



Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών

Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας

"Σχεδιασμός σύγχρονου δέκτη συνδυασμού ποικιλότητας για διαστημικές εφαρμογές"

"Design of a diversity combining coherent receiver for space communications"

**Διπλωματική εργασία
Πετρόπουλος Αλέξανδρος**

Επιβλέπων καθηγητής: Αργυρίου Αντώνιος

Βόλος, 2017

Ευχαριστίες

Με αφορμή την παρούσα διπλωματική εργασία θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κο Αργυρίου Αντώνιο και τον κο Κοράκη Αθανάσιο για την εμπιστοσύνη που μου έδειξαν και την ανάθεση του συγκεκριμένου θέματος. Ιδιαίτερα ευχαριστώ τον κο Αργυρίου για την καθοδήγηση του , αλλά και για την στήριξη του καθόλη τη διάρκεια της εκπόνησης της διπλωματικής εργασίας, τόσο σε θεωρητικό όσο και σε πρακτικό επίπεδο. Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου για τη θερμή υποστήριξη της σε όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

Στην οικογένεια μου

Περιεχόμενα

1. Εισαγωγή.....	6
2. Περιγραφή-μοντέλο συστήματος.....	6
3. Μοντελοποίηση σήματος του συστήματος.....	10
4. Ποικιλότητα(diversity).....	12
5. Αποτελέσματα προσομοίωσης.....	17
6. Συμπεράσματα.....	27

Ορισμοί – λεξιλόγιο – συντομεύσεις :

Για λόγους απλότητας , αλλά και για να είναι πιο ευανάγνωστο το κείμενο στην συνέχεια της εργασίας αυτής, χρησιμοποιούνται τόσο συντομογραφίες όσο και αγγλική ορολογία, όπου αυτό κρίνεται απαραίτητο. Σε αυτή την ενότητα παρατίθενται όλες αυτές οι συντομογραφίες και αγγλικές λέξεις που συναντάει κανείς στο κείμενο καθώς και η επεξήγηση τους στα ελληνικά:

coherent receiver = σύγχρονος δέκτης

diversity = πολλαπλότητα, ποικιλότητα

Maximum Ratio Combining(MRC) = συνδυασμός μεγίστου λόγου

HELIOS = Highly rEliable LInks during sOlar conjunctionS (βλέπε στο [2])

coherence time = χρόνος συμφωνίας

channel = κανάλι

Bite Error Rate(BER) = ρυθμός σφαλμάτων bit

complex baseband representation (IQ) = μιγαδική αναπαράσταση βασικής ζώνης

modulation = διαμόρφωση

channel coder = κωδικοποιητής καναλιού

convolutional code = συνελκτικός κώδικας

Binary phase-shift keying(BPSK) = δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης

differential BPSK (DBPSK) = διαφορική δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης

Gaussian Minimum Shift Keying(GMSK) = Gaussian διαμόρφωση ελάχιστης μετατόπισης

line coding = κώδικας γραμμής

Non-return-to-zero(NRZ) = μη επιστροφή στο μηδέν

reflector = ανακλαστήρας

Line Of Sight(LOS) = οπτική επαφή

maximum doppler shift = μέγιστη μετατόπιση Doppler

samples = δείγματα

sample time = χρόνος δειγματοληψίας

Additive White Gaussian Noise(AWGN) = προσθετικός λευκός Gaussian θόρυβος

constellation diagram = διάγραμμα αστερισμού

phase-locked loop(PLL) = βρόγχος κλειδωμένης φάσης

carrier = φέρον

suppressed carrier = καταπιεσμένο φέρον

maximum likelihood(ML) = αλγόριθμος μέγιστης πιθανοφάνειας

scintillation = σπινθηρισμός

Interplanetary scintillation = διαπλανητικός σπινθηρισμός, αναφέρεται στις τυχαίες διακυμάνσεις της έντασης των ραδιοκυμάτων που προέρχονται από τον ουρανό , σε χρόνους της τάξης των δευτερολέπτων

Signal to Noise Ratio(SNR) = λόγος σήματος προς θόρυβο

Voltage Controlled Oscillator(VCO) = ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση

Matched Filter(MF) = προσαρμοσμένο φίλτρο

(από [3],[4],[5],[6])

1 – Εισαγωγή :

Σκοπός αυτής της εργασίας είναι η υλοποίηση ενός σύγχρονου(coherent) δέκτη με υποστήριξη ποικιλότητας(στο εξής diversity), για καλύτερη αποκωδικοποίηση του λαμβανόμενου σήματος. Πιο συγκεκριμένα θα υλοποιηθεί ένας συνδυαστής μεγίστου λόγου (Maximum Ratio Combiner στο εξής MRC) στο σύστημα προσομοίωσης του HELIOS(Highly rEliable LInks during sOlar conjunctionS - αναφορά [2]) για διαστημικές εφαρμογές σε MATLAB και θα παρατηρηθεί η συμπεριφορά του σε κανάλι Rician.

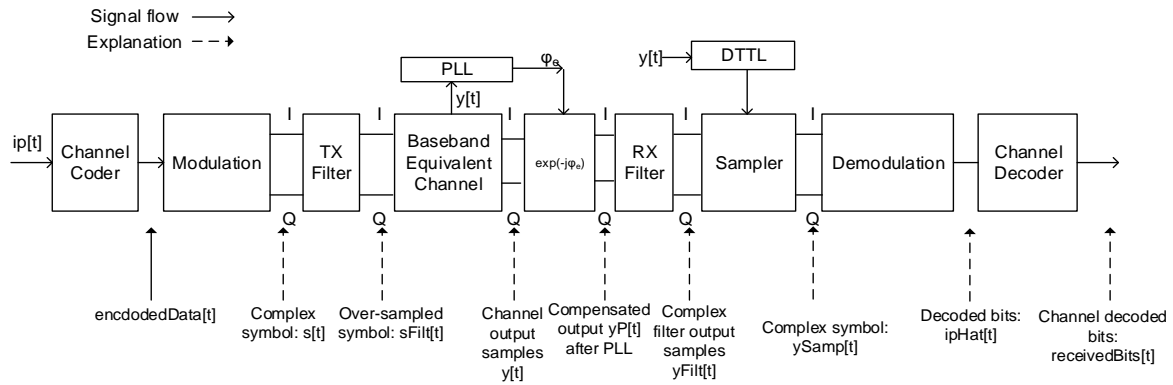
Αρχικά περιγράφεται αναλυτικά το σύστημα, τα υποσυστήματα που το απαρτίζουν καθώς και οι παράμετροι του (ενότητα 2). Μετά παρουσιάζεται η μαθηματική μοντελοποίηση του σήματος (ενότητα 3). Εν συνεχεία εξετάζεται το τι επιτυγχάνεται στον δέκτη υλοποιώντας diversity και περιγράφεται αναλυτικά το πως υλοποιήθηκε στο σύστημα το MRC, παρουσιάζοντας ταυτόχρονα και κάποια τμήματα του κώδικα (ενότητα 4). Ακολούθως αξιολογείται η συμπεριφορά του δέκτη και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης (ενότητα 5). Πιο συγκεκριμένα, διερευνάται η επίδραση που έχει ο χρόνος συμφωνίας του καναλιού(coherence time, στο εξής coherence) στην τιμή του ρυθμού σφαλμάτων bit (Bit error rate στο εξής BER) για διάφορες τιμές του diversity. Τέλος παρουσιάζονται τα συμπεράσματα της εργασίας (ενότητα 6).

Επιπλέον αξίζει να επισημανθεί ότι υπάρχει σημαντική παρουσία από αναφορές (references) σε όλο το κείμενο (εκτός ίσως από τις ενότητες της υλοποίησης του MRC και της αξιολόγησης του δέκτη βάση του BER – που αποτελούν και τον σκοπό αυτής της εργασίας), τις οποίες παροτρύνεται ο αναγνώστης να τις συμβουλευτεί για περισσότερες πληροφορίες.

Τέλος αν και στην εργασία δεν συμπεριλαμβάνεται ολόκληρος ο πηγαίος κώδικας του αρχείου που γράφτηκε σε MATLAB, ορισμένα σημαντικά τμήματα του, που αφορούν την εργασία, περιλαμβάνονται μαζί με σχολιασμό.

2 – Περιγραφή-μοντέλο συστήματος :

Το μοντέλο του προσομοιωτή, που χρησιμοποιεί την μιγαδική αναπαράσταση βασικής ζώνης (complex baseband representation) φαίνεται στην εικόνα 1. Το κάθε μπλοκ είναι υλοποιημένο στο MATLAB και υπάρχουν διαθέσιμες πολλές επιλογές-παράμετροι π.χ. για τον κωδικοποιητή καναλιού (channel coder) έχουν υλοποιηθεί οι Convolutional, Reed–Solomon, Turbo coding... , για τη διαμόρφωση(modulation) έχουν υλοποιηθεί τα BPSK, DBPSK, GMSK ... Δεν θα εξεταστούν όλα αυτά αναλυτικά, αλλά μόνο αυτά που αφορούν την εργασία.



Εικόνα 1: μοντέλο του συστήματος (από [2])

Στο πλαίσιο αυτής της εργασίας θεωρείται ότι δεν υπάρχει κάποια κωδικοποίηση (αντίστοιχη μεταβλητή στον κώδικα: CHANNEL_CODING=0), η διαμόρφωση είναι BPSK(MODULATION=1) και ο κώδικας γραμμής(line coding) είναι NRZ(LINE_CODING=0).

Η πληροφορία διέρχεται μέσα από ένα κανάλι και αλλοιώνεται κατά την διέλευση της από αυτό. Για πιο ρεαλιστικά αποτελέσματα, η μοντελοποίηση του καναλιού γίνεται με μια κατανομή Rician(CHANNEL=5). Αποτελεί ιδανική επιλογή, καθώς η προσομοίωση αφορά την επικοινωνία ενός δορυφόρου στο διάστημα με ένα δέκτη στην Γη, οπότε για το μεταδιδόμενο σήμα θα υπάρχουν τόσο πολλαπλές διαδρομές λόγω ανακλαστήρων, όσο και μία απευθείας διαδρομή (LOS) να συνδέει τον πομπό με τον δέκτη. Η κατανομή δίνεται από τον τύπο:

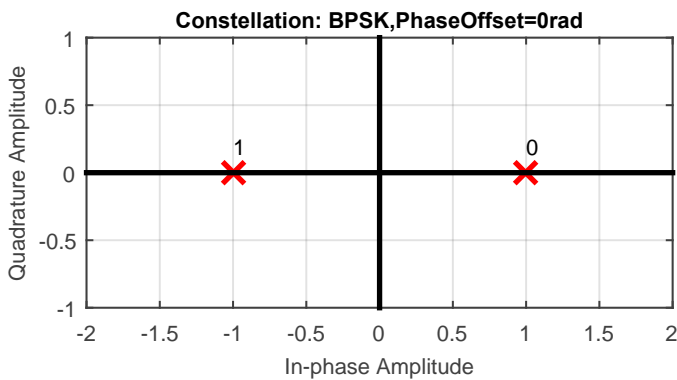
$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2+A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) \quad \text{για } A \geq 0, r \geq 0, \text{ διαφορετικά είναι } 0 \text{ (από σελ.213 στο [6])}$$

όπου η παράμετρος A δηλώνει το πλάτος της κορυφής του επικρατούντος σήματος και $I_0()$ είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτης τάξης και μηδενικού βαθμού. Η κατανομή Rician περιγράφεται συχνά με όρους μιας παραμέτρου K που ορίζεται ως ο λόγος ανάμεσα στην ισχύ του ντετερμινιστικού σήματος και στην διασπορά της πολλαπλής διαδρομής. Δίνεται από το $K = A^2 / (2\sigma^2)$. Η παράμετρος K είναι γνωστή ως συντελεστής Rician και καθορίζει πλήρως την κατανομή(από σελ. 213-214 στο[6]). Μια άλλη παράμετρος που λαμβάνεται υπόψιν και μάλιστα σε αυτήν στηρίχθηκαν οι παρατηρήσεις/μετρήσεις που έγιναν, είναι ο χρόνος συμφωνίας(coherence time). Ο χρόνος συμφωνίας (μεταβλητή COHERENCE στον κώδικα) είναι στην πραγματικότητα μια στατιστική μέτρηση της χρονικής διάρκειας, στην οποία η κρουστική απόκριση (h) του καναλιού είναι ουσιαστικώς αναλλοίωτη και προσδιορίζει ποσοτικά την ομοιότητα της απόκρισης καναλιού σε διαφορετικούς χρόνους(από σελ. 203 - 204 στο [6]). Με άλλα λόγια, αναφέρεται στο πόσο χρόνο μένει σταθερή η απόκριση του καναλιού. Άλλωστε αυτές οι 2 παράμετροι, μαζί με το χρόνο δειγματοληψίας(sample time) χρησιμοποιούνται για να οριστεί το κανάλι, στο MATLAB.

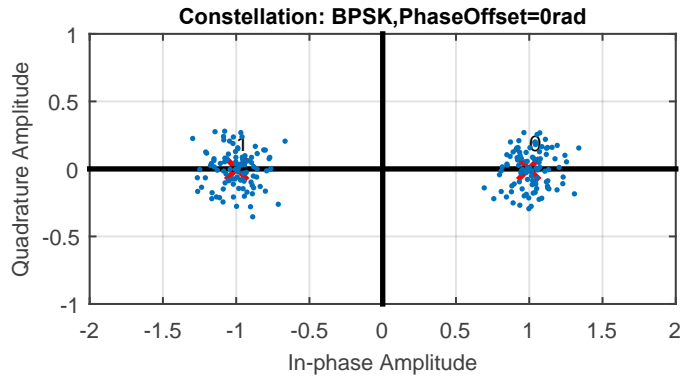
```
h=ricianchan( ts ,fd ,k );
```

όπου το fd είναι το maximum doppler shift(βλέπε λεξιλόγιο) και ορίζεται ως $1/\text{coherence}$ και το k είναι ο συντελεστής rician($K_RICIAN=1$ στον κώδικα).

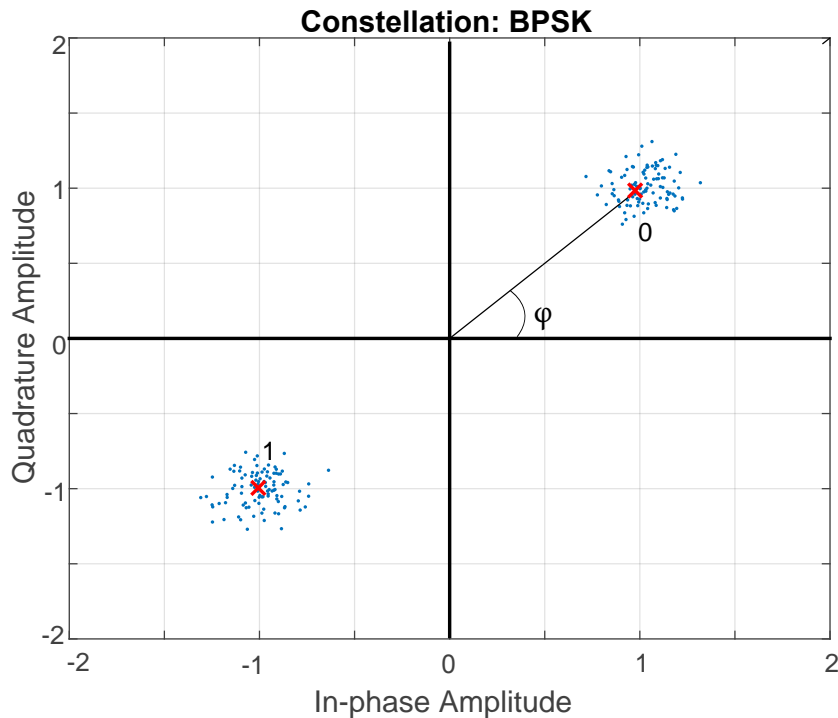
Αφού περάσει η πληροφορία από το μπλοκ του καναλιού, τώρα εξετάζεται τι γίνεται στο κομμάτι του δέκτη. Η λαμβανόμενη πληροφορία στον δέκτη μοντελοποιείται από την εξίσωση : $y=hx+w$, όπου με y συμβολίζονται τα τελικά ληφθέντα δείγματα (στο εξής samples), x είναι τα samples που έστειλε ο δέκτης, h είναι η κρουστική απόκριση του καναλιού και w είναι ο AWGN θόρυβος. Λόγω των παραμέτρων που αναφέρθηκαν πιο πριν(BPSK,NRZ) και της μιγαδικής αναπαράστασης βασικής ζώνης, η μετάδοση του x , μπορεί να συμβολιστεί σαν αστερισμός. Ειδικότερα, εδώ είναι ο αστερισμός για μετάδοση του ± 1 (το 0 αντιστοιχεί σε +1 και το -1 σε 1), όπως φαίνεται στην εικόνα 2. Αν υπήρχε μόνο AWGN θόρυβος τότε θα ίσχυε: $y=x+w$ και η μετάδοση των samples θα φαινόταν όπως στην εικόνα 3. Στην περίπτωση όμως της εργασίας(δορυφορική επικοινωνία), υπάρχει και h στο κανάλι, το οποίο προκαλεί περιστροφή του αστερισμού κατά μία γωνία φ μοίρες, όπως φαίνεται στην εικόνα 4. Στην περίπτωση του Rayleigh καναλιού αυτή η γωνία είναι σταθερή, ενώ για το Rician κανάλι αυτή η γωνία αλλάζει με τον χρόνο(παραμέτρος coherence που αναφέρθηκε πιο πριν).



Εικόνα 2: ιδανική μετάδοση

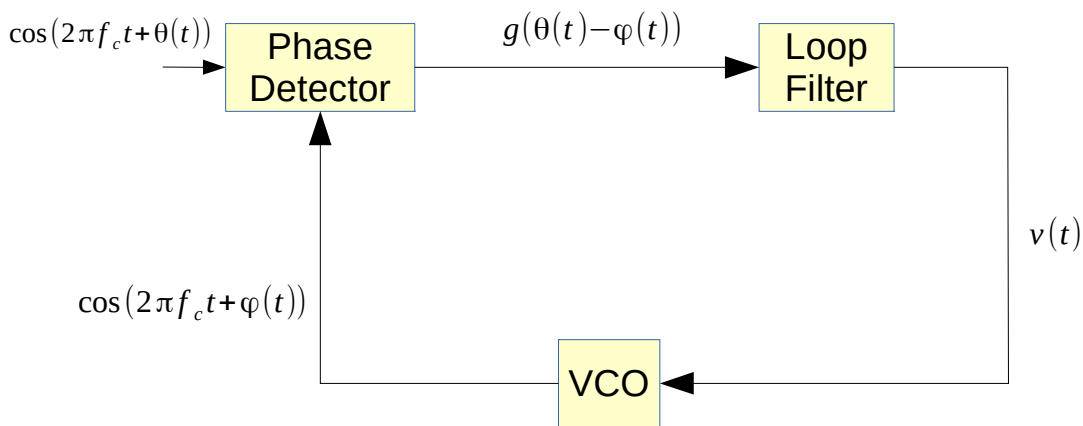


Εικόνα 3: μετάδοση μόνο με AWGN θόρυβο

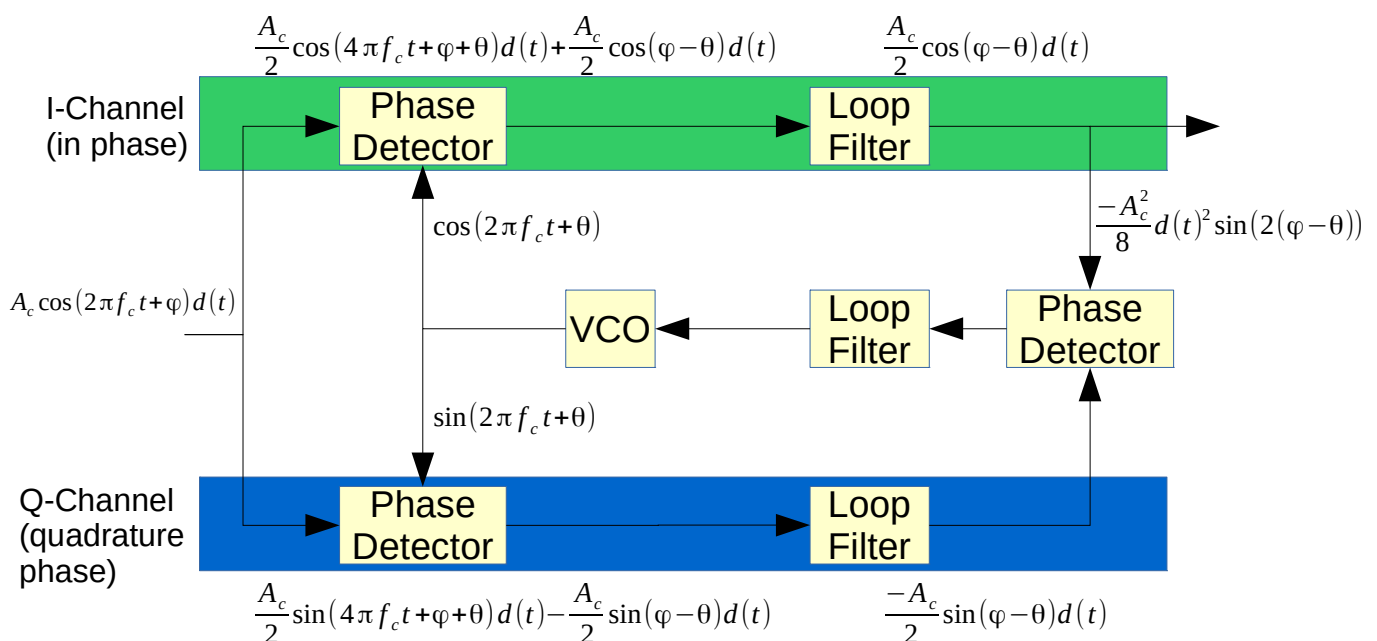


Εικόνα 4: μετάδοση με AWGN θόρυβο και κρουστική απόκριση του καναλιού διάφορη του 1

Όπως αναφέρθηκε και από την αρχή της εργασίας, ο δέκτης είναι σύμφωνος(coherent). Αυτό έχει να κάνει με το κομμάτι του βρόγχου κλειδωμένης φάσης (στο εξής PLL) που εμφανίζεται στο σχήμα στην εικόνα 1. Αυτό που προσπαθεί να κάνει το PLL είναι να εκτιμήσει την γωνία φ με την οποία έχει περιστραφεί ο αστερισμός(εικόνα 4) και να την διορθώσει, για να επιτευχθεί πιο σωστή αποκωδικοποίηση. Ένα ενδεικτικό διάγραμμα υλοποίησης του PLL δίνεται στην εικόνα 5. Ανάλογα με τις παραμέτρους τόσο του καναλιού, όσο και του ίδιου του PLL, η διόρθωση γίνεται άλλοτε με επιτυχία και άλλοτε με όχι και τόσο καλά αποτελέσματα. Εδώ στην εργασία, θα εξεταστεί πόσο καλά συμπεριφέρεται το PLL, όταν μεταβάλλεται ο χρόνος συμφωνίας του καναλιού, δηλαδή αν προλαβαίνει το PLL να παρακολουθεί τις αλλαγές που γίνονται στο κανάλι. Ωστόσο πριν από αυτό, πρέπει να γίνει ένας διαχωρισμός. Το σύστημα υποστηρίζει τόσο μετάδοση με φέρον(στο εξής carrier) όσο και μετάδοση με καταπιεσμένο φέρον(suppressed carrier). Στην δεύτερη περίπτωση λόγω του ότι δεν υπάρχει ξεχωριστή μετάδοση του carrier, πρέπει με κάποιο τρόπο να ανακτηθεί. Για αυτό τον λόγο χρησιμοποιείται αντί του κλασσικού PLL, το Costas Loop(διάγραμμα υλοποίησης στην εικόνα 6).



Εικόνα 5: Διάγραμμα υλοποίησης PLL(από [2])



Εικόνα 6: Διάγραμμα υλοποίησης Costas Loop

Ουσιαστικά και το Costas Loop αποτελεί μιας μορφής PLL που προσπαθεί να διορθώσει την περιστροφή του αστερισμού, αλλά διαφέρει όσον αφορά την είσοδο του σε σχέση με το PLL. Αν και κάποιες παραπάνω πληροφορίες θα δοθούν σε επόμενες ενότητες, η αναλυτική μαθηματική εξήγηση των 2 παραπάνω στοιχείων, ξεφεύγει από τα πλαίσια αυτής της εργασίας. Όποιος ενδιαφέρεται για περισσότερες πληροφορίες μπορεί να κοιτάξει στα [1], [4], [7] και [10] .

Αφού διορθωθεί το σήμα από το PLL/Costas Loop, τότε πάει στο προσαρμοσμένο φίλτρο(matched filter) και από εκεί στον δειγματολήπτη(sampler), όπου πρέπει να γίνει η κατάλληλη επιλογή δείγματος, ώστε να μεγιστοποιείται το SNR. Για τις ανάγκες αυτής της εργασίας θεωρείται ότι γίνεται ιδανική δειγματοληψία(sampling) και δεν χρησιμοποιείται κάποιος αλγόριθμος συγχρονισμού συμβόλων.

Τέλος στην αποκωδικοποίηση χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος μέγιστης πιθανοφάνειας (maximum likelihood), όπου κοιτάει την απόσταση κάθε ληφθέντος δείγματος από την ιδανική θέση του στο constellation diagram και αποφασίζει με βάση σε ποιο σημείο βρίσκεται πιο κοντά.

3 – Μοντελοποίηση σήματος του συστήματος:

Σε αυτή την ενότητα οι εξετάζονται οι εξισώσεις που ισχύουν στο σύστημα και χρησιμοποιούνται στην υλοποίηση στο MATLAB.

Το σήμα ορίζεται ως εξής:

$$s(t) = \sqrt{2P_s} V(t) \sin(2\pi f_c t + \varphi_d(t) + \varphi_0 + \varphi_r(t)) + n(t)$$

Όπου f_c είναι η συχνότητα του του φέροντος σήματος(residual carrier), P_s είναι η συνολική ενέργεια του σήματος, $V(t)$ είναι το πλάτος διαλείψεων λόγω σπινθηρισμού(στο εξής scintillation), $\varphi_r(t)$ είναι η φάση του όρου του scintillation, φ_0 είναι μία τυχαία σταθερή φάση, $\varphi_d(t)$ είναι τα δεδομένα, διαμορφωμένα κατά φάση και $n(t)$ είναι ο λευκός προσθετικός θόρυβος(AWGN). Κάποιες από αυτές τις παραμέτρους, όπως π.χ. το φ_0 , αν χρειαστεί στη συνέχεια θα θεωρηθούν 0 για να γίνουν πιο απλές οι πράξεις.

Για λόγους ευκολίας ορίζεται ότι $a = 2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0$, $b = \varphi_d(t)$ και χρησιμοποιώντας την τριγωνομετρική ταυτότητα $\sin(a+b) = \sin(a)\cos(b) + \cos(a)\sin(b)$ ισχύει:

$$s(t) = \sqrt{2P_s} V(t) [\sin(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) \cos(\varphi_d(t)) + \cos(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) \sin(\varphi_d(t))] + n(t)$$

$$s(t) = \sqrt{2P_s} V(t) \sin(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) \cos(\varphi_d(t)) + \sqrt{2P_s} V(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) \sin(\varphi_d(t)) + n(t)$$

Τα δεδομένα, που είναι διαμορφωμένα κατά φάση μπορούν να αναπτυχθούν, ως εξής :

$$\varphi_d(t) = \theta_m d(t)$$

Όπου θ_m είναι η γωνία διαμόρφωση φάσης(δείκτης διαμόρφωσης) και το $d(t)$ είναι τα δεδομένα με ρυθμό $R=1/T$ symbols/s. Άρα τώρα γίνεται :

$$s(t) = \sqrt{2P_S} V(t) \sin(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) \cos(\theta_m d(t)) + \sqrt{2P_S} V(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) \sin(\theta_m d(t)) + n(t)$$

όπου $d(t) = \pm 1$. Επιπλέον γνωρίζοντας ότι $\cos(x) = \cos(-x)$ και $\sin(x) = -\sin(-x)$, γίνονται οι εξής απλοποιήσεις : $\cos(\theta_m d(t)) = \cos(\theta_m)$ (το $d(t)$ φεύγει τελείως από την σχέση) και $\sin(\theta_m d(t)) = d(t) \sin(\theta_m)$ (το $d(t)$ βγαίνει έξω από την σχέση, ώστε να κρατηθεί σωστά το πρόσημο). Άρα πλέον γράφεται σαν :

$$s(t) = \sqrt{2P_S} V(t) \sin(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) \cos(\theta_m) + \sqrt{2P_S} V(t) d(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) \sin(\theta_m) + n(t)$$

όπου ορίζεται το $\sqrt{2P_C} = \sqrt{2P_S} \cos(\theta_m)$ σαν την ενέργεια του carrier και το $\sqrt{2P_D} = \sqrt{2P_S} \sin(\theta_m)$ σαν την ενέργεια των δεδομένων. Επομένως η σχέση τώρα γίνεται:

$$s(t) = \sqrt{2P_C} V(t) \sin(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) + \sqrt{2P_D} V(t) d(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) + n(t)$$

(εξίσωση 1)

Στην περίπτωση του καταπιεσμένου φέροντος ισχύει $\theta_m = 90^\circ$ όπου παρέχεται ένα απλοποιημένο σήμα:

$$s(t) = \sqrt{2P_D} V(t) d(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) + n(t) \quad \text{(εξίσωση 2)}$$

Στην περίπτωση που χρησιμοποιείται υποφέρον (στο εξής subcarrier) για τη διαμόρφωση, τότε τα διαμορφωμένα κατά φάση δεδομένα μπορούν να εκφραστούν ως εξής:

$$\varphi_d(t) = \sqrt{2} \theta_m d(t) \sin(2\pi f_{sc} t)$$

όπου $d(t)$ είναι τα δεδομένα και f_{sc} είναι η συχνότητα του subcarrier.

Στην περίπτωση της διαμόρφωσης με τετραγωνικό subcarrier τότε η από πάνω φόρμουλα αλλάζει ως εξής:

$$\varphi_d(t) = \sqrt{2} \theta_m d(t) \text{sign}(\sin(2\pi f_{sc} t)) \quad , \text{ όπου } \text{sign}() \text{ είναι η συνάρτηση προσήμου.}$$

Στην συνέχεια περιγράφεται το παραπάνω σήμα με την βοήθεια της μιγαδικής αναπαράστασης βασικής ζώνης, γνωστή ως I-Q representation:

όπως αναφέρθηκε για μετάδοση με καταπιεσμένο φέρον το σήμα έχει την εξής μορφή:

$$s(t) = \sqrt{2P_D} V(t) d(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) + n(t) \quad , \text{ όπου το } d(t) \text{ παίρνει τιμές } \pm 1 \text{ και άρα}$$

$$\text{είναι: } s(t) = \pm \sqrt{2P_D} V(t) d(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) + n(t)$$

Δηλαδή θα μεταδίδονται 2 ειδών σήματα, ένα με + και ένα με - (λογικό λόγω του BPSK). Αυτό πιο αναλυτικά μπορεί να γραφτεί ως εξής: (συναρτήσεις βάσης για το constellation diagram)

$$s_0(t) = \sqrt{2P_D} V(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) + n(t)$$

$$s_1(t) = \sqrt{2P_D} V(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0 + \pi) + n(t)$$

Δηλαδή είναι σαν να μεταδίδεται μια φορά το σήμα με φάση $\varphi(\tau) = 0$ (για το σύμβολο 0) και την άλλη με φάση π (για το 1). Άρα αν γραφτούν σαν μία σχέση, τότε ισχύει:

$$s(t) = \sqrt{2P_D} V(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0 + \varphi_d(t)) + n(t) \quad , \text{ όπου εδώ θεωρείται } \varphi_d(t) = 0, \pi$$

Εν συνεχεία σύμφωνα με το [3] (σελ. 59) ισχύει ότι ένα σήμα:

$$g(t) = a(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi(t)) \quad (\text{για ευκολία αγνοείται ο θόρυβος } n(t))$$

αναλύεται σε συνιστώσες I-Q ως εξής:

$$g(t) = g_I \cos(2\pi f_c t) - g_Q \sin(2\pi f_c t) \quad , \text{ όπου } g_I = a(t) \cos(\varphi(t)) \text{ και } g_Q = a(t) \sin(\varphi(t))$$

άρα για την εργασία έχουμε :

$$s_I(t) = \sqrt{2P_D} V(t) \cos(\varphi_r(t) + \varphi_0 + \varphi_d(t)) \quad \text{ και } \quad s_Q(t) = \sqrt{2P_D} V(t) \sin(\varphi_r(t) + \varphi_0 + \varphi_d(t))$$

(εξίσωση 3) **(εξίσωση 4)**

Εναλλακτικά μπορεί να γραφτεί απευθείας από την εξίσωση 2 (βοηθάει αργότερα στην εξήγηση στο Costas Loop)

$$s(t) = \sqrt{2P_D} V(t) d(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_r(t) + \varphi_0) + n(t)$$

$$\text{ότι } s_I(t) = \sqrt{2P_D} d(t) V(t) \cos(\varphi_r(t) + \varphi_0) \quad \text{ και } \quad s_Q(t) = \sqrt{2P_D} d(t) V(t) \sin(\varphi_r(t) + \varphi_0)$$

(εξίσωση 5) **(εξίσωση 6)**

ανάλογα μπορεί να γραφτεί και το μέρος του carrier στην εξίσωση 1, σε I-Q αναπαράσταση (από [1], [2], [3] και [9])

4 – Ποικιλότητα (Diversity):

Σε αυτή την ενότητα εξετάζεται τι είναι το diversity και τα οφέλη του. Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως το σήμα περνάει μέσα από ένα κανάλι και υφίσταται κάποιες αλλοιώσεις, τόσο στο πλάτος όσο και στην γωνία του (άρα και στην ισχύ του). Αυτές οι αλλοιώσεις ονομάζονται διαλείψεις και κατατάσσονται σε 2 κατηγορίες.

Όταν μελετάται η κίνηση του πομπού ή του δέκτη σε αποστάσεις της τάξης πολλών εκατοντάδων ή χιλιάδων μέτρων(πολύ μεγαλύτερων από την τάξη μεγέθους του μήκους κύματος), τότε υπάρχει εξασθένηση της μέσης ισχύος του σήματος, λόγω της απόστασης(path loss) ή λόγω σκίασης(shadowing) από διάφορα εμπόδια. Σε αυτή την περίπτωση, για να περιγραφούν όλα τα παραπάνω, χρησιμοποιείται ο όρος διαλείψεις μεγάλης κλίμακας(large scale fading)(από σελ.27 στο [11]). Στην άλλη περίπτωση είναι οι διαλείψεις μικρής κλίμακας(small scale fading), που αφορούν αυτή την εργασία και χαρακτηρίζουν τις γρήγορες διακυμάνσεις της ισχύος του λαμβανομένου σήματος σε πολύ σύντομες αποστάσεις (της τάξης λίγων μηκών κύματος) ή σύντομες διάρκειες (της τάξης των δευτερολέπτων). (από σελ. 105 στο [6])

Οι φυσικοί παράγοντες που επιδρούν στην διάλειαση μικρής κλίμακας είναι : α) η διάδοση πολλαπλής διαδρομής , όπου προκαλείται από παρεμβολές ανάμεσα σε 2 ή περισσότερες εκδοχές του μεταδιδόμενου σήματος που φτάνει στον δέκτη σε ελαφρώς διαφορετικούς χρόνους, λόγω ανακλαστήρων. Τα κύματα αυτά, που ονομάζονται κύματα πολλαπλής διαδρομής(multipath waves), συνδυάζονται στην κεραία του δέκτη για να δώσουν ένα συνιστάμενο σήμα, το οποίο μπορεί να ποικίλλει πολύ σε πλάτος και φάση, ανάλογα με την κατανομή της έντασης και του σχετικού χρόνου διάδοσης των κυμάτων και με το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος. β) ταχύτητα του κινητού, όπου η σχετική κίνηση μεταξύ πομπού και δέκτη προκαλεί μετατοπίσεις Doppler στην συχνότητα γ) η ταχύτητα των περιβαλλόντων αντικειμένων, όπου ακόμη και αν δεν κινείται ο πομπός ή ο δέκτης, αλλά κινείται κάποιο από τα αντικείμενα στο περιβάλλον, τότε πάλι υπάρχουν μετατοπίσεις Doppler και δ) το εύρος ζώνης μετάδοσης του σήματος, όπου αν το μεταδιδόμενο σήμα έχει στενό εύρος ζώνης σε σύγκριση με το κανάλι, τότε το πλάτος του σήματος θα αλλάξει γρήγορα(από σελ.177-179 στο [6]). Ωστόσο στην περίπτωση αυτής της εργασίας λόγω του ότι υπάρχει δορυφορική επικοινωνία συνήθως χρησιμοποιείται ένας άλλος όρος, το scintillation(βλέπε λεξιλόγιο), που προήλθε από την αστρονομία και χρησιμοποιείται για να περιγράψει τις διακυμάνσεις στο σήμα. Ο όρος αυτός περιλαμβάνει και άλλα φαινόμενα, όπως είναι οι αλλαγές της πυκνότητας των ιόντων στα ιονοσφαιρικά επίπεδα. Είναι σημαντικό σε ένα δορυφορικό σύστημα επικοινωνίας να ληφθούν υπόψιν όλα τα παραπάνω φαινόμενα, ώστε να αντιμετωπιστούν.

Είναι προφανές μετά από όσα αναφέρθηκαν, ότι σε ένα περιβάλλον που πάσχει από διαλείψεις και ειδικότερα από διαλείψεις μικρής κλίμακας, η απόδοση ενός δέκτη, ανεξάρτητα από τον τρόπο μετάδοσης θα είναι κατά γενική ομολογία κακή(πίνακας 3.1 στο [5], εικόνα 2.1 στο [11]). Η αιτία αυτής της κακής απόδοσης είναι το ότι η αξιόπιστη επικοινωνία εξαρτάται από την ισχύ μίας μοναδικής διαδρομής του σήματος και υπάρχει σημαντική πιθανότητα η διαδρομή αυτή να είναι σε βαθιά διάλειαση, οπότε οποιαδήποτε σχήμα επικοινωνίας θα παρουσίαζε πρόβλημα. Η ποικιλότητα είναι μια τεχνική που έρχεται να βελτιώσει την απόδοση του δέκτη σε τέτοιες συνθήκες. Κάτι τέτοιο επιτυγχάνεται διασφαλίζοντας ότι κάθε bit πληροφορίας διέρχεται από πολλές διαδρομές σήματος, καθεμία από τις οποίες υπόκειται σε διαλείψεις στατιστικά ανεξάρτητα από τις άλλες, ώστε να είναι βέβαιο ότι είναι εφικτή η αξιόπιστη επικοινωνία, εφόσον μία από τις διαδρομές είναι ισχυρή.(από σελ.90 στο [5],σελ.250 στο [8])

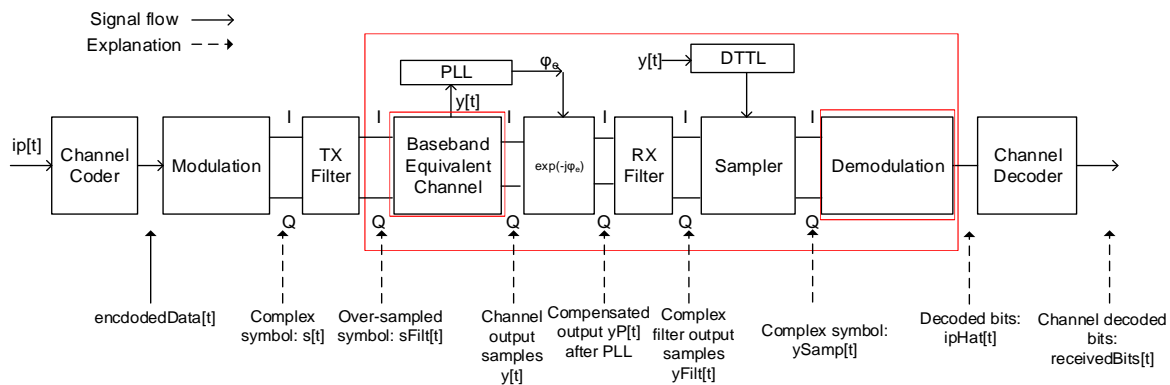
Το diversity μπορεί να υλοποιηθεί με διάφορους τρόπους. Ο πιο εύκολος και παλιός τρόπος υλοποίησης είναι το χωρικό(spatial) diversity, όπου χρησιμοποιούνται περισσότερες από μία

κεραίες, απομακρυσμένες η μία από την άλλη σε αποστάσεις της τάξεως του μήκους κύματος. Άλλοι τρόποι υλοποίησης είναι το temporal(χρονικό) diversity(π.χ. με επαναληπτική κωδικοποίηση), το frequency(συχνότητα) diversity, το angular(γωνιακό) diversity και το polarization(πόλωση) diversity. Για περισσότερες πληροφορίες δείτε στο κεφ. 3 του [5] και κεφ. 13 του [8].

Τέλος υπάρχουν και διαφορετικοί τρόποι με τους οποίους μπορούν να συνδυαστούν τα σήματα στον δέκτη. Ένας είναι η ποικιλότητα επιλογής(selection diversity), όπου επιλέγεται το καλύτερο σήμα από όλα τα ληφθέντα αντίγραφα που έχει ο δέκτης και ένας άλλος τρόπος είναι η ποικιλότητα συνδυασμού μεγίστου λόγου, το MRC, όπου κρατούνται όλα τα αντίγραφα του σήματος και εφαρμόζεται ένα σταθμισμένο άθροισμα με βάρη για να βγει το αποτέλεσμα.

Υλοποίηση ποικιλότητας(diversity) στο σύστημα επικοινωνίας :

Σε αυτή την ενότητα εξετάζεται σε ποια σημεία του κώδικα πρέπει να γίνουν οι απαραίτητες αλλαγές για να υλοποιηθεί η ποικιλότητα στο σύστημα (για λόγους ευκολίας, επαναλαμβάνεται στην εικόνα 7).



Εικόνα 7: Διάγραμμα υλοποίησης συστήματος

Όπως φαίνεται και στην εικόνα, τα υποσυστήματα στα οποία πρέπει να εστιάσει κανείς βρίσκονται μέσα στο κόκκινο πλαίσιο και πιο συγκεκριμένα, οι κύριες αλλαγές πρέπει να γίνουν στην μοντελοποίηση του καναλιού (Baseband Equivalent Channel) και στην αποκωδικοποίηση (Demodulation). Φτάνοντας στην μοντελοποίηση του καναλιού έχουν ήδη δημιουργηθεί όλα τα bit της προσομοίωσης. Σε αυτό το σημείο όμως, πρέπει να εισαχθεί diversity με αριθμό L , δηλαδή κάθε bit θα στέλνεται πολλές φορές (L φορές) προς το δέκτη. Αυτό στην πραγματικότητα, όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω μπορεί να γίνεται με πολλούς τρόπους, είτε π.χ. στέλνοντας το ίδιο bit L φορές στον χρόνο (με συνέπεια την απώλεια σε throughput), είτε στέλνοντας τα bit μέσω L κεραιών (με συνέπεια το αυξημένο κόστος, λόγω των περισσότερων κεραιών). Εδώ, στην προσομοίωση απλά υλοποιείται ένα for loop, όπου το κάθε bit στέλνεται πολλές φορές. Ουσιαστικά κάθε bit είναι σαν να περνάει από L διαφορετικά κανάλια. Επομένως στον κώδικα του καναλιού δημιουργούνται πλέον πίνακες και όχι γραμμό-διανύσματα όπως π.χ. για τον AWGN θόρυβο και την κρουστική απόκριση - περιστροφή του καναλιού (h), όπου πλέον υπάρχει από ένας πίνακας διαστάσεων πλήθος $L \times \text{samples}$ για το καθένα.

Παρακάτω δίνεται ένα ενδεικτικό κομμάτι κώδικα μαζί με τα σχόλια:

```
%% ----- Channel -----
.....
%snr_i: index for SNR loop

%h_diveristy_temp: we keep h values for ideal demodulation(without PLL)
h_diversity_temp = zeros(L,length(sFilt));%preallocation , for speed purposes

%diversity loop
for div_i = 1:L
    %gaussian noise
    n(div_i,:)=1/sqrt(1)*[randn(1,length(sFilt)) + j*randn(1,length(sFilt))];
    adj_Eb_N0_dB=Eb_N0_dB(snr_i) - 10*log10(1/1);
    noise=(10^(-adj_Eb_N0_dB/20)/sqrt(2))*n(div_i,:);
    .....
    if(CHANNEL==5)
        Tc=CHANNEL_MODEL_PARAMS(2); %... The channel remains approximately the same
        for Tc seconds
            K_RICIAN=CHANNEL_MODEL_PARAMS(1);
            %την πρώτη φορά που θα τρέξω το πρώτο block δημιουργούνται και τα
            κανάλια, ανάλογα με το πόσους κλάδους diversity έχουμε.
            %Αν τρέξουμε για άλλο SNR, δεν μας πειράζει το cc θα ξαναγίνει 1 και θα ξανά
            δημιουργηθούν άλλα κανάλια
            if(cc==1)
                h(div_i)=ricianchan(1/SAMPLE_RATE_INPUT,1/(Tc),K_RICIAN);
                % Indicate that FILTER should not reset the channel
                % in each iteration below.
                h(div_i).ResetBeforeFiltering = 0;%για τα blocks έχει πιο πολύ σημασία
                h(div_i).StoreHistory = true;%keeps channel state information needed by
                the channel visualization tool is stored
            end

            y =filter(h(div_i),sFilt); %Go through the channel
            channel_gain_actual=h(div_i).PathGains;

            h_diversity_temp(div_i,:) = channel_gain_actual;
            %y = sFilt.*(channel_gain_actual.') + noise %when PHI_1 = 0 and
            frequency_offset=0;
            y=y.*exp(j*(PHI_1)).*exp(j*frequency_offset)+noise;
        end
    .....
end% end of for div_i = 1:L (τελειώνει μετά το matched filter)
```

Στη συνέχεια είναι το κομμάτι του PLL, όπου το μόνο που πρέπει να αλλάξει είναι οι μεταβλητές που προηγουμένως στο κανάλι έγιναν πίνακες (από γραμμό-διανύσματα) και τώρα πρέπει να μπόυνε τα ανάλογα indexes.

Στο κομμάτι του matched filter (προσαρμοσμένου φίλτρου) και της δειγματοληψίας του κατάλληλου δείγματος, λόγω του ότι έχει ήδη εισαχθεί το diversity και τρέχει ακόμη το loop του, πάλι κάποιες μεταβλητές που είναι γραμμό-διανύσματα γίνονται πίνακες. Πιο συγκεκριμένα ορίζεται η μεταβλητή ySamp_diversity, όπου σώζονται όλα τα αποτελέσματα από την ySamp. Δηλαδή για κάθε ξεχωριστό κανάλι-L κρατούνται και οι αντίστοιχες τιμές του ySamp ώστε στο τέλος να συνδυαστούν για την αποκωδικοποίηση. Επιπλέον ορίζεται και η μεταβλητή h_diversity όπου αποθηκεύονται όλα τα h για κάθε bit, για κάθε κανάλι. Αυτό είναι χρήσιμο για τον υπολογισμό της ιδανικής περίπτωσης, όπου δεν χρησιμοποιείται το PLL και θεωρείται γνωστό το h. Ενδεικτικά δίνεται ο κώδικας :

```
%% -----Receiver matched filter & Sampling -----
% Mathched filter
yFilt = conv(y,ones(1,PULSE_WIDTH)); % convolution of the MF

if(TIMING_SYNC==0) %No synchronization algorithm is applied
    ySamp = yFilt(PULSE_WIDTH-TIMING_OFFSET:PULSE_WIDTH:K*PULSE_WIDTH); %
sampling at time T
    ySamp_diversity(div_i,:) = ySamp;
    h_diversity(div_i,:) = h_diversity_temp(div_i,PULSE_WIDTH-
TIMING_OFFSET:PULSE_WIDTH:K*PULSE_WIDTH);
    h_diversity;
end
.....
end%for div_i =1:L
```

Τέλος στο κομμάτι της αποκωδικοποίησης, υλοποιείται το MRC, όπου το κάθε ληφθέν σήμα πολλαπλασιάζεται με ένα συντελεστή στάθμισης, ανάλογα με την ισχύ του και στοιχίζονται οι φάσεις, έτσι ώστε κατά την άθροιση να μεγιστοποιείται το SNR. Εξετάζοντας τα παραπάνω λίγο πιο μαθηματικά προκύπτει:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ \vdots \\ h_n \end{bmatrix} \cdot x + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ \vdots \\ n_n \end{bmatrix}$$

όπου x συμβολίζει ένα bit και τα διανύσματα συμβολίζουν τις τιμές που έχει το κανάλι και ο δέκτης σε κάθε κλάδο του diversity. Δηλαδή ένα bit x περνάει μέσα από n διαφορετικά κανάλια. Στην περίπτωση του PLL, ο δέκτης απλά ξέρει το διάνυσμα y και εφαρμόζει τον αλγόριθμο ML. Στην ιδανική περίπτωση όμως που θεωρείται γνωστό το h στον δέκτη, κάνοντας πράξεις(συνδυάζοντας τα) προκύπτει:

$$\vec{h}^H \vec{y} = \vec{h}^H \vec{h} x + \vec{h}^H \vec{w}$$

και τελικά για να είναι μόνο του το x:

$$\tilde{y} = \frac{\vec{h}^H x}{\|\vec{h}\|^2} + \frac{\vec{h}^H \vec{w}}{\|\vec{h}\|^2} = x + \vec{h}^H \vec{w}$$

άρα τώρα απλά εφαρμόζεται πάλι ο αλγόριθμος ML στο επεξεργασμένο y, όπου κοιτάει την απόσταση του από το ± 1 του αστερισμού(από σελ.92 στο [5]). Ενδεικτικά δίνεται ο κώδικας :

```

if(PLL == 1)
    for bit_i = 1:length(ySamp_diversity(1,:))%ίδιο με το BLOCK_LENGTH
        y_processed = sum(ySamp_diversity(:,bit_i))/L;
        if real(y_processed) < 0
            received_data(bit_i) = 1;
        else
            received_data(bit_i) = 0;
        end
    end
else%ideal demodulation with known h
    for bit_i = 1:length(ySamp_diversity(1,:))%ίδιο με το BLOCK_LENGTH
        my_temp = ySamp_diversity(:,bit_i);
        my_temp2 = h_diversity(:,bit_i);
        my_temp3 =(ctranspose(my_temp2)/(norm(my_temp2)^2));
        y_processed = my_temp3*my_temp;
        if real(y_processed) < 0
            received_data(bit_i) = 1;
        else
            received_data(bit_i) = 0;
        end
    end
end
end

```

5 – Αποτελέσματα προσομοίωσης:

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζονται τα τελικά αποτελέσματα της προσομοίωσης. Ειδικότερα, εξετάζεται το πως επηρεάζονται οι τιμές που παίρνει το BER καθώς μεταβάλλονται οι διαθέσιμοι κλάδοι του diversity(L) και το coherence του καναλιού. Αναλύονται και οι 2 περιπτώσεις μετάδοσης, τόσο για καταπιεσμένο φέρον, όσο και για μετάδοση με carrier. Παρακάτω δίνονται οι γενικές παράμετροι που ορίζονται στον κώδικα. Στις εικόνες που ακολουθούν θα αναφέρεται ρητά ποια παράμετρος αλλάζει, ενώ όλες οι άλλες παραμένουν ίδιες.

```

%Communication system parameters
LINE_CODING=0;           % 0:NRZ, 1: Manchester.
CHANNEL_CODING=0;       % 0:No Channel Coding, 2: Convolutional, 1: Reed-
Solomon,TBD-not-working-yet: 3: Turbo, 4:LDPC
CODE_RATE=0;           % For convolutional coding the only code rates that
should be allowed are 1/2 2/3 3/4 5/6 7/8.

```

```

MODULATION=1;          % 1:BPSK, 2: DBPSK (large block lengths), 4: GMSK
(requires large block lengths N>100), 3:FSK, 5: QPSK, 6:DQPSK
freqSep = 100;        % Frequency separation (Hz) FSK modulation
PHI=0;                % Phase offset of PSK modulations
BLOCK_LENGTH= 1000000; % Number of bits or per data block
DATA_BLOCKS=20*10^0;  % Total simulated data blocks
Eb_N0_dB =[1:10];    % Eb/N0 value in dB
OVERSAMPLING = 2;     % Oversampling factor
P_CARRIER = 10;      % 0: Costas Loop : 10-16:PLL
L = 2;                % diversity
SUBCARRIER = 0;

%Phase tracking params
PLL=1;                % 0: only valid mode. In the future if we add phase
correction.
PHASE_OFFSET=0;       % A forced phase offset on the transmitted signals;
FREQUENCY_OFFSET=0;   % TBD: future
DAMP_FACTOR=[1];     % damping factor vector
W0 = 1;               % natural frequency

%Various aspects not investigated
TIMING_OFFSET=0;      % In samples. To simulate non-ideal clock recovery.
TIMING_SYNC=0;        % 0: Ideal symbol synchronization and no algorithm is
used for SymSync, 1: A SymSync Algorithm is used.

%Channel parameters
CHANNEL=5;            % 0: AWGN, 1: Rayleigh Fading, 5: Rician
COHERENCE=5;          % Coherence time param for UTHs testing
K_RICIAN=1;           % Rician channel param for UTHs testing
CHANNEL_BW=100        % in Hz
SYMBOL_RATE=CHANNEL_BW; % Symbol Rate
T=1/SYMBOL_RATE;     % Symbol period
PULSE_DURATION=1;    % Pulse duration (may be removed)

%The vector below are the parameters of the channel model for a specific Monte
Carlo run.
CHANNEL_MODEL_PARAMS=[K_RICIAN COHERENCE PHASE_OFFSET];

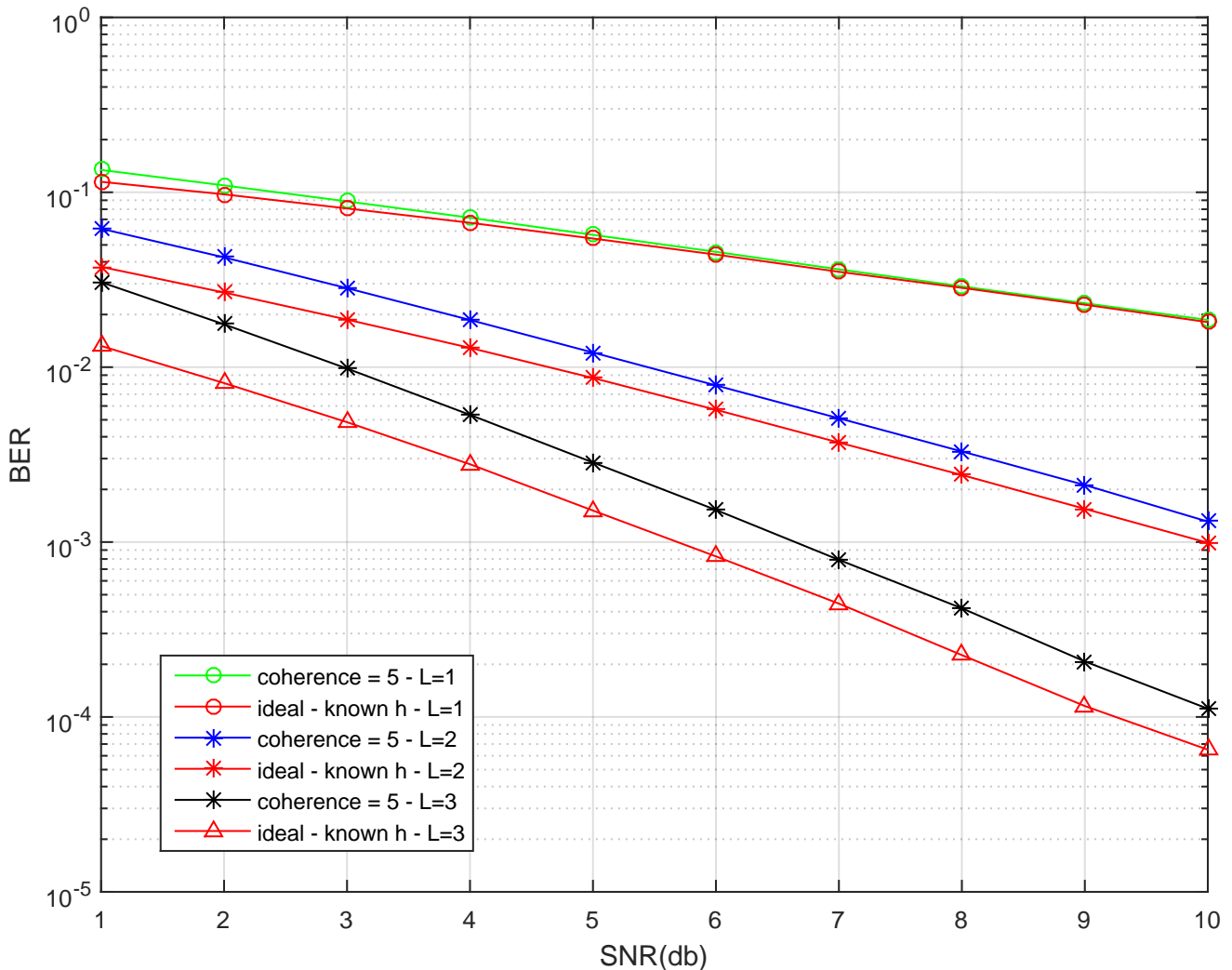
%Various for debug
PLOT_STATS=0;         % TBD: for constant pulse amplitude, amd future
optimizations
PLOT_PULSE_SHAPE=0;   % Set this to 1 to see the baseband data.
PLOT_PLL = 0;
PLOT_DTTL = 0;

```

- μετάδοση με καταπιεσμένο φέρον

Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενη ενότητα για μετάδοση με καταπιεσμένο φέρον(εξίσωση 2), πρέπει με κάποιο τρόπο να ανακτηθεί το carrier, ώστε να γίνει η εκτίμηση της

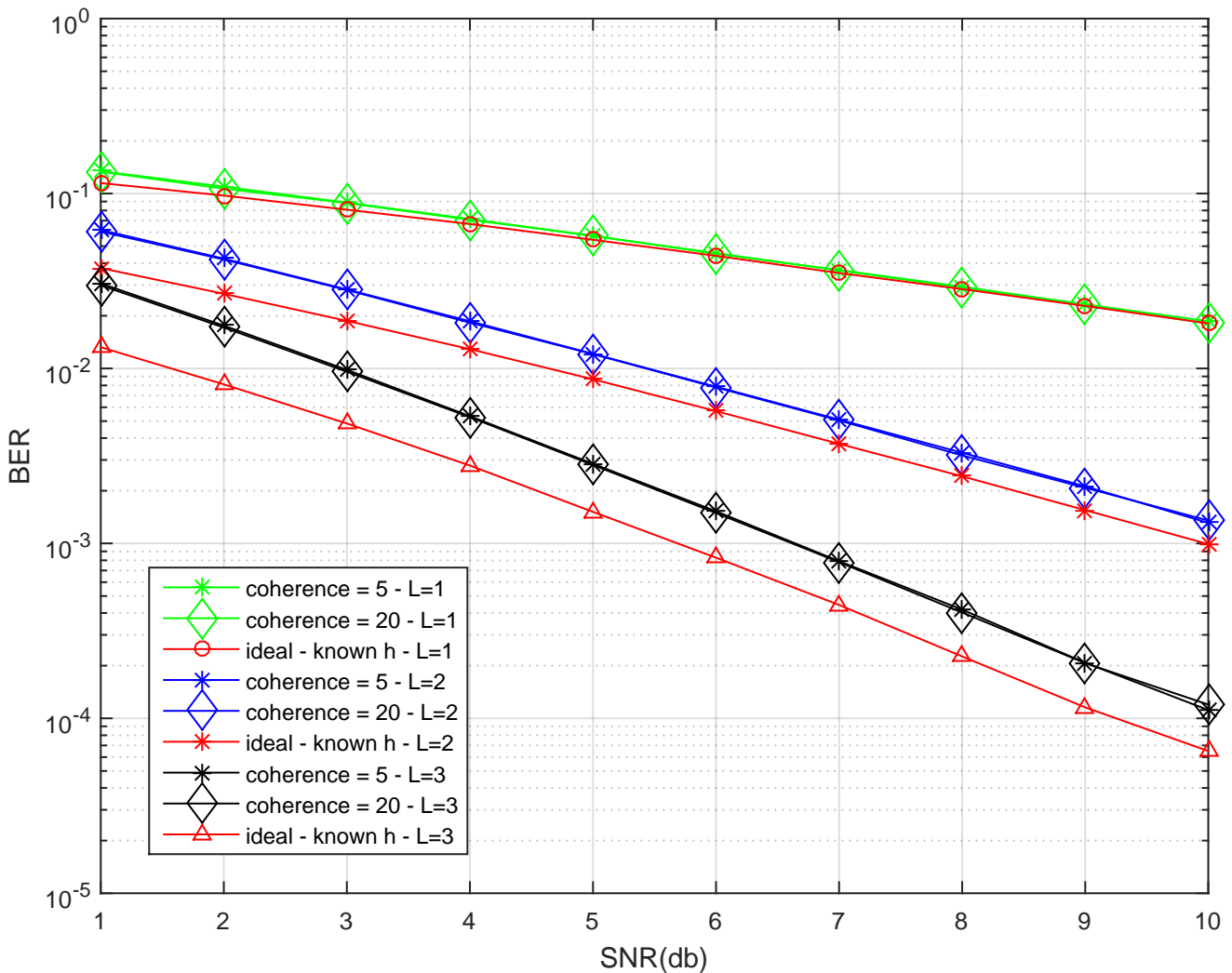
γωνίας του αστερισμού. Για αυτό το λόγο χρησιμοποιείται το Costas Loop (εικόνα 6). Στην εικόνα 8 δίνονται τα αποτελέσματα για τιμές του diversity $L = 1, 2$ και 3. Παρατηρώντας βλέπει κανείς, ότι καθώς αυξάνεται ο αριθμός των κλάδων του diversity πέφτει ανάλογα και το BER (πάντα λογαριθμικά σε σχέση με το SNR). Επιπλέον για λόγους σύγκρισης, απεικονίζεται και η ιδανική περίπτωση (γνωστό h στο δέκτη) με κόκκινες γραμμές.



Εικόνα 8

Εν συνεχεία τρέχοντας το ίδιο πείραμα για διαφορετικό coherence του καναλιού, έστω $\text{coherence} = 20$, βλέπει κανείς στην εικόνα 9, ότι για τα συγκεκριμένα SNR, δεν υπάρχει καμία διαφορά όσον αφορά το BER σε σχέση με το $\text{coherence} = 5$ (τα markers του $\text{coherence} = 20$ έχουν εκτυπωθεί πιο μεγάλα για να φαίνεται η διαφορά).

Ακολουθώς αναλύεται γιατί συμβαίνει αυτό, δηλαδή γιατί δεν επηρεάζεται το BER στο δέκτη, όταν αλλάζει το coherence. Τι ακριβώς όμως αναπαριστά το coherence; Το coherence επηρεάζει άμεσα το πόσο χρόνο θα είναι σταθερή η κρουστική απόκριση του καναλιού, δηλαδή το h (πιο συγκεκριμένα στον κώδικα έχει ονομαστεί ως h .PathGains). Με άλλα λόγια το h είναι ένας μιγαδικός αριθμός, με πραγματικό και φανταστικό μέρος τις εξισώσεις 5 και 6 αντίστοιχα, που εκφράζει την γωνία με την οποία έχει περιστραφεί ο αστερισμός.

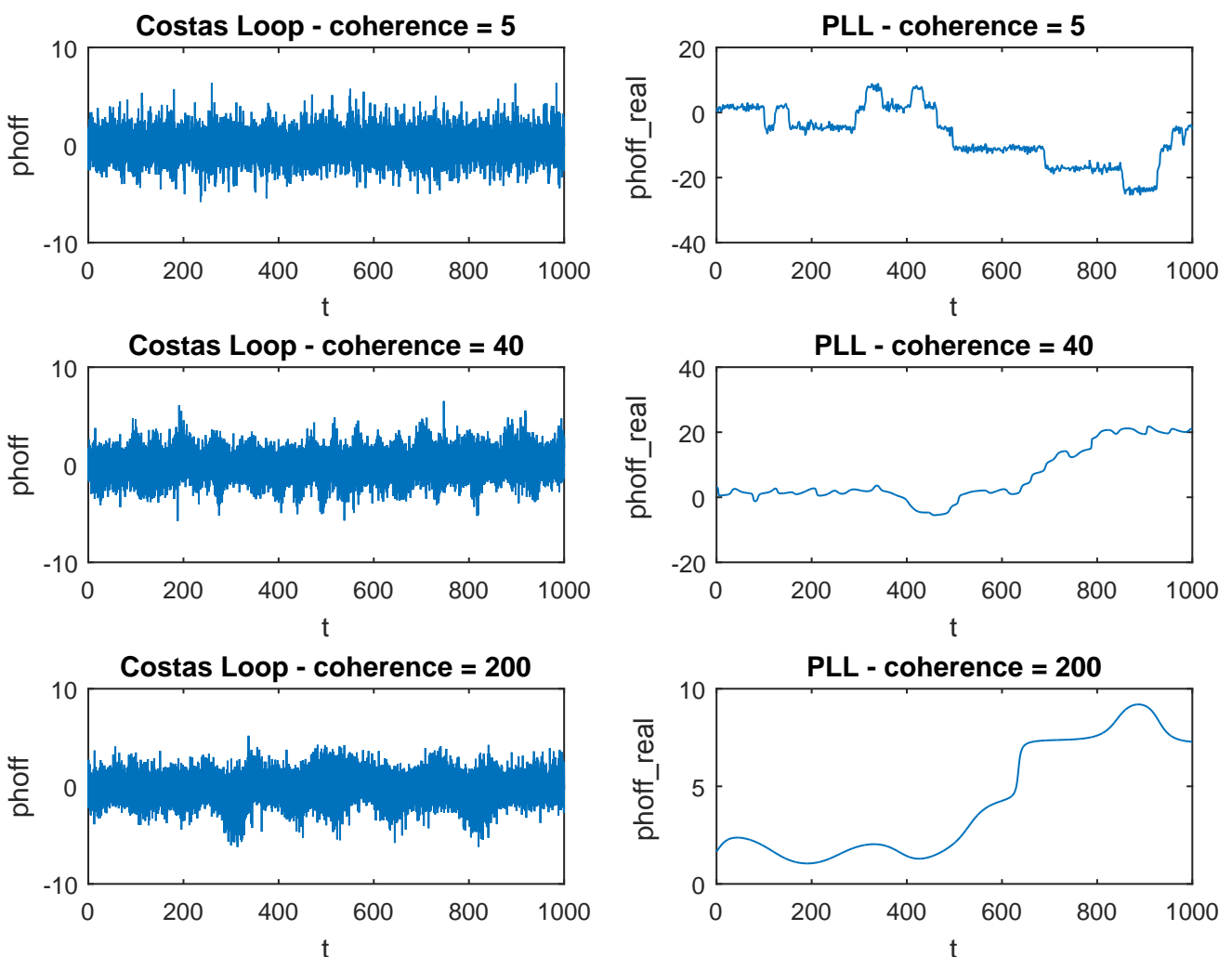


Εικόνα 9

Αυτήν ακριβώς την γωνία προσπαθεί να εκτιμήσει και να διορθώσει το Costas Loop. Λόγω του ότι γίνεται μετάδοση με καταπιεσμένο φέρον, δηλαδή το σήμα είναι αυτό στην εξίσωση 2 (και όχι στην 1), παρατηρείται ότι δεν υπάρχει άμεσα διαθέσιμο/προσβάσιμο το carrier και συνεπώς και η γωνία του αστερισμού, δηλαδή το h . Ο λόγος που δεν μπορεί να ανακτηθεί το carrier απευθείας από την εξίσωση 2 με ένα φίλτρο στενής ζώνης, είναι η παρουσία του $d(t)$ και πιο συγκεκριμένα επειδή το $d(t)$ δεν έχει καμία dc συνιστώσα (η μέση τιμή του $d(t)$ είναι μηδέν), τότε και το σήμα της εξίσωσης 2 θα έχει μηδενική ισχύ. Επομένως για να ανακτηθεί το carrier, γίνεται ένας πολλαπλασιασμός του πραγματικού με το φανταστικό μέρος του σήματος, δηλαδή οι συνιστώσες I επί Q (που περιέχουν και τον AWGN θόρυβο), όπως φαίνεται και στο διάγραμμα υλοποίησης της εικόνας 6, έτσι ώστε να φύγει το $d(t)$ (αφού πλέον $d(t)^2 = 1$). Το αποτέλεσμα αυτού του πολλαπλασιασμού (rhooff στον κώδικα), αποτελεί την είσοδο στο Costas loop και πρέπει να τονιστεί ότι δεν αναπαριστά με ακρίβεια την γωνία του αστερισμού. Αντίθετα όταν γίνεται μετάδοση με carrier τότε ισχύει η εξίσωση 1 και μεταδίδεται και το αριστερό κομμάτι του αθροίσματος της εξίσωσης που είναι μόνο του το carrier. Συνεπώς σε αυτή την περίπτωση μπορεί να χρησιμοποιηθεί απευθείας το PLL, έχοντας ως είσοδο ακριβώς την γωνία του αστερισμού (rhooff_real)

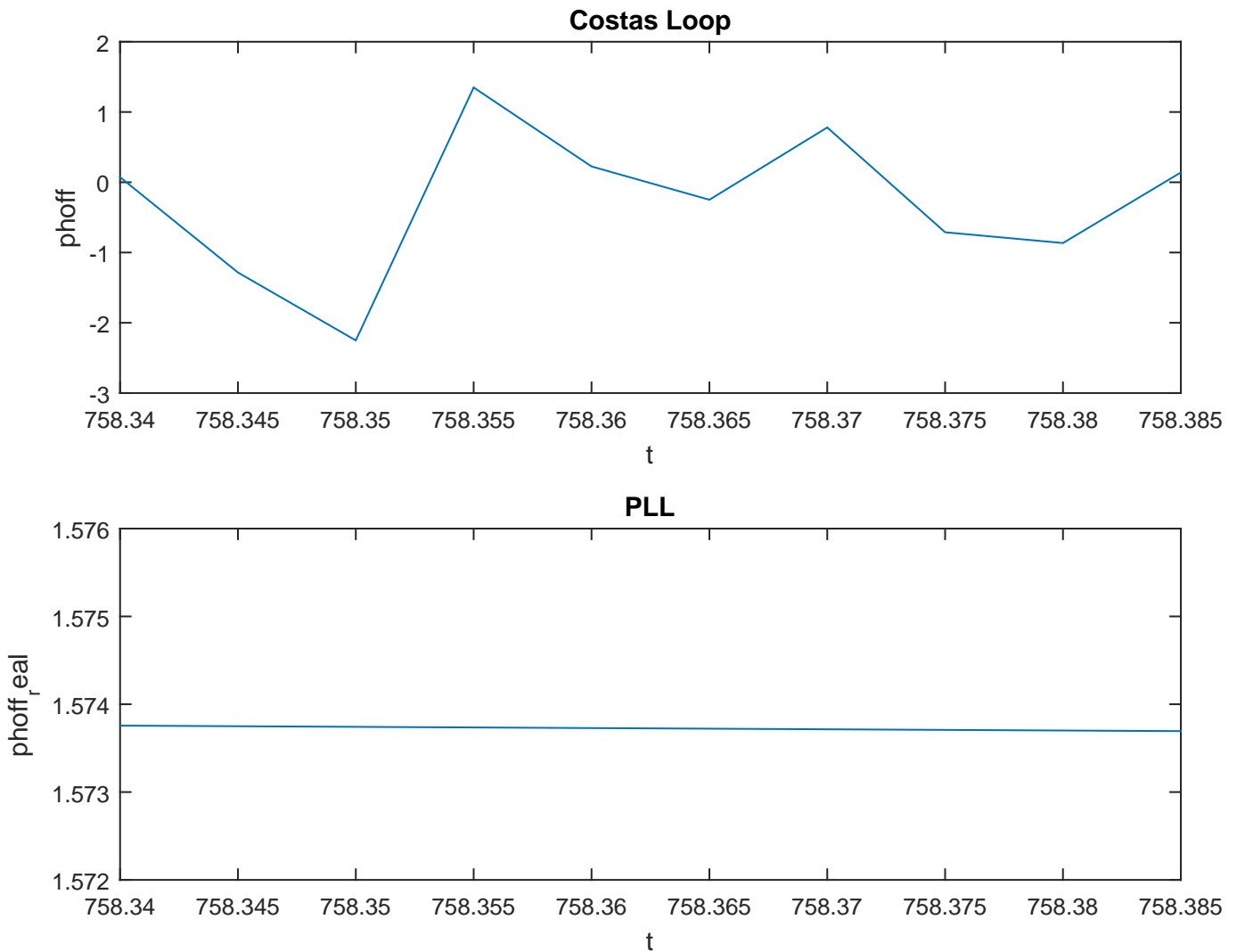
Επομένως αν εξαιρεθεί ο πάνω και κάτω κλάδος στην εικόνα 6 που καταλήγουν να κάνουν

τον πολλαπλασιασμό που αναφέρθηκε πριν, τότε το Costas Loop είναι ίδιο με ένα PLL όταν ο μεσαίος κλάδος του (Costas Loop) έχει ίδιο φίλτρο με το PLL. Δηλαδή και στις 2 περιπτώσεις(μετάδοση με carrier και χωρίς) υπάρχει ένα PLL, αλλά η κάθε περίπτωση έχει διαφορετική είσοδο για το PLL της. Στην μετάδοση με carrier, η είσοδος είναι το `phoff_real` που είναι η πραγματική γωνία του αστερισμού, το `h`, και άρα πειράζοντας το coherence θα αλλάζει ανάλογα και η είσοδος στο PLL. Αντίθετα στην μετάδοση χωρίς carrier, η είσοδος είναι το `phoff` που δεν αντιπροσωπεύει ακριβώς την γωνία του αστερισμού, οπότε πειράζοντας το coherence δεν θα αλλάζει η είσοδος ανάλογα. Για επαλήθευση η εικόνα 10 απεικονίζει την τιμή της εισόδου ως προς τον χρόνο και στις 2 περιπτώσεις για διάφορες τιμές του coherence. Εύκολα συμπεραίνεται, ότι στην περίπτωση του Costas Loop η είσοδος αλλάζει απότομα και συνέχεια ως προς τον χρόνο(ακόμα και αν το `h` είναι πολύ μεγάλο ή σταθερό), ενώ στο PLL είναι πιο ομαλή και πάει ανάλογα με το `h`.



Εικόνα 10

Στην εικόνα 11 φαίνεται σε μεγέθυνση η είσοδος σε Costas Loop και PLL για 10 συγκεκριμένα `sample`, όπου το `h` είναι σταθερό και στις 2 περιπτώσεις. Παρατηρείται ότι στο Costas Loop υπάρχει πολύ μεγάλη διακύμανση από το ένα δείγμα στο άλλο(π.χ. από το -2.3 στο 1.4), ενώ στο PLL είναι σταθερή (ευθεία γραμμή).

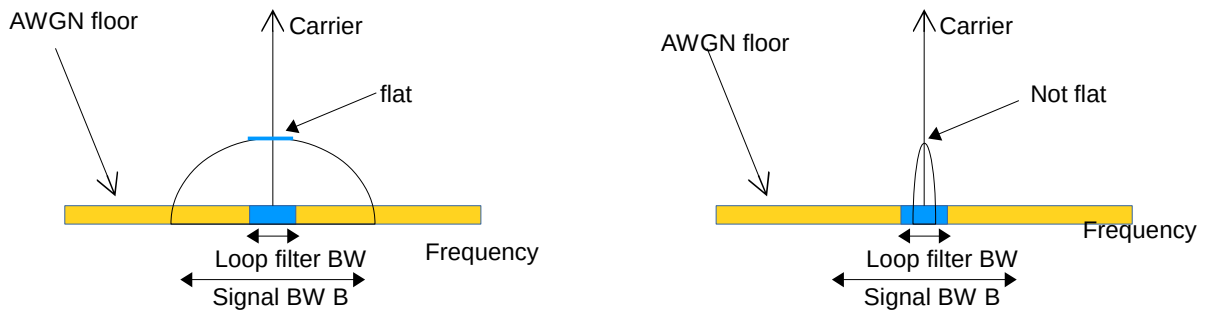


Εικόνα 11

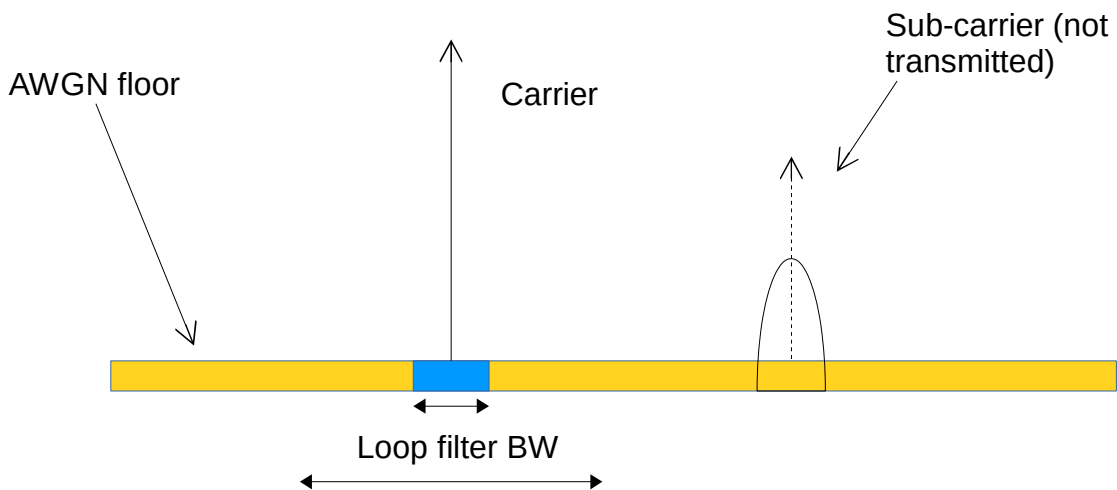
- μετάδοση με φέρον(carrier)

Στην περίπτωση της μετάδοσης με carrier ισχύει η εξίσωση 1, όπου μαζί με τα διαμορφωμένα δεδομένα, μεταδίδεται ταυτόχρονα και το carrier. Εδώ διακρίνονται 2 περιπτώσεις μετάδοσης, μία στην οποία χρησιμοποιείται ένα ξεχωριστό subcarrier για τη διαμόρφωση των δεδομένων (εικόνα 13) και μία που δεν χρησιμοποιείται(εικόνα 12). Παλαιότερα ήταν αρκετά σύνηθες στις δορυφορικές επικοινωνίες να χρησιμοποιείται ακόμη και παραπάνω από ένα subcarrier, γιατί πέρα του ότι παρείχαν μια απλή μέθοδο για να ξεχωρίζουν τους διάφορους τύπους δεδομένων, εξασφάλιζαν και ότι το δεν θα υπάρχει κάποια επικάλυψη μεταξύ του φάσματος των δεδομένων και του φάσματος του carrier, παρέχοντας έτσι βελτιωμένη απόδοση στην ανάκτηση του carrier από το PLL. Αυτός ο φασματικός διαχωρισμός ήταν ιδιαίτερα σημαντικός παλιά, όπου οι ρυθμοί μετάδοσης ήταν πολύ μικροί της τάξεως των 8 kbps και κατά συνέπεια το φάσμα των δεδομένων, δεν ήταν εύκολο να διαχωριστεί από το φάσμα του carrier. Στις μέρες μας όπου οι ρυθμοί μετάδοσης είναι της τάξεως των δεκάδων megabit/sec έχει εκλείψει η ανάγκη για χρήση subcarrier. Αυτό συμβαίνει γιατί σε αυτούς τους υψηλούς ρυθμούς το φάσμα του σήματος των δεδομένων είναι τόσο πολύ ευρύ, που ακόμη και αν δεν χρησιμοποιηθεί subcarrier, το κομμάτι του φάσματος που θα περιλαμβάνεται στο loop bandwidth, θα είναι επίπεδο σε όλη αυτή τη ζώνη και

για αυτό θα φαίνεται σαν απλός λευκός θόρυβος(εικόνα 12 στα αριστερά). (από σελ. 72 στο [1], [12])

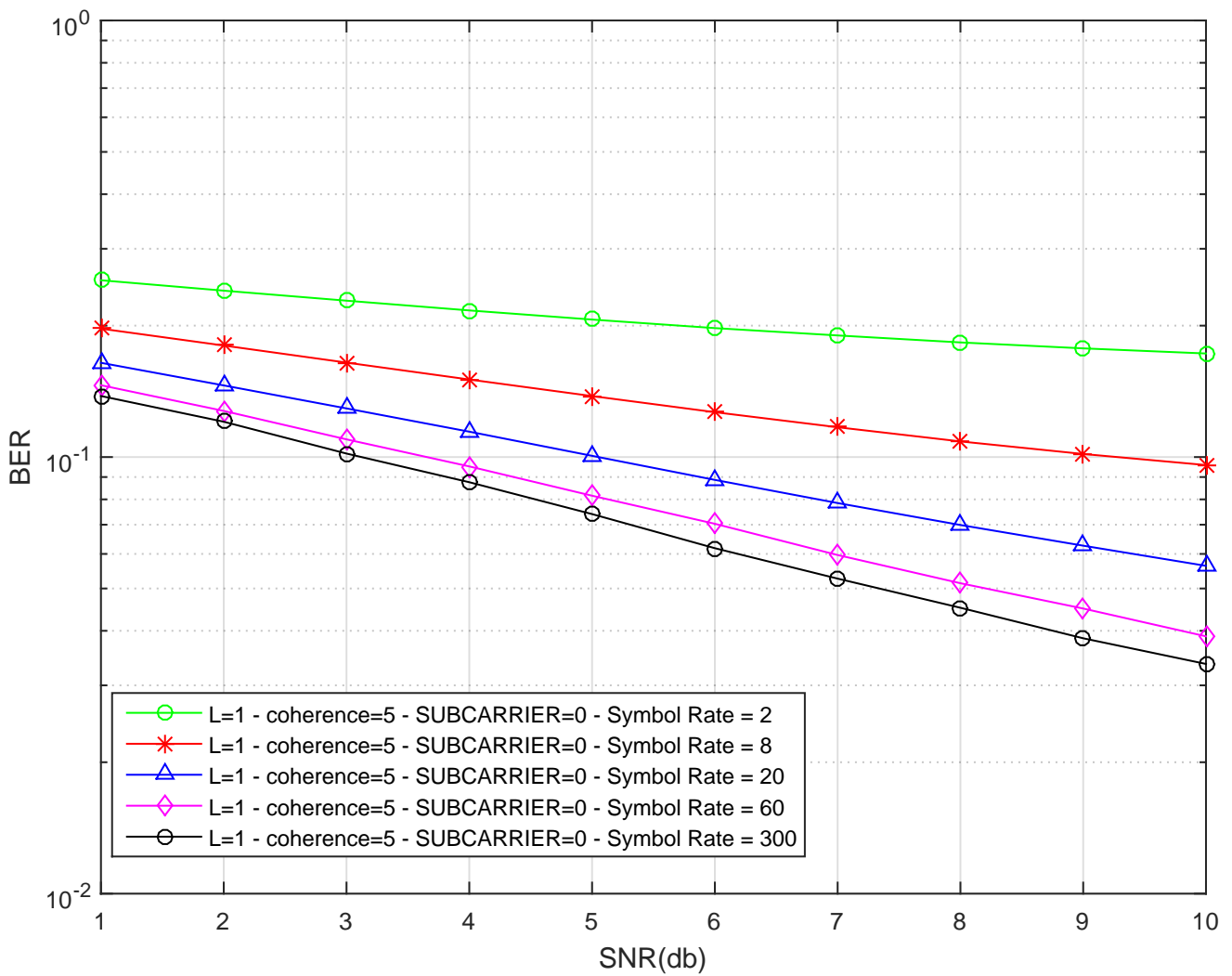


Εικόνα 12: μετάδοση με καταπιεσμένο φέρον(suppressed carrier). Αριστερά ο ρυθμός μετάδοσης (symbol rate) είναι πολύ μεγάλος, ενώ δεξιά είναι πολύ μικρός της τάξεως των 8 bps (από [2])



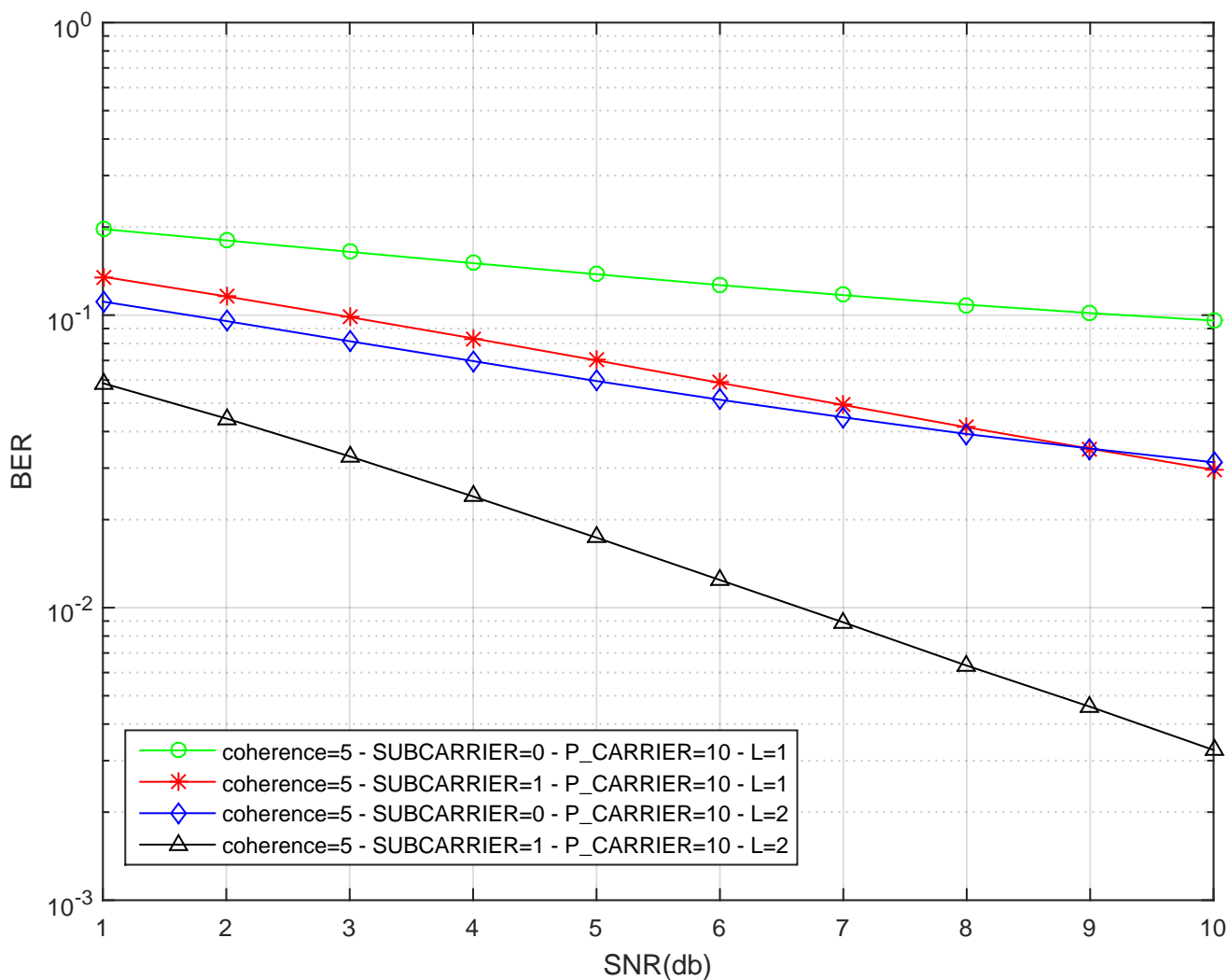
Εικόνα 13: μετάδοση με τη χρήση subcarrier (από [2])

Στην μετάδοση με subcarrier (εικόνα 13) χρησιμοποιείται αρχικά ένα PLL για την ανάκτηση του carrier και μετά ένα Costas Loop για το subcarrier. Εδώ το σύστημα της εργασίας υποστηρίζει ένα subcarrier. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα για το πως επηρεάζει ο ρυθμός μετάδοσης την δυνατότητα για ανάκτηση του φέροντος στο σύστημα, φαίνεται στην εικόνα 14, όπου παρατηρείται ότι όσο μένουν ίδιες όλες οι παράμετροι και απλά αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης (SYMBOL_RATE στον κώδικα), τόσο καλύτερη αποκωδικοποίηση επιτυγχάνεται(μικρότερο BER), χωρίς τη χρήση subcarrier.



Εικόνα 14

Ένα άλλο παράδειγμα είναι στην εικόνα 15 όπου συγκρίνεται το BER σε χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης (8 bps), τόσο με τη χρήση subcarrier όσο και χωρίς την χρήση subcarrier. Επιπλέον σε αυτή την εικόνα φαίνεται και το τι γίνεται με το diversity. Έτσι η πρώτη και η τρίτη γραμμή είναι το BER για diversity 1 και 2 αντίστοιχα, χωρίς την χρήση subcarrier. Ενώ τρέχοντας το ίδιο πείραμα (ίδιος ρυθμός 8bps) με τη χρήση subcarrier (δεύτερη και τέταρτη γραμμή), παρατηρούμε ότι τα αποτελέσματα είναι πολύ καλύτερα. Συνεπώς επαληθεύτηκε αυτό που αναφέρθηκε πιο πριν, ότι σε χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης πρέπει να χρησιμοποιείται subcarrier για καλύτερα αποτελέσματα.



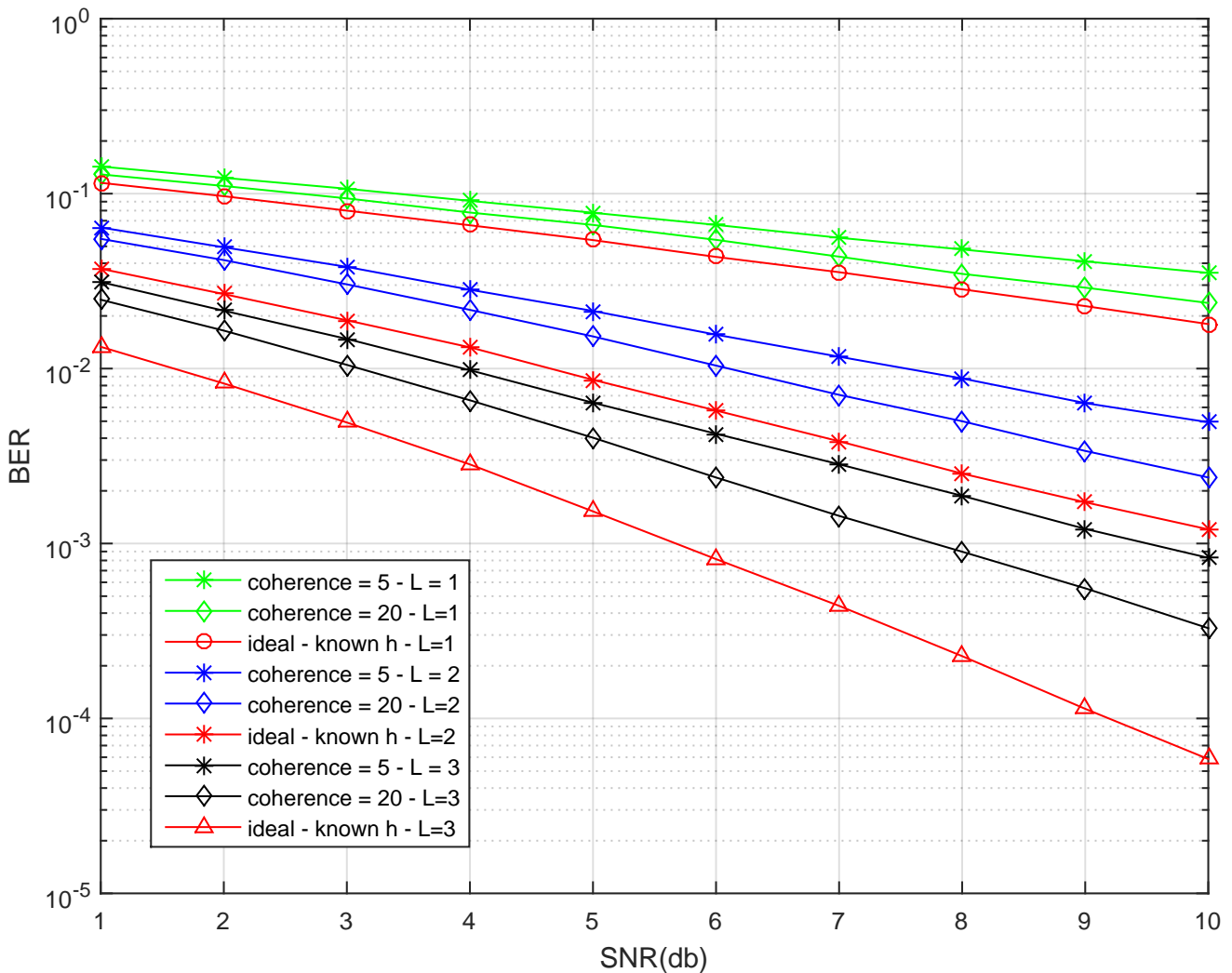
Εικόνα 15

Για την συνέχεια των προσομοιώσεων, θεωρείται ότι ο ρυθμός μετάδοσης είναι πολύ μεγαλύτερος από 8 bps και πιο συγκεκριμένα, είναι 100 bps, οπότε είναι ασφαλές να αγνοηθεί το subcarrier (SUBCARRIER=0). Επιπλέον παρουσιάζεται η συμπεριφορά του συστήματος έχοντας εισάγει 3 κλάδους diversity, πειράζοντας ταυτόχρονα το coherence.

Όπως αναφέρθηκε, για τη μετάδοση με carrier ισχύει η εξίσωση 1. Παρατηρεί κανείς από την εξίσωση, ότι ο πομπός πρέπει να μοιράσει την ενέργεια/ισχύ που διαθέτει για την μετάδοση ανάμεσα στο carrier και τα διαμορφωμένα δεδομένα. Έτσι χρειάζεται να πειραχτεί η παράμετρος P_CARRIER, όπου για το συγκεκριμένο σύστημα παίρνει τιμές από 10 – 16 και συμβολίζει την ενέργεια σε db που δίνει ο πομπός στο carrier. Όλη η υπόλοιπη ενέργεια πηγαίνει στα διαμορφωμένα δεδομένα .

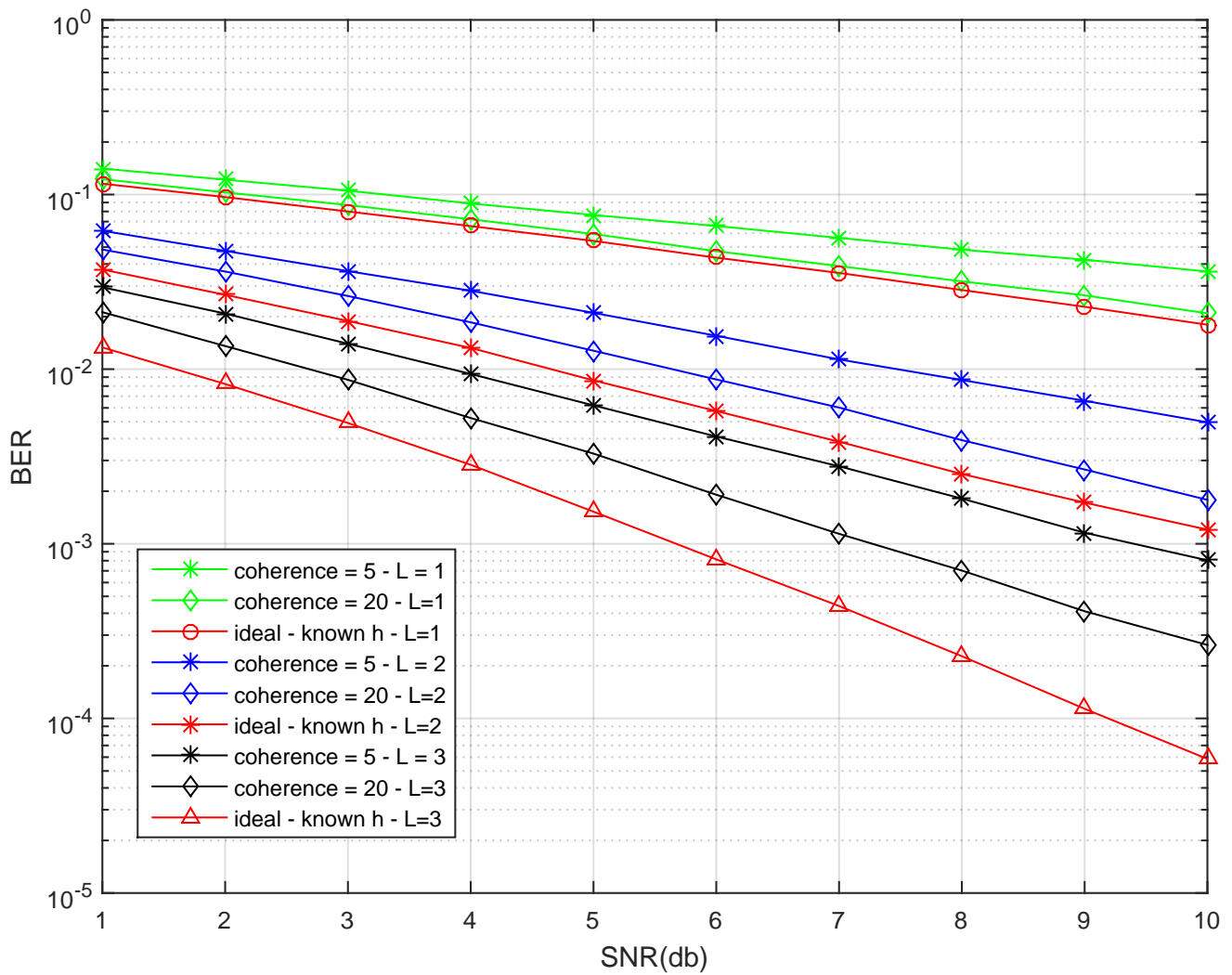
Επομένως στην εικόνα 16 με P_CARRIER = 10, αρχικά παρατηρεί κανείς τις κόκκινες γραμμές, που αναπαριστούν την ιδανική περίπτωση της αποκωδικοποίησης, με γνωστό h για τις περιπτώσεις με 1, 2 και 3 κλάδους diversity. Αυτές μπαίνουν στο γράφημα για λόγους σύγκρισης και για να καταδειχθεί πόσο καλά μπορεί να παρακολουθεί το PLL το κανάλι. Προφανώς οι γραμμές που αναπαριστούν την χρήση του PLL, δεν θα πέσουν ποτέ κάτω από την ιδανική περίπτωση. Στη συνέχεια οι 2 πρώτες πράσινες γραμμές αναπαριστούν την περίπτωση για 1 κλάδο diversity, αλλά στην μία περίπτωση το coherence του καναλιού είναι 5 και στην άλλη 20. Στην

δεύτερη περίπτωση το κανάλι μένει για περισσότερο χρόνο σταθερό, από ότι στην πρώτη περίπτωση και επομένως το PLL προλαβαίνει και παρακολουθεί καλύτερα την περιστροφή του καναλιού και επομένως γίνεται βελτιωμένη ανάκτηση του carrier και καλύτερη αποκωδικοποίηση(μικρότερο BER). Άρα όπως φαίνεται και από σχήμα για την περίπτωση του coherence 20 η γραμμή είναι πιο κάτω από την γραμμή για coherence 5. Γενικά όσο αυξάνεται το coherence τόσο η καμπύλη που αναπαριστά την χρήση του PLL θα προσεγγίζει την γραμμή της ιδανικής περίπτωσης. Παρόμοια τα ίδια ισχύουν και για τις περιπτώσεις με 2 και 3 κλάδους diversity.



Εικόνα 16

Τέλος στην εικόνα 17 πρόκειται για την ίδια προσομοίωση με πριν αλλά εδώ έχει δοθεί περισσότερη ενέργεια στο carrier ($P_{\text{CARRIER}} = 16$). Δίνοντας περισσότερη ενέργεια στο carrier θα γίνεται ακόμη πιο βελτιωμένη ανάκτηση του φέροντος σε σχέση με πριν, οπότε όλες οι καμπύλες με χρήση PLL θα έχουν κατεβεί πιο κάτω προσεγγίζοντας τις ιδανικές περιπτώσεις



Εικόνα 17

6 – Συμπεράσματα :

Τελικά όπως είναι φανερό και από τα αποτελέσματα, η τεχνική του MRC σε σύγχρονο δέκτη μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποτελεσματικά σε διαστημικό περιβάλλον, βελτιώνοντας την ικανότητα του για αποκωδικοποίηση, καθώς αυξάνονται οι κλάδοι του diversity.

References :

- [1] J. H. Yuen, Ed., *Deep space telecommunications systems engineering*. New York: Kluwer Academic / Plenum Publishers, 1983
- [2] A.J. Stocker, D.R. Siddle, E.M. Warrington, G. Mariotti, D. Silvestri, A. Zeqai, P. Tortora, A. Argyriou, J. De Vicente, R. Abello, M. Mercolino, *An X-band radio channel model for propagation through the solar corona*, 32nd URSI GASS, Montreal, 19-26 August 2017 (submitted)
- [3] S. S. Haykin, *Communication systems*, 5th ed. New York: John Wiley & Sons, 2009
- [4] J. G. Proakis and M. Salehi, *Fundamentals of communication systems*, 2nd ed. Upper Saddle River, NJ, United States: Pearson US Imports & PHIPEs, 2002
- [5] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*. Cambridge: Cambridge University Press (Virtual Publishing), 2005
- [6] T. S. Rappaport, *Wireless communications: Principles and practice*, 2nd ed. United States: Prentice Hall PTR, 2001.
- [7] L. W. Couch, *Digital and analog communication systems*, 8th ed. United States: Pearson/Prentice Hall.
- [8] A. F. Molisch, *Wireless communications wireless communications*, 2nd ed. United States: Wiley-Blackwell, 2010
- [9] Simon, M. K., & Million, S. (1996). *Residual versus suppressed-carrier coherent communications*. *TDA Progress Report*, 42, 127.
- [10] F. Gardner. *Phaselock Techniques*. John-Wiley and Sons, Inc., New York, 1979
- [11] A. J. Goldsmith, *Wireless communications*. Cambridge, U.K.: Cambridge University Press, 2005
- [12] Martin, W. L., Nguyen, T. M. *CCSDS – SFCG Efficient Modulation Methods Study – A Comparison of Modulation Schemes – Phase 1: Bandwidth Utilization*. Recommendation for space data system standards. CCSDS B20.0-Y, 1993.