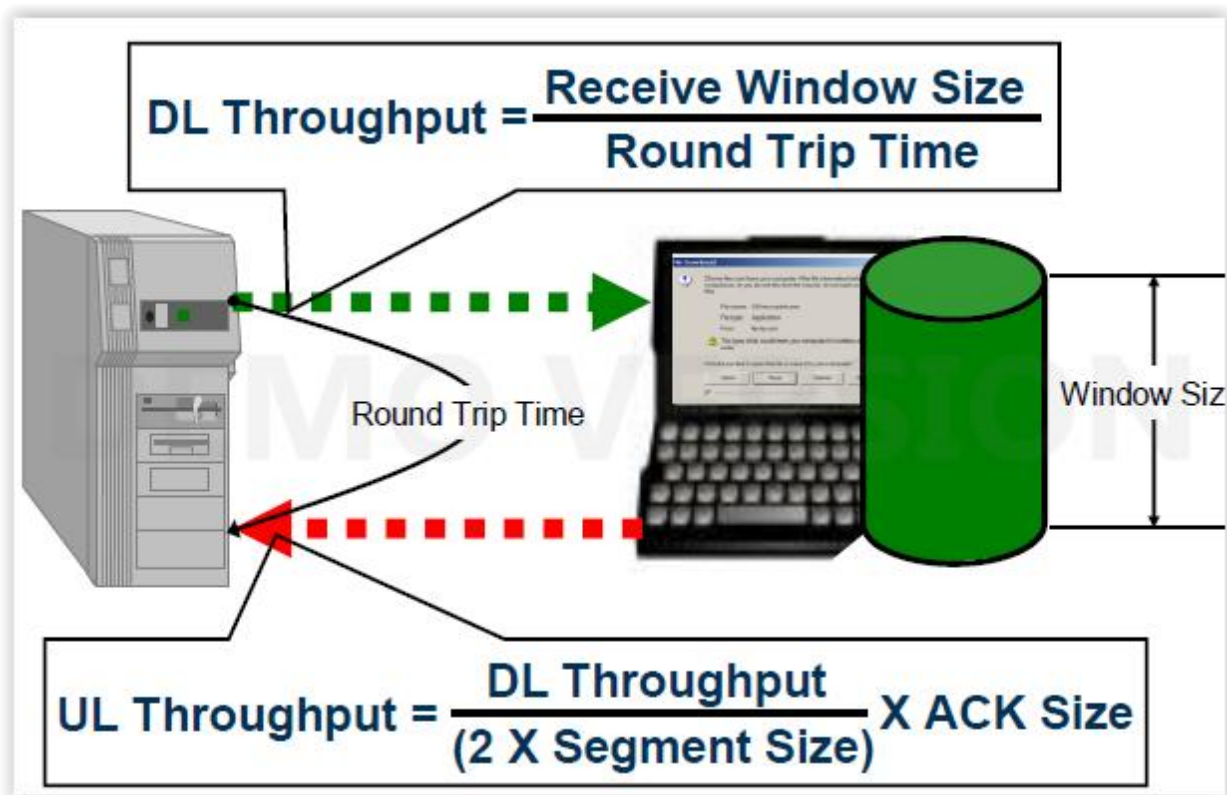


Όταν προκύπτει μία απώλεια, το μισό από το ήδη υπάρχων cwnd έχει αποθηκευτεί ως ένα SlowStartThreshold (SSThresh) και μία αργή αρχή ξεκινά ξανά από το αρχικό του cwnd. Μόλις το cwnd φτάσει το SSThresh, το TCP μπαίνει σε λειτουργία για αποφυγή συμφόρησης όπου το ACK αυξάνει το cwnd μ' έναν αριθμό ισότιμο του μεγέθους του μεριδίου X μέγεθος μεριδίου/ cwnd. Αυτό παράγει μία γραμμική αύξηση στο cwnd, όπως απεικονίζεται και στο παραπάνω σχεδιάγραμμα.

3.1 1 ΔΙΑΚΙΝΗΣΗ ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ

Για να εξασφαλιστεί μία αξιόπιστη μεταφορά δεδομένων, ο πομπός θα περιορίσει την ποσότητα των δεδομένων που στέλνει πριν λάβει τις ανταποδόσεις του μεγέθους από το παράθυρο του δέκτη. Αυτό σημαίνει, ότι η μέγιστη ικανότητα διαβίβασης δεδομένων από μία σύνδεση TCP είναι περιορισμένη από μέγεθος του παραθύρου που λαμβάνει και από το χρόνο επιστροφής (RTT). Παρά το γεγονός ότι η μέγιστη ικανότητα διαβίβασης δεδομένων του TCP μπορεί να υπολογιστεί διαχωρίζοντας το μέγεθος

παραθύρου που γίνεται η λήψη (σε bits) μέσω του χρόνου επιστροφής (RTT) (σε δευτερόλεπτα). Η πρώτη φόρμουλα που απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα παρακάτω, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να υπολογιστεί η ανάγκη της ικανότητας διαβίβασης δεδομένων κατά την κατερχόμενη ζεύξη για το Πρωτόκολλο Μεταφοράς Αρχείων.



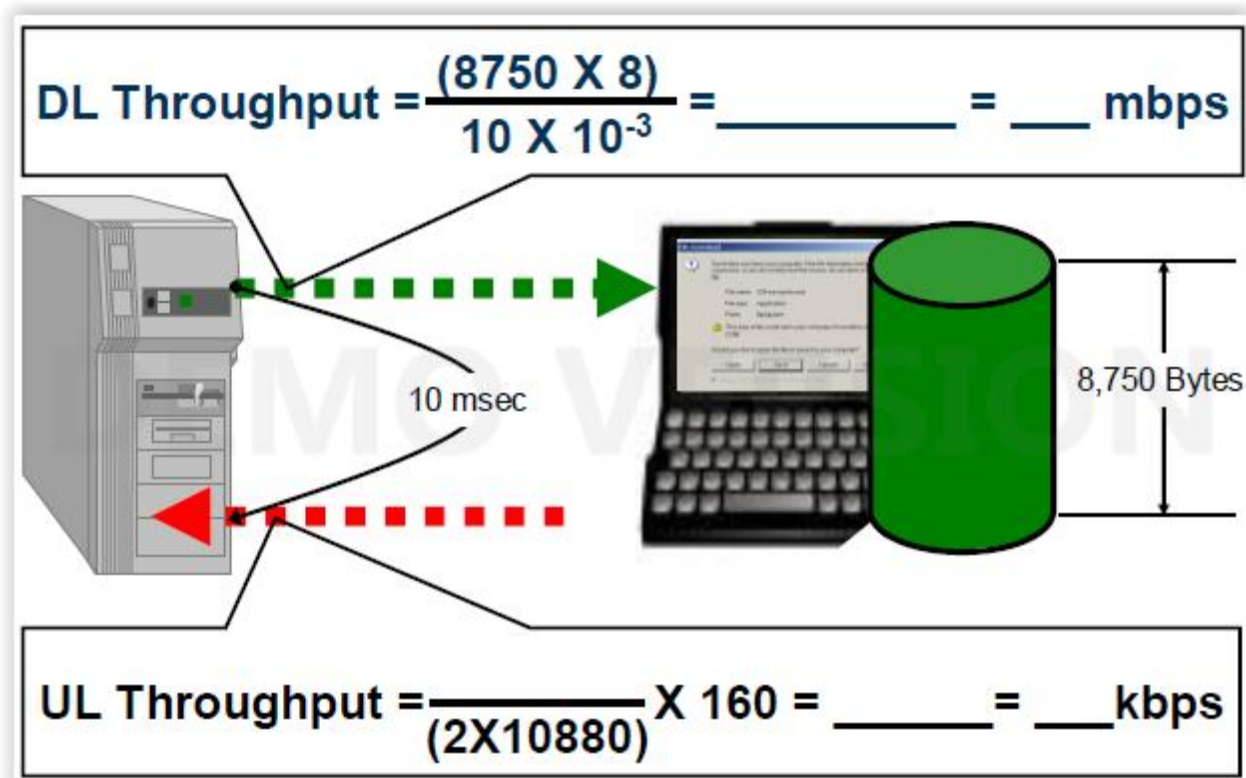
Κατά τη διάρκεια της μεταφοράς ενός αρχείου, ο δέκτης του TCP στέλνει μία αναγνώριση για κάθε δύο κομμάτια που λαμβάνει. Αυτό σημαίνει, ότι μία συγκεκριμένη ποσότητα διαβίβασης δεδομένων είναι αναγκαία κατά την ανερχόμενη ζεύξη για να υποστηρίξει τη μεταφορά του αρχείου κατά την κατερχόμενη ζεύξη.

Ο αριθμός από τα κομμάτια που στέλνονται ανά δευτερόλεπτο μπορεί να υπολογιστεί διαχωρίζοντας την ικανότητα διαβίβασης δεδομένων κατά την καθοδική ζεύξη (σε bits ανά δευτερόλεπτο) από το μέγεθος του κομματιού (σε bits). Εφόσον θα είναι αναγκαία μόνο μία αναγνώριση για κάθε δύο από αυτά τα κομμάτια, η ανάγκη για το φάσμα συχνότητας της καθοδικής ζεύξης μπορεί τότε να υπολογιστεί διαχωρίζοντας τον αριθμό των μεριδίων που στέλνονται ανά δευτερόλεπτο από δύο και πολλαπλασιάζονται από το μέγεθος της ανταπόδοσης. Η δεύτερη φόρμουλα που απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να υπολογιστεί η ανάγκη για διαβίβαση δεδομένων κατά την ανοδική ζεύξη για το Πρωτόκολλο Μεταφοράς Αρχείων.

Εάν έχουμε σκοπό να το υπολογίσουμε, μπορούμε να υποθέσουμε πως το μέγεθος του κομματιού είναι 1360 Bytes ή 10880 bits και το μέγεθος της αναγνώρισης ανέρχεται στα 20 Bytes ή 160 bits.

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΓΙΑ ΤΗ ΔΙΑΚΙΝΗΣΗ ΤΟΥ ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ:

Παράδειγμα για τον υπολογισμό της διακίνησης του Πρωτοκόλλου Ελέγχου Μετάδοσης βρίσκεται παρακάτω:



Θα πρέπει να θυμόμαστε πως όλες οι τιμές διακίνησης που βλέπουμε στο παράδειγμα παραπάνω, πρέπει να είναι στα επίπεδα του TCP.

3.1.1 ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟΔΕΔΟΜΕΝΟΓΡΑΜΜΑΤΟΣΧΡΗΣΤΗ (UDP)

Το Πρωτόκολλο Δεδομενογράμματος του Χρήστη (UDP), είναι το απλούστερο από τα πρωτόκολλα Transportlayer και παρέχει τη μικρότερη εξυπηρέτηση. Βασικά, είναι ένας τύπος δεδομενογράμματος, ο οποίος γίνεται χωρίς σύνδεση, είναι μη αξιόπιστος και μη αποτελεσματικός, καθώς δεν υπάρχει καμία σύνδεση είτε ανοιχτή είτε κλειστή. Το UDP είναι ιδανικά κατάλληλο να μεταφέρει μικρά πακέτα κίνησης, τα οποία δεν έχουν ως προϋπόθεση την αναγνώριση από το δέκτη κάνοντας το ιδανική επιλογή για να μεταφέρει τον ήχο στις διαδικτυακές κλήσεις.

Το UDP, παρέχει αριθμούς θυρών που χρησιμοποιούνται για να εξαφανίσουν ανάμεσα σε πολλά προγράμματα, εκτελώντας σε μία μόνο συσκευή. Αυτό σημαίνει, πως μαζί με τα δεδομένα που στέλνονται, κάθε μήνυμα του UDP περιέχει και τα δύο, έναν αριθμό θύρας προορισμού και έναν αριθμό θύρας πηγής. Αυτό καθιστά πραγματοποιήσιμο για το λογισμικό του UDP στον προορισμό, να παραδώσει το μήνυμα στο σωστό πρόγραμμα εφαρμογής και στο πρόγραμμα εφαρμογής να στείλει μία απάντηση.

Η δομή του πακέτου UDP και η περίληψη της λειτουργίας του απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα παρακάτω:

+	Bits 0-7	Bits 8-15	Bits 16-23	Bits 24-31
0	Source Port		Destination Port	
32	Length		Checksum	
64 +	Data		<ul style="list-style-type: none">• Connectionless• Unreliable• Efficient• No sequence numbering• No connection opening or closing	

Τα περιεχόμενα του UDP εξηγούνται παρακάτω:

Θύρα πηγή

16 bits χρησιμοποιούνται για να αναγνωρίσουν τη θύρα UDP από τη συσκευή που στέλνει.

Θύρα προορισμού

16 bits χρησιμοποιούνται για να αναγνωρίσουν τη θύρα UDP από τη συσκευή που λαμβάνει.

Μήκος

16 bits χρησιμοποιούνται για να υποδείξουν το μέγεθος σε bytes του πακέτου UDP περιλαμβάνοντας το δείκτη της αρχικής σελίδας και τα δεδομένα. Αυτό το ελάχιστο μήκος είναι 8 bytes, όπου είναι και το μήκος του δείκτη της αρχικής σελίδας από μόνο του.

Άθροισμα ελέγχου (Checksum)

16 bits χρησιμοποιούνται για να επαληθεύσουν την ακεραιότητα του δείκτη της αρχικής σελίδας του UDP. Το άθροισμα ελέγχου (Checksum) γίνεται σε ένα ψεύτικο δείκτη αρχικής σελίδας, που αποτελείται από πληροφορίες που αποκτήθηκαν από τον δείκτη αρχικής σελίδας του IP (διευθύνσεις πηγής και προορισμού και τον αριθμό πρωτοκόλλου), καθώς επίσης και από το δείκτη αρχικής σελίδας του UDP. Ο δείκτης αρχικής σελίδας του UDP από μόνος του συγκεκριμενοποιεί μόνο τον αριθμό της θύρας του πρωτοκόλλου. Παρόλαυτα, για να επαληθευτεί ο προορισμός, το UDP στο μηχάνημα το οποίο στέλνεται, υπολογίζει ένα άθροισμα ελέγχου (Checksum) που καλύπτει τη διεύθυνση IP του προορισμού καθώς και το πακέτο του UDP. Στον τελικό προορισμό, το λογισμικό του UDP επαληθεύει το άθροισμα ελέγχου χρησιμοποιώντας τη διεύθυνση IP του προορισμού που αποκτήθηκε από το δέκτης αρχικής σελίδας του πακέτου IP, το οποίο μετέφερε το μήνυμα του UDP. Εάν συμφωνεί το

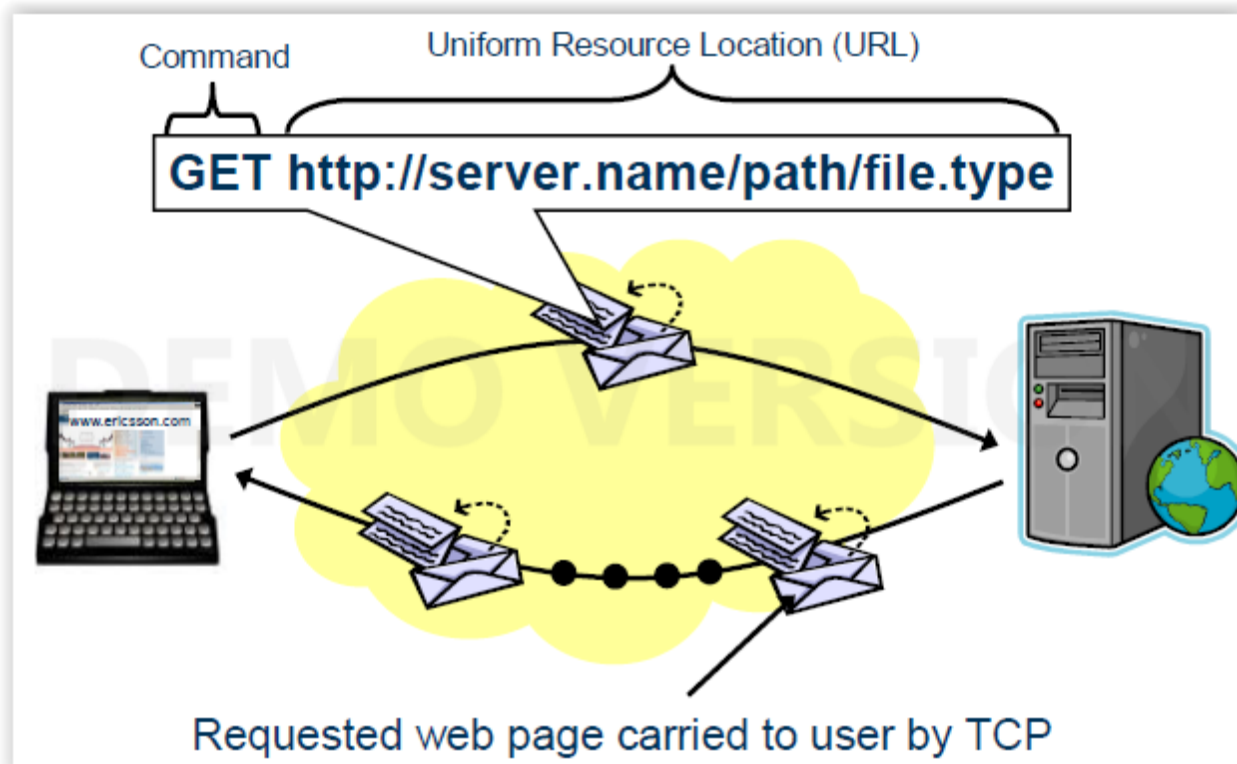
άθροισμα ελέγχου, τότε θα πρέπει να είναι αλήθεια ότι το πακέτο έφτασε στο επιδιωκόμενο προορισμό φιλοξενίας, καθώς και το σωστό πρωτόκολλο θύρας μέσα σ' αυτό που φιλοξενεί.

3.1.2 ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟ ΥΠΕΡΚΕΙΜΕΝΙΚΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ (HTTP)

Το Πρωτόκολλο Υπερκειμενικής Μεταφοράς (HTTP) είναι το βασικό πρωτόκολλο επικοινωνίας στο διαδίκτυο που χρησιμοποιείται ανάμεσα σε εξυπηρετητές και πελάτες και η γλώσσα HypertextMarkup, είναι η βασική γλώσσα για να γράφονται διαδικτυακά έγγραφα. Η λογική δομή ενός διαδικτυακού εγγράφου βασίζεται στο HTML, το οποίο αναγνωρίζει δείκτες αρχικής σελίδας, λίστες και παραγράφους. Όλα τα έγγραφα, οι εικόνες, η ηχητική καταγραφή ή τα βιντεοκλίπ στο διαδίκτυο αποκαλούνται «πηγές». Για να δοθεί και για να αναγνωριστεί η μέθοδος πρόσβασης για αυτές της πηγές, το δίκτυο χρησιμοποιεί URLs (Ενιαίους Εντοπιστές Πόρων).

Κάθε διαδικτυακή σελίδα είναι εκχωρημένη σ' ένα μοναδικό URL, το οποίο υπηρετεί αποτελεσματικά ως το παγκόσμιο όνομα της σελίδας. Τα URLs έχουν τρία μέρη: το πρωτόκολλο, το DomainNameServer (DNS) το όνομα του «οικοδεσπότη» όπου η σελίδα είναι τοποθετημένη και ένα τοπικό όνομα αποκλειστικά για να αναγνωρίζει τη συγκεκριμένη σελίδα (συνήθως ένα όνομα φακέλου και μία διαδρομή).

Το μήνυμα που εμφανίζεται για το HTTP, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα, είναι μία ακολουθία χαρακτήρων ASCII, η οποία περιέχει ένα ρήμα (εντολή που περιγράφει τι να κάνει) και μία διεύθυνση (που να το κάνει αυτό). Η μορφή της διεύθυνσης χαρακτηρίζεται από ένα URL, το οποίο περιέχει και αυτό το πρωτόκολλο που χρησιμοποιείται.

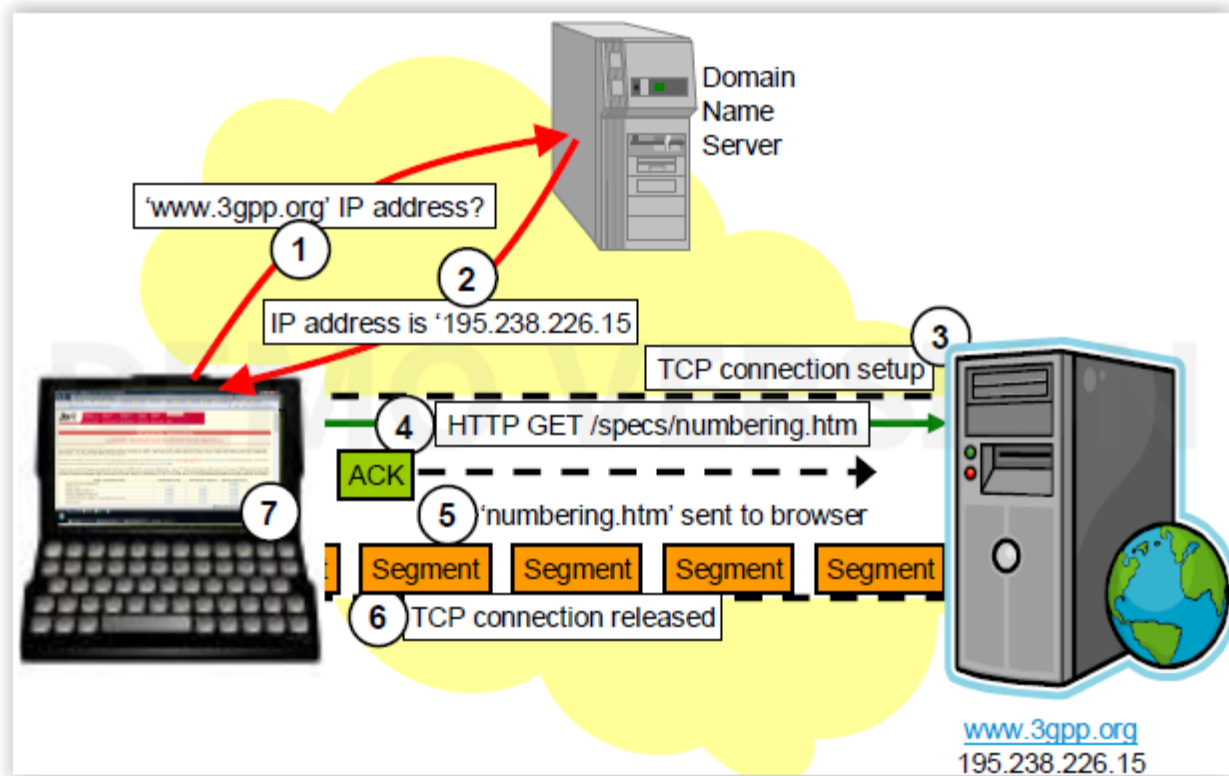


Στο παράδειγμα του σχεδιαγράμματος παραπάνω, η εντολή "GET" του HTTP στάλθηκε από το τερματικό του χρήστη στον εξυπηρετητή ακολουθώντας το URL για την σελίδα που αιτήθηκε. Το μήνυμα απάντησης περιέχει τα δεδομένα που αιτήθηκαν, τα οποία μεταφέρονται στο τερματικό του

χρήστη χρησιμοποιώντας το πρωτόκολλο TCP.

3.1.3 ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑΤΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΙΣΤΟΥ

Στο παράδειγμα που απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα παρακάτω, ο χρήστης έχει μόλις κάνει κλικ σ' ένα κομμάτι από κείμενο ή πιθανόν σε μία εικόνα που κατευθύνει στη σελίδα της οποίας το URL είναι:



Τα βήματα που προκύπτουν μεταξύ του χρόνου που ο χρήστης κάνει κλικ και η σελίδα εμφανίζεται είναι τα ακόλουθα:

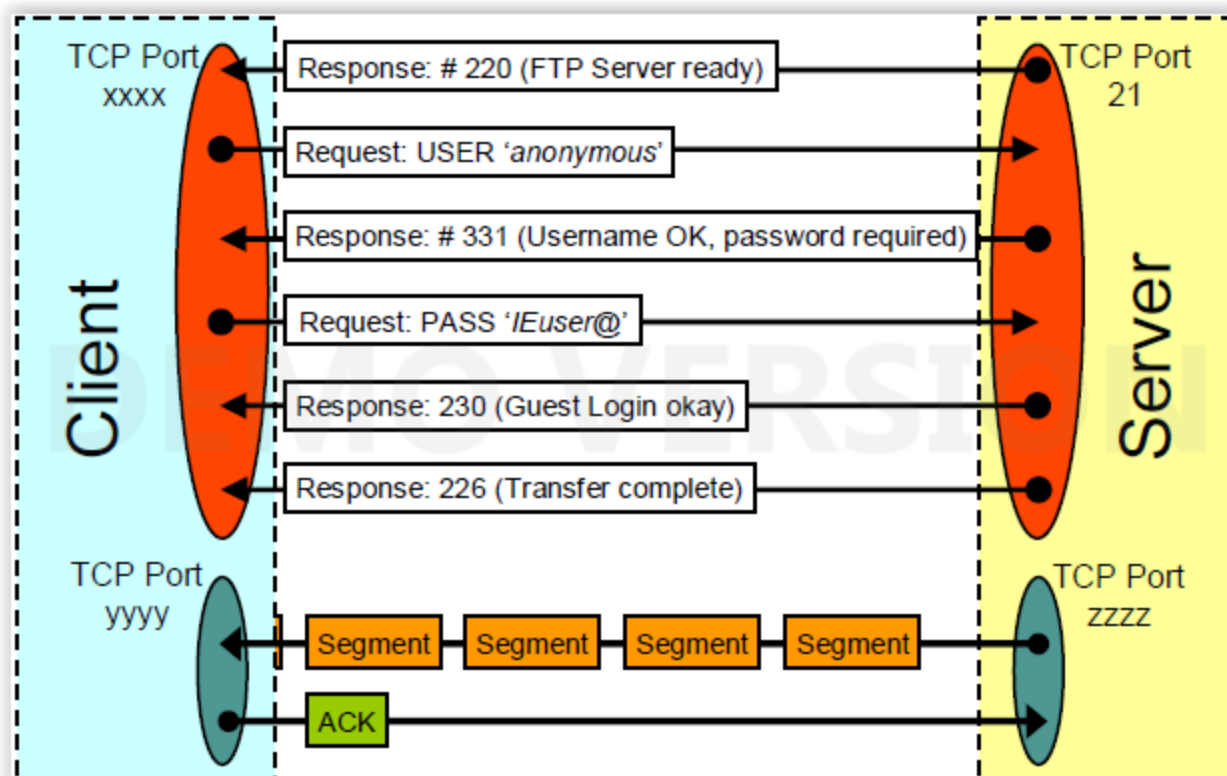
1. Το πρόγραμμα περιήγησης στο διαδίκτυο ζητά από το DNS τη διεύθυνση IP του 'www.3gpp.org'
2. Το DNS απαντά με μία διεύθυνση IP '195.238.226.15'.
3. Το πρόγραμμα περιήγησης στο διαδίκτυο πραγματοποιεί μία TCP σύνδεση με τη διεύθυνση IP '195.238.226.15'.
4. Η εντολή HTTP 'GET/specs/numbering.htm' έχει σταλεί από το πρόγραμμα περιήγησης στο διαδίκτυο στην διεύθυνση IP 195.238.226.15.
5. Ο φάκελος 'numbering.htm' έχει σταλεί από τη διεύθυνση IP 195.238.226.15 στο πρόγραμμα περιήγησης χρησιμοποιώντας το TCP.
6. Η σύνδεση TCP ελευθερώνεται.
7. Το πρόγραμμα περιήγησης εμφανίζει όλο το κείμενο σε 'LTE.html'.

Για κάθε εικόνα (εικονίδιο, ζωγραφιά, φωτογραφία και άλλα) σε μία σελίδα, το πρόγραμμα περιήγησης πραγματοποιεί και μία καινούργια σύνδεση TCP στον ανάλογο εξυπηρετητή για να δείξει την εικόνα.

3.1.4 ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΑΡΧΕΙΩΝ (FTP)

Το FTP είναι το βασικό πρωτόκολλο διαδικτύου για να γίνεται η μεταφορά αρχείων, το οποίο χρησιμοποιείται για να αντιγράψει έναν ολόκληρο φάκελο από ένα σύστημα σ' ένα άλλο. Το FTP τρέχει αποκλειστικά πάνω στο TCP. Εξ' ορισμού, ένας εξυπηρετητής ακούει στη θύρα 21 του TCP για τις εισερχόμενες συνδέσεις από τους πελάτες του FTP. Όταν μία σύνδεση αναγνωριστεί, ο εξυπηρετητής θα στείλει το μήνυμα απάντησης του FTP επ' αριθμόν 220 (FTP ο εξυπηρετητής είναι έτοιμος) από τη θύρα 21 του TCP στη προερχόμενη θύρα του TCP στο χρήστη.

Ο χρήστης τότε θα στείλει ένα FTP μήνυμα αιτήματος που θα περιέχει την εντολή 'USER' και ένα όνομα χρήστη ή «ανώνυμο» στη θύρα 21 του TCP στον εξυπηρετητή. Εάν το όνομα χρήστη είναι έγκυρο ή εάν οι «παράμονοι» επιτρέπονται, ο εξυπηρετητής θα μπορέσει να αναγνωρίσει αυτό στον πελάτη με ένα μήνυμα απάντησης του FTP επ' αριθμόν 331 (όνομα χρήστη OK, απαιτείται κωδικός).



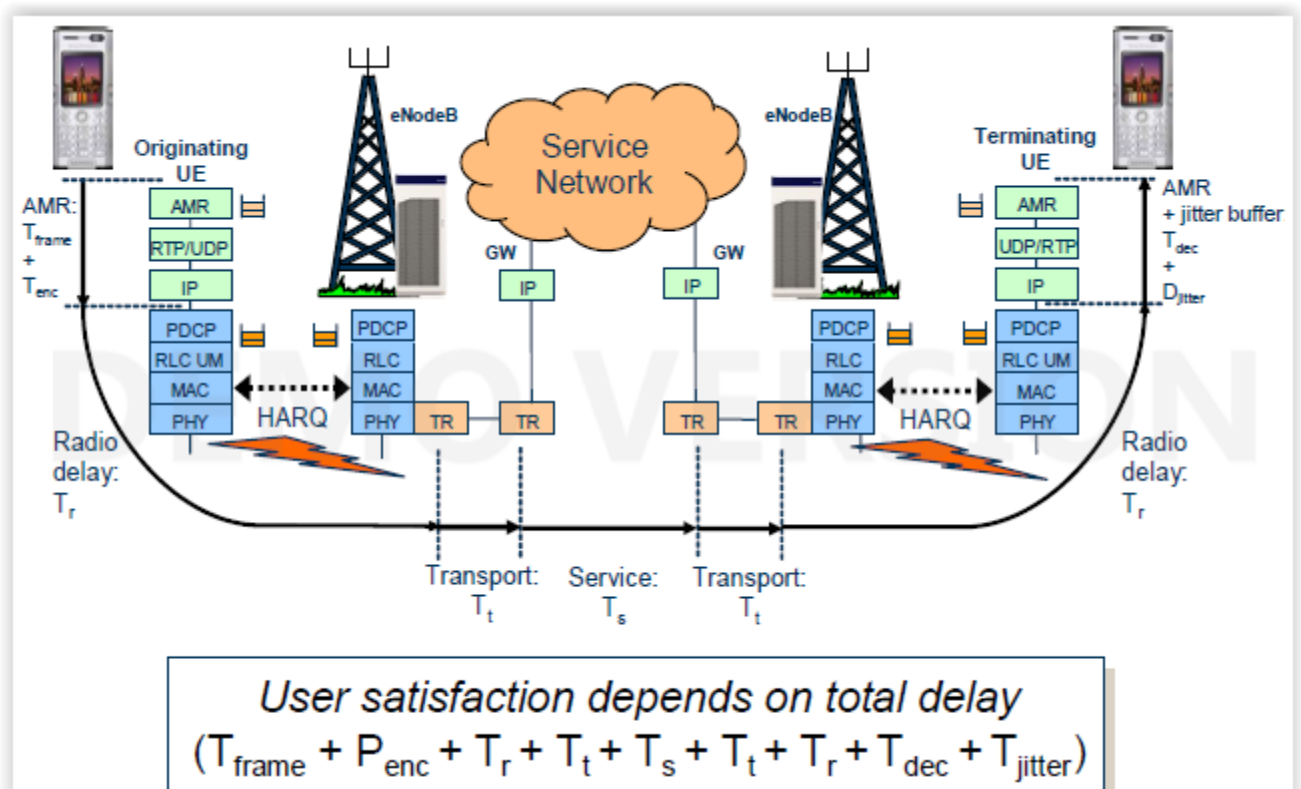
Αμέσως μετά από αυτή την απάντηση, ο πελάτης θα στείλει ένα μήνυμα αιτήματος FTP, περιέχοντας την εντολή 'PASS' και τον κωδικό που χρησιμοποιεί. Εάν επιτραπεί ο κωδικός, ο εξυπηρετητής θα στείλει ένα μήνυμα απάντησης FTP επ' αριθμόν 230 (είσοδος χρήστη okay) ή κάτι παρόμοιο.

Ο φάκελος μεταφέρεται από το TCP μ' ένα φυσιολογικό τρόπο. Ο εξυπηρετητής θα στείλει το μήνυμα απάντησης του FTP επ' αριθμόν 226 (η μεταφορά ολοκληρώθηκε) στον πελάτη όταν η μεταφορά φακέλου έχει ολοκληρωθεί, όπως απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα παραπάνω.

3.1.5 ΦΩΝΗΤΙΚΕΣ ΥΠΗΡΕΣΙΕΣ ΣΤΗΝ LTE

Η ικανοποίηση του χρήστη όσο αφορά την υπηρεσία ήχου βασίζεται, εξαιτίας της οικείας φύσης, στη συνολική καθυστέρηση που θα προκύψει. Για μία φωνητική υπηρεσία από την τεχνολογία LTE, η συνολική καθυστέρηση προκύπτει από τα ακόλουθα:

- την καθυστέρηση, η οποία είναι σχετική με το μέγεθος του πλάνου ομιλίας (T_{frame}), το οποίο είναι 20 μιλισεκόντ.
- την καθυστέρηση, η οποία είναι σχετική με την διαδικασία κωδικοποίησης AMR (T_{enc})
- το δίκτυο ραδιοεπικοινωνίας, ραδιοφωνική καθυστέρηση (T_r)
- την καθυστέρηση δικτύου μεταφορών (T_t)
- την καθυστέρηση δικτύου εξυπηρέτησης (T_s)
- την καθυστέρηση, σχετική με την προσπάθεια διόρθωση των διαταράξεων στην ενδιάμεση μνήμη του λήπτη (T_{jitter})
- την καθυστέρηση, σχετική με την διαδικασία αποκωδικοποίησης AMR (T_{dec})



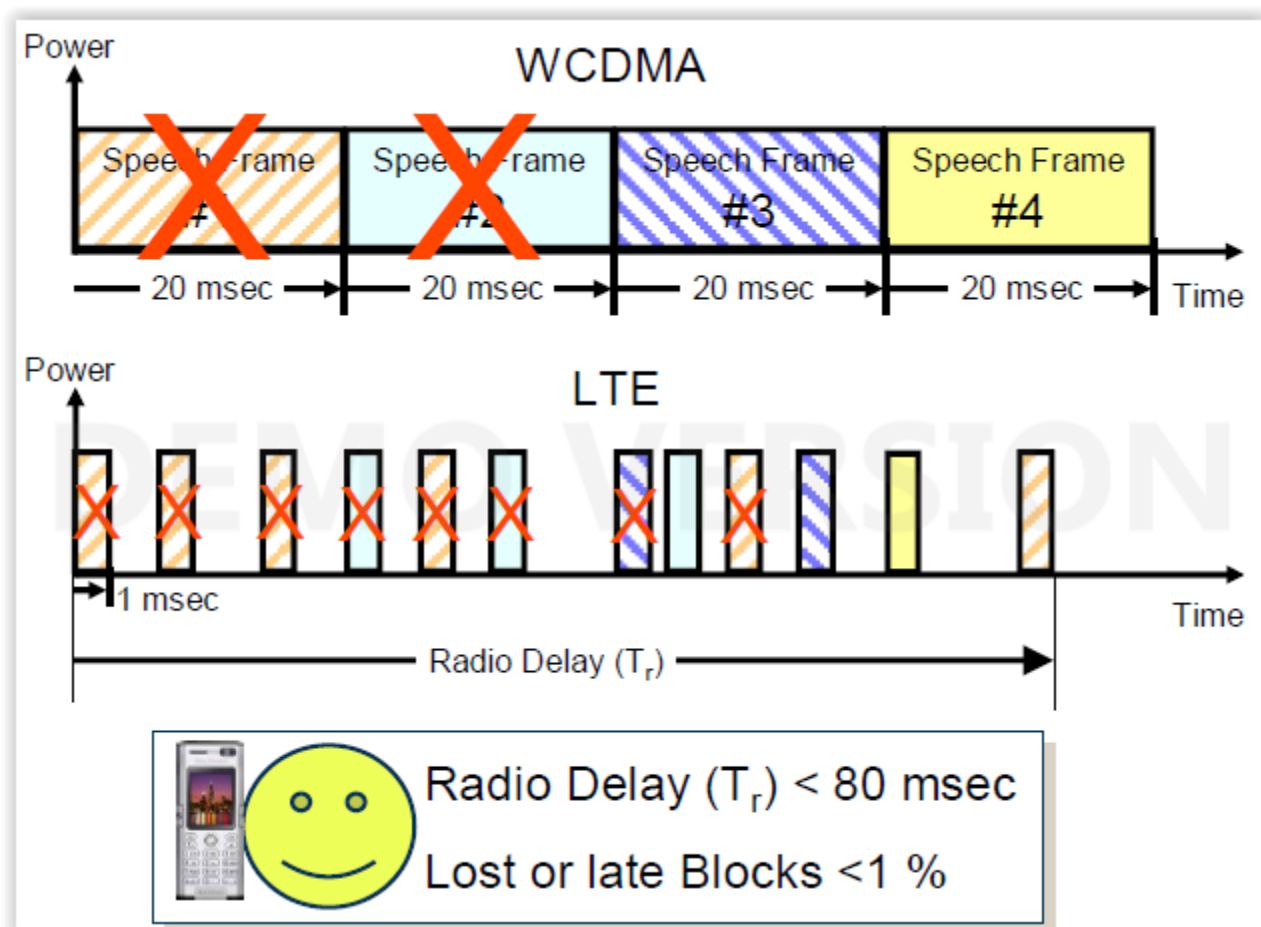
Η ραδιοφωνική καθυστέρηση (T_r) είναι κυρίως σχετική με τη διαδικασία HybridARQ, όπως απεικονίζεται και στο σχεδιάγραμμα.

3.1.6 ΤΟ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΤΗΣ ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑΣ HARQ

(HybridAdaptiveRepeatandRequest) ΣΤΙΣ ΦΩΝΗΤΙΚΕΣ ΥΠΗΡΕΣΙΕΣ

Στο WCDMA κάθε 20 μιλισεκόντ από το κομμάτι της ομιλίας μεταφέρεται από μία συνεχόμενη ροή δεδομένων μέσα στην *airinterface* χωρίς κανένα μηχανισμό αναμετάδοσης. Εάν ένα κομμάτι φτάσει κατεστραμμένο, έχει απλά απορριφθεί, έχοντας ως αποτέλεσμα την αύξηση του ποσοστού μπλοκαρίσματος των σφαλμάτων (BlockErrorRate- BLER).

Στην LTE το κομμάτι των 20 μιλισεκόντ ομιλίας μεταφέρεται από μόνο ένα υποπλαίσιο του ενός μιλισεκόντ και αποτελεί θέμα για τις αναμεταδόσεις. Εάν αυτό το υποπλαίσιο δεν ληφθεί σωστά θα αναμεταδοθεί σύμφωνα με τη διαδικασία HARQ.



Αν και τα πρώτα και δεύτερα πλάνα ομιλίας δεν ήταν αποκωδικοποιημένα σωστά από το λήπτη του WCDMA, τα τρίτα και τέταρτα πλάνα στάλθηκαν χωρίς καμία αναμετάδοση, παράγοντας κατ' αυτόν τον τρόπο ένα μεγάλο ποσοστό μπλοκαρίσματος των σφαλμάτων (BLER).

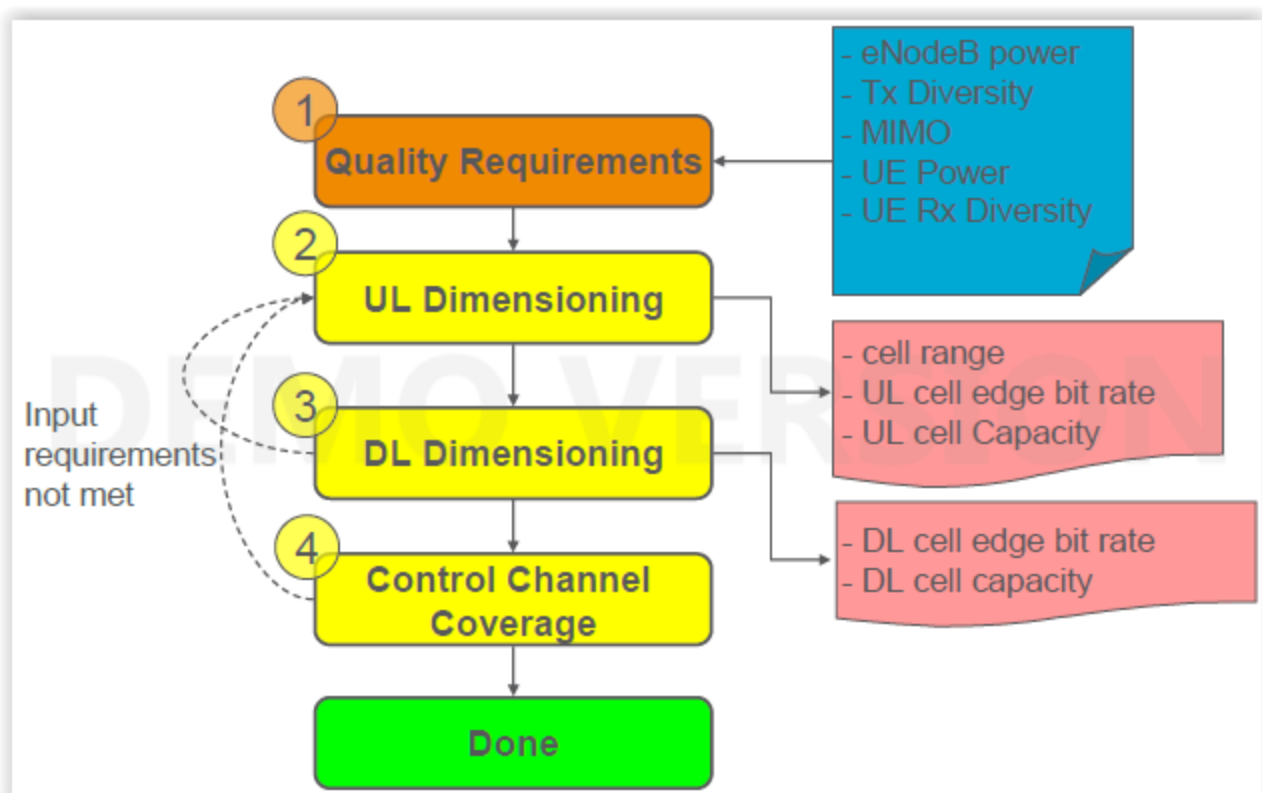
Στο σύστημα της τεχνολογίας LTE, ο πρώτος μεταφορέας αποκωδικοποιήθηκε λαθεμένα και αναμεταδόθηκε δύο φορές, προτού σταλεί ο δεύτερος μεταφορέας. Αυτές οι αναμεταδόσεις και το δεύτερο κομμάτι ομιλίας αποκωδικοποιήθηκαν και αυτά λάθος με αποτέλεσμα να αυξάνουν τις απαιτήσεις για αναμετάδοση.

Η τελική αναμετάδοση από το πρώτο κομμάτι ομιλίας αντιπροσωπεύει τη ραδιοφωνική καθυστέρηση (T_r) σ' αυτό το παράδειγμα. Οι χρήστες ομιλίας είναι ικανοποιημένοι, εάν η ραδιοφωνική καθυστέρηση (T_r) είναι λιγότερη από 80 μιλισεκόντ και ο αριθμός από χαμένα ή καθυστερημένα κομμάτια είναι λιγότερα από το 1%, όπως φαίνεται και στο παραπάνω παράδειγμα.

4 ΟΙ ΔΙΑΣΤΑΣΕΙΣ ΤΗΣ LTE

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι τυπικές προϋποθέσεις του διαδικτύου που δημιουργούν την εισαγωγή στη διαδικασία των διαστάσεων είναι οι εξής: η περιοχή κάλυψης, ο αριθμός των συνδρομητών, το μοντέλο κίνησης και η ικανότητα διαβίβασης δεδομένων κατά την ανοδική και καθοδική ζεύξη. Υπάρχουν διάφοροι τρόποι, ώστε οι διαστάσεις του δικτύου της τεχνολογίας LTE να πληρούν τις προϋποθέσεις. Η απεικόνιση που βλέπουμε παρακάτω παρουσιάζει μία διαδικασία των διαστάσεων της τεχνολογίας LTE που μπορεί να ακολουθήσει κάποιος, ώστε να παράγει την τελική επαλήθευση (ή την απόσταση site-to-site), η οποία πληροί τις προϋποθέσεις της κάλυψης και χωρητικότητας κατά την ανοδική και καθοδική ζεύξη.



Οι υπολογισμοί της κάλυψης κατά την ανοδική ζεύξη ξεκίνησαν με μία υποθετική κοντινή απόσταση site-to-site. Οι υπολογισμοί έγιναν για να καθορίσουν, εάν η απόδοση με την αρχικά υπολογισμένη (κοντινή) site-to-site απόσταση ικανοποιεί τις απαιτήσεις του δικτύου. Η απόσταση site-to-site, αυξάνεται με διάφορες επαναλήψεις εάν μία ή και περισσότερες προϋποθέσεις δεν ικανοποιούνται πια. Μόλις μία μέγιστη site-to-site απόσταση, η οποία πληροί τις προϋποθέσεις της ανοδικής ζεύξης έχει καθοριστεί, χρησιμοποιείται ως εισαγωγή για τους υπολογισμούς κάλυψης της καθοδικής ζεύξης.

Οι υπολογισμοί κάλυψης της καθοδικής ζεύξης πραγματοποιούνται για να επιβεβαιώσουν ότι πληρούνται οι προϋποθέσεις του δικτύου της καθοδικής ζεύξης. Όπως και στην ανοδική ζεύξη, η site-to-site απόσταση μπορεί να χρειαστεί να μειωθεί, εάν δεν πληρούνται οι προϋποθέσεις της καθοδικής ζεύξης. Η τελική site-to-site απόσταση που πληρεί τις προϋποθέσεις και των δύο και τις ανοδικής και της καθοδικής ζεύξης, είναι αυτή που επιλέγεται στο τέλος.

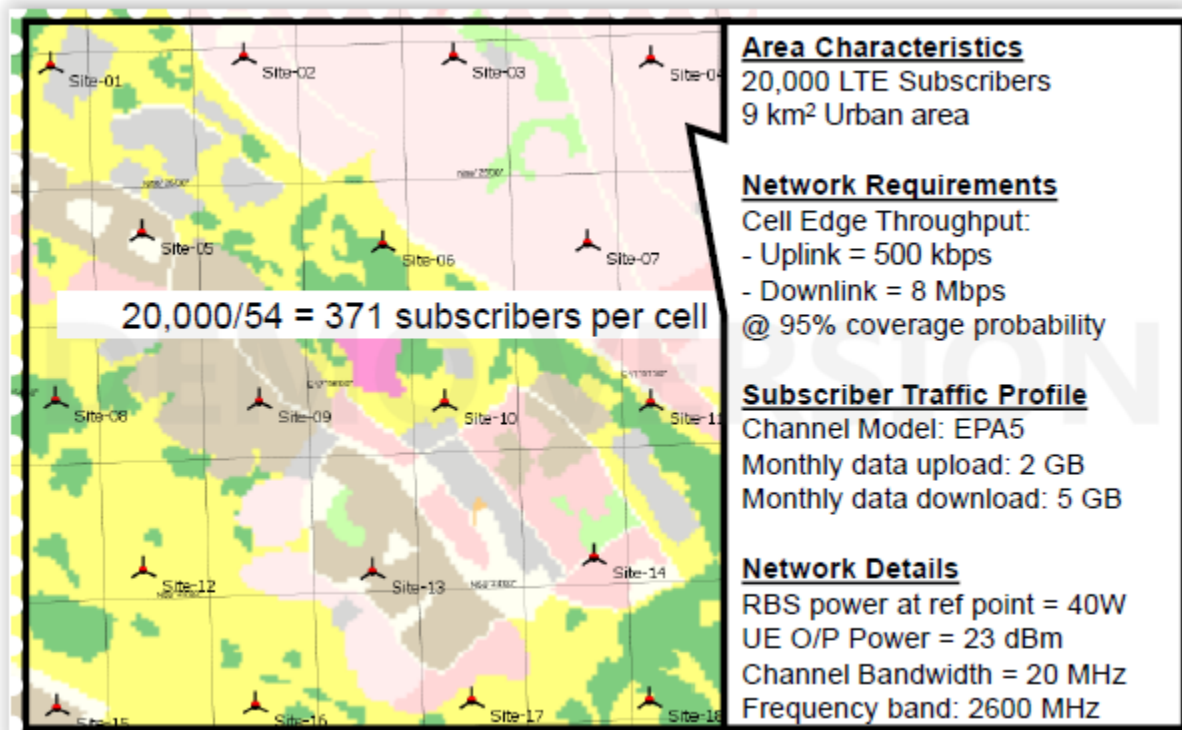
Οι υπολογισμοί της χωρητικότητας κατά την ανοδική και καθοδική ζεύξη πραγματοποιούνται για να παρέχουν στο χρήστη τη μέγιστη ικανότητα διαβίβασης δεδομένων κατά την ανοδική και καθοδική ζεύξη, οι οποίοι είναι οι καταχωρήσεις στις εργασίες των ακόλουθων διαστάσεων για το eNodeB και το δίκτυο αναμετάδοσης.

- › Define quality requirements
 - Coverage
 - › e.g. 500 kbps at cell edge with 98% probability
 - Capacity
 - › e.g. cell throughput 5 Mbps or 10Mbps per square kilometer
- › Define prerequisites
 - Diversity, MIMO, RBS and UE power, BW, freq band
- › UL dimensioning
 - Increase site-site distance until requirements not fulfilled
 - Tune power ctrl and PUSCH load parameters
- › DL dimensioning
 - Use site-site distance from UL and check DL requirements
- › Control channel coverage
 - Ctrl channel performance should not limit cell edge performance

Τα εργαλεία που χρησιμοποιούνται για το ραδιοφωνικό δίκτυο της τεχνολογίας LTE, για παράδειγμα εφαρμογές με φύλλα εργασίας όπως το Excel ή κάτι παρόμοιο, αριθμομηχανές ή εσωτερικά ανεπτυγμένα εργαλεία.

4.2 ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΔΙΑΚΙΝΗΣΗΣ ΤΟΥ ΔΙΚΤΥΟΥ ΣΤΗΝ LTE

Μία περιοχή με έκταση 9 τετραγωνικά χιλιόμετρα καλύπτεται από 18 πλευρές με 3-πεδία (54 κομμάτια) WCDMA, όπως απεικονίζεται και στο σχεδιάγραμμα παρακάτω.



Η διαδικασία των διαστάσεων της LTE χρησιμοποιείται για να υπολογίσει τον αριθμό των eNodeBs που χρειάζονται για να καλύψουν την ίδια περιοχή με τις απαιτήσεις του δικτύου της LTE, όπως δίνονται παραπάνω στο σχεδιάγραμμα.

Για αυτό το δίκτυο, οι προϋποθέσεις πρέπει να είναι οι εξής:

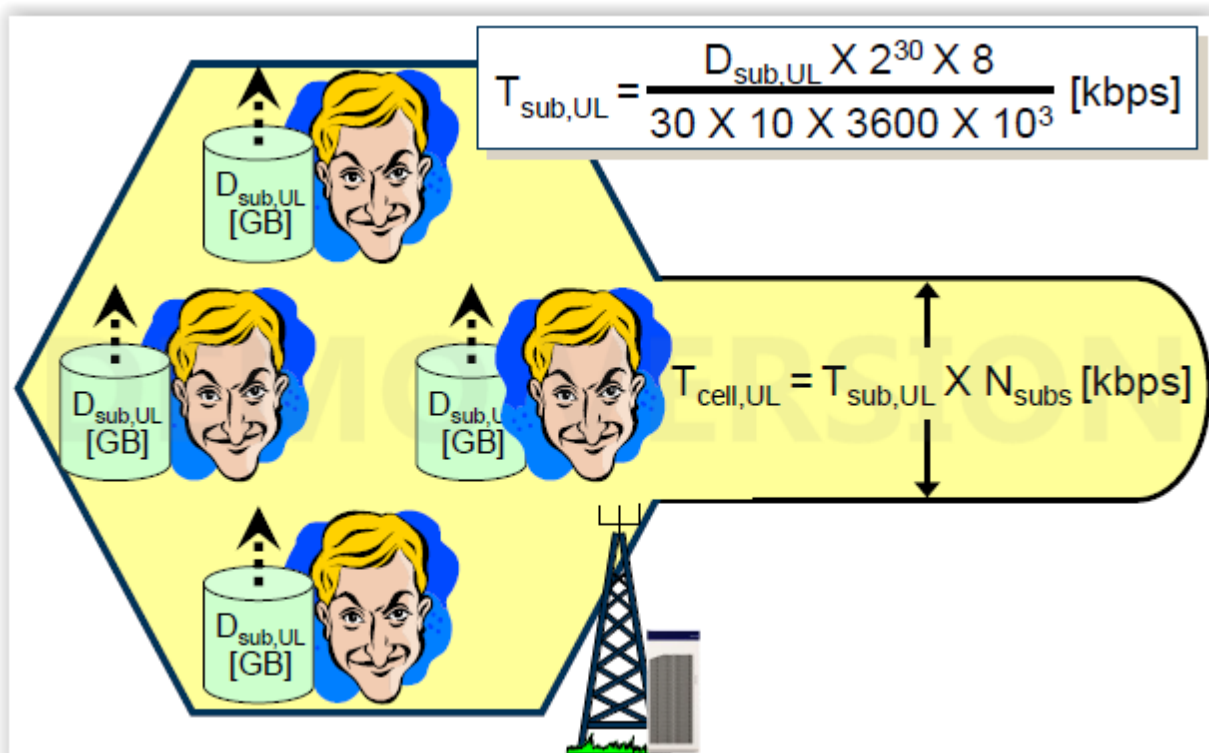
- E-UTRABand 7 (2.6 GHz) με εύρος συχνότητας καναλιού 20 MHz
- RRUs (χωρίς απώλεια τροφοδοσίας) χρησιμοποιούνται με δύναμη απόδοσης 40W στο σημείο αναφοράς
- δομή MIMO με 2x2 OLSM
- Το κέρδος του σταθμού βάσης της κεραίας είναι 18.5 dB, με γωνία κλίσης ισοδύναμη των 5° για ένα εύρος κελιού των 1000 μέτρων
- η δύναμη απόδοσης του τερματικού: 23 dBm, κέρδος της κεραίας dBi, ποικιλία λήψης
- 18 dB απώλειας εσωτερικής εισόδου
- 3dB επιπρόσθετης απώλειας εξαιτίας των βραχυκυκλωτήρων κ.ά
- μοντέλο κίνησης της ευρυζωνικής σύνδεσης
- ο αριθμός των συμβόλων OFDM που κατανέμονται για τα PDCCHs: 1
- ο αριθμός των πόρων που κατανέμονται για τα PUCCHs: 4
- μέγιστος συντονισμός για το UL: 16 QAM
- όλα τα τερματικά του χρήστη έχουν δύο κεραίες λήψης

- το ICIC χρησιμοποιείται, δηλαδή η αναμετάδοση ξεκινά από τυχαίες θέσεις στο ήδη αναπτυγμένο εύρος συχνότητας, έτσι ώστε η παρεμβολή των εσωτερικών κελιών να είναι ομοιόμορφα διανεμημένη σ' όλο το φάσμα συχνότητας.
- Το Layer 1 περιλαμβάνεται για όλα τα κανάλια και σήματα ελέγχου στο SINR με ρυθμό bit
- όλοι οι πόροι αναμεταδίδονται με την ίδια δύναμη
- υποθέτουμε πως χρησιμοποιείται πάντοτε το πιο αποτελεσματικό σύστημα συντονισμού και κωδικοποίησης (MCS)
- καμία τοποθέτηση (χωρίς πόρους PRS να κατανέμονται για OTDOA)
- μοντέλο καναλιού: EPA 5
- αστική περιοχή

Εφόσον αυτή η περιοχή έχει καλυφθεί από 18 πλευρές των 3-πεδίων, ή $(3 \cdot 18)54$ κελιά, αυτό θα ήταν μία καλή επιλογή για την αρχική μέτρηση της σελίδας. Αφού υπάρχουν 20.000 συνδρομητές και 54 κελιά, αυτό σημαίνει ότι θα υπάρχουν $20.000/54 = 371$ συνδρομητές ανά κελί.

4.4 ΔΙΑΚΙΝΗΣΗ ΤΩΝ ΚΕΛΙΩΝ (TCELL)

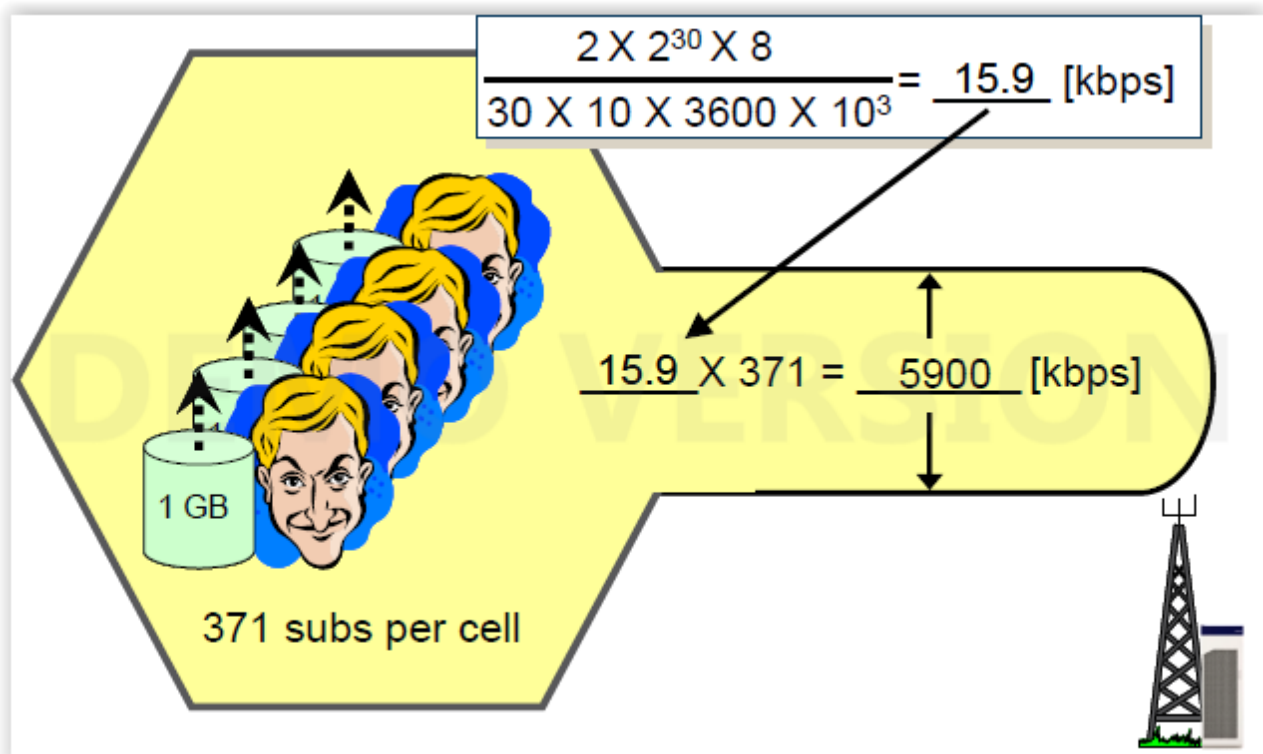
Εάν υποθέσουμε ότι ο μήνας έχει 30 μέρες και ότι ο μέσος συνδρομητής είναι ενεργός για 10 ώρες την ημέρα και εφόσον η ώρα αποτελείται από 3600 δευτερόλεπτα και 8 bits σ' ένα Byte, η ποσότητα από δεδομένα, τα οποία μπορούν να «ανεβούν» από ένα μέσο χρήστη ($D_{sub,UL}$) σε GB, θα μπορούν να μετατραπούν σε διακίνηση των κελιών του χρήστη ($T_{sub,UL}$) σε kbps, χρησιμοποιώντας τον τύπο που βλέπουμε στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



Η ικανότητα διαβίβασης δεδομένων των κελιών κατά την ανοδική ζεύξη σε kbps($T_{cell,UL}$) μπορεί να υπολογιστεί πολλαπλασιάζοντας την ικανότητα διαβίβασης δεδομένων των συνδρομητών ($T_{sub,UL}$) κατά την ανοδική ζεύξη με τον αριθμό των συνδρομητών που εξυπηρετούνται από το κελί (N_{subs}), όπως απεικονίζεται και στο σχεδιάγραμμα παραπάνω.

Εναλλακτικά το $T_{cell,UL}$ μπορεί να δοθεί ως ένα από τα κριτήρια καταχώρησης του δικτύου, εάν δεν είναι γνωστός ο αριθμός των συνδρομητών και το μοντέλο κίνησης.

Το παράδειγμα υπολογισμού των $T_{sub,UL}$ και $T_{cell,UL}$ για τις διαστάσεις του δικτύου βρίσκονται στο σχεδιάγραμμα παρακάτω.



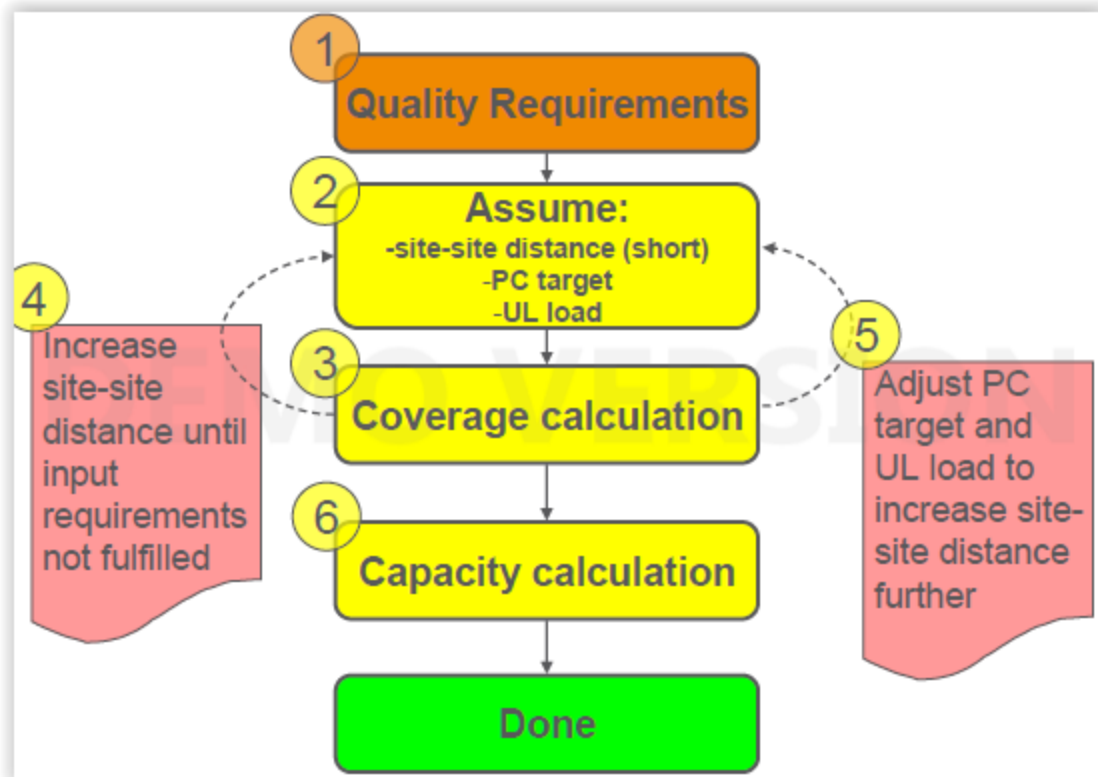
Αυτή η διακίνηση των κελιών κατά την ανοδική ζεύξη ($T_{cell,UL}$) για το κελί που βλέπουμε στο παραπάνω σχεδιάγραμμα είναι (γύρω στα 1000kbps) _____ kbps.

Η διακίνηση των κελιών κατά την καθοδική ζεύξη μπορεί να υπολογιστεί με τον ίδιο τρόπο, για παράδειγμα $T_{cell,UL} = 5/2 * T_{cell, UL} =$ _____ Kbps.

Επίσης, μπορεί να οριστεί και μία εναλλακτική ποιοτική ανάγκη για υψηλούς ρυθμούς ταχύτητας μετάδοσης δεδομένων. Αυτό ισχύει για τερματικά που βρίσκονται αρκετά κοντά, με ελάχιστη απώλεια πορεία και υψηλό SINR. Σ' αυτή την περίπτωση, είμαστε σε θέση να χρησιμοποιήσουμε έναν υψηλό ρυθμό μετάδοσης κατά την ανοδική ζεύξη της τάξης των 10 Mbps.

4.5 ΔΙΑΣΤΑΣΕΙΣ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

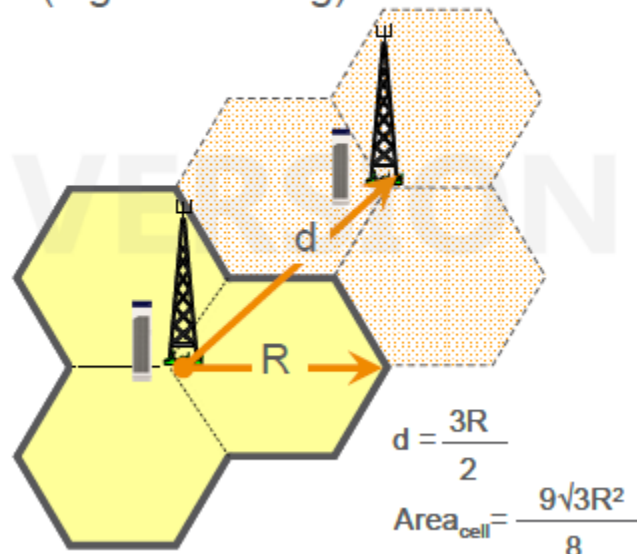
Σε πολλές περιπτώσεις, η ανοδική ζεύξη είναι ο περιοριστικός σύνδεσμος (σημείο συμφόρησης). Γι' αυτό το λόγο ξεκινάμε με τη διαδικασία των διαστάσεων στην ανοδική ζεύξη, η οποία φαίνεται παρακάτω:



Η διαδικασία της ανοδικής ζεύξης είναι επαναληπτική. Αυξάνοντας σταδιακά την site-to-site απόσταση, βρίσκεται η μέγιστη απόσταση που υποστηρίζει τις ποιοτικές προϋποθέσεις.

Το αρχικό σημείο είναι μία μικρή site-to-site απόσταση, όπου πληρούνται οι ποιοτικές προϋποθέσεις, μία συγκεκριμένη ρύθμιση του ελέγχου δύναμης και ένα συγκεκριμένο επίπεδο φορτίου. Η κάλυψη και η χωρητικότητα είναι υπολογισμένες και το αποτέλεσμα είναι συγκρίσιμο με τις ποιοτικές προϋποθέσεις. Η site-to-site απόσταση είναι αυξημένη σε μερικές επαναλήψεις με τον όρο ότι πληρούνται οι προϋποθέσεις. Όταν η κάλυψη και η χωρητικότητα μειώθηκαν στο επίπεδο των προϋποθέσεων, ο στόχος ελέγχου δύναμης (PO) και το επίπεδο φορτίου (QUL) βελτιώθηκαν με σκοπό να αυξήσουν παραπάνω την site-to-site απόσταση.

- › Is used as a variable in order to maximize coverage area with fulfilled requirements
- › Can also be a prerequisite (e.g. at co-siting)



Σε πολλές περιπτώσεις, η site-to-site απόσταση δίνεται (για παράδειγμα στο co-siting της τεχνολογίας LTE με το WCDMA). Τότε η βελτίωση της απόδοσης γίνεται βρίσκοντας το βέλτιστο έλεγχο δύναμης και το συνδυασμό φορτίου.

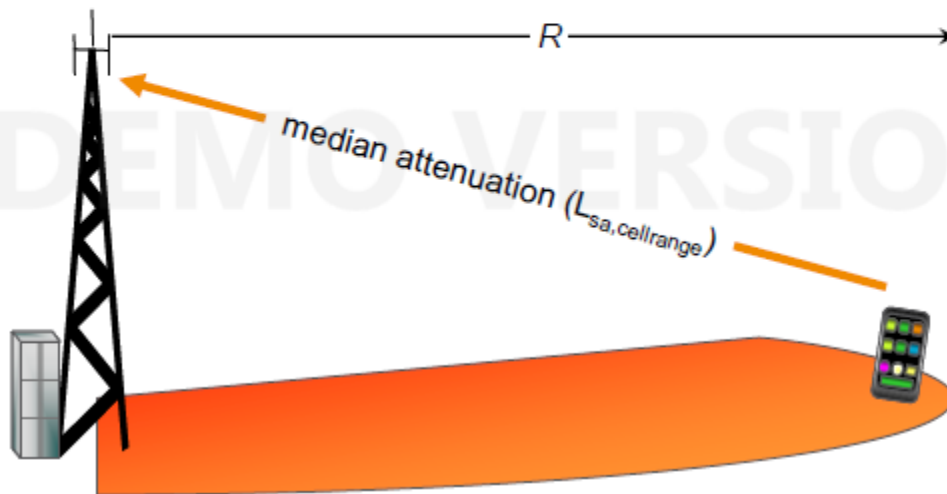
4.6 Η SITE – TO – SITE ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΩΣ ΕΞΑΣΘΕΝΗΣΗ ΤΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ

Η site-to-site απόσταση εκφράζεται και ως η ενδιάμεση εξασθένηση σήματος στα όρια του κελιού, $L_{sa, cellrange}$.

Αυτό συμβαίνει ώστε να γίνουν οι υπολογισμοί ανεπηρέαστα από τα χαρακτηριστικά της διάδοσης κυμάτων.

Η εξασθένηση του σήματος είναι η απώλεια κατά τη διαδρομή του αέρα, συμπεριλαμβάνοντας τα κέρδη από την κεραία και τις διάφορες απώλειες.

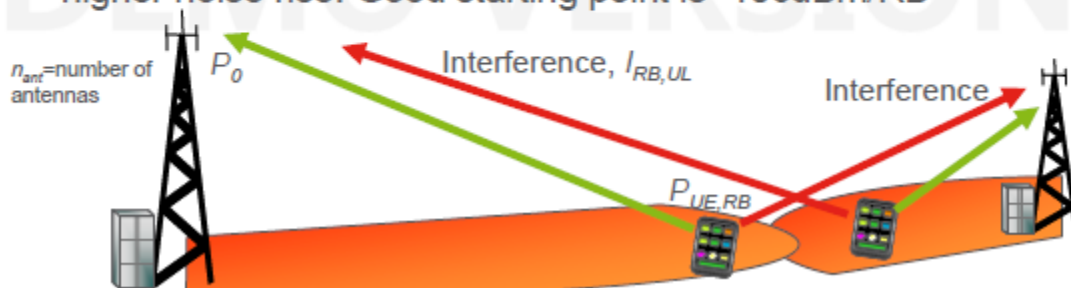
- › The median signal attenuation at the cell border, $L_{sa,cellrange}$, is used to represent site-site distance
- › Good starting point is 110 to 120 dB



4.7 Ο ΕΛΕΓΧΟΣ ΙΣΧΥΟΣ ΩΣ ΣΤΟΧΟΣ

Ο αλγόριθμος του ελέγχου της δύναμης δίνει στο χειριστή τη δυνατότητα να προσαρμόσει το στόχο να ελέγχει τη δύναμη, P_0 , με την παράμετρο $pZeroNominalPusch$.

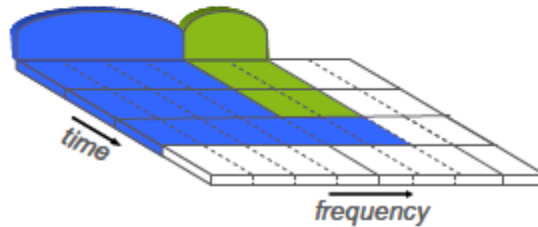
- › The parameter $pZeroNominalPusch$ sets the power control target, P_0
- › $P_0 = pZeroNominalPusch - 10\log(n_{ant})$
- › The setting of P_0 affects both coverage and capacity
- › P_0 is the PSD_{rx} target, common for all UEs in the cell
- › A higher setting leads to higher cell throughput but also higher noise rise. Good starting point is -106dBm/RB



4.8 ΦΟΡΤΙΟΡΥΣΗ

Τώρα θα ξεκινήσουμε με τις διαστάσεις της ανοδικής ζεύξης και θα συμπληρώσουμε τα αποτελέσματα από τα παραπάνω ($L_{sa,cellrange}$, P_0 and Q_{PUSCH}) στην πρώτη επανάληψη (It1) στον πίνακα παρακάτω.

- › Fraction of PUSCH resource blocks carrying user data
- › Prerequisite
or
- › Variable in order to maximize performance
- › If not a prerequisite, a suitable starting point is 80-100%



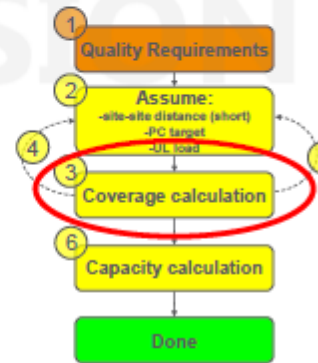
Στη δεύτερη επανάληψη (It2), $L_{sa,cellrange}$ έχει αυξηθεί στο μέγιστο, με τις άλλες παραμέτρους να έχουν παραμείνει στις αρχικές υποθέσεις και να πληρούν ακόμα τις ποιοτικές προϋποθέσεις.

Η τρίτη επανάληψη ανταποκρίνεται στο τελικό $L_{sa,cellrange}$, με τις βέλτιστες αξίες για το P_0 και Q_{PUSCH} .

4.9 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΛΥΨΗ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Η κάλυψη της ανοδικής ζεύξης έχει υπολογιστεί για ένα ήδη δωσμένο συνδυασμό του $L_{sa,cellrange}$, P_0 και Q_{UL} , ο οποίος συμπεριλαμβάνει τα στάδια και τις μεταβλητές που φαίνονται παρακάτω:

- › Thermal noise, N_t
- › Noise rise, B_{IUL}
- › Resource block allocation, n'_{RB}
- › Power level, $P_{UE, RB}$
- › Bit rate, R
- › Cell edge bit rate, $R_{celledge}$
- › High bit rate, R_h
- › UL link budget, L_{pmax}



4.1.1 ΘΕΡΜΙΚΟΣ ΘΟΡΥΒΟΣ

Ο θερμικός θόρυβος είναι η ηχητική συνεισφορά που δίνει η θερμική κίνηση των ηλεκτρονίων, τα οποία γίνονται αγωγός. Ο θερμικός θόρυβος, δύναμη ανά hertz μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$N_f \approx 10 \log(kT) [\text{dBm}]$$

όπου

$$\text{κείναι η σταθερά Boltzmann's} = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$$

$$\text{Τείναι η απόλυτη θερμοκρασία σε Κέλβιν} = 290 (17^\circ\text{C})$$

$$N_f = 10 \log(1,38e-23 \times 290) = -204 \text{ dBW/Hz} = -174 \text{ dBm/Hz}$$

Το ποσό θορύβου (N_f) του λήπτη περιγράφει πόσο μειώνεται το SNR εξαιτίας των ίδιων του των στοιχείων. Η ραδιοφωνική μονάδα έχει ένα ποσό θορύβου της τάξης των 2 dB (=1.58 γραμμικά).

Το συνολικό επίπεδο θορύβου ανά πλακίδιο πηγής του RBS ($N_{RB, UL}$), μπορεί να εκφραστεί σε γραμμική μορφή ως θερμικός θόρυβος ανά hertz (N_f), πολλαπλασιάζοντας το εύρος συχνότητας σε hertz (180 kHz, τα οποία ανταποκρίνονται σ' ένα μόνο πλακίδιο πηγής), πολλαπλασιάζοντας με το συνολικό ποσό θορύβου του λήπτη. Σε μορφή λογάριθμου (dB) προκύπτει το σύνολο αυτών των σχέσεων (το εύρος συχνότητας πρέπει να μετατραπεί σε dB).

Η παράσταση για το συνολικό ποσό του θερμικού θορύβου του $RBSN_{f,RBS}$, σύμφωνα με τον τύπο του Friis, φαίνεται στο σχήμα παρακάτω. Εξαρτάται από το ποσό θορύβου $TMA_{N_{f,TMA}}$, το ποσό θορύβου $RUN_{f,RU}$ (πολλαπλασιάζοντας το με την απώλεια του τροφοδοτικού, L_f) και το κέρδος του TMA (G_{TMA}). Αυτό το συνολικό ποσό θορύβου πρέπει να ληφθεί υπόψη όταν υπολογίζεται το συνολικό επίπεδο θορύβου. Οι τύποι για τους υπολογισμούς θορύβου (ανά RB) φαίνονται παρακάτω.

$$N_{RB,UL} = N_t + 10 \log(W_{RB}) + N_{f,RBS}$$

Where:

- N_t is thermal noise power density (PSD): -174dBm/Hz
- W_{RB} is the RB bandwidth: 180 kHz
- $N_{f,RBS}$ is the RBS noise figure at the RX reference point [dB]

$$N_{f,RBS} = 10 \log\left(N_{f,TMA} + \frac{N_{f,RU} L_f - 1}{G_{TMA}}\right)$$

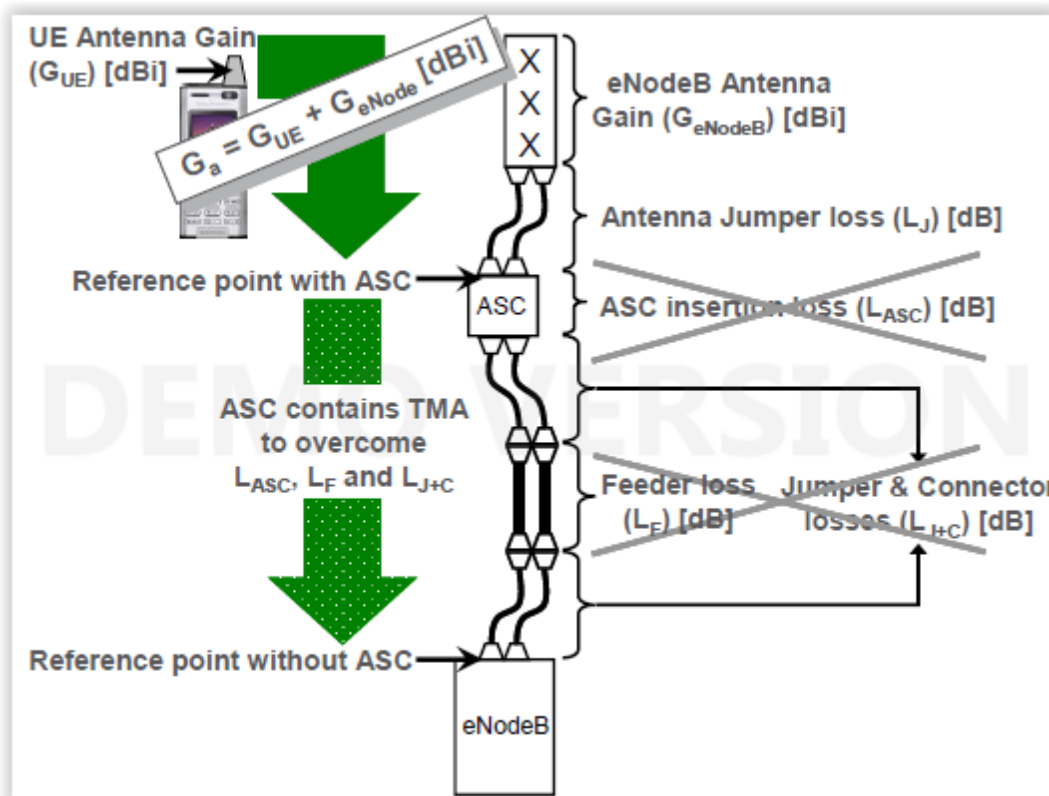
Where:

- $N_{f,TMA}$ is the noise figure of TMA: e.g. 1.0 (no TMA, linear)
- $N_{f,RU}$ is the noise figure of the RU: e.g. 1.58 (linear)
- L_f is the feeder loss: e.g. 1.0 (RRU, linear)
- G_{TMA} is the gain of the TMA: e.g. 1.0 (no TMA, linear)

Nt	-174
Wrb	180000
Nf,tma	1
Nf,ru	1,58
Lf	1
Gtma	1
Nrb,ul	

4.1.2 ΣΗΜΕΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Το σημείο αναφοράς του συστήματος της ανοδικής ζεύξης για τους υπολογισμούς του συνδέσμου εξαρτάται είτε στο ASC που χρησιμοποιείται είτε όχι όπως απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα που ακολουθεί:



Ο ελεγκτής του συστήματος κεραίας (ASC), περιέχει διάφορα προνόμια του TowerMountedAmplifier(TMA). Το κέρδος του ASC προσαρμόστηκε, έτσι ώστε να υπερισχύει τη συνολική απώλεια από την εισαγωγή του ASC (LASC), την απώλεια της τροφοδοσίας (LF) και όλες τις απώλειες του βραχυκυκλωτήρα και του ρευματοδότη μεταξύ του ASC και του eNodeB (LJ+C) για την ανοδική ζεύξη. Αυτό σημαίνει, ότι όταν χρησιμοποιείται το ASC, το σημείο αναφοράς για τους υπολογισμούς του συνδέσμου είναι η κορυφή για το ASC, όπως άλλωστε απεικονίζεται και στο παραπάνω σχεδιάγραμμα και πρέπει να συμπεριληφθεί μόνο η απώλεια του βραχυκυκλωτήρα της κεραίας (LJA).

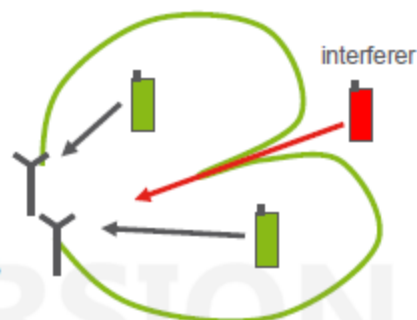
Εάν ένα ASC δε χρησιμοποιείται στο σημείο αναφοράς της ανοδικής ζεύξης για τους υπολογισμούς του συνδέσμου, τότε είναι η κορυφή για το eNodeB και όλες οι απώλειες του τροφοδοτικού, βραχυκυκλωτήρα και ρευματοδότη πρέπει να συνυπολογιστούν.

Στην περίπτωση που το eNodeB χρησιμοποιεί μονάδα ραδιοτηλεχειρισμού (RRU), οι οπτικές ίνες χρησιμοποιούνται αντί του τροφοδότη RF, του βραχυκυκλωτήρα και των ρευματοδοτών έτσι ώστε καμία από τις απώλειες του τροφοδότη και των βραχυκυκλωτήρων να μη χρειάζεται να συμπεριληφθούν στους υπολογισμούς του συνδέσμου.

Το κέρδος της κεραίας (G_a) είναι το σύνολο από τα κέρδη από τις κεραίες του τερματικού και του eNodeB ($G_{UE} + G_{eNodeB}$), όπως φαίνεται άλλωστε και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.

Το IRC (InterferenceRejectionCombining) είναι ένα χαρακτηριστικό, το οποίο μπορεί να αυξήσει τη χωρητικότητα, περιορίζοντας την παρεμβολή στο ενδιάμεσο κελί κατά την ανοδική ζεύξη.

- > Inter Cell Interference can be suppressed by spatial combining of multiple receiving antennas
- > Increases the Capacity
- > Replaces Maximum Ratio Combining (MRC)
- > Cancellation efficiency expressed by factor β



$$0 < \beta < 1,$$

depending on scenario. 0 means no cancellation and 1 means complete cancellation of interferer

4.1.3 ΑΥΞΗΣΗ ΘΟΡΥΒΟΥ

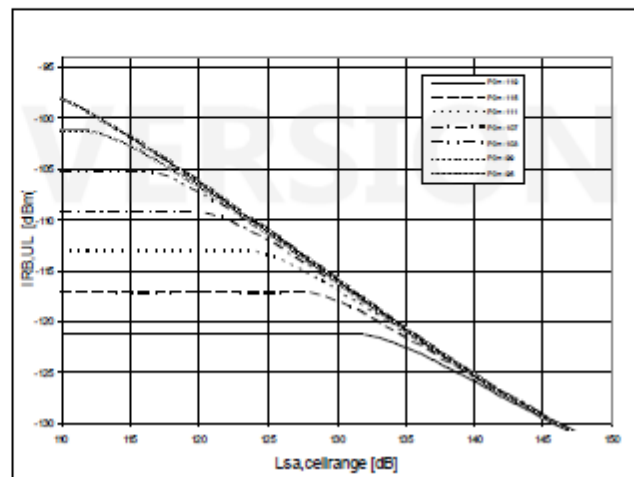
Η παρεμβολή από άλλα κελιά έχει διαμορφωθεί ως το όριο της παρεμβολής ή ως η «αύξηση του θορύβου». Η παρεμβολή ανά πλακίδιο πηγής, $I_{RB,UL}$ εξαρτάται από το στόχο του ελέγχου της δύναμης, τη γεωμετρία του κελιού και την απομόνωση του. Αυτό θα μπορούσε να εκτιμηθεί με μία μέθοδο δακτυλίου. Το αποτέλεσμα φαίνεται στο σχεδιάγραμμα παρακάτω, όπου το $I_{RB,UL}$ μπορεί να διαβαστεί σε συγκεκριμένο $L_{sa,cellrange}$. Ο τύπος για την αύξηση θορύβου κατά την ανοδική ζεύξη, B_{IUL} , φαίνεται παρακάτω.

$$B_{IUL} = 10 \log \left(1 + \frac{Q_{UL} (1 - \beta) I_{RB,UL}}{N_{RB,UL}} \right)$$

Where:

- $I_{RB,UL}$ is the average inter-cell interference per RB (linear)
- $I_{RB,UL}$ can be obtained from UL ring method. The result is illustrated in the graph to the right:
- β is the interference cancellation efficiency factor due to IRC

Irb,ul	-108
Biul	



4.1.4 Η ΠΗΓΗ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ ΩΣ ΚΟΜΜΑΤΙ ΔΙΑΝΟΜΗΣ

Ο υπολογισμός του καταμερισμού από το RB κατά την ανοδική ζεύξη προσπαθεί να περιγράψει τη συμπεριφορά της προσαρμογής του συνδέσμου. Είναι μία ανταλλαγή, μεταξύ της επιλογής του μεγαλύτερου δυνατού αριθμού από RBs και της διατήρησης του επιθυμητού επιπέδου του SINR(γ) ανά RB. Το επιθυμητό επίπεδο του SINR ονομάζεται γ_0 .

Για να καταμεριστούν τα RBs, έτσι ώστε $\gamma < \gamma_0$ και να μην είναι χρήσιμο, από τη στιγμή που ο επιτεύξιμος ρυθμός μετάδοσης δε θα αυξηθεί. Τα RBs, τα οποία δεν είναι καταμερισμένα, μπορούν να χρησιμοποιηθούν από άλλα τερματικά για να αυξήσουν την ικανότητα διαβίβασης δεδομένων του κελιού.

Ο αριθμός των πλακιδίων πηγής που καταμερίζονται κατά την ανοδική ζεύξη ($n'RB$) έχουν διαμορφωθεί από τον τύπο που βρίσκεται στην παρακάτω διαφάνεια. Ο τύπος αυτός υπολογίζει το μέγιστο αριθμό RBs ενώ παράλληλα ικανοποιεί τις προϋποθέσεις του γ_0 .

Ο αριθμός των RBs που καταμερίζονται είναι τυπικά ισοδύναμα με το μέγιστο αριθμό RBs στις χαμηλότερες απώλειες της πορείας τους. Όταν αυξάνεται η έλλειψη πορείας, σ' ένα

συγκεκριμένο σημείο, όπου το τερματικό του χρήστη δεν μπορεί πλέον να κρατήσει τη δύναμη ανά RB, ο αριθμός των καταμερισμένων RBs θα μειωθεί, σύμφωνα με την εκθετική έκφραση στον τύπο μέχρι που να φτάσει το χαμηλότερο αριθμό.

$$n'_{RB} = \max(n'_{RB,\min} ; \min(n'_{RB,\max} ; 10^{(P_{UE} - L_{sa} - N_{RB,UL} - B_{IUL} - \gamma_0)/10}))$$

Where:

- $n'_{RB,\min}$ and $n'_{RB,\max}$ is the minimum resp. maximum number of resource blocks a UE can be allocated
- P_{UE} is the max output power of a UE, e.g. 23dBm
- L_{sa} is the signal attenuation between UE and RBS ref point
- γ_0 models the link adaptation behaviour at low SINR. Can be seen as the min desired SINR at the RBS. Recommended value shown below:

RBs reaching γ_0

Channel model	EPA5	EPA70	ETU300
γ_0 [dB] for 1.4 MHz BW	-2.0	2.8	2.0
γ_0 [dB] for 10 MHz BW	-4.0	-1.4	-1.4

4.1.5 ΕΠΙΠΕΔΟ ΙΣΧΥΟΣ

Η ρύθμιση του ελέγχου της δύναμης επηρεάζει το SINR ανά RB και ως εκ τούτου και τον αριθμό των RBs που καταμερίζονται.

Η δύναμη ανά RB του τερματικού του χρήστη ($P_{UE,RB}$), είτε θα ικανοποιεί το στόχο του ελέγχου της δύναμης (P_0), είτε θα περιορίζεται από τη μέγιστη δύναμη του τερματικού του χρήστη (P_{UE}).

Εάν η δύναμη του τερματικού του χρήστη είναι επαρκής για να επιτύχει το στόχο του ελέγχου της δύναμης στα RBS, η δύναμη του τερματικού του χρήστη θα είναι ισοδύναμη του στόχου καθώς και της εξασθένησης του σήματος.

Εάν το τερματικό του χρήστη φτάσει το μέγιστο της δύναμης του, η δύναμη ανά RB γίνεται η μέγιστη δύναμη του τερματικού, διαχωρισμένο από τον αριθμό των καταμερισμένων RBs (σε μορφή λογαρίθμου $P_{UE} - 10\log(n'_{RB})$).

Η υπολογισμένη δύναμη του τερματικού έχει τότε αφαιρεθεί από την εξασθένηση του σήματος ώστε να περιέχει τη δύναμη που έχει λάβει ($P_{RX,RB}$). Το SINR (γ) είναι τότε υπολογισμένο ως αυτή η ληφθείσα δύναμη μείων το θόρυβο ($N_{RB,UL}$) μείων τα όρια της παρεμβολής (B_{IUL}) (σε μορφή λογάριθμου). Δείτε τις δύο εικόνες παρακάτω.

$$P_{UE, RB} = \min(\underbrace{P_{UE} - 10 \log(n'_{RB})}_{\text{UE at max pwr}}; \underbrace{P_0 + \alpha L_{sa}}_{\text{PC target reached}})$$

Where:

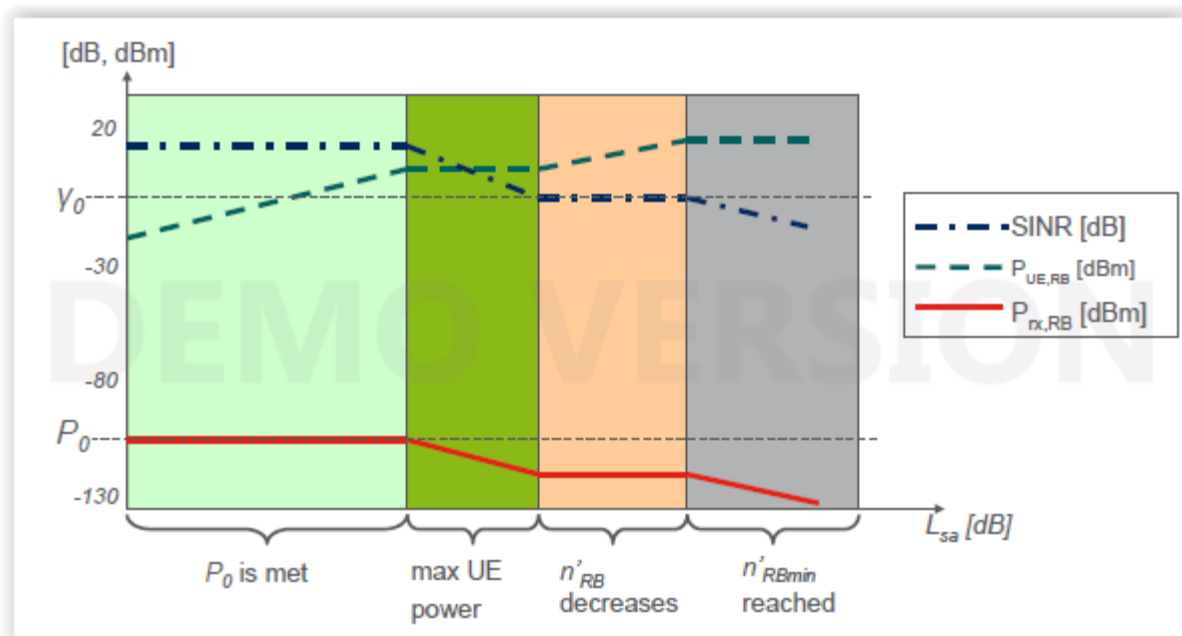
– α is set to 1 in the current release

$$P_{RX, RB} = P_{UE, RB} - L_{sa}$$

› The resulting SINR can be calculated as:

$$\gamma = P_{rx, RB} - N_{RB, UL} - B_{IUL}$$

Η συμπεριφορά του ελεγχου της δύναμης είναι συγκεντρωμένη στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



4.1.6 Ο ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΤΩΝ ΒΙΤ ΣΤΗΝ ΑΝΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ

Ο ρυθμός μετάδοσης είναι σε θέση να υπολογιστεί, εάν το SINR είναι γνωστό. Αυτό επιτυγχάνεται, χρησιμοποιώντας τον τύπο και τις παραμέτρους που βρίσκονται παρακάτω. Αυτός ο τύπος χρησιμοποιείται για όλους τους υπολογισμούς του ρυθμού μετάδοσης, όταν το SINR είναι γνωστό. Ας σημειωθεί πως χρησιμοποιούνται διαφορετικές παράμετροι για την καθοδική ζεύξη (a_0 - a_4).

Σημείωση: Ελέγξτε πάντοτε τους τελευταίους οδηγούς για τις σωστές εκτιμήσεις!

$$R = n'_{RB} R_{RB}(\gamma)$$

$$R_{RB}(\gamma) = \max\left(0, a_3 + (a_0 - a_3)e^{-\ln(2)[(\gamma - a_1)/a_2]^{a_4}}\right); \quad \gamma < a_1$$

$$R_{RB}(\gamma) = a_0; \quad \gamma \geq a_1$$

	EPA 5	
Max modulation:	16QAM	64QAM
a_0 [kbps]	519.7	719.2
a_1 [dB]	37.0	45.9
a_2 [dB]	29.7	35.2
a_3 [kbps]	0	0
a_4 [kbps]	4	4

BW=1,4 MHz	EPA 5		EVA 70		ETU 300	
Max modulation:	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM
a_0 [kbps]	529.2	717.4	528.6	711.2	379.0	394.6
a_1 [dB]	35.3	43.4	23.8	28.8	21.5	22.1
a_2 [dB]	28.2	33.2	12.5	14.5	12.2	12.4
a_3 [kbps]	0	0	0	0	0	0
a_4 [kbps]	4	4	2	2	2	2
DEMO VERSION						
All other BWs	EPA 5		EVA 70		ETU 300	
Max modulation:	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM
a_0 [kbps]	519.7	719.2	519.7	718.2	388.3	400.7
a_1 [dB]	37.0	45.9	37.4	47.8	32.2	33.0
a_2 [dB]	29.7	35.2	27.8	34.5	24.7	25.2
a_3 [kbps]	0	0	0	0	0	0
a_4 [kbps]	4	4	4	4	4	4

4.1.7 ΣΤΑΔΙΑΚΗ ΜΕΙΩΣΗ ΤΟΥ LOG-NORMAL

Ο φάκελος του ραδιοφωνικού σήματος αποτελείται από γρήγορη εξασθένηση του σήματος που στηρίζεται σε μία αργή εξασθένηση του σήματος.

Ο σύντομος ορισμός ή η γρήγορη εξασθένηση του σήματος (εξασθένηση του σήματος Rayleigh), είναι συνήθως παρόν κατά τη διάρκεια της ραδιοφωνικής επικοινωνίας, παρά το γεγονός ότι η κεραία του κινητού είναι χαμηλότερη από τις γύρω δομές, όπως για παράδειγμα τα δένδρα και τα κτίρια, τα οποία δρουν ως αντανακλαστικά κάτοπτρα. Το τελικό σήμα, αποτελείται από διάφορα κύματα με διάφορα πλάτη κύματος και φάσεις. Μερικές φορές, αυτά εξουδετερώνουν εντελώς το ένα το άλλο. Το φαινόμενο Rayleigh, είναι αναλογικό του μήκους κύματος και την ταχύτητα του τερματικού του χρήστη. Οι εκτιμήσεις του SINR (γ), χρησιμοποιούνται για τις διαστάσεις της τεχνολογίας LTE και περιέχουν και το φαινόμενο του Rayleigh για τη σταδιακή εξασθένηση του σήματος.

Εάν υποθέσουμε πως σταμάτησε η γρήγορη εξασθένηση του σήματος (κατά μέσο όρο), τα τοπικά μέσα μπορούν να εκτιμήσουν την ισχύ του σήματος που διακυμαίνεται μ' ένα τρόπο που δεν είναι διαμορφωμένος από τη βασική διάδοση και την πρόβλεψη RF των αλγόριθμων. Αυτή η διακύμανση, είναι φυσιολογικά κατανοητή όσο αφορά το μέσο που εκτιμάται σε μία μεταβλητότητα, η οποία είναι συνήθως μεταξύ των 6 και 10dB ανάλογα το περιβάλλον.

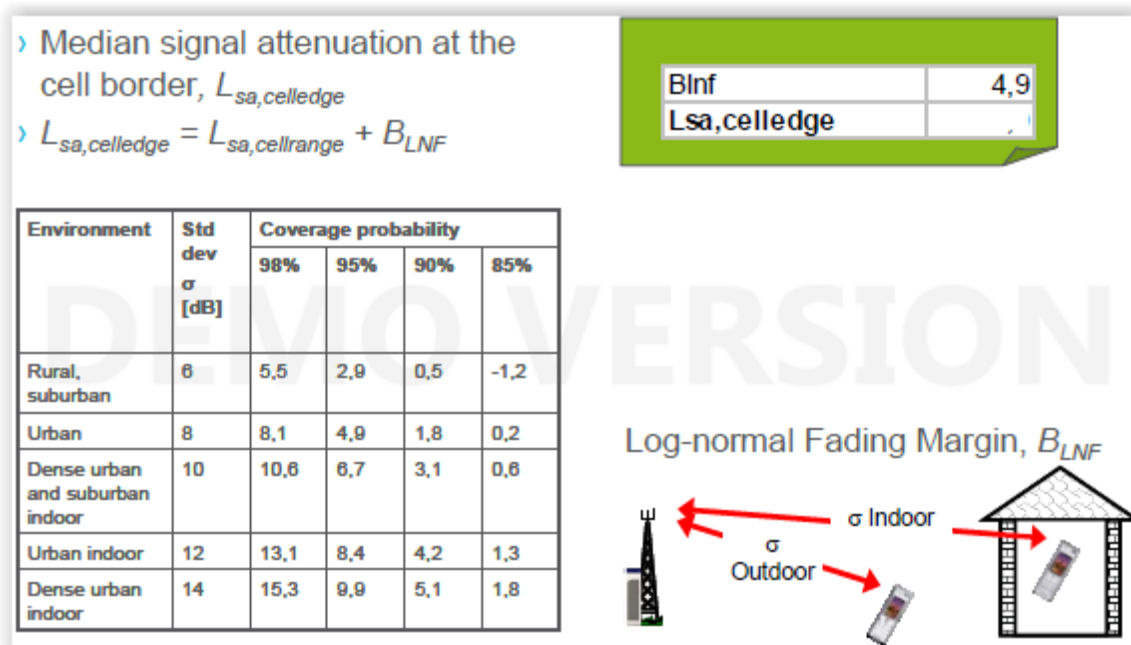
Εάν οι εξωτερικές βάσεις χρησιμοποιούνται για να παρέχουν εσωτερική κάλυψη, τότε πρέπει να προστεθούν στη μεταβλητότητα, η απώλεια λόγω της εισόδου σε κτίριο (BPL) και η ισχύς του σήματος μέσα στο κτίριο. Οι βασικές εκτιμήσεις γι' αυτή τη συνδιαστική μεταβλητότητα, είναι μεταξύ των 10 και 14 dB ανάλογα και πάλι το περιβάλλον.

Το όριο της κανονικής εξασθένησης του σήματος (B_{LNF}) που χρησιμοποιείται για τους υπολογισμούς του συνδέσμου θα εξαρτάται στη μεταβλητότητα του περιβάλλοντος (σ) και την πιθανότητα για την απαιτούμενη κάλυψη.

Η μεταβλητότητα (σ) για διάφορα περιβάλλοντα και το όριο της κανονικής εξασθένησης του σήματος (B_{LNF}), τα οποία θα έπρεπε να χρησιμοποιηθούν, ώστε να επιτευχθεί η πιθανότητα για την απαιτούμενη κάλυψη απεικονίζεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.

4.1.8 Ο ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΤΩΝ ΒΙΤ ΣΤΗΝ ΑΚΡΗ ΤΟΥ ΚΕΛΙΟΥ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΑΝΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ

Για να μπορέσουμε να υπολογίσουμε το ρυθμό ταχύτητας μετάδοσης στην άκρη του κελιού, θα πρέπει πρώτα να υπολογίσουμε την ενδιάμεση εξασθένηση του σήματος για τους χρήστες του κελιού, $L_{sa,celledge}$. Αυτό μπορεί να γίνει προσθέτοντας την κανονική εξασθένηση του σήματος B_{LNF} με την ενδιάμεση εξασθένηση του σήματος στα όρια του κελιού $L_{sa,cellrange}$. Η κανονική εξασθένηση του σήματος σε dB φαίνεται παρακάτω για διαφορετικές μεταβλητότητες, σ , της εξασθένησης. Η μεταβλητότητα εξαρτάται από το ραδιοφωνικό περιβάλλον (υπαίθριο, προάστειο, αστικό, εδωτερικό, εξωτερικό).



Η ενδιάμεση εξασθένηση του σήματος για τους χρήστες των κελιών έχει υπολογιστεί και χρησιμοποιηθεί, με σκοπό να υπολογίσει το ενδιάμεσο SINR στην άκρη του κελιού, το οποίο με τη σειρά του έχει χρησιμοποιηθεί για να υπολογίσει το ρυθμό μετάδοσης ανά πλακίδιο πηγής. Αυτός ο ρυθμός μετάδοσης στην άκρη του κελιού έχει υπολογιστεί από τον πολλαπλασιασμό του ρυθμού ανά RB με τον αριθμό των RBs που βρίσκονται στην άκρη του κελιού.

$$n'_{RB,celledge} = \max(n'_{RB,min}; \min(n'_{RB,max}; 10^{(P_{UE} - L_{sa,celledge} - N_{RB,UL} - B_{IUL} - \gamma_0)/10}))$$

$$\gamma_{celledge} = \min(P_{UE} - 10 \log(n'_{RB,celledge}); P_0 + \alpha L_{sa,celledge}) - L_{sa,celledge} - N_{RB,UL} - B_{IUL}$$

$$R_{celledge} = n'_{RB,celledge} R_{RB}(\gamma_{celledge})$$

n'rb,celledge	
Pue,rb,celledge	
Prx,rb,celledge	
SINRcelledge	
a0	519,7
a1	37
a2	29,7
a3	0
a4	4
Rrb,celledge	
Rcelledge	

Η ποιοτική προϋπόθεση για υψηλό ρυθμό μετάδοσης έχει εκτιμηθεί για ένα τερματικό κοντά στη θέση. Ο ρυθμός μετάδοσης κοντά στη θέση, εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από το στόχο ελέγχου της δύναμης. Εδώ μπορούμε να υποθέσουμε πως ο μέγιστος αριθμός των RBs είναι τοποθετημένα και ότι το SINR έχει δοθεί από:

$$\gamma_h = P_0 - N_{RB,UL} - B_{IUL}$$

$$R_h = n'_{RB,max} R_{RB}(\gamma_h)$$

SINRh	
n'rb,h	
Rrb,h	
Rh	

The above is valid where the UE can reach the power control target:

$$L_{sa} \leq P_{UE} - 10 \log(n'_{RB,max}) - P_0$$

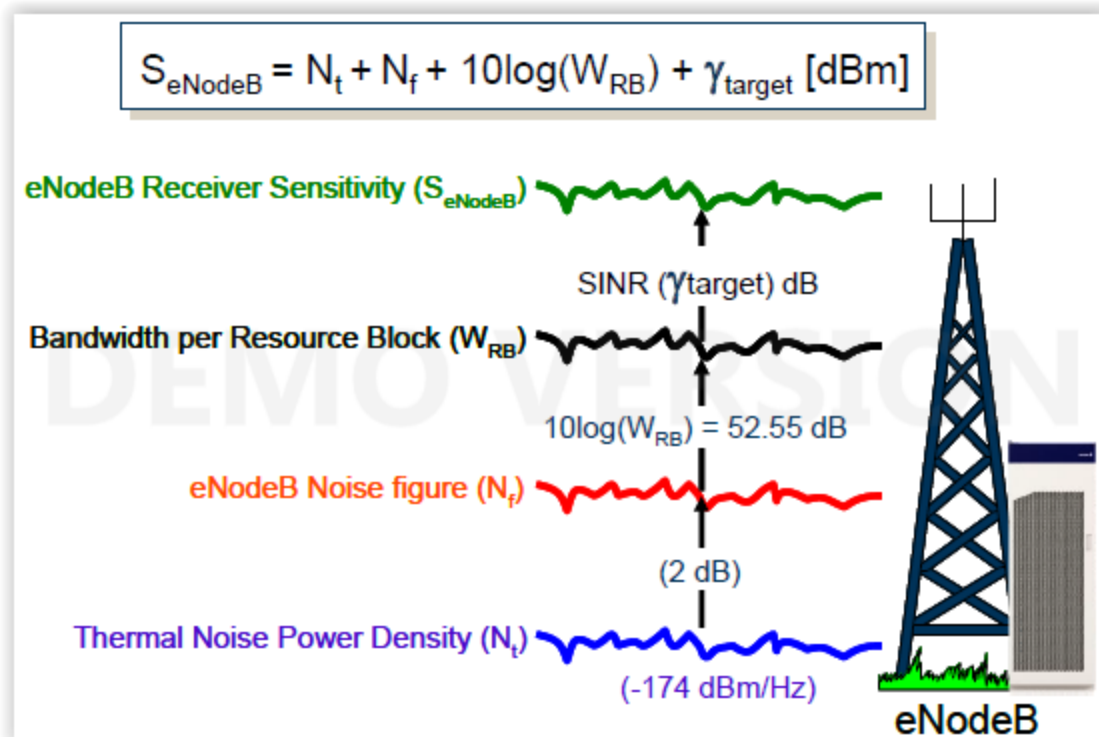
4.1.9 Ο ΠΡΟΪΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΟΥ ΣΥΝΔΕΣΜΟΥ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Το $L_{sa,cellrange}$ έχει μετατραπεί σε απώλεια διάδοσης του αέρα, L_{pmax}

$$L_{pmax} = L_{sa,cellrange} - L_{BL} - L_{CPL} - L_{BPL} + G_A - L_j$$

eNodeB ευαισθησία του λήπτη (S_{eNodeB})

Η eNodeB ευαισθησία του λήπτη (S_{eNodeB}), έχει οριστεί ως το ελάχιστο σήμα που χρειάζεται για να αποκωδικοποιηθεί την ανοδική ζεύξη του RB. Αυτό θα εξαρτάται από την πυκνότητα δύναμης του θερμικού θορύβου (N_t), το ποσό του θορύβου του eNodeB (N_f), το φάσμα συχότητας του RB (W_{RB}) και την προϋπόθεση του στόχου του SINR για την ανοδική ζεύξη (γ_{target}), όπως απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



Η πυκνότητα δύναμης του θερμικού θορύβου (N_t) από -174 dBm/Hz όπως απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα παραπάνω, έχει υπολογιστεί από τη σταθερά του Boltzmann (K) και την απόλυτη θερμοκρασία σε Κέλβιν (T) όπως φαίνεται παρακάτω:

$$N_t = 10\log(KT/10^{-3}) \text{ dBm/Hz}$$

$$\text{όπου } K = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K και } T = 290 \text{ (17}^\circ\text{C)}$$

$$\Rightarrow N_t = 10\log[(1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 290)/10^{-3}] = -173.98 \approx \text{περίπου } -174 \text{ dBm/Hz}$$

Το ποσό του θορύβου του eNodeB (N_f) υποθέτουμε πως είναι 2 dB όπως απεικονίζεται και στο σχεδιάγραμμα.

Το φάσμα συχνότητας ανάRB (W_{RB}) είναι $180,000\text{Hz} \Rightarrow 10\log(W_{RB}) = 10\log(180,000) = 52.55\text{dB}$, όπως απεικονίζεται και στο σχεδιάγραμμα.

› When the eNodeB receiver sensitivity is used, the link budget can be calculated as:

$$L_{p\max} = P_{UE, RB} - S_{eNodeB} - B_{IUL} - B_{LNF} - L_{BL} - L_{CPL} - L_{BPL} + G_a - L_j$$

For the cell edge bit rate, assuming the UE uses max power, the receiver sensitivity can be calculated as:

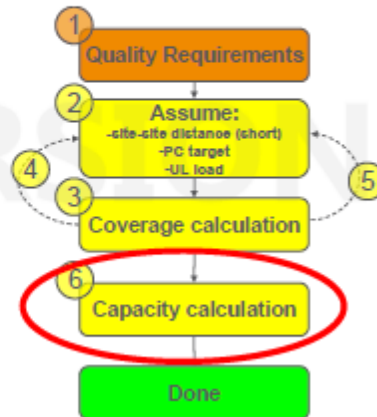
$$S_{eNodeB} = P_{UE} - L_{sa, cellrange} - B_{LNF} - 10\log(n'_{RB}) - B_{IUL}$$

4.2 Ο ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑΣ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Η χωρητικότητα της ανοδικής ζεύξης έχει υπολογιστεί για ένα συνδυασμό από παραμέτρους που επαναλαμβάνονται, $L_{sa,cellrange}$, P_0 και Q_{PUSCH} .

Ο υπολογισμός περιλαμβάνεται στα ακόλουθα βήματα.

- › Average RX power, $P_{RX,RB,ave}$
- › Average SINR, γ_{ave}
- › Cell throughput, $T_{cell,UL}$

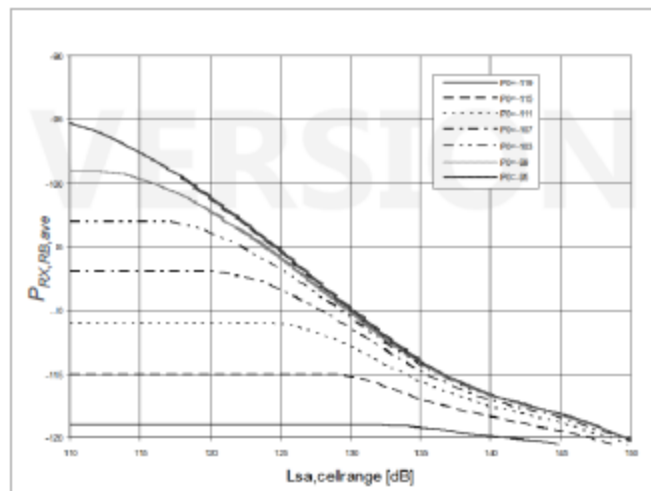


4.2.1 Ο ΜΕΣΟΣ ΟΡΟΣ ΤΗΣ ΔΥΝΑΜΗΣ RX

Η κατά μέσο όρο ληφθείσα δύναμη ανά πλακίδιο πηγής εξαρτάται από το στόχο του ελέγχου της δύναμης $L_{sa,cellrange}$ και το P_0 , σύμφωνα με το παρακάτω σχεδιάγραμμα.

- › $P_{RX,RB,ave}$ depends on the power control target, P_0 , and $L_{sa,cellrange}$
- › At low $L_{sa,cellrange}$, the $P_{RX,RB,ave}$ equals P_0

› $P_{RX,RB,ave}$ can be obtained from UL ring method. The result is illustrated in the following graph:



Ο στόχος ελέγχου της δύναμης, P_0 , αντικατοπτρίζει το στόχο της ληφθείσας δύναμης, ο οποίος επιτυγχάνεται, όταν όλα τα τερματικά επιτύχουν το στόχο τους. Αυτό μπορούμε να το δούμε στο αριστερό μέρος του σχεδιαγράμματος ($P_{RX, RB, ave} = P_0$).

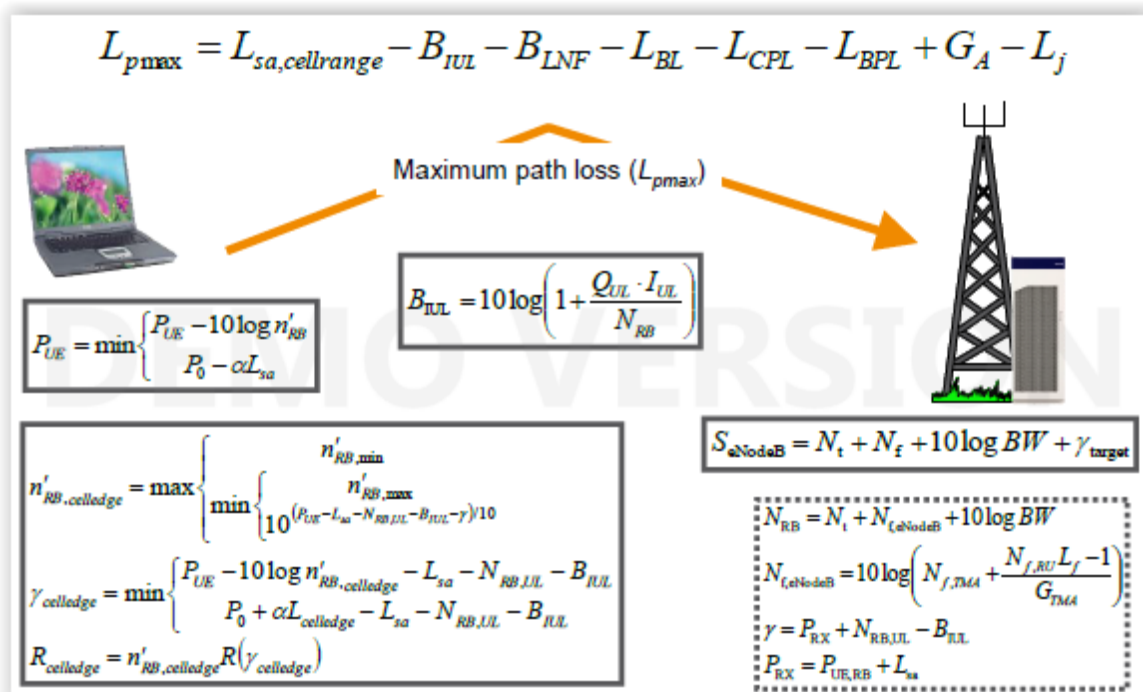
$$\gamma_{ave} = P_{RX, RB, ave} - N_{RB, UL} - B_{IUL}$$

Prx,rb,ave

SINRave

Η ανοδική ζεύξη με τον κατά μέσο όρο SINR μπορεί να υπολογιστεί με βάση την κατά μέσο όρο ληφθείσα δύναμη.

Η μέθοδος υπολογισμού της κάλυψης της ανοδικής ζεύξης φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



4.2.2 ΔΙΑΚΙΝΗΣΗ ΤΩΝ ΚΕΛΙΩΝ

Η ικανότητα διαβίβασης δεδομένων στο κελί κατά την ανοδική ζεύξη είναι υπολογισμένη με βάση το μέσο όρο του SINR.

$$R_{RB,UL,ave} = R_{RB}(\gamma_{ave})$$

$$T_{cell,UL} = Q_{PUSCH} n_{RB,PUSCH} R_{RB,UL,ave}$$

$$n_{RB,PUSCH} = n_{RB} - n_{RB,PUCCH} - n_{RB,PRACH}$$

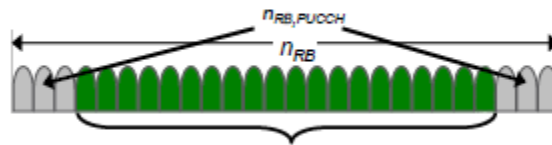
2-4

0.6 (1.2 for cell range > 15 km)

where:

$$n_{RB,PUCCH} = 2, 4, 6 \dots$$

$$n_{RB,PRACH} = 0.6$$



Rrb,ul,ave	
Tcell	

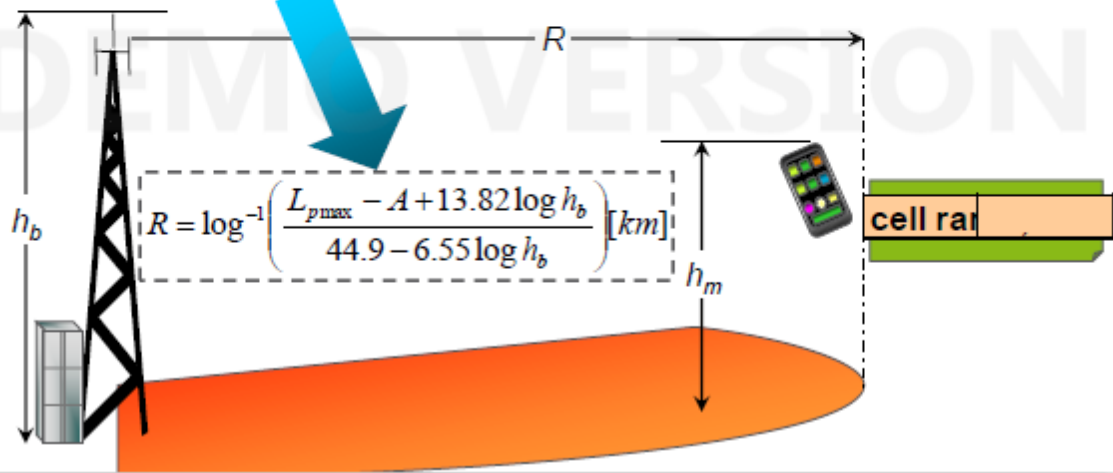
Finally, L_{pmax} is converted to a corresponding cell range, R , by using an Ericsson specific variant of the Okumura-Hata model.

Urban: $A = 157.5$ dB, Suburban: $A = 151.5$ dB
 Rural: $A = 137.6$ dB, Open: $A = 127.5$ dB

2.6 GHz

If $h_m = 1.5$ m
 \Rightarrow = 0

$$L_p = A - 13.82 \log h_b + (44.9 - 6.55 \log h_b) \log R - 3.2 (\log 11.75 h_m)^2 - 4.97$$



4.2.3 ΑΞΙΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ ΚΑΙ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ PUSCH

Όταν η κάλυψη και η χωρητικότητα της ανοδικής ζεύξης έχουν υπολογιστεί προσεγγίζοντας την αύξηση της απόστασης site-to-site και έχουν επαληθευτεί με τις ανάλογες προϋποθέσεις, τότε η μέγιστη απόσταση site-to-site μπορεί να αυξηθεί περαιτέρω μέσω των ρυθμίσεων του στόχου ελέγχου της δύναμης και του φορτίου PUSCH.

Αυτός είναι επίσης ο τρόπος με τον οποίο πραγματοποιείται η διαδικασία σχεδίασης όταν μας δίνεται η απόσταση site-to-site.

- › As a last step, P_0 and Q_{PUSCH} can be adjusted in order to increase performance
- › If UL cell edge bit rate is the bottleneck
 - decrease P_0 and/or Q_{PUSCH}
- › If the UL capacity is the bottleneck
 - increase P_0 and/or Q_{PUSCH}
- › If the UL high bit rate is the bottleneck
 - increase P_0 and/or decrease Q_{PUSCH}

4.2.4 ΟΙ ΔΙΑΣΤΑΣΕΙΣ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Οι διαστάσεις της καθοδικής ζεύξης χρησιμοποιούν το αποτέλεσμα της εμβέλειας του κελιού από τους υπολογισμούς της ανοδικής ζεύξης. Αυτό συμβολίζεται από τη μέγιστη απώλεια της πορείας L_{pmax} .

› Downlink coverage and link budget

- Determine the limiting link
- Determine the DL bit rate at the cell edge calculated for UL

› Max path loss from UL, L_{pmax}

› Bit rate requirement, $R_{req,DL}$

› Power per RB, $P_{tx,RB}$

› DL noise rise (interference margin), B_{IDL}

› DL link budget, L_{pmax}

› RX sensitivity, S_{UE}

› Bit rate at cell edge, R_{RB}



Η απώλεια πορείας από την ανοδική ζεύξη είναι το αρχικό σημείο για τους υπολογισμούς της καθοδικής ζεύξης και χρησιμοποιείται επίσης, για να περιέχει τις εκτιμήσεις της αύξησης θορύβου κατά την καθοδική ζεύξη.

› L_{pmax} calculated from the uplink is used as starting point for the downlink calculations

› If the new DL L_{pmax} turns out to be less than UL L_{pmax} , both UL and DL link budgets can be recalculated (including noise rise) using the new L_{pmax}

4.2.5 Η ΚΑΛΥΨΗ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Η προϋπόθεση για το ρυθμό μετάδοσης $R_{req,DL}$ έχει διαχωριστεί από το n_{RB} , με σκοπό να περιέχει τον απαιτούμενο ρυθμό μετάδοσης ανά RB.

- › DL transmissions should always use the maximum number of resource blocks (e.g. $n_{RB} = 100$ for 20 MHz system BW)
- › $R_{req,RB,DL} = R_{req,DL}/n_{RB}$
(for BW=1.4 MHz, only 90% of the this rate is achieved, because the fraction of used subframes, $K_{sub,DL}$ is 0.9)
- › $R_{req,RB,DL}$ is compared with the DL cell edge bit rate (cell edge defined by UL calculations)

Στην καθοδική ζεύξη, υποθέτουμε πως όλα τα RBs χρησιμοποιούνται και είναι κατανεμήμενα σε μία ίση ποσότητα δύναμης. Η δύναμη ανά RB στο σύστημα αναφοράς σημείου tx είναι υπολογισμένο σύμφωνα με:

- › The DL power is shared equally by all resource blocks

$$P_{tx,RB} = 10\log(P_{nom,ref}) - L_f - 10\log(n_{RB})$$

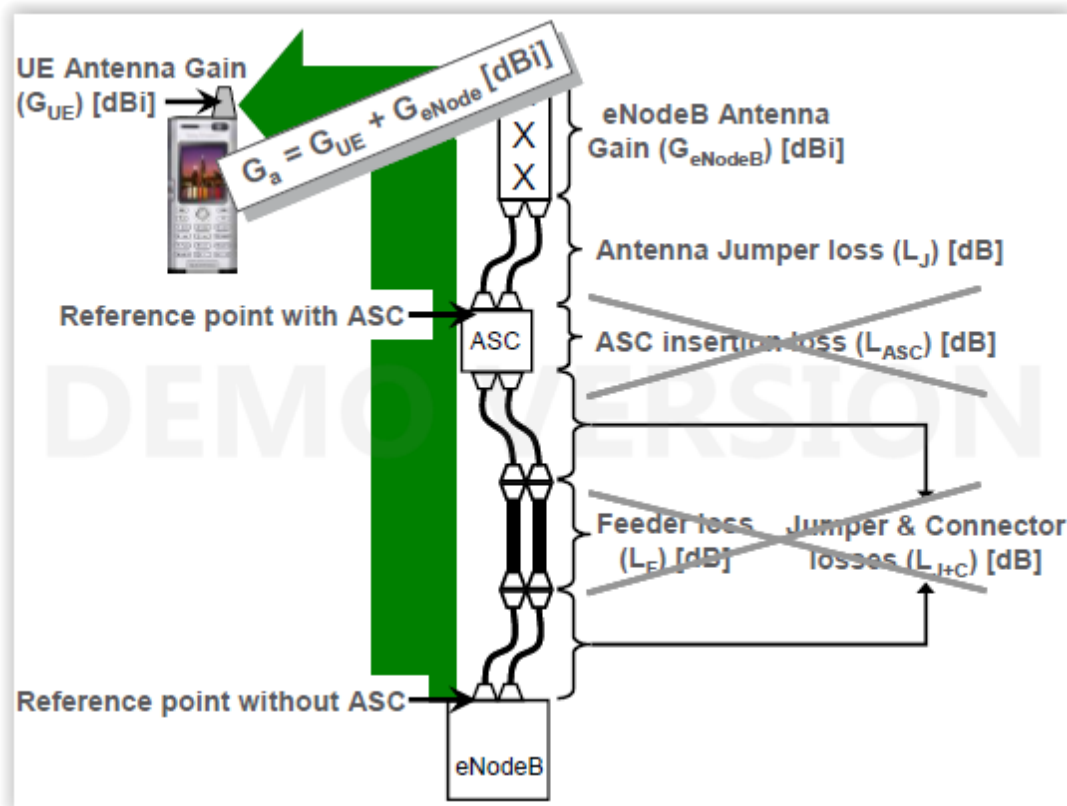
Where:

$P_{nom,ref}$ is the sum of nominal power from all radio units in a cell. Typical values are 20, 40 and 60W. With MIMO the values may be doubled

L_f is the feeder loss in dB

4.2.6 ΤΟ ΣΗΜΕΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Οι απώλειες μεταξύ της κεραίας και το σημείο αναφοράς του συστήματος εξαρτάται είτε από το ASC που χρησιμοποιείται είτε όχι, όπως απεικονίζεται στο σχεδιάγραμμα που ακολουθεί.



Όταν χρησιμοποιείται το ASC, η απόδοσή του θεωρείται η έννοια του σημείου αναφοράς, στην οποία μόνο η απώλεια του βραχυκυκλωτήρα της κεραίας (L_J) χρειάζεται να συμπεριληφθεί στους υπολογισμούς του συνδέσμου, όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχεδιάγραμμα.

Εάν το ASC δεν χρησιμοποιείται στην κορυφή του eNodeB, τότε θεωρείται το σημείο αναφοράς και η απώλεια εισαγωγής του ASC (L_{ASC}), η απώλεια του τροφοδοτικού (L_F), και όλες οι απώλειες του βραχυκυκλωτήρα και του ρευματοδότη μεταξύ του ASC και του eNodeB (L_{J+C}) πρέπει να συμπεριληφθούν στους υπολογισμούς του συνδέσμου.

Στην περίπτωση που το eNodeB χρησιμοποιεί ασύρματη μονάδα ραδιοφώνου (RRU), χρησιμοποιούνται καλώδια οπτικών ινών αντί του τροφοδοτικού RF, βραχυκυκλωτήρες και ρευματοδότες, έτσι ώστε να μη χρειαστεί να συμπεριληφθούν στους υπολογισμούς του συνδέσμου οι απώλειες του τροφοδοτικού και των βραχυκυκλωτήρων.

Το όφελος της κεραίας (G_a) είναι το σύνολο από τα οφέλη της κεραίας από το τερματικό του χρήστη και του eNodeB ($G_{UE} + G_{eNodeB}$), όπως απεικονίζεται και στο παραπάνω σχεδιάγραμμα.

4.2.7 ΑΥΞΗΣΗ ΤΟΥ ΗΧΟΥ ΣΤΗΝ ΑΚΡΗ ΤΟΥ ΚΕΛΙΟΥ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΚΑΘΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ

Για να μπορέσουμε να είμαστε σε θέση να υπολογίσουμε το σύνδεσμο κατά την καθοδική ζεύξη, είναι απαραίτητη η αύξηση θορύβου στην άκρη του κελιού κατά την καθοδική ζεύξη, BIDL,celledge. Το φορτίο ελέγχου της παρεμβολής του καναλιού εξαρτάται στο εάν το δίκτυο είχε χρόνο να συγχρονίσει τα κελιά ή όχι.

DL noise rise is calculated as (all quantities linear):

$$B_{IDL,celledge} = 1 + \frac{P_{\alpha, RB} F_c (Q_{CCH} + (1 - Q_{CCH}) Q_{PDSCH})}{N_{RB, DL} L_{\alpha, celledge}}$$

Q_{PDSCH} is the fraction of PDSCH RBs carrying user data

Q_{CCH} is the interference caused by control channels (see table below)

F_c is the average ratio between received power from other cells to that of own cells at the cell edge

$N_{RB, DL}$ is the thermal noise per RB. $N_{RB, DL} = N_t + N_f + 10 \log(W_{RB})$

N_f is the UE noise figure, typically 7dB

Ptx,rb	
Fc	1,8
Qpdsch	0,55
Qcch	0,118
Nf,ue	7
Nrb,dl	
Bidl	

BW	1.4MHz	3MHz	5MHz	10MHz	15MHz	20MHz
Q_{CCH} (Non-sync NW)	23.2%	17.1%	16.5%	16.1%	12.0%	11.8%
Q_{CCH} (Non-sync NW)	9.7%	8.3%	8.3%	8.3%	7.7%	7.7%

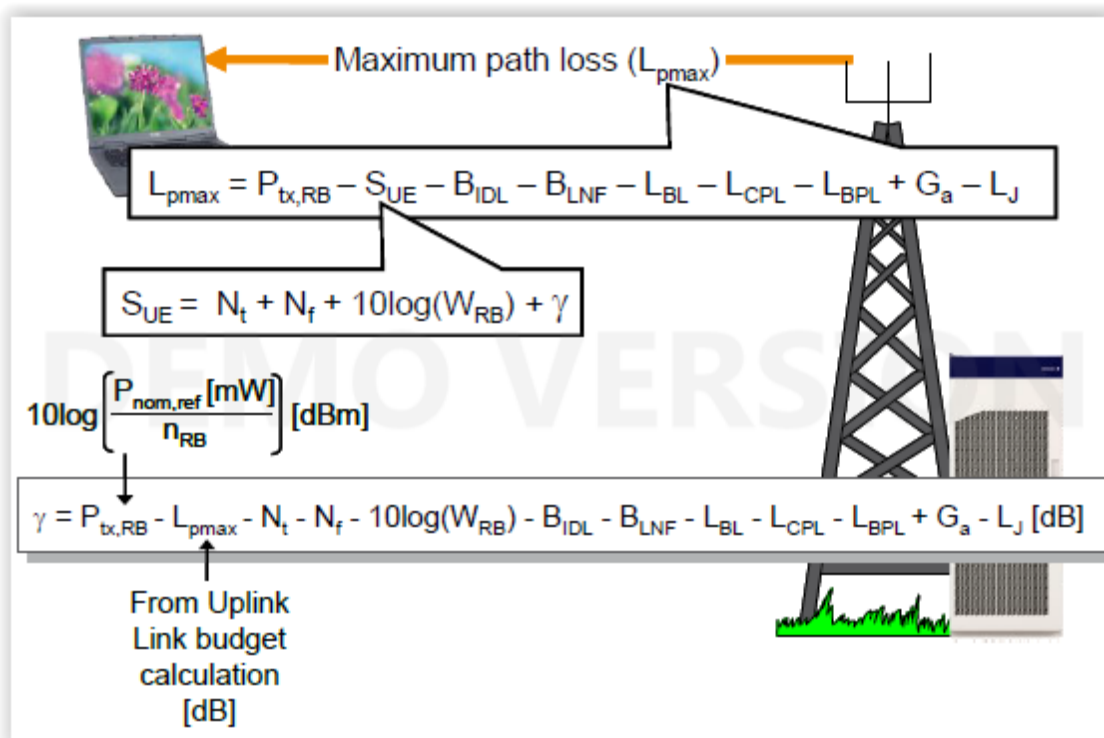
Ο παράγοντας F_c , είναι η αναλογία μεταξύ της ληφθείσας δύναμης από όλα τα άλλα κελιά σ' αυτό από το οποίο την έλαβε από το ίδιο κελί στην περιοχή κοντά στην άκρη του κελιού. Ο παρακάτω πίνακας δείχνει την τιμή του F_c για διαφορετικές ηλεκτρικές γωνίες κλίσεις για τις 3- πλευρές του πεδίου.

Cell radius	5000m	2000m	1000m	500m	F_c
Tilt angle	0.0	0.0	0.0	0.0	2.8
	0.2	0.5	1.0	2.0	2.7
	0.4	1.0	2.0	4.0	2.5
	0.6	1.5	3.0	6.0	2.3
	0.8	2.0	4.0	8.0	2.1
	1.0	2.5	5.0	9.9	1.8
	1.2	3.0	6.0	11.9	1.6
	1.4	3.5	7.0	13.8	1.5
	1.6	4.0	8.0	15.7	1.4

Το Q_{CCH} είναι μία εκτίμηση της παρεμβολής στο φορτίο από τα κανάλια ελέγχου. Είναι το

μικρό κομμάτι του PDSCHREs, το οποίο θα παρεμβαίνεται από τα κανάλια ελέγχου από τις τυπικές (κατά μέσο όρο) 2 γειτονικές θύρες κεραίας. Το παρόν σχεδιάγραμμα είναι μία μέση τιμή από τους γείτονες του συντονισμού και αποσυντονισμού. Οι γείτονες της εσωτερικής πλευράς είναι τυπικά συγχρονισμένοι, ενώ παράλληλα οι γείτονες της εσωτερικής πλευράς μπορούν να είναι εκτός συντονισμού ή τυχαία και εν μέρει εντός συντονισμού. Η παρεμβολή από τα κανάλια ελέγχου είναι στο ελάχιστο της, όταν οι γείτονες είναι συγχρονισμένοι και στο μέγιστο της όταν είναι εντελώς ασυγχρόνιστοι.

Η καθοδική ζεύξη στην άκρη του κελιού και το SINR μπορούν να αντληθούν από την εξίσωση επίλυσης για την ευαισθησία λήψης του τερματικού του χρήστη και του συνδέσμου της καθοδικής ζεύξης. Ο τύπος που προκύπτει φαίνεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



Υποθέτουμε πως χρησιμοποιείται το πιο αποτελεσματικό ModulationandCodingScheme (MCS). Αυτός ο τέλειος μηχανισμός επιλογής διαμορφώνεται από το σήμα της παρεμβολής και την αναλογία του θορύβου, οι σχέσεις του SINR εναντίον του ρυθμού μετάδοσης (R), χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους a_0, a_1, a_2, a_3 και a_4 .

Ο ρυθμός μετάδοσης που προκύπτει στην άκρη του κελιού κατά την καθοδική ζεύξη έχει υπολογιστεί από το SINR, όπως απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.

$$\gamma = P_{tx, RB} - L_{pmax} - N_{RB, DL} - B_{IDL, celledge} - B_{LNF} - L_{BL} - L_{CPL} - L_{BPL} + G_a - L_j$$

$$R_{RB, DL} = R_{RB}(\gamma)$$

$$R = R_{RB, DL} \cdot n_{RB} \cdot k_{subf, DL}$$

$$R_{RB}(\gamma) = \max\left(0, a_3 + (a_0 - a_3)e^{-\ln(2)(\gamma - a_1)/a_2}\right); \quad \gamma < a_1$$

$$R_{RB}(\gamma) = a_0; \quad \gamma \geq a_1$$

The rate is calculated using the following parameters (valid for OLSM 2x2):

Channel model	EPA5	EVA70	ETU300
$a_{0,max}$ [kbps]	1489,2	1352,6	1080,6
a_1 [dB]	56,8	59,4	54
a_2 [dB]	41	42,4	38,9
$a_{3,max}$ [kbps]	0	0	0
a_4	4	4	4

A complete list can be found in the Coverage and Capacity Dimensioning CPI

SINR _{celledge}	
n_{pdccch}	1
a_0	1271,564
a_1	56,8
a_2	41
a_3	0
a_4	4
R _{rb}	
R	

a_0 and a_3 adjusted with regards to control channel configuration:

$$a_0 = a_{0,max} \cdot \left(1 - \frac{n_{PDCCCH}}{14} - \frac{n_{CRS}}{168} - \frac{48 - n_{ant}}{140 \cdot n_{RB}}\right)$$

$$a_3 = a_{3,max} \cdot \left(1 - \frac{n_{PDCCCH}}{14} - \frac{n_{CRS}}{168} - \frac{48 - n_{ant}}{140 \cdot n_{RB}}\right)$$

n_{CRS} = number of cell specific reference signals (6 for one DL antenna port, 12 for two ports)

n_{PDCCCH} = number of allocated symbols for PDCCCH

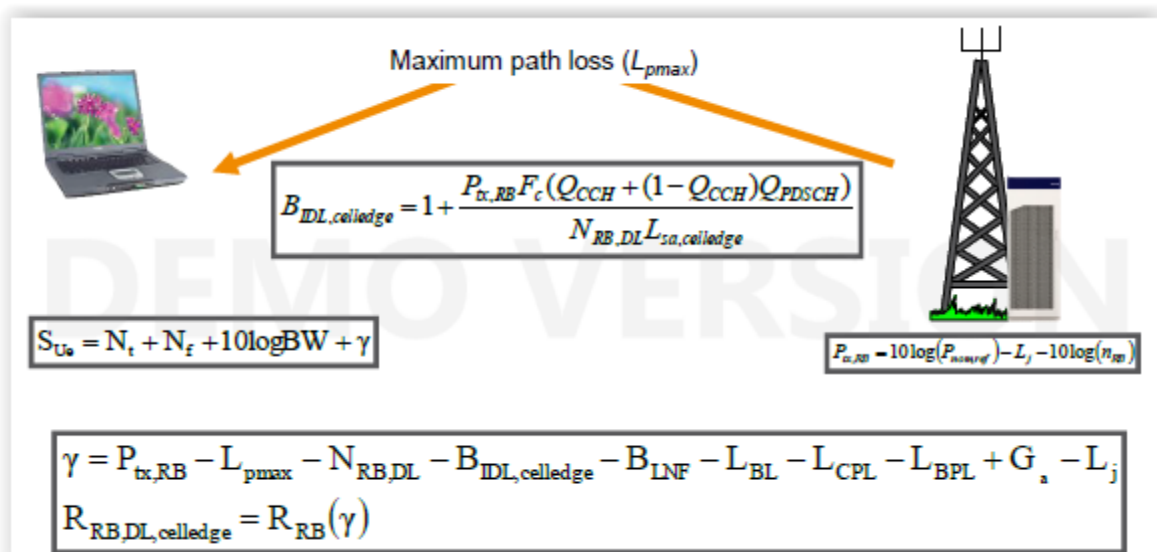
n_{RB} = total number of RBs

$k_{subf, DL}$ = Fraction of used subframes, 0.9 for 1.4MHz, 1 for all other BWs

Ο ρυθμός μετάδοσης στην άκρη του κελιού κατά την καθοδική ζεύξη συγκρίνεται με τις ποιοτικές προϋποθέσεις.

Η μέθοδος υπολογισμού της κάλυψης της καθοδικής ζεύξης φαίνεται παρακάτω.

$$L_{pmax} = L_{sa, cellrange} - B_{UL} - B_{LNF} - L_{BL} - L_{CPL} - L_{BPL} + G_A - L_j$$



- › If the DL rate is higher than the required rate, UL is the limiting link.
 - Link budget concluded.
- › If the DL rate is lower than the required rate, DL is the limiting link
- › If DL is the bottleneck, the true max cell range must be determined by backtracking the DL link budget:
 - $R_{RB,req}$ is transformed into required SINR (γ_{req}), using the a_0 - a_4 parameters
 - γ_{req} is used to derive S_{UE} at cell edge
 - S_{UE} is used in the link budget, using same $B_{IDL,celledge}$
 - A new $L_{sa,cellrange}$ is derived
 - A new $B_{IDL,celledge}$ is derived
 - Iterate until $L_{sa,cellrange}$ and B_{IDL} are constant
 - The new $L_{sa,cellrange}$ is converted to L_{pmax} , which reflects the true cell range

Τα παρακάτω σχεδιαγράμματα δείχνουν την αρχή που χρησιμοποιείται όταν η καθοδική ζεύξη είναι ο περιοριστικός σύνδεσμος και ο σύνδεσμος επιστρέφει.

The γ_{req} can be solved from this equation:

$$R_{RB}(\gamma) = \max\left(0, a_3 + (a_0 - a_3)e^{-\ln(2)[(\gamma - a_1)/a_2]^{a_4}}\right); \quad \gamma < a_1$$

$$R_{RB}(\gamma) = a_0; \quad \gamma \geq a_1$$

The result is:

$$\gamma_{req} = a_1 - a_2 \left(\ln\left(\frac{a_0 - a_3}{R_{RB,req} - a_3}\right) / \ln 2 \right)^{1/a_4}; \quad 0 \leq R_{RB} \leq a_0$$

Η προϋπόθεση του SINR έχει χρησιμοποιηθεί ώστε να μπορεί να αντληθεί από την ευαισθησία του τερματικού του χρήστη.

- › S_{UE} is the required power at the UE reference point in order to achieve a certain bit rate in the absence of inter cell interference

$$S_{UE} = N_t + N_{f,UE} + 10 \log(W_{RB}) + \gamma_{req} = N_{RB,DL} + \gamma_{req} [dB]$$

Η ευαισθησία του τερματικού του χρήστη χρησιμοποιείται στο σύνδεσμο, αρχικά με το ίδιο $B_{IDL,celledge}$ όπως πριν. Έχει δημιουργηθεί μία νέα εξασθένηση του σήματος $L_{pmax,DL}$.

$$L_{pmax,DL} = P_{tx,RB} - S_{UE} - B_{IDL,celledge} - B_{LNF} - L_{BL} - L_{CPL} - L_{BPL} + G_a - L_j [dB]$$

Where:

$P_{tx,RB}$ is the TX power per RB at the system reference point

S_{UE} is the UE sensitivity in dBm

Προκύπτει μία νέα $L_{sa,cellrange}$

$$L_{sa,cellrange} = L_{pmax} + L_{BL} + L_{CPL} + L_{BPL} - G_a + L_j [dB]$$

Where:

L_{pmax} is from UL calculations

A new noise rise is calculated, using

$$B_{IDL,celledge} = 1 + \frac{P_{tx,RB} F_c (Q_{CCH} + (1 - Q_{CCH}) Q_{PDSCH})}{N_{RB,DL} L_{sa,celledge}}$$

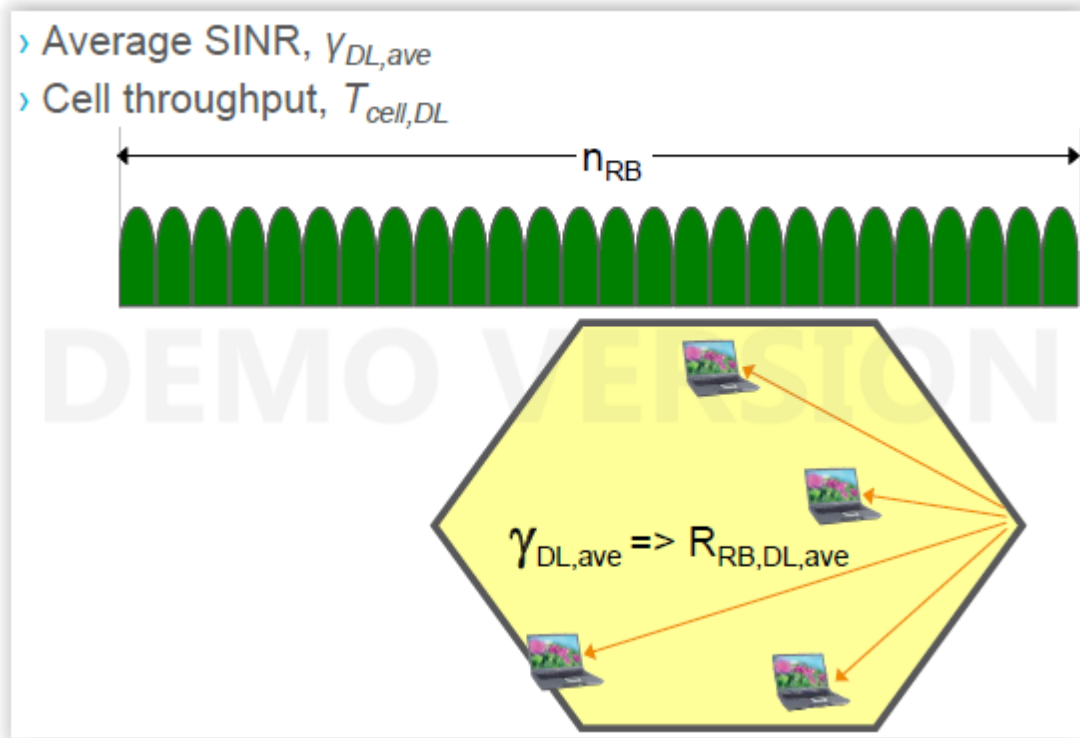
Iteration until $L_{sa,cellrange}$ and $B_{IDL,celledge}$ are constant

The new $L_{sa,cellrange}$ is converted to L_{pmax} , which yields the new true cell range

Ένα περιορισμένο σύστημα καθοδικής ζεύξης σημαίνει ότι η ποιότητα της ανοδικής ζεύξης υπερβαίνει τις προϋποθέσεις. Ωστόσο, εάν πρέπει να αναφερθεί η ανοδική ζεύξη, ο σύνδεσμος της ανοδικής ζεύξης πρέπει επίσης να επανέλθει. Τότε το $L_{sa,cellrange}$ και οι υπολογισμοί της καθοδικής ζεύξης πρέπει να χρησιμοποιηθούν ως εισαγωγή για τους νέους υπολογισμούς της ανοδικής ζεύξης.

4.2.8 Η ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Οι διαστάσεις της χωρητικότητας της καθοδικής ζεύξης περιέχουν τους υπολογισμούς του SINR και την ικανότητα διαβίβασης δεδομένων στο κελί.



Για να μπορούμε να είμαστε σε θέση να υπολογίσουμε το μέσο όρο του SINR κατά την καθοδική ζεύξη, πρέπει πρώτα να έχουμε το μέσο όρο της αύξησης θορύβου $B_{DL,ave}$. Αυτός ο υπολογισμός, περιέχει τον παράγοντα F , ο οποίος είναι η κατά μέσο όρο αναλογία από το κέρδος της πορείας για τα κελιά παρεμβολής σ' αυτά τα κελιά που βασίζεται. Αυτός ο τύπος για την αύξηση θορύβου και ο πίνακας για το F βρίσκεται παρακάτω.

$$B_{DL,ave} = 1 + \frac{P_{\alpha, RB} F (Q_{CCH} + (1 - Q_{CCH}) Q_{PDSCH})}{N_{RB, DL} L_{sa, cellrange}}$$

Where:

F is the average ratio of path gains for interfering cells to those of serving cell

Cell radius	5000m	2000m	1000m	500m	F
Tilt angle	0.0	0.0	0.0	0.0	1.1
	0.2	0.5	1.0	2.0	0.9
	0.4	1.0	2.0	4.0	0.8
	0.6	1.5	3.0	6.0	0.7
	0.8	2.0	4.0	8.0	0.7
	1.0	2.5	5.0	9.9	0.6
	1.2	3.0	6.0	11.9	0.5
	1.4	3.5	7.0	13.8	0.4
	1.6	4.0	8.0	15.7	0.4



Ο μέσος όρος του SINR υπολογίζεται στον παρακάτω τύπο.

$$\gamma_{DL,ave} = \frac{P_{tx,RB}}{B_{IDL,ave} N_{RB,DL} H L_{sa,cellrange}}$$

Where:

H is the average attenuation factor.
Recommended value is 0.36

H	0,36
F	0,6
Bidl,ave	
SINRave	

Όταν ο μέσος όρος του SINR έχει αντληθεί, ο ρυθμός ανά RB μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους a0-a4. Τότε η ικανότητα διαβίβασης δεδομένων του κελιού, μπορεί απλά να υπολογιστεί, πολλαπλασιάζοντας τον αριθμό των πλακιδίων πηγής που είναι κατανομημένα και το μέσο όρο του φορτίου της καθοδικής ζεύξης.

- > $R_{RB,DL} = R_{RB}(Y)$
- > $R_{ave,DL} = n_{RB} R_{RB,DL} k_{subf,DL}$
- > $T_{cell,DL} = Q_{PDSCH} R_{ave,DL}$

Rrb,dl	
Rave,dl	
Tcell	

4.2.9 Η ΚΑΛΥΨΗ ΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Θα πρέπει να επαληθευτεί, ότι η απόδοση του ελέγχου του καναλιού στην άκρη του κελιού δεν περιορίζει τον ρυθμό ταχύτητα μετάδοσης στην άκρη του κελιού.

Τα κανάλια ελέγχου της καθοδικής ζεύξης ελέγχονται, συμπεριλαμβάνοντας το PCFICH και το PDCCH.

Σ' ένα δίκτυο που δεν υπάρχει χρονικός συγχρονισμός, το PDCCH παρεμβάλλεται και από το PDSCH και από τα κανάλια ελέγχου σ' άλλα κελιά. Επιλέον, ο ίδιος υπολογισμός με πριν (SINR στην άκρη του κελιού) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τα κανάλια ελέγχου.

- › The SINR for PCFICH and PDCCH should not limit the cell edge bit rates and should fulfill the following requirements:

SINR [dB]	SIMO 1x2			Tx Div 2x2		
	EPA5	EVA70	ETU300	EPA5	EVA70	ETU300
>3 MHz	-4.5	-5.5	-4.5	-6	-6.5	-5.5
≤3MHz	-1.5	-3	-2	-3.5	-4	-3

SINR_{celledge} -1,00595



- › If the SINR is slightly less than the tabled values, the throughput at cell edges will degrade gracefully
- › If the SINR is substantially lower, the site-site distance need to be decreased

Η επόμενη επιφάνεια δείχνει τη μέθοδο σε περίπτωση δικτύου με χρονικό συγχρονισμό.

In a time synchronized network, PDCCH is only interfered by control channels in other cells and the noise rise is calculated as:

$$B_{IDL,celledge,PDCCH} = 1 + \frac{P_{tx, RB} F_c Q_{PDCCH}}{N_{RB, DL} L_{sa, celledge}}$$

Where:

Q_{PDCCH} is the PDCCH load. 100% corresponds to a fully loaded PDCCH

The result is used as input instead of $B_{IDL,celledge}$ in the SINR calculation in [DL bit rate at cell edge](#)

4.3 Η ΚΑΛΥΨΗ ΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Το ACK/NACK που μεταφέρεται στο PUCCH, μπορεί να θέσει όριο στην ικανότητα διαβίβασης δεδομένων στην άκρη του κελιού κατά την καθοδική ζεύξη, εάν δεν εφαρμοστούν οι σωστές διαστάσεις της.

- › Unsuccessful ACK/NACK signaling on PUCCH may degrade DL cell edge throughput
- › PUCCH power control is defined by:

$$P_{0,PUCCH} = pZeroNominalPucch - 10\log(n_{ant})$$

Where:

$pZeroNominalPucch$ is by default set to -117 dBm/RB

- › The SINR for PUCCH can be calculated as:

$$\gamma_{PUCCH,A/N} = \min(P_{0,pucch}; P_{UE} - L_{sa,celledge}) - 10\log(10^{N_{RB,DL}/10} + Q_{PUCCH,A/N}(\mu + F) * 10^{P_{0,pucch}/10})$$

Where:

$Q_{PUCCH,A/N}$ is the number of simultaneously ACK/NACK. Recommended value is 2.

μ is the non-orthogonality factor. Recommended value is 0.2

Το SINR για το PUCCHACK/NACK θα πρέπει να εκπληρώνει τις παρακάτω προϋποθέσεις:

- › In order not to degrade DL cell edge bit rates, the SINR for PUCCH should exceed:

SINR [dB]	EPA5	EVA70	ETU300
SINR for PUCCH ACK/NACK	-8	-8	-7.5

- › If the SINR is slightly less than the tabled values, the throughput at cell edges will degrade gracefully
- › If the SINR is substantially lower, the site-site distance need to be decreased

$P_{0,pucch}$

$SINR_{pucch,A}$

4.3.1 ΜΕΘΟΔΟΙ ΔΑΚΤΥΛΙΟΥ (RINGMETHODS)

4.3.2 ΜΕΘΟΔΟΣ ΔΑΚΤΥΛΙΟΥ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Μία εναλλακτική μέθοδος για τον υπολογισμό της ικανότητας διαβίβασης δεδομένων στο κελί, είναι η μέθοδος του δακτύλιου. Η μέθοδος έχει ως μέσο όρο την ικανότητα διαβίβασης δεδομένων από μερικούς «δακτύλιους» του κελιού. Σ' ένα δακτύλιο, το SINR και οι απώλειες κατά την πορεία λαμβάνονται υπόψιν συνεχώς.

- › A method to estimate the throughput vs pathloss
- › Includes the following stages:
 - Signal attenuation for each ring, $L_{sa,i}$
 - Calculation of equivalent tilt angle, θ_{eq}
 - SINR for each ring, γ_i
 - Average cell throughput, $T_{cell,DL}$
 - Throughput for each ring, $T_{i,RB,DL}$

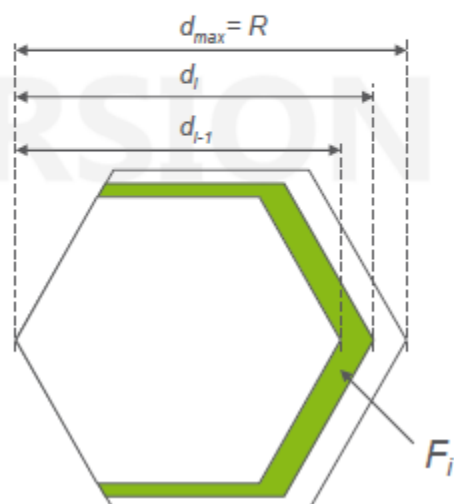
Η περιοχή του κελιού είναι διαμορφωμένη ως εξάγωνο και διαχωρίζεται σ' ένα μεγάλο αριθμό από λεπτούς δακτύλιους κελιού. Σε κάθε δακτύλιο τα ραδιοφωνικά χαρακτηριστικά, όπως η απώλεια της πορείας, το SINR, η ταχύτητα μετάδοσης των δεδομένων λαμβάνονται το ίδιο υπόψιν.

- › Area is divided into N hexagon rings with area = $d_i^2 - d_{i-1}^2$
- › Signal attenuation everywhere in each ring assumed to be equal
- › L_{pmax} from UL or DL coverage calculation is used at the cell border
- › Signal attenuation in each ring is calculated as:

$$L_{sa,i} = L_{sa,cellrange} + 10m \log_{10}(d_i / d_{max}) \text{ [dB]}$$

Where:

m is the path loss exponent, typically 3.5



Το SINR για κάθε κελί υπολογίζεται σύμφωνα με τον ακόλουθο τύπο:

$$\gamma_i = \frac{1}{(Q_{CCH} + (1 - Q_{CCH})Q_{PDSCH})F_i + (N_{RB,DL}L_{sa,i}) / P_{tx,RB}}$$

Where:

$P_{tx,RB}$ is the tx power at the system reference point

Q_{PDSCH} is the PDSCH load

Q_{CCH} is the load due to control channels

F_i is the F value in ring i

$N_{RB,DL}$ is the thermal noise per resource block in DL

Το SINR έχει χρησιμοποιηθεί ως δεδομένα εισόδου στους υπολογισμούς του ρυθμού μετάδοσης για κάθε δακτύλιο. Μετά πραγματοποιείται η οριοθέτηση ενός μέσου όρου, όπου η ποσότητα των χρηστών συμπεριλαμβάνεται σε κάθε δακτύλιο, με σκοπό να εξαγάγει το μέσο όρο ταχύτητας στο κελί. Η συνολική ικανότητα διαβίβασης δεδομένων του κελιού εξαγεται από τον πολλαπλασιασμό με το φορτίο της καθοδικής ζεύξης.

› Bit rates in each ring is calculated according to:

$$R_{RB}(\gamma) = \max(0, a_3 + (a_0 - a_3)e^{-\ln(2)(\gamma - a_1)/a_2}); \quad \gamma < a_1$$

$$R_{RB}(\gamma) = a_0; \quad \gamma \geq a_1$$

› The proportion of users in each ring is:

$$p_{user,i} = \frac{d_i^2 - d_{i-1}^2}{d_{max}^2}$$

› The average rate in each ring is:

$$R_{avg,DL} = \sum_i p_{user,i} T_{i,RB,DL}$$

› The cell throughput is:

$$T_{cell,DL} = Q_{PDSCH} R_{avg,DL}$$

Lsa,i	SINRi	Ti,rb,dl
58	82,468	1271,6
68,5360498	71,932	1271,6
74,6992439	65,769	1271,6
79,0720997	61,396	1271,6
82,4639502	58,004	1271,6
85,2352938	55,233	1271,6
87,5784314	52,889	1271,5
89,6081495	50,86	1271,2
91,3984878	49,069	1270,5
93	47,468	1269,2
...
127,692913	-0,906	83,768
127,847232	-1,945	68,496
128	-3,149	53,503

Rrb,dl	353,61552
Ravg,dl	35361,552
Tcell,dl	19449

4.3.3 ΜΕΘΟΔΟΣ ΔΑΚΤΥΛΙΟΥ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Για να μπορέσει να πραγματοποιηθούν οι ακριβής υπολογισμοί της ικανότητας διαβίβασης δεδομένων του κελιού, η αύξηση θορύβου και η κατανομή των δεδομένων του χρήστη, η μέθοδος του δακτύλιου μπορεί να χρησιμοποιηθεί και στην ανοδική ζεύξη. Η προσέγγιση είναι αρκετά παρόμοια με αυτή που χρησιμοποιείται στην καθοδική ζεύξη.

- › A similar ring method as for DL can be used in UL
- › In each ring, the following is calculated
 - the number of supported resource blocks, n'_{RB}
 - SINR, γ
 - bit rate, R_{RB}
 - generated interference, B_{IUL}

Σε περίπτωση σεναρίων αύξησης της κινητικότητας, μία καινούργια διαδικασία με επαναλήψεις μπορεί να πραγματοποιηθεί με σκοπό να βρεθούν νέες ρυθμιστικές παράμετροι και/ ή νέες αποστάσεις site-to-site έτσι ώστε να εκπληρωθούν οι ποιοτικές προϋποθέσεις. Τότε μπορεί να ληφθεί υπόψιν και η τοποθέτηση του χώρου.

4.3.4 ΔΙΑΣΤΑΣΕΙΣ ΤΟΥ TDD

Η Διπλεξία Διαίρεσης Χρόνου (TDD) βασίζεται σε μία συχνότητα, η οποία μοιράζεται στην ανοδική και καθοδική ζεύξη μέσω της χρονοδιαιρετικής πολυπλεξίας. Παρά το γεγονός, ότι υπάρχουν αρκετές διαφορές μεταξύ της Διπλεξίας Διαίρεσης Χρόνου και της Διπλεξίας Διαίρεσης Συχνότητας (TDD και FDD), η ραδιοφωνική διεπαφή βασίζεται στο OFDMA κατά την καθοδική ζεύξη και στο SC-FDMA κατά την ανοδική ζεύξη. Η απόδοση της TDD βασίζεται κατά προσέγγιση στο μοντέλο της FDD.

Για τους υπολογισμούς της κάλυψης, το μοντέλο που περιγράφεται για το FDD όσο αφορά την ανοδική ζεύξη εφαρμόζεται και για το FDD της καθοδικής ζεύξης. Ωστόσο, οι προϋποθέσεις για το ρυθμό ταχύτητας μετάδοσης του TDD για την ανοδική και καθοδική ζεύξη πρέπει να τροποποιηθεί σε ανάλογους ρυθμούς ταχύτητας μετάδοσης, οι οποίοι λαμβάνουν υπόψιν τις σιωπηλές περιόδους:

- › Same methods for UL and DL as for FDD
- › TDD bit rate requirement, $R_{req,TDD}$ must be transformed to equivalent rates that take the silent periods into account:

$$R_{req,UL} = \frac{R_{req,TDD,UL}}{k_{subf,UL}}$$

$$R_{req,DL} = \frac{R_{req,TDD,DL}}{k_{subf,DL} + (k_{subf,ss} \cdot n_{symb,DL} / 14)}$$

Where:

$k_{subf,DL}$ is the proportion of subframes used for DL

$k_{subf,UL}$ is the proportion of subframes used for UL

$k_{subf,ss}$ is the proportion of subframes used for special subframes

$n_{symb,DL}$ is the number of DL symbols in special subframes

- › Same methods for UL and DL as for FDD
- › The throughput is then scaled as:

$$T_{TDD,UL} = T_{FDD,UL} \cdot k_{subf,UL}$$

$$T_{TDD,DL} = T_{FDD,DL} \cdot (k_{subf,DL} + (k_{subf,ss} \cdot n_{symb,DL} / 14))$$

Where:

$k_{subf,DL}$ is the proportion of subframes used for DL

$k_{subf,UL}$ is the proportion of subframes used for UL

$k_{subf,ss}$ is the proportion of subframes used for special subframes

$n_{symb,DL}$ is the number of DL symbols in special subframes

Οι δομές της TDD για την ανοδική και καθοδική ζεύξη φαίνονται παρακάτω:

UL/DL configuration	$k_{sub,DL}$	$k_{sub,UL}$	$k_{sub,ss}$
0	0.2	0.6	0.2
1	0.4	0.4	0.2
2	0.6	0.2	0.2
3	0.6	0.3	0.1
4	0.7	0.2	0.1
5	0.8	0.1	0.1
6	0.3	0.5	0.2

SS conf	0	1	2	3	4	5	6	7	8
	3:10:1	9:4:1	10:3:1	11:2:1	12:2:1	3:9:2	9:3:2	10:2:2	11:1:2
$n_{symb,DL}$	0	9	10	11	12	0	9	10	11

Οι παράμετροι a_0 and a_3 πρέπει να προσαρμόζονται σύμφωνα με το παρακάτω σχεδιάγραμμα:

› In TDD DL, the a_0 and a_3 parameters have to be adjusted

$$a_0 = a_{0,max} \cdot \left[1 - \frac{n_{PDCCH}(k_{sub,DL} + k_{sub,UL})}{14k_{sub,DL} + n_{symb,DL}k_{sub,UL}} \cdot \frac{k_{sub,DL}(n_{CRS} + n_{UESS}) + k_{sub,UL}(n_{CRS,ss} + n_{UESS,ss})}{12(14k_{sub,DL} + n_{symb,DL}k_{sub,UL})} \cdot \frac{n_{PBCH} + n_{PSS/SSS} + n_{BFI,loss}}{120n_{RB}(14k_{sub,DL} + n_{symb,DL}k_{sub,UL})} \right]$$

$$a_3 = a_{3,max} \cdot \left[1 - \frac{n_{PDCCH}(k_{sub,DL} + k_{sub,UL})}{14k_{sub,DL} + n_{symb,DL}k_{sub,UL}} \cdot \frac{k_{sub,DL}(n_{CRS} + n_{UESS}) + k_{sub,UL}(n_{CRS,ss} + n_{UESS,ss})}{12(14k_{sub,DL} + n_{symb,DL}k_{sub,UL})} \cdot \frac{n_{PBCH} + n_{PSS/SSS} + n_{BFI,loss}}{120n_{RB}(14k_{sub,DL} + n_{symb,DL}k_{sub,UL})} \right]$$

$$n_{BFI,loss} = \begin{cases} n_{in,RB}(168 - 12n_{pdcch} - n_{CRS} - n_{UESS}) & ; TM7 \\ 2n_{in,RB}(168 + 12n_{symb,DL} - 24(n_{PDCCH} + 1)n_{CRS} - n_{CRS,ss}) & ; TM8 \\ 0 & ; otherwise \end{cases}$$

Where:

n_{CRS} is the number of cell specific reference signals per RB

$k_{sub,UL}$ is the proportion of subframes used for UL

$k_{sub,ss}$ is the proportion of subframes used for special subframes

$n_{symb,DL}$ is the number of DL symbols in special subframes

$n_{CRS,ss}$ is the number of cell specific RS in special subframes per RB

n_{UESS} is the number of UE specific RS per RB

$n_{UESS,ss}$ is the number of UE specific RS in special subframes per RB

n_{PBCH} is the amount of resources lost due to PBCH

$n_{PSS/SSS}$ is the amount of resources lost due to sync signals

$n_{in,RB}$ is the number of RBs not used for PDSCH

Οι τιμές που χρειάζονται για την παραπάνω μετατροπή φαίνονται παρακάτω.

Antenna Configuration	n_{CRS}	$n_{CRS,ss}$	
		Special Subframe Configuration 5	Special Subframe Configuration 6 & 7
$n_{MTC,DL} = 1$	6	0	4
$n_{MTC,DL} = 2$	12	0	8
$n_{MTC,DL} = 4$ and $n_{PDCCH} = 1$	20	0	16
$n_{MTC,DL} = 4$ and $n_{PDCCH} > 1$	16	0	12

Special Subframe Configuration	$n_{UE,ss}$		
	TM7	TM8	All other TMs
5	0	0	0
6	6	12	0
7	9	12	0

Bandwidth [MHz]	$n_{RB,RB}$
5	8
10	9
15,20	12

BW=1,4 MHz	EPA 5	EVA 70	ETU 300
$a_{0,max} [kbps]$	1229.2	880.5	530.5
$a_1 [dB]$	52.4	55.1	43.9
$a_2 [dB]$	36.5	38.7	32.1
$a_{3,max} [kbps]$	0	0	0
$a_4 [kbps]$	4	4	4

All other BWs	EPA 5	EVA 70	ETU 300
$a_{0,max} [kbps]$	1380.7	1018.1	623.3
$a_1 [dB]$	54.6	53	41.5
$a_2 [dB]$	39.1	38.3	31.2
$a_{3,max} [kbps]$	0	0	0
$a_4 [kbps]$	4	4	4

BW=1,4 MHz	EPA 5		EVA 70		ETU 300	
Max modulation:	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM
a_0 [kbps]	529.2	717.4	528.6	711.2	379.0	394.6
a_1 [dB]	35.3	43.4	23.8	28.8	21.5	22.1
a_2 [dB]	28.2	33.2	12.5	14.5	12.2	12.4
a_3 [kbps]	0	0	0	0	0	0
a_4 [kbps]	4	4	2	2	2	2

All other BWs	EPA 5		EVA 70		ETU 300	
Max modulation:	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM	16QAM	64QAM
a_0 [kbps]	519.7	719.2	519.7	718.2	388.3	400.7
a_1 [dB]	37.0	45.9	37.4	47.8	32.2	33.0
a_2 [dB]	29.7	35.2	27.8	34.5	24.7	25.2
a_3 [kbps]	0	0	0	0	0	0
a_4 [kbps]	4	4	4	4	4	4

4.3.5 ΠΡΟΣΘΕΤΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΠΟΥ ΕΠΗΡΕΑΖΟΥΝ ΤΗΝ ΚΑΛΥΨΗ ΚΑΙ ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ

4.3.6 ΕΛΑΧΙΣΤΟΣ ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΑΝΑΛΟΓΙΚΑ ΜΕ ΤΟΝ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΜΟ

Σε ιδανικές συνθήκες (με πολλούς χρήστες ανά κελί και ραδιοφωνικό κανάλι χαμηλής διασποράς). Ο ελάχιστος ρυθμός μετάδοσης αναλογικά με τον προγραμματισμό καλυτερεύει τη χωρητικότητα του κελιού. Η ικανότητα διαβίβασης των δεδομένων, η αύξηση στο 20 με 30% (σε σύγκριση με τον αλγόριθμο πηγής) μπορεί να επιτευχθεί ενώ παράλληλα διατηρείται η ικανότητα διαβίβασης δεδομένων του χρήστη στην άκρη του κελιού.

4.3.7 Η ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ - ΕΠΙΛΕΚΤΙΚΟΣ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΜΟΣ

Ο προγραμματισμός της επιλεγμένης συχνότητας κατά την ανοδική ζεύξη καλυτερεύει και την κάλυψη και τη χωρητικότητα. Η κάλυψη μπορεί να επεκταθεί μέχρι και τα 2 dB σε ιδανικές συνθήκες. Η αύξηση της χωρητικότητας κατά τη διαβίβαση δεδομένων στην ανοδική ζεύξη μπορεί να φτάσει στο 50%, ενώ παράλληλα διατηρεί την ίδια κάλυψη στην άκρη του κελιού συγκριτικά με τον αλγόριθμο πηγής.

4.3.8 Η ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ - ΕΠΙΛΕΚΤΙΚΟΣ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΜΟΣ

Ο προγραμματισμός της επιλεγμένης συχνότητας κατά την καθοδική ζεύξη μπορεί σε ιδανικές συνθήκες να αυξήσει τη χωρητικότητα στην καθοδική ζεύξη μέχρι και 30%, ενώ διατηρεί παράλληλα την κάλυψη στην άκρη του κελιού συγκριτικά με τον αλγόριθμο πηγής.

4.3.9 ANTENNA INTEGRATED RADIO (AIR)

Το AIR αποτελείται από δύο RUs ενσωματωμένα με κεραία. Συγκριτικά μ' ένα ανάλογο RRU της ίδιας ενεργειακής κλάσης και την ίδια κεραία ως παράγοντα, η απόδοση της ανοδικής και καθοδικής ζεύξης βελτιώνεται.

- Το ποσό θορύβου του RBS μειώνεται στα 1.2 dB.
- Η απώλεια του βραχυκυκλωτήρα είναι μηδενική.
- Το κέρδος της κεραίας αυξάνεται στα 0.3 dB. (4-74)

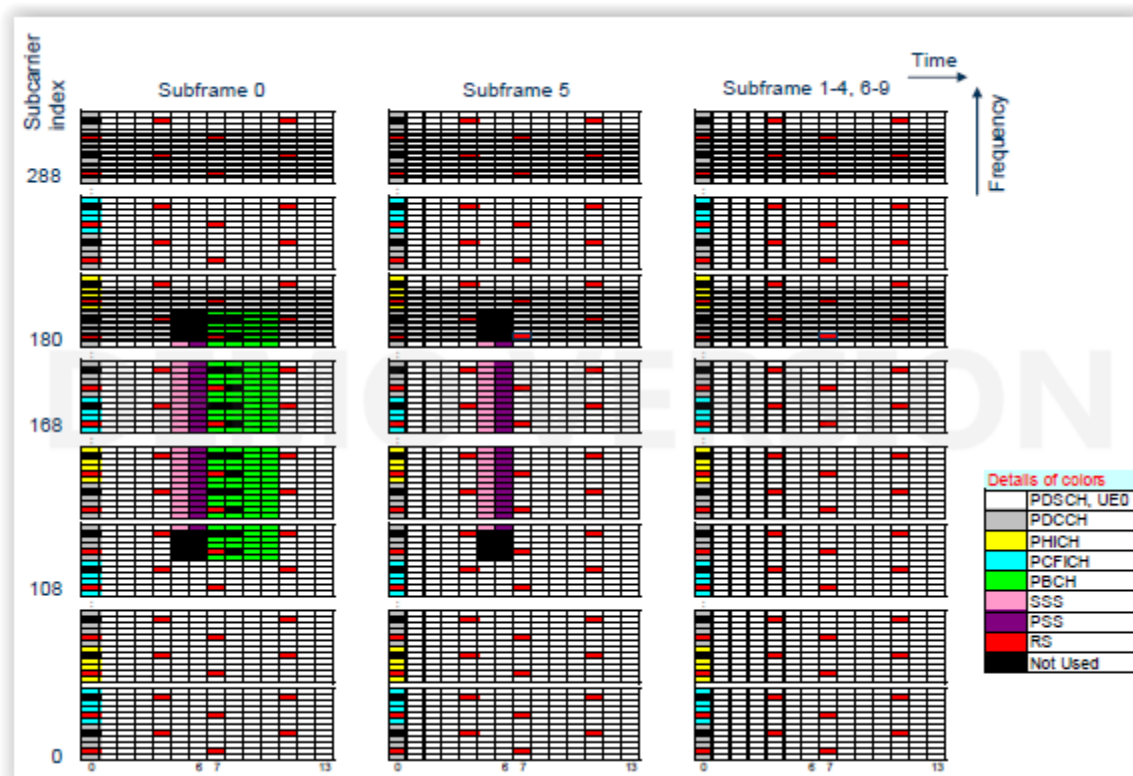
Συγκριτικά με τη δομή του RRU με απώλεια βραχυκυκλωτήρα της τάξης των 0.5dB, το AIR θα καλυτερεύσει την ευαισθησία κατά την ανοδική ζεύξη στα 2 dB και θα αυξήσει την txpower κατά την καθοδική ζεύξη στα 0.8dB.

- › **Minimum rate Proportional Fair**
 - Capacity gain of up to 20-30% with same coverage
- › **UL Frequency Selective Scheduling**
 - Capacity gain of up to 50% with same coverage or
 - 2 dB better coverage with same capacity
- › **DL Frequency Selective Scheduling**
 - Capacity gain up to 30% with same coverage
- › **Carrier Aggregation**
 - Capacity increased in proportion to increased spectrum (UL &DL)
- › **AIR**
 - RBS NF reduced by 1.2 dB
 - Antenna gain + 0.3 dB

4.4 ΔΙΑΣΤΑΣΕΙΣ ΤΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

Τα κανάλια ελέγχου (PCFICH, PHICH, PDCCH και PBCH για την καθοδική ζεύξη και το PUCCH για την ανοδική ζεύξη) και τα φυσικά κανάλια (RS, PSS και SSS για την καθοδική ζεύξη και το DMRS για την ανοδική ζεύξη) καταναλώνουν ένα συγκεκριμένο κομμάτι από τις διαθέσιμες φυσικές πηγές (REs και ενέργεια). Οι εναπομείνουσες πηγές, μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τα δεδομένα του χρήστη και το σήμα L3 στο PDSCH και PUSCH.

Για να μπορούμε να είμαστε σε θέση να υπολογίσουμε την ποσότητα των πηγών που καταναλώνονται από τα κανάλια ελέγχου στην καθοδική ζεύξη, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το παρακάτω σχεδιάγραμμα:



Παραπάνω βλέπουμε το κάθε RE και τη χρήση τους. Μερικά REs μένουν ακρησιμοποιήτητα, όπως φαίνεται από το μαύρο χρώμα στο σχεδιάγραμμα.

4.4.1 ΦΥΣΙΚΑ ΣΗΜΑΤΑ

Τα φυσικά σήματα στην καθοδική ζεύξη αποτελούνται από το σήμα αναφοράς (RS) και το σήμα πρωτεύοντος και δευτερεύοντος συγχρονισμού (PSS και SSS).

Το RS αποτελείται από σύμβολα αναφοράς, όπου το καθένα καταλαμβάνει ένα στοιχείο πηγής (RE). Υπάρχουν 8 σύμβολα αναφοράς ανά κομμάτι προγραμματισμού (12 μεταφορείς και 14 σύμβολα OFDM) ανά θύρα κεραίας (όταν μία ή δύο θύρες κεραίας είναι συντονισμένες).

Το PSS και το SSS χρησιμοποιούν 72 κεντρικούς μεταφορείς στο OFDM, το σύμβολο 6 και 5 αντίστοιχα στο πρώτο κενό του υποπλαισίου 0 και 5. Ωστόσο, υπάρχουν 5 μεταφορείς φυλαγμένοι για μελλοντική χρήση σε κάθε τέλος από τους 72 αυτούς υπομεταφορείς. Αυτό δημιουργεί αυτόματα 62 υπομεταφορείς διαθέσιμους για το PSS και SSS. Σε κάθε ραδιοφωνικό πλαίσιο, θα χρησιμοποιηθούν 124 υπομεταφορείς για το PSS και 124 για το SSS.

4.4.2 ΚΑΝΑΛΙΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΗΣ ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Το PBCH χρησιμοποιεί 72 κεντρικούς υπομεταφορείς από το πρώτο υποπλαίσιο, το δεύτερο κενό στο OFDM, τα σύμβολα 0,1,2 και 3. Ο ρυθμός των REs που χρησιμοποιούνται από το PBCH, είναι πάντοτε 240 ανά ραδιοφωνικό πλαίσιο και είναι ανεξάρτητο από το εύρος συχνότητας και τον αριθμό των διαμορφωμένων θυρών κεραίας.

Το PCFICH είναι πάντοτε χαρτογραφημένο σε τέσσερα REGs στο OFDM στο σύμβολο 0, όπου το καθένα μεταφέρει τέσσερα σύμβολα συντονισμού. Αυτά τα τέσσερα REGs, εξαπλώνονται σ' όλο το εύρος συχνότητας του συστήματος, με σκοπό να επιτευχθεί η ποικιλία συχνότητας. Μ' αυτόν τον τρόπο, χρησιμοποιούνται 160 REs από το PCFICH σε κάθε ραδιοφωνικό πλαίσιο.

Το PHICH μεταφέρει το HybridARQACK/NACK. Το κάθε τερματικό έχει ένα μεμονωμένο PHICH, το οποίο είναι εκχωρημένο. Παρόμοια με το PCFICH, το PHICH είναι τοποθετημένο στα REGs στο OFDM σύμβολο 0 και εξαπλώνεται σ' ολόκληρο το εύρος συχνότητας του συστήματος.

Το παρακάτω σχεδιάγραμμα δείχνει τον αριθμό από τα στοιχεία πηγής ανά πλαίσιο που χρησιμοποιούνται για το PHICH για διαφορετικά φάσματα συχνότητας του συστήματος.

BW [MHz]	#RBs	$n_{RE,PHICH}$
1.4	6	120
3	15	240
5	25	480
10	50	840
15	75	1200
20	100	1560

Το PDCCH έχει μεταδοθεί στην αρχή από κάθε υποπλαίσιο της καθοδικής ζεύξης στα REs και δε χρησιμοποιείται για σήματα αναφοράς, PHICH ή PCFICH. Χαρτογραφώντας τα PDCCHs στα REs βλέπουμε ότι βασίζονται στα CCEs. Ο αριθμός των CCEs που χρειάζονται για ένα συγκεκριμένο PDCCH εξαρτάται από το μέγεθος του μηνύματος του PDCCH και το ρυθμό κωδικοποίησης του καναλιού. Είναι περιορισμένο σε τέσσερα διαφορετικά επίπεδα συγκέντρωσης, 1,2,4 ή 8 CCEs ανά PDCCH.

Ο αριθμός των συμβόλων του OFDM που είναι διαθέσιμα για το PDCCHs σ' ένα υποπλαίσιο, είναι ίσο με το CFI, εκτός από 1.4 MHz του φάσματος συχνότητας όπου είναι ίσα με το CFI+1.

Το CFI μπορεί να ποικίλει μεταξύ των πλαισίων, ώστε να ταιριάζει κατά προσέγγιση, με την απαίτηση του PDCCH στο πλαίσιο. Ο μέγιστος αριθμός από τα σύμβολα OFDM δεν μπορεί να επιτευχθεί, καθώς περιορίζεται από την παράμετρο `rdcchCfiMode`. Δείτε τον παρακάτω πίνακα.

<i>pdccchCfiMode</i>	Description
CFI_STATIC_BY_BW	Control region uses only CFI=1 for 15 and 20 MHz system bandwidth, and uses only CFI=2 otherwise, which corresponds to the hard coded setting in previous releases.
CFI_STATIC_1	PDCCH uses only CFI=1
CFI_STATIC_2	PDCCH uses only CFI=2
CFI_STATIC_3	PDCCH uses only CFI=3
CFI_AUTO_MAXIMUM_2	PDCCH dynamically adapts CFI up to the value of 2, depending on the actual load in each subframe
CFI_AUTO_MAXIMUM_3	PDCCH dynamically adapts CFI up to the value of 3, depending on the actual load in each subframe

Για να εξασφαλίσουμε μία αποτελεσματική ποσότητα από CCEs με στόχο να μεταδώσουν το PDCCH για τα μηνύματα του κοινού καναλιού, το CFI_STATIC_1 δεν επιτρέπεται για φάσματα συχνοτήτων που είναι χαμηλότερα των 10 MHz. Ωστόσο το CFI=1 μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε κάποια πλαίσια με το *pdccchCfiMode* για να ορίσει το CFI_AUTO_MAXIMUM_2 ή CFI_AUTO_MAXIMUM_3 με χαμηλή απαίτηση του PDCCH.

Για να μπορούν να διαχειριστούν οι κορυφώσεις του φορτίου του PDCCH, προτείνεται για φάσματα συχνοτήτων των 10 MHz ή λιγότερα για να ορίσουν το *pdccchCfiMode* στο CFI_AUTO_MAXIMUM_3.

Για φάσματα συχνοτήτων μεγαλύτερα των 10 MHz το CFI_AUTO_MAXIMUM_2, προτείνεται ως *pdccchCfiMode* και μπορεί να αυξήσει τον αριθμό των ζευγαριών RB που βρίσκονται στο PUCCH.

Ο αριθμός των CCEs που είναι διαθέσιμα για το PDCCH εξαρτάται από το CFI, στο εύρος συχνότητας, και ο αριθμός πηγών που απασχολούνται από το PHICH και PCFICH. Σε πολλές περιπτώσεις, δεν είναι όλα τα CCEs εκχωρημένα στο PDCCH. Αχρησιμοποίητα CCEs είναι μέρος από τη διαδικασία της ένθεσης και χαρτογράφησης με τον ίδιο ακριβώς τρόπο όπως κάθε CCE.

Ο παρακάτω πίνακας δείχνει το μέγιστο αριθμό από REs, *n_{RE}*, PDCCH, που χρησιμοποιούνται από το PDCCH σ' ένα πλαίσιο, περιέχοντας και τις τρύπες που έχουν να κάνουν με τα αχρησιμοποίητα CCEs για κάθε ρύθμιση του *pdccchCfiMode*:

$n_{RE,PDCCH}$	Bandwidth [MHz]					
<i>pdccchCfiMode</i>	1.4	3	5	10	15	20
CFI_STATIC_BY_BW	1440	2520	4320	9000	4320	6120
CFI_STATIC_1	N/A	N/A	N/A	2880	4320	6120
CFI_STATIC_2 CFI_AUTO_MAXIMUM_2	1440	2520	4320	9000	13320	18000
CFI_STATIC_3 CFI_AUTO_MAXIMUM_3	2160	4320	7200	14760	22320	30240

Μία αύξηση στον αριθμό των ζευγαριών RBs που βρίσκονται στο PUCCH οδηγεί στη μείωση του ρυθμού κορύφωσης στην ανοδική ζεύξη.

Ο αριθμός των CCEs σ' ένα πλαίσιο μπορεί να υπολογιστεί διαιρώντας τον αριθμό των REs που βλέπουμε στον παρακάτω πίνακα με το 360.

Ένα παράδειγμα υπολογισμού της χρήσης των πηγών φαίνεται παρακάτω:

Σ' ένα εύρος συχνότητας των 10 MHz, υπάρχουν τα ακόλουθα στοιχεία πηγής ανά ραδιοφωνικό πλαίσιο : $12 \cdot 14 \cdot 50 \cdot 10 = 84000$

Η κατανάλωση των πηγών για τον έλεγχο των καναλιών μπορεί να υπολογιστεί για το εύρος συχνότητας των 10 MHz και για μία θύρα κεραίας και για το CFI= 2 με τον ακόλουθο τρόπο:

RS: 8 σύμβολα αναφοράς ανά πλακίδιο προγραμματισμού => $8/168 = 4.76\%$

PSS: $62 \cdot 2$ PSS στοιχεία πηγής ανά ραδιοφωνικό πλαίσιο $124 / (168 \cdot 10 \cdot 50) = 0.15\%$

SSC: το ίδιο με το PSS = 0.15%

PBCH: $240 / (168 \cdot 10 \cdot 50) = 0.29\%$

PCFICH: $160 / (168 \cdot 10 \cdot 50) = 0.2\%$

PHICH: $840 / (168 \cdot 10 \cdot 50) = 1\%$

PDCCH: $9000 / (168 \cdot 10 \cdot 50) = 10.7\%$

Συνολικό έλεγχος του καναλιού: 17.2%

Υπό κανονικές συνθήκες, μερικά REGs ανά πλαίσιο μένουν αχρησιμοποίητα. Αυτό συμβαίνει επειδή τα αχρησιμοποίητα REGs είναι πολύ λίγα ώστε να διαμορφώσουν ένα ολοκληρωμένο CCE. Τα αχρησιμοποίητα REGs είναι ένθετα και βρίσκονται στον ίδιο δρόμο με τα REGs που ομοδοποιούνται στο CCE. Ο ακόλουθος πίνακας δείχνει το συνολικό αριθμό των REs_{RE,UN} στα αχρησιμοποίητα REGs για διαφορετικά φάσματα συχνότητας:

BW [MHz]	#RBs	$n_{RE,UN}$ For CFI=1	$n_{RE,UN}$ For CFI=2	$n_{RE,UN}$ For CFI=3
1.4	6	-	200	200
3	15	-	80	80
5	25	-	40	160
10	50	120	0	240
15	75	320	320	320
20	100	160	280	40

Ένα παράδειγμα υπολογισμού αχρησιμοποίητων REs ανά πλαίσιο για το εύρος συχνότητας των 10 MHz χρησιμοποιώντας CFI = 2 και μία θύρα κεραίας φαίνεται παρακάτω:

5 αχρησιμοποίητα RE σε κάθε πλευρά του PSS και SSS => (5+5)·4

0 αχρησιμοποίητα RE ανά πλακίδιο για το PDCCH.

48 REs είναι πάντοτε κρατημένα για το RS (ή αντίστοιχες κοιλότητες) στην περιοχή του PBCH (σα να υπήρχαν τέσσερις θύρες κεραίας). 12 από αυτά χρησιμοποιούνται για ενεργά RS ανά θύρα κεραίας όταν χρησιμοποιείται μία θύρα κεραίας, δηλαδή 36 αχρησιμοποίητα REs.

Στην περιοχή ελέγχου, υπάρχουν «κρατημένα» 2 REs ανά RB για το RS, σα να χρησιμοποιούνταν δύο θύρες κεραίας. Αυτό αναλογεί με $2 \cdot 50 = 100$ αχρησιμοποίητων REs ανά πλαίσιο στο εύρος συχνότητας των 10 MHz.

Το σύνολο των αχρησιμοποίητων REs:

$$(5+5) \cdot 4 / (168 \cdot 10 \cdot 50) + 0 / (168 \cdot 10 \cdot 50) + 36 / (168 \cdot 10 \cdot 50) + 100 \cdot 10 / 84000 = 1.29\%$$

Ο συνολικός έλεγχος του καναλιού και οι μη αξιοποιημένες πηγές είναι ίσο με 18.5%. Αυτό αυτόματα αφήνει ένα ποσοστό ίσο με 81.5% για το PDSCH.

	Unused	RS	PSS and SSS	PBCH	PCFICH	PHICH	PDCCH	Total Ctrl Ch	PDSCH
Calculation	$\frac{1000+40}{84000} + \frac{0+36}{84000}$								
%	1.3								

Όταν έχουν συντονιστεί δύο θύρες κεραιάς, τα αχρησιμοποίητα REs εξαιτίας του RSs ισούνται με 8/168. Ακόμα 12 REs χρησιμοποιούνται για τα ενεργά RS στην περιοχή του PBCH. Αυτό μας δίνει 24 αχρησιμοποίητα RE στην περιοχή του PBCH.

Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την παρακάτω απώλεια:

$$8/168 + 24/84000 + 40/84000 + 0/84000 = 4.8\%$$

Κατά τον ίδιο τρόπο είναι δυνατόν να υπολογιστεί η χρήση των πηγών για άλλους συντονισμούς (CFI = 1, 2, 3 και BW = 1.4, 3, 5, 15 και 20 MHz).

Υπολογίστε και συμπληρώστε τον ακόλουθο πίνακα με εύρος συχνότητας των 10 MHz, CFI = 2 και δύο θύρες κεραιάς:

	Unused	RS	PSS and SSS	PBCH	PCFICH	PHICH	PDCCH	Total Ctrl Ch	PDSCH
Calculation	$\frac{4000+40}{84000} + \frac{0+24}{84000}$								
%	4.8								

Για εύρος συχνότητας των 20 MHz, 1AP και CFI=, οι υπολογισμοί μπορούν να γίνουν ως εξής:

Σ' ένα εύρος συχνότητας των 20 MHz, τα στοιχεία πηγής ανά ραδιοφωνικό πλαίσιο ισούνται με $12 \cdot 14 \cdot 100 \cdot 10 = 168000$.

Η κατανάλωση πηγών για τον έλεγχο των καναλιών μπορεί να υπολογιστεί για τα 20 MHz και μία θύρα κεραιάς και CFI=1 με τον ακόλουθο τρόπο:

RS: 8 σύμβολα αναφοράς ανά πλακίδιο προγραμματισμού => $8/168=4.76\%$

4.4.3 ΧΡΗΣΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

Η ενέργεια της καθοδικής ζεύξης ανά θύρα κεραίας διαχωρίζεται ισάξια σ' ολόκληρο το εύρος συχνότητας του συστήματος εκτός από τα σύμβολα αναφοράς όταν χρησιμοποιείται παραπάνω από μία θύρα κεραίας. Αυτό σημαίνει, ότι χρησιμοποιείται η σταθερά PSD (PowerSpectrumDensity). Όλοι οι μεταφορείς μέσα σ' ένα RB έχουν ακριβώς την ίδια ενέργεια, την ενέργεια αναφοράς P_{ref} , η οποία είναι η συνολική ενέργεια της θύρας κεραίας διαιρημένη από τον αριθμό των επιμερισμένων υπομεταφορέων ($12 \cdot N_{RB}$).

Τα σύμβολα αναφοράς είναι μία εξαίρεση από αυτό τον κανόνα, όταν είναι συντονισμένες παραπάνω από μία θύρα κεραίας. Τα σύμβολα αυτά σε μία θύρα κεραίας είναι αντίστοιχα της κοιλότητας της θύρας της άλλης κεραίας και δίνουν ενέργεια σ' όλες τις θύρες, εφόσον δεν υπάρχει μετάδοση ενέργειας σε κάποια άλλη θύρα. Αυτό αντιστοιχεί σε 3 dB περισσότερης ενέργειας όταν χρησιμοποιούνται δύο θύρες κεραίας.

Μ' αυτή την πληροφορία και μαζί με τους προηγούμενους υπολογισμούς την χρήσης των πηγών, είναι εφικτό να υπολογιστεί η χρήση πηγών για τα κανάλια ελέγχου και τα φυσικά σήματα.

Συμπληρώστε τα κενά στον παρακάτω πίνακα για τη χρήση πηγών για τα κανάλια της καθοδικής ζεύξης, θεωρώντας ότι η συνολική ενέργεια του κελιού ανέρχεται στα 40 W. Το αποτέλεσμα από τους υπολογισμούς της κατανάλωσης πηγών είναι ήδη συμπληρωμένο παρακάτω.

	Unused	RS	PSS and SSS	PBCH	PCFICH	PHICH	PDCCH	Total Ctrl Ch	PDSCH
%	1.4	4.8	0.3	0.3	0.2	0.9	10.7	17.2	81.5
W									

Λάβετε υπόψιν σας πως η συνολική ενέργεια του RBS (εικονική ενέργεια από όλες τις ραδιοφωνικές μονάδες στο κελί) πρέπει να διαιρεθεί με τον αριθμό των θυρών κεραίας (στο παράδειγμα 2) και πως τα RS είναι ανεβασμένα στα 3 dB.

	Unused	RS	PSS and SSS	PBCH	PCFICH	PHICH	PDCCH	Total Ctrl Ch	PDSCH
%	4.9	4.8	0.15	0.14	0.1	0.9	3.6	9.7	85.4
W									

Το PHICH είναι ενεργειακά ελεγχόμενο ανά ομάδα του PHICH, έτσι ώστε οι χρήστες με κακές ραδιοφωνικές συνθήκες να μπορούν να διανέμουν περισσότερη ενέργεια από τους χρήστες που έχουν καλές ραδιοφωνικές συνθήκες. Τα REσπου ανήκουν σε μία ομάδα PHICH, μπορούν να διανέμουν μία διαφορετική ενέργεια από την PRE,ref . Η κατά μέσο όρο ενέργεια του PHICH είναι παρόλαυτα ίση με την PRE,ref .

4.4.4 ΚΑΝΑΛΙΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΗΣ ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Το κανάλι ελέγχου PhysicalUplinkControlChannel(PUCCH) μεταφέρει πληροφορίες για τον έλεγχο της ανοδικής ζεύξης από τον εξοπλισμό του χρήστη, όπου δεν είναι δεδομένη καμία πηγή στο ίδιου υποπλαισίου. Για τον εξοπλισμό του χρήστη είναι ήδη δεδομένο ένα PUSCH, ο έλεγχος σήματος είναι σύνθετος με τα δεδομένα να βρίσκονται μες το PUSCH.

Το PUCCH χρησιμοποιείται για την μεταφορά:

- Hybrid AutomaticRepeat Request (HARQ)Acknowledgement/Negative Acknowledgement (ACK/NACK)
- SchedulingRequest(SR)
- Channel status reports,Channel QualityIndicator (CQI)καιτο RankIndicator (RI)

Τα RBs που διανέμονται για το PUCCH είναι τοποθετημένα στις άκρες των συχνοτήτων. Οι πληροφορίες που στέλνονται στο PUCCH χρησιμοποιούν μόνο ένα RB σε κάθε ένα από τα δύο συνεχόμενα κενά στο υποπλάισιο. Τα δύο RB που χρησιμοποιούνται για το PUCCH βρίσκονται εδώ και στο εξής θα ονομάζονται ζευγάρι RB.

Το PUCCH δε συγκεκριμενοποιείται μόνο από το ζευγάρι RB και την περιοδικότητα. Για να επιτρέψει ένα ζευγάρι RB να μοιραστεί σε διάφορους εξοπλισμούς χρηστών, η πηγή των PUCCH πρέπει επίσης να συγκεκριμενοποιηθεί από μία κυκλική στροφή και για τις πηγές του SR και HARQ χρειάζεται επίσης μία ορθογωνική ακόλουθη κάλυψη.

Ανάλογα τις πληροφορίες που πρέπει να μεταφερθούν στο PUCCH, χρησιμοποιείται μία από τις δύο ακόλουθες μορφές:

- PUCCHFormat 1 για το SR και HARQACK/NACK
- PUCCHFormat 2 για το CQI και RI

Ο εξοπλισμός του χρήστη είναι κατανεμημένος στις πηγές CQI και SR στη διαδικασία διευθέτησης του τερματικού του χρήστη. Οι πηγές κρατούνται μέχρι ο εξοπλισμός του χρήστη να συγχρονιστεί στην ανοδική ζεύξη.

Ένα τερματικό επιτρέπεται να συνδεθεί σ' ένα κελί, εάν υπάρχουν διαθέσιμες πηγές SR, επομένως θα πρέπει να κατανεμηθούν τουλάχιστον τόσες πηγές SR όσες και CQI. Ένα τερματικό που είναι ήδη συνδεδεμένο θα παραμείνει έτσι ακόμα και όταν ο συγχρονισμός της ανοδικής ζεύξης σταματήσει να υπάρχει και απελευθερωθούν οι πηγές του PUCCH.

Οι παράμετροι $noOfPucchCqiUsers$ και $noOfPucchSrUsers$ καθορίζουν τον αριθμό των πηγών για το CQI και SR ανά κελί. Για να αποφευχθεί το PUSCH να επέμβει στο PUCCH, συνιστάται να χρησιμοποιείται η ίδια ρύθμιση του $noOfPucchCqiUsers$ και $noOfPucchSrUsers$, καθώς επίσης και ο ίδιος αριθμός των PUCCH RBs σ' όλα τα κελιά.

Για να μεγιστοποιηθεί η ικανότητα διαβίβασης δεδομένων στο PUSCH, ο αριθμός των ζευγαριών RBs δε θα πρέπει να πάρει μεγάλες διαστάσεις, και κατά προτίμηση θα πρέπει να είναι ο ίδιος αριθμός σε μονός αριθμός που θα αφήσει ένα ζευγάρι RB αχρησιμοποίητο και από το PUCCH και από το PUSCH.

Ο παρακάτω πίνακας περιγράφει την υψηλότερη αξία που συνιστάται ανά κελί για το $noOfPucchCqiUsers$ και $noOfPucchSrUsers$ και το DU για τις πιο συνήθεις δομές.

BW [MHz]	SR resources/cell	CQI resources/cell
1.4	729	792
3-20	810	880

DU type	# Rx antennas	Max # of RB pairs per DU
DUL20	2	24
	4	12
DUS31	2, 4	24
DUS41	2, 4	36

Εάν τα κελιά με διαφορετικό αριθμό απο κεραίες RX έχουν συντονιστεί σ' ένα DU, ο μέγιστος αριθμός από κεραίες RX που χρησιμοποιούνται σ' ένα κελί θα πρέπει να επιλεγθεί σύμφωνα με το μέγιστο αριθμό από ζευγάρια RB.

Οι πηγές που διανέμονται ταυτόχρονα σ' όλα τα κελιά σ' ένα DU θα πρέπει να οριοθετηθούν από το μέγιστο αριθμό διαθέσιμων πηγών στο DU. Οι πηγές συγκεντρώνονται μέσα στο DU και αυτό σημαίνει, πως ο αριθμός από τις πηγές που χρησιμοποιούνται μπορεί να ποικίλει μεταξύ των κελιών. Το παρακάτω σχεδιάγραμμα, περιγράφει το διαθέσιμο αριθμό των πηγών SR και CQI σ' ένα DU. Αυτές οι τιμές δεν περιορίζουν τη ρύθμιση του $noOfPucchCqiUsers$ και $noOfPucchSrUsers$.

DU type	BW [MHz]	SR resources/DU		CQI resources/DU	
		2 Rx	4 Rx	2 Rx	4 Rx
DUL20	1.4	1224-x	819-x	1224	792
	3-20	1360-x	910-x	1360	880
DUL31	1.4	1638-y	1638-y	1584	1584
DUL41	3-20	1820-y	1820-y	1760	1760

$$x = \min(12, 6 * n_{cells}) * n_{SF, PUCCH}$$

$$y = \min(24, 6 * n_{cells}) * n_{SF, PUCCH}$$

Δίνοντας μία επιθυμητή ρύθμιση του $noOfPucchCqiUsers$ και $noOfPucchSrUsers$, ο αριθμός των ζευγαριών RB για το PUCCH μπορεί να υπολογιστεί όπως φαίνεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα :

$$n_{RBFormat2} = \left\lceil \frac{noOfPucchCqiUsers}{n_{cap} T_{p,CQI}} * \frac{10}{n_{SF,PUCCH}} \right\rceil$$

$$n_{PUCCH,SR} = \left\lceil \frac{noOfPucchSrUsers}{T_{p,SR}} * \frac{10}{n_{SF,PUCCH}} \right\rceil$$

$$n_{RBFormat1} = \left\lceil \frac{n_{PUCCH,SR} + n_{PUCCH,HARQ}}{36} \right\rceil$$

$$n_{RB,PUCCH} = 2 \left\lceil \frac{n_{RBFormat1} + n_{RBFormat2}}{2} \right\rceil$$

BW	pdcchCfiMode			
	CFI_STATIC_BY_BW	CFI_STATIC_1	CFI_AUTO_MAXI MUM_2 CFI_STATIC_2	CFI_AUTO_MAXI MUM_3 CFI_STATIC_3
1.4	5	N/A	5	7
3	8	N/A	8	13
5	13	N/A	13	22
10	27	11	27	44
15	16	16	41	66
20	22	22	55	88

Where:

N_{cap} is the CQI resources per RB-pair, equal to 4

$T_{p,CQI}$ is the periodicity for CQI reporting, equal to 80ms

$n_{SF,PUCCH}$ is the no of subframes with PUCCH, equal to 9 for 1.4 Mhz, otherwise 10

$T_{p,SR}$ is the periodicity for SR, equal to 10ms

Δίνοντας έναν επιθυμητό αριθμό από ζευγάρια RB για τη μορφή 1 και μορφή 2, η ρύθμιση του $noOfPucchCqiUsers$ και $noOfPucchSrUsers$ μπορεί να υπολογιστεί με τον τρόπο που δείχνει το παρακάτω σχεδιάγραμμα:

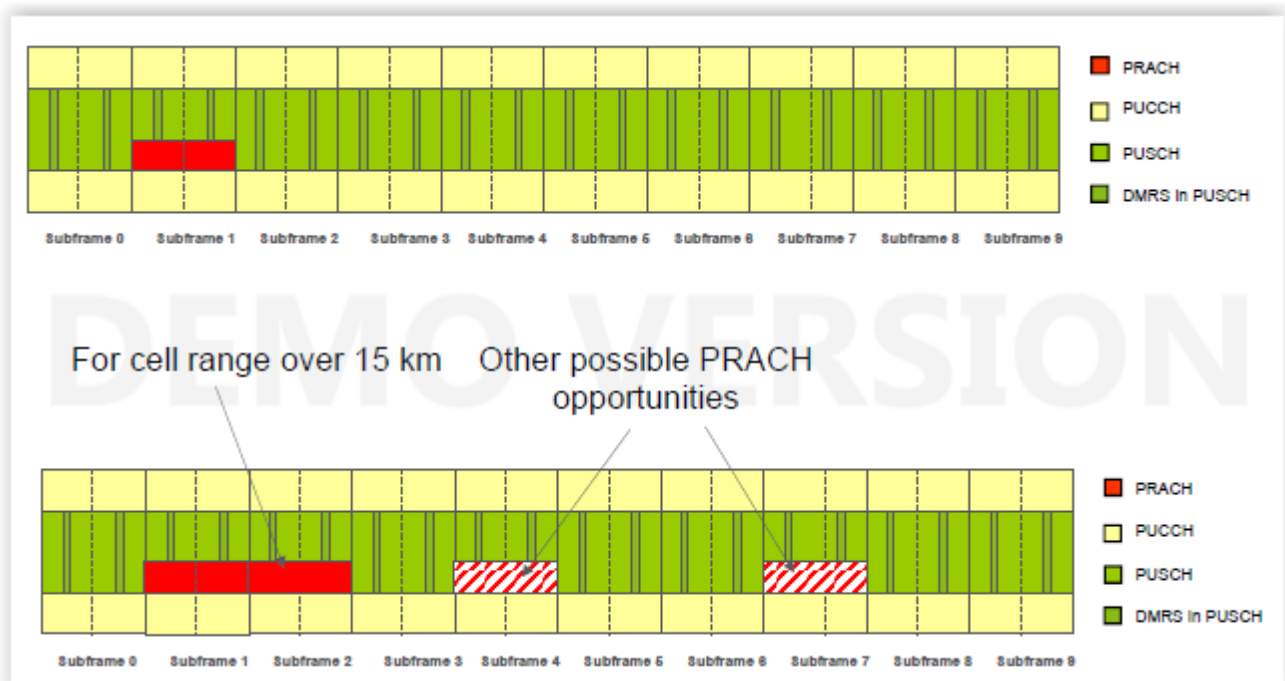
$$noOfPucchSrUsers = (36n_{RB,format1} - n_{PUCCH,HARQ})T_{p,SR} \frac{n_{SF,PUCCH}}{10}$$

DEMO VERSION

$$noOfPucchCqiUsers = n_{RB,format2} n_{cap} T_{p,CQI} \frac{n_{SF,PUCCH}}{10}$$

Το Demodulation Reference Signal (DMRS), χρησιμοποιεί δύο σύμβολα OFDM ανά υποπλάισιο. Αυτό ισούται με 11.8-13.6%, ανάλογα με το σύστημα BW.

Το PRACH χρησιμοποιεί μόνο ένα υποπλάισιο (1ms) ανάμεσα στα 6 RBs ανά ραδιοφωνικό πλαίσιο στο υποπλάισιο 1, 4 ή 7. Αυτό αντιστοιχεί σε $6/50 \cdot 1/10 = 1.2\%$ για τα 10 MHz του συστήματος BW. Δείτε το παρακάτω σχεδιάγραμμα.



Με βάση τις παραπάνω πληροφορίες και τη δομή του δικτύου πηγής, υπολογίστε και συμπληρώστε τη χρήση των πηγών για την ανοδική ζεύξη στον παρακάτω πίνακα (θεωρώντας ότι χρησιμοποιούνται 2 RBs για το PUCCH για όλα τα φάσματα συχνότητας του συστήματος, εκτός από τα 10 και 20MHz όπου χρησιμοποιούνται 4 RBs για το PUCCH):

BW [MHz]	PRACH	PUCCH	DMRS on PUSCH	PUSCH
1.4				
3				
5				
10				
15				
20				

BW [MHz]	PRACH	PUCCH	DMRS on PUSCH	PUSCH
1.4	$6/6 \times 2/10 = 20\%$	$2/6 \times 8/10 = 26.7\%$	$4/6 \times 1/7 - 4/6 \times 1/7 \times 2/10 = 7.6\%$	45.7%
3	$6/15 \times 2/10 = 8\%$	$2/15 = 13.3\%$	$13/15 \times 1/7 - 6/15 \times 1/7 \times 2/10 = 11.2\%$	67.5%
5	$6/25 \times 2/10 = 4.8\%$	$2/25 = 8.0\%$	$23/25 \times 1/7 - 6/25 \times 1/7 \times 2/10 = 12.5\%$	74.7%
10	$6/50 \times 2/10 = 2.4\%$	$4/50 = 8.0\%$	$46/50 \times 1/7 - 6/50 \times 1/7 \times 2/10 = 12.8\%$	76.8%
15	$6/75 \times 2/10 = 1.6\%$	$2/75 = 2.7\%$	$73/75 \times 1/7 - 6/75 \times 1/7 \times 2/10 = 13.7\%$	82.0%
20	$6/100 \times 2/10 = 1.2\%$	$4/100 = 4.0\%$	$96/100 \times 1/7 - 6/100 \times 1/7 \times 2/10 = 13.5\%$	81.3%

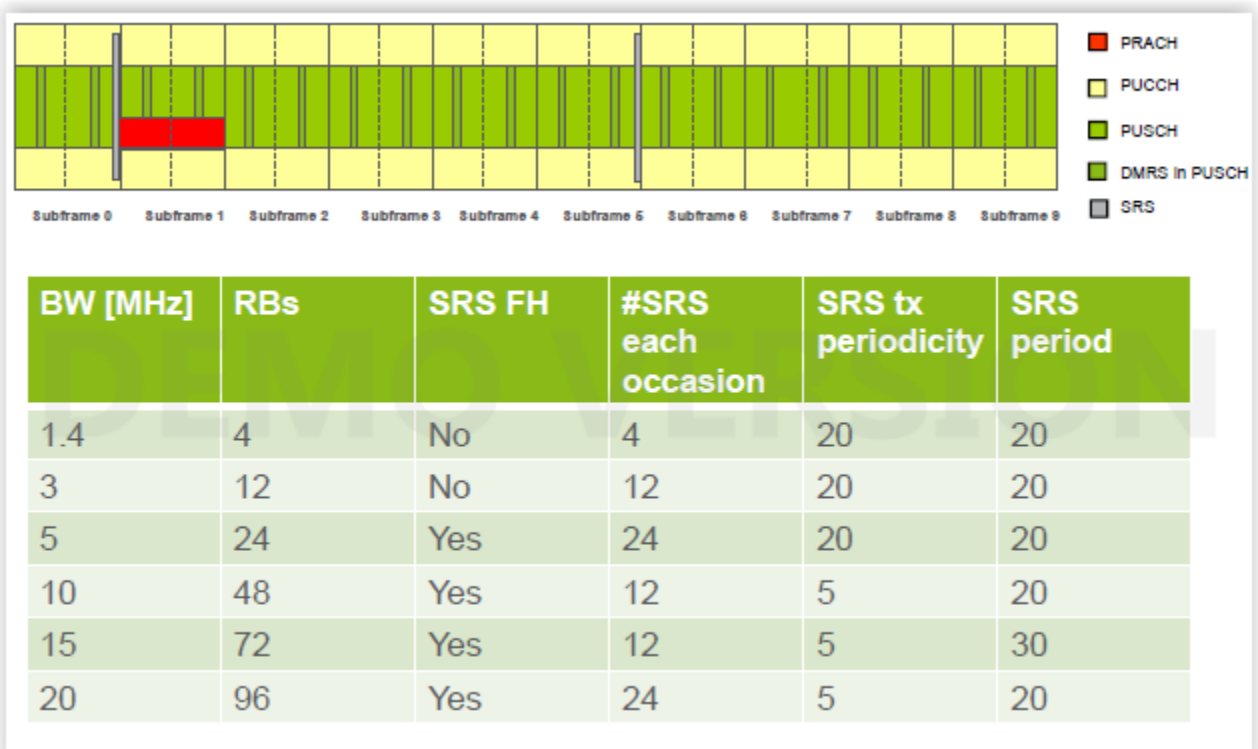
4.4.5 ΗΧΗΤΙΚΟ ΣΗΜΕΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ

Ο ήχος είναι προϋπόθεση για το FrequencySelectiveScheduling(FSS) κατά την ανοδική ζεύξη. Όταν ενεργοποιηθεί ο ήχος, τότε το τερματικό του χρήστη μπορεί να μεταδώσει ηχητικά σήματα αναφοράς στο εύρος συχνότητας του συστήματος στην ανοδική ζεύξη.

Με τη βοήθεια των ηχητικών σημάτων αναφοράς, το eNB μπορεί να εκτιμήσει τη συχνότητα που εξαρτάται από την απώλεια κατά τη διαδρομή μεταξύ του τερματικού και του eNB.

Τα REs για τα ηχητικά σήματα αναφοράς (SRS) είναι κατανομημένα σε κάθε πέμπτο υποπλαίσιο. Αυτού του είδους το υποπλαίσιο, αναφέρεται ως ηχητικό υποπλαίσιο. Για να μπορέσει να αποφευχθεί η ανάμειξη των ηχητικών σημάτων αναφοράς και του PRACH, τα ηχητικά υποπλαίσια δε συντονίζονται σε υποπλαίσια με PRACH. Μόνο το τελευταίο σύμβολο διανέμεται για τα ηχητικά σήματα αναφοράς. Αυτό σημαίνει ότι ένα μικρό κομμάτι των REs που είναι «κρατημένα» για τα SRS είναι περίπου 1.4%. Να σημειωθεί, ότι αυτά τα REs είναι πάντοτε «κρατημένα» στα κελιά με ενεργοποιημένη τη λειτουργικότητα του ήχου, ασχέτως εάν υπάρχει χρήση του ήχου από το τερματικό. Μερικά τερματικά μπορούν να μεταδώσουν ταυτόχρονα SRS στο ίδιο RB, χρησιμοποιώντας διαφορετικές κορυφές κύματος μετάδοσης και κυκλικές μετατοπίσεις. Για το ποιά πηγή ηχητικού σήματος αναφοράς πρέπει να χρησιμοποιηθεί, εκπέμπεται στο τερματικό από σήμα RRC. Ένα τερματικό διατηρεί την πηγή του ηχητικού σήματος αναφοράς για όσο η ανοδική ζεύξη είναι συγχρονισμένη.

Η δομή των ηχητικών σημάτων αναφοράς (SRS) και ο αριθμός των RBs μέσω των οποίων μεταδίδονται τα SRS δίνονται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα:



Έχοντας ως βάση το συντονισμό στο PUCCH, το φάσμα συχνότητας των SRS μπορεί να συμπίπτει με τα RBs που είναι κατανομημένα για το PUCCH. Για να μπορέσουμε να αποφύγουμε την ανάμειξη των SRS και των πληροφοριών που μεταφέρονται στη μορφή 1 του PUCCH, ένα μικρό κομμάτι της μορφής 1 του PUCCH χρησιμοποιείται στα ηχητικά υποπλαίσια. Το μικρό κομμάτι της μορφής 1 στο PUCCH έχει κρατημένο το τελευταίο του σύμβολο για το SRS. Η μορφή 2 του PUCCH δεν τροποποιείται στα ηχητικά υποπλαίσια με αποτέλεσμα να μπορεί να προκύψει παρεμβολή μεταξύ των SRS και του PUCCH της μορφής 2. Η επίδραση θεωρείται αμελητέα.

Όσο αφορά εύρη συχνοτήτων του συστήματος λιγότερα από 10MHz , χρησιμοποιείται ένα είδος μετάδοσης δίχως ευελιξία μεταβολής της συχνότητας των SRS, ενώ για μεγαλύτερα φάσματα συχνοτήτων χρησιμοποιείται ένα είδος ευελιξίας στη μεταβολή της συχνότητας των SRS. Στην περίπτωση μη ευελιξίας στη μεταβολή της συχνότητας, ένα τερματικό που είναι καταναμεμημένο με πηγές SRS μεταδίδει SRS κάθε 20 μιλισεκόντ. Σε κάθε περίπτωση μετάδοσης είναι καλυμμένο το συνολικό εύρος συχνότητας των SRS. Στην περίπτωση της ευελιξίας στη μεταβολή της συχνότητας, σε κάθε μετάδοση των SRS στέλνονται σ' ένα υποσύνολο του εύρους συχνότητας των SRS.

Μερικές περιπτώσεις μετάδοσης προϋποθέτουν την κάλυψη ολόκληρου του εύρους συχνότητας των SRS. Τα είδη μετάδοσης συγκεντρώνονται στο παραπάνω σχεδιάγραμμα.

4.4.6 Η ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΤΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΜΝΗΜΗΣ

Ένας μικρός αριθμός κελιών στο TA (ή λίστα του TA) οδηγεί σε τακτικές αναβαθμίσεις του TA, που έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του φορτίου MME και την κατανάλωση της μπαταρίας του τερματικού του χρήστη. Επιπρόσθετα, οι συχνές αναβαθμίσεις του TA μπορεί να οδηγήσει σε μειωμένη χωρητικότητα μνήμης από τη στιγμή που το τερματικό μπορεί να είναι απασχολημένο με τις αναβαθμίσεις του TA και συνεπώς να μην είναι σε θέση να ανταποκριθεί ταυτόχρονα στη μεταφορά της μνήμης.

Ένας μεγάλος αριθμός των κελιών στο TA (ή λίστα του TA) μειώνει τη συχνότητα της αναβάθμισης του TA αλλά αυξάνει παράλληλα το φορτίο της μεταφοράς της μνήμης, καθώς αριθμούνται ταυτόχρονα πολύ περισσότερα κελιά. Σ' αυτή την περίπτωση, η συμφόρηση μπορεί να είναι η χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης MME και RBS.

4.4.7 Η ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΤΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΜΝΗΜΗΣ MME

Ο αριθμός των SCTP/S1 που λαμβάνουν θέση στο MME ορίζουν το μέγεθος της χωρητικότητας της μνήμης MME. Κάθε MkvI δεν μπορεί να υπερβαίνει τις 2000 σελίδες ανά δευτερόλεπτο.

Συνεπώς, η χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης MME μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$C_{MME}=2000 \cdot n_{SCTP}, (with\ SCTP\ MkvI)$$

όπου n_{SCTP} είναι ο αριθμός των SCTP που έχουν θέση στο MME. Αυτό ισχύει και για το SGSN-MME με εξοπλισμό MkvI. Για τον εξοπλισμό MkvI, η χωρητικότητα είναι 6000 σελίδες το δευτερόλεπτο ανά SCTP.

4.4.8 Η ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΤΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΜΝΗΜΗΣ RBS

Η χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης RBS εξαρτάται από:

- το φορτίο **RBSCPU**, που οδηγεί σε μία συγκεκριμένη χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης (CCPU) σε συσχέτιση με το φορτίο CPU που προκύπτει από τη μεταφορά μνήμης.
- το φορτίο PDSCH, που οδηγεί σε μία συγκεκριμένη χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης

(CPDSCHload), σε συσχέτιση με το φορτίο PDSCH που προκύπτει από τη μεταφορά μνήμης.

- το Blocking, που οδηγεί σε μία συγκεκριμένη χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης (Cblocking) σε συσχέτιση με το blocking που προκύπτει από τη μεταφορά μνήμης.
- το φορτίο PDCCH, που οδηγεί σε μία συγκεκριμένη χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης (CPDCCHload) σε συσχέτιση με το φορτίο PDCCH που προκύπτει από τη μεταφορά μνήμης.

> MME paging capacity

– 2000 pages/s per SCTP board

> RBS Paging capacity

– CPU load (<600 pages/s)

– PDSCH load (< 5%)

– Blocking (< 2%)

– PDCCH load (< 5%)

$$C_{RBS} = \min(C_{CPU}, C_{PDSCHload}, C_{blocking}, C_{PDCCHload})$$

Ο προγραμματιστής δίνει μεγαλύτερη προτεραιότητα στη μεταφορά μνήμης παρά στα δεδομένα του χρήστη. Συνεπώς, ένα υψηλό φορτίο μεταφοράς μνήμης μπορεί να μειώσει τη χωρητικότητα της καθοδικής ζεύξης και το ρυθμό ταχύτητας μετάδοσης στο PDSCH. Επίσης, η εκπομπή σήματος στο PDCCH στα πλαίσια των εργασιών προγραμματισμού για την καθοδική ζεύξη και του παραγραμματισμού της ανοδικής ζεύξης μπορεί να υποφέρει, εφόσον η μεταφορά μνήμης έχει μεγαλύτερη προτεραιότητα από τα δεδομένα του χρήστη.

Η συνολική χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης RBS μπορεί να εκφραστεί ως το ελάχιστο από τα τέσσερα σχεδιαγράμματα για τη χωρητικότητα:

$$C_{RBS} = \min(C_{CPU}, C_{PDSCHload}, C_{blocking}, C_{PDCCHload}),$$

όπου το C_{CPU} συνιστάται να μην υπερβαίνει τα 600

Το $C_{PDSCHload}$ μπορεί να υπολογιστεί ακολούθως:

$$C_{SCHload} = \frac{100 \cdot 10n_{RB} L_{PDSCHmax}^{PD}}{\eta_{B,page}},$$

όπου:

$100 \cdot 10 \cdot n_{RB}$ είναι ο αριθμός των πλακιδίων προγραμματισμού ανά δευτερόλεπτο

n_{RB} είναι ο αριθμός των RBs σ'ένα εύρος συχνότητας του συστήματος

$L_{PDSCHmax}$ είναι το μέγιστο ανεκτό φορτίο PDSCH εξαιτίας της μεταφοράς μνήμης

Το $n_{SB,page} = 3 + 0.32(n_{PDCCH,symb} - 1)$, που υποδεικνύει τον αριθμό των πλακιδίων προγραμματισμού που χρειάζονται για να μεταφέρουν μία σελίδα στο PDSCH, όπου $n_{PDCCH,symb}$ είναι ο αριθμός των συμβόλων του PDCCH (=2 για το εύρος συχνότητας του συστήματος 3 και 5 MHz και = 1 για 10.15 και 20 MHz). Να σημειωθεί, ότι αυτό είναι μόνο ένα παράδειγμα και μπορεί να αλλάξει εξαιτίας της αυτόματης ρύθμισης του CFI.

Το παρακάτω σχεδιάγραμμα, δείχνει το αποτέλεσμα της παραπάνω σχέσης, μεταξύ του ανεκτού φορτίου PSDCH και τη χωρητικότητα της μεταφοράς μνήμης.

$$C_{PDSCHload} = \frac{100 \cdot 10 n_{RB} L_{PDSCHmax}}{n_{SB,page}}$$

$$n_{SB,page} = 3 + 0.32(n_{PDCCH,symb} - 1)$$

› $100 \cdot 10 \cdot n_{RB}$ is the number of scheduling blocks per second

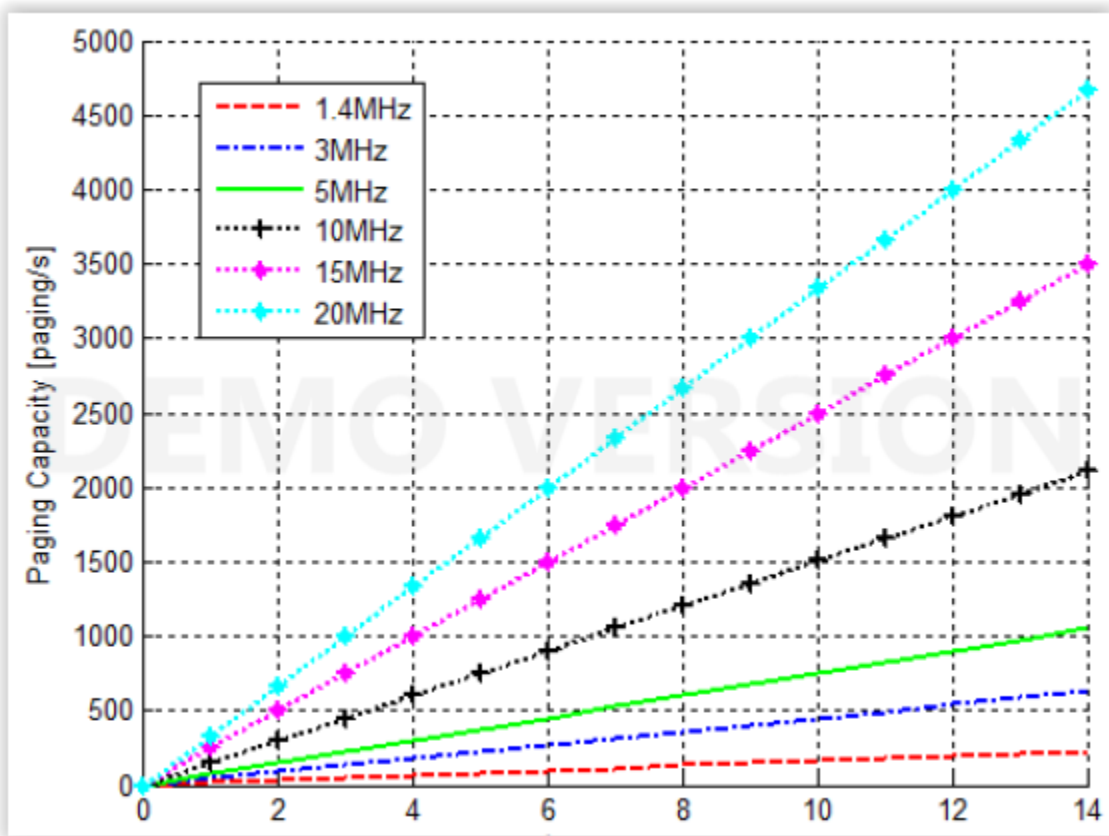
› n_{RB} is the number of RBs in system bandwidth

› $L_{PDSCHmax}$ is the maximum tolerable PDSCH load due to paging

› $n_{SB,page} = 3 + 0.32(n_{PDCCH,symb} - 1)$, which indicates the number of scheduling blocks required to convey one page over PDSCH

› where $n_{PDCCH,symb}$ is the number of PDCCH symbols (=2 for system bandwidth 3 and 5 MHz and =1 for 10, 15 and 20 MHz).

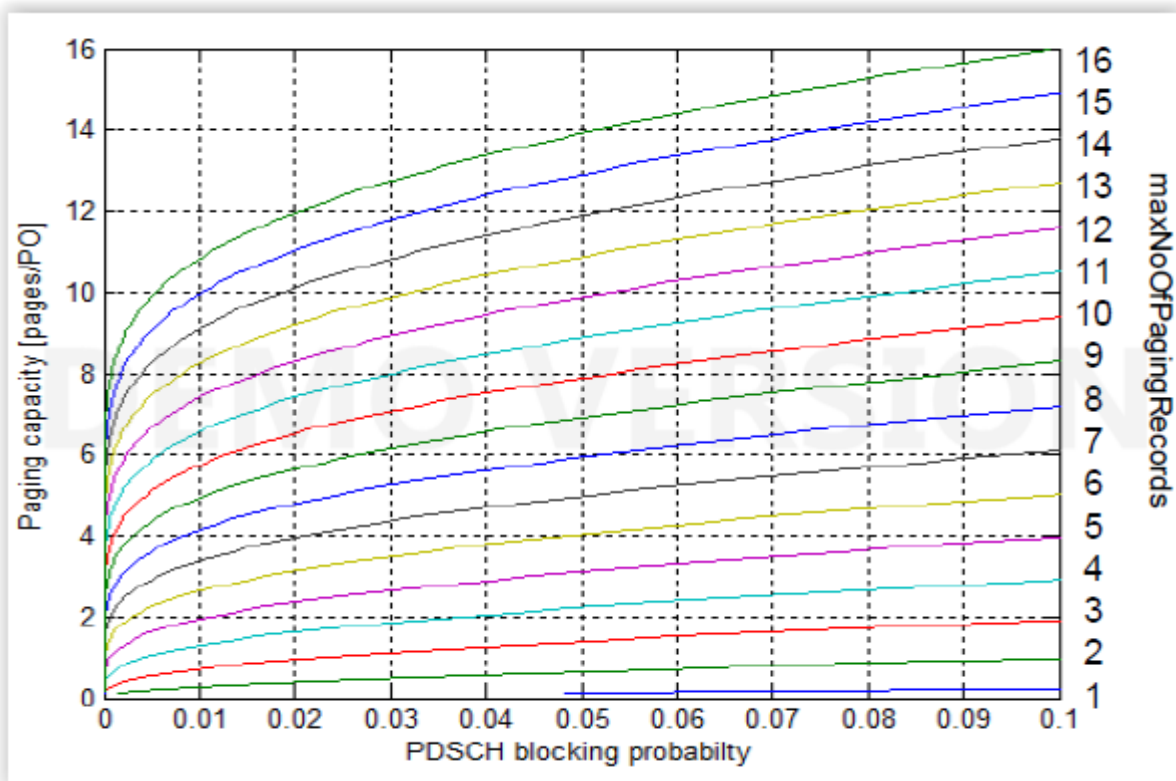
Τα αποτελέσματα από αυτούς τους υπολογισμούς φαίνονται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα:



Η πιθανότητα ότι το PDSCH είναι μπλοκαρισμένο ως λειτουργία της χωρητικότητας της μεταφοράς μνήμης ($C_{blocking}$) μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας τον παρακάτω τύπο:

$$P_{hg,max} = 1 - \frac{e^{-C_{blocking,PO}} \times \sum_{R=0}^{R_{max}} \binom{R_{max}-R}{R} \frac{C_{blocking,PO}^R}{R!}}{C_{blocking,PO}}$$

Η χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης $C_{blocking}$, φαίνεται ως μία λειτουργία της πιθανότητας μπλοκαρίσματος του PDSCH στο σχεδιάγραμμα για 16 διαφορετικές ρυθμίσεις του $maxNoOfPagingRecords$.



Η χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης σε σελίδες ανά PO, μπορεί να μετατραπεί σε σελίδες το δευτερόλεπτο, χρησιμοποιώντας τον παρακάτω τύπο:

$$C_{blocking} = C_{blocking, PO} \cdot 100 \cdot nB / T$$

Η προτεινόμενη ρύθμιση του *maxNoOfPagingRecords*, είναι 1 για το εύρος συχνότητας του συστήματος των 1.4 MHz, 4 για τα 3MHz και 16 για τα 10, 15 και 20 MHz. Εάν υπερβούμε αυτές τις συστάσεις, μπορεί να προκαλέσει τα RBs να υπερβούν τις διαθέσιμες πηγές στο υποπλαίσιο.

Ένα παράδειγμα μ' ένα εύρος συχνότητας συστήματος των 20 MHz και ένα 2% ανεκτό μπλοκάρισμα του PDSCH (αυτή είναι η μέγιστη προτεινόμενη αξία) θα μας δώσει μία χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης των 12 σελιδών ανά PO. Αυτό ανταποκρίνεται σε $12 \cdot 100 \text{ nB/T}$. Εάν το nB είναι ρυθμισμένο σε $\frac{1}{2}T$, η χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης θα είναι στις 600 σελίδες ανά δευτερόλεπτο.

Εάν αυξηθεί το nB, η χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης μπορεί να αυξηθεί σε σχέση με το μπλοκάρισμα του PDSCH, αλλά τότε μειώνεται η χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης σε σχέση με το PDCCH.

Η πιθανότητα πως η εργασία προγραμματισμού είναι διανεμημένη για τη μεταφορά μνήμης που υπάρχει και μπορεί να εκφραστεί με τον παρακάτω τύπο:

$$PSA = 1 - e^{-I_{page, PO}}$$

Η εργασία προγραμματισμού για τη μεταφορά μνήμης χρησιμοποιεί 8 CCEs. Ο αριθμός των CCEs που απαιτούνται κατά μέσο όρο για τη κινητικότητα της μεταφοράς μνήμης ανά πλαίσιο είναι τότε:

$$n_{CCE,frame} = 4n_{PO,frame}(1 - e^{-l_{page,PO}}); \text{για εύρος συχνότητας} \leq 3\text{MHz}$$

$$n_{CCE,frame} = 8n_{PO,frame}(1 - e^{-l_{page,PO}}); \text{για εύρος συχνότητας} > 3\text{MHz}$$

Η χωρητικότητα του PDCCH μπορεί τότε να εκφραστεί ως λειτουργία του φορτίου PDCCH με τον ακόλουθο τρόπο (για εύρη συχνότητας ίσα και χαμηλότερα των 3 MHz ή μεγαλύτερα των 3 MHz αντίστοιχα):

$$C_{PDCCHload} = -100n_{PO,frame} \times \ln\left(1 - \frac{n_{CCE,frame}L_{PDCCH,max}}{4n_{PO,frame}}\right)$$

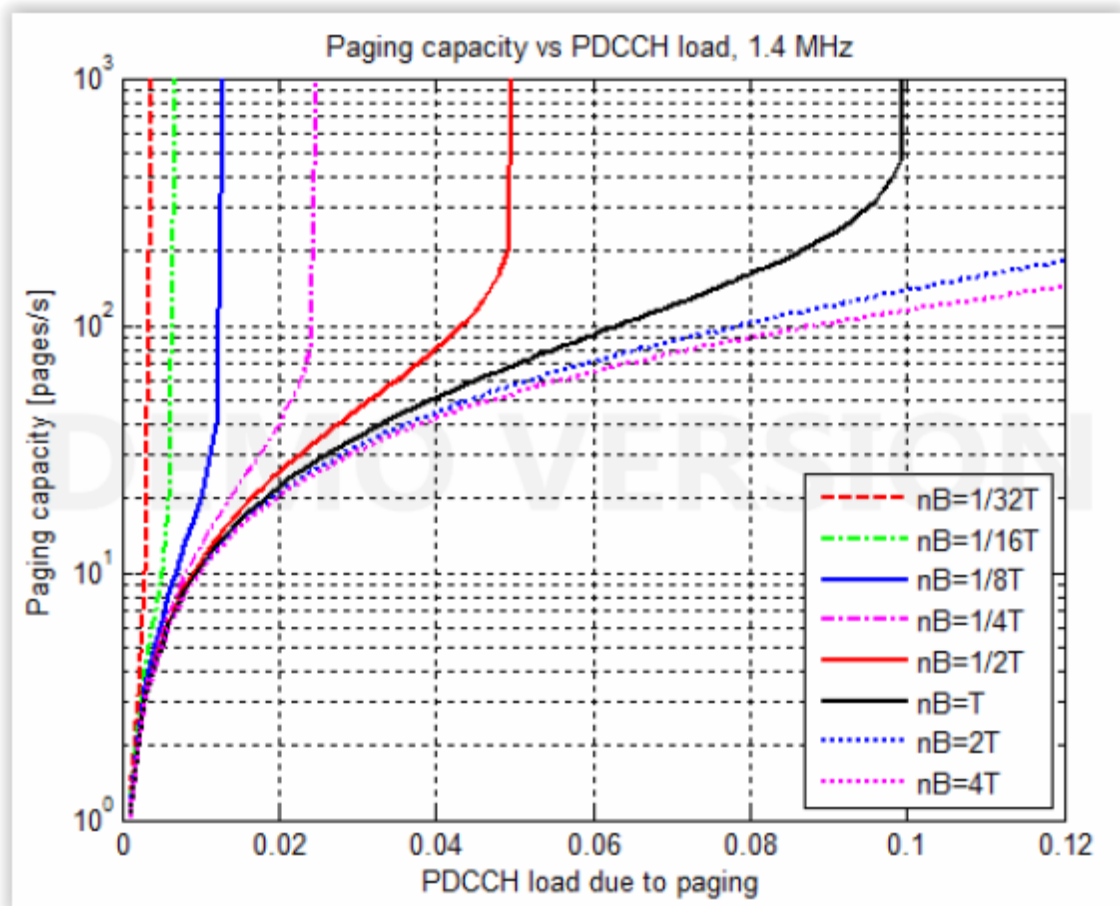
$$C_{PDCCHload} = -100n_{PO,frame} \times \ln\left(1 - \frac{n_{CCE,frame}L_{PDCCH,max}}{8n_{PO,frame}}\right)$$

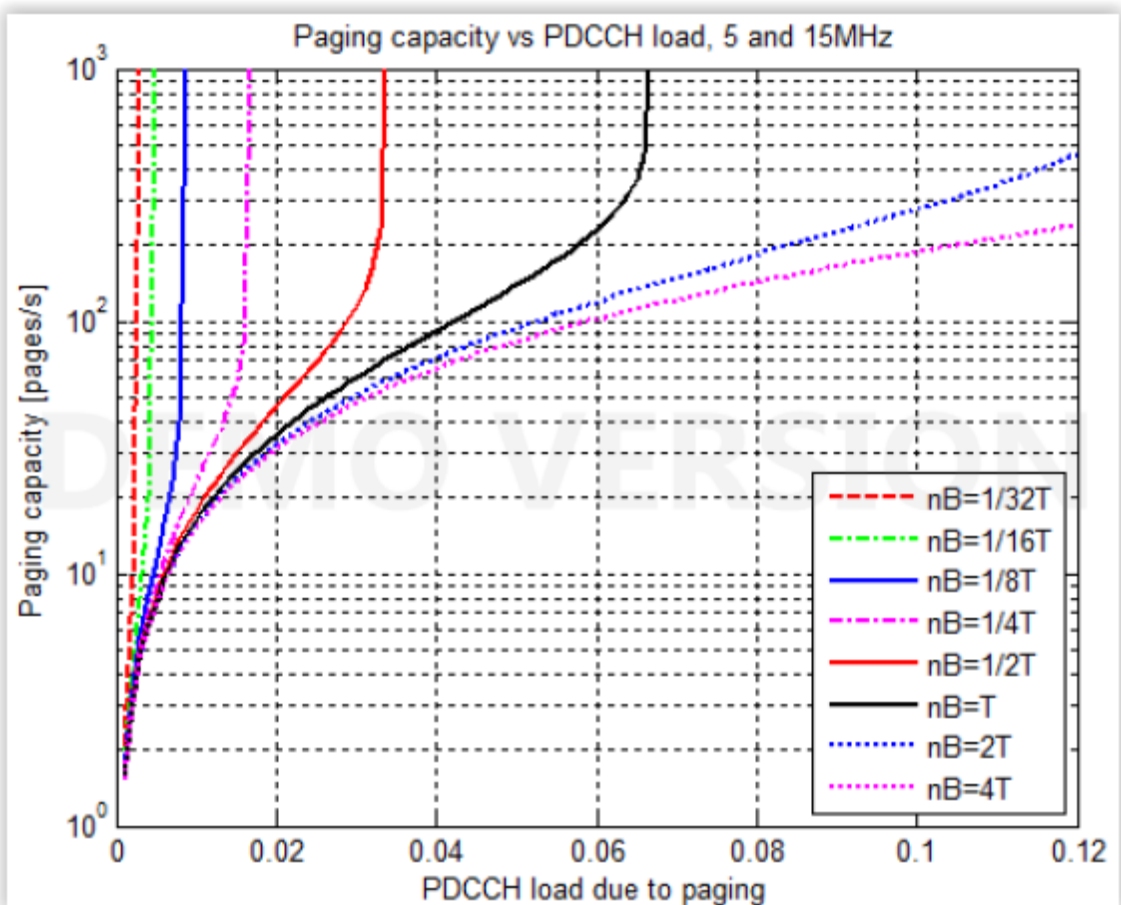
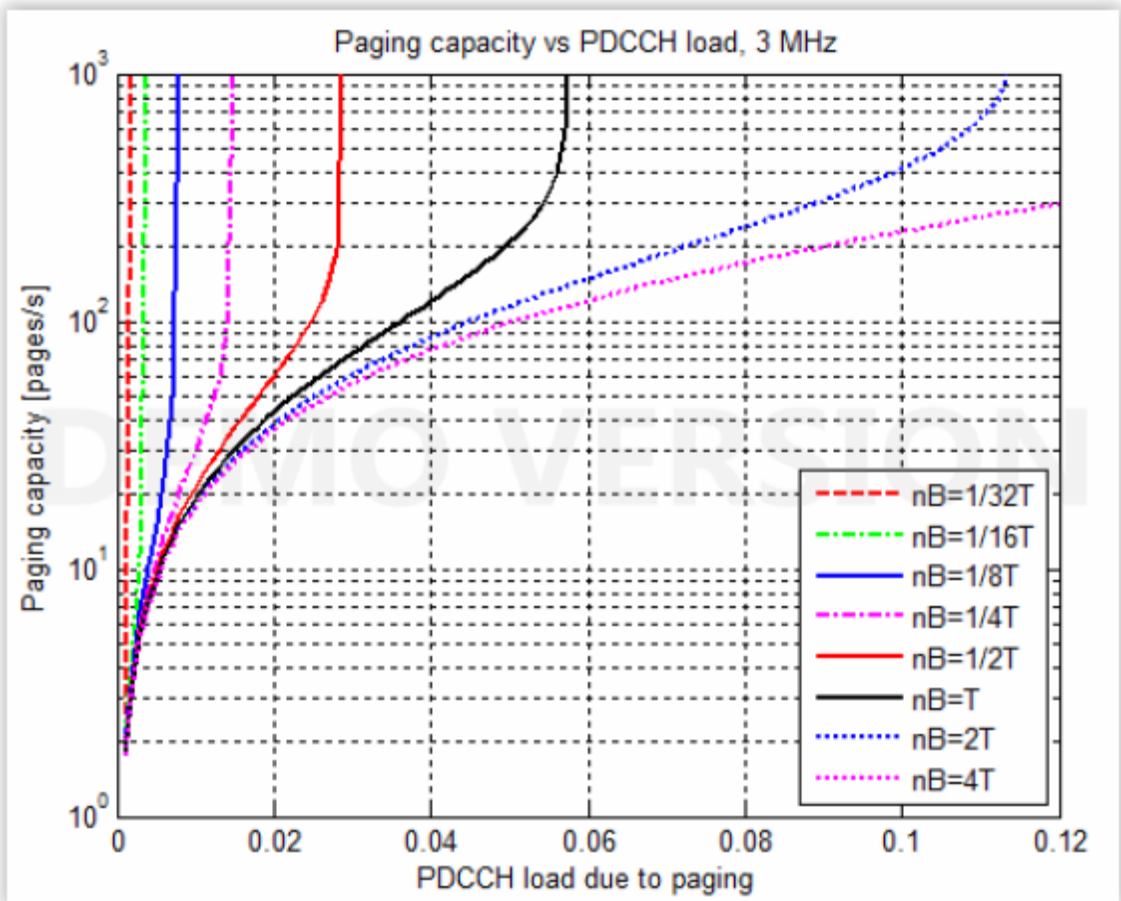
BW [MHz]	1.4	3	5	10	15	20
$n_{PDCCHsymb} = 1$	N/A	20	30	80	120	170
$n_{PDCCHsymb} = 2$	20	70	120	250	370	500
$n_{PDCCHsymb} = 3$	40	120	200	410	620	840
$n_{PDCCHsymb} = 4$	60	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A

$$C_{PDCCHload} = -100n_{PO,frame} \times \ln\left(1 - \frac{n_{CCE,frame}L_{PDCCH,max}}{4n_{PO,frame}}\right) \quad \text{BW} \leq 3\text{MHz}$$

$$C_{PDCCHload} = -100n_{PO,frame} \times \ln\left(1 - \frac{n_{CCE,frame}L_{PDCCH,max}}{8n_{PO,frame}}\right) \quad \text{BW} > 3\text{MHz}$$

Χρησιμοποιώντας το συντονισμό και την παραπάνω έκφραση της χωρητικότητας του PDCCH έχουμε ως αποτέλεσμα τα παρακάτω διαγράμματα:





Ένας γενικός κανόνας είναι ότι το φορτίο PDCCH δεν μπορεί να υπερβεί το 5% , εξαιτίας της μεταφοράς της μνήμης.

Ένα παράδειγμα χρησιμοποιώντας ένα εύρος συχνότητας συστήματος των 5MHz και τις προτεινόμενες τιμές $\max\text{NoOfPagingRecords} = 7$, \max φορτίο CPU των 600 pages/s, φορτία PDSCCH και PDCCH εξαιτίας της κινητικότητας της μεταφοράς μνήμης στο μέγιστο του 5% και με πιθανότητα μπλοκαρίσματος στο 2% θα ήταν κάπως έτσι:

1. Φορτίο CPU:

$$C_{CPU} = 600 \text{ pages/s.}$$

2. Φορτίο PDSCCH:

$$C_{SCHload} = \frac{100 \cdot 10 n_{RB} L_{PDSCCHmax}^{PD}}{n_{SB,page}}$$

$$\text{όπου } n_{SB,page} = 3 + 0.32(n_{PDCCH_{symb}} - 1)$$

$$\text{έχει ως αποτέλεσμα } 100 \cdot 10 \cdot 25 \cdot 0.05 / n_{SB,page}.$$

$$n_{SB,page} \text{ είναι } 3 + 0.32(2 - 1) = 3.32$$

$$\text{άρα, } 100 \cdot 10 \cdot 25 \cdot 0.05 / 3.32 = 376 \text{ pages/s.}$$

3. Μπλοκάρισμα:

Από το σχεδιάγραμμα, μπορούμε να δούμε ότι για 2% πιθανότητα για μπλοκάρισμα, η χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης είναι 4 σελίδες ανά PO (χρησιμοποιώντας το $\max\text{NoOfPagingRecords} = 7$, σύμφωνα με την πρόταση για 20MHz).

Αυτό είναι η μετατροπή σε σελίδες ανά δευτερόλεπτο:

$$C_{blocking} = C_{blocking,PO} \cdot 100 \cdot nB/T = 4 \cdot 100 \cdot nB/T$$

Έχοντας ως ρύθμιση το $nB = \frac{1}{2}T$, $C_{blocking}$ να ισούται με 200 σελίδες ανά δευτερόλεπτο. Με το $nB = T$ έχουμε 400 σελίδες ανά δευτερόλεπτο. Αυτή η ρύθμιση υπερβαίνει ξεκάθαρα τη χωρητικότητα CPU στο στάδιο 1, γι' αυτό το λόγο αντί της ρύθμισης του nB στο $\frac{1}{2}T$ που έχει ως απόδοση τις 200 σελίδες ανά δευτερόλεπτο, θα ήταν καλύτερο να χρησιμοποιείται μία ρύθμιση που ταιριάζει στη χωρητικότητα της CPU.

4. Φορτίο PDCCH

Στο σχεδιάγραμμα παραπάνω, βλέπουμε πως η χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης είναι περίπου στις 140 σελίδες ανά δευτερόλεπτο για ένα φορτίο της τάξης του 5%, $nB = T$ και άπειρο για $nB = \frac{1}{2}T$

5. Για να μπορέσουν να βελτιωθούν όλα τα στάδια σ' αυτή τη διαδικασία, μία ρύθμιση του nB στο $1/2T$ φαίνεται να είναι το βέλτιστο και τα αποτελέσματα στη χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης είναι 200 σελίδες ανά δευτερόλεπτο.

4.4.9 ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΟΥ PCI

Το PhysicalCellIdentity(PCI), ή ταυτότητα του στρώματος 1, είναι μία στοιχειώδης παράμετρος δομής του ραδιοφωνικού κελιού. Αναγνωρίζει το κελί στην αναζήτηση κελιού και τις λειτουργίες κινητικότητας, όπως για παράδειγμα την επανεπιλογή και τη μεταβίβαση. Το PCI χρησιμοποιείται επίσης, για να καθορίσει τη θέση των στοιχείων πηγής περιέχοντας και τα κανάλια PCFICH και PHICH.

168 ασυνάρτητες ψευδό- αλληλουχίες, απεικονίζουν τα SecondarySynchronizationSignals (SSS). Αυτά καθορίζουν το συγχρονισμό του πλαισίου και την ομάδα ταυτότητας του κελιού. Κάθε ομάδα ταυτότητας του κελιού, έχει συνδεθεί με ένα από τα τρία ορθογώνιες βασικές αλληλουχίες, η οποία απεικονίζει το PrimarySynchronizationSignal(PSS).

Ο συνδυασμός από αυτές τις αλληλουχίες προσφέρει 504 μοναδικές αλληλουχίες, ανεξάρτητα από το εύρος συχνότητας του συστήματος. Αυτό επιτρέπει την επαναχρησιμοποίηση του PCI σε διαφορετικά κελιά.

4.5 ΑΝΤΙΚΕΙΜΕΝΑ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΥ ΤΟΥ PCI

Ο προγραμματισμός PCI για την τεχνολογία LTE είναι παρόμοιος με τον προγραμματισμό των κωδικών κρυπτογράφησης του WCDMA. Το κυριότερο αντικείμενο του προγραμματισμού PCI, είναι να διασφαλίσει πως όλα τα κελιά είναι σωστά αναγνωρισμένα. Εάν οι θέσεις υπάρχουν εκεί που έχει ληφθεί το ίδιο PCI από δύο διαφορετικά κελιά, μπορούν να προκληθούν μπερδέματα στις αναφορές μετρήσεων. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε αποφάσεις λαθεμένων μεταβιβάσεων και μ' αυτόν τον τρόπο μειωμένη ικανότητα διαβίβασης δεδομένων και αυξημένη λανθάνουσα κατάσταση.

4.5.1 ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΤΟ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟ ΤΟΥ PCI

Τα σήματα αναφοράς κατανέμονται με μία από τις έξι πιθανές μετατοπίσεις συχνότητας και αυτό εξαρτάται από το PCI που είναι εκχωρημένο στο κελί. Όταν χρησιμοποιούνται δύο θύρες κεραίας, υπάρχει μία αυτόματη μετατόπιση συχνότητας για τη δεύτερη θύρα κεραίας, έτσι ώστε να μην παρεμβαίνει στην πρώτη θύρα. Η ταυτότητα του κελιού παραμένει η ίδια και για τις δύο θύρες.

Εάν ένα δίκτυο είναι σχεδιασμένο με διαφορετικές βασικές αλληλουχίες, τα σήματα αναφοράς από τους γείτονες της εσωτερικής πλευράς (σε ευθυγραμμισμένο χρόνο) θα παρέμβουν το ένα με το άλλο. Εάν είναι σχεδιασμένα με την ίδια βασική αλληλουχία, θα παρέμβουν κυρίως με στοιχεία πηγής που θα περιέχουν δεδομένα του χρήστη. Σύμφωνα με τις προηγούμενες προκαταρκτικές παρατηρήσεις, η ικανότητα διαβίβασης δεδομένων του χρήστη στην άκρη του κελιού θα επωφεληθεί από το σχέδιο με τις ίδιες βασικές αλληλουχίες. Αυτές οι παρατηρήσεις αφορούν μόνο τα δίκτυα στα οποία τα κελιά της ίδιας πλευράς είναι χρονικά συγχρονισμένα αλλά σε διαφορετικές πλευρές δεν είναι συγχρονισμένα.

Για παράδειγμα, εάν τα κελιά είναι εκχωρημένα στα PCIs 24,25,26 αντίστοιχα, τα κελιά σε μία πλευρά είναι εκχωρημένα με διαφορετικές βασικές αλληλουχίες. Προτείνεται να εκχωρούνται τα PCIs έχοντας στο νου μελλοντικές επεκτάσεις του δικτύου, ώστε να αποφευχθεί ένας συνολικός επανασχεδιασμός. Αυτόβοηθάει επίσης στην επίλυση αναπάντεχων ρήξεων του CPI.

Μία επιπρόσθετη επιλογή είναι να «κρατήσει» μερικές από τις 168 αλληλουχίες του SSS, ώστε να χρησιμοποιούνται στις περιοχές όπου οι ρήξεις του CPI μπορούν να προβληθούν. Αυτές οι περιοχές μπορούν να συμπεριληφθούν αλλά δεν μπορούν να περιοριστούν στα όρια του PLMN και τις εσωτερικές εγκαταστάσεις. Ότα σχεδιάζονται τα PCI είναι επίσης σημαντικό να ληφθεί υπόψη τα SoundingReferenceSignals (SRSs) της ανοδικής ζεύξης. Έχουν καθοριστεί από το PCI σύμφωνα με το PCI διαμεσολαβητή 30, το οποίο δίνει 30 αλληλουχίες. Οι ίδιες αλληλουχίες δε θα πρέπει να συγκρούονται το ένα με το άλλο στην ίδια πλευρά. Το ίδιο ισχύει και για τα DemodulationReferenceSignals (DMRS) τα ανοδικής ζεύξης.

4.5.2 ΑΥΤΟΜΑΤΟΣ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΟΥ PCI

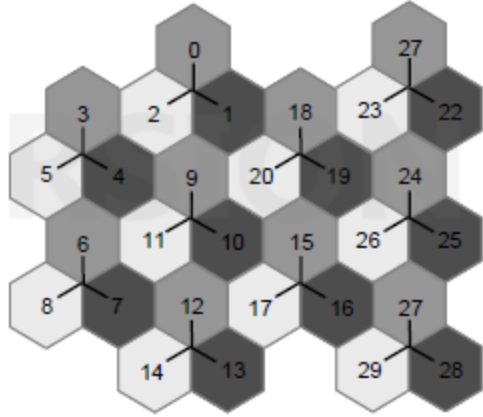
Το χαρακτηριστικό της αυτόματης επιλογής PCI θα παρέχει αυτόματο προγραμματισμό των PCIs. Το OSS-RC θα παρέχει και ελέγχους με συνοχή και αυτόματη τοποθέτηση των PCIs. Ο χειριστής θα πρέπει πρώτα να δεχθεί τις αλλαγές προτού αυτές ενεργοποιηθούν στα RBSs.

› 504 unique reference signal sequences

› Objective

- Avoid PCI clashes
- Plan with future migration in mind

› Picture showing different PSS on each cell



4.5.3 ΔΙΑΣΤΑΣΕΙΣ ΤΗΣ ΠΕΡΙΟΧΗΣ ΠΑΡΑΚΟΛΟΥΘΗΣΗΣ

Η διαδικασία των διαστάσεων της TA περιέχει δύο βασικές εργασίες:

- Τις διαστάσεις της TA για το MME
- Τις διαστάσεις της TA για το RBS

Αυτά τα βήματα μπορούν να γίνουν διαδοχικά ή ταυτόχρονα. Η απόδοση αυτών των εργασιών είναι ο συνολικός αριθμός των RBSs που είναι ικανά να συμπεριληφθούν στην λίστα των TA.

Τα παρακάτω δεδομένα που εισάγονται στον υπολογιστή είναι οι προϋποθέσεις στη διαδικασία διαστάσεων της TA.

- Η χωρητικότητα της μεταφοράς μνήμης από το MME, C_{MME} .
- Η χωρητικότητα της μεταφοράς μνήμης από το RBS, C_{RBS} .
- Η ένταση στη μεταφορά μνήμης ανά συνδρομητή (κατά τη διάρκεια των ωρών αιχμής) $I_{page,sub,s}$.
- Ο αριθμός των χρηστών που είναι παράλληλα συνδεδεμένοι στο MME κατά τη διάρκεια των ωρών αιχμής, $n_{SAU,MME}$.
- Ο κατά μέσο αριθμός των συνδρομητών ανά RBS κατά τη διάρκεια των ωρών αιχμής, $n_{sub,RBS}$.

Όλα τα δεδομένα που εισάγονται στον υπολογιστή χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό του μέγιστου αριθμού των RBSs στη λίστα TA σε σχέση με τη χωρητικότητα της μεταφοράς μνήμης του MME.

$$n_{MME^{RBS},TAlist,MME} = \frac{C_M}{n_{SAU,MME} \cdot I_{page,sub,s}}$$

Πρέπει επίσης να υπολογίσουμε, το μέγιστο αριθμό των RBSs στη λίστα TA σε σχέση με τη χωρητικότητα μεταφοράς μνήμης του RBS.

$$n_{BS^{RBS},TAlist,RBS} = \frac{C_R}{n_{sub,RBS} \cdot I_{page,sub,s}}$$

Τελικά, ο μέγιστος αριθμός των RBSs που συμπεριλαμβάνονται στη λίστα TA είναι:

$$n_{RBS,TAlist} = \min(n_{RBS,TAlist,MME}, n_{RBS,TAlist,RBS})$$

■ TA dimensioning for the MME $n_{RBS,TAlist,MME} = \frac{C_{MME}}{n_{SAU,MME} \cdot I_{page,sub,s}}$

■ TA dimensioning for the RBS $n_{RBS,TAlist,RBS} = \frac{C_{RBS}}{n_{sub,RBS} \cdot I_{page,sub,s}}$

$n_{RBS,TAlist} = \min(n_{RBS,TAlist,MME}, n_{RBS,TAlist,RBS})$

Callouts for MME formula:

- Paging capacity of MME (points to C_{MME})
- #Simultaneously Attached Users in MME (points to $n_{SAU,MME}$)
- Paging intensity per sub. (points to $I_{page,sub,s}$)

Callouts for RBS formula:

- Paging capacity of RBS (points to C_{RBS})
- #Subs. in RBS (points to $n_{sub,RBS}$)

Παράδειγμα:

Σ' αυτό το παράδειγμα, ο αριθμός των RBSs στη λίστα TA είναι υπολογισμένος με βάση τα MME που έχουν συντονιστεί με τα όρια 5 SCTP/S1

Τα παρακάτω δεδομένα χρησιμοποιούνται στο παράδειγμα:

- Σε μία πόλη με 700,000 ενεργούς συνδρομητές υπάρχουν δύο MMEs.
- 50% των συνδρομητών έχουν κάρτες υπολογιστών και 50% συμπαγή τερματικά.
- Σ' αυτό το παράδειγμα, υποθέτουμε ότι υπάρχουν 0.39 αιτήματα μεταφοράς μνήμης για τις κάρτες υπολογιστή και 1.68 για τα τερματικά ανά ώρα αιχμής.

Όσο η ένταση της μεταφοράς μνήμης ποικίλει έντονα μεταξύ των δικτύων, η ένταση σ' αυτό το παράδειγμα δε θα έπρεπε να χρησιμοποιηθεί σε μία αληθινή διαδικασία διαστάσεων της TA, χωρίς παραπάνω μελέτες.

Υποθέτουμε ότι υπάρχουν περίπου 5000 χρήστες ανά RBS και η χωρητικότητα της μεταφοράς μνήμης του RBS θα έχει καθοριστεί σε περίπου 200 σελίδες ανά δευτερόλεπτο, σύμφωνα με το παραπάνω παράδειγμα.

Λύση:

Η παρακάτω λίστα δείχνει τις εργασίες που γίνονται ώστε να βρεθεί η λύση για τις διαστάσεις της TA:

1. Το πρώτο βήμα είναι να υπολογίσουμε την ένταση στη μεταφορά μνήμης ανά χρήστη και δευτερόλεπτο:

$$I_{page,sub,s}=(0.39*0.5+1.68*0.5)/3600$$

2. Το δεύτερο βήμα είναι να ικανοποιηθούν οι διαστάσεις της TA σε σχέση με το MME:

Εάν υποθέσουμε πως ο αριθμός των ενεργών χρηστών στα δύο MMEs είναι το ίδιο χωρισμένος μεταξύ των δύο MMEs, $n_{SAU,MME}$ τότε γίνεται:

$$n_{SAU,MME}=700000/2=350000$$

Η χωρητικότητα της μεταφοράς μνήμης του MME με 5 SCTP είναι:

$$C_{MME}=2000*n_{SCTP}=2000*5=10000$$

Ο αριθμός των RBS ανά λίστα TA για τη χωρητικότητα της μεταφοράς μνήμης για το MME:

$$n_{RBS,TAlist,MME}=C_{MME}/(n_{SAU,MME}*I_{page,sub,s})=10000/(350000*0.0002875)=99$$

3. Το τρίτο βήμα είναι οι διαστάσεις TA να είναι αποδοτικές σε σχέση με τη χωρητικότητα του RBS:

$$n_{RBS,TAlist,RBS}=C_{RBS}/(n_{sub,RBS}*I_{page,sub,s})=200/(5000*0.0002875)=140$$

4. Ο μέγιστος αριθμός των RBSs ώστε να περιέχονται στη λίστα της TA δίνεται από:

$$n_{RBS,TAlist}=\min(n_{RBS,TAlist,MME};n_{RBS,TAlist,RBS})=99$$

Σ' αυτό το παράδειγμα, η λίστα TA είναι περιορισμένη από τη χωρητικότητα του MME στα 99 RBSs ανά λίστα TA.

4.5.4 ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΗΣ ΠΕΡΙΟΧΗΣ ΠΑΡΑΚΟΛΟΥΘΗΣΗΣ

Όταν εξετάζουμε τον προγραμματισμό μεταξύ από τα TAs και τις λίστες TA, υπάρχουν οι ακόλουθοι δύο γενικοί κανόνες:

- Τα TAs και οι λίστες TA θα πρέπει να προγραμματιστούν με τρόπο ώστε οι περιοχές συχνές αναβαθμίσεις σήματος TA, βρίσκονται σε περιοχές χαμηλής κινητικότητας. Αυτό κάνει πιο εύκολο για το RBS να ανταπεξέλθει με το επιπρόσθετο σήμα που προκαλείται από τη διαδικασία αναβάθμιση του TA.
- Τα TAs και οι λίστες TA θα πρέπει να προγραμματιστούν με τέτοιο τρόπο, ώστε να μειωθεί η ανάγκη για αναβαθμίσεις του TA. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί λαμβάνοντας υπόψη πως οι χρήστες ταξιδεύουν μέσα στο διαδίκτυο. Γεμάτοι δρόμοι, σιδηρόδρομοι και ούτω καθεξής, θα πρέπει να διασχίσουν όσο το δυνατόν λιγότερη λίστα TA.

Γενικές αρχές:

- Εντοπισμός των συχνών αναβαθμίσεων TA σε περιοχές χαμηλής κινητικότητας

–Επιπλέον σήμα εξαιτίας της διαδικασίας αναβάθμισης του TA

- Ελαχιστοποίηση της ανάγκης για αναβάθμιση του TA
 - Πώς ταξιδεύουν οι χρήστες;
 - + Δρόμους με κίνηση
 - + Σιδηροδρόμους

Από την έκδοση του SGSN-MMER2010ARP02, μέχρι και 16TAs ανά λίσταTA θα μπορούν να υποστηριχθούν. Για κάθε TA, ο διαχειριστής μπορεί να καθορίσει μία λίστα μέχρι 15TAs. Πρέπει να θυμόμαστε, πως το MME πάντα προσθέτει το παλιό TA στη λίστα για να μειώσει την πιθανότητα για αναβαθμίσεις ring-rong. Αυτός είναι και ο λόγος για τον οποίο ο διαχειριστής δεν μπορεί να καθορίσει πάνω από 16 TAs ανά λίστα.

Στις εκδόσεις του MME πριν το SGSN-MMER2010ARP02, το MME περιέχει μόνο το τωρινό TA στη λίστα TA.

Σε περίπτωση που οι λίστες TA απασχολούνται με πολλαπλά TAs, ο μέσος αριθμός των RBSs ανά TA δεν θα πρέπει να υπερβαίνει:

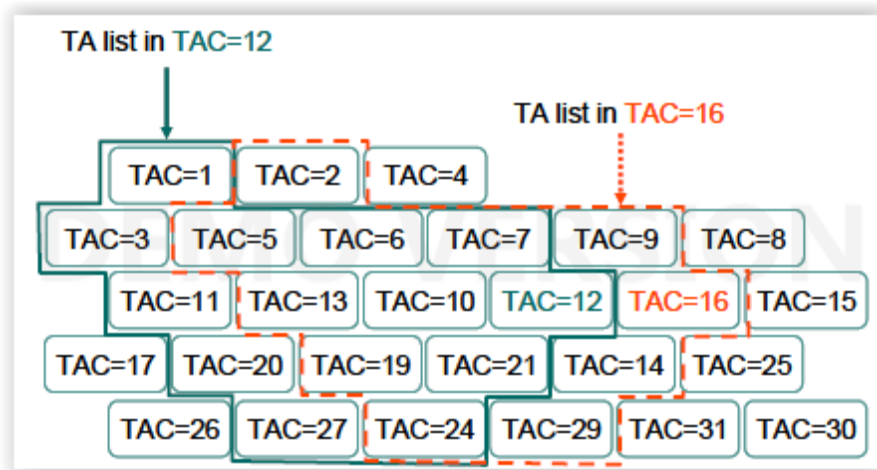
$$n_{RBS,TA} = \frac{n_{RBS,TAlist}}{n_{TA,TAlist}}$$

$n_{RBS,TA}$ the number of RBSs to include per TA list, calculated in the dimensioning process

$n_{TA,TAlist} \geq 2$ the number of TAs in the TA list. When TA lists with multiple TAs are used

Αυτό έχει γίνει, συμπεριλαμβάνοντας πολλά TAs σε μία λίστα TA και ορίζοντας τις λίστες TA σ' ένα κυλιόμενο παράθυρο όπως φαίνεται και στο σχεδιάγραμμα.

- ✚ Μία μέθοδος είναι να μειώσουμε τις αναβαθμίσεις ring-ring



Μ' αυτή τη στρατηγική, το φορτίο αναβάθμισης του TA διανέμεται σ' ένα μεγάλο αριθμό κελιών.

Ο διαχειριστής μπορεί να ορίσει τον αριθμό των TAs που θα περιέχονται σε κάθε λίστα TA, λαμβάνοντας υπόψη τα χαρακτηριστικά του κελιού. Όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός, τόσο περισσότερη είναι η κατανομή του σήματος για την αναβάθμιση του TA. Ένα μειονέκτημα μίας μεγαλύτερης λίστας TA είναι, ότι απαιτεί περισσότερο προγραμματισμό και διαχείριση.

4.5.6 ΣΤΡΑΤΗΓΙΚΕΣ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΥ

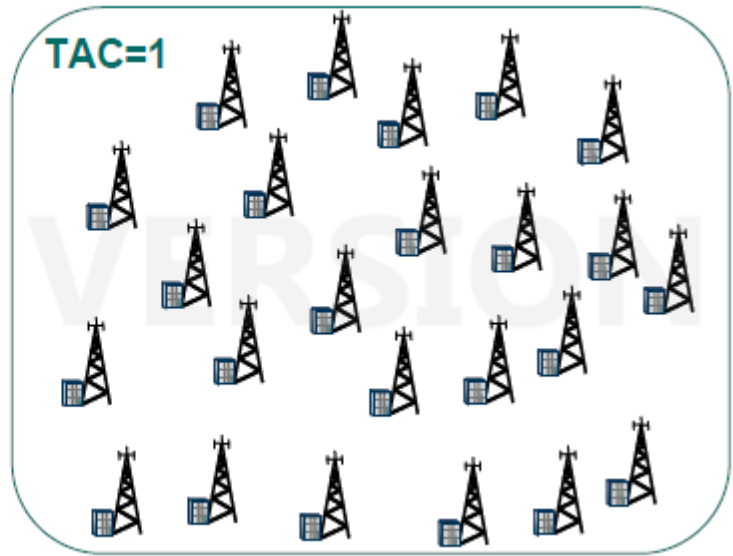
Υπάρχουν μέχρι στιγμής δύο διαφορετικές στρατηγικές που πρέπει να λάβουμε υπόψιν, όσο αφορά τον προγραμματισμό τις περιοχές εντοπισμού. Είτε προγραμματίζουμε τα TAs υπολογίζοντας τη μετακίνηση στις λίστες TA με πολλαπλά TAs είτε όχι. Υπάρχουν, φυσικά, πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα και στις δύο μεθόδους.

1. Χωρίς να λαμβάνουμε υπόψη τη μελλοντική μετακίνηση στις λίστες TA με πολλαπλά TAs

Στις εκδόσεις MME πριν από το SGSN-MMER2010ARP02, μόνο το τρέχων TA στέλνεται στη λίστα TA. Μ' ένα TA στη λίστα TA είναι πιθανόν να κατανεμηθούν όλα τα RBSs στο ίδιο TA, όπως απεικονίζεται και στο σχεδιάγραμμα παρακάτω.

Many RBSs/TA:

- Large TAs
 - Possibility to Reuse Routing Areas (RA)
- High paging load
 - pages blocked
 - user traffic affected
- Must eventually be replanned in the future



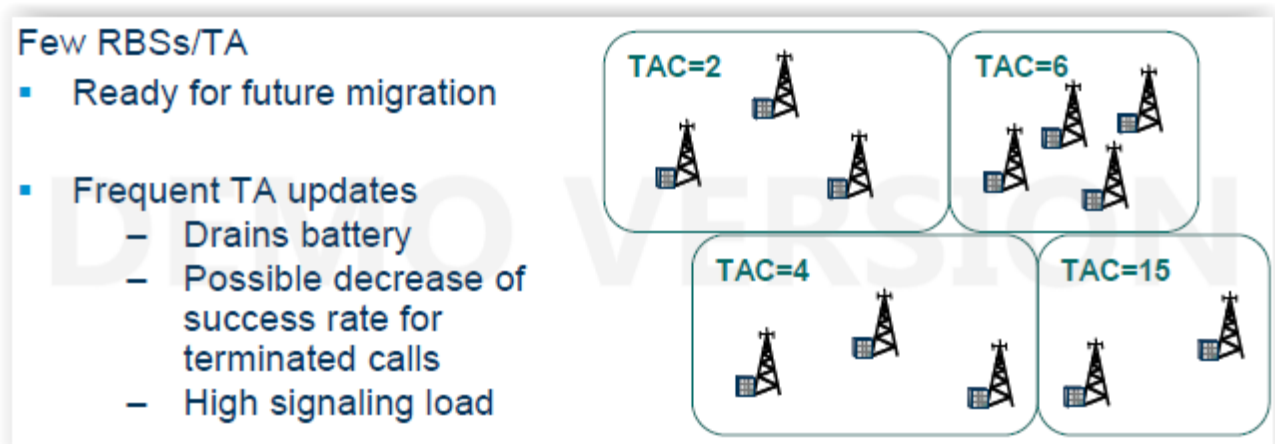
Μ' αυτή τη στρατηγική, τα TAs είναι πολύ πιθανόν να είναι πολλά και μεγάλα τμήματα των ήδη υπάρχον ορίων RA μπορεί να χρησιμοποιηθούν ξανά.

Το μειονέκτημα αυτής της στρατηγικής, είναι ότι τα TAs θα πρέπει να προγραμματιστούν ξανά μόλις οι λίστες TA με πολλαπλά TAs αναγνωριστούν από το δίκτυο. Άλλο ένα μειονέκτημα είναι ότι το φορτίο μεταφοράς μνήμης μπορεί να αυξηθεί και συνεπώς μπορεί να επηρεαστεί η κινητικότητα του χρήστη.

2. Λαμβάνοντας υπόψη τη μετακίνηση στις λίστες TA με πολλαπλά TAs

Για να αποφύγουμε να προγραμματίσουμε ξανά τα TAs όταν αναγνωρίζονται οι λίστες TA με πολλαπλά TAs, η επιλογή που υπάρχει είναι να δώσουμε στο TA τη διάσταση ίση με $n_{RBS,TA}$.

Ένα μειονέκτημα είναι, ότι αυτή η στρατηγική μπορεί να έχει ως αποτέλεσμα συχνότερες αναβαθμίσεις του TA, το οποίο αυξάνει το φορτίο του MME. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε μία μείωση της επιτυχίας του ρυθμού ταχύτητας των τερματικών κλήσεων όπως επίσης και σε μείωση της μπαταρίας των τερματικών του χρήστη.



Υπάρχουν δύο επιλογές για το πώς το SGSN-MME δημιουργεί μία λίστα TA:

Λίστες TA, οι οποίες βασίζονται σε ήδη χρησιμοποιημένα TAs. Με αυτή την επιλογή το SGSN-MME δημιουργεί μία λίστα TA, η οποία βασίζεται στο τρέχον TA και στον αριθμό από προηγούμενα χρησιμοποιημένα TAs. Μόνο τα χρησιμοποιημένα TAs κατά τη διάρκεια των τελευταίων ωρών $MaxTaiAge$ θα πάρουν μέρος στη λίστα και ο μέγιστος αριθμός των TAs στη λίστα είναι το όριο στο $MaxTailListLength$.

Οι λίστες TA που περιέχουν το τρέχον TA, το TA που χρησιμοποιήθηκε τελευταία και ο διαχειριστής που όρισε εξήγησε και όρισε τη λίστα μέχρι τα 14 TAs.

Και στις δύο περιπτώσεις, ο κατά μέσο όρο αριθμός των RBS ανά TA δεν θα πρέπει να υπερβαίνει το $n_{RBS,TA} = n_{RBS,TAlist} / n_{TA,TAlist}$.

3. Οι επιπτώσεις του CSFallback στο GSM/WCDMA κατά τον προγραμματισμό του TA

Το χαρακτηριστικό του CSFallback στο GSM/WCDMA καθιστά ικανό ένα τερματικό να αποστραφεί από το E-UTRAN, με σκοπό να αποκτήσει πρόσβαση στην περιοχή CS, στα δίκτυα GSM ή WCDMA.

Για να ελαχιστοποιήσουμε την καθυστέρηση της εγκατάστασης της κλήσης CS όταν χρησιμοποιούμε το CSFallback, η κάλυψη του TA ή μία λίστα TA θα πρέπει να βρίσκεται μέσα στην κάλυψη μίας και μόνο μίας τοποθεσίας (LA).

Αυτό καθιστά πιθανό για το MME να πληροφορήσει το MSCστην οποία τοποθεσία έχει εντοπιστεί το τερματικό. Μία λαθεμένη πληροφορία τοποθεσίας που μπορεί να σταλεί από το MME μπορεί να προκαλέσει σημαντική καθυστέρηση, που μπορεί να οφείλεται στην αύξηση σήματος, εάν η λαθεμένη και πραγματική τοποθεσία ελέγχεται από τα MSCσή τοMSC. Μία επιπλέον καθυστέρηση θα προκύψει, εάν η τοποθεσία υποδεικνύεται από το MME και η τοποθεσία στην οποία βρίσκεται το τερματικό ελέγχεται από διαφορετικά MSCσήMSC. Γι' αυτό το λόγο συνιστάται να ευθυγραμμίζονται τα όρια της λίστας TA, έτσι ώστε να μην συνδέονται με τα όρια μεταξύ των MSCσή MSC. Ένα μειονέκτημα είναι ότι το τερματικό στα όρια μεταξύ των MSCσή MSC θα έχει ένα αυξημένο ρίσκο να αντιμετωπίσει αναβαθμίσεις ring-pong.

Λύσηστηνάσκησηδιαστάσεων.

Input requirements:				Legend				UL Control channel coverage			
UL celledge rate	500	coverage prob	0,95	UL Input				P0,puooh	-120,01		
UL high rate	10000			DL Input				SINRpuooh,A	-4,98942		
UL cell thrp	8000			Partial oelo							
DL cell edge rate	8000	coverage prob	0,95	Partial oelo and various input							
DL cell thrp	15000			Approximated inputs from graphs							
				Output fulfilling req							
				Output not fulfilling req							

This tool is designed for training purposes only												
UL CSC				High bit rate				DL CSC				
Lsa,cellrange	115	120	128	SINR _h	1,70032935	1,70032935	13,8334346	Lpmax	125,5			
P0	-106	-106	-103	nrb,h	86,4	86,4	86,4	Binf	4,9			
Qpusch	1	1	0,25	Rrb,h	130,328779	130,328779	402,082728	Lbi	3			
				Rh	12433	12433	38359	Lpl	18			
Noise rise				Cell trp				Lcp				
Nt	-174	-174	-174	Pnx,rb,ave	-105	-105	-105,2963	Ga	18,5			
Wrb	18000	18000	18000	SINR _{ave}	1,70032935	1,70032935	7,53713824	Lj	0			
Nt,ms	1	1	1	Rrb,ui,ave	130,328779	130,328779	256,598547	Lsa,cellrange	128			
Nt,nu	1,58	1,58	1,58	Tcell	12433	12433	6334,5	Lsa,celledge	132,9			
Lf	1	1	1	Cell size				Ptx	40			
Gtms	1	1	1	Lbi	3	3	3	Ptx,rb	0,4			
Thermal Noise				Lpl				Fc				
Nrb,ul	-118,48	-118,48	-118,48	Lcp	0	0	0	Qpdsch	0,55			
lrb,ul	-108	-108	-114,24	Ga	18,5	18,5	18,5	Gcch	0,118			
Blul	11,7804	11,7804	2,82727	Lpmax	112,5	117,5	125,5	Nr,ul	7			
Cell edge bit rate				cell ra				Nrb,dl				
Binf	4,9	4,9	4,9	0,2005	0,278	0,4689	8,673821					
Lsa,celledge	118,9	124,9	132,9					Bldl	8,673821			
nrb,celledge	30,2018	9,66086	12,3878					(also DL control ch coverage)				
Pue,rb,celledge	8,18967	13,1967	12,0688					SINR _{celledge}	-1,00696			
Pnx,rb,celledge	-111,7	-111,7	-120,83					npdcch	1			
SINR _{celledge}	-4	-4	-4					a0	1271,554			
a0	519,7	519,7	519,7					a1	55,8			
a1	37	37	37					a2	41			
a2	29,7	29,7	29,7					a3	0			
a3	0	0	0					a4	4			
a4	4	4	4					Rrb	82,18987			
Rrb,celledge	41,8279	41,8279	41,8279					R	8219			
Rcelledge	1266	400	520					DL Cap				
								H	0,36			
								F	0,6			
								Bldl,ave	8,88486			
								SINR _{ave}	8,2198			
								Rrb,dl	324,3338			
								Rave,dl	32433,38			
								Tcell	17838			

5 ΣΥΝΤΟΠΙΣΜΟΣ ΚΑΙ ΣΥΝΥΠΑΡΞΗ

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα διάφορα εύρη συχνότητας της Διπλεξίας Διαίρεσης Συχνότητα E-UTRA(FDD) απεικονίζονται στον παρακάτω πίνακα.

FDD Frequency Bands										
Band	"Identifier"	UL [MHz]	DL [MHz]	1.4	3	5	10	15	20	Duplex
1	IMT Core Band	1920 – 1980	2110 – 2170			*	*	*	*	190
2	PCS 1800	1850 – 1910	1930 – 1990	*	*	*	*	*	*	80
3	GSM 1800	1710 – 1785	1805 – 1880	*	*	*	*	*	*	95
4	AW3 (US & other)	1710 – 1755	2110 – 2155	*	*	*	*	*	*	400
5	850	824 – 849	869 – 894	*	*	*	*			45
6	850 (Japan #1)	830 – 840	875 – 885			*	*			45
7	IMT Extension	2500 – 2570	2620 – 2690			*	*	*	*	120
8	GSM 900	880 – 915	925 – 960	*	*	*	*			45
9	1700 (Japan)	1750 – 1785	1845 – 1880			*	*	*	*	95
10	3G Americas	1710 – 1770	2110 – 2170			*	*	*	*	400
11	1600 (Japan #1)	1427.9-1452.9	1475.9-1500.9			*	*	*	*	48
12	US 700	698 – 716	728 – 746	*	*	*	*			30
13	US 700	777 – 787	746 – 756	*	*	*	*			-31
14	US 700	788 – 798	758 – 768	*	*	*	*			-30
15,16	Reserved	-	-							
17	US 700	704 – 716	734 – 746			*	*			30
18	850 (Japan #2)	815 – 830	860 – 875			*	*	*		45
19	850 (Japan #3)	830 – 845	875 – 890			*	*	*		45
20	Digital Dividend	832 – 862	791 – 821			*	*	*	*	-41
21	1600 (Japan #2)	1447.9 – 1462.9	1495.9 – 1510.9			*	*	*	*	48

* Valid channel bandwidths for the different frequency bands

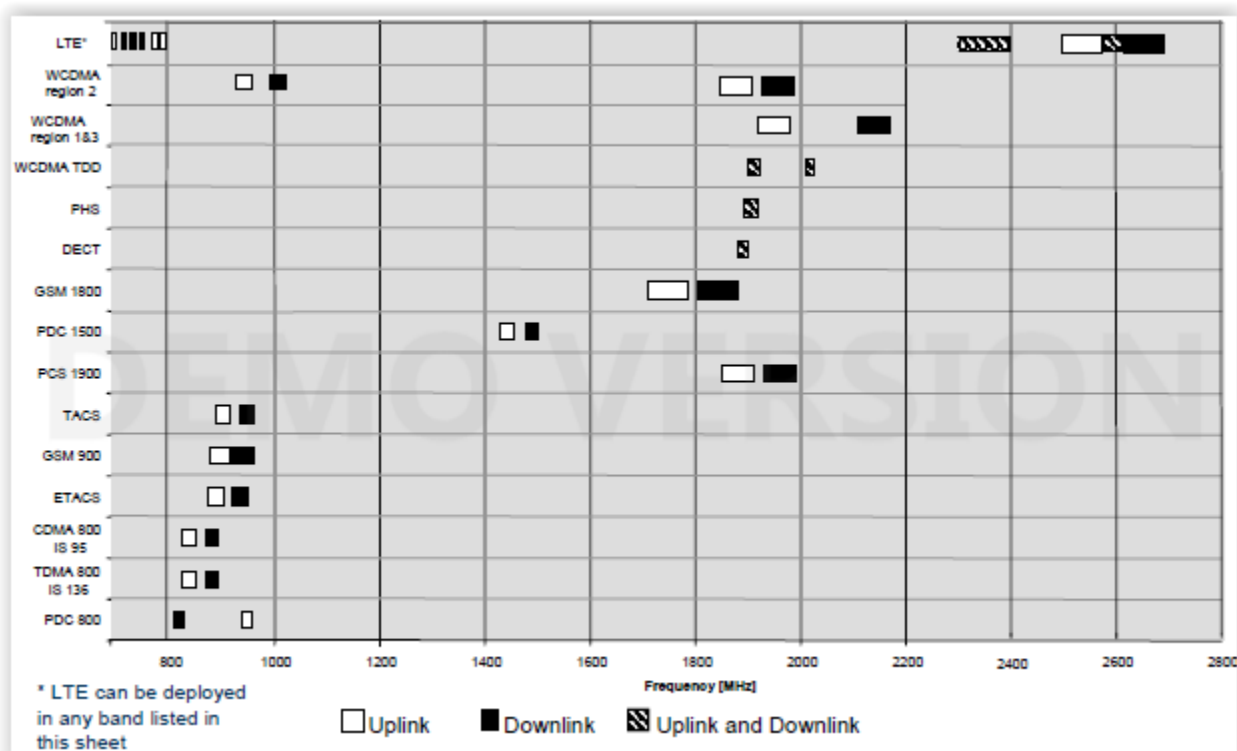
Τα διάφορα εύρη συχνότητας της Διπλεξίας Διαίρεσης Χρόνου E-UTRA(TDD) απεικονίζονται στον παρακάτω πίνακα.

TDD Frequency Bands								
Band	"Identifier"	Frequencies [MHz]	1.4	3	5	10	15	20
33	TDD 2000	1900 – 1920			*	*	*	*
34	TDD 2000	2010 – 2025			*	*	*	*
35	TDD 1900	1850 – 1910	*	*	*	*	*	*
36	TDD 1900	1930 – 1990	*	*	*	*	*	*
37	PCS Center Gap	1910 – 1930			*	*	*	*
38	IMT Extension Center Gap	2570 – 2620			*	*	*	*
39	China TDD	1880 – 1920			*	*	*	*
40	2.3 TDD	2300 – 2400			*	*	*	*

Τα διάφορα εύρη CDMA και eHRPD απεικονίζονται στον παρακάτω πίνακα.

Band	"Identifier"	UL ()	DL ()	Duplex
0	800 MHz cellular band	824 – 849	869 - 894	45
1	1.8 to 2.0 GHz PCS band	1850 - 1910	1930 – 1990	80
2	872 to 960 MHz TACS band	872 – 915	917 - 960	45
3	832 to 925 MHz JTACS band	887 – 925	832 - 870	55
4	1.75 to 1.87 GHz Korean PCS band	1750 – 1780	1840 - 1870	90
5	450 MHz NMT band	452.5 – 460, 479 – 483.5	462.5 – 470, 489 – 493.5	10
6	2 GHz IMT-2000 band	1920 – 1980	2110 – 2170	190
7	700 MHz band	776 – 794	746 – 764	30
8	1800 MHz band	1710 – 1785	1805 - 1880	95
9	900 MHz band	880 – 915	925 - 960	45
10	Secondary 800 MHz band	806 – 824, 896 - 901	851 – 869, 935 - 940	45, 39
11	400 MHz European PAMR band ¹	411.5 - 483.5	421.5 – 493.5	10
12	800 MHz PAMR band	870 – 876	915 – 921	45
13	2.5 GHz IMT-2000 Extension Band	2500 – 2570	2620 - 2690	120
14	US PCS 1.9GHz Band ²	1850 – 1915	1930 - 1995	80 or 120
15	AWS Band	1710 – 1755	2110 - 2155	400
16	US 2.5GHz Band	2502 – 2568	2624 – 2690	122
17	US 2.5GHz Forward Link Only Band ³	N/A	2624 - 2690	n/a

Τα διαφορετικά εύρη συχνότητας που αξιοποιήθηκαν από διαφορετικά συστήματα, φαίνονται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα. Οι σημαντικότερες καταστάσεις συνύπαρξης προκύπτουν, όταν η καθοδική ζεύξη του συστήματος που επεμβαίνει είναι κοντά στην ανοδική ζεύξη από το σύστημα που παρεμβάλλεται. Σ' αυτή την περίπτωση, το RBStου συστήματος που επεμβαίνει ενοχλεί συνεχώς το θύμα- RBS, πιθανότατα με υψηλά κέρδη της κεραίας και από τις δύο πλευρές.



Τα τερματικά των χρηστών μπορεί να βρίσκονται κοντά το ένα στο άλλο και αυτό μπορεί να προκαλέσει παρεμβολές, ωστόσο αυτό συμβαίνει σπάνια. Το RBS και το τερματικό μπορούν επίσης να παρεμβάλουν το ένα το άλλο αλλά αυτό συμβαίνει σε ειδικές περιπτώσεις.

5.2 ΠΡΟΣΤΑΤΕΥΤΙΚΗ ΖΩΝΗ ΚΑΙ ΔΙΑΧΩΡΙΣΜΟΣ ΤΟΥ ΚΟΜΙΣΤΗ

«Ζώνη φύλαξης» σημαίνει ένα αναξιόπιστο εύρος συχνότητας μεταξύ δύο κινητών συστημάτων. Αυτό στην ουσία είναι η περιοχή μεταξύ δύο διαχειριστών έξω από καταναμημένο πεδίο. Ο διαχωρισμός του κομιστή είναι η απόσταση μεταξύ των κεντρικών συχνοτήτων από τα δύο διπλανά κανάλια.

5.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ LTERBSRF

Εάν λάβουμε υπόψιν τα προβλήματα παρεμβολής, είναι σημαντικό να γνωρίζουμε τα χαρακτηριστικά RF του πομπού και του δέκτη για το λόγο ότι η παρεμβολή προκαλείται κυρίως από την έλλειψη γραμμικότητας του πομπού και το ατελές φιλτράρισμα του δέκτη.

Αυτός ο τομέας είναι χωρισμένος σε δύο μέρη, τον πομπό και το δέκτη. Όσο αφορά το κομμάτι του πομπού, υπάρχουν διαρροές ενέργειας στα διπλανά κανάλια ή έλλειψη εύρους της τεχνολογίας LTE, εξαιτίας της σύστασης του πεδίου του πομπού. Όσο αφορά τώρα το κομμάτι του λήπτη, η απόδοση του περιγράφεται ως μη ιδανική και με πλευρικούς λοβούς στα διπλανά κανάλια.

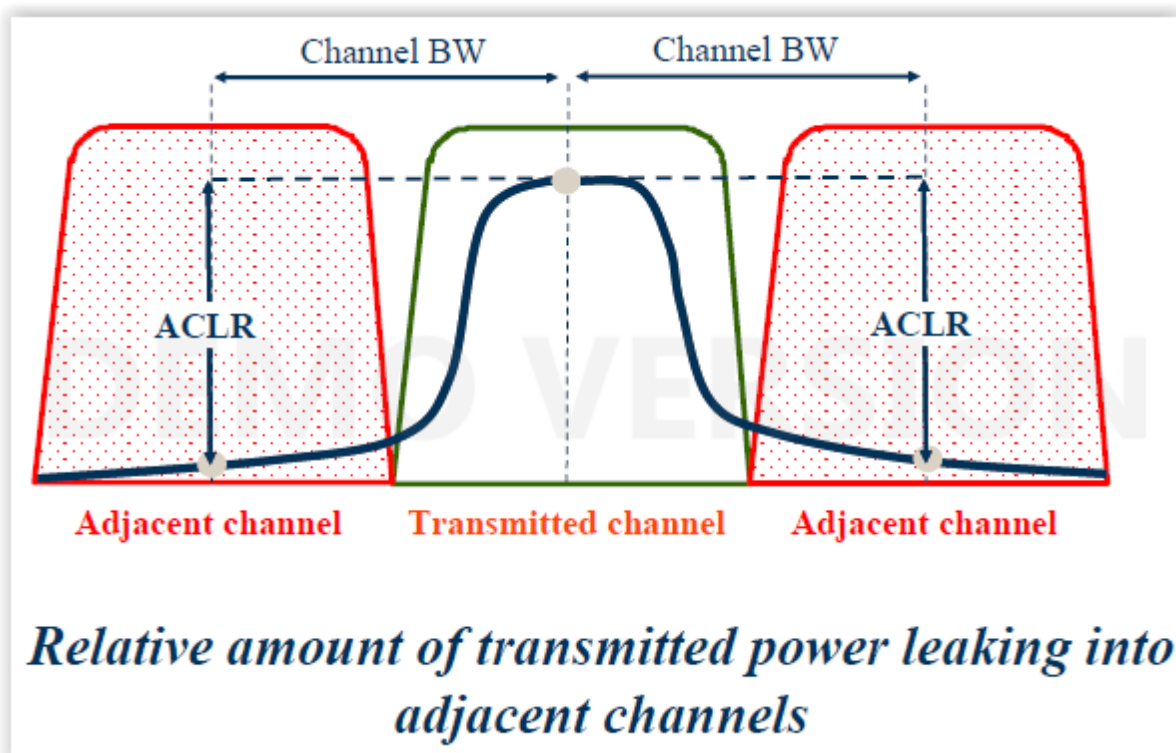
5.4 ΕΚΠΟΜΠΕΣ ΕΚΤΟΣ ΖΩΝΗΣ

Οι εκπομπές εκτός του εύρους συχνότητας είναι ανεπιθύμητες εκπομπές, που βρίσκονται άμεσα εκτός του εύρους του καναλιού έχοντας ως αποτέλεσμα από τη διαδικασία συντονισμού και της μη-ευθυγράμμισης του πομπού αλλά χωρίς να περιλαμβάνει αναληθείς εκπομπές.

Μία από τις προϋποθέσεις για την εκπομπή εκτός εύρους συχνότητας είναι ο ρυθμός ταχύτητας διαρροής ενέργειας από τα διπλανά κανάλια (ACLR). Έχει οριστεί ως ο ρυθμός ταχύτητας της μεταφερόμενης ενέργειας στην ήδη υπολογισμένη ενέργεια σ' ένα διπλανό κανάλι. Τόσο η μεταφερόμενη ενέργεια όσο και η ενέργεια του διπλανού καναλιού, είναι υπολογισμένες μέσω ενός ταιριαστού φίλτρου μ' ένα εύρος συχνότητας ενέργειας θορύβου ίσο με το ρυθμό ταχύτητας του μικροεπεξεργαστή για το WCDMA και ένα ορθογώνιο φίλτρο για την τεχνολογία LTE.

Πρακτικά είναι δύσκολο να κάνουμε μίας μικρής και υψηλής πολυπλοκότητας μετάδοση ενέργειας για το τερματικό. Μ' αυτόν τον τρόπο, η παρεμβολή των διπλανών καναλιών κατά την ανοδική ζεύξη προκαλείται κατά κύριο λόγο από το μη ευθυγραμμισμένο ενισχυτή ενέργειας του τερματικού. Συνεπώς, το ACLR του τερματικού γίνεται ένας κρίσιμος παράγοντας για τη διαρροή ενέργειας του διπλανού καναλιού κατά την ανοδική ζεύξη.

Το ACLR μπορεί να περιγραφεί ως «η σχετική ποσότητα από τη μεταφερόμενη ενέργεια που διαρρέει από τα διπλανά κανάλια», όπως απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



Τα χαρακτηριστικά του RBSACLR καθορίζονται στις προδιαγραφές του 3GPP, 36.104. Ένα απόσπασμα αυτών των προδιαγραφών, απεικονίζεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.

E-UTRA transmitted signal channel bandwidth $BW_{Channel}$ [MHz]	BS adjacent channel centre frequency offset below the first or above the last carrier centre frequency transmitted	Assumed adjacent channel carrier (informative)	Filter on the adjacent channel frequency and corresponding filter Bandwidth	ACLR Limit
1.4, 3.0, 5, 10, 15, 20	$BW_{Channel}$	E-UTRA of same BW	Square (BW_{Config})	45 dB
	$2 \times BW_{Channel}$	E-UTRA of same BW	Square (BW_{Config})	45 dB
	$BW_{Channel}/2 + 2.5$ MHz	3.84 Mcps UTRA	RRC (3.84 Mcps)	45 dB
	$BW_{Channel}/2 + 7.5$ MHz	3.84 Mcps UTRA	RRC (3.84 Mcps)	45 dB

NOTE 1: $BW_{Channel}$ and BW_{Config} are the channel bandwidth and transmission bandwidth configuration of the E-UTRA transmitted signal on the assigned channel frequency.
 NOTE 2: The RRC filter shall be equivalent to the transmit pulse shape filter defined in TS 25.104 [8], with a chip rate as defined in this table.

Τα χαρακτηριστικά του UEACLR καθορίζονται στις προδιαγραφές του 3GPP, 36.101. Ένα απόσπασμα από αυτές τις προδιαγραφές, απεικονίζεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.

Minimum requirement

If the measured adjacent channel power is greater than -50dBm then the ACLR shall be higher than:

	Channel bandwidth / E-UTRA _{ACLR1} / measurement bandwidth					
	1.4 MHz	3.0 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
E-UTRA _{ACLR1}	30 dB	30 dB	30 dB	30 dB	30 dB	30 dB
Adjacent channel centre frequency offset (in MHz)	+1.4 / -1.4	+3.0 / -3.0	+5 / -5	+10 / -10	+15 / -15	+20 / -20

If the measured adjacent channel power is greater than -50dBm then the ACLR shall be higher than:

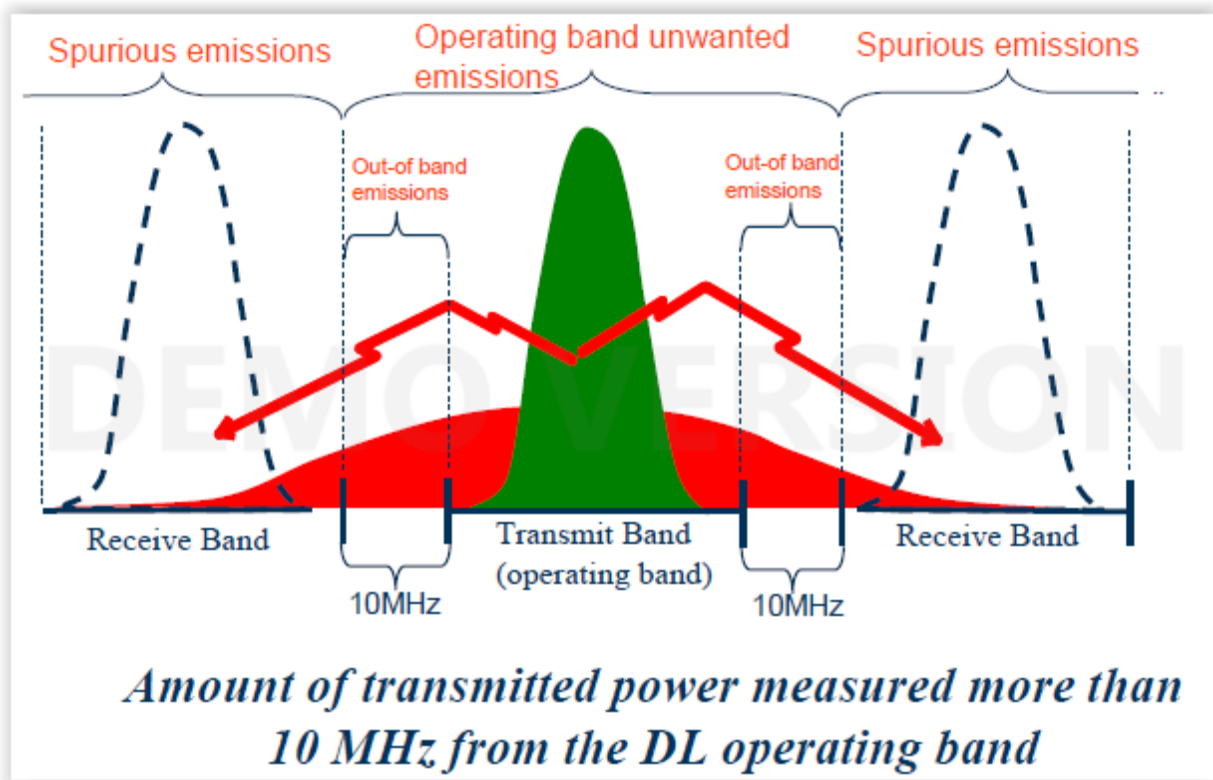
	Channel bandwidth / UTRA _{ACLR2} / measurement bandwidth					
	1.4 MHz	3.0 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
UTRA _{ACLR2}	33 dB	33 dB	33 dB	33 dB	33 dB	33 dB
Adjacent channel centre frequency offset (in MHz)	$0.7 \cdot BW_{UTRA} / 2$ - $0.7 \cdot BW_{UTRA} / 2$	$1.5 \cdot BW_{UTRA} / 2$ - $1.5 \cdot BW_{UTRA} / 2$	$+2.5 \cdot BW_{UTRA} / 2$ - $2.5 \cdot BW_{UTRA} / 2$	$+5 \cdot BW_{UTRA} / 2$ - $5 \cdot BW_{UTRA} / 2$	$+7.5 \cdot BW_{UTRA} / 2$ - $7.5 \cdot BW_{UTRA} / 2$	$+10 \cdot BW_{UTRA} / 2$ - $10 \cdot BW_{UTRA} / 2$
UTRA _{ACLR2}	-	-	36 dB	36 dB	36 dB	36 dB
Adjacent channel centre frequency offset (in MHz)	-	-	$+2.5 \cdot 3 \cdot BW_{UTRA} / 2$ - $2.5 \cdot 3 \cdot BW_{UTRA} / 2$	$+5 \cdot 3 \cdot BW_{UTRA} / 2$ - $5 \cdot 3 \cdot BW_{UTRA} / 2$	$+7.5 \cdot 3 \cdot BW_{UTRA} / 2$ - $7.5 \cdot 3 \cdot BW_{UTRA} / 2$	$+10 \cdot 3 \cdot BW_{UTRA} / 2$ - $10 \cdot 3 \cdot BW_{UTRA} / 2$
E-UTRA channel Measurement bandwidth	1.08 MHz	2.7 MHz	4.5 MHz	9.0 MHz	13.5 MHz	18 MHz
UTRA 5MHz channel Measurement bandwidth*	3.84 MHz	3.84 MHz	3.84 MHz	3.84 MHz	3.84 MHz	3.84 MHz
UTRA 1.6MHz channel measurement bandwidth**	1.28 MHz	1.28 MHz	1.28 MHz	1.28MHz	1.28MHz	1.28MHz

* Note: Applicable for E-UTRA FDD co-existence with UTRA FDD in paired spectrum.
 ** Note: Applicable for E-UTRA TDD co-existence with UTRA TDD in unpaired spectrum.

5.5 ΑΝΑΛΗΘΕΙΣ ΕΚΠΟΜΠΕΣ

Οι αναληθείς εκπομπές προκαλούνται από ανεπιθύμητες επιδράσεις του πομπού, όπως για παράδειγμα την αρμονική εκπομπή, την παρασιτική εκπομπή, τα ενδιάμεσα συντονισμένα προϊόντα και τα προϊόντα από τη μετατροπή συχνότητας. Η προϋπόθεση καλύπτει ακόμα και τις προϋποθέσεις του ενδιάμεσου συντονισμού εκτός του εύρους του πομπού με διάφορους κομιστές να μεταφέρουν.

Αναληθής εκπομπή χαρακτηρίζεται το εξής: «η ποσότητα από την ενέργεια που μεταφέρεται, η οποία είναι περισσότερη των 10 MHz από το μεταφερόμενο εύρος συχνότητας», όπως απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



Τα χαρακτηριστικά των αναληθών εκπομπών στο τερματικό του χρήστη, συγκεκριμενοποιούνται στις προδιαγραφές της 3GPP επ' αριθμόν 36.104. Ένα απόσπασμα από αυτές τις προδιαγραφές, απεικονίζεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.

Frequency range	Maximum Level	Measurement Bandwidth
$F_{UL_low} - F_{UL_high}$	-96 dBm	100 kHz

Στον παρακάτω πίνακα, βλέπουμε τις προϋποθέσεις για αναληθείς εκπομπές του RBS, τα οποία βρίσκονται στην ίδια τοποθεσία και είναι σε λειτουργία FDD.

Type of co-located BS	Frequency range for co-location requirement	Maximum Level	Measurement Bandwidth
Macro GSM900	876-915 MHz	-98 dBm	100 kHz
Macro DCS1800	1710 - 1785 MHz	-98 dBm	100 kHz
Macro PCS1900	1850 - 1910 MHz	-98 dBm	100 kHz
Macro GSM850	824 - 849 MHz	-98 dBm	100 kHz
UTRA FDD Band I or E-UTRA Band 1	1920 - 1980 MHz	-96 dBm	100 kHz
UTRA FDD Band II or E-UTRA Band 2	1850 - 1910 MHz	-96 dBm	100 kHz
UTRA FDD Band III or E-UTRA Band 3	1710 - 1785 MHz	-96 dBm	100 kHz
UTRA FDD Band IV or E-UTRA Band 4	1710 - 1755 MHz	-96 dBm	100 kHz
UTRA FDD Band V or E-UTRA Band 5	824 - 849 MHz	-96 dBm	100 kHz
UTRA FDD Band VI or E-UTRA Band 6	815 - 850 MHz	-96 dBm	100 kHz
UTRA FDD Band VII or E-UTRA Band 7	2500 - 2570 MHz	-96 dBm	100 KHz
UTRA FDD Band VIII or E-UTRA Band 8	880 - 915 MHz	-96 dBm	100 KHz
UTRA FDD Band IX or E-UTRA Band 9	1749.9 - 1784.9 MHz	-96 dBm	100 KHz
UTRA FDD Band X or E-UTRA Band 10	1710 - 1770 MHz	-96 dBm	100 kHz
UTRA FDD Band XI or E-UTRA Band 11	1427.9 - 1447.9 MHz	-96 dBm	100 kHz
UTRA FDD Band XII or E-UTRA Band 12	898 - 916 MHz	-96 dBm	100 kHz
UTRA FDD Band XIII or E-UTRA Band 13	777 - 787 MHz	-96 dBm	100 kHz
UTRA FDD Band XIV or E-UTRA Band 14	788 - 798 MHz	-96 dBm	100 kHz
E-UTRA Band 17	704 - 716 MHz	-96 dBm	100 kHz

Οι αναληθείς εκπομπές του RBS μεσά σε διαφορετικά εύρη συχνότητας όσο αφορά βασικούς σταθμούς που συνυπάρχουν, φαίνονται στο παρακάτω πίνακα.

System type for E-UTRA to co-exist with	Frequency range for co-existence requirement	Maximum Level	Measurement Bandwidth	Note
GSM900	921 - 960 MHz	-57 dBm	100 kHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in band 8
	876 - 915 MHz	-61 dBm	100 kHz	For the frequency range 880-915 MHz, this requirement does not apply to E-UTRA BS operating in band 8, since it is already covered by the requirement for own or different RBS
DCS1800	1805 - 1880 MHz	-47 dBm	100 kHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in band 3.
	1710 - 1785 MHz	-61 dBm	100 kHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in band 3, since it is already covered by the requirement for own or different RBS.
UTRA FDD Band I or E-UTRA Band 1	2110 - 2170 MHz	-52 dBm	1 MHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in band 1.
	1920 - 1980 MHz	-49 dBm	1 MHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in band 1, since it is already covered by the requirement for own or different RBS
UTRA FDD Band VII or E-UTRA Band 7	2620 - 2690 MHz	-52 dBm	1 MHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in band 7.
	2500 - 2570 MHz	-49 dBm	1 MHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in band 7, since it is already covered by the requirement for own or different RBS
UTRA FDD Band VIII or E-UTRA Band 8	925 - 960 MHz	-52 dBm	1 MHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in band 8.
	880 - 915 MHz	-49 dBm	1 MHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in band 8, since it is already covered by the requirement for own or different RBS
UTRA FDD Band XIII or E-UTRA Band 13	746 - 756 MHz	-52 dBm	1 MHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in band 13.
	777 - 787 MHz	-49 dBm	1 MHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in band 13, since it is already covered by the requirement for own or different RBS

System type for E-UTRA to co-exist with	Frequency range for co-existence Requirement	Maximum Level	Measurement Bandwidth	Note
UTRA TDD in Band a) or E-UTRA Band 33	1900 - 1920 MHz	-52 dBm	1 MHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in Band 33
UTRA TDD in Band a) or E-UTRA Band 34	2010 - 2025 MHz	-52 dBm	1 MHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in Band 34
UTRA TDD in Band b) or E-UTRA Band 35	1850 – 1910 MHz	-52 dBm	1 MHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in Band 35
UTRA TDD in Band b) or E-UTRA Band 36	1930 - 1990 MHz	-52 dBm	1 MHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in Band 2 and 36
UTRA TDD in Band c) or E-UTRA Band 37	1910 - 1930 MHz	-52 dBm	1 MHz	This is not applicable to E-UTRA BS operating in Band 37. This unpaired band is defined in ITU-R M.1036, but is pending any future deployment.
UTRA TDD in Band d) or E-UTRA Band 38	2570 – 2620 MHz	-52 dBm	1 MHz	This requirement does not apply to E-UTRA BS operating in Band 38.
E-UTRA Band 39	1880 – 1920MHz	-52 dBm	1 MHz	This is not applicable to E-UTRA BS operating in Band 39
E-UTRA Band 40	2300 – 2400MHz	-52 dBm	1 MHz	This is not applicable to E-UTRA BS operating in Band 40

Τα χαρακτηριστικά για τις αναληθείς εκπομπές των τερματικών συγκεκριμενοποιούνται στις προδιαγραφές της 3GPP επ' αριθμόν 36.101. Ένα απόσπασμα από αυτή, βλέπουμε στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.

Channel band width	1.4 MHz	3.0 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Δf_{OoB} (MHz)	2.8	6	10	15	20	25

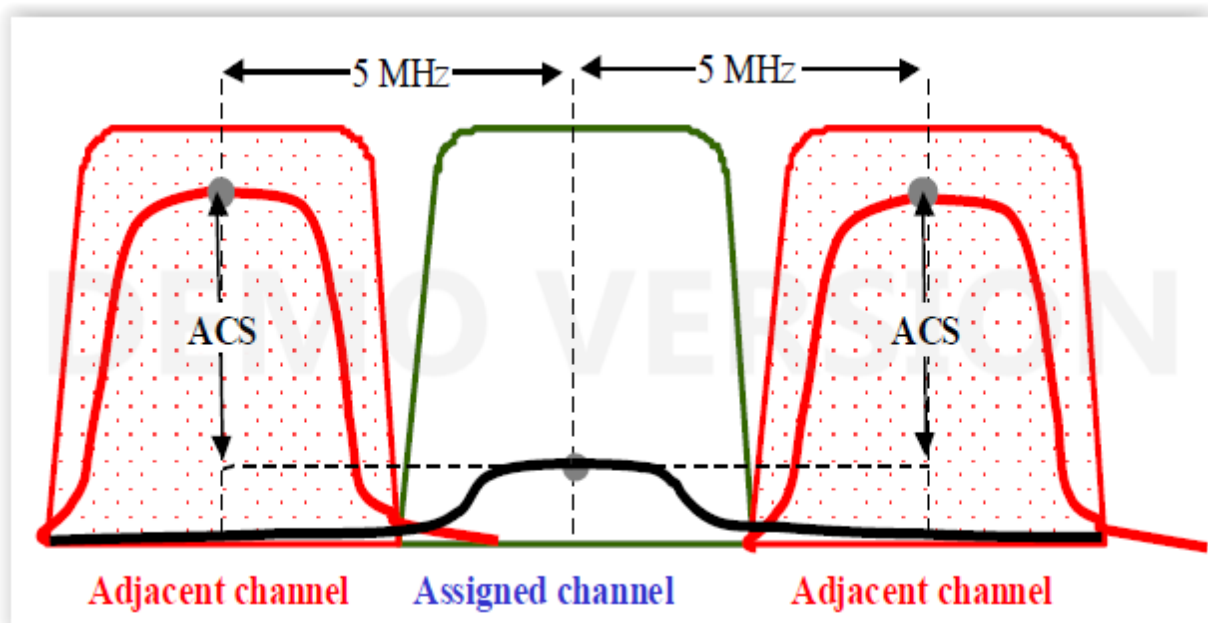
In order that the measurement of spurious emissions falls within the frequency ranges that are more than Δf_{OoB} (MHz) from the edge of the channel bandwidth, the minimum offset of the measurement frequency from each edge of the channel should be $\Delta f_{\text{OoB}} + \text{MBW}/2$. MBW denotes the measurement bandwidth defined in following table:

Frequency Range	Maximum Level	Measurement Bandwidth
$9 \text{ kHz} \leq f < 150 \text{ kHz}$	-36 dBm	1 kHz
$150 \text{ kHz} \leq f < 30 \text{ MHz}$	-36 dBm	10 kHz
$30 \text{ MHz} \leq f < 1000 \text{ MHz}$	-36 dBm	100 kHz
$1 \text{ GHz} \leq f < 12.75 \text{ GHz}$	-30 dBm	1 MHz

5.6 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ

5.7 ADJACENT CHANNEL SELECTIVITY (ACS)

Το Adjacent Channel Selectivity (ACS) είναι μια μέτρηση βασισμένη στην ικανότητα του λήπτη να λαμβάνει σήμα LTE στην καθορισμένη συχνότητα του καναλιού με την παρουσία μίας παρακείμενης συχνότητας στην αντιστάθμιση της δωσμένης συχνότητας από το κέντρο του παρακείμενου καναλιού. Το ACS είναι η αναλογία από την εξασθένιση του φίλτρου του δέκτη στη συχνότητα του παρακείμενου καναλιού και στην εξασθένιση του δέκτη στα παρακείμενα κανάλια. Για ένα παρόμοιο λόγο, όπως αυτόν που αναφέρθηκε για το ACLR, έτσι και για το ACS είναι δύσκολο να εφαρμόσουμε ένα τέλειο φίλτρο για το πλάγιο μέρος στο τερματικό. Επίσης, η παρεμβολή στο παρακείμενο κανάλι κατά την καθοδική ζεύξη προκαλείται κυρίως από το προβληματικό δέκτη. Το ACS απεικονίζεται παρακάτω.



Τα χαρακτηριστικά του RBSACSσυγκεκριμενοποιούνται στις προδιαγραφές της 3GPP, επ' αριθμόν 36.104. Ένα απόσπασμα από αυτές τις προδιαγραφές βρίσκεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.

E-UTRA channel bandwidth [MHz]	Reference measurement channel	Reference sensitivity power level, P_{REFSENS} [dBm]
1.4	FRC A1-1	-106.8
3	FRC A1-2	-103.0
5	FRC A1-3	-101.5
10	FRC A1-3 *	-101.5
15	FRC A1-3 *	-101.5
20	FRC A1-3 *	-101.5

Note*: P_{REFSENS} is the power level of a single instance of the reference measurement channel. This requirement shall be met for each consecutive application of a single instance of FRC A1-3 mapped to disjoint frequency ranges with a width of 25 resource blocks each

Reference channel	A1-1	A1-2	A1-3	A1-4	A1-5
Allocated resource blocks	6	15	25	3	9
DFT-OFDM Symbols per subframe	12	12	12	12	12
Modulation	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK
Code rate	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3
Payload size (bits)	600	1544	2216	256	936
Transport block CRC (bits)	24	24	24	24	24
Code block CRC size (bits)	0	0	0	0	0
Number of code blocks - C	1	1	1	1	1
Coded block size including 12bits trellis termination (bits)	1884	4716	6732	852	2892
Total number of bits per sub-frame	1728	4320	7200	864	2592
Total symbols per sub-frame	864	2160	3600	432	1296

The throughput shall be $\geq 95\%$ of the maximum throughput of the reference measurement channel

E-UTRA Channel Bandwidth [MHz]	Wanted signal mean power [dBm]	Interfering signal mean power [dBm]	Interfering signal centre frequency offset from the channel edge of the wanted signal [MHz]	Type of interfering signal
1.4	$P_{\text{REFSENS}} + 11\text{dB}^*$	-52	0.7025	1.4MHz E-UTRA signal
3	$P_{\text{REFSENS}} + 8\text{dB}^*$	-52	1.5075	3MHz E-UTRA signal
5	$P_{\text{REFSENS}} + 6\text{dB}^*$	-52	2.5025	5MHz E-UTRA signal
10	$P_{\text{REFSENS}} + 6\text{dB}^*$	-52	2.5075	5MHz E-UTRA signal
15	$P_{\text{REFSENS}} + 6\text{dB}^*$	-52	2.5125	5MHz E-UTRA signal
20	$P_{\text{REFSENS}} + 6\text{dB}^*$	-52	2.5025	5MHz E-UTRA signal

Note*: P_{REFSENS} depends on the channel bandwidth as specified in RBS reference sensitivity levels.

Example: ACS (20MHz BW) =

Μέσα απ' αυτό, μπορούμε να υπολογίσουμε το ACSγια 20 MHzBW να είναι $-52 - (-101.5 + 6) = 43.5$ dB.

Τα χαρακτηριστικά του AdjacentChannelSelectivity για το τερματικό του χρήστη,

συγκεκριμενοποιούνται στις προδιαγραφές της 3GPP, επ’ αριθμόν 36.101. Ένα απόσπασμα από αυτές τις προδιαγραφές, απεικονίζεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.

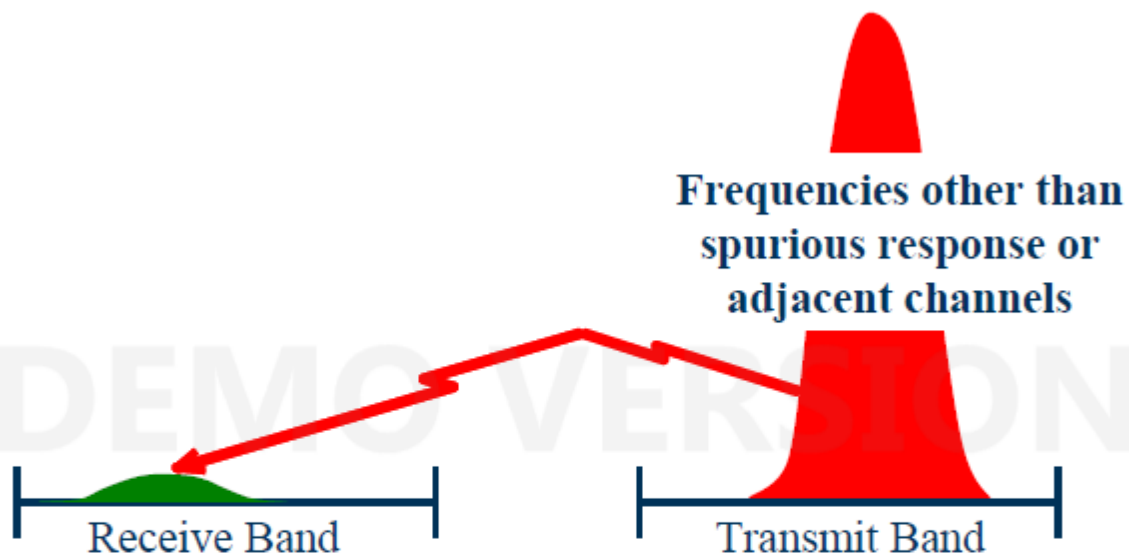
The UE shall fulfil the minimum requirement specified in Table 7.5.1-1 for all values of an adjacent channel interferer up to -25 dBm. However it is not possible to directly measure the ACS, instead the lower and upper range of test parameters are chosen in Table 7.5.1-2 and Table 7.5.1-3 where the throughput shall be $\geq 95\%$ of the maximum throughput of the reference measurement channels as specified in Annexes A.2.2, A.2.3 and A.3.2 (with one sided dynamic OCNG Pattern

OP.1 FDD/TDD for the DL-signal as described in Annex A.5.1.1/A.5.2.1).

Rx Parameter	Units	Channel bandwidth					
		1.4 MHz	3 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
ACS	dB	33.0	33.0	33.0	33.0	30	27

5.8 ΕΜΠΟΔΙΑ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ

Τα χαρακτηριστικά των εμποδίων του δέκτη, είναι μία μέτρηση βασισμένη στην ικανότητα του λήπτη να λαμβάνει ένα στατικό σήμα στην κατανομημένη συχνότητα του καναλιού (εκτός από τα παρακείμενα κανάλια), χωρίς να χρειάζεται να ξεπεράσει την ήδη υπάρχουσα υποβάθμιση, εξαιτίας της παρουσίας μίας παρεμβολής σε κάθε συχνότητα (στο εύρος συχνότητας από 100kHz εως 12.75GHz), εκτός από την επιθυμητή συχνότητα του σήματος. Τα εμπόδια του χρήστη απεικονίζονται και στο σχεδιάγραμμα παρακάτω.



Ability to receive wanted signal in presence of an unwanted interferer on frequencies other than those of the spurious response or the adjacent channels

Τα χαρακτηριστικά του μπλοκαρίσματος του λήπτη RBSυγκεκριμενοποιούνται στις προδιαγραφές της 3GPPεπ' αριθμόν 36.104. Ένα απόσπασμα από αυτές τις προδιαγραφές, βρίσκεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.

For all operating bands and technologies, the interfering signal mean power is +16dBm for a desired signal mean power of $P_{REFSENS} + 6dB$

Τα χαρακτηριστικά του μπλοκαρίσματος για το τερματικό του χρήστη συγκεκριμενοποιούνται στις προδιαγραφές της 3GPPεπ' αριθμόν 36.101. Ένα απόσπασμα από αυτές τις προδιαγραφές, υπάρχει στο παρακάτω σχεδιάγραμμα .

Rx Parameter	Units	Channel bandwidth					
		1.4 MHz	3 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Wanted signal mean power	dBm	REFSENS + channel bandwidth specific value below					
		6	6	6	6	7	9
$BW_{interferer}$	MHz	1.4	3	5	5	5	5
$F_{offset, case 1}$	MHz	2.1+0.0125	4.5+0.0075	7.5+0.0125	7.5+0.0025	7.5+0.0075	7.5+0.0125
$F_{offset, case 2}$	MHz	3.5+0.0075	7.5+0.0075	12.5+0.0075	12.5+0.0125	12.5+0.0025	12.5+0.0075

Note 1: The transmitter shall be set to 4dB P_{UMAX} at the minimum uplink configuration specified in Table 7.3.1-2.
 Note 2: The interferer consists of the Reference measurement channel specified in Annex A.3.2 with one sided dynamic OCNG Pattern OP.1 FDD/TDD as described in Annex A.5.1.1/A.5.2.1 and set-up according to Annex C.3.1

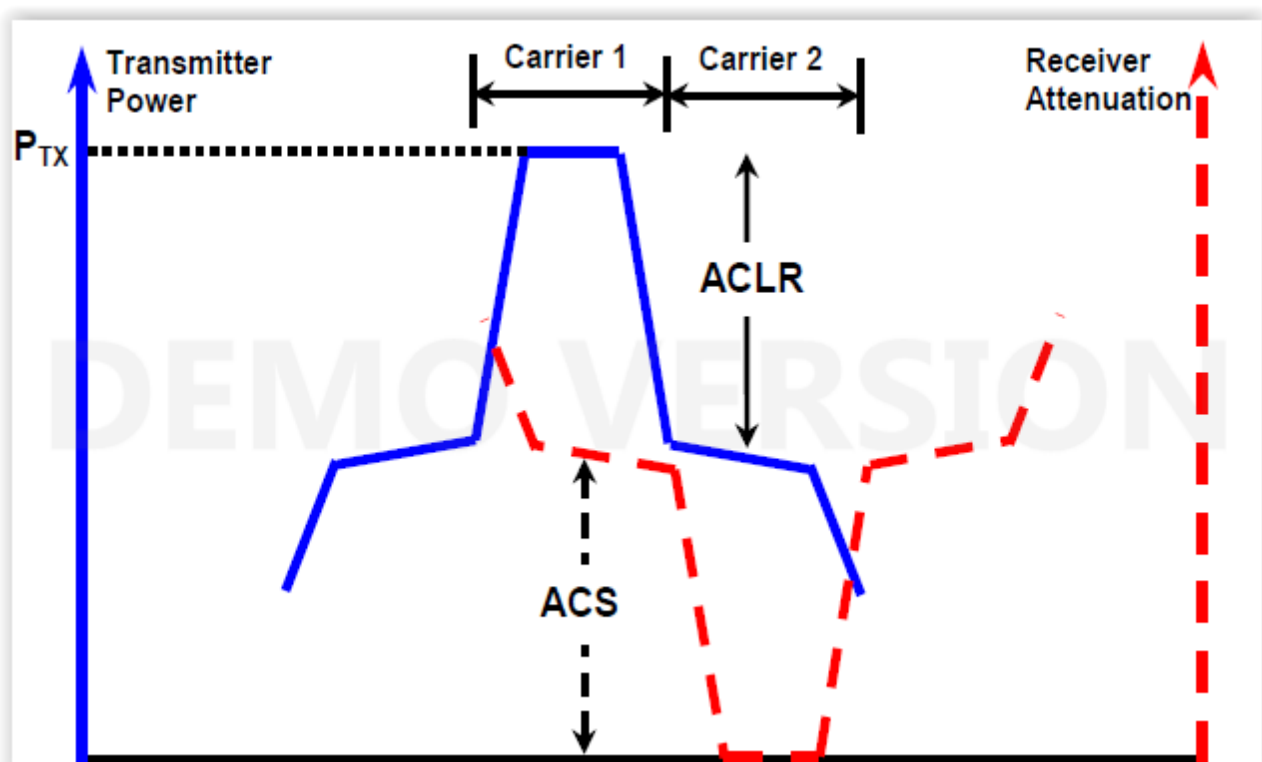
E-UTRA band	Parameter	Units	Case 1	Case 2	Case 3
	$P_{interferer}$	dBm	-56	-44	-30
	$F_{interferer}$ (Offset)	MHz	$-BW/2 - F_{offset, case 1}$ & $+BW/2 + F_{offset, case 1}$	$\leq -BW/2 - F_{offset, case 2}$ & $\geq +BW/2 + F_{offset, case 2}$	$-BW/2 - 9$ MHz & $-BW/2 - 15$ MHz
1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40	$F_{interferer}$	MHz	(Note 2)	$F_{DL, low ID} -15$ $F_{DL, high} +15$	
17	$F_{interferer}$	MHz	(Note 2)	$F_{DL, low ID} -9.0$ $F_{DL, high} +15$	$F_{DL, low} -15$ and $F_{DL, low} -9.0$ (Note 3)

Note
 1 For certain bands, the unwanted modulated Interfering signal may not fall inside the UE receive band, but within the first 15 MHz below or above the UE receive band.
 2 For each carrier frequency the requirement is valid for two frequencies:
 a. the carrier frequency $-BW/2 - F_{offset, case 1}$ and
 b. the carrier frequency $+BW/2 + F_{offset, case 1}$.
 3 $F_{interferer}$ range values for unwanted modulated Interfering signal are Interferer center frequencies.
 4 Case 3 only applies to assigned UE channel bandwidth of 5 MHz.

5.9 ΠΑΡΕΜΒΟΛΗ ΤΟΥ ΠΑΡΑΚΕΙΜΕΝΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ

Η παρεμβολή του παρακείμενου καναλιού, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα, συμβαίνει, όταν διαφορετικά συστήματα συνυπάρχουν μέσα στην ίδια γεωγραφική περιοχή, χωρίς να υφίσταται κάποιος προγραμματισμός χειρισμού της περιοχής. Θα παρεμβάλλονται συνεχώς το ένα με το άλλο μέχρι κάποιο σημείο, εξαιτίας των ατελειών στο φίλτρο του πομπού και του δέκτη.

Οι προϋποθέσεις του RFπου σχετίζονται με την παρεμβολή του παρακείμενου καναλιού έχουν αναλυθεί νωρίτερα. Είναι το “AdjacentChannelLeakageratio” (ACLR) και το “Adjacent Channel Selectivity” (ACS). Για να αναλύσουμε την παρεμβολή του παρακείμενου καναλιού, χρησιμοποιούμε έναν νέο όρο: AdjacentChannelInterferencepowerRatio (ACIR).



Το ACIR είναι η αναλογία της συνολικής ενέργειας που μεταφέρεται από μία πηγή (που μπορεί να είναι ένας βασικός σταθμός ή ένα τερματικό χρήστη) στη συνολική ενέργεια της παρεμβολής, επηρεάζοντας μ' αυτόν τον τρόπο τον λήπτη, όπως άλλωστε φαίνεται και στην παρακάτω εξίσωση:

$$ACIR = \frac{P_{TX}}{I_{TOTAL}}$$

Η συνολική παρεμβολή (I_{TOTAL}), είναι το σύνολο της παρεμβολής, εξαιτίας του ACLR (I_{ACLR}) και του ACS (I_{ACS}). Δείτε παρακάτω:

$$I_{TOTAL} = I_{ACLR} + I_{ACS}$$

αλλά

$$I_{ACLR} = \frac{P_{TX}}{ACLR}$$

και

$$I_{ACS} = \frac{P_{TX}}{ACS}$$

Όπου:

$$I_{TOTAL} = \frac{P_{TX}}{ACLR} + \frac{P_{TX}}{ACS}$$

Εάν αυτό αντικατασταθεί στην εξίσωση για το ACIR, τότε γίνεται:

$$ACIR = \frac{P_{TX}}{\frac{P_{TX}}{ACLR} + \frac{P_{TX}}{ACS}} = \frac{1}{\frac{1}{ACLR} + \frac{1}{ACS}}$$

ACIR is the ratio of the total power transmitted from a source (can be BS or UE) to the total interference power affecting a victim receiver.

$$ACIR = \frac{P_{TX}}{I_{TOTAL}}$$

$$I_{TOTAL} = I_{ACLR} + I_{ACS} \text{ but since } I_{ACLR} = \frac{P_{TX}}{ACLR} \text{ and } I_{ACS} = \frac{P_{TX}}{ACS}$$

$$I_{TOTAL} = \frac{P_{TX}}{ACLR} + \frac{P_{TX}}{ACS}$$

$$\text{Therefore } ACIR = \frac{P_{TX}}{\frac{P_{TX}}{ACLR} + \frac{P_{TX}}{ACS}} = \frac{1}{\frac{1}{ACLR} + \frac{1}{ACS}}$$

5.2.1 ΚΑΘΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ACIR (ACIR_{DL})–ΠΑΡΕΜΒΟΛΗ ΤΟΥ RBS ΣΤΟ ΤΕΡΜΑΤΙΚΟ ΤΟΥ ΧΡΗΣΤΗ

Στην περίπτωση παρεμβολής παρακείμενου καναλιού μεταξύ ενός RBS και ενός τερματικού χρήστη, τότε το ACIR μπορεί να υπολογιστεί σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση:

$$ACIR_{DL} = \frac{1}{\frac{1}{ACLR_{RBS}} + \frac{1}{ACS_{UE}}}$$

όπου $ACLR_{RBS}$ ισούται με $RBS = 45dB = 10^{4.5}$

και το ACS_{UE} ισούται με $UE = 33dB = 10^{3.3}$

Αυτή είναι η αξία του ACIR που θα χρησιμοποιηθεί, σε περίπτωση παρεμβολής του παρακείμενου καναλιού μεταξύ ενός RBS και ενός τερματικού χρήστη.

For the case of adjacent channel interference between a RBS and UE the ACIR is calculated using equation 27 as below:

$$ACIR_{DL} = \frac{1}{\frac{1}{ACLR_{RBS}} + \frac{1}{ACS_{UE}}}$$

Equation 27

Where $ACLR_{RBS}$ is that of the RBS = 45dB = $10^{4.5}$

and ACS_{UE} is that of the UE = 33dB = $10^{3.3}$

$$ACIR_{DL} = \frac{1}{\frac{1}{10^{4.5}} + \frac{1}{10^{3.3}}} = 1876.8 = 32.7 \text{ dB} \approx 33\text{dB}$$

5.2.2 ΑΝΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ACIR(ACIR_{UL})- ΠΑΡΕΜΒΟΛΗ ΤΟΥ RBS ΣΤΟ ΤΕΡΜΑΤΙΚΟ ΤΟΥ ΧΡΗΣΤΗ

Για την περίπτωση παρεμβολής του παρακείμενου καναλιού μεταξύ ενός τερματικού χρήστη και ενός RBS, το ACIR υπολογίζεται σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση:

$$ACIR_{UL} = \frac{1}{\frac{1}{ACLR_{UE}} + \frac{1}{ACS_{RBS}}}$$

όπου $ACLR_{UE}$ ισούται με $UE = 30\text{dB} = 10^{3.0}$

και ACS_{RBS} ισούται με $RBS = 43.5\text{dB} (20\text{ MHz}) = 10^{6.3}$

Αυτή είναι η αξία του ACIR που θα χρησιμοποιηθεί, σε περίπτωση παρεμβολής του παρακείμενου καναλιού μεταξύ ενός RBS και ενός τερματικού χρήστη.

$$ACIR_{UL} = \frac{1}{\frac{1}{ACLR_{UE}} + \frac{1}{ACS_{RBS}}}$$

Equation 28

Where $ACLR_{UE}$ is that of the UE = 30dB = $10^{3.0}$

and ACS_{RBS} is that of the RBS = 43.5dB(20MHz) = $10^{4.35}$

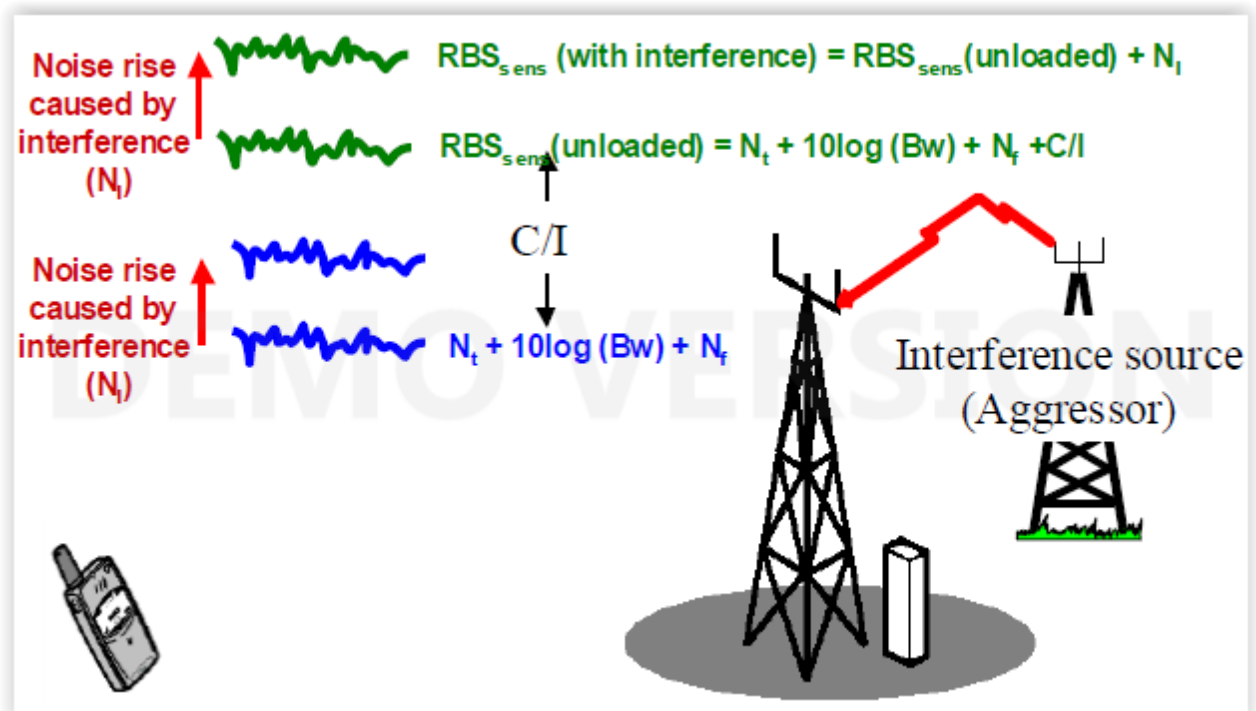
$$ACIR_{DL} = \frac{1}{\frac{1}{10^{3.0}} + \frac{1}{10^{4.35}}} = 957.24 = 29.8\text{ dB} \approx 30\text{dB}$$

5.2.3 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΤΩΝ ΠΑΡΕΜΒΟΛΩΝ

Η παρεμβολή θα αλλοιώσει την ευαισθησία του RBS και του τερματικού του χρήστη.

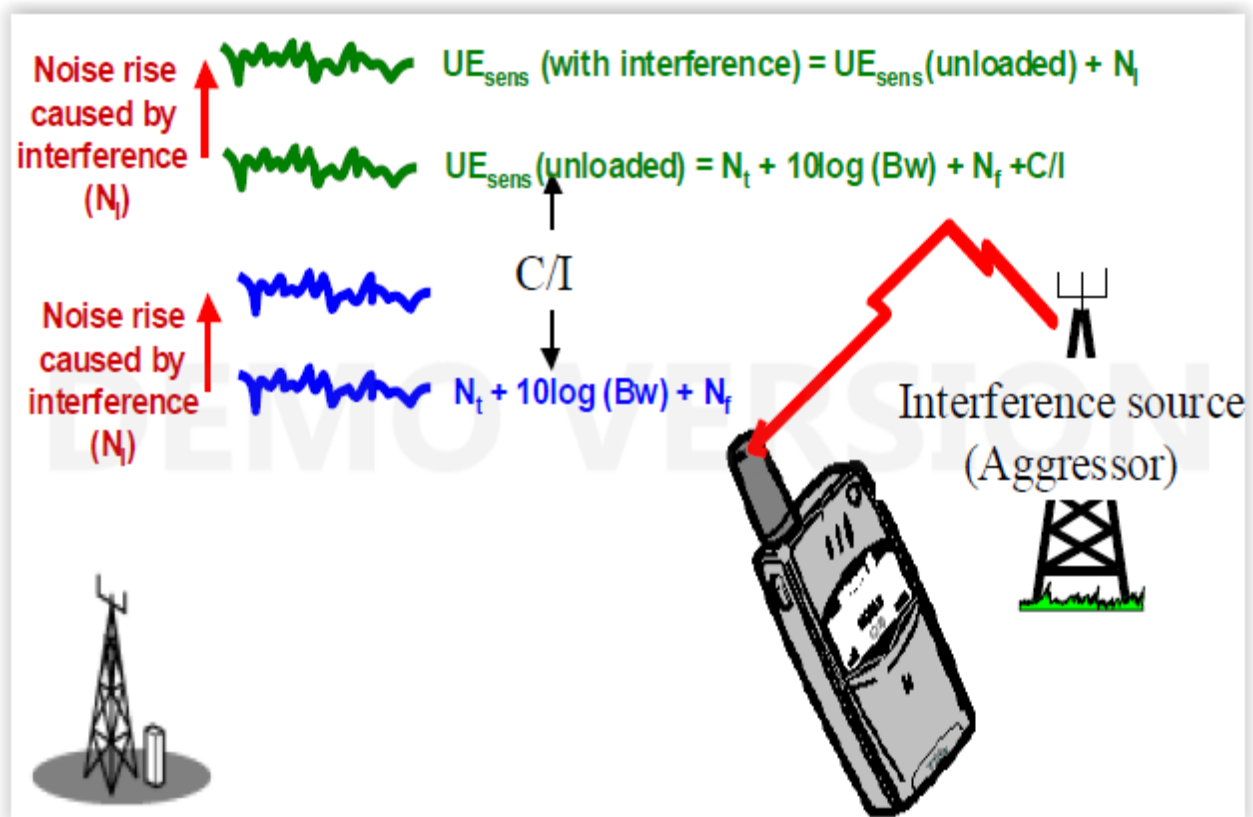
5.2.4 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΤΩΝ ΠΑΡΕΜΒΟΛΩΝ ΣΤΟ RBS

Όπως απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα, το ελάχιστο σήμα που απαιτείται στο RBS (η ευαισθησία) αυξάνεται από την παρεμβολή (N_i).



5.2.5 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΤΩΝ ΠΑΡΕΜΒΟΛΩΝ ΣΤΟ ΤΕΡΜΑΤΙΚΟ ΤΟΥ ΧΡΗΣΤΗ

Όπως απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα, το ελάχιστο σήμα που απαιτείται στο τερματικό (η ευαισθησία) αυξάνεται από την παρεμβολή (N_i).



5.2.6 ΕΥΑΙΣΘΗΣΙΑ ΥΠΟΒΑΘΜΙΣΗΣ ΕΞΑΙΤΙΑΣ ΤΩΝ ΠΑΡΕΜΒΟΛΩΝ

Όπως μπορούμε να δούμε από τα σχεδιαγράμματα παραπάνω, η ευαισθησία του RBS και του τερματικού του χρήστη, μπορεί να αυξηθεί από την αύξηση θορύβου, εξαιτίας της παρεμβολής (N_i), όπως φαίνεται και παρακάτω:

$$UE \text{ or } RBS_{sens} = (UE \text{ or } RBS_{sens} + N_i) \text{ dBm}$$

Η αύξηση θορύβου εξαιτίας της παρεμβολής δίνεται σε dB ως εξής:

$$N_I = 10\log\left[\frac{\text{Noise with Aggressor } (N + P_{int})}{\text{Noise before Aggressor } (N)}\right] \text{ dB}$$

$$N_I = 10\log\left[\frac{N}{N} + \frac{P_{int}}{N}\right] = 10\log(1 + P_{int}/N)$$

A watermark 'DEMO VERSION' is visible across the equations.

Συνεπώς, η ευαισθησία υποβάθμισης, εξαιτίας της παρεμβολής, μπορεί να δοθεί από την παρακάτω εξίσωση.

$$\text{Sensitivity degradation} = 10\log(1 + P_{\text{int}}/N) \text{ dB}$$

Equation 29 Sensitivity degradation due to interference

$$\text{UE or RBS}_{\text{sens}} = (\text{UE or RBS}_{\text{sens}} + N_I) \text{dBm}$$

The noise rise due to interference (N_I) is given in dB by:

$$N_I = 10\log \left[\frac{\text{Noise with Aggressor (N+P}_{\text{int}})}{\text{Noise before Aggressor (N)}} \right] \text{dB}$$

$$N_I = 10\log \left[\frac{N}{N} + \frac{P_{\text{int}}}{N} \right] = 10\log(1 + P_{\text{int}}/N)$$

$$\text{Sensitivity degradation} = 10\log(1 + P_{\text{int}}/N) \text{ dB}$$

Equation 29

Ο θερμικός θόρυβος έχει δοθεί στην παρακάτω εξίσωση, 30.

$$N = 10\log(KTB N_f) \text{dBm}$$

Equation 30

Όπου,

Κείναι η σταθερά Boltzmann = $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

Τείναι η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Κέλβιν = $290 (17^\circ\text{C})$

Βείναι το εύρος συχνότητας σε Hz = e.g 10×10^6

N φείναι το ποσό θορύβου του λήπτη, που είναι τυπικό για το RBS = 5dB (3.16), UE = 7dB (5)

Για το RBS (10MHz σύστημα BW) αυτό λειτουργεί ως εξής:

$$N_{RBS} = 10 \log[(1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times 10 \times 10^6 \times 3.16) / 10^{-3}] \text{ dBm} = -99 \text{ dBm}$$

Για το τερματικό του χρήστη, αυτό λειτουργεί ως εξής:

$$N_{UE} = 10 \log[(1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times 10 \times 10^6 \times 5) / 10^{-3}] \text{ dBm} = -97 \text{ dBm}$$

Αυτές οι τιμές θα χρησιμοποιηθούν για τους υπολογισμούς της παρεμβολής. (5-31)

$$N = 10 \log(KTB N_f) \text{ dBm}$$

Equation 30

K is Boltzmann's constant = $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

T is the absolute temperature in Kelvin = $290 (17^\circ \text{C})$

B is the bandwidth in Hz = 10×10^6

N_f is the noise figure of a typical receiver = $5 \text{ dB} (3.16)$, $UE = 7 \text{ dB} (5)$

$$N_{RBS} = 10 \log[(1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times 10 \times 10^6 \times 3.16) / 10^{-3}] \text{ dBm} = -99 \text{ dBm}$$

$$N_{UE} = 10 \log[(1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times 10 \times 10^6 \times 5) / 10^{-3}] \text{ dBm} = -97 \text{ dBm}$$

Η ευαισθησία υποβάθμισης του RBS, όταν αυτό συνυπάρχει σ' ένα βασικό σταθμό GSM1800, μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

Η προϋπόθεση για τη μέγιστη αναληθή εκπομπή στην συνύπαρξη είναι η εξής, σύμφωνα με τη 3GPP:

$$= -98 \text{ dBm/100kHz}$$

$$\Rightarrow -98 + 10 \log(10/0.1) = -78 \text{ dBm/10MHz}$$

Στην απομόνωση ενός συστήματος της τάξης των 30dB, η εξωτερική παρεμβολή P_{int} , μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$P_{int} = -78 - 30 = -108 \text{ dBm}$$

Για ένα ποσό θορύβου της τάξης των 5dB, το κατώτατο όριο θορύβου της τεχνολογίας LTE είναι -99 dBm/10MHz και η ευαισθησία υποβάθμισης μπορεί να υπολογιστεί, σύμφωνα με τον παρακάτω τύπο:

$$\text{Ευαισθησία υποβάθμισης} = 10 \log(1 + 10^{-10.8} / 10^{-9.9}) = 0.5 \text{ dB}$$

Η μέγιστη αναληθή εκπομπή = -98 dBm/100kHz (σύμφωνα με τις προδιαγραφές της 3GPP) $\Rightarrow -98 + 10 \log(10/0.1) = -78 \text{ dBm/10MHz}$ (10MHz σύστημα BW, για παράδειγμα)

Στην απομόνωση ενός συστήματος της τάξης των 30dB, η εξωτερική παρεμβολή P_{int} είναι:

$$P_{int} = -78 - 30 = -108 \text{ dBm}$$

Για ένα ποσό θορύβου της τάξης των 5dB, το κατώτατο όριο θορύβου της τεχνολογίας LTE είναι -99dBm/10MHz και η ευαισθησία υποβάθμισης είναι:

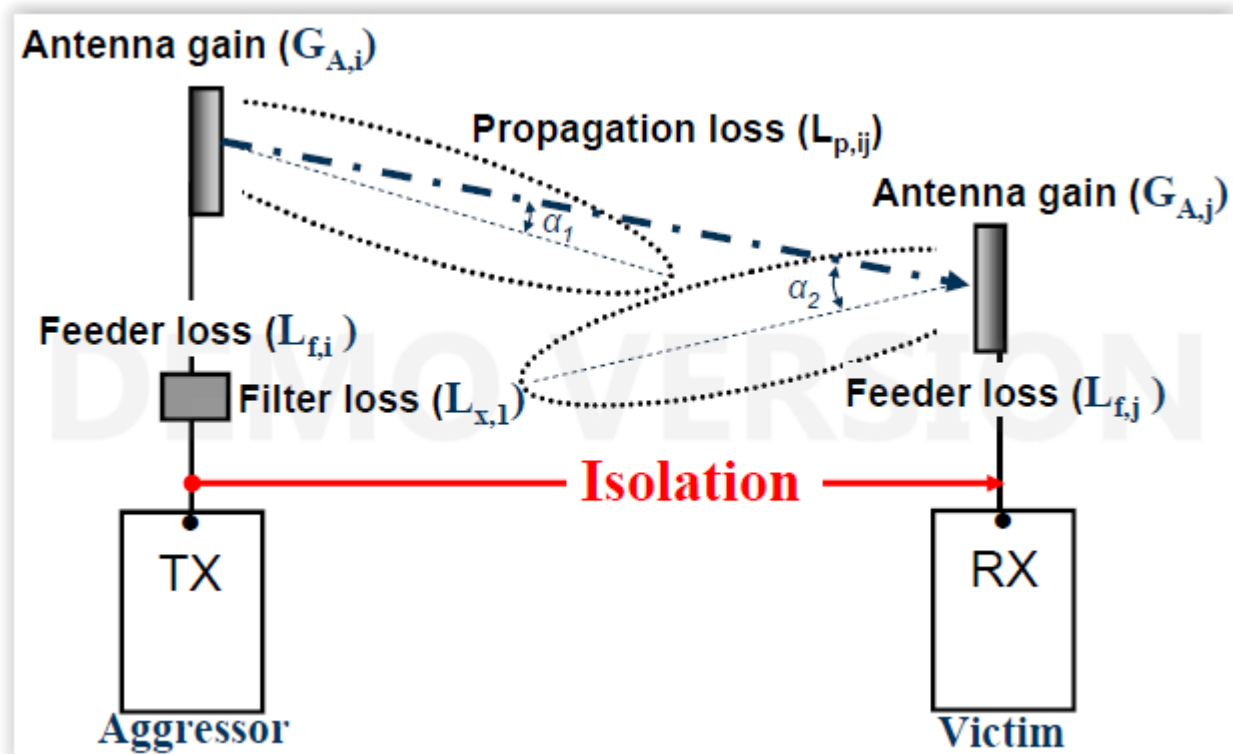
$$\Delta S = 10 \log(1 + P_{int}/N) = 10 \log(1 + 10^{-10.8}/10^{-9.9}) = 0.5 \text{ dB}$$

5.2.7 ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ ΜΕΤΑΞΥ ΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

Η απομόνωση μεταξύ των συστημάτων μπορεί να χαρακτηριστεί ως η εξασθένηση μεταξύ της θύρας του πομπού στο σύστημα παρεμβολής (RBS ή τερματικό χρήστη) και της θύρας του λήπτη RBS ή τερματικό χρήστη), ανεξάρτητα εάν χρησιμοποιείται το ASC.

Σημείωση: Τα σημεία αναφοράς, με σκοπό να υπολογιστεί η απομόνωση του συστήματος είναι διαφορετικά με τα σημεία αναφοράς του RBS.

Στο παρακάτω σχεδιάγραμμα, η καθοδική ζεύξη μίας κεραίας (i) παρεμβάλλει στην ανοδική ζεύξη μίας άλλης κεραίας (j).



Σ' αυτήν την περίπτωση, η απομόνωση μεταξύ της κεραίας i και j, μπορεί να δοθεί από την

παρακάτω εξίσωση.

$$Isolation_{i,j} = L_{f,i} - G_{A,i} + L_{p,ij} - G_{A,j} + L_{f,j} + L_{x,i} + D$$

Όπου:

$L_{f,i}$ και $L_{f,j}$	είναι οι απώλειες του τροφοδοτικού, των τροφοδοτικών και j
$G_{A,i}$ and $G_{A,j}$	είναι τα κέρδη της κεραίας, των κεραίων και j
$L_{p,ij}$	είναι απώλεια μετάδοσης μεταξύ των κεραίων i και j
$L_{x,i}$	είναι οι απώλειες στο επιπλέον φίλτρο της κεραίας i
D	είναι ο παράγοντας της ζεύξης που επιτυγχάνεται από τη μεταβολή κατεύθυνσης ή την κλίση του κύριου λοβού της κεραίας

Όταν τα συστήματα λειτουργούν στην ίδια γεωγραφικά περιοχή, το χειρότερο σενάριο θα μπορούσε να είναι το εξής: οι κεραίες τους να δείχνουν η μία την άλλη. Η απομόνωση μεταξύ αυτών των συστημάτων θα επιτευχθεί με την απλοποίηση της εξίσωσης 31, η οποία είναι να παραμελήσουμε τις απώλειες του τροφοδοτικού και να λάβουμε υπόψιν μόνο την πιο κοντινή κεραία.

Η χειρότερη περίπτωση απομόνωσης στη ίδια περιοχή δίνεται στην εξίσωση 32 και αυτή είναι όταν δεν υπάρχουν απώλειες είτε του τροφοδοτικού είτε του φίλτρου.

$$Co-area isolation_{the\ worst\ case} = -G_{A,i} + L_{p,ij} - G_{A,j}$$

$$Isolation_{i,j} = L_{f,i} - G_{A,i} + L_{p,ij} - G_{A,j} + L_{f,j} + L_{x,i} + D$$

$L_{f,i}$ & $L_{f,j}$ are the feeder losses of feeders i and j
 $G_{A,i}$ & $G_{A,j}$ are the antenna gains of antennas i and j
 $L_{p,ij}$ is the propagation loss between antennas i and j
 $L_{x,i}$ is the loss in an extra filter in antenna system i
 D is the decoupling factor achieved by tilt or change of azimuth direction

Worst case is when there are no feeder or filter losses and the antennas are pointing toward each other ($L_{f,i}$, $L_{f,j}$, $L_{x,i}$ and $D=0$)

$$\text{Co-area isolation}_{\text{theworstcase}} = -G_{A,i} + L_{p,ij} - G_{A,j}$$

Η απώλεια της πορείας μπορεί να προσομοιωθεί, σε αποστάσεις στη μακριά ζώνη της κεραίας (>10m) σε ελεύθερη απώλεια πορείας.

Η ελεύθερη απώλεια πορείας, όταν το δείναι σε km και το fMHz, δίνεται στην παρακάτω εξίσωση.

$$L_p = 32.4 + 20 \cdot \log(d) + 20 \cdot \log(f)$$

Εάν υποθέσουμε, ότι η απόσταση μεταξύ των RBS είναι 100 m, η ελεύθερη απώλεια πορείας για διαφορετικά εύρη συχνότητας δίνονται στον παρακάτω πίνακα.

Frequency band [MHz]	L_p [dB]
800	70
900	71
1500	76
1800	78
1900	78
2000	78

5.2.8 ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑΤΑ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΩΝ

Η απαιτούμενη απομόνωση μπορεί να υπολογιστεί με τον ακόλουθο τρόπο:

$$\Delta S = 10 \log (1 + 10^{P_{int}/10^N}) \Rightarrow$$

(A tolerable value of ΔS is 0.8dB) \Rightarrow

$$P_{int} = N - 6.94$$

$$(N = N_t + N_f + 10 \log B)$$

The required isolation can then be found as:

$$L_{isol} = P_{em} - P_{int}$$

Η προϋπόθεση του μπλοκαρίσματος I_{block} για το eNB της τεχνολογίας LTE είναι 16dBm και έχει προσδιοριστεί για μία υποβάθμιση ΔS των 6 dB.

The required isolation can be found as:

$$L_{isol} = P_{BS} - I_{block}$$

Where:

I_{block} is the received interference (= +16dBm)

P_{BS} is the output power from the aggressor BS (=43dBm)

$$\Rightarrow L_{isol} = 43 - 16 = 27 \text{ dB}$$

Ένα παράδειγμα υπολογισμού μίας απαιτούμενης απομόνωσης για ένα βασικό σταθμό GSM που συνυπάρχει, βρίσκεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα (το εύρος συχνότητας της τεχνολογίας LTE υποτίθεται ότι είναι 10 MHz):

- ✚ GSM1800 μέγιστο επίπεδο εκπομπής: -98 dBm/100kHz
- ✚ $P_{em} = -98 + 10 \log(10/0.1) = -78 \text{ dBm}$ Ποσό θορύβου 5 dB
- ✚ $N = -114 + 5 + 10 \log(10) = -99 \text{ dBm}$
- ✚ $P_{int} = -6.9 - 99 = -105.9 \text{ dB}$ $L_{isol} = -78 + 105.9 = 27.9 \text{ dB}$
- ✚ Χαπομόνωση μπορεί να επιτευχθεί με την πρόσθεση επιπλέον φίλτρων στον εξοπλισμό του GSM ή προσαρμόζοντας την λύση της πλευράς

Όταν οι βασικοί σταθμοί συνυπάρχουν, η απομόνωση μπορεί να επιτευχθεί είτε προσαρμόζοντας την λύση της πλευράς, είτε προσθέτοντας επιπλέον φίλτρα στον εξοπλισμό του GSM.

Για την συνύπαρξη στην ίδια γεωγραφική περιοχή, ο ελάχιστος προαπαιτούμενος φυσικός διαχωρισμός μεταξύ της τεχνολογίας LTE (με υποβάθμιση της τάξης των 0.8 dB) και του GSM, μπορεί να υπολογιστεί με δυσκολία στα 300m, όπως άλλωστε βλέπουμε και στον παρακάτω υπολογισμό:

- ✚ GSM1800 μέγιστο επίπεδο εκπομπής: -61 dBm/100kHz
- ✚ $P_{em} = -61 + 10 \log(10/0.1) = -41 \text{ dBm}$
- ✚ Ποσό θορύβου 5 dB
- ✚ $N = -114 + 5 + 10 \log(10) = -99 \text{ dBm}$
- ✚ $P_{int} = -6.9 - 99 = -105.9 \text{ dB}$
- ✚ $L_{isol} = -41 + 105.9 = 64.9 \text{ dB}$
- ✚ Υποθέτοντας ότι $D = 10 \text{ dB}$, $f = 2600 \text{ MHz}$, $G_a = G_b = 18 \text{ dB}$
- ✚ $L_{isol} = 32.4 + 20 \log(d) + 20 \log(f) - (G_a + G_b) + D = 30 \text{ dB} \Rightarrow d = 0.32 \text{ km}$

Υπολογίστε τα μέγιστα επίπεδα αναληθής εκπομπής, τα οποία επιτραπούν και μπορούν να υπολογιστούν, υποθέτοντας ότι $L_{isol} = 30 \text{ dB}$:

- Assuming $L_{isol} = 30 \text{ dB}$, $N_f = 5 \text{ dB}$, $\Delta S = 0.8 \text{ dB}$
- $N =$
- $P_{int} =$
- $P_{em} =$

5.2.9 ΣΥΝΤΟΠΙΣΜΟΣ ΚΑΙ ΣΥΝΥΠΑΡΞΗ ΓΙΑ ΤΟ E-UTRA

5.3.1 E-UTRA ME E-UTRA

	$\Delta S [dB]$	$P_{em} [dBm]$	$I_{rx} - N [dBm]$	$L_{isol} [dB]$
Spurious emissions, colocation	0.8	-96/100kHz	-6.9	29.9
Spurious emissions, coexistence, different bands, E-UTRA band 7 to E-UTRA band 7	0.8	-49/1000kHz	-6.9	66.9
Spurious emissions, coexistence, same band	0.8	-96/100kHz	-6.9	29.9
	$\Delta S [dB]$	$P_{BS} [dBm]$	$I_{block} [dBm]$	$L_{isol} [dB]$
Blocking	6	43	16	27

5.3.2 E-UTRA ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 7 ΜΕ GSM 1800

	$\Delta S [dB]$	$P_{em} [dBm]$	$I_{rx} - N [dBm]$	$L_{isol} [dB]$
Spurious emissions, colocation	0.8	-98/100kHz	-6.9	27.9
Spurious emissions, coexistence, same band	0.8	-61/100kHz	-6.9	64.9
	$\Delta S [dB]$	$P_{BS} [dBm]$	$I_{block} [dBm]$	$L_{isol} [dB]$
Blocking	6	43	16	27

5.3.3 E-UTRA ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 7 ΜΕ UTRA ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ I

	$\Delta S [dB]$	$P_{em} [dBm]$	$I_{rx} - N [dBm]$	$L_{isol} [dB]$
Spurious emissions, colocation	0.8	-96/100kHz	-6.9	29.9
Spurious emissions, coexistence, same band	0.8	-49/1000kHz	-6.9	66.9
	$\Delta S [dB]$	$P_{BS} [dBm]$	$I_{block} [dBm]$	$L_{isol} [dB]$
Blocking	6	43	16	27

5.3.4 E-UTRA ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 13 ΜΕ CDMA 2000 ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 0

Τα όρια των αναληθών εκπομπών στο InCDMA2000, για βασικούς σταθμούς που βρίσκονται στην ίδια περιοχή και συνυπάρχουν είναι για περαιτέρω αναφορά και τα

σχεδιαγράμματα απομόνωσης δεν μπορούν να υπολογιστούν.

Δεν μπορούν να προκύψουν συγκρούσεις μεταξύ των λειτουργικών γραμμών για το E-UTRABand 13 και το CDMA 2000 Band0, γι' αυτό το λόγο οι προστατευτικές γραμμές δεν είναι απαραίτητες. Σ' αυτή την περίπτωση, δεν είναι αναγκαίες επιπρόσθετες ενέργειες πέρα από τη χρήση των κατάλληλων φίλτρων.

5.3.5 ΛΥΣΕΙΣ ΣΥΝΤΟΠΙΣΜΟΥ

5.3.6 ΣΥΝΤΟΠΙΣΜΟΣ ΜΕ ΞΕΧΩΡΙΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΕΡΑΙΑΣ

Στην τεχνολογία LTE, οι κεραίες και το υπόλοιπο σύστημα είναι χωρισμένα κάθετα και οριζόντια σε μία συγκεκριμένη απόσταση, τα οποία δείχνουν παράλληλα ή το ένα μακριά από το άλλο.

Όταν χρησιμοποιείται οριζόντιος διαχωρισμός, τα αζιμούθια δε διασταυρώνονται.

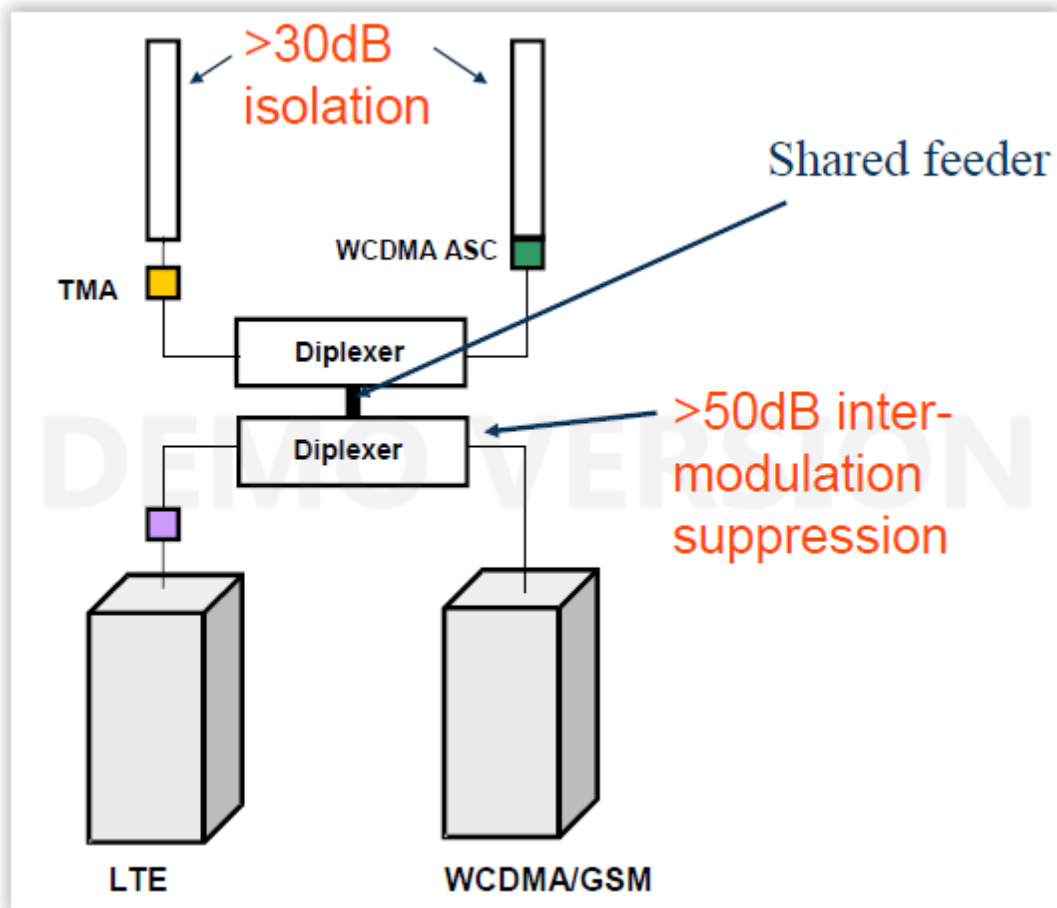
Όταν χρησιμοποιείται κάθετος διαχωρισμός, οι γωνίες κλίσης δεν πρέπει να διασταυρώνονται.

Horizontal Beam Width (directional antennas)	<i>GSM 900 only [m]</i>	<i>GSM1800/GSM1900/UMTS/LTE only [m]</i>	<i>GSM900 with GSM1800/GSM1800/GSM1900/UMTS/LTE [m]</i>
65 ± 10	0.4	0.2	0.3
90 ± 10	1.0	0.5	0.5
105 ± 10	1.5	0.7	0.7
120 ± 10	2.0	1.0	1.0
180 ± 10	5.0	2.5	2.5
Antenna Gain (omni antennas)			
< 10	3.0	1.5	1.0
> 10	5.0	2.5	1.0

5.3.7 ΣΥΝΤΟΠΙΣΜΟΣ ΜΕ ΔΙΠΛΟ ΔΙΠΛΕΚΤΗ ΚΑΙ ΚΟΙΝΟ ΜΑΣΤ FEEDER

Σ' αυτή τη λύση, υπάρχουν δύο διπλεκτές. Ο πρώτος διπλεκτής συνδυάζει το Tx/Rx από την τεχνολογία LTE και το Tx/Rx από άλλη τεχνολογία για κάθε βασικό σταθμό σ' ένα μόνο

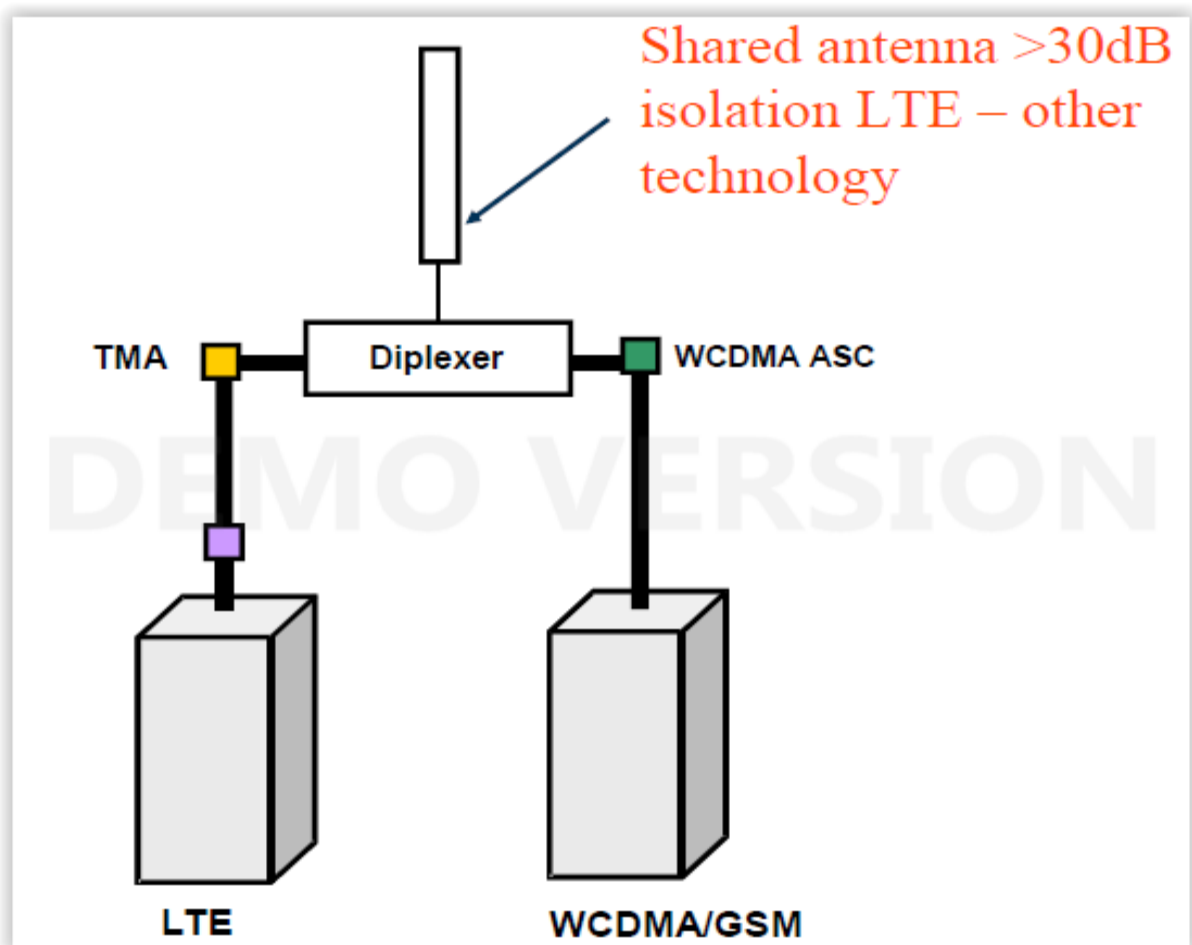
τροφοδοτικό, το οποίο ανέρχεται στον ιστό. Ο δεύτερος διπλεκτής χωρίζει αυτά τα δύο σε διαφορετικές ASC/TMA κεραίες. Αυτές οι κεραίες θα πρέπει να έχουν τουλάχιστον απομόνωση κεραίας της τάξης των 30 dB. Ο πρώτος διπλεκτής, θα πρέπει να είναι τουλάχιστον 50dB και η κύρια ανησυχία είναι τα προϊόντα του ενδιαμέσου συντοπισμού από την τρίτη σειρά που έχει παραχθεί μετά τον πρώτο διπλεκτή.



5.3.8 ΣΥΝΥΠΑΡΞΗ ΜΕ ΚΟΙΝΗ ΚΕΡΑΙΑ

Η ήδη υπάρχουσα κεραία Tx/Rx αντικαταστήθηκε από μία κεραία, η οποία καλύπτει και

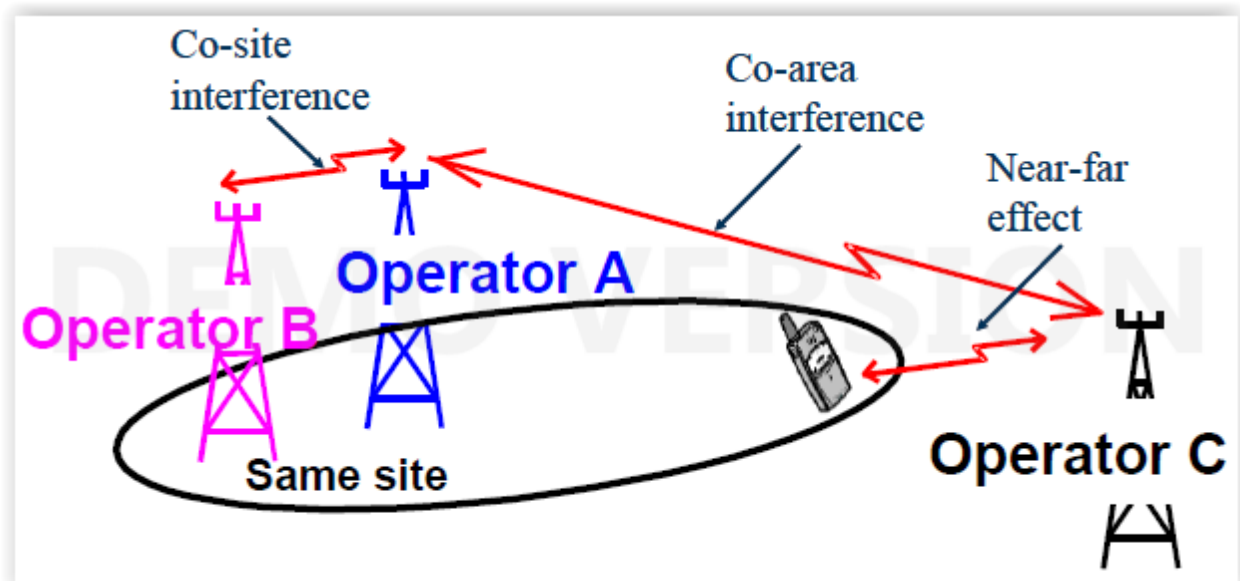
την τεχνολογία LTE και την άλλη τεχνολογία (στην ουσία είναι δύο κεραίες στον ίδιο ραδιοθόλο). Αυτή η κεραία θα πρέπει να έχει τουλάχιστον απομόνωση της τάξης των 30dB μεταξύ της τεχνολογίας LTE και της άλλης τεχνολογίας.



5.3.9 ΠΡΟΒΛΗΜΑ NEAR-FAR

Για να περάσουμε από το σενάριο ενός βασικού σταθμού σ' ένα κινητό τηλέφωνο, το βασικότερο πρόβλημα είναι η επίδραση του Near-Far. Ας υποθέσουμε πως ένα σύστημα της

τεχνολογίας LTE έχει αναπτυχθεί στην ίδια γεωγραφική περιοχή χρησιμοποιώντας διπλανά κομμάτια συχνότητας.



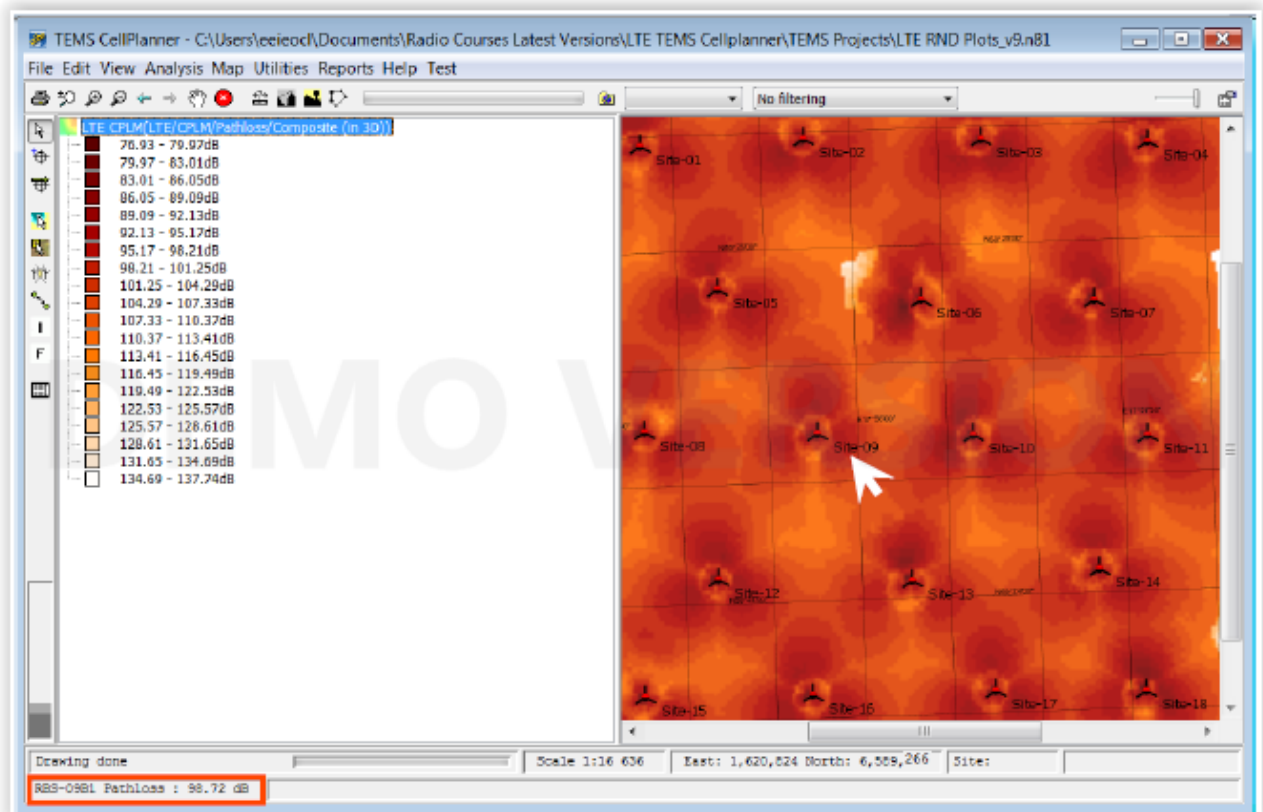
Στο σχεδιάγραμμα παραπάνω, το σύστημα A αντιπροσωπεύει το σύστημα της τεχνολογίας LTE και τα συστήματα B και C ανήκουν σ' άλλη τεχνολογία. Όταν ένα κινητό τηλέφωνο από το σύστημα A εντοπίζεται κοντά σ' ένα σταθμό του συστήματος C, μπορεί να προκαλέσει παρεμβολή στο λήπτη με το σταθμό του συστήματος C και μπορεί να συμβεί και το αντίστροφο. Όταν ο εξοπλισμός του χρήστη του συστήματος A εντοπίζεται μακριά από το σταθμό του συστήματος A αλλά παράλληλα κοντά στο σταθμό του συστήματος C, θα προκύψει σημαντική παρεμβολή καθώς το κινητό τηλέφωνο μεταδίδει σε υψηλά επίπεδα ενέργειας για να καταφέρει να ξεπεράσει την υψηλή απώλεια πορείας. Εάν διάφοροι χειριστές έχουν στην ίδια περιοχή βασικούς σταθμούς, το πρόβλημα Near-Far εξαλείφεται.

6 ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ LTE CELL ΚΑΙ Ο ΤΕΧΝΙΚΟΣ ΕΞΟΠΛΙΣΜΟΣ

6.1 ΔΟΚΙΜΕΣ ΤΟΥ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΟΣ CELLPLANNER ΤΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ LTE

Το TEMSCellPlanner(TCP) της τεχνολογίας LTE, χρησιμοποιεί μία ποικιλία από μοντέλα για

την απώλεια πορείας, με σκοπό να προβλέψει και να επισημάνει την απώλεια πορείας μεταξύ της κεραιας του RBS και του τερματικού του χρήστη, όπως άλλωστε απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



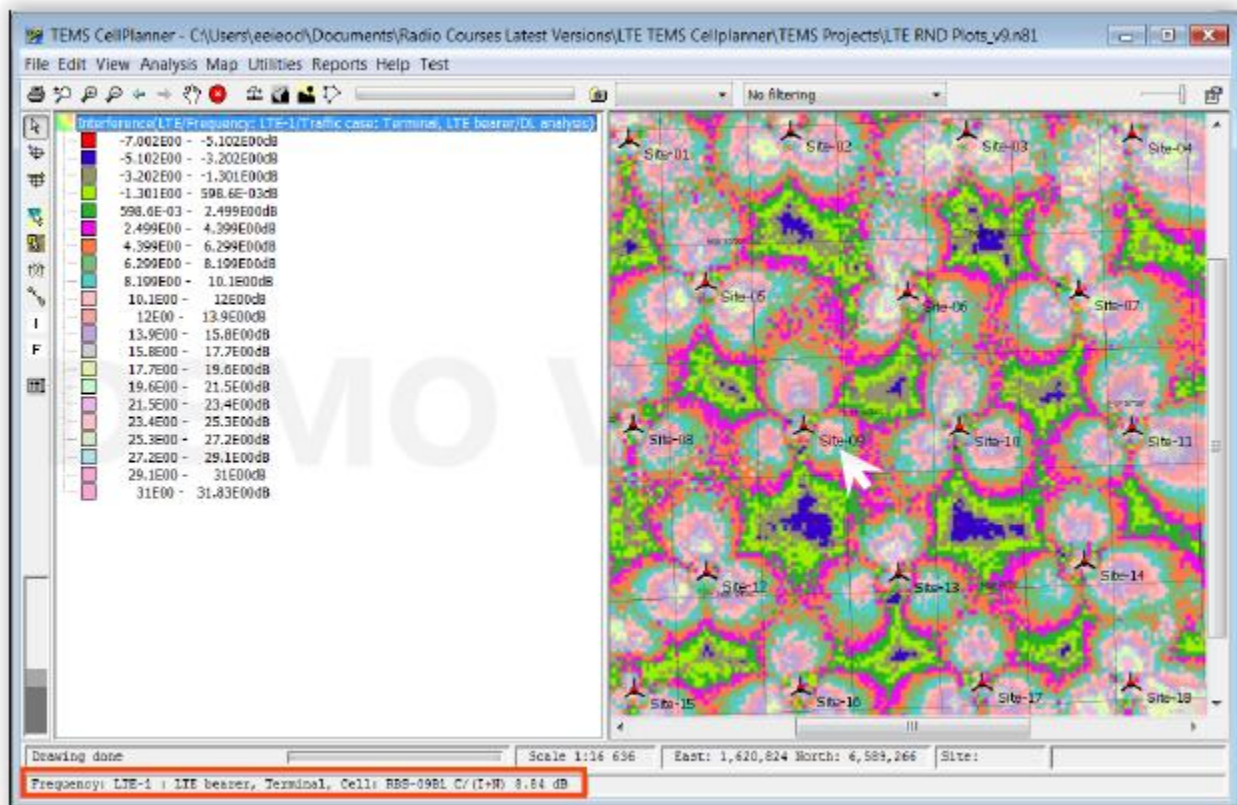
Η γραμμή κατάστασης στο κάτω μέρος της οθόνης προβάλλει συνεχώς τις συντεταγμένες και την απώλεια πορείας στο στο κελί που εξυπηρετεί. Στην απεικόνιση του παραπάνω σχεδιαγράμματος, η θέση αναφοράς του πλέγματος East 1,620,824 North 6,589,266 εξυπηρετείται από το RBS-9 κελίB1 με μία απώλεια πορείας της τάξης των 98.72 dB.

Η πρόβλεψη για απώλεια πορείας χρησιμοποιείται για να παράγει τις παρακάτω επισημάνσεις:

- Η καθοδική ζεύξη να μπορεί υπολογίσει το μέσο όρο του SINR για ένα δωσμένο φορτίο
- Η καθοδική ζεύξη να μπορεί να υπολογίσει το ρυθμό μετάδοσης του RB για ένα δωσμένο φορτίο
- Ο ρυθμός μετάδοσης κατά την καθοδική ζεύξη για ένα δωσμένο φορτίο
- Η ανοδική ζεύξη να μπορεί να υπολογίσει το μέσο όρο του SINR ενός τεχνητού φορτίου Monte-Carlo
- Η ανοδική ζεύξη να μπορεί να υπολογίσει το ρυθμό μετάδοσης ενός τεχνητού φορτίου Monte-Carlo
- Η γειτονική ανάλυση της τεχνολογίας LTE

6.2 DOWNLINK SINR ΓΙΑ ΕΝΑ ΔΩΣΜΕΝΟ ΦΟΡΤΙΟ

Χρησιμοποιώντας την πρόβλεψη για την απώλεια πορείας, το TCP της τεχνολογία LTE είναι σε θέση να παράγει μία επισήμανση για το SINR ενός δωσμένου φορτίου. Η καθοδική ζεύξη του TCP της επισήμανσης του SINR στο σχεδιάγραμμα, έχει παραχθεί για ένα φορτίο συστήματος της καθοδικής ζεύξης της τάξης του 60% (ποσοστό από χρησιμοποιημένα RBs).

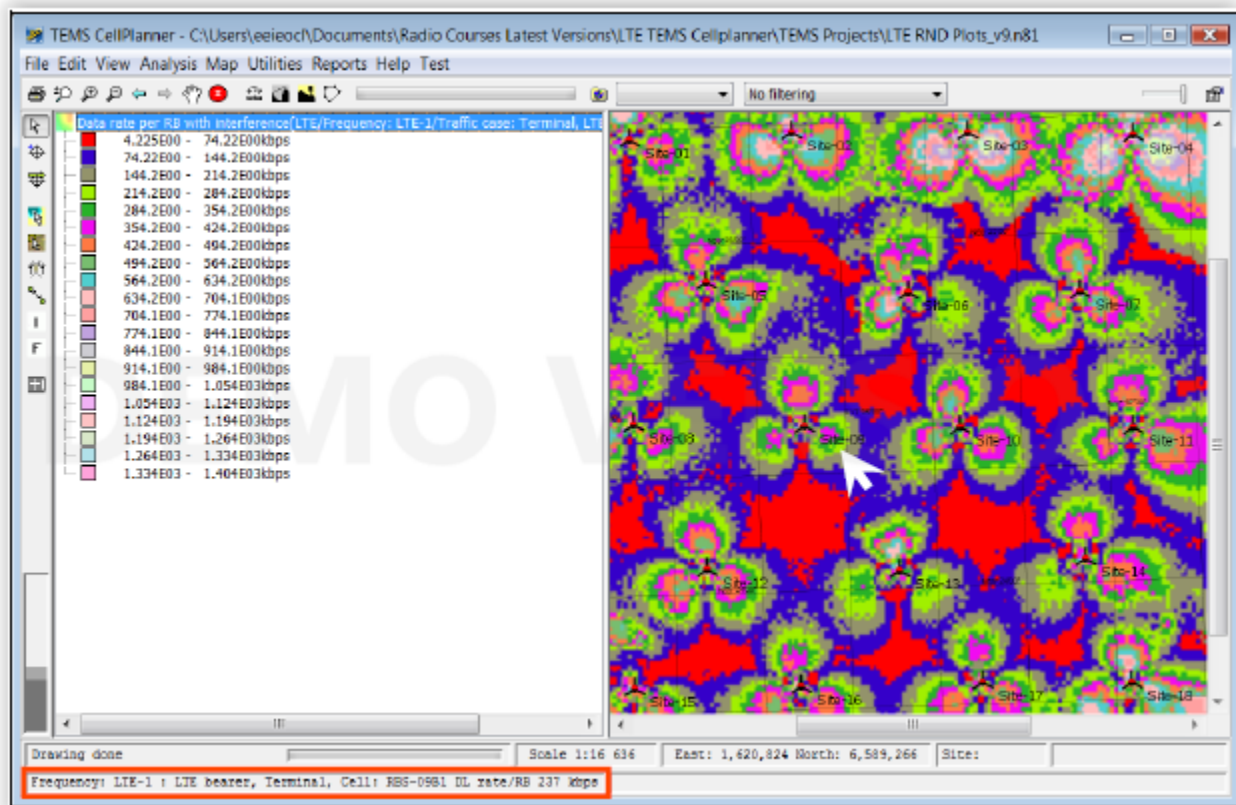


Από την επισήμανση στο παραπάνω σχεδιάγραμμα, μπορούμε να δούμε ότι το SINR της καθοδικής ζεύξης, μπορεί να είναι αρκετά χαμηλό εκεί που τα πεδία συμπέτουν, εξαιτίας της παρεμβολής στο ενδιάμεσο κελί. Το cellplanner θα πρέπει να προσπαθήσει να το ελαχιστοποιήσει αυτό με διάφορες κεραιές, με εύρος ακτινών και με κάτω κλίσεις. Εφόσον θα υπάρχει πάντοτε κάποια αλληλοεπικάλυψη μεταξύ των πεδίων, θα πρέπει να ληφθούν μέτρα, έτσι ώστε να διασφαλίσουμε ότι αυτό δεν θα συμβεί σε περιοχές με υψηλή κίνηση.

Η γραμμή κατάστασης στο κάτω μέρος της οθόνης προβάλλει συνεχώς τις συντεταγμένες και το SINR που εξυπηρετεί κατά την καθοδική ζεύξη. Στην απεικόνιση του παραπάνω σχεδιαγράμματος, η θέση αναφοράς του πλέγματος East 1,620,824 North 6,589,266 εξυπηρετείται από το RBS-9 κελί B1 με ένα SINR κατά την καθοδική ζεύξη της τάξης των 8.84dB.

6.3 DOWNLINK RB ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΓΙΑ ΕΝΑ ΔΩΣΜΕΝΟ ΦΟΡΤΙΟ

Εάν βασιστούμε στο SINR της καθοδικής ζεύξης, το TCP της τεχνολογίας LTE είναι σε θέση να παράγει ένα σχέδιο ρυθμού μετάδοσης από το αντίστοιχο RB της καθοδικής ζεύξης για ένα ήδη δωσμένο τύπο καναλιού, την ταχύτητα του τερματικού του χρήστη καθώς και το σχέδιο μετάδοσης. Το σχέδιο κάλυψης, το οποίο απεικονίζεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα, δείχνει το πιθανό ρυθμό μετάδοσης του RB κατά την καθοδική ζεύξη για τον τύπο καναλιού EPA (Enhanced Pedestrian A), υποθέτοντας ότι η ταχύτητα του τερματικού ανέρχεται στα 2.1 km/h, το σχέδιο μετάδοσης είναι 2X2 MIMO και το φορτίο του συστήματος είναι στο 60%.



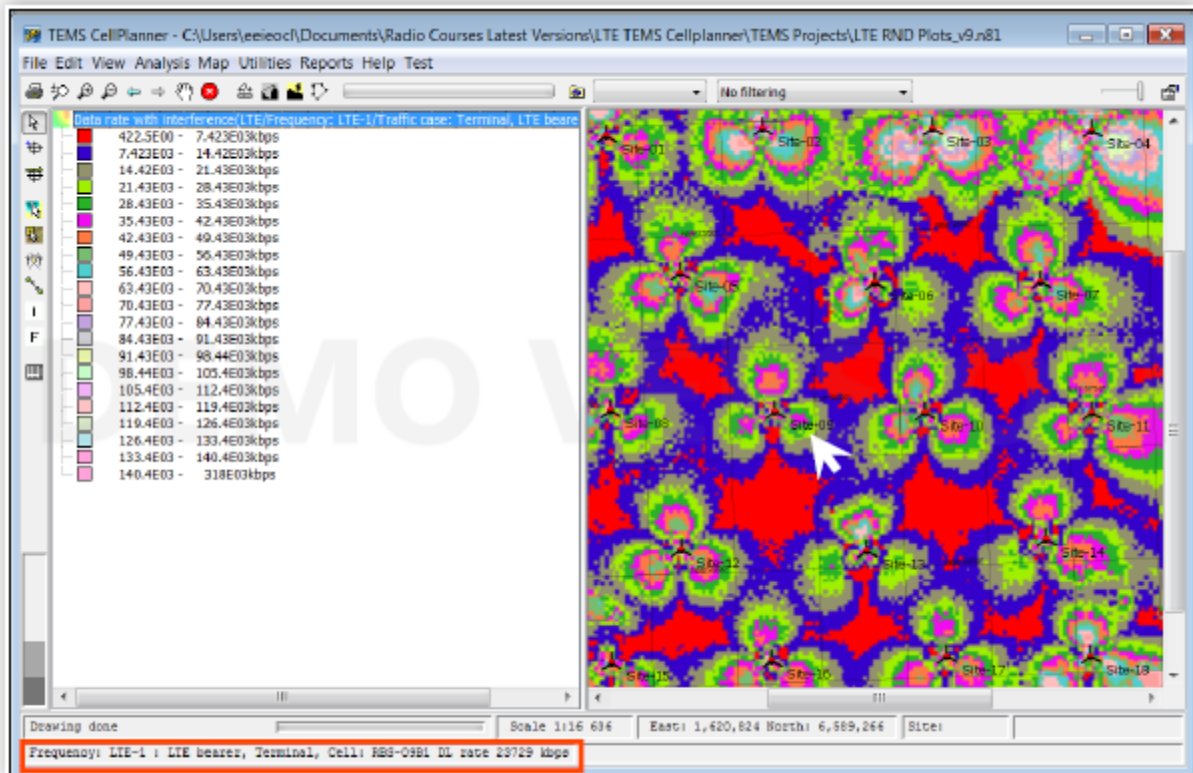
Από το σχέδιο στο παραπάνω σχεδιάγραμμα, βλέπουμε ότι ο ρυθμός μετάδοσης του RB κατά την καθοδική ζεύξη μπορεί να είναι αρκετά χαμηλός στα σημεία όπου τα πεδία αλληλοεπικαλύπτονται εξαιτίας της παρεμβολής στο ενδιάμεσο κελί. Το cellplanner θα προσπαθήσει να διασφαλίσει ότι ο υψηλότερος ρυθμός μετάδοσης RB κατά την καθοδική ζεύξη υποστηρίζεται σε περιοχές με συγκέντρωση υψηλών επιπέδων κίνησης.

Η γραμμή κατάστασης στο κάτω μέρος της οθόνης προβάλλει συνεχώς τις συντεταγμένες και το ρυθμό μετάδοσης του RB που εξυπηρετεί κατά την καθοδική ζεύξη. Στην απεικόνιση του παραπάνω σχεδιαγράμματος, η θέση αναφοράς του πλέγματος East 1,620,824 North 6,589,266 εξυπηρετείται από το RBS-9 κελί B1 με ένα ρυθμό μετάδοσης του RB κατά την καθοδική ζεύξη της τάξης των 237 kbps.

6.4 Η ΚΑΘΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ΓΙΑ ΕΝΑ ΔΩΣΜΕΝΟ ΦΟΡΤΙΟ

Με βάση τον αριθμό από διαθέσιμα RB στο εύρος συχνότητας του καναλιού και το ρυθμό μετάδοσης του RB κατά την καθοδική ζεύξη, το TCP της τεχνολογίας LTE μπορεί να παράγει ένα σχέδιο για το ρυθμό μετάδοσης της καθοδικής ζεύξης για ένα δωσμένο φορτίο,

υποθέτοντας ότι όλα τα RBs έχουν χρησιμοποιηθεί για να υποστηρίξουν τον κομιστή της τεχνολογίας LTE. Το σχέδιο για το ρυθμό μετάδοσης της καθοδικής ζεύξης, το οποίο απεικονίζεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα, δείχνει τον πιθανό ρυθμό μετάδοσης του κομιστή για τον τύπο καναλιού EPA (Enhanced Pedestrian A), υποθέτοντας ότι η ταχύτητα του τερματικού ανέρχεται στα 2.1 km/h, το σχέδιο μετάδοσης είναι 2X2MIMO, το εύρος συχνότητας του καναλιού είναι 20 MHz και το φορτίο του συστήματος είναι στο 60%.



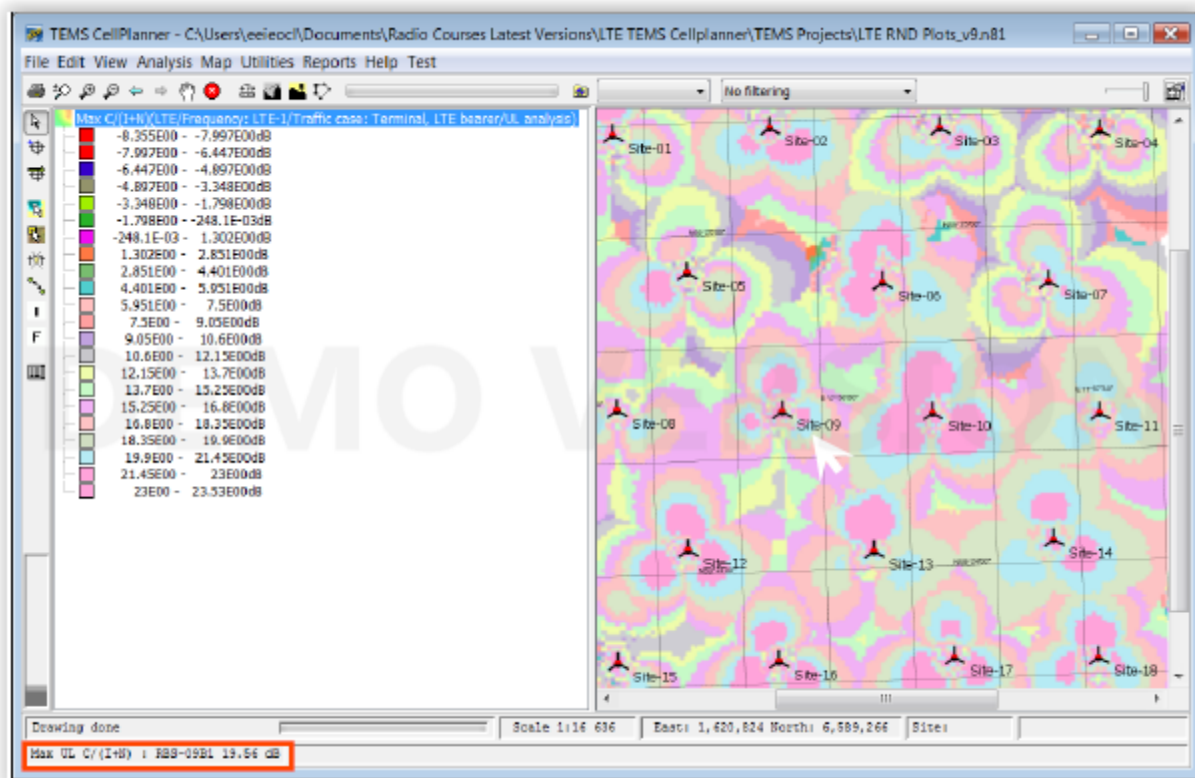
Από το παραπάνω σχεδιάγραμμα, βλέπουμε ότι ο χαμηλότερος ρυθμός μετάδοσης που πρέπει να καλυφθεί στην περιοχή, είναι 422 kbps. Αυτή η τιμή πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την ανάγκη για διαβίβαση δεδομένων στην άκρη του κελιού του δικτύου.

Η γραμμή κατάστασης στο κάτω μέρος της οθόνης προβάλλει συνεχώς τις συντεταγμένες και το ρυθμό μετάδοσης που εξυπηρετεί κατά την καθοδική ζεύξη. Στην απεικόνιση του παραπάνω σχεδιαγράμματος, η θέση αναφοράς του πλέγματος East 1,620,824 North 6,589,266 εξυπηρετείται από το RBS-9 κελί B1 με ένα ρυθμό μετάδοσης κατά την καθοδική ζεύξη της τάξης των 23729 kbps ή περίπου των 24 Mbps.

6.5 UPLINK MAXIMUM SINR ΓΙΑ ΕΝΑ ΦΟΡΤΙΟ ΜΟΝΤΕ-CARLO

Από τη στιγμή που η παρεμβολή της ανοδικής ζεύξης εξαρτάται από τη θέση του τερματικού του χρήστη, με σεβασμό απέναντι στους γειτονικούς βασικούς σταθμούς, η διαδικασία ανάλυσης του 'Monte-Carlo' χρησιμοποιείται για να προβλέψει μία τυπική

απόδοση του δικτύου για ένα δωσμένο αριθμό τερματικών που διανέμονται από άκρη σ' άκρη του δικτύου. Ένας διαμορφωμένος αριθμός από προσομοιώσεις, που η καθεμία χρησιμοποιεί μία ψευδο- τυχαία διανομή από τερματικά στο δίκτυο, χρησιμοποιούνται για να παράγουν μία κατά μέσο όρο ένδειξη της απόδοσης του δικτύου κατά την ανοδική ζεύξη. Το μέγιστο SINR της ανοδικής ζεύξης, μετά από 100 προσομοιώσεις Monte-Carlo απεικονίζεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



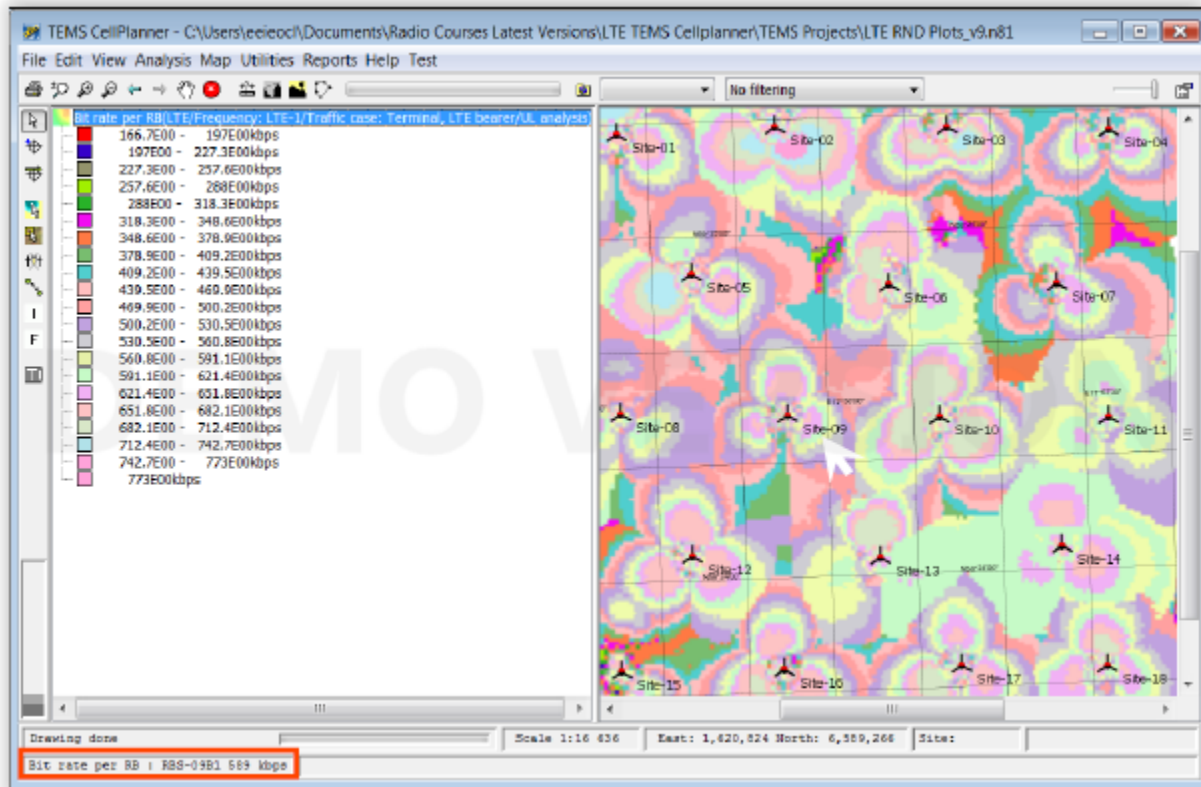
Στο παραπάνω σχεδιάγραμμα, βλέπουμε ότι το SINR της ανοδικής ζεύξης (το οποίο έχει υπολογιστεί χρησιμοποιώντας Monte-Carlo) μπορεί να είναι επίσης αρκετά χαμηλό εκεί που τα πεδία αλληλοεπικαλύπτονται εξαιτίας της παρεμβολής των τερματικών σ' άλλα κελιά. Όπως και στην καθοδική ζεύξη, το cellplanner θα πρέπει να προσπαθήσει να το ελαχιστοποιήσει αυτό με διάφορες κεραιές στα εύρη των κομιστών και στις κάτω κλίσεις.

Η γραμμή κατάστασης στο κάτω μέρος της οθόνης προβάλλει συνεχώς τις συντεταγμένες και το μέγιστο SINR της ανοδικής ζεύξης. Στην απεικόνιση του παραπάνω σχεδιαγράμματος, η θέση αναφοράς του πλέγματος East 1,620,824 North 6,589,266 εξυπηρετείται από το RBS-9 κελί και θα μπορούσε να υποστηρίξει ένα μέγιστο SINR κατά την ανοδική ζεύξη της τάξης των 19.5dB.

6.6 UPLINK RB ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΓΙΑ ΕΝΑ ΦΟΡΤΙΟ MONTE-CARLO

Με βάση το μέγιστο SINR της ανοδικής ζεύξης, το TCP της τεχνολογίας LTE είναι σε θέση να παράγει ένα σχέδιο για ρυθμό μετάδοσης με αντίστοιχο RB της ανοδικής ζεύξης για ένα

δωσμένο τύπο καναλιού και ταχύτητα του τερματικού. Το σχέδιο για κάλυψη, το οποίο απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα, δείχνει το πιθανό ρυθμό μετάδοσης του RBκατά την ανοδική ζεύξη για το τύπο καναλιού EPA, υποθέτοντας ότι η ταχύτητα του τερματικού ισούται με 2.1 km/h, σύμφωνα με τα αποτελέσματα της προηγούμενης ανάλυσης για το Monte- Carlo.



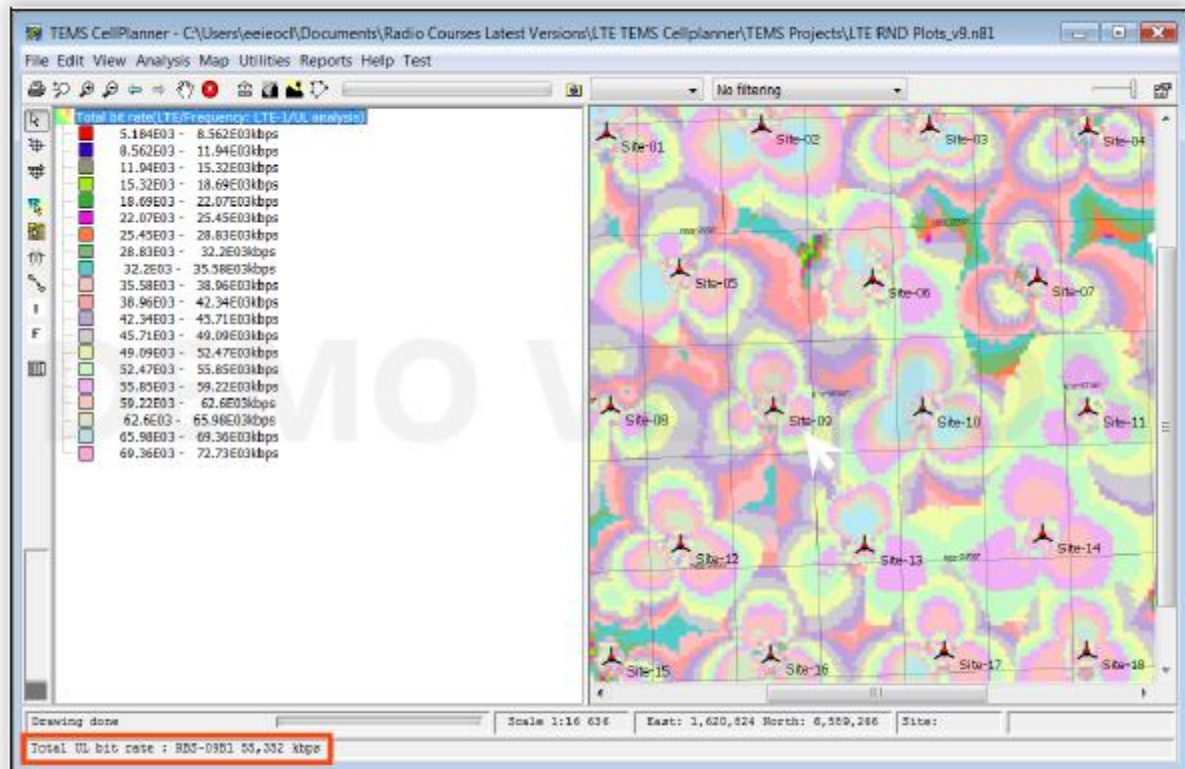
Από το σχέδιο στο παραπάνω σχεδιάγραμμα, βλέπουμε ότι ο ρυθμός μετάδοσης του RBκατά την ανοδική ζεύξη μπορεί να είναι αρκετά χαμηλός στα πεδία που αλληλοεπικαλύπτονται εξαιτίας της παρεμβολής των τερματικών σ' άλλα κελιά. Το cellplannerθα πρέπει να προσπαθήσει να διασφαλίσει ότι ο υψηλός ρυθμός μετάδοσης του RBκατά την ανοδική ζεύξη, υποστηρίζεται στις περιοχές, όπου υπάρχει συγκέντρωση υψηλής κινητικότητας.

Η γραμμή κατάστασης στο κάτω μέρος της οθόνης προβάλλει συνεχώς τις συντεταγμένες και το το ρυθμό μετάδοσης του RBκατά ανοδική ζεύξη. Στην απεικόνιση του παραπάνω σχεδιαγράμματος, η θέση αναφοράς του πλέγματος East 1,620,824 North 6,589,266 εξυπηρετείται από το RBS-9 κελί και θα μπορούσε να υποστηρίξει ένα ρυθμό μετάδοσης του RBκατά την ανοδική ζεύξη της τάξης των 589 kbps.

6.7 ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΔΕΔΩΜΕΝΩΝ ΣΤΗΝ ΑΝΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ΓΙΑ ΕΝΑ ΤΕΧΝΗΤΟ ΦΟΡΤΙΟΜΟΝΤΕ-CARLO

Με βάση τον αριθμό των διαθέσιμων RBστο εύρος συχνότητας του καναλιού μείων τον αριθμό που έχει καταχωρωθεί για το PUCCHκαι το ρυθμό μετάδοσης κατά την ανοδική ζεύξη, το TCPτης τεχνολογίας LTE, μπορεί να παράγει ένα σχέδιο για το ρυθμό μετάδοσης της ανοδικής ζεύξης για ένα δωσμένο φορτίο συστήματος, υποθέτοντας ότι όλα τα RBσχησιμοποιούνται για να υποστηρίξουν τον κομιστή της LTE. Το σχέδιο της κάλυψης, το

οποίο απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα, δείχνει το πιθανό ρυθμό μετάδοσης του κομιστή της LTE κατά την ανοδική ζεύξη για ένα τύπο καναλιού EPA, υποθέτοντας ότι η ταχύτητα του τερματικού ανέρχεται στα 2.1 km/h, το εύρος συχνότητας του καναλιού είναι 20 MHz (100-6= 94RBs), σύμφωνα με τα αποτελέσματα από την προηγούμενη ανάλυση για το Monte- Carlo.

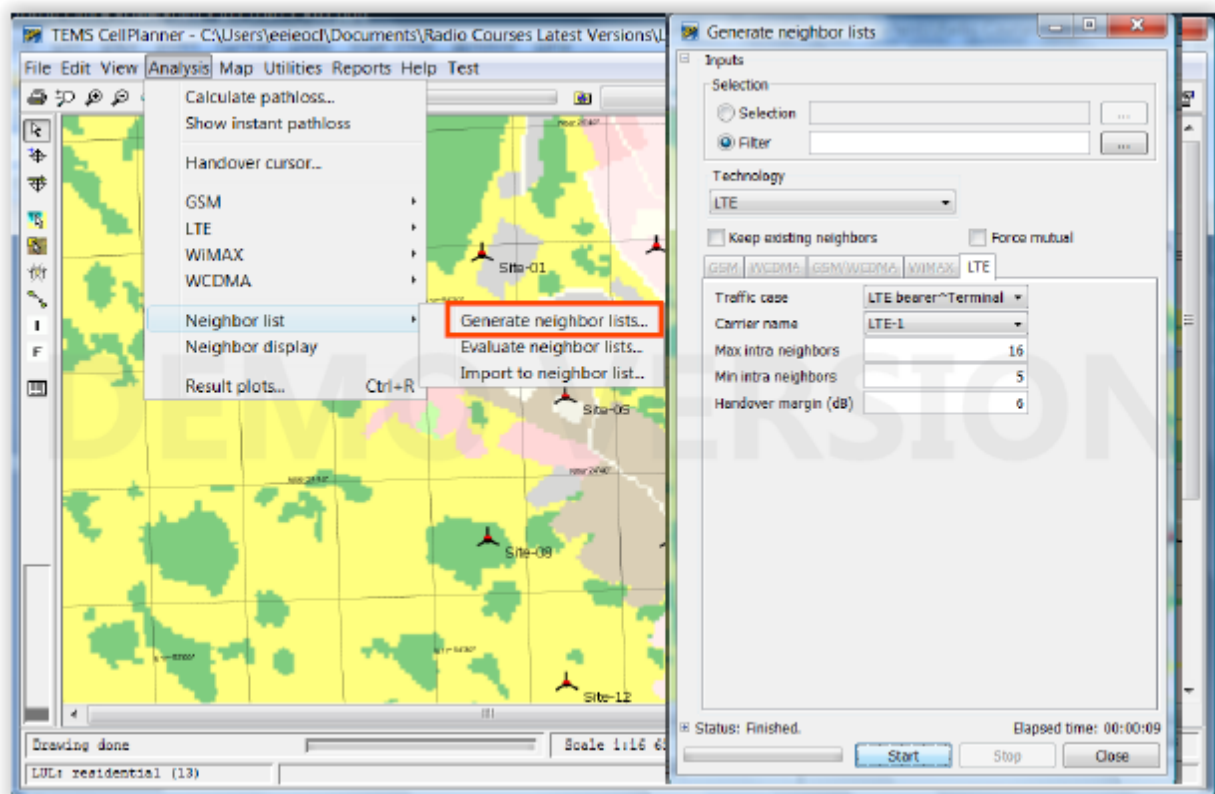


Από το παραπάνω σχεδιάγραμμα, μπορούμε να δούμε ότι ο χαμηλότερος ρυθμός μετάδοσης κατά την καθοδική ζεύξη στην περιοχή που μπορεί να καλυφθεί είναι 5.184 X 10 kbps ή 5.184 Mbps. Αυτή η τιμή θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την ανάγκη για διαβίβαση δεδομένων στην άκρη του κελιού του δικτύου.

Η γραμμή κατάστασης στο κάτω μέρος της οθόνης προβάλλει συνεχώς τις συντεταγμένες και το ρυθμό μετάδοσης κατά ανοδική ζεύξη. Στην απεικόνιση του παραπάνω σχεδιαγράμματος, η θέση αναφοράς του πλέγματος East 1,620,824 North 6,589,266 εξυπηρετείται από το RBS-9 κελί και θα μπορούσε να υποστηρίξει με ρυθμό μετάδοσης κατά την ανοδική ζεύξη της τάξης των 55352 kbps περίπου 55 Mbps.

6.8 ΓΕΙΤΟΝΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ LTE ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ

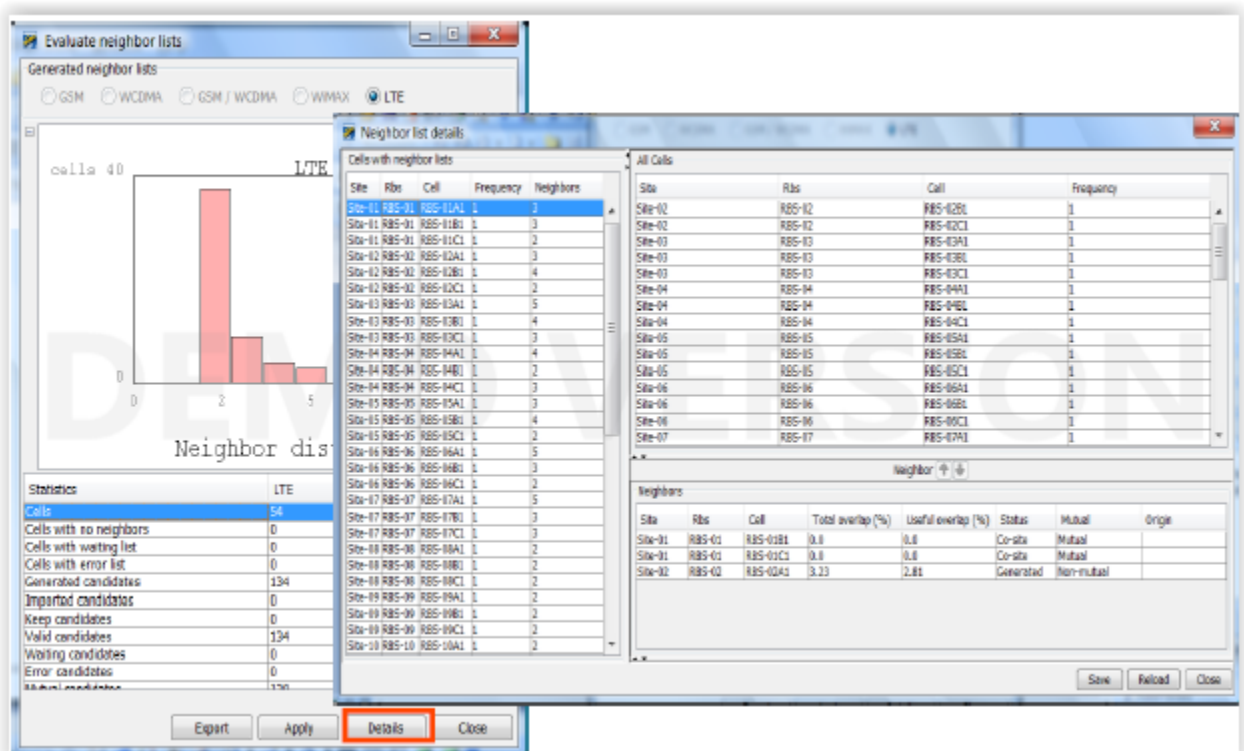
Το μοντέλο TEMSCellPlanner της τεχνολογίας LTE περιέχει επίσης μία λίστα ανάλυσης της λειτουργίας των γείτονων, η οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να δημιουργήσει μία λίστα από γείτονες για ένα δωσμένο αριθμό ιστών και μία κίνηση της LTE, όπως απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



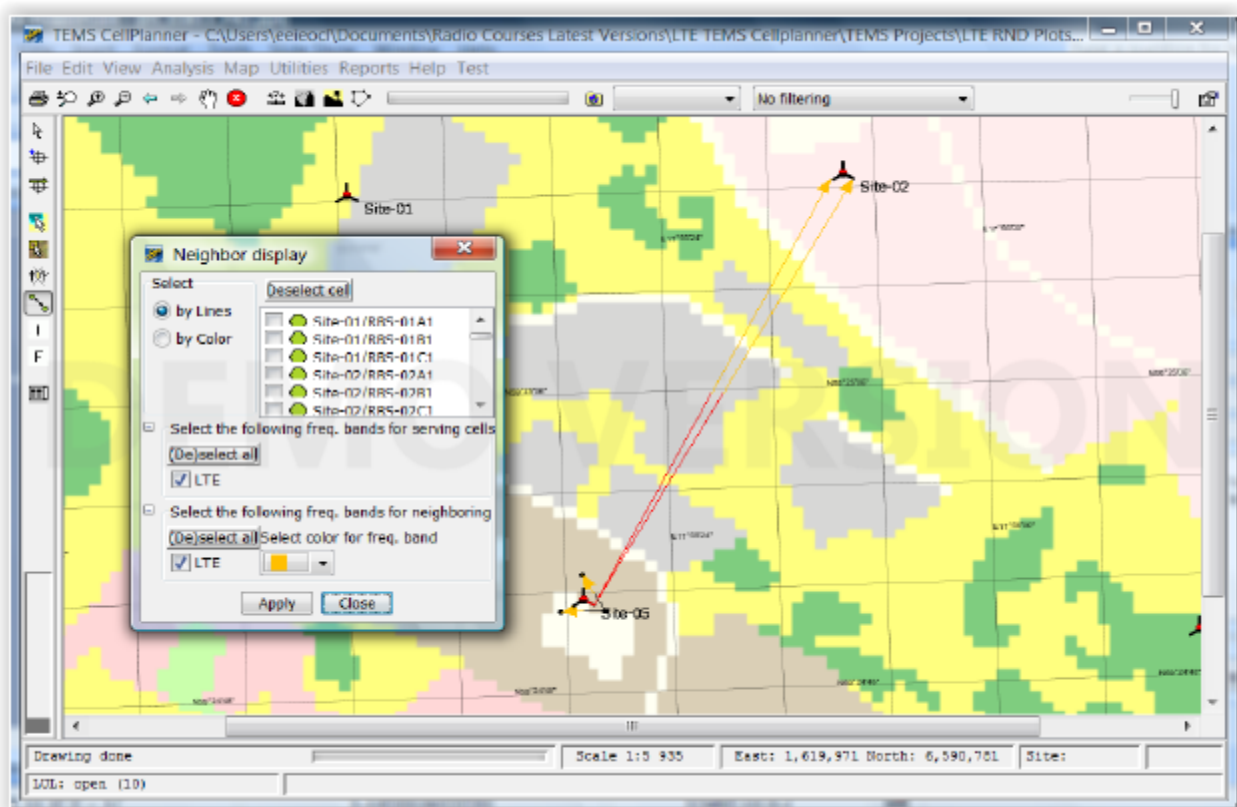
Για κάθε κελί που χρησιμοποιεί τον ίδιο μεταφορέα όπως αυτός ορίζεται στην επιλεγμένη κίνηση, η ανάλυση αξιολογεί τα πιθανά γειτονικά κελιά. Τα γειτονικά κελιά είναι τα κελιά στα οποία/ από τα οποία η μεταβίβαση είναι πιθανή στα/ από τα ήδη αναλυμένα κελιά (με βάση την ισχύ του σήματος, το RSRP). Το κάθε κελί που έχει αναλυθεί, η ανάλυση παρουσιάζει τα κελιά που επιτρέπουν τη μεταβίβαση σε μία γειτονική λίστα. Αυτοί οι γείτονες επιτρέπονται εάν βρίσκονται στη λίστα.

Είναι πιθανό να παρακάμψουμε αυτή την αυτόματη επιλογή, μετακινώντας τα κελιά μεταξύ της γειτονικής λίστας και μία λίστας αναμονής (τους ήδη υπάρχοντες υποψηφίους), μίας λίστας λάθους (οι τους υποψηφίους που έχουν απορριφθεί) και μίας λίστας με όλα τα άλλα κελιά.

Οι λίστες που έχουν δημιουργηθεί, μπορούν εξαχθούν, και οι ήδη υπάρχουσες γειτονικές λίστες μπορούν να εισαχθούν στο TCP.



Οι γείτονες από μερικά κελιά μπορούν επίσης να αναρτηθούν παραστατικά, όπως απεικονίζεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



6.9 Η ΟΙΚΟΓΕΝΕΙΑ RBS 6000

Η οικογένεια προϊόντων RBS 6000, όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα, σχεδιάστηκε για να υποστηρίξει μία μίξη από GSM, WCDMA και LTE στο ίδιο RBS και να διασφαλίσει μία ομαλή μετάβαση στις τεχνολογίες επόμενης γενιάς, ενώ παράλληλα παρέχει μία εξαιρετική χωρητικότητα του GSM και του WCDMA, με σκοπό να ανταποκρίνεται στις ανάγκες του σήμερα αλλά και σ' αυτές του μέλλοντος.



Ο εξωτερικός ευρείας κλίμακας βασικός σταθμός RBS 6102, περιέχει ραδιοφωνική μετάδοση και υποστήριξη μπαταρίας για να μπορέσει να υποστηρίξει ένα ολοκληρωμένο ιστό σ' ένα μόνο κομμάτι με ένα εμβαδόν διάρκειας της τάξης των 6 x12 GSM, 6x

4WCDMA με MIMO ή 6 x 20MHz της LTE με MIMO ή ένα συνδυασμό από μικρότερες δομές.

Ο εξωτερικός ευρείας κλίμακας βασικός σταθμός RBS 6102, υποστηρίζει τις ίδιες δομές με το RBS 610, αλλά χωρίς την υποστήριξη μπαταρίας.

Το RBS 6201 είναι ο εσωτερικός του 6101.

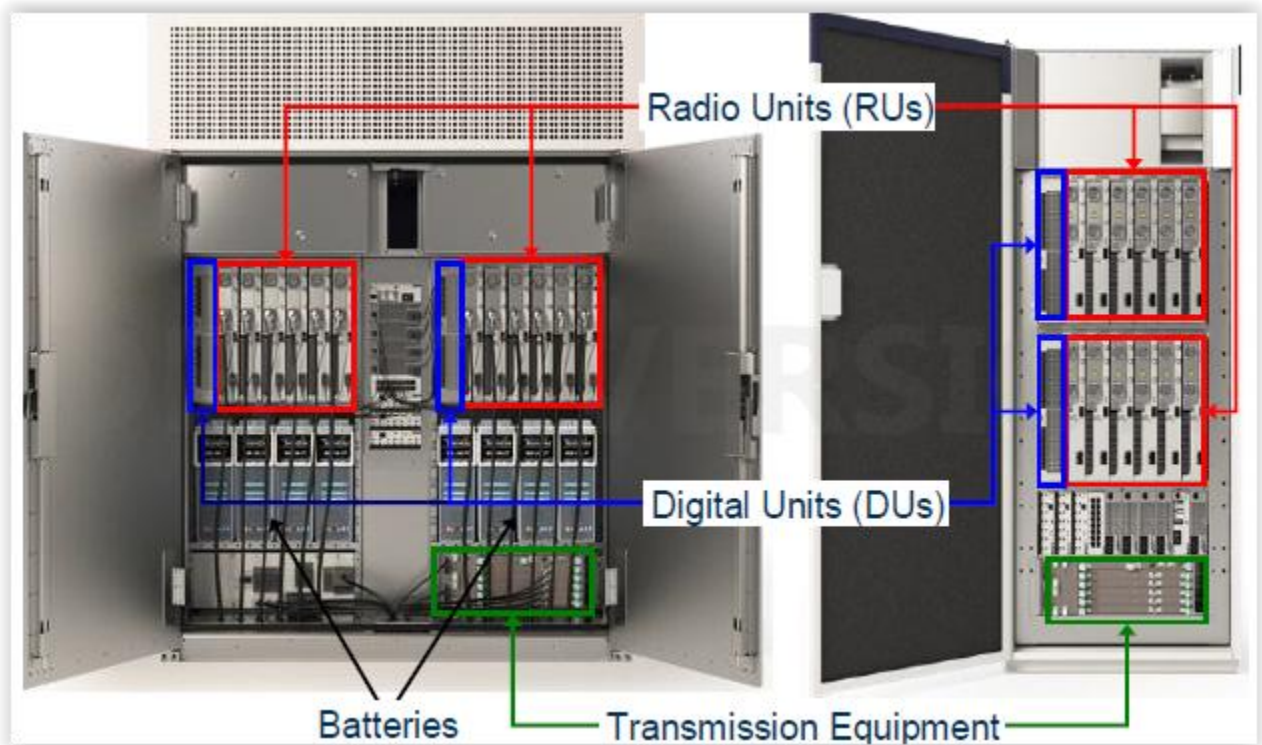
Όλα αυτά τα RBSs μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συνδυασμό με το RRU της τεχνολογίας LTE, με σκοπό να υποστηρίξουν την «βασική μακρινή απόσταση» του RBS.

Το RBS 6601 είναι μία μικρή, εσωτερική, βασική μονάδα, η οποία μπορεί να αναπτυχθεί μέσα σ' άλλα κομμάτια, τα οποία είναι ήδη στον ιστό. Ένα προϊόν της LTE θα μπορέσει να γίνει αντιληπτό ως μία βασική μονάδα RBS 6601 με RRU της LTE, μία λύση, η οποία μπορεί να αναπτυχθεί εύκαμπτα ακόμα και σε πολύ απαιτητικούς ιστούς με ελάχιστο διαθέσιμο χώρο.

Το RBS 6301 είναι μία βασική μονάδα με χαμηλή χωρητικότητα, πολύ συμπαγής για βασικές δομές του ιστού και λειτουργεί ως μικρής χωρητικότητας αντικαταστάτης. Οι τυπικές εφαρμογές χρειάζονται πυκνό αστικό περιβάλλον ή εσωτερικές λύσεις, και στις δύο περιπτώσεις όπου η ενέργεια του πλέγματος μπορεί να είναι τόσο αξιόπιστη έτσι ώστε να μην είναι αναγκαία η υποστήριξη μπαταρίας ενώ παράλληλα είναι απαραίτητο ένα μικρό περίγραμμα.

6.10 ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΤΟΥ ΤΕΧΝΙΚΟΥ ΕΞΟΠΛΙΣΜΟΥ RBS 6000

Το RBS 6102 έχει επίσης χώρο για υποστήριξη μπαταρίας, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



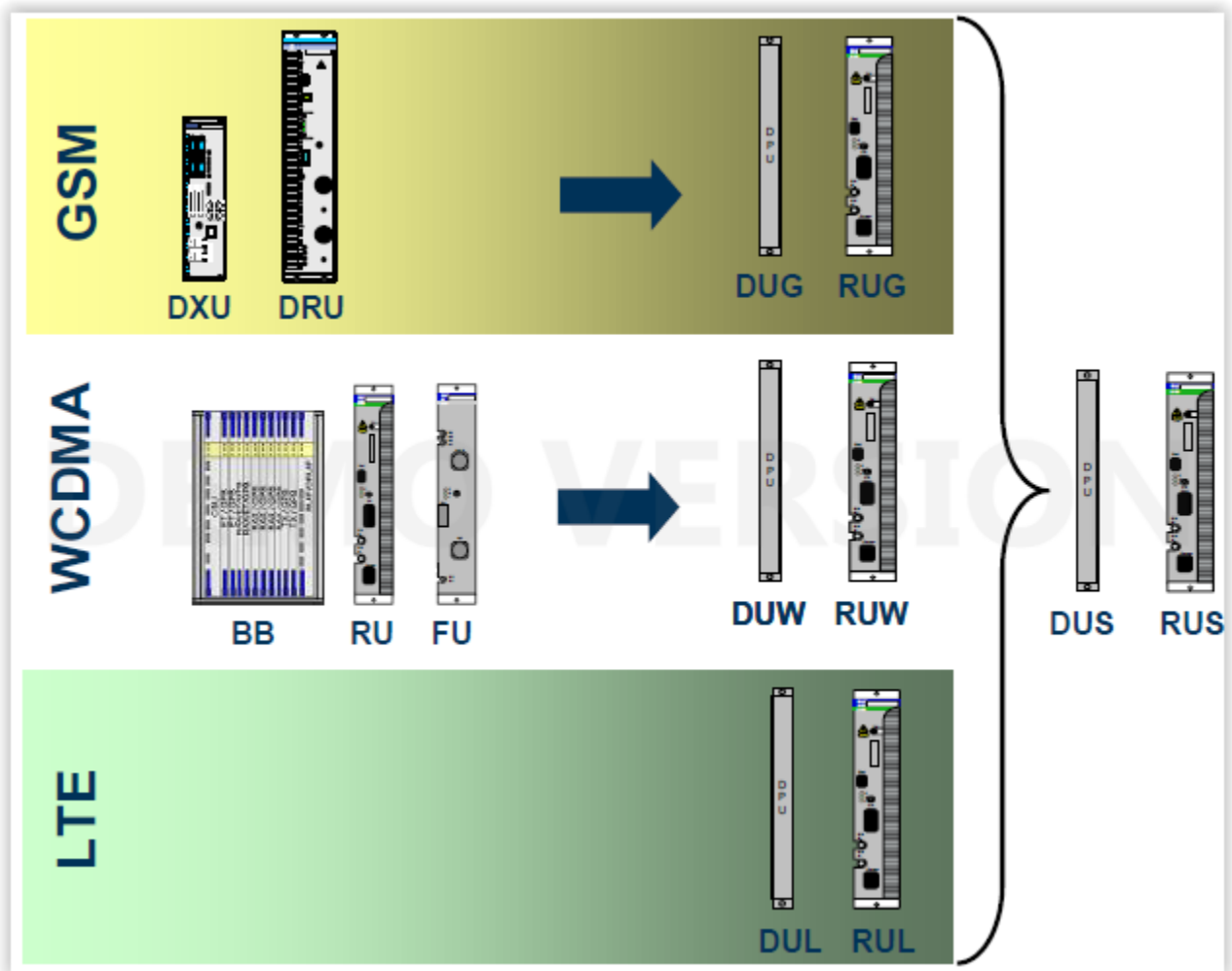
Η ραδιοφωνική μονάδα (RU) περιέχει τα παρακάτω στοιχεία:

- πομποδέκτης (TRX)
- πομπό για ενίσχυση ήχου(TX)
- πομπό/ δέκτη για διπλεξία(TX/RX)
- φίλτρα TX/RX
- υποστήριξη για VoltageStandingWave Ratio (VSWR)

Η ψηφιακή μονάδα (DU) περιέχει τα παρακάτω στοιχεία:

- έλεγχο επεξεργασίας
- ρολόι κατανομής
- συγχρονισμό από τη μεταφορά διεπαφής GPS
- επεξεργασία βασικού σταθμού δίκτυο μεταφοράς της διεπαφής
- RU συνδέσεις
- LAN του ιστού και διεπαφή συντήρησης

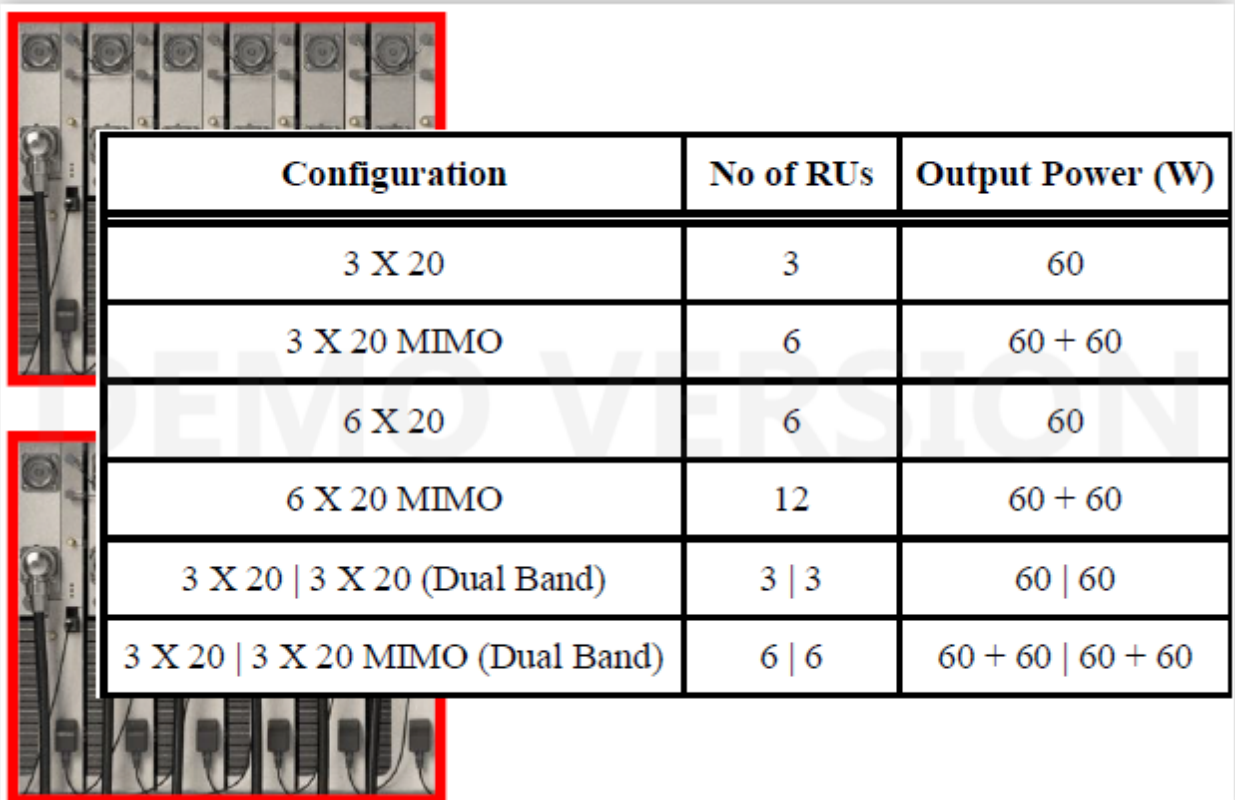
Εφόσον το προϊόν RBS 6000 αναπτύσσει GSM, WCDMA, η LTE θα υποστηριχθεί από το RU και DUS, όπως απεικονίζεται και στο παραπάνω σχεδιάγραμμα.



6.2.1 ΡΑΔΙΟΜΟΝΑΔΑ ΓΙΑ ΤΗΝ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ LTE (RUL)

Το RUL υποστηρίζει 60W απόδοση ενέργειας μ' ένα εύρος συχνότητας της τάξης των 20MHz.

Πολλαπλά RULs μπορούν να συνδυαστούν μέσα σε διαφορετικές ραδιοφωνικές δομές από 1 έως 6 πεδία και:



Configuration	No of RUs	Output Power (W)
3 X 20	3	60
3 X 20 MIMO	6	60 + 60
6 X 20	6	60
6 X 20 MIMO	12	60 + 60
3 X 20 3 X 20 (Dual Band)	3 3	60 60
3 X 20 3 X 20 MIMO (Dual Band)	6 6	60 + 60 60 + 60

6.2.2 ΨΗΦΙΑΚΗ ΜΟΝΑΔΑ ΓΙΑ ΤΗΝ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ LTE (DUL)

Το DUL περιέχει βασικό σταθμό, έλεγχο και μεταβολές, όσες και το το S1 και οι διεπαφές Mub για τα RBS της LTE.

Το DUL υποστηρίζει διαφορετικές χρονικά μίξεις στη διεπαφή της υψηλής ταχύτητας δεδομένων της LTE.


Οι πηγές του βασικού σταθμού έχουν συγκεντρωθεί στο DUL και η χωρητικότητα της υψηλής ταχύτητας δεδομένων, μπορεί να αξιοποιηθεί με τον καλύτερο τρόπο για να εφαρμοστεί σωστά στις ανάγκες του χειριστή για τον τύπο του χρήστη και τον αριθμό των υπηρεσιών.

Η χωρητικότητα του βασικού σταθμού έχει συγκεντρωθεί ανεξάρτητα από τα πεδία και τις συχνότητες και μέχρι δύο συγκεντρώσεις βασικών σταθμών μπορούν να υπάρχουν (2 DUL μονάδες) στον ίδιο κόμβο.

Ο βασικός σταθμός που υπακούει στις προδιαγραφές της 3GPP είναι πλήρως ενταγμένος στο ίδιο σύστημα O&M, όπως και η οικογένεια RBS 3000. Το λογισμικό μπορεί να κατεβεί μέσω του OSS-RC, είτε τοπικά είτε μέσω μίας πύλης εισόδου και είναι αποθηκευμένο σε μία

μη- ευμετάβλητη μνήμα στο RBS.

Το DUL για την LTE έχει δύο παραλλαγές, οι οποίες υποστηρίζουν διαφορετικές χωρητικότητες, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχεδιάγραμμα.



Configuration	DUL-20	DUL-30
DL Peak Throughput (Mbps)	150	300
UL Peak Throughput (Mbps)	50	100
Number of Users	500	1000

Η πλατφόρμα λογισμικού της οικογένειας RBS 6000 παρέχει γενική υποστήριξη για το λογισμικό της εφαρμογής και περιέχει μία εκτελεστική πλατφόρμα με λειτουργικό σύστημα, μεταφορά IP και υποδομές O&M.

Το DUL σταθεροποιεί το χρονικό σήμα που εξάγεται από το σύνδεση μεταφοράς του δικτύου, ή κατ' επιλογήν από εξωτερικό εξοπλισμό GPS και το χρησιμοποιεί για να συγχρονίσει το RBS.

Το DUL παρέχει:

- πλήρη συνδεσιμότητα IP
- μία διεπαφή μεταφοράς σταξή του ενός γίγα, με τεχνολογία έθερνετ

Επιπλέον διεπαφές και δομές για μεταφορά του δικτύου είναι διαθέσιμες ως επιλογές.

7. ΣΥΝΤΟΜΟΓΡΑΦΙΕΣ

ENUM	A working group within IETF that produced a standard for E.164 number and DNS. Defined in IETF RFC 2916.
AGW	Access Gateway
APN	Access Point Name
A-SBG	Access SBG
AS	Access Stratum
A-RACF	Access-Resource Admission Control Function
AM	Acknowledged Mode
ACK	Acknowledgement
AMR	Adaptive Multi-Rate
ARW	Add RBS Wizard
A-MPR	Additional Maximum Power Reduction
ACM	Address Complete Message (ISUP Message)
ACIR	Adjacent Channel Interference Ratio
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio
ACS	Adjacent Channel Selectivity
ASSL	Adjacent Subcarrier Set Leakage
ASSR	Adjacent Subcarrier Set Rejection
AES	Advanced Encryption Standard
AMBR	Aggregate Maximum Bit Rate
AP	Aggregation Proxy
ARP	Allocation and Retention Priority
ANM	Answer Message (ISUP Message)
AISG	Antenna Interface Standards Group
ASC	Antenna System Controller
API	Application Programming Interface
APAC	Asia Pacific
AKA	Authentication and Key Agreement
AuC	Authentication Centre
AV	Authentication Vector
AAA	Authentication, Authorization and Accounting
AIF	Auto-Integration Function
AIR	Automated Integration of RBS

ANR	Automated Neighbor Relation
ACP	Automatic Cell Planning
ARQ	Automatic Repeat Request
ASD	Automatic SW Download
ARPU	Average Revenue Per User
BE-DB	Back End Database
B2B UA	Back To Back User Agent
BW	Bandwidth
BS	Base Station
BFCP	Binary Floor Control Protocol
BEM	Block Edge Masks
BGF	Border Gateway Function
BGCF	Breakout Gateway Control Function
BB BCH BCCH	Broadband Broadcast Channel
BM-SC BSR	Broadcast Control Channel Broadcast-Multicast Service Center Buffer Status Report
BCE	Business Communication Enabler
CDIV	Call Diversion
CSCF	Call Session Control Function
CX-AS	Capability Exchange Application System
CAPEX	Capital Expenditure
CAPEX	Capital Expenditure
CE	Carrier Ethernet
CIC	Carrier Identification Code
C/I	Carrier-to-Interference Power Ratio
IWS	CDMA200 InterWorking Solution
C-RNTI	Cell RNTI
CTR	Cell TRace
CUDB	Centralized User Database
CA	Certificate Authority
CFR	Channel Feedback Report
CQI	Channel Quality Indicator
CS	Circuit Switched
CSFB	Circuit Switched FallBack
CDMA	Code Division Multiple Access
CW	Codeword
CSV	Comma-Separated Values
CCCH	Common Control Channel
COMINF	Common O&M Infrastructure
CORBA	Common Object Request Broker Architecture
CoH	Conference Handler
CO	Conference Owner
CM	Configuration Management
CMDB	Configuration Management Data Base
CMC	Connection Mobility Control
CAZAC	Constant Amplitude Zero Auto-Correlation
CFRA	Contention Free Random Access
CPC	Continous Packet Connectivity
CCE	Control Channel Elements
CP	Control Plane
C-plane	Control Plane

CCMP	Cooperative Open-OSS Project (interface also called Itf-P2P) Core Border Gateway Function
CDFAI	Core Network
CASCD	Counter Cipher Mode with Block Chaining Message Authentication Code Protocol
DCRCD	col
CNDRB	Cumulative Distribution Function Customer Administration Interface Customer
DCHDC	Administration System Cyclic Delay Diversity
CH	Administration System Cyclic Delay Diversity
DTCH	Cyclic Redundancy Check Data Communication Network Data Radio Bearer
	Dedicated Channel Dedicated Control Channel
	Dedicated Traffic Channel
DBS/SABE	Delay Based Scheduling/Service Aware Buffer Estimation
DFT-S-OFDM	DFT Spread OFDM
Diameter	Diameter represents the next generation of authentication, authorization, and accounting (AAA) controls for network access, optimized for mobile access and advanced services Differentiated Services Code Point
DSCP	Digital Enhanced Cordless Telecommunications Digital Subscriber Line
ECTDSL	subscriber Line
DRXDT	Discontinuous Reception Discontinuous Transmission Discrete Fourier Transform Domain Name Service
XDFD	Discrete Fourier Transform Domain Name Service
NS	Service
DNS	Domain Name System (Defined in STD 13, RFC 1034, RFC 1035 and a number of following RFCs.)
DLD	Downlink
CI	Downlink
DwPTS	Downlink Control Information Downlink Pilot Time Slot Downlink Shared Channel Dynamic Black List
DL	Downlink Shared Channel Dynamic Black List
SCH	Downlink Shared Channel Dynamic Black List
DBLD	Dynamic Black List
HCP	Dynamic Host Configuration Protocol Dynamic Host Configuration Protocol
DHCP	Dynamic Host Configuration Protocol
ETW	Dynamic Host Configuration Protocol
SECC	Dynamic Host Configuration Protocol
E-CSCF	Earthquake and Tsunami Warning System Electronic Communications Committee Emergency-CSCF
e-DCH	Electronic Communications Committee Emergency-CSCF
ECM	Enhanced DCH
EMM	Enhanced DCH
ESM	Connection Management
EHPLMN	EPS Mobility Management
	EPS Subscriber Module
	Equivalent Home PLMN
TSP	Telecom Server Platform
EVM	Error Vector Magnitude

EMEA	Europe,MiddleEastandAfrica
ETSI	EuropeanTelecommunicationsStandardsInstitute
CGI	UTRANCellGlobalIdentifier
eNB	E-UTRANNodeB
eNodeB	E-UTRANNodeB
E-RAB	E-UTRANRadioAccessBearer
EV-DO	Evolution-DataOptimized
EPS	EvolvedPacketSystem
E-UTRA	EvolvedUTRA
E-UTRAN	EvolvedUTRAN,usedassynonymforLTEinthedocument.
XML	eXtensibleMarkupLanguage
XML	ExtensibleMarkupLanguage
EXB	ExtensionBlade
eDNS	ExternalDNS
FFT	FastFourierTransform
FM	FaultManagement
FMX	FaultManagementExpert
FCC	FederalCommunicationsCommission
FTP	FileTransferProtocol
FW	FireWall
FMC	Fixed-MobileConvergence
FFS	ForFurtherStudy
FEC	ForwardErrorCorrection
FS	FrameStructure
FDD	FrequencyDivisionDuplex
FDMA	FrequencyDivisionMultipleAccess
FDM	FrequencyDivisionMultiplexing
FQDN	FullyQualifiedDomainName
GINR	GainToInterferenceandNoiseRatio
GW	Gateway
GGSN	GatewayGPRSsupportNode
GPRS	GeneralPacketRadioService
GSTN	GeneralSwitchedTelephoneNetwork(PSTN+PLMN)
GCL	GeneralizedChirpLike
GMPLS	GeneralizedMulti-ProtocolLabelSwitching
GE	GigabitEthernet
GNSS	GlobalNavigationSatelliteSystem
GSM	GlobalSystemforMobilecommunication
GUTI	GloballyUniqueTemporaryIdentifier
GIBA	GPRSIMSBundleAuthentication
GTP	GPRSTunnelingProtocol
GUI	GraphicaluserInterface
GSMA	GSMAssociation
GERAN	GSMEDGERadioAccessNetwork
GTP-C	GTPControl
GTP-U	GTPUserDataTunneling
GBR	GuaranteedBitRate
GP	GuardPeriod
HO	Handover
HW	Hardware
HW	Hardware
HP	HewlettPackard
HA-CS	HighAvailabilityClusterSolution

HDHVC	HighDefinition
HRPDHS	HighQualityVideoConferencingHigh
DPA	RatePacketData
HS-	HighSpeedDownlinkPacketAccessHighSpee
DSCHHSPA	dDownlinkSharedChannelHighSpeedPacke
HSUPAHO	tAccess
MHLRHPL	HighSpeedUplinkPacketAccessHigher
MNHSS	OrderModulation
HSS-	HomeLocationRegisterHo
FEHARQ	mePLMN
HTTPHTT	HomeSubscriberServerHSS
PHTTSPID	FrontEnd
SSLIOPIC	HybridARQ
SCoSeIM	HypertextTransferProtocolHy
S-MIMT	pertextTransferProtocol
ISCISI	HypertextTransferProtocoloverSecureSocketLayerIdentifier
MISMI	IIOPOverSSL
CBIMSI	IMSCentralizedServicesIMSCom
IMIEEE	municationServicesIMSMessagin
ISDNISI	g
SERIRA	IMSMultimediaTelephony
TIRATI	IMSServiceControlInterface.(Definedin3GPPTS23.228)IMSSIM
SIIASAI	IMSSubscriberModuleInco
CICIBC	mingCallBarring
FI-	IndividualMobileSubscriberIdentityInsta
BGFID	ntMessaging
NSIMEI	InstituteofElectricalandElectronicsEngineersIntegrat
IMSI	edServicesDigitalNetwork
E.164	IntegratedSite
ITUIE	IntegratedSiteEdgeRouterInterRad
TFIPIP	ioAccessTechnologyInterRadioAcc
TVIpv	essTechnologyInterSymbolInterfer
4Iipv6	ence
I-	Inter-AccessAnchor
CSCFIWF	Inter-
IFFT	CellInterferenceCoordinationInterconnection
	BorderControlFunctionInterconnectionBorder
	GatewayFunctionInternalDNS
	InternationalMobileEquipmentIdentityInte
	rnationalMobileSubscriberIdentity
	InternationalPublicTelecommunicationNumberingPlanasdescribeintheITU-
	TRecommendationE.164.
	InternationalTelecommunicationsUnionInter
	netEngineeringTaskForceInternetProtocol
	InternetProtocolTelevision(TelevisionoverIP)
	InternetProtocolversion4.(DefinedinIETFSTD5andRFC791).InternetProtoc
	olversion6.(DefinedinIETFRFC2460)InterrogatingCSCF
	Interworkingfunction
	InverseFFT

IMPI	IPMultimediaPrivateIdentity
IMS	IPMultimediasubsystem
IPSec	IPSecurity
IPW	IPWorks
ISUP	ISDNUserPart
ITU-R	ITURadiocommunicationSector
JCP	JavaCommunityProcess
JSR	JavaSpecificationRequest
KPI	KeyPerformanceIndicator
LED	LightEmittingDiode
LDAP	LightweightDirectoryAccessProtocol.(DefinedinIETFRFC1777)
LDC	LinearDispersionCode
LB	LoadBalancing
LAN	LocalAreaNetwork
LCID	LogicalChannelID
LTE	LongTermEvolution
LCR	LowChipRate
LCR-TDD	LowChipRateTDD
LDPC	Low-DensityParity-checkCode
MXB	MainSwitchingBlade
MCID	MaliciousCommunicationIdentification
MCR	MaliciousCommunicationRejection
MOCI	ManagedObjectConfigurationInterface
MBA	ManagementBasedActivation
MIB	ManagementInformationBase
MS	ManagementServices
MBR	MaximumBitRate
MOP	MaximumOutputPower
MPR	MaximumPowerReduction
mUPE	MBMSUPE
MSAP	MCHSubframeAllocationPattern
MOS	MeanOpinionScore
MGW	MediaGateway
MeGaCo	MediaGatewayControlProtocol(alsoferredtoasH.248)
MGC	MediaGatewayController
MGCF	MediaGatewayControllerFunction
MP	MediaProxy
MRFC	MediaResourceFunctionController
MRFP	MediaResourceFunctionProcessor
MRS	MediaResourceSystem
MAC	MediumAccessControl
MiO	MessaginginOne
MAP	MobileApplicationPart
MEF	MobileEntertainmentForum
M-MGw	MobileMediaGateway
MNP	MobileNumberPortability
MSS	MobileSoftswitchSolution
MSISDN	MobileSubscriberIntegratedServicesDigitalNetwork-Number
MSC	MobileSwitchingCenter
MM	MobilityManagement
MME	MobilityManagementEntity
MCS	ModulationandCodingScheme
M3UA	MTPLevel3(MTP3)UserAdaptationLayer

MMTeIM	MultiMediaTelephonyMu
SPMBSFN	ItiServiceProxy
MCHMCC	MulticastBroadcastSingleFrequencyNetworkMultica
HMTCHM	stChannel
CEML-	MulticastControlChannelMul
PPP	ticastTrafficChannel
MAR/MAA	Multi-
MBMSMM	cell/multicastCoordinationEntityMultilink
SMTASMIM	pointtopointprotocol
OMPLS	MultimediaAuthenticationRequest/Answer(DiameterMessage)Multim
MU-	ediaBroadcastMulticastService
MIMONAB	MultimediaMessagingServiceManagedObjectsinterface(MOCI)Multimedi
NBNBA	aTelephonyApplicationServer
NENAN	MultipleInputMultipleOutputMultipl
ACKNR	eProtocolLabelSwitchingMultipleUse
NCLNCS	r-MIMO
NWNNI	NameandAddressBookNarr
NAINAT	owband
NASSNC	NASSBundledAuthentication
CNENE	NationalEmergencyNumberAssociationNegati
MNMX	veAcknowledgement
NMNM	NeighborcellRelationNeighbo
SNOCN-	urCellListNeighbouringCellsSu
SBGNSP	pportNetwork
NGMNN	Network-
GSANH	NetworkInterfaceNetworkAccessId
NCLINR	entifierNetworkAddressTranslation
TNASO	NetworkAttachmentSubsystemNet
MAOPE	workColorCode
X	NetworkElement
1XRTT	NetworkElementManager
O&MOM	NetworkleveldeploymentofexpertrulesNetw
COSSOSS-	orkManagement
RCOAM	NetworkManagementSystemNet
OTN	workOperationsCenterNetworkS
	BG
	NetworkServerPlatform
	NextGenerationMobileNetworksNextG
	enerationServiceAssuranceNextHopKey
	NodeCommandLineInterfaceNonR
	realTime
	Non-
	AccessStratumOpenMobil
	eAllianceOperatingExpend
	itures
	operatingmodeofCDMA2000.1x(thenumberof1.25MHzchannels)RadioTrans
	missionTechnology
	OperationandMaintenanceOperationa
	ndMaintenanceCenterOperationandSu
	pportSystem
	OperationandSupportSystemRadioandCoreOperatio
	nsAdministrationandManagement
	OperatorTerminalNetwork

OFDMAOF	OrthogonalFrequencyDivisionMultipleAccessOrthog
DMOOBO	onalFrequencyDivisionMultiplexingOutOfBand
CBPANIPB	OutgoingCallbarring
NPDCPPD	P-Access-Network-
NPDN-	Info(SIPHeader)PacketBackboneNetwork
GWPDP	PacketDataConvergenceProtocolPac
PDSN	tDataNetwork
PDB	PacketDataNetworkGatewayPack
PSCP	etDataProtocol
S	PacketDataServingNodeisacomponentofaCDMA2000mobilenetwork
P(N)CCHP	PacketDelayBudgetPac
CHPCCH	ketSchedulingPacketSw
P-RNTIP-	itched
GWPAP	Paging(andNotification)ControlChannelPaging
RPARP2	Channel
PPARCP	PagingControlChannelPagi
MPRDPC	ngRNTI
PHSPBC	PDNGateway
HPCI	PeaktoAveragePowerRatioPeakt
PCFICHP	oAverageRatio
DCCHPDS	Peer-to-Peer
CHPHICH	PerAntennaRateControlPerfo
PHYPMC	rmanceManagement
HPRACHP	PermanentReferenceDocument(byGSM)Person
RBPUCC	alComputer
PUSCHPn	PersonalHandy-
PPoPPCC	phoneSystemPhysicalBroadcastCH
PCRFPC	annelPhysicalCellID
FPA	PhysicalControlFormatIndicatorCHannelPhysica
PBCP	lDownlinkControlCHannelPhysicalDownlinkShar
HRPS	edCHannelPhysicalHybridARQIndicatorCHannel
DPMI	Physicallayer
PGMP	PhysicalMulticastCHannelPhysicalRand
SK	omAccessCHannelPhysicalResourceBlo
P-SCH	ck
	PhysicalUplinkControlCHannelPhysic
	alUplinkSharedChannelPlugandPlay
	PointofPresence
	PolicyandChargingControl
	PolicyandChargingRulesFunctionPolicyCha
	rgingEnforcementFunctionPowerAmplifier
	PowerandBatteryCabinetPow
	erHeadroomReportPowerSpe
	ctrumDensityPrecodingMatrix
	Indicator
	PresenceGroupandDataManagementPre-
	SharedKeys
	PrimarySynchronizationChannel

PBRPCOP	PrioritizedBitRate
DUPBBTE	ProtocolConfigurationOptionPro
P-	tolocolDataUnit
CSCFPMI	ProviderBackboneBridgeTrafficEngineeringProxy-
PPLMNPS	CallSessionControlFunction
TNPUIPC	ProxyMobileIP
MPTTQCI	PublicLandMobileNetwork
QAMQPP	PublicSwitchedTelephoneNetworkPubli
QPSKQoS	cUserIdentity
RANRAN	PulseCodeModulationPus
RATRACR	hToTalk
BS	QoSClassIdentifier
RBRBCR	QuadratureAmplitudeModulationQuadr
BGRFRLC	aturePermutationPolynomialQuadratur
RNCRNL	ePhaseShiftKeyingQualityofService
RNTIRRU	RadioAccessNetworkRadioAc
RRCRRM	cessNetworkRadioAccessTec
RANAPR	hnologyRadioAdmissionCont
ARACH	rolRadioBaseStation
RA-RNTIRI	RadioBearer
RMRTR	RadioBearerControlRad
TPRTS	ioBearerGroupRadioFre
PRXRO	quencyRadioLinkContro
PRS	I
RPLMNR	RadioNetworkControllerRad
A	ioNetworkLayer
RADIUS	RadioNetworkTemporaryIdentifierRadi
	oRemoteUnit
RETR	RadioResourceControlRadioReso
FCRU	urceManagementRANApplication
RSN	PartRandomAccess
RCS	RandomAccessChannelRand
	omAccessRNTIRankIndicator
	RateMatchingRe
	alTime
	RealTimeProtocol
	RealTimeStreamingProtocolRecei
	ver
	RecordingOutputPeriodsRef
	erenceSignalRegisteredPLM
	NRegistrationAuthority
	RemoteAuthenticationDialInUserService(DefinedinRFC2865,RFC2866and
	RFC2869)
	RemoteElectricalTiltRequ
	estForCommentResource
	UnitRetransmissionSN
	RichCommunicationSuite

RCS-e	RichCommunicationSuite-enhanced
RoHC	RobustHeaderCompression
RTCP	RTPControlProtocol
S1-MME	S1forthecontrolplane
S1-U	S1fortheuserplane
SB	SchedulingBlock
SR	SchedulingRequest
SU	SchedulingUnit
S-SCH	SecondarySynchronizationChannel
SFTP	SecureFileTransferProtocol
S-FTP	SecureFiletransferprotocol
SRTP	SecureReal-TimeProtocol
SSH	SecureShell
SSL	SecureSocketsLayer
SeGW	SecurityGateway
S-PARC	SelectivePARC
SON	SelfOrganizingNetworks
SSP	Self-ServicePortal
SN	SequenceNumber
SAR/SAA	ServerAssignmentRequest/Answer(DiameterMessage)
SAP	ServiceAccessPoint
SAPC	ServiceAwarePolicyController
SCC-AS	ServiceCentralizationandContinuityApplicationServer
SDF	ServiceDataFlow
SDU	ServiceDataUnit
SLA	ServiceLevelAgreement
SLO	ServiceLevelObjectives
SNF	ServiceNetworkFramework
S-CSCF	ServingCSCF
S-GW	ServingGateway
SGSN	ServingGPRSSupportNode
SBC	SessionBorderController
SBG	SessionBorderGateway
SDP	SessionDescriptionProtocol
SDES	SessionDescriptionProtocolSecurityDescriptions
SGC	SessionGatewayController
SIP	SessionInitiationProtocol
SM	SessionManagement
SPDF	SessionPolicyDecisionFunction
SCCH	SharedControlChannel
SMS	ShortMessageService
SMS	ShortMessageService
SINR	SignaltoInterferenceandNoiseRatio
SNR	SignaltoNoiseRatio
SCCP	SignalingConnectionControlPart
SRB	SignalingRadioBearer
SS7	SignalingSystemNo7
SID	SilenceInsertionDescriptor
SCEP	SimpleCertificateEnrolmentProtocol
SOAP	SimpleObjectAccessProtocol
SOX	SimpleOutlineXML
SC-FDMA	SingleCarrier-FrequencyDivisionMultipleAccess
SISO	SingleInputSingleOutput

SRVCCSSO	SingleRadioVoiceCallContinuitySingleSignOn
SU-MIMOSIS	Single-UserMIMOSiteInfrastructureSupportSmall
SFPSW	FormfactorPluggableSoftWare
SWSMR	Software
SSMOS	SoftwareManagementRepositorySoft
DMASE	wareManagerOrganizerSpatialDivisio
MSCTP	nMultipleAccessSpectrumEmissionMa
SQLSIM	sk
SLFSPID	StreamControlTransmissionProtocolStruct
SCHSD	uredQueryLanguageSubscriberIdentityMo
HSAESFN	duleSubscriberLocationFunction
SI-RNTISIB	SubscriberProfileIDforRAT/FrequencyPrioritySynchroni
ITU-T	zationChannelSynchronousDigitalHierarchySystemArchitectureEvolutionSystemFrameNumberSystemInfoRNTISystemInformationSystemInformationBlock
TISPAN	SystemInformationSystemIn
TASTLP	TelecommunicationStandardizationSectoroftheInternationalTelecommunicationsUnion
T-ADSCCEPT	Telecoms&InternetconvergedServices&ProtocolsforAdvancedNetworks(http://portal.etsi.org/portal_common/home.asp?tbkey1=TISPAN)TelephonyApplicationServer
TLAT	TEMSLinkPlanner
DDTT	Terminating-AccessDomainSelection
MTD	TheEuropeanConferenceofPostalandTelecommunicationsAdministrations
MTM	tions
OTBD	ThreeLetterAcronymTim
TMAT	eDivisionDuplexTimeTo
ATAU	Market
TFTTF	Time-DivisionMultiplexingT-
PTCP	MobileInternationalAGToBe
TTITP	Decided
CTXT	TowerMountedAmplifierTra
MTBT	ckingArea
FTFCI	TrackingAreaUpdateTraffic
TLS	FlowTemplateTrafficForwardingPolicyTransmissionControlProtocolTransmissionTimeIntervalTransmitPowerControlTransmitterTransparentModeTransportBlockTransportFormatTransportFormatCombinationIndicatorTransportLayerSecurity

TNL	TransportNetworkLayer
UETR	UETRace
UTRA	UMTSTerrestrialRadioAccess
UTRAN	UMTSTerrestrialRadioAccessNetwork
UM	UnacknowledgedMode
URI	UniformResourceIdentifier.(DefinedinRFC2396)
URL	UniformResourceLocator.Theaddressofafile(resource)accessibleontheInternet.(DefinedinRFC2396)
UMTS	UniversalMobileTelecommunicationSystem
USIM	UniversalSIM(3GSIM)
UL	Uplink
UCI	UplinkControlInformation
UpPTS	UplinkPilotTimeSlot
UL-SCH	UplinkSharedChannel
UAC	UserAgentClient
UA	UserAgent.AnendpointinaSIPbasednetwork.
UE	UserEquipment
UP	UserPlane
U-plane	Userplane
UPE	UserPlaneEntity
UNI	User-to-NetworkInterface
URA	UTRANRoutingArea
WDM	WavelengthDivisionMultiplexing
WCG	WebCommunicationGateway
WUIGM	WebUserInterfaceforGroupandDataManagement
WCDMA	WidebandCodeDivisionMultipleAccess
WAPECS	WirelessAccessPolicyforElectronicCommunicationsServices
WAP	WirelessAccessProtocol
VRB	VirtualResourceBlock
VPLMN	VisitedPLMN
VAD	VoiceActivityDetector
VoHSPA	VoiceoverHSPA
VoIP	VoiceoverIP
VoLTE	VoiceoverLTE
WiMAX	WorldwideInteroperabilityforMicrowaveAccess
X2-C	X2-Controlplane
X2-U	X2-Userplane
XCAP	XMLConfigurationAccessProtocol
XDMS	XMLDocumentManagementServer

TransportNetworkLayerUETRace
UMTSTerrestrialRadioAccess
UMTSTerrestrialRadioAccessNetworkUnacknowledgedMode
UniformResourceIdentifier.(DefinedinRFC2396)
UniformResourceLocator.Theaddressofafile(resource)accessibleontheInternet.(DefinedinRFC2396)
UniversalMobileTelecommunicationSystemUniversalSIM(3GSIM)
Uplink
UplinkControlInformationUplinkPilotTimeSlotUplinkSharedChannelUserAgentClient
UserAgent.AnendpointinaSIPbasednetwork.UserEquipment
UserPlaneUserplane
UserPlaneEntity
User-to-
NetworkInterfaceUTRANRoutingAreaWavelengthDivisionMultiplexingWebCommunicationGateway
WebUserInterfaceforGroupandDataManagementWidebandCodeDivisionMultipleAccess
WirelessAccessPolicyforElectronicCommunicationsServicesWirelessAccessProtocol
VirtualResourceBlockVisitedPLMN
VoiceActivityDetectorVoiceoverHSPAVoiceoverIP
VoiceoverLTE
WorldwideInteroperabilityforMicrowaveAccessX2-Controlplane
X2-Userplane
XMLConfigurationAccessProtocol
XMLDocumentManagementServer