



ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΠΕΛΟΠΟΝΝΗΣΟΥ

ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ Τ.Ε.

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ ΔΙΑΤΑΞΗΣ
ΑΣΥΡΜΑΤΗΣ ΥΠΟΒΡΥΧΙΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Του

ΠΑΝΤΟΠΟΥΛΟΥ Α. ΗΡΑΚΛΗ

A.M. 2012207

Επιβλέπων Καθηγητής: Ιωάννης Α. Πικραμμένος, Δρ. Μηχ. ΕΜΠ

Σπάρτη, 15 Σεπτεμβρίου 2016

ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ
ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ
Ι Δ Ρ Υ Μ Α



ΠΕΛΟΠΟΝΝΗΣΟΥ

ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΠΕΛΟΠΟΝΝΗΣΟΥ

ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ Τ.Ε.

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ ΔΙΑΤΑΞΗΣ
ΑΣΥΡΜΑΤΗΣ ΥΠΟΒΡΥΧΙΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Του

ΠΑΝΤΟΠΟΥΛΟΥ Α. ΗΡΑΚΛΗ

A.M. 2012207

Επιβλέπων Καθηγητής: Ιωάννης Α. Πικραμμένος, Δρ. Μηχ. ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή επιτροπή την 15 Σεπτεμβρίου 2016

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

.....
ΙΩΑΝΝΗΣ
ΠΙΚΡΑΜΜΕΝΟΣ

.....
ΔΙΟΝΥΣΙΟΣ
ΜΑΡΓΑΡΗΣ

.....
ΓΕΩΡΓΙΟΣ
ΝΟΚΑΣ



ΔΗΛΩΣΗ ΜΗ ΛΟΓΟΚΛΟΠΗΣ ΚΑΙ ΑΝΑΛΗΨΗΣ ΠΡΟΣΩΠΙΚΗΣ ΕΥΘΥΝΗΣ

Με πλήρη επίγνωση των συνεπειών του νόμου περί πνευματικών δικαιωμάτων, δηλώνω ενυπογράφως ότι είμαι αποκλειστικός συγγραφέας της παρούσας Πτυχιακής Εργασίας, για την ολοκλήρωση της οποίας κάθε βοήθεια είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται λεπτομερώς στην εργασία αυτή. Έχω αναφέρει πλήρως και με σαφείς αναφορές, όλες τις πηγές χρήσης δεδομένων, απόψεων, θέσεων και προτάσεων, ιδεών και λεκτικών αναφορών, είτε κατά κυριολεξία είτε βάση επιστημονικής παράφρασης. Αναλαμβάνω την προσωπική και ατομική ευθύνη ότι σε περίπτωση αποτυχίας στην υλοποίηση των ανωτέρω δηλωθέντων στοιχείων, είμαι υπόλογος έναντι λογοκλοπής, γεγονός που σημαίνει αποτυχία στην Πτυχιακή μου Εργασία και κατά συνέπεια αποτυχία απόκτησης του Τίτλου Σπουδών, πέραν των λοιπών συνεπειών του νόμου περί πνευματικών δικαιωμάτων. Δηλώνω, συνεπώς, ότι αυτή η Πτυχιακή Εργασία προετοιμάστηκε και ολοκληρώθηκε από εμένα προσωπικά και αποκλειστικά και ότι, αναλαμβάνω πλήρως όλες τις συνέπειες του νόμου στην περίπτωση κατά την οποία αποδειχθεί, διαχρονικά, ότι η εργασία αυτή ή τμήμα της δε μου ανήκει διότι είναι προϊόν λογοκλοπής άλλης πνευματικής ιδιοκτησίας.

Όνομα και Επώνυμο Συγγραφέα (Με Κεφαλαία):

ΠΑΝΤΟΠΟΥΛΟΣ ΗΡΑΚΛΗΣ

Υπογραφή (Ολογράφως, χωρίς μονογραφή):

Ημερομηνία (Ημέρα – Μήνας – Έτος):

15 Σεπτεμβρίου 2016

Στον καθηγητή μου και στους γονείς μου,

Ευχαριστίες

Θα ήθελα καταρχήν να ευχαριστήσω τον καθηγητή μου κ. Ιωάννης Α. Πικραμμένο, Δρ. Μηχ. ΕΜΠ για την επίβλεψη της πτυχιακής μου εργασίας και για την ευκαιρία που μου έδωσε να την εκπονήσω. Επίσης τον ευχαριστώ ιδιαίτερα για την καθοδήγηση του και την εξαιρετική συνεργασία που είχαμε. Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω τους γονείς μου για την καθοδήγηση και την ηθική συμπαράσταση που μου προσέφεραν.

Σπάρτη, 15 Σεπτεμβρίου 2016

Ηρακλής Α. Παντόπουλος

Περίληψη

Η ακόλουθη πτυχιακή εργασία αναφέρεται στην παρουσίαση του θεωρητικού υποβάθρου αναφορικά με την διάδοση Η/Μ στο νερό. Επίσης γίνεται αξιολόγηση πειραματικών διαδικασιών βάση της βιβλιογραφίας. Τέλος πραγματοποιείται σχεδίαση πρότυπου συστήματος διαμόρφωσης Η/Μ σήματος προς διάδοση στο θαλάσσιο κανάλι.

Λέξεις κλειδιά

Διάδοση, Η/Μ, διάταξη, απόδοση, μικροελεγκτής, σήμα, κεραία, διαμόρφωση, αποδιαμόρφωση, συχνότητα, επικοινωνία.

Summary

The following thesis refers to the presentation of the theoretical infrastructure concerning the propagation of E/M in the water. There is also an assessment of experimental procedures based on bibliography. Lastly there is the designing of a prototype system of E/M signal configuration towards its propagation in the sea channel.

Keywords

Propagation, E/M, configuration, performance, microcontroller, signal, antenna, modulation, demodulation, frequency, communication.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

1	Εισαγωγή.....	1
1.1	Ιστορική αναδρομή.....	1
1.2	Φαινόμενο Μέσης Απόστασης.....	2
2	Θεωρητικό Υπόβαθρο.....	4
2.1	Διάδοση Η/Μ σήματος σε θαλάσσιο περιβάλλον.....	4
2.1.1	Κυματική εξίσωση.....	4
2.1.2	Εφαπτομένη διηλεκτρικών απωλειών.....	7
2.1.3	Επιδερμικό Βάθος.....	8
2.2	Ισολογισμός ασύρματης ζεύξης.....	10
2.2.1	Υπολογίζοντας τις απώλειες μεταξύ δύο σημείων.....	10
2.2.2	Θερμικός θόρυβος.....	11
2.2.3	Λόγος σήματος προς θόρυβο.....	11
2.3	Ψηφιακές επικοινωνίες.....	13
2.3.1	Θόρυβος καναλιού.....	13
2.3.2	Διαμόρφωση και μετάδοση σήματος.....	15
2.3.3	Ρυθμός σφάλματος ψηφίου.....	18
2.3.4	Κωδικοποίηση.....	20
2.3.5	Δειγματοληψία.....	22
2.3.6	Χωρητικότητα καναλιού.....	23
3	Πειραματική Διάταξη.....	24

3.1	Εισαγωγή στη πειραματική διάταξη.....	24
3.2	Πομπός	25
3.3	Παροχή ισχύος	27
3.4	Δέκτης	27
3.5	Υποβρύχια κεραία	30
3.6	Πειραματική ακολουθία.....	32
3.7	Αποκωδικοποιητής BPSK	34
4	<i>Μετρήσεις και αποτελέσματα</i>	37
4.1	Διεξαγωγή πειράματος	37
4.2	Αποκωδικοποίηση μετρήσεων	39
4.3	Αξιολόγηση αποτελεσμάτων	40
4.4	Σύγκριση αποτελεσμάτων	40
4.5	Αξιολόγηση χωρητικότητας καναλιού	43
4.6	Αξιολόγηση του μέσου ακτινοβολίας	44
5	Υλοποίηση πομποδέκτη με FSK.....	46
5.1	Παράρτημα – Ο κώδικας	52
	5.1.1 Δημιουργία ψηφιακού σήματος	52
	5.1.2 Διαμόρφωση	54
	5.1.3 Αποστολή.....	56
	5.1.4 Αποδιαμόρφωση	57
6	Συμπεράσματα	59
7	Βιβλιογραφία	61

8	Συντομογραφίες	62
---	----------------------	----

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ

Διάγραμμα 1	Διάδοση ηλεκτρομαγνητικών σημάτων σε θαλασσινό νερό.....	2
Διάγραμμα 2	Απόσβεση Η/Μ σήματος σε εναλλακτικά μέσα.....	7
Διάγραμμα 3	Διηλεκτρικές απώλειες ($\tan(\delta)$) σε διαφορετικά σ	8
Διάγραμμα 4	Επιδερμικό βάθος	9
Διάγραμμα 5	Σύνθεση σήματος με θόρυβο σε λευκό κανάλι (AWGN).....	14
Διάγραμμα 6	Δειγματοληψία μετάπτωσης φάσης.....	16
Διάγραμμα 7	Μετάπτωση φάσης	16
Διάγραμμα 8	Μετάπτωση συχνότητας	18
Διάγραμμα 9	Πιθανότητα σφάλματος σε σχέση με ενέργεια ψηφίου προς θόρυβο...20	
Διάγραμμα 10	Πειραματική διάταξη	25
Διάγραμμα 11	Τεχνικά χαρακτηριστικά ομοαξονικού καλωδίου.....	27
Διάγραμμα 12	Κατηγορίες και χαρακτηριστικά ομοαξονικών καλωδίων	28
Διάγραμμα 13	Καταγεγραμμένο σήμα BPSK	30
Διάγραμμα 14	Διάγραμμα και λοβός ακτινοβολίας κεραίας.....	31
Διάγραμμα 15	Δειγματοληψία σημάτων διαφορετικών ρυθμών μετάδοσης.....	33
Διάγραμμα 16	Αποδιαμόρφωση BPSK σήματος με ηχητικό φέροντα	35
Διάγραμμα 17	Πειραματική διάταξη	37
Διάγραμμα 18	Πειραματικά αποτελέσματα.....	38
Διάγραμμα 19	Λαμβανόμενο σήμα BPSK.....	39
Διάγραμμα 20	Παράθεση πειραματικών και θεωρητικών αποτελεσμάτων	42
Διάγραμμα 21	Κυκλική πόλωση διαδιδόμενου ηλεκτρικού και μαγνητικού σήματος από συστοιχία διπόλου με βροχοκεραία.....	45
Διάγραμμα 22	Ψηφιακό και διαμορφωμένο αναλογικό σήμα πακέτου.....	47
Διάγραμμα 23	Επιλεκτική επίδραση σε σήματα διακριτών τόνων	49
Διάγραμμα 24	Αποδιαμόρφωση απομειούμενου σήματος με άσσους στα υψηλά 50	

Διάγραμμα 25	Αποδιαμόρφωση απομειούμενου σήματος με μηδενικά στα υψηλά.....	50
---------------------	---	----

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 1	Σύγκριση των τιμών Re για διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης....	30
Πίνακας 2	Αποτελέσματα αποκωδικοποίησης.....	50
Πίνακας 3	Χαρακτηριστικά ζεύξης.....	52
Πίνακας 4	Απόσβεση σήματος.....	55

1 Εισαγωγή

Οι υποβρύχιες επικοινωνίες βρίσκουν σήμερα ιδιαίτερα πεδία εφαρμογής. Κυρίαρχος τομέας εφαρμογής τους είναι οι επικοινωνίες υποβρυχίων.

1.1 Ιστορική αναδρομή

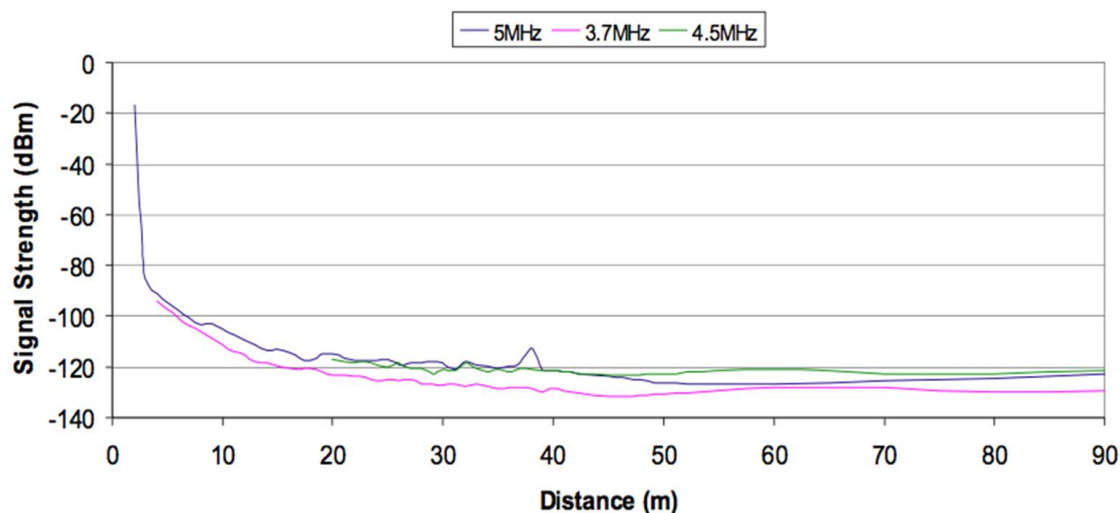
Η έρευνα στην θεματική περιοχή των υποβρυχίων επικοινωνιών ξεκίνησε παράλληλα με την εισαγωγή των υποβρυχίων στη ζωή μας. Ένα τραγικό γεγονός ήταν η αιτία της ανάδειξης της ανάγκης επικοινωνίας με τη στεριά, το γεγονός της βύθισης του 1^{ου} υποβρυχίου κατά τη διάρκεια του εμφυλίου πολέμου των ΗΠΑ στο παρθενικό του ταξίδι. Στις απαρχές του αιώνα μας εισήχθησαν συστήματα επικοινωνίας μεταξύ στεριάς και υποβρυχίων χρησιμοποιώντας την μπάντα των VLF. Ακριβώς λόγω της ιδιότητας των VLF κυμάτων να διεισδύουν στη θάλασσα κατέστη δυνατή η μορφή αυτή επικοινωνίας. Αναλυτικά χαρακτηριστικά και ιδιότητες των επικοινωνιών αυτών περιγράφονται στο άρθρο του More¹.

Αναλύοντας τα επικοινωνιακά χαρακτηριστικά στη ζώνη των KHz, MHz και GHz αναδείχθηκε ότι η δυνατότητα τους να μεταφέρουν πληροφορία περιορίζεται δραστικά σε μια περιοχή κοντά στην επιφάνεια της θάλασσας. Η περιοχή αυτή διαμορφώνεται, για παράδειγμα στα 5 MHz, σε μέγιστη απόσταση 5 μέτρων και σε βάθος 15 εκατοστών, ακολούθως του πειράματος των Siegel & King². Από το πείραμα αυτό αναδείχθηκε ότι το σήμα δεν διατηρείται υποβρύχια αλλά δύναται να διέρχεται και από την επιφάνεια, λόγω της μορφής και φύσης των κυμάτων.

¹ More, R. K. [1967], 'Radio communication in the sea', IEEE Spectrum 4, 42–51.

² Siegel, M. & King, R.W. P. [1973], 'Electromagnetic Propagation Between Antennas Submerged in the Ocean', IEEE Transactions on Antennas and Propagation 21, 507–513.

Νεότερα πειράματα διαμόρφωσαν την περιοχή διάδοσης σήματος τάξης MHz σε απόσταση 90 μέτρων^{3,4} αλλά ανέδειξαν ιδιομορφίες στην διάδοση του στο μέσο. Οι ιδιομορφίες αφορούν την ισχύ του σήματος στο μέσο και ειδικότερα τη διατήρηση σταθερής τιμής μετά από μια απότομη πτώση της στάθμης κατά 100dB, όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα.



Διάγραμμα 1 Διάδοση ηλεκτρομαγνητικών σημάτων σε θαλασσινό νερό

Προφανώς η συμπεριφορά αυτή δεν είναι η αναμενόμενη βάση της ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας. Το φαινόμενο αυτό ονομάστηκε μέσης απόστασης.

1.2 Φαινόμενο Μέσης Απόστασης

Η συμπεριφορά του θαλάσσιου μέσου δεν μπορεί να εξηγηθεί με χρήση της ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας. Αυτό διότι δεν μπορεί να δικαιολογηθεί η

³ Al-Shamma'a, A., Shaw, A. & Saman, S. [2004], 'Propagation of electromagnetic waves at MHz frequencies through seawater', *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 52(11), 2843 – 2849.

⁴ Lucas, J. & Yip, C. K. [2007], 'A determination of the propagation of electromagnetic waves through seawater', *Underwater Technology: The International Journal of the Society for Underwater* 27(1), 1–9.

διατήρηση της ισχύος του σήματος σε σταθερά επίπεδα ανεξάρτητα από την απόσταση που διανύει. Παρόλα αυτά, ούτε η περιοχή διάδοσης είναι δεδομένη μιας και έχουν μετρηθεί τιμές από 5 έως και 450⁵ μέτρα με βασικότερο ερώτημα αν η διάδοση είναι αποκλειστικά θαλάσσια ή ακολουθεί τη διαδρομή θάλασσα-αέρας-θάλασσα. Ακόμη και σήμερα δεν έχει διατυπωθεί ικανοποιητική εξήγηση για το φαινόμενο αυτό, αν και έχουν γίνει προσπάθειες στο παρελθόν.

Σήμερα υπάρχουν εμπορικά διαθέσιμα προϊόντα τα οποία επιτυγχάνουν μετάδοση 156Kbps για απόσταση 5 μέτρων ή 100bps για απόσταση 50 μέτρων στην περιοχή των MHz.

⁵ Northrup Corporation [1966], 'Underwater radio communication', Wireless World 73, 80.

2 Θεωρητικό Υπόβαθρο

2.1 Διάδοση Η/Μ σήματος σε θαλάσσιο περιβάλλον

2.1.1 Κυματική εξίσωση

Η διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στο νερό είναι διαφορετική από ότι στον αέρα λόγω των διαφορετικών τιμών της ηλεκτρικής διαπερατότητας ϵ και αγωγιμότητας σ . Η κυματική εξίσωση του διαδιδόμενου στο θαλάσσιο περιβάλλον σήματος εξάγεται από τις εξισώσεις του Maxwell και είναι ως ακολούθως:

$$\nabla^2 \vec{E} + k_0^2 \cdot \epsilon_r \cdot \mu_r \cdot \vec{E} = 0 \frac{V}{m} \quad (2.1)$$

Όπου $\vec{E} = |\vec{E}| \cdot e^{j\omega t} \cdot d\vec{r}$, r ο άξονας διάδοσης, και k_0 ο κυματαριθμός. Οι τιμές σχετικής ηλεκτρικής διαπερατότητας ϵ_r και σχετικής μαγνητικής διαπερατότητας μ_r διαμορφώνονται ανάλογα με το μέσο. Για την μαγνητική διαπερατότητα του θαλάσσιου περιβάλλοντος διάδοσης μ_r ισχύει ότι είναι ανάλογη με αυτή του αέρα και ισούται με 1. Η ηλεκτρική διαπερατότητα του θαλάσσιου περιβάλλοντος διαφοροποιείται ανάλογα με τις συνθήκες, δηλαδή τη θερμοκρασία του περιβάλλοντος, την αλμυρότητα/αγωγιμότητα του θαλασσινού νερού και την συχνότητα του σήματος. Μπορούμε να προσεγγίσουμε την τιμή της ηλεκτρικής διαπερατότητας στο θαλασσινό νερό ως ακολούθως⁶:

$$\epsilon_r = \epsilon' + j \cdot \epsilon'' = 72 + j39 \quad (2.2)$$

⁶ Ellison, W., Balana, A., Delbos, G., Lamkaouchi, K., Eymard, L., Guillou, C. & Prigent, C. [1998], 'New permittivity measurements of seawater', Radio Science 22(3), 634-648.

Για να χρησιμοποιήσουμε την ηλεκτρική διαπερατότητα στις εξισώσεις θα πρέπει να είναι της μορφής $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$, όπου ε_0 η ηλεκτρική διαπερατότητα του κενού. Στις περιπτώσεις των μέσων χωρίς απώλειες, όπως ο αέρας ($\varepsilon_r = 1$), η τιμή της ε είναι πραγματική και η αγωγιμότητα σ μηδενική. Στο θαλάσσιο νερό όμως η τιμή της αγωγιμότητας σ είναι μη μηδενική και κατά συνέπεια η τιμή της ε διαμορφώνεται τόσο στο πραγματικό όσο και στο φανταστικό πεδίο. Οπότε:

$$\varepsilon = \varepsilon' + j \cdot \varepsilon'' = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 + j \frac{\sigma}{\omega} \left(\frac{F}{m} \right) \quad (2.3)$$

Είναι προφανές ότι η τιμή της αγωγιμότητας σ επηρεάζει δραστικά τη συμπεριφορά της ηλεκτρικής αγωγιμότητας σε ένα μέσο. Στην περίπτωση του νερού, η τιμή του σ κυμαίνεται μεταξύ του 0,02 για γλυκό νερό και 4 για αλμυρό νερό. Οι τιμές αυτές αφορούν τις ιδανικές καταστάσεις του νερού, είτε χωρίς καθόλου αλάτι είτε πλήρες άλατος και μετρήθηκαν στην ίδια εργασία που καθόρισε την προσέγγιση του ε_r .

Η παρατήρηση της διακύμανσης της τιμής της αγωγιμότητας στο νερό ανάλογα την υφή του θα μπορούσε να εξηγήσει τη διαφορετική συμπεριφορά του ασύρματου σήματος ανάλογα με το βάθος που μεταδίδεται. Για παράδειγμα, τα επιφανειακά νερά στη θάλασσα είναι συχνά αναμιγμένα με νερά ποταμών και λοιπών απορροών και άρα είναι περισσότερο γλυκά παρά αλμυρά. Λαμβάνοντας υπόψη το νόμο της ρευστοδυναμικής όπου μια ομοιογενής μάζα ρευστού τείνει να μην διαχέεται σε ξενιστή αλλά να διατηρεί την ομοιογένεια του, θα μπορούσαμε να πούμε ότι κοντά στην επιφάνεια της θάλασσας δημιουργείται μια ζώνη γλυκού νερού. Η ζώνη αυτή θα έχει αγωγιμότητα $0,02 < \sigma_{ζώνης} < 4$.

Τώρα μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τον κυματαριθμό k_0 για να μετασχηματίσουμε την κυματική εξίσωση. Ισχύει ότι:

$$k_0 = \omega \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \varepsilon_0} \quad (2.4)$$

όπου ω η κυκλική συχνότητα ($\omega = 2\pi/f$) και τότε:

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \cdot \varepsilon \cdot \mu \cdot \vec{E} = 0 \quad (2.5)$$

Η λύση στην παραπάνω εξίσωση [1] είναι η ακόλουθη:

$$\vec{E}(z) = \vec{x} \cdot \vec{E}_x(z) = \vec{x} \cdot E_{x0} \cdot e^{-\gamma z} \quad (2.6)$$

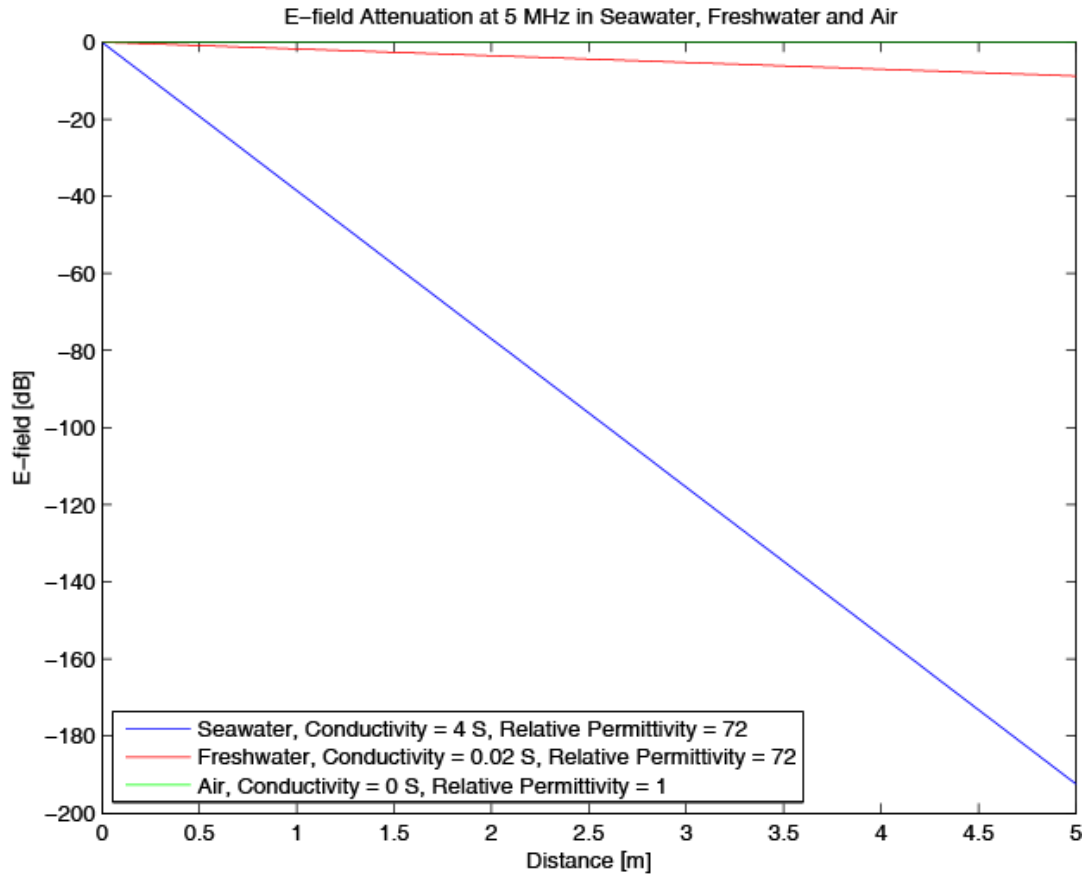
με γ τον συντελεστή απόσβεσης όπου $\gamma = \alpha + j \cdot \beta$ και

$$\alpha \text{ ο συντελεστής απόσβεσης: } \alpha = \omega \cdot \sqrt{\frac{\mu \varepsilon'}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}} \right) - 1} \quad (2.7)$$

$$\beta \text{ η σταθερά φάσης: } \beta = \omega \cdot \sqrt{\frac{\mu \varepsilon'}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}} \right) + 1} \quad (2.8)$$

Για την καλύτερη απεικόνιση της επίδρασης της αγωγιμότητας και διαπερατότητας στην κυματική εξίσωση παρατίθεται το ακόλουθο διάγραμμα. Στο διάγραμμα αυτό απεικονίζονται η απόσβεση της τιμής του ηλεκτρικού πεδίου E αναφορικά με το μέσο διάδοσης, στην περίπτωση μας ο αέρας, το γλυκό νερό και το θαλασσινό νερό, για συχνότητα 5MHz. Όπως παρατηρείται,

η απόσβεση του σήματος στον αέρα και στο γλυκό νερό είναι σχετικά μικρή αναλογικά με την απόσβεση στο θαλασσινό νερό.



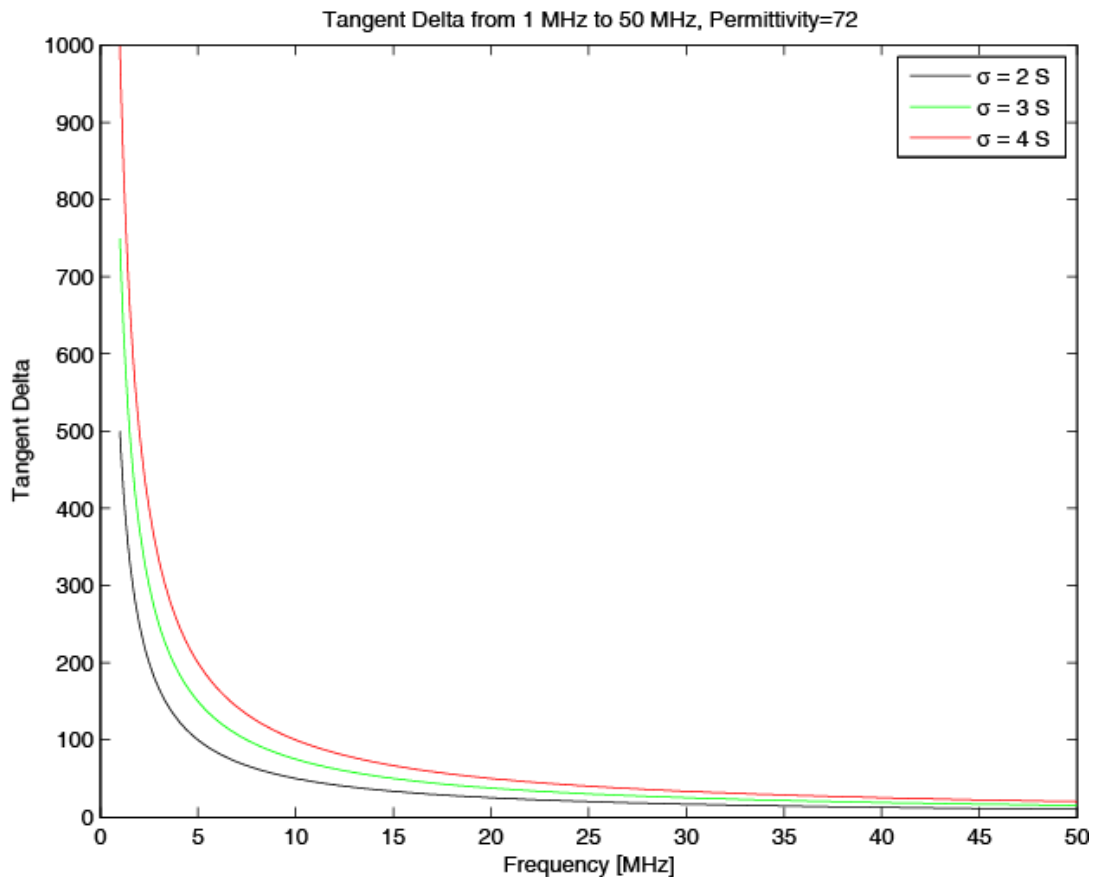
Διάγραμμα 2 Απόσβεση Η/Μ σήματος σε εναλλακτικά μέσα

2.1.2 Εφαπτομένη διηλεκτρικών απωλειών

Ο λόγος του πραγματικού προς το φανταστικό μέρος της ηλεκτρικής διαπερατότητας καλείται εφαπτομένη διηλεκτρικών απωλειών $\tan(\delta)$. Ορίζεται ως ακολούθως:

$$\tan(\delta) = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{\sigma}{\varepsilon_0 \varepsilon_r \omega} \quad (2.9)$$

Στους καλούς αγωγούς η τιμή της εφαπτομένης είναι μεγάλη ($\gg 100$) ενώ στους μονωτές πολύ μικρή ($\ll 0,01$) [1]. Στην περιοχή των 5MHz το θαλασσινό νερό μπορεί να θεωρηθεί καλός αγωγός μιας και η τιμή της εφαπτομένης είναι περίπου 200, όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



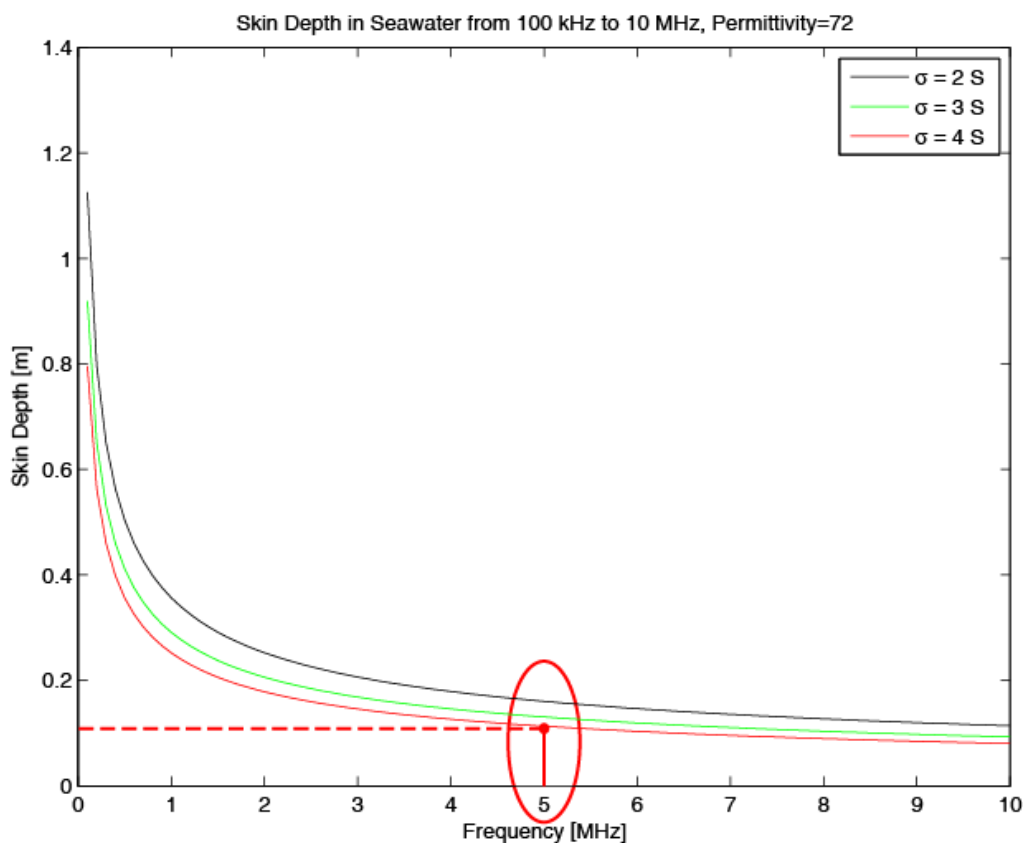
Διάγραμμα 3 Διηλεκτρικές απώλειες ($\tan(\delta)$) σε διαφορετικά σ

2.1.3 Επιδερμικό Βάθος

Ως επιδερμικό βάθος ορίζουμε την απόσταση στην οποία μπορεί να διεισδύσει ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα σε ένα αγωγίμο μέσο πριν αποσβεστεί κατά ένα μέγεθος ίσο με e^{-1} [1]. Δηλαδή, το μέτρο του σήματος σε βάθος z ως προς το μέτρο του σήματος στην επιφάνεια να είναι ίσο με $e^{-1} \approx 0,37$. Αυτό οδηγεί στον υπολογισμό του επιδερμικού βάθους δ_s με χρήση της λύσης της κυματικής εξίσωσης που υπολογίσαμε παραπάνω:

$$\frac{|\vec{E}_x(z)|}{|E_{x_0}|} = \frac{|E_{x_0} \cdot e^{-z(\alpha+j\beta)}|}{|E_{x_0}|} = \frac{|E_{x_0}| \cdot |e^{-\alpha z}| \cdot |e^{-j\beta z}|}{|E_{x_0}|} = |e^{-\alpha z}| = e^{-\alpha z} \Rightarrow \delta_s \equiv z = \frac{1}{\alpha} \quad (2.10)$$

Είναι προφανές ότι η τιμή του επιδερμικού βάθους εξαρτάται από την αγωγιμότητα. Σε ένα καλό αγωγό ($\sigma \rightarrow \infty$) το επιδερμικό βάθος μηδενίζεται, κάνοντας το μέσο αδιαπέραστο από το σήμα. Αυτό συμβαίνει στο ομοαξονικό καλώδιο όπου το σήμα θωρακίζεται (από απώλειες) από τον εξωτερικό περιμετρικό αγωγό. Σε έναν μονωτή ($\sigma \rightarrow 0$) το επιδερμικό βάθος μεγιστοποιείται (απειρίζεται). Στην περίπτωση αυτή το σήμα μπορεί να μεταδίδεται στο μέσο χωρίς απώλειες οσοδήποτε μακριά (επ' άπειρον). Το παραπάνω απεικονίζεται για το θαλάσσιο νερό στο ακόλουθο σχήμα:



Διάγραμμα 4 Επιδερμικό βάθος

Από το σχήμα γίνεται αντιληπτό ότι το θαλασσινό νερό δεν είναι το καταλληλότερο για την μετάδοση ραδιοσημάτων στην φασματική περιοχή των MHz μιας και το επιδερμικό βάθος διαμορφώνεται σε πολύ χαμηλές τιμές. Δεν ισχύει όμως το ίδιο για την περιοχή των KHz.

2.2 Ισολογισμός ασύρματης ζεύξης

2.2.1 Υπολογίζοντας τις απώλειες μεταξύ δύο σημείων

Ο ισολογισμός μιας ασύρματης ζεύξης αποσκοπεί στο να υπολογίσει τις απώλειες στην ισχύ του σήματος κατά τη διαδρομή στο μέσο μετάδοσης μεταξύ δύο σημείων. Η εξίσωση που προσδιορίζει τον ισολογισμό ζεύξης εξαρτάται από το κέρδος των κεραιών, το μήκος κύματος, την ηλεκτρική διαπερατότητα, αποπόλωση κλπ. Ουσιαστικά περιλαμβάνει κάθε παράμετρο που επηρεάζει το σήμα κατά την εκπομπή ή την μετάδοση του καθώς και στη λήψη του. Ειδικότερα μπορεί να εκφραστεί ως [2]:

$$\frac{P_r}{P_t} = (1 - |\Gamma_r|^2) \cdot (1 - |\Gamma_t|^2) \cdot G_r \cdot G_t \cdot \left(\frac{\lambda_r}{4\pi d}\right)^2 \cdot \frac{e^{-\gamma d}}{L} \Rightarrow \quad (2.11)$$
$$P_r - P_t = (1 - |\Gamma_r|^2) + (1 - |\Gamma_t|^2) + G_r + G_t - 2\left(\frac{4\pi d}{\lambda_r}\right) - L + e^{-\gamma d} \text{ dB}$$

όπου P_r και P_t οι ισχύς εκπομπής και λήψης, G_r και G_t τα κέρδη των κεραιών εκπομπής και λήψης, και $(1 - |\Gamma_r|^2)$ και $(1 - |\Gamma_t|^2)$ οι συντελεστές αποπροσαρμογής της σύνθετης αντίστασης στις κεραιές. Η μεταβλητή L συγκεντρώνει όλες τις απώλειες ανεξάρτητα από τη πηγή προέλευσης τους (διαδρομής, αποπόλωσης κλπ). Ο λόγος $(\lambda/2\pi d)^2$ είναι γνωστός ως απώλειες διαδρομής ελεύθερου χώρου και είναι υπεύθυνος για την υποβάθμιση του ηλεκτρομαγνητικού σήματος λόγο της διασποράς του στο κενό του διαστήματος.

Ο όρος λ_r αποτελεί το σχετικό μήκος κύματος του σήματος. Σχετικό γιατί το μήκος κύματος του σήματος μεταβάλλεται σε ένα μέσο με απώλειες ανάλογα με τις μεταβολές της ηλεκτρικής διαπερατότητας. Το σχετικό μήκος κύματος είναι ανάλογο με το μήκος κύματος στο κενό λ_0 και αντιστρόφως ανάλογο με την τετραγωνική ρίζα της τιμής της ηλεκτρικής διαπερατότητας του μέσου:

$$\lambda_r = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.12)$$

Τέλος, ο όρος γ είναι ο συντελεστής απόσβεσης, όπως ορίστηκε παραπάνω.

2.2.2 Θερμικός θόρυβος

Η τυχαία κίνηση των διεγερμένων μορίων του μέσου μετάδοσης δημιουργεί θερμικό θόρυβο (κίνηση Boltzmann). Η ισχύς του θορύβου αυτού είναι:

$$P_n = kTB_w \quad (2.13)$$

Όπου k η σταθερά του Boltzmann⁷, T η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin και B_w είναι το εύρος του σήματος αναφοράς σε Hz. Ο θερμικός θόρυβος περιορίζει την ισχύ του σήματος δραστικά σε σχέση με τη συχνότητα μιας και το εύρος είναι συνάρτηση της συχνότητας.

2.2.3 Λόγος σήματος προς θόρυβο

Ο λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR) ορίζεται από το λόγο της ισχύος του σήματος αναφοράς προς την ισχύ του θορύβου. Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις από τον ισολογισμό της ζεύξης έχουμε ότι:

⁷ $k = 1,38 \times 10^{-23}$ Joule/K

$$SNR = \frac{P_r}{P_n} = \frac{P_t \cdot (1 - |\Gamma|^2)^2 \cdot G^2}{kTB_w} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \cdot e^{-\gamma d} \quad (2.14)$$

Προκειμένου να προσδιορίσουμε την επίδραση του θορύβου στην πληροφορία, αναμορφώνουμε τον λόγο SNR ώστε να αναφερόμαστε στην ισχύ του συμβόλου αντί για το σήμα. Το αρχικό σήμα μας λοιπόν υποθέτουμε ότι μεταδίδει πληροφορία με ρυθμό συμβόλου ίσο με D_r . Έτσι έχουμε ότι:

$$SNR = \frac{E_b \cdot D_r}{N_0 \cdot B_w} \quad (2.15)$$

λόγο γνωστό και ως πυκνότητα πιθανότητας συμβόλου προς θόρυβο [3, σ.664], όπου E_b είναι η ενέργεια ενός συμβόλου (π.χ. bit), N_0 είναι η ενέργεια του θερμικού θορύβου ($N_0 = kT$).

Λαμβάνοντας υπόψη ότι η κωδικοποίηση του καναλιού γίνεται με BPSK, το εύρος του σήματος ισούται ιδανικά με το διπλάσιο του ρυθμού μετάδοσης [3, σ.296]. Στην πράξη όμως το κανάλι δεν είναι ιδανικό και άρα μπορούμε να υποθέσουμε ότι το εύρος είναι ανάλογο με τον ρυθμό, δηλαδή:

$$SNR = \frac{E_b \cdot D_r}{N_0 \cdot B_w} = \frac{E_b \cdot B_w}{N_0 \cdot B_w} = \frac{E_b}{N_0} \quad (2.16)$$

Η εξίσωση αυτή προσδιορίζει την πυκνότητα πιθανότητας συμβόλου προς θόρυβο.

2.3 Ψηφιακές επικοινωνίες

Το σήμα μεταφέρει πληροφορίες οι οποίες θα πρέπει να λαμβάνονται ευδιάκριτα από τον δέκτη. Για το λόγο αυτό η προς μετάδοση πληροφορία κωδικοποιείται συχνά σε περισσότερα από ένα ψηφία (bit) ανά σύμβολο. Η δύναμη του συμβόλου καθορίζει το πλήθος των ψηφίων που εμπεριέχει και ορίζεται ως:

$$\text{Δύναμη συμβόλου} = 2^n, n: \text{το πλήθος των ψηφίων (bits)}$$

Η παραπάνω διαδικασία ονομάζεται διαμόρφωση και μπορεί να λάβει χώρα με διαφορετικούς τρόπους, όπως αποδίδοντας διαφορετικές τιμές του πλάτους (τάσης) του σήματος, ισχύος ή χρονοθυρίδας. Είναι σημαντικό τόσο για τον πομπό όσο και για τον δέκτη να συμφωνήσουν στην μέθοδο διαμόρφωσης. Διαφορετικά δεν θα είναι δυνατό να εξαχθεί η πληροφορία από το λαμβανόμενο σήμα.

Η πιθανότητα να αποδιαμορφωθεί εσφαλμένα ένα ψηφίο (bit) καλείται συνήθως P_e (σφάλμα ψηφίου). Αν και ο στόχος κάθε επικοινωνιακού συστήματος είναι να αποστείλει το σύνολο της πληροφορίας χωρίς σφάλματα ($P_e = 0$), συμβιβάζομαστε σε ένα αποδεκτό επίπεδο σφαλμάτων, αρκετά μικρό και συχνά ίσο με 10^{-6} . Η ακριβής τιμή του P_e προσδιορίζεται μαθηματικά ανάλογα με τη μέθοδο διαμόρφωσης που εφαρμόζεται.

2.3.1 Θόρυβος καναλιού

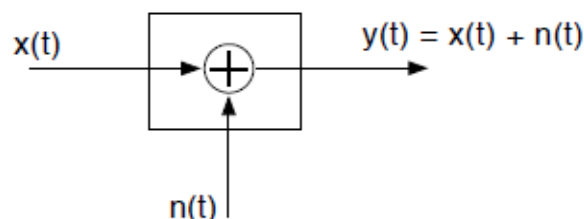
Όταν το μέσο μετάδοσης, όπως ο χαλκός ή ο αέρας ή το θαλάσσιο νερό, δεν είναι ιδανικό, τότε υπάρχουν απώλειες κατά τη διαδρομή του σήματος. Η επίδραση τους στο σήμα το αλλοιώνει μορφολογικά

(παραμόρφωση) και σημειολογικά (διατάραξη) λόγω των φυσικών φαινομένων της απόσβεσης, του θερμικού θορύβου, κλπ. Αποτέλεσμα της επίδρασης των παραπάνω φαινομένων είναι το σήμα που λήφθηκε στον δέκτη να μην μοιάζει μορφολογικά με το σήμα που στάλθηκε αρχικά από τον πομπό. Έτσι, ένα σήμα που αρχικά διερμηνευόταν ως «1» καταλήγει να ερμηνεύεται ως «0», εισάγοντας σφάλμα κατά την αποδιαμόρφωση του.

Για να περιγράψουμε την συμπεριφορά του θαλάσσιου μέσου ως μέσου με απώλειες έχουμε πολύ λίγα δεδομένα και για το λόγο αυτό υποθέτουμε ότι προσθέτει λευκό θόρυβο με κατανομή πυκνότητας πιθανότητας κατά Gauss, με ανεξάρτητες και ομοιόμορφα κατανεμημένες μεταβλητές. Ο μέσος όρος της Gaussian κατανομής έχει τιμή $\alpha = 0$ ενώ η κανονική διασπορά προσδιορίζεται ως $\sigma = N_0/2$. Τότε, το λαμβανόμενο σήμα γίνεται:

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (2.17)$$

Ο τύπος του καναλιού αυτού καλείται AWGN, δηλαδή κανάλι προσθετικού λευκού Gaussian θορύβου και εμφανίζεται συχνά στην τηλεπικοινωνιακή θεωρία [4, σελ. 160]. Μια γραφική αναπαράσταση του AWGN που συνδυάζει τη θεωρία με την εξίσωση που αναλύσαμε ανωτέρω παρουσιάζεται ακολούθως:



Διάγραμμα 5 Σύνθεση σήματος με θόρυβο σε λευκό κανάλι (AWGN)

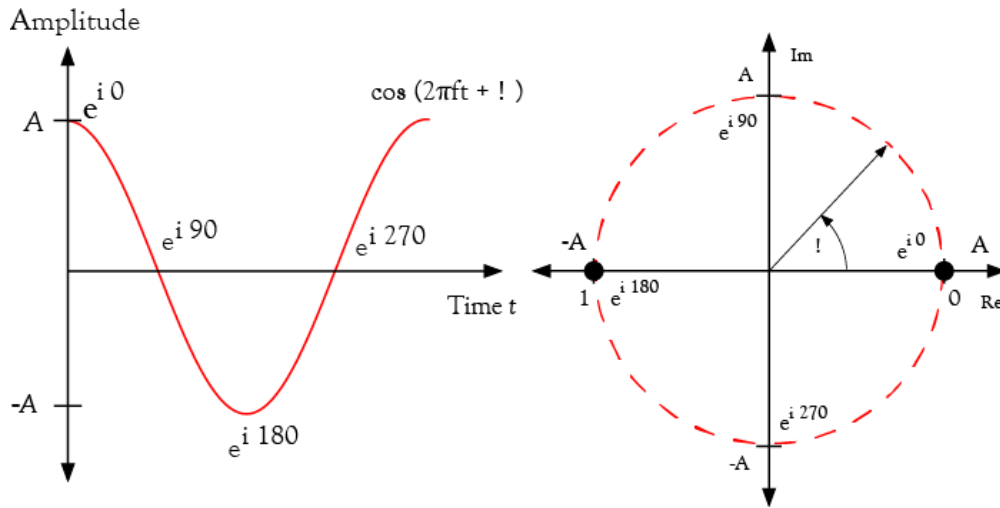
2.3.2 Διαμόρφωση και μετάδοση σήματος

Όπως αναφέραμε παραπάνω, τα προς μετάδοση σήματα θα πρέπει να διαμορφωθούν σε φέροντες. Στο πείραμα που ακολουθεί επιλέξαμε τις τεχνικές κωδικοποίησης μετάπτωσης φάσης (BPSK) και συχνότητας (FSK).

2.3.2.1 Μετάδοση BPSK

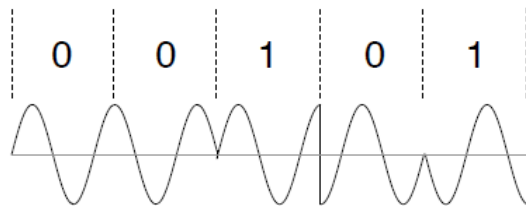
Μια από τις βασικότερες τεχνικές διαμόρφωσης για τις ασύρματες επικοινωνίες είναι η δυαδική διαμόρφωση μετάπτωσης φάσης (BPSK). Καλείται δυαδική μιας και υποστηρίζει μόνο δύο σύμβολα, με τιμές 0 και 1, μεταδίδοντας ένα σύμβολο την φορά. Στην περίπτωση μας το σύμβολο καλείται ψηφίο (bit). Αποσκοπεί στη δειγματοληψία του καναλιού σε περιοδικά διαστήματα ώστε να αποκαλύψει τη φάση του συνημιτονοειδούς σήματος του φορέα και με τον τρόπο αυτό την τιμή του μεταδιδόμενου σήματος. Όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα, τα σύμβολα τοποθετούνται αντιδιαμετρικά ($-A$, A) στο διάγραμμα φάσης συνημιτονοειδούς φορέα.

Η διάκριση μεταξύ των τιμών 0 (A) και 1 ($-A$) είναι 180° , εξ ου και η διαμόρφωση φάσης. Όταν το σήμα δειγματοληπτείται, η μετρούμενη τιμή τοποθετείται στο διάγραμμα φάσης και μεταφράζεται στην πλησιέστερη δυνατή τιμή σήματος (0 ή 1) βάση της θέσης (A ή $-A$). Η τεχνική αυτή καλείται ελάχιστης απόστασης ή πλησιέστερου γείτονα [4, σελ. 171], αναφερόμενη στην απόσταση των σημείων με βάση τον Ευκλείδειο νόμο. Αυτό όμως απαιτεί συγχρονισμό του δέκτη ώστε η στιγμή της δειγματοληψίας να συμπίπτει με την έναρξη του σήματος.



Διάγραμμα 6 Δειγματοληψία μετάπτωσης φάσης

Η μορφή και δομή του BPSK σήματος φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



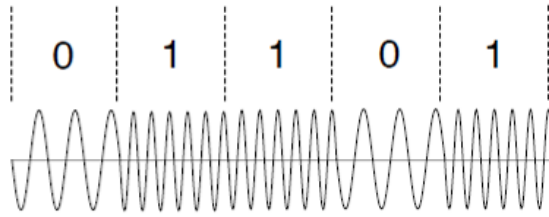
Διάγραμμα 7 Μετάπτωση φάσης

Προσθέτοντας σημεία στο πολικό διάγραμμα μπορούμε να διαμορφώσουμε το σήμα σε υψηλότερο βαθμό με συνέπεια να αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης και η τάξη του μεταδιδόμενου συμβόλου. Για παράδειγμα, με τέσσερα ισαπέχοντα σημεία στο πολικό διάγραμμα έχουμε 4 δυνατές τιμές, δηλαδή 2 ψηφία που μπορούν να μεταδοθούν ταυτόχρονα, μιας και $4 = 2^2$. Η διαμόρφωση αυτή είναι γνωστή ως τετραγωνική διαμόρφωση μετάπτωσης φάσης (QPSK). Πλεονέκτημα της μεθόδου είναι η μεγαλύτερη χωρητικότητα του καναλιού και μειονέκτημα η μεγαλύτερη ευαισθησία στις επιδράσεις στο κανάλι, καθιστώντας κάθε σύμβολο περισσότερο επιρρεπές στο θόρυβο. Με τον τρόπο αυτό, η πιθανότητα να ληφθεί ένα σύμβολο λανθασμένο αυξάνεται

μια και οι δυνατές τιμές προβολής της δειγματοληπτούμενης τιμής είναι περισσότερες. Παραδόξως, η τιμή του σφάλματος ψηφίου (BER) για BPSK και QPSK είναι ταυτόσημες [3, σελ 300], όπως φαίνεται και σε επόμενο πίνακα. Αυξάνοντας το πλάτος του σήματος, μεγαλώνει η περίμετρος του κύκλου του πολικού διαγράμματος περιορίζοντας το φαινόμενο αυτό του αυξημένου σφάλματος ψηφίου. Αύξηση του πλάτους μεταφράζεται και ως αύξηση του λόγου SNR. Θεωρητικά μπορούμε να προσδιορίσουμε όσα σημεία θέλουμε στο πολικό διάγραμμα ώστε να αυξηθεί ο ρυθμός μετάδοσης, αρκεί το συνολικό SNR στον δέκτη να είναι στα επιθυμητά επίπεδα βάση της ευαισθησίας του.

2.3.2.2 Μετάδοση FSK

Η διαμόρφωση μετάπτωσης συχνότητας (FSK) χρησιμοποιεί μια διαφορετική τεχνική από αυτή που είδαμε νωρίτερα. Η μετάπτωση γίνεται μεταξύ διαφορετικών συχνοτήτων, οι οποίες καλούνται τόνοι, που αντιστοιχούν σε διαφορετικές τιμές του συμβόλου. Για την αποφυγή σύγχυσης μεταξύ των δύο συχνοτήτων αλλά και παρεμβολής μεταξύ τους, θα πρέπει να διακρίνονται με επαρκή απόσταση. Η τεχνική αυτή καλείται δυαδική διαμόρφωση μετάπτωσης συχνότητας (BFSK). Για την ανίχνευση των τιμών του συμβόλου, δειγματοληπτείται το σήμα στο δέκτη με βάση τους οικείους τόνους. Το σήμα που ταιριάζει καλύτερα με έναν από τους τόνους αυτούς αποδίδεται στον τόνο αυτόν τη δεδομένη χρονική στιγμή και εξάγεται η τιμή του συμβόλου από το σήμα. Στο ακόλουθο σχήμα παρουσιάζεται η μορφή και δομή της διαμόρφωσης BFSK:



Διάγραμμα 8 Μετάπτωση συχνότητας

Σε αντίθεση με την τεχνική BPSK, η BFSK δεν απαιτεί σύγχρονη αποδιαμόρφωση [3, σ.312]. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ο δέκτης συντονίζεται κατά την αλλαγή συχνότητας η οποία μεταφέρεται με το σήμα και σηματοδοτεί την αρχή του νέου συμβόλου.

2.3.3 Ρυθμός σφάλματος ψηφίου

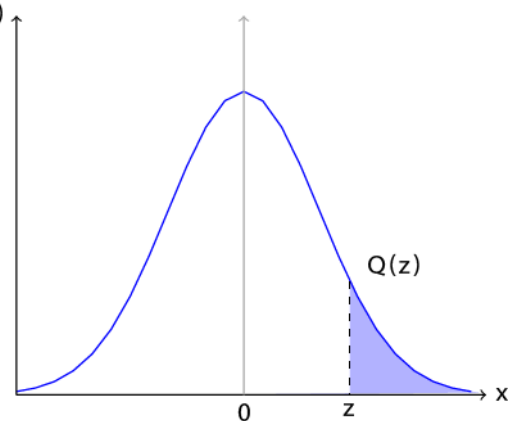
Ο ρυθμός σφάλματος ψηφίου (BER) αποτελεί τον συχνότερα χρησιμοποιούμενο δείκτη της ποιότητας τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Η τιμή του απεικονίζει την στατιστική κατανομή της επίδοσης του καναλιού και ειδικότερα το πλήθος των εσφαλμένων συμβόλων (ψηφίων) σε μια αποδιαμορφωμένη ροή που παρατηρείται για δεδομένο χρονικό διάστημα. Η σχέση του BER με το P_e είναι ότι το BER είναι η πραγματικά μετρούμενη τιμή των εσφαλμένων ψηφίων στο κανάλι ενώ το P_e είναι μια θεωρητική προσέγγιση της. Η τιμή του P_e μπορεί να υπολογιστεί αναλυτικά σε σχέση με το SNR για κάθε τεχνική διαμόρφωσης με χρήση της γενικής θεωρίας πιθανοτήτων και δεδομένου λευκού Gaussian θορύβου στο κανάλι. Επίσης, τα διαφορετικά σύμβολα εκλαμβάνονται ως ισοπίθανα. Σύγκριση των τιμών P_e για διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης παρουσιάζονται ακολούθως:

Τεχνική Διαμόρφωσης	P_e	Δειγματοληψία
BPSK	$P_e = Q\left(\sqrt{2 \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right)$	Σύγχρονη
QPSK	$P_e = Q\left(\sqrt{2 \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right)$	Σύγχρονη
FSK	$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$	Σύγχρονη
FSK	$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{1}{2} \frac{E_b}{N_0}}$	Ασύγχρονη

Πίνακας 1 Σύγκριση των τιμών P_e για διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης

Η συνάρτηση Q περιγράφει την υπολειπόμενη περιοχή από το γράφημα της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας κατανομής Gauss και δίνεται από τον τύπο [5]:

$$Q \equiv \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} e^{-\frac{\lambda^2}{2}} d\lambda \quad (2.18)$$

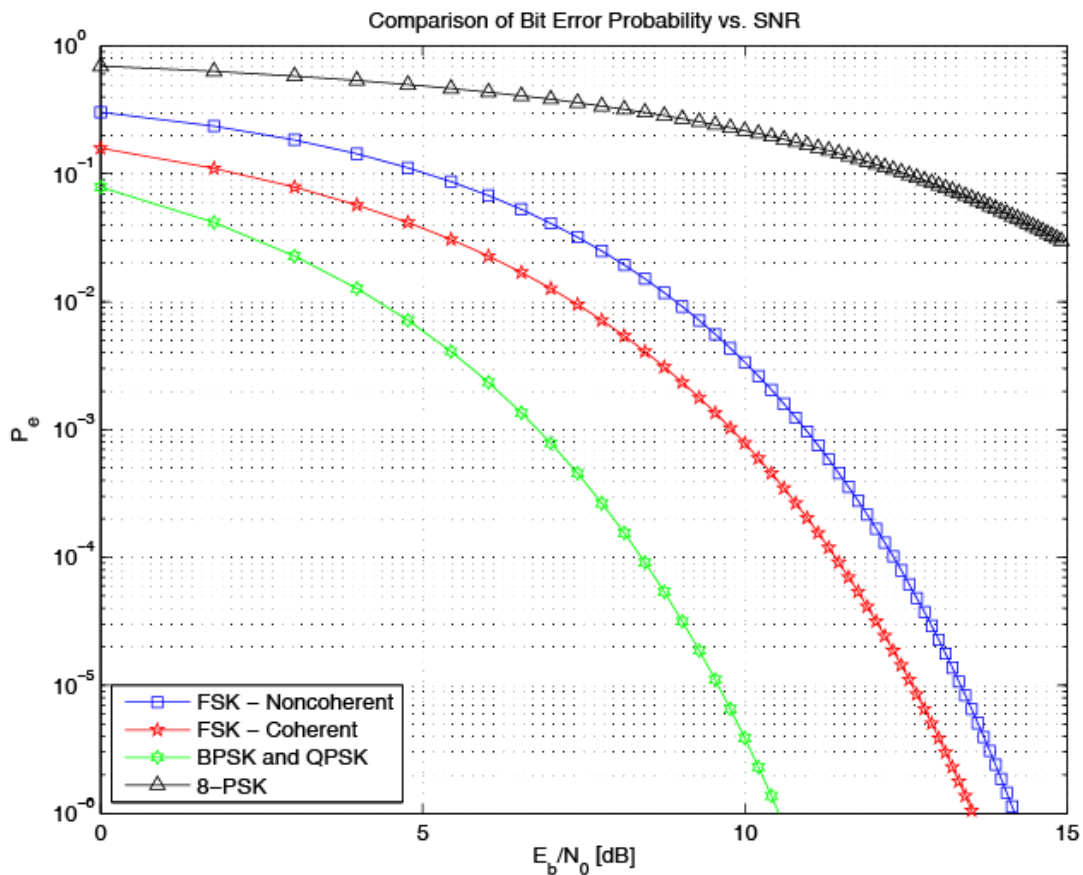


Όπως φαίνεται στο σχήμα, αύξηση της τιμής της Q συνεπάγεται μείωση της τιμής της πιθανότητας. Δηλαδή, η μέγιστη τιμή της Q μας δίνει την ελάχιστη τιμή πιθανότητας σφάλματος.

Μια γραφική απεικόνιση της πιθανότητας σφάλματος ψηφίου για τις διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης αποδίδεται στο ακόλουθο σχήμα⁸. Όπως

⁸ Northrup Corporation [1966], 'Underwater radio communication', Wireless World 73, 80.

μπορεί κανείς να παρατηρήσει, υψηλότερος βαθμός διαμόρφωσης συνεπάγεται και καλύτερη λόγω SNR προκειμένου εξασφαλιστεί αποδεκτή τιμή για το P_e . Η τιμή του ρυθμού σφάλματος ψηφίου μπορεί να βελτιωθεί με αλλαγή της τεχνικής διαμόρφωσης ή με εφαρμογή κωδικοποίησης των συμβόλων.



Διάγραμμα 9 Πιθανότητα σφάλματος σε σχέση με ενέργεια ψηφίου προς θόρυβο

2.3.4 Κωδικοποίηση

Με στόχο την βελτίωση της επίδοσης του καναλιού ώστε να περιοριστεί η εμφάνιση σφαλμάτων μπορεί ένα σύμβολο να αναμεταδοθεί αρκετές φορές. Η ιδέα πίσω από αυτή την τεχνική είναι ότι η επίδραση του θορύβου μετριάζεται στο πλήθος των δειγμάτων, n το πλήθος, οπότε ο δέκτης προσδιορίζει την τιμή του συμβόλου που στάλθηκε ως μέσο όρο των

δειγμάτων [6]. Η τεχνική αυτή ανάληψης του συμβόλου είναι ανάλογη με την BPSK που είδαμε νωρίτερα με την διαφορά ότι οι αποστάσεις από τις δυνατές τιμές αθροίζονται και στη συνέχεια συγκρίνονται με τις τιμές των συμβόλων για να διεξαχθεί το συμπέρασμα.

Η τεχνική που περιγράφηκε παραπάνω καλείται κωδικοποίηση συστάδας (block coding) όπου κάθε συστάδα αποτελείται από το ίδιο σύμβολο. Για το λόγο αυτό καλείται και κωδικοποίηση επανάληψης (repetition coding). Η πιθανότητα σφάλματος συμβόλου δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$P_s = Q\left(\sqrt{2\frac{E_s}{N_0/n}}\right) = Q\left(\sqrt{2\frac{n \cdot E_s}{N_0}}\right) \quad (2.19)$$

Όμως κάθε σύμβολο έχει n ψηφία, οπότε $E_s = E_b/n$ και άρα:

$$P_e = Q\left(\sqrt{2\frac{E_s}{N_0/n}}\right) = Q\left(\sqrt{2\frac{n \cdot (E_b/n)}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (2.20)$$

Δηλαδή η πιθανότητα σφάλματος στην επαναληπτική κωδικοποίηση ταυτίζεται με αυτή της απλής αποστολής συμβόλου. Παρόλα αυτά, η επαναληπτική κωδικοποίηση έχει μεγαλύτερη ανοχή στα σφάλματα μιας και η χρονική έκταση της επαναλαμβανόμενης αποστολής του συμβόλου αντιπάρερχεται της διάρκειας του θορύβου, άρα και της αλλοίωσης του σήματος.

2.3.5 Δειγματοληψία

Για να ληφθεί το σήμα και να αποθηκευτεί η τιμή του θα πρέπει πρώτα να δειγματοληφθεί. Η δειγματοληψία θα πρέπει να γίνεται σε τακτά χρονικά διαστήματα κατάλληλα διατεταγμένα ώστε να αναδομηθεί σωστά το σήμα. Στις ασύρματες επικοινωνίες ο φορέας του σήματος αντιστοιχεί σε συχνότητες GHz. Το σήμα όμως διαμορφώνεται σε χαμηλότερες συχνότητες. Για την αποδοτική δειγματοληψία του σήματος, η συχνότητα δειγματοληψίας (Nyquist) f_s θα πρέπει να είναι τουλάχιστον διπλάσια της συχνότητας του σήματος. Συχνά λέμε ότι η f_s θα πρέπει να είναι διπλάσια του εύρους B_w του σήματος [5, σελ. 100] για να έχουμε αποδοτική δειγματοληψία:

$$f_s \geq 2 \cdot B_w (\text{Hz}) \quad (2.21)$$

Για σήματα BPSK το εύρος του σήματος είναι το διπλάσιο του ρυθμού μετάδοσης r [3, σελ. 296]:

$$B_w^{BPSK} = 2 \cdot r \quad (2.22)$$

Στην περίπτωση των σημάτων FSK το εύρος του σήματος εξαρτάται τόσο από το ρυθμό r του σήματος όσο και από τη διαφορά των συχνοτήτων διαμόρφωσης Δf [3, σελ. 313]:

$$B_w^{FSK} = 2 \cdot \Delta f + 2 \cdot r \quad (2.23)$$

2.3.6 Χωρητικότητα καναλιού

Με βάση τη θεωρία του Shannon, η χωρητικότητα ενός καναλιού για δεδομένο ρυθμό μετάδοσης περιορίζεται από το εύρος του και από το SNR. Η χωρητικότητα C του καναλιού υπολογίζεται από τον τύπο:

$$C = B_w \cdot \log_2(1 + SNR) \text{..bps} \quad (2.24)$$

Το άνω όριο της χωρητικότητας, όπως προσδιορίζεται ανωτέρω, είναι θεωρητικό και στην πράξη δεν είναι αντιληπτό για το πώς θα επιτευχθεί. Μπορούμε όμως να το προσεγγίσουμε χρησιμοποιώντας περισσότερο πολύπλοκες τεχνικές διαμόρφωσης και κωδικοποίησης.

3 Πειραματική Διάταξη

3.1 Εισαγωγή στη πειραματική διάταξη

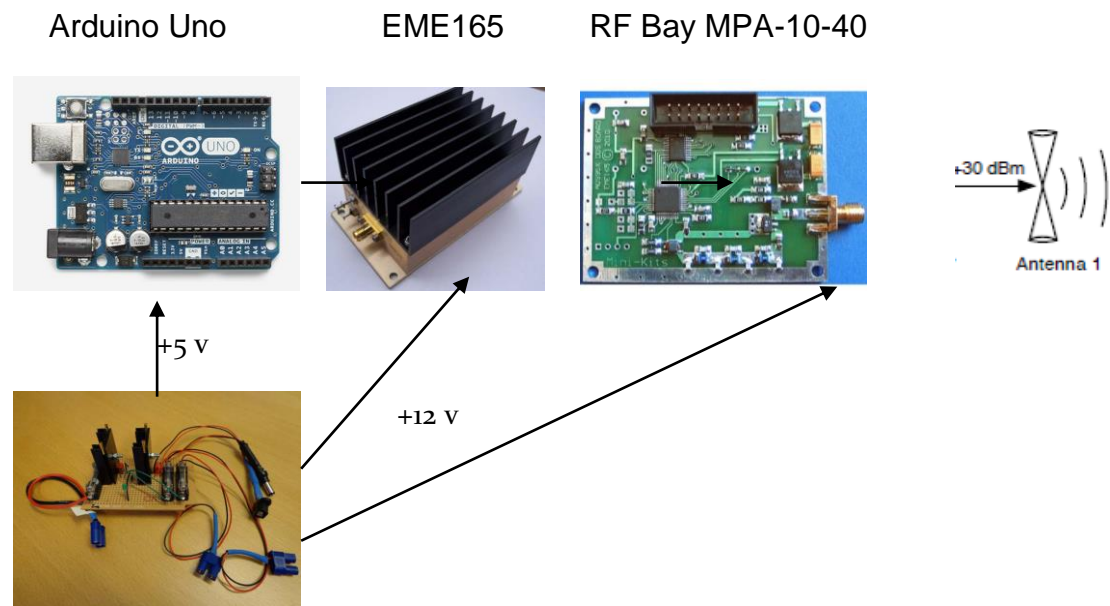
Για την υλοποίηση της πειραματικής διάταξης χρησιμοποιήθηκε ένας προγραμματιζόμενος μικροελεγκτής (Arduino Uno). Ο μικροελεγκτής εκπέμπει δύο διακριτές ψηφιακές ακολουθίες σε έναν άμεσο ψηφιακό πολυπλέκτη (Direct Digital Synthesizer, DDS) που εμπεριέχεται σε επέκταση του μικροελεγκτή (Mini-Kit EME165). Η επέκταση αυτή είναι ικανή να παράγει στην έξοδο ψηφιακά σήματα σε συχνότητες από 0 έως 160 MHz με ανοχή +10dBm (10mW) για το φάσμα αναφοράς. Το εξερχόμενο σήμα ενισχύεται +30 dBm με διάταξη (RF Bay MPA-10-40) έως της ισχύος του 1W. Η τελική αυτή ισχύς τροφοδοτεί την κεραία.

Για τη μετάδοση του σήματος επιλέχθηκε φορέας 5 MHz ώστε να ισοσταθμίσει το ρυθμό μετάδοσης με τις ιδιότητες του επιδερμικού βάθους του μέσου. Η συχνότητα αυτή ταυτίζεται με προηγούμενες πειραματικές μετρήσεις, οπότε και τα αποτελέσματα θα είναι συγκρίσιμα με αυτές. Η διάταξη περιγράφεται συνοπτικά στο ακόλουθο σχήμα^{9 10 11}:

⁹ https://www.arduino.cc/en/uploads/Main/ArduinoUno_R3_Front_450px.jpg

¹⁰ http://www.minikits.com.au/image/cache/catalog/eme165_files/eme165-1a-500x500.jpg

¹¹ http://rfbayinc.com/products_pdf/product_185.pdf



Διάγραμμα 10 Πειραματική διάταξη

Για την λήψη και αποθήκευση των τιμών του σήματος χρησιμοποιήθηκε διάταξη λογισμικού (Matlab) με δέκτη καθώς και σκληρός δίσκος για την αποθήκευση των μετρήσεων.

3.2 Πομπός

Το πρότυπο σύστημα ενθυλακώθηκε σε εμπορικά διαθέσιμη αεροστεγή κάψουλα. Η κάψουλα ήταν εφοδιασμένη με μπαταρία 14,4 V για παροχή ενέργειας και ένα ηχητικό σύστημα επικοινωνίας. Με το ηχητικό σύστημα αμφίδρομης επικοινωνίας ήταν δυνατή η μεταφορά εντολών ελέγχου στην κάψουλα. Η κεραία συνδέεται με καλώδιο εξωτερικά στην κάψουλα και ελέγχεται από το πρότυπο σύστημα.

Ο μικροελεγκτής χρησιμοποιείται για να ελέγχει τη διάταξη τροφοδοτώντας τη με σήματα. Τα σήματα έχουν τη μορφή εξωτερικής διέγερσης οδηγώντας τη σε παραγωγή συχνοτήτων εξόδου. Για την μεταφορά του σήματος διέγερσης χρησιμοποιείται η υποδομή της πλακέτας με 14 ψηφιακά και 6 αναλογικά PIN.

Ο άμεσος ψηφιακός πολυπλέκτης χρησιμοποιεί εξωτερική διέγερση προκειμένου να αναμίξει τις συχνότητες εξόδου του ταλαντωτή με πολλαπλάσια και υποπολλαπλάσια τους ώστε να δημιουργήσει τις συχνότητες αναφοράς. Για να μπορέσει να επιτύχει μεγάλη ακρίβεια στον προσδιορισμό της συχνότητας αναφοράς χρησιμοποιεί τη μέθοδο διαίρεσης συχνότητας [7, σελ. 269]. Ο αριθμός των συχνοτήτων εξόδου εξαρτάται από το βήμα της εξωτερικής τροφοδοσίας καθώς και τη δυνατότητα του πολυπλέκτη να δειγματίζει σήματα με τριγωνομετρικά βήματα. Τα βήματα αυτά αντιστοιχίζονται με την έξοδο του αθροιστή (συσσωρευτής φάσης) μετατρέποντας τη φάση σε σύμβολο. Τα σύμβολα στην συνέχεια γίνονται από ψηφιακά αναλογικά και μεταδίδονται στον προορισμό τους. Τυχόν παρουσία αρμονικών καταστέλλεται.

Το εξερχόμενο από τον πολυπλέκτη σήμα ενισχύεται για καλύτερη απόδοση στο περιβάλλον εφαρμογής. Λόγω της χαμηλής τιμής της ισχύος του σήματος είναι πιθανό να αλλοιωθεί από απώλειες συνδέσεων, κρουστικές κλπ. Η ενίσχυση λοιπόν θα πρέπει να είναι κατάλληλου επιπέδου για να αντιπαρέλθει τα φαινόμενα αυτά. Επίσης, με την ενίσχυση του σήματος επιτυγχάνεται αύξηση της εμβέλειας του, κάνοντας πιο εύκολο τον εντοπισμό του. Η επιλογή του ενισχυτή στα +30dBm έγινε για λόγους περιορισμού χώρου, ενώ μια μεγαλύτερη έκδοση του θα ενίσχυε περαιτέρω τη διάταξη.

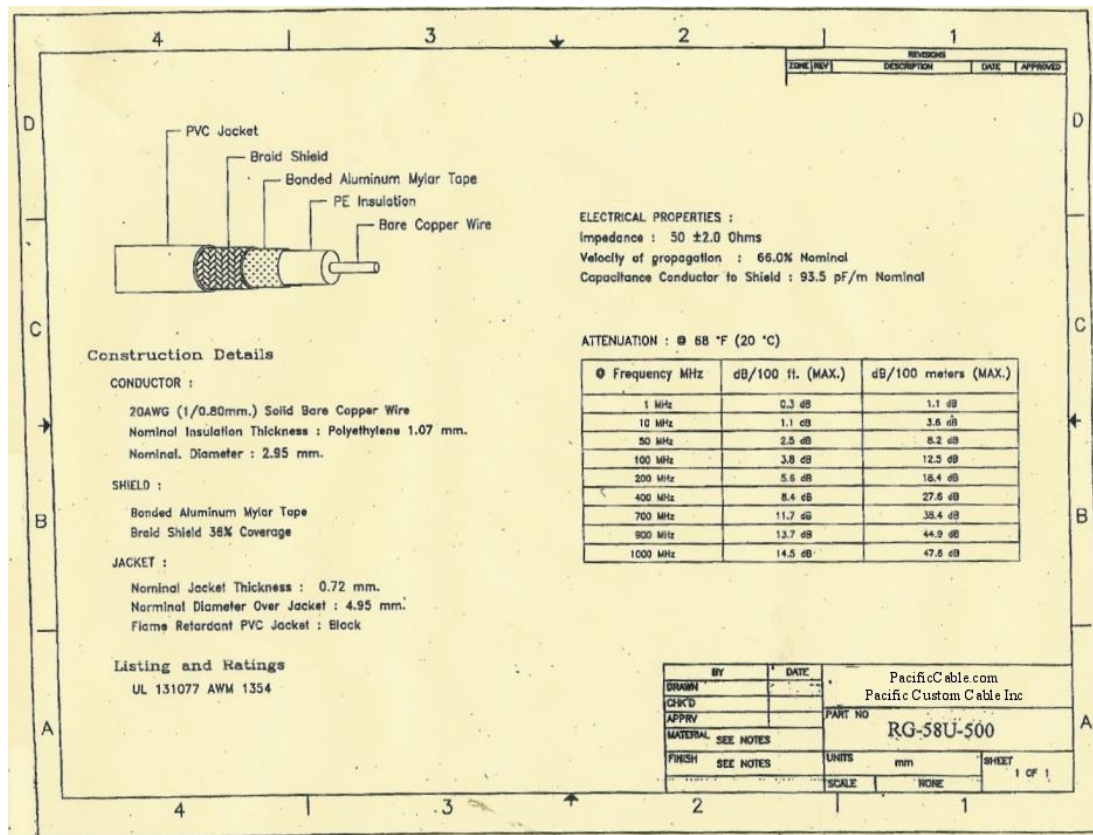
Η διάταξη ολοκληρώνεται με την κεραία. Για το υποβρύχιο περιβάλλον σχεδιάστηκε δικωνική κεραία κεντρικά τροφοδοτούμενη η οποία ανταποκρίνεται καλύτερα στις συχνότητες αναφοράς. Η κεραία δεν είναι απλή λόγω της διαφοροποίησης του H/M πεδίου στον αέρα και στο νερό.

3.3 Παροχή ισχύος

Η παρεχόμενη από την μπαταρία ενέργεια θα πρέπει να διοχετευθεί στα διαφορετικά δομικά στοιχεία ανάλογα με τις λειτουργικές τους ανάγκες. Για παράδειγμα, ο μικροελεγκτής απαιτεί τροφοδοσία 5V ενώ η επέκταση και ο ενισχυτής 12V. Για να επιτευχθούν τα παραπάνω με ασφάλεια απαιτήθηκε ο επιπλέον διανομέας ισχύος. Η συνολικά παρεχόμενη ισχύ περιορίζεται σε ρεύμα 1 A.

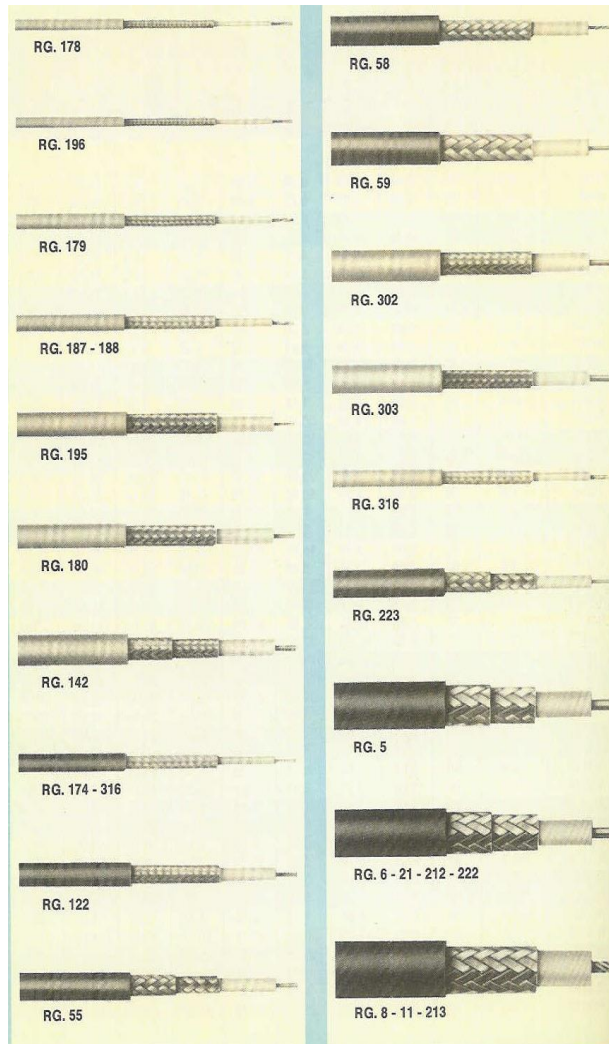
3.4 Δέκτης

Από την μεριά του δέκτη η διάταξη είναι όμοια με του πομπού με την εξαίρεση ότι το λαμβανόμενο σήμα μεταδίδεται μέσω ομοαξονικού καλωδίου (RG-58) στην επιφάνεια για καταγραφή και επεξεργασία.



Διάγραμμα 11 Τεχνικά χαρακτηριστικά ομοαξονικού καλωδίου

Η επιλογή του συγκεκριμένου τύπου καλωδίου έγινε διότι παρουσιάζει τα εξής πλεονεκτήματα μεταξύ των ενδεχόμενων έτερων επιλογών:



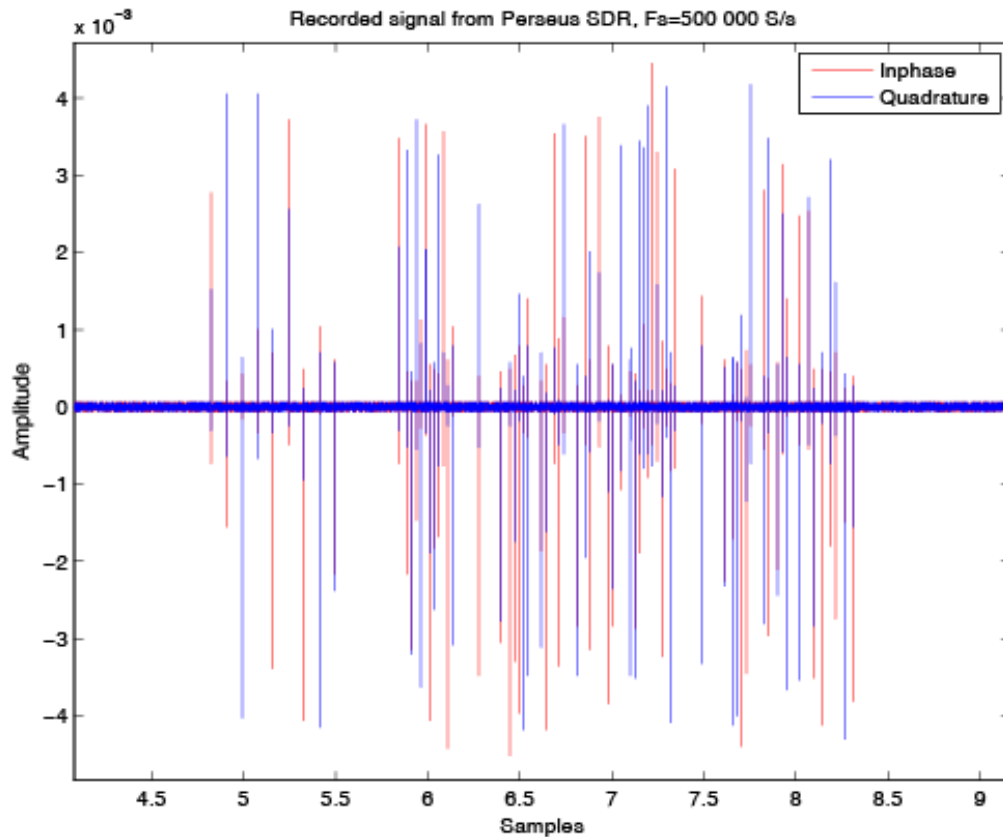
- είναι ένας ευρέως διαδεδομένος τύπος καλωδίου
- είναι οικονομικό από άλλα παρόμοια χαρακτηριστικά (50Ω)
- έχει μέτρια απόδοση σε σχέση με τις υπόλοιπες δυνατές επιλογές καλωδίων αναφορικά με την απόσβεση ανά 100 μέτρα στα 10 MHz (3,6 dB)
- είναι ελαφρύ, εύκαμπτο και ανθεκτικό σε ηλεκτρικά φαινόμενα
- είναι συμβατό με τις διαστάσεις των ανταπτόρων

Type	Z Ohms	pF/m	V _k	Dimensions			Bending Radius	Kg Percentage	Resist. DC/1000m	
				Inside	Dielectric	Outside			Inside	Outside
RG-11 AU	75	67	0,66	1,2	7,3	10,3	50mm	13,9	22	4,1
RG-55 (2%)	53,3	94	0,66	0,9	3,0	5,3	30mm	5,0		
RG-58 CU	50	101	0,66	0,9	2,95	5,0	25mm	4,0	39	13,5
RG-142 AU	50	95	0,7	0,95	2,95	4,95				
RG-174 U	50	101	0,66	0,50		2,5				
RG-188 AU	50	95	0,7	0,51		2,7				
RG-196 AU	50	95	0,7	0,3		1,9				
RG-213 U	50	101	0,66	2,25	7,25	10,3	100mm	15,3	6	4,1
RG-213 US-100	50	101	0,66	2,25	7,25	10,3	90mm	15,5	6	4,1
RG-214 US	50	101	0,66	2,25	7,25	10,8			6	
RG-223 U	50	101	0,66	0,9	2,95	5,3				
RG-316 U	50	95	0,7	0,51		2,5			DC/100	
H100	50		0,84	2,5	6,9	9,8	150mm	11,0		
H155	50	100	0,79	2,5	3,9	5,4	35mm	3,9	1,5	1,7
H500	50	82	0,81	2,5	7,0	9,8	75mm	10,7		
Aircom-plus	50	84	0,84	2,7	7,2	10,3	100mm	15,0		
Aircell-7	50	74	0,83	1,85	5,0	7,3	25mm	7,2	,86	,85

Διάγραμμα 12 Κατηγορίες και χαρακτηριστικά ομοαξονικών καλωδίων

Για την καταγραφή και επεξεργασία των μετρήσεων του σήματος χρησιμοποιήθηκε λογισμικό επεξεργασίας σήματος (Software Defined Radio, SDR) επειδή οι διατάξεις σε υλικό είναι δύσκολο να ρυθμιστούν σε διαφορετικές συχνότητες, τεχνικές διαμόρφωσης κλπ. Πολλές φορές η σχεδίαση του συστήματος είναι τόσο πολύπλοκη που οι απαιτήσεις ξεπερνούν τις δυνατότητες για την επεξεργασία του πειράματος. Το SDR μπορεί να εκτελέσει το μεγαλύτερο μέρος της επεξεργασίας με λογισμικό, ευπροσάρμοστο σε κάθε αλλαγή απαίτησης. Τυπικά αποτελείται από προγραμματιζόμενους λογικούς ελεγκτές σε συνδυασμό με μετατροπείς αναλογικού-σε-ψηφιακό και ψηφιακού-σε-αναλογικό σήματος, ζωνοπερατά φίλτρα και ενισχυτές.

Για τις ανάγκες του πειράματος χρησιμοποιήθηκε εμπορικά διαθέσιμο προϊόν SDR με τεχνικά χαρακτηριστικά κατάλληλα για τις λειτουργικές παραμέτρους του πειράματος. Το λογισμικό δειγματοληπτεί τα ηχητικά σήματα του συστήματος ενδοεπικοινωνίας και τα καταγράφει σε αρχείο τύπου .wav καθώς και τις συχνότητες αναφοράς του φάσματος του σήματος. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται κυρίως στις ερασιτεχνικές ραδιοεπικοινωνίες. Το σήμα που καταγράφεται έχει διαμορφωθεί με BPSK και έχει ανάλογη μορφή με το ακόλουθο σχήμα:



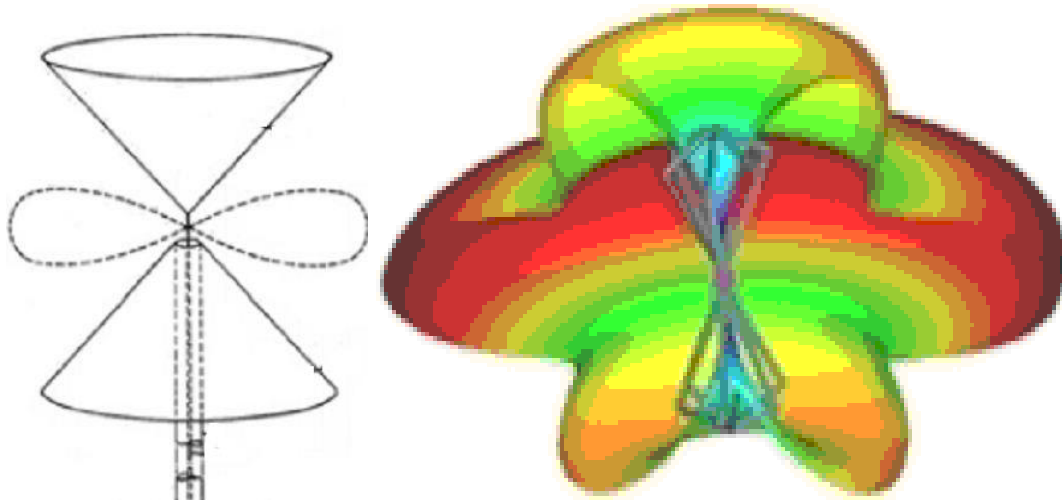
Διάγραμμα 13 Καταγεγραμμένο σήμα BPSK

Όπως μπορεί κανείς να παρατηρήσει, η αλλαγή φάσης προσδιορίζει τις μεταβολές στο διάγραμμα, και κατά συνέπεια το πλάτος του σήματος δεν έχει διατηρηθεί. Αντί για αυτό, το πλάτος κάθε κρουστικής μεταβολής καθώς και η διάρκεια της καθορίζουν τόσο το πλάτος όσο και τη φάση. Με τον τρόπο αυτό μπορεί να αναδομηθεί το αρχικό σήμα στο καταγεγραμμένο φάσμα. Οι τιμές που μέτρησε η διάταξη SDR είναι σχεδόν ταυτόσημες με τις τιμές ενός παλμογράφου (Anritsu MS2712A) και άρα αξιόπιστες.

3.5 Υποβρύχια κεραία

Λόγω του ειδικού σκοπού χρήσης της κεραίας, σχεδιάστηκε ώστε να αποστέλλει και λαμβάνει την αναγκαία ποσότητα ενέργειας στο νερό. Βάσει

μελετών¹² υιοθετήθηκε η κεντρικά τροφοδοτούμενη δικωνική κεραία. Η κεραία έχει την ιδιότητα να λειτουργεί με τον απαιτούμενο τρόπο κάτω από διαφορετικές συχνότητες, επιτρέποντας την διεξαγωγή των επιθυμητών πειραμάτων. Το συνολικό μήκος της κεραίας ανερχόταν στα 1,44 μέτρα ενώ η εμπέδηση της υπολογίστηκε στα $40 - i10 \Omega$ στο θαλασσινό νερό.



Διάγραμμα 14 Διάγραμμα και λοβός ακτινοβολίας κεραίας

Αναλυτική περιγραφή της δομής, χαρακτηριστικών και κατασκευής της κεραίας βρίσκονται στην παραπάνω μελέτη. Η κεραία συνδέεται με ομοαξονικό καλώδιο RG-58 με πομπό και δέκτη αντίστοιχα. Όπως φαίνεται και στο παραπάνω διάγραμμα, η ακτινοβολία των κεραιών προσομοιάζει αυτή του διπόλου. Η χρήση και των δύο κεραιών μεγιστοποιεί την εμβέλεια εκπομπής της κεραίας.

¹² Fjuk, P. O. E. [2012], 'Underwater Radio Communication using Wideband Biconical Antennas'. TFE4540 Specialization Project.

3.6 Πειραματική ακολουθία

Αρχικά παραμετροποιήθηκε ο μικροελεγκτής με πρωτότυπο κώδικα προκειμένου να οδηγήσει τη διάταξη του πολυπλέκτη. Στόχος ήταν να δημιουργηθεί και προωθηθεί ένα πακέτο ακολουθίας διαμόρφωσης για μια σειρά από ρυθμούς μετάδοσης. Για διάκριση μεταξύ των μεταδόσεων διαφορετικών ρυθμών προγραμματίστηκε η αποστολή ενός σήματος φορέα σε απόσταση 1 δευτερόλεπτο ακριβώς από τα διαδοχικά σήματα. Κάθε πακέτο αποτελείται από 50 ψηφία από τα οποία τα 20 πρώτα αφορούν συγχρονισμό και τα υπόλοιπα 30 ωφέλιμη πληροφορία. Τα 30 ψηφία πληροφορίας έχουν ισάριθμη κατανομή τιμών "0" και "1" ώστε να διασφαλιστεί η ισοκατανομή της ενέργειας και κατά συνέπεια ίδια πιθανότητα ανίχνευσης συμβόλου (ψηφίου). Για να ισχύσει το παραπάνω για μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης, το πακέτο μεταδίδεται επαναλαμβανόμενα σε υψηλότερους ρυθμούς. Ο αριθμός των επαναλήψεων είναι αντίστοιχος του ρυθμού μετάδοσης με βάση το ελάχιστο ρυθμό μετάδοσης που είναι περίπου 237 bps. Ο προγραμματισμός γίνεται με χρήση λέξεων-εντολών μεγέθους 2-4 οκτάδων.

Οι εντολές μεταβιβάζονται στον πολυπλέκτη ο οποίος συγχρονίζει τις προσωρινές μεταβλητές του για επίτευξη της επιθυμητής λειτουργικότητας. Αρχικά αποστέλλεται μια συστάδα εντολών για να αρχικοποιηθεί ο πολυπλέκτης, όπως για παράδειγμα η συχνότητα ελέγχου προκειμένου να καθοριστεί το φασικό βήμα του φορέα. Ακολούθως μπαίνει σε ένα βρόχο και τροφοδοτεί τον πολυπλέκτη με εντολές για τη διαμόρφωση του BPSK. Ακολούθως μεταβάλλεται η ακολουθία εντολών για να εισαχθούν καθυστερήσεις, συστάδες πακέτων και διαφορετικοί ρυθμοί μετάδοσης. Για κάθε ψηφίο προς μετάδοση ο μικροελεγκτής αποστέλλει στον πολυπλέκτη μια εντολή-λέξη μήκους 32 ψηφίων για διαμόρφωση BPSK και 16ψηφίων για διαμόρφωση FSK. Η επικοινωνία μεταξύ μικροελεγκτή και πολυπλέκτη περιορίζεται στα 4 MHz λόγω του πρωτοκόλλου σειριακής διασύνδεσης περιφερειακών (Serial Peripheral Interface, SPI). Για την επίτευξη διαφορετικού ρυθμού μετάδοσης του φορέα, διαμορφώνεται το ρολόι του επικοινωνιακού καναλιού SPI σε χαμηλότερους ρυθμούς. Το αποτέλεσμα της

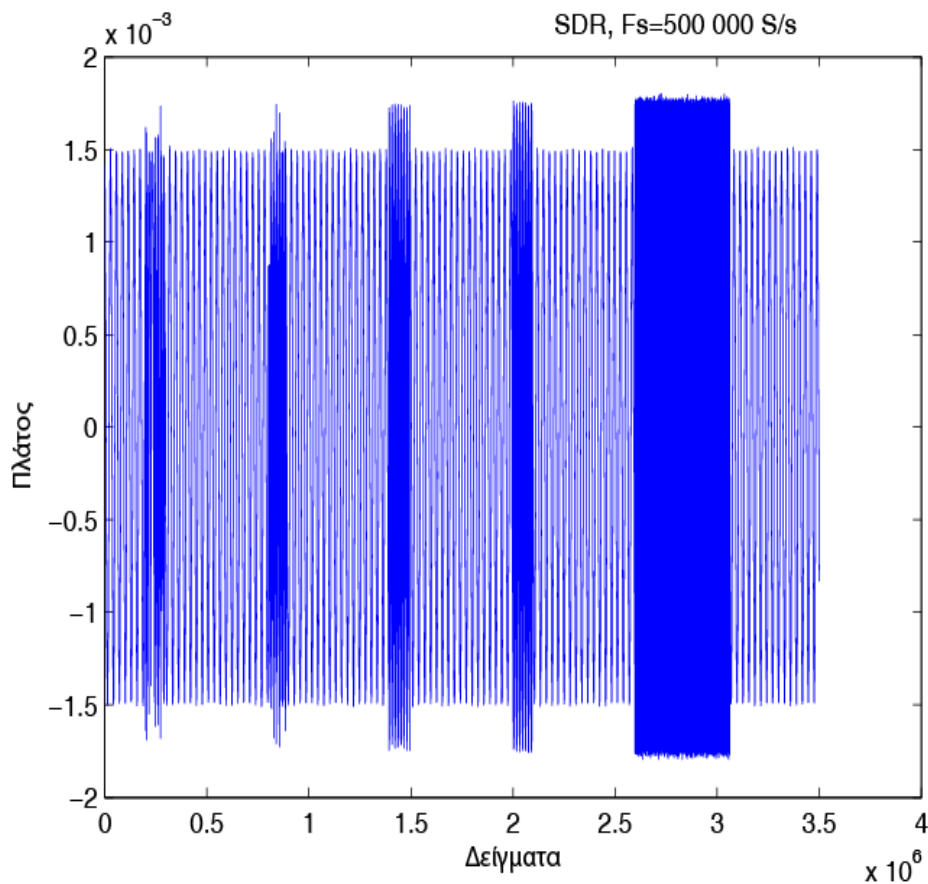
τεχνικής αυτής είναι η επίτευξη ρυθμών 237 bps, 825 bps, 11.641 bps και 46.598 bps για τη διαμόρφωση BPSK. Για τη διαμόρφωση BFSK το αντίστοιχο μέγεθος είναι περίπου 10 Kbps. Με τα παραπάνω υπόψη μπορούμε να υπολογίσουμε το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης ως ακολούθως

για τη BPSK: $B_w^{BPSK} = 2 \cdot r = 2 \cdot 46.586bps \cong 93KHz$

για τη BFSK: $B_w^{BFSK} = 2 \cdot \Delta f + 2 \cdot r = 2 \cdot 100.000 + 2 \cdot 10.000 = 220KHz$

στην περίπτωση της BFSK λάβαμε υπόψη τονική διαφορά 100 KHz.

Η συχνότητα δειγματοληψίας θα πρέπει να είναι τουλάχιστον διπλάσια των 220 KHz. Το αποτέλεσμα της δειγματοληψίας σειράς μεταδόσεων για τους παραπάνω ρυθμούς μετάδοσης φαίνονται στο ακόλουθο διάγραμμα:



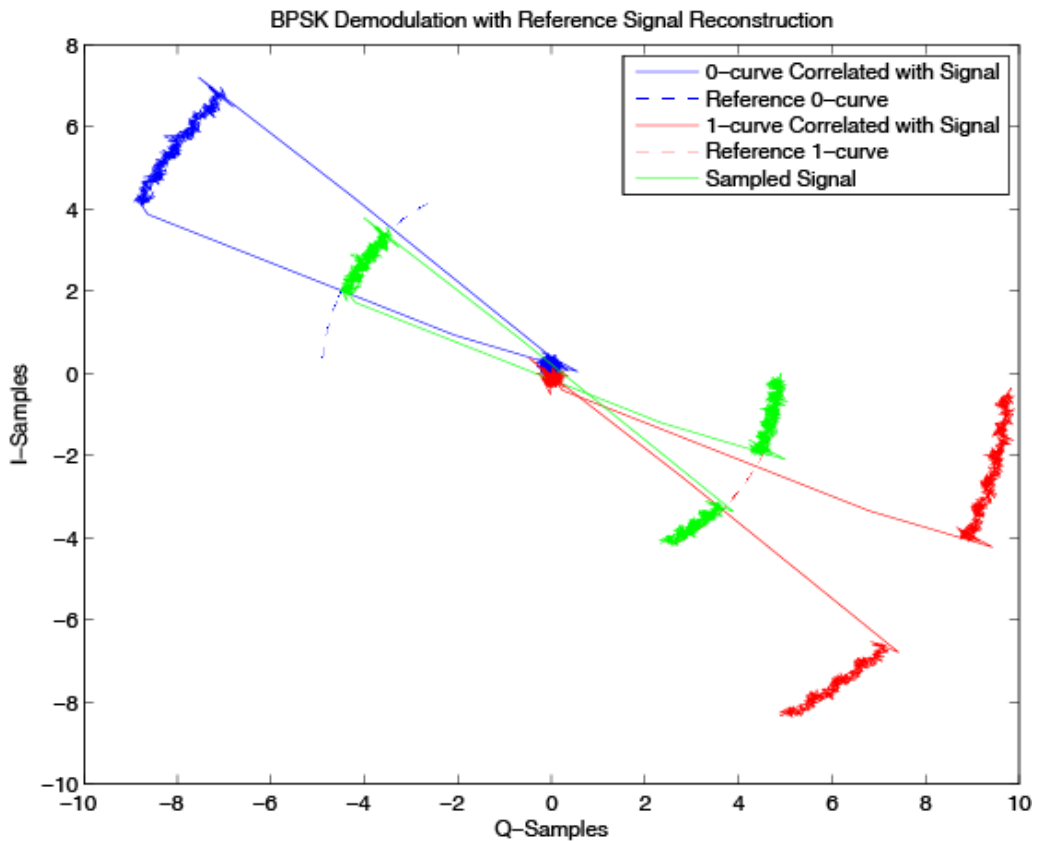
Διάγραμμα 15 Δειγματοληψία σημάτων διαφορετικών ρυθμών μετάδοσης

Μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι αυξάνοντας τον ρυθμό μετάδοσης γίνεται πιο πυκνό το σήμα για το BPSK ενώ για το FSK ότι είναι εξαιρετικά συμπαγές.

3.7 Αποκωδικοποιητής BPSK

Σκοπός του αποκωδικοποιητή είναι να αποδιαμορφώσει το BPSK δειγματοληπτούμενο σήμα προκειμένου να εξάγει την αρχική μορφή της συμβολοσειράς από τον φορέα των 5MHz. Η υλοποίηση έγινε σε Matlab προκειμένου να υποστηριχτεί το SDR. Η υλοποίηση του κώδικα του μηχανισμού βασίστηκε στην υλοποίηση που είναι διαθέσιμη στη βιβλιοθήκη της παρόχου εταιρίας¹³. Η αποδιαμόρφωση έχει ως αποτέλεσμα έναν φορέα 42 έως 44 MHz, πράγμα που περιγράφει ένα ημιτονοειδή φάκελο της μεταδιδόμενης συμβολοσειράς. Για την εφαρμογή του πειράματος, ο αλγόριθμος περιλαμβάνει ως μεταβλητές την έναρξη της συμβολοσειράς, το ρυθμό μετάδοσης και την φάση. Με τα παραπάνω λαμβάνει χώρα η αποκωδικοποίηση καθώς το σήμα έχει τεμαχιστεί σε ομάδες του ενός συμβόλου. Για την ανίχνευση τιμής "1" ή "0" υλοποιήθηκε στο Matlab σύστημα απόφασης ημιτόνου/συνημίτονου. Η λειτουργία του μηχανισμού αποδιαμόρφωσης παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα:

¹³ Ismail, M. Z. [2013], '2 Level PSK Demodulator with Sampling Frequency, Carrier Frequency and Bitrate', <http://www.mathworks.com/matlabcentral/>



Διάγραμμα 16 Αποδιαμόρφωση BPSK σήματος με ηχητικό φέροντα

Όπως μπορεί κανείς να παρατηρήσει, οι αρχικές τιμές αναφοράς των «0» είναι με μπλε χρώμα και των «1» με κόκκινο. Το σήμα που λαμβάνεται είναι με πράσινο χρώμα. Η τιμή εκλαμβάνεται με συσχέτιση του δείγματος με τις τιμές αναφοράς.

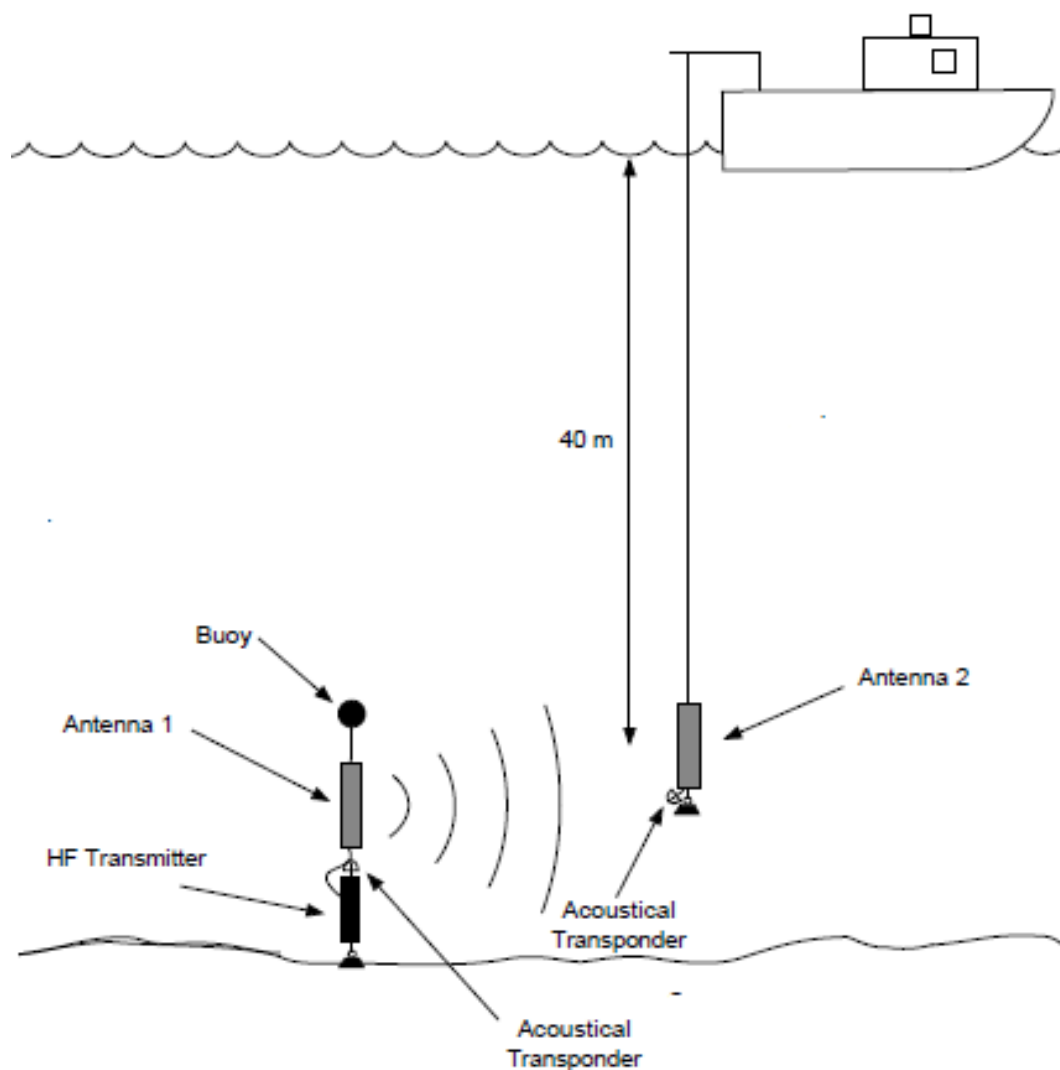
Μειονέκτημα της μεθόδου είναι ότι δεν περιλαμβάνει συγχρονισμό. Αποτέλεσμα είναι να βασίζεται στην υπόθεση ότι κάθε σύμβολο έχει σταθερό πλάτος και αριθμό δειγμάτων. Με την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης μειώνεται ο αριθμός των δειγμάτων, και για παράδειγμα στο ρυθμό 46.589 brs με δειγματοληψία 500.000 δείγματα/s έχουμε ότι αναλογούν 10,73 δείγματα ανά σύμβολο. Με τον τρόπο αυτό, εφαρμόζοντας αυξανόμενα βήματα αποκοπής της αρχής των συμβόλων καταλήγουμε σε σφάλμα μετά από μερικές επαναλήψεις. Για να περιορίσουμε το φαινόμενο αυτό υπολογίστηκε ότι απαιτούνται 170 ψηφία για τους υψηλού ρυθμούς μετάδοσης. Έτσι, αποφασίστηκε ότι οι μηχανισμοί λειτουργούν ικανοποιητικά αν αποκωδικοποιηθεί σωστά το 1^ο πακέτο μόνο, θεωρώντας ότι όλα τα

υπόλοιπα πακέτα είναι σωστά. Ένας καλύτερα σχεδιασμένος κωδικοποιητής, π.χ. με διάταξη κλειδώματος φάσης, θα ανταποκρίνονταν καλύτερα στο πρόβλημα.

4 Μετρήσεις και αποτελέσματα

4.1 Διεξαγωγή πειράματος

Η πειραματική διάταξη του εξοπλισμού έχει την μορφή του ακόλουθου σχήματος:

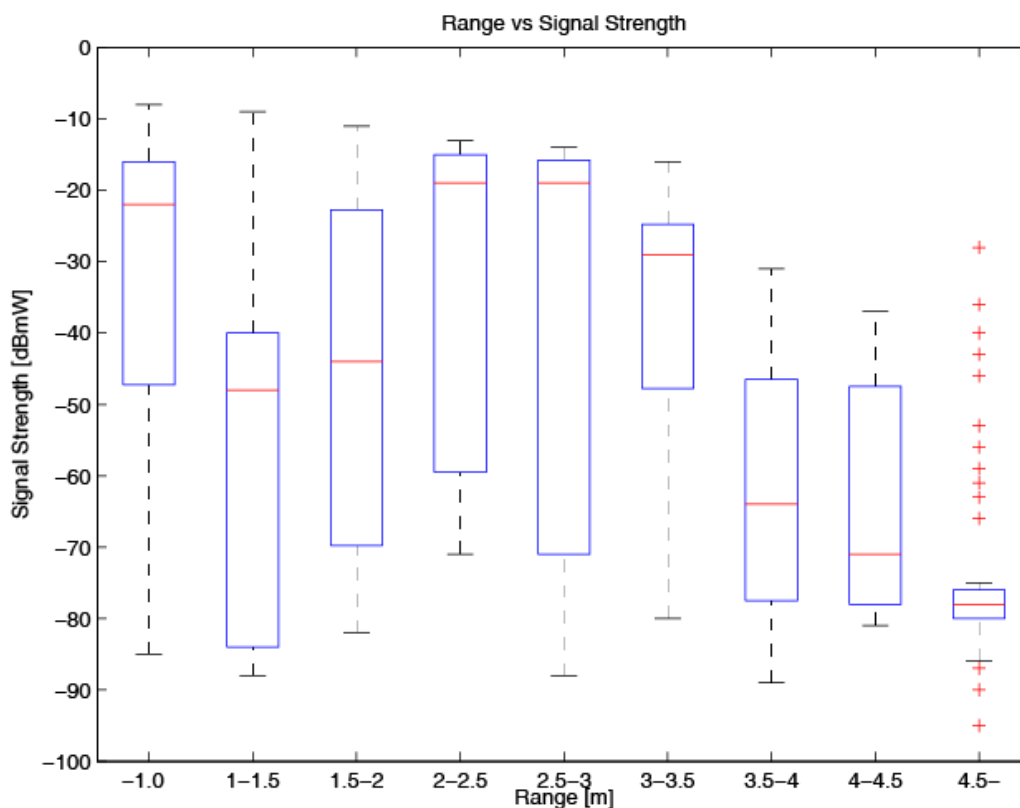


Διάγραμμα 17 Πειραματική διάταξη

Ο πομπός βυθίστηκε σε βάθος 50 μέτρων και στάθηκε όρθιος με τη βοήθεια διάταξης αεροθάλαμου (buoy)-βαριδιών. Ο δέκτης εκκρεμούσε από

το σκάφος σε βάθος 40 μέτρων. Ο πυθμένας επιλέγηκε να είναι σχετικά επίπεδος και ελεύθερος ρευμάτων ή τροφοδοσίας γλυκού νερού. Αποτέλεσμα του περάματος είναι η παντελής απουσία μετρήσεων, ακόμα και για απόσταση πομπού – δέκτη 2 μέτρων.

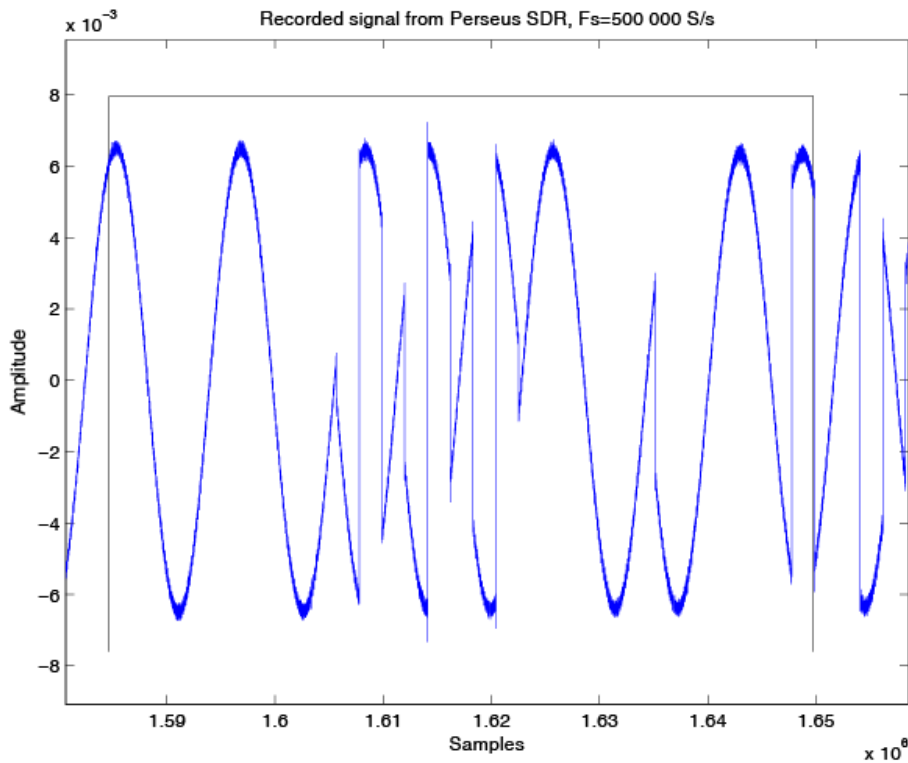
Λόγω της αποτυχίας της παραπάνω προσπάθειας έγινε μια δεύτερη με αλλαγή των υποθέσεων της τοποθεσίας, δηλαδή ή νέα τοποθεσία βρίσκονταν πλησίον των εκβολών ποταμού και σε βάθος 11 μέτρων. Στη δεύτερη αυτή δοκιμή εξήχθησαν τα ακόλουθα αποτελέσματα:



Διάγραμμα 18 Πειραματικά αποτελέσματα

Οι κόκκινες γραμμές δείχνου την μέση τιμή των μετρήσεων και τα μπλε κουτιά τις τιμές στο πλαίσιο 25%-75%. Συμπεραίνουμε πως οι μετρήσεις δεν είναι αξιόπιστες μιας και υπάρχει σημαντική διακύμανση μεταξύ τους. Μόνο βέβαιο συμπέρασμα είναι ότι μετά τα 5 μέτρα το σήμα έχει φτάσει στο επίπεδο του θορύβου, στα -110 dB όπως υπολογίστηκε.

4.2 Αποκωδικοποίηση μετρήσεων



Διάγραμμα 19 Λαμβανόμενο σήμα BPSK

Τα σήματα που καταγράφηκαν είχαν την μορφή που φαίνεται στο παραπάνω διάγραμμα. Ήταν προφανές πως πρόκειται για διαμορφωμένο σήμα κατά BPSK. Η ισχύς του σήματος είναι καλή μιας και οι κυματομορφές είναι καθαρές. Έτσι είναι δυνατό να αποκωδικοποιηθεί το σήμα, ακολουθώντας της συζήτησης που κάναμε στην προηγούμενη ενότητα. Τα αποτελέσματα της αποκωδικοποίησης παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα:

Ρυθμός μετάδοσης	Πλήθος ψηφίων που αποκωδικοποιούνται	Ισχύς σήματος	SNR
237 bps	50 bits	- 72 dBm	38 dB
825 bps	50 bits	- 60 dBm	50 dB
11.641 bps	50 bits	- 48 dBm	62 dB
46.598 bps	50 bits	- 40 dBm	70 dB

Πίνακας 2 Αποτελέσματα αποκωδικοποίησης

Οι υψηλές τιμές θορύβου πιθανώς οφείλονται στον πρότυπο τρόπο αποκωδικοποίησης. Σε περίπτωση πιο αποτελεσματικού αλγορίθμου συγχρονισμού αναμένεται να μειωθούν δραματικά.

4.3 Αξιολόγηση αποτελεσμάτων

Κατά την πρώτη δοκιμή πολλοί παράγοντες δεν είχαν ρυθμιστεί κατά τον δόκιμο τρόπο. Τα βάθη των δύο κεραιών ήταν μεγάλα αλλά δεν ήταν τα ίδια και η απόσταση τους δεν μπορούσε να είναι μικρότερη των 2 μέτρων σε οριζόντιο επίπεδο.

Στην δεύτερη δοκιμή πολλά διορθώθηκαν με αποτέλεσμα την εξαγωγή μέτρησης. Μπορεί σε γενικές γραμμές η μέτρηση να έχει μεγάλες διακυμάνσεις αλλά σε απόσταση λίγων μέτρων καταλήγει σε λογικά συμπεράσματα. Με διαμόρφωση BPSK και ρυθμό 237 bps καταφέρνουμε να έχουμε ευκρινές σήμα στα 3-4 μέτρα ενώ η μέγιστη απόσταση για ρυθμό 46.589 bps είναι 3 μέτρα. Οι καταγραφές μετρήσεων έγιναν για απόσταση μεταξύ των κεραιών από 2 έως 5 μέτρα.

Η μεγάλη διακύμανση των μετρήσεων σε μικρή απόσταση πιθανότατα οφείλεται στο σχεδιασμό του διαμορφωτή ελλείψει συγχρονισμού. Μετά την επεξεργασία των μετρήσεων προέκυψε επίσης ότι τα ρολόγια του μικροελεγκτή και του πολυπλέκτη δεν συμπίπτανε με αποτέλεσμα την ολίσθηση του πλαισίου δειγματοληψία του πακέτου.

4.4 Σύγκριση αποτελεσμάτων

Σε θεωρητικό επίπεδο, τα χαρακτηριστικά της ζεύξης προσδιορίζονται από τον ακόλουθο πίνακα:

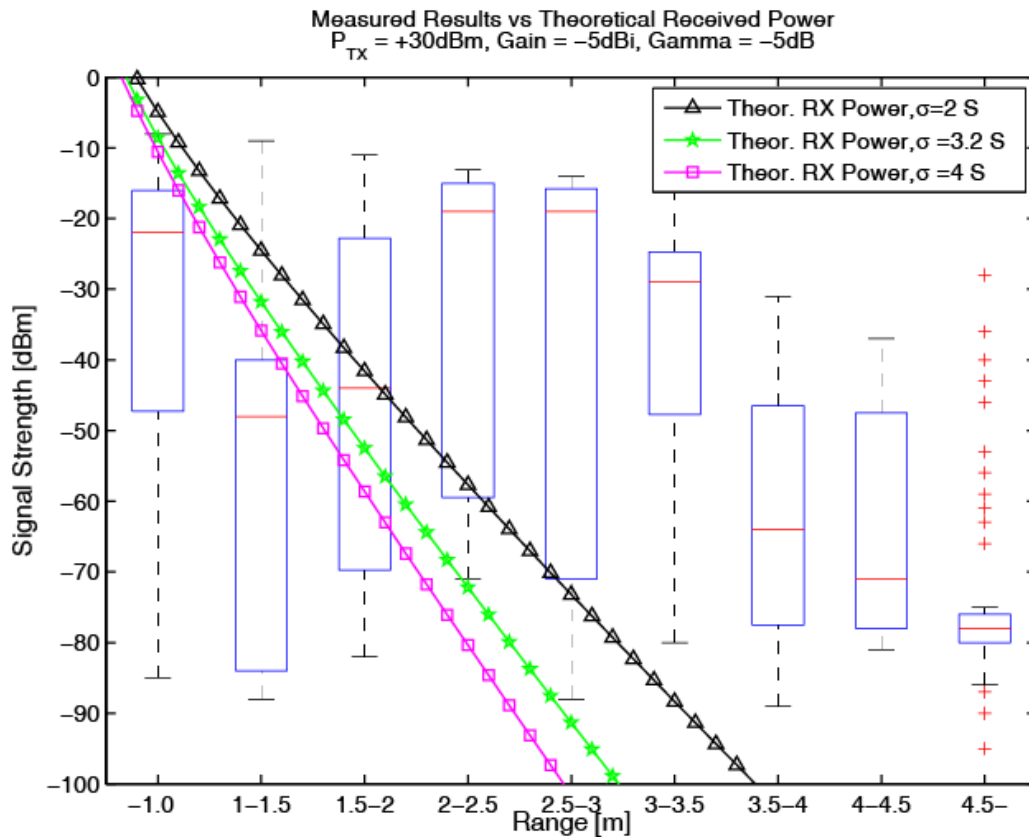
ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ	ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ	ΤΙΜΗ
Εκπεμπόμενη ισχύς	P_{Tx}	+30 dBm
Κέρδος κεραίας	G	- 5 dBi
Απώλειες ανάκλασης	$(1- \Gamma ^2)$	-5 dBi
Απόσταση	D	0 ~ 5 m
Μήκος κύματος	λ	7,07 m
Απώλειες μέσου	L_{cable}	2.36 dB
Σχετική ηλεκτρική διαπερατότητα	σ_r	3,2 S
Σχετική μαγνητική διαπερατότητα	E_r	72

Πίνακας 3 Χαρακτηριστικά ζεύξης

Στο πρακτικό μέρος δεν επαληθεύονται όλες οι τιμές των παραμέτρων. Συγκεκριμένα, η ηλεκτρική διαπερατότητα του νερού δεν ήταν 3,2 αλλά κυμαίνονταν μεταξύ 3,2 και 2 λόγω της γεινίασης της περιοχής του πειράματος με εκβολές ποταμού, και άρα παροχή γλυκού νερού. Επίσης, ο σχεδιασμός της κεραίας δεν έλαβε υπόψη τα διαφορετικά περιβάλλοντα εφαρμογής (αέρας, γλυκό και αλμυρό νερό) με αποτέλεσμα η ακριβή τιμή να κυμαίνεται επίσης. Με τον τρόπο αυτό οι απώλειες ανάκλασης θα είναι χειρότερες από αυτές μιας διπολικής κεραίας μιας και η διπολική κεραία είναι ευρέως φάσματος.

Ένα άλλο πρακτικό συμπέρασμα αφορά τη διακύμανση των τιμών των μετρήσεων των κεραιών στην πάροδο του χρόνου. Διαπιστώθηκε πως το χάλκινο μέρος της διασύνδεσης της κεραίας με τον πομπό διαβρώθηκε και επηρέασε τη συμπεριφορά των κεραιών.

Το αποτέλεσμα των παραπάνω διαγράφεται ακολούθως. Όπως προκύπτει από τη θεωρητική ανάλυση και τις παραμέτρους, το μέγιστο μήκος επικοινωνίας δεν θα έπρεπε να ξεπερνά τα 4 μέτρα στην καλύτερη περίπτωση. Συγκρίνοντας τις καμπύλες στο διάγραμμα μπορούμε να πούμε ότι σε θεωρητικό επίπεδο οι απώλειες διαδρομής αθροίζονται σε 43,3 dB ανά μέτρο και το πρακτικό μέρος κατέδειξε 26 dB ανά μέτρο.



Διάγραμμα 20 Παράθεση πειραματικών και θεωρητικών αποτελεσμάτων

Οι διακυμάνσεις των μετρήσεων όπως αναφέραμε πιθανότατα οφείλονται στην έλλειψη συγχρονισμού του διαμορφωτή με αποτέλεσμα την απώλεια πλαισίωσης των πακέτων. Επίσης, ο μη ακριβής καθορισμός της τιμής της ηλεκτρικής διαπερατότητας του μέσου επηρεάζει την αξιοπιστία των μετρήσεων. Ένας άλλος παράγοντας που επιδρά είναι το προφίλ του πυθμένα. Τυχόν βραχώδη υψώματα στην περιοχή θα μπορούσαν να συνεισφέρουν στην επικοινωνία λόγω των ανακλάσεων.

Με βάση την παραπάνω ανάλυση είναι δυνατό η πρώτη δοκιμή να μην είχε μετρήσεις. Η κακή σχεδίαση και διασύνδεση της διάταξης μπορεί να έπαιξε καθοριστικό ρόλο σε αυτό σε συνδυασμό με τις υψηλότερες απώλειες διαδρομής λόγω υψηλής τιμής της ηλεκτρικής διαπερατότητας. Έτσι, η απόσταση των 2 μέτρων ήταν εκτός των ορίων δυνατότητας επικοινωνίας.

Παρόλα αυτά, δεν παρατηρήθηκαν μεταβατικά φαινόμενα, όπως σε προηγούμενα πειράματα. Δηλαδή δεν επαληθεύτηκε το επιδερμικό βάθος στο τρέχον πείραμα. Σε αυτό μπορεί να έπαιξε ρόλο το όριο μετρήσεων του SDR

(-110 dBm) καθώς και ότι στο τρέχον πείραμα οι μετρήσεις πέφτουν γρήγορα κάτω από το όριο του θορύβου (-110 dBm). Οι ενδείξεις όμως στην αρχή των διαγραμμάτων, αναφορικά με την ταχεία πτώση των τιμών του σήματος, ταιριάζει απόλυτα.

4.5 Αξιολόγηση χωρητικότητας καναλιού

Με το τρέχον πείραμα αποδείχθηκε ότι είναι δυνατή η διάδοση Η/Μ ακτινοβολίας στο θαλάσσιο περιβάλλον. Η επίδραση του αλμυρού νερού προσομοιάζεται γραμμικά στο σήμα με την πάροδο του χρόνου διατηρώντας το φορέα σε συγκεκριμένη συχνότητα. Με την αναδιάταξη του φορέα σε ευρύ φάσμα συχνοτήτων, η επίδραση του αλμυρού νερού μεγαλώνει. Παρόλα αυτά, η επίδραση τους στο πλάτος και η φάση του σήματος δεν προσδιορίζονται ντετερμινιστικά. Σίγουρο είναι ότι λόγω της υψηλής τιμής απώλειας διαδρομής, η διαφοροποίηση σε φάση και συχνότητα του φορέα δεν θα επιφέρει σημαντικές αλλαγές στην ποιότητα του σήματος.

Η πράξη έδειξε ότι ένα σήμα στενής ζώνης έχει καλύτερη απόδοση στη διάδοση στο θαλάσσιο περιβάλλον. Έτσι, το σήμα αυτό σε συνδυασμό με πολύπλοκες διαδικασίες διαμόρφωσης και κωδικοποίησης μπορεί να επιτύχει υψηλό ρυθμό μετάδοσης. Περαιτέρω, η χρήση πολλαπλών πομπών και δεκτών με γειτνιάζοντες φέροντες θα βελτιώσει περαιτέρω τη χωρητικότητα του καναλιού αφού οι παρεμβολές δεν είναι σημαντικές μπροστά στο μεγάλο μέγεθος των απωλειών διαδρομής.

Η επικοινωνία με Η/Μ ακτινοβολία στο νερό είναι λοιπόν δυνατή σε όλο το φάσμα των συχνοτήτων, περισσότερο όμως αποδοτική στην περιοχή κάτω του MHz.

4.6 Αξιολόγηση του μέσου ακτινοβολίας

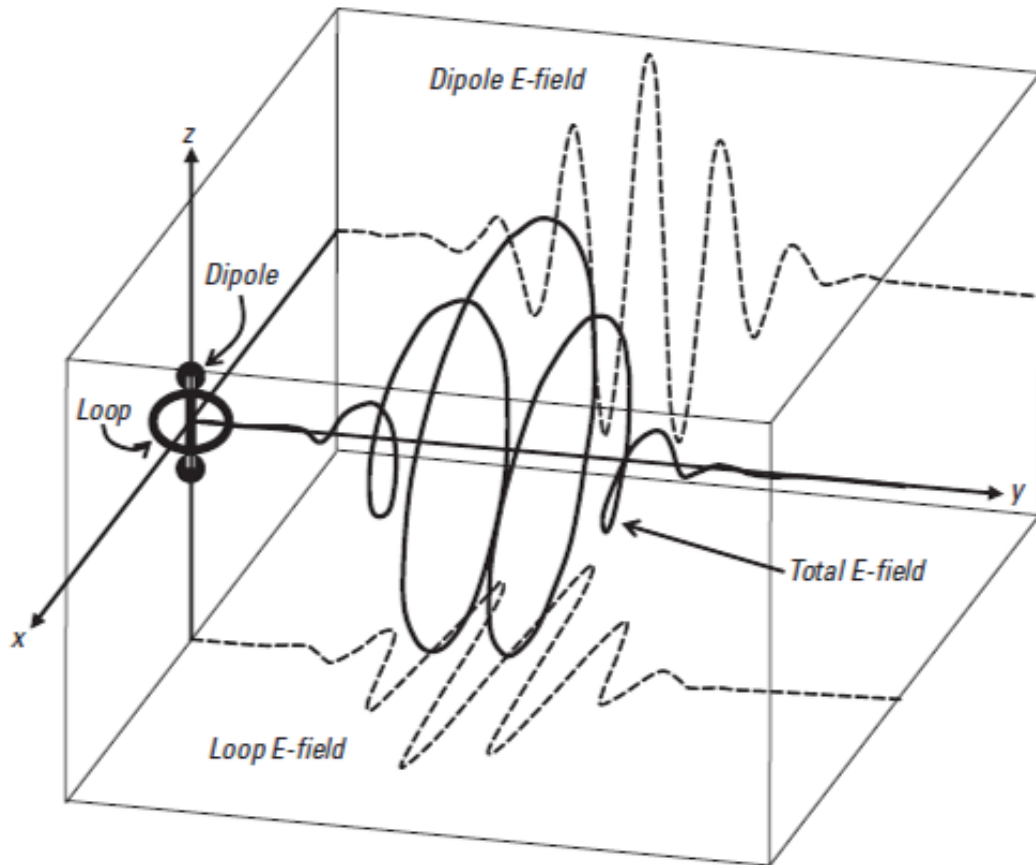
Από την ανάλυση προέκυψε ότι η κεραία δεν ανταποκρίθηκε στις ανάγκες του πειράματος, παρότι είχε σχεδιαστεί για το σκοπό αυτό. Τόσο το μέγεθος της δικωνικής κεραίας όσο και η διάταξη της δεν ήταν κατάλληλα για την εκπομπή σημάτων στην περιοχή των KHz-MHz. Επιπρόσθετα, λόγω του τρόπου συναρμολόγησης της είναι δυνατόν να επιδέχθηκε αλλοίωση των επιδόσεων της στο θαλάσσιο μέσο λόγω διάβρωσης.

Η ανάλυση κατέδειξε ότι προτιμότερη ήταν η χρήση διπολικής κεραίας ή ακόμα και βροχοκεραίας με μικρότερες της αρχικής διαστάσεις. Συγκεκριμένα προτείνεται η χρήση δίπολου μήκους 7,07 μέτρων ή βρόχου μήκους 22 εκατοστών για τις συχνότητες ενδιαφέροντος.

Ένα πιθανό στοιχείο για την μη αποδοτική λήψη μετρήσεων στο πείραμα είναι ο τρόπος διάδοσης της H/M ακτινοβολίας. Δηλαδή, η διάδοση στο θαλάσσιο μέσο επιδέχεται ισχυρές επιδράσεις αποπόλωσης με αποτέλεσμα το λαμβανόμενο σήμα να μην αναγνωρίζεται επαρκώς. Μια τεχνική μετριάσμού του φαινομένου αυτού είναι η μετάδοση σήματος το οποίο μεταβάλλει την πόλωση του αρμονικά στο χρόνο και το χώρο, με αποτέλεσμα η επίδραση του θαλάσσιου μέσου να περιορίζεται από την ευαισθησία του δέκτη.

Για να επιτύχουμε ένα τέτοιο σύστημα χρησιμοποιούμε τόσο το δίπολο όσο και τη βροχοκεραία. Συνδυάζοντας της δύο κεραίες σε μια εκμεταλλευόμαστε τον νόμο του Lorenz και δημιουργούμε H/M σήματα που έχουν αλληλοεπιδρούσες ηλεκτρική και μαγνητική συνιστώσες. Αποδεικνύεται [9, σελ. 17] ότι οι συνιστώσες αυτές είναι κάθετες μεταξύ τους τόσο στο χώρο όσο και στο χρόνο, δημιουργώντας ένα κοχλία εξέλιξης. Ο κοχλίας αυτός περιστρέφεται με ημιτονοειδή τρόπο ακολούθως του ρεύματος διέγερσης. Μάλιστα διαδίδεται προς κάθε κατεύθυνση, σύμφωνα με το λοβό ακτινοβολίας της συστοιχίας (ο οποίος ταυτίζεται και άρα ενισχύεται η μία κεραία από την άλλη!).

Η προτεινόμενη διάταξη φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



Διάγραμμα 21 Κυκλική πόλωση διαδιδόμενου ηλεκτρικού και μαγνητικού σήματος από συστοιχία διπόλου με βροχοκεραία.

Λόγω του τρόπου λειτουργίας της συστοιχίας αναμένεται να έχει αυξημένη ευαισθησία στα σήματα με συνεχή αλλαγή της πόλωσης και με τον τρόπο αυτό να αντιπαρέλθει το φαινόμενο της διάδοσης στο θαλάσσιο μέσο.

5 Υλοποίηση πομποδέκτη με FSK

Από την ανάλυση των αποτελεσμάτων των πειραμάτων με χρήση της μεθόδου BPSK προέκυψε σοβαρή δυσχέρεια στην ερμηνεία των αποτελεσμάτων. Πολλοί παράγοντες επέδρασαν ώστε τα αποτελέσματα να μην είναι τα αναμενόμενα και ένας από τους σημαντικότερους ήταν ο τρόπος διαμόρφωσης (BPSK) είχε μορφικές διαταραχές (σχήμα παραγράφου 4.2) αλλά και χειρότερη επίδοση στα σφάλματα (σχήμα παραγράφου 2.3.3). Η εμπλοκή της τεχνικής FSK όχι μόνο θα έχει καλύτερη επίδοση στις ίδιες συνθήκες αλλά θα μπορεί να προσαρμοστεί αναφορικά με τη συχνότητα φέροντος ώστε να εκμεταλλευτεί τις ιδιότητες του μέσου.

Για χάριν του πειράματος αναπτύχθηκε κώδικας σε Matlab που να ανταποκρίνεται στα δεδομένα. Ειδικότερα:

Η μέση απόσβεση του σήματος με βάση το σχήμα της παραγράφου 4.1 είναι κατά μέσο όρο 16 dBm ανά μέτρο απόστασης.

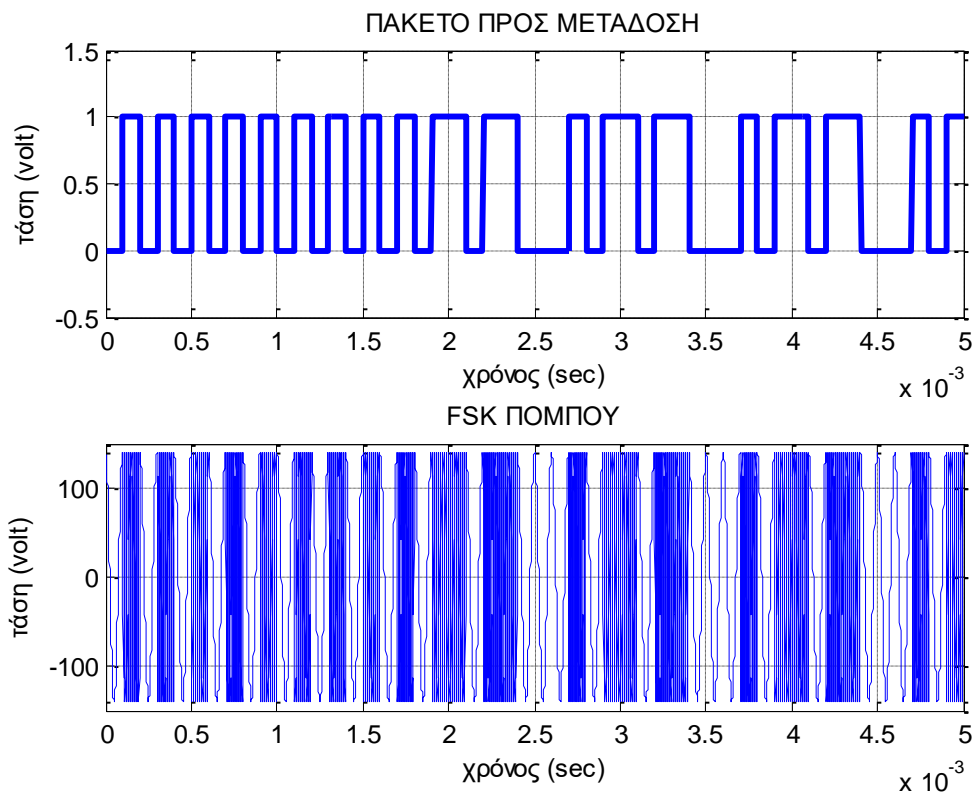
Απόσταση	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
Απόσβεση	21	49	45	20	20	30	63	70	80

Πίνακας 4 Απόσβεση σήματος

Στα 5 MHz και με ρυθμό μετάδοσης 11.641 bps στην περίπτωση του BPSK ο λόγος σήματος προς θόρυβο ήταν 62 dB, πράγμα που επαληθεύεται για απόσταση 4 μέτρων.

Στην περίπτωση του FSK κάναμε τις υποθέσεις ώστε το σήμα να αντιστοιχεί με αυτό του BPSK ώστε να αντιμετωπίσει παρόμοιες συνθήκες. Με τον τρόπο αυτό θα μπορέσουμε να αξιολογήσουμε την επίδοση του συγκριτικά. Τα αποτελέσματα για τη μέθοδο FSK θα προκύψουν από προσομοίωση. Η προσομοίωση θα λάβει υπόψη της τα δεδομένα του πειράματος. Για να περιγράψουμε ακριβέστερα το πείραμα, δημιουργήσαμε

ένα πρότυπο πακέτο 50 ψηφίων με τα πρώτα 20 ψηφία άσους και τα υπόλοιπα 30 μοιρασμένα σε άσους και μηδενικά. Με τη χρήση του κώδικα σε Matlab η σχηματική αναπαράσταση του πακέτου φαίνεται ακολούθως. Το πακέτο είναι σε δυαδική μορφή και θα πρέπει να διαμορφωθεί προς μετάδοση. Ο κώδικας σε Matlab έδωσε την ακόλουθη εικόνα αναφορικά με το μεταδιδόμενο από τον πομπό σήμα:



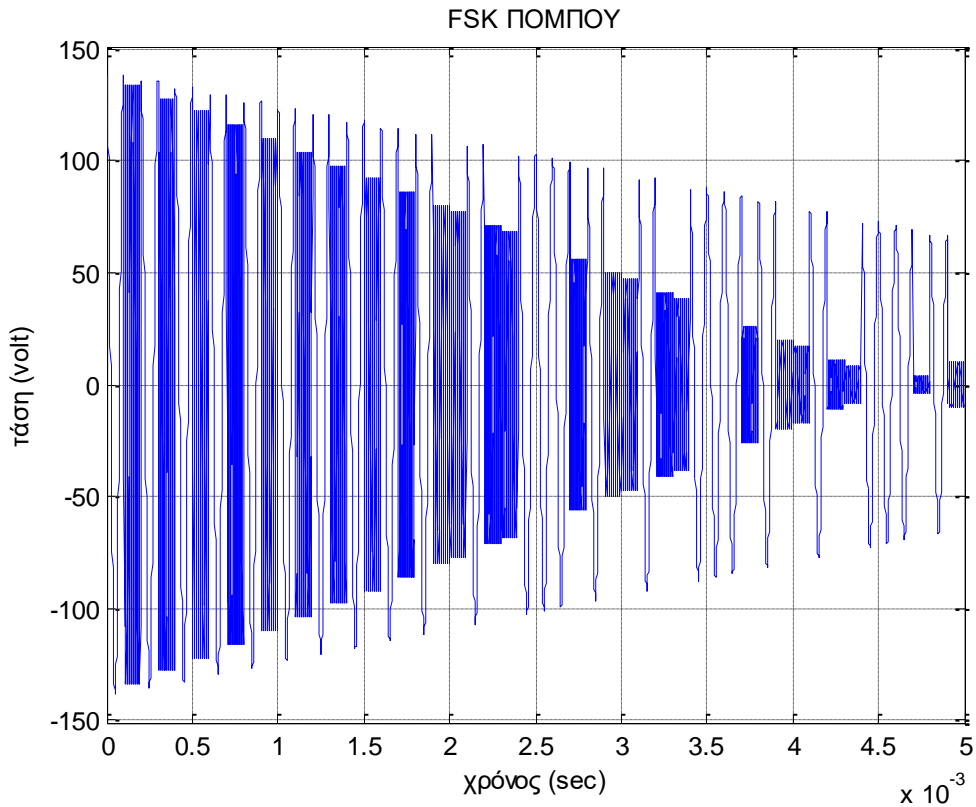
Διάγραμμα 22 Ψηφιακό και διαμορφωμένο αναλογικό σήμα πακέτου

Παρατηρούμε ότι στη θέση των άσων έχουμε τη συχνότητα $f_1=5\text{MHz}$ και στη θέση των μηδενικών τη συχνότητα f_2 στο $1/10$ της f_1 . Αυτό μας καθορίζει ένα τόνο των 100 KHz περίπου, σε αντιδιαστολή με το πείραμα.

Το αναλογικό σήμα μεταδίδεται στο θαλάσσιο μέσο το οποίο επιδρά σε αυτό.

Το πείραμα έδειξε ότι δεν υπάρχει λογικός κανόνας σχετικά με τον τρόπο επίδρασης. Για τις ανάγκες της αξιολόγησης θεωρούμε ότι η επίδραση είναι γραμμική και αντιστοιχεί σε 32 dB(m) ανά διανυθέν μέτρο. Με τον τρόπο αυτό το σήμα διαμορφώνεται σε γραμμικά μειούμενο ρυθμό και σε απόσταση μέχρι 5 μέτρα. Αυτό όμως ισχύει μόνο για την συχνότητα f_1 καθώς η f_2 βρίσκεται σε ένα διαφορετικό φάσμα, αναφορικά με το σχήμα της ενότητας 2.1, σε αυτή των KHz. Από το σχήμα μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι σε συχνότητα f_2 έχει σχεδόν τριπλάσιο επιδερμικό βάθος σε σχέση με την f_1 . Στην περίπτωση του πειράματος το επιδερμικό βάθος δεν έχει έννοια, μιας και η διάταξη τοποθετήθηκε αρκετά μέτρα κάτω από την επιφάνεια, όμως λαμβάνοντας υπόψη αυτήν την επιλεκτικότητα η επίδοση στην συχνότητα f_2 αναμένεται καλύτερη από την f_1 . Δηλαδή, η επίδραση του θαλάσσιου μέσου στο σήμα συχνότητας f_2 αναμένεται να είναι περιορισμένη σε σχέση με αυτή του f_1 . Το αποτέλεσμα αυτό επιβεβαιώνει και το πείραμα βάση του εύρους ζώνης της f_2 .

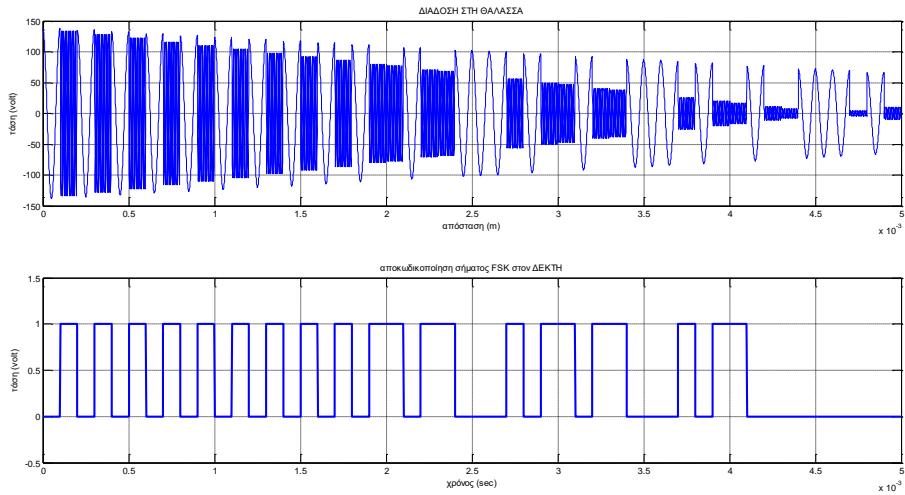
Έτσι, το σήμα μας κατά τη διάδοση του στο θαλάσσιο μέσο θα μπορούσε να έχει την ακόλουθη μορφή:



Διάγραμμα 213 Επιλεκτική επίδραση σε σήματα διακριτών τόνων

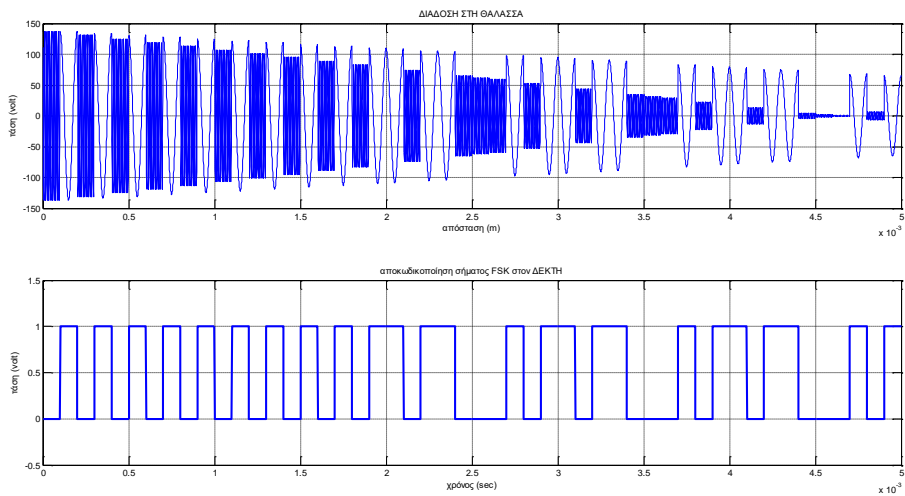
Το σήμα διακρίνεται σε δύο μέρη (α) στο υψηύχνο το οποίο και αποσβαίνεται γρήγορα στα 4 μέτρα και (β) το σήμα χαμηλότερης συχνότητας που επιδέχεται επιλεκτική συμπεριφορά. Η επιλεκτική συμπεριφορά γίνεται αισθητή με την υποδεέστερη απόσβεση του σήματος το οποίο επιτυγχάνει μεγαλύτερη απόσταση διάδοσης. Με τον τρόπο αυτό έχουμε ένα μέρος του σήματος να φτάνει μέχρι τα 4 μέτρα και ένα άλλο να συνεχίζει περαιτέρω. Λαμβάνοντας υπόψη ότι το σήμα μας έχει άσσους και μηδενικά, μία από τις δύο καταστάσεις μπορεί να σπάσει το φράγμα των 5 μέτρων. Δεδομένης της στάθμης του σήματος θα ήταν δυνατό να ανακτήσουμε το μονομερές σήμα σε μεγαλύτερη απόσταση και να ανασυνθέσουμε το σήμα υποθέτοντας ότι το μεσοδιάστημα που δεν λαμβάνεται σήμα έχουμε την αντίθετη τιμή.

Η αποκωδικοποίηση του σήματος όταν οι άσσοι αντιστοιχούν στην υψηλή συχνότητα γίνεται ως ακολούθως:



Διάγραμμα 224 Αποδιαμόρφωση απομειούμενου σήματος με άσσους στα υψηύχνα

Ενώ όταν οι άσσοι αντιστοιχούν στην χαμηλή συχνότητα, η αποκωδικοποίηση του σήματος γίνεται:



Διάγραμμα 25 Αποδιαμόρφωση απομειούμενου σήματος με μηδενικά στα υψηύχνα

Είναι προφανές πως ο αποκωδικοποιητής δεν μπορεί να διακρίνει τη διαφορά μεταξύ των μηδενικών και της απώλειας σήματος, μιας και ενεργειακά οι 2 αυτές καταστάσεις ταυτίζονται. Στην περίπτωση όμως των άσων είναι επίσης προφανές ότι το σήμα μπορεί να αποκωδικοποιείται με

ασφάλεια. Για να συμβεί το παραπάνω υποθέσαμε ότι η ευαισθησία του δέκτη είναι κοντά στα επίπεδα του θορύβου.

Το πρόβλημα με την πρόταση αυτή είναι πως χάνεται η δυνατότητα συγχρονισμού του δέκτη κατά τη μετάβαση μεταξύ των δύο συχνοτήτων. Συγκρίνοντας όμως την τεχνική με την BPSK και με πακέτα που διαθέτουν συγχρονισμό, αποτελεί μια καλύτερη εναλλακτική.

5.1 Παράρτημα – Ο κώδικας

5.1.1 Δημιουργία ψηφιακού σήματος

% Κώδικας MATLAB για δυαδική διαμόρφωση FSK και αποδιαμόρφωσης

clc;

clear all;

close all;

%μορφή πακέτου, 50 bit

for j=1:2:20

 x(j) = 0;

 x(j+1)=1;

end

for i=21:10:50

 x(i) = 1;

 x(i+1) = 0;

 x(i+2) = 1;

 x(i+3) = 1;

 x(i+4) = 0;

 x(i+5) = 0;

 x(i+6) = 0;

 x(i+7) = 0;

 x(i+8) = 0;

 x(i+9) = 1;

```

end

bp=1/10000;           % ρυθμός μετάδοσης 10Kbps

disp(' ΠΑΚΕΤΟ ΠΡΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗ :');

packet=[];

for n=1:1:length(x)

    if x(n)==1;

        bit=ones(1,100);   %100: παράγοντας βελτίωσης

    else x(n)==0;

        bit=zeros(1,100);

    end

    packet=[packet bit];

end

t1=bp/100:bp/100:100*length(x)*(bp/100);

subplot(2,1,1);

plot(t1,packet,'lineWidth',2.5);

grid on;

axis([ 0 bp*length(x) -.5 1.5]);

ylabel('τάση (volt)');

xlabel('χρόνος (sec)');

title('ΠΑΚΕΤΟ ΠΡΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗ');

```

5.1.2 Διαμόρφωση

```
%Δυαδική-FSK

A=30+110; % Πλάτος του φέροντος σήματος πάνω στο περιθώριο
          % θορύβου

f1=10/bp; % φέρουσα συχνότητα για πληροφορίες 1

f2=1/bp; % φέρουσα συχνότητα για πληροφορίες έως 0

step=bp/100

t2=step:step:bp; % χρονική εξέλιξη του σήματος

ss = length(t2);

m=[]; % δυαδικό σήμα σχεδίασης

for (i=1:1:length(x))

    if (x(i)==1)

        y=A*cos(2*pi*f1*t2); % αναλογικό 1

    else

        y=A*cos(2*pi*f2*t2); % αναλογικό 0

    end

    m=[m y]; % τελικός σχεδιασμός

end

t3=step:step:100*length(x)*step;

subplot(2,1,2);

plot(t3,m);

grid on;

axis([ 0 bp*length(x) -151 151]);
```

```
xlabel('χρόνος (sec)');
```

```
ylabel('τάση (volt)');
```

```
title('FSK ΠΟΜΠΟΥ');
```

5.1.3 Αποστολή

```
n=[];
for (i=1:1:length(x))
    if (x(i)==1)
        y=(A-3*i)*cos(2*pi*f1*t2);    % αναλογικό 1
        if y< 0
            y=0
        end
    else
        y=(A-1.5*i)*cos(2*pi*f2*t2);    % αναλογικό 0
        if y< 0
            y=0
        end
    end
end
n=[n y];    % τελικός σχεδιασμός
end
t5=step:step:100*length(x)*step;
plot(t5,n);grid on;
axis([ 0 bp*length(x) -151 151]);
xlabel('απόσταση (m)');
ylabel('τάση (volt)');
title('ΔΙΑΔΟΣΗ ΣΤΗ ΘΑΛΑΣΣΑ');
```

5.1.4 Αποδιαμόρφωση

```
% Δυαδική FSK αποδιαμόρφωση

mn=[];

for n=ss:ss:length(m)

    t=step:step:bp;

    y1=cos(2*pi*f2*t2);           % φέρον σήμα για πληροφορίες 1

    y2=cos(2*pi*f1*t2);           % φέρον σήμα για πληροφορίες 0

    mm=y1.*m((n-(ss-1)):n);

    mmm=y2.*m((n-(ss-1)):n);

    t4=step:step:bp;

    z1=trapz(t4,mm)                % ενσωμάτωση

    z2=trapz(t4,mmm)               % ενσωμάτωση

    zz1=round(2*z1/bp)

    zz2= round(2*z2/bp)

    if(zz1>A/10)    % λογική lavel= (0+A)/10 or 2.5 (σε αυτήν την περίπτωση)

        a=1;

    else(zz2>A/10)

        a=0;

    end

    mn=[mn a];

end
```

```

disp(' Δυαδικές πληροφορίες σε Reciver :');
disp(mn);

% Εκπροσώπηση των δυαδικών πληροφοριών ως ψηφιακό σήμα που
επιτυγχάνεται

% μετά αποδιαμόρφωση

bit=[];

for n=1:length(mn);

    if mn(n)==1;

        se=ones(1,100);

    else mn(n)==0;

        se=zeros(1,100);

    end

    bit=[bit se];

end

t8=step:step:100*length(mn)*step;

subplot(2,1,2)

plot(t8,bit,'LineWidth',2.5);

grid on;

axis([ 0 bp*length(mn) -0.5 1.5]);

ylabel('τάση (volt)');

xlabel('χρόνος (sec)');

title('αποκωδικοποίηση σήματος FSK στον ΔΕΚΤΗ');

```

6 Συμπεράσματα

Το πείραμα απέδειξε ότι είναι δυνατή η επικοινωνία με Η/Μ ακτινοβολία μέσα στο θαλάσσιο νερό σε συχνότητα 5MHz και σε βάθος μεγαλύτερο των μερικών εκατοστών (επιδερμικό βάθος). Η επικοινωνία είναι δυνατή για μερικά μέτρα και μπορεί να επιτύχει ρυθμό μετάδοσης μέχρι 46 Kbps. Οι απώλειες διαδρομής είναι πολύ υψηλές, λόγω της μεγάλης τιμής της ηλεκτρικής διαπερατότητας, σε σχέση με το αέριο μέσο, και υπολογίστηκαν σε 43,3 dB/m.

Η επίδοση της διάταξης ήταν μικρότερη από ότι θεωρητικά αναμενόταν λόγω του πρωτότυπου σχεδιασμού της και των λάθων υποθέσεων κατά τη σύσταση της. Μια καλύτερα συνδυασμένη διάταξη θα επιτύγχανε μεγαλύτερη απόσταση επικοινωνίας. Επίσης διερεύνηση χρειάζεται το προφίλ του πυθμένα αναφορικά με τη δυνατότητα συμβολής του στην Η/Μ επικοινωνία.

Μια πρόταση βελτίωσης της διάταξης είναι να αντικατασταθεί η κεραία με μια μικρότερη και ελαφρύτερη. Η χρήση ημίσεως διπόλου ή βροχοκεραίας μπορεί να επιφέρει σημαντική βελτίωση στην απόδοση της διάταξης. Στην συχνότητα των 5MHz η διάσταση του διπόλου θα είναι:

$$\lambda_r = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c/f}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8 / 5 \cdot 10^6}{\sqrt{72}} = 7,07m$$

ενώ στην περίπτωση της βροχοκεραίας, η διάσταση της περιορίζεται κατά 1/10 της τιμής αυτής [2, σελ 231], δηλαδή περίμετρο 70 εκατοστά και διάμετρο 22 εκατοστά.

Από την μεριά της διαμόρφωσης και κωδικοποίησης, οι χρησιμοποιούμενοι μηχανισμοί αποδείχθηκαν μη συμβατοί. Ένα περισσότερο αξιόπιστο και ενιαίο σχήμα θα είχε προσδώσει περισσότερο αξιόπιστα και αποδοτικά στη διάταξη. Επίσης, μεγαλύτερου βαθμού διαμορφώσεις και

κωδικοποιήσεις θα πρόσδιδαν μεγαλύτερη χωρητικότητα στο κανάλι και πιθανόν μεγαλύτερη ανοχή στις απώλειες διαδρομής. Σημαντικό είναι να επιλεγούν τεχνικές διαμόρφωσης που δεν απαιτούν συγχρονισμό *ex ante*, όπως η FSK, λόγω των περιορισμών της διαδικασίας. Από την μεριά του δέκτη, ίσως να ήταν καλύτερα αν υπήρχε συζυγής διάταξη ώστε τα αποτελέσματα να ήταν άμεσα συγκρίσιμα.

Περαιτέρω μελέτης χρήζει η απόκριση του θαλάσσιου μέσου στη φάση σε συνάρτηση με την συχνότητα. Με κατάλληλο εξοπλισμό θα πρέπει να διερευνηθεί η απόκριση του θαλάσσιου μέσου στη φάση ώστε να διερευνηθεί η δυνατότητα δημιουργίας καναλιών ευρείας ζώνης.

Για την ενίσχυση του παραπάνω ισχυρισμού έλαβε χώρα προσομοίωση με FSK διαμόρφωση όπου παρουσιάστηκε το συγκριτικό πλεονέκτημα έναντι στην τεχνική BPSK. Χρησιμοποιώντας τις ίδιες περίπου συνθήκες με το πείραμα, κατορθώσαμε να αναδείξουμε ότι με την τεχνική FSK είναι δυνατή η αποτελεσματικότερη διάδοση του σήματος. Για να το καταφέρουμε αυτό αναπτύξαμε πρωτότυπο κώδικα σε Matlab, κάτι που έλειπε από το πείραμα.

7 Βιβλιογραφία

- [1] Ulaby, F. T., Michielssen, E. & Ravaioli, U. [2007], Fundamentals of Applied Electromagnetics, 6th ed., Prentice Hall, New Jersey.
- [2] Balanis, C. A. [2005], Antenna Theory Analysis and Design, third edn, John Wileys & Sons, Inc, New Jersey.
- [3] Rappaport, T. S. [2002], Wireless Communications: Principles and Practice, 2nd ed., Prentics Hall, New Jersey.
- [4] Proakis, J. G. & Salehi, M. [2008], Digital Communications, fifth edn, McGraw-Hill, New York.
- [5] Couch II, L. W. [1995], Modern Communication Systems - Principles and Applications, 1st ed., Prentics Hall, New Jersey.
- [6] Madhow, U. [2008], Fundamentals of Digital Communications, 1st ed., Cambridge University Press, Cambridge.
- [7] Pozar, D. M. [2001], Microwave and RF Design of Wireless Systems, 1st ed., John Wileys & Sons, Inc, New Jersey.
- [8] MATLAB code for FSK modulation and demodulation (https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/44821-matlab-code-for-fsk-modulation-and-demodulation/content/FSK_mod_demod_salim.m)
- [9] Kaazimierz S., Yasaman, B., [2007], Radiowave Propagation and Antennasfor Personal Communications, 3rd Edition, Artech House

8 Συντομογραφίες

VLF	Very Low Frequency
SNR	Signal-to-noise Ratio
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BFSK	Binary Frequency Shift Keying
FSK	Frequency Shift Keying
PSK	Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SPI	Serial Peripheral Interface
BER	Bit Error Rate
AWGN	Additive White Gaussian Noise
SDR	Software Defined Radio
H/M	Ηλεκτρομαγνητική