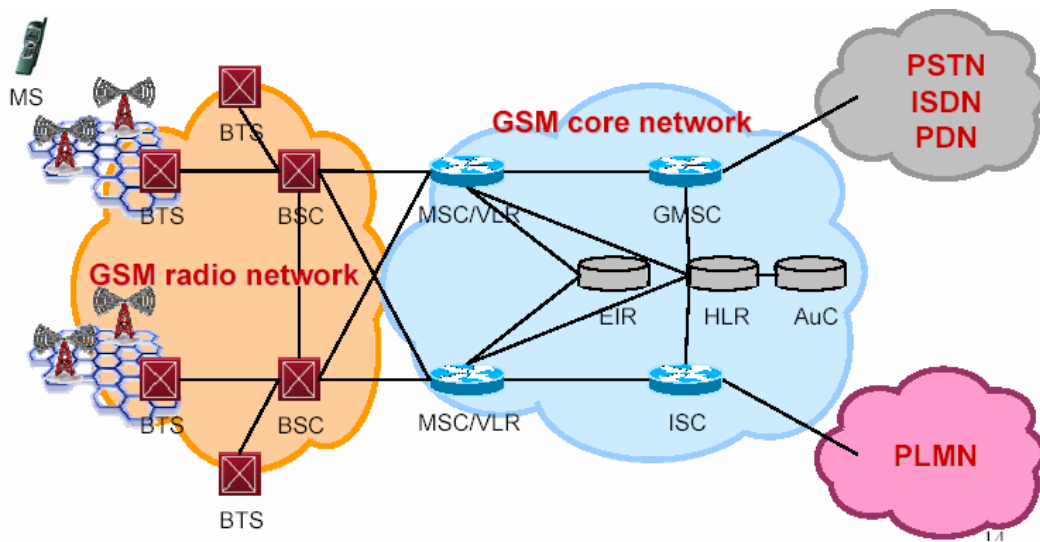


Πτυχιακή Εργασία

Θέμα: Υλοποίηση Προσομοίωσης
Διαμορφωτή-Αποδιαμορφωτή GSMK
για Κινητές Επικοινωνίες GSM



Γεννιάς Πολυκράτης

Εισηγητής: Κόκκινος Ευάγγελος

Χανιά 2004

Summary

In this dissertation we make a summary of GSM system that is used in the mobile communications. We report the services that GSM offer to us and we give the general structure of all system. Then we focus our interest in the GMSK modulation and demodulation that is used in the GSM system. We make a complete mathematic analysis of GMSK signal and we show certain characteristic transceivers that we can materialise. Then with the help of the Simulink program of Matlab we simulate a system that is constituted by GMSK modulator-demodulator and an AWGN channel (Additive White Gaussian Comprehended). Through the simulation we observe the changes that the signal of information suffers at each block and we calculate the BER (Bit Error Rate). Finally we present the results of simulation and we make an annotation on them.

Περιεχόμενα

<u>➤ GSM Σύστημα</u>	<u>Σελίδα</u>
➤ Εισαγωγή.....	5
➤ Υπηρεσίες του GSM.....	6
➤ Αρχιτεκτονική του GSM.....	7-11
➤ Ανανέωση θέσης και κατεύθυνση κλήσεων.....	12
➤ Ραδιοσυχνότητες.....	13-16
➤ Κωδικοποίηση φωνής.....	17
➤ Κωδικοποίηση και διαμόρφωση καναλιών.....	18
➤ Handover-Αλλαγή κυψέλης.....	19-21
➤ Διακυμάνσεις του σήματος (fading).....	22-24
➤ Χωρητικότητα δικτύου GSM.....	25-32
<u>➤ GMSK Διαμόρφωση-Αποδιαμόρφωση</u>	
➤ Μιλώντας για το GMSK.....	34
➤ Γιατί επιλέχθηκε η GMSK διαμόρφωση.....	34-36
➤ Μαθηματική ανάλυση GMSK.....	37-52
➤ Τυπικός πομπός-δέκτης MSK.....	53-54
➤ Διαμόρφωση-Αποδιαμόρφωση GMSK.....	55-58
<u>➤ Simulink</u>	
➤ Μπλόκ διάγραμμα προσομοίωσης διαμορφωτή- αποδιαμορφωτή.....	59
➤ Μπλοκ διαγράμματα που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση.....	60-72
➤ Αποτελέσματα προσομοίωσης.....	73-78
<u>➤ Παράρτημα I</u>	
➤ Παρουσίαση του Simulink.....	79-85
<u>➤ Παράρτημα II</u>	
➤ Εργαστηριακή άσκηση για το εργαστήριο Κινητών και Δορυφορικών επικοινωνιών.....	86-87
➤ Βιβλιογραφία.....	88

GSM Σύστημα

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Το 1982, το Ευρωπαϊκό τηλεπικοινωνιακό συμβούλιο (CEPT), άρχισε μελέτη, με την ονομασία "Group Special Mobile" GSM, με σκοπό την δημιουργία ενός πανευρωπαϊκού συστήματος κινητής τηλεφωνίας. Το σύστημα αυτό είχε σαν βασικές προϋποθέσεις τις εξής: [5]

- Υποκειμενικά καλή, ποιότητα ήχου
- Μικρό κόστος σε τερματικά και υπηρεσίες
- Υποστήριξη διεθνούς λειτουργίας
- Υποστήριξη μικρού μεγέθους τερματικών χεριού
- Υποστήριξη νέων πρωτότυπων υπηρεσιών
- Συμβατότητα με το ISDN

Το 1989, η ευθύνη για το GSM, μεταφέρθηκε στο Ευρωπαϊκό Τηλεπικοινωνιακό Ινστιτούτο προτύπων (ETSI) και η πρώτη φάση (phase) των χαρακτηριστικών του GSM δημοσιεύτηκε το 1990. Η εμπορική εκμετάλλευση ξεκίνησε στα μέσα του 1991 και μέχρι το 1993, υπήρχαν 36 δίκτυα GSM, σε 22 χώρες, με 22 χώρες ακόμη να έχουν ήδη δηλώσει μελλοντική συμμετοχή.

Το GSM δεν ήταν ποια ευρωπαϊκό πρότυπο, αλλά είχε ήδη περάσει σε πολλές άλλες χώρες - Νότια Αφρική, Αυστραλία και Μέση Ανατολή. Το 1994, υπήρχαν ήδη 1.3 εκατομμύρια συνδρομητές σε αυτό. Τα αρχικά GSM ποια σημαίνουν **Global System for Mobile Telecommunications**.

ΥΠΗΡΕΣΙΕΣ ΤΟΥ GSM

Η κύρια υπηρεσία του GSM είναι η τηλεφωνία. Εκτός από την τηλεφωνία υπάρχει η δυνατότητα αποστολής SMS (short message service) (υπηρεσία γραπτών μηνυμάτων), μια υπηρεσία διπλής κατεύθυνσεως για την αποστολή μικρών αλφαριθμητικών χαρακτήρων (μέχρι 160 bytes) με τρόπο αποθήκευσης- προώθησης. Το SMS, μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν υπηρεσία κυψέλης, για αυτόματες αποστολές μηνυμάτων, όπως κίνηση στους δρόμους ή νέα. Τα μηνύματα αποθηκεύονται στο SIM, για μετέπειτα ανάγνωση.

Μια παρόμοια υπηρεσία είναι το MMS (multimedia message service) με την οποία μπορούμε να αποστείλουμε φωτογραφίες και μικρά σε μέγεθος video. Επίσης υπάρχει δυνατότητας μεταφοράς Fax, με την χρήση ειδικού προσαρμογέα (modem).

Μια άλλη υπηρεσία που μας προσφέρει το GSM είναι το WAP (wireless application protocol) το οποίο είναι κάτι σαν το internet του κινητού τηλεφώνου. Παρόμοια με αυτήν την υπηρεσία είναι το i-mode.

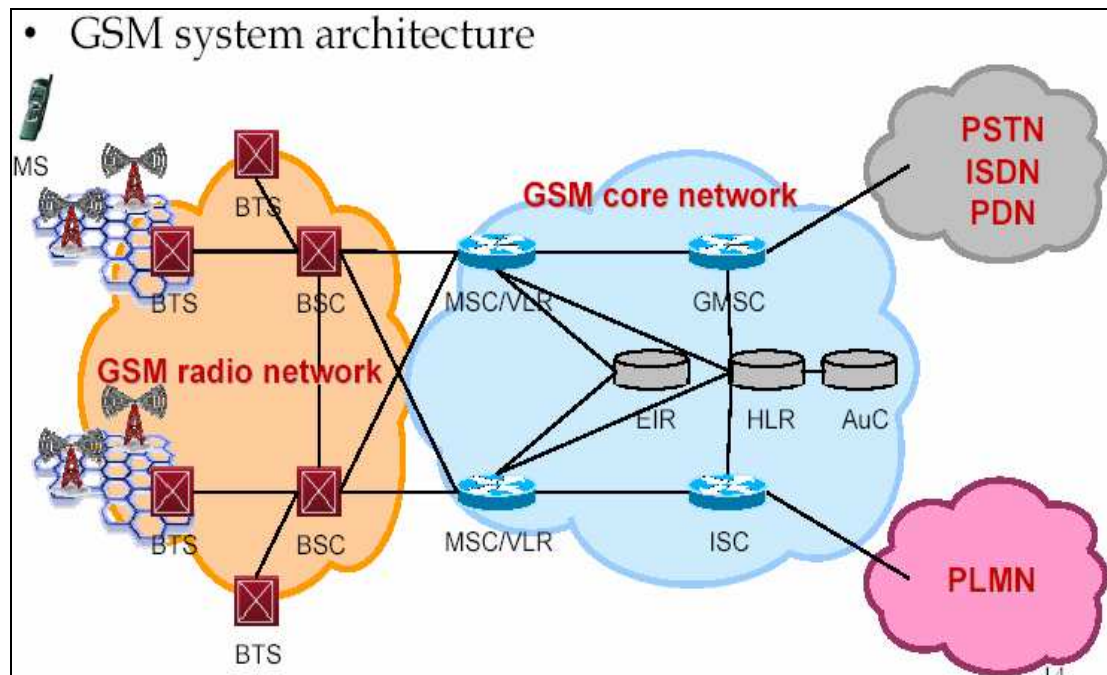
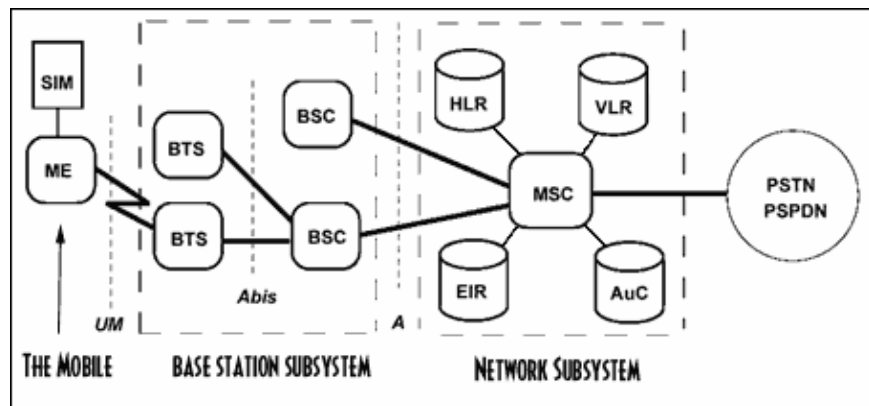
Τέλος υπάρχουν βοηθητικές υπηρεσίες, όπως αναγνώριση, προώθηση, αναμονή και φραγή κλήσεων, διάσκεψη και άλλες.

ARΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ GSM

Η αρχιτεκτονική ενός GSM δικτύου παρουσιάζεται στα παρακάτω σχήματα όπου και εμφανίζονται οι επιμέρους μονάδες αυτού: [5]

[6]

Γενικά αρχιτεκτονική του GSM δικτύου:



[9]

Το GSM δίκτυο, μπορεί να χωριστεί σε τρία βασικά μέρη: [7]

- Τον Κινητό Σταθμό (Mobile Station)
- Το Βασικό Υποσύστημα Σταθμού (Base Station Subsystem)
- Υποσύστημα Δικτύου (Network Subsystem)

Ο κινητός σταθμός (MS), δεν είναι τίποτα παραπάνω από το κινητό τηλέφωνο που διαθέτουμε. Το κινητό, αποτελείται από το υλικό (πομπός, δέκτης, κεραία, οθόνη) και την κάρτα SIM. Η κάρτα SIM διαθέτει μνήμη χωρίς την οποία ο κινητός σταθμός δεν μπορεί να λειτουργήσει. Μπορεί να μεταφερθεί εύκολα από κινητό προς κινητό και να χρησιμοποιηθεί σε οποιαδήποτε συσκευή τοποθετηθεί.



[6]

Δείγμα κινητού τηλεφώνου όπου φαίνεται η sim κάρτα (άσπρο πλαστικό τετράγωνο)

Η κάρτα SIM διαθέτει επίσης έναν κωδικό IMSI (International Mobile Subscriber Identity), ο οποίος περιέχει κωδικό αναγνώρισης και πληροφορίες για τον συνδρομητή και όχι για τον κινητό σταθμό. Επιπλέον για λόγους διασφάλισης του αριθμού IMSI το σύστημα μπορεί να ορίζει το παροδικό IMSI (TIMSI) που αλλάζει συνεχώς σε κάθε κλήση .

Κάθε κινητό διαθέτει έναν προσωπικό χαρακτηριστικό κωδικό, το IMEI (International Mobile Equipment Identity) ο οποίος είναι ένας κωδικός ασφαλείας για το κινητό. Έτσι σε περίπτωση κλοπής και γνωρίζοντας το IMEI του κινητού μπορούμε να το μπλοκάρουμε.

Τέλος η κάρτα SIM, μπορεί να κλειδωθεί με την χρήση ενός τετραψήφιου κωδικού (PIN) που είναι και αυτός αποθηκευμένος στην κάρτα SIM για την αποφυγή αντικανονικής χρήσης της κάρτας από κάποιον άλλον.

Το βασικό υποσύστημα σταθμού χωρίζεται **α)** Στο βασικό σταθμό πομπού-δέκτη (BTS) και **β)** Στο βασικό σταθμό ελέγχου (BSC):

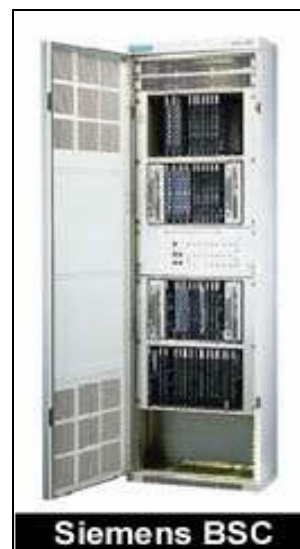
α) Ο σταθμός βάσης *BTS* (Base Transceiver Station) περιλαμβάνει 1) τον ραδιο-εξοπλισμό, δηλαδή την εξοπλισμό για την ζεύξη του MS με το BTS. Κάθε BTS λειτουργεί σε ένα ή περισσότερα ζευγάρια συχνοτήτων. Η μια συχνότητα χρησιμοποιείται για τη μεταφορά των σημάτων στο κινητό σταθμό (Down-link) και μια για να λαμβάνει σήματα από τον κινητό σταθμό (Up-link). Για αυτό το λόγο χρειάζονται τουλάχιστον ένας πομπός και ένας δέκτης. 2) τον εξοπλισμό της μετάδοσης, δηλαδή τον εξοπλισμό για την ζεύξη του Σ/Β με το υπόλοιπο δίκτυο κινητής τηλεφωνίας μέσω του BSC.

β) Το BSC αποτελεί το βασικό σημείο στο βασικό υποσύστημα σταθμού. Το BSC μπορεί να διαχειριστεί ολόκληρο το ασύρματο δίκτυο και εκτελεί τις παρακάτω λειτουργίες:

1. Διαχειρίζεται τη σύνδεση με το MS και την μεταγωγή.
2. Διαχειρίζεται το ασύρματο δίκτυο.
3. Transcoding and Rate Adaptation (Πολυπλεξία και προσαρμογή του ρυθμού μετάδοσης).
4. Traffic Concentration (Κατανομή της τηλεπικοινωνιακής σύνδεσης).
5. Διαχείριση της μετάδοσης του Σταθμού Βάσης (Σ/Β).
6. Από μακριά έλεγχος του Σ/Β.



[6]



Το υποσύστημα δικτύου (NS), αποτελείται από τα:
α) MSC β) HLR γ) GMSC δ) VLR ε) AuC ζ) EIR. [7], [5]

α) Η βάση του δικτύου είναι το *Κέντρο Διανομής MSC* (Mobile Switching Center), το οποίο είναι υπεύθυνο για την έναρξη, τη δρομολόγηση και την επίβλεψη των κλήσεων από και προς τον συνδρομητή. Στο MSC υλοποιούνται και άλλες λειτουργίες όπως η πιστοποίηση.

β) Στο GSM κάθε πάροχος (operator) έχει μια βάση δεδομένων που περιέχει πληροφορίες σχετικά με όλους τους συνδρομητές που ανήκουν στο συγκεκριμένο δημόσιο δίκτυο κινητής τηλεφωνίας-Public Land Mobile Network (PLMN). Η βάση αυτή υλοποιείται με ένα ή περισσότερα HLRs. Δύο παραδείγματα της πληροφορίας που αποθηκεύεται στις βάσεις δεδομένων είναι η περιοχή των συνδρομητών (MSC/VLR περιοχή υπηρεσίας), καθώς και οι υπηρεσίες που απαιτούν.

γ) Η GMSC υποστηρίζει τη λειτουργία δρομολόγησης των εισερχομένων κλήσεων προς το MSC στο οποίο είναι καταχωρημένος για μια δεδομένη χρονική στιγμή κάποιος συνδρομητής.

δ) Το *Visitor Location Register* είναι συνήθως ενοποιημένο με το MSC και αναφέρεται ως MSC/VLR. Το VLR περιέχει πληροφορίες (μη μόνιμες) σχετικά με τους κινητούς συνδρομητές που επισκέπτονται την περιοχή υπηρεσιών του MSC/VLR π.χ σε πια location area βρίσκεται η κινητή μονάδα σε μια δεδομένη χρονική στιγμή.

ε) Για λόγους ασφαλείας, η φωνή, τα δεδομένα και η σηματοδότηση κρυπτογραφούνται και ο κάθε συνδρομητής πιστοποιείται κατά την πρόσβασή του στο δίκτυο. Το AuC (Authentication Centre) παρέχει παραμέτρους κρυπτογράφησης και πιστοποίησης που απαιτούνται για την εξακρίβωση του συνδρομητή αλλά και για την εμπιστευτικότητα της κλήσης. Η πιστοποίηση αποτελείται από δύο λειτουργικά μέρη, τη κάρτα SIM που βρίσκεται στο κινητό και το Κέντρο πιστοποίησης (AuC). Σε κάθε συνδρομητή δίνεται ένα κρυμμένο κλειδί, το οποίο βρίσκεται στη SIM κάρτα και στο κέντρο πιστοποίησης. Κατά την διάρκεια της πιστοποίησης το AuC δημιουργεί έναν τυχαίο αριθμό και το στέλνει στο κινητό. Μετά, τόσο το κινητό

αλλά και το AuC χρησιμοποιούν το τυχαίο αριθμό , σε συνδυασμό με το κρυφό κλειδί και έναν κρυπτογραφημένο αλγόριθμο, για την δημιουργία ενός αριθμού που στέλνεται πίσω στο AuC. Αν ο αριθμός που υπολογίστηκε από το κινητό, είναι ο ίδιος με αυτόν που υπολογίστηκε από το κέντρο, ο συνδρομητής έχει πιστοποιηθεί. Ο παραπάνω αριθμός χρησιμοποιείται μαζί με το αριθμό του πλαισίου TDMA και επίσης έναν ακόμη αλγόριθμο για να κωδικοποιήσει τα δεδομένα που στέλνονται στην ραδιοζεύξη, ώστε να μην μπορούν να τα παρακολουθήσουν άλλοι.

ζ) Στο GSM υπάρχει διαφορά μεταξύ της συνδρομής και του κινητού εξοπλισμού. Όπως προαναφέρθηκε το AuC πιστοποιεί τις συνδρομές κατά την πρόσβαση. Κατόπιν το *EIR* (Equipment Identify Register) ελέγχει την κινητή μονάδα προκειμένου να αποφευχθεί η χρήση κλεμμένων συσκευών ή η χρήση μιας μη εγκεκριμένου τύπου κινητής μονάδας. Όπως ήδη έχουμε αναφέρει, κάθε συσκευή του GSM, έχει την δική του ταυτότητα μέσω του αριθμού IMEI. Μια λίστα με όλα τα IMEI του δικτύου είναι αποθηκευμένη στο ίδιο το δίκτυο. Η κατάσταση που μπορεί να έχει μια συσκευή, μπορεί να είναι μία από τις ακόλουθες :

❖ **Λευκή λίστα**

Το τερματικό μπορεί να συνδεθεί με το δίκτυο

❖ **Γκρι λίστα**

Υπό παρακολούθηση από το δίκτυο, πιθανά προβλήματα

❖ **Μαύρη λίστα**

Το τερματικό έχει αναφερθεί σαν κλεμμένο, ή ο τύπος του δεν είναι εγκεκριμένος. Το τερματικό δεν μπορεί να συνδεθεί με το δίκτυο.

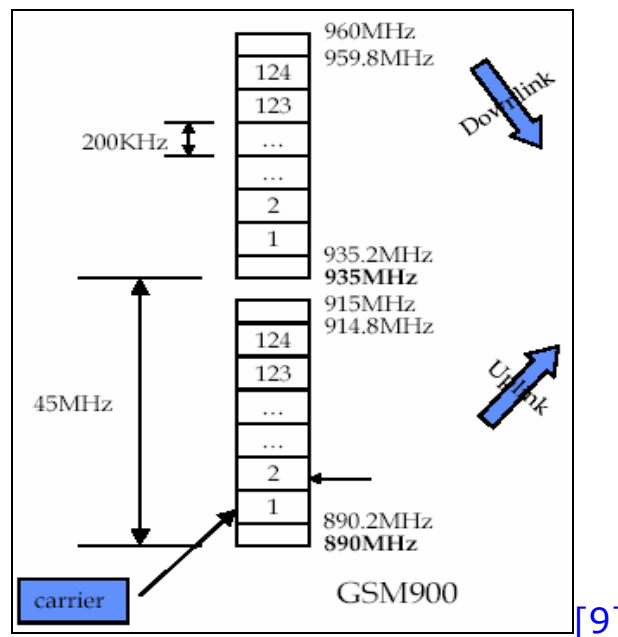
Το Mobile Switching Center, είναι η διασύνδεση μεταξύ του δικτύου κινητής τηλεφωνίας και του σταθερού δικτύου. Από την άποψη του σταθερού δικτύου, το MSC είναι άλλος ένας κόμβος σύνδεσης. Όμως η σύνδεση σε δίκτυο κινητής τηλεφωνίας, είναι ποιο πολύπλοκη αφού το MSC θα πρέπει να ξέρει που βρίσκεται εκείνη την στιγμή το κινητό - έστω και αν βρίσκεται σε μια ξένη χώρα! Ο τρόπος που το GSM καταφέρνει να βρίσκει την θέση του κινητού και να κατευθύνει σωστά την κλήση στο κινητό, είναι εφικτός με την χρήση 2 καταχωρητών : Τον Home Locator Register (HLR) και τον Visitor Locator Register (VLR). [5]

Η ανανέωση της θέσης του κινητού (location update), ξεκινάει από το κινητό, όταν το κανάλι ελέγχου εκπομπής (BCCH) δει ότι η περιοχή εκπομπής, δεν είναι ποια η ίδια με αυτήν που έχει ήδη αποθηκευτεί στην μνήμη του κινητού. Μια αίτηση για ανανέωση και το IMSI ή το προηγούμενο TMSI στέλνεται στο νέο VLR, μέσω του νέου Mobile Switching Center. Ένα νούμερο κινητού σταθμού σε περιαγωγή (MSRN) προσδιορίζεται και στέλνεται στο HLR του κινητού (το οποίο πάντα κρατάει την τωρινή θέση), από το νέο VLR.

Το MSRN είναι ένας συνηθισμένος αριθμός τηλεφώνου, ο οποίος διευθύνει την κλήση στο νέο VLR και μεταφράζεται στο TMSI του κινητού. Το HLR στέλνει πίσω τις απαραίτητες παραμέτρους ελέγχου κλήσης και επίσης στέλνει μήνυμα ακύρωσης στο παλιό VLR, ώστε το προηγούμενο MSRN να μπορεί να επαναπροσδιοριστεί. Τελευταία ένα νέο TMSI προσδιορίζεται και στέλνεται στο κινητό, ώστε να είναι αναγνωρίσιμο σε μελλοντικές αιτήσεις εισερχομένων κλήσεων.

ΡΑΔΙΟΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ

Η Διεθνής Ένωση Τηλεπικοινωνιών, καθόρισε την χρήση των συχνοτήτων από 890-915 MHz για την uplink ζεύξη (βάση) και τις 935-960MHz για την Downlink ζεύξη (κινητό σταθμό). Επειδή αυτές η μπάντες ήταν ήδη σε χρήση από τα αναλογικά δίκτυα το 1980, η CEPT, κράτησε τα 10MHz από κάθε συχνότητα, για χρήση με το GSM. [5]



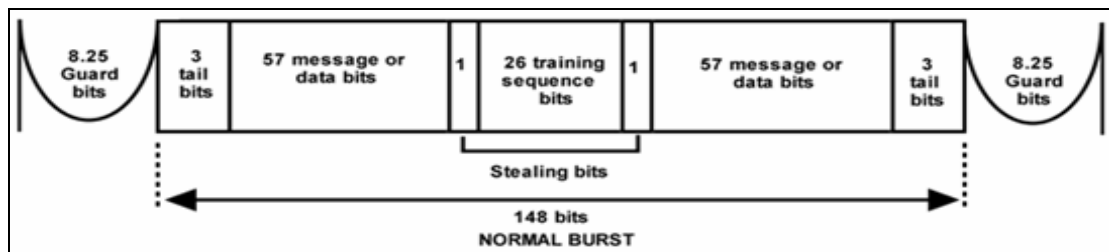
[5] Επειδή η μπάντα αυτή είναι μικρή για να χρησιμοποιηθεί από όλους τους χρήστες του GSM ταυτόχρονα, έπρεπε να βρεθεί κάποιος τρόπος ώστε να διαιρεθεί το εύρος τις, σε όσους περισσότερους χρήστες γίνεται. Η μέθοδος που χρησιμοποιήθηκε από το GSM είναι ένας συνδυασμός διαίρεσης χρόνου και συχνοτήτων - πολλαπλής πρόσβασης. (Time and Frequency Division - Multiple Access TDMA/FDMA).

Το FDMA χωρίζει τις συχνότητες των 25 MHz σε 124 συχνότητες των 200KHz. Μια ή παραπάνω από τις συχνότητες των 200KHz, δίνονται σε κάθε σταθμό οι οποίες και αυτές διαιρούνται σε 8 TDMA χρονοθυρίδες.

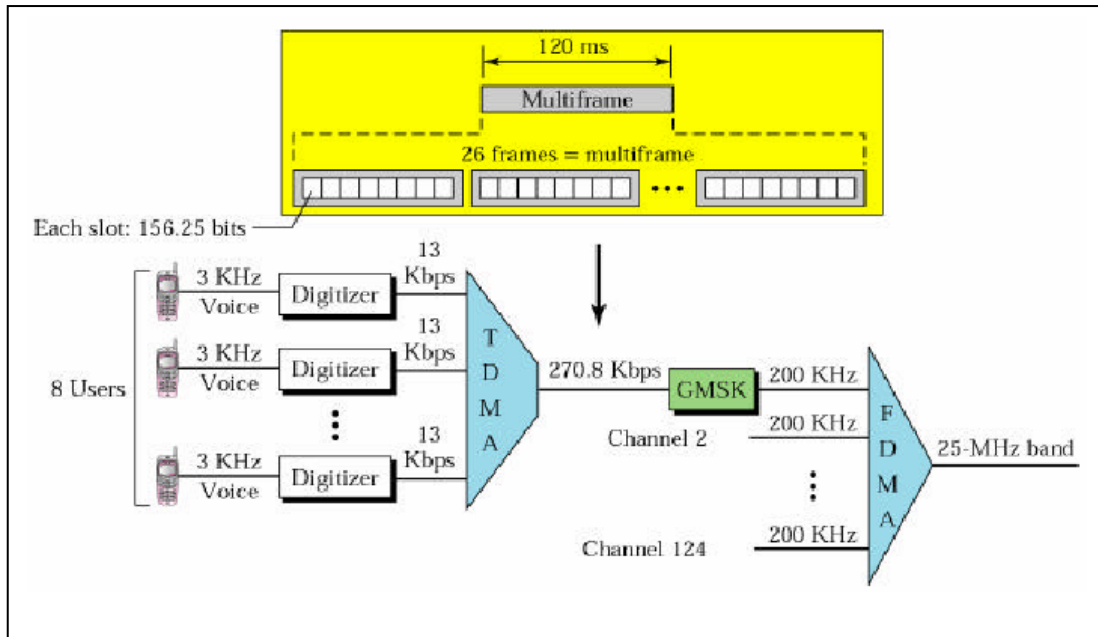
Οχτώ χρονοθυρίδες αποτελούν ένα πλαίσιο frame. Κάθε 4,616 ms μεταδίδεται ένα frame. Έτσι διαιρώντας δια 8 βρίσκουμε ότι κάθε χρονοθυρίδα έχει χρονική διάρκεια 0,577ms και έχει χώρο για 156,25 bits. (148 bits πληροφορίας και 8,25 bits long guard period).

Διαιρώντας τώρα την χρονική διάρκεια της κάθε χρονοθυρίδας με τα 156.25 bits βρίσκουμε ότι κάθε bit έχει χρονική διάρκεια 0,003692 ms. Παίρνοντας τώρα τον λόγο (1/διάρκεια bit) βρίσκουμε ότι αποδίδει ένα ρυθμό από bit των 270,8 Kbits στο air interface.

Παρακάτω βλέπουμε ένα πακέτο data από ένα time slot που χρησιμοποιείται για να μεταφέρει data και σηματοδosis. Έχει συνολικό μήκος 156,25 bits αποτελούμενο από δύο 57 bits πληροφορίας, ένα 26 bit training sequence με το οποίο μπορούμε να προσδιορίσουμε το Bit Error Rate, πράγμα που μας βοηθάει να προσδιορίσουμε πότε πρέπει να γίνει Handover, ένα bit για κάθε μπλόκ πληροφορίας για το FACCH, τρία tail bits σε κάθε τέλος και μία 8,25 bit ακολουθία ασφαλείας.



Όπως προαναφέραμε κάθε 4,616 ms μεταδίδεται ένα frame. Τα πλαίσια frame με την σειρά τους ομαδοποιούνται σε multiframe, ώστε να μπορούν να μεταφέρουν σήματα ελέγχου. Το multiframe των 26 frame περιέχει 24 κανάλια κίνησης (TCH), ένα αργό κανάλι ελέγχου SACCH το οποίο ελέγχει την κάθε κλήση που βρίσκεται σε εξέλιξη και ένα κανάλι idle που κάνει την μέτρηση. Κάθε 4 multiframe (104 frame) γίνεται μία πλήρη μέτρηση. Αυτό δηλαδή πραγματοποιείται κάθε 0,48 sec.



Αρχιτεκτονική του συστήματος GSM

Στο παραπάνω σχήμα μπορούμε να δούμε αναλυτικά την διαίρεση συχνότητας των 25MHz σε 124 συχνότητες των 200KHz όπως επίσης και την διαίρεση χρόνου, όπου όπως έχουμε προαναφέρει χωρίζει την κάθε συχνότητα των 200KHz σε οχτώ χρονοθυρίδες.

Χρησιμοποιούνται εννέα διαφορετικοί τύποι καναλιών ελέγχου:

Κανάλι διόρθωσης συχνότητας	FCCH	Χρησιμοποιείται στην DL για διόρθωση της συχνότητας του κινητού σταθμού.
Κανάλι συγχρονισμού	SCH	Μεταφέρει πληροφορία για τον αριθμό του TDMA πλαισίου και τον κώδικα ταυτότητας του σταθμού βάσης.(Μόνο στην DL)
Κανάλι ελέγχου εκπομπής	BCCH	Εκπέμπει συγκεκριμένη πληροφορία για την κυψέλη προς τον κινητό σταθμό.(Μόνο στην DL)
Κανάλι ειδοποίησης κλήσης ή SMS	PCH	Χρησιμοποιείται για να ειδοποιήσει το MS για κλήση ή SMS.(Μόνο στην DL)
Κανάλι τυχαίας προσπέλασης	RACH	Χρησιμοποιείται από το MS προκειμένου να απαιτήσει ένα SDCCH είτε για απόκρυψη σε κλήση ή SMS ή για πρόσβαση του MS στο δίκτυο για εκκίνηση κλήσης,ή εγγραφή,ή ενημέρωση τοποθεσίας.(Μόνο στην UP)
Κύριο κανάλι πρόσβασης	AGCH	Χρησιμοποιείται για την εκχώρηση SDCCH στον κινητό σταθμό βάσης (MS).(Μόνο στην DL)
Μοναδικό αφιερωμένο κανάλι ελέγχου	SDCCH	Χρησιμοποιείται για την σηματοδότηση κατά την διάρκεια της έναρξης της κλήσης ή για εγγραφή τόσο στην UL όσο και στην DL.
Κανάλι ελέγχου βραδείας σύνδεσης	SACCH	Αυτό το κανάλι σχετίζεται με ένα κανάλι κίνησης (TCH) ή με ένα SDCCH στην UL και στην DL. Με αυτό το κανάλι στέλνονται στην UL οι αναφορές των μετρήσεων και στην DL στέλνεται η πληροφορία χρονισμού και οι εντολές αύξησης ή μείωσης της ισχύος του MS.
Κανάλι έλεγχου ταχείας σύνδεσης	FACCH	Αυτό σχετίζεται με ένα κανάλι κίνησης (TCH) στην UL και στην DL.Το FACCH λειτουργεί σε μια κατάσταση bit-stealing π.χ 20ms φωνής αντικαθιστούνται από ένα μήνυμα ελέγχου. Χρησιμοποιείται κατά την διάρκεια του Handover όταν το SACCH δεν είναι αρκετά γρήγορο.

ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΦΩΝΗΣ

Το GSM, είναι ένα καθαρά ψηφιακό δίκτυο, οπότε τα αναλογικά σήματα ήχου, θα πρέπει να περάσουν από την διαδικασία της ψηφιοποίησης. Η μέθοδος που χρησιμοποιείται από το ISDN και τα υπάρχοντα τηλεφωνικά δίκτυα είναι η PCM η οποία όμως βγάζει σαν αποτέλεσμα μια ροή, αρκετά υψηλή για να μεταφερθεί με ραδιοζεύξη. Το GSM τελικά κατέληξε στην χρήση ενός διαφορετικού πρωτοκόλλου του RPE-LPC, το οποίο παίρνει τις πληροφορίες από τα προηγούμενα δείγματα φωνής, τα οποία δεν αλλάζουν αρκετά γρήγορα και προβλέπει την τρέχον δειγματοληψία. Η φωνή, χωρίζεται σε δείγματα των 20 millisecond, κωδικοποιημένα στα 260bits, δίνοντας συνολική ροή δεδομένων 13Kbps. [5]

Λόγω των ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών, η κωδικοποιημένη φωνή και τα δεδομένα που μεταφέρονται μέσω ραδιοκυμάτων, θα πρέπει να προστατευθούν. Μετά από αντικειμενικές δοκιμές, βρέθηκε ότι κάποια συγκεκριμένα bits ήταν και τα πιο σημαντικά για την διατήρηση της ποιότητας του ήχου. Αυτά τα bits, χωρίστηκαν σε 3 κλάσεις : [5]

- Κλάση A 50 bits - μεγαλύτερη ευαισθησία σε λάθη των bit
- Κλάση B 132 bits - μέτρια ευαισθησία σε λάθη των bit
- Κλάση C 78 bits - μικρή ευαισθησία σε λάθη των bit

Τα ψηφία της κλάσης A, έχουν ένα 3ψήφιο πλεονάζων κυκλικό κώδικα, ο οποίος έχει προστεθεί για την διόρθωση των λαθών. Αν βρεθεί κάποιο λάθος, το πλαίσιο κρίνεται φθαρμένο για μεταφορά και απορρίπτεται. Αντικαταστέεται από μια εξασθετισμένη έκδοση του προηγούμενου σωστού πλαισίου. Τα 53 αυτά ψηφία, μαζί με τα 132 ψηφία της κλάσης B και 4 ψηφία για το κλείσιμο τις ακολουθίας, δίνονται σε έναν κωδικοποιητή και κάθε ψηφίο μετατρέπεται σε 2, βασισμένο σε συνδυασμό των 4 προηγούμενων ψηφίων. Ο κωδικοποιητής έχει σαν αποτέλεσμα 378 ψηφία, τα οποία προστίθενται στα απομένοντα ψηφία της κλάσης C.

Έτσι κάθε 20 ms ομιλίας κωδικοποιούνται σε 456bits, δίνοντας ροή δεδομένων 22.8kbps. Τα 456 αυτά ψηφία χωρίζονται σε 8 μπλόκ των 57 ψηφίων. Αφού κάθε μονάδα χρόνου μπορεί να μεταφέρει δύο μπλοκ των 57 ψηφίων, μεταφέρονται δύο διαφορετικά δείγματα φωνής.

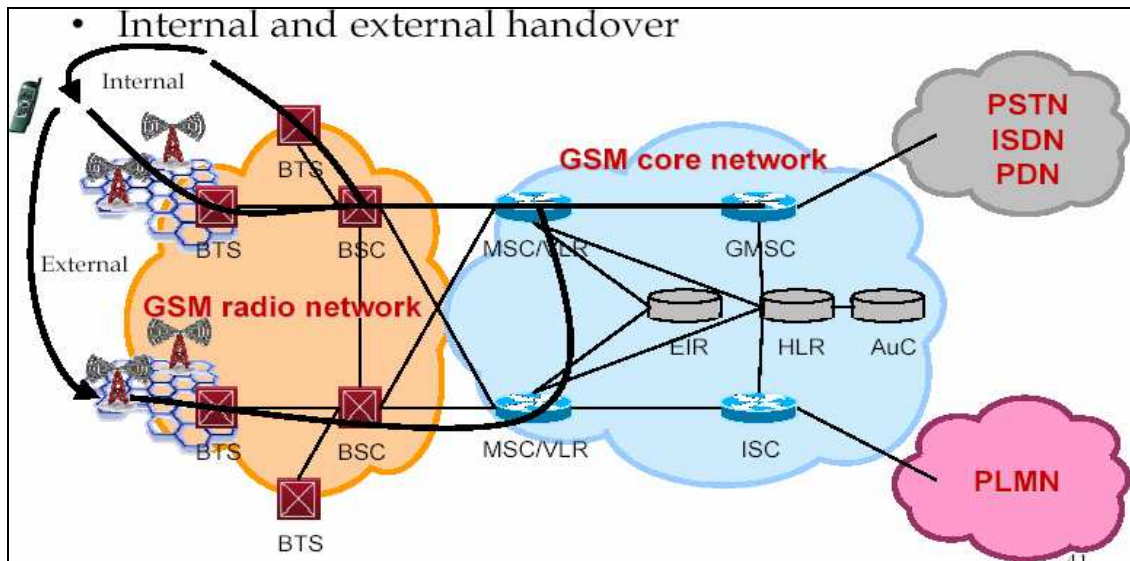
Για να αυξηθεί η απόδοση του συστήματος και επίσης για να μην υπάρχουν αρκετές παρεμβολές στις συχνότητες, χρησιμοποιείται η μη συνεχόμενη μετάδοση δεδομένων (DTX). Το DTX εκμεταλλεύεται τα κενά που υπάρχουν στην ομιλία, κλείνοντας σε εκείνες τις περιόδους τον πομπό, μειώνοντας έτσι την παρεμβολή από το δίκτυο και εξοικονομώντας παράλληλα ενέργεια στην κινητή μονάδα.

HANDOVER-ΑΛΛΑΓΗ ΚΥΨΕΛΗΣ

Η διασφάλιση της σωστής μετάδοσης δεδομένων σε μια καθορισμένη ποιότητα, μέσω ραδιοκυμάτων, είναι μόνο το μισό πρόβλημα για ένα δίκτυο κινητής τηλεφωνίας. Το γεγονός ότι μια γεωγραφική περιοχή που καλύπτεται από το δίκτυο, είναι χωρισμένη σε κυψέλες επιβάλλει την υλοποίηση ενός μηχανισμού handover, ο οποίος θα μεταφέρει το σήμα από την μια κυψέλη στην άλλη. Το handover, είναι η εναλλαγή μιας κλήσης σε εξέλιξη, σε διαφορετικό κανάλι ή κυψέλη. Υπάρχουν 5 διαφορετικοί τύποι handover στο GSM οι οποίοι αφορούν :[5]

- **Intra-cell Handover:** όπου είναι η μεταγωγή από μία ραδιοσυχνότητα (carrier) της κυψέλης σε μία άλλη της ίδιας κυψέλης. (Αυτό το είδος παρατηρείται όταν έχουμε παρεμβολές).
- **Intra-BTS Handover:** όπου είναι η μεταγωγή από μία κυψέλη ενός σταθμού βάσης (Σ/Β) σε μία άλλη κυψέλη του ίδιου Σ/Β.
- **Intra-BSC Handover:** όπου είναι η μεταγωγή από μία κυψέλη ενός BSC σε άλλη κυψέλη του ίδιου BSC.
- **Intra-MSC handover:** όπου είναι η μεταγωγή σε κυψέλες που βρίσκονται στον έλεγχο διαφορετικών σταθμών ελέγχου, αλλά στο ίδιο Mobile Switching Center (MSC).
- **Inter-MSC Handover:** όπου γίνεται μεταγωγή σε κυψέλες σε τελείως διαφορετικά MSCs.

Οι τρεις πρώτοι τύποι, καλούνται (internal) εσωτερικά handovers και χρησιμοποιούν το ίδιο βασικό σταθμό ελέγχου (BSC). Αυτοί οι τύποι ελέγχονται από το ίδιο το BSC ώστε να γίνει εξοικονόμηση στην μεταφορά δεδομένων - το MSC ενημερώνεται μόνο όταν ολοκληρωθεί το handover. Οι άλλοι δύο τύποι handover, καλούνται (external) εξωτερικά handovers και τα χειρίζονται τα MSCs.



[9]

Μερικοί λόγοι για τους οποίους μπορεί να πραγματοποιηθεί Handover είναι:

- Interference στο Uplink
- Interference στο Downlink
- Χαμηλό RX Quality στο Uplink
- Χαμηλό RX Quality στο Downlink
- Χαμηλό RX level στο Uplink
- Χαμηλό RX level στο Downlink

[5] Η διαδικασία Handover ξεκινά από τις μετρήσεις που έρχονται στο BSC. Αυτές προέρχονται είτε από το κινητό σταθμό (αφορούν την DL ζεύξη) ή από το BTS (αφορούν την UL ζεύξη). Την ώρα που δεν απασχολείται, το κινητό ελέγχει τα κανάλια επικοινωνίας με τις γειτονικές κυψέλες και δημιουργεί μια λίστα με τις πιο πιθανές για handover. Οι πληροφορίες περνάνε στο BSC και στο MSC και χρησιμοποιούνται για τον αλγόριθμο του handover.

Ο αλγόριθμος τις "μικρότερης επιτρεπτής απόδοσης" δίνει το δικαίωμα αλλαγής της ισχύς στο handover, έτσι ώστε όταν το σήμα φθίνει πιο κάτω από ένα συγκεκριμένο σημείο, η ισχύς του κινητού να αυξάνεται. Αν περαιτέρω αύξηση στην ισχύ δεν βελτιώσουν το σήμα, τότε δημιουργείται handover.

Τα μεγέθη τα οποία παρακολουθούνται από το σύστημα ή και από τον κινητό σταθμό για να εξακριβωθεί αν είναι αναγκαία ή όχι η έναρξη της διαδικασίας του Handover είναι κύρια η ισχύς του λαμβανομένου σήματος και ο λόγος Carrier-to-interference. Ανάλογα με την εμπλοκή του συστήματος ή/και του κινητού σταθμού στην όλη διαδικασία, οι αλγόριθμοι handover διακρίνονται σε:

- Network Controlled Handover (όπου οι μετρήσεις σήματος και η απόφαση για την έναρξη του handover εναπόκειται αποκλειστικά στο δίκτυο).
- Mobile Assisted Handover (όπου ο κινητός σταθμός κατά τακτά χρονικά διαστήματα αποστέλλει μετρήσεις στο σταθερό τμήμα του όλου συστήματος που θα κρίνει τελικά και θα υλοποιήσει την διαδικασία του handover).
- Mobile Controlled Handover (όπου ο κινητός σταθμός αυτόνομα προβαίνει βάσει των μετρήσεων του σε handover ενημερώνοντας απλώς το σύστημα).

Έτσι γίνεται σαφές το πολύπλοκο της όλης διαδικασίας λόγω της συνεχούς λήψης μετρήσεων από τον σταθμό βάσης και τον κινητό σταθμό.

ΔΙΑΚΥΜΑΝΣΕΙΣ ΤΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ (FADING)

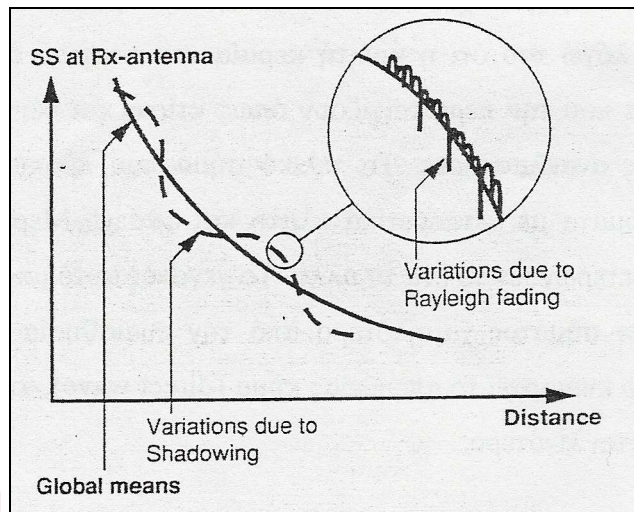
Η περιβάλλουσα του ραδιοσήματος αποτελείται από ένα ταχείας διάλειψης (fast fading) που υπερτίθεται σε ένα βραδείας διάλειψης σήμα (slow fading) (σχήμα 1). Αυτά τα σήματα διαλείψεως είναι το αποτέλεσμα εμποδίων και ανακλάσεων και δίνουν ένα σήμα που είναι το άθροισμα του απευθείας σήματος (direct-line of sight) και διαφόρων ανακλώμενων σημάτων. [7]

Το ταχείας διάλειψης σήμα fast fading signal όπου η απόσταση από κορυφή σε κορυφή $=\lambda/2$ είναι συνήθως παρόν κατά τη διάρκεια μιας επικοινωνίας λόγω του ότι η κινητή κεραία του κινητού είναι χαμηλότερη από τα στοιχεία που την περιστοιχίζουν όπως κτίρια και δέντρα. Τα στοιχεία αυτά δρουν σαν ανακλαστήρες. Το τελικό σήμα που προκύπτει αποτελείται από διάφορα κύματα με διαφορετικά πλάτη και φάσεις. Μερικές φορές τα κύματα αυτά εξουδετερώνουν το ένα το άλλο. Το γεγονός αυτό μπορεί να οδηγήσει σε ένα επίπεδο σήματος χαμηλότερο από την ευαισθησία του δέκτη. Σε ανοιχτά πεδία όπου κυριαρχεί το απευθείας κύμα (direct wave), αυτός ο τύπος διάλειψης παρατηρείται λιγότερο.

Το fast fading σήμα είναι βραχυπρόθεσμο για αυτό ονομάζεται και βραχυπρόθεσμη διάλειψη (short-term fading). Η βραχυπρόθεσμη διάλειψη παρουσιάζει κατανομή Rayleigh της τάσης του σήματος, έτσι καλείται και Rayleigh fading. Αυτός ο τύπος διάλειψης επηρεάζει την ποιότητα του σήματος και έτσι πρέπει να παρθούν κάποια μέτρα προκειμένου να τον αντιμετωπίσουμε.

Η πρώτη και πιο απλή λύση είναι να χρησιμοποιήσουμε περισσότερη ισχύ στον πομπό με αποτέλεσμα να εξασφαλίζεται ένα περιθώριο διάλειψης (fading margin). Ένας άλλος τρόπος να μειώσουμε τη ζημιά που παράγεται από τη διάλειψη Rayleigh, είναι η χρήση του συστήματος λήψης που ονομάζεται 'space diversity' τι οποίο μειώνει τον αριθμό των μεγάλων βυθίσεων του σήματος λόγω διάλειψης. Space diversity σημαίνει ότι χρησιμοποιούνται δύο κεραίες (σε συγκεκριμένη απόσταση η μια από την άλλη) με δύο συστήματα λήψης (δέκτες), για να λάβουμε τελικά δύο σήματα από τον ίδιο πομπό, με μικρές διαφορές μεταξύ τους και να επιλεγθεί το καλύτερο από αυτό την κάθε φορά. Με αυτό τον τρόπο

κερδίζουμε 2-4dB (diversity gain) και αντισταθμίζουμε το πρόβλημα του fading.



Σχήμα 1

Η λαμβανόμενη απόκλιση του σήματος, αν εξαιρέσουμε τη βραχυπρόθεσμη διάλειψη, καλείται 'τοπικό μέσο' (local mean)- (διακεκομμένη γραμμή στο σχήμα 1). Η ισχύς του, που συχνά καλείται τοπική μέση ισχύ (local average power) εκφραζόμενη σε λογαριθμική κλίμακα (Σχήμα 1: άξονας SS) έχει κανονική κατανομή. Για αυτό το λόγο η αργή διάλειψη (slow fading) καλείται log-normal fading. Αν οδηγήσουμε διαμέσου μιας επίπεδου ερήμου, χωρίς εμπόδια, το σήμα μεταβάλλεται αργά με την απόσταση. Παρόλο αυτά, σε κανονικές συνθήκες, η διαδρομή του σήματος παρεμποδίζεται.

Τα εμπόδια κοντά στο κινητό (π.χ κτίρια, γέφυρες, δέντρα κ.τ.λ) δημιουργούν μία γρήγορη αλλαγή του τοπικού μέσου (από πέντε έως πενήντα μέτρα) ενώ τα τοπογραφικά εμπόδια δημιουργούν πιο αργές αλλαγές στο σήμα. Λόγω του ότι η log-normal fading μειώνει τη λαμβανόμενη ισχύ, η συνολική κάλυψη από τον πομπό μειώνεται. Για να καταπολεμήσουμε το φαινόμενο αυτό, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα περιθώριο διάλειψης (fading margin). Τα προβλήματα που δημιουργούνται από πολλαπλές ανακλάσεις (multi-path) γίνονται περισσότερο έντονα λόγω και της λογαριθμικής-κανονικής διάλειψης (log-normal fading) καθώς η ευθεία δέσμη εξασθενεί από το εμπόδιο που παρεμβάλλεται.

Οι φάσεις μεταξύ των ανακλώμενων κυμάτων διαφέρουν. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι διαδίδονται μέσω διαφορετικών δρόμων, συνεπώς διανύουν διαφορετικές αποστάσεις και άρα φτάνουν στον δέκτη σε διαφορετικές χρονικές στιγμές. Αυτή η χρονική διασπορά του σήματος (time dispersion) μπορεί να δημιουργήσει προβλήματα, εάν η καθυστέρηση των ανακλωμένων κυμάτων είναι πού μεγάλη. Για το σύστημα GSM 900, μεγάλη καθυστέρηση θεωρείται όταν το ανακλώμενο κύμα διανύσει αρκετές χιλιάδες μήκη κύματος ($\geq 1\text{km}$ απόσταση) από το ανακλώμενο σήμα. Σε αυτή την περίπτωση, διαφορετικά κύματα που προστίθενται στον δέκτη μεταφέρουν πληροφορία για διαφορετικά σύμβολα (bits). Αν το απευθείας κύμα είναι εξασθενημένο, και τα ανακλώμενα κύματα έχουν συγκεκριμένες στάθμες σήματος, τότε είναι δύσκολο για τον δέκτη να αποφασίσει πιο σύμβολο (bit) μεταφέρθηκε.

[5] Όταν γίνεται η σχεδίαση ενός δικτύου τυχαίας πρόσβασης, όπως είναι τα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας, είναι απαραίτητο να υπάρχει ένα μοντέλο τηλεφωνικής κίνησης. Το μοντέλο αυτό είναι αποτέλεσμα του συνδυασμού παρατηρήσεων ενός πραγματικού δικτύου και λογικών παραδοχών. Για την κατασκευή του μοντέλου αυτού, απαιτείται γνώση της "τηλεφωνικής" συμπεριφοράς των συνδρομητών:

- Πόσοι είναι
- Πόσο συχνά και από ποια γεωγραφική θέση κάνουν χρήση του κινητού τους τηλεφώνου
- Ποιες είναι οι μετακινήσεις τους
- Ποια είναι η διάρκεια της τηλεφωνικής συνδιάλεξης κ.α.

Όλες αυτές οι πληροφορίες είναι στατιστικής φύσεως και χρησιμοποιούνται για την κατασκευή του μοντέλου.

Στην κινητή τηλεφωνία σαν κίνηση αναφέρεται το ποσοστό χρήσης των καναλιών και συνήθως θεωρείται ο χρόνος που διαρκούν οι κλήσεις ανά μονάδα χρόνου για ένα ή περισσότερα τηλεφωνικά κυκλώματα. Η κίνηση μετράται σε Erlangs (π.χ εάν ο συνδρομητής μιλάει συνέχεια στο τηλέφωνο, αυτό θα δημιουργούσε κίνησης 1 Erlang).

Η τηλεφωνική κίνηση είναι χρονικά μεταβαλλόμενη και ο στατιστικός χαρακτηρισμός τέτοιων φαινομένων δεν είναι εύκολος. Η τηλεφωνική κίνηση μεταβάλλεται σε ετήσια βάση (έχει σταθερά αυξητικές τάσεις), σε μηνιαία βάση (εποχιακές μεταβολές), σε ημερήσια βάση (σε γιορτινές μέρες), ακόμη και σε συγκεκριμένες ώρες της ημέρας (ώρες αιχμής). Τα δίκτυα τηλεπικοινωνιών σχεδιάζονται έτσι, ώστε να μπορούν να ανταποκριθούν στις αυξημένες ανάγκες που παρουσιάζονται κατά τις ώρες αιχμής και με γνώμονα την υψηλή ποιότητα παρεχόμενων υπηρεσιών.

Η κίνηση ορίζεται ως εξής: Εάν Q κλήσεις, μέσης διάρκειας T , πραγματοποιούνται κατά το χρονικό διάστημα t , τότε η τηλεφωνική κίνηση A δίνεται από τη σχέση:

$$A = \frac{QT}{t} \text{ Erlangs}$$

όπου τα T και t μετριοούνται με τις ίδιες μονάδες μέτρησης.

Η κίνηση που μπορεί να μεταφέρει κάθε κυψέλη εξαρτάται από τον αριθμό των καναλιών κίνησης traffic channels και από το ποσοστό συμφόρησης που είναι αποδεκτό (τόσο από τον πελάτη όσο και από τον πάροχο), αυτό δηλαδή που αποκαλούμε Grade of Service. Οι διαφορετικές υποθέσεις για την συμπεριφορά των συνδρομητών οδηγεί σε διαφορετικές απαντήσεις. Ο πίνακας B του Erlang βασίζεται στις πιο κοινές υποθέσεις. Αυτές είναι οι:

- Δεν υπάρχουν ουρές αναμονής όταν όλα τα κανάλια είναι κατειλημμένα
- Ο αριθμός των συνδρομητών είναι πολύ υψηλότερος από τον αριθμό των διαθέσιμων καναλιών κίνησης
- Δεν υπάρχουν αποκλειστικά δεσμευμένα κανάλια κίνησης
- Η κίνηση έχει κατανομή Poisson (τυχαία)
- Οι μπλοκαρισμένες κλήσεις εγκαταλείπουν αμέσως την προσπάθεια κλήσης

Ο πίνακας B του Erlang συνδέει τον αριθμό των καναλιών κίνησης, το GoS και την προσφερόμενη κίνηση. Η σχέση των παραπάνω στοιχείων παρουσιάζεται με την μορφή πίνακα παρακάτω:

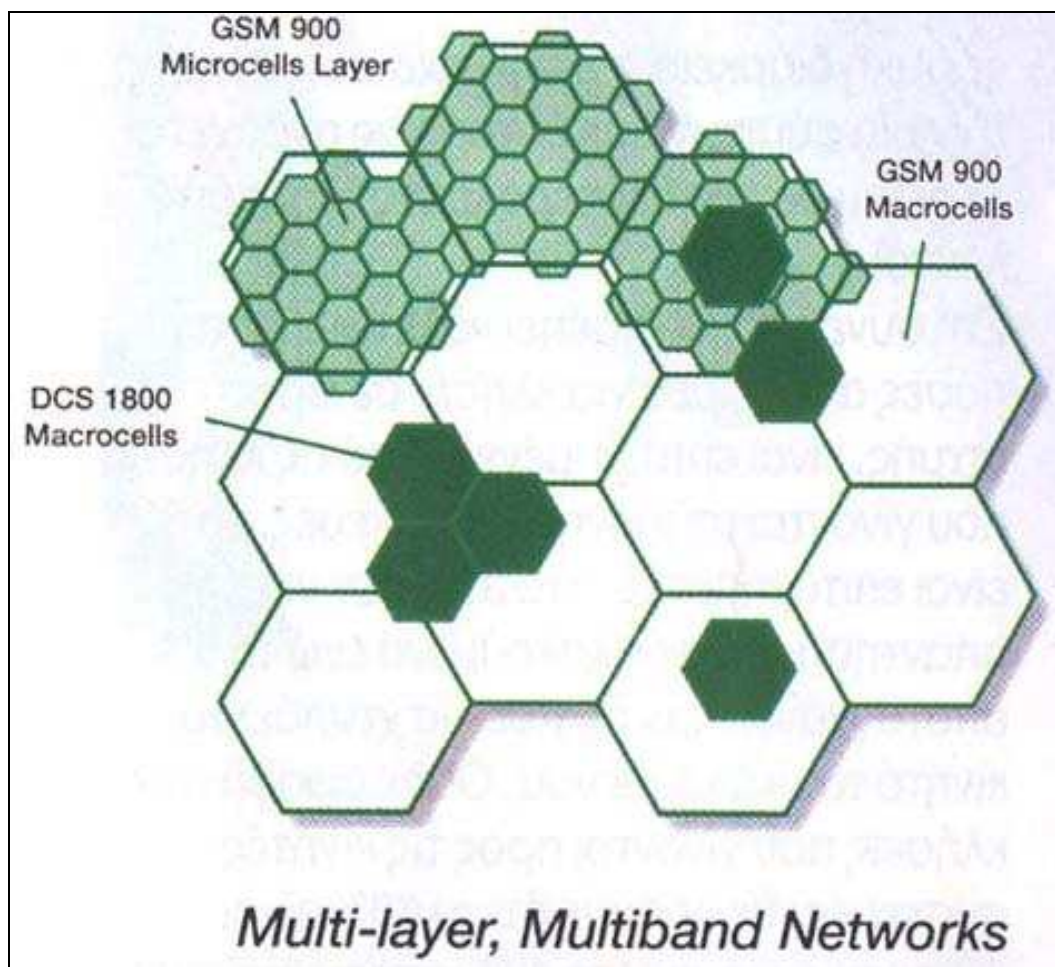
n	0,007	0,008	0,009	0,01	0,02	0,03	0,05	0,1	0,2	0,4	n
1	0,00705	0,00806	0,00908	0,0101	0,02041	0,03093	0,05263	0,11111	0,25	0,66667	1
2	0,126	0,13532	0,14416	0,15259	0,22347	0,28155	0,38132	0,59543	1	2	2
3	0,39664	0,41757	0,43711	0,45549	0,60221	0,71513	0,8994	1,2708	1,9299	3,4798	3
4	0,77729	0,81029	0,84085	0,86942	1,0923	1,2589	1,5246	2,0454	2,9452	5,021	4
5	1,2362	1,281	1,3223	1,3608	1,6571	1,8752	2,2185	2,8811	4,0104	6,5955	5
6	1,7531	1,8093	1,861	1,909	2,2759	2,5431	2,9603	3,7584	5,1086	8,1907	6
7	2,314	2,382	2,4437	2,5009	2,9354	3,2497	3,7378	4,6662	6,2302	9,7998	7
8	2,9125	2,9902	3,0615	3,1276	3,6271	3,9865	4,543	5,5971	7,3692	11,419	8
9	3,5395	3,6274	3,708	3,7825	4,3447	4,7479	5,3702	6,5464	8,5217	13,045	9
10	4,1911	4,2889	4,3784	4,4612	5,084	5,5294	6,2157	7,5106	9,685	14,677	10
11	4,8637	4,9709	5,0691	5,1599	5,8415	6,328	7,0764	8,4871	10,857	16,314	11
12	5,5543	5,6708	5,7774	5,876	6,6147	7,141	7,9501	9,474	12,036	17,954	12
13	6,2607	6,3863	6,5011	6,6072	7,4015	7,9667	8,8349	10,47	13,222	19,598	13
14	6,9811	7,1154	7,2382	7,3517	8,2003	8,8035	9,7295	11,473	14,413	21,243	14
15	7,7139	7,8568	7,9874	8,108	9,0096	9,65	10,633	12,484	15,608	22,891	15
16	8,4579	8,6092	8,7474	8,875	9,8284	10,505	11,544	13,5	16,807	24,541	16
17	9,2119	9,3714	9,6171	9,6516	10,656	11,368	12,461	14,522	18,01	26,192	17
18	9,9751	10,143	10,296	10,437	11,491	12,238	13,385	15,548	19,216	27,844	18
19	10,747	10,92	11,082	11,23	12,333	13,115	14,315	16,579	20,424	29,498	19
20	11,526	11,709	11,876	12,031	13,182	13,997	15,249	17,613	21,635	31,152	20
21	12,312	12,503	12,677	12,838	14,036	14,885	16,189	18,651	22,848	32,808	21
22	13,105	13,303	13,484	13,651	14,896	15,778	17,132	19,692	24,064	34,464	22
23	13,904	14,11	14,297	14,47	15,761	16,675	18,08	20,737	25,281	36,121	23
24	14,709	14,922	15,116	15,295	16,631	17,577	19,031	21,784	26,499	37,779	24
25	15,519	15,739	15,939	16,125	17,505	18,483	19,985	22,833	27,72	39,437	25
26	16,334	16,561	16,768	16,959	18,383	19,392	20,943	23,885	28,941	41,096	26
27	17,153	17,387	17,601	17,797	19,265	20,305	21,904	24,939	30,164	42,755	27
28	17,977	18,218	18,438	18,64	20,15	21,221	22,867	25,995	31,388	44,414	28
29	18,805	19,053	19,279	19,487	21,039	22,14	23,833	27,053	32,614	46,074	29
30	19,637	19,891	20,123	20,337	21,932	23,062	24,802	28,113	33,84	47,735	30
31	20,473	20,734	20,972	21,191	22,827	23,987	25,773	29,174	35,067	49,395	31
32	21,312	21,58	21,823	22,048	23,725	24,914	26,746	30,237	36,295	51,056	32

*Μέρος του πίνακα **Erlang-B** που μας παρέχει την κίνηση (σε Erlangs) σαν συνάρτηση του GoS (στήλες) και του αριθμού των καναλιών κίνησης (γραμμές)."*

Στις παραγράφους που ακολουθούν, έχει γίνει η παραδοχή ότι το εν λόγω δίκτυο κινητής τηλεφωνίας GSM καλύπτει μια πυκνοκατοικημένη αστική περιοχή, όπως η Αθήνα.

Υπάρχουν δύο κύριες κατηγορίες τηλεφωνικής κίνησης: η πρώτη κατηγορία σχετίζεται με την επικοινωνία των συνδρομητών, ενώ η δεύτερη με τις μετακινήσεις τους.

Προκειμένου να μοντελοποιήσουμε την τηλεφωνική κίνηση που σχετίζεται με την επικοινωνία των συνδρομητών, απαιτείται να γνωρίζουμε τον αριθμό των συνδρομητών, την τηλεφωνική κίνηση ανά συνδρομητή, καθώς και τη μέση διάρκεια της τηλεφωνικής κλήσης.



Οι μετρήσεις που έχουν γίνει σε δίκτυα GSM έχουν δείξει ότι 20 mErlang (0.020 Erlang) ανά συνδρομητή είναι υπεραρκετά για να καλύψουν τις ανάγκες της συνδρομητικής βάσης.

Αυτό σημαίνει ότι κάθε συνδρομητής μπορεί να κάνει μία κλήση διάρκειας 72 δευτερολέπτων ανά ώρα. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η μέση τηλεφωνική κίνηση ανά συνδρομητή στην Ελλάδα είναι περίπου 8 mErlang, δηλαδή κάθε συνδρομητής πραγματοποιεί, κατά μέσο όρο, περίπου μία κλήση των 28.8 δευτερολέπτων ανά ώρα. Τα στοιχεία, επομένως, που αναφέρονται στο άρθρο αυτό, ξεπερνούν κατά πολύ τις συνήθεις απαιτήσεις των Ελλήνων συνδρομητών σε τηλεφωνική κίνηση.

Η πιθανότητα "κατειλημμένης γραμμής" (Blocking Probability ή Grade of Service - GOS) P_B δίνεται από τη σχέση:

$$P_B = \frac{\text{Ανεπιτυχείς κλήσεις}}{\text{Σύνολο κλήσεων}} = \frac{\frac{A_C^n}{n!}}{1 + A_C + \frac{A_C^2}{2!} + \frac{A_C^3}{3!} + \dots + \frac{A_C^n}{n!}} \quad (1)$$

όπου

A_C είναι η μέση τηλεφωνική κίνηση και

n είναι ο αριθμός των καναλιών.

Εάν θεωρηθεί ότι η μέγιστη επιτρεπτή πιθανότητα "κατειλημμένης γραμμής" (blocking probability) είναι 2% (δηλαδή 2 ανεπιτυχείς κλήσεις στις 100) , τότε με βάση το μοντέλο τηλεφωνικής κίνησης που παρουσιάστηκε παραπάνω, μία κυψέλη με 3 TRX θα έχει 20 traffic channel ανά CELL για χρήση αφού κάθε TRX παίρνει ένα time slot για SDCCH και σε ένα από τα TRX ένα time slot για BCCH. Έτσι μπορεί να υποστηρίξει σύμφωνα με τον πίνακα Β τηλεφωνική κίνηση 13,182 Erlang, δηλαδή 66 0 συνδρομητές ταυτόχρονα.

Σημαντικό παράγοντα για τη χωρητικότητα ενός συστήματος κινητής τηλεφωνίας αποτελεί η φασματική απόδοση, E_s που ορίζεται από την ακόλουθη σχέση:

$$E_s = \frac{A_c}{n_c WCS} = \text{Erlang/MHz/Km}^2$$

όπου

Ac είναι η μεταφερόμενη τηλεφωνική κίνηση ανά κυψέλη,

W είναι το χρησιμοποιούμενο φάσμα ανά κανάλι,

nc είναι ο αριθμός των καναλιών ανά κυψέλη,

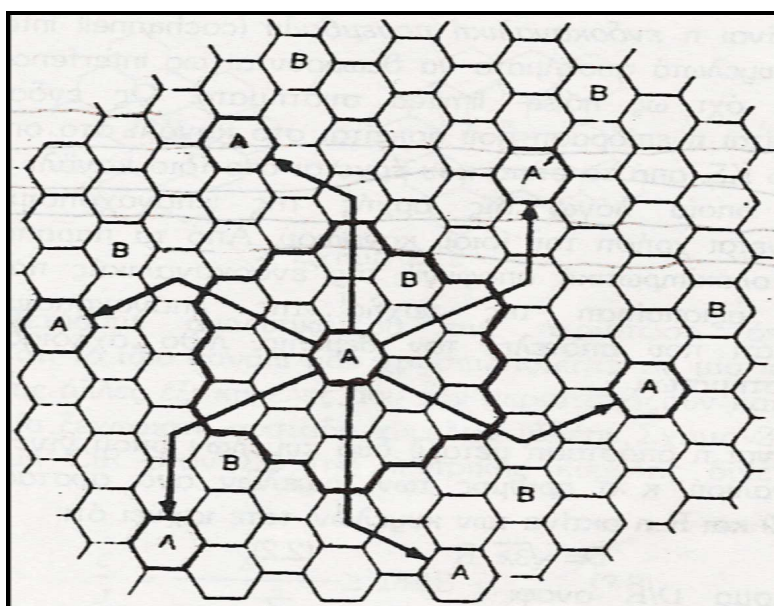
C είναι το μέγεθος του cluster και

S είναι το εμβαδόν της επιφάνειας σε km² που καλύπτεται από μία κυψέλη.

Το μέγεθος του cluster, C, δίνεται από τη σχέση: [8]

$$C = i^2 + ij + j^2 \quad i, j \geq 0$$

όπου i, j ακέραιοι και καλούνται shift parameters (δες παρακάτω σχήμα). Σε κάθε συστάδα κυψελών είναι διαθέσιμα όλα τα ραδιοκανάλια του συστήματος κατάλληλα κατανομημένα μεταξύ των επιμέρους κυψελών. Ένα ραδιοκανάλι (έστω στην κυψέλη A) όμως μπορεί να επαναχρησιμοποιηθεί έστω στην κυψέλη A (προχωρώντας από την πλευρά του κανονικού εξαγώνου κατά $i=3$ κυψέλες και στην συνέχεια κατά $j=2$). Αυτό αποτελεί την αρχή επαναχρησιμοποίησης συχνότητας αποφεύγοντας έτσι την εμφάνιση ενδοκαναλικής παρεμβολής. Άρα στην περίπτωση μας έχουμε: $k=i^2+ij+j^2=19$



[5]

Το απαραίτητο φάσμα ενός κυψελωτού συστήματος, προκειμένου να εξυπηρετηθούν οι απαιτήσεις σε τηλεφωνική κίνηση, δίνεται από τη σχέση:

$$S_w = n_c W C \text{ MHz} \quad (2)$$

Τα δίκτυα GSM στις ανεπτυγμένες -τηλεπικοινωνιακά- χώρες (μεταξύ των οποίων είναι και η Ελλάδα) έχουν σχεδιαστεί προσεκτικά και έχουν περάσει από τις απαραίτητες διαδικασίες βελτιστοποίησης έτσι, ώστε να διαθέτουν τη μέγιστη δυνατή χωρητικότητα και να καλύπτουν τις πραγματικά πολύ υψηλές απαιτήσεις των συνδρομητών. Υπάρχουν, όμως, δύο σημεία που μπορούν να βελτιώσουν ακόμη περισσότερο τη χωρητικότητα των GSM συστημάτων:



Να γίνει μικρότερο το μέγεθος των κυψελών στις περιοχές με αυξημένη τηλεφωνική κίνηση (micro-cells, pico-cells). Για παράδειγμα, σε κυψέλες με τα προαναφερθέντα χαρακτηριστικά, αλλά με διάμετρο 0,6km, μπορεί να υποστηριχθεί τηλεφωνική κίνηση περίπου 78 Erlang/km², δηλαδή 3.120 συνδρομητών ανά km². Αν η διάμετρος γίνει 0,1 km, μπορεί να υποστηριχθεί τηλεφωνική κίνηση περίπου 701 Erlang/km², δηλαδή 28.025 συνδρομητών ανά km².

Με την εφαρμογή του Hierarchical Cell Structure (HCS), ο αριθμός των χρηστών που μπορούν να εξυπηρετηθούν ταυτόχρονα γίνεται ακόμη μεγαλύτερος. Το σημείο αυτό προϋποθέτει την εγκατάσταση περισσότερων σταθμών βάσης, κάτι που δεν είναι πάντοτε εφικτό, εξαιτίας της δυσκολίας που παρουσιάζεται στη χορήγηση αδειών εγκατάστασης τους αλλά και των αντιδράσεων που υπάρχουν από τους τοπικούς φορείς.

Να διευρυνθεί το φάσμα που έχει διατεθεί στους Operators κινητής τηλεφωνίας. Αυτό μπορεί να γίνει με τη χορήγηση αδειών για multiband δίκτυα. Δηλαδή να μπορούν οι Operators να χρησιμοποιούν ταυτόχρονα το φάσμα των 900MHz και των 1800MHz. Αυτό θα αυξήσει τον αριθμό των συχνοτήτων, επομένως και τον αριθμό των διαθέσιμων καναλιών. Αυτό φαίνεται τόσο από τη σχέση (1), όπου αύξηση του N προκαλεί μείωση του B , όσο και από τη σχέση (2), όπου αύξηση του διαθέσιμου φάσματος προκαλεί αύξηση της χωρητικότητας, αφού μπορεί να εξυπηρετηθεί μεγαλύτερη τηλεφωνική κίνηση.

Τα μοντέλα αυτά έχουν δοκιμαστεί σε συνθήκες υψηλού τηλεπικοινωνιακού φόρτου, όπου και έχουν παρουσιάσει τη βέλτιστη αποδοτικότητα, σε σχέση με ανάλογα μοντέλα που έχουν παρουσιαστεί στη διεθνή βιβλιογραφία. Τα μοντέλα αυτά δίνουν τη δυνατότητα **μεγιστοποίησης της χωρητικότητας των κινητών συστημάτων** και βέλτιστης κατανομής των απαιτούμενων πόρων σε πραγματικό χρόνο (ON-LINE).

Τεχνικές όπως αυτές της διαίρεσης και τμηματοποίησης κυψελών, καθώς και της βέλτιστης χρησιμοποίησης των καναλιών, είναι από τους βασικούς μηχανισμούς που χρησιμοποιούνται στα μοντέλα αυτά και αυξάνουν την αποδοτικότητα και τη χωρητικότητα των κινητών συστημάτων.

GMSK Διαμόρφωση-Αποδιαμόρφωση

Μιλώντας για το GMSK

Η μέθοδος διαμόρφωσης στο GSM σύστημα είναι το Gaussian Minimum Shift Keying γνωστό σαν **GMSK**. Το GMSK είναι ιδιαίτερος σημαντικό επειδή χρησιμοποιείται σε κάποια από τα πιο διακεκριμένα στάνταρ σε όλο τον κόσμο. Μερικά από αυτά είναι το Global Special Mobile (GSM) στις συχνότητες 900, 1800, 1900 MHz, το Digital European Cordless Telephone (DECT) και το Cellular Digital Packet Data (CDPD). Με το GSM να ανέρχεται ως επικρατέστερο για τα παγκόσμια στάνταρτ για τις κυψελοειδής επικοινωνίες, εξετάζονται συνεχώς επί πλέον βελτιώσεις για να παρέχουν την καλύτερη απόδοση του κυψελοειδούς συστήματος. [4]

Γιατί επιλέχθηκε η GMSK διαμόρφωση;

[4] Το περιβάλλον λειτουργίας των κυψελωτών συστημάτων κινητών επικοινωνιών παρουσιάζει ιδιαίτερες απαιτήσεις. Κάποια από τα επιθυμητά χαρακτηριστικά στις κινητές επικοινωνίες είναι:

- ◆ Αποδοτική αξιοποίηση του διατιθέμενου φάσματος, δηλαδή spectrally efficient.
- ◆ Εφαρμοσιμότητα στους μη γραμμικούς ενισχυτές ισχύος τάξης C.
- ◆ Μεγάλη ανοσοποίηση στον θόρυβο και στην παρεμβολή, δηλαδή έχουν ικανοποιητικά αποτελέσματα στην αντιμετώπιση της ενδοκαναλικής παρεμβολής, της παρεμβολής γειτονικού καναλιού και στο φαινόμενο multipath fading (πολλαπλών ανακλάσεων).
- ◆ Ευκολία στην υλοποίηση.

Το MSK είναι μια μέθοδος διαμόρφωσης με σταθερή περιβάλλουσα (constant envelope), όπου το πλάτος του διαμορφωμένου σήματος παραμένει σταθερό και αλλάζει μόνο η συχνότητα. Το MSK ικανοποιεί όλα τα παραπάνω χαρακτηριστικά εκτός από το πρώτο, δηλαδή το φάσμα ισχύος εξόδου του διαμορφωτή μπορεί να γίνει πιο αποδοτικό. Για να κάνουμε το φάσμα ισχύος εξόδου πιο αποδοτικό πρέπει να τοποθετήσουμε ένα low pass filter. Το GMSK είναι μια παραλλαγή του MSK όπου οι ορθογώνιοι παλμοί περνούν από το γκαουσιανό φίλτρο πριν περάσουν από τον διαμορφωτή MSK.

Το κανονικοποιημένο προ-γκαουσιανό εύρος διατηρείται στο 0,3 (BT γινόμενο), που ανταποκρίνεται σε ένα βασικής ζώνης φίλτρο εύρους $B=81,25\text{KHz}$ για ένα ολικό ρυθμό δεδομένων της τάξεως των $270,8\text{ Kbps}$. Το BT γινόμενο είναι μια συμφωνία μεταξύ ικανοποιητικού BER (Bit error rate) και χαμηλού επιπέδου πλευρικών λοβών που είναι απαραίτητο για να ικανοποιούν τις απαιτήσεις της γειτονικής καναλικής παρεμβολής.

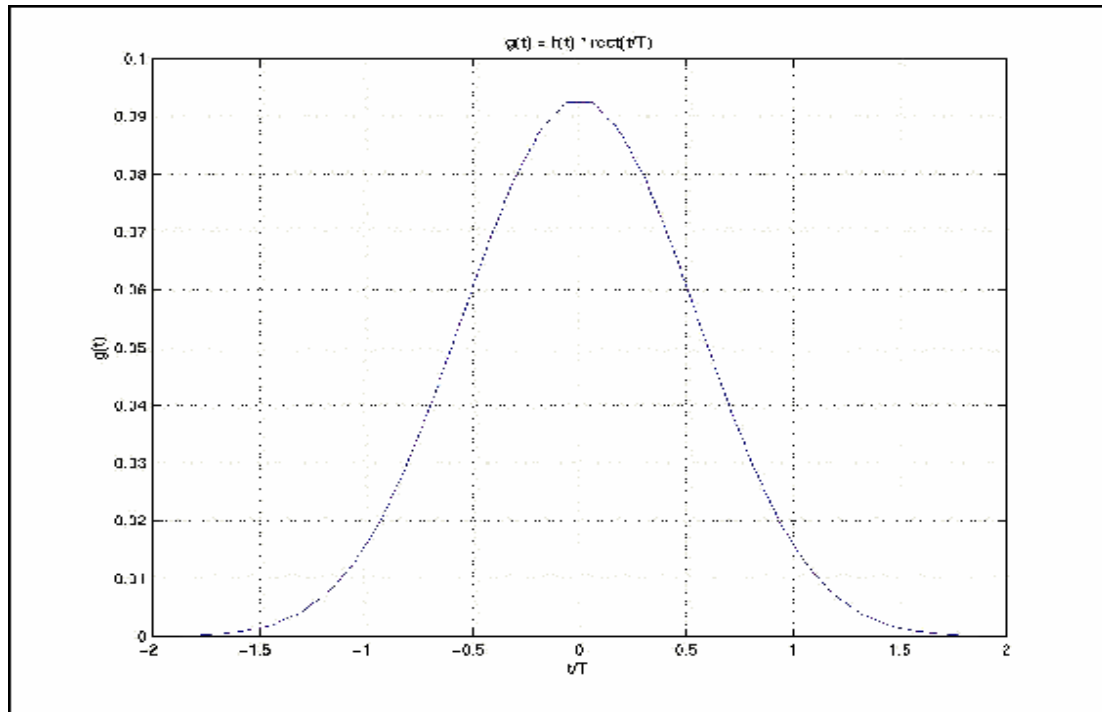
Ξέρουμε ότι ο ολικός ρυθμός δεδομένων (ρυθμός καταιγισμού) είναι $270,8\text{Kbps}$. Διαιρώντας τον τώρα δια 8 όπου είναι ο αριθμός των time slot ανά frame βρίσκουμε ότι: $270.8\text{ Kbps} / 8\text{ Ts/frame}=33,85\text{ Kbps}$ σε κάθε time slot. Το κάθε πακέτο δεδομένων όμως, όπως έχουμε προαναφέρει αποτελείται από $156,25\text{ bits}$ από τα οποία υπάρχουν $2*57\text{bits}$ πληροφορίας. Εμείς το ελάχιστο που μπορούμε να μεταφέρουμε από τα $156,25\text{ bits}$ είναι τα 57bits μέσα σε ένα time slot λόγω της ύπαρξης του timing advance. Έτσι έχουμε ότι:

$$\frac{57\text{bits}}{156.25\text{bits}} * \frac{270.8\text{Kbps}}{8..TS / frame} \approx 12.4\text{Kbps}$$

Το BT γινόμενο επιλέχθηκε να είναι 0,3 το οποίο πολλαπλασιάζοντάς το με το ρυθμό καταιγισμού έχουμε: $0.3*270.8=81.25\text{KHz}$ όπου είναι και το εύρος του φίλτρου. Έτσι με μια συχνότητα εύρους $81,25\text{KHz}$ μπορώ να πετύχω ρυθμό $270,8\text{Kbps}$. Εάν π.χ είχαμε $BT=1$ τότε θα θέλαμε να έχουμε συχνότητα εύρους $270,8\text{KHz}$ για να πετύχουμε ρυθμό $270,8\text{Kbps}$.

(Οι παραπάνω τύποι προέρχονται από λογικές παραδοχές που κάναμε γνωρίζοντας το τι συμβαίνει στις τηλεπικοινωνίες και όχι από κάποιες επίσημες πηγές.)

Στην παρακάτω γραφική παράσταση μπορούμε να δούμε την απόκριση του φίλτρου για $BT=0,3$.



Gaussian filter impulse response for $BT=0.3$

Μαθηματική ανάλυση του MSK

Το GMSK σήμα παράγεται με το να το φιλτράρουμε τα δεδομένα πρώτα με ένα γκαουσιανό φίλτρο στενής ζώνης και μετά να τα διαμορφώσουμε με την MSK μέθοδο διαμόρφωσης.[1]

Η μέθοδος διαμόρφωσης GMSK είναι ουσιαστικά μια διαμόρφωση συχνότητας με σταθερό περίγραμμα (constant envelope) που διατηρεί συνέχεια φάσης στην περίπτωση αλλαγής των μεταδιδόμενων bits πληροφορίας με αποτέλεσμα την αποφυγή της διασυμβολικής παρεμβολής που προκαλείται από μη γραμμικούς ενισχυτές. Το MSK σήμα είναι μία ειδική περίπτωση ενός CPFSK (continuous-phase frequency shift keying) σήματος.

Μπορούμε να δείξουμε το CPFSK σήμα στο παρακάτω τύπο για το διάστημα $0 \leq t \leq T_b$ όπως ακολουθεί: [2]

$$\begin{aligned} S(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_1 t + \theta(0)] && \text{για σύμβολο } 1 \\ S(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_2 t + \theta(0)] && \text{για σύμβολο } 0 \end{aligned} \quad (1)$$

όπου:

- E_b = είναι η μεταδιδόμενη ενέργεια του σήματος ανά bit.
- T_b = είναι η διάρκεια του bit.
- $\theta(0)$ = Η φάση $\theta(0)$ που συμβολίζει την τιμή της φάσης σε χρόνο $t=0$ και εξαρτάται από το παρελθόν της διαδικασίας της διαμόρφωσης.
- $f_{1,2}$ = Οι συχνότητες και f_1 και f_2 μεταδίδονται και ανταποκρίνονται στα δυαδικά σύμβολα 1 και 0 που εμφανίζονται στην είσοδο του διαμορφωτή, αντιστοίχως.

Ένας άλλος χρήσιμος τρόπος για την αναπαράσταση του CPFSK σήματος $S(t)$ είναι να το εκφράσουμε στη συμβατική μορφή ενός διαμορφωμένου κατά γωνία σήματος ως εξής:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_c t + \theta(t)]$$

(2)

όπου:

- $\theta(t)$ = είναι η φάση του $S(t)$. Όταν η φάση $\theta(t)$ είναι μία συνεχής συνάρτηση του χρόνου, βρίσκουμε ότι το διαμορφωμένο σήμα $S(t)$ από μόνο του είναι επίσης συνεχής συνάρτηση του χρόνου, συμπεριλαμβανομένων και των χρονικών στιγμών αλλαγής μεταξύ bit.
- f_c = Η ονομαστική συχνότητα φέροντος είναι ο αριθμητικός μέσος των δύο συχνοτήτων f_1 και f_2 όπως φαίνεται από τον τύπο $f_c = (f_1 + f_2)/2$ (3)

Επιπλέον, επιλέγουμε τη συχνότητα του φέροντος f_c ίση με ένα ακέραιο πολλαπλάσιο του $1/4T_b$, το ένα τέταρτο του ρυθμού bit, με σκοπό να κάνει τη φάση $\theta(t)$ συνεχή τις στιγμές αλλαγής των bit. Η φάση του CPFSK σήματος αυξάνεται ή μειώνεται γραμμικά με τον χρόνο, κατά την διάρκεια της κάθε περιόδου bit των T_b δευτερόλεπτων όπως φαίνεται από:

$$\theta(t) = \theta(0) \pm \frac{\pi h}{T_b} t \quad \text{για } 0 \leq t \leq T_b \quad (4)$$

+ ανταποκρίνεται στο σύμβολο 1

- ανταποκρίνεται στο σύμβολο 0

Η διαφορά μεταξύ των συχνοτήτων f_1 και f_2 κανονικοποιημένες σε σχέση με το bit rate $1/T_b$, καθορίζει την αδιάστατη παράμετρο h , που αναφέρεται σαν λόγος απόκλισης συχνότητας.

Η παράμετρος h ορίζεται από τον τύπο:

$$h = T_b (f_1 - f_2) \quad (5)$$

Συγκρίνοντας την γωνία της συνάρτησης συνημίτονου μπορούμε να συμπεράνουμε το επόμενο ζευγάρι σχέσεων.

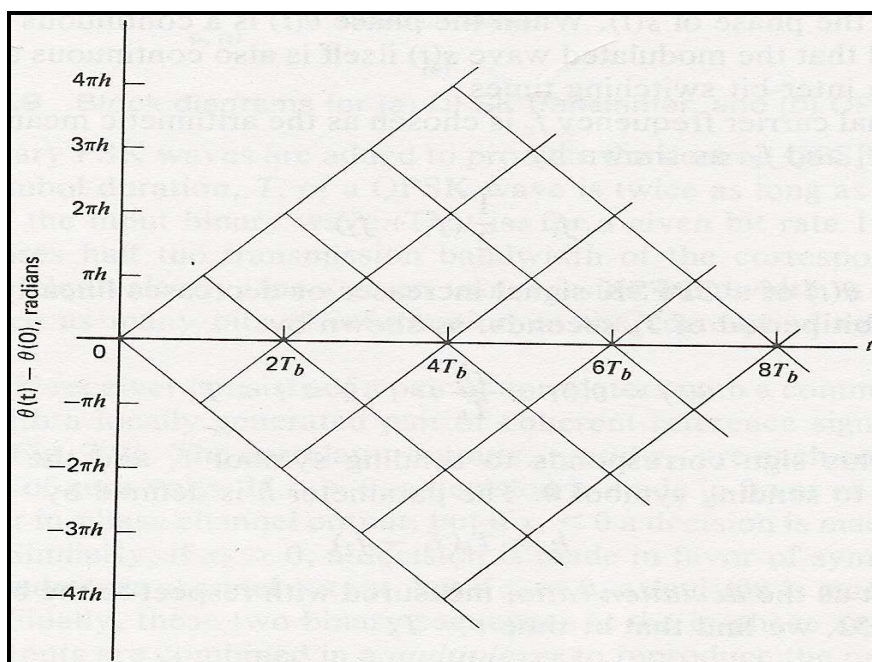
$$\begin{aligned} f_c + \frac{h}{2 T_b} &= f_1 \\ f_c - \frac{h}{2 T_b} &= f_2 \end{aligned} \quad (6)$$

Έτσι βρίσκουμε ότι στον χρόνο $t=T_b$

$$\begin{aligned} \theta(T_b) - \theta(0) &= \pi h \quad \text{για σύμβολο } 1 \\ &= -\pi h \quad \text{για σύμβολο } 0 \end{aligned} \quad (7)$$

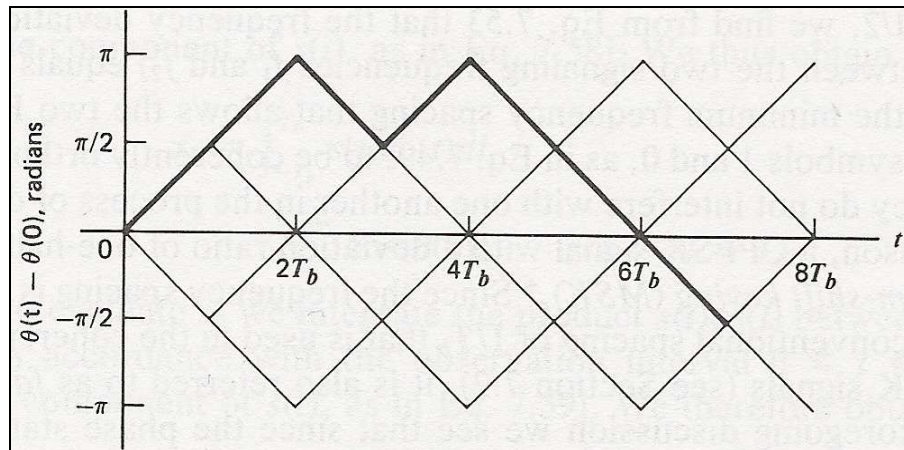
Έτσι, μπορούμε να πούμε ότι όταν στέλνουμε το σύμβολο 1 αυξάνει την φάση ενός CPFSK σήματος $S(t)$ κατά πh ακτίνια και στέλνοντας το σύμβολο 0 το μειώνει σε μια αντίστοιχη ποσότητα.

Η μεταβολή της φάσης $\theta(t)$ με τον χρόνο t ακολουθεί μία τροχιά αποτελούμενη από μία ακολουθία από ευθείες γραμμές, της οποίας οι κλίσεις αναπαριστούν τις αλλαγές συχνοτήτων. Το διάγραμμα που δείχνει τις αλλαγές των συχνοτήτων ονομάζεται phase tree και ξεκινάει από τον χρόνο $t=0$.



Phase Tree

Το δέντρο δείχνει καθαρά τις μεταβάσεις της φάσης κατά μήκος των ορίων των διαστημάτων της επερχόμενης ακολουθίας από bit δεδομένων. Επιπλέον είναι μία απόδειξη ότι η φάση του CPFSK σήματος είναι ένα περιττό ή άρτιο πολλαπλάσιο από πh ακτίνια σε περιττά ή άρτια πολλαπλάσια της διάρκειας του bit T_b , αντιστοίχως. Στην περίπτωση όπου $h=1/2$ η φάση μπορεί να πάρει μόνο δύο τιμές $\pm\pi/2$ σε περιττά πολλαπλάσια του T_b και μόνο τις τιμές 0 και π στα άρτια πολλαπλάσια του T_b όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Κάθε διαδρομή από τα αριστερά στα δεξιά αντιστοιχεί σε μια καθορισμένη δυαδική ακολουθία εισόδου. Για παράδειγμα η διαδρομή που φαίνεται με έντονη γραμμή ανταποκρίνεται σε μια δυαδική ακολουθία [1101000] με $\theta(0)=0$. Από εδώ και στο εξής, θεωρούμε ότι το $h=1/2$.

Με την βοήθεια της εξίσωσης (2) μπορούμε να εκφράσουμε το CPFSK σήμα $S(t)$ συναρτήσει της συμφασικής και της ορθογωνικής του συνιστώσας ως εξής:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[\theta(t)] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \sin[\theta(t)] \sin(2\pi f_c t) \quad (8)$$

Μελετούμε αρχικά την συμφασική συνιστώσα $\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[\theta(t)]$. Με $h=1/2$ έχουμε από την εξίσωση (4) ότι:

$$\theta(t) = \theta(0) \pm \frac{\pi}{2T_b} t \quad \text{για } 0 \leq t \leq T_b$$

όπου το + ανταποκρίνεται στο σύμβολο 1 και το - στο σύμβολο 0. Ένα παρόμοιο αποτέλεσμα ισχύει για $\theta(t)$ στο διάστημα

$-T_b \leq t \leq 0$ εκτός του ότι το αλγεβρικό πρόσημο δεν είναι απαραίτητα το ίδιο στα δύο διαστήματα. Επειδή η φάση $\theta(0)$ είναι 0 ή π , ανάλογα με το παρελθόν της διαδικασίας διαμόρφωσης, βρίσκουμε ότι στο διάστημα $-T_b \leq t \leq T_b$ η πολικότητα του $\cos[\theta(t)]$ εξαρτάται από τη $\theta(0)$, ανεξάρτητα από την ακολουθία των εκπεμπόμενων 1 και 0 πριν ή μετά το $t=0$. Έτσι για αυτό το χρονικό διάστημα, η συμφασική συνιστώσα $S_I(t)$ αποτελείται από παλμό μισού συνημίτονου που ορίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned}
 S_I(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[\theta(t)] \\
 &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[\theta(0)] \cos\left(\frac{\pi}{2T_b} t\right) \\
 &= \pm \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos\left(\frac{\pi}{2T_b} t\right) \quad -T_b \leq t \leq T_b
 \end{aligned} \tag{9}$$

όπου το + αντιστοιχεί σε $\theta(0)=0$ και το - αντιστοιχεί σε $\theta(0)=\pi$. Με παρόμοιο τρόπο, μπορούμε να δείξουμε ότι στο διάστημα $0 \leq t \leq 2T_b$ η ορθογωνική συνιστώσα $S_Q(t)$ αποτελείται από παλμό μισού ημιτόνου, του οποίου η πολικότητα εξαρτάται μόνο από $\theta(T_b)$, όπως φαίνεται από:

$$\begin{aligned}
 S_Q(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \sin[\theta(t)] \\
 &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \sin[\theta(0)] \sin\left(\frac{\pi}{2T_b} t\right) \\
 &= \pm \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \sin\left(\frac{\pi}{2T_b} t\right) \quad 0 \leq t \leq 2T_b
 \end{aligned} \tag{10}$$

όπου το + αντιστοιχεί σε $\theta(T_b)=\pi/2$ και το - αντιστοιχεί σε $\theta(T_b)=-\pi/2$.

Με $h=1/2$ βρίσκουμε από την εξίσωση (5) ότι η απόκλιση της συχνότητας ισούται με το μισό του ρυθμού bit . Αυτή είναι η ελάχιστη απόσταση συχνοτήτων που επιτρέπει στα δύο FSK σήματα να είναι ομόδυνα και ορθογώνια με την έννοια ότι δεν αλληλο-παρεμβάλλονται στην διαδικασία φώρασης. Για αυτό το λόγο ένα CPFSK σήμα με απόκλιση λόγου $1/2$ αναφέρεται σαν MSK (μεταλλαγή ελάχιστης μετατόπισης). Επειδή η απόσταση συχνοτήτων είναι μόνο η μισή από τη συμβατική απόσταση $1/T_b$ που χρησιμοποιείται στην ομόδυνη φώραση των δυαδικών σημάτων FSK, η MSK αναφέρεται σαν γρήγορη FSK.

Από την παραπάνω συζήτηση βλέπουμε ότι από τις καταστάσεις της φάσης $\theta(0)$ και $\theta(T_b)$ υπάρχουν τέσσερις περιπτώσεις που μπορεί να εμφανιστούν:

- Η φάση $\theta(0)=0$ και $\theta(T_b) =\pi/2$ ανταποκρίνονται στην μετάδοση του συμβόλου 1.
- Η φάση $\theta(0)=\pi$ και $\theta(T_b) =\pi/2$ ανταποκρίνονται στην μετάδοση του συμβόλου 0.
- Η φάση $\theta(0)=\pi$ και $\theta(T_b) =-\pi/2$ ανταποκρίνονται στην μετάδοση του συμβόλου 1.
- Η φάση $\theta(0)=0$ και $\theta(T_b) =-\pi/2$ ανταποκρίνονται στην μετάδοση του συμβόλου 0.

Αυτό σημαίνει ότι το MSK σήμα μπορεί να έχει μία από τις τέσσερις πιθανές περιπτώσεις εξαρτώμενο στις τιμές των $\theta(0)$ και $\theta(T_b)$.

Από την εξίσωση (8) συμπεραίνουμε ότι στην περίπτωση ενός MSK σήματος η κατάλληλη μορφή για τις συναρτήσεις ορθοκανονικής βάσης $\Phi_1(t)$ και $\Phi_2(t)$ είναι:

$$\Phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos\left(\frac{\pi}{2T_b}t\right) \cos(2\pi fct) \quad \text{για} \quad -T_b \leq t \leq T_b \quad (11)$$

$$\Phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \sin\left(\frac{\pi}{2T_b}t\right) \sin(2\pi fct) \quad \text{για} \quad 0 \leq t \leq 2T_b \quad (12)$$

Παρατηρούμε ότι τόσο η $\Phi_1(t)$ όσο και η $\Phi_2(t)$ είναι ορισμένες για περίοδο ίση με το διπλάσιο της διάρκειας του bit. Αυτό είναι απαραίτητο για να διασφαλίσουμε ότι ικανοποιούν την συνθήκη της ορθογωνικότητας. Αντιστοίχως, μπορούμε να εκφράσουμε τα MSK σήματα στην παρακάτω μορφή:

$$S(t) = S_1\Phi_1(t) + S_2\Phi_2(t) \quad \text{για} \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (13)$$

όπου οι συντελεστές S_1 και S_2 σχετίζονται με τις καταστάσεις της φάσης $\theta(0)$ και $\theta(T_b)$ αντίστοιχα. Για να υπολογίσουμε το S_1 ολοκληρώνουμε το γινόμενο $S(t)\Phi_1(t)$ μεταξύ των ορίων $-T_b$

$$T_b \text{ και } T_b \rightarrow S_1 = \int_{-T_b}^{T_b} S(t)\Phi_1 dt = \sqrt{Eb} \cos[\theta(0)] \quad \text{για} \quad -T_b \leq t \leq T_b \quad (14)$$

Παρομοίως, για να υπολογίσουμε το S_2 ολοκληρώνουμε το γινόμενο $S(t)\Phi_2(t)$ μεταξύ των ορίων 0 και $2T_b \rightarrow$

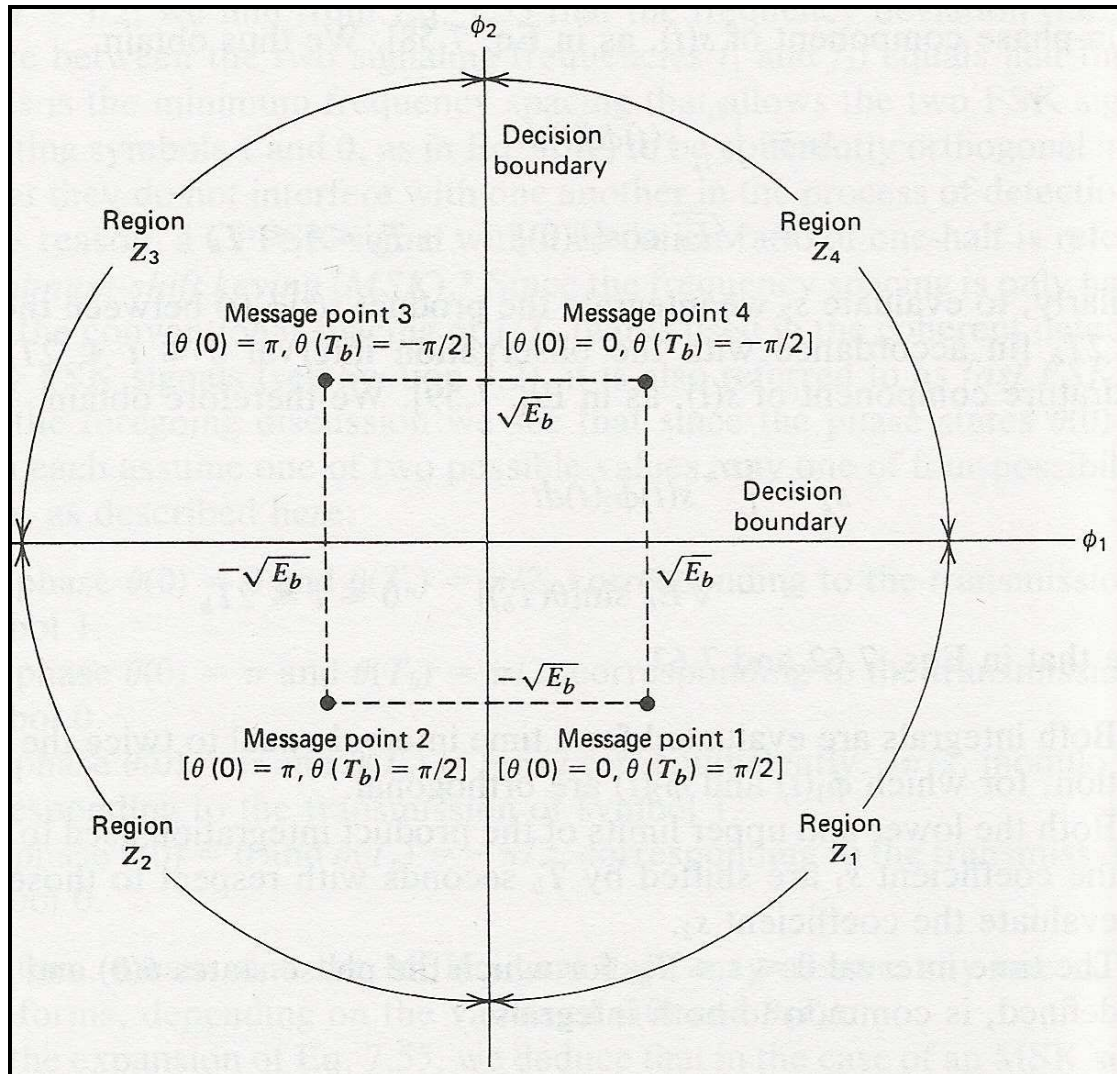
$$S_2 = \int_0^{2T_b} S(t)\Phi_2 dt = \sqrt{Eb} \sin[\theta(0)] \quad \text{για} \quad 0 \leq t \leq 2T_b \quad (15)$$

Παρατηρούμε ότι στις εξισώσεις (14) και (15) έχουμε:

- Και τα δύο ολοκληρώματα υπολογίζονται για χρονικό διάστημα διπλάσιο της διάρκειας του bit, για το οποίο οι $\Phi_1(t)$ και $\Phi_2(t)$ είναι ορθογώνιες.
- Και το άνω και το κάτω όριο ολοκλήρωσης του γινομένου που χρησιμοποιούνται στον υπολογισμό του συντελεστή S_1 μετατοπίζονται κατά T_b δευτερόλεπτα σε σχέση με αυτά που χρησιμοποιούνται στον υπολογισμό του συντελεστή S_2 .
- Το χρονικό διάστημα $0 \leq t \leq T_b$, για το οποίο ορίζονται οι καταστάσεις φάσης $\theta(0)$ και $\theta(T_b)$, είναι κοινό και για τα δυο ολοκληρώματα.

Επομένως, το MSK σήμα είναι δύο διαστάσεων $N=2$ με τέσσερα σημεία πληροφορίας $M=4$ όπως απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα:

SIGNAL SPACE DIAGRAM:



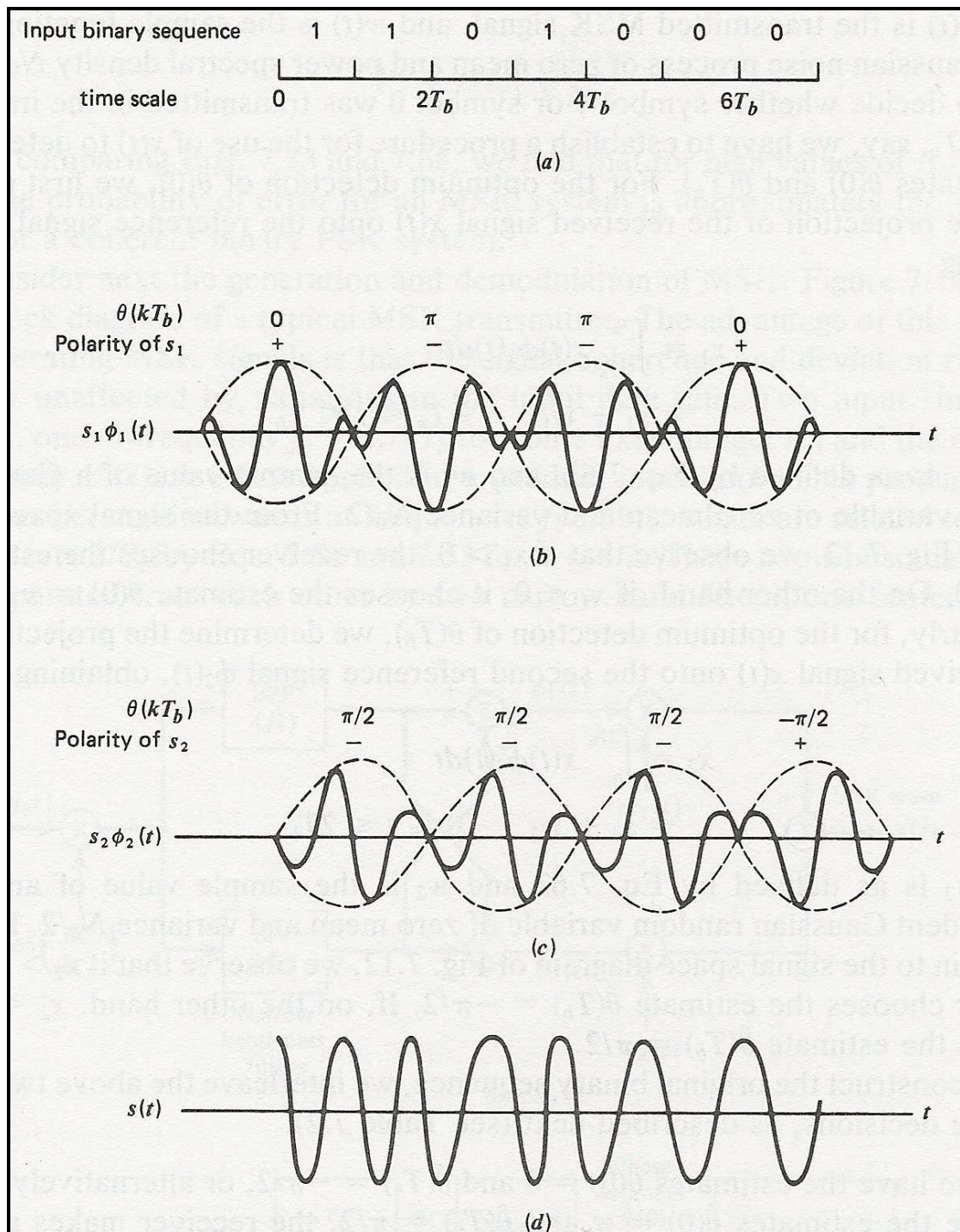
Ο πίνακας (1) παρουσιάζει συνοπτικά τις τιμές των $\theta(0)$ και $\theta(T_b)$, όπως επίσης και τις αντίστοιχες τιμές των S_1 και S_2 που είναι υπολογισμένα για τα χρονικά διαστήματα $-T_b \leq t \leq T_b$ και $0 \leq t \leq 2T_b$ αντίστοιχα. Η πρώτη στήλη του πίνακα δηλώνει ποιο από τα δύο σύμβολα 1 και 0 στάλθηκε στο διάστημα $0 \leq t \leq T_b$. Παρατηρούμε ότι το ζεύγος συντεταγμένων των σημείων του μηνύματος S_1 και S_2 έχουν αντίθετα πρόσημα, όταν μεταδίδεται το σύμβολο ένα στο διάστημα, αλλά το ίδιο πρόσημο όταν μεταδίδεται το σύμβολο 0.

Πίνακας 1

Transmitted binary symbol, $0 \leq t \leq T_b$	Phase states (radians)		Coordinates of message points	
	$\theta(0)$	$\theta(T_b)$	s_1	s_2
1	0	$+\pi/2$	$+\sqrt{E_b}$	$-\sqrt{E_b}$
0	π	$+\pi/2$	$-\sqrt{E_b}$	$-\sqrt{E_b}$
1	π	$-\pi/2$	$-\sqrt{E_b}$	$+\sqrt{E_b}$
0	0	$-\pi/2$	$+\sqrt{E_b}$	$+\sqrt{E_b}$

Το παρακάτω σχήμα (2) δείχνει τα σύνολα των αριθμών και των κυματομορφών που εμπλέκονται στην παραγωγή σήματος MSK για τη δυαδική ακολουθία εισόδου 1101000.

Κυματομορφή για το σήμα MSK: (2)



Όπου οι κυματομορφές μας δείχνουν: α) Εισερχόμενη δυαδική πληροφορία β) Συνάρτηση κλιμακωμένου χρόνου $S_1\Phi_1(t)$ γ) Συνάρτηση κλιμακωμένου χρόνου $S_2\Phi_2(t)$ δ) MSK σήμα $S(t)$.

Στην περίπτωση ενός AWGN καναλιού, το λαμβανόμενο σήμα δίνεται από:

$$X(t) = S(t) + W(t) \quad (16)$$

όπου το $S(t)$ είναι το μεταδιδόμενο MSK σήμα, και το $W(t)$ είναι ο λευκός γκαουσιανός θόρυβος με μηδενική μέση τιμή και με φασματική πυκνότητα ισχύος $N_0/2$.

Για να αποφασιστεί ποιο σύμβολο μεταδόθηκε 1 ή 0 στο διάστημα $0 \leq t \leq T_b$ πρέπει να καθιερώσουμε μια μέθοδο για την χρήση του $X(t)$ στην φώραση των καταστάσεων φάσης $\theta(0)$ και $\theta(T_b)$. Για την βέλτιστη φώραση της $\theta(0)$, αρχικά υπολογίζουμε την προβολή του λαμβανόμενου σήματος $X(t)$ στο σήμα αναφοράς $\Phi_1(t)$, λαμβάνοντας:

$$\begin{aligned} X_1 &= \int_{-T_b}^{T_b} X(t) \Phi_1(t) dt \\ &= S_1 + W_1 \quad \text{για} \quad -T_b \leq t \leq T_b \end{aligned} \quad (17)$$

Από το signal space διάγραμμα παρατηρούμαι ότι εάν $X_1 > 0$, ο δέκτης διαλέγει την εκτίμηση $\theta(0) = 0$. Στην άλλη περίπτωση εάν $X_1 < 0$, επιλέγει $\theta(0) = \pi$. Ανάλογα για την βέλτιστη φώραση της $\theta(T_b)$, υπολογίζουμε την προβολή του λαμβανόμενου σήματος $X(t)$ πάνω στο δεύτερο σήμα αναφοράς $\Phi_2(t)$, βρίσκοντας:

$$\begin{aligned} X_2 &= \int_0^{2T_b} X(t) \Phi_2(t) dt \\ &= S_2 + W_2 \quad \text{για} \quad 0 \leq t \leq 2T_b \end{aligned} \quad (18)$$

Από το signal space διάγραμμα πάλι παρατηρούμαι ότι εάν $X_2 > 0$, ο δέκτης επιλέγει την εκτίμηση $\theta(T_b) = -\pi/2$. Στην άλλη περίπτωση εάν $X_2 < 0$, διαλέγει την εκτίμηση $\theta(T_b) = \pi/2$. Έτσι ανακεφαλαιώνοντας έχουμε:

1. Εάν έχουμε τις εκτιμήσεις $\theta(0)=0$ και $\theta(T_b)=-\pi/2$ ή εναλλακτικά $\theta(0)=\pi$ και $\theta(T_b)=\pi/2$ ο δέκτης αποφασίζει τελικά υπέρ του σύμβολου 0.
2. Εάν έχουμε τις εκτιμήσεις $\theta(0)=\pi$ και $\theta(T_b)=-\pi/2$ ή εναλλακτικά $\theta(0)=0$ και $\theta(T_b)=\pi/2$ ο δέκτης αποφασίζει τελικά υπέρ του σύμβολου 1.

Η μέση πιθανότητα για λανθασμένο σύμβολο για το MSK δίνεται από τον τύπο:

$$Pe = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) - 1/4 * \operatorname{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (19)$$

Όπου η erfc δίνεται από τον τύπο $\rightarrow Q(y) = \int_y^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$

Τώρα για $E_b/N_0 \gg 1$ μπορούμε να αγνοήσουμε τον δεύτερο όρο έχοντας:

$$Pe = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

Παρουσίαση του GMSK σήματος

Η μέθοδος διαμόρφωσης GMSK είναι ουσιαστικά μια διαμόρφωση συχνότητας με σταθερό περίγραμμα που διατηρεί συνέχεια φάσης στην περίπτωση αλλαγής των μεταδιδόμενων bit. Η MSK διαμόρφωση παρουσιάζεται από τον τύπο: [3]

$$S(t) = A \cos[2\pi f_0 t + \Phi(t, a)] \quad \text{για} \quad nT \leq t \leq (n+1)T$$

όπου T είναι το εύρος παλμού για κάθε bit. Η προς μετάδοση πληροφορία εμπεριέχεται στον όρο $\Phi(t, a)$, κατά τέτοιο τρόπο ώστε μετά από n bits η "συσσωρευμένη" φάση να δίνεται από την σχέση:

$$\Phi(t, a) = 2\pi h \sum_{i=0}^n a_i q(t - iT)$$

όπου $a_i = \pm 1$ τα bits πληροφορίας και το h το μέγεθος που καλείται βαθμός διαμόρφωσης που προσδιορίζεται σαν $\Delta f/\text{bit rate}$. Έτσι:

$$S(t) = A \cos[2\pi f_0 t + 2\pi h \sum_{i=0}^n a_i q(t - iT)]$$

Όπου το $q(t)$ είναι το phase shaping filter. Το phase shaping filter $q(t)$ σχετίζεται με το frequency shaping filter $g(t)$ από το παρακάτω ολοκλήρωμα:

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau \quad (1)$$

Για το GMSK, το frequency shaping filter $g(t)$ είναι η απόκριση ενός γκαουσιανού φίλτρου σε δυαδικούς NRZ παλμούς.

Η απόκριση του παλμού $g(t)$ μπορεί να βρεθεί μέσω της κρουστικής απόκρισης του γκαουσιανού φίλτρου. Το γκαουσιανό φίλτρο προδιαμόρφωσης έχει μία συνάρτηση μεταφοράς του τύπου:

$$H(f) = Ke^{\left[(-f/B)^2 \frac{\ln 2}{2}\right]}$$

όπου B το σημείο 3-dB bandwidth του φίλτρου και k μια σταθερά. Παίρνοντας τον αντίστροφο σχηματισμό Fourier, η κρουστική απόκριση δίνεται από:

$$h(t) = K \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} B e^{-2\pi^2 B^2 t^2 / \ln 2}$$

Λαμβάνοντας υπόψιν την απόκριση του γκαουσιανού φίλτρου $g(t)$ σε ένα μοναδιαίο τετραγωνικό παλμό εύρους T , κεντραρισμένο στην αρχή των συντεταγμένων έχουμε:

$$g(t) = K \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} B \int_{t-T/2}^{t+T/2} e^{-2\pi^2 B^2 x^2 / \ln 2} dx$$

$$= K/2 [erf\{\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B (t - T/2)\} + erf\{\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B (t + T/2)\}] \quad t > 0$$

όπου η συνάρτηση $erf(y)$ δίνεται από την σχέση:

$$erf(y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^y e^{-u^2} du$$

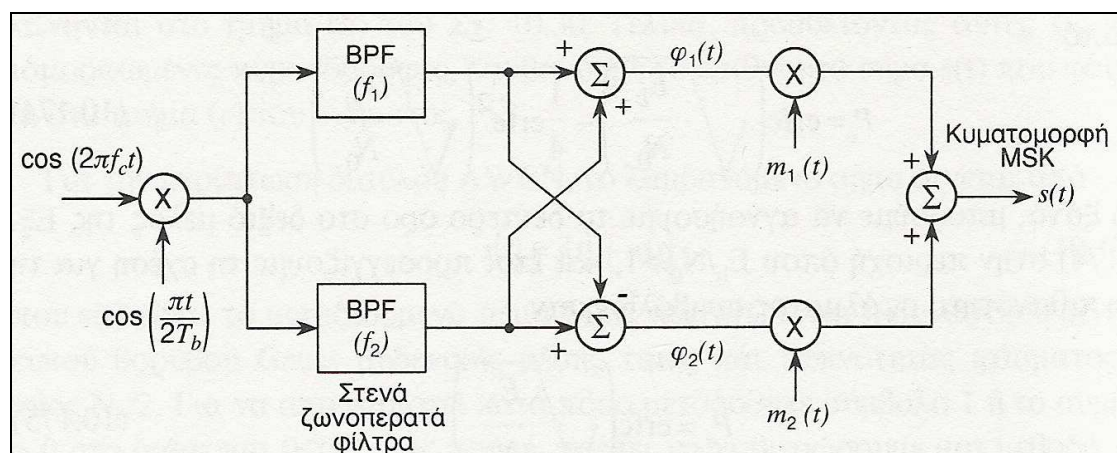
και $erf(y) = erf(-y)$. Από τα παραπάνω, $g(t) = g(-t)$. Έτσι, γνωρίζοντας την απόκριση του παλμού $g(t)$, η απόκριση της φάσης $q(t)$ μπορεί να βρεθεί εφαρμόζοντας τον τύπο (1).

Τυπικός Πομπός-Δέκτης MSK

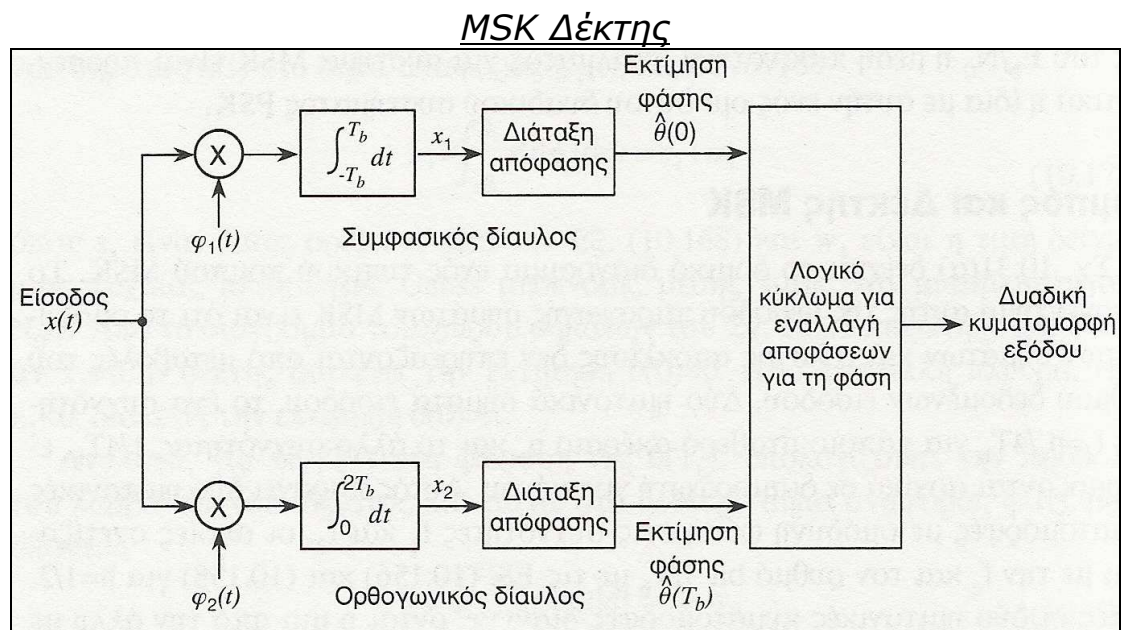
Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε το μπλόκ διάγραμμα ενός τυπικού MSK πομπού. Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου παραγωγής MSK σήματος, είναι ότι το ομόδυνο των σημάτων και ο λόγος απόκλισης δεν επηρεάζονται από μεταβολές του ρυθμού δεδομένων εισόδου (r_b). Δύο ημιτονικά σήματα εισόδου, το ένα από συχνότητα $f_c = n_c/4T_b$ για κάποιο σταθερό ακέραιο n_c , και το άλλο συχνότητας $1/4T_b$, εφαρμόζονται αρχικά σε διαμορφωτή γινομένου. [2]

Αυτό παράγει δύο ημιτονικές κυματομορφές με ομόδυνη φάση στις συχνότητες f_1 και f_2 , οι οποίες σχετίζονται με την f_c και το bit rate $1/T_b$ από τις εξισώσεις (3) και (5) για $h=1/2$. Αυτές οι δύο ημιτονικές κυματομορφές διαχωρίζονται η μια από την άλλη με δύο φίλτρα στενής ζώνης, το ένα με κέντρο την f_1 και το άλλο την f_2 . Οι προκύπτουσες έξοδοι του φίλτρου αθροίζονται μετά για να παράγουν το ζευγάρι των ορθογωνικών φερόντων ή τις συναρτήσεις ορθοκανονικής βάσης $\Phi_1(t)$ και $\Phi_2(t)$. Τελικά, οι $\Phi_1(t)$ και $\Phi_2(t)$ πολλαπλασιάζονται με τα δύο δυαδικά σήματα $m_1(t)$ και $m_2(t)$, τα οποία και τα δύο έχουν ένα bit rate ίσο με $1/(2T_b)$.

MSK Πομπός



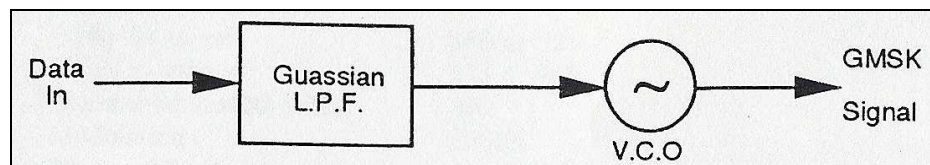
Το παρακάτω σχήμα δείχνει το μπλόκ διάγραμμα ενός τυπικού δέκτη MSK. Το λαμβανόμενο σήμα $X(t)$ συσχετίζεται με τοπικά παραγόμενα αντίγραφα των ομόδυνων σημάτων αναφοράς, $\Phi_1(t)$ και $\Phi_2(t)$. Παρατηρούμε ότι και στις δύο περιπτώσεις το διάστημα ολοκλήρωσης είναι $2T_b$ δευτερόλεπτα, και ότι η ολοκλήρωση στο ορθογωνικό κανάλι καθυστερείται κατά T_b δευτερόλεπτα σε σχέση με αυτήν στον συμφασικό κανάλι. Οι προκύπτουσες έξοδοι X_1 και X_2 , των συσχετιστών του συμφασικού και του ορθογωνικού καναλιού συγκρίνονται στην συνέχεια με το κατώφλι των μηδέν Volt και οι εκτιμήσεις της φάσης $\theta(0)$ και $\theta(T_b)$ εξαγονται με τον τρόπο που περιγράφηκε προηγούμενα. Τελικά, αυτές οι αποφάσεις για τη φάση διαπλέκονται έτσι ώστε να ανακατασκευαστεί το αρχικό δυαδικό σήμα εισόδου $b(t)$ με την ελάχιστη μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλων.



Modulator

Ο πιο απλός τρόπος να υλοποιήσουμε ένα GMSK διαμορφωτή είναι να εκπέμπουμε τα δεδομένα διαμέσου ενός Gaussian χαμηλοπερατού φίλτρου και μετά να εφαρμόσουμε την προκύπτουσα κυματομορφή σε ένα voltage-controlled oscillator (VCO) όπως φαίνεται στο [σχήμα 1](#). [3]

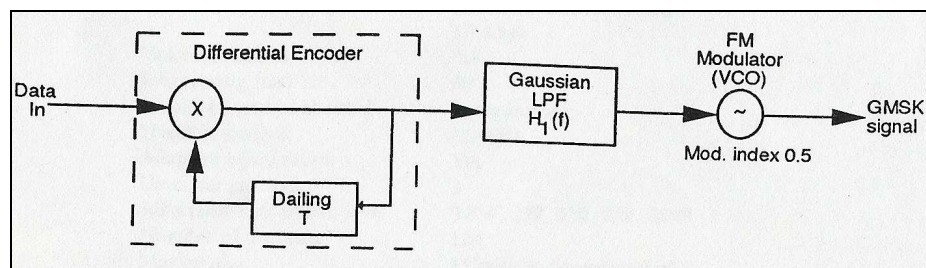
[σχήμα 1](#)



Η έξοδος του VCO θα είναι ένα σήμα διαμορφωμένο κατά συχνότητα με γκαουσιανή απόκριση. Το φίλτρο προδιαμόρφωσης πρέπει να έχει στενό εύρος ζώνης, απότομη αποκοπή όπως επίσης και χαμηλή overshoot impulse ανταπόκριση καθώς διατηρεί την περιοχή εξόδου του φίλτρου για να ασφαλίσει μία $\pi/2$ μετατόπιση φάσης στην έξοδο του διαμορφωτή στο τέλος του κάθε διαστήματος bit.

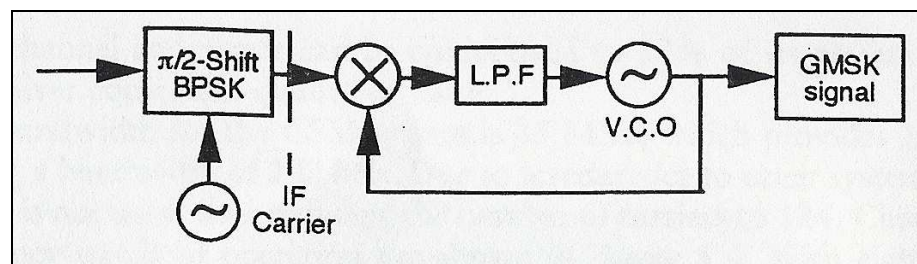
Για να λύσουμε το πρόβλημα της αμφιβολίας της φάσης στην απόκτηση μίας συμφασικής τοπικής αναφοράς, περιέχεται διαφορική κωδικοποίηση στον εκπομπό με μία αντίστοιχη διαφορική αποκωδικοποίηση στον δέκτη. Το τροποποιημένο μπλόκ διάγραμμα του GMSK εκπομπού φαίνεται στο [σχήμα 2](#).

[σχήμα 2](#)



Το κύριο μειονέκτημα ενός διαμορφωτή είναι η αστάθεια του VCO. Σαν αποτέλεσμα, το παραγόμενο σήμα δεν είναι κατάλληλο για συμφασική αποδιαμόρφωση. Είναι πολύ δύσκολο να κρατήσουμε την κεντρική συχνότητα στις επιτρεπτές τιμές κάτω από τον περιορισμό της διατήρησης της γραμμικότητας και της ευαισθησίας για την απαιτούμενη FM διαμόρφωση.

Μια άλλη πραγματοποίηση ενός GMSK διαμορφωτή από τους Murota και Xirade φαίνεται στο [σχήμα 3](#) όπου τα εισερχόμενα δεδομένα πρώτα μετακινούν την φάση στο BPSK διαμορφωτή κατά $\pi/2$ πριν περάσει από ένα βρόχο κλειστής φάσης (PLL). Δυστυχώς η VLSI πραγματοποίηση αυτού του διαμορφωτή είναι δύσκολη να πραγματοποιηθεί.



[σχήμα 3](#)

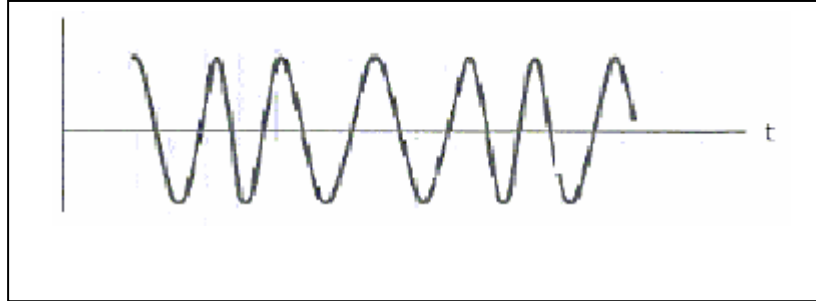
Demodulator

Μπορούν να χρησιμοποιηθούν τρεις τεχνικές για την αποδιαμόρφωση του GMSK σήματος:

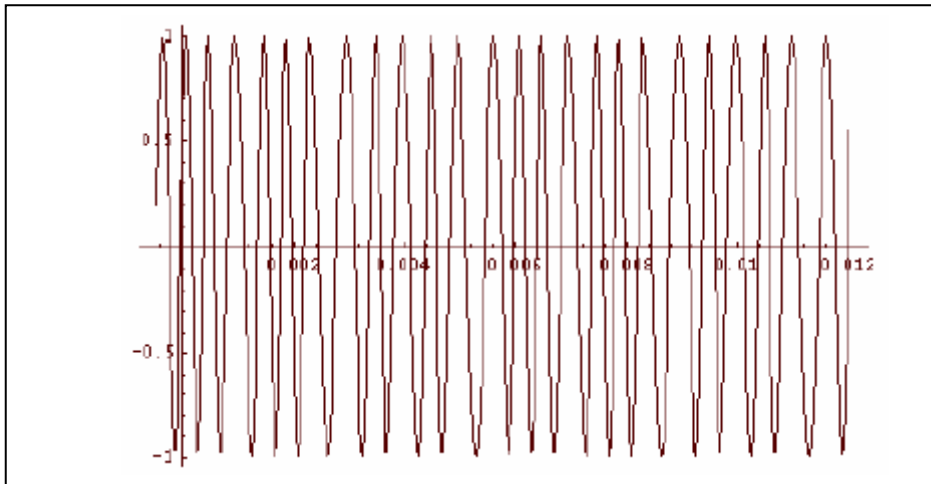
- Διαφορική φώραση
 - Συμφασική φώραση
 - Φώραση με FM διευκρινιστή
-
- Από τότε που η διαφορική φώραση δεν απαιτεί μια απόλυτη αναφορά φάσης στον δέκτη, είναι μια προτεινόμενη επιλογή για τη ανάκτηση του σήματος σε multipath περιβάλλον. Και η έκδοση 1-bit καθυστέρησης και η 2-bit καθυστέρησης έχουν προταθεί προς χρήση. Η επίδοση του δέκτη στην έκδοση με τα 2-bit καθυστέρησης είναι καλύτερη από αυτήν με την 1-bit καθυστέρηση στην διαφορική φώραση γιατί η συλλεγόμενη ενέργεια σε διάστημα 2-bit είναι μεγαλύτερη.
 - Η Συμφασική φώραση είναι όμοια με αυτή της ανάκτησης του MSK σήματος απευθείας.
 - Ο FM διευκρινιστής (μη-συμφασική φώραση) δεν δίνει σημασία για την φάση, τοπικούς ταλαντωτές και για κυκλώματα ανάκτησης φέροντος.

Σύγκριση MSK κυματομορφής με GMSK

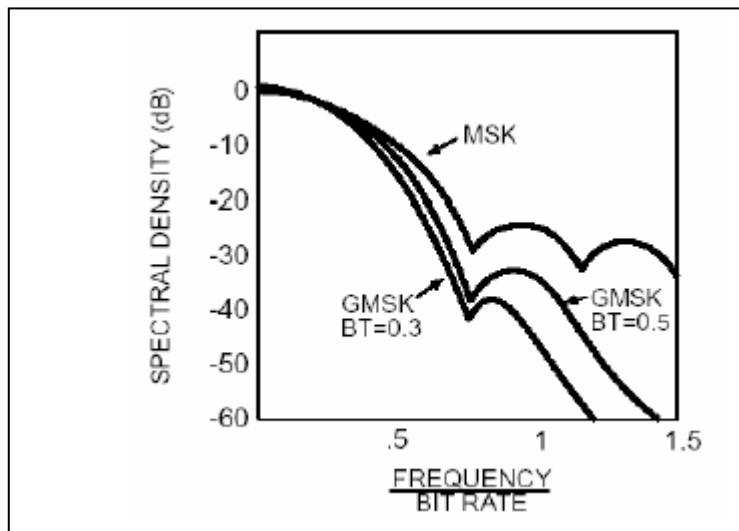
Διαμορφωμένο MSK σήμα



Διαμορφωμένο GMSK σήμα

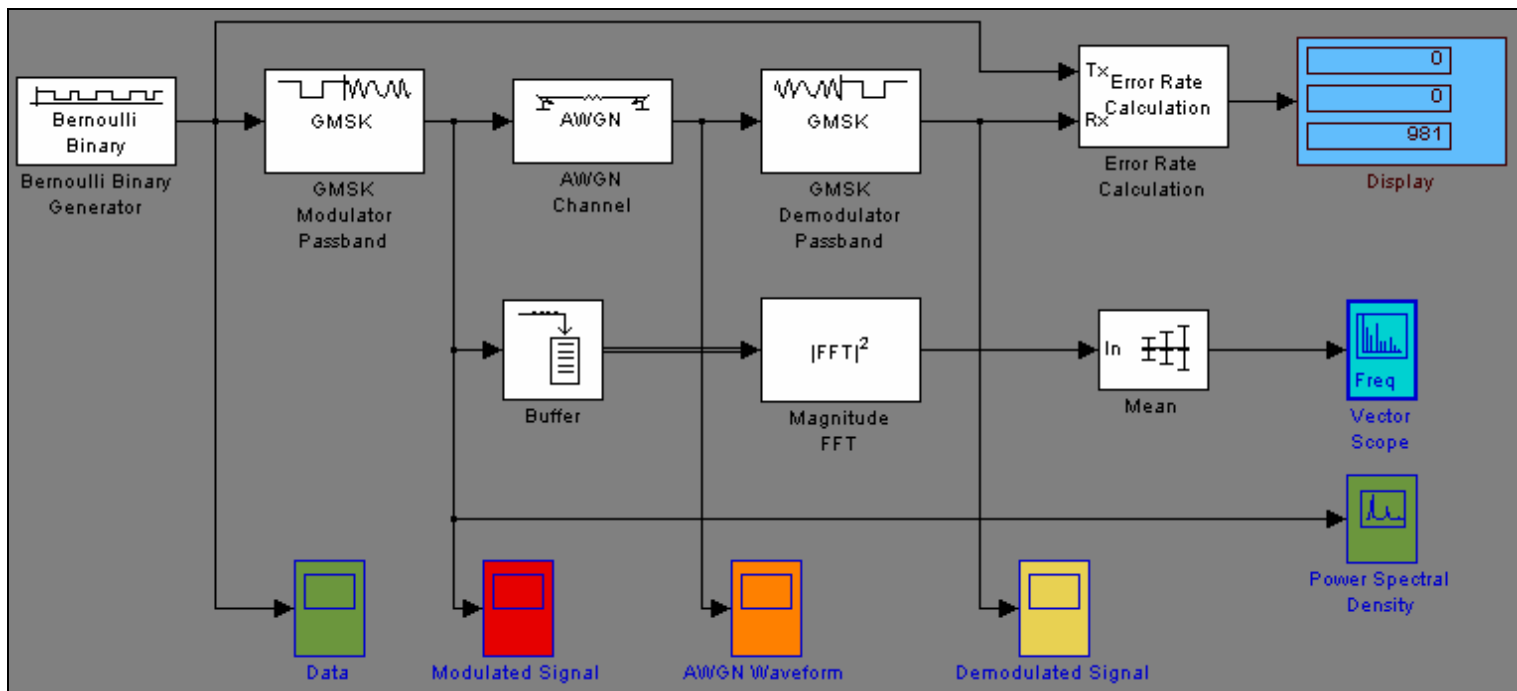


Spectral density για MSK και GMSK



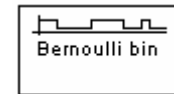
➤ Παρακάτω βλέπουμε το μπλόκ διάγραμμα που χρησιμοποιήθηκε στο Simulink για την εξομοίωση του GMSK διαμορφωτή-αποδιαμορφωτή.

GMSK Modulator and Demodulator



➤ Για να δουλέψει η παραπάνω προσομοίωση στο Simulink είναι απαραίτητο να ρυθμίσουμε κατάλληλα τις παραμέτρους του κάθε μπλόκ που απαρτίζει το παραπάνω σχέδιο.

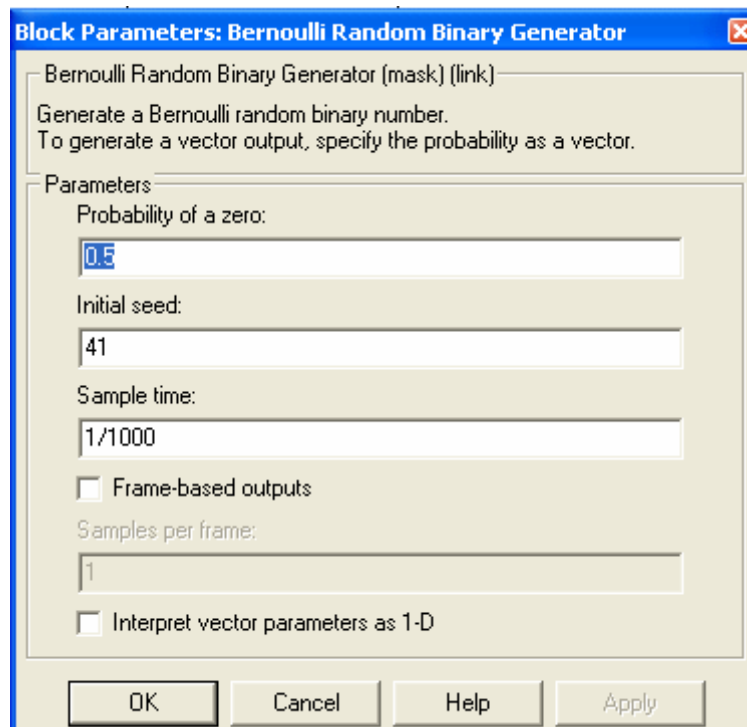
➤ Bernoulli Random Binary Generator:



Εμείς για την προσομοίωση της διαμόρφωσης-αποδιαμόρφωσης θα χρησιμοποιήσουμε σαν είσοδο το Bernoulli Random Binary Generator:

Το Bernoulli Random Binary Generator μπλόκ παράγει τυχαία δυαδικά νούμερα χρησιμοποιώντας διανομή Bernoulli. Η διανομή Bernoulli με παράμετρο p παράγει μηδέν με πιθανότητα p και ένα με πιθανότητα $1-p$. Η διανομή Bernoulli έχει μέση τιμή $1-p$ και variance $p(1-p)$.

Οι παράμετροι που το καθορίζουν είναι οι παρακάτω:



Probability of zero: Η παράμετρος αυτή καθορίζει το p , και μπορεί να είναι οποιοσδήποτε πραγματικός αριθμός μεταξύ 0 και 1. Έτσι εμείς καθορίζουμε την πιθανότητα με την οποία θα έχουμε έξοδο 0.

Initial seed: Είναι η αρχική seed τιμή για την τυχαία γεννήτρια αριθμών. Το seed μπορεί να είναι είτε άνυσμα από το ίδιο μήκος όπως στην *probability of zero* παράμετρο, ή αριθμός.

Sample time: Η περίοδος του κάθε ανύσματος βασισμένο σε δείγματα. Έτσι π.χ βάζοντας στο *sample time* την τιμή 1 τότε σε ένα δευτερόλεπτο θα έχουμε ένα σύμβολο 1 ή 0. ενώ εάν π.χ δώσουμε την τιμή 1/100 τότε σε ένα δευτερόλεπτο θα έχουμε 100 διαφορετικά σύμβολα 1 ή 0, ανάλογα με την τιμή που έχουμε ορίσει στην παράμετρο *probability of zero*.

➤ GMSK διαμορφωτής-αποδιαμορφωτής:



Αυτό το μπλόκ χρησιμοποιεί το μπλόκ βασικής ζώνης για αρχικούς υπολογισμούς και μετατρέπει το σήμα βασικής ζώνης σε passband αναπαράσταση, χρησιμοποιώντας FIR παρεμβολή και μετά μετατροπή. Η passband εξομοίωση χρησιμοποιεί μία φέρουσα συχνότητα.

Οι παράμετροι που το καθορίζουν είναι οι παρακάτω:

Block Parameters: GMSK Modulator Passband

GMSK Modulator Passband (mask) (link)

Modulate the input signal using GMSK.

The input must be sample-based and contain either an integer or $\log_2(M)$ bits.

The input sample time must equal the symbol period. Also, the symbol period divided by the baseband samples per symbol must be an integer multiple of the output sample time.

Parameters

Input type: Bit

BT product: .3

Pulse length (symbol intervals): 4

Symbol prehistory: 1

Symbol period (s): 1/1000

Baseband samples per symbol: 8

Carrier frequency (Hz): 20000

Carrier initial phase (rad): 0

Output sample time (s): 1/80000

OK Cancel Help Apply

Input Type: Αυτή η παράμετρος υποδεικνύει τον τύπο της εισόδου, δηλαδή ακέραιος αριθμός ή bit.

BT product: Είναι το γινόμενο μεταξύ χρόνου και εύρους ζώνης.

Pulse Length (symbol intervals): Το μήκος των παλμών.

Symbol Prehistory: Είναι τα σύμβολα δεδομένων που χρησιμοποιήθηκαν πριν ξεκινήσουμε την προσομοίωση, σε αντίθετη χρονολογική σειρά.

Symbol period (s): Η περίοδος του συμβόλου, που πρέπει να ισούται με το sample time της εισόδου και επίσης πρέπει το Symbol period > (Carrier frequency)⁻¹. Η περίοδος του συμβόλου πρέπει να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του γινομένου των παραμέτρων Output sample time και Baseband samples per symbol.

Baseband samples per symbol: Είναι ο αριθμός των baseband δειγμάτων που ανταποκρίνονται σε κάθε ακέραιο αριθμό ή δυαδική λέξη στην είσοδο, πριν το μπλόκ τα μετατρέψει σε passband έξοδο. Πάντα είναι μεγαλύτερο του 4.

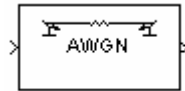
Carrier Frequency (Hz): Η συχνότητα του φέροντος.

Carrier initial phase (rad): Η αρχική φάση του φέροντος σε ακτίνια.

Output sample time: Είναι το sample time του σήματος εξόδου. Πρέπει το Output sample time < [2*Carrier frequency + 2*Fmax]⁻¹. Όπου το Fmax ορίζεται σαν: Fmax = [Frequency separation*(M-ary number-1)/2] + 1/Symbol period.

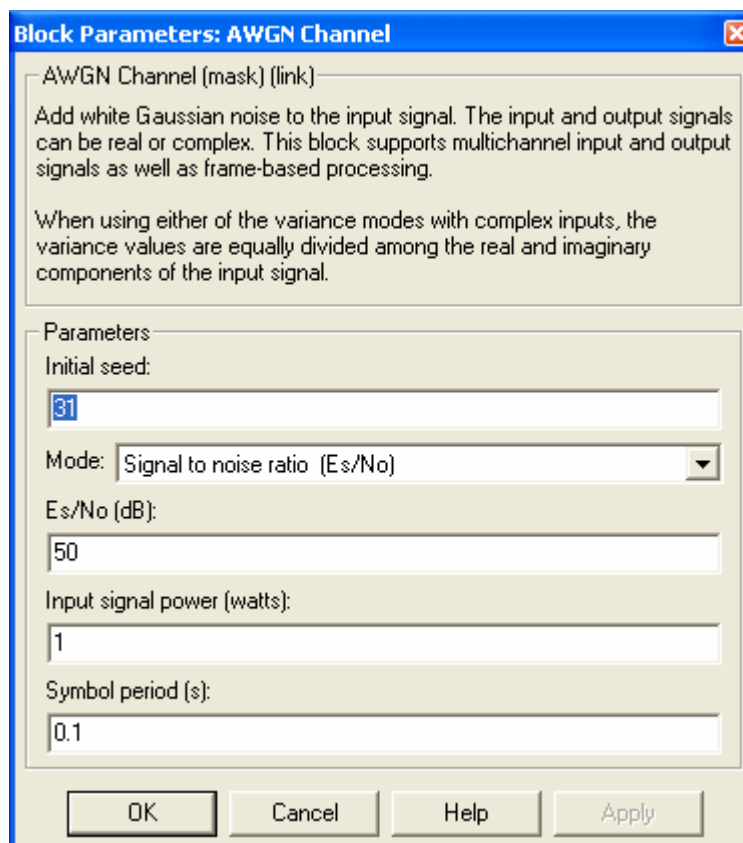
(Με ανάλογο τρόπο ρυθμίζουμε και τις παραμέτρους για τον GMSK αποδιαμορφωτή).

➤ AWGN Κανάλι:



Το μπλόκ AWGN κανάλι προσθέτει λευκό γκαουσιανό θόρυβο σε ένα πραγματικό ή σύνθετο σήμα εισόδου. Όταν το σήμα εισόδου είναι πραγματικό, αυτό το μπλόκ προσθέτει πραγματικό γκαουσιανό θόρυβο και παράγει ένα πραγματικό σήμα εξόδου. Όταν το σήμα εισόδου είναι σύνθετο, αυτό το μπλόκ προσθέτει γκαουσιανό θόρυβο και παράγει ένα σύνθετο σήμα εξόδου. Αυτό το μπλόκ λαμβάνει το sample time από το σήμα εισόδου.

Οι παράμετροι που το καθορίζουν είναι οι παρακάτω:

A screenshot of the 'Block Parameters: AWGN Channel' dialog box. The title bar is blue with a close button. The main area has a light beige background. At the top, it says 'AWGN Channel (mask) (link)'. Below that is a text box with the following text: 'Add white Gaussian noise to the input signal. The input and output signals can be real or complex. This block supports multichannel input and output signals as well as frame-based processing.' Below this is another text box: 'When using either of the variance modes with complex inputs, the variance values are equally divided among the real and imaginary components of the input signal.' Underneath is a section titled 'Parameters' with several input fields: 'Initial seed:' with a text box containing '31'; 'Mode:' with a dropdown menu showing 'Signal to noise ratio (Es/No)'; 'Es/No (dB):' with a text box containing '50'; 'Input signal power (watts):' with a text box containing '1'; and 'Symbol period (s):' with a text box containing '0.1'. At the bottom, there are four buttons: 'OK', 'Cancel', 'Help', and 'Apply'.

Initial seed: Αυτή η παράμετρος αρχικοποιεί το μπλόκ της γεννήτριας γκαουσιανού θορύβου.

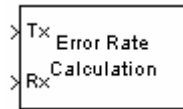
Mode: Είναι η μέθοδος με την οποία καθορίζουμε τον τύπο θορύβου.

Es/No (dB): Είναι ο λόγος της ενέργειας του σήματος ανά σύμβολο προς την φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου, σε decibels. Αυτό εμφανίζεται μόνο όταν το mode είναι επιλεγμένο στο Es/No.

Input signal power (watts): Η μέση τετραγωνική τιμή (rms) ισχύος των σύμβολων εισόδου. (Όταν το Mode είναι Es/No).

Symbol period (s): Η διάρκεια ενός συμβόλου, σε δευτερόλεπτα. Αυτό εμφανίζεται μόνο όταν το Mode είναι στο Es/No.

➤ Error rate calculation:



Το Error Rate Calculation μπλόκ συγκρίνει τα δεδομένα εισόδου από ένα εκπομπό με δεδομένα εισόδου από ένα δέκτη. Υπολογίζει το error rate σαν μία τρέχουσα στατιστική, με το να διαιρεί το συνολικό αριθμό από άνισα ζευγάρια από στοιχεία δεδομένων, με το συνολικό αριθμό από εισερχόμενα στοιχεία δεδομένων από μία πηγή. Μπορούμε να χρησιμοποιούμαι αυτό το μπλόκ για να υπολογίσουμε είτε το symbol error rate ή το bit error rate.

Οι παράμετροι που το καθορίζουν είναι οι παρακάτω:

The screenshot shows the 'Block Parameters: Error Rate Calculation' dialog box. It contains the following fields and options:

- Error Rate Calculation (mask) (link)**: Compute the error rate of the received data by comparing it to a delayed version of the transmitted data. The block output is a three-element vector consisting of the error rate, followed by the number of errors detected and the total number of symbols compared. This vector can be sent to either the workspace or an output port.
- The delays are specified in number of samples, regardless of whether the input is a scalar or a vector. The inputs to the 'Tx' and 'Rx' ports must be sample-based scalars or frame-based column vectors.
- The 'Stop simulation' option stops the simulation upon detecting a target number of errors or a maximum number of symbols, whichever comes first.
- Parameters**
 - Receive delay: 20
 - Computation delay: 0
 - Computation mode: Entire frame
 - Output data: Port
 - Reset port
 - Stop simulation
 - Target number of errors: 100
 - Maximum number of symbols: 1e6
- Buttons: OK, Cancel, Help, Apply

Εάν στην είσοδο έχουμε bits, τότε υπολογίζει Bit error rate. Εάν στην είσοδο έχουμε σύμβολα, τότε υπολογίζει το symbol error rate. Στην έξοδο του μπλόκ παίρνουμε τρεις τιμές: α) Error rate β) Εντοπισμένα errors γ) Συνολικό αριθμό συμβόλων που συγκρίθηκαν.


Παράμετροι:

Receive delay: Αριθμός των δειγμάτων στον οποίον τα λαμβανόμενα δεδομένα καθυστερούν από τα εκπεμπόμενα δεδομένα. (Εάν το Tx ή το Rx είναι άνυσμα, τότε κάθε είσοδος αναπαριστά ένα δείγμα). Αυτή η παράμετρος δείχνει στο μπλόκ ποια δείγματα "ανταποκρίνονται" το ένα στο άλλο και πρέπει να συγκριθούν.

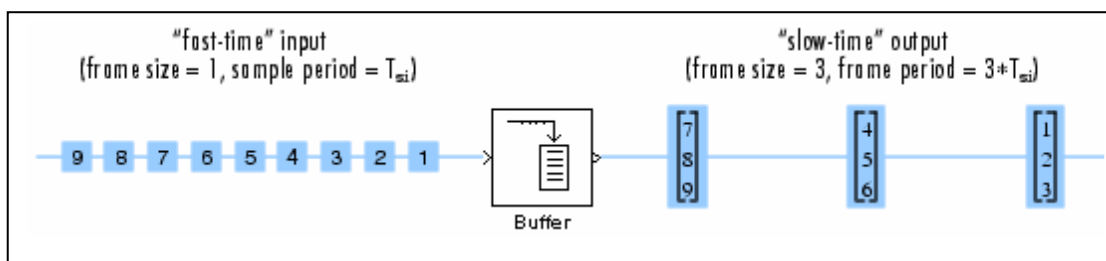
Computation delay: Είναι ο αριθμός των δειγμάτων που το μπλόκ πρέπει να αγνοήσει στην αρχή της σύγκρισης.

Computation mode: Οποιοδήποτε από τα Entire frame, Select samples from mask, ή Select samples from port, εξαρτάται κατά πόσο το μπλόκ πρέπει να επικεντρωθεί σε όλα ή σε ένα μέρος από τα εισερχόμενα frames.

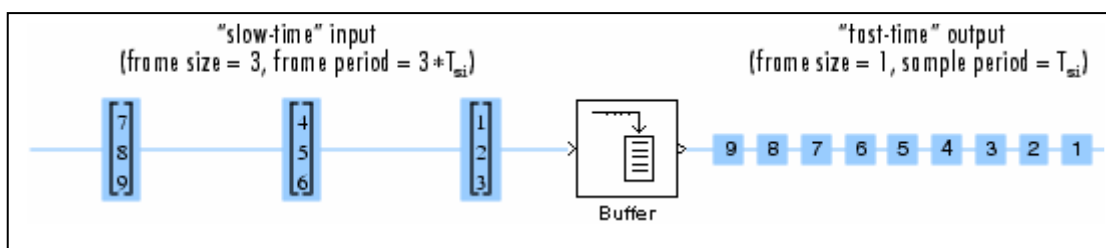
Output data: Είτε στην επιφάνεια εργασίας ή στο Port, και εξαρτάται στο που εμείς θέλουμε να στείλουμε τα δεδομένα εξόδου.

➤ Buffer: 

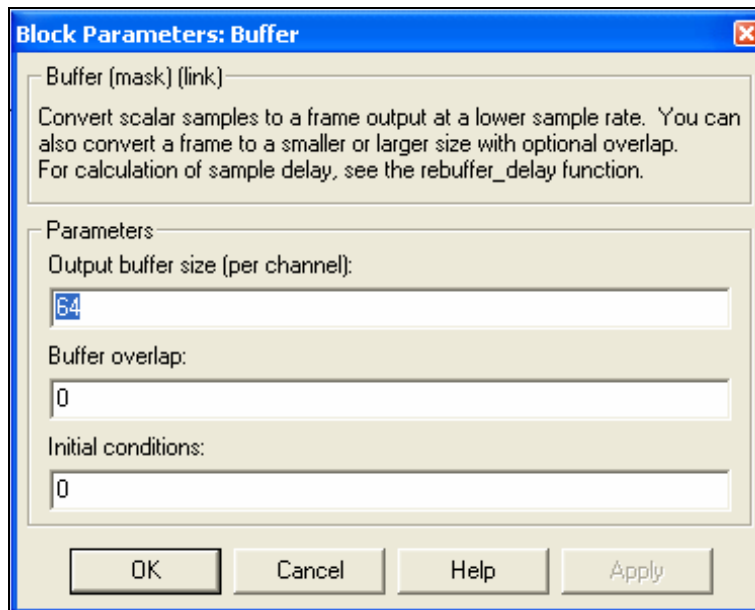
Το μπλόκ buffer αναδιανέμει τα δείγματα εισόδου σε ένα νέο μέγεθος frame. Κάνοντας buffering σε ένα μεγαλύτερο μέγεθος frame αυτό αποδίδει μία έξοδο με μικρότερο ρυθμό frame από την είσοδο, όπως διευκρινίζετε παρακάτω για βαθμωτή είσοδο:



Κάνοντας buffering σε ένα μικρότερο μέγεθος frame αυτό αποδίδει μία έξοδο με μεγαλύτερο ρυθμό frame από την είσοδο, όπως διευκρινίζετε παρακάτω για βαθμωτή έξοδο:



Οι παράμετροι που το καθορίζουν είναι οι παρακάτω:

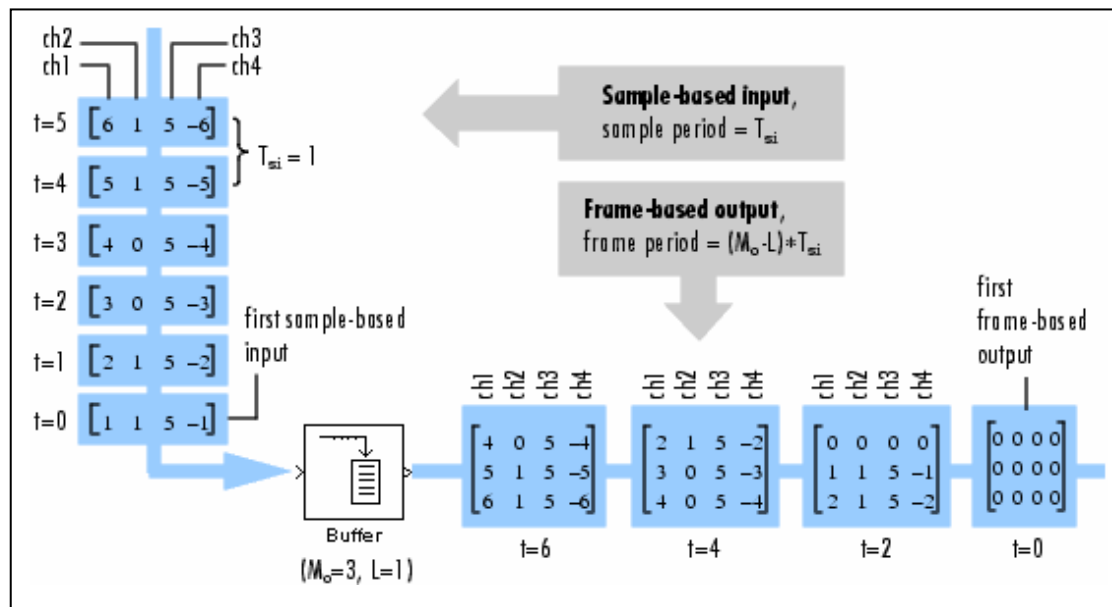


Output buffer size: Είναι ο αριθμός των συνεχόμενων δειγμάτων M_o , από κάθε κανάλι στο buffer μέσα στο frame εξόδου.

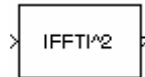
Buffer overlap: Είναι ο αριθμός των δειγμάτων, L , με τον οποίο συνεχή frame εξόδου υπερθέτονται.

Initial conditions: Είναι οι αρχικές τιμές.

◆ Παράδειγμα χρησιμοποίησης buffer για ($M=3, L=1$ και μηδενικές αρχικές συνθήκες).



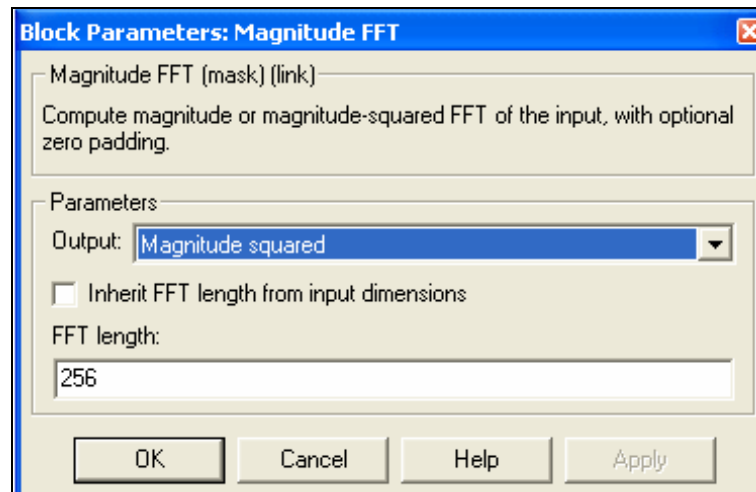
➤ Magnitude FFT



Το μπλόκ Magnitude FFT (Fast Fourier Transform) κάνει μία μη παραμετρική αποτίμηση του φάσματος χρησιμοποιώντας την μέθοδο του περιοδογράμματος. Όταν η παράμετρος εξόδου είναι στην επιλογή Magnitude squared, η έξοδος του μπλόκ για μια είσοδο u είναι ίση με: $y = \text{abs}(\text{fft}(u, n\text{fft})).^2$.

Όταν η παράμετρος εξόδου είναι στην επιλογή Magnitude, η έξοδος του μπλόκ για μια είσοδο u είναι ίση με: $y = \text{abs}(\text{fft}(u, n\text{fft}))$.

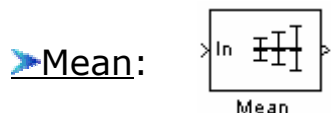
Οι παράμετροι που το καθορίζουν είναι οι παρακάτω:



Output: Καθορίζει εάν το μπλόκ θα υπολογίσει το magnitude FFT ή το magnitude-squared FFT της εισόδου.

Inherit FFT length from input dimensions: Όταν αυτό, είναι επιλεγμένο, χρησιμοποιεί το μέγεθος του frame εισόδου σαν ένα αριθμό από σημεία δεδομένων $N\text{fft}$, στο οποίο εκτελείται το FFT.

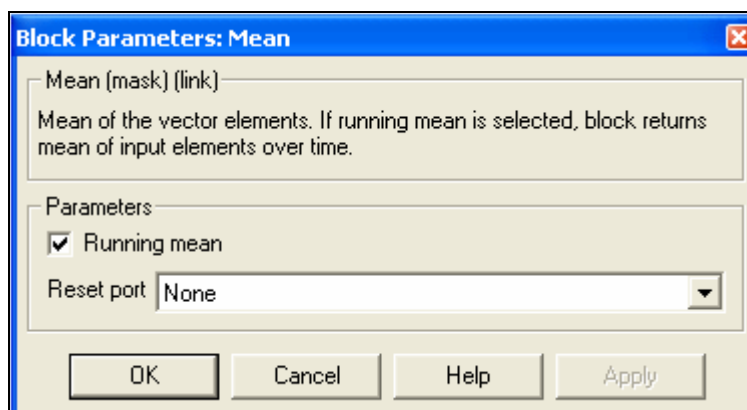
FFT size: Είναι ο αριθμός των σημείων δεδομένων για τον οποίο εκτελείται το FFT, $N\text{fft}$. Εάν το $N\text{fft}$ υπερβαίνει το μέγεθος του frame εισόδου, το frame είναι zero-padded κατά ανάγκη.



Το μπλόκ Mean υπολογίζει την μέση τιμή της κάθε στήλης στην είσοδο, ή παρακολουθεί της μέσες τιμές σε μια ακολουθία από εισόδους πάνω από μια περίοδο του χρόνου. Η παράμετρος Running mean επιλέγει μεταξύ βασικής λειτουργίας και τρέχουσας λειτουργίας. Όταν αυτή είναι επιλεγμένη, το μπλόκ υπολογίζει την μέση τιμή κάθε καναλιού σε μία ακολουθία χρόνου (time-sequence) από M-με-N εισόδους. Για sample-based εισόδους, η έξοδος είναι sample-based πίνακας M-με-N με κάθε στοιχείο $γ_{ij}$ να περιέχει την μέση τιμή του στοιχείου u_{ij} πάνω από όλες τις εισόδους, από το τελευταίο reset. Για frame-based εισόδους, η έξοδος είναι frame-based πίνακας M-με-N με κάθε στοιχείο $γ_{ij}$ να περιέχει την μέση τιμή της j th στήλης πάνω από όλες τις εισόδους, από το τελευταίο reset, μέχρι και περιλαμβάνοντας στοιχείο u_{ij} της τρέχουσας εισόδου.

Κάνοντας reset στο Running Mean. Το μπλόκ κάνει reset στο running mean κάθε φορά που μια reset περίπτωση εντοπίζεται στο προαιρετικό Rst port. Ο ρυθμός του σήματος reset πρέπει να είναι θετικό ακέραιο πολλαπλάσιο του ρυθμού των δεδομένων σημάτων εισόδου.

Οι παράμετροι που το καθορίζουν είναι οι παρακάτω:

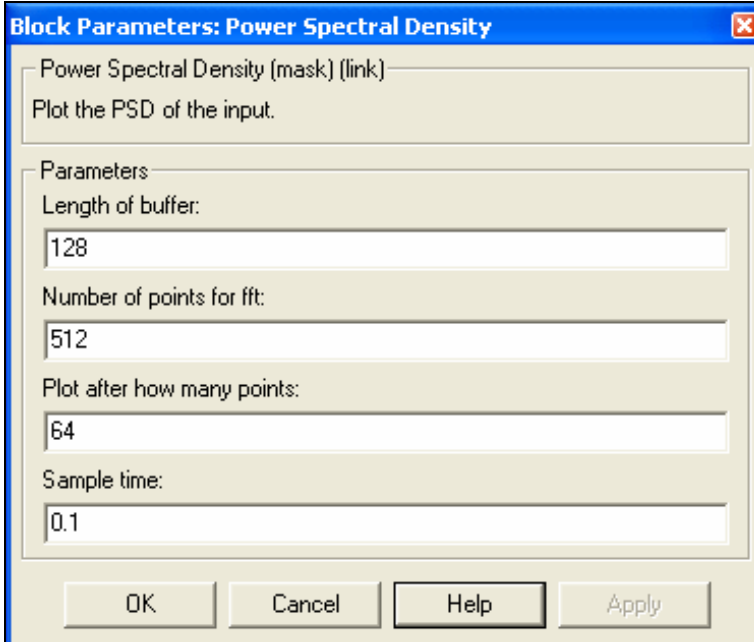


➤ Power Spectral Density:



Αυτό το μπλόκ περιέχει μία συνάρτηση η οποία εκτελεί ανάλυση φάσματος χρησιμοποιώντας ffts. Αποθηκεύει ένα buffer από σημεία εισόδου και εξόδου του συστήματος και μετά δημιουργεί γράφημα της φασματικής πυκνότητας ισχύος της εισόδου.

Οι παράμετροι που το καθορίζουν είναι οι παρακάτω:



Block Parameters: Power Spectral Density

Power Spectral Density (mask) (link)
Plot the PSD of the input.

Parameters

Length of buffer:
128

Number of points for fft:
512

Plot after how many points:
64

Sample time:
0.1

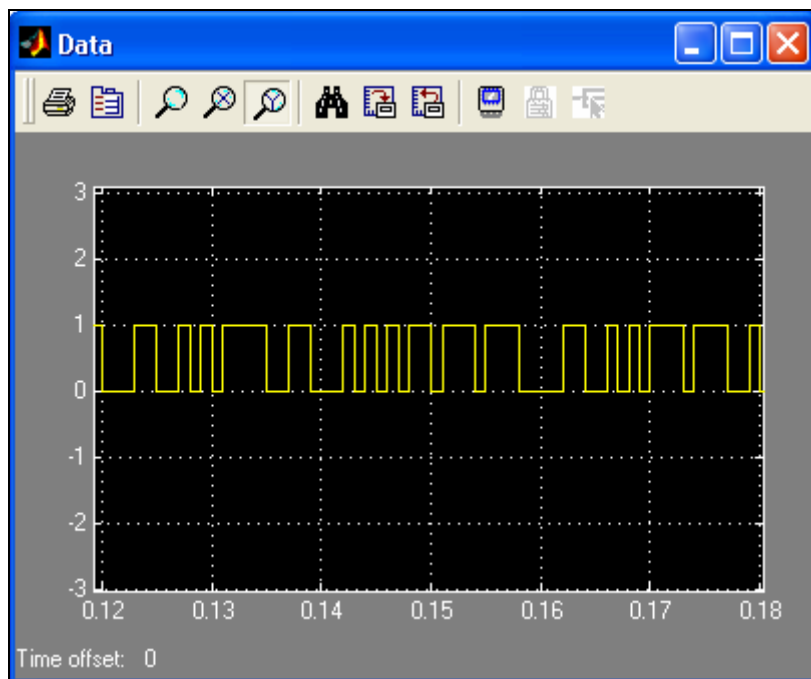
OK Cancel Help Apply

Αποτελέσματα της προσομοίωσης

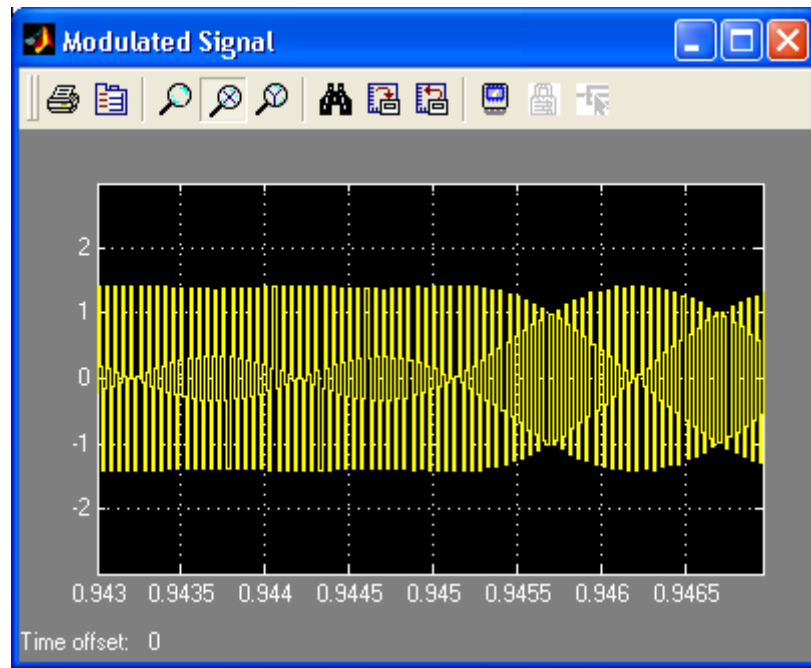
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τις παραπάνω παραμέτρους που έχουμε ορίσει είναι τα παρακάτω. Με τους παλμογράφους που έχουμε τοποθετήσει μέσα στο μπλόκ της προσομοίωσης μπορούμε να δούμε όλη την διαδικασία της διαμόρφωσης και της αποδιαμόρφωσης.

Έτσι έχουμε τις παρακάτω κυματομορφές:

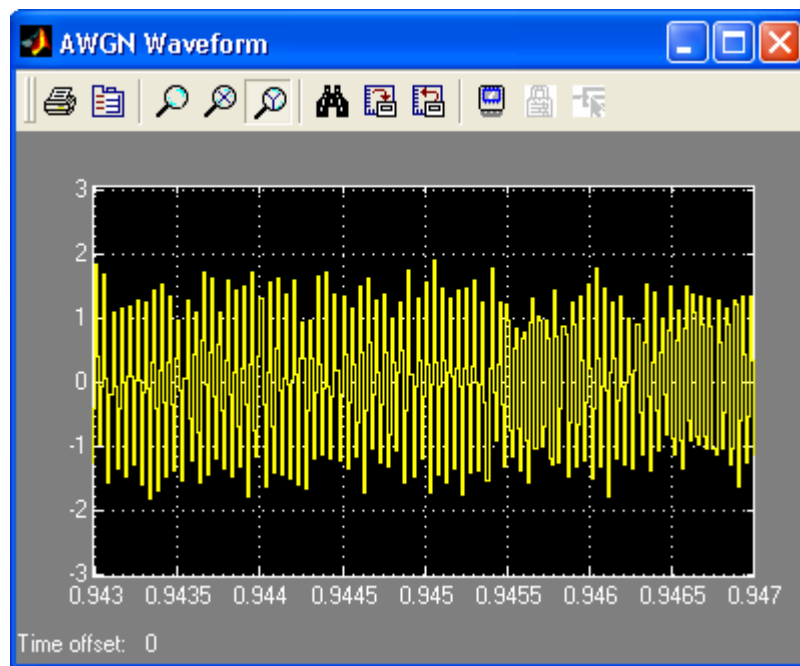
A) Τα δεδομένα (*data*) που θα υποστούν διαμόρφωση:



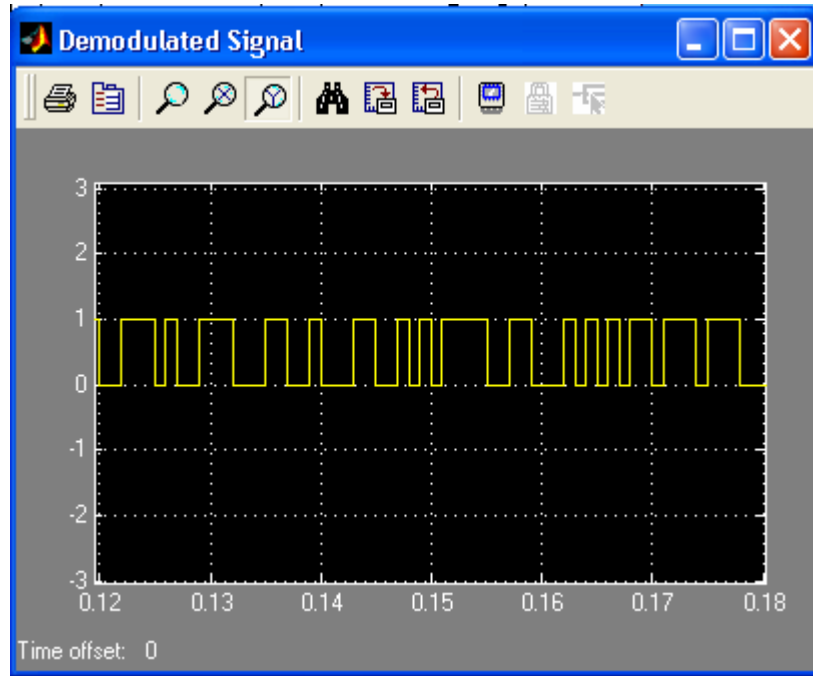
B) Το διαμορφωμένο σήμα μας:



Γ) Το σήμα μας μετά το AWGN κανάλι όπου προστίθεται θόρυβος:



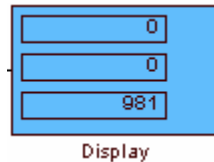
Δ) Το αποδιαμορφωμένο σήμα μας. Εδώ βλέπουμε την ανάκτηση των δεδομένων τα οποία έχουν υποστεί μια καθυστέρηση της τάξεως των 0,02sec.



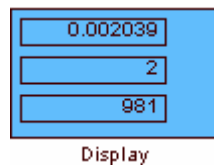
Επίδραση Θορύβου

Για να δούμε τώρα την επίδραση του θορύβου πάνω στην μετάδοση των δεδομένων, μπορούμε να αλλάζουμε την παράμετρο E_s/N_0 του AWGN καναλιού. Έτσι για τις διάφορες τιμές E_s/N_0 έχουμε:

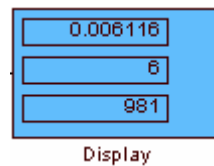
Για $E_s/N_0=50$ έχουμε→



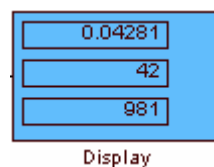
Για $E_s/N_0=27$ έχουμε→



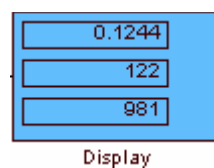
Για $E_s/N_0=26$ έχουμε→



Για $E_s/N_0=24$ έχουμε→



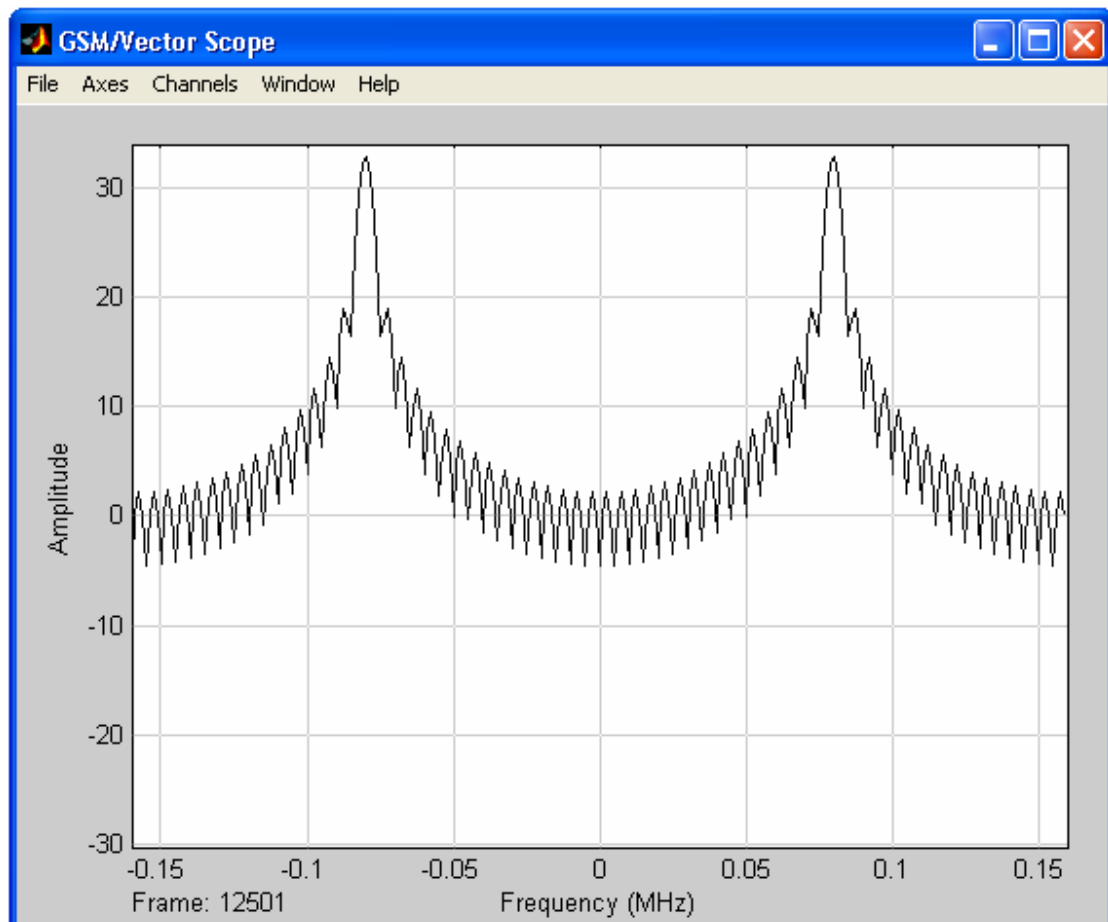
Για $E_s/N_0=21$ έχουμε→



Από τα παραπάνω display μπορούμε να πάρουμε τις πληροφορίες που θέλουμε. Έτσι το πρώτο κουτάκι μας δείχνει το error rate, το δεύτερο τα εντοπισμένα errors και το τρίτο τον συνολικό αριθμό συμβόλων που συγκρίθηκαν.

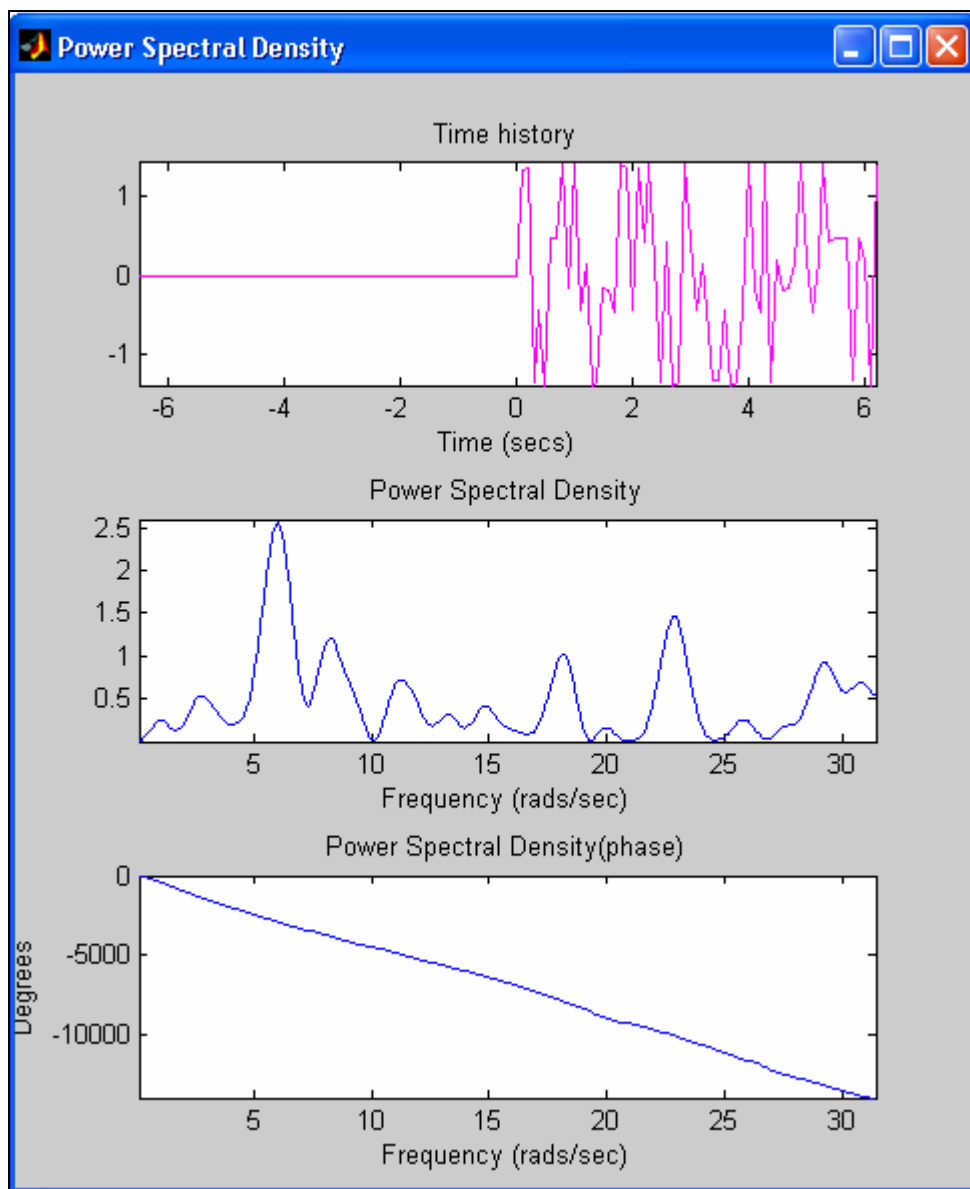
Vector Scope:

Στην παρακάτω κυματομορφή μπορούμε να δούμε το πλάτος συναρτήσεως της συχνότητας σε MHz. (Το Frequency range είναι για $-Fs/2.....Fs/2$).



Power Spectral Density:

Στις τρεις παρακάτω κυματομορφές μπορούμε να δούμε την φασματική απόκριση ισχύος.



Παράρτημα Ι

Παρουσίαση του Simulink











Το Simulink είναι ένα πακέτο λογισμικού για μοντελοποίηση, εξομοίωση και ανάλυση δυναμικών συστημάτων. Υποστηρίζει γραμμικά και μη γραμμικά συστήματα, μοντελοποιημένα σε συνεχή χρόνο, δειγματοληπτημένο χρόνο ή ένα υβριδικό και των δύο. Τα συστήματα μπορεί να είναι πολυρυθμικά π.χ να έχουν διαφορετικά κομμάτια που είναι δειγματοληπτημένα ή ενημερωμένα σε διαφορετικούς ρυθμούς.

Για την μοντελοποίηση, το Simulink παρέχει GUI (graphical user interface για να δημιουργήσουμε μοντέλα σαν μπλόκ διαγράμματα. Τι Simulink περιέχει μια περιεκτική μπλόκ βιβλιοθήκη από πηγές, γραμμικά και μη γραμμικά εξαρτήματα όπως επίσης και εξαρτήματα σύνδεσης.

Blocks:

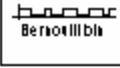
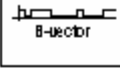

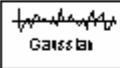
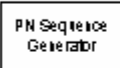
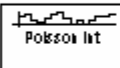
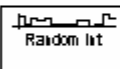
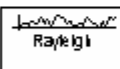
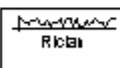
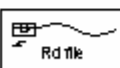
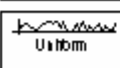
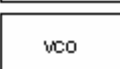
Η βιβλιοθήκη με τα μπλοκ επικοινωνίας περιέχει 10 υποβιβλιοθήκες, όπου η κάθε μια παρέχει μπλοκ για διαφορετικούς λόγους σχεδίασης συστημάτων επικοινωνίας.

Communication Blockset:

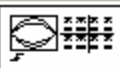
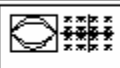

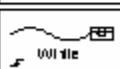
	Basic Comm Functions
	Channel Coding
	Channels
	Comm Sinks
	Comm Sources
	Interleaving
	Modulation
	Source Coding
	Synchronization
	Utility Functions

Η κάθε υποβιβλιοθήκη τώρα περιέχει μία λίστα από μπλοκ όπως φαίνεται παρακάτω:


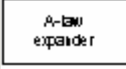
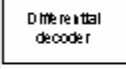
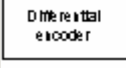
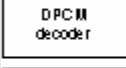
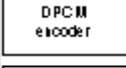
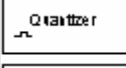
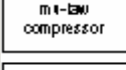
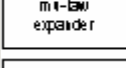
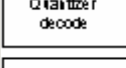
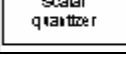
A) Communication sources

	Bernoulli Random Binary Generator
	Binary Vector Noise Generator
	Discrete-Time VCO
	Gaussian Noise Generator
	PN Sequence Generator
	Poisson Int Generator
	Random-Integer Generator
	Rayleigh Noise Generator
	Rician Noise Generator
	Triggered Read from File
	Uniform Noise Generator
	Voltage-Controlled Oscillator

B) Communication sinks

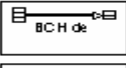
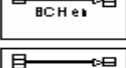
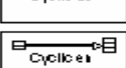
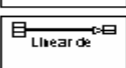
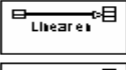
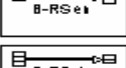
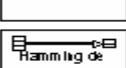
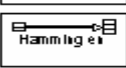
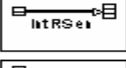
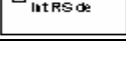


	Continuous-Time Eye and Scatter Diagrams
	Discrete-Time Eye and Scatter Diagrams
	Error Rate Calculation
	Triggered Write to File

Γ) Source coding



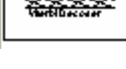
	A-Law Compressor
	A-Law Expander
	Differential Decoder
	Differential Encoder
	DPCM Decoder
	DPCM Encoder
	Enabled Quantizer Encode
	Mu-Law Compressor
	Mu-Law Expander
	Quantizer Decode
	Sampled Quantizer Encode

Δ) Channel coding

Block Coding

	BCH Decoder
	BCH Encoder
	Binary Cyclic Decoder
	Binary Cyclic Encoder
	Binary Linear Decoder
	Binary Linear Encoder
	Binary-Input RS Encoder
	Binary-Output RS Decoder
	Hamming Decoder
	Hamming Encoder
	Integer-Input RS Encoder
	Integer-Output RS Decoder

Convolutional coding

	APP Decoder
	Convolutional Encoder
	Viterbi Decoder

E) Interleaving

Block interleaving

Algebraic Deinterleaver	Algebraic Deinterleaver
Algebraic Interleaver	Algebraic Interleaver
General Block Deinterleaver	General Block Deinterleaver
General Block Interleaver	General Block Interleaver
Matrix Deinterleaver	Matrix Deinterleaver
Matrix Helical Scan Deinterleaver	Matrix Helical Scan Deinterleaver
Matrix Helical Scan Interleaver	Matrix Helical Scan Interleaver
Matrix Interleaver	Matrix Interleaver
Random Deinterleaver	Random Deinterleaver
Random Interleaver	Random Interleaver

Convolutional interleaving

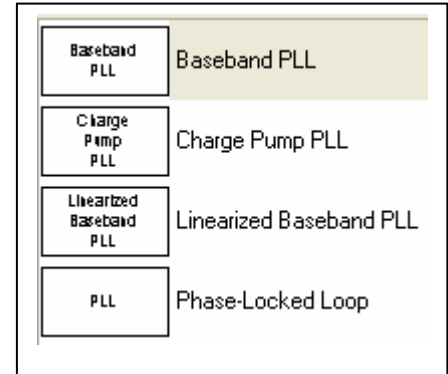
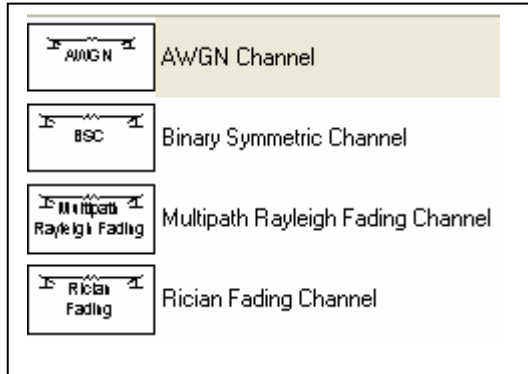
Convolutional Deinterleaver	Convolutional Deinterleaver
Convolutional Interleaver	Convolutional Interleaver
General Multiplexed Deinterleaver	General Multiplexed Deinterleaver
General Multiplexed Interleaver	General Multiplexed Interleaver
Helical Deinterleaver	Helical Deinterleaver
Helical Interleaver	Helical Interleaver

Z)Modulation

+	Analog Baseband	Analog Baseband Modulation
+	Analog Passband	Analog Passband Modulation
+	Digital Baseband	Digital Baseband Modulation
+	Digital Passband	Digital Passband Modulation

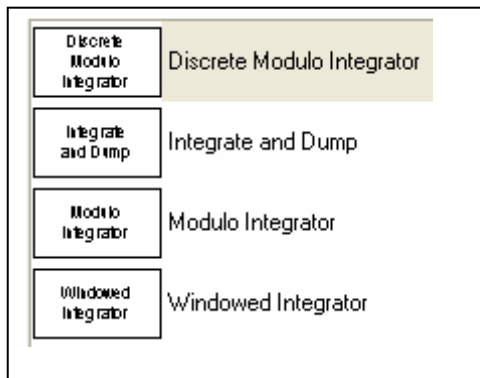
H) Channels

Synchronization

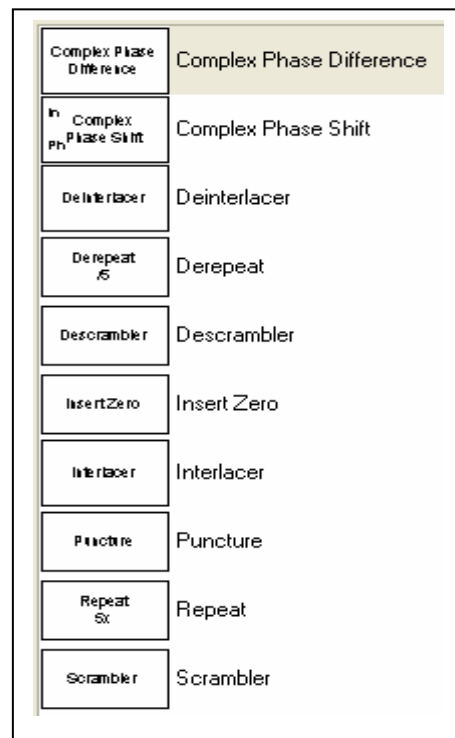


Θ) Basic common functions

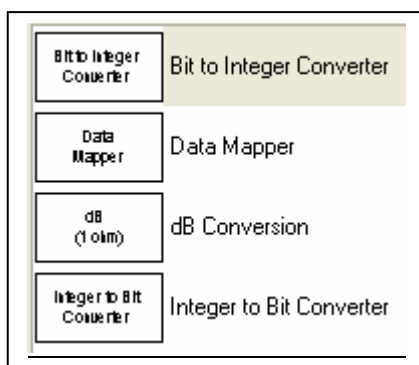
Integrators



Sequence operations



I) Utility functions



Παράρτημα ΙΙ

Στην παρούσα εργαστηριακή άσκηση με την βοήθεια του προγράμματος Simulink του Matlab θα εκτελέσουμε μια προσομοίωση της GMSK διαμόρφωσης-αποδιαμόρφωσης για το σύστημα κινητής τηλεφωνίας GSM900. Μέσα από την προσομοίωση θα έχουμε την δυνατότητα να δούμε:

- Την κυματομορφή των δεδομένων (data).
- Την κυματομορφή μετά την διαδικασία της διαμόρφωσης.
- Την κυματομορφή μετά το κανάλι προσθετικού θορύβου (AWGN).
- Την κυματομορφή μετά την αποδιαμόρφωση.
- Την φασματική απόκριση ισχύος.
- Μέτρηση του Bit Error Rate (BER).

Η υλοποίηση της προσομοίωσης γίνεται στο μαθηματικό πρόγραμμα Matlab (έκδοση 6.5). Έτσι λοιπόν κάνοντας διπλό κλικ στο εικονίδιο του Matlab μπορούμε να μπούμε στο πρόγραμμα. Κατόπιν κάνοντας κλικ στο *→File → Open → GMSK* ανοίγουμε το μπλόκ προσομοίωσης του GMSK διαμορφωτή-αποδιαμορφωτή.

Κατόπιν κάνοντας διπλό κλικ σε κάθε μπλοκ διάγραμμα μπορούμε να δούμε τις παραμέτρους που έχουμε ορίσει σε κάθε μπλόκ. Παρακάτω κάνουμε μία πλήρη αναφορά σε κάθε μπλόκ για να δούμε την λειτουργία τους και τον λόγο χρησιμοποίησής τους. (σελίδες 59-72)

Βιβλιογραφία

- [1] N. Al-Dhahir and G. Saulnier, "A High Performance Reduced-Complexity GMSK Demodulator", September 1996, Class1.
- [2] Simon Haykin, "Digital Communications", John WILEY & SONS.
- [3] Asha Mehrotra, "GSM System Engineering", Mobile Communication Series, Artech House Publishers.
- [4] Jeffery D.Caster, "Robust GMSK Demodulation using Demodulator diversity and BER estimation", (<http://scholar.lib.vt.edu/theses/public/etd-5941513972900/etd.pdf>)
- [5] Από <http://users.otenet.gr/~stefchon/article03.htm>
- [6] Article written by John Scourias, <http://private line com>.
- [7] Κόκκινος Βαγγέλης, "Αρχές Σχεδιασμού Δικτύων GSM".
- [8] Λιοδάκης Γιώργος, "Κινητές Επικοινωνίες".
- [9] Shiao-Li Charles Tsao, "B3G Evolution-3GPP Perspective-, (Sltsao@itri.org.tw).