



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ
ΣΠΟΥΔΩΝ
«ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΒΙΟΙΑΤΡΙΚΗ»**

“ ΜΕΛΕΤΗ ΕΠΙΔΡΑΣΗΣ ΘΟΡΥΒΟΥ ΣΤΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ”

ΓΕΩΡΓΙΟΣ Κ. ΚΑΡΑΜΗΤΡΟΣ

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ
Υπεύθυνος
ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΤΑΜΟΥΛΗΣ**

Λαμία, Μάιος 2017



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΒΙΟΙΑΤΡΙΚΗ
ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗ**

**«ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΜΕ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΤΗΝ ΑΣΦΑΛΕΙΑ,
ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗ ΜΕΓΑΛΟΥ ΟΓΚΟΥ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΚΑΙ
ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ»**

“ ΜΕΛΕΤΗ ΕΠΙΔΡΑΣΗΣ ΘΟΡΥΒΟΥ ΣΤΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ”

ΓΕΩΡΓΙΟΣ Κ. ΚΑΡΑΜΗΤΡΟΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Επιβλέπων
ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΤΑΜΟΥΛΗΣ**

Λαμία, Μάιος 2017

«Υπεύθυνη Δήλωση μη λογοκλοπής και ανάληψης προσωπικής ευθύνης»

Με πλήρη επίγνωση των συνεπειών του νόμου περί πνευματικών δικαιωμάτων, και γνωρίζοντας τις συνέπειες της λογοκλοπής, δηλώνω υπεύθυνα και ενυπογράφως ότι η παρούσα εργασία με τίτλο [«Μελέτη Επίδρασης Θορύβου στα Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα»] αποτελεί προϊόν αυστηρά προσωπικής εργασίας και όλες οι πηγές από τις οποίες χρησιμοποίησα δεδομένα, ιδέες, φράσεις, προτάσεις ή λέξεις, είτε επακριβώς (όπως υπάρχουν στο πρωτότυπο ή μεταφρασμένες) είτε με παράφραση, έχουν δηλωθεί κατάλληλα και ευδιάκριτα στο κείμενο με την κατάλληλη παραπομπή και η σχετική αναφορά περιλαμβάνεται στο τμήμα των βιβλιογραφικών αναφορών με πλήρη περιγραφή. Αναλαμβάνω πλήρως, ατομικά και προσωπικά, όλες τις νομικές και διοικητικές συνέπειες που δύναται να προκύψουν στην περίπτωση κατά την οποία αποδειχθεί, διαχρονικά, ότι η εργασία αυτή ή τμήμα της δεν μου ανήκει διότι είναι προϊόν λογοκλοπής.

Ο ΔΗΛΩΝ

ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΚΑΡΑΜΗΤΡΟΣ

12-03-2017



“ ΜΕΛΕΤΗ ΕΠΙΔΡΑΣΗΣ ΘΟΡΥΒΟΥ ΣΤΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ”
ΓΕΩΡΓΙΟΣ Κ. ΚΑΡΑΜΗΤΡΟΣ

Τριμελής Επιτροπή:

ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΤΑΜΟΥΛΗΣ,(επιβλέπων)

ΝΕΣΤΟΡΑΣ ΕΥΜΟΡΦΟΠΟΥΛΟΣ,

ΦΩΤΙΟΣ ΠΛΕΣΣΑΣ,

Επιστημονικός Σύμβουλος:

ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΔΗΜΗΤΡΙΟΥ

Ευχαριστίες

Πρώτα απ' όλα, θέλω να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα της διπλωματικής εργασίας μου, Καθηγητή κ. Γεώργιο Σταμούλη, για την πολύτιμη βοήθεια και καθοδήγησή του κατά τη διάρκεια της δουλειάς μου. Επίσης, είμαι ευγνώμων στα υπόλοιπα μέλη της εξεταστικής επιτροπής της διπλωματικής εργασίας μου, για την προσεκτική ανάγνωση της εργασίας μου και για τις πολύτιμες υποδείξεις τους. Πάνω απ' όλα, είμαι ευγνώμων στους γονείς μου, Κωνσταντίνο Καραμήτρο και Βασιλεία Τσώνου και στον αδελφό μου Ιωάννη Καραμήτρο για την ολόψυχη αγάπη και υποστήριξή τους όλα αυτά τα χρόνια. Αφιερώνω αυτή την εργασία στον πατέρα μου , στην μητέρα μου και στον αδελφό μου.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ.....	6
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1.....	8
Εισαγωγή	8
1.1Κανάλια Επικοινωνίας	10
1.2Είδη Καναλιών Επικοινωνίας	10
1.2.1 Κανάλια Καθοδηγούμενης Μετάδοσης	10
1.2.2 Κανάλια Ελεύθερης Μετάδοσης	10
1.2.3 Οπτικές Ίνες	10
1.2.4 Κανάλια Κινητής Επικοινωνίας	11
1.2.5 Δορυφορικά Κανάλια	11
1.2.6 Διαμόρφωση	12
1.2.7 Αναλογική και Ψηφιακή Διαμόρφωση	13
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2.....	14
Φυσική Προέλευση του Θορύβου	14
2.1 Θερμικός Θόρυβος (Θόρυβος Johnson)	14
2.2 Θόρυβος Shot (ή Schottky)	17
2.3 Θόρυβος Flicker (ή Θόρυβος 1/f)	18
2.4 Θόρυβος Flicker Μαζί με Λευκό Θόρυβο	19
2.5 Ολικός Θόρυβος και Λόγος Σήμα προς (SNR) Ενισχυτή	21
2.6 Ο Θόρυβος Κβάντισης	24
2.7 Παρεμβολή και Θόρυβος	26
2.7.1 Πηγές Παρεμβολής	26
2.7.2 Αντιμετωπίζοντας την Παρεμβολή	27
2.7.3 Πηγές Θορύβου	28
2.8 Εύρος Ζώνης Θορύβου	29
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3.....	30
3.1 Παράσταση του Θορύβου στο Πεδίο Συχνοτήτων	30
3.2 Απόκριση στο Θόρυβο Ενός Φίλτρου Στενής Ζώνης	32
3.3 Μίξη που Συμπεριλαμβάνει Θόρυβο	33
3.3.1 Θόρυβος με Ημιτονοειδή Κυματομορφή	33
3.3.2 Μίξη Θορύβου – Θορύβου	35
3.4 Θόρυβος σε Συστήματα Επικοινωνιών Βασικής Ζώνης	36
3.5 Θόρυβος σε Συστήματα με Διαμόρφωση Πλάτους	37

3.5.1 Σύγχρονη Ανίχνευση	38
3.5.1.1 Συστήματα DSB	38
3.5.1.2 Συστήματα SSB	39
3.5.1.3 Συστήματα AM	39
3.5.2 Ανίχνευση Περιβάλλουσας και Φαινόμενο Κατωφλίου	40
3.5.2.1 Περίπτωση Μεγάλου SNR (Επικράτηση Σήματος)	41
3.5.2.2 Περίπτωση Μικρού SNR (Επικράτηση Θορύβου)	41
3.6 Θόρυβος σε Συστήματα με Διαμόρφωση Γωνίας	42
3.6.1 Περίπτωση Επικράτησης Σήματος	44
3.6.2 Περίπτωση σε Συστήματα PM	45
3.6.3 Περίπτωση σε Συστήματα FM	45
3.7 Φαινόμενα Κατωφλίου σε Συστήματα Διαμόρφωσης Γωνίας	46
3.8 Ανίχνευση Δυαδικών Σημάτων και Δοκιμή Υποθέσεων	47
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4.....	50
4.1 Μετάδοση PCM	50
4.2 Υπολογισμός του Θορύβου Κβαντισμού	52
4.3 Το Αποτέλεσμα του Θερμικού Θορύβου	54
4.4 Λόγος Σήματος Προς Θόρυβο στην Έξοδο του PCM	56
4.5 Θόρυβος Κβαντισμού στη Διαμόρφωση Δέλτα	58
4.6 Το Αποτέλεσμα του Θερμικού Θορύβου στη Διαμόρφωση Δέλτα	60
4.7 Λόγος Σήματος Προς Θόρυβο στην Έξοδο Κατά τη Διαμόρφωση Δέλτα	62
4.8 Σύγκριση των PCM και DM	63
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5.....	65
5.1 Αναπαράσταση και μοντελοποίηση θορύβου με το πρόγραμμα Matlab	65
5.2 Θόρυβος φάσης	70
5.3 Διαμόρφωση Θορύβου	73
5.4 Θόρυβος χάραξης	74
5.5 Ακύρωση προσαρμοσμένου θορύβου	78
5.6 Αποτελέσματα θορύβου φάσης σε 256 QAM	83
5.7 Προσαρμοστική ακύρωση θορύβου που χρησιμοποιεί το προσαρμοστικό φίλτράρισμα RLS	85
5.8 Προσαρμοστικός ακυρωτής θορύβου με το φίλτρο LMS	88
5.9 GMSK-MSK	90
5.10 Φιλτράρισμα QPSK-MSK	92
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	96

1

ΚΕΦΑΛΑΙΟ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι επικοινωνίες σήμερα επηρεάζουν βαθύτατα την ζωή μας:

Τα τηλέφωνα στα χέρια μας, τα ραδιόφωνα και οι τηλεοράσεις στο σαλόνι μας, οι Η/Υ που συνδέονται στο Internet στα γραφεία και στα σπίτια μας επιτρέπουν την ταχύτατη επικοινωνία με κάθε γωνία του πλανήτη.

Οι επικοινωνίες αποτελούν τα αισθητήρια όργανα για τα πλοία στους ωκεανούς, για τα αεροπλάνα στον αέρα και για τα διαστημόπλοια και τους δορυφόρους στο διάστημα.

Τα κινητά τηλέφωνα επιτρέπουν την επαφή μας εν κινήσει με το γραφείο και το σπίτι.

Συστήματα επικοινωνίας επιτρέπουν την πληροφόρηση, πχ των μετεωρολόγων για τις μετεωρολογικές συνθήκες.

Η επικοινωνία συνίσταται στην μετάδοση πληροφορίας από ένα σημείο του χωροχρόνου σε ένα άλλο. Περιλαμβάνει τις εξής διαδικασίες:

Παραγωγή σήματος πληροφορίας (μήνυμα)

-Φωνή, μουσική, εικόνα, δεδομένα.

Παράσταση μηνύματος με το σύνολο συμβόλων και δεδομένη ακρίβεια

-Ηλεκτρικά, ακουστικά, οπτικά

Κωδικοποίηση των συμβόλων σε μορφή κατάλληλη για μετάδοση στο δεδομένο φυσικό μέσον (κυματομορφές)

Μετάδοση των κυματομορφών στον επιθυμητό προορισμό.

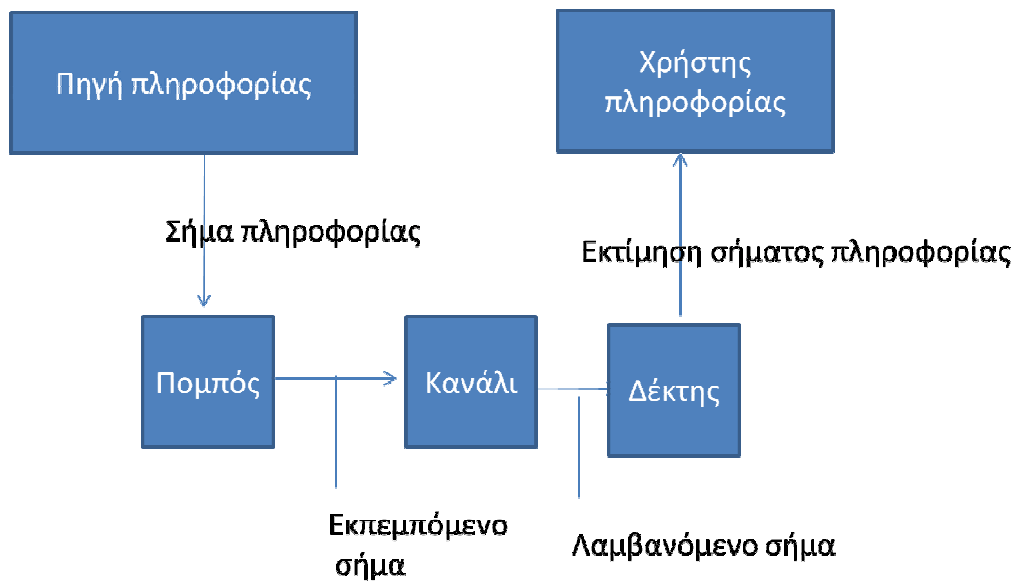
Αποκωδικοποίηση και αναπαραγωγή των αρχικών συμβόλων.

Αναπαραγωγή του αρχικού μηνύματος με μια αναπόφευκτη αλλά προκαθορισμένη και ελεγχόμενη απώλεια ποιότητας.

Παρακάτω φαίνονται τα Στοιχεία ενός Τηλεπικοινωνιακού συστήματος:

Στοιχεία ενός Τηλεπικοινωνιακού συστήματος

Θόρυβος + Παραμόρφωση



Εικόνα 1

Οι Βασικοί Τύποι Επικοινωνίας είναι:

Εκπομπή

Η Εκπομπή (Ευρυεκπομπή – Broadcasting) που περιλαμβάνει έναν ισχυρό πομπό, πολλούς και φθηνούς δέκτες, μονόδρομη ροή πληροφορίας (downlink) καθώς και μία παραλλαγή : το Multicasting (επιλεγμένοι δέκτες)

Επικοινωνία σημείου - με - σημείο (point-to-point)

Η συγκεκριμένη επικοινωνία αποτελείται από έναν πομπό και ένα δέκτη και από αμφίδρομη ροή πληροφορίας

Η τηλεπικοινωνιακή διαδικασία είναι εκ φύσεως στατική διαδικασία.

Οι κύριοι τηλεπικοινωνιακοί πόροι είναι:

Η Ισχύς εκπομπής όπου το κανάλι έχει περιορισμό ισχύος (Power limited channel) όπως π.χ. το δορυφορικό κανάλι.

Το Εύρος φάσματος καναλιού μετάδοσης που είναι ένα κανάλι με περιορισμένο φάσμα (Bandwidth limited channel) όπως πχ είναι το τηλεφωνικό δίκτυο.

Αξίζει να αναφερθεί πως οι κύριοι τηλεπικοινωνιακοί <<εχθροί>> είναι:

Ο θόρυβος στο κανάλι

Η παραμόρφωση του καναλιού

Τεχνολογικοί περιορισμοί

1.1 ΚΑΝΑΛΙΑ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ

Το κανάλι παρέχει την ζεύξη Πομπού-Δέκτη

Τα προβλήματα που παρουσιάζονται στα κανάλια επικοινωνίας είναι:

- ❖ Περιορισμένο εύρος φάσματος
- ❖ Απόσβεση, παραμόρφωση πλάτους και φάσης
- ❖ Εισαγωγή θορύβου (Θερμικός προσθετικός λευκός θόρυβος, κρουστικός θόρυβος, παρεμβολές)
- ❖ Πολλαπλή διόδευση (ασύρματο κανάλι)
- ❖ Χρονικές μεταβολές

1.2 ΕΙΔΗ ΚΑΝΑΛΙΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ

1.2.1 Κανάλια Καθοδηγούμενης Μετάδοσης

Ένα από τα είδη καναλιών επικοινωνίας είναι τα κανάλια καθοδηγούμενης μετάδοσης, τα οποία αποτελούνται από τα τηλεφωνικά κανάλια που είναι συνεστραμμένα ζεύγη συρμάτων φωνής (xDSL), τα ομοαξονικά καλώδια (CATV) και τις οπτικές ίνες ($2 \cdot 10^{13}$ Hz).

1.2.2 Κανάλια Ελεύθερης Μετάδοσης

Ένα άλλο είδος καναλιών επικοινωνίας είναι τα κανάλια ελεύθερης μετάδοσης τα οποία απαρτίζονται από τα κανάλια ραδιομετάδοσης (radio, TV, WLAN), τα κανάλια κινητής επικοινωνίας (GSM, UMTS), τα δορυφορικά κανάλια και τα κανάλια ασύρματων δικτύων.

Υπάρχουν επίσης τα γραμμικά - μη γραμμικά κανάλια, τα χρονικά αμετάβλητα - χρονικά μεταβαλλόμενα κανάλια, τα κανάλια με περιορισμό ισχύος - με περιορισμό φάσματος και το Τηλεφωνικό κανάλι. Καθώς επίσης και το κανάλι περιορισμένου εύρους : 300 Hz – 3100 Hz, τα κανάλια με μεγάλη απόσβεση στις υψηλότερες συχνότητες, τα κανάλια υλοποίησης με συνεστραμμένο ζεύγος καλωδίων ($Z_0 = 90 - 110 \Omega$), τα κανάλια που είναι ευάλωτα σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές και συνακροάσεις, τα κανάλια με την τεχνολογία xDSL που χρησιμοποιούν αυτά τα καλώδια και τα κανάλια που είναι αρμόδια για τις συνδέσεις point-to-point.

1.2.3 Οπτικές Ίνες

Οι Οπτικές ίνες, που ανήκουν και αυτές στα κανάλια επικοινωνίας, παρέχουν τη δυνατότητα για τεράστιο εύρος φάσματος (μέχρι 2×10^{13} Hz), έχουν μικρή απόσβεση \Rightarrow επικοινωνίες μεγάλων αποστάσεων, αποτελούνται από ένα υάλινο κεντρικό πυρήνα περιβαλλόμενο από επένδυση με διαφορετική διηλεκτρική σταθερά και ένα προστατευτικό εξωτερικό στρώμα, έχουν αναισθησία στις ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές, είναι μικρές σε μέγεθος και ελαφριές σε βάρος. Επίσης είναι ανθεκτικές και ευέλικτες και έχουν ανεξάντλητη πρώτη ύλη (άμμος).

Ένα ακόμα είδος καναλιών επικοινωνίας είναι τα ασύρματα κανάλια εκπομπής ράδιο-τηλεοπτικών προγραμμάτων των οποίων το εύρος φάσματος είναι ανάλογο του σήματος και της διαμόρφωσης, που είναι τα ακόλουθα :

- 20 KHz AM (Διαμόρφωση πλάτους)
- 100 ή 200 KHz FM (Διαμόρφωση συχνότητας)
- 4 – 6 Mhz TV

Επίσης υπάρχουν υπερετερόδυνοι δέκτες αποδιαμόρφωσης, οι κεραίες που βρίσκονται σε ψηλά σημεία, οι ισχυροί πομποί, οι φθινοί και οι απλοί δέκτες και η επικοινωνία μεγάλων αποστάσεων (ανάκλαση, περίθλαση).

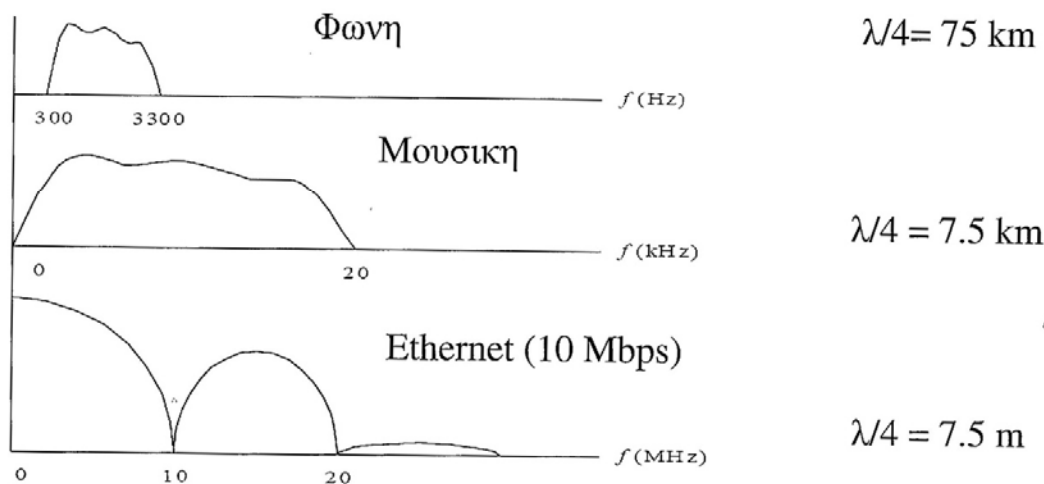
1.2.4 Κανάλια Κινητής Επικοινωνίας

Τα κανάλια κινητής επικοινωνίας είναι επίγεια κανάλια ασύρματης επικοινωνίας με κινητούς πομπούς και δέκτες, η οπτική επαφή του πομπού και του δέκτη τους δεν είναι πάντοτε δυνατή και έχουν σαν κυρίαρχο φαινόμενο τη ΣΚΕΔΑΣΗ των Η/Μ κυμάτων που συνεπάγεται την πολλαπλή διόδευση. Το συγκεκριμένο κανάλι θεωρείται γραμμικό χρονικά μεταβαλλόμενο

1.2.5 Δορυφορικά Κανάλια

Τα δορυφορικά κανάλια έχουν μεγάλη αξιοπιστία και μεγάλο εύρος φάσματος (ανταγωνίζονται τις οπτικές ίνες), παρέχουν κάλυψη πολύ μεγάλων περιοχών της Γης καθώς επίσης και συνδέσεις point-to-point, point-to-multipoint και broadcasting. Είναι κινούμενοι ή σταθεροί πομποί και δέκτες και είναι υπεύθυνα για την υλοποίηση δικτύων VSAT (very small aperture terminals) – HUBs. Η συνήθης συχνότητα λειτουργίας τους είναι τα 4/6Ghz με τυπικό εύρος φάσματος 500Mhz διαμοιρασμένο σε 12 transponders (36 Mhz) και ο transponder τους μπορεί να υποστηρίξει 1200 κανάλια φωνής ή 50 Mbps data.

Φασματα μερικων κοινων σηματον



Εικόνα 2

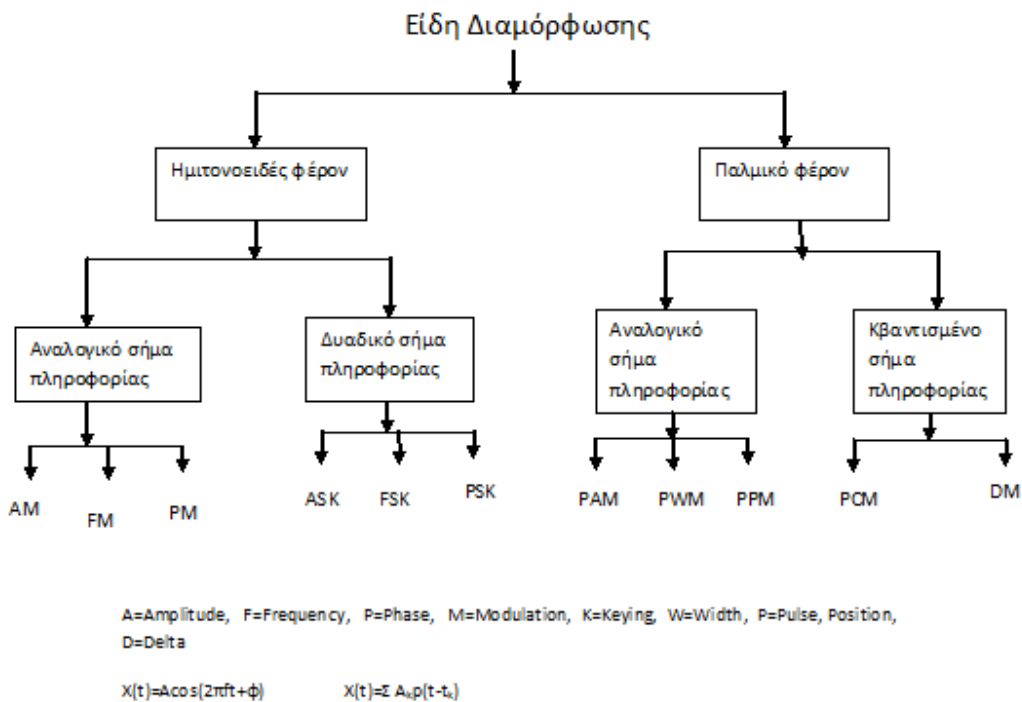
Προφανώς, τα προηγούμενα σήματα δεν μπορούν να εφαρμοστούν κατευθείαν σε κεραία - το απαιτούμενο μήκος είναι τεράστιο. Για να υπερνικήσουμε αυτόν τον περιορισμό μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το σήμα πληροφορίας $m(t)$ για να **διαμορφώσουμε** ένα φέρον υψηλής συχνότητας f_c (Radio Frequency), έτσι ώστε οι απαιτούμενες διαστάσεις της κεραίας ($\lambda/4$) να είναι λογικές. Τη λειτουργία αυτή την εκτελεί ο **διαμορφωτής**.

1.2.6 Διαμόρφωση

Η Διαμόρφωση (Modulation) είναι η μεταβολή, σύμφωνα με το σήμα πληροφορίας των παραμέτρων ενός **φέροντος κύματος** (carrier wave) που είναι κατάλληλο για την μετάδοση μέσα από το δεδομένο κανάλι ενώ η Αποδιαμόρφωση (Demodulation) είναι η ακριβώς αντίστροφη διαδικασία

Το είδος της διαμόρφωσης καθορίζει την αντοχή στο θόρυβο και την παραμόρφωση του καναλιού, την πιστότητα αναπαραγωγής του αρχικού σήματος πληροφορίας, το εύρος του απαιτούμενου για την μετάδοση φάσματος, και την πολυπλοκότητα των συστημάτων εκπομπής και λήψης.

- Την μετάδοση πολλών σημάτων στον ίδιο χώρο με χρήση διαφορετικών φερόντων
- Την ελάττωση των απαιτήσεων στα χαρακτηριστικά των συστημάτων εκπομπής
- Την εκμετάλλευση περιοχών του φάσματος που έχουν καλύτερες συνθήκες μετάδοσης

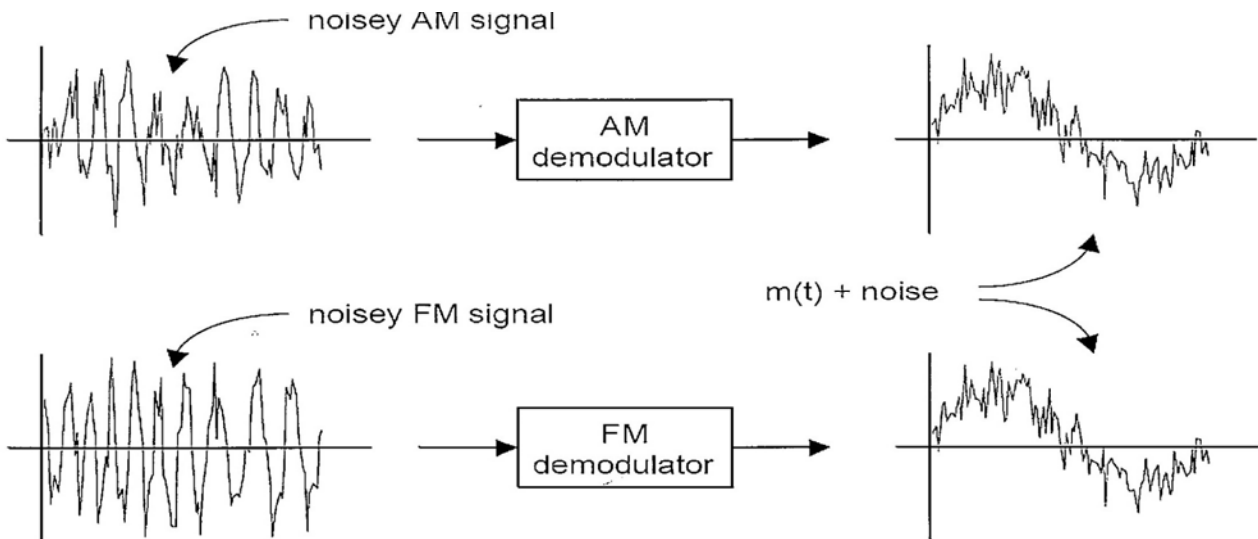


Εικόνα 3

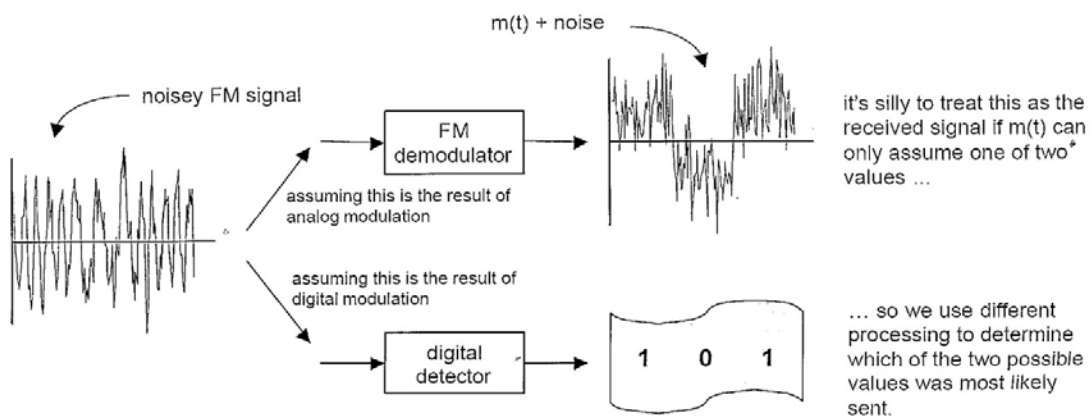
1.2.7 Αναλογική και Ψηφιακή Διαμόρφωση

Αναλογική διαμόρφωση

Αναλογική διαμόρφωση έχουμε όταν το σήμα $m(t)$ είναι αναλογικό και ο αποδιαμορφωτής πρέπει να αναπαραγάγει το $m(t)$ όσο καλύτερα μπορεί.



Εικόνα 4



Εικόνα 5

Ψηφιακή διαμόρφωση

Όπως φαίνεται στο σχήμα της Εικόνας 9: Το $m(t)$ παίρνει μια τιμή από ένα πεπερασμένο σύνολο τιμών. Ο αποδιαμορφωτής πρέπει να αποφασίσει ποιά από τις πιθανές τιμές έχει μεταδοθεί, δεν υπάρχει ανάγκη πιστής αναπαραγωγής του $m(t)$.

[2. Κ.Καρούμπαλου, Εισαγωγή στη Θεωρία Θορύβου και Εφαρμογές, Εκδόσεις Βασδέκη, Αθήνα 1979]

2

ΚΕΦΑΛΑΙΟ

ΦΥΣΙΚΗ ΠΡΟΕΛΕΥΣΗ ΤΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ

Γνωρίζουμε ότι όταν οι ηλεκτρικοί φορείς βρίσκονται υπό την επίδραση ηλεκτρικού πεδίου, αλλάζουν τροχιά και κινητική κατάσταση. Ο δρόμος που θα ακολουθήσουν εξαρτάται από τη φορά του ηλεκτρικού πεδίου και το μέσο στο οποίο βρίσκονται.

Το μακροσκοπικό ρεύμα που προέρχεται, για κάθε περίπτωση, από ένα μεγάλο πλήθος τέτοιων φορέων, περιέχει θόρυβο με διαφορετική προέλευση και σύσταση, ανάλογα με την περίπτωση.

2.1 ΘΕΡΜΙΚΟΣ ΘΟΡΥΒΟΣ (ΘΟΡΥΒΟΣ JOHNSON)

Ο τύπος αυτός θορύβου μελετήθηκε από τους Johnson και Nyquist το 1928 με αφορμή τους μεταλλικούς αγωγούς. Αν $u(t)$ η στιγμιαία τυχαία τάση στα άκρα μιας αντίστασης R λόγω θερμικής κίνησης των ηλεκτρονίων, η πυκνότητα πιθανότητας $p(u)$ ακολουθεί στατιστική Gauss, με $\bar{u}=0$, δηλ.:

$$P(u) = (1/\sigma\sqrt{2\pi}) * e^{-u^2/2\sigma^2} \quad (\text{εξ. 2.1.1})$$

Η ‘διακύμανση’ $\sigma^2 = E[V^2]$ θα είναι ίση προς τη μέση τετραγωνική τιμή $\overline{u^2}$. Η $\overline{u^2}$, που θα τη συμβολίζουμε με e_n^2 , είναι παραστατική του θορύβου στα άκρα της R .

Από τις εργασίες των Johnson και Nyquist, βρέθηκε ότι:

$$\sigma^2 = E[V^2] = e_n^2 = 4KTRB \quad (\text{εξ. 2.1.2})$$

Όπου:

K = σταθερά Boltzman = $1,38*10^{-23}$ Joule/ k

T = θερμοκρασία της αντίστασης, σε k.

B = το εύρος της ζώνης συχνοτήτων για το οποίο ενδιαφερόμαστε, σε Hz.

e_n = μια ισοδύναμη πηγή τάσης του θορύβου.

Η e_n δεν έχει νόημα παρά μόνο σαν ‘μέση τετραγωνική τιμή’ των διακυμάνσεων του θορύβου. Εκφράζεται σε volt * rms, όπου το rms είναι η συντομογραφία ‘root mean square’ και παρατίθεται για να δείξει τον τυχαίο χαρακτήρα του μεγέθους.

Από τον τύπο βλέπουμε ότι η ισχύς του θορύβου είναι:

$$W = e_n^2 / R = 4kTB \quad (\text{εξ. 2.1.3})$$

(δηλ. η e_n^2 ισούται αριθμητικά με την ισχύ του θορύβου ανά μονάδα αντίστασης).

Παρατηρούμε ότι για σταθερή θερμοκρασία η ισχύς του θορύβου θα εξαρτηθεί μόνο από το εύρος ζώνης συχνοτήτων $B = \Delta f$, και όχι από τη συχνότητα στην οποία είναι “κεντραρισμένο” αυτό το εύρος. Κάτι ανάλογο συμβαίνει και με την ενέργεια στο λευκό φώς. Σε όποιο σημείο του φάσματος πάρουμε την ενέργεια της ζώνης Δf , αυτή είναι η ίδια. Από την ιδιότητα αυτή, βγήκε το όνομα λευκός θόρυβος. Ο θερμικός λοιπόν θόρυβος είναι λευκός. Ο θερμικός θόρυβος είναι ο ελάχιστος θόρυβος που μπορεί να περιέχεται στο σήμα μιας πηγής. Ο θόρυβος αυτός υπάρχει πάντοτε, αλλά συνήθως δεν είναι ο μοναδικός που επηρεάζει το σήμα που λαμβάνουμε.

Για παράδειγμα, στους δέκτες, ο θόρυβος των ενεργών στοιχείων προστίθεται στο θερμικό θόρυβο. Έτσι αν μετρήσουμε πειραματικά την e_n (χρησιμοποιώντας μια κατάλληλη διάταξη) και κατόπιν δοκιμάσουμε να υπολογίσουμε με βάση τον τύπο μια θερμοκρασία T τέτοια ώστε:

$$T = \frac{e_n^2}{4kRB} \quad (\text{εξ. 2.1.4})$$

θα τη βρούμε τελείως διαφορετική από τη θερμοκρασία περιβάλλοντος. Αυτό δικαιολογείται γιατί η e_n που μετρήσαμε, δεν είναι η e_n του θερμικού θορύβου μόνο.

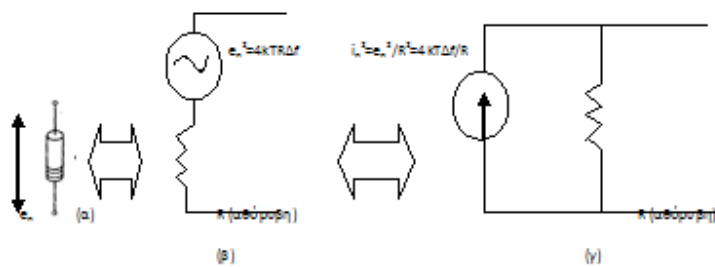
Για θερμοκρασία δωματίου ($T=290 \text{ k}$) η απλουστεύεται στην:

$$e_n = 1,26 * 10^{-10} \sqrt{RB} \quad V * \text{rms} \quad (\text{εξ. 2.1.5})$$

Όπως θα δούμε σε άλλους τύπους θορύβων (π.χ. στο θόρυβο schottky), η τυχαία φυσική διαδικασία που προκαλεί το θόρυβο εκδηλώνεται με την ύπαρξη τυχαίου ρεύματος $i(t)$. Στην περίπτωση αυτή θα μιλάμε για μια «ισοδύναμη πηγή ρεύματος-θορύβου» με «rms» τιμή i_n . Το i_n θα το μετράμε σε $A * \text{rms}$.

“Ισοδύναμο θορύβου” μιας αντίστασης

Όταν εξετάζουμε ένα δικτύωμα ως προς το θόρυβο του, αντικαθιστούμε την πραγματική (“ενθόρυβη”) αντίσταση R με μια ιδανική (“αθόρυβη”) αντίσταση της ίδιας τιμής R , σε σειρά με μια κατάλληλη «πηγή τάσης - θορύβου» ίση με e_n ή παράλληλα με μια κατάλληλη «πηγή ρεύματος - θορύβου» i_n . Έχουμε έτσι, όπως φαίνεται στο σχήμα, το ισοδύναμο θορύβου της αντίστασης R κατά Thevenin και κατά Norton.



α) Πραγματική αντίσταση με θόρυβο
 β) Ισοδύναμο κύκλωμα κατά Thevenin
 γ) Ισοδύναμο κύκλωμα κατά Norton.

Εικόνα 6

Όταν έχουμε δύο ή περισσότερες πηγές θορύβου, πρέπει να θυμόμαστε ότι οι θόρυβοί τους μπορούν να προστεθούν με την προϋπόθεση ότι είναι στατιστικά ανεξάρτητοι. (Όπως λχ, όταν έχουμε δύο φυσικά ξέχωρες αντιστάσεις).

Για παράδειγμα στο ισοδύναμο θορύβου δύο αντιστάσεων R_1 , R_2 σε σειρά, ο «θόρυβος» e_n της ισοδύναμης πηγής τάσης, θα είναι:

$$e_n^2 = e_{n1}^2 + e_{n2}^2 \quad \text{ή} \quad e_n^2 = 4k(R_1T_1 + R_2T_2)\Delta f \quad (\text{εξ. 2.1.6})$$

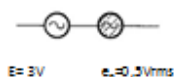
Αν οι δύο αντιστάσεις βρίσκονται στην ίδια θερμοκρασία T , τότε

$$e_n^2 = 4kT(R_1 + R_2)\Delta f = 4kTR\Delta f \quad , \quad \text{όπου} \quad R = R_1 + R_2 \quad (\text{εξ. 2.1.7})$$

δηλαδή τότε μόνον μπορούμε να πάρουμε μια ισοδύναμη αντίσταση ίση με το άθροισμα: $R_1 + R_2$, σε θερμοκρασία $T = T_1 * T_2$. Αν όμως $T_1 \neq T_2$, θα έχουμε: $RT = R_1T_1 + R_2T_2$ οπότε η αναπαράσταση με μια μόνο αντίσταση R θερμοκρασίας T μας οδηγεί σε απροσδιόριστο πρόβλημα. Έτσι το μόνο που μπορούμε να πούμε για την «ισχύ θορύβου» σε ένα σύστημα ασυσχέτιστων πηγών θορύβου είναι ότι: « η ολική ισχύς θορύβου, θα είναι ίση με το άθροισμα των ισχύων θορύβου των επί μέρους πηγών θορύβου του συστήματος ».

Παρατήρηση

Παρόλο που στα ισοδύναμα κυκλώματα δηλώνουμε τις πηγές θορύβου όπως τις συνηθισμένες πηγές, είναι φανερό ότι στους υπολογισμούς δεν πρέπει να προσθέτουμε τα συνηθισμένα μεγέθη με τα αντίστοιχα rms μεγέθη: λ.χ. το παρακάτω κύκλωμα :



Εικόνα 7

$3V + 0,5V * rms$ δεν δίνουν $3,5V$.

Κλείνοντας η μέση ισχύς που αποδίδεται στο θερμικό θόρυβο είναι:

$$\text{Θερμικός θόρυβος: } N \text{ μέση} = K \cdot T \cdot B \quad (\text{εξ. 2.1.8})$$

Όπου K είναι η σταθερά Boltzmann, T είναι η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Κέλβιν και B το εύρος ζώνης στο οποίο γίνεται η μέτρηση.

Ο θερμικός θόρυβος μπορεί προφανώς να μειωθεί με την ψύξη της πηγής του θορύβου και αυτή η αρχή εφαρμόζεται σε μερικούς ραδιοδέκτες, χρησιμοποιώντας κρυογενικά συστήματα ψύξης για να βελτιώσουν την ευαισθησία του δέκτη.

[2. Κ.Καρούμπαλου, Εισαγωγή στη Θεωρία Θορύβου και Εφαρμογές, Εκδόσεις Βασδέκη, Αθήνα 1979]

2.2 ΘΟΡΥΒΟΣ SHOT (ή SCHOTTKY)

Παραπάνω αναφέραμε ότι ο θόρυβος βολής εμφανίζεται σαν αποτέλεσμα της τυχαίας άφιξης φορτισμένων σωματιών στις ανόδους.

Το ρεύμα - θορύβου i_{sh} μας δίνεται από τη σχέση :

$$i_{sh} = 5,64 \cdot 10^{-10} \sqrt{I_{dc} \cdot B} \quad , \text{ A * rms} \quad (\text{εξ. 2.2.1})$$

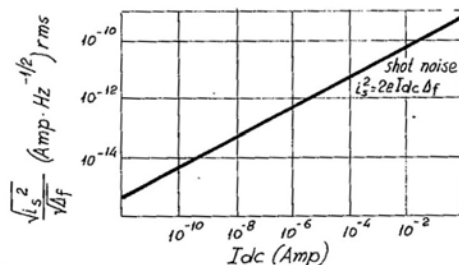
I_{dc} = η τιμή του ρεύματος πόλωσης σε Amp.

$B = \Delta f$ = εύρος ζώνης συχνοτήτων σε Hz.

e = φορτίο ηλεκτρονίου = $1.6 \cdot 10^{-19}$ Cb

i_{sh} = η rms τιμή της ισοδύναμης πηγής ρεύματος - θορύβου.

Στο σχήμα φαίνεται η εξάρτηση του i_{sh} από το ρεύμα I_{dc} που διαρρέει μια δίοδο p-n ή μία δίοδο αερίου στον κόρο.



Εικόνα 8

Όπως φαίνεται και από τη σχέση εξ.(2.2.1) ο θόρυβος Shot είναι, όπως και ο θερμικός, λευκός θόρυβος και σε ένα διάγραμμα θα παριστάνεται με μια ισοδύναμη πηγή ρεύματος -θορύβου.

[2. Κ.Καρούμπαλου, Εισαγωγή στη Θεωρία Θορύβου και Εφαρμογές, Εκδόσεις Βασδέκη, Αθήνα 1979]

2.3 ΘΟΡΥΒΟΣ FLICKER (ή ΘΟΡΥΒΟΣ 1/f)

Πρόκειται για έναν τύπο θορύβου που παρατηρείται πειραματικά κυρίως στις χαμηλές συχνότητες, (μικρότερες από 100 Hz). Στις συχνότητες αυτές επικρατεί των άλλων θορύβων. Αυτό συμβαίνει, γιατί η ισχύς του μεταβάλλεται σύμφωνα με το νόμο 1/f, όπου f είναι η συχνότητα.

Ο θόρυβος αυτός δεν έχει ακόμα ερμηνευτεί ικανοποιητικά με ένα φυσικό υπόδειγμα. Συγκεκριμένα μια τέτοια συμπεριφορά προβλέπεται από επαλληλία μεγάλου αριθμού διασπάσεων - επανασυνδέσεων ηλεκτρονίων – οπών και παρεμβολή θερμικού θορύβου, σε ημιαγωγό. Ο θόρυβος 1/f παρατηρείται επίσης και σε αντιστάσεις άνθρακα, σε αντιστάσεις λεπτού στρώματος (υβριδικές) και στις λυχνίες κενού.

Γενικότερα, ο τύπος αυτός του θορύβου παρατηρείται σε όλα τα αγωγικά υλικά αν εφαρμόσουμε μια πηγή ισχύος, αλλά είναι πιο έντονος στις διατάξεις ημιαγωγών.

Ακριβέστερα, η ισχύς του θορύβου flicker ακολουθεί νόμο

$$\frac{1}{f^n} \text{ με τυπικές τιμές για το } n \text{ στην περιοχή: } 0.9 \leq n \leq 1.35 .$$

Έτσι ακόμα και η «ολίσθηση απολαβής» των ενισχυτών dc (συνεχές), με τρανζίστορ ή με λυχνίες κενού, θεωρείται σήμερα ότι είναι η εκδήλωση του θορύβου flicker σε πολύ χαμηλές συχνότητες f.

Σαν αποτέλεσμα, ο θόρυβος 1/f βάζει ένα πολύ σοβαρό εμπόδιο στην ακρίβεια των μετρήσεων. Αν θεωρήσουμε το φάσμα του σήματος που μας ενδιαφέρει στην περιοχή του συνεχούς ή των πολύ χαμηλών συχνοτήτων, όπως στα σήματα αυτόματου ελέγχου, είναι φανερό ότι η επικράτηση του θορύβου 1/f δεν επιτρέπει καμιά βελτίωση του λόγου «σήμα προς θόρυβο» (S/N).

Στις περιπτώσεις λευκού θορύβου μπορούμε να βελτιώσουμε το λόγο S/N με ολοκλήρωση του σήματος σε φίλτρο (LPF – Low Pass Filter), ενώ ο θόρυβος flicker, επειδή είναι χρωματισμένος (δηλαδή εξαρτάται από το f^{-n}), δεν επιδέχεται βελτίωση.

Για να μετρήσουμε λοιπόν ασθενή σήματα πολύ χαμηλής συχνότητας, προσπαθούμε να τα «μεταφέρουμε» με διαμόρφωση σε υψηλές συχνότητες όπου επικρατούν οι θόρυβοι Johnson και Shot, δηλαδή λευκοί θόρυβοι. Μετά την ενίσχυση του σήματος υψηλών συχνοτήτων, το dc σήμα λαμβάνεται ξανά με τη λεγόμενη σύγχρονη φάραση.

Υπολογισμός του ολικού θορύβου flicker σε μια περιοχή συχνοτήτων

Έστω ένα διάστημα συχνοτήτων με κατώτερη f_L και ανώτερη f_H .

Αφού η ισχύς του θορύβου flicker είναι αντίστροφα ανάλογη προς τη συχνότητα f, τότε η ισχύς του θορύβου στο διάστημα $[f_L, f_H]$ θα είναι :

$$e_{f_L}^2 = \int_{f_L}^{f_H} k_u \frac{1}{f} df \quad \text{ή} \quad e_{f_L}^2 = k_u \ln \frac{f_H}{f_L} \quad (\text{εξ. 2.3.1})$$

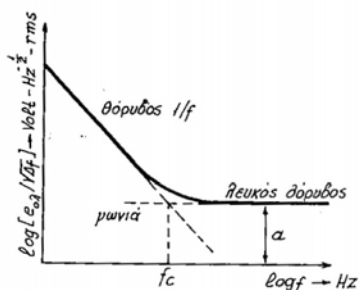
Αντίστοιχα για το θόρυβο flicker μιας ισοδύναμης «πηγής ρεύματος» θα έχουμε :

$$i_{f_L}^2 = \int_{f_L}^{f_H} k_i \frac{1}{f} df \quad \text{ή} \quad i_{f_L}^2 = k_i \ln \frac{f_H}{f_L} \quad (\text{εξ. 2.3.2})$$

[2. Κ.Καρούμπαλου, Εισαγωγή στη Θεωρία Θορύβου και Εφαρμογές, Εκδόσεις Βασδέκη, Αθήνα 1979]

2.4 ΘΟΡΥΒΟΣ FLICKER ΜΑΖΙ ΜΕ ΛΕΥΚΟ ΘΟΡΥΒΟ

Στην πράξη, για σχετικά χαμηλές συχνότητες, οι δυο θόρυβοι συνυπάρχουν. Ας προσπαθήσουμε λοιπόν να εξετάσουμε από ποια συχνότητα και πέρα επικρατεί ο λευκός θόρυβος. Η συχνότητα αυτή θα είναι η συχνότητα γωνίας f_c (corner frequency), όπως παριστάνεται στο παρακάτω σχήμα.



Κατανομή ισχύος μικτού θορύβου (flicker + λευκού) στο φάσμα συχνοτήτων

Εικόνα 9

Για το μικτό αυτό θόρυβο θα ισχύει :

$$e_{f_L + \text{λευκός}}^2 = \int_{f_L}^{f_H} (k_u 1/f + a_v^2) df = k_u \ln \frac{f_H}{f_L} + a_v^2 (f_H - f_L) = a_v^2 \left(\frac{k_u}{a_v^2} \ln \frac{f_H}{f_L} + f_H - f_L \right) \quad (\text{εξ. 2.4.1})$$

Όμως για $f=f_c$ οι δύο θόρυβοι θα πρέπει, σύμφωνα με το παραπάνω σχήμα, να έχουν την ίδια τιμή ισχύος. Επομένως για $f=f_c$:

$$e_{f_L}^2 = e_{\lambda_{\text{ευκ.}}}^2 \quad \text{δηλ.} \quad k_u \frac{1}{f_c} = a_v^2 \quad \text{ή} \quad f_c = \frac{k_u}{a_v^2}. \quad (\text{εξ. 2.4.2})$$

Αρα τελικά :

$$e_{(\lambda_{\text{ευκ.}}+f_L)}^2 = a_v^2 [f_c * \ln \frac{f_H}{f_L} + f_H - f_L] \quad (\text{εξ. 2.4.3})$$

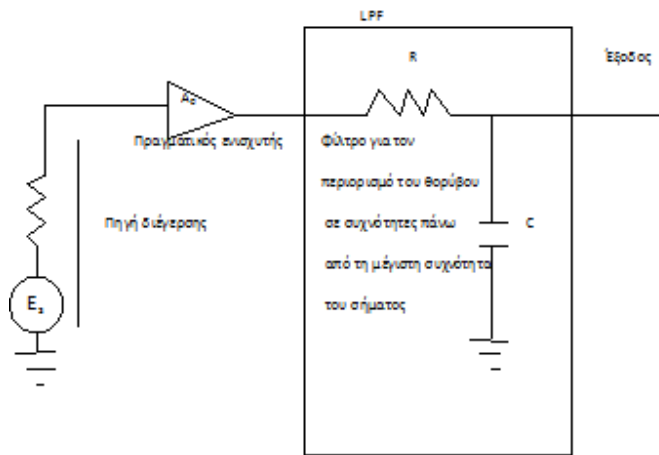
Αντίστοιχα, για ισοδύναμη πηγή ρεύματος θορύβου, θα ισχύει ο τύπος :

$$i_{(\lambda_{\text{ευκ.}}+f_L)}^2 = a_i^2 [f_{ci} * \ln \frac{f_H}{f_L} + f_H - f_L] \quad (\text{εξ. 2.4.4})$$

[2. Κ.Καρούμπαλου, Εισαγωγή στη Θεωρία Θορύβου και Εφαρμογές, Εκδόσεις Βασδέκη, Αθήνα 1979]

2.5 ΟΛΙΚΟΣ ΘΟΡΥΒΟΣ ΚΑΙ ΛΟΓΟΣ ΣΗΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΘΟΡΥΒΟ (SNR) ΕΝΙΣΧΥΤΗ

Όπως γνωρίζουμε, μέσα σε έναν πραγματικό ενισχυτή υπάρχουν διάφορες πηγές θορύβου στατιστικά ανεξάρτητες μεταξύ τους. Οι πηγές αυτές μπορούν να ενοποιηθούν τελικά σε μια ισοδύναμη πηγή ρεύματος - θορύβου και σε μια ισοδύναμη πηγή ρεύματος -θορύβου τοποθετημένες στην είσοδο ενός ιδανικού (αθόρυβου) ενισχυτή που έχει την ίδια απολαβή (gain) A_0 με τον πραγματικό ενισχυτή.

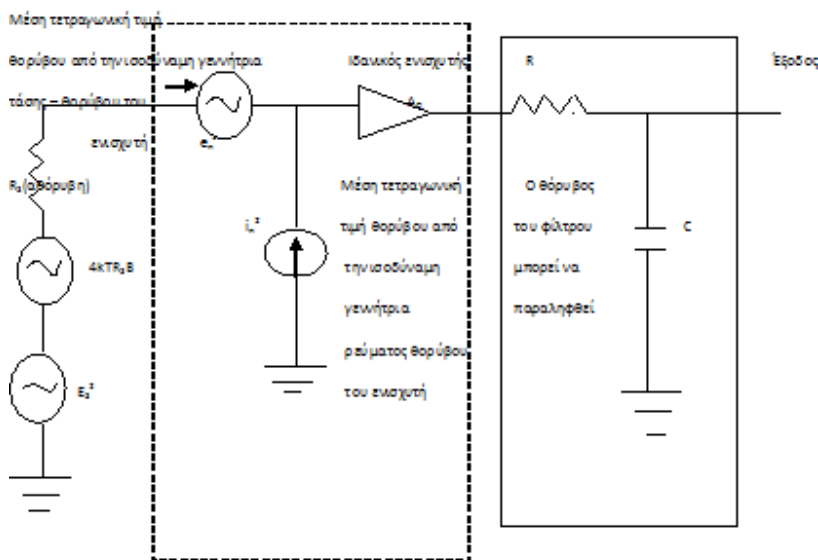


Πραγματικός ενισχυτής τροφοδοτούμενος από πηγή τάσης E_s και εσωτερικής αντίστασης R_s .

Εικόνα 10

Στο παραπάνω σχήμα, παριστάνεται ένα κύκλωμα ενισχυτή διεγερόμενου από πηγή τάσης E_s και εσωτερικής «ενθόρυβης» αντίστασης R_s .

Ο ίδιος ο ενισχυτής είναι «ενθόρυβος» με απολαβή A_o . Το φίλτρο RC εξόδου (διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων) έχει σαν στόχο τον περιορισμό του εύρους ζώνης του θορύβου εξόδου. Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε το ισοδύναμο του κυκλώματος του πιο πάνω κυκλώματος, όταν το θεωρούμε ως προς το θόρυβο (ισοδύναμο θορύβου).



Ισοδύναμο θορύβου ενός πραγματικού ενισχυτή που τροφοδοτείται από πηγή τάσης E_s με εσωτερική «ενθόρυβη» αντίσταση R_s .

Εικόνα 11

Η πραγματική αντίσταση αντικαταστάθηκε από μία ισοδύναμη πηγή τάσης - θορύβου $4kTR_s \Delta f$ και μια “αθόρυβη” αντίσταση R_s σε σειρά. Ο πραγματικός ενισχυτής αντικαταστάθηκε από έναν ιδανικό ενισχυτή της ίδιας απολαβής A_o , στην είσοδο του οποίου υπάρχουν οι ισοδύναμες πηγές τάσης - θορύβου e_n και ρεύματος - θορύβου i_n .

Τις πηγές e_n , i_n θα τις θεωρούμε πηγές λευκού θορύβου και στατιστικά ασυσχέτιστες. Η τελευταία αυτή ιδιότητα, μας επιτρέπει να αθροίζουμε τις αντίστοιχες ισχύς θορύβου.

Παρατήρηση:

Στο πιο πάνω ισοδύναμο θορύβου του παραπάνω σχήματος δεν κρίθηκε απαραίτητο να θεωρήσουμε και το θόρυβο που βάζει το φίλτρο RC εξόδου. Αυτό γιατί, όπως θα δούμε και σε επόμενη παράγραφο, ο θόρυβος αυτός είναι αμελητέος, ιδιαίτερα όταν η απολαβή A_o του ενισχυτή είναι αρκετά μεγάλη.

Θεωρώντας αντί του ρεύματος i_n , την πτώση $i_n R_s$ που θα προκαλεί στην αντίσταση R_s , και με βάση τον τύπο για ασυσχέτιστες πηγές θορύβου, έχουμε για τον ολικό θόρυβο στην έξοδο:

$$e_{n,ολ.ΕΞΟΔ.} = [4kTR_s B + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2} * A_o \quad \text{Volt * rms} \quad (\text{εξ. 2.5.1})$$

Όπου:

A_o = απολαβή τάσης του ενισχυτή, και

$B = \Delta f$, εύρος ζώνης συχνοτήτων που επιβάλλεται από το φίλτρο RC.

Το σήμα στην έξοδο θα έχει προφανώς τάση $E_s * A_o$. Ξέρουμε ότι για να χαρακτηρίσουμε την ποιότητα του σήματος εξόδου μιας διάταξης, θεωρούμε το λόγο του σήματος εξόδου προς το θόρυβο εξόδου. Ο λόγος αυτός θα συμβολίζεται με S/N ή SNR (signal to noise ratio)

Στην προκειμένη περίπτωση:

$$(SNR)_{v,ΕΞ.} = \frac{E_s}{[4kTR_s B + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2}} \quad (\text{εξ. 2.5.2})$$

Όπου $(SNR)_{v,ΕΞ.}$ είναι ο λόγος σήματος προς θόρυβο για την τάση εξόδου του ενισχυτή.

Στους βασικούς τύπους και μπορούμε να κάνουμε τις πιο κάτω παρατηρήσεις:

1. Με την ανάγνωση του εσωτερικού θορύβου του ενισχυτή στην είσοδό του, το A_o απαλείφθηκε και είναι δύσκολο να σχολιάσουμε την επίδρασή του στον SNR.
2. Μπορούμε να βρούμε την ισοδύναμη τάση ολικού θορύβου στην είσοδο του ενισχυτή, διαιρώντας την $e_{n,ολ.ΕΞΟΔΟ}$ με A_o .

$$e_{n,oi}.EIS = [4kTRsB + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2}, \text{ Volt} * \text{rms} \quad (\text{εξ. 2.5.3})$$

Αυτό το τέχνασμα γίνεται γιατί δεν είναι δυνατό να μετρήσουμε το θόρυβο απευθείας στην είσοδο του ενισχυτή, αλλά μόνο στην έξοδό του.

3. Η συμβολή της εσωτερικής αντίστασης R_s της πηγής - σήματος στο θόρυβο που παίρνουμε, γίνεται φανερή από τη σχέση . Από την βλέπουμε ότι για δοσμένο ενισχυτή (δηλαδή δοσμένα A_o, i_n, e_n) ο $(SNR)_v$ γίνεται μέγιστος όταν $R_s \rightarrow 0$.

4. Για να διερευνήσουμε το ρόλο του εύρους ζώνης B του φίλτρου πάνω στον προτιμάμε να γράψουμε την με τη μορφή:

$$(SNR)_{v,EΞ} = \frac{E_s}{[4kTRsB + e_n^2 + i_n^2 / B * R_s^2]^{1/2} * B^{1/2}} \quad (\text{εξ. 2.5.4})$$

όπου το $e_n^2 / B = a_v^2$ και $i_n^2 / B = a_i^2$ είναι σταθερές, στην περίπτωση λευκών θορύβων.

Από την παραπάνω εξίσωση φαίνεται, ότι, αν το σήμα E_s είναι περιορισμένο σε ένα μικρό εύρος ζώνης συχνοτήτων, δεν έχουμε κανένα συμφέρον να πάρουμε μεγάλο εύρος ζώνης B .

Έτσι για οποιοδήποτε τύπο θορύβου, μας συμφέρει να περιορίσουμε στο έπακρο τη ζώνη B , αρκεί να μη βάζουμε σε κίνδυνο το φάσμα της πληροφορίας της E_s .

[3. Απόστολος Τραγανίτης, Ψηφιακές Επικοινωνίες, Φθινόπωρο 2004]

2.6 Ο ΘΟΡΥΒΟΣ ΚΒΑΝΤΙΣΗΣ

Ο θόρυβος αυτός μπορεί να χαρακτηριστεί σαν «τεχνητός» γιατί τον προσθέτουμε εμείς κατά τη διαδικασία της κβάντισης .

Όπως θα φανεί πιο κάτω, διαφέρει αρκετά από έναν συνηθισμένο τυχαίο προσθετικό θόρυβο, πρώτα από όλα γιατί μπορούμε να τον περιορίσουμε όσο θέλουμε, αρκεί να αυξήσουμε την πυκνότητα των διακριτών βαθμίδων δηλ. να μειώσουμε την απόσταση μεταξύ των σταθμών κβάντισης.

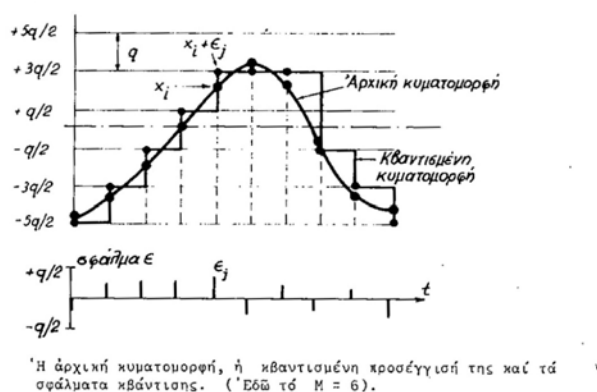
Ομοιόμορφη κβάντιση

Για να υπολογίσουμε την rms τιμή του θορύβου κβάντισης θα δεχθούμε αρχικά ότι οι στάθμες ισπαέχουν μεταξύ τους (ομοιόμορφη κβάντιση). Ας θεωρήσουμε ότι το σήμα $\chi(t)$ που πρόκειται να μεταδοθεί έχει μέση τιμή μηδέν και εύρος διακύμανσης από «άκρη σε άκρη» (peak to peak)

ίσο με A_{max} Volt . Ας θεωρήσουμε ότι το κβαντίζουμε σε M διακριτές στάθμες που απέχουν μεταξύ τους κατά q Volt. Θα έχουμε τότε:

$$q = A_{max} / M \quad (\text{εξ. 2.6.1})$$

Όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα οι επιτρεπόμενες στάθμες μετά την κβάντιση θα είναι οι $\pm q/2, \pm 3q/2, \dots, \pm (M-1)q/2$



Εικόνα 12

Βλέπουμε από το παραπάνω σχήμα ότι η κβάντιση έχει αναπόφευκτα ένα σφάλμα E αφού το πραγματικό στιγμιότυπο X_j του σήματος στρογγυλεύεται στην τιμή $X_j + E_j$ σε τρόπο ώστε να δώσει ένα περιττό πολλαπλάσιο του $q/2$.

Η τιμή όμως του σφάλματος κβάντισης E είναι περιορισμένη στο διάστημα $-q/2 < E < +q/2$. Οι διαδοχικές τιμές του σφάλματος E θα οδηγήσουν, κατά τη λήψη και επανασύσταση του σήματος, σε αποκλίσεις από τις πραγματικές τιμές. Οι αποκλίσεις αυτές συνιστούν τον θόρυβο κβάντισης που διαφέρει από έναν συνηθισμένο προσθετικό τυχαίο θόρυβο, όπως είπαμε, θεωρητικά τουλάχιστον, μπορούμε να τον περιορίσουμε όσο θέλουμε.

Για να υπολογίσουμε τη μέση τετραγωνική τιμή του θορύβου κβάντισης, χρειαζόμαστε την πυκνότητα πιθανότητας του E . Θα δεχθούμε ότι η τιμή του E είναι ισοκατανεμημένη στο διάστημα $+q/2, -q/2$, δηλ. δεχόμαστε ότι:

$$P(E) = 1/q \quad \text{για } -1/2q < E < +1/2q$$

$$\text{και } P(E) = 0 \quad \text{παντού αλλού}$$

Θα έχουμε τότε

$$\sigma_e^2 = \overline{E^2} = \int_{-q/2}^{+q/2} 1/q E^2 dE = q^2/12 \quad (\text{εξ. 2.6.2})$$

δηλ. η rms τιμή του θορύβου θα είναι
Μπορούμε επομένως να την μειώσουμε, μειώνοντας το βήμα q της κβάντισης.

Ας υπολογίσουμε τώρα το λόγο S/N θεωρώντας μόνο το θόρυβο κβάντισης, δηλ. αμελώντας τον ψηφιακό θόρυβο. Η ισχύς S του σήματος, δηλ. η μέση τετραγωνική τιμή, δεν είναι γνωστή παρά μόνον αν γνωρίζουμε την κατανομή πιθανότητας $p(\chi)$. Γι' αυτό θα απλουστεύσουμε το πρόβλημα και θα επικεντρωθούμε στην ισχύ του μέγιστου πλάτους (peak value), οπότε θα είναι:

$$S/N = A_{\max}^2 / \overline{E^2} = q^2 M^2 / (q^2/12) = 12 M^2 \quad (\text{εξ. 2.6.3})$$

$$\text{Η σε dB} \quad (S/N)_{dB} = 10,8 + 20 \log M \quad (\text{εξ. 2.6.4})$$

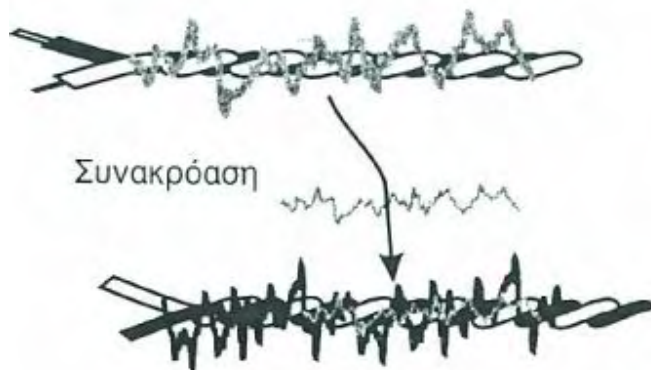
Παρατηρούμε ότι το S/N στο ψηφιακό σήμα είναι ανεξάρτητο από την ισχύ εκπομπής και από το είδος διαμόρφωσης του φέροντος, ενώ αυξάνει με το τετράγωνο του πλήθους M των σταθμών κβάντισης.

[2. Κ.Καρούμπαλου, Εισαγωγή στη Θεωρία Θορύβου και Εφαρμογές, Εκδόσεις Βασδέκη, Αθήνα 1979]

2.7 ΠΑΡΕΜΒΟΛΗ ΚΑΙ ΘΟΡΥΒΟΣ

2.7.1 Πηγές παρεμβολής

Το μεγαλύτερο μέρος της παρεμβολής (interference) που απαντάται στα συστήματα ψηφιακής επικοινωνίας προέρχεται είτε από άλλα συστήματα επικοινωνιών είτε από μηχανήματα. Για παράδειγμα, η συνακρόαση (cross talk) που συμβαίνει στις γραμμές τηλεπικοινωνίας είναι φαινόμενο παρεμβολής, όπως είναι επίσης και ο θόρυβος ανάφλεξης (ignition noise), που προκαλείται στη μηχανή εσωτερικής καύσης ενός αυτοκινήτου.



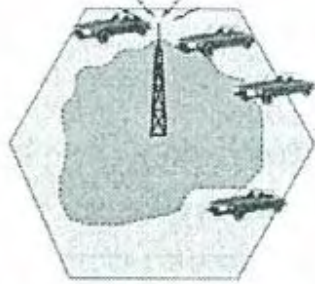
Εικόνα 13

Ειδικότερα σε ένα ραδιο-σύστημα μία σημαντική πηγή παρεμβολής είναι οι άλλοι χρήστες του φάσματος ραδιοσυχνοτήτων. Για παράδειγμα, τα κυκλώματα που εκπέμπουν σε συχνότητες κοντά στο επιθυμητό κανάλι μπορούν να περάσουν από το φίλτρο επιλογής του δέκτη και να προκαλέσουν την επονομαζόμενη παρεμβολή γειτονικών καναλιών (adjacent channel interface). Σε κυψελωτές εφαρμογές σε χρήστες που βρίσκονται σε διαφορετικές γεωγραφικές περιοχές δίνεται από το σύστημα η ίδια συχνότητα για τις κλήσεις τους. Εάν όμως βρεθούν, καθώς κινούνται, στην ίδια γεωγραφική περιοχή και δεν τους χωρίζει αρκετή απόσταση, τότε θα συμβεί δια-καναλική παρεμβολή (co-channel interference).

Στις ραδιοφωνικές και τηλεοπτικές εκπομπές συμβαίνει συχνά παρεμβολή λόγω πολλαπλών διαδρομών (multipath interference) και το αποτέλεσμα είναι η εμφάνιση ειδώλων (ghosting) στις οθόνες της τηλεόρασης, που προκαλείται από σήματα που φτάνουν στο δέκτη έχοντας ακολουθήσει διαφορετικές διαδρομές και επομένως έχοντας ελαφρώς διαφορετική χρονική καθυστέρηση.

2.7.2 Αντιμετωπίζοντας την παρεμβολή

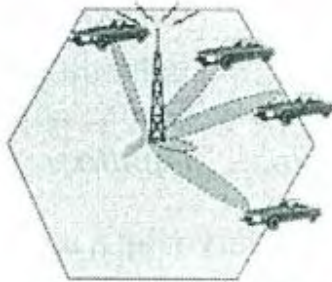
Επειδή η περισσότερη παρεμβολή (με εξαίρεση το θόρυβο) δημιουργείται στα συστήματα επικοινωνιών από άλλες συσκευές, είναι δυνατή η ελαχιστοποίηση του φαινομένου της παρεμβολής με κατάλληλη σχεδίαση αυτών των συσκευών. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με προσεκτική επιλογή της μεθόδου διαμόρφωσης και κωδικοποίησης, ώστε να είναι όσο γίνεται λιγότερο ευαίσθητη σε κάποια είδη παρεμβολών, και με αντιμετώπιση των αιτίων που προκαλούν την παρεμβολή.



Παν-κατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας

Εικόνα 14

Η συνακρόαση στις τηλεφωνικές γραμμές, για παράδειγμα, μπορεί να ελαττωθεί με προσεκτική διεύθυνση των καλωδίων ή με αντικατάσταση αυτών από τις οπτικές ίνες, που δεν εκπέμπουν ακτινοβολία η οποία θα προκαλούσε τη συνακρόαση.



Προσαρμοστικό διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας

Εικόνα 15

Τα είδωλα που δημιουργούνται από την ύπαρξη πολλών διαδρομών μπορούν να εξαλειφθούν χρησιμοποιώντας κατευθυντικές κεραίες, που να μην μπορούν να λάβουν ανακλάσεις από άλλες διευθύνσεις. Μερικοί σύγχρονοι κυψελωτοί σταθμοί βάσης και ακόμα και μερικές κινητές συσκευές χειρός χρησιμοποιούν προσαρμοστικές κεραίες, όπου αλλάζουν σε πραγματικό χρόνο την κατεύθυνση της δέσμης της κεραίας ώστε να

«αποστρέφονται» τους παρεμβολείς και να «εστιάζουν» στο επιθυμητό σήμα.

Η δια-καναλική παρεμβολή και η παρεμβολή γειτονικών καναλιών ελέγχονται επίσης με καλή σχεδίαση και καλό, επιλεκτικό φιλτράρισμα μέσα στο modem του δέκτη.

2.7.3 Πηγές θορύβου

Σε αντίθεση με την παρεμβολή, ο θόρυβος προέρχεται κυρίως από το κανάλι επικοινωνιών καθ' αυτό και συνήθως έχει τυχαία φύση, οπότε είναι πολύ δύσκολο να αντιμετωπιστεί. Υπάρχουν διάφοροι μηχανισμοί που δημιουργούν το θόρυβο και οι πιο γνωστές μορφές του είναι ο θερμικός θόρυβος.

Ο θερμικός θόρυβος συχνά κυριαρχεί στα συστήματα επικοινωνίας και προέρχεται από τη θερμική κίνηση των ηλεκτρονίων σε έναν αγωγό. Το όνομα προέρχεται από το γεγονός ότι η ενέργεια, και επομένως ο βαθμός της κίνησης, είναι ανάλογα της απόλυτης θερμοκρασίας του αγωγού. Το ρεύμα, και επομένως η τάση που δημιουργείται από αυτήν την κίνηση έχει κυματομορφή που είναι εντελώς τυχαίας φύσης και σε ικανό χρονικό διάστημα έχει επίπεδη κατανομή μέσης ενέργειας ως προς τη συχνότητα. Αυτή η ιδιότητα του θορύβου που περιέχει όλες τις συχνότητες, οδήγησε στην ονομασία λευκός (white), σε αντιστοιχία με το λευκό φως που περιέχουν όλα τα χρώματα.

[3. Απόστολος Τραγανίτης, Ψηφιακές Επικοινωνίες, Φθινόπωρο 2004

2.8 ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ ΘΟΡΥΒΟΥ

Θεωρείστε ότι στην είσοδο ενός δέκτη εμφανίζεται λευκός θόρυβος. Υποθέστε επίσης ότι ένα φίλτρο με συνάρτηση μεταφοράς $H(f)$ κεντρικής συχνότητας f_0 , χρησιμοποιείται για να περιορίσει την ισχύ του θορύβου που περνά στο δέκτη. Τώρα θεωρείστε ένα ορθογώνιο φίλτρο. Το φίλτρο αυτό έχει επίσης κεντρική συχνότητα την f_0 . Έστω ότι το εύρος ζώνης του ορθογωνίου φίλτρου B_N προσαρμόζεται κατά τέτοιο τρόπο, ούτως ώστε το πραγματικό φίλτρο και το ορθογώνιο φίλτρο να μεταδίδουν την ίδια ισχύ θορύβου. Τότε, το εύρος ζώνης B_N καλείται εύρος ζώνης θορύβου του πραγματικού φίλτρου. Τότε το εύρος ζώνης θορύβου είναι το εύρος ζώνης ενός εξιδανικευμένου (ορθογωνίου) φίλτρου που περνά την ίδια ισχύ θορύβου με το πραγματικό φίλτρο.

Θα δείξουμε αυτήν την αρχή του εύρους ζώνης του θορύβου θεωρώντας την περίπτωση ενός βαθυπερατού RC φίλτρου. Για το φίλτρο αυτό, η $H(f)$ λαμβάνει τη μέγιστη της τιμή $H(f) = 1$ στην $f = 0$. Όπως δίνεται από την $N_0 = \frac{\pi}{2} \eta f_c$, έχοντας σαν είσοδο λευκό θόρυβο φασματικής πυκνότητας ισχύος $\eta/2$, ο θόρυβος στην έξοδο του φίλτρου είναι

$$N_0(\text{RC}) = \pi/2(\eta f_c) \quad (\text{εξ. 2.8.1})$$

Όταν παρουσιάζεται ένας τέτοιος θόρυβος, ένα ορθογώνιο βαθυπερατό φίλτρο με $H(f) = 1$ στη ζώνη διέλευσης B_N , θα δώσει θόρυβο στην έξοδο με ισχύ

$$N_0(\text{ορθογώνιο}) = (\eta/2)2B_N = \eta B_N \quad (\text{εξ. 2.8.2})$$

Θέτοντας $N_0(\text{RC}) = N_0$ (ορθογώνιο), βρίσκουμε ότι το εύρος ζώνης του θορύβου είναι $B_N = (\pi/2)f_c$ (εξ. 2.8.3)

Έτσι, το εύρος ζώνης του θορύβου του RC φίλτρου είναι $\pi/2$ ($= 1.57$) φορές το εύρος ζώνης f_c των 3dB.

[4. Taub / Schilling, Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 1998]

3

ΚΕΦΑΛΑΙΟ

3.1 ΠΑΡΑΣΤΑΣΗ ΤΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ ΣΤΟ ΠΕΔΙΟ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ

Σε ένα σύστημα επικοινωνιών, ο θόρυβος διέρχεται συχνά από φίλτρα. Τα φίλτρα αυτά περιγράφονται συχνά με τη βοήθεια των χαρακτηριστικών τους στο πεδίο συχνοτήτων. Έτσι λοιπόν, για να καθορίσουμε την επίδραση των φίλτρων αυτών στο θόρυβο, είναι κατάλληλο να έχουμε ένα χαρακτηρισμό του θορύβου στο πεδίο συχνοτήτων. Έχοντας αυτή τη μορφή σαν βάση, θα είμαστε ικανοί να καθορίσουμε μία φασματική πυκνότητα ισχύος για μία κυματομορφή θορύβου που έχει χαρακτηριστικά παρόμοια με αυτά της φασματικής πυκνότητας ισχύος μίας ντετερμινιστικής κυματομορφής. Η ανάλυσή μας θα είναι, κατά κάποιον τρόπο, ευρετική.

Ας επιλέξουμε ένα συγκεκριμένο δείγμα συνάρτησης θορύβου κι ας επιλέξουμε από αυτό ένα διάστημα διάρκειας T εκτεινόμενο, έστω από $t = -T/2$ έως $t = T/2$. Ένα τέτοιο δείγμα συνάρτησης θορύβου $n^{(s)}(t)$ παρουσιάζεται στο σχ. Ας παράγουμε μία περιοδική κυματομορφή στο επιλεγμένο διάστημα το οποίο επαναλαμβάνεται κάθε T sec. Η περιοδική αυτή κυματομορφή $n_T^{(s)}(t)$ μπορεί να αναλυθεί σε σειρά Fourier και μία τέτοια σειρά παριστάνει καθαρά το $n^{(s)}(t)$ στο διάστημα από $-T/2$ έως $T/2$. Η θεμελιώδης συχνότητα της ανάπτυξης είναι $\Delta f = 1/T$, και υποθέτοντας ότι δεν υπάρχει συνεχής συνιστώσα, έχουμε

$$n_T^{(s)}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos 2\pi k \Delta f t + b_k \sin 2\pi k \Delta f t) \quad (\text{εξ. 3.1.1})$$

ή εναλλακτικά

$$n_T^{(s)}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos (2\pi k \Delta f t + \theta_k)$$

στην οποία a_k , b_k και c_k είναι οι σταθεροί συντελεστές των φασματικών όρων και θ_k είναι η γωνία φάσης. Φυσικά,

$$c_k^2 = a_k^2 + b_k^2 \quad (\text{εξ. 3.1.2})$$

και

$$\theta_k = -\tan^{-1} b_k/a_k \quad (\text{εξ. 3.1.3})$$

Η ισχύς που συνδέεται με κάθε φασματικό όρο είναι $C_k^2 / 2 = (a_k^2 + b_k^2) / 2$. Εφόσον παρουσιάζεται ένα δίπλευρο φάσμα, κάθε φασματική γραμμή ισχύος έχει ύψος $C_k^2 / 4$. Ο άξονας συχνοτήτων είναι βαθμονομημένος κατά διαστήματα Δf και μία γραμμή φασματικής ισχύος βρίσκεται στο κέντρο κάθε διαστήματος. Ορίζουμε τώρα την φασματική πυκνότητα ισχύος στη συχνότητα $k\Delta f$ σαν την ποσότητα

$$G_n(k\Delta f) \equiv G_n(-k\Delta f) \equiv c_k^2 / 4\Delta f = a_k^2 + b_k^2 / 4\Delta f \quad (\text{εξ. 3.1.4})$$

Η συνολική ισχύς P_k που συνδέεται με το διάστημα συχνοτήτων Δf στη συχνότητα $k\Delta f$ είναι :

$$P_k = 2G_n(k\Delta f) \Delta f \quad (\text{εξ. 3.1.5})$$

Το ένα μισό της ισχύος, $P_k/2 = G_n(k\Delta f) \Delta f$ συνδέεται με τη φασματική γραμμή στη συχνότητα $k\Delta f$, ενώ το άλλο μισό με τη γραμμή στη συχνότητα $-k\Delta f$. Έτσι, $G_n(k\Delta f) = G_n(-k\Delta f)$ ισούται με την ισχύ στο θετικό ή αρνητικό διάστημα διαιρεμένη με το μέγεθος του διαστήματος. Επομένως, η $G_n(k\Delta f)$ είναι η (αμφίπλευρη) μέση φασματική πυκνότητα ισχύος σε κάθε ένα διάστημα.

Για ένα συγκεκριμένο δείγμα συνάρτησης του θορύβου, κάποιος μπορεί να λάβει συγκεκριμένες τιμές των σταθερών a_k και b_k της εξ. 3.1.1 [ή τους συντελεστές c_k και τις γωνίες θ_k της εξ. 3.1.2]. Διαφορετικά δείγματα συναρτήσεων θα καταλήξουν σε διαφορετικούς συντελεστές. Αν προτείνουμε οι μορφές των εξ.(3.1.1) ή (3.1.2) να παριστάνουν γενικά την τυχαία διεργασία την οποία πραγματεύομαστε, τον περιοδικό θόρυβο δηλαδή, δε χρειάζεται παρά να θεωρήσουμε ότι οι a_k 's, b_k 's, c_k 's και θ_k 's δεν είναι συγκεκριμένοι αριθμοί αλλά στη θέση τους έχουμε τυχαίες μεταβλητές. Τέλος, επιτρέπουμε $T \rightarrow \infty$ ($\Delta f \rightarrow 0$), έτσι που τα περιοδικά δείγματα συναρτήσεων θορύβου. Τότε, έχουμε το θόρυβο $n(t)$ να λαμβάνει τη μορφή

$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos 2\pi k \Delta f t + b_k \sin 2\pi k \Delta f t) \quad (\text{εξ. 3.1.6})$$

ή

$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2\pi k \Delta f t + \theta_k) \quad (\text{εξ. 3.1.7})$$

Συνεχίζουμε να δεχόμαστε την εξ.(3.2.5) σαν ορισμό της φασματικής πυκνότητας ισχύος του θορύβου $n(t)$, με εξαίρεση το ότι αντικαθιστούμε το c_k^2 με το $a_k^2 + b_k^2$ δηλαδή με την αναμενόμενη ή την από κοινού μέση τιμή του τετραγώνου της τυχαίας μεταβλητής c_k . Επιπρόσθετα, καθώς $\Delta f \rightarrow 0$, οι διακριτές φασματικές γραμμές έρχονται ολοένα και πιο κοντά, διαμορφώνοντας τελικά ένα συνεχές φάσμα. Έτσι λοιπόν, στην εξ.(3.1.5) αντικαθιστούμε την $k\Delta f$ με την συνεχή μεταβλητή συχνότητας f . Επίσης, από την εξ.(3.1.3) έχουμε

$$\overline{c_k^2} = \overline{a_k^2} + \overline{b_k^2} \quad (\text{εξ. 3.1.8})$$

και τελικά η εξ.(3.1.5) γίνεται

$$G_n(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\overline{c_k^2}}{4\Delta f} = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\overline{a_k^2 + b_k^2}}{4\Delta f} \quad (\text{εξ. 3.1.9})$$

Σημειώστε ότι η ισχύς στο διάστημα συχνοτήτων από f_1 έως f_2 είναι

$$P(f_1 \rightarrow f_2) = \int_{-f_2}^{-f_1} G_n(f) df + \int_{f_1}^{f_2} G_n(f) df = 2 \int_{f_1}^{f_2} G_n(f) df \quad (\text{εξ. 3.1.10})$$

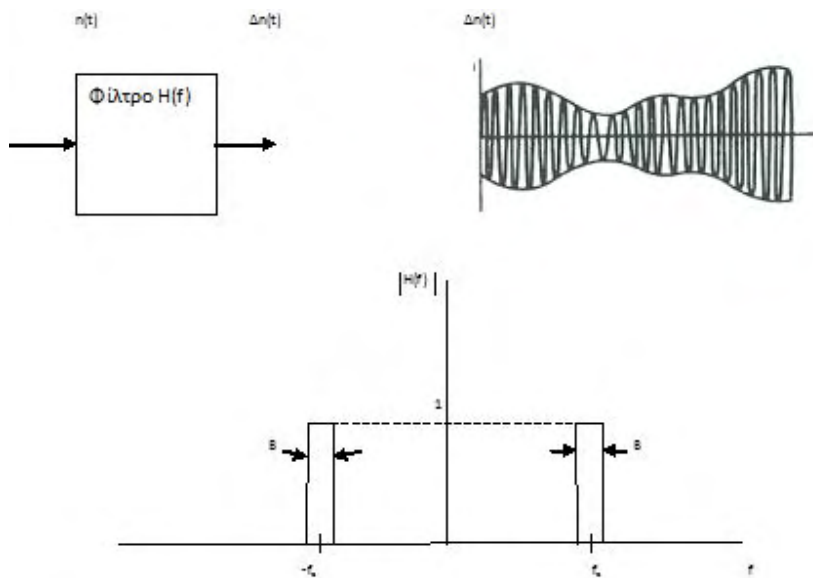
ενώ η συνολική ισχύς P_T είναι

$$P_T = \int_{-\infty}^{\infty} G_n(f) df = 2 \int_0^{\infty} G_n(f) df \quad (\text{εξ. 3.1.11})$$

[4. Taub / Schilling, Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 1998]

3.2 ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΣΤΟ ΘΟΡΥΒΟ ΕΝΟΣ ΦΙΛΤΡΟΥ ΣΤΕΝΗΣ ΖΩΝΗΣ

Αν η παράσταση του θορύβου σαν υπέρθεση φασματικών συνιστωσών είναι εύλογη, αναμένουμε ότι όποτε διέρχεται θόρυβος μέσα από φίλτρο στενής ζώνης, η έξοδος του φίλτρου να μοιάζει μάλλον με ημιτονοειδή κυματομορφή. Βρίσκουμε ότι πράγματι αυτή είναι η περίπτωση, διότι παρατηρούμε πως η έξοδος φίλτρου στενής ζώνης με είσοδο θορύβου έχει τη μορφή του Σχ.της Εικόνας 22. Η κυματομορφή εξόδου μοιάζει με ημιτονοειδή, εκτός από το αναμενόμενο πλάτος το οποίο μεταβάλλεται τυχαία. Το φασματικό εύρος της περιβάλλουσας εξόδου του φίλτρου συμπεριλαμβάνει το φασματικό εύρος από $-B/2$ έως $B/2$, όπου B είναι το εύρος ζώνης του φίλτρου. Η μέση συχνότητα της κυματομορφής είναι η κεντρική συχνότητα



Εικόνα 16

του φίλτρου f_c . Αν $B \ll f_c$, η περιβάλλουσα αλλάζει αρκετά «αργά» και μόνο μετά από πάρα πολλούς κύκλους έχει υποστεί ουσιαστική αλλαγή. Έτσι, ενώ τα διαστήματα των διασταυρώσεων με τον άξονα των τετμημένων της κυματομορφής δεν είναι ακριβώς σταθερά, η αλλαγή από κύκλο σε κύκλο είναι μικρή και η μέση της τιμή σε διάστημα πολλών κύκλων είναι αρκετά σταθερή στην τιμή $1/2f_c$. Τέλος, αξίζει να σημειώσουμε ότι καθώς το B γίνεται προοδευτικά μικρότερο, το ίδιο συμβαίνει και με το μέσο πλάτος και η κυματομορφή γίνεται ολοένα και περισσότερο ημιτονοειδής.

[4. Taub / Schilling, Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 1998]

3.3 ΜΙΞΗ ΠΟΥ ΣΥΜΠΕΡΙΛΑΜΒΑΝΕΙ ΘΟΡΥΒΟ

3.3.1 Θόρυβος με ημιτονοειδή κυματομορφή

Μία περίπτωση που συχνά συναντάται στα συστήματα επικοινωνιών είναι αυτή στην οποία ο θόρυβος υφίσταται μίξη (δηλ. πολλαπλασιάζεται) με ντετερμινιστική ημιτονοειδή κυματομορφή. Έστω ότι η ημιτονοειδής κυματομορφή είναι η $\cos 2\pi f_0 t$. Τότε, το γινόμενο αυτής της κυματομορφής με μία φασματική συνιστώσα θορύβου, όπως δίνεται από την $n_k(t) = a_k \cos 2\pi k \Delta f t + b_k \sin 2\pi k \Delta f t$, δίνει

$$n_k(t) \cos 2\pi f_0 t = \frac{a_k}{2} \cos 2\pi(k \Delta f + f_0)t + \frac{b_k}{2} \sin 2\pi(k \Delta f + f_0)t + \frac{a_k}{2} \cos 2\pi(k \Delta f - f_0)t + \frac{b_k}{2} \sin 2\pi(k \Delta f - f_0)t$$

(εξ. 3.3.1.1)

Έτσι η μίξη εγείρει δύο φασματικές συνιστώσες, μία στο άθροισμα συχνοτήτων

$f_0 + k \Delta f$ και μία στη διαφορά συχνοτήτων $f_0 - k \Delta f$. Επιπρόσθετα, τα πλάτη καθεμίας από τις δύο φασματικές συνιστώσες θορύβου που παράγονται από τη μίξη, έχουν μειωθεί κατά έναν παράγοντα ίσο με 2 σχετικά με την αρχική φασματική συνιστώσα θορύβου. Συνεπώς, οι διασπορές (κανονικοποιημένη ισχύς) των δύο νέων συνιστωσών θορύβου είναι μικρότερες κατά έναν παράγοντα ίσο με 4. Σύμφωνα με αυτά λοιπόν, αν η αρχική συνιστώσα θορύβου στη συχνότητα $k\Delta f$ είναι $G_n(k\Delta f)$ τότε, από την εξ.(3.3.1.1), οι νέες συνιστώσες έχουν φασματικές πυκνότητες.

$$G_n(k \Delta f + f_0) = G_n(k \Delta f - f_0) = G_n(k \Delta f)/4 \quad (\text{εξ. 3.3.1.2})$$

Οριακά, καθώς $\Delta f \rightarrow 0$, αντικαθιστούμε την $k\Delta f$ με τη συνεχή μεταβλητή f και η εξ. (3.3.1.2) γίνεται

$$G_n(f + f_0) = G_n(f - f_0) = G_n(f)/4 \quad (\text{εξ. 3.3.1.3})$$

Αναλυτικά : δεδομένης της παράστασης της φασματικής πυκνότητας ισχύος $G_n(f)$ μίας κυματομορφής θορύβου $n(t)\cos 2\pi f_0 t$ προκύπτει ως εξής : διαιρούμε τη $G_n(f)$ με 4, μετατοπίζουμε τη διαιρεμένη παράσταση προς τα αριστερά κατά f_0 , προς τα δεξιά κατά f_0 και προσθέτουμε τις δύο μετατοπισμένες παραστάσεις.

Θεωρείστε τώρα την ακόλουθη περίπτωση : Έχουμε θόρυβο $n(t)$ από τον οποίο ξεχωρίζουμε δύο φασματικές συνιστώσες, μία στη συχνότητα $k\Delta f$ και μία στη συχνότητα $1\Delta f$. Κάνουμε μίξη με μία ημιτονοειδή στη συχνότητα f_0 , με την f_0 να έχει επιλεγεί στο μέσο του διαστήματος από $k\Delta f$ έως $1\Delta f$, δηλαδή είναι

$f_0 = (k + 1) \Delta f/2$. Η μίξη αυτή θα αποφέρει τέσσερις φασματικές συνιστώσες, δύο συνιστώσες στη διαφορά συχνοτήτων και δύο στο άθροισμα συχνοτήτων. Οι δύο συνιστώσες στη διαφορά συχνοτήτων θα είναι στην ίδια συχνότητα

$p\Delta f = f_0 - k\Delta f = 1\Delta f - f_0$. Ωστόσο, θα δείξουμε τώρα ότι αυτές οι συνιστώσες στη διαφορά συχνοτήτων είναι ασυσχέτιστες. Αναπαριστώντας τις φασματικές συνιστώσες στην $k\Delta f$ και στην $1\Delta f$ όπως στις $n_k(t) = a_k \cos 2\pi k\Delta f t + b_k \sin 2\pi k\Delta f t$ και $n_1(t) = a_1 \cos 2\pi 1\Delta f t + b_1 \sin 2\pi 1\Delta f t$, βρίσκουμε ότι οι συνιστώσες στη διαφορά συχνοτήτων είναι

$$n_{p1}(t) = a_k/2 \cos 2\pi p \Delta f t - b_k/2 \sin 2\pi p \Delta f t \quad (\text{εξ. 3.3.1.4})$$

και

$$n_{p2}(t) = a_1/2 \cos 2\pi p \Delta f t + b_1/2 \sin 2\pi p \Delta f t \quad (\text{εξ. 3.3.1.5})$$

όπου $n_{p1}(t)$ είναι η συνιστώσα διαφοράς λόγω της μίξης των συχνοτήτων f_0 και $k\Delta f$, ενώ $n_{p2}(t)$ είναι η συνιστώσα διαφοράς λόγω της μίξης των συχνοτήτων f_0 και $1\Delta f$.

Τότε από τις εξ.(3.3.1.4) και εξ.(3.3.1.5), βρίσκουμε ότι

$$E[n_{p1}(t)n_{p2}(t)] = 0$$

Έτσι, η μίξη θορύβου με ένα ημιτονοειδές σήμα έχει σαν αποτέλεσμα τη μετατόπιση συχνότητας του αρχικού θορύβου κατά f_0 . Η διασπορά του μετατοπισμένου θορύβου βρίσκεται προσθέτοντας τη διασπορά κάθε νέας συνιστώσας. Παρατηρούμε λοιπόν ότι η αρχή που διατυπώσαμε αμέσως μετά την εξ.(3.3.1.3) εφαρμόζεται ακόμα κι αν υπάρχει επικάλυψη στις παραστάσεις των δύο μετατοπισμένων φασματικών πυκνοτήτων ισχύος.

3.3.2 Μίξη θορύβου - θορύβου

Θα θεωρήσουμε τώρα το αποτέλεσμα του πολλαπλασιασμού δύο φασματικών συνιστωσών θορύβου. Παρατηρώντας τις φασματικές συνιστώσες από την εξίσωση, βρίσκουμε ότι το γινόμενο των δύο συνιστωσών, μία στη συχνότητα $k\Delta f$ και μία στη συχνότητα $l\Delta f$, είναι

$$n_k(t)n_l(t) = \frac{1}{2}c_k c_l \cos[2\pi(k+l)\Delta ft + \theta_k + \theta_l] + \frac{1}{2}c_k c_l \cos[2\pi(k-l)\Delta ft + \theta_k - \theta_l]$$

(εξ. 3.3.2.1)

Από τον πολλαπλασιασμό προκύπτουν δύο νέες φασματικές συνιστώσες θορύβου, μία στο άθροισμα συχνοτήτων $(k+l)\Delta f$ και μία στη διαφορά συχνοτήτων $(k-l)\Delta f$. Οι όροι στην παραπάνω εξίσωση είναι της μορφής της $n_k(t) = c_k \cos(2\pi k\Delta ft + \theta_k)$, εκτός από το ότι ο $(1/2)c_k c_l$ αντικαθιστά τον c_k , και ο θ_k στην εξίσωση $n_k(t) = c_k \cos(2\pi k\Delta ft + \theta_k)$ αντικαθίσταται από τον $\theta_k + \theta_l$

στην μία περίπτωση και από τον $\theta_k - \theta_l$ στην άλλη. Εφόσον οι θ_k και θ_l έχουν ομοιόμορφες πυκνότητες πιθανότητας, είναι διαισθητικά προφανές από την αρχή της ελάχιστης έκπληξης ότι οι $\theta_k + \theta_l$ και $\theta_k - \theta_l$ έχουν επίσης ομοιόμορφες πιθανότητες (μία πιο ορθή απόδειξη είναι δυνατή). Έτσι, η κανονικοποιημένη ισχύς που συνδέεται με καθέναν από τους όρους της εξ.(3.3.2.1) μπορεί να εξαχθεί όπως και για την φασματική συνιστώσα της εξίσωσης $n_k(t) = c_k \cos(2\pi k\Delta ft + \theta_k)$.

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση

$$P_k = 2G_n(\kappa\Delta f)\Delta f = 2G_n(-\kappa\Delta f)\Delta f = a_k^2 = b_k^2 = a_k^2/2 + b_k^2/2 = c_k^2/2$$

, έχουμε

$$P_{k+l} = P_{k-l} = \frac{1}{2} \overline{\left(\frac{1}{2}c_k c_l\right)^2} \quad (\text{εξ. 3.3.2.2})$$

Αφού οι c_k και c_l είναι ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές,

$$P_{k+l} = P_{k-l} = \frac{1}{8} \overline{c_k^2 c_l^2} = \frac{1}{2} P_k P_l \quad (\text{εξ. 3.3.2.3})$$

[5. Andy Bateman, Ψηφιακές Επικοινωνίες, Σχεδίαση συστημάτων στην πράξη, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 2000]

3.4 ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΒΑΣΙΚΗΣ ΖΩΝΗΣ

Σε συστήματα επικοινωνιών βασικής ζώνης, το σήμα μεταδίδεται απευθείας χωρίς διαμόρφωση. Τα αποτελέσματα που λαμβάνουμε για τα συστήματα βασικής ζώνης χρησιμοποιούνται σαν βάση σύγκρισης με άλλα συστήματα. Στο παρακάτω σχήμα, φαίνεται ένα απλό αναλογικό σύστημα βασικής ζώνης. Στο σύστημα βασικής ζώνης, ο δέκτης είναι ένα βαθυπερατό φίλτρο που μεταβιβάζει το σήμα ενώ ελαττώνει τον θόρυβο στην έξοδο. Είναι φανερό ότι το φίλτρο πρέπει να απορρίπτει όλες τις συνιστώσες συχνοτήτες του θορύβου που βρίσκονται εκτός του εύρους ζώνης του σήματος. Θεωρούμε ότι το βαθυπερατό φίλτρο είναι ιδανικό με εύρος ζώνης συχνοτήτων $W (= 2\pi B)$.

Θεωρούμε ότι το σήμα $X(t)$ είναι τυχαία διαδικασία μηδενικής μέσης τιμής, περιορισμένου εύρους W , με φασματική πυκνότητα ισχύος $S_{xx}(\omega)$. Θεωρούμε ότι το κανάλι δεν έχει παραμορφωθεί στην ζώνη συχνοτήτων του σήματος έτσι ώστε

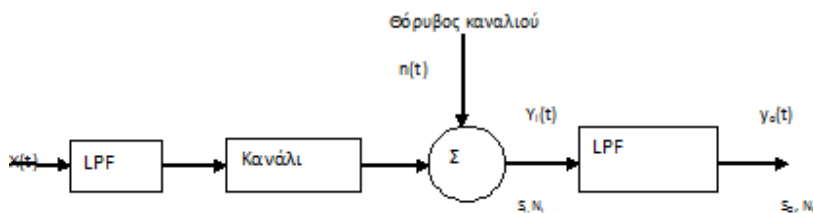
$$X_0(t) = X(t-t_d) \quad (\text{εξ. 3.4.1})$$

Όπου t_d είναι η χρονική καθυστέρηση του συστήματος. Η μέση ισχύς του σήματος εξόδου S_0 είναι

$$S_0 = E[X_0^2(t)] = E[X^2(t-t_d)] = 1/2\pi \int_{-W}^W S_{xx}(\omega) d\omega = S_x = S_i \quad (\text{εξ. 3.4.2})$$

Όπου S_x είναι η μέση ισχύς του σήματος και S_i είναι η ισχύς του σήματος στην είσοδο του δέκτη. Η μέση ισχύς του θορύβου στην έξοδο N_0 είναι

$$N_0 = E[n_0^2(t)] = 1/2\pi \int_{-W}^W S_{nn}(\omega) d\omega \quad (\text{εξ. 3.4.3})$$



Εικόνα 17

Για την περίπτωση του προστιθέμενου λευκού θορύβου, $S_{nn}(\omega) = \eta/2$, και

$$N_0 = 1/2\pi \int_{-W}^W \eta/2 d\omega = \eta W/2\pi = \eta B \quad (\text{εξ. 3.4.4})$$

Η παραδοχή που κάνουμε για τον λευκό θόρυβο απλοποιεί τους υπολογισμούς ώστε να δούμε την ουσία της ανάλυσης. Ο λόγος σήματος προς θόρυβο της εξόδου είναι

$$(S/N)_0 = S_0/N_0 = S_i/\eta B \quad (\text{εξ. 3.4.5})$$

$$\text{Έστω ότι } S_i/\eta B = \gamma \quad (\text{εξ. 3.4.6})$$

$$\text{Τότε θα είναι } (S/N)_0 = \gamma \quad (\text{εξ. 3.4.7})$$

Η παράμετρος γ είναι απευθείας ανάλογη με το S_i . Κατά συνέπεια, η σύγκριση διαφόρων συστημάτων για το λόγο σήματος προς θόρυβο, SNR (Signal to Noise Ratio) για δεδομένο S_i είναι η ίδια με την σύγκριση αυτών των συστημάτων για τον SNR εξόδου για δεδομένο γ .

[5. Andy Bateman, Ψηφιακές Επικοινωνίες, Σχεδίαση συστημάτων στην πράξη, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 2000]

3.5 ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣ

Στο παρακάτω σχήμα, φαίνεται ένα λειτουργικό διάγραμμα συστήματος επικοινωνιών συνεχούς κύματος. Το μπροστινό άκρο του δέκτη (βαθμίδες RF/IF) μοντελοποιείται σαν ιδανικό φίλτρο ζώνης που είναι γνωστό και σαν φίλτρο προανίχνευσης, περιορίζει την ποσότητα θορύβου εκτός ζώνης που φτάνει στον ανιχνευτή (“out - of - band noise”). Το ζωνοπερατό φιλτράρισμα προανίχνευσης δίνει

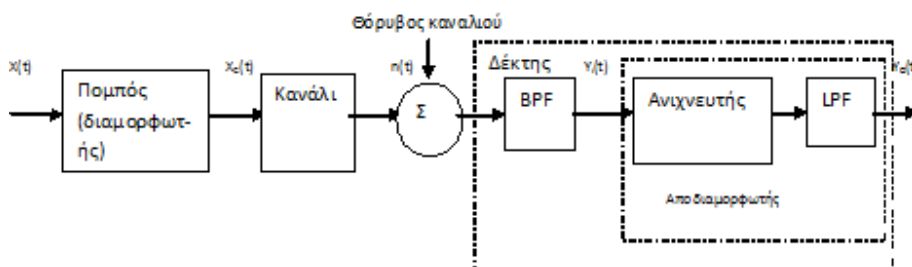
$$Y_i(t) = X_c(t) + n_i(t) \quad (\text{εξ. 3.5.1})$$

Όπου $n_i(t)$ είναι ο θόρυβος στενής ζώνης, που εκφράζεται σαν

$$n_i(t) = n_c(t)\cos \omega_c t - n_s(t)\sin \omega_c t \quad (\text{εξ. 3.5.2})$$

Αν η φασματική πυκνότητα ισχύος του $n(t)$ είναι $\eta/2$, τότε

$$E[n_c^2(t)] = E[n_s^2(t)] = E[n_i^2(t)] = 2\eta B \quad (\text{εξ. 3.5.3})$$



Εικόνα 18

3.5.1 Σύγχρονη Ανίχνευση:

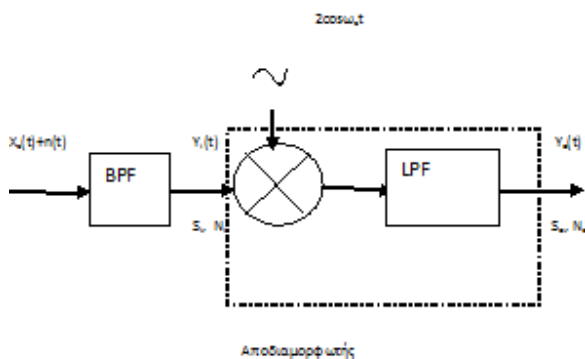
3.5.1.1 Συστήματα DSB:

Σε συστήματα DSB, το μεταδιδόμενο σήμα $X_c(t)$ έχει την μορφή

$$X_c(t) = A_c X(t) \cos \omega_c t \quad (\text{εξ. 3.5.1.1.1})$$

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το τμήμα αποδιαμορφωτή του συστήματος DSB. Η είσοδος του δέκτη είναι

$$Y_i(t) = A_c X(t) \cos \omega_c t + n_i(t) \\ = [A_c X(t) + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \quad (\text{εξ. 3.5.1.1.2})$$



Εικόνα 19

Αν πολλαπλασιάσουμε την $Y_i(t)$ επί $2 \cos \omega_c t$ και χρησιμοποιήσουμε βαθυπερατό φίλτρο, λαμβάνουμε

$$Y_o(t) = A_c X(t) + n_c(t) = X_o(t) + n_o(t) \quad (\text{εξ. 3.5.1.1.3})$$

$$X_o(t) = A_c X(t) \quad \text{και} \quad n_o(t) = n_c(t) \quad (\text{εξ. 3.5.1.1.4})$$

Βλέπουμε ότι το σήμα εξόδου και ο θόρυβος προστίθενται και ότι έχει απορριφθεί από τον αποδιαμορφωτή η ορθογωνική συνιστώσα θορύβου $n_s(t)$. Θα είναι

$$S_o = E[X_o^2(t)] = E[A_c^2 X^2(t)] = A_c^2 E[X^2(t)] = A_c^2 S_x \quad (\text{εξ. 3.5.1.1.5})$$

$$N_o = E[n_o^2(t)] = E[n_c^2(t)] = E[n_i^2(t)] = 2\eta B \quad (\text{εξ. 3.5.1.1.6})$$

Και ο SNR εξόδου είναι

$$(S/N)_o = S_o / N_o = A_c^2 S_x / 2\eta B \quad (\text{εξ. 3.5.1.1.7})$$

Η ισχύς σήματος εισόδου S_i δίνεται από την

$$S_i = E[X_c^2(t)] = 1/2 A_c^2 S_x \quad (\text{εξ. 3.5.1.1.8})$$

Έτσι από τις δύο παραπάνω σχέσεις έχουμε

$$(S/N)_o = S_i / \eta B = \gamma \quad (\text{εξ. 3.5.1.1.9})$$

Η οποία δείχνει ότι σε ότι αφορά στο θόρυβο, το DSB με ιδανική σύγχρονη ανίχνευση έχει ίδια απόδοση με το σύστημα βασικής ζώνης.

Ο SNR στην είσοδο του ανιχνευτή είναι

$$(S/N)_i = S_i/N_i = S_i/2\eta B \quad (\text{εξ. 3.5.1.1.10})$$

και
$$(S/N)_0 / (S/N)_i = a_d = 2 \quad (\text{εξ. 3.5.1.1.11})$$

Ο λόγος a_d είναι γνωστός σαν απολαβή ανιχνευτή και συχνά χρησιμοποιείται σαν μέτρο ποιότητας για την αποδιαμόρφωση.

3.5.1.2 Συστήματα SSB

Παρόμοιοι υπολογισμοί για συστήματα SSB με σύγχρονη ανίχνευση δίνουν την ίδια απόδοση ως προς το θόρυβο όπως για το σύστημα βασικής ζώνης ή το σύστημα DSB.

3.5.1.3 Συστήματα AM

Στα συνήθη συστήματα AM, τα σήματα AM αποδιαμορφώνονται από σύγχρονο ανιχνευτή ή από ανιχνευτή περιβάλλουσας. Το διαμορφωμένο σήμα σε σύστημα AM έχει τη μορφή

$$X_c(t) = A_c [1 + \mu X(t)] \cos \omega_c t \quad (\text{εξ. 3.5.1.3.1})$$

Όπου μ είναι ο δείκτης διαμόρφωσης του σήματος AM και

$$\mu \leq 1 \quad \text{και} \quad X(t) \leq 1$$

Αν ο σύγχρονος ανιχνευτής περιλαμβάνει ιδανικό καταστολέα dc, η έξοδος του δέκτη θα είναι

$$Y_0(t) = A_c \mu X(t) + n_c(t) = X_0(t) + n_0(t) \quad (\text{εξ. 3.5.1.3.2})$$

Όπου

$$X_0(t) = A_c \mu X(t) \quad \text{και} \quad n_0(t) = n_c(t) \quad (\text{εξ. 3.5.1.3.3})$$

Ωστε

Η ισχύς του σήματος εισόδου S_i είναι

$$S_i = 1/2 E[A_c^2 [1 + \mu X(t)]^2] \quad (\text{εξ. 3.5.1.3.4})$$

Επειδή θεωρούμε ότι η $X(t)$ έχει μηδενική μέση τιμή,

$$S_i = 1/2 A_c^2 (1 + \mu^2 S_x) \quad (\text{εξ. 3.5.1.3.5})$$

Έτσι
$$S_0 = A_c^2 \mu^2 S_x = (2 \mu^2 S_x / 1 + \mu^2 S_x) S_i \quad (\text{εξ. 3.5.1.3.6})$$

και
$$(S/N)_0 = S_0/N_0 = \mu^2 S_x / 1 + \mu^2 S_x (S_i/\eta B) = (\mu^2 S_x / 1 + \mu^2 S_x) \gamma$$

(εξ. 3.5.1.3.7)

Επειδή $\mu^2 S_x \leq 1$, έχουμε

$$(S/N)_0 \leq \gamma/2 \quad (\text{εξ. 3.5.1.3.8})$$

Η οποία δείχνει ότι ο SNR εξόδου σε συστήματα AM είναι τουλάχιστον 3dB μικρότερος απ' ότι σε συστήματα DSB και SSB.

3.5.2 Ανίχνευση Περιβάλλουσας και Φαινόμενο Κατωφλίου

Συνήθως, ένα σήμα AM αποδιαμορφώνεται με ανίχνευση περιβάλλουσας. Από το σχήμα η είσοδος του ανιχνευτή είναι

$$Y_i(t) = X_c(t) + n_i(t) \\ = \{A_c[1 + \mu X(t)] + n_c(t)\} \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \quad (\text{εξ. 3.5.2.1})$$

Μπορούμε να αναλύσουμε την επίδραση του θορύβου αν εξετάσουμε τον φασιθέτη της $Y_i(t)$

$$Y_i(t) = \text{Re}[Y(t)e^{j\omega_c t}] \quad (\text{εξ. 3.5.2.2})$$

Όπου

$$Y(t) = A_c[1 + \mu X(t)] + n_c(t) + jn_s(t) \quad (\text{εξ. 3.5.2.3})$$

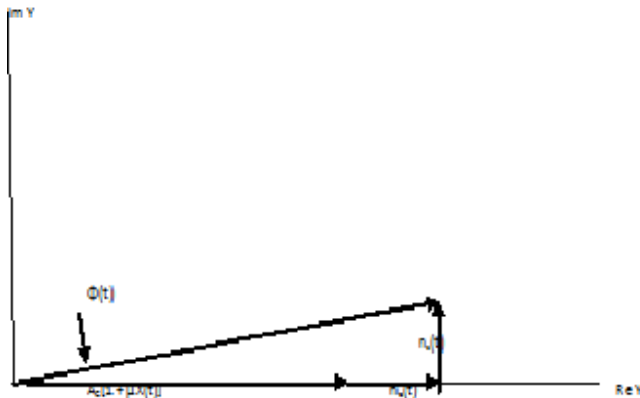
Στο παρακάτω σχήμα, φαίνεται το διάγραμμα φάσεων. Από αυτό το σχήμα, βλέπουμε ότι η $Y_i(t)$ μπορεί να γραφτεί ως

$$Y_i(t) = V(t) \cos[\omega_c(t) + \phi(t)] \quad (\text{εξ. 3.5.2.4})$$

Όπου

$$V(t) = \sqrt{\{A_c[1 + \mu X(t)] + n_c(t)\}^2 + n_s^2(t)} \quad (\text{εξ. 3.5.2.5})$$

$$\Phi(t) = \tan^{-1} n_s(t) / A_c[1 + \mu X(t)] + n_c(t) \quad (\text{εξ. 3.5.2.6})$$



Εικόνα 20

3.5.2.1 Περίπτωση Μεγάλου SNR (Επικράτηση Σήματος)

Όταν $(S/N)_i \gg 1$, $A_c [1 + \mu X(t)] \gg n_i(t)$, και κατά συνέπεια $A_c [1 + \mu X(t)] \gg n_c(t)$ και $n_s(t)$ για σχεδόν όλα τα t . Με αυτή τη συνθήκη, η περιβάλλουσα $V(t)$ μπορεί να γραφτεί κατά προσέγγιση

$$V(t) = A_c [1 + \mu X(t)] + n_c(t) \quad (\text{εξ. 3.5.2.1.1})$$

Ένας ιδανικός ανιχνευτής περιβάλλουσας αναπαράγει την περιβάλλουσα $V(t)$ χωρίς την συνιστώσα της dc, και έτσι

$$Y_0(t) = A_c \mu X(t) + n_c(t) \quad (\text{εξ. 3.5.2.1.2})$$

που είναι ίδια με την έξοδο συγχρονισμού ανιχνευτή. Τότε ο SNR εξόδου είναι αυτός που δίνεται από την γ , δηλαδή

$$(S/N)_0 = (\mu^2 S_x / 1 + \mu^2 S_x) \gamma \quad (\text{εξ. 3.5.2.1.3})$$

Συνεπώς για AM, όταν $(S/N)_i \gg 1$, η λειτουργία του ανιχνευτή περιβάλλουσας είναι ίδια με την λειτουργία του σύγχρονου ανιχνευτή.

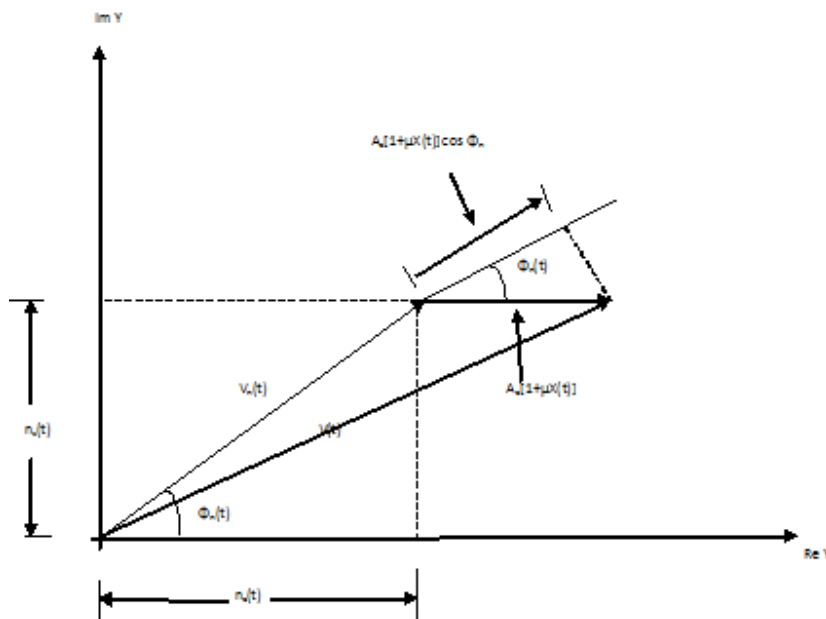
3.5.2.2 Περίπτωση Μικρού SNR (Επικράτηση Θορύβου)

Όταν $(S/N)_i \ll 1$, στην περιβάλλουσα του σήματος που προκύπτει υπερισχύει η περιβάλλουσα του σήματος θορύβου. Από το διάγραμμα του παρακάτω σχήματος, η περιβάλλουσα του προκύπτοντος σήματος μπορεί να γραφεί κατά προσέγγιση σαν

$$V(t) = V_n(t) + A_c [1 + \mu X(t)] \cos \phi_n(t) \quad (\text{εξ. 3.5.2.2.1})$$

όπου $V_n(t)$ και $\phi_n(t)$ είναι η περιβάλλουσα και η φάση του θορύβου $n_i(t)$. Η παραπάνω σχέση δείχνει ότι η έξοδος δεν περιέχει όρο ανάλογο προς $X(t)$ και ότι ο θόρυβος είναι πολλαπλασιαστικός. Το σήμα $X(t)$ πολλαπλασιάζεται με τον τυχαίο θόρυβο στη μορφή $\cos \phi_n(t)$. Έτσι το σήμα μηνύματος $X(t)$ έχει κατακερματιστεί, και οι πληροφορίες του έχουν χαθεί. Στις συνθήκες αυτές, δεν έχει νόημα να μιλάμε για SNR εξόδου.

Η απώλεια ή ο ακρωτηριασμός του μηνύματος στην περίπτωση μικρού SNR προανίχνευσης ονομάζεται επίδραση κατωφλίου. Το όνομα προέρχεται από το γεγονός ότι υπάρχει κάποια τιμή του $(S/N)_i$ πάνω από την οποία η παραμόρφωση του σήματος εξαιτίας του θορύβου είναι αμελητέα και κάτω από την οποία η λειτουργία του συστήματος επιδεινώνεται πολύ γρήγορα. Το κατώφλι εμφανίζεται όταν ο $(S/N)_i$ είναι περίπου 10 dB ή μικρότερος.



Εικόνα 21

[6. Jack Smith, Modern Communication Circuits, Mc Graw Hill, 1986]

3.6 ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΓΩΝΙΑΣ

Σε συστήματα διαμόρφωσης γωνίας το μεταδιδόμενο σήμα

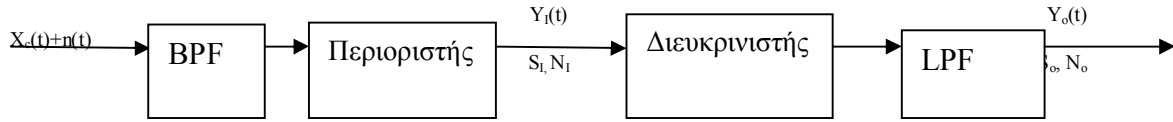
$$X_c(t) = A_c \cos [\omega_c t + \varphi(t)] \quad (\text{εξ. 3.6.1})$$

όπου $\varphi(t) = k_p X(t)$ για PM, (εξ. 3.6.2)

$$\varphi(t) = k_f \int_{-\infty}^t X(\tau) d\tau \quad \text{για FM} \quad (\text{εξ. 3.6.3})$$

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ένα τυπικό σύστημα αποδιαμόρφωσης γωνίας. Το εύρος ζώνης συχνοτήτων του φίλτρου προανίχνευσης B_T είναι περίπου $2(D + 1)B$, όπου D είναι ο λόγος απόκλισης και B είναι το εύρος ζώνης συχνοτήτων του σήματος μηνύματος. Η είσοδος του ανιχνευτή είναι

$$\begin{aligned} Y_i(t) &= X_c(t) + n_i(t) \\ &= A_c \cos [\omega_c t + \varphi(t)] + n_i(t) \quad (\text{εξ. 3.6.4}) \end{aligned}$$



Εικόνα 22

Το πλάτος της φέρουσας παραμένει σταθερό, κατά συνέπεια

$$S_i = E[X_c^2(t)] = \frac{1}{2} A_c^2 \quad (\text{εξ. 3.6.5})$$

και

$$N_i = \eta B_T \quad (\text{εξ. 3.6.6})$$

Έτσι,

$$(S/N)_i = A_c^2 / 2\eta B_T \quad (\text{εξ. 3.6.7})$$

που είναι ανεξάρτητος από την $X(t)$.

Ο $(S/N)_i$ της παραπάνω σχέσης συχνά ονομάζεται λόγος φέρουσας προς θόρυβο, CNR (Carrier-to-Noise-Ratio).

Επειδή ο $n_i(t)$ είναι στενής ζώνης, γράφουμε

$$n_i(t) = u_n(t) \cos[\omega_c t + \phi_n(t)] \quad (\text{εξ. 3.6.8})$$

Όπου η $u_n(t)$ έχει κατανομή Rayleigh και η $\phi_n(t)$ έχει ομοιόμορφη κατανομή στο διάστημα $(0, 2\pi)$. Τότε η $Y_i(t)$ μπορεί να γράφει

$$Y_i(t) = V(t) \cos[\omega_c t + \theta(t)] \quad (\text{εξ. 3.6.9})$$

όπου

$$V(t) = \{ [A_c \cos \phi + u_n(t) \cos \phi_n(t)]^2 + [A_c \sin \phi + u_n(t) \sin \phi_n(t)]^2 \}^{1/2} \quad (\text{εξ. 3.6.10})$$

και

$$\theta(t) = \tan^{-1} \frac{A_c \sin \phi + u_n(t) \sin \phi_n(t)}{A_c \cos \phi + u_n(t) \cos \phi_n(t)} \quad (\text{εξ. 3.6.11})$$

Ο περιοριστής καταπνίγει κάθε παραλλαγή πλάτους $V(t)$. Έτσι, σε διαμόρφωση γωνίας, οι SNR εξάγονται μόνο από εξέταση της $\theta(t)$. Η έκφραση της $\theta(t)$ είναι πολύ πολύπλοκη για ανάλυση χωρίς κάποια απλοποίηση. Θεωρούμε ότι ο ανιχνευτής είναι ιδανικός. Η έξοδος του ανιχνευτή είναι

$$Y_o(t) = \theta(t) \text{ για PM} \quad (\text{εξ. 3.6.12})$$

Και

$$Y_0(t) = d\theta(t)/dt \quad \text{για FM} \quad (\text{εξ. 3.6.13})$$

3.6.1 Περίπτωση Επικράτησης Σήματος

Λαμβάνουμε διάγραμμα φάσεων, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, για την περίπτωση αυτή από την

$$Y_i(t) = \text{Re} [Y(t) e^{j\omega_c t}] \quad (\text{εξ. 3.6.1.1})$$

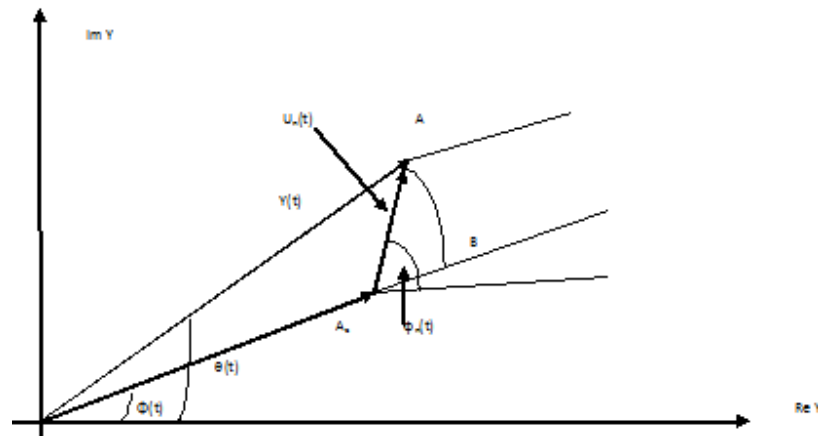
$$\text{Όπου} \quad Y(t) = A_c e^{j\phi(t)} + u_n(t) e^{j\phi_n(t)} \quad (\text{εξ. 3.6.1.2})$$

και σχεδόν για κάθε t . Από το παρακάτω σχήμα το μήκος L του τόξου AB είναι $L = Y(t) [\theta(t) - \phi(t)]$ (εξ. 3.6.1.3)

και

$$Y(t) = A_c + u_n(t) \cos [\phi_n(t) - \phi(t)] = A_c \quad (\text{εξ. 3.6.1.4})$$

$$L = u_n(t) \sin [\phi_n(t) - \phi(t)] \quad (\text{εξ. 3.6.1.5})$$



Εικόνα 23

Έτσι, από την εξ.(3.6.1.3), λαμβάνουμε

$$\theta(t) = \phi(t) + u_n(t)/A_c \sin [\phi_n(t) - \phi(t)] \quad (\text{εξ. 3.6.1.6})$$

Για να υπολογίσουμε τον SNR εξόδου, η αντικατάσταση της έκφρασης $\phi_n(t) - \phi(t)$ με την $\phi_n(t)$ δεν θα επηρεάσει το αποτέλεσμα. Έτσι, γράφουμε

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \phi(t) + (u_n(t)/A_c) \sin \phi_n(t) \\ &= \phi(t) + n_s(t)/A_c \quad (\text{εξ. 3.6.1.7}) \end{aligned}$$

Από τις εξ.(3.6.1.2), εξ.(3.6.1.3) , εξ(3.6.2) και εξ.(3.6.3) η έξοδος του ανιχνευτή είναι
 $Y_0(t) = \theta(t) = k_p X(t) + n_s(t)/A_c$ για PM (εξ. 3.6.1.8)

$$Y_0(t) = d\theta(t)/dt = k_f X(t) + n'_s(t)/A_c \text{ για FM (εξ. 3.6.1.9)}$$

3.6.2 Περίπτωση σε Συστήματα PM

Από την εξ.(3.6.1.8)

$$S_0 = E[k_p^2 X^2(t)] = k_p^2 E[X^2(t)] = k_p^2 S_x \text{ (εξ. 3.6.2.1)}$$

$$N_0 = E[(1/A_c^2) n_s^2(t)] = (1/A_c^2) E[n_s^2(t)] = 1/A_c^2 (2\eta B) \text{ (εξ. 3.6.2.2)}$$

Έτσι,

$$(S/N)_0 = k_p^2 A_c^2 S_x / 2\eta B \text{ (εξ. 3.6.2.3)}$$

Από τις εξ.(3.4.6) και εξ.(3.6.5) έχουμε

$$\gamma = S_i / \eta B = A_c^2 / 2\eta B \text{ (εξ. 3.6.2.4)}$$

και τότε η εξ.(3.6.2.3) μπορεί να εκφραστεί σαν

$$(S/N)_0 = k_p^2 S_x \gamma \text{ (εξ. 3.6.2.5)}$$

3.6.3 Περίπτωση σε Συστήματα FM

Από την

$$S_0 = E[k_p^2 X^2(t)] = k_p^2 E[X^2(t)] = k_p^2 S_x \text{ (εξ. 3.6.3.1)}$$

$$N_0 = E[(1/A_c^2) n_s^2(t)] = (1/A_c^2) E[[n'_s(t)]^2] \text{ (εξ. 3.6.3.2)}$$

Αν χρησιμοποιήσουμε την $S_{X'X'}(\omega) = \omega^2 S_{XX}(\omega)$, η πυκνότητα φασματικής ισχύος της $n'_s(t)$ δίνεται από την

$$S_{n'_s n'_s}(\omega) = \omega^2 S_{n_s n_s}(\omega) = \omega^2 \text{ για } \omega < W (= 2\pi B) \text{ και } 0 \text{ οπουδήποτε αλλού.}$$

Τότε

$$N_0 = (1/A_c^2) (1/2\pi) \int_{-w}^w \omega^2 \eta d\omega = (2/3)\eta / A_c^2 (w^3/2\pi) \text{ (εξ. 3.6.3.3)}$$

Κατά συνέπεια,

$$(S/N)_0 = 3 A_c^2 (2\pi) k_f^2 S_x / 2\eta w^3 \text{ (εξ. 3.6.3.4)}$$

Αν χρησιμοποιήσουμε την εξ.(3.6.3.1) , μπορούμε να εκφράσουμε την εξ.(3.6.3.4) σαν
 $(S/N)_0 = 3(k_f^2 S_x / w^2)(A_c^2 / 2\eta B) = 3(k_f^2 S_x / w^2)\gamma$ (εξ. 3.6.3.5)

Επειδή είναι $\Delta\omega = |k_f X(t)|_{\max} = k_f [|X(t)| \leq 1]$, η εξ.(3.6.3.5) μπορεί να ξαναγραφτεί
 $(S/N)_0 = 3(\Delta\omega/w)^2 S_x \gamma = 3D^2 S_x \gamma$ (εξ. 3.6.3.6)

Όπου D είναι ο λόγος απόκλισης.

Η εξ.(3.6.3.6) δείχνει ότι σε FM η ισχύς θορύβου εξόδου είναι αντιστρόφως ανάλογη της μέσης ισχύος της φέρουσας $A_c^2/2$. Αυτή η ελάττωση της ισχύος θορύβου εξόδου με την αύξηση της ισχύος της φέρουσας ονομάζεται ησύχαση θορύβου.

[2. Κ.Καρούμπαλου, Εισαγωγή στη Θεωρία Θορύβου και Εφαρμογές, Εκδόσεις Βασδέκη, Αθήνα 1979]

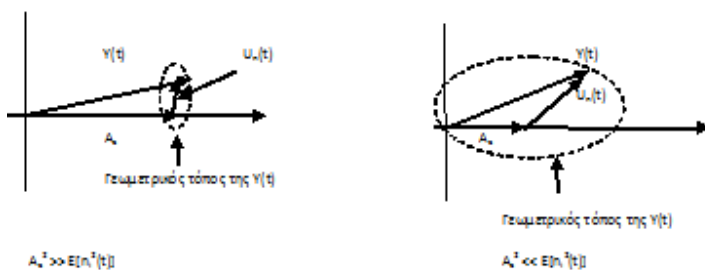
3.7 Φαινόμενα Κατωφλίου σε Συστήματα Διαμόρφωσης Γωνίας

Όταν $A_c^2 \ll E[n_i^2(t)]$, η παράσταση φάσεων που προκύπτει, κυριαρχείται από τον όρο $u_n(t)e^{j\phi_n(t)}$.

Για την περίπτωση αυτή, η φάση της εισόδου του ανιχνευτή είναι

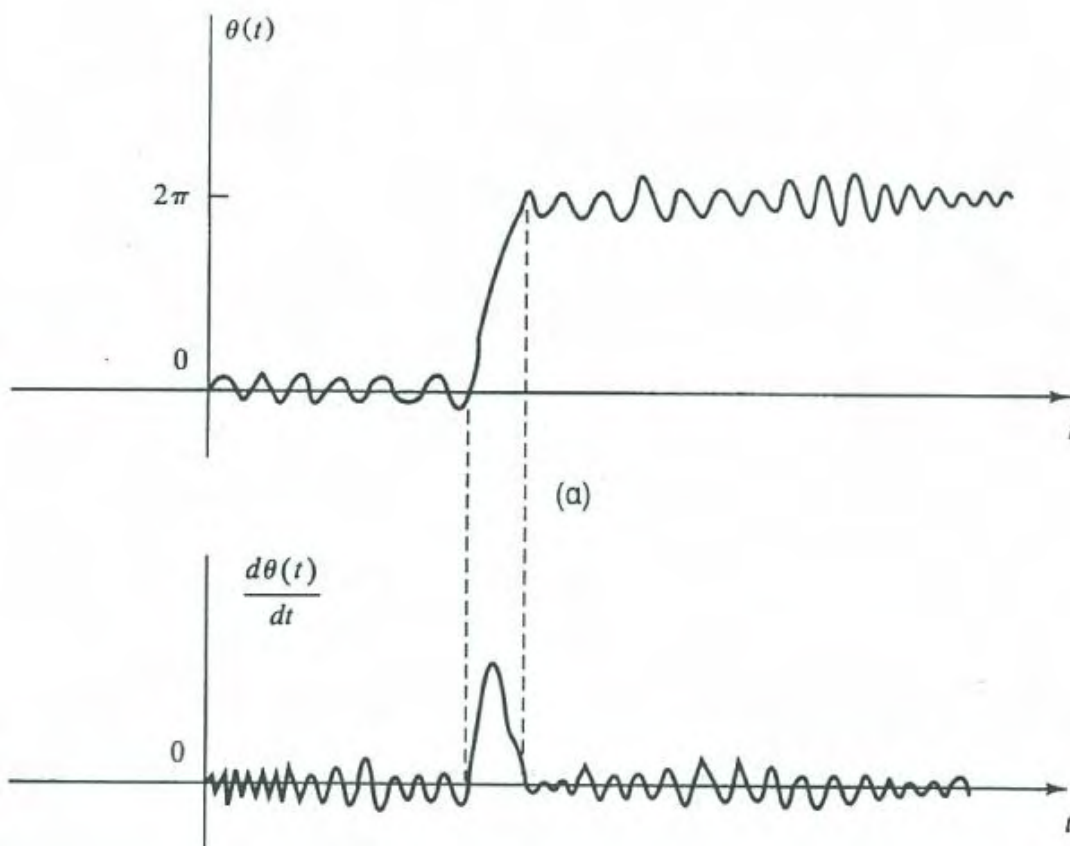
$$\theta(t) = \varphi_n(t) + (A_c / u_n(t)) \sin [\varphi_n(t) - \varphi(t)] \quad (\text{εξ. 3.7.1})$$

Εδώ υπερिशύχει ο θόρυβος και το σήμα μηνύματος έχει αλλοιωθεί από τον θόρυβο χωρίς δυνατότητα ανάληψης - φαινόμενο παρόμοιο με το φαινόμενο που παρατηρήσαμε σε συστήματα AM με χρήση ανίχνευσης περιβάλλουσας. Αυτή η επίδραση κατωφλίου φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 24

Αν $A_c^2 \gg E[n_i^2(t)]$, περιμένουμε να είναι $u_n(t) \ll A_c$ στο μεγαλύτερο τμήμα του χρόνου, και το άκρο του φασιθέτη $Y(t)$ κινείται τυχαία γύρω από το τέλος του φασιθέτη της φέρουσας, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα. Η μεταβολή σε φάση είναι σχετικά μικρή. Αν, όμως, ο θόρυβος γίνει αρκετά μεγάλος, το άκρο του φασιθέτη $Y(t)$ είναι δυνατό να απομακρυνθεί από το τέλος του φασιθέτη της φέρουσας και να περικυκλώσει την αρχή των συντεταγμένων, οπότε η φάση της $Y(t)$ αλλάζει απότομα κατά 2π . Τότε η έξοδος του διευκρινιστή συχνότητας θα περιέχει μια αιχμή κάθε φορά που πραγματοποιείται τέτοια περικύκλωση. Αυτό φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 25

[6. Jack Smith, Modern Communication Circuits, Mc Graw Hill, 1986]

3.8 ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΔΥΑΔΙΚΩΝ ΣΗΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΔΟΚΙΜΗ ΥΠΟΘΕΣΕΩΝ

Σε αυτήν την ενότητα, θα μελετήσουμε την απόδοση ψηφιακών συστημάτων επικοινωνιών με την παρουσία προστιθέμενου θορύβου, όπως μετράται με την πιθανότητα σφάλματος. Παντού θεωρούμε κανάλι χωρίς παραμόρφωση, οπότε το σήμα στη λήψη είναι ελεύθερο από παρεμβολή

μεταξύ συμβόλων, ISI (Intersymbol Interference). Υποθέτουμε, ακόμη ότι έχουμε προστιθέμενο λευκό θόρυβο Gauss, AWGN (Additive White Gauss Noise) με μηδενική μέση τιμή, ανεξάρτητο από το σήμα.

Στο παρακάτω σχήμα φαίνονται οι λειτουργίες δυαδικού δέκτη. Το μεταδιδόμενο σήμα σε διάστημα συμβόλων $(0, T)$ παριστάνεται με

$$s_i(t) = s_1(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad \text{για } 1 \quad (\text{εξ. 3.8.1})$$

και

$$s_i(t) = s_2(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad \text{για } 0 \quad (\text{εξ. 3.8.2})$$

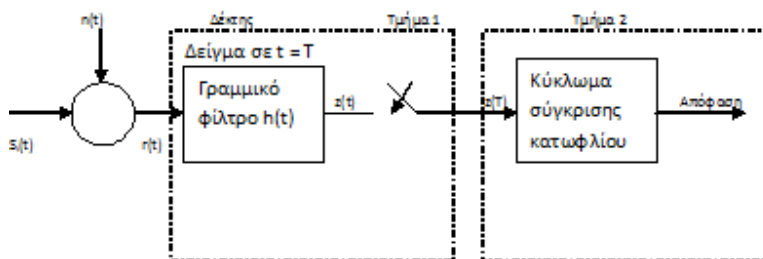
Το λαμβανόμενο από τον δέκτη σήμα $r(t)$ παριστάνεται με

$$r(t) = s_i(t) + n(t) \quad i = 1, 2 \quad 0 \leq t \leq T \quad (\text{εξ. 3.8.3})$$

όπου $n(t)$ είναι AWGN με μηδενική μέση τιμή.

Στην ανίχνευση του σήματος έχουμε δύο ξεχωριστά βήματα. Το πρώτο βήμα συνίσταται στην αναγωγή του λαμβανόμενου σήματος $r(t)$ σε αριθμό $z(T)$. Η λειτουργία αυτή μπορεί να πραγματοποιηθεί με γραμμικό φίλτρο που ακολουθείται από κύκλωμα δειγματοληψίας (δειγματολήπτη), όπως φαίνεται στο τμήμα 1 του παρακάτω σχήματος. Η έξοδος του δέκτη (τμήμα 1), της οποίας έχει ληφθεί δείγμα σε $t = T$, δίνει

$$Z(T) = a_i(T) + n_0(T) \quad i = 1, 2 \quad (\text{εξ. 3.8.4})$$



Εικόνα 26

όπου $a_i(T)$ είναι η συνιστώσα σήματος του $z(T)$ και $n_0(T)$ είναι η συνιστώσα θορύβου. Συχνά γράφουμε την (εξ. 3.8.4) σαν

$$z = a_i + n_0 \quad i = 1, 2 \quad (\text{εξ. 3.8.5})$$

Ας σημειωθεί ότι η συνιστώσα θορύβου είναι τυχαία μεταβολή Gauss μηδενικής μέσης τιμής, και έτσι η z είναι τυχαία μεταβλητή Gauss με μέση τιμή είτε a_1 είτε a_2 ανάλογα με το αν έγινε εκπομπή του $s_1(t)$ ή του $s_2(t)$. Το δείγμα z μερικές φορές ονομάζεται στατιστική δοκιμή.

Το δεύτερο βήμα της διεργασίας ανίχνευσης σήματος αποτελείται από σύγκριση της στατιστικής δοκιμής z με μια τιμή κατωφλίου λ στο τμήμα 2 (κύκλωμα σύγκρισης κατωφλίου) του παραπάνω σχήματος. Το τελικό βήμα στο τμήμα 2 είναι η λήψη της απόφασης.

$z > \lambda$ για H_1
και
 $z < \lambda$ για H_2

Όπου H_1 και H_2 είναι οι δύο δυνατές υποθέσεις. Η επιλογή του H_1 ισοδυναμεί με την απόφαση ότι έγινε αποστολή του σήματος H_1 , και η επιλογή του H_2 ισοδυναμεί με την απόφαση ότι έγινε αποστολή του σήματος $s_1(t)$. Η παραπάνω σχέση δείχνει ότι επιλέγεται η υπόθεση H_1 αν $z > \lambda$, και η υπόθεση

H_2 επιλέγεται αν $z < \lambda$. Αν $z = \lambda$, η απόφαση μπορεί να είναι αυθαίρετη.

[7. B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice Hall, 1998]

4.1 ΜΕΤΑΔΟΣΗ PCM

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται ένα σύστημα μετάδοσης δυαδικού PCM. Το σήμα βασικής ζώνης $m(t)$ κβαντίζεται, δημιουργώντας το κβαντισμένο σήμα $m_q(t)$, όπου

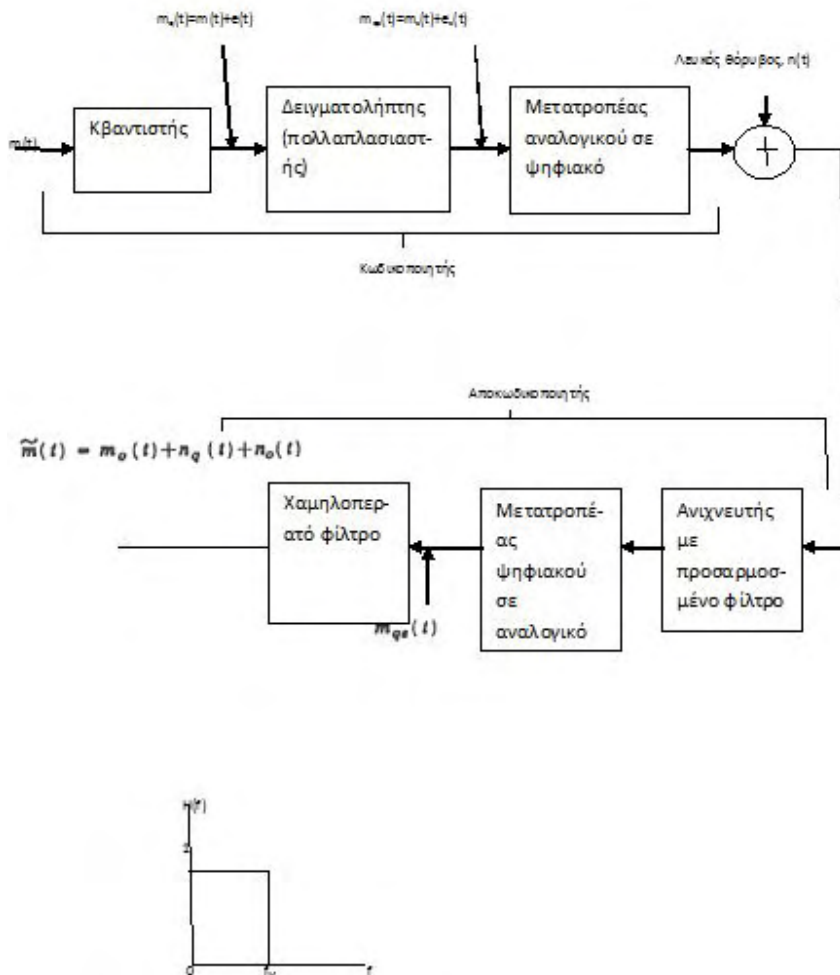
$$m_q(t) = m(t) + e(t) \quad (\text{εξ. 4.1.1})$$

Ο όρος $e(t)$ είναι το σήμα σφάλματος που προκύπτει από τη διαδικασία του κβαντισμού. Στη συνέχεια, το κβαντισμένο σήμα υφίσταται δειγματοληψία. Η δειγματοληψία λαμβάνει χώρα με ρυθμό Nyquist. Το διάστημα δειγματοληψίας είναι $T_s = 1/2f_M$, όπου f_M είναι η συχνότητα στην οποία το σήμα $m(t)$ είναι περιορισμένου εύρους.

Η δειγματοληψία επιτυγχάνεται με τον πολλαπλασιασμό του σήματος $m_q(t)$ με μία κυματομορφή που αποτελείται από μία περιοδική ακολουθία παλμών, οι οποίοι χωρίζονται μεταξύ τους από το διάστημα δειγματοληψίας T_s . Θα υποθέσουμε ότι οι παλμοί δειγματοληψίας είναι αρκετά στενοί ούτως ώστε η δειγματοληψία να μπορεί να θεωρηθεί στιγμιαία. Σε αυτό το σημείο να υπενθυμίσουμε, ότι με μια τέτοια στιγμιαία δειγματοληψία, το σήμα που έχει υποστεί δειγματοληψία μπορεί να επανακατασκευαστεί επακριβώς με τη διέλευση της ακολουθίας των παλμών μέσα από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής f_M . Για λόγους τώρα μαθηματικής ευκολίας, θα παριστούμε κάθε παλμό που υφίσταται δειγματοληψία σαν ένα κρουστικό παλμό. Ένας τέτοιος κρουστικός παλμός είναι απειροστά στενός παρόλο που χαρακτηρίζεται έχοντας ένα πεπερασμένο εμβαδόν. Το εμβαδόν ενός κρουστικού παλμού καλείται ένταση (strength) και ένας κρουστικός παλμός έντασης I γράφεται $I\delta(t)$. Η δειγματοληπτική ακολουθία κρούσεων είναι $S(t)$ και, κατά συνέπεια, δίνεται από

$$S(t) = I \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s) \quad T_s = 1/2f_M \quad (\text{εξ. 4.1.2})$$

Παλμοί δειγματοληψίας: $\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s) \quad T_s = \frac{1}{2f_M}$



Εικόνα 27

Το κβαντισμένο σήμα $m_q(t)$ μετά τη δειγματοληψία γίνεται $m_{qs}(t)$ και βάσει των εξισώσεων και γράφεται σαν

$$m_{qs}(t) = m(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s) + e(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s)$$

$$= m_s(t) + e_s(t) \quad (\text{εξ. 4.1.3})$$

Το κβαντισμένο σήμα που έχει υποστεί δειγματοληψία που συνίσταται από άθροισμα δύο ακολουθιών κρούσεων διαμορφωμένων κατά ένταση, εφαρμόζεται σε έναν μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό. (Σε ένα φυσικό σύστημα, η είσοδος στον μετατροπέα A/D είναι μία

κβαντισμένη και διαμορφωμένη κατά πλάτος ακολουθία παλμών). Η δυαδική έξοδος του μετατροπέα A/D μεταδίδεται μέσω καναλιού επικοινωνιών και φθάνει στο δείκτη μολυσμένη, σαν αποτέλεσμα της πρόσθεσης λευκού θερμικού θορύβου $n(t)$. Η μετάδοση μπορεί να είναι άμεση, όπως παρουσιάζεται στο παραπάνω σχήμα, ή το δυαδικό σήμα εξόδου μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να διαμορφώσει ένα φέρον όπως στο PSK ή στο FSK. Σε οποιαδήποτε περίπτωση, το σήμα που λαμβάνεται ανιχνεύεται από ένα προσαρμοσμένο φίλτρο για να ελαχιστοποιούνται τα σφάλματα στον καθορισμό κάθε δυαδικού ψηφίου και στη συνέχεια περνά σε έναν μετατροπέα D/A. Η έξοδος του μετατροπέα D/A ονομάζεται $\tilde{m}_{qs}(t)$. Τελικά, το σήμα διέρχεται από ένα βαθυπερατό φίλτρο στη βασική ζώνη. Στην έξοδο αυτού του φίλτρου βρίσκουμε ένα σήμα $m_o(t)$ το οποίο, εκτός από μία δυνατή διαφορά στο πλάτος, έχει ακριβώς την ίδια κυματομορφή με αυτή του αρχικού σήματος στη βασική ζώνη $m(t)$. Το σήμα εξόδου, συνοδεύεται ωστόσο από μία κυματομορφή θορύβου, η οποία οφείλεται στον κβαντισμό και μία πρόσθετη κυματομορφή θορύβου $n_{ih}(t)$, λόγω του θερμικού θορύβου.

[2. Κ.Καρούμπαλου, Εισαγωγή στη Θεωρία Θορύβου και Εφαρμογές, Εκδόσεις Βασδέκη, Αθήνα 1979]

4.2 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ ΚΒΑΝΤΙΣΜΟΥ

Στην ενότητα αυτή, θα υπολογίσουμε την ισχύ εξόδου λόγω του θορύβου κβαντισμού στο σύστημα PCM του σχήματος της προηγούμενης ενότητας.

Η κυματομορφή του σφάλματος κβαντισμού που έχει υποστεί δειγματοληψία, όπως δίνεται από την εξίσωση 4.1.3, είναι

$$e_s(t) = e(t)I \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s) \quad (\text{εξ. 4.2.1})$$

Πρέπει να τονιστεί ότι εάν ο ρυθμός δειγματοληψίας επιλεγεί να είναι ο ρυθμός Nyquist για το σήμα βασικής ζώνης $m(t)$, ο ρυθμός αυτός θα είναι ανεπαρκής για να επιτρέψει την επανακατασκευή του σήματος σφάλματος

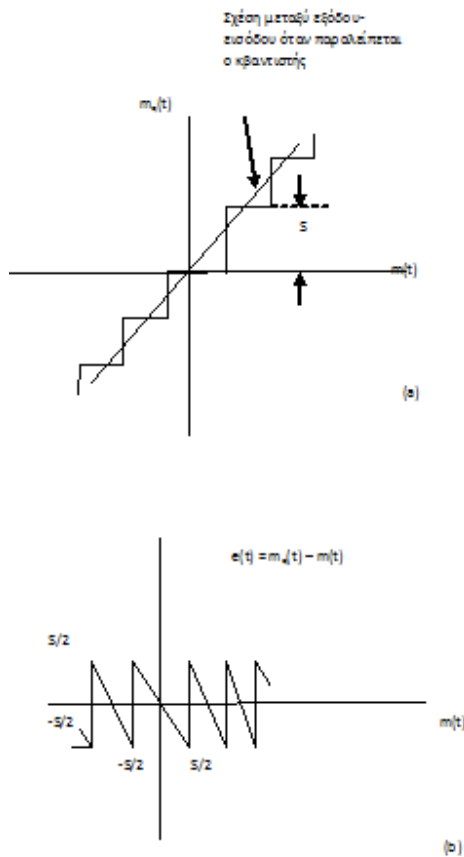
$e(t)$ από τα δείγματα του $e_s(t)$. Είναι εύκολο να γίνει φανερό από το παρακάτω σχήμα ότι πράγματι έτσι συμβαίνει. Στο σχήμα της Εικόνας 34.α παρουσιάζεται η σχέση μεταξύ $N_q(t)$ και $m(t)$. Οι στάθμες κβαντισμού απέχουν κατά ποσότητα S . Παρατηρούμε από το σχήμα της Εικόνας 34.β ότι το $e(t)$ εκτελεί έναν πλήρη κύκλο και παρουσιάζει μία ξαφνική ασυνέχεια κάθε φορά που το $m(t)$ κάνει μία διαδρομή ποσότητας S . Συνεπώς το φασματικό εύρος του $e(t)$ εκτείνεται πολύ πέρα από την οριακή συχνότητα ζώνης f_M του $m(t)$.

Για να βρούμε την ισχύ του θορύβου κβαντισμού στην έξοδο N_q , χρειαζόμαστε την φασματική πυκνότητα ισχύος του σφάλματος κβαντισμού που έχει υποστεί δειγματοληψία, που δίνεται από την εξίσωση

Αφού $\delta(t - kT_s) = 0$, εκτός όταν $t = kT_s$, το $e_s(t)$ μπορεί να γραφτεί

$$e_s(t) = I \sum_{k=-\infty}^{\infty} e(kT_s) \delta(t - kT_s) \quad (\text{εξ. 4.2.2})$$

Η κυματομορφή της εξίσωσης 4.2.2 αποτελείται από μία ακολουθία κρούσεων εμβαδού (έντασης) $A = e(kT_s)I$ που συμβαίνουν κατά διαστήματα T_s . Η ποσότητα $e(kT_s)$ είναι το σφάλμα



Εικόνα 28

κβαντισμού στο χρόνο δειγματοληψίας και είναι μία τυχαία μεταβλητή.

Η φασματική πυκνότητα ισχύος $Ge_s(f)$ του σφάλματος κβαντισμού που υφίσταται δειγματοληψία είναι

$$Ge_s(f) = (I^2/T_s) \overline{e^2(kT_s)} \quad (\text{εξ. 4.2.3})$$

Γνωρίζουμε ότι εάν οι στάθμες κβαντισμού διαχωρίζονται από την ποσότητα S , τότε το σφάλμα κβαντισμού δίνεται από

$$\overline{e^2(t)} = S^2/12 \quad (\text{εξ. 4.2.4})$$

Η εξίσωση 4.2.3 εμπλέκει τον όρο $\overline{e^2(kT_s)}$ αντί του $\overline{e^2(t)}$. Ωστόσο, εφόσον η πυκνότητα πιθανότητας του $e(t)$ δεν εξαρτάται από τον χρόνο, η διασπορά του $e(t)$ ισούται με τη διασπορά του $e(t = kT_s)$. Έτσι

$$\overline{e^2(t)} = \overline{e^2(kT_s)} = S^2/12 \quad (\text{εξ. 4.2.5})$$

Από τις εξισώσεις 4.2.3, 4.2.4 και 4.2.5 έχουμε

$$G_{e_s}(f) = I^2 S^2 / T_s 12 \quad (\text{εξ. 4.2.6})$$

Τελικά, από την εξίσωση 4.2.6, ο θόρυβος κβαντισμού N_q είναι

$$N_q = \int_{-f_M}^{f_M} G_{e_s}(f) df = (I^2/T_s)(S^2/12) 2f_M = (I^2/T_s^2) S^2/12 \quad (\text{εξ. 4.2.7})$$

αφού $2f_M = 1/T_s$.

[8. J. Everard, Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators, John Wiley & Sons Ltd, 2001]

4.3 ΤΟ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΤΟΥ ΘΕΡΜΙΚΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ

Το αποτέλεσμα του προσθετικού θορύβου είναι να προκαλεί τον ανιχνευτή του προσαρμοσμένου φίλτρου του σχήματος της πρώτης ενότητας να υποπίπτει σε ένα περιστασιακό σφάλμα, στην προσπάθεια καθορισμού εάν μεταδόθηκε ένα δυαδικό 0 ή ένα δυαδικό 1. Εάν ο θερμικός θόρυβος είναι λευκός και Gaussian, η πιθανότητα ενός τέτοιου σφάλματος εξαρτάται από το λόγο E_b/η , όπου E_b είναι η ενέργεια του σήματος που μεταδίδεται κατά τη διάρκεια ενός bit και $\eta/2$ είναι η αμφίπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου. Η πιθανότητα σφάλματος εξαρτάται επίσης και από τον τύπο της διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται, δηλαδή άμεση μετάδοση, PSK, FSK, κλπ.

Είναι μάλλον αντιπροσωπευτικό το ότι τα συστήματα PCM λειτουργούν με πιθανότητες σφάλματος που είναι τόσο μικρές ώστε να μπορούμε να αγνοήσουμε την πιθανότητα να συμβούν περισσότερα από ένα εσφαλμένα bit σε μία απλή λέξη. Για παράδειγμα, εάν η πιθανότητα σφάλματος είναι $P_e = 10^{-5}$ και μία λέξη έχει 8 bit ($N = 8$), θα αναμέναμε, κατά μέσο όρο, ότι για κάθε 12500 λέξεις που μεταδόθηκαν, μία θα έχει σφάλμα. Πράγματι, η πιθανότητα να είναι εσφαλμένα 2 bit στην ίδια λέξη των 8 bit όταν $P_e = 10^{-5}$ είναι

$$P_2 = \binom{8}{2} P_e^2 (1-P_e)^6 \cong 2810^{-10}.$$

Ας υποθέσουμε ότι μία κωδική λέξη που χρησιμοποιείται για να προσδιορίσει μία στάθμη κβαντισμού, έχει N δυαδικά ψηφία. Επιπρόσθετα υποθέτουμε ότι η σύνδεση των κωδικών λέξεων με τις στάθμες είναι της τάξης της αριθμητικής σημαντικότητας της λέξης. Έτσι,

αντιστοιχίζουμε την 00.....00 στην πιο αρνητική στάθμη, την 00.....01 στην αμέσως υψηλότερη στάθμη έως η κωδική λέξη 11.....11 να αντιστοιχίζεται στην πιο θετική στάθμη. Ένα σφάλμα που συμβαίνει στο ελάχιστο σημαντικό ψηφίο της κωδικής λέξης, αντιστοιχεί σε έναν εσφαλμένο καθορισμό στην κβαντισμένη τιμή του σήματος που έχει υποστεί δειγματοληψία, κατά την ποσότητα S . Ένα σφάλμα στο αμέσως υψηλότερο σημαντικό ψηφίο αντιστοιχεί σε σφάλμα $2S$, στο αμέσως επόμενο $4S$, κλπ. Ας ονομάσουμε το σφάλμα Δm_s . Τότε υποθέτοντας ότι ένα σφάλμα μπορεί να συμβεί με ίση πιθανότητα σε οποιαδήποτε bit της λέξης, η διασπορά του σφάλματος είναι

$$\overline{(\Delta m_s)^2} = 1/N [S^2 + (2S)^2 + (4S)^2 + (8S)^2 + \dots + (2^{N-1}S)^2] \quad (\text{εξ. 4.3.1})$$

Το άθροισμα της γεωμετρικής προόδου στην εξίσωση είναι

$$\overline{(\Delta m_s)^2} = \frac{2^{2N} - 1}{3N} S^2 \cong \frac{2^{2N}}{3N} S^2 \quad (\text{εξ. 4.3.2})$$

για $N \geq 2$.

Η προηγούμενη ανάλυση δείχνει ότι το αποτέλεσμα των σφαλμάτων λόγω του θερμικού θορύβου, μπορεί να ληφθεί υπ' όψη προσθέτοντας, στην είσοδο του μετατροπέα A/D του σχήματος της πρώτης ενότητας, ένα σφάλμα τάσης Δm_s και αφαιρώντας την πηγή λευκού θορύβου και το φίλτρο προσαρμογής. Έχουμε υποθέσει ότι από την είσοδο του μετατροπέα A/D έως την έξοδο του μετατροπέα D/A το κέρδος είναι μοναδιαίο. Συνεπώς, στην είσοδο του χαμηλοπερατού φίλτρου βασικής ζώνης εμφανίζεται το ίδιο σφάλμα τάσης. Το αποτέλεσμα της διαδοχής σφαλμάτων είναι μία ακολουθία κρούσεων, καθεμία έντασης $I \Delta m_s$. Οι κρούσεις αυτές παρουσιάζουν τυχαίο πλάτος και τυχαίο χρόνο εμφάνισης.

Μία κρούση σφάλματος θερμικού θορύβου συμβαίνει σε κάθε περίπτωση όπου μία λέξη είναι εσφαλμένη. Με την πιθανότητα ενός εσφαλμένου bit, η μέση απόσταση μεταξύ των εσφαλμένων bit είναι $1/P_e$ bit. Με N bit ανά λέξη, η μέση απόσταση μεταξύ των εσφαλμένων λέξεων είναι $1/N P_e$ λέξεις. Οι λέξεις απέχουν χρονικό διάστημα ίσο με το διάστημα δειγματοληψίας T_s . Ως εκ τούτου, ο μέσος χρόνος μεταξύ των λέξεων που είναι εσφαλμένες είναι T και δίνεται από

$$T = T_s / N P_e \quad (\text{εξ. 4.3.3})$$

Χρησιμοποιώντας και πάλι την εξίσωση $G(f) = 1/T_s \overline{|P(f)|^2}$, βρίσκουμε ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος της ακολουθίας κρούσεων σφάλματος λόγω του θερμικού θορύβου είναι,

$$G_{th}(f) = I^2 \overline{(\Delta m_s)^2} / T = N P_e I^2 \overline{(\Delta m_s)^2} / T_s \quad (\text{εξ. 4.3.4})$$

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση , έχουμε

$$G_{th}(f) = 2^{2N} S^2 P_e I^2 / 3 T_s \quad (\text{εξ. 4.3.5})$$

Τελικά, η ισχύς εξόδου λόγω του σφάλματος θερμικού θορύβου είναι

$$N_{th} = \int_{-fM}^{fM} G_{th}(f) df = 2^{2N} S^2 P_e I^2 / 3 T_s^2 \quad (\text{εξ. 4.3.6})$$

αφού $T_s = 1/2f_M$.

[8. J. Everand, Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators, John Wiley & Sons Ltd, 2001]

4.4 ΛΟΓΟΣ ΣΗΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΘΟΡΥΒΟ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ PCM

Ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην έξοδο, συμπεριλαμβανομένων του κβαντισμού και του θερμικού θορύβου, βρίσκεται συνδυάζοντας τις εξισώσεις 4.2.7, 4.3.6 και $S_0 = \overline{m_0^2(t)} = (I^2 / T_s^2)(M^2 S^2 / 12)$. Το αποτέλεσμα είναι

$$S_0/N_0 = S_0/N_q + N_{th} = (I^2/T_s^2)(M^2 S^2/12 / (I^2/T_s^2)(S^2/12) + (I^2/T_s^2)(P_e 2^{2N} S^2/3) \quad (\text{εξ. 4.4.1})$$

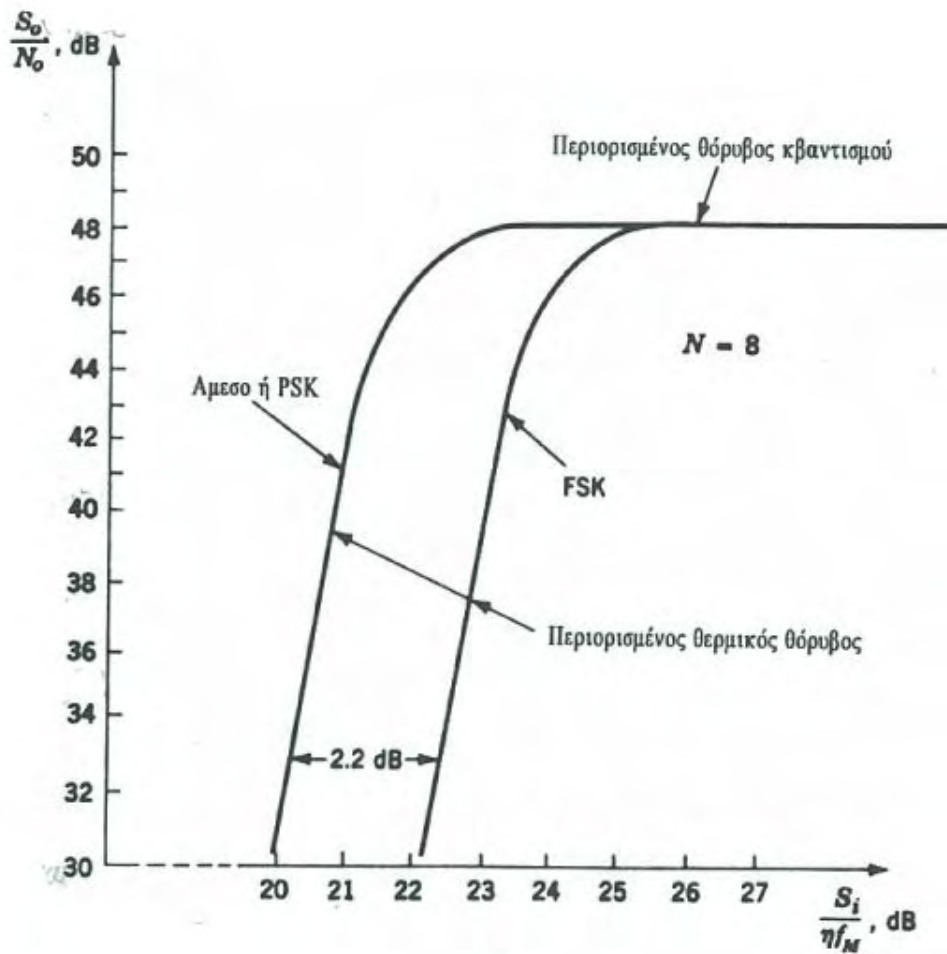
στο οποίο έχουμε χρησιμοποιήσει το γεγονός ότι $M = 2^N$. Στο PSK (ή για άμεση μετάδοση) έχουμε,

$$(P_e)_{PSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{E_b / \eta} \quad (\text{εξ. 4.4.2})$$

όπου E_b είναι η ενέργεια σήματος ενός bit και $\eta/2$ είναι η αμφίπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος του θερμικού θορύβου. Επίσης, έχουμε ότι για σύμφωνη λήψη του FSK, ότι

$$(P_e)_{FSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{0.6 E_b / \eta} \quad (\text{εξ. 4.4.3})$$

Για να υπολογίσουμε την E_b , τονίζουμε ότι εάν ένα δείγμα λαμβάνει κατά διαστήματα διάρκειας T_s και η κωδική λέξη των N bit καταλαμβάνει ολόκληρο το διάστημα μεταξύ των δειγμάτων, τότε ένα bit έχει διάρκεια T_s/N . Εάν η ισχύς του λαμβανόμενου



Εικόνα 29

σήματος είναι S_i , η ενέργεια E_b που συνδέεται με ένα απλό bit είναι

$$E_b = S_i T_s / N = S_i / 2f_M N \quad (\text{εξ. 4.4.4})$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις 4.4.1, 4.4.2 και 4.4.3, βρίσκουμε

$$(S_o/N_o)_{\text{PSK}} = 2^{2N} / (1 + 2^{2N+1}) \operatorname{erfc} \sqrt{(1/2N)(S_i/\eta f_M)} \quad (\text{εξ. 4.4.5})$$

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση 4.4.3 αντί της 4.4.2, έχουμε

$$(S_o/N_o)_{\text{FSK}} = 2^{2N} / (1 + 2^{2N+1}) \operatorname{erfc} \sqrt{(0.3/N)(S_i/\eta f_M)} \quad (\text{εξ. 4.4.6})$$

Οι εξισώσεις 4.4.5 και 4.4.6 παρίστανται γραφικά στο παραπάνω σχήμα για $N = 8$. Σημειώστε ότι για $S_i/\eta f_M \gg 1$ και $N = 8$

$$(S_0/N_0)_{\text{PSK,FSK}} = 10 \log (2^{16}) = 48 \text{ dB} \quad (\text{εξ. 4.4.7})$$

Παρατηρείστε ότι και τα δύο συστήματα PCM παρουσιάζουν ένα κατώφλι, με το κατώφλι του FSK να εμφανίζεται σε ένα $S_i / \eta f_M$ που είναι 2.2dB μεγαλύτερο από αυτό του PSK. (Το σημείο κατωφλίου καθορίζεται αυθαίρετα σαν την τιμή εκείνη του $S_i / \eta f_M$ στην οποία ο λόγος (S_0/N_0) έχει πέσει κατά 1 dB από την τιμή που αντιστοιχεί σε ένα μεγάλο $S_i / \eta f_M$).

[9. W. Alan Davis, K. Agarwal, Radio – Frequency Circuit Design, John Wiley & Sons Inc, 2001]

4.5 ΘΟΡΥΒΟΣ ΚΒΑΝΤΙΣΜΟΥ ΣΤΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΔΕΛΤΑ

Για να φτάσουμε σε μία εκτίμηση της ισχύος του θορύβου κβαντισμού στη διαμόρφωση δέλτα, θεωρούμε την κατάσταση που παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα. Εδώ, στο σχήμα της Εικόνας 36.α έχουμε ένα ημιτονοειδές σήμα εισόδου $m(t)$ και την κυματομορφή $\tilde{m}(t)$ η οποία αποτελεί την προσέγγιση του διαμορφωτή δέλτα για το $m(t)$. Στο σχήμα της Εικόνας 36.β παρουσιάζεται η κυματομορφή σφάλματος $\Delta(t)$ που δίνεται από $\Delta(t) \equiv m(t) - \tilde{m}(t)$ (εξ. 4.5.1)

Αυτή η κυματομορφή σφάλματος είναι η πηγή του θορύβου κβαντισμού. Παρατηρούμε ότι, καθόσον αποφεύγεται η ενίσχυση της κλίσης, το σφάλμα $\Delta(t)$ είναι πάντοτε μικρότερο από το μέγεθος του βήματος S . (Στο PCM, το σφάλμα είναι πάντοτε μικρότερο από $S/2$). Θα υποθέσουμε ότι το $\Delta(t)$ λαμβάνει όλες τις τιμές μεταξύ $-S$ και $+S$ με ίση πιθανοφάνεια. Πράγμα που σημαίνει ότι, θεωρούμε ότι η πυκνότητα πιθανότητας του $\Delta(t)$ είναι $f(\Delta) = 1/2S$ $-S \leq \Delta \leq S$ (εξ. 4.5.2)

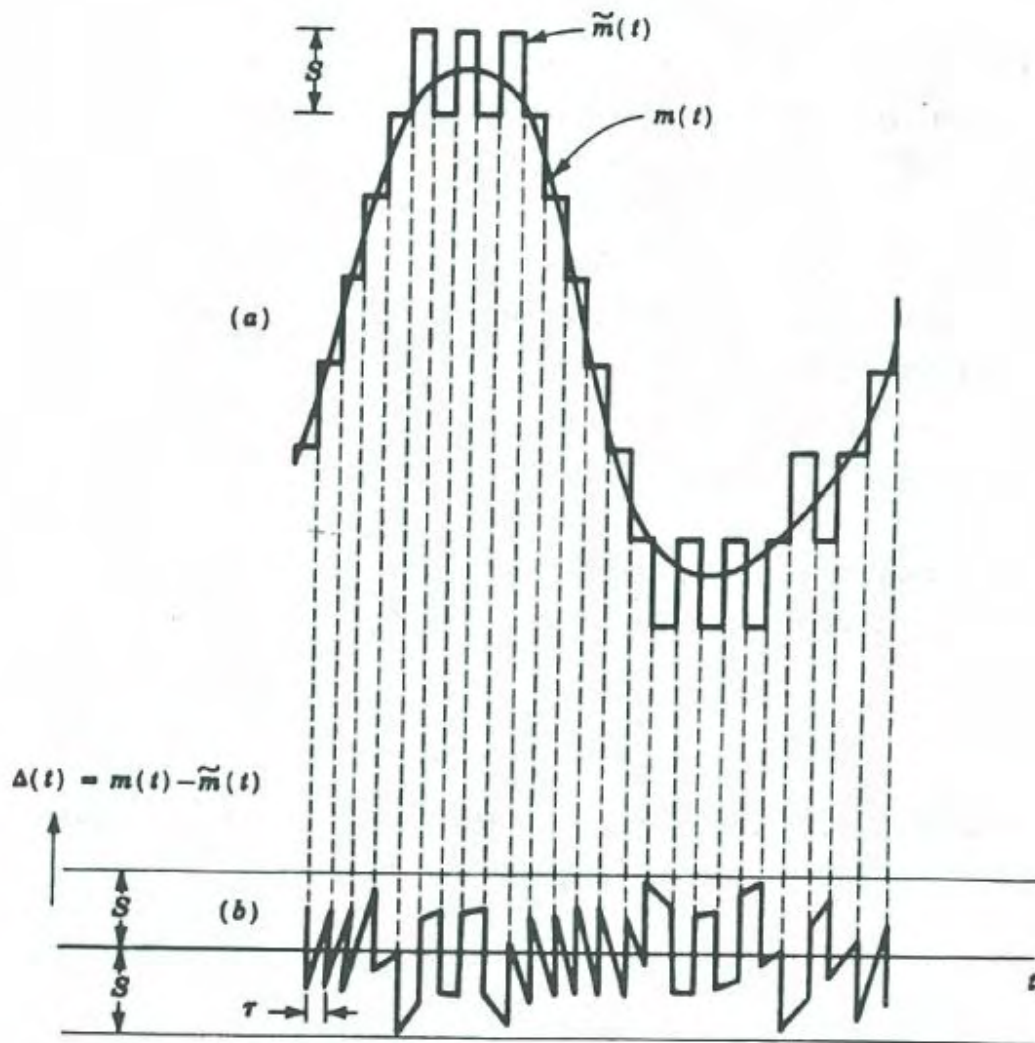
Τότε η κανονικοποιημένη ισχύς της κυματομορφής $\Delta(t)$ είναι

$$\overline{[\Delta(t)]^2} = \int_{-s}^s \Delta^2 f(\Delta) d\Delta = \int_{-s}^s \Delta^2 / 2S d\Delta = S^2/3 \quad (\text{εξ. 4.5.3})$$

Το ενδιαφέρον έγκειται στην εκτίμηση της ποσότητας, από αυτή την ισχύ, που θα διέλθει από το φίλτρο βασικής ζώνης. Για το σκοπό αυτό χρειάζεται να γνωρίζουμε κάτι για τη φασματική πυκνότητα ισχύος του $\Delta(t)$.

Στο παρακάτω σχήμα η περίοδος T της ημιτονοειδούς κυματομορφής $m(t)$ έχει επιλεγεί ούτως ώστε να είναι ένα ολοκλήρωμα πολλαπλάσιο της διάρκειας βήματος τ . (Σημειώστε ότι ο ρυθμός bit είναι $f_b = 1/\tau$). Παρατηρούμε τότε ότι το $\Delta(t)$ είναι περιοδικό, με θεμελιώδη περίοδο T και είναι, φυσικά, πλούσιο σε αρμονικές. Υποθέστε ωστόσο ότι η περίοδος T αλλάζει πολύ αμυδρά κατά την ποσότητα δT . Τότε η θεμελιώδης περίοδος του $\Delta(t)$ δεν θα είναι T αλλά, αντί αυτής, θα είναι $T\gamma t / \delta T$ που αντιστοιχεί σε θεμελιώδη συχνότητα κοντά στο μηδέν καθώς $\delta T \rightarrow 0$. Και πάλι, όπως είναι φυσικό, το $\Delta(t)$ θα είναι πλούσιο σε αρμονικές. Συνεπώς, στη γενική περίπτωση, ιδίως όταν το $m(t)$ είναι ένα τυχαίο σήμα, είναι λογικό να υποθέσουμε ότι το $\Delta(t)$ έχει ένα φάσμα που εκτείνεται συνεχώς σε ένα διάστημα συχνοτήτων που ξεκινά κοντά στο 0.

Για να λάβουμε κάποια ιδέα για την έκταση της άνω συχνότητας του φάσματος της κυματομορφής $\Delta(t)$, ας αναλογιστούμε περνώντας το $\Delta(t)$ μέσα από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο ρυθμιζόμενης συχνότητας αποκοπής. Υποθέστε ότι αρχικά η συχνότητα αποκοπής είναι αρκετά υψηλή ώστε να μπορεί το $\Delta(t)$ να διέλθει ονομαστικά δίχως παραμόρφωση. Καθώς χαμηλώνουμε τη συχνότητα αποκοπής, η πρώτη μορφή παραμόρφωσης που θα παρατηρήσουμε είναι ότι οι ξαφνικές ασυνέχειες στην κυματομορφή θα παρουσιάσουν πεπερασμένους χρόνους ανόδου και πτώσης. Έτσι ακριβώς είναι αυτές οι απότομες αλλαγές που συμβάλλουν στο να περιέχει το σήμα ισχύ στις υψηλές συχνότητες. Ας διευθετήσουμε το χρόνο ανόδου να είναι μάλλον μικρότερος από το διάστημα τα για να διατηρηθεί η παραμόρφωση



Εικόνα 30

εντός λογικών ορίων. Για να ικανοποιείται αυτή η συνθήκη, απαιτούμε η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου f_c να είναι της τάξης του $f_c = 1/\tau$. Αφού ο μεταδιδόμενος ρυθμός bit $f_b = 1/\tau$, $f_c = f_b$ όπως αναμενόταν.

Έχουμε τώρα πετύχει να φαίνεται λογικό, με ένα μάλλον ευρετικό επιχείρημα, ότι το φάσμα του $\Delta(t)$ εκτείνεται μάλλον συνεχώς από το μηδέν ονομαστικά έως την $f_c = f_b$. Θα δεχθούμε επιπρόσθετα ότι σε όλο αυτό το διάστημα το φάσμα είναι λευκό. Έχει πράγματι θεμελιωθεί πειραματικά ότι το φάσμα του $\Delta(t)$ είναι προσεγγιστικά λευκό στο διάστημα συχνοτήτων που τονίστηκε.

Μπορούμε τώρα τελικά να υπολογίσουμε το θόρυβο κβαντισμού που θα εμφανιστεί στην έξοδο ενός φίλτρου βασικής ζώνης με συχνότητα αποκοπής f_M . Εφόσον η ισχύς του θορύβου κβαντισμού σε ένα διάστημα συχνοτήτων f_b είναι $S^2/3$ όπως δίνεται από την εξίσωση 4.5.3, η ισχύς του θορύβου εξόδου στο διάστημα συχνοτήτων βασικής ζώνης f_M είναι

$$N_q = S^2/3 f_M/f_b = S^2 f_M/3f_b \quad (\text{εξ. 4.5.4})$$

Μπορούμε επίσης να σημειώσουμε ότι, κατά τη διέλευση, η αμφίπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος του $\Delta(t)$ είναι

$$G_{\Delta}(f) \cong S^2/3 / 2f_b \quad -f_b \leq f \leq f_b \quad (\text{εξ. 4.5.5})$$

[2. Κ.Καρούμπαλου, Εισαγωγή στη Θεωρία Θορύβου και Εφαρμογές, Εκδόσεις Βασδέκη, Αθήνα 1979]

4.6 ΤΟ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΤΟΥ ΘΕΡΜΙΚΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ ΣΤΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΔΕΛΤΑ

Όταν παρουσιάζεται ο θερμικός θόρυβος, το φίλτρο προσαρμογής στο δέκτη του σχήματος θα κάνει περιστασιακά σφάλμα κατά τον καθορισμό της πολικότητας της κυματομορφής που μεταδόθηκε. Οποτεδήποτε και να συμβεί ένα τέτοιο σφάλμα, η παλμοσειρά κρούσεων $p_0'(t)$ που λαμβάνεται θα παρουσιάσει έναν κρουστικό παλμό εσφαλμένης πολικότητας. Τότε, η λαμβανόμενη παλμοσειρά κρούσεων είναι

$$p_0'(t) = p_0(t) + p_{th}(t) \quad (\text{εξ. 4.6.1})$$

στο οποίο $p_{th}(t)$ είναι το σφάλμα στην παλμοσειρά κρούσεων λόγω του θερμικού θορύβου. Εάν η ένταση (εμβαδόν) των ξεχωριστών κρούσεων είναι I , τότε κάθε κρουστικός παλμός στο p_{th} είναι έντασης $2I$ και λαμβάνει χώρα μόνο σε κάθε σφάλμα. Ο παράγοντας 2 προκύπτει από το γεγονός ότι ένα σφάλμα αναστρέφει την πολικότητα του κρουστικού παλμού.

Το σφάλμα του θερμικού θορύβου εμφανίζεται σαν ένα ρεύμα από παλμούς με τυχαίο χρόνο εμφάνισης και με ένταση $\pm 2I$. Η μέση χρονική απόσταση μεταξύ αυτών των κρούσεων είναι τ/P_e , όπου P_e είναι η πιθανότητα σφάλματος σε ένα bit και τ η χρονική διάρκεια ενός bit.

Η φασματική πυκνότητα ισχύος των κρούσεων θερμικού θορύβου είναι

$$G_{\text{pth}}(f) = P_s/\tau (2I)^2 = 4I^2P_s/\tau \quad (\text{εξ. 4.6.2})$$

Τώρα έχουμε ήδη χαρακτηρίσει τους ολοκληρωτές (υποθέσαμε ότι ταυτίζονται σε πομπό και δέκτη DM) με το να έχουν την ιδιότητα όταν η είσοδος ενός είναι ένας κρουστικός παλμός έντασης I , η έξοδος να είναι ένα βήμα πλάτους S . Ο μετασχηματισμός Fourier του κρουστικού παλμού είναι I και ο μετασχηματισμός Fourier ενός βήματος πλάτους S είναι [χρησιμοποιώντας $u(t) \equiv$ μοναδιαίο βήμα]

$$\begin{aligned} \mathfrak{F}\{Su(t)\} &= S / j\omega & \omega \neq 0 \\ &= S\pi\delta(\omega) & \omega = 0 \end{aligned}$$

Μπορούμε να αγνοήσουμε την dc συνιστώσα στο μετασχηματισμό εφόσον τέτοιες dc συνιστώσες δε θα μεταδοθούν μέσω του φίλτρου βασικής ζώνης. Συνεπώς μπορούμε να πάρουμε τη συνάρτηση μεταφοράς του ολοκληρωτή που δίνεται από

$$H_I(f) = S/I 1/j\omega \quad \omega \neq 0$$

και

$$|H_I(f)|^2 = (S/I)^2 1/\omega^2 \quad \omega \neq 0$$

Από τις εξισώσεις και βρίσκουμε ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος του θερμικού θορύβου στην είσοδο του φίλτρου βασικής ζώνης είναι $G_{\text{th}}(f)$ και δίνεται από

$$G_{\text{th}}(f) = |H_I(f)|^2 G_{\text{pth}}(f) = 4S^2P_s/\tau\omega^2 \quad \omega \neq 0 \quad (\text{εξ. 4.6.3})$$

Τώρα φαίνεται ότι για να βρούμε το θερμικό θόρυβο στην έξοδο, δεν χρειάζεται παρά να ολοκληρώσουμε την $G_{\text{th}}(f)$ σε όλη τη ζώνη διέλευσης του φίλτρου βασικής ζώνης. Ενεργώντας έτσι, έχουμε επεκτείνει το διάστημα ολοκλήρωσης από $-f_M$ μέσω της $f = 0$ σε $+f_M$, παρόλο που αναγνωρίσαμε ότι το φίλτρο βασικής ζώνης δεν επιτρέπει τη διέλευση της dc συνιστώσας και έχει ουσιαστικά χαμηλή συχνότητα αποκοπής f_1 . Ωστόσο στις άλλες γενικά περιπτώσεις, η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου κοντά στην $f = 0$ δεν είναι υπέρμετρα μεγάλη συγκρινόμενη με την πυκνότητα σε όλο το διάστημα της βασικής ζώνης. Συνεπώς, εάν $f_1 \ll f_M$, όπως συμβαίνει κανονικά, η όλη διαδικασία μπορεί βεβαίως να δικαιολογηθεί σαν μία καλή προσέγγιση. Παρατηρούμε ωστόσο ότι στην παρούσα περίπτωση, $G_{\text{th}}(f) \rightarrow 0$ όταν $\omega \rightarrow 0$ και περισσότερο σημαντικό το ότι το ολοκλήρωμα της $G_{\text{th}}(f)$ σε διάστημα συμπεριλαμβάνουν την $\omega = 0$, είναι άπειρο.

Ας λάβουμε σαφώς υπ' όψιν μας τη χαμηλή συχνότητα αποκοπής f_1 του φίλτρου βασικής ζώνης. Χρησιμοποιώντας την εξίσωση με $\omega = 2\pi f$ και εφόσον $f_b = 1/\tau$, ο θερμικός θόρυβος στην έξοδο είναι

$$\begin{aligned}
N_{th} &= S^2 P_e / \pi^2 \tau \left(\int_{-f_M}^{-f_1} df/f^2 + \int_{f_1}^{f_M} df/f^2 \right) \\
&= 2S^2 P_e / \pi^2 \tau (1/f_1 - 1/f_M) \\
&= 2S^2 P_e / \pi^2 f_1 \tau = 2S^2 P_e f_b / \pi^2 f_1 \quad (\text{εξ. 4.6.4})
\end{aligned}$$

εάν $f_1 \ll f_M$. Παρατηρείστε ότι, διαφορετικά από την κατάσταση που συναντήσαμε σε όλες τις άλλες προηγούμενες περιπτώσεις, ο θερμικός θόρυβος εξόδου στην δέλτα διαμόρφωση εξαρτάται από την αποκοπή στις χαμηλές συχνότητες παρά από το όριο στις υψηλές συχνότητες του διαστήματος στη βασική ζώνη.

[10. Taub / Schilling, Αρχές Τηλεπικοινωνιακών Συστημάτων, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 2006]

4.7 ΛΟΓΟΣ ΣΗΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΘΟΡΥΒΟ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΚΑΤΑ ΤΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΔΕΛΤΑ

Ο SNR στην έξοδο λαμβάνεται συνδυάζοντας τις εξισώσεις $S_0 = S^2 f_b^2 / 2\omega_M^2$ και $N_q = S^2 / 3 = f_M / f_b = S^2 f_M / 3f_b$. Το αποτέλεσμα είναι

$$S_0/N_0 = S_0/N_q + N_{th} = (2S^2/\pi^2)(f_b/f_M)^2 / (S^2 f_M/3f_b) + (2S^2 P_e f_b / \pi^2 f_1) \quad (\text{εξ. 4.7.1})$$

το οποίο μπορεί να ξαναγραφτεί σαν

$$\begin{aligned}
S_0/N_0 &= S_0/N_q + N_{th} \cong 0.6(f_b/f_M)^3 / 1 + 24P_e(f_b^2/f_M f_1)/4\pi^2 = \\
&= 0.6(f_b/f_M)^3 / 1 + 0.624P_e(f_b^2/f_M f_1) \quad (\text{εξ. 4.7.2})
\end{aligned}$$

Εάν η μετάδοση είναι άμεση ή μέσω PSK

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{E_s} / \eta \quad (\text{εξ. 4.7.3})$$

όπου E_s , η ενέργεια σήματος σε ένα bit, συνδέεται με την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος S_i με

$$E_s = S_i T_b = S_i / f_b \quad (\text{εξ. 4.7.4})$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις 4.7.1, 4.7.3 και 4.7.4, έχουμε

$$S_0/N_0 = 0.6(f_b/f_M)^3 / 1 + [0.3 (f_b^2/f_M f_1)] \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / \eta f_b \quad (\text{εξ. 4.7.5})$$

[10. Taub / Schilling, Αρχές Τηλεπικοινωνιακών Συστημάτων, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 2006]

4.8 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ PCM ΚΑΙ DM

Μπορούμε τώρα να συγκρίνουμε τους λόγους σήματος προς θόρυβο στην έξοδο του PCM συγκρίνοντας τις εξισώσεις 4.4.5 και 4.7.5. Για να διασφαλίσουμε το απαιτούμενο εύρος ζώνης του καναλιού επικοινωνιών να είναι το ίδιο και στις δύο περιπτώσεις, χρησιμοποιούμε τη συνθήκη που δίνεται από την εξίσωση $f_b = f'_b = 2f_M N$, ότι $2N = f_b/f_M$. Τότε η εξίσωση 4.7.5 μπορεί να γραφεί

$$S_0/N_0 = 2^{f_b/f_M} / 1 + 2^{(2f_b/f_M)} \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / \eta f_b \quad (\text{εξ. 4.8.1})$$

Στο παρακάτω σχήμα συγκρίνονται οι εξισώσεις 4.7.5 και 4.8.1 για $N = 8$ ($f_b(\text{DM}) = 48\text{kb/s}$). Για να λάβουμε το κατώφλι απόδοσης του συστήματος διαμόρφωσης δέλτα, υποθέτουμε μετάδοση φωνής όπου $f_M = 3000\text{Hz}$ και $f_1 = 300\text{Hz}$. Έτσι

$$f_b/f_M = 16$$

και

$$f_M/f_1 = 10$$

Για την περίπτωση της μετάδοσης φωνής, ας συγκρίνουμε τους λόγους S_0/N_0 για PCM και DM. Υποθέτουμε ότι $f_M = 3000\text{Hz}$, $f_1 = 300\text{Hz}$ και $N = 8$. Έχουμε τότε ότι $f_b = 2Nf_M = 48 \cdot 10^3\text{Hz}$. Χρησιμοποιώντας αυτούς τους αριθμούς και ενθυμούμενοι ότι η πιθανότητα ενός σφάλματος σε ένα bit είναι $P_{cb} = (1/2) \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / \eta f_b$, από τις εξισώσεις 4.7.5 και 4.8.1 έχουμε το αποτέλεσμα για το DM που είναι

$$(S_0/N_0)_{\text{DM}} = 2457.6 / 1 + 768 \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / \eta f_b = 2457.6 / 1 + 1536P_e \quad (\text{εξ. 4.8.2})$$

και για το PCM είναι

$$(S_0/N_0)_{\text{PCM}} = 65.536 / 1 + 131.072 \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / \eta f_b = 65.536 / 1 + 262.144P_e$$

(εξ. 4.8.3)

Όταν η πιθανότητα σφάλματος σε ένα bit είναι πολύ μικρή, το σύστημα PCM έχει έναν υψηλότερο SNR εξόδου από το σύστημα DM. Πράγματι, ο SNR εξόδου για το σύστημα PCM είναι 48dB ενώ για το σύστημα DM περίπου μόνο 33dB. Ωστόσο, όλο αυτό που απαιτείται για ένα σύστημα επικοινωνιών είναι ο SNR εξόδου να είναι 30dB. Πράγματι, εάν χρησιμοποιείται συμπίεσμένο και επεκταμένο PCM, ο SNR εξόδου θα μειωθεί περίπου κατά 12dB στα 36dB για το σύστημα PCM. Έτσι, ενώ η εξίσωση φανερώνει ότι ο SNR εξόδου είναι υψηλότερος για το PCM, στην πράξη μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι συγκρίσιμοι.

Σχετικά με το κατώφλι, βλέπουμε ότι το σύστημα PCM έχει φθάσει στο κατώφλι όταν $P_e \sim 10^{-6}$, ενώ το σύστημα DM φθάνει στο κατώφλι όταν

$P_e \sim 10^{-4}$. Στην πράξη, βρίσκουμε ότι το αντί μας δεν ανιχνεύει κατώφλι έως ότου η P_e να είναι περίπου 10^{-4} για το PCM και 10^{-2} για το DM και ADM. Μερικά ADM συστήματα μπορούν στην πραγματικότητα να παράγουν εύληπτο λόγο με ρυθμούς σφάλματος ύψους 0.1.

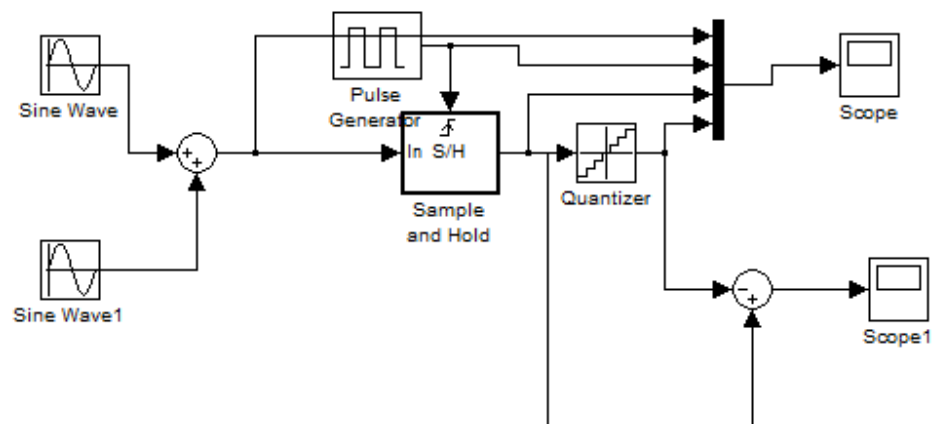
Στο παραπάνω σχήμα παρουσιάζεται μία σύγκριση των PCM και DM για $N = 8$ και $f_M/f_I = 10$.

[10. Taub / Schilling, Αρχές Τηλεπικοινωνιακών Συστημάτων, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 2006]

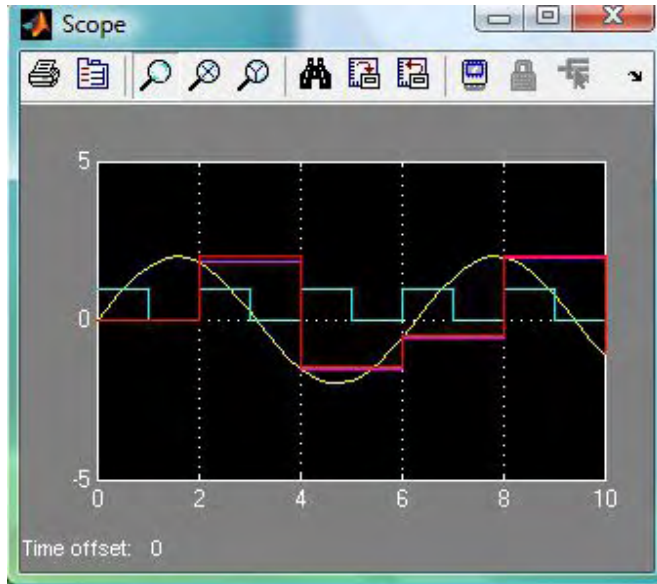
5

ΚΕΦΑΛΑΙΟ

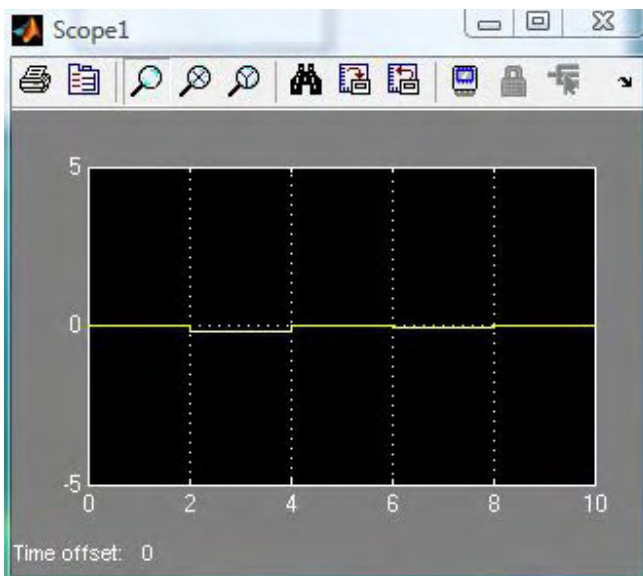
5.1 ΑΝΑΠΑΡΑΣΤΑΣΗ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΘΟΡΥΒΟΥ ΜΕ ΤΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ MATLAB



Το παραπάνω κύκλωμα είναι ένα μοντέλο κβαντοποίησης. Η κβαντοποίηση είναι η τεχνική κατά την οποία το σήμα μετατρέπεται από συνεχούς πλάτους σε διακριτού πλάτους. Τα δείγματα του πλάτους παίρνονται με βήμα Δ το οποίο αποτελεί το εύρος των ζωνών L ή επιπέδων κβάντισης στο οποίο χωρίζεται το πλάτος του σήματος.



Στο παραπάνω διάγραμμα παριστάνονται τέσσερις κυματομορφές. Η πράσινη κυματομορφή είναι αποτέλεσμα πρόσθεσης δύο ημιτονοειδών κυματομορφών. Η γαλάζια κυματομορφή είναι αποτέλεσμα της πηγής τετραγωνικών παλμών (Pulse Generator). Η κόκκινη κυματομορφή περιέχει την προσθήκη των δύο ημιτονοειδών κυματομορφών και τον τετραγωνικό παλμό έχοντας όμως όλα αυτά υποστεί δειγματοληψία συγκράτησης. Το σήμα της ρόζ κυματομορφής έχει υποστεί ότι και η κόκκινη. Η ρόζ κυματομορφή έχει υποστεί και κβαντοποίηση.



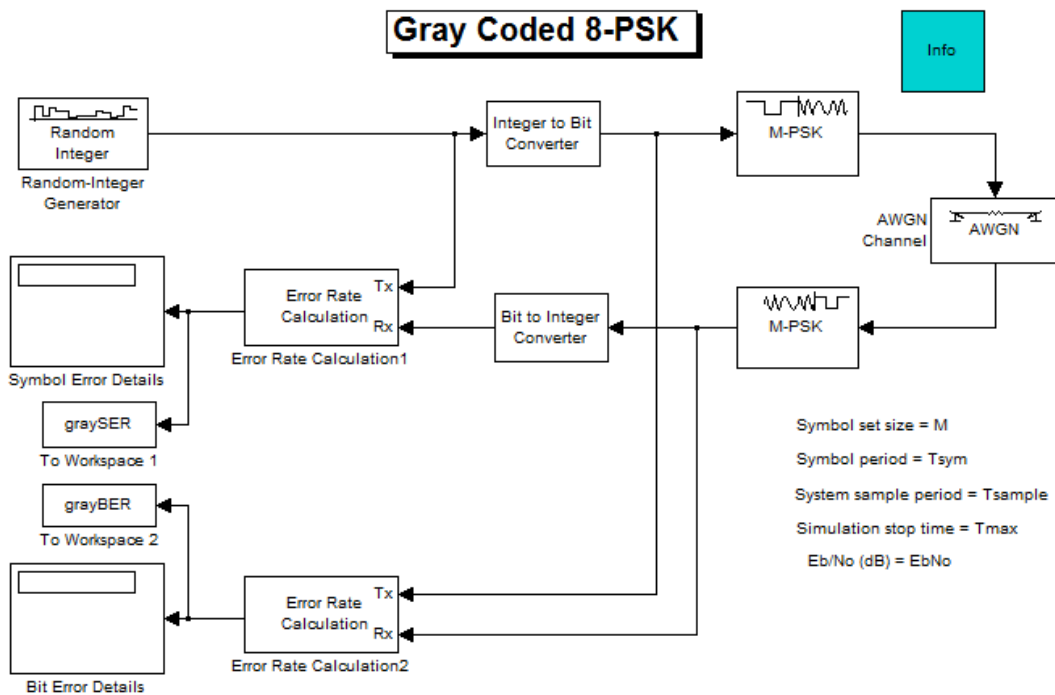
Στην παραπάνω κυματομορφή έχουμε το αποτέλεσμα της πρόσθεσης στο σήμα της δειγματοληψίας συγκράτησης και της αφαίρεσης της κβαντοποίησης.

Στο παρακάτω πρότυπο, έχουμε ένα κύκλωμα MSK με εισαγωγή θορύβου. Ο φραγμός ζωνών βάσης διαμορφωτών M-PSK

Δέχεται τις δυαδικές-εκτιμημένες εισαγωγές που αντιπροσωπεύουν τους ακέραιους αριθμούς μεταξύ 0 και M-1, όπου το M είναι το μέγεθος αλφάβητου

Χαρτογραφεί τις δυαδικές αντιπροσωπεύσεις στα σημεία αστερισμού χρησιμοποιώντας μια γκριζος-κωδικοποιημένη διαταγή

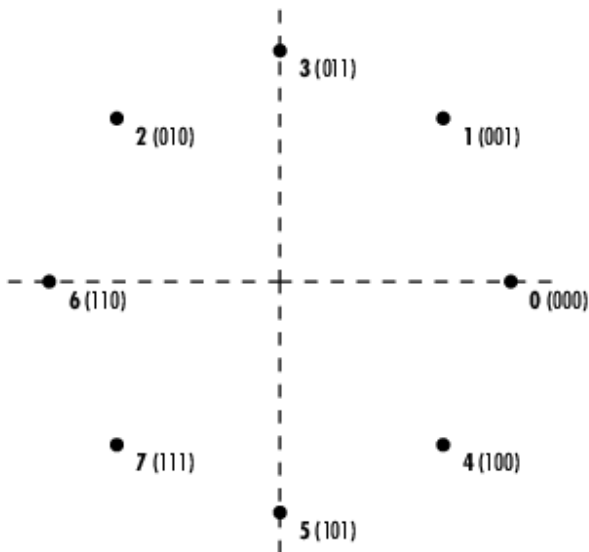
Παράγει τα σύνθετα αποτελέσματα σε μονάδα-μεγέθους, με τις ομοιόμορφα χωρισμένες κατά διαστήματα φάσεις μεταξύ 0 και $2\pi(M-1)/M$



Ο πίνακας προσδιορίζει ποιες δυαδικές αντιπροσωπεύσεις στην εισαγωγή αντιστοιχούν σε ποια phasors στην παραγωγή. Η δεύτερη στήλη από τον πίνακα είναι μια ενδιάμεση αντιπροσώπευση που ο φραγμός χρησιμοποιεί στους υπολογισμούς του.

Modulator Input	Gray-Coded Ordering	Modulator Output
000	0	$\exp(0)$
001	1	$\exp(j\pi/4)$
010	3	$\exp(j3\pi/4)$
011	2	$\exp(j\pi/2) = \exp(j2\pi/4)$
100	7	$\exp(j7\pi/4)$
101	6	$\exp(j3\pi/2) = \exp(j6\pi/4)$
110	4	$\exp(j\pi) = \exp(j4\pi/4)$
111	5	$\exp(j5\pi/4)$

Modulator Output	Modulator Input
$\exp(0)$	000
$\exp(j\pi/4)$	001
$\exp(j\pi/2) = \exp(j2\pi/4)$	011
$\exp(j3\pi/4)$	010
$\exp(j\pi) = \exp(j4\pi/4)$	110
$\exp(j5\pi/4)$	111
$\exp(j3\pi/2) = \exp(j6\pi/4)$	101
$\exp(j7\pi/4)$	100



Το υπόλοιπο αυτού του τμήματος μελετά και τα ποσοστά λάθους κομματιών και συμβόλων και ως εκ τούτου δεν χρησιμοποιεί BERTool.

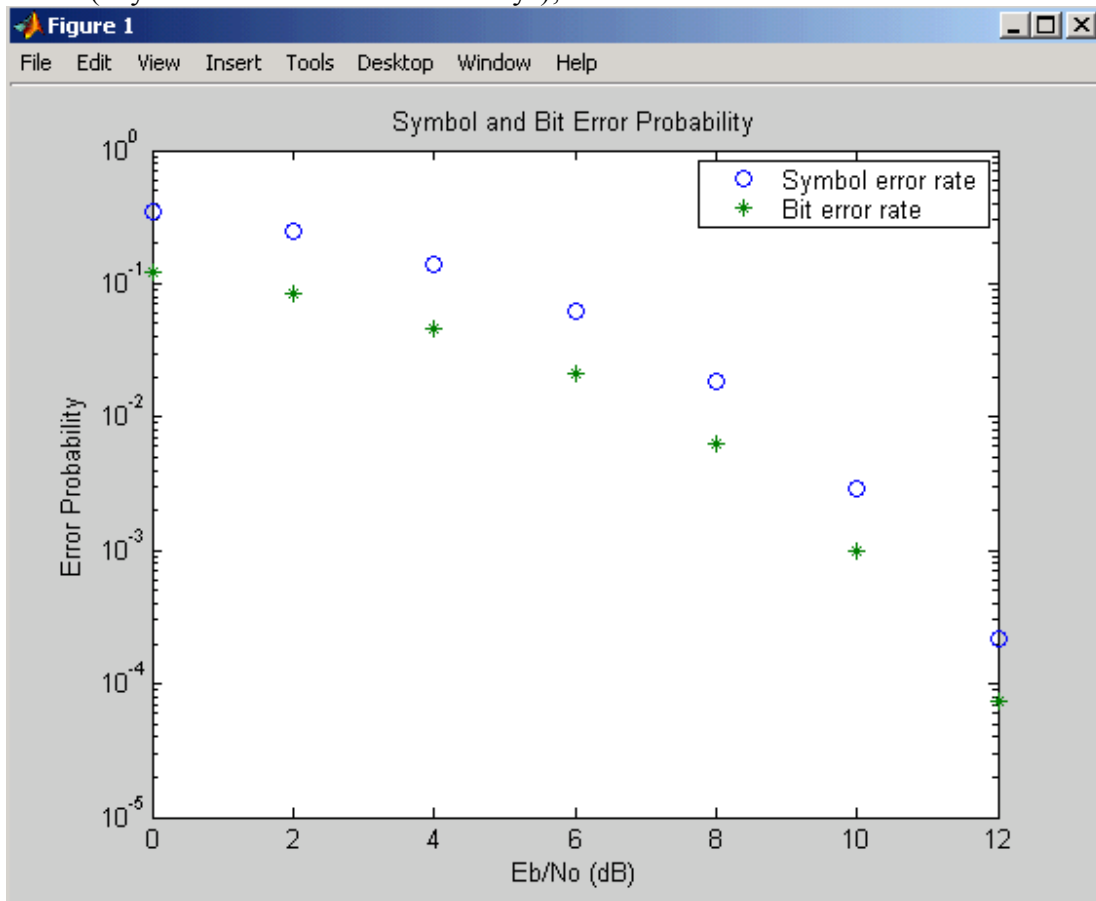
Επειδή η αύξηση της αξίας E_b/N_0 χαμηλώνει τον αριθμό λαθών παραχθέντων, το μήκος κάθε προσομοίωσης πρέπει να αυξηθεί για να εξασφαλίσουν ότι οι στατιστικές των λαθών παραμένουν σταθερές.

Χρησιμοποίηση της εντολής `sim` για να τρέξει μια προσομοίωση Simulink από MATLAB. Το παράθυρο εντολής, ο ακόλουθος κώδικας παράγει τα στοιχεία για το σύμβολο, καμπύλες ποσοστού λάθους και ποσοστού λάθους κομματιών. Δεν εξετάζει E_b/N_0 τιμή στη σειρά 0 dB to 12 dB, στα βήματα από 2 dB.

```
M = 8;
Tsym = 0.2;
Tsample = 0.01;
BERVec = [ ];
SERVec = [ ];
EbNoVec = [0:2:12];
TVec = [1000 1000 1000 15000 20000 100000 100000]*Tsym;
for n = 1:length(EbNoVec);
    Tmax = TVec(n) ;
    EbNo = EbNoVec(n);
    sim('commgraycode') ;
    SERVec(n,:) = graySER;
    BERVec(n,:) = grayBER;
end;
```

Μετά από να μιμηθείτε για το πλήρες σύνολο Eb/No τιμής, μπορείτε να σχεδιάσετε τα αποτελέσματα χρησιμοποιώντας αυτές τις εντολές:

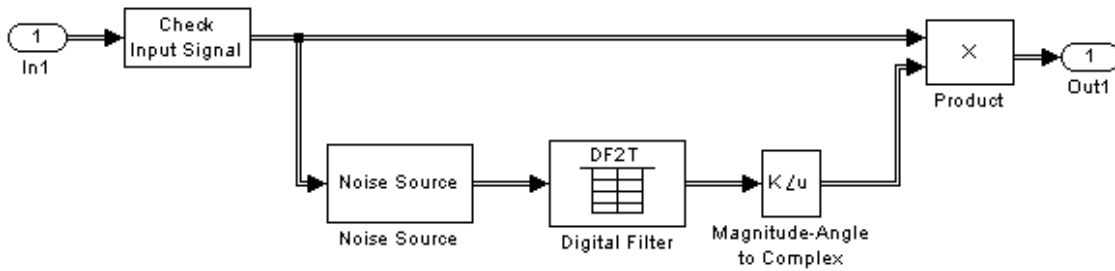
```
semilogy( EbNoVec,SERVec(:,1), 'o', EbNoVec, BERVec(:,1), '*' );
legend ( 'Symbol error rate', 'Bit error rate' );
xlabel ( 'Eb/No (dB)' ); ylabel( 'Error Probability' );
title ( 'Symbol and Bit Error Probability' );
```



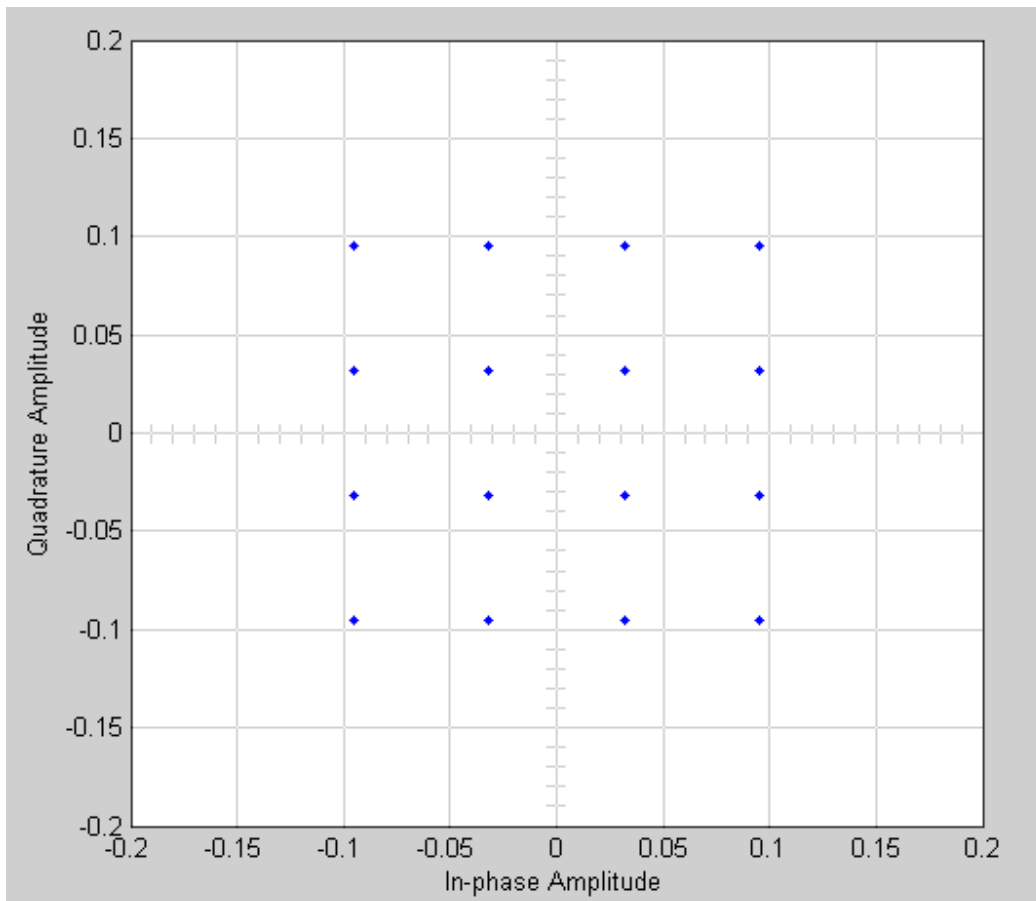
5.2 ΘΟΡΥΒΟΣ ΦΑΣΗΣ

Παρακάτω παρουσιάζεται ο θόρυβος φάσης φραγμών σε ένα σύνθετο, σήμα ζωνών βάσης. Ο φραγμός εφαρμόζει το θόρυβο φάσης ως εξής:

1. Παράγει τον πρόσθετο γκαουσιανό θόρυβο (AWGN) και τα φίλτρα αυτό με ένα ψηφιακό φίλτρο.
2. Προσθέτει τον προκύπτοντα θόρυβο στο τμήμα γωνίας της εισαγωγής σήμα που μπορείτε να δείτε την εφαρμογή του φραγμού του θορύβου φάσης με τον σωστό κρότο στο φραγμό. Αυτό φαίνεται στο παρακάτω κύκλωμα:

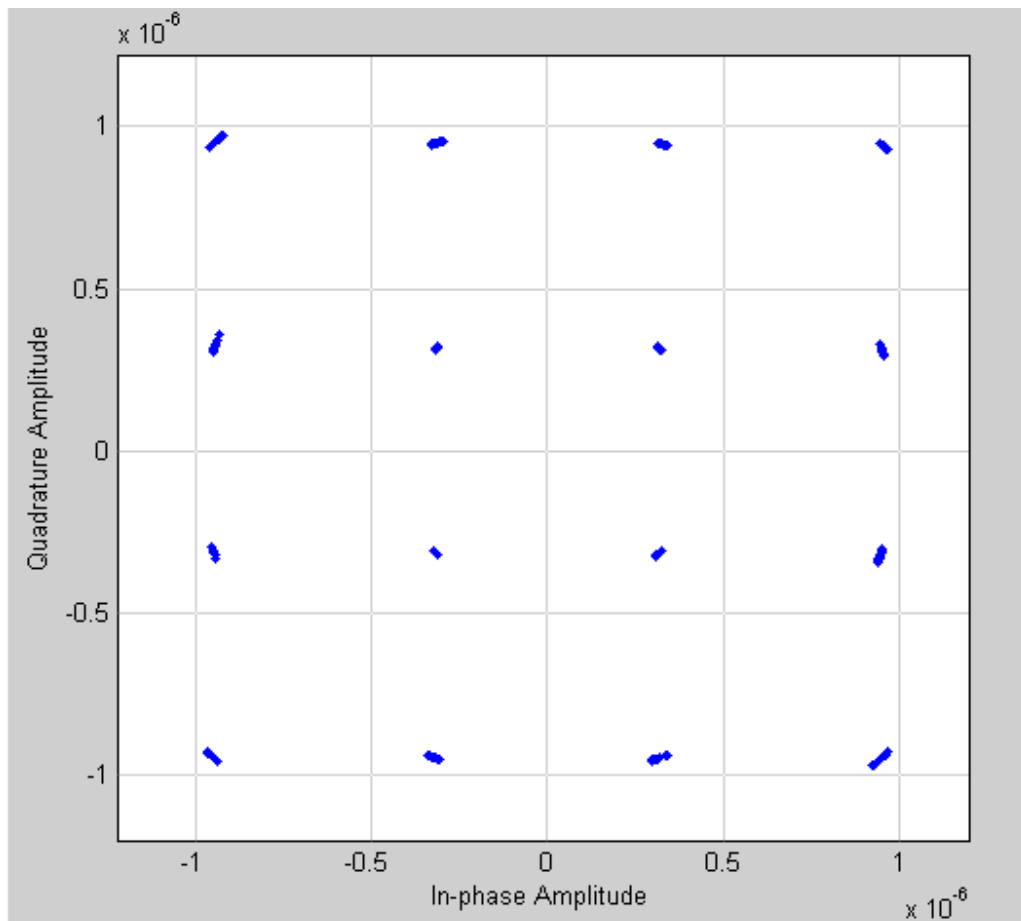


Μπορείτε να δείτε την κατασκευή του υποσυστήματος πηγής θορύβου με να εστιάζεται δύο φορές στα αποτελέσματα της αλλαγής των παραμέτρων του φραγμού που διευκρινίζεται από τις πλοκές διασποράς ενός σήματος που διαμορφώνεται από το εύρος τετραγωνισμού 16-άρυ διαμόρφωση (QAM). Ο συνηθισμένος αστερισμός 16-άρυ QAM χωρίς διαστρέβλωση είναι παρουσιασμένος στην πρώτη πλοκή διασποράς:



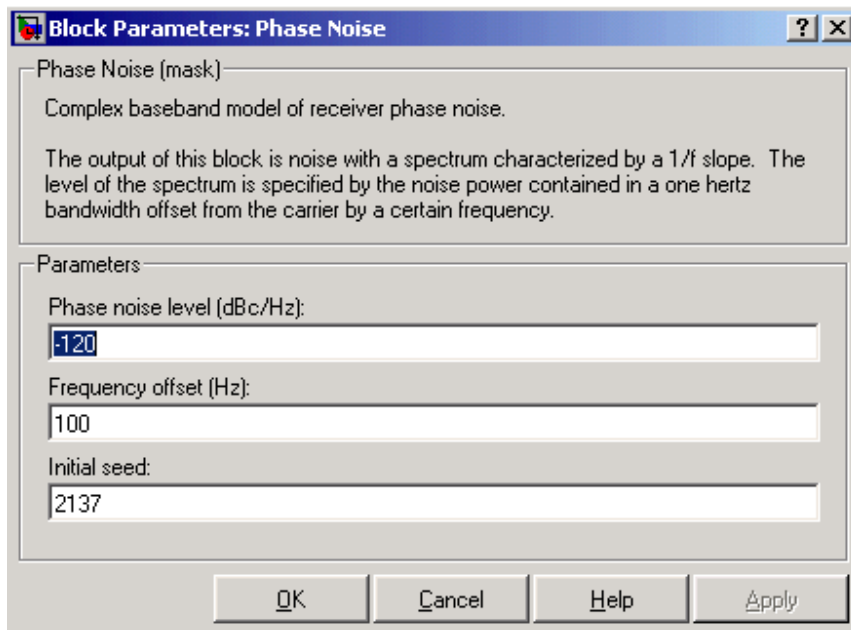
Ο ακόλουθος αριθμός παρουσιάζει πλοκή διασποράς ενός σήματος παραγωγής, που διαμορφώνεται από 16-άρυ QAM, από το φραγμό θορύβου φάσης με το επίπεδο θορύβου φάσης

(dBc/Hz) θέστε -70 και τη συχνότητα το offset (Hz) έθεσε 100:



Αυτή η πλοκή παράγεται από το πρότυπο που περιγράφεται στα παραδείγματα πλοκών διασποράς με τις ακόλουθες τοποθετήσεις παραμέτρου για την ορθογώνια ζώνη βάσης block:

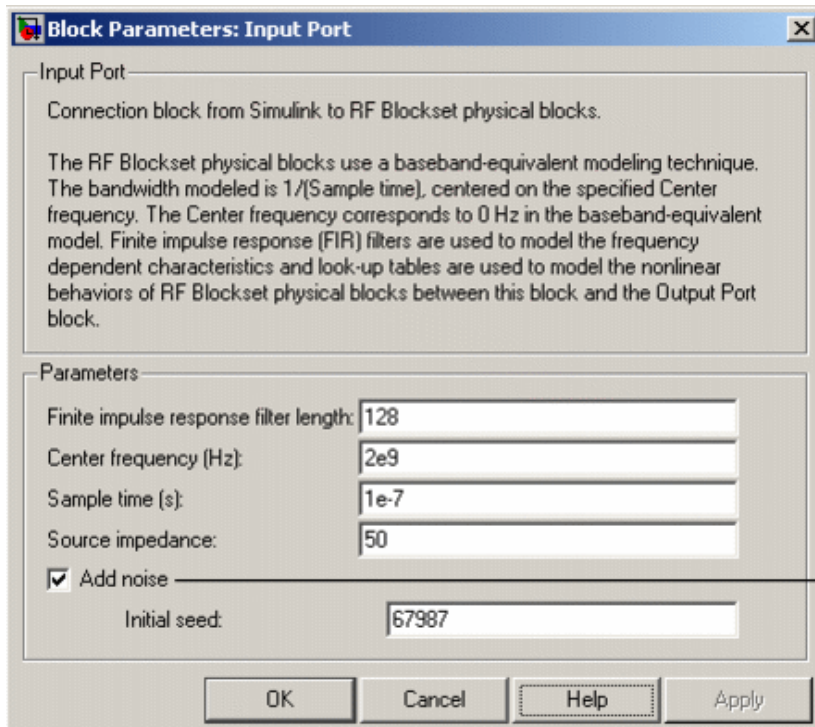
- 1.Normalization διαμορφωτών QAM η μέθοδος έθεσε για να υπολογίσει κατά μέσο όρο
- 2.PowerAverage η δύναμη (Watt) έθεσε $1e-12$



Phase noise level (dBc/Hz) Κλιμακωτός διευκρινίζεται το επίπεδο θορύβου φάσης.
Frequency offset (Hz) Κλιμακωτή διευκρινίζεται η συχνότητα που αντισταθμίζεται.

5.3 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΘΟΡΥΒΟΥ

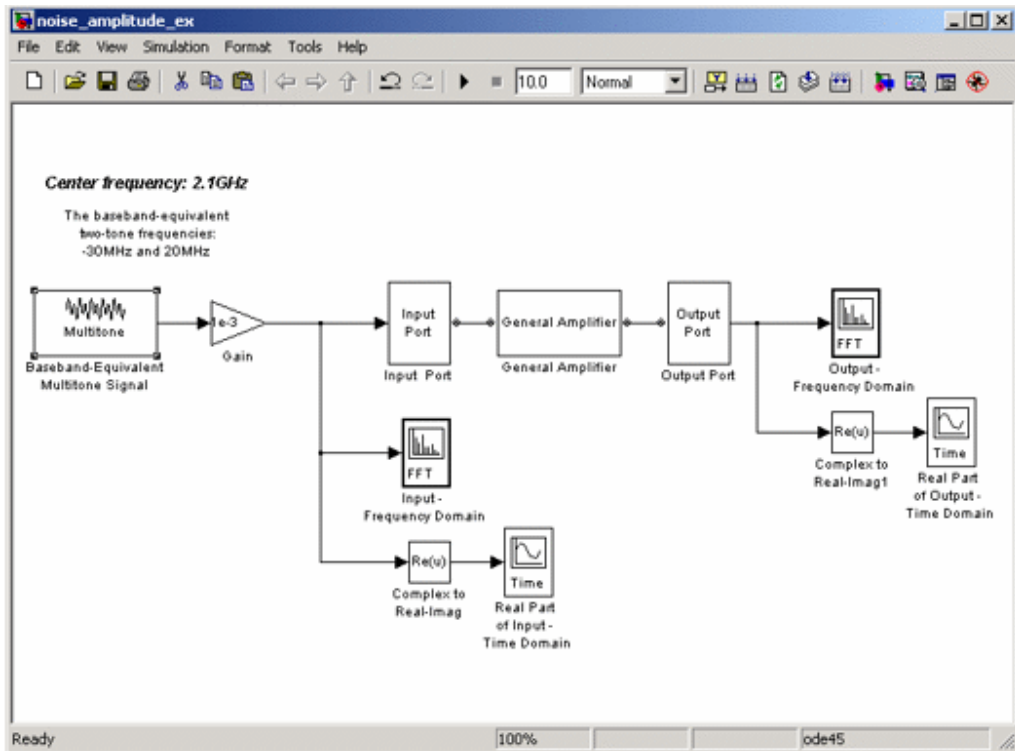
Για να περιληφθεί ο θόρυβος στην προσομοίωση, πρέπει να επιλέξετε το παράθυρο ελέγχου θορύβου στην εισαγωγή Πλαίσιο διαλόγου φραγμών λιμένων. Αυτό το παράθυρο ελέγχου επιλέγεται εξ ορισμού.



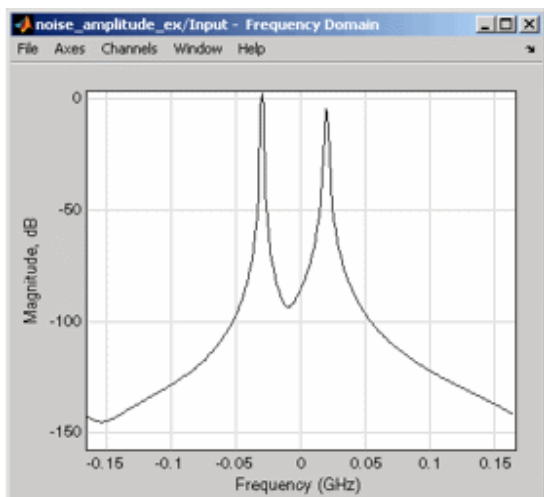
Select this check box to take the noise data in the physical blocks into account. This check box is selected by default.

5.4 ΘΟΡΥΒΟΣ ΧΑΡΑΞΗΣ

Συστήματα επικοινωνιών προτύπων RF Blockset. Ο θόρυβος σε αυτά τα συστήματα έχει ένα πολύ μικρό εύρος, χαρακτηριστικά από $1e-6$ στα Watt $1e-12$. Αντίθετα, η δύναμη σημάτων προεπιλογής ενός φραγμού διαμορφωτών Blockset επικοινωνιών είναι 1 watt σε ένα ονομαστικό 1 $\omega\mu$. Επομένως, η σήματος προς θόρυβο αναλογία σε ένα σύστημα RF, η προσομοίωση είναι μεγάλη, να καταστήσει το δύσκολο να δει το θόρυβο RF Blockset προσθέτει στο σήμα σας. Για να επιδείξετε το θόρυβο σε μια πλοκή, θα πρέπει να μειώσετε το σήμα εύρος σε μια τιμή μέσα στα μεγέθη ζευγών του θορύβου. Παραδείγματος χάριν, υποθέστε ότι έχετε το ακόλουθο πρότυπο αυτός περιέχει μια multitone πηγή σημάτων δοκιμής.

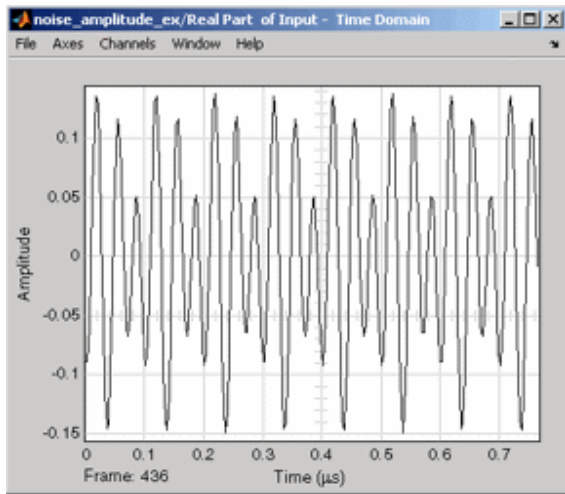


Όταν μιμούμαστε αυτό το πρότυπο, το Simulink φέρνει επάνω διάφορα παράθυρα που παρουσιάζουν την εισαγωγή και παραγωγή για το φυσικό υποσύστημα. Η εισαγωγή - παράθυρο περιοχών συχνότητας παρουσιασμένος στο ακόλουθο σχήμα επιδεικνύει το σήμα εισαγωγής στο φάσμα σημάτων εισαγωγής περιοχών συχνότητας.

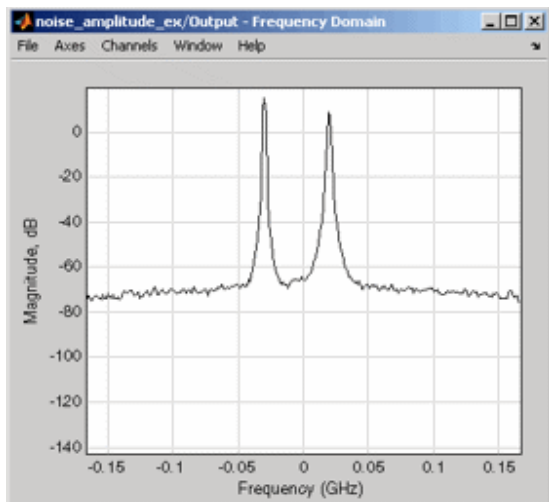


Το πραγματικό μέρος της εισαγωγής

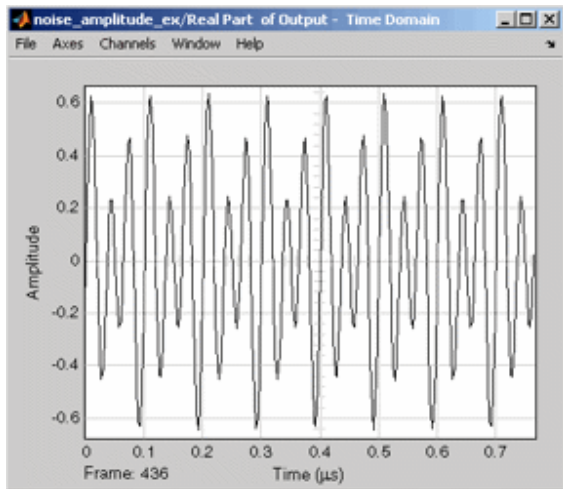
- Το παράθυρο χρονικών περιοχών επιδεικνύει το πραγματικό μέρος του σύνθετος-εκτιμημένου σήματος εισαγωγής στο πραγματικό μέρος χρονικών περιοχών του σήματος εισαγωγής



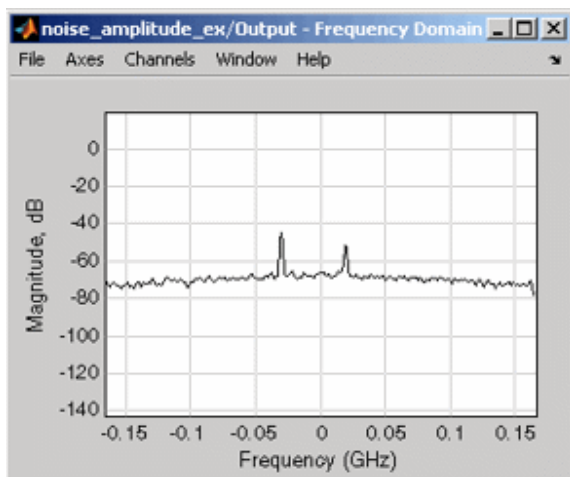
Στο πρότυπο, το φυσικό υποσύστημα προσθέτει το θόρυβο στο σήμα εισαγωγής. Το παράθυρο περιοχών παρουσιάζει θορυβώδες σήμα παραγωγής στο φάσμα σημάτων παραγωγής περιοχών συχνότητας.



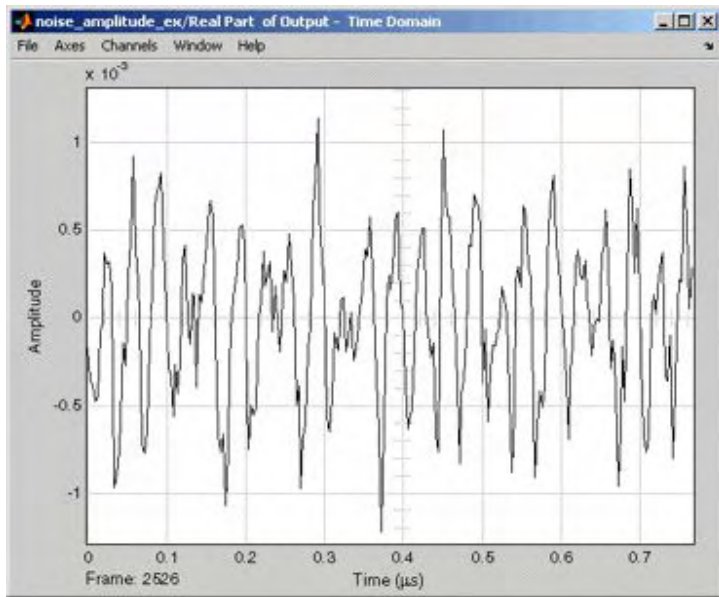
Το εύρος του σήματος είναι μεγάλο έναντι του εύρους του θορύβου, έτσι ο θόρυβος δεν είναι ορατός στο πραγματικό μέρος της παραγωγής - παράθυρο χρονικών περιοχών που παρουσιάζει τον πραγματικό μέρος του σήματος παραγωγής χρόνος-περιοχών. Επομένως, πρέπει να μειώσετε το εύρος από το σήμα εισαγωγής για να επιδείξει το θόρυβο του πραγματικού μέρος σημάτων παραγωγής χρόνος-περιοχών του σήματος παραγωγής



Μειώνουμε το εύρος από το σήμα εισαγωγής με τον καθορισμό της παραμέτρου κέρδους σε 1g. Αυτό είναι ισοδύναμο με τη μείωση του σήματος εισαγωγής από 60 DB. Όταν τρέχουμε το πρότυπο πάλι, οι δύο αιχμές σημάτων δεν είναι όπως προφέρεται στην παραγωγή - Φάσμα σημάτων παραγωγής παραθύρων περιοχών συχνότητας για τη μειωμένη εισαγωγή.



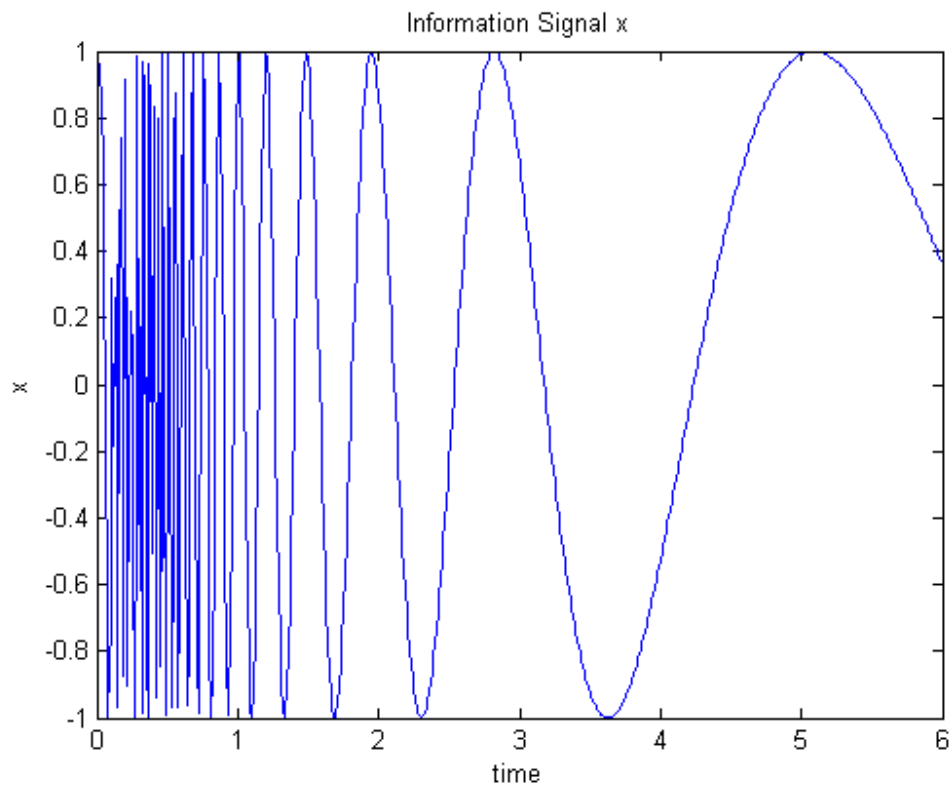
Εμείς μπορούμε τώρα να δούμε το θόρυβο RF Blockset που προσθέτει στο σήμα μας στο πραγματικό μέρος των χρονικών περιοχών του σήματος παραγωγής που παρουσιάζει θόρυβο.



5.5 ΑΚΥΡΩΣΗ ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΜΕΝΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ

Καθορίζεται κατωτέρω ένα υποθετικό σήμα x πληροφοριών που επιλέγεται σε 100Hz πάνω από 6 δευτερόλεπτα.

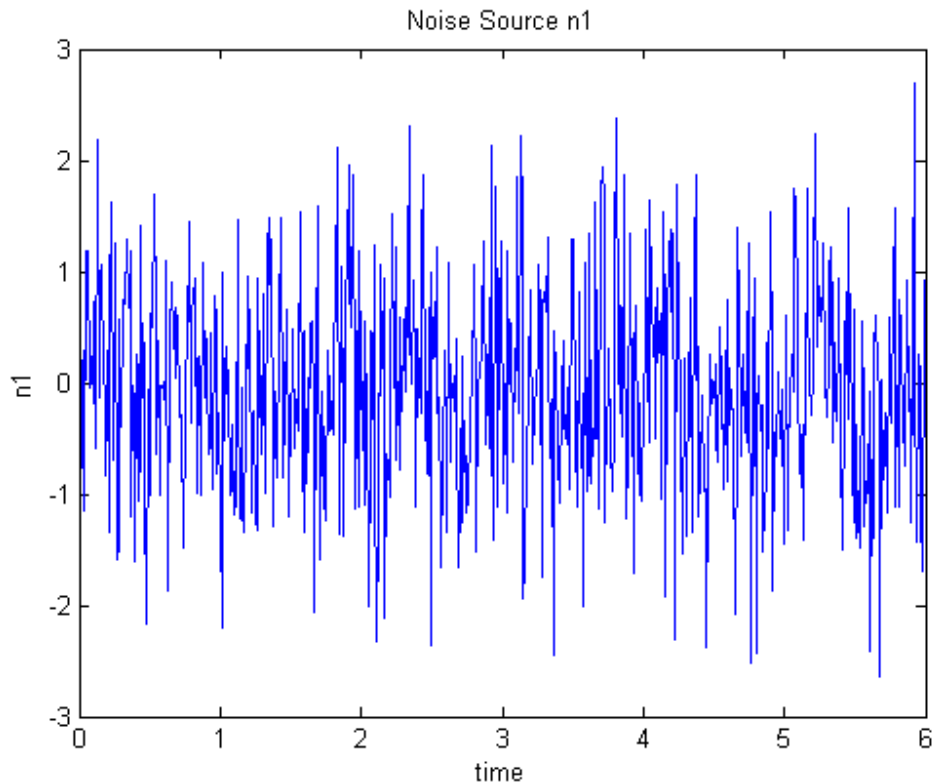
```
time = (0:0.01:6)';
x = sin(40./(time+0.01));
plot(time, x)
title('Information Signal x')
xlabel('time')
ylabel('x')
```



Δυστυχώς, το σήμα X πληροφοριών δεν μπορεί να μετρηθεί χωρίς ένα N_2 σημάτων παρέμβασης, το οποίο παράγεται από άλλο πηγή θορύβου n_1 μέσω μιας ορισμένης άγνωστης μη γραμμικής διαδικασίας.

Η πλοκή παρουσιάζει κατωτέρω πηγή θορύβου n_1 .

```
n1 = randn(size(time));
plot(time, n1)
title('Noise Source n1')
xlabel('time')
ylabel('n1')
```

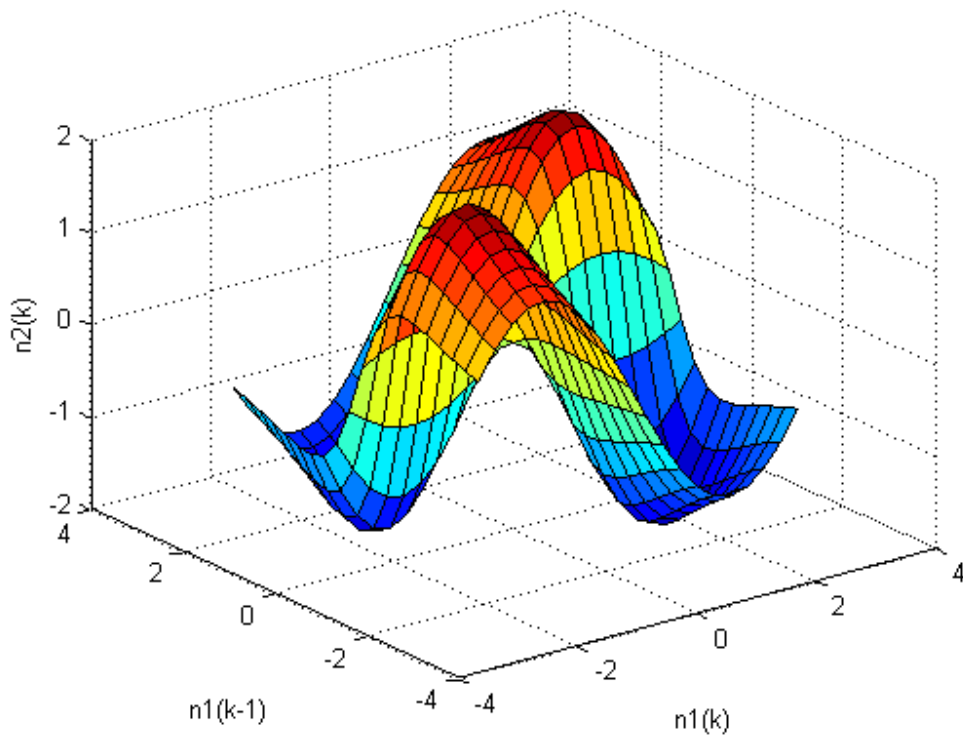



Το n_2 σημάτων παρέμβασης που εμφανίζεται στο μετρημένο σήμα υποτίθεται ότι παρήχθη μέσω ενός άγνωστου μη γραμμικού equation: $n_2(k) = 4 \cdot \sin(n_1(k)) \cdot n_1(k-1) / (1 + n_1(k-1)^2)$ This που το μη γραμμικό χαρακτηριστικό παρουσιάζεται ως επιφάνεια στο παράθυρο.

```
domain = linspace(min(n1), max(n1), 20);
[xx, yy] = meshgrid(domain, domain);
zz = 4*sin(xx).*yy./(1+yy.^2);

surf(xx, yy, zz);
xlabel('n1(k)');
ylabel('n1(k-1)');
zlabel('n2(k)');
title('Unknown Channel Characteristics That Generate Interference');
```

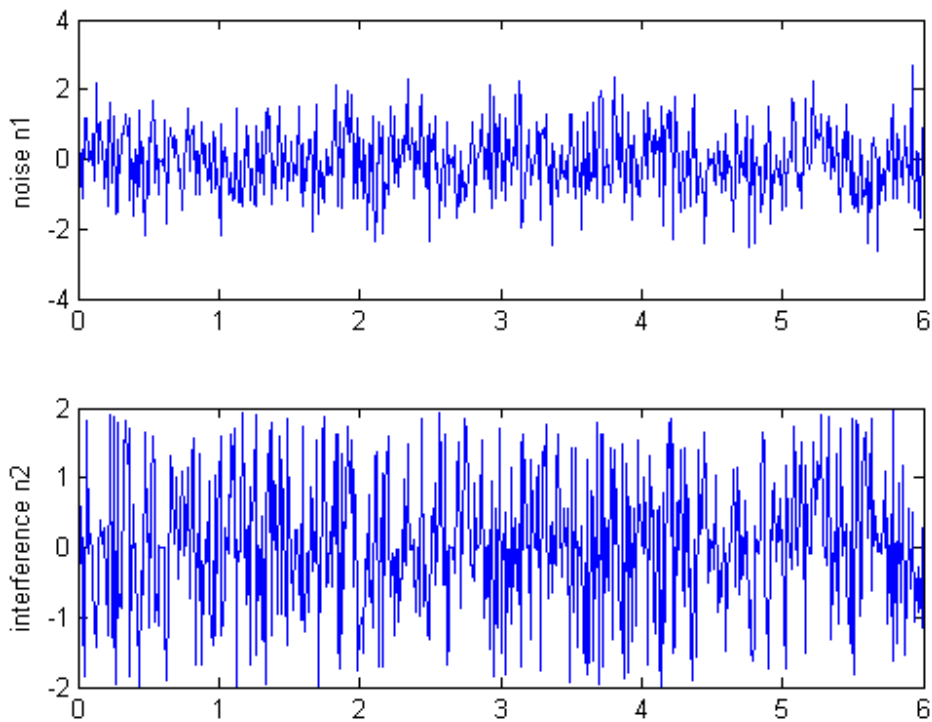
Unknown Channel Characteristics That Generate Interference



Η πηγή θορύβου n_1 και το n_2 παρέμβασης παρουσιάζονται από κοινού. Σημειώστε ότι το n_2 συσχετίζεται με n_1 μέσω της ιδιαίτερα μη γραμμικής διαδικασίας παρουσιασμένος προηγουμένως είναι δύσκολο να φανεί εάν αυτά τα δύο σήματα συσχετίζονται από καμιά άποψη.

```
n1d0 = n1; % n1 delay 0
n1d1 = [0; n1d0(1:length(n1d0)-1)]; % n1 delay 1
n2 = 4*sin(n1d0).*n1d1./(1+n1d1.^2); % interference

subplot(2,1,1)
plot(time, n1);
ylabel('noise n1');
subplot(2,1,2)
plot(time, n2);
ylabel('interference n2');
```

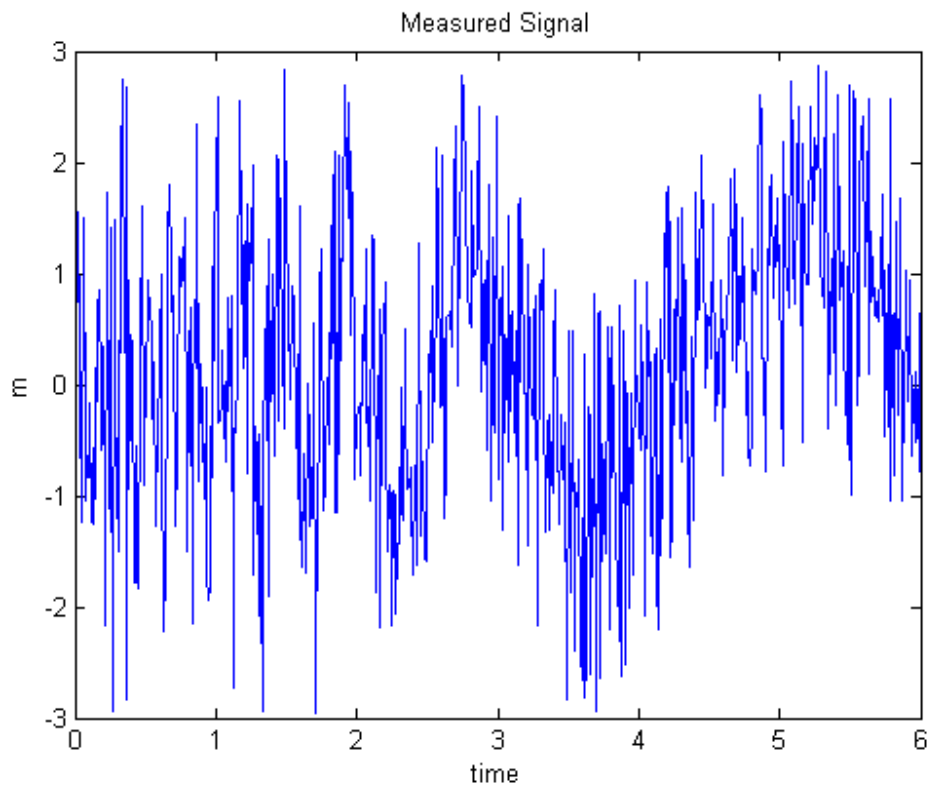


Το μετρημένο σήμα μ είναι το ποσό του αρχικού σήματος X και το $N2$ πληροφοριών παρέμβασης. Εντούτοις, δεν ξέρουμε το $N2$. Τα μόνα σήματα διαθέσιμα σε μας είναι το σήμα θορύβου $n1$ και το μετρημένο σήμα μ , και ο στόχος μας είναι να ανακτήσουμε το αρχικό σήμα X . πληροφοριών Στην επίδειξη το παράθυρο είναι το μετρημένο σήμα μ που συνδυάζει το X και το $N2$

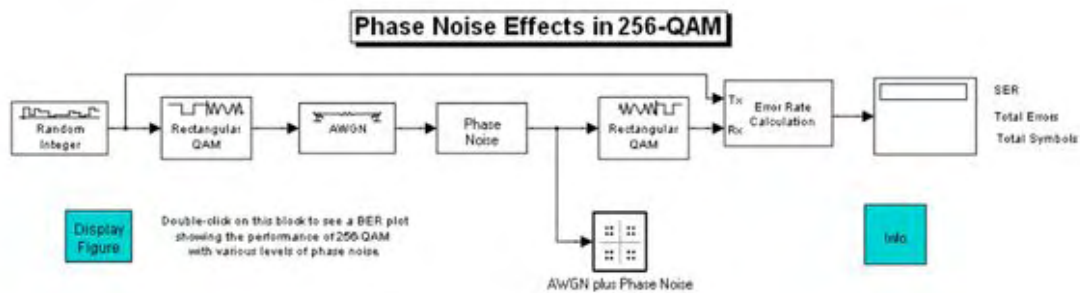
```

m = x + n2;           % measured signal
subplot(1,1,1)
plot(time, m)
title('Measured Signal')
xlabel('time')
ylabel('m')

```



5.6 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΘΟΡΥΒΟΥ ΦΑΣΗΣ ΣΕ 256 QAM



Το κύκλωμα περιέχει τα παρακάτω:

- Μια πηγή ακέραιων αριθμών μεταξύ 0 και 255
- Μια ζώνη βάσης 256-QAM διαμορφωτής
- Ένα πρόσθετο άσπρο γκαουσιανό κανάλι θορύβου (AWGN)
- Μια πηγή θορύβου φάσης
- Μια ζώνη βάσης 256-QAM αποδιαμορφωτής

Έναν υπολογιστή στατιστικής λάθους
Μια εικόνα επίδειξης που παρουσιάζει στατιστικές λάθους ενώ η προσομοίωση τρέχει.
Μια πλοκή διασποράς που παρουσιάζει λαμβανόμενο σήμα, συμπεριλαμβανομένου του θορύβου φάσης.

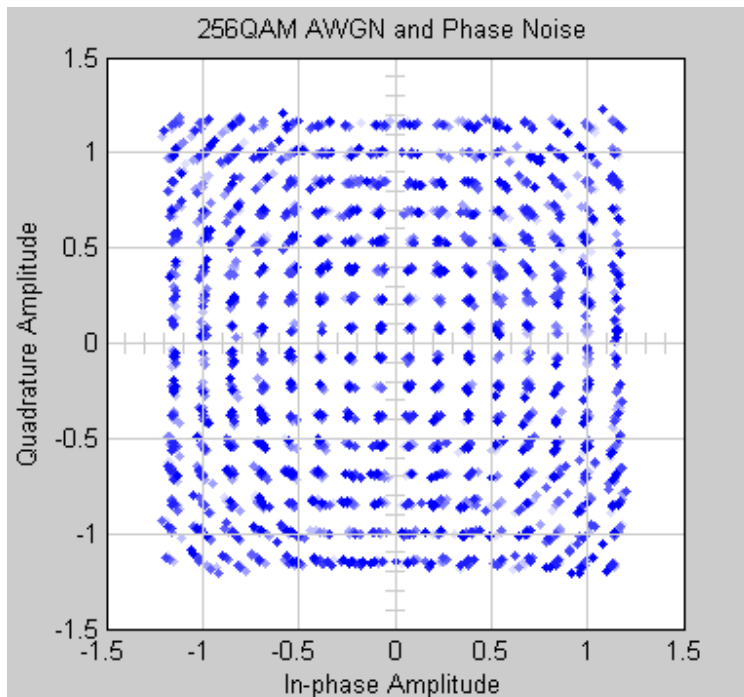
Φραγμός θορύβου φάσης: Ο φραγμός θορύβου φάσης μετατοπίζει τη φάση του λαμβανόμενου σήματος από ένα τυχαίο ποσό. Μπορείτε να ρυθμίσετε τη διαφορά της τυχαίας μετατόπισης φάσης κοντά στη ρύθμιση της παραμέτρου επιπέδων θορύβου φάσης στη μάσκα του φραγμού θορύβου φάσης.

Αποτελέσματα του κυκλώματος

Το κύκλωμα περιλαμβάνει αυτούς τους οπτικούς τρόπους για να γίνει κατανοητή η απόδοσή του:

Το παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζει τις τρέχουσες στατιστικές λάθους για το σύστημα. Αυτές οι στατιστικές είναι το ποσοστό λάθους, ο αριθμός Λαθών που ανιχνεύονται, και ο συνολικός αριθμός συμβόλων συγκρινόμενος.

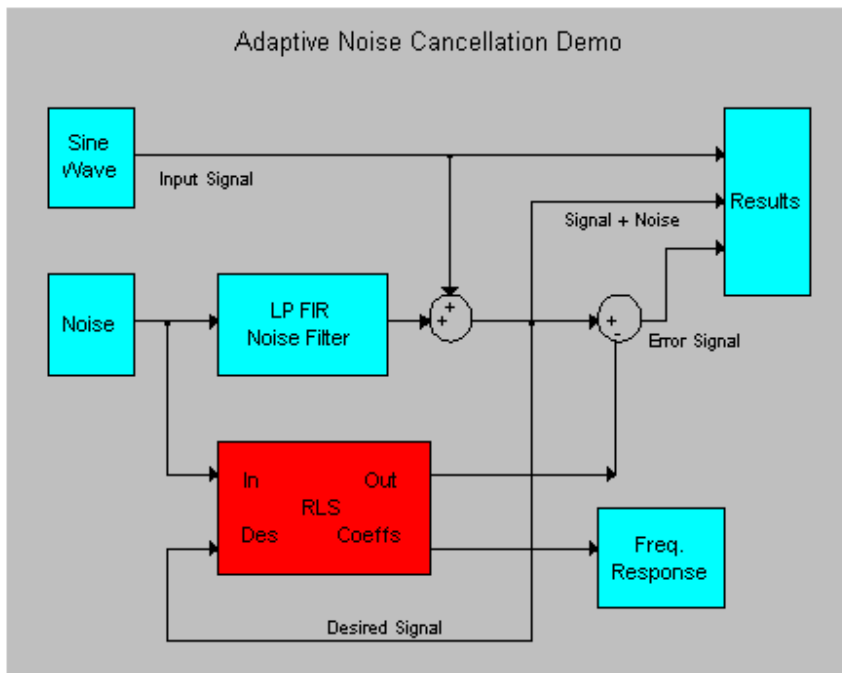
Μια πλοκή διασποράς που παρουσιάζει το λαμβανόμενο σήμα, και συμπεριλαμβανομένου του άσπρου γκαουσιανού θορύβου και του θορύβου φάσης. Κοντά σε κάθε αστερισμό το σημείο είναι μια συστάδα των σημείων. Κοντά στα σημεία αστερισμού που είναι μακριά από μηδέν, η συστάδα είναι κοντά σε ένα τόξο. Η μορφή τόξων είναι μια επίδραση του θορύβου φάσης.



5.7 ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗ ΑΚΥΡΩΣΗ ΘΟΡΥΒΟΥ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΕΙ ΤΟ ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΟ ΦΙΛΤΡΑΡΙΣΜΑ RLS

Αυτή η επίδειξη επεξηγεί τη δυνατότητα του φίλτρου RLS να εξαχθούν οι χρήσιμες πληροφορίες από ένα θορυβώδες σήμα. Το ρουλεμάν πληροφοριών το σήμα είναι ένα κύμα ημιτόνου που αλλοιώνεται από τον πρόσθετο άσπρο γκαουσιανό θόρυβο.

Το προσαρμοστικό σύστημα ακύρωσης θορύβου υποθέτει τη χρήση δύο μικροφώνων. Ένα αρχικό μικρόφωνο παίρνει τη θορυβώδη εισαγωγή το σήμα, ενώ ένα δευτεροβάθμιο μικρόφωνο λαμβάνει το θόρυβο που είναι ασύνδετος στο φέρον σήμα πληροφοριών, αλλά συσχετίζεται στο θόρυβο που παίρνεται από το αρχικό μικρόφωνο.



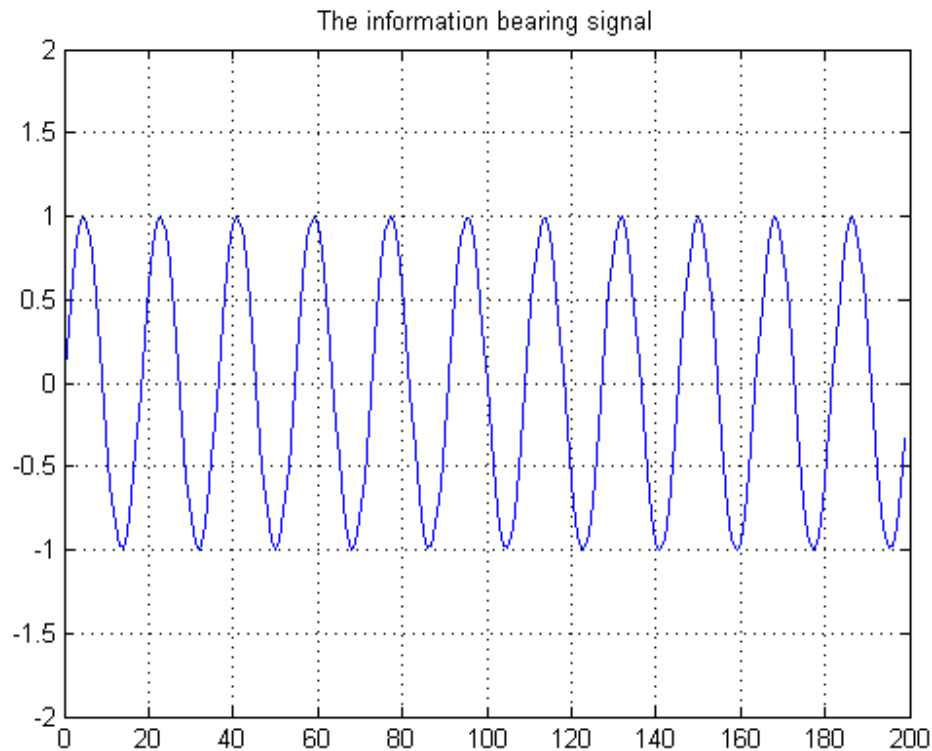
Το φέρον σήμα πληροφοριών είναι ένα κύμα ημιτόνου 0,055 κύκλων/δείγμα

```

signal = sin(2*pi*0.055*(0:1000-1)');

plot(0:199,signal(1:200));
grid; axis([0 200 -2 2]);
title('The information bearing signal');

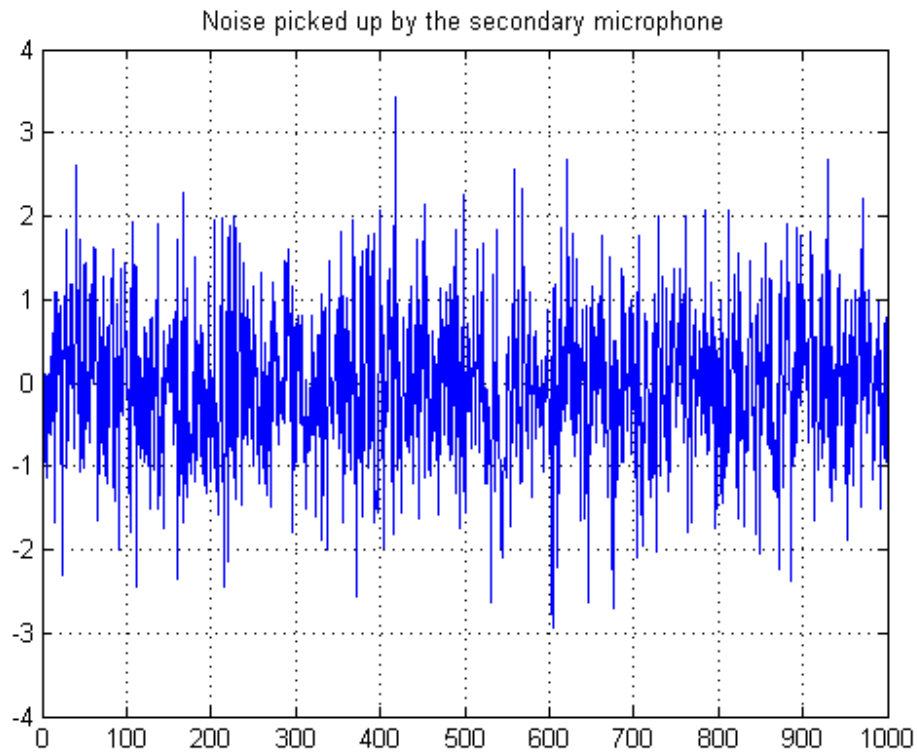
```



Ο θόρυβος που παίρνεται από το δευτεροβάθμιο μικρόφωνο είναι η εισαγωγή για το προσαρμοστικό φίλτρο RLS. Ο θόρυβος που αλλοιώνει το ημίτονο, το κύμα είναι μια χαμηλής διέλευσης φιλτραρισμένη έκδοση (συσχετισμένος) αυτού του θορύβου. Το ποσό του φιλτραρισμένου θορύβου και του σήματος πληροφοριών, το σήμα είναι το επιθυμητό σήμα για το προσαρμοστικό φίλτρο.

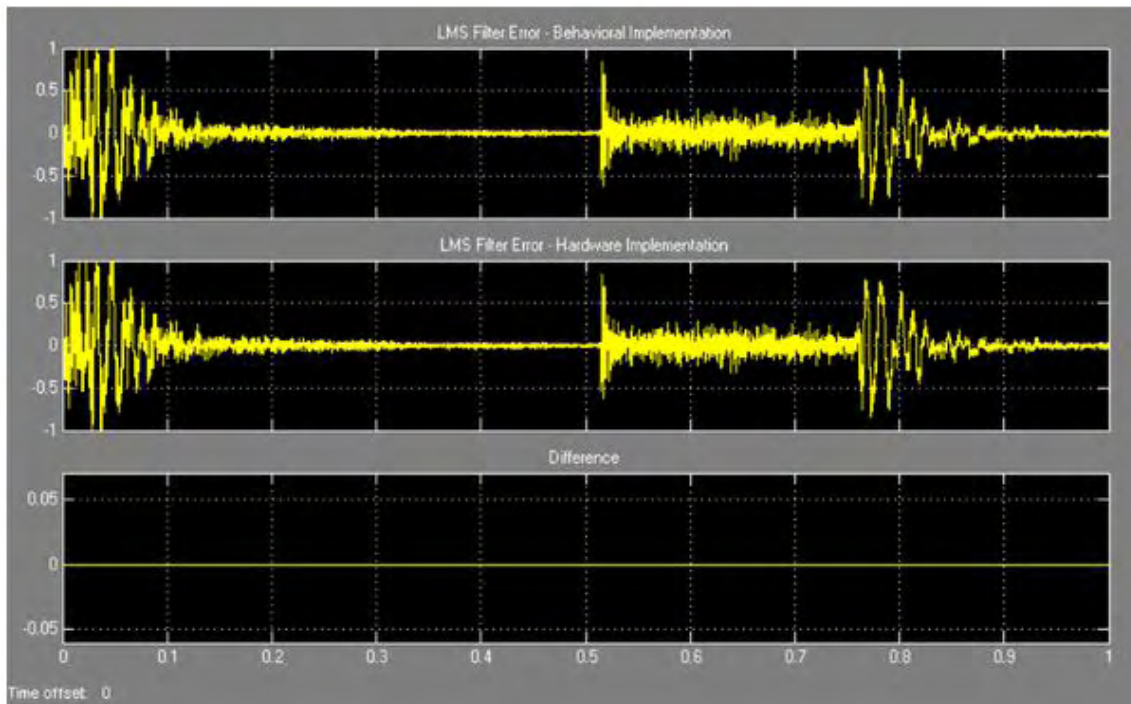
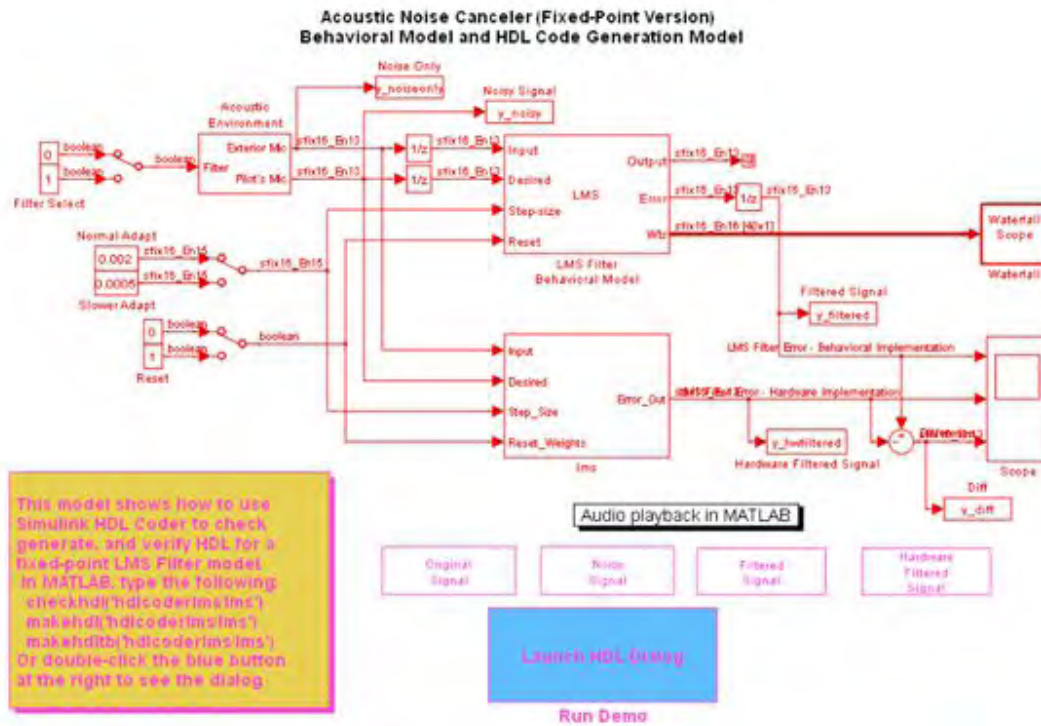
```
nvar = 1.0;           % Noise variance
noise = randn(1000,1)*nvar; % White noise

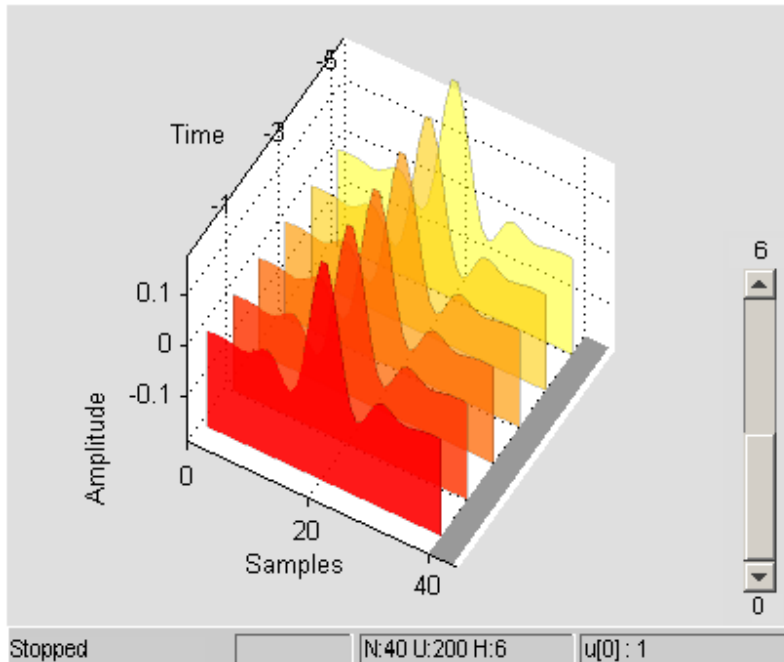
plot(0:999,noise);
title('Noise picked up by the secondary microphone');
grid; axis([0 1000 -4 4]);
```

5.8 ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΟΣ ΑΚΥΡΩΤΗΣ ΘΟΡΥΒΟΥ ΜΕ ΤΟ ΦΙΛΤΡΟ LMS

Αυτό το πρότυπο επιδεικνύει πώς να χρησιμοποιήσει τον κωδικοποιητή Simulink HDL για να ελέγξει, να παραγάγει, και να ελέγξει HDL για ένα πρότυπο φίλτρων σταθερών σημείων LMS.





5.9 GMSK- MSK

Η επίδειξη περιλαμβάνει αυτούς τους φραγμούς:

Ο τυχαίος φραγμός ακέραιων αριθμών, ο οποίος παρέχει μια πηγή ομοιόμορφα διανεμημένων τυχαίων ακέραιων αριθμών στη σειρά $[0, \mu-1]$, όπου το μ είναι ο αστερισμός μέγεθος του σήματος GMSK ή MSK

Ο unipolar ως διπολικός φραγμός μετατροπέων

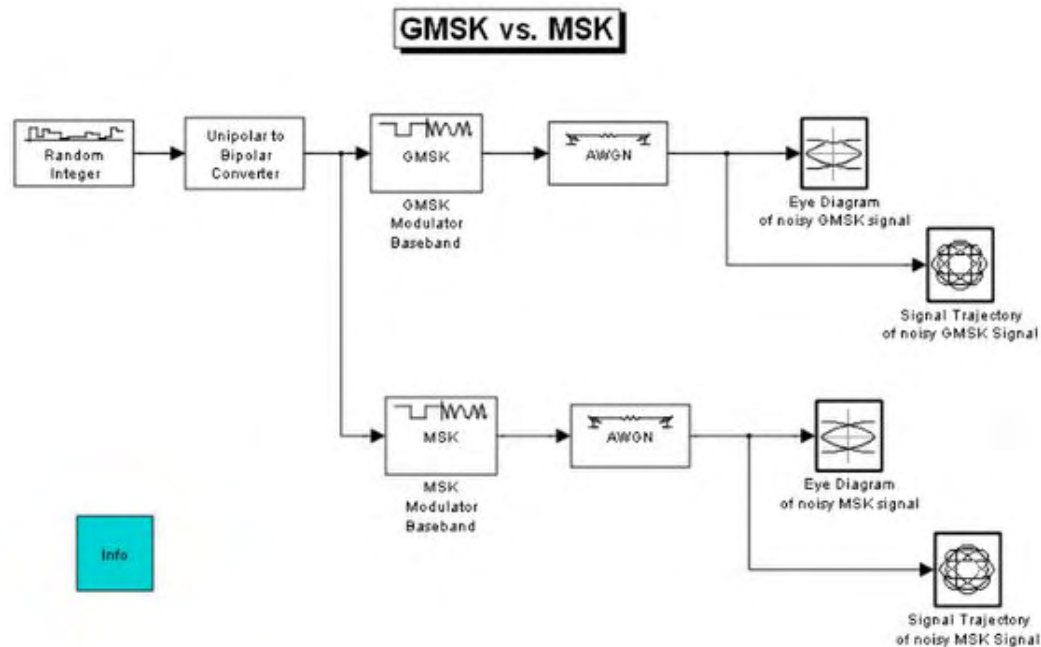
Ο φραγμός ζωνών βάσης διαμορφωτών GMSK

Ο φραγμός ζωνών βάσης διαμορφωτών MSK

Ο φραγμός καναλιών AWGN

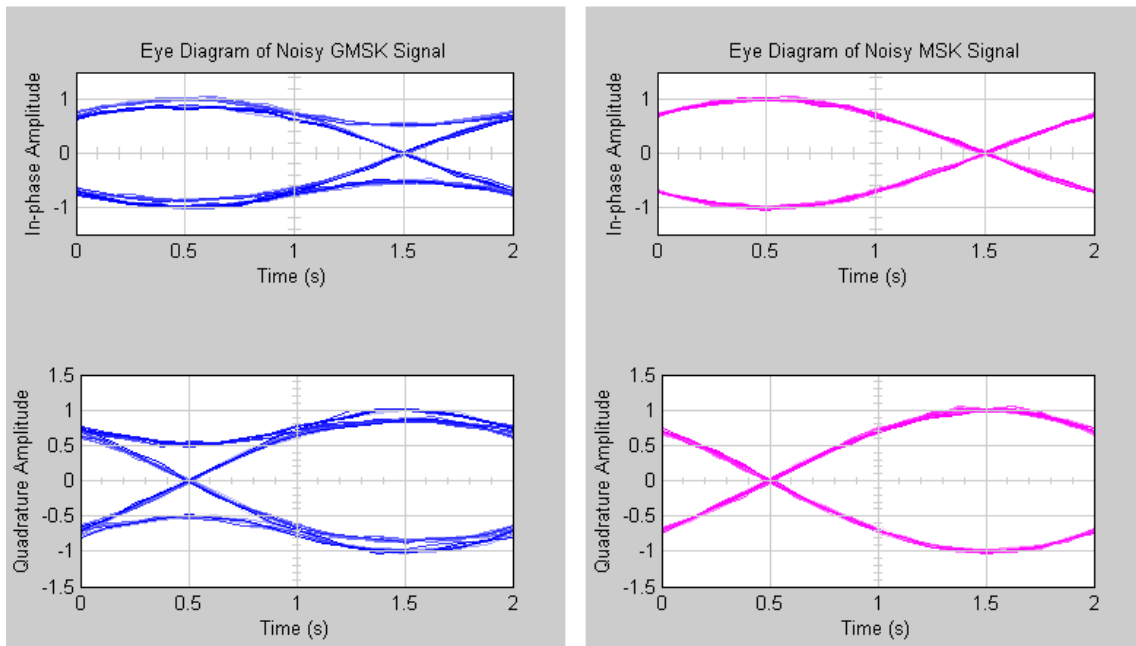
Δύο αντίγραφα του discrete-Time φραγμού πεδίου διαγραμμάτων ματιών

Δύο αντίγραφα του discrete-Time φραγμού πεδίου τροχιάς σημάτων



Αποτελέσματα και επιδείξεις

Η επίδειξη επεξηγεί τη διαφορά μεταξύ των δύο σχεδίων διαμόρφωσης. Οι discrete-Time φραγμοί πεδίου διαγραμμάτων ματιών παρουσιάζουν διαγράμματα ματιών των σημάτων GMSK και MSK που αλλοιώνονται από το θόρυβο.



Τα διαγράμματα ματιών παρουσιάζουν την ομοιότητα μεταξύ του GMSK και τα σήματα MSK τότε θέτετε το μήκος σφυγμού του φραγμού ζωνών βάσης διαμορφωτών GMSK σε 1, θέτοντας το μήκος σφυγμού σε 3 ή 5 επιτρέπουν σε σας για να δουν τη διαφορά που μια μερική διαμόρφωση απάντησης μπορεί να έχει στο διάγραμμα ματιών. Ο αριθμός των αυξήσεων των πορειών, που καταδεικνύουν ότι το κυματοειδές CPM εξαρτάται από τις τιμές των προηγούμενων συμβόλων καθώς επίσης και του παρόντος συμβόλου.

Μπορείτε να αλλάξετε το μήκος σφυγμού σε 2 ή 4, αλλά πρέπει να αλλάξετε το όφσετ φάσης $\pi/4$ για μια καλύτερη άποψη του διαμορφωμένου σήματος. Προκειμένου να αντιμετωπισθεί σαφώς η γκαουσιανή μορφή σφυγμού, πρέπει να χρησιμοποιήσετε τα πεδία που επιτρέπει σε σας για να δει τη φάση του σήματος, όπως περιγράφεται στην επίδειξη φάσης CPM.

5.10 ΦΙΛΤΡΑΡΙΣΜΕΝΟ QPSK - MSK

Αυτή η επίδειξη χρησιμοποιεί τους διάφορους φραγμούς Blockset επικοινωνιών και επεξεργασίας σήματος για να διαμορφώσει τη φιλτραρισμένη διαμόρφωση QPSK και MSK.

Η επίδειξη περιλαμβάνει αυτούς τους φραγμούς:

Πηγές ομοιόμορφα διανεμημένων τυχαίων ακέραιων αριθμών μεταξύ 0 και $\mu-1$, όπου το μ είναι το μέγεθος αστερισμού του σχεδίου διαμόρφωσης.

Δύο πηγές απαιτούνται, επειδή QPSK είναι μια τεσσάρων καταστάσεων μέθοδος διαμόρφωσης, ενώ MSK είναι μια δυαδική μέθοδος διαμόρφωσης.

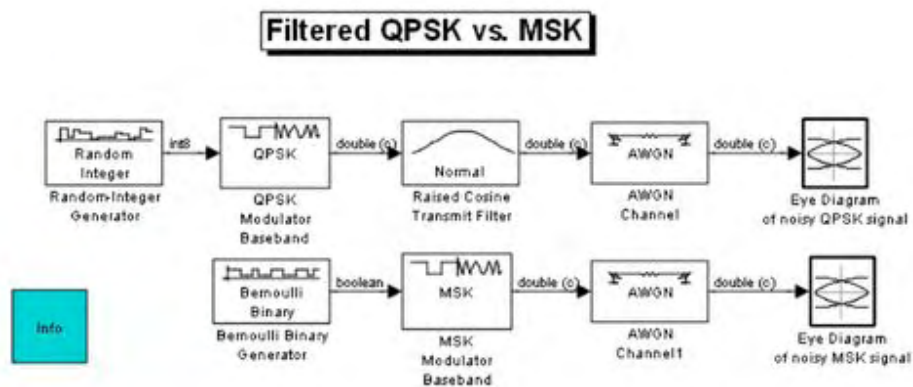
Ο φραγμός ζωνών βάσης διαμορφωτών QPSK

Ο φραγμός ζωνών βάσης διαμορφωτών MSK

Το αυξημένο συνημίτονο διαβιβάζει το φραγμό φίλτρων

Ο φραγμός καναλιών AWGN

Ο discrete-Time φραγμός πεδίου διαγραμμάτων ματιών

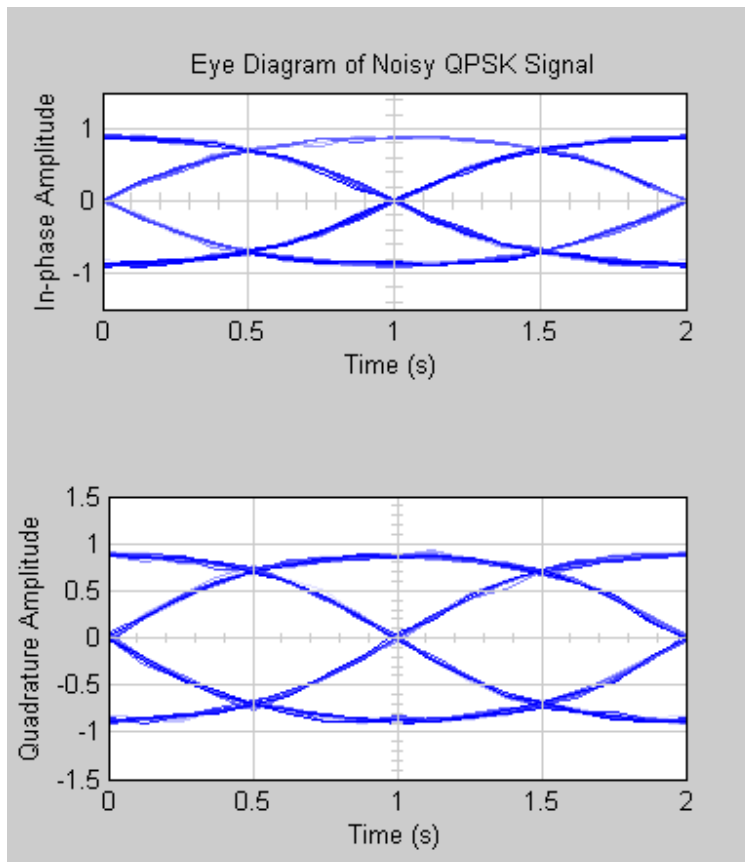


Αποτελέσματα και επιδείξεις

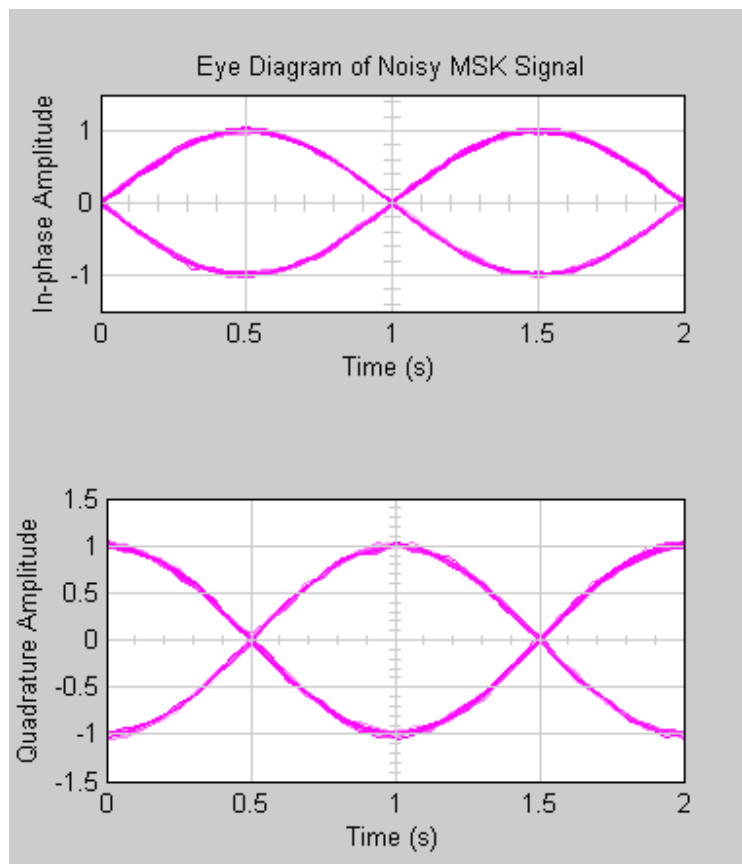
Η επίδειξη περιλαμβάνει αυτά τα οπτικά βοηθήματα για να επεξηγήσει τη διαφορά μεταξύ των δύο σχεδίων διαμόρφωσης:

Οι φραγμοί διαγραμμάτων ματιών που παρουσιάζουν διαγράμματα ματιών φιλτραρισμένων QPSK και MSK κάνουν σήμα συν το θόρυβο:

1. Σε φιλτραρισμένο QPSK, οι τιμές και των in-phase και τμημάτων τετραγωνισμού του σήματος επιτρέπονται για να αλλάξουν σε οποιαδήποτε διάστημα συμβόλων.



2. Εντούτοις, για MSK, το διάστημα συμβόλων είναι μισό αυτό για QPSK, αλλά τα in-phase και τμήματα τετραγωνισμού αλλάζουν τις τιμές μέσα εναλλάσσομαι εποχές συμβόλων. Επομένως, ο ιδανικός χρόνος δειγματοληψίας για QPSK είναι 0,5, 1,5, 2,5..., ενώ η ιδανική περίοδος δειγματοληψίας γιατί MSK είναι 0,5, 1,5, 2,5... για το in-phase σήμα και το 1 ..2 ..3... για το σήμα τετραγωνισμού.



ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. Hwei P. Hsu, Αναλογικές και Ψηφιακές Επικοινωνίες, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 2002
2. Κ.Καρούμπαλου, Εισαγωγή στη Θεωρία Θορύβου και Εφαρμογές, Εκδόσεις Βασδέκη, Αθήνα 1979
3. Απόστολος Τραγανίτης, Ψηφιακές Επικοινωνίες, Φθινόπωρο 2004
4. Taub / Schilling, Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 1998
5. Andy Bateman, Ψηφιακές Επικοινωνίες, Σχεδίαση συστημάτων στην πράξη, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 2000
6. Jack Smith, Modern Communication Circuits, Mc Graw Hill, 1986
7. B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice Hall, 1998
8. J. Everard, Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators, John Wiley & Sons Ltd, 2001
9. W. Alan Davis, K. Agarwal, Radio – Frequency Circuit Design, John Wiley & Sons Inc, 2001
10. Taub / Schilling, Αρχές Τηλεπικοινωνιακών Συστημάτων, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 2006



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ
ΣΠΟΥΔΩΝ
«ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΒΙΟΙΑΤΡΙΚΗ»**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ
Υπεύθυνος
ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΤΑΜΟΥΛΗΣ**

Λαμία, Μάιος 2017



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΒΙΟΙΑΤΡΙΚΗ
ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗ**

**«ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΜΕ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΤΗΝ ΑΣΦΑΛΕΙΑ,
ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗ ΜΕΓΑΛΟΥ ΟΓΚΟΥ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΚΑΙ
ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ»**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Επιβλέπων
ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΤΑΜΟΥΛΗΣ**

Λαμία, Μάιος 2017



Τριμελής Επιτροπή:

ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΤΑΜΟΥΛΗΣ,(επιβλέπων)

ΝΕΣΤΟΡΑΣ ΕΥΜΟΡΦΟΠΟΥΛΟΣ,

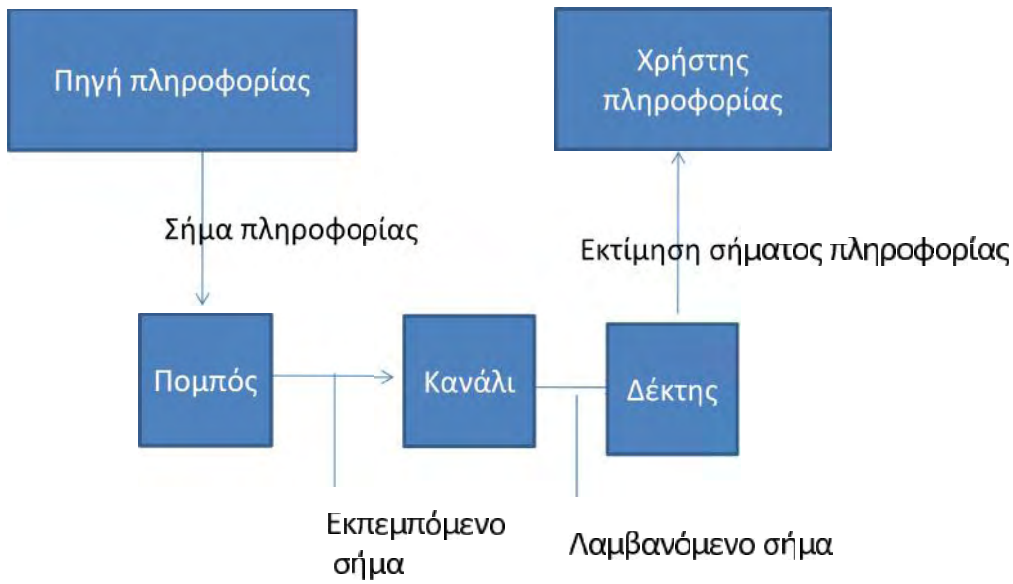
ΦΩΤΙΟΣ ΠΛΕΣΣΑΣ,

Επιστημονικός Σύμβουλος:

ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΔΗΜΗΤΡΙΟΥ

.....	6
1.....	8
	8
1.1K	10
1.2	10
1.2.1	10
1.2.2	10
1.2.3	10
1.2.4	11
1.2.5	11
1.2.6	12
1.2.7	13
2.....	14
	14
2.1	14
2.2	17
2.3	18
2.4	19
2.5	21
2.6	24
2.7	26
2.7.1	26
2.7.2	27
2.7.3	28
2.8	29
3.....	30
3.1	30
3.2	32
3.3	33
3.3.1	33
3.3.2	35
3.4	36
3.5	37

3.5.1									38
3.5.1.1	μ		DSB						38
3.5.1.2	μ		SSB						39
3.5.1.3	μ								39
3.5.2					μ				40
3.5.2.1						SNR (μ)	41
3.5.2.2						SNR (μ)	41
3.6		μ	μ	μ					42
3.6.1					μ				44
3.6.2			μ			PM			45
3.6.3			μ			FM			45
3.7	μ				μ		μ		46
3.8			μ				μ		47
4.....									50
4.1			PCM						50
4.2	μ				μ				52
4.3		μ		μ					54
4.4	μ					PCM			56
4.5		μ		μ	μ				58
4.6		μ		μ			μ		60
4.7	μ							μ	62
4.8			PCM			DM			63
5.....									65
5.1		μ			μ		$\mu\mu$	atlab	65
5.2									70
5.3	μ								73
5.4									74
5.5		μ	μ						78
5.6	μ					256 QAM			83
5.7	μ				μ			μ	
	μ	RLS							85
5.8	μ			μ		LMS			88
5.9		GMSK-MSK							90
5.10	μ	QPSK-MSK							92
.....									96



1

μ (Broadcasting)

multicasting (, μ)

μ - μ - μ (point-to-point)

μ (Power limited channel)

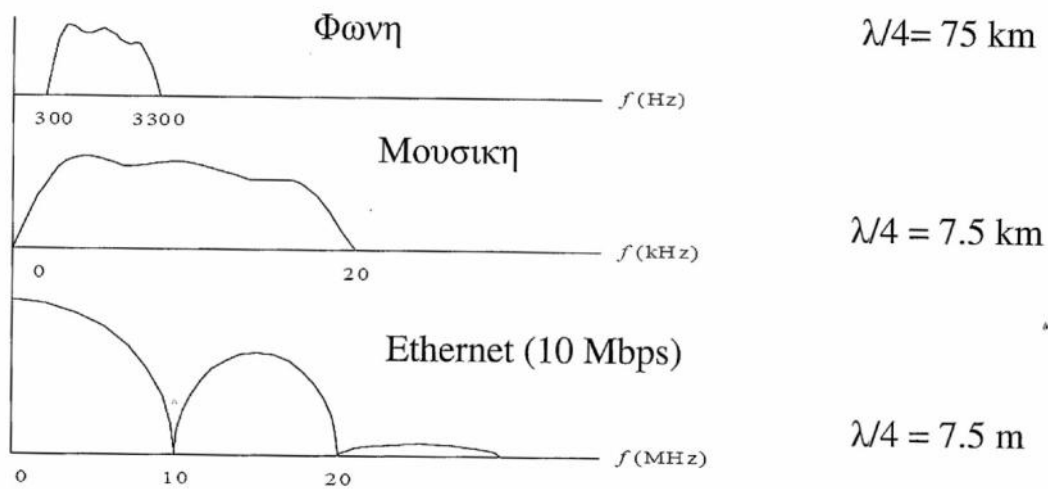
(Bandwidth limited channel)

\ll \gg :

μ

μ

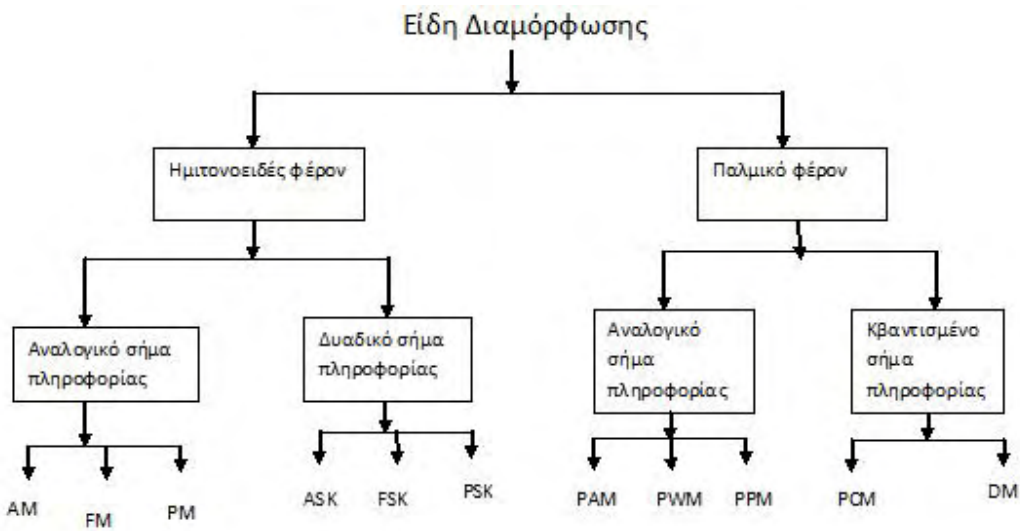
Φασματα μερικων κοινων σηματον



1.2.6 μ

H μ (Modulation) μ , μ μ μ
 μ μ (carrier wave) μ μ
 μ μ (Demodulation) μ
 μ , μ μ , μ
 μ . μ , μ

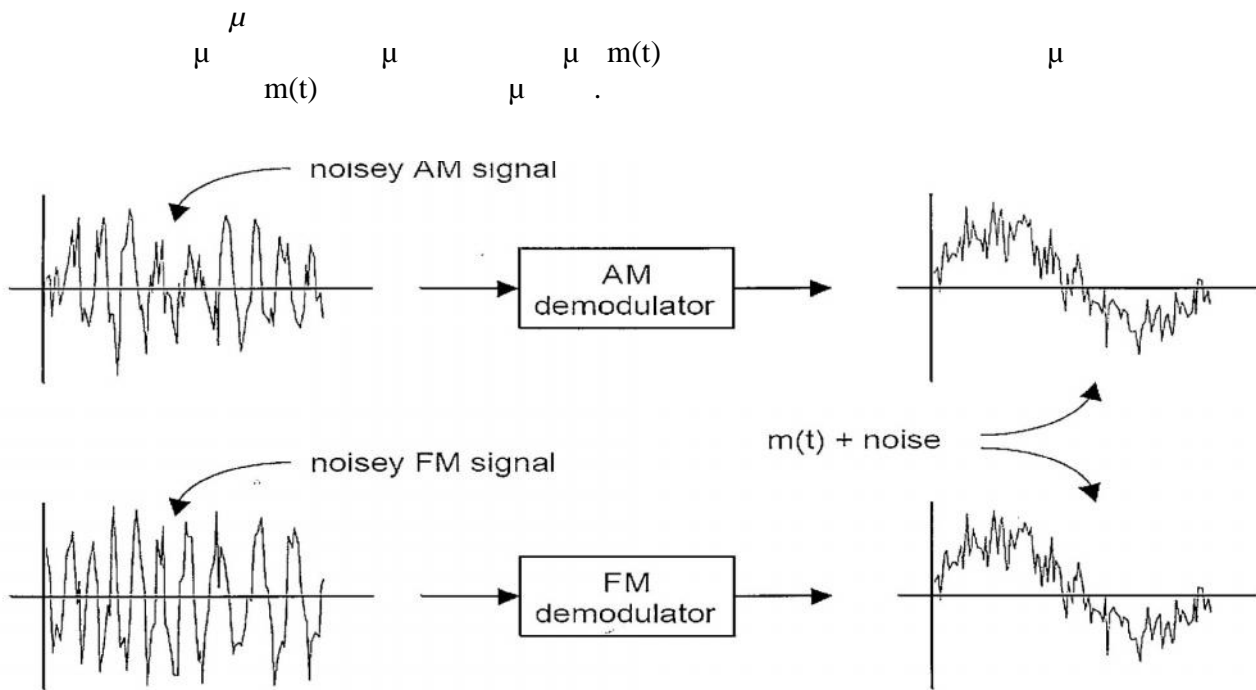
- μ μ μ μ μ
- μ μ μ μ μ



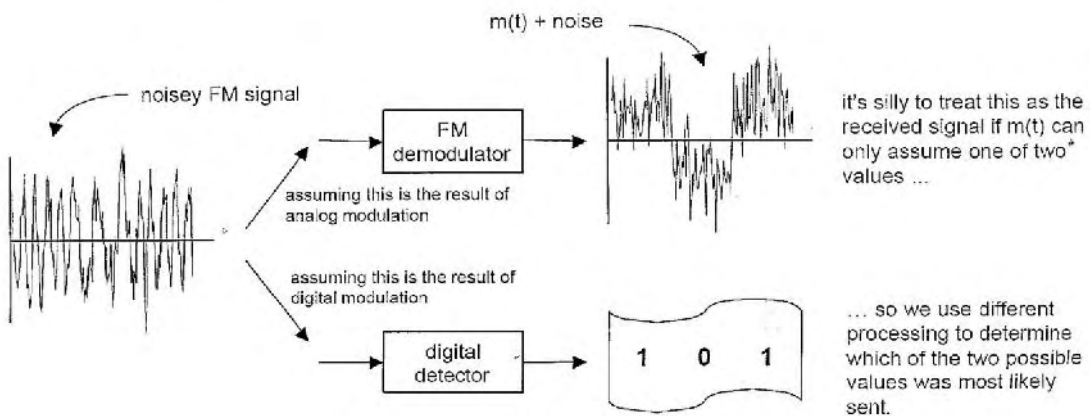
A=Amplitude, F=Frequency, P=Phase, M=Modulation, K=Keying, W=Width, P=Pulse, Position, D=Delta

$$X(t) = A \cos(2\pi ft + \phi) \quad X(t) = \sum A_i p(t-t_i)$$

1.2.7 A



4



5

9: $m(t)$

[2. 1979]

$$W = e_n^2 / R = 4kTB \quad (2.1.3)$$

$$(e_n^2 = 4kTB)$$

$B = f \cdot \Delta f$,
 $f = \frac{1}{T}$,
 $\Delta f = \frac{1}{T}$,
 $B = \frac{1}{T}$,
 $e_n^2 = 4kTB = \frac{4kT}{T}$,
 $T = \frac{e_n^2}{4kRB}$

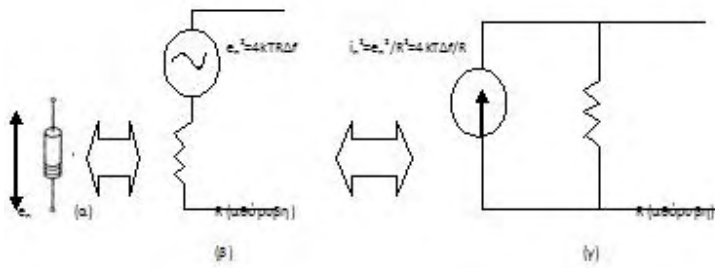
$$T = \frac{e_n^2}{4kRB} \quad (2.1.4)$$

$e_n = 1,26 \cdot 10^{-10} \sqrt{RB}$ (V * rms)
 $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ (J/K)

$$e_n = 1,26 \cdot 10^{-10} \sqrt{RB} \quad \text{V * rms} \quad (2.1.5)$$

(Schottky),
 $i_n = \sqrt{2qI_n}$

Thevenin Norton.



α) Πραγματική αντίσταση με θόρυβο
 β) Ισοδύναμο κύκλωμα κατά Thevenin
 γ) Ισοδύναμο κύκλωμα κατά Norton.

6

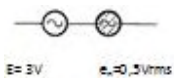
$e_n^2 = e_{n1}^2 + e_{n2}^2$, $e_n^2 = 4k(R1T1 + R2T2)\Delta f$ (. 2.1.6)
 $e_n^2 = 4kT(R1 + R2)\Delta f = 4kTR\Delta f$, $R = R1 + R2$ (. 2.1.7)
 $R1 + R2$, $T1 \neq T2$: $RT = R1T1 + R2T2$
 : « » , « »

$$e_n^2 = e_{n1}^2 + e_{n2}^2 \quad e_n^2 = 4k(R1T1 + R2T2)\Delta f \quad (. 2.1.6)$$

$$e_n^2 = 4kT(R1 + R2)\Delta f = 4kTR\Delta f \quad , \quad R = R1 + R2 \quad (. 2.1.7)$$

$R1 + R2$, $T1 \neq T2$: $RT = R1T1 + R2T2$
 : « » , « »

$e_n^2 = 4kTR\Delta f$, $e_n = 0,5V_{rms}$
 $3V + 0,5V * rms = 3,5V$



7

$$3V + 0,5V * rms = 3,5V$$

$$i_{sh} = \sqrt{2eI_{dc}B} \quad (2.1.8)$$

Boltzmann, $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

[2.1979]

2.2 SHOT (SCHOTTKY)

$$i_{sh} = \sqrt{2eI_{dc}B}$$

$$i_{sh} = 5.64 \times 10^{-10} \sqrt{I_{dc} B} \text{ A rms} \quad (2.2.1)$$

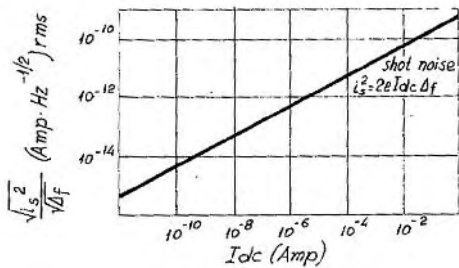
$$I_{dc} = \text{Amp.}$$

$$B = f = \text{Hz.}$$

$$e = 1.6 \times 10^{-19} \text{ Cb}$$

$$i_{sh} = \text{rms } \mu \text{ A}$$

$$i_{sh} = \mu \text{ A}, I_{dc} = \mu \text{ A, p-n junction}$$



8

(2.2.1)

Shot

μ

$\mu\mu$

$\mu \mu$

μ

μ

-

.

[2. 1979]

μ

,

,

2.3

FLICKER (

1/f)

μ

μ

, (μ

100 Hz).

μ

μ

μ

μ

$1/f$,

f

.

$\mu \mu$

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

$1/f$

(

)

μ

μ

μ

flicker

μ

μ

μ

$\frac{1}{f^n}$

μ

μ

n

: $0.9 \leq n \leq 1.35$.

μ

«

»

dc (

)

flicker

μ

μ

f .

μ

$1/f$

μ

μ

μ

$1/f$

μ

μ

μ

«

μ

»

(S/N).

μ

(LPF – Low Pass Filter),

μ

flicker,

S/N

μ

μ

(

f^{-n}),

μ

μ

μ

μ

,

μ

« μ
Shot,

μ

» μ

μ

μ

μ

Johnson

, dc μ

μ

μ

μ

μ

flicker μ

μ

μ

μ

f_L

f_H .

flicker

f ,

$\mu [f_L, f_H]$

:

$$e_{fL}^2 = \int_{f_L}^{f_H} k_u \frac{1}{f} df \quad e_{fL}^2 = k_u \ln \frac{f_H}{f_L} \quad (2.3.1)$$

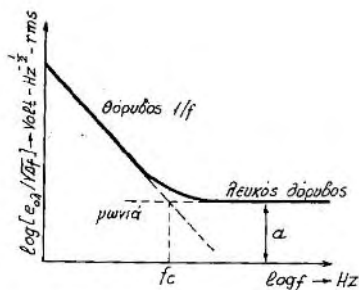
flicker μ $\mu \ll$ $\mu \gg$ μ :

$$i_{fL}^2 = \int_{f_L}^{f_H} k_i \frac{1}{f} df \quad i_{fL}^2 = k_i \ln \frac{f_H}{f_L} \quad (2.3.2)$$

[2. μ , μ , ,
1979]

2.4 FLICKER MAZI ME

, μ , . μ
 μ f_c (corner frequency),
 μ .



Κατανομή ισχύος μικτού θορύβου (flicker + λευκού) στο φάσμα συχνοτήτων

9

μ :

$$e_{fL+v}^2 = \int_{f_L}^{f_H} (k_u 1/f + a_v^2) df = k_u \ln \frac{f_H}{f_L} + a_v^2 (f_H - f_L) = a_v^2 \left(\frac{k_u}{a_v^2} \ln \frac{f_H}{f_L} + f_H - f_L \right) \quad (2.4.1)$$

$$e_{n_s} = [4kTR_sB + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2}, \text{ Volt * rms} \quad (.2.5.3)$$

3. $(SNR)_v = \frac{E_s}{[4kTR_sB + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2} * B^{1/2}}$ $R_s \rightarrow 0$.

4. $(SNR)_v = \frac{E_s}{[4kTR_sB + e_n^2 + i_n^2 / B * R_s^2]^{1/2} * B^{1/2}}$

$$(SNR)_v = \frac{E_s}{[4kTR_sB + e_n^2 + i_n^2 / B * R_s^2]^{1/2} * B^{1/2}} \quad (.2.5.4)$$

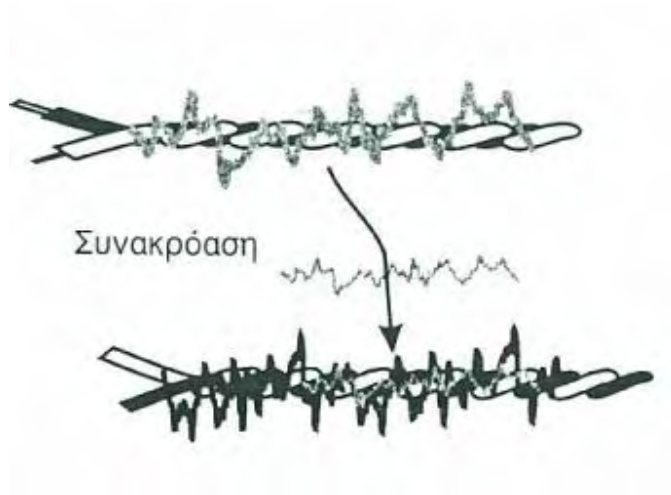
$$e_n^2 / B = a_v^2 \quad i_n^2 / B = a_i^2$$

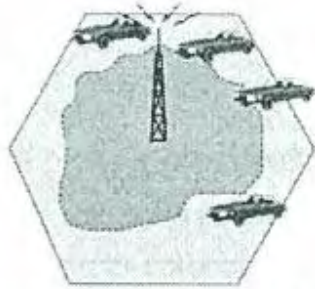
[3. , 2004]

2.6

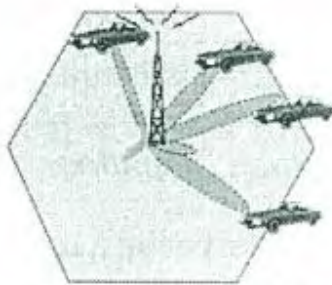
« »

(t) « » (peak to peak)





Παν-κατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας



Προσαρμοστικό διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας

$$B_N = \frac{1}{\sqrt{2}} f_c \quad (2.8.3)$$

, RC $\frac{1}{\sqrt{2}}$ (= 1.57) f_c
3dB.

[4. Taub / Schilling, μ , , 1998]

3

ΚΕΦΑΛΑΙΟ

3.1

Έστω $n^{(s)}(t)$ μια περιοδική μετρήσιμη συνάρτηση με περίοδο T και μέση τιμή μ . Η συνάρτηση $n^{(s)}(t)$ μπορεί να αναπτυχθεί ως σειρά Fourier. Η σειρά Fourier της $n^{(s)}(t)$ είναι:

$$n^{(s)}(t) = \mu + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(2\pi k f t) + b_k \sin(2\pi k f t)) \quad (3.1.1)$$

όπου $f = 1/T$ είναι η συχνότητα, a_k και b_k οι συντελεστές Fourier, και μ η μέση τιμή. Η μέση τιμή μ είναι η τιμή της $n^{(s)}(t)$ κατά μέσο όρο, δηλαδή:

$$\mu = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} n^{(s)}(t) dt$$

$$n_T^{(s)}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos 2\pi k f t + b_k \sin 2\pi k f t) \quad (3.1.1)$$

$$n_T^{(s)}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2\pi k f t + \phi_k)$$

$$c_k^2 = a_k^2 + b_k^2 \quad (3.1.2)$$

$$\phi_k = -\tan^{-1} b_k / a_k \quad (3.1.3)$$

$$G_n(k, f) = \frac{c_k^2}{4} = \frac{(a_k^2 + b_k^2)}{4} \quad (3.1.4)$$

$$G_n(k, f) \equiv G_n(-k, f) \equiv \frac{c_k^2}{4} \quad (3.1.4)$$

$$G_n(k, f) = 2G_n(k, f) \quad (3.1.5)$$

$$G_n(k, f) = G_n(-k, f) \quad (3.1.5)$$

$$G_n(k, f) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos 2kf + b_k \sin 2kf) \quad (3.1.1)$$

$$G_n(k, f) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2kf + \theta_k) \quad (3.1.2)$$

$$G_n(k, f) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2kf + \theta_k) \quad (3.1.2)$$

$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos 2kf + b_k \sin 2kf) \quad (3.1.6)$$

$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2kf + \theta_k) \quad (3.1.7)$$

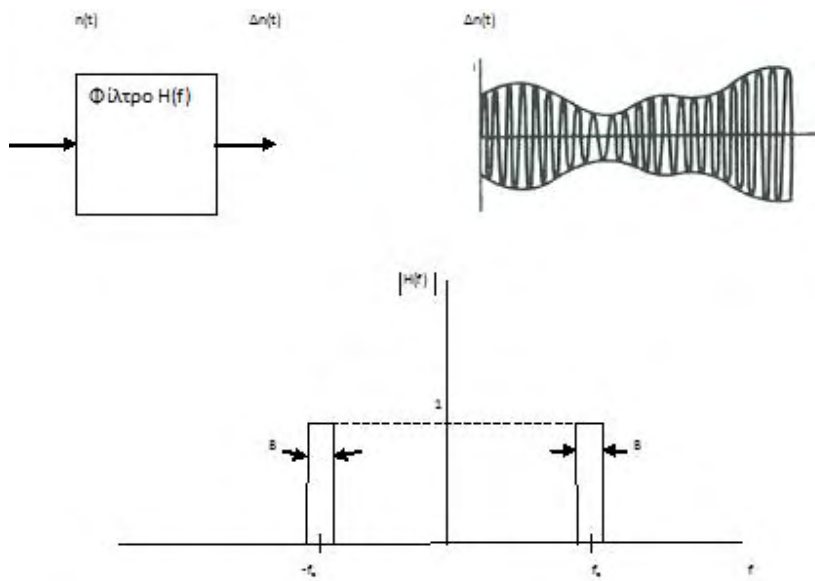
$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2kf + \theta_k) \quad (3.2.5)$$

$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2kf + \theta_k) \quad (3.1.5)$$

$$c_k^2 = a_k^2 + b_k^2 \quad (3.1.8)$$

$$(3.1.5)$$

$$G_n(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{c_k^2}{4\Delta f} = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{a_k^2 + b_k^2}{4\Delta f} \quad (3.1.9)$$



$$n_k(t) = a_k \cos 2f | \Delta ft + b_k \sin 2f | \Delta ft$$

$$G_n(f_0 + kf) = G_n(f_0 - kf) = G_n(kf) \quad (3.3.1.1)$$

$$G_n(kf + f_0) = G_n(kf - f_0) = G_n(kf)/4 \quad (3.3.1.2)$$

$$G_n(f + f_0) = G_n(f - f_0) = G_n(f)/4 \quad (3.3.1.3)$$

$$n(t) \cos 2f_0 t = \frac{1}{2} [n(t) e^{j2f_0 t} + n(t) e^{-j2f_0 t}]$$

$$f_0 = (k+1)f/2$$

$$n_k(t) = a_k \cos 2f|\Delta ft| + b_k \sin 2f|\Delta ft| \quad n_l(t) = a_l \cos 2fl\Delta ft + b_l \sin 2fl\Delta ft$$

$$n_{p1}(t) = a_k/2 \cos 2pft - b_k/2 \sin 2pft \quad (3.3.1.4)$$

$$n_{p2}(t) = a_l/2 \cos 2pft + b_l/2 \sin 2pft \quad (3.3.1.5)$$

$$E[n_{p1}(t)n_{p2}(t)] = 0$$

xx

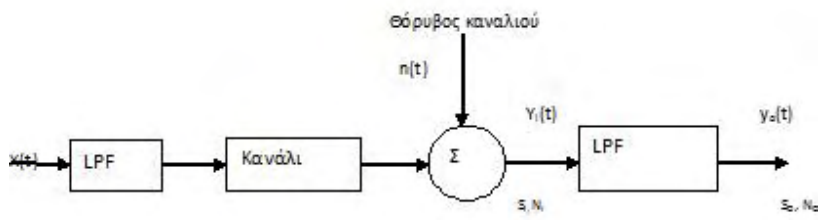
0 d
d

0

$$\int_{-W}^W S_{xx} \quad x \quad i$$
$$\int_{-W}^W S_{nm}$$

x

0



nn

$$0 \int_{-W}^W y/2$$

$$0 \quad 0 \quad 0 \quad i/$$

i

0

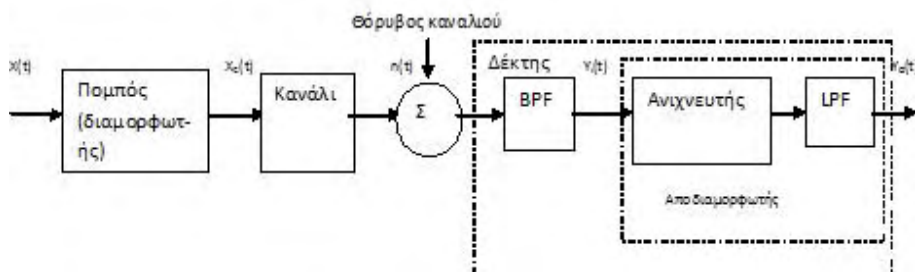
i

i

$$i \quad c \quad i$$

$$i \quad c \quad c \quad s \quad c$$

$$\frac{2}{c} \quad \frac{2}{s} \quad \frac{2}{i}$$



3.5.1

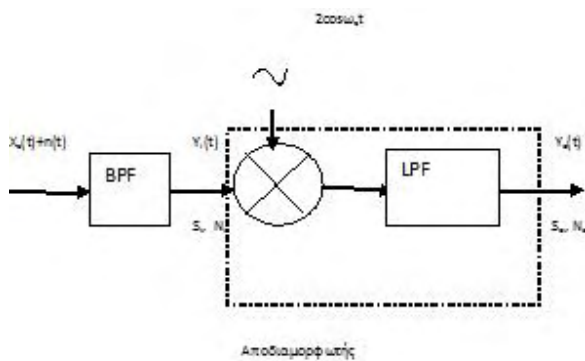
3.5.1.1 DSB:

$$X_c(t) = A_c X(t) \cos \omega_c t \quad (3.5.1.1)$$

DSB.

$$Y_i(t) = A_c X(t) \cos \omega_c t + n_i(t)$$

$$= [A_c X(t) + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \quad (3.5.1.2)$$



19

$$Y_i(t) = 2 \cos \omega_c t \quad (3.5.1.3)$$

$$Y_0(t) = A_c X(t) + n_c(t) = X_0(t) + n_0(t) \quad (3.5.1.4)$$

$$X_0(t) = A_c X(t) \quad n_0(t) = n_c(t) \quad (3.5.1.4)$$

$$B \quad \mu \quad \mu \quad n_s(t)$$

$$S_0 = E[X_0^2(t)] = E[A_c^2 X^2(t)] = A_c^2 E[X^2(t)] = A_c^2 S_x \quad (3.5.1.5)$$

$$N_0 = E[n_0^2(t)] = E[n_c^2(t)] = E[n_i^2(t)] = 2 \quad (3.5.1.6)$$

SNR

$$(S/N)_0 = S_0/N_0 = A_c^2 S_x / 2 \quad (3.5.1.7)$$

$$S_i = E[X_c^2(t)] = 1/2 A_c^2 S_x \quad (3.5.1.8)$$

$$(S/N)_0 = S_i / \quad = \quad (3.5.1.9)$$

, DSB μ

$$\text{SNR} \quad \mu \quad \mu$$

$$(S/N)_i = S_i / N_i = S_i / 2 \quad (.3.5.1.1.10)$$

$$(S/N)_0 / (S/N)_i = a_d = 2 \quad (.3.5.1.1.11)$$

$$a_d \quad \mu \quad \mu$$

3.5.1.2 μ SSB

$$\mu \quad \mu \quad \mu \quad \text{SSB } \mu \quad \mu \quad \text{DSB.}$$

3.5.1.3 μ

$$X_c(t) = A_c [1 + \mu X(t)] \cos_c t \quad (.3.5.1.3.1)$$

$$\mu \leq 1 \quad (t) \leq 1$$

$$Y_0(t) = A_c \mu (t) + n_c(t) = X_0(t) + n_0(t) \quad (.3.5.1.3.2) \quad \text{dc,}$$

$$X_0(t) = A_c \mu X(t) \quad n_0(t) = n_c(t) \quad (.3.5.1.3.3)$$

$$S_i = 1/2 E[A_c^2 [1 + \mu X(t)]^2] \quad (.3.5.1.3.4)$$

$$S_i = 1/2 A_c^2 (1 + \mu^2 S_x) \quad (.3.5.1.3.5)$$

$$S_0 = A_c^2 \mu^2 S_x = (2 \mu^2 S_x / 1 + \mu^2 S_x) S_i \quad (.3.5.1.3.6)$$

$$(S/N)_0 = S_0 / N_0 = \mu^2 S_x / 1 + \mu^2 S_x (S_i /) = (\mu^2 S_x / 1 + \mu^2 S_x)$$

(. 3.5.1.3.7)

$$\mu^2 S_x \leq 1, \quad \mu$$

(S/N)₀ ≤ /2 (. 3.5.1.3.8)

$$\mu \quad \text{DSB} \quad \text{SNR} \quad \mu \quad \text{3dB } \mu \quad \text{SSB.}$$

3.5.2

$$\mu \quad \mu \quad \mu \quad \mu \quad \mu$$

$$Y_i(t) = X_c(t) + n_i(t) \\ = \{ A_c [1 + \mu X(t)] + n_c(t) \} \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \quad (. 3.5.2.1)$$

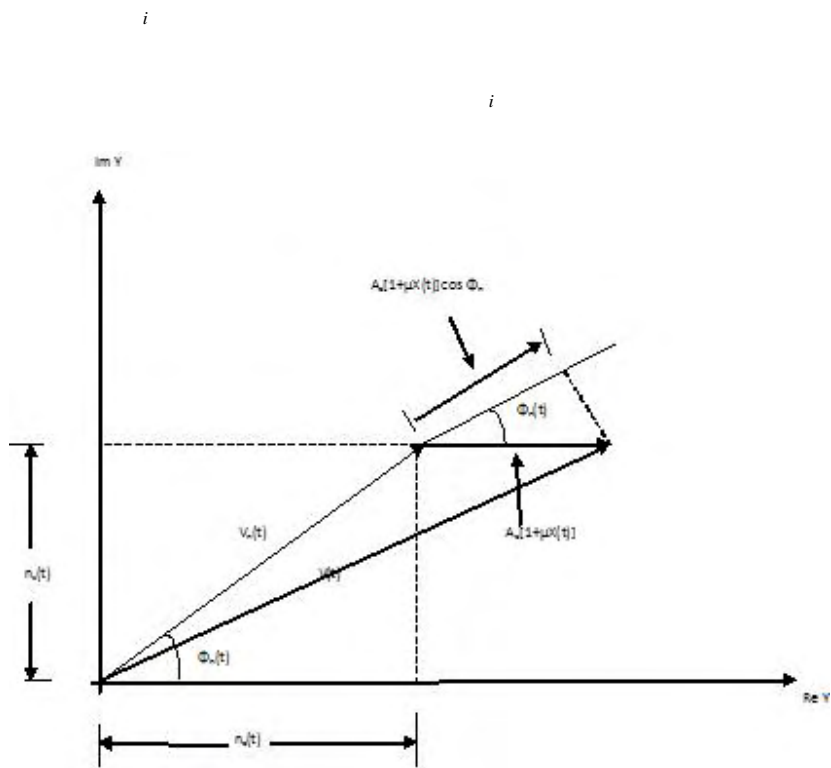
$$\mu \quad \mu \quad \mu \quad Y_i(t) \\ Y_i(t) = \text{Re}[Y(t)e^{j\omega_c t}] \quad (. 3.5.2.2)$$

$$Y(t) = A_c [1 + \mu X(t)] + n_c(t) + jn_s(t) \quad (. 3.5.2.3)$$

$$\mu, \quad \mu\mu, \quad \mu, \quad \mu \quad Y_i \\ (t) \mu \\ Y_i(t) = V(t) \cos[\omega_c(t) + \theta(t)] \quad (. 3.5.2.4)$$

$$V(t) = \sqrt{\{A_c [1 + \mu X(t)] + n_c(t)\}^2 + n_s^2(t)} \quad (. 3.5.2.5)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} n_s(t) / A_c [1 + \mu X(t)] + n_c(t) \quad (. 3.5.2.6)$$



c *c* *c*

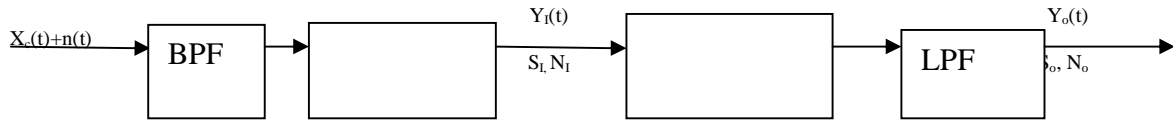
p

$$f \int_{-\infty}^t X(\ddagger) d\ddagger$$

T

i *c* *i*

c *c* *i*



22

$$S_i = [A_c^2(t)] = \frac{1}{2} A_c^2 \quad (3.6.5)$$

$$N_i = B_T \quad (3.6.6)$$

$$(S/N)_i = A_c^2 / 2 B_T \quad (3.6.7)$$

(S/N)_i (t), μ, CNR (Carrier-to-Noise-Ratio).

$$n_i(t) = u_n(t) \cos [\omega_c t + \theta_n(t)] \quad (3.6.8)$$

u_n(t) μ Rayleigh n(t) μ μ μ (0,2). Y_i(t) μ Y_i(t) = V(t) cos [ω_c t + θ(t)] (3.6.9)

$$V(t) = \{ [A_c \cos \theta + u_n(t) \cos \theta_n(t)]^2 + [A_c \sin \theta + u_n(t) \sin \theta_n(t)]^2 \}^{1/2} \quad (3.6.10)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \frac{A_c \sin \theta + u_n(t) \sin \theta_n(t)}{A_c \cos \theta + u_n(t) \cos \theta_n(t)} \quad (3.6.11)$$

μ (t), μ V(t), μ, SNR

$$Y_o(t) = \theta(t) \text{ PM} \quad (3.6.12)$$

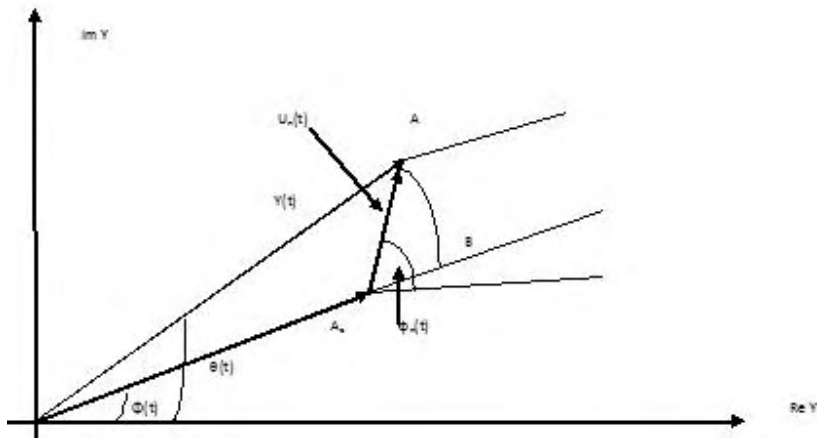
0

i

$$j\bar{S}_c t$$

$$c \quad j\omega(t) + u_n(t) e^{j\omega_n(t)}$$

c n n c
n n



n c n

n

n

n c n

s c

$$Y_0(t) = \dot{y}(t) = k_p X(t) + n_s(t)/A_c \quad \text{PM} \quad (3.6.1.8)$$

$$Y_0(t) = d y(t)/dt = k_f X(t) + n'_s(t)/A_c \quad \text{FM} \quad (3.6.1.9)$$

3.6.2 μ PM

$$S_0 = [k_p^2 X^2(t)] = k_p^2 E[X^2(t)] = k_p^2 S_x \quad (3.6.2.1)$$

$$N_0 = E[(1/A_c^2) n_s^2(t)] = (1/A_c^2) E[n_s^2(t)] = 1/A_c^2 (2) \quad (3.6.2.2)$$

$$(S/N)_0 = k_p^2 A_c^2 S_x / 2 \quad (3.6.2.3)$$

$$= S_i / \mu = A_c^2 / 2 \quad (3.6.2.4)$$

$$(S/N)_0 = k_p^2 S_x \mu \quad (3.6.2.5)$$

3.6.3 μ FM

$$S_0 = [k_p^2 X^2(t)] = k_p^2 E[X^2(t)] = k_p^2 S_x \quad (3.6.3.1)$$

$$N_0 = E[(1/A_c^2) n_s^2(t)] = (1/A_c^2) E[[n'_s(t)]^2] \quad (3.6.3.2)$$

$$S_{n'_s n'_s}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{X'X'}(\check{S}) = \check{S}^2 S_{xx}(\check{S}), \quad n'_s(t)$$

$$S_{n'_s n'_s}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{n_s n_s}(\omega) = \omega^2 < W(\omega) > \quad 0$$

$$N_0 = (1/A_c^2) (1/2) \int_{-w}^w \check{S}^2 y d\check{S} = (2/3) y / A_c^2 (w^3/2) \quad (3.6.3.3)$$

$$(S/N)_0 = 3 A_c^2 (2) k_f^2 S_x / 2 w^3 \quad (3.6.3.4)$$

$$0 \leq \frac{2}{f} x^2 \leq \frac{2}{c} \leq \frac{2}{f} x^2$$

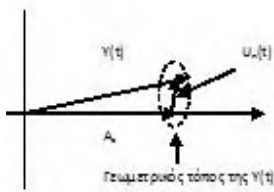
$$0 \leq \frac{2}{x} \left| k_f X(t) \right|_{\max} \leq \frac{2}{x} |X(t)| \leq 1$$

$$\frac{2}{c}$$

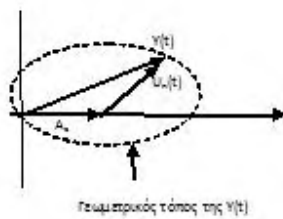
$$n \quad \frac{2}{c} \quad \frac{2}{i}$$

$$j\omega_n(t)$$

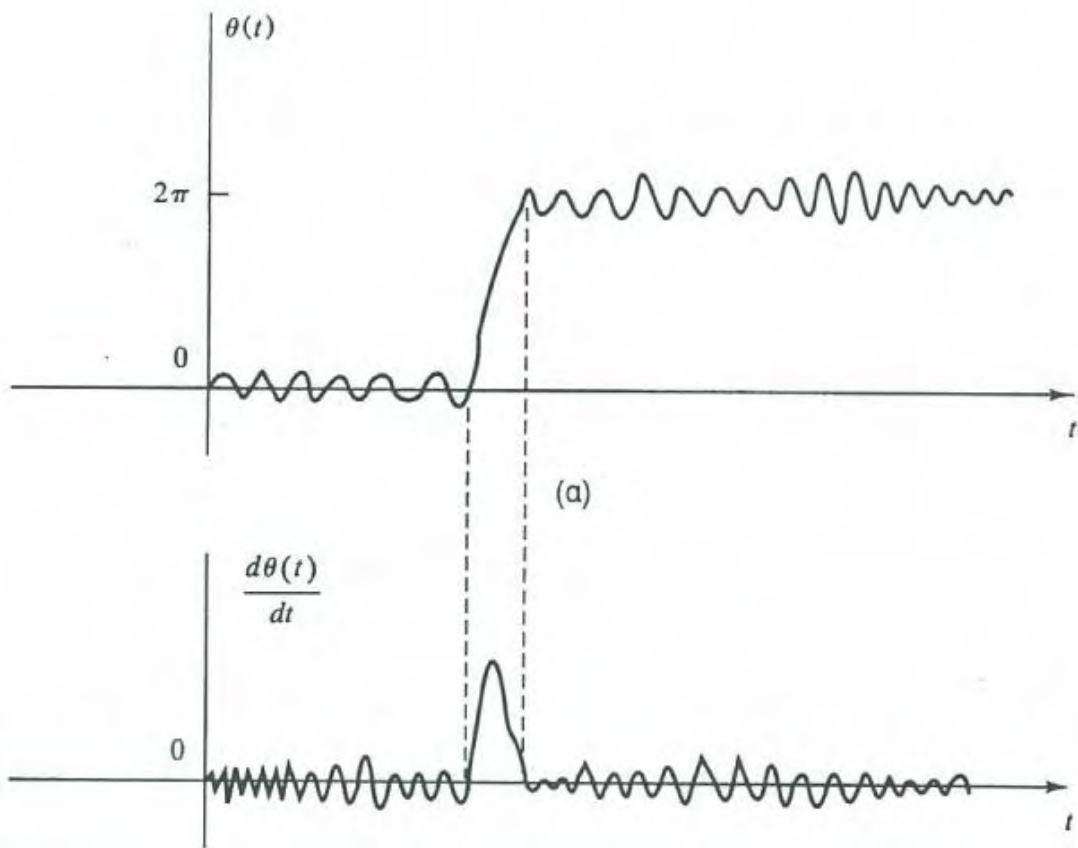
$$n \quad c \quad n \quad n$$



$$A_e^2 \gg E[n^2(t)]$$



$$A_e^2 \ll E[n^2(t)]$$

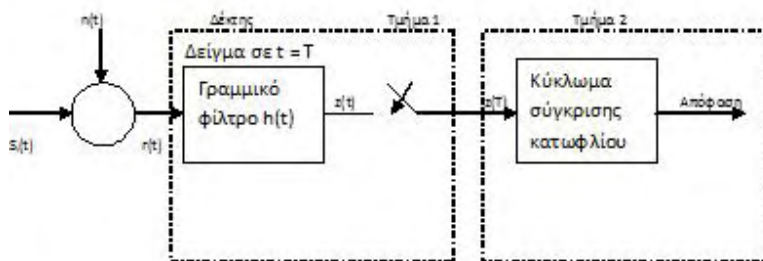


$$i \quad 1 \quad \leq t \leq T$$

$$i \quad 2 \quad \leq t \leq T$$

$$i \quad \leq t \leq T$$

$$i \quad 0$$



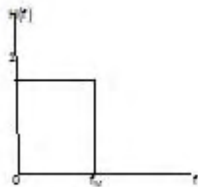
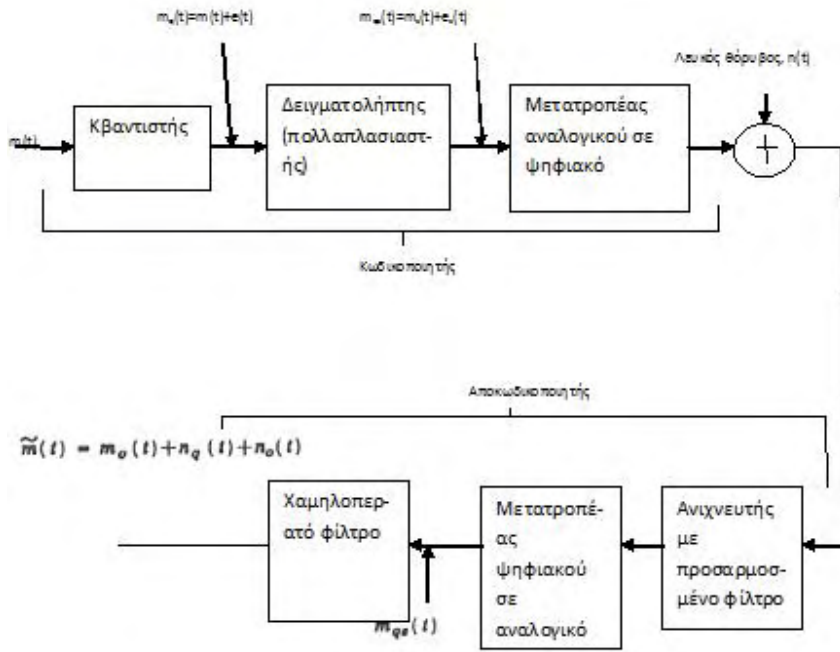
$$i \quad 0$$

$$i \quad 0$$

$$1 \quad 2$$

$$1 \quad 2$$

Παλμοί δειγματοληψίας: $\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s) \quad T_s = \frac{1}{2f_M}$



q

qs

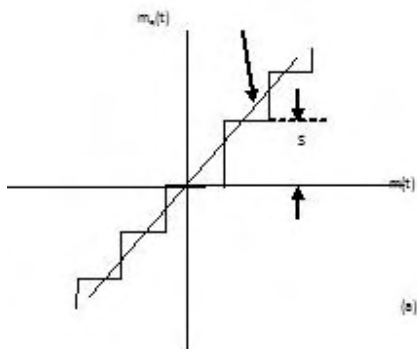
qs $\sum_{k=-\infty}^{\infty} u(t - kT_s)$ $\sum_{k=-\infty}^{\infty} u(t - kT_s)$ s

s

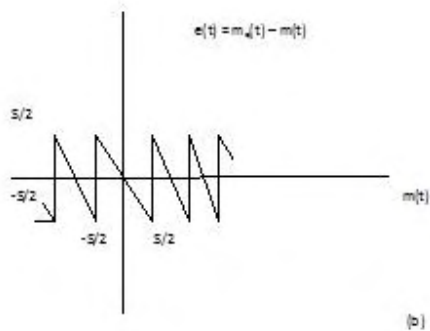
s

s

Σχέση μεταξύ εξόδου-
εισόδου όταν παραλείπεται
ο κβαντιστής



(a)

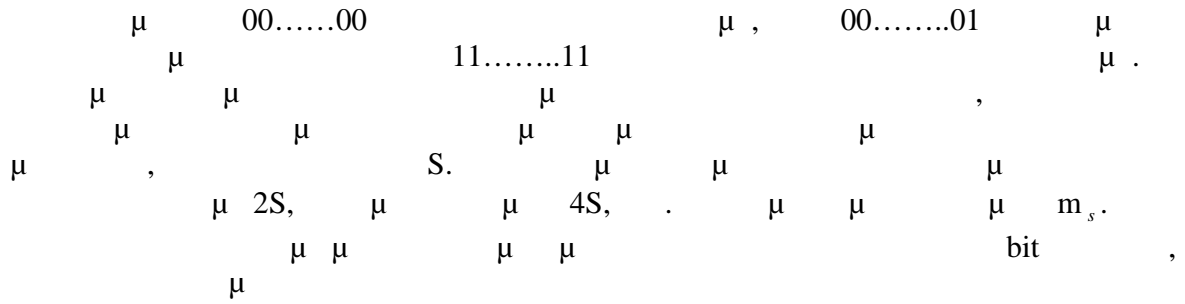


(b)

s

$$\overline{e^2(t)} = \frac{s^2}{12}$$

$$\overline{e^2(t)} = \frac{s^2}{12}$$



$$\overline{(\Delta m_s)^2} = 1/ [S^2 + (2S)^2 + (4S)^2 + (8S)^2 + \dots + (2^{N-1}S)^2] \quad (.4.3.1)$$

$$\overline{(\Delta m_s)^2} = \frac{2^{2N} - 1}{3N} S^2 \cong \frac{2^{2N}}{3N} S^2 \quad (.4.3.2)$$

$N \geq 2$.

Diagram illustrating the quantization process. A signal S is quantized into levels $00\dots00$, $11\dots11$, $2S$, $4S$, ..., m_s . The quantization error is labeled as bit.

$$T = T_s / NP_e \quad (.4.3.3)$$

$$G_{th}(f) = I^2 \overline{(\Delta m_s)^2} / T = NP_e I^2 \overline{(\Delta m_s)^2} / T_s \quad (.4.3.4)$$

$$G_{th}(f) = 2^{2N} S^2 P_e I^2 / 3T_s \quad (.4.3.5)$$

$$N_{th} = \int_{-f_M}^{f_M} G_{th}(f) df = 2^{2N} S^2 P_e I^2 / 3 T_s^2 \quad (4.3.6)$$

$$T_s = 1/2f_M.$$

[8. J. Everand, Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators, John Wiley & Sons Ltd, 2001]

4.4

PCM

$$S_0/N_0 = S_0/N_q + N_{th} = (I^2/T_s^2)(M^2 S^2/12) / (I^2/T_s^2)(S^2/12) + (I^2/T_s^2)(P_e 2^{2N} S^2/3) \quad (4.4.1)$$

$$S_0/N_0 = S_0/N_q + N_{th} = (I^2/T_s^2)(M^2 S^2/12) / (I^2/T_s^2)(S^2/12) + (I^2/T_s^2)(P_e 2^{2N} S^2/3) \quad (4.4.1)$$

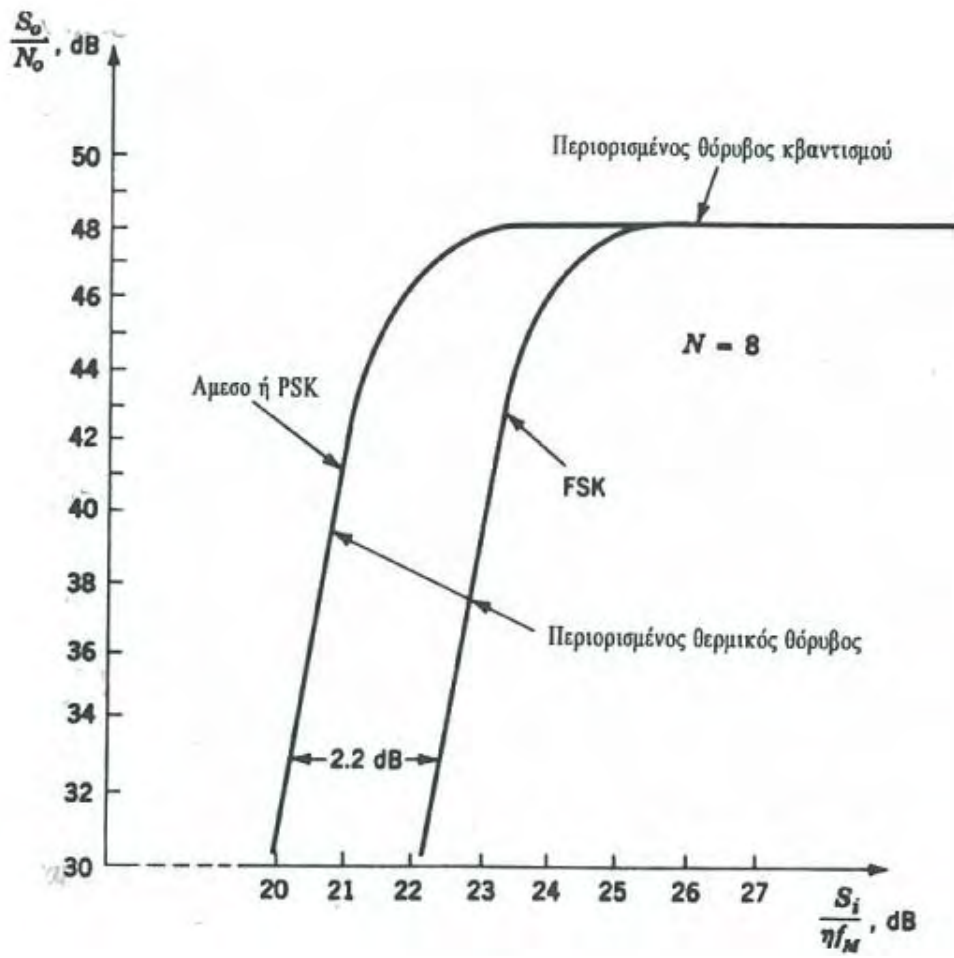
$$PSK \quad M = 2^N$$

$$(P_e)_{PSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{E_b/\gamma} \quad (4.4.2)$$

$$E_b \quad \text{bit} / 2 \quad \text{FSK,}$$

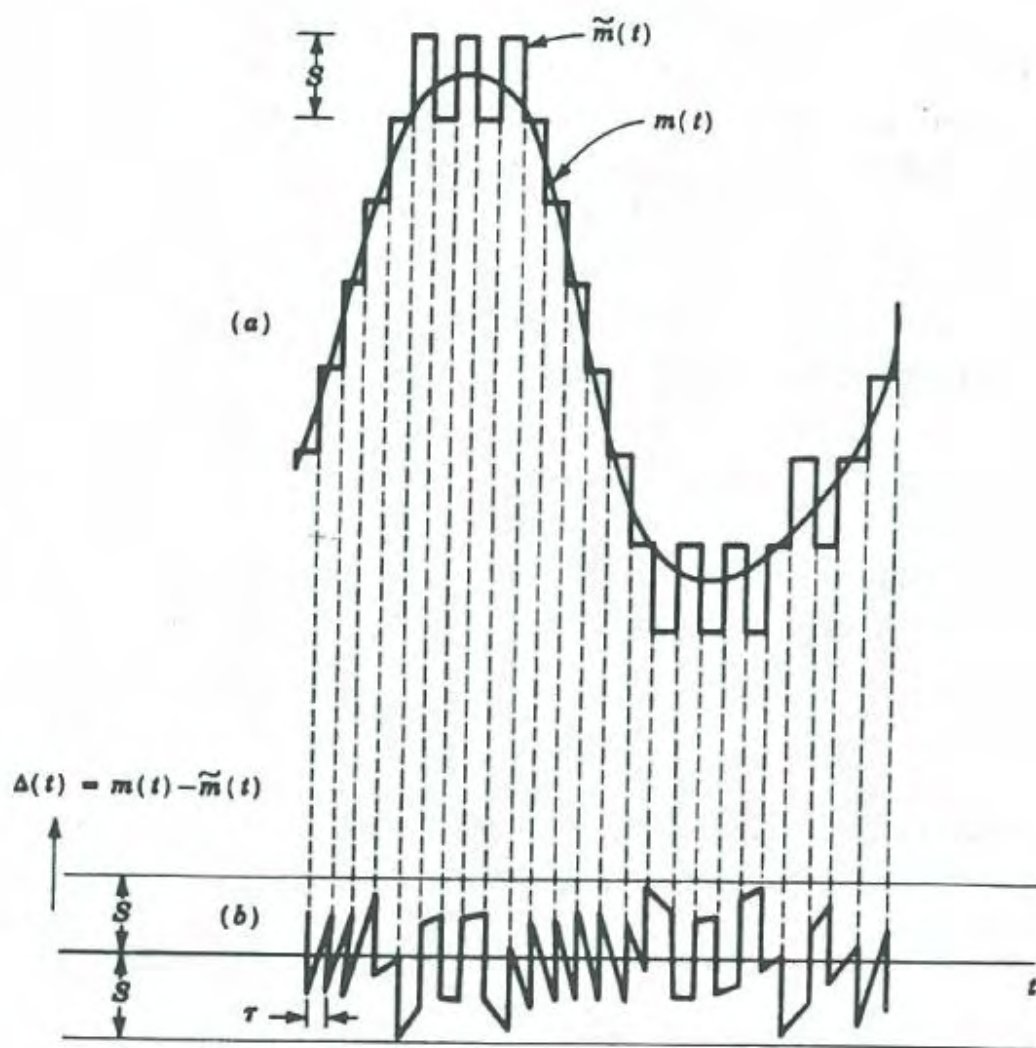
$$(P_e)_{FSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{0.6 E_b/\gamma} \quad (4.4.3)$$

$$T_s \quad \text{bit} \quad E_b, \quad N \text{ bit} \quad T_s/N.$$



$$\sqrt{(1/2N)(S_i/\eta f_M)}$$

$$\sqrt{(0.3/N)(S_i/\eta f_M)}$$



$f_c = 1/\mu$, $f_b = 1/\mu$, $f_c = f_b$ bit
 $f_c = f_b$.
 (t) (t)
 f_M f_M
 f_b $S^2/3$ f_M 4.5.3,

$$N_q = S^2/3 f_M/f_b = S^2 f_M/3f_b \quad (4.5.4)$$

(t) (t)

$$G(f) \cong S^2/3 / 2f_b \quad -f_b \leq f \leq f_b \quad (4.5.5)$$

[2. 1979]

4.6

$p_0(t)$ $p_0(t)$ $p_{th}(t)$

$$p_0(t) = p_0(t) + p_{th}(t) \quad (4.6.1)$$

$p_{th}(t)$ (μ) I p_{th}
 $2I$ μ μ 2
 μ μ ± 2 μ μ μ μ
 $/ e$, e bit bit.

$$\begin{aligned}
N_{th} &= S^2 P_e / 2 \left(\int_{-f_M}^{-f_1} df/f^2 + \int_{f_1}^{f_M} df/f^2 \right) \\
&= 2S^2 P_e / 2 (1/f_1 - 1/f_M) \\
&= 2S^2 P_e / 2 f_1 = 2S^2 P_e f_b / 2 f_1 \quad (4.6.4)
\end{aligned}$$

$$f_1 \ll f_M$$

[10. Taub / Schilling, 2006]

4.7

$$\begin{aligned}
\text{SNR} &= S_0 / N_q + N_{th} \\
N_q &= S^2 / 3 = f_M^2 / 3 f_b = S^2 f_M / 3 f_b
\end{aligned}$$

$$S_0 = S^2 f_b^2 / 2 \check{S}_M^2$$

$$S_0/N_0 = S_0/N_q + N_{th} = (2S^2/3)(f_b/f_M)^2 / (S^2 f_M/3 f_b) + (2S^2 P_e f_b / 2 f_1) \quad (4.7.1)$$

$$\begin{aligned}
S_0/N_0 &= S_0/N_q + N_{th} \cong 0.6(f_b/f_M)^3 / [1 + 24P_e(f_b^2/f_M f_1)] / 4 = \\
&= 0.6(f_b/f_M)^3 / [1 + 0.624P_e(f_b^2/f_M f_1)] \quad (4.7.2)
\end{aligned}$$

PSK

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{E_s} / \gamma \quad (4.7.3)$$

E_s , bit, S_i

$$E_s = S_i T_b = S_i / f_b \quad (4.7.4)$$

$$S_0/N_0 = 0.6(f_b/f_M)^3 / [1 + 0.3(f_b^2/f_M f_1)] \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / \gamma f_b \quad (4.7.5)$$

[10. Taub / Schilling, 2006]

4.8 PCM KAI DM

4.4.5 4.7.5 .

$$f_b = f'_b = 2f_M N, \quad 2N = f_b/f_M.$$

4.7.5

$$S_0/N_0 = 2^{fb/f_M} / 1 + 2^{(2fb/f_M)} \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / yf_b \quad (4.8.1)$$

4.7.5 4.8.1 = 8 (f_b(DM) = 48kb/s).

f_M = 3000Hz f₁ = 300Hz.

$$f_b/f_M = 16$$

$$f_M/f_1 = 10$$

f_M = 3000Hz, f₁ = 300Hz = 8.

f_b = 2Nf_M = 48*10³Hz. bit P_{cb} = (1/2) erfc √S_i / yf_b, 4.7.5

4.8.1 DM

$$(S_0/N_0)_{DM} = 2457.6 / 1 + 768 \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / yf_b = 2457.6 / 1 + 1536P_e \quad (4.8.2)$$

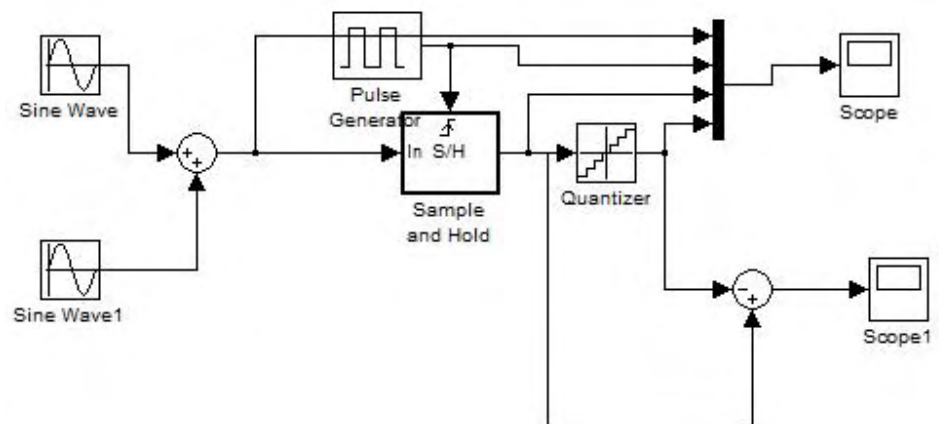
PCM

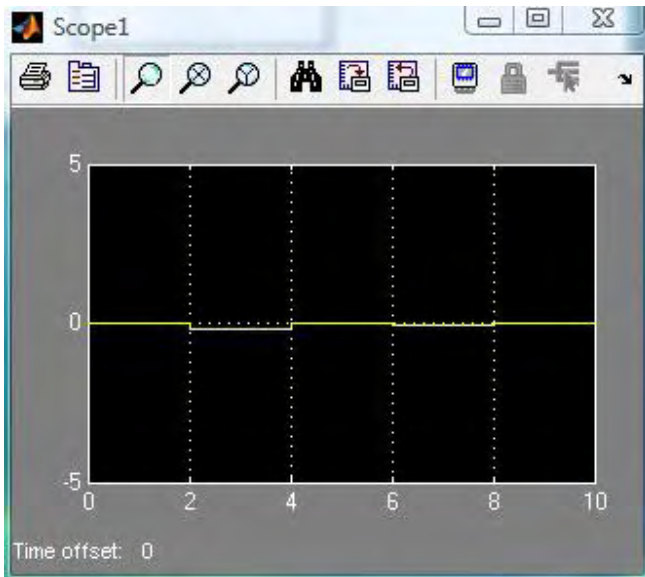
$$(S_0/N_0)_{PCM} = 65.536 / 1 + 131.072 \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / yf_b = 65.536 / 1 + 262.144P_e$$

(4.8.3)

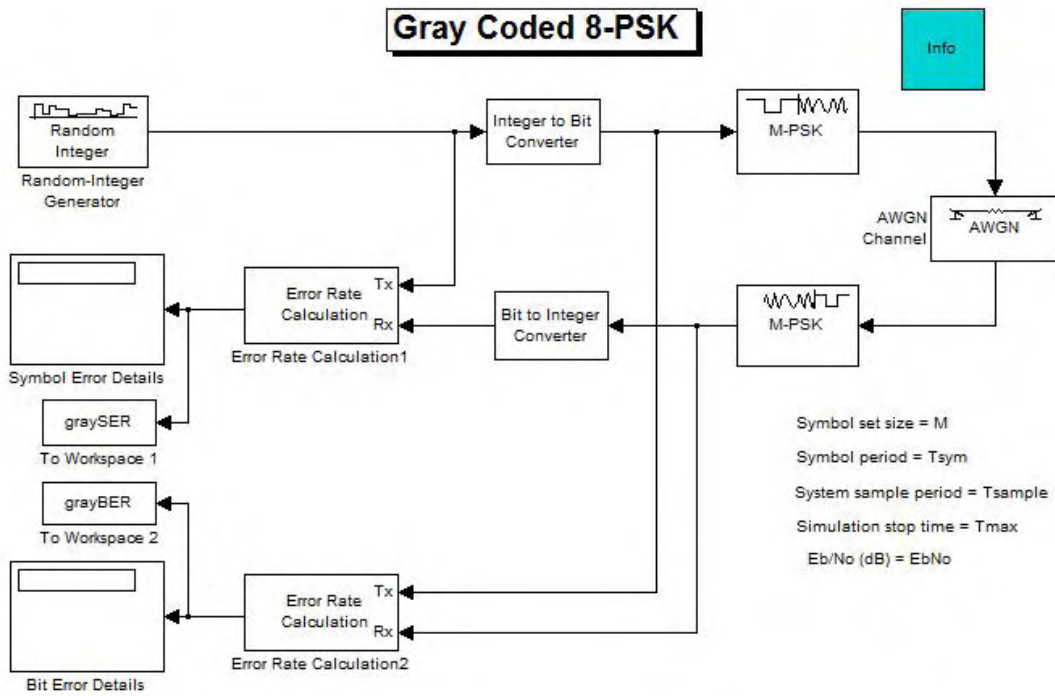
bit, PCM
 SNR, SNR, SNR, SNR
 48dB, 33dB, 30dB, 12dB, 36dB
 DM, PCM, DM, PCM, ADM, ADM
 $P_e \sim 10^{-4}$, $P_e \sim 10^{-6}$
 10^{-4} , 10^{-2} , 0.1 , $f_M/f_1 = 10$
 $= 8$

[10. Taub / Schilling, 2006]



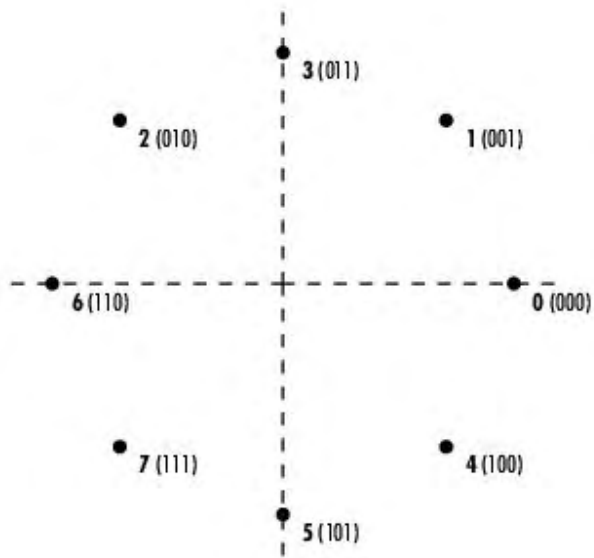


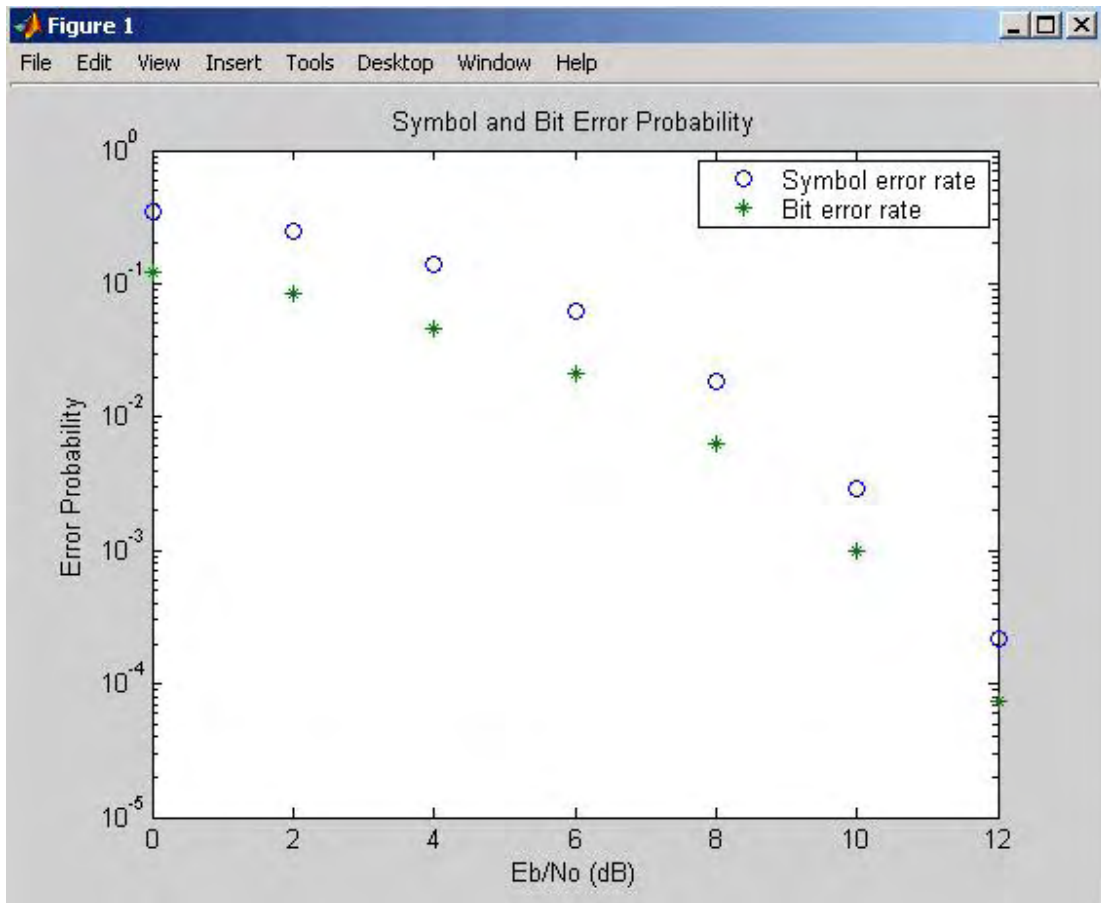
Gray Coded 8-PSK

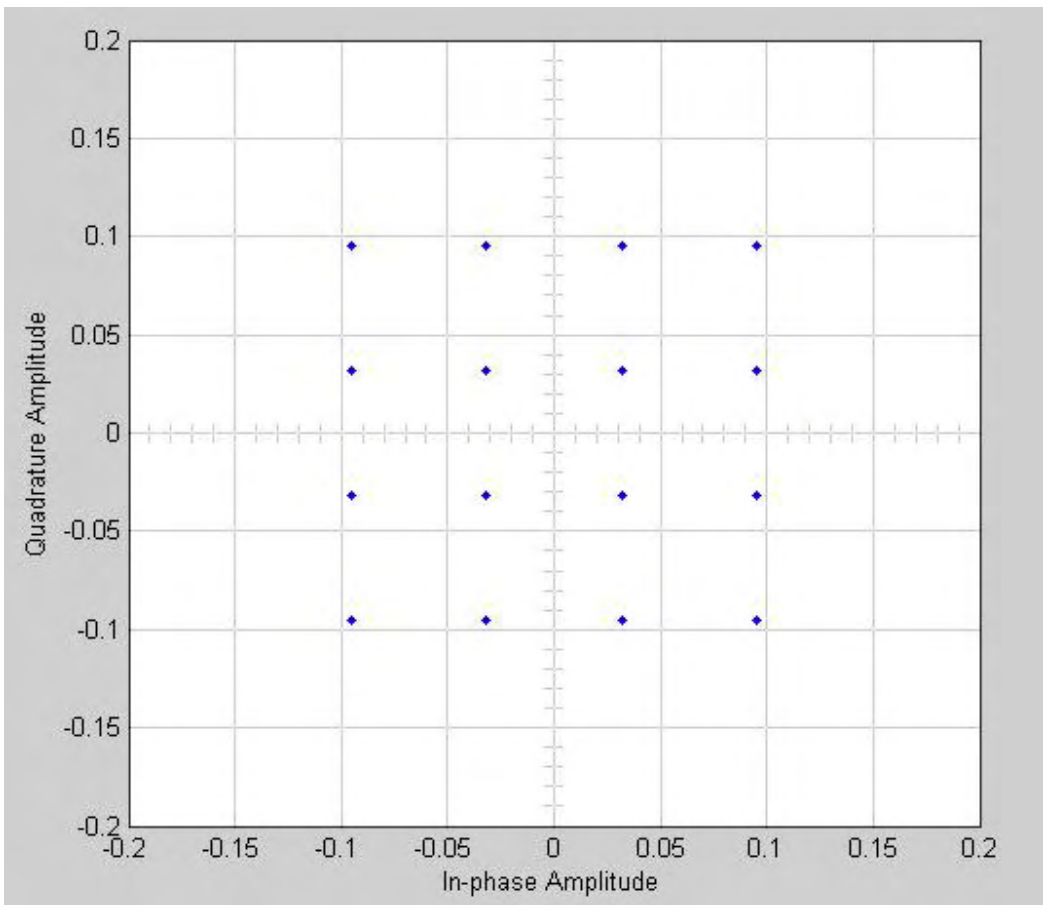
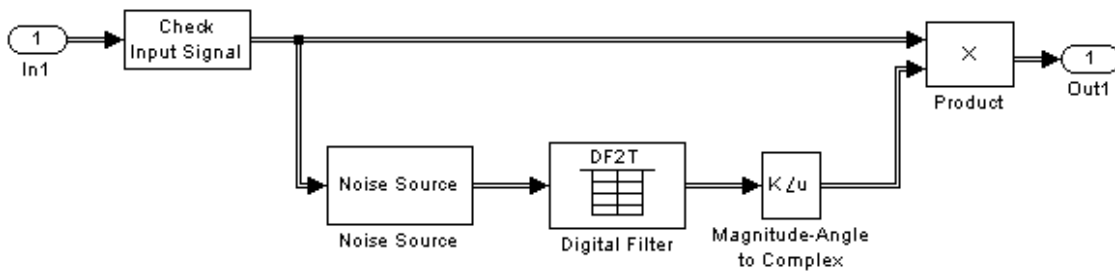


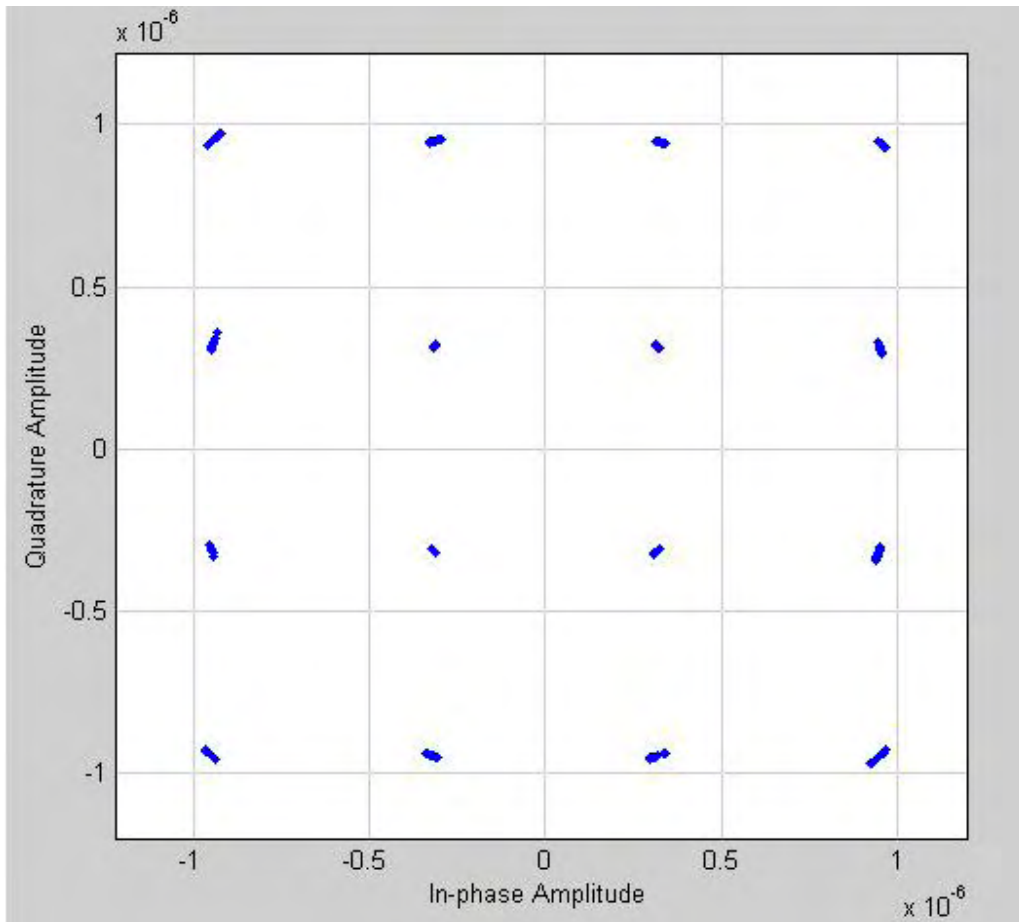
Modulator Input	Gray-Coded Ordering	Modulator Output
000	0	$\exp(0)$
001	1	$\exp(j\pi/4)$
010	3	$\exp(j3\pi/4)$
011	2	$\exp(j\pi/2) = \exp(j2\pi/4)$
100	7	$\exp(j7\pi/4)$
101	6	$\exp(j3\pi/2) = \exp(j6\pi/4)$
110	4	$\exp(j\pi) = \exp(j4\pi/4)$
111	5	$\exp(j5\pi/4)$

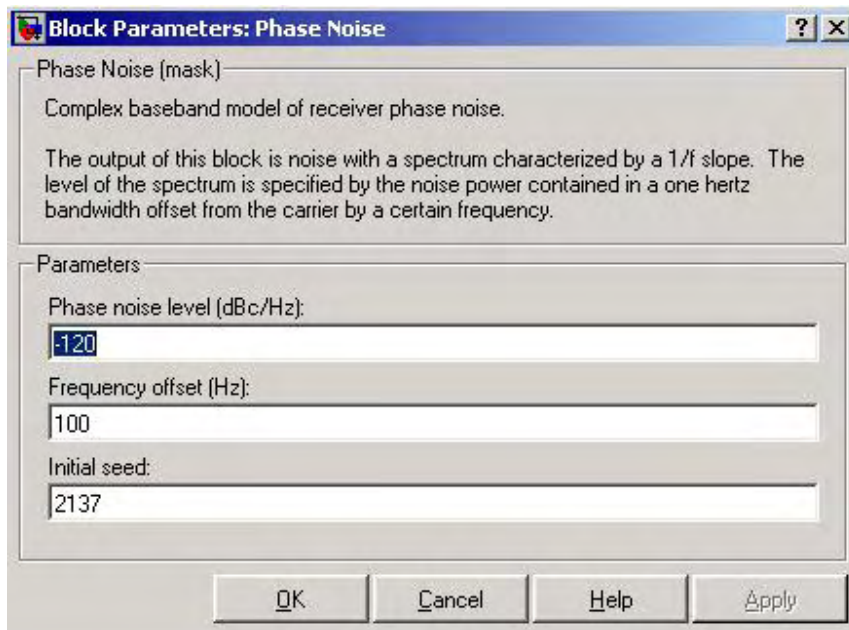
Modulator Output	Modulator Input
$\exp(0)$	000
$\exp(j\pi/4)$	001
$\exp(j\pi/2) = \exp(j2\pi/4)$	011
$\exp(j3\pi/4)$	010
$\exp(j\pi) = \exp(j4\pi/4)$	110
$\exp(j5\pi/4)$	111
$\exp(j3\pi/2) = \exp(j6\pi/4)$	101
$\exp(j7\pi/4)$	100











Block Parameters: Input Port

Input Port

Connection block from Simulink to RF Blockset physical blocks.

The RF Blockset physical blocks use a baseband-equivalent modeling technique. The bandwidth modeled is $1/(\text{Sample time})$, centered on the specified Center frequency. The Center frequency corresponds to 0 Hz in the baseband-equivalent model. Finite impulse response (FIR) filters are used to model the frequency dependent characteristics and look-up tables are used to model the nonlinear behaviors of RF Blockset physical blocks between this block and the Output Port block.

Parameters

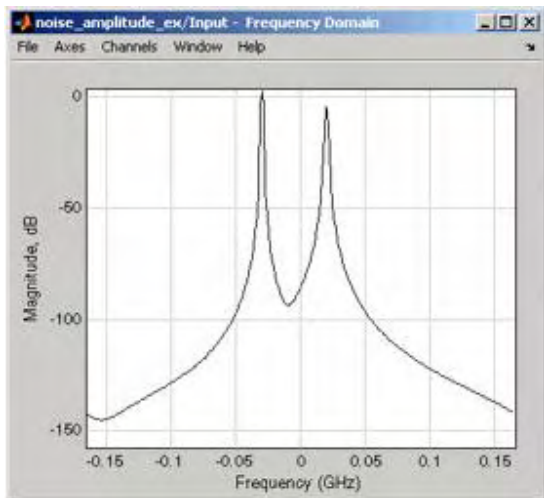
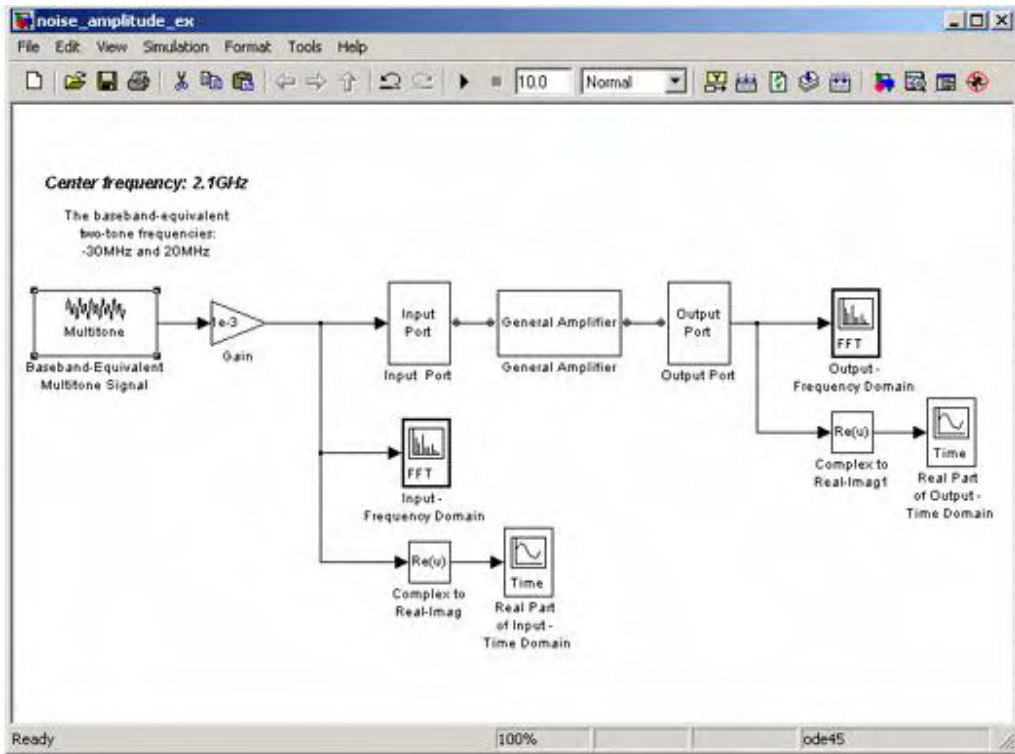
Finite impulse response filter length:	128
Center frequency (Hz):	2e9
Sample time (s):	1e-7
Source impedance:	50

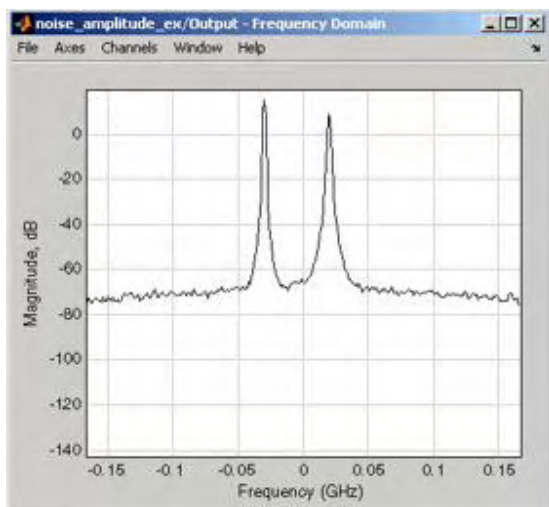
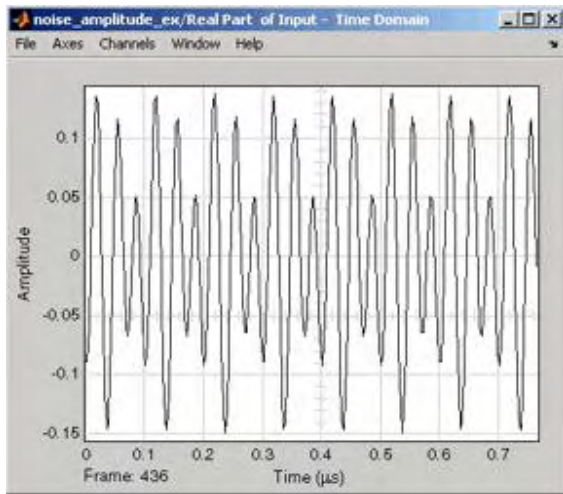
Add noise

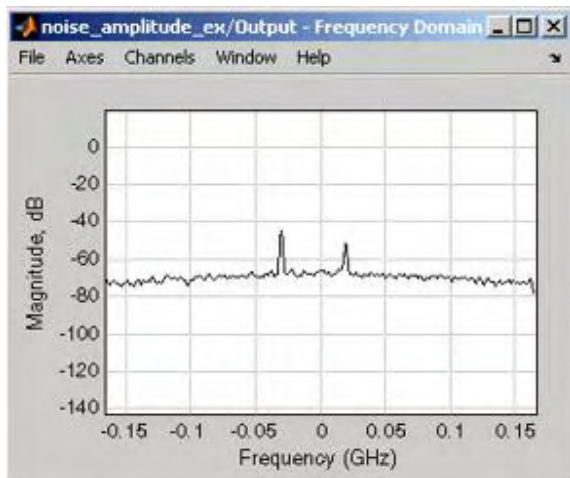
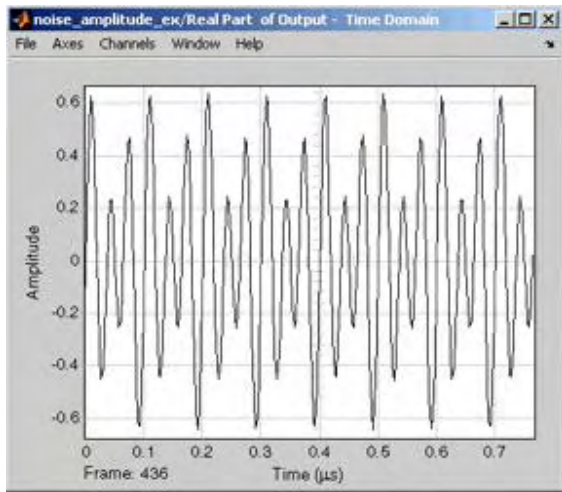
Initial seed: 67987

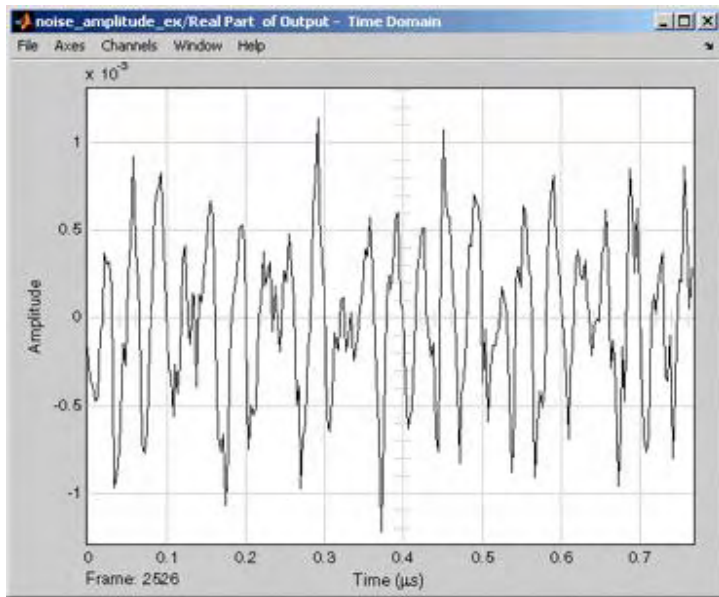
OK Cancel Help Apply

Select this check box to take the noise data in the physical blocks into account. This check box is selected by default.

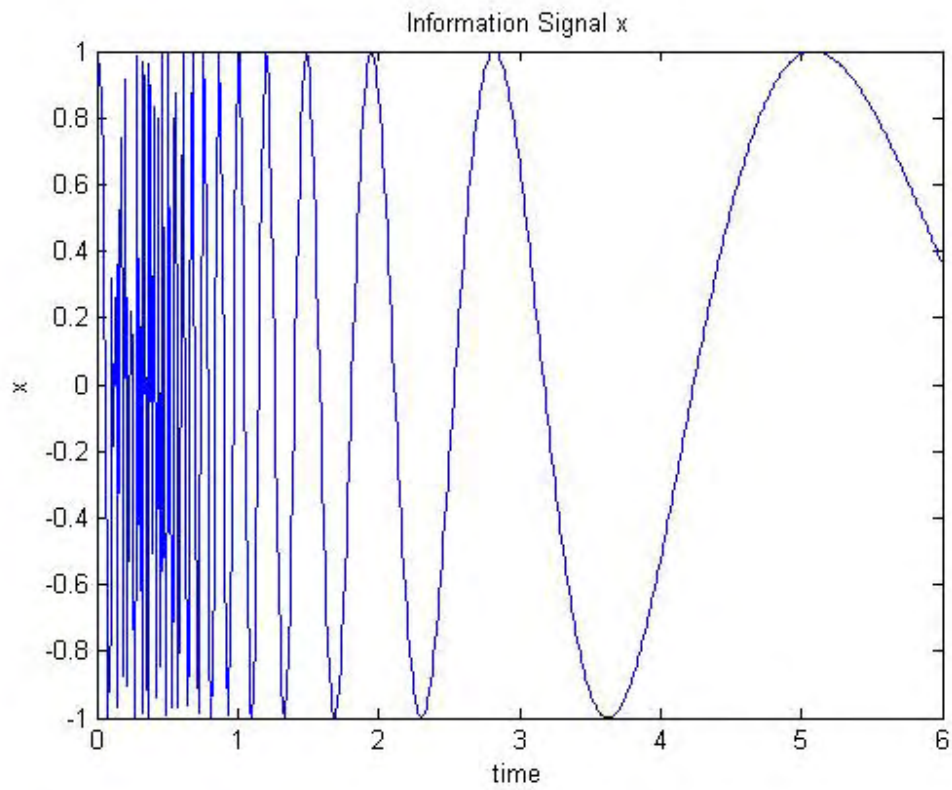




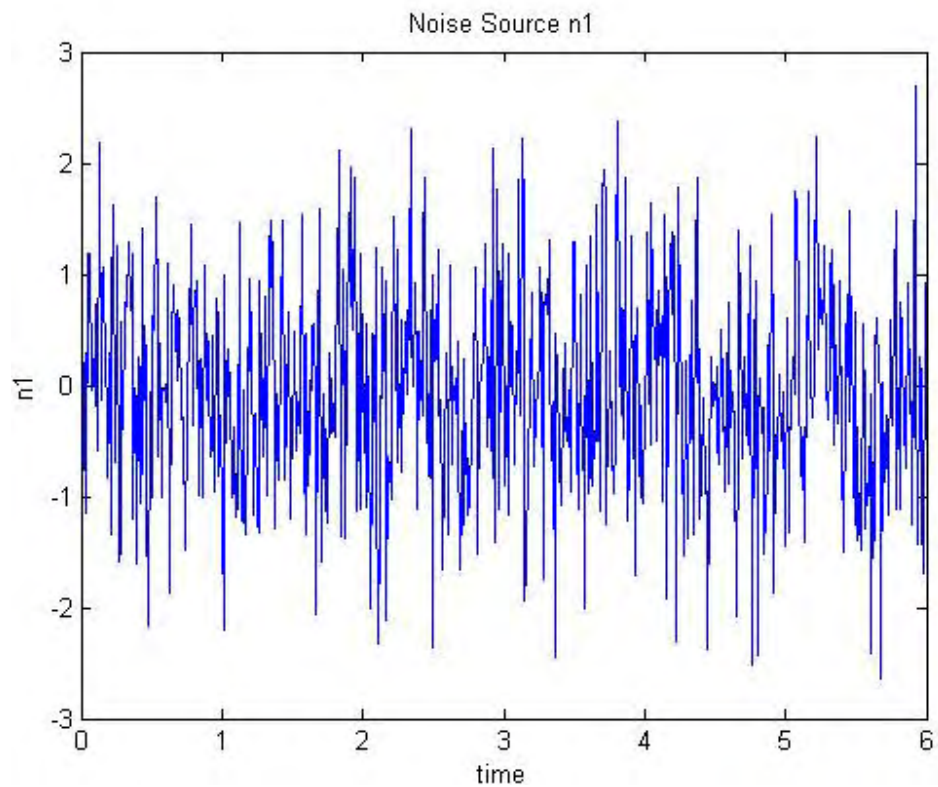




```
time = (0:0.01:6)';  
x = sin(40./(time+0.01));  
plot(time, x)  
title('Information Signal x')  
xlabel('time')  
ylabel('x')
```

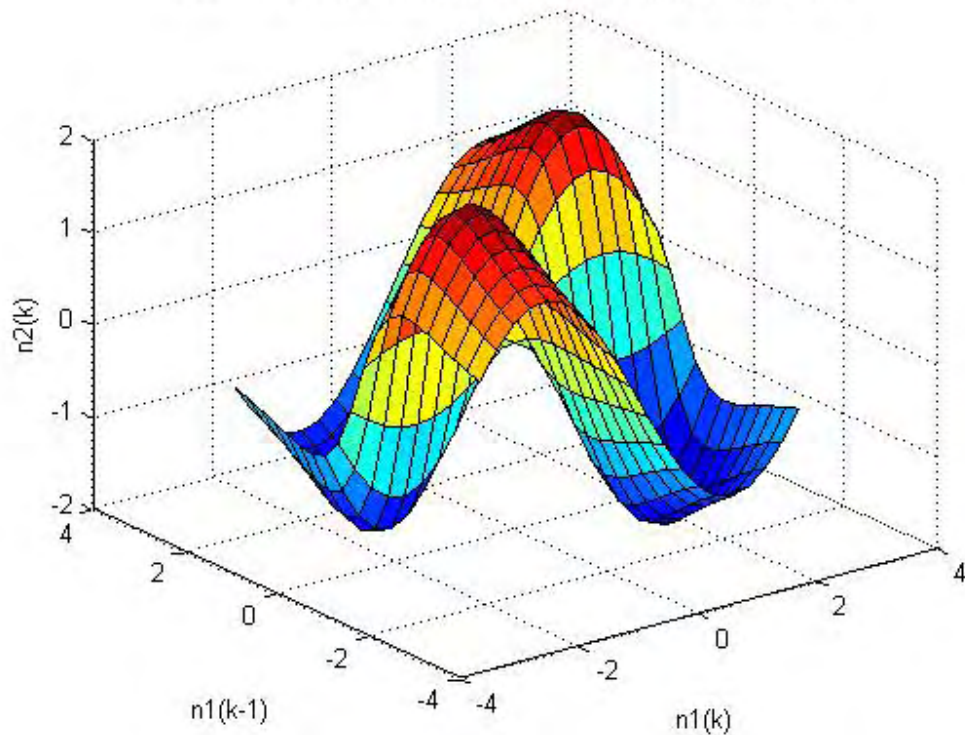


```
n1 = randn(size(time));  
plot(time, n1)  
title('Noise Source n1')  
xlabel('time')  
ylabel('n1')
```



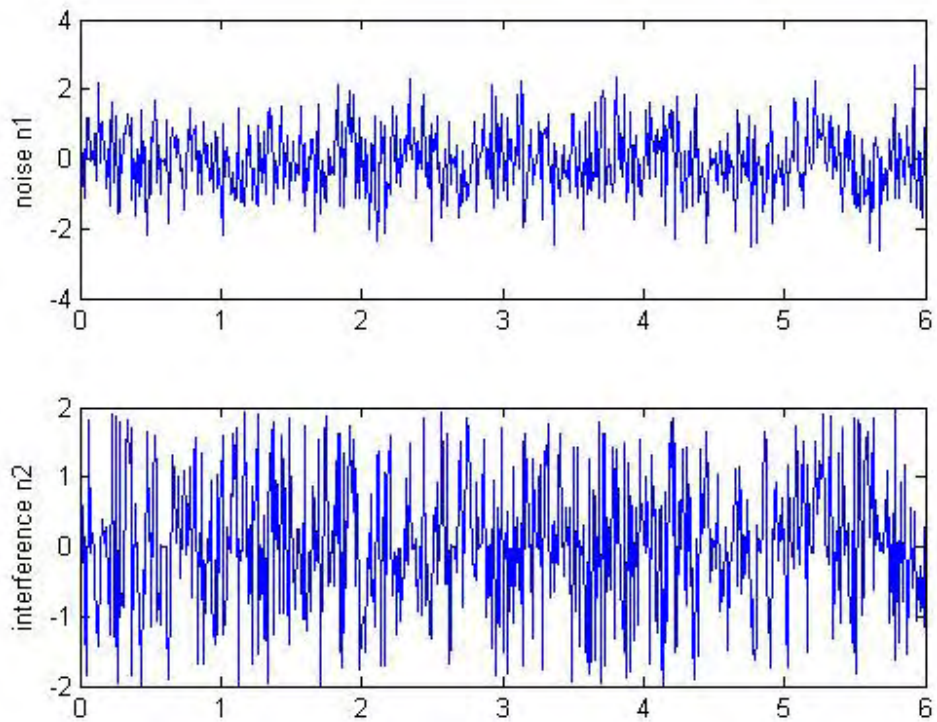
```
domain = linspace(min(n1), max(n1), 20);  
[xx, yy] = meshgrid(domain, domain);  
zz = 4*sin(xx).*yy./(1+yy.^2);  
  
surf(xx, yy, zz);  
xlabel('n1(k)');  
ylabel('n1(k-1)');  
zlabel('n2(k)');  
title('Unknown Channel Characteristics That Generate Interference');
```

Unknown Channel Characteristics That Generate Interference

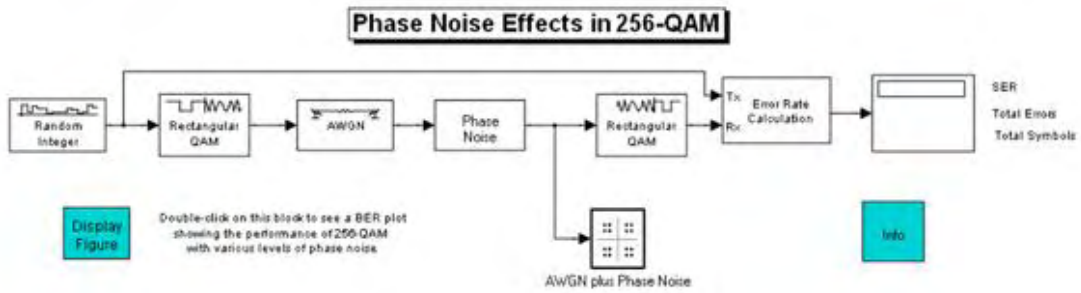
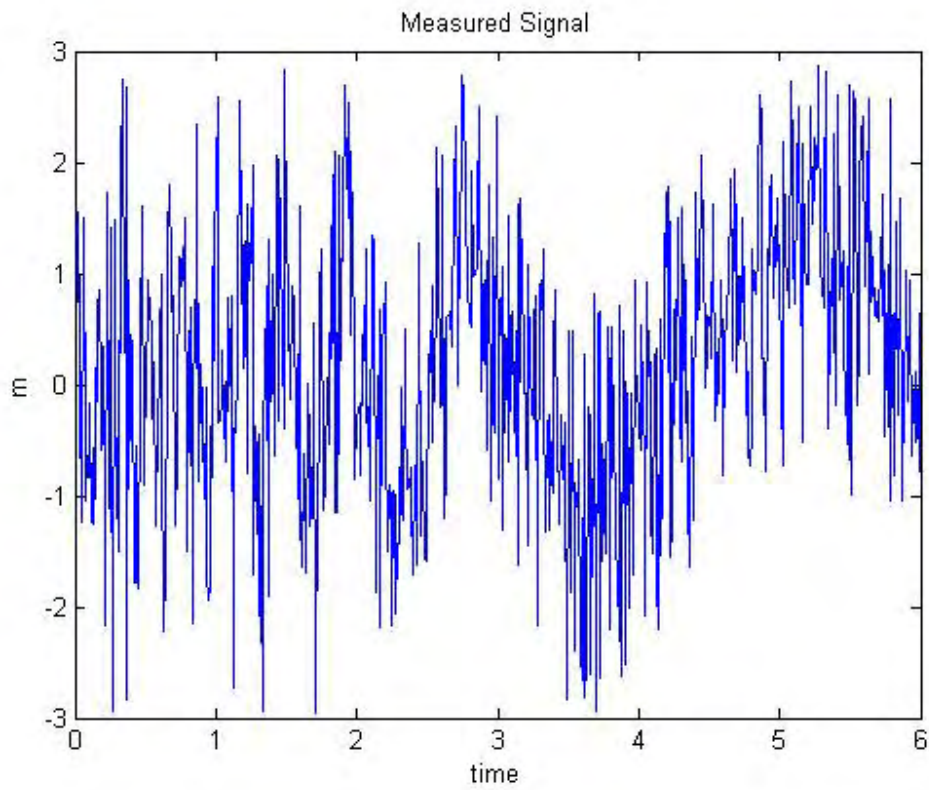


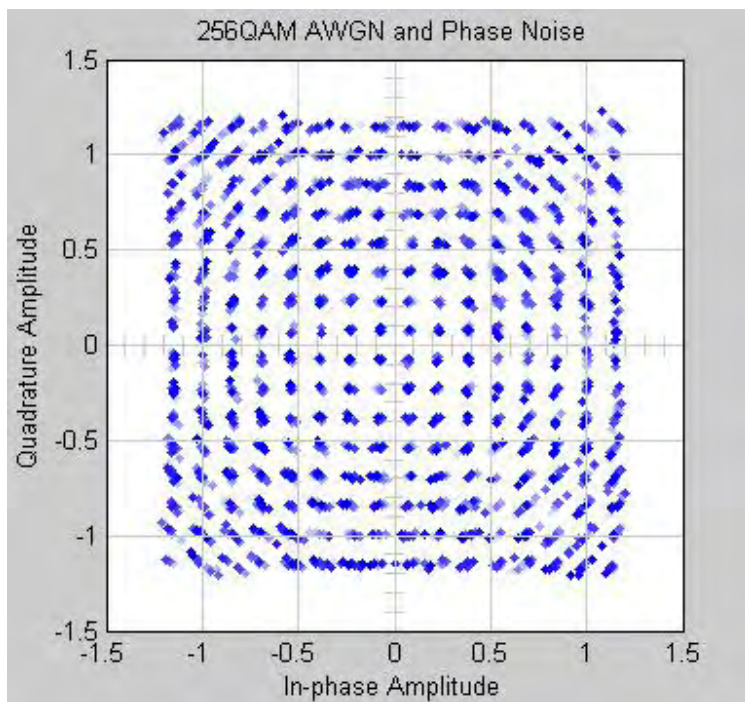
```
n1d0 = n1; % n1 delay 0
n1d1 = [0; n1d0(1:length(n1d0)-1)]; % n1 delay 1
n2 = 4*sin(n1d0).*n1d1./(1+n1d1.^2); % interference

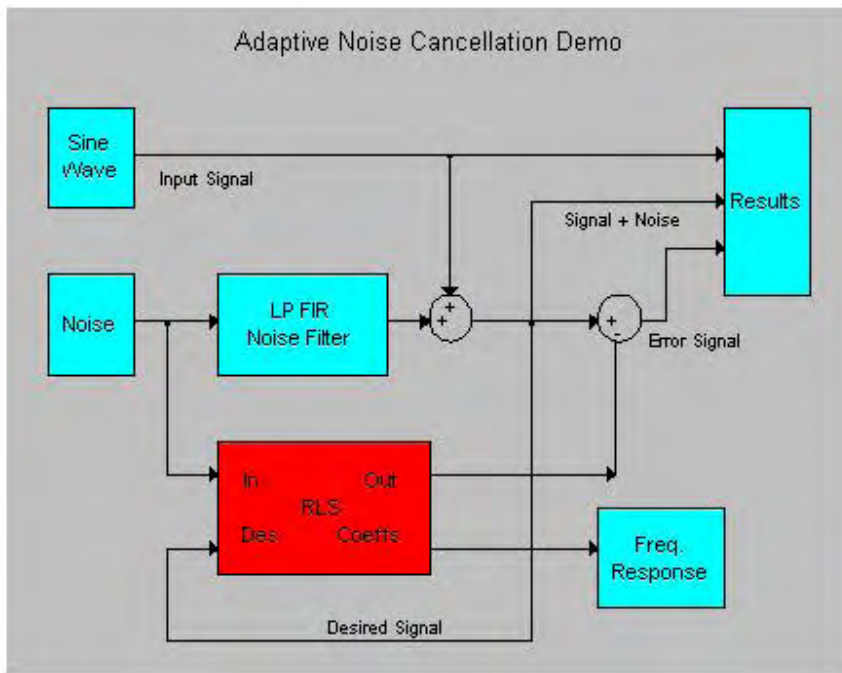
subplot(2,1,1)
plot(time, n1);
ylabel('noise n1');
subplot(2,1,2)
plot(time, n2);
ylabel('interference n2');
```



```
m = x + n2;           % measured signal
subplot(1,1,1)
plot(time, m)
title('Measured Signal')
xlabel('time')
ylabel('m')
```





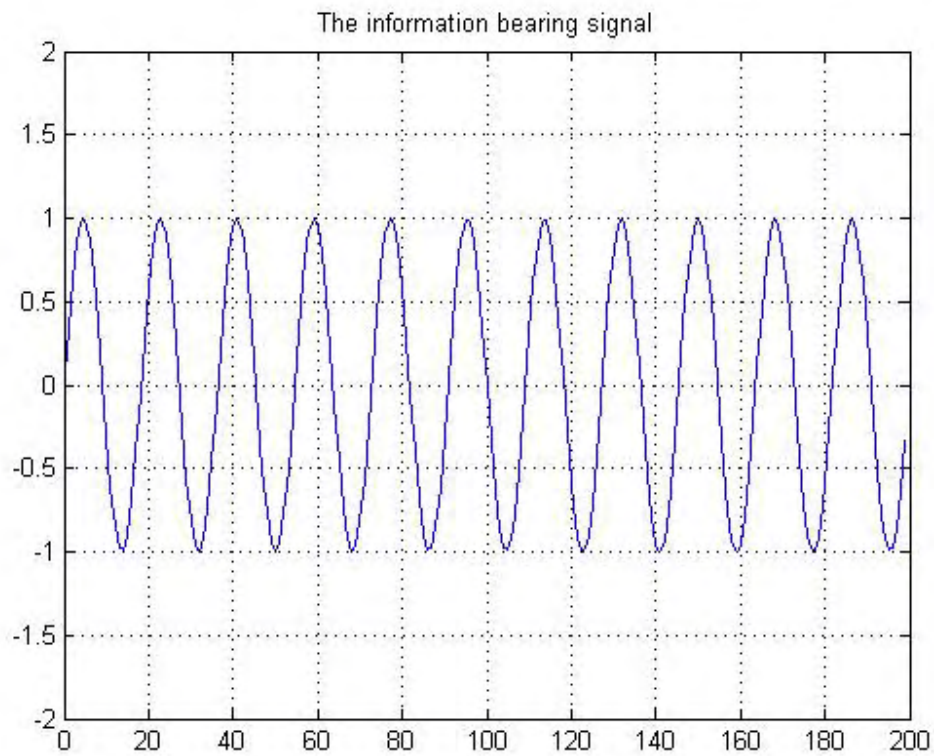


```

signal = sin(2*pi*0.055*(0:1000-1)');

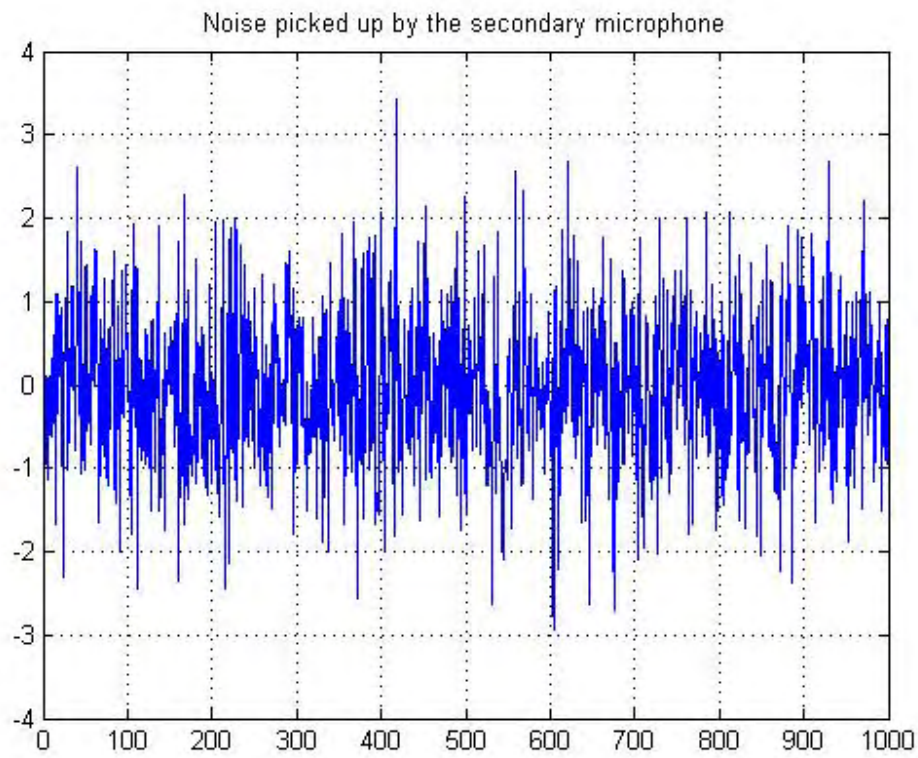
plot(0:199,signal(1:200));
grid; axis([0 200 -2 2]);
title('The information bearing signal');

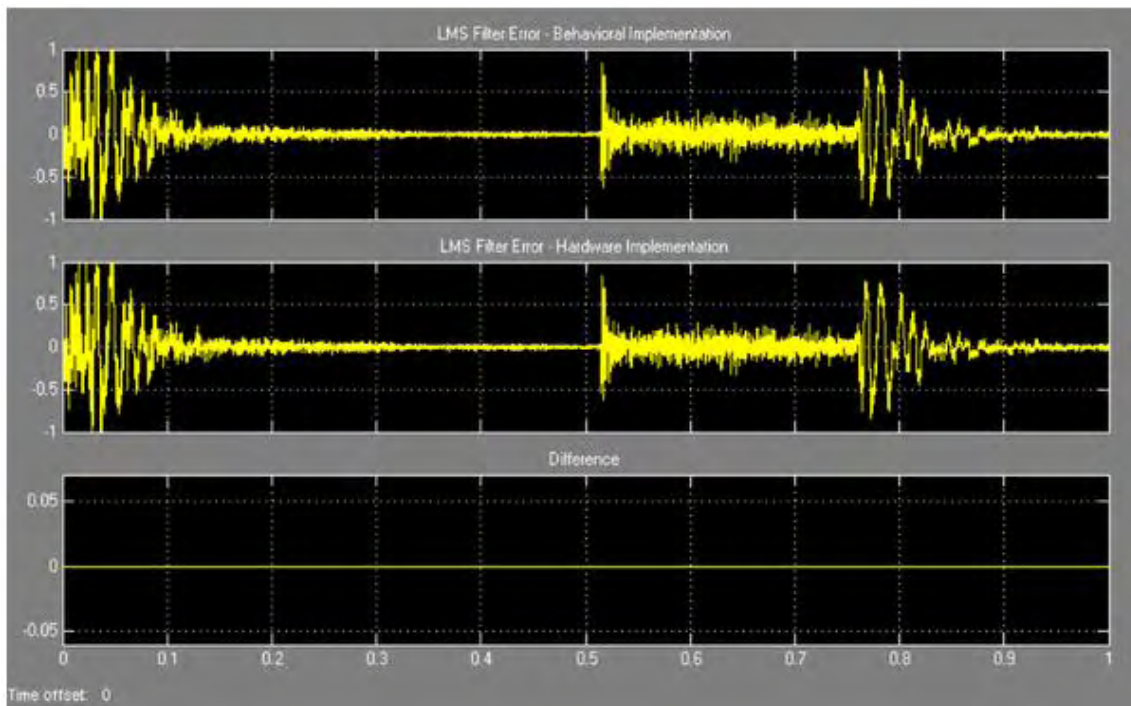
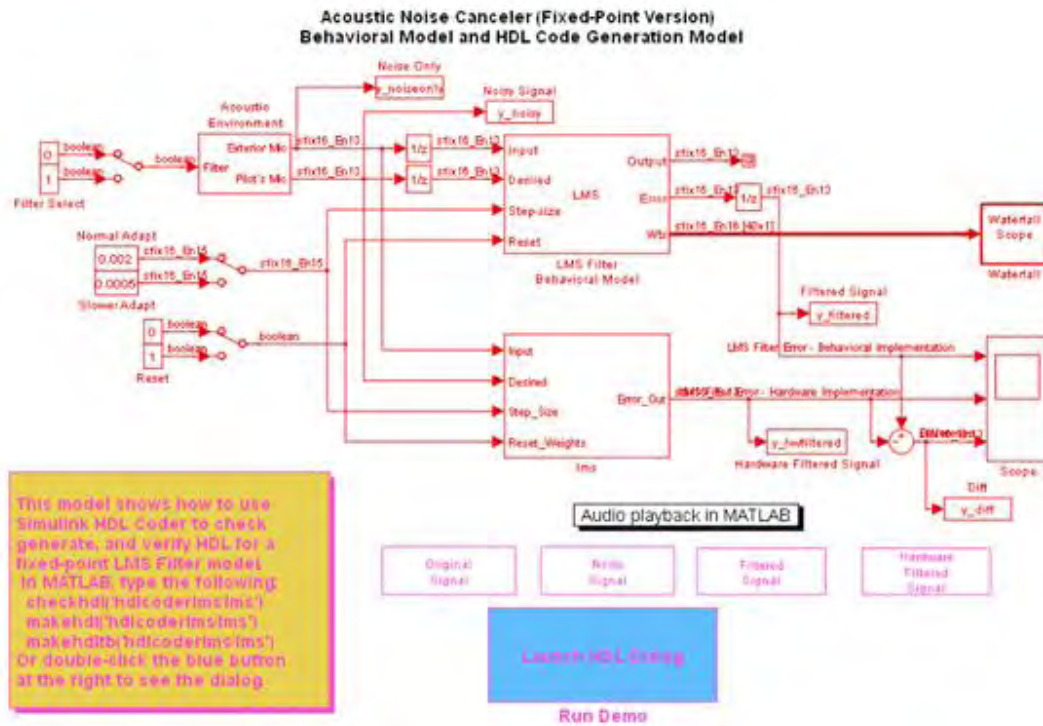
```

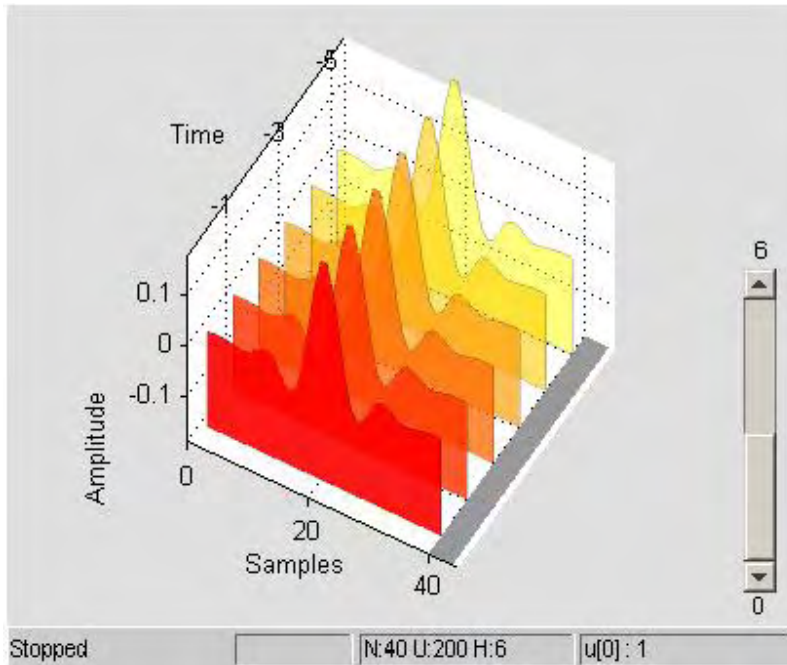


```
nvar = 1.0; % Noise variance
noise = randn(1000,1)*nvar; % White noise

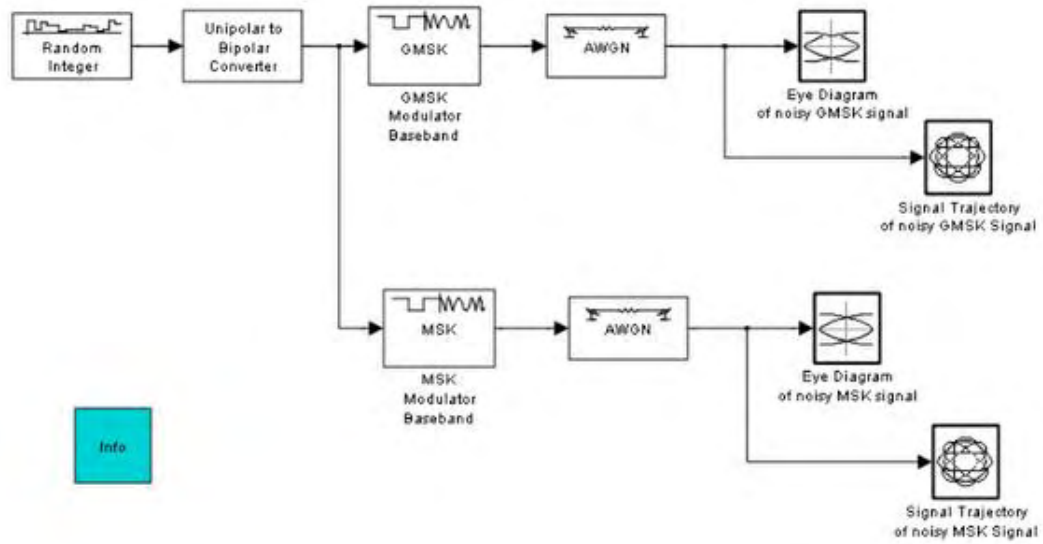
plot(0:999,noise);
title('Noise picked up by the secondary microphone');
grid; axis([0 1000 -4 4]);
```

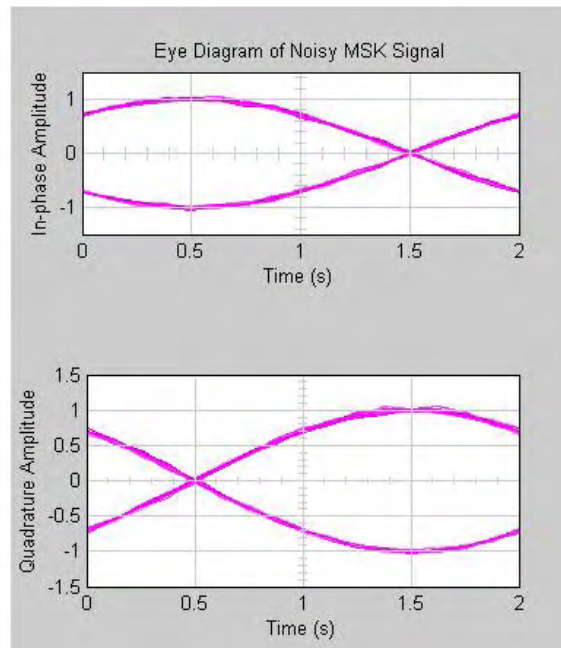
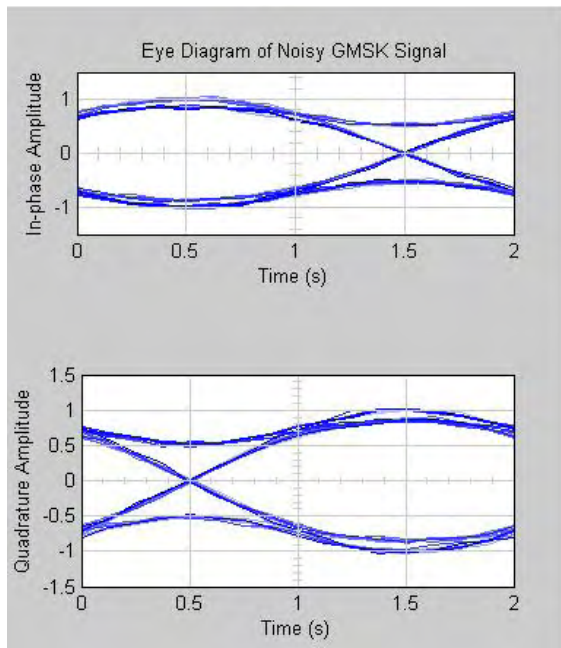




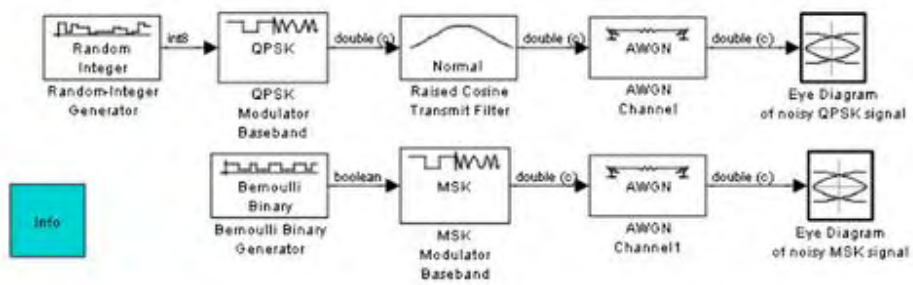


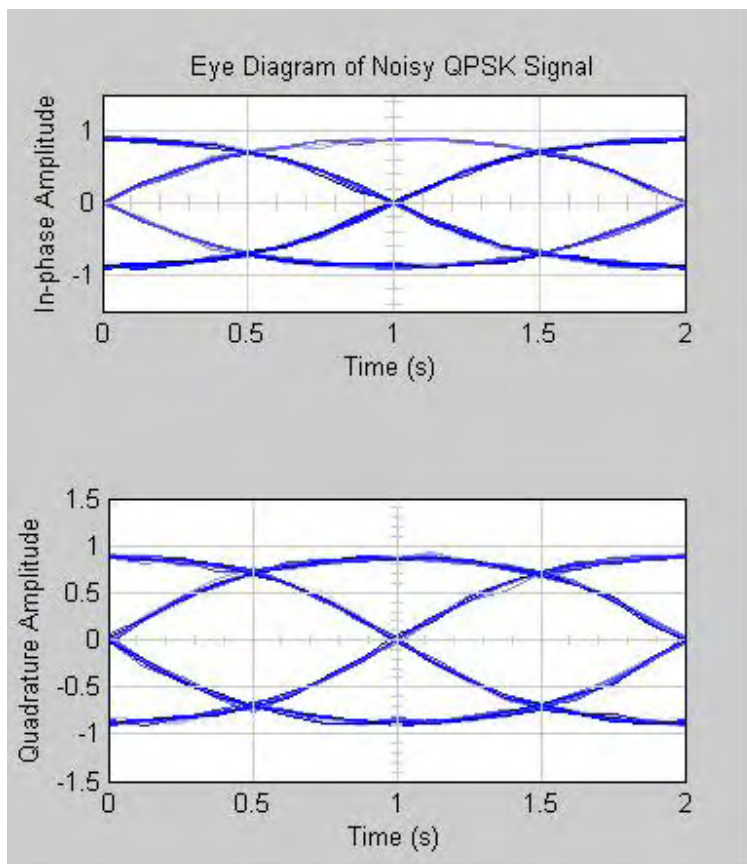
GMSK vs. MSK

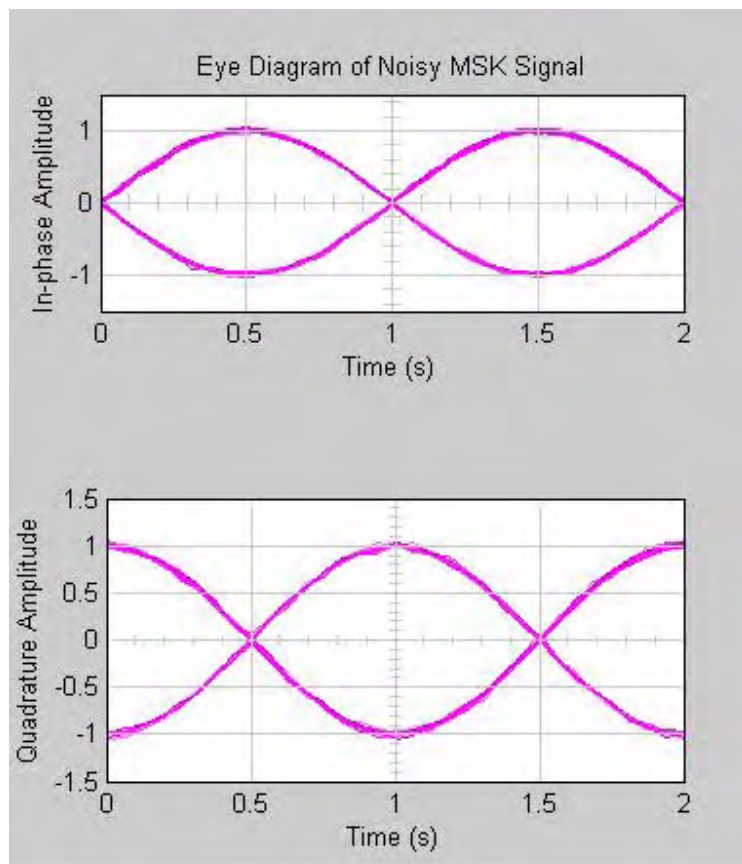




Filtered QPSK vs. MSK







1. Hwei P. Hsu, , , 2002
2. . μ , μ , , 1979
3. , , 2004
4. Taub / Schilling, μ , , 1998
5. Andy Bateman, , μ , , 2000
6. Jack Smith, Modern Communication Circuits, Mc Graw Hill, 1986
7. B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice Hall, 1998
8. J. Everand, Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators, John Wiley & Sons Ltd, 2001
9. W. Alan Davis, K. Agarwal, Radio – Frequency Circuit Design, John Wiley & Sons Inc, 2001
10. Taub / Schilling, μ , , 2006



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ
ΣΠΟΥΔΩΝ
«ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΒΙΟΙΑΤΡΙΚΗ»**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ
Υπεύθυνος
ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΤΑΜΟΥΛΗΣ**

Λαμία, Μάιος 2017



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΒΙΟΙΑΤΡΙΚΗ
ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗ**

**«ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΜΕ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΤΗΝ ΑΣΦΑΛΕΙΑ,
ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗ ΜΕΓΑΛΟΥ ΟΓΚΟΥ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΚΑΙ
ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ»**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Επιβλέπων
ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΤΑΜΟΥΛΗΣ**

Λαμία, Μάιος 2017



Τριμελής Επιτροπή:

ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΤΑΜΟΥΛΗΣ (επιβλέπων)

ΝΕΣΤΟΡΑΣ ΕΥΜΟΡΦΟΠΟΥΛΟΣ

ΦΩΤΙΟΣ ΠΛΕΣΣΑΣ

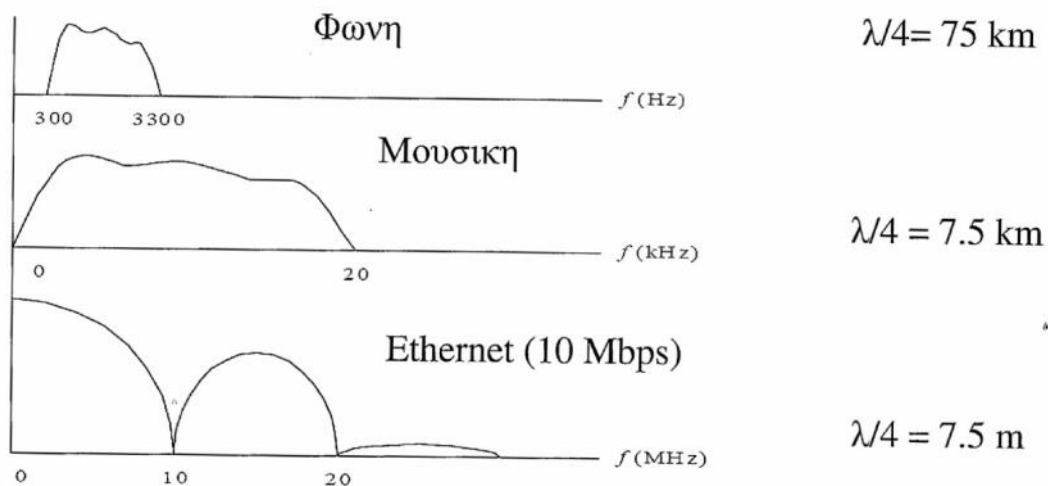
Επιστημονικός Σύμβουλος:

ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΔΗΜΗΤΡΙΟΥ

.....	6
1.....	8
	8
1.1K	10
1.2	10
1.2.1	10
1.2.2	10
1.2.3	10
1.2.4	11
1.2.5	11
1.2.6	12
1.2.7	13
2.....	14
	14
2.1	14
2.2	17
2.3	18
2.4	19
2.5	21
2.6	24
2.7	26
2.7.1	26
2.7.2	27
2.7.3	28
2.8	29
3.....	30
3.1	30
3.2	32
3.3	33
3.3.1	33
3.3.2	35
3.4	36
3.5	37

3.5.1									38
3.5.1.1	μ		DSB						38
3.5.1.2	μ		SSB						39
3.5.1.3	μ								39
3.5.2						μ			40
3.5.2.1					SNR (μ)	41
3.5.2.2					SNR (μ)	41
3.6		μ	μ	μ					42
3.6.1						μ			44
3.6.2			μ		PM				45
3.6.3			μ		FM				45
3.7	μ				μ		μ		46
3.8			μ				μ		47
4.....									50
4.1			PCM						50
4.2	μ					μ			52
4.3		μ		μ					54
4.4	μ						PCM		56
4.5			μ		μ				58
4.6		μ		μ			μ		60
4.7	μ							μ	62
4.8			PCM		DM				63
5.....									65
5.1		μ				μ		$\mu\mu$ atlab	65
5.2									70
5.3	μ								73
5.4									74
5.5			μ	μ					78
5.6		μ			256 QAM				83
5.7		μ				μ		μ	
		μ	RLS						85
5.8	μ				μ		LMS		88
5.9			GMSK-MSK						90
5.10		μ	QPSK-MSK						92
.....									96

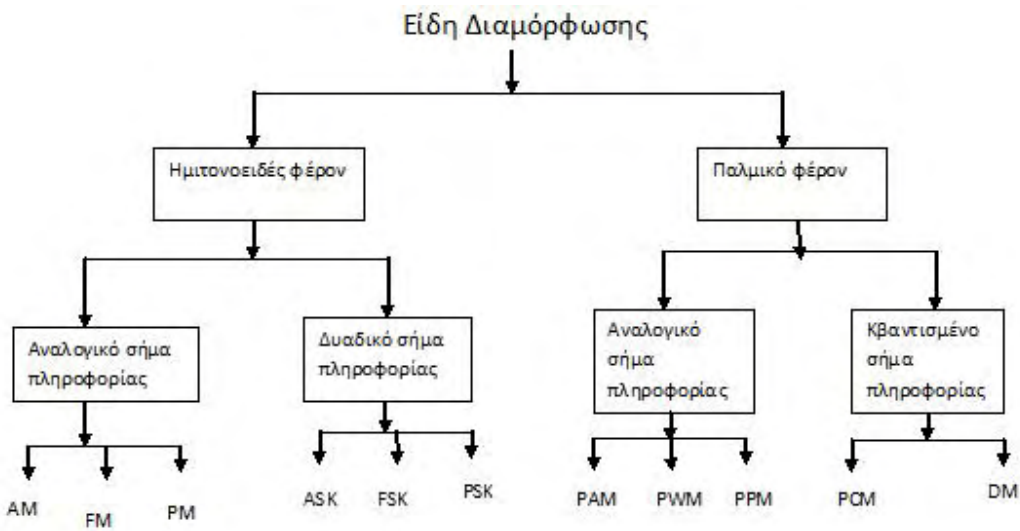
Φασματα μερικων κοινων σηματον



1.2.6 μ

H μ (Modulation) μ , μ μ μ
 μ μ (carrier wave) μ μ
 μ μ (Demodulation) μ
 μ , μ μ , μ μ

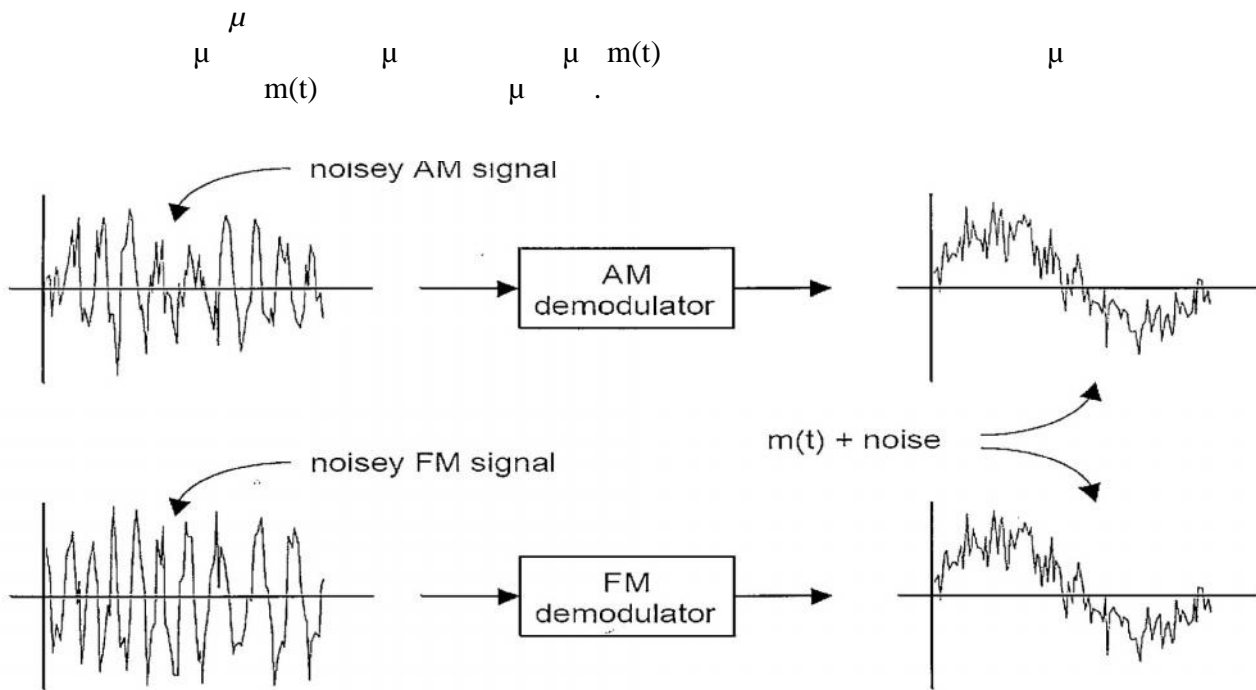
- μ μ μ μ μ μ
- μ μ μ μ μ μ



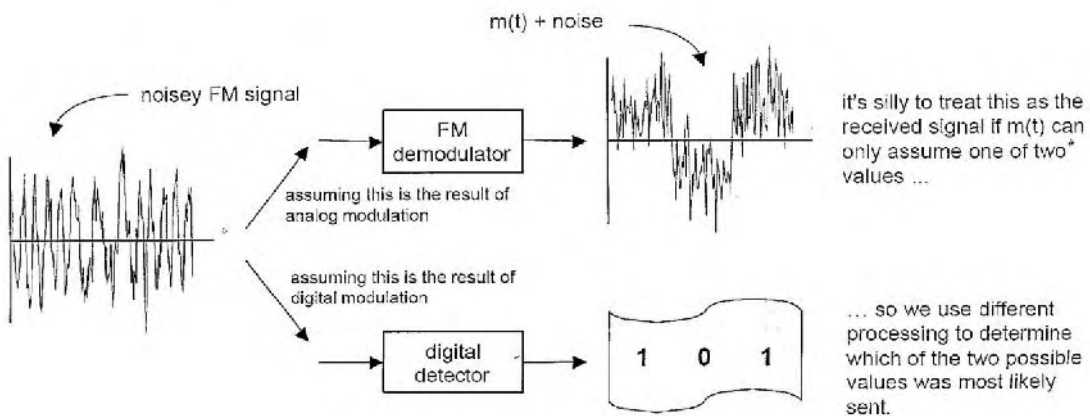
A=Amplitude, F=Frequency, P=Phase, M=Modulation, K=Keying, W=Width, P=Pulse, Position, D=Delta

$$X(t) = A \cos(2\pi ft + \phi) \quad X(t) = \sum A_i p(t-t_i)$$

1.2.7 A



4



5

9: $m(t)$

[2. 1979]

2

ΚΕΦΑΛΑΙΟ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

2.1

(

JOHNSON)

Ο

μ

Johnson

Nyquist

1928 μ

μ

μ

u(t)

μ

μ

R

μ

$\bar{u}=0$,

∴

p(u)

Gauss,

$$P(u) = (1/\sqrt{2f}) * e^{-u^2/2t^2} \quad (.2.1.1)$$

$$H' \quad \mu \quad , \quad ^2 = [V^2]$$

$$\mu \quad \mu \quad e_n^2,$$

μ

R.

$$\mu \quad \bar{u}^2 \quad . \quad \bar{u}^2,$$

Johnson Nyquist,

:

$$^2 = [V^2] = e_n^2 = 4KTRB \quad (.2.1.2)$$

:

$$= \text{Boltzman} = 1,38 * 10 \text{ Joule/ k}$$

$$T = \mu \quad , \quad k.$$

=

μ , Hz.

$$e_n = \mu$$

μ

e_n

μ

μ

μ

μ

''

μ

volt * rms,

rms

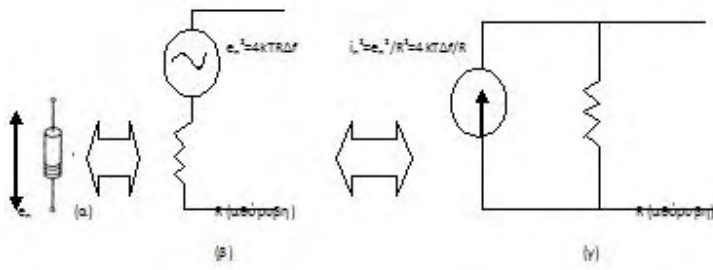
μ

''root mean square''

μ

μ

:



α) Πραγματική αντίσταση με θόρυβο
 β) Ισοδύναμο κύκλωμα κατά Thevenin
 γ) Ισοδύναμο κύκλωμα κατά Norton.

6

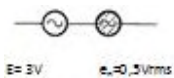
$e_n^2 = e_{n1}^2 + e_{n2}^2$, $e_n^2 = 4k(R1T1 + R2T2)\Delta f$ (. 2.1.6)
 $e_n^2 = 4kT(R1 + R2)\Delta f = 4kTR\Delta f$, $R = R1 + R2$ (. 2.1.7)
 $R1 + R2$, $T1 \neq T2$: $RT = R1T1 + R2T2$
 : « » e_n
 : « »

$$e_n^2 = e_{n1}^2 + e_{n2}^2 \quad e_n^2 = 4k(R1T1 + R2T2)\Delta f \quad (. 2.1.6)$$

$$e_n^2 = 4kT(R1 + R2)\Delta f = 4kTR\Delta f \quad , \quad R = R1 + R2 \quad (. 2.1.7)$$

$R1 + R2$, $T1 \neq T2$: $RT = R1T1 + R2T2$
 : « » e_n
 : « »

e_n rms $e_n = 0,5V_{rms}$



7

$$3V + 0,5V \cdot rms = 3,5V.$$

$$i_{sh} = \sqrt{2eI_{dc}B} \quad (2.1.8)$$

Boltzmann, $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

[2.1979]

2.2 SHOT (SCHOTTKY)

$$i_{sh} = \sqrt{2eI_{dc}B}$$

$$i_{sh} = 5.64 \times 10^{-10} \sqrt{I_{dc} B} \quad \text{A rms} \quad (2.2.1)$$

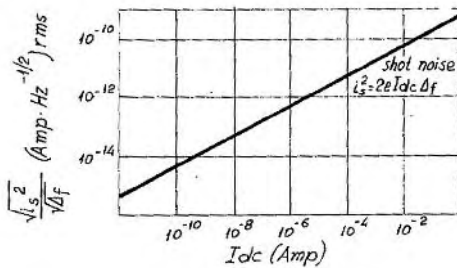
$$I_{dc} = \text{Amp.}$$

$$B = f = \text{Hz.}$$

$$e = 1.6 \times 10^{-19} \text{ Cb}$$

$$i_{sh} = \text{rms } \mu \text{ A}$$

$$i_{sh} = \mu \text{ A} \quad I_{dc} = \mu \text{ A} \quad p-n \text{ junction}$$



8

(2.2.1)

Shot

μ

$\mu\mu$

$\mu \mu$

μ

μ

-

.

[2. 1979]

μ

,

,

2.3

FLICKER (

1/f)

μ

μ

, (μ

100 Hz).

μ

μ

μ

μ

$1/f$,

f

.

$\mu \mu$

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

$1/f$

μ

)

.

,

μ

μ

μ

,

flicker

μ

μ

.

$\frac{1}{f^n}$

μ

μ

n

: $0.9 \leq n \leq 1.35$.

μ

«

μ

»

dc (

)

, μ

flicker

μ

f .

μ

$1/f$

μ

μ

μ

$1/f$

μ

μ

,

«

μ

»

(S/N).

μ

(LPF – Low Pass Filter),

μ

flicker,

S/N μ

μ

μ

(

f^{-n}),

.

« μ
Shot,

μ

» μ

μ

μ

μ

,

Johnson

μ

μ

μ

.

, dc μ

μ

flicker μ

.

μ

μ

f_L

f_H .

flicker

f ,

$\mu [f_L, f_H]$

:

$$e_{n_s} = \sqrt{4kTR_s B + e_n^2 + (i_n R_s)^2} \cdot A_o$$
 (. 2.5.1)

$$B = f \cdot RC$$

$$(SNR)_{v_s} = \frac{E_s}{[4kTR_s B + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2}}$$
 (. 2.5.2)

$$(SNR)_{v_s} = \frac{E_s}{[4kTR_s B + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2}}$$
 (. 2.5.2)

$(SNR)_{v_s} = \frac{E_s}{[4kTR_s B + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2}}$

1.

2.

$$e_{n_s} = \sqrt{4kTR_s B + e_n^2 + (i_n R_s)^2} \cdot A_o$$

$$e_{n_s} = [4kTR_sB + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2}, \text{ Volt} * \text{rms} \quad (. 2.5.3)$$

3. $(SNR)_v = \frac{E_s}{[4kTR_sB + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2} * B^{1/2}}$ $R_s \rightarrow 0$.

4. $(SNR)_v = \frac{E_s}{[4kTR_sB + e_n^2 + i_n^2 / B * R_s^2]^{1/2} * B^{1/2}}$

$$(SNR)_v = \frac{E_s}{[4kTR_sB + e_n^2 + i_n^2 / B * R_s^2]^{1/2} * B^{1/2}} \quad (. 2.5.4)$$

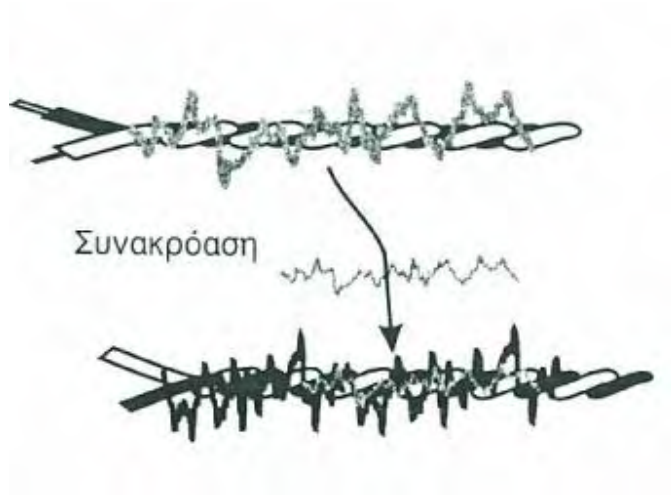
$e_n^2 / B = a_v^2$ $i_n^2 / B = a_i^2$

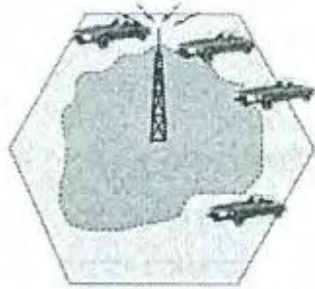
[3. , 2004]

2.6

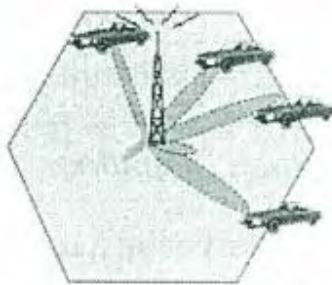
« »

(t) « » (peak to peak)





Παν-κατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας



Προσαρμοστικό διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας

$$B_N = \frac{1}{2} f_c \quad (2.8.3)$$

, RC $\frac{1}{2}$ (= 1.57) f_c
3dB.

[4. Taub / Schilling, μ , , 1998]

3

ΚΕΦΑΛΑΙΟ

3.1

Η συνάρτηση $n^{(s)}(t)$ είναι περιοδική με περίοδο T . Η συχνότητα είναι $f = 1/T$. Η συνάρτηση $n^{(s)}(t)$ μπορεί να αναπτυχθεί ως σειρά Fourier. Η σειρά Fourier της $n^{(s)}(t)$ είναι:

$$n_T^{(s)}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos 2\pi k ft + b_k \sin 2\pi k ft) \quad (3.1.1)$$

$$n_T^{(s)}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2\pi k ft + \phi_k)$$

$$c_k^2 = a_k^2 + b_k^2 \quad (3.1.2)$$

$$\phi_k = -\tan^{-1} b_k/a_k \quad (3.1.3)$$

$$G_n(k, f) = \frac{c_k^2}{4} = \frac{(a_k^2 + b_k^2)}{4} \quad (3.1.4)$$

$$G_n(k, f) \equiv G_n(-k, f) \equiv \frac{c_k^2}{4} = \frac{a_k^2 + b_k^2}{4} \quad (3.1.4)$$

$$G_n(k, f) = 2G_n(k, f) \quad (3.1.5)$$

$$G_n(k, f) = G_n(-k, f) \quad (3.1.6)$$

$$G_n(k, f) = \frac{a_k^2 + b_k^2}{4} \quad (3.1.7)$$

$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2f | \Delta f t + \mu_k) \quad (3.1.8)$$

$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2f | \Delta f t + \mu_k) \quad (3.1.6)$$

$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2f | \Delta f t + \mu_k) \quad (3.1.7)$$

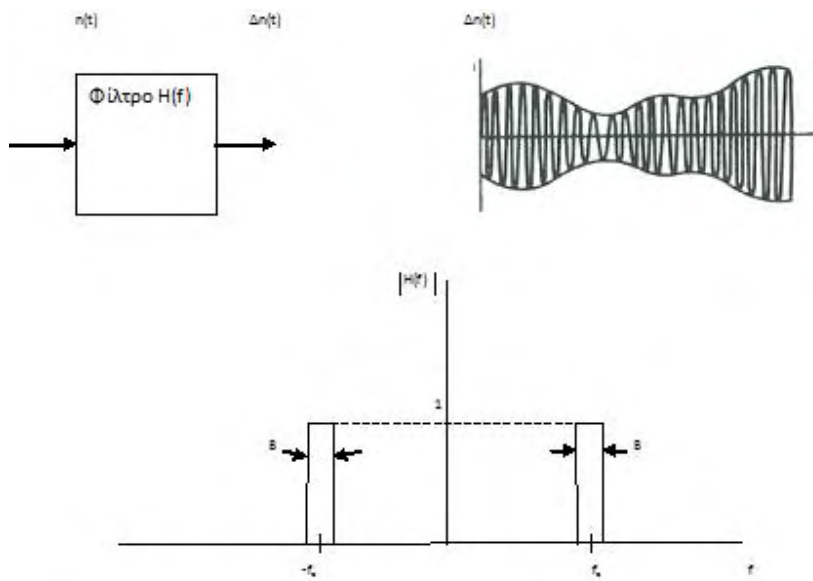
$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2f | \Delta f t + \mu_k) \quad (3.2.5)$$

$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2f | \Delta f t + \mu_k) \quad (3.1.5)$$

$$\overline{c_k^2} = \overline{a_k^2 + b_k^2} \quad (3.1.8)$$

$$(3.1.5)$$

$$G_n(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\overline{c_k^2}}{4\Delta f} = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\overline{a_k^2 + b_k^2}}{4\Delta f} \quad (3.1.9)$$



$$n_k(t) = a_k \cos 2f | \Delta f t + b_k \sin 2f | \Delta f t$$

$$G_n(f_0 + kf) = G_n(f_0 - kf) = G_n(kf) \quad (3.3.1.1)$$

$$G_n(kf + f_0) = G_n(kf - f_0) = G_n(kf)/4 \quad (3.3.1.2)$$

$$G_n(f_0) = G_n(kf) \quad (3.3.1.2)$$

$$G_n(f + f_0) = G_n(f - f_0) = G_n(f)/4 \quad (3.3.1.3)$$

$$n(t) \cos 2f_0 t = \frac{G_n(f)}{G_n(f_0)} \cos 2f_0 t$$

$$f_0 = (k+1)f/2$$

$$n_k(t) = a_k \cos 2f|\Delta ft + b_k \sin 2f|\Delta ft$$

$$n_l(t) = a_l \cos 2fl\Delta ft + b_l \sin 2fl\Delta ft$$

$$n_{p1}(t) = \frac{a_k}{2} \cos 2pft - \frac{b_k}{2} \sin 2pft \quad (3.3.1.4)$$

$$n_{p2}(t) = \frac{a_l}{2} \cos 2pft + \frac{b_l}{2} \sin 2pft \quad (3.3.1.5)$$

$$E[n_{p1}(t)n_{p2}(t)] = 0$$

$$n_k(t) = c_k \cos(2\pi f_0 k \Delta t + \phi_k) \quad (3.3.1.3)$$

3.3.2

$$n_k(t)n_l(t) = \frac{1}{2} c_k c_l \cos[2\pi f(k+l)\Delta t + \phi_k + \phi_l] + \frac{1}{2} c_k c_l \cos[2\pi f(k-l)\Delta t + \phi_k - \phi_l]$$

(3.3.2.1)

$$n_k(t) = c_k \cos(2\pi f(k+l)\Delta t + \phi_k + \phi_l)$$

$$n_l(t) = c_l \cos(2\pi f(k-l)\Delta t + \phi_k - \phi_l)$$

$$n_k(t) = c_k \cos(2\pi f|\Delta t + \phi_k)$$

$$n_l(t) = c_l \cos(2\pi f|\Delta t + \phi_l)$$

$$P_k = 2G_n(|\Delta f)\Delta f = 2G_n(-k\Delta f)\Delta f = a_k^2 = b_k^2 = a_k^2/2 + b_k^2/2 = c_k^2/2$$

$$P_{k+l} = P_{k-l} = \frac{1}{2} (c_k c_l)^2 \quad (3.3.2.2)$$

$$c_k c_l = \mu$$

$$P_{k+l} = P_{k-l} = \frac{1}{8} c_k^2 c_l^2 = \frac{1}{2} P_k P_l \quad (3.3.2.3)$$

xx

0 d
d

0

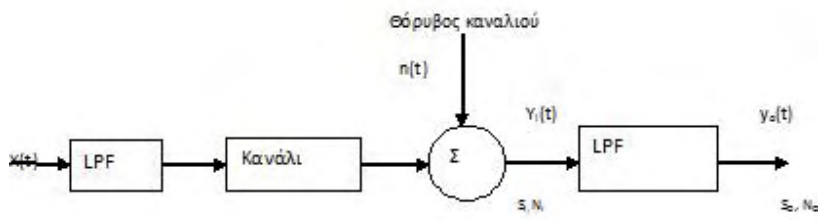
0 2 2 d $\int_{-W}^W S_{xx}$ x i

x

i

0

0 2 $\int_{-W}^W S_{nm}$



nn

$$0 \int_{-W}^W y/2$$

$$0 \quad 0 \quad 0 \quad i/$$

i

0

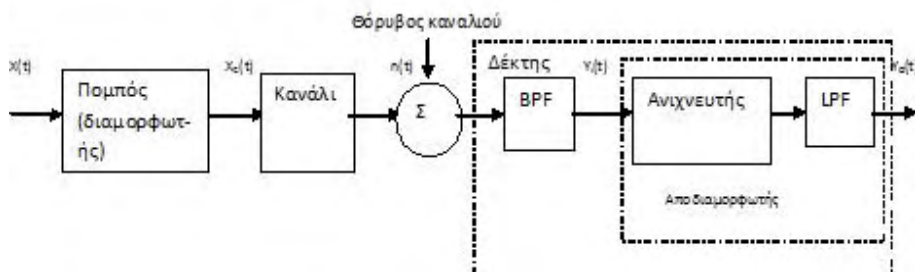
i

i

$$i \quad c \quad i$$

$$i \quad c \quad c \quad s \quad c$$

$$\frac{2}{c} \quad \frac{2}{s} \quad \frac{2}{i}$$



3.5.1

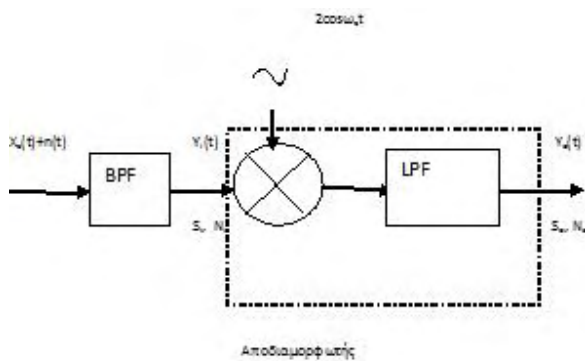
3.5.1.1 DSB:

$$X_c(t) = A_c X(t) \cos \omega_c t \quad (3.5.1.1)$$

DSB.

$$Y_i(t) = A_c X(t) \cos \omega_c t + n_i(t)$$

$$= [A_c X(t) + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \quad (3.5.1.2)$$



19

$$Y_i(t) = 2 \cos \omega_c t [A_c X(t) + n_c(t)] - n_s(t) \sin \omega_c t$$

$$Y_0(t) = A_c X(t) + n_c(t) = X_0(t) + n_0(t) \quad (3.5.1.3)$$

$$X_0(t) = A_c X(t) \quad n_0(t) = n_c(t) \quad (3.5.1.4)$$

$$B \quad \mu \quad \mu \quad n_s(t)$$

$$S_0 = E[X_0^2(t)] = E[A_c^2 X^2(t)] = A_c^2 E[X^2(t)] = A_c^2 S_x \quad (3.5.1.5)$$

$$N_0 = E[n_0^2(t)] = E[n_c^2(t)] = E[n_i^2(t)] = 2 \quad (3.5.1.6)$$

SNR

$$(S/N)_0 = S_0/N_0 = A_c^2 S_x / 2 \quad (3.5.1.7)$$

$$S_i = E[X_c^2(t)] = 1/2 A_c^2 S_x \quad (3.5.1.8)$$

$$(S/N)_0 = S_i / \quad = \quad (3.5.1.9)$$

, DSB μ

$$\text{SNR} \quad \mu \quad \mu$$

$$(S/N)_i = S_i/N_i = S_i/2 \quad (.3.5.1.1.10)$$

$$(S/N)_0/(S/N)_i = a_d = 2 \quad (.3.5.1.1.11)$$

a_d μ μ

3.5.1.2 μ SSB

μ μ μ SSB μ μ DSB.

3.5.1.3 μ

μ , μ μ μ μ μ μ

$$X_c(t) = A_c [1 + \mu X(t)] \cos_c t \quad (.3.5.1.3.1)$$

$$\mu \leq 1 \quad (t) \leq 1$$

$$Y_0(t) = A_c \mu (t) + n_c(t) = X_0(t) + n_0(t) \quad (.3.5.1.3.2) \quad \text{dc,}$$

$$X_0(t) = A_c \mu X(t) \quad n_0(t) = n_c(t) \quad (.3.5.1.3.3)$$

$$S_i = 1/2 E[A_c^2 [1 + \mu X(t)]^2] \quad (.3.5.1.3.4)$$

$$S_i = 1/2 A_c^2 (1 + \mu^2 S_x) \quad (.3.5.1.3.5)$$

$$S_0 = A_c^2 \mu^2 S_x = (2 \mu^2 S_x / 1 + \mu^2 S_x) S_i \quad (.3.5.1.3.6)$$

$$(S/N)_0 = S_0/N_0 = \mu^2 S_x / 1 + \mu^2 S_x (S_i /) = (\mu^2 S_x / 1 + \mu^2 S_x)$$

(. 3.5.1.3.7)

$$\mu^2 S_x \leq 1, \quad \mu$$

(S/N)₀ ≤ /2 (. 3.5.1.3.8)

$$\mu \quad \text{DSB} \quad \text{SNR} \quad \mu \quad \text{3dB } \mu \quad \text{SSB.}$$

3.5.2

$$\mu \quad \mu \quad \mu \quad \mu \quad \mu$$

$$Y_i(t) = X_c(t) + n_i(t) \\ = \{ A_c [1 + \mu X(t)] + n_c(t) \} \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \quad (. 3.5.2.1)$$

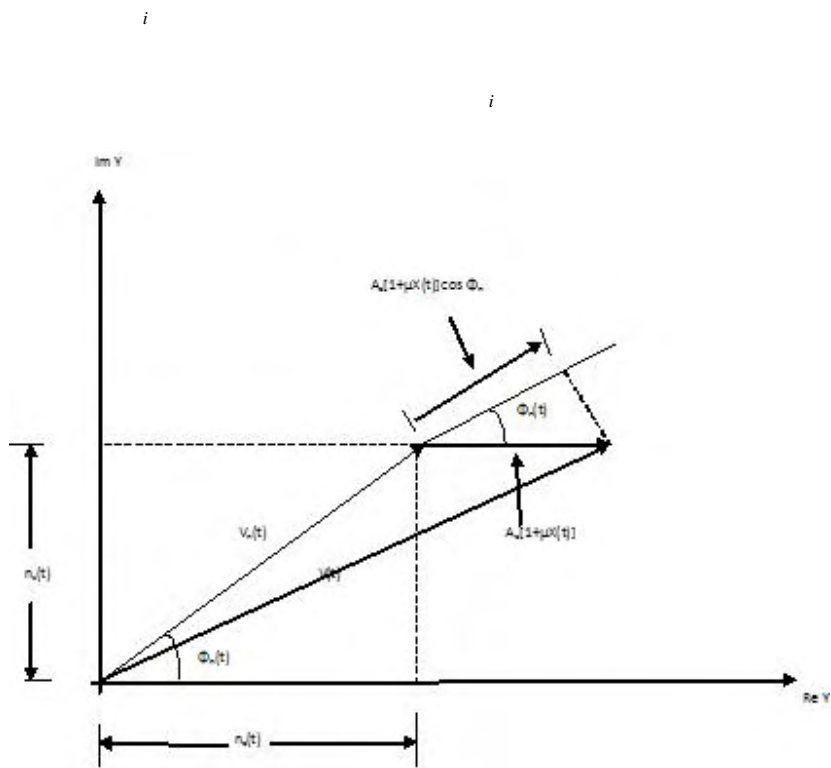
$$\mu \quad \mu \quad \mu \quad Y_i(t) \\ Y_i(t) = \text{Re}[Y(t)e^{j\omega_c t}] \quad (. 3.5.2.2)$$

$$Y(t) = A_c [1 + \mu X(t)] + n_c(t) + jn_s(t) \quad (. 3.5.2.3)$$

$$\mu, \quad \mu\mu, \quad \mu, \quad \mu \quad Y_i \\ (t) \mu \\ Y_i(t) = V(t) \cos[\omega_c(t) + \theta(t)] \quad (. 3.5.2.4)$$

$$V(t) = \sqrt{\{A_c [1 + \mu X(t)] + n_c(t)\}^2 + n_s^2(t)} \quad (. 3.5.2.5)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} n_s(t) / A_c [1 + \mu X(t)] + n_c(t) \quad (. 3.5.2.6)$$



c *c* *c*

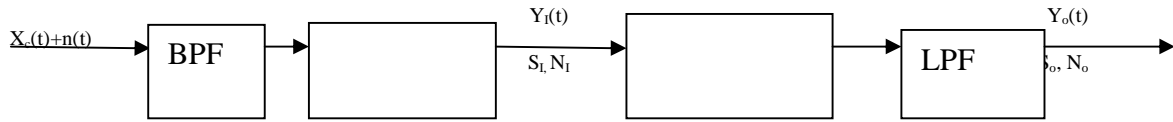
p

$$f \int_{-\infty}^t X(\ddagger) d\ddagger$$

T

i *c* *i*

c *c* *i*



22

$$S_i = [A_c^2(t)] = \frac{1}{2} A_c^2 \quad (3.6.5)$$

$$N_i = B_T \quad (3.6.6)$$

$$(S/N)_i = \frac{A_c^2}{2 B_T} \quad (3.6.7)$$

(S/N)_i (t), μ, CNR (Carrier-to-Noise-Ratio).

$$n_i(t) = u_n(t) \cos [\omega_c t + \theta_n(t)] \quad (3.6.8)$$

u_n(t) μ Rayleigh n(t) μ μ μ (0,2). Y_i(t) μ Y_i(t) = V(t) cos [ω_c t + θ(t)] (3.6.9)

$$V(t) = \{ [A_c \cos \theta + u_n(t) \cos \theta_n(t)]^2 + [A_c \sin \theta + u_n(t) \sin \theta_n(t)]^2 \}^{1/2} \quad (3.6.10)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \frac{A_c \sin \theta + u_n(t) \sin \theta_n(t)}{A_c \cos \theta + u_n(t) \cos \theta_n(t)} \quad (3.6.11)$$

μ (t), μ V(t), μ, SNR

$$Y_o(t) = \theta(t) \text{ PM} \quad (3.6.12)$$

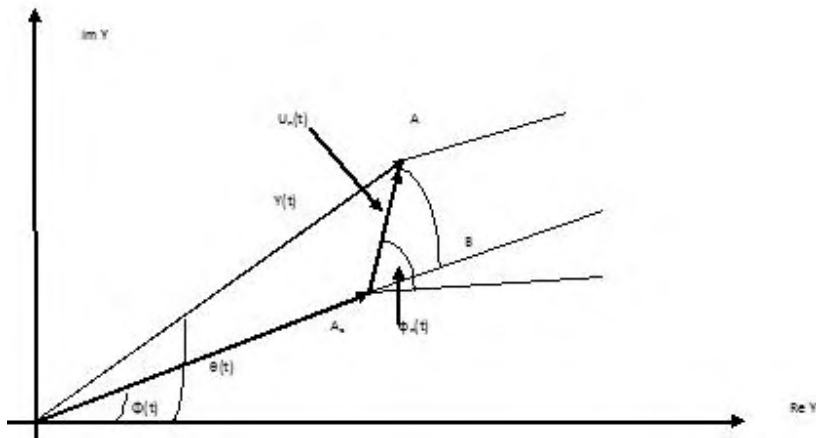
0

i

$$j\bar{S}_c t$$

$$c \quad j\omega(t) + u_n(t) e^{j\omega_n(t)}$$

c n n c
n n



n c n

n

n

n c n

s c

$$Y_0(t) = X(t) = k_p X(t) + n_s(t)/A_c \quad \text{PM} \quad (3.6.1.8)$$

$$Y_0(t) = dX(t)/dt = k_f X(t) + n'_s(t)/A_c \quad \text{FM} \quad (3.6.1.9)$$

3.6.2 μ PM

$$S_0 = [k_p^2 X^2(t)] = k_p^2 E[X^2(t)] = k_p^2 S_x \quad (3.6.2.1)$$

$$N_0 = E[(1/A_c^2) n_s^2(t)] = (1/A_c^2) E[n_s^2(t)] = 1/A_c^2 (2) \quad (3.6.2.2)$$

$$(S/N)_0 = k_p^2 A_c^2 S_x / 2 \quad (3.6.2.3)$$

$$= S_i / A_c^2 = A_c^2 / 2 \quad (3.6.2.4)$$

$$(S/N)_0 = k_p^2 S_x \quad (3.6.2.5)$$

3.6.3 μ FM

$$S_0 = [k_p^2 X^2(t)] = k_p^2 E[X^2(t)] = k_p^2 S_x \quad (3.6.3.1)$$

$$N_0 = E[(1/A_c^2) n_s^2(t)] = (1/A_c^2) E[[n'_s(t)]^2] \quad (3.6.3.2)$$

$$S_{n'_s n'_s}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{X'X'}(\check{S}) = \check{S}^2 S_{xx}(\check{S}), \quad n'_s(t)$$

$$N_0 = (1/A_c^2) (1/2) \int_{-w}^w \check{S}^2 y d\check{S} = (2/3) y / A_c^2 (w^3/2) \quad (3.6.3.3)$$

$$(S/N)_0 = 3 A_c^2 (2) k_f^2 S_x / 2 w^3 \quad (3.6.3.4)$$

$$0 \leq \frac{2}{f} x^2 \leq \frac{2}{c} \leq \frac{2}{f} x^2$$

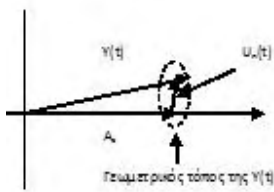
$$0 \leq \frac{2}{x} \left| k_f X(t) \right|_{\max} \leq \frac{2}{x} |X(t)| \leq 1$$

$$\frac{2}{c}$$

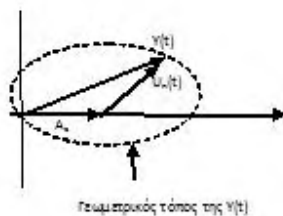
$$n \quad \frac{2}{c} \quad \frac{2}{i}$$

$$j\omega_n(t)$$

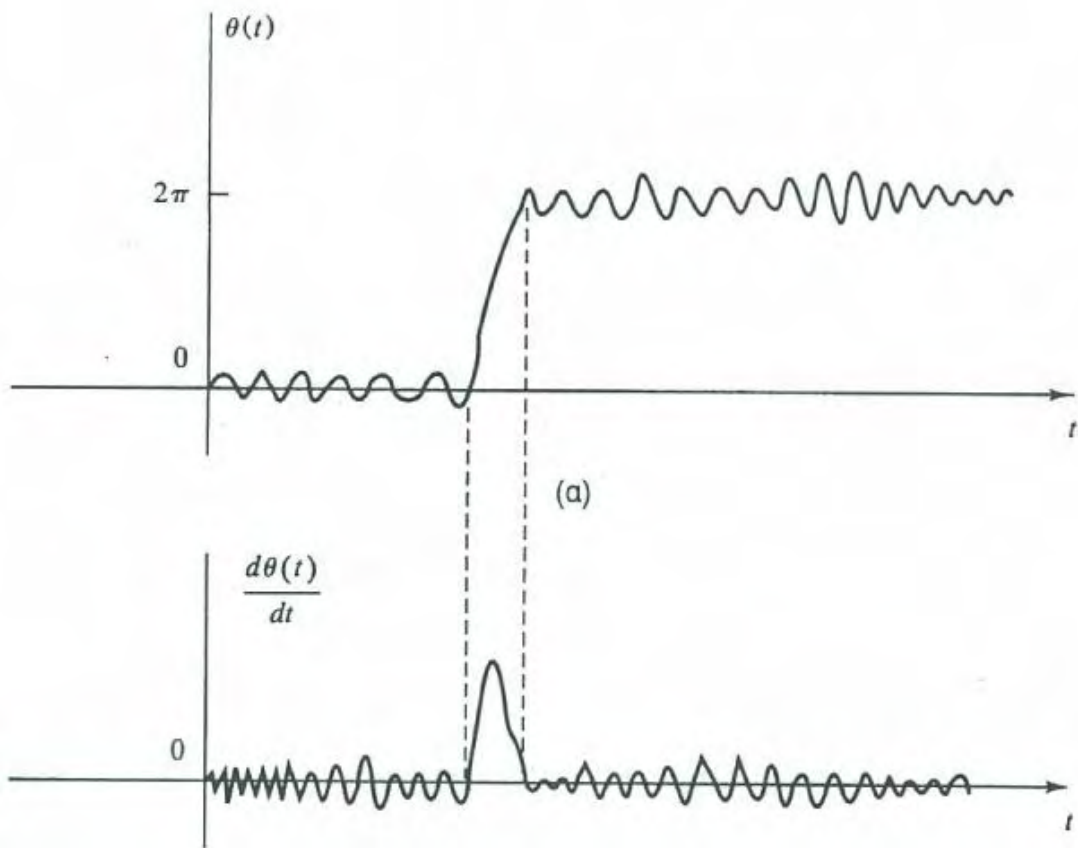
$$n \quad c \quad n \quad n$$



$$A_e^2 \gg E[n^2(t)]$$



$$A_e^2 \ll E[n^2(t)]$$

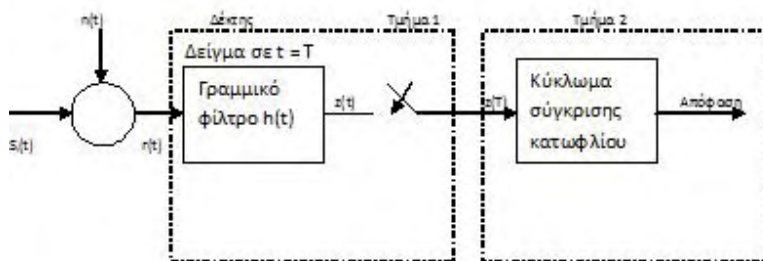


$$i \quad 1 \quad \leq t \leq T$$

$$i \quad 2 \quad \leq t \leq T$$

$$i \quad \leq t \leq T$$

$$i \quad 0$$



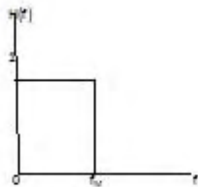
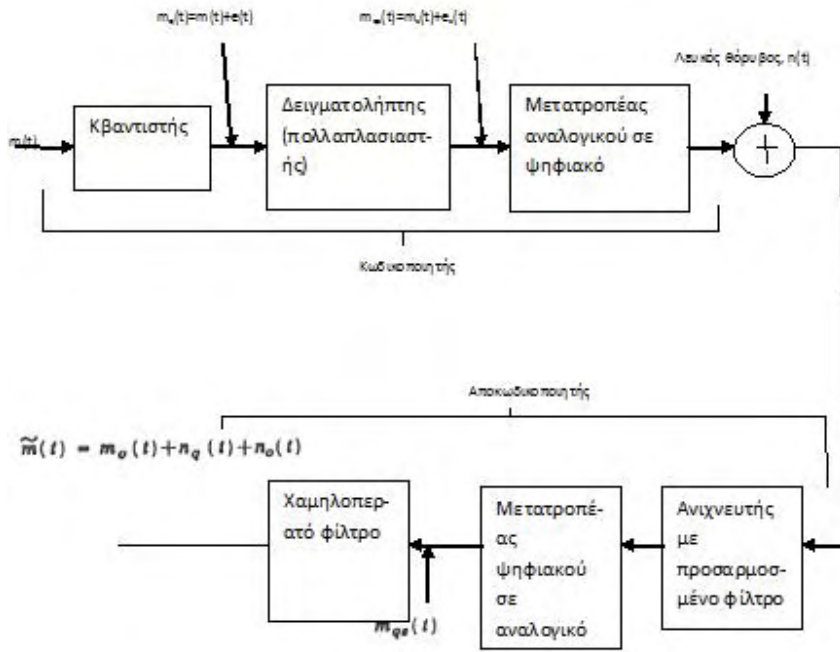
$$i \quad 0$$

$$i \quad 0$$

$$1 \quad 2$$

$$1 \quad 2$$

Παλμοί δειγματοληψίας: $\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s) \quad T_s = \frac{1}{2f_M}$



q

qs

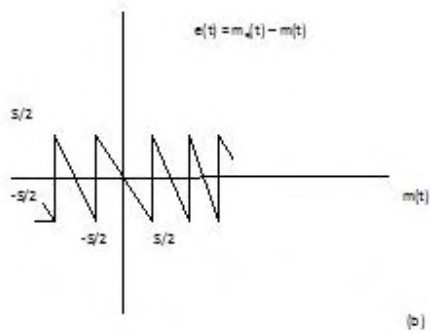
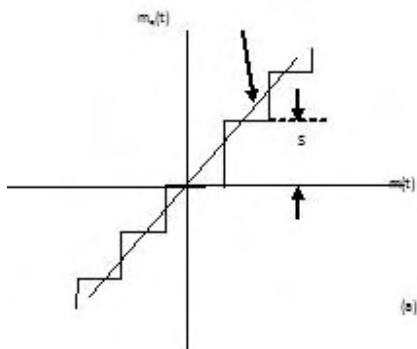
qs $\sum_{k=-\infty}^{\infty} u(t - kT_s)$ $\sum_{k=-\infty}^{\infty} u(t - kT_s)$ s

s

s

s

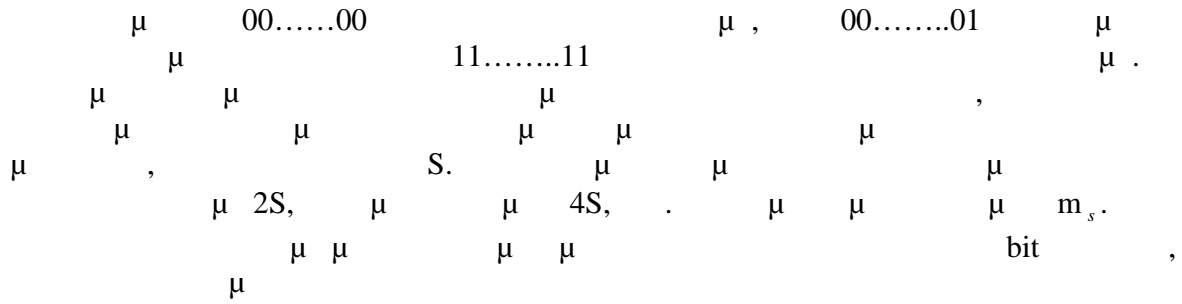
Σχέση μεταξύ εξόδου-
εισόδου όταν παραλείπεται
ο κβαντιστής



s

$$\overline{e^2(t)}$$

$$\overline{e^2(t)}$$



$$\overline{(\Delta m_s)^2} = 1/ [S^2 + (2S)^2 + (4S)^2 + (8S)^2 + \dots + (2^{N-1}S)^2] \quad (.4.3.1)$$

$$\overline{(\Delta m_s)^2} = \frac{2^{2N} - 1}{3N} S^2 \cong \frac{2^{2N}}{3N} S^2 \quad (.4.3.2)$$

$N \geq 2$.

Diagram illustrating the quantization process and error. The signal S is quantized into levels $2S$, S , and $4S$. The quantization error is labeled as m_s bit. The diagram also shows the relationship between the quantization error and the signal-to-noise ratio (SNR) and the number of bits per sample.

$$T = T_s / NP_e \quad (.4.3.3)$$

Diagram illustrating the quantization process and error. The signal S is quantized into levels $2S$, S , and $4S$. The quantization error is labeled as m_s bit. The diagram also shows the relationship between the quantization error and the signal-to-noise ratio (SNR) and the number of bits per sample.

$$G_{th}(f) = I^2 \overline{(\Delta m_s)^2} / T = NP_e I^2 \overline{(\Delta m_s)^2} / T_s \quad (.4.3.4)$$

$$G_{th}(f) = 2^{2N} S^2 P_e I^2 / 3T_s \quad (.4.3.5)$$

$$N_{th} = \int_{-f_M}^{f_M} G_{th}(f) df = 2^{2N} S^2 P_e I^2 / 3 T_s^2 \quad (4.3.6)$$

$$T_s = 1/2f_M.$$

[8. J. Everand, Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators, John Wiley & Sons Ltd, 2001]

4.4

PCM

$$S_0/N_0 = S_0/N_q + N_{th} = (I^2/T_s^2)(M^2 S^2/12) / (I^2/T_s^2)(S^2/12) + (I^2/T_s^2)(P_e 2^{2N} S^2/3) \quad (4.4.1)$$

$$S_0/N_0 = S_0/N_q + N_{th} = (I^2/T_s^2)(M^2 S^2/12) / (I^2/T_s^2)(S^2/12) + (I^2/T_s^2)(P_e 2^{2N} S^2/3) \quad (4.4.1)$$

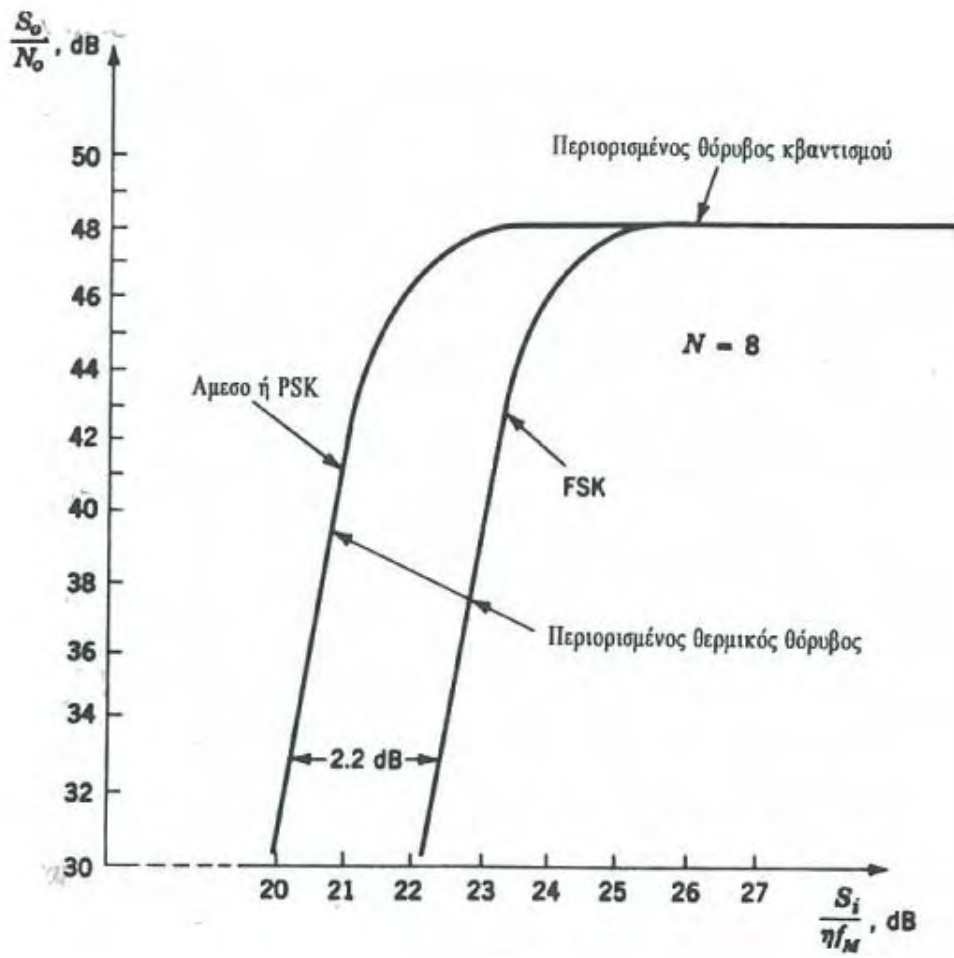
$$PSK \quad M = 2^N$$

$$(P_e)_{PSK} = 1/2 \operatorname{erfc} \sqrt{E_b/\gamma} \quad (4.4.2)$$

$$E_b \quad \text{bit} / 2 \quad \text{FSK,}$$

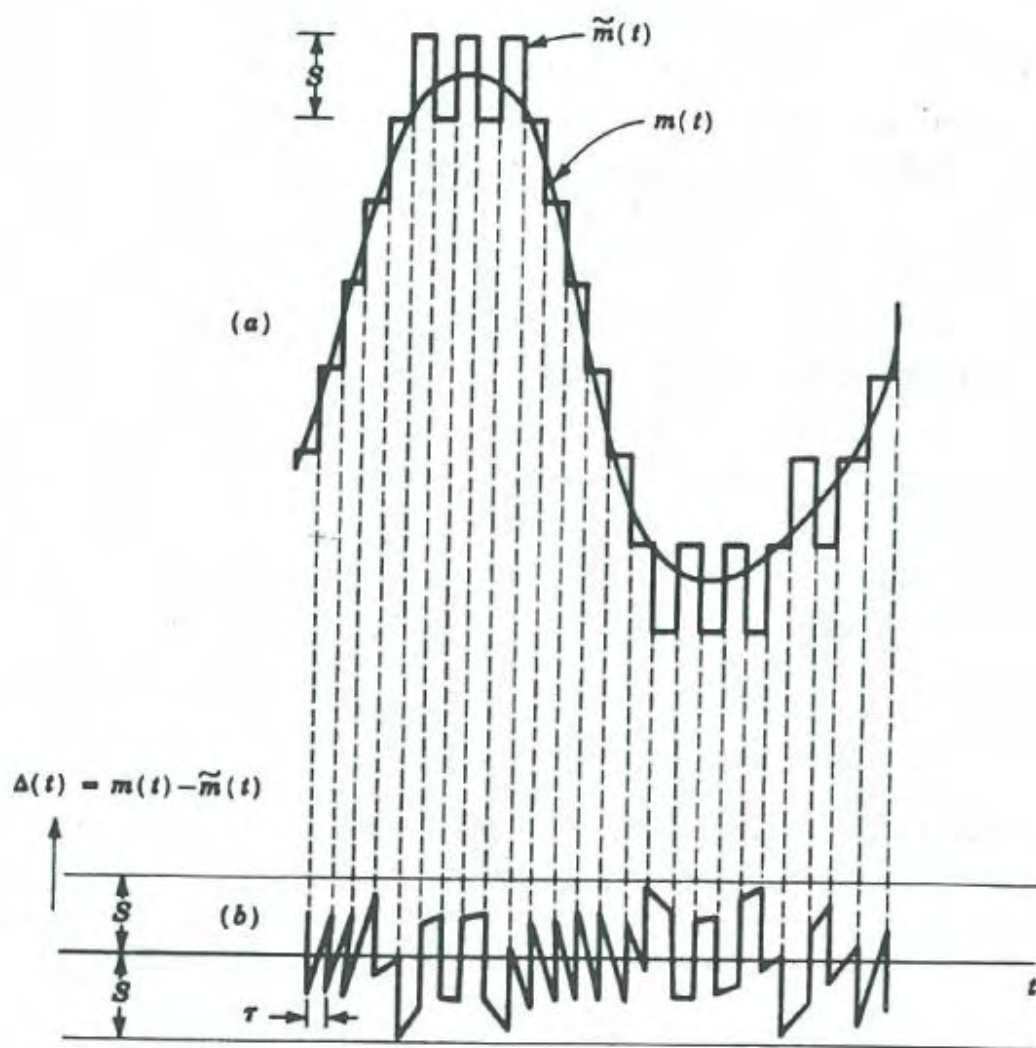
$$(P_e)_{FSK} = 1/2 \operatorname{erfc} \sqrt{0.6 E_b/\gamma} \quad (4.4.3)$$

$$T_s \quad \text{bit} \quad E_b, \quad N \text{ bit} \quad T_s/N.$$



$$\sqrt{(1/2N)(S_i/\eta f_M)}$$

$$\sqrt{(0.3/N)(S_i/\eta f_M)}$$



$$\begin{aligned}
N_{th} &= S^2 P_e / 2 \left(\int_{-f_M}^{-f_1} df/f^2 + \int_{f_1}^{f_M} df/f^2 \right) \\
&= 2S^2 P_e / 2 (1/f_1 - 1/f_M) \\
&= 2S^2 P_e / 2 f_1 = 2S^2 P_e f_b / 2 f_1 \quad (4.6.4)
\end{aligned}$$

$$f_1 \ll f_M$$

[10. Taub / Schilling, 2006]

4.7

$$\begin{aligned}
\text{SNR} &= S_0 / N_q + N_{th} \\
N_q &= S^2 / 3 = f_M^2 / 3 f_b = S^2 f_M / 3 f_b
\end{aligned}$$

$$S_0 = S^2 f_b^2 / 2 \check{S}_M^2$$

$$S_0/N_0 = S_0/N_q + N_{th} = (2S^2/3)(f_b/f_M)^2 / (S^2 f_M/3 f_b) + (2S^2 P_e f_b / 2 f_1) \quad (4.7.1)$$

$$\begin{aligned}
S_0/N_0 &= S_0/N_q + N_{th} \cong 0.6(f_b/f_M)^3 / [1 + 24P_e(f_b^2/f_M f_1)] / 4 = \\
&= 0.6(f_b/f_M)^3 / [1 + 0.624P_e(f_b^2/f_M f_1)] \quad (4.7.2)
\end{aligned}$$

PSK

$$P_e = 1/2 \operatorname{erfc} \sqrt{E_s} / \gamma \quad (4.7.3)$$

E_s , bit, S_i

$$E_s = S_i T_b = S_i / f_b \quad (4.7.4)$$

$$S_0/N_0 = 0.6(f_b/f_M)^3 / [1 + 0.3(f_b^2/f_M f_1)] \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / \gamma f_b \quad (4.7.5)$$

[10. Taub / Schilling, 2006]

4.8 PCM KAI DM

4.4.5 4.7.5 .

$$f_b = f'_b = 2f_M N, \quad 2N = f_b/f_M.$$

4.7.5

$$S_0/N_0 = 2^{fb/f_M} / 1 + 2^{(2fb/f_M)} \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / yf_b \quad (4.8.1)$$

4.7.5 4.8.1 = 8 (fb(DM) = 48kb/s).

f_M = 3000Hz f₁ = 300Hz.

$$f_b/f_M = 16$$

$$f_M/f_1 = 10$$

f_M = 3000Hz, f₁ = 300Hz = 8.

f_b = 2Nf_M = 48*10³Hz. bit P_{cb} = (1/2) erfc √S_i / yf_b, 4.7.5

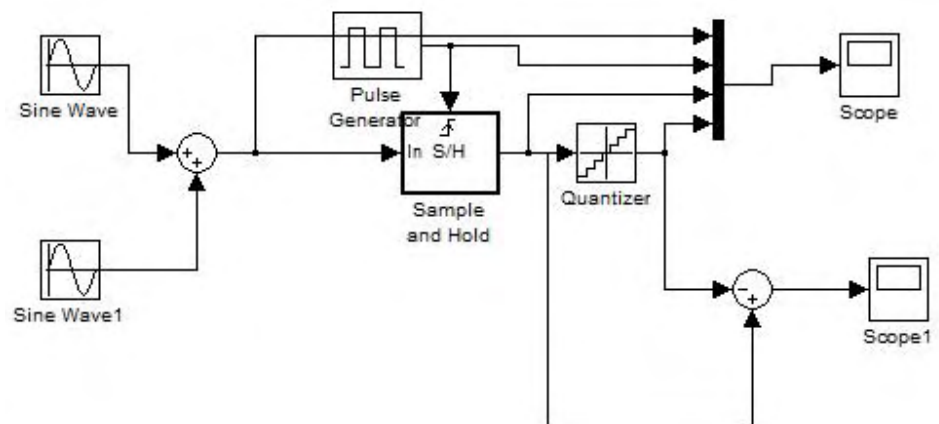
4.8.1 DM

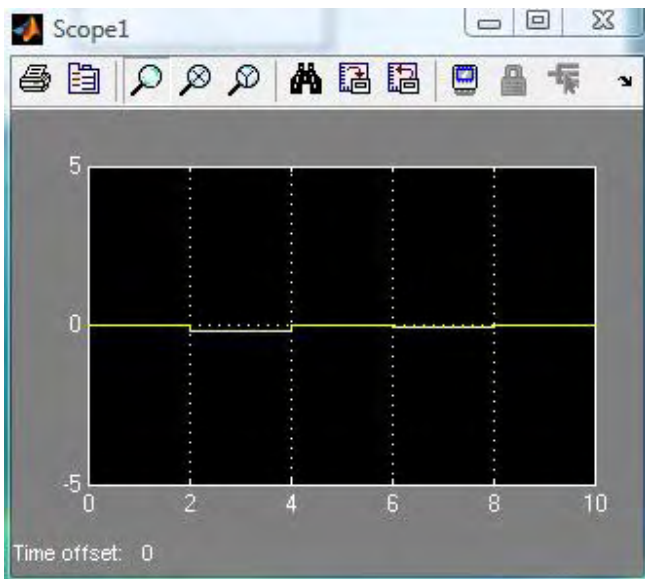
$$(S_0/N_0)_{DM} = 2457.6 / 1 + 768 \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / yf_b = 2457.6 / 1 + 1536P_e \quad (4.8.2)$$

PCM

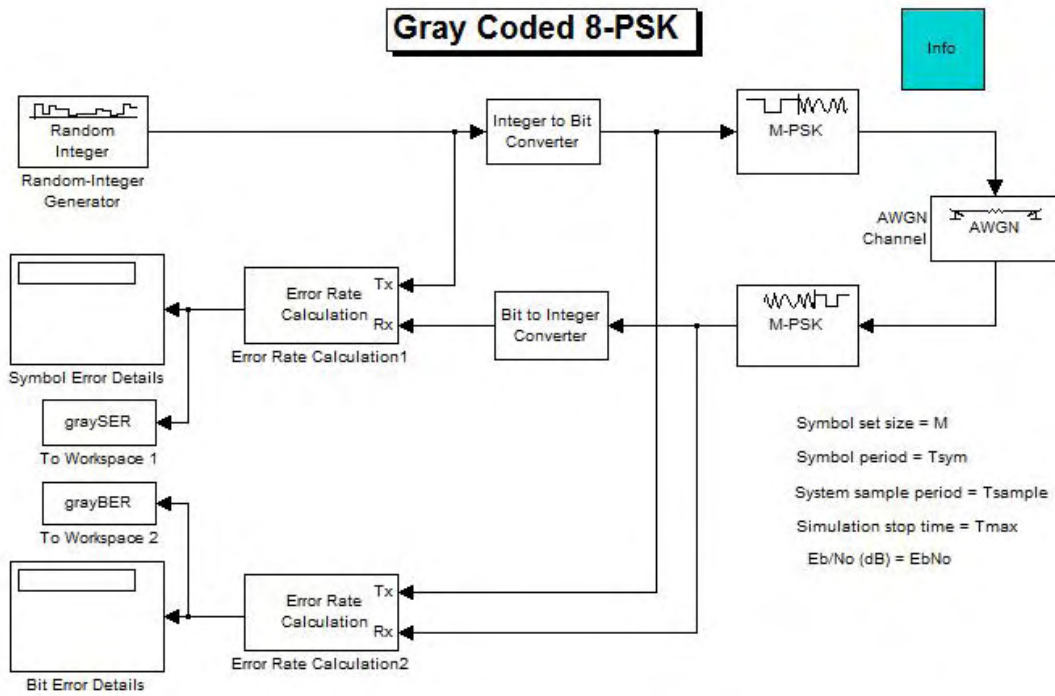
$$(S_0/N_0)_{PCM} = 65.536 / 1 + 131.072 \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / yf_b = 65.536 / 1 + 262.144P_e$$

(4.8.3)



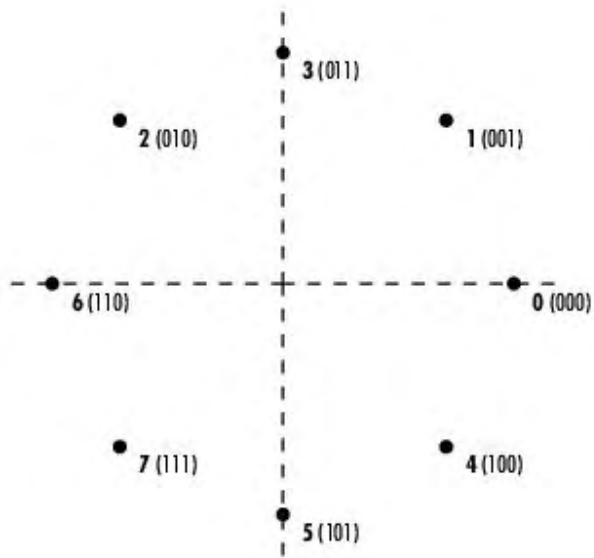


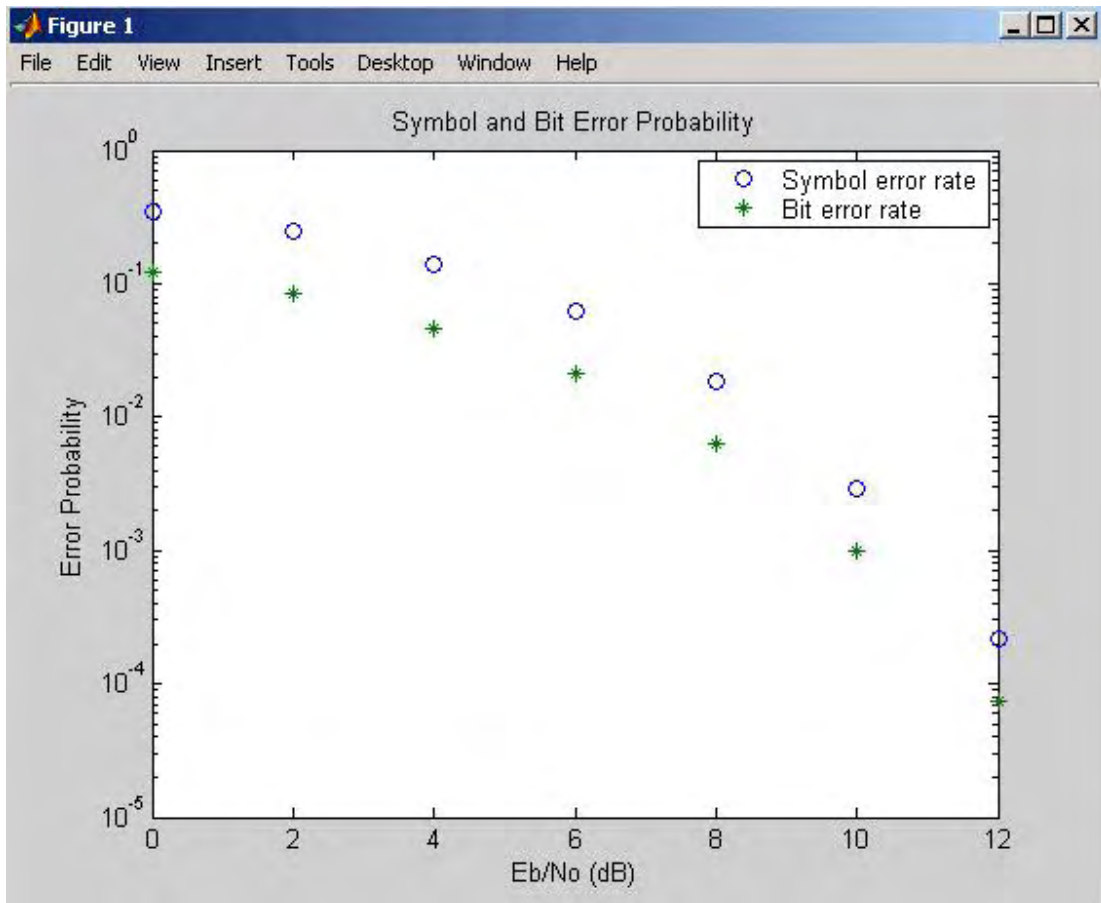
Gray Coded 8-PSK

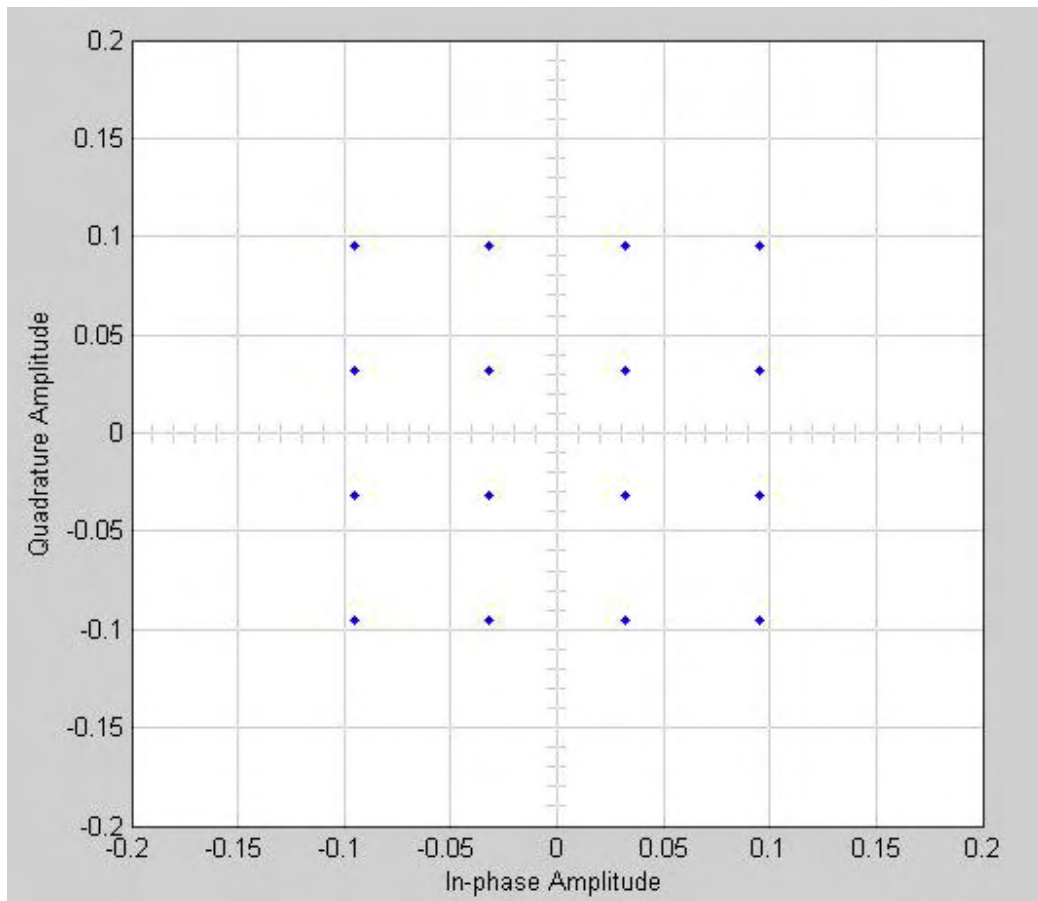
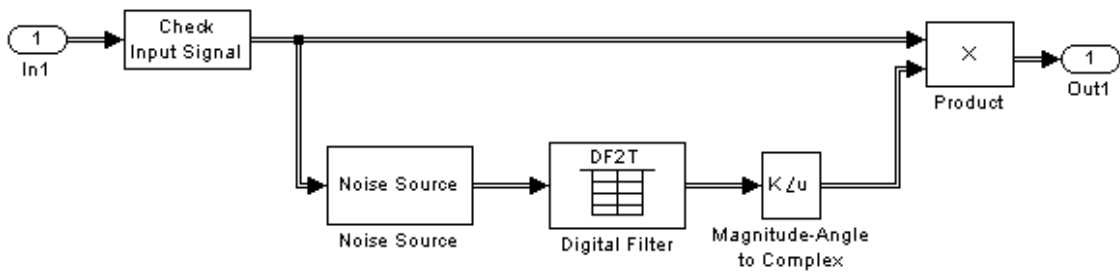


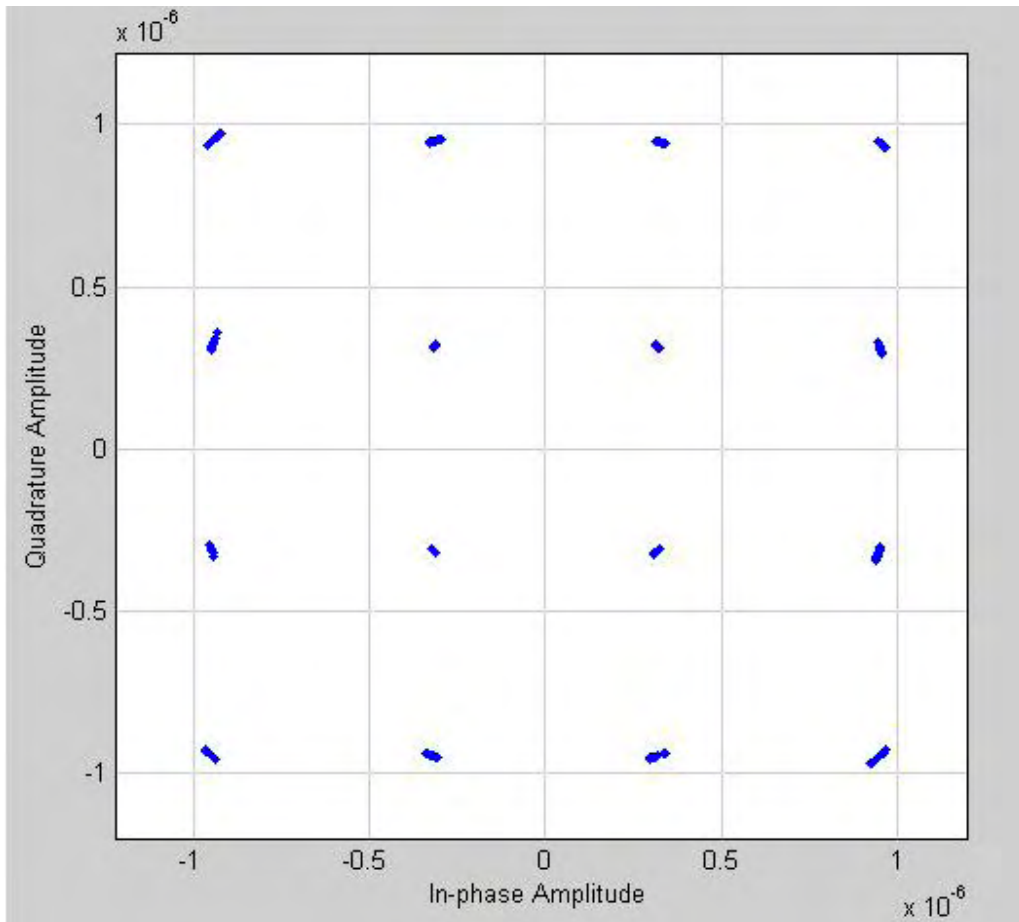
Modulator Input	Gray-Coded Ordering	Modulator Output
000	0	$\exp(0)$
001	1	$\exp(j\pi/4)$
010	3	$\exp(j3\pi/4)$
011	2	$\exp(j\pi/2) = \exp(j2\pi/4)$
100	7	$\exp(j7\pi/4)$
101	6	$\exp(j3\pi/2) = \exp(j6\pi/4)$
110	4	$\exp(j\pi) = \exp(j4\pi/4)$
111	5	$\exp(j5\pi/4)$

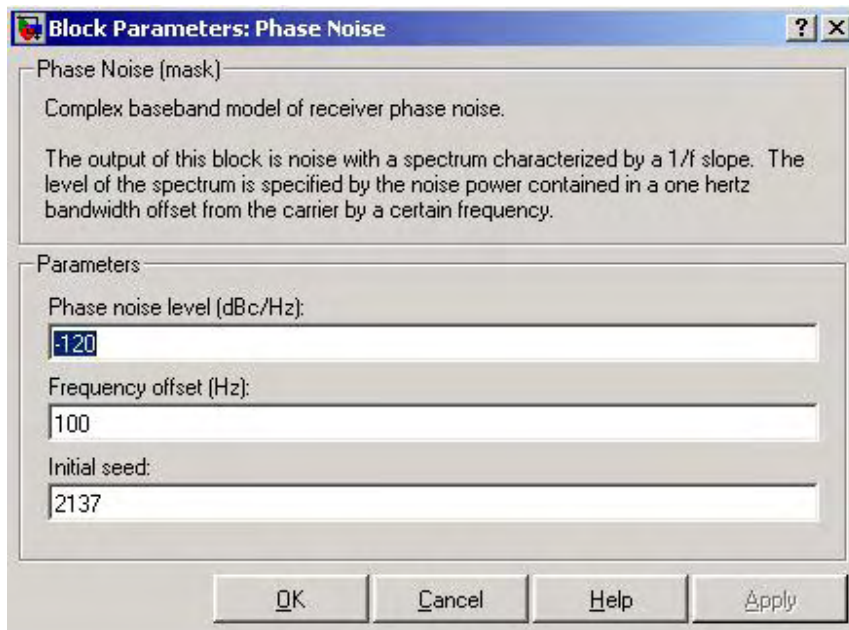
Modulator Output	Modulator Input
$\exp(0)$	000
$\exp(j\pi/4)$	001
$\exp(j\pi/2) = \exp(j2\pi/4)$	011
$\exp(j3\pi/4)$	010
$\exp(j\pi) = \exp(j4\pi/4)$	110
$\exp(j5\pi/4)$	111
$\exp(j3\pi/2) = \exp(j6\pi/4)$	101
$\exp(j7\pi/4)$	100











Block Parameters: Input Port

Input Port

Connection block from Simulink to RF Blockset physical blocks.

The RF Blockset physical blocks use a baseband-equivalent modeling technique. The bandwidth modeled is $1/(\text{Sample time})$, centered on the specified Center frequency. The Center frequency corresponds to 0 Hz in the baseband-equivalent model. Finite impulse response (FIR) filters are used to model the frequency dependent characteristics and look-up tables are used to model the nonlinear behaviors of RF Blockset physical blocks between this block and the Output Port block.

Parameters

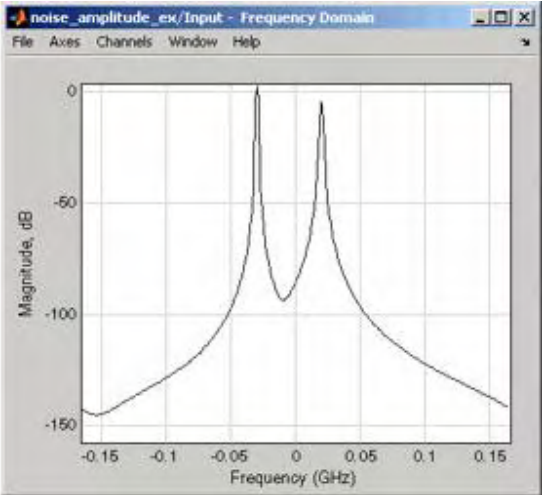
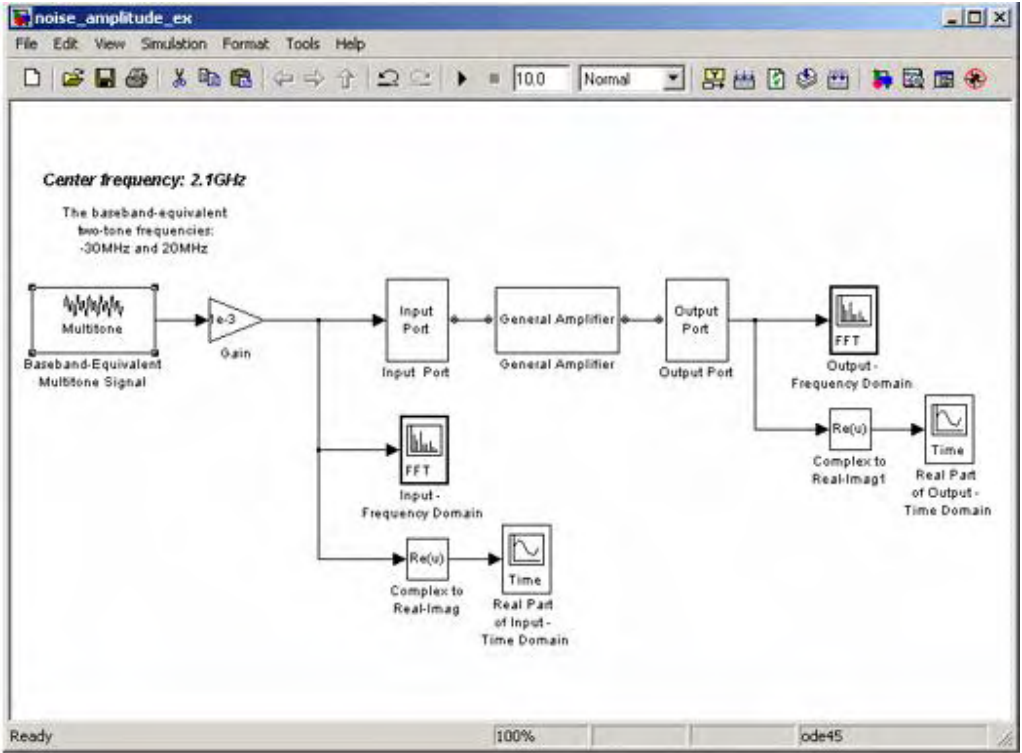
Finite impulse response filter length:	128
Center frequency (Hz):	2e9
Sample time (s):	1e-7
Source impedance:	50

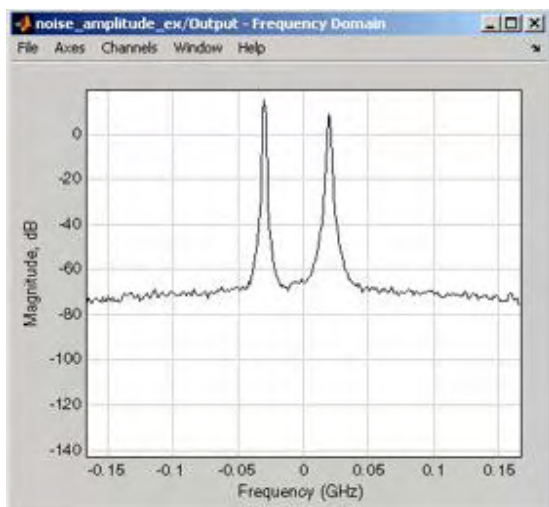
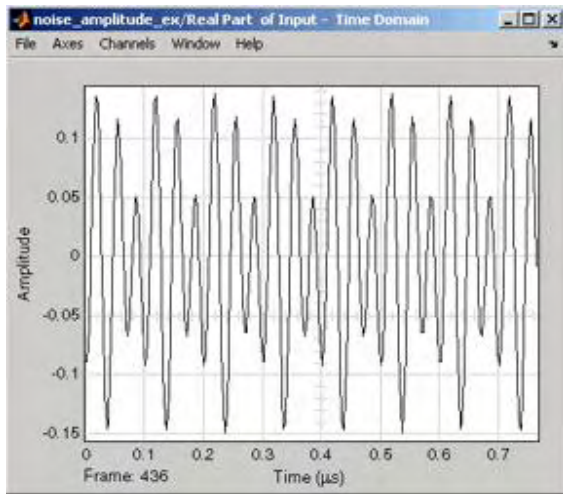
Add noise

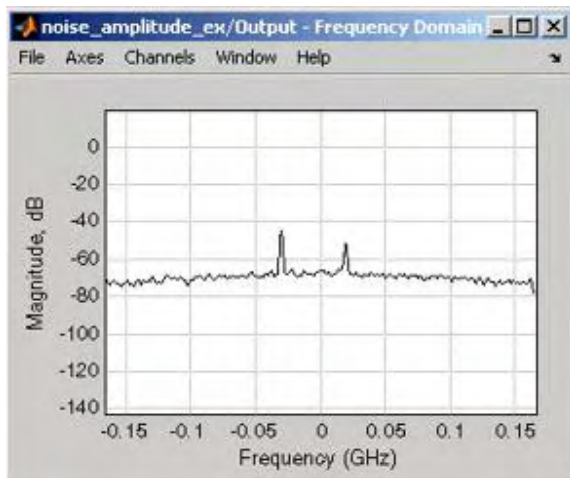
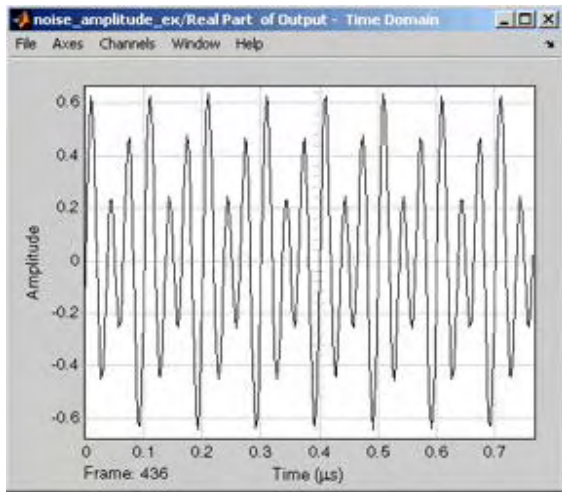
Initial seed: 67987

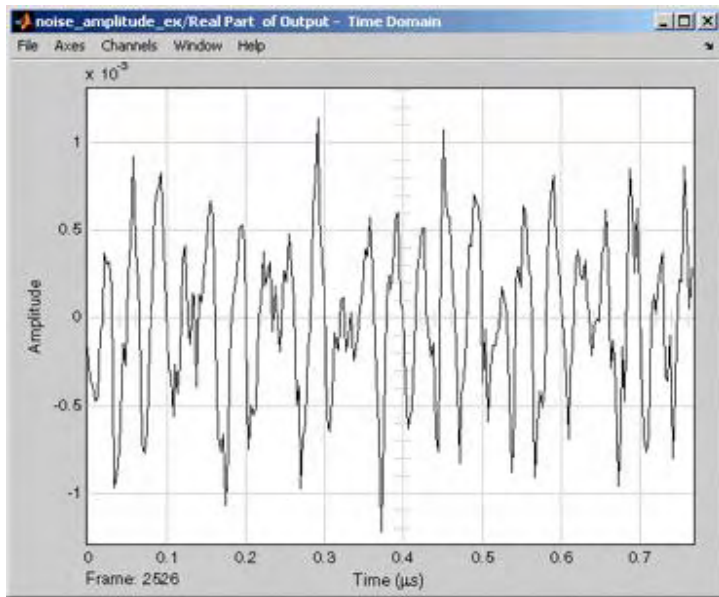
OK Cancel Help Apply

Select this check box to take the noise data in the physical blocks into account. This check box is selected by default.

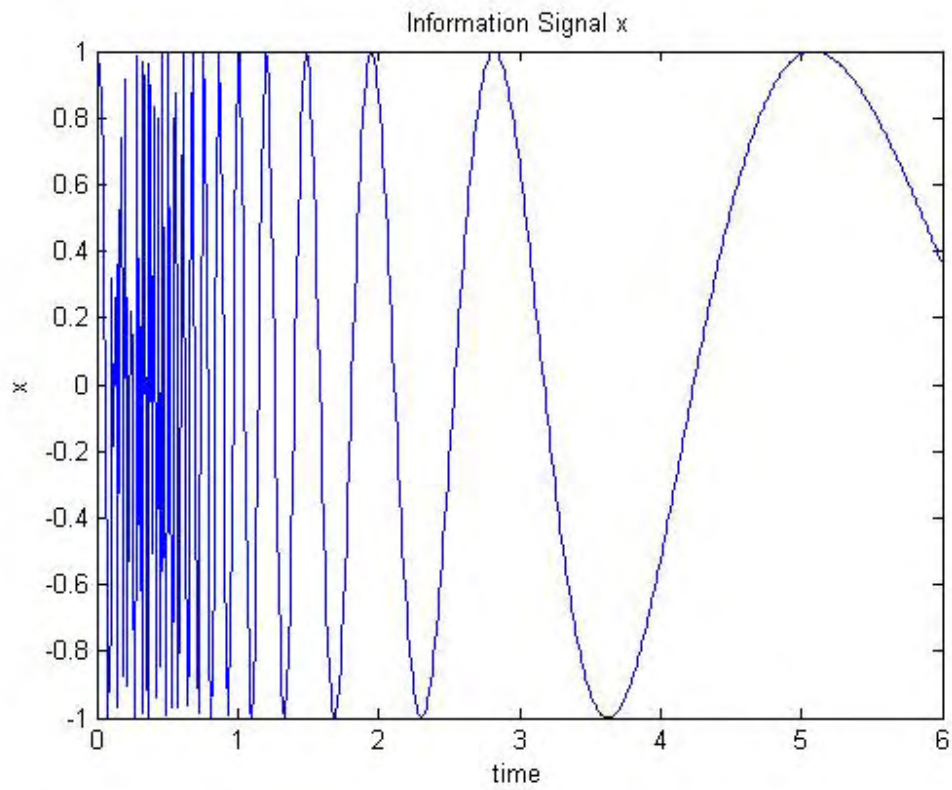




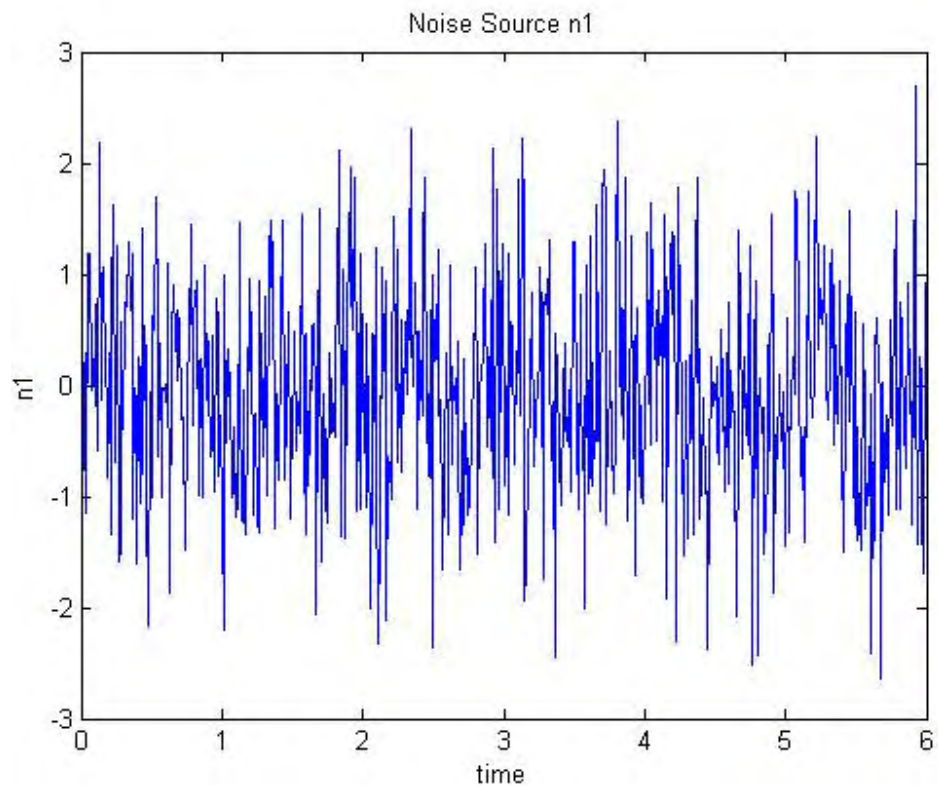




```
time = (0:0.01:6)';  
x = sin(40./(time+0.01));  
plot(time, x)  
title('Information Signal x')  
xlabel('time')  
ylabel('x')
```

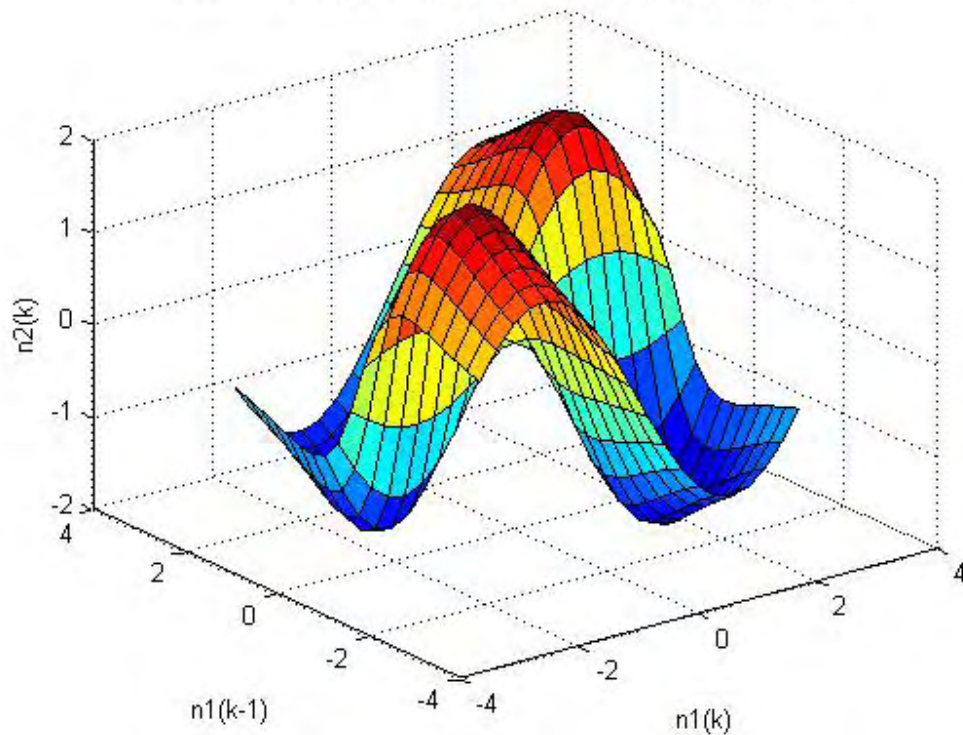


```
n1 = randn(size(time));  
plot(time, n1)  
title('Noise Source n1')  
xlabel('time')  
ylabel('n1')
```



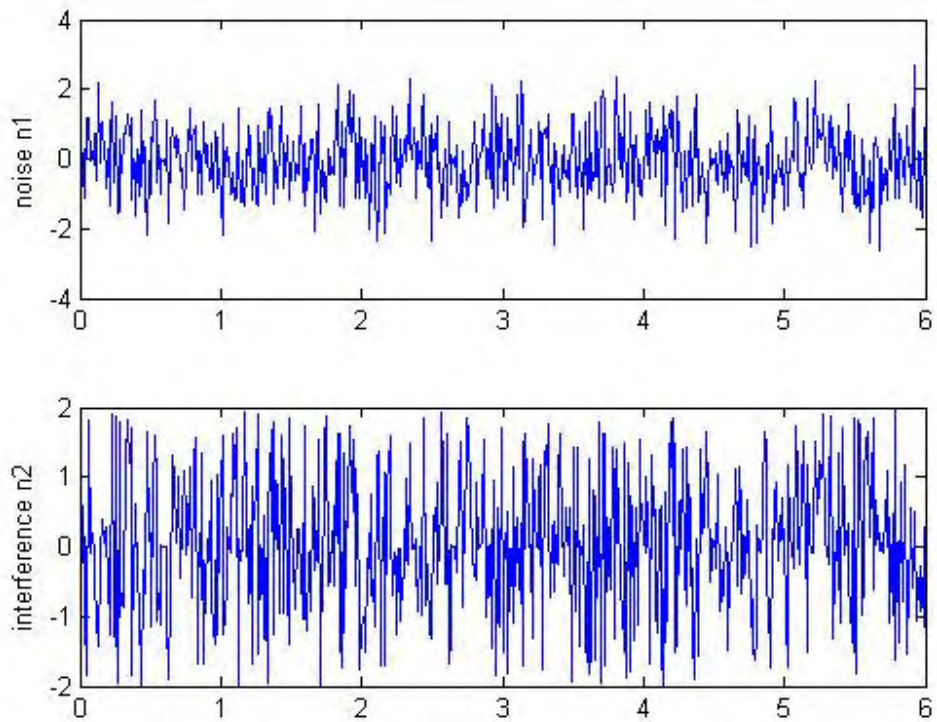
```
domain = linspace(min(n1), max(n1), 20);  
[xx, yy] = meshgrid(domain, domain);  
zz = 4*sin(xx).*yy./(1+yy.^2);  
  
surf(xx, yy, zz);  
xlabel('n1(k)');  
ylabel('n1(k-1)');  
zlabel('n2(k)');  
title('Unknown Channel Characteristics That Generate Interference');
```

Unknown Channel Characteristics That Generate Interference

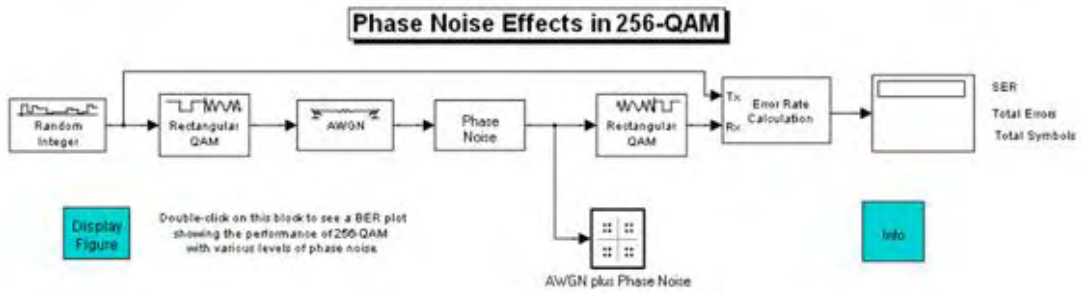
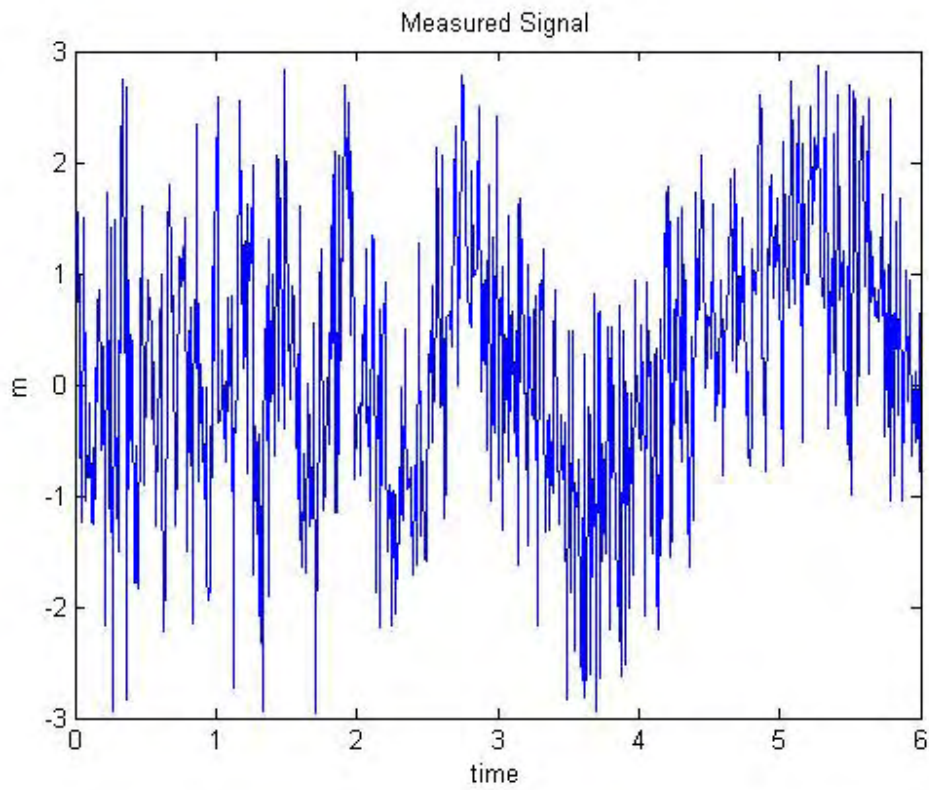


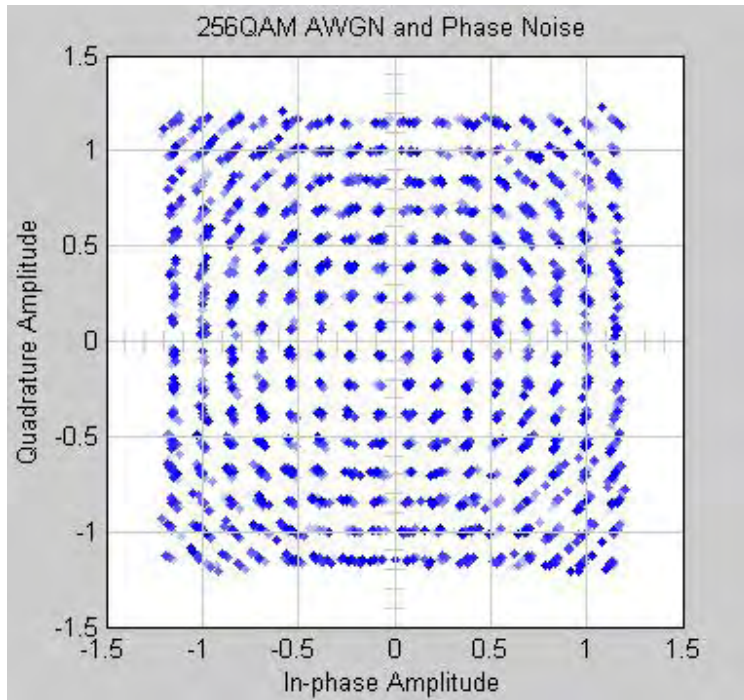
```
n1d0 = n1; % n1 delay 0
n1d1 = [0; n1d0(1:length(n1d0)-1)]; % n1 delay 1
n2 = 4*sin(n1d0).*n1d1./(1+n1d1.^2); % interference

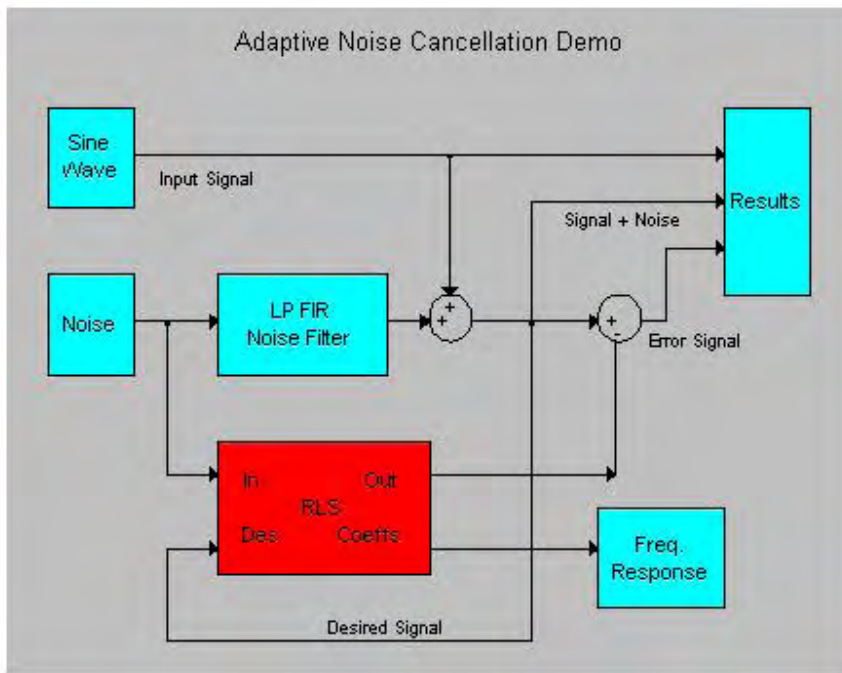
subplot(2,1,1)
plot(time, n1);
ylabel('noise n1');
subplot(2,1,2)
plot(time, n2);
ylabel('interference n2');
```



```
m = x + n2;           % measured signal
subplot(1,1,1)
plot(time, m)
title('Measured Signal')
xlabel('time')
ylabel('m')
```



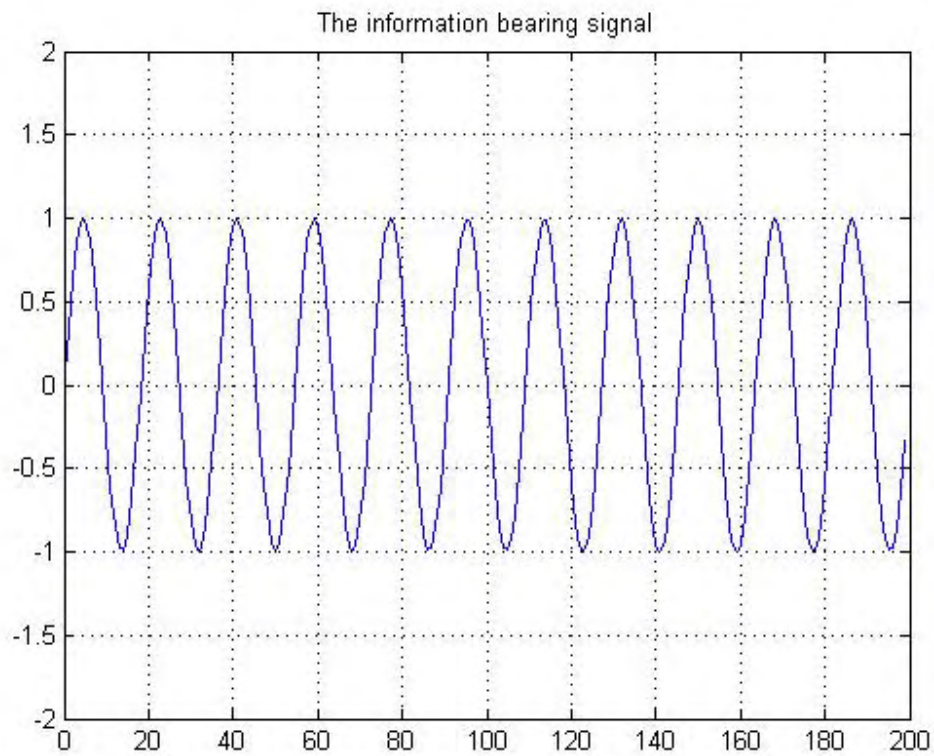




```

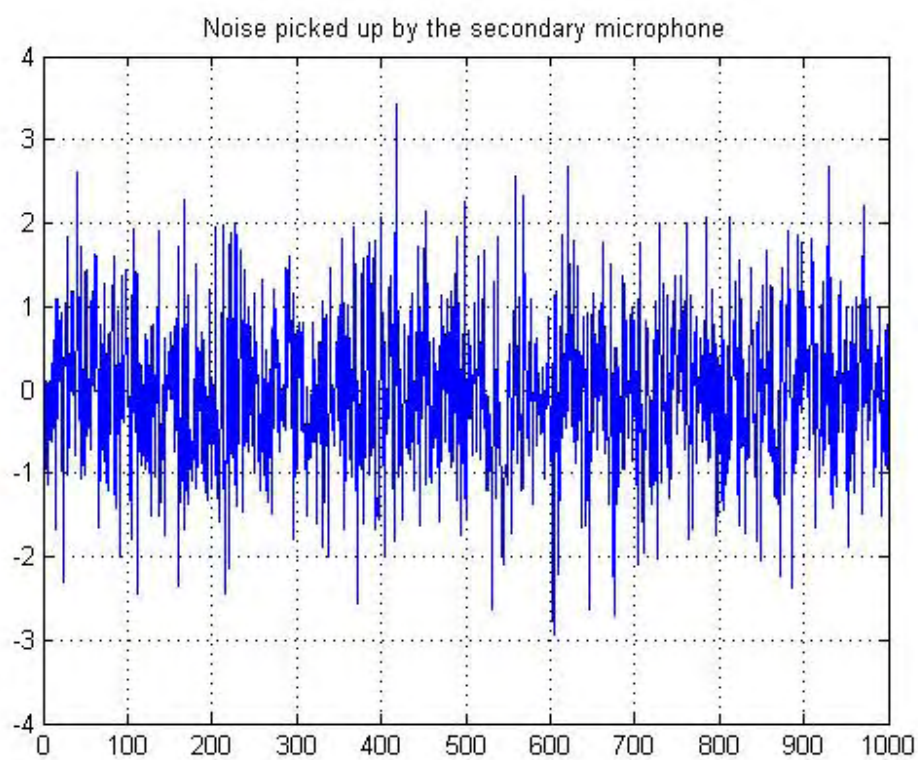
signal = sin(2*pi*0.055*(0:1000-1)');

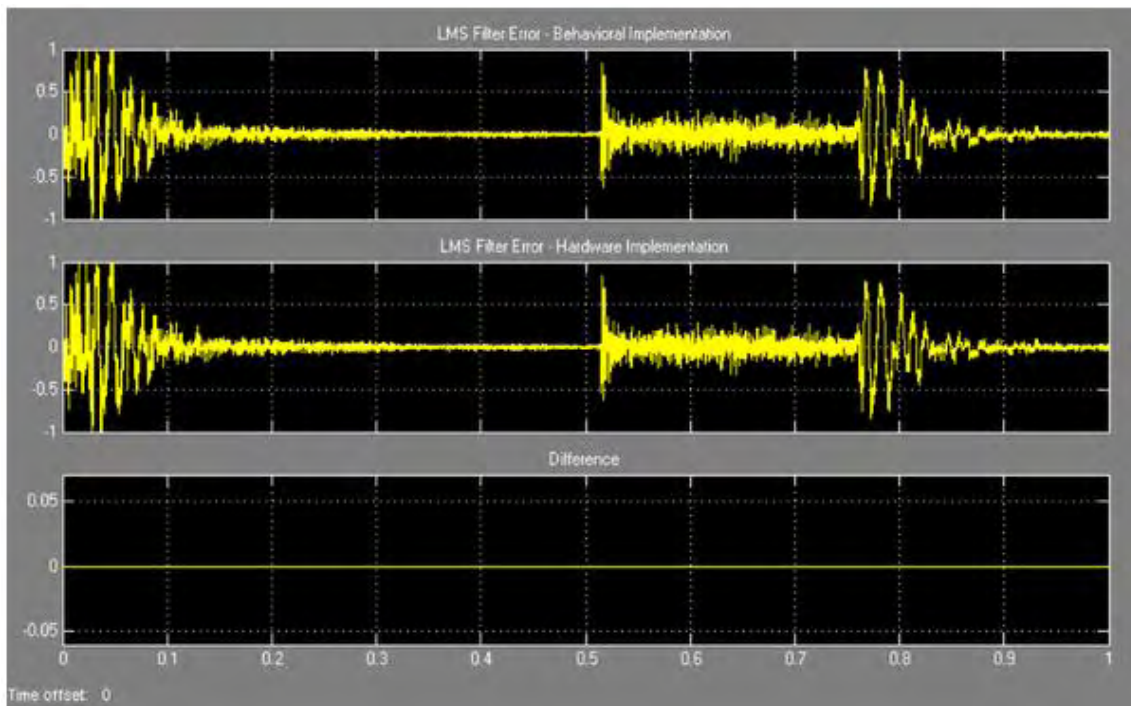
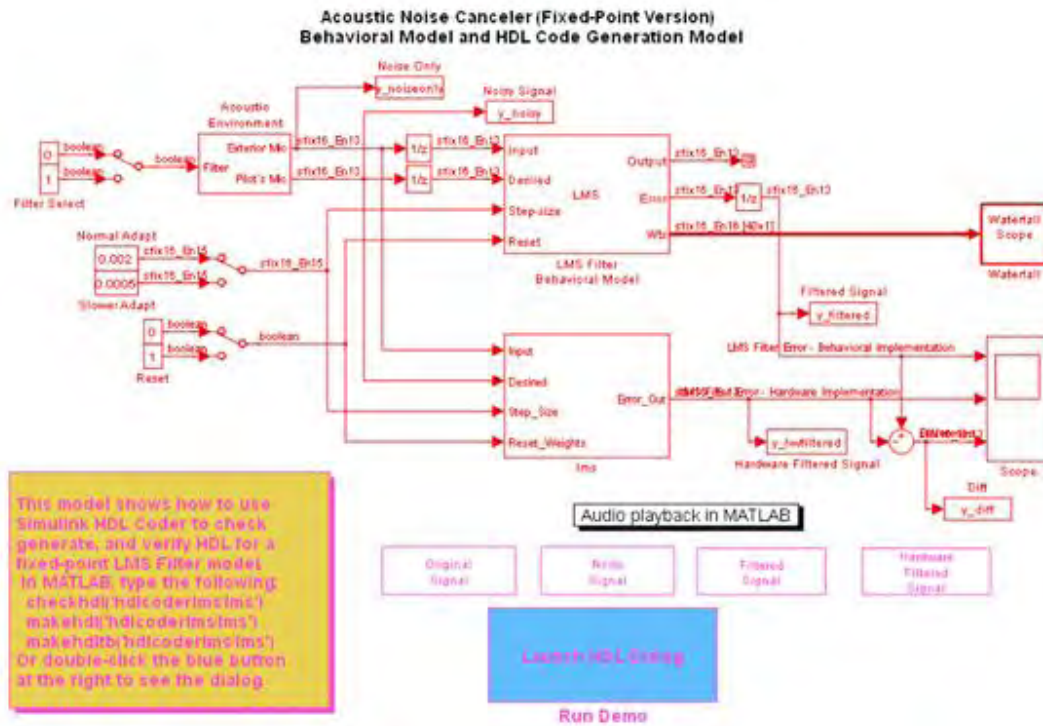
plot(0:199,signal(1:200));
grid; axis([0 200 -2 2]);
title('The information bearing signal');
  
```

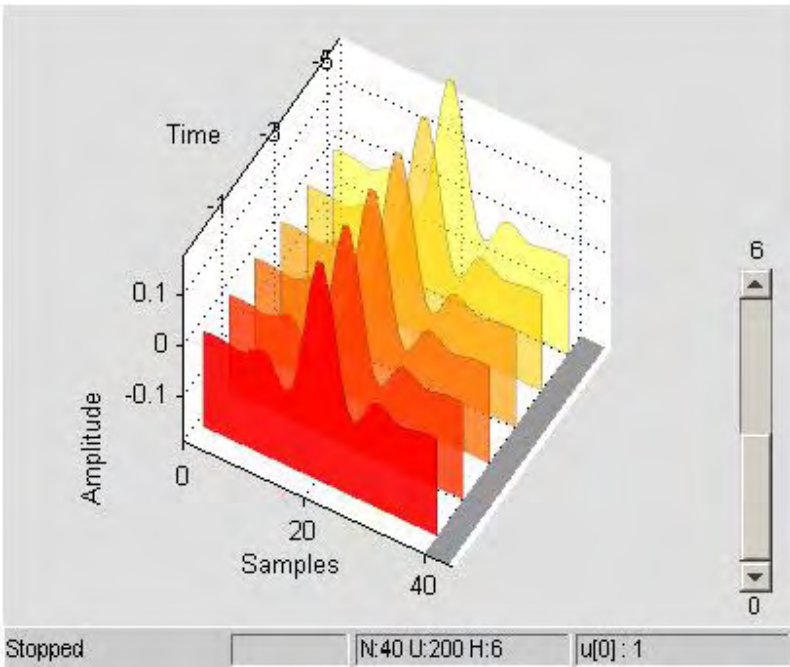


```
nvar = 1.0; % Noise variance
noise = randn(1000,1)*nvar; % White noise

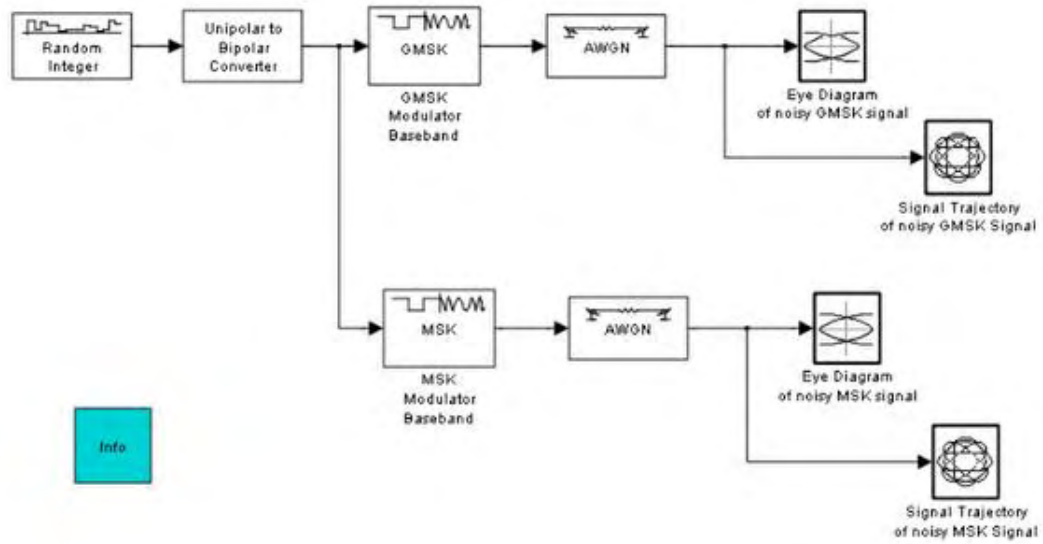
plot(0:999,noise);
title('Noise picked up by the secondary microphone');
grid; axis([0 1000 -4 4]);
```

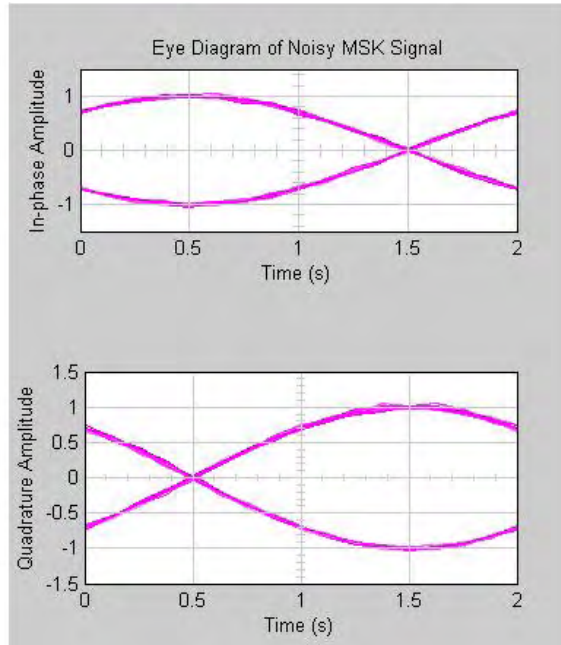
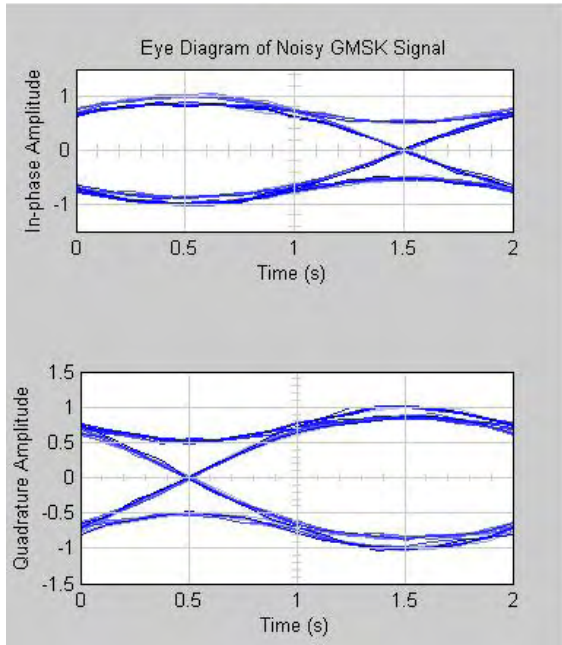




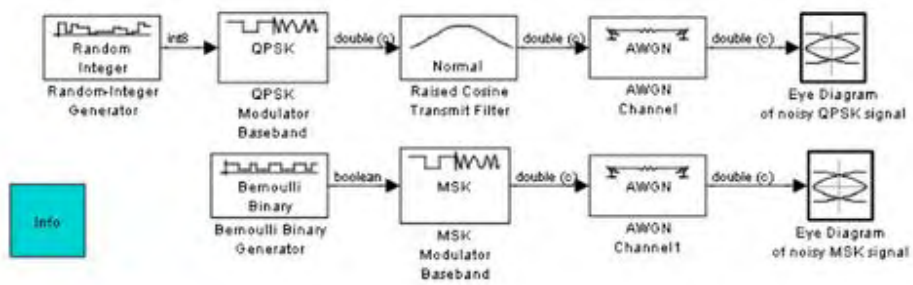


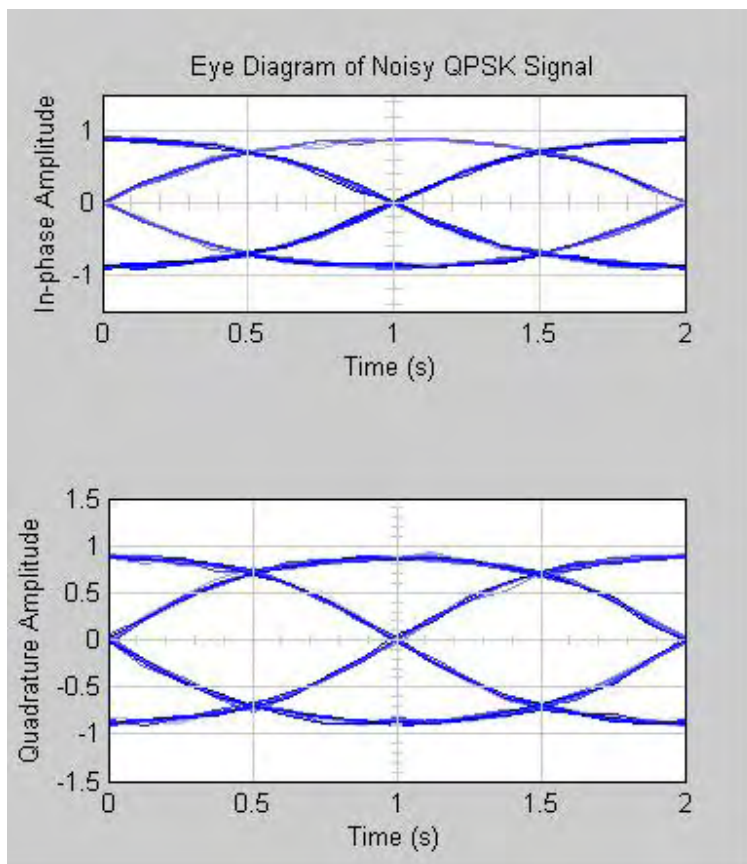
GMSK vs. MSK

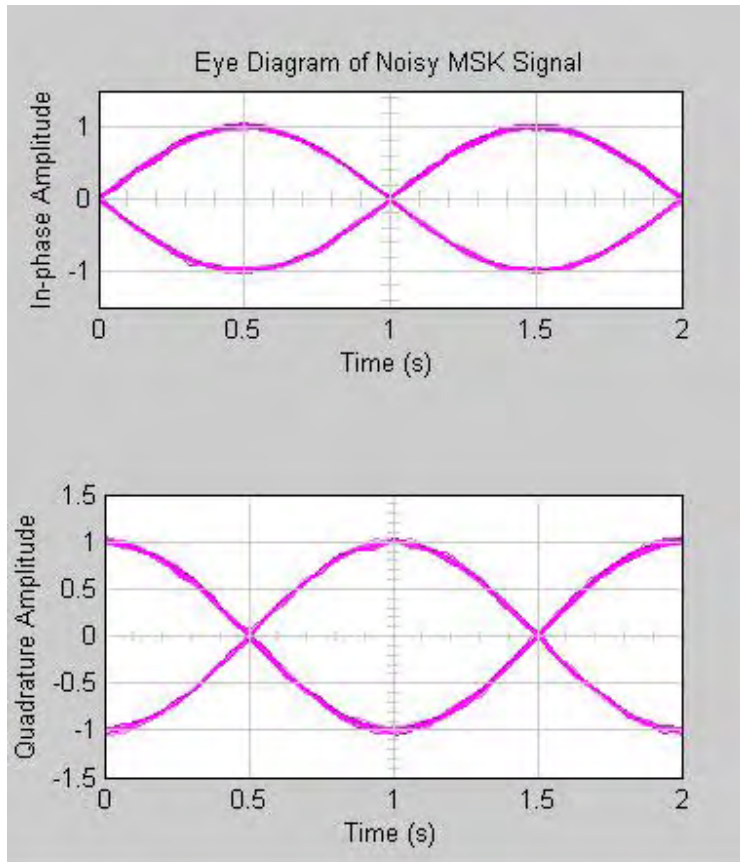




Filtered QPSK vs. MSK







1. Hwei P. Hsu, , , 2002
2. . μ , μ , , 1979
3. , , 2004
4. Taub / Schilling, μ , , 1998
5. Andy Bateman, , μ , , 2000
6. Jack Smith, Modern Communication Circuits, Mc Graw Hill, 1986
7. B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice Hall, 1998
8. J. Everand, Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators, John Wiley & Sons Ltd, 2001
9. W. Alan Davis, K. Agarwal, Radio – Frequency Circuit Design, John Wiley & Sons Inc, 2001
10. Taub / Schilling, μ , , 2006



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ
ΣΠΟΥΔΩΝ
«ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΒΙΟΙΑΤΡΙΚΗ»**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ
Υπεύθυνος
ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΤΑΜΟΥΛΗΣ**

Λαμία, 2017



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΒΙΟΙΑΤΡΙΚΗ
ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗ**

**«ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΜΕ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΤΗΝ ΑΣΦΑΛΕΙΑ,
ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗ ΜΕΓΑΛΟΥ ΟΓΚΟΥ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΚΑΙ
ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ»**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Επιβλέπων
ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΤΑΜΟΥΛΗΣ**

Λαμία, 2017



Τριμελής Επιτροπή:

ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΤΑΜΟΥΛΗΣ (επιβλέπων)

ΝΕΣΤΟΡΑΣ ΕΥΜΟΡΦΟΠΟΥΛΟΣ

ΦΩΤΙΟΣ ΠΛΕΣΣΑΣ

Επιστημονικός Σύμβουλος:

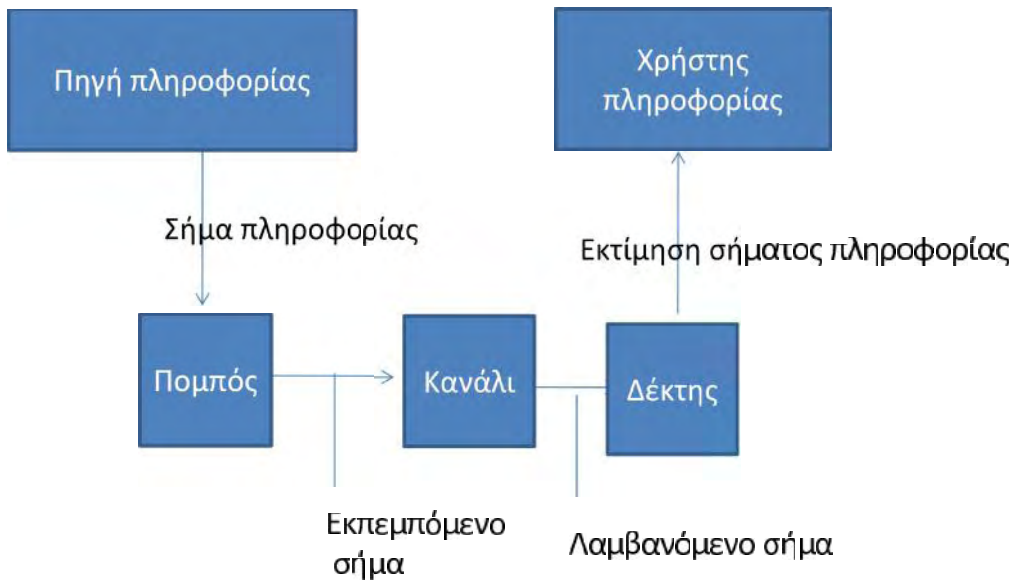
ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΔΗΜΗΤΡΙΟΥ

.....	6
1.....	8
	8
1.1K	10
1.2	10
1.2.1	10
1.2.2	10
1.2.3	10
1.2.4	11
1.2.5	11
1.2.6	12
1.2.7	13
2.....	14
	14
2.1	14
2.2	17
2.3	18
2.4	19
2.5	21
2.6	24
2.7	26
2.7.1	26
2.7.2	27
2.7.3	28
2.8	29
3.....	30
3.1	30
3.2	32
3.3	33
3.3.1	33
3.3.2	35
3.4	36
3.5	37

3.5.1									38
3.5.1.1	μ		DSB						38
3.5.1.2	μ		SSB						39
3.5.1.3	μ								39
3.5.2					μ				40
3.5.2.1						SNR (μ)	41
3.5.2.2						SNR (μ)	41
3.6		μ	μ	μ					42
3.6.1					μ				44
3.6.2			μ			PM			45
3.6.3			μ			FM			45
3.7	μ				μ		μ		46
3.8			μ				μ		47
4.....									50
4.1			PCM						50
4.2	μ				μ				52
4.3		μ		μ					54
4.4	μ					PCM			56
4.5			μ		μ				58
4.6		μ		μ			μ		60
4.7	μ							μ	62
4.8			PCM			DM			63
5.....									65
5.1		μ			μ		$\mu\mu$	atlab	65
5.2									70
5.3	μ								73
5.4									74
5.5			μ	μ					78
5.6		μ				256 QAM			83
5.7		μ					μ	μ	
		μ	RLS						85
5.8	μ				μ		LMS		88
5.9			GMSK-MSK						90
5.10		μ	QPSK-MSK						92
.....									96

1 ΚΕΦΑΛΑΙΟ

μ :
Internet μ , /
μ .
μ μ μ μ μ .
μ μ μ μ μ .
μ : μ
μ (μ μ)
- , μ , , μ . μ μ
- , , μ μ μ μ μ
(μ μ) μ μ μ μ μ μ
μ μ μ μ μ μ .
μ μ μ μ μ μ .
μ :
μ
+ μ



1

μ (Broadcasting)

multicasting (, μ)

μ - μ - μ (point-to-point)

μ (Power limited channel)

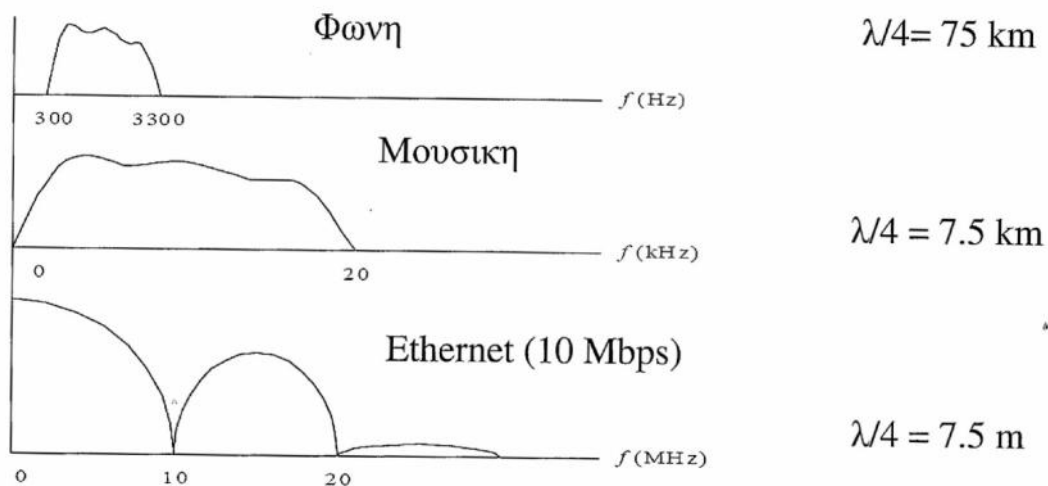
(Bandwidth limited channel)

\ll \gg :

μ

μ

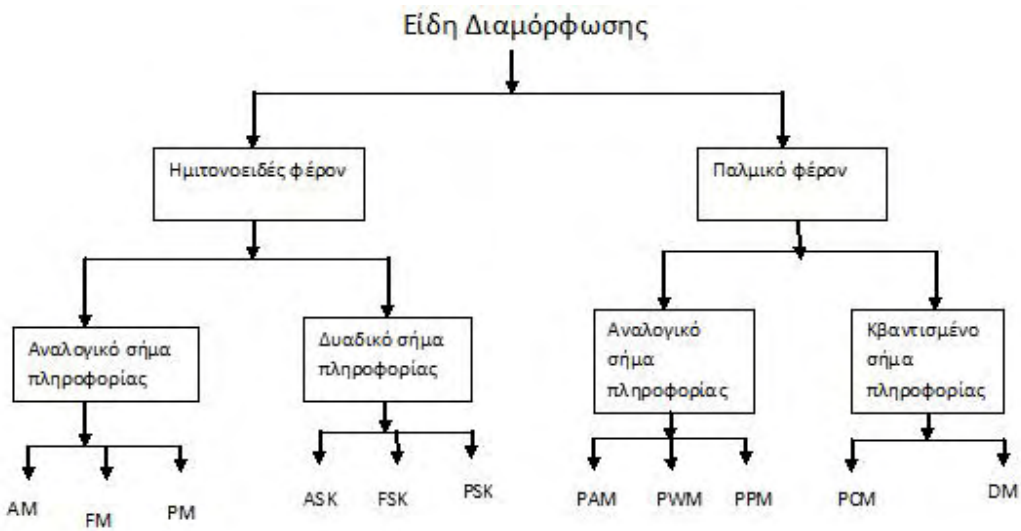
Φασματα μερικων κοινων σηματον



1.2.6 μ

H μ (Modulation) μ , μ μ μ
 μ μ (carrier wave) μ μ
 μ μ (Demodulation) μ
 μ , μ μ , μ μ

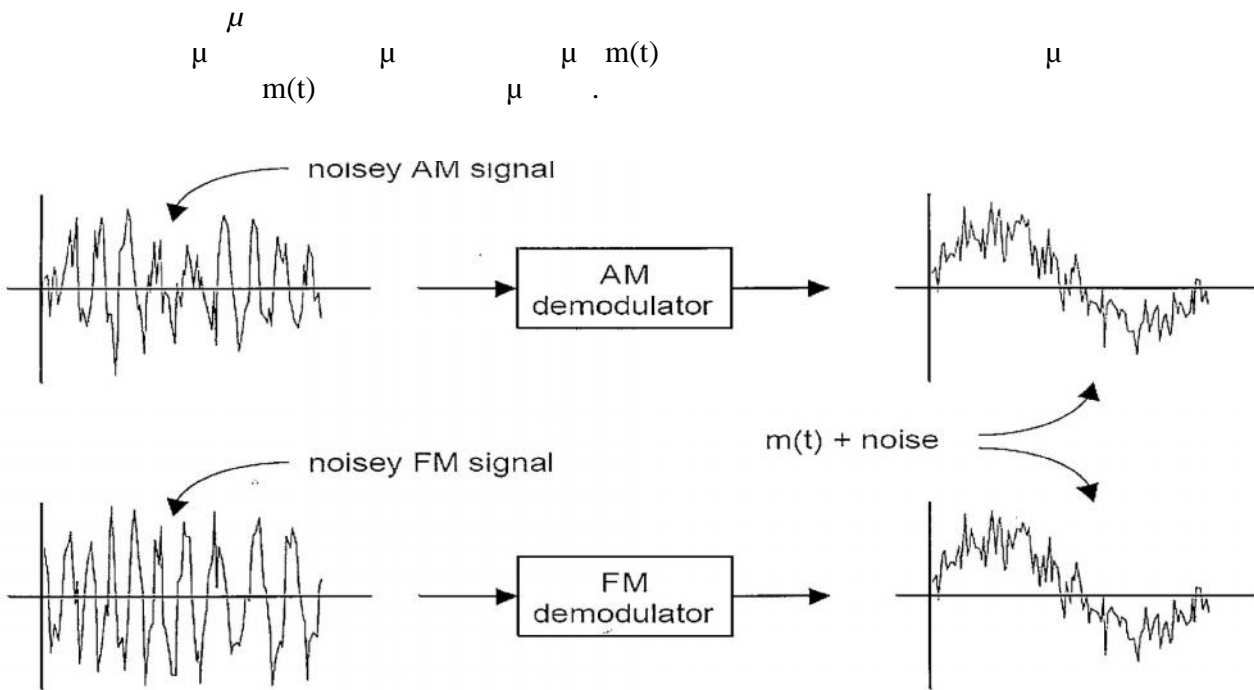
- μ μ μ μ μ μ
- μ μ μ μ μ μ



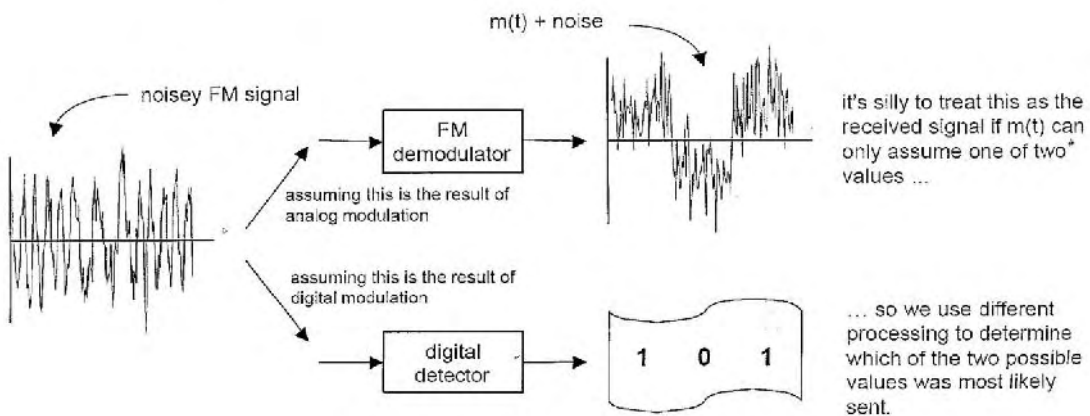
A=Amplitude, F=Frequency, P=Phase, M=Modulation, K=Keying, W=Width, P=Pulse, Position, D=Delta

$$X(t) = A \cos(2\pi ft + \phi) \quad X(t) = \sum A_i p(t-t_i)$$

1.2.7 A



4



5

9: $m(t)$

[2. 1979]

2

ΚΕΦΑΛΑΙΟ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

2.1

(

JOHNSON)

Ο

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

μ

$$i_{sh} = \sqrt{2eI_{dc}B} \quad (2.1.8)$$

Boltzmann, $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

[2.1979]

2.2 SHOT (SCHOTTKY)

$$i_{sh} = \sqrt{2eI_{dc}B}$$

$$i_{sh} = 5.64 \times 10^{-10} \sqrt{I_{dc} B} \quad \text{A rms} \quad (2.2.1)$$

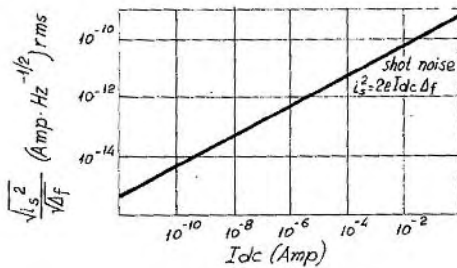
$$I_{dc} = \text{Amp.}$$

$$B = f = \text{Hz.}$$

$$e = 1.6 \times 10^{-19} \text{ Cb}$$

$$i_{sh} = \text{rms } \mu\text{A}$$

$$i_{sh} = \mu\text{A} \quad I_{dc} = \mu\text{A} \quad p-n \quad \mu$$



8

(2.2.1)

Shot

μ

$\mu \mu \mu \mu -$

[2. 1979]

μ

2.3 FLICKER (1/f)

μ

μ (μ 100 Hz). $\mu \mu \mu \mu 1/f, f$

$\mu \mu \mu \mu \mu$

μ ($1/f$)

$\mu \mu \mu$

flicker μ

$\frac{1}{f^n} \mu n : 0.9 \leq n \leq 1.35$

μ « μ » dc (μ flicker μ)

f μ $1/f$ $\mu \mu \mu$

$\mu \mu \mu \mu \mu$ « μ »

(S/N).

μ (LPF – Low Pass Filter), flicker, S/N $\mu \mu$ (f^{-n}),

« μ » $\mu \mu$ Johnson Shot, μ dc μ

μ flicker μ

$\mu f_L f_H$

flicker f

$\mu [f_L, f_H] :$

$$e_{fL}^2 = \int_{f_L}^{f_H} k_u \frac{1}{f} df \quad e_{fL}^2 = k_u \ln \frac{f_H}{f_L} \quad (2.3.1)$$

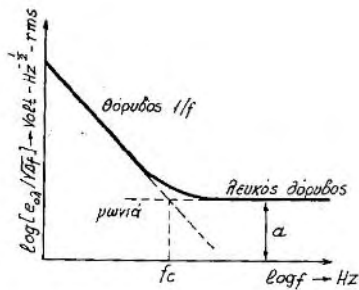
flicker μ $\mu \ll \mu \gg \mu$:

$$i_{fL}^2 = \int_{f_L}^{f_H} k_i \frac{1}{f} df \quad i_{fL}^2 = k_i \ln \frac{f_H}{f_L} \quad (2.3.2)$$

[2. 1979] μ , μ ,

2.4 FLICKER MAZI ME

μ μ μ f_c (corner frequency), μ .



Κατανομή ισχύος μικτού θορύβου (flicker + λευκού) στο φάσμα συχνοτήτων

9

μ :

$$e_{fL+V}^2 = \int_{f_L}^{f_H} (k_u 1/f + a_v^2) df = k_u \ln \frac{f_H}{f_L} + a_v^2 (f_H - f_L) = a_v^2 \left(\frac{k_u}{a_v^2} \ln \frac{f_H}{f_L} + f_H - f_L \right) \quad (2.4.1)$$

$$e_{n_s} = \sqrt{4kTR_s B + e_n^2 + (i_n R_s)^2} \cdot A_o$$
 (. 2.5.1)

$$B = f \cdot RC$$

$$(SNR)_{v_s} = \frac{E_s}{[4kTR_s B + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2}}$$
 (. 2.5.2)

$$(SNR)_{v_s} = \frac{E_s}{[4kTR_s B + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2}}$$
 (. 2.5.2)

$(SNR)_{v_s} = \frac{E_s}{[4kTR_s B + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2}}$

1.

2.

$$e_{n_s} = \sqrt{4kTR_s B + e_n^2 + (i_n R_s)^2} \cdot A_o$$

$$e_{n_s} = [4kTR_sB + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2}, \text{ Volt * rms} \quad (2.5.3)$$

3. $(SNR)_v = \frac{E_s}{[4kTR_sB + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2} * B^{1/2}}$ $R_s \rightarrow 0$.

4. $(SNR)_v = \frac{E_s}{[4kTR_sB + e_n^2 + i_n^2 / B * R_s^2]^{1/2} * B^{1/2}}$

$$(SNR)_v = \frac{E_s}{[4kTR_sB + e_n^2 + i_n^2 / B * R_s^2]^{1/2} * B^{1/2}} \quad (2.5.4)$$

$e_n^2 / B = a_v^2$ $i_n^2 / B = a_i^2$

[3. , 2004]

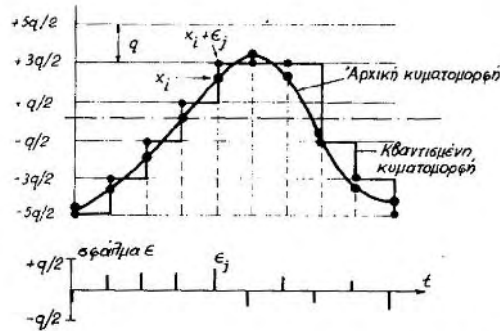
2.6

« »

(t) « » (peak to peak)

$$q = \frac{A_{max}}{M} \text{ Volt} \quad (2.6.1)$$

$$\pm q/2, \pm 3q/2, \dots, \pm (M-1)q/2$$



Ἡ ἀρχική κυματομορφή, ἡ κβαντισμένη προσέγγισή της καὶ τὰ σφάλματα κβάντισης. (Ἐδῶ τὸ $M = 6$).

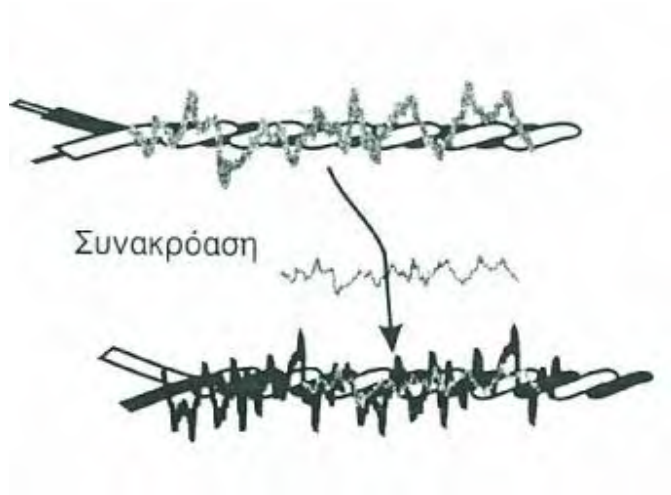
12

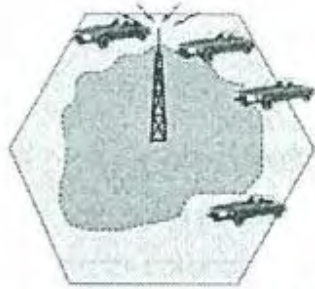
$$X_j + E_j$$

$$-q/2 < E < +q/2$$

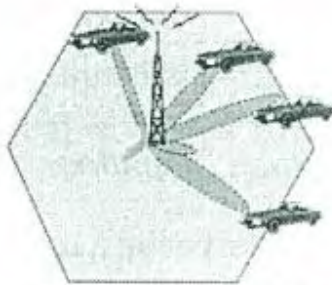
$$P(E) = 1/q \quad -1/2q < E < +1/2q$$

$$P(E) = 0$$





Παν-κατευθυντικό διάγραμμα
ακτινοβολίας κεραίας



Προσαρμοστικό διάγραμμα
ακτινοβολίας κεραίας

2.7.3

white noise, which is a signal with a flat power spectrum. The power spectrum of white noise is constant across all frequencies. This property is often used in signal processing and communications.

[3.], 2004

2.8

Consider a signal $x(t)$ with a bandwidth B_N and a mean square value N_0 . The power spectral density $S_x(f)$ is constant at $N_0/2$ for $|f| \leq B_N$ and zero elsewhere. The total power P_x is given by:

$$P_x = \int_{-B_N}^{B_N} S_x(f) df = \int_{-B_N}^{B_N} \frac{N_0}{2} df = N_0 B_N \quad (2.8.1)$$

where $N_0 = \frac{P_x}{B_N}$. For a white noise signal, $H(f) = 1$ for $|f| \leq B_N$ and zero elsewhere. The power spectrum of the output signal $y(t)$ is given by:

$$S_y(f) = |H(f)|^2 S_x(f) = S_x(f) \quad (2.8.2)$$

$$B_N = \frac{1}{2} f_c \quad (2.8.3)$$

, RC $\frac{1}{2}$ (= 1.57) f_c
3dB.

[4. Taub / Schilling, μ , , 1998]

3

ΚΕΦΑΛΑΙΟ

3.1

Η συνάρτηση $n^{(s)}(t)$ είναι περιοδική με περίοδο T . Η συχνότητα $f = 1/T$. Η συνάρτηση $n^{(s)}(t)$ μπορεί να αναπτυχθεί ως σειρά Fourier. Η σειρά Fourier της $n^{(s)}(t)$ είναι:

$$n^{(s)}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos 2\pi k f t + b_k \sin 2\pi k f t) \quad (3.1.1)$$

όπου a_k και b_k είναι οι συντελεστές Fourier. Η συνάρτηση $n^{(s)}(t)$ μπορεί επίσης να αναπτυχθεί ως σειρά cosinus:

$$n^{(s)}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2\pi k f t + \phi_k) \quad (3.1.2)$$

όπου c_k και ϕ_k είναι οι συντελεστές της σειράς cosinus. Η σχέση μεταξύ a_k , b_k και c_k είναι:

$$c_k^2 = a_k^2 + b_k^2 \quad (3.1.3)$$

Η φάση ϕ_k δίνεται από:

$$\phi_k = -\tan^{-1} b_k / a_k \quad (3.1.3)$$

$$G_n(k, f) = \frac{c_k^2}{4} = \frac{(a_k^2 + b_k^2)}{4} \quad (3.1.4)$$

$$G_n(k, f) \equiv G_n(-k, f) \equiv \frac{c_k^2}{4} \quad (3.1.4)$$

$$G_n(k, f) = 2G_n(k, f) \quad (3.1.5)$$

$$G_n(k, f) = G_n(-k, f) \quad (3.1.5)$$

$$G_n(k, f) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos 2kf + b_k \sin 2kf) \quad (3.1.1)$$

$$G_n(k, f) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2kf + \theta_k) \quad (3.1.2)$$

$$G_n(k, f) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2kf + \theta_k) \quad (3.1.2)$$

$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos 2kf + b_k \sin 2kf) \quad (3.1.6)$$

$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2kf + \theta_k) \quad (3.1.7)$$

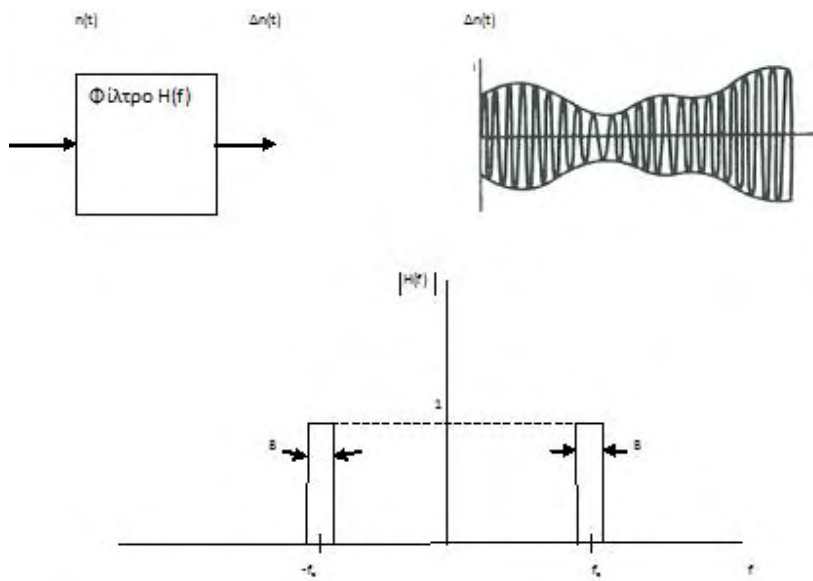
$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2kf + \theta_k) \quad (3.2.5)$$

$$n(t) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(2kf + \theta_k) \quad (3.1.5)$$

$$\overline{c_k^2} = \overline{a_k^2} + \overline{b_k^2} \quad (3.1.8)$$

$$(3.1.5)$$

$$G_n(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\overline{c_k^2}}{4\Delta f} = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\overline{a_k^2 + b_k^2}}{4\Delta f} \quad (3.1.9)$$



$$n_k(t) = a_k \cos 2f | \Delta ft + b_k \sin 2f | \Delta ft$$

$$G_n(f_0 + kf) = G_n(f_0 - kf) = G_n(kf) \quad (3.3.1.1)$$

$$G_n(kf + f_0) = G_n(kf - f_0) = G_n(kf)/4 \quad (3.3.1.2)$$

$$G_n(f_0) = G_n(kf) \quad (3.3.1.2)$$

$$G_n(f + f_0) = G_n(f - f_0) = G_n(f)/4 \quad (3.3.1.3)$$

$$n(t) \cos 2f_0 t = \frac{G_n(f)}{G_n(f_0)} \cos 2f_0 t$$

$$f_0 = (k+1)f/2$$

$$n_k(t) = a_k \cos 2f|\Delta ft| + b_k \sin 2f|\Delta ft| \quad n_l(t) = a_l \cos 2fl\Delta ft + b_l \sin 2fl\Delta ft$$

$$n_{p1}(t) = a_k/2 \cos 2pft - b_k/2 \sin 2pft \quad (3.3.1.4)$$

$$n_{p2}(t) = a_l/2 \cos 2pft + b_l/2 \sin 2pft \quad (3.3.1.5)$$

$$E[n_{p1}(t)n_{p2}(t)] = 0$$

$$n_k(t) = c_k \cos(2\pi f_0 k \Delta t + \phi_k) \quad (3.3.1.3)$$

3.3.2

$$n_k(t)n_l(t) = \frac{1}{2} c_k c_l \cos[2\pi f(k+l)\Delta t + \phi_k + \phi_l] + \frac{1}{2} c_k c_l \cos[2\pi f(k-l)\Delta t + \phi_k - \phi_l]$$

(3.3.2.1)

$$n_k(t) = c_k \cos(2\pi f(k+l)\Delta t + \phi_k + \phi_l)$$

$$n_l(t) = c_l \cos(2\pi f(k-l)\Delta t + \phi_k - \phi_l)$$

$$n_k(t) = c_k \cos(2\pi f|\Delta t + \phi_k)$$

$$n_l(t) = c_l \cos(2\pi f|\Delta t + \phi_l)$$

$$P_k = 2G_n(|\Delta f)\Delta f = 2G_n(-k\Delta f)\Delta f = a_k^2 = b_k^2 = a_k^2/2 + b_k^2/2 = c_k^2/2$$

$$P_{k+l} = P_{k-l} = \frac{1}{2} (c_k c_l)^2 \quad (3.3.2.2)$$

$$c_k c_l = \mu$$

$$P_{k+l} = P_{k-l} = \frac{1}{8} c_k^2 c_l^2 = \frac{1}{2} P_k P_l \quad (3.3.2.3)$$

xx

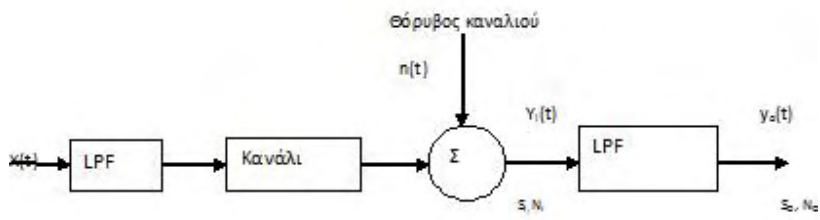
0 d
d

0

$$\int_{-W}^W S_{xx} \quad x \quad i$$
$$\int_{-W}^W S_{nm}$$

x

0



nn

$$0 \int_{-W}^W y/2$$

$$0 \quad 0 \quad 0 \quad i/$$

i

0

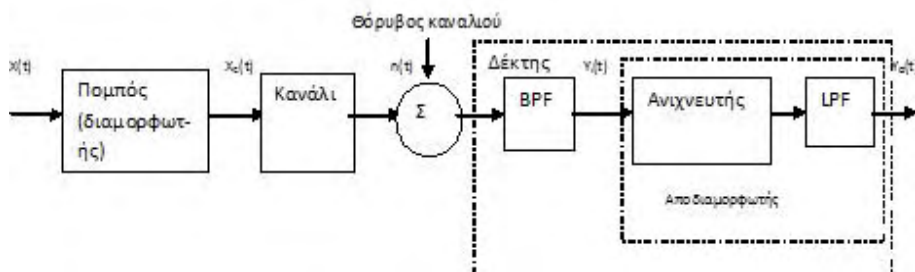
i

i

$$i \quad c \quad i$$

$$i \quad c \quad c \quad s \quad c$$

$$\frac{2}{c} \quad \frac{2}{s} \quad \frac{2}{i}$$



3.5.1

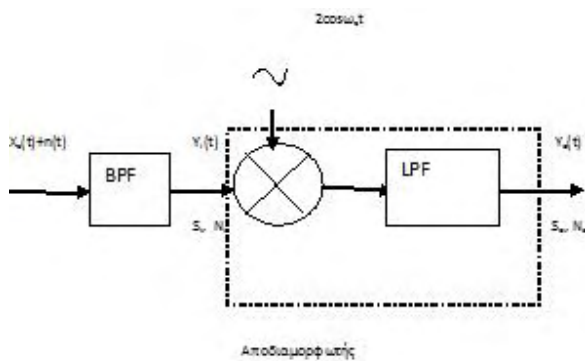
3.5.1.1 DSB:

$$X_c(t) = A_c X(t) \cos \omega_c t \quad (3.5.1.1)$$

DSB.

$$Y_i(t) = A_c X(t) \cos \omega_c t + n_i(t)$$

$$= [A_c X(t) + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \quad (3.5.1.2)$$



19

$$Y_i(t) = 2 \cos \omega_c t \quad ,$$

$$Y_0(t) = A_c X(t) + n_c(t) = X_0(t) + n_0(t) \quad (3.5.1.3)$$

$$X_0(t) = A_c X(t) \quad n_0(t) = n_c(t) \quad (3.5.1.4)$$

$$B \quad \mu \quad \mu \quad n_s(t) .$$

$$S_0 = E[X_0^2(t)] = E[A_c^2 X^2(t)] = A_c^2 E[X^2(t)] = A_c^2 S_x \quad (3.5.1.5)$$

$$N_0 = E[n_0^2(t)] = E[n_c^2(t)] = E[n_i^2(t)] = 2 \quad (3.5.1.6)$$

SNR

$$(S/N)_0 = S_0/N_0 = A_c^2 S_x / 2 \quad (3.5.1.7)$$

$$S_i = E[X_c^2(t)] = 1/2 A_c^2 S_x \quad (3.5.1.8)$$

$$(S/N)_0 = S_i / \quad = \quad (3.5.1.9)$$

, DSB μ

$$\text{SNR} \quad \mu \quad \mu$$

$$(S/N)_i = S_i / N_i = S_i / 2 \quad (3.5.1.1.10)$$

$$(S/N)_0 / (S/N)_i = a_d = 2 \quad (3.5.1.1.11)$$

a_d μ μ

3.5.1.2 μ SSB

μ μ μ SSB μ μ DSB.

3.5.1.3 μ

μ , μ μ μ μ μ μ

$$X_c(t) = A_c [1 + \mu X(t)] \cos_c t \quad (3.5.1.3.1)$$

$$\mu \leq 1 \quad (t) \leq 1$$

$$Y_0(t) = A_c \mu (t) + n_c(t) = X_0(t) + n_0(t) \quad (3.5.1.3.2) \quad \text{dc,}$$

$$X_0(t) = A_c \mu X(t) \quad n_0(t) = n_c(t) \quad (3.5.1.3.3)$$

$$S_i = 1/2 E[A_c^2 [1 + \mu X(t)]^2] \quad (3.5.1.3.4)$$

$$S_i = 1/2 A_c^2 (1 + \mu^2 S_x) \quad (3.5.1.3.5)$$

$$S_0 = A_c^2 \mu^2 S_x = (2 \mu^2 S_x / 1 + \mu^2 S_x) S_i \quad (3.5.1.3.6)$$

$$(S/N)_0 = S_0 / N_0 = \mu^2 S_x / 1 + \mu^2 S_x (S_i /) = (\mu^2 S_x / 1 + \mu^2 S_x)$$

(. 3.5.1.3.7)

$$\mu^2 S_x \leq 1, \quad \mu$$

(S/N)₀ ≤ /2 (. 3.5.1.3.8)

$$\mu \quad \text{DSB} \quad \text{SNR} \quad \mu \quad \text{3dB } \mu \quad \text{SSB.}$$

3.5.2

$$\mu \quad \mu \quad \mu \quad \mu \quad \mu$$

$$Y_i(t) = X_c(t) + n_i(t) \\ = \{ A_c [1 + \mu X(t)] + n_c(t) \} \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \quad (. 3.5.2.1)$$

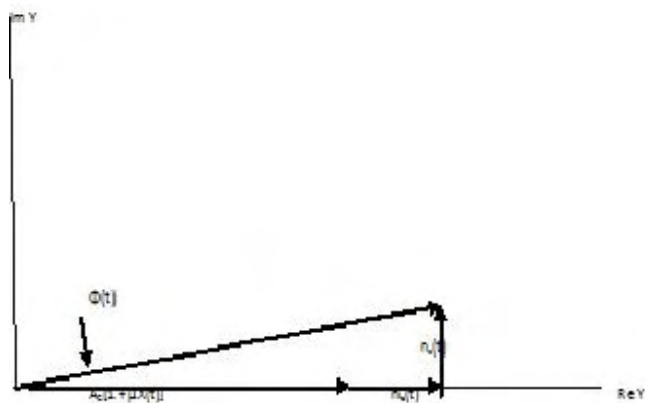
$$\mu \quad \mu \quad \mu \quad Y_i(t) \\ Y_i(t) = \text{Re}[Y(t)e^{j\omega_c t}] \quad (. 3.5.2.2)$$

$$Y(t) = A_c [1 + \mu X(t)] + n_c(t) + jn_s(t) \quad (. 3.5.2.3)$$

$$\mu, \quad \mu\mu, \quad \mu, \quad \mu \quad Y_i \\ (t) \mu \\ Y_i(t) = V(t) \cos[\omega_c(t) + \phi(t)] \quad (. 3.5.2.4)$$

$$V(t) = \sqrt{\{A_c [1 + \mu X(t)] + n_c(t)\}^2 + n_s^2(t)} \quad (. 3.5.2.5)$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} n_s(t) / A_c [1 + \mu X(t)] + n_c(t) \quad (. 3.5.2.6)$$



i c i c c s

c c

0 c c

0 2 x 2 x

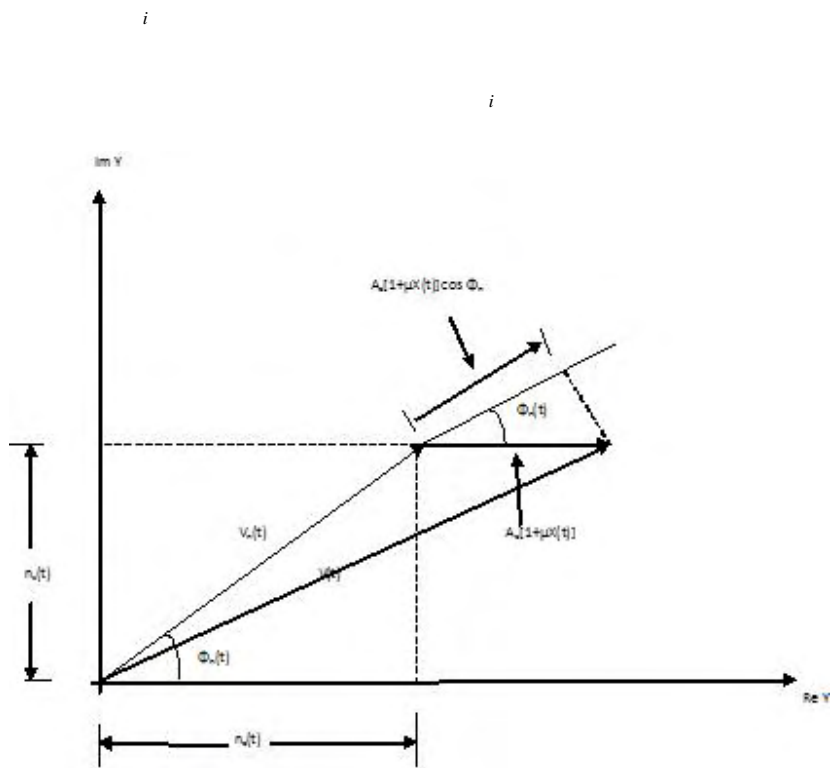
i

i

n c n

n n i

n



c *c* *c*

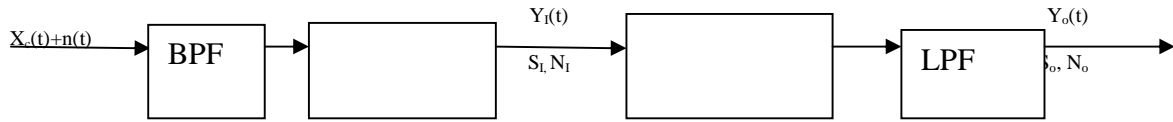
p

$$f \int_{-\infty}^t X(\ddagger) d\ddagger$$

T

i *c* *i*

c *c* *i*



22

$$S_i = [A_c^2(t)] = \frac{1}{2} A_c^2 \quad (3.6.5)$$

$$N_i = B_T \quad (3.6.6)$$

$$(S/N)_i = \frac{A_c^2}{2 B_T} \quad (3.6.7)$$

(S/N)_i (t), μ , CNR (Carrier-to-Noise-Ratio).

$$n_i(t) = u_n(t) \cos [\omega_c t + \theta_n(t)] \quad (3.6.8)$$

$u_n(t)$ μ Rayleigh $n(t)$ μ μ μ μ (0,2). $Y_i(t)$ μ
 $Y_i(t) = V(t) \cos [\omega_c t + \theta(t)] \quad (3.6.9)$

$$V(t) = \{ [A_c \cos \theta + u_n(t) \cos \theta_n(t)]^2 + [A_c \sin \theta + u_n(t) \sin \theta_n(t)]^2 \}^{1/2} \quad (3.6.10)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \frac{A_c \sin \theta + u_n(t) \sin \theta_n(t)}{A_c \cos \theta + u_n(t) \cos \theta_n(t)} \quad (3.6.11)$$

μ (t), $V(t)$, μ , SNR

$$Y_o(t) = \theta(t) \text{ PM} \quad (3.6.12)$$

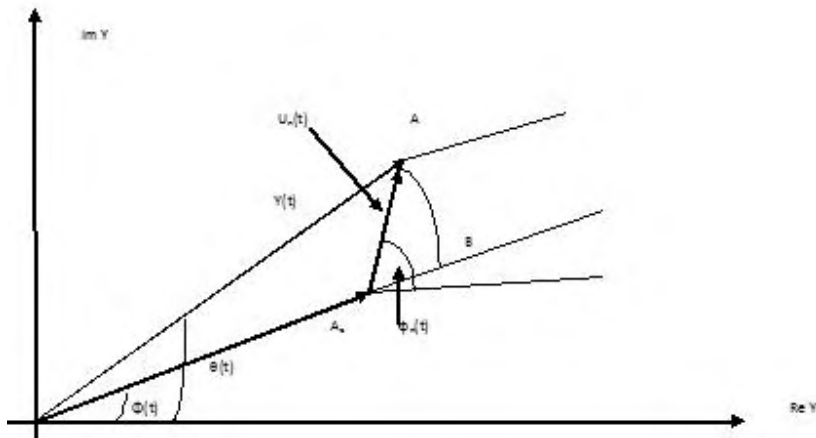
0

i

$$j\bar{S}_c t$$

$$c \quad j\omega(t) + u_n(t) e^{j\omega_n(t)}$$

$c \quad n \quad n \quad c$
 $n \quad n$



$n \quad c \quad n$

n

n

$n \quad c \quad n$

$s \quad c$

$$Y_0(t) = \dot{y}(t) = k_p X(t) + n_s(t)/A_c \quad \text{PM} \quad (3.6.1.8)$$

$$Y_0(t) = d y(t)/dt = k_f X(t) + n'_s(t)/A_c \quad \text{FM} \quad (3.6.1.9)$$

3.6.2 μ PM

$$S_0 = [k_p^2 X^2(t)] = k_p^2 E[X^2(t)] = k_p^2 S_x \quad (3.6.2.1)$$

$$N_0 = E[(1/A_c^2) n_s^2(t)] = (1/A_c^2) E[n_s^2(t)] = 1/A_c^2 (2) \quad (3.6.2.2)$$

$$(S/N)_0 = k_p^2 A_c^2 S_x / 2 \quad (3.6.2.3)$$

$$= S_i / \mu = A_c^2 / 2 \quad (3.6.2.4)$$

$$(S/N)_0 = k_p^2 S_x \mu \quad (3.6.2.5)$$

3.6.3 μ FM

$$S_0 = [k_p^2 X^2(t)] = k_p^2 E[X^2(t)] = k_p^2 S_x \quad (3.6.3.1)$$

$$N_0 = E[(1/A_c^2) n_s^2(t)] = (1/A_c^2) E[[n'_s(t)]^2] \quad (3.6.3.2)$$

$$S_{n'_s n'_s}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{X'X'}(\check{S}) = \check{S}^2 S_{xx}(\check{S}), \quad n'_s(t)$$

$$S_{n'_s n'_s}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{n_s n_s}(\omega) = \omega^2 < W(\omega) > \quad 0$$

$$N_0 = (1/A_c^2) (1/2) \int_{-w}^w \check{S}^2 y d\check{S} = (2/3) y / A_c^2 (w^3/2) \quad (3.6.3.3)$$

$$(S/N)_0 = 3 A_c^2 (2) k_f^2 S_x / 2 w^3 \quad (3.6.3.4)$$

$$0 \leq \frac{2}{f} x^2 \leq \frac{2}{c} \leq \frac{2}{f} x^2$$

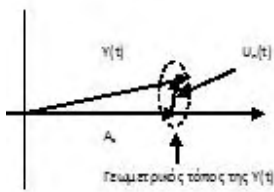
$$0 \leq \frac{2}{x} \left| k_f X(t) \right|_{\max} \leq \frac{2}{x} \left| X(t) \right| \leq 1$$

$$\frac{2}{c}$$

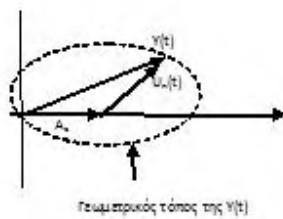
$$n \quad \frac{2}{c} \quad \frac{2}{i}$$

$$j\omega_n(t)$$

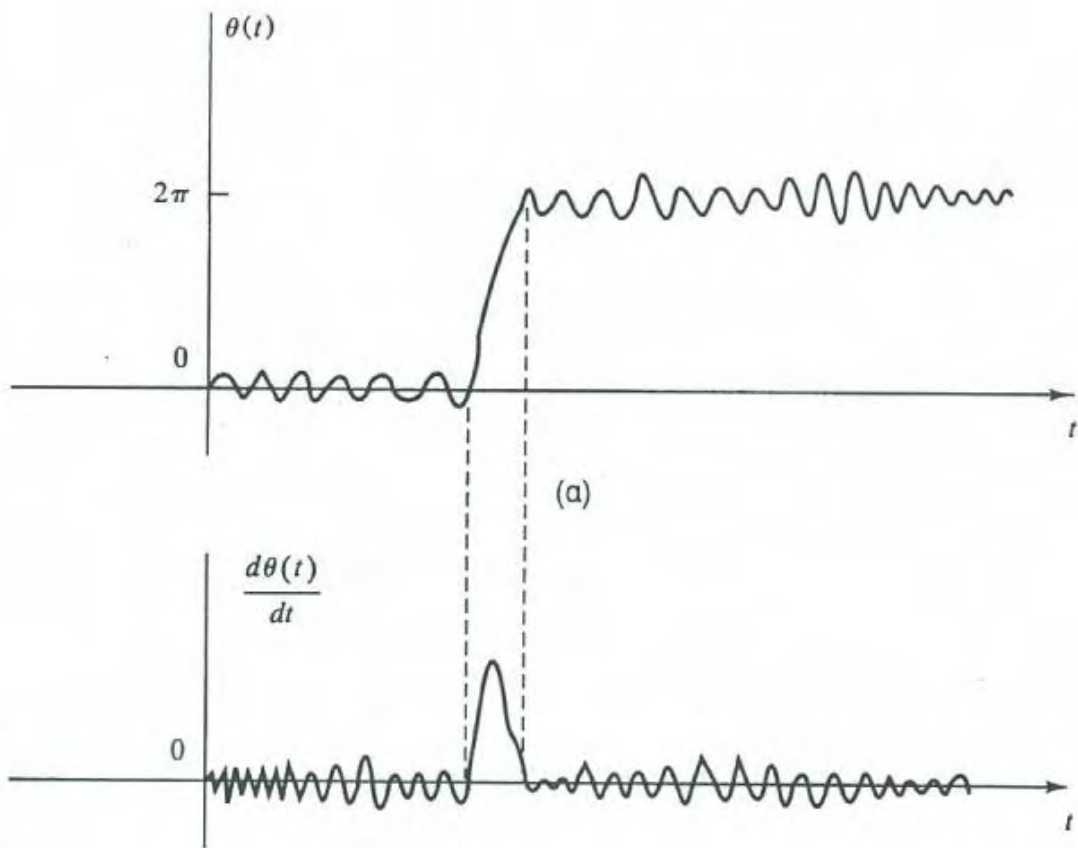
$$n \quad c \quad n \quad n$$



$$A_e^2 \gg E[n^2(t)]$$



$$A_e^2 \ll E[n^2(t)]$$

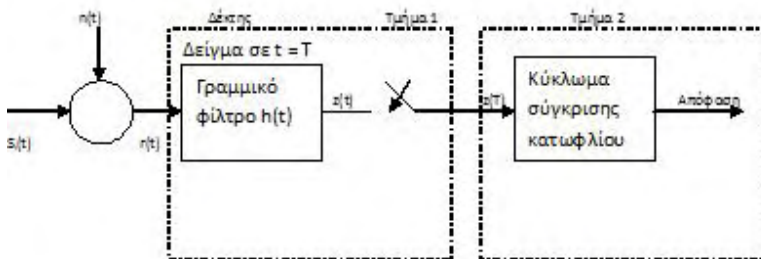


$$i \quad 1 \quad \leq t \leq T$$

$$i \quad 2 \quad \leq t \leq T$$

$$i \quad \leq t \leq T$$

$$i \quad 0$$



$$i \quad 0$$

$$i \quad 0$$

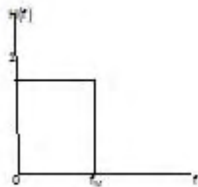
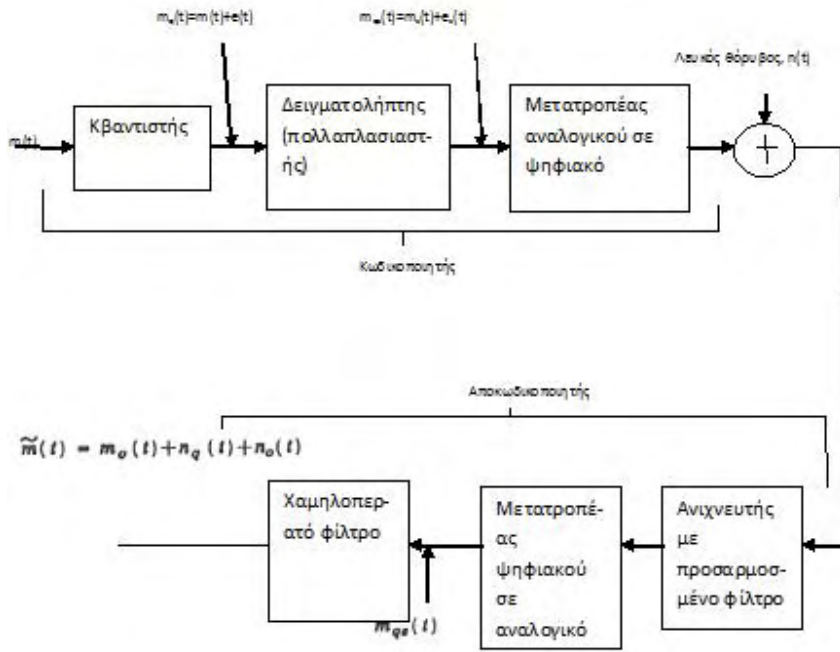
$$1 \quad 2$$

$$1 \quad 2$$

$$\begin{aligned}
& \mu(z) = \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_1)(z - z_2)} = \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_1)} + \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_2)} \quad (1) \\
z > z_2 & \\
z < z_1 & \\
& \mu(z) = \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_1)(z - z_2)} = \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_1)} + \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_2)} \quad (1) \\
& \mu(z) = \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_1)(z - z_2)} = \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_1)} + \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_2)} \quad (1) \\
& \mu(z) = \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_1)(z - z_2)} = \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_1)} + \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_2)} \quad (1) \\
& \mu(z) = \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_1)(z - z_2)} = \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_1)} + \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu(z - z_2)} \quad (1)
\end{aligned}$$

[7. B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice Hall, 1998]

Παλμοί δειγματοληψίας: $\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s) \quad T_s = \frac{1}{2f_M}$



q

qs

qs $\sum_{k=-\infty}^{\infty} u(t - kT_s)$ $\sum_{k=-\infty}^{\infty} u(t - kT_s)$ s

$$m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_0(t - kT_s) + n_{ih}(t)$$

(2. 1979]

4.2

$$e_s(t) = e(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(t - kT_s)$$
 (4.2.1)

4.1.3,

Nyquist

34. $N_q(t)$

34. $e(t)$

$(t - kT_s) = 0, \quad t = kT_s, \quad e_s(t)$

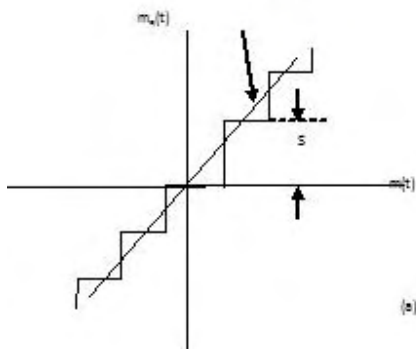
$$e_s(t) = I \sum_{k=-\infty}^{\infty} e(kT_s)u(t - kT_s)$$
 (4.2.2)

s

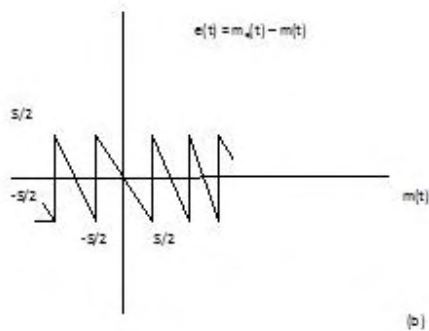
s

s

Σχέση μεταξύ εξόδου-εισόδου όταν παραλείπεται ο κβαντιστής



(a)

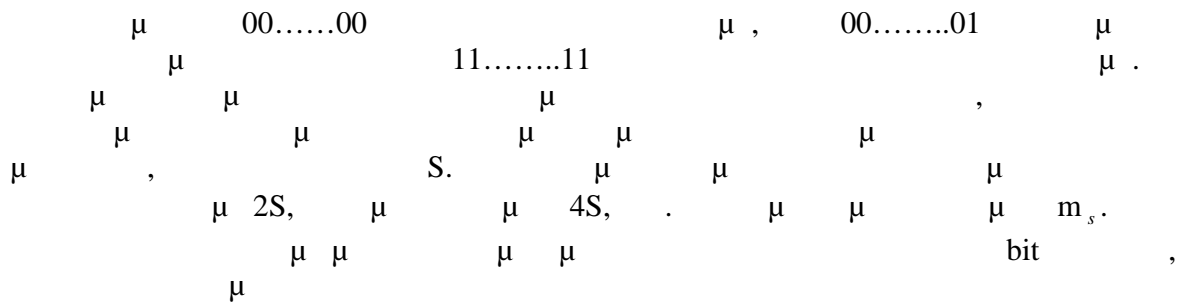


(b)

s

$$\overline{e^2(t)}$$

$$\overline{e^2(t)}$$



$$\overline{(\Delta m_s)^2} = 1/ [S^2 + (2S)^2 + (4S)^2 + (8S)^2 + \dots + (2^{N-1}S)^2] \quad (.4.3.1)$$

$$\overline{(\Delta m_s)^2} = \frac{2^{2N}-1}{3N} S^2 \cong \frac{2^{2N}}{3N} S^2 \quad (.4.3.2)$$

$N \geq 2$.

Diagram illustrating binary representations and sampling intervals. The top part shows two binary strings: $00\dots 00$ and $11\dots 11$, with a period S between them. Below, a series of numbers $2S, 4S, \dots, m_s$ are shown with bit labels.

$$T = T_s / NP_e \quad (.4.3.3)$$

$$G_{th}(f) = I^2 \overline{(\Delta m_s)^2} / T = NP_e I^2 \overline{(\Delta m_s)^2} / T_s \quad (.4.3.4)$$

$$G_{th}(f) = 2^{2N} S^2 P_e I^2 / 3 T_s \quad (.4.3.5)$$

$$N_{th} = \int_{-f_M}^{f_M} G_{th}(f) df = 2^{2N} S^2 P_e I^2 / 3 T_s^2 \quad (4.3.6)$$

$$T_s = 1/2f_M.$$

[8. J. Everand, Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators, John Wiley & Sons Ltd, 2001]

4.4

PCM

$$S_0/N_0 = S_0/N_q + N_{th} = (I^2/T_s^2)(M^2 S^2/12) / (I^2/T_s^2)(S^2/12) + (I^2/T_s^2)(P_e 2^{2N} S^2/3) \quad (4.4.1)$$

$$S_0/N_0 = S_0/N_q + N_{th} = (I^2/T_s^2)(M^2 S^2/12) / (I^2/T_s^2)(S^2/12) + (I^2/T_s^2)(P_e 2^{2N} S^2/3) \quad (4.4.1)$$

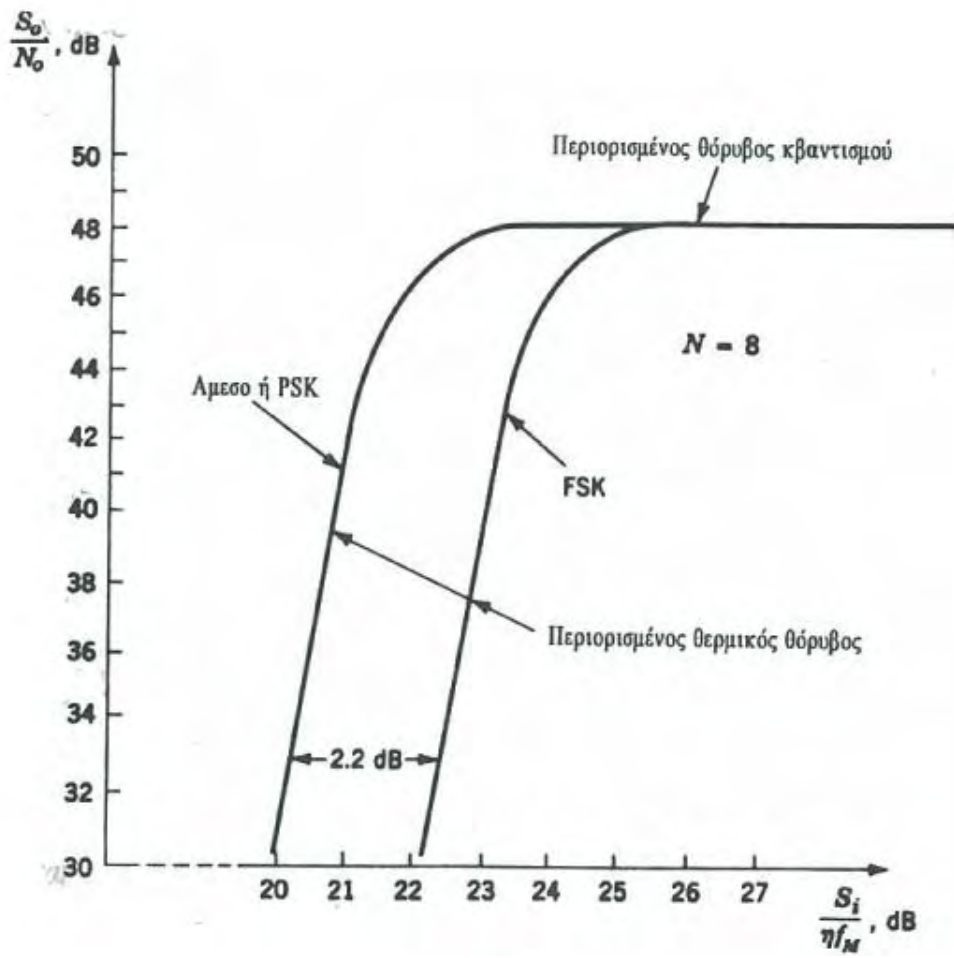
$$PSK \quad M = 2^N$$

$$(P_e)_{PSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{E_b/\gamma} \quad (4.4.2)$$

$$E_b \quad \text{bit} / 2 \quad \text{FSK,}$$

$$(P_e)_{FSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{0.6 E_b/\gamma} \quad (4.4.3)$$

$$T_s \quad \text{bit} \quad E_b, \quad N \text{ bit} \quad T_s/N.$$



$$\sqrt{(1/2N)(S_i/\eta f_M)}$$

$$\sqrt{(0.3/N)(S_i/\eta f_M)}$$

$$(S_0/N_0)_{\text{FSK,FSK}} = 10 \log(2^{16}) = 48 \text{ dB} \quad (4.4.7)$$

FSK μ S_i / f_M PCM $2.2 \text{ dB } \mu$ PSK. (S_0/N_0) 1 dB μ S_i / f_M S_i / f_M .

[9. W. Alan Davis, K. Agarwal, Radio – Frequency Circuit Design, John Wiley & Sons Inc, 2001]

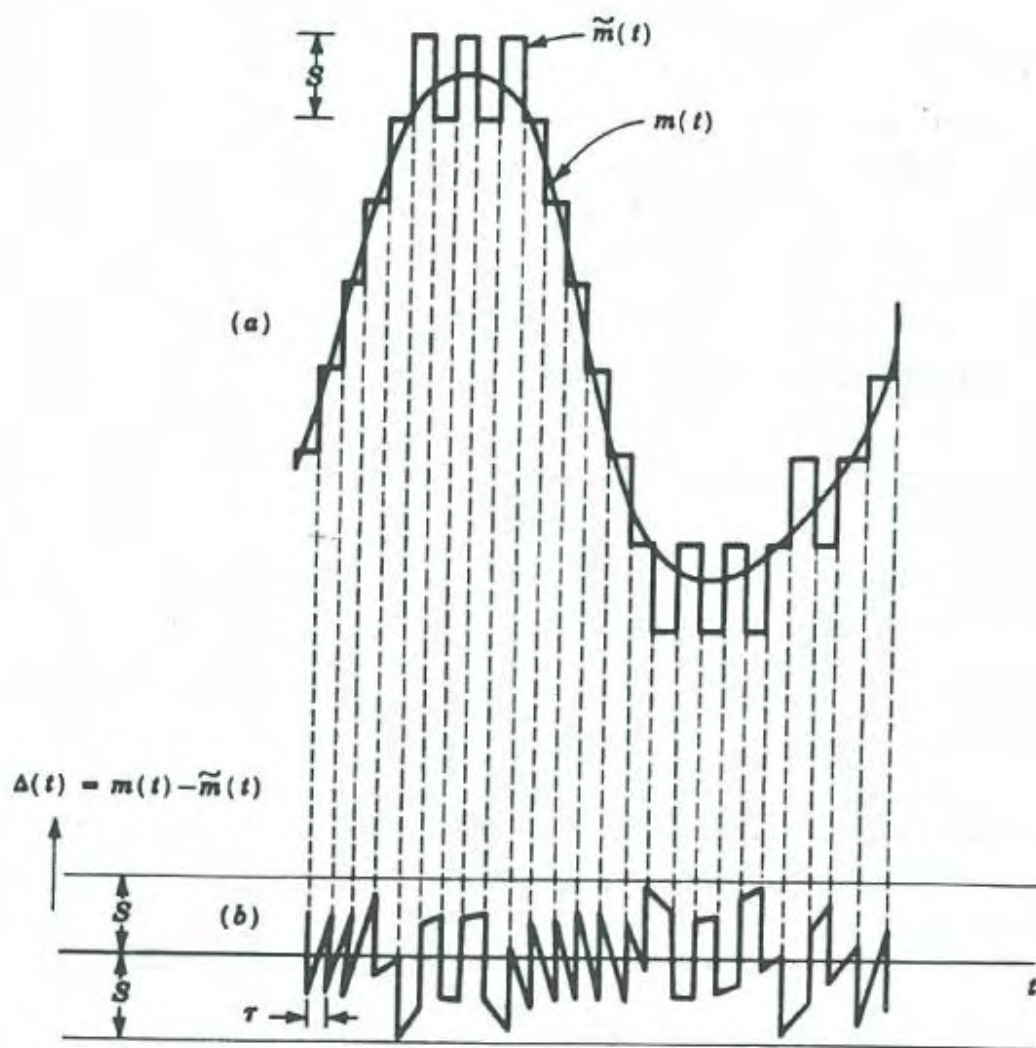
4.5

$$m(t) - \tilde{m}(t) \quad (4.5.1)$$

$$f(\Delta) = 1/2S \quad -S \leq \Delta \leq S \quad (4.5.2)$$

$$\overline{[\Delta(t)]^2} = \int_{-S}^S 2f(\Delta) d\Delta = \int_{-S}^S 2/2S d\Delta = S^2/3 \quad (4.5.3)$$

$$\text{bit} \quad f_b = 1 / \dots \quad (t) \quad m(t) \quad 0.$$



$f_c = 1/T$, $f_c = f_b$, $f_c = f_b$.
 $f_c = f_b$.
 $S^2/3$, f_M .
 4.5.3 ,

$$N_q = S^2/3 f_M/f_b = S^2 f_M/3f_b \quad (4.5.4)$$

$G(f) \cong S^2/3 / 2f_b \quad -f_b \leq f \leq f_b \quad (4.5.5)$
 [2. 1979]

4.6

$p_0(t) = p_0(t) + p_{th}(t) \quad (4.6.1)$

$p_{th}(t)$, I , p_{th} .
 ± 2 , bit , bit.

$$G_{\text{pth}}(f) = P_e / (2)^2 = 4^2 P_e / \quad (\text{. 4.6.2})$$

DM) I, I, I $u(t) \mu I \mu]$ $\mu \mu \mu$ Fourier $S. \mu \mu \mu$ Fourier $S [\mu \mu$

$$\mathfrak{F}\{Su(t)\} = S / j\tilde{S}$$

$$= S \quad = 0$$

$\mu \mu \mu$ dc $\mu \mu \mu$ dc

$$H_I(f) = S/I 1/j \quad 0$$

$$|H_I(f)|^2 = (S/I)^2 1/ \quad 0$$

$$G_{\text{th}}(f) = |H_I(f)|^2 G_{\text{pth}}(f) = 4S^2 P_e / \quad 0 \quad G_{\text{th}}(f) \quad (\text{. 4.6.3})$$

$\mu \mu G_{\text{th}}(f) \mu \mu$, $-f_M \mu f = 0 + f_M,$ dc

$\mu f_1.$ $f = 0$ $\mu \mu$, $f_1 \ll f_M,$

$\mu \mu$, $G_{\text{th}}(f) 0 \quad 0$

$= 0,$ $\mu G_{\text{th}}(f) \mu \mu$

$\mu \mu = 2 f$ $f_b = 1/ \mu$

$$\begin{aligned}
N_{th} &= S^2 P_e / 2 \left(\int_{-f_M}^{-f_1} df/f^2 + \int_{f_1}^{f_M} df/f^2 \right) \\
&= 2S^2 P_e / 2 (1/f_1 - 1/f_M) \\
&= 2S^2 P_e / 2 f_1 = 2S^2 P_e f_b / 2 f_1 \quad (4.6.4)
\end{aligned}$$

$$f_1 \ll f_M$$

[10. Taub / Schilling, 2006]

4.7

$$\begin{aligned}
\text{SNR} &= S_0 / N_q + N_{th} \\
N_q &= S^2 / 3 = f_M^2 / 3 f_b = S^2 f_M / 3 f_b
\end{aligned}$$

$$S_0 = S^2 f_b^2 / 2 \check{S}_M^2$$

$$S_0/N_0 = S_0/N_q + N_{th} = (2S^2/3)(f_b/f_M)^2 / (S^2 f_M/3 f_b) + (2S^2 P_e f_b / 2 f_1) \quad (4.7.1)$$

$$\begin{aligned}
S_0/N_0 &= S_0/N_q + N_{th} \cong 0.6(f_b/f_M)^3 / [1 + 24P_e(f_b^2/f_M f_1)] / 4 = \\
&= 0.6(f_b/f_M)^3 / [1 + 0.624P_e(f_b^2/f_M f_1)] \quad (4.7.2)
\end{aligned}$$

PSK

$$P_e = 1/2 \operatorname{erfc} \sqrt{E_s} / \gamma \quad (4.7.3)$$

E_s , bit, S_i

$$E_s = S_i T_b = S_i / f_b \quad (4.7.4)$$

$$S_0/N_0 = 0.6(f_b/f_M)^3 / [1 + 0.3(f_b^2/f_M f_1)] \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / \gamma f_b \quad (4.7.5)$$

[10. Taub / Schilling, 2006]

4.8 PCM KAI DM

4.4.5 4.7.5 .

$$f_b = f'_b = 2f_M N, \quad 2N = f_b/f_M.$$

4.7.5

$$S_0/N_0 = 2^{fb/f_M} / 1 + 2^{(2fb/f_M)} \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / yf_b \quad (4.8.1)$$

4.7.5 4.8.1 = 8 (fb(DM) = 48kb/s).

f_M = 3000Hz f₁ = 300Hz.

$$f_b/f_M = 16$$

$$f_M/f_1 = 10$$

f_M = 3000Hz, f₁ = 300Hz = 8.

f_b = 2Nf_M = 48*10³Hz. bit P_{cb} = (1/2) erfc √S_i / yf_b, 4.7.5

4.8.1 DM

$$(S_0/N_0)_{DM} = 2457.6 / 1 + 768 \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / yf_b = 2457.6 / 1 + 1536P_e \quad (4.8.2)$$

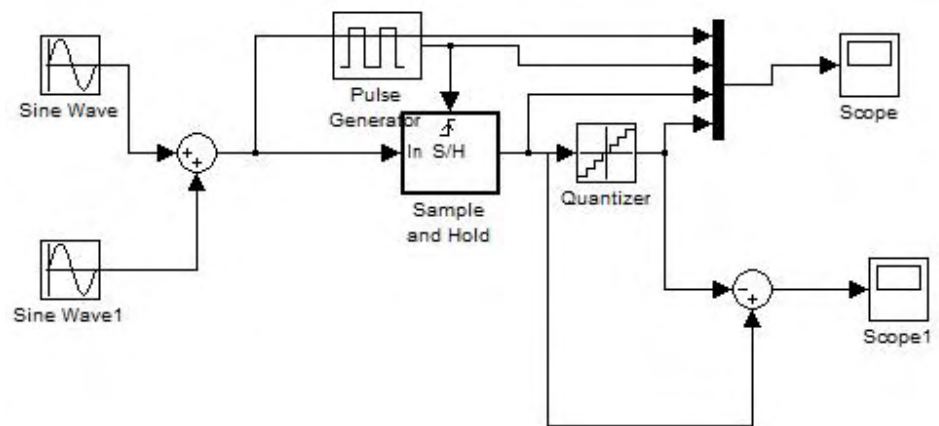
PCM

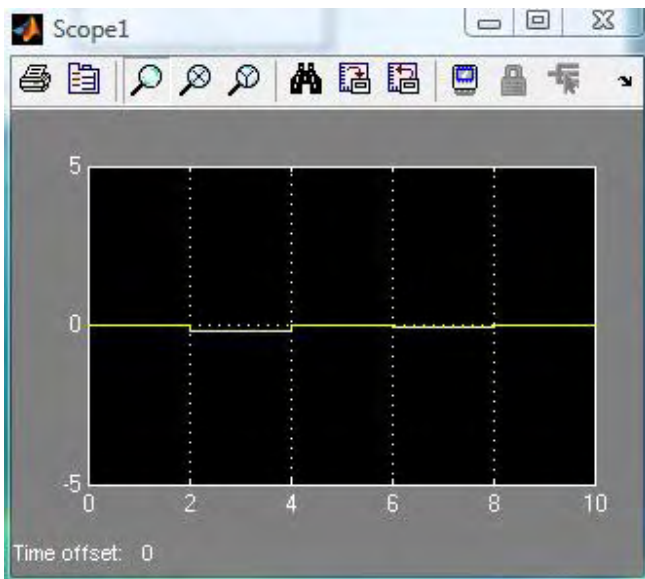
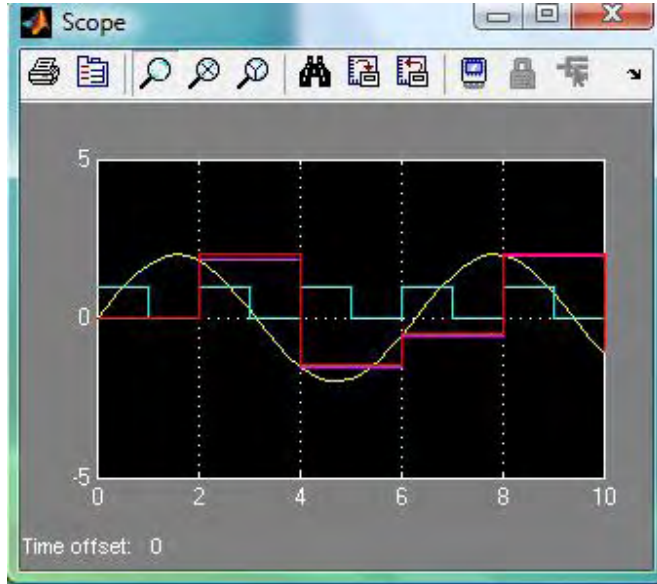
$$(S_0/N_0)_{PCM} = 65.536 / 1 + 131.072 \operatorname{erfc} \sqrt{S_i} / yf_b = 65.536 / 1 + 262.144P_e$$

(4.8.3)

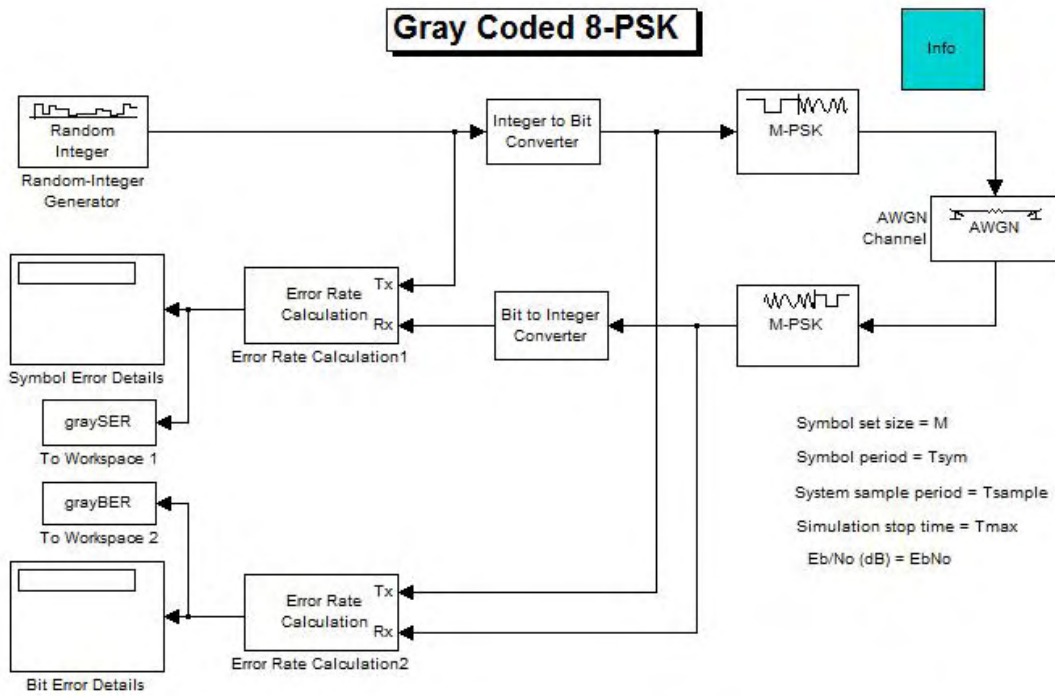
μ bit μ , μ PCM
 SNR μ DM. μ , SNR μ PCM
 48dB μ DM μ 33dB. , μ PCM
 μ SNR μ 30dB. μ , μ
 μ PCM, SNR μ 12dB μ 36dB
 PCM, μ SNR μ .
 μ PCM μ $P_e \sim 10^{-6}$,
 $P_e \sim 10^{-4}$. μ DM , μ PCM μ ADM. ADM μ P_e
 10^{-4} PCM 10^{-2} DM ADM μ μ
 μ μ PCM DM = 8 $0.1.$ μ μ
 μ μ $f_M/f_1 = 10.$

[10. Taub / Schilling, 2006]



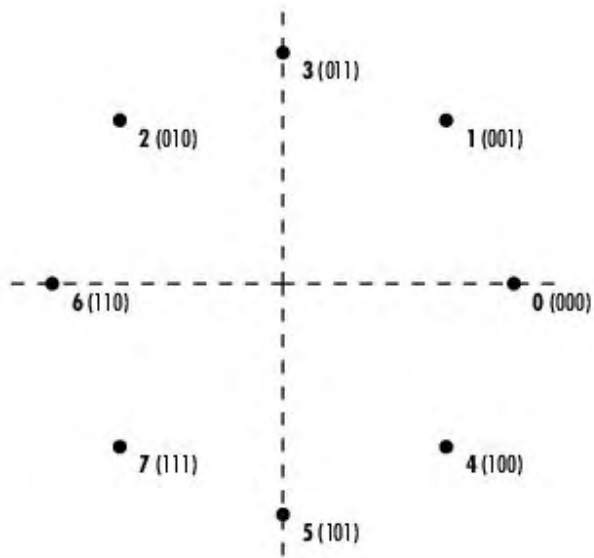


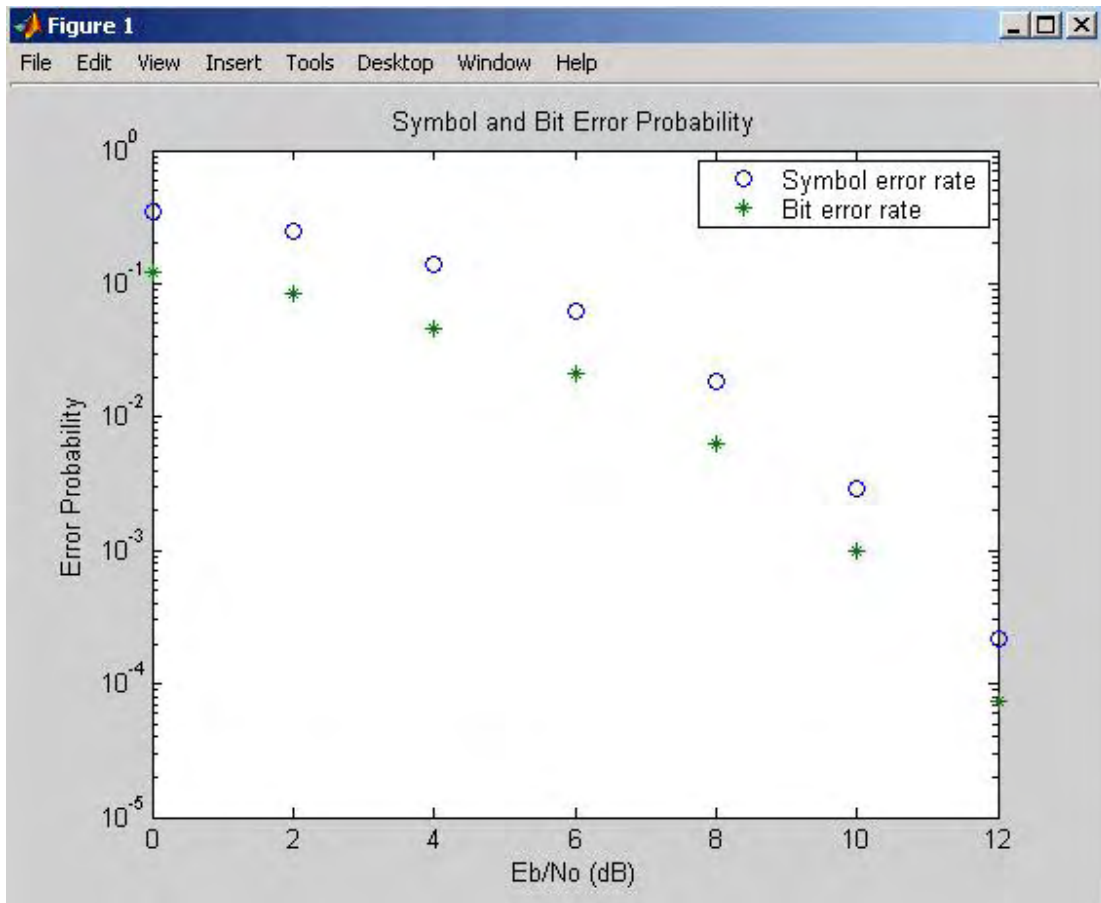
Gray Coded 8-PSK

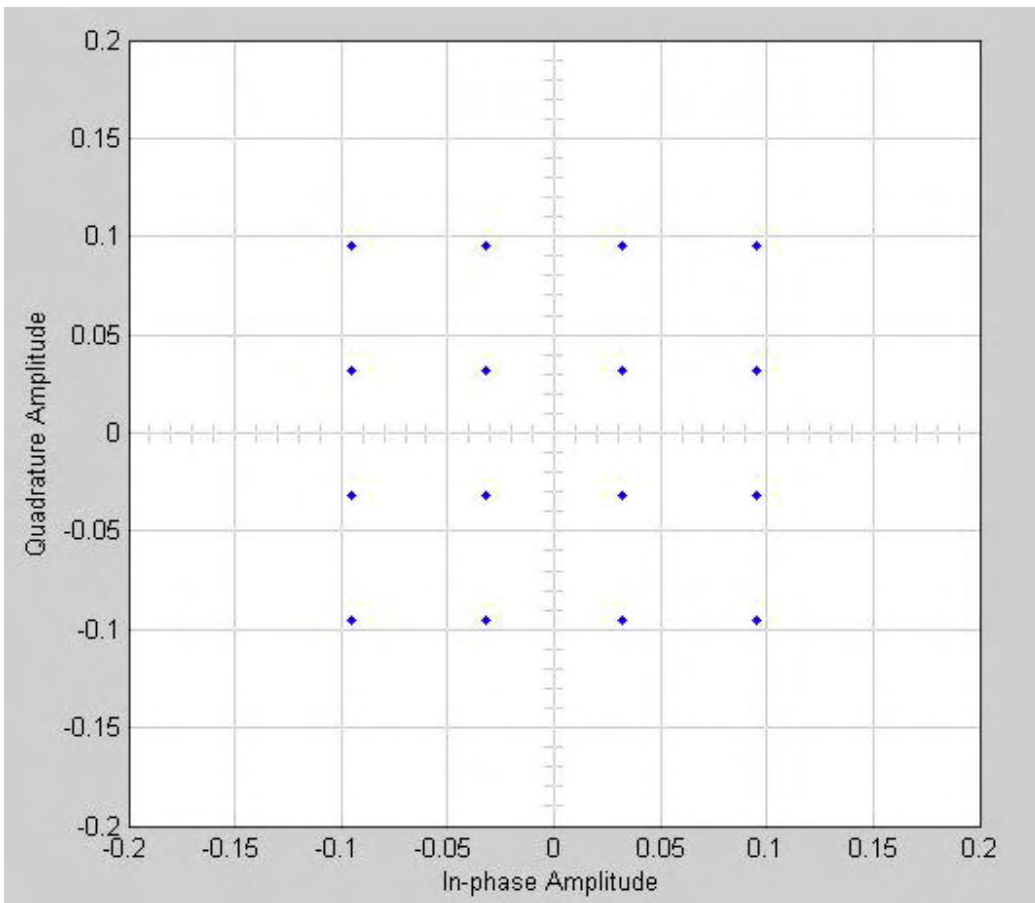
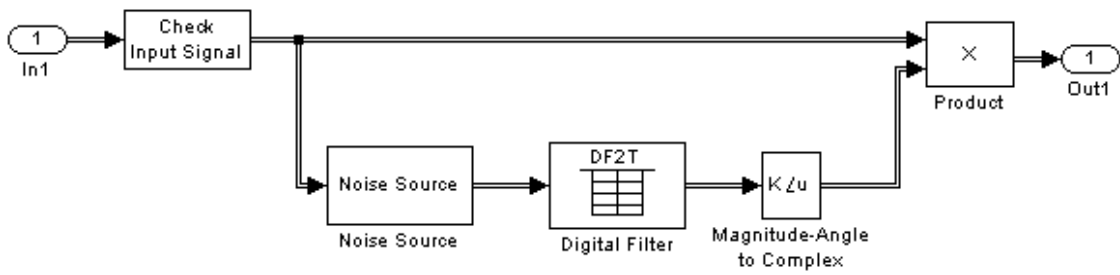


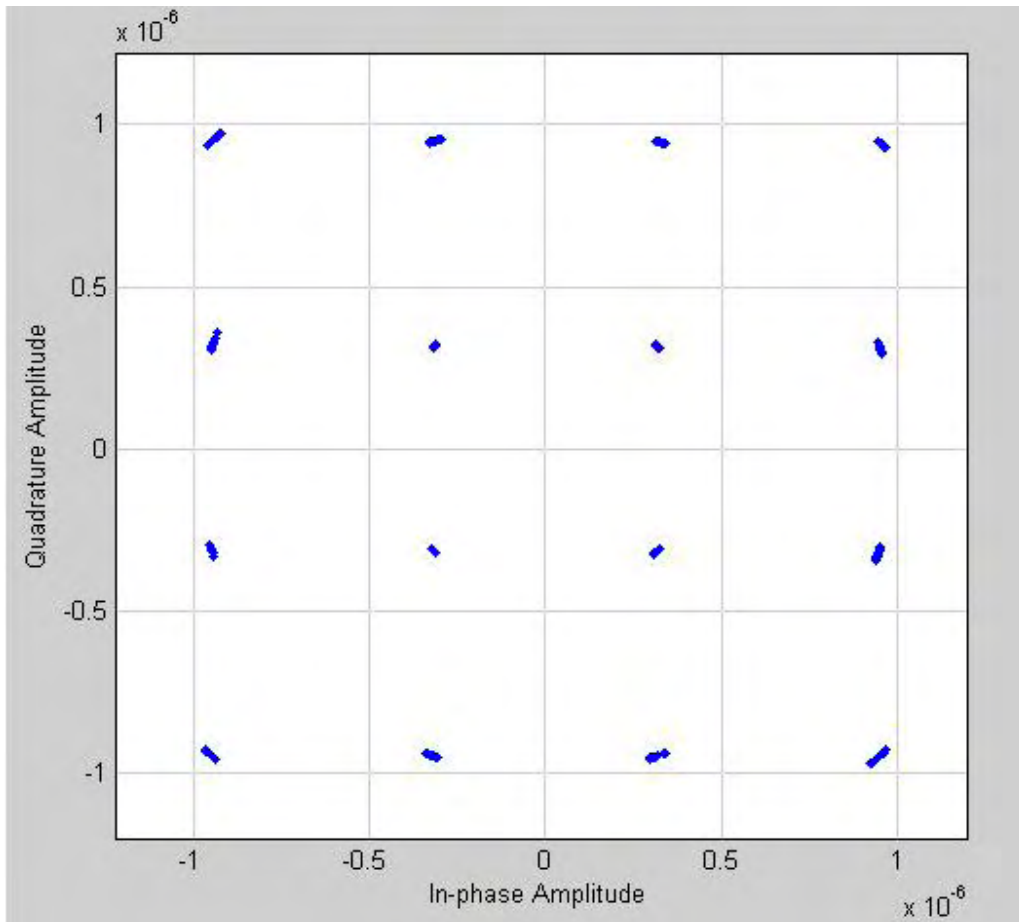
Modulator Input	Gray-Coded Ordering	Modulator Output
000	0	$\exp(0)$
001	1	$\exp(j\pi/4)$
010	3	$\exp(j3\pi/4)$
011	2	$\exp(j\pi/2) = \exp(j2\pi/4)$
100	7	$\exp(j7\pi/4)$
101	6	$\exp(j3\pi/2) = \exp(j6\pi/4)$
110	4	$\exp(j\pi) = \exp(j4\pi/4)$
111	5	$\exp(j5\pi/4)$

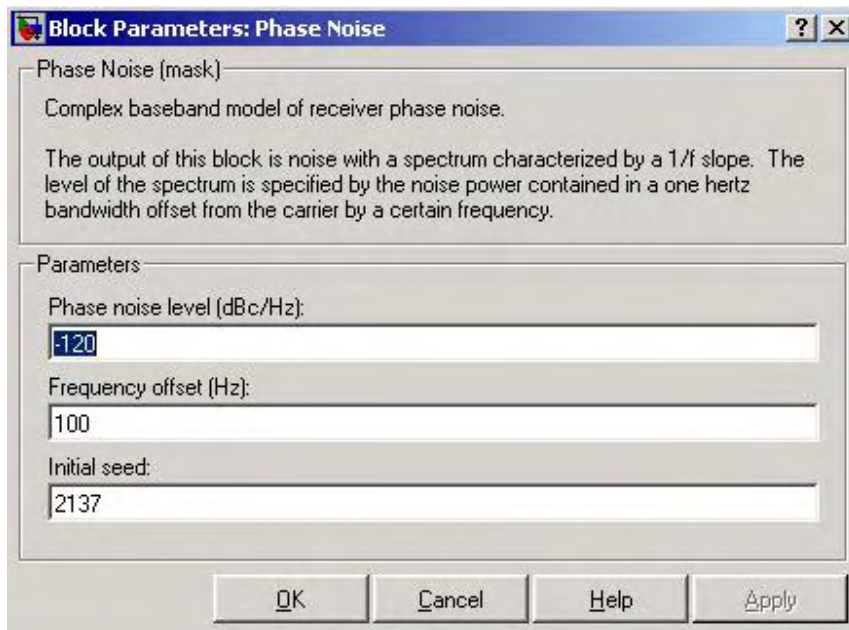
Modulator Output	Modulator Input
$\exp(0)$	000
$\exp(j\pi/4)$	001
$\exp(j\pi/2) = \exp(j2\pi/4)$	011
$\exp(j3\pi/4)$	010
$\exp(j\pi) = \exp(j4\pi/4)$	110
$\exp(j5\pi/4)$	111
$\exp(j3\pi/2) = \exp(j6\pi/4)$	101
$\exp(j7\pi/4)$	100











Block Parameters: Input Port

Input Port

Connection block from Simulink to RF Blockset physical blocks.

The RF Blockset physical blocks use a baseband-equivalent modeling technique. The bandwidth modeled is $1/(\text{Sample time})$, centered on the specified Center frequency. The Center frequency corresponds to 0 Hz in the baseband-equivalent model. Finite impulse response (FIR) filters are used to model the frequency dependent characteristics and look-up tables are used to model the nonlinear behaviors of RF Blockset physical blocks between this block and the Output Port block.

Parameters

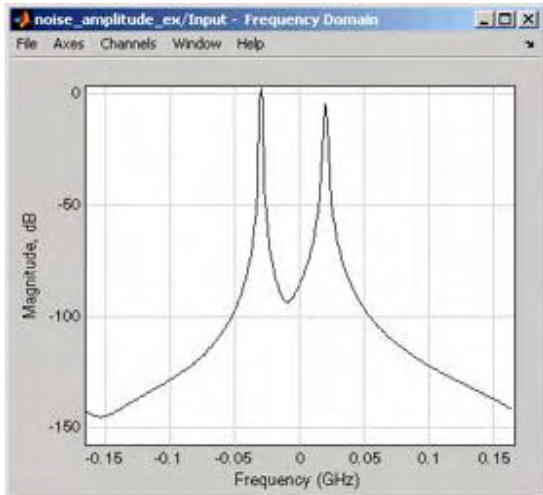
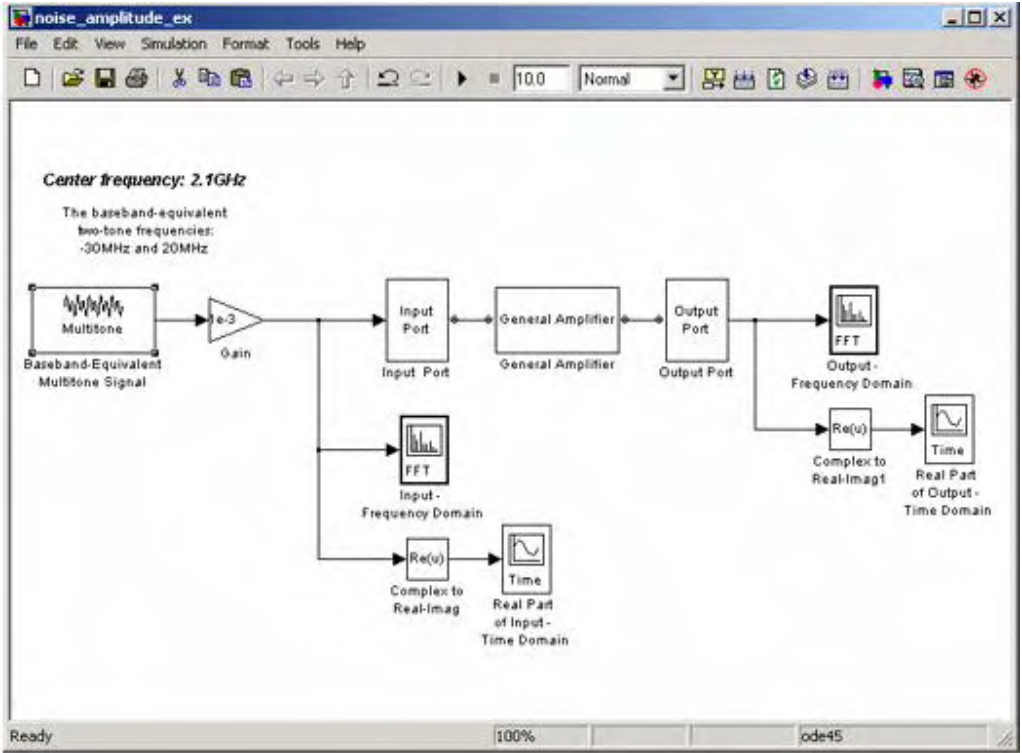
Finite impulse response filter length:	128
Center frequency (Hz):	2e9
Sample time (s):	1e-7
Source impedance:	50

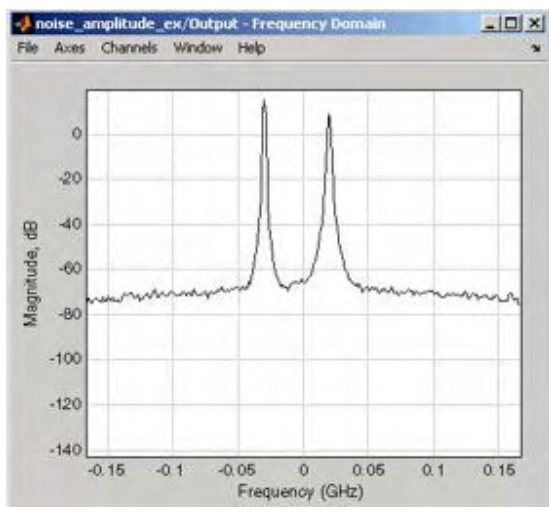
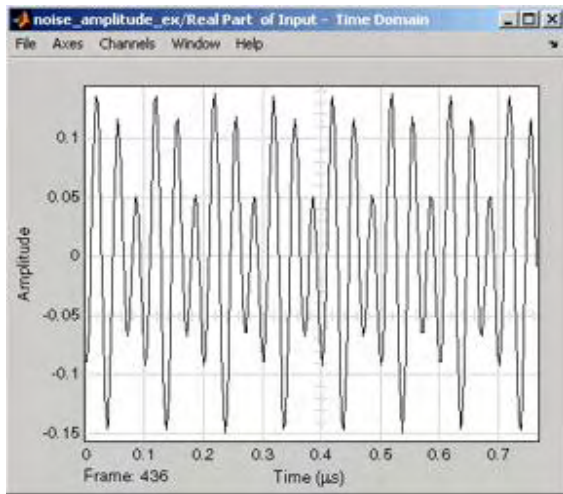
Add noise

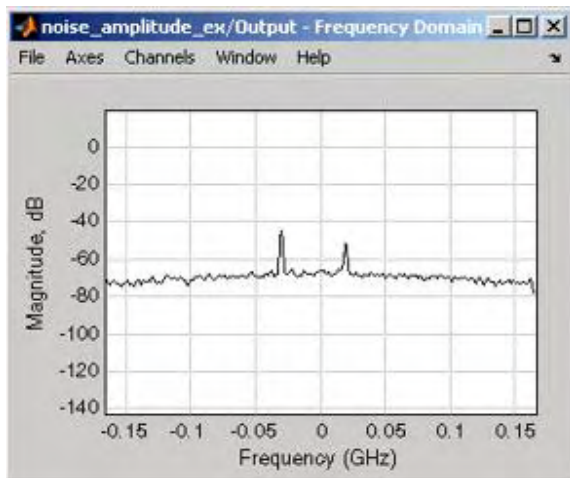
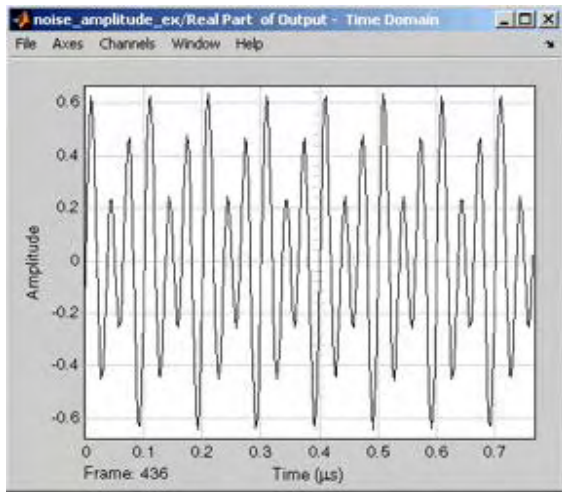
Initial seed: 67987

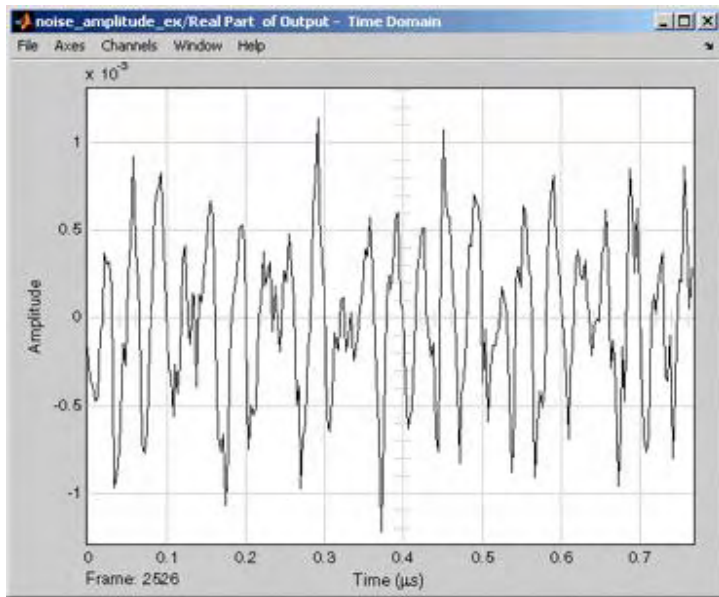
OK Cancel Help Apply

Select this check box to take the noise data in the physical blocks into account. This check box is selected by default.

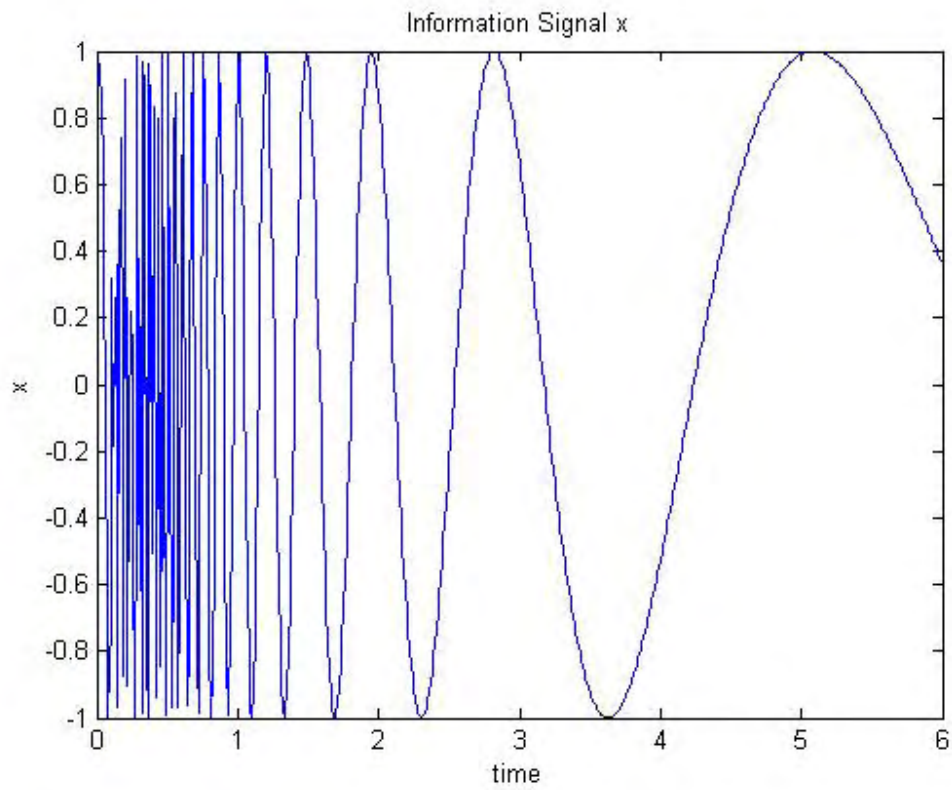




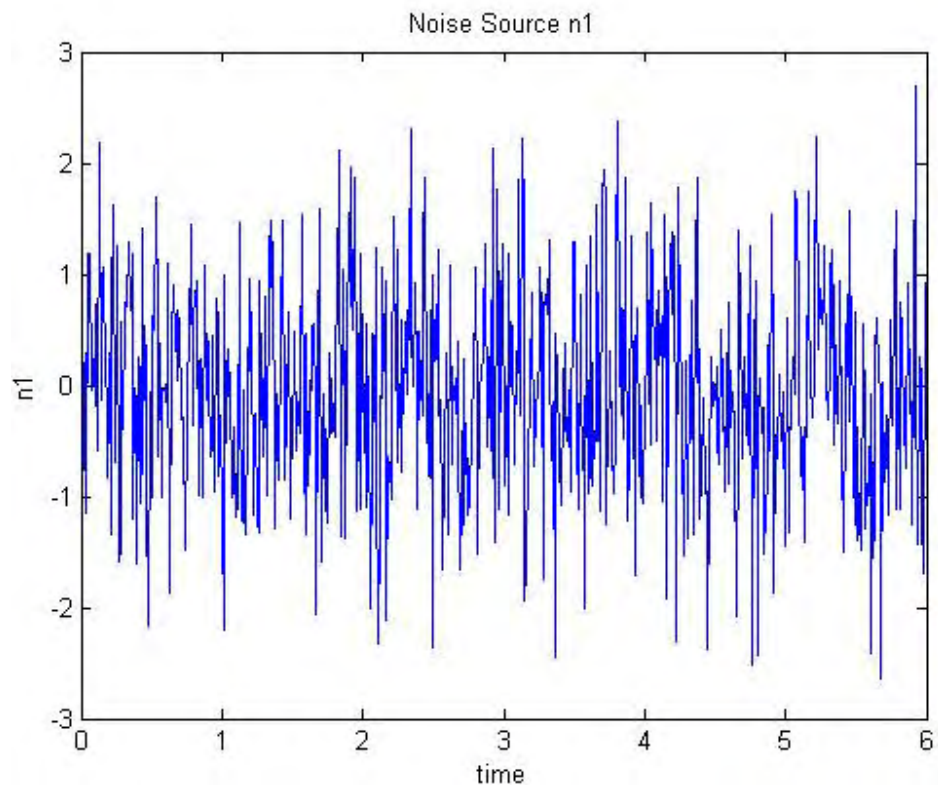




```
time = (0:0.01:6)';  
x = sin(40./(time+0.01));  
plot(time, x)  
title('Information Signal x')  
xlabel('time')  
ylabel('x')
```

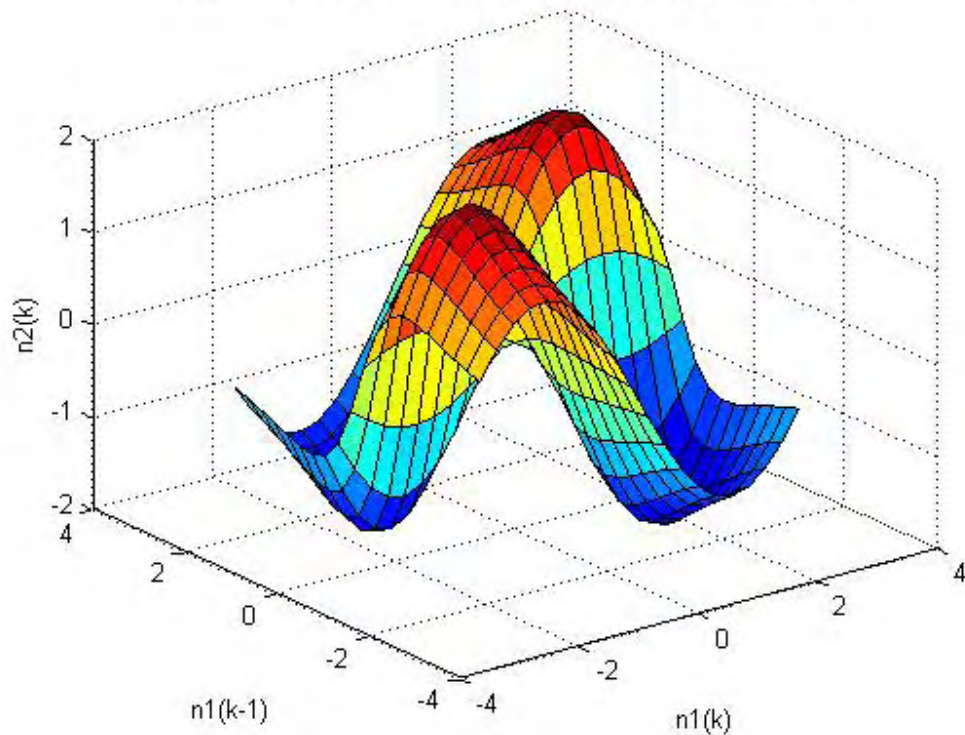


```
n1 = randn(size(time));  
plot(time, n1)  
title('Noise Source n1')  
xlabel('time')  
ylabel('n1')
```



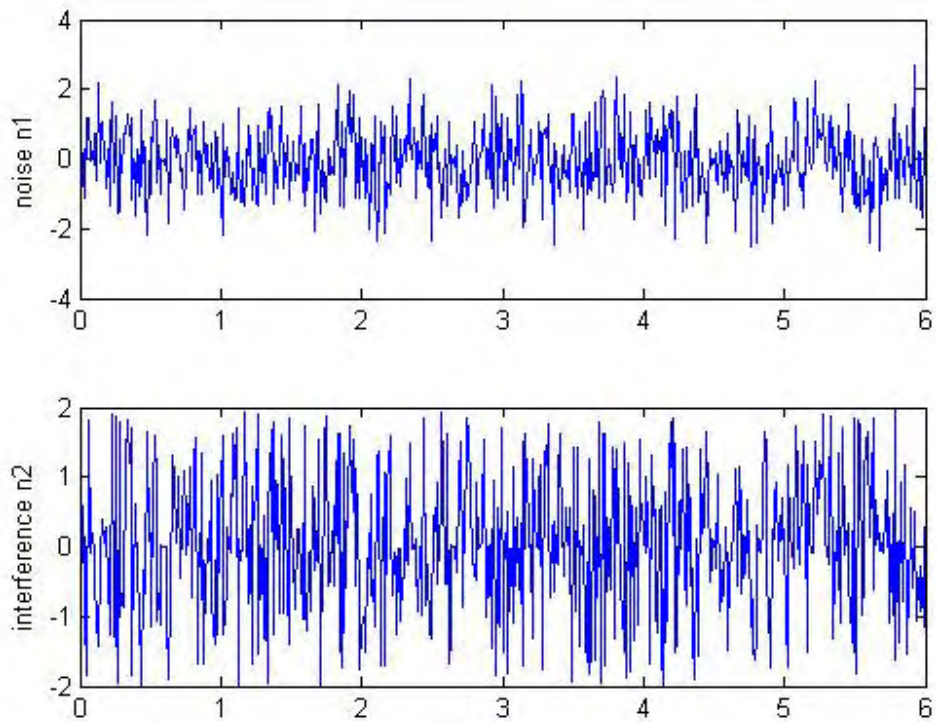
```
domain = linspace(min(n1), max(n1), 20);  
[xx, yy] = meshgrid(domain, domain);  
zz = 4*sin(xx).*yy./(1+yy.^2);  
  
surf(xx, yy, zz);  
xlabel('n1(k)');  
ylabel('n1(k-1)');  
zlabel('n2(k)');  
title('Unknown Channel Characteristics That Generate Interference');
```

Unknown Channel Characteristics That Generate Interference

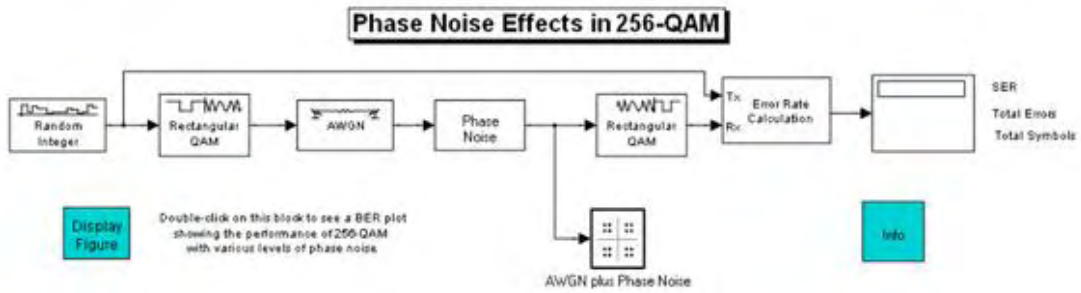
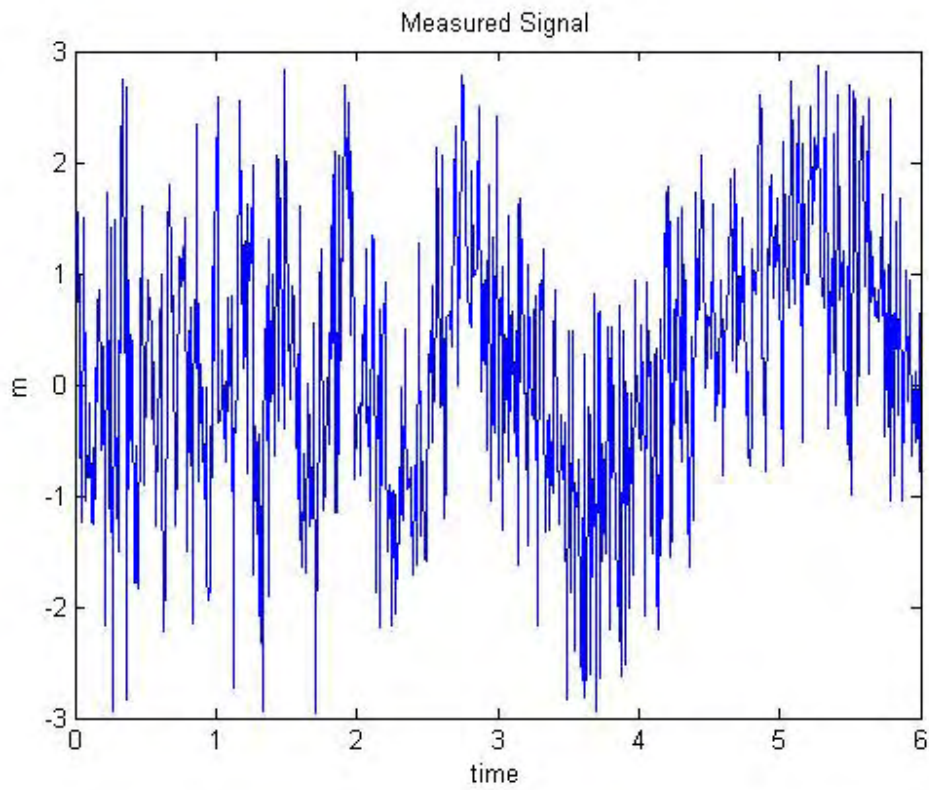


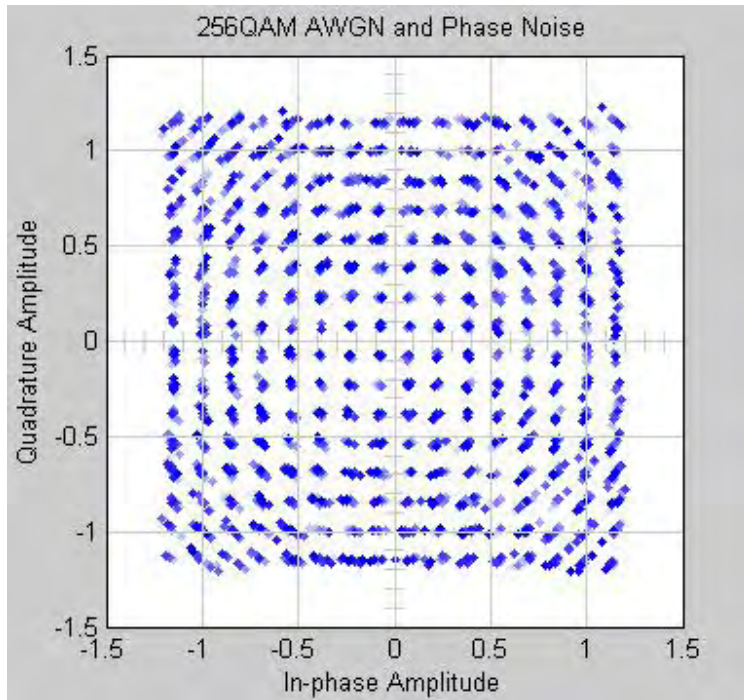
```
n1d0 = n1; % n1 delay 0
n1d1 = [0; n1d0(1:length(n1d0)-1)]; % n1 delay 1
n2 = 4*sin(n1d0).*n1d1./(1+n1d1.^2); % interference

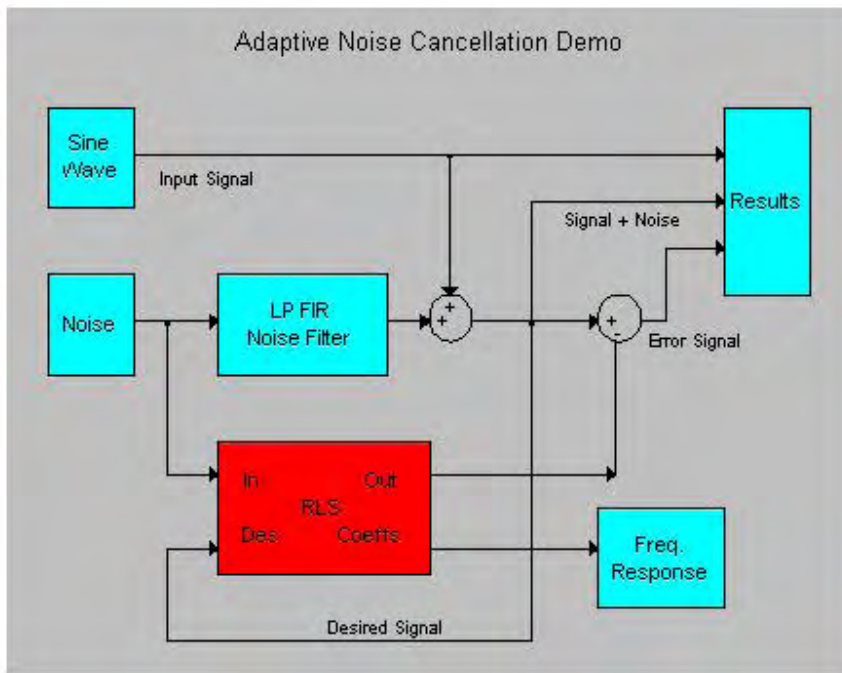
subplot(2,1,1)
plot(time, n1);
ylabel('noise n1');
subplot(2,1,2)
plot(time, n2);
ylabel('interference n2');
```

```
m = x + n2;           % measured signal
subplot(1,1,1)
plot(time, m)
title('Measured Signal')
xlabel('time')
ylabel('m')
```



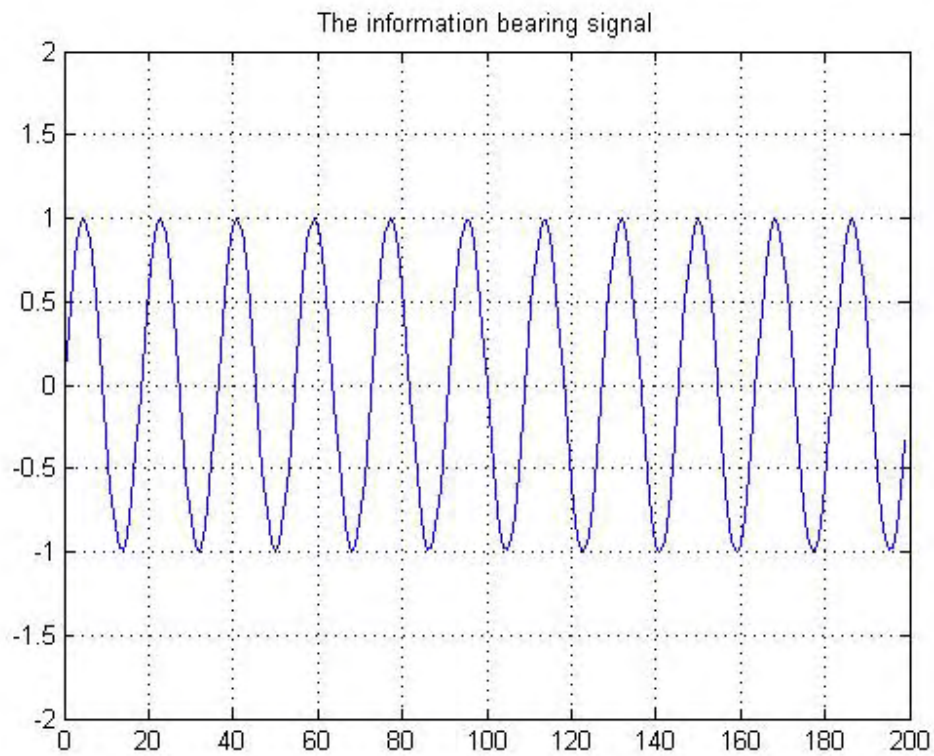




```

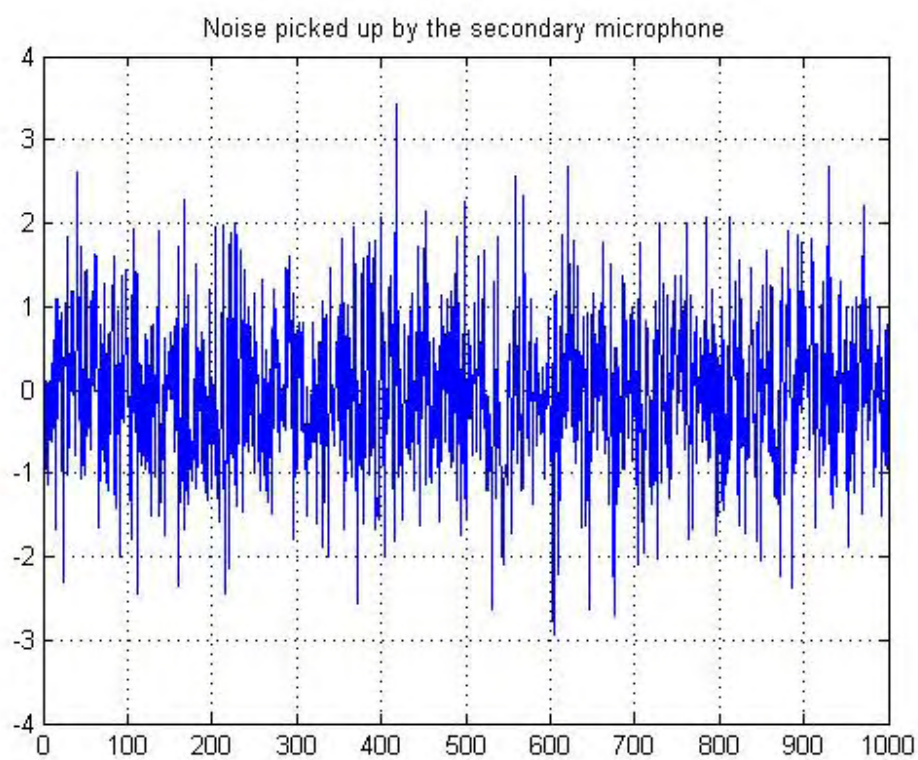
signal = sin(2*pi*0.055*(0:1000-1)');

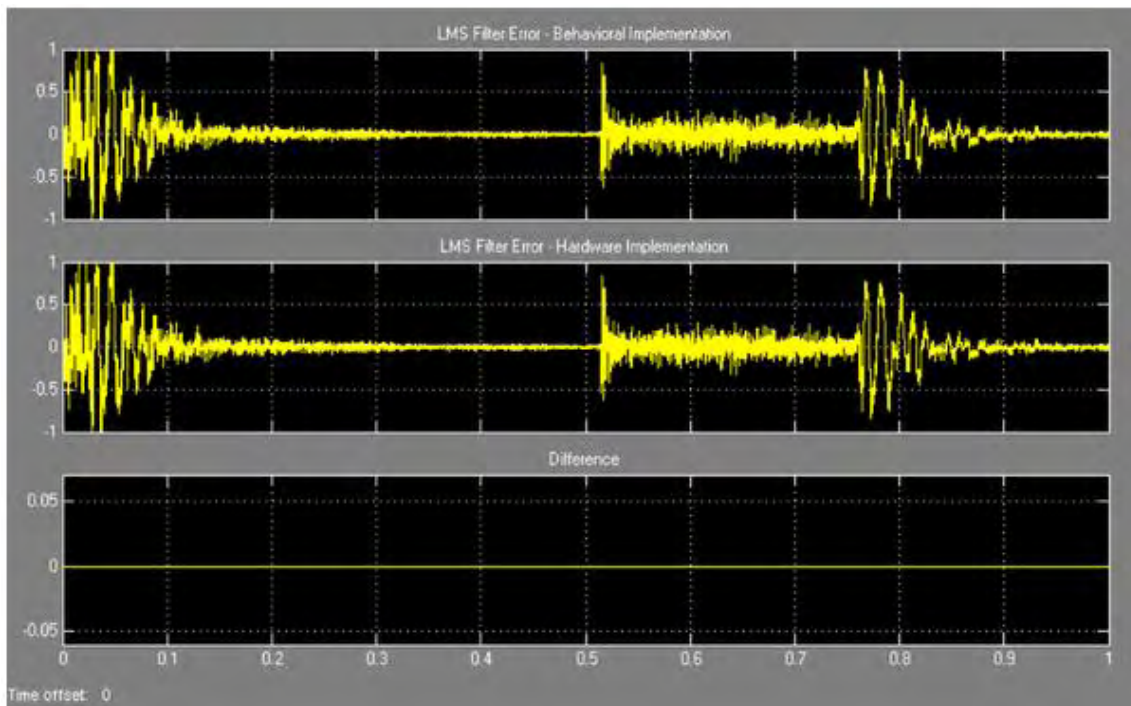
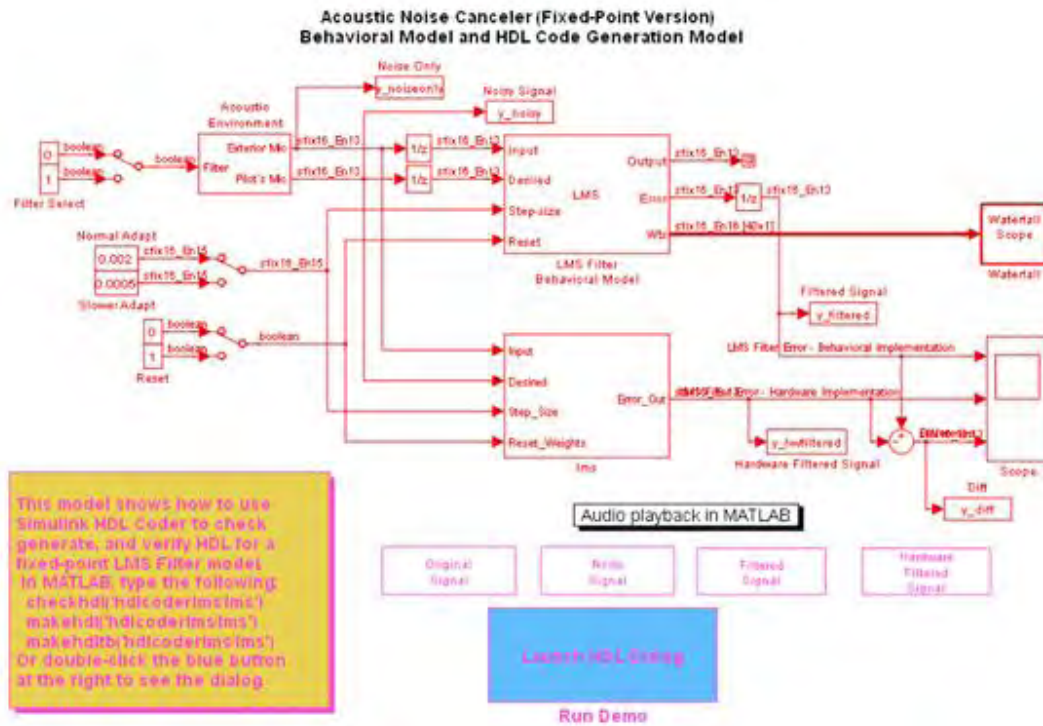
plot(0:199,signal(1:200));
grid; axis([0 200 -2 2]);
title('The information bearing signal');
  
```

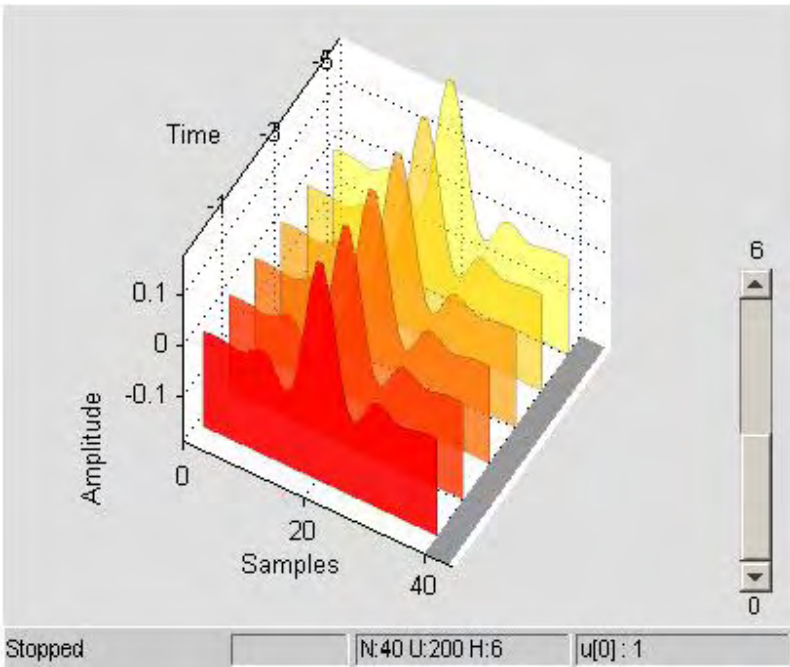


```
nvar = 1.0; % Noise variance
noise = randn(1000,1)*nvar; % White noise

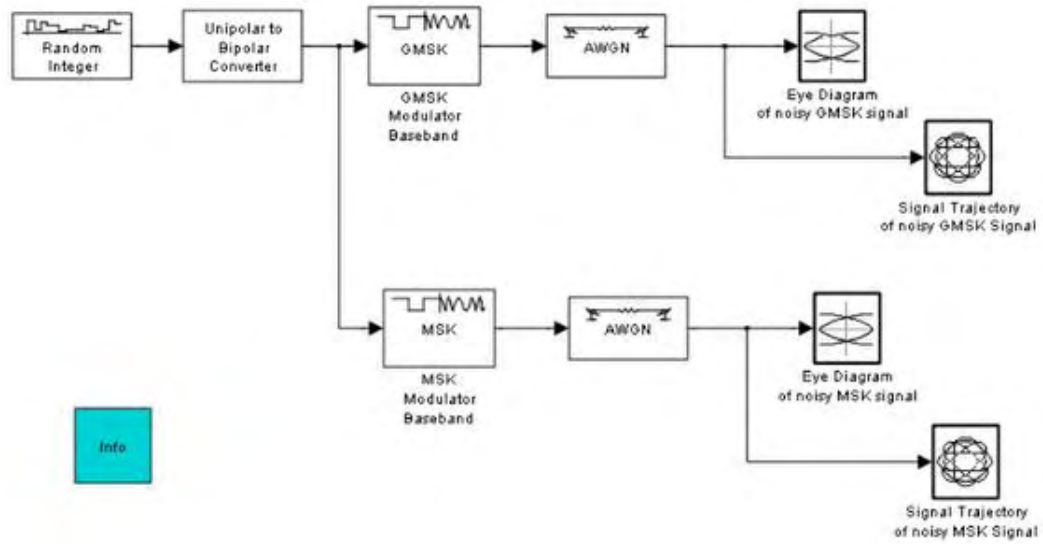
plot(0:999,noise);
title('Noise picked up by the secondary microphone');
grid; axis([0 1000 -4 4]);
```

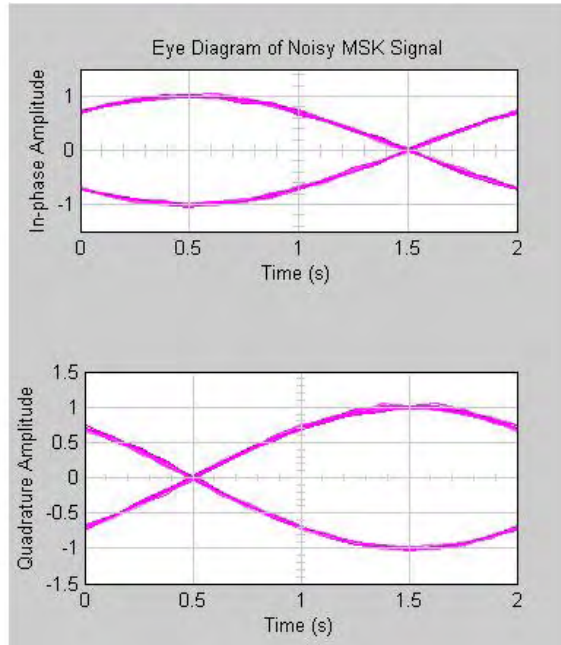
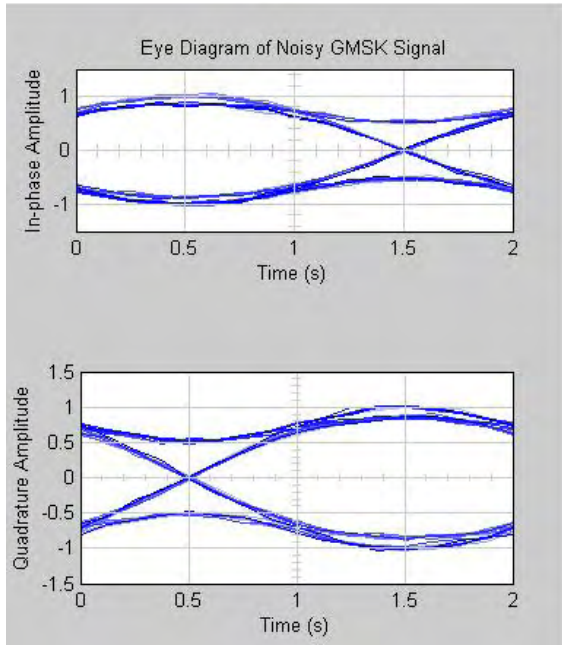




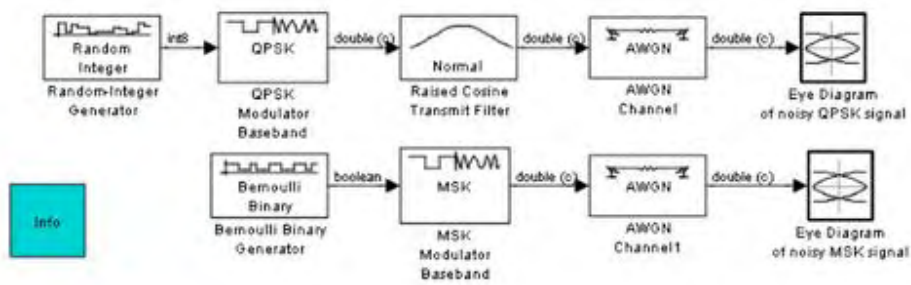


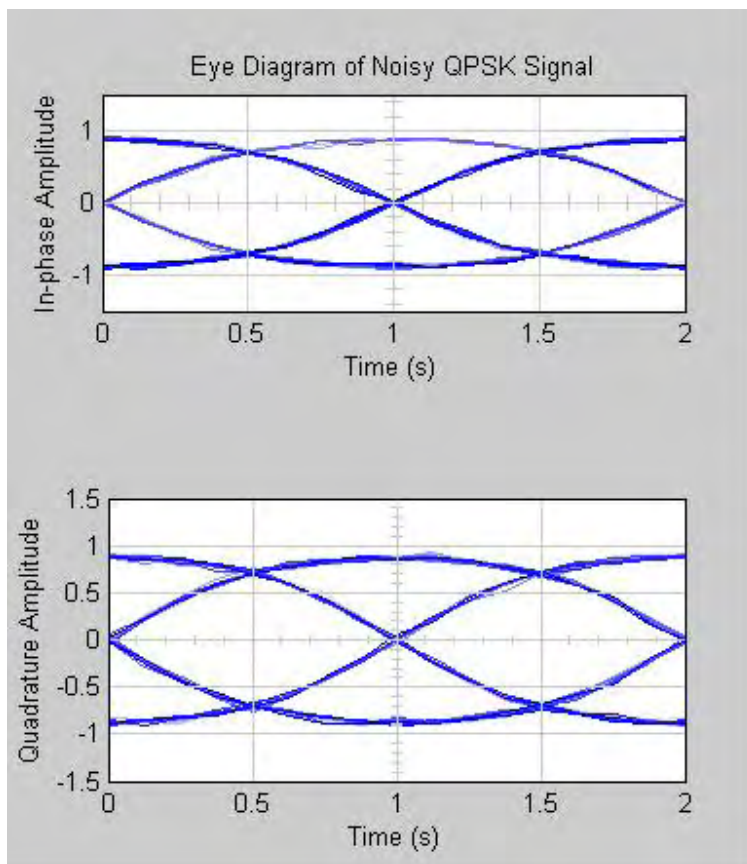
GMSK vs. MSK

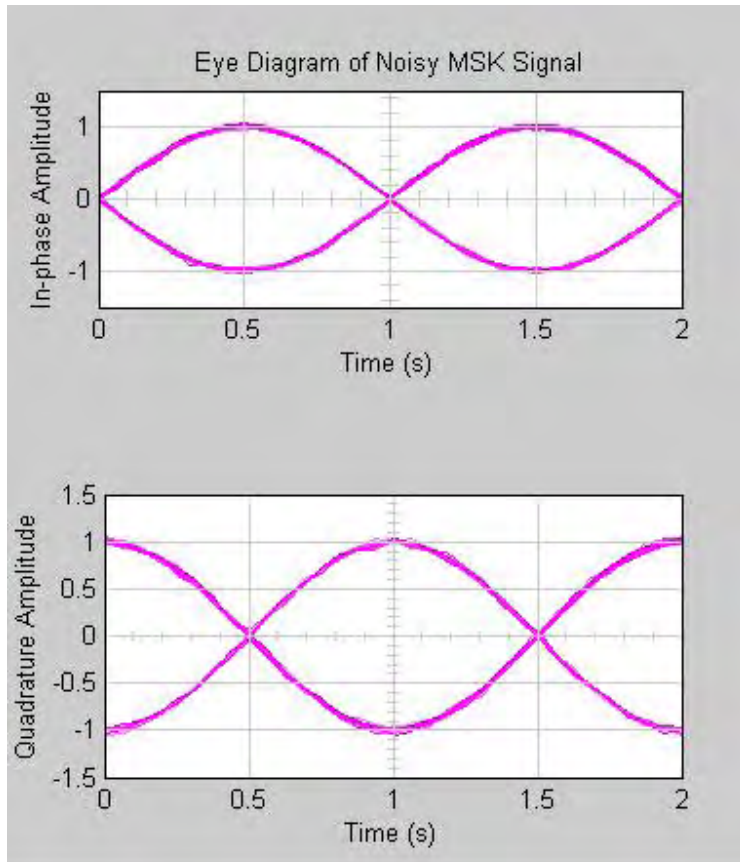




Filtered QPSK vs. MSK







1. Hwei P. Hsu, , , 2002
2. . μ , μ , , 1979
3. , , 2004
4. Taub / Schilling, μ , , 1998
5. Andy Bateman, , μ , , 2000
6. Jack Smith, Modern Communication Circuits, Mc Graw Hill, 1986
7. B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice Hall, 1998
8. J. Everand, Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators, John Wiley & Sons Ltd, 2001
9. W. Alan Davis, K. Agarwal, Radio – Frequency Circuit Design, John Wiley & Sons Inc, 2001
10. Taub / Schilling, μ , , 2006

