ΠΟΛΕΜΙΚΟ ΝΑΥΤΙΚΟ

ΣΧΟΛΗ ΝΑΥΤΙΚΩΝ ΔΟΚΙΜΩΝ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Ιωάννης Α. Κούκος, Καθηγητής

ΣΗΜΕΙΩΣΕΙΣ

ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΝΑΥΤΙΚΩΝ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΡΑΝΤΑΡ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΥ ΠΟΛΕΜΟΥ

Για IV Ν. Δοκίμους

ΠΕΙΡΑΙΑΣ
ΙΟΥΛΙΟΣ 2005

ΠΟΛΕΜΙΚΟ ΝΑΥΤΙΚΟ
ΣΧΟΛΗ ΝΑΥΤΙΚΩΝ ΔΟΚΙΜΩΝ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ
Ιωάννης Α. Κούκος, Καθηγητής

ΔΙΑΔΟΣΗ ΡΑΔΙΟΣΗΜΑΤΩΝ ΣΤΗΝ ΤΡΟΠΟΣΦΑΙΡΑ

Ι. ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΚΑΤΑ ΖΩΝΗ

1. ELF, VF, VLF (<30 kHz)
   - Κυματοδηγος μεταξύ επιφάνειας Γης και D-Στρώματος Ιονόσφαιρας.
   - Θόρυβος από Κεραυνούς.
   - Επικοινωνία μακρών αποστάσεων.
   - Διείσδυση σε θαλάσσιο νερό.
   - Πολύ περιωρισμένο εύρος ζώνης.
   - Επικοινωνίες Σταθερού Σταθμού προς Κινητού (one way broadcast).

2. LF, MF (30 kHz – 3 MHz)- Μακρά-Μεσαία
   - Διάδοση με επιφανειακό κύμα πάνω από θαλάσσιο νερό.
   - Σε μακρυνότερες αποστάσεις παρεμβολή από ουράνια κύματα.
   - Επικοινωνία μεσαίων αποστάσεων.
   - Μεγάλες κεραίες εκπομπής.
   - Χαμηλά εύρη ζώνης.

3. HF (3-30 MHz) – Βραχέα
   - Διάδοση μέσω ολικής ή μερικής ανάκλασης από στρώματα ιονόσφαιρας.
   - Διαλείψεις και Διασπορά σήματος.
   - Εύρη ζώνης ≤ 3 KHz.
   - Ημερονύχτιοι – Εποχιακοί Κύκλοι- Ηλιακή Δραστηριότητα Κηλίδων.

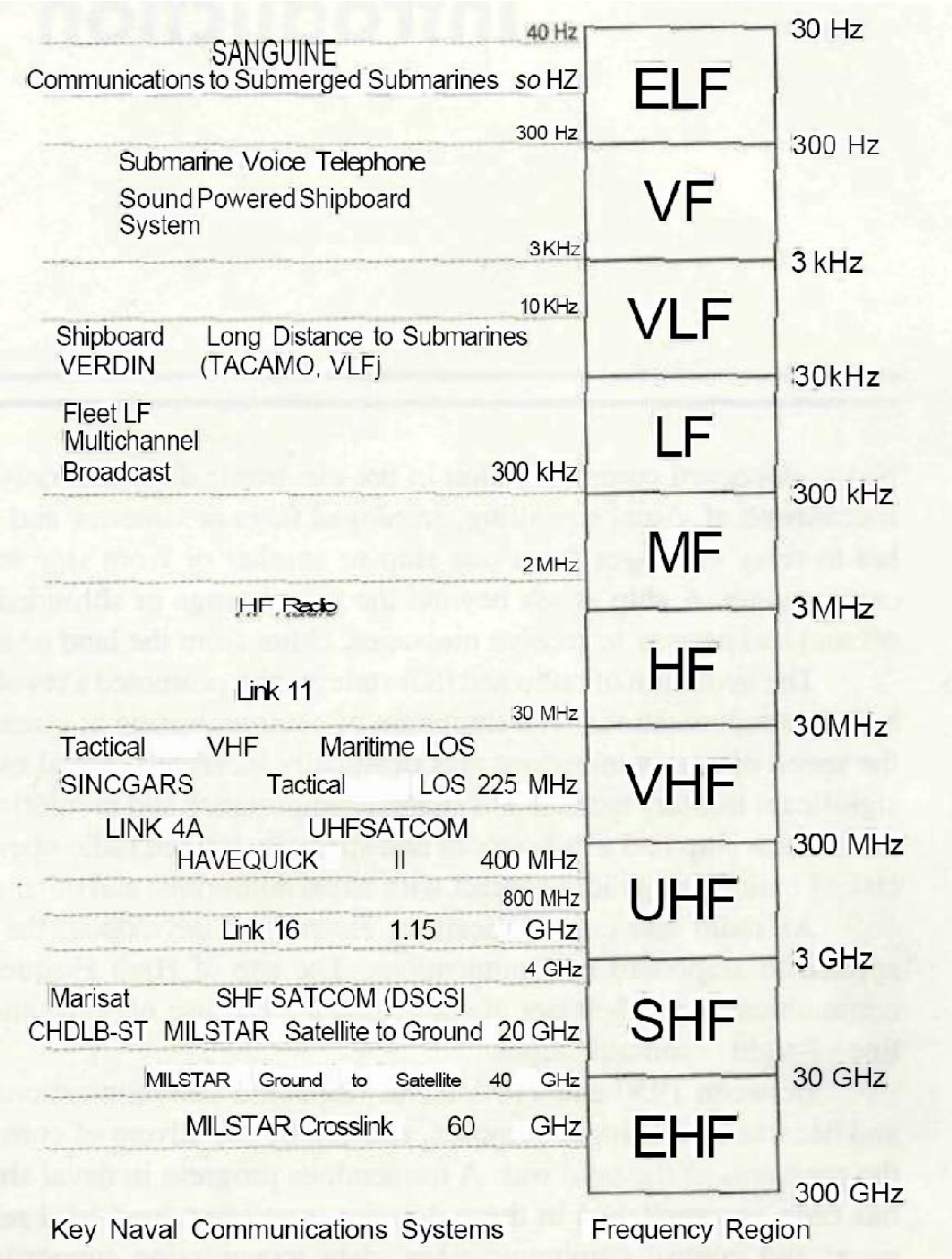
4. VHF (30-300 MHz) : Non-Line of Sight Modes
   - Διάδοση μέσω ριπών μετεωριτών και μέσω ιονοσφαιρικής σκέδασης (Meteor Burst / Ionospheric Scatter).
   - Αποστάσεις μέχρι 1500 Km.
   - Κατευθυντικές Κεραίες.
   - Εύρη Ζώνης : μερικά MHz για ριπές μετεωριτών, μερικά KHz για σκεδαστικά κανάλια.

5. VHF/UHF/SHF (Μερικές 10ς MHz – Μερικά GHz) : Tropospheric Scatter Modes
   - Ραδιοκύματα σκεδάζονται από ανομοιογένειες στην τροπόσφαιρα 9-20 Km πάνω από επιφάνεια Γης.
   - Βεληνεκή μερικών 100άδων Km (πέραν οπτικού βεληνεκούς).
   - Πολυοδικά φαινόμενα και διαλείψεις.
   - Εύρη Ζώνης : μερικά MHz.
   - Ατμοσφαιρικός και Γαλακτικός Θόρυβος.

6. VHF/UHF/SHF (> 30 MHz) : Line-of-Sight Modes
    - Εύρη Ζώνης : μερικά MHz σε συστήματα SHF, μερικά KHz σε συστήματα VHF.
    - Διάδοση σε ασύρματα επίγεια κανάλια (terrestrial paths) που δημιουργούν περίθλαση (diffraction), ατμοσφαιρική διάθλαση (refraction), ανάκλαση (reflection), παρεμβολή (interference), επανεκπομπή (re-radiation), και απορρόφηση (absorption).
    - Σταθερά σήματα, απαιτούνται χαμηλές ισχείς μετάδοσης για να αντισταθμίσουν απώλειες ελευθέρου χώρου και άλλη απορρόφηση.
    - Επαναχρησιμοποίηση Συχνοτήτων γίνεται με προσεκτικό σχεδιασμό δικτύου. Κίνδυνος διακαναλικής παρεμβολής (co-channel interference).
    - Διάδοση μεγάλων αποστάσεων γίνεται με χρήση αναμεταδοτών (regenerators/repeaters).
    - Στα VHF, ο ατμοσφαιρικός και τεχνητός θόρυβος σημαντικοί. Σε μικροκυματικές συχνότητες γαλακτικός θόρυβος και θερμικός θόρυβος συστήματος υπερισχύουν.

Reference :

M. Darnell, “A review of transmission and channel evaluation techniques for digital communication systems”, p34-1,17, AGARD-CPP-363, 1984.


40 Hz
SANGUINE
Communications to Submerged Submarines so HZ
300 Hz
Submarine Voice Telephone
Sound Powered Shipboard System
3KHz
10 KHz
Shipboard VERDIN
Long Distance to Submarines (TACAMO, VLFj
Fleet LF Multichannel Broadcast
300 kHz
2MHz
HF Radio
Link 11
30 MHz
Tactical VHF
Maritime LOS
SINCGARS
Tactical
LOS 225 MHz
LINK 4A
UHFSATCOM
HAVEQUICK II
400 MHz
800 MHz
Link 16
1.15 GHz
4 GHz
Marisat
SHF SATCOM (DSCS|
CHDLB-ST
MILSTAR Satellite to Ground 20 GHz
MILSTAR Ground to Satellite 40 GHz
MILSTAR Crosslink 60 GHz
ELF
VF
VLF
LF
MF
HF
VHF
UHF
SHF
EHF
30 Hz
300 Hz
3 kHz
30kHz
300 kHz
3MHz
30MHz
300 MHz
3 GHz
30 GHz
300 GHz
Key Naval Communications Systems
Frequency Region

Ραδιοεπικοινωνίες και Ιονόσφαιρα

Το 1925, ο Βρεττανός Επιστήμων Edward Appleton ανακάλυψε ότι υπάρχει μιά περιοχή της ανωτέρας ατμόσφαιρας η οποία είχε την καταπληκτική ιδιότητα να ανακλά ραδιοκύματα ωρισμένων συχνοτήτων, πού εκπέπονται από την γή. Η περιοχή αυτή εκτεινόμενη σε υψόμετρα 65-500 Km ονομάσθηκε **Ιονόσφαιρα** και η ανακάλυψη της έκανε εφικτές τις ραδιοεπικοινωνίες μακρών αποστάσεων, από το πρώτο τέταρτο του 20ου αιώνα.

Η εντατική έρευνα που επακολούθησε, απέδειξε την σχέση ηλιακής ακτινοβολίας και συμπεριφοράς της ιονόσφαιρας. Σήμερα είναι γνωστόν, ότι η υπεριώδης ακτινοβολία του ήλιου (UV, EUV) είναι υπεύθυνη για την δημιουργία ιονισμένων στρωμάτων της ανωτέρας ατμόσφαιρας τών οποίων τα πάχη εξαρτώνται από την εναλλαγή του ημερονυχτίου και των εποχών. Δηλαδή η υπεριώδης ακτινοβολία του ήλιου βομβαρδίζοντας τα άτομα της ανώτερης ατμόσφαιρας, αποσπά ηλεκτρόνια και έτσι τα άτομα του αέρα μετέρχονται στην κατάσταση του πλάσματος. Τους θερινούς μήνες ή κατά την διάρκεια ηλιακών καταιγίδων, παρατηρείται μιά εντονώτερη δραστηριότητα στην Ιονόσφαιρα Από την δραστηριότητα αυτή εξαρτάται και η ποιότητα των ασυρμάτων επικοινωνιών βραχέων κυμάτων (όπως επεκράτησε να ονομάζονται οι ηλεκτρομαγνητικές εκπομπές με συχνότητες 3-30 MHz ή μήκη κύματος 100-10 m).

Στις δεκαετίες 30 και 40, η τεχνολογία βραχέων κυμάτων ωρίμασε αρκετά ώστε να υποστηρίζει τις παγκόσμιες ραδιοεπικοινωνίες μέσω τηλεγράφου ή τηλεφώνου. Κατά την διάρκεια του 2ου Παγκοσμίου Πολέμου, οι ραδιοεπικοινωνίες βραχέων κυμάτων αποτέλεσαν την βασική μέθοδο τηλεπικοινωνιών για τις δυνάμεις των Συμμάχων και του Άξονα. Οι πρώτες κρυπτογραφικές μέθοδοι εφαρμόσθηκαν τότε, με συνέπεια την παράλληλη ανάπτυξη αποκρυπτογραφικών μεθόδων και μεθόδων εντοπισμού πομπών με ραδιογωνιομετρία.

Στην δεκαετία του 50, η τεχνολογία λυχνιών και άλλων ραδιοσυσκευών προχώρησε αλματωδώς, και η χρήση των βραχέων κυμάτων στις παγκόσμιες τηλεπικοινωνίες έφθασε στο μέγιστο της, ενώ ο ηλιακός κύκλος 19 έφθανε επίσης στο μέγιστο της δραστηριότητας του στο τέλος της δεκαετίας αυτής, με συνέπεια συμφόρηση και ανταγωνισμό για το φάσμα των βραχέων κυμάτων. Νέος τύπος διαμόρφωσης ο SSB (Single Side Band) αντικατέστησε ολοσχερώς τα AM.

Στην δεκαετία του 60, η εφεύρεση του γεωσύγχρονου δορυφόρου, παραμερίζει πλέον τις τηλεπικοινωνίες βραχέων κυμάτων σε ένα δευτερεύοντα βοηθητικό ρόλο. Οι δορυφόροι παρέχουν μεγαλύτερες ευκολίες μετάδοσης πληροφοριών (φωνής, εικόνας, δεδομένων), μεγαλύτερη αξιοπιστία και χωρητικότητα διότι λειτουργούν σε μικροκυματικές ζώνες. Η σημασία των βραχέων κυμάτων παραμένει όμως αμείωτη στην περιοχή των στρατιωτικών επικοινωνιών και των επικοινωνιών εκτάκτου ανάγκης.

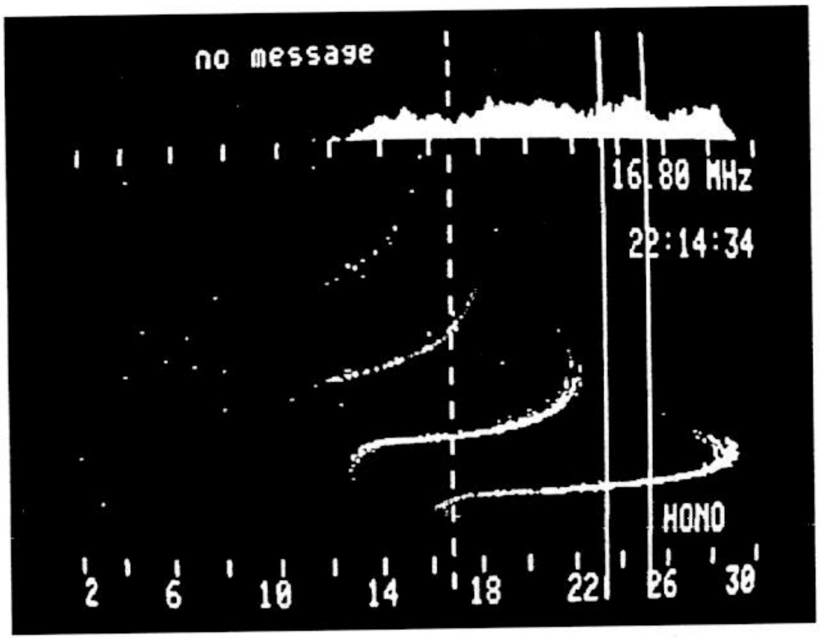
Σήμερα, η χρήση των βραχέων κυμάτων επανήλθε στο προσκήνιο λόγω των νέων ψηφιακών τεχνολογιών που κυριαρχούν πλέον στις τηλεπικοινωνίες δεδομένων. Οι ανοικτές επικοινωνίες φωνής αντικαθίστανται από δυσανίχνευτες επικοινωνίες ευρέος φάσματος (spread spectrum) και τα πρωτόκολλα ασυρμάτων δικτύων βοηθούν στην δημιουργία ασφαλών δικτύων βραχέων κυμάτων.

I. Ιονοηχοσημαντήρες

Επειδή, η ιονόσφαιρα είναι ένα δυναμικά μεταβαλλόμενο μέσο, απαιτείται μια διαρκής διερεύνηση της, ώστε να εντοπίζονται οι συχνότητες εκείνες οι οποίες επιτρέπουν απρόσκοπτη διεξαγωγή επικοινωνιών εκτάκτου ανάγκης. Το ρόλο της διαρκούς διερεύνησης των δυναμικών χαρακτηριστικών της ιονόσφαιρας, από την δεκαετία του 70, έχουν αναλάβει περί τους 100 ιονοσφαιρικοί σταθμοί ανά τον κόσμο.

Οι ιονοσφαιρικοί σταθμοί χρησιμοποιούν ραντάρ ανίχνευσης της ιονόσφαιρας που ονομάζονται **Ιονοηχοσημαντήρες** (Ionosondes). Ένας Ιονοηχοσημαντήρας αποτελείται από ένα, ελεγχόμενο από Η/Υ, ραδιοπομπό ισχύος μέχρι 600 Watt ο οποίος μεταδίδει, κωδικοποιημένες κατά Barker ή chirp FM, παλμοσειρές πρός την ιονόσφαιρα, σαρώνοντας τις συχνότητες HF 1-30 MHz με προγραμματιζόμενο βηματισμό. Η λειτουργία αυτή αποκαλείται Ιονοσφαιρική «Ηχοσήμανση» (Ionospheric Sounding). Οι ριπές των παλμών ανακλώνται απο διαφορετικά στρώματα της Ιονόσφαιρας σε διαφορετικά υψόμετρα και επιστρέφοντας πρός την γή συλλαμβάνονται από μιά συστοιχία κεραιών συνδεδεμένων με τέσσερεις δέκτες (360° αζιμουθιακή κάλυψη) είτε συγκείμενους με τον πομπό (κάθετη ιονοηχοσήμανση - vertical sounding) ή τοποθετημένους σε μεγάλη απόσταση (> 1000 Km) από τον πομπό (κεκλιμένη ιονοηχοσήμανση - oblique sounding). Οταν πομπός και δέκτες είναι γεωγραφικά διαχωρισμένοι, τότε συγχρονίζονται με GPS clock, μέσω δύο μικροδεκτών GPS.

Στην επεξεργασία του σήματος στον πομπό, μετράται η σχετική καθυστέρηση και η αντίστοιχη συχνότητα και κατασκευάζεται ένα Ιονόγραμμα (γραφική παράσταση) καθυστέρησης έναντι Συχνότητας (MHz).



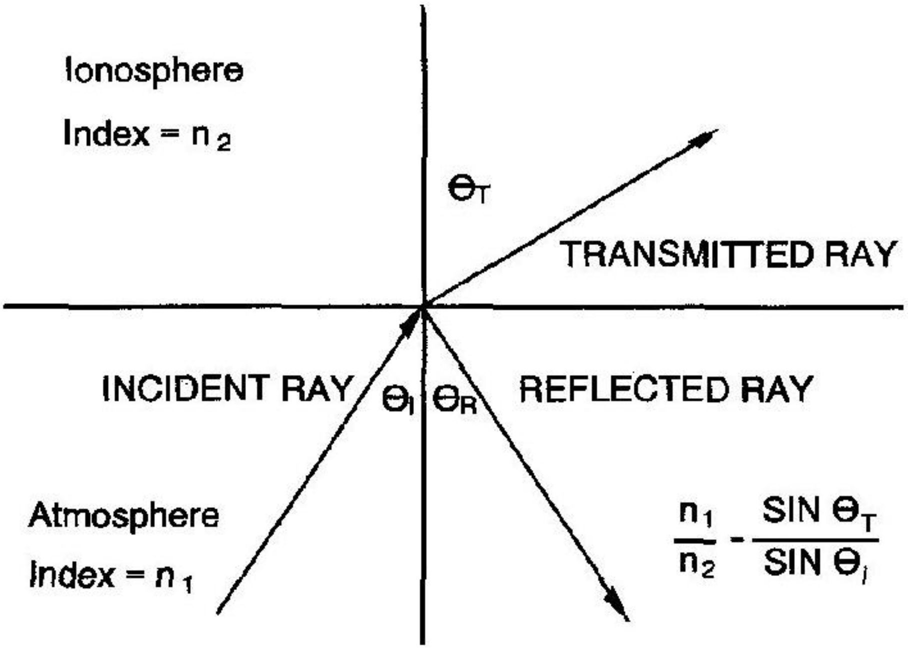
Εάν, σε μία περιοχή συχνοτήτων υπάρχουν ανακλάσεις από περισσότερα στρώματα της Ιονόσφαιρας τότε το ιονόγραμμα παρουσιάζει πολλαπλές υπερκείμενες καμπύλες και η περιοχή αυτή συχνοτήτων απορρίπτεται σαν ακατάλληλη πρός μετάδοση σημάτων λόγω των διαλείψεων που προκαλούν τα επιστρέφοντα κύματα μεταξύ τους. Τα διαφορετικά ιονοσφαιρικά στρώματα ευρίσκονται σε διαφορετικά ύψη και έχουν διαφορετική πυκνότητα ηλεκτρονίων. Το παραπάνω ιονόγραμμα έχει ληφθεί από πλάγιο ζεύγος ιονοηχοσημαντήρων τύπου chirp επάνω από τον Ειρηνικό Ωκεανό σε μία διαδρομή 4000 km μεταξύ Χαβάης και Σαν Φρανσίσκο. Στην ζώνη 14-22 MHz παρατηρούμε ανάκλαση από 3 υπερκείμενα στρώματα της ιονόσφαιρας, με χρονική απόσταση περίπου 2,5 msec, πράγμα ανεπιθύμητο διότι το λαμβανόμενο σήμα είναι παραμορφωμένο ή εξασθενημένο από διαλείψεις λόγω πολυοδικού φαινομένου. Αντίθετα η ζώνη 23-25 MHz που σημαδεύεται από τις δύο παράλληλες γραμμές είναι η επιλεγόμενη ζώνη διότι το σήμα εκεί, ανακλώμενο μόνο από ένα στρώμα, είναι ισχυρό και κατάλληλο για επικοινωνία.

Τα κυριώτερα στρώματα της Ιονόσφαιρας είναι γνωστά ώς στρώματα D, E, F_1 και F_2 όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Τα ύψη και πάχη των στρωμάτων αυτών υπόκεινται σε ημερονύχτιες και ενιαύσιες διακυμάνσεις λόγω ηλίου. Ειδικώτερα την νύχτα τα υψηλότερα στρώματα F1 και F2 ενοποιούνται και τα κατώτερα στρώματα ανεβαίνουν υψηλότερα, λεπταίνουν η σχεδόν εξαφανίζονται λόγω απουσίας ηλιακής ακτινοβολίας. Με την ιονόσφαιρα λοιπόν να ανεβαίνει υψηλότερα την νύχτα έχουμε ανακλάσεις σημάτων από μεγαλύτερο υψόμετρο και συνεπώς τα σήματα φθάνουν σε δέκτες σε πολύ μεγαλύτερες αποστάσεις από τον πομπό από ό,τι την ημέρα, και μάλιστα ούτε παρατηρούνται συχνές διαλείψεις.

Η ημερήσια ζώνη επιλογής μπορεί να προβλεφθεί και συνήθως καθορίζεται από την

1. Μεγίστη Χρησιμοποιήσιμη Συχνότητα (Maximum Usable Frequency – MUF), την
2. Ελάχιστη Χρησιμοποιήσιμη Συχνότητα (Lower Usable Frequency – LUF),και την
3. Βέλτιστη Λειτουργική Συχνότητα (Optimum Working Frequency – OWF ή στα γαλλικά Frequence Optimum de Travail – FOT). Η FOT επιλέγεται να είναι περίπου το 85% της MUF στο στρώμα F2.

Θεωρητικός προσδιορισμός της MUF γίνεται μέσω του νόμου ανάκλασης – διάθλασης οπτικών ακτίνων του Snell : $n_1 \sin\theta_I = n_1 \sin\theta_R = n_2 \sin\theta_T$
όπου θ_I, θ_R, θ_T οι γωνίες προσπτώσεως, ανακλάσεως και διαθλάσεως



http://hfradio.org/muf_basics.html

MUF, LUF, και FOT – Βασική θεωρία της Maximum Usable Frequency

Υπάρχουν δύο ορισμοί για τη σύντμηση, "MUF." Η διεθνής ένωση ITU-R τηλεπικοινωνιών (σύσταση π.373-7 10/1995, σε ισχύ) συστήνει δύο ορισμούς για MUF:

1. Λειτουργικό MUF (ή απλά MUF) είναι η υψηλότερη συχνότητα που θα επέτρεπε την αποδεκτή λειτουργία μιας ραδιο υπηρεσίας μεταξύ των δεδομένων τερματικών σε μία δεδομένη στιγμή υπό τις συγκεκριμένες συνθήκες εργασίας (κεραίες, ισχύς, τύπος εκπομπής, απαιτούμενος λόγος S/N, και ούτω καθ'εξής), και,

2. Βασικό MUF, ορίζεται ως η υψηλότερη συχνότητα από την οποία ένα ραδιοκύμα μπορεί να διαδοθεί μεταξύ των δεδομένων τερματικών μόνο μέσω ιονοσφαιρικής διάδοσης, ανεξαρτήτως της ισχύος του.

Η διαφορά στη συχνότητα μεταξύ λειτουργικού MUF και βασικού MUF είναι στην πράξη από 10-35%. Στα περισσότερα προγράμματα πρόβλεψης και στις ερασιτεχνικές αναφορές ακρόασης ραδιοφώνων και βραχέων κυμάτων το MUF είναι το λειτουργικό MUF. Κάθε ημέρα του μήνα σε μια δεδομένη ώρα, υπάρχει μια μέγιστη παρατηρηθείσα συχνότητα (MOF) για μία μορφή διάδοσης. Η διάμεσος όλων των παρατηρουμένων τιμών καλείται MUF. Με άλλα λόγια, το MUF είναι η συχνότητα για την οποία η ιονοσφαιρική ανάκλαση προβλέπεται σε 50% των ημερών του μήνα, δηλ. 15 στις 30 ημέρες. Έτσι μια δεδομένη ημέρα οι επικοινωνίες μπορούν ή όχι να πετύχουν στη συχνότητα που χαρακτηρίζεται ως MUF.

Για να εξασφαλίσει μια καλή σύνδεση επικοινωνίας μεταξύ δύο θέσεων, η λειτουργούσα συχνότητα επιλέγεται χαρακτηριστικά κάτω από το προβλεφθέν MUF. Ένας συνήθως χρησιμοποιημένος τύπος για την εύρεση της βέλτιστης λειτουργούσας συχνότητας για μια δεδομένη πορεία είναι να υπολογίσει μεταξύ 80 και 90% του MUF. Ανάλογα με ποιο πρότυπο χρησιμοποιείτε για τον καθορισμό MUF και OWF, αυτό το ποσοστό των χρησιμοποιήσιμων ημερών μπορεί να είναι χρήσεις VOACAP 50% 50% ή 90%, παραδείγματος χάριν. Τα συνώνυμα για τη βέλτιστη λειτουργούσα συχνότητα είναι FOT (συχνότητα της βέλτιστης κυκλοφορίας), OTF (βέλτιστη συχνότητα κυκλοφορίας ή βέλτιστη συχνότητα μετάδοσης), και OWF (βέλτιστη συχνότητα εργασίας).

Έτσι, για παράδειγμα, εάν διαπιστώνετε ότι το MUF είναι 23 MHz μια ημέρα με έναν λειαμένο αριθμό ηλιακής κηλίδας 130, πέρα από μια πορεία μεταξύ σας και μερικών μακριά από το σημείο, θα βρίσκατε το OWF όπως μεταξύ 18,4 MHz και 20,7 MHz. Να είστε σε θέση να απασχοληθείτε σε 15 μέτρα σε εκείνο το απόμακρο σημείο. Πιθανότατα, θα βρίσκατε τους καλύτερους όρους σε 17 μέτρα.

Υπάρχουν περισσότεροι παράγοντες που περιλαμβάνονται στην εύρεση της "σωστής" συχνότητας για να χρησιμοποιήσουν μεταξύ δύο σημείων. Αυτοί περιλαμβάνουν την απορρόφηση από τις χαμηλότερες περιοχές (όπως το στρώμα δ), η "γωνία απογείωσης" του ραδιοσήματος από τη εκπέμπουσα κεραία, και ούτω καθ’εξής.

Η ιονόσφαιρα αποτελείται από διάφορα στρώματα. Η ιονόσφαιρα είναι εκείνο το μέρος της ατμόσφαιρας, που επεκτείνεται από περίπου 70 έως 500 χιλιόμετρα, στην οποία τα ιόντα και τα ελεύθερα ηλεκτρόνια υπάρχουν σε επαρκείς ποσότητες για να ανακλάσουν ή/και να διαθλάσουν τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Αυτές οι περιοχές είναι το στρώμα F2 (250 έως 400 χλμ επάνω από τη γη), το στρώμα F1 (160 έως 250 χλμ), το στρώμα E (95 έως 130 χλμ), και το στρώμα D (50 έως 95 χλμ), κάτω από τις οποίες είναι η τροπόσφαιρα.

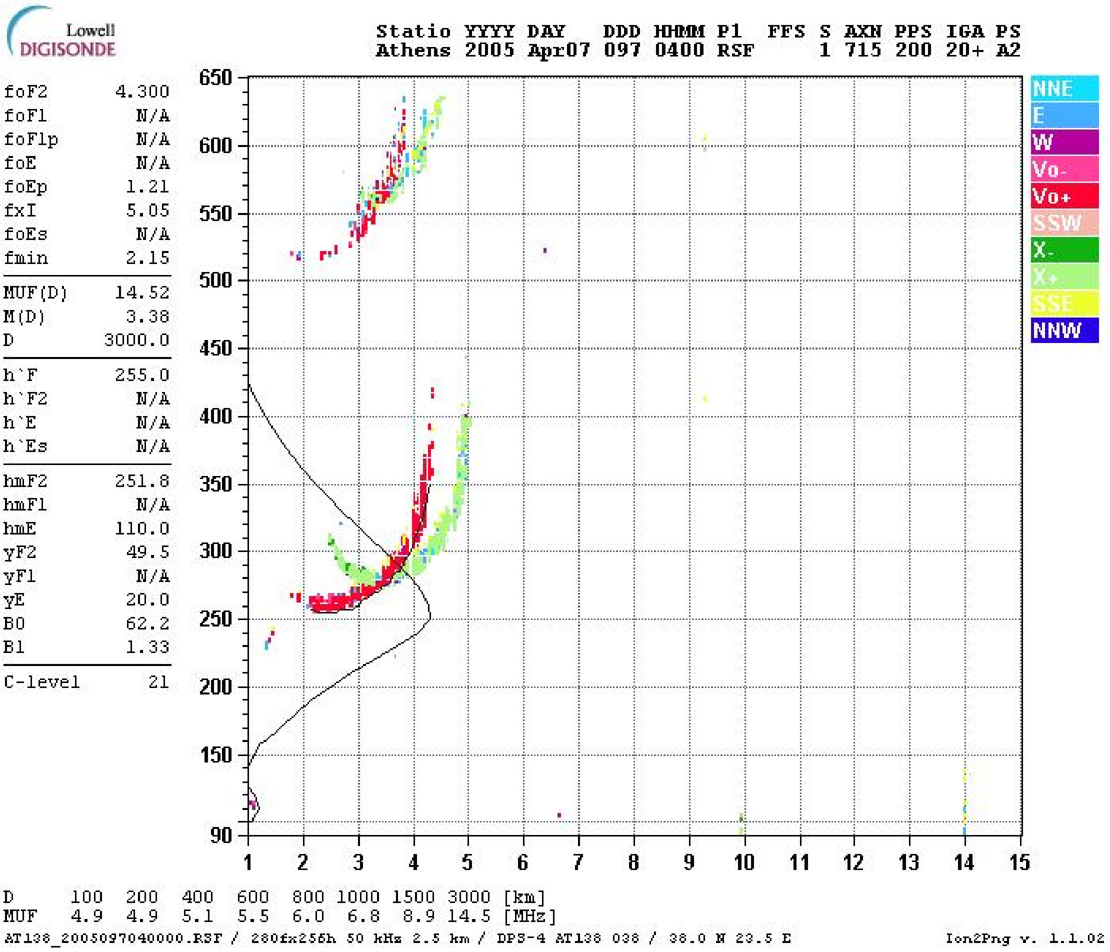
Όταν ένα ραδιοσήμα (ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα) διαδίδεται στην ιονόσφαιρα, μπορεί να απορροφηθεί, εξασθενήσει, διαθλασθεί, ή να διαφύγει έξω στο διάστημα. Εάν ένα σήμα καταφέρει να περάσει μέσω των χαμηλότερων στρωμάτων, θα εμφανιστεί αλλαγή κατευθύνσεως για εκείνα τα σήματα των οποίων οι συχνότητες είναι ίσες ή μικρότερες από μια "κρίσιμη" συχνότητα (η οποία είναι η συχνότητα ακριβώς κάτω από εκείνες που διαπερνούν την υπόλοιπη ιονόσφαιρα μέσω των στρωμάτων F και εξέρχονται στο διάστημα). Η αλλαγή κατεύθυνσης είναι κάμψη του μετώπου κύματος που οφείλεται σε μια σύνθετη διαδικασία που περιλαμβάνει την αντανάκλαση και τη διάθλαση. Ανάλογα με τη γωνία του ραδιοκύματος (ή "γωνία πρόσπτωσης") αυτό επανακατευθύνεται σε χαμηλώτερο στρώμα, και φθάνει πίσω στη γη σε κάποιο απόμακρο σημείο. Σκεφτείτε ένα φακό τσέπης που φωτίζει έναν καθρέφτη. Όταν φωτίζετε στον καθρέφτη ευθεία, η ακτίνα του φωτός επιστρέφει σχεδόν κατ’ ευθείαν πίσω σε σας, αλλά εάν φωτίσετε ελαφρώς λοξά την ακτίνα, το ανακλώμενο φως θα κινηθεί πιό μακρυά από σας. Το ποσό κάμψης ραδιοκυμάτων εξαρτάται από την έκταση της διείσδυσης (που είναι μια συνάρτηση της συχνότητας), της γωνία πρόσπτωσης, της πόλωσης του κύματος, και τις ιονοσφαιρικές συνθήκες, όπως η πυκνότητα ιονισμού.

Η Χαμηλότερη Χρησιμοποιήσιμη Συχνότητα (LUF) είναι εκείνη η συχνότητα στη ζώνη HF στην οποία η λαμβανόμενη ένταση του Η/Μ πεδίου είναι επαρκής για να παρέχει τον απαραίτητο λόγο σήματος-θορύβου για ένα καθορισμένο χρονικό διάστημα, π.χ., 0100 έως 0200 UTC, σε 90% των ημερών του μήνα άνευ διαταραχών. Το ποσό ενέργειας που απορροφάται από τις χαμηλότερες περιοχές (στρώμα D, πρώτιστα) επηρεάζει άμεσα την LUF. Εάν ένα σήμα στα 5 MHz απορροφάται συνολικά από την στρώμα D, αλλά ένα σήμα στα 6 MHz διέρχεται κατευθείαν χωρίς πολλή απώλεια, και το στρώμα E ή F διαθλά το σήμα στα 6 MHz, η LUF θα είναι στην ζώνη του φάσματος κοντά στα 6 MHz. Το MUF μπορεί να είναι 12 MHz. Το OWF (βέλτιστη συχνότητα εργασίας) θα είναι κάπου μεταξύ 6 και 12 MHz, πιθανώς περίπου 10 MHz.

Συχνότητα της Βέλτιστης Μετάδοσης (FOT): Στη διάδοση των ραδιοκυμάτων μέσω της ιονοσφαιρικής αντανάκλασης, το FOT είναι η υψηλότερη αποτελεσματική συχνότητα (ή καλύτερη συχνότητα εργασίας) για μια δεδομένη πορεία του ραδιοσήματος μέσα στην ιονόσφαιρα που προβλέπεται να είναι χρησιμοποιήσιμη για έναν καθορισμένο χρόνο και ένα ποσοστό των ημερών του μήνα.

ΙΟΝΟΓΡΑΜΜΑΤΑ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΧΡΟΝΟΥ ΑΠΟ ΕΘΝΙΚΟ ΑΣΤΕΡΟΣΚΟΠΕΙΟ ΑΘΗΝΩΝ

http://www.space.noa.gr/#
ΚΛΙΚ “REAL TIME IONOGRAMS”



```
Statio YYYY DAY   DDD HHMM P1   FFS S AXN PPS IGA PS
Athens 2005 Apr07 097 0400 RSF      1 715 200 20+ A2

foF2       4.300
foF1         N/A
foF1p        N/A
foE          N/A
foEp        1.21
fxI         5.05
foEs         N/A
fmin        2.15

MUF(D)     14.52
M(D)        3.38
D         3000.0

h`F        255.0
h`F2         N/A
h`E          N/A
h`Es         N/A

hmF2       251.8
hmF1         N/A
hmE        110.0
yF2         49.5
yF1          N/A
yE          20.0
B0          62.2
B1          1.33

C-level       21

D     100  200  400  600  800 1000 1500 3000 [km]
MUF   4.9  4.9  5.1  5.5  6.0  6.8  8.9 14.5 [MHz]
AT138_2005097040000.RSF / 280fx256h 50 kHz 2.5 km / DPS-4 AT138 038 / 38.0 N 23.5 E        Ion2Png v. 1.1.02
```

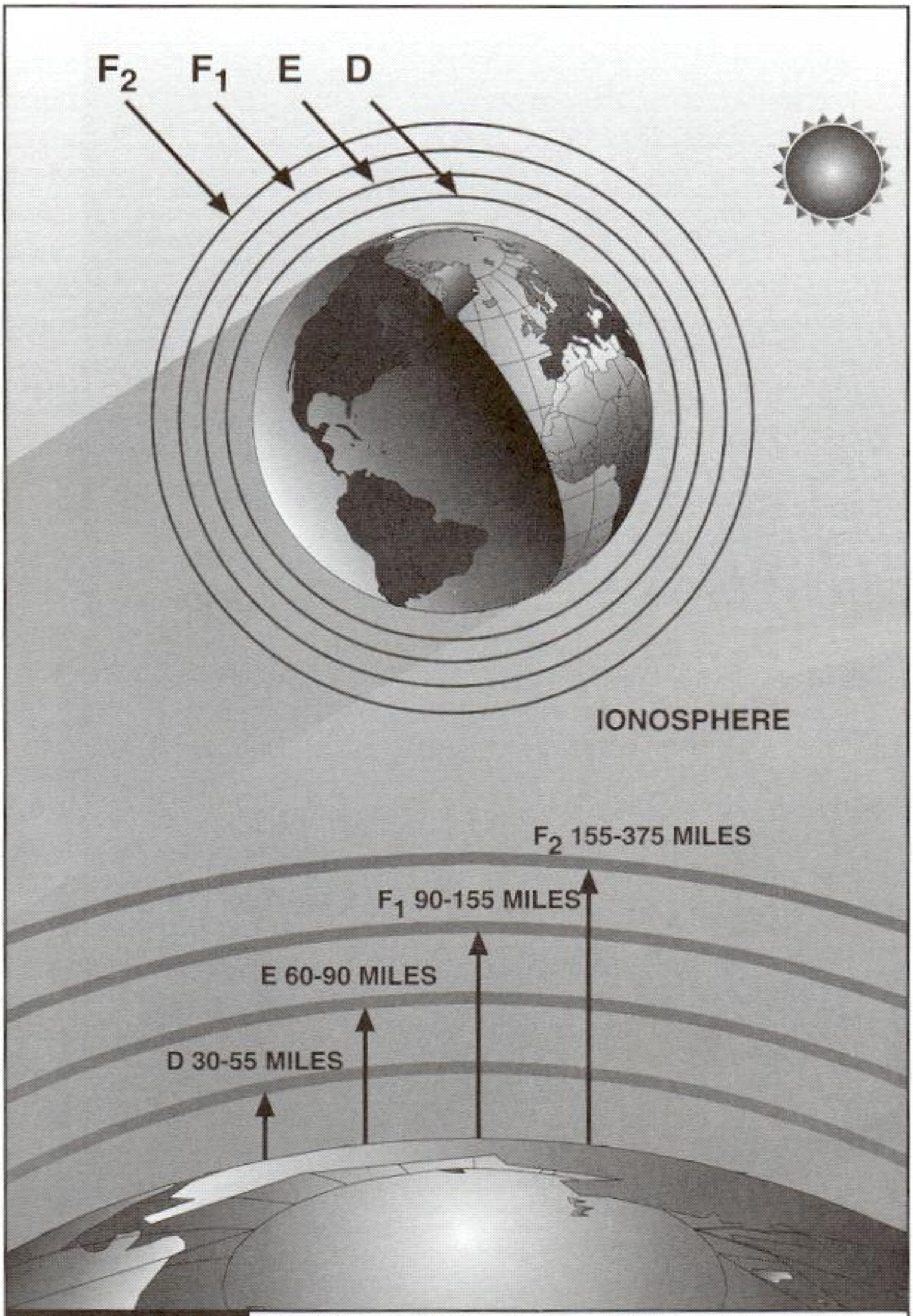


Figure 2-2. *Regions of the Ionosphere*

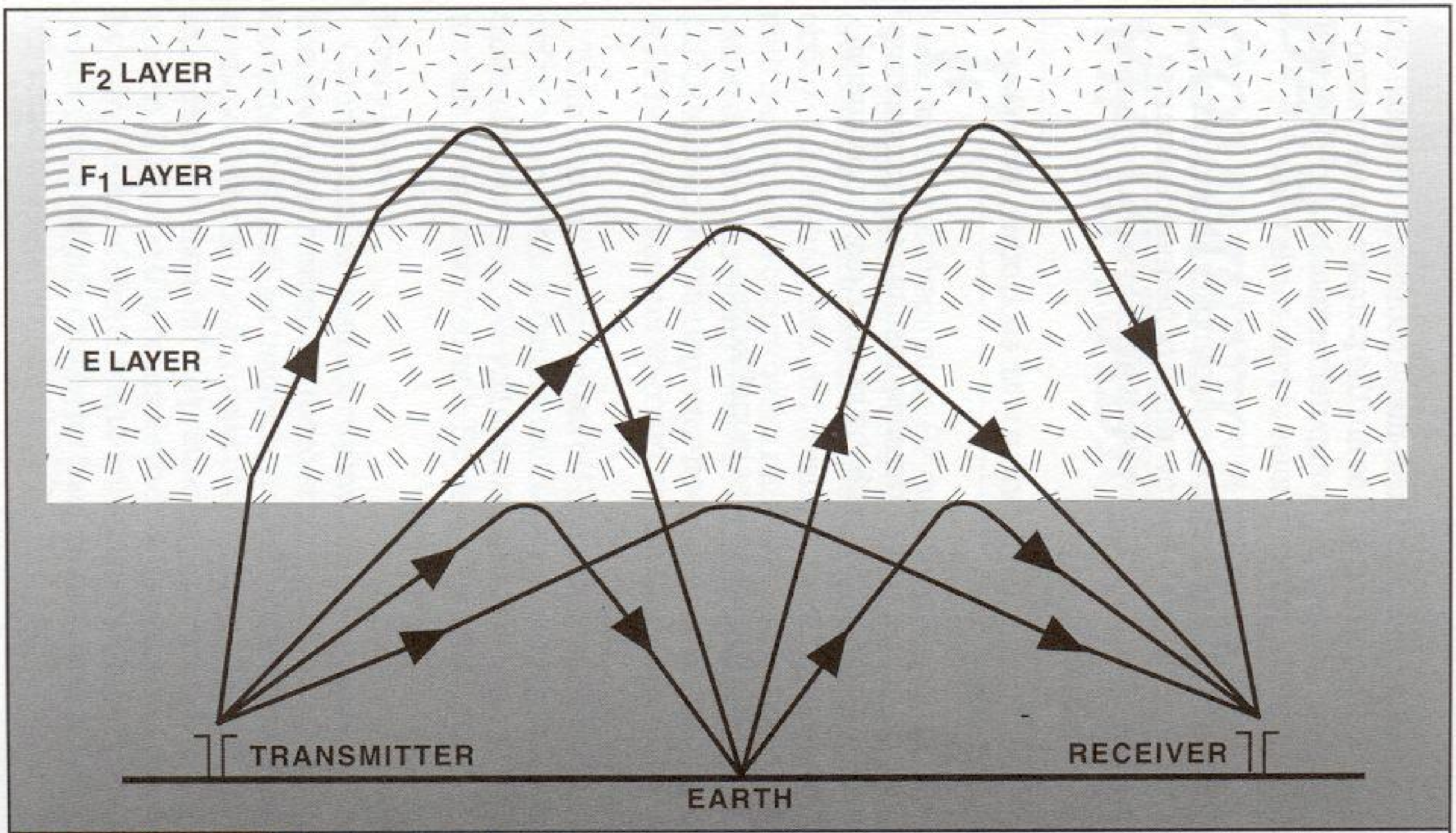


Figure 4-1. *Multipath Reception*

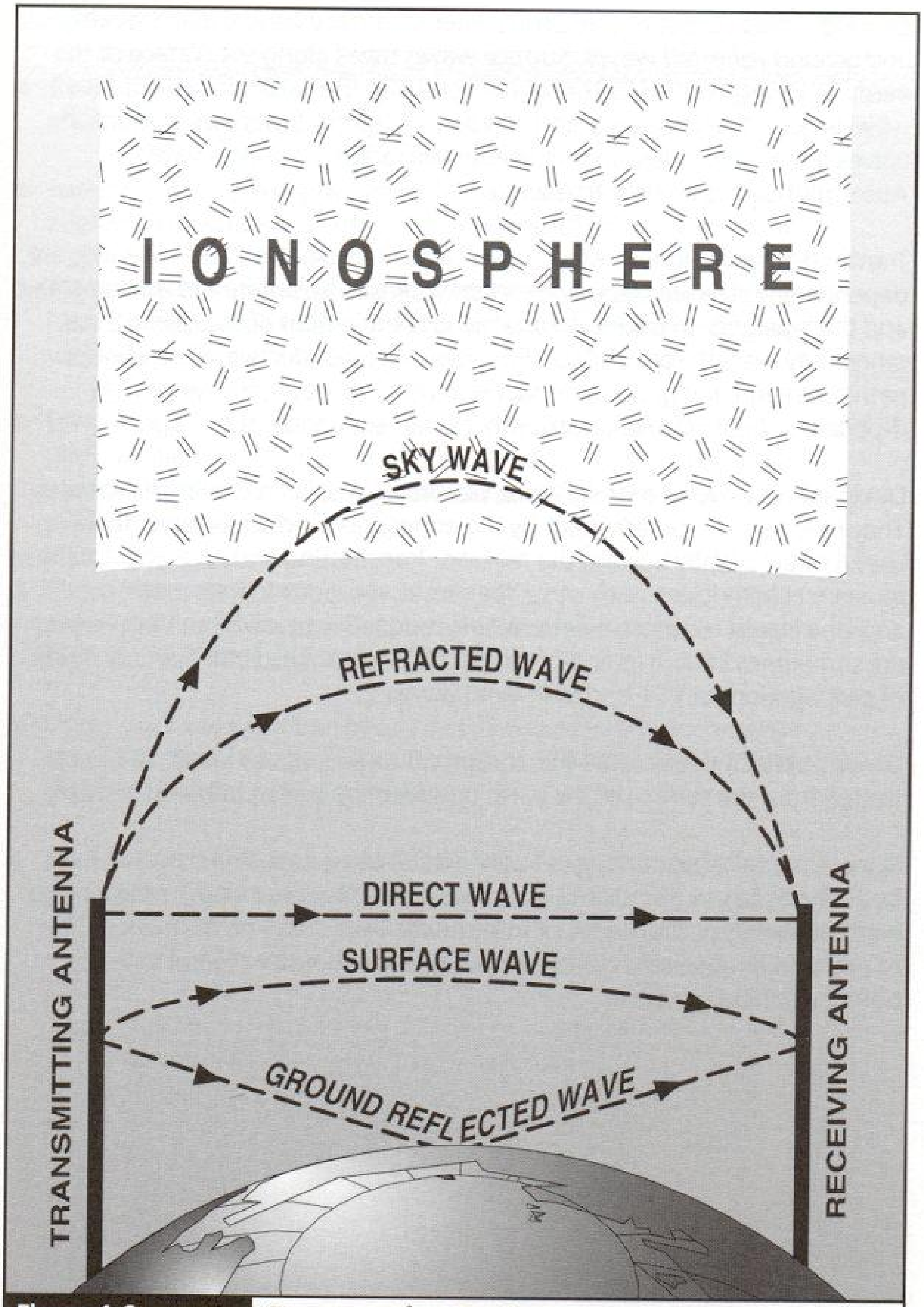


Figure 1-6. ***Propagation Paths***

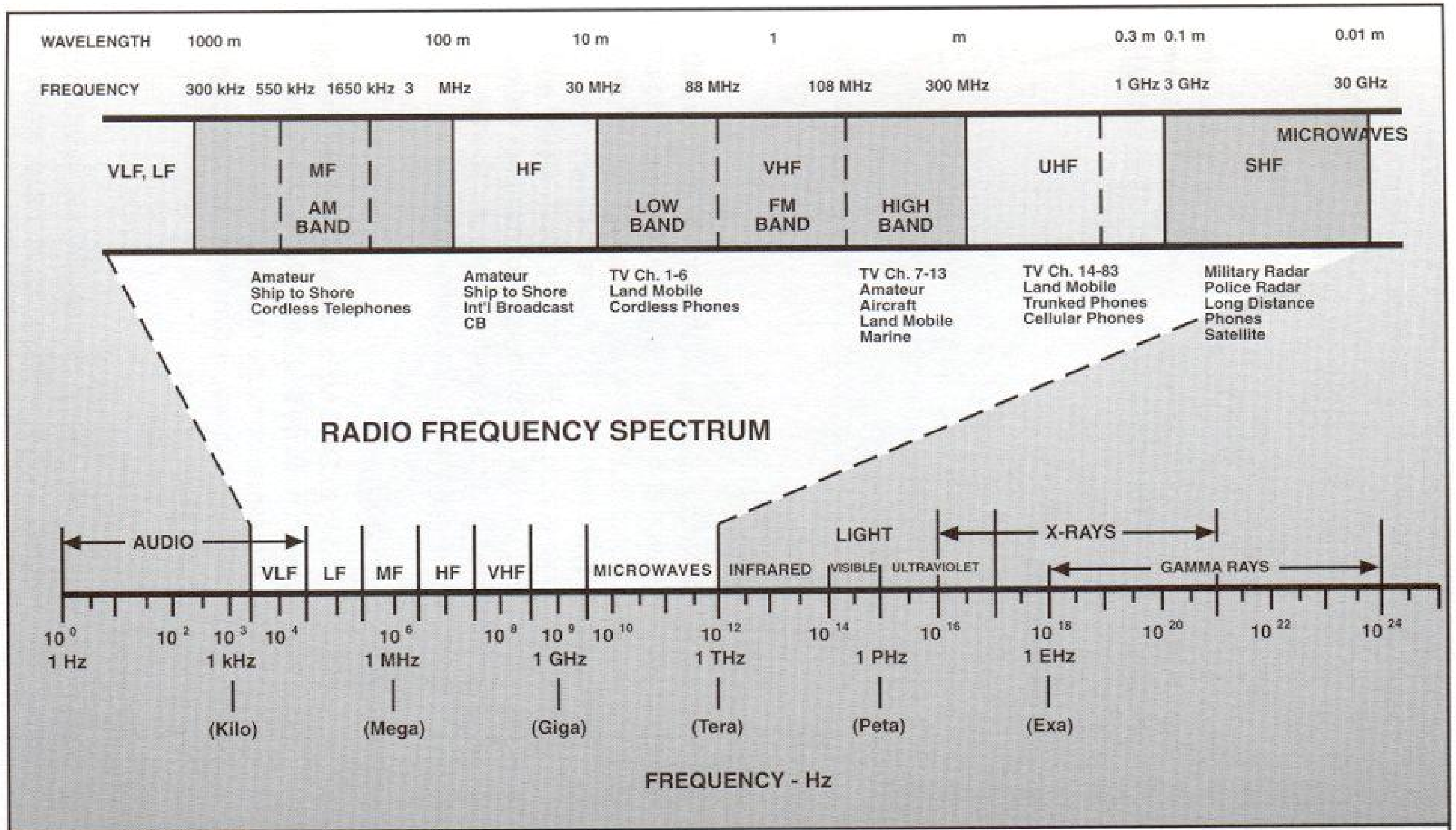


Figure 1-2. *Radio Frequency Spectrum*

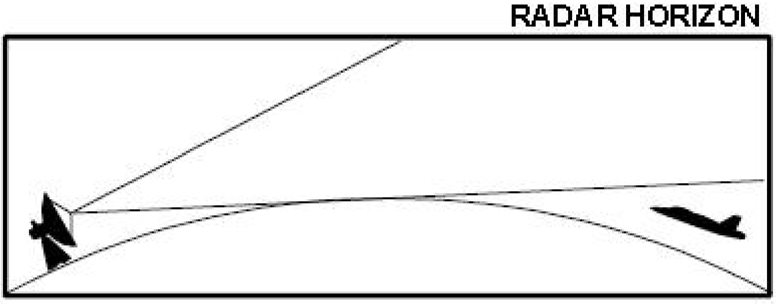
ΤΥΠΟΣ Η/Μ ΟΡΙΖΟΝΤΑ

Ο τύπος αποδεικνύεται με την εφαρμογή του Πυθαγορείου Θεωρήματος και ισχύει για διάδοση μεταξύ τηλεπικοινωνιακών ασυρμάτων πομποδεκτών ή για διάδοση μεταξύ ραντάρ και στόχου (βλέπε σχήμα) για όλες της ζώνες συχνοτήτων (δηλαδή VHF, UHF, EHF, SHF), πλην της ζώνης HF όπου υπάρχει ανάκλαση του Η/Μ κύματος από την ιονόσφαιρα. Εξαιρέσεις επίσης είναι το φαινόμενο επιφανειακής κυματοδήγησης (ducting) και το φαινόμενο τροποσκέδασης (troposcatter).

Απόσταση «οπτικής επαφής»[1] μεταξύ πομπού και δέκτη ή μεταξύ ραντάρ και στόχου:

$$d_{\max} = \sqrt{2kR_E}\left(\sqrt{H} + \sqrt{h}\right)$$

k= 4/3 (συντελεστής καμπυλώσεωςς Η/Μ ακτίνος λόγω ατμοσφαιρικής διαθλάσεως)
R_E = 6378 Km - μέση ακτίνα Γής
H= Υψόμετρο ασυρμάτου πομπού / ραντάρ
h= Υψόμετρο ασυρμάτου δέκτη / στόχου



Σχήμα : Ηλεκτρομαγνητικός Ορίζων Ραντάρ, το εικονιζόμενο ά/φος ίπταται σε ύψόμετρο μικρότερο του απαιτουμένου h (από τον τον παραπάνω τύπο) για να είναι ορατό στο ραντάρ

ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΕΣ ΕΚΔΟΧΕΣ ΤΥΠΟΥ

$$d_{\max}(km) = 4{,}124\left(\sqrt{H(m)} + \sqrt{h(m)}\right)$$

$$d_{\max}(stat.miles) = \sqrt{2H(ft)} + \sqrt{2h(ft)}$$

$$d_{\max}(naut.miles) = 1{,}23\left(\sqrt{H(ft)} + \sqrt{h(ft)}\right)$$

1 statute mile = 1,609 Km | 1 nautical mile = 1,852 Km | 1 foot = 0,3048 m

---

[1] LOS= Line of Sight

ΣΧΟΛΗ ΝΑΥΤΙΚΩΝ ΔΟΚΙΜΩΝ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

ΨΗΦΙΑΚΕΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ (DIGITAL AND DATA COMMUNICATIONS)

I. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η απλοποίηση των κυκλωμάτων που επέφεραν τα ψηφιακά ηλεκτρονικά που βασίζονται στην δυαδική λογική επέδρασαν και στις τηλεπικοινωνίες στις τελευταίες δεκαετίες του 20ου αιώνα. Βρήκαμε ότι είναι ευκολώτερο να μεταδίδουμε bits (binary digits, δυαδικά ψηφία) αντι αναλογικών κυματομορφών. Τα δυαδικά ψηφία 0 και 1 κωδικοποιούνται εύκολα σε παλμούς δύο επιπέδων δυναμικού που μπορούν να διεγείρουν λογικά κυκλώματα πυλών, Flip-Flops και καταχωρητών που έχουν σαν θεμελιώδη δομική συνιστώσα τρανζίστορς σε κορεσμένη κατάσταση. Η Intel ανακοίνωσε πρόσφατα μνήμες με τρανζίστορς 4 επιπέδων δυναμικού που μπορούν να κωδικοποιήσουν δύο bits αντί για ένα δηλ 00, 01, 11, 10, και έτσι διπλασιάζεται η χωρητικότης της μνήμης για τον ίδιο αριθμό τρανζίστορς !

Τα περισσότερα φυσικά σήματα όπως η ανθρώπινη φωνή, όλοι γενικά οι ήχοι, και οι μετρούμενες παράμετροι διαφόρων συστημάτων (πίεση, θερμοκρασία, ροή, κραδασμοί κ.α) έχουν αναλογική ή συνεχή μορφή και για να επεξεργασθούν μέσω ηλεκτρονικών συσκευών μετατρέπονται σε συνεχείς ή αναλογικές κυματομορφές δυναμικού με την χρήση transducers. Η μετάβαση από το πεδίο συνεχούς στο πεδίο διακριτού χρόνου επιτυγχάνεται μέσω δειγματοληψίας με Μετατροπεις (Converters) A/D σύμφωνα με το **Θεώρημα του Nyquist** και οι τιμές δυναμικού που εκπροσωπούν τα ληφθέντα δείγματα μετατρέπονται στους πλησιέστερους δυαδικούς αριθμούς επιφέροντας έτσι ένα σφάλμα λόγω κβαντισμού. Οι δυαδικοί αριθμοί είναι από εκεί και πέρα εύκολο να επεξεργασθούν με την χρήση ειδικών λογικών κυκλωμάτων.

Η μετάδοση ψηφιακών παλμοσειρών μέσω διαύλων (Channels) δεν είναι εφικτή λόγω της εξασθένησης πού υφίστανται και έτσι απαιτείται η διαμόρφωση (Modulation) τους σε ημιτονοειδή φέροντα σήματα (Carriers) στον πομπό και εν συνεχεία η αποδιαμόρφωση τους (Demodulation) στον δέκτη. Η συσκευή που εκτελεί αυτή την διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση ονομάζεται MODEM. Υπάρχουν πολλές μέθοδοι ψηφιακής διαμόρφωσης όπως Frequency Shift Keying (FSK), Phase Shift Keying (PSK), και Minimum Shift Keying (MSK).

Η έξοδος από ένα MODEM είναι ικανή από μόνη της να διέλθει μέσω τηλεφωνικών γραμμών, και ομοαξονικών καλωδίων αλλά εάν πρόκειται να σταλεί μέσω του αέρα ή του κενού τότε απαιτείται η μετατροπή της σε ημιτονοειδή κυματομορφή με την κατάλληλη ραδιοσυχνότητα (RF).

II. Δίαυλοι Περιωρισμένου Εύρους (Bandlimited Channels)

Ας υποθέσουμε ότι μεταδίδεται μέσω ενός καναλιού η παλμοσειρά g(t) που παριστάνει την ψηφιακή λέξη 01100010 η οποία αντιστοιχεί στον χαρακτήρα ASCII “b” (Εικ. 1).
Από την ανάλυση Fourier είναι γνωστό ότι μετατρέπουμε την κυματομορφή g(t) σε μια σειρά αρμονικών :

$$g(t) = \frac{1}{2}c + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(2\pi nft) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(2\pi nft) \qquad (1.1)$$

όπου οι συντελεστές a_n, b_n και c υπολογίζονται από τα ολοκληρώματα :

$$a_n = \frac{2}{T}\int_0^T g(t)\sin(2\pi nft)\,dt\,, \quad b_n = \frac{2}{T}\int_0^T g(t)\cos(2\pi nft)\,dt\,, \quad c = \frac{2}{T}\int_0^T g(t)\,dt \quad (1.2)$$

και T= διάρκεια παλμού bit, f= 1/T είναι η θεμελιώδης συχνότητα της παλμοσειράς.

Για την κυματομορφή “b” , υπολογίζουμε τα πλάτη των αρμονικών με υπολογισμό των ολοκληρωμάτων (1.2). Έτσι έχουμε :

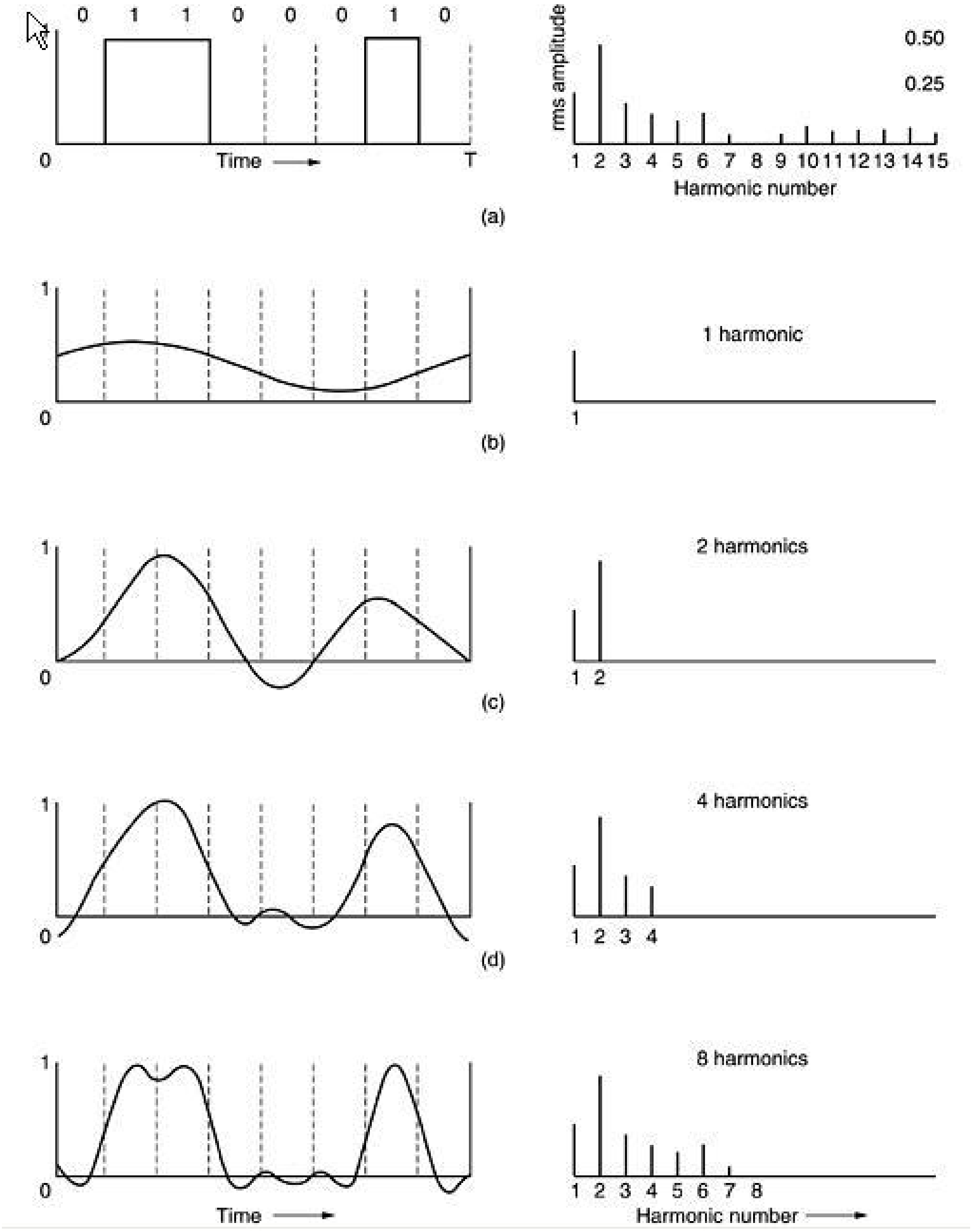
$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi n}\left[\cos(\pi n/4) - \cos(3\pi n/4) + \cos(6\pi n/4) - \cos(7\pi n/4)\right] \\ b_n &= \frac{1}{\pi n}\left[\sin(3\pi n/4) - \sin(\pi n/4) + \sin(7\pi n/4) - \sin(6\pi n/4)\right] \qquad (1.3) \\ c &= 3/8 \end{aligned}$$

Τα rms (root mean square) πλάτη $\sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ των αρμονικών της παλμοσειράς για n=1,15 επιδεικνύονται στην δεξιά πλευρά της εικόνας 1.a και αντιστοιχούν στην ενέργεια σήματος η οποία φέρεται από κάθε αρμονική.

Οι επόμενες εικόνες 1b-1c δείχνουν πως παραμορφώνεται η κυματομορφή της παλμοσειράς εάν το κανάλι αντίστοιχα επιτρέπει την διέλευση 1,2,4 και 8 αρμονικών.

Παρατηρούμε ότι όσο λιγώτερες αρμονικές διέρχονται μέσω του καναλιού τόσο τα όρια μεταξύ των bits γίνονται δυσδιάκριτα. Το φαινόμενο αυτό λέγεται Διασυμβολική Παρεμβολή (Intersymbol Interference).

΄Ενα τυπικό κανάλι όπου εμφανίζεται έντονο το παραπάνω φαινόμενο είναι η κοινή τηλεφωνική γραμμή με το στριφτό ζεύγος (twisted pair) συρμάτων. Η γραμμή αυτή περικόπτει όλες τις αρμονικές με συχνότητες πάνω από 3000 Hz (Voice Grade Line). Εάν υποθέσουμε ότι μεταδίδουμε μία ακολουθία από bits με ρυθμό v bits/sec, τότε ο χρόνος που απαιτείται να σταλούν 8 bits είναι 8/v sec, και η συχνότητα της πρώτης



Εικ. 1. (a) Το ψηφιακό σήμα 01100010 που αντιστοιχεί στον χαρακτήρα ASCII b, και τα πλάτη των αρμονικών του κατά Fourier. (b)-(e) Διαδοχικές προσεγγίσεις στο αρχικό σήμα με χρήση 1, 2, 4 και 8 αρμονικών αντίστοιχα.αρμονικής είναι ν/8 Hz. Αυτό σημαίνει ότι το πλήθος των αρμονικών που μπορεί να περάσουν από την τηλεφωνική γραμμή είναι 3000/(ν/8) ή 24000/ν.

Ο παρακάτω πίνακας παρουσιάζει τον αριθμό των αρμονικών που περνούν μέσα από την τηλεφωνική γραμμή για μερικούς συχνά χρησιμοποιούμενους ρυθμούς δεδομένων (data rates):

bps	T (msec)	1η Αρμονική (Hz)	Πλήθος Αρμονικών που περνούν
300	26,67	37,5	80
600	13,33	75	40
1200	6,67	150	20
2400	3,33	300	10
4800	1,67	600	5
9600	0,83	1200	2
19200	0,42	2400	1
38400	0,21	4800	0

Παρατηρούμε ότι χωρίς κατάλληλη ψηφιακή διαμόρφωση ακολουθίες δεδομένων των 9600 bps υφίστανται τέτοια διασυμβολική παρεμβολή ώστε αυξάνεται απαγορευτικά ο ρυθμός των λανθασμένων bits (bit error rate) στον δέκτη (Εικόνα 1c).

Πιό σύγχρονες τεχνικές διαμόρφωσης χρησιμοποιούν πολλαπλά επίπεδα δυναμικού μαζύ με τις αλλαγές φάσης ή συχνότητας για να πακετάρουν περισσότερα του ενός bits σε ένα τμήμα της κυματομορφής καθορισμένης διάρκειας και μορφής που ονομάζεται **σύμβολο**. Ο ρυθμός των αποστελλομένων συμβόλων / sec ονομάζεται διεθνώς **baud**.

2. Θεώρημα Δειγματοληψίας (Sampling)

Το 1924, ο **Nyquist** απέδειξε ότι αν ένα οιονδήποτε συνεχές σήμα περάσει μέσα από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο εύρους ζώνης B, τότε το φιλτραρισμένο σήμα μπορεί να υποστεί δειγματοληψία με 2B ή περισσότερα δείγματα/sec και κατόπιν να ανακατασκευασθεί πλήρως στην αρχική του αναλογική μορφή, χωρίς διασυμβολική παρεμβολή. Εάν κάθε δείγμα (sample) κβαντίζεται (τεμαχίζεται) σε V διακριτά επίπεδα δυναμικού, τότε κάθε επίπεδο μπορεί να εκπροσωπηθεί από $\log_2 V$ bits και συνεπώς ο μέγιστος ρυθμός δεδομένων μέσα από ένα κανάλι εύρους ζώνης B είναι :

$$R_{\max} = 2B\log_2 V \qquad (1.4)$$

Επί παραδείγματι, ένα αθόρυβο κανάλι 3 KHz **δεν** μπορεί να μεταδώσει δυαδικά (δηλ. δύο επιπέδων δυναμικού, V=2) ψηφιακά σήματα με ρυθμό πάνω από 6000 bps.

3. Χωρητικότητα Καναλιού

Στην προηγούμενη παράγραφο, το κανάλι μετάδοσης θεωρήθηκε αθόρυβο. Εάν προστεθεί τυχαίος θόρυβος, τότε η κατάσταση χειροτερεύει δραστικώτατα και οι επιτρεπόμενοι ρυθμοί δεδομένων περιορίζονται περαιτέρω όχι μόνο από την διασυμβολική παρεμβολή αλλά και από τον τυχαίο θόρυβο, ο οποίος μετράται ποσοτικά σε σύγκριση με το ωφέλιμο σήμα με τον **Λόγο Σήματος-Θορύβου (Signal-to-Noise Ratio, SNR) S/N** όπου S παριστά την ισχύ του λαμβανομένου σήματος σε Watts, και N την ισχύ θορύβου επίσης σε Watts. Συνήθως ο **SNR** δεν εκφράζεται με τον καθαρό λόγο S/N αλλά με την ποσότητα $10\log_{10}\left(\frac{S}{N}\right)\ dB$, όπου οι μονάδες dB είναι Decibels. Έτσι ο λόγος **S/N=10** αντιστοιχεί στα 10 dB, ο λόγος **S/N=100** αντιστοιχεί στα 20 dB, ο λόγος **S/N=1000** αντιστοιχεί στα 30 dB κ.ο.κ.

Ως **Χωρητικότης Καναλιού (Channel Capacity) C** ορίζεται ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης συμβόλων (ή bits) σε ένα κανάλι πέραν του οποίου δεν είναι δυνατή η αλάνθαστη μετάδοση δεδομένων ανεξαρτήτως της τεχνικής διαμόρφωσης και του χρησιμοποιούμενου κώδικα.

Ο πατέρας των συγχρόνων τηλεπικοινωνιών **Claude Shannon** απέδειξε το 1948 ότι η **χωρητικότης** C ενός καναλιού που διαταράσσεται από Προσθετικό Λευκό Γκαουσσιανό Θόρυβο (Additive White Gaussian Noise - AWGN) δίδεται από τον ακόλουθο τύπο :

$$C = B\log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) \qquad (1.5)$$

.

όπου B είναι το μονοπλευρικό εύρος ζώνης του καναλιού (Hz), και η C εκφράζεται σε bps (S=Ισχύς Σήματος, N=Ισχύς Θορύβου σε Watt).

Για παράδειγμα η απλή τηλεφωνική γραμμή που έχει εύρος καναλιού 3000 Hz και λόγο-σήματος θορύβου 30 dB δεν μπορεί ποτέ να μεταδώσει περισσότερα από 30 Kbps ανεξάρτητα από τό είδος της διαμόρφωσης και της κωδικοποίησης που χρησιμοποιείται. Τα modems επιτυγχάνουν τον ρυθμό 9600 bps εκπέμποντας 4 bits/symbol στα 2400 baud.

Εστω R_b ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων σε bps, T_b και E_b η διάρκεια και η ενέργεια ενός bit αντίστοιχα. Τότε $R_b=1/T_b$ και $E_b=ST_b$. Εάν N_o είναι η **Φασματική Πυκνότης Ισχύος Θορύβου (Noise Power Spectral Density** σε Watts/Hz) τότε $N=N_oB$ εάν υποθέσουμε **Λευκό Θόρυβο** με επίπεδο φάσμα (flat spectrum). Ο Λόγος Σήματος-Θορύβου μπορεί να εκφρασθεί τώρα ώς εξής :

$$\frac{S}{N} = \frac{ST_bR_b}{N_oB} = \frac{E_b/N_o}{B/R_b} \equiv \frac{r_b}{\gamma_b} \qquad (1.6)$$

Αντικαθιστώντας τις εκφράσεις (1.5) στην εξίσωση χωρητικότητας και υποθέτοντας ότι ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων είναι μέγιστος δηλ. $R_b=C$ ευρίσκομε την σχέση μεταξύ των λόγων r_b και γ_b :

$$\frac{1}{\gamma_b} = \log_2\left(1 + r_b/\gamma_b\right) \qquad (1.7)$$

Η εξίσωση (1.7) ισχύει για λευκό θόρυβο μόνο και επιλύεται γραφικά στο σχήμα 1, όπου παρατηρούμε ότι καθώς ο λόγος Ενέργειας Bit προς την Φασματική Πυκνότητα Θορύβου E_b/N_o μειώνεται τότε ο λόγος Εύρους Ζώνης Καναλιού προς τον Ρυθμό Δεδομένων γ_b αυξάνει. Όταν $\gamma_b \to \infty$ (άπειρο εύρος ζώνης) τότε η (1.7) δίδει :

$$E_b/N_o = \ln 2 = -1.6 \text{ dB} \qquad (1.8)$$

Η (1.8) δίδει το κατώτατο όριο (Shannon Limit) για μετάδοση δεδομένων απηλλαγμένη σφαλμάτων, υπό οιονδήποτε κώδικα και σύστημα διαμόρφωσης. Μέχρι τώρα μόνο οι λεγόμενοι κώδικες Turbo έχουν πλησιάσει το όριο Shannon.

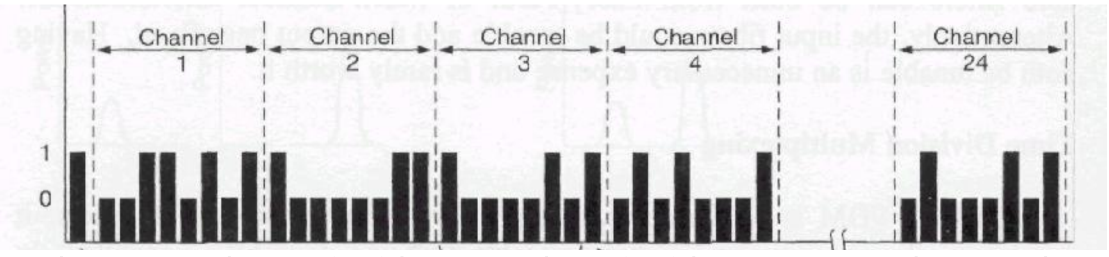
<u>Πρόβλημα 1</u>

Δίκτυο παράκτιας επιτήρησης αποτελείται από 12 ευρυγώνιες ψηφιακές κάμερες που παίρνουν φωτογραφίες ανά 2 sec. Η κάθε εικόνα έχει 1800×1200 pixels με 24 bits/pixel σε μορφή Bitmap (BMP). Κωδικοποίηση jpeg μειώνει την απαιτούμενα bits κατά 80% και μετά πρόσθετη κωδικοποίηση για την χρονική αλληλουχία και τον χωρικό πλεονασμό (παρόμοια με την mpeg-2) επιφέρει μία πρόσθετη μείωση των bits κατά 60% ανά εικόνα. Η ψηφιακή πληροφορία από όλες τις κάμερες συγκεντρώνεται σε ένα εξυπηρετητή και αποστέλλεται στο κεντρικό Διοικητήριο μέσω ενός τηλεπικοινωνιακού καναλιού όπου ο λόγος σήματος-θορύβου S/N = 30 dB.

1. Αν στο κανάλι αυτό ο ρυθμός μετάδοσης bits παραμένει σταθερός στο 95% της χωρητικότητος Shannon του καναλιού, να υπολογισθεί το απαιτούμενο εύρος ζώνης B.
2. Αν το κανάλι προσβληθεί με παρεμβολή J τύπου barrage noise ώστε S/J = 5 dB, ενώ το εύρος ζώνης B παραμείνει ώς έχει στην 1., να ευρεθεί η νέα χωρητικότητα του καναλιού, όπου στο λόγο σήματος θορύβου θα συνυπολογίζεται και η παρεμβολή δηλ S/(N+J).

<u>Πρόβλημα 2</u> : PCM – Γραμμή T1

Μία τηλεφωνική γραμμή διέρχεται από χαμηλοπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής 4 KHz και δειγματοληπτείται κατά Nyquist σε δειγματα των 8 bits. Η προκύπτουσα ροή bits πολυπλέκεται με τις ροές από 23 άλλες τηλεφωνικές γραμμές (24 κανάλια εν συνόλω), στην προκύπτουσα ακολουθία bits προστίθεται ενα ακόμα bit για συγχρονισμό πλαισίου, δημιουργείται έτσι ένα πλαίσιο (frame) και διοχετεύεται σε μία κοινή ψηφιακή γραμμή ονομαζόμενη T1. (βλέπε σχήμα)



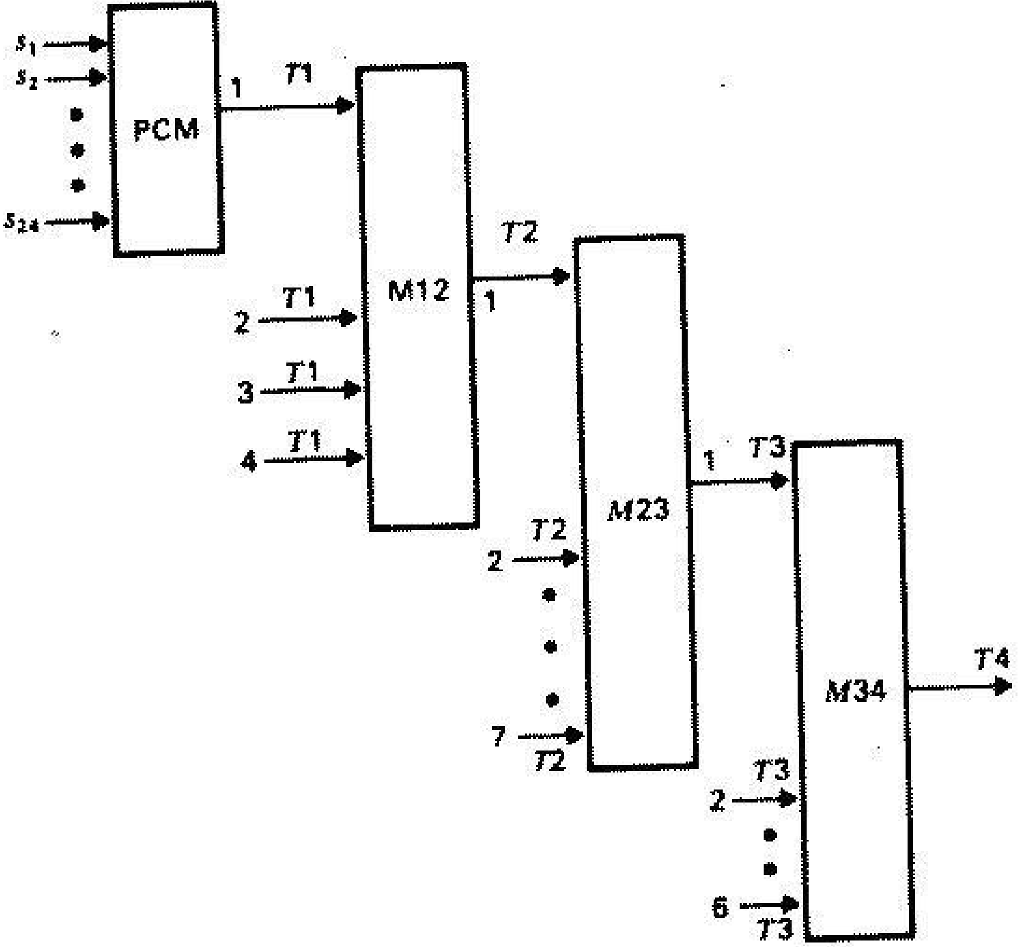
Κατόπιν 4 γραμμές T1 πολυπλέκονται με ένα πολυπλέκτη M12 (ο οποίος προσθέτει 17 εμβόλιμα bits για συγχρονισμό πλαισίου) και διοχετεύονται σε μία κοινή ψηφιακή γραμμή ονομαζόμενη T2. Ο χρόνος πλαισίου στις γραμμές T1 καιT2 παραμένει ο ίδιος με τον χρόνο μεταξύ δειγμάτων στην απλή τηλεφωνική γραμμή. Να υπολογισθούν

a. Ο χρόνος μεταξύ δειγμάτων στην απλή τηλεφωνική γραμμή σε μsec
b. Ο αριθμός bits ανά πλαίσιο στην γραμμή T1
c. Η ταχύτητα της γραμμής T1 σε Mbps
d. Ο αριθμός bits ανά πλαίσιο στην γραμμή T2
e. Η ταχύτητα της γραμμής T2 σε Mbps.

Πρόβλημα 3 **ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ PCM – ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΧΡΟΝΟΥ T1**

Α. Σε ένα κέντρο T1 γίνεται χρονική πολυπλεξία 24 τηλεφωνικών καναλιών ως εξής: Κάθε κανάλι περιορίζεται στα 4 KHz και κατόπιν δειγματοληπτείται με συχνότητα Nyquist. Κάθε δείγμα μετατρέπεται σε 8 bits και ακολουθείται από τα αντίστοιχα bits των υπολοίπων 23 καναλιών δημιουργώντας ένα πλαίσιο N bits που περιλαμβάνει και ένα επιπλέον bit διαχωρισμού. Να ευρεθεί (α) το χρονικό διάστημα ενός πλαισίου σε μsec (β) ο αριθμός N και (γ) ο ρυθμός μετάδοσης σε Mbps.

Β. Κατόπιν 4 γραμμές T1 πολυπλέκονται ακολουθιακά και προστίθενται 17 bits για συγχρονισμό πλαισίου, για να δημιουργήσουν μία γραμμή T2. Να ευρεθεί ο ρυθμός μετάδοσης σε Mbps στην έξοδο της T2. (ίδε παρακάτω εικόνα)



Γ. Κατόπιν 7 γραμμές T2 πολυπλέκονται ακολουθιακά και προστίθενται 69 bits για συγχρονισμό πλαισίου, για να δημιουργήσουν μία γραμμή T2. Να ευρεθεί ο ρυθμός μετάδοσης σε Mbps στην έξοδο της T3.

Δ. Τέλος 6 γραμμές T3 πολυπλέκονται ακολουθιακά και προστίθενται 720 bits για συγχρονισμό πλαισίου, για να δημιουργήσουν μία γραμμή T4. Να ευρεθεί ο ρυθμός μετάδοσης σε Mbps στην έξοδο της T4.

Ε. Εάν για την ασύρματη μετάδοση της εξόδου T4 χρησιμοποιηθεί διαμόρφωση 16-QASK, να ευρεθεί το εύρος ζώνης B του σήματος QASK.

ΠΟΛΕΜΙΚΟ ΝΑΥΤΙΚΟ
ΣΧΟΛΗ ΝΑΥΤΙΚΩΝ ΔΟΚΙΜΩΝ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ
Ιωάννης Α. Κούκος, Καθηγητής

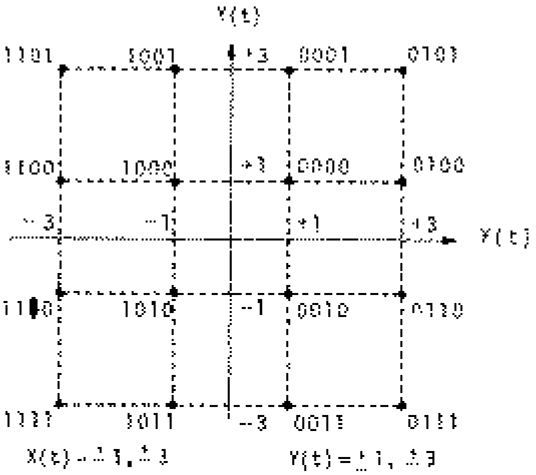
1. ΨΗΦΙΑΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

Όπως στις αναλογικές επικοινωνίες, έτσι και στις ψηφιακές διακρίνουμε τρείς γενικές κατηγορίες διαμόρφωσης μιας ακολουθίας bits σε ένα ημιτονοειδές φέρον σήμα : (α) Κατά Πλάτος, Amplitude Shift keying (ASK), όπου διακριτές στάθμες Πλάτους Σήματος A_i αντιπροσωπεύουν τα bits 0 και 1 η συνδυασμούς bits, (b) Κατά Συχνότητα, Frequency Shift keying (FSK), όπου διακριτές τιμές Συχνότητος Σήματος f_j αντιπροσωπεύουν τα bits 0 και 1 η συνδυασμούς bits και (γ) Κατά Φάση, Phase Shift keying (PSK), όπου διακριτές τιμές Φάσεως Σήματος θ_k αντιπροσωπεύουν τα bits 0 και 1 η συνδυασμούς bits. Το ψηφιακά διαμορφωμένο σήμα παριστάνεται εν γένει ως :

$$S(t) = A_i\, p(t) \sin(2\pi f_j t + \theta_k) \qquad (1)$$

Όπου $p(t)$ = τετραγωνικός παλμός πλάτους = 1 και διάρκειας = T_b = διάρκεια ενός bit
Για απλή δυαδική διαμόρφωση οι δείκτες λαμβάνουν τιμές (α) $i = 0,1$ ➔ BASK, (b) $j=0,1$ ➔ BFSK, (γ) $k=0,1$ ➔ BPSK, όπου B=Binary.
Για πολλαπλή δυαδική διαμόρφωση οι δείκτες λαμβάνουν τιμές (α) $i = 0,1, ..., M$ ➔ MASK, (b) $j=0,1, ..., M$ ➔ MFSK, (γ) $k=0,1,...,M$ ➔ MPSK, όπου M=Multiple, όπου η τελική τιμή των δεικτών $M=2^N$, N= αριθμός ομάδας bits που αντιστοιχούν σε κάθε στάθμη ή τιμή.

Υπάρχουν, μεικτοί τύποι ψηφιακής διαμόρφωσης όπως η QASK ή 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) όπου ένας συνδυασμός 4 διακριτών σταθμών πλάτους και 4 διακριτών τιμών φάσεων προκύπτουν 4×4 = 16 σύμβολα τα οποία αντιστοιχούν στις τιμές του δεξαεδικού συστήματος 0000, 0001, 0010, ..., 1110, 1111.



(b) CONSTELLATION DIAGRAM

Το διαμορφωμένο σήμα της (1) μπορεί να γραφεί και σε καρτεσιανή μορφή με την χρήση μιγαδικών αριθμών :

$$S(t) = \mathrm{Re}\,\{A_i\, p(t) \exp[\, j(2\pi f_j t + \theta_k)] \} = \mathrm{Re}\,\{\exp(\, j2\pi f_j t) \bullet p(t) A_i e^{j\theta k}\} \quad (2)$$

Ο δεύτερος όρος του μιγαδικού γινομένου στην (2) αναλύεται σε καρτεσιανό άθροισμα και παριστάνεται μαζυ με τις αντίστοιχες τετράδες bits στο παραπάνω διάγραμμα αστερισμού (constellation diagram) :

$$\hat{S}(t) = p(t) A_i e^{j\theta k} = p(t) A_i \cos\theta_k + j\, p(t) A_i \sin\theta_k \qquad (3a)$$

Όπου οι καρτεσιανές συνιστώσες είναι

$$X(t) = p(t) A_i \cos\theta_k = \pm 1, \pm 3 \text{ και } Y(t) = p(t) A_i \cos\theta_k = \pm 1, \pm 3 \; ; \; k\, T_b \le t \le (k+1) T_b \; (3b)$$

Η αντιστοίχιση τετράδων bits και σημείων στο διάγραμμα αστερισμού έγινε έτσι ώστε εσφαλμένη αποδιαμόρφωση συμβόλου λόγω θορύβου στα πλησιέστερα γειτονικά σημεία (κάθετα η οριζόντια) να προκαλεί σφάλμα μόνο ενός bit (κώδικας Gray).

Στην απλούστερη διαμόρφωση QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), $A_i = 1$ και $\theta_k = 45^o, 135^o, 225^o, 315^o$

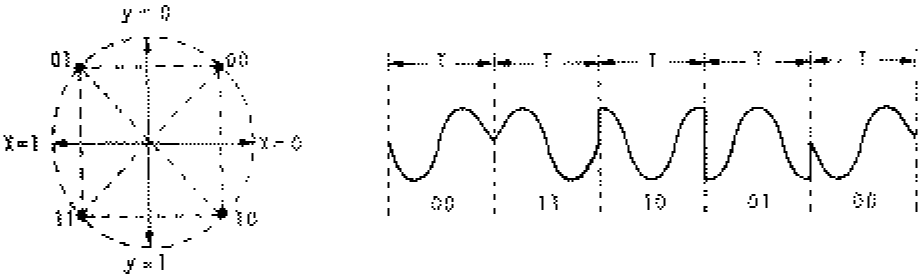
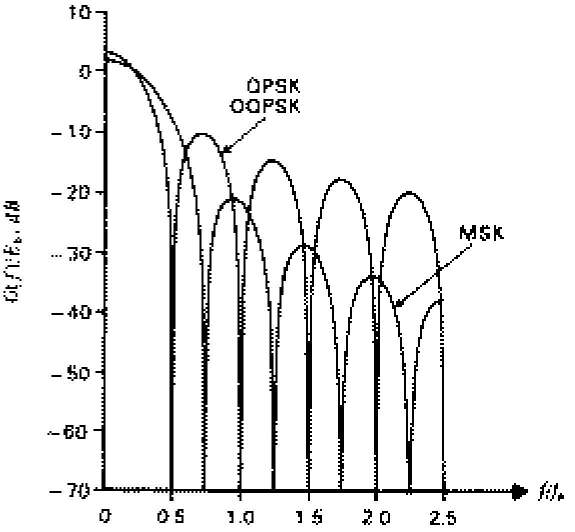


Fig. 6.42 Phase and amplitude transitions in QPSK

Γιά λόγους εξοικονόμησης φάσματος αντί του QPSK στις επίγειες ασύρματες τηλεπικοινωνίες (π.χ. κινητή τηλεφωνία GSM) χρησιμοποιείται μία τροποποιημένη διαμόρφωση η MSK (Minimum Shift Keying) όπου οι συνιστώσες X(t) και Y(t) πολλαπλασιάζονται από ένα «λειασμένο» παλμό ώστε το σήμα γίνεται :

$$\hat{S}(t) = A \cos\theta_k \sin(2\pi t/4T_b) + j\, A \sin\theta_k \cos(2\pi t/4T_b)$$

Τα διαγράμματα φασματικής πυκνότητας του τετραγωνικού και των λειασμένων παλμών στο παρακάτω σχήμα δείχνουν το πλεονέκτημα της διαμόρφωσης MSK έναντι του QPSK:



Το φάσμα του παλμού MSK εκτείνεται μεταξυ [-0,75R_b, 0,75 R_b], δηλαδή το Εύρος Φασματος = 1,5 R_b, όπου R_b= 1/T_b bit rate, ρυθμός μετάδοσης bit. Το αντίστοιχο Εύρος Φασματος στο QPSK είναι 2R_b.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΥΓΚΡΙΣΗΣ ΕΥΡΩΝ ΦΑΣΜΑΤΟΣ

ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ	ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΜΕΝΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ (Πρώτος Λοβός)
BPSK	2R_b
QPSK	R_b
MPSK	2R_b/N
BFSK	4 R_b
MFSK	2M R_b/N
QASK	2 R_b/N
MSK[1]	1,5 R_b

Όπου M=2^N, N=Αριθμός bits/symbol

---

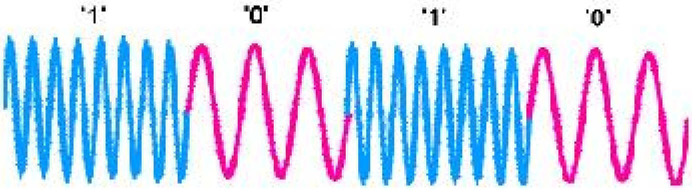
[1] Το 99% Bandwidth του MSKείναι = 0,61R_b ενώ του QPSK είναι 5,1 R_b !!!

2. ΘΕΩΡΙΑ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΩΝ PSK, FSK ΚΑΙ QAM

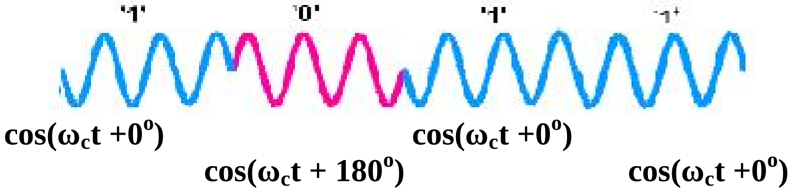
ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Προκειμένου, μέσα από κανάλια διέλευσης ζώνης, να μεταδώσουμε ψηφιακή πληροφορία, πρέπει να μεταφέρουμε την πληροφορία σ’ ένα φέρον κύμα κατάλληλης συχνότητας. Η αποτύπωση ψηφιακής πληροφορίας επάνω σε ένα κύμα μπορεί να γίνει κατά πολλούς διαφορετικούς τρόπους.

Η κυματομορφή που φαίνεται στο *Σχ. 2.1* μπορεί να παραχθεί με τη μεταγωγή της συχνότητας του φέροντος σε μια από δύο τιμές 1 ή 0, ανάλογα με τη δυαδική πληροφορία που πρόκειται να μεταδοθεί. Αυτή η μέθοδος, όπου μετάγεται η συχνότητα του φέροντος, καλείται “κλείδωμα μεταλλαγής-συχνότητας” (*FSK: frequency-shift keying*). Στη δεύτερη μέθοδο ψηφιακής διαμόρφωσης που φαίνεται στο *Σχ. 2.2,* η φάση του φέροντος μετάγεται σε μια από τις δύο τιμές και η μέθοδος αυτή λέγεται “κλείδωμα μεταλλαγής-φάσης“ (*PSK: phase-shift keying).* Στην κατασκευή των συστημάτων ψηφιακής διαμόρφωσης δεν συναντούμε κάποια δυσκολία, το αντίτιμο όμως που πληρώνουμε για την απλότητα αυτή είναι το επιπλέον εύρος ζώνης και ίσως η αύξηση ισχύος που απαιτείται για την εκπομπή.



Σχ. 2.1 Κλείδωμα μεταλλαγής συχνότητας FSK

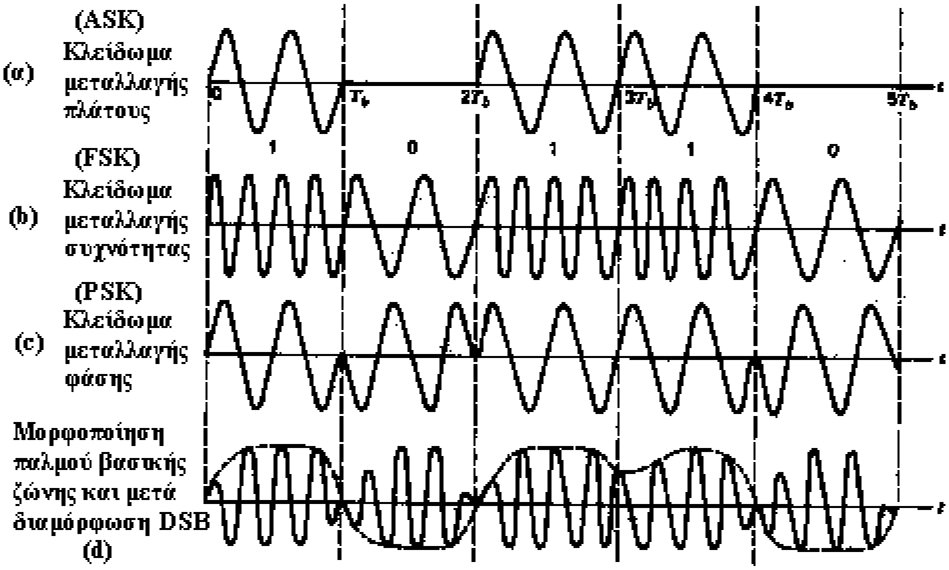


Σχ. 2.2 Κλείδωμα μεταλλαγής φάσης PSK

Όταν το εύρος ζώνης δε μας απασχολεί, τότε τα συστήματα ψηφιακής διαμόρφωσης μας παρέχουν πολύ καλές επιδόσείς με ελάχιστη πολυπλοκότητα των διατάξεων και με καλή ανθεκτικότητα απέναντι σε ορισμένες ατέλειες του καναλιού.

2.1 Περιγραφή Συστημάτων Δυαδικού FSK και PSK

Στο *Σχήμα* 2.3 βλέπουμε ένα συνοπτικό διάγραμμα ενός συστήματος μετάδοσης ψηφιακών δεδομένων μέσα από ζώνη διέλευσης με χρήση ψηφιακής διαμόρφωσης. Στο σύστημα εισάγουμε μια δυαδική ακολουθία bits $\{b_k\}$ με ρυθμό *bit* r_b και διάρκεια *bit* T_b.



Σχ. 2.3 Κυματομορφές διαμορφωμένου φέροντος χρησιμοποιούμενες στα συστήματα δυαδικής μετάδοσης. (α) Κλείδωμα μεταλλαγής-πλάτους. (b) Κλείδωμα μεταλλαγής-συχνότητας. (c) Κλείδωμα μεταλλαγής-φάσης. (d) Μορφοποίηση παλμού βασικής ζώνης ακολουθούμενη από διαμόρφωση DSB.

Από την έξοδο κατά την διάρκεια του χρονικού διαστήματος του k-στού bit εξαρτάται από το k-στό *bit* εισόδου b_k. Η έξοδος Z(t) του διαμορφωτή κατά τη διάρκεια του k-στού bit είναι η μετατοπισμένη έκδοση μιας από τις δύο βασικές κυματομορφές $s_1(t)$ και $s_2(t)$. Το *Z(t)* είναι μια τυχαία διαδικασία και εκφράζεται από τη σχέση:

$$Z(t) = \begin{cases} S_1\left[t-(k-1)\right] & \sim\neg \quad b_k = 0 \\ S_2\left[t-(k-1)\right] & \sim\neg \quad b_k = 1 \end{cases}$$

για $(k-1)T_b \le t \le kT_b$. Οι κυματομορφές $s_1(t)$ και $s_2(t)$ έχουν διάρκεια T_b και πεπερασμένη ενέργεια, δηλαδή $s_1(t)$ και $s_2(t)$ =0 αν $t \notin [0,T_b]$ και

$$E_1 = \int_0^{T_b} [s_1(t)]^2\, dt < \infty$$

$$E_2 = \int_0^{T_b} [s_2(t)]^2\, dt < \infty$$

Ο τύπος της κυματομορφής εξαρτάται από τον αντίστοιχο της διαμόρφωσης που χρησιμοποιούμε, όπως φαίνεται και στον Πίνακα 2.1. Η έξοδος του περνά από ένα κανάλι διέλευσης ζώνης *$H_c(f)$,* που για λόγους απλότητας της ανάλυσης δεχόμαστε ότι το κανάλι είναι ιδανικό με κατάλληλο εύρος ζώνης ώστε να περνά χωρίς να παραμορφώνεται, εκτός από μια καθυστέρηση λόγω διάδοσης. Υποθέτουμε πως ο θόρυβος n(t) είναι μια *Gaussian* στατική τυχαία διαδικασία μηδενικής μέσης τιμής με φασματική πυκνότητα ισχύος γνωστή και ίση με $G_n(f)$. Τελικά λαμβάνουμε το άθροισμα σήματος και θορύβου που

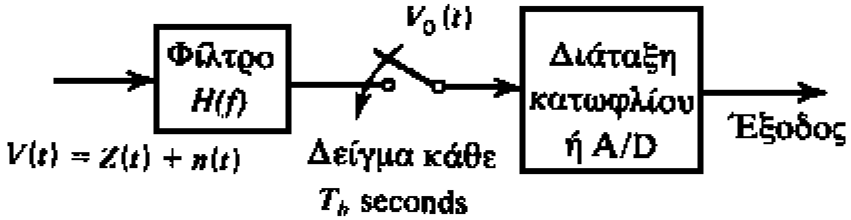
είναι:

$$V(t)=\begin{cases} s_1[t-(k-1)T_b-t_d]+n(t) \\ \qquad\qquad ή \\ s_2[t-(k-1)T_b-t_d]+n(t) \end{cases} \qquad (k-1)T_b+t_d \le t \le kT_b+t_d$$

Τύπος διαμόρφωσης	$s_1(t), 0 \le t \le T_b$	$s_2(t), 0 \le t \le T_b$
Κλειδώμα μεταλλαγής-πλάτους (ASK)	0	A $\cos\omega_c t$ (ή A $\sin\omega_c t$)
Κλειδώμα μεταλλαγής-φάσης (PSK)	-A $\cos\omega_c t$ (ή -A $\sin\omega_c t$)	A $\cos\omega_c t$ (ή A $\sin\omega_c t$)
Κλειδώμα μεταλλαγής-συχνότητας (FSK)	A $\cos\{(\omega_c-\omega_d)t\}$ (ή A $\sin\{(\omega_c-\omega_d)t\}$)	A $\cos\{(\omega_c+\omega_d)t\}$ (ή A $\sin\{(\omega_c+\omega_d)t\}$)

Πίνακας 2.1 Κυματομορφές σηματοδοσίας για διαφόρους τύπους συστημάτων ψηφιακής διαμόρφωσης. $s_1(t)$, $s_2(t) = 0$ για $t \notin [0, T_b]$, $f_c = \omega_c/2\pi$. Η συχνότητα f_c του φέροντος θεωρείται ότι είναι πολλαπλάσιο της r_b.

Ο δέκτης που φαίνεται στο *Σχήμα 2.4* πρέπει να αποφασίσει ποια από τις δύο γνωστές κυματομορφές, $s_1(t)$ *ή* $s_2(t)$, εμφανίστηκε στην είσοδό του κατά τη χρονικό διάστημα κάθε σηματοδοσίας. Ενδέχεται κατά τη διαδικασία της αποκωδικοποίησης να κάνει σφάλμα λόγω της παρουσίας του θορύβου στην είσοδό του. Η ισχύς του σήματος στην είσοδο του δέκτη με την ισχύς και την πιθανοκατανομή του θορύβου στην είσοδο, το ρυθμό σηματοδοσίας καθώς και παραμέτρους του δέκτη όπως η συνάρτηση μεταφοράς H(f) του φίλτρου και τη θέση του κατωφλίου, θα καθορίσουν την πιθανότητα σφάλματος.



Σχ. 2.4 Συνοπτική δομή του δέκτη

2.1.1 Συστήματα σηματοδοσίας δυαδικού FSK

Τα συστήματα μεταβίβασης δεδομένων μικρής ταχύτητας είναι εκείνα, στα οποία βρίσκουν εφαρμογές, σε ευρεία κλίμακα, τα συστήματα σηματοδοσίας *FSK*. Τα τελευταία δεν είναι τόσο αποδοτικά όσο τα συστήματα *PSK* ως προς τη χρησιμοποίηση του εύρους ζώνης και της ισχύος. Οι κυματομορφές που χρησιμοποιούνται, στα συστήματα σηματοδοσίας δυαδικού *FSK*, είναι οι $s_1 = A\cos(\omega_c t - \omega_d t)$ και $s_2 = A\cos(\omega_c t$

+ $\omega_d t$) για την αποστολή αντίστοιχα των ψηφίων 0 και 1. Σ’ ένα σήμα *FSK* η πληροφορία ουσιαστικά βρίσκεται στη συχνότητα του σήματος.

Μία κυματομορφή *FM* με συνεχή φάση και σταθερή περιβάλλουσα πλατών αποτελεί την κυματομορφή του δυαδικού *FSK*. Αυτή μπορεί να παρασταθεί μαθηματικά ως εξής :

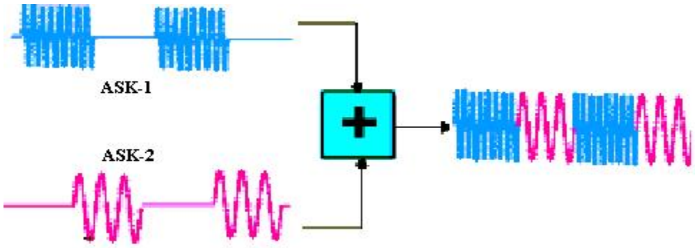
$$Z(t) = A\cos\left(\mu_c t + \mu_d \int_{-\infty}^{t} D(t')dt' \quad + ^{-} \right)$$

όπου *D(t)* είναι μια δυαδική τυχαία κυματομορφή με στάθμες +1 για $b_k = 1$ και –1 για $b_k = 0$, και θ η φασική γωνία του φέροντος τη στιγμή t = 0. Η στιγμιαία συχνότητα του δυαδικού *FSK* σήματος δίνεται από τη σχέση :

$$f_i = \frac{d}{dt}[¤ά±¦ \quad ^2¦s \quad Z(t)]$$

$$= \omega_c + \omega_d D(t)$$

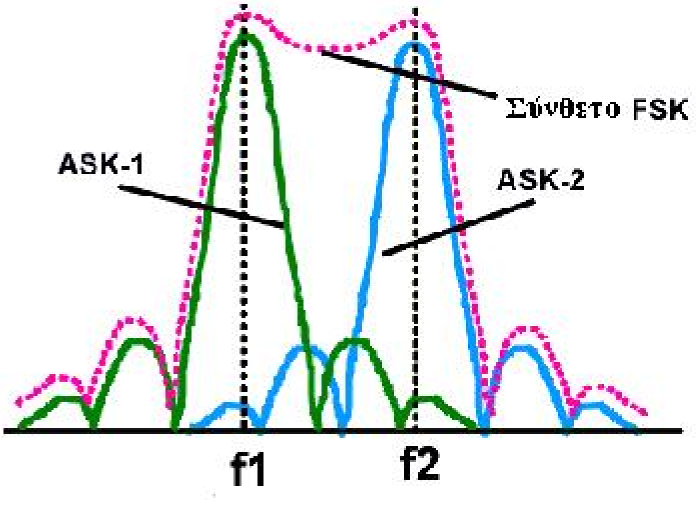
και αφού $D(t) = \pm 1$, η στιγμιαία συχνότητα ω_i έχει δύο τιμές : $\mu_i = \mu_c \pm \mu_d$.



Σχ. 2.5 Μη φιλτραρισμένη ψηφιακή διαμόρφωση FSK

-Καταλαμβανόμενο φάσμα από τη διαμόρφωση FSK

Το φάσμα διαμόρφώσης ενός σήματος *FSK* δεν είναι εύκολο να προσδιοριστεί όπως στη διαμόρφωση *ASK*, επειδή η δημιουργία της *FSK* είναι μη γραμμική. Μπορεί να ληφθεί μία προσέγγιση εάν σχεδιαστούν τα φάσματα δύο ακολουθιών *ASK* κεντραρισμένων στις αντίστοιχες φέρουσες συχνότητες.



Σχ. 2.6 Φάσμα FSK

Είναι φανερό ότι το συνολικό εύρος ζώνης που καταλαμβάνεται από το σήμα *FSK* εξαρτάται από την απόσταση των συχνοτήτων που παριστάνουν τις καταστάσεις συμβόλων.

Ένα σήμα *FSK* που χρησιμοποιεί συνεχείς μεταβολές φάσης θα έχει πολύ μικρότερη ενέργεια αποθηκευμένη στους πλευρικούς λοβούς από ένα σύστημα όπου υπάρχουν ασυνέχειες φάσης.

-Πλεονεκτήματα της διαμόρφωσης FSK

- Η διαμόρφωση FSK αποτελεί μια διαμόρφωση σταθερής περιβάλλουσας και επομένως είναι αναίσθητη στις μεταβολές πλάτους (δηλαδή απολαβής) που συμβαίνουν στο κανάλι και συμβατή με συστήματα μη γραμμικών πομπών και δεκτών.
- Η ανίχνευση της FSK μπορεί να στηριχθεί στις σχετικές μεταβολές συχνότητας μεταξύ των καταστάσεων συμβόλων και επομένως δεν απαιτεί απόλυτη ακρίβεια των τιμών συχνοτήτων που διαδίδονται στο κανάλι. Άρα η FSK είναι λοιπόν σχετικά ανεκτική στην ολίσθηση συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή και τη μετατόπιση *Doppler*.

-Μειονεκτήματα της διαμόρφωσης FSK

- Η FSK έχει σχετικά μικρότερη απόδοση εύρους ζώνης από τις ASK και PSK (με εξαίρεση την εκδοχή MSK).
- Ο ρυθμός εμφάνισης εσφαλμένων bit και συμβόλων της FSK είναι χειρότερος από της PSK.

2.1.2 Συστήματα σηματοδοσίας δυαδικού PSK

Η διαμόρφωση διακριτής-φάσης ή το κλείδωμα μεταλλαγής-φάσης, είναι μια άλλη τεχνική που διαθέτουμε για τη μετάδοση ψηφιακής πληροφορίας με κανάλια διέλευσης ζώνης συχνοτήτων. Στην ψηφιακή διαμόρφωση φάσης η πληροφορία περιέχεται στη στιγμιαία φάση του διαμορφωμένου φέροντος. Αυτή η φάση συνήθως ενσωματώνεται στο φέρον και εκτιμάται ως προς ένα σταθερό φέρον αναφοράς γνωστής φάσης και γι’ αυτό ονομάζεται σύμφωνη PSK. Για τη μετάδοση των δυαδικών ψηφίων 0 και 1, στα συστήματα σηματοδοσίας PSK χρησιμοποιούνται αντίστοιχα οι κυματομορφές :

$$s_1(t) = -A\cos(\omega_c t) \quad \text{και} \quad s_2(t) = A\cos(\omega_c t).$$

Η δυαδική PSK κυματομορφή Z(t) μπορεί να περιγραφεί με την :

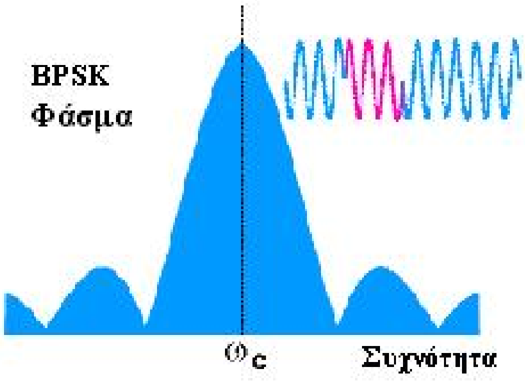
$$Z(t) = D(t)(A\cos\omega_c t)$$

D(t) θεωρούμε μια τυχαία δυαδική κυματομορφή με περίοδο T_b και στάθμες –1 και 1. Η μοναδική διαφορά ανάμεσα στις δυαδικές κυματομορφές ASK και PSK είναι ότι στο σύστημα ASK το φέρον μετάγεται εντός και εκτός, ενώ το φέρον στο σύστημα PSK μετάγεται μεταξύ των τιμών +A και –A. Το σύστημα PSK, στη γενική περίπτωση, είναι ένα σύστημα μη γραμμικής διαμόρφωσης.

-Καταλαμβανόμενο φάσμα από τη διαμόρφωση PSK

Το εύρος ζώνης ενός δυαδικού σήματος PSK (*BPSK*) είναι συμμετρικό ως προς τη συχνότητα του φέροντος και θα αποτελείται από την εικόνα του αρχικού φάσματος συν το ανεστραμμένο είδωλο αυτής που είχε η ακολουθία δεδομένων όταν δεν είχε υποστεί φιλτράρισμα. Στην πραγματικότητα, η BPSK μπορεί να φανεί ως ένα σήμα ASK με πλάτη +A και –A (αντί για +A και 0 που είναι στην ASK).

Εάν οι αλλαγές φάσης είναι απότομες στα όρια των συμβόλων, τότε όπως και στην FSK, το εύρος ζώνης που καταλαμβάνεται θα είναι πολύ μεγαλύτερο από ότι θα είναι στην περίπτωση ομαλών μεταβάσεων από τη μία κατάσταση φάσης στην επόμενη. Έτσι εμφανίζεται η ανάγκη μορφοποίησης της διαμορφώνουσας κυματομορφής.

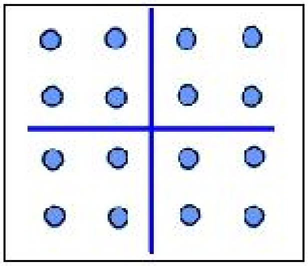


Σχ. 2.7 Φάσμα BPSK

2.2 Συνδυασμένη ψηφιακή διαμόρφωση Πλάτους και Φάσης (QAM)

Μέχρι τώρα έχουμε περιγράψει μόνο διαμορφώσεις μίας ιδιότητας, χρησιμοποιώντας σύμβολα φάσης, πλάτους ή συχνότητας για να μεταφέρουμε τα δεδομένα. Θα μπορούσε εύλογα κάποιος να σκεφτεί ότι η απόδοση της διαμόρφωσης θα μπορούσε να αυξηθεί περαιτέρω εάν συνδυάζονταν δύο ή περισσότερα είδη συμβόλων και γινόταν ο αναπόφευκτος συμβιβασμός ανάμεσα στην τελική φασματική απόδοση και την ανοχή στο θόρυβο. Αποδεικνύεται ότι αυτό μπορεί πράγματι να συμβεί και ο συνδυασμός που χρησιμοποιείται συχνότερα είναι μεταξύ πλάτους και φάσης, που αποκαλείται Μ-αδική σηματοδοσία *QAM* (*Quadradure Amplitude Modulation*).

Η απλούστερη μορφή διαμόρφωσης *QAM* είναι στην πραγματικότητα το σύνολο συμβόλων της *QPSK*, το οποίο μπορεί να θεωρηθεί ως δύο ορθογώνιοι (με διαφορά φάσης 90^o) φορείς διαμορφωμένοι κατά πλάτος με στάθμες πλάτους +A και –A. Αυξάνοντας τον αριθμό των σταθμών πλάτους κάθε φορέα σε τέσσερις, για παράδειγμα $\pm A$ ©~§ $\pm 3A$, προκύπτουν 16 δυνατοί συνδυασμοί συμβόλων στην έξοδο του πομπού, οι οποίοι απέχουν εξίσου στο διάγραμμα αστερισμού και αντιπροσωπεύεται από συγκεκριμένο πλάτος και φάση ο καθένας.



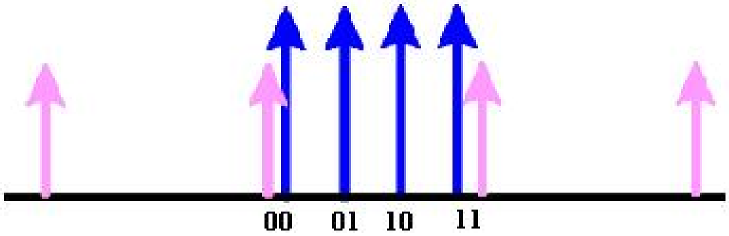
Σχ. 2.8 Διάγραμμα αστερισμού δεκαεξαδικής διαμόρφωσης QAM (16-QAM)

2.3 Μ-αδικά συστήματα σηματοδοσίας

Για να περιορίσουμε το εύρος ζώνης που χρειάζονται τα συστήματα PAM μετάδοσης δεδομένων στη βασική ζώνη, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε μεθόδους Μιαδικής σηματοδοσίας. Η χρήση των συστημάτων Μιαδικής σηματοδοσίας μπορεί να γίνει και σε συνδυασμό με τις τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης φέροντος. Σ’ αυτή την περίπτωση κατά τη διάρκεια κάθε διαστήματος σηματοδοσίας, διάρκειας $T_ς$, θα εκπέμπεται ένα από Μ (Μ>2) διακριτά σήματα $s_1(t), s_2(t),..., s_M(t).$ Αυτά τα σήματα παράγονται με τη μεταβολή του πλάτους της φάσης ή της συχνότητας ενός φέροντος κύματος σε Μ διακριτές στάθμες. Μ’ αυτόν τον τρόπο μπορούμε να έχουμε συστήματα ψηφιακής διαμόρφωσης Μιαδικού PSK και Μιαδικού FSK. Τα Μιαδικά ψηφιακά συστήματα διαμόρφωσης τα προτιμούμε ως προς τα δυαδικά συστήματα για τη μετάδοση ψηφιακής πληροφορίας μέσα από κανάλια ζώνης διέλευσης όταν θέλουμε να εξοικονομήσουμε εύρος ζώνης (με αντάλλαγμα την αύξηση της απαιτούμενης ισχύος), ή να εξοικονομήσουμε ισχύ (με αντάλλαγμα την αύξηση του απαιτούμενου εύρους ζώνης). Σπάνια βρίσκουμε στην πράξη ένα κανάλι που να έχει ακριβώς το εύρος ζώνης που απαιτείται για τη μετάδοση της εξόδου μιας πηγής που χρησιμοποιεί σύστημα δυαδικής σηματοδοσίας. Χρησιμοποιούνται Μιαδικά συστήματα ψηφιακής διαμόρφωσης για τη διαβίβαση της πληροφορίας, όταν το εύρος ζώνης του διαθέσιμου καναλιού είναι μικρότερο. Αν το κανάλι πάλι έχει εύρος ζώνης πολύ μεγαλύτερο απ’ ότι χρειάζεται για τη μετάδοση της εξόδου της πηγής με δυαδική τεχνική διαμόρφωσης, μπορεί να χρησιμοποιηθούν Μιαδικά συστήματα που αξιοποιούν το πρόσθετο εύρος ζώνης για να δώσουν μεγαλύτερη ανοσία απέναντι στο θόρυβο του καναλιού.

2.3.1 Μ-αδική ψηφιακή διαμόρφωση συχνότητας (Μ-αδική FSK)

Η Μ-αδική FSK είναι εξαιρετικά ενδιαφέρουσα μέθοδος διαμόρφωσης, επειδή αυξάνει την ανοχή στο θόρυβο του συστήματος ως προς τη δυαδική δια- μόρφωση FSK και επομένως επιτρέπει το σχεδιαστή να επιτύχει αξιόπιστη μετάδοση δεδομένων σε περιβάλλον υψηλού θορύβου. Αυτό είναι δυνατό μόνον εάν χρησιμοποιηθεί ένα σύνολο “ορθογώνιων” συμβόλων, με ακριβώς περιορισμένες ισαπέχουσες συχνότητες, που απαιτεί ένα μεγάλο εύρος ζώνης. Η Μ-αδική FSK με ορθογώνια σηματοδοσία είναι μία από τις λίγες τεχνικές όπου η απόδοση του *modem* πλησιάζει το όριο *Shannon*, για τη λειτουργία με το ελάχιστο λόγο E_b/N_0 δηλαδή –1.6 db.



Σχ. 2.9 Τετραδική FSK (μη ορθογώνια)

Είναι επίσης δυνατό να χρησιμοποιούμε Μ-αδική διαμόρφωση FSK χρησιμοποιώντας “μη-ορθογώνιες” συχνότητες συμβόλων, όπως είδαμε στη διαδική FSK. Τοποθετώντας τις συχνότητες πολύ κοντά τη μία στην άλλη, είναι δυνατό να συμπτύξουμε τέσσερα σύμβολα στο χώρο δύο συμβόλων, για παράδειγμα, και έτσι να βελτιώσουμε την απόδοση εύρους ζώνης ως προς τη δυαδική FSK (BFSK). Σ’ αυτήν την περίπτωση η ανοχή στο θόρυβο του Μ-αδικού συστήματος FSK μειώνεται, σε σύγκριση με αυτήν του δυαδικού συστήματος, καθώς οι συχνότητες των συμβόλων δεν είναι πια ορθογώνιες.

M	2	4	8	16	32	64
η_B	0.4	0.57	0.55	0.42	0.29	0.18
E_b/N_o *για BER* $= 10^{-6}$	13.5	10.8	9.3	8.2	7.5	6.9

Πίνακας 2.2 Αποδοτικότητα εύρους ζώνης και ισχύος σύμφωνου Μ-αδικού FSK [*Zie92*]

-Ορθογωνική σηματοδοσία

Δύο καταστάσεις συμβόλων $α_i(t)$ και $α_j(t)$ ονομάζονται ορθογώνιες (ή ορθογωνικές) στη διάρκεια της περιόδου συμβόλου T_{ς}, εάν συμβαίνει:

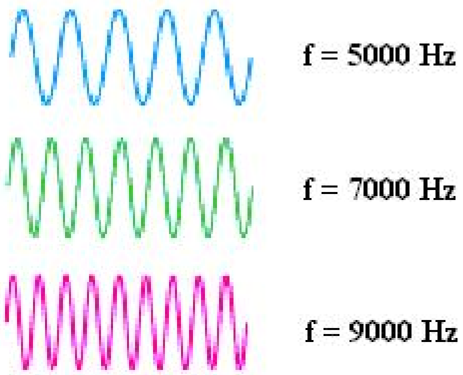
$$\int_0^{T_s} a_i(t)\cdot a_j(t)\cdot dt \xrightarrow{i\neq j} 0$$

Εάν οι συχνότητες των συμβόλων της Μ-αδικής διαμόρφωσης FSK επιλεγούν έτσι ώστε να έχουν τη μορφή:

$$a(t)=\cos\left(2\pi f_c+\frac{2\pi mt}{2T_s}\right)$$

όπου m = 1,2,…,M, τότε αυτές οι συχνότητες είναι ορθογώνιες στο διάστημα μίας περιόδου συμβόλου.

Ένα ορθογωνικό σύνολο οκταδικής διαμόρφωσης FSK με ρυθμό συμβόλων 1200 baud (σύμβολα ανά δευτερόλεπτο) θα μπορούσε επομένως να χρησιμοποιεί τις συχνότητες, π.χ., 1000 Hz, 1600 Hz, 2200 Hz, 2800 Hz, 3400 Hz, 4000 Hz, 4600 Hz και 5200 Hz, αντίστοιχα, με την ίδια εναρκτήρια φάση.

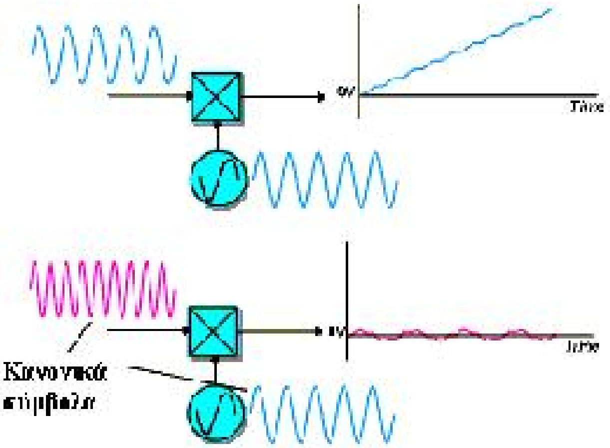


Σχ. 2.10 Παραδείγματα ορθογώνιων συμβόλων στη Μ-αδική διαμόρφωση FSK

-Ιδιότητες των ορθογωνικών συμβόλων

Η πρακτική ερμηνεία του ορισμού της ορθογωνιότητας είναι ότι, εάν ένα σύμβολο $α_i(t)$ αναμιχθεί με ένα φέρον αναφοράς που έχει τη συχνότητα και φάση ενός άλλου συμβόλου $α_j(t)$, τότε η μέση τιμή της εξόδου του μίκτη για χρονικό διάστημα μιας περιόδου, που λαμβάνεται χρησιμοποιώντας ένα προσαρμοσμένο φίλτρο ή έναν ολοκληρωτή, θα είναι μηδέν. Αυτό σημαίνει ότι με την ορθογωνική σηματοδοσία είναι δυνατόν να αυξήσουμε τον αριθμό των καταστάσεων συμβόλων χωρίς να επηρεάσουμε την έξοδο ενός συγκεκριμένου σύμφωνου ανιχνευτή, και επομένως χωρίς να αυξήσουμε την πιθανότητα εμφάνισης σφάλματος στον κάθε ανιχνευτή.

Καθώς αυξάνουμε τον αριθμό των ορθογώνιων συμβόλων που χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση, μπορούμε να αυξήσουμε τη διάρκεια του κάθε συμβόλου, έτσι ώστε να διατηρήσουμε τον ίδιο ρυθμό εκπομπής πληροφορίας. Όσο μεγαλύτερη είναι η διάρκεια ενός συμβόλου, τόσο μεγαλύτερος είναι ο χρόνος για τον υπολογισμό της μέσης τιμής του συμβόλου, και επομένως τόσο αυξάνει ο λόγος S/N στην έξοδο του δέκτη, βελτιώνοντας επομένως την πιθανότητα ορθής ανίχνευσης συμβόλου. Η ορρθογωνική διαμόρφωση FSK μπορεί θεωρητικά να έχει οποιοδήποτε αριθμό ορθογώνιων καταστάσεων συμβόλων, αλλά με τίμημα το συνεχώς αυξανόμενο εύρος ζώνης.

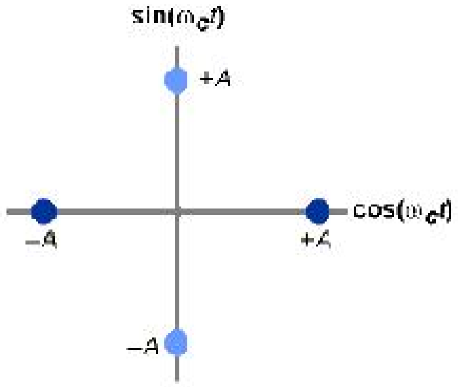


Σχ. 2.11 Ορθογώνια σύμβολα

2.3.2 Μ-αδική ψηφιακή διαμόρφωση φάσης (Μ-αδική PSK)

Έχουμε ήδη δει στην περίπτωση της Μ-αδικής διαμόρφωσης FSK ότι ένα σύνολο ορθογώνιων συμβόλων καθιστά δυνατή την ταυτόχρονη αποστολή δύο ή περισσότερων συμβόλων στο κανάλι, χωρίς να επηρεάζει την απόδοση της διαδικασίας σύμφωνης ανίχνευσης κάθε επιμέρους συμβόλου. Προκύπτει ότι, όπως υπάρχει ορθογωνιότητα και μεταξύ ενός ημιτονικού και ενός συνημιτονικού όρου, όταν λαμβάνεται η μέση τιμή τους σε χρονικό διάστημα ενός ακέραιου αριθμού κύκλων του φέροντος. Αυτό σημαίνει ότι εάν εκπέμψουμε δυαδική πληροφορία PSK στο συνημιτονικό όρο φέροντος και ταυτόχρονα εκπέμψουμε ένα δεύτερο σήμα δυαδικής πληροφορίας στον ημιτονικό όρο του ίδιου φέροντος, τότε θα είναι δυνατό να ανιχνεύσουμε ανεξάρτητα τα δύο σήματα (σα να μην είχε εκπεμφθεί άλλο). Για να γίνει αυτό η μόνη προϋπόθεση είναι ο κάθε ανιχνευτής να υπολογίζει τη μέση τιμή κατά τη διάρκεια μιας περιόδου συμβόλου, που να διαρκεί έναν ακέραιο αριθμό πλήρων κύκλων του φέροντος.

Μπορούμε από τα παραπάνω να φανταστούμε ένα σήμα διαμόρφωσης PSK με τέσσερις καταστάσεις φάσης, 0^o, 90^o, 180^o και 270^o, σε ορθογωνικότητα φάσης (*quadrature*) 90^o η μία από την άλλη. Επομένως αυτή η τετραδική μέθοδος PSK ονομάζεται Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης με Ορθογωνισμό (*Quadrature Phase Shift Keying*, *QPSK*). Η ιδιότητα της ορθογωνικότητας της QPSK σημαίνει ότι η μέθοδος μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αποστολή πληροφορίας με ταχύτητα διπλάσια από αυτήν της BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) στο ίδιο εύρος ζώνης, χωρίς να υποβαθμιστεί η απόδοση της ανίχνευσης ως προς την BPSK.



Σχ. 2.12 Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης με Ορθογώνισμό

Στα Μ-αδικά συστήματα, η φάση του φέροντος επιτρέπεται να πάρει μια από τις Μ δυνατές τιμές :

$$\text{¤}_{\text{©}} = \text{©}2\text{®}/\text{M} \qquad (\text{©} = 0,1,2,...,\text{M}-1)$$

Έτσι τα Μ δυνατά σήματα που θα μπορούσαν να μεταδοθούν σε κάθε διάστημα σηματοδοσίας διάρκειας T_s είναι :

$$s_k(t) = A\cos(\text{µ}_c t + k2\text{®}/M), \qquad k = 0,1,...,M-1, \quad 0 \le t \le T_s$$

Θα δεχτούμε ότι η φέρουσα συχνότητα f_c είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του r_s ($r_s = 1/T_s$). Η Μ-αδική ψηφιακή κυματομορφή PSK μπορεί να παρασταθεί με την :

$$Z(t) = A\sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t-kT_s)\cos(\text{µ}_c t - \text{¤}_{\text{©}})$$

όπου g(t) είναι ορθογώνιος παλμός μοναδιαίου πλάτους με διάρκεια T_s. Η ακολουθία φασικών γωνιών $\{\text{¤}_{\text{©}}\}$ φέρει την ψηφιακή πληροφορία. Μπορούμε να ξαναγράψουμε την προηγούμενη σχέση ως :

$$Z(t) = A\cos\text{µ}_c t\sum_{k=-\infty}^{\infty}(\cos\text{¤}_{\text{©}})g(t-kT_s) - A\sin\text{µ}_c t\sum_{k=-\infty}^{\infty}(\sin\text{¤}_{\text{©}})g(t-kT_s)$$

πράγμα που δείχνει ότι η κυματομορφή Z(t) είναι διαφορά δύο σημάτων AM που χρησιμοποιούν για φέροντα τα :

$$\cos\text{µ}_c t \quad \text{©~§} \quad \sin\text{µ}_c t$$

Η φασματική πυκνότητα ισχύος της Z(t) είναι το μετατοπισμένο ανάτυπο της φασματικής πυκνότητας των Μ-αδικών ορθογωνίων κυματομορφών :

$$\sum(\cos\text{¤}_{\text{©}})g(t-kT_s) \quad \text{©~§} \quad \sum(\sin\text{¤}_{\text{©}})g(t-kT_s)$$

Η psd των κυματομορφών αυτών έχει τη μορφή ενός $(\sin x/x)^2$ και περνάει από το μηδέν στις τιμές $\pm kr_s \ \ Hz$. Επομένως το απαιτούμενο εύρος ζώνης για ένα Μ-αδικό PSK σήμα θα είναι περίπου $2r_s$ ως $3r_s$.

Αν η πληροφορία που πρόκειται να μεταδώσουμε είναι μια ανεξάρτητη δυαδική ακολουθία με ρυθμό bit r_b τότε το εύρος ζώνης που χρειάζεται για τη μετάδοση αυτής της ακολουθίας χρησιμοποιώντας σύστημα δυαδικού PSK, είναι περίπου $2r_b$. Αν τώρα πάρουμε πακέτα των λ bits, και χρησιμοποιήσουμε Μ-αδικό PSK σύστημα με $M = 2^\lambda$ και $r_s = r_b/\lambda$, τότε το εύρος ζώνης που χρειαζόμαστε θα είναι κάπου $2r_s = 2r_b/\lambda$. Επομένως το σύστημα Μ-αδικής PSK σηματοδοσίας μας προσφέρει μια ελλάττωση του εύρους ζώνης κατά έναν παράγοντα λ ως προς το σύστημα δυαδικής PSK σηματοδοσίας.

M	2	4	8	16	32	64
$\eta_B = R_b/B$	0.5	1	1.5	2	2.5	3
E_b/N_o *για* $BER = 10^{-6}$	10.5	10.5	14	18.5	23.4	28.5

Πίνακας 2.3 Αποδοτικότητα εύρους ζώνης και ισχύος
Μ-αδικού PSK [*Zie92*]

2.3.3 Μ-αδική συνδυασμένη ψηφιακή διαμόρφωση Πλάτους και Φάσης (M-QAM)

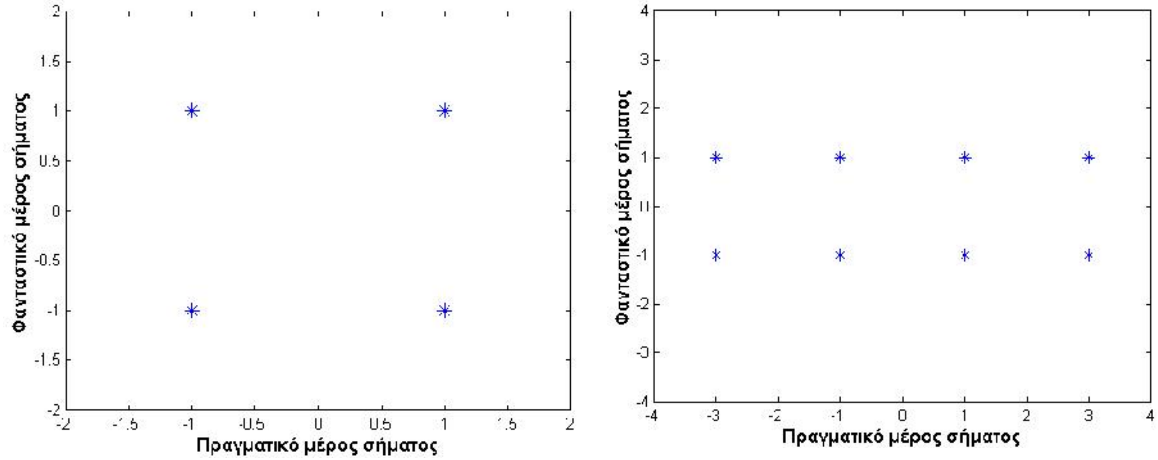
Η ψηφιακή διαμόρφωση M-QAM σχεδιάστηκε για να μεταφέρει δύο διαφορετικά σήματα εξαρτώμενα από την ίδια συχνότητα μεταφοράς χρησιμοποιώντας δύο φέρουσες :

$$\cos(2®f_c t) \quad ©\sim§ \quad \sin(2®f_c t)$$

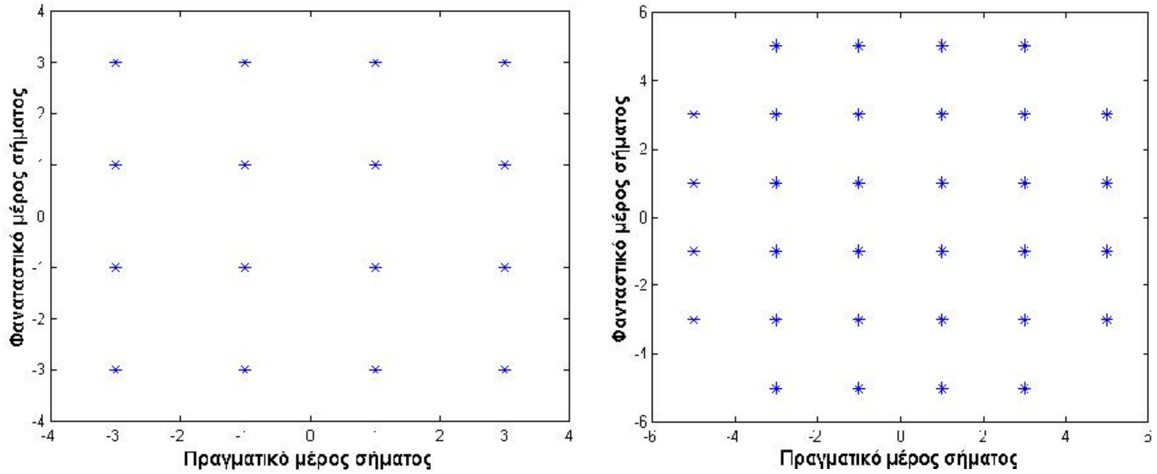
τα δύο αυτά σήματα τελικά αθροίζονται. Αυτή η κατασκευή επιτρέπει Μ επίπεδα ενίσχυσης και αυτό δίνει τη δυνατότητα κάθε σύμβολο να έχει περισσότερα από ένα bit πληροφορίας. Έτσι έχουμε το παρακάτω σήμα :

$$S_k = \sim_{©} g(t)\cos(2®f_c t) - b_k g(t)\sin(2®f_c t)$$
$$0 \le t \le T \quad , \quad k = 1,2,...,M$$

όπου α_κ , b_k είναι οι πληροφορίες και $M = 2^n$,όπου n είναι ο αριθμός των bits του κωδικού του κάθε συμβόλου.



a) 4 - QAM **b) 8 - QAM**



c) 16 - QAM **d) 32 - QAM**

Σχ. 2.13 Μερικά παραδείγματα διαμόρφωσης M-QAM (M=4,8,16,32)

Όσο πιο μεγάλο M έχουμε, τόσο πιο εκτεθειμένο στο θόρυβο και στο fading θα είναι το σήμα. Έτσι για μεγάλα M σήμερα το M-QAM χρησιμοποιείται στις ενσύρματες μεταφορές παρά στις ασύρματες όπου το σήμα δέχεται μεγαλύτερη παραμόρφωση.

M	4	16	64	256	1024	4096
η_B	1	2	3	4	5	6
E_b/N_o *για BER* $= 10^{-6}$	10.5	15	18.5	24	28	33.5

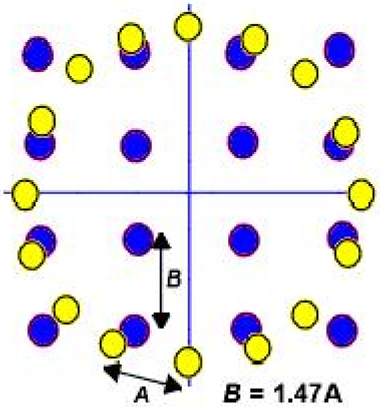
Πίνακας 2.4 Αποδοτικότητα εύρους ζώνης και ισχύος M-αδικού QAM [*Zie 92*]

2.3.4 Σύγκριση M-αδικών διαμορφώσεων QAM και PSK

Η σύγκριση των διαγραμμάτων αστερισμού των Μ-αδικών μεθόδων διαμόρφωσης QAM και PSK δείχνει ότι η απόσταση ανάμεσα στις καταστάσεις συμβόλων της QAM είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη απόσταση στην PSK, η οποία περιορίζεται σε καταστάσεις συμβόλων σταθερού πλάτους, που βρίσκονται, επομένως, επάνω σε έναν κύκλο με κέντρο την αρχή των αξόνων.

Τα διαγράμματα αστερισμού, που εικονίζονται στο *Σχήμα 2.14*, έχουν σχεδιαστεί για διαμορφώσεις QAM και PSK με την ίδια ισχύ συμβόλων. Η αυξημένη απόσταση ανάμεσα στα σύμβολα στην περίπτωση της QAM σημαίνει ότι η αντίστοιχη διαδικασία ανίχνευσης είναι λιγότερη ευάλωτη στο θόρυβο.

Η ισχύς κορυφής της QAM υπό αυτές τις συνθήκες είναι παρ’ όλα αυτά μεγαλύτερη από αυτή της Μ-αδικής PSK, και αυτό πρέπει να λαμβάνεται υπόψη όταν η διαδικασία εκπομπής έχει περιορισμό ως προς τη μέση ισχύ.



Σχ. 2.14 Σύγκριση των μεθόδων 16-PSK (ανοικτοί κύκλοι) και 16-QAM (κλειστοί κύκλοι) για την ίδια μέση ισχύ συμβόλων

2.3.5 Παράγοντες που επηρεάζουν την επιλογή της ψηφιακής διαμόρφωσης

Διάφοροι παράγοντες επηρεάζουν την επιλογή ενός ψηφιακού τύπου διαμόρφωσης. Ένα επιθυμητός τύπος διαμόρφωσης παρέχει χαμηλά ποσοστά σφάλματος δυαδικών ψηφίων στις χαμηλά λαμβανόμενες σήματος προς θόρυβο αναλογίες, αποδίδει καλά σε *multipath* και σε *fading*, καταλαμβάνει ένα ελάχιστο του εύρους ζώνης, και είναι εύκολο και οικονομικώς αποδοτικό να εφαρμοστεί. Οι υπάρχοντες τύποι διαμόρφωσης δεν ικανοποιούν ταυτόχρονα όλες αυτές τις απαιτήσεις. Μερικοί είναι καλύτεροι από την άποψη της απόδοσης ποσοστού σφάλματος δυαδικών ψηφίων, ενώ άλλοι είναι καλύτεροι από την άποψη της αποδοτικότητας εύρους ζώνης. Ανάλογα με τις απαιτήσεις της ιδιαίτερης εφαρμογής, οι εξισορρόπηση όλων των παραγόντων γίνεται κατά την επιλογή μιας ψηφιακής διαμόρφωσης .

Η απόδοση ενός τύπου διαμόρφωσης μετριέται συχνά από την άποψη της αποδοτικότητας ισχύος και της αποδοτικότητας εύρους ζώνης. Η αποδοτικότητα ισχύος περιγράφει τη δυνατότητα μιας τεχνικής διαμόρφωσης για να συντηρηθεί η ακρίβεια του ψηφιακού μηνύματος στα χαμηλά επίπεδα δύναμης. Σε ένα ψηφιακό σύστημα επικοινωνίας, προκειμένου να αυξηθεί η ανοσοποίηση θορύβου, είναι απαραίτητο να αυξηθεί η ισχύς των σημάτων. Εντούτοις, το ποσό από το οποίο η ισχύς των σημάτων πρέπει να αυξηθεί για να λάβει ένα ορισμένο επίπεδο ακρίβειας (δηλ., μια αποδεκτή πιθανότητα σφάλματος δυαδικών ψηφίων) εξαρτάται από τον ιδιαίτερο τύπο διαμόρφωσης που υιοθετείται. Η αποδοτικότητα δύναμης, *p* (η μερικές φορές αποκαλούμενη αποδοτικότητα ενέργειας) ενός ψηφιακού τύπου διαμόρφωσης είναι ένα μέτρο του πόσο ευνοϊκά αυτή η ανταλλαγή μεταξύ της ακρίβειας και της ισχύος σημάτων γίνεται, και εκφράζεται συχνά ως ο λόγος της ενέργειας σημάτων για κάθε *bit* προς τη φασματική πυκνότητα της ισχύος θορύβου (E_b/N_0) που απαιτείται στην είσοδο δεκτών για μια ορισμένη πιθανότητα σφάλματος (πέστε 10-5).

Η αποδοτικότητα εύρους ζώνης περιγράφει τη δυνατότητα ενός τύπου διαμόρφωσης να προσαρμόσει την πληροφορία μέσα σε ένα περιορισμένο εύρος ζώνης. Γενικός, η αύξηση της ροής πληροφορίας υπονοεί τη μείωση του πλάτος του παλμού ενός δυαδικού ψηφιακού συμβόλου, το οποίο αυξάνει το εύρος ζώνης του σήματος. Κατά συνέπεια, υπάρχει μια αναπόφευκτη σχέση μεταξύ της ροής πληροφορίας και της κατοχής εύρους ζώνης. Εντούτοις, μερικά σχέδια διαμόρφωσης παρουσιάζονται καλύτερα από άλλα στην παραγωγή αυτής της ανταλλαγής. Η αποδοτικότητα εύρους ζώνης απεικονίζει το πόσο αποτελεσματικά το δεσμευμένο εύρος ζώνης χρησιμοποιείται και καθορίζεται ως ο λόγος της παραγωγής ροής πληροφορίας προς τα *Hertz* σε ένα δεδομένο εύρος ζώνης. Εάν το R είναι το ποσοστό των bits ανά δευτερόλεπτο, και το B είναι το εύρος ζώνης που καταλαμβάνεται από το διαμορφωμένο σήμα RF, κατόπιν η αποδοτικότητα εύρους ζώνης nB εκφράζεται ως εξής :

$$n_B = R/B \ bps/Hz$$

Η ικανότητα συστημάτων ενός ψηφιακού κινητού συστήματος επικοινωνίας είναι άμεσα συνδεδεμένη με την αποδοτικότητα του εύρους ζώνης του τύπου διαμόρφωσης, δεδομένου ότι μια διαμόρφωση με μεγαλύτερη τιμή του nB θα διαβιβάσει τα περισσότερη πληροφορία σε ένα δεδομένο φάσμα.

Υπάρχει ένα θεμελιώδης ανώτερο όριο που δεσμεύει στην επιτεύξιμη αποδοτικότητα εύρους ζώνης. Το θεώρημα κωδικοποίησης καναλιών του *Shannon* δηλώνει ότι για μια αυθαίρετα μικρή πιθανότητα του σφάλματος, η μέγιστη πιθανή αποδοτικότητα εύρους ζώνης περιορίζεται από το θόρυβο στο κανάλι, και δίνεται από τον τύπο ικανότητας καναλιών [*Sha48*] :

$$n_B = \frac{C}{B} = \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right)$$

όπου το C είναι η ικανότητα καναλιών (σε bps), το B είναι το εύρος ζώνης RF, και S/N είναι ο λόγος σήματος προς θόρυβο.

Στο σχέδιο ενός ψηφιακού συστήματος επικοινωνίας, πολύ συχνά υπάρχει μια ανταλλαγή μεταξύ της αποδοτικότητας εύρους ζώνης και της αποδοτικότητας της ισχύος. Παραδείγματος χάριν, η πρόσθεση κωδικοποίησης ελέγχου σφάλματος σε ένα μήνυμα αυξάνει την κατοχή εύρους ζώνης (και αυτό, στη συνέχεια, μειώνει την αποδοτικότητα εύρους ζώνης), αλλά συγχρόνως μειώνει την απαιτούμενη λαμβανόμενη δύναμη για ένα ιδιαίτερο ποσοστό σφάλματος, και ως εκ τούτου ανταλλάσσει την αποδοτικότητα εύρους ζώνης για την αποδοτικότητα δύναμης. Αφ' ετέρου, οι υψηλότερου επιπέδου τύποι διαμόρφωσης (Μ-αδική διαμόρφωση) μειώνουν την κατοχή εύρους ζώνης αλλά αυξάνουν την απαιτούμενη λαμβανόμενη δύναμη, γι' αυτό το λόγο ανταλλάσσει την αποδοτικότητα της ισχύος για την αποδοτικότητα εύρους ζώνης.

Ενώ οι εκτιμήσεις αποδοτικότητας της ισχύος και του εύρους ζώνης είναι πολύ σημαντικές, άλλοι παράγοντες έχουν επίσης επιπτώσεις στην επιλογή ενός ψηφιακού τύπου διαμόρφωσης. Παραδείγματος χάριν, για όλα τα προσωπικά συστήματα επικοινωνίας που εξυπηρετούν μια μεγάλη κοινότητα χρηστών, το κόστος και η πολυπλοκότητα του δέκτη συνδρομητών πρέπει να ελαχιστοποιηθούν, και μια διαμόρφωση που είναι απλή να ανιχνευθεί είναι η ελκυστικότερη. Η απόδοση του τύπου διαμόρφωσης κάτω από τους διάφορους τύπους βλάβης καναλιών όπως η εξασθένιση *Rayleigh* και *Rician* και η πολλαπλών διαδρομών χρονική διασπορά, λαμβάνοντας υπόψη μια ιδιαίτερη εφαρμογή αποδιαμορφωτών, είναι ένας άλλος βασικός παράγοντας στην επιλογή μιας διαμόρφωσης. Στα κυψελοειδή συστήματα όπου η παρεμβολή είναι ένα σημαντικό ζήτημα, η απόδοση ενός τύπου διαμόρφωσης σε περιβάλλον παρεμβολής είναι εξαιρετικά σημαντική. Η ευαισθησία στην ανίχνευση της χρονικής διαταραχής, που προκαλείται από τα χρονικά μεταβαλλόμενα κανάλια, είναι επίσης ένας σημαντικός παράγοντας για την επιλογή ενός ιδιαίτερου τύπου διαμόρφωσης. Γενικά, η διαμόρφωση, η παρεμβολή, και η εφαρμογή των χρονικά μεταβαλλόμενων αποτελεσμάτων του καναλιού καθώς επίσης και η απόδοση του συγκεκριμένου αποδιαμορφωτή αναλύονται ως πλήρες σύστημα χρησιμοποιώντας την προσομοίωση για να καθορίσουν τη σχετική απόδοση και την τελευταία επιλογή .

2.4 Διαγράμματα οφθαλμού

-Δημιουργία διαγραμμάτων οφθαλμού

Το *διάγραμμα οφθαλμού* (*eye diagram*) είναι μια εύχρηστη οπτική μέθοδος για τη διάγνωση προβλημάτων σε συστήματα μετάδοσης δεδομένων.

Ο συμβατικός τρόπος δημιουργίας ενός διαγράμματος οφθαλμού γίνεται συνδέοντας έναν παλμογράφο στο αποδιαμορφωμένο και φιλτραρισμένο σήμα των συμβόλων πριν από τη μετατροπή τους σε δυαδικά ψηφία. Ο παλμογράφος επανασκανδαλίζεται σε κάθε περίοδο των συμβόλων ή σε ακέραια πολλαπλάσια αυτών χρησιμοποιώντας ένα σήμα χρονισμού συμβόλων, που προκύπτει από τη λαμβανόμενη κυματομορφή. Στηριζόμενοι στην ικανότητα παραμένουσας απεικόνισης μίας τυπικής οθόνης παλμογράφου, μπορούμε να δούμε ένα σύνολο επικαλυπτόμενων διαδοχικών δειγμάτων από τα ανιχνευόμενα σύμβολα, τα οποία σχηματίζουν στην οθόνη μία εικόνα σαν το ανθρώπινο μάτι, που ονομάζεται διάγραμμα οφθαλμού. (Αυτή η εικόνα μπορεί να δημιουργείται επίσης χρησιμοποιώντας σύγχρονους ψηφιακούς παλμογράφους καθώς και οθόνες υπολογιστή που υπάρχουν σε συσκευές δοκιμών).

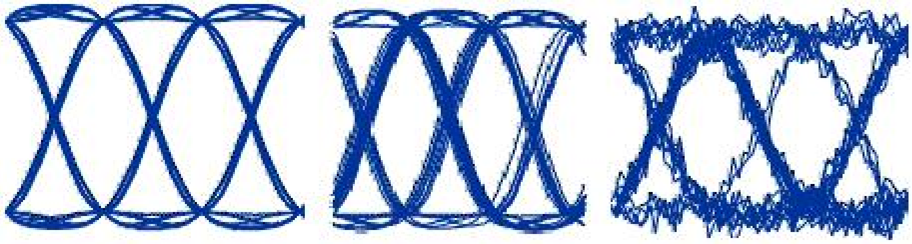
-Διάγνωση προβλημάτων χρησιμοποιώντας το διάγραμμα οφθαλμού

Από το διάγραμμα οφθαλμού είναι δυνατό να γίνει μία κριτική για τις πιθανές επιδόσεις και τις πηγές υποβάθμισης σε μία επικοινωνιακή ζεύξη δεδομένων. Εδώ εικονίζονται παραδείγματα διαγραμμάτων οφθαλμού για διάφορους τύπους παραμόρφωσης, ο καθένας από τους οποίους παρουσιάζει μια μοναδική χαρακτηριστική επίδραση στην εμφάνιση του “ανοίγματος οφθαλμού”.

Η επίδραση του σφάλματος χρονισμού εμφανίζεται στο διάγραμμα οφθαλμού με τη μορφή επικλινών γραμμών που σχηματίζουν τον οφθαλμό ο οποίος φαίνεται να κλείνει, που σημαίνει ότι το σήμα δε δειγματοληπτείται στα σημεία μηδενικής διασυμβολικής παρεμβολής. Η προσθήκη θορύβου επηρεάζει τις βαθμίδες ανάκτησης χρονισμού, προκαλώντας ένα γενικό κλείσιμο του οφθαλμού ως το τελικό κλείσιμο, οπότε προκαλούνται σφάλματα.

Έτσι μπορούμε να κάνουμε τις εξής παρατηρήσεις από το διάγραμμα οφθαλμού :

1. Η καλύτερη χρονική στιγμή για τη δειγματολήπτηση της κυματομορφής στο δέκτη είναι όταν το άνοιγμα οφθαλμού είναι το μεγαλύτερο.
2. Το μέγιστο της παραμόρφωσης υποδείχνεται από το κατακόρυφο εύρος των δύο κλάδων τη στιγμή της δειγματολήπτισης.
3. Το περιθώριο του θορύβου ή η ανοσία στο θόρυβο είναι ανάλογη με το πλάτος του ανοίγματος οφθαλμού.
4. Η ευαισθησία του συστήματος στο σφάλμα χρονισμού φαίνεται από την ταχύτητα με την οποία κλείνει ο οφθαλμός καθώς μεταβάλλεται η χρονική στιγμή δειγματοληψίας.
5. Ο χρόνος δειγματοληψίας βρίσκεται στο μέσο μεταξύ των σημείων μηδενισμού· αν η πληροφορία του ρολογιού παράγεται από τους μηδενισμούς, τότε το ποσό παραμόρφωσης των μηδενισμών δίνει το ποσό του “*jitter*” δηλαδή της μεταβολής του ρυθμού και της φάσης του ρολογιού.
6. Ασυμμετρίες στο διάγραμμα οφθαλμού δείχνουν την ύπαρξη μη γραμμικών φαινομένων στο κανάλι αφού σε ένα αυστηρά γραμμικό σύστημα με αληθινά τυχαία δεδομένα όλα τα ανοίγματα οφθαλμού θα είναι τα ίδια.

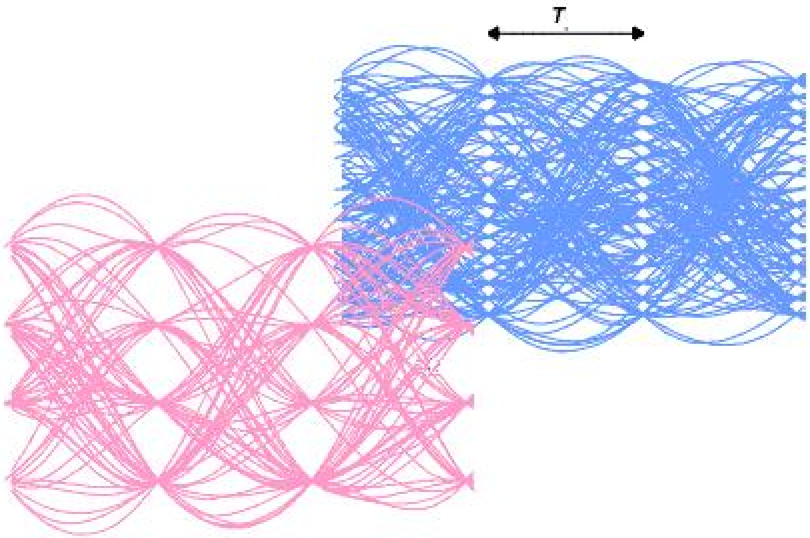


i) Μονό σήμα **ii) Σήμα + σφάλμα χρονισμού** **iii) Σήμα + θόρυβος**

Σχ. 2.15 Μερικά διαγράμματα οφθαλμού

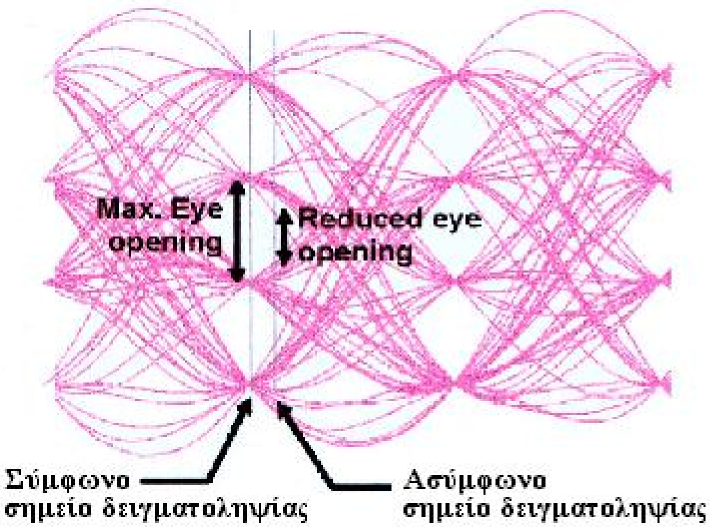
-Παραδείγματα σύνθετου διαγράμματος οφθαλμού

Παρακάτω εικονίζεται το διάγραμμα οφθαλμού για ένα αποδιαμορφωμένο σήμα με τέσσερις και ένα σήμα με δεκαέξι καταστάσεις. Αυτές θα μπορούσαν να είναι τυπικές εικόνες για τον ένα κλάδο *modem* 16-QAM ή 256-QAM (*quandradure amplitude modulation*), αντιστοιχία. Το διάγραμμα οφθαλμού αποτελεί εδώ ένα καλό εργαλείο διάγνωσης, και δείχνει καθαρά τους επιμέρους “οφθαλμούς” μεταξύ των διακριτών καταστάσεων και επίσης δείχνει πόσο σημαντικός είναι ο ακριβής χρονισμός της δειγματοληψίας, ώστε να ανιχνεύεται το σύμβολο τη στιγμή του μέγιστου ανοίγματος του οφθαλμού.



Σχ. 2.16 PSK 4 επιπέδων , PSK 16 επιπέδων

Το διάγραμμα αυτό επίσης δείχνει πόσο ευάλωτες είναι οι διαμορφώσεις υψηλότερης τάξης στο θόρυβο και την παραμόρφωση όταν συγκρίνονται με το δυαδικό σύστημα ίσης ενέργειας ανά *bit*. Το άνοιγμα του οφθαλμού στο σύστημα τεσσάρων επιπέδων είναι στενότερο και η απόσταση ανάμεσα στα όρια των διαφορετικών καταστάσεων μικρότερη από ότι στα προηγούμενα παραδείγματα δύο καταστάσεων και αυτό προοδευτικά χειροτερεύει όταν αυξάνει ο αριθμός των καταστάσεων συμβόλων.

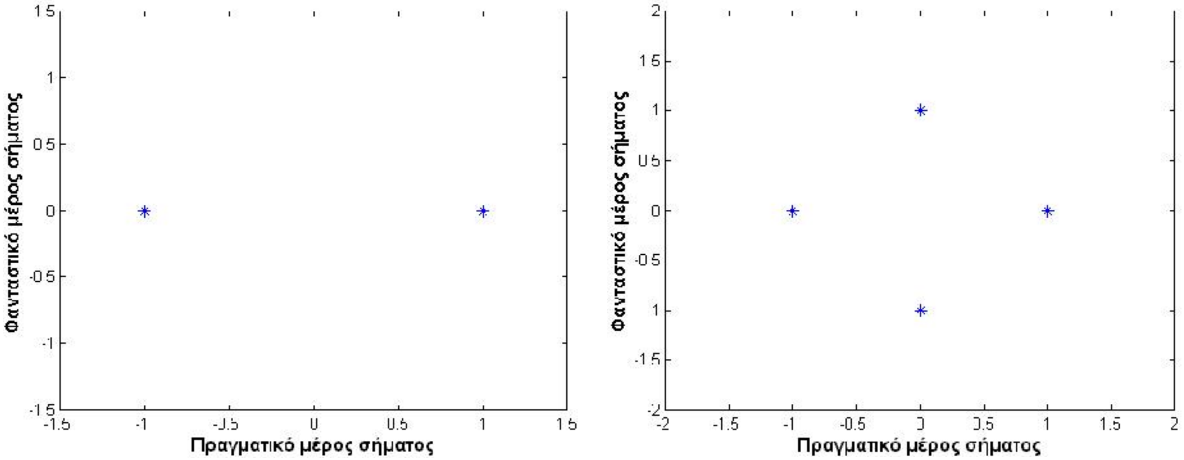


Σχ. 2.17 Εκφυλισμός στην ανίχνευση συμβόλων εξαιτίας της ασύμφωνης χρονικής δειγματοληψίας

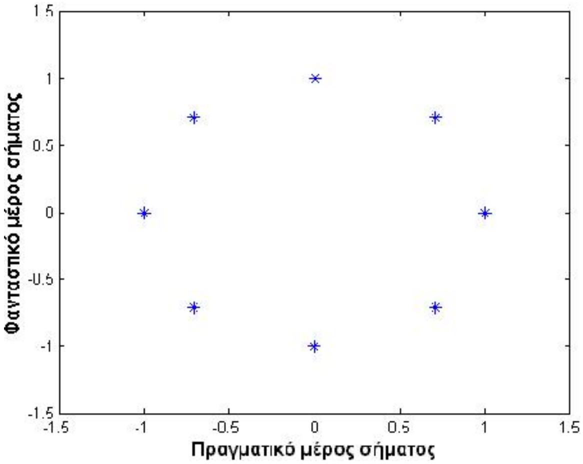
Θα πρέπει να δίνεται μεγάλη προσοχή κατά τη χρησιμοποίηση διαγραμμάτων οφθαλμού για τη διάγνωση δυσλειτουργιών στο ότι η παρατήρηση πρέπει να γίνεται μετά το συνολικό φιλτράρισμα που επιφέρει το σύστημα.

2.5 Διαγράμματα αστερισμού

Το διάγραμμα αστερισμού (*constellation diagramm*) είναι παρόμοιο με το διανυσματικό διάγραμμα και είναι μία μέθοδος παρουσίασης των καταστάσεων συμβόλων σε ένα *modem* διέλευσης ζώνης ως προς το πλάτος και τη φάση του διαμορφωμένου φέροντος. Ο οριζόντιος άξονας θεωρείται ως αναφορά και περιγράφει σύμβολα που είναι σε φάση με το φορέα $cos\omega_c t$, ενώ ο κατακόρυφος άξονας αντιπροσωπεύει την ορθογωνική συνιστώσα του φορέα, $sin\omega_c t$. Με τη δυαδική διαμόρφωση P*SK* υπάρχουν μόνο δύο καταστάσεις για απεικόνιση στο χώρο του διαγράμματος αστερισμού : $\alpha(t) = -Acos\omega_c t$ (οπότε προκύπτει ένα σημείο στον αρνητικό οριζόντιο άξονα σε απόσταση Α) και : $\alpha(t) = Acos\omega_c t$ (οπότε προκύπτει ένα σημείο στο θετικό οριζόντιο άξονα σε απόσταση Α από την αρχή των αξόνων).



a) 2 - PSK **b) 4 - PSK**



c) 8 – PSK

Σχ. 2.18 Διαγράμματα αστερισμού της διαμόρφωσης M-PSK (M=2,4 ,8)

Τα συστήματα διαμόρφωσης *PSK* πολλών επιπέδων αντιπροσωπεύονται από κατάλληλα σημεία που τοποθετούνται στο διάγραμμα αστερισμού όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, όπου εικονίζεται ένα οκταδικό σύστημα *PSK*.

Minimum Shift Keying - MSK

Το MSK είναι μία ειδική μορφή του CPFSK (FSK σταθερής φάσης) στην οποία ο δείκτης διαμόρφωσης είναι h = ½. Επομένως, η φάση του φέροντος στο MSK σήμα είναι

$$\phi(t;a) = \frac{\pi}{2}\sum_{k=-\infty}^{n-1} a_k + \pi a_n q(t - nT_b) =$$
$$= \theta_n + \frac{\pi}{2}\left(\frac{t - nT_b}{T_b}\right) a_n , \qquad nT_b \le t \le (n+1)T_b$$

όπου T$_b$ είναι η διάρκεια του bit E$_b$ είναι η ενέργεια του bit.
Η οποία απορρέει από την εξίσωση:

$$\phi(t;a) = 2\pi f_d T \sum_{k=-\infty}^{n-1} a_k + 2\pi a_n (t - nT_b) f_d =$$
$$= \theta_n + 2\pi h a_n q(t - nT) , \qquad nT \le t \le (n+1)T ,$$

που παριστάνει τη φάση του φέροντος μέσα στο διάστημα $nT \le t \le (n+1)T$ για ένα σύστημα κλειδώματος μεταλλαγής συχνότητας σταθερής φάσης (CPFSK), και στην οποία τα μεγέθη h, θ$_n$, και q(t) ορίζονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$h = 2 f_d T$$
$$\theta_n = \pi h \sum_{k=\infty}^{n-1} a_k$$
$$q(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ t/2T, & 0 \le t \le T \\ 1/2, & t > T \end{cases}$$

Η αντίστοιχη, λοιπόν, έκφραση του διαμορφωμένου σήματος θα είναι:

$$u(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_c t + \phi(t;a)] =$$
$$= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_c t + \theta_n + \pi (t - nT_b) a_n / 2T_b] =$$
$$= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos\left[2\pi\left(f_c + \frac{1}{4T_b} a_n\right)t - \frac{n\pi}{2} a_n + \theta_n\right] , \quad (1)$$

Η έκφραση αυτή είναι ουσιαστικά ένα ημιτονοειδές σήμα που, σε κάθε χρονικό διάστημα $nT_b \le t \le (n+1)T_b$, αποτελείται από τις εξής δύο δυνατές συχνότητες,

$$f_1 = f_c - \frac{1}{4T_b}$$

$$f_2 = f_c + \frac{1}{4T_b}$$

Επομένως τα δύο ημιτονοειδή σήματα μπορούν να εκφραστούν ως

$$u_i(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos\left[2\text{®} f_i t + {}^{-}{}_{n} + \frac{n\text{®}}{2}(-1)^{i-1} \right], \quad \text{i =1, 2}$$

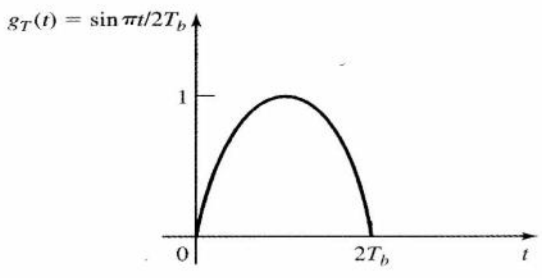
Η συχνοτική τους απόσταση είναι Δf= f_2-f_1 = ½ T_b. Υπενθυμίζουμε ότι αυτή είναι η ελάχιστη απόσταση για ορθογωνιότητα μεταξύ δύο ημιτονοειδών, προκειμένου να είναι δυνατή η σύμφωνη φώραση των σημάτων. Αυτό εξηγεί τώρα και την ονομασία του δυαδικού CPFSK με h = ½, ως μεταλλαγή ελάχιστης ολίσθησης (Minimum shift keying - MSK). Σημειώνουμε ότι η φάση του φέροντος στο n-στο χρονικό διάστημα σηματοδοσίας είναι η κατάσταση φάσης του σήματος που οδηγεί σε φασική συνέχεια μεταξύ διαδοχικών διαστημάτων.

Είναι ενδιαφέρον να αποδείξουμε ότι το MSK είναι μία μορφή PSK τεσσάρων φάσεων. Για να το αποδείξουμε αυτό ας ξεκινήσουμε από μ’ ένα σήμα PSK τεσσάρων φάσεων της μορφής:

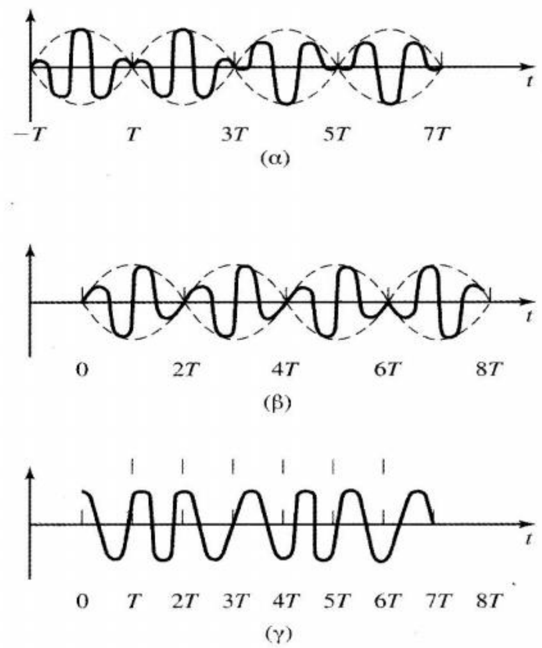
$$u(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \left\{ \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{2n} g_T(t - 2nT_b) \right] \cos 2\text{®} f_c t \right\} +$$
$$+ \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \left\{ \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{2n+1} g_T\left(t - 2nT_b - T_b\right) \right] \sin 2\text{®} f_c t \right\}$$

όπου g_T είναι ένας ημιτονοειδής παλμός που ορίζεται από την

$$g_T(t) = \left\{ \begin{array}{ll} \sin\frac{\text{®}\, t}{2T_b}, & 0 \le t \le 2T_b \\ 0, & \text{$\sim$ªª§ώs} \end{array} \right\}$$ και απεικονίζεται στο σχήμα 1.



Σχήμα 1 Μορφή ημιτονοειδούς παλμού.

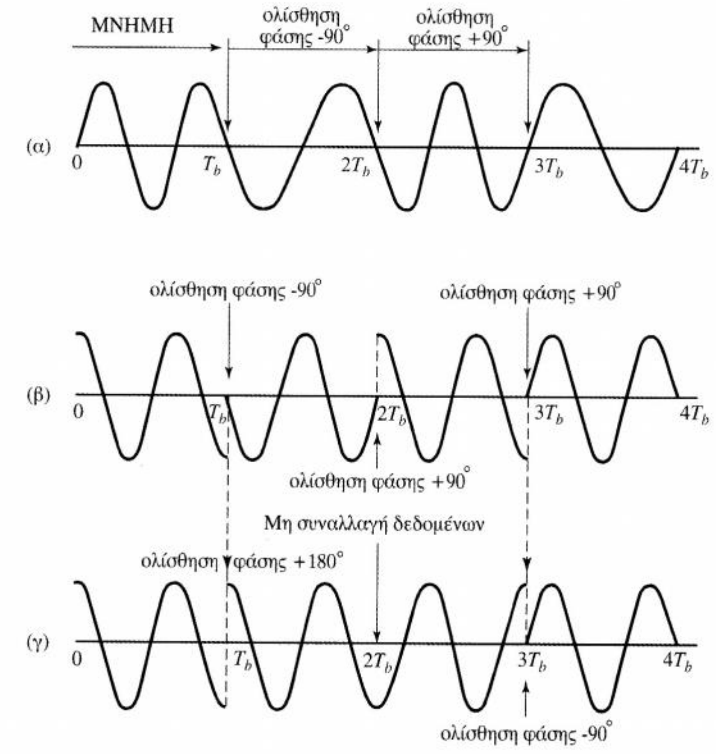


Σχήμα 2 Αναπαράσταση σήματος MSK ως μία μορφή δύο μετατοπισμένων δυαδικών PSK σημάτων, καθένα με ημιτονοειδή περιβάλλουσα. (α) Συμφασική συνιστώσα σήματος (β) ορθογώνια συνιστώσα σήματος, και (γ) MSK σήμα (α+β).

Ενπρώτοις, παρατηρούμε ότι το σήμα PSK τεσσάρων φάσεων αποτελείται από δύο ορθογώνια φέροντα, $\cos 2\pi f_c t$ και $\sin 2\pi f_c t$, που είναι διαμορφωμένα κατά πλάτος με ρυθμό ενός bit ανά $2T_b$. Τα bits πληροφορίας με άρτιο δείκτη $\{\alpha_{2n}\}$ μεταδίδονται με διαμόρφωση συνημιτονικού φέροντος, ενώ τα περιττού δείκτη $\{\alpha_{2n+1}\}$ με διαμόρφωση ημιτονικού φέροντος. Σημειώνουμε ότι ρυθμός μετάδοσης με κάθε μια ορθογώνια φέρουσα είναι ½ T_b και ότι οι παλμοί βασικής ζώνης των δύο συνιστωσών είναι μεταξύ τους μετατοπισμένοι κατά T_b. Ο τύπος αυτός διαμόρφωσης τεσσάρων φάσεων καλείται εν γένει μετατοπισμένο ορθογώνιο PSK (offset quadrature PSK - OQPSK) ή ‘κλονιζόμενο’ ορθογώνιο PSK (straggered quadrature PSK - SQPSK).

Το σχήμα 2 εικονίζει ένα σήμα SQPSK σε σχέση με τα δύο μετατοπισμένα ορθογώνια διαμορφωμένα δυαδικά PSK σήματα. Το αντίστοιχο άθροισμα των δύο ορθογώνιων σημάτων είναι σταθερού πλάτους, συνεχούς φάσης FSK σήμα, όπως φαίνεται στο τμήμα (γ) του σχήματος 2.

Είναι επίσης ενδιαφέρον να συγκρίνουμε τις κυματομορφές MSK με τις κυματομορφές OQPSK στις οποίες ο παλμός βασικής ζώνης, $g_T(t)$, είναι ορθογώνιος στο διάστημα $0 \le t \le 2T_b$ καθώς και με το συμβατικό ορθογώνιο PSK (QPSK) όπου ο παλμός βασικής ζώνης είναι επίσης ορθογώνιος στο $0 \le t \le 2T_b$. Τονίζουμε ότι και οι τρεις αυτές μέθοδοι οδηγούν στον ίδιο ρυθμό δεδομένων. Το σήμα MSK έχει συνεχή φάση. Το σήμα OQPSK με ορθογώνιο παλμό βασικής ζώνης είναι ουσιαστικά δύο σήματα δυαδικού PSK στα οποία οι αλλαγές φάσης είναι μετατοπισμένες κατά T_b sec. Συνεπώς, το σήμα αυτό περιέχει άλματα φάσης κατά ±90^o που μπορούν να εμφανίζονται κάθε T_b sec. Τέλος, στο συμβατικό QPSK σταθερού πλάτους, το ένα ή και τα δύο σύμβολα πληροφορίας, μπορούν να προκαλέσουν αλλαγές φάσης κάθε $2T_b$ sec. Αυτά τα άλματα φάσης μπορεί να είναι ±180^o ή ±90^o. Στο σχήμα 3 εικονίζονται οι τρεις αυτοί τύποι σημάτων PSK τεσσάρων φάσεων.



Σχήμα 3 Κυματομορφές σημάτων για (α) MSK, (β) μετατοπισμένο QPSK (ορθογώνιου παλμού) γ) συμβατικό QPSK (ορθογώνιου παλμού). (Από τους Gronemeyer και McBride, ©1976 IEEE).

Συμπερασματικά καταλήγουμε ότι υπάρχουν δύο σημαντικές διαφορές ανάμεσα στο QPSK και το MSK:

1. στο MSK η κυματομορφή βασικής ζώνης που πολλαπλασιάζει τα ορθογώνια φέροντα (quadrature carrier) είναι περισσότερο ‘ομαλή’ από την απότομη τετργωνισμένη κυματομορφή του QPSK. Ενώ το φάσμα του MSK έχει έναν κεντρικό λοβό ο οποίος είναι 1.5 φορές ευρύτερος από τον κύριο κεντρικό λοβό του QPSK, οι πλευρικοί λοβοί στο MSK είναι σχετικά πολύ μικρότεροι συγκριτικά με τον κύριο λοβό, καθιστώντας το φιλτράρισμα πολύ ευκολότερο.
2. η κυματομορφή του MSK παρουσιάζει συνέχεια φάσης, δηλαδή, δεν υπάρχουν αλλαγές φάσης όπως στο QPSK. Σαν αποτέλεσμα έχουμε την αποφυγή της αλληλοπαρεμβολής συμβόλων που προκαλείται από μη γραμμικούς ενισχυτές.

Στο σχήμα 4 παρουσιάζονται οι κυματομορφές του MSK. Στην (α) ξεκινούμε με μία αντιπροσωπευτική παλμοσειρά δεδομένων b(t). Η παλμοσειρά αυτή διαιρείται σε μία περιττή και μία άρτια παλμοσειρά στην (b) και τη (c), κατά κάποιον τρόπο όπως στο

OQPSK. Η περιττή παλμοσειρά $b_o(t)$ αποτελείται από εναλλακτικά bits b_1, b_3, κ.τ.λ. και η άρτια παλμοσειρά $b_e(t)$ αποτελείται από τα b_2, b_4 κ.τ.λ. Κάθε bit και στις δύο παλμοσειρές διατηρείται για διάστημα των δύο bit $2T_b = T_s$, το χρόνο συμβόλου. Όπως θα δούμε, η κλιμάκωση είναι σημαντική στο MSK και αποτέλεσμα αυτής είναι ότι οι αλλαγές στην άρτια και την περιττή παλμοσειρά δε συμβαίνουν την ίδια χρονική στιγμή.

Από την πιο πάνω περιγραφή, γίνεται φανερό ότι το CPFSK είναι μία μέθοδος διαμόρφωσης με μνήμη. Η μνήμη προέρχεται από τη συνέχεια φάσης της μεταδιδόμενης φάσης φέροντος από το ένα διάστημα συμβόλου στο επόμενο. Ως αποτέλεσμα των χαρακτηριστικών της συνεχούς φάσης, το φάσμα ισχύος των σημάτων CPFSK είναι στενότερο από ότι το αντίστοιχο των σημάτων FSK στα οποία η φάση επιτρέπεται να μεταβάλλεται απότομα στην αρχή κάθε διαστήματος συμβόλου.

Στο πομπό MSK παράγονται επίσης οι κυματομορφές $\sin 2\pi(t/4T_b)$ και $\cos 2\pi(t/4T_b)$ όπως στην (d). Αυτές οι κυματομορφές και οι φάσεις τους σε σχέση με τις παλμοσειρές των δεδομένων, πληρούν τις απαραίτητες προϋποθέσεις για να διέρχεται από το μηδέν το $\sin 2\pi(t/4T_b)$ ακριβώς στο τέλος της διάρκειας συμβόλου για το $b_e(t)$ και το $\cos 2\pi(t/4T_b)$ να διέρχεται από το μηδέν ακριβώς στο τέλος της διάρκειας συμβόλου για το $b_o(t)$. Παράγουμε τώρα και τα γινόμενα $b_e(t)\sin 2\pi(t/4T_b)$ και $b_o(t)\cos 2\pi(t/4T_b)$ που παρουσιάζονται στα (e) και (f).

Στο MSK το σήμα που μεταδόθηκε είναι

$$u_{MSK}(t)=\sqrt{2P_s}\left[b_e \sin 2\text{®}\left(\frac{t}{4T_b}\right)\right]\cos \mu_0 t+\sqrt{2P_s}\left[b_o \cos 2\text{®}\left(\frac{t}{4T_b}\right)\right]\sin \mu_0 t\ ,\ (2)$$

Παρατηρούμε ότι στο MSK τα φέροντα πολλαπλασιάζονται με τις ομαλότερες κυματομορφές που παρουσιάζονται στα (e) και (f). Όπως μπορούμε να αναμένουμε και όπως θα επαληθεύουμε, οι πλευρικοί λοβοί που παράγονται από αυτές τις ομαλότερες κυματομορφές θα είναι μικρότεροι από αυτούς που συνδέονται με τις τετραγωνισμένες κυματομορφές και κατά συνέπεια ευκολότερο να κατασταλούν όπως απαιτείται για την αποφυγή της διακαναλικής παρεμβολής.

Στην παραπάνω εξίσωση το MSK εμφανίζεται σαν μία τροποποιημένη μορφή του OQPSK, της οποία μπορούμε και να καλούμε ‘μορφοποιημένο QPSK’.μπορούμε βέβαια να ξαναγράψουμε την παραπάνω εξίσωση για να καταστήσουμε σαφές ότι το MSK είναι ένα σύστημα FSK. Εφαρμόζοντας τις τριγωνομετρικές ταυτότητες για τα γινόμενα των ημιτονοειδών, βρίσκουμε ότι:

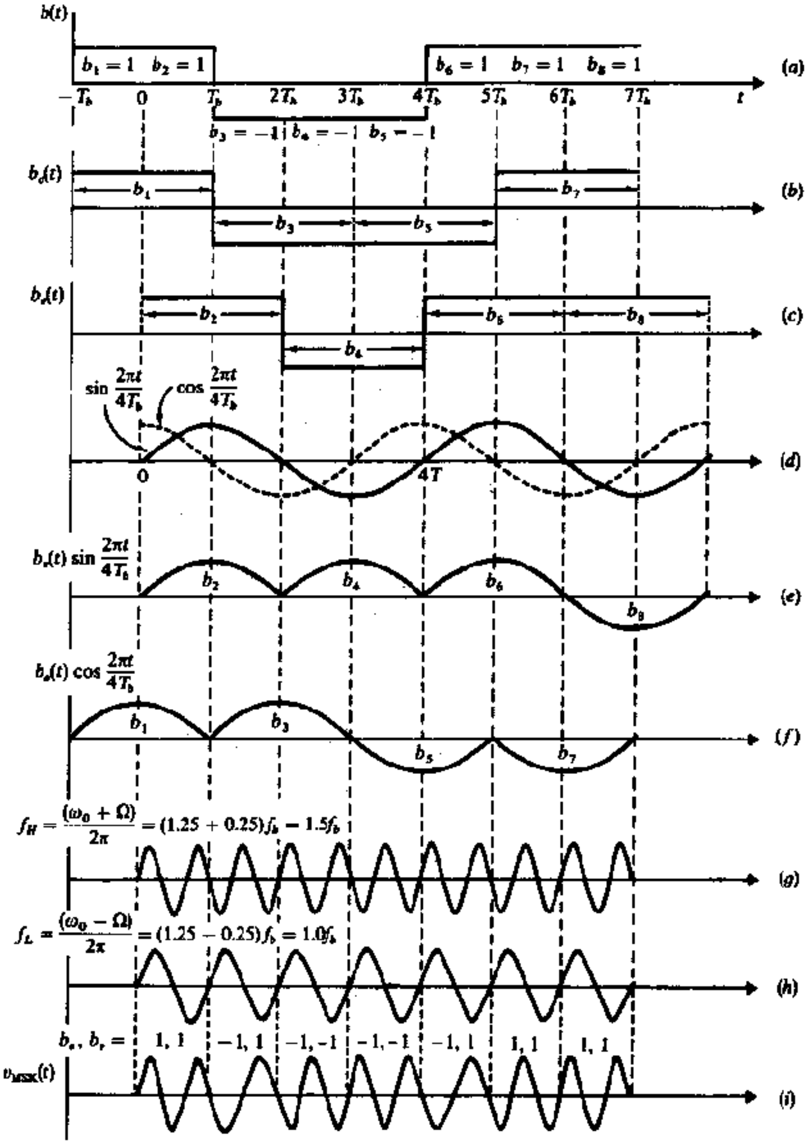
$$u_{MSK}(t)=\sqrt{2P_s}\left[\frac{b_o(t)+b_e(t)}{2}\right]\sin(\mu_0+\Omega)t+\sqrt{2P_s}\left[\frac{b_o(t)-b_e(t)}{2}\right]\sin(\mu_0-\Omega)t\ ,\ (3)$$

όπου $\Omega=2\pi/(4T_b)$.

Οπότε αν ορίσουμε $C_H=(b_o+b_e)/2$, $C_L=(b_o-b_e)/2$, $\omega_H=\omega_o+\Omega$, $\omega_L=\omega_o-\Omega$ τότε

$$u_{MSK}(t)=\sqrt{2P_s}C_H \sin \mu_H t+\sqrt{2P_s}C_L \sin \mu_L t\ ,\quad (4)$$

Έτσι ανάλογα με την τιμή των b_o, b_e σε κάθε διάστημα bit, το σήμα που μεταδόθηκε είναι στη γωνιακή συχνότητα ω_H ή ω_L ακριβώς όπως στο FSK και το μέτρο του πλάτους είναι πάντα ίσο με $(2P_s)^{1/2}$.



Σχήμα 4 Κυματομορφές MSK.

Στο MSK, οι δύο συχνότητες f_H και f_L επιλέγονται ώστε να εξασφαλίζουν το ότι τα δύο δυνατά σήματα είναι ορθογώνια στο διάστημα ενός bit T_b. Δηλαδή επιβάλλουμε τον περιορισμό:

$$\int_0^{T_b} \sin \mu_H t \sin \mu_L t = 0 , \qquad (5)$$

Όπως μπορεί να επαληθευτεί η παραπάνω εξίσωση θα ικανοποιείται εφόσον κανονιστεί για m και n ακεραίους να ισχύει

$$2\pi(f_H - f_L)T_b = n\pi$$
$$2\pi(f_H + f_L)T_b = m\pi$$

επιπλέον χρησιμοποιώντας και τις γνωστές από το πρώτο τμήμα της εργασίας σχέσεις

$f_H = f_o + f_b/4$

$f_L = f_o - f_b/4$

καταλήγουμε στην παρακάτω σχέση

$$f_b T_b = f_b \cdot \frac{1}{f_b} = 1 = n$$

και

$$f_o = \frac{m}{4} f_b$$

η πρώτη από τις δύο παραπάνω εξισώσεις δείχνει ότι εφόσον n = 1, οι f_H και f_L είναι οι *πλησιέστερες δυνατές για να υπερισχύει η ορθογωνιότητα.* Για το λόγο αυτό το παρόν σύστημα καλείται MSK. Η δεύτερη εκ των παραπάνω εξισώσεων δείχνει ότι η συχνότητα φέροντος f_o είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της $f_b/4$. Έτσι,

$$f_H = (m+1)\frac{f_b}{4}$$

και

$$f_L = (m-1)\frac{f_b}{4}\ .$$

Τα φασματικά χαρακτηριστικά των σημάτων MSK

Η ειδική περίπτωση δυαδικού CPFSK με h=1 / 2 (ή f_d=1 / 4T_b) και β=0 αντιστοιχεί σε MSK όπως ήδη έχουμε πει. Στην περίπτωση αυτή, η φασματική πυκνότητα ισχύος απορρέει από τον τύπο για τη φασματική πυκνότητα ισχύος του CPFSK, που φαίνεται παρακάτω:

$$S_V(f) = T\left[\frac{1}{M}\sum_{n=1}^{M} A_n^2(f) + \frac{2}{M^2}\sum_{n=1}^{M}\sum_{m=1}^{M} B_{nm}(f)A_n(f)A_m(f)\right]$$

όπου

$$A_n(f) = \frac{\sin ®\left[fT - (2n-1-M)h/2\right]}{®\left[fT - (2n-1-M)h/2\right]}$$

$$= \sin c\left(fT - \frac{h(2n-1-M)}{2}\right)$$

$$B_{nm}(f) = \frac{\cos(2® fT - a_{nm}) - \quad \cos a_{nm}}{1 + \quad ^2 - 2 \quad \cos 2®fT}$$

$$a_{nm} = ®h(m+n-1-M)$$

$$= \frac{\sin M®h}{M \sin ®h}$$

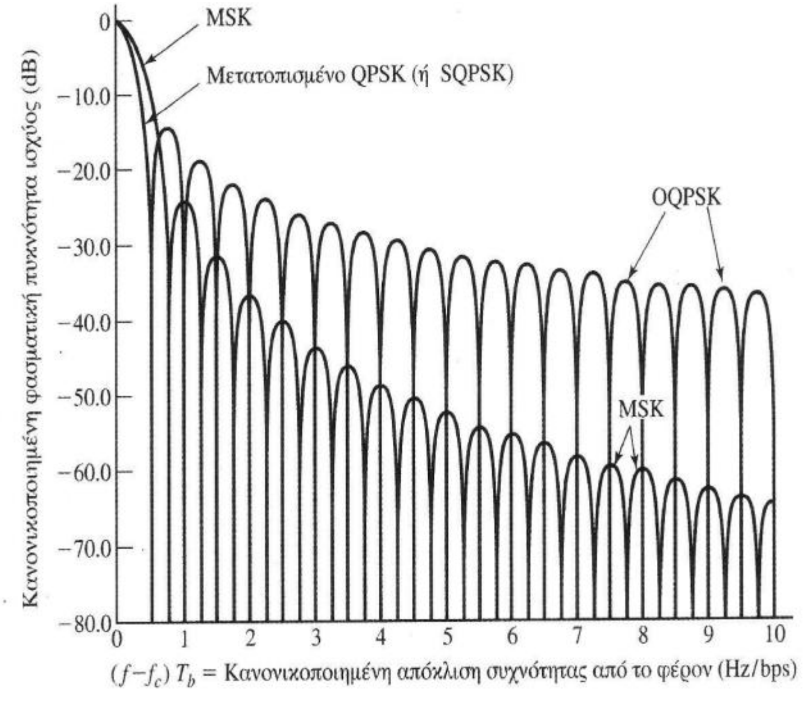
Η σχέση για την φασματική πυκνότητα ισχύος για το MSK λοιπόν είναι:

$$S_V(f) = \frac{32E_s}{\pi^2}\left[\frac{\cos 2\pi fT}{1-16f^2T^2}\right]^2$$

Αντίθετα, η φασματική πυκνότητα ισχύος του SQPSK με ορθογώνιο παλμό $g_T(t)$ διάρκειας $T=2T_b$ είναι :

$$S_V(f) = 4E_s\left(\frac{\sin 2\pi fT_b}{2\pi fT_b}\right)^2$$

Οι φασματικές πυκνότητες ισχύος των παραπάνω εξισώσεων φαίνονται (σε dB) στο Σχήμα 5. Παρατηρούμε ότι ο κύριος λοβός του MSK είναι 50% ευρύτερος από ότι εκείνος του SQPSK. Όμως οι πλευρικοί λοβοί του MSK μειώνονται σημαντικά ταχύτερα. Το αποτέλεσμα αυτό έπρεπε να αναμένεται εκτός από την κοντινή περιοχή στην f=0 (ή $f=f_o$), όπου στο QPSK η φασματική πυκνότητα μειώνεται ανάλογα με $1/f^2$, ενώ στο MSK η φασματική πυκνότητα μειώνεται κατά $1/f^4$. συνάγεται λοιπόν ότι στο MSK το 99% της ισχύος του σήματος περιλαμβάνεται σε ένα εύρος ζώνης περίπου1.2 f_b ενώ στο QPSK το αντίστοιχο εύρος είναι $8f_b$. Κατά συνέπεια το MSK είναι σημαντικά πιο αποδοτικό ως προς το εύρος ζώνης από ότι το SQPSK.



Σχήμα 5 Φασματική πυκνότητα ισχύος του MSK και του SQPSK (ορθογώνιου παλμού). (Από τους Gronemeyer και McBride, ©1976 IEEE.)

Παράσταση του MSK στο χώρο σημάτων

Στο σχήμα 5 παρουσιάζεται η παράσταση του MSK στο χώρο σημάτων. Τα ορθοκανονικά μοναδιαία διανύσματα του συστήματος συντεταγμένων δίνονται από $u_H = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin \mu_H t$ και $u_L = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin \mu_L t$. Τα άκρα των τεσσάρων δυνατών διανυσμάτων των σημάτων σημειώνονται με τελείες. Η μικρότερη απόσταση μεταξύ των σημείων των σημάτων είναι:

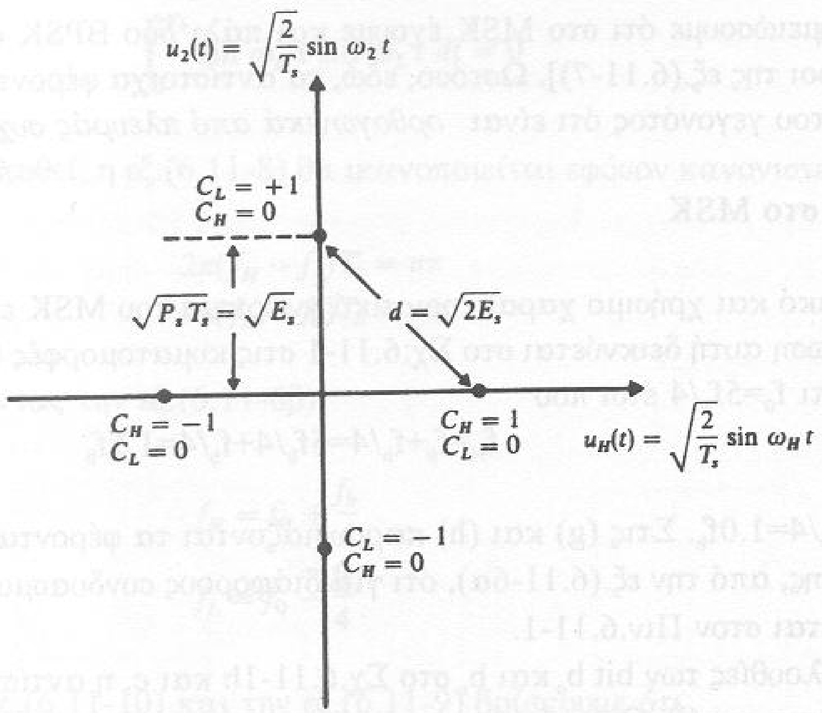
$$d = \sqrt{2E_s} = \sqrt{4E_b}$$

ακριβώς όπως και στο QPSK.

Θυμίζουμε ότι το QPSK παράγει δύο σήματα BPSK που είναι ορθογώνια μεταξύ τους δυνάμει του γεγονότος ότι τα αντίστοιχα φέροντα έχουν διαφορά φάσης 90^o. μια τέτοια ορθογωνιότητα μπορεί επίσης να χαρακτηριστεί σαν ορθογωνιότητα στο *χρόνο* εφόσον, σε μία συχνότητα φέροντος f_o επιτυγχάνεται μετατόπιση στη φάση κατά π/2 με μετατόπιση στο χρόνο κατά την ποσότητα ¼ f_o κι έτσι

$$\sin 2\pi f_o(t + ¼\, f_o) = \sin(2\pi f_o t + \pi/2) = \cos(2\pi f_o t).$$

Αντίθετα είναι ενδιαφέρον να σημειώσουμε ότι στο MSK έχουμε και πάλι δύο BPSK σήματα. Ωστόσο τα αντίστοιχα φέροντα είναι μεταξύ τους ορθογώνια λόγω του γεγονότος ότι είναι *ορθογωνικά από πλευράς συχνότητας*.



Σχήμα 5 Αναπαράσταση στο χώρο σημάτων του MSK.

Συνέχεια φάσης στο MSK

Ένα πολύ σημαντικό και χρήσιμο χαρακτηριστικό γνώρισμα του MSK, όπως αναφέρθηκε και στην αρχή αυτής της εργασίας, είναι η *συνέχεια φάσης* του. Συγκεκριμένα στην πρώτη παράγραφο αυτού του κειμένου υποστηρίξαμε και τεκμηριώσαμε ότι το MSK είναι μία ειδική μορφή του CPFSK (FSK σταθερής φάσης) στην οποία ο δείκτης διαμόρφωσης είναι h = ½. Εδώ θα δούμε πιο ανλυτικά την ιδιότητα αυτή του MSK. Η περίπτωση αυτή δείχνεται στο σχήμα .6 στις κυματομορφές (g), (h), (i). Εδώ έχουμε υποθέσει ότι $f_o = 5f_b/4$ έτσι που

$$f_H=f_o+f_b/4=5f_b/4+f_b/4=1.5f_b$$

και επίσης $f_L=f_o-f_b/4=1.0f_b$.

Στις (g) και (h) παρουσιάζονται τα φέροντα συχνοτήτων f_H και f_L. Βρίσκουμε επίσης από την (3) ότι για διάφορους συνδυασμούς των b_o και b_e, το $u_{MSK}(t)/\sqrt{2P_s}$ δίνεται στον πίνακα 1.

b_e	b_o	$u_{MSK}(t)/\sqrt{2P_s}$
-1	-1	$-\sin(\omega_o+\Omega)t$
-1	1	$\sin(\omega_o-\Omega)t$
1	-1	$-\sin(\omega_o-\Omega)t$
1	1	$\sin(\omega_o+\Omega)t$

Πίνακας 1

Για τις ακολουθίες των bit b_o και b_e στο σχήμα 6 (b) και (c), η αντίστοιχη κυματομορφή $u_{MSK}(t)$ παρουσιάζεται στο (i). Για τιμές των b_o και b_e πινακοποιούνται στην (i) για τα διαστήματα καθενός bit. Σημειώνουμε, φυσικά, ότι λόγω της κλιμάκωσης, τα b_o και b_e δεν αλλάζουν συγχρόνως. Η κυματομορφή για την $u_{MSK}(t)$ παράγεται κατά τον ακόλουθο τρόπο:

Σε κάθε διάστημα ενός bit καθορίζουμε από την εξ. 5 ή τον πίνακα που παρουσιάζεται παραπάνω, πότε να χρησιμοποιήσουμε φέρον συχνότητας f_H ή συχνότητας f_Lκαι επίσης εάν πρόκειται να αντιστραφεί η κυματομορφή του φέροντος ή όχι. Έχοντας κάνει έναν τέτοιο καθορισμό, η κυματομορφή της $u_{MSK}(t)$ είναι το ένα ή το άλλο φέρον, αντιστραμμένο ή όχι, σε αυτό το ίδιο διάστημα ενός bit. Παρατηρούμε τώρα ότι η $u_{MSK}(t)$ είναι ‘ομαλή’ και δεν παρουσιάζει απότομες αλλαγές στη φάση. Συνεπώς, στο MSK αποφεύγουμε τη δυσκολία που περιγράφηκε πιο πάνω, η οποία προκύπτει από τις απότομες αλλαγές φάσης στην κυματομορφή του QPSK. Θα δείξουμε τώρα ότι η συνέχεια φάσης είναι ένα γενικό χαρακτηριστικό του MSK. Για το σκοπό αυτό παρατηρούμε από τον παραπάνω πίνακα ότι η κυμαρομορφή $u_{MSK}(t)$ της εξ. 3 ή της εξ. 4 μπορεί να γραφεί

$$u_{MSK}(t)=b_o(t)\sqrt{2P_s}\,\sin\left[\mu_{-}t+b_o(t)b_e(t)\Omega t\right] \quad , \qquad (6)$$

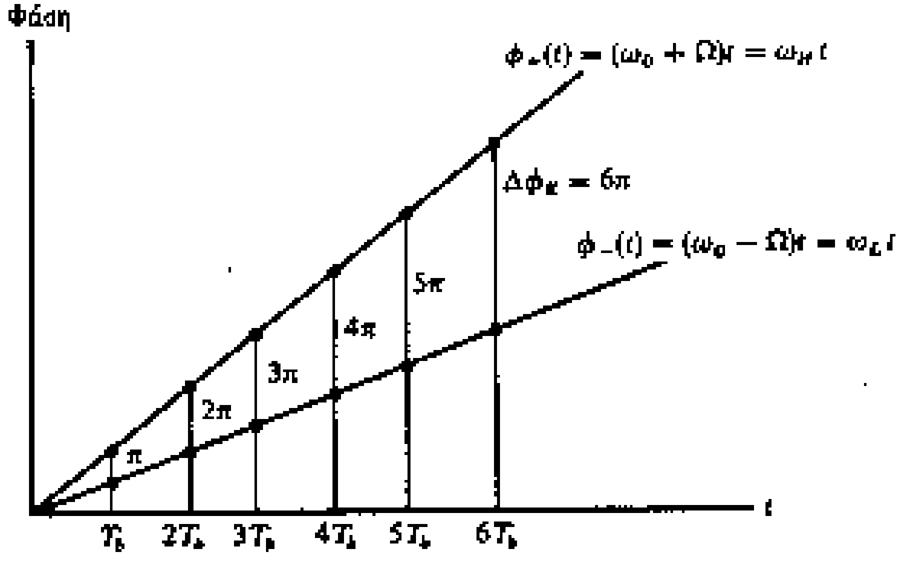
Η ισοδυναμία των εξισώσεων 3 και 4 και της 6 μπορεί να στηριχθεί συγκρίνοντας τις δύο σε κάθε μία από τις τέσσερις περιπτώσεις που αντιστοιχούν σε $b_o(t) = \pm1$ και $b_e(t) = \pm1$. Ας στρέψουμε τώρα την προσοχή μας στην στιγμιαία φάση φ(t) του ημιτονοειδούς της εξ. 6 όπου

$$¤(t) = \mu_{\text{-}}\, t + b_o(t)b_e(t)\Omega t \ , \qquad (7)$$

Για ευκολία παριστούμε την φάση σαν $\varphi_+(t)$ και $\varphi_-(t)$ όπου

$$\varphi_+(t) = (\omega_o + \Omega)t \quad , \quad b_o(t)b_e(t) = +1$$
$$\varphi_-(t) = (\omega_o - \Omega)t \quad , \quad b_o(t)b_e(t) = -1$$

Στο σχήμα 6 έχουμε παραστήσει γραφικά τις $\varphi_+(t)$ και $\varphi_-(t)$.



Σχήμα 6

Ο όρος $b_o(t)b_e(t)$ στην εξ. 6 μπορεί να αλλάξει στις χρονικές στιγμές kT_b όπου κ: ακέραιος. Οπότε ο $b_o(t)b_e(t)$ αλλάζει από +1 σε –1 και αντίστροφα, παρατηρούμε από το σχήμα 6 ότι υπάρχει μία απότομη αλλαγή φάσης στη φ(t) μέτρου $2\Omega kT_b = k\pi$. Στο σχήμα παρουσιάζονται η εμφάνιση και τα μέτρα αυτών των απότομων αλλαγών. Θυμίζουμε τώρα ότι οι $b_o(t)$ και $b_e(t)$ δεν αλλάζουν την ίδια χρονική στιγμή και ότι αν αλλάζει η $b_o(t)$, αλλάζει σε χρόνους $t = kT_b$ με k: περιττό, ενώ η $b_e(t)$ μπορεί να αλλάξει μόνο όταν το k είναι άρτιος. Θεωρούμε λοιπόν, πρώτα μία αλλαγή στην $b_o(t)$. Μια τέτοια αλλαγή θα επιφέρει μία αλλαγή στη φάση πολλαπλάσια του 2π, που ισοδυναμεί με καθόλου αλλαγή. Θεωρούμε στη συνέχεια το αποτέλεσμα μιας αλλαγής στην $b_e(t)$. Στην περίπτωση αυτή η αλλαγή της φάσης στην φ(t) θα είναι ένα περιττό πολλαπλάσιο του π, δηλαδή, η αλλαγή φάσης ισοδυναμεί με π. Αλλά τώρα επιστρέφοντας στην εξίσωση 6 λαμβάνουμε υπόψη τον συντελεστή του $b_o(t)$ που πολλαπλασιάζει το $\sqrt{2P_s}\,\sin[¤(t)]$. Οπότε υπάρχει αλλαγή στην $b_o(t)$ για να αλλάξει η φάση φ(t) κατά π, ο συντελεστής $b_o(t)$ θα αλλάξει επίσης πρόσημο, επιστρέφοντας μία πρόσθετη αλλαγή στη φάση κατά π. Συνεπώς, μία αλλαγή στην $b_o(t)$ δεν παράγει τελικά ασυνέχεια στη φάση.

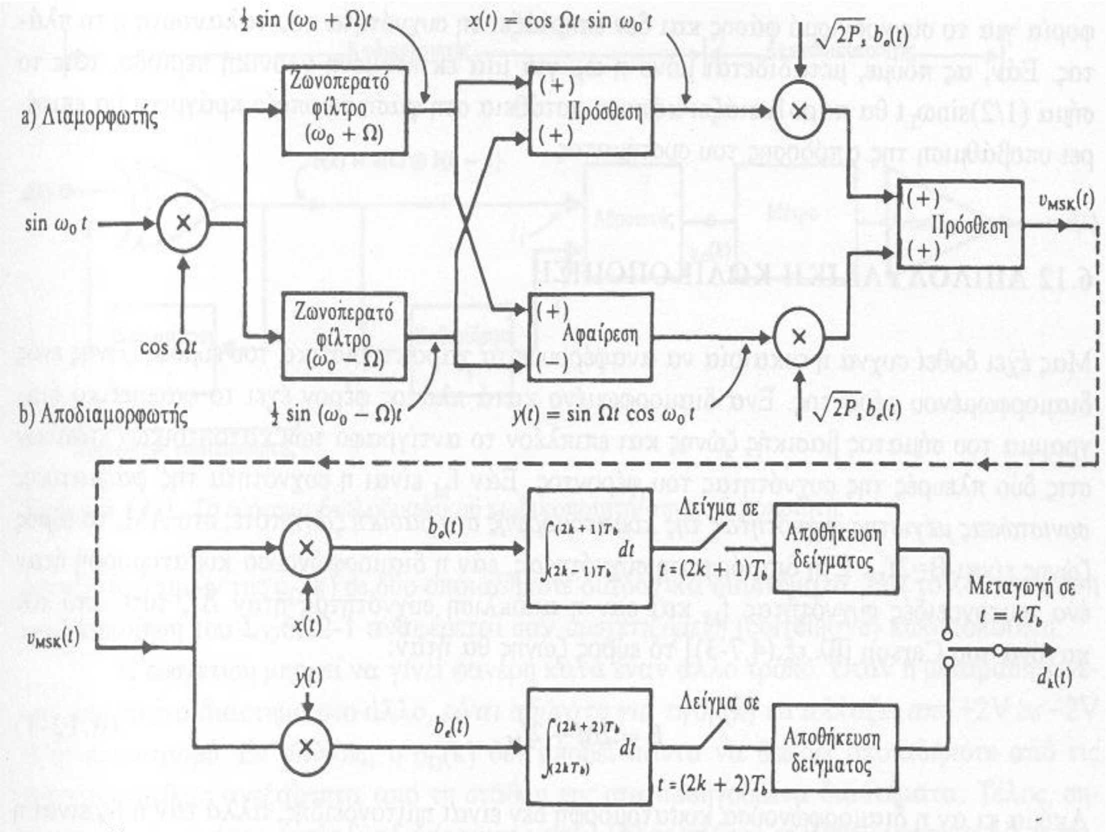
Έτσι, έχουμε αποδείξει ότι η εξίσωση 7 εξασφαλίζει τη συνέχεια φάσης που επιδιώκαμε.

Παραγωγή και λήψη του MSK

Ένας τρόπος για να παράγουμε ένα σήμα MSK είναι ο ακόλουθος:

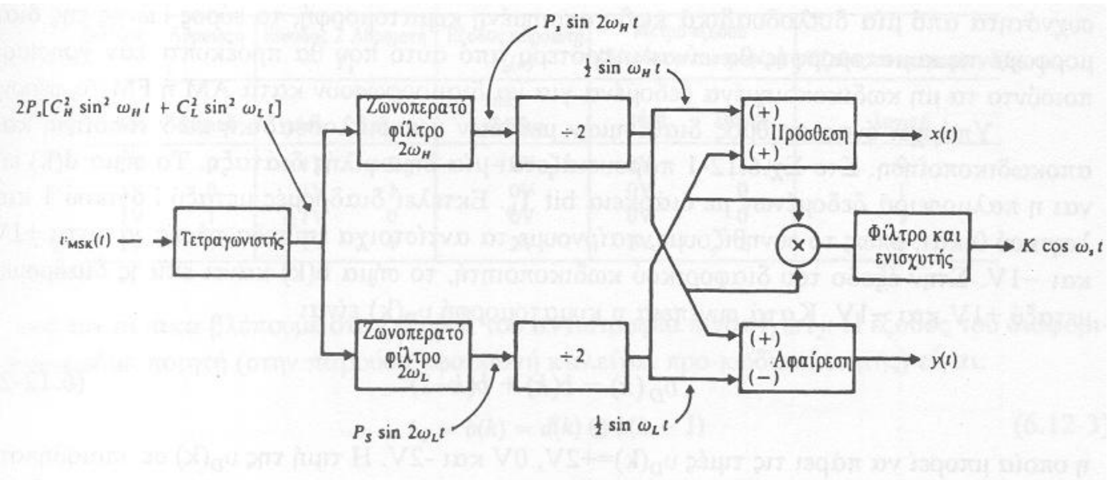
Ξεκινούμε με το $\sin\Omega t$ και το $\sin\omega_o t$ και χρησιμοποιούμε τις μετατοπίσεις φάσης των 90^o για να παράγουμε $\sin(\Omega t + \pi/2) = \cos\Omega t$ και $\sin(\omega_o t + \pi/2) = \cos\omega_o t$. Μετά χρησιμοποιούμε πολλαπλασιαστές για να σχηματίσουμε τα γινόμενα $\sin\Omega t \cos\omega_o t$ και $\cos\Omega t \sin\omega_o t$. Πρόσθετοι πολλαπλασιαστές παράγουν [$\sqrt{2P_s}\, b_e(t) \sin\Omega t \cos\omega_o t$] και [$\sqrt{2P_s}\, b_o(t) \cos\Omega t \sin\omega_o t$]. Τελικά χρησιμοποιείται ένας αθροιστής για να σχηματίσει το άθροισμα όπως απαιτείται από την εξίσωση (2). Στο σχήμα 7(α) παρουσιάζεται μια εναλλακτική και περισσότερο προτιμώμενη διάταξη. Η αξία αυτής τεχνικής έγκειται στο ότι αποφεύγεται η ανάγκη για μετατοπίσεις φάσης των 90^o ακριβώς, στις γωνιακές συχνότητες ω_o και Ω.

Στο σχήμα 7(β) παρουσιάζεται ο δέκτης MSK. Η ανίχνευση πραγματοποιείται σύγχρονα, δηλαδή, προσδιορίζοντας τη συσχέτιση του σήματος που λαμβάνεται με την κυματομορφή $x(t)= \cos\Omega t \sin\omega_o t$ για να καθοριστεί το bit $b_o(t)$ και με το $y(t)= =\sin\Omega t \cos\omega_o t$ για να καθοριστεί το bit $b_e(t)$. Όπως συνιθίζεται τέτοια συσχέτιση πραγματοποιείται με πολλαπλασιασμό και ολοκλήρωση στο διάστημα συμβόλου. Οι ολοκληρωτές ολοκληρώνουν σε κλιμακωτά επικαλυπτόμενα διαστήματα διάρκειας συμβόλου $T_s=2T_b$. Στο τέλος κάθε χρόνου ολοκλήρωσης, η έξοδος του ολοκληρωτή αποθηκεύεται και στη συνέχεια αποβάλλεται.(η αποβολή – εκφόρτιση δεν φαίνεται επακριβώς στο σχήμα). Ο διακόπτης της εξόδου μετάγεται πίσω και μπροστά με ρυθμό bit έτσι ώστε τελικά η κυματομορφή εξόδου να είναι η αρχική παλμοσειρά δεδομένων.



Σχήμα 7 Μέθοδος διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης MSK

Για να κάνουμε το δέκτη αποτελεσματικό χρειάζεται φυσικά να επανακτήσουμε τις κυματομορφές x(t) και y(t). Στο σχήμα 8 παρουσιάζεται μια μέθοδος για τοπική αναπαραγωγή των x(t) και y(t). Από την εξ. 4 παρατηρούμε ότι το MSK συνίσταται από την μετάδοση ενός από δύο δυνατά σήματα BPSK το πρώτο συχνότητας ω_o-Ω και το δεύτερο συχνότητας ω_o+Ω. Έτσι όπως και στην ανίχνευση του BPSK, υψώνουμε στο τετράγωνο πρώτα και φιλτράρουμε το εισερχόμενο σήμα. Η έξοδος της βαθμίδας ύψωσης στο τετράγωνο έχει φασματικές συνιστώσες στη συχνότητα $2\omega_H=2(\omega_o+\Omega)$ και στη $2\omega_L=2(\omega_o-\Omega)$. αυτές διαχωρίζονται με ζωνοπερατά φίλτρα. Η διαίρεση με το 2 δίνει τις κυματομορφές ½ $\sin\omega_H t$ και ½ $\sin\omega_L t$ από τις οποίες όπως δεικνύεται, οι x(t) και y(t) παράγονται με πρόσθεση και αφαίρεση αντίστοιχα. Επιπλέον, ο πολλαπλασιαστής και το χαμηλοπερατό φίλτρο που φαίνονται, αναπαράγουν την κυματομορφή με ρυθμό συμβόλου $f_s=f_b/2$ που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για λειτουργούν οι διακόπτες του σχήματος 7-β που πραγματοποιούν δειγματοληψία.



Σχήμα 8 Τεχνική αναπαραγωγής των x(t) και y(t).

Πιθανότητα σφάλματος για gaussian θόρυβο

Αναφερόμενοι στο σχήμα 5 βλέπουμε ότι η διαμόρφωση MSK χρησιμοποιεί σύγχρονη ανίχνευση για να διαχωρίζει τις άρτιες και τις περιττές σειρές bit. Επιπλέον το διάστημα συσχέτισης είναι $2T_b$ όπως και στο QPSK. Έτσι από κάθε άποψη ο σύγχρονος ανιχνευτής (συσχετιστής) θα μπορούσε να επεξεργάζεται ένα σήμα QPSK παρά ένα σήμα MSK. Επομένως, θα αναμέναμε ότι η πιθανότητα λάθους του MSK θα ήταν η ίδια όπως η πιθανότητα λάθους στο QPSK (θεωρούμε γκαουσσιανό θόρυβο μέσης τιμής μηδέν):

$$P_{eb}(MSK) = P_{eb}(QPSK) = \frac{1}{2} erfc \sqrt{\frac{E_b}{¦}}$$

Για να δείξουμε ότι πράγματι έτσι συμβαίνει, ας αναφερθούμε στην αναπαράσταση του MSK στο χώρο σημάτων που φαίνεται στο σχήμα 6. Εκεί βλέπουμε ότι $d^2=4E_b$ και επομένως ο ρυθμός των εσφαλμένων συμβόλων του MSK είναι

$$P_e(MSK) = 2 \cdot \frac{1}{2} erfc \sqrt{\frac{d^2}{4¦}} = erfc \sqrt{\frac{E_b}{¦}}$$

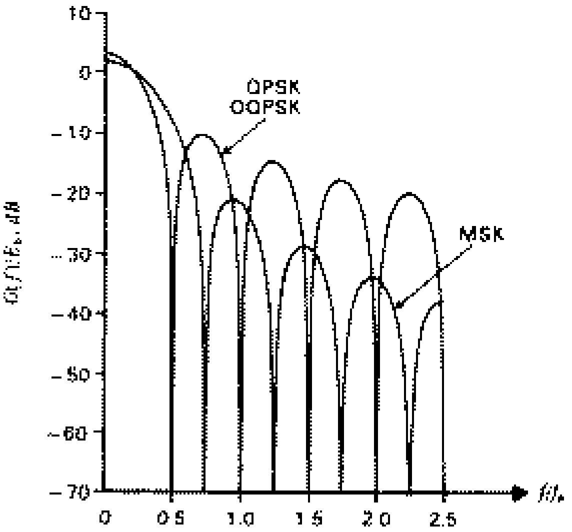
και επομένως ο ρυθμός των εσφαλμένων bit του MSK είναι

$$P_{eb}(MSK) = \frac{1}{2} P_e(MSK) = \frac{1}{2} erfc \sqrt{\frac{E_b}{¦}}$$, όπως αναμενόταν.

Πρόβλημα 1

Δίδονται παρακάτω σε ενα κοινό μονόπλευρο διάγραμμα, προς σύγκριση, οι κανονικοποιημένες φασματικές πυκνότητες ισχύος των ψηφιακών διαμορφώσεων QPSK και MSK, όπου τα εμβαδά κάτω από τις αντίστοιχες καμπύλες =1 όπως φαίνεται στο παρακάτω ολοκλήρωμα (E_b = Ενέργεια ανά bit και f_b = ρυθμός bits σε bps) :

$$\frac{2}{E_b}\int_0^{\infty} G(f)df = 1$$



1. Τι αντιπροσωπεύουν στο διάγραμμα τα ακόλουθα ολοκληρώματα ;

$$\frac{2}{E_b}\int_0^{0,5 f_b} G(f)df \quad \text{για QPSK} \quad \text{και} \quad \frac{2}{E_b}\int_0^{0,75 f_b} G(f)df \quad \text{για MSK}$$

2. Συγκρίνετε την κατάληψη φάσματος των δύο διαμορφώσεων QPSK και MSK λαμβάνοντες υπόψιν τις παρακάτω σχέσεις :

$$\frac{2}{E_b}\int_0^{4 f_b} G(f)df = 0,99 \quad \text{για QPSK} \quad \text{και} \quad \frac{2}{E_b}\int_0^{0,6 f_b} G(f)df = 0,99 \quad \text{για MSK}$$

3. Ποιά διαμόρφωση έχει σαφές πλεονέκτημα ως προς την οικονομία φάσματος, και τι θα λέγατε για τα ολοκληρώματα της 1., για το εάν αποτελούν ασφαλείς ή μη ενδείξεις κατάληψης φάσματος ;

Πρόβλημα 2 : Χωρητικότητα Καναλιού και Ψηφιακές Διαμορφώσεις

Σε ένα τηλεπικοινωνιακό ψηφιακό κανάλι, ο λόγος σήματος-θορύβου S/N=25 dB, το εύρος ζώνης θορύβου B_n=30 KHz, και ο επιλεγείς ρυθμός μετάδοσης R_b σε bps είναι το 80% της χωρητικότητος καναλιού.

a) Να ευρεθεί ο αριθμός των bits/σύμβολο, ώστε το εύρος ζώνης B_M του πρώτου φασματικού λοβού της διαμόρφωσης να είναι $B_M \le B_n$, εάν η χρησιμοποιούμενη διαμόρφωση είναι QASK, και

b) να ευρεθεί ο αριθμός των συμβόλων σε ένα διάγραμμα αστερισμού.

c) Να σχεδιασθεί το διάγραμμα αστερισμού μιας διαμόρφωσης QASK με N=4 bits/σύμβολο με κώδικα Gray. Τι επιτυγχάνει ο κώδικας Gray;

d) Εάν η κανονικοποιημένη ενέργεια ανά bit είναι E_b και οι ελάχιστες αποστάσεις μεταξύ συμβόλων στο διάγραμμα αστερισμού για 3 διαμορφώσεις παρατίθενται στον ακόλουθο πίνακα :

QPSK	16-PSK	16-QASK
$d=2\sqrt{E_b}$	$d=2\sqrt{0,15E_b}$	$d=2\sqrt{0,4E_b}$

να συγκριθούν οι ρυθμοί εσφαλμένων bit (BER, bit error rate) για τις 3 διαμορφώσεις. Εάν λάβουμε υπόψη και τον ρυθμό μετάδοσης bit R_b ποιά διαμόρφωση αναδεικνύεται σαν η καλύτερη επιλογή για ένα μόντεμ ;

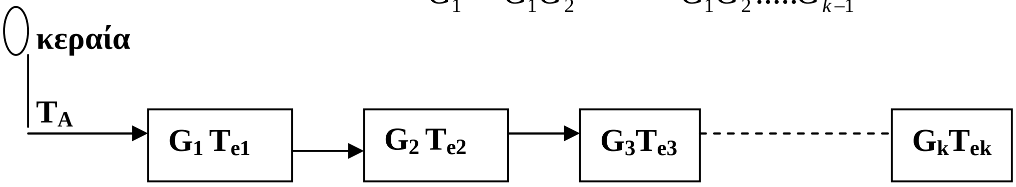
<u>Σημ.:</u> Η BER είναι ανάλογη της μονοτόνως φθίνουσας συνάρτησης $\mathrm{erfc}(\sqrt{d^2/N_o})$, όπου N_o = φασματική πυκνότητα ισχύος λευκού θορύβου.

ΠΟΛΕΜΙΚΟ ΝΑΥΤΙΚΟ
ΣΧΟΛΗ ΝΑΥΤΙΚΩΝ ΔΟΚΙΜΩΝ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟΝ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΏΝ
Καθηγητής Ιωάννης Κούκος

Θερμοκρασία Θορύβου Συστήματος Συσκευών εν Σειρά

Η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου συστήματος κεραίας-δέκτη όπου περιλαμβάνονται και οι γραμμές μεταφοράς δίδεται από τον εξής γενικό τύπο με k συσκευές εν σειρά :

Τύπος Friis: $T_s = T_A + T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + ... + \frac{T_{ek}}{G_1 G_2 .....G_{k-1}}$

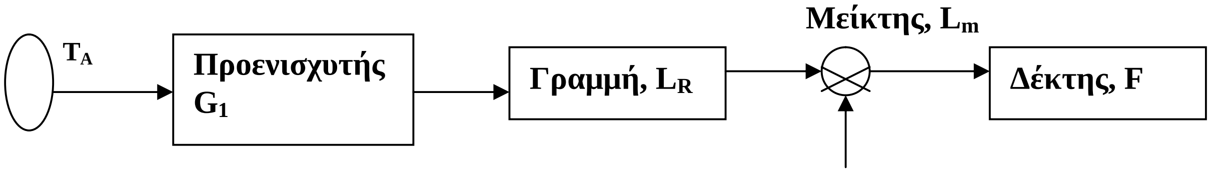


Στον τύπο Friisch θεωρούμε ότι :

1. ισοδύναμο κέρδος συσκευής είναι αντίστροφο των απωλειών G=1/L,
2. ισοδύναμη θερμοκρασία συσκευής με απώλειες : $T_e=(L-1)T_o$
3. ισοδύναμη θερμοκρασία συσκευής με παράγοντα θορύβου : $T_e=(F-1)T_o$

όπου T_o = θερμοκρασία δωματίου = 290^o K

Παράδειγμα



Δίδεται μικροκυματικό σύστημα κεραίας-δέκτη. Ο προενισχυτής έχει απολαβή G_1= 20 dB και ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου $T_{e1} = 4^o$ K, οι απώλειες στους κυματοδηγούς είναι L_R= 5 dB, οι απώλειες στην βαθμίδα IF του υπερετερόδυνου μείκτη L_m = 4 dB και ο παράγων θορύβου στον δέκτη είναι F= 8 dB. Να ευρεθεί :

a. Η ισοδύναμη θερμοκρασία συστήματος T_s εάν η κεραία ευρίσκεται στην θερμοκρασία δωματίου $T_A = T_o$ = 290 K.
b. Η ευαισθησία του δέκτη se dBw, εάν εύρος ζώνης δέκτη B_N = 6 MHz.
c. Η ισχύς θορύβου στην είσοδο του δέκτη.

Λύση

A. Ευρίσκουμε κέρδη και ισοδύναμες θερμοκρασίες θορύβου των 4 συσκευών :

- Προενισχυτής : G_1= 20 dB ➔ $G_1=10^{20/10}$=100 και $T_{e1} = 4^o$ K
- Γραμμή Μεταφοράς (κυματοδηγός) : $L_R = 10^{5/10}$ =3,16, $G_2 = 1/ L_R$ =0,316, $T_{e2}=(L_R-1)T_o$ = (3,16-1)290=627,06
- Μείκτης $L_m = 10^{4/10}$= 2,512, $G_3 = 1/ L_m$ = 0,398, $T_{e3}=(L_m-1)T_o$ = 438,44
- Δέκτης $F=10^{8/10}$ = 6,3, $T_{e4}=(F-1)T_o$ =(6,3-1)290=1539,77

Εφαρμόζουμε τον τύπο Friisch, άρα **<u>ισοδύναμη θερμοκρασία συστήματος στο τέρμα της κεραίας :</u>**

$T_s = T_A + T_{e1} + T_{e2}/ G_1 + T_{e3}/G_1G_2 + T_{e4}/G_1G_2G_3=$

$= 290 + 4 + 627,06/100 + 438,44/(100 \,.\, 0,316) + 1539,77 / (100 \,.\, 0,316 \,.\, 0,398)$

$= 290 + 4 + 6,27 + 13,87 + 122,43 = 436,57^o$ K

B. Ευαισθησία Δέκτη S_{min} = Ισοδύναμη Ισχύς Θορύβου = k T_s B_N =
= $1,38\times10^{-23} \cdot 436,57^o$ K $\cdot\, 6\times10^6 = 3,6148\times10^{-14}$ W = -134,42 dBw

C. Ισχύς Θορύβου στην είσοδο του δέκτη : Πολλαπλασιάζω ευαισθησία S_{min} επί το συνολικό εν σειρά κέρδος : $N_{out} = S_{min}\, G_1G_2G_3 = 3,6148\times10^{-14}\,(100 \,.\, 0,316 \,.\, 0,398) = 4,546\times10^{-13}$ W= -123,42 dBw

<u>Παράγων Θορύβου (Noise Factor) Συσκευής με απολαβή G</u>

$$F = \frac{S_{in} / N_{in}}{S_{out} / N_{out}}$$

Επειδή S_{out}=G S_{in} και N_{in}= kT_o B_n ➔ N_{out}= F k$T_o$$B_n$G ή $F = \dfrac{N_{out}}{kT_oB_nG}$

Οπου N_{out} = GN_{in} + $N_{εσωτ}$ ➔ $F = 1 + \dfrac{N_{£±μ²}}{kT_oB_nG}$ ➔ $N_{εσωτ}$ = kT_o(F-1) B_nG

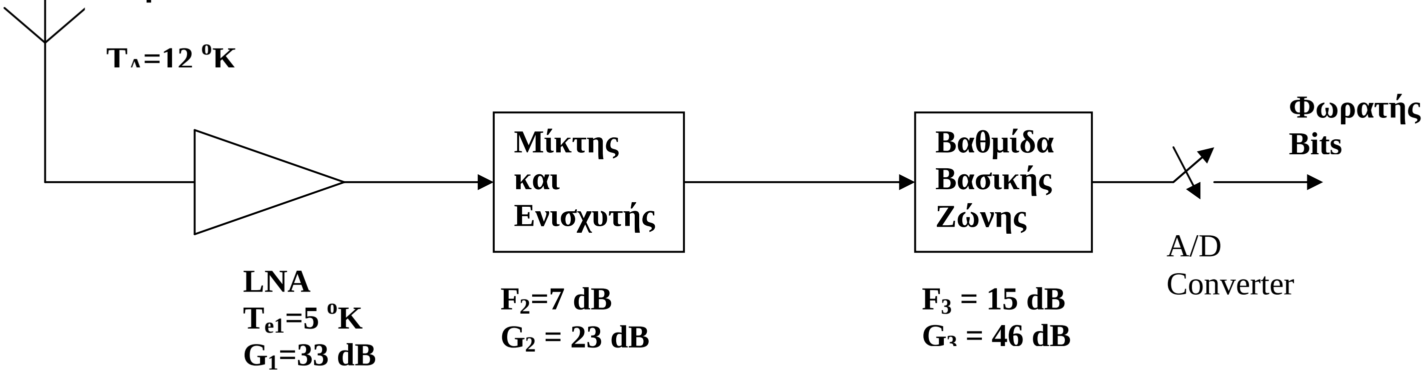
➔ Ισοδύναμη Θερμοκρασία Θορύβου συσκευής T_e= T_o(F-1)

<u>Τύπος Friisch – Ολικός Παράγων Θορύβου για N συσκευές εν σειρά</u>

$$F_{Tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1G_2} + ... + \frac{F_n - 1}{G_1G_2...G_{n-1}}$$

<u>Πρόβλημα</u>

Δίδεται μικροκυματικός ψηφιακός δέκτης, του οποίου η κάρτα RF έχει το παρακάτω δομικό διάγραμμα :



Να ευρεθεί

1. η ισοδύναμη ισχύς θορύβου στην είσοδο της ψηφιακής βαθμίδος (A/D converter).
2. η ισοδύναμη ισχύς θορύβου στην έξοδο της κεραίας δηλ. στην είσοδο του προενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA).

Δίδονται : Σταθερά Boltzmann $k=1{,}38\times10^{-23}$ J/^{o}K, μονόπλευρο εύρος ζώνης B=10MHz.

ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΔΙΑΣΠΟΡΑΣ ΦΑΣΜΑΤΟΣ

SPREAD SPECTRUM SYSTEMS – SSS

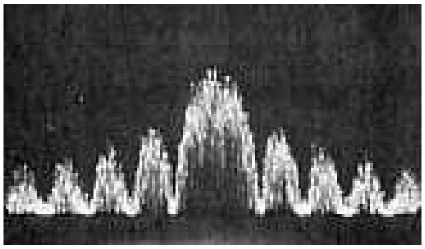
Τα SSS ειναι κατηγορία ευρυφασματικών σημάτων που εφαρμόζονται σε :

1. Αντιπαρεμβολικές Τηλεπικοινωνίες με ασύρματες ζεύξεις από σημείο σε σημείο (Ασύρματοι Have Quick II, Saturn)
2. Δικτυακές Ασύρματες Τηλεπικοινωνίες (κινητή τηλεφωνία CDMA)
3. Δορυφορική ναυτιλία (GPS)
4. Ραντάρ χαμηλής ανιχνευσιμότητας (LPI radar).

Κατηγορίες SSS

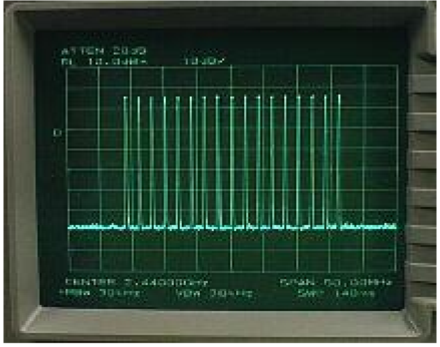
Τα συστήματα διασποράς φάσματος απασχολούν σήματα των εξής κατηγοριών :

1. **Άμεσης Ακολουθίας** (Direct Sequence – DS) όπου το σήμα που μεταφέρει bits πληροφορίας, πολλαπλασιάζεται με ένα ευρυφασματικό ψευδοτυχαίο κώδικα τετραγωνικών παλμών ±1.



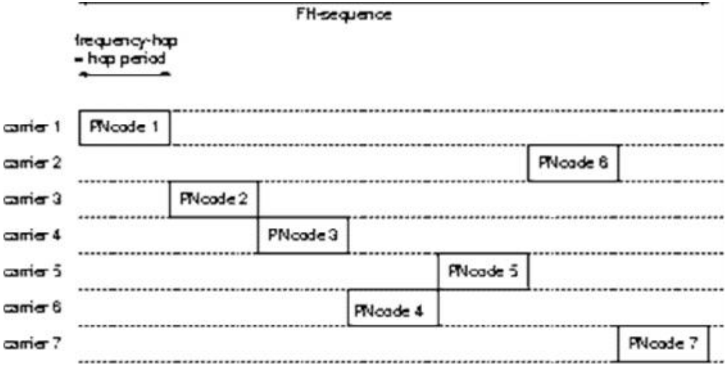
Σχ. 1 : Φάσμα sinx/x Άμεσης Ακολουθίας Ψευδοτυχαίων Παλμών

2. **Αναπήδησης Συχνότητος** (Frequency Hopping) όπου η φέρουσα συχνότητα του σήματος αναπηδάει σε τιμές που καθορίζονται από ένα ψευδοτυχαίο κώδικα.(π.χ. Ασύρματος φωνής **Have Quick II** = 8 hops/sec από ένα σύνολο 3788 τιμών συχνότητος – STANAG 4246, ed.2, διάδοχος SATURN).



Σχ. 2 : Φάσμα Αναπηδώσας Συχνότητος

3. **Αναπήδησης Χρόνου** (Time Hopping) όπου το σήμα μεταδίδεται τμηματικά σε ψευδοτυχαίες χρονικές στιγμές.
4. **Υβριδικά** (Hybrid): συνδυασμός 2 ή 3 εκ των ανωτέρω κατηγοριών.



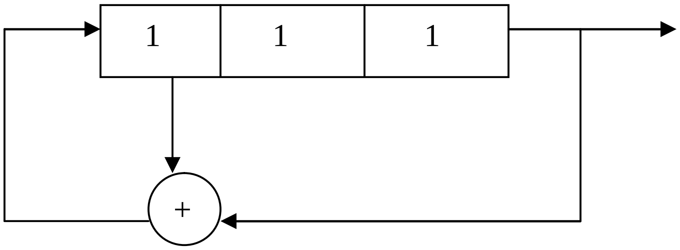
Σχ. 3 : Υβριδικό Σχήμα 7 Συχνοτήτων +7 Αμέσων Ακολουθιών PN στην διάρκεια 1 bit

Ψευδοτυχαία Ακολουθία (Pseudorandom Sequence)

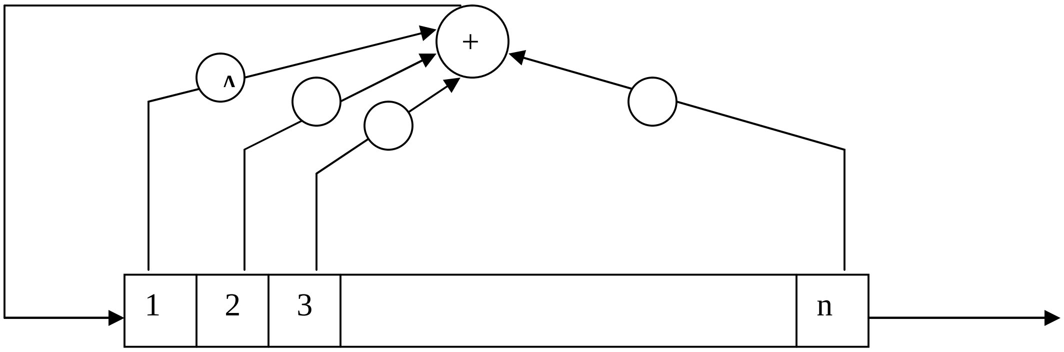
Είναι μιά ακολουθία τετραγωνικών παλμών PN(t) = ±1 όπου η εναλλαγή των ±1 που αντιστοιχούν σε δυαδικά ψηφία {0,1} φαίνεται τυχαία μεν από εξωτερικό παρατηρητή αλλά στη πραγματικότητα παράγεται από ένα Καταχωρητή Μετατόπισης (Shift Register) n βαθμίδων στην είσοδο του οποίου εισέρχονται δυαδικά ψηφία εξ αναδράσεως παραγόμενα απο ένα γραμμικό συνδυασμό ήδη υπαρχόντων δυαδικών ψηφίων μέσα στον καταχωρητή (Linear Feedback Shift Register - **LFSR**). Τα δυαδικά ψηφία {0,1} της ακολουθίας PN ονομάζονται **Chips** για να διακρίνονται από τα bits που είναι δυαδικά ψηφία μεταφέροντα πληροφορία (data bits). Τα chips έχουν διάρκεια T_c << T_b = διάρκεια bit, ή $1/T_c = f_c >> R_b$ = bit rate.

Παράδειγμα :

Έστω καταχωρητής μετατόπισης τριών βαθμίδων οι οποίες περιέχουν τα chips 1,1,1.
Εάν συνδυαστεί η $1^η$ και η τελευταία βαθμίδα με μία πύλη XOR και το αποτέλεσμα εισέλθει στην είσοδο, τότε εξέρχεται στην έξοδο μία ψευδοτυχαία ακολουθία από {0,1} μήκους 2^3-1 = 7 η οποία επαναλαμβάνεται περιοδικά σαν 1110100|1110100|1110..



Σχήμα 4: Διάγραμμα ενός LFSR τριών βαθμίδων



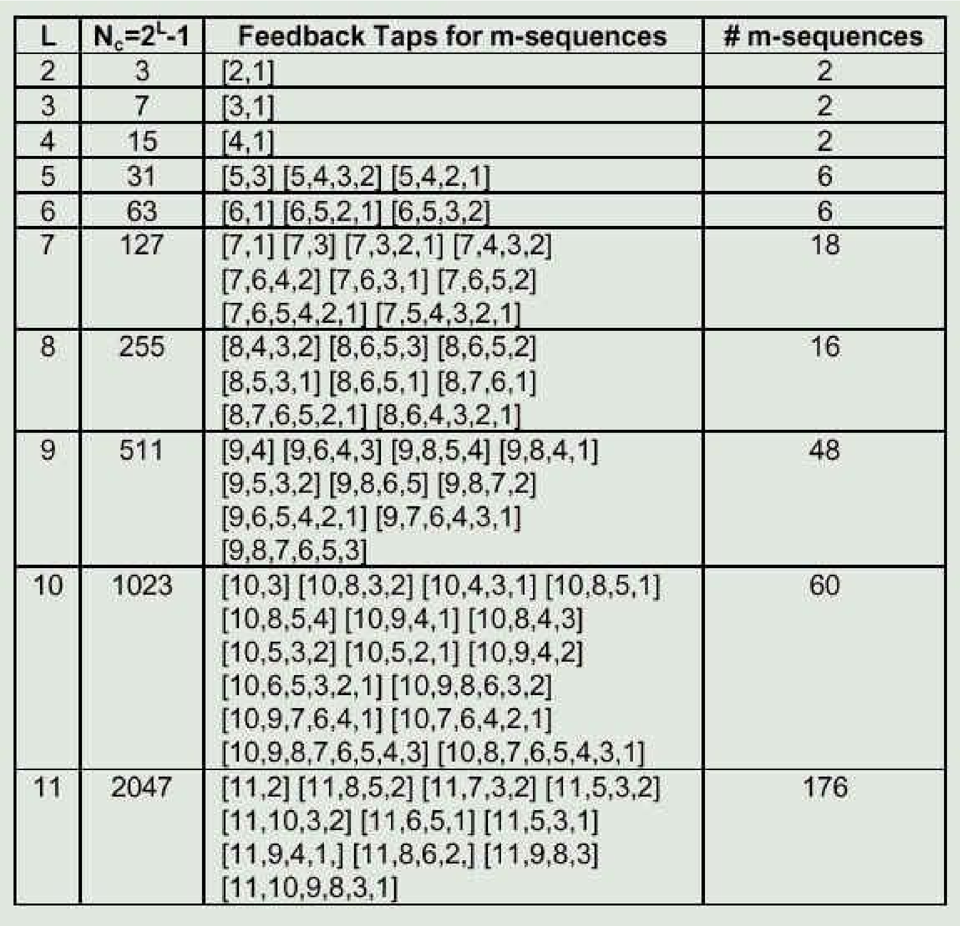
Σχήμα 5: **Διάγραμμα ενός γενικού LFSR**

Οι διασυνδέσεις του γενικού LFSR αντιστοιχούν σε ένα πολυώνυμο – γεννήτορα

$$G(x) = 1 + a_1 x + a_2 x^2 + \ldots + a_n x^n$$

όπου οι διακοπτικοί συντελεστές a_i = 1 ή 0 εφόσον υπάρχει ή όχι ανάδρασι πρός την πολλαπλή πύλη XOR από την βαθμίδα i.

Εν γένει ένας LFSR με n βαθμίδες παράγει μία μία ψευδοτυχαία ακολουθία από {0,1} μήκους $N=2^n-1$, που επαναλαμβάνεται περιοδικά κάθε $T=N\ T_c = (2^n-1)\ T_c$ sec.

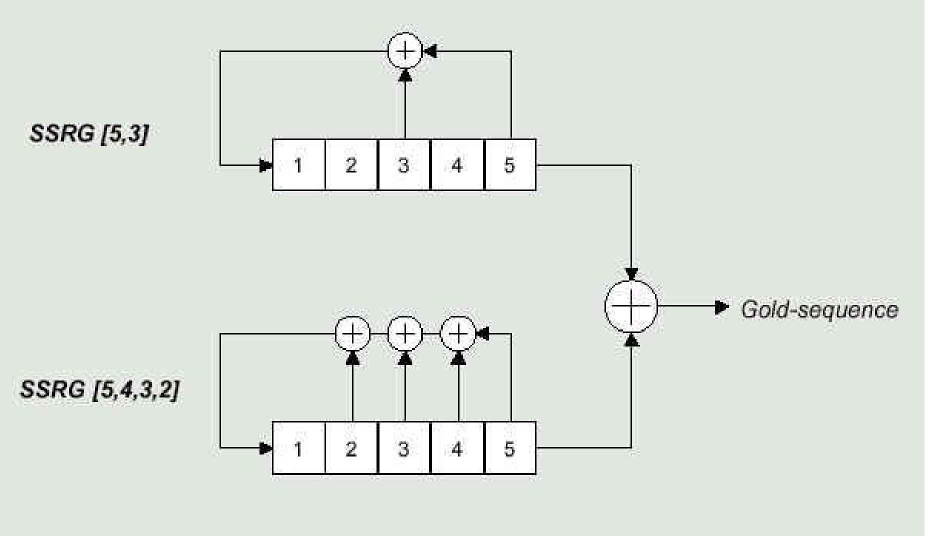


L	$N_c=2^L-1$	Feedback Taps for m-sequences	# m-sequences
2	3	[2,1]	2
3	7	[3,1]	2
4	15	[4,1]	2
5	31	[5,3] [5,4,3,2] [5,4,2,1]	6
6	63	[6,1] [6,5,2,1] [6,5,3,2]	6
7	127	[7,1] [7,3] [7,3,2,1] [7,4,3,2] [7,6,4,2] [7,6,3,1] [7,6,5,2] [7,6,5,4,2,1] [7,5,4,3,2,1]	18
8	255	[8,4,3,2] [8,6,5,3] [8,6,5,2] [8,5,3,1] [8,6,5,1] [8,7,6,1] [8,7,6,5,2,1] [8,6,4,3,2,1]	16
9	511	[9,4] [9,6,4,3] [9,8,5,4] [9,8,4,1] [9,5,3,2] [9,8,6,5] [9,8,7,2] [9,6,5,4,2,1] [9,7,6,4,3,1] [9,8,7,6,5,3]	48
10	1023	[10,3] [10,8,3,2] [10,4,3,1] [10,8,5,1] [10,8,5,4] [10,9,4,1] [10,8,4,3] [10,5,3,2] [10,5,2,1] [10,9,4,2] [10,6,5,3,2,1] [10,9,8,6,3,2] [10,9,7,6,4,1] [10,7,6,4,2,1] [10,9,8,7,6,5,4,3] [10,8,7,6,5,4,3,1]	60
11	2047	[11,2] [11,8,5,2] [11,7,3,2] [11,5,3,2] [11,10,3,2] [11,6,5,1] [11,5,3,1] [11,9,4,1,] [11,8,6,2,] [11,9,8,3] [11,10,9,8,3,1]	176

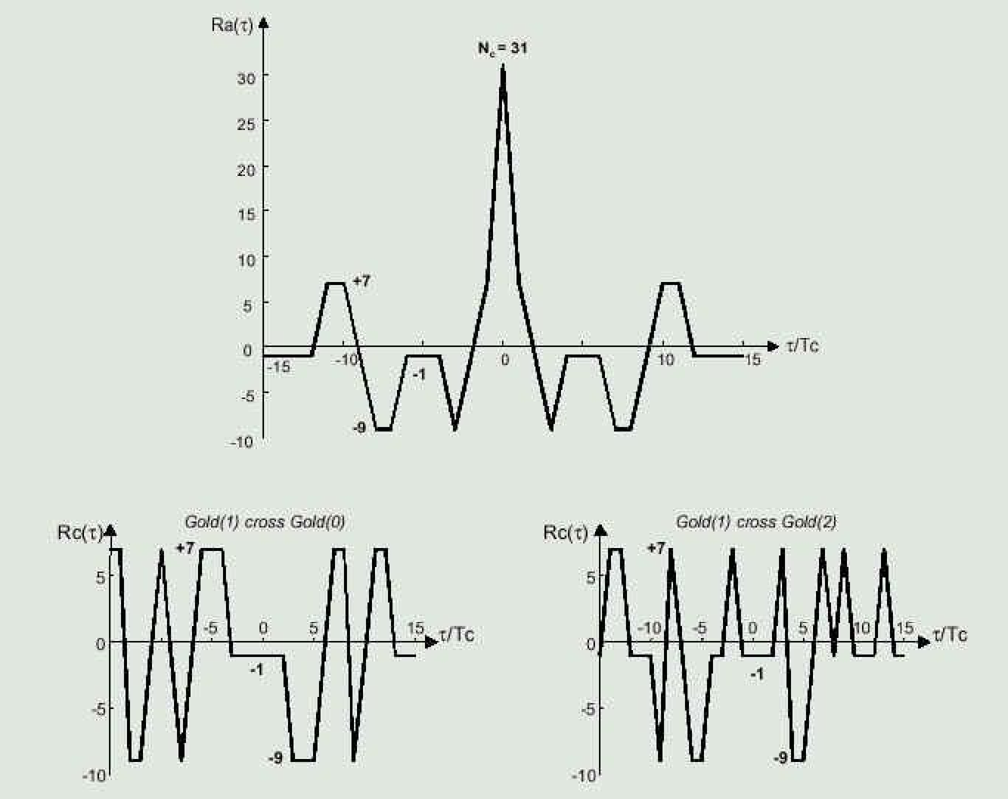
Σχ. 6 Κατάλογος Συνδέσεων Ανάδρασης για μήκη LFSR 2-11. Οι ακολουθίες-m (maximal length sequences) είναι διπλάσιες διότι περιλαμβάνουν κατοπτρικά ανάστροφες συνδέσεις που παράγουν αντισυμμετρικές ακολουθίες.

Γινόμενα Κωδίκων – GOLD CODES

Για επίτευξη υψηλότερων τιμών αυτοσυσχετίσεων , στην εταιρία Magnavox to 1967 ανακαλύφθηκαν οι κώδικες GOLD οι οποίοι είναι γινόμενα XOR δύο SRG :



Σχήμα 7 : Κώδικας Γινομένου Gold



Σχήμα 8 : Διαγράμματα Αυτοσυσχέτισης (Autocorrelation) και Ετεροσυσχέτισης (Crosscorrelation) των παραπάνω κωδίκων GOLD

Παράδειγμα GPS :

Ο κώδικας C/A (Coarse Acquisition) του πολιτικού GPS έχει μήκος καταχωρητού n=10. O C/A είναι γινόμενο εξόδων δύο τέτοιων καταχωρητών (Gold Code). Η περίοδος του C/A coder είναι $N=2^{10}-1 = 1023$ chips, και ρυθμός chip $R_c = 1{,}023$ Mcps τότε περίοδος $T=N/R_c = 1023/1{,}023$ Mchips/sec = 1 msec.

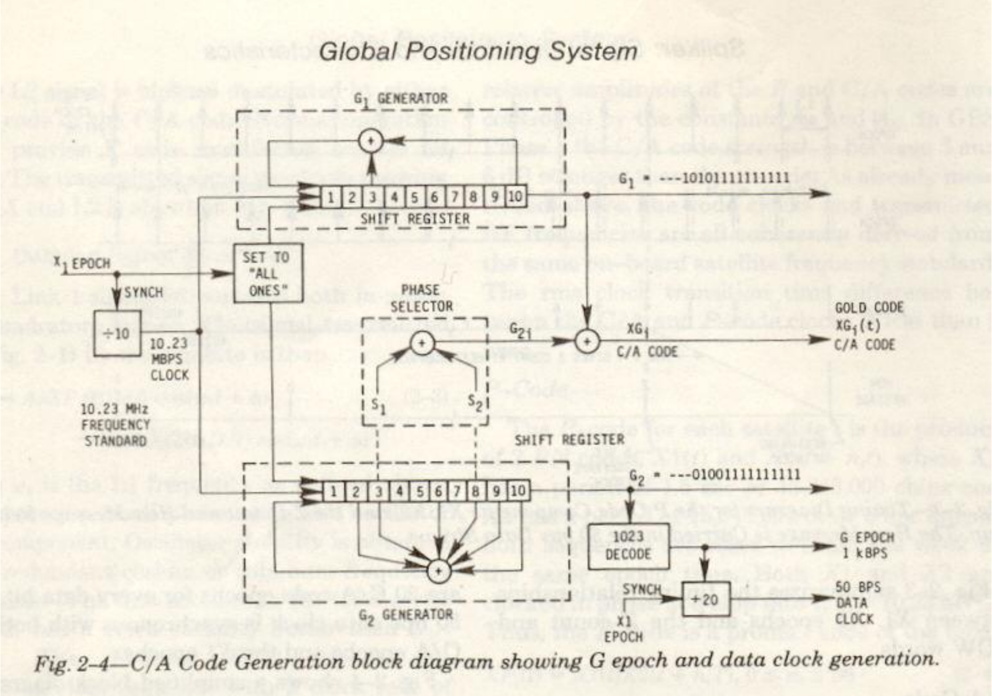


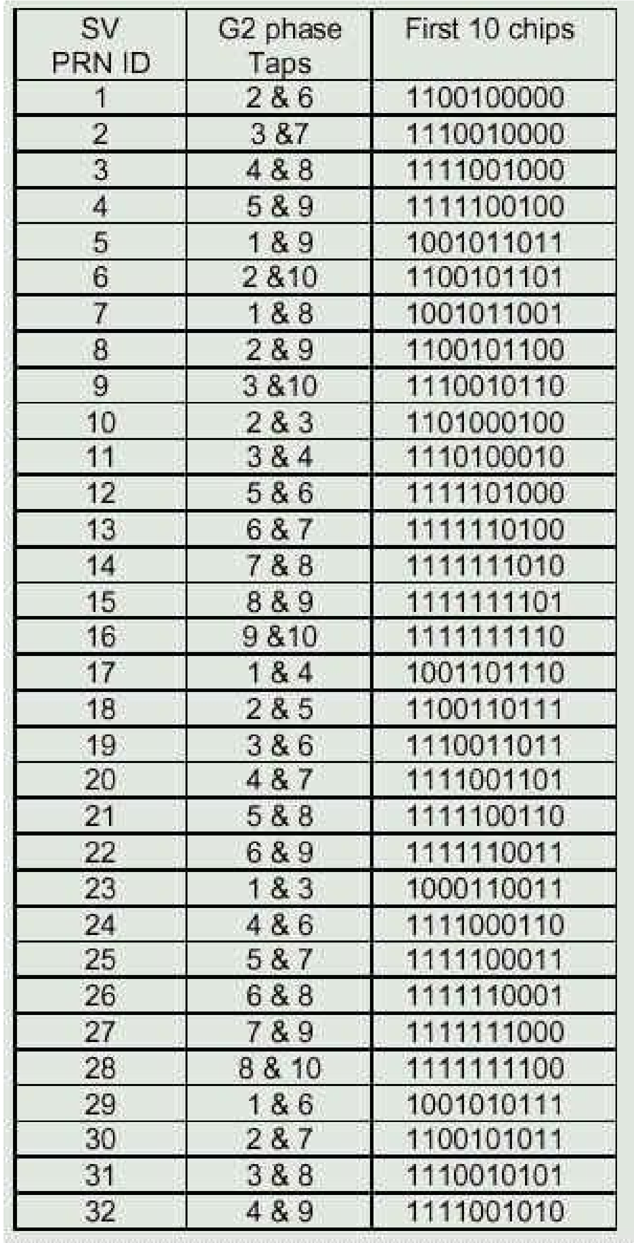
Fig. 2-4—C/A Code Generation block diagram showing G epoch and data clock generation.

Σχήμα 9 : Γεννήτωρας (Gold Coder) πολιτικού κώδικα C/A του GPS

Τα πολυώνυμα-γεννήτορες του παραπάνω κωδικοποιητή C/A είναι :

G1 : $G_1(x) = 1 + x^3 + x^{10} = 10010000001$

$$G2 : G_2(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10} = 10110010111$$



SV PRN ID	G2 phase Taps	First 10 chips
1	2 & 6	1100100000
2	3 &7	1110010000
3	4 & 8	1111001000
4	5 & 9	1111100100
5	1 & 9	1001011011
6	2 &10	1100101101
7	1 & 8	1001011001
8	2 & 9	1100101100
9	3 &10	1110010110
10	2 & 3	1101000100
11	3 & 4	1110100010
12	5 & 6	1111101000
13	6 & 7	1111110100
14	7 & 8	1111111010
15	8 & 9	1111111101
16	9 &10	1111111110
17	1 & 4	1001101110
18	2 & 5	1100110111
19	3 & 6	1110011011
20	4 & 7	1111001101
21	5 & 8	1111100110
22	6 & 9	1111110011
23	1 & 3	1000110011
24	4 & 6	1111000110
25	5 & 7	1111100011
26	6 & 8	1111110001
27	7 & 9	1111111000
28	8 & 10	1111111100
29	1 & 6	1001010111
30	2 & 7	1100101011
31	3 & 8	1110010101
32	4 & 9	1111001010

Σχήμα 10 : Αλλαγή των taps παρέχει διαφορετικό C/A κώδικα για κάθε δορυφόρο

P-Coder : Ο στρατιωτικός κώδικας (precision code) έχει 10πλάσιο ρυθμό chips R_c = 10,23 Mcps και περίοδο επανάληψης 1 εβδομάδα. Χρησιμοποιείται για καθορισμό θέσεως με 10πλάσια ακρίβεια εν σχέσει με τον πολιτικό κώδικα. Ο P-Code είναι γινόμενο 2 αλλών κωδίκων PN, X1(t) και $X2(t+n_iT_c)$, όπου ο X1 έχει περίοδο 1,5 sec ή 15.345.000 chips, και ο X2 έχει 15.345.037 chips, δηλαδή 37 chips περισσότερα.. Έτσι $0\leq n_i \leq 36$, επιτρέποντας κάθε δορυφόρο GPS να έχει μία μοναδική ολίσθησι στον X2, άρα και ένα μοναδικό P-coder. Εάν το γινόμενο $X1(t)\ X2(t+n_iT_c)$ αφηνόταν να συνεχίσει χωρίς διακοπή και επανέναρξι θα παρουσίαζε μία περίοδο λιγο μεγαλύτερη απο 38 εβδομάδες. Τα 38 αυτά τεμάχια του P-κώδικα ουσιαστικά ανήκουν σε 38 διαφορετικούς δορυφόρους, και οι P-κώδικοποιητές σε κάθε δορυφόρο διακόπτονται και επαναρχίζουν (reset) κάθε εβδομαδα, εκπέμποντας μη αλληλοεπικαλυπτόμενα κομμάτια του κώδικα..

Ο κώδικας P διαμορφώνει τις GPS συχνότητες L1 = 154×10.23 MHz = 1.57542 GHz και L2=120×10.23 MHz = 1.22760 GHz. Ο κώδικας C/A διαμορφώνει μόνο την L1.

Διάχυση Φάσματος Άμεσης Ακολουθίας (Direct Sequence Spread Spectrum-DS/SS)

Τα σήματα DS/SS χρησιμοποιούνται σε ασύρματα δίκτυα τύπου CDMA (Code Division Multiple Access) τα οποία παρουσιάζουν αντοχή σε πολυοδικές παρεμβολές και σε αύξηση στο επίπεδο θορύβου λόγω πολλαπλών χρηστών ταυτόχρονα στην ίδια φασματική ζώνη. Ένα DS/SS σήμα s(t) έχει την μορφή :

$$s(t) = \sqrt{2P}b(t)a(t)cos(\omega t),$$

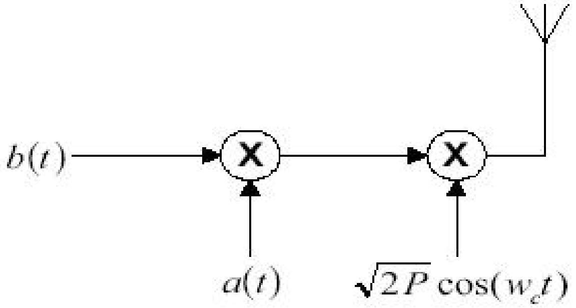
όπου τα bits πληροφορίας $b_i \in \{+1, -1\}$ είναι διαμορφωμένα με BPSK, σε μια ακολουθία τετραγωνικών παλμών $\Pi_T(t)$:

$$b(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i \Pi_T(t - iT), \qquad \Pi_T(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T \\ 0, & t < 0, t \geq T. \end{cases}$$

Κατόπιν τα δεδομένα BPSK διαχέονται από μια ακολουθία ψευδοθορύβου PN

$$a(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j \Pi_{T_c}(t - jT_c), \qquad a_j \in \{+1, -1\}$$

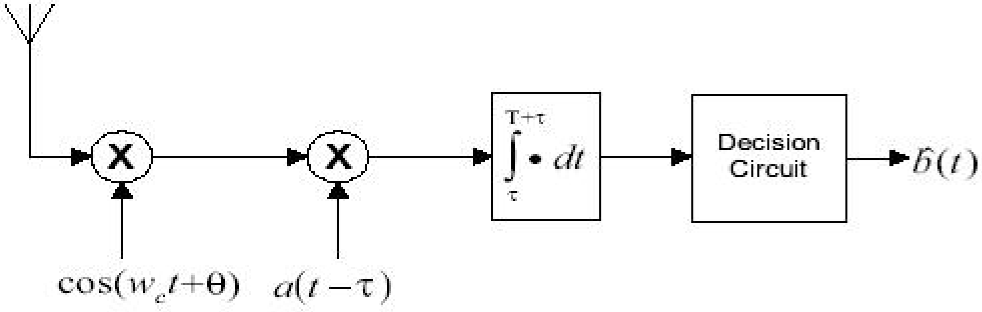
Όπου α_j είναι το j-στο chip μιάς διακριτής περιοδικής ακολουθίας PN, μοναδικής για τον επικοινωνούντα χρήστη. Αμφότερες οι ακολουθίες b_i και α_j είναι ισοπίθανες ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές. Ο τετραγωνικός παλμός $\Pi_{Tc}(t)$ του chip είναι πολύ μικρότερης διάρκειας εν σχέσει με τον τετραγωνικό παλμό $\Pi_T(t)$ δηλαδή $T_c << T$. Ο λόγος T/T_c καλείται Απολαβή Επεξεργασίας (Processing Gain) διότι $T/T_c = B_c/R_b$, λόγος Bandwidth 1ου λοβού φάσματος τετραγωνικού παλμού $\Pi_{Tc}(t)$ προς ροή δεδομένων bit R_b.
Στο παρακάτω σχήμα 1 παρουσιάζεται το διάγραμμα ενός πομπού DS/SS :



Σχημα 1: Πομπός DS/SS

Το PN διάχυτο σήμα (spread signal) b(t).α(t) διαμορφώνεται κατά RF, με φέρουσα ω_c, ενισχύεται (P) και εκπέμπεται από την κεραία. Από την άλλη πλευρά ο δέκτης μπορεί να υλοποιηθεί με διάφορες αρχιτεκτονικές, αλλά εδώ θα θεωρηθεί μόνο ο δέκτης συσχέτισης (correlation).
Το σήμα που λαμβάνεται στον δέκτη είναι καθυστερημένο κατά τ sec και εμβαπτισμένο σε προσθετικό γκαουσιανό Θόρυβο n(t). Το λαμβανόμενο αποδιαμορφώνεται στην βασική ζώνη και πολλαπλασιάζεται με τοπικά παραγόμενη πανομοιότυπη άμεση ακολουθία $\alpha(t-\hat{\tau})$ όπου $\hat{\tau}$ είναι η εκτιμώμενη καθυστέρηση. Ο τελευταίος πολλαπλασιασμός αποδιαχέει (despreads) το αποσταλέν σήμα στην αρχική του στενοζωνική μορφή. Το αποδιαχυθέν σήμα διέρχεται από ένα προσηρμοσμένο φίλτρο, του

οποίου η έξοδος είναι : $Z = \int_{\tau}^{T+\tau} r(t)a(t-\tau)cos(\omega t+\theta)dt$



<u>Σχήμα 2:</u> Δέκτης DS/SS

Αντικαθιστώντες το σήμα r(t) στο παραπάνω ολοκλήρωμα και υποθέτοντες ότι η τοπική εκτίμηση της καθυστερήσεως $\hat{\tau}$ είναι ακριβής δηλ τ=$\hat{\tau}$, και αν θεωρήσουμε τον θόρυβο αμελητέο, χάριν αναλύσεως, η παράμετρος απόφασης γίνεται,

$$Z_i = \int_{\tau}^{T+\tau} \sqrt{2P}b_i(t-\tau)a(t-\tau)cos(\omega t+\theta)a(t-\tau)cos(\omega t+\theta)dt,$$

ή επειδή α(t-τ)· α(t-τ) = 1

$$Z_i = \sqrt{2P}\hat{b}_i(t)\int_0^T cos^2(\omega t)dt,$$

ο όρος διπλάσιας συχνότητας στο τετράγωνο του συνημιτόνου όπως φαίνεται από τον τον τύπο $cos^2(\omega t) = \frac{1}{2}(1 - cos(2\omega t)).$ αποκόπτεται από το φίλτρο και έτσι η παράμετρος απόφασης Z_i γίνεται η ίδια τιμή του bit επί √P/2 :

$$Z_i = \sqrt{\frac{P}{2}}\hat{b}_i(t).$$

Τα bits εξάγονται με ένα συγκριτή (comparator) αφού συνυπολογισθεί στο κατώφλιο απόφασης και ο αναμενόμενος θόρυβος.

Για να δειχθεί η αντίσταση του σήματος DS/SS στην παρεμβολή από άλλους χρήστες, ας θεωρήσουμε ένα ασύρματο δίκτυο CDMA με μόλις δύο χρήστες. Το λαμβανόμενο σήμα περιγράφεται σαν άθροισμα :

$$r(t) = s_1(t) + s_2(t),$$

όπου s_1(t) είναι το σήμα του χρήστη με μία ακολουθία PN $α_1$(t) και s_2(t) η παρεμβολή που είναι το σήμα ενός άλλου χρήστη μία με άλλη ακολουθία PN $α_2$(t) «ορθογώνια» προς την πρώτη δηλαδή $a_1(t) \cdot a_2(t) = 0$. Η έξοδος του συσχετιστή γίνεται

$$Z_i = \int_0^T b_1(t)a_1(t)a_1(t)dt + \int_0^T b_1(t)a_1(t)a_2(t)dt.$$

και ο δεύτερος όρος που εκπροσωπεί την παρεμβολή απαλείφεται!

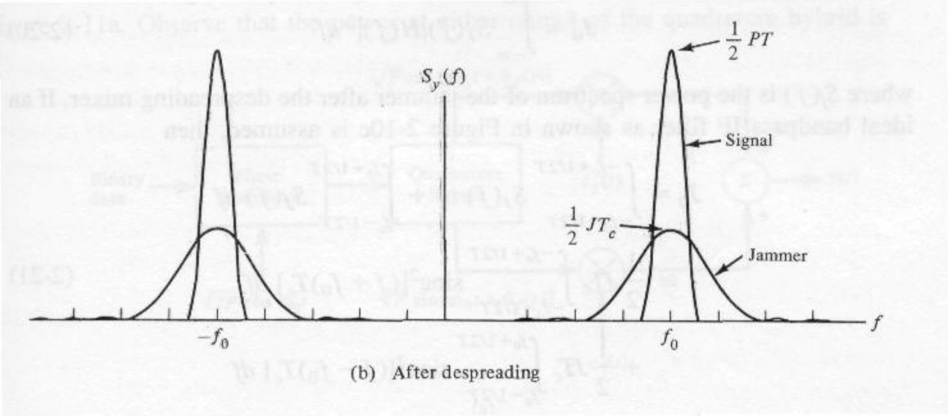
Για να δειχθεί η δυνατότητα αντίστασης στην πολυοδική παρεμβολή (multipath interference), ας υποθέσουμε ότι μαζύ με το κανονικό DS/SS σήμα $s_1(t)$ λαμβάνεται και μία καθυστερημένη εκδοχή του $s_1(t-T)$ που φέρει ένα κλάσμα $\alpha^2/2$ της ισχύος του $s_1(t)$.

$$r(t) = s_1(t) + \alpha s_1(t-T)$$

Εάν η πολυοδική καθυστέρηση $T > T_c$ τότε οι δύο ακολουθίες $\alpha_1(t)$ και $\alpha_2(t-T)$ θα είναι ασυσχέτιστες (uncorrelated) δηλαδή $\alpha_1(t) \cdot \alpha_2(t-T) = 0$ και στην παράμετρο απόφασης

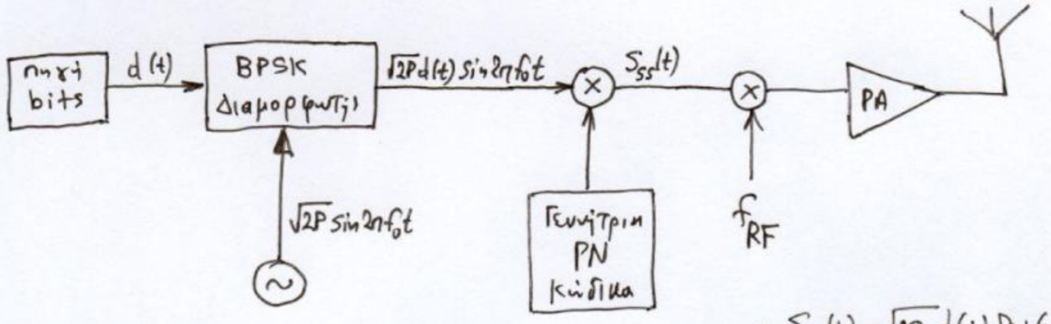
$$Z_i = \int_0^T b_1(t)a_1(t)a_1(t)dt + \int_0^T \alpha b_1(t-T)a_1(t)a_1(t-T)dt$$

εξαλείφεται ο δεύτερος όρος που αντιπροσωπεύει την πολυοδική παρεμβολή.
Αν όμως η πολυοδική καθυστέρηση βρίσκετια μέσα στο χρονικό διάστημα ενός chip δηλαδή $T < T_c$ τότε η παράμετρος απόφασης Z_i επηρεάζεται από την πολυοδική παρεμβολή.



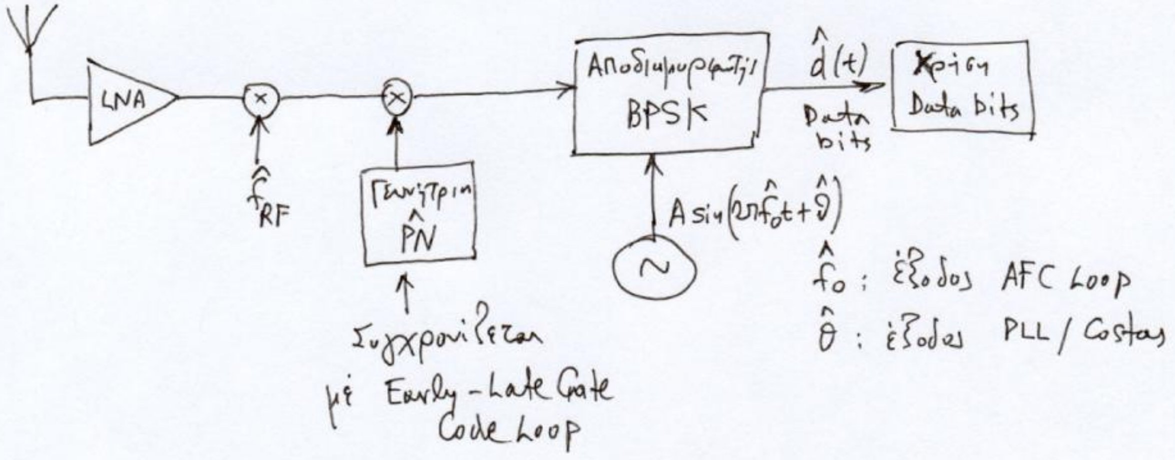
(b) After despreading

Σχήμα 3: Διάχυση παρεμβάλλοντος σήματος (ευρύ χαμηλό φάσμα με εύρος $2/T_c$) έναντι αποδιάχυσης χρήσιμου σήματος (στενό υψηλό φάσμα με εύρος $2/T$)



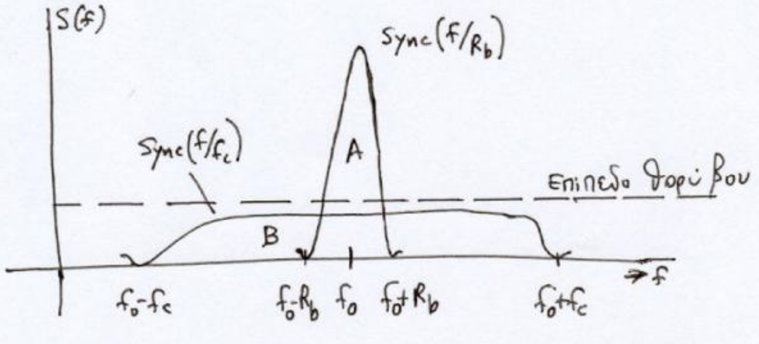
- $S_{ss}(t) = \sqrt{2P}\, d(t) \cdot PN(t) \sin(2\pi f_0 t)$

(a) Διαμορφωτής - Πομπός SSS με DS

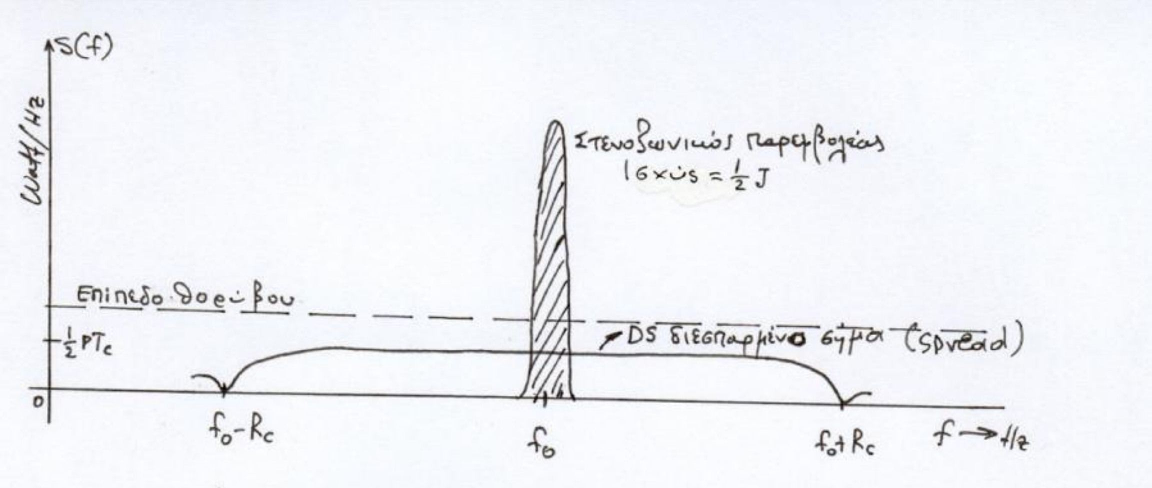


(b) Αποδιαμορφωτής - Δέκτης SSS με DS

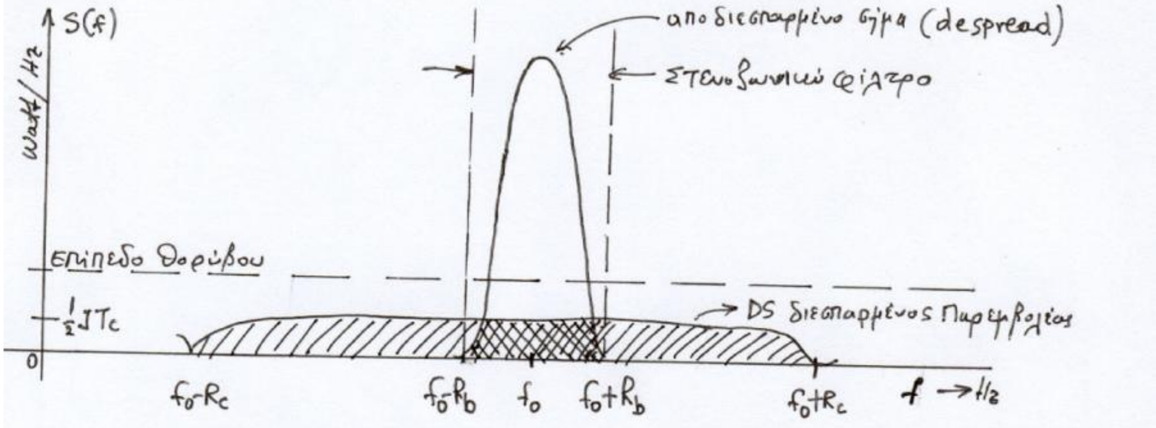
Σχήμα: Διασπορά φάσματος με DS σε σήμα BPSK



Σχήμα: Σύγκριση φασμάτων BPSK και SSS-BPSK-DS
Εμβαδά $A = B$ δηλ. ενέργεια σήματος δεν αλλάζει!



(a) Στενοζωνικός Παρεμβολέας επί σήματος SSS-DS



(b) Αποδιασπορά (despreading) ωφελίμου σήματος προκαλεί διασπορά (Spreading) του παρεμβολέα

Σχήμα: Αντιπαρεμβολική δράση διασποράς-αποδιασποράς ωφελίμου σήματος :Για την αποδιασπορά του ωφελίμου σήματος πολλαπλασιάζεται το σήμα (και η παρεμβολή μαζύ) με τον τοπικό κώδικα PN. Ο τοπικός κώδικας εξουδετερώνει μεν τον κώδικα PN του εισερχόμενου ωφελίμου σήματος, αλλά ταυτόχρονα διασπείρει την στενοζωνική παρεμβολή!!!!

Ισχύς παρεμβολέα διερχόμενη απο το στενοζωνικό φίλτρο μαζύ με το αποδιεσπαρμένο ωφέλιμο σήμα :

J_o = Φασματική πυκνότης ισχύος παρεμβολής ò **εύρος φίλτρου**

= $JT_c/2$ ò **$2R_b$ = J** ò **T_c / T_b**

Επειδή $T_c << T_b$ ➔ $T_c / T_b << 1$ ➔ $J_o << J$ δηλαδή η ισχύς παρεμβολής έχει συμπιεσθεί από ένα παράγοντα

$$G_p = T_b / T_c$$

ο οποίος καλείται Απολαβή Επεξεργασίας (Processing gain)

<u>Συστήματα Αναπήδησης Συχνότητος FH</u>

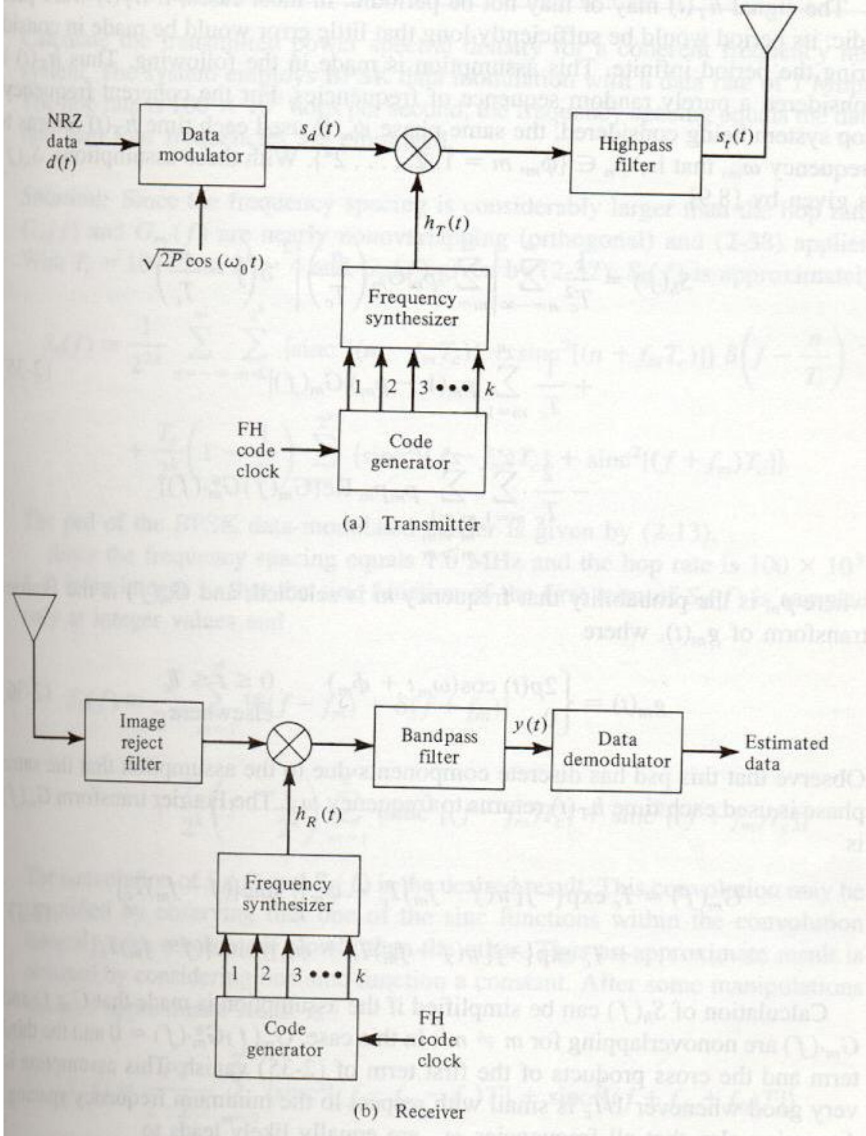


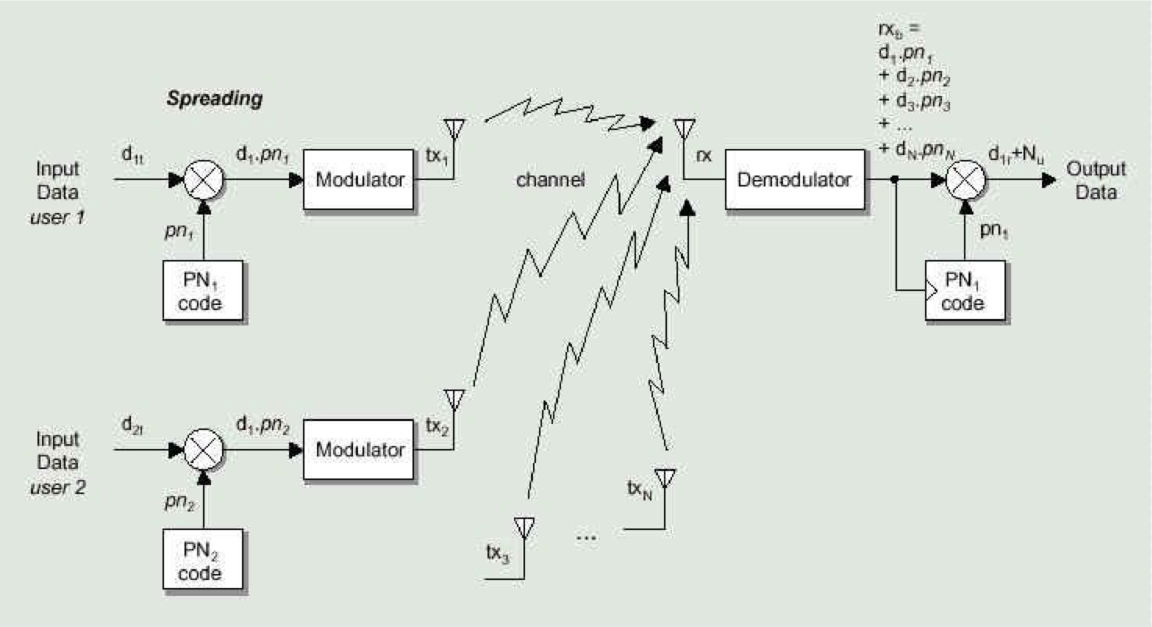
FIGURE 2-16. Coherent frequency-hop spread-spectrum modem.

<u>Slow Frequency Hopping</u> : Μία αναπήδηση συχνότητας ανά ένα η περισσότερα data bits ➔ $T_c = k\, T_b$, kñ1

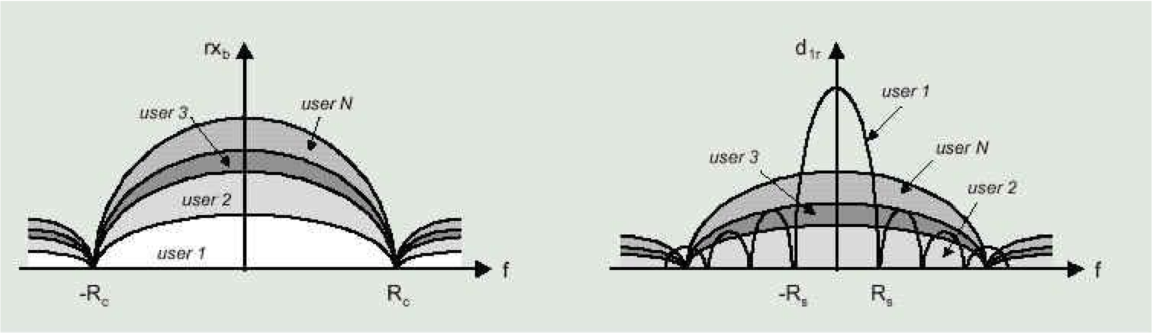
<u>Fast Frequency Hopping</u> : Πολλές Αναπηδήσεις συχνότητας στην διάρκεια ενός data bit ➔ $T_b = L\, T_c$, L>1

- **T_c = Διάρκεια μετάδοσης μίας συχνότητας (chip interval).**

Δίκτυο Κινητής Τηλεφωνίας με σήματα SSS-DS

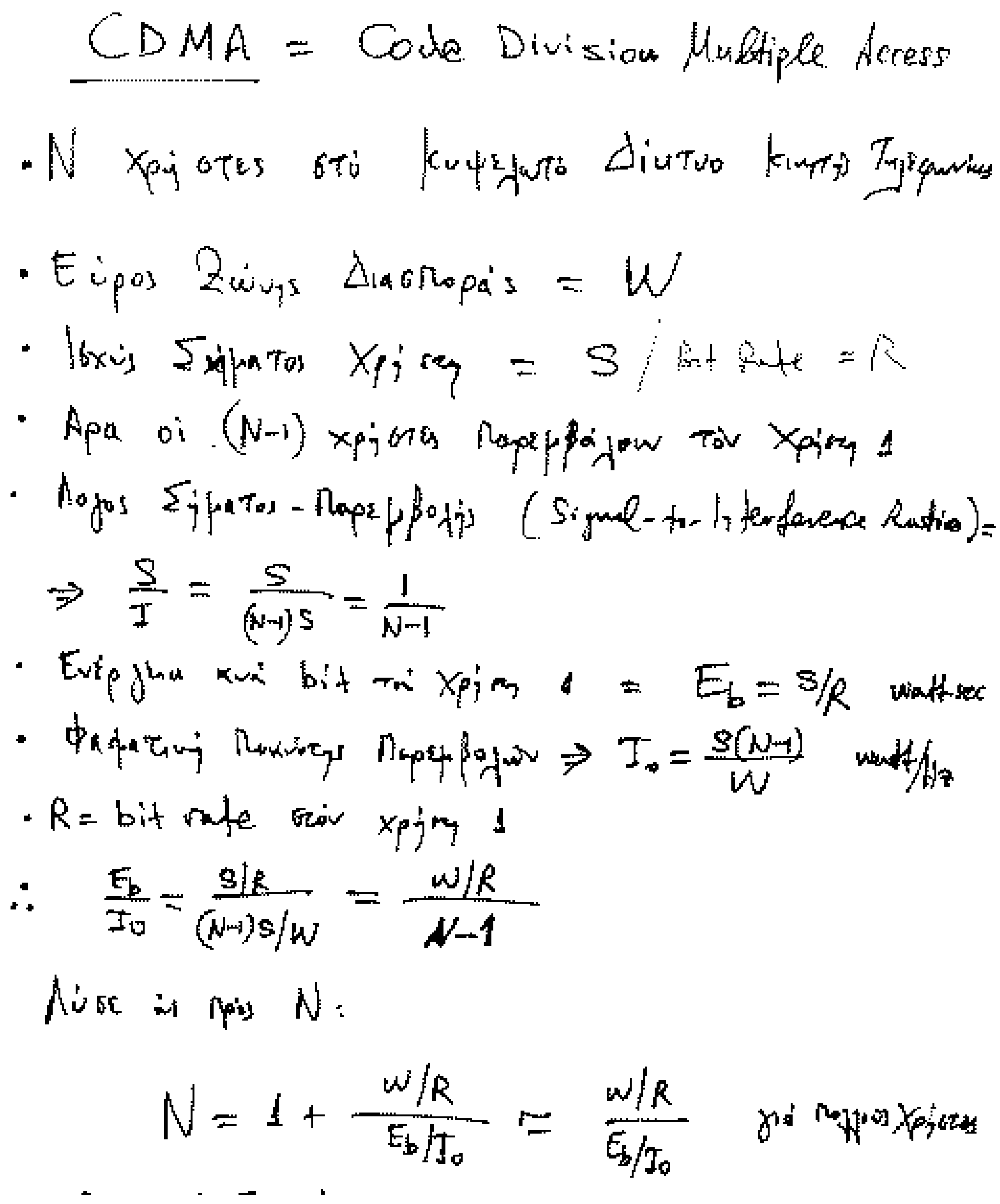


Σχήμα : Ν κινητά τηλέφωνα εκπέμπουν ταυτόχρονα προς τον δέκτη ενός κινητού του δικτύου CDMA



(α) (β)

Σχήμα : Φάσμα ταυτόχρονης εκπομπής Ν κινητών τηλεφώνων με SSS-DS σήμα (α) διασπορά φάσματος Ν εκπομπέων (β) αποδιασπορά εκπομπέα 1 στον δέκτη, οπότε το σήμα ανυψώνεται σε μία στενή ζώνη υπεράνω του θορύβου και αποδιαμορφώνεται



CDMA = Code Division Multiple Access

- N Χρήστες στό κυψελωτό Δίκτυο Κινητής Τηλεφωνίας
- Εύρος Ζώνης Διασποράς = W
- Ισχύς Σήματος Χρήστη = S / Bit Rate = R
- Άρα οι (N−1) χρήστες Παρεμβάλλουν τον Χρήστη 1
- Λόγος Σήματος - Παρεμβολής (Signal-to-Interference Ratio) =

$$\Rightarrow \frac{S}{I} = \frac{S}{(N-1)S} = \frac{1}{N-1}$$

- Ενέργεια ανά bit τού Χρήστη 1 = $E_b = S/R$ watt-sec
- Φασματική Πυκνότητα Παρεμβολών $\Rightarrow I_o = \frac{S(N-1)}{W}$ watt/Hz
- R = bit rate στόν χρήστη 1

$$\therefore \quad \frac{E_b}{I_o} = \frac{S/R}{(N-1)S/W} = \frac{W/R}{N-1}$$

Λύσε ως πρός N :

$$N = 1 + \frac{W/R}{E_b/I_o} \simeq \frac{W/R}{E_b/I_o}$$ γιά πολλούς Χρήστες

Ο αριθμός των χρηστών N αυξάνεται λόγω περιστολής παρεμβολών με τον Παράγοντα Φωνητικής Δραστηριότητος (λόγω μη συνεχούς ροής ανθρώπινης φωνής) d=35-50%.
Επίσης υπάρχουν αυξητικοί παράγοντες :
f= παράγων αύξησης παρεμβολής από παρεμβολείς εκτός κυψέλης

- g = αριθμός υπο-κυψελών από τεμαχισμό κυψέλης για επαναχρησιμοποίηση (single cell reuse pattern)
- Αρα

Τυπος Cooper-Nettleton : $$N = \frac{W/R}{E_B/N_O}\left(\frac{1}{d}\right)gf$$

Παράδειγμα : W/R=1000 και E_b/N_o=15 dB, 1/d=2, gf=5 ➔ N=316 Χρήστες/Κυψέλη

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

ΓΕΝΙΚΑ ΠΕΡΙ GPS

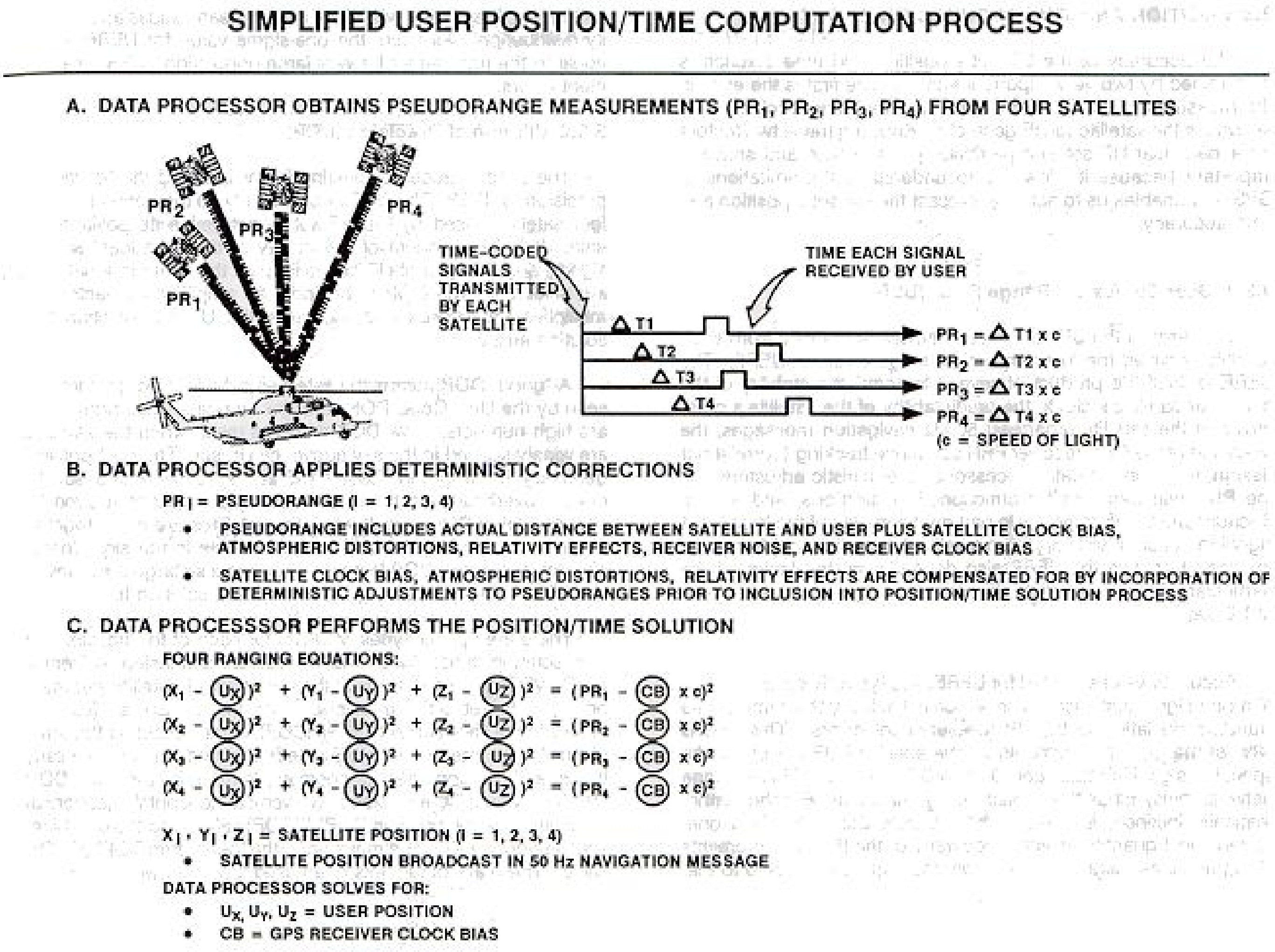
Το NAVSTAR / GPS ή Παγκόσμιο Τοπομετρικό Σύστημα Εντοπισμού σχεδιάστηκε για να παρέχει δυο τύπους υπηρεσιών εντοπισμού από πλευράς ακριβείας: τις Υπηρεσίες Εντοπισμού Συνήθους Ακριβείας (Standard Positioning Service - SPS) για γενική χρήση προς όλους τους χρήστες του συστήματος και τις Υπηρεσίες Εντοπισμού Υψηλής Ακρίβειας (Precise Positioning Service - PPS) για τους εξουσιοδοτημένους από το Υπουργείο Άμυνας των ΗΠΑ (DoD: Department of Defense). Το επίπεδο ακριβείας των SPS καθορίζεται από το DoD. Η προβλεπόμενη ακρίβεια των PPS είναι της τάξης των 18 m στο οριζόντιο και 28 m στο κατακόρυφο επίπεδο.

Το GPS είναι ένα διαφορικό σύστημα ακριβούς ραδιοπλοήγησης και ανεύρεσης θέσεως το οποίο αναπτύσσεται από το Υπουργείο Άμυνας των ΗΠΑ για στρατιωτική κυρίως χρήση και βασίζεται στη μέθοδο του τριγωνισμού. Έχει σήματα που εκπέμπονται από ένα σύστημα 24 δορυφόρων μεσαίας τροχιάς και δωδεκάωρης περιόδου. Οι δορυφόροι αυτοί εκπέμπουν στις συχνότητες L_1 (1575,42 GHz) και L_2 (1227,60 GHz) και καλύπτουν ανά πάσα στιγμή τα περισσότερα σημεία του πλανήτη. Έτσι αν ο χρήστης ενός δέκτη GPS βρίσκεται σε ένα άγνωστο γεωγραφικό σημείο, ο δέκτης του μπορεί να αναζητήσει τα σήματα που εκπέμπονται από 4 τουλάχιστον δορυφόρους GPS και αν η διάταξη των δορυφόρων είναι κατάλληλη τότε ο υπολογιστής της συσκευής μπορεί να επιλύσει ένα μη γραμμικό σύστημα 4 εξισώσεων με 4 αγνώστους X, Y, Z, T, (καρτεσιανές συντεταγμένες, χρόνος) να μετατρέψει τη λύση αυτή σε κατάλληλες γεωδαιτικές συντεταγμένες του τόπου και έτσι να ανεύρει τη θέση του με ένα σφάλμα που εξαρτάται από την ποιότητα του σήματος και του δέκτη (Εικόνα 8.2.2).

Οι δορυφόροι GPS εκπέμπουν τον πολιτικό κώδικα C/A (Coarse Acquisition) μόνο στη συχνότητα L_1, ενώ ο στρατιωτικός κώδικας P (Precise Code) μεταδίδεται και στις δύο συχνότητες L_1 και L_2. Αμφότεροι οι κώδικες είναι κώδικες ψευδοθορύβου P/N (Pseudo - Noise) και ο C/A code έχει συχνότητα ψευδοπαλμών (Chipping Rate) 1,023 MHz, ενώ ο P code έχει συχνότητα ψευδοπαλμών 10,23 MHz και συνεπώς προσφέρει μεγαλύτερη ακρίβεια. Εκτός από τους κώδικες οι δορυφόροι μεταδίδουν πληροφορία δεδομένων με ρυθμό 50 BPS (Bits Per Second). Η πληροφορία αυτή χωρίζεται σε δύο κατηγορίες:

α) Εφημερίδα (Ephemeris) η οποία περιέχει ακριβή πληροφορία για την τροχιακή θέση του δορυφόρου που την εκπέμπει.

β) Αλμανάκ (Almanac) η οποία περιέχει χοντρική πληροφορία για τις τροχιακές θέσεις όλων των δορυφόρων. Οι τροχιακές θέσεις περιγράφονται με τις τροχιακές παραμέτρους Kepler.



B. DATA PROCESSOR APPLIES DETERMINISTIC CORRECTIONS

PR_I = PSEUDORANGE (I = 1, 2, 3, 4)

- PSEUDORANGE INCLUDES ACTUAL DISTANCE BETWEEN SATELLITE AND USER PLUS SATELLITE CLOCK BIAS, ATMOSPHERIC DISTORTIONS, RELATIVITY EFFECTS, RECEIVER NOISE, AND RECEIVER CLOCK BIAS
- SATELLITE CLOCK BIAS, ATMOSPHERIC DISTORTIONS, RELATIVITY EFFECTS ARE COMPENSATED FOR BY INCORPORATION OF DETERMINISTIC ADJUSTMENTS TO PSEUDORANGES PRIOR TO INCLUSION INTO POSITION/TIME SOLUTION PROCESS

C. DATA PROCESSSOR PERFORMS THE POSITION/TIME SOLUTION

FOUR RANGING EQUATIONS:

$$(X_1 - U_X)^2 + (Y_1 - U_Y)^2 + (Z_1 - U_Z)^2 = (PR_1 - CB \times c)^2$$
$$(X_2 - U_X)^2 + (Y_2 - U_Y)^2 + (Z_2 - U_Z)^2 = (PR_2 - CB \times c)^2$$
$$(X_3 - U_X)^2 + (Y_3 - U_Y)^2 + (Z_3 - U_Z)^2 = (PR_3 - CB \times c)^2$$
$$(X_4 - U_X)^2 + (Y_4 - U_Y)^2 + (Z_4 - U_Z)^2 = (PR_4 - CB \times c)^2$$

$X_I \cdot Y_I \cdot Z_I$ = SATELLITE POSITION (I = 1, 2, 3, 4)

- SATELLITE POSITION BROADCAST IN 50 Hz NAVIGATION MESSAGE

DATA PROCESSOR SOLVES FOR:

- U_X, U_Y, U_Z = USER POSITION
- CB = GPS RECEIVER CLOCK BIAS

Εικόνα 8.2.2: Επίλυση μη γραμμικού συστήματος 4 εξισώσεων με 4 αγνώστους X, Y, Z, T.

Οι εφημερίδες που αποστέλλονται μαζί με τον κώδικα C/A έχουν περικομμένα πολλά δεκαδικά ψηφία και εσκεμμένες αλλαγές του χρονισμού ώστε να μην παρέχεται η μεγαλύτερη δυνατή ακρίβεια σε όλους τους πολιτικούς χρήστες ανά την υδρόγειο. Η εσκεμμένη αυτή άρνηση παροχής ακριβούς πληροφορία γίνεται με τους εξής δύο τρόπους υποβάθμισης ακρίβειας / έλεγχου πρόσβασης στο σύστημα:

1. Την επιλεκτική διαθεσιμότητα (SA: Selective Availability).
2. Την τεχνική κρυπτογράφησης (AS: Anti - Spoofing).

Η τεχνική AS, μετασχηματίζει τον κώδικα P στον κρυπτογραφημένο κώδικα Y, ελέγχοντας έτσι την πρόσβαση στον κώδικα ακριβείας (χωρίς αυτό να επηρεάζει τον κώδικα C/A). Για την αποκρυπτογράφησή του το DoD διανέμει ειδικά κλειδιά σε φίλιους χρήστες τα οποία μπορεί να αλλάζει ανά πάσα στιγμή κατά βούληση. Το DoD μπορεί μεν να επιλέξει να χορηγεί δέκτες GPS με Y-Code σε φίλιες δυνάμεις αλλά διατηρεί το δικαίωμα άρνησης περαιτέρω χορήγησης κλειδιών.

Η τεχνική SA μετά το 1991, παρέχει τέτοια σφάλματα ώστε η επίλυση της θέσης ενός χρήστη να γίνεται σε μια σφαίρα αβεβαιότητας ακτίνας 100 m στο οριζόντιο και 156 m στο κατακόρυφο επίπεδο για το 95% του χρόνου και στα 300 m για το 99,99% του χρόνου. Αυτή η τεχνική επιτυγχάνεται ως εξής:

* Με τη μείωση της ακρίβειας των προβλεπόμενων στοιχείων που στέλνονται στο μήνυμα.
* Με την εισαγωγή θορύβου στο σήμα, ώστε να μειωθεί η ακρίβεια με την οποία γίνονται οι μετρήσεις πάνω σε αυτό.

Επίσης άλλοι περιορισμοί των πολιτικών δεκτών όσον αφορά τη λειτουργία τους είναι οι εξής:

- Δεν μπορούν να λειτουργήσουν σε όχημα με επιταχύνσεις ≥ 3 Gs.
- Έχουν επιχειρησιακή οροφή τα 18000 ft
- Έχουν μέγιστες ταχύτητες 800 Knots.

ΠΟΛΕΜΙΚΟ ΝΑΥΤΙΚΟ
ΣΧΟΛΗ ΝΑΥΤΙΚΩΝ ΔΟΚΙΜΩΝ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Ιωάννης Α. Κούκος, Καθηγητής

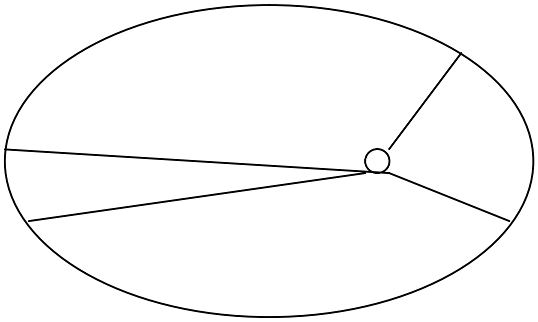
Α. ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΕΣ ΤΡΟΧΙΕΣ

Νόμοι Kepler

1. **Η τροχιά ενός δορυφόρου είναι ελλειπτική με την γή να ευρίσκεται στην μία από τις δύο εστίες της έλλειψης.**

Το πλησιέστερο σημείο της τροχιάς προς την γή ονομάζεται περίγειο, και το πιο απόμακρο απόγειο. Όταν οι δύο εστίες συμπέσουν, τότε η τροχιά γίνεται κυκλική.

2. **Η γραμμή που συνδέει το κέντρο της Γής με τον δορυφόρο σαρώνει ίσα εμβαδά σε ίσα χρονικά διαστήματα.**



3. **Το τετράγωνο της τροχιακής περιόδου Τ ενός δορυφόρου είναι ανάλογο του κύβου της μέσης απόστασης του a από το κέντρο της γής.**

$$T^2 = 4\pi^2 a^3/\mu$$

όπου **μùgm$_1$ =3,986013ò10^5 Km^3/sec^2**

Εξίσωση Vis-Viva Ταχύτητας Δορυφόρου

$$V = \sqrt{\mu\left(\frac{2}{r} - \frac{1}{a}\right)}$$

V= Εφαπτομενική Ταχύτητα Δορυφόρου προς την τροχιά του
r = απόσταση δορυφόρου από την κύρια εστία της τροχιάς του που είναι το κέντρο της Γής.
a= ημι-μείζων (semi-major) άξων ελλειπτικής τροχιάς δορυφόρου.

Εάν η τροχιά είναι κυκλική τοτε **a=r ➔ V=Ě(μ/a)**

ΕΙΔΗ ΤΡΟΧΙΩΝ

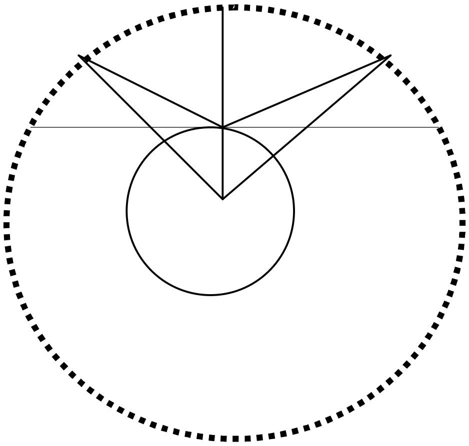
1. **Γεωσύγχρονη** με περίοδο περιστροφής T=24 hr, a=42164 km, ακτίνα γής στον Ισημερινό R_E=6378 km ➔ h=a-R_E = 35786 km (απόσταση δορυφόρου από υποδορυφορικό σημείο).

2. **Medium Earth Orbit (MEO)** δορυφόροι πάνω από τις ζώνες Van Allen πχ GPS με T=12hr (βρείτε το υψόμετρο h).

3. **Low Earth Orbit (LEO)** δορυφόροι κοντά στην Γη (h=600-1000 km), για μετεωρολογία, τηλεπισκόπιση, κατασκοπεία, κινητή τηλεφωνία.

4. **Ελλειπτικές Τροχιές** πχ Molniya, με περίγειο στην Σιβηρία και απόγειο στην Αργεντινή για τηλεπικοινωνίες στα υπερβόρεια πλάτη.

Πρόβλημα 1 : Να ευρεθεί ο χρόνος διέλευσης ενός δορυφόρου LEO πάνω από ένα επίγειο παρατηρητή εάν ο γεωγραφικός ορίζοντας του παρατηρητή περιορίζεται στις 10^o, και ο δορυφόρος έχει σταθερό υψόμετρο 700 km.



Πρόβλημα 2 : Πρακτικός Υπολογισμός Υψομέτρου Δορυφόρου Χαμηλής Τροχιάς

Κατασκοπευτικός δορυφόρος παρατηρείται από το κατάστρωμα πλοίου να κινείται από το ζενίθ μέχρι γωνία ανύψωσης e=5^o υπεράνω του ορίζοντα σε χρόνο Δt = 6 min 6 sec. Εάν το υψόμετρο του δορυφόρου είναι H= 752 Km και υποθέσουμε ότι η τροχιά του δορυφόρου είναι περίπου κυκλική να ευρεθούν **(α)** η περίοδος τροχιάς σε min από τον νόμο των ημιτόνων χωρίς την χρήση του νόμου Κέπλερ, **(β)** η περίοδος του ίδιου

δορυφόρου από τον νόμο του Κέπλερ μόνο.**(γ)** Εάν οι απαντήσεις στα (α) και (β) συμπίπτουν, μπορείτε να εισηγηθείτε μία πρακτική μέθοδο εκτίμησης υψομέτρου κατασκοπευτικού δορυφόρου; (Ακτίνα Γής R_E =6378 Km)
Απόσταση δορυφόρου από το κέντρο της Γης : $a = H+R_E$

Λύση

(α) και (β)

Περίοδος Δορυφόρου- Νομος Κέπλερ - Κυκλική Τροχιά

μ=	398601,3
Re (Km) =	6378
h (Km) =	752
T (min) =	99,9

Περίοδος Δορυφόρου από Νόμο Ημιτόνων

Re/cos(e+φ) = (Re+h)/cose

e (deg)=	5
Δt (min)=	6,1
φ (deg) =arccos((Re/(Re+h))xcose)-e	21,98
T=(2π/φ)Δt min	99,89

(γ) Αρχικά τοποθετούμε μία υποθετική τιμή του υψομέτρου h στους 2 παραπάνω τύπους (Κέπλερ και Νόμου Ημιτόνου), παρατηρούμε την διαφορά στις τιμές περιόδου T και κατόπιν αλλάζουμε το h έως ότου οι 2 τιμές της περιόδου T συμπέσουν. Η τιμή h σύμπτωσης των T είναι το αιτούμενο υψόμετρο του κατασκοπευτικού δορυφόρου. Τα στοιχεία που απαιτήθηκαν ήταν ο χρόνος Δt πού μπορεί να μετρηθεί με ένα χρονόμετρο χειρός και η γωνία «δύσης» του δορυφόρου e που μπορεί να μετρηθεί με εξάντα.

2.4 COVERAGE ANGLE AND SLANT RANGE

A satellite is capable of communicating with an earth station using a global coverage antenna if the station is in the footprint of the satellite, which is a function of time except for a geostationary satellite. Consider Fig. 2.8 where the earth coverage angle $2\alpha_{max}$ is the total angle subtended by the earth as seen from the satellite. This angle is important in the

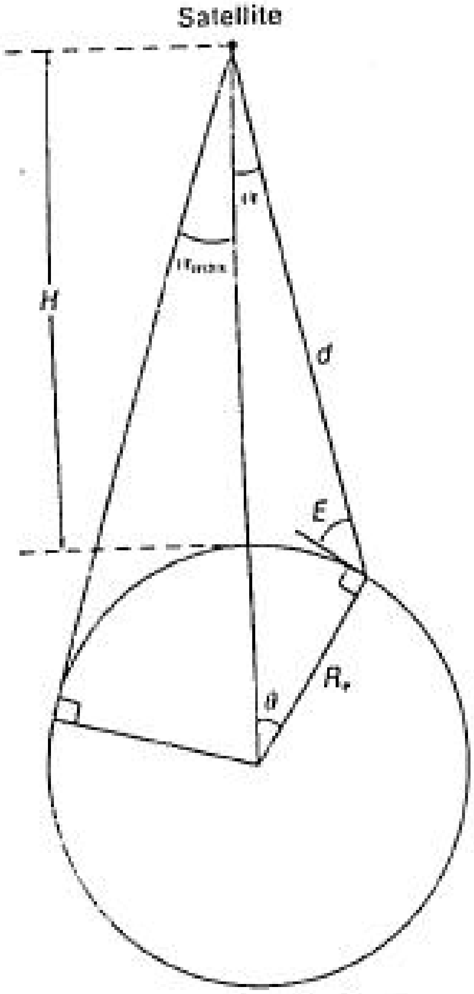


Figure 2.8 Coverage angle and slant range.

design of a global coverage antenna and depends on the satellite altitude. The communication coverage angle 2α is similarly defined, except that the minimum elevation angle $E_{\min}$ of the earth station antenna must be taken into account. For an elevation angle E of the earth station antenna, the communication coverage angle 2α is given by the relation

$$\frac{\sin\alpha}{R_e}=\frac{\sin(90^\circ+E)}{R_e+H}=\frac{\cos E}{R_e+H}$$

where a spherical earth with radius R_e is assumed and H is the altitude of the satellite orbit and is a function of time except for a geostationary satellite where $H = 35{,}786$ km. Thus,

$$2\alpha = 2\sin^{-1}\left(\frac{R_e}{R_e+H}\cos E\right) \tag{2.19}$$

The earth coverage angle is calculated simply by setting $E = 0^\circ$:

$$2\alpha_{\max} = 2\sin^{-1}\left(\frac{R_e}{R_e+H}\right) \tag{2.20}$$

For a geostationary orbit where R_e is assumed to be about 6378 km, the earth coverage angle is $2\alpha_{\max} = 17.4^\circ$. The central angle θ, which is the angular radius of the satellite footprint, is

$$\theta = 180^\circ - (90^\circ + E + \alpha) = 90^\circ - E - \alpha \tag{2.21}$$

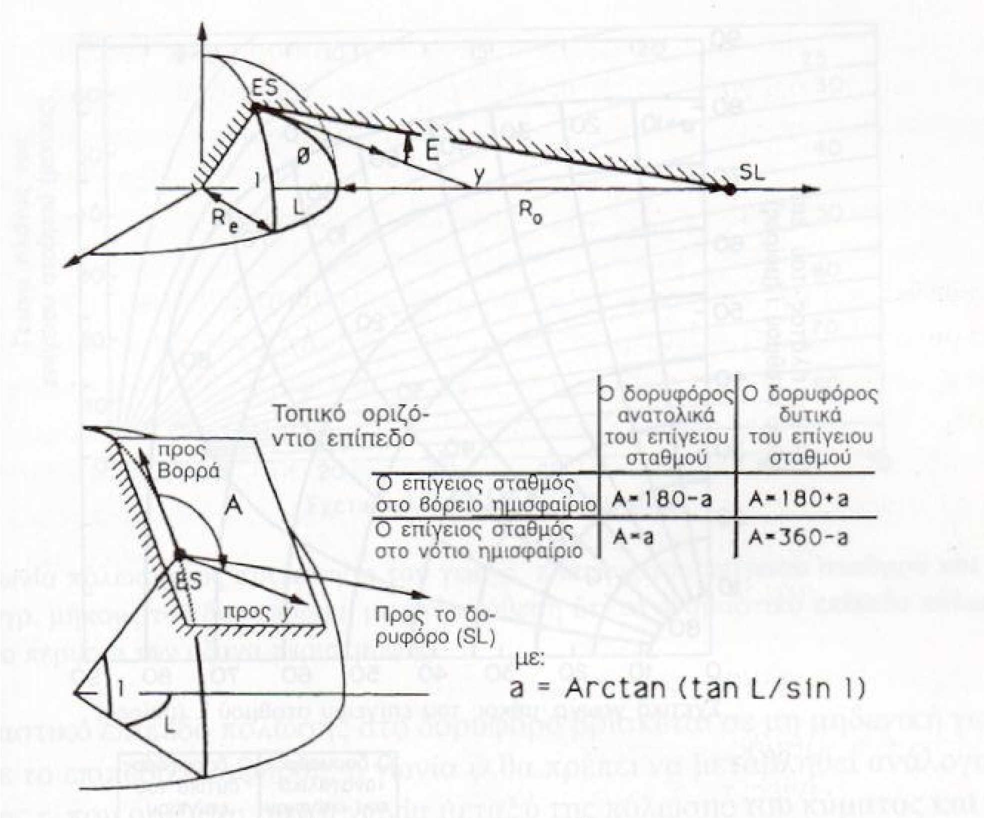
For a geostationary orbit, the central angle θ corresponding to the earth coverage angle $\alpha_{\max}$ is obtained by setting $\alpha = \alpha_{\max}$ and $E = 0^\circ$, which yields $\theta = 81.3^\circ$. If a minimum elevation angle of 5° is required for the earth station antenna, then $\theta = 76.3^\circ$. Thus it is seen that the polar regions above these northern and southern latitudes of 76.3° will not be covered by the footprint of the satellite.

Besides the coverage angle, it is important to know the slant range from the earth station to the satellite, because this range determines the satellite roundtrip delay to the earth station. From Fig. 2.8 the slant range d can be determined as

$$\begin{aligned} d^2 &= (R_e+H)^2 + R_e^2 - 2R_e(R_e+H)\cos\theta \\ &= (R_e+H)^2 + R_e^2 - 2R_e(R_e+H)\times \\ &\qquad \sin\left[E + \sin^{-1}\left(\frac{R_e}{R_e+H}\cos E\right)\right] \end{aligned} \tag{2.22}$$

For a geostationary orbit and a minimum elevation angle of $E_{\min} = 5^\circ$, the maximum slant range is $d = 41{,}127$ km, yielding a satellite roundtrip delay of $2d/c = 0.274$ s, where $c = 2.997925 \times 10^5$ km/s and is the speed of light.

Β. ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟΣ ΕΠΙΓΕΙΑΣ ΚΕΡΑΙΑΣ ΓΙΑ ΓΕΩΣΤΑΤΙΚΟ ΔΟΡΥΦΟΡΟ



	Ο δορυφόρος ανατολικά του επίγειου σταθμού	Ο δορυφόρος δυτικά του επίγειου σταθμού
Ο επίγειος σταθμός στο βόρειο ημισφαίριο	A=180−a	A=180+a
Ο επίγειος σταθμός στο νότιο ημισφαίριο	A=a	A=360−a

με:
$$a = \mathrm{Arctan}(\tan L/\sin l)$$

Σχ. 8.11 Γωνίες αζιμουθίου και ανύψωσης.

Γιά να γίνει ακριβής σκόπευση του γεωστατικού δορυφόρου από την παραβολική κεραία επίγειου σταθμού, η βάση της κεραίας στρέφεται από τον γεωγραφικό βορρά δεξιόστροφα (ωρολογιακά) κατά μία γωνία που καλείται γωνία Αζιμουθίου **A** (ίδε παραπάνω σχήμα) και κατόπιν ο άξονας του παραβολικού ανακλαστήρα ανυψώνεται από το οριζόντιο επίπεδο κατά μία γωνία ανυψώσεως **E** (elevation)**.**

Οι 2 γωνίες συναρτήσει των οποίων εκφράζονται οι γωνίες αζιμουθίου και ανύψωσης είναι :

L = | Γεωγραφικό Μήκος Δορυφόρου – Γεωγραφικό Μήκος Επίγειου Σταθμού |
= | Satellite Longitude – Earth Station Longitude |

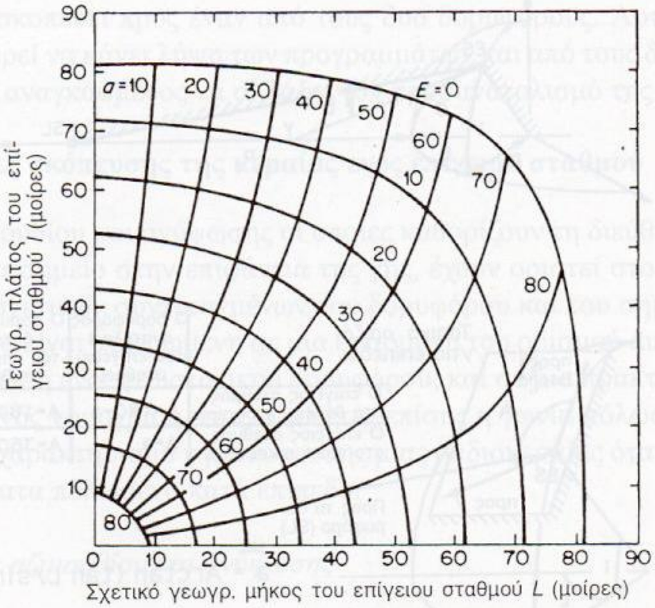
ℓ = Γεωγραφικό Πλάτος Επίγειου Σταθμού (Earth Station Latitude)

Σημ.: *Βόρειο Γεωγρ. Πλάτος και Ανατολικό Γεωγρ. Μήκος θετικά*

Η γωνία ανύψωσης **E** δίδεται από τον τύπο :

$$E = \tan^{-1}\left[\frac{\cos\text{¤} - \dfrac{R_E}{R_E + R_o}}{\sqrt{1-\cos^2\text{¤}}}\right]$$

όπου cosφ = cosℓ • cosL, R_E = μέση ακτίνα Γής = 6378 Km, R_o = ύψος δορυφόρου = 35786 Km.



	Ο δορυφόρος ανατολικά του επίγειου σταθμού	Ο δορυφόρος δυτικά του επίγειου σταθμού
Βόρειο ημισφαίριο	A=180−a	A=180+a
Νότιο ημισφαίριο	A=a	A=360−a

Σχ. 8.12 Οι γωνίες αζιμουθίου και ανύψωσης, σαν συνάρτηση του γεωγρ. πλάτους του δορυφόρου και του σχετικού γεωγρ. μήκους του δορυφόρου.

Η απόσταση γεωστατικού δορυφόρου d από τον επίγειο σταθμό δίδεται από τον τύπο :

$$d = \sqrt{R_E^2 + r^2 - 2R_E r\cos\text{¤}} = R_o\sqrt{(1{,}42-0{,}42\cos\varphi)}$$

όπου r= R_E+R_o

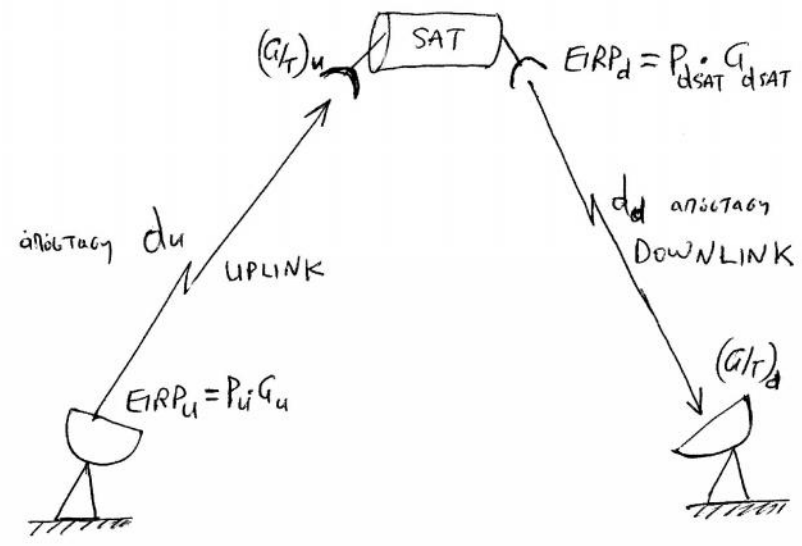
Βιβλιογραφία G. Maral, M. Bousquet : *Satellite Communications Systems*, 3rd Ed, Wiley1998

ΣΝΔ
ΕΔΡΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ Ι
Καθ. Ι.Κούκος

ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

①

ΙΣΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΖΕΥΞΗΣ



Α. Ανοδική Ζεύξη – Uplink

- P_u = Εκπεμπόμενη Ισχύς από σταθμό εδάφους
- G_u = Απολαβή (Gain) κεραίας εδάφους στον uplink

GAIN ΚΕΡΑΙΑΣ : $\boxed{G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2}}$ όπου A_e = Δραστικό άνοιγμα (effective Aperture) κεραίας, $A_e = \eta A$ $\begin{cases} A = \text{Εμβαδόν Παραβολικού ανακλαστήρα} = \frac{\pi D^2}{4} \\ \eta = \text{συντελεστής απόδοσης} \simeq 0{,}6, \ D = \text{διάμετρος} \end{cases}$

$\Rightarrow \boxed{A_e = \frac{G\lambda^2}{4\pi}}$

- $\lambda = c/f$ = wavelength, μήκος κύματος

- Πυκνότης Ισχύος στην κεραία του δορυφόρου $= \frac{P_u G_u}{4\pi d_u^2}$ $\left[\frac{W}{m^2}\right]$
- $EIRP_u$ = Effective Isotropic Radiated Power στον uplink $= P_u \cdot G_u$ [Watt]
- Gain Κεραίας δορυφόρου στον uplink (λήψη) : $G_{us} = \frac{4\pi A_{es}}{\lambda^2}$
- L_u = Απώλειες στον uplink $= L_a L_p L_t L_o$

  L_a = Απώλειες στην ατμόσφαιρα, L_p = Απώλειες λόγω δυσπροσαρμογής στην πόλωση
  L_t = Απώλειες λόγω κακής σκόπευσης κεραίας (antenna tracking Loss)
  L_o = Απώλειες από την κεραία λήψης μέχρι τον δέκτη του αναμεταδότη (transponder)

⇒ Ισχύς λαμβανόμενη στον δέκτη του Αναμεταδότη επί του δορυφόρου:

$$P_{rs} = \frac{EIRP_u}{4\pi d_u^2}\cdot\frac{A_{es}}{L_u}\ [\mathrm{watt}] = \frac{EIRP_u\cdot G_{us}\lambda_u^2}{4\pi d_u^2\cdot 4\pi\cdot L_u} = \frac{EIRP_u G_{us}\lambda_u^2}{(4\pi d_u)^2\cdot L_u}$$

• Ονομάζουμε τον συντελεστή $L_{us} \triangleq \left(\frac{4\pi d_u}{\lambda_u}\right)^2$ απώλειες ελεύθερου χώρου (free space Loss)

$$\Rightarrow P_{rs} = \frac{EIRP_u G_{us}}{L_u L_{us}}\ [\mathrm{watt}]$$

• Θόρυβος στον δέκτη του Αναμεταδότη

$$\left.\begin{array}{l}\text{Ισχύς}\\ \text{θορύβου}\end{array}\right\}\ N_{us} = k\,T_{us}\,B_u\ [\mathrm{watt}]\ \left\{\begin{array}{l} k = \text{Σταθερά Boltzmann} = 1{,}38\times10^{-23}\ \mathrm{J/K}\\ T_{us} = \text{Θερμοκρασία θορύβου δέκτη δορυφόρου, K}\\ B_u = \text{Εύρος ζώνης δέκτη, Hz (θορύβου)}\\ \quad\text{–Noise Bandwidth}\end{array}\right.$$

• Λόγος Φέροντος Σήματος προς θόρυβο στον δέκτη του Αναμεταδότη (uplink)

$$\left(\frac{C}{N}\right)_u = \frac{P_{rs}}{N_{us}} = \frac{EIRP_u}{k B_u}\left(\frac{G_{us}}{T_{us}}\right)\frac{1}{L_{us}L_u}$$

Ο λόγος G_{us}/T_{us} δίδεται από τον κατασκευαστή ως $(G/T)_u$ σε dB/K

Η παραπάνω σχέση εκφράζεται σε dB (πολλαπλασιάσε x10 τον λογάριθμο όλων των όρων) ως εξής:

$$\boxed{\left(\frac{C}{N}\right)_u(\mathrm{dB}) = EIRP_u(\mathrm{dBW}) - L_{us}(\mathrm{dB}) - L_u(\mathrm{dB}) + \left(\frac{G}{T}\right)_u(\mathrm{dB}) - K_{dB} - B_u(\mathrm{dB\text{-}Hz})}$$

όπου $K_{dB} = -228.6$ dBW/K-Hz

B. DOWNLINK – ΚΑΘΟΔΙΚΗ ΖΕΥΞΗ

Αντιστοίχως στην καθοδική ζεύξη έχουμε "Λόγο Φέροντος σήματος Προς Θόρυβο" πάνω στον downlink

$$\left(\frac{C}{N}\right)_D = \frac{EIRP_d}{k B_d}\left(\frac{G}{T}\right)_d\frac{1}{L_{ds}L_d}$$ ή σε dB : (Απώλειες ελεύθερου χώρου στον downlink $L_{ds} \triangleq \left(\frac{4\pi d_d}{\lambda_d}\right)^2$)

$$\boxed{\left(\frac{C}{N}\right)_d(\mathrm{dB}) = EIRP_d(\mathrm{dBw}) - L_{ds}(\mathrm{dB}) - L_d(\mathrm{dB}) + \left(\frac{G}{T}\right)_d(\mathrm{dB}) - k_{dB} - B_d(\mathrm{dB\text{-}Hz})}$$

Γ. ΟΛΙΚΟΣ ΛΟΓΟΣ ΣΗΜΑΤΟΣ – ΘΟΡΥΒΟΥ

Στούς κλασσικούς αναμεταδότες τό σήμα της ανοδικής ζεύξεως υφίσταται αλλαγή συχνότητος (frequency translation) καί ενίσχυση μέ κέρδος G_x καί εκπέμπεται από τήν κεραία τής καθοδικής ζεύξεως τού δορυφόρου. Τό ίδιο όμως υφίσταται καί ο θόρυβος πού διαπερνά τά ζωνοπερατά φίλτρα τού αναμεταδότη. Έτσι η ολική απολαβή (κέρδος) σήματος ή θορύβου στήν καθοδική ζεύξη είναι

$$A_d = G_x G_{dsat} L_d^{-1} L_{ds}^{-1} G_d$$

Ο συνολικός θόρυβος στόν δέκτη τού σταθμού εδάφους στον downlink είναι συνεπώς τό άθροισμα τού θορύβου πού παράγεται στον downlink μόνο συν τον θορύβου πού παρεισφρύει από τον uplink μέ απολαβή A_d δηλαδή:

$$N_{ΟΛΙΚΟΣ} = N_{us} \cdot A_d + N_d$$

$$\Rightarrow \left(\frac{C}{N}\right)^{-1}_{ΟΛΙΚΟΣ} = \frac{N_{ΟΛΙΚΟΣ}}{C_d} = \frac{N_{us} \cdot A_d}{P_{rs} A_d} + \frac{N_d}{C_d} = \frac{N_{us}}{P_{rs}} + \frac{N_d}{C_d} = \left(\frac{C}{N}\right)^{-1}_{u} + \left(\frac{C}{N}\right)^{-1}_{d}$$

$$\boxed{\left(\frac{C}{N}\right)^{-1}_{ΟΛΙΚΟΣ} = \left(\frac{C}{N}\right)^{-1}_{u} + \left(\frac{C}{N}\right)^{-1}_{d}}$$

Δηλαδή ο ολικός λόγος σήματος θορύβου στον downlink είναι ο αρμονικός μέσος τών λόγων στον uplink καί στό downlink.

Δ. Παρεμβολές στό δορυφορικό σήμα

Μέχρι τώρα υπολογίσαμε λόγους σήματος πρός θερμικό θόρυβο, στόν θόρυβο όμως πρέπει νά συνυπολογισθούν καί οί παρεμβολές πού προέρχονται

④

a) από παρασιτικά σήματα ή αρμονικές άλλων αναμεταδοτών του ίδιου δορυφόρου που λειτουργούν σε γειτονικές συχνότητες (Adjacent Channel Interference – ACI)

b) από παρασιτικά σήματα ή αρμονικές οι οποίες οφείλονται και/ή προέρχονται από γειτονικούς δορυφόρους (Adjacent Satellite Interference – ASI)

c) από αλλαγή επιπέδου πολώσεως των σημάτων λόγω βροχής σε περίπτωση που δύο κανάλια συνυπάρχουν στην ίδια ζώνη συχνοτήτων με ορθογώνιες πολώσεις (παρεμβολή διασταυρούμενης πολώσεως – cross-polarization interference – XPI)

d) από παρασιτικές αρμονικές που παράγονται λόγω μη γραμμικής λειτουργίας της λυχνίας οδεύοντος κύματος (TWTA) του αναμεταδότη (προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης – Intermodulation Products – IMP). Τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης από γειτονικές φέρουσες λειτουργούν ως παρεμβολή

- Έτσι ο λόγος σήματος-θορύβου σύν παρεμβολών είτε στον uplink είτε στον downlink υπολογίζεται με χρήση του τύπου του αρμονικού μέσου προσθέτοντας τις παραπάνω παρεμβολές

$$\left(\frac{C}{N+I}\right)_x^{-1} = \underset{\substack{\uparrow \\ \text{Θερμικός θόρυβος}}}{\left(\frac{C}{N}\right)_x^{-1}} + \left(\frac{C}{ACI}\right)^{-1} + \left(\frac{C}{ASI}\right)^{-1} + \left(\frac{C}{XPI}\right)^{-1} + \left(\frac{C}{IMP}\right)^{-1}$$

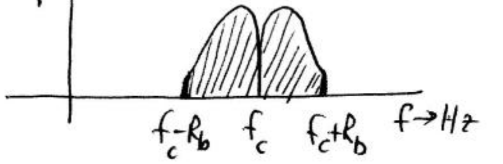
όπου ο δείκτης $X = u$ (uplink) ή d (downlink)

Ε. Σχέση μεταξύ C/N_0, E_b/N_0 και Ρυθμού δεδομένων R_b

Ορίζουμε E_b = Ενέργεια ανά bit σε Joules

$N_0 = kT_s$ Φασματική Πυκνότητα Ισχύος Θορύβου

Σε ψηφιακές διαμορφώσεις που συνήθως χρησιμοποιούνται στις δορυφορικές τηλεπικοινωνίες όλη η ισχύς του φορέα (carrier) C τοποθετείται στους φασματικούς λοβούς των δεδομένων δηλαδή $C = E_b/T_b$



Εάν T_b είναι η διάρκεια ενός bit τότε $R_b = 1/T_b$

$$\Rightarrow \frac{C}{N} = \frac{E_b/T_b}{N_0 B} = \frac{E_b R_b}{N_0 B} \Rightarrow \frac{E_b}{N_0} = \left(\frac{C}{N}\right)\left(\frac{B}{R_b}\right)$$

B = Bandwidth θορύβου

Χωρητικότητα Καναλιού (Θεώρημα Shannon): $\mathbb{C} = B \log_2\left(1 + \frac{C}{N}\right)$

ή $\mathbb{C} = \frac{R_b E_b}{N_0}\left[\frac{BN_0}{R_b E_b}\log_2\left(1 + \frac{R_b E_b}{BN_0}\right)\right]$

Θεώρημα:

$$\lim_{x \to \infty} x \log_2\left(1 + \frac{1}{x}\right) = \log_2 e = \frac{1}{\ln 2} = 1.443$$

Άρα $\lim_{B \to \infty} \mathbb{C} = 1.443\, R_b \frac{E_b}{N_0}$

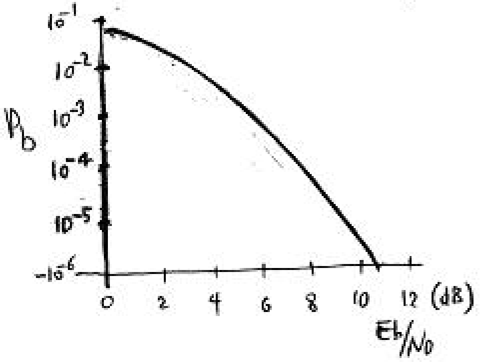
Πάντα ο ρυθμός bit είναι μικρότερος της χωρητικότητας

$$R_b \leq 1.443\, R_b \frac{E_b}{N_0} \quad \text{ή} \quad \frac{E_b}{N_0} \geq 0.693 = -1.6\ \text{dB}$$

Δηλαδή το Θεώρημα Shannon θέτει ένα κατώτατο όριο για την ελάχιστη τιμή του λόγου E_b/N_0 που απαιτείται για επικοινωνία άνευ σφαλμάτων.

ΣΤ! Πιθανότητα Σφάλματος – Probability of Error

Για BPSK Πιθανότητα Σφάλματος $P_b = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$



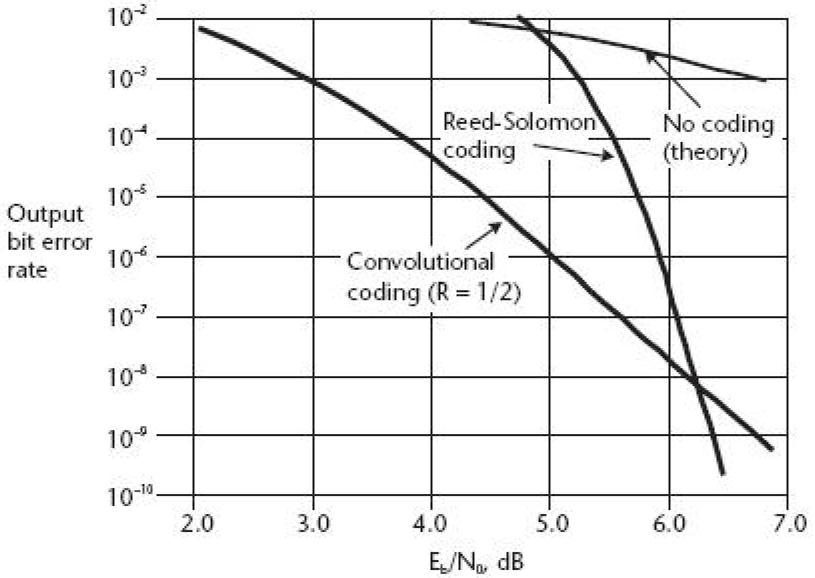
Π.χ. $P_b = 10^{-5}$ για $\frac{E_b}{N_0} = 9.8\,dB$

Επειδή $\frac{E_b}{N_0} = \left(\frac{C}{N}\right)\left(\frac{B}{R_b}\right)$

Για να διατηρηθεί $\frac{E_b}{N_0}$ σταθερό ώστε και η P_b να είναι σταθερή

εάν $\frac{C}{N}$ μειωθεί πρέπει και ο ρυθμός bits R_b πρέπει να μειωθεί

δηλ. $\frac{E_b}{N_0}$ = constant τότε εάν $\frac{C}{N} \downarrow \Rightarrow R_b \downarrow$



<u>Σχήμα :</u> **BER** έναντι **Eb/No** για ακωδικοποίητη διαμόρφωση PSK και για κωδικοποίηση με Συνελικτικό κώδικα (convolutional) ρυθμού R=1/2 ή κώδικα Reed-Solomon

ΤΥΠΟΛΟΓΙΟ ΙΣΟΛΟΓΙΣΜΩΝ ΖΕΥΞΕΩΝ

Ισχύς εκπεμπόμενη από τον επίγειο πομπό	**Pu**
Απολαβή κεραίας επίγειου σταθμού	$\mathrm{Gu} = \frac{4\pi \mathrm{Ae}}{\lambda^2}$
Ae: δραστικό άνοιγμα κεραίας	**Ae=nA {** $A = \frac{\pi D^2}{4}$ **},D** διάμετρος κεραίας
Γινόμενο **EIRP=Pu*Gu**	
Απόσταση επίγειου σταθμού-δορυφόρου	**du**
Πυκνότητα ισχύος στην είσοδο της κεραίας του δορυφόρου	$\frac{EIRP}{4\pi \cdot du^2} = \frac{Pu \cdot Gu}{4\pi \cdot du^2}$
Απώλειες στην άνω ζεύξη	**Lu=Lt*Lp*Lq*Lo**
Απώλειες λόγω κακής σκόπευσης κεραιών	**Lt**
Απώλειες λόγω δυσπροσαρμογής στην πόλωση	**Lp=20 log(cosγ)**
Απώλειες από την κεραία λήψης μέχρι τον δέκτη του αναμεταδότη	**Lo**
Ατμοσφαιρικές απώλειες	**Lq**
Ενεργό άνοιγμα κεραιών λήψης δορυφόρου	$Aus = \frac{Gus \cdot \lambda u^2}{4\pi}$
Απολαβή κεραίας λήψης δορυφόρου	**Gu**
Συχνότητα φέροντος στο uplink	**λu=c/fu**
Ισχύς λαμβανόμενη από δορυφόρο {Prs=Pus} $Pus = \frac{EIRP}{4\pi \cdot du^2}\frac{Au}{Lu} = \frac{EIRP}{4\pi \cdot du^2}\frac{Gus \cdot \lambda u^2}{4\pi \cdot Lu} = \frac{EIRP \cdot Gus}{(4\pi \cdot du/\lambda u)^2 Lu} = \frac{EIRP \cdot Gus}{Lsu \cdot Lu}$	
Απώλειες ελεύθερου χώρου uplink	$Lsu = (4\pi \cdot du / \lambda u)^2$
Απολαβή κεραίας δορυφόρου στο uplink	$\mathrm{Gus} = \frac{4\pi \mathrm{Aeu}}{\lambda^2}$
Ισχύς θορύβου στον δέκτη του αναμεταδότη **K=1.38 E-23**, **T**: θερμοκρασία θορύβου στον δέκτη, **Bu** εύρος ζώνης δέκτη	**Nus=K*Tus*Bu**
Λόγος φέροντος σήματος προς θόρυβο στον δέκτη του αναμεταδότη $\left(\frac{C}{N}\right)_u = \frac{\Pr s}{Nus} = \frac{EIRPu}{K \cdot Bu}\left(\frac{Gus}{Tus}\right)\frac{1}{LusLu}$	ο λόγος **Gus/Tus** δίνεται από τον κατασκευαστή ως **(G/T)u** σε dB
Η παραπάνω σχέση εκφράζεται σε dB: $\left(\frac{C}{N}\right)_u (dB) = EIRPu(dBw) - Lus(dB) - Lu(dB) + \left(\frac{G}{T}\right)_u (dB) - K(dB) - Bu(dBHz)$ Όπου **K**(dB)=**-218.6** dBW/kHz	

Λόγος φέροντος σήματος προς θόρυβο στον δέκτη του αναμεταδότη	$\left(\frac{C}{N}\right)_D=\frac{EIRPd}{K\cdot Bd}\left(\frac{G}{T}\right)_d\frac{1}{LdsLd}$
Η παραπάνω σχέση εκφράζεται σε dB: $\left(\frac{C}{N}\right)_d(dB)=EIRPd(dBw)-Lds(dB)-Ld(dB)+\left(\frac{G}{T}\right)_d(dB)-K(dB)-Bd(dBHz)$	
Απώλειες ελεύθερου χώρου downlink	$Lds=(4\pi\cdot d_d/\lambda d)^2$
Ολική απολαβή σήματος ή θορύβου στο downlink	$\mathbf{A_d=G_xG_{dsat}L_d^{-1}L_{ds}^{-1}G_{dsd}}$
$\mathbf{N_{ΟΛΙΚΟΣ}=N_{us}A_d+N_d}$	$\left(\frac{C}{N}\right)^{-1}_{ΟΛΙΚΟΣ}=\left(\frac{C}{N}\right)^{-1}_u+\left(\frac{C}{N}\right)^{-1}_d$
Ενέργεια ανά bit σε joule	**Eb**
Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου	**No=kTs**
	C=Eb/Tb , Rb=1/Tb
$\frac{C}{N}=\frac{\frac{Eb}{Tb}}{NoB}=\frac{EbRb}{NoB}\Rightarrow\frac{Eb}{No}=\left(\frac{C}{N}\right)\left(\frac{B}{Rb}\right)$ εάν C/N ↓ τότε Rb↓ για να είναι Pb σταθερό	
Χωρητικότητα καναλιού **C** (θεώρημα Shannon):	**C**=$B\log_2(1+C/N)$ ή **C**=$R_bE_b/N_o[(BN_o/R_bE_b)\log_2(1+R_bE_b/BN_o)]$
Θεώρημα: $\lim_{x\to\infty}x\log_2\left(1+\frac{1}{x}\right)=\log_2 e=\frac{1}{\ln 2}=1.443$, Άρα $\lim_{B\to\infty}C=1.443Rb\frac{Eb}{No}$	
$Rb\leq 1.443Rb\frac{Eb}{No}$ ή $\frac{Eb}{No}\geq 0.693=-1.6dB$	
Πιθανότητα σφάλματος	$Pb=\frac{1}{2}erfc\left(\sqrt{\frac{Eb}{No}}\right)$
Τύπος Vis-Viva	$V=\sqrt{\mu\left(\frac{2}{r}-\frac{1}{\alpha}\right)}$
Περίοδος	$T=2\pi\frac{\alpha^{\frac{3}{2}}}{\sqrt{\mu}}$
μ=GM=3.9860E5	
Εάν T=24h α=42164,2km Re=6378.165km h=a-Re=36786km	
Απώλειες από σκόπευση $L_R=12\left(\frac{\Delta\theta}{\theta_{3dB}}\right)^2$, $\theta_{3dB}=70\left(\frac{\lambda}{D}\right)$ μοίρες $=1,22\left(\frac{\lambda}{D}\right)rad$,λ μήκος κύματος, D διάμετρος	
Δs=dΔθ	

Table 4.1 Link calculation of a single-carrier-per-transponder system

Uplink (14.25 GHz)	
Carrier EIRP	80 dBW
Free space loss	206.9 dB
Antenna tracking loss	1.2 dB
Satellite G/T	1.6 dB/K
Boltzmann's constant	− 228.6 dBW/K-Hz
Noise bandwidth	75.6 dB-Hz
$(C/N)_u$	26.5 dB
Downlink (11.95 GHz)	
Satellite EIRP	44 dBW
Free space loss	205.5 dB
Antenna tracking loss	0.9 dB
Earth station G/T	34.3 dB/K
Boltzmann's constant	− 228.6 dBW/K-Hz
Noise bandwidth	75.6 dB-Hz
$(C/N)_d$	24.9 dB
Total carrier-to-noise ratio	22.6 dB
Link E_b/N_0	20.4 dB

damental link equation (4.16) we can generalize the result to include their effect on both the uplink and the downlink. To do so we have to make the assumption that all interference signals including the AWGN are statistically independent wide-sense stationary random processes of zero means.

Table 4.2 Link calculation of a multiple-carriers-per-transponder system

Uplink (6 GHz)	
Saturation power flux density per carrier	− 103 dBW/m^2
Gain of an ideal 1-m^2 antenna	37 dB
Satellite G/T	− 7 dB/K
Boltzmann's constant	− 228.6 dBW/K-Hz
Noise bandwidth	46 dB-Hz
TWTA input back-off	11 dB
$(C/N)_u$	24.6 dB
Downlink (4 GHz)	
Saturation EIRP per carrier	13 dBW (36 − 10 log 200)
Free space loss	196 dB
Earth station G/T	22 dB/K
Boltzmann's constant	− 228.6 dBW/K-Hz
Noise bandwidth	46 dB-Hz
TWTA output back-off	6 dB
$(C/N)_d$	15.6 dB
Total carrier-to-noise ratio	15 dB
Link E_b/N_0	12.96 dB

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑΤΑ ΙΣΟΛΟΓΙΣΜΟΥ ΖΕΥΞΗΣ HELLAS-SAT

Παράδειγμα 1.

ΑΝΩ ΖΕΥΞΗ		
ΜΕΓΕΘΗ	ΤΙΜΕΣ	ΜΟΝΑΔΕΣ
Τροχιακή θέση του Hellas-Sat (Ανατολικά)	39	μοίρες
Γεωγραφικό πλάτος σταθμού εκπομπής	37,58	μοίρες
Γεωγραφικό μήκος σταθμού εκπομπής	23,43	μοίρες
Απόσταση δορυφόρου d_U	37.391,74	Km
Καθυστέρηση διάδοσης T_P	0,25	Sec
Γωνία ανύψωσης Ε	0,76	Radians
Συχνότητα φέροντος f_U	13,75	GHz
Μήκος Κύματος λ_U	0,02	M
Διάμετρος κεραίας σταθμού D	2	m
Ενεργό άνοιγμα κεραίας σταθμού εκπομπής A_{eff}	2,20	M
Συντελεστής απόδοσης της κεραίας σταθμού εκπομπής n_U	0,7	—
Κέρδος κεραίας του σταθμού G_U	51,22	dB
$(EIRP)_U$ σταθμού εκπομπής	71,22	dBW
Πυκνότητα ροής ισχύος Φ_U στο δορυφόρο	-91,23	dBW/m²
Απώλειες διαδρομής L_U	217,22	dB
Λαμβανόμενη ισχύς στον δορυφόρο P_{US}	-254,65	dBW
G/T δορυφόρου	11	dB/K
Διαθεσιμότητα ζεύξης	99%	—
C/ACI	24	dB
C/ASI	25	dB
C/IMP	28	dB
C/XPI	25	dB
Ρυθμός δεδομένων R_b	9,6	Kbps
Eb/No (dB)	30,42	dB
Ολικός λόγος σήματος-θορύβου $(C/N)_{U,T}$	4,68	dB

Πίνακας 1

ΚΑΤΩ ΖΕΥΞΗ

ΜΕΓΕΘΗ	ΤΙΜΕΣ	ΜΟΝΑΔΕΣ
Τροχιακή θέση του Hellas-Sat (Ανατολικά)	39	μοίρες
Γεωγραφικό πλάτος σταθμού λήψης	50,5	μοίρες
Γεωγραφικό μήκος σταθμού λήψης	4,2	μοίρες
Απόσταση δορυφόρου d_D	39.211,70	km
Καθυστέρηση διάδοσης T_P	0,26	Sec
Γωνία ανύψωσης Ε	0,41	Radians
Συχνότητα φέροντος f_D	11	GHz
Μήκος Κύματος λ_D	0,03	m
Διάμετρος κεραίας σταθμού D	1,5	m
Ενεργό άνοιγμα κεραίας σταθμού εκπομπής A_{eff}	1,06	m
Συντελεστής απόδοσης της κεραίας σταθμού εκπομπής n_D	0,6	—
Κέρδος κεραίας του σταθμού G_D	42,53	dB
$(EIRP)_{SL}$ δορυφόρου	55	dBW
Πυκνότητα ροής ισχύος Φ_D στο σταθμό λήψης	-48,86	dBW/m²
Απώλειες διαδρομής L_D	204,92	dB
Λαμβανόμενη ισχύς από τον σταθμό P_R	-252,52	dBW
G/T σταθμού	13,8	dB/K
Διαθεσιμότητα ζεύξης	99,7%	—
C/ACI	24	dB
C/ASI	23	dB
C/IMP	25	dB
C/XPI	27	dB
Ρυθμός δεδομένων R_b	4,8	Kbps
Eb/No (dB)	21,78	dB
Ολικός λόγος σήματος-θορύβου $(C/N)_{D,T}$	6,02	dB

Πίνακας 2

Λογος σήματος-θορύβου-ολικής ζεύξης:

$$\left(\frac{C}{N}\right)^{-1}_{TOTAL} = \left(\frac{C}{N}\right)^{-1}_{U,T} + \left(\frac{C}{N}\right)^{-1}_{D,T} = (4,68)^{-1} + (6,02)^{-1} = \mathbf{0,38}$$

Παράδειγμα 2.

ΑΝΩ ΖΕΥΞΗ		
ΜΕΓΕΘΗ	ΤΙΜΕΣ	ΜΟΝΑΔΕΣ
Τροχιακή θέση του Hellas-Sat (Ανατολικά)	39	μοίρες
Γεωγραφικό πλάτος σταθμού εκπομπής	37	μοίρες
Γεωγραφικό μήκος σταθμού εκπομπής	21	μοίρες
Απόσταση δορυφόρου d_U	37.420,25	Km
Καθυστέρηση διάδοσης T_P	0,25	Sec
Γωνία ανύψωσης E	0,75	Radians
Συχνότητα φέροντος f_U	13,5	GHz
Μήκος Κύματος λ_U	0,02	M
Διάμετρος κεραίας σταθμού D	0.9	m
Ενεργό άνοιγμα κεραίας σταθμού εκπομπής A_{eff}	0,38	M
Συντελεστής απόδοσης της κεραίας σταθμού εκπομπής n_U	0,6	—
Κέρδος κεραίας του σταθμού G_U	36,01	dB
$(EIRP)_U$ σταθμού εκπομπής	56,01	dBW
Πυκνότητα ροής ισχύος Φ_U στο δορυφόρο	-106,45	dBW/m^2
Απώλειες διαδρομής L_U	210,29	dB
Λαμβανόμενη ισχύς στον δορυφόρο P_{US}	-262,99	dBW
G/T δορυφόρου	11	dB/K
Διαθεσιμότητα ζεύξης	99,7%	—
C/ACI	24	dB
C/ASI	25	dB
C/IMP	28	dB
C/XPI	25	dB
Ρυθμός δεδομένων R_b	9,6	Kbps
Eb/No (dB)	29,54	dB
Ολικός λόγος σήματος-θορύβου $(C/N)_{U,T}$	3,80	dB

Πίνακας 3

ΚΑΤΩ ΖΕΥΞΗ

ΜΕΓΕΘΗ	ΤΙΜΕΣ	ΜΟΝΑΔΕΣ
Τροχιακή θέση του Hellas-Sat (Ανατολικά)	39	μοίρες
Γεωγραφικό πλάτος σταθμού λήψης	51,3	μοίρες
Γεωγραφικό μήκος σταθμού λήψης	0,1	μοίρες
Απόσταση δορυφόρου d_D	39.455,95	km
Καθυστέρηση διάδοσης T_P	0,26	sec
Γωνία ανύψωσης E	0,37	Radians
Συχνότητα φέροντος f_D	11,5	GHz
Μήκος Κύματος λ_D	0,03	m
Διάμετρος κεραίας σταθμού D	1	m
Ενεργό άνοιγμα κεραίας σταθμού εκπομπής A_{eff}	0,43	m
Συντελεστής απόδοσης της κεραίας σταθμού εκπομπής n_D	0,55	—
Κέρδος κεραίας του σταθμού G_D	39,02	dB
$(EIRP)_{SL}$ δορυφόρου	55	dBW
Πυκνότητα ροής ισχύος Φ_D στο σταθμό λήψης	-47,91	dBW/m²
Απώλειες διαδρομής L_D	202,22	dB
Λαμβανόμενη ισχύς από τον σταθμό P_R	-253,78	dBW
G/T σταθμού	14	dB/K
Διαθεσιμότητα ζεύξης	99,7%	—
C/ACI	24	dB
C/ASI	23	dB
C/IMP	27	dB
C/XPI	25	dB
Ρυθμός δεδομένων R_b	4,8	Bps
Eb/No (dB)	21,79	dB
Ολικός λόγος σήματος-θορύβου $(C/N)_{D,T}$	6,02	dB

Πίνακας 4

ΠΡΟΒΛΗΜΑ 1^o : Απόσταση και Γωνίες Αζιμουθίου και Ανύψωσης Σταθμού Ζεύξης με Γεωστατικό Δορυφόρο

Θέλουμε να τοποθετήσουμε δορυφορική κεραία για τον Hellas-Sat στο αεροδρόμιο της Λήμνου το οποίο ευρίσκεται στο στίγμα (39^o 55’ 20’’ N, 25^o 13’ 58’’ E). Να ευρεθούν οι γωνίες αζιμουθίου A και ανύψωσης E από τον Hellas-Sat σε μοίρες, καθώς και η απόσταση ζεύξης d επίγειου σταθμού – δορυφόρου σε Km.

ΠΡΟΒΛΗΜΑ 2^o : Ισολογισμός Ζεύξης Γεωστατικού Δορυφόρου

Σε δορυφορική ζεύξη με Γεωστατικό δορυφόρο δίδονται τα ακόλουθα στοιχεία :

a. Άνω Ζεύξη - Uplink

1. Συχνότητα f_u=13,75 GHz
2. Απόσταση σταθμού-δορυφόρου = 38500 Km
3. Ισχύς Πομπού Σταθμού P_t =40 dBW
4. Απολαβή (Gain) παραβολικής κεραίας G_t= 37 dB
5. Απώλεια εκ κακής σκόπευσης κεραίας = 0,8 dB
6. Λόγος G/T δορυφόρου = 1,85 dB/K
7. Εύρος Ζώνης Δέκτη Δορυφόρου = 33 MHz

b. Κάτω Ζεύξη - Downlink

8. Συχνότητα f_u=12,75 GHz
9. Απόσταση σταθμού-δορυφόρου = 41800 Km
10. EIRP Δορυφόρου =47 dBW
11. Απώλεια εκ κακής σκόπευσης κεραίας = 1.2 dB
12. Λόγος G/T Επίγειου Σταθμού Λήψης = 36,5 dB/K
13. Εύρος Ζώνης Δέκτη Σταθμού = 33 MHz

Υποθέστε ότι όλες οι άλλες απώλειες ειναι 0 dB.

Να υπολογισθούν **(α)** Λόγος Ισχύος Σήματος Θορύβου $(C/No)_u$ σε dB στην άνω ζεύξη, **(β)** Λόγος Ισχύος Σήματος Θορύβου $(C/No)_d$ σε dB στην κάτω ζεύξη, **(γ)** Ολικός Λόγος Ισχύος Σήματος Θορύβου $(C/No)_{T,}$ σε dB και **(δ)** εάν B=6 MHz kai R_b=4 Mbps να ευρεθεί ο λόγος E_b/N_o σε dB.

ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ

ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ	*Γεωστατικό Δορυφορικό σύστημα πολλαπλών καλύψεων*
ΤΡΟΧΙΑΚΗ ΘΕΣΗ	*39° Ανατολικά*
ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΟ ΦΟΡΤΙΟ	*30 αναμεταδότες των 36 MHz (συν 8 εφεδρικοί). Εξ αυτών έως 12 στην σταθερή δέσμη F1, έως 6 στην σταθερή δέσμη F2, έως 12 στην κινητή δέσμη S1 και έως 6 στην κινητή δέσμη S2.*
ΚΑΛΥΨΗ	*Πανευρωπαϊκή για τις σταθερές δέσμες F1 και F2,* *Οι κινητές δέσμες μπορούν να στραφούν για να καλύπτουν δύο από τις εξής περιοχές: Νότιος Αφρική, Μέση Ανατολή, Νότιο-ανατολική Ασία, μέρος της Ινδίας, μέρος της Αυστραλίας.*
EIRP ΚΑΘΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΕΩΣ	*53 dBW στο κέντρο της δέσμης για τις σταθερές δέσμες* *51 dBW στο κέντρο της δέσμης για τις κινητές δέσμες*
G/T ΑΝΟΔΙΚΗΣ ΖΕΥΞΕΩΣ	*+6 dB/K στο κέντρο της δέσμης για τις σταθερές δέσμες* *+3 dB/K στο κέντρο της δέσμης για τις κινητές δέσμες*
ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ	*Ku-band* *Καθοδική ζεύξη 10.95-11.2/11.45-11.70/12.50-12.75 GHz* *Ανοδική ζεύξη 13.75-14.5 GHz* *Beacon 11.4515 GHz (Κάθετη)*

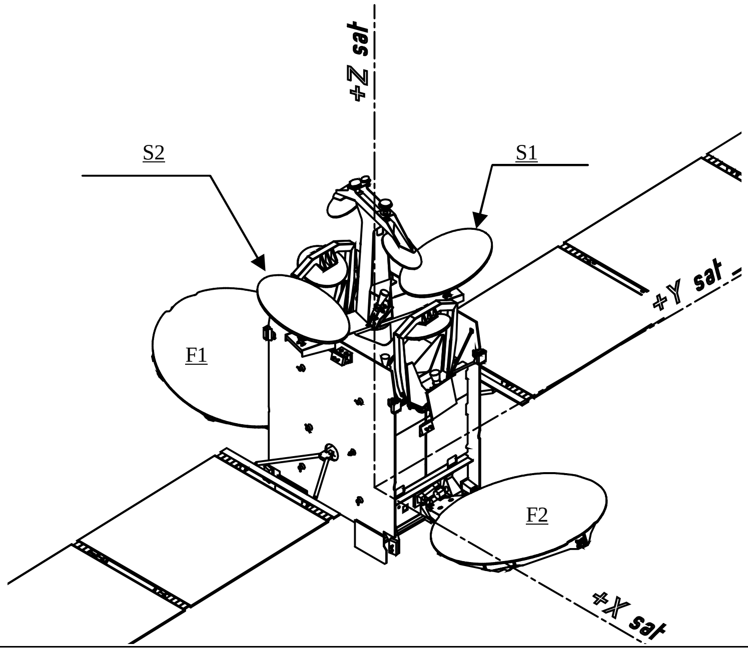
ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ

ΠΟΛΩΣΗ	Κάθετη/Οριζόντια
SFD ΣΕ 0dB ΕΞΑΣΘΕΝΗΣΗ, G/T=0	-92 dBW/m2
ΠΕΡΙΟΧΗ ΕΞΑΣΘΕΝΙΣΗΣ ΚΑΝΑΛΙΟΥ	18 dB
ΤΡΟΠΟΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΑΝΑΜΕΤΑΔΟΤΗ	Fixed Gain Mode (FGM) / Automatic Level Control (ALC)
ΔΙΑΤΗΡΗΣΗ ΘΕΣΕΩΣ	0.03°
ΧΡΟΝΟΣ ΖΩΗΣ	15 έτη
ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΗΣ	ASTRIUM
ΟΧΗΜΑ (ΕΚΤΟΞΕΥΤΗΣ)	Atlas V 401

ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ

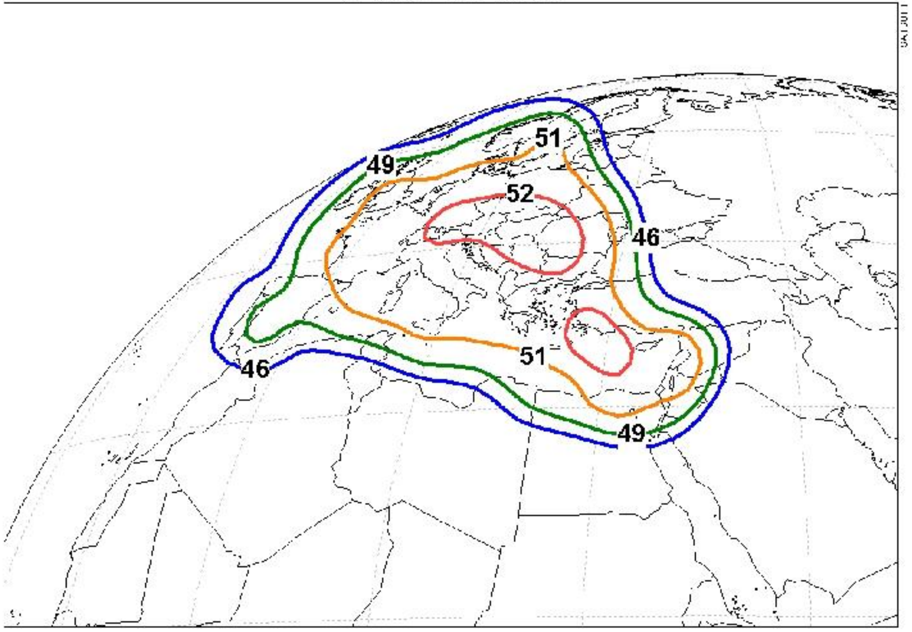
ΜΑΖΑ ΚΑΤΆ ΤΗΝ ΕΚΤΟΞΕΥΣΗ	*4,150 kg*
ΜΑΖΑ ΧΩΡΙΣ ΚΑΥΣΙΜΟ	*1,729 kg*
ΕΚΠΕΤΑΣΜΑ	*2 x 9.72m ηλιακοί συλλέκτες*
ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΙΣΧΥΣ	*5.6 kW*
ΠΟΜΠΟΙ	*100 W TWTA*
ΕΦΕΔΡΕΙΑ ΠΟΜΠΩΝ	*38:30*
ΕΦΕΔΡΕΙΑ ΔΕΚΤΩΝ	*3:2 για την F1* *2:1 για την F2* *2:1 για την S1* *3:2 για την S2*

ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ



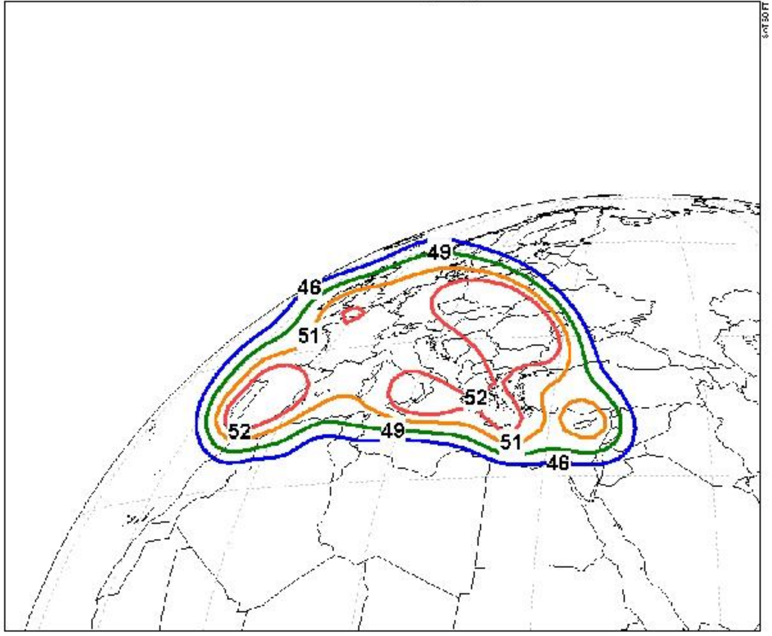
ΚΑΛΥΨΗ F1

F1 BEAM - EIRP (dBW)

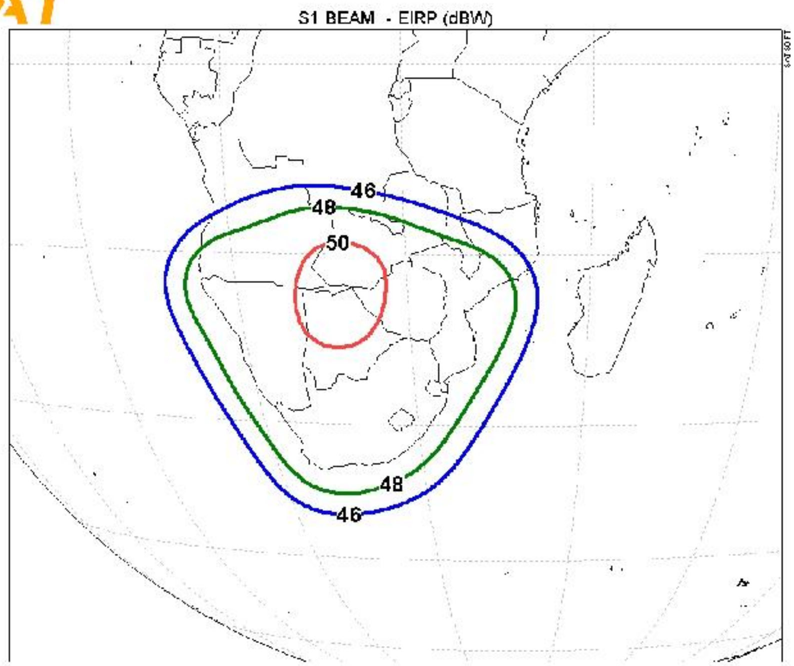


ΚΑΛΥΨΗ F2

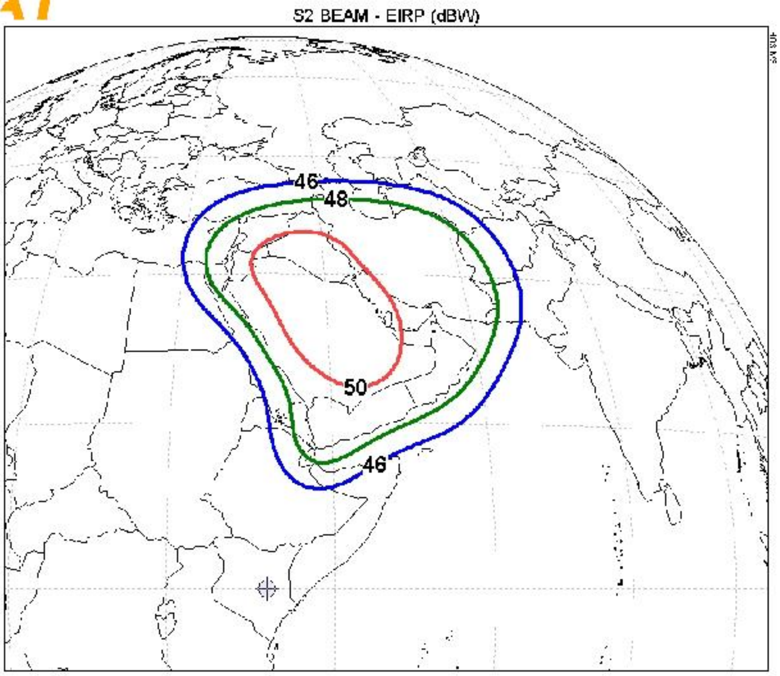
F2 BEAM - EIRP (dBW)

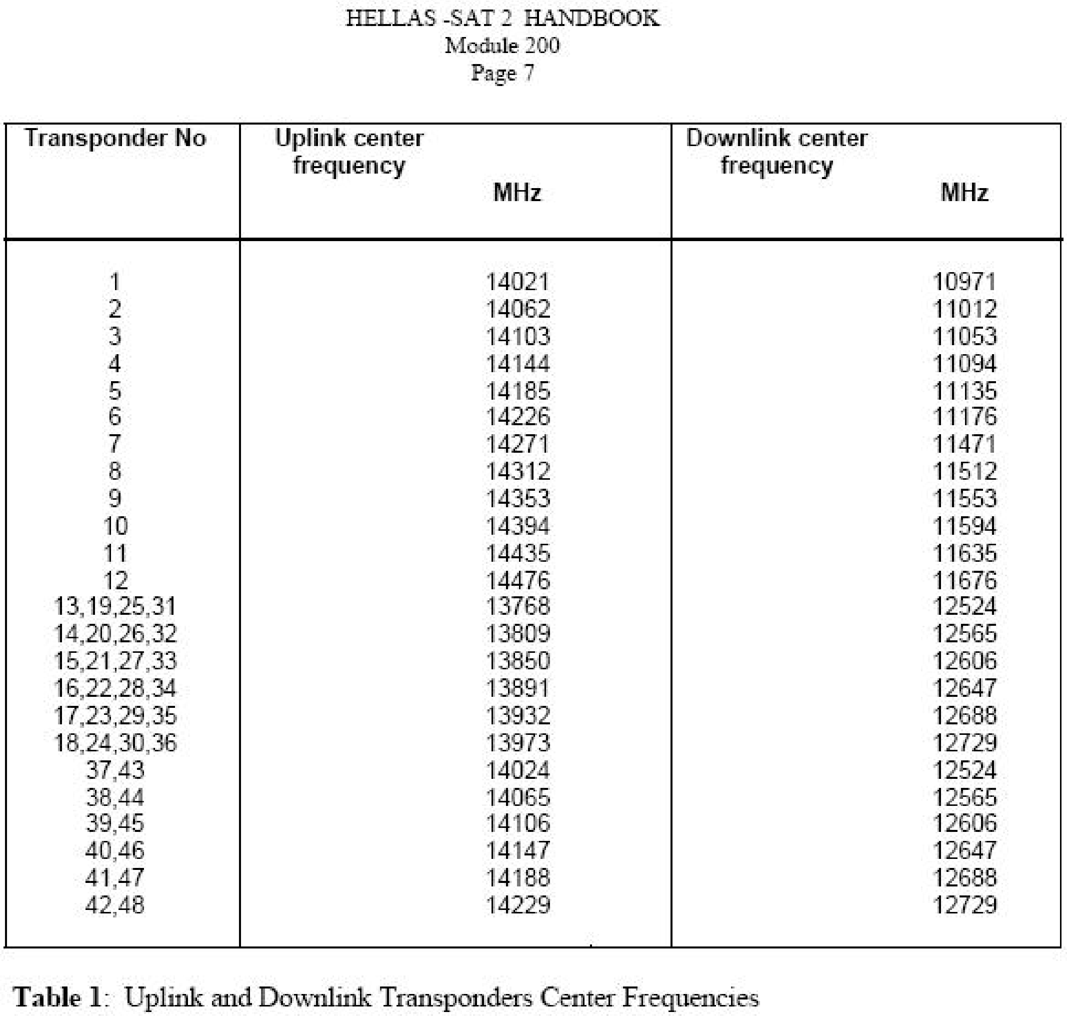


ΕΝΔΕΙΚΤΙΚΗ ΚΑΛΥΨΗ S1



ΕΝΔΕΙΚΤΙΚΗ ΚΑΛΥΨΗ S2





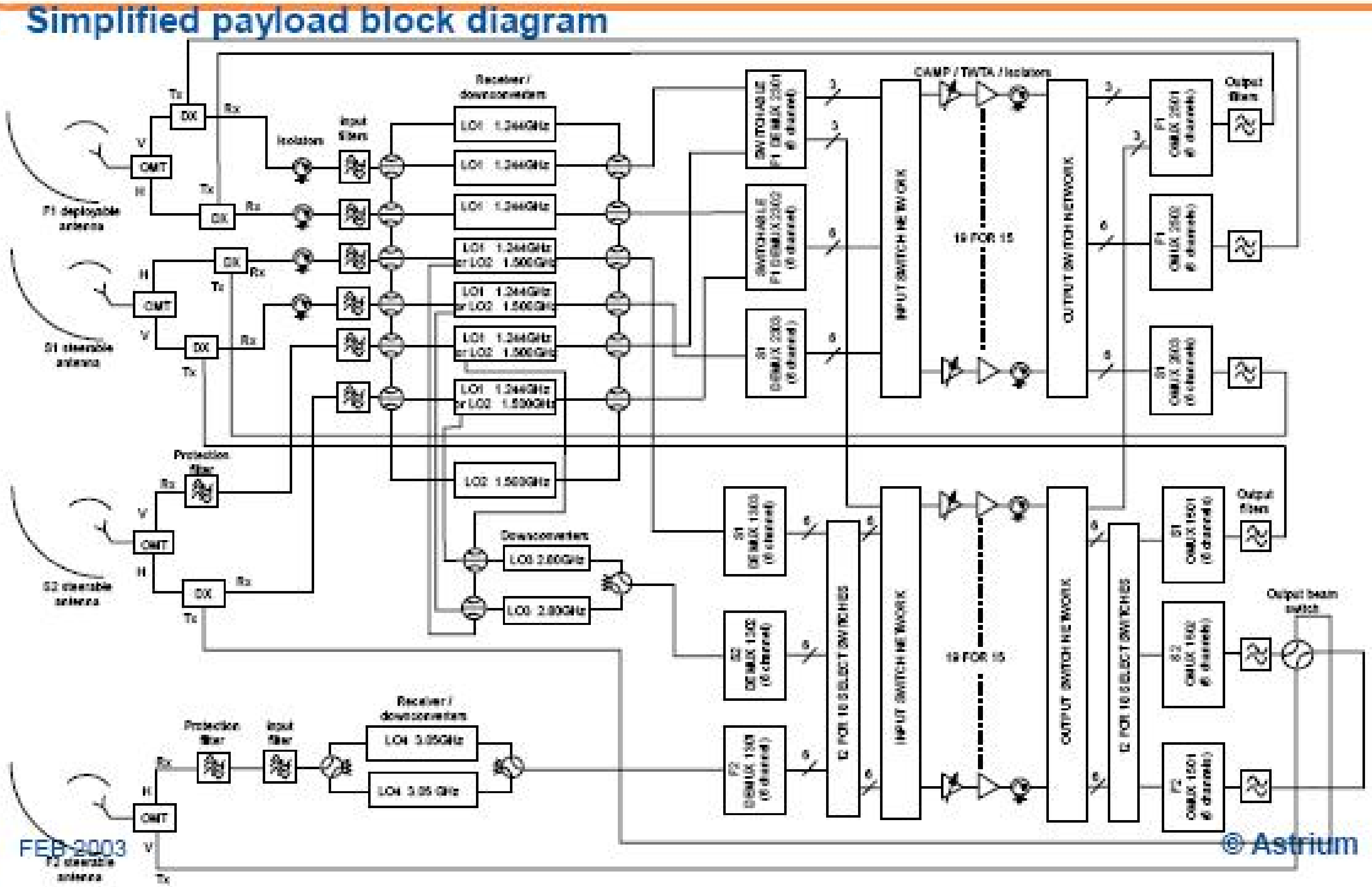
HELLAS -SAT 2 HANDBOOK
Module 200
Page 7

Transponder No	Uplink center frequency MHz	Downlink center frequency MHz
1	14021	10971
2	14062	11012
3	14103	11053
4	14144	11094
5	14185	11135
6	14226	11176
7	14271	11471
8	14312	11512
9	14353	11553
10	14394	11594
11	14435	11635
12	14476	11676
13,19,25,31	13768	12524
14,20,26,32	13809	12565
15,21,27,33	13850	12606
16,22,28,34	13891	12647
17,23,29,35	13932	12688
18,24,30,36	13973	12729
37,43	14024	12524
38,44	14065	12565
39,45	14106	12606
40,46	14147	12647
41,47	14188	12688
42,48	14229	12729

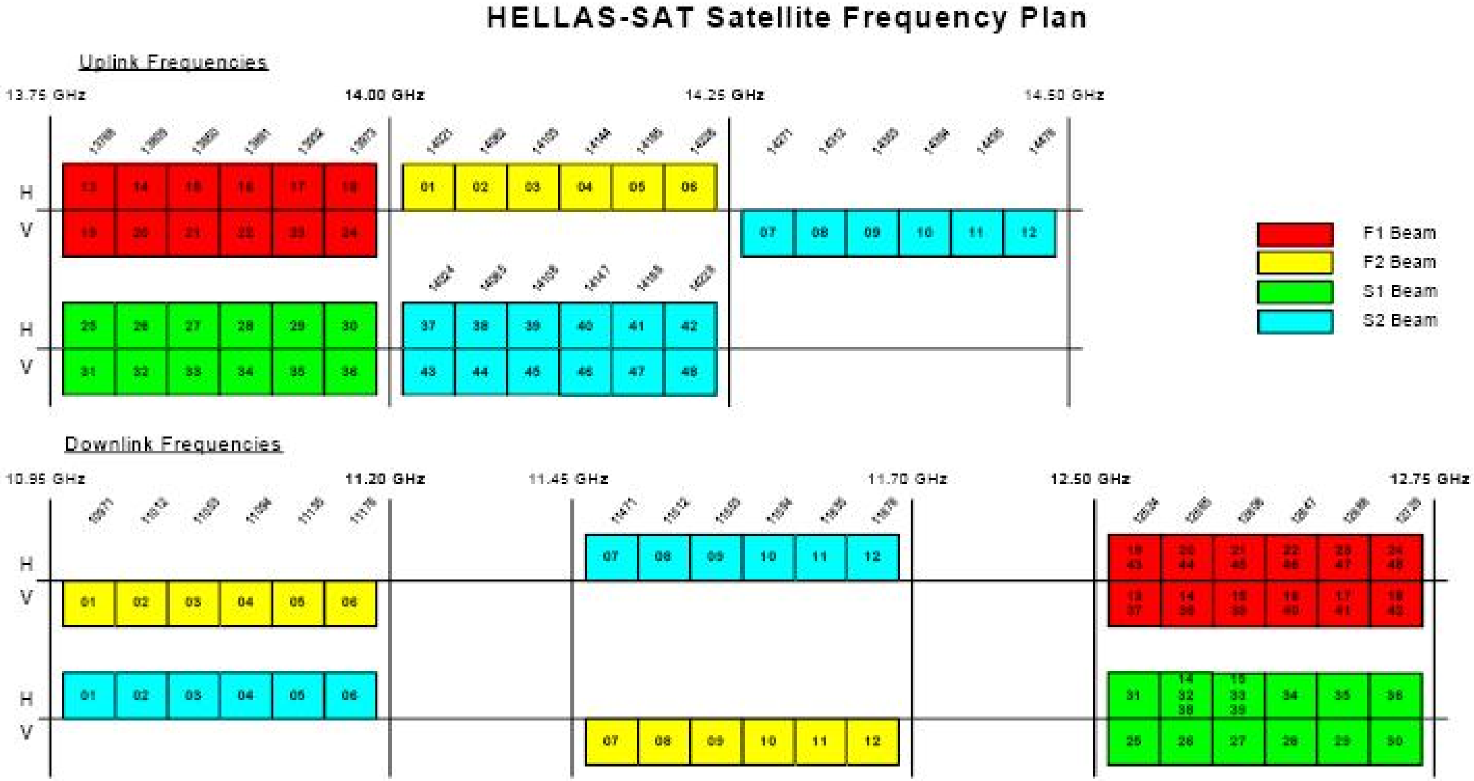
Table 1: Uplink and Downlink Transponders Center Frequencies

ARCHITECTURE : PAYLOAD BLOCK DIAGRAM

- Simplified payload block diagram



© Astrium



Notes:

The downlink channels 01-06, 07-12 and 25-30 can be switched on channel by channel basis but cannot operate simultaneously more than 12. Switching will follow the block order (01,07,30), (02,08,29)...

Channels 37 up to 48 of beam S2 can be downlinked on a channel by channel basis

Channels 32,33 of S1 can be linked with channels 14,15 of beam F1 and/or channels 38,39 of beam S2

When beam F2 is downlinked in beam S2, then beam S2 has to be downlinked to beam F2

30 total transponders are active all the time

Transponder numbers are unique

Figure 2: Hellas-Sat 2 Frequency Plan

ΣΧΟΛΗ Ν. ΔΟΚΙΜΩΝ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ
Καθ. Ι. Α. Κούκος

ΒΡΟΧΟΙ ΚΛΕΙΔΩΣΗΣ ΦΑΣΗΣ – PHASE LOCK LOOPS

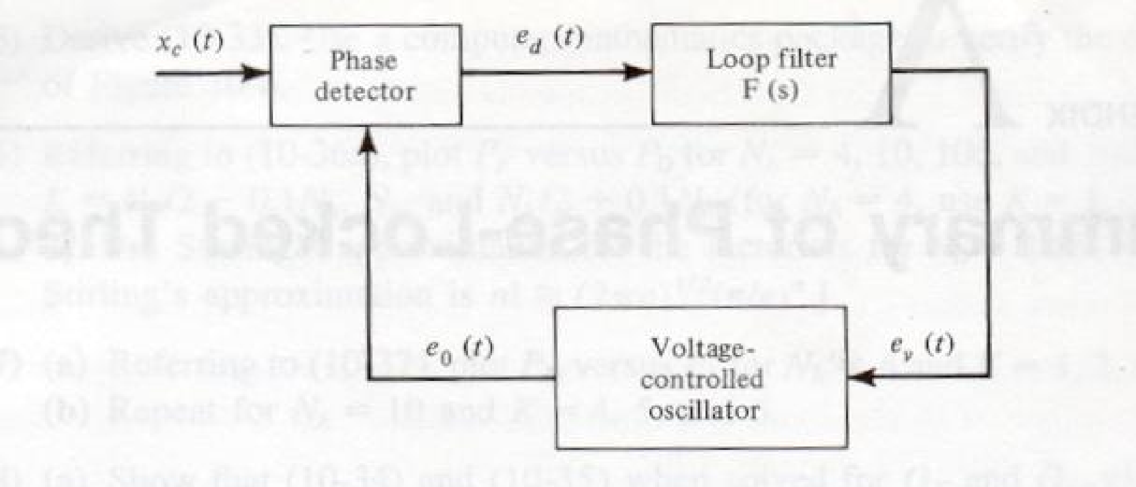
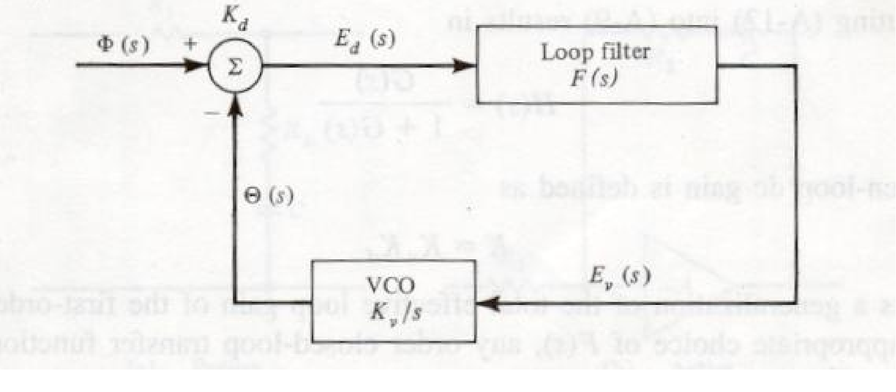


FIGURE A-1. General-order phase-locked-loop block diagram.

1. Είσοδος Ημιτονοειδούς Σήματος $x_c(t) = A_c \sin(2\pi f_o t + \theta(t))$
2. Θόρυβος εισόδου : $n(t) = n_c(t)\cos(2\pi f_o t) + n_s(t)\sin(2\pi f_o t)$
3. Έξοδος ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση εισόδου (VCO) : $e_o(t) = A_v \cos(2\pi f_o t + \hat{\theta}(t))$

   Όπου $\hat{\theta}(t)$ = εκτίμηση εισερχόμενης φάσεως από τον PLL
4. Έξοδος Φωρατού Φάσεως (Phase Detector) : $e_d(t) = K_d \sin\varphi$, $\varphi = \theta - \hat{\theta}$, σφάλμα φάσεως, (phase error).
5. Λειτουργία VCO : $d\hat{\theta}/dt = K_v e_v(t)$
6. Λειτουργία PD : $e_d(t) = \mathrm{LPF}[\, x_c(t)\cdot e_o(t)]$ δηλαδή απόρριψη όρων με άθροισμα συχνοτήτων
7. Γινόμενο σήματος : $K_m x_c(t)\cdot e_o(t) = K_m A_c A_v[\sin(\theta - \hat{\theta}) + \sin(4\pi f_o t + \theta + \hat{\theta})]/2$

   άρα $K_d = A_c A_v K_m/2$ όπου K_m συντελεστής πολλαπλασιαστή.
8. Γινόμενο θορύβου $K_m n(t)\cdot e_o(t) = K_m A_v[n_c(t)\cos(\theta - \hat{\theta}) + n_s(t)\sin(\theta - \hat{\theta})]/2$ όπου οι όροι θορύβου με άθροισμα συχνοτήτων έχουν παραλειφθεί επειδή ο βρόχος δεν ανταποκρίνεται σε τέτοιες υψηλές συχνότητες
9. Γραμμική Λειτουργία PLL : $\varphi \ll \pi/2$ τότε $\sin\varphi \approx \varphi$ και $e_d(t) \approx K_d\, \varphi$



10. Μετασχηματισμός Laplace στον γραμμικοποιημένο PLL

- Phase detector $E_d(s) = K_d\,[\Theta(s) - \hat{\Theta}(s)] = K_d\,\Phi(s)$
- Έξοδος Φίλτρου Βρόχου : $E_v(s) = F(s)\,E_d(s)$
- Έξοδος VCO : $\hat{\Theta}(s) = K_v\,E_v(s) / s$
- Συνάρτηση Μεταφοράς κλειστού βρόχου

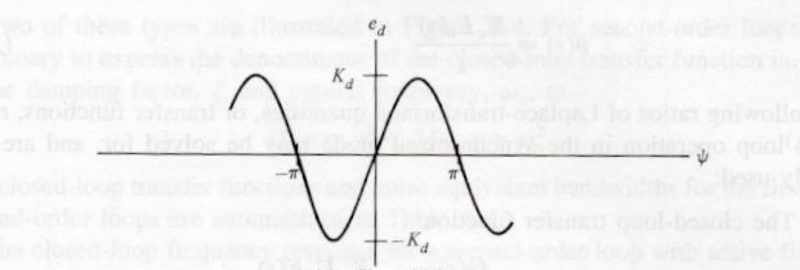
$$H(s) = \frac{\hat{\Theta}(s)}{\Theta(s)} = \frac{KF(s)}{s + KF(s)}$$

όπου $K = K_v K_d$ είναι η απολαβή DC του ανοιχτού βρόχου.

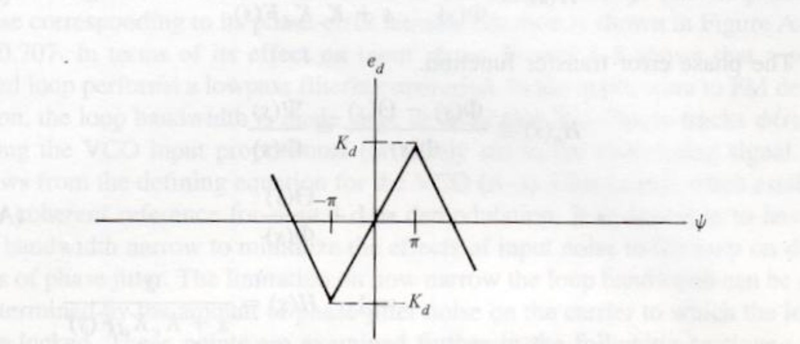
- Συνάρτηση Μεταφοράς Σφάλματος Φάσεως

$$H_e(s) = \frac{\Phi(s)}{\Theta(s)} = 1 - \frac{\hat{\Theta}(s)}{\Theta(s)} = 1 - \mathrm{H}(s) = \frac{s}{s + KF(s)}$$

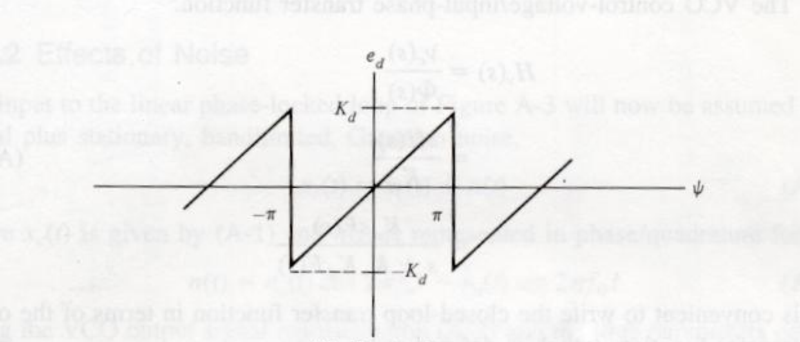
- Γραμμικές Χαρακτηριστικές Φωρατού Φάσεως



(a) Sinusoidal



(b) Triangular



(c) Sawtooth

FIGURE A-2. Phase detector characteristics.

- Απόκριση Βρόχου στο Συναρτησιακό Πολυώνυμο φάσης εισόδου:

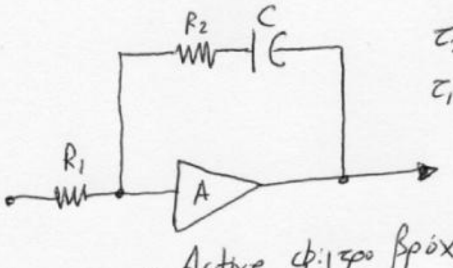
$$\theta(t) = \left(\Delta\theta + \Delta\omega . t + \tfrac{1}{2}\Delta\dot{\omega} . t^2 + \tfrac{1}{6}\Delta\ddot{\omega} t^3 + \cdots\right) u(t)$$

— Βήμα — Ράμπα — Παραβολή — Παραβολή Συχνότητος —

- Μετασχηματισμός Laplace $\quad \Theta(s) = \frac{\Delta\theta}{s} + \frac{\Delta\omega}{s^2} + \frac{\Delta\dot{\omega}}{s^3} + \frac{\Delta\ddot{\omega}}{s^4} + \cdots$

Τάξεις PLL

- 1η Τάξη $\quad F(s) = 1$
- 2α Τάξη (ενεργό) $\quad F(s) = \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1}$

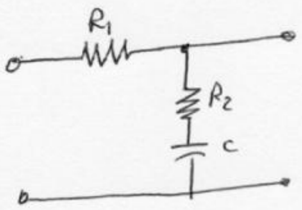


$\tau_2 = R_2 C$

$\tau_1 = R_1 C$

- Active φίλτρο βρόχου

- 2α Τάξη (παθητικό) $\quad F(s) = \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1 + 1}$



- 3η Τάξη $\quad F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s} + \frac{1}{\tau_1 \tau_3 s^2}$

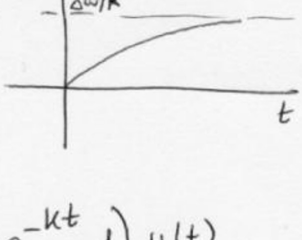
Θεώρημα Τελικής Τιμής: $\lim_{t \to \infty} \varphi(t) \equiv \varphi(\infty) = \lim_{s \to 0} s\Phi(s)$

Βρόχος 1ης Τάξης: $\quad \Phi(s) = H_e(s)\,\Theta(s) = \frac{s}{s+K}\Theta(s)$

① step: $\quad s\Phi(s) = \frac{s^2}{s+k}\frac{\Delta\theta}{s} = \frac{s}{s+k} \longrightarrow 0$ άρα $\varphi(\infty) = 0$

- $\phi(t) = \Delta\theta e^{-kt} u(t)$

② Ράμπα $\theta(t) = \Delta\omega . t \rightsquigarrow \varphi(t) = \frac{\Delta\omega}{k}\left(1 - e^{-kt}\right)u(t)$



$$\varphi(\infty) = \frac{s^2}{s+k}\frac{\Delta\omega}{s^2}\Big|_{s=0} = \frac{\Delta\omega}{k}$$

③ Παραβολή $\theta(t) = \frac{1}{2}\Delta\dot{\omega} t^2 \rightsquigarrow \varphi(t) = \frac{\Delta\dot{\omega}}{k^2}\left(kt + e^{-kt} - 1\right)u(t)$

$$\varphi(\infty) = \frac{s^2}{s+k}\frac{\Delta\dot{\omega}}{s^3}\Big|_{s=0} = \frac{\Delta\dot{\omega}}{s(s+k)}\Big|_{s=0} = \infty$$

Βρόχος 2α Τάξεως (ενεργό φίλτρο)

· Συνάρτηση Μεταφοράς $H(s)=\frac{s^2}{D(s)}$

$$D(s)=s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2$$

ζ = παράγων απόσβεσης (damping factor)

ω_n = natural frequency βρόχου

όπου $\omega_n^2=\frac{K}{\tau_1}$ και $\zeta=\frac{\tau_2\omega_n}{2}$

· Συνήθης αξία $\zeta=\frac{\sqrt{2}}{2}$ = 0,707 ώστε να μη υπάρχει ούτε υπεραπόσβεση ούτε υποαπόσβεση

· Τελική Τιμή για $\theta(t)=\Delta\theta+\Delta\omega t+\frac{1}{2}\Delta\dot{\omega}t^2$

$$s\Phi(s)=\frac{s^3}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2}\left(\frac{\Delta\theta}{s}+\frac{\Delta\omega}{s^2}+\frac{\Delta\dot{\omega}}{s^3}\right)\xrightarrow[s\to 0]{}\frac{\Delta\dot{\omega}}{\omega_n^2}$$

Δηλαδή τελική τιμή σφάλματος φάσης σε βρόχο 2ας τάξεως

$\varphi_{ss}=\frac{\Delta\dot{\omega}}{\omega_n^2}$ Επειδή το σφάλμα φάσης ενυπάρχει στην ημιτονοειδή χαρακτηριστική του PD $\sin\varphi_{ss}=\frac{\Delta\dot{\omega}}{\omega_n^2}\leq 1$ Άρα $\Delta\dot{\omega}\leq\omega_n^2$

Άρα η μέγιστη αλλαγή συχνότητος που γίνεται ανεκτή χωρίς να ξεκλειδώνει ο βρόχος $\Delta\dot{\omega}_{max}=\omega_n^2\ \frac{rad}{sec}$

· Εύρος Ζώνης Θορύβου Βρόχου

$$B_n=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\infty}|H(\omega)|^2d\omega\ \ Hz=\begin{cases}\frac{A_cK}{4} & \text{1ης Τάξης}\\ \frac{1}{2}\omega_n\left(\zeta+\frac{1}{4\zeta}\right) & \text{2ας τάξεως}\end{cases}$$

TABLE A-1. Transfer Functions and Parameters for First- and Second-Order Phase-Locked Loops

Loop Filter, $F(s)$	Natural Frequency,[a] ω_n (rad/s)	Damping Factor ζ	Closed-Loop Transfer Function, $H(s)$	Error Transfer Function, $1 - H(s)$	Single-Sided Noise/Equivalent Bandwidth[b,c] (Hz)
1 (first order)	K	—	$\frac{K}{s + K}$	$\frac{s}{s + K}$	$\frac{K}{4}$
$\frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1 + 1}$ (passive, second order)	$\sqrt{\frac{K}{\tau_1}}$	$\frac{\omega_n}{2}(\tau_2 + K^{-1})$	$\frac{(2\zeta\omega_n - \omega_n^2/K)s + \omega_n^2}{D(s)}$	$\frac{s^2 + \omega_n^2 s/K}{D(s)}$	$\frac{K\tau_2(1/\tau_2^2 + K/\tau_1)}{4(K + 1/\tau_2)}$
$\frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1}$ (active, second order)	$\sqrt{\frac{K}{\tau_1}}$	$\frac{\tau_2\omega_n}{2}$	$\frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{D(s)}$	$\frac{s^2}{D(s)}$	$\frac{1}{2}\omega_n\left(\zeta + \frac{1}{4\zeta}\right)$
$\frac{1}{s\tau + 1}$ (lag, second order)	$\sqrt{\frac{K}{\tau}}$	$\frac{1}{2\sqrt{K\tau}}$	$\frac{\omega_n^2}{D(s)}$	$\frac{s^2 + 2\zeta\omega_n}{D(s)}$	$\frac{K}{4}$

[a] $K = K_v K_d$.

[b] The noise equivalent bandwidth of a filter with transfer function $H(f)$ and maximum gain H_0 is given by $B_N = (1/H_0^2)\int_0^\infty |H(f)|^2\, df$.

[c] For a second-order loop with $\zeta = 0.5$, $B_L = 0.5\omega_n$; with $\zeta = 1/\sqrt{2}$, $B_L = 0.53\omega_n$. B_L is the single-sided noise equivalent bandwidth in hertz, and the dimensions of ω_n are rad/s.

The Laplace transform inversion of (A-39) in response to a frequency ramp, (A-42), and parabola in frequency, (A-43), yields, respectively, the following transient response for $\zeta < 1$:

$$\psi_p(t) = \frac{\Delta\dot{\omega}}{\omega_n^2}\left\{1 - e^{-\zeta\omega_n t}\left[\cos(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\,t) + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\,t)\right]\right\}u(t) \qquad \text{(A-51)} \quad \text{(frequency ramp)}$$

$$\psi_{fp}(t) = \frac{\Delta\ddot{\omega}}{\omega_n^3}\left\{\omega_n t - 2\zeta + 2\zeta e^{-\zeta\omega_n t}\left[\cos(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\,t) - \frac{1-2\zeta^2}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}\sin\left(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\,t\right)\right]\right\}u(t) \qquad \text{(A-52)}$$

[frequency parabola]

Figure A-11 shows the transient phase error due to an input ramp in frequency, and Figure A-12 shows the transient phase error due to a parabolic frequency input. For the frequency ramp, it is is seen that the steady-state phase error is

$$\psi_{ss,p} = \frac{\Delta\dot{\omega}}{\omega_n^2} \qquad \text{(A-53)}$$

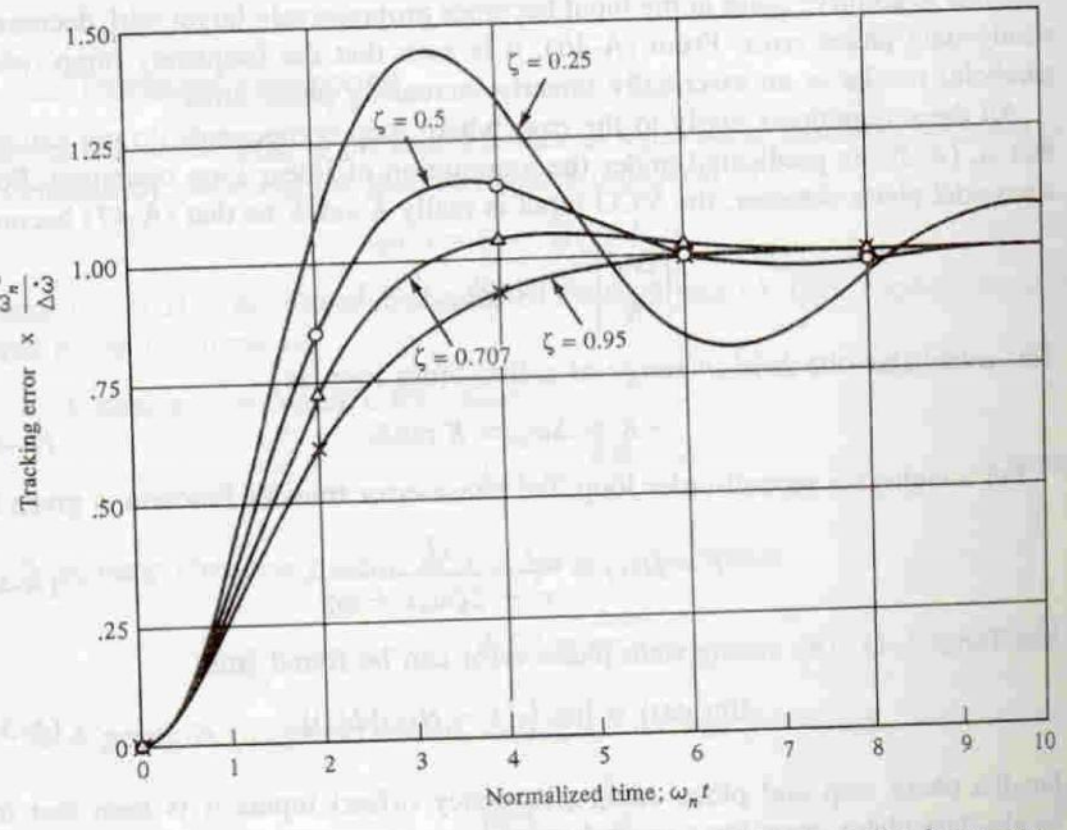


FIGURE A-11. Second-order phase-locked-loop tracking error for frequency ramp input.

* EXAMPLE OF A Steady state Phase Error for a 3rd order PLL
ANALOG PLL due to Jark

Ω_o = spacecraft speed (m/s)
Λ_o = spacecraft acceleration (m/s^2)
J_o = " jark (m/s^3)

Instantaneous doppler of the form

$$d(t) = \frac{\omega_i}{c}\left(\Omega_o + \Lambda_o t + \frac{1}{2} J_o t^2\right) \rightarrow \hat{\theta}(t) = \frac{\omega_i}{c}\left(\Omega_o t + \frac{\Lambda_o t^2}{2} + \frac{J_o t^3}{6}\right)$$

$$F(s) = \frac{1+\tau_2 s}{\tau_1 s} + \frac{1}{\tau_1 \tau_3 s^2}$$

$r = AK\tau_2^2/\tau_1$
$k = \tau_2/\tau_3$

$$H(s) = \frac{AKF(s)}{s + AKF(s)} = \frac{rk + r\tau_2 s + r(\tau_2 s)^2}{rk + r\tau_2 s + r(\tau_2 s)^2 + (\tau_2 s)^3}$$

Phase Error

$$\phi(t) \xrightarrow{L} \Phi(s) = \frac{\omega_i}{c}\left[1 - H(s)\right]\left[\frac{\Omega_o}{s^2} + \frac{\Lambda_o}{s^3} + \frac{J_o}{s^4}\right]$$

Steady-State Phase Error

$$\phi_{ss} = \frac{\omega_i}{c}\frac{J_o}{rk}\left[\frac{r}{4B_L}\left(\frac{r-k+1}{r-k}\right)\right]^3 \approx 5 \times 10^{-7} \text{ cycles}$$

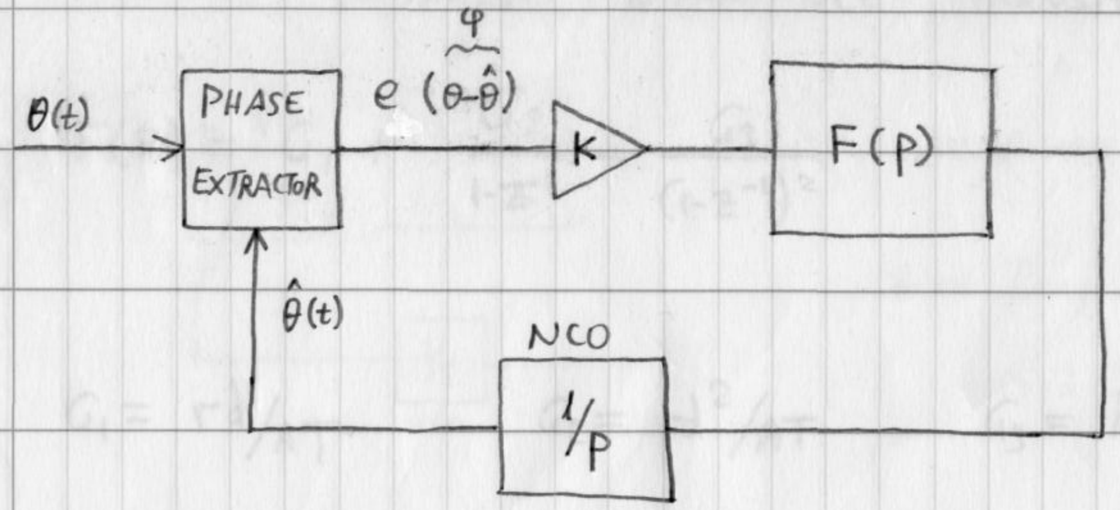
where

Where loop noise BW $B_L = \frac{r}{4\tau_2}\left(\frac{r-k+1}{r-k}\right) \rightarrow \tau_2 \approx .7857$ sec

If $r=2$, $k=\frac{1}{4}$ $B_L = 1$ $\omega_i = 8423.3084\ 10^6 \times 2\pi$ cycles/sec

$\frac{\omega_i}{c} = \lambda_i = .035615459$ m

J_o = 1.149984298 E-07 m/sec^2



$$p\hat{\theta}(t) = kF(p)\,e_\phi \qquad (1)$$

SECOND ORDER LOOP FILTER $\quad kF(p) = 2\zeta\omega_n + \frac{\omega_n^2}{p} \qquad (2)$

(1) & (2) $\rightsquigarrow \quad p\hat{\theta} = 2\zeta\omega_n e_\phi + \frac{\omega_n^2}{p} e_\phi$ $\qquad$ Define state $\hat{\omega}(t) \triangleq \frac{\omega_n^2}{p} e_\phi$

$\Rightarrow \quad p\hat{\theta} = 2\zeta\omega_n e_\phi + \hat{\omega}$ $\qquad$ $p\hat{\omega} = \omega_n^2 e_\phi$ $\quad$ → Discretize

$$\frac{\hat{\theta}_k - \hat{\theta}_{k-1}}{T} = \hat{\omega}_k + 2\zeta\omega_n e_\phi \qquad \frac{\hat{\omega}_k - \hat{\omega}_{k-1}}{T} = \omega_n^2 e_\phi$$

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + T\hat{\omega}_k + \underbrace{2\zeta\omega_n T}_{\downarrow} e_{\phi k} \qquad \hat{\omega}_k = \hat{\omega}_{k-1} + \underbrace{\omega_n^2 T}_{\swarrow} e_\phi$$

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + T\hat{\omega}_k + c_1 e_\phi(k) \qquad \hat{\omega}_k = \hat{\omega}_{k-1} + c_2 e_\phi$$

IMPULSE INVARIANCE TRANSFORMATION (3rd order filter)

$$F(z) = G_1 + \frac{G_2}{1-z^{-1}} + \frac{G_3}{(1-z^{-1})^2}$$

$$G_1 = rd/AT \qquad G_2 = rd^2/AT \qquad G_3 = krd^3/AT$$

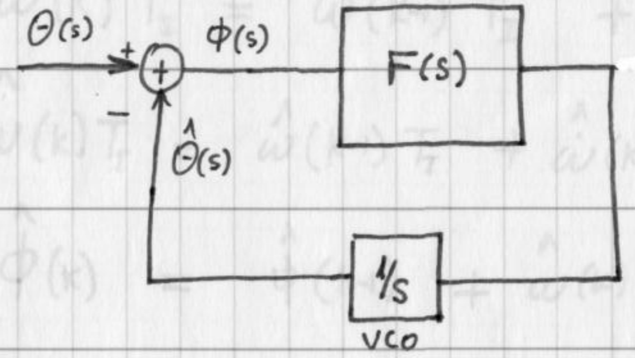
$$d = \frac{4B_A T}{r}\left(\frac{r-k}{r-k+1}\right)$$

$$r = 2,\ 4 \quad (= 4\zeta^2) \qquad \begin{pmatrix}\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \zeta = 1\end{pmatrix}$$

$k = 0$ (2nd order loop)

$k \in [1/4, 1/2]$

TRACKING LOOP FILTER



LINEARIZED ANALOG LOOP

Closed loop transfer Function

$$H(s) \triangleq \frac{\hat{\Theta}(s)}{\Theta(s)} = \frac{F(s)}{s+F(s)}$$

COMPROMISE BETWEEN TRANSIENT ERROR DUE TO DYNAMICS
AND RANDOM ERROR DUE TO NOISE

JAFFE-RECHTIN OPTIMIZATION OF LINEAR LOOP:

I. $F(s) = \omega_n$; $\omega_n = 4\,B_L$, 1st order $\phi_{ss} = \frac{\Delta\omega}{\omega_n}$ ← velocity step

II. $F(s) = \sqrt{2}\,\omega_n + \frac{\omega_n^2}{s}$; $\omega_n = 1.89\,B_L$, 2nd order $\phi_{ss} = \frac{\Delta\dot{\omega}}{\omega_n^2}$ ← acceleration step

III. $F(s) = 2\omega_n + \frac{2\omega_n^2}{s} + \frac{\omega_n^3}{s^2}$; $\omega_n = 1.2\,B_L$, 3rd order $\phi_{ss} = \frac{\Delta\ddot{\omega}}{\omega_n^3}$ ← jerk

$2B_L \triangleq \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty} |H(s)|^2\,ds$; Two-sided loop Noise Bandwidth

$$\hat{\dot{\omega}}(k)\,T_I^2 = \hat{\dot{\omega}}(k-1)\,T_I^2 + c_3' e_k \qquad C_3' = (1.2\,B_L T_I)^3$$

$$\hat{\omega}(k)\,T_I = \hat{\omega}(k-1)\,T_I + \hat{\dot{\omega}}(k)\,T_I^2 + c_2' e_k \qquad C_2' = 2\,(1.2\,B_L T_I)^2$$

$$\hat{\phi}(k) = \hat{\phi}(k-1) + \hat{\omega}(k)\,T_I + c_1' e_k \qquad c_1' = 2\,(1.2\,B_L T_I)$$

$$\boxed{\begin{aligned}
\hat{\dot{\omega}}_k &= \hat{\dot{\omega}}_{k-1} + c_3 e_k & C_3 &= (1.2\,B_L)^3\,T_I \\
\hat{\omega}_k &= \hat{\omega}_{k-1} + \hat{\dot{\omega}}_k T_I + c_2 e_k & C_2 &= 2\,(1.2\,B_L)^2\,T_I \\
\hat{\phi}_k &= \hat{\phi}_{k-1} + \hat{\omega}_k T_I + c_1 e_k & c_1 &= 2\,(1.2\,B_L)\,T_I
\end{aligned}}$$

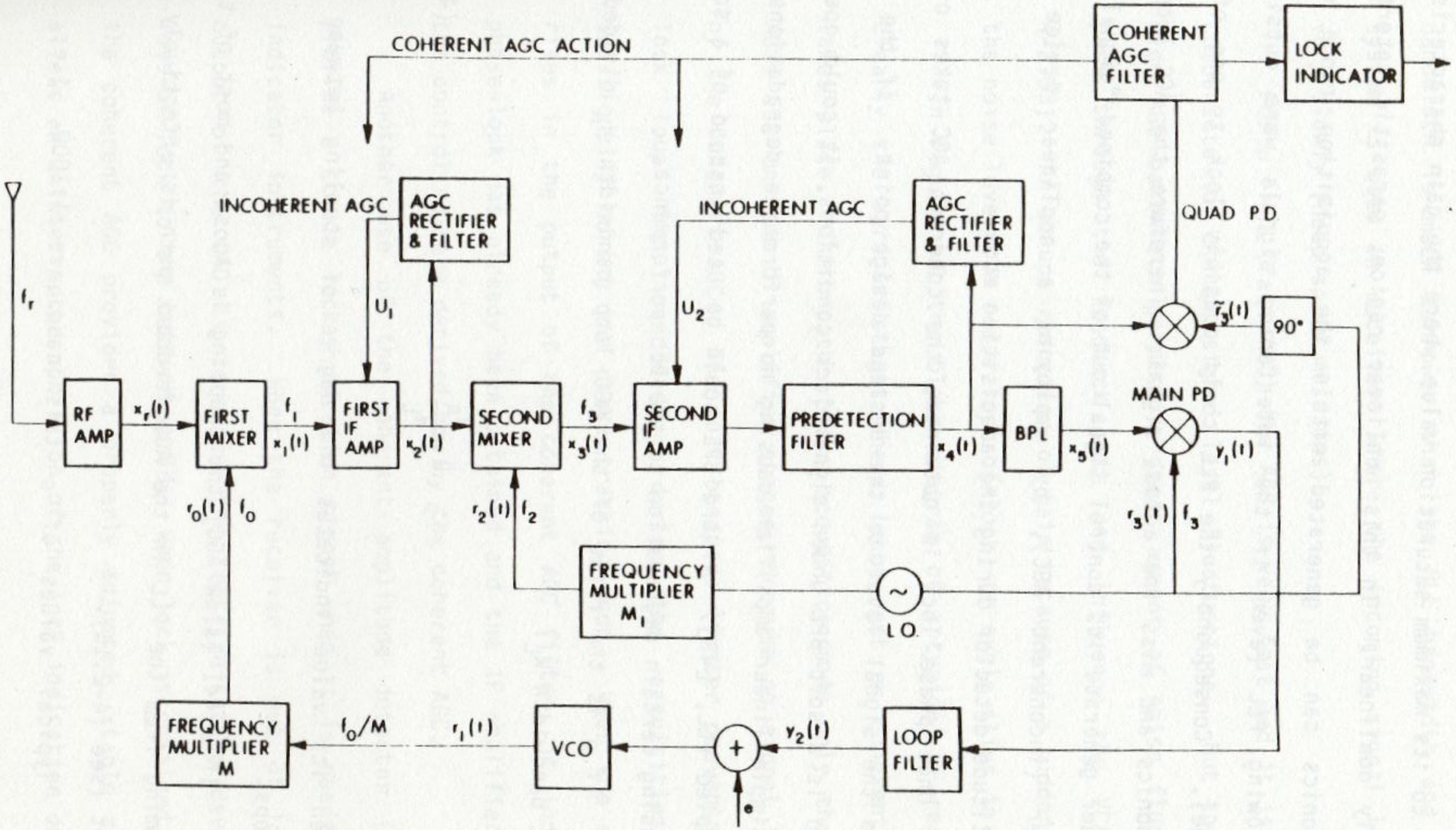


Fig. 4-1. Block Diagram of an RF Receiver Indicating the Points Where AGC Action Takes Place.

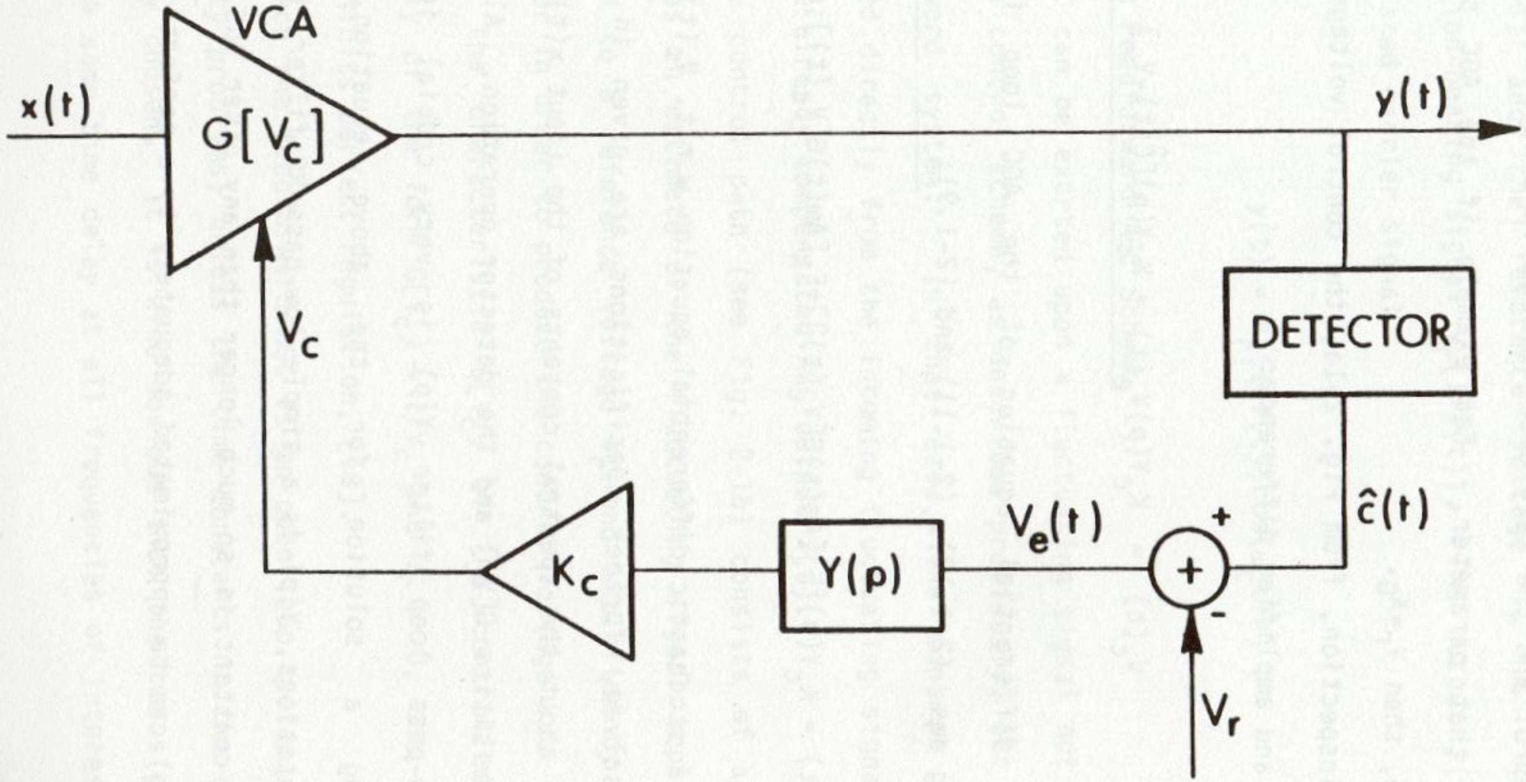


Fig. 2-1a. A Typical AGC Feedback Loop.

2.4 Αυτόματος ‘Ελεγχος Απολαβής (AGC)

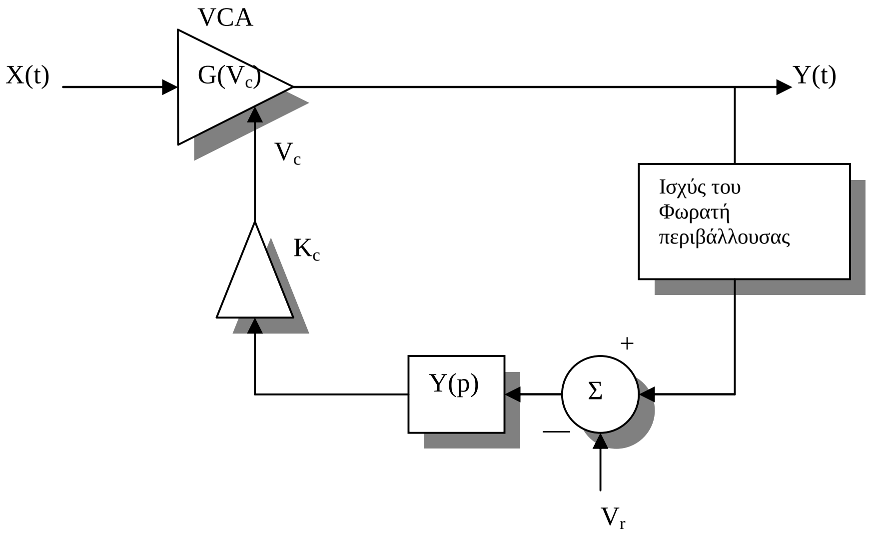
‘Ενας σχεδιαστής δέκτη σχεδόν πάντα περικλείει σε ένα δέκτη επιλογή χρήσης αυτομάτου ελέγχου απολαβής(AGC). Οι λόγοι που τον ωθούν σε κάτι τέτοιο είναι:

1. Να ελέγξει το εύρος ζώνης κλείδωσης
2. Να αποφύγει την υπερφόρτωση
3. Να παράγει μια ένδειξη του επιπέδου του σήματος (ισχύος)
4. Να δημιουργήσει ένα αξιόπιστο δείκτη κλείδωσης του βρόχου

Τι εννοούμε όμως με τον όρο AGC ; Το επίπεδο ισχύος του σήματος που λαμβάνούμε σε ένα δέκτη αλλάζει σε μια ευρεία κλίμακα τιμών. Αυτές οι αλλαγές μπορούν να καταστήσουν την εξαγωγή πληροφορίας στον δέκτη αδύνατη και για αυτό πρέπει να αποσοβηθούν με τη χρήση του AGC.

Ο AGC είναι ένας βρόχος, ο οποίος προσαρμόζει δυναμικά την απολαβή ενός ενισχυτή ελεγχόμενου από το δυναμικό εισόδου(Voltage Controlled Amplifier) έτσι ώστε η έξοδος του ενισχυτή να παραμένει σταθερή παρά τις ευρείες μεταβολές της εισόδου του(κλίμακα 100dB).

Ο γραμμικός AGC φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 2.18 : *Μπλοκ διάγραμμα γραμμικού AGC*

Για τον γραμμικό VCA η χαρακτηριστική είναι: $G[V_c] = G_D[1 - K_g V_c]$. Για τον εκθετικό VCA η χαρακτηριστική είναι $G[V_c] = G_0 e^{-K_g V_c}$. Ισχύει ότι $V_c \leq K_g^{-1}$, όπου K_g είναι σταθερός συντελεστής με μονάδες volt^{-1}. Για $V_c=0$ είναι $G[V_c]=0$, που ονομάζεται απολαβή ηρεμίας.

Η λειτουργία του AGC είναι η εξής: Γενικά μια αύξηση του Y(t) οδηγεί σε μείωση του κέρδους $G[V_c]$ και αντίστροφα. Το σήμα εισόδου είναι:

$$X(t) = Ad(t)u(t) + n(t)$$

όπου A= πλάτος, d(t)= διαμόρφωση, u(t)= βηματική συνάρτηση και n(t)= θόρυβος. Η διαμόρφωση d(t) είναι ψηφιακή BPSK με d(t)= ± 1. Τότε: $Y(t) = G[V_c] \cdot X(t)$. Το X(t) περιέχει ημιτονοειδή φορέα, ο οποίος χάρη αναλύσεως δεν αναγράφεται από την εξίσωση, διότι απαλείφεται από τον envelope detector (φωρατή περιβάλλουσας).

$$V_c = K_c Y(p)[Y(t) - V_r]$$,όπου Y(t)-V_r=V_e

Το Y(t) ονομάζεται δυναμικό αναφοράς. Αντικαθιστώντας το Y(t) έχω

$$V_c = K_c Y(p)[G(V_c)X(t) - V_r]$$

Χρησιμοποιώντας τη γραμμική χαρακτηριστική καταλήγουμε στη σχέση:

$$V_c = K_c Y(p)[G_0(1 - K_g V_c)X(t) - V_r]$$

Λύνοντας ως προς V_c και τοποθετώντας το αποτέλεσμα στη γραμμική έκφραση του G[V_c] παίρνω:

$$G[V_c] = \frac{1 + K_c K_g Y(p) V_r}{1 + K_c K_g Y(p) A d(t)}$$

Σε κατάσταση ισορροπίας είναι Y(p)=Y_0. Ορίζω K το γινόμενο $K_g K_c Y_0$, τότε η παραπάνω σχέση γράφεται :

$$G[V_c] = \frac{1 + K V_r}{1 + K A d(t)}$$

Εάν K>>1 τότε

$$G[V_c] = \frac{V_r}{A d(t)}$$

και $Y(t) = G[V_c] A d(t) = \frac{V_r}{A d(t)} A d(t) = V_r$

Στην γενικότερη περίπτωση το σήμα εισόδου είναι:

$$X(t)=A(t)d(t)\cos(\omega_0 t+\theta)+n(t)$$

Τι κάνει ο AGC στη πραγματικότητα; Ο AGC ενεργεί στο A(t) το οποίο μεταβάλλεται πολύ αργά, με περίοδο μερικών δευτερολέπτων. Αντιθέτως το συνημίτονο του τύπου έχει πολύ γρήγορες μεταβολές της τάξεως των MHz. Οι μεταβολές του A(t) ενοχλούν τον δέκτη (μεταβαλλόμενη ισχύς λήψης). Μέσω του AGC αντικαθιστούμε το βραδέως μεταβαλλόμενο A(t) με το σταθερό δυναμικό V_r . ‘Ετσι η έξοδος γίνεται

$$Y(t)=V_r d(t)\cos(\omega_0 t+\theta)+n_1(t)$$

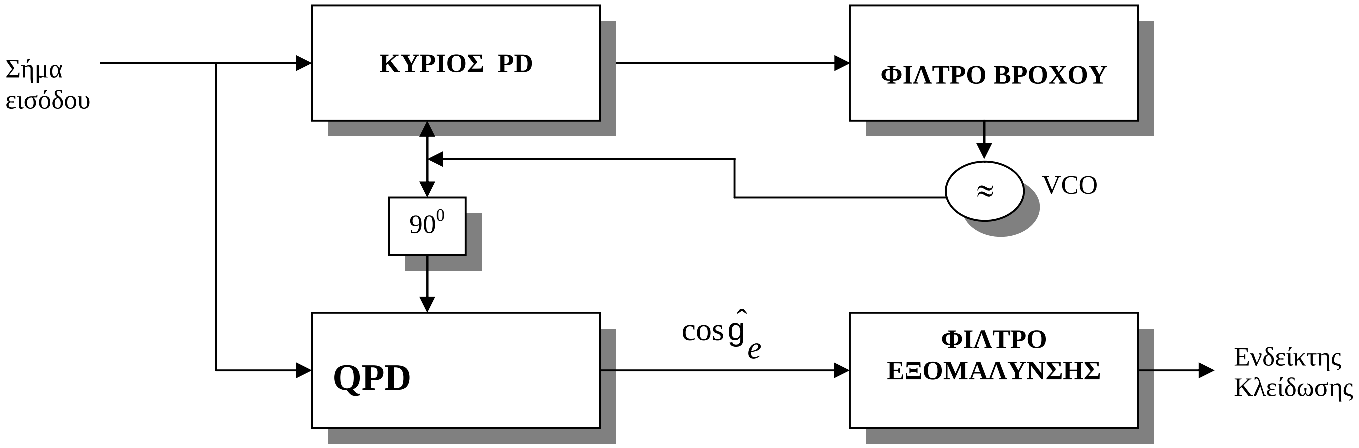
όπου n_1(t) η συνιστώσα του θορύβου.

Ας εξετάσουμε τώρα τη συμπεριφορά του συγκεκριμένου βρόχου σε μερικά από τα προβλήματα που αναφέραμε στην αρχή.

Πρόβλημα υπερφόρτισης

Αν χρησιμοποιήσουμε μόνο σύμφωνο AGC, δεν δημιουργείται αυτόματος έλεγχος κέρδους (απολαβής), μέχρι να κλειδώσει ο δέκτης. ‘Οταν η κλείδωση είναι γεγονός, είναι πιθανό η υπερφόρτιση του σήματος να είναι μικρή, αλλά είναι εξίσου δυνατό να οδηγηθούμε σε υπερφόρτιση του δέκτη. Για να αποτρέψουμε την υπερφόρτιση σήματος (signal overload), οι σχεδιαστές παρέχουν έναν AGC detector διπλής λειτουργίας, σύμφωνο και ασύμφωνο ταυτόχρονα.

Εδώ είναι απαραίτητο να γίνει μια διάκριση ανάμεσα στο σύμφωνο και στο ασύμφωνο AGC. Το ασύμφωνο AGC παράγεται συμβατικά ανορθώνοντας την έξοδο ενός IF ενισχυτή. Η ανορθωμένη τάση είναι ανάλογη προς την ολική έξοδο του ενισχυτή(το άθροισμα του θορύβου, του σήματος και των παρεμβολών-αν υπάρχουν). Αν ο θόρυβος υπερέχει του σήματος , όπως και είναι πιθανό, η ανορθωμένη τάση καθορίζεται πρωταρχικά από το θόρυβο. Η τάση ελέγχου για τον σύμφωνο AGC παράγεται από έναν QDP (quadrature phase detectror) –βλέπε σχήμα 2.19-με την DC συνιστώσα ανάλογη μόνο προς το σήμα. Ο θόρυβος προκαλεί διακύμανση μόνο στο control voltage, άλλα συνεισφέρει και μια αμελητέα συνιστώσα. Με κατάλληλο φιλτράρισμα μετά τον PD οι διακυμάνσεις μειώνονται σε μικρό επίπεδο. Σαν συνέπεια η τάση ελέγχου είναι ανάλογη μόνο του σήματος και όχι και του θορύβου, ακόμη και αν ο θόρυβος ξεπερνάει το σήμα.



Σχήμα 2.19 : *Παραγωγή ένδειξης κλείδωσης*

Συνεχίζοντας, μετά τον διαχωρισμό του AGC σε σύμφωνο και ασύμφωνο, πραγματικός έλεγχος πραγματοποιείται από οποιαδήποτε ανιχνευτή από τους δυο έχουμε παραγωγή μεγαλύτερου σήματος εξόδου. ‘Οταν δεν έχω κλείδωση τότε μόνο ο ασύμφωνος ανιχνευτής θα μπορούσε να έχει έλεγχο, ενώ μετά την κλείδωση ο σύμφωνος.

‘Ενδειξη κλείδωσης

Μια ένδειξη κλείδωσης θα μπορούσε να εξαχθεί από ένα QPD που λειτουργεί στο ίδιο σήμα με τον Phase Detector του βρόχου. Στις περισσότερες όμως περιπτώσεις το επίπεδο του σήματος (χωρίς AGC) θα παίξει ανάμεσα σε μεγάλο εύρος τιμών, επειδή η έξοδος του QPD είναι ανάλογη προς το σήμα, άρα το μέγεθος της ένδειξης κλείδωσης θα είναι ιδιαίτερα ευμετάβλητο. Η DC έξοδος του QPD θα πρέπει να εφαρμόζεται σε μια συσκευή απόφασης που παρέχει ένα ‘‘κλειδωμένο’’ ή ‘‘μη κλειδωμένο’’ μήνυμα στον εξωτερικό κόσμο. Μια τέτοια συσκευή είναι δύσκολο να κατασκευαστεί με το επίπεδο απόφασης να έχει τόσο ρευστό και μη προβλέψιμο μέγεθος. Το πρόβλημα λύνεται με σύμφωνο AGC.

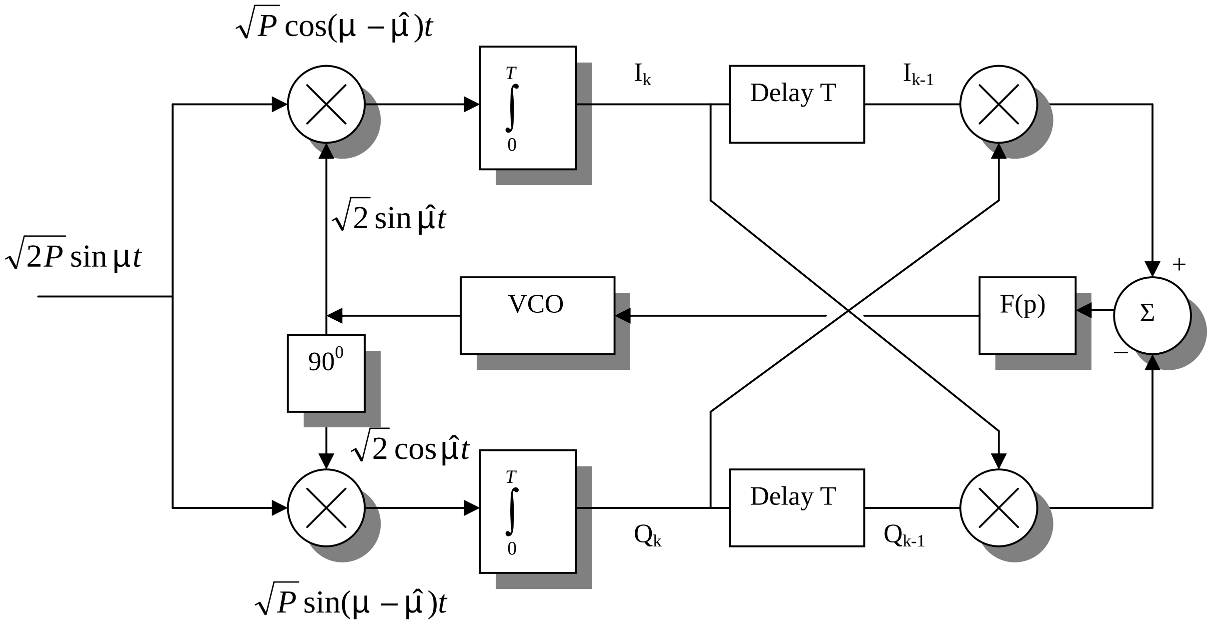
Οι IF ενισχυτές που οδηγούν το QPD και το QPD μόνο του, πρέπει να μην υπερφορτίζονται αν το επίπεδο της ένδειξης είναι σωστό. Επειδή σε ένα τυπικό δέκτη, το επίπεδο θορύβου μπορεί να είναι αρκετά μεγαλύτερο από ένα μικρό σήμα, το επίπεδο του σήματος πού φτάνει στον QPD θα πρέπει να είναι αρκετά μικρό, αλλιώς ο θόρυβος θα πνίξει τον ενισχυτή. Συχνά χρειάζεται επιπλέον ενίσχυση του σήματος μετά τον QPD και το φίλτρο.

‘Ευρος ζώνης AGC

Αν η απόκριση του AGC είναι γρήγορη, το εύρος ζώνης θορύβου πρέπει να είναι μεγάλο και το κέρδος του δέκτη να κυμαίνεται ανάλογα με το θόρυβο. Κάποιος θα περίμενε ότι αυτές οι υπερχειλίσεις του κέρδους θα έχουν κάποια επίδραση στην παρακολούθηση κλείδωσης του βρόχου, μα δεν υπάρχει καμία ανάλυση που να προβλέπει τη φύση αυτής της επίδρασης.

2.5. Αυτόματος έλεγχος συχνότητας(automatic frequency control-AFC)

Πολλές φορές η συχνότητα του φέροντος μεταβάλλεται και διαφοροποιείται από τη συχνότητα του δέκτη. Κάτω από αυτές τις συνθήκες είναι αδύνατον για τον βρόχο ανάδρασης φάσης να λειτουργήσει. Ο AFC κλειδώνει



Σχήμα 2.20 **: *μπλοκ διάγραμμα AFC***

στη συχνότητα λειτουργίας του φέροντος ενός εισερχόμενου σήματος (κύματος), χωρίς όμως να μπορεί να παρακολουθήσει αλλαγές φάσης, που είναι ο ρόλος των PLL. Το κύκλωμα φαίνεται στο παραπάνω σχήμα (2.20).

$$I_k = A\cos(\mu - \hat{\mu})t_k + n_{I_k}$$
$$Q_k = -A\cos(\mu - \hat{\mu})t_k + n_{Q_k}$$

Θεωρώ ότι δεν υπάρχει θόρυβος (n_{Ik} και n_{Qk}) και θέτω $\mu - \hat{\mu}$ =Δω, έτσι τα I_k και Q_k γράφονται:

$$I_k = A\cos(\Delta\mu + \text{¤})t_k$$
$$Q_k = -A\cos(\Delta\mu + \text{¤})t_k$$

2.5.1 Διαχωριστής συχνότητας(Frequecy discriminator)

Είναι το αποτέλεσμα του σταυρωτού πολλαπλασιασμού(cross product)

$$CP = \sum(Q_{k-1}I_k - I_{k-1}Q_k) = A^2[\sin(\Delta\mu t_k + \text{¤})\cos(\Delta\mu t_k + \text{¤}) -$$
$$\sin(\Delta\mu t_{k-1} + \text{¤})\cos(\Delta\mu t_{k-1} + \text{¤}) = A^2\sin[\Delta\mu(t_k - t_{k-1})] = A^2 \quad \sin\Delta\mu^2$$

όπου τ=t_k-t_{k-1}. Το δυναμικό αυτό που προκύπτει ονομάζεται και δυναμικό σφάλματος, δηλαδή μέσω του σταυρωτού πολλαπλασιασμού έχω καταφέρει να περιέχει το e_k τη διαφορά συχνότητας $\mu - \hat{\mu}$. Το e_k (CP) εξομαλύνεται μέσα από το φίλτρο F(p) και τροφοδοτεί την είσοδο του VCO. ‘Ετσι ο VCO ταλαντώνεται αυξάνοντας ή μειώνοντας την συχνότητα ανάλογα με τη διαφορά συχνοτήτων.

2.5.2 Frequency Lock Detector

Παίρνω το εσωτερικό γινόμενο κάθε κλάδου (inner product) και τότε έχω:

$$IP = \sum (I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1}) = A^2[\cos(\Delta\mu t_k + \text{¤})\cos(\Delta\mu t_{k-1} + \text{¤})$$

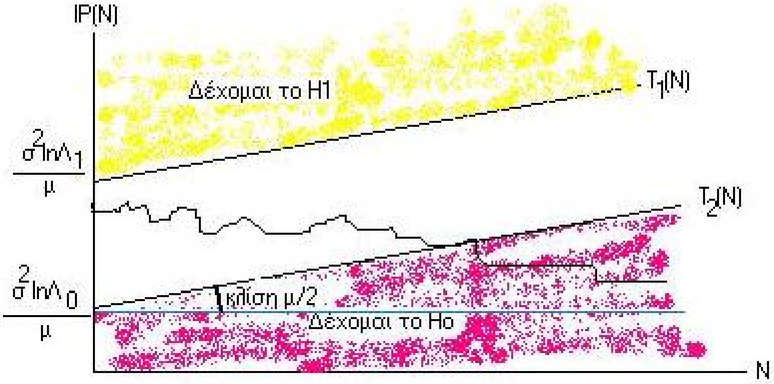
$$-\sin(\Delta\mu t_k + \text{¤})\sin(\Delta\mu t_{k-1} + \text{¤})] = A^2 \cos(\mu - \hat{\mu})^2 = \mathrm{A}^2 \cos \Delta\mu^2$$

'Οταν έχω κλείδωση συχνότητας τότε $\mu = \hat{\mu}$ και $\cos(\mu - \hat{\mu})^2 = 1$,δηλαδή IP=1, γεγονός που υποδεικνύει την κλείδωση.

Χρησιμοποιώ το ακολουθιακό πείραμα ολοκλήρωσης του Wald για να υπολογίσω την ενέργεια του inner product επεκτείνοντας την SW ολο-κλήρωση για περισσότερα βήματα. 'Εχω δύο ακολουθιακά γεγονότα (hypothesis test):

- H_1: Αληθές αν βρόχος κλειδωμένος
- H_0: Αληθές αν βρόχος δεν είναι κλειδωμένος

Πραγματοποιούμε την γραφική παράσταση του IP συναρτήσει του N, όπου N ο αριθμός δειγμάτων (εκτελέσεων) του IP.



Σχήμα 2.21 *Ακολουθιακό τεστ του Wald*

όπου P_M: η πιθανότητα αστοχίας και P_F: ή πιθανότητα λανθασμένης σήμανσης(εσφαλμένου συναγερμού).

$$\text{Επίσης: } \Lambda_1 = \frac{1 - \mathrm{P}_M}{P_F} \text{ και } \Lambda_0 = \frac{P_M}{1 - P_F}$$

Η διακύμανση της τυχαίας μεταβλητής IP είναι:

$$\pm^2 = 2\mathrm{N}, (= \mathrm{E}\{\mathrm{IP}^2 / \mathrm{H}_1\} \propto \mathrm{E}^2\{\mathrm{IP}/\mathrm{H}_1\} + 2\mathrm{N})$$

και η μέση στατιστική τιμή :

$$\text{«} = \mathrm{E}\{\mathrm{IP}/\mathrm{H}_1\}_{\Delta\mu^2 = 0} = \mathrm{N} \propto \sqrt{\frac{C}{N_0 / 2^2}}$$

'Αρα τελικά αν το H_1 είναι αληθές τότε μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε PLL, αν απαιτείται , ενώ αν το H_0 είναι αληθές, αλλάζω πρόβλεψη συχνότητας κατά ένα παράθυρο T_1^{-1}(N) Hz και δοκιμάζω το test του lock indicator (inner product) ξανά.

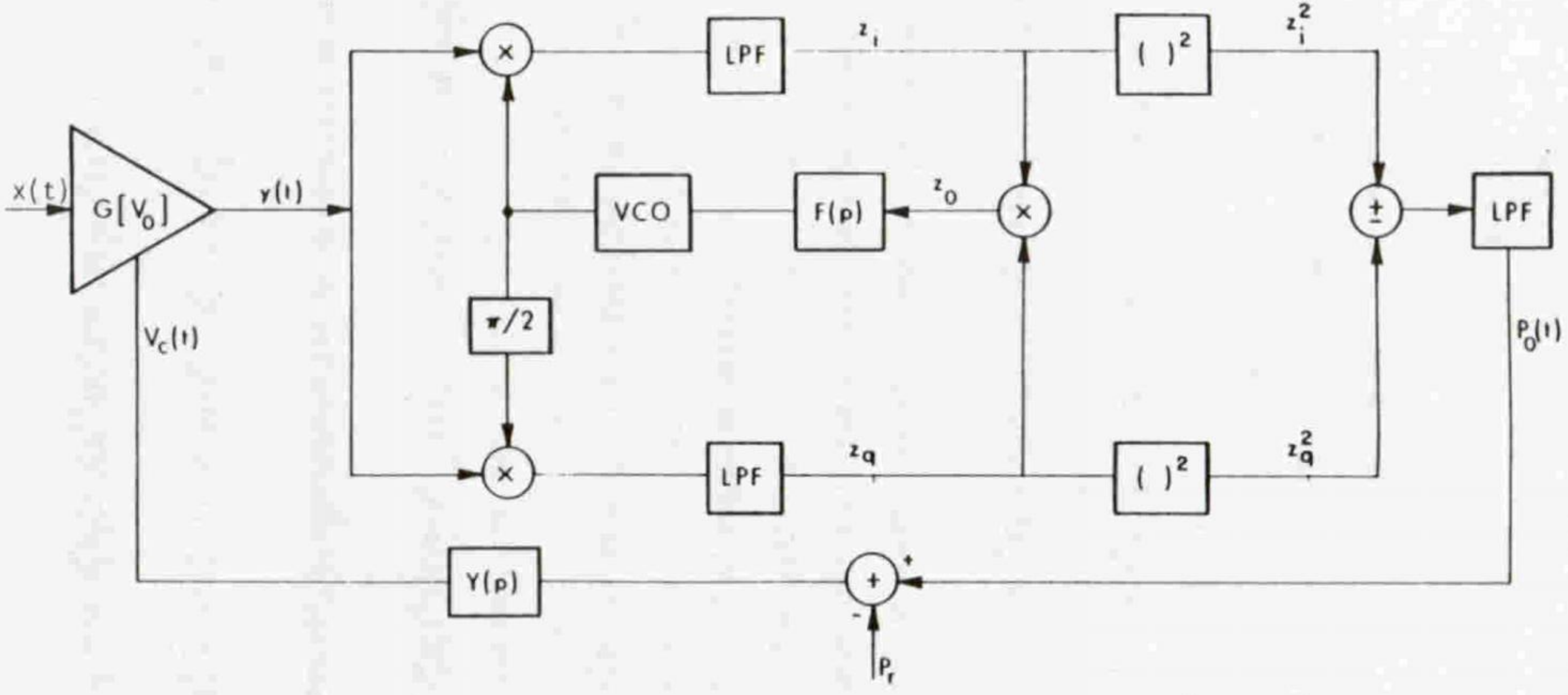
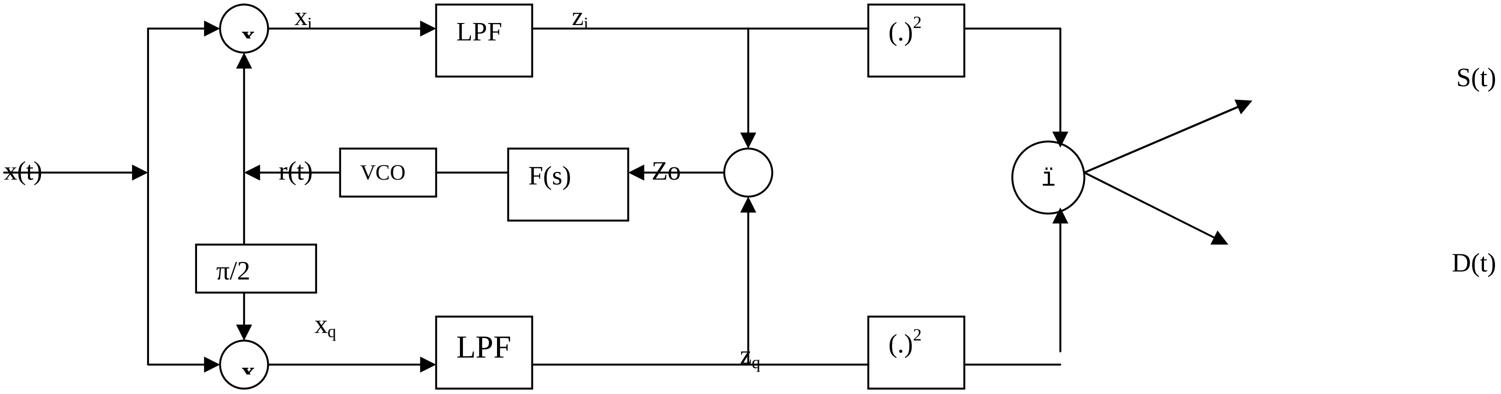


Fig. 4-4. Costas Loop with AGC.

Άσκηση 1.

Δίδεται το σχηματικό διάγραμμα ενός Βρόχου Κλείδωσης Φάσης τύπου Κώστας (Costas)



Εάν το σήμα εισόδου είναι BPSK $x(t) = Ad(t)\sin(\omega_o t+\theta)$ και η έξοδος του VCO $r(t)=2\cos(\omega_o t+\hat{\theta})$, όπου η ακολουθία bits $d(t)=\pm1$ και $\varphi=\theta-\hat{\theta}$ το σφάλμα φάσεως :

(α) Να ευρεθούν τα σήματα x_i , x_q στην έξοδο των πολλαπλασιαστών, τα σήματα z_i και z_q στην έξοδο των χαμηλοπερατών φίλτρων, το σήμα z_o στην είσοδο του φίλτρου F(s) συναρτήσει της ισχύος P_x του x(t), και τα σήματα άθροισης $S(t) = z_i^2 + z_q^2$ και διαφοράς $D(t)= z_i^2 - z_q^2$. [Δίδονται $\sin2\varphi= 2 \sin\varphi.\cos\varphi$, $\cos2\varphi= \cos^2\varphi-\sin^2\varphi$]

(β) Να ευρεθεί πως η εκμηδένιση του σφάλματος φάσεως επηρεάζει την είσοδο στον VCO [υπόθεσε F(s)= 1] και πως τα σήματα S(t) και D(t);

(γ) Ποιό από τα σήματα S(t) και D(t) μπορεί να χαρακτηριστεί ώς ανιχνευτής κλείδωσης (Lock Detector), και ποιό σαν ανιχνευτής ισχύος σήματος ;

(δ) Σε ποιό σημείο του βρόχου ανιχνεύονται τα δεδομένα d(t) ; Θα μπορούσε ένας «μονός» PLL να ανιχνεύσει τα d(t) ;

Λύση

α) $x_i = x(t)r(t) = Ad(t)\left[\sin(2\omega_o t+\theta+\hat{\theta}) + \sin(\theta-\hat{\theta})\right]$

$x_q = x(t)r(t)_{\angle\pi/2} = 2Ad(t)\sin(\omega_o t+\theta)\sin(\omega_o t+\hat{\theta}) = Ad(t)\left[\cos(2\omega_o t+\theta+\hat{\theta}) + \cos(\theta-\hat{\theta})\right]$

b) Τα χαμηλοπερατά φίλτρα LPF απορρίπτουν τις διπλές συχνότητες και απαμβλύνουν τις αιχμές των παλμών d(t) σε $\tilde{d}(t)$.

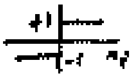
$z_i = A\tilde{d}(t)\sin\varphi$ και $z_q = A\tilde{d}(t)\cos\varphi \Rightarrow z_o = A^2\tilde{d}^2(t)\sin\varphi\cos\varphi = \frac{A^2}{2}\sin2\varphi = P_x\sin2\varphi$

$S(t) = z_i^2 + z_q^2 = A^2\tilde{d}^2\left[\sin^2\varphi+\cos^2\varphi\right] = A^2 = 2P_x$

$D(t) = z_i^2 - z_q^2 = A^2\tilde{d}^2\left[\sin^2\varphi - \cos^2\varphi = -A^2\cos2\varphi = -2P_x\cos2\varphi\right.$

(c) Όταν ο [illegible] βρόχος κλειδώσει τότε $\varphi\simeq0 \rightarrow \cos2\varphi\simeq1 \rightarrow$ Άρα $|D(t)|\simeq 2P_x$
Άρα επειδή η ισχύς εμφανίζεται στην έξοδο του D(t) μετά τη κλείδωση το D(t) λειτουργεί ως ανιχνευτής κλείδωσης (lock detector) ενώ το S(t) είναι ισχύς σήματος (εν θορύβω) πάντοτε Άρα λειτουργεί ως ανιχνευτής ισχύος σήματος εισόδου.

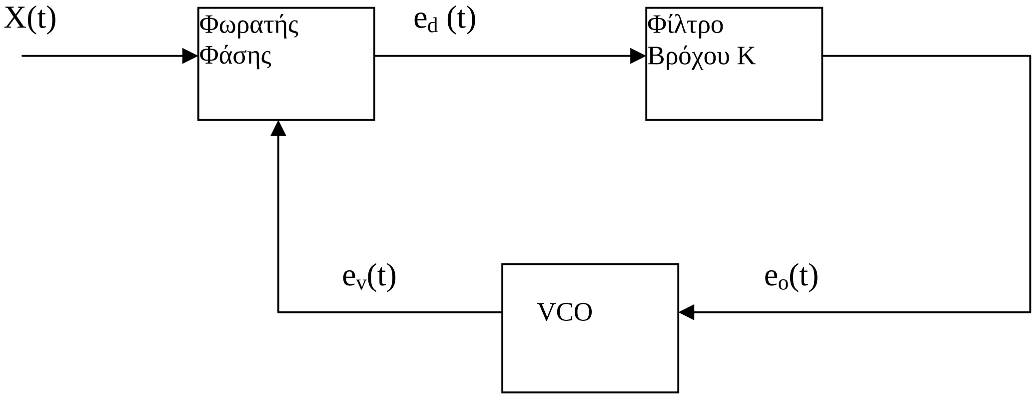
(δ) Όταν $\varphi\simeq0$: $z_q = A\tilde{d}(t)$ όπου με ένα Περιοριστή (hard limiter)



λαμβάνονται τα bits ως στάθμες ±1

Ο μονός PLL δεν δίνει bits στην έξοδο z_i.

Άσκηση 2 :



Ο παραπάνω Βρόχος Κλειδώματος Φάσης (PLL) είναι 1^{ου} βαθμού με κέρδος φίλτρου βρόχου K=6 dB. Εάν ο φωρατής φάσεως είναι γραμμικός, επιλύσατε την διαφορική εξίσωση και σχεδιάστε την συνάρτηση χρόνου του σφάλματος φάσεως φ(t) που εμφανίζεται στην έξοδο e_d (t) του φωρατή φάσεως, εάν :

a) Η φάση θ(t) του σήματος εισόδου είναι βηματική με βήμα Δθ=π/12 rad
b) Η φάση θ(t) του σήματος εισόδου είναι ράμπα με βήμα Δω=π/80 rad/sec
c) Η φάση θ(t) του σήματος εισόδου είναι παραβολική με βήμα Δω’=π/120 rad/sec^2.
d) Στην περίπτωση (α) να ευρεθεί η χρονική στιγμή t_{10} κατά την οποία το σφάλμα φάσεως γίνεται το 10% της αρχικής του τιμής.
e) Στην περίπτωση (b) να ευρεθεί η χρονική στιγμή t_{90} κατά την οποία το σφάλμα φάσεως γίνεται το 90% της τελικής του τιμής.

Άσκηση 3 :

Τηλεπικοινωνιακός Δέκτης πλοίου λαμβάνει σήμα από αεροσκάφος με Doppler = 300 Hz και επιτάχυνση Doppler = 30 Hz/sec. Το σήμα ιχνηλατείται από PLL δευτέρου βαθμού με ενεργό φίλτρο όπου R_1=300 Ω και C=25 μF.

Να υπολογισθούν τα ακόλουθα :

(α) Η τιμή της απολαβής K του βρόχου εάν ισχύει η ισότητα στην σχέση $\Delta\dot{\omega} \leq \omega_n^2$
(b) Η τιμή της φυσικής συχνότητος ω_n
(γ) Η τιμή της αντιστάσεως R_2 σε Ω
(δ) Οι σταθερές χρόνου τ_1, τ_2
(ε) Η τιμή του Εύρους Ζώνης Θορύβου Βρόχου B_n

ΣΧΟΛΗ ΝΑΥΤΙΚΩΝ ΔΟΚΙΜΩΝ
ΚΑΘ. Ι. Α. ΚΟΥΚΟΣ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟ ΡΑΝΤΑΡ

1. ΟΡΙΣΜΟΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

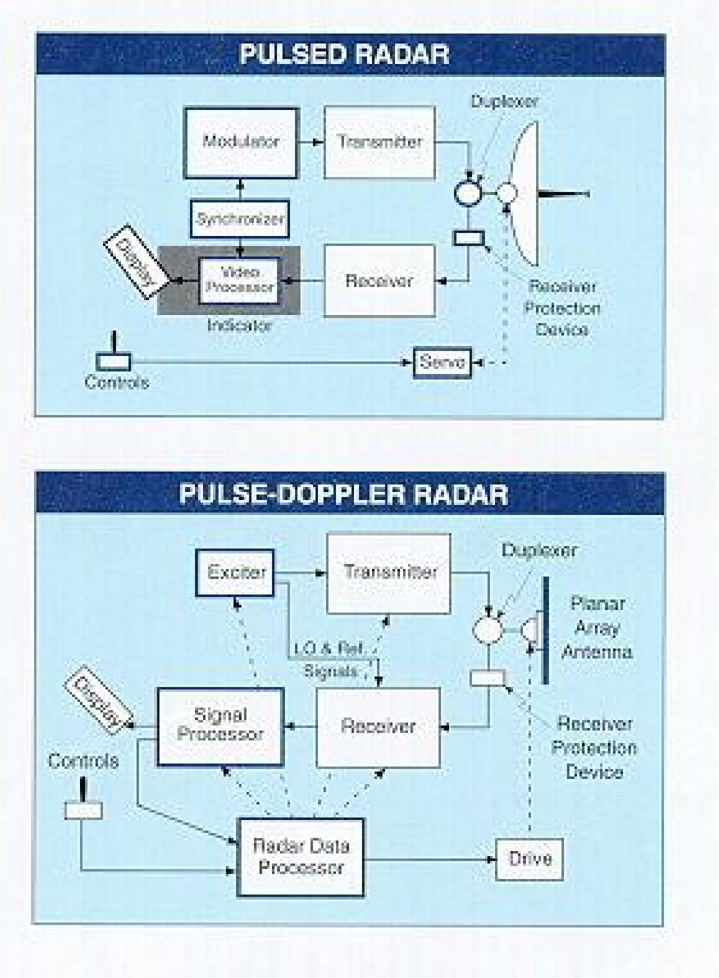
RADAR είναι το ακρώνυμο της αγγλικής έκφρασης *RAdiation Detection And Ranging* που μεταφράζεται ως **Φώραση Ακτινοβολίας και Αποστασιομετρία**. Το ραντάρ είναι ένας πομποδέκτης ο οποίος εκπέμπει ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία υψηλής συχνότητος και εν συνεχεία δέχεται ποσοστό της ίδιας ακτινοβολίας καθώς αυτή ανακλάται προσπίπτουσα επί αντικειμένων του περικειμένου χώρου. Το ραντάρ αντικαθιστά το μάτι και τα οπτικά όργανα σε περιπτώσεις σκότους, νεφώσεως, ομίχλης και γενικά σε συνθήκες περιωρισμένης ορατότητος και χρησιμοποιείται για ανίχνευση αντικειμένων πέραν της οπτικής εμβέλειας, και για μέτρηση αποστάσεων και γωνίας κατεύθυνσης στόχων. Το ραντάρ αναπτύχθηκε κυρίως κατά τήν διάρκεια του Β’ Παγκοσμίου Πολέμου από τις εμπόλεμες δυνάμεις και κυρίως από την Μ. Βρετανία.

2. ΙΣΤΟΡΙΑ ΤΟΥ ΡΑΝΤΑΡ

Ο Β’ Παγκόσμιος Πόλεμος υπήρξε το ιστορικό ορόσημο αναπτύξεως του ραντάρ σαν χρησίμου οργάνου ενεργητικής ανιχνεύσεως εχθρικών στόχων σε μεγάλες αποστάσεις. Πριν από τον πόλεμο πειράματα εκπομπής, ανάκλασης και λήψης ραδιοκυμάτων έγιναν σε πολλές χώρες συμπεριλαμβανομένης και της Ελλάδος (από τον καθηγητή του ΕΜΠ Παύλο Σαντορίνη). Στις αρχές του αιώνα (1903) ο Γερμανός Μηχανικός Hulsmeyer κέρδισε μια πατέντα για την κατασκευή μιάς ραδιοσυσκευής ανιχνεύσεως πλοίων και ναυτικών εμποδίων, αλλά το Γερμανικό πολεμικό ναυτικό δεν έδειξε ενδιαφέρον γιατί το βεληνεκές της συσκευής του ήταν απελπιστικά μικρό (λίγο μεγαλύτερο από 1 μίλι). Το 1922 οι Taylor και Young του Naval Research Laboratory (NRL) των ΗΠΑ ανίχνευσαν ξύλινο πλοίο με ξεχωριστό πομπό και δέκτη σε μήκη κύματος 5 m. Αυτό ήταν το πρώτο διστατικό ραντάρ. Στην δεκαετία του 30, η ανάπτυξη του ραντάρ συνεχίστηκε στο NRL μετά την διαπίστωση ότι μεγαλύτερες συχνότητες άρα μικρότερα μήκη κύματος επέτρεπαν την χρήση μικροτέρων κεραιών. Το ναυτικό ραντάρ XAF πέτυχε το 1938 βεληνεκές 50 μιλίων με ισχύ 6 kw και συχνότητα 200 MHz. Πουθενά όμως η ανάπτυξη του ραντάρ δεν επιταχύνθηκε τόσο όσο στην Μ. Βρετανία εν όψει του επικείμενου πολέμου. Έτσι μέχρι το 1936 οι Βρετανοί είχαν ήδη εγκαταστήσει σειρά σταθμών επιγείων ραντάρ με βεληνεκές 90 μιλίων και συχνότητα 25 MHz με το όνομα Chain Home (CH). Αλλά δεν παρέλειψαν και την ανάπτυξη αερομεταφερομένων ραντάρ συχνότητας 200 MHz ώστε τα μαχητικά αεροσκάφη τους να μπορούν να ανιχνεύουν εχθρικά αεροπλάνα (Aircraft Interception Radar- AI). Παράλληλα, η ανάγκη για μικρότερες κεραίες και για καλύτερη γωνιακή ευκρίνεια των στόχων ώθησε τους Βρετανούς στην ανάπτυξη της μικροκυματικής λυχνίας κοιλοτήτων Μάγνητρον από τους Randell και Boot. Το μάγνητρον εκείνο μπορούσε να πετύχει ισχύ εξόδου 1 Kw και μήκη κύματος 10 cm, πράγμα πού αποτελούσε μια βελτίωση κατά 2 τάξεις μεγέθους όσον αφορά τα μήκη κύματος που είχαν επιτευχθεί μέχρι τότε (1 GHz). Το μικροκυματικό όμως ραντάρ, δεν είχε αναπτυχθεί αρκετά για να χρησιμοποιηθεί κατά τον Β’ Παγκόσμιο Πόλεμο. Η ώρα του έμελλε να έλθει στις δεκαετίες του ψυχρού πολέμου. Βέβαια και οι υπόλοιπες πρωταγωνίστριες χώρες στον πόλεμο κατασκεύασαν και παρέταξαν ραντάρ δηλ. η Γερμανία, Ρωσία, Ιαπωνία, Ιταλία και Γαλλία. Οι Ρώσοι το θέρος του 1941 είχαν παρατάξει μια σειρά από αντιαεροπορικά ραντάρ εδάφους για την άμυνα της Μόσχας στα 80 MHz. Το γερμανικό Messerschmitt Bf-110 της Luftwaffe είχε στο ρύγχος του το ογκώδες FuG-212 Lichtenstein ραντάρ που ανίχνευε εχθρικά αεροπλάνα στα 3.5 μίλια, αλλά μείωνε την ταχύτητα του Bf-110 κατά 25 mph.

Μετά το πέρας του πολέμου η ανάπτυξη του ραντάρ όχι μόνο σαν πολεμική αλλά και σαν πολιτική συσκευή, επιταχύνθηκε με την εφεύρεση βελτιωμένων ηλεκτρονικών μερών, και οι εφαρμογές του πολλαπλασιάσθηκαν στην αεροπορία, την ναυτιλία, την επιστήμη κλπ. Κοινό χαρακτηριστικό όλων των προσπαθειών ήταν η διαρκής επέκταση προς υψηλότερες περιοχές του Ηλεκτρομαγνητικού φάσματος, με συνέπεια σήμερα να υπάρχουν εφαρμογές ραντάρ σε χιλιοστομετρικά, ακόμη και σε οπτικά μήκη κύματος.

3. ΜΕΡΗ ΡΑΝΤΑΡ



Ένα ραντάρ αποτελείται από ένα πομπό ο οποίος παράγει μέσω ενός ταλαντωτού/ διαμορφωτού (exciter / modulator) ένα συνεχές ή περιοδικώς διακοπτόμενο σήμα υψηλής συχνότητας (συνήθως, της τάξεως των GHz), το σήμα αυτό διέρχεται μέσω μιάς διακοπτικής συσκευής που ονομάζεται Duplexer και εκπέμπεται μέσω μιας κατευθυντικής κεραίας στον περικείμενο χώρο. Όταν το ακτινοβολούμενο σήμα προσπέσει επι ενός η περισσοτέρων αντικειμένων ή στόχων (targets) ανακλάται καί μέρος της ενέργειας αυτης περισυλλέγεται από την κεραία του ραντάρ, περνάει από τον Duplexer ο οποίος την υποχρεώνει να κατευθυνθεί προς τον δέκτη. Ο δέκτης με συγκεκριμένη επεξεργασία (υπερετεροδυνισμό, αποδιαμόρφωση, φώραση) διαπιστώνει την παρουσία του στόχου, μετράει την απόσταση του, την κατεύθυνση του και την σχετική του ταχύτητα και όλη αυτή η πληροφορία επιδεικνύεται στην οθόνη (scope) του ραντάρ.

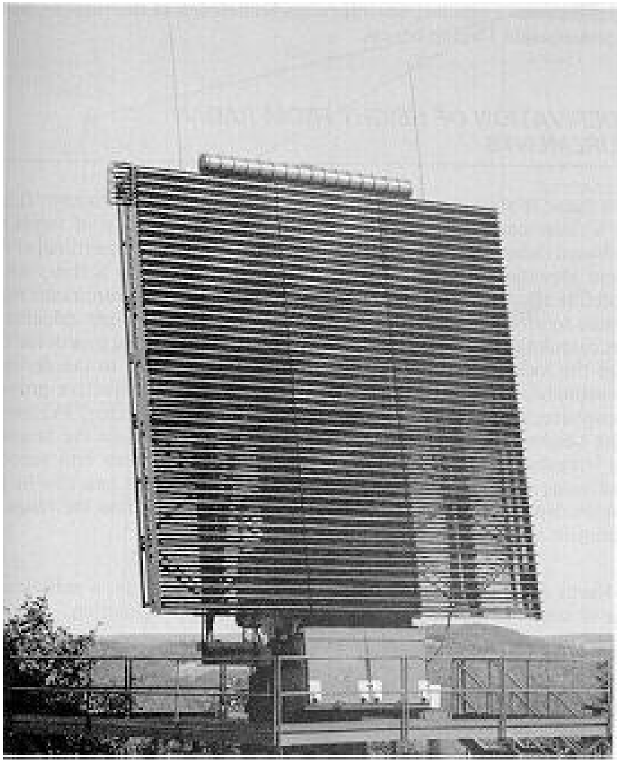
4. ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΟΥ ΡΑΝΤΑΡ

4.1 Στρατιωτικές

Οι Ένοπλες Δυνάμεις είναι οι μεγαλύτεροι χρήστες ραντάρ. Το ραντάρ αποτελεί σήμερα το πιο σημαντικό εργαλείο ανίχνευσης του εχθρού, σε κάθε μοντέρνα αεροπορική και ναυτική δύναμη. Και τα τρία όπλα όμως χρησιμοποιούν ραντάρ, έτσι διακρίνουμε τρείς κατηγορίες στρατιωτικών ραντάρ : Εδάφους, Πλοίων και Αεροσκαφών.

4.1.1 Ραντάρ Εδάφους

Τα ραντάρ εδάφους χρησιμοποιούνται για την :
(α) **αεράμυνα**, είναι δηλαδή γιγαντιαία σταθερά ραντάρ με τρισδιάστατο χώρο επισκόπησης και τοποθετούνται συνήθως σε βουνοκορφές ώστε να αυξάνεται η εμβέλεια τους και συνεργάζονται με άλλα ραντάρ ώστε να καλύπτουν όλο τον προς επιτήρηση χώρο αεράμυνας μιάς χώρας (Σύστημα Αεροπορικού Ελέγχου- ΣΑΕ). Τα δεδομένα όλων των συνεργαζομένων ραντάρ συντίθεται σε μια κοινή αεροπορική εικόνα με μεθόδους Data Fusion. Τα ραντάρ αυτά είναι ευπαθή από επιθέσεις πυραύλων HARM[1]. Για τον λόγο αυτό το ΣΑΕ πρέπει να καλύπτει τους διαδρόμους διείσδυσης εχθρικών α/φών με πολλαπλά αλληλοεπικαλυπτόμενα ραντάρ, ώστε απώλεια ενός εξ αυτών να μη προκαλέση μερική τύφλωση του ΣΑΕ.



Για αεράμυνα μικρών αποστάσεων[2] (<10 Km) τα ραντάρ καθοδηγούν τα αντιαεροπορικά πυροβόλα και βλήματα, και είναι κινητά ώστε να μετακινούνται και να αποφεύγουν επιθέσεις από την εχθρική SEAD[3]. Για άμυνα κατά διηπειρωτικών

---

[1] High efficiency Anti- Radiation Missile

[2] SHORAD : Short Range Air Defense

[3] Suppression of Enemy Air Defenses

βαλλιστικών πυραύλων, υπάρχουν τα Πέραν του Ορίζοντος Ραντάρ (OTH= Over The Horizon) λειτουργούντα στα βραχέα κύματα 3-30 MHz.

(β) **παράκτια άμυνα,** με χρήση μετακινουμένων ελαφρών ραντάρ για έγκαιρη προειδοποίηση κατά αποβατικών σκαφών, λέμβων ειδικών δυνάμεων και πάσης φύσεως εισβολέων εκ θαλάσσης.

(γ) **αντιαρματική άμυνα** για έγκαιρη προειδοποίηση κατά προσεγγιζόντων αρμάτων και ΤΟΜΠ, με εποχούμενα ραντάρ των οποίων η κεραία τοποθετείται σε υπερυψωμένο ιστό.

4.2.2 Ραντάρ Πλοίων

Το σύγχρονο πολεμικό πλοίο αποτελεί πλατφόρμα πολλών ραντάρ μακρών και βραχέων αποστάσεων για έρευνα, εγκλωβισμό και ιχνηλάτηση θαλασσίων και εναερίων απειλών. Τα αντιπυραυλικά και αντιαεροπορικά οπλικά συστήματα του πολεμικού πλοίου καθοδηγούνται αποκλειστικώς από ραντάρ.

Εικ. 4.1 *Ιστός Καταδρομικού όπου φαίνονται όλες οι κεραίες των ραντάρ*

Για παράδειγμα, η εικόνα 4.1 δείχνει ιστό πολεμικού πλοίου φέροντα ραντάρ τριών διαφορετικών τύπων. Το κορυφαίο ραντάρ είναι το AN/SPS-10 ραντάρ έρευνας επιφανείας, για να ανιχνεύει αντικείμενα επί του ύδατος δηλαδή άλλα πλοία, και ακτές για ναυτιλία. Η μεγάλη τετραγωνική κεραία διάταξης φάσης (phase array) στο μέσον ανήκει σε τρισδιάστατο ραντάρ ερεύνης αέρος AN/SPS-48 για τον εντοπισμό αεροσκαφών. Πάνω από την κεραία διάταξης υπάρχει τη κεραία του δευτερεύοντος ραντάρ επιτήρησης (Secondary Surveillance Radar- SSR) το οποίο λειτουργεί το σύστημα αναγνώρισης φιλίων / εχθρικών α/φών IFF (Identify, Friend or Foe). Τα δύο χαμηλότερα ραντάρ AN/SPG-55 είναι ραντάρ ιχνηλάτησης εχθρικών βλημάτων ή καθοδήγησης ημετέρων βλημάτων μέσω καταύγασης στόχου (target illumination).

4.2.3 Αερομεταφερόμενο Ραντάρ

Το ραντάρ α/φους λόγω περιορισμών όγκου, βάρους και ισχύος είναι πολλαπλών ρόλων, εν αντιθέσει με του πλοίου, και χρησιμοποιείται εν γένει για :

1. Ανίχνευση στόχων σε μακρυνές αποστάσεις υπό οιαδήποτε καιρικές συνθήκες.
2. Παρακολούθηση / Ιχνηλάτηση στόχου (target tracking)
3. Μέτρηση απόστασης μεταξύ α/φους και στόχου (ranging)
4. Μέτρηση γωνιακής θέσεως στόχου (bearing, azimuth, elevation)
5. Μέτρηση σχετικής ταχύτητος και επιταχύνσεως στόχου
6. Υψομέτρηση Α/φους (Altimeter radar)
7. Ναυτιλία (Navigation)
8. Χαρτογράφηση Εδάφους (Ground Mapping)
9. Καθοδήγηση βλημάτων (Missile Guidance)

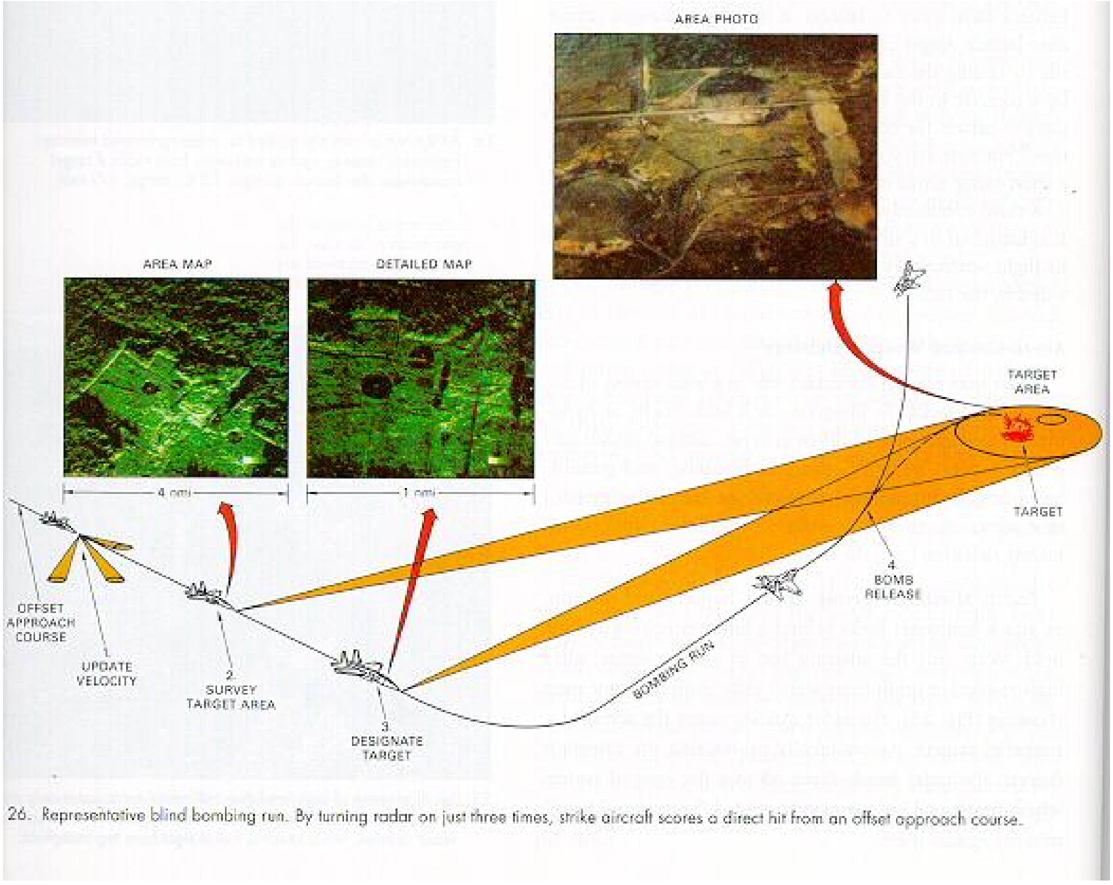
Εικ. (4.2.3^{α}) *Το Ραντάρ AN/APG-70 του F-15 με ανοιχτό τον κώνο του radome*

Τα μειονεκτήματα του ραντάρ επί πολεμικού α/φους είναι τα ακόλουθα :

1. Προδίδει την θέση του α/φους στους Δέκτες Προειδοποίησης Ραντάρ (Radar Warning Receivers - RWR) του εχθρού.
2. Ο εχθρός μπορεί να παρεμβάλει ή να εξαπατήσει το ραντάρ με Ηλεκτρονικά Αντίμετρα (Electronic Counter-Measures, ECM) ή άλλα αντίμετρα (αερόφυλλα-chaff).

Για να αντιμετωπισθούν τα ανωτέρω μειονεκτήματα πρέπει

1. το α/φος να διατηρείται όσο το δυνατόν μακράν της θέας του εχθρού και του βεληνεκούς των όπλων του,
2. το ραντάρ του ημετέρου α/φους να μπορεί να συλλέξη όσο το δυνατόν περισσότερη πληροφορία περί του εχθρού στο μικρότερο δυνατό χρόνο, ώστε οι ημέτερες ηλεκτρομαγνητικές εκπομπές να περιορίζονται στο ελάχιστο,
3. να ελαχιστοποιείται μέσω Ηλεκτρονικών Αντι-Αντιμέτρων (Electronic Counter-Counter Measures -ECCM) η ευαισθησία του ημετέρου ραντάρ στα εχθρικά ECM.



26. Representative blind bombing run. By turning radar on just three times, strike aircraft scores a direct hit from an offset approach course.

<u>Σχήμα (4.2.3β) :</u> Τυφλός Βομβαρδισμός F-15 με χρήση ραντάρ SAR. Το ραντάρ ενεργοποιείται διαδοχικά 3 φορές. Πρώτη, για να ενημερώσει την ένδειξη ταχύτητας του INS, δεύτερη για να δημιουργήσει ένα χονδρικό χάρτη της περιοχής και τρίτη για να δημιουργήσει λεπτομερή χάρτη της άμεσης περιοχής του στόχου, όπου ο πιλότος τοποθετεί το σταυρόνημα και βάλλει.

Παρακάτω παρατίθεται **Πίνακας των κυριωτέρων εφαρμογών αεροπορικού ραντάρ**, είτε αυτές είναι αποκλειστικά στρατιωτικές είτε και πολιτικές.

Κατηγορία	**Εφαρμογές**
Ανίχνευση Επικίνδυνων Καιρικών Φαινομένων	• Αποφυγή Καταιγίδων • Προειδοποίηση Καθοδικών ρευμάτων
Ναυτιλιακό Βοήθημα	• Σηματοδότηση Αεροδρομίων με Ραδιοφάρους/Ραντάρ • Υποβοήθηση Εναέριας Κυκλοφορίας • Αποφυγή Αεροπορικών Συγκρούσεων • Μέτρηση Υψομέτρου • Χαμηλές Πτήσεις Παρακολούθησης Αναγλύφου • Ταυτόχρονη Εμπρόσθια Μέτρηση Υψομέτρου και Απόστασης Επίγειου Στόχου • Μέτρηση Ταχύτητος Α/φους με 3 δέσμες Doppler
Χαρτογράφηση Εδάφους	• Περιπολίες Παγωμένων Εκτάσεων • Χαρτογράφηση Εδάφους Υψηλής Ευκρίνειας • Αστυνόμευση Ερημικών Περιοχών • Καθοδήγηση για Τυφλές Προσγειώσεις

Έρευνα και Διάσωση Θαλάσσης	● Έρευνα και Διάσωση ● Ανίχνευση Υποβρυχίων
Αναγνώριση / Επιτήρηση	● Επιτήρηση εκ μεγάλων αποστάσεων ● Έγκαιρη Προειδοποίηση ● Επιτήρηση Θαλάσσης ● Διεύθυνση / Συντονισμός Επιχειρήσεων Εδάφους ● Επιτήρηση Επιφανείας με Αερόστατα
Υποστήριξη Αποστολής Μαχητικού Ά/φους	● Έρευνα Αέρος-Αέρος ● Αποτίμηση Επίθεσης ● Ταυτότητα Στόχου ● Διεύθυνση Πυρός Πυροβόλων / Πυραύλων ● Καθοδήγηση Πυραύλων/ Βλημάτων
Εξαπόλυση Όπλων Αέρος / Εδάφους	● Τυφλός Τακτικός Βομβαρδισμός ● Στρατηγικός Βομβαρδισμός ● Καταστολή Εχθρικής Αεράμυνας
Εκτονωτές Προσέγγισης	● Πυροβολικό ● Καθοδηγούμενο Βλήμα

Σημείωση : Μπλε Γράμματα = Εφαρμογές Πολιτικές και Στρατιωτικές
Κόκκινα Γράμματα = Εφαρμογές μόνο Στρατιωτικές

4.2 Πολιτικές Εφαρμογές

4.2.1 Πολιτική Αεροπορία

1. Έλεγχος Εναέριας Κυκλοφορίας στις περιοχές δικαιοδοσίας των πολιτικών αεροδρομίων και στα FIR των διαφόρων χωρών.
2. Precision Approach Radar (PAR) - Για ακριβή καθοδήγηση α/φων στο διάδρομο προσγείωσης.
3. Airfield Control Radar (ACR) - Επισκοπεί περιοχή αεροδρομίου για ILS-Instrument landing System.
4. Χρήση Ραδιοφάρων που λειτουργούν σαν ερωτητές (interrogators) των αεροσκαφών οι οποίοι λαμβάνουν τις κωδικοποιημένες απαντήσεις για την ταυτότητα των α/φων και μετρούν την ακτινική ταχύτητα και απόσταση του α/φους. (ATRBS - Air Traffic Control Beacon System).
5. Ο δέκτης DME, επιτρέπει ένα ά/φος να καθορίσει την ακριβή απόσταση του από τους σταθμούς VOR (Visual Omni-Range), των οποίων οι τοποθεσίες σημειώνονται σε όλες τους χάρτες πτήσεων.
6. Υψόμετρα α/φών με χρήση FM-CW ραντάρ που εκπέμπει προς τα κάτω μια ισχυρή δέσμη και λαμβάνει τις επιστροφές από το έδαφος, μετρώντας έτσι την σχετική καθυστέρηση με χρήση της τεχνικής FM-Ranging.
7. Αποφυγή ανωμάλων καιρικών φαινομένων και καταιγίδων με την χρήση παλμικών ραντάρ καιρού τα οποία ανακλούν την ακτινοβολία τους από υδροσταγόνες.
8. Αποφυγή συγκρούσεων στο αέρα μεταξύ α/φων.

4.2.2 Ναυτιλιακές και Λιμενικές Χρήσεις

1. Ραντάρ Πλοίων για έγκαιρη προειδοποίηση εμποδίων στην πορεία του σκάφους (ακτών, σκοπέλων, παγοβούνων, άλλων πλοίων κλπ.) σε περιπτώσεις σκότους, ομίχλης και γενικά χαμηλής ορατότητας.

2. Search and Rescue (SAR) - Ραντάρ για χρήση επιχειρήσεων έρευνας και διάσωσης ναυαγών.
3. Χαρτογράφηση ωκεανών με χρήση αερομεταφερομένου ή δορυφορικού ραντάρ με συνθετικό άνοιγμα (Synthetic Aperture Radar- SAR).

4.2.3 Διαστημικές Χρήσεις

1. Χαρτογράφηση Πλανητών όπως της Αφροδίτης με το ραντάρ SAR του διαστημοπλοίου Magellan (1987-89)
2. Υποβοήθηση ελιγμών προσέγγισης διαστημοπλοίων όπως της Space Shuttle με τον ρωσικό διαστημικό σταθμό MIR.
3. Αποφυγή συγκρούσεων με τροχιοδρομούντα γύρω από την γή διαστημικά ‘σκουπίδια’ (space debris), υπολείμματα παλαιών δορυφόρων και διαστημοπλοίων.
4. Ανακάλυψη αστεροειδών, μετεωριτών και χαρτογράφηση Σελήνης με επίγεια ραντάρ.

4.2.4 Αστυνόμευση Κυκλοφορίας Αυτοκινητοδρόμων
4.2.5 Παρακολούθηση Περιβαλλοντικών Καταστροφών (πετρελαιοκηλίδες)
4.2.6 Τηλεπισκόπιση Γεωλογικών και Φυσικών αλλαγών στην επιφάνεια της Γης με χρήση δορυφορικού SAR (European Remote Sensing Satellites - ERS 1, 2)

5. Η ΕΞΙΣΩΣΗ ΤΟΥ ΡΑΝΤΑΡ

Η εξίσωση του ραντάρ συσχετίζει την εμβέλεια του ραντάρ με τα χαρακτηριστικά του πομπού, της κεραίας, του στόχου και του μέσου διάδοσης ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας.

Εάν P_t είναι η εκπεμπομένη ισχύς από τον πομπό και η κεραία εκπομπής είναι ισοτροπική (μεταδίδει σφαιρικά ομοιογενή ακτινοβολία, δηλ. προς όλες τις κατευθύνσεις) τότε η πυκνότητα της ηλεκτρομαγνητικής ισχύος σε απόσταση R από την κεραία ισούται προς τον λόγο της ισχύος P_t προς την επιφάνεια $4\pi R^2$ της ιδεατής σφαίρας ακτίνος R, δηλ.

Πυκνότης Ισχύος από Ισοτροπική Κεραία $= \dfrac{P_t}{4\pi R^2}$ **Watt/m^2** **(1)**

Αλλα όλα τα ραντάρ χρησιμοποιούν κατευθυντικές (μη ισοτροπικές) κεραίες με μια απολαβή G>1 προς ωρισμένες κατευθύνσεις και G<<1 προς τις υπόλοιπες. Η μεγίστη **απολαβή** μιας κεραίας ορίζεται ως ο λόγος της μεγίστης δυνατής εντάσεως ακτινοβολίας εκπεμπομένης απο την εν λόγω κεραία προς την ένταση ακτινοβολίας μιας ιδανικής ισοτροπικής κεραίας εκπέμπουσας την ίδια ισχύ. (Η ένταση ακτινοβολίας ειναι η ηλεκτρομαγνητική ισχύς ακτινοβολούμενη προς μία μοναδιαία στερεά γωνία σε συγκεκριμένη διεύθυνση). Εν γένει η απολαβή κεραίας προς μία ωρισμένη κατεύθυνση είναι συνάρτηση της γωνίας της κατεύθυνσης αυτής ως προς τον άξονα συμμετρίας της κεραίας (boresight) όπου η απολαβή είναι μεγίστη δηλαδή G=G(φ,θ).

Πυκνότης Ισχύος από Κατευθυντική Κεραία $= \dfrac{P_t G}{4\pi R^2}$ **Watt/m^2** **(2)**

Η εκπεμπόμενη ακτινοβολία προσπίπτει επί του στόχου και αντανακλάται προς διάφορες κατευθύνσεις. Η εγκαρσία τομή[4] **σ** του στόχου που είναι υπεύθυνη για την ανάκλαση ακτινοβολίας πίσω προς την κεραία του ραντάρ μπορει να θεωρηθεί σαν η απολαβή μιας ιδεατής κεραίας ετσι ώστε

$$\textbf{Πυκνότης Ισχύος Ανακλωμένης στο Ραντάρ} = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2}\frac{\pm}{4\pi R^2}\ \textbf{Watt/m}^{\mathbf{2}} \qquad \textbf{(3)}$$

Εάν η δραστική επιφάνεια της κεραίας λήψης του ραντάρ είναι η A_e τότε η

$$\textbf{Ισχύς επιστρέφουσα στο Ραντάρ} \ = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2}\frac{\pm}{4\pi R^2} A_e \qquad \textbf{Watt} \quad \textbf{(4)}$$

Συνήθως η δραστική επιφάνεια κεραιών ραντάρ είναι το ήμισυ της αντίστοιχης γεωμετρικής επιφάνειας ή εν γένει δίδεται από την σχέση A_e=A·η όπου η είναι η απόδοση της κεραίας. Από την θεωρία κεραιών, η σχέση που συνδέει την απολαβή μετάδοσης και την δραστική επιφάνεια μιας κεραίας είναι η ακόλουθη :

$$G = \frac{4\circledR A_e}{\mathrm{a}^2} \qquad \textbf{(5)}$$

όπου λ είναι το μήκος κύματος της εκπεμπόμενης από την κεραία Η/Μ ακτινοβολίας. Επειδή οι κεραίες εκπομπής και λήψης στα περισσότερα ραντάρ είναι μία μοναδική κεραία, τότε λύνουμε την (5) ως προς το A_e και υποκαθιστούμε την λύση στην (4) για να επιτύχουμε μια τελική μορφή της εξίσωσης του ραντάρ για την λαμβανόμενη ισχύ P_r

$$P_r = \frac{P_t G^2 \mathrm{a}^2 \pm}{(4\pi)^3 R^4}\ \textbf{Watt} \qquad \textbf{(5a)}$$

<u>Παράδειγμα :</u>

Ένα ραντάρ εκπέμπει ισχύ P_t = 100 kW σε μήκος κύματος λ=0.1m με κεραία απολαβής G_t=40 dB. Ο στόχος παρουσιάζει σ=1m^2 σε απόσταση R=90km. Τότε η επιστρέφουσα ισχύς γίνεται $P_r = (10^5)(10^4)^2(0.1)^2(1)/(1984.4)(90\times10^3)^4=7.68\times10^{-13}$W.

Η λαμβανόμενη ισχύς στην (5a) δεν λαμβάνει υπ' όψιν διάφορες απώλειες στην εκπομπή L_t, στην μετάδοση δια της ατμόσφαιρας L_p και στην ληψη L_r . Εάν όλες οι απώλειες συγκεντρωθούν σε ένα όρο $L_0 = L_t L_p L_r$ η λαμβανόμενη ισχύ P_r γίνεται

$$P_r = \frac{P_t G^2 \mathrm{a}^2 \pm}{(4\pi)^3 R^4 L_0}\ watts \qquad \textbf{(5b)}$$

Η παραπάνω εξίσωση του ραντάρ είναι απλουστευμένη αλλά δίνει μια εικόνα σχετικά με τις δυνατότητες ενός ραντάρ. Εάν επί παραδείγματι λύσωμε την (5b) ως προς την εμβέλεια R, μπορούμε να υπολογίσωμε την μεγίστη δυνατή εμβέλεια R_{max} του ραντάρ, αν η ελάχιστη ισχύς η οποία μπορεί να ανιχνευθεί από τον δέκτη είναι $P_{r,min}$:

$$R = \left[\frac{P_t G^2 \mathrm{a}^2 \pm}{P_{r,\min}(4\pi)^3 L_o}\right]^{1/4}\ \textbf{meters} \qquad \textbf{(6)}$$

---

[4] RCS = Radar Cross Section

όπου P_t = εκπεμπόμενη ισχύς, watts
G= απολαβή κεραίας (antenna gain)
σ= εγκαρσία διατομή στόχου όπως φαίνεται στο ραντάρ (radar cross section)
λ=c/f = μήκος κύματος εκπεμπόμενου σήματος (wavelength).

Στην (6) η εγκαρσία τομή του στόχου είναι ουσιαστικά ένας στατιστικός όρος διότι είναι απρόβλεπτη και παρουσιάζει διακυμάνσεις. Την εγκάρσια διατομή π.χ. ενός αεροσκάφους stealth προσπαθούν να ελαχιστοποιήσουν οι σχεδιαστές του (με απορροφητικά υλικά, σκεδαστικές επιφάνειες και αλλαγή πόλωσης) ώστε τα ραντάρ εγκαίρου προειδοποιήσεως του εχθρού να καταστούν ουσιαστικά άχρηστα. Εν γένει η εγκαρσία διατομή μη σημειακών στόχων όπως πλοίων, αεροσκαφών, οχημάτων, χαρακτηριστικών εδάφους είναι πεπλεγμένες συναρτήσεις της γωνίας ατενισμού και της συχνότητας του ραντάρ.

Εάν ο πομπός και ο δέκτης του ραντάρ δεν συνυπάρχουν αλλά είναι γεωγραφικά διαχωρισμένοι τότε το ραντάρ είναι διστατικό και η εξίσωση του διατηρεί την μορφή:

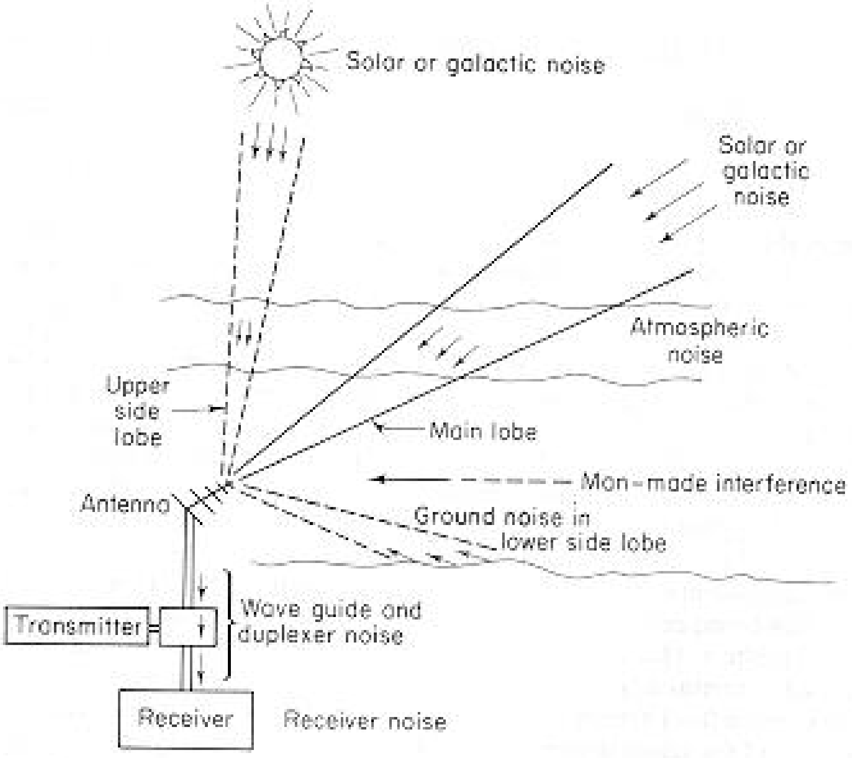
$$P_r = \frac{P_t G_T G_R \, \mathrm{a}^2 \pm}{(4\pi)^3 R_T^2 R_R^2} \textbf{Watt} \qquad \textbf{(5c)}$$

όπου G_T απολαβή κεραίας πομπού, G_R απολαβή κεραίας δέκτη, R_T απόσταση πομπού ραντάρ -στόχου, R_R απόσταση στόχου-δέκτη ραντάρ.

Μία μορφή διστατικού ραντάρ είναι η καθοδήγηση βλήματος Αέρος-Αέρος (Α/Α) από το ραντάρ επιτιθέμενου αεροσκάφους ή πλοίου. Τα ημιενεργά βλήματα καθοδηγούνται προς τον στόχο από την ακτινοβολία του πομπού του ραντάρ του εκτοξευτήρα τους η οποία ανακλάται από τον στόχο και συλλαμβάνεται από τον δέκτη που βρίσκεται στον κώνο του βλήματος.

Block 50 F-16 Fires AGM-88 Antiradition Missile

6. ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΤΟ ΡΑΝΤΑΡ



Σχήμα (6) : Πηγές Θορύβου στο Ραντάρ : Γαλαξιακός και Ηλιακός Θόρυβος εισερχόμενος από τον ανώτερο πλευρικό λοβό και τον κύριο λοβό, θόρυβος εδάφους εισερχόμενος από τον κατώτερο λοβό, ανθρωπογενείς παρεμβολές, εσωτερικός θόρυβος κυματοδηγών και διπλέκτη, θόρυβος δέκτη.

Ο θόρυβος που επηρεάζει το ραντάρ είναι (α) θόρυβος παραγόμενος στα ίδια τα κυκλώματα από την κεραία μέχρι τον δέκτη και (β) θόρυβος που υπεισέρχεται στην κεραία από το περιβάλλον (ουρανό, έδαφος, γαλαξία).
Επίσης υπάρχει θόρυβος παραγόμενος από ανθρώπινες πηγές, συμπτωματικά (παράσιτα) ή εμβαλωματικά (παρεμβολές) καθώς και ανεπιθύμητες ανακλάσεις από έδαφος, θάλασσα ή αέρα (Clutter).

Τα κυκλώματα του δέκτη του ραντάρ παράγουν ηλεκτρονικό θόρυβο που οφείλεται στην θερμική κίνηση των ηλεκτρονίων στις ωμικές αντιστάσεις των βαθμίδων εισόδου του δέκτη συμπεριλαμβανομένης της γραμμής μεταφοράς. Ο θόρυβος αυτός καλείται θερμικός θόρυβος και είναι ευθέως ανάλογος προς την θερμοκρασία συστήματος T_s των ωμικών μερών του δέκτη εκφραζομένη σε βαθμούς Kelvin και προς το εύρος φάσματος θορύβου του δέκτη B_n (Bandwidth)

Ισχύς θερμικού θορύβου $N = kT_s B_n$ **(7)**

όπου k=σταθερά Boltzman = 1,38 × 10^{-23} Joules/deg. Εαν η θερμοκρασία συστήματος T_s είναι θερμοκρασία δωματίου τότε $T_s = T_o = 290$ K και συνεπώς :

$K\ T_o$ =4ò10^{-21} Watts/Hz = -204 dBW/Hz = -174 dBm/Hz. **(7a)**

6.1 Εύρος Φάσματος Δέκτη (Bandwidth)

Εάν ο δέκτης είναι υπερετερόδυνος, το εύρος φάσματος δέκτου είναι αυτό των ενδιαμέσων IF σταθμών. Εν γένει το εύρος φάσματος ορίζεται από τον εξής τύπο

$$B_n = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 \, df}{|H(f_o)|^2} \qquad \mathbf{(8)}$$

όπου H(f) = Χαρακτηριστική απόκριση συχνότητος ενισχυτού ή φίλτρου IF,
f_0= συχνότης μεγίστης απόκρισης στην μεσαία ζώνη.

Το B_n,που καλείται και Ισοδύναμο Φάσμα Θορύβου (Equivalent Noise Bandwidth), είναι πρακτικά το εύρος ενός ορθογώνιου φίλτρου του οποίου η κορυφαία απόκριση είναι ίση με αυτή του πραγματικού φίλτρου IF και του οποίου το εμβαδόν είναι ίσο με το εμβαδόν του πραγματικού φίλτρου IF. Το B_n είναι διαφορετικό από το εύρος φάσματος 3-dB. Το εύρος φάσματος 3-dB (B_{3dB}) ορίζεται ως η απόσταση μεταξύ των σημείων στην χαρακτηριστική της απόκρισης συχνότητος όπου η απόκριση δυναμικού (σε Volts) μειώνεται στο 1/√2 της μεγίστης τιμής της (και η απόκριση ισχύος στο 1/2).

Ο λόγος $B_n/B_{3\text{-}dB}$ εξαρτάται από την χαρακτηριστική των φίλτρων IF :

- Φίλτρο 1ης Τάξεως (κλίση πλευρών 6 dB) : $B_n/B_{3\text{-}dB} = \pi/2=1{,}57$
- sinx/x : $B_n/B_{3\text{-}dB}$ =1,13
- Φίλτρο υψηλού Q (απότομες πλευρές) : $B_n/B_{3\text{-}dB} \cong 1$
- Παλμικό Ραντάρ Doppler : $B_n \cong 1/\tau$, τ= διάρκεια παλμού, (συνήθως της τάξεως των MHz).
- CW Ραντάρ : B_n = 0,1 - 2 KHz, Εύρος Ζώνης Φίλτρου Doppler

6.2 <u>Παράγων Θορύβου (Noise Figure)</u>

Ο Παράγων Θορύβου (Noise Figure) ενός δέκτη ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος θορύβου στην έξοδο ενός πραγματικού δέκτη N_{out} διά της αντιστοίχου ισχύος στην έξοδο ενός ιδανικού δέκτη $N_a = G_r N_i$

$$F_n = \frac{N_{out}}{G_r N_i} \qquad \mathbf{(9a)}$$

όπου $\mathbf{N_\iota = kT_oB_n}$ **(9b)**

είναι η ισχύς θορύβου στην είσοδο ενός ιδεώδους δέκτη και η απολαβή G_r ορίζεται ως ο λόγος ισχύος σήματος στην έξοδο του δέκτη διά της ισχύος σήματος στην είσοδο δηλ. $\mathbf{G_r = S_o/S_i}$ **.** **(9c)**

Ένεκα του (9b), η εξίσωση (9a) μπορεί να γραφεί και ώς :

$$F_n = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \qquad \mathbf{(9d)}$$

Αλλά ο θόρυβος στην έξοδο ενός πραγματικού δέκτη είναι ίσος με τον θόρυβο στην έξοδο ενός ιδανικού δέκτη (δηλαδή θόρυβο που εισέρχεται στην είσοδο και ενισχύεται μέσα στον δέκτη) συν ένα ποσό ΔΝ θορύβου ο οποίος παράγεται μέσα στον μη ιδανικό δέκτη :

$$N_{o\theta\tau} = G_r N_i + \Delta N \qquad \textbf{(10a)}$$

όπου

$$\Delta N = k T_e B_n G_r \qquad \textbf{(10b)}$$

και T_ε ορίζεται σαν ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη.

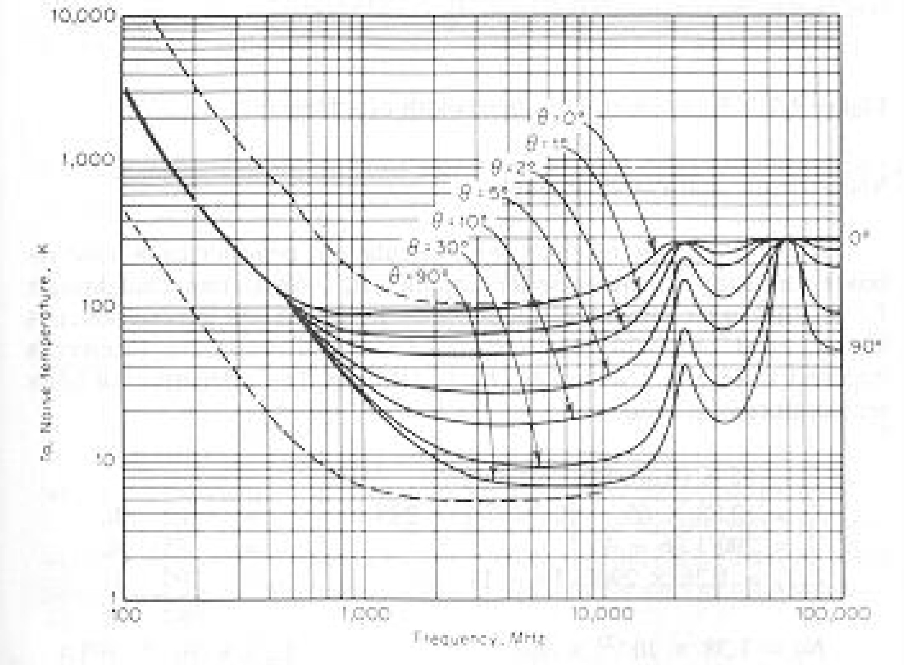
Αντικαθιστώντας τις (10) στην (9α) ευρίσκουμε την έκφραση της ισοδύναμης θερμοκρασίας θορύβου του δέκτη συναρτήσει του παράγοντος θορύβου :

$$T_e = (F_n - 1)T_o \qquad \textbf{(11a)}$$

ή

$$F_n = 1 + \frac{T_e}{T_o} \qquad \textbf{(11b)}$$

6.3 Συνολικός Θόρυβος στον Δέκτη[5]



__Σχήμα 6.3 :__ Θερμοκρασία Θορύβου Ιδεώδους κεραίας (Χωρίς Απώλειες, χωρίς Πλευρικούς Λοβούς Κατευθυνόμενους προς την γή) συναρτήσει της συχνότητας για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης δέσμης. Ο Θόρυβος είναι αποκλειστικά ηλιακός και γαλαξιακός. Η άνω διακεκομμένη γραμμή αντιστοιχεί σε μέγιστο γαλαξιακό θόρυβο, 100 φορές την στάθμη του ήρεμου ήλιου, γωνία ανύψωσης 0^o. Η κάτω διακεκομμένη γραμμή αντιστοιχεί σε ελάχιστο γαλαξιακό θόρυβο, ηλιακό θόρυβο =0 και γωνία ανύψωσης 90^o. Τά μέγιστα στα 22.2 GHz και 60 GHz οφείλονται σε συντονισμό απορροφητικότητας υδρατμών και οξυγόνου αντίστοιχα

---

[5] Ακολουθείται εδώ η ανάπτυξη του κλασσικού συγγράμματος ‘A Guide to Basic Pulse Radar’, L.V. Blake, Naval Research Lab, Dec. 1969.

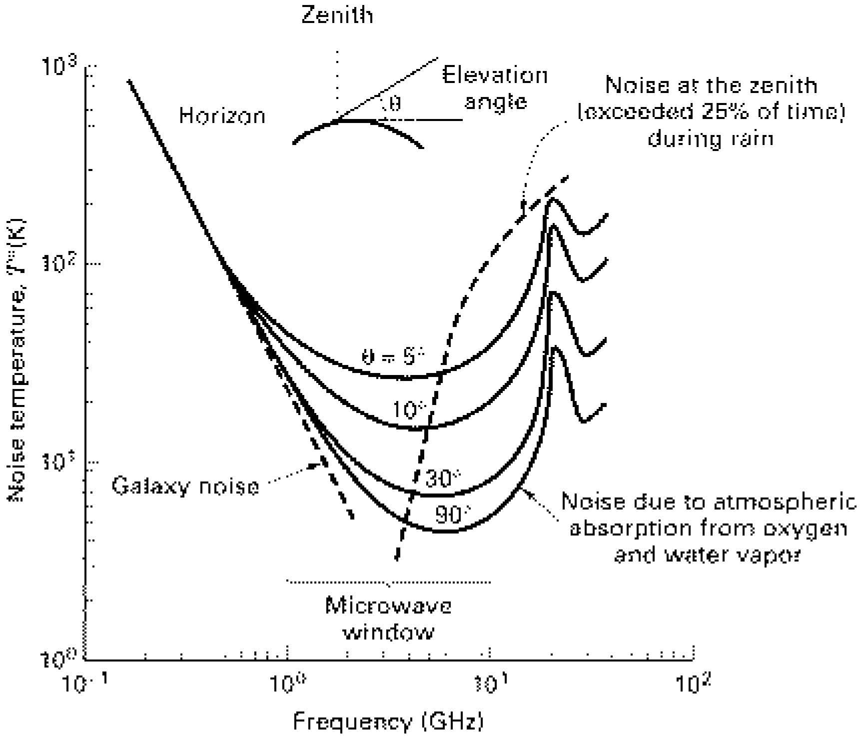


Figure 5.20 Sky noise temperature.

Η θερμοκρασία θορύβου συστήματος ραντάρ διακρίνεται σε τρείς κύριες συνιστώσες:

$$T_s = T_a + T_r + L_r T_e \qquad (12)$$

όπου

$$T_a = (0.88\,T_a' - 254)/L_a + T_o \qquad (12\ \alpha)$$

είναι η συμμετοχή της κεραίας, T_a' είναι η φαινομένη θερμοκρασία ουρανού στην συχνότητα του ραντάρ από το σχήμα 6.3, L_a είναι ωμικές απώλειες εντός της κεραίας, και

$$T_r = T_{tr}\,(L_r - 1) \qquad (12\ b)$$

είναι η συμμετοχή των κυματοδηγών και καλωδίων που συνδέουν την κεραία με τον δέκτη, T_{tr} και L_r είναι η φυσική θερμοκρασία και οι απώλειες αντίστοιχα των κυματοδηγών, και

$$T_e = T_o\,(F_n - 1) \qquad (12\ c)$$

είναι η συμμετοχή από την θερμοκρασία θορύβου στον ίδιο τον δέκτη.

Ο συνολικός θόρυβος του συστήματος ραντάρ είναι τελικά :

Ισχύς Θορύβου Συστήματος $N_s = kT_s B_n$ (13)

όπου η θερμοκρασία συστήματος υπολογίζεται από την εξίσωση (12) και το εύρος ζώνης θορύβου δίδεται στην παράγραφο (6.1) για διάφορες περιπτώσεις.

Παράδειγμα :

Δέκτης στην ζώνη συχνοτήτων S αποτελείται από ένα RF ενισχυτή χαμηλού θορύβου, F_n = 5 dB, ο οποίος συνδέεται μέσω κυματοδηγών με απώλεια L_r=1 dB σε κεραία ατενίζουσα στις θ=1^o με εσωτερικές απώλειες L_a = 0.2 dB και με κανονικά χαρακτηριστικά πλευρικών λοβών. Ο δέκτης είναι προσαρμοσμένος να λαμβάνει παλμούς 1 μsec. Να υπολογισθεί η ισχύς θορύβου του συστήματος.

Λύση :

T_a' = 65 K (από σχήμα 6.3)
L_a = 0.2 dB = 1.047
$T_a = (0.88\times65-254)/1.047+290$ = 102 K
L_r=1 dB = 1.26 και T_{tr}=290 K
$T_r=290(1.26-1)$ = 75 K
F_n= 5 dB = 3.16
$\underline{L_rT_e = 1.26\times290(3.16-1)}$ = $\underline{790\ \text{K}}$
T_s = 967 K
$kT_s = 1.38\times10^{-23}\times967$ = 1.33×10^{-20} W/Hz
$B_n = 1/10^{-6}$ sec = 10^6 Hz
$N= kT_s B_n= 1.33\times10^{-14}$ W = -138.8 dBW = - 108.8 dBm

Αν το ραντάρ προσβάλει στόχους πρός την γή να αντικαθιστούμε τις θερμοκρασίες κεραίας και κυματοδηγών T_a και T_r με T_o= 290 K και η θερμοκρασία συστήματος από την (13) γίνεται :

$$T_s = T_o L_r F_n \qquad (13a)$$

Αντίθετα αν το ραντάρ προσβάλει στόχους προς τον ψυχρό ουρανό (T_a =$T_r \approx$ 0 K) η θερμοκρασία συστήματος γίνεται :

$$T_s = T_o (L_r F_n -1) \qquad (13b)$$

6.4 Εξίσωση του Ραντάρ και Λόγος Σήματος-Θορύβου

Για την εξεύρεση του ελαχίστου φωρατού λόγου σήματος-θορύβου που είναι αναγκαίος για την φώραση ή ανίχνευση του σήματος στην έξοδο του δέκτη του ραντάρ, χρησιμοποιούμε την εξίσωση (5) με ελάχιστη λαμβανόμενη ισχύ $S_o=P_{r,\min}$ και την διαιρούμε με την ισχύ θορύβου συστήματος από την εξίσωση (13) $N_o=N_s$

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\min} = \frac{P_t G^2 \text{a}^2 \pm}{(4\pi)^3 k\, T_s\, B_n R^4 L_0} \qquad (14)$$

Λύνοντας την (14) ως προς R ευρίσκουμε την εξίσωση μεγίστης εμβέλειας του ραντάρ

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_t G^2\ \text{a}^2 \pm}{(4\pi)^3 kT_s B_n \left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\min} L_o}} \qquad (15)$$

Λόγω των (13a) και (13b), αν το ραντάρ προσβάλει στόχους πρός την γή ο λόγος σήματος-θορύβου του ραντάρ απλοποιείται στην ακόλουθη εξίσωση (L_r=1)

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right) = \frac{P_t G^2 \mathrm{a}^2 \pm}{(4\pi)^3 k T_o B_n F_n R^4} \qquad (16a)$$

Παρομοίως, αν το ραντάρ προσβάλει στόχους προς τον ουρανό τότε ο λόγος σήματος - θορύβου γίνεται :

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right) = \frac{P_t G^2 \mathrm{a}^2 \pm}{(4\pi)^3 k T_o B_n (F_n - 1) R^4} \qquad (16b)$$

Οι εξισώσεις (16) επαυξάνονται με ένα παράγοντα ολοκλήρωσης πολλαπλών επιστροφών $G_p = N/L_i$ όπου N είναι ο αριθμός των επιστροφών που συσσωρεύονται στον ανιχνευτή και L_i είναι απώλειες ολοκλήρωσης :

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right) = \frac{P_t G^2 \mathrm{a}^2 \pm\ G_p}{(4\pi)^3 k T_o B_n F_n R^4} \qquad (16c)$$

6.5 Παράδειγμα Εφαρμογής Εξίσωσης Ραντάρ

Δίδεται ραντάρ με τα εξής χαρακτηριστικά :

1. Μέση Ισχύς Πομπού P_t= 5 KW
2. Αποληβή Κεραίας G=36 dB
3. Μήκος Κύματος λ=0.1 ft (X-Band)
4. RCS σ=10 m^2
5. Απώλειες Κεραίας L_a=1.5 dB
6. Απώλειες Κυματοδηγών / Δέκτη L_r=3.5
7. Εμβέλεια R=10 mmi
8. Εύρος Φάσματος Δέκτου B_n=1 MHz
9. Παράγων Θορύβου Δέκτου F_n=10 dB
10. Γωνία Ανύψωσης Κεραίας = 10^o.

Ζητούνται (α) η λαμβανομένη μέση ισχύς στο δέκτη του ραντάρ, (β) η ισχύς θορύβου στον δέκτη του ραντάρ, (γ) ο λόγος σήματος-θορύβου

Χρησιμοποίησε τις κάτωθι αντιστοιχίες : 1 ft (foot) = 0.3048 meter, 1 nmi (nautical mile) = 1852 meters.

Λύση

(α) Λογαριθμίζουμε την εξίσωση $P_r = \frac{P_t G^2 \mathrm{a}^2 \pm}{(4\pi)^3 R^4 L_0}$ (5b) και πολλαπλασιάζουμε × 10 για να μετατρέψουμε όλα τα μεγέθη σε deci-Bels (dB) :

$10 \log P_r = 10 \log P_t + 2\times 10 \log G + 20 \log \lambda + 10 \log \sigma - 30 \log 4\pi - 40 \log R - 10 \log L_o$

10 log P_t	10 log(5×10^3 W / 1W)	36.9897	dBW

$2\times 10\log G$	2×36	72.00	dB
$20\log\lambda$	$20\log(0.3048\times 0.1)$	-30.3197	dB
$10\log\sigma$	$10\log(10)$	10.00	dB
$-30\log 4\pi$	-30×1.0992	-32.9763	dB
$-40\log R$	$-40\times\log(18520)$	-170.706	dB
$-10\log L_o$	-1.5-3.5	-5.00	dB
$10\log P_r$		-120.0123	dBW
	Ισχύς Δέκτη :	9.97×10^{-13}	Watt

(β) Υπολογισμός Ισχύος Θορύβου :

T_a'	(από σχήμα 6.3 και γωνία ανύψωσης 10^o)	= 20 K	
L_a	= 1.5 dB	= 1.4125	
T_a	$=\left(0.88\,T_a'-254\right)/L_a+T_o$	=(0.88×20-254)/1.4125+290	=122.64 K
L_r	=3.5 dB	= 2.2387	
T_{tr}	θερμοκρασία Δωματίου	=290 K	
T_r	$=T_{tr}\left(L_r-1\right)$	=290(2.2387-1)	=359.23 K
F_n	= 10 dB	= 10	
L_rT_e	$=L_e\ T_o\,(F_n-1)$	$=2.2387\times 290(10-1)$	=5843 K
T_s	$=T_a+T_r+L_r\,T_e$		=6324.867 K
kT_s	$= 1.38\times 10^{-23}\times 6324.867$	$= 8.728\times 10^{-20}$ W/Hz	
B_n	$= 10^6$ Hz		
N	$= kT_s\,B_n$	8.728×10^{-14} W	-130.59 dBW -100.59 dBm

γ) Λόγος Σήματος Θορύβου $=P_r|$dBW - N |dBW = -120.0123 -(-130.59) =10.578 dBW

7. ΤΥΠΟΙ ΡΑΝΤΑΡ

7.1 Πρωτεύοντα / Δευτερεύοντα Ραντάρ

Πρωτεύοντα (Primary) ραντάρ ακτινοβολούν προς ένα μη συνεργαζόμενο στόχο οι επιστροφές από τον οποίο χρησιμοποιούνται για την εξαγωγή πληροφορίας. Δευτερεύοντα (secondary) ραντάρ είναι εκείνα στα οποία η ακτινοβολία του πρωτεύοντος ραντάρ ή ένα ξέχωρο σήμα καταύγασης στόχου προκαλεί μία ενεργή απόκριση από τον συνεργαζόμενο στόχο. Ουσιαστικά δηλαδή τα δευτερεύοντα ραντάρ είναι τηλεπικοινωνιακές συσκευές με ένα πομποδέκτη-ερωτητή (interrogator) στην πλευρά του ραντάρ και ένα αναμεταδότη (transponder) στον στόχο ο οποίος είναι ένα υπεριπτάμενο α/φος. Ο ερωτητής εκπέμπει ένα κωδικοποιημένο σήμα το οποίο όταν ανιχνευθεί από τον αναμεταδότη προκαλεί από τον δεύτερο μία κωδικοποιημένη απόκριση προς τον ερωτητή του δευτερεύοντος ραντάρ. Δηλαδή το δευτερεύον ραντάρ δέχεται την απάντηση του αναμεταδότη και όχι την ανάκλαση του ίδιου του σήματος του. Παράδειγμα τέτοιου συστήματος είναι το IFF- Indentify Friend or Foe.

7.2 Μονοστατικά / Διστατικά Ραντάρ

Εάν η κεραία του ραντάρ χρησιμοποιείται από αμφότερους, τον πομπό και δέκτη τότε το ραντάρ ονομάζεται Μονοστατικό. Εάν ο πομπός και ο δέκτης του ίδιου ραντάρ ευρίσκονται σε διαφορετικές τοποθεσίες, τότε το ραντάρ ονομάζεται Διστατικό. Η δε γωνία Πομπού-Στόχου-Δεκτη ονομάζεται Διστατική γωνία. Οι συνηθέστερες κυματομορφές που εκπέμπονται από διστατικά ραντάρ είναι είτε CW ή FMCW διότι παράγουν λιγώτερη παρεμβολή λόγω διαρροών (spillover interference). Το διστατικό ραντάρ χρησιμοποιείται για την προστασία του οχήματος που φέρει τον πομπό, συνήθως μαζύ με ένα οπλικό σύστημα, από επιθέσεις εχθρικών antiradiation missiles (ARM), διότι δεν υπάρχει εκπεμπόμενη ακτινοβολία από το όχημα για να προδώσει την παρουσία του. Από την άλλη πλευρά ο πομπός μπορεί να τοποθετηθεί σε μεγαλύτερη απόσταση πέραν του βεληνεκούς των εχθρικών όπλων. Η μεγαλύτερη δυσχέρεια στο διστατικό ραντάρ είναι η επίτευξη συγχρονισμού μεταξύ πομπού και δέκτη. Πλεονέκτημα του ραντάρ αυτού είναι επίσης η δυνατότητα να επιτύχει ανιχνεύσιμς RCS από εχθρικά α/φη τύπου stealth.

7.3 Ραντάρ Έρευνας / Ιχνηλάτησης

a. Ραντάρ Έρευνας Search Radars
   1. Surface Search radars
   2. Air Search radars
   3. 2-D Search radars
   4. 3-D Search radars

b. Ραντάρ Ιχνηλάτησης - Tracking radars
   1. Κωνικής Σάρωσης (Conical Scan)
   2. Λίκνισης (Lobing)
   3. Μονοπαλμικά Σύγκρισης Πλάτους Παλμών (Amplitude Comparison Monopulse)
   4. Μονοπαλμικά Σύγκρισης Φάσης Παλμών (Phase Comparison Monopulse).

7.1 Ταξινόμηση Ραντάρ κατά Ζώνη Συχνότητος

Στον κατωτέρω πίνακα περιγράφονται οι περιοχές συχνοτήτων οι οποίες έχουν αποδοθεί για χρήση ραντάρ από την Διεθνή Ένωση Τηλεπικοινωνιών (ITU). Οι ονομασίες των διαφόρων ζωνών είναι ιστορικές.

Σύμβολο Ζώνης	Ανατεθείσες Συχνότητες

VHF	138-144 MHz 216-225 MHz
UHF	420-450 MHz 890-942 MHz
L	1.215-1.400 GHz
S	2.3-2.5 GHz 2.7-3.7 GHz
C	5.250-5.925 GHz
X	8.5-10.68 GHz
Ku	13.4-14.0 GHz 15.7-17.7 GHz
K	24.05-24.25 GHz
Ka	33.4-36.0 GHz

Στην επαγγελματική κοινότητα των σχεδιαστών ραντάρ έχουν θεσπισθεί άλλες ονομασίες, με τα γράμματα του λατινικού αλφαβήτου, οι οποίες παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα :

Σύμβολο Ζώνης	**Ζώνη Συχνοτήτων (GHz)**	**Εύρος Ζώνης Διαθέσιμο στο Ραντάρ (GHz)**
A	0-0.25	0.025
B	0.25-0.50	0.025
C	0.50-1.0	0.05
D	1-2	0.10
E	2-3	0.10
F	3-4	0.10
G	4-6	0.20
H	6-8	0.20
I	8-10	0.20
J	10-20	1.0
K	20-40	2.0

7.1 **Ταξινόμηση ως προς Χαρακτηριστικά Σήματος**

1. Συνεχούς Κύματος - CW (Continuous Wave).
2. Διαμορφωμένου Συνεχούς Κύματος - Modulated CW
3. Ημιτονοειδών Παλμών (Sinusoid Pulse)
4. Ημιτονοειδών Παλμών Διαμορφωμένων κατά Φάση (Phase Coded Sinusoid Pulse) για λόγους συμπίεσης εύρους παλμών

7.1 **Ταξινόμηση κατ' Αποστολήν**

1. Αποστολές Επιφανείας-Επιφανείας (Surface-to-Surface Missions)
   Πλοία που ερευνούν για άλλα πλωτά.. Χρησιμοποιούνται ραντάρ 2-D (αζιμούθιο / range), με βεληνεκή μέχρι 50 nmi, χαμηλές PRF και συνήθως χωρίς μέτρηση Doppler.

2. Αποστολές Επιφανείας-Αέρος (Surface-to-Air Missions)

Ραντάρ επίγεια η πλωτά ερευνώντα περιοχές στον αέρα για α/φη μέχρι 50 nmi (medium range) ή 300 nmi (long range). Χρησιμοποιούν την συχνοτική μετατόπιση Doppler για να διαχωρίσουν στόχους από το clutter. Μερικά ραντάρ ανιχνεύουν αλλά δεν μετρούν το Doppler (Moving Target Indicators- MTI, Moving Target Detectors- MTD). Άλλα μετρούν το Doppler του στόχου (Pulse Doppler Radars - PD ή Frequency Modulated Continuous Wave Radars - FMCW). Οι αποστολές αυτής της κατηγορίας είναι :

α. Επιτήρηση Εναέριου Χώρου
β. Έγκαιρη Προειδοποίηση
γ. Ανίχνευση και καταλογογράφηση διαστημικών αντικειμένων
δ. Διεύθυνση Πυρός
ε. Μετεωρολογικά Ραντάρ
στ. Ραντάρ Πέραν του Ορίζοντος

3. Αποστολές Αέρος-Αέρος

Πολυτροπικά Συστήματα (Multimode Systems) Ραντάρ Μαχητικών Α/φών που περιλαμβάνουν λειτουργίες όπως :

a) Έρευνα Μεγάλης Απόστασης - LRS (Long Range Search)
b) Μέτρηση Απόστασης κατά την Σάρωση - RWS (Range While Scan)
c) Έρευνα Μέσω Ταχύτητας - VS (Velocity Search)
d) Ιχνηλάτηση Ενός Στόχου - STT (Single Target Track)
e) Προσδιορισμός Εισβολέα - RAM (Raid Assessment Mode)
f) Ιχνηλάτηση κατά τη Σάρωση - TWS (Track While Scan)
g) Καταύγαση Στόχου για καθοδήγηση Βλήματος (Target Illumination)
h) Καθοδήγηση Πυροβόλων Ά/φους (Gun Direction)
i) Αεροπορικό ραντάρ καιρού (Airborne Weather Radar)

4. Αποστολές Αέρος-Επιφανείας

a) Χαρτογράφηση/Φωτογράφηση Εδάφους με Doppler Beam Sharpening (DBS)
b) Χαρτογράφηση/Φωτογράφηση Εδάφους με Synthetic Aperture Radar (SAR).
c) Παρακολούθηση Αναγλύφου / Αποφυγή Εμποδίων (Terrain Following / Terrain Avoidance).
d) Forward Looking Altitude Measurement
e) Ναυτιλία Α/φους με τετραπλή δέσμη προσπίπτουσα επί του εδάφους
f) Air-to Ground Tracking of Tanks

8. **Παραδείγματα Ραντάρ Εδάφους** (Lord / Thompson, Marconi/743D, Hughes/HR-3000, FPS, TPS, κλπ.)

Radar types and their frequency bands

Following are examples of the types of radars to be found in the various frequency bands:

1. **Lower frequencies (to 30 MHz or so):** Radars in these bands are those which use the ionosphere as a reflector to view events beyond the horizon, including the U.S. OTH-B and ROTHR radars and the Soviet "Woodpecker."
2. **VHF and UHF (30 MHz to 1 GHz):** Very long-range early warning radars are found in these bands, along with systems to detect and classify spacecraft. Since propagation is primarily line-of-sight, only high attitude targets can be seen at very long ranges.
3. **L-Band (D-Band in the new scheme):** Long-range military and air traffic control search radars are found in this band. It offers a good compromise between antenna size and low weather attenuation of signals. Because of antenna sizes required, most L-Band radars are ground or ship based, such as the FAA's Air Route Surveillance Radar (ARSR) series and the Navy's TAS search radar. A few airborne and spaceborne L-Band radars exist.
4. **S-Band (E/F-Band):** Medium-range ground-based and shipboard search radars use the S-Band. Included are the Airport Surveillance Radar (ASR) series of air traffic control radars, and the Navy's AEGIS multifunction phased array radar (AN/SPY-1). It is also the band of the AN/APY-1 and AN'APY-2 airborne early warning radars, found in various models of the E-3A Airborne Warning And Control System (AWACS) aircraft.

An interesting recent addition to this band is the National Weather Service's next-generation Doppler weather radar (NEXRAD), Even though the RCS of raindrops at S-Band is much smaller than in the presently used C-Band, the superior weather penetration capabilities of this band make it desirable for this mission. The small RCS of the targets is compensated for, with high transmitter power and a large antenna.

5. **C-Band (G-Band):** This compromise band allows moderate ranges with reduced antenna size. It is used for search and fire control radars, plus many metric instrumentation radars. Many weather detection radars are also in this band, both ground based (National Weather Service) and in larger aircraft.
6. **X-Band (l/J-Band):** This band is extensively used in applications where antenna size is limited but the extreme atmospheric and weather attenuation of higher bands cannot be tolerated. Most military airborne multimode radars are in this band, as are the missiles associated with them. It is used for small boat radars, and for weather radars for smaller aircraft.
7. Ku, K, Ka, and higher bands (J-. K-, and L-Bands): Because of severe weather attenuation, these bands are, at least in the atmosphere, limited to short range systems. High-gain antennas are small, but their apertures are also small. Signals in some parts of the bands are relatively secure from intercept because of very high atmospheric attenuation. Examples include short-range terrain avoidance and terrain following radars, airport surface detection equipment (ASDE) radars, police speed-measuring radars, and other specialized short-range applications. These bands can be used in space-based radars, where atmospheric and weather attenuation is not a factor.
8. **Infra-red and visible light bands:** Weather and atmospheric attenuation are the major problems in these bands. Another problem is that for antennas of non-microscopic size, the beamwidths are extremely narrow, making target acquisition difficult. If the beams are widened, the effective capture area becomes very small. The major applications of these bands is in laser rangefinders

and optical targeting systems, including many of the so-called "smart" munitions.

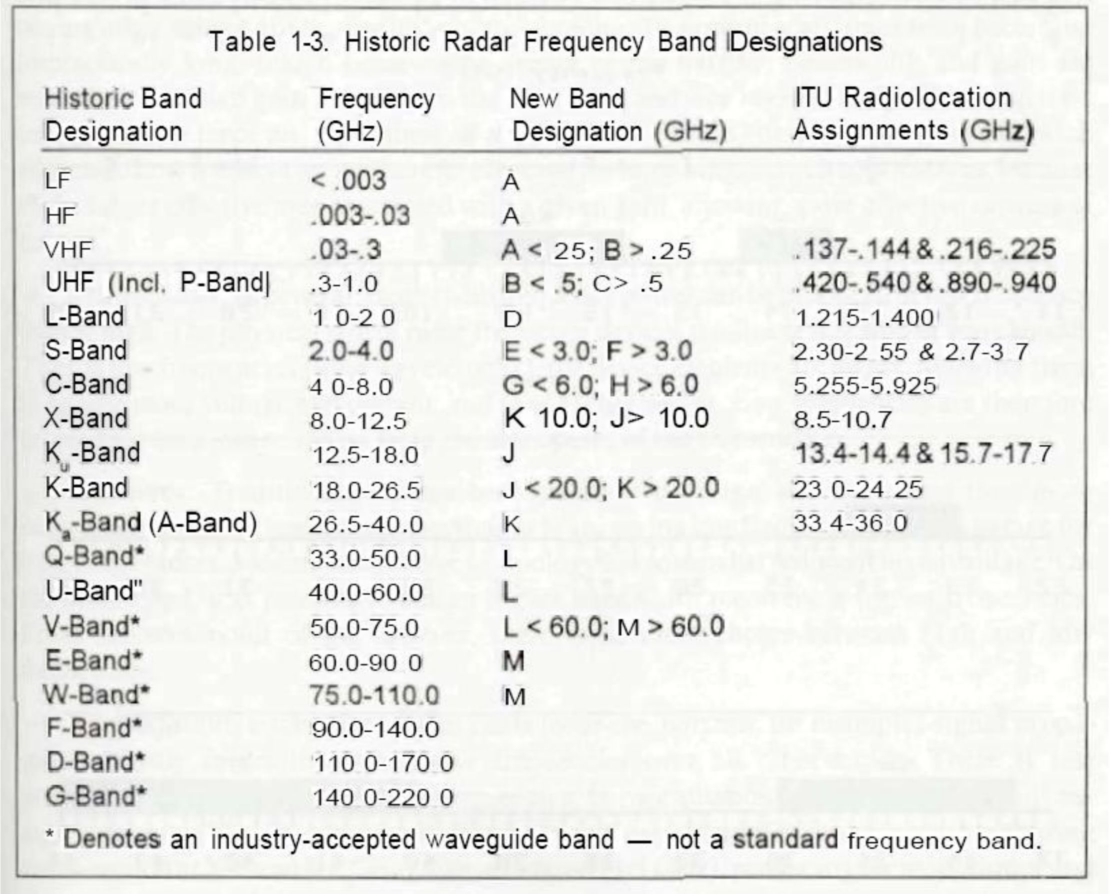


Table 1-3. Historic Radar Frequency Band Designations

Historic Band Designation	Frequency (GHz)	New Band Designation (GHz)	ITU Radiolocation Assignments (GHz)
LF	< .003	A	
HF	.003-.03	A	
VHF	.03-.3	A < 25; B > .25	.137-.144 & .216-.225
UHF (Incl. P-Band|	.3-1.0	B < .5; C> .5	.420-.540 & .890-.940
L-Band	1 0-2 0	D	1.215-1.400
S-Band	2.0-4.0	E < 3.0; F > 3.0	2.30-2 55 & 2.7-3 7
C-Band	4 0-8.0	G < 6.0; H > 6.0	5.255-5.925
X-Band	8.0-12.5	K 10.0; J> 10.0	8.5-10.7
K_u-Band	12.5-18.0	J	13.4-14.4 & 15.7-17.7
K-Band	18.0-26.5	J < 20.0; K > 20.0	23 0-24 25
K_a-Band (A-Band)	26.5-40.0	K	33 4-36 0
Q-Band*	33.0-50.0	L	
U-Band"	40.0-60.0	L	
V-Band*	50.0-75.0	L < 60.0; M > 60.0	
E-Band*	60.0-90 0	M	
W-Band*	75.0-110.0	M	
F-Band*	90.0-140.0		
D-Band*	110 0-170 0		
G-Band*	140 0-220 0		

* Denotes an industry-accepted waveguide band — not a standard frequency band.

ΠΑΛΜΙΚΟ-DOPPLER ΡΑΝΤΑΡ

Απόσταση Ρανταρ-Στόχου - Range $R = c.t/2$

c = ταχύτης φωτός = 299 792.4562 km/sec $\approx 3 \times 10^8$ m/sec $\approx$ 1000 feet/μsec

t = χρόνος μετάβασης στο στόχο και επιστροφής παλμού στο ραντάρ = $2.R / c$

T = περίοδος παλμοσειράς = PRI = Pulse Repetition Interval

$T \geq 2R / c$ ➔Αναμφίβολη Range $R_u = cT/2$

τ = διάρκεια παλμού - Pulse Width, μsec

L = Μήκος Παλμού = $c.\tau = 300.\tau$ (meters) = $1000.\tau$ (feet)

Δr = Διακριτική Ικανότητα του Ραντάρ - Radar Resolution = $L/2 = c.\tau /2$
➔ Η απόσταση 2 α/φών κατ’ απόσταση πρέπει να είναι $\geq \Delta r$ για να διακρίνονται ως δυο ξεχωριστοί στόχοι στο ραντάρ

ΔR = Απόσταση μεταξύ δύο στόχων $\geq \Delta r = c.\tau /2 = L/2$

R_u= Μεγίστη Αναμφίβολη Απόσταση Στόχου = C.T/2

PRF = Pulse Repetition Frequency = f_r = 1/T

Γιά να μην υπάρχει Αμφιβολία :
R_{max}= Μεγίστη Απόσταση Στόχου ≤ R_u = C.T/2 ⇒T ≥ 2 R_{max}/c ⇒ PRF ≤ c / 2R_{max}

$\dot{R} =$ dR/dt = Συνιστώσα Ταχύτητος Στόχου προς το Ραντάρ, Doppler Rate

$R = R_o + \dot{R}t$, Εξίσωση Range, R_o= απόσταση ραντάρ-στόχου σε χρόνο t=0

f_d= Μετατόπιση Doppler = $-\frac{2\dot{R}}{a}$

v_t = σχετική ακτινική ταχύτητα στόχου = $-\dot{R} = \frac{a\, f_d}{2}$

λ = Μήκος Κύματος Εκπεμπομένου Φορέα = $\frac{c}{f_o}$

f_o= Συχνότης Εκπεμπομένου Φορέα

$f_r = f_o + f_d$ = Συχνότης Λαμβανομένου Φορέα

$\dot{R} \leq 0$ Ελαττούμενη Range ⇒ $f_d \geq 0$ Λαμβανομένη Συχνότης αυξάνεται

$\dot{R} \geq 0$ Αυξανομένη Range ⇒ $f_d \leq 0$ Λαμβανομένη Συχνότης μειώνεται

$f_d \leq$ PRF/2 Αναμφίβολο Doppler

Γενική Ανισότης γιά Αναμφίβολα Range και Doppler :

$$-\frac{4\dot{R}}{a} \leq \text{PRF} \leq \frac{c}{2R_{max}}$$

Επίλυση Αμφιβολιών, Ευρίσκουμε n και k :

Αμφίβολη Range $R_{true} = nR_u + R_{apparen}$

Αμφίβολο Doppler $f_d = k\,PRF + f_{observed}$

Οταν $f_d = k\ PRF$ τότε

Τυφλές Ταχύτητες σε MTI Radar $V_k = \frac{^{a}k\ PRF}{2} = \frac{k\,c\,PRF}{2f_0}$

ΚΕΡΑΙΕΣ ΡΑΝΤΑΡ

1. ΔΕΣΜΗ ΚΕΡΑΙΑΣ

1.1 Πρότυπο Ακτινοβολίας – Radiation Pattern

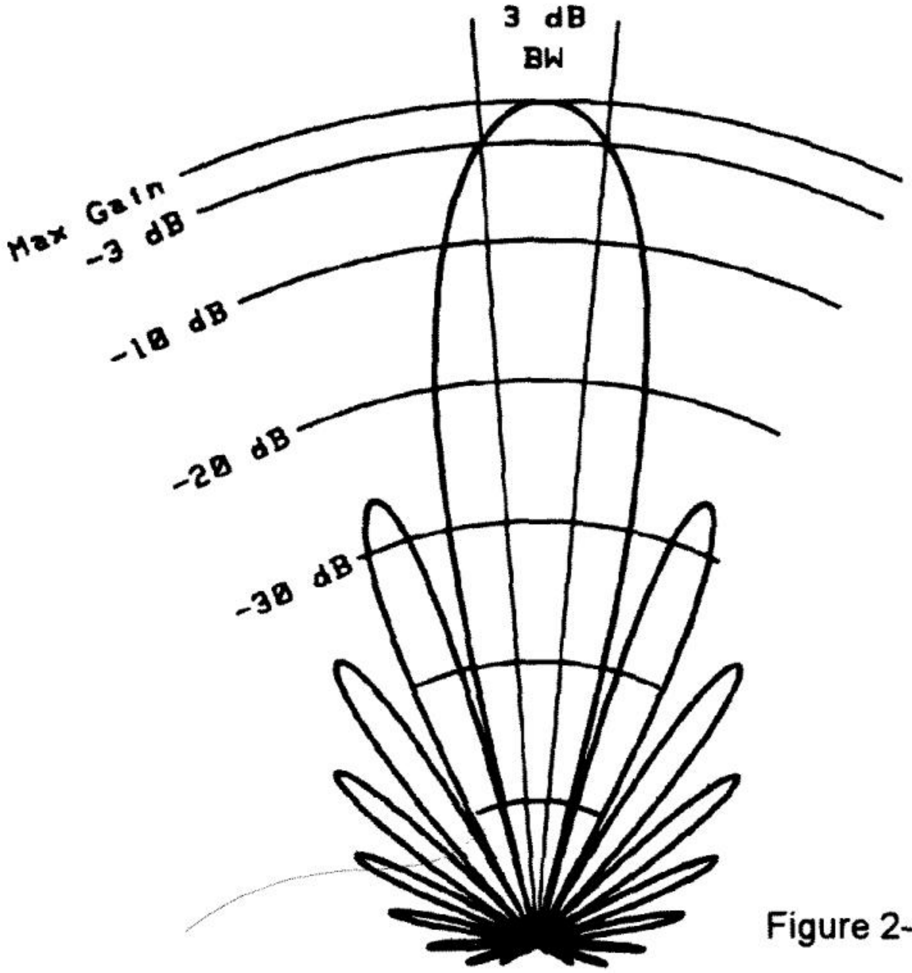


Figure 2-29.

1.2 Απολαβή – Gain

$$G=\frac{4\pi\left(\text{steradians}\right)}{\text{Στερεα γωνια κυριας δεσμης}\left(\text{steradians}\right)}$$

$$G=\frac{4\pi}{\theta_{3\text{-AZ}}\cdot\theta_{3\text{-EL}}\,(rad)}$$

$$G=\frac{41000}{\theta_{3\text{-AZ}}\cdot\theta_{3\text{-EL}}\,(\text{deg})}$$

Μετ' απωλειών

$$G=\frac{32000}{\theta_{3\text{-AZ}}\cdot\theta_{3\text{-EL}}\,(\text{deg})}$$

Όπου $\theta_{3\text{-AZ}}$ =εύρος δέσμης από την κορυφή μέχρι τα σημεία ημίσειας ισχύος στο οριζόντιο επίπεδο αζιμουθίου (½ =3dB) (azimuth half-power beamwidth).
$\theta_{3\text{-EL}}$ =εύρος δέσμης από την κορυφή μέχρι τα σημεία ημίσειας ισχύος στο κάθετο επίπεδο ανύψωσης (½ =3dB) (elevation half-power beamwidth).

1.3 Εύρος Δέσμης – Beamwidth

$\theta_3 = \lambda / D_e$ (rad)

$\theta_3 = (180/\pi)\ (\lambda / D_e)$ (deg)

όπου
D_e = δραστικό μήκος κεραίας στο σχετικό επίπεδο (effective length of the antenna in the plane of interest) = $\eta_L \cdot D$ (meters),
η_L = απόδοση μήκους κεραίας ≈ 0.7 στις περισσότερες ηλεκτρικώς μεγάλες κεραίες
D= πραγματική φυσική διάσταση κεραίας (διάμετρος σε κυκλικές, μήκος ή πλάτος σε παραλληλόγραμμες).

1.4 Δραστικό Άνοιγμα (Effective Aperture)

$A_e = \eta_A$ĕA

Οπου $\eta_A = \eta_L^2$ απόδοση ανοίγματος (aperture efficiency) για κυκλική κεραία ή
$\eta_A = \eta_{L\text{-AZ}} \cdot \eta_{L\text{-EL}}$ για κεραίες με παραλληλόγραμμα ανοίγματα ή κεραίες με διαμορφωμένη δέσμη (shaped beam antennas)

Σχέση Απολαβής και Δραστικού Ανοίγματος :

$$\mathbf{G=4\pi A_e/\lambda^2}$$

Παράδειγμα: Η διάμετρος μιάς κυκλικής ανακλαστικής κεραιάς είναι 3.7 m και ακτινοβολεί στα 8.4 GHz. Η απόδοση μήκους είναι η=0,7.

Να ευρεθούν το εύρος δέσμης 3-dB, το δραστικό άνοιγμα, και η απολαβή.

Λύση

$D_e = 0{,}7 \cdot 3{,}7 = 2{,}59$ m, λ=3,57 m
$\Theta_3 = (180/\pi) \cdot (3{,}57 \cdot 10^{-2}/2{,}59) = 0{,}79^o$
$\eta_A = 0{,}7^2 = 0{,}49$
$A = \pi D^2/4 = \pi\, 3{,}7^2/4 = 10{,}75\ m^2$
$A_e = 0{,}49 \cdot 10{,}75 = 5{,}27\ m^2$
$G = 4\pi \cdot 5{,}27/(3{,}57 \cdot 10^{-2})^2 = 51962 = 47.15$ db, [= 10 log(51962)]

1.5 Πλευρικοί Λοβοί – Sidelobes

Πλευρικές παρασιτικές δέσμες κεραίας πολύ μικρότερης απολαβής από την κύρια δέσμη (-60 dB), υπεύθυνες για την εισαγωγή ανεπιθύμητης ακτινοβολίας στο σύστημα του ραντάρ.

1.6 Σχέσεις Εγγύς-Απομακρυσμένου Πεδίου

Το Απομακρυσμένο Πεδίο (Far Field) ορίζεται ως η απόσταση R από την κεραία στην οποία το ηλεκτρομαγνητικό κύμα είναι επίπεδο

$$R > 2D^2/\lambda$$

Όπου D=Μήκος ή διάμετρος κεραίας

Το Εγγύς πεδίο (Near Field) η περιοχή γύρω από την κεραία σε απόσταση

$$R << 2D^2/\lambda$$

όπου τα ΗΜ κύματα είναι σφαιρικά η έχουν μορφή δύσκολη να αναλυθεί.

Far Field = Fourier Transform of Near Field Illumination

$$\mathbf{E(u,v) = FT\,[i(x,y)]}$$
$$\mathbf{u = \sin\theta_{AZ}}$$
$$\mathbf{v = \cos\theta_{EL}}$$

όπου E= Πρότυπο δέσμης Ηλεκτρικού πεδίου,
i = κατάγαυση σαν συνάρτηση της επιφάνειας της κεραίας (x,y) σε μονάδες ρεύματος ή δυναμικού,
$\boldsymbol{\theta_{AZ}}$ **=** γωνία αζιμουθίου από άξονα δέσμης
$\boldsymbol{\theta_{EL}}$ **=** γωνία ανύψωσης από άξονα δέσμης

Παράδειγμα : Η διάμετρος μιάς κυκλικής ανακλαστικής κεραιάς είναι 3.7 m και ακτινοβολεί στα 8.4 GHz. Να ευρεθεί το πιο επικίνδυνο σημείο ακτινοβολίας RF στην περιοχή της δέσμης της κεραίας.

Λύση

Η πιο επικίνδυνη περιοχή όπου η πυκνότης ισχύος της ΗΜ ακτινοβολίας της κεραίας είναι μεγίστη (40 φορές την πυκνότητα ισχύος στο Far Field) ευρίσκεται στο 1/10 της απόστασης του ορίου του Far Field. Στην προκειμένη περίπτωση λ=3.57 cm.
Όριο του Far Field $R_{FF} = 2D^2/\lambda = 2 \cdot 3.7^2/3.57 \cdot 10^{-2} = 767$ m. Άρα η πιο επικίνδυνη περιοχή είναι στο 1/10 των 767 m, δηλαδή στα 77 m περίπου.

Πυκνότης Ισχύος στο Όριο του Far Field
$pd_{FF} = P_{avg}\, G / 4\,\pi\, R_{FF}^2 = P_{avg}\, G\, \lambda^2 / 16\, \pi\, D^4$ Watts/m^2

1.7 Παράγοντες Καταύγασης Κεραίας

1. Κατανομή Ενέργειας πάνω στην επιφάνεια του ανακλαστήρα
2. Προβολή Σχήματος Κεραίας στο Far Field.
3. Φραγή Ανοίγματος από τροφοδότη (Aperture Blockage).
4. Φασική Κατανομή σημάτων πάνω στα διάφορα σημεία της επιφάνειας της κεραίας.

ΤΥΠΟΙ ΚΕΡΑΙΩΝ ΡΑΝΤΑΡ

5. ΑΝΑΚΛΑΣΤΙΚΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ
    - 3.1 Σχηματισμοί Ανακλαστικών Κεραιών
    - 3.2 Απλή Τροφοδοσία Εστιακού Σημείου
    - 3.3 Πολλαπλή Τροφοδοσία Εστιακού Σημείου
    - 3.4 Ανακλαστήρες Cassegrain Με Στρέψη Πολώσεως
    - 3.5 Μειονεκτήματα-Πλεονεκτήματα Ανακλαστικών Κεραιών
4. ΚΕΡΑΙΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ
    - 4.1 Σχηματισμοί Κεραιών Διατάξεων Στοιχείων
    - 4.2 Γραμμικές Διατάξεις
    - 4.3 Επίπεδες Διατάξεις
    - 4.4 Διατάξεις Μηχανικής Σάρωσης
    - 4.5 Διατάξεις Ηλεκτρονικής Οδήγησης Φάσης
    - 4.6 Διατάξεις Ηλεκτρονικής Οδήγησης Συχνότητας
5. ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΣΥΜΠΙΕΣΗΣ ΠΛΕΥΡΙΚΩΝ ΛΟΒΩΝ
6. RADOMES
7. ΣΕΡΒΟΜΗΧΑΝΙΣΜΟΙ ΚΕΡΑΙΩΝ

ΤΟ ΠΑΛΜΙΚΟ ΡΑΝΤΑΡ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

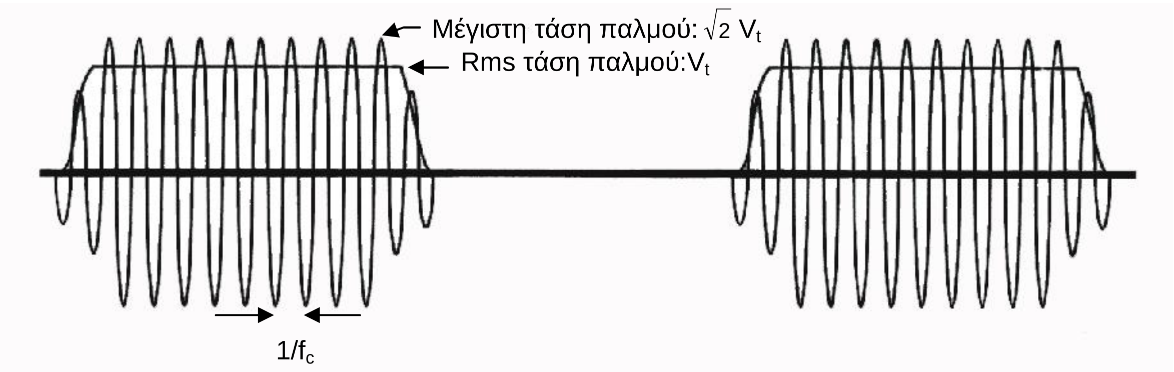
Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται συνοπτικά η δομή ενός σύγχρονου παλμικού ΡΑΝΤΑΡ, ορίζονται οι παράμετροι λειτουργίας του και αναφέρονται οι φυσικοί νόμοι που το διέπουν. Από τους νόμους αυτούς εξάγονται σχέσεις μεταξύ των παραμέτρων, καθώς και εξισώσεις που θα χρησιμοποιηθούν στην μετέπειτα ανάλυση των εκπομπών του ΡΑΝΤΑΡ.

1.1 Ορισμός και παράμετροι λειτουργίας του παλμικού Ραντάρ

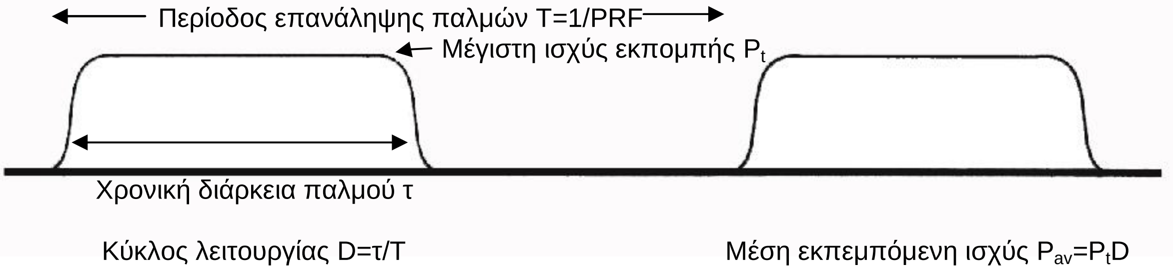
Το Ραντάρ (RADAR - RAdio Detection And Ranging) είναι ένα ηλεκτρονικό σύστημα ηλεκτρομαγνητικού εντοπισμού και παρακολούθησης σε αποστάσεις και συνθήκες φωτισμού απαγορευτικές για τον οπτικό εντοπισμό. Το πιο συνηθισμένο Ραντάρ είναι το παλμικό (pulsed), η λειτουργία του οποίου βασίζεται στη εύρεση της θέσης του στόχου μέσω της εκπομπής και λήψης σειράς ραδιοπαλμών, ή συντομότερα παλμοσειράς, μικρής χρονικής διάρκειας, με σύντομους χρόνους ανόδου και καθόδου του παλμού και σταθερό πλάτος καθ΄ όλη τη διάρκειά του. Το εκπεμπόμενο σήμα, η μορφή του οποίου παρουσιάζεται στο σχήμα 1, καθορίζεται από τα ακόλουθα χαρακτηριστικά μεγέθη, τα 4 πρώτα εκ των οποίων είναι τα κυριότερα:

1. Η ημιτονοειδής φέρουσα συχνότητα (carrier frequency, f_c) των ραδιοπαλμών, που μετράται σε Hz.
2. Η περίοδος επανάληψης παλμών (Pulse Repetition Period-Time-Interval, T-PRT-PRI), το αντίστροφο της οποίας ονομάζεται συχνότητα επανάληψης παλμών (Pulse Repetition Frequency-Rate, PRF-PRR).
3. Το χρονικό εύρος ή διάρκεια παλμού (pulse width-duration, τ-PW).
4. Η μέγιστη ισχύς εκπομπής (P_t), που μετράται σε Watt και το γινόμενο της οποίας επί το χρονικό εύρος παλμού παρέχει την ενέργεια ανά παλμό (E).
5. Η μέση εκπεμπόμενη ισχύς (P_{avg}), δηλαδή η Pt ισοκατανεμημένη σε ολόκληρη την PRI. Ισούται με $Pt \times (PW/PRI)$.
6. Ο κύκλος λειτουργίας ή εκπομπής (duty cycle-factor, D), που αποτελεί το λόγο PW/PRI.
7. Ο ρυθμός περιστροφής της κεραίας (Aerial Rotation Frequency, ARF), που μετράται σε στροφές ανά λεπτό (rpm).

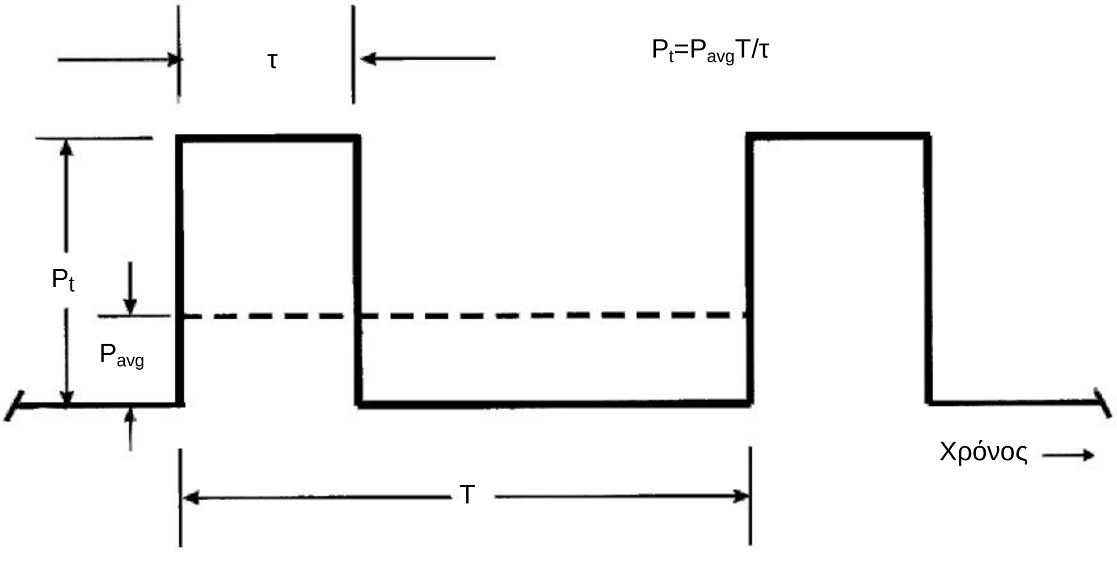
Το Ραντάρ λαμβάνει την ανάκλαση, ή, όπως έχει καθιερωθεί να λέγεται, την ηχώ, του σήματος που έχει εκπέμψει πάνω στο στόχο. Η ηχώ $f_4(t)$ μπορεί να γραφεί ως το γινόμενο 3 συναρτήσεων. Η $f_1(t)$ (σχήμα 2(α)) εκφράζει τη συνεχή περιοδική παλμοσειρά γωνιακής συχνότητας ω_r, η οποία διαμορφώνει το φέρον κύμα:



(α) Κυματομορφή σήματος



(β) Περιβάλλουσα σήματος



(γ) Απεικόνιση μέγιστης και μέσης ισχύος εκπομπής ως συνάρτηση του χρόνου

Σχήμα 1: Σήμα εκπομπής παλμικού ΡΑΝΤΑΡ

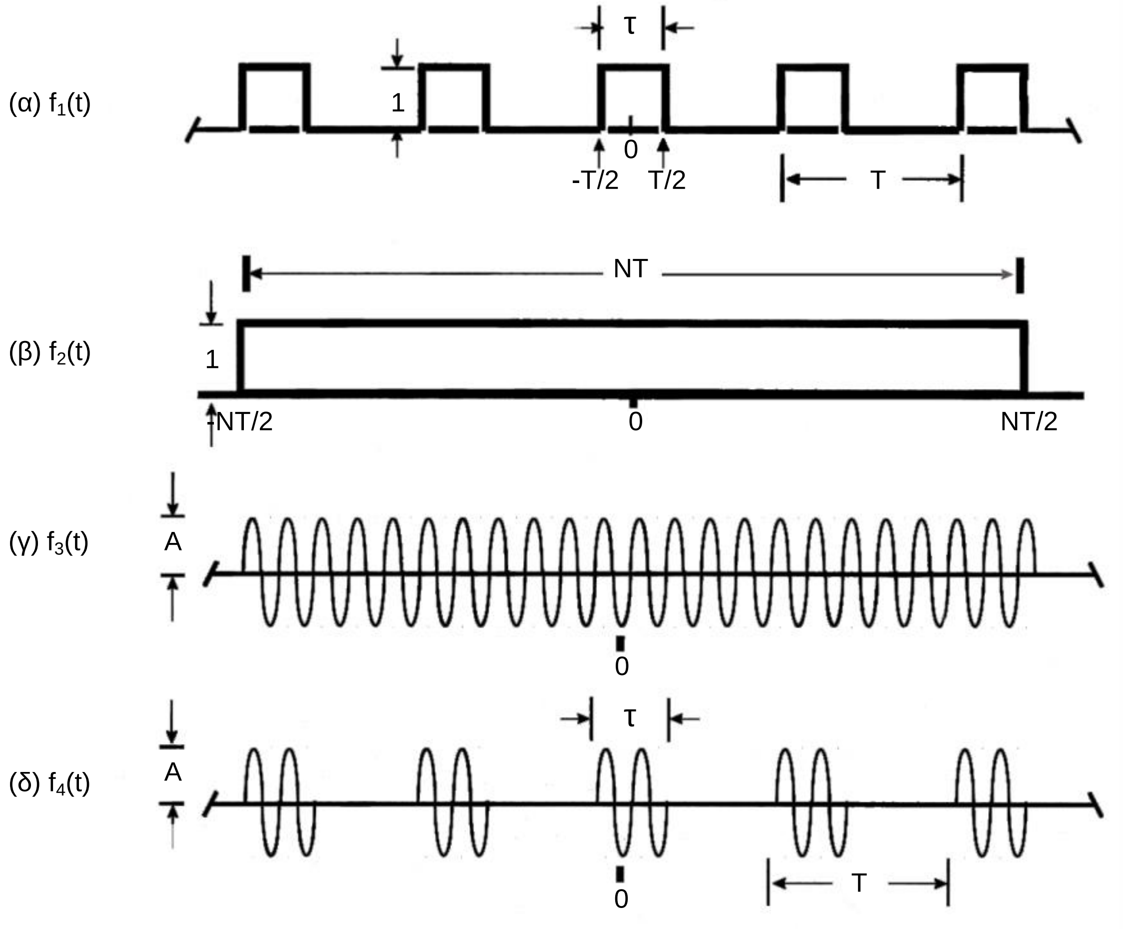
$$f_1(t)=\frac{\tau}{T}\left[1+2\sum_{n=1}^{+\infty}\frac{\sin(n\omega_r\tau/2)}{n\omega_r\tau/2}\cos(n\omega_r\tau)\right] \qquad (1.1)$$

Η $f_2(t)$ (σχήμα 2(β)) εκφράζει το χρονικό διάστημα ΝΤ μέσα στο οποίο ο στόχος δέχεται ακτινοβολία, “φωτίζεται”, από το ΡΑΝΤΑΡ:

$$f_2(t)=\begin{cases}1 & ,-\frac{NT}{2}\leq\tau\leq\frac{NT}{2}\\ 0 & ,-\frac{NT}{2}>\tau \text{ ή } \frac{NT}{2}<\tau\end{cases} \tag{1.2}$$

Η $f_3(t)$ (σχήμα 1.2(γ)) εκφράζει το αδιαμόρφωτο φέρον κύμα γωνιακής συχνότητας ω_c και πλάτους A:

$$f_3(t)=A\cos(\omega_c t) \tag{1.3}$$



Σχήμα 2 α, β, γ, δ: Οι συναρτήσεις $f_1(t)$, $f_2(t)$, $f_3(t)$,$f_4(t)$, που εκφράζουν την μορφή των κυματομορφών εκπομπής και λήψης του ΡΑΝΤΑΡ

Τελικά το διαμορφωμένο σήμα $f_4(t)$ (σχήμα 2(δ), που λαμβάνει ο δέκτης του ΡΑΝΤΑΡ μετά από την ανάκλασή του στο στόχο, θα είναι:

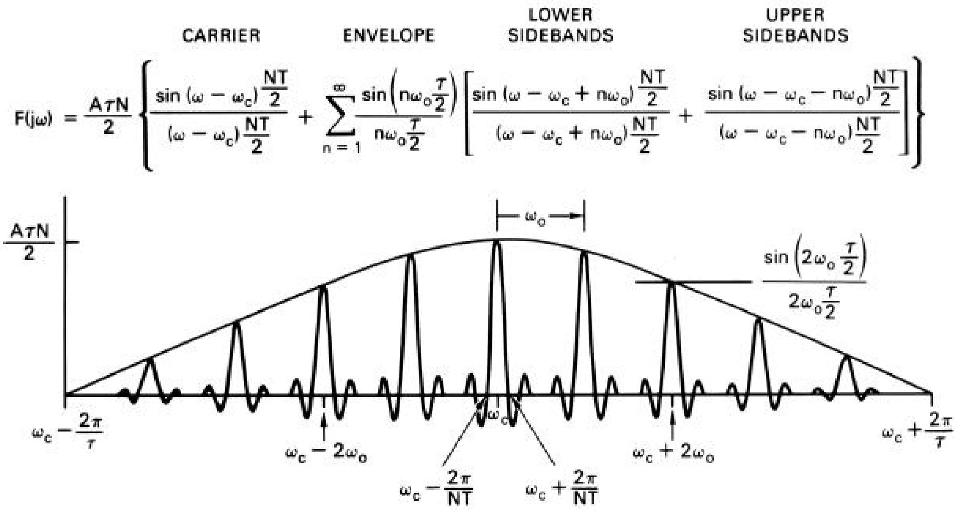
$$f_4(t)=\frac{A\tau}{T}\left[1+2\sum_{n=1}^{+\infty}\frac{\sin(n\omega_r\,\tau/2)}{n\omega_r\,\tau/2}\cos(n\omega_r\tau)\right]\cos(\omega_c t)\quad (1.4)$$

όπου $-\frac{NT}{2}\leq t\leq\frac{NT}{2}$ Και $\omega_r = 2\pi\, f_r$ και f_r = PRF=1/T

Ακολουθεί ο Μετασχηματισμός Fourier της παλμοσειράς των N ημιτονοειδών τετραγωνικών παλμών, που έχει σαν κέντρο του κεντρικού λοβού την φέρουσα συχνότητα ω_c και οι πλευρικοί λοβοί εκατέρωθεν του κυρίου λοβού επικεντρώνονται σε πολλαπλάσια της PRF $\omega_c \pm n\ \omega_o$ ($\omega_o = 2\pi$PRF). Ο αριθμός των λοβών εκατέρωθεν του κυρίου λοβού είναι:

L = [(2π/τ)/ (2π.PRF)] = [(2π/τ)/ (2π/T)] = [T/τ]

Δηλαδή n=1, 2, …., L



Σχήμα 2ε : Μετασχηματισμός Fourier μιας παλμοσειράς N τετραγωνικών ημιτονοειδών παλμών με διάρκεια παλμού τ, συχνότητα επανάληψης παλμών f_o= PRF = 1/T και συχνότητα εμπεριεχόμενης στον παλμό ημιτονοειδούς ριπής f_c.

Παρατηρούμε ότι :

1. όσο αυξάνει η PRF τόσο απομακρύνονται οι φασματικοί λοβοί μεταξύ τους.
2. όσο μειώνεται η PRF τόσο πλησιάζουν οι φασματικοί λοβοί μεταξύ τους.
3. το εύρος κάθε λοβού είναι 4π/NT δηλαδή 2PRF/N.
4. Η εξωτερική περιβάλλουσα είναι η Sinc($2\omega_o\tau/2$) όπου Sinc(x)=sinx/x, άρα διατέμνει των άξονα των x στα σημεία ± 2π/τ (nulls).

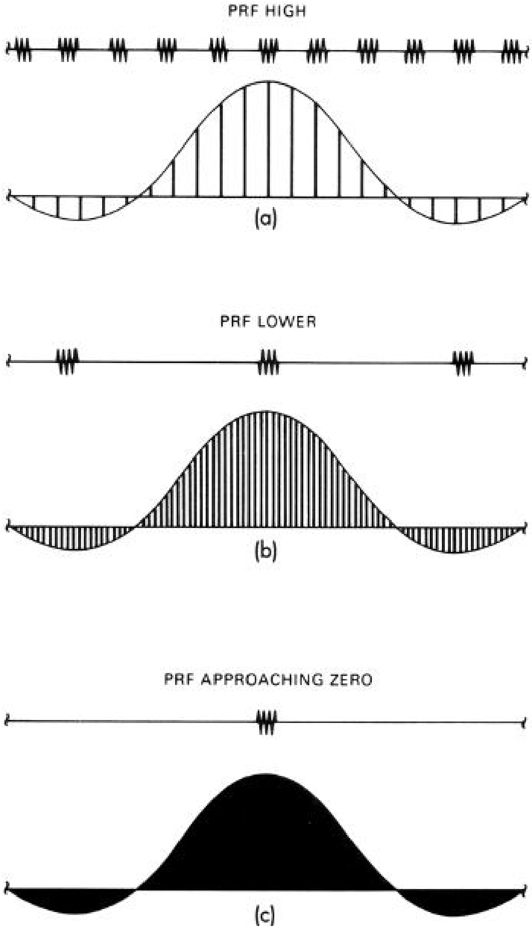
Για ραντάρ έρευνας που περιστρέφονται 360^o και κάνουν ARF (Antenna Rotation Frequency) στροφές ανά λεπτό (rpm), και θ_{3dB} είναι το οριζόντιο γωνιακό εύρος της κεραίας (σε μοίρες) τότε ο αριθμός N των αξιοποιήσιμων παλμών που επιπίπτουν στον στόχο είναι N= θ_{3dB} PRF / 6 ARF

Παράδειγμα: Δίδεται PRF=4500 pps, Διάρκεια παλμού (pulse width PW) = 2,5 μsec, $\theta_{3dB} = 2^o$, ARF=20 rpm. Να ευρεθούν (α) περίοδος επανάληψης παλμών PRI = T, (β) ο αριθμός λοβών L εκατέρωθεν του κυρίου λοβού μέχρι το πρώτο μηδενικό (null). (γ) ο αριθμός παλμών N που προσπίπτουν στον στόχο, (δ) το εύρος του κάθε λοβού σε Hz.

Λύση :

(α) PRI = 1/4500 = 222 μsec
(β) L = [T/τ]= [222/2,5] = 88
(γ) N = (2.4500)/(6.20) = 75
(δ) 2PRF/N = 9000/75 = 120 Hz.

Για τις παρατηρήσεις 1 και 2 παραθέτουμε το παρακάτω σχήμα όπου οι φασματικοί λοβοί παριστάνονται με μία λεπτή ευθεία και φαίνεται η αραίωση ή η πύκνωση τους ανάλογα με το αν η PRF είναι υψηλή ή χαμηλή αντίστοιχα ή όταν γίνεται άπειρη δηλαδή υπάρχει ένας συνεχής ημιτονοειδής παλμός διάρκειας NT.



Σχήμα 3 : Ακολουθία παλμών με πεπερασμένο μήκος και το φάσμα τους

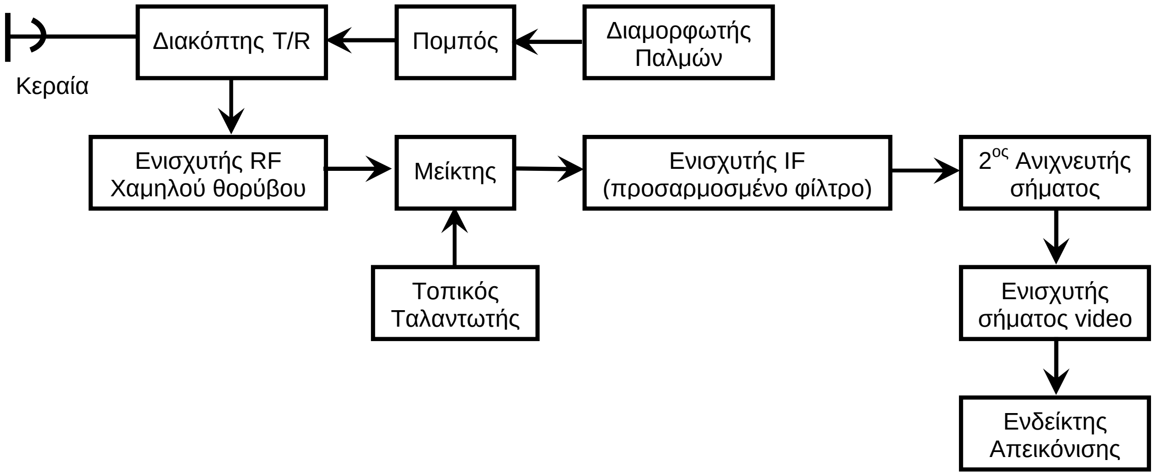
Παρατηρώ από το παραπάνω σχήμα ότι :

(α) στην χαμηλή PRF μπορώ να μετρήσω χωρίς αμφιβολία απόσταση γιατί το PRI είναι μεγάλο

(β) στην υψηλή PRF μπορώ να μετρήσω χωρίς αμφιβολία ταχύτητα διότι η συχνότητα doppler f_d που προστίθεται στην φέρουσα f_c δεν μετατοπίζει τον κεντρικό λοβό στην θέση των πλευρικών λοβών και εκτός τράπεζας φίλτρων doppler επειδή οι πλευρικοί λοβοί απέχουν κατά PRF Hz που είναι μεγάλα.

1.2 Δομή παλμικού Ραντάρ

Στο σχήμα 4 απεικονίζεται το σχηματικό διάγραμμα ενός παλμικού ΡΑΝΤΑΡ.



Σχήμα 4: Σχηματικό διάγραμμα παλμικού ΡΑΝΤΑΡ

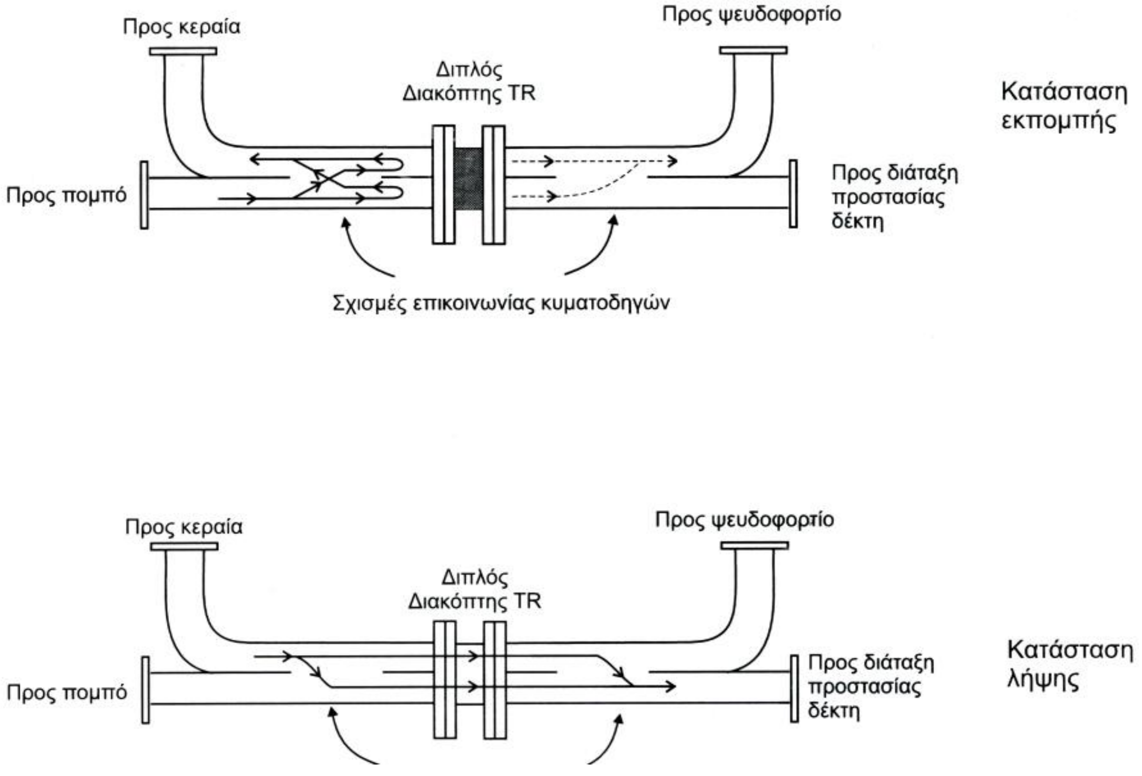
Τα κυριότερα υποσυστήματα από τα οποία αποτελείται είναι:

1. Ο χρονιστής
2. Ο διαμορφωτής
3. Ο πομπός
4. Ο διακόπτης εκπομπής-λήψης
5. Η κεραία
6. Ο δέκτης
7. Η διάταξη προστασίας του δέκτη
8. Ο ενδείκτης απεικόνισης

Ο χρονιστής ή συγχρονιστής (synchronizer ή trigger generator) συγχρονίζει τη λειτουργία του πομπού και του ενδείκτη, παράγοντας μια περιοδική σειρά στενών παλμών (trigger pulses) με συχνότητα επανάληψης την *PRF*. Οι παλμοί αυτοί προσδιορίζουν το χρόνο έναρξης του σήματος εκπομπής τροφοδοτώντας ταυτόχρονα το διαμορφωτή του πομπού και τον ενδείκτη απεικόνισης, έτσι ώστε να αρχίζει η μέτρηση του χρόνου. Με αυτό τον τρόπο υπολογίζεται η χρονική διάρκεια της διαδρομής που έκανε ο παλμός από το PANTAP στο στόχο και από ΄κει πίσω στο PANTAP. Επίσης, από το χρονιστή παράγονται παλμοί ελέγχου προς τις διάφορες υπομονάδες του συστήματος.

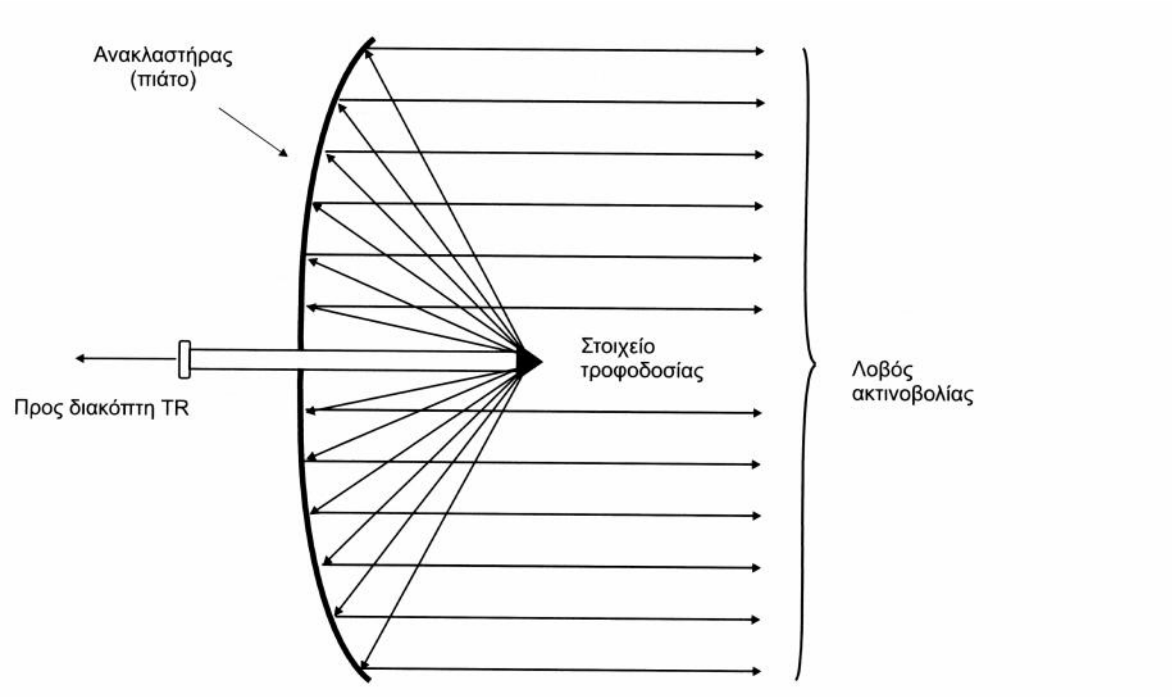
Ο διαμορφωτής (modulator) είναι ένα κύκλωμα το οποίο μόλις λάβει σήμα συγχρονισμού παράγει ένα τετραγωνικό παλμό υψηλής ισχύος και μικρής χρονικής διάρκειας τ ,τον οποίο τροφοδοτεί στο πομπό. Καθορίζεται έτσι η επιθυμητή διάρκεια της παλμικής εκπομπής του PANTAP.

Ο πομπός (transmitter) είναι ένας ταλαντωτής υψηλής ισχύος, όπως για παράδειγμα η λυχνία magnetron. Όσο η magnetron δέχεται τον τετραγωνικό παλμό από το διαμορφωτή παράγει ένα ημιτονοειδές σήμα υψηλής ισχύος, μερικών KW έως και αρκετών MW, το οποίο αποτελεί το σήμα εκπομπής του PANTAP. Η ακριβής τιμή αυτής της συχνότητας είτε είναι προκαθορισμένη είτε μπορεί να μεταβάλλεται κατά περίπου 10% από μια κεντρική τιμή. Κατόπιν, το σήμα εκπομπής μεταφέρεται μέσω ενός κυματοδηγού και του διακόπτη εκπομπής-λήψης στη κεραία, απ΄ όπου και εκπέμπεται στην ατμόσφαιρα.



Σχήμα 5: Αρχή λειτουργίας διακόπτη duplexes ισορροπημένου τύπου

Ο διακόπτης εκπομπής-λήψης ή διακόπτης TR. (TR switch ή duplexer) συνδέει την μία και μοναδική κεραία με τον πομπό και το δέκτη, καθιστώντας ανεξάρτητες μεταξύ τους τις λειτουργίες της εκπομπής και της λήψης[1]. Συγκεκριμένα, επιτρέπει στο σήμα που εξέρχεται απ΄ τον πομπό να περάσει στη κεραία με ελάχιστες απώλειες ,ενώ ταυτόχρονα εμποδίζει τη διέλευση του προς το δέκτη, καθώς αν ο τελευταίος δεν απομονωθεί κατά την εκπομπή κινδυνεύει να καταστραφεί. Κατά τη λήψη, ο διακόπτης TR οδηγεί το λαμβανόμενο σήμα από τη κεραία στο δέκτη, εμποδίζοντας τη δίοδο προς το πομπό. Οι λειτουργίες του διακόπτη TR βασίζονται αποκλειστικά στη διεύθυνση ροής του Η/Μ κύματος. Στο σχήμα 5 εμφανίζεται ένας διακόπτης TR ισορροπημένου τύπου, που χρησιμοποιείται στα σύγχρονα ΡΑΝΤΑΡ, ο οποίος αποτελείται από δύο τμήματα κυματοδηγού που εφάπτονται μεταξύ τους και επικοινωνούν μέσω μιας βραχείας σχισμής στο κοινό τους τοίχωμα.



Σχήμα 6: Διάταξη τυπικής παραβολικής κεραίας παλμικού ΡΑΝΤΑΡ

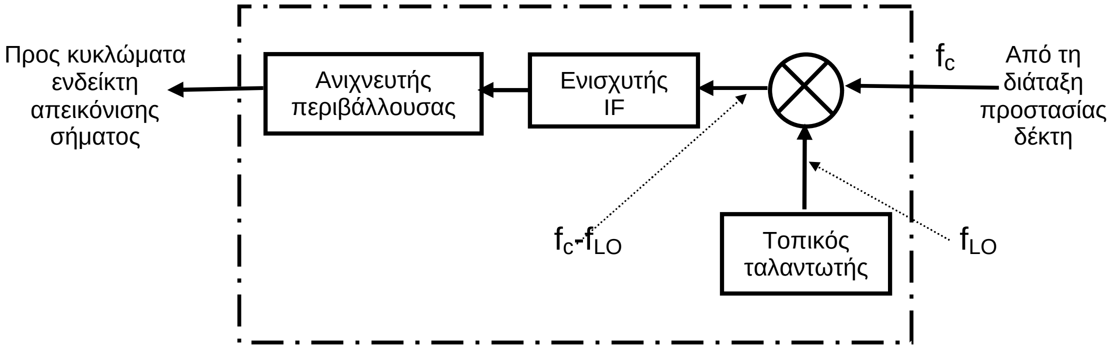
Η κεραία (antenna ή aerial) χρησιμεύει στην εκπομπή ή τη λήψη Η/Μ ακτινοβολίας. Υπάρχουν πολλοί τύποι κεραιών, ενώ μια τυπική κεραία παλμικού ΡΑΝΤΑΡ αποτελείται από μια μονάδα τροφοδοσίας (feed), η οποία είναι η απόληξη του κυματοδηγού που μεταφέρει το σήμα εκπομπής, και ένα παραβολικό ανακλαστήρα (reflector). Αφού το σήμα προσπέσει πάνω στην επιφάνεια του ανακλαστήρα, όπως φαίνεται στο σχήμα 6, στη συνέχεια εκπέμπεται στην ατμόσφαιρα λαμβάνοντας τη μορφή στενής δέσμης. Αντίστροφα, η ηχώ, αφού ανακλαστεί, καταλήγει στο τροφοδότη και από ΄κει μέσω του διακόπτη TR στο δέκτη για περαιτέρω επεξεργασία.

---

[1] Ενδέχεται βέβαια να υπάρχει διαφορετική κεραία για την εκπομπή και τη λήψη, οπότε το συγκεκριμένο σύστημα δεν υφίσταται.

Η διάταξη προστασίας του δέκτη (receiver protection device) προστατεύει το δέκτη από το ποσοστό της ενέργειας του πομπού που επιστρέφει από τη κεραία στο διακόπτη TR και στη συνέχεια διαρρέει προς αυτόν.

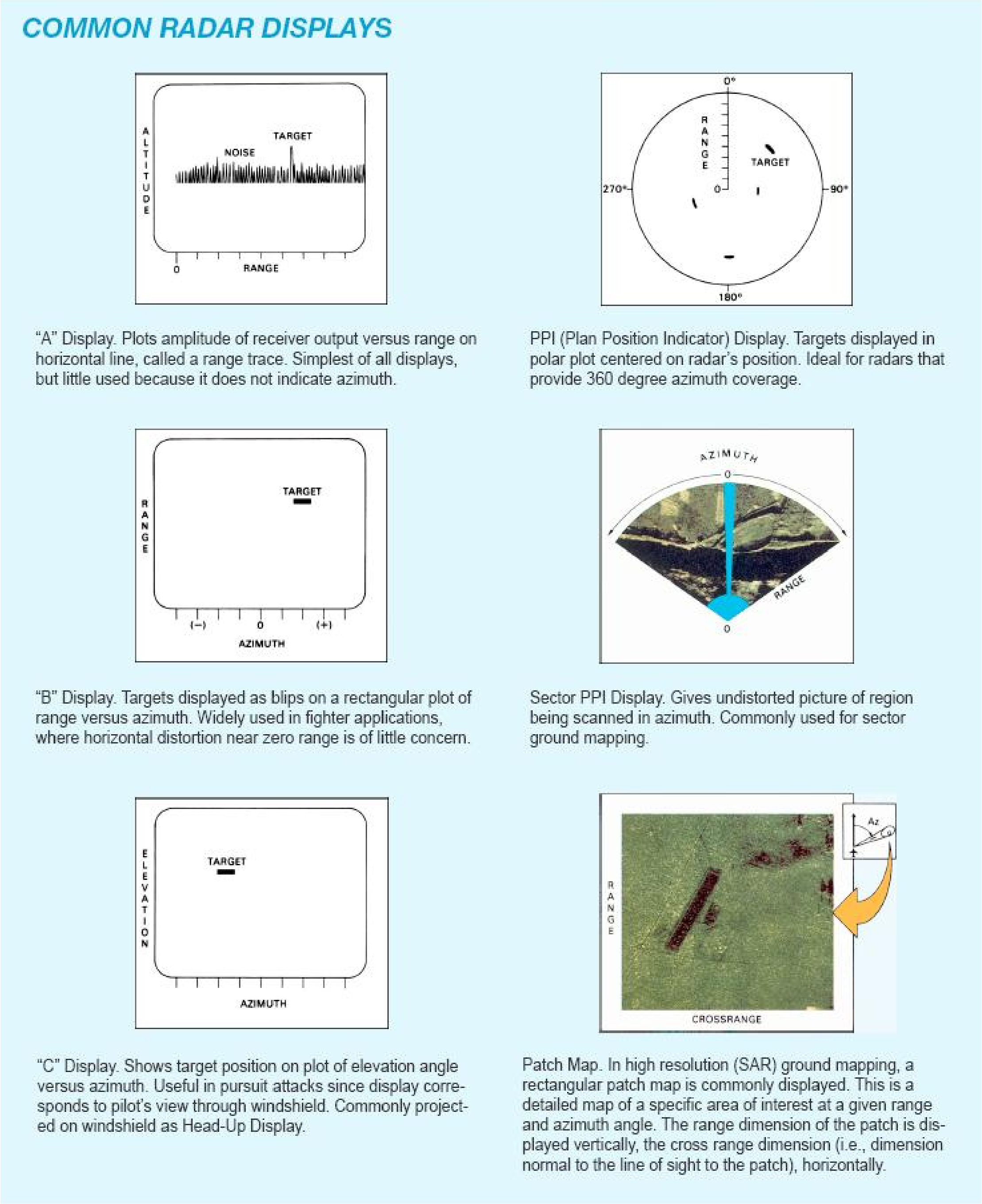
Ο δέκτης (receiver), συχνά έχει ως πρώτη βαθμίδα του ένα προενισχυτή χαμηλής συχνότητας για την ενίσχυση του σήματος πριν από κάθε άλλη επεξεργασία. Κατόπιν ακολουθεί ο υπερετερόδυνος δέκτης (superheterodyne receiver), μια απλοποιημένη σχηματική απεικόνιση του οποίου υπάρχει στο σχήμα 7. Στο δέκτη αυτό η τιμή της κεντρικής ραδιοσυχνότητας εκπομπής/λήψης f_c μειώνεται κατάλληλα, έτσι ώστε να διευκολυνθεί στη συνέχεια η επεξεργασία της ηχούς. Αυτό γίνεται επειδή είναι ευκολότερο να ενισχυθούν χαμηλότερες συχνότητες. Ο υπερετερόδυνος δέκτης θα αναλυθεί πληρέστερα στη συνέχεια, καθώς απαντάται και στο δέκτη ELINT. Στον δέκτη του ΡΑΝΤΑΡ υπάρχουν και άλλα υποσυστήματα για τον έλεγχο του σήματος πριν αυτό περάσει από το φωρατή ή ανιχνευτή περιβάλλουσας (envelope detector), απ΄ όπου διέρχεται μόνο το σήμα πληροφορίας, ενώ το φέρον κύμα αποκόπτεται.



Σχήμα 7: Απλοποιημένη διάταξη υπερετερόδυνου δέκτη παλμικού ΡΑΝΤΑΡ

Τέλος, το σήμα μεταδίδεται σε έναν ενισχυτή video και στα κυκλώματα του ενδείκτη απεικόνισης (indicator), που συνήθως είναι ο πανοραμικός ενδείκτης (Plan Position Indicator, PPI), ο οποίος βασίζεται σε μια καθοδική ενδεικτική λυχνία. Η ηλεκτρονική δέσμη σαρώνει την οθόνη ακτινικά. Κάθε ανάκλαση του παλμού εκπομπής από κάποιο εμπόδιο εμφανίζεται ως φωτεινό στίγμα (video) πάνω στη φωσφορίζουσα οθόνη. Η απόσταση του εμποδίου, που δύναται να είναι στόχος, από το ΡΑΝΤΑΡ είναι ανάλογη με την απόσταση του φωτεινού στίγματος από το κέντρο της οθόνης, ενώ η θέση του δείχνει την αζιμουθιακή του γωνία, τη διόπτευσή του (bearing). Η περιφέρεια του ενδείκτη είναι βαθμονομημένη σε μοίρες του αζιμουθιακού κύκλου. Για τη λειτουργία του PPI απαιτείται ένα σύστημα πηνίων εκτροπής της δέσμης που λειτουργεί σε συγχρονισμό με τη σάρωση της κεραίας. Στα νεότερα ΡΑΝΤΑΡ χρησιμοποιούνται διατάξεις μικροϋπολογιστών, στις οθόνες των οποίων δεν εμφανίζεται το σήμα εικόνας άλλα συνθετική εικόνα που προέρχεται από την επεξεργασία του σήματος.

Ακολουθούν οι κυριότεροι τύποι οθόνης ραντάρ για αεροπορικά, ναυτιλιακά κ.ά. ραντάρ. [Stimson σελ.21]



COMMON RADAR DISPLAYS

"A" Display. Plots amplitude of receiver output versus range on horizontal line, called a range trace. Simplest of all displays, but little used because it does not indicate azimuth.

PPI (Plan Position Indicator) Display. Targets displayed in polar plot centered on radar's position. Ideal for radars that provide 360 degree azimuth coverage.

"B" Display. Targets displayed as blips on a rectangular plot of range versus azimuth. Widely used in fighter applications, where horizontal distortion near zero range is of little concern.

Sector PPI Display. Gives undistorted picture of region being scanned in azimuth. Commonly used for sector ground mapping.

"C" Display. Shows target position on plot of elevation angle versus azimuth. Useful in pursuit attacks since display corresponds to pilot's view through windshield. Commonly projected on windshield as Head-Up Display.

Patch Map. In high resolution (SAR) ground mapping, a rectangular patch map is commonly displayed. This is a detailed map of a specific area of interest at a given range and azimuth angle. The range dimension of the patch is displayed vertically, the cross range dimension (i.e., dimension normal to the line of sight to the patch), horizontally.

Σχήμα 8: Οι επικρατούντες σήμερα τύποι οθόνης ραντάρ σε αεροσκάφη, πλοία και ραντάρ ξηράς

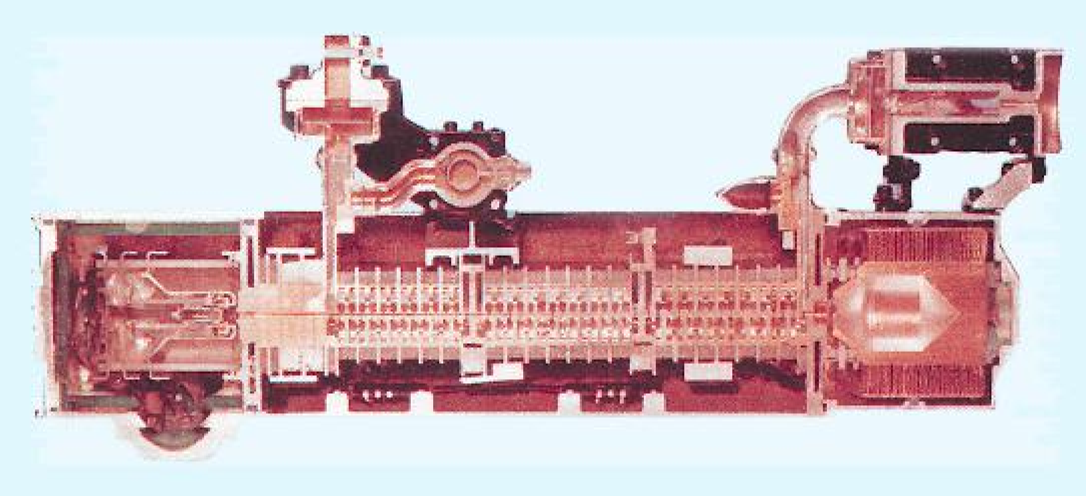
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2
ΠΑΡΑΓΩΓΗ-ΔΙΑΝΟΜΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΣΤΑ ΡΑΝΤΑΡ

2.1 Γενικά

Το πλεονέκτημα των ραντάρ έναντι μιας τηλεπικοινωνιακής ζεύξης είναι ότι η λαμβανόμενη συχνότητα διαφέρει μόνο κατά το προστιθέμενο Doppler γιατί η προστιθέμενη συχνότητα παράγεται στο ίδιο το ραντάρ. Στα παλμικά ραντάρ υπάρχει η πρόσθετη απαίτηση η εκπεμπόμενη συχνότητα όχι μόνο να παραμένει σταθερή από παλμό σε παλμό αλλά και να μην παρουσιάζει τυχαίες αλλαγές φάσης. Αυτό εν γένει ονομάζεται συμφασικότητα (coherence) και το πλεονέκτημα που παρέχει στο ραντάρ είναι ότι όταν ομοδυνιστεί η εισερχόμενη συχνότητα τότε μπορεί να υπάρχει συμφασική πρόσθεση διαδοχικών παλμών με κατακόρυφη αύξηση του λαμβανομένου SNR. Έτσι συμφασικά πρέπει να είναι τα ραντάρ έρευνας αέρος γιατί πρέπει να εντοπίζουν στόχους σε μεγάλα βεληνεκή. Αντίθετα τα ναυτιλιακά ραντάρ επιφανείας επειδή σαρώνουν μια περιοχή σε οπτικά βεληνεκή δεν είναι αναγκαίο να έχουν συμφασικότητα μεταξύ διαδοχικών παλμών και ονομάζονται ασύμφωνα (incoherent). Η κλασσική γεννήτρια παραγωγής ασύμφωνων παλμών είναι το μάγνητρον (magnetron).[Stimson σελ.18-19]

Φώτο Α. VMX 1111D 100 kW, X-band coaxial magnetron Magnetron της CPI

Η κλασσική γεννήτρια / διαμορφώτρια συμφασικών παλμών επιθυμητής διάρκειας και με συγκεκριμένη PRF είναι η πλεγματική λυχνία οδεύοντος κύματος (gridded travelling-wave tube).[Stimson σελ.26-27].

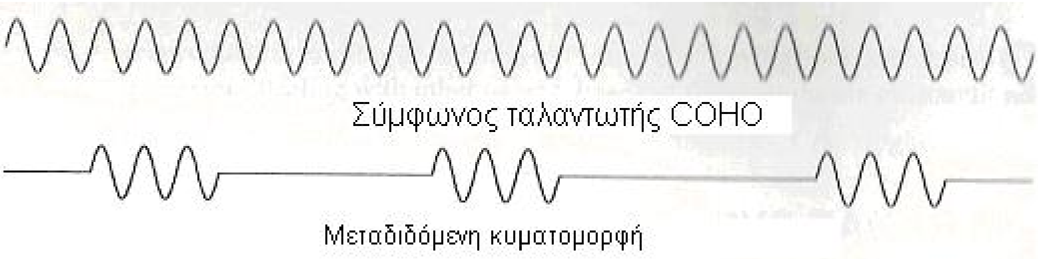


Φώτο Β. Διατομή της TWT [Stimson σελ. 26]

Υπάρχει μια ευρεία κατηγορία μικροκυματικών ενισχυτών που έχουν ιδιότητες μεταξύ μάγνητρον και gridded TWT και ονομάζονται ενισχυτές διασταυρούμενου πεδίου (cross field amplifiers - CFA)[2].

Η συμφασικότητα ασχολείται με τον τρόπο που χειρίζεται το ραντάρ τη φάση του σήματος. Υπάρχουν τρία επίπεδα συμφασικότητας στα ραντάρ: σύμφωνο, σύμφωνο στη λήψη και ασύμφωνο. Η φάση του σήματος είναι το μέτρο για να ανακτηθεί η ηχώ Doppler. Κατά συνέπεια μόνο σύμφωνα και σύμφωνα στη λήψη συστήματα μπορούν να ανακτήσουν τη μεταβολή Doppler.

Τα σύμφωνα ραντάρ είναι εκείνα στα οποία η φάση του προσπίπτοντος σήματος προέρχεται από τις σταθερές εσωτερικές πηγές και είναι σταθερή και προβλέψιμη. Ένα σύμφωνο σύστημα γνωρίζει τη φάση του κάθε προσπίπτοντος παλμού και μπορεί να συγκρίνει τη φάση οποιασδήποτε ηχούς με αυτή. Αυτή η κατηγορία ραντάρ μπορεί να ανιχνεύσει και να μετρήσει τη μετατόπιση Doppler οποιουδήποτε στόχου. Το προσπίπτον σήμα προέρχεται από έναν κύριο ταλαντωτή και εκπομπός είναι ένας ενισχυτής. Αυτός ο τύπος ραντάρ καλείται master oscillator power amplifier (MOPA) (Σχήμα 1).

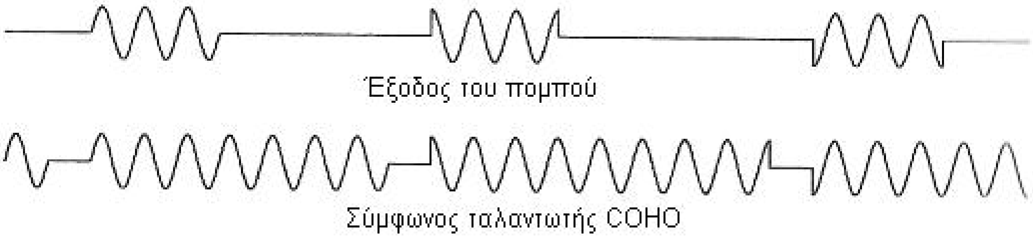


Σχήμα 1 : Συσχετισμοί σύμφωνης φάσης

---

[2] http://www.cpii.com/bmd/cfa1.htm

Τα σύμφωνα στη λήψη συστήματα έχουν απρόβλεπτες φάσεις φωτισμού που μετριούνται και "αναφέρονται" ως εσωτερικές φάσεις αναφοράς. Η φάση αναφοράς του συστήματος είναι πάντα σε σχέση με τον τελευταίο προσπίπτοντα παλμό, και κάθε φορά που ο αναμεταδότης εκπέμπει, οι προηγούμενες αναφορές χάνονται. Τα σύμφωνα στη λήψη συστήματα δεν μπορούν να ανακτήσουν το Doppler σε μέση και υψηλή PRF. Αυτός ο τύπος χρησιμοποιείται σε ραντάρ που έχουν πομπούς με μάγνητρον. (Σχήμα 2).



Σχήμα 2 : Συσχετισμοί φάσης σύμφωνη στη λήψη

Τα ασύμφωνα ραντάρ αγνοούν τις λαμβανόμενες φάσεις του σήματος και γι' αυτό είναι ακατάλληλα για την εύρεση και τον υπολογισμό της μεταβολής Doppler.

2.2 Παραγωγή συχνότητας στα σύμφωνα ραντάρ

Το Σχήμα 3α και ο πίνακας 1 παρουσιάζουν τις βασικές σχέσεις συχνότητας σε ένα σύμφωνο ραντάρ. Σε αυτήν την υλοποίηση, δύο ταλαντωτές, ο STALO (STAble Local Oscillator), που είναι ένας σταθερός και πολύ χαμηλού θορύβου ταλαντωτής, και ο COHO (COHerent Oscillator) αλληλεπιδρούν για να διαμορφώσουν όλες τις απαραίτητες ημιτονικές καμπύλες.

Ο STALO λειτουργεί σε μια συχνότητα που είναι η διαφορά μεταξύ της συχνότητας του προσπίπτοντος σήματος του ραντάρ και της ενδιάμεσης συχνότητας (IF) του υπερετερόδυνου δέκτη.

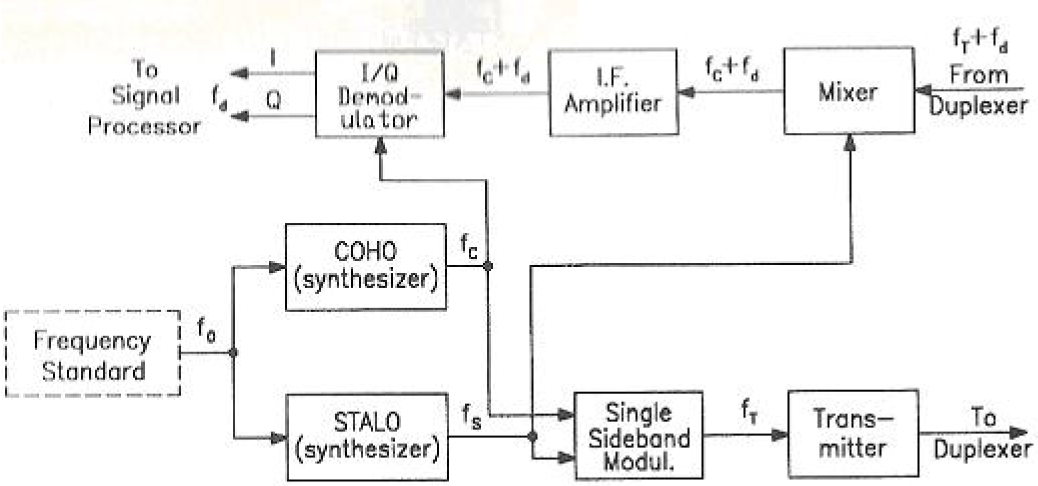
Ο COHO λειτουργεί στην ενδιάμεση συχνότητα (IF). Στα υπερετερόδυνα συστήματα πολλαπλής-μετατροπής, υπάρχουν περισσότεροι από ένας τοπικοί ταλαντωτές και ο COHO λειτουργεί στη συχνότητα του τελευταίου (IF).

Σε μερικές υλοποιήσεις η πρότυπη συχνότητα που είναι στη συχνότητα f_0 χρησιμοποιείται για να συνθέσει τον COHO και τον STALO. Ο μονοπλευρικός διαμορφωτής συνδυάζει τις ημιτονικές καμπύλες του STALO (στη συχνότητα f_s) και του COHO (στη συχνότητα f_c) για να παράγει μια τρίτη ημιτονική καμπύλη που είναι το άθροισμα των συχνοτήτων STALO και COHO.

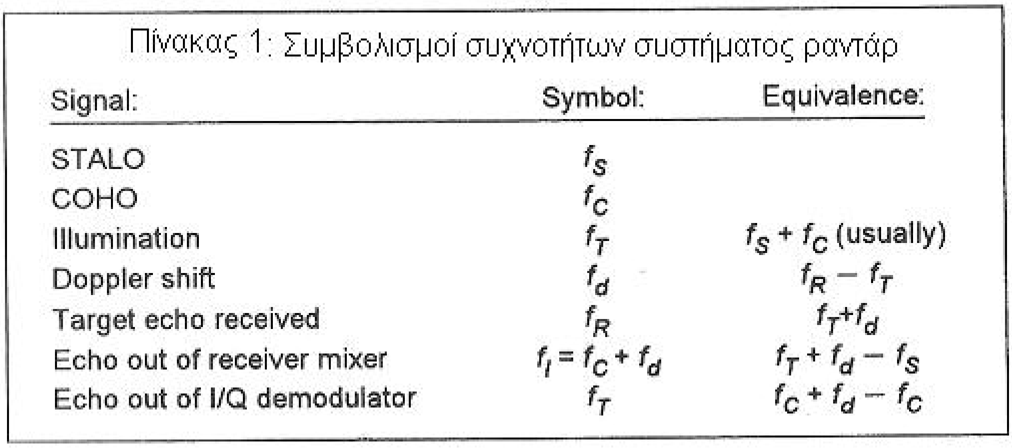
Αυτό το σήμα πάλλεται και ενισχύεται και γίνεται το σήμα f_T.Η συχνότητα ηχούς του στόχου είναι αυτή του προσπίπτοντος συν την μετατόπιση Doppler $(f_R=f_T+f_d)$. Αυτό το σήμα και ο STALO εφαρμόζονται σε έναν μείκτη, που παράγει ένα αντίγραφο της λαμβανόμενης ηχούς, αλλά μειώνεται κατά τη συχνότητα του STALO $(f_T+f_d-f_S)$.Αφού η μεταδιδόμενη συχνότητα είναι το άθροισμα των συχνοτήτων του STALO και του COHO, η έξοδος του μείκτη είναι $f_S+f_C+f_d-f_S$ ή f_C+f_d. Το σήμα πηγαίνει στον IF ενισχυτή.

Μετά τον ενισχυτή πηγαίνει στον I/Q αποδιαμορφωτή όπου αφαιρείται η συχνότητα του COHO, αφήνοντας $f_C+f_d-f_C$ άρα f_d. Έτσι εξάγουμε την συχνότητα

Doppler. Δηλαδή οι μεταβολές πλάτους του σήματος αυτού, αφαιρούνται από το φωρατή φάσης, ενώ οι διακυμάνσεις φάσης χρησιμοποιούνται προκειμένου να αναγνωρισθεί η ολίσθηση Doppler.



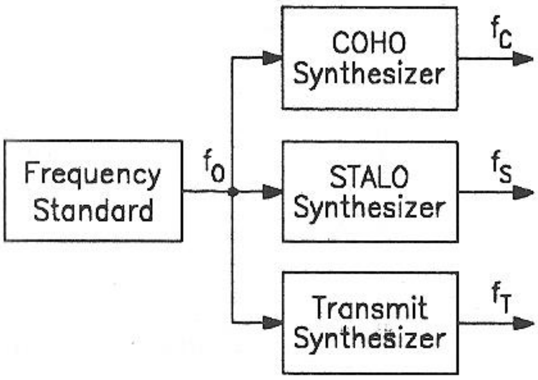
Σχήμα 3α: Παραγωγή συχνότητας σε σύμφωνο ραντάρ



Πίνακας 1: Συμβολισμοί συχνοτήτων συστήματος ραντάρ

Signal:	Symbol:	Equivalence:
STALO	f_S	
COHO	f_C	
Illumination	f_T	$f_S + f_C$ (usually)
Doppler shift	f_d	$f_R - f_T$
Target echo received	f_R	$f_T + f_d$
Echo out of receiver mixer	$f_I = f_C + f_d$	$f_T + f_d - f_S$
Echo out of I/Q demodulator	f_T	$f_C + f_d - f_C$

Μια εναλλακτική μέθοδος παραγωγής συχνότητας παρουσιάζεται στο σχήμα 3b. Η πρότυπη συχνότητα από τον κύριο ταλαντωτή του συστήματος τροφοδοτεί τους ταλαντωτές COHO, STALO και αυτόν της εκπομπής.



Σχήμα 3b: Εναλλακτική μέθοδος παραγωγής συχνότητας

Παράδειγμα: Ένα ραντάρ λειτουργεί με τον STALO στα 5.535GHz και τον COHO στα 320MHz. Το ραντάρ παρακολουθεί τον στόχο που απομακρύνεται ακτινικά με 14,733smph. Υποθέτουμε ότι όλες οι συχνότητες είναι ακριβείς και ότι η ταχύτητα διάδοσης είναι 300,000,000m/s. Βρίσκουμε τις ακόλουθες συχνότητες:

Την συχνότητα εκπομπής
Την συχνότητα της ηχούς που λαμβάνουμε
Την συχνότητα της εξόδου του επεξεργαστή του σήματος RF
Την συχνότητα εξόδου του μείκτη
Την συχνότητα εξόδου του ενισχυτή IF
Τον ρυθμό μεταβολής του σήματος εξόδου του αποδιαμορφωτή I/Q
(Θα χρησιμοποιήσουμε και τον πίνακα 1 για την λύση της άσκησης)

Λύση :

Η συχνότητα εκπομπής είναι το άθροισμα των συχνοτήτων των STALO και COHO. Δηλαδή 5.855GHz.

Η ακτινική ταχύτητα είναι 6586.2m/s. Χρησιμοποιούμε την παρακάτω σχέση για την εύρεση της συχνότητας Doppler.

$$f_d \approx 2 f_T \frac{v_R}{c}$$

όπου f_T η συχνότητα εκπομπής
v_R η ακτινική ταχύτητα
C η ταχύτητα διάδοσης

Άρα f_d=257,080Hz. Αφού ο στόχος απομακρύνεται η συχνότητα Doppler είναι αρνητική. Οπότε η λαμβανόμενη συχνότητα είναι 5.854,742,920GHz.

Ο επεξεργαστής σήματος RF δεν αλλάζει την συχνότητα του σήματος πάνω στο οποίο επιδρά. Άρα η συχνότητα στην έξοδο του είναι 5.854,742,920GHz.

Η συχνότητα στην έξοδο του μείκτη είναι η διαφορά της συχνότητας στην είσοδο του RF μείον αυτήν του STALO. Δηλαδή η έξοδος του μείκτη είναι 319.742,920MHz.

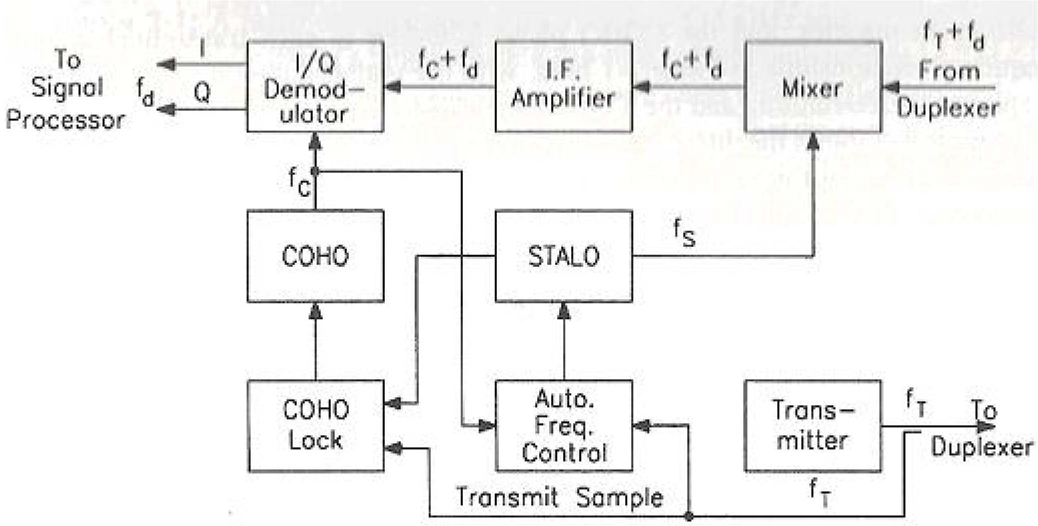
Ο ενισχυτής IF δεν αλλάζει την συχνότητα του σήματος και η έξοδός του είναι 319.742,920MHz.

Η έξοδος του αποδιαμορφωτή I/Q είναι η διαφορά της συχνότητας εξόδου του ενισχυτή IF μείον αυτήν του COHO. Άρα είναι -257,080Hz ή αλλιώς η μετατόπιση Doppler.

2.3 Παραγωγή συχνότητας στα σύμφωνα στη λήψη ραντάρ

Σε αυτή την περίπτωση έχουμε δυο ταλαντωτές. Τον STALO που λειτουργεί ως τοπικός ταλαντωτής του δέκτη και τον COHO που λειτουργεί στην ενδιάμεση συχνότητα του δέκτη. Ο STALO εξυπηρετείται από το κύκλωμα αυτομάτου ελέγχου συχνότητας AFC (automatic frequency control) έτσι ώστε η συχνότητα του να είναι ακριβώς η διαφορά μεταξύ του πομπού και του COHO. Ο COHO είναι κλειδωμένος κατά φάση σε κάθε προσπίπτοντα παλμό.

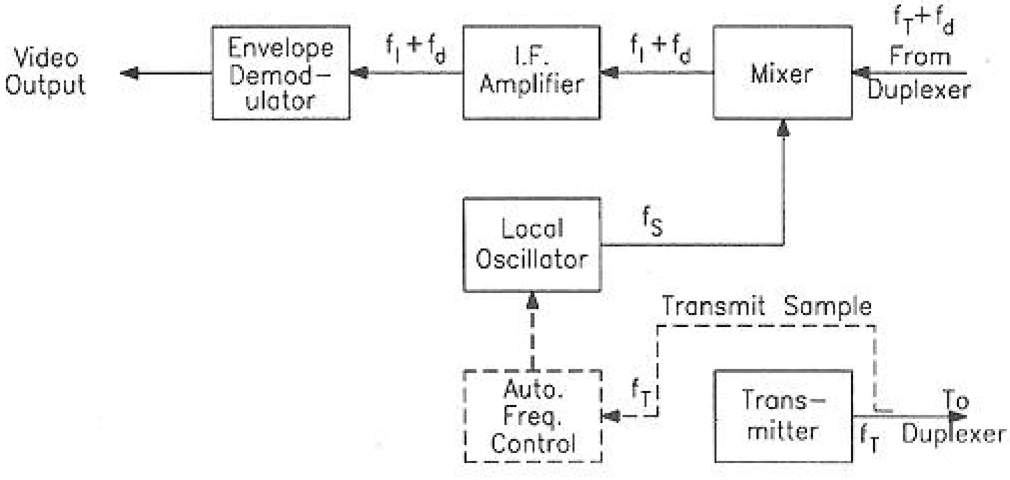
Η διεργασία του κλειδώματος του COHO και του STALO παράγει λιγότερο ακριβείς φάσεις συγκριτικά με πολύ σταθερούς ταλαντωτές. Επίσης ο πομπός παράγει κάθε παλμό σε διαφορετική και απρόβλεπτη φάση. Έτσι κάθε φορά που στέλνει ένα παλμό ο COHO κλειδώνει εκ νέου και η φάση του προηγούμενου παλμού χάνεται. Αυτό εμποδίζει να βρούμε τη συχνότητα Doppler σε άλλη PRF εκτός από την χαμηλή. Αυτός είναι σημαντικός περιορισμός των μοντέρνων συστημάτων.



Σχήμα 4 : Παραγωγή συχνότητας σε σύμφωνο στη λήψη ραντάρ

2.3 Παραγωγή συχνότητας στα ασύμφωνα ραντάρ

Τα ραντάρ που δεν ανακτούν την συχνότητα Doppler δεν έχουν απαίτηση για κλείδωμα της φάσης. Συνήθως έχουν ισχυρούς πομπούς και μπορεί να έχουν τον τοπικό ταλαντωτή του δέκτη κλειδωμένο στον πομπό χρησιμοποιώντας τον AFC. Τα ασύμφωνα ραντάρ δεν έχουν ταλαντωτή COHO.



Σχήμα 5 : Παραγωγή συχνότητας σε ασύμφωνο ραντάρ

Στο παραπάνω σχήμα η ενδιάμεση συχνότητα $f_I = f_T - f_S$ όπου η f_S είναι κλειδωμένη μέσω του AFC στην εκπεμπόμενη συχνότητα f_T . Έτσι δεν γίνεται ο υπολογισμός της f_d (Doppler) άρα και της σχετικής ταχύτητας του στόχου, διότι το σήμα περνάει απευθείας από τον φωρατή περιβάλλουσας του οποίου η έξοδος ολοκληρώνεται ασύμφωνα πάνω στην οθόνη του ραντάρ. Το μειονέκτημα είναι ότι δεν παράγεται συμφασικότητα μεταξύ διαδοχικών παλμών άρα το βεληνεκές του παραπάνω ραντάρ παραμένει μικρό εν συγκρίσει με τα προηγούμενα συμφασικά ραντάρ.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3
ΨΗΦΙΑΚΗ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑ ΣΗΜΑΤΟΣ ΡΑΝΤΑΡ

3.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα δούμε ακριβώς, βήμα προς βήμα, πως γίνεται η επεξεργασία σήματος σε ένα ραντάρ μέσης PRF. Με μικρές διαφορές παρόμοια επεξεργασία γίνεται σε ραντάρ χαμηλής και υψηλής PRF. Στο σχήμα 1 φαίνεται υπό μορφή «μπλοκ» διαγραμμάτων η επεξεργασία σήματος που εφαρμόζεται στο εν λόγω ραντάρ.

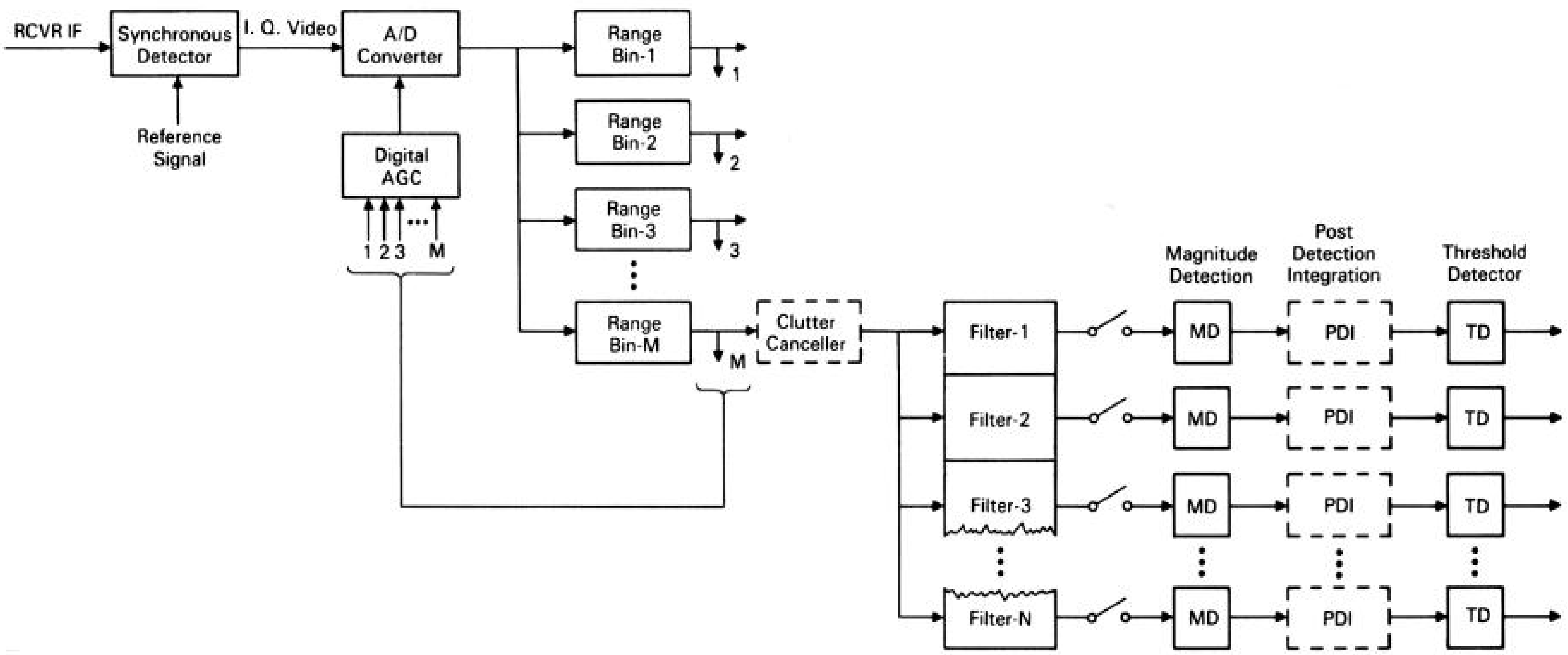
3.1.1 Βασικός μηχανισμός

Όπως διευκρινίζεται στο σχήμα 1, η έξοδος IF του δέκτη τροφοδοτεί έναν σύγχρονο ανιχνευτή ο οποίος το μετατρέπει σε σήματα I και Q. Η συχνότητα του σήματος αναφοράς που παρέχεται στον ανιχνευτή είναι τέτοια ώστε η κεντρική γραμμή του clutter κύριου λοβού να είναι σε μηδενική συχνότητα (dc). Η κεντρική γραμμή είναι επιλεγμένη, δεδομένου ότι η συχνότητά της δεν αλλάζει όταν το PRF αλλάζει, ενώ οι συχνότητες των άλλων γραμμών αλλάζουν.

Ένας A/D μετατροπέας παίρνει δείγματα από τα σήματα I και Q σε χρονικά διαστήματα που συμπίπτουν με την διάρκεια των μεταδιδόμενων παλμών. Η έξοδος του μετατροπέα είναι μια σειρά αριθμών που αντιπροσωπεύουν τις I και Q συνιστώσες. Οι αριθμοί τοποθετούνται κατά αύξουσα απόσταση σε διαφορετικά παράθυρα απόστασης.

Για να μειώσουμε το clutter του κύριου λοβού, οι αριθμοί για κάθε αύξηση της απόστασης περνούν μέσα από έναν ακυρωτή clutter. Όπως με τον A/D μετατροπέα, κάθε ακυρωτής clutter έχει τα δύο κανάλια I και Q.

Για να μειώσουμε το υπόλοιπο του clutter του κύριου λοβού στην έξοδο του ακυρωτή, καθώς επίσης και για να ελαχιστοποιήσουμε τον θόρυβο και ταυτόχρονα το clutter των πλευρικών λοβών με το οποίο ο στόχος πρέπει να συγκριθεί, η έξοδος κάθε ακυρωτή clutter ολοκληρώνεται σε μία τράπεζα φίλτρων Doppler. Έτσι η τράπεζα φίλτρων μπορεί να υλοποιηθεί με τον μετασχηματισμό Fourier. Το εύρος ζώνης της τράπεζας φίλτρων είναι ίση με PRF. Η επεξεργασία των εξόδων για τα φίλτρα που καλύπτουν τις περιοχές του κύριου λοβού (φίλτρα στις άκρες της τράπεζας) απλά δεν ολοκληρώνονται.



Σχήμα 1: Λειτουργίες επεξεργασίας σήματος σε radar μέσου PRF

Στο τέλος του χρόνου ολοκλήρωσης του κάθε φίλτρου ανιχνεύεται το μέγεθος της κάθε επιθυμητής εξόδου. Εάν ο χρόνος ολοκλήρωσης είναι μικρότερος από το χρόνο πάνω στον στόχο για την κεραία του ραντάρ, έχουμε ολοκλήρωση μετανίχνευσης (postdetection integration – PDI).

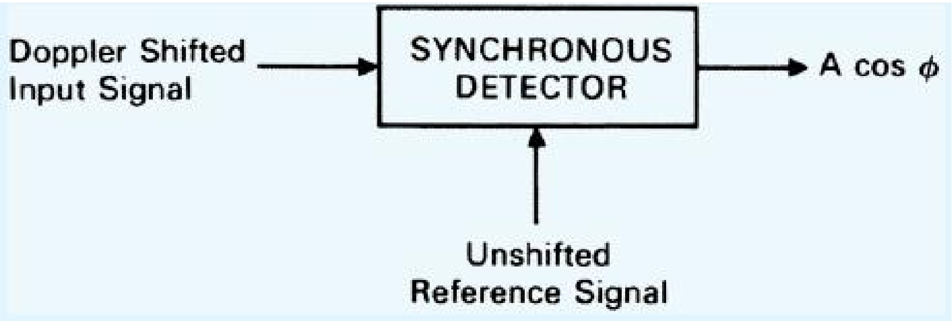
Σε άλλη περίπτωση, στα διαστήματα δηλαδή που είναι ίσα με το χρόνο πάνω στον στόχο, η ολοκληρωμένη έξοδος κάθε φίλτρου Doppler γίνεται είσοδος στον ανιχνευτή κατωφλίου, ο οποίος καθορίζει εάν το άθροισμα αντιπροσωπεύει στόχο.

Τρεις πτυχές αυτού του μηχανισμού εγγυώνται την επεξεργασία :

- πως δουλεύει ο ακυρωτής clutter,
- πως ορίζεται το κατώφλι ανίχνευσης,
- και πως η κεντρική γραμμή του clutter του κύριου λοβού διατηρείται σε μηδενική συχνότητα (dc).

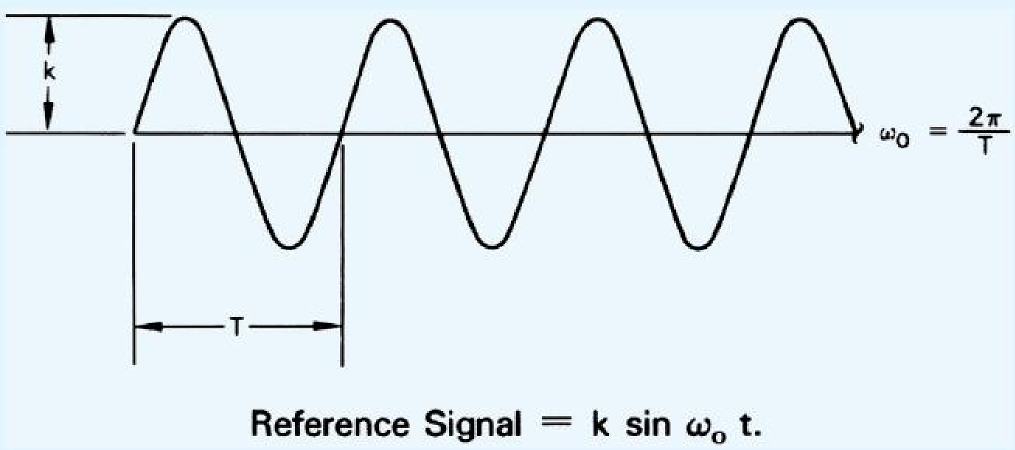
3.1.2 Σύγχρονος ανιχνευτής (Synchronous detector)

ΒΑΣΙΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ: Ο παρακάτω σύγχρονος ανιχνευτής συγκρίνει ένα μετατοπισμένο κατά Doppler σήμα εισόδου με ένα σήμα αναφοράς και παράγει μια έξοδο της οποίας το εύρος είναι ανάλογο προς το εύρος (A) τις φορές που το συνημίτονο της φάσης (φ) του σήματος εισόδου σχετίζεται με το σήμα αναφοράς.



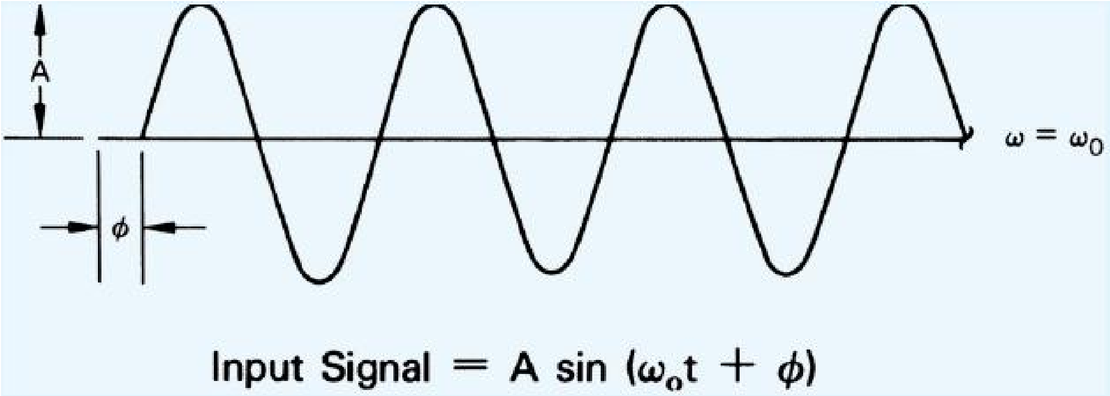
Σχήμα 2: Διάγραμμα σύγχρονου ανιχνευτή

Για λόγους εξήγησης θα υποθέσουμε ότι το σήμα αναφοράς έχει πλάτος Κ και συχνότητα ω_0 rad/sec.



Σχήμα 3: Σήμα αναφοράς

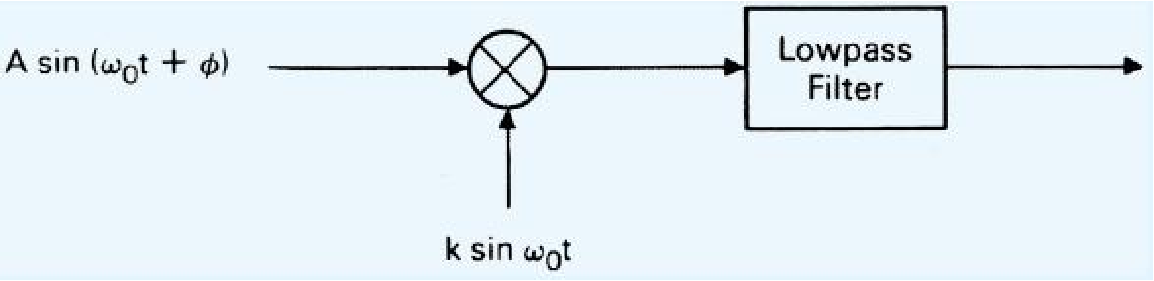
Αφού η μετατόπιση συχνότητας Doppler είναι στην πραγματικότητα μια συνεχής μετατόπιση φάσης, σε κάθε μια χρονική στιγμή το μετατοπισμένο κατά Doppler σήμα εισόδου μπορεί να θεωρηθεί ότι έχει συχνότητα ίση με την συχνότητα αναφοράς (ω_0) αλλά μετατοπισμένη κατά φάση συγκριτικά με το σήμα αναφοράς κατά φ rad.



Σχήμα 4: Σήμα εισόδου μετατοπισμένο κατά Doppler

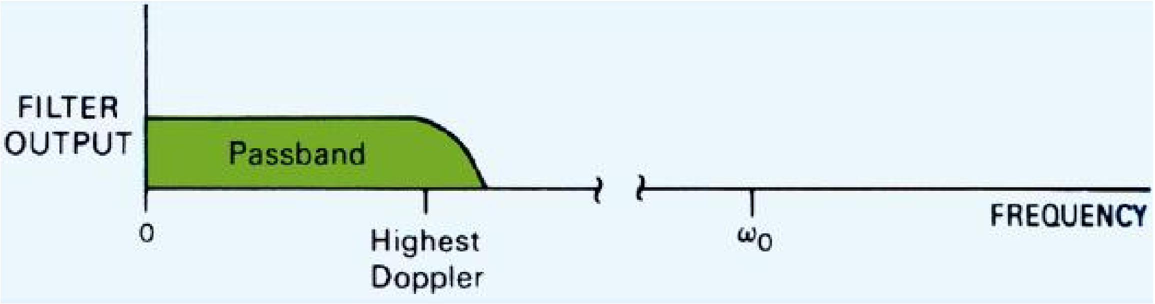
Πρακτικά ο ανιχνευτής κάνει δύο πράγματα :

1) Πολλαπλασιάζει την στιγμιαία τιμή του σήματος εισόδου με την στιγμιαία τιμή του σήματος αναφοράς και
2) Εφαρμόζει το τελικό σήμα σε ένα χαμηλοπερατό φίλτρο.



Σχήμα 5: Λειτουργία σύγχρονου ανιχνευτή

Η ζώνη διαπερατότητας του φίλτρου είναι ευρεία ώστε να περάσει και η υψηλότερη συχνότητα Doppler που μετριέται αλλά αρκετά στενή για να απορριφθεί κάθε σήμα του οποίου η συχνότητα είναι ίση ή μεγαλύτερη από ω_0.



Σχήμα 6: Το εύρος ζώνης του φίλτρου προς τις επιτρεπόμενες συχνότητες

Έξοδοι του πολλαπλασιασμού: Με τη χρήση τριγωνομετρικής ταυτότητας το σήμα εισόδου αποτελείται από δύο όρους

$$A\sin(\omega_0 t+\varphi)=A(\sin\varphi)(\cos\omega_0 t)+A(\cos\varphi)(\sin\omega_0 t) \quad (3.1)$$

Όταν ο πρώτος όρος πολλαπλασιάζεται με το σήμα αναφοράς $(k\sin\omega_0 t)$ το αποτέλεσμα είναι

$$\begin{aligned}&=kA(\sin\varphi)(\cos\omega_0 t)(\sin\omega_0 t)\\&=\frac{kA}{2}(\sin\varphi)(\sin2\omega_0 t)\end{aligned} \quad (3.2)$$

Λόγω της υψηλής συχνότητας $(2\omega_0)$ το παραγόμενο σήμα απορρίπτεται από το χαμηλοπερατό φίλτρο.

Παρόλα αυτά όταν ο δεύτερος όρος πολλαπλασιάζεται με $(k\sin\omega_0 t)$ το αποτέλεσμα έχει δύο όρους.

$$\begin{aligned}&=kA(\cos\varphi)(\sin^2\omega_0 t)\\&=kA(\cos\varphi)[\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\cos2\omega_0 t]\end{aligned} \quad (3.3)$$

Εξαιτίας της υψηλής συχνότητας $(2\omega_0)$ το σήμα από τον δεύτερο από αυτούς τους όρους απορρίπτεται από το χαμηλοπερατό φίλτρο. Η έξοδος του φίλτρου είναι τελικά

$$=\frac{kA}{2}(\cos\varphi) \quad (3.4)$$

Εάν θεωρήσουμε το k ίσο με δύο τότε

$$V_{output} = A\cos\varphi \quad (3.5)$$

όπου το A είναι ανάλογο του πλάτους του σήματος εισόδου και είναι η φάση του σήματος σε σχέση με το σήμα αναφοράς. Αφού είναι συνάρτηση συνημίτονου ονομάζεται in-phase ή έξοδος I .

ΣΗΜΑ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕΤΑΤΟΠΙΣΜΕΝΟ ΚΑΤΑ 90^0: Εάν μετατοπίσουμε το σήμα αναφοράς, π.χ. εισάγουμε καθυστέρηση που κάνει το σήμα του ανιχνευτή ίσο με $k\sin(\omega_0 t\text{-}90^0)$,παράγεται έξοδος ίση με $A\cos(\varphi\text{-}90^0)$.

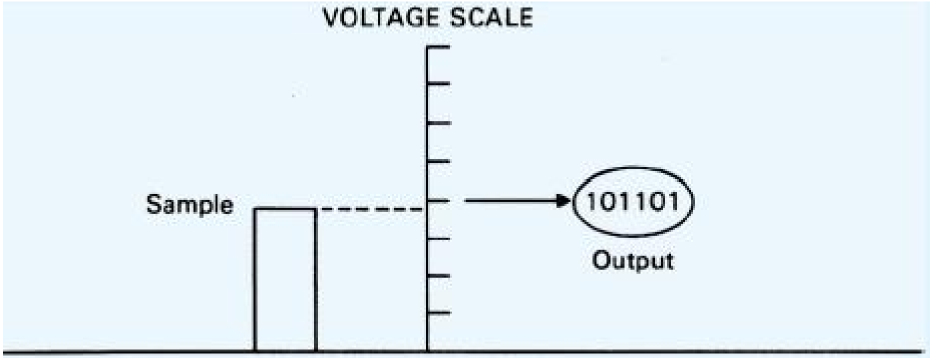
Αφού το συνημίτονο οποιασδήποτε γωνίας μικρότερης από 90^0 ισούται με το ημίτονο της γωνίας, η έξοδος είναι ανάλογη του ημιτόνου του φ.

$$V_{output} = A\sin\varphi \quad (3.6)$$

Πάλι το A είναι ανάλογο του πλάτους του σήματος εισόδου και το φ είναι η φάση του σήματος. Αφού είναι ημίτονο ονομάζεται quadrature ή έξοδος Q.

3.1.3 Μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (A/D converter)

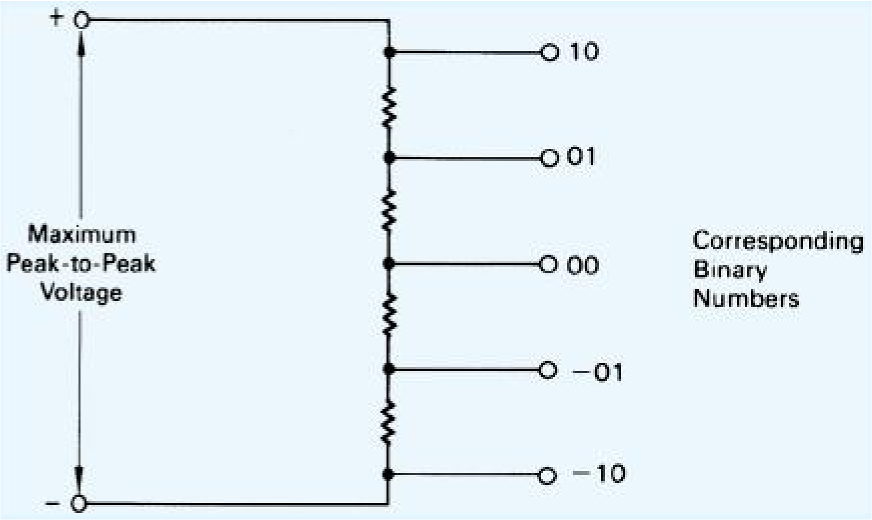
Πρακτικά ένας μετατροπέας A/D συγκρίνει κάθε δείγμα του σήματος που θα γίνει ψηφιακό με μια γνωστή κλίμακα αυξανόμενης τάσης.



Σχήμα 7: Σύγκριση δείγματος με την κλίμακα αυξανόμενης τάσης

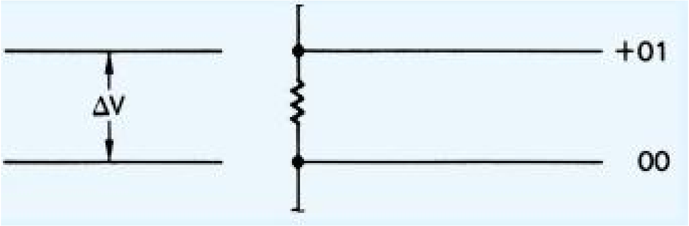
Από την μετατροπή προκύπτει ως έξοδος ένας δυαδικός αριθμός που είναι η κοντινότερη βαθμίδα στην οποία πλησιάζει το δείγμα. Θα δούμε πως εκτελούνται οι παραπάνω λειτουργίες. Ένας συνηθισμένος μετατροπέας δύο ψηφίων με πρόσημο είναι σε γενικές γραμμές ο παρακάτω.

Η κλίμακα των volt: Αυτή μπορεί να επιτευχθεί εισάγοντας μια σταθερή τάση ίση με τη μέγιστη πιθανή μεταβίβαση από κορυφή σε κορυφή των δειγμάτων διαμέσου μιας αλυσίδας αντιστάσεων που έχουν μεγάλη ακρίβεια (διαιρέτης τάσης).



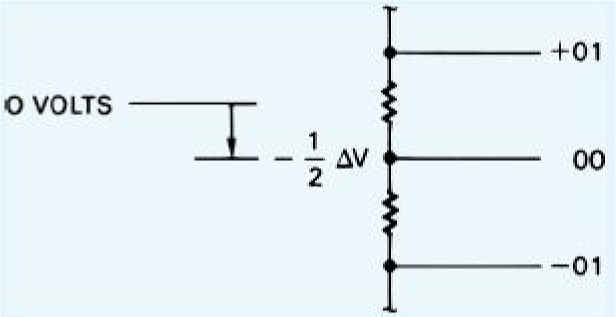
Σχήμα 8: Δημιουργία της κλίμακας των volt

Η τάση σε κάθε έξοδο του διαιρέτη τάσης αντιστοιχεί σε μια δυάδα δυαδικών αριθμών στα οποία τα δείγματα μπορούν να μετατραπούν. Η διαφορά τάσης από έξοδο σε έξοδο, ΔV, είναι η τιμή του λιγότερο σημαντικού ψηφίου αυτών των αριθμών – στο παράδειγμα μας το 1.



Σχήμα 9: Η διαφορά τάσης ΔV από έξοδο σε έξοδο

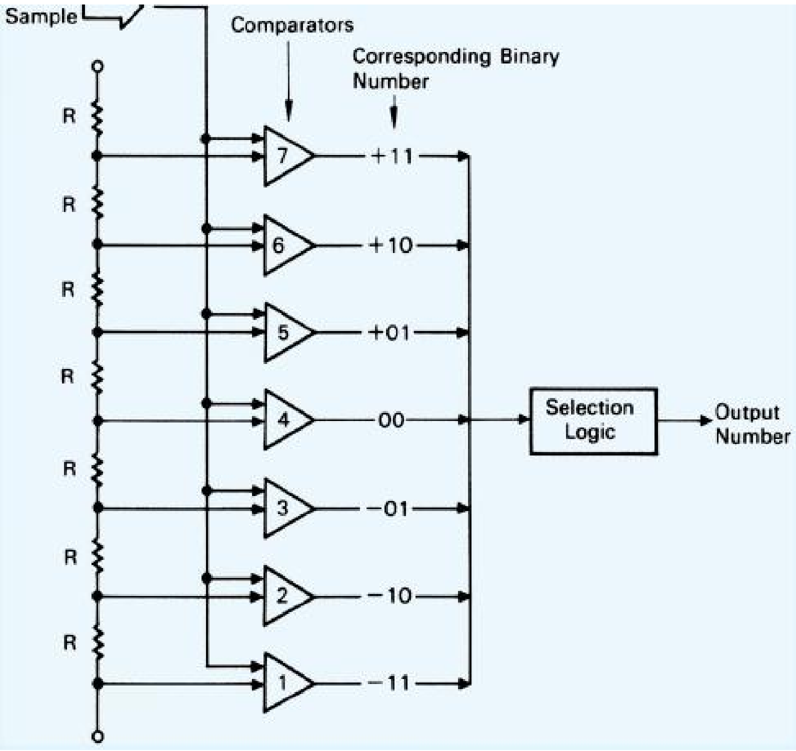
Οι αριθμοί που παίρνουμε στον μετατροπέα στρογγυλοποιούνται, οι έξοδοι αντισταθμίζονται σε σχέση με το αρνητικό τέλος του διαιρέτη κάνοντας μισή την τάση ΔV.



Σχήμα 10: Αντιστοίχιση τάσεων στις εξόδους

Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, οι τάσεις όλων των εξόδων να είναι μειωμένες κατά το μισό από ότι θα συνεπαγόταν λόγω της θέσης των εξόδων. Για παράδειγμα η τάση στην κεντρική έξοδο δεν είναι 0 αλλά $-\frac{1}{2}\Delta V$.

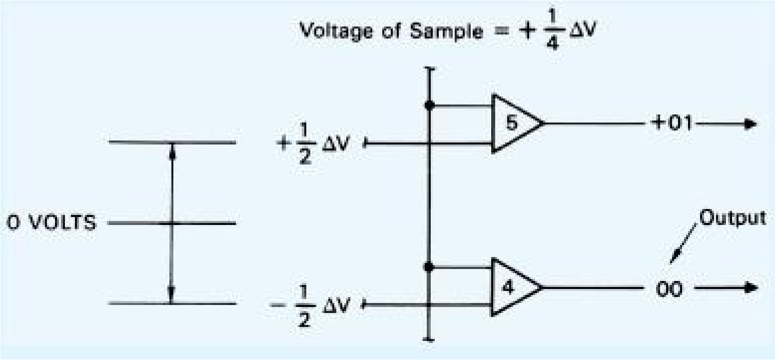
Συγκρίνοντας τις τάσεις: Μια τράπεζα συγκριτικών κυκλωμάτων συγκρίνει την τάση του κάθε δείγματος που θα γίνει ψηφιακό με την τάση της κάθε εξόδου.



Σχήμα 11: Κύκλωμα σύγκρισης τάσεως δείγματος με την τάση εξόδου

Κάθε συγκριτής εμφανίζει έξοδο μόνο εάν το δείγμα είναι μεγαλύτερο από την έξοδο στην οποία έχει συνδεθεί ο συγκριτής. Για παράδειγμα εάν η τάση του δείγματος ήταν $+\frac{1}{4}\Delta V$ θα είχαμε έξοδο από τον συγκριτή 4 αλλά όχι από τον 5.

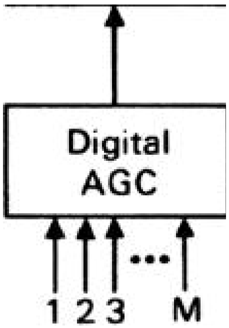
Λογική επιλογής: Κάθε φορά που ένα δείγμα εισάγεται στον μετατροπέα, ένα λογικό κύκλωμα αναγνωρίζει τον μεγαλύτερο συγκριτή από τον οποίο παίρνουμε έξοδο και βγαίνει τελικά ως έξοδος αυτός ο δυαδικός αριθμός. Στο παραπάνω παράδειγμα παίρνουμε την έξοδο του συγκριτή 4 και όχι του 5. Το δείγμα είναι μεταξύ $-\frac{1}{2}\Delta V$ και $\frac{1}{2}\Delta V$ και έχουμε ως έξοδο 0.



Σχήμα 12: Εύρεση της εξόδου

3.1.4 Αυτόματος έλεγχος κέρδους (AGC)

Το κύκλωμα/διάταξη αυτόματου ελέγχου κέρδους AGC (Automatic Gain Control) ελέγχει συνεχώς την απολαβή του ενισχυτή IF, έτσι ώστε οι επιστροφές από τους διάφορους στόχους να διατηρούνται σε προκαθορισμένα σχετικά σταθερά και ταυτόχρονα να καταπιέζονται τα παράσιτα και οι παρεμβολές (π.χ.Clutter).



Σχήμα 13: Διάγραμμα κυκλώματος αυτόματου ελέγχου κέρδους

Η τιμή της ενεργού διατομής (RCS) μεταβάλλεται ευρέως, ανάλογα με το φυσικό μέγεθος και τη γωνία κλίσης των διαφόρων στόχων. Ο δέκτης του ραντάρ θα πρέπει να παράγει ισχυρό σήμα εικόνας ακόμα και για τους μικρότερου μεγέθους στόχους στη μέγιστη απόσταση εντοπισμού. Επίσης δεν θα πρέπει να οδηγείται σε κορεσμό από μεγάλους στόχους ευρισκόμενους σε μικρές αποστάσεις.

Το κύκλωμα AGC χρησιμοποιείται για τη ρύθμιση της ευαισθησίας του δέκτη σε όλες αυτές τις περιπτώσεις. Με την ίδια τεχνική μειώνονται οι παρεμβολές και τα παράσιτα από οποιαδήποτε άλλα αίτια. Εάν όμως το σήμα παρεμβολής παρουσιάζει ταχείες μεταβολές, τότε το κύκλωμα AGC μεταπίπτει σε αστάθεια και η ικανότητα παρακολούθησης του στόχου στα ραντάρ εγκλωβισμού μειώνεται σημαντικά.

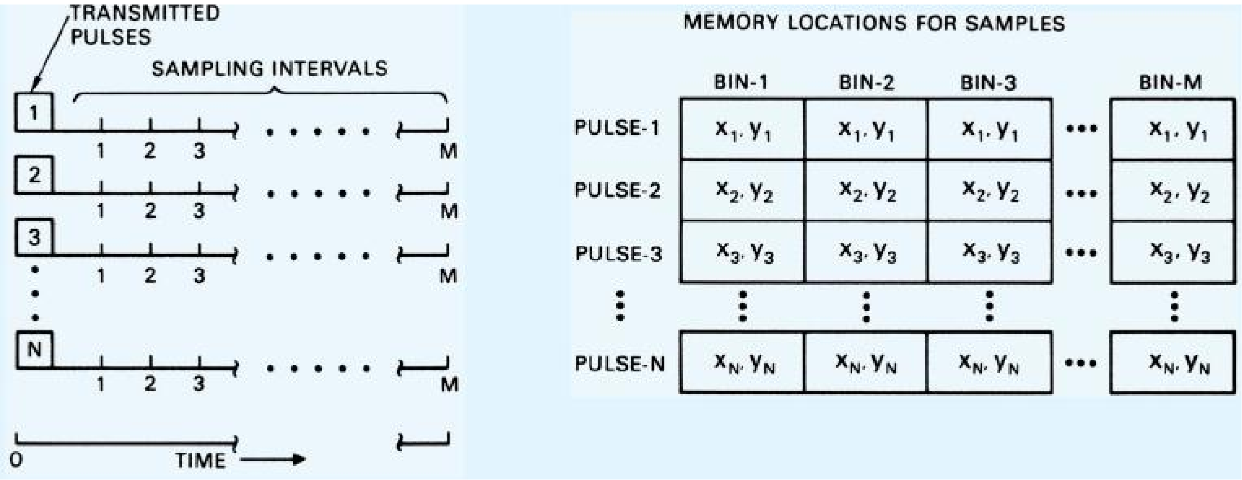
Όταν η λειτουργία AGC εκτελείται από παλμό σε παλμό, τότε λέγεται Instantaneous Automatic Gain Control (IAGC). Το κύκλωμα AGC μεταβάλλει το κέρδος με βάση τις επιστροφές σήματος από μια ευρεία περιοχή, ενώ το IAGC διευκολύνει την απεικόνιση στόχων σε μια θορυβώδη περιοχή. Η λειτουργία IAGC αφαιρεί την ισχύ του πρώτου παλμού από το δεύτερο, οπότε εάν ο θόρυβος είναι ομοιόμορφος τότε αυτός απαλείφεται από το δέκτη και τον ενδείκτη απεικόνισης, χωρίς να επηρεάζεται το σήμα επιστροφής των στόχων μέσα στη θορυβώδη περιοχή.

3.1.5 Παράθυρο απόστασης (Range bin)

Ένα range bin είναι μια θέση μνήμης στην οποία αποθηκεύονται προσωρινά διαδοχικά ζεύγη αριθμών (x_n, y_n) που αντιπροσωπεύουν τα I και Q δείγματα των επιστροφών στο ραντάρ που λαμβάνονται σε ένα δεδομένο σημείο μεταξύ δύο παλμών. Επομένως πρέπει να παρέχεται ένα ξεχωριστό bin για κάθε διάστημα δειγματοληψίας (range gate).

Κατ' επέκταση, όπου η απόσταση είναι σαφής, οι αποθηκευμένοι αριθμοί σε κάθε ένα bin αντιπροσωπεύουν διαδοχικές επιστροφές από μία σταθερή απόσταση (single range increment).

Λόγω της αντιστοίχησης των παραθύρων απόστασης με τα διαστήματα δειγματοληψίας (όταν έχουμε μετατροπή A/D έχουμε και I και Q ανίχνευση), το "range bin" χρησιμοποιείται συνώνυμα και ως "sampling interval" και ως "range gate".



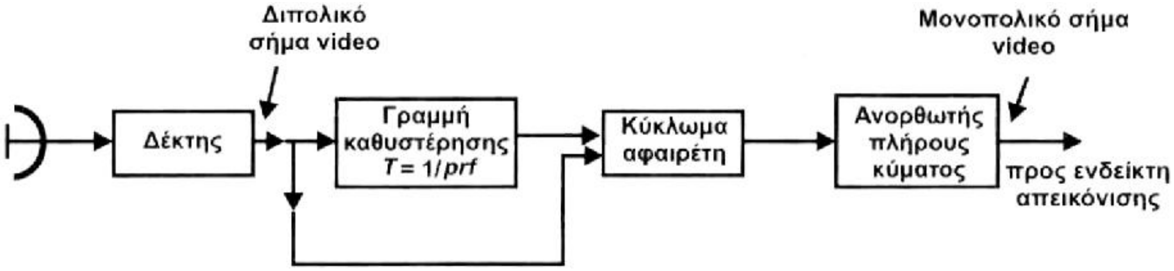
Σχήμα 14: Δειγματοληψία και αποθήκευση στα παράθυρα απόστασης

3.1.6 Ακυρωτής γραμμής καθυστέρησης (Delay line clutter canceller)

Ο ακυρωτής γραμμής καθυστέρησης ενεργεί ως φίλτρο στο κύκλωμα του δέκτη και απορρίπτει την dc συνιστώσα που αντιστοιχεί στους σταθερούς στόχους ενώ επιτρέπει τη διέλευση των κυμαινομένων συνιστωσών που αντιστοιχούν στους κινούμενους στόχους.

Η λειτουργία του ακυρωτή αποτελεί διαδικασία εκτελούμενη στο πεδίο του χρόνου. Συγκεκριμένα, το σήμα μετά από τον μείκτη του δέκτη διαχωρίζεται σε δύο κανάλια. Στο πρώτο κανάλι το σήμα παραμένει αμετάβλητο ενώ στο δεύτερο υφίσταται καθυστέρηση ίση ακριβώς με την περίοδο επανάληψης παλμών (PRI). Στη συνέχεια, οι έξοδοι από τα δύο κανάλια, αφαιρούνται μεταξύ τους. Με αυτόν τον τρόπο απορρίπτονται οι ισχυρές παρασιτικές επιστροφές από στατικά ή αργά κινούμενα αντικείμενα (Clutter[1]) για τις οποίες, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, το πλάτος της V_{Δ} παραμένει σταθερό μεταξύ διαδοχικών παλμών. Αντίθετα, οι κινούμενοι στόχοι εμφανίζονται στην έξοδο του ακυρωτή αφού, λόγω της μεταβολής του πλάτους από παλμό σε παλμό, κατά κανόνα παραμένει κάποιο υπόλοιπο σήματος.

Η έξοδος του ακυρωτή γραμμής καθυστέρησης είναι διπολικό σήμα, δηλαδή πρόκειται για τάση που λαμβάνει θετικές και αρνητικές τιμές, το οποίο με τη βοήθεια ενός ανορθωτή πλήρους κύματος που ακολουθεί τον ακυρωτή μετατρέπεται σε μονοπολικό, κατάλληλο για τον ενδείκτη PPI. Στη συνέχεια, τοποθετείται κάποιο κατώφλι εντοπισμού το οποίο είναι ρυθμιζόμενο από το χρήστη και χρησιμοποιείται για την ανάδειξη στόχων που κινούνται με ταχύτητες πάνω από το προκαθορισμένο κατώφλι. Με αυτόν τον τρόπο ενσωματώνουμε στο σύστημα το υποκειμενικό όριο που διαχωρίζει τους γρήγορα από τους αργά κινούμενους στόχους που επιθυμούμε να μην απεικονίζονται στον ενδείκτη του ραντάρ.

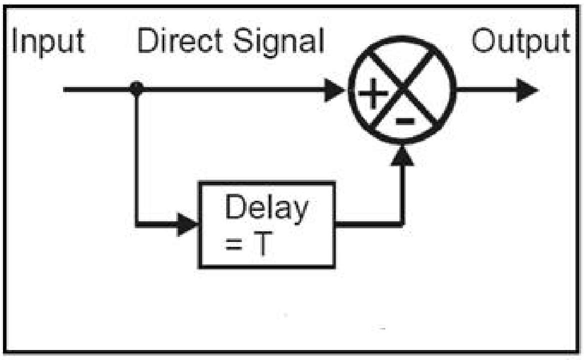


Σχήμα 15. Απλός ακυρωτής γραμμής καθυστέρησης (Delay Line Canceller)

3.1.6.1 Απλός ακυρωτής γραμμής καθυστέρησης

Για να κατανοήσουμε ακριβώς την λειτουργία του απλού ακυρωτή θα αναφερθούμε λεπτομερώς στα συστήματα εισόδου και εξόδου του καθώς και στην απόκριση πλάτους από την οποία χαρακτηρίζεται.

Στην απλούστερη μορφή, κάθε κανάλι ενός ψηφιακού ακυρωτή clutter αποτελείται από μια μνήμη και ένα αθροιστή.



---

[1] Περαιτέρω ανάλυση του clutter γίνεται στο κεφάλαιο 4

Σχήμα 16. Απλός Ψηφιακός ακυρωτής clutter

Το σήμα που εισέρχεται στον αθροιστή χωρίς χρονική καθυστέρηση είναι της μορφής

$$V_1=k\sin(2\pi f_d t-\varphi_0) \quad (3.7)$$

όπου έχουμε θέσει
$$\varphi_0=\frac{4\pi f_c R_0}{c}=\frac{2\omega_c R_0}{c}$$
$$f_d=\frac{\omega_d}{2\pi}$$
$$K=A_1$$

(R_0 απόσταση ραντάρ-στόχου, A_1 πλάτος σήματος του ταλαντωτή)

Η μνήμη κρατά κάθε ένα από τους αριθμούς που λαμβάνει από τον μετατροπέα A/D για περίοδο ίση με το χρόνο μεταξύ δύο παλμών $(1/f_r)$.Το σήμα που παίρνουμε από την μνήμη είναι της μορφής

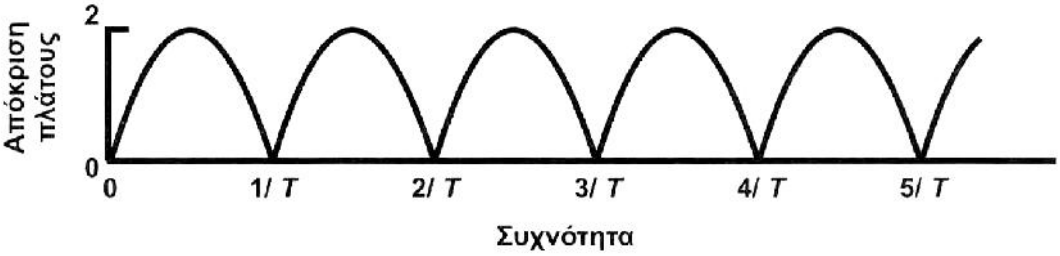
$$V_2=k\sin(2\pi f_d(t-T)-\varphi_0) \quad (3.8)$$

Ο αθροιστής τελικά βγάζει ως έξοδο τη διαφορά. Δηλαδή

$$V=V_1-V_2=2k\sin(\pi f_d T)\cos(2\pi f_d(t-T/2)-\varphi_0) \quad (3.9)$$

Κατά συνέπεια, κάθε αριθμός που παίρνουμε ως έξοδο στον ακυρωτή αντιστοιχεί στην αλλαγή του πλάτους του επιστρεφόμενου σήματος,για συγκεκριμένη απόσταση, από τον έναν παλμό στον άλλο.

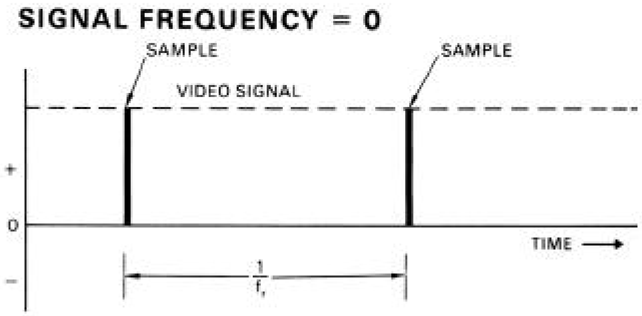
Το V είναι ένα συνημίτονο συχνότητας f_d και πλάτους $2k\sin\left(\pi f_d T\right)$. Το πλάτος του σήματος εξόδου του ακυρωτή είναι συνάρτηση της συχνότητας ολίσθησης Doppler και της περιόδου επανάληψης παλμών T.



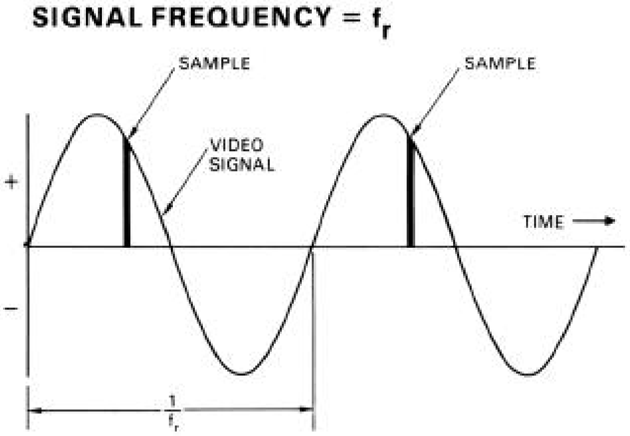
Σχήμα 17: Διάγραμμα πλάτους σήματος προς την ολίσθηση συχνότητας f_d

Οι έξοδοι που ένας σύγχρονος ανιχνευτής παράγει για τις διαδοχικές επιστροφές για κάθε μια απόσταση είναι στην ουσία στιγμιαία δείγματα ενός σήματος του οποίου το πλάτος αντιστοιχεί στο πλάτος των επιστροφών και η συχνότητα του είναι η συχνότητα Doppler των επιστροφών .

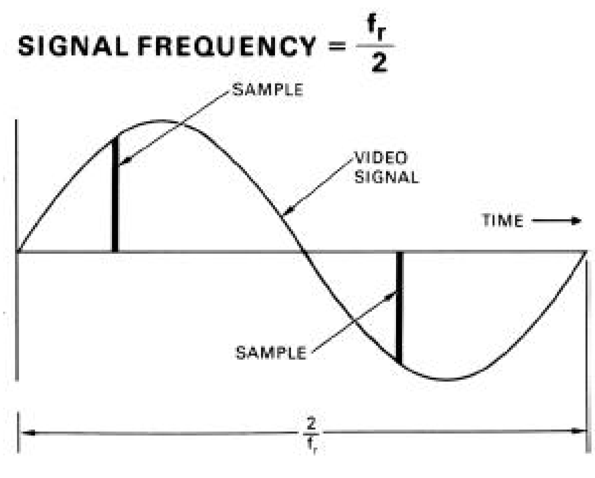
Τα σχήματα 18,19 και 20 είναι διαδοχικά δείγματα τριών τέτοιων σημάτων. (Θέτουμε όπου f_r ίσο με PRF)



Σχήμα 18: Περιοδική δειγματολοψία σημάτων με συχνότητα μηδέν



Σχήμα 19: Περιοδική δειγματοληψία σημάτων με συχνότητα ίση με PRF



Σχήμα 20: Περιοδική δειγματοληψία σημάτων με συχνότητα ίση με PRF/2

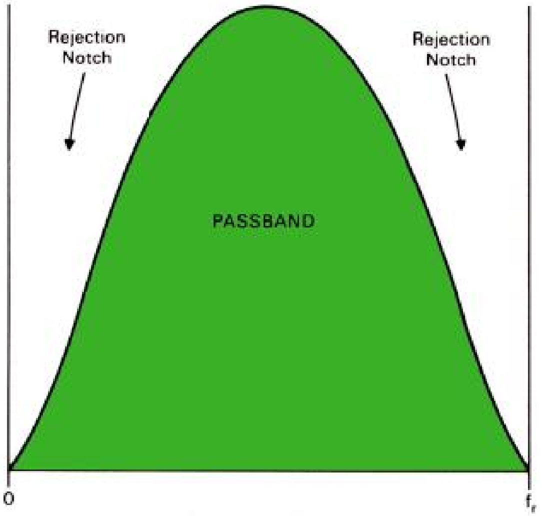
Οι συχνότητες των σημάτων είναι 0, f_r και $f_r/2$. Όλα τα δείγματα λαμβάνονται σε διαστήματα ίσα με την περίοδο παλμού $(1/f_r)$.

Φυσικά, διαδοχικά δείγματα ενός σήματος που έχει μηδενική συχνότητα, όπως η κεντρική γραμμή του clutter του κύριου λοβού, έχουν το ίδιο ύψος και το ίδιο πρόσημο (Σχήμα 18). Επομένως, όταν ένα δείγμα αφαιρείται από το άλλο, τελικά ακυρώνονται αμφότερα.

Το ίδιο πράγμα ισχύει για ένα σήμα του οποίου η συχνότητα είναι f_r. Εφόσον το διάστημα δειγματοληψίας είναι ίσο με την περίοδο του κύματος, τα δείγματα σε αυτήν την περίπτωση λαμβάνονται όλα στο ίδιο σημείο σε κάθε περίοδο (σχήμα 19).

Αλλά για συχνότητα $f_r/2$ το αποτέλεσμα είναι ακριβώς το αντίθετο. Επειδή το διάστημα δειγματοληψίας είναι μόνο η μισή περίοδος του κύματος, τα δείγματα είναι διαδοχικά θετικά και αρνητικά (Σχήμα 20). Όταν ένα δείγμα αφαιρείται από ένα άλλο, η διαφορά έχει διπλάσιο μέγεθος από το κάθε δείγμα ξεχωριστά. Για τις συχνότητες που είναι μεγαλύτερες ή μικρότερες από την $f_r/2$ οι διαφορές γίνονται σταδιακά μικρότερες.

Γι’ αυτό το διάγραμμα της εξόδου του ακυρωτή προς την συχνότητα για μια σταθερού πλάτους είσοδο έχει το σχήμα ανάποδου "U" (Σχήμα 21).



Σχήμα 21: Η έξοδος απλού ακυρωτή clutter για σταθερό πλάτος εισόδου

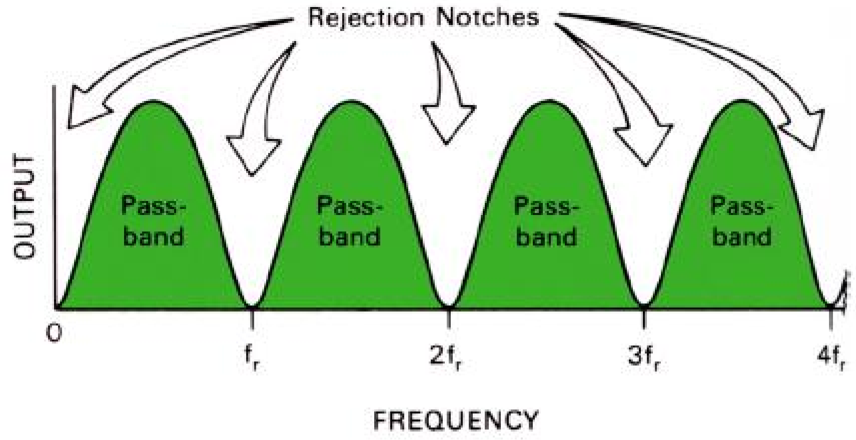
Έχουμε και την ειδική περίπτωση στην οποία η συχνότητα Doppler είναι πολλαπλάσιο της PRF. Δηλαδή :

$$f_d = n/T = nPRF = nf_r, \quad n=0, 1, 2, \dots \quad (3.10)$$

Τότε στην έξοδο του ακυρωτή clutter το όρισμα $\pi f_d T$ λαμβάνει μια από τις τιμές 0,π,2π,κτλ. Οπότε η έξοδος μηδενίζεται, το οποίο λανθασμένα αντιστοιχεί σε ακίνητο στόχο. Οι ταχύτητες των στόχων στις οποίες ισχύει η παραπάνω σχέση είναι

$$u_n = n\lambda PRF/2\,,\quad n=1,2,\ldots \qquad (3.11)$$

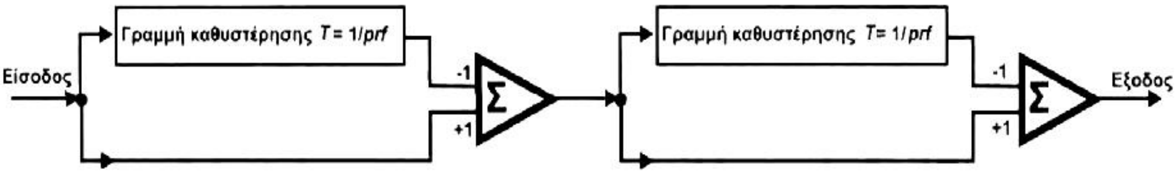
και ονομάζονται τυφλές ταχύτητες.



Σχήμα 22: Η έξοδος του ακυρωτή προς τη συχνότητα
(Τα βέλη δείχνουν τα σημεία στα οποία μηδενίζεται η έξοδος)

3.1.6.2 Διπλός ακυρωτής γραμμής καθυστέρησης

Πολλές φορές, επειδή στην πράξη η εξάλειψη του Clutter στην dc περιοχή των ακίνητων και των αργά κινούμενων στόχων δεν είναι ικανοποιητική από τον απλό ακυρωτή γραμμής, το σήμα υποβάλλεται και σε ένα δεύτερο στάδιο όμοιας επεξεργασίας υλοποιώντας με αυτόν τον τρόπο τον διπλό ακυρωτή γραμμής καθυστέρησης, που εικονίζεται στο ακόλουθο σχήμα

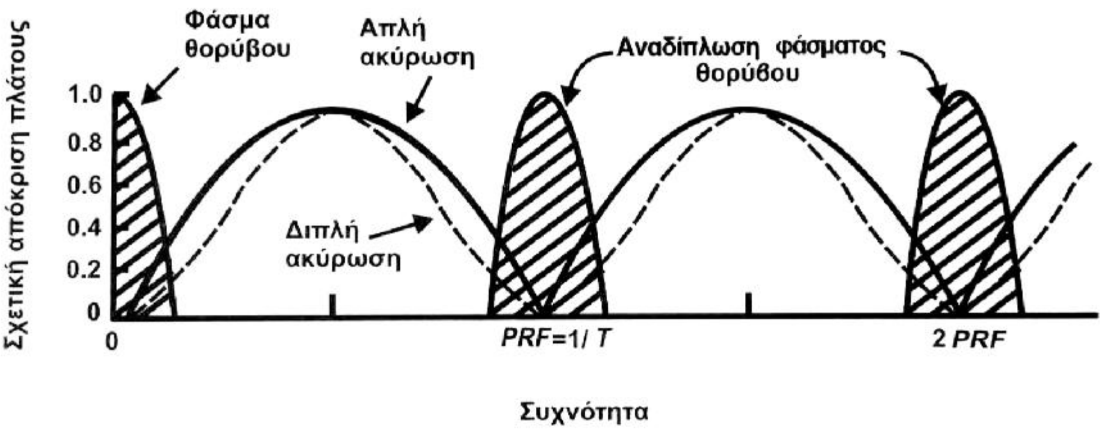


Σχήμα 23: Μπλοκ διάγραμμα διπλού ακυρωτή γραμμής καθυστέρησης

Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό, ο διπλός ακυρωτής μπορεί να προέλθει από την σε σειρά σύνδεση δύο απλών ακυρωτών και κατά συνέπεια η απόκριση συχνοτήτων που τον χαρακτηρίζει είναι :

$$X_2\left(f_d\right)=4K^2\sin^2\left(\pi f_d T\right) \quad (3.12)$$

Στο σχήμα 24 έχει σχεδιαστεί η απόκριση πλάτους για τον απλό και τον διπλό ακυρωτή ενώ φαίνεται και το φάσμα του Clutter στις dc συχνότητες (μηδενικές έως πολύ μικρές) καθώς και οι αναδιπλώσεις του στις συχνότητες $f_d=n\times\left(PRF\right)=n\times\frac{1}{T}$. Ακόμα και εποπτικά είναι προφανής η καλύτερη απόδοση του διπλού ακυρωτή, αφού απορρίπτει μεγαλύτερο μέρος του φάσματος του θορύβου και συνεπώς και της ενέργειας αυτού.



Σχήμα 24: Απόκριση συχνότητας απλού και διπλού ακυρωτή γραμμής καθυστέρησης. Οι γραμμοσκιασμένες περιοχές αποτελούν το φάσμα του Clutter.

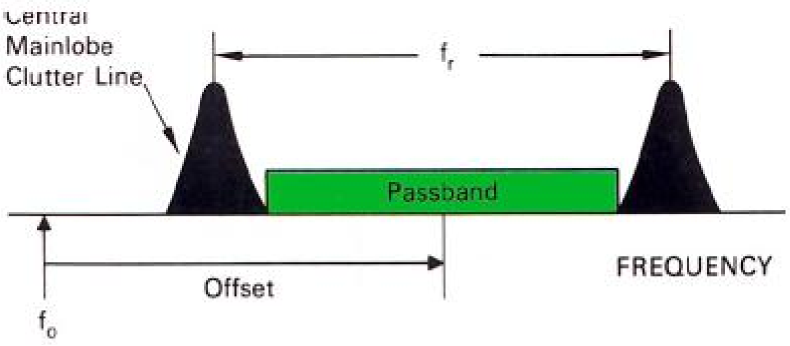
3.1.7 Τράπεζα φίλτρων Doppler με χρήση πυλών απόστασης

3.1.7.1 Γενικά

Το κύκλωμα του ακυρωτή γραμμής καθυστέρησης είναι ο πρώτος αλγόριθμος που παρουσιάστηκε για το διαχωρισμό των κινούμενων στόχων από το Clutter και λειτουργεί προφανώς στο πεδίο του χρόνου. Ένα άλλο, πιο πολύπλοκο, σύστημα το οποίο χρησιμοποιείται για την επίτευξη του ίδιου σκοπού είναι η χρήση μιας τράπεζας (συστοιχίας) ζωνοπερατών φίλτρων τα οποία διαιρούν το φάσμα του αποδιαμορφωμένου σήματος – έξοδο του φωρατή φάσης – σε γειτονικές υποπεριοχές συχνοτήτων.

Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνουμε την ”ταξινόμηση” των κινούμενων στόχων ανάλογα με την προκαλούμενη ολίσθηση Doppler. Αυτό σημαίνει πως μπορούμε να ανιχνεύσουμε την ταχύτητα των στόχων. Ανάλογα με την ολίσθηση συχνότητας Doppler ενός στόχου λαμβάνουμε κατάλληλη έξοδο από κάποιο φίλτρο της τράπεζας. Εφόσον πλέον γνωρίζουμε την ολίσθηση συχνότητας Doppler που προκάλεσε ο στόχος, εύκολα βρίσκουμε την ακτινική του σχετική ταχύτητα ως προς το ραντάρ, καθώς ισχύει η σχέση $U_{rad,σχετ} = \frac{c}{2} \times f_d$.

Επίσης με τη βοήθεια της τράπεζας φίλτρων Doppler μπορούμε να επιτύχουμε την ακύρωση του Clutter που προέρχεται από τον κύριο λοβό της κεραίας του ραντάρ (Mainlobe Clutter). Αυτό επιτυγχάνεται με σχεδιάζοντας το εύρος ζώνης της τράπεζας λίγο μικρότερο του PRF και επιλέγοντας την κεντρική συχνότητα της τράπεζας έτσι ώστε αυτή να βρίσκεται μεταξύ της κεντρικής φασματικής γραμμής του κύριου λοβού του Clutter και της αμέσως υψηλότερης.

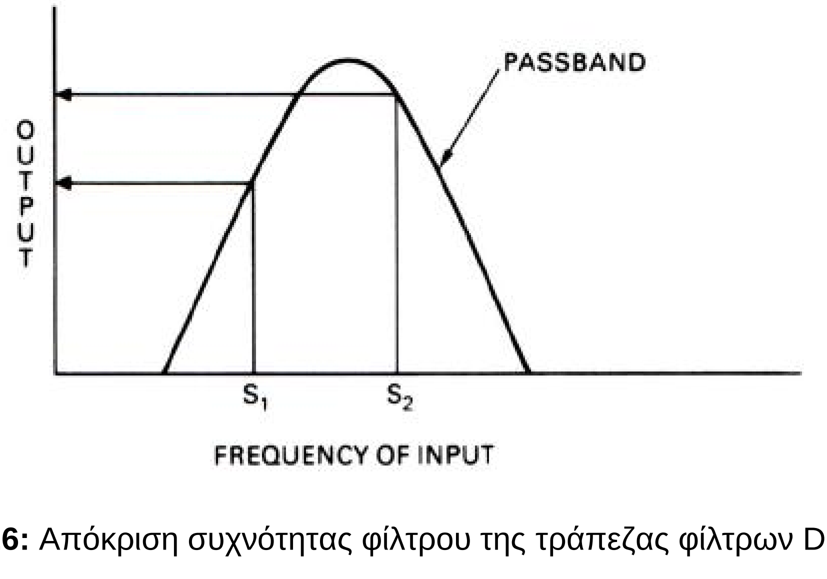


Σχήμα 25: Εύρος ζώνης τράπεζας φίλτρων Doppler

3.1.7.2 Κατασκευή της τράπεζας φίλτρων Doppler

Η ακρίβεια στον προσδιορισμό της συχνότητας Doppler και κατ΄ επέκταση της ταχύτητας, εξαρτάται από το πλήθος των φίλτρων που συνιστούν την τράπεζα καθώς και το εύρος ζώνης (bandwidth) αυτών.

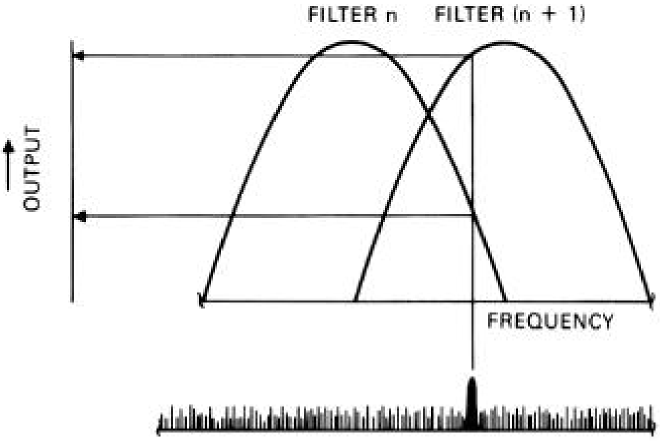
Καθένα από τα φίλτρα της τράπεζας έχει απόκριση συχνότητας που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 26: Απόκριση συχνότητας φίλτρου της τράπεζας φίλτρων Doppler

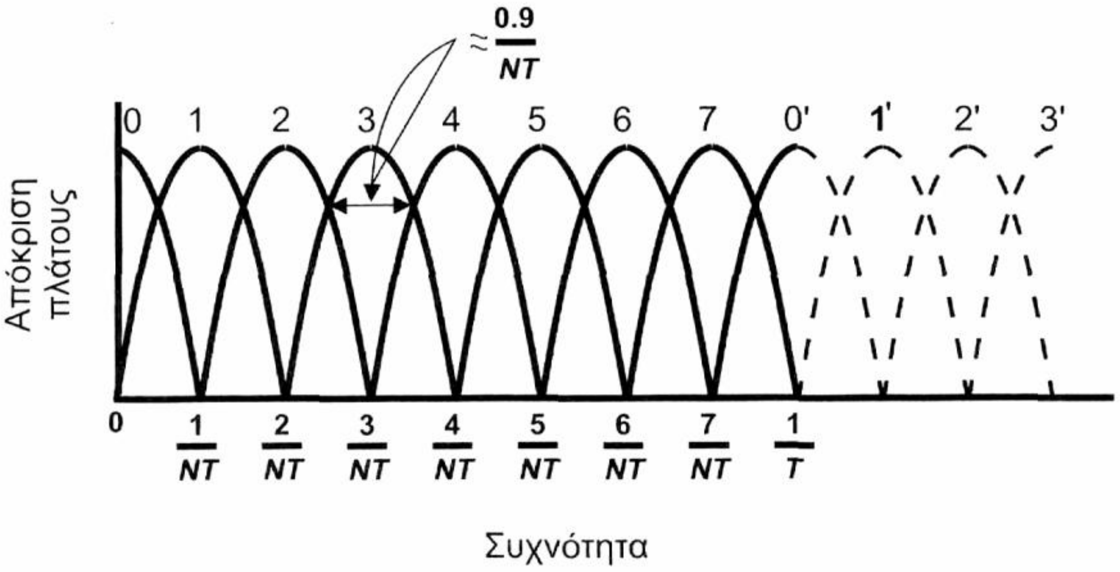
Επίσης, η τράπεζα των φίλτρων κατασκευάζεται έτσι ώστε να έχουμε επικάλυψη των φασμάτων των φίλτρων. Αυτό γίνεται για δύο λόγους :

(α) Ακριβέστερος προσδιορισμός της συχνότητας Doppler .
(β) Επίτευξη μεγαλύτερου λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR)



Σχήμα 27: Τοποθέτηση των φίλτρων της τράπεζας φίλτρων Doppler

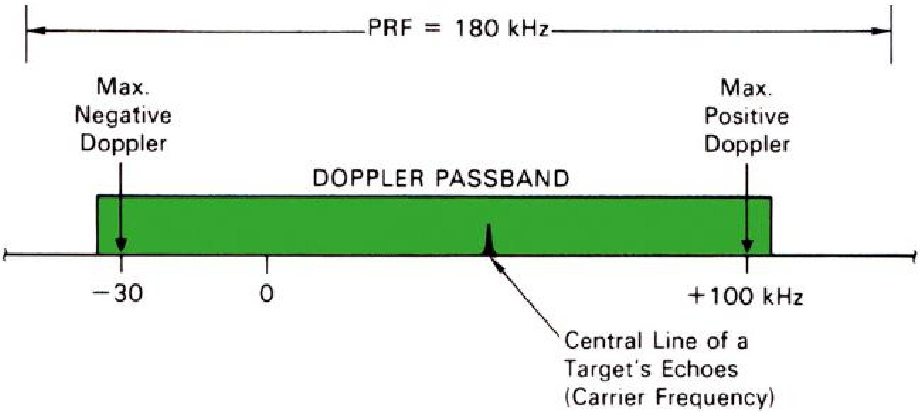
Έτσι, η ολοκληρωμένη μορφή της τράπεζας φίλτρων Doppler, π.χ. με 8 φίλτρα, θα είναι η παρακάτω



Σχήμα 28: Τράπεζα φίλτρων Doppler με 8 φίλτρα

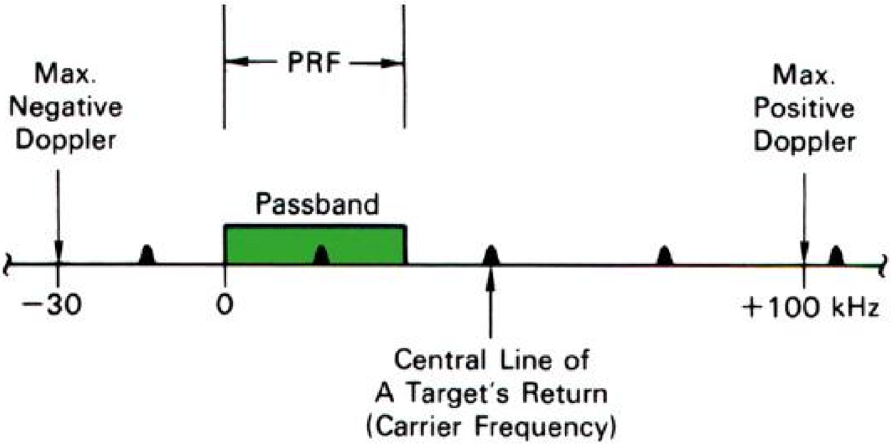
3.1.7.3 Εύρος ζώνης τράπεζας φίλτρων

Αν η PRF είναι μεγαλύτερη από τη διαφορά Δf_d μεταξύ της μεγαλύτερης και της μικρότερης δυνατής συχνότητας Doppler, τότε το εύρος ζώνης (BANDWIDTH) της τράπεζας είναι τέτοιο ώστε να καλύπτει όλες τις δυνατές συχνότητες Doppler.



Σχήμα 29: Τράπεζα φίλτρων Doppler στην περίπτωση που PRF>Δf_d

Αν όμως η PRF είναι μικρότερη από τη διαφορά Δf_d, όπως συνήθως συμβαίνει για την ελάττωση των ασαφειών απόστασης, τότε το εύρος ζώνης της τράπεζας δεν θα πρέπει να ξεπερνά την PRF. Αυτό συμβαίνει διότι οι φασματικές γραμμές ενός παλμικού σήματος επαναλαμβάνονται ανά PRF και είναι επιθυμητό κάθε στόχος να εμφανίζεται μόνο σε ένα σημείο. Επίσης, ανάλογα με την f_d του στόχου, μέσα στην τράπεζα φίλτρων Doppler μπορεί να μην πέφτει η κεντρική φασματική γραμμή (carrier frequency) αλλά κάποια άλλη (sideband frequency). Σίγουρα όμως πάντα μέσα στην τράπεζα θα πέφτει μια φασματική γραμμή και ο στόχος θα γίνεται αντιληπτός.

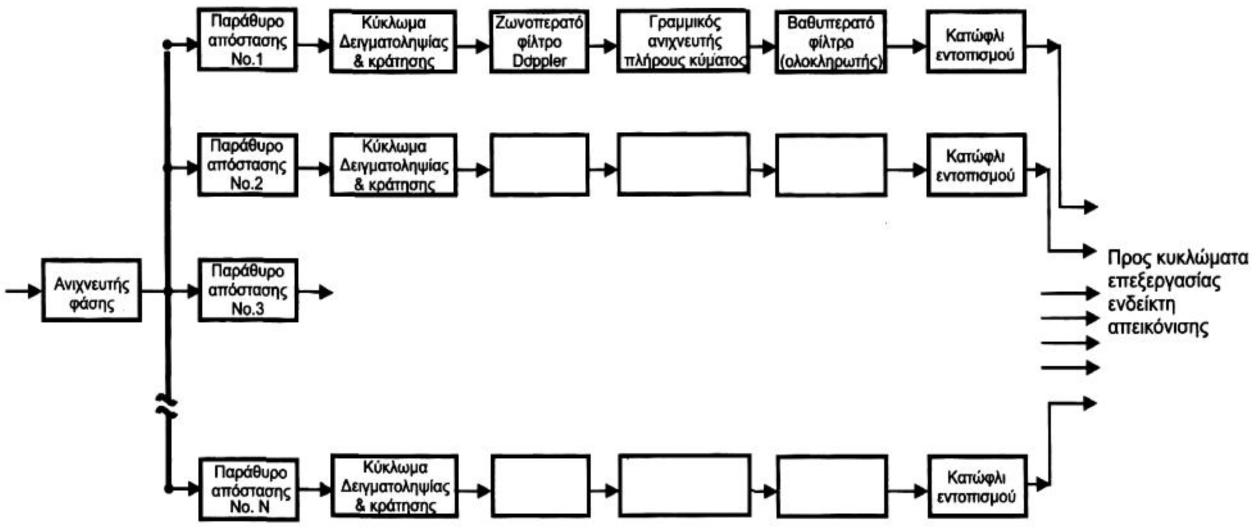


Σχήμα 30: Τράπεζα φίλτρων Doppler στην περίπτωση που PRF<Δf_d

3.1.7.4 Χρήση των πυλών απόστασης

Στα ραντάρ τα οποία χρησιμοποιούν τράπεζα φίλτρων Doppler, η πληροφορία της απόστασης παράγεται μέσω της διαίρεσης του χρόνου σε μικρά διαστήματα, πλήθους ανάλογου της επιθυμητής ακρίβειας μέτρησης της απόστασης, που είναι γνωστά ως πύλες απόστασης (range gates).

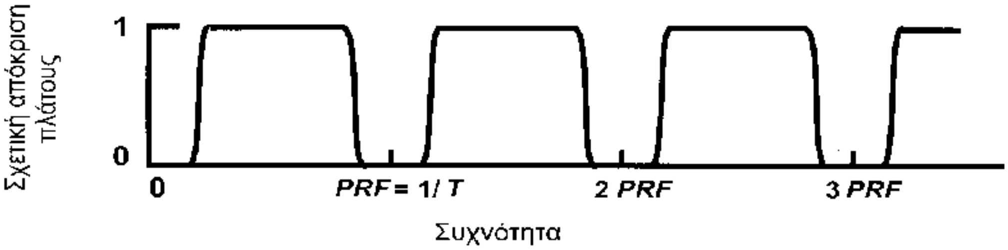
Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ένα παλμικό Doppler ραντάρ το οποίο χρησιμοποιεί πύλες απόστασης και τράπεζα φίλτρων Doppler.



Σχήμα 31: Παλμικό Doppler ραντάρ με πύλες απόστασης και τράπεζα φίλτρων Doppler

Παρατηρούμε πως κάθε πύλη απόστασης ακολουθείται από ένα κύκλωμα δειγματοληψίας και κατακράτησης, για διευκόλυνση της επεξεργασίας, από την τράπεζα φίλτρων Doppler, από έναν γραμμικό ανιχνευτή πλήρους κύματος για τη μετατροπή του διπολικού σήματος εικόνας σε μονοπολικό και από έναν ολοκληρωτή. Η έξοδος του ολοκληρωτή εφαρμόζεται σε έναν ανιχνευτή κατωφλίου. Τα σήματα που υπερβαίνουν το κατώφλι αποτελούν στόχους και οδηγούνται σε ενδείκτη απεικόνισης PPI.

Χρησιμοποιώντας ένα τέτοιο σύστημα έχουμε καλύτερη εικόνα στον ενδείκτη σε σχέση με τον απλό ακυρωτή γραμμής καθυστέρησης, ενώ έχουμε ευελιξία στην επιλογή των επιθυμητών χαρακτηριστικών φίλτρων πύλης απόστασης για καλύτερη απόρριψη του Clutter.

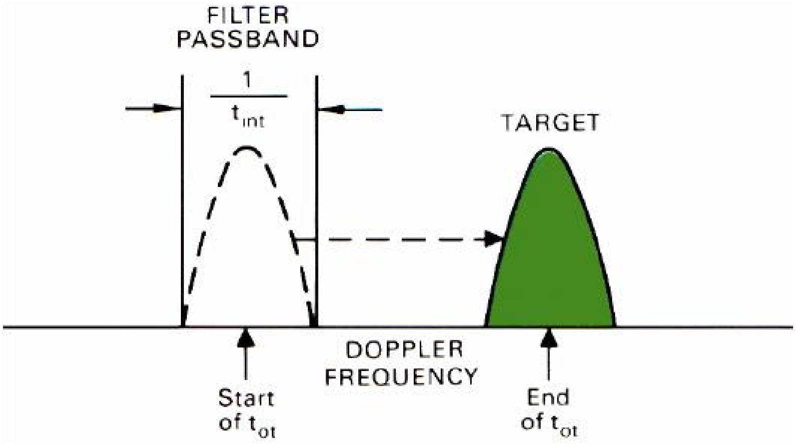


Σχήμα 32: Απόκριση συχνότητας συστήματος με πύλες απόστασης και τράπεζα φίλτρων Doppler

3.1.8 Ολοκλήρωση μετανίχνευσης (Postdetection Integration)

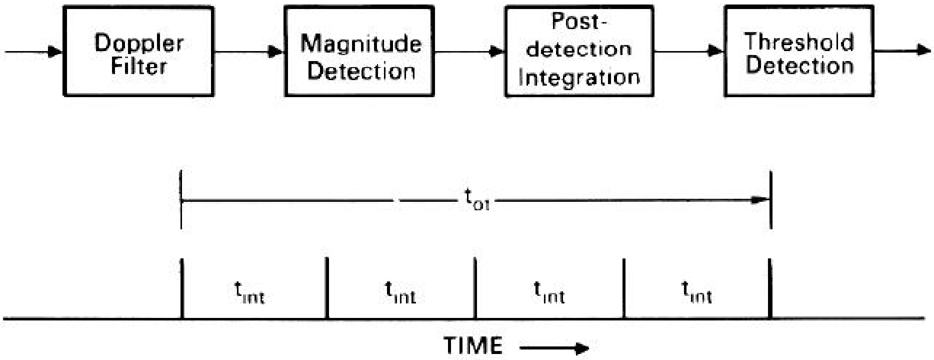
Μερικές φορές, ο μέγιστος πρακτικά χρόνος ολοκλήρωσης είναι μικρότερος από τον χρόνο πάνω στο στόχο. Για παράδειγμα στην περίπτωση στην οποία οι συχνότητες Doppler των στόχων μεταβάλλονται γρήγορα.

Αφού το εύρος ζώνης του φίλτρου είναι αντιστρόφως ανάλογο του χρόνου ολοκλήρωσης $(\text{bandwidth} \cong 1/t_{int})$, εξισώνοντας το t_{int} με το t_{ot} μπορεί να στενέψει η ζώνη διαπερατότητας μέχρι το σημείο όπου το σήμα μπορεί να μετακινηθεί έξω από αυτήν πριν περάσει ο χρόνος πάνω στον στόχο.



Σχήμα 33: Μετακίνηση του σήματος έξω από το εύρος ζώνης

Σε τέτοιες περιπτώσεις προκειμένου να μην χάσουμε το σήμα ο χρόνος ολοκλήρωσης του φίλτρου Doppler μειώνεται τόσο ώστε να παρέχει το απαιτούμενο εύρος ζώνης, ενώ παράλληλα επαναλαμβάνονται κατά τη διάρκεια του χρόνου πάνω στο στόχο οι διεργασίες της ολοκλήρωσης και ανίχνευσης σήματος.



Σχήμα 34: Διεργασίες κατά την διάρκεια του χρόνου πάνω στον στόχο

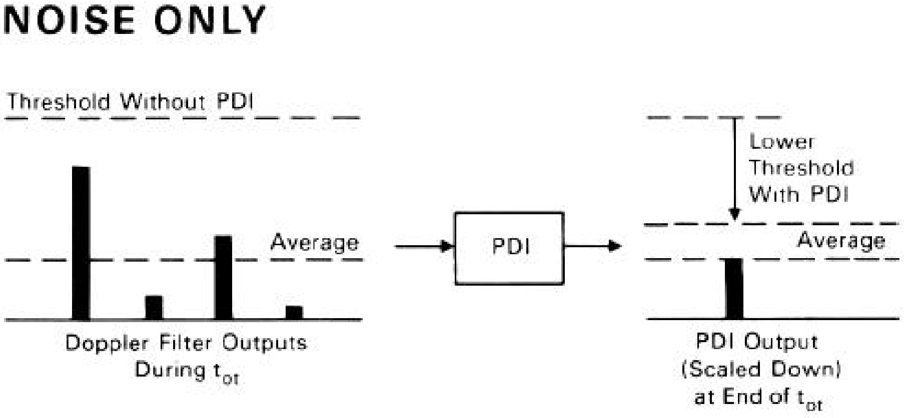
Οι έξοδοι σήματος για διαδοχικές περιόδους ολοκλήρωσης προστίθενται (ολοκληρώνονται) και το άθροισμα εφαρμόζεται στον ανιχνευτή κατωφλίου. Η δεύτερη διαδικασία ολοκλήρωσης είναι βασικά παρόμοια με αυτήν που εφαρμόζεται στα non-doppler ραντάρ. Εφόσον πραγματοποιείται μετά την ανίχνευση σήματος ορίζεται ως ολοκλήρωση μετανίχνευσης ή PDI.

Αφού η έξοδος του φίλτρου Doppler (ή η έξοδος του ενισχυτή μεσαίων συχνοτήτων σε ένα non-doppler ραντάρ) μετασχηματιστεί σε ένα σήμα εικόνας απλής πόλωσης, ο θόρυβος δεν θα ακυρώνεται πλέον κατά την ολοκλήρωση. Αντιθέτως θα ανακατασκευάζεται κατά την διάρκεια του χρόνου ολοκλήρωσης κατά τον ίδιο ακριβώς τρόπο με το σήμα. Συνεπώς με την μέθοδο PDI αυξάνεται ο μέσος λόγος σήματος προς θόρυβο. Επιπλέον είναι δυνατόν να επιτευχθεί σημαντική βελτίωση στην ευαισθησία ανίχνευσης. Γι' αυτό το λόγο θα προβούμε σε μια πιο λεπτομερή εξέταση της μεθόδου PDI.

Πρακτικά η PDI δεν είναι τίποτα περισσότερο από την εύρεση της μέσης τιμής. Έχει το ίδιο αποτέλεσμα όπως αν περνούσε το σήμα εικόνας μέσα από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο. Μπορούμε να το φανταστούμε σκεπτόμενοι το σήμα ότι αποτελείται από μια σταθερή συνιστώσα (dc), το πλάτος της οποίας είναι η μέση τιμή του σήματος συν μια κυμαινόμενη συνιστώσα (ac) .

Το πλάτος της συνιστώσας dc είναι αμετάβλητο από τη μέση τιμή, αλλά το πλάτος της συνιστώσας ac μειώνεται. Όσο αυξάνεται η συχνότητα της διακύμανσης και ο χρόνος ολοκλήρωσης τόσο έχουμε μεγαλύτερη μείωση. Η μέση τιμή βελτιώνει την ευαισθησία ανίχνευσης με δύο τρόπους.

Πρώτον μειώνει την μέση απόκλιση της ενέργειας του θορύβου που έχουμε ολοκληρώσει. Ακολούθως χωρίς να αυξήσουμε την πιθανότητα ψευδοσυναγερμού, το κατώφλι ανίχνευσης στόχου μπορεί να οριστεί κοντά στο μέσο επίπεδο θορύβου.



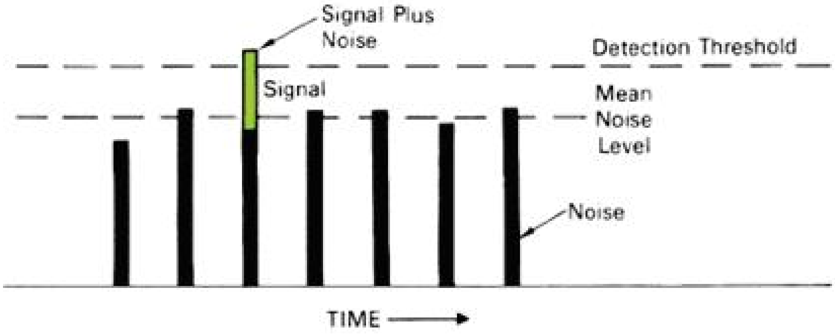
Σχήμα 35: Με την χρησιμοποίηση του PDI μπορούμε να μειώσουμε το κατώφλι χωρίς να αυξηθεί η πιθανότητα ψευδοσυναγερμού

Το ολοκληρωμένο σήμα δεν απαιτείται να είναι τόσο μεγάλο για να περάσει το κατώφλι και έτσι οι ασθενέστερες επιστροφές των πιο απομακρυσμένων στόχων μπορούν να ανιχνευθούν.

Η δεύτερη βελτίωση που κάνει η εύρεση της μέσης τιμής είναι πιο περίπλοκη. Όπως είδαμε όταν έχουμε επιστροφή από στόχο το ολοκληρωμένο σήμα προστίθεται διανυσματικά στον ολοκληρωμένο θόρυβο. Λόγω της διακύμανσης του θορύβου, ο θόρυβος έχει διαφορετική φάση από το σήμα και έτσι θα συνδυαστεί με το σήμα καταστρεπτικά.

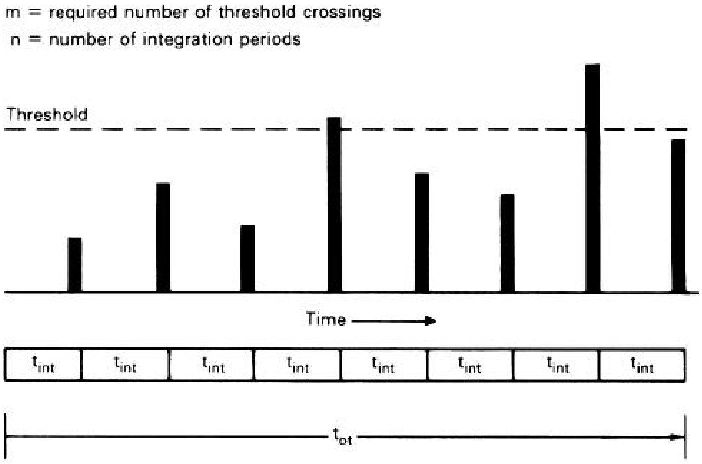
Παρόλα αυτά όταν από το ολοκληρωμένο σήμα συν τον θόρυβο βγει ο μέσος όρος για πολλές περιόδους, οι διακυμάνσεις λόγω του θορύβου τείνουν να εξαλειφθούν, αφήνοντας μόνο το σήμα. Έτσι η πιθανότητα να χάσουμε ένα στόχο λόγω του καταστρεπτικού συνδυασμού του σήματος με τον θόρυβο μειώνεται κατά πολύ.

Αυτά τα δύο αποτελέσματα του PDI μπορούν να μειώσουν δραστικά τον λόγο σήματος προς θόρυβο (SNR) που απαιτείται για ανίχνευση. Όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα οι διακυμάνσεις του θορύβου και του σήματος συν τον θόρυβο μπορούν να μειωθούν στο σημείο όπου το σήμα μπορεί να ανιχνευθεί όταν ο μέσος λόγος σήματος προς θόρυβο είναι ουσιαστικά μικρότερος της μονάδας.



Σχήμα 36: Η έξοδος του PDI για σήμα συν τον θόρυβο

Μερικές φορές το PDI μπορεί να προσεγγιστεί ισοδύναμα χρησιμοποιώντας το κριτήριο ανίχνευσης ‘m από n’. Εάν ο χρόνος πάνω στον στόχο εκτείνεται σε n περιόδους ολοκλήρωσης, αντί να έχουμε μία υπέρβαση κατωφλίου για κάθε διέλευση της δέσμης από τον στόχο (one threshold crossing per time-on-target) ο επεξεργαστής σήματος απαιτεί m υπερβάσεις για n διελεύσεις.

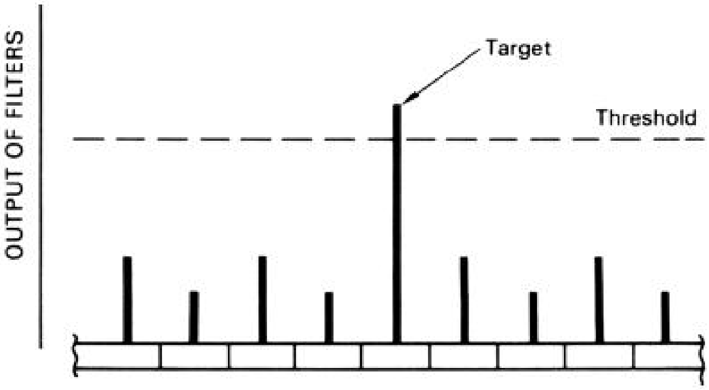


Σχήμα 37: Προσέγγιση του PDI με το κριτήριο ανίχνευσης ‘m από n’

Η πιθανότητα από απομονωμένα ακίδες (spikes) θορύβου να έχουμε ψευδοσυναγερμό με αυτόν τον τρόπο μειώνεται. Έτσι μπορεί να μειωθεί το κατώφλι ανίχνευσης χωρίς να αυξάνεται η πιθανότητα ψευδοσυναγερμού και μπορούν να ανιχνευθούν περισσότερο μακρινοί στόχοι.

3.1.9 Κατώφλι ανίχνευσης (Detection threshold)

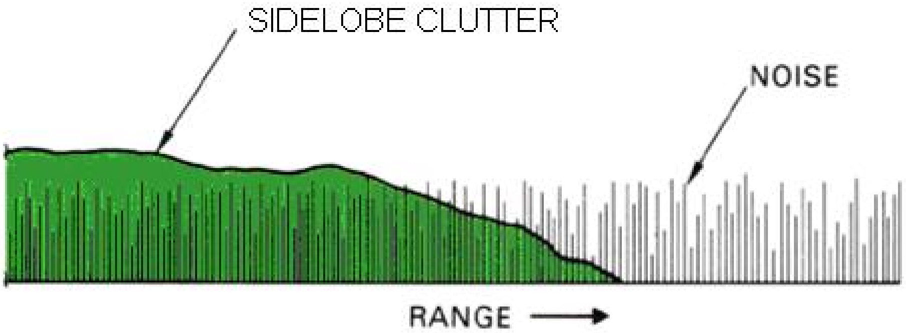
Για κάθε φίλτρο Doppler θέτουμε το κατώφλι μια προκαθορισμένη τιμή υψηλότερα από την μέση τιμή των εξόδων των φίλτρων για αρκετά παράθυρα απόστασης σε κάθε πλευρά.



Σχήμα 38: Θέτοντας το κατώφλι ανίχνευσης για την έξοδο κάθε φίλτρου αρκετά υψηλότερα από τον μέσο όρο των εξόδων των γειτονικών φίλτρων, η πιθανότητα το clutter να υπερβαίνει το κατώφλι μπορεί να μειωθεί σε μια αποδεκτά χαμηλή τιμή

Δεδομένου ότι το offset κατωφλίου είναι σωστά επιλεγμένο και έχει βρεθεί η μέση τιμή, η πιθανότητα το clutter να υπερβαίνει το κατώφλι μπορεί να μειωθεί σε μια αποδεκτά χαμηλή τιμή, ενώ παρέχει ταυτόχρονα ικανοποιητική ευαισθησία για την ανίχνευση των επιστροφών από το στόχο.

Εάν εξετάσουμε το προφίλ απόστασης της εξόδου του δέκτη, χωρίς τον κύριο λοβό του clutter, θα προσέξουμε ότι όσο αυξάνει η απόσταση φθάνουμε σε ένα σημείο όπου το clutter των πλευρικών λοβών καλύπτεται πίσω από τον θόρυβο.



Σχήμα 39: Απομακρυνόμενοι από τον δέκτη το clutter των πλευρικών λοβών μειώνεται και τελικά καλύπτεται πίσω από τον θόρυβο

Ο θόρυβος, εκτός από την απόσταση, καθορίζει το κατώφλι ανίχνευσης. Έτσι όταν έχουμε χαμηλή PRF η απόσταση ανίχνευσης είναι περιορισμένη, όχι από το clutter των πλευρικών λοβών αλλά μόνο από τον θόρυβο.

3.1.10 Χαμηλές και Υψηλές PRF

Οι συχνότητες των επαναλαμβανόμενων παλμών που χρησιμοποιούνται στα αεροπορικά ραντάρ κυμαίνονται από μερικές εκατοντάδες Hz σε αρκετές εκατοντάδες kHz στην X –μπάντα. Μόνο σε πολύ χαμηλά PRF το βεληνεκές είναι αναμφίβολο και μόνο αν όλες οι επιστροφές πέρα από την πρώτη ζώνη απόστασης εξαιρούνται ή είναι αμελητέες. Αντίστροφα μόνο σε πολύ υψηλά PRF έχουμε αναμφίβολες συχνότητες Doppler .

Έχουμε τρεις κατηγορίες PRF χαμηλή, υψηλή και μέση. Σε ποια κατηγορία PRF είναι ένα συγκεκριμένο ραντάρ εξαρτάται από την κατάσταση λειτουργίας .

Η χαμηλή PRF είναι αυτή στην οποία η μέγιστη απαιτούμενη απόσταση λειτουργίας είναι μέσα στην πρώτη ζώνη απόστασης. Η διακύμανση της καθυστέρησης ενός παλμού μπορεί να χρησιμοποιηθεί και το clutter των πλευρικών λοβών μπορεί να εξαλειφθεί ολοκληρωτικά μέσω της ανάλυσης απόστασης. Αλλά στα ραντάρ των μαχητικών οι αναμφιβολίες Doppler είναι τόσο σημαντικές που το clutter του κυρίου λοβού δεν μπορεί να απορριφθεί χωρίς να απορριφθούν πιθανές επιστροφές από τον στόχο και τα GMT μπορεί να είναι ένα πρόβλημα.

Η υψηλή PRF είναι αυτή στην οποία οι συχνότητες Doppler όλων των σημαντικών στόχων είναι αναμφίβολες.

Το clutter του κυρίου λοβού μπορεί να απορριφθεί χωρίς να απορρίπτουμε την επιστροφή από τον στόχο, και παρέχεται μια περιοχή χωρίς clutter μέσα στην οποία εμφανίζονται οι στόχοι που πλησιάζουν. Ακόμη μπορεί να επιτευχθεί ισχύς μεγάλου μέσου όρου , αυξάνοντας το PRF. Ενώ αυτή η μέθοδος είναι πολύ καλή για nose aspect στόχους, εξαιτίας των αναμφιβολιών της απόστασης το clutter των πλευρικών λωβών μπορεί να είναι σημαντικός περιορισμός απόδοσης στους tail aspects. Τα όρια της διακύμανσης μπορούν να μετρηθούν με ακρίβεια, αλλά η διακύμανση της καθυστέρησης του παλμού δύσκολα ή θεωρητικά εξ αιτίας των διαφόρων αναμφίβολων διακυμάνσεων.

Η μέση PRF είναι αυτό για το οποίο και η απόσταση και η συχνότητα DOPPLER είναι αμφίβολα. Αλλά αν η τιμή της PRF επιλεχθεί προσεκτικά οι αμφιβολίες είναι συγκριτικά ευκολότερο να διαλευκανθούν. Καλή απόδοση παρέχεται παρά το clutter του κυρίου και των πλευρικών λωβών όπως και στα GTM. Η μέγιστη απόσταση ανίχνευσης περιορίζεται από το κοντινό clutter των πλευρικών λωβών και από τις επιστροφές στους πλευρικούς λοβούς από αντικείμενα του εδάφους που έχουν μεγάλο RCS.

Τυφλή Ταχύτητα

Τυφλή ταχύτητα είναι η ακτινική ταχύτητα ενός στόχου ως προς το ραντάρ όπου η απόκριση του μηχανισμου MTI (Moving Target Indicator) είναι περίπου μηδέν. Σε σύμφωνο (coherent) MTI με ομοιόμορφη PRF, η τυφλή ταχύτητα είναι η ταχύτητα στην οποία ο στόχος αλλάζει την απόσταση του κατά μισό μήκος κύματος μεταξύ των παλμών. Είναι συνάρτηση του μήκους κύματος λ ραντάρ και της συχνότητας επαναληψης παλμών PRF f_r :

$$v_b = f_r \frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda}{2t_r}$$

Όταν η τυφλή ταχύτητα είναι μεγαλύτερη από το άνοιγμα της μέγιστη ταχύτητας των αναμενόμενων στόχων και του κλάτερ, η κυματομορφή αναφέρεται ως υψηλή PRF. Για ένα αερομεταφερόμενο ραντάρ, το άνοιγμα ταχύτητας επεκτείνεται από τη μέγιστη ταχύτητα προσέγγισης των στόχων ρύγχος προς ρύγχος, στη μέγιστη ταχύτητα απομάκρυνσης των στόχων ή τού κλάτερ πίσω από το αεροσκάφος (πλατφόρμα ραντάρ).

Μια σημαντική σχέση που έχει βαθιά επίδραση στον σχεδιασμό όλων των τύπων ραντάρ είναι αυτή μεταξύ αναμφίβολης ταχύτητας (τυφλής ταχύτητας) και αναμφίβολης απόστασης. Το γινόμενο των δύο είναι σταθερό:

$$R_u v_b = \left(\frac{c}{2f_r}\right)\left(f_r \frac{\lambda}{2}\right) = \frac{c\lambda}{4}$$

Κατά συνέπεια, για ένα δεδομένο εκπεμπόμενο μήκος κύματος, μία μεγάλη αναμφίβολη

απόσταση μπορεί να επιτευχθεί δαπάναις μιάς μικρής τυφλής ταχύτητας και αντίστροφα. Η εξίσωση δείχνει επίσης ότι η χρήση ενός μακρού μήκους κύματος λ θα επέτρεπε σε ένα ραντάρ να καθορίσει, για μια δεδομένη κατηγορία στόχων, αμφότερες απόσταση και ταχύτητα αναμφιβόλως. Μια τέτοια λύση είναι σπάνια πρακτική, έτσι τα περισσότερα ραντάρ θα είναι αμφίβολα ή στην μία διάσταση ή στην άλλη.

(Βλέπε MOVING-TARGET INDICATION;
PULSE REPETITION FREQUENCY.) PCH
Ref.: Barton (1988), pp. 234–236.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΕΣ ΕΠΙΣΤΡΟΦΕΣ (CLUTTER)

4.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο 3 αναλύθηκαν οι βασικές τεχνικές που χρησιμοποιούνται από τα ραντάρ εδάφους (ground – based – radar) για την απόρριψη των ανεπιθύμητων παρασιτικών επιστροφών. Σε κάθε περίπτωση γινόταν εκμετάλλευση της μηδενικής συχνότητας Doppler που χαρακτηρίζει το Clutter και με την εφαρμογή κατάλληλης επεξεργασίας στο λαμβανόμενο σήμα ήταν εφικτή η ανίχνευση των στόχων.

Στην περίπτωση των αερομεταφερόμενων ραντάρ το πρόβλημα της απόρριψης του Clutter είναι ακόμα μεγαλύτερο. Λόγω της κίνησης του ραντάρ οι παρασιτικές επιστροφές από το έδαφος και άλλα ακίνητα ή αργά κινούμενα αντικείμενα δεν χαρακτηρίζονται από μηδενική συχνότητα Doppler αλλά παρουσιάζουν ολίσθηση συχνότητας ανάλογη της σχετικής ταχύτητάς τους ως προς τις παραμέτρους σχεδίασης του ραντάρ.

Στο κεφάλαιο αυτό θα αναλυθούν οι παράμετροι που καθορίζουν την ισχύ του Clutter εδάφους και οι στατιστικές κατανομές που χρησιμοποιούνται για την μαθηματική περιγραφή του. Στη συνέχεια, θα μελετηθεί το φάσμα του έτσι όπως το λαμβάνει ένα αερομεταφερόμενο ραντάρ και θα παρουσιαστούν τα προβλήματα που δημιουργούνται στην ανίχνευση των στόχων σε συνάρτηση με την ταχύτητα και τη θέση των τελευταίων. Τέλος, θα παρουσιαστεί το πρόβλημα των ασαφειών απόστασης και συχνότητας και ο τρόπος με τον οποίο καθιστούν σε πολλές περιπτώσεις αδύνατη την ανίχνευση στόχων.

Για απλούστευση, στην παρακάτω παρουσίαση θα υποθέσουμε αρχικά ότι το ραντάρ λειτουργεί με αρκετά υψηλή PRF έτσι ώστε να αποφεύγονται οι ασάφειες συχνότητας. Η επίδρασή τους στη δυνατότητα ανίχνευσης στόχων του ραντάρ θα παρουσιαστεί στο τέλος του κεφαλαίου.

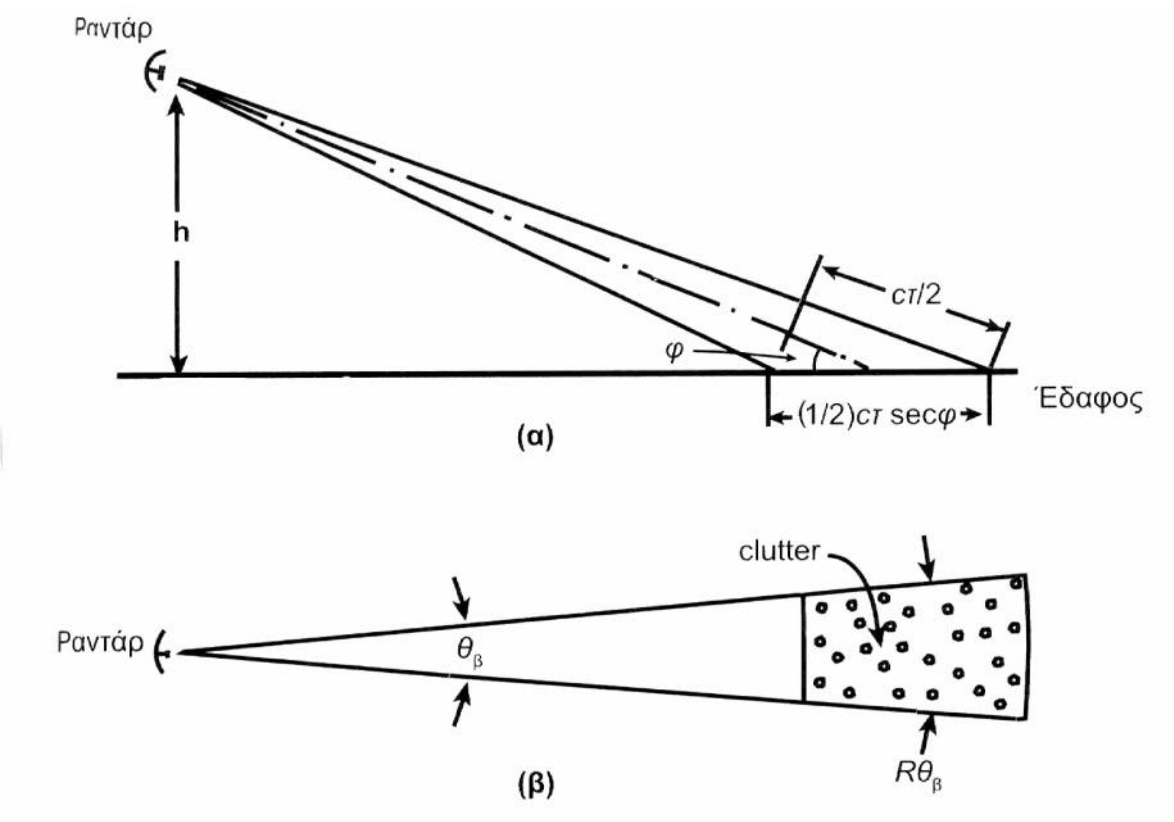
4.2 Γενικά

Το φαινόμενο του Clutter εδάφους οφείλεται στις ανακλαστικές ιδιότητες κάθε φυσικής επιφάνειας, όπως είναι το έδαφος, η οποία «φωτίζεται» από την ακτινοβολία ενός ραντάρ. Γενικά, οι ανακλαστικές αυτές ιδιότητες εξαρτώνται τόσο από τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του ραντάρ και της δέσμης του όσο και από τα φυσικά χαρακτηριστικά της επιφάνειας. Στην πρώτη ομάδα παραγόντων ανήκουν η συχνότητα εκπομπής, το εύρος παλμού, η πόλωση του κύματος, το εύρος του λοβού της κεραίας, η γωνία κλίσης της δέσμης του ραντάρ ως προς την ανακλαστική επιφάνεια κ.τ.λ. Στη δεύτερη ομάδα ανήκουν οι διηλεκτρικές ιδιότητες της επιφάνειας, η αγωγιμότητά της, το σχήμα της κ.τ.λ.

Εξαιτίας του μεγάλου πλήθους των παραγόντων που το διαμορφώνουν και το επηρεάζουν, το Clutter εδάφους παρουσιάζει στατιστικές διακυμάνσεις οι οποίες ωστόσο έχουν μελετηθεί εμπειρικά και περιγράφονται από γνωστά μαθηματικά μοντέλα.

4.3 Εξίσωση του clutter εδάφους

Θεωρούμε την περίπτωση μιας κεραίας ραντάρ η οποία «φωτίζει» κάποια γεωμετρική επιφάνεια εμβαδού A_C, υπό γωνία φ και με εύρος λοβού θ_β, όπως φαίνεται στο σχήμα :



Σχήμα 1: Γεωμετρία Επιφανειακού Clutter (α) Πλάγια όψη (β) Κάτοψη

Η ισχύς που επιστρέφει στο δέκτη μετά από την ανάκλαση του κύματος πάνω στην επιφάνεια, σύμφωνα με την εξίσωση του ραντάρ, θα είναι :

$$C=\frac{P_tGA_e\sigma_C}{(4\pi)^2R^4} \quad (4.1)$$

όπου P_t είναι η ισχύς εκπομπής του ραντάρ,
G το κέρδος της κεραίας,
A_e η ενεργός επιφάνεια της κεραίας,
R η απόσταση της επιφάνειας από την κεραία,
$\pm_C$ η ραδιοδιατομή της επιφάνειας A_C.

Η ραδιοδιατομή σ_C δίνεται από τη σχέση :

$$\sigma_C=\sigma_0A_C=\sigma_0R\theta_\beta\left(\frac{c\tau}{2}\right)\times\sec\varphi \qquad (4.2)$$

όπου c είναι η ταχύτητα διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων,
τ το εύρος του παλμού (PW),

σ_0 ο συντελεστής ανάκλασης ο οποίος είναι ανεξάρτητος του εμβαδού της
επιφάνειας και περιγράφει τις ανακλαστικές ιδιότητές της.

Από τις σχέσεις (4.1) και (4.2) προκύπτει τελικά για τη λαμβανόμενη από το ραντάρ ισχύ :

$$C = \frac{P_t G A_e \theta_\beta \left(\frac{c\tau}{2}\right) \times \sec\varphi}{(4\pi)^2 R^3} \qquad (4.3)$$

Μελετώντας την παραπάνω σχέση προκύπτουν τα ακόλουθα συμπεράσματα για την ισχύ του Clutter :

(α) είναι ανάλογη του εύρους του παλμού,

(β) είναι αντιστρόφως ανάλογη της 3ης δύναμης της απόστασης και όχι της τέταρτης, όπως συμβαίνει στην περίπτωση της λαμβανόμενης ισχύς από το στόχο. Άρα για την ίδια ραδιοδιατομή στόχου και Clutter οι παρασιτικές επιστροφές είναι ισχυρότερες από το σήμα,

(γ) μεταβάλλεται με τη γωνία φ. Συνεπώς, για μια επιφάνεια στην ίδια απόσταση και με τις ίδιες ανακλαστικές ιδιότητες, η οποία όμως βρίσκεται σε διαφορετική θέση ως προς το ραντάρ (διαφορετική φ), το Clutter έχει διαφορετική ισχύ. Επιπλέον, καθώς κινείται το αερομεταφερόμενο ραντάρ λαμβάνει Clutter διαφορετικής ισχύος από μια συγκεκριμένη επιφάνεια όχι μόνο λόγω της μεταβολής της απόστασης R αλλά και εξαιτίας της αλλαγής της γωνίας φ .

(δ) τέλος, η ισχύς του Clutter αυξάνεται όταν μεγαλώνει το εύρος θ_β του λοβού ακτινοβολίας της κεραίας του ραντάρ.

4.4 Παράγοντες που επηρεάζουν το clutter εδάφους

Στην παράγραφο αυτή θα αναφερθούν οι βασικότεροι παράγοντες που διαμορφώνουν τελικά το Clutter και οι οποίοι όπως προαναφέρθηκε διακρίνονται βασικά σε δύο κατηγορίες΄ τα χαρακτηριστικά του συστήματος ραντάρ και τις φυσικές ιδιότητες του εδάφους. Η επίδρασή τους είναι είτε άμεση, μέσω της σχέσης (4.3), είτε έμμεση διαμέσου της μεταβολής του συντελεστή ανάκλασης σ_0. Στο σημείο αυτό πρέπει να τονιστεί ότι σε κάθε περίπτωση οι παρασιτικές επιστροφές επηρεάζονται και από τις καιρικές συνθήκες (βροχή, νεφώσεις, θερμοκρασία κ.λ.π.) που επικρατούν κατά τη διάρκεια των παρατηρήσεων.

Μετά από εκτεταμένες πειραματικές μετρήσεις Clutter, σε διάφορα είδη εδαφών και σε διαφορετικές χρονικές περιόδους, έχουν εξαχθεί τα ακόλουθα συμπεράσματα, τα οποία αφορούν κατά κύριο λόγο μικρές γωνίες κλίσεις δέσμης ραντάρ και ομογενή εδάφη :

(α) Γενικά, αυξανόμενης της συχνότητας εκπομπής, για τα περισσότερα είδη εδαφών, αυξάνεται και η τιμή του συντελεστή σ_0. Στην περίπτωση πάντως των επιστροφών από αστικές περιοχές (urban areas Clutter), η επίδραση λόγω μεταβολής της συχνότητας είναι πολύ μικρή.

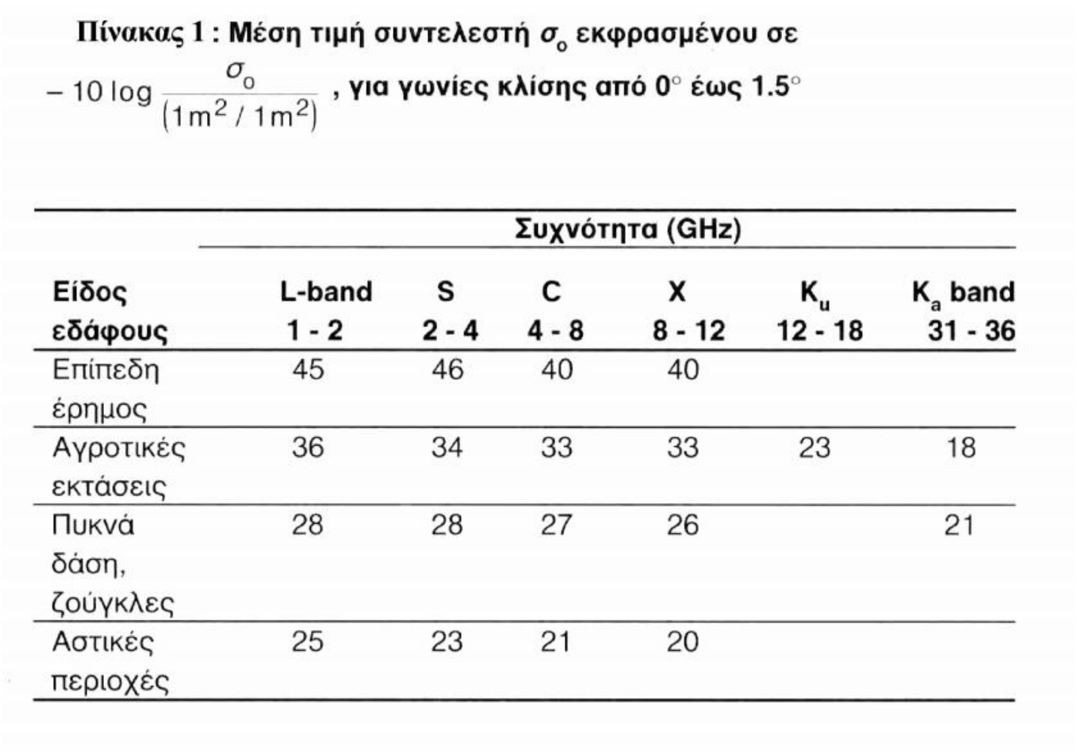
(β) Η αύξηση της τιμής του συντελεστή σ_0 είναι σχεδόν γραμμική, αυξανόμενης της γωνίας κλίσης μεταξύ 1° και 10° .

(γ) Η μεταβολή της πόλωσης σε πολλές περιπτώσεις επιδρά στο μέγεθος του Clutter. Παρ' όλα αυτά, δεν υπάρχει σαφής αντιστοιχία που να οδηγεί στην ασφαλή δημιουργία κάποιου μαθηματικού μοντέλου.

(δ) Στις καλλιεργημένες περιοχές, η παρουσία υγρασίας ή χιονιού επιδρούν σημαντικά στο φαινόμενο του Clutter.

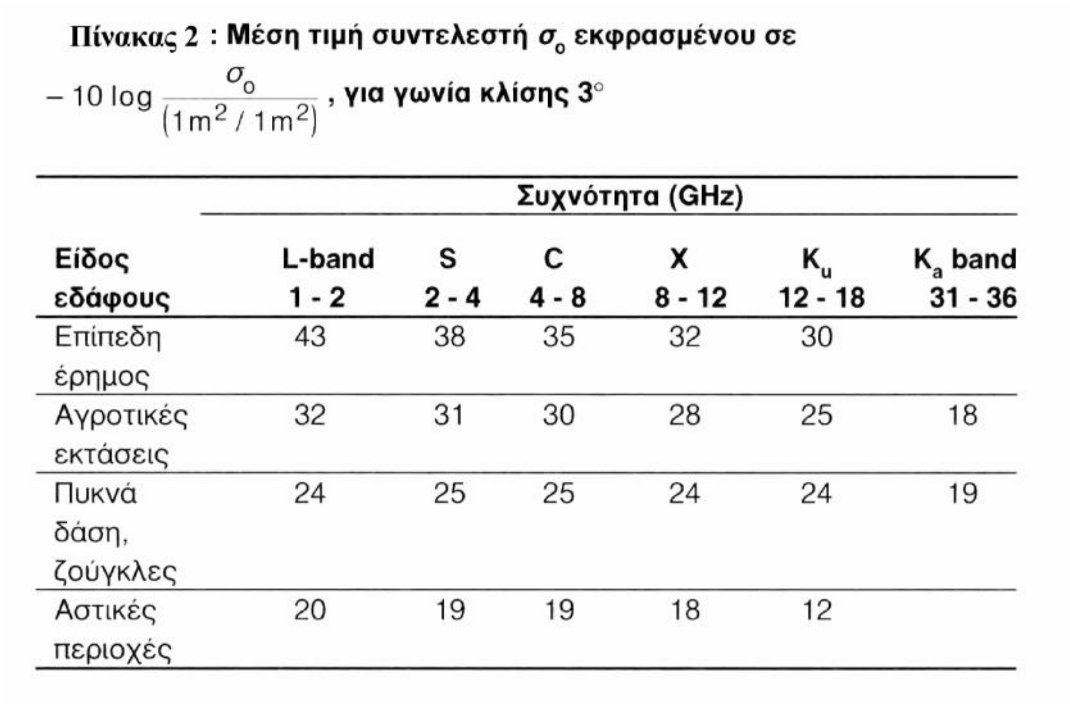
(ε) Η μέση τιμή του συντελεστή σ_0 επηρεάζεται σε μικρό βαθμό από τη μεταβολή του εύρους παλμού εκπομπής.

Στους πίνακες που παρατίθενται ακολούθως,απεικονίζονται τα αποτελέσματα πειραματικών μετρήσεων Clutter εδάφους, ως συνάρτηση της συχνότητας, με παράμετρο τη γωνία κλίσης της δέσμης και το είδος του εδάφους (με πιθανή απόκλιση 5dB). Το είδος της πόλωσης δεν μπορεί να συσχετιστεί εύκολα με τις μετρήσεις αυτές, αν και κατά μέσο όρο η οριζόντια πόλωση παρουσιάζει μερικά dB χαμηλότερο Clutter.



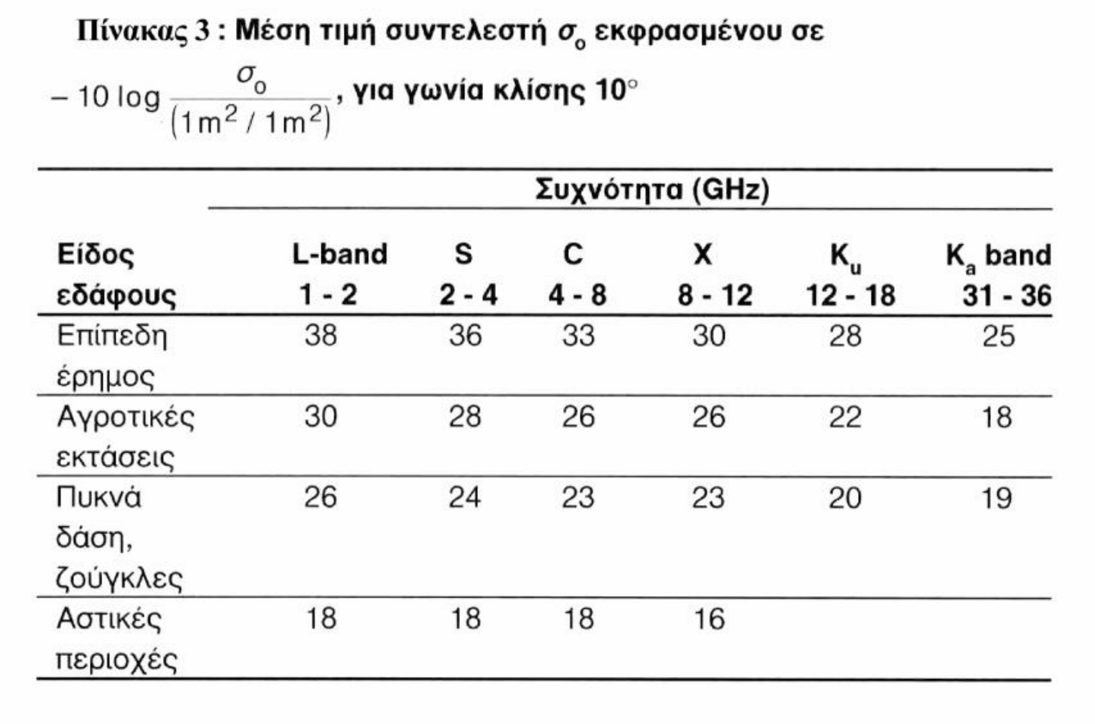
Πίνακας 1 : Μέση τιμή συντελεστή σ_o εκφρασμένου σε $-10\log\frac{\sigma_o}{(1m^2/1m^2)}$, για γωνίες κλίσης από 0° έως 1.5°

	Συχνότητα (GHz)					
Είδος εδάφους	**L-band 1 - 2**	**S 2 - 4**	**C 4 - 8**	**X 8 - 12**	**K_u 12 - 18**	**K_a band 31 - 36**
Επίπεδη έρημος	45	46	40	40		
Αγροτικές εκτάσεις	36	34	33	33	23	18
Πυκνά δάση, ζούγκλες	28	28	27	26		21
Αστικές περιοχές	25	23	21	20		



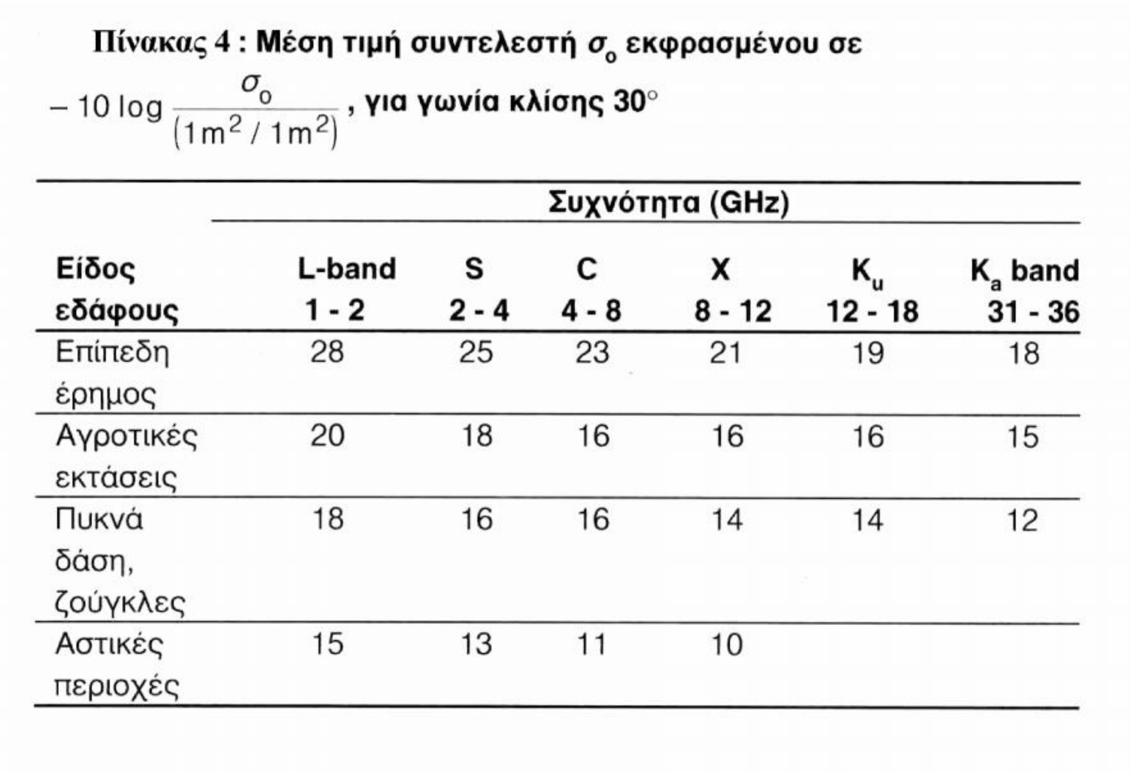
Πίνακας 2 : Μέση τιμή συντελεστή σ_o εκφρασμένου σε $-10\log\frac{\sigma_o}{(1m^2/1m^2)}$, για γωνία κλίσης 3°

Είδος εδάφους	**Συχνότητα (GHz)** **L-band 1 - 2**	**S 2 - 4**	**C 4 - 8**	**X 8 - 12**	**K_u 12 - 18**	**K_a band 31 - 36**
Επίπεδη έρημος	43	38	35	32	30	
Αγροτικές εκτάσεις	32	31	30	28	25	18
Πυκνά δάση, ζούγκλες	24	25	25	24	24	19
Αστικές περιοχές	20	19	19	18	12	



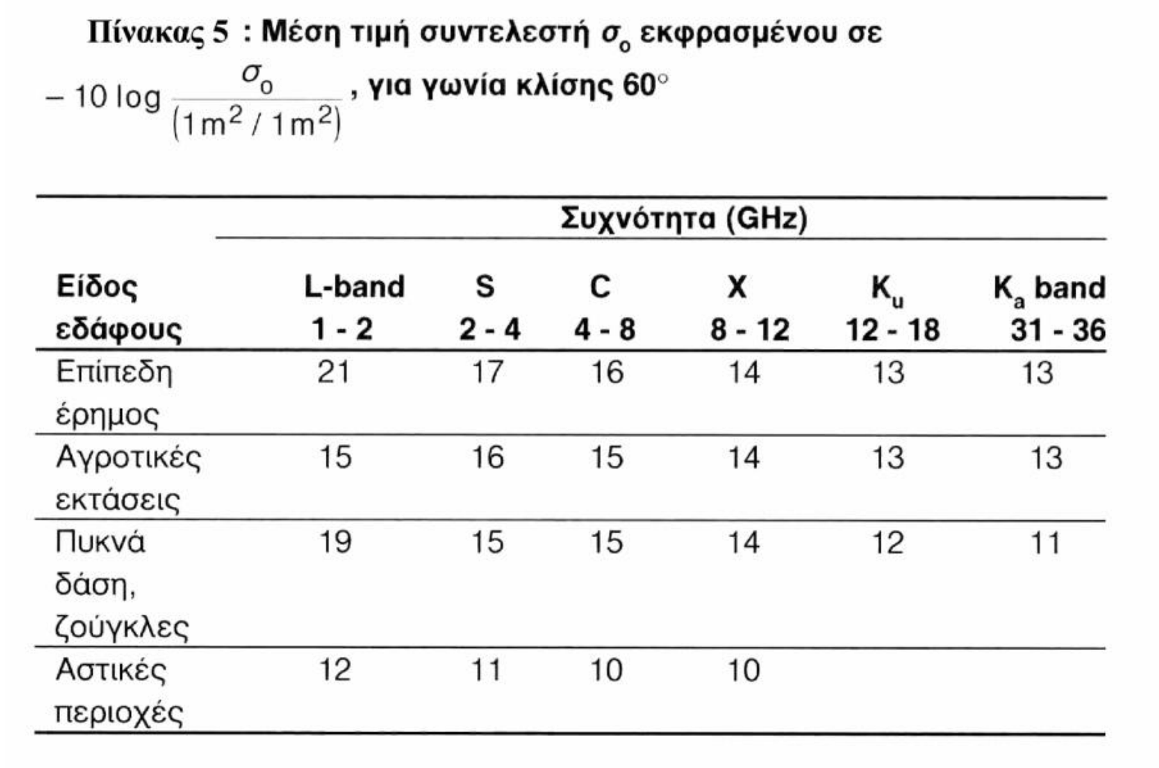
Πίνακας 3 : Μέση τιμή συντελεστή σ_o εκφρασμένου σε $-10\log\frac{\sigma_o}{(1m^2/1m^2)}$, για γωνία κλίσης 10°

Είδος εδάφους	**Συχνότητα (GHz)** **L-band 1 - 2**	**S 2 - 4**	**C 4 - 8**	**X 8 - 12**	**K_u 12 - 18**	**K_a band 31 - 36**
Επίπεδη έρημος	38	36	33	30	28	25
Αγροτικές εκτάσεις	30	28	26	26	22	18
Πυκνά δάση, ζούγκλες	26	24	23	23	20	19
Αστικές περιοχές	18	18	18	16		



Πίνακας 4 : Μέση τιμή συντελεστή σ_o εκφρασμένου σε $-10\log\frac{\sigma_o}{(1\text{m}^2/1\text{m}^2)}$, για γωνία κλίσης 30°

	Συχνότητα (GHz)					
Είδος εδάφους	**L-band 1 - 2**	**S 2 - 4**	**C 4 - 8**	**X 8 - 12**	**K_u 12 - 18**	**K_a band 31 - 36**
Επίπεδη έρημος	28	25	23	21	19	18
Αγροτικές εκτάσεις	20	18	16	16	16	15
Πυκνά δάση, ζούγκλες	18	16	16	14	14	12
Αστικές περιοχές	15	13	11	10		



Πίνακας 5 : Μέση τιμή συντελεστή σ_o εκφρασμένου σε $-10\log\frac{\sigma_o}{(1\text{m}^2/1\text{m}^2)}$, για γωνία κλίσης 60°

	Συχνότητα (GHz)					
Είδος εδάφους	**L-band 1 - 2**	**S 2 - 4**	**C 4 - 8**	**X 8 - 12**	**K_u 12 - 18**	**K_a band 31 - 36**
Επίπεδη έρημος	21	17	16	14	13	13
Αγροτικές εκτάσεις	15	16	15	14	13	13
Πυκνά δάση, ζούγκλες	19	15	15	14	12	11
Αστικές περιοχές	12	11	10	10		

4.5 Στατιστική περιγραφή του clutter

Για την περιγραφή των στατιστικών διακυμάνσεων του Clutter εδάφους, ιδιαίτερα όταν πρόκειται για ομογενή εδάφη όπως η έρημος και ορισμένοι τύποι αγροτικών εκτάσεων, έχει αποδειχθεί – σύμφωνα πάντα με το θεώρημα του κεντρικού ορίου – ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί η Gaussian κατανομή. Κατά συνέπεια οι τιμές της τάσης U που δέχεται ο φωρατής περιβάλλουσας του δέκτη θα περιγράφονται από την κατανομή Rayleigh :

$$\rho(\mathrm{U})=\frac{2\mathrm{U}}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{\mathrm{U}^2}{\sigma^2}\right)$$

όπου σ είναι η τυπική απόκλιση της κατανομής.

Στις περιπτώσεις μη ομογενών εδαφών, όπως για παράδειγμα αστικές ή βραχώδεις περιοχές, το φαινόμενο Clutter περιγράφεται καλύτερα από την κατανομή Log-normal :

$$\rho(\sigma_{\mathrm{C}})=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\times\sigma\times\sigma_{\mathrm{C}}}\exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}\left(\ln\frac{\sigma_{\mathrm{C}}}{\sigma_{\mathrm{m}}}\right)^2\right], \text{ με } \sigma_{\mathrm{C}}>0$$

όπου σ_{C} είναι η RCS της επιφάνειας,

σ_{m} ο αριθμητικός μέσος (median) της κατανομής,

σ η τυπική απόκλιση του $\ln(\sigma_{\mathrm{C}})$ (φυσικός λογάριθμος).

Συνεπώς, οι αντίστοιχες τιμές U της τάσης στον φωρατή περιγράφονται από τη σχέση :

$$\rho(\mathrm{U})=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\times\sigma\times\mathrm{U}}\exp\left[\frac{-1}{2\sigma^2}\left(2\ln\frac{\mathrm{U}}{\mathrm{U}_{\mathrm{m}}}\right)^2\right]$$

όπου U_{m} ο αριθμητικός μέσος της κατανομής και σ η τυπική απόκλιση του $\ln(\sigma_{\mathrm{C}})$.

Τέλος, στην περίπτωση που επικρατούν συνθήκες ενδιάμεσες αυτών που αντιστοιχούν στις κατανομές Rayleigh και Log-normal προτιμάται η κατανομή Weibull της οποίας η αναλυτική εξίσωση είναι :

$$\rho(\mathrm{U})=\alpha\ln\left(2\frac{\mathrm{U}}{\mathrm{U}_{\mathrm{m}}}\right)^{\mathrm{a}-1}\exp\left[-\ln\left(2\frac{\mathrm{U}}{\mathrm{U}_{\mathrm{m}}}\right)^{\mathrm{a}}\right]$$

όπου α είναι η παράμετρος Weibull και U_{m} ο αριθμητικός μέσος της κατανομής.

Από την κατανομή Weibull μπορεί να προκύψει η εκθετική κατανομή ή κατανομή Rayleigh για τιμές παραμέτρου α=1 και α=2, αντίστοιχα.

4.6 Φασματική κατανομή του clutter εδάφους σε παλμικά Doppler ραντάρ

4.6.1 Γενικά

Οι παρασιτικές επιστροφές από το έδαφος υποδιαιρούνται σε τρεις βασικές κατηγορίες : τις επιστροφές κύριου λοβού, τις επιστροφές πλευρικών λοβών και τις επιστροφές ύψους. Οι τελευταίες, αποτελούν και αυτές επιστροφές πλευρικών λοβών, οι οποίες όμως λαμβάνονται απευθείας κάτω απ' το αεροσκάφος. Οι επιστροφές από τον κύριο λοβό χρησιμοποιούνται σε πολλές εφαρμογές, όπως για παράδειγμα στη χαρτογράφηση, στη μέτρηση ύψους, ναυτιλία Doppler κ.τ.λ. Ταυτόχρονα όμως, οι επιστροφές αυτές μαζί με τις αντίστοιχες από τους πλευρικούς λοβούς αποτελούν ανεπιθύμητο θόρυβο για τον εντοπισμό αεροσκαφών ή άλλων στόχων στο έδαφος.

4.6.2 Επιστροφές κυρίου λοβού

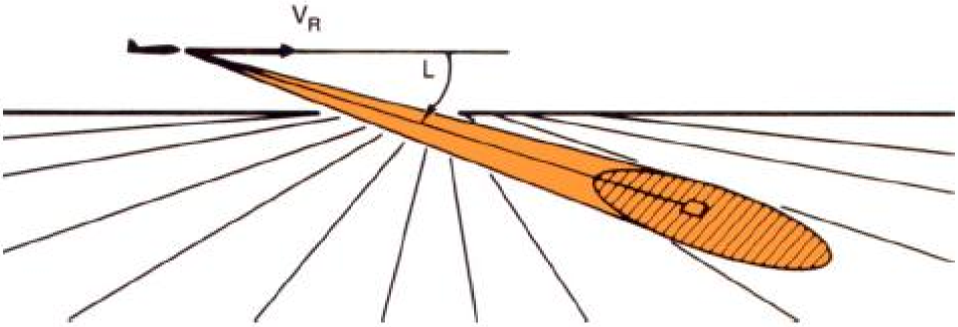
Εισαγωγή

Οι παρασιτικές επιστροφές από τον κύριο λοβό παρουσιάζονται οποτεδήποτε ο κύριος λοβός προσπίπτει στο έδαφος, όπως συμβαίνει όταν η δέσμη του ραντάρ έχει κλίση προς τα κάτω ή όταν το αεροσκάφος πετά σε χαμηλό ύψος και η δέσμη του δεν κοιτά προς τα πάνω.

Εξαιτίας της μεγάλης επιφάνειας του εδάφους που «φωτίζεται» από τον κύριο λοβό καθώς και τη μεγάλη ισχύ του τελευταίου το MLC είναι στη γενική περίπτωση ιδιαίτερα ισχυρό και θέτει σημαντικούς περιορισμούς στην ανίχνευση των στόχων αφού πολλές φορές υπερκαλύπτει το επιστρεφόμενο από αυτούς σήμα.

Φασματικά Χαρακτηριστικά.

Το φάσμα του MLC μπορεί να κατανοηθεί εύκολα εαν χωρίσουμε νοητά το έδαφος σε μικρές, ανεξάρτητες περιοχές (patches) κάθε μια από τις οποίες χαρακτηρίζεται από μια διαφορετική γωνία L, όπου L η γωνία μεταξύ της ταχύτητας του ραντάρ V_R και της ευθείας μεταξύ στόχου και ραντάρ (Line Of Sight). Κάθε περιοχή «φωτίζεται» στιγμιαία κατά τη σάρωση του κύριου λοβού όπως φαίνεται στο σχήμα 2



Σχήμα 2: Φωτισμός του εδάφους από τον κύριο λοβό

Η συχνότητα Doppler που αντιστοιχεί σε κάθε περιοχή του εδάφους, είναι :

$$f_d = \frac{2V_R}{\lambda}\cos L \qquad (4.4)$$

όπου V_R είναι η ταχύτητα της πλατφόρμας του ραντάρ,

L η γωνία μεταξύ της V_R και της LOS για τη συγκεκριμένη περιοχή εδάφους και η οποία καθορίζεται από τη γωνία αζιμουθίου (azimuth) και τη γωνία ανύψωσης (elevation)

λ το μήκος κύματος εκπομπής του ραντάρ.

Όπως φαίνεται άμεσα και από το σχήμα 2, η γωνία L είναι διαφορετική για κάθε τμήμα (patch) του εδάφους. Συνεπώς, οι συνολικές παρασιτικές επιστροφές από το έδαφος θα καταλαμβάνουν ένα εύρος συχνοτήτων από $-\frac{2V_R}{\lambda}$ εως $+\frac{2V_R}{\lambda}$.

Όταν ο κύριος λοβός ακτινοβολίας του ραντάρ είναι συγγραμικός της κατεύθυνσης κίνησης της πλατφόρμας του ραντάρ (η κεραία «κοιτάζει» μπροστά), τότε οι συχνότητες Doppler των επιστροφών από τις περιοχές που δέχονται την ακτινοβολία είναι οι μέγιστες δυνατές. Επιπλέον, το εύρος συχνοτήτων που καλύπτει το φάσμα του MLC δίνεται από τη σχέση :

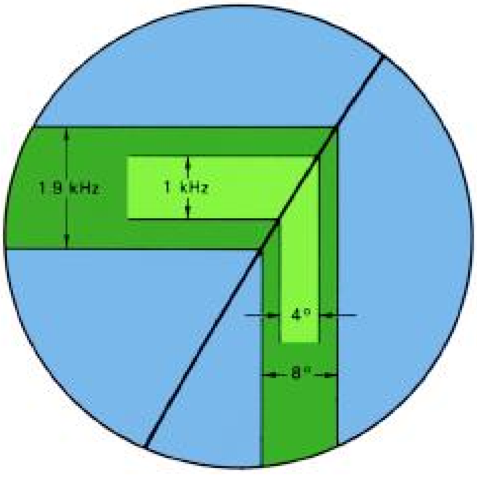
$$\Delta f_d = \frac{2V_R}{\lambda}\sin L \text{ , όπου } L \rightarrow 0 \qquad (4.5)$$

Συνεπώς, πρόκειται για φάσμα υψηλών συχνοτήτων και στενού εύρους.

Καθώς ο κύριος λοβός «φωτίζει» περιοχές εδάφους που χαρακτηρίζονται από μεγαλύτερες γωνίες L, οι συχνότητες Doppler μικραίνουν σύμφωνα με τη σχέση (4.4) ενώ το συνολικό εύρος του φάσματος μεγαλώνει όπως φανερώνει η σχέση (4.5).

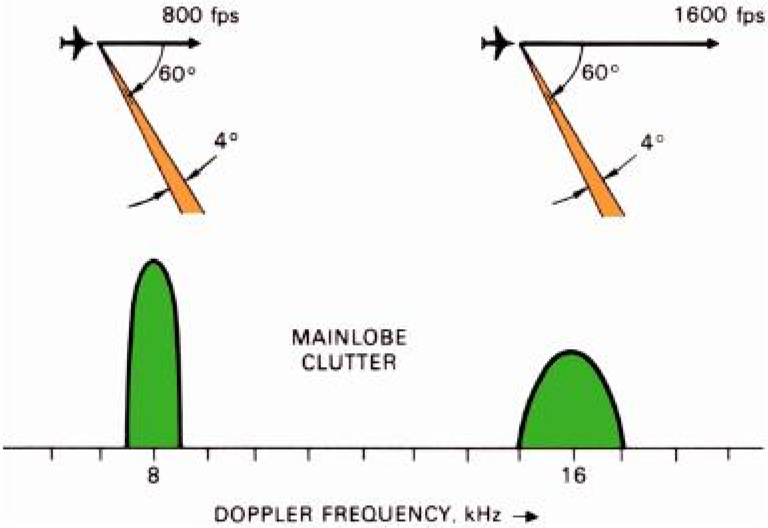
Επίδραση του εύρους δέσμης της κεραίας, της ταχύτητας του αεροσκάφους και του μήκους κύματος εκπομπής στα φασματικά χαρακτηριστικά του MLC.

Για συγκεκριμένη γωνία L, όσο αυξάνει το εύρος του κύριου λοβού ακτινοβολίας αυξάνεται ανάλογα και το εύρος του φάσματος του MLC. Έτσι, αν για παράδειγμα το εύρος της δέσμης αυξηθεί από 4° σε 8°, τότε το εύρος του φάσματος από 1kHz θα γίνει 1.9kHz, για γωνία L=60° .



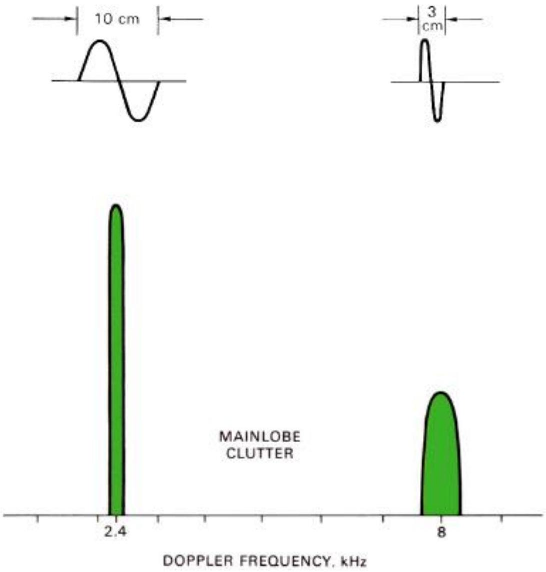
Σχήμα 3: Σχέση εύρους κυρίου λοβού και BW του φάσματος του MLC

Η επίδραση της ταχύτητας της πλατφόρμας του ραντάρ φαίνεται από τις σχέσεις (4.4) και (4.5). Αυξανόμενης της V_R αυξάνεται και η συχνότητα f_d ανάλογα, καθώς και το εύρος του φάσματος.



Σχήμα 4: Σχέση ταχύτητας της πλατφόρμας του ραντάρ και φάσματος του MLC

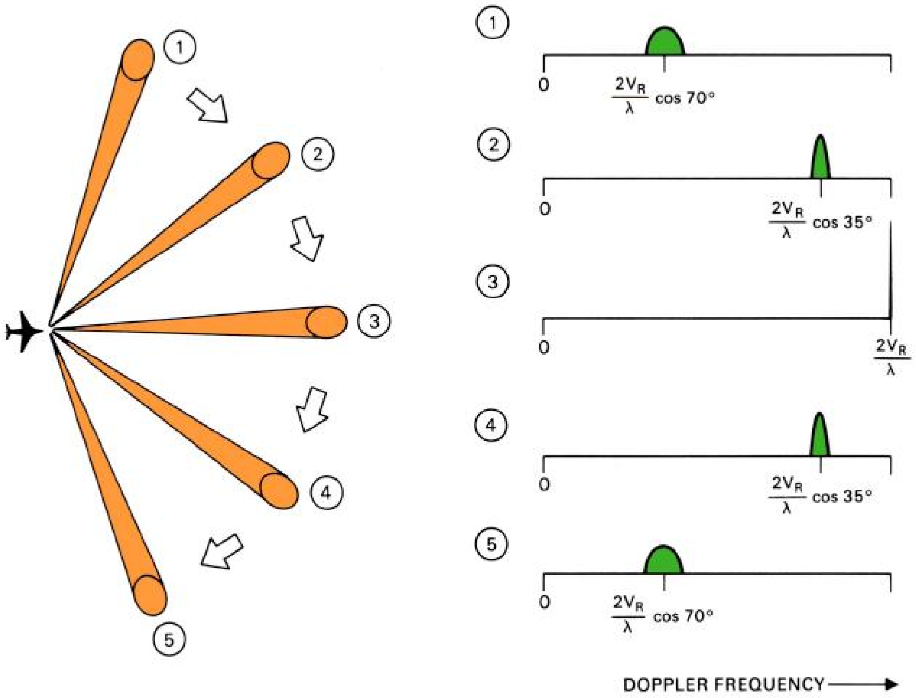
Από τις ίδιες σχέσεις διαφαίνεται και η συνεισφορά του μήκους κύματος εκπομπής. Για μεγάλα μήκη κύματος (μεγάλες κεραίες ραντάρ) το εύρος του φάσματος MLC είναι ιδιαίτερα μικρό και γίνεται μεγαλύτερο όσο το λ αυξάνεται. Έτσι, εαν για παράδειγμα το ραντάρ εκπέμπει στην S-μπάντα συχνοτήτων όπου τα μήκη κύματος είναι της τάξης των 10 εκατοστόμετρων, τότε το εύρος του φάσματος του MLC είναι ίσο με 0,3 φορές το εύρος του φάσματος για το ίδιο MLC όταν το ραντάρ εκπέμπει στην X-μπάντα με χρησιμοποιούμενα μήκη κύματος της τάξης των 3 εκατοστόμετρων.



Σχήμα 5: Σχέση μήκους κύματος εκπομπής και φάσματος του MLC.

Επίδραση της σάρωσης της κεραίας

Κατά τη διάρκεια της έρευνας για την ανίχνευση στόχων ο κύριος λοβός ακτινοβολίας στρέφεται συνεχώς καλύπτοντας μια γωνία ±70° . Η μετατόπιση του λοβού συνεπάγεται μεταβολή της γωνίας L και συνεπώς ταυτόχρονη μετατόπιση του φάσματος του MLC καθώς και αλλαγή του εύρους του. Τα παραπάνω φαινόμενα εικονίζονται στο ακόλουθο σχήμα :



Σχήμα 6: Επίδραση της σάρωσης της κεραίας στο φάσμα του ML

4.6.3 Επιστροφές πλευρικών λοβών

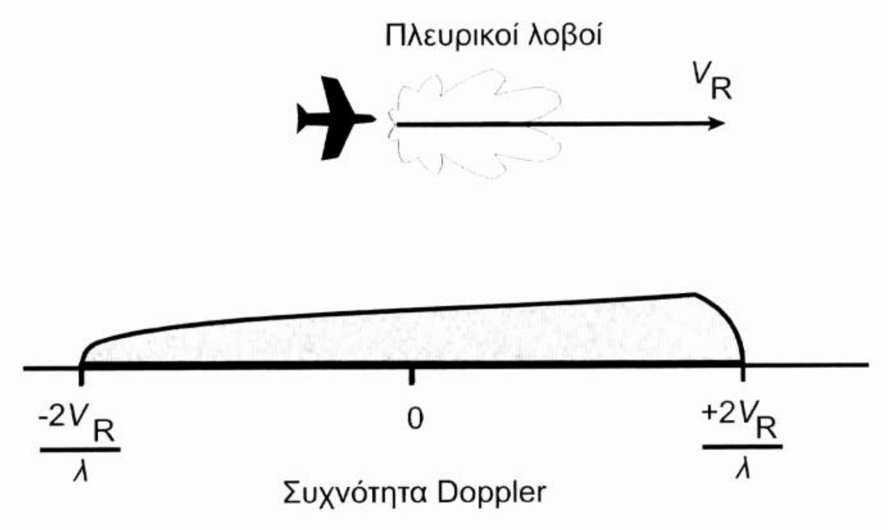
Εισαγωγή

Οι παρασιτικές επιστροφές των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων που λαμβάνονται από τους πλευρικούς λοβούς της κεραίας του ραντάρ είναι πάντοτε ανεπιθύμητες και είναι γνωστές διεθνώς με τον όρο sidelobe Clutter (SLC). Αν εξαιρέσουμε τις επιστροφές ύψους, γενικά οι παρασιτικές επιστροφές χαρακτηρίζονται από χαμηλή πυκνότητα φασματικής ισχύος και μεγάλο εύρος συχνοτήτων.

Φασματικά Χαρακτηριστικά.

Οι πλευρικοί λοβοί, θεωρητικά τουλάχιστον, εκπέμπουν και λαμβάνουν από όλες τις κατευθύνσεις, ανεξάρτητα από τη γωνία διόπτευσης της κεραίας (Antenna Look Angle, L). Άρα, το SLC καλύπτει όλο το φάσμα των συχνοτήτων Doppler, από $-\frac{2V_R}{\lambda}$ εως $+\frac{2V_R}{\lambda}$, σε αντίθεση με το MLC του οποίου το φάσμα των εξαρτάται και ως προς το εύρος αλλά και ως προς τη θέση από τη γωνία L, όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη παράγραφο.

Επιπλέον, ενώ η ισχύς που ακτινοβολείται μέσω των πλευρικών λοβών προς οποιαδήποτε κατεύθυνση είναι σχετικά μικρή, η περιοχή που προσβάλλεται είναι ιδιαίτερα μεγάλη και το Clutter προέρχεται από κοντινά σημεία. Για αυτόν ακριβώς τον λόγο οι παρασιτικές επιστροφές πλευρικών λοβών είναι αρκετά ισχυρές και κατανέμονται περίπου ομοιόμορφα σε ολόκληρο το φάσμα Doppler όπως φαίνεται και στο ακόλουθο σχήμα :



Σχήμα 7: Το φάσμα του SLC

4.6.4 Επιστροφές ύψους

Εισαγωγή

Οι επιστροφές ύψους αποτελούν ιδιάζουσα περίπτωση παρασιτικών επιστροφών που λαμβάνονται από πλευρικούς λοβούς. Προέρχονται από την περιοχή του εδάφους που βρίσκεται ακριβώς κάτω από το αερομεταφερόμενο ραντάρ και παρόλη τη μεγάλη ισχύ τους συνήθως δεν θέτουν ιδιαίτερο πρόβλημα στην ανίχνευση των στόχων. Επιπλέον, χρησιμοποιούνται σε ορισμένες περιπτώσεις για την μέτρηση του ύψους του αεροσκάφους.

Ισχύς.

Γενικά, η ισχύς των παρασιτικών επιστροφών ύψους είναι μεγαλύτερη από αυτή των πλευρικών λοβών και σε ορισμένες περιπτώσεις ξεπερνά ακόμα και την ισχύ του MLC. Το φαινόμενο αυτό έχει δύο βασικά αίτια.

Καταρχάς, η έκταση του εδάφους στην οποία οφείλονται οι επιστροφές ύψους είναι ιδιαίτερα μεγάλη με αποτέλεσμα να δέχεται μεγάλη ποσότητα ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας και να αντανακλά ανάλογα μεγάλο ποσοστό αυτής. Επιπλέον, ο συντελεστής ανάκλασης σ_0 λαμβάνει πολύ μεγάλες τιμές για την περίπτωση κάθετης πρόσπτωσης ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων οπότε ανακλάται υψηλό ποσοστό της προσπίπτουσας ακτινοβολίας.

Φασματικά Χαρακτηριστικά.

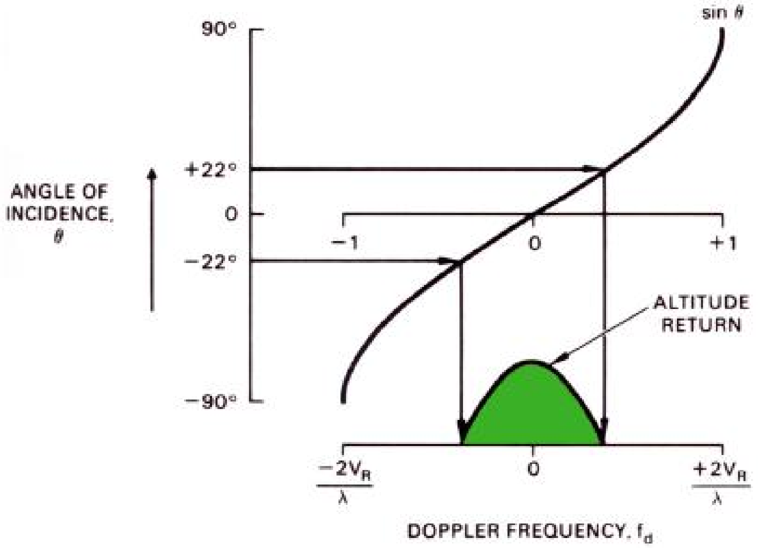
Το φάσμα των επιστροφών ύψους γίνεται εύκολα κατανοητό από την ακόλουθη σχέση :

$$f_d = \frac{2V_R}{\lambda}\cos L = \frac{2V_R}{\lambda}\cos\left(\frac{\pi}{2}-\theta\right) = \frac{2V_R}{\lambda}\sin\theta \quad (4.6)$$

όπου θ είναι η γωνία που σχηματίζεται μεταξύ της κατακόρυφου και της ευθείας πρόσπτωσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Η γωνία θ λαμβάνει κατά βάση τιμές από το διάστημα [-22°,+22°] . Από την (4.6) διαφαίνεται ότι η κεντρική συχνότητα του φάσματος των επιστροφών ύψους είναι μηδενική καθώς και ότι το εύρος είναι

$$\Delta f_d = \frac{2V_R}{\lambda}\cos\theta$$

δηλαδή σχετικά μεγάλο, αφού για μικρές γωνίες θ το συνημίτονο λαμβάνει μεγάλες τιμές

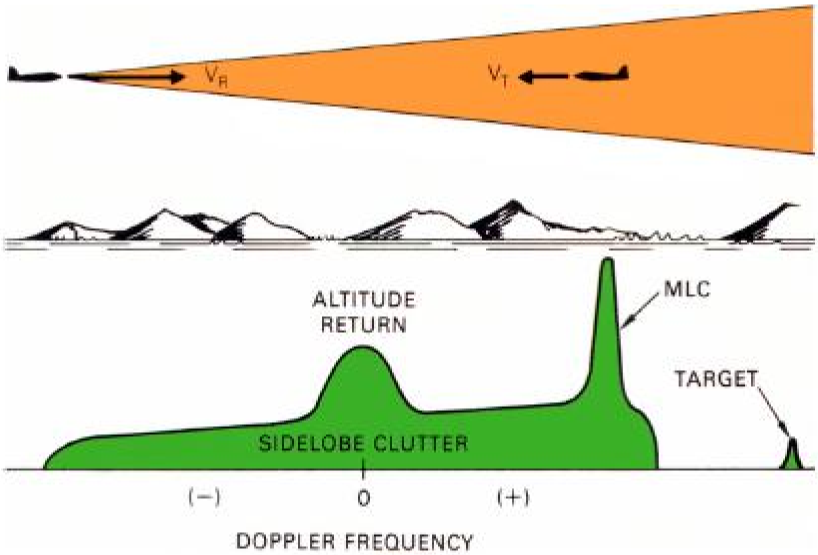


Σχήμα 8: Φασματικά χαρακτηριστικά επιστροφών ύψους

4.6.5 Συνιστάμενο φάσμα των παρασιτικών επιστροφών και των συχνοτήτων ολίσθησης Doppler για αντιπροσωπευτικές περιπτώσεις στόχων

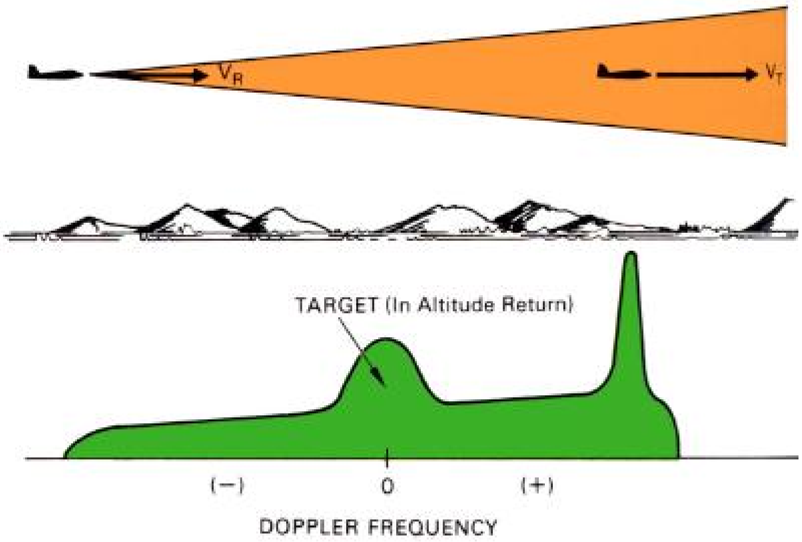
Ο δέκτης του παλμικού Doppler ραντάρ δέχεται ταυτόχρονα τις παρασιτικές επιστροφές από τον κύριο λοβό (MLC), από τους πλευρικούς λοβούς (SLC) καθώς και τις ανακλάσεις από το στόχο. Οι τελευταίες χαρακτηρίζονται από ολίσθηση συχνότητας Doppler η οποία, όπως έχει αποδειχθεί, εξαρτάται από τη σχετική ταχύτητα και θέση του στόχου ως προς την πλατφόρμα του ραντάρ. Ακολούθως, παρουσιάζονται ορισμένες χαρακτηριστικές περιπτώσεις στόχων και τα αντίστοιχα συνιστάμενα φάσματα όπως λαμβάνονται από το δέκτη του ραντάρ.

Στο σχήμα 9 παρουσιάζεται η περίπτωση όπου ένα αεροσκάφος πλησιάζει με ταχύτητα την πλατφόρμα του ραντάρ, η οποία έστω ότι κινείται με ταχύτητα V_R . Αν θεωρηθεί ότι $V_T > V_R$ τότε η συχνότητα Doppler που χαρακτηρίζει τις επιστροφές στόχου θα είναι μεγαλύτερη από οποιαδήποτε συχνότητα που χαρακτηρίζει το Clutter. Το λαμβανόμενο φάσμα εικονίζεται επίσης στο σχήμα 9



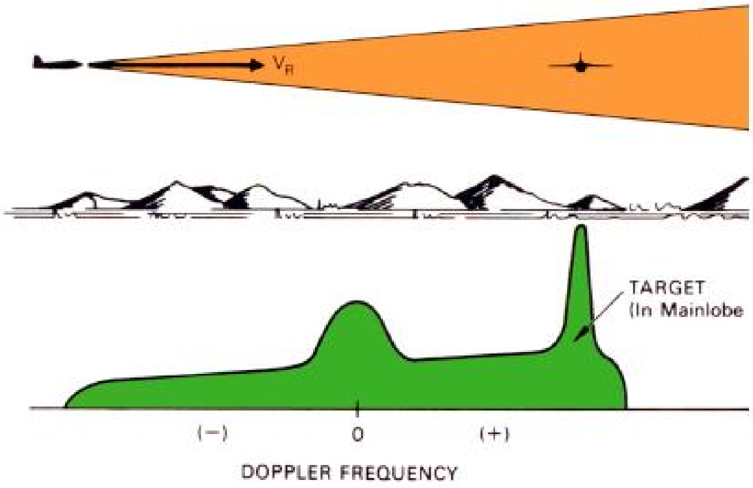
Σχήμα 9: Συνολικό λαμβανόμενο φάσμα για την περίπτωση μετωπικής προσέγγισης στόχου.

Στην περίπτωση που ο στόχος απομακρύνεται από το ραντάρ με μικρή σχετικά ταχύτητα, η συχνότητα Doppler που δίνει συμπίπτει με αυτές των παρασιτικών επιστροφών από τους πλευρικούς λοβούς και εξαρτάται πλέον από τη σχετική ισχύ τους η ικανότητα διάκρισης του στόχου. Τα παραπάνω φαίνονται στο σχήμα 10



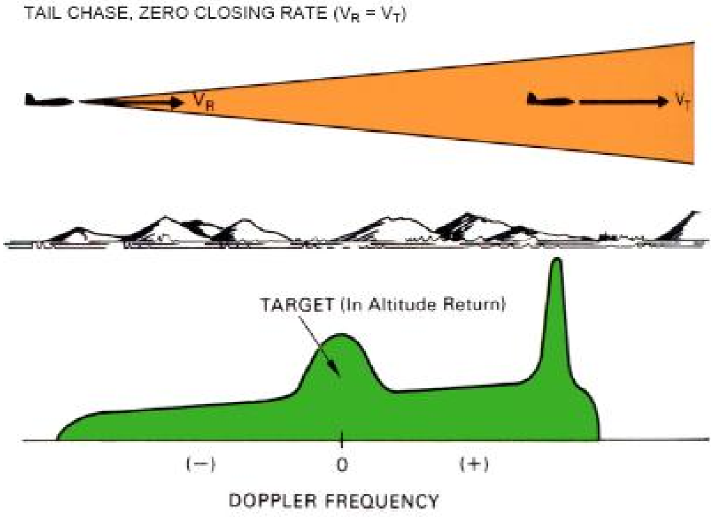
Σχήμα 10: Συνολικό λαμβανόμενο φάσμα για την περίπτωση απομάκρυνσης στόχου.

Ιδιάζουσα κατάσταση είναι αυτή κατά την οποία ο στόχος κινείται κάθετα προς την ταχύτητα του ραντάρ (σχήμα 11). Τότε οι ανακλάσεις από τον στόχο χαρακτηρίζονται από την ίδια συχνότητα με τις παρασιτικές επιστροφές του κύριου λοβού και κατά συνέπεια είναι πρακτικά αδύνατη η ανίχνευση του στόχου.



Σχήμα 11 Συνολικό λαμβανόμενο φάσμα για την περίπτωση κάθετης προσέγγισης στόχου.

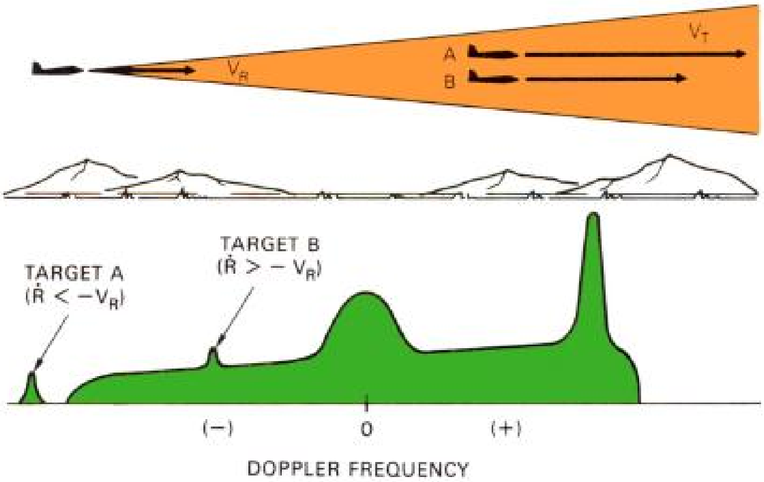
Εάν η σχετική ταχύτητα στόχου – ραντάρ είναι μηδέν όπως εικονίζεται στο σχήμα 12 (περίπτωση tail chase), τότε η συχνότητα Doppler του στόχου συμπίπτει με τις επιστροφές ύψους από τις οποίες κατά κανόνα υπερκαλύπτεται.



Σχήμα 12: Συνολικό λαμβανόμενο φάσμα για την περίπτωση μηδενικής σχετικής ταχύτητας

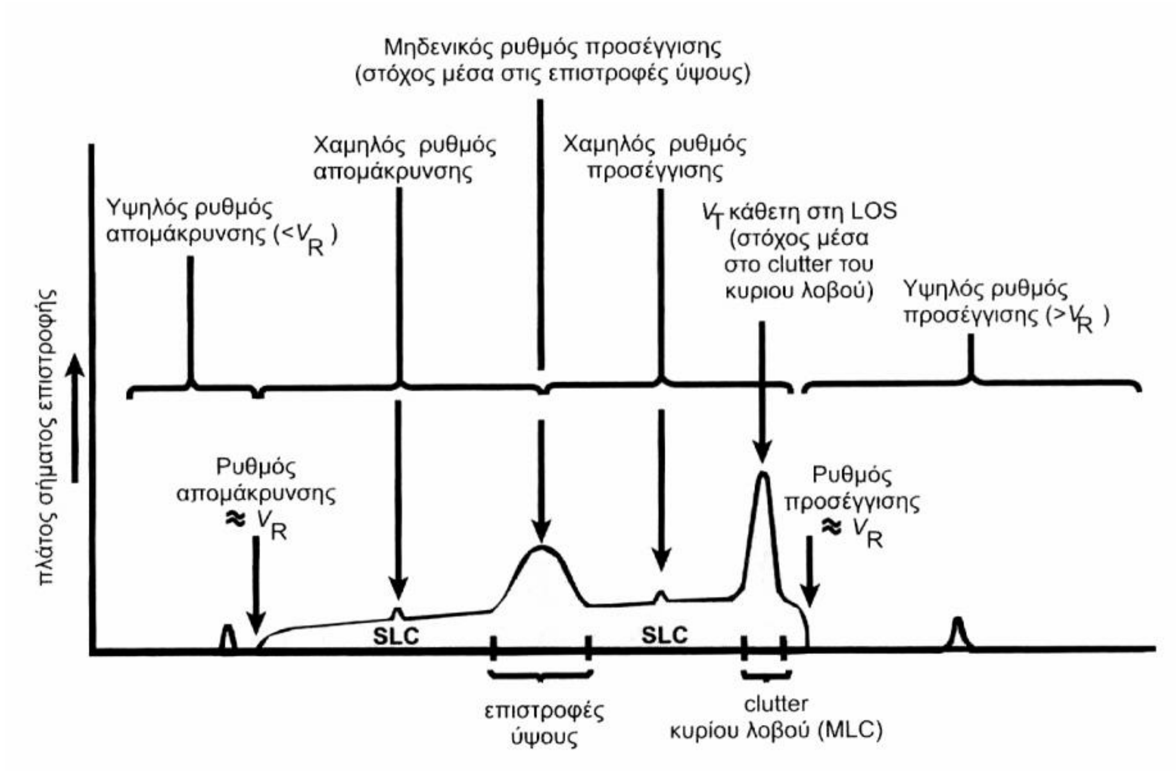
Τέλος, στο σχήμα 13 εικονίζεται η περίπτωση δύο στόχων από τους οποίους ο Α απομακρύνεται από το ραντάρ $\left(V_{TA} > V_R\right)$, ενώ ο Β κινείται πιο αργά από αυτό

$(V_{TB}<V_R)$ και συνεπώς μειώνεται η απόστασή τους. Το συνολικό λαμβανόμενο φάσμα είναι ανάλογο των V_{TA} , V_{TB} όπως φαίνεται και στο σχήμα.



Σχήμα 13: Συνολικό λαμβανόμενο φάσμα για την περίπτωση δύο στόχων με διαφορετικές σχετικές ταχύτητες.

Χρησιμοποιώντας την ανάλυση των παραπάνω χαρακτηριστικών περιπτώσεων μπορεί εύκολα να απεικονισθεί η σχέση των συχνοτήτων ολίσθησης Doppler των στόχων με τις παρασιτικές επιστροφές του εδάφους θεωρητικά για οποιαδήποτε περίπτωση. Αυτό εκφράζεται και στο ακόλουθο διάγραμμα.



Σχήμα 14: Συνολικό λαμβανόμενο φάσμα για διάφορες σχετικές ταχύτητες στόχων.

4.7 Επίδραση των ασαφειών απόστασης και συχνότητας στην φασματική κατανομή του clutter εδάφους

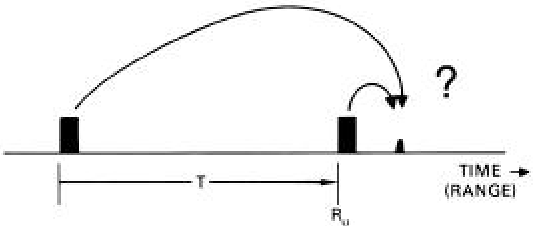
4.7.1 Γενικά

Οι ασάφειες απόστασης (range ambiguities) και οι ασάφειες συχνότητας (Doppler ambiguities) όταν χαρακτηρίζουν τις επιστροφές από στόχους ενδιαφέροντος έχουν ως αποτέλεσμα την απόδοση παραπάνω από μια τιμών για τη θέση και την ταχύτητα των στόχων. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται σχετικά εύκολα με την εφαρμογή ειδικών τεχνικών όπως αλλαγή της συχνότητας επανάληψης παλμών (PRF switching), κατάλληλη διαμόρφωση του εκπεμπόμενου σήματος ραντάρ κ.α.

Στην περίπτωση που εκτός από το επιστρεφόμενο σήμα του στόχου υπάρχουν και παρασιτικές επιστροφές (Clutter) μας ενδιαφέρουν μόνο η διαφορά στην απόσταση και την συχνότητα Doppler που χαρακτηρίζει τα λαμβανόμενα από το ραντάρ σήματα. Τότε και μόνο είναι εφικτός ο διαχωρισμός τους και συνεπώς η ανίχνευση το στόχου. Όμως, επειδή το Clutter συνίσταται από τις επιστροφές κάθε σημείου του εδάφους, καλύπτει όλες τις συχνότητες από $-\frac{2V_R}{\lambda}$ εως $+\frac{2V_R}{\lambda}$ και είναι υπαρκτό για οποιαδήποτε απόσταση από το ραντάρ. Για αυτόν ακριβώς τον λόγο οι ασάφειες απόστασης και συχνότητας συνεπάγονται την υπέρθεση του σήματος του Clutter και αναιρούν την ικανότητα του ραντάρ να ανιχνεύσει τους στόχους ενδιαφέροντος. Σ’αυτήν την περίπτωση οι συμβατικές τεχνικές εξάλειψης των ασαφειών δεν έχουν κανένα ουσιαστικό αποτέλεσμα.

4.7.2 Ασάφειες απόστασης

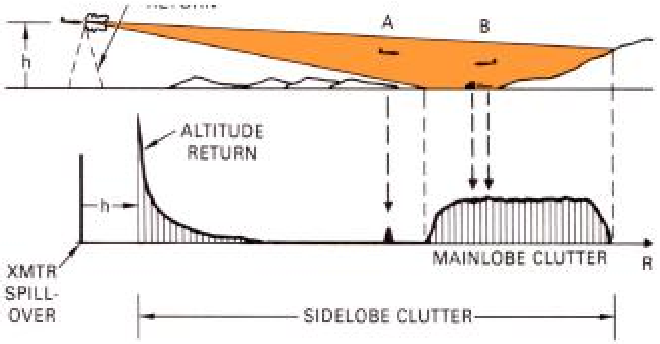
Οι ασάφειες απόστασης εμφανίζονται όταν οι ανακλάσεις ενός εκπεμπόμενου παλμού δεν λαμβάνονται όλες πριν την εκπομπή του επόμενου παλμού. Έτσι, δεν είναι δυνατό να αναγνωριστεί σε ποιόν παλμό αντιστοιχεί η εν λόγω ανάκλαση και κατά συνέπεια δεν μπορεί να μετρηθεί ο χρόνος επιστροφής που θα χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό της απόστασης του ανακλαστήρα (στόχος ή έδαφος). Αυτό φαίνεται παραστατικά στο ακόλουθο σχήμα .



Σχήμα 15: Ασάφειες απόστασης

Για τη μοντελοποίηση του προβλήματος όλη η επιφάνεια του εδάφους που «φωτίζεται» από το ραντάρ χωρίζεται σε ζώνες μήκους R_U, όπου R_U είναι η μέγιστη σαφής απόσταση που μπορεί να προσδιορίσει το ραντάρ και δίνεται από τη σχέση $R_U = \frac{cT}{2} = \frac{c}{2(PRF)}$. Είναι προφανές ότι το πλήθος των ζωνών εξαρτάται από τη χρησιμοποιούμενη συχνότητα επανάληψης των παλμών (PRF). Έτσι, για μικρή PRF έχουμε μεγάλη σαφή απόσταση R_U και μικρό πλήθος ζωνών ενώ όταν η PRF είναι σχετικά μεγάλη η R_U μειώνεται και αυξάνεται το πλήθος των ζωνών.

Ας θεωρήσουμε τη συνηθισμένη περίπτωση όπου ένα αεροσκάφος πετά σε χαμηλό ύψος h πάνω από το έδαφος και η δέσμη του «φωτίζει» δύο αεροσκάφη με διαφορετικές κατευθύνσεις, ένα φορτηγό καθώς και ένα μεγάλο μέρος του εδάφους όπως φαίνεται στο σχήμα 16. Για την απεικόνιση των λαμβανόμενων ανακλάσεων χρησιμοποιούμε ένα διάγραμμα πλάτους – απόστασης στο οποίο παρουσιάζεται το πλάτος των σημάτων σε συνάρτηση με την απόσταση – ακτίνα από την οποία προέρχονται.



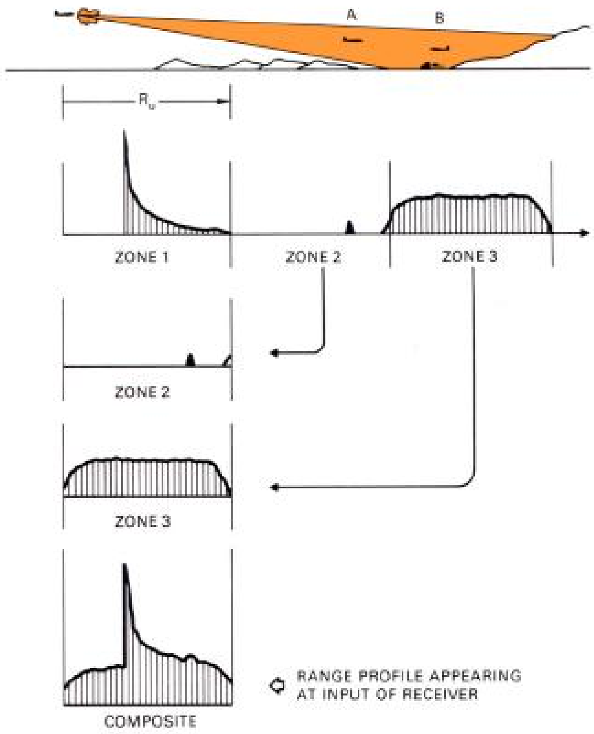
Σχήμα 16: Πλάτος επιστροφών από την σαφή απόσταση

Οι παρασιτικές επιστροφές από τους πλευρικούς λοβούς (SLC) προέρχονται από όλα τα σημεία και εκτείνονται κατά μήκος ολόκληρου του διαγράμματος. Το Clutter που λαμβάνεται από τον κύριο λοβό (MLC) είναι σε συγκεκριμένο διάστημα και έχει μεγάλο πλάτος, ενώ από την ίδια απόσταση προέρχονται και οι ανακλάσεις του στόχου B και του φορτηγού οι οποίες και καλύπτονται από το MLC. Αντίθετα, οι επιστροφές του στόχου A λόγω της θέσης του, βρίσκονται έξω από το MLC και είναι ευδιάκριτες.

Τέλος, στην αρχή του διαγράμματος υπάρχει μια κορυφή η οποία είναι ένα μικρό ποσοστό της ενέργειας του πομπού που διαρρέει προς τον δέκτη, ενώ στη θέση R=h υπάρχουν οι επιστροφές ύψους που χαρακτηρίζονται από ιδιαίτερα μεγάλο πλάτος.

Το παραπάνω διάγραμμα πλάτους – απόστασης σχηματίζεται στον δέκτη του ραντάρ στην περίπτωση που δεν συμβαίνουν ασάφειες απόστασης. Εάν δεν ικανοποιείται αυτή η προϋπόθεση τότε το διάγραμμα αλλοιώνεται και ουσιαστικά ο δέκτης λαμβάνει την υπέρθεση των επιστροφών. Έστω, για παράδειγμα, πως η χρησιμοποιούμενη περίπτωση είναι τέτοια ώστε η παρατηρούμενη περιοχή να χωρίζεται σε τρεις ζώνες. Τότε, η πραγματική εικόνα που σχηματίζεται στο δέκτη προέρχεται από την υπέρθεση των σημάτων των τριών ζωνών

Είναι προφανές ότι περιορίζεται σημαντικά η ανίχνευση των στόχων. Ακόμα και αν ο στόχος A ο οποίος «βρισκόταν» έξω από το MLC είναι αδύνατον να εντοπιστεί. Συνεπώς, γίνεται κατανοητό ότι οι ασάφειες απόστασης ουσιαστικά υποβαθμίζουν το ραντάρ και μειώνουν δραστικά την μέγιστη απόσταση στην οποία μπορεί να ανιχνεύσει έναν στόχο. Ο βαθμός στον οποίο επηρεάζεται η λειτουργία του ραντάρ εξαρτάται από το πλήθος των ζωνών ή ισοδύναμα από την PRF η οποία και πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη για την εξάλειψη ή έστω τον περιορισμό των ασαφειών απόστασης.

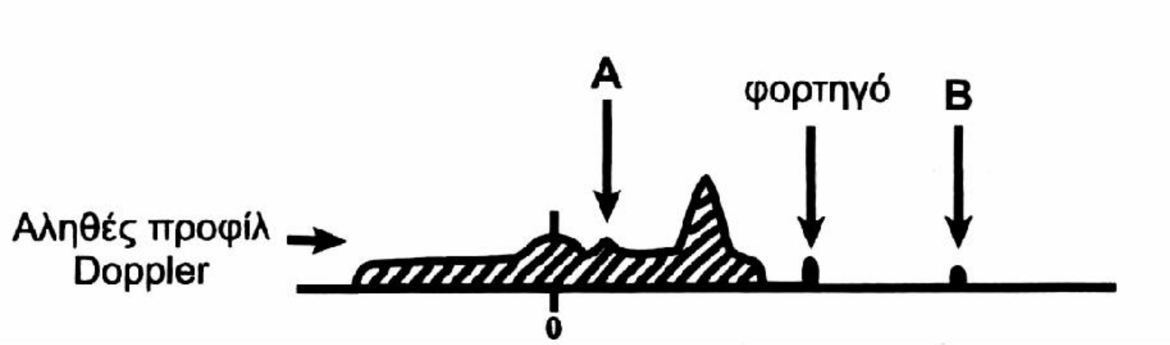


<u>Σχήμα 17:</u> Πλάτος επιστροφών στην περίπτωση ασαφειών απόστασης.

4.7.3 Ασάφειες συχνότητας

Στο σχήμα 18 απεικονίζεται το πλάτος των επιστροφών σε συνάρτηση με τη συχνότητα ολίσθησης Doppler για την συνηθισμένη περίπτωση αερομεταφερόμενου ραντάρ που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο. Το διάγραμμα αυτό αποκαλείται συνήθως προφίλ Doppler.

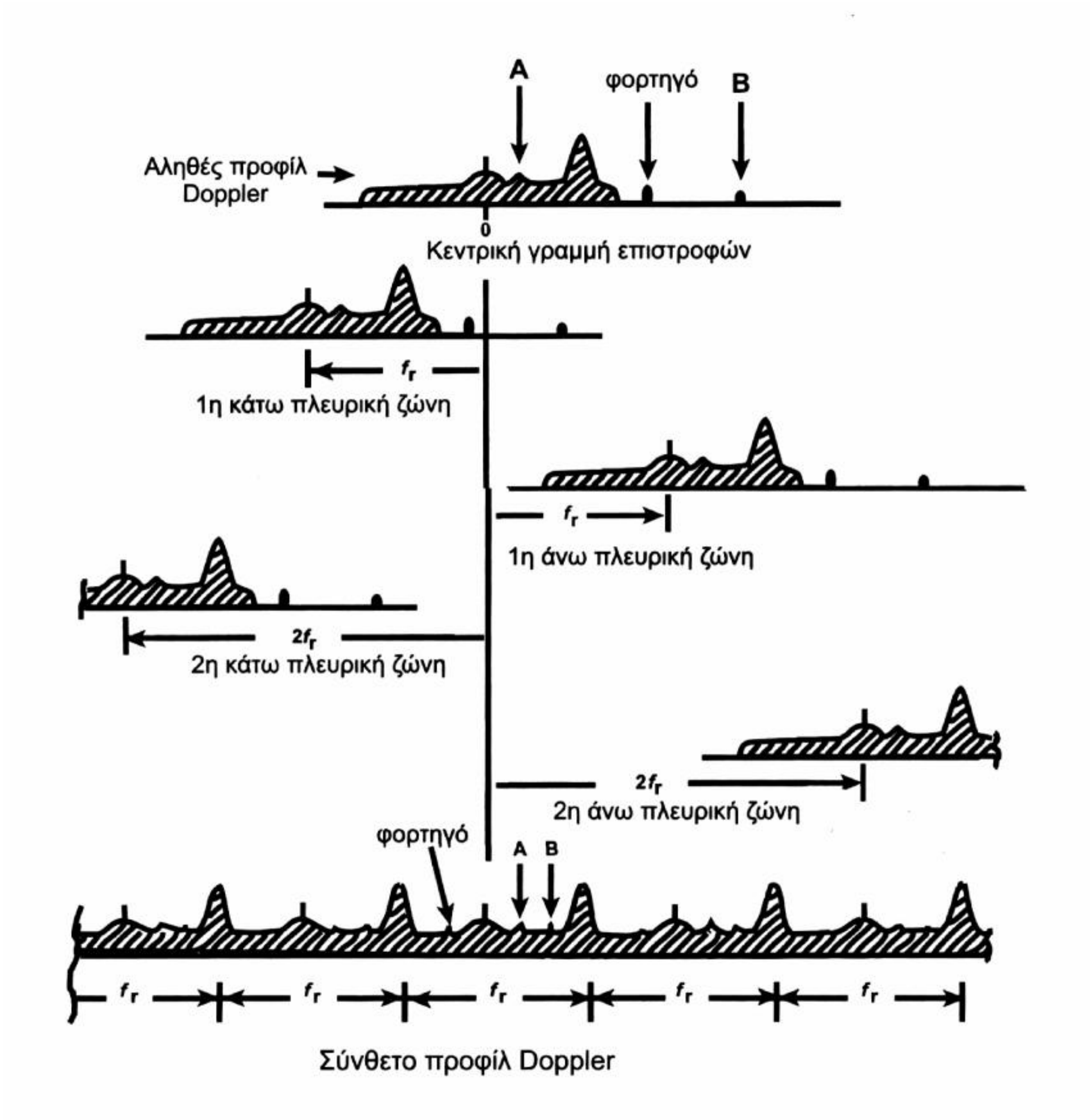
Οι παρασιτικές επιστροφές από τους πλευρικούς λοβούς (SLC) καταλαμβάνουν όλο το φάσμα Doppler $(-\frac{2V_R}{\lambda}, +\frac{2V_R}{\lambda})$, αλλά έχουν σχετικά χαμηλό πλάτος. Η κορυφή στη συχνότητα μηδέν είναι η διαρροή του πομπού προς το δέκτη, ενώ ο μικρός λοβός φάσματος που βρίσκεται κεντραρισμένος στο μηδέν είναι οι επιστροφές ύψους. Στις θετικές συχνότητες Doppler, δεξιά του μηδενός, υπάρχει ένας υψηλός λοβός που οφείλεται στις παρασιτικές επιστροφές του κύριου λοβού της κεραίας ραντάρ (MLC).



Σχήμα 18: Αληθές προφίλ Doppler

Όπως φαίνεται και από το διάγραμμα οι επιστροφές από το στόχο Α βρίσκονται αριστερά του MLC και είναι ελάχιστα μεγαλύτερες από το SLC. Αντίθετα, ο στόχος Β και το φορτηγό, επειδή ακριβώς πλησιάζουν την πλατφόρμα του ραντάρ δίνουν επιστροφές που χαρακτηρίζονται από συχνότητα Doppler υψηλότερη από όλες τις συχνότητες του Clutter. Συνεπώς, είναι εύκολος ο εντοπισμός τους.

Αν μετασχηματίσουμε κατά Fourier την ακολουθία παλμών που λαμβάνει το ραντάρ θα διαπιστώσουμε ότι η φασματική ανάλυση της παλμοσειράς αποτελείται από πολλές καμπύλες της μορφής $\frac{\sin x}{x}$ οι οποίες επαναλαμβάνονται σε κάθε διάστημα ίσο με την PRF. Το συνιστάμενο φάσμα είναι αυτό που αναλύθηκε προηγουμένως και το οποίο εμφανίζεται μετατοπισμένο κατά $PRF=fr$ δεξιά και αριστερά του μηδενός.



Σχήμα 19: Συνολικό φάσμα Doppler στην περίπτωση ασαφειών συχνότητας.

Από τα παραπάνω διαγράμματα φαίνεται η επίδραση της συχνότητας επανάληψης παλμών (PRF), διαμέσου των ασαφειών συχνότητας, στην ανίχνευση των στόχων. Εαν το αληθές προφίλ δεν έχει μικρότερο εύρος από την PRF τότε συμβαίνει υπέρθεση των φασμάτων με αποτέλεσμα να καθίσταται αδύνατος ο εντοπισμός ακόμα και στόχων που στο αληθές προφίλ είναι ευδιάκριτοι. Επιπλέον, όσο πιο μικρή είναι η PRF τόσο περισσότερο πλησιάζουν μεταξύ τους τα MLC, τα οποία και έχουν ιδιαίτερα μεγάλο πλάτος, οπότε καθίσταται αδύνατη η ανίχνευση οποιουδήποτε στόχου.

Μια πολύ καλή λύση για το παραπάνω πρόβλημα αποτελεί η επιλογή ιδιαίτερα υψηλής τιμής PRF. Ωστόσο, όπως παρουσιάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο, κάτι τέτοιο θα όξυνε το πρόβλημα των ασαφειών απόστασης και θα μείωνε σημαντικά την μέγιστη σαφή απόσταση εντοπισμού στόχων του ραντάρ. Η βέλτιστη λύση προσδιορίζεται από τον επιχειρησιακό ρόλο της πλατφόρμας του ραντάρ.

ΠΟΛΕΜΙΚΟ ΝΑΥΤΙΚΟ
ΣΧΟΛΗ ΝΑΥΤΙΚΩΝ ΔΟΚΙΜΩΝ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ
Καθηγητής Ιωάννης Α. Κούκος

Α. ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟ ΠΟΛΕΜΟ

Ι. ΟΡΙΣΜΟΙ - ΥΠΟΔΙΑΙΡΕΣΕΙΣ

Ο βασικός σκοπός του Ηλεκτρονικού Πολέμου (Η/Ν.Π) είναι η επικράτηση στη μάχη του Ηλεκτρομαγνητικού Φάσματος (Η/Μ). Για αυτό το λόγο κάθε στρατιωτικός διοικητής πρέπει να επιδιώξει:

- Να αναπτύξει την ικανότητα ελέγχου, εκείνου του τμήματος του Η/Μ Φάσματος, το οποίο επιθυμεί να χρησιμοποιήσει ή να εξουδετερώσει.
- Να ερευνήσει εκείνο το τμήμα του Η/Μ Φάσματος, που αναμένει να χρησιμοποιήσει ο αντίπαλος.

Παραδοσιακά ο Η/Ν.Π υποδιαιρόταν σε 3 κατηγορίες :

1. <u>Ηλεκτρονικά Μέτρα Υποστήριξης ESM (Electronic Support Measures).</u>

Η έρευνα, αποκάλυψη, αναγνώριση και εντοπισμός των εχθρικών πομπών, διεξάγεται από συστήματα Ηλεκτρονικής Αναγνώρισης αερομεταφερόμενα ή επιφανείας. Οι πληροφορίες που συλλέγονται, πρέπει να αξιολογούνται το γρηγορότερο δυνατόν, για να εξασφαλίζεται η έγκαιρη εφαρμογή των κατάλληλων Ηλεκτρονικών Αντιμέτρων κατά της απειλής.

2. <u>Ηλεκτρονικά Αντίμετρα ECM (Electronic Counter Measures).</u>

Οι αποστολές της κατηγορίας αυτής μπορούν να εκτελεσθούν είτε από μέσα επιφανείας, είτε από αερομεταφερόμενα μέσα, και αποσκοπούν στην καταστροφή, αποδιοργάνωση ή υποβιβασμό των συστημάτων RADAR και τηλεπικοινωνιών του αντιπάλου. Σε αυτές περιλαμβάνονται ενέργειες όπως παρεμβολές, παραπλάνηση, χρήση αναλώσιμων μέσων (Chaffs, Decoys), χρήση συμβατικού οπλισμού ή ARM (Anti-Radiation Missiles) και παθητικά συστήματα (Terrain Masking). Οι ενέργειες αυτές μπορεί να εκτελούνται μεμονωμένα ή σε συνδυασμό. Η χρησιμοποίηση Ηλεκτρονικών Αντιμέτρων αυτοπροστασίας από πλοία και α/φη, επαφίεται στην κρίση των κυβερνητών, σύμφωνα με τις ισχύουσες επιχειρησιακές διαδικασίες.

3. <u>Ηλεκτρονικά Αντι-αντίμετρα, ECCM (Electronic Counter - Counter Measures).</u>

Τα Ηλεκτρονικά Αντί-Αντίμετρα περιλαμβάνουν όλες εκείνες τις δραστηριότητες που εκτελούνται, για να προστατευθούν τα φίλια συστήματα από τα αποτελέσματα των επιθετικών ενεργειών Η/Ν.Π του αντιπάλου. Οι δραστηριότητες αυτές μπορεί να είναι είτε παθητικές είτε ενεργητικές.

Πρόσφατα, οι επιθετικές κατηγορίες Η/Ν.Π έχουν ισχυροποιηθεί, έτσι οι παλιές υποδιαιρέσεις τείνουν να αντικατασταθούν από νέες : Ηλεκτρονική Επίθεση (ΕΑ, Electronic Attack) αντί των ECM, Ηλεκτρονική Υποστήριξη (ES, Electronic Support) αντί των ESM και Ηλεκτρονική Προστασία (EP, Electronic Protection) αντί των ECCM.

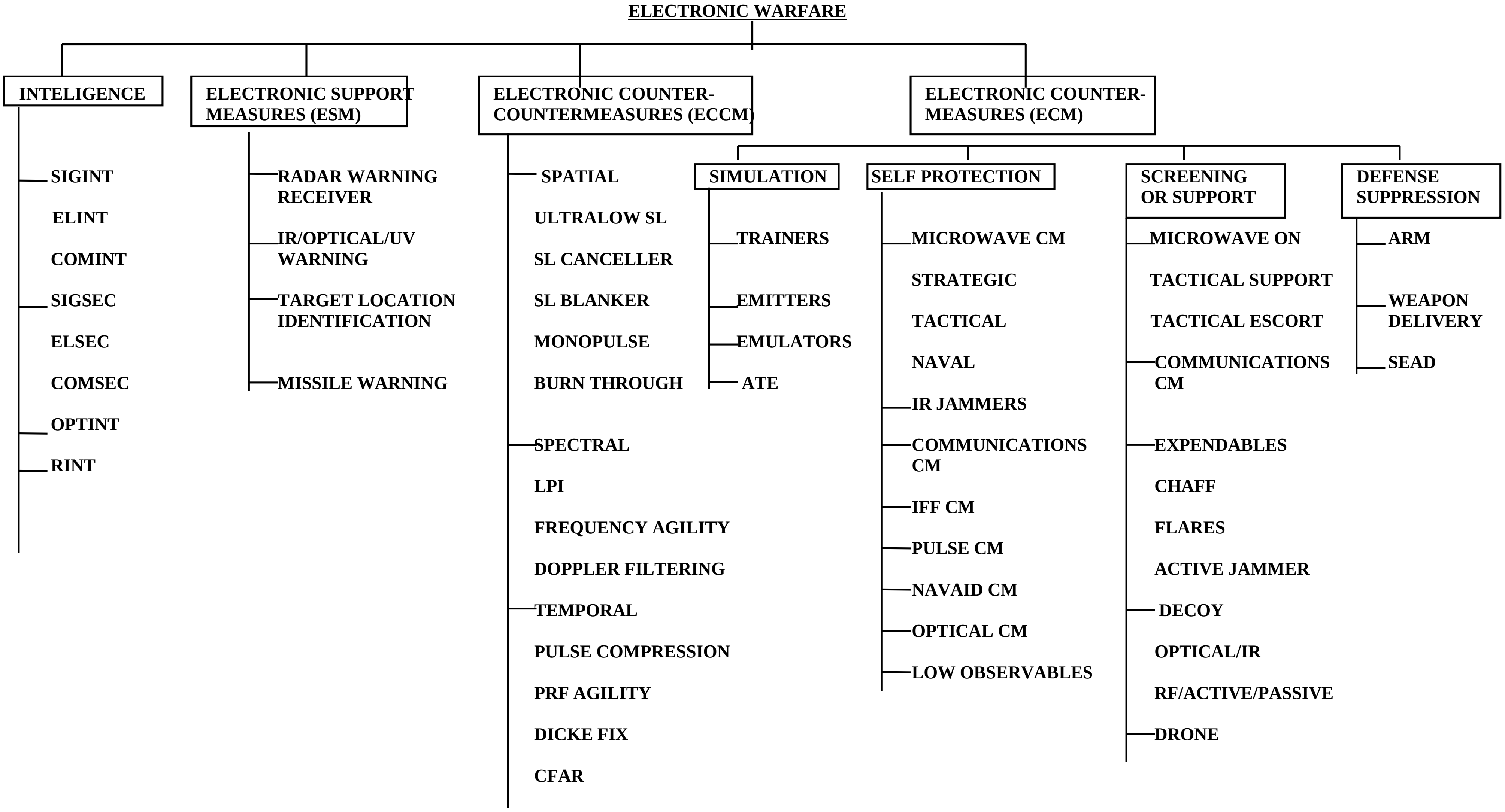
Οι ενέργειες που θα λάβουν χώρα, για να εμποδίσουν ή να μειώσουν την αποτελεσματική χρήση του Η/Μ Φάσματος από τον αντίπαλο, δεν πρέπει να περιορίζονται μόνο στη χρησιμοποίηση ηλεκτρονικών μέσων ή κυκλωμάτων, αλλά να επεκτείνονται και σε διαδικασίες που θα χρησιμοποιούνται κάθε φορά, και θα ποικίλουν ανάλογα με την απειλή, το είδος της επιχείρησης και της αποστολής.

Ειδικότερα ο Η/Ν.Π πρέπει πάντοτε να εξαρτάται από τον αντικειμενικό σκοπό των επιχειρήσεων που θα υποστηριχθούν. Γενικοί αντικειμενικοί σκοποί που πρέπει να επιδιώκονται είναι:

- Να προσδιορίζονται και να εκτιμώνται οι δυνατότητες του εχθρού, όσον αφορά στη χρησιμοποίηση του Η/Μ Φάσματος.
- Να εμποδίζεται στον εχθρό η αποτελεσματική χρησιμοποίηση του Η/Μ Φάσματος.
- Να επιτυγχάνεται η αποτελεσματική χρησιμοποίηση των φιλίων ηλεκτρονικών συσκευών, αφού θα λαμβάνονται υπόψη οι φίλιες και εχθρικές Η/Μ εκπομπές.
- Να επιτυγχάνεται η αποτελεσματική χρήση των φιλίων ηλεκτρονικών συσκευών, με παράλληλη αντιμετώπιση των εχθρικών προσπαθειών για έρευνα, αποκάλυψη, αναγνώριση και στοχοποίηση των φιλίων Η/Μ πηγών.
- Να εξασφαλίζεται επαρκής χρησιμοποίηση των επιθετικών (ενεργειών) Η/Μ ικανοτήτων εναντίων του εχθρού.

Στο Διάγραμμα 1 απεικονίζονται οι περιοχές του Η/Ν.Π :

ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ 1 : **ΠΕΡΙΟΧΕΣ Η/Ν-Π (Κατά Schleher)**



ΠΙΝΑΚΑΣ Α : Τεχνικές ECM		
Όνομα Τεχνικής	***Ακρώνυμο***	***Αντιμέτωπη Τεχνική ECCM***
Barrage noise	BN	FA, FD, HOJ, NP, SLC, SN, STAP, SRES, TET
Blinking spot noise	BSN	AEE, FA, FD, NP, SLC, SN, STAP,SRES
Cross-polarization jamming	XPOL	ARPOL, XPOLC, NN
Digital RF memory repeater	DRFM	IMPR, PRFJ
False range target	FRT	C/OSCFAR, NN, SLB
Multiple false doppler targets	MFDT	C/OSCFAR, DD, NN, SLB
Narrowband doppler noise	NBDN	NBDND, NN
Range gate pull-off	RGPO	AL, D/RR, LET, NN, NP, PRFJ
Terrain bounce	TB	LET, NP, OBT
Towed decoy	TD	LET, OBT
Velocity gate pull-off	VGPO	AL, BE, BFD,C/OSCFAR, DD, D/RR, NN, VGG, VGPOR, VGSDF

Πινακας Α : Τεχνικές ECCM

ECCM	*Ακρώνυμο*	*Χρησιμοποιείται εναντίον Τεχνικής ECM*
Acceleration limiting	**AL**	**VGPO, RGPO**
Adaptive receive polarization	**ARPOL**	**XPOL**
Angle extent estimator	**AEE**	**BSN**
Bandwidth expansion	**BE**	**VGPO**
Beat frequency detector	**BFD**	**VGPO**
Censored (ordered-statistic CFAR)	**C/OSCFAR**	**VGPO, MFDT, FRT**
Cross-polarization	**XPOLC**	**XPOL**
Doppler display	**DD**	**VGPOMFDT**
Doppler/range rate comparison	**D/RR**	**RGPO, VGPO**
Frequency agility	**FA**	**BN, BSN**
Frequency diversity	**FD**	**BN, BSN**
Home-on-jam	**HOJ**	**BN, BSN**
Leading/ trailing edge track	**LET**	**RGPO, TB, TD**
Narrowband doppler noise	**NBDND**	**NBDN**
Narrow pulse/pulse	**NP**	**RGPO, BN, TB, RSN, BSN**
Neural net	**NN**	**MFDT, NBDN, XPOL,**
Off-boresight tracking	**OBT**	**BSN, TB, TD**
PRF jitter	**PRFJ**	**RGPO**
Side-lobe blanking	**SLB**	**FRT, MFDT**
Side-lobe canceler	**SLC**	**BN, BSN**
Sniff	**SN**	**BN, BSN**
Space-time adaptive	**STAP**	**BN, BSN**
Superresolution	**SRES**	**BN, BSN**
Transmit-receive polarization	**POLMIS**	**XPOL**
Velocity guard gates	**VGG**	**VGPO**
VGPO reset	**VGPOR**	**VGPO**
VGS ECCM— dual frequency	**VGSDF**	**VGPO**

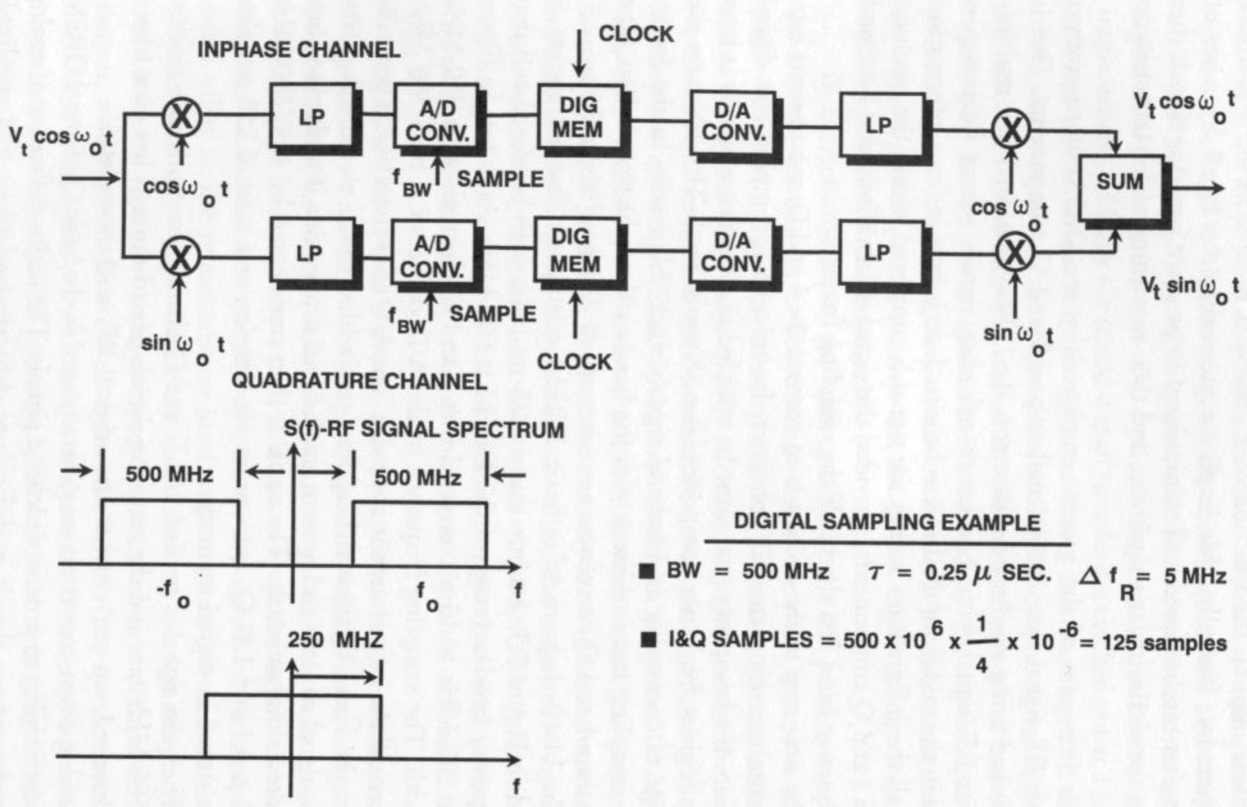


Figure 5.5 DRFM quadrature channel system.

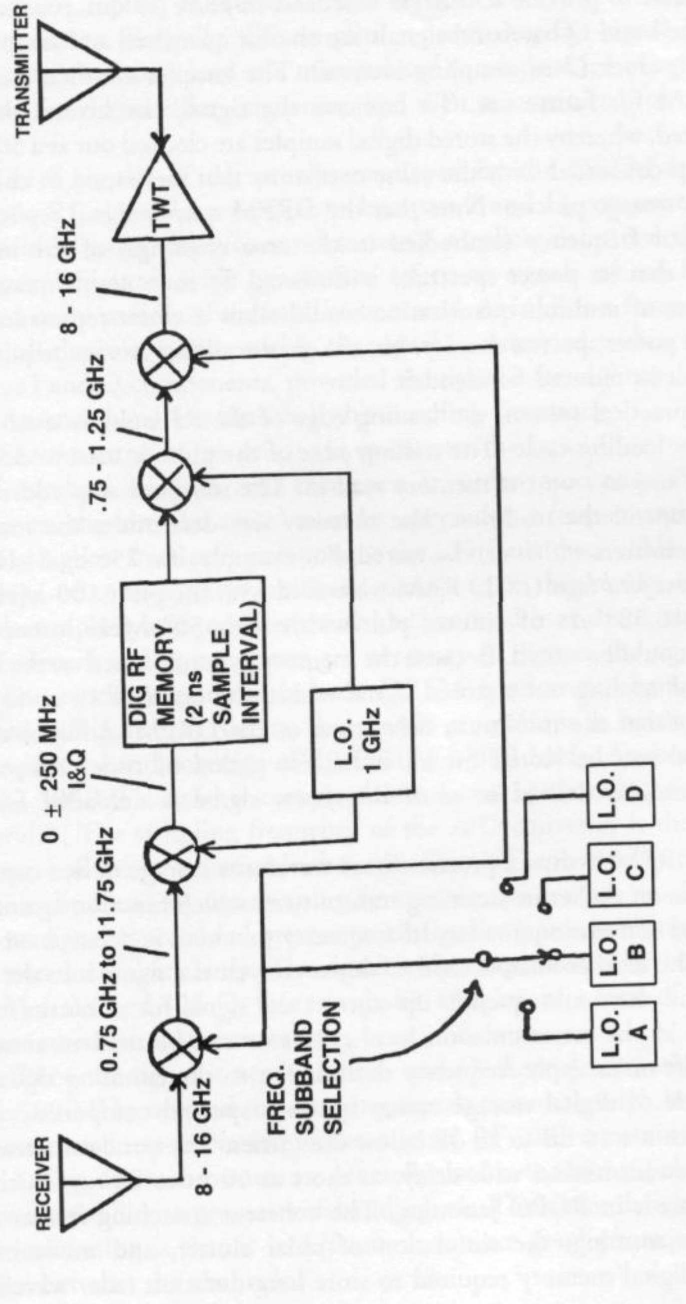


Figure 5.4 Block diagram of a basic one-bit DRFM. (*Source:* [1].)

ΕΠΑΝΑΛΗΠΤΙΚΟΙ ΠΑΡΕΜΒΟΛΕΙΣ

Το πιο συνηθισμένο αντίμετρο κατά εχθρικού ραντάρ είναι η παραπλανητική παρεμβολή από το σύστημα αυτοπροστασίας του αμυνομένου το οποίο επανεκπέμπει του σήμα του ραντάρ αφού αλλοιώσει καταλλήλως τα χαρακτηριστικά του. Κατά των παλμικών-Doppler ραντάρ επιδιώκεται η επανεκπομπή των παλμών με βαθμιαία μεταβαλλόμενη χρονική καθυστέρηση και μετατόπιση συχνότητας Doppler, ώστε οι βρόχοι ιχνηλάτησης πυλών απόστασης και ταχύτητος να εγκλωβίσουν τον επανεκπεμπόμενο ισχυρότερο παραπλανητικό παλμό και βαθμιαία να συρθούν έξω από το παράθυρο των πραγματικών επιστροφών από τον στόχο (skin returns=επιδερμικές επιστροφές).

Οι τεχνικές αυτές είναι γνωστές ως RGPO (Range Gate Pull-Off = Απομάκρυνση από Πύλη Απόστασης) και VGPO (Velocity Gate Pull Off = Απομάκρυνση από Πύλη Ταχύτητος). Η αποδοτικότερη μέθοδος επανεκπομπής παλμών, που να έχουν χαρακτηριστικά πανομοιότυπα των εκπεμπομένων παλμών από το εχθρικό ραντάρ, είναι η χρήση DRFM (Digital Radio Frequency Memory). Οι μνήμες αυτές κατασκευάζονται από ταχύτατους ημιαγωγούς πχ GaAs και αποθηκεύουν δείγματα Nyquist των προς τα κάτω ετεροδυνισμένων κυματομορφών των λαμβανομένων παλμών. Κατόπιν κατάλληλης καθυστέρησης (RGPO) τα δείγματα περνούν από μετατροπέα DAC, φιλτράρονται στενοζωνικά και υφίστανται κατάλληλη συμφασική (coherent) αύξηση συχνότητος (VGPO) για να φθάσουν την φέρουσα συχνότητα του εχθρικού ραντάρ και επανεκπέμπονται. Εάν η ισχύς των παραπλανητικών παλμών είναι μεγαλύτερη αυτής των επιδερμικών επιστροφών ραντάρ, τότε οι βρόχοι ιχνηλάτησης απόστασης και ταχύτητος παρασύρονται, αφήνουν τους επιδερμικούς παλμούς και ακολουθούν τους παραπλανητικούς.

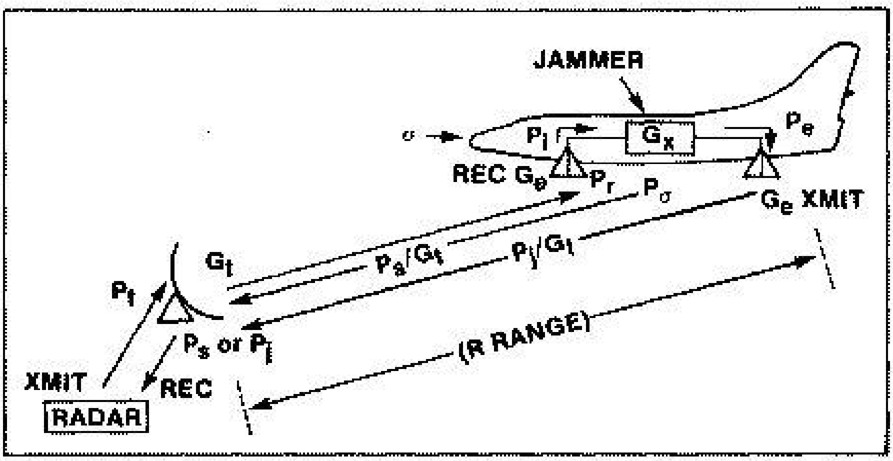
Είναι λοιπόν σημαντικό να υπάρχει καλή γνώση των ισολογισμών ισχύος στην ζεύξη «εχθρικού ραντάρ - αμυνόμενου σύστηματος αυτοπροστασίας». Παρακάτω καταρτίζονται οι σχετικές εξισώσεις και γίνονται ενδεικτικοί υπολογισμοί :

Ορίζουμε τις ακόλουθες παραμέτρους έχοντας υπόψιν το Σχήμα 1 όπου απεικονίζεται επιτιθέμενο ά/φος ενατίον εχθρικού ραντάρ:

P_t = Radar transmitter power
G_t = Radar antenna gain
G_e = Jammer receiver and transmitter antenna gain
P_i = Radar signal power at jammer input
λ = RF wavelength
P_s = Radar receiver power from target
σ = Target radar cross section
G_x = Jammer RF amplifier gain
$P_{J/S}$ = Jammer to radar signal power ratio
R = Radar range
P_e = Saturated jammer output power

Quick Reference

Electronic Countermeasures



P_i	$= \dfrac{P_t G_t G_e \lambda^2}{R^2 16\pi^2}$	Radar power at jammer input
P_s	$= \dfrac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma}{R^4 16\pi^2 4\pi}$	Radar signal power at radar receiver
$P_{j/s} \big\rvert_{P_e}$	$= \dfrac{P_e G_e 4\pi R^2}{P_t G_t \sigma}$	Jam/signal ratio at radar for saturated jammer output
$P_{j/s} \big\rvert_{G_x}$	$= \dfrac{G_e^2 G_x \lambda^2}{4\pi\sigma}$	Jam/signal ratio at radar for unsaturated jammer output (and selected jammer gain)
$R_c \big\rvert_{P_e}$	$= \sqrt{\dfrac{P_t G_t G_e G_x \lambda^2}{P_e 16\pi^2}}$	Jammer saturation range
$R_x \big\rvert_{P_{j/s}}$	$= \sqrt{\dfrac{P_t G_t \sigma P_{j/s}}{P_e G_e 4\pi}}$	Jam/signal crossover range for selected $P_{j/s}$
$P_{i(min)}$	$= \dfrac{G_e \lambda}{2} \sqrt{\dfrac{P_{s(min)} P_t}{\pi\sigma}}$	Minimum radar power at jammer receiver at threshold of radar detection
$P_{i(max)} \big\rvert_{P_{j/s}}$	$= \dfrac{P_e G_e^2 \lambda^2}{4\pi\sigma P_{j/s}}$	Maximum radar power at jammer receiver for selected $P_{j/s}$ burn through

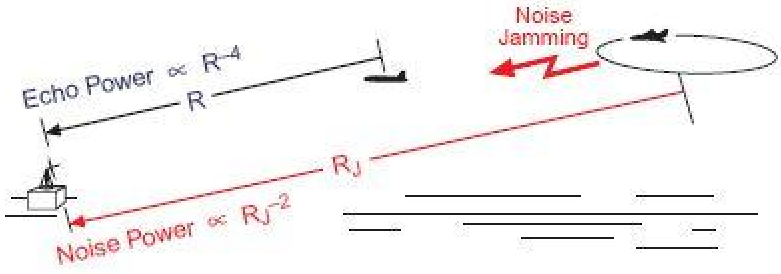
P_t = Radar transmitter power
G_t = Radar antenna gain
G_e = Jammer receiver and transmitter antenna gain
P_i = Radar signal power at jammer input
λ = RF wavelength
P_s = Radar receiver power from target

σ = Target radar cross section
G_x = Jammer RF amplifier gain
$P_{j/s}$ = Jammer to radar signal power ratio
R = Radar range
P_e = Saturated jammer output power

Courtesy of Sanders Associates, Inc

RADAR BURNTHROUGH

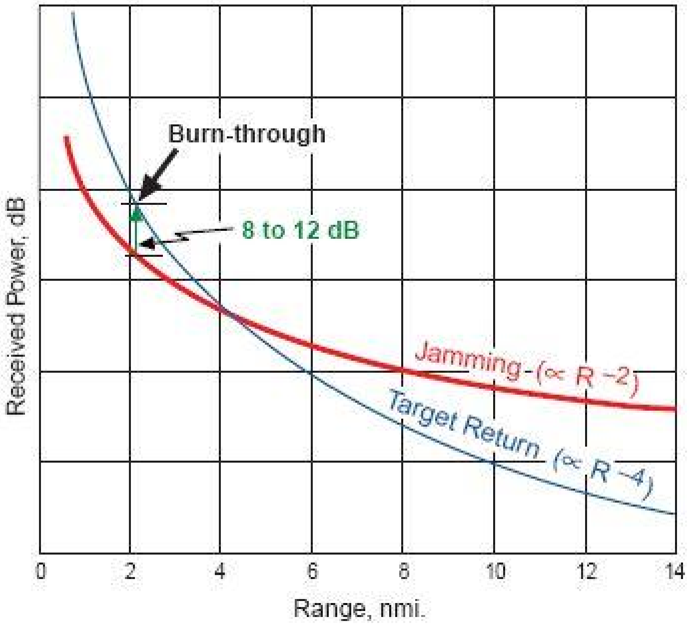
Είναι το σημείο του χώρου όπου το ένα παρεμβαλλόμενο ραντάρ ανιχνεύει ένα στόχο, υπερνικώντας την ισχύ του παρεμβολέα (περίπου κατά 10 dB) . Πριν απο το σημείο burnthrough, ο στόχος δεν φαίνεται στον φωρατή του ραντάρ επειδη καλύπτεται απο την παρεμβολή. Εάν ο παρεμβολέας είναι επιτυχής, το σημείο burnthrough απέχει πολύ μικρή απόσταση από το ραντάρ (μερικά NM). Στην περίπτωση αυτή το επιτιθέμενο ά/φος έχει την πλατφόρμα του αντιπάλου ραντάρ (ά/φος, πλοίο, μονάδα εδάφους) μέσα στον φάκελο των όπλων του, ενώ τα οπλικά συστήματα που πυροδοτούνται από το ραντάρ δεν μπορούν να απειλήσουν το επιτιθέμενο ά/φος.



5. For an aircraft which is screening another aircraft from a stand-off position, R_J may be much longer than R. This difference is generally more than made up for by the jamming traveling only one way, whereas the radar signal travels both out and back.

Πλεονέκτημα Standoff Παρεμβολέα

Η Η/Μ ενέργεια του παρεμβολέα διανύει την απόσταση μέχρι το ραντάρ άπαξ, ενώ η Η/Μ ενέργεια του ραντάρ διανύει την απόσταση μέχρι τον στόχο δύο φορές (διάχυση-ανάκλαση-επιστροφή). Άρα ο παρεμβολέας μπορεί να ευρίσκεται μακρύτερα του προστατευομένου ά/φους.



6. As the range of a target decreases, a point eventually is reached where the power of the target return exceeds the power of the received jamming by enough—8 to 12 dB—to "burn through" the jamming and be detected.

Διάγραμμα Burnthrough

Καθώς η απόσταση του στόχου μειώνεται, ό στόχος φθάνει σε ένα σημείο όπου η ανακλώμενη ισχύς του ραντάρ υπερβαίνει την ισχύ από τον παρεμβολέα κατά 8-12 dB και έτσι μπορεί να «διαλύσει» (burnthrough) την παρεμβολή και να εντοπίσει τον στόχο.

1. Εξίσωση Ραντάρ

Ισχύς Λαμβανόμενη στον δέκτη ραντάρ :

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L_0} \, watts$$

όπου P_t = εκπεμπόμενη ισχύς, watts

G= απολαβή κεραίας (antenna gain)>>1

σ= εγκαρσία διατομή στόχου όπως φαίνεται στο ραντάρ (radar cross section), m^2

λ=c/f = μήκος κύματος εκπεμπόμενου σήματος (wavelength), $c=3x10^8$ m/sec, f=συχνότητα σήματος ραντάρ, Hz

R= Απόσταση Ραντάρ-Στόχου, (Range) m

L_o = Απώλειες από κεραία έως δέκτη ραντάρ>1

2. Εξίσωση Παρεμβολέα

Δίδονται οι ακόλουθες παράμετροι σε μιά διάταξη παρεμβολέα – ραντάρ :

P_j = Ισχύς εκπεμπόμενη από παρεμβολέα

G_j = Απολαβή κατευθυντικής κεραίας παρεμβολέα

B_j = Εύρος Ζώνης σήματος Παρεμβολέα > B_n = Εύρος Ζώνης Θορύβου Ραντάρ

G_r' = Απολαβή εχθρικού ραντάρ από παρασιτική πλευρική δέσμη

R_j = Απόσταση Παρεμβολέα – Ραντάρ

Τότε η παρεμβολική ισχύς εισερχόμενη στο ραντάρ είναι :

$$J = \frac{P_j \frac{B_n}{B_j} G_j G_r' \lambda^2}{(4\pi R_j)^2} \qquad \textbf{(II.1)}$$

Ο λόγος B_n/B_j υποδηλώνει ότι ο παρεμβολέας εκπέμπει σε μιά ζώνη φάσματος πολύ ευρύτερη της ζώνης θορύβου του ραντάρ για να καλύψει αντίμετρα όπως αυτο της Ευκινησίας Συχνότητος (Frequency Agility).

3. Εξίσωση Burnthrough

Ο λόγος ισχύος παρεμβολέα προς ισχύ επιστρέφουσα στο ραντάρ υπολογίζεται διαιρώντας κατά μέλη τις παραπάνω εξισώσεις :

$$\frac{J}{S} = 4\pi \left(\frac{P_j}{P_t}\right) \left(\frac{G_j G_r'}{G^2 / L_o}\right) \left(\frac{B_n}{B_j}\right) \left(\frac{R^4}{R_j^2 \sigma}\right)$$

Από την παραπάνω εξίσωση μπορούμε να υπολογίσουμε την μεγίστη απόσταση στην οποία πρέπει να περιπολεί ο Standoff Jammer ώστε το ραντάρ του επιτιθέμενου βλήματος ή ά/φους να μην βρεθεί στην ευνοϊκή “ burnthrough” απόσταση από τον στόχο/σκάφος πριν αντιμετωπισθεί από την αντιβληματική / αντιαεροπορική άμυνα του πλοίου. Μετατρέπουμε την παραπάνω εξίσωση σε λογαριθμική κλίμακα dB και λύνουμε ως προς R :

Θέτομε $K = 10 \log(R^4/R_j^2) = (J/S)_{dB} - 10\log 4\pi - (P_j/P_t)_{db} - (G_j + G_r' - 2G + L_o)_{dB} - (B_n/B_j)_{dB} + 10\log\sigma$ ➔ Τότε

$$R = R_j^{1/2}\, 10^{K/40}$$

Παράδειγμα : Εξίσωση παρεμβολέα / Burnthrough

Φίλια ΤΠΚ προστατεύεται από standoff-παρεμβολέα που επιχειρεί απο ά/φος Ναυτικής Συνεργασίας Orion-P3 εναντίον ραντάρ εχθρικού ά/φους.

Δίδονται οι εξής παράμετροι :

1. Πλοίο Στόχος : RCS σ=3388 m^2
2. Μέση Ισχύς εκπεμπόμενη από Εχθρικό Ραντάρ= 30 KW
3. Μέση Ισχύς εκπεμπόμενη από Standoff Παρεμβολέα= 80KW
4. Απολαβή κατευθυντικής κεραίας Standoff Παρεμβολέα = 39,5 dB
5. Λόγος : Εύρος Ζώνης Σήματος Παρεμβολέα / Εύρος Ζώνης Θορύβου Ραντάρ =5
6. Απολαβή κύριας δέσμης εχθρικού ραντάρ = 39,5 dB
7. Απολαβή εχθρικού ραντάρ από παρασιτική πλευρική δέσμη = -0,7 dB
8. Απόσταση Standoff Παρεμβολέα – Εχθρικού Ραντάρ = 16,2 nmi
9. Απώλειες εχθρικού ραντάρ L_o = -1 dB

Να ευρεθεί η απόσταση Burnthrough ραντάρ-στόχου σε nmi (δηλαδή όταν J/S=-10 dB) [1 nmi = 1852 m]

Λύση

ΕΞΙΣΩΣΗ STANDOFF JAMMER			
Μέση Ισχύς Παρεμβολέα	Pj, w =		80000,00
Μέση Ισχύς Εχθρ. Ραντάρ	Pt, w =		30000,00
Απολαβή Κατευθ. Κεραίας Standoff Παρεμβολέα	Gj, dB		39,50
Απολαβή Εχθρ. Ραντάρ από Πλευρικό Λοβό	Gr’, dB		-0,70
Απολαβή Κυρίου Λοβού Εχθρ. Ραντάρ	G, dB		39,50
Απώλειες Εχθρ. Ραντάρ	Lo, dB		-1,00
Λόγος bandwidth radar/bandwidth jammer = Bn/Bj		0,2	-6,99
RCS στόχου, σ, m2		3388	35,30
	4π		10,99
Λόγος Burnthrough	J/S		-10,00
Απόστασι παρεμβολέα απο radar-θύμα	Rj, nmi =		16,20
CONST=	K=J/S-10log4π - (Pj/Pt)-(GjGr’/G^2/Lo)dB-(Bn/Bj)dB + 10logσ =		58,24
Burnthrough = R, m =	R = sqrt(Rj) 10^(K/40)		4948,93
Burnthrough = R, nmi=			2,67

Β. ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΣ ΠΟΛΕΜΟΣ- ΖΕΥΞΕΙΣ

Ι. ΕΞΙΣΩΣΗ ΡΑΝΤΑΡ

1. Πυκνότης Ισχύος σε ακτίνα R_t από ισοτροπική κεραία η οποία εκπέμπει P_t watt $=\frac{P_t}{4\circledR R_t^2}$ Watt/m^2

2. Πυκνότης Ισχύος από Κατευθυντική Κεραία Εκπομπής με Απολαβή $G_τ$ $=\frac{P_t G_t}{4\circledR R_t^2}$ Watt/m^2

3. Πυκνότης Ισχύος Ανακλωμένης από Στόχο Ραδιοδιατομής[1] σ προς το Ραντάρ σε απόσταση R_r $=\frac{P_t G_t}{4\pi R_t^2}\frac{\pm}{4\pi R_r^2}$ Watt/m^2 όπου G_r είναι η απολαβή της κεραίας λήψης ραντάρ.

4. Ισχύς επιστρέφουσα στο Ραντάρ P_r $=\frac{P_t G_t}{4\pi R_t^2}\frac{\pm}{4\pi R_r^2} A_e$ Watt

5. Δραστικό Άνοιγμα Κεραίας A_e (Effective Aperture) : $G_r = \frac{4\circledR A_e}{a^2} \Rightarrow$
   $A_e = G_r \lambda^2 / 4\pi$ m^2 .
   Όπου A_e = η Α, η=0,6-0,7 απόδοση κεραίας, και Α=γεωμετρικό εμβαδόν ανακλαστήρα κεραίας, εάν η κεραία είναι κυκλική με διάμετρο D τότε $A=\pi D^2/4$.

Η παραπάνω εξίσωση σημαίνει ότι για να μείνει η απολαβή G σταθερή, αν διπλασιασθεί η συχνότητα (f=c/λ), πρέπει το δραστικό άνοιγμα A_e της κεραίας να μειωθεί κατά ¼. Άρα το πλεονέκτημα των υψηλοτέρων συχνοτήτων είναι μικρότερες διαστάσεις κεραιών, που όμως αντισταθμίζεται από το μειονέκτημα της μεγαλύτερης απορροφητικότητας από τα υδρομετέωρα της τροπόσφαιρας.

6. Τελική εξίσωση Ραντάρ, με αντικατάσταση του A_e στην (4) και καταλογισμό απωλειών από την κεραία λήψης μέχρι τον δέκτη L_0 >1 :

---

[1] σ = RCS = Radar Cross Section

a) Διστατικό Ραντάρ : $P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_t^2 R_r^2 L_0} watts$, όπου πομπός και δέκτης ραντάρ είναι γεωγραφικώς διαχωρισμένοι.

b) Μονοστατικό Ραντάρ : $P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L_0} watts$ όπου G_t=G_r = G δηλ. κεραία εκπομπής και λήψης ταυτόσημη, και συνεπώς απόσταση πρός και από τον στόχο R_t = R_r = R

<u>Παράδειγμα :</u>
Ραντάρ συχνότητας f=5 GHz, εκπέμπει σήμα ισχύος P_t = 10 KW (ή 70 dBm) με κεραία απολαβής G=45 dB. Αεροσκάφος ίπταται σε απόσταση 31 km από το ραντάρ με RCS σ=9m^2 . Απώλειες από κεραία προς δέκτη = 5 dB. Να ευρεθεί η λαμβανόμενη ισχύς P_r στον Δέκτη του Ραντάρ σε dBm.
<u>Λύση :</u>
Μήκος Κύματος λ=c/f = $3\times10^8 / 5 \times 10^9$ = 0,06 m
Λογαριθμίζουμε την παραπάνω εξίσωση και πολλαπλασιάζουμε επί 10 ώστε τα μεγέθη να ειναι σε decibel :
P_r[dBm]
= P_t[dBm] + 2 G[db] + 20 log (λ) + 10log(σ) – 30 log(4π) – 40 log(R) – L_o[db]
= 70 + 2×45 + 20 log(0,06) +10 log (9) – 32,9763 – 40 log(31×10^3) – 5 =
=70+90-24,437+9,542-32,9763-179,6544-5
= -72,525 dBm

<u>Προσοχή:</u> 1 dBm = 10 log(1 mW), 1 dBW= 10 log(1 Watt) → dBm = : dbW+ 30

7. Εμβέλεια Ραντάρ

Εάν λύσωμε την προηγούμενη εξίσωση ως προς την εμβέλεια R, μπορούμε να υπολογίσωμε την μεγίστη δυνατή εμβέλεια R_{max} του μονοστατικού ραντάρ, αν η ελάχιστη ισχύς η οποία μπορεί να ανιχνευθεί από τον δέκτη είναι $P_{r,min}$:

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{P_{r,\min} (4\pi)^3 L_o} \right]^{1/4} \quad \text{meters}$$

όπου
P_t = εκπεμπόμενη ισχύς, watts
G= απολαβή κεραίας (antenna gain)
σ= εγκαρσία διατομή στόχου όπως φαίνεται στο ραντάρ (radar cross section)
λ=c/f = μήκος κύματος εκπεμπόμενου σήματος (wavelength), c=3x10^8 m/sec, f=συχνότητα σήματος ραντάρ.

8. RCS Πλοίου [Skolnic]

Εμπειρικός Τύπος RCS πλοίου

Median $\sigma = 52\ f^{\ 1/2}\ D^{3/2}\ [m^2]$

Όπου f συχνότητα ραντάρ σε MHz και D εκτόπισμα πλοίου σε χιλιοτόνους

ΙΙ. ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΤΟ ΡΑΝΤΑΡ

Ο θόρυβος που επηρεάζει το ραντάρ είναι (α) θόρυβος παραγόμενος στα ίδια τα κυκλώματα από την κεραία μέχρι τον δέκτη και (β) θόρυβος που υπεισέρχεται στην κεραία από το περιβάλλον (ουρανό, έδαφος, γαλαξία).
Επίσης υπάρχει θόρυβος παραγόμενος από ανθρώπινες πηγές, συμπτωματικά (παράσιτα) ή εμβαλωματικά (παρεμβολές) καθώς και ανεπιθύμητες ανακλάσεις από έδαφος, θάλασσα ή αέρα (Clutter).

Τα κυκλώματα του δέκτη του ραντάρ παράγουν ηλεκτρονικό θόρυβο που οφείλεται στην θερμική κίνηση των ηλεκτρονίων στις ωμικές αντιστάσεις των βαθμίδων εισόδου του δέκτη συμπεριλαμβανομένης της γραμμής μεταφοράς. Ο θόρυβος αυτός καλείται θερμικός θόρυβος και είναι ευθέως ανάλογος προς την θερμοκρασία συστήματος T_s των ωμικών μερών του δέκτη εκφραζομένη σε βαθμούς Kelvin και προς το εύρος φάσματος θορύβου του δέκτη B_n (Bandwidth)

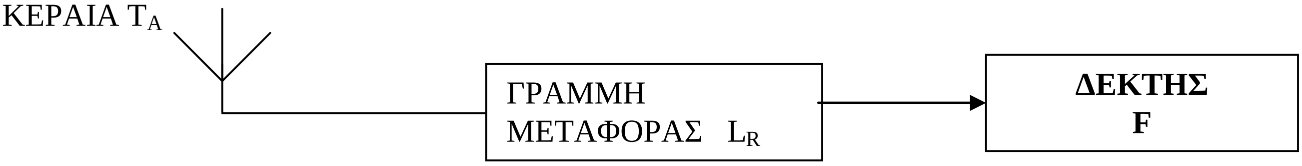
Ισχύς θερμικού θορύβου $N = kT_s B_n$

όπου k=σταθερά Boltzman = 1,38 × 10^{-23} Joules/deg. Εάν $T_s = T_o$ =290 τότε :

$kT_o = 4\times10^{-21}$ Watts/Hz = -204 dBW/Hz = -174 dBm/Hz.

- Εύρος Ζώνης Θορύβου Ραντάρ: $B_n \cong 1/\tau$, τ= διάρκεια παλμού,

ΘΕΡΜΟΚΡΑΣΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΔΕΚΤΟΥ ΡΑΝΤΑΡ



Θερμοκρασία Θορύβου $T_s = T_A + T_o (L_R-1) + T_o (F-1) L_R$
$= T_A - T_o + L_R F T_o$

Οπου T_A θερμοκρασία θορύβου στον τερματισμό της κεραίας, $L_R > 1$ είναι απώλειες στην γραμμή μεταφοράς, F παράγων θορύβου στον Δέκτη, $T_o = 290^o$ K θερμοκρασία δωματίου που ορίζεται ως : $F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o}$ >1 ο λόγος των λόγων σήματος-θορύβου στην είσοδο και έξοδο του δέκτη αντίστοιχα. Εάν η ενίσχυση στον δέκτη είναι G τότε $S_o=GS_i$. Εάν ο εσωτερικός θόρυβος στον δέκτη είναι ΔΝ τότε $N_o=GN_i + \Delta N$. Άρα $F=(GN_i+\Delta N)/GN_i$. Υποθέτουμε ότι ο δέκτης ευρίσκεται σε θερμοκρασία δωματίου δηλ. $N_i = kT_oB_n$. Ο εσωτερικός θόρυβος αντιπροσωπεύεται από μία ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου T_e ώστε $\Delta N=G\, kT_eB_n$. Χρησιμοποιώντας όλες τις παραπάνω σχέσεις συνάγουμε ότι

$$F=1+T_e/T_o \Rightarrow T_e = T_o (F-1)$$

Ανάλογα, για μια συσκευή με απώλειες $L_R > 1$ η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου είναι:

$$T_e = T_o (L_R -1)$$

ΕΥΑΙΣΘΗΣΙΑ ΔΕΚΤΗ

Η ευαισθησία (sensitivity) δέκτη ορίζεται ως το ελάχιστο σήμα εισόδου $S_{in|\,min}$ που προκαλεί λόγο σήματος θορύβου εξόδου $S_{out}/N_{out} = 1$ ή 0 dB

Άρα $S_{in|\,min} = k\, T_s\, B_n = k\, (T_A - T_o + L_R\, F\, T_o)\, B_n$

Παράδειγμα : Στο δέκτη ραντάρ δίδονται (α) θερμοκρασία θορύβου εισερχομένου από την κεραία $T_A = 30^o$ K, (β) απώλειες στους κυματοδηγούς $L_R = 10$ dB, (γ) Παράγων Θορύβου F=6 dB, (δ) bandwidth $B_n = 0,1$ MHz. Να ευρεθεί 1. η θερμοκρασία θορύβου συστήματος και η ευαισθησία του δέκτη.

Απάντηση : Μετατρέπουμε τα dB σε καθαρούς αριθμούς ➔ $L_R = 10$, $F=10^{0,6} = 3,98$
$T_s = 30 - 290 + 10\times3,98\times290 = 11282$ ^{o}K, Άρα $S_{min} = 1,38\times10^{-23} \times 11282 \times 0,1 \times 10^6 = 1,557 \times 10^{-14}$ ➔ -138 dBw.

Εξίσωση Ραντάρ Παρουσία Θορύβου

Για την εξεύρεση του ελαχίστου φωρατού λόγου σήματος-θορύβου που είναι αναγκαίος για την φώραση ή ανίχνευση του σήματος στην έξοδο του δέκτη του ραντάρ, χρησιμοποιούμε την εξίσωση μονοστατικού ραντάρ με ελάχιστη λαμβανόμενη ισχύ $S_o=P_{r,min}$ και την διαιρούμε με την ισχύ θορύβου συστήματος από την εξίσωση θορύβου

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\min} = \frac{P_t G^2 a^2 \pm}{(4\pi)^3\, k\, T_s\, B_n R^4 L_0}$$

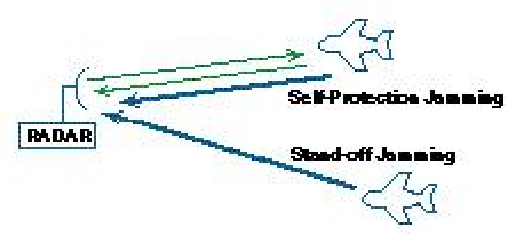
Λύνοντας ως προς R ευρίσκουμε την εξίσωση μεγίστης εμβέλειας του ραντάρ

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_t G^2 \,\mathrm{a}^2 \pm}{(4\pi)^3 \, k T_s B_n \left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\min} L_o}}$$

Τυπική τιμή ελάχιστου λόγου σήματος-θορύβου S_o/N_o στον ραντάρ είναι 10 dB (κατώφλιο) όπου η απόσταση από το στόχο είναι μεγίστη R_{max}.

III. ΕΞΙΣΩΣΗ ΠΑΡΕΜΒΟΛΕΑ

Διακρίνουμε 2 τύπους παρεμβολέων αναφορικά με την γεωγραφική θέση του παρεμβολέα ως προς το ραντάρ-θύμα και το προστατευόμανο σκάφος :



1. Παρεμβολέας Αυτοπροστασίας (Self-Screening / Protection Jammer), συσκευή που ενυπάρχει στο ίδιο το πλοίο το οποίο παρεμβάλλοντας ένα εχθρικό ραντάρ προσπαθεί να το εμποδίσει να μετρήσει την απόσταση, ταχύτητα και ενδεχομένως την διόπτευση του πλοίου. Το μειονέκτημα της παρεμβολής αυτοπροστασίας είναι ότι μπορεί να ενεργοποιήσει την διαμόρφωση τύπου HOJ (Home-on Jamming) εχθρικών βλημάτων (π.χ. HARM) δηλαδή να «προσελκύσει την προσοχή» του εχθρικού βλήματος το οποίο εάν επιτύχει ακόμα και μία μέτρια διόπτευση μπορεί να κατευθυνθεί προς το πλοίο και έτσι οι παρεμβολές του πλοίου να προκαλέσουν αποτέλεσμα αντίθετο από το επιδιωκόμενο...!

2. Μακρόθεν Παρεμβολέας (Standoff-Jammer), συσκευή πάνω σε πλατφόρμα που περιπολεί μακρυά από το πεδίο μάχης ωστε να ευρίσκεται εκτός φακέλου εχθρικών βλημάτων και προσπαθεί μέσω παρεμβολών να προστατεύσει φίλια σκάφη αποτρέποντας τα εχθρικά ραντάρ από του να εγκλωβίσουν τα πρώτα. Συνήθως οι παρεμβολές του Μακρόθεν Παρεμβολέα παρεισφρύουν στους δέκτες των εχθρικών ραντάρ από τους πλευρικούς λοβούς των κεραιών τους, εάν δεν έχουν ληφθεί αντί-αντίμετρα ακύρωσης πλευρικών λοβών (sidelobe blanking or cancellation).

Δίδονται οι ακόλουθες παράμετροι σε μιά διάταξη παρεμβολέα – ραντάρ :

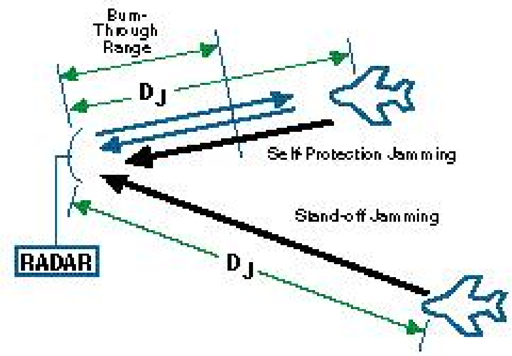
P_j = Ισχύς εκπεμπόμενη από παρεμβολέα
G_j = Απολαβή κατευθυντικής κεραίας παρεμβολέα
B_j = Εύρος Ζώνης σήματος Παρεμβολέα > B_n = Εύρος Ζώνης Θορύβου Ραντάρ
G_r' = Απολαβή εχθρικού ραντάρ από παρασιτική πλευρική δέσμη
R_j = Απόσταση Παρεμβολέα – Ραντάρ

Τότε η παρεμβολική ισχύς εισερχόμενη στο ραντάρ είναι :

$$J = \frac{P_j \frac{B_n}{B_j} G_j G_r^{'} \text{a}^2}{(4\text{®} R_j)^2} \qquad \text{(II.1)}$$

Ο λόγος B_n/B_j υποδηλώνει ότι ο παρεμβολέας εκπέμπει σε μιά ζώνη φάσματος πολύ ευρύτερη της ζώνης θορύβου του ραντάρ για να καλύψει αντίμετρα όπως αυτό της Ευκινησίας Συχνότητος (Frequency Agility).

A. Φαινόμενο Burnthrough



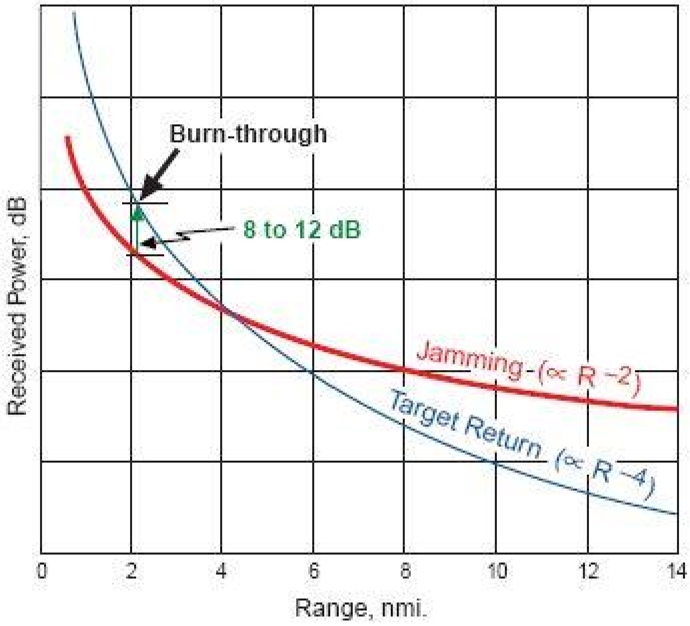
Ο λόγος ισχύος παρεμβολέα προς ισχύ επιστρέφουσα στο ραντάρ υπολογίζεται διαιρώντας κατά μέλη τις παραπάνω εξισώσεις (ΙΙ.1) και (6b) :

$$\frac{J}{S} = 4\text{®}\left(\frac{P_j}{P_t}\right)\left(\frac{G_j G_r^{'}}{G^2 / L_o}\right)\left(\frac{B_n}{B_j}\right)\left(\frac{R^4}{R_j^2 \pm}\right)$$

Από την παραπάνω εξίσωση μπορούμε να υπολογίσουμε την μεγίστη απόσταση στην οποία πρέπει να περιπολεί ο Standoff Jammer ώστε το ραντάρ του επιτιθέμενου βλήματος ή ά/φους να μην βρεθεί στην ευνοϊκή “ burnthrough” απόσταση από τον στόχο/σκάφος πριν αντιμετωπισθεί από την αντιβληματική / αντιαεροπορική άμυνα του πλοίου. Μετατρέπουμε την παραπάνω εξίσωση σε λογαριθμική κλίμακα dB και λύνουμε ως προς R :

$$10 \log(R^4/R_j^2) = (J/S)_{dB} – 10\log 4\pi – (P_j/P_t)_{db} – (G_j + G_r^{'} - 2G + L_o)_{dB} – (B_n/B_j)_{dB} + 10\log\sigma \equiv K \;\Rightarrow$$

$$R = R_j^{1/2}\, 10^{K/40}$$



6. As the range of a target decreases, a point eventually is reached where the power of the target return exceeds the power of the received jamming by enough—8 to 12 dB—to "burn through" the jamming and be detected.

Παράδειγμα :

Παρεμβολή προς επιτιθέμενο Ά/φος από Stanfoff Παρεμβολέα για προστασία Πλοίου

Υποθέτουμε ότι $(J/S)_{dB,\, min} = -10$ dB για ραντάρ burnthrough

Δίδονται οι παράμετροι και η εξίσωση που σχετίζει την απόσταση burnthrough R με απόσταση Standoff Jammer R_j

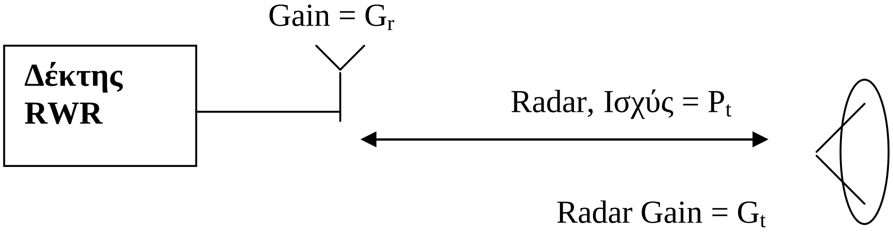
ΕΞΙΣΩΣΗ STANDOFF JAMMER

Μέση Ισχύς Παρεμβολέα	Pj, w =	30000,00
Μέση Ισχύς Εχθρ. Ραντάρ	Pt, w =	80000,00
Απολαβή Κατευθ. Κεραίας Standoff Παρεμβολέα	Gj, dB	38,00
Απολαβή Εχθρ. Ραντάρ από Πλευρικό Λοβό	Gr’, dB	-1,00
Απολαβή Κυρίου Λοβού Εχθρ. Ραντάρ	G, dB	39,00
Απώλειες Εχθρ. Ραντάρ	Lo, dB	-2,00
Λόγος bandwidth radar/bandwidth jammer	Bn/Bj= 1/5	-0,70
RCS στόχου	σ=4800 m2	36,81
	4π	10,99
Λόγος Burnthrough	J/S	-10,00
Απόστασι παρεμβολέα απο radar-θύμα	Rj, nmi =	30,00
K =	J/S-10log4π - (Pj/Pt)-(GjGr’/G^2/Lo)dB-(Bn/Bj)dB + 10logσ =	63,78
Burnthrough = R, nmi =	R = sqrt(Rj) 10^(K/40)	5,00

Εάν burnthrough range R = 5 nmi➔ελαχίστη απόσταση Standoff Jammer R_j=30 nmi.

ΙΙ. ΕΞΙΣΩΣΗ ΔΕΚΤΟΥ ΠΡΟΕΙΔΟΠΟΙΗΣΕΩΣ ΡΑΝΤΑΡ

Ο Δέκτης Προειδοποίησεως Ραντάρ (Radar Warning Receiver – RWR) είναι μέρος του Συστήματος Αυτοπροστασίας (ESM – Electronic Support Measures) ενός σκάφους και έχει σαν αποστολή την ανίχνευση ακτινοβολίας εχθρικού ραντάρ πριν το δεύτερο εντοπίσει η εγκλωβίσει το σκάφος.



Η πυκνότης ισχύος σήματος ραντάρ στην περιοχή της κεραίας του RWR είναι

$$J_r = P_t\, G_t / 4\pi R^2 \text{ watt/m}^2$$

Εάν το ενεργό άνοιγμα (effective aperture) της κεραίας του RWR είναι $A_r = G_r \lambda^2 / 4\pi$ τότε η ισχύς που λαμβάνεται στον Δέκτη Προειδοποιήσεως είναι $P_r = J_r \times A_r$ watt ή

$$P_{RWR} = \frac{P_t\, G_t\, G_r\, \lambda^2}{(4\pi\, R)^2\, L_o}$$

όπου $L_o \geq 1$ απώλειες από κεραία μέχρι φωρατή στον RWR.
Η Ισχύς Θορύβου στον RWR είναι $N_{RWR} = kT_{rwr} B_{RWR}$. Διαιρούντες κατά μέλη εχουμε Λογο – Σήματος Θορύβου στον RWR

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{RWR} = \frac{P_t\, G_t\, G_r\, \lambda^2}{(4\pi\, R)^2\, L_o\, kT_{RWR} B_{RWR}}$$

Τυπική τιμή ελάχιστου λόγου σήματος θορύβου στον RWR είναι 10 dB (κατώφλιο) όπου η απόσταση από το εχθρικό ραντάρ είναι μεγίστη R_{max}

Άσκησεις

Άσκηση 1. Δίδονται :

1. Απολαβή Εχθρικού Ραντάρ G_t =38 dB
2. Ισχύς Εχθρικού Ραντάρ P_t = 85 kWatt = 49.294 dBW
3. Συχνότης f=9 GHz
4. Bandwidth RWR $B_{RWR} = 5 \times B_n$ (Bandwidth Θορύβου Ραντάρ)
5. B_n = 1 MHz
6. Απολαβή RWR G_r = 6 dB
7. RCS σκάφους φέροντος τον RWR σ= 55 dB
8. Απώλειες L_o = 1 για αμφότερους δέκτες.

Να ευρεθεί η σχέση μεταξύ θερμοκρασίας θορύβου RWR και δέκτη εχθρικού ραντάρ ώστε $R_{max}(RWR)] = 4[R_{max}(radar)]^2$ για ελάχιστους λόγους σήματος θορύβου 10 dB.

Λύση
Μήκος Κύματος $\lambda = 3\times10^8 / 9\times10^9 = 1/30$ m

Α. Λογαριθμίζουμε ×10 την παραπάνω εξίσωση RWR για να υπολογίσουμε το γινόμενο σε dB : $kT_{RWR}\ B_{RWR}$ [dB]
$= P_t[dbW] + G[dB] + G_r\ [dB]+20\log(\lambda) - 20\log(4\pi) - 20\log(R) - L_o[dB] - (S_o/N_o)[db]$
$=49{,}294+38+6-29{,}542-11- 20\log(R) -0-10$
$= 42{,}752-20\log(R)$ ➔ $kT_{RWR}\ B_n= 10^{4{,}2752}\, R_{RWR}{}^{2}$
Β. Λογαριθμίζουμε ×10 την εξίσωση μονοστατικού ραντάρ παρουσία θορύβου για να υπολογίσουμε το γινόμενο σε dB : kT_sB_n [dB] =
$= P_t[dbW] +2\ G[dB]+ 20\log(\lambda)+10\log(\sigma) - 30\log(4\pi) - (S_o/N_o)[db] - 40\log(R) - L_o[dB]$
$=49{,}294+ 76 -29{,}542 - 32{,}9763 -10 - 40\log(R)-0$
$= 52{,}776-40\log(R)$ ➔ $kT_sB_n = 10^{5{,}2776}\, R_{rad}{}^{4}$
Διαιρούμε κατά μέλη, λαμβάνοντες υπ’ όψιν τον λόγο των bandwidths και έχουμε :
$T_{RWR}/T_s = B_n/B_{RWR} \times 10^{-1{,}0024}\, R_{RWR}{}^{2} / R_{rad}{}^{4} = 5/10 \times 16 = 8.$

<u>Άσκηση 2.</u> Ραντάρ πλοίου στα 6 GHz εκπέμπει σήμα ισχύος 70 dBm πού διοχετεύεται μέσω μιάς γραμμής με απώλειες 5 dB στην κεραία με απολαβή G_t= 45 dB. Α/φος ιπτάμενο σε απόσταση R=31 km από το πλοίο φέρει μία οπίσθια κεραία EW με απολαβή G_r = -1 dB που συνδέεται μέσω γραμμής με απώλειες 5 dB με ένα δέκτη RWR (υποθέτουμε ότι όλες οι κεραίες έχουν την ίδια πόλωση). Να ευρεθεί η ισχύς στην είσοδο του δέκτη RWR.
<u>Λύση</u>

Χάριν απλούστευσης οι απώλειες ενσωματώνονται στις απολαβές δηλαδή
G_t= 45 dB - 5 dB = 40 dB και G_r = -1 dB – 5 dB = - 6 dB. Μήκος Κύματος λ=1/20 m

Χρησιμοποιούμε τον τύπο $P_{RWR} = \dfrac{P_t\ G_t\ G_r\ \lambda^2}{(4\pi\ R)^2}$, λογαριθμίζουμε και

πολλαπλασιάζουμε επί 10 για να προκύψουν dB . Ο όρος $L_{FS} = (4\pi R/\lambda)^2$ καλείται απώλειες ελευθέρου χώρου και σε dB υπολογίζεται ως : $L_{FS} = 20\log(4\pi\ 31\times10^3 \times 20)$ = 137,83 dB
Άρα η ισχύς στην είσοδο του δέκτη RWR είναι σε dB :
$P_{RWR} = P_t + G_t + G_r - L_{FS}$ = 70 dBm + 40 dB - 6 dB –137,83 dB = -33,83 dBm.

<u>Άσκηση 3</u>. Στο α/φος του παραπάνω προβλήματος, το λαμβανόμενο σήμα στον RWR διοχετεύεται σε ένα επαναληπτικό παρεμβολέα (repeater jammer) μέσω μίας γραμμής μεταφοράς με απώλειες 10 dB. Ο επαναλήπτης ενισχύει το σήμα κατά 60 dB και το επανεκπέμπει από κεραία απολαβής 5 dB. Να ευρεθεί η ισχύς παρεμβολής P_j στον δέκτη του ραντάρ του πλοίου.
Λύση
$P_j = P_{RWR}$ – Απώλειες Γραμμής Μεταφοράς +Ενίσχυση Επαναλήπτη+ Απολαβή Κεραίας Παρεμβολέα - Απώλειες Ελευθέρου Χώρου + G_t = -33,83 dBm – 10 dB + 60 dB + 5 dB – 137,83 dB + 40 dB = -76,66 dBm.

<u>Άσκηση 4.</u> (α) Εάν το RCS του α/φους είναι σ= 9 m^2, να συγκριθούν οι ισχείς παρεμβολής P_j και επιδερμικής επιστροφής P_r (skin return) στο ραντάρ του πλοίου από το α/φος με την εύρεση του λόγου $(S/J)_{dB}$. (β) Να ευρεθεί εάν υπάρχει απόσταση από το α/φος όπου το ραντάρ του πλοίου μπορεί να επιτύχει burnthrough.

Λύση

(α) Από το προηγούμενο πρόβλημα $P_j = -71,66$ dBm Από την απλή εξίσωση μονοστατικού ραντάρ λαμβάνουμε :

$$P_r = \frac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4}$$

Σε λογαριθμική μορφή dB η παραπάνω εξίσωση γίνεται :

P_r (dB) = P_t(dB) +2 G_t(dB) + 20log λ + σ(dB) – 30 log(4π) – 40 log(R)
= 70 dBm + 2 × 40 –20log20+10log9 – 32.976 – 40 log(31×10^3) = -79,1 dBm

Άρα $(S/J)_{dB}$ = P_r (dB) - P_j(dB) = -79,1 dBm - (-76.66 dBm) = -2,44 dB

(β) Για να δούμε εάν επηρεάζει η αλλαγή της απόστασης R τον λόγο S/J διαιρούμε κατά μέλη τις εξισώσεις από τις οποίες υπολογίζονται οι P_j (μέσω P_{RWR}) και P_r . Ανακεφαλαιώνουμε τις παραπάνω εξισώσεις σε dB:

$P_{RWR} = P_t + G_t + G_r - L_{FS}$
$P_j = P_{RWR} + K – L_{FS} + G_t$
$P_r = P_t+2 G_t+ 20\log \lambda + \sigma – 30 \log(4\pi) – 40 \log(R)$

όπου συνολική απολαβή επαναλήπτη *K= -Απώλειες Γραμμής Μεταφοράς +Ενίσχυση Επαναλήπτη+ Απολαβή Κεραίας Παρεμβολέα*

Ο λόγος S/J σε dB ευρίσκεται με αφαίρεση κατά μέλη των παραπάνω λογαριθμικών εξισώσεων :

$(S/J)_{dB} = P_r - P_j = P_t+2 G_t+ 20\log \lambda + \sigma – 30 \log(4\pi) – 40 \log(R) - P_t - G_t - G_r + L_{FS} – K + L_{FS} - G_t = -20\log(\lambda) +\sigma+10\log(4\pi)-G_r –K$

διότι 2 L_{FS} = 40log(4πR/λ) = 40log(4π)+40log(R) –40log(λ)

Εδώ φαίνεται ότι ο λόγος S/J δεν έχει εξάρτηση από την απόσταση R πλοίου-α/φους. Άρα εφόσον δεν υπάρχει εξάρτηση του λόγου S/J από την απόσταση R, το ραντάρ του πλοίου δεν μπορεί να επιτύχει burnthrough. Αυτό συμβαίνει μόνο στην περίπτωση επαναληπτικού παρεμβολέα.

S/J ~ $R^2/ R^4 = 1/ R^2$ ή σε –20log(R) σε dB.

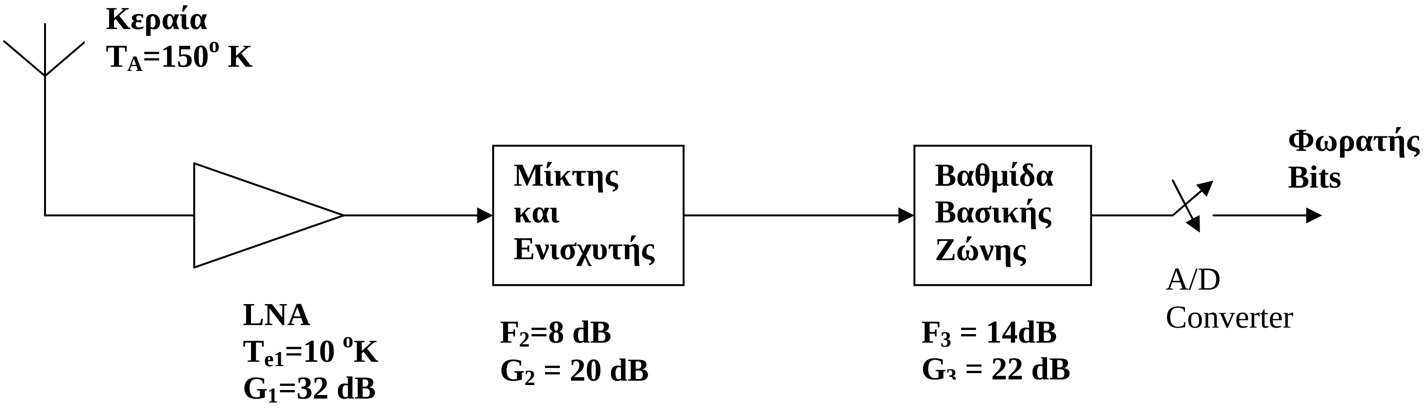
Άρα $(S/J)_{dB}$[burnthrough] - $(S/J)_{dB}$ = –20log($R_{burnthrough}$) + 20log(R) ή

10 dB - (-7,44 dB) = –20log($R_{burnthrough}$) + 20log(31×10^3)

Προκύπτει $R_{burnthrough}$ = 4162 m , που σημαίνει ότι το ραντάρ του πλοίου έχει «ηττηθεί» από τον παρεμβολέα του α/φους. Για να είναι αναποτελεσματική η παρεμβολή πρέπει η απόσταση burnthrough να είναι ≥ του φακέλου βολής των Α/Α όπλων του πλοίου.

Άσκηση 5

Α. Δίδεται μικροκυματικός ψηφιακός δέκτης, του οποίου η κάρτα RF έχει το παρακάτω δομικό διάγραμμα :



Να ευρεθεί

1. η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη στην είσοδο του προενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA). *[10 μονάδες]*
2. η ισοδύναμη ισχύς θορύβου στην είσοδο της ψηφιακής βαθμίδος (A/D converter). *[10 μονάδες]*

Δίδονται : Σταθερά Boltzmann $k=1{,}38\times10^{-38}$ J/°K, μονόπλευρο εύρος ζώνης B=10MHz.

Β. Σε απόσταση R_J = 30 NM από τον παραπάνω δέκτη υπάρχει παρεμβολέας εκπέμπων ισχύ P_J = 60 W με gain κεραίας εκπομπής G_J = 10 dB. Η κεραία του παραπάνω δέκτη έχει απολαβή G_A = -3 dB προς την κατεύθυνση του παρεμβολέα. Η κεντρική φέρουσα του σήματος που δέχεται ο δέκτης είναι 6 GHz και το bandwidth των 10 MHz καλύπτεται από τον παρεμβολή. Πριν την έναρξη της παρεμβολής ο δέκτης λειτουργούσε οριακά με σήμα 15 dB πάνω από το κατώφλιο θορύβου (λαμβανόμενο ίσο προς την απάντηση Α.2 παραπάνω). Μετά την εμφάνιση της παρεμβολής πόσο πρέπει να αυξηθεί το λαμβανόμενο σήμα στην είσοδο του A/D converter ώστε ο δέκτης να λειτουργεί πάλι 15 dB πάνω από την συνδυασμένη παρεμβολή σύν θόρυβο δηλ με λόγο S/(N+J) = 15 dB ; Σημείωση: *Κάνετε υπολογισμούς σε dB και συμπεριλάβετε στο G_A τις απολαβές G_1+ G_2+ G_3 διότι η επίδραση της παρεμβολής μετράται στην έξοδο της βαθμίδας βασικής ζώνης.*

ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΣ ΠΟΛΕΜΟΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

ΚΑΤΗΓΟΡΙΕΣ :

a. **Ηλεκτρονική Υποστήριξη** (*Electronic Support, ES*) **:** Συλλογή πληροφορίας από τον αντίπαλο με πρόσκτηση (intercept) ή υποκλοπή των ηλεκτρομαγνητικών εκπομπών του αντιπάλου.
   i. Ραδιογωνιομετρία
   ii. Ραδιοεντοπισμός
   iii. Ανάλυση παραμέτρων σήματος
   iv. Ταυτοποίηση χαρακτηριστικών εκπομπού
   v. Ηλεκτρονική Διάταξη Μάχης Αντιπάλου (*Adversary's Electronic Order of Battle*)

b. **Ηλεκτρονική Επίθεση** (*Electronic Attack, EA*) **:** Ηλεκτρομαγνητική Ισχύς εκπεμπόμενη από φίλια πηγή που παρεμποδίζει την ροή πληροφορίας στο τηλεπικοινωνιακό δίκτυο του αντιπάλου
   i. **Παρεμβολή** (*Jamming*), η εκπομπή θορύβου ή άλλου ισχυρού σήματος στις ζώνες εκπομπών του αντιπάλου με σκοπό την καταστροφική παραμόρφωση των σημάτων του ή την ελάττωση του λόγου σήματος-θορύβου ώστε οι δέκτες του αντιπάλου να λαμβάνουν σήμα κάτω του κατωφλίου ευαισθησίας των.
   ii. **Παραπλάνηση** (*Deception*), η εκπομπή σημάτων ομοειδών προς τα εχθρικά, με μεταλλαγμένες όμως παραμέτρους που καλύπτουν τα πραγματικά εχθρικά σήματα και εκλαμβάνονται από τους εχθρικούς δέκτες ώς φίλια.

c. **Ηλεκτρονική Προστασία** (*Electronic Protect, EP*) **:** Τά μέτρα που λαμβάνονται από τις φίλιες δυνάμεις ώστε να αντιμετωπισθεί και εξουδετερωθεί η ηλεκτρονική επίθεση του αντιπάλου. Τέτοια μέτρα είναι :
   i. **EMCON** (*Emission Control*) – Χωρικός, Χρονικός και Ποσοτικός Έλεγχος φιλίων εκπομπών για να μην μπορεί να προσδιορίσει ο αντίπαλος τις κινήσεις των φιλίων μονάδων.
   ii. **Screen Jamming** (*παρεμβολές απόκρυψης*) όπου ο παρεμβολέας τοποθετείται μεταξύ του φιλίου και του εχθρικού δικτύου και στρέφεται κατά του εχθρικού δικτύου ώστε παρεμβάλλοντας το δεύτερο να αποτρέψει στον αντίπαλο να συλλέξει πληροφορία από το φίλιο δίκτυο.

d. **Low Probability of Intercept** (*Χαμηλή Πιθανότης Φώρασης ή Πρόσκτησης*) : Τηλεπικοινωνιακές εκπομπές με διάχυση φάσματος (Spread Spectrum), ώστε να μην είναι φωράσιμες από στενοζωνικούς δέκτες ES του αντιπάλου. Συνήθεις κατηγορίες σημάτων διαχυτού φάσματος είναι τα σήματα Αναπήδησης Συχνότητος (Frequency Hopping, FH) και τα σήματα Άμεσης Ακολουθίας (Direct Sequence, DS). Στα FH υπάρχει συχνή αλλαγή της φέρουσας σε μία τυχαία ακολουθία τιμών συχνοτήτων διεσπαρμένων σε ένα ευρύ φάσμα. Στα DS, η φέρουσα πολλαπλασιάζεται με μία ευρυζωνική ακολουθία ψευδοτυχαίων παλμών ±1, και έτσι η φασματική πυκνότητα του σήματος καλύπτεται από το κατώφλιο θορύβου.

Άλλοι Όροι : Low Probabílity of Detection, Low Probabílity of Exloitation

Κρυπτογραφία (*Encryption, Encipher),* η κωδικοποίηση φιλίων σημάτων με ειδικούς αλγορίθμους έτσι ώστε σε περίπτωση υποκλοπής των να μην δύναται ο αντίπαλος να συνάγει χρήσιμη πληροφορία από αυτά.

ΠΡΟΒΛΗΜΑ : ΠΑΡΕΜΒΟΛΕΑΣ ΕΝΑΝΤΙΟΝ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Παρεμβολέας εκπέμπει RF θόρυβο ισχύος P_j = 10 KW από κατευθυντική κεραία απολαβής G_j = 38 dB. O παρεμβολικός θόρυβος εισέρχεται σε μικροκυματικό δέκτη με κεραία απολαβής G_r = 20 dB. O μικροκυματικός δέκτης βρίσκεται σε απόσταση R_j = 100 Km, είναι συντονισμένος στην συχνότητα f=6 GHz και έχει εύρος ζώνης (bandwidth) B=20 KHz. Στο κανάλι του δέκτη ο λόγος σήματος προς λευκό θόρυβο είναι S/N = 30 dB και η ισχύς του τηλεπικοινωνιακού σήματος είναι S=1,26 μW.
(α) Να ευρεθεί ο λόγος S/(N+J) σε dB, όπου J= ισχύς παρεμβολικού θορύβου στον δέκτη
(β) Από το θεώρημα χωρητικότητας καναλιού του Shannon, να ευρεθούν οι χωρητικότητες του καναλιού χωρίς ή με την παρεμβολή σε Kbps.

Δίδεται

Ισχύς Παρεμβολέα στον Δέκτη:

$$J = \frac{P_j \; G_j \; G_r \; a^2}{(4® \, R_j)^2}$$

ΣΧΟΛΗ ΝΑΥΤΙΚΏΝ ΔΟΚΙΜΩΝ
ΚΑΘ Ι. Α. ΚΟΥΚΟΣ

ΡΑΔΙΟΓΩΝΙΟΜΕΤΡΙΑ ΚΑΙ ΕΝΤΟΠΙΣΜΟΣ ΘΕΣΗΣ ΕΚΠΟΜΠΟΥ

1.1 Εύρεση διόπτευσης

1.1.1 Ορισμός ραδιογωνιομετρίας και σημασία εύρεσης διόπτευσης

Ο τομέας της επιστήμης που ασχολείται με την ανάλυση της Η/Μ ακτινοβολίας με σκοπό την εύρεση της κατεύθυνσης από την οποία αυτή προέρχεται ονομάζεται **ραδιογωνιομετρία**. Οι εφαρμογές τις δεν περιορίζονται στον αμυντικό τομέα, αλλά περιλαμβάνουν και ένα ευρύ φάσμα πολιτικών δραστηριοτήτων, όπως η ναυτιλία εμπορικών πλοίων πριν τη γενίκευση της χρήσης του GPS. Η μετρούμενη γωνία άφιξης, η *AOA*, είναι γνωστή και ως **γωνία διόπτευσης**, και ορίζεται ως η οριζόντια κατεύθυνση από ένα επίγειο σημείο προς ένα άλλο. Η πραγματική διόπτευση μιας πηγής Η/Μ ακτινοβολίας είναι η **διόπτευση ευρέως κύκλου** (Great Circle Bearing, **GCB**). Ο ευρύς κύκλος είναι όρος που χρησιμοποιείται στην αεροναυτιλία και υποδηλώνει την πιο σύντομη απόσταση ανάμεσα σε δύο σημεία. Λόγω της καμπυλότητας της γης, για δύο σημεία που βρίσκονται στο ίδιο ύψος από την επιφάνεια της γης θα είναι μια ανισοϋψής, φαινομενικά καμπύλη, αλλά στην πραγματικότητα όχι απαραίτητα, γραμμή.

Η μετρούμενη διόπτευση δεν είναι η πραγματική, αλλά μια ένδειξη αυτής. Αυτό συμβαίνει λόγω ανομοιογενούς μετάδοσης της ακτινοβολίας στο χώρο, αλλά και λόγω σφαλμάτων στη μέτρηση. Μάλιστα, υπάρχει ένα θεωρητικά προβλεπόμενο όριο ακρίβειας, το οποίο καμία μέθοδος δεν μπορεί να ξεπεράσει. Σύμφωνα με αυτό, το σφάλμα μέτρησης σε ακτίνια είναι τουλάχιστον:

$$\Delta\theta = \frac{\sqrt{2}\lambda}{\pi D\left(2S/N\right)^{1/2}} \qquad (1\text{-}1)$$

όπου *λ* το μήκος κύματος, *D* η ισοδύναμη διάμετρος της κεραίας[1] και *S/*N ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην είσοδο του δέκτη ELINT. Ακόμα και έτσι όμως, η εύρεση της διόπτευσης ενός εκπομπού είναι μεγάλης σημασίας για την ELINT, αφού ο σχεδιαστής του RADAR δεν μπορεί να την μεταβάλλει, όπως ίσως μπορεί με τις υπόλοιπες παραμέτρους του σήματος, άρα είναι πληροφορία στην οποία μπορούμε να στηριχθούμε για την ταυτοποίηση του δέκτη.

Επίσης, ως μέρος της διαδικασίας αποκάλυψης ενός εκπομπού, η γωνία άφιξης βοηθά και στον διαχωρισμό παλμών που καταφθάνουν στο δέκτη σχεδόν ταυτόχρονα. Αν η γωνία άφιξης τους είναι αρκετά διαφορετική, δεν είναι δυνατόν να προέρχονται από το ίδιο

---

[1] Η κεραία δεν είναι απαραίτητα παραβολική για να έχει διάμετρο, αλλά η ισοδύναμη διάμετρος είναι ένα ορισμένο και υπολογίσιμο μέγεθος που χαρακτηρίζει την κεραία.

RADAR. Η *AOA* μαζί με την f_c, τη συχνότητα δηλαδή του φέροντος κύματος, είναι αυτά που εύκολα μπορούν να ομαδοποιήσουν μία παλμοσειρά.

Το σημαντικότερο πεδίο στο οποίο βρίσκει άμεση εφαρμογή η γνώση της διόπτευσης ενός εκπομπού, χωρίς να αποτελεί, όπως θα αναλυθεί στη συνέχεια, τον μοναδικό τρόπο για τη συγκεκριμένη εφαρμογή, είναι η οριοθέτηση της τοποθεσίας απ' όπου προέρχεται το σήμα. Η οριοθέτηση αυτή δεν ανήκει με τη στενή σημασία της έννοιας στη διαδικασία αποκάλυψης ενός σήματος, είναι όμως πολύ σημαντική για τον καθορισμό των απαιτούμενων ενεργειών ενάντια στην συγκεκριμένη απειλή, αν τελικά αποφασισθεί ότι χρίζει αντιμετώπισης.

Μία πρώτη προσέγγιση στην μέτρηση της *AOA* είναι η χρήση μιας περιστρεφόμενης κατευθυντικής κεραίας με λεπτό κύριο λοβό. Καθώς η κεραία στρέφεται, σε μια συγκεκριμένη γωνία δέχεται την μέγιστη ακτινοβολία από τον εκπομπό. Η γωνία αυτή ορίζεται ως η *AOA* του σήματος. Η τεχνική αυτή δεν είναι πρακτικά αξιόπιστη, καθώς ελλοχεύει ο κίνδυνος να αποκαλυφθούν οι πλευρικοί αντί για τον κύριο λοβό του σήματος, ενώ για να γίνει η ανίχνευση του εκπομπού πρέπει η περιστρεφόμενη κεραία του να κατευθύνεται τη συγκεκριμένη χρονική στιγμή εκεί που κατευθύνεται και η περιστρεφόμενη κεραία του δέκτη. Γι' αυτό και προτιμάται η χρήση κεραιών μεγάλου ανοίγματος, με τεχνικές που θα επεξηγηθούν και θα αξιολογηθούν ευθύς αμέσως, αφού πρώτα εξετασθούν τα σφάλματα που προκαλούν οι μηχανισμοί διάδοσης των Η/Μ κυμάτων στην ατμόσφαιρα καθώς και άλλοι παράγοντες εισαγωγής σφαλμάτων.

1.1.2 Αίτια που εισάγουν σφάλματα διόπτευσης

Τα αίτια εισαγωγής σφαλμάτων διόπτευσης[2] μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ως εξής:

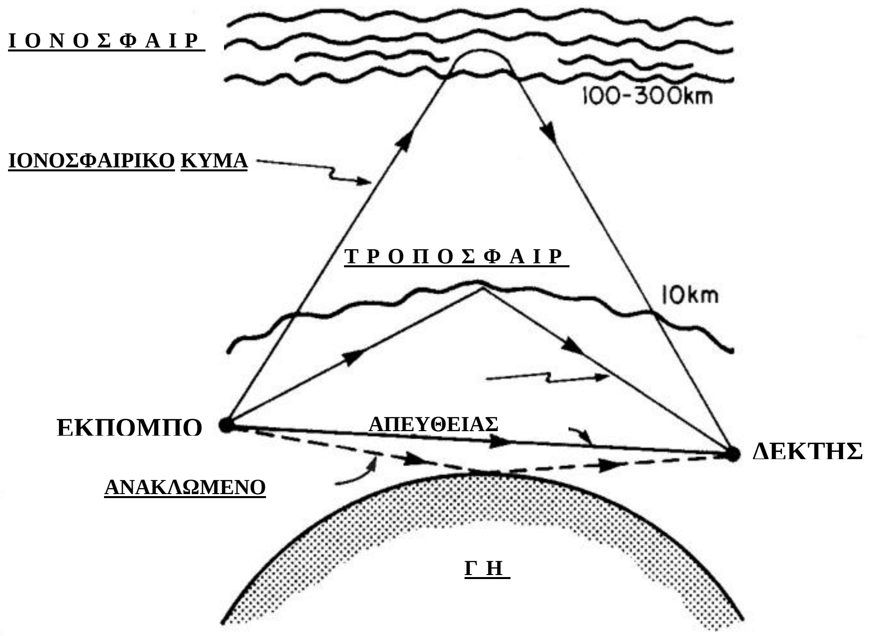
1. Σφάλματα διάδοσης
2. Περιβαλλοντολογικά σφάλματα
3. Σφάλματα συστήματος

Τα σφάλματα διάδοσης είναι αυτά που προκαλούνται από το μέσο στο οποίο κινείται το διαδιδόμενο σήμα. Οι μηχανισμοί διάδοσης φαίνονται στο σχήμα 1.1. Στις συχνότητες για τις οποίες ενδιαφερόμαστε το σημαντικότερο πρόβλημα είναι το ανακλώμενο κύμα, χωρίς αυτό να σημαίνει ότι και τα υπόλοιπα δεν επηρεάζουν τη μέτρηση.

Οι δέκτες ELINT λειτουργούν συχνά υπό μη ιδανικές περιβαλλοντολογικές συνθήκες, αλλά και υπό την επίδραση ατελειών του εδάφους και στοιχείων που επανεκπέμπουν την ακτινοβολία που λαμβάνουν. Επειδή η λειτουργία του δέκτη παρεμβάλλεται σημαντικά από αυτή την ακτινοβολία, πρέπει να λαμβάνονται υπόψη οι εκάστοτε συνθήκες λειτουργίας καθώς και η ύπαρξη πηγών μη ηθελημένης παρεμβολής

---

[2] Τα σφάλματα διόπτευσης, καθώς και οι ακριβείς επιπτώσεις των τρόπων και των μέσων διάδοσης, επεξηγούνται στο κεφάλαιο 4 της [5].



Σχήμα 1.1 : Μηχανισμοί διάδοσης Η/Μ ακτινοβολίας

Τέλος, λάθη προκαλούνται και από ατέλειες του εξοπλισμού ή από κακή σχεδίαση του συστήματος. Συνοπτικά, σε αυτή την κατηγορία εγκολπώνεται ένα πλήθος παραγόντων, οι ουσιαστικότεροι των οποίων είναι:

- Χαμηλή τιμή SNR
- Ανακρίβειες στη μέτρηση του χρόνου και της συχνότητας
- Ατέλειες, αστοχίες και γήρανση υλικού
- Λανθασμένη ευθυγράμμιση του συστήματος
- Θόρυβος διακριτοποίησης και αλγοριθμικές ανακρίβειες[3]

Η ορθότερη αντιμετώπιση είναι η εμπεριστατωμένη και ολοκληρωμένη σχεδίαση του συστήματος και των εξαρτημάτων του. Υπάρχει παρ’ όλ’ αυτά ένα όριο ακρίβειας το οποίο η σχεδίαση δεν μπορεί να υπερβεί. Σε εκείνο το σημείο τα σφάλματα του συστήματος, καθώς και όλα τα υπόλοιπα σφάλματα που μπορούν να εισαχθούν στη διαδικασία λήψης και επεξεργασίας του συστήματος, εξαλείφονται με την **διακρίβωση** (calibration) του δέκτη. Η διακρίβωση[4] είναι η διαδικασία αντιπαραβολής των αποτελεσμάτων των μετρήσεων με γνωστά εκ των προτέρων στοιχεία, και εν συνεχεία η ανάλογη προσαρμογή των πρώτων. Η διαδικασία αυτή, παρότι βελτιώνει σημαντικά την ακρίβεια, δεν αποτελεί πανάκεια, αφού δύναται να εμπεριέχει εν γένει σφάλματα στα προς αντιπαραβολή στοιχεία.

---

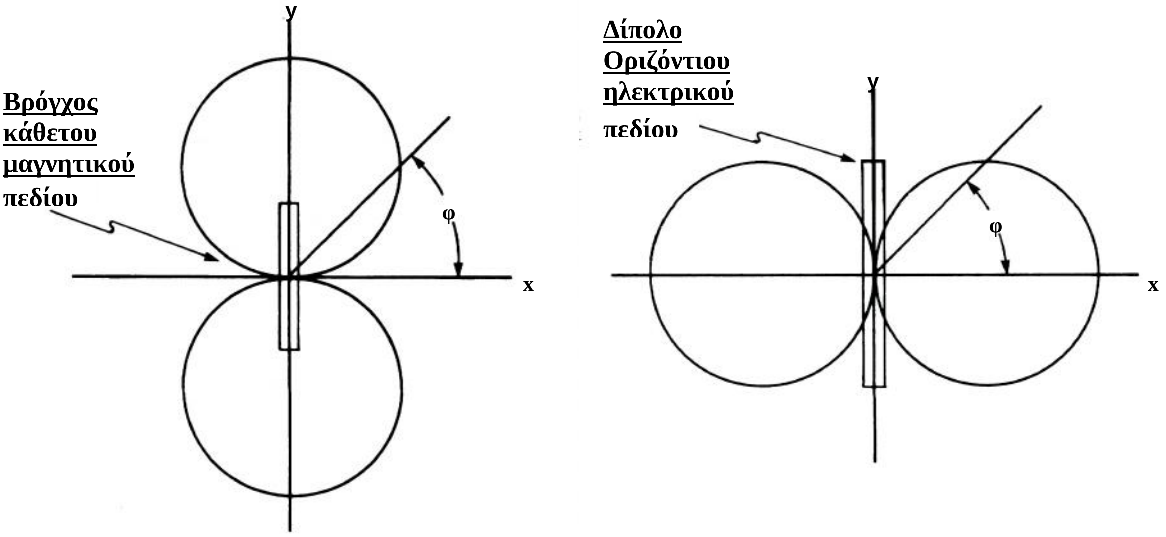
[3] Είναι η υποβάθμιση της ακρίβειας λόγω της ψηφιοποίησης των δεδομένων, καθώς και η αλλοίωση τους λόγω της ψηφιακής επεξεργασίας.

[4] Στη διαδικασία αυτή αναφερθήκαμε και στη §2.4.5, όπου αφορούσε στην ακρίβεια μιας γεννήτριας θορύβου.

1.1.3 Αναλυτικές μέθοδοι εύρεσης διόπτευσης

α) ADOA, Εύρεση διόπτευσης μέσω απόκρισης πλάτους

Πρώτη θα εξετασθεί η μέθοδος εύρεσης της διόπτευσης μέσω απόκρισης πλάτους (Amplitude Difference Of Arrival, **ADOA**). Η μέθοδος αυτή έχει δύο παραλλαγές, την άμεση και την συγκριτική.



Σχήμα 1.2 : Αποκρίσεις αζιμουθίου βρόγχων κάθετου μαγνητικού πεδίου και δίπολων οριζόντιου ηλεκτρικού πεδίου

Στην άμεση ADOA χρησιμοποιούνται βρόγχοι με κάθετο μαγνητικό πεδίο και δίπολα με οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο. Οι κατευθυντικές τους ιδιότητες προκαλούν την παροχή ελάχιστης απόκρισης σε κάποιο σημείο κατά τη διάρκεια της περιστροφής τους. Η απόκρισή τους ως προς τη γωνία αζιμουθίου έχει τη μορφή του αριθμού οκτώ, όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.2 . Ενώ η απόκριση αυτή μεγιστοποιείται σε ένα ευρύ γωνιακό τμήμα, οι μηδενισμοί της είναι απότομοι και στενοί. Η παράγωγος της απόκρισης πλάτους ως προς τη γωνία αζιμουθίου μεγιστοποιείται γύρω από τα σημεία μηδενισμού. Άρα, η μέτρηση των σημείων μηδενισμού μπορεί να μας δώσει την καλύτερη εκτίμηση διόπτευσης. Καθώς το δίπολο ή ο βρόγχος περιστρέφεται, γίνονται διαδοχικές μετρήσεις του πλάτους του ληφθέντος σήματος, και ως αποδιδόμενη διόπτευση ορίζεται η γωνία στην οποία λαμβάνει χώρα κάποιο προκαθορισμένο γεγονός που σχετίζεται με την ύπαρξη μηδενισμού της απόκρισης.

Η γενική μορφή της επαγόμενης τάσης σε ένα ηλεκτρικά μικρό βρόγχο, που είναι τοποθετημένος κάθετα στο xy-επίπεδο, δίνεται από τη σχέση:

$$V = KE\left[\sin\varphi \cdot \cos\psi - \cos\varphi \cdot \cos\theta \cdot \sin\psi\right] \quad (1\text{-}2)$$

όπου:

K : 2π/λ

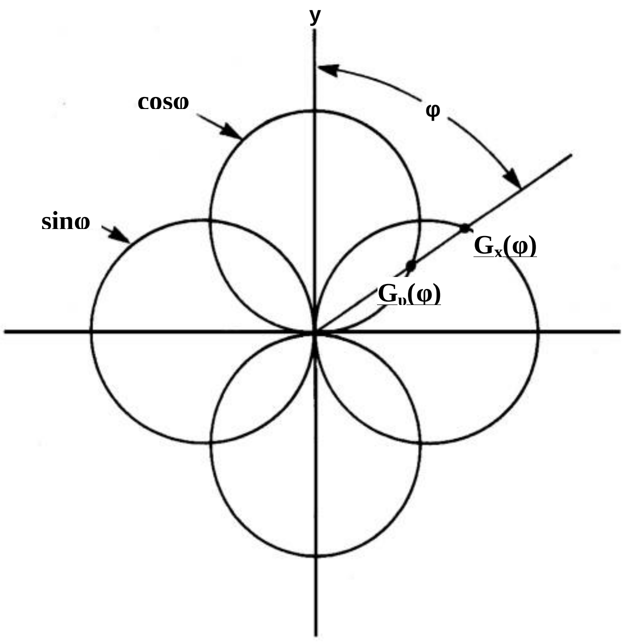
E : η ένταση προσπίπτοντος σήματος σε volt/meter

λ : το μήκος κύματος του σήματος

φ : η γωνία ανάμεσα στον άξονα-x και τη κατεύθυνση διάδοσης του σήματος

θ : η γωνία ύψωσης σε μοίρες

ψ : η γωνία πόλωσης του σήματος, η γωνία δηλαδή που σχηματίζει με το επίπεδο του βρόγχου το ηλεκτρικό του πεδίο.



Σχήμα 1.3 : Εύρεση διόπτευσης με τη μέθοδο της συγκριτικής ADOA

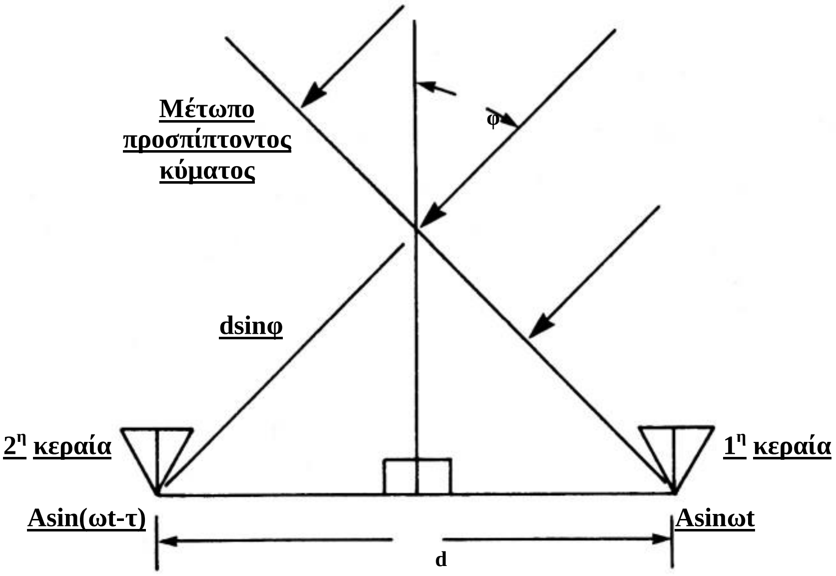
Από την εξίσωση 1-1 μπορούμε να συμπεράνουμε ότι για σήματα με $\theta<90^o$ και $\psi>0^0$ θα παρουσιάζεται ασάφεια 180^0, ένας από τους λόγους για τους οποίους είναι καλύτερα να μη χρησιμοποιηθεί η συγκεκριμένη μέθοδος σε σύστημα που στοχεύει στην εύρεση διόπτευσης. Ένας άλλος λόγος είναι ότι τα περισσότερα σήματα πρακτικού ενδιαφέροντος είναι κάθετα πολωμένα, αντίθετα δηλαδή απ’ ότι το οριζόντιο δίπολο.

Στη συγκριτική ADOA χρησιμοποιούνται πολλαπλές κεραίες για να σχηματίσουν ένα διάγραμμα ακτινοβολίας όπως αυτό του σχήματος 1.3 . Η διόπτευση λαμβάνεται μέσω του λόγου των αποκρίσεων των “οχταριών” που σχηματίζονται στο διάγραμμα. Η γωνία πρόσπτωσης φ εκφράζεται ως εξής :

$$\varphi = f\left[G_x(\varphi)/G_y(\varphi)\right] \qquad (1\text{-}3)$$

Οι αποκρίσεις $G_x(\varphi)$ και $G_y(\varphi)$ μετατρέπονται σε δύο τάσεις, τη V_x και τη V_y, οι οποίες είναι ανάλογες με το ημίτονο και το συνημίτονο αντίστοιχα της γωνίας φ. Και η συγκριτική ADOA εμπεριέχει ασάφειες, ενώ η χρήση της προϋποθέτει η περιοχή στην οποία θα λειτουργήσει να είναι ελεύθερη ανακλάσεων. Η απαίτηση αυτή επιβάλλεται από την υψηλή ευαισθησία που απαιτεί η μέθοδος, γεγονός που οδηγεί και σε σχετικά υψηλή τιμή μέσου σφάλματος, περίπου 3 με 10 μοίρες.

β) PDOA, Εύρεση διόπτευσης μέσω φασικής διαφοράς άφιξης



Σχήμα 1-4 : Παράμετροι τεχνικής φασικής διαφοράς άφιξης

Η μέτρηση της διόπτευσης μέσω της διαφοράς φάσης (Phase Difference Of Arrival, **PDOA**) χρειάζεται απαραίτητα δύο διαφορετικές κεραίες. Ένα επίπεδο κύμα που καταφθάνει στην πρώτη κεραία, υπό διεύθυνση διαφορετική από την κάθετο στην ευθεία που ενώνει τις δύο κεραίες[5], θα καθυστερήσει να φτάσει και στη δεύτερη. Η χρονική αυτή καθυστέρηση δημιουργεί μια διαφορά φάσης ανάμεσα στις αποκρίσεις των δύο κεραιών. Τα συστήματα που εκμεταλλεύονται αυτή τη διαφορά για να πραγματοποιήσουν εκτιμήσεις διόπτευσης ονομάζονται και **ιντερφερόμετρα**.

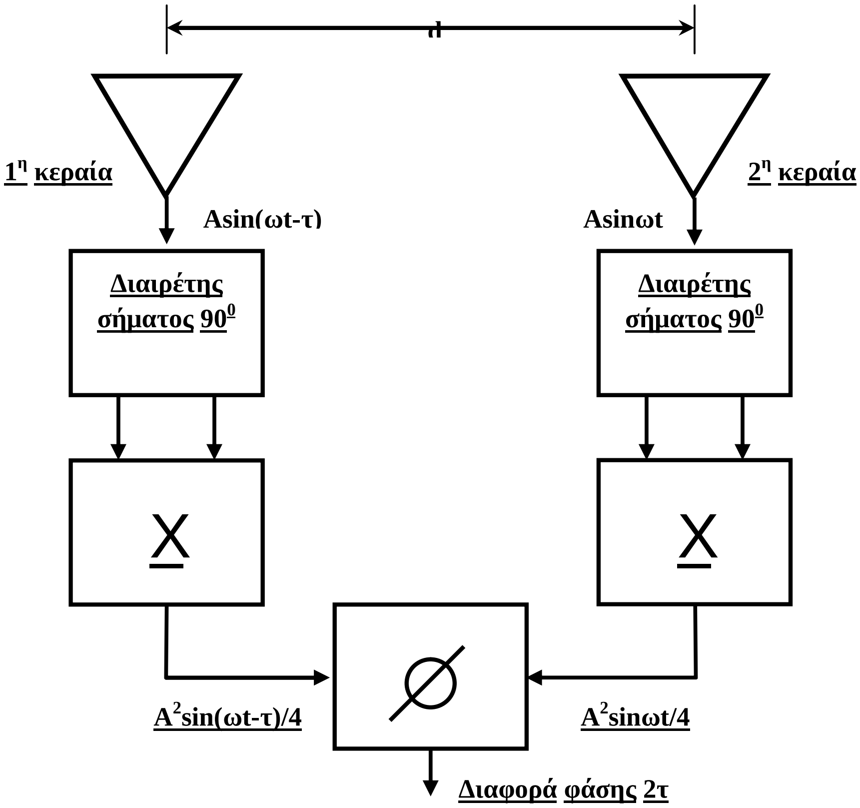
Στο σχήμα 1.4 απεικονίζεται η βασική ιδέα πίσω από τη χρήση αυτής της τεχνικής. Το επίπεδο κύμα φτάνει στην πρώτη κεραία υπό γωνία φ, προκαλώντας την εμφάνιση τάσης $V_1 = A\sin\omega t$. Αφού διαδοθεί κατά μήκος της απόστασης $l = d\sin\varphi$, το κύμα θα επάγει μια τάση V_2 και στη δεύτερη κεραία, η οποία θα ισούται με $A\sin(\omega t-\tau)$, όπου τ η καθυστέρηση φάσης που δίνεται από τη σχέση:

---

[5] Σε αυτή τη περίπτωση το κύμα καταφθάνει ταυτόχρονα και στη δεύτερη κεραία.

$$\tau = \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot \sin\varphi = \frac{2\pi}{c} f \cdot d \cdot \sin\varphi \qquad (1\text{-}4)$$

Κατ’ αυτό τον τρόπο συσχετίζεται η γωνία διόπτευσης με την καθυστέρηση φάσης. Η μέγιστη απόσταση στην οποία μπορούν να βρίσκονται οι δύο κεραίες ώστε η διαφορά φάσης να μην υπερβαίνει τα 2π[6] είναι *λ/2,* για την οποία έχουμε διαφορά φάσης ±π.



Σχήμα 1.5 : Τεχνική για εξαγωγή διαφοράς φάσης στην PDOA διπλάσιας από την αρχική

Η εξίσωση 1-4 δείχνει ότι οποιαδήποτε λάθη στη μετρούμενη φάση είναι ευθέως ανάλογα με τυχόν σφάλματα στη μέτρηση της απόστασης *d* και της φέρουσας συχνότητας f_c. Η μέγιστη γωνία που μπορεί να μετρηθεί χωρίς ασάφειες, δηλαδή για *τ=π,* είναι:

$$\varphi = 2\sin^{-1}(\lambda/2d) \qquad (1\text{-}5)$$

Για να εκμεταλλευθούμε αποστάσεις μεγαλύτερες του *λ/2,* πρέπει να χρησιμοποιήσουμε περισσότερες από μία αποστάσεις, με την μικρότερη απ’ όλες να επιλύει τις ασάφειες των υπολοίπων. Αυτό γίνεται με τη χρήση περισσοτέρων κεραιών σε συγκεκριμένες μεταξύ τους αποστάσεις. Για παράδειγμα, χρησιμοποιώντας 4 κεραίες σε αποστάσεις *λ/2, λ* και *2λ,* η μέγιστη μετρούμενη ολίσθηση φάσης είναι ±4π, τέσσερις φορές μεγαλύτερη δηλαδή από

---

[6] Τότε δημιουργούνται ασάφειες φάσης.

πριν. Η μέγιστη απόσταση ανάμεσα στις κεραίες περιορίζεται από την αναλυτική ικανότητα που θα έχουν οι κεραίες σε μικρότερη απόσταση.

Όπως αναφέρθηκε, η εμφανιζόμενη διαφορά φάσης ανάμεσα σε δύο κεραίες που βρίσκονται σε απόσταση *d* είναι ανάλογη αυτής. Δύναται όμως να αυξηθεί, προκαλώντας μια φαινομενική αύξηση στην απόσταση των δύο κεραιών και αυξάνοντας έτσι την ακρίβεια της μέτρησης. Συνοπτικά, ένας τρόπος να γίνει αυτό είναι να χρησιμοποιηθεί ένας διαιρέτης σήματος των 90^0 και ένας μίκτης στην έξοδο κάθε κεραίας, διάταξη που εμφανίζεται στο σχήμα 1.5 . Καταδεικνύεται στο σχήμα η δυνατότητα εξαγωγής διαφοράς φάσης μεγαλύτερης από τη προβλεπόμενη, ούτως ώστε να αρθούν οι περιορισμοί ακρίβειας της μέτρησης.

γ) Περιορισμοί ακρίβειας ιντερφερόμετρου και η επίδραση του θορύβου

Με τη βοήθεια της εξίσωσης 1-4 μπορεί να υπολογισθεί το μέσο σφάλμα λόγω μέτρησης και λόγω θορύβου. Αρχικά παρατηρούμε ότι:

$$\delta\varphi = \frac{\partial\varphi}{\partial\tau}\Delta\tau \qquad (1\text{-}6)$$

Η διαφοροποίηση στη μετρούμενη διόπτευση με την αλλαγή της φάσης ισούται με:

$$\frac{\partial\varphi}{\partial\tau} = \frac{2\pi\cdot d\cdot\cos\varphi}{\lambda} \qquad (1\text{-}7)$$

Οπότε, το μέσο τετραγωνικό (Root Mean Square, **rms**) σφάλμα διόπτευσης όσον αφορά στο σφάλμα μέτρησης της φάσης είναι:

$$\sigma_\varphi = \sigma_\tau \frac{2\pi\cdot d\cdot\cos\varphi}{\lambda} \qquad (1\text{-}8)$$

Το εξαγόμενο συμπέρασμα είναι ότι αυξάνοντας την απόσταση των κεραιών βελτιώνεται η ακρίβεια της μέτρησης, έχοντας πάντα υπόψη ότι η απόσταση καθορίζεται και από τη μέγιστη αναμενόμενη συχνότητα.

Στα ιντερφερόμετρα χρησιμοποιούνται κατά κανόνα κεραίες ευρείας δέσμης με άνοιγμα περίπου 90^0. Η έλλειψη κατευθυντικότητας έχει αρνητικά συνεπακόλουθα. Το προφανέστερο είναι η μείωση της ευαισθησίας του συστήματος λόγω χαμηλού κέρδους κεραίας. Ακόμα, το σύστημα γίνεται επιρρεπές σε σφάλματα από ατέλειες διάδοσης του Η/Μ κύματος, οι οποίες και θα αναλυθούν στη συνέχεια. Με συλλογισμούς ανάλογους με αυτούς που έγιναν για την εξαγωγή της εξίσωσης 1-8 και με χρήση των εξισώσεων ευαισθησίας του δέκτη υπολογίζεται ότι το rms γωνιακό σφάλμα σε rad που οφείλεται στο θόρυβο είναι:

$$\sigma_\varphi = \frac{\pi\cdot d\cdot\cos\varphi}{\lambda\sqrt{SNR}} \qquad (1\text{-}9)$$

Βλέπουμε λοιπόν ότι χρειάζεται μεγάλος λόγος σήματος προς θόρυβο. Για να επιτύχουμε, για παράδειγμα, ακρίβεια ενός δεκάτου της μοίρας πρέπει το SNR στην είσοδο του δέκτη ELINT να είναι 50dB. Τέτοιες τιμές είναι πρακτικά μη αναμενόμενες, άρα δεν μπορούμε να περιμένουμε και ακρίβεια αυτής της τάξης μεγέθους.

δ) TDOA, Εύρεση διόπτευσης μέσω χρονικής διαφοράς άφιξης

Η τελευταία μέθοδος εύρεσης της *AOA* είναι μέσω της **χρονικής διαφοράς άφιξης** (Time Difference Of Arrival, **TDOA**). Το προσπίπτον κύμα που διαδίδεται ανάμεσα σε δύο κεραίες, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.6 , υφίσταται μια χρονική καθυστέρηση, καθυστέρηση που περιέχει πληροφορία διόπτευσης. Η διαρρύθμιση των κεραιών είναι όπως και στο ιντερφερόμετρο, με τη διαφορά ότι εδώ μετράται η διαφορά χρόνου. Η διαφορά αυτή εκφράζεται συναρτήσει της απόστασης των δύο κεραιών *d*, της ταχύτητας του φωτός *c* και της γωνίας πρόσπτωσης *φ*:

$$\Delta t = \frac{d}{c}\cos\varphi \qquad (1\text{-}10)$$

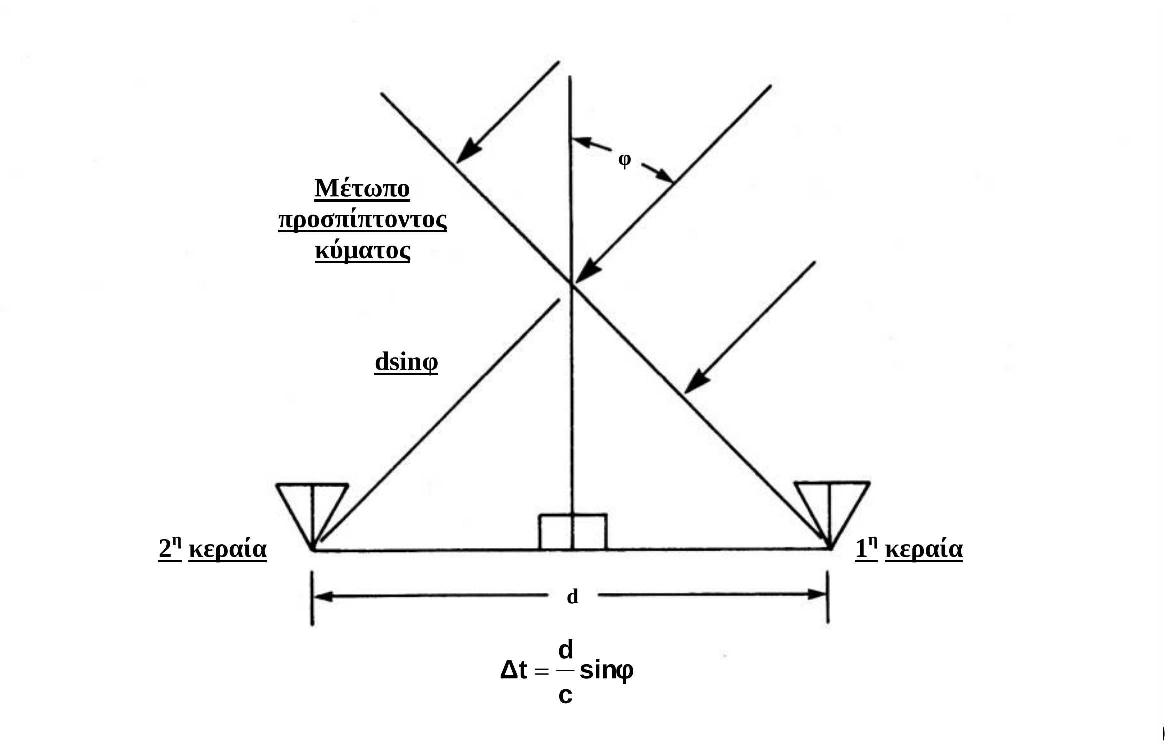
οπότε η προσδιοριζόμενη *AOA* είναι:

$$\varphi = \cos^{-1}\frac{\Delta t \cdot c}{d} \qquad (1\text{-}11)$$

Διαφορίζοντας την εξίσωση 1-10 μπορεί να εξαχθεί η ευαισθησία της μετρούμενης γωνίας στο θόρυβο της μέτρησης, δηλαδη;

$$\Delta\varphi = \frac{c}{d \cdot \cos\varphi}\Delta t \qquad (1\text{-}12)$$

Η εύρεση διόπτευσης με TDOA μπορεί κάλλιστα να χρησιμοποιηθεί απέναντι σε παλμικές εκπομπές, παρόλο που απαιτεί σημαντική απόσταση ανάμεσα στις κεραίες.



Σχήμα 1-6 : Παράμετροι τεχνικής χρονικής διαφοράς άφιξης

1.2 Εύρεση θέσης εκπομπού

Η εύρεση της θέσης του εκπομπού δεν αποτελεί, όπως αναφέρθηκε στο ξεκίνημα του κεφαλαίου, μέρος της διαδικασίας αποκάλυψης του σήματος, αφού δεν είναι άμεσα μετρήσιμη και δεν είναι απαραίτητη πληροφορία για την ταυτοποίηση του δέκτη. Βασική λειτουργία, όμως, αποτελεί για ένα δέκτη ELINT η εύρεση της διόπτευσης του εκπομπού. Παράγωγό της, μέσω της αντιπαραβολής διαφορετικών *AOA* με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά, είναι η χωροθέτηση της πηγής απ' όπου προέρχεται η λαμβανόμενη Η/Μ ακτινοβολία. Μια άλλη προσέγγιση, πέραν της χρήσης των *AOA*, είναι ο συσχετισμός σημάτων που ελήφθησαν από διαφορετικές κεραίες, από τον οποίο λαμβάνεται πληροφορία για την ενέργεια του σήματος. Η χρονική διαφορά στην άφιξη αυτής της ενέργειας στις κεραίες μπορεί κάλλιστα να χρησιμοποιηθεί για την εύρεση της θέσης του εκπομπού.

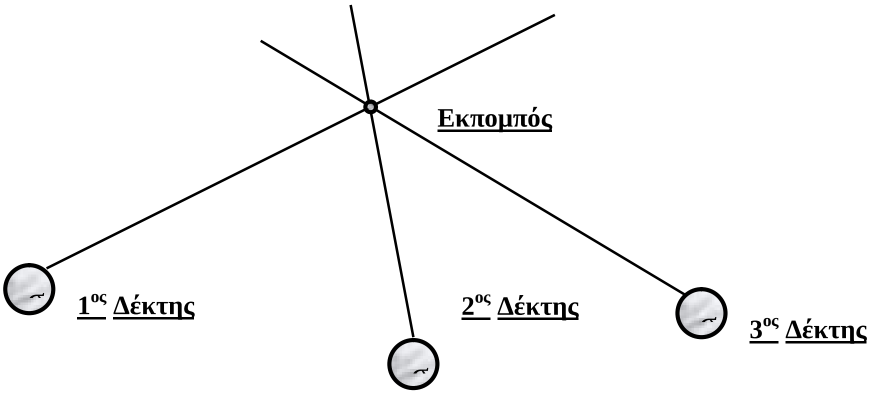
Η σημασία της χωροθέτησης της ενδεχόμενης απειλής δεν χρήζει ιδιαίτερης επεξήγησης. Γνωρίζοντας τη θέση της πηγής και έχοντας μια εικόνα για τις δυνατότητές της, εικόνα που προκύπτει από την ανάλυση των χαρακτηριστικών του σήματος που εκπέμπει, δύναται κανείς να υποθέσει την χρήση του συγκεκριμένου εκπομπού καθώς και το βαθμό επικινδυνότητας του για τις φίλιες δυνάμεις. Η ανάλυση των δύο μεθόδων που ακολουθεί έχει ως σκοπό την ανάδειξη των εγγενών προβλημάτων που παρουσιάζει το εγχείρημα, όσο και οι ατέλειες αυτών καθαυτών των μεθόδων.

Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι τους δέκτες ELINT ενδιαφέρει η θέση στο επίπεδο και σπάνια η θέση στο χώρο. Ο λόγος που η γωνία ανύψωσης της Η/Μ πηγής δεν χρειάζεται να υπολογισθεί κατά την επεξεργασία του σήματος προκύπτει από την ευκολία με την οποία μπορεί να προσδιοριστεί κάνοντας μερικές λογικές παρατηρήσεις. Γνωρίζοντας τη μορφολογία της περιοχής και υπολογίζοντας, με εκμετάλλευση του φαινομένου Doppler, την ταχύτητα της πηγής μπορούμε να καθορίσουμε με σιγουριά το αν μιλάμε για αερομεταφερόμενη πηγή, για πλοίο ή για κινούμενη στο έδαφος πλατφόρμα. Για παράδειγμα, δεν γίνεται ένα αεροπλάνο να έχει μηδενική ταχύτητα ή μια πλατφόρμα στο έδαφος να κινείται με ταχύτητα μεγαλύτερη από την ταχύτητα του ήχου.

1.2.1 Εύρεση θέσης εκπομπού μέσω τριγωνισμού

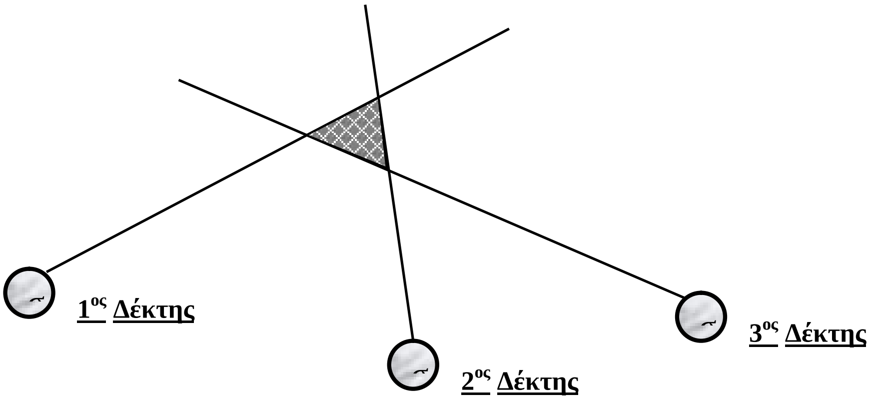
α) Γεωμετρική εκτίμηση θέσης εκπομπού

Η εύρεση της θέσης ενός εκπομπού Η/Μ ακτινοβολίας χρησιμοποιώντας διοπτεύσεις ληφθείσες από δύο ή περισσότερους δέκτες ELINT ονομάζεται **τριγωνισμός** (triangulation). Η απαίτηση για περισσότερους από δύο εκπομπούς ξεπερνιέται εύκολα αν λαμβάνονται δεδομένα από ένα κινούμενο δέκτη σε διαφορετικές θέσεις, όπως στην περίπτωση του υπό εξέταση αερομεταφερόμενου ραδιογωνιόμετρου. Τα ναυτιλιακά δεδομένα της πτήσης του, όπως και η θέση του, επιβάλλεται να είναι ακριβή. Σε αντίθετη περίπτωση, η ανακρίβεια μεταφέρεται στο αποτέλεσμα της επεξεργασίας. Οι συντεταγμένες του δέκτη είτε είναι γνωστές εκ των προτέρων είτε μετρώνται ταυτόχρονα με την κτήση της διόπτευσης.



Σχήμα 1.7 : Απεικόνιση τριγωνισμού από τρεις δέκτες ELINT χωρίς σφάλματα

Η βασική μορφή του αζιμουθιακού τριγωνισμού φαίνεται στο σχήμα 1.7 , όπου οι διοπτεύσεις θεωρούνται απόλυτα ακριβείς. Οι τρεις δέκτες δέχονται την Η/Μ ακτινοβολία από μια συγκεκριμένη διεύθυνση. Στο σημείο τομής των δύο ευθειών βρίσκεται ο εκπομπός. Το πρόβλημα με αυτή τη φαινομενικά απλή μέθοδο είναι ότι το παραπάνω σενάριο υπάρχει μόνο στη θεωρία, καθώς πρακτικά οι διοπτεύσεις ενδέχεται να περιέχουν όλα τα λάθη που αναφέρθηκαν στη παράγραφο 1.1.2 . Θα μπορούσαν πάραυτα οι τρεις ευθείες να τέμνονται στο ίδιο σημείο, πολύ πιθανόν όμως αυτό να σήμαινε ότι δύο από αυτές ή και οι τρεις να ήταν λανθασμένες. Άρα δεν μπορούμε να βασιστούμε ότι σε περίπτωση σημειακής τομής των ευθειών η θέση του εκπομπού είναι ακριβής.



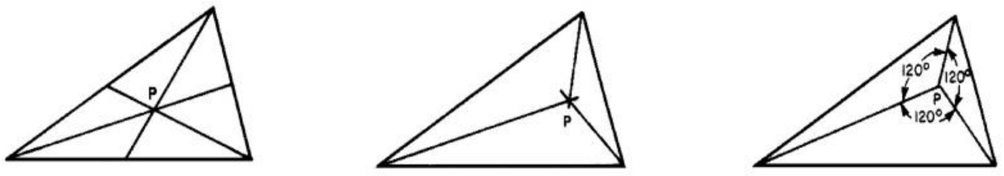
Σχήμα 1.8 : Απεικόνιση τριγωνισμού από τρεις δέκτες ELINT με σφάλματα

Η αμέσως επόμενη περίπτωση είναι να έχουμε διαπιστωμένα σφάλματα, οπότε τα σημεία τομής των τριών ευθειών σχηματίζουν ένα τρίγωνο. Η κατανομή αυτών των τριγώνων στο επίπεδο απεικονίζεται στο σχήμα 1.8. Κάνοντας την υπόθεση ότι το μέσο σφάλμα διόπτευσης είναι μηδενικό, ενώ η τυπική του απόκλιση έχει τιμή ορισμένων μοιρών, τα μισά από τα πραγματικά σχηματιζόμενα τρίγωνα θα είναι μικρότερα και τα άλλα μισά μεγαλύτερα από τα εμφανιζόμενα.

Στα τρίγωνα αυτά εμφανίζεται και ένα σημείο, το οποίο είναι η πιθανότερη θέση του εκπομπού. Η θέση αυτή μπορεί να υπολογισθεί με κάποιον από τους παρακάτω τρόπους (σχήμα 1.9):

1. Βρίσκοντας το σημείο τομής των διαμέσων του τριγώνου.
2. Βρίσκοντας το σημείο τομής των διχοτόμων του τριγώνου.
1. Βρίσκοντας το σημείο που σχηματίζει με τις τρεις κορυφές του τριγώνου ανά δύο γωνία 120^0, γνωστό ως σημείο Steiner.

Το σημείο αυτό, που θα επιλεγεί ώστε να ελαχιστοποιεί το μέσο τετραγωνικό σφάλμα, είναι η πιο πιθανή θέση του εκπομπού σε σχέση με τα υπόλοιπα σημεία του χώρου. Εξετάζοντας όμως τα τρίγωνα, βλέπουμε ότι σε οποιαδήποτε μεριά, δεξιά ή αριστερά, της πραγματικής θέσης του εκπομπού κι αν βρίσκεται η γραμμή διόπτευσης του ενός σταθμού, υπάρχουν τέσσερις εξίσου πιθανές καταστάσεις. Οι καταστάσεις αυτές εξαρτώνται από το αν οι γραμμές διόπτευσης των άλλων δύο σταθμών βρίσκονται δεξιά ή αριστερά της πραγματικής θέσης του εκπομπού. Σε τρεις από τις τέσσερις αυτές καταστάσεις, όπως φαίνεται εύγλωττα στο σχήμα 1.10, η πραγματική θέση του εκπομπού βρίσκεται εκτός του τριγώνου.

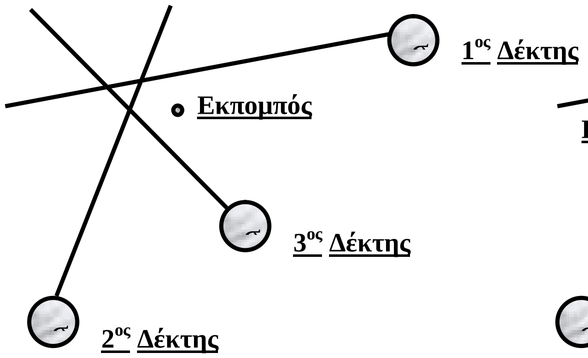


Σημείο τομής διαμέσων

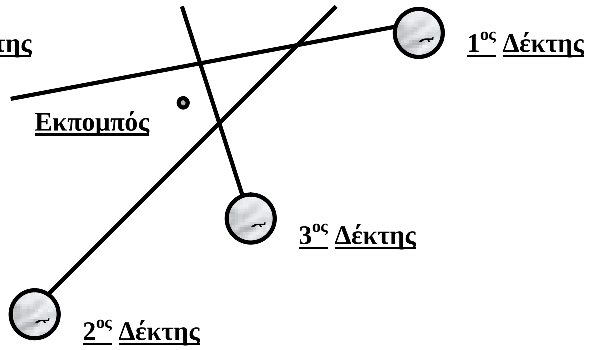
Σημείο τομής διχοτόμων

Σημείο Steiner

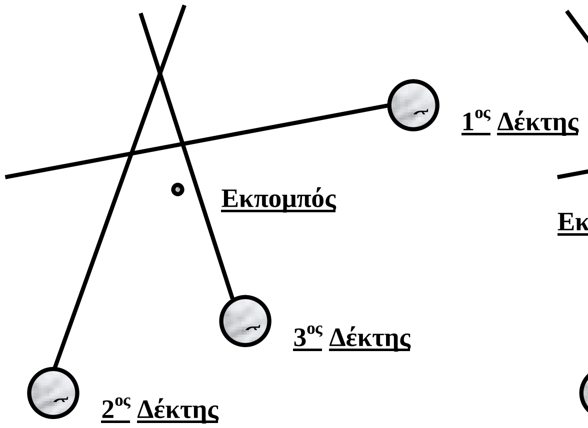
Σχήμα 1.9 : Τεχνικές γεωμετρικής εκτίμησης θέσης εκπομπού

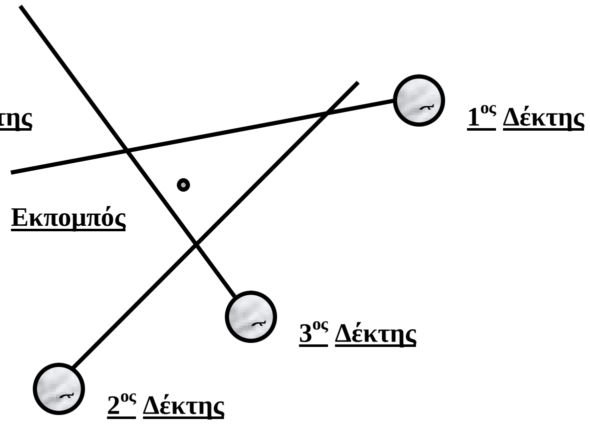


(α) Οι διοπτεύσεις 2 και 3 περνάνε αριστερά του εκπομπού



(β) Οι διοπτεύσεις 2 και 3 περνάνε δεξιά του εκπομπού





(γ) Η διόπτευση 2 περνάει αριστερά και η διόπτευση 3 περνάει δεξιά του εκπομπού

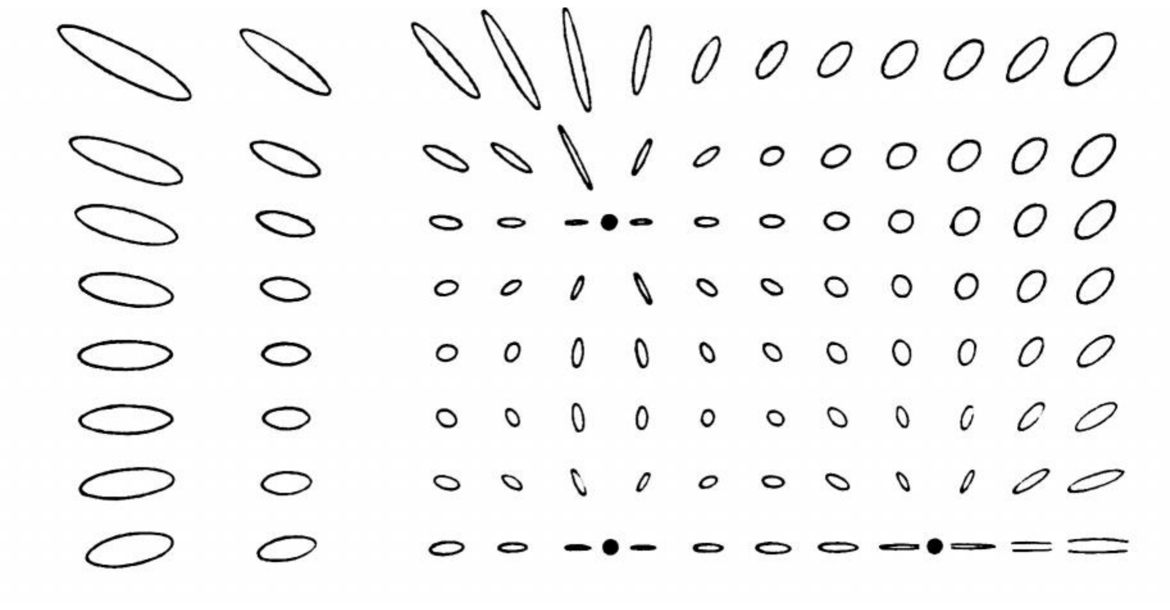
(δ) Η διόπτευση 2 περνάει δεξιά και η διόπτευση 3 περνάει αριστερά του εκπομπού

Σχήμα 1.10 : Επίδειξη της πιθανότητας η πραγματική θέση του εκπομπού να βρίσκεται εκτός του τριγώνου που σχηματίζουν οι διοπτεύσεις από τρεις δέκτες ELINT

Η βασιζόμενη στα τρίγωνα που σχηματίζουν οι διαφορετικές διοπτεύσεις εκτίμηση της θέσης του εκπομπού, περιέχει ελλείψεις. Υπάρχει μια σειρά από παραμέτρους που επηρεάζουν σημαντικά την εκτίμηση που δεν λαμβάνονται υπόψη. Κάποιες από αυτές τις παραμέτρους είναι οι εκάστοτε αποστάσεις του εκπομπού από το δέκτη, η τυπική απόκλιση των διοπτεύσεων, ο αριθμός τους και η ποιότητα των μετρήσεων, παράμετρος που μπορεί να μετρηθεί μέσω του SNR στο δέκτη.

β) Στατιστική εκτίμηση θέσης εκπομπού

Οι περιορισμοί και οι ανεπάρκειες των γεωμετρικών μεθόδων εκτίμησης της θέσης του εκπομπού μας οδηγούν στην αναζήτηση στατιστικών μεθόδων, που θα αντιμετωπίζουν τυχαία σφάλματα. Υποθέτοντας ότι η κατανομή των σφαλμάτων διόπτευσης προσεγγίζει τη Gaussian, τα σημεία στα οποία θα είναι πιθανότερο να βρίσκεται ο εκπομπός θα κατανέμονται στο χώρο ελλειπτικά. Το τυχαίο σφάλμα διόπτευσης καθορίζεται από το rms σφάλμα. Το μέγεθος, η θέση και η μορφή της ελλειπτικής περιοχής καθορίζονται από τον αριθμό των διοπτεύσεων και την αξιοπιστία τους, αυτούς δηλαδή τους παράγοντες που απουσιάζουν από την γεωμετρική εκτίμηση της θέσης της Η/Μ πηγής ακτινοβολίας.

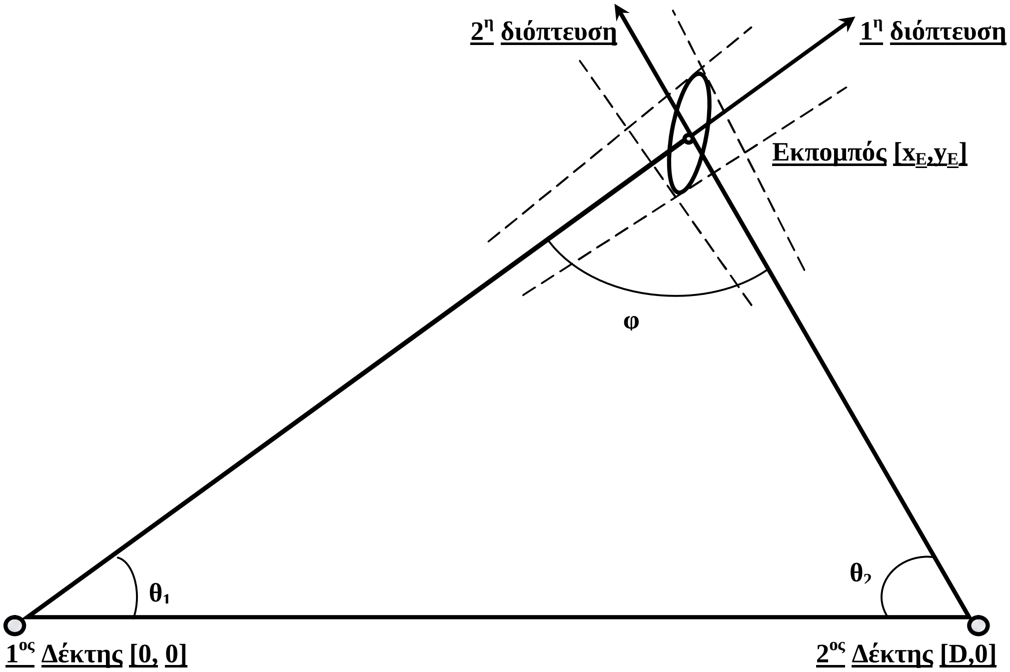


Σχήμα 1.11 : Ελλείψεις με πιθανότητα ύπαρξης του εκπομπού εντός αυτών 50%, σχηματισμένες από τις διοπτεύσεις τριών δεκτών ELINT τοποθετημένων στις κορυφές ορθογωνίου ισοσκελούς τριγώνου

Για να γίνει κατανοητή η μορφή αυτής της κατανομής, είναι βολικό να την απεικονίσουμε ως μια έλλειψη, με συγκεκριμένη πιθανότητα η πραγματική θέση του εκπομπού να είναι εντός αυτής. Στο σχήμα 1.11 παρουσιάζεται η μορφή που θα έχουν οι ελλείψεις με πιθανότητα ύπαρξης του εκπομπού 50% για δύο διαδοχικές θέσεις λήψης διοπτεύσεων. Η πιθανότητα αυτή, το 50%, είναι η συνηθέστερα απεικονούμενη, καθώς δίνει μια σαφή εικόνα του πού θα πρέπει να περιμένουμε να βρίσκεται ο εκπομπός.

γ) Χαρακτηριστικά έλλειψης σφάλματος με διοπτεύσεις από δύο θέσεις

Θα υπολογίσουμε παρακάτω τη μορφή της έλλειψης λαμβάνοντας διοπτεύσεις από δύο διαδοχικές θέσεις από τις οποίες περνάει ο δέκτης. Στο σχήμα 1.12 φαίνεται η διάταξη στο επίπεδο του εκπομπού, του δέκτη και των διοπτεύσεων στις θέσεις Δ_1 και Δ_2. Χωρίς απώλεια της γενικότητας, μπορούμε να τοποθετήσουμε τον άξονα-x στην ευθεία που ακολουθεί ο αερομεταφερόμενος δέκτης και η οποία συμπεριλαμβάνει τις θέσεις Δ_1 και Δ_2. Η αρχή των αξόνων τοποθετείται στην θέση Δ_1. Συνεπακόλουθα, οι συντεταγμένες των δύο θέσεων είναι [0,0] και [D,0], ενώ ο εκπομπός βρίσκεται στη θέση E[x,y]. Οι γωνίες διόπτευσης από τις θέσεις Δ_1 και Δ_2 είναι θ_1 και θ_2 αντίστοιχα.



Σχήμα 1.12 : Ανάλυση και χαρακτηριστικά έλλειψης σφάλματος για τριγωνισμό δύο διοπτεύσεων

Για να χαρακτηρίσουμε την έλλειψη χρειαζόμαστε τη θέση του κέντρου της, το μήκος του μικρού και του μεγάλου άξονά της, καθώς και τη γωνία που σχηματίζει η νοητή προέκταση του μεγάλου της άξονα με τον άξονα-x. Η εξίσωση της ευθείας που ενώνει τις θέσεις Δ_1 και E, καθώς και της ευθείας που ενώνει τις θέσεις Δ_2 και E, είναι αντίστοιχα:

$$y = x \cdot \tan\theta_1 \qquad (1\text{-}13)$$

$$y = (D - x) \cdot \tan\theta_2 \qquad (1\text{-}14)$$

Η τομή των δύο ευθειών δίνει τη θέση του εκπομπού, οι συντεταγμένες του οποίου θα είναι[7]:

$$\boxed{x_E = \frac{D \cdot \cos\theta_1 \cdot \sin\theta_2}{\sin\left(\theta_1 - \theta_2\right)}} \qquad (1\text{-}15)$$

$$\boxed{y_E = \frac{D \cdot \sin\theta_1 \cdot \sin\theta_2}{\sin\left(\theta_1 - \theta_2\right)}} \qquad (1\text{-}16)$$

Η μεταβολή στη θέση του εκπομπού ως προς τη μεταβολή στις γωνίες *θ₁* και *θ₂* δίνεται από τη σχέση:

$$\begin{bmatrix} \partial x \\ \partial y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \partial\theta_1 \\ \partial\theta_2 \end{bmatrix} \quad (1\text{-}17)$$

όπου

$$\begin{aligned} a &= \frac{-D \cdot \sin\theta_1 \cdot \sin\theta_2}{\sin\left(\theta_1 + \theta_2\right)} - \frac{D \cdot \cos\theta_1 \cdot \sin\theta_2 \cdot \cos\left(\theta_1 + \theta_2\right)}{\sin^2\left(\theta_1 - \theta_2\right)} \\ b &= \frac{D \cdot \cos\theta_1 \cdot \cos\theta_2}{\sin\left(\theta_1 + \theta_2\right)} - \frac{D \cdot \cos\theta_1 \cdot \sin\theta_2 \cdot \cos\left(\theta_1 + \theta_2\right)}{\sin^2\left(\theta_1 - \theta_2\right)} \\ c &= \frac{D \cdot \cos\theta_1 \cdot \sin\theta_2}{\sin\left(\theta_1 + \theta_2\right)} - \frac{D \cdot \sin\theta_1 \cdot \sin\theta_2 \cdot \cos\left(\theta_1 + \theta_2\right)}{\sin^2\left(\theta_1 - \theta_2\right)} \\ d &= \frac{D \cdot \sin\theta_1 \cdot \cos\theta_2}{\sin\left(\theta_1 + \theta_2\right)} - \frac{D \cdot \sin\theta_1 \cdot \sin\theta_2 \cdot \cos\left(\theta_1 + \theta_2\right)}{\sin^2\left(\theta_1 - \theta_2\right)} \end{aligned} \qquad (1\text{-}18)$$

Η διακύμανση αυτής της μεταβολής δίνεται από τη σχέση:

$$\begin{aligned} \mathrm{cov}\begin{bmatrix} \partial x \\ \partial y \end{bmatrix} &= E\begin{bmatrix} \partial x \\ \partial y \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \partial x & \partial y \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} E\left\{ \begin{bmatrix} \partial\theta_1 \\ \partial\theta_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \partial\theta_1 & \partial\theta_2 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix}^T \end{aligned} \qquad (1\text{-}19)$$

Επειδή οι μεταβολές των *θ₁* και *θ₂* είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους, ισχύει:

$$E\left\{ \begin{bmatrix} \partial\theta_1 \\ \partial\theta_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \partial\theta_1 & \partial\theta_2 \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} \sigma_{\theta_1} & 0 \\ 0 & \sigma_{\theta_2} \end{bmatrix} \qquad (1\text{-}20)$$

---

[7] Η έντονη γραμμοσκίαση χρησιμοποιείται σε συγκεκριμένες εξισώσεις ώστε να είναι εύκολη η παρακολούθηση της αντίστροφης πορείας εξαγωγής των επιθυμητών μεγεθών.

όπου $\sigma_{\theta 1}$ και $\sigma_{\theta 2}$ οι τυπικές αποκλίσεις των γωνιών θ_1 και θ_2. Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (1-19) και (1-20), παίρνουμε:

$$\mathrm{cov}\begin{bmatrix}\partial x\\ \partial y\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}a^2\sigma_{\theta_1}+b^2\sigma_{\theta_2} & ac\sigma_{\theta_1}+bd\sigma_{\theta_2}\\ ac\sigma_{\theta_1}+bd\sigma_{\theta_2} & c^2\sigma_{\theta_1}+d^2\sigma_{\theta_2}\end{bmatrix} \qquad (1\text{-}21)$$

Μια πολύ καλή προσέγγιση, που απλοποιεί τις μαθηματικές σχέσεις χωρίς να υποβαθμίζει την ακρίβειά τους, είναι να θεωρήσουμε το εύρος δέσμης του εκπομπού-RADAR ίσο με το $\sigma_{\theta 1}$, το οποίο με τη σειρά του θα θεωρείται ίσο με το $\sigma_{\theta 2}$[8], οπότε η (1-21) γίνεται:

$$\mathrm{cov}\begin{bmatrix}\partial x\\ \partial y\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}a^2+b^2 & ac+bd\\ ac+bd & c^2+d^2\end{bmatrix}\cdot\sigma_{\theta_1} \qquad (1\text{-}22)$$

Τα στοιχεία *a,b,c* και *d* στις εξισώσεις (1-18) έχουν κοινό παράγοντα το $D/(\sin\theta_1+\sin\theta_2)$, οπότε μπορούμε να ορίσουμε ότι:

$$\boxed{\begin{aligned}
a' &= -\sin\theta_1\cdot\sin\theta_2-\cos\theta_1\cdot\sin\theta_2\cdot\cot(\theta 1+\theta 2)\\
b' &= \cos\theta_1\cdot\cos\theta_2-\cos\theta_1\cdot\sin\theta_2\cdot\cot(\theta 1+\theta 2)\\
c' &= \cos\theta_1\cdot\sin\theta_2-\sin\theta_1\cdot\sin\theta_2\cdot\cot(\theta 1+\theta 2)\\
d' &= \sin\theta_1\cdot\cos\theta_2-\sin\theta_1\cdot\sin\theta_2\cdot\cot(\theta 1+\theta 2)
\end{aligned}} \qquad (1\text{-}23)$$

και:

$$\begin{aligned}
a &= \frac{D}{\sin(\theta_1+\theta_2)}a'\\
b &= \frac{D}{\sin(\theta_1+\theta_2)}b'\\
c &= \frac{D}{\sin(\theta_1+\theta_2)}c'\\
d &= \frac{D}{\sin(\theta_1+\theta_2)}d'
\end{aligned} \qquad (1\text{-}24)$$

Αν ορίσω τη γωνία $\Delta_1\hat{E}\Delta_2$ του σχήματος 1.12 ίση με *φ*, τότε, αφού $\varphi+\theta_1+\theta_2=180^0$, θα ισχύει:

$$\sin(\theta_1+\theta_2)=\sin\varphi \qquad (1\text{-}25$$

---

[8] Λόγω του ότι από τις θέσεις Δ_1 και Δ_2 ανιχνεύεται το ίδιο RADAR.

και η (1-22) μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\operatorname{cov}\begin{bmatrix}\partial x\\ \partial y\end{bmatrix}=\frac{D^2}{\sin^2\varphi}\begin{bmatrix}p & q\\ q & r\end{bmatrix}\sigma^2{}_\theta \tag{1-26}$$

όπου

$$\boxed{\begin{aligned}&p=a'^2+b'^2\\ &q=a'c'+b'd'\\ &r=c'^2+d'^2\end{aligned}} \tag{1-27}$$

Ορίζω τώρα τα εξής μεγέθη:

$$\boxed{\begin{aligned}&p'=\frac{D^2\cdot\sigma^2{}_\theta}{\sin^2\varphi}p\\ &q'=\frac{D^2\cdot\sigma^2{}_\theta}{\sin^2\varphi}q\\ &r'=\frac{D^2\cdot\sigma^2{}_\theta}{\sin^2\varphi}r\end{aligned}} \tag{1-28}$$

Ο μεγάλος και ο μικρός άξονας της έλλειψης είναι οι τετραγωνικές ρίζες του *λ*, το οποίο *λ* ορίζεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$\begin{vmatrix}p'-\lambda & q'\\ q' & r'-\lambda\end{vmatrix}=0 \quad \text{ή} \quad \lambda^2-(p'+r')\lambda+\left(p'r'-q'^2\right)=0 \tag{1-29}$$

Άρα οι άξονες της έλλειψης ισούνται με:

$$\boxed{\lambda_{1,2}=\left(\frac{(p'+r')\pm\sqrt{(p'-r')^2+4q'^2}}{2}\right)^{1/2}} \tag{1-30}$$

Παρατηρούμε ότι οι άξονες της έλλειψης είναι ανάλογοι με τον παράγοντα $D\sigma_\theta/\sin\varphi$, ενώ είναι και ανάλογοι με τη γωνία *φ*, το οποίο σημαίνει ότι μεγαλύτερη ακρίβεια επιτυγχάνεται αν οι διοπτεύσεις λαμβάνονται με αρκετή γωνιακή διαφορά μεταξύ τους. ‘Αρα, για να είμαστε βέβαιοι για την ορθότητα των αποτελεσμάτων που λαμβάνουμε, πρέπει κατά την κίνησή του το αεροσκάφος επί του οποίου φέρεται ο δέκτης να δεχθεί την ακτινοβολία του εκπομπού από θέσεις που να σχηματίζουν αρκετά μεγάλη γωνία μεταξύ τους. Το ιδανικό θα ήταν οι θέσεις αυτές να βρισκόταν στην περιφέρεια ενός κύκλου, το οποίο όμως είναι για πολλούς λόγους ανέφικτό, μπορούμε όμως να αρκεσθούμε σε θέσεις που απέχουν έως και μισό ακτίνιο.

Η γωνία, τέλος, που σχηματίζει η νοητή προέκταση του μεγάλου άξονα της έλλειψης με τον άξονα-x ισούται με:

$$\boxed{\gamma = \frac{1}{2}\tan^{-1}\left(\frac{2q}{p-r}\right)} \qquad (1\text{-}31)$$

δ) Χαρακτηριστικά έλλειψης σφάλματος με διοπτεύσεις από σειρά διαδοχικών θέσεων

Θα εξετάσουμε τώρα την περίπτωση που μας ενδιαφέρει άμεσα, δηλαδή αυτή ενός αερομεταφερόμενου δέκτη που κάνει ελιγμούς και λαμβάνει μια σειρά από διοπτεύσεις κατά τη διάρκεια της κίνησής του, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.13 . Έστω ότι συνολικά λαμβάνει k διοπτεύσεις. Ως αρχή των αξόνων ορίζουμε τη πρώτη θέση στην οποία ο δέκτης λαμβάνει διόπτευση. Οι συντεταγμένες των θέσεων στις οποίες λαμβάνει αυτές τις διοπτεύσεις είναι $[x_j,y_j]$, ενώ οι αντίστοιχες γωνίες διοπτεύσεων είναι οι θ_j. Επίσης είναι γνωστή η τυπική απόκλιση κάθε διόπτευσης σ_j, ενώ το γωνιακό της σφάλμα ισούται με $\Delta\theta j$.

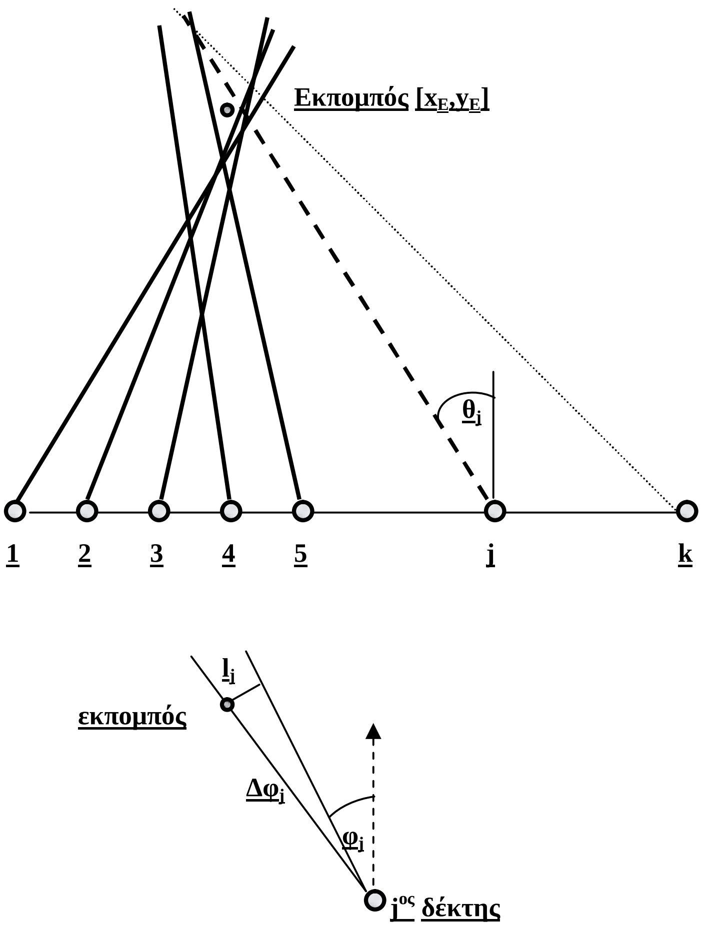
Για την εύρεση της θέσης του εκπομπού υπάρχει ένας γνωστός αλγόριθμος, ο αλγόριθμος του Stansfield, ο οποίος με ορισμένες τροποποιήσεις μπορεί να αντιστοιχισθεί στην προς εξέταση περίπτωση. Η κάθετη απόσταση της πραγματικής θέσης του εκπομπού από την μετρούμενη διόπτευση είναι η l_j. Αθροίζοντας τις l_j^2 και εν συνεχεία παίρνοντας τις μερικές παραγώγους του αθροίσματος ως προς x_E και y_E, όπου x_E και y_E είναι οι πραγματικές συντεταγμένες του εκπομπού, και μηδενίζοντάς τις δημιουργείται μια πινακοποιημένη έκφραση για τα x_E και y_E, η οποία είναι η εξής:

$$\boxed{\begin{aligned}\begin{bmatrix} xE \\ yE \end{bmatrix} &= \left\{\sum_{j=1}^{k}\begin{bmatrix} \cos^2\theta_j & -\sin\theta_j\cdot\cos\theta_j \\ -\sin\theta_j\cdot\cos\theta_j & \sin^2\varphi_j \end{bmatrix}\right\}^{-1} \\ &\cdot\sum_{j=1}^{k}\begin{bmatrix} x_j\cdot\cos^2\theta_j & -y_j\cdot\sin\theta_j\cdot\cos\theta_j \\ -x_j\cdot\sin\theta_j\cdot\cos\theta_j & y_j\cdot\sin^2\theta_j \end{bmatrix}\end{aligned}} \qquad (1\text{-}32)$$

Έχοντας υπολογίσει την εκτιμώμενη θέση του εκπομπού, θα υπολογίσουμε τώρα τα χαρακτηριστικά της έλλειψης στην οποία περιλαμβάνεται κατά 50% η πραγματική θέση του εκπομπού. Η εκάστοτε απόσταση του δέκτη από την εκτιμώμενη θέση του εκπομπού είναι η D_j. Η απόσταση αυτή δεν είναι φυσικά απόλυτα ακριβής, μπορούμε όμως να την χρησιμοποιήσουμε στον παρακάτω συλλογισμό χωρίς αξιόλογη απώλεια ακρίβειας.

Τα χαρακτηριστικά της έλλειψης υπολογίζονται με τη βοήθεια των παρακάτω γεωμετρικών χαρακτηριστικών:

$$\boxed{\begin{aligned} \iota &= \sum_{j=1}^{k}\left(\frac{\sin^2\theta_j}{\sigma_j^{\ 2}\cdot D_j^{\ 2}}\right)\\ \mu &= \sum_{j=1}^{k}\left(\frac{\cos^2\theta_j}{\sigma_j^{\ 2}\cdot D_j^{\ 2}}\right)\\ \nu &= \sum_{j=1}^{k}\left(\frac{\sin\theta_j\cdot\cos\theta_j}{\sigma_j^{\ 2}\cdot D_j^{\ 2}}\right)\end{aligned}} \qquad (1\text{-}33)$$



Σχήμα 1.13 : Ανάλυση σφάλματος για τριγωνισμό πολλών διαδοχικών θέσεων

Οι άξονες της έλλειψης δίνονται από την εξίσωση

$$\boxed{\lambda_{1,2} = 2\sqrt{2}\left(\iota+\mu\pm\sqrt{(\iota-\mu)^2+4\nu^2}\right)^{1/2}} \qquad (1\text{-}34)$$

ενώ η γωνία *γ* της προέκτασης του μεγάλου άξονα της έλλειψης με τον άξονα-x θα είναι:

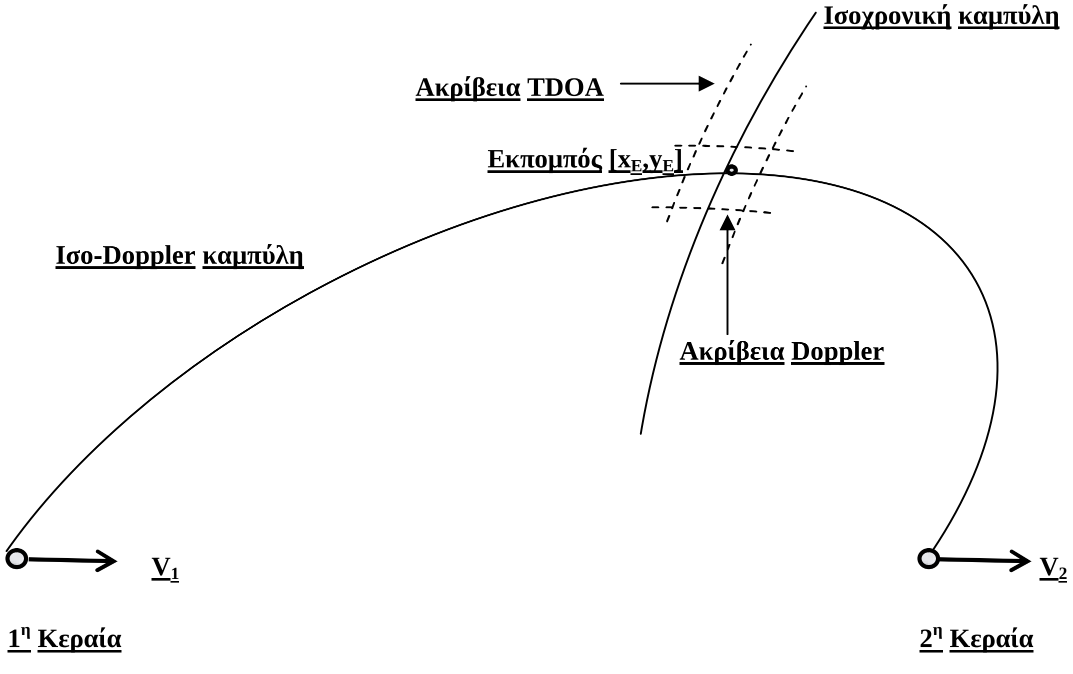
$$\boxed{\gamma = \frac{1}{2}\tan^{-1}\left(\frac{2\mu}{\iota - \nu}\right)} \qquad (1\text{-}35)$$

Η σύγκριση των εξισώσεων 1-30, 1-31 από τη μία και 1-34, 1-35 από την άλλη φανερώνει τις αναμενόμενες ομοιότητες, μια και θα μπορούσαμε να πούμε ότι οι δεύτερες αποτελούν γενίκευση των πρώτων. Μια λεπτομερής εξέταση, πάραυτα, των διαδικασιών εξαγωγής τους αποκαλύπτει την αντίστροφη αναλογία των χαρακτηριστικών των ελλείψεων από κάποιους παράγοντες στις δύο περιπτώσεις. Πηγή συμπερασμάτων για μας θα πρέπει να θεωρείται η δεύτερη και πιο γενικευμένη θεώρηση.

1.2.2 TDOA, εύρεση θέσης εκπομπού μέσω χρονικής διαφοράς άφιξης

α) Μέθοδος TDOA Προηγούμενου Ακρου διαφορικού Doppler

Η άλλη μέθοδος εκτίμησης της θέσης ενός εκπομπού είναι με τη μέτρηση της χρονικής διαφοράς άφιξης ενός σήματος σε δύο κεραίες. Πιο συγκεκριμένα, με τη μέθοδο του **TDOA προηγούμενου άκρου διαφορικού Doppler** (Leading Edge TDOA/Differential Doppler, **LE-TDOA/DD**) μετράται ο χρόνος άφιξης της ακμής του παλμού του RADAR. Στο σχήμα 1.14 απεικονίζεται η βασική ιδέα πίσω από τη χρήση αυτής της τεχνικής.



Σχήμα 1.14 : Εύρεση θέσης εκπομπού με τη μέθοδο LE-TDOA/DD

Η διαφορά άφιξης στις κεραίες του δέκτη δίνει τη χρονική διαφορά άφιξης ως προς την ευθεία που ενώνει τις δύο κεραίες. Η μέτρηση αυτή καθορίζει μια καμπύλη από την οποία οποιοδήποτε σήμα και αν ξεκινούσε θα έφτανε στις δύο κεραίες με την ίδια χρονική διαφορά. Χάριν συντομίας η καμπύλη αυτή θα ονομάζεται εφεξής **ισοχρονική**.

Μια ακόμα μέτρηση είναι αυτή του διαφορικού Doppler, το οποίο μπορεί να μετρηθεί από τον κινούμενο δέκτη μέσω των αλλαγών της TDOA ως προς το χρόνο. Γνωρίζοντας τη ταχύτητα του δέκτη και υπολογίζοντας το διαφορικό Doppler, σχηματίζεται άλλη μια καμπύλη. Όπως και με την ισοχρονική, από την καμπύλη αυτή όλα τα σήματα θα προκαλούσαν το ίδιο διαφορικό Doppler στις κεραίες του δέκτη. Αυτή η καμπύλη ονομάζεται συνοπτικά **ισο-Doppler**.

Στην τομή των δύο καμπυλών βρίσκεται ο εκπομπός. Φυσικά, λόγω των λαθών που ενέχονται στις μετρήσεις, ο εκπομπός δεν βρίσκεται στην πραγματικότητα εκεί, αλλά σε μια περιοχή γύρω από το σημείο τομής. Η ακρίβεια της μεθόδου εξαρτάται από την ισχύ αλλά και από τις υπόλοιπες παραμέτρους του σήματος, καθώς και από την ακρίβεια με την οποία καθορίζεται η χρονική διαφορά άφιξης.

β) Σφάλματα μετρήσεων και επίδραση τους στην ακρίβεια της μεθόδου

Η διάταξη του δέκτη και του κινούμενου εκπομπού απεικονίζεται στο σχήμα 1-15. Και εδώ το πρόβλημα αντιμετωπίζεται στις δύο διαστάσεις, μια και το ύψος της θέσης στην οποία βρίσκεται μπορεί να προσδιορισθεί εύκολα με χρήση προαναφερθησών, όχι πάντοτε ιδιαίτερης επιστημονικής αξίας, μεθόδων. Η TDOA, τ, και το διαφορικό Doppler, f_d, μεταξύ των ληφθέντων σημάτων μετρώνται μέσω της ακμής των παλμών, ενώ ο εκπομπός θεωρείται ότι βρίσκεται στην τομή της ισοχρονικής και της ισο-Doppler καμπύλης. Θα υπολογίσουμε πόσο επιρρεπής στα σφάλματα μέτρησης των τ και f_d είναι η ακρίβεια της μεθόδου[9].

Από το σχήμα 1-15 βλέπουμε ότι:

$$\tau = \frac{R_1 - R_2}{c} \qquad (1\text{-}36)$$

και

$$f_d = \frac{1}{\lambda}\frac{d}{dt}\left(R_1 - R_2\right) \qquad (1\text{-}37)$$

όπου c η ταχύτητα του φωτός, λ το μήκος του φέροντος κύματος και R_1, R_2 οι δύο αποστάσεις που φαίνονται στο σχήμα 1-15. Επεκτείνοντας την εξίσωση 1-36 παίρνουμε:

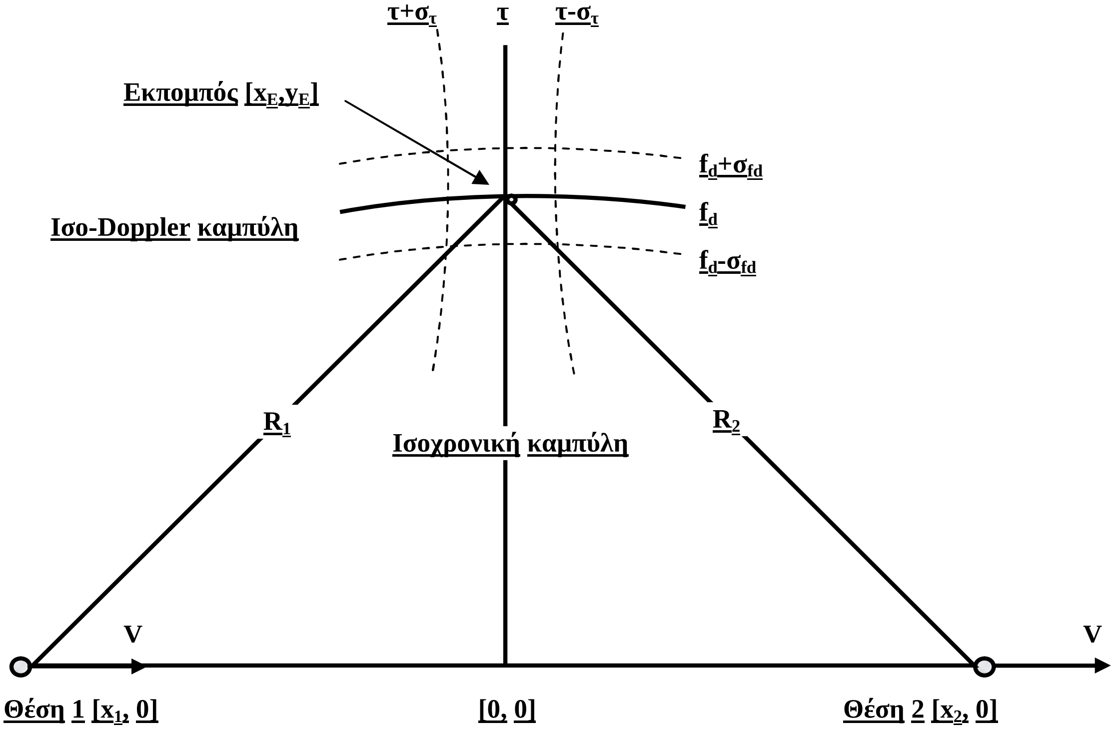
$$\boxed{\tau = \frac{1}{c}\left\{\sqrt{\left(x - x_1\right)^2 + y^2} - \sqrt{\left(x - x_2\right)^2 + y^2}\right\}} \qquad (1\text{-}38)$$

οπότε:

---

[9] Και εδώ η έντονη γραμμοσκίαση θα χρησιμοποιηθεί σε συγκεκριμένες εξισώσεις ώστε να είναι εύκολη η παρακολούθηση της αντίστροφης πορείας εξαγωγής των επιθυμητών μεγεθών.

$$\begin{aligned}\frac{d\tau}{dx}&=\frac{1}{c}\left\{\frac{(x-x_1)}{\sqrt{(x-x_1)^2+y^2}}-\frac{(x-x_2)}{\sqrt{(x-x_2)^2+y^2}}\right\}\\ \frac{d\tau}{dy}&=\frac{1}{c}\left\{\frac{y}{\sqrt{(x-x_1)^2+y^2}}-\frac{y}{\sqrt{(x-x_2)^2+y^2}}\right\}\end{aligned}\qquad(1\text{-}39)$$



Σχήμα 1-15 : Ανάλυση σφάλματος για τη μέθοδο LE-TDOA/DD

Επεκτείνουμε ομοίως και την εξίσωση 1-37, ορίζοντας ως *V* την ταχύτητα του αερομεταφερόμενου δέκτη:

$$\boxed{f_d=\frac{-V}{\lambda}\left\{\frac{(x-x_1)}{\sqrt{(x-x_1)^2+y^2}}-\frac{(x-x_2)}{\sqrt{(x-x_2)^2+y^2}}\right\}}\qquad(1\text{-}40)$$

οπότε:

$$\frac{df_d}{dx}=\frac{-V}{\lambda}\left[\begin{array}{l}\left\{\frac{1}{\sqrt{(x-x_1)^2+y^2}}-\frac{(x-x_1)^2}{\sqrt{(x-x_1)^2+y^2}}\right\}\\ -\left\{\frac{1}{\sqrt{(x-x_2)^2+y^2}}-\frac{(x-x_2)^2}{\sqrt{(x-x_2)^2+y^2}}\right\}\end{array}\right] \quad (1\text{-}41)$$

$$\frac{df_d}{dy}=\frac{-V}{\lambda}\left\{\frac{(x-x_1)y}{\sqrt{(x-x_1)^2+y^2}}-\frac{(x-x_2)y}{\sqrt{(x-x_2)^2+y^2}}\right\}$$

Υποθέτοντας, για απλοποίηση των πράξεων, ότι ο εκπομπός βρίσκεται στη μεσοκάθετο της ευθείας που ενώνει τις δύο θέσεις μέτρησης και που έχει μήκος Β, θα ισχύει $x_1=-B/2$ και $x_2=B/2$. Αντικαθιστώντας τις παραπάνω τιμές στις σχέσεις 1-39 έχουμε:

$$\boxed{\begin{array}{l}\frac{d\tau}{dx}=\frac{1}{c}\left\{\frac{B}{\sqrt{(B/2)^2+y^2}}\right\}\\ \frac{d\tau}{dy}=0\end{array}} \quad (1\text{-}42)$$

ενώ οι σχέσεις (1-41) δίνουν:

$$\boxed{\begin{array}{l}\frac{df_d}{dx}=0\\ \frac{df_d}{dy}=\frac{VBy}{\lambda\left[(B/2)^2+y^2\right]^{3/2}}\end{array}} \quad (1\text{-}43)$$

Άμεση συνέπεια των παραπάνω σειρών εξισώσεων είναι η επαλήθευση ότι η μεσοκάθετος της ευθείας που ενώνει τις δύο θέσεις μέτρησης είναι ισοχρονική καμπύλη (αφού dτ/dy=0). Από τη σχέση 1-42:

$$dx=\frac{cd\tau\sqrt{(B/2)^2+y^2}}{B} \quad (1\text{-}44)$$

ή

$$\boxed{\sigma_x=\frac{c\sigma_\tau\sqrt{(B/2)^2+y^2}}{B}} \quad (1\text{-}45)$$

όπου σ_x το μέσο τετραγωνικό σφάλμα στη μέτρηση της συντεταγμένης x και σ_τ το μέσο τετραγωνικό σφάλμα στη μέτρηση της τ. Με παρόμοιο τρόπο, από τη σχέση 1-43:

$$\boxed{\sigma_y = \frac{\lambda\sigma_{f_d}\left[(B/2)^2 + y^2\right]^{3/2}}{VBy}} \qquad (1\text{-}46)$$

όπου σ_y το τετραγωνικό σφάλμα στη μέτρηση της συντεταγμένης y και σ_{fd} το μέσο τετραγωνικό σφάλμα στη μέτρηση του διαφορικού Doppler.

Ας εξετάσουμε μια αληθοφανή περίπτωση, με B=200km, y=150km και V=0,2km/sec και αντιμετωπίζεται παλμικό RADAR συχνότητας 8GHz, δηλαδή μήκους κύματος λ=3,75cm. Με αντικατάσταση στις σχέσεις 1-45 και 1-46 παίρνουμε:

$$\sigma_x = \frac{3\times 10^8\sqrt{(200/2)^2 + 150^2}}{200}\sigma_\tau = \mathbf{2{,}7\times 10^8\sigma_\tau\ m}$$

και

$$\sigma_y = \frac{0{,}0375\left[(200/2)^2 + 150^2\right]^{3/2}}{0{,}2\cdot 200\cdot 150}\sigma_{f_d} \cong \mathbf{36{,}62\sigma_{f_d}\ m}$$

Η διαφορά στις τάξεις μεγέθους των συντελεστών αναλογίας στα παραπάνω αποτελέσματα εξηγείται λογικά με την αντίστοιχη διαφορά στις τάξεις μεγέθους των σ_x και σ_y. Μάλιστα, για μια λογική αναλογία $\sigma_\tau/\sigma_{fd}=10^{-9}/10=10^{10}$, βλέπουμε ότι το σ_x είναι πολύ μικρότερο του σ_y.

γ) Χαρακτηριστικά έλλειψης σφάλματος

Όπως και με την εύρεση της θέσης του εκπομπού μέσω τριγωνισμού, μπορούμε να υπολογίσουμε τα χαρακτηριστικά της έλλειψης μέσα στην οποία θα περιέχεται κατά 50% η πραγματική θέση του εκπομπού. Στο σχήμα 1-16 απεικονίζεται η γεωμετρία του προβλήματος.

Οι αποστάσεις R_1 και R_2 μπορούν να αντικατασταθούν με:

$$\begin{aligned} R_1 &= \sqrt{x^2 + y^2} \\ R_2 &= \sqrt{(D - x)^2 + y^2} \end{aligned} \qquad (1\text{-}47)$$

και το τ, όπως και στην 1-36, θα ισούται με[10]:

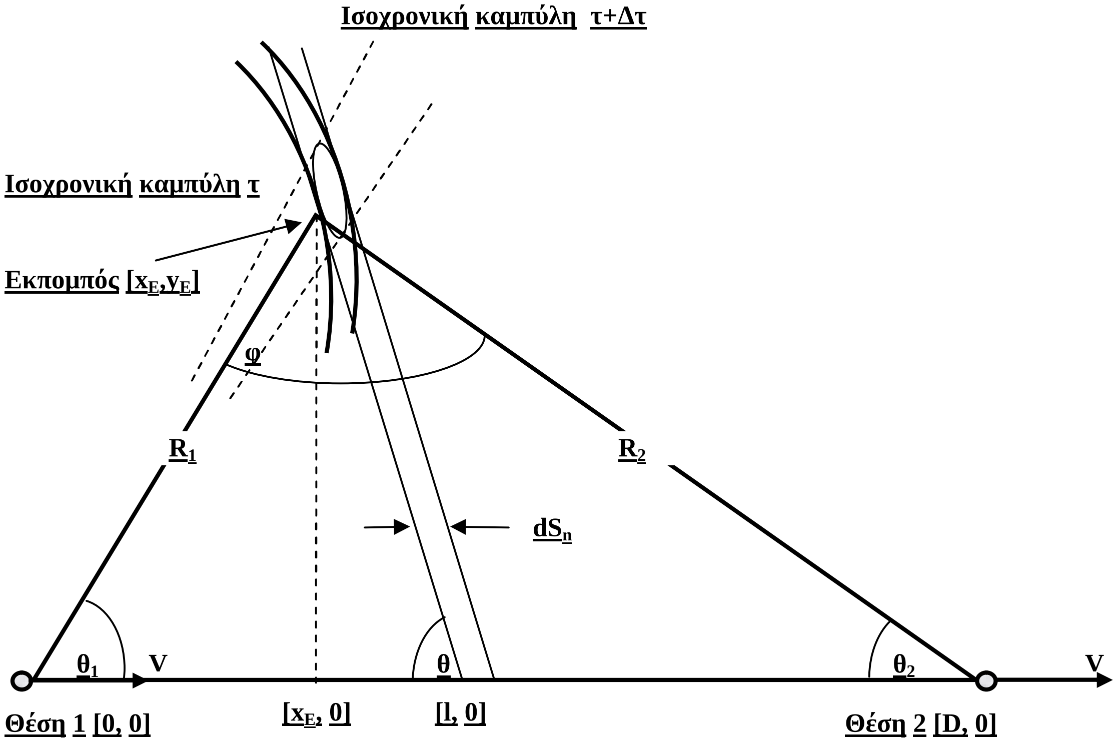
$$\tau = \frac{|R_1 - R_2|}{c} \qquad (1\text{-}48)$$

Η ισοχρονική καμπύλη που περνάει από τον εκπομπό ορίζεται από την εξίσωση:

---

[10] Παίρνουμε την απόλυτη τιμή επειδή το σήμα δε φτάνει πάντα πρώτα στην θέση 1.

$$
\begin{aligned}
& R_2 - R_1 = \tau c = \Delta \\
& \Rightarrow \sqrt{(D - x)^2 + y^2} - \sqrt{x^2 + y^2} - \Delta = 0
\end{aligned}
\tag{1-49}
$$



Σχήμα 1.16 : Γενικευμένη ανάλυση και χαρακτηριστικά έλλειψης σφάλματος για τη μέθοδο LE-TDOA/DD

Οι μερικές παράγωγοι *f_x* και *f_y* της παραπάνω εξίσωσης είναι:

$$
\begin{aligned}
f_x &= \frac{-(D - x)}{\sqrt{(D - x)^2 + y^2}} - \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2}} \\
&= -(\cos\theta_2 + \cos\theta_1)
\end{aligned}
\tag{1-50}
$$

και

$$
\begin{aligned}
f_y &= \frac{y}{\sqrt{(D-x)^2+y^2}} - \frac{y}{\sqrt{x^2+y^2}} \\
&= \sin\theta_2 - \sin\theta_1
\end{aligned}
\tag{1-51}
$$

Άρα η κλίση της εφαπτομένης της ισοχρονικής καμπύλης που περνάει από τον εκπομπό θα είναι:

$$
\frac{dy}{dx} = \tan\theta = -\frac{f_x}{f_y} = \frac{\cos\theta_2 + \cos\theta_1}{\sin\theta_2 - \sin\theta_1}
\tag{1-52}
$$

Λόγω της παραπάνω έκφρασης μπορούμε να κάνουμε την εξής θεώρηση: Από τη θέση 1 ξεκινάει ένα μοναδιαίο διάνυσμα [cosθ$_1$, sinθ$_1$]. Το διάνυσμα τέμνεται με ένα άλλο διάνυσμα, το [(sinθ$_2$-sinθ$_1$),(cosθ$_2$+cosθ$_1$)]το οποίο βρίσκεται πάνω στην εφαπτομένη της έλλειψης σφάλματος. Το μέτρο αυτού του διανύσματος είναι:

$$
\begin{aligned}
M &= \sqrt{(\sin\theta_2 - \sin\theta_1)^2 + (\cos\theta_2 + \cos\theta_1)^2} \\
&= \sqrt{2 + 2\cos(\theta_2 + \theta_1)} \\
&= \sqrt{2(1 + \cos(\theta_2 + \theta_1))} \\
&= \sqrt{4\cos^2\frac{\theta_2 + \theta_1}{2}}
\end{aligned}
$$

ή

$$
M = 2\cos\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right)
\tag{1-53}
$$

Το εσωτερικό γινόμενο των δύο διανυσμάτων ισούται με το γινόμενο των μέτρων τους επί το συνημίτονο της μεταξύ τους γωνίας *δ*, δηλαδή:

$$
\begin{aligned}
&M \cdot 1 \cdot \cos\delta = (\sin\theta_2 - \sin\theta_1)\cos\theta_1 + (\cos\theta_1 + \cos\theta_2)\sin\theta_1 \\
&\Rightarrow \cos\delta = \frac{2\sin\left(\frac{\theta_1+\theta_2}{2}\right)\cos\left(\frac{\theta_1+\theta_2}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\theta_1+\theta_2}{2}\right)} \\
&\Rightarrow \cos\delta = 2\sin\left(\frac{\theta_1+\theta_2}{2}\right)
\end{aligned}
\tag{1-54}
$$

Από τη γεωμετρία του σχήματος 1.16 βλέπουμε ότι:

$$\frac{\theta_1+\theta_2}{2}=\frac{\pi}{2}-\frac{\varphi}{2} \tag{1-55}$$

οπότε

$$\boxed{\cos\delta=\cos\frac{\varphi}{2}\ \text{ή}\ \delta=\frac{\varphi}{2}} \tag{1-56}$$

δηλαδή η εφαπτομένη της έλλειψης σφάλματος διχοτομεί τη γωνία που σχηματίζει ο εκπομπός με τις δύο θέσεις μέτρησης στις οποίες βρίσκεται διαδοχικά ο δέκτης ELINT. Με αυτό τον τρόπο ουσιαστικά έχουμε υπολογίσει την γωνία που σχηματίζει ο μεγάλος άξονας της έλλειψης σφάλματος με τον άξονα-x. Η εφαπτομένη αυτή σφάλματος τέμνει τον άξονα-x στο σημείο [l,0], όπου και σχηματίζει μια γωνία θ. Μπορούμε τώρα να εισέλθουμε στο κυρίως κομμάτι των υπολογισμών. Η θέση του εκπομπού καθορίζεται ως το σημείο τομής της ισοχρονικής καμπύλης, που περιγράφεται από την εξίσωση 1-49, και της ευθείας R_1, που χαρακτηρίζεται από την εξίσωση:

$$y=x\cdot\tan\theta_1 \tag{1-57}$$

Με αντικατάσταση της τελευταίας στη 1-49 λαμβάνουμε:

$$\sqrt{(D-x)^2+x^2\tan^2\theta_1}-\sqrt{x^2+x^2\tan^2\theta_1}-\tau c=0 \tag{1-58}$$

με τη βοήθεια της οποίας εκφράζεται το x για δοσμένα τ και θ_1, ενώ μέσω αυτού και της εξίσωσης 1-57 εκφράζεται και το y. Υποθέτουμε τώρα ότι ένα σφάλμα dt τοποθετεί τον εκπομπό σε μια παράλληλο της αρχικής εφαπτομένης η οποία απέχει από την πρώτη απόσταση dS_n. Η αρχική εφαπτομένη θα έχει εξίσωση:

$$y=(l-x)\cdot\tan\theta \tag{1-59}$$

Η τομή της με την ευθεία R_1 (εξίσωση 1-57) έχει τις παρακάτω συντεταγμένες:

$$\begin{aligned} x&=\frac{l\cdot\tan\theta}{\tan\theta_1+\tan\theta}=\frac{l\cdot\cos\theta_1\cdot\sin\theta}{\sin(\theta_1+\theta)} \\ y&=\frac{l\cdot\sin\theta_1\cdot\sin\theta}{\sin(\theta_1+\theta)} \end{aligned} \tag{1-60}$$

ενώ

$$\boxed{\begin{aligned}\partial x &= \frac{-l\cdot \sin 2\theta}{2\sin^{2}(\theta_1+\theta)}d\theta_1 + \frac{\cos\theta_1}{\sin(\theta_1+\theta)}d(l\sin\theta)\\ \partial y &= \frac{l\cdot \sin^{2}\theta}{\sin^{2}(\theta_1+\theta)}d\theta_1 + \frac{\sin\theta_1}{\sin(\theta_1+\theta)}d(l\sin\theta)\end{aligned}} \qquad (1\text{-}61)$$

Από το σχήμα 1-16:

$$d(l\sin\theta) = dS_n \quad (1\text{-}62)$$

Μπορούμε να εκφράσουμε τις μεταβολές των εξισώσεων 1-61 με τον παρακάτω τρόπο:

$$\begin{bmatrix}\partial x\\ \partial y\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\alpha_{11} & \alpha_{12}\\ \alpha_{21} & \alpha_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}d\theta_1\\ dS_n\end{bmatrix} \quad (1\text{-}63)$$

ενώ η διακύμανση των $d\theta_1$ και dS_n μπορεί να πινακοποιηθεί ως εξής:

$$\boxed{\operatorname{cov}\begin{bmatrix}d\theta_1\\ dS_n\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\sigma_1^{2} & 0\\ 0 & \sigma_2^{2}\end{bmatrix}} \quad (1\text{-}64)$$

Συνδυάζοντας τις 1-63 και 1-64 η διακύμανση των ∂x και ∂y παίρνει την ακόλουθη μορφή:

$$\boxed{\operatorname{cov}\begin{bmatrix}\partial x\\ \partial y\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\alpha_{11}^{2}\sigma_1^{2} + \alpha_{12}^{2}\sigma_2^{2} & \alpha_{11}\alpha_{21}\sigma_1^{2} + \alpha_{12}\alpha_{22}\sigma_2^{2}\\ \alpha_{11}\,\alpha_{21}\sigma_1^{2} + \alpha_{12}\alpha_{22}\sigma_2^{2} & \alpha_{21}^{2}\sigma_1^{2} + \alpha_{22}^{2}\sigma_2^{2}\end{bmatrix}} \qquad (1\text{-}65)$$

όπου

$$\alpha_{11} = \frac{-l\cdot \sin 2\theta}{2\sin^{2}(\theta_1+\theta)}$$

$$\alpha_{12} = \frac{\cos\theta_1}{\sin(\theta_1+\theta)}$$

$$\alpha_{21} = \frac{l\cdot \sin^{2}\theta}{\sin^{2}(\theta_1+\theta)}$$

$$\alpha_{22} = \frac{\sin\theta_1}{\sin^{2}(\theta_1+\theta)}$$

$$\boxed{l = x + y\cot\theta}$$

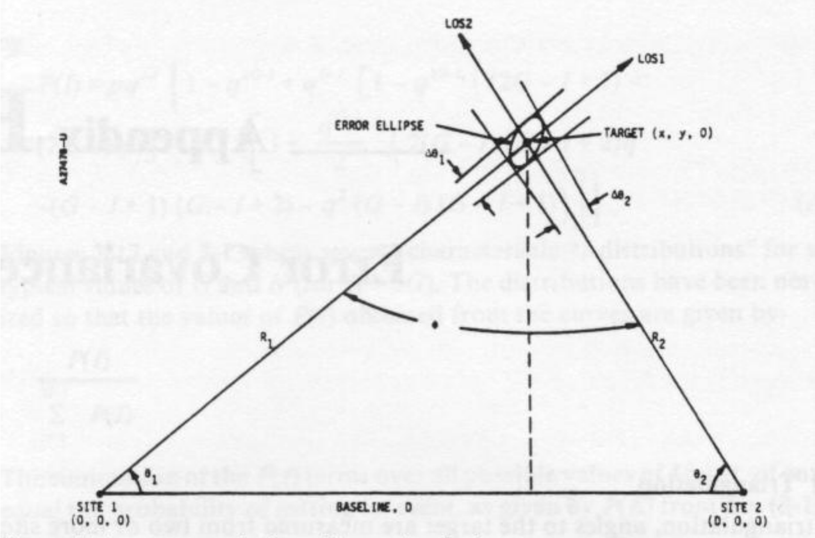
και

$$\boxed{\theta = \tan^{-1}\frac{\cos\theta_1 + \cos\theta_2}{\sin\theta_2 - \sin\theta_1}}$$

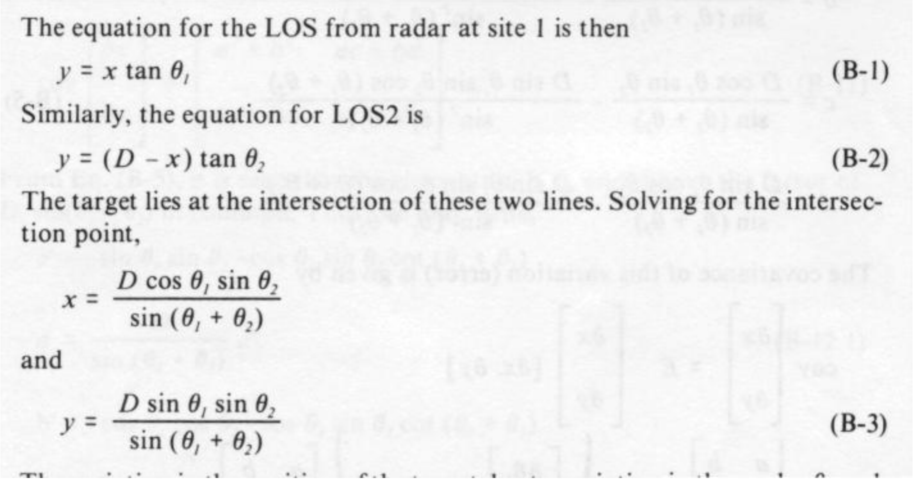
Τα σ_1 και σ_2 λοιπόν υπολογίζονται από την 1-65 με αντικατάσταση σε αυτήν της 1-61, δίνοντας μας τις διαστάσεις της καμπύλης σφάλματος.

I. ΡΑΔΙΟΓΩΝΙΟΜΕΤΡΙΑ-ΤΡΙΓΩΝΙΣΜΟΣ

Δύο ραδιογωνιομετρικοί δέκτες βρίσκονται στα σημεία (0,0) και (D,0) ενός διδιάστατου καρτεσιανού συστήματος αξόνων XY, όπου D=150 Km. Οι 2 δέκτες επιτυγχάνουν διοπτεύσεις ενός εχθρικού εκπομπού με γωνίες $\theta_1 = 35^o$ και $\theta_2 = 45^o$. Να ευρεθούν οι συντεταγμένες του εκπομπού, και οι αποστάσεις του από τα 2 ραδιογωνιόμετρα.



igure B-1. Triangulation, Error Analysis



The equation for the LOS from radar at site 1 is then

$$y = x \tan \theta_1 \qquad \text{(B-1)}$$

Similarly, the equation for LOS2 is

$$y = (D - x) \tan \theta_2 \qquad \text{(B-2)}$$

The target lies at the intersection of these two lines. Solving for the intersection point,

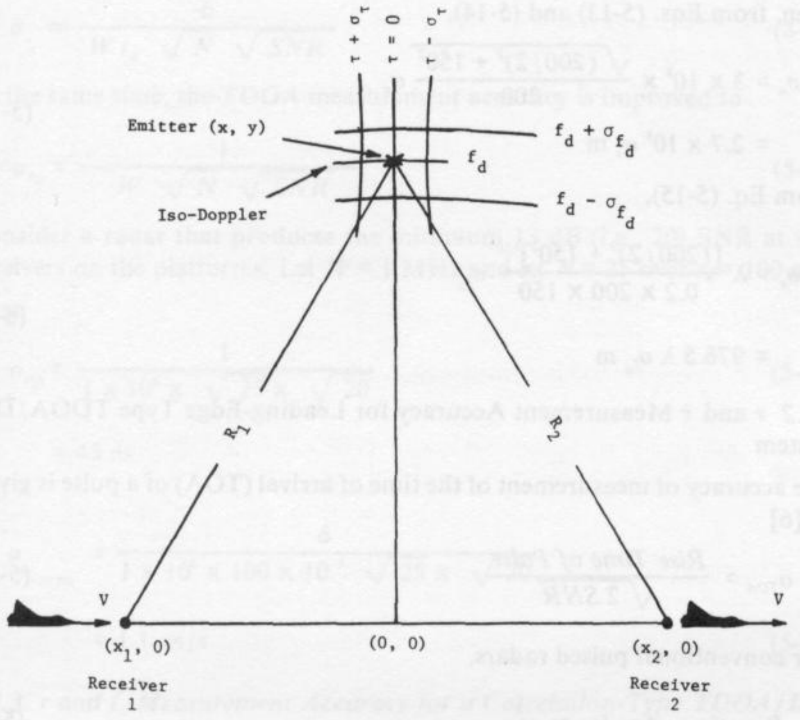
$$x = \frac{D \cos \theta_1 \sin \theta_2}{\sin (\theta_1 + \theta_2)}$$

and

$$y = \frac{D \sin \theta_1 \sin \theta_2}{\sin (\theta_1 + \theta_2)} \qquad \text{(B-3)}$$

ΙΙ. ΡΑΔΙΟΓΩΝΙΟΜΕΤΡΙΑ-ΣΥΣΧΕΤΙΣΗ (CORRELATION)

Στην διπλή είσοδο ενός αερομεταφερόμενου ραδιογωνιομετρικού συσχετιστού (correlator) εισέρχεται σήμα από εχθρικό ραντάρ με λόγους σήματος-θορύβου SNR1 = 2 dB και SNR2 = -1 dB, εύρος ζώνης σήματος W=10 MHz και χρόνο ολοκλήρωσης στον συσχετιστή T_i = 0,5 msec. Η εύρεση θέσεως του εχθρικού ραντάρ γίνεται με την μέθοδο Correlation-TDOA/DD. Οι θέσεις των δύο μετρήσεων απέχουν B=20 km, η κάθετη απόσταση του εχθρικού εκπομπού y=15 Km, η ταχύτητα του φέροντος α/φους είναι V=0,35 km/sec, η συχνότητα του εχθρικού ραντάρ f=9,75 GHz. Να ευρεθούν οι διασπορές εκτίμησης της θέσης του ραντάρ σ_x , σ_y σε m στους άξονες X και Y αντίστοιχα. Σχεδιάστε το αντίστοιχο γεωμετρικό σκίτσο

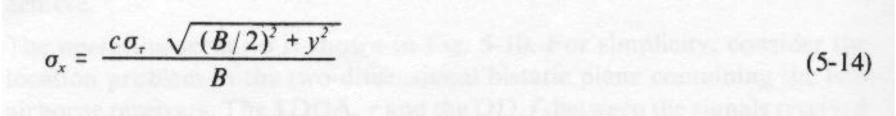


Note: Doppler contours for the case where the aircraft are moving in opposite directions are different from the one shown in this figure.

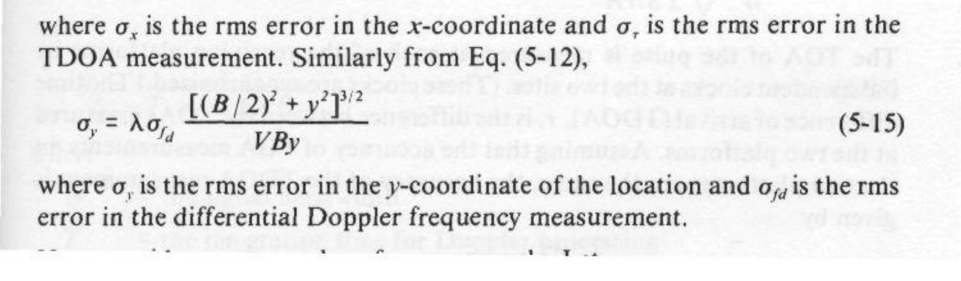
Figure 5-10. Scenario for Computing the Potential Location Accuracy Achieved by a TDOA/DD System

Baseline (Απόσταση Α/φών) = B

Τότε η τυπική απόκλιση της ραδιογωνιομέτρησης του στόχου στις συντεταγμένες (x,y) είναι :



$$\sigma_x = \frac{c\sigma_\tau \sqrt{(B/2)^2 + y^2}}{B} \qquad (5\text{-}14)$$



where σ_x is the rms error in the x-coordinate and σ_τ is the rms error in the TDOA measurement. Similarly from Eq. (5-12),

$$\sigma_y = \lambda \sigma_{f_d} \frac{[(B/2)^2 + y^2]^{3/2}}{VBy} \qquad (5\text{-}15)$$

where σ_y is the rms error in the y-coordinate of the location and σ_{fd} is the rms error in the differential Doppler frequency measurement.

5.3.3 τ and f_d Measurement Accuracy for a Correlation-Type TDOA/DD System

For the correlation process [7],

$$\sigma_\tau = \frac{1}{W\sqrt{2\,SNR_0}} \tag{5-26}$$

and

$$\sigma_{f_d} = \frac{1}{T\sqrt{2SNR_0}} \tag{5-27}$$

where

W = the signal bandwidth

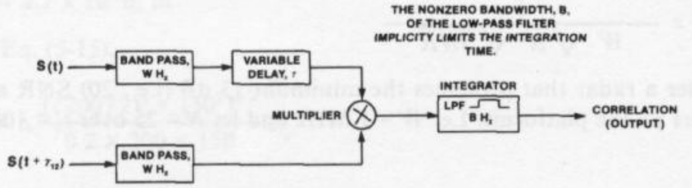
T = the integration time for Doppler processing

SNR_0 = the signal-to-noise ratio at the output of the correlator

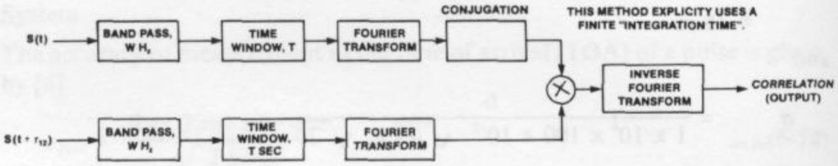
Though the correlation-type TDOA/DD system can be used against almost any kind of signal, it has the best potential against wideband CW or nearly-CW signals. A good example is a wideband jammer.

Let us therefore consider a CW jammer with a bandwidth of 5 MHz. Let the integration time, T, be limited to 1 ms.

Figure 5-11 shows two alternative schemes for correlating the signal.



(a) Multiplying in Time Domain and Windowing in Frequency Domain



(b) Windowing in Time Domain and Multiplying in Frequency Domain

Figure 5-11. Alternative Approaches for Signal Correlation

5.3.4 Output Signal-to-Noise Ratio, SNR_0

The SNR of the output of the correlator is different from the SNR of the inputs to the correlator. Appendix C shows that

$$SNR_O = (WT)\,\frac{1}{[1 + SNR_{i1}^{-1}]\,[1 + SNR_{i2}^{-1}]} \tag{5-28}$$

where SNR_{i1} and SNR_{i2} are the SNRs at the two inputs to the correlator. These SNRs are likely to be fairly close to the SNRs at the two receivers on the two platforms.

It can be seen right away that the correlation TDOA system may be able to detect signals which cannot be detected reliably on the individual platforms.

Αριθμητικό Παράδειγμα

αερομεταφερόμενος ραδιογωνιομετρικός συσχετιστής

SNR1(dB)=	2	1,58
SNR2(dB)=	2	1,58
W (MHz)=	6	6000000
Ti (msec)=	10	1,00E-02
B(Km)=	15	
y(Km)=	50	
V(Km/sec)=	0,2	
f(GHz)=	9,75	
V[(B/2)^2+y^2]=	50,56	
B.V.y=	150	
SNR0=	22556,21	43,53
λ=	0,03	
V2SNR0=	212,40	
στ (nsec)=	0,78	
σfd (Hz)=	0,47	
c=	300000000	
σx (m)=	0,793	
σy (m)=	12,48	

ΣΧΟΛΗ ΝΑΥΤΙΚΩΝ ΔΟΚΙΜΩΝ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ
ΚΑΘ. Ι. Α. ΚΟΥΚΟΣ

ΤΑΚΤΙΚΕΣ ΖΕΥΞΕΙΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ

3.1. ΚΑΤΗΓΟΡΙΕΣ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΖΕΥΞΕΩΝ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ

Ο όγκος της τακτικής πληροφορίας δεν αποτελείται πλέον μόνο από φωνή, αλλά από ψηφιακά δεδομένα (data) τα οποία πρέπει να μεταδοθούν από την πλατφόρμα όπου συλλέγονται, στο σύνολο των φίλιων δυνάμεων. Για το λόγο αυτό έχουν αναπτυχθεί οι ασύρματες **ψηφιακές ζεύξεις δεδομένων (digital data links)** οι οποίες στοχεύουν στην ανταλλαγή τακτικών πληροφοριών σε πραγματικό χρόνο μεταξύ των μονάδων μιας δύναμης. Γενικά οι ψηφιακές ζεύξεις δεδομένων που έχουν λειτουργήσει στα πλαίσια του ΝΑΤΟ είναι τριών τύπων:

- **Από σημείο σε σημείο (Point to Point)**

Στη σύνδεση από σημείο σε σημείο οι συμμετέχοντες συνδέονται απευθείας μεταξύ τους, ενώ οι μονάδες κατά τεκμήριο είναι σταθερές σε κάποιο σημείο.

- **Εκπομπής (Broadcast)**

Μόνο μια μονάδα κάθε φορά έχει τη δυνατότητα εκπομπής των δεδομένων της προς όλα τα μέλη που συμμετέχουν στο τηλεπικοινωνιακό δίκτυο.

- **Δικτυωμένες (Netted)**

Διάφορες μονάδες μπορούν να ανταλλάσσουν δεδομένα μεταξύ τους στα πλαίσια ενός ευέλικτου δικτύου.

Οι χρησιμοποιούμενες συχνότητες μετάδοσης ανήκουν σε διαφορετικές ζώνες του Ηλεκτρομαγνητικού (Η/Μ) φάσματος αρχίζοντας από τη ζώνη των HF (3-30MHz), προχωρώντας στη ζώνη των VHF (30-300MHz), στη ζώνη των UHF (300MHz-3GHz) και συνεχίζοντας στις μικροκυματικές ζώνες (4-6GHz, 8-12GHz) καθώς και στις ζώνες των KU (12-18GHz) καθώς και δορυφορικές ζεύξεις (SATCOM). Ανάλογα με τη διαμόρφωση λειτουργίας οι ζεύξεις διακρίνονται:

- **Μονόδρομη (Simplex)**

Οι πληροφορίες μπορούν να μεταδοθούν ανάμεσα σε δύο μονάδες μόνο κατά τη μία κατεύθυνση κάθε φορά.

- **Αμφίδρομη (Duplex)**

Τα μέλη του δικτύου έχουν τη δυνατότητα να εκπέμπουν και να λαμβάνουν δεδομένα ταυτόχρονα.

- **Ημιαμφίδρομη (Half-Duplex)**

Οι συμμετέχοντες στο δίκτυο μπορούν να εκπέμπουν και να λαμβάνουν δεδομένα αλλά όχι ταυτόχρονα.

3.2. ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΜΕ ΖΕΥΞΕΙΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ

3.2.1. ΖΕΥΞΕΙΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΟΠΤΙΚΗΣ ΕΜΒΕΛΕΙΑΣ (LINE OF SIGHT-L.O.S. DATA LINKS).

Σε όλες τις ζώνες συχνοτήτων εκτός από αυτή των HF η μετάδοση γίνεται σε εμβέλεια οπτικής ακτίνας (οπτική επαφή) στις οποίες για τον υπολογισμό της εμβέλειας εφαρμόζεται ο τύπος:

$$d=\sqrt{2KR}\ (\sqrt{H} + \sqrt{h})$$

όπου: **H:** υψόμετρο πομπού

h: υψόμετρο δέκτη

K=4/3 (συνυπολογίζει την κύρτωση των ακτινών λόγω της διάθλασης στην ατμόσφαιρα)

R=6400Km (μέση ακτίνα Γης)

Ο τύπος τροποποιείται ως εξής για χρήση αγγλοσαξονικού συστήματος:

$$d = \sqrt{2H} + \sqrt{2h}$$

όπου: **H,h:** εκφρασμένα σε πόδια (ft)

d: εκφρασμένο σε στατικά μίλια (static miles)

1 static mile = 1609 m

1 nautical mile=1852 m

π.χ. Ποιά είναι η μέγιστη απόσταση επικοινωνίας μεταξύ δύο αεροσκαφών με ύψος πτήσης H = 10000ft και h = 5000ft αντίστοιχα;

Απάντηση: $$d = \sqrt{2 \bullet 10000}+\sqrt{2 \bullet 5000}$$

Άρα: d = 241 st.m. ή d = 209 n.m.

π.χ. Ποιά είναι η μέγιστη απόσταση επικοινωνίας μεταξύ ενός σταθμού εδάφους (h = 0) και ενός αεροσκάφους που πετάει σε ύψος H = 10000ft;

Απάντηση: $$d =\sqrt{2 \bullet 10000} + \sqrt{2 \bullet 0}$$

Άρα: d = 141.4 st.m. ή d = 122.8 n.m.

3.2.2. ΖΕΥΞΕΙΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΣΤΗ ΖΩΝΗ HF

Τι γίνεται όμως όταν η πληροφορία πρέπει να μεταδοθεί από ένα πλοίο σε ένα άλλο ή σε ένα σταθμό εδάφους; Το αποτέλεσμα φαίνεται στο παρακάτω παράδειγμα: *π.χ. Μέγιστη απόσταση επικοινωνίας μεταξύ δύο πλοίων(έστω H=h=45 ft).*

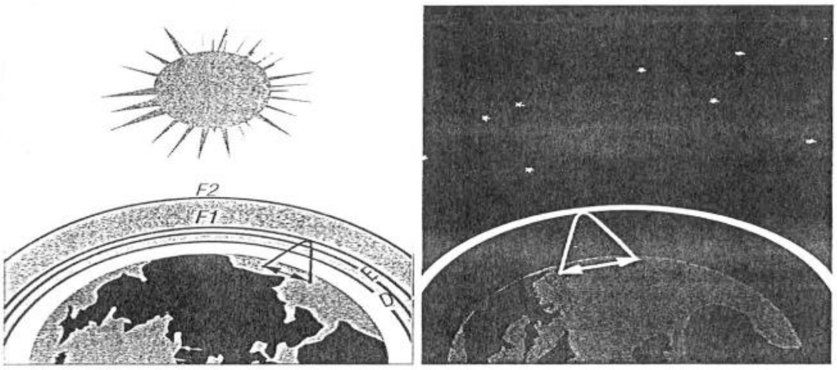
Λύση: Χρησιμοποιώντας τον παραπάνω τύπο έχουμε:

d=16 n.m.

Επομένως για απαιτήσεις πέραν του ορίζοντα χρησιμοποιείται ζεύξη δεδομένων στη συχνότητα των βραχέων κυμάτων (HF 3-30 MHz) όπου το ηλεκτρομαγνητικό κύμα ανακλάται από την ιονόσφαιρα η οποία εκτείνεται από 80-400 km και έχει πολλές διαστρωματώσεις (layers).Η συγκεκριμένη ζεύξη είναι το Link 11 και χρησιμοποιείται αποκλειστικά από τα Πολεμικά Ναυτικά του ΝΑΤΟ διότι οι ζεύξεις με βεληνεκές οπτικής ακτίνας (LOS-Line Of Sight) δεν έχουν ικανοποιητικά αποτελέσματα μεταξύ πλοίων.

Οι ζεύξεις στα βραχέα κύματα έχουν εμβέλεια που εξαρτάται από το ύψος της ιονόσφαιρας και μπορεί να φτάσει τα 8-10.000 km. Την νύχτα τα κατώτερα στρώματα της ιονόσφαιρας εξαλείφονται λόγω της απουσίας της ηλιακής ακτινοβολίας και έτσι τα κύματα HF ανακλώνται από υψηλότερα στρώματα της ιονόσφαιρας και φθάνουν σε πολύ μεγαλύτερες αποστάσεις. Το πρόβλημα με τα βραχέα κύματα είναι ότι μπορούν να ανακλαστούν από πολλά στρώματα της ιονόσφαιρας και έτσι στο δέκτη να φθάνουν καθυστερημένες φασικά κυματομορφές οι οποίες να αλληλοαναιρούνται με τις προηγούμενες με συνέπεια το σήμα να εμφανίζει διαλείψεις. Εάν οι διαλείψεις γίνουν ισχυρές, τότε επιλέγεται άλλη συχνότητα μετάδοσης.

Σχήμα 3.1: Διάδοση HF κυμάτων κατά τη διάρκεια ημέρας και νύχτας.



3.3. ΕΠΙΧΕΙΡΗΣΙΑΚΕΣ ΖΕΥΞΕΙΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ

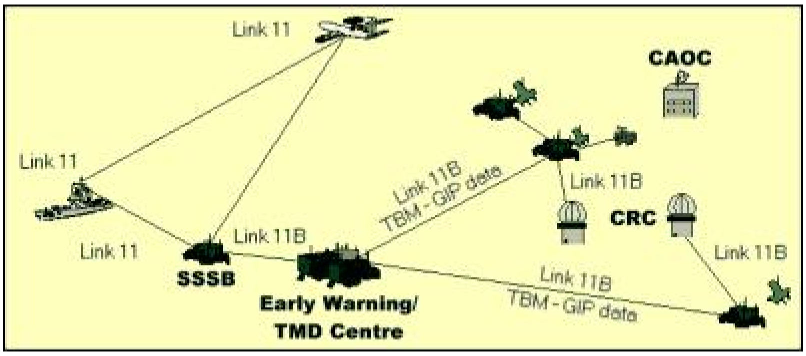
Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι κυριότερες ζεύξεις που χρησιμοποιούνται στο ΝΑΤΟ μαζί με τους ρυθμούς δεδομένων (data rates), ζώνες συχνοτήτων και τακτική χρήση.

ΟΝΟΜΑΣΙΑ ΖΕΥΞΕΩΝ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΚΑΤΑ ΝΑΤΟ	**ΚΑΤΑΧΩΡΗΣΗ ΖΕΥΞΕΩΝ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΣΤΙΣ Η.Π.Α.**	**ΡΥΘΜΟΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ**	**ΖΩΝΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ**	**ΕΠΙΧΕΙΡΗΣΙΑΚΗ ΧΡΗΣΗ**
Link 11	TADIL A	2.25 kbps	HF 2-30 MHz	NTDS
Link 16	TADIL J	28.8 kbps, 57.6 kbps ή 115.2 kbps	UHF 950-1150 MHz	JTIDS
Link 4A	TADIL C	5 kbps	UHF	Σύστημα μετάδοσης δεδομένων μεταξύ αφων.
CHBDL	_	100 kbps (πλοίο προς αφος), 274 Mbps (αφος προς πλοίο)	X-band (9.7-10.5 GHz), Ku-band (14.4-15.5 GHz)	Δεδομένα αισθητήρα από AN/USQ-123 (V) Radio
LAMPS Data Link	_	25 Mbps	G-band (4-6 GHz)	Δεδομένα αισθητήρα από AN/SQR-4 (V) Radio
HAVE QUICK II	_	16 kbps	UHF 225-400 MHz	Διοίκηση και Έλεγχος.
Link 1	TADIL B	2.4 kbps	Γραμμή εδάφους(Landline)	Αεράμυνα
Link 14	TADIL A	75 bps	HF/UHF	NTDS

3.3.1. LINK 11

Το Link 11 είναι μια ζεύξη δεδομένων η οποία χρησιμοποιείται για την ανταλλαγή τακτικών δεδομένων, όπως αναφορές, καθώς και για συνεργασία στρατιωτικών πλατφόρμων στον τομέα των επιχειρήσεων. Το Link χρησιμοποιεί το TADIL A σαν δομή δεδομένων το οποίο περιγράφεται στο MIL-STD-188-203-1 [DD-1]. Το Link 11 συνήθως διασυνδέει συνεργαζόμενες τακτικές μονάδες, όπως ναυτικές μονάδες, αεροσκάφη και κόμβους στη ξηρά. Κυρίως λειτουργεί στη ζώνη συχνοτήτων των HF αλλά αυτή η ζεύξη υποστηρίζεται επίσης στη ζώνη των UHF για πλατφόρμες που βρίσκονται σε βεληνεκές οπτικής ακτίνας (LOS-Line Of Sight) [SC-1]. Μόνο πλατφόρμες ικανές να χειρίζονται και να προβάλλουν την κατάσταση και πληροφορίες στοχοποίησης, έχουν εξοπλισμό που υποστηρίζει το Link 11.

Το Link 11 υποστηρίζει την μετάδοση του NTDS (Naval Tactical Data System) μεταξύ μαχητικών συνόλων, χρησιμοποιώντας συχνότητες HF σε ρυθμό δεδομένων των 2275 bps. Το NTDS είναι το Ναυτικό σύστημα διοίκησης και ελέγχου το οποίο είναι εγκατεστημένο στα πλοία και υποστηρίζει πολλούς διαφορετικούς διοικητές. Το Link 11 χρησιμοποιεί μια polling τεχνική polling ώστε να παρέχει επικοινωνίες ανάμεσα στις διάφορες μονάδες καθώς και ανταλλαγή πληροφοριών στοχοποίησης.



Σχήμα 3.2: Επιχειρησιακή χρήση του Link 11.

3.3.2. LINK 16

Το Link 16 υποστηρίζει ολοκληρωμένες ικανότητες επικοινωνίας, ναυτιλίας και αναγνώρισης φίλιου-εχθρού (IFF) ανάμεσα σε στρατιωτικές μονάδες. Το Link 16 χρησιμοποιεί το TADIL J σαν δομή δεδομένων η οποία περιγράφεται στο NraDWarm-92-TRG-001 [NR-1]. Το σύστημα TADIL J σε φυσιολογικές συνθήκες διασυνδέει συμμετέχοντες τακτικές μονάδες όπως ναυτικές μονάδες, αεροσκάφη και κόμβους ξηράς. Το LINK 16 χρησιμοποιείται για την ανταλλαγή κοινών τακτικών δεδομένων χρησιμοποιώντας συνδυασμό των VHF/UHF συχνοτήτων με αντί-παρεμβολικές ικανότητες.

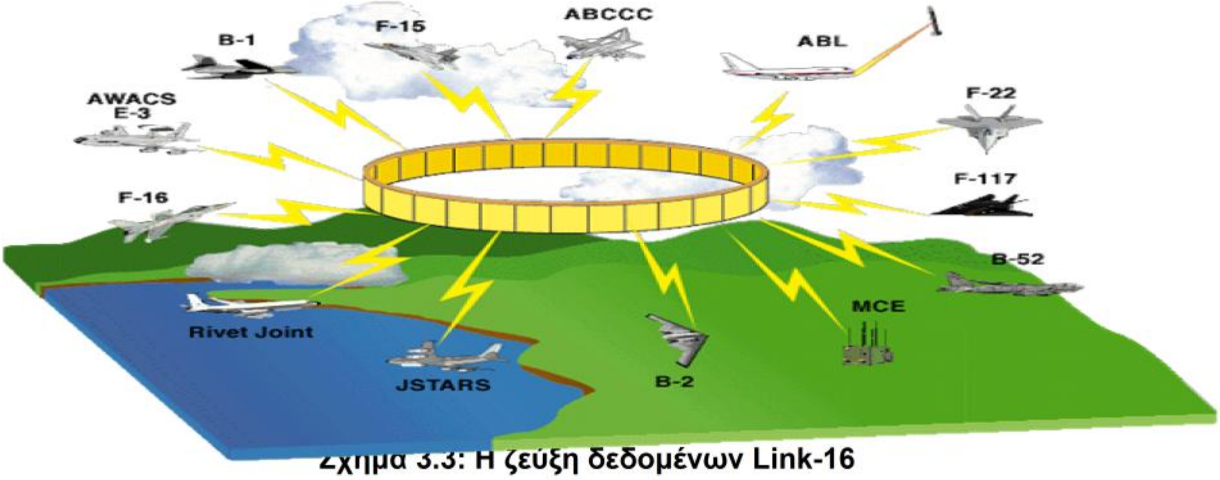
Πρόκειται για το πιο σύγχρονο από τα συστήματα ψηφιακής επικοινωνίας αφού περιλαμβάνει αναβαθμισμένα χαρακτηριστικά και λειτουργίες, παρέχονται σημαντικά πλεονεκτήματα όπως:

- Αντίσταση σε παρεμβολές.
- Βελτιωμένη ασφάλεια.
- Αυξημένος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων.
- Αυξημένη ποσότητα πληροφοριών.
- Μικρότερο μέγεθος των τερματικών που επιτρέπει την εγκατάστασή τους σε μαχητικά αεροσκάφη.
- Δυνατότητα ψηφιοποίησης της φωνής.
- Ακριβής εντοπισμός θέσης και αναγνώριση του συμμετέχοντος.
- Σχετική ναυτιλία (Relative Navigation).

Η λειτουργία της ζεύξης Link 16 στηρίζεται στην αρχιτεκτονική **TDMA**. Ένα πολύ σπουδαίο στοιχείο όμως, της λειτουργίας της ζεύξης αυτής που την καθιστά ιδιαίτερα σημαντική είναι το σύστημα NPG (Net Participation Groups) που χρησιμοποιεί. Πρόκειται για ένα σύστημα το οποίο επιτρέπει στις πληροφορίες που συνδέονται με ένα συγκεκριμένο χρήστη του δικτύου να είναι προσβάσιμες από αυτόν όταν απαιτηθεί. Με άλλα λόγια το NPG είναι μια λειτουργική ομαδοποίηση των μηνυμάτων του Link 16 που υποστηρίζει ένα συγκεκριμένο τύπο αποστολής, όπως τους παρακάτω:

- Επιτήρηση.
- Ηλεκτρονικός πόλεμος (EW).
- Διαχείριση αποστολών.
- Εναέριος έλεγχος.
- Μαχητικό σε Μαχητικό (Fighter to Fighter).
- Ασφαλής μετάδοση φωνής.
- Ακριβής θέση και ταυτότητα συμμετέχοντος (Precise Participant Location and Identification : PPLI).

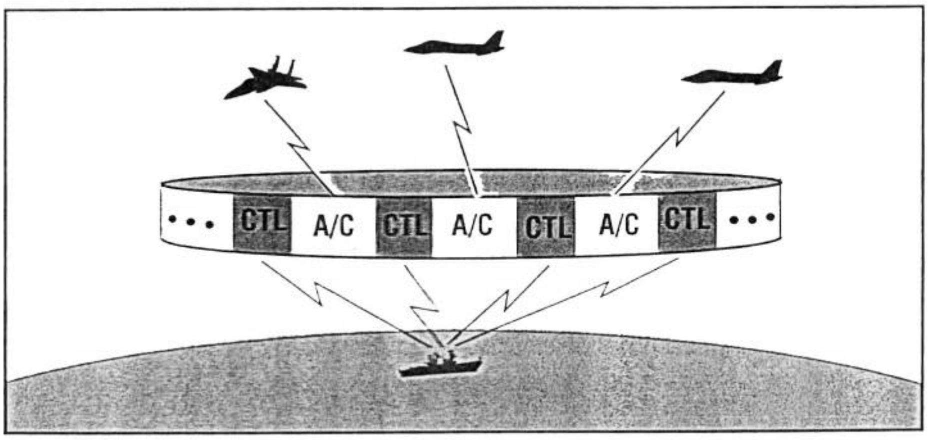
Η χρήση του συστήματος NPG, επιτρέπει να διαχειρίζονται επιλεκτικά οι διαφορετικοί τύποι δεδομένων, επιτρέποντας στους χρήστες που συμμετέχουν στο δίκτυο να επικοινωνούν με τις πλατφόρμες για να πάρουν την επικρατούσα αεροπορική εικόνα και στην συνέχεια να επιστρέψουν σε άλλο δίκτυο και να ανταλλάσσουν διάφορες πληροφορίες μεταξύ τους.



Σχήμα 3.3: Η ζεύξη δεδομένων Link-16

3.3.3. LINK 4A

Το Link 4A είναι μια ζεύξη δεδομένων που λειτουργεί στη ζώνη συχνοτήτων των UHF και χρησιμοποιείται για τον έλεγχο μαχητικών αεροσκαφών από πλοία και αεροσκάφη που έχουν δυνατότητα ζεύξης με Link 4A. Αυτό το σύστημα χρησιμοποιεί το TADIL C σαν δομή δεδομένων η οποία περιγράφεται στο MIL-STD-188-203-3 [DD-3]. Το Link 4A σε φυσιολογικές συνθήκες διασυνδέει αεροσκάφη τακτικά και υποστήριξης με τη μονάδα ελέγχου τους. Το TADIL C είναι μια ψηφιακή και ημιαμφίδρομη δομή εκπομπής δεδομένων με ρυθμό 5 kbps, που χρησιμοποιείται για να μεταφέρει πληροφορίες για τον έλεγχο του αεροσκάφους καθώς και για το στόχο μεταξύ του σταθμού ελέγχου και ενός συνδεδεμένου αεροσκάφους. Χρησιμοποιεί μια τεχνική TDMA για να επικοινωνεί με διάφορες μονάδες για την ανταλλαγή πληροφοριών στόχου.



Σχήμα 3.4: Η ζεύξη δεδομένων Link-4A

Το Link 4A αρχικά σχεδιάστηκε για την υποστήριξη ενός αυτομάτου συστήματος προσγείωσης. Η χρήση του επεκτάθηκε σαν ένα μέσο για το συντονισμό ενός αεροσκάφους έγκαιρης προειδοποίησης E-2C Hawkeye και ενός F-14A Tomcat με την ανταλλαγή δεδομένων κατάστασης και στόχου. Όλα τα αεροσκάφη μεταφερόμενης βάσης είναι εξοπλισμένα με ζεύξη δεδομένων Link 4A. Αυτή η ζεύξη παρέχει μονόδρομη εναέρια αναχαίτιση του ελέγχου επικοινωνιών και χρησιμοποιείται από όλα τα αεροσκάφη μεταφερόμενης βάσης του ναυτικού.

3.3.4. ΑΠΛΗ ΖΕΥΞΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΥΨΗΛΟΥ ΕΥΡΟΥΣ ΖΩΝΗΣ (Common High Bandwidth Data Link) (CHBDL).

Το CHBDL είναι μια ζεύξη δεδομένων που χρησιμοποιείται για επικοινωνία δεδομένων εικόνας από εναέριες πλατφόρμες, όπως αναγνωριστικά αεροσκάφη, σε πλοία [PS-1,NA-1]. Παρέχει αυτοματοποιημένες επικοινωνίες μεταξύ αεροσκαφών για σήματα αισθητήρων αποκτημένα από αναγνωριστικά αεροσκάφη σε πτήση και άλλα αεροσκάφη εξοπλισμένα με ζεύξη δεδομένων. Οι επιχειρησιακές συχνότητες του CHBDL είναι αυτές της ζώνης X (9.7-10.6GHz) και της ζώνης Ku (14.4-15.56GHz). Η ζεύξη CHBDL αεροσκάφους προς πλοίο μεταδίδει δεδομένα αισθητήρων με ρυθμό από 10.71 Mbps έως 274 Mbps ενώ η αντίστοιχη ζεύξη πλοίου προς αεροσκάφους μεταδίδει δεδομένα διοίκησης και ελέγχου με ρυθμό 200 kbps.

3.3.5. ΕΛΑΦΡΥ ΑΕΡΟΠΟΡΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΖΕΥΞΗΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΣΚΟΠΩΝ (Light Airborne Multi-Purpose System (LAMPS) Data Link).

Η ζεύξη δεδομένων LAMPS είναι μια τακτική μικροκυματική και ψηφιακή ζεύξη δεδομένων μεταξύ ενός πλοίου και ελικοπτέρων SH-60B Seahawk [BL-1, LA-1, NA-2]. Παρέχει αυτοματοποιημένη ανταλλαγή δεδομένων ραντάρ και σόναρ από τα αεροπορικά συστήματα αισθητήρων στο πλοίο φορέα του LAMPS.

Οι επιχειρησιακές συχνότητες της ζεύξης δεδομένων LAMPS είναι αυτές της ζώνης G (4-6 GHz). Το LAMPS μεταδίδει δεδομένα αισθητήρων με ρυθμό 25 Mbps.

3.3.6. HAVE QUICK II.

Ο HAVE QUICK II είναι ένας τακτικός ασύρματος UHF που χρησιμοποιείται για την ανταλλαγή ψηφιακών δεδομένων μεταξύ πλοίων και διάφορων κόμβων όπως άλλα πλοία, αεροσκάφη και επίγειων μονάδων. Παρέχουν ικανότητα ECCM στους υπάρχοντες ασυρμάτους όπως οι AN/ARC-182 και AN/WSC-3. Οι επιχειρησιακές συχνότητες των ασυρμάτων HAVE QUICK II είναι της ζώνης VHF και οι μικρότερες της ζώνης UHF (225-400 MHz). Οι ασύρματοι αυτοί εκπέμπουν ψηφιακά δεδομένα με ρυθμό 16 kbps, και το κυριώτερο χαρακτηριστικό τους είναι ότι χρησιμοποιούν αναπήδηση φέρουσας συχνότητος (frequency Hopping) προς αντιμετώπιση παρεμβολών ή υποκλοπών.

3.3.7. LINK 1.

Το Link 1 είναι μια ψηφιακή ζεύξη δεδομένων που χρησιμοποιείται για τη ζεύξη επίγειων μονάδων. Παρέχει αυτόματη ανταλλαγή δεδομένων αεράμυνας. Το Link 1 αυτόματα αναδομεί τα δεδομένα για την ανταλλαγή τους αναπτύσσοντάς τα μεταξύ δυο ζεύξεων δεδομένων χρησιμοποιώντας μια διάταξη υποβιβασμού δεδομένων. Το Link 1 μεταδίδει ένα τυποποιημένο μήνυμα με ρυθμό 2.4 kbps.

3.3.8. LINK 14.

Το Link 14 είναι μια ψηφιακή ζεύξη η οποία λειτουργεί στις ζώνες συχνοτήτων των HF και UHF. Η ζεύξη αυτή παρέχει μια ελεγχόμενη από ηλεκτρονικό υπολογιστή, εκπομπή τακτικών δεδομένων από ειδικά καθορισμένα πλοία τα οποία είναι εξοπλισμένα με Link 11 και άλλες πλατφόρμες. Το Link 14 μεταδίδει ένα καθορισμένο τηλέτυπο των 100 λέξεων ανά λεπτό ώστε να ελαχιστοποιήσει το κόστος των εξοπλισμών επεξεργασίας τακτικών δεδομένων των στοιχείων μιας στρατιωτικής δύναμης τα οποία δεν εμπλέκονται άμεσα με την άμυνα μιας περιοχής ή σε επιθετικούς ρόλους που υποστηρίζονται απ’ ευθείας από την ανταλλαγή τακτικών δεδομένων.

3.4. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΖΕΥΞΕΩΝ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ

Συνοψίζοντας για τις ζεύξεις δεδομένων, στο παρακάτω πίνακα συγκρίνονται οι ζεύξεις ως προς τα διάφορα χαρακτηριστικά που παρουσιάζουν στη λειτουργία τους.

ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ	**LINK 16**	**LINK 11**	**LINK 4A**	**LINK 14**
ECM-Αντίσταση (ERV)	✓			
Αμφίδρομη (Two way)	✓	✓		
CRYPTO	✓	✓		✓
Χαμηλός ρυθμός μετάδοσης (Low data rate)				✓
Υψηλός ρυθμός μετάδοσης (High data rate)	✓	✓	✓	
Μετάδοση σε πραγματικό χρόνο (real time)	✓	✓	✓	
UHF HF	✓	✓ ✓	✓	 ✓
Αυτόματη (Automatic)	✓	✓	✓	

Σύμφωνα λοιπόν με τον παραπάνω πίνακα, η ζεύξη εκείνη με τις περισσότερες λειτουργίες που διαθέτει και τα περισσότερα πλεονεκτήματα είναι το Link 16. Επίσης πολύ ικανή ζεύξη είναι και το Link 11 ενώ το Link 4A και το Link 14 διαθέτουν περιορισμένες λειτουργίες και σαφώς υστερούν ως προς τις άλλες πιο σύγχρονες ζεύξεις. Γενικά όμως, οι ικανότητες των ζεύξεων που προηγούνται του Link 16 μπορούν να περιγραφούν ως πολύ αργές για να επιτύχουν μεταφορά δεδομένων σε πραγματικό χρόνο, περιορισμένων τύπων πληροφοριών και περιορισμένης εμβέλειας. Συμπληρωματικά, παρόλο που μερικές από τις παραπάνω ζεύξεις παρέχουν ασφαλή ανταλλαγή πληροφοριών, λίγες από αυτές διαθέτουν ικανότητα ECM αντίστασης, ενώ είναι πολύ ευαίσθητες τόσο σε αποδιοργανωτική παρεμβολή όσο και σε παρεμβολή με σκοπό την παραπλάνηση.

Ωστόσο, ακόμη και το Link 16 το οποίο έχει σχεδιαστεί με στόχο την μεγάλη χωρητικότητα του δικτύου, την ασφάλεια, την ευελιξία, την μετάδοση σε πραγματικό χρόνο, την προστασία σε Ηλεκτρονικό Πόλεμο και την ικανότητα επιβίωσης των ολοκληρωμένων συστημάτων επικοινωνίας, θεωρείται ξεπερασμένο και ήδη είναι υπό ανάπτυξη το **Link 22**. Η συγκεκριμένη ζεύξη όταν ολοκληρωθεί θα αντικαταστήσει επιχειρησιακά το Link 16. Οι ζεύξεις δεδομένων οπτικής ακτίνας που αναφέρονται παραπάνω αναπτύχθηκαν τις προηγούμενες δεκαετίες και σήμερα παρουσιάζουν τρωτότητα σε περιβάλλον πυκνών ηλεκτρομαγνητικών (Η/Μ) εκπομπών, εσκεμμένων ή μη. Στις επόμενες παραγράφους παρουσιάζεται μια ζεύξη δεδομένων που βασίζεται σε διαφορετική φιλοσοφία και δεν είναι προδιαγραφών ΝΑΤΟ.

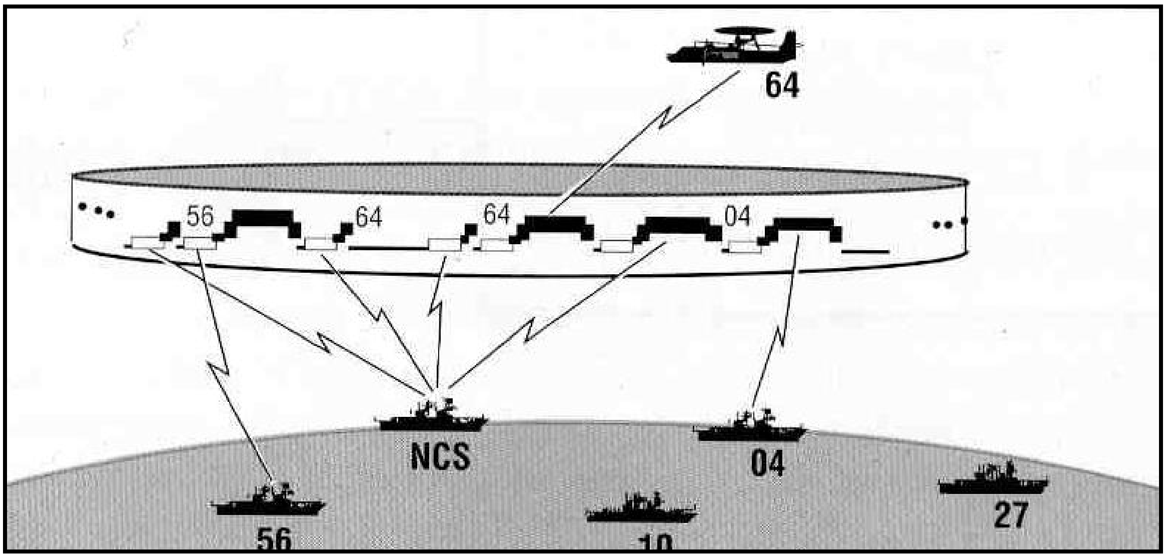
3.5. ΚΑΤΕΥΘΥΝΤΙΚΗ ΖΕΥΞΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ

Στην δεκαετία του 2000, η ανάπτυξη των ευφυών κεραιών στις τηλεπικοινωνίες επιτρέπει στενότερους λοβούς επικοινωνίας με ηλεκτρονική σάρωση. Οι ευφυείς κεραίες έχουν αισθητήρα κατεύθυνσης παρεμβολής (διόπτευση) και ελαχιστοποιούν το κέρδος (gain) στην κατεύθυνση της παρεμβολής. Ο λοβός ακτινοβολίας της κεραίας κατευθύνεται επιλεκτικά μόνο προς το πλοίο, UAV ή αεροσκάφος με το οποίο πρόκειται να γίνει ανταλλαγή πληροφορίας δεδομένου ότι τα επικοινωνούντα αεροσκάφη μεταδίδουν την θέση τους στο χώρο προς όλο σμήνος. Για να παρεμβληθεί η ζεύξη στενού λοβού μεταξύ δύο αεροσκαφών, πρέπει εχθρικό αεροσκάφος να διεισδύσει μεταξύ αυτών και να τα παρεμβάλει, γεγονός απίθανο λόγω της ταχείας αλλαγής της στιγμιαίας θέσης τους στο χώρο. Οι κεραίες οι οποίες έχουν την δυνατότητα ηλεκτρονικής σάρωσης (ESA-Electronically Steerable Antennas) ονομάζονται στοιχειοκεραίες ή κεραίες φασικής διάταξης (phase-array antennas). Οι κεραίες αυτές είναι επίπεδες και μπορούν να τοποθετηθούν κάτω από την εξωτερική «επιδερμίδα» του αεροσκάφους (smart skin). Αυτής της φιλοσοφίας είναι η ζεύξη δεδομένων του Σουηδικού μαχητικού ά/φους 4^{ης} γενηάς Gripen.

II. ΑΠΟ ΤΟ LINK-11 ΣΤΟ LINK-16[1]

Α. Αρχιτεκτονική

Το δίκτυο Link-11 αποτελείται από ένα σταθμό (μονάδα) που έχει το ρόλο του ελεγκτή και καλείται NCS (Net Control Station) και τις συμμετέχουσες μονάδες που καλούνται PUs (Participating Units).Ο NCS είναι αυτός που καθορίζει πότε μια PU θα εκπέμψει. Όταν η εκπομπή τελειώσει μεταπίπτει στην κατάσταση λήψης, μέχρι να ειδοποιηθεί πάλι από τον NCS. Σημαντική παράμετρος είναι η περίοδος του δικτύου (Net Cycle Time), που ορίζεται ως η χρονική διάρκεια μέχρι όλες οι PUs να εκπέμψουν τουλάχιστον μια φορά. Η αρχιτεκτονική του δικτύου καλείται Netted (Δικτυακή) και το πρωτόκολλο : Pooling by NCS (Επιλογή από τον ελεγκτή).



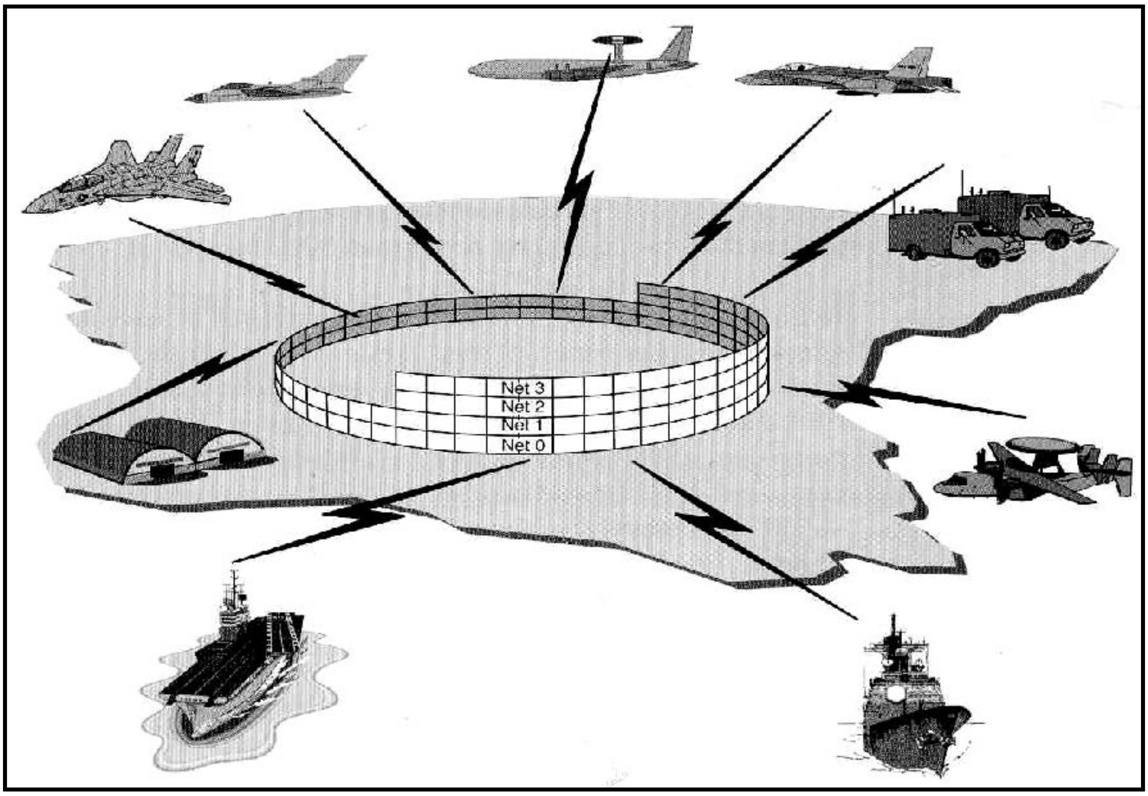
Εικόνα 2.1 : Τυπική διάταξη δικτύου Link-11.

Η δομή του δικτύου Link-16 είναι τελείως διαφορετική από αυτή του Link-11. Όλες οι μονάδες είναι ισοδύναμες και καλούνται JUs (JTIDS Units). Η βασική μονάδα χρόνου είναι η σχισμή χρόνου (time slot), στην οποία ένας σταθμός μπορεί είτε να εκπέμπει είτε να λαμβάνει. Η διάρκεια της είναι 1/128 sec (7,8125 msec). Σε κάθε μονάδα δίνονται κάποιες σχισμές χρόνου, που τις χρησιμοποιεί καθ’ όλη τη διάρκεια που συμμετέχει στο δίκτυο.

---

[1] Από την Διπλωματική Εργασία των Ν. Δοκίμων (IV) Ι. Κεχάογλου, Π. Πάλλα που έγινε υπό την επίβλεψη του καθ. Ι. Κούκου, και του Υπλχου Ι. Κακαβά το Ακαδ Έτος 2000-01

Η αρχιτεκτονική που χρησιμοποιεί είναι το Μικτό Σύστημα Διανομής Τακτικών Πληροφοριών (Joint Tactical Information Distribution System - JTIDS), που βασίζεται στην αρχή της Πολλαπλής Πρόσβασης με Διαίρεση Χρόνου (Time Division Multiple Access - TDMA).



Εικόνα 2.2 : Τυπική διάταξη δικτύου Link-16

Β. Συχνότητες και Διαμόρφωση σήματος

Το Link-11 λειτουργεί στα UHF και HF στις αριθμητικές συχνότητες 225 έως 400 MHz και 2 έως 30 MHz αντίστοιχα, πετυχαίνοντας εμβέλειες : 25 νμ μεταξύ πλοίων και 150νμ μεταξύ πλοίου Α/Φ, στα UHF,ενώ στα HF φτάνει τα 300νμ.

Σ’ αυτόν τον τομέα υπερτερεί το Link-11, αφού το Link-16 περιορίζεται στην μπάντα Lx (960 έως 1215 MHz) των UHF.

Η διαμόρφωση του σήματος γίνεται κατά FM, για τα UHF, ενώ κατά AM – ISB – SC, για τα HF, δίνοντας ένα πλεονέκτημα ως προς την αντίσταση στις παρεμβολές στα UHF.

Γ. Ανταλλαγή πληροφοριών

Η ταξινόμηση των δεδομένων στο Link-11 γίνεται σε frames. Ένα frame περιέχει 24 bits. Δύο frames σχηματίζουν ένα μήνυμα. Τα μηνύματα αυτά είναι γνωστά ως μηνύματα σειράς - Μ (M – series). Χρησιμοποιούνται δυο ταχύτητες για την μετάδοσης τους : Αργή (Slow) και Γρήγορη (Fast). Στη γρήγορη ταχύτητα μεταδίδονται 24 bits(1 frame) ανά 13,33 msec, δηλαδή 75 frames ή 1800 bits/sec (bps). Η αναφερόμενη ταχύτητα των 2250 bps περιλαμβάνει 6 bits/frame για ανίχνευση και διόρθωση σφαλμάτων (Error Detection And Correction - EDAC).

Η ταξινόμηση των δεδομένων στο Link-16 είναι τελείως διαφορετική και πολύ πιο πολύπλοκη από αυτή του Link-11. Θεμελιώδης μονάδα χρόνου είναι η σχισμή χρόνου (time slot), που αντιστοιχεί σε 7,8125 msec. Σε κάθε σχισμή χρόνου μπορούν να μεταδοθούν 3, 6 ή 12 λέξεις ανάλογα με τη δομή πακετοποίησης. Αυτές είναι : Standard, Packed – 2 ή Packed – 4 αντίστοιχα. Κάθε λέξη αποτελείται από 70 bits πληροφορίας.

Οι λέξεις ομαδοποιούνται σε τρεις (3) τύπους μηνυμάτων :

- Αμετάβλητου τύπου (Fixed format), γνωστά και ως μηνύματα σειράς – J (J – series)
- Μεταβλητού τύπου (Variable format)
- Ελεύθερου κειμένου (Free text)

Κάθε μήνυμα περιέχει συνήθως 1, 2 ή 3 λέξεις, αν και είναι δυνατό να περιέχουν περισσότερες από 40.

Οι αποτελεσματικές ταχύτητες ανταλλαγής πληροφοριών είναι 26.880 bps (Standard), 53.760 bps (Packed – 2) και 107.760 bps (Packed – 4). Οι αναφερόμενες ταχύτητες των 28.800 bps, 57.600 bps και 111.5200 bps αντίστοιχα , περιλαμβάνουν 5 bits ισοτιμίας σε κάθε λέξη. Οι ρυθμοί αυτοί αυξάνουν ακόμα περισσότερο, καταλήγοντας στα 59.520 bps, 119.040 bps και 238.080 bps, αν προστεθούν τα απαραίτητα bits του κώδικα R – S (Reed – Solomon) για ανίχνευση και διόρθωση σφαλμάτων.

Η σύγκριση των LINK που μας ενδιαφέρει αφορά την ταχύτητα ανταλλαγής τακτικών πληροφοριών. Στον πίνακα 2.1 φαίνονται οι ρυθμοί μετάδοσης τακτικών πληροφοριών του Link-16.

Δομή πακετοποίησης Τακτική πληροφορία bits/time slot	Standard	Packed - 2	Packed – 4
Χωρίς R–S	450	900	1800
Με R-S	210	420	840

Πίνακας 2.1 : Ρυθμοί μετάδοσης τακτικών πληροφοριών του Link-16

Ο υπολογισμός της ταχύτητας ανταλλαγής τακτικών πληροφοριών γίνεται εύκολα με τον πολλαπλασιασμό των bits/time slot με τον αριθμό των time slots/sec.

Λόγω του αυξημένου ρυθμού μετάδοσης του JTIDS, περισσότερες πληροφορίες μπορούν να μεταδοθούν μέσω του Link-16 σε σύγκριση με το Link-11 στο ίδιο χρονικό διάστημα. Αυτό έδωσε τη δυνατότητα στους κατασκευαστές του Link-16 να προσθέσουν περισσότερα στοιχεία στα μηνύματα σειράς – J τα οποία δεν μπορούν να μεταδοθούν από το Link-11.

Η χωρητικότητα του δικτύου μπορεί να αυξηθεί περαιτέρω με :

(α). Χρήση πολυδικτύων. Στατιστικές μελέτες έδειξαν ότι μπορούν να τοποθετηθούν μέχρι 20 δίκτυα χωρίς αμοιβαίες παρεμβολές.

(β). Ταυτόχρονες εκπομπές.

(γ). Χρήση της δομής πακετοποίησης Packed – 4 (υπό μελέτη).

Εκ πρώτης όψης οι τεράστιες διαφορές στους ρυθμούς μετάδοσης των τακτικών πληροφοριών διαφέρουν πολύ από τις πραγματικές. Είναι πολλοί οι παράγοντες, που συμβάλουν στη μείωση της ταχύτητας, καταλήγοντας να πετυχαίνει το Link-16 ταχύτητα μόλις 2 με 3 φορές πιο γρήγορη από το Link-11.

Οι λόγοι αυτοί είναι :

(α). Έχει περισσότερες λειτουργίες από το Link-11.

(β). Η απαίτηση της αναμετάδοσης τακτικών πληροφοριών απαιτεί διπλασιασμό των χρησιμοποιούμενων σχισμών χρόνου.

(γ). Δεν χρησιμοποιούνται πάντοτε όλες οι σχισμές χρόνου που έχουν δοθεί σε ένα σταθμό.

(δ). Το τερματικό μεταβάλλει αυτόματα τη δομή πακετοποίησης για να μπορέσει να υποστηρίξει με το βέλτιστο τρόπο την ποσότητα της πληροφορίας που έχει να μεταδώσει.

Τακτικό Σύστημα		Link-11		Link-16		
Αρχιτεκτονική		Δικτυακή (Netted)		TDMA μέσω του JTIDS		
Πρωτόκολλο		Επιλογή απ’ τον ελεγκτή (Pooling by Net Control)		Προσδιορισμένες σχισμές χρόνου (Assigned Time Slots)		
Τύπος μηνυμάτων		Σειρά – Μ		Αμετάβλητα (Standard ή Σειρά – J) Μεταβλητά (Variable) Ελεύθερο κείμενο (Free Text)		
Ρυθμός μετάδοσης Δεδομένων (Data Rate) σε Kbps		**Fast**	**Slow**	**Standard**	**Packed - 2**	**Packed - 4**
	Τακτική πληροφορία	1,8	1,09	26,88	53,76	107,52
	Με bits ισοτιμίας	----	----	28,8	57,6	115.2
	Με EDAC	2,250	1,364	59,52	119,04	238,08
Εμβέλεια (νμ)		**Π – Π**	**Π - Α**	**Π – Π**		**Π - Α**
	UHF	25	150	25		150
	HF	300		----		

Πίνακας 2.2 : Συνοπτική σύγκριση Link-11 με Link-16.

Δ. Μικτό σύστημα διανομής τακτικών πληροφοριών

Το Κοινό Σύστημα Διανομής Τακτικών Πληροφοριών (Joint Tactical Information Distribution System – JTIDS) αναφέρεται στα χαρακτηριστικά του επικοινωνιακού συστήματος Link-16, τα οποία και θα αναλυθούν διεξοδικά στη συνέχεια.

Τα χαρακτηριστικά αυτά είναι :

- Αρχιτεκτονική Πολλαπλής Πρόσβασης με Διαίρεση Χρόνου (Time Division Multiple Access – TDMA)
- Έλλειψη κόμβων
- Ασφάλεια
- Μπάντα συχνοτήτων Lx (UHF)
- Ομάδες συμμετεχόντων δικτύου (Network Participation Groups - NPGs)
- Στοιβαγμένα δίκτυα (Stacked Nets)

Τα χαρακτηριστικά του JTIDS παρουσιάζονται αναλυτικότερα στις επόμενες ενότητες εκτός από την αρχιτεκτονική TDMA, που θα παρουσιαστεί στο κεφάλαιο 3.

1. Έλλειψη κόμβων

Σε ένα δίκτυο Link-11 ένας από τους σταθμούς αναλαμβάνει το ρόλο του ελεγκτή (Net Control Station – NCS). Ελεγκτής είναι αυτός, που καθορίζει ποιες χρονικές στιγμές εκπέμπει ή λαμβάνει ο κάθε σταθμός του δικτύου. Σε περίπτωση καταστροφής ή βλάβης του ελεγκτή σταθμού, όλο το δίκτυο καταρρέει.

Αντίθετα στο Link-16 κάθε σταθμός είναι ισότιμος με τους άλλους και η καταστροφή του δεν επηρεάζει το δίκτυο. Η εκπομπή και η λήψη των δεδομένων γίνεται σύμφωνα με τις προκαθορισμένες σχισμές χρόνου, που έχουν διατεθεί στον κάθε σταθμό.

Στην πραγματικότητα όλοι οι σταθμοί δεν είναι τελείως ίδιοι. Υπάρχει κάποιος καθορισμένος, που στέλνει την αναφορά χρόνου δικτύου (Net Time Reference - NTR). Η αναφορά χρόνου του δικτύου χρησιμεύει για τον συγχρονισμό του δικτύου κατά την έναρξη του ή κατά την είσοδο ενός νέου σταθμού. Η αναφορά χρόνου δικτύου στέλνεται ακόμα και μετά τον συγχρονισμό του δικτύου κατά τακτά χρονικά διαστήματα για έλεγχο και μικροδιορθώσεις του συγχρονισμού.

Η καταστροφή αυτού του σταθμού δεν είναι τόσο σημαντική όσο η καταστροφή του ελεγκτή σταθμού του Link-11, γιατί μετά την έναρξη της λειτουργίας του δικτύου αυτό μπορεί να συνεχίσει να λειτουργεί ώρες χωρίς την αναφορά χρόνου του.

2. Ασφάλεια

(α) Κρυπτογράφηση δεδομένων.

Τα μηνύματα κρυπτογραφούνται από την κρυπτοσυσκευή KGV – 8 σύμφωνα με την κρυπτομεταβλητή MSEC.

(β) Αναπήδηση συχνότητας

Για την αποφυγή των παρεμβολών και υποκλοπών, κατά τη μετάδοση, χρησιμοποιείται η μέθοδος της αναπήδησης συχνότητας. Ο τρόπος αναπήδησης της συχνότητας καθορίζεται από τον αριθμό του δικτύου και από μια άλλη κρυπτομεταβλητή την TSEC .

Η χρησιμοποίηση της TSEC βελτιώνει περισσότερο την ασφάλεια της μετάδοσης, αφού καθορίζει την ποσότητα του jitter στο σήμα, καθώς και τον ψευδοτυχαίο θόρυβο, που προστίθεται σ’ αυτό πριν τη μετάδοσή του. Επιπλέον η αναπήδηση συχνότητας επιτυγχάνει το ¨άπλωμα¨ του σήματος σε ένα πολύ ευρύ φάσμα κάνοντας έτσι δύσκολη ακόμα και την ανίχνευση του.

3. Ομάδες Συμμετεχόντων Δικτύου

Οι Ομάδες Συμμετεχόντων Δικτύου (Network Participation Groups – NPGs) δεν είναι τίποτα άλλο παρά μια λειτουργική ομαδοποίηση των πληροφοριών του Link-16. Ο λόγος της δημιουργίας αυτής της ομαδοποίησης είναι απλός. Κάθε σταθμός που συμμετέχει στο δίκτυο δεν είναι θεμιτό να εμπλέκεται με όλες τις πληροφορίες του δικτύου, γιατί αφενός μεν φορτώνεται με μεγάλο και άχρηστο όγκο πληροφοριών και αφετέρου δε επιβαρύνει το δίκτυο για περισσότερο χρόνο. Στο Link-16 κάθε σταθμός ασχολείται μόνο με τις NPGs, που τον ενδιαφέρουν.

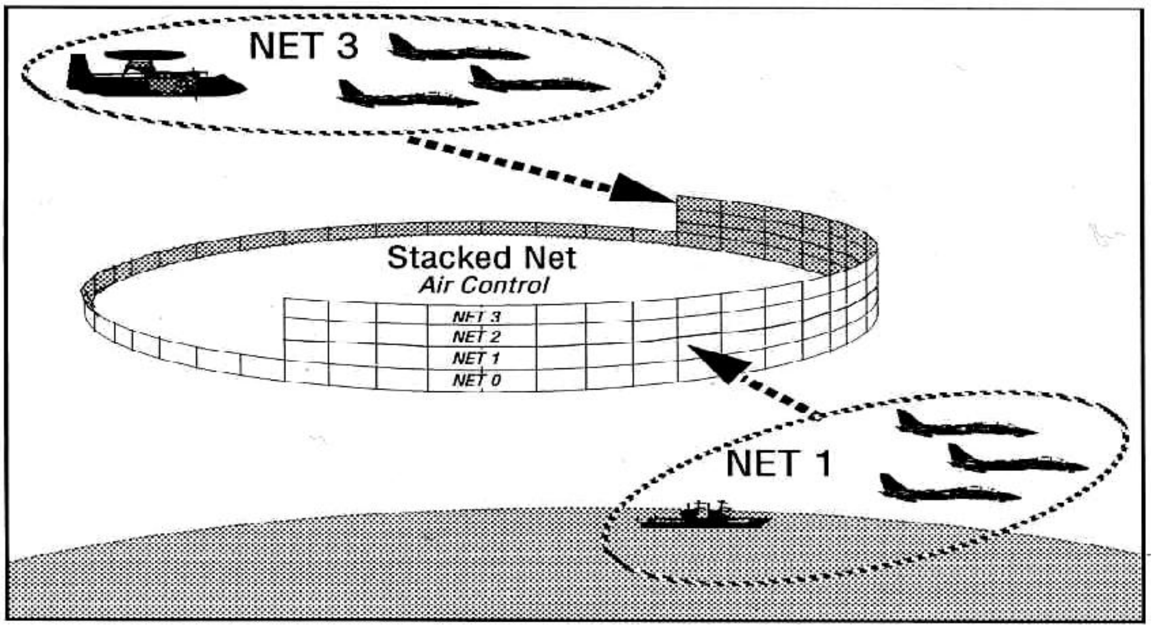
Οι πιο συνηθισμένες NPGs είναι :

- Επιτήρηση (Surveillance)
- Ηλεκτρονικός Πόλεμος (Electronic Warfare EW)
- Διαχείριση Δικτύου (Network Management)

- Έλεγχος Εναέριας Κυκλοφορίας (Air Control)
- Μαχητικό με Μαχητικό (Fighter to Fighter)
- Ασφαλής Μετάδοση Φωνής (Secure Voice)
- Ακριβής θέση, ταυτότητα και κατάσταση συμμετέχοντος (PPLI)
- Συντονισμός Όπλων (Weapons Coordination)

4. Στοιβαγμένα δίκτυα

Στοιβαγμένα λέγονται τα δίκτυα, που έχουν τις ίδιες κρυπτομεταβλητές MSEC και TSEC, αλλά διαφορετικό αριθμό δικτύου. Με τα στοιβαγμένα δίκτυα πετυχαίνουμε τη χρήση μιας ομάδας σχισμών σε περισσότερα από ένα δίκτυα. Για να χρησιμοποιηθούν τα στοιβαγμένα δίκτυα πρέπει οι συμμετέχοντες του κάθε δικτύου να είναι αμοιβαίως ανεξάρτητοι. Τα στοιβαγμένα δίκτυα χρησιμοποιούνται συνήθως για έλεγχο αέρα και φωνητικές επικοινωνίες.



Εικόνα 2.3 : Στοιβαγμένα δίκτυα ελέγχου αέρα

Ε. Βελτίωση και δημιουργία νέων δυνατοτήτων

Η κατά πολύ μεγαλύτερη ταχύτητα μετάδοσης πληροφοριών του Link-16 σε σχέση με το παλιότερο Link-11 έδωσε τη δυνατότητα στους κατασκευαστές του τόσο να βελτιώσουν κάποιες λειτουργίες του, όσο και να δημιουργήσουν καινούργιες.

Οι πιο σημαντικές είναι :

(α). Διευθύνσεις (Addresses)
(β). Αριθμοί ιχνών (Track Numbers - TN)
(γ). Ακρίβεια ίχνους (Track Quality - TQ)
(δ). Ταυτότητα ίχνους (Track IDentification - ID)
(ε). Κατάσταση φίλιας μονάδας (Friendly Status)
(στ). Αυξημένη ευκρίνεια (Increased Granularity of Measurement)
(ζ). Γραμμές και περιοχές (Lines and Areas)
(η). Προσδιορισμός θέσεως με γεωδαιτικές συντεταγμένες (Geodetic Positioning)
(θ). Σχετική ναυτιλία (Relative Navigation)
(ι). Ηλεκτρονικός πόλεμος (Electronic Warfare)
(ια). Σημεία αναφοράς, σημεία εδάφους και ίχνη εδάφους

1. Ανάλυση βελτιωμένων και καινούργιων δυνατοτήτων του Link-16

(α). Διευθύνσεις (Addresses)

Κάθε συμμετέχων ή JU προσδιορίζεται από μια μοναδική διεύθυνση. Στο Link-16 οι διευθύνσεις αποτελούνται από ένα 5ψήφιο αριθμό στο 8δικό σύστημα, από 00001 έως 77777, ενώ στο Link-11 αποτελούνται από ένα 3ψήφιο αριθμό του 8δικού συστήματος, από 001 έως 777. Οι διευθύνσεις από 00001 έως 00177 ισοδυναμούν με τις διευθύνσεις από 001 έως 177 του Link-11.

Τις μονάδες ενός δικτύου τις διαχωρίζουμε σε Διοίκησης και Ελέγχου (Command and Control – C^2) και σε NonC^2, όπου μόνο οι μονάδες C^2 έχουν διοικητικά καθήκοντα. Οι μονάδες C^2 έχουν διευθύνσεις από 00001 έως 00177, ενώ οι $NonC^2$ από 00200 έως 77776. Η διεύθυνση 77777 δίνεται πάντα στον διαχειριστή του δικτύου.

Σε μια μονάδα αποδίδεται μια και μοναδική διεύθυνση, ακόμα και αν έχουμε πολλαπλά δίκτυα.

(β). Αριθμοί ιχνών (Track Numbers - TN)

Σε κάθε στόχο που μεταδίδεται μέσω του δικτύου αποδίδεται ένας μοναδικός αριθμός (Link-11) ή αλφαριθμητικό (Link-16), που ονομάζεται Track Number – TN και αποτελεί το όνομα του στόχου.

Οι TNs του Link-16 είναι από 00001 έως 77777 ή από 0A001 έως ZZ777, επιτρέποντας την αναφορά 524.284 στόχων σε αντίθεση με το Link-11 που περιορίζονται από 0001 έως 7777 έχοντας τη δυνατότητα για αναφορά μόνο 4.092 στόχων. Το Link-16 δεν μπορεί να λειτουργήσει σε κατάσταση TN pool όπως λειτουργεί το Link-11 λόγω της αρχιτεκτονικής TDMA που διέπει τη λειτουργία του.

Ομοίως με τις διευθύνσεις οι TNs από 0001 έως 7777 αντιστοιχούν πλήρως με τους TNs από 00001 έως 77777. Κάθε στόχος έχει μια και μοναδική διεύθυνση και κάθε διεύθυνση μπορεί να αποδοθεί σε ένα μόνο στόχο.

(γ). Ακρίβεια ίχνους (Track Quality - TQ)

Η ακρίβεια θέσεως του ίχνους χαρακτηρίζεται από την τιμή μιας μεταβλητής, της TQ. Για το Link-16 παίρνει τιμές από 0 έως 15, ενώ για το Link-11 από 0 έως 7. Όσο μεγαλύτερο είναι το TQ, τόσο καλύτερη είναι η ακρίβεια.

π.χ. Έχουμε ένα στόχο αέρος και τις μέγιστες τιμές TQ του κάθε Link.
Το Link-16 μπορεί να πετύχει ακρίβεια κατά τη μετάδοση της θέσεως του αεροσκάφους καλύτερη από 50 ft (~ 17μ).

Από την άλλη το Link-11 μπορεί να παρουσιάσει ακρίβεια χειρότερη από 3νμ.

Κάθε JU έχει διάφορα μέσα για την εξαγωγή στοιχείων στόχου. Ανάλογα με το πόσο αξιόπιστα είναι τα στοιχεία της χαρακτηρίζονται από ένα TQ. Αν για ένα στόχο έχουν στοιχεία περισσότερες της μίας JU, τότε τα στοιχεία του εκπέμπονται από αυτήν με το μεγαλύτερο TQ.

(δ). Ταυτότητα ίχνους (Track IDentification - ID)

Στο Link-11 έχουμε 3 πεδία αναγνώρισης :

- Ταυτότητα : Φίλιος – Εχθρικός - Άγνωστος
- Αρχική τροποποίηση
- Τροποποίηση ταυτότητας

Το Link-16 ήρθε για να πολλαπλασιάσει τις δυνατότητες ως προς τα στοιχεία προσδιορισμού ταυτότητος ίχνους προσφέροντας :

- Ταυτότητα : Φίλιος – Εχθρικός – Ουδέτερος – Ύποπτος
- Αέρος - επιφανείας
- Συγκεκριμένος τύπος μονάδας
- Εθνικότητα
- Δραστηριότητα

(ε). Κατάσταση φίλιας μονάδας (Friendly Status)

Το Link-16 δίνει τη δυνατότητα στα φίλια Α/Φ να μεταδώσουν πληροφορίες σχετικές με :

- Κατάσταση εξοπλισμού
- Διαθεσιμότητα πυρομαχικών
- Συχνότητες Ρ/Ε και Κ/Β
- Διαθεσιμότητα καυσίμου
- Διαθεσιμότητα πυροβολικού
- Εκτιμώμενη ώρα αναχώρησης (Estimated time of Departure – ETD) και άφιξης (Estimated Time of Arrival – ETA)

Επιπλέον επιτρέπει σε όλες τις μονάδες την μετάδοση πληροφοριών σχετικά με τον αριθμό συγκεκριμένου τύπου Κ/Β επιφανείας, που διαθέτουν.

(στ). Αυξημένη ευκρίνεια

Για την ακριβή μετάδοση της θέσεως π.χ. ενός στόχου δεν αρκεί μόνο ο ακριβής προσδιορισμός της. Χρειάζεται και η ακριβής υποτύπωση αυτής της θέσης, δηλαδή χρειάζεται αυξημένη ευκρίνεια.

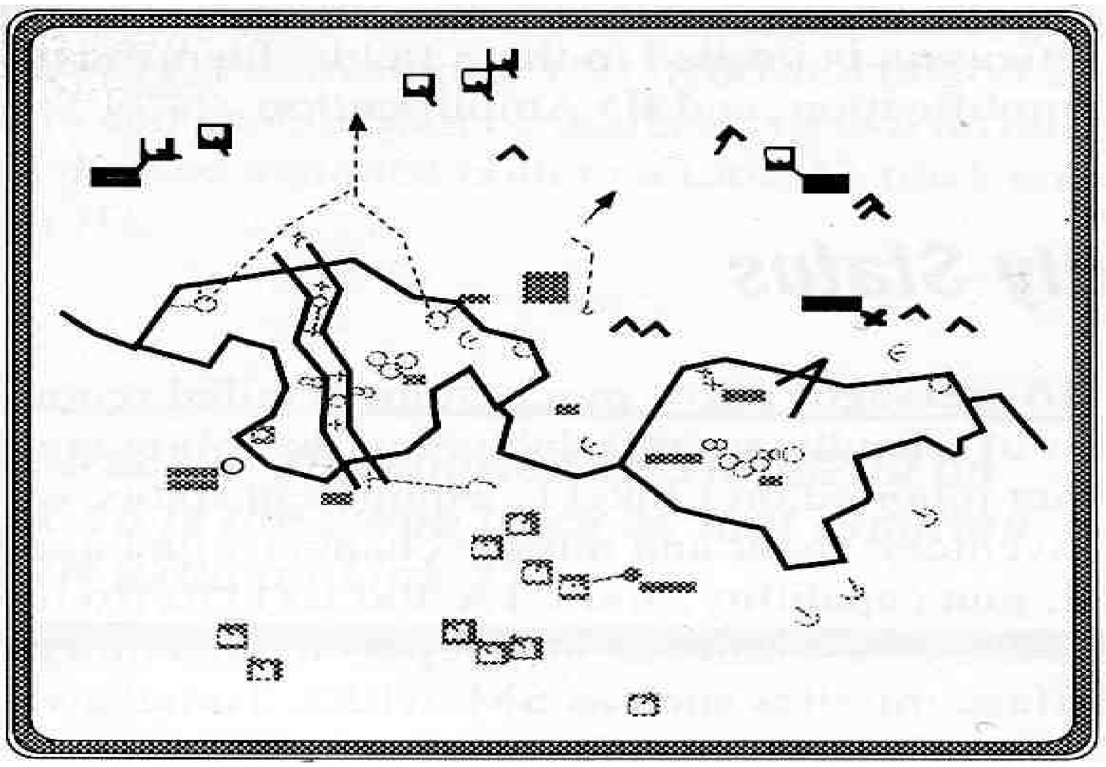
Οι μεγαλύτερες βελτιώσεις του Link-16 σ’ αυτόν τον τομέα αφορούν την μετάδοση:

- θέσεως στόχου αέρος και επιφανείας

- ταχύτητας στόχου αέρος
- ύψους
- διοπτεύσεων

(ζ). Γραμμές και περιοχές (Lines and Areas)

Τα μηνύματα του Link-16 επιτρέπουν την αναφορά πολυτμηματικών γραμμών και περιοχών ανεξαρτήτου σχήματος ή μεγέθους. Το Link-11 σε αντίθεση δεν επιτρέπει την αναφορά γραμμών και οι περιοχές έχουν περιορισμό μεγέθους και σχήματος (μόνο κύκλους, ελλείψεις, τετράγωνα και ορθογώνια).



Εικόνα 2.4 : Αναφορά γραμμών και περιοχών μέσω Link-16.

(η). Προσδιορισμός θέσεως με γεωδαιτικές συντεταγμένες (Geodetic Positioning)

Το Link-11 χρησιμοποιεί το καρτεσιανό σύστημα συντεταγμένων, που επιτρέπει, σε κάθε μονάδα, την αναφορά ιχνών μόνο σε μια περιορισμένη περιοχή γύρο από αυτές.

Ο περιορισμός αυτός ξεπεράστηκε στο Link-16 με τη χρήση γεωδαιτικών συντεταγμένων. Η θέση κάθε ίχνους προσδιορίζεται με γεωδαιτικό μήκος, πλάτος και ύψος. Έτσι οι αναφορές ιχνών επεκτείνονται σε παγκόσμιο επίπεδο.

(θ). Σχετική ναυτιλία (Relative Navigation)

Η σχετική ναυτιλία (RELative NAVigation – RELNAV) είναι μια αυτόματη λειτουργία των τερματικών του JTIDS. Χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό της αποστάσεως μεταξύ των μονάδων μετρώντας τον χρόνο άφιξης των μεταδόσεων και συγκρίνοντας το αποτέλεσμα με τις θέσεις που έχουν αναφέρει μέσω του δικτύου. Εάν γνωρίζουμε με πολύ μεγάλη ακρίβεια τη θέση μίας ή περισσοτέρων μονάδων μπορούμε μέσω της RELNAV να προσδιορίσουμε με γεωδαιτικές συντεταγμένες τις θέσεις όλων των μονάδων, καθώς και των ιχνών που αναφέρουν. Επιπλέον χρησιμοποιείται στον συγχρονισμό του δικτύου.

(ι). Ηλεκτρονικός πόλεμος (Electronic Warfare)

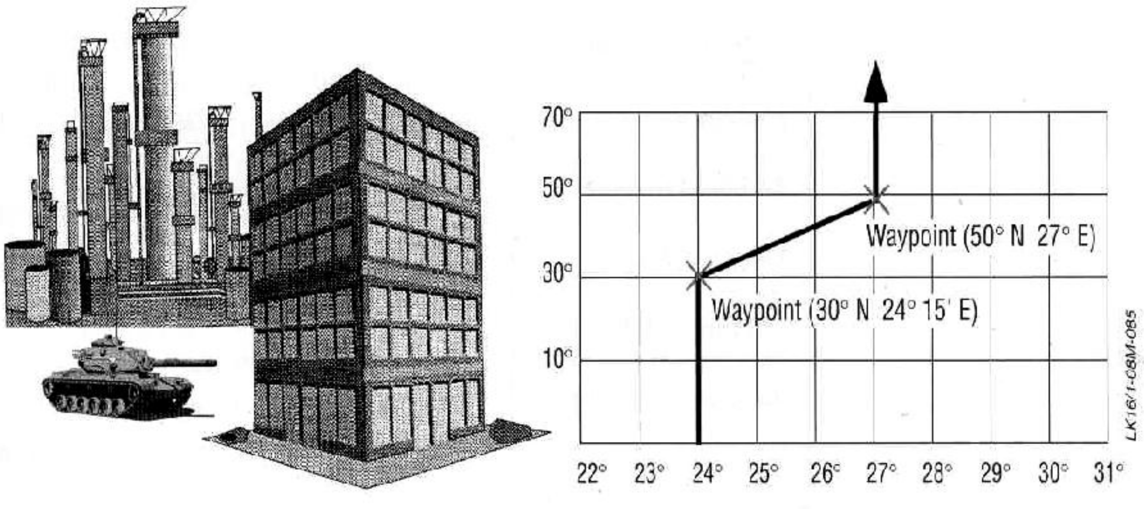
Το Link-16 μπορεί να μεταδώσει περισσότερες παραμετρικές πληροφορίες Η/Ν πολέμου. Οι μονάδες Η/Ν πολέμου ανταλλάσσουν παραμετρικές πληροφορίες και διαταγές στα δικά τους NPGs και αποδοτικές πληροφορίες στα NPGs επιτήρησης.

(ια). Σημεία αναφοράς, σημεία εδάφους και ίχνη εδάφους

Ως σημεία αναφοράς (Reference Points) χαρακτηρίζονται θεωρητικά σημεία (π.χ. σημεία στροφής) που προσδιορίζονται με συντεταγμένες.

Ως σημεία εδάφους (Land Points) χαρακτηρίζονται φυσικά σημεία (π.χ. τανκ, κτίρια). Τα ίχνη εδάφους (Land Tracks) είναι απλώς κινούμενα σημεία εδάφους.

Το Link-11 περιορίζεται μόνο στον προσδιορισμό σημείων αναφοράς.



ΣΗΜΕΙΑ ΕΔΑΦΟΥΣ **ΣΗΜΕΙΑ ΑΝΑΦΟΡΑΣ**

Εικόνα 2.5 : Σημεία αναφοράς και σημεία εδάφους.