

**ΕΘΝΙΚΟ ΚΑΙ ΚΑΠΟΔΙΣΤΡΙΑΚΟ
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΘΗΝΩΝ**



**ΤΜΗΜΑ ΦΥΣΙΚΗΣ
ΔΠΜΣ ΡΑΔΙΟΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ - ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ**

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ
ΥΠΕΡΕΤΕΡΩΔΥΝΟΥ ΔΕΚΤΗ VHF/UHF
ΜΕ ΧΡΗΣΗ PLL**

**ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ
ΣΑΡΑΚΑΣΙΔΗΣ ΕΡΡΙΚΟΣ**

**Επιβλέπων: ΔΙΟΝΥΣΙΟΣ Ι. ΡΕΙΣΗΣ
ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Κ.Π.Α.**

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2022

.....
Ερρίκος Α. Σαρακασίδης
Πτυχιούχος Ηλεκτρονικός Μηχανικός Τ.Ε.Ι. Αθηνών
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Ηλεκτρονικών Υπολογιστών
Ε.Μ.Π.
Διπλωματούχος Ραδιοηλεκτρολόγος - Ηλεκτρονικός Ε.Κ.Π.Α.

Copyright © Ερρίκος Α. Σαρακασίδης, 2022
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διπλωματική, σχεδιάσαμε και κατασκευάσαμε έναν αναλογικό τηλεπικοινωνιακό δέκτη ευρείας λήψεως (Scanner), στο φάσμα των VHF-UHF. Ο δέκτης έχει την ικανότητα να συντονίζει στο εύρος συχνοτήτων, από 47 έως 860 MHz. Ο συντονισμός ελέγχεται μέσω κυκλώματος βρόχου κλειδωμένης φάσης, PLL (Phase Locked Loop). Επιπλέον μπορεί να αποδιαμορφώσει σήματα AM και FM. Τέλος, διαθέτει κύκλωμα ρύθμισης squelch και όργανο ένδειξης της έντασης του σήματος λήψης (S-meter).

Αρχικά, στο πλαίσιο της παρούσας διπλωματικής, παρουσιάζεται η γενική θεωρία που διέπει τους αναλογικούς υπερτεροδυνους δέκτες AM/FM. Δίδονται τα αντίστοιχα μπλοκ διαγράμματα των δεκτών AM, FM και εξετάζονται τα βασικά ποιοτικά χαρακτηριστικά αξιολόγησης των επιδόσεών τους.

Εν συνέχεια, στο δεύτερο κεφάλαιο, προχωρούμε στην θεωρητική μελέτη και κατασκευή της βαθμίδας της υψηλής και ενδιάμεσης συχνότητας του δέκτη. Η βαθμίδα αυτή είναι γνωστή στην βιβλιογραφία και ως βαθμίδα **analog front-end**. Στο ίδιο κεφάλαιο αναλύουμε επίσης την μονάδα τροφοδοσίας, τον ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων και το κύκλωμα ένδειξης της έντασης του λαμβανόμενου σήματος (S-meter). Για τον τελικό έλεγχο και την ρύθμιση της βαθμίδας, έγιναν και πειραματικές μετρήσεις με την βοήθεια επιστημονικών εργαστηριακών οργάνων, όπου και όταν αυτό ήταν απαραίτητο.

Στο τρίτο κεφάλαιο αναλύεται το κύκλωμα ελέγχου και συντονισμού του δέκτη. Η βαθμίδα αυτή είναι ένα αυτόματο σύστημα βρόχου κλειδωμένης φάσης, PLL. Αφού κάνουμε μια σύντομη ιστορική αναδρομή, δίδουμε το βασικό μπλοκ διάγραμμα του PLL, μαζί με το απαραίτητο μαθηματικό υπόβαθρο. Κατόπιν, εξετάζουμε τα PLL πρώτης και δεύτερης τάξης, καθώς και τα ποιοτικά χαρακτηριστικά αυτών. Κλείνουμε το κεφάλαιο τρία με την ανάλυση του κυκλώματος PLL του δέκτη μας.

Τέλος, στο τελευταίο κεφάλαιο της εργασίας, αναφέρονται οι βασικές αρχές των ψηφιακών δεκτών DAB (Digital Audio Broadcasting) και της τεχνολογίας SDR (Software Defined Radio). Στόχος είναι να δοθεί μια γενική εικόνα για τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα του μέλλοντος. Επιπλέον, γίνεται μια σύνδεση της παρούσας εργασίας με τις νέες τεχνολογίες στο χώρο των τηλεπικοινωνιών. Μάλιστα, καταλήγουμε στο συμπέρασμα πως παρόλο ότι έχουμε περάσει στην ψηφιακή εποχή, τα αναλογικά κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων είναι απαραίτητα.

Λέξεις Κλειδιά: διαμόρφωση πλάτους (AM), διαμόρφωση συχνότητας (FM), σύνθεση συχνοτήτων, βρόγχος κλειδωμένης φάσης (PLL), σύστημα αυτομάτου ελέγχου (ΣΑΕ), γραμμικό χρονικά αμετάβλητο σύστημα (LTI), ψηφιακή εκπομπή ήχου (DAB), ορθογωνική διαμόρφωση πολλαπλών φερόντων/φερουσών (OFDM), ραδιόφωνο που καθορίζεται από λογισμικό (SDR)

ABSTRACT

The objective of this diploma thesis is the design and the construction of a broadband range (Scanner) analog communication receiver in VHF/UHF band. Receiver is capable of tuning in 47 to 860 MHz frequency range. Tuning is controlled by a phase locked loop circuit, PLL. Furthermore, it is equipped with AM/FM demodulation. At last, it has a squelch circuit and a received signal strength indicator, also known as S-meter.

At the beginning of this thesis, we present the basic theory that rules all the analog AM/FM, VHF/UHF hyperheterodyne receivers. We provide the block diagrams of AM, FM receivers and present the basic qualitative characteristics of their performance evaluation.

Next, in the second chapter, we analyze the design and construction of high and intermediate frequency stage (RF/IF) of our receiver. This stage is also known in the literature as the **analog front-end** stage. In the same chapter we also analyze the power supply unit, the audio frequency amplifier and the circuit for indicating the strength of the received signal (S-meter). For the final control and regulation of that stage, experimental measurements were also made with the help of scientific laboratory instruments, where and when this was necessary.

The third chapter analyzes the control and tuning circuit of the receiver. This stage is an automatic phase-locked loop circuit, PLL. After a brief historical review, we give the basic block diagram of the PLL, along with the necessary mathematical background. Next, we examine first- and second-order PLLs, as well as their qualitative characteristics. We close chapter three with the analysis of the PLL circuit of our receiver.

Finally, in the last chapter of the paper, the basic principles of DAB (Digital Audio Broadcasting) digital receivers and SDR (Software Defined Radio) technology are mentioned. The aim is to give an overview of the telecommunication systems of the future. In addition, a connection is made between the present work and the new technologies in the field of telecommunications. In fact, we come to the conclusion that even though we have moved into the digital age, high frequency analog circuits are essential.

Keywords: amplitude modulation (AM), frequency modulation (FM), frequency synthesizer, phase locked loop (PLL), automatic control system, linear time invariant system (LTI), digital audio broadcasting (DAB), orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM), software defined radio (SDR)

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα αρχικά, να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα Καθηγητή ΕΚΠΑ κ. Διονύσιο Ι. Ρεΐση για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε, αναθέτοντάς μου αυτή τη διπλωματική εργασία. Μου έδωσε την ευκαιρία να ασχοληθώ με τις βασικότερες αρχές του κόσμου των τηλεπικοινωνιών.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω και τα Τμήματα Φυσικής και Πληροφορικής του Εθνικού Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών, για τη παροχή χρήσιμων γνώσεων που θα συμβάλλουν στην περαιτέρω εξέλιξη της επαγγελματικής μου σταδιοδρομίας.

Ερρίκος Α. Σαρακασίδης

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2022

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ	11
1. Βασικές Αρχές Δεκτών.....	13
1.1 Δέκτης AM/FM	13
1.2 Γενικό Διάγραμμα Δέκτη AM.....	18
1.3 Γενικό Διάγραμμα Δέκτη FM	20
1.4 Ποιοτικά Χαρακτηριστικά των Δεκτών.....	21
2. Σχεδίαση Δέκτη – Τμήμα Υψηλής Συχνότητας.....	24
2.1 Εισαγωγή.....	24
2.2 Γενικό διάγραμμα	26
2.3 Υψηλή συχνότητα.....	28
2.4 Ενδιάμεση συχνότητα και αποδιαμόρφωση.....	30
2.5 Ενισχυτής ακουστικής συχνότητας (AF).....	34
2.6 Κύκλωμα φίμωσης (squelch) και s-meter.....	35
2.7 Κύκλωμα τροφοδοσίας	37
2.8 Κατασκευή του δέκτη	40
3. Σχεδίαση του Κυκλώματος PLL	48
3.1 Γενικά.....	48
3.2 Σύντομη ιστορική αναδρομή.....	48
3.3 Περιγραφή της βασικής λειτουργίας	49
3.4 Μαθηματική ανάλυση.....	50
3.5 Φίλτρο βρόγχου	52
3.6 PLL πρώτης τάξεως.....	54
3.7 PLL δευτέρας τάξεως	54
3.8 Συντονισμός στο PLL δευτέρας τάξεως	57
3.9 Εύρος ζώνης.....	57
3.10 Χαρακτηριστικοί χρόνοι στη συμπεριφορά του PLL.....	58
3.11 Βασικές παράμετροι του PLL	59
3.12 Συμπεριφορά του βρόγχου σε μεταβολές της συχνότητας	60
3.13 Ο ταλαντωτής VCO	61
3.14 Συγκριτής φάσεως	63
3.15 Σχεδίαση του κυκλώματος σύνθεσης συχνοτήτων (PLL)	68
3.16 Ανάλυση του κυκλώματος	70
3.17 Επίλογος – μελλοντικές επεκτάσεις.....	76
4. Νέες Τεχνολογίες στις Τηλεπικοινωνίες	77
4.1 Εισαγωγή.....	77

4.2 Γενικά στοιχεία DAB/DAB+	77
4.3 Ο πομπός T-DAB	80
4.4 Παράγοντες που επηρεάζουν τη διάδοση του T-DAB	81
4.5 Ο δέκτης T-DAB	81
4.6 Αποκωδικοποίηση ήχου στο DAB+	83
4.7 Παράμετροι ραδιοκάλυψης του DAB+	83
4.8 Διαχείριση συχνοτήτων.....	85
4.9 SDR.....	86
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	88

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Αντικείμενο αυτής της διπλωματικής εργασίας, είναι η μελέτη, σχεδίαση και κατασκευή ενός πλήρη, ευρείας λήψεως δέκτη, με δυνατότητα αποδιαμόρφωσης σημάτων AM/FM και χρήση κυκλώματος συντονισμού PLL (Phased Locked Loop).

Η αγάπη που είχα από μικρός για τις αεροπορικές επικοινωνίες ATC (Air Traffic Control) και εργαζόμενος πλέον στην Υπηρεσία Πολιτικής Αεροπορίας (ΥΠΑ) με την ειδικότητα του ATSEP (Air Traffic Security Electronics Personnel), ήταν η αφετηρία για αυτήν την διπλωματική. Πιστεύω ότι μέσω αυτής, αποτυπώνονται οι γνώσεις που απέκτησα κατά τη διάρκεια των σπουδών μου, αλλά και το ‘μεράκι’ μου για τα ηλεκτρονικά και τις επικοινωνίες!

Στόχος ήταν να κατασκευαστεί ένας πανδέκτης, που να ‘ακούει’ όλο το αναλογικό φάσμα των VHF-UHF. Παράλληλα, θα μπορούσε ίσως μελλοντικά, να χρησιμοποιηθεί και ως εκπαιδευτικό εργαλείο! Η εμπορική ονομασία τέτοιων δεκτών είναι ραδιοφωνικός σαρωτής (radio scanner). Όμως, οι προσδοκίες μας δεν σταματούν εκεί. Σκεφτήκαμε τη χρήση ενός τέτοιου δέκτη, ως το βασικό κύκλωμα για έναν αναλυτή φάσματος για συχνότητες έως τον ένα γιγάκυκλο περίπου. Έτσι, σχεδιάσαμε έναν δέκτη που να μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ένα πλήθος μελλοντικών εφαρμογών.

Το κύριο βάρος δόθηκε στην υψηλή πιστότητα της κατασκευής και στη κατά το δυνατόν απλούστερη σχεδίαση.

Για τους παραπάνω λόγους κρίθηκε σκόπιμη η χρήση των παρακάτω στοιχείων:

- ενός έτοιμου συντονιστή (Tuner) στο τμήμα της υψηλής συχνότητας,
- ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος για την αποδιαμόρφωση AM/FM,
- ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος για το τμήμα συντονισμού κλειδωμένης φάσης (PLL) και
- ενός ολοκληρωμένου ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων (της ωφέλιμης πληροφορίας) για την οδήγηση του ενσωματωμένου μεγαφώνου.

Με τη παρούσα διπλωματική φιλοδοξούμε να δώσουμε στον αναγνώστη τις απαιτούμενες πληροφορίες, ώστε να καταστεί δυνατή η κατανόηση της λειτουργίας, του χειρισμού και του τρόπου υλοποίησης της κατασκευής αυτής.

Το **πρώτο κεφάλαιο** καταπιάνεται με τη θεωρία του τί είναι δέκτης, αλλά και τα είδη των διαμορφώσεων. Έτσι, ο αναγνώστης θα έχει μια πρώτη επαφή με αυτό που λέγεται υψηλή συχνότητα.

Στο **δεύτερο κεφάλαιο** αναλύεται λεπτομερώς ο δέκτης. Ξεκινάμε από το γενικό μπλοκ διάγραμμα και καταλήγουμε στο θεωρητικό κύκλωμα (schematic diagram).

Συνεχίζουμε την ανάλυση και στο **τρίτο κεφάλαιο**, με τη σχεδίαση του βρόγχου του κυκλώματος συντονισμού κλειδωμένης φάσης (PLL). Προτιμήσαμε για το κύκλωμα του συνθέτη συχνοτήτων, να το αναλύσουμε σε ξεχωριστό κεφάλαιο, μιας

που το κύκλωμα αυτό παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον για περαιτέρω ανάπτυξη.

Τέλος, στο **τέταρτο κεφάλαιο** κάνουμε αναφορά της παρούσας τεχνολογίας στο χώρο των δεκτών. Γίνεται μνεία στους ψηφιακούς δέκτες DAB, το VDL και το SDR.

Στις τελευταίες σελίδες της εργασίας κρίναμε σκόπιμη τη δημιουργία ενός παραρτήματος, με όλα τα εγχειρίδια των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και ημιαγωγών στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν στην κατασκευή του δέκτη. Επίσης, επισυνάψαμε έναν αναλυτικό πίνακα των συχνοτήτων λήψης που μπορούμε να επιτύχουμε με αυτόν τον δέκτη.

Ελπίζουμε στο τέλος, ο αναγνώστης να έχει κατανοήσει πλήρως την εργασία μας, αλλά και να ενθουσιαστεί με τη λειτουργία και τις δυνατότητες του δέκτη. Ελπίζουμε αυτή η προσπάθεια να εμπνεύσει και να γίνει ένα καλό αρχικό βοήθημα για όσους θέλουν να ασχοληθούν με τις τηλεπικοινωνίες.

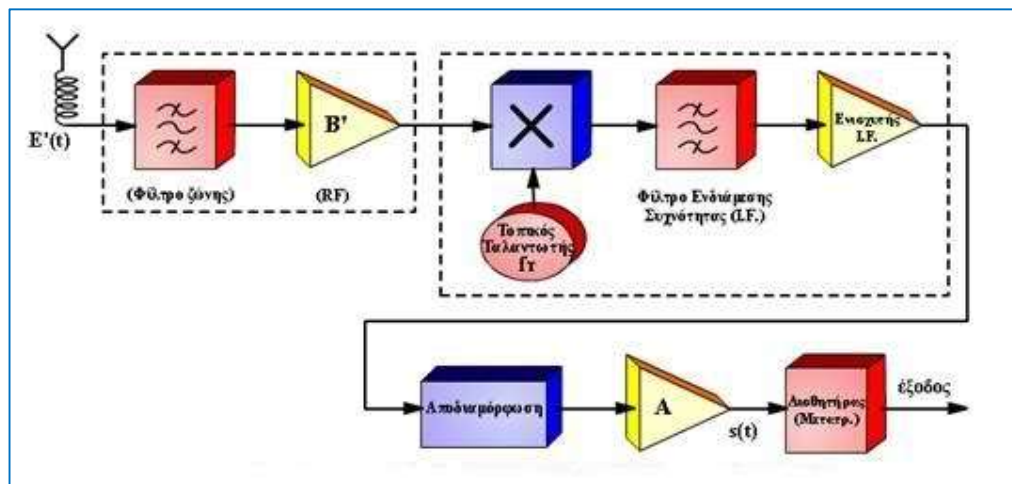
Ερρίκος Α. Σαρακασίδης

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2022

1. Βασικές Αρχές Δεκτών [1], [2]

1.1 Δέκτης AM/FM

Μια διάταξη λήψης ή αλλιώς δέκτης, στοχεύει στον διαχωρισμό (επιλογή-συντονισμός) ενός ραδιοφωνικού σήματος υψηλής συχνότητας, από τα πολλά που ενεργούν στην είσοδο (κεραία) ενός δέκτη. Ακολουθεί η μετατροπή αυτού, σε σήμα ακουστικής συχνότητας. Έτσι, στην έξοδό του αποδίδεται η πληροφορία που ενσωματώνεται στην υψηλή συχνότητα (ηλεκτρομαγνητικό κύμα, ΗΜ). Η μετατροπή αυτή είναι απαραίτητη για την οδήγηση του κυκλώματος μεγαφώνου (ενισχυτής ακουστικών συχνοτήτων). Στο **Σχήμα 1.1** φαίνεται το γενικό μπλοκ διάγραμμα ενός δέκτη μονής ετεροδύωσης, δηλαδή με μία ενδιάμεση συχνότητα (IF):



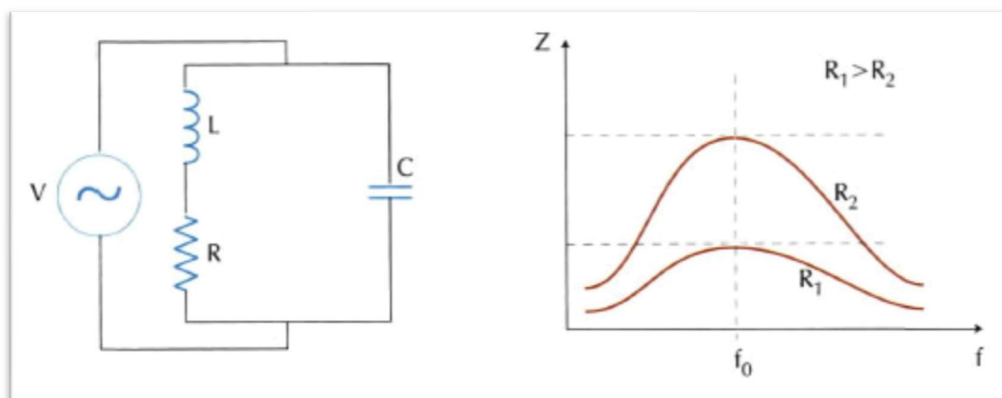
Σχήμα 1.1: Γενικό διάγραμμα δέκτη μονής ετεροδύωσης

[πηγή: <https://en.m.wikipedia.org>]

Όπως βλέπουμε στο σχήμα 1.1, ο δέκτης αποτελείται από τις εξής βαθμίδες:

- I. **Κεραία Λήψεως.** Επιλέγεται ο σωστός τύπος κεραίας, με βάση τις επιδόσεις και την επιθυμητή συχνότητα (φάσμα) λήψεως. Για κεραία μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας απλός αγωγός ή μια διάταξη αγωγών όπου το ηλεκτρομαγνητικό κύμα παράγει ένα ασθενές ηλεκτρικό ρεύμα (της τάξης των μA). Η περιοχή συχνοτήτων καθορίζει τη μορφή και τις διαστάσεις της κεραίας. Για παράδειγμα, ο απλός ραδιοφωνικός δέκτης AM/FM χρησιμοποιεί ως κεραία έναν τηλεσκοπικό μεταλλικό αγωγό. Αντίθετα, στον τηλεοπτικό δέκτη (UHF) είναι απαραίτητη μια κεραία τύπου Yagi. Στους δέκτες VHF, όπως και στον δικό μας, χρησιμοποιούνται δίπολα ή κεραίες τύπου ‘μαστίγιο’. Προφανώς, υπάρχουν και πολλές άλλες παραλλαγές αυτών.
- II. **Ζωνοπερατό Φίλτρο (φίλτρο ζώνης).** Η χρήση του οδηγεί στην επιλογή ενός στενού φάσματος γύρω από την επιθυμητή συχνότητα λήψης (κεντρική συχνότητα). Για να επιλέξουμε ένα κανάλι και ταυτόχρονα να αποκλείσουμε

την επίδραση των γειτονικών, βασιζόμαστε στην χρήση ενεργών ή/και παθητικών κυκλωμάτων συντονισμού παράλληλου LC. Στη πράξη βέβαια, επειδή τα στοιχεία L, C δεν είναι ιδανικά, μιλάμε για κυκλώματα RLC. Η αντίσταση R αντιπροσωπεύει τις ωμικές απώλειες των στοιχείων. Είναι γνωστό ότι ένα κύκλωμα RLC έχει την καμπύλη απόκρισης (εμπέδηση Z συναρτήσει της συχνότητας f) του **Σχήματος 1.2**.



Σχήμα 1.2: Παράλληλο παθητικό R-L-C κύκλωμα συντονισμού
[πηγή: <https://eepower.com>]

Το γράφημα του παραπάνω σχήματος φανερώνει ότι υπάρχει μία συχνότητα f_0 , που καλείται ιδιοσυχνότητα συντονισμού (resonance frequency) και δίνεται από τον προσεγγιστικό τύπο (για $R \rightarrow 0$):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [1.1]$$

Στη συχνότητα αυτή, μεγιστοποιείται η σύνθετη αντίσταση του δικτύματος, με αποτέλεσμα η απόκριση του κυκλώματος στο οποίο συνδέεται να γίνεται μέγιστη. Από την άλλη, όσο απομακρυνόμαστε από τη συχνότητα f_0 , το πλάτος ελαττώνεται. Όταν η φέρουσα συχνότητα του καναλιού συμπίπτει με την ιδιοσυχνότητα του κυκλώματος συντονισμού, τότε λέμε ότι ο δέκτης συντονίστηκε στη συχνότητα f_0 . Τούτο, γίνεται με μεταβολή της χωρητικότητας του πυκνωτή C (μεταβλητός πυκνωτής).

Όπως θα δούμε και παρακάτω, ο συντονισμός γίνεται συνήθως μέσω κυκλωμάτων PLL. Για το λόγο αυτό, γίνεται χρήση διόδων μεταβλητής χωρητικότητας (varicap), η οποία συνδέεται παράλληλα ή στη θέση του πυκνωτή του κυκλώματος συντονισμού. Μεταβάλλοντας τη τάση αναστροφής πόλωσης της διόδου, μπορούμε να μεταβάλλουμε τη χωρητικότητα αυτής. Η τάση πόλωσης πρέπει να είναι σταθεροποιημένη, για να μην έχουμε ολίσθηση στη συχνότητα λήψης. Γι' αυτό παράγεται από σταθεροποιημένα τροφοδοτικά και έχει χαρακτηριστικές τιμές από 28 έως 33 Volt.

Συνεπώς, οι πλευρικές συχνότητες του καναλιού θα 'περάσουν' με μικρή απόσβεση. Αντιθέτως, οι συχνότητες των γειτονικών καναλιών, θα υποστούν μεγάλη εξασθένηση κατά τη διέλευσή τους μέσα από μια σειρά φίλτρων.

Η ικανότητα επιλογής (επιλεκτικότητα του δέκτη) του κυκλώματος παράλληλου συντονισμού εξαρτάται από το συντελεστή ποιότητάς του Q , που δίνεται στην παρακάτω σχέση:

$$Q = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L}{R} \quad [1.2]$$

όπου R η ωμική αντίσταση απωλειών. Το συμπέρασμα αυτό προκύπτει από την σχέση:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \Rightarrow \Delta f = \frac{f_0}{Q} \quad [1.3]$$

όπου $\Delta f = f_2 - f_1$.

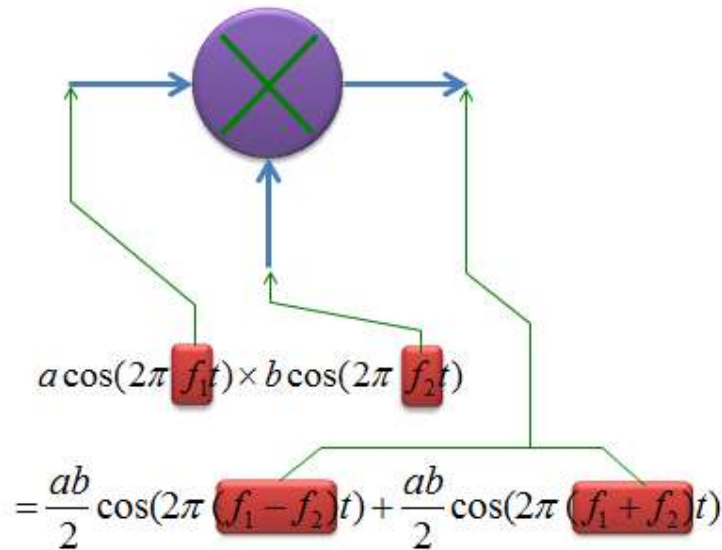
Όσο μεγαλύτερος είναι ο συντελεστής Q , τόσο πιο 'στενή' είναι η καμπύλη, άρα τόσο μικρότερο και το εύρος ζώνης. Δηλαδή, η κλίση της καμπύλης συντονισμού 'πέφτει' απότομα, εμποδίζοντας τη διέλευση συχνοτήτων από τα γειτονικά κανάλια (παρεμβολή).

III. **Ενισχυτής υψηλών συχνοτήτων (RF).** Μετά τη διέλευση από το(α) φίλτρο(α), το σήμα πρέπει να ενισχυθεί σε κατάλληλη στάθμη, ώστε να μπορεί να το επεξεργαστεί η επόμενη βαθμίδα. Αρκεί να σκεφτούμε ότι το σήμα που φτάνει στην είσοδο του δέκτη (κεραία) είναι πολύ ασθενές (της τάξης των μερικών μV). Η κοινή δράση του ενισχυτή υψηλών συχνοτήτων και των φίλτρων ενισχύουν το σήμα και βελτιώνουν το λόγο του σήματος προς το θόρυβο. Το τελευταίο, είναι το λεγόμενο **SNR (Signal to Noise Ratio)**, που αποτελεί και ένα σημαντικό ποιοτικό χαρακτηριστικό των δεκτών. Επιπροσθέτως, ο ενισχυτής κάνει και προσαρμογή των σύνθετων αντιστάσεων, μεταξύ των βαθμίδων που παρεμβάλλεται.

IV. **Μίκτης.** Στη βαθμίδα αυτή εκτελείται η μαθηματική πράξη του πολλαπλασιασμού του σήματος λήψης και της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή. Δηλαδή, έχουμε τον πολλαπλασιασμό δύο ημιτονικών σημάτων. Με μια λέξη, αυτό ονομάζεται μίξη συχνοτήτων και ως αποτέλεσμα έχει την παραγωγή της ενδιάμεσης συχνότητας **IF (Intermediate Frequency)**. Η λειτουργία αυτή του δέκτη είναι γνωστή και ως **ετεροδύνωση**. Ο συνδυασμός μίκτη και τοπικού ταλαντωτή (ρυθμιζόμενης συχνότητας) προκαλεί τη μετάλλαξη του λαμβανόμενου σήματος, σε μια προκαθορισμένη σταθερή ενδιάμεση συχνότητα (IF). Σχεδόν πάντα η IF είναι μικρότερη από τη συχνότητα του εισερχόμενου φέροντος. Το σημαντικό στη διαδικασία αυτή είναι ότι η μετατόπιση συχνότητας επιτυγχάνεται, χωρίς τη διατάραξη της σχέσης των πλευρικών ζωνών με το φέρον!

Ο λόγος χρήσης της ετεροδύνωσης, οφείλεται στην αδυναμία των φίλτρων και των ενισχυτών υψηλών συχνοτήτων, να έχουν την ίδια ενίσχυση (γραμμικότητα) και επιλεκτικότητα για τόσο υψηλές περιοχές συχνοτήτων (π.χ. FM, VHF, UHF).

Στο **σχήμα 1.3** φαίνεται η μαθηματική πράξη του πολλαπλασιασμού (μίξη) δύο σημάτων:



Σχήμα 1.3: Μίξη δύο σημάτων

[πηγή: http://www.sharetechnote.com/html/RF_Mixer.html]

Έτσι, μέσω της μετάλλαξης της συχνότητας / ετεροδύωσης, παρέχεται μια σταθερή συχνότητα IF, ανεξάρτητα από τη φέρουσα συχνότητα του λαμβανομένου καναλιού. Στη πραγματικότητα, όπως βλέπουμε και στο σχήμα 1.3, προκύπτουν δύο συχνότητες (προϊόντα μίξης). Έχουμε δηλαδή το άθροισμα (f_1+f_2) και τη διαφορά (f_1-f_2), αλλά εμείς με τη χρήση φίλτρου, κρατάμε τη διαφορά. Για παράδειγμα:

- στα μεσαία ραδιοφωνικά κύματα (MW-AM) η IF είναι 455 KHz,
- στα FM του ραδιοφώνου 10,7 MHz και
- στην τηλεόραση, η ενδιάμεση συχνότητα του ήχου είναι 33,4 MHz, ενώ της εικόνας 38,9 MHz.

Μάλιστα στην αναλογική τηλεόραση, οι συχνότητες 33,4 MHz και 38,9 MHz ονομάζονταν υπενδιάμεσες συχνότητες IF, ακριβώς επειδή ακολουθούσε και δεύτερη ετεροδύωση που παρείχε την δεύτερη IF. Ανάλογα με την αποδιαμόρφωση (FM ή AM) αυτή ήταν 10,7 MHz ή 455KHz. Το ίδιο ισχύει και στη δική μας περίπτωση.

Τα πλεονεκτήματα της αλλαγής συχνότητας είναι προφανή. Επειδή τα κυκλώματα του δέκτη (φίλτρα, ενισχυτές) σχεδιάζονται για να λειτουργούν στην ίδια πάντα IF, επιτυγχάνεται υψηλή ενίσχυση, καλή επιλεκτικότητα, σταθερότητα λειτουργίας, ευκολότερη σχεδίαση και μικρότερο κόστος.

Η λειτουργία μίξης υλοποιείται με χρήση **μη γραμμικών στοιχείων**, δηλαδή στοιχείων (ημιαγωγών) των οποίων η χαρακτηριστική καμπύλη τάσης – ρεύματος [$I = f(V)$] δεν είναι ευθεία γραμμή. Αναφερόμαστε σε στοιχεία, όπως η δίοδος και το τρανζίστορ.

Στο σχήμα 1.3 είδαμε τη γενική περίπτωση μίξης δύο συχνοτήτων f_1 , f_2 . Στα κυκλώματα των δεκτών, όταν σε ένα μη γραμμικό στοιχείο εφαρμοστεί το διαμορφωμένο σήμα εισόδου f_{RF} και το σήμα του τοπικού ταλαντωτή f_{LO} (Local Oscillator), μετά τη μίξη, εκτός από τα αρχικά σήματα προκύπτουν και

σήματα με συχνότητες: $2 \cdot f_{RF}$, $2 \cdot f_{LO}$, $f_{RF} + f_{LO}$, $f_{RF} - f_{LO}$.

Όπως αναφέραμε παραπάνω, από τις συχνότητες αυτές και με τη χρήση κατάλληλων φίλτρων, κρατάμε μόνο το σήμα $f_{RF} - f_{LO}$. Το τελευταίο, ονομάζεται ενδιάμεση συχνότητα, γιατί βρίσκεται ανάμεσα στη χαμηλή (ακουστικό σήμα) και την υψηλή (RF) συχνότητα. Συνεπώς, κατά την ετεροδύνωση, δημιουργείται ένα φέρον f_{IF} που ορίζεται από τη σχέση:

$$f_{IF} = f_{RF} - f_{LO} \quad [1.4]$$

όπου όπως ήδη αναφέραμε: f_{LO} (ή f_T στο σχήμα 1.1) η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή και f_{RF} η συχνότητα του λαμβανόμενου σήματος ή αλλιώς ο επιθυμητός σταθμός λήψης.

Ο δικός μας δέκτης είναι υπερετεροδύνας, αφού έχει δύο στάδια μετάλλαξης συχνότητας, δηλαδή εκτελεί δύο ετεροδυνώσεις (δύο IF).

Ιστορικά, η ετεροδύνωση επινοήθηκε στις αρχές του 1900 και χρησιμοποιείται ακόμα και στους σύγχρονους ψηφιακούς δέκτες, όπως οι SDR. Πιο συγκεκριμένα, το 1918 ο E. Armstrong εφηύρε τη μίξη σημάτων RF με τοπικό φέρον για τη παραγωγή συγκεκριμένης ενδιάμεσης συχνότητας (IF).

- V. **Τοπικός Ταλαντωτής.** Είναι ένας ταλαντωτής ημιτόνου με συχνότητα f_T (f_{LO}), τύπου Hartley ή Colpitts και μεταβάλλεται ταυτόχρονα με το φίλτρο ζώνης συχνοτήτων, σύμφωνα με τη σχέση 1.4.
- VI. **Ζωνοπερατό Φίλτρο Ενδιάμεσης Συχνότητας.** Το φίλτρο αυτό κάνει επιλογή του σήματος της 'διαφοράς' $f_{RF} - f_{LO}$, όπως είδαμε παραπάνω. Με άλλα λόγια, επιτρέπει τη διέλευση μόνο στο σήμα της συχνότητας IF, εξαλείφοντας οποιαδήποτε παρεμβολή από τον (τους) τοπικό(ους) ταλαντωτή(ες). Επιπλέον, αυξάνει και την επιλεκτικότητα του δέκτη.
- VII. **Ενισχυτής Ενδιάμεσης Συχνότητας.** Κάνει ενίσχυση του σήματος IF σε κατάλληλη στάθμη ώστε να μπορεί να οδηγήσει την επόμενη βαθμίδα. Παράλληλα, προσαρμόζει τις σύνθετες αντιστάσεις μεταξύ των βαθμίδων που παρεμβάλλεται.
- VIII. **Αποδιαμορφωτής.** Σε αυτή τη βαθμίδα γίνεται η αποδιαμόρφωση της IF, με χρήση φωρατή (AM) ή διευκρινιστή (discriminator/FM). Πλέον, έχουμε την ανάκτηση της αρχικής πληροφορίας, που για τον δέκτη μας είναι το ακουστικό σήμα.
- IX. **Ενισχυτής Ακουστικών Συχνοτήτων.** Το ακουστικό σήμα που προκύπτει από τον αποδιαμορφωτή, έχει χαμηλή στάθμη για να οδηγήσει το μεγάφωνο. Έτσι, ενισχύεται περαιτέρω σε κατάλληλη στάθμη.
- X. **Μετατροπέας.** Το μεγάφωνο (speaker) απλά μετατρέπει το ηλεκτρικό ρεύμα

σε ακουστικά κύματα.

Όπως έχουμε αναφέρει παραπάνω, ο ‘δικός’ μας δέκτης έχει δύο στάδια ετεροδύνωσης, δηλαδή δύο συχνότητες IF. Συνεπώς, υπάρχουν δύο μίκτες, δύο τοπικοί ταλαντωτές, δύο φίλτρα ενδιάμεσων συχνοτήτων και δύο ενισχυτές IF. Στο σημείο αυτό πρέπει να επισημανθεί ότι η χρήση διπλής (ή και τριπλής) ετεροδύνωσης, εξαλείφει οποιαδήποτε παρεμβολή και αυξάνει σημαντικά την επιλεκτικότητα του δέκτη.

1.2 Γενικό Διάγραμμα Δέκτη AM

Ας δούμε τώρα πιο αναλυτικά το γενικό διάγραμμα ενός ετεροδύνου ραδιοφωνικού δέκτη με αποδιαμόρφωση πλάτους (φώραση).

Για τη λήψη σημάτων διαμορφωμένων από ομιλία, μουσική, αλλά και από ψηφιακά δεδομένα, χρησιμοποιούνται οι ραδιοφωνικοί δέκτες, δηλαδή τα κοινά ραδιόφωνα. Οι ραδιοφωνικοί δέκτες δεν κάνουν ενίσχυση και φώραση μιας μοναδικής φέρουσας συχνότητας, αλλά μιας στενής ζώνης συχνοτήτων. Δηλαδή, το φάσμα περιέχει εκτός από τη φέρουσα και τις δύο πλευρικές ζώνες συχνοτήτων, οπότε ο δέκτης χαρακτηρίζεται ως DSB (Double Side Band). Το εύρος ζώνης αυτού του φάσματος, εφόσον πρόκειται για διαμόρφωση από ομιλία ή μουσική, είναι 9 KHz. Προφανώς, για να έχουμε πιστή αναπαραγωγή της ακουστικής πληροφορίας, θέλουμε να ενισχύεται ομοιόμορφα από όλες τις βαθμίδες υψηλών συχνοτήτων του δέκτη.

Το μπλοκ διάγραμμα ενός AM ραδιοφώνου φαίνεται στο **σχήμα 1.4**. Το σήμα που διεγείρει την κεραία (Antenna), αφού διέλθει από τα φίλτρα εισόδου και ενισχυθεί (RF Amplifier), εισέρχεται στο στάδιο μίξης (Mixer). Κατά τα γνωστά, στο ίδιο στάδιο εφαρμόζεται και το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (Local Oscillator). Έτσι, προκύπτει το σήμα IF συχνότητας **455 KHz** και αφού ενισχυθεί (IF Amplifier), εισέρχεται στη βαθμίδα φώρασης (Detector). Εκεί γίνεται η ανάδειξη της ακουστικής πληροφορίας. Τέλος, αφού το σήμα αποκτήσει ικανή ισχύ κατά τη διέλευσή του από τον ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων (AF Amplifier), καταλήγει στο μεγάφωνο (Speaker).

Κοιτώντας το σχήμα 1.4, θα παρατηρήσουμε το σήμα ελέγχου AGC (Automatic Gain Control). Το σήμα αυτό παράγει ο φωρατής και επενεργεί σε όλες τις προηγούμενες βαθμίδες, προκειμένου να ρυθμιστεί αυτόματα η απολαβή (ενίσχυση) τους. Τούτο, είναι ιδιαίτερα σημαντικό ώστε ο δέκτης να λειτουργεί σταθερά, ανεξάρτητα της έντασης που έχει το πεδίο στις διάφορες περιοχές κάλυψης.

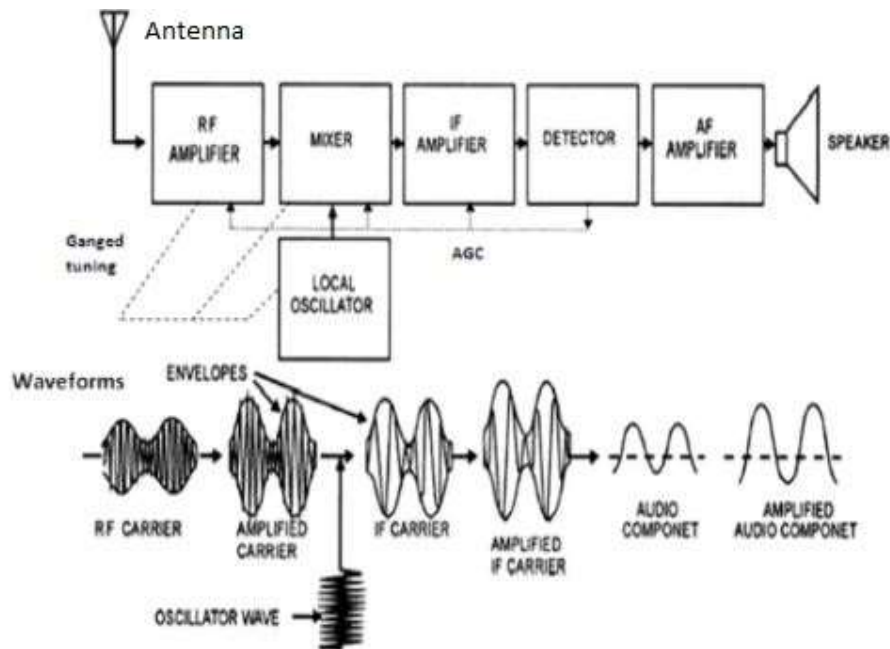
Πιο αναλυτικά, στην είσοδο του δέκτη η ισχύς του σήματος αυξομειώνεται από φαινόμενα που έχουν να κάνουν γενικότερα με τις ασύρματες ζεύξεις και τις συνθήκες διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στον χώρο. Τα κυριότερα φαινόμενα είναι η ανάκλαση, η διάθλαση και η περίθλαση. Μάλιστα, όταν τα φαινόμενα αυτά είναι πολύ έντονα, μπορεί να έχουμε ακόμα και στιγμιαίες απώλειες του σήματος (διαλείψεις). Το σήμα AGC εξασφαλίζει ότι η στάθμη του σήματος στην έξοδο της βαθμίδας IF είναι σταθερή κατά πλάτος, ανεξάρτητα των αυξομειώσεων που μπορεί να

υπάρχουν στην ισχύ του λαμβανόμενου σήματος.

Το AGC επιτελεί τρεις βασικές λειτουργίες στον δέκτη:

- Επιτρέπει την άμεση λήψη και συντονισμό από ένα κανάλι με ισχυρό σήμα σε κάποιο άλλο με ασθενέστερο και αντίστροφα, χωρίς να χρειάζεται χειροκίνητη προσαρμογή στον δέκτη (ρύθμιση από τον χρήστη).
- Αποτρέπει την υπεροδήγηση ('μπούκωμα') των σταδίων ενίσχυσης RF και IF, κάτι που θα προκαλούσε παραμόρφωση του σήματος.
- Ελαχιστοποιεί τις ανεπιθύμητες μεταβολές (ταλαντώσεις) του σήματος, λόγω φαινομένων σπινθηρισμού κατά τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Η αποτελεσματικότητα στην απόσβεση των ταλαντώσεων εξαρτάται από την σταθερά χρόνου του κυκλώματος του AGC.

Θα πρέπει να επισημάνουμε μια σημαντική λεπτομέρεια στο σχήμα 1.4. Παρόλο που το κύκλωμα του AGC δεν απεικονίζεται ως βαθμίδα, εν' τούτης είναι και μάλιστα ενεργή.



Σχήμα 1.4: Γενικό διάγραμμα ετερόδυνου AM δέκτη

[πηγή: <https://www.ques10.com>]

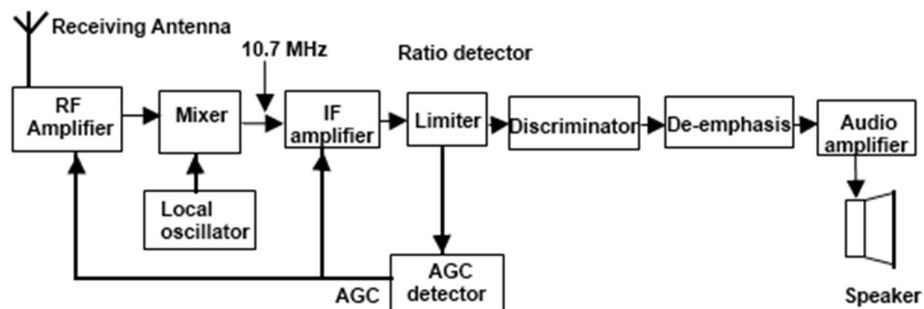
Για να καταλάβουμε τη σημασία της χρήσης του κυκλώματος AGC, αρκεί να σκεφτούμε πώς αν στην είσοδο είχαμε μεταβλητή διέγερση, τότε πρακτικά το μεγάφωνο θα 'φώναζε' άλλες φορές δυνατά και άλλες φορές μόλις που θα ακουγόταν! Για να διατηρήσουμε λοιπόν σταθερό τον όγκο φωνής (volume) του μεγαφώνου, ανεξαρτήτως των μεταβολών του σήματος στην είσοδο του δέκτη, γίνεται αυτόματη ρύθμιση της απολαβής των βαθμίδων που προηγούνται της βαθμίδας φώρασης. Έτσι, αντισταθμίζουμε τη δράση του φαινομένου που προκαλεί τις παραπάνω μεταβολές.

Για την αυτόματη ρύθμιση της απολαβής χρησιμοποιείται μια συνεχής συνιστώσα του ρεύματος του φωρατή στον δέκτη. Με τη σειρά της, η συνεχής αυτή συνιστώσα του ρεύματος δημιουργεί μια τάση AGC, που και αυτή αυξομειώνεται ανάλογα με τη δράση του φαινομένου που περιγράψαμε παραπάνω. Η τάση AGC πολώνει κατάλληλα όλες τις προηγούμενες από τον φωρατή βαθμίδες έτσι ώστε, όταν το σήμα μεγαλώνει, η απολαβή τους να μικραίνει και το αντίθετο. Με αυτόν τον τρόπο, επιτυγχάνουμε σταθερό σήμα ακουστικής συχνότητας στην έξοδο του φωρατή. Συνεπώς, ο όγκος της φωνής του μεγαφώνου είναι σταθερός, πράγμα που είναι επιθυμητό σε ότι αφορά την ακρόαση.

1.3 Γενικό Διάγραμμα Δέκτη FM

Οι δέκτες AM, κατά την αποδιαμόρφωση παράγουν εκτός από την ωφέλιμη πληροφορία και παρασιτικούς θορύβους, όπως για παράδειγμα βιομηχανικοί θόρυβοι, βιομηχανικά παράσιτα, ατμοσφαιρικοί θόρυβοι, θερμικός θόρυβος κυκλωμάτων, κ.λ.π. Για την αντιμετώπιση ή και κατάργηση του προβλήματος αυτού, κάνουμε χρήση της τεχνολογίας της διαμόρφωσης κατά συχνότητα (FM), φυσικά τόσο στους πομπούς, όσο και στους δέκτες.

Ένας δέκτης AM, προορίζεται για τη λήψη σημάτων με διαμόρφωση κατά πλάτος και δεν μπορεί να λειτουργήσει με σήματα διαμορφωμένα κατά συχνότητα. Η βαθμίδα που δημιουργεί το πρόβλημα για την αποδιαμόρφωση του FM, είναι αυτή της φώρασης. Ο φωρατής αναδεικνύει (ανιχνεύει) τις μεταβολές στο πλάτος της φέρουσας συχνότητας που γίνονται στο ρυθμό του ακουστικού σήματος. Αντίθετα, στην διαμόρφωση κατά συχνότητα, το ακουστικό σήμα εμπεριέχεται με την μορφή μικρομετρικής μεταβολής της συχνότητας του φέροντος κύματος. Όμως, το φέρον κύμα των FM έχει σταθερό πλάτος. Έτσι, για να λειτουργούσε θεωρητικά η φώραση, θα έπρεπε οι μεταβολές συχνότητας να μετατρέπονταν σε μεταβολές πλάτους. Τη δουλειά αυτή αναλαμβάνει να φέρει σε πέρας η διάταξη του διευκρινιστή (discriminator). Το γενικό μπλοκ διάγραμμα ενός δέκτη με τεχνολογία αποδιαμόρφωσης κατά συχνότητα φαίνεται στο **σχήμα 1.5**.



Σχήμα 1.5: Γενικό διάγραμμα ετερόδυνου δέκτη FM

[πηγή: <https://www.daenotes.com>]

Οι κύριες διαφορές μεταξύ των δεκτών AM, FM μπορούν να συνοψιστούν παρακάτω:

- την αντικατάσταση της βαθμίδας φωρατή με αυτήν του διευκρινιστή
- την προσθήκη του κυκλώματος αποέμφασης (de-emphasis) ακριβώς μετά τον διευκρινιστή
- την παρεμβολή της βαθμίδας του περιοριστή (limiter) μεταξύ του ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας και του διευκρινιστή.

Η λειτουργία του περιοριστή είναι η συμπίεση των παρασιτικών θορύβων. Ας αναλύσουμε λίγο το θέμα αυτό. Ως γνωστόν, οι ατμοσφαιρικοί και βιομηχανικοί θόρυβοι μεταβάλλουν το πλάτος του φέροντος κύματος. Ο περιοριστής 'ψαλιδίζει' το πλάτος της θετικής και της αρνητικής ημιπεριόδου του φέροντος κύματος. Έτσι, σταθερό και απαλλαγμένο πλέον από την επίδραση των θορύβων, εφαρμόζεται στον διευκρινιστή. Επειδή το ακουστικό σήμα 'μεταφέρεται' με τη μορφή μεταβολών της συχνότητας και όχι του πλάτους, ο περιορισμός στο πλάτος του φέροντος κύματος δεν προκαλεί παραμόρφωση της αρχικής μας πληροφορίας.

Ο διευκρινιστής, όπως είδαμε και παραπάνω, αναλαμβάνει να μετατρέψει τις μεταβολές της συχνότητας σε μεταβολές του πλάτους. Στη συνέχεια κάνει την αποδιαμόρφωση. Τέλος, η βαθμίδα αποέμφασης είναι ένα φίλτρο με κατάλληλη συνάρτηση μεταφοράς. Σκοπός της χρήσης του είναι να μειώσει το θόρυβο που συνοδεύει τις υψηλές συχνότητες, εξαιτίας της λειτουργίας του διευκρινιστή. Η επεξήγηση της λειτουργίας των υπόλοιπων βαθμίδων, έχει ήδη γίνει στην προηγούμενη ενότητα.

Κλείνοντας την παράγραφο, πρέπει να προσθέσουμε ότι στους σύγχρονους δέκτες με τεχνολογία διαμόρφωσης συχνότητας, η ενδιάμεση συχνότητα έχει τιμή **10,7 MHz**.

1.4 Ποιοτικά Χαρακτηριστικά των Δεκτών

Κρίναμε σημαντικό να πούμε λίγα λόγια για τα βασικά χαρακτηριστικά που εξετάζει κανείς σε έναν ποιοτικό δέκτη. Τα βασικά χαρακτηριστικά λοιπόν για την ποιοτική εκτίμηση ενός δέκτη είναι τα ακόλουθα:

1. **Ισχύς εξόδου (output power):** Ο δέκτης πρέπει να παρέχει κάποια ελάχιστη ισχύ στην έξοδο, για να μπορεί να διεγείρει ένα ακουστικό ή ένα μεγάφωνο. Το βασικό κριτήριο που καθορίζει το μέγεθος αυτής της ισχύος, είναι το εάν προορίζεται για ατομική ή ομαδική ακρόαση. Ο δέκτης που προορίζεται για ατομική χρήση πρέπει να διαθέτει ισχύ εξόδου (στο μεγάφωνο) τουλάχιστον 100 mW. Στην περίπτωση της ομαδικής ακρόασης, θα πρέπει η ισχύς εξόδου να κυμαίνεται από μερικά watt έως και μερικές δεκάδες watt.
2. **Ευαισθησία (sensitivity):** Ως ευαισθησία ορίζεται το πλάτος της τάσης στην είσοδο του δέκτη, για δεδομένη σηματοθορυβική σχέση (SNR) στην έξοδο.

Είναι το όριο της φώρασης ασθενών σημάτων που μπορούν να δημιουργήσουν αποδεκτό ακουστικό αποτέλεσμα στην έξοδο. Προφανώς, όσο μικρότερη είναι η τάση διέγερσης στην είσοδο (ένταση ΗΜ κύματος), τόσο μεγαλύτερη είναι και η ευαισθησία του δέκτη. Στην πράξη, η ευαισθησία του δέκτη μετριέται σε μV , που μπορούν να παράγουν στην έξοδο ισχύ 50 mW . Η ευαισθησία καθορίζεται από τα εξής:

- Το **εύρος ζώνης (bandwidth)**: όσο μεγαλύτερο το εύρος ζώνης, τόσο περισσότεροι θόρυβος περνά και κατά συνέπεια μειώνεται το SNR
- Το **συντελεστή θορύβου**: αν έχουμε υψηλή στάθμη θορύβου στην πρώτη βαθμίδα του δέκτη, τότε απαιτείται ισχυρότερο σήμα στην είσοδο.

Όπως αναφέραμε, η ευαισθησία εκφράζεται ως η στάθμη του σήματος στην είσοδο του δέκτη για δοθέντα λόγο σήματος προς θόρυβο στην έξοδο.

Μέτρα ευαισθησίας είναι:

- Ο σηματοθορυβικός λόγος **SNR (Signal to Noise Ratio)**

$$\text{SNR} = \frac{\text{Signal Power}}{\text{Noise Power}} \quad [1.5]$$

- Ο λόγος του σήματος προς θόρυβο και παραμόρφωση **SINAD (Signal to Noise and Distortion)**

$$\text{SINAD} = \frac{\text{Signal Power} + \text{Noise Power} + \text{Distortion Power}}{\text{Noise Power} + \text{Distortion Power}} \quad [1.6]$$

3. **Δυναμική περιοχή (dynamic range)**: Είναι η ικανότητα διατήρησης της γραμμικής συμπεριφοράς για μεταβαλλόμενες στάθμες σημάτων. Ορίζεται ως το εύρος μεταξύ της ασθενέστερης και της ισχυρότερης στάθμης σήματος εισόδου, που μπορεί να διαχειριστεί ο δέκτης. Το κάτω όριο καθορίζεται από την ευαισθησία, ενώ το άνω όριο καθορίζεται από την παραμόρφωση ή την περιοχή λειτουργίας του κυκλώματος AGC. Στην πράξη, εξετάζουμε περισσότερο τη δυναμική περιοχή του δέκτη για ανεπιθύμητα σήματα, εκτός του εύρους ζώνης.
4. **Επιλεκτικότητα (selectivity)**: Η ικανότητα του δέκτη να διαχωρίζει το επιθυμητό σήμα και να απορρίπτει σήματα από γειτονικούς διαύλους, καλείται επιλεκτικότητα. Η επιλεκτικότητα συνδέεται άμεσα με την ποιότητα και τον αριθμό των συντονισμένων κυκλωμάτων (φίλτρων) που διαθέτει ο δέκτης. Η ποιότητα έχουμε δει ότι συνδέεται με τον συντελεστή Q του φίλτρου. Δηλαδή, με απλά λόγια, το πόσο οξύς είναι οι καμπύλες συντονισμού αυτών των κυκλωμάτων, άρα και καλύτερη η επιλεκτικότητα του δέκτη.
Τα συνήθη μέτρα για την επιλεκτικότητα είναι:
 - Το εύρος ζώνης 60 dB
 - Ο λόγος απόρριψης γειτονικών διαύλων.
5. **Συντελεστής θορύβου (noise figure)**: Με τον όρο «συντελεστή θορύβου» αναφερόμαστε στη στάθμη θορύβου που εισάγουν τα ίδια κυκλώματα του δέκτη στο σήμα, αποτελώντας το φυσικό όριο της ευαισθησίας του δέκτη.

Ορίζεται, ως ο λόγος της πραγματικής ισχύς του θορύβου στην έξοδο, προς την ισχύ θορύβου στην περίπτωση που ο δέκτης δεν εισήγαγε θόρυβο (ιδανικός):

$$NF = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{S_i/N_i}{G \cdot S_i/(Nr+G \cdot Ni)} = \frac{Nr+G \cdot Ni}{G \cdot Ni} \quad [1.7]$$

Όπου:

- S_i, N_i, S_o, N_o : ισχύς σήματος και θορύβου στην είσοδο και την έξοδο
- N_r : ο προστιθέμενος θόρυβος από τον ίδιο τον δέκτη
- G : η ενίσχυση του σήματος ολόκληρης της ‘αλυσίδας’ του δέκτη, από την είσοδο έως την έξοδο. Δηλαδή, η συνάρτηση μεταφοράς ευθέως κλάδου.

6. **Ευστάθεια συχνότητας (frequency stability)**: Χαρακτηρίζει την ικανότητα του δέκτη να παραμένει συντονισμένος στην σωστή συχνότητα, δίχως να ολισθαίνει (drift). Μονάδα μέτρησης της ευστάθειας είναι τα ppm (parts-per-million).

7. **Πιστότητα**: Η ικανότητα ενός δέκτη να αναπαράγει στην έξοδο το σήμα ακουστικής συχνότητας που εκπέμφθηκε διαμέσου του φέροντος κύματος, χωρίς παραμορφώσεις, ονομάζεται πιστότητα. Δύο παράμετροι καθορίζουν την πιστότητα: η ποιότητα των βαθμίδων προενίσχυσης και ενίσχυσης των ακουστικών συχνοτήτων του δέκτη και την επιλεκτική του ικανότητα. Γενικά, η επιλεκτικότητα και η πιστότητα ενός δέκτη, είναι δύο επιδόσεις που βρίσκονται σε αντίθεση. Ας δούμε όμως το γιατί.

Ένας δέκτης που θέλουμε να έχει μεγάλη επιλεκτικότητα, συνεπάγεται μικρό εύρος ζώνης λειτουργίας. Ο ίδιος όμως δέκτης, δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη λήψη διαμορφωμένων κυμάτων από ομιλία και ιδιαιτέρως από μουσική. Ο λόγος είναι γιατί η πιστή αναπαραγωγή της ομιλίας (και της μουσικής) προϋποθέτει διέλευση από το δέκτη μιας ζώνης συχνοτήτων με εύρος περίπου 9 KHz. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι τα κυκλώματα του δέκτη πρέπει να συντονίζονται στη φέρουσα συχνότητα του κύματος f_0 ή στην ενδιάμεση συχνότητα f_c , αλλά ταυτόχρονα να επιτρέπουν και τη διέλευση των συχνοτήτων $f_0 \pm 4$ KHz ή $f_c \pm 4$ KHz. Όμως, για να έχουμε αύξηση της ζώνης διέλευσης στα κυκλώματα του δέκτη (φίλτρα), πρέπει να μειωθεί ο συντελεστής ποιότητας Q αυτών (κλίση των καμπύλων συντονισμού). Τούτο, με τη σειρά του, οδηγεί τελικά σε μείωση της επιλεκτικής ικανότητας του δέκτη.

2. Σχεδίαση Δέκτη – Τμήμα Υψηλής Συχνότητας [3]

2.1 Εισαγωγή

Έχοντας δει τη βασική θεωρητική ανάλυση γύρω από τους δέκτες λήψεως κυμάτων AM - FM, μπορούμε πλέον να περάσουμε στο κύριο μέρος της εργασίας μας, που είναι η σχεδίαση και κατασκευή του συγκεκριμένου δέκτη. Το κεφάλαιο αυτό πραγματεύεται τη σχεδίαση του τμήματος της υψηλής συχνότητας (RF Front End). Πρόκειται, όπως έχουμε ήδη πει, για έναν πανδέκτη ευρείας κάλυψης VHF - UHF στη περιοχή από 47 έως 860 μεγακύκλους. Η κατανόηση της ανάλυσης που ακολουθεί θα γίνει πιο εύκολη, έχοντας μιλήσει για την γενική δομή των δεκτών AM – FM. Να επισημάνουμε επίσης, ένα σημαντικό πλεονέκτημα του δέκτη αυτού, που είναι το χαμηλό κόστος κατασκευής σε σχέση με τις δυνατότητες του.

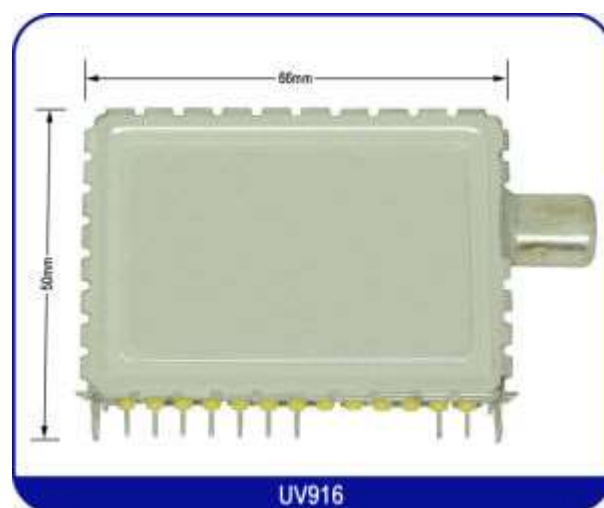
Στον παρακάτω πίνακα (**Πίνακας 2.1**), βλέπουμε συνοπτικά το εύρος κάλυψης του δέκτη, ανά φασματική ζώνη (μπάντα συχνοτήτων). Όπως μπορούμε να δούμε ο δέκτης καλύπτει τρεις βασικές υπηρεσίες: την ραδιοφωνία, την τηλεόραση και τις κρατικές επικοινωνίες στα VHF.

ΠΕΡΙΟΧΕΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ	ΥΠΗΡΕΣΙΕΣ
47...68 MHz	Περιοχή FI (channel 2...4)
174...230 MHz	Περιοχή FIII (channel 5...12)
470...606 MHz	Περιοχή FIV (channel 21...37)
606...860 MHz	Περιοχή FV (channel 38...65)
104...174 MHz	Καλωδιακή (S1...S11)
230...300 MHz	Καλωδιακή (S11...S20)
300...430 MHz	Καλωδιακή (S21...S41)
87,5...108 MHz	Ραδιόφωνο FM περιοχή FII
50...54,45 MHz	Ερασιτεχνική ραδιοφ. ζώνη 6 mm
144...146 MHz	Ζώνη 2 mm
430...440 MHz	Ζώνη 70 cm
108...118MHz	Πλοήγηση αεροσκαφών - Ραδιοβοηθήματα (VOR, ILS)
118...144 MHz	Πλοήγηση αεροσκαφών - Επικοινωνίες
230...430 MHz	Στρατιωτική αεροπορία
156...157,44 MHz	Ναυσιπλοΐα
159,44...159,82 MHz	Ακτοπλοΐα , λιμάνια
160,60...162,04 MHz	Ναυσιπλοΐα
164,04...164,42 MHz	Ακτοπλοΐα , λιμάνια
137...138 MHz	Μετεωρολογία

Πίνακας 2.1: Συχνότητες κάλυψης του δέκτη

Κατά την σχεδίαση του δέκτη, δύο ήταν οι κύριες επιδιώξεις μας. Ο δέκτης θα έπρεπε να έχει κατά το δυνατόν το μεγαλύτερο φασματικό εύρος λήψης και δυνατότητα αποδιαμόρφωσης κατά συχνότητα και κατά πλάτος. Έτσι, θα μπορεί να κάνει λήψη π.χ. των αεροπορικών επικοινωνιών (VHF, AM), αλλά και το τηλεοπτικό ακουστικό σήμα (UHF, FM). Βέβαια, στο σημείο αυτό θα πρέπει να διευκρινίσουμε κάτι σημαντικό. Η λήψη του τηλεοπτικού ακουστικού σήματος, δεν είναι πλέον εφικτή, αφού οι εκπομπές φέρουν ψηφιακή διαμόρφωση.

Ένα άλλο εξίσου σημαντικό χαρακτηριστικό είναι ότι η τελική συσκευή δεν θα έπρεπε να είναι δύσκολη στην κατασκευή της. Τούτο σημαίνει ότι θα έπρεπε πάση θυσία να αποφευχθούν, όσο το δυνατόν, τα δύσκολα πηνία μέσης συχνότητας. Με αυτόν τον τρόπο, η ρύθμιση του δέκτη θα είναι απλή, δίχως την ανάγκη χρήσης μιας ολόκληρης σειράς από ακριβά όργανα. Έτσι, όσο και αν ψάξουμε στο σχηματικό διάγραμμα δεν θα βρούμε πηνία ενδιάμεσης συχνότητας με ρυθμιζόμενο πυρήνα, γιατί αντικαθίστανται από έτοιμα κεραμικά φίλτρα. Αλλά και στο τμήμα της υψηλής συχνότητας (RF), τα πράγματα είναι απλά, μιας και δεν υπάρχουν πηνία που θα πρέπει κατασκευάσουμε εμείς. Για το τμήμα αυτό, επιλέξαμε έναν έτοιμο, πλήρη συντονιστή (tuner-module). Ο συντονιστής αυτός είναι κατασκευασμένος από την εταιρία PHILIPS και ο τύπος του είναι ο **UV916S**. Στην αναλογική εποχή της δεκαετίας του '90 ήταν ιδιαίτερα δημοφιλές tuner, καθώς χρησιμοποιούνταν ευρύτατα σε δέκτες τηλεοράσεως και VTR (Video Tape Recorder). Στην **εικόνα 2.1** απεικονίζεται ο εν' λόγω συντονιστής. Το tuner αυτό μας εξυπηρετεί ιδιαίτερα στη σχεδίαση, αφού είναι φτηνό, βρίσκεται εύκολα στην αγορά και περιλαμβάνει τέσσερις μπάντες συχνοτήτων.



Εικόνα 2.1: Ο έτοιμος συντονιστής (tuner) UV916 της Philips

Σε αυτό το σημείο νιώθουμε την ανάγκη να διευκρινίσουμε και τη νομική πτυχή για την συγκεκριμένη κατασκευή. Με τον δέκτη αυτόν μπορούμε να κάνουμε ακρόαση των ασυρμάτων της αστυνομίας, της πυροσβεστικής, της αεροπορίας και πολλών άλλων κρατικών υπηρεσιών. Το ότι μπορούμε να ακούσουμε τις εκπομπές αυτές, δε σημαίνει ότι επιτρέπεται! Γενικά, ανάλογα με τη χώρα στην οποία βρισκόμαστε και τη νομοθεσία της, οι κατασκευές

αυτές μπορεί να χρήζουν ειδικής άδειας. Φυσικά, το ίδιο ισχύει και για τις εμπορικές συσκευές που κυκλοφορούν στην αγορά. Βέβαια, λαμβάνοντας υπόψιν ότι εμείς κάνουμε μόνον ακρόαση, μας καθιστά αρκετά νόμιμους! Στην Ελλάδα, απαγορεύεται αυστηρά η εκπομπή, σε κάθε περίπτωση, πλην των ραδιοερασιτεχνικών ζωνών!! Θεωρητικά λοιπόν, για να χρησιμοποιήσουμε το δέκτη αυτό, θα έπρεπε να αποταθούμε στις αρμόδιες υπηρεσίες. Βέβαια, επειδή η εργασία αυτή αποτελεί αντικείμενο ακαδημαϊκής εκπαίδευσης (διπλωματική εργασία), μπορούμε να προχωρήσουμε ελεύθερα.

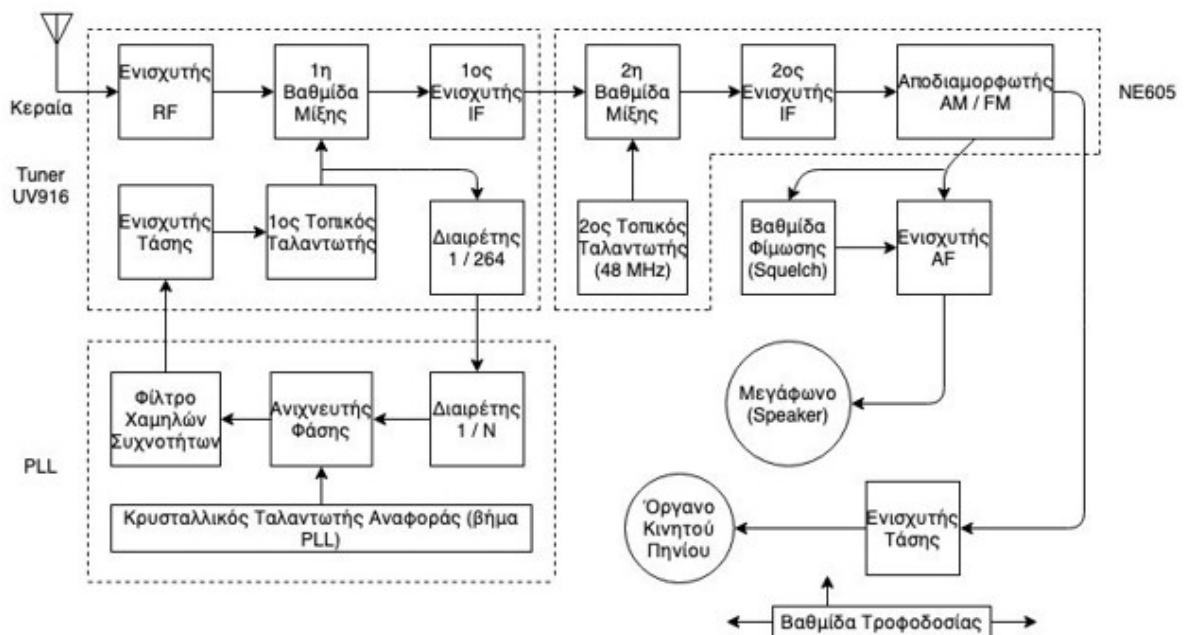
Ας συνεχίσουμε την ανάλυση του δέκτη. Όπως αναφέραμε, η χρήση ενός έτοιμου συντονιστή, έχει το πλεονέκτημα ότι μας απαλλάσσει από τη διαδικασία συντονισμού των κυκλωμάτων VHF-UHF. Η διαδικασία αυτή είναι εξαιρετικά δύσκολη. Τα μοναδικά πηνία που υπάρχουν στο κύκλωμα, είναι κάποια πηνία καταστολής παρασίτων (RF chokes), που πρέπει να τυλίξουμε εμείς. Τα πηνία αυτά κατασκευάζονται με έξι (6) σπείρες χαλκού, πάχους 0,2 χιλιοστών, πάνω σε μια χάνδρα φερρίτη με διάμετρο τριών (3) χιλιοστών. Εναλλακτικά, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε και έτοιμα chokes του εμπορίου με τιμή 10 μH .

Τέλος, σημαντικό κομμάτι αυτής της διπλωματικής, αποτελεί η σχεδίαση του κυκλώματος PLL. Για το λόγο αυτό, θεωρήσαμε σκόπιμο να αναλύσουμε την σχεδίαση του PLL, σε ξεχωριστό κεφάλαιο. Το τέταρτο κεφάλαιο είναι αφιερωμένο στο τμήμα PLL, μιας και αποτελεί την ‘καρδιά’ του ελέγχου για τη σταθερή λειτουργία του δέκτη.

2.2 Γενικό διάγραμμα

Το μπλοκ διάγραμμα του διπλά υπερετερόδυνου δέκτη φαίνεται στο **σχήμα 2.1**. Όπως είπαμε και στο πρώτο κεφάλαιο, διπλά υπερετερόδυνος δέκτης σημαίνει ότι η συχνότητα λήψης υφίσταται δύο μεταλλάξεις, δηλαδή έχουμε δύο βαθμίδες IF. Συνεπώς, στον δέκτη υπάρχουν δύο διαφορετικές ενδιάμεσες συχνότητες. Στο αριστερό μέρος του σχήματος 2.1 βλέπουμε τον έτοιμο συντονιστή (tuner UV916) εντός των διακεκομμένων γραμμών.

Στην είσοδο του tuner συναντάμε έναν συντονιζόμενο ενισχυτή RF. Ο ενισχυτής RF φιλτράρει και ενισχύει το σήμα της κεραίας. Στη συνέχεια το σήμα λήψης οδηγείται στην 1^η βαθμίδα μίξης. Σε αυτήν οδηγείται και το σήμα από το μεταβλητό κύκλωμα ταλαντωτή, ελεγχόμενο από τάση (ενισχυτής τάσης, 1^{ος} τοπικός ταλαντωτής). Ο ταλαντωτής αυτός καλείται VCO (Voltage Controlled Oscillator). Έπειτα, το σήμα ενισχύεται σε στάθμη από τον 1^ο ενισχυτή IF. Ας υποθέσουμε για παράδειγμα ότι θέλουμε να κάνουμε λήψη στους 47 MHz. Η συχνότητα του 1^{ου} τοπικού ταλαντωτή θα πρέπει να είναι 84,3 MHz, ώστε ύστερα από τη μίξη, να έχουμε την 1^η IF των 37,3 Mhz (84,3 MHz - 47 MHz = 37.3 MHz). Αυτή, ονομάζεται και υπενδιάμεση συχνότητα του δέκτη. Στην θεωρία της αναλογικής τηλεόρασης, η συχνότητα των 37,3 μεγακύκλων, ήταν η υπενδιάμεση συχνότητα του ήχου.



Σχήμα 2.1: Το μπλοκ διάγραμμα του δέκτη (block diagram)

Συνεχίζοντας στο σχήμα 2.1, η έξοδος του συντονιστή (1^{ος} ενισχυτής IF) οδηγείται στην βαθμίδα αποδιαμόρφωσης (διακεκομμένες γραμμές), που υλοποιείται γύρω από ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα (NE605). Το ολοκληρωμένο αυτό περιλαμβάνει: την 2^η βαθμίδα μίξης, τον 2^ο τοπικό (κρυσταλλικό) ταλαντωτή στους 48 MHz, τον 2^ο ενισχυτή IF και τον αποδιαμορφωτή AM - FM.

Μετά τον συντονιστή και το τμήμα αποδιαμόρφωσης, ακολουθεί η βαθμίδα χαμηλής συχνότητας. Εκεί, συναντάμε τον ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων (Audio Frequency, AF), που με τη σειρά του οδηγεί το μεγάφωνο (speaker). Επιπλέον, έχουμε δύο ακόμα μονάδες: την μονάδα έντασης πεδίου (ενισχυτής τάσης / όργανο κινητού πηνίου, s-meter) και το κύκλωμα φίμωσης (squelch).

Τέλος, στο κάτω μέρος αριστερά φαίνεται και η βαθμίδα του συνθέτη συχνότητας (PLL). Τούτη, αποτελείται από τις υπομονάδες του διαιρέτη 1/N, του κρυσταλλικού ταλαντωτή αναφοράς, του συγκριτή / ανιχνευτή φάσης και του φίλτρου χαμηλών συχνοτήτων. Να σημειωθεί ότι η μονάδα διαίρεσης 1/264, βρίσκεται μέσα στον συντονιστή και χρησιμοποιείται από τη βαθμίδα του PLL. Στο τέταρτο (4^ο) κεφάλαιο θα αναφερθούμε διεξοδικά στην κατασκευή του PLL.

Φυσικά, δε θα πρέπει να παραλείψουμε και τη βαθμίδα τροφοδοσίας, που ‘δίνει’ ζωή σε όλα τα παραπάνω! Μάλιστα, για την τροφοδοσία του δέκτη, επιχειρήσαμε να δώσουμε τη δυνατότητα παροχής ενέργειας και από μπαταρίες λιθίου. Έτσι, ο δέκτης πλέον καθίσταται αυτόνομος και φορητός.

Ας επιστρέψουμε τώρα στην πρώτη βαθμίδα εισόδου του δέκτη. Όπως αναφέραμε, στην έξοδο του συντονιστή λαμβάνουμε απευθείας το σήμα της 1^{ης} IF, με συχνότητα 37,3 MHz, που οδεύει στον 2^ο μικτή και 2^ο ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας (NE605). Λόγω της χρήσης κεραμικού φίλτρου (FL3) αμέσως μετά την έξοδο του συντονιστή, επιτρέπεται η διέλευση συχνοτήτων σε ένα στενό φάσμα από 33 έως 40 MHz, άρα και των 37,3 MHz. Τέτοιου είδους φίλτρα, χρησιμοποιούνται ακόμα και σήμερα σε πολλές τηλεπικοινωνιακές συσκευές. Στις αναλογικές τηλεοράσεις, αντικαθιστούσαν τρία έως τέσσερα πηνία φερρίτη, τα οποία και απαιτούσαν κοπιαστική ρύθμιση. Επειδή ο δέκτης μας είναι μόνο ακουστικός, δεν απαιτείται μεγάλο εύρος ζώνης στις επόμενες βαθμίδες, σε αντίθεση με το σήμα video που απαιτούσε 5,5 MHz ή και περισσότερο. Όλο το υπόλοιπο μέρος του κυκλώματος είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε να ενισχύει μόνο την επιθυμητή συχνότητα των 37,3 MHz.

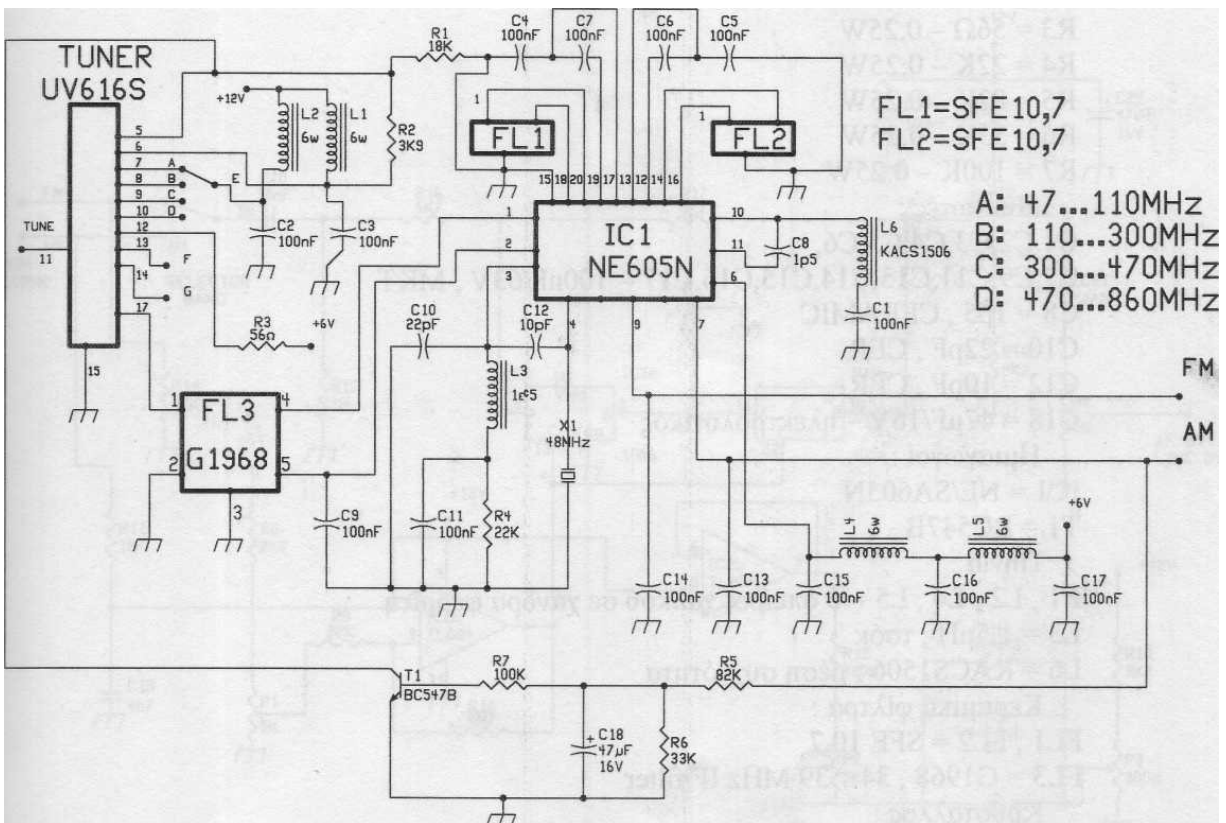
Η 1^η ενδιάμεση συχνότητα των 37,3 MHz μιγνύεται με την σταθερή συχνότητα του 2^{ου} τοπικού ταλαντωτή στους 48 MHz, δίνοντάς μας την 2^η ενδιάμεση συχνότητα των 10,7 MHz. Το σήμα αυτό ενισχύεται από τον δεύτερο ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας και μετά οδηγείται στον αποδιαμορφωτή AM-FM. Το επίσης κεραμικό φίλτρο FL1 στους 10,7 MHz, στην είσοδο του δεύτερου ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας, επιτρέπει τη διέλευση μιας πολύ στενής ζώνης των 100 KHz περίπου (πολύ πιο στενή από αυτή του FL3).

Αναφέραμε παραπάνω την ύπαρξη του μετρητή της έντασης του λαμβανόμενου σήματος (s-meter). Ως ένδειξη, χρησιμοποιείται ένα όργανο κινητού πηνίου 1mA (μιλιαμπερόμετρο), το οποίο διαρρέεται από το ανορθωμένο και ενισχυμένο συνεχές ρεύμα του αποδιαμορφωτή AM.

Τώρα, ας πούμε δύο λόγια και για την «μυστηριώδη» λειτουργία της φίμωσης (squelch). Η λειτουργία αυτή απαντάται πάντα στον βασικό εξοπλισμό ενός εμπορικού δέκτη, κάνοντας τη ζωή μας πολύ πιο εύκολη. Με την ρύθμιση ενός ποτενσιομέτρου μπορούμε να καταστειλούμε τον ενοχλητικό θόρυβο που κάνει το μεγάφωνο (θερμικός θόρυβος κυκλωμάτων), όταν δεν υπάρχει οφέλιμο σήμα στην κεραία. Η λειτουργία της φίμωσης στον δικό μας δέκτη, δεν είναι τίποτα άλλο, από έναν ηλεκτρονικό διακόπτη on-off (mosfet transistor). Ο διακόπτης αυτός, διακόπτει τη διέλευση του ακουστικού σήματος προς τον ενισχυτή του μεγαφώνου, όταν η στάθμη του σήματος είναι πολύ μικρή. Η οριακή τιμή της στάθμης ενεργοποίησης (threshold) του κυκλώματος φίμωσης, ορίζεται από τη θέση ενός ποτενσιομέτρου (ρύθμιση από τον χρήστη). Επ' αυτού, θα επανέρθουμε και στη συνέχεια. Ας δούμε όμως πιο αναλυτικά τι γίνεται στα επιμέρους στάδια του δέκτη.

2.3 Υψηλή συχνότητα

Στο **σχήμα 2.2** φαίνεται το ηλεκτρονικό διάγραμμα του τμήματος της υψηλής και ενδιάμεσης συχνότητας του δέκτη. Αριστερά, έχουμε τη μονάδα συντονισμού – tuner (UV916). Το σήμα της κεραίας (47~860 MHz) εισάγεται μέσω ομοαξονικού καλωδίου, σύνθετης αντίστασης 75 Ohm, απευθείας στην είσοδο του συντονιστή. Το σήμα της 1^{ης} IF εξέρχεται στην ακίδα (pin) 17 αυτού και εισέρχεται στο κεραμικό φίλτρο FL3 (G1968). Ο λόγος ύπαρξης του φίλτρου FL3, όπως αναφέραμε και στο πρώτο κεφάλαιο, είναι για την επιλογή του σήματος διαφοράς: $f_1 - f_2$. Δηλαδή, την 1^η ενδιάμεση συχνότητα των 37,3 MHz. Το FL3 έχει κεντρική συχνότητα συντονισμού 37,5 MHz και εύρος ζώνης (bandwidth) 6 MHz.



Σχήμα 2.2: Το ηλεκτρονικό κύκλωμα του τμήματος υψηλών συχνοτήτων (RF) του δέκτη

Πριν προχωρήσουμε, ας ρίξουμε μια ματιά στις ακίδες του έτοιμου συντονιστή. Η γείωση της τάσεως τροφοδοσίας είναι το ίδιο το μεταλλικό περίβλημα του συντονιστή. Για την λειτουργία των εσωτερικών του κυκλωμάτων, απαιτείται σταθεροποιημένη τάση τροφοδοσίας +12 V. Αυτή, εφαρμόζεται στην ακίδα 6 μέσω του φίλτρου L1-C3, που φροντίζει για την καταστολή των τυχόν υψίσυχνων παρασίτων στην γραμμή τροφοδοσίας των +12 V.

Στην ακίδα 11 εφαρμόζεται η μεταβλητή τάση συντονισμού V_{TUNE} (+0,62~28 V), από την μονάδα του PLL. Ο συντονισμός εσωτερικά του tuner, γίνεται με διόδους μεταβλητής χωρητικότητας (varicap), που ρυθμίζονται με συνεχή, ανάστροφη, μεταβλητή τάση. Οι varicap έχουν πολλά πλεονεκτήματα έναντι των κλασικών μεταβλητών πυκνωτών. Είναι φτηνότερες και μικρότερες, αλλά δυστυχώς δεν μπορούν να καλύψουν την τόσο μεγάλη περιοχή συντονισμού (λήψεως). Για τον λόγο αυτό, η περιοχή 47~860 MHz χωρίζεται σε τέσσερις μικρότερες μπάντες. Για την επιλογή της μπάντας λειτουργίας (band) εφαρμόζεται σταθεροποιημένη συνεχής τάση +12 V σε μία από τις ακίδες 7, 8, 9 και 10. Προς τούτο, γίνεται χρήση του περιστροφικού διακόπτη (επιλογέα) A-B-C-D-E. Και εδώ, φιλτράρεται πάλι η συνεχής τάση των +12 V μέσω των L2-C2, προτού εφαρμοστεί σε κάποια ακίδα.

Στην ακίδα 5 εφαρμόζεται η τάση του αυτόματου ελέγχου απολαβής AGC (Automatic Gain Control). Με την μεταβολή της τάση αυτής, ρυθμίζεται η απολαβή του ενισχυτή RF, ανάλογα με την ισχύ του σήματος εισόδου. Έτσι, αποφεύγεται η υπεροδήγηση των επόμενων βαθμίδων.

Η χρήση των ακροδεκτών F και G (ακίδες 13 και 14) είναι για την σύνδεση με την μονάδα του PLL. Στις εξόδους αυτές διατίθεται το σήμα του 1^{ου} τοπικού ταλαντωτή, που βρίσκεται όπως αναφέραμε στον συντονιστή, διαιρεμένο όμως με τον αριθμό 256 ή 64. Δηλαδή, δεν το λαμβάνουμε στην αρχική του τιμή: 84,3~897,3 MHz. Επιπλέον, δεν έχει την μορφή ημιτόνου, αλλά είναι τετραγωνικός παλμός. Η διαίρεση δια 256 ή δια 64 ορίζεται από την ακίδα 15. Στο σχήμα 2.2 ο ακροδέκτης αυτός είναι συνδεδεμένος με την γείωση, πράγμα που σημαίνει ότι έχουμε διαίρεση δια 256. Το διαιρεμένο σήμα, όπως αναφέραμε προηγουμένως και θα δούμε παρακάτω, εφαρμόζεται στην είσοδο του κυκλώματος σύνθεσης συχνοτήτων (PLL). Τέλος, να μην παραλείψουμε την ακίδα 12, στην οποία δίνουμε τάση τροφοδοσίας +5 V για την λειτουργία του εσωτερικού κυκλώματος διαιρέτη. Επειδή εμείς έχουμε διαθέσιμα +6 V (μονάδα τροφοδοσίας), χρησιμοποιούμε την αντίσταση R3 για την κατάλληλη πτώση τάσεως.

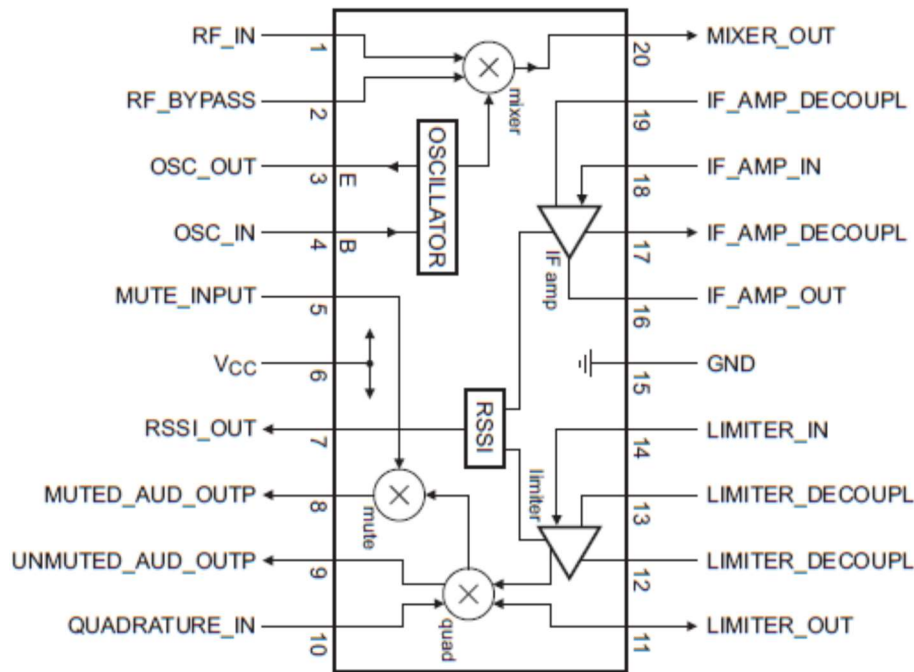
2.4 Ενδιάμεση συχνότητα και αποδιαμόρφωση

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα IC1 (NE605N) και τα εξαρτήματα γύρω από αυτό, στο μεσαίο τμήμα του σχήματος 2.2, αποτελούν τον δεύτερο ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας στους 10,7 MHz, τον κρυσταλλικό ταλαντωτή των 48 MHz, τον δεύτερο μίκτη και τέλος τον αποδιαμορφωτή AM-FM.

Ας ανατρέξουμε όμως λίγο, στην ιστορία που κρύβεται πίσω από το ολοκληρωμένο IC1, γιατί όπως λέει και ο Ευριπίδης: «ευτυχισμένος είναι αυτός που ξέρει την ιστορία»! Πριν την κατασκευή του NE605N, στην αγορά διατίθεντο το NE602 και το NE604. Η περιγραφή του πρώτου ήταν: double balanced mixer and oscillator, ενώ του δεύτερου: FM IF system. Με τον συνδυασμό των δύο αυτών ολοκληρωμένων μπορούσαμε να κατασκευάσουμε έναν υψηλής απόδοσης και χαμηλού κόστους δέκτη. Σύντομα, δημιουργήθηκε το NE605N, που βασίστηκε σε νέα τεχνολογία και σχεδίαση. Ήταν η λύση του 'ενός ολοκληρωμένου'.

Το εσωτερικό διάγραμμα του NE605N φαίνεται στην **εικόνα 2.2**. Όπως βλέπουμε, αποτελείται από πέντε τμήματα: την βαθμίδα μίξης, τον τοπικό ταλαντωτή, τον ενισχυτή IF (10,7 MHz), τον περιοριστή (Limiter) και το τμήμα του αποδιαμορφωτή. Στο τμήμα του μίκτη (ακροδέκτες 1, 2, 20) και πιο συγκεκριμένα στην έξοδο (ακίδα 20), λαμβάνουμε το άθροισμα και τη διαφορά της 1^{ης} IF (37,3 MHz) με τον 2^ο τοπικό κρυσταλλικό ταλαντωτή (48 MHz). Έτσι, προκύπτει η 2^η IF στους 10,7 MHz που αποτελεί τη διαφορά (επιλογή). [4]

Το στοιχείο που χρησιμοποιείται για την μίξη των συχνοτήτων είναι μία βαθμίδα Gilbert Cell four quadrant multiplier. Η βαθμίδα Gilbert Cell είναι ένας διαφορικός ενισχυτής, που οδηγεί ένα ισοσταθμισμένο διακόπτη, με είσοδο στους ακροδέκτες 1 και 2. Η είσοδος (έξοδος συντονιστή) έχει υψηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου 4,5 KΩ, παράλληλα με έναν πυκνωτή 2,6 pF, όταν η λειτουργία είναι σε συχνότητα 40MHz. Έτσι, χρειάζεται ιδιαίτερη προσοχή στην προσαρμογή των σύνθετων αντιστάσεων, μεταξύ του συντονιστή και του NE605N. Μια λύση θα ήταν ένας χωρητικός διαιρέτης παράλληλα με ένα πηνίο. Άλλες εναλλακτικές λύσεις είναι η προσαρμογή με πηνίο που διαθέτει ενδιάμεση λήψη ή μέσω ενός ή δύο μετασχηματιστών. Εμείς βέβαια επιλέξαμε την πλέον εύκολη λύση, που είναι η χρήση ενός έτοιμου κεραμικού φίλτρου (FL3), κατασκευασμένο για αυτού του είδους τις εφαρμογές.



Εικόνα 2.2: Το εσωτερικό μπλοκ διάγραμμα του NE/SA605N

[πηγή: <https://gr.mouser.com/new/nxp-semiconductors>]

Για τη δημιουργία του 2^{ου} τοπικού ταλαντωτή, το NE605 είναι εφοδιασμένο με ένα τρανζίστορ τύπου NPN και χρειάζεται να προστεθούν λίγα παθητικά εξωτερικά εξαρτήματα, όπως πυκνωτές και αυτεπαγωγές. Οι ακροδέκτες του τρανζίστορ, εκπομπός και βάση, βρίσκονται στους ακροδέκτες 3 και 4 αντίστοιχα. Κάνοντας χρήση αυτών, μπορούμε να δημιουργήσουμε ένα κύκλωμα ταλαντωτή Colpitts, Butler ή ένα συντονισμένο κύκλωμα τύπου LC-κρύσταλλος. Η βάση του τρανζίστορ συνδέεται απευθείας με τον κρύσταλλο των 48 MHz, ενώ ο εκπομπός συνδέεται στη γείωση μέσω μιας αντίστασης 22KΩ (R4). Να σημειώσουμε πως η παραπάνω συνδεσμολογία, είναι αυτή που προτείνει ο κατασκευαστής στο datasheet. Ουσιαστικά, με τον τρόπο αυτό, υλοποιούμε στους ακροδέκτες 3 και 4 έναν ταλαντωτή 3^{ης} αρμονικής. Συνεπώς, ο κρύσταλλος δεν θα πρέπει να ταλαντώνεται στην θεμελιώδη συχνότητά του, αλλά στην 3^η αρμονική. Οι αρμονικές συχνότητες προκύπτουν, αν πολλαπλασιάσει κανείς την θεμελιώδη συχνότητα των 16 MHz με τους περιττούς συντελεστές 3, 5, 7 κ.ο.κ. Στο δικό μας κύκλωμα η αρμονική των 16 MHz βραχυκυκλώνεται μέσω του φίλτρου L3-C10. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, ο κρύσταλλος τελικά να ταλαντώνει στην τριπλάσια συχνότητα, δηλαδή στην 3^η αρμονική των 48 MHz. Ακολούθως, η έξοδος του ταλαντωτή αφού υποβιβαστεί κατά πλάτος στο ένα τρίτο, οδηγείται στο στοιχείο Gilbert Cell για μίξη. Είναι καλό να γνωρίζουμε ότι η διάταξη Colpitts είναι τύπου παράλληλου συντονισμού. Συνεπώς, υπεισέρχεται και η χωρητικότητα φορτίου του κρυστάλλου που είναι 10 pF. Αντιθέτως, στην διάταξη Butler η παράλληλη χωρητικότητα δεν επιδρά, καθώς ο κρύσταλλος θα είναι συνδεδεμένος εν σειρά στο κύκλωμα. [4] [5]

Για την επιλογή της συχνότητας IF βασιζόμαστε στα έτοιμα φίλτρα που υπάρχουν στην βιομηχανία με στάνταρ τιμές: 455 KHz, 10.7 MHz και 21.4 MHz. Οτιδήποτε διαφορετικό θα ήταν δύσκολο, λόγω αυξημένου κόστους κατασκευής. Το βασικότερο κριτήριο για την επιλογή

της τιμής της ενδιάμεσης συχνότητας είναι το είδος της διαμόρφωσης. Για παράδειγμα, αν έχουμε ένα σήμα στενής ζώνης FM με εύρος 30 KHz, τότε αρκεί η IF να είναι στους 455 KHz. Εάν όμως έχουμε σήμα με εύρος 100 KHz, όπως συμβαίνει και στο δέκτη μας, τότε πρέπει να επιλέξουμε ως IF συχνότητα τους 10,7 MHz ή 21,4 MHz. Εμείς επιλέξαμε 10,7 MHz (φίλτρα FL1 και FL2).

Εντός του ολοκληρωμένου NE605N, σε ότι αφορά το τμήμα της 2^{ης} ενδιάμεσης συχνότητας, συναντάμε ακόμη τον ενισχυτή 2^{ης} IF και τον περιοριστή (Limiter), καθώς επίσης και τα εξωτερικά εξαρτήματα FL1, FL2, C4, C5, C6 και C7. Όπως αναφέραμε λίγο πριν, τα φίλτρα FL1, FL2 (SFE10.7) έχουν κεντρική συχνότητα στους 10,7 MHz και εύρος ζώνης 100 KHz. Η αλυσίδα των δύο αυτών βαθμίδων έχει απολαβή 100 dB. Οι δύο ενισχυτές μέσης συχνότητας υλοποιούνται από δύο διαφορετικούς ενισχυτές, που ο καθένας κάνει ενίσχυση 40 dB για σύνθετη αντίσταση 50 Ω. Η έξοδος του περιοριστή είναι ακολούθου εκπομπού (emitter follower) και έχει αντίσταση εξόδου 230 Ω. Με την προσθήκη μιας ακόμα εσωτερικής αντίστασης των 700 Ω η τιμή αυτή αυξάνει στα 930 Ω.

Η κύρια λειτουργία του 2^{ου} ενισχυτή IF, είναι αφενός να αυξήσει τη στάθμη του σήματος μέσης συχνότητας και αφετέρου, να συμβάλλει στην απόρριψη του θορύβου κοινού σήματος (common mode noise). Θα πρέπει να σημειωθεί ότι εάν στο τμήμα της 2^{ης} μέσης συχνότητας έχουμε πολύ μεγάλη ενίσχυση, τότε μπορεί να προκύψουν προβλήματα αστάθειας. Συνεχίζοντας, επισημαίνουμε πως ο ενισχυτής μέσης συχνότητας δεν έχει καλό περιορισμό για μεγάλο εύρος σημάτων εισόδου. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούμε και την εσωτερική βαθμίδα του περιοριστή (limiter). Ο περιοριστής, που περιλαμβάνεται στο NE605N, είναι φτιαγμένος από τρεις διαφορετικούς ενισχυτές με απολαβή 63 dB και μικρή απόκριση συχνότητας (έως τους 28 MHz). Στην έξοδο της τελικής βαθμίδας του περιοριστή υπάρχει μια βαθμίδα απομόνωσης (buffer). Κατόπιν, το σήμα οδηγείται για αποδιαμόρφωση στον διευκρινιστή, που είναι τύπου quadrature. Η έξοδος του περιοριστή έχει σύνθετη αντίσταση εξόδου 260 Ω.

Η βασική λειτουργία του περιοριστή είναι να 'ψαλιδίζει' το άνω και κάτω μέρος της κυματομορφής, ώστε να αποδίδει το σήμα ενισχυμένο και απαλλαγμένο από τη κατά πλάτος διαμορφωμένη πληροφορία. Ουσιαστικά, αυτό βοηθάει στο να 'καθαριστεί' το σήμα μέσης συχνότητας από ανεπιθύμητα σήματα.

Συνεχίζοντας, ας δούμε τώρα τη βαθμίδα της αποδιαμόρφωσης. Για να λάβουμε λοιπόν το ακουστικό σήμα (πληροφορία) από το σήμα IF, το NE605N διαθέτει εσωτερικά έναν συγκριτή φάσης στους ακροδέκτες 10 και 11. Το κύκλωμα του αποδιαμορφωτή ολοκληρώνεται εξωτερικά από το δικτύωμα πηνίου-πυκνωτών L6, C1 και C8. Το δίκτυωμα αυτό είναι απαραίτητο, καθώς εισάγει την απαιτούμενη ολίσθηση φάσεως.

Το σήμα που εξέρχεται από τον διευκρινιστή και λαμβάνουμε στον ακροδέκτη 9 (αποδιαμόρφωση FM), φιλτράρεται από τον πυκνωτή C14 για την εξάλειψη τυχόν εναπομεινάντων παρασίτων των 10,7 MHz. Πλέον, το ακουστικό σήμα χαμηλής στάθμης αποδίδεται στην βαθμίδα ήχου. Το πηνίο του διευκρινιστή (L6) παίζει σπουδαίο ρόλο στην ποιότητα του ακουστικού σήματος. Τούτο, καθορίζει το ποσοστό της παραμόρφωσης, αλλά και το πλάτος του ακουστικού σήματος. Συγκεκριμένα, αν ο συντελεστής ποιότητας Q του πηνίου έχει υψηλή τιμή, τότε η στάθμη του ήχου θα έχει υψηλή τιμή και υψηλή παραμόρφωση. Αντιθέτως, εάν ο συντελεστής Q έχει χαμηλή τιμή τότε και η παραμόρφωση θα λαμβάνει χαμηλές τιμές. [5]

Το NE605N περιέχει επίσης τους ακροδέκτες 7 (RSSI) και 8 (ήχο με φίμωση) που λειτουργούν ως έξοδοι. Το σήμα ήχου στους ακροδέκτες 8 και 9 είναι το ίδιο, με μόνη διαφορά μεταξύ τους, ότι η έξοδος στην ακίδα 8 έχει φίμωση. Άρα, η έξοδος στον ακροδέκτη 9 είναι πάντα ανοικτή, ενώ η έξοδος στον ακροδέκτη 8 μπορεί να ανοίγει και να κλείνει. Γειώνοντας τον ακροδέκτη 5 του NE605N, η έξοδος ήχου στον ακροδέκτη 8 φιμώνεται. Αντίθετα, αν συνδέσουμε την ακίδα 5 με την γραμμή τροφοδοσίας του ολοκληρωμένου (V_{cc}), ο ήχος ‘περνάει’ ελεύθερα. Επειδή για την λειτουργία της φίμωσης έχουμε σχεδιάσει ξεχωριστό κύκλωμα, απλά δεν κάνουμε χρήση των ακροδεκτών 5 και 8. [4]

Η έξοδος RSSI (ακροδέκτης 7) είναι το ακρόνυμο του Received Signal Strength Indicator. Στην έξοδο αυτήν λαμβάνουμε μία τάση ανάλογη της έντασης του λαμβανόμενου σήματος. Η έξοδος RSSI είναι ουσιαστικά ένας μετατροπέας ρεύματος σε τάση. Για το λόγο αυτό, θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί μία εξωτερική αντίσταση 91 K Ω , για την μετατροπή σε τάση. Η τιμή της αντίστασης εξασφαλίζει ότι η χαρακτηριστική εξόδου θα έχει κλίση 0,5 Volt για κάθε 20 dB αλλαγής στο σήμα εισόδου. Το σήμα εξόδου RSSI μπορεί να επηρεαστεί, εκτός από το σήμα εισόδου, και από διάφορα παρασιτικά σήματα που οφείλονται σε κακή σχεδίαση και κατασκευή του τυπωμένου κυκλώματος (πλακέτα). Με άλλα λόγια, μπορεί να εμφανιστούν ανεπιθύμητα φαινόμενα EMI (Electro-Magnetic Interference). Άρα, το σήμα RSSI εκτός από την προφανή του χρήση, αποτελεί και ένα μέτρο για την ποιότητα της κατασκευής! Εάν η τάση στην έξοδο RSSI είναι ίση ή μικρότερη από 250 mV, χωρίς την παρουσία σήματος στην είσοδο, τότε σίγουρα έχουμε κάνει μια ποιοτική κατασκευή. Αν όμως η τάση είναι μεγαλύτερη, τότε συνεπάγεται ότι υπάρχουν ανεπιθύμητες ταλαντώσεις ή αναδράσεις, που οφείλονται πιθανόν σε γειτονικούς διαδρόμους του τυπωμένου κυκλώματος. Το σήμα αυτό χρησιμοποιείται για την οδήγηση των κυκλωμάτων s-meter και AGC. Παράλληλα, το ίδιο αυτό σήμα αποτελεί και την έξοδο της αποδιαμόρφωσης AM. Αντίστοιχα με τον ακροδέκτη 9, τοποθετούμε και στον ακροδέκτη 7 έναν πυκνωτή 100 nF (C13), για την καταστολή τυχόν υψίσυχων κατάλοιπων. [5]

Προχωρώντας με την ανάλυση του υπόλοιπου κυκλώματος, στο σημείο αυτό θα θέλαμε να διευκρινίσουμε κάτι πολύ σημαντικό. Τα όσα αναφέρει ο κατασκευαστής για το NE605N και αφορούν την ομαλή λειτουργία του ολοκληρωμένου κυκλώματος, αποτελούν την βασική σχεδιαστική κατεύθυνση. Σε ότι αφορά τον τελικό σχεδιασμό του κυκλώματος του δέκτη, δεν μας δεσμεύει σε καμία περίπτωση. Σε ορισμένες μάλιστα περιπτώσεις, η σχεδίαση του κυκλώματος μπορεί να γίνει ακόμα πιο απλή, από αυτή που υποδεικνύεται στο datasheet. Εξάλλου, η βασική μας αρχή όπως αναφέραμε για αυτήν την κατασκευή, είναι η απλότητα και η αξιοπιστία. Για παράδειγμα, ο κατασκευαστής προτείνει την χρήση μετασχηματιστή προσαρμογής μέσης συχνότητας στην είσοδο του ολοκληρωμένου. Όμως, η ίδια και ακόμα καλύτερη προσαρμογή επιτυγχάνεται με την χρήση ενός μόνο κεραμικού φίλτρου.

Ας συνεχίσουμε όμως την ανάλυση του κυκλώματος. Όπως είδαμε παραπάνω, το αποδιαμορφωμένο σήμα FM χαμηλής (ακουστικής) συχνότητας διατίθεται στην ακίδα 9 του ολοκληρωμένου. Αν θέλαμε στερεοφωνικό ήχο, θα μπορούσαμε να προσθέσουμε ένα επιπλέον κύκλωμα αποκωδικοποίησης FM-stereo στην ακίδα αυτή. Για το σήμα AM πρέπει να διευκρινίσουμε πώς η αποδιαμόρφωσή του γίνεται με ένα τέχνασμα. Βασικά, το NE605N δεν διαθέτει απευθείας έξοδο AM. Όμως, όπως έχουμε αναφέρει, διαθέτει την ακίδα 7 (RSSI) για χρήση στο κύκλωμα ένδειξης της έντασης πεδίου (s-meter) σε λογαριθμική κλίμακα. Σε αυτό

το σημείο ‘αντλούμε’ και εμείς το σήμα AM. Δυστυχώς όμως, το σήμα έχει πολύ συμπίεσμένη δυναμική. Λόγο της εξαιρετικά γρήγορης ρύθμισης της ενίσχυσης που επιτυγχάνει ο δέκτης, δεν υπάρχει φόβος να ακούμε τους σταθμούς AM με αυξομειώσεις στην ένταση, στο μεγάφωνο ή στα ακουστικά. [4]

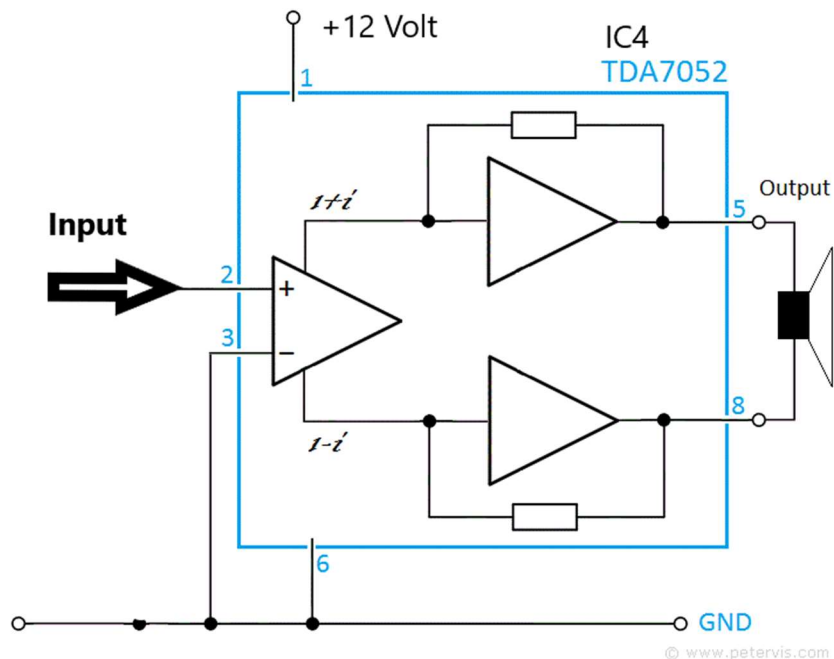
Ο ακροδέκτης 7 (RSSI) του ολοκληρωμένου IC1 έχει και μια τρίτη εφαρμογή. Εκτός από το σήμα AM και το όργανο ένδειξης S-meter, χρησιμοποιείται και ως είσοδος στο κύκλωμα AGC (Automatic Gain Control). Όπως έχουμε αναφέρει και στην εισαγωγή, το κύκλωμα αυτό κάνει αυτόματη ρύθμιση της απολαβής του δέκτη. Πρώτα – πρώτα ας καθορίσουμε πιο είναι το κύκλωμα αυτό. Αποτελείται από τα εξαρτήματα γύρω από το τρανζίστορ T1, δηλαδή τα R1, R2, R5, R6, R7, C18 και T1. Οι αντιστάσεις R5, R6, R7 πολώνουν το τρανζίστορ T1 στην ενεργό περιοχή (ενισχυτής). Το T1 με τη σειρά του, ρυθμίζει την τάση του διαιρέτη αντιστάσεων R1, R2. Η τάση αυτή εφαρμόζεται στην ακίδα 5 του συντονιστή για την αυτόματη ρύθμιση της απολαβής (AGC). Τυχόν παράσιτα (spikes) στο σήμα του ακροδέκτη 7, που θα μπορούσαν να προκαλέσουν αστάθεια, εξαλείφονται μέσω του low pass filter (LPF) R5-R6-C18. Έτσι, ‘εμποδίσουμε’ τον αυτόματο έλεγχο απολαβής να λειτουργεί υπερβολικά γρήγορα και να μην αντιδρά στις μεταβολές που προκαλούνται από την διαμόρφωση AM. Το βαθυπερατό φίλτρο αναλαμβάνει να απαλλάξει την τάση ρύθμισης από όλες τις εναλλασσόμενες συνιστώσες. Ο συντονιστής ‘περιμένει’ στην ακίδα 5 μια χαμηλή τάση, όταν το σήμα λήψης είναι πολύ δυνατό. Αντίστροφα, αν το λαμβανόμενο σήμα είναι ασθενές, τότε πρέπει να δοθεί υψηλό δυναμικό. Αυτός είναι ο λόγος, που το T1 συνδεσμοποιείται ως αντιστροφέας της συνεχούς τάσης (ακροδέκτης 7 του IC1), έτσι ώστε η βαθμίδα αυτομάτου ελέγχου απολαβής να λειτουργεί σωστά. Στην βάση του T1 (BC547B) έχουμε λοιπόν ένα πολύ ‘βραδυκίνητο’ εναλλασσόμενο ρεύμα (σήμα) ρύθμισης. [5]

Το IC1 χρειάζεται για την τροφοδοσία του σταθεροποιημένη τάση +6 Volt. Η τάση αυτή εφαρμόζεται στην ακίδα 6. Η ακίδα 15 είναι η γείωση. Όπως και για την τροφοδοσία του συντονιστή, έτσι και εδώ, η τροφοδοσία του IC1 χρειάζεται καλό φίλτράρισμα. Το βαθυπερατό φίλτρο C15-C16-C17-L4-L5 κάνει απόζευξη της τάσης τροφοδοσίας, εξαλείφοντας οποιονδήποτε παρασιτικό υψίσυχο θόρυβο.

Εδώ τελειώνει η ανάλυση του δύσκολου τμήματος της υψηλής και ενδιάμεσης συχνότητας (RF Front End).

2.5 Ενισχυτής ακουστικής συχνότητας (AF)

Στο **σχήμα 2.3** βλέπουμε το κύκλωμα του ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων (AF amplifier). Ο ενισχυτής υλοποιείται μόνο από ένα εξάρτημα, το ολοκληρωμένο TDA7052 (IC4). Μπορεί να δώσει ενίσχυση 1 Watt, όταν τροφοδοτείται με τάση +12 Volt και έχει στην έξοδό του φορτίο (μεγάφωνο) με σύνθετη αντίσταση 8 Ohm. Για την σωστή λειτουργία, η πηγή τροφοδοσίας, πρέπει να είναι σε θέση να δώσει ρεύμα 400 mA. Το TDA7052 είναι ιδανικό για χρήση σε φορητές συσκευές, όπως π.χ. MP3-players, CD/DVD-players. Η χρήση ενός μόνο ολοκληρωμένου κυκλώματος, περιορίσε περαιτέρω τον αριθμό εξαρτημάτων, ενώ παράλληλα απλοποιεί την κατασκευή. Ο κατασκευαστής του ολοκληρωμένου TDA7052 αναφέρει στο τεχνικό εγχειρίδιο (datasheet), ότι εφαρμόζεται στην έξοδο η τεχνική BTL (Bridge-Tied-Load). Με τον τρόπο αυτό αυξάνεται σημαντικά η ενίσχυση ασθενών σημάτων στην είσοδο. [6]



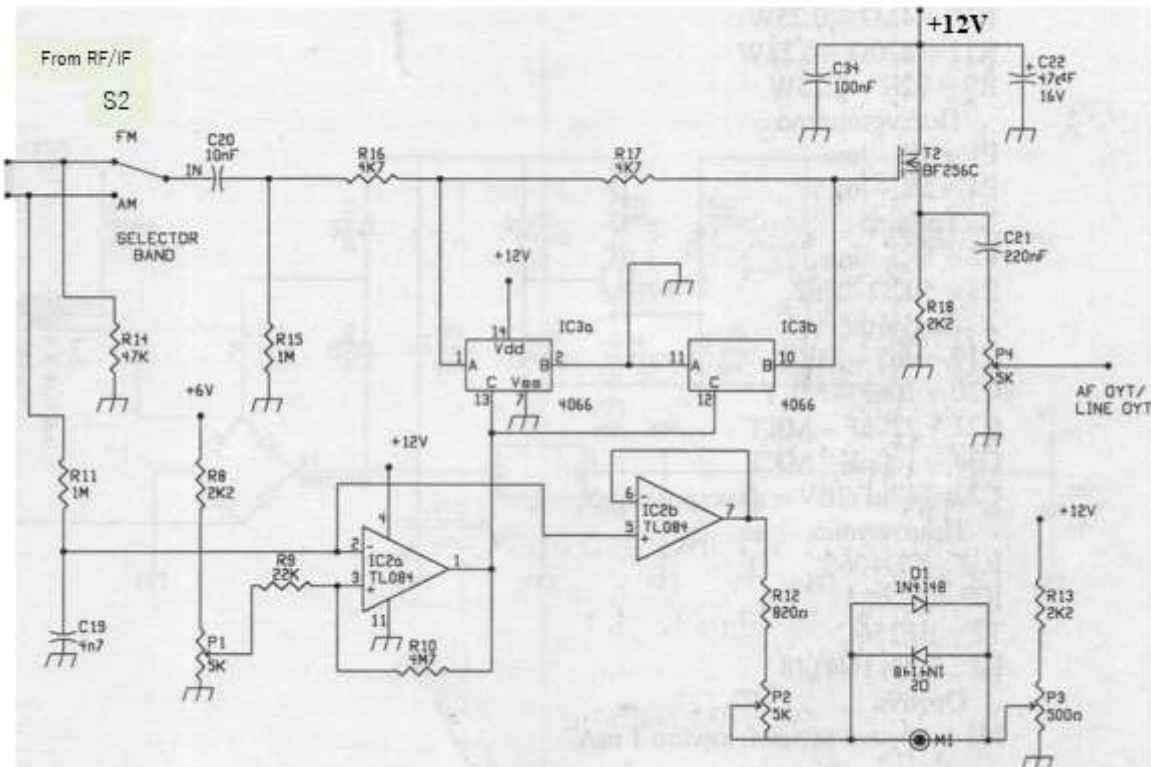
Σχήμα 2.3: Ενισχυτής ακουστικών συχνοτήτων
 [πηγή: <https://www.petervis.com/electronics/tda7052/tda7052.html>]

2.6 Κύκλωμα φίμωσης (squelch) και S-meter

Στο **σχήμα 2.4** απεικονίζονται τα κυκλώματα της φίμωσης και του S-meter. Επάνω δεξιά έχουμε την είσοδο του σήματος από την βαθμίδα RF/IF. Με τον διακόπτη S2 μπορούμε να επιλέξουμε AM ή FM αποδιαμόρφωση. Μετά τον διακόπτη, το ακουστικό σήμα χαμηλής στάθμης, οδηγείται στην πύλη (gate) του FET T2 μέσω των C20-R16-R17. Το T2 μαζί με τα R15, R16, R17 και R18 λειτουργεί ως προενισχυτής. Ο πυκνωτής C20 ‘μπλοκάρει’ τυχόν dc συνιστώσα στο σήμα. Η έξοδος λαμβάνεται επί της αντίστασης R18 στην πηγή (source) του T2. Μέσω του C21 (dc blocking capacitor) και αφού ρυθμίσουμε τον όγκο (volume) με το P4, το σήμα οδηγείται στον τελικό ενισχυτή IC4 (TDA7052). Το στάδιο της προενίσχυσης είναι αναγκαίο ώστε να μην επιβαρυνθεί (φόρτος) η έξοδος του NE605N. Κάτι τέτοιο θα επηρέαζε την λειτουργία του κυκλώματος S-meter και το κύκλωμα της φίμωσης. Οι πυκνωτές C22 και C34 παρέχουν απόζευξη της τάσης τροφοδοσίας του ενισχυτή.

Το κύκλωμα squelch σκοπό έχει να φιμώσει το μεγάφωνο, όταν το λαμβανόμενο σήμα είναι ασθενές ή περιέχει πολύ θόρυβο (φύσημα). Προς τούτο, όταν οι δύο ηλεκτρονικοί διακόπτες IC3a και IC3b (CD4066) κλείσουν, εμποδίζουν την διέλευση του σήματος προς την πύλη του FET T2. Ουσιαστικά, βραχυκυκλώνουν το σήμα με την γείωση. Διαπιστώσαμε ότι η χρήση ενός μόνο διακόπτη δεν ήταν αρκετή. Ακόμα και όταν είναι κλειστός, έχει μια αντίσταση (~ 125 Ohm) που θα σχημάτιζε με την R17 έναν διαιρέτη τάσης. Έτσι, μια μικρή τάση σήματος θα ήταν αρκετή για να διεγείρει την πύλη του FET. Οι δύο διακόπτες ενεργοποιούνται (κλείνουν) με εφαρμογή υψηλού δυναμικού (+12 V) στις ακίδες 12 και 13, ενώ ανοίγουν με χαμηλή στάθμη δυναμικού (0 V). Συνεπώς, όταν έχουμε αρκετά ασθενές σήμα χρειαζόμαστε υψηλή στάθμη στις εισόδους 12-13, και χαμηλή στάθμη όταν το λαμβανόμενο σήμα είναι ισχυρό. Βλέπουμε λοιπόν, ότι χρειαζόμαστε μια αντίστροφη λογική στην λειτουργία των διακοπών. Η αντιστροφή αυτή γίνεται από τον τελεστικό ενισχυτή IC2a

(TL084). Γιαυτό, είναι συνδεσμοποιημένος ως αναστρέφων συγκριτής (comparator). Το σήμα AM οδεύει μέσω του χαμηλο-περατού φίλτρου R11-C19 στην ακίδα 2 του τελεστικού ενισχυτή.



Σχήμα 2.4: Το κύκλωμα φίμωσης (squelch) και το κύκλωμα S-meter [πηγή: 3]

Να θυμίσουμε στο σημείο αυτό, πως χρησιμοποιούμε το σήμα AM, καθώς αυτό προκύπτει από την βαθμίδα RSSI του NE605N. Το βαθυπερατό φίλτρο, καταστέλλει τυχόν υψίσυχνα κατάλοιπα που μπορεί να υπάρχουν στο σήμα AM. Για την αποφυγή των ταλαντώσεων γύρω από το σημείο σύγκρισης (squelch level), επιβάλλουμε μέσω της R10 θετική ανάδραση (υστέρηση) στο IC2a. Έτσι, ο τελεστικός ενισχυτής λειτουργεί 'σταθερά' όταν έχει περίπου ίσες τάσεις στις εισόδους του. Με το ποτενσιόμετρο P1 ρυθμίζουμε το επιθυμητό επίπεδο φίμωσης, μεταβάλλοντας την τάση στην μη αναστρέφουσα είσοδο (ακίδα 3). Όταν ενεργοποιείται το κύκλωμα φίμωσης, έχουμε την γνωστή σε όλους λειτουργία «mute».

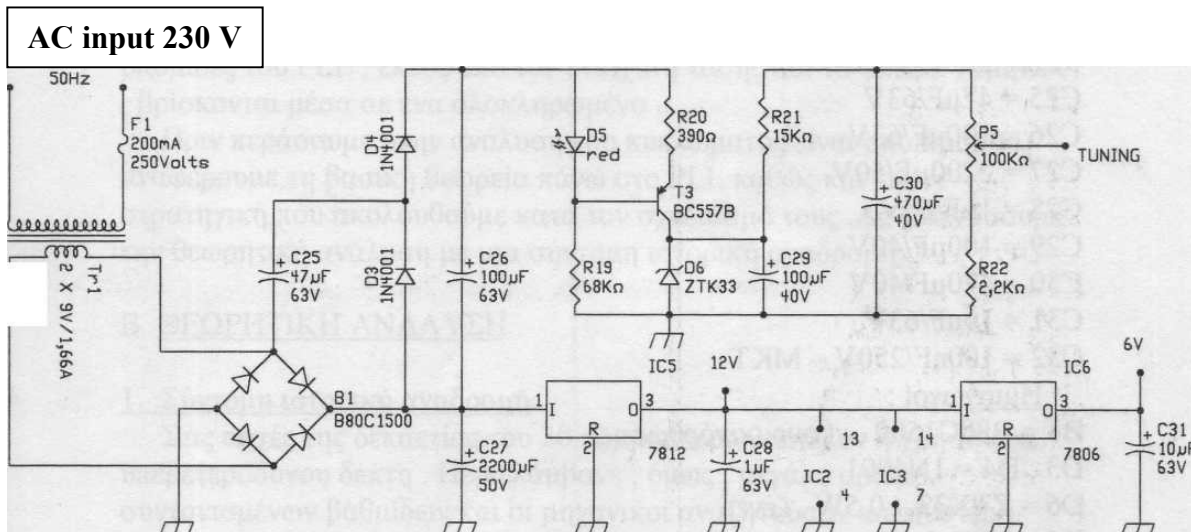
Το σήμα που λαμβάνεται στον κόμβο R11-C19, πέραν της χρήσης στο κύκλωμα φίμωσης, εφαρμόζεται και στην βαθμίδα του οργάνου ένδειξης της έντασης (S-meter). Συγκεκριμένα, το σήμα οδηγείται και στον τελεστικό IC2b, ο οποίος λειτουργεί ως απομονωτής (buffer). Ο τελεστικός αυτός, φροντίζει να μην 'φορτώνει' με πολύ χαμηλή αντίσταση την γραμμή σήματος AM, το κύκλωμα που ακολουθεί. Κάτι τέτοιο, θα επηρέαζε το κύκλωμα φίμωσης, το όργανο ένδειξης και φυσικά την ποιότητα λήψης. Ο τελεστικός δίνει στο όργανο ένδειξης M1 το ρεύμα που χρειάζεται, χωρίς να επιβαρύνει την γραμμή σήματος AM. Τα στοιχεία R12 και P2 περιορίζουν και ρυθμίζουν το ρεύμα του οργάνου, ενώ με το P3 ρυθμίζουμε το σημείο μηδέν. Επειδή το όργανο είναι μόνο 1 mA, για να αποκλείσουμε την πιθανότητα καταστροφής του από αιχμές τάσης, συμπεριλάβαμε στο κύκλωμα δύο

αντιπαράλληλες διόδους (D1, D2). Με το τρόπο αυτό περιορίζουμε την μέγιστη πτώση τάσεως στο όργανο στα 0,7 V περίπου.

2.7 Κύκλωμα τροφοδοσίας

Για την τροφοδοσία των κυκλωμάτων του δέκτη σκεφτήκαμε δύο εκδοχές. Θέλαμε ο δέκτης να τροφοδοτείται από το δίκτυο 230 Vac ή απευθείας με συνεχή τάση 15 Vdc. Παραθέτουμε για λόγους πληρότητας και τους δύο τρόπους. Εμείς, κατά την κατασκευή του δέκτη, επιλέξαμε την συνεχή τάση. Με τον τρόπο αυτό, ο δέκτης αποκτά και το πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό της φορητότητας.

Το τροφοδοτικό του δέκτη από το δίκτυο απεικονίζεται στο **σχήμα 2.4**. Πρόκειται για ένα 'κλασικό' αναλογικό (linear) τροφοδοτικό. Στην είσοδο υπάρχει ο μετασχηματιστής υποβιβασμού της τάσης. Έτσι, στο δευτερεύον του μετασχηματιστή, η τάση των 18Vac ανορθώνεται από τη γέφυρα B1 και εξομαλύνεται με τον ηλεκτρολυτικό πυκνωτή C27. Στα άκρα του πυκνωτή αυτού, η τάση είναι +24 V περίπου. Το ολοκληρωμένο IC5 (σταθεροποιητής τάσης 7812) που ακολουθεί, σταθεροποιεί την τάση στα +12 V ακριβώς. Ο πυκνωτής C28 είναι απαραίτητος για την ευστάθεια του IC5 (datasheet). Για το λόγο αυτό, πρέπει να τοποθετηθεί όσο το δυνατόν κοντά στους ακροδέκτες output και ground του ολοκληρωμένου. Ακολουθεί ένας δεύτερος σταθεροποιητής (IC6-7806), ο οποίος υποβιβάζει τα +12 V σε +6 V. Τα +6 V τροφοδοτούν ορισμένα σημεία του κυκλώματος, όπως το ολοκληρωμένο της ενδιάμεσης συχνότητας NE605N. Ο πυκνωτής C31 είναι επίσης για την ευστάθεια του σταθεροποιητή IC6.



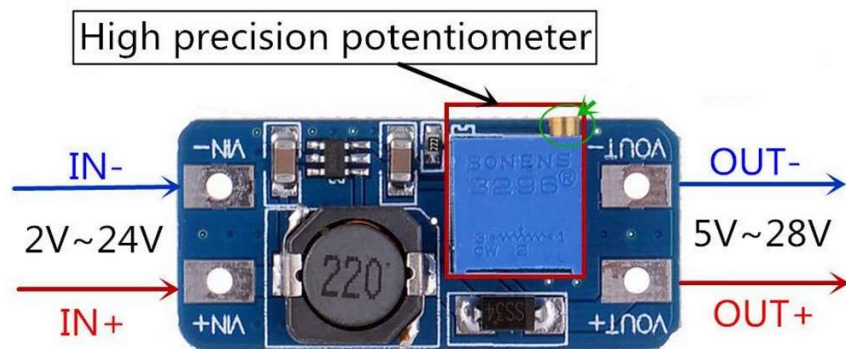
Σχήμα 2.4: Το κύκλωμα τροφοδοσίας του δέκτη από το δίκτυο 230 Vac

Εκτός από τις τάσεις +12 V και +6 V, χρειαζόμαστε και την τάση για τον συντονισμό του tuner. Αυτή, είναι μεταβλητή και κυμαίνεται από +0,7 V έως +28 V. Η τάση αυτή παράγεται στο επάνω μέρος του κυκλώματος του σχήματος 2.6. Για την παραγωγή των +28 V δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί απευθείας ανόρθωση του δευτερεύοντος των 18 Vac του μετασχηματιστή. Χρειαζόμαστε λοιπόν ένα κύκλωμα πολλαπλασιασμού της τάσης. Όπως είπαμε, στον πυκνωτή C27 έχουμε +24 V περίπου. Με το δικτύωμα C25-D3-C26-D4, που ονομάζεται κύκλωμα Villard, προστίθενται στα +24 V του C27 μια ακόμα πηγή τάσης +24 V (C26) σε σειρά. Έτσι,

το άθροισμα των τάσεων στους πυκνωτές C27 και C26 φτάνει περίπου τα +48 V. Η τάση των +48 V δεν είναι σταθεροποιημένη. Έχει μικρή μεταβολή, ανάλογα με το φορτίο στην έξοδο, αλλά και τις μεταβολές του δικτύου (230 Vac ±10%). Επειδή όμως, η τάση αυτή χρησιμοποιείται για τον συντονισμό του tuner, πρέπει να είναι απόλυτα σταθεροποιημένη. Τη δουλειά αυτή, αναλαμβάνει το κύκλωμα γύρω από το τρανζίστορ T3 (BC557B), στην έξοδο του οποίου παίρνουμε +33 V. Η διόδος D6 δεν είναι μια απλή διόδος zener, αλλά μια ειδική διόδος, με αντιστάθμιση ως προς τις μεταβολές της θερμοκρασίας. Για την ορθή λειτουργία της D6, απαιτείται αυτή να διαρρέεται με σταθερό ρεύμα. Προς τούτο, δεν αρκεί η χρήση μιας αντίστασης σε σειρά, αλλά χρειάζεται μια πηγή σταθερού ρεύματος. Αυτή, δημιουργείται από τα εξαρτήματα D5-R19-R20-T3-D6. Η χρήση πηγής σταθερού ρεύματος είναι απαραίτητη, γιατί η τάση διάσπασης της διόδου εξαρτάται αρκετά και από το ρεύμα πόλωσης. Η τάση στα άκρα της διόδου D5 (RED LED 5mm) είναι πάντα κατά 1,6 V μικρότερη από την τάση εισόδου των +48 V. Η D5 πολώνεται μέσω της αντίστασης R19. Άρα, η ένωση βάσης-εκπομπού του T3 και η αντίσταση R20, 'βλέπει' 1,6 V στα άκρα. Ως γνωστόν, η πτώση τάσεως μεταξύ βάσης-εκπομπού ενός τρανζίστορ είναι περίπου +0,6 V. Συνεπώς, στα άκρα της αντίστασης R20 (390 Ohm) θα έχουμε 1 V. Από τον νόμο του Ohm υπολογίσουμε την τιμή της πηγής ρεύματος: $1 \text{ V} \div 390 \ \Omega = 2,5 \text{ mA}$ περίπου. Το ρεύμα αυτό παραμένει σταθερό, ανεξαρτήτως των διακυμάνσεων της τάσης εισόδου και της θερμοκρασίας. Κατά συνέπεια, αφού το ρεύμα της zener είναι σταθερό, θα είναι σταθερή και η πτώση τάσης στα άκρα της. Στην έξοδο του φίλτρου τύπου 'Π' C29-R21-C30 έχουμε πλέον μια σταθερή τάση συντονισμού +33 V. Με το ποτενσιόμετρο P5 μπορούμε να ρυθμίσουμε την τάση αυτή, στο εύρος από +0,7 V έως +28 V. Οι αντιστάσεις R21 και R22, που πλαισιώνουν το ποτενσιόμετρο P5, χρησιμεύουν ώστε η τάση συντονισμού να ρυθμίζεται στο παραπάνω διάστημα. Αν είχαμε μόνο το P5, τότε η περιοχή τιμών θα ήταν από 0 V έως +33 V.

Ας δούμε τώρα την δυνατότητα τροφοδοσίας του δέκτη με συνεχή τάση +15 Vdc. Ουσιαστικά, θα στηριχτούμε και πάλι στο κύκλωμα του σχήματος 2.4, αλλά με κάποιες μικρές αλλαγές. Σε αυτή την περίπτωση δεν χρησιμοποιούνται τα ακόλουθα υλικά: B1, C25, C26, D3, D4 και προφανώς ο μετασχηματιστής Tr1. Μπορούμε να εφαρμόσουμε την τάση εισόδου απευθείας και παράλληλα στον πυκνωτή C27. Δηλαδή, τα άκρα του C27 αποτελούν την είσοδο τροφοδοσίας του δέκτη. Ο λόγος που επιλέξαμε ως είσοδο τα +15 V είναι απλός. Το ολοκληρωμένο IC5 (7812) απαιτεί μεταξύ εισόδου-εξόδου, διαφορά τάσης τουλάχιστον 3 V, για να λειτουργεί σωστά (εσωτερικά κυκλώματα πόλωσης). Πρέπει επιπλέον, να εξασφαλίσουμε και τα +28 V που είναι απαραίτητα για τον συντονισμό. Για τη δουλειά αυτή χρησιμοποιούμε έναν έτοιμο μετατροπέα συνεχούς τάσης (module). Ο μετατροπέας αυτός βασίζεται στο ολοκληρωμένο κύκλωμα MT3608 και απαιτεί επιπλέον ελάχιστα παθητικά υλικά. Έτσι, έχουμε στα χέρια μας, έναν μετατροπέα ανύψωσης από συνεχές σε συνεχές (dc to dc, step-up / boost converter). Ο μετατροπέας δέχεται στην είσοδο +15 V (2~24 V) και δίνει στην έξοδο ρυθμιζόμενη τάση από +5V έως +28 V. Έχοντας κάνει τα παραπάνω, μπορούμε να τροφοδοτήσουμε τον δέκτη με +15 V.

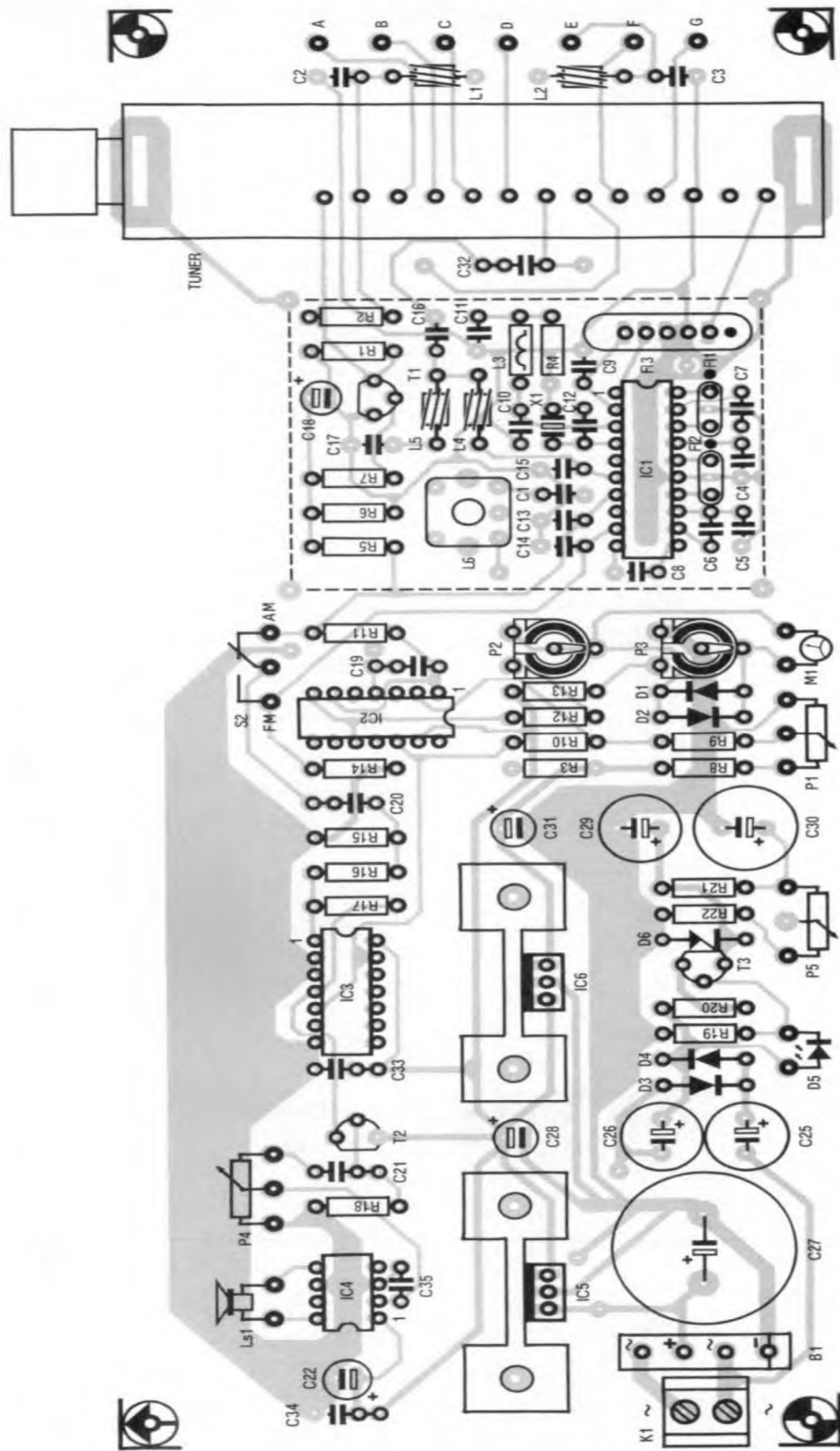
Στο σημείο αυτό, θα πρέπει να επισημάνουμε το εξής: το κύκλωμα γύρω από το τρανζίστορ T3 και το ποτενσιόμετρο P5, δεν τα χρησιμοποιούμε, αφού όπως θα δούμε στο επόμενο κεφάλαιο, ο συντονισμός γίνεται από το κύκλωμα PLL. Τέλος, στην **εικόνα 2.3** φαίνεται ο έτοιμος μετατροπέας MT3608.



Εικόνα 2.3: Μετατροπέας dc-dc, step-up, MT3608
 [πηγή: <https://www.aliexpress.com/item/32970333618.html>]

2.8 Κατασκευή του δέκτη

Αρχικά, προτού προβούμε στην συναρμολόγηση της πλακέτας RF/IF του δέκτη, θα πρέπει να έχουμε κατά νου ότι είναι ένα σχετικά δύσκολο κύκλωμα υψηλής συχνότητας. Άρα, θα πρέπει να επιδείξουμε την ανάλογη προσοχή. Το RF/IF τμήμα του δέκτη, χωρίς δηλαδή το κύκλωμα του PLL που αναλύεται στο επόμενο κεφάλαιο, υλοποιείται σε μια πλακέτα διπλής όψης. Στην **εικόνα 2.4** φαίνεται το τοπογραφικό διάγραμμα της πλακέτας (θέση εξαρτημάτων). Στην κάτω επιφάνεια της πλακέτας, έχουμε το κυρίως τυπωμένο κύκλωμα, ενώ στην πάνω (τοπογραφικό) έχουμε την θωράκιση και ορισμένους διαδρόμους. Για λόγους κόστους (50% φθηνότερο) δεν επιμεταλλώσαμε τις οπές (vias). Αντί αυτού, κάναμε τη δουλειά αυτή εμείς, χρησιμοποιώντας το περίσσειμα των ακροδεκτών των εξαρτημάτων. Μάλιστα, ως επί το πλείστον οι απαραίτητες συνδέσεις μεταξύ πάνω και κάτω όψης της πλακέτας, μπορούσαν να γίνουν απλά κολλώντας τους ακροδέκτες των εξαρτημάτων και στις δύο όψεις της πλακέτας. Λόγω του ότι το κύκλωμα λειτουργεί σε υψηλές συχνότητες, είναι καλό να αποφύγουμε την χρήση βάσεων στήριξης για τα ολοκληρωμένα κυκλώματα. Με τον τρόπο αυτό, ελαχιστοποιούμε την εμφάνιση παρασιτικών φαινομένων. Άρα, τα ολοκληρωμένα κυκλώματα κολλούνται κατευθείαν στην πλακέτα, χρησιμοποιώντας κολλητήρι με λεπτή μύτη και μικρής ισχύος (μέχρι 25Watt). Πρέπει επίσης, να φροντίσουμε να μην υπερθερμάνουμε κατά την κόλληση τα ολοκληρωμένα και το κολλητήρι να έχει σωστή αντιστατική γείωση. Η σωστή αντιστατική προστασία είναι πολύ σημαντική, γιατί ας μην ξεχνάμε πως η κατασκευή μας περιέχει και ολοκληρωμένα τεχνολογίας CMOS. Η τεχνολογία αυτή είναι ιδιαίτερα ευαίσθητη στις ηλεκτροστατικές εκκενώσεις.



Εικόνα 2.4: Το τοπογραφικό σχέδιο του τυπωμένου τμήματος RF/IF του δέκτη
 [πηγή: 3]

Κατά το στάδιο της συναρμολόγησης, είναι προτιμότερο να κολλήσουμε τα εξαρτήματα με την εξής σειρά: αντιστάσεις, δίοδοι, πηνία-choke, ολοκληρωμένα κυκλώματα (IC's), τρανζίστορες, πυκνωτές (πολυεστερικοί, κεραμικοί, ηλεκτρολυτικοί), τρίμμερ, κλέμες διασύνδεσης (connectors) και τέλος τα ποτενσιόμετρα. Ο εμπειρικός αυτός κανόνας μας διευκολύνει κατά την συναρμολόγηση της πλακέτας.

Μεγάλη προσοχή πρέπει να δοθεί στην τοποθέτηση των ηλεκτρολυτικών πυκνωτών, ως προς την πολικότητά τους. Τα πηνία καταστολής παρασίτων (chokes) L1, L2, L4 και L5 πρέπει να τα τυλίξουμε μόνοι μας. Προς τούτο, χρησιμοποιούμε εμαγιέ σύρμα χαλκού με διάμετρο 0,2 mm. Τυλίγουμε έξι σπείρες γύρω από μια χάνδρα φερρίτη, μοιράζοντας τις σπείρες γύρω από τον πυρήνα, ώστε να καλύψουμε ομοιόμορφα την επιφάνειά του. Κατόπιν, λυγίζουμε τα δύο άκρα σε απόσταση 5 mm (pitch) και αφαιρούμε το βερνίκι από τις άκρες του σύρματος, με ένα αιχμηρό αντικείμενο ή με την καυτή μύτη του κολλητηριού. Προς διευκόλυνσή μας είναι καλό να επικασσιτερώσουμε τα δύο άκρα με λίγο καλαϊ, ώστε να μην έχουμε δυσκολίες κατά την κόλληση τους στην πλακέτα. Πρακτικά όμως, κατόπιν δοκιμών, διαπιστώσαμε ότι μπορούμε κάλλιστα να χρησιμοποιήσουμε έτοιμα chokes με τιμή 10 μH / 1 A. [3]

Ιδιαίτερη προσοχή πρέπει επίσης να δοθεί στην τοποθέτηση των κεραμικών φίλτρων FL1, FL2 και FL3 ως προς την θέση της ακίδας '1'. Αυτή, είναι σημειωμένη στο κέλυφος με μια κόκκινη τελεία ή με τον αριθμό 1. Έτσι, αποκλείεται η πιθανότητα να τοποθετηθούν ανάποδα. Τέλος, δεν πρέπει να ξεχάσουμε να τοποθετήσουμε τις δύο ψήκτρες για την θερμοαπαγωγή των δύο ολοκληρωμένων σταθεροποιητών τάσης. Να σημειώσουμε ότι το ψυγείο του IC6 (7806) είναι μικρότερο από αυτό του IC5 (7812). Τούτο, είναι πολύ λογικό, αφού το μεγαλύτερο μέρος της ισχύος λαμβάνεται από την γραμμή των +12 V.

Αφού τελειώσουμε με την συναρμολόγηση του δέκτη το μόνο που μένει είναι να κάνουμε κάποιες ρυθμίσεις. Η ρύθμιση, αφορά την κύρια πλακέτα του δέκτη (RF/IF) και είναι πολύ απλή, χάρις την χρήση των έτοιμων κεραμικών φίλτρων. Επίσης, η όλη διαδικασία δεν απαιτεί πολύ χρόνο. Αρχικά τοποθετούμε μια απλή κεραία στην είσοδο RF του δέκτη (υποδοχή της κεραίας / tuner). Αυτή, μπορεί να είναι ακόμα και ένα μονόκλωνο σύρμα μήκους 75 cm περίπου. Θέτουμε τον δέκτη σε λειτουργία και περιμένουμε λίγα δευτερόλεπτα, μέχρι να φορτιστούν οι πυκνωτές στο τροφοδοτικό και να σταθεροποιηθούν όλες οι τάσεις. Θέτουμε τον διακόπτη S1 στη θέση A (περιοχή 47~110 MHz). Με το ποτενσιόμετρο P5 μπορούμε να συντονιστούμε στους ραδιοφωνικούς σταθμούς των FM. Μετά από αυτήν την δοκιμή αφαιρούμε την κεραία. Στη συνέχεια, με ένα πλαστικό κατσαβίδι, ρυθμίζουμε τον πυρήνα του πηνίου L6 μέχρι να ακούσουμε τον μέγιστο δυνατό θόρυβο στο μεγάφωνο. Κατά την ρύθμιση του πηνίου δεν χρησιμοποιούμε μεταλλικό κατσαβίδι γιατί αυτό δημιουργεί παρεμβολές. Ο λόγος είναι, ότι καθώς πλησιάζουμε το μεταλλικό κατσαβίδι, αλλάζει η αυτεπαγωγή του πηνίου. Αμέσως μετά ρυθμίζουμε το P3 ώστε το όργανο ένδειξης κινητού πηνίου να έρθει στην θέση μηδέν. Τώρα, τοποθετούμε ξανά την κεραία και αναζητούμε τον ισχυρότερο σταθμό της ζώνης των FM. Ρυθμίζουμε το P2, έτσι ώστε η βελόνα του οργάνου (M1) να δείχνει μέγιστη ένδειξη, χωρίς όμως να αγγίζει το τέρμα. Θα πρέπει εδώ να διευκρινίσουμε κάτι πολύ σημαντικό. Η παραπάνω ρύθμιση απαιτεί χειροκίνητο συντονισμό (P5). Για τον λόγο αυτό, πρέπει αρχικά να κολλήσουμε όλα τα υλικά του τροφοδοτικού δικτύου. Φυσικά, μετά κάνουμε τις απαραίτητες τροποποιήσεις για λειτουργία από συνεχή τάση +15 V.

Έχουμε σχεδόν ολοκληρώσει το στάδιο ελέγχου σε ότι αφορά την πλακέτα της βαθμίδας RF/IF του δέκτη. Θα πρέπει επίσης να θωρακίσουμε με λαμαρίνα το τμήμα της ενδιάμεσης συχνότητας γύρω από το NE605N, ώστε να ‘φράξουμε’ τον δρόμο στις αρμονικές συχνότητες των 48 MHz του κρυσταλλικού ταλαντωτή. Δεν θέλουμε σε καμία περίπτωση αυτές να εισέρθουν στο στάδιο εισόδου. Τούτο, είναι απαραίτητο, διότι διαφορετικά μπορεί να επηρεαστεί αρνητικά η λήψη από φαινόμενα RFI (Radio Frequency Interference).

Για τον ίδιο λόγο, και ο μετασχηματιστής τροφοδοσίας (αν χρησιμοποιηθεί το δίκτυο) θα πρέπει να διαθέτει καλή γείωση και θωράκιση. Για αυτό άλλωστε, χρησιμοποιούμε καλώδιο και φως τροφοδοσίας που έχουν και ακροδέκτη γείωσης. Ο ρευματολήπτης (φως) είναι τύπου ‘πυραμίδας’, σαν αυτά που χρησιμοποιούνται στους ηλεκτρονικούς υπολογιστές. Η θωράκιση του μετασχηματιστή με γειωμένο φύλλο χαλκού είναι σημαντική, συμβάλλοντας στην μείωση της επίδρασης των φαινομένων ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (EMI). Προτείνεται επιπλέον, η χρήση ενός έτοιμου φίλτρου καταστολής βιομηχανικών παρασίτων στην είσοδο της τροφοδοσίας του δικτύου 230 Vac. Με αυτόν τον τρόπο, δεν επιτρέπουμε στα παράσιτα (spikes) της γραμμής του δικτύου, να εισέλθουν στην είσοδο του δέκτη. Είναι επίσης φρόνιμο να χρησιμοποιήσουμε θωρακισμένα καλώδια για την σύνδεση των ποτενσιόμετρων φωνής, φίμωσης, συντονισμού και μεγαφώνου με την πλακέτα.

Στο σημείο αυτό τελειώσαμε με το πρώτο τμήμα της κατασκευής. Στο κεφάλαιο 3 που ακολουθεί, θα ασχοληθούμε με την σχεδίαση και κατασκευή του PLL του δέκτη. Στο παράρτημα της διπλωματικής εργασίας υπάρχουν όλα τα datasheets των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και ημιαγωγών, που χρησιμοποιήθηκαν σε αυτήν την κατασκευή. Έτσι, η μελέτη του συγγράμματος θα είναι πιο εύκολη για τον αναγνώστη.

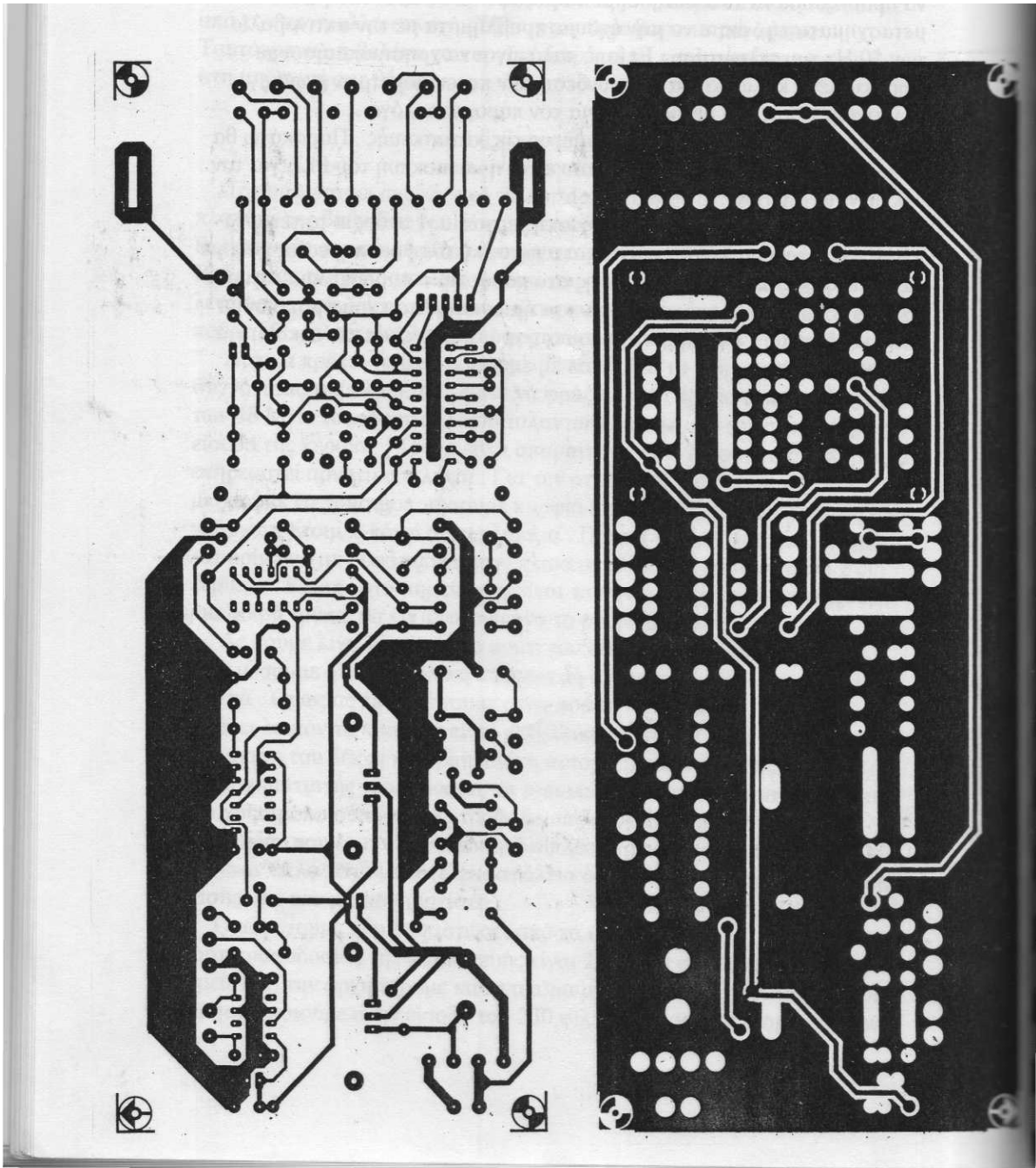
Σημαντική Παρατήρηση:

Σκοπίμως, δεν τοποθετήσαμε την κατασκευή σε ένα μεταλλικό κουτί, για την δημιουργία μιας ολοκληρωμένης συσκευής. Αντιθέτως, υλοποιήσαμε την κατασκευή σε ένα μεταλλικό σασί από αλουμίνιο. Ο λόγος είναι πολύ απλός. Στόχος μας είναι η δημιουργία μιας αναπτυξιακής πινακίδας, πάνω στην οποία θα μπορούσαν να γίνουν μελλοντικές μελέτες ή/και επεκτάσεις!

Για παράδειγμα, μια πιθανή επέκταση-ανάπτυξη θα ήταν η προσθήκη ενός συστήματος επεξεργαστή (π.χ. Arduino) με οθόνη και πληκτρολόγιο. Κάτι τέτοιο, θα μετέτρεπε τον αναλογικό δέκτη σε δέκτη ελεγχόμενο από λογισμικό (SCR, Software Controlled Radio). Φυσικά, θα έδινε επιπλέον και επαγγελματικό χαρακτήρα στην κατασκευή μας.

Μια άλλη σκέψη θα ήταν, μέσω κατάλληλου κυκλώματος προσαρμογής στην έξοδο του φίλτρου FL3, η λήψη και οδήγηση του σήματος της 1^{ης} IF σε έναν ADC (Analog to Digital Converter) και περαιτέρω επεξεργασία σε μονάδα DSP (Digital Signal Processing). Σε αυτήν την περίπτωση, ο δέκτης γίνεται SDR (Software Defined Radio). Θα αναφερθούμε ξανά σε αυτό στο τέλος της εργασίας.

Στις παρακάτω σελίδες παραθέτουμε το σχέδιο του τυπωμένου κυκλώματος (PCB, Printed Circuit Board) της βαθμίδας RF/IF και τους καταλόγους εξαρτημάτων (BOMs, Bill Of Materials).



Εικόνα 2.5: Το τυπωμένο κύκλωμα RF/IF του δέκτη. Η πλακέτα είναι διπλής όψεως. Αριστερά βλέπουμε την όψη χαλκού (bottom view), ενώ δεξιά την όψη των εξαρτημάτων (top view) [πηγή: 3]

Κατάλογος υλικών (BOM) του τμήματος RF/IF

Αντιστάσεις:

R1 = 18KΩ/0,25W

R2 = 3,9KΩ/0,25W

R3 = 56Ω/0,25W

R4 = 22KΩ/0,25W

R5 = 82KΩ/0,25W

R6 = 33KΩ/0,25W

R7 = 100KΩ/0,25W

Ποκνωτές:

C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C9, C11, C13, C14, C15, C16, C17 = 100nF/Ceramic

C8 = 1,5pF/Ceramic

C10 = 22pF/Ceramic

C12 = 10pF/Ceramic

C18 = 47μF/16V/85°C/Ηλεκτρολυτικός

Ημιαγωγοί:

IC1 = NE/SA605N

T1 = BC547B, NPN low power transistor, 100mA

Πηνία:

L1, L2, L4, L5 = 6 σπείρες χαλκού 0,2 mm σε χάνδρα φερρίτη Ø3 mm

L3 = 1,5μH, RF choke

L6 = KACS1506, μέση συχνότητα (της εταιρίας Toko)

Κεραμικά φίλτρα:

FL1, FL2 = SFE10,7

FL3 = G1968, κεραμικό φίλτρο (της εταιρίας Siemens)

Κρύσταλλοι:

X1 = 48MHz, κρύσταλλος χαλαζία

Διάφορα:

Tuner module UV6456/UV616S/UV916S (της εταιρίας Philips Components)

S1 = Μεταγωγικός διακόπτης τεσσάρων θέσεων, περιστροφικός, για στήριξη σε σασί

Κατάλογος υλικών (BOM) για το τμήμα φίμωσης και το S-meter

Αντιστάσεις:

R14 = 47KΩ/0,25W

R15, R11 = 1MΩ/0,25W

R16, R17 = 4,7KΩ/0,25W

R13, R18, R8 = 2,2KΩ/0,25W

R10 = 4,7MΩ/0,25W

R12 = 820Ω/0,25W

R9 = 22KΩ/0,25W

Ποτενσιόμετρα:

P1 = 5KΩ/linear (γραμμικής μεταβολής)

P4 = 5KΩ/log (λογαριθμικής μεταβολής)

Τρίμερ:

P2 = 5KΩ/linear

P3 = 500Ω/linear

Ποκνωτές:

C19 = 4,7nF/100V/Ceramic

C20 = 10nF/100V/Ceramic

C21 = 220nF/63V/MKT

C34 = 100nF/100V/Ceramic

C22 = 47μF/16V/85°C/Ηλεκτρολυτικός

Ημιαγωγοί:

IC3 = CD4066, quad electronic switches

IC2 = TL084 ή CA3240, op-amp

T2 = BF256C, fet transistor

D1, D2 = 1N4148, general purpose rectifier, 100mA / 50V

Όργανα:

M1 = Όργανο μέτρησης κινητού πηνίου 1mA

Κατάλογος υλικών (BOM) τροφοδοτικού δικτύου

Αντιστάσεις:

R19 = 68KΩ/0,25W

R20 = 390Ω/0,25W

R21 = 15KΩ/0,25W

R22 = 2,2KΩ/0,25W

Ποτενσιόμετρα:

P5 = 100K, multi turn (της εταιρίας Burns)

Πυκνωτές:

C25 = 47μF/63V/85°C/Ηλεκτρολυτικός

C26 = 100μF/63V/85°C/Ηλεκτρολυτικός

C27 = 2200μF/50V/85°C/Ηλεκτρολυτικός/pitch 10mm (απόσταση ακροδεκτών)

C28 = 1μF/63V/85°C/Ηλεκτρολυτικός

C29 = 100μF/50V/85°C/Ηλεκτρολυτικός

C30 = 470μF/40V/85°C/Ηλεκτρολυτικός

C31 = 10μF/63V/85°C/Ηλεκτρολυτικός

C32 = 1μF/63V/MKT

Ημιαγωγοί:

B1 = B80C1500, γέφυρα ανόρθωσης, 80V/1500mA

D3, D4 = 1N4001, general purpose rectifier, 100V/1A

D6 = ZTK33 ή TAA550/0,5W, zener diode

D5 = LED/3mm/red

IC5 = LM/UA/μA7812, voltage regulator, +12V/1A (**)

IC6 = LM/UA/μA7806, voltage regulator, +6V/1A (**)

T3 = BC557B, PNP low power transistor, 100mA

Μετασχηματιστές:

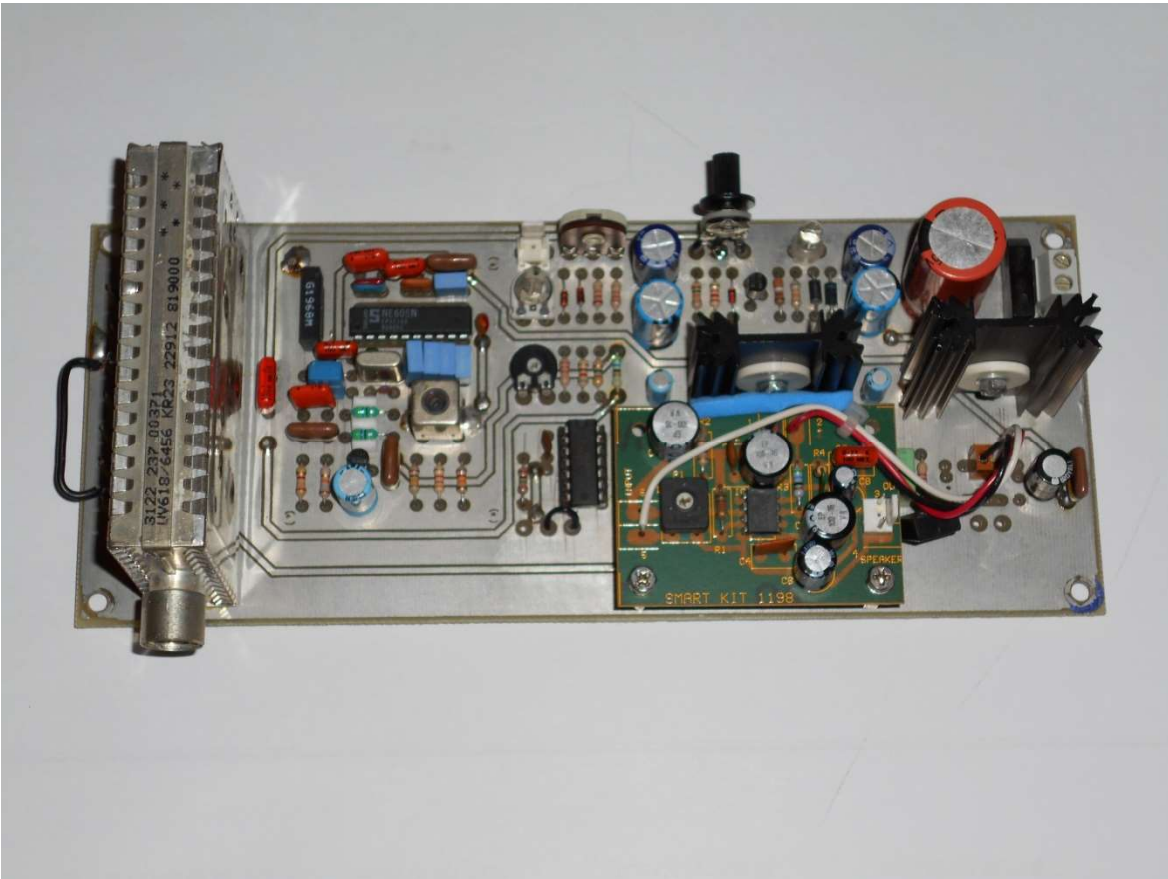
Tr1 = Primary: 230Vac/50Hz, Secondary: 2x9Vac/1,66A, line transformer

Ασφάλειες:

F1 = fuse 5x20mm, 200mA/250V/T, slow blow

****Προσοχή:**

Οι σταθεροποιητές τάσης IC5 και IC6 θα πρέπει να τοποθετηθούν σε κατάλληλες ψήκτρες αλουμινίου με μονωτικό set, για την απαγωγή της θερμότητας! Για το σκοπό αυτό, θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί και θερμοαγώγιμη 'πάστα'.



Εικόνα 2.6: Το τμήμα RF/IF του δέκτη

Όπως παρατηρούμε στο αριστερό μέρος της εικόνας 2.6, φαίνεται ξεκάθαρα το έτοιμο module του συντονιστή (tuner), το οποίο είναι πλήρως θωρακισμένο.

3. Σχεδίαση του Κυκλώματος PLL

3.1 Γενικά

Στο τρίτο κεφάλαιο της εργασίας, θα ασχοληθούμε με την μελέτη και κατασκευή του κυκλώματος αυτόματου συντονισμού PLL του δέκτη VHF-UHF. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, η προσθήκη του PLL είναι απαραίτητη για τον ακριβή και σταθερό συντονισμό του δέκτη. Η καρδιά του κυκλώματος PLL είναι ένα μόνο ολοκληρωμένο κύκλωμα της εταιρίας Motorola (NXP). Έτσι, η σχεδίαση του κυκλώματος απλοποιείται σημαντικά, αφού ‘γλιτώνουμε’ έναν μεγάλο αριθμό διακριτών εξαρτημάτων. Όλες οι απαραίτητες βαθμίδες, εκτός από τον ενισχυτή τάσης και το φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων, βρίσκονται στο ολοκληρωμένο κύκλωμα.

Προτού αρχίσουμε την ανάλυση του κυκλώματος, είναι σκόπιμο να αναφέρουμε την βασική θεωρία πάνω στον βρόγχο κλειδωμένης φάσης, καθώς και την στρατηγική που ακολουθούμε κατά τον σχεδιασμό του. Ας ξεκινήσουμε κάνοντας μια σύντομη ιστορική αναδρομή.

3.2 Σύντομη ιστορική αναδρομή

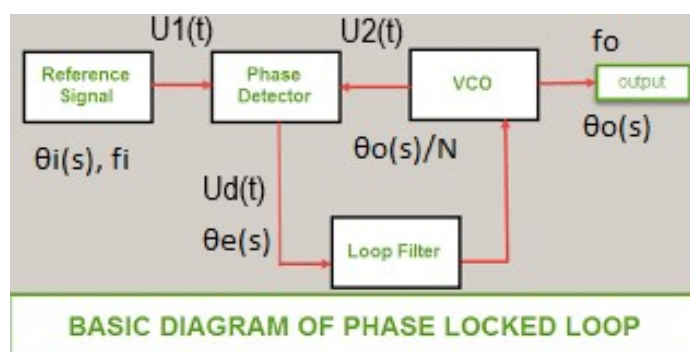
Στις αρχές της δεκαετίας του '30 είχε καθιερωθεί πλέον η χρήση του υπερετερόδυνου δέκτη. Το μειονέκτημα όμως ήταν ότι περιελάβανε μεγάλο αριθμό συντονισμένων βαθμίδων. Έτσι, οι μηχανικοί αναζητούσαν μια πιο απλή τεχνολογία. Μια ομάδα Άγγλων μηχανικών, το 1932, έκανε πειράματα πάνω σε ένα νέο τύπο δέκτη. Ο δέκτης αυτός ονομάζεται ομόδυνος ή συγχρόδυνος. Αποτελείται από τον τοπικό ταλαντωτή, τον μίκτη και τον ενισχυτή ακουστικής συχνότητας. Δηλαδή, δεν υπήρχε η βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας (IF). Τα πρώτα πειράματα ήταν ενθαρρυντικά, αλλά ο δέκτης εμφάνιζε ένα σοβαρό μειονέκτημα. Μια μικρή ολίσθηση της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή (π.χ. από θερμοκρασιακή μεταβολή) είχε ως συνέπεια την εισαγωγή παραμόρφωσης στο σήμα ακουστικής συχνότητας. Παρόλα αυτά, η δυσκολία ξεπεράστηκε εφαρμόζοντας την ακόλουθη τεχνική. Η φάση του τοπικού ταλαντωτή συγκρινόταν με την φάση του σήματος λήψεως στην είσοδο, μέσω ενός συγκριτή φάσης. Η έξοδος του συγκριτή παρήγαγε μια τάση σφάλματος, που ανατροφοδοτούσε τον τοπικό ταλαντωτή, διορθώνοντας έτσι τη συχνότητά του. Ήταν ένα κύκλωμα **ΣΑΕ (Σύστημα Αυτόματου Ελέγχου)** με ανατροφοδότηση (ανάδραση) και αποτέλεσε την αρχή της δημιουργίας του PLL.

Η θεωρητική σύλληψη της τεχνικής του PLL έγινε στις αρχές της δεκαετίας του 1930, από τον Belleisize. Όμως, η υλοποίησή του σε μαζική παραγωγή-εφαρμογή ήταν πολύ δύσκολη, λόγω της πολυπλοκότητας, του κόστους και του μεγάλου αριθμού διακριτών εξαρτημάτων που απαιτούνταν. Έβρισκαν εφαρμογή μόνο στις περιπτώσεις που ήταν αναγκαία η μεγάλη αξιοπιστία και ποιότητα, τοποθετώντας το κόστος κατασκευής σε δεύτερη μοίρα. Για παράδειγμα, μερικές από τις εφαρμογές αυτές ήταν στα εργαστηριακά/επιστημονικά όργανα, στα αμυντικά συστήματα και στις διαστημικές επικοινωνίες. Η πρώτη εμπορική εφαρμογή του PLL ήταν στους αναλογικούς τηλεοπτικούς δέκτες. Εκεί, το PLL συγχρόνιζε τους ταλαντωτές οριζόντιας και κατακόρυφης απόκλισης (H-V deflection system) της δέσμης του καθοδικού σωλήνα, με χρήση παλμών συγχρονισμού. Τα κυκλώματα αυτά ονομάστηκαν synchro-lock και synchro-guide. Από τότε η εφαρμογή του

PLL άρχισε να διαδίδεται ολοένα και περισσότερο. Από τις πρώτες εφαρμογές υπήρξαν η παρακολούθηση (tracking) τηλεμετρικών σημάτων-δεδομένων από δορυφόρους και η ανάδειξη σημάτων με έντονο θόρυβο (correlation). Σήμερα, τα κυκλώματα PLL βρίσκουν εφαρμογή σε κάθε ηλεκτρονική συσκευή, από τα ραδιόφωνα και τις τηλεοράσεις (συντονισμός σταθμών) μέχρι τα ηλεκτρονικά μουσικά όργανα. [7, Wikipedia]

3.3 Περιγραφή της βασικής λειτουργίας

Στο **σχήμα 3.1** φαίνεται το απλοποιημένο μπλοκ διάγραμμα ενός κυκλώματος PLL.



Σχήμα 3.1: Βασικό διάγραμμα του κυκλώματος PLL

[πηγή: <https://www.elprocus.com/phase-locked-loop-operating-principle-and-applications>]

Πρέπει να αναφέρουμε την ύπαρξη δύο τύπων PLL. Αυτοί είναι οι έμμεσοι **συνθέτες συχνοτήτων** (indirect synthesizers) και οι άμεσοι συνθέτες συχνοτήτων (direct synthesizers). Στους πρώτους, η συχνότητα εξόδου παράγεται από ξεχωριστό κύκλωμα ταλαντωτή (VCO), σε σχέση πάντα με τον ταλαντωτή αναφοράς. Το αντίθετο συμβαίνει με τους δεύτερους. Ας δούμε τώρα, τα βασικά μέρη από τα οποία αποτελείται ένα κύκλωμα PLL:

- **Συγκριτής Φάσεως:** Αποτελείται από ένα στοιχείο πολλαπλασιαστή και ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων. Το φίλτρο κάνει απόρριψη των αρμονικών συχνοτήτων που δημιουργούνται κατά τον πολλαπλασιασμό των δύο σημάτων εισόδου.
- **Φίλτρο ΧΣ Βρόχου:** Το φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων, παίζει σημαντικό ρόλο για την σταθερή λειτουργία του PLL. Δεν έχει καμία σχέση με αυτό που περιέχεται στο φίλτρο του συγκριτή φάσεων.
- **Ταλαντωτής VCO (Voltage Controlled Oscillator):** Η συχνότητα που παράγει ο ταλαντωτής, ελέγχεται από την τάση σφάλματος που παράγει ο συγκριτής φάσης. Στην βαθμίδα αυτή παράγεται και το σήμα εξόδου του PLL. Στον δικό μας δέκτη, η βαθμίδα αυτή βρίσκεται στον έτοιμο συντονιστή (tuner).
- **Σήμα Αναφοράς:** Είναι ένας κρυσταλλικός ταλαντωτής που παρέχει την σταθερή συχνότητα αναφοράς για την μία είσοδο του συγκριτή φάσεως. Στην άλλη είσοδο εισέρχεται το διαιρεμένο σήμα του τοπικού ταλαντωτή. Επιδιώκεται η συνθήκη ισότητας για τα δύο σήματα.

Για να κατανοήσουμε καταρχάς την λειτουργία του PLL, υποθέτουμε ότι τα δύο

σήματα εισόδου (έκφραση σε γωνία) στον συγκριτή φάσης, $\theta_i(s)$ (σήμα αναφοράς) και $\theta_o(s)/N$ (διαιρεμένο σήμα του VCO) δεν έχουν την ίδια φάση. Άρα, στην περίπτωση αυτή όπως λέμε χαρακτηριστικά, το PLL δεν έχει ‘κλειδώσει’. Το PLL κλειδώνει όταν οι φάσεις των σημάτων εισόδου του συγκριτή $\theta_i(s)$ και $\theta_o(s)/N$ είναι ακριβώς ίσες. Τότε δηλαδή, έχουμε συντονισμό του δέκτη. Σε επίπεδο τάσεων, η τάση σφάλματος (error) $U_d(t)$ στην έξοδο του συγκριτή φάσεων είναι ανάλογη με την διαφορά $U_1(t)-U_2(t)$. Κατόπιν, η τάση $U_d(t)$ εφαρμόζεται μέσω του φίλτρου του βρόγχου (Loop Filter) στην είσοδο του VCO. Αυτό με την σειρά του, αναγκάζεται να μεταβάλλει την συχνότητά του σύμφωνα με τον διορθωτικό παράγοντα της $U_d(t)$. Αποτέλεσμα αυτής της μεταβολής είναι ότι σε κάποια χρονική στιγμή η φάση του VCO ($\theta_o(s)/N$) θα γίνει ίση με την φάση του σήματος αναφοράς. Οπότε, το PLL θα ‘κλειδώσει’ γιατί απλά η τάση σφάλματος θα έχει μηδενιστεί. Συνεπώς, την στιγμή αυτή οι τάσεις $U_1(t)$ και $U_2(t)$ θα έχουν συγχρονιστεί πλήρως ως προς την φάση τους και φυσικά θα έχουν την ίδια συχνότητα. Αν ηθελημένα αλλάξουμε την συχνότητα του VCO, π.χ. συντονισμός σε άλλο σταθμό ή ολίσθηση του ταλαντωτή λόγω θερμοκρασιακών μεταβολών, τότε παύει να ισχύει η συνθήκη ισότητας του PLL [$U_1(t)=U_2(t)$]. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση μιας φασικής διαφοράς, που αντιστοιχεί σε μια συνεχή τάση σφάλματος (dc συνιστώσα), η οποία με την σειρά της επενεργεί στο VCO. Έτσι, αυτό μεταβάλλει την συχνότητά του ανάλογα. Με την παραπάνω διαδικασία επιτυγχάνεται και πάλι το ‘κλείδωμα’ του PLL. Με άλλα λόγια, το VCO ‘ακολουθεί’ πλήρως (tracking) το σήμα αναφοράς μας. [8]

3.4 Μαθηματική ανάλυση

Ύστερα από αυτή την πρώτη προσπάθεια επεξήγησης της λειτουργίας του PLL, θα συνεχίσουμε με την μαθηματική ανάλυση του βρόγχου. Ουσιαστικά, η εργασία μας έχει να κάνει με την μελέτη και την σχεδίαση ενός **Συστήματος Αυτομάτου Ελέγχου (ΣΑΕ)**. Το PLL ανήκει σε αυτήν την οικογένεια κυκλωμάτων. Θεωρούμε λοιπόν αρχικά τον θεμελιώδη βρόγχο PLL (βρόγχος ΣΑΕ), που αποτελείται από τον **ανιχνευτή φάσης** (phase detector – PD), το **φίλτρο βρόγχου** (loop filter) και τον **ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση** (voltage controlled oscillator – VCO). Θα εξετάσουμε την φασματική συμπεριφορά του σφάλματος φάσεως και της τάσεως εξόδου του PLL, για διάφορες συναρτήσεις μεταφοράς του φίλτρου βρόγχου και διάφορων τύπων σημάτων εισόδου. Για την κατανόηση της μαθηματικής ανάλυσης είναι απαραίτητη προϋπόθεση η γνώση του μετασχηματισμού Laplace και της θεωρίας των γραμμικών συστημάτων.

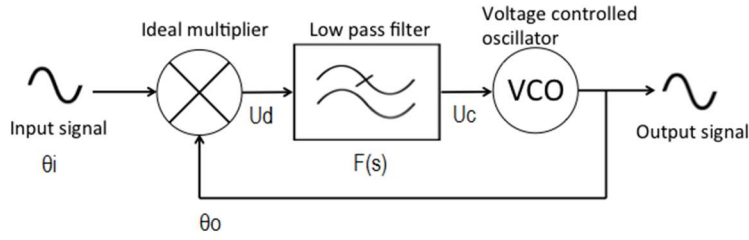
Το σήμα εισόδου έχει φάση $\theta_i(t)$, ενώ το σήμα εξόδου του VCO έχει φάση $\theta_o(t)$, όπως φαίνεται στο **σχήμα 3.2**. Ας υποθέσουμε για αρχή ότι το PLL έχει κλειδώσει, ότι ο συγκριτής φάσης έχει γραμμική απόκριση και ότι η τάση που παράγει είναι ανάλογη της διαφοράς των φάσεων των δύο σημάτων εισόδου. Δηλαδή, ότι ισχύει η παρακάτω σχέση:

$$U_d(s) = K_d \cdot [\theta_i(s) - \theta_o(s)] \quad [3.1]$$

Η ποσότητα K_d είναι ο συντελεστής απολαβής του συγκριτή φάσεως και εκφράζεται σε Volt/Rad. Η συνάρτηση μεταφοράς για το φίλτρο βρόγχου είναι $f(t)$ στο πεδίο του χρόνου και $F(s)$ στο πεδίο των συχνοτήτων. Αντίστοιχα, η τάση στην έξοδο του φίλτρου είναι $u_c(t)$

(χρόνος) και $U_c(s)$ (συχνότητα), οπότε στο πεδίο των συχνοτήτων, θα είναι:

$$U_c(s) = F(s) \cdot U_d(s) \quad [3.2]$$



Σχήμα 3.2: Το θεμελιώδες διάγραμμα του βρόγχου κλειδωμένης φάσης.

[πηγή: <https://www.researchgate.net>]

Στο πεδίο της συχνότητας, τα δύο σήματα πολλαπλασιάζονται. Το VCO μεταβάλλει την συχνότητά του κατά $\Delta\omega$. Προφανώς, η μεταβολή αυτή είναι ανάλογη της τάσης $U_c(s)$ που δέχεται στην είσοδό του. Άρα, θα ισχύει ότι: $\Delta\omega = K_o \cdot U_c$, όπου K_o είναι ο συντελεστής απολαβής του ταλαντωτή VCO. Γνωρίζουμε επίσης ότι η κυκλική συχνότητα δίδεται από την πρώτη παράγωγο της φάσης, δηλαδή:

$$\Delta\omega = d[\theta_o(t)]/dt = K_o \cdot U_c \quad [3.3]$$

Κάνοντας τον μετασχηματισμό Laplace στην εξίσωση 3.3 προκύπτει ότι:

$$s \cdot \theta_o(s) = K_o \cdot U_c(s) \quad [3.4]$$

Από το σύστημα των εξισώσεων 3.1, 3.2 και 3.4 προκύπτει η τελική έκφραση των φάσεων εισόδου και εξόδου του βρόγχου:

$$\theta_o(s)/\theta_i(s) = H(s) = [K_o \cdot K_d \cdot F(s)] / [s + K_o \cdot K_d \cdot F(s)] \quad [3.5]$$

όπου $H(s)$ είναι η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόγχου (closed loop transfer function) του PLL. Το σχετικό σφάλμα φάσεως, $\theta_e(s)$ είναι:

$$\theta_e(s) = [\theta_i(s) - \theta_o(s)] / \theta_i(s) = s / [s + K_o \cdot K_d \cdot F(s)] \quad [3.6]$$

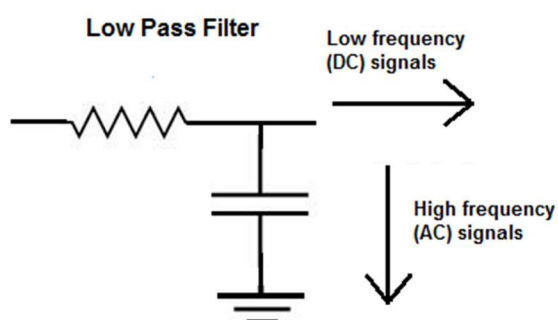
Η απόκριση ενός γραμμικού συστήματος σε μια διέγερση, περιέχει τόσο την μεταβατική (μη-γραμμική συνάρτηση / transient response), όσο και την σταθερή κατάσταση λειτουργίας (γραμμική συνάρτηση / steady state). Όμως, ο μετασχηματισμός Laplace ισχύει μόνο για γραμμικές συναρτήσεις πραγματικού χρόνου. Άρα, θα πρέπει να ελέγξουμε το κατά πόσο έχουμε το 'μαθηματικό δικαίωμα' να τον εφαρμόσουμε στο PLL, αφού αυτό έχει και μη γραμμική συμπεριφορά. Τελικά, έχουμε την δυνατότητα της εφαρμογής του μετασχηματισμού Laplace στη περίπτωση του PLL, όπως αναλύεται διεξοδικά στην πηγή [7].

3.5 Φίλτρο βρόγχου

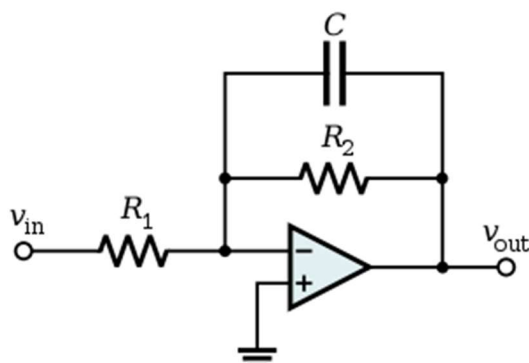
Το φίλτρο βρόγχου PLL επιτελεί δύο κύριες λειτουργίες. Πρώτον, καταστέλλει τον θόρυβο και τα προϊόντα υψηλής συχνότητας στο σήμα εξόδου του συγκριτή φάσεων. Κατά δεύτερον, αυξάνει την δυναμική απόκριση του βρόγχου, επηρεάζοντας τα τρία (3) βασικά χαρακτηριστικά της λειτουργίας του PLL:

- A) Την περιοχή 'κλειδώματος' (capture range),
- B) Το εύρος ζώνης συχνοτήτων (bandwidth) και
- Γ) Τον χρόνο μεταβατικής απόκρισης (transient response)

Το φίλτρο βρόγχου μπορεί να είναι παθητικό ή ενεργό. Στα **σχήματα 3.3** και **3.4** φαίνονται τα δύο πιο χαρακτηριστικά χαμηλοπερατά κυκλώματα φίλτρων που χρησιμοποιούνται στην σχεδίαση ενός PLL.



Σχήμα 3.3:
Παθητικό κύκλωμα φίλτρου RC διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων.



Σχήμα 3.4:
Ενεργό κύκλωμα φίλτρου RC με τελεστικό (opamp) διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων.

[πηγή: <https://www.electronics-tutorials.ws/filter>]

Ανάλογα με τον τύπο του φίλτρου που θα χρησιμοποιηθεί, το PLL κατατάσσεται σε πρώτη, δεύτερης ή ανώτερης τάξης. Ο προσδιορισμός της τάξης του PLL γίνεται από τον παρακάτω γενικό κανόνα:

$$\text{Τάξη PLL} = \text{Τάξη φίλτρου} + 1 \quad [3.7]$$

Ανακαλώντας στο μυαλό μας την θεωρία των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου, η τάξη του

φίλτρου καθορίζεται από την μεγαλύτερη δύναμη του πολυωνύμου του παρονομαστή της συνάρτησης μεταφοράς $F(s)$. Για το φίλτρο του σχήματος 3.3 η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$H_1(s) = \frac{K_o \cdot K_d \cdot (s\tau_2 + 1) / \tau_1}{s^2 + s \cdot (1 + K_o \cdot K_d \cdot \tau_2) / \tau_1 + K_o \cdot K_d / \tau_1} \quad [3.8]$$

Ενώ για το φίλτρο του σχήματος 3.4 είναι:

$$H_2(s) = \frac{K_o \cdot K_d \cdot (s\tau_2 + 1) / \tau_1}{s^2 + s \cdot (K_o \cdot K_d \cdot \tau_2 / \tau_1) + K_o \cdot K_d / \tau_1} \quad [3.9]$$

Εφόσον η απολαβή του ενεργού φίλτρου είναι πολύ μεγάλη, οι σχέσεις [3.8] και [3.9] μπορούν να αναδιατυπωθούν ως εξής:

$$H_1(s) = \frac{s(2\zeta\omega_n - \omega_n^2 / K_o K_d) + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad [3.10]$$

$$H_2(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad [3.11]$$

Όπου, δανειζόμενοι από την θεωρία ελέγχου των σερβο-κινητήρων, ω_n είναι η φυσική συχνότητα του βρόγχου (natural frequency) και ζ είναι ο συντελεστής απόσβεσης (damping factor). Στον **πίνακα 3.1** φαίνεται η αντιστοίχιση των όρων μεταξύ των εξισώσεων [3.8], [3.9] και [3.10], [3.11].

Passive filter	Active filter
$\omega_n = \left(\frac{K_o K_d}{\tau_1} \right)^{1/2}$	$\omega_n = \left(\frac{K_o K_d}{\tau_1} \right)^{1/2}$
$\zeta = \frac{1}{2} \left(\frac{K_o K_d}{\tau_1} \right)^{1/2} \left(\tau_2 + \frac{1}{K_o K_d} \right)$	$\zeta = \frac{\tau_2}{2} \left(\frac{K_o K_d}{\tau_1} \right)^{1/2} = \frac{\tau_2 \omega_n}{2}$
$\tau_1 = (R_1 + R_2)C$	$\tau_1 = R_1 C$
$\tau_2 = R_2 C$	$\tau_2 = R_2 C$

Πίνακας 3.1 [πηγή: 7]

Λόγω του ότι ο παρονομαστής των εξισώσεων [3.10], [3.11] είναι δευτέρου βαθμού, αντίστοιχα και ο βρόγχος του PLL χαρακτηρίζεται ως 2^ο βαθμού. Τα PLL 2^{ης} τάξης χρησιμοποιούνται ευρύτατα, αφού είναι απλά στην σχεδίαση και αποδοτικά.

3.6 PLL πρώτης τάξεως

Είναι σημαντικό να τονίσουμε ότι η εκλογή του φίλτρου είναι καθοριστική για το αν θα ‘κλειδώσει’ ή όχι το PLL. Η πιο απλή περίπτωση είναι να χρησιμοποιήσουμε φίλτρο με συνάρτηση μεταφοράς $F(s)=1$. Δηλαδή, να επιχειρήσουμε σχεδίαση χωρίς φίλτρο. Σύμφωνα με τα όσα έχουμε πει, αφού το φίλτρο είναι μηδενικής τάξης, τότε το PLL είναι 1^{ης} τάξης. Αυτό οφείλεται στην ύπαρξη του ολοκληρωτή στον ταλαντωτή VCO. Στην περίπτωση αυτή μπορεί να αποδειχθεί ότι το σύστημα μπορεί να ‘κλειδώσει’, εφόσον η συνολική απολαβή του βρόγχου είναι αρκετά μεγάλη. Σπάνια όμως κάνουμε αυτή την επιλογή, μιας και δημιουργεί πολλά προβλήματα στην δυναμική συμπεριφορά του κυκλώματος (δημιουργία ανεπιθύμητων ταλαντώσεων). [7]

3.7 PLL δευτέρας τάξεως

Χρησιμοποιώντας ως φίλτρο βρόγχου το παθητικό φίλτρο RC του σχήματος 3.3 ή το ενεργό του σχήματος 3.4, τότε το PLL γίνεται 2^{ης} τάξης και όπως αναφέραμε χρησιμοποιείται ευρύτατα. Οι δύο συναρτήσεις μεταφοράς, του ενεργού και του παθητικού φίλτρου, είναι περίπου ίδιες αν ισχύει: $K_o \cdot K_d \cdot \tau_2 \gg 1$. Όταν ισχύει αυτή η συνθήκη, τότε ο βρόγχος έχει υψηλή απολαβή. Για να εξετάσουμε την συμπεριφορά του PLL 2^{ης} τάξης στο πεδίο της συχνότητας, χρησιμοποιούμε συνήθως τα διαγράμματα Bode. Σε αυτά, το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς ($|H(s)|$) για $s = j\omega$ απεικονίζεται σαν συνάρτηση της συχνότητας ω (σχήμα 3.5).

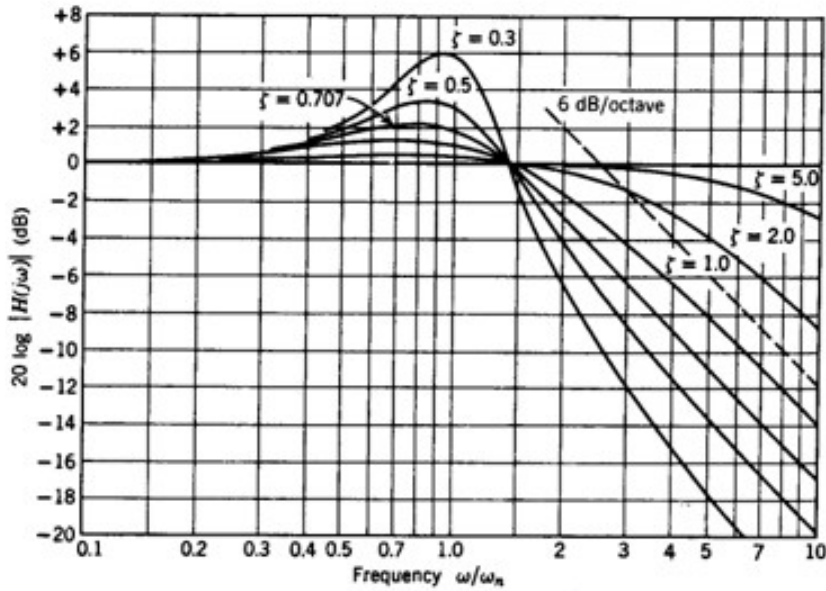
Στο σχήμα 3.5 φαίνεται η συμπεριφορά του PLL 2^{ης} τάξης, στο πεδίο της συχνότητας, για διάφορες τιμές του συντελεστή απόσβεσης ζ . Στον κατακόρυφο άξονα του διαγράμματος Bode απεικονίζεται το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς ($|H(s)|$) για $s = j\omega$. Δηλαδή, το μέτρο του πηλίκου της φάσης του σήματος εξόδου, προς την φάση του σήματος εισόδου. Στον οριζόντιο άξονα απεικονίζεται η κανονικοποιημένη συχνότητα ω/ω_n . Να σημειωθεί επίσης, ότι οι κλίμακες των αξόνων είναι λογαριθμικές. Παρατηρούμε ότι για $0 < \zeta < 1$ το σφάλμα φάσεως εμφανίζει υπερύψωση (overshoot), που αυξάνεται καθώς το ζ τείνει προς το 0. Αντίθετα, για $\zeta > 1$ δεν έχουμε υπερύψωση, αλλά οι χρόνοι καθυστέρησης και αποκαταστάσεως γίνονται όλο και μεγαλύτεροι. Το αποτέλεσμα είναι το PLL να κλειδώνει με καθυστέρηση. Για $\zeta = 1$ δεν εμφανίζεται υπερύψωση, αλλά ο χρόνος αποκαταστάσεως δεν είναι ικανοποιητικός και πάλι. Για $\zeta = 0,707$ επιτυγχάνεται το καλύτερο αποτέλεσμα και τα περισσότερα PLL σχεδιάζονται γύρω από αυτή την τιμή.

Ενδιαφέρον παρουσιάζει επίσης η μελέτη της συμπεριφοράς του σφάλματος φάσεως $\Delta\theta$. Για το σκοπό αυτό, αντικαθιστούμε στην σχέση 3.6 της παραγράφου 3.4, την συνάρτηση μεταφοράς του ενεργού φίλτρου: $F(s) = (1 + s\tau_2)/(s\tau_1)$. Όπου: $\tau_1=R_1 \cdot C$ και $\tau_2=R_2 \cdot C$. Μετά από πράξεις προκύπτει ότι:

$$\frac{\Delta\theta(s)}{\theta_i(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad [3.12]$$

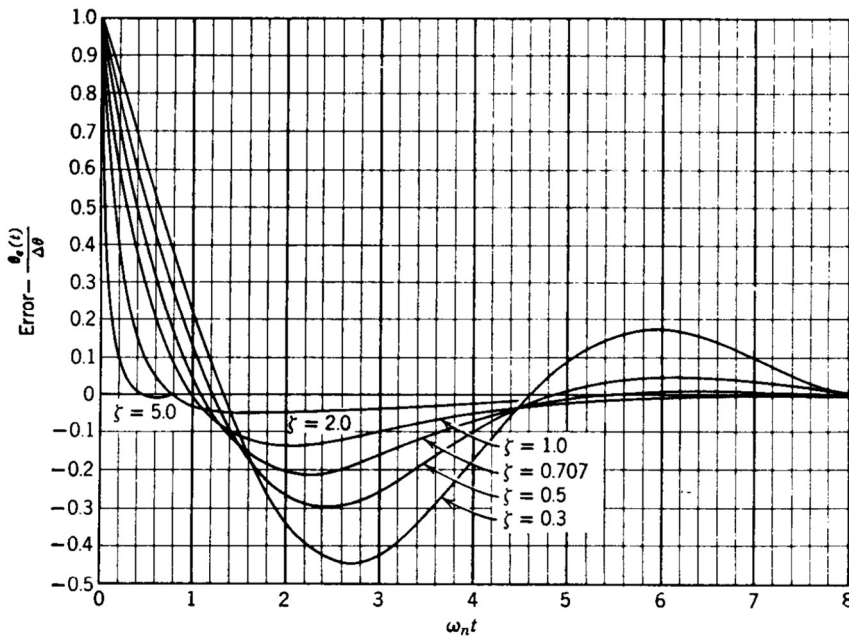
Όπου: $\omega_n = (K_o K_d / \tau_1)^{1/2}$ και για τον συντελεστή απόσβεσης:

$$\zeta = \frac{\tau_2}{2\sqrt{K_o K_d / \tau_1}} \quad [3.13]$$



Σχήμα 3.5: Φασματική απόκριση του PLL δεύτερης τάξης [πηγή: 7]

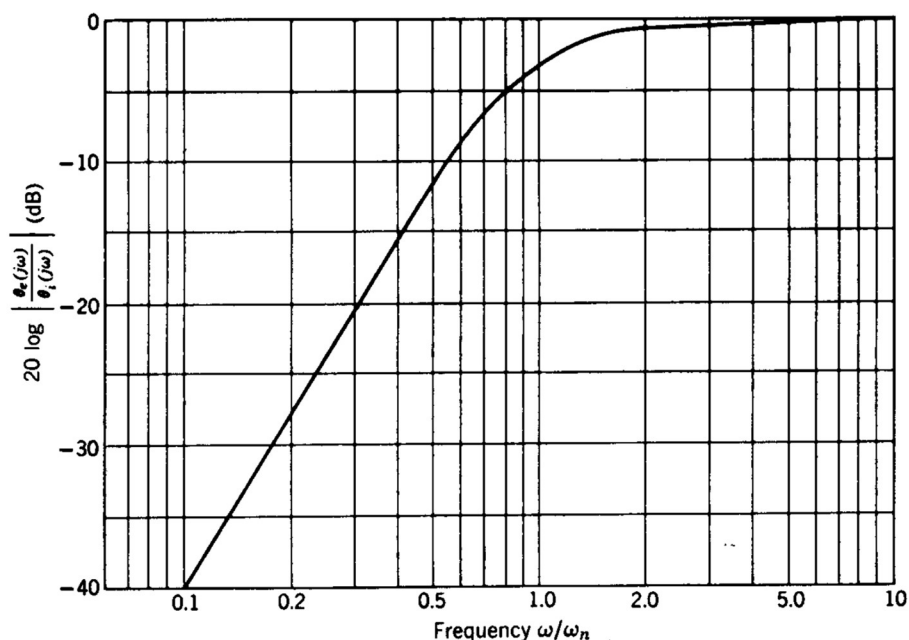
Στο **σχήμα 3.6** απεικονίζεται η διακύμανση του σφάλματος φάσεως για βηματική διέγερση της φάσεως εισόδου.



Σχήμα 3.6: Απόκριση του σφάλματος φάσεως για βηματική διέγερση της φάσεως εισόδου
[πηγή: 7]

Γίνεται φανερό, ότι ο συντελεστής απόσβεσης καθορίζει σημαντικά την δυναμική συμπεριφορά του PLL. Αν $\zeta=0$, το σύστημα δεν είναι σταθερό και το σφάλμα φάσεως εμφανίζει ταλάντωση με ιδιοσυχνότητα ω_n . Αν $\zeta=1$, το σφάλμα φάσεως αυξάνει από μηδενική τιμή μέχρι την μέγιστη και μηδενίζεται πάλι. Η τιμή αυτή χαρακτηρίζεται ως ‘κρίσιμος συντελεστής απόσβεσης’, διότι για $\zeta < 1$ το σύστημα αποκρίνεται ταχύτερα. Δηλαδή, μπορεί να ‘κλειδώσει’ πιο γρήγορα, αλλά μεταπίπτει εύκολα σε ταλάντωση. Αν $\zeta > 1$, είναι πιο σταθερό, αλλά έχει αργή συμπεριφορά.

Πρακτικά, όλα αυτά δείχνουν, ότι σε ένα σύστημα σύνθεσης συχνότητας ο παράγοντας ζ καθορίζει το πόσο γρήγορα μπορεί να αλλάξει η συχνότητα. Δηλαδή, το πόσο γρήγορα μπορεί ο χρήστης να αλλάξει σταθμό. Μπορεί να αποδειχθεί ότι για $\zeta = 0,707$ το PLL 2^{ης} τάξης εμφανίζει τον ελάχιστο χρόνο αποκατάστασης. Παράλληλα, ο χρόνος καθυστέρησης του PLL παραμένει σε αποδεκτά όρια. Έτσι, σε πρακτικές εφαρμογές που θα εξετάσουμε στην συνέχεια, λαμβάνοντας υπόψιν και άλλους παράγοντες, επιλέγουμε ο συντελεστής ζ να έχει τιμές στο διάστημα μεταξύ **0,6** και **0,85**. Όπως αναφέραμε λίγο παραπάνω, στις περισσότερες σχεδιάσεις συστημάτων PLL επιλέγεται $\zeta = 0,707$. Για το λόγο αυτό παραθέτουμε στο **σχήμα 3.7**, σε πιο εύχρηστη μορφή, την απόκριση του σφάλματος φάσεως για αυτήν την τιμή του συντελεστή αποσβέσεως σε βρόχο υψηλής απολαβής. Από το σχήμα 3.7 γίνεται αμέσως φανερό, ότι για $\zeta=0,707$ ο βρόγχος εμφανίζει συμπεριφορά πολύ επιλεκτικού φίλτρου. Δηλαδή, μπορεί να ‘ακολουθήσει’ αργές μεταβολές της φάσεως, αλλά δεν τα καταφέρνει το ίδιο καλά με τις γρήγορες μεταβολές. [7] [8]



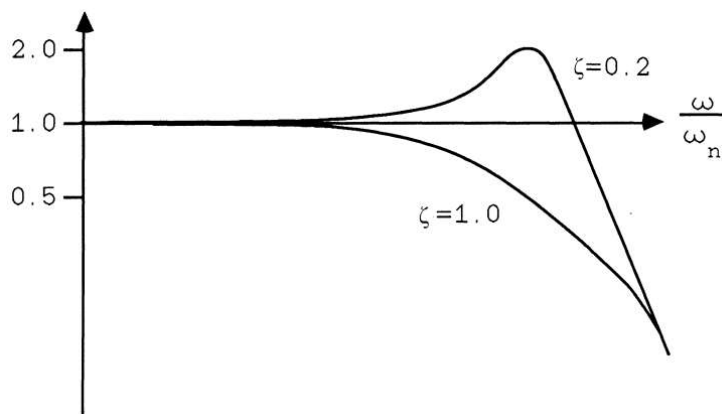
Σχήμα 3.7: Απόκριση σφάλματος φάσης σε βρόχο υψηλής απολαβής για $\zeta=0,707$
[πηγή: 7]

3.8 Συντονισμός στο PLL δευτέρας τάξεως

Το phase locked loop ως σύστημα δευτέρας τάξεως, που περιγράφεται δηλαδή από διαφορικές εξισώσεις δευτέρου βαθμού, εμφανίζει δυναμική συμπεριφορά παρόμοια με αυτή του μαθηματικού εκκρεμούς ή της παλλόμενης χορδής. Υπόκειται επομένως και αυτό στο φαινόμενο του συντονισμού, όπου το πλάτος της τάσης εξόδου μεγιστοποιείται για συγκεκριμένη τιμή της συχνότητας του σήματος εισόδου. Η εξίσωση που περιγράφει την μεταβολή της τάσεως εξόδου, συναρτήσει της τάσεως εισόδου και την συχνότητα, είναι:

$$\frac{V_o}{V_i} = \sqrt{\omega^4 + 2 \cdot \omega^2 \cdot (2 \cdot \zeta^2 - 1) + 1} \quad [3.14]$$

Η γραφική παράσταση της σχέσης 3.14 φαίνεται στο **σχήμα 3.8**:



Σχήμα 3.8: Απόκριση κλειστού βρόγχου σε PLL 2^{ης} τάξης
[πηγή: 9]

3.9 Εύρος ζώνης

Όπως είδαμε παραπάνω, το PLL έχει την συμπεριφορά ενός χαμηλοδιαβατού φίλτρου ή σε αρκετές περιπτώσεις, διέλευσης ζώνης συχνοτήτων (bandpass). Ορίζουμε ως εύρος ζώνης συχνοτήτων (bandwidth) του PLL την περιοχή συχνοτήτων, έξω από την οποία η απολαβή της τάσης μειώνεται στο μισό (- 3 dB) της μέγιστης τιμής της. Για τον υπολογισμό του εύρους ζώνης αρκεί να θέσουμε $|H(j\omega)|=1/2$ και να επιλύσουμε ως προς ω . Για το PLL 2^{ης} τάξης και αφού κάνουμε τις πράξεις, προκύπτει ότι:

$$\omega_{3dB} = [2\omega_n\zeta^2 + 1 + [(2\zeta^2 + 1)^2 + 1]^{1/2}]^{1/2} \quad [3.15]$$

Αν οι τιμές του ζ κυμαίνονται στο διάστημα: $0,5 < \zeta < 1$, τότε η συχνότητα αποκοπής είναι:

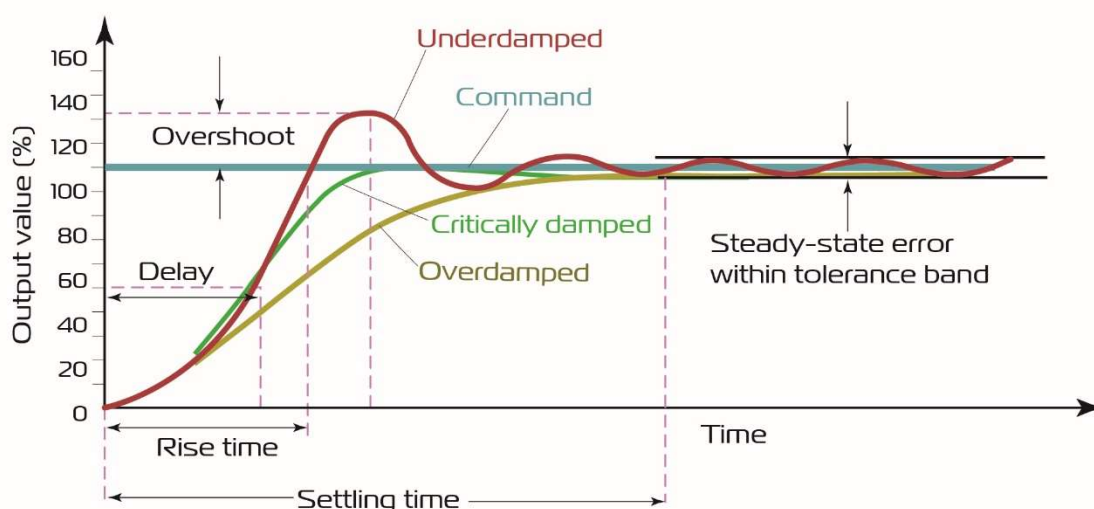
$$\omega_{3dB} = [1 + (2\zeta)^{1/2}] \cdot \omega_n \quad [3.16]$$

Πρακτικά επιλέγεται: $\omega_{3dB} = 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n$.

3.10 Χαρακτηριστικοί χρόνοι στη συμπεριφορά του PLL

Η κατανόηση της συμπεριφοράς ενός δυναμικού συστήματος αυτομάτου ελέγχου, όπως είναι το PLL, απαιτεί την γνώση ορισμένων χαρακτηριστικών χρόνων. Οι χρόνοι αυτοί, συναντώνται συχνά στην περιγραφή πολλών ηλεκτρονικών συστημάτων και ιδιαίτερα συστημάτων αυτομάτου ελέγχου. Πρόκειται για τους χρόνους ανόδου (rise time), αποκαταστάσεως (setting time) και καθυστέρησης (delay time).

Στο **σχήμα 3.9** μπορούμε να δούμε πώς ορίζονται γραφικά οι χρόνοι αυτοί. Επιπλέον, δίδεται και ο ορισμός, μιας εξίσου χρήσιμης έννοιας, αυτής της υπερύψωσης (overshoot) ενός παλμού.



Σχήμα 3.9: Χαρακτηριστικοί χρόνοι των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου
[πηγή: <https://www.motioncontroltips.com>]

Η υπερύψωση (overshoot) ορίζεται ως η διαφορά του πλάτους του σήματος εξόδου στην σταθερή κατάσταση, από την μέγιστη τιμή που λαμβάνει στην μεταβατική κατάσταση. Οι αποδεκτές τιμές για την παράμετρο του overshoot κυμαίνονται στο διάστημα: 10~30 %. Στο PLL δευτέρας τάξεως, για μοναδιαία βηματική διέγερση (unit step), είναι:

$$\theta_{\max} = \frac{\Delta\omega}{\omega_n} \cdot e^{\tan(\alpha)/\alpha} \quad [3.17]$$

Όπου: $\alpha = [(1-\zeta^2)^{1/2}/\zeta]$. Η μέγιστη αυτή τιμή λαμβάνει χώρα σε χρόνο:

$$t_{\max} = \frac{\tan(a)}{\zeta \cdot \alpha \cdot \omega_n} [3.18]$$

Ο χρόνος ανόδου (rise time) είναι ο χρόνος που απαιτείται ώστε η υπό εξέταση παράμετρος του συστήματος, να μεταβληθεί από το 10% στο 90% της τελικής της τιμής. Στο PLL δευτέρας τάξεως και για μοναδιαίο βηματικό παλμό τάσης, είναι: $t_r = (0.8+2,5\zeta)/\omega_n$. Ο χρόνος αποκαταστάσεως (settling time) είναι ο χρόνος που απαιτείται ώστε η έξοδος να φτάσει και να παραμείνει κυμαινόμενη στο 2~5 % της τελικής τιμής (σφάλμα αποδοχής). Για διέγερση με μοναδιαίο βηματικό παλμό, είναι: $t_r = 3/(\zeta \cdot \omega_n)$. Τέλος, ο χρόνος καθυστερήσεως (delay time) είναι ο χρόνος που απαιτείται για να λάβει η έξοδος τιμή ίση με το μισό της τελικής της τιμής. Στο PLL δευτέρας τάξεως, για μοναδιαίο βηματικό μέτωπο τάσεως, είναι: $t_d = (1+0,7 \cdot \zeta)/\omega_n$.

3.11 Βασικές παράμετροι του PLL

Οι κυριότεροι παράμετροι που περιγράφουν και ελέγχουν την καλή απόδοση ενός κυκλώματος PLL είναι οι ακόλουθες:

1. **Ελεύθερη συχνότητα ω_0 (free running frequency)**. Είναι η συχνότητα που παράγει το VCO, όταν στην είσοδό του δεν εφαρμόζεται διορθωτική τάση (τάση ελέγχου). Εξαρτάται από την σχεδίαση του κυκλώματος και δίδεται στα τεχνικά εγχειρίδια (datasheet) του κατασκευαστή. Θυμίζουμε ότι στην δική μας κατασκευή, το VCO βρίσκεται εντός του συντονιστή (tuner).
2. **Ζώνη ‘σύλληψης’ του σήματος εισόδου, $2 \cdot \omega_c$ (capture range)**. Είναι η ζώνη συχνοτήτων, γύρω από την κεντρική συχνότητα, μέσα στην οποία ο βρόγχος θα κλειδώσει ως προς το σήμα εισόδου, αν αρχικά δεν ήταν κλειδωμένος. Το εύρος ζώνης εξαρτάται από την ενίσχυση του βρόγχου και δίνεται από την εξίσωση:

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot \omega_n \cdot \sqrt{\frac{K_o \cdot K_d \cdot \zeta - \omega_n}{2 \cdot \omega_n}} [3.19]$$

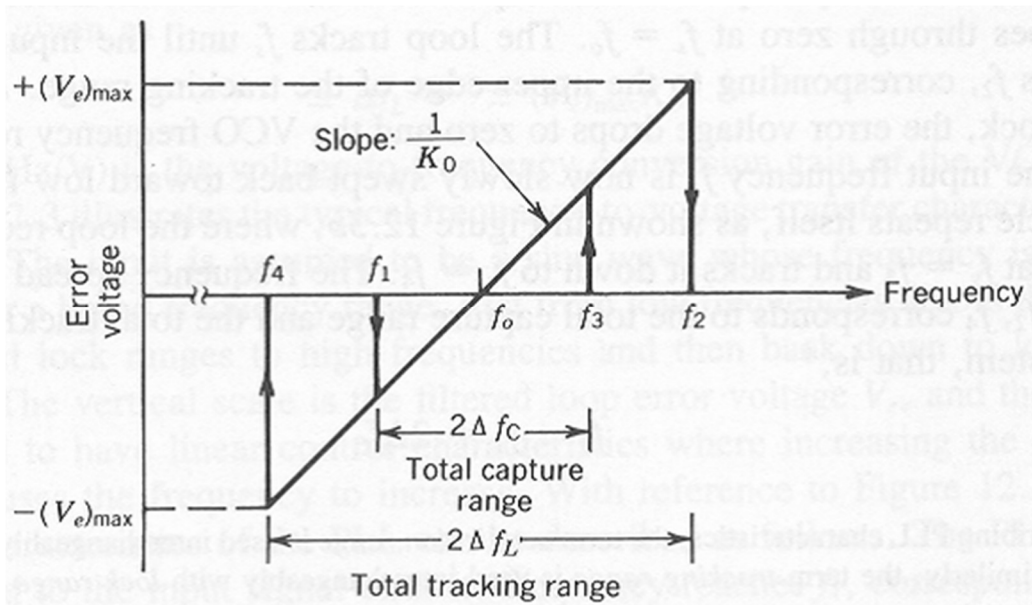
η οποία ισχύει αν $\omega_n \leq 0,4 \cdot K_o \cdot K_d$. Η οριακή τιμή αυτής της συχνότητας λέγεται συχνότητα προσέλκυσης ή έλξης (pull-in frequency).

3. **Ζώνη διατήρησης κλειδώματος, $2 \cdot \omega_L$ (lock range)**. Είναι η ζώνη συχνοτήτων, γύρω από την κεντρική συχνότητα του σήματος εισόδου, μέσα στην οποία ο βρόγχος θα παραμείνει κλειδωμένος για το σήμα εισόδου, αν αρχικά είχε κλειδώσει. Δίνεται από την εξίσωση: $\omega_L = 2 \cdot \pi \cdot \zeta \cdot \omega_n$. Η οριακή συχνότητα της ζώνης αυτής λέγεται συχνότητα ιχνηλάτησης (lock-in frequency).
4. **Χρόνος σύλληψεως (pull-in time)**. Είναι ο χρόνος που χρειάζεται ο βρόγχος για να κλειδώσει, όταν η συχνότητα του σήματος εισόδου έχει διαφορά $\Delta\omega$ από την κεντρική συχνότητα. Δίνεται από την εξίσωση: $t_p = (\Delta\omega^2)/(2 \cdot \zeta \cdot \omega_n^3)$. Αξίζει να τονίσουμε ότι οι εξισώσεις, καθώς και οι τύποι υπολογισμού που αναφέραμε, δεν έχουν μόνο θεωρητική αξία. Η μελέτη και ο σωστός σχεδιασμός ενός κυκλώματος PLL δεν είναι εφικτά, εάν δεν

ληφθούν υπόψιν οι παραπάνω παράμετροι. Η γνώση των ω_n και ζ είναι καθοριστικής σημασίας. Για να πειστούμε, αρκεί να ‘ρίξουμε’ μια ματιά στα application notes των εταιριών που υποδεικνύουν νέες σχεδιάσεις, αλλά και την χρήση ειδικών προγραμμάτων σχεδίασης PLL. Είναι αδύνατον να επιτύχουμε την σωστή σχεδίαση χωρίς την εις βάθος θεωρητική γνώση των ανωτέρω. [7] [10]

3.12 Συμπεριφορά του βρόγχου σε μεταβολές της συχνότητας

Ας δούμε τώρα (σχήμα 3.10) την απόκριση της εξόδου του ανιχνευτή φάσης V_e του βρόγχου, συναρτήσει της συχνότητας f , για σήμα εισόδου του οποίου η συχνότητα αυξάνει.



Σχήμα 3.10: Τάση σφάλματος βρόγχου συναρτήσει της συχνότητας

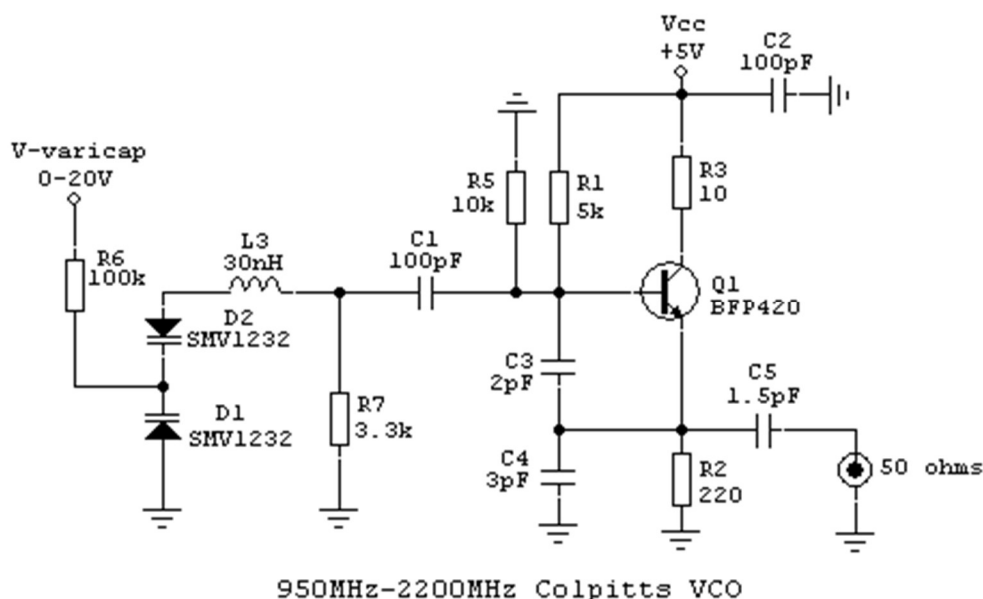
[πηγή: http://stanford.edu/class/ee133/handouts/lecturenotes/lecture9_pll.pdf]

Όπως παρατηρούμε, ο βρόγχος δεν αποκρίνεται μέχρι την συχνότητα $f = f_1$, που αντιστοιχεί στην μικρότερη τιμή της συχνότητας της περιοχής ‘σύλληψης’ (capture range). Περνώντας την f_1 , ο βρόγχος αποκρίνεται απότομα, προκαλώντας αρνητική υπερύψωση της τάσης του σφάλματος φάσεως V_e . Στην συνέχεια, η τάση V_e μεταβάλλεται ανάλογα με την συχνότητα, για να μηδενιστεί όταν $f = f_0$. Η συχνότητα f_0 αποτελεί την επιθυμητή συχνότητα ‘κλειδώματος’ του PLL. Ο βρόγχος παραμένει κλειδωμένος στην συχνότητα αναφοράς, μέχρι την μέγιστη τιμή f_3 . Πάνω από την f_3 , το PLL χάνει το κλείδωμα. Ο κύκλος επαναλαμβάνεται εφόσον η συχνότητα εισόδου μειωθεί προοδευτικά. Η περιοχή συχνοτήτων από f_1 έως f_3 αποτελεί την ζώνη ‘σύλληψης’ ($2 \cdot \Delta f_c$), ενώ η περιοχή μεταξύ f_2 και f_4 αντιστοιχεί στην ζώνη ‘συγκράτησης’ ($2 \cdot \Delta f_L$). Η απόκριση του PLL είναι εφικτή, μόνο για σήματα εισόδου των οποίων οι συχνότητες βρίσκονται μέσα στις ζώνες ‘συλλήψεως’ και ‘συγκρατήσεως’. Οι ζώνες αυτές μπορούν να υπολογιστούν και να διαμορφωθούν κατάλληλα, με την βοήθεια των

εξισώσεων που αναφέραμε παραπάνω. Συμπεραίνουμε τελικά, πώς ο βρόγχος του PLL λειτουργεί σαν ένα πολύ επιλεκτικό φίλτρο με κεντρική συχνότητα την f_0 .

3.13 Ο ταλαντωτής VCO

Ο ταλαντωτής συχνότητας ελεγχόμενος από τάση (Voltage Controlled Oscillator, VCO) παράγει συνήθως ημιτονικές κυματομορφές, όπου η στιγμιαία συχνότητα είναι ανάλογη με την τάση που εφαρμόζεται στο σημείο ελέγχου του κυκλώματος. Όπως έχουμε αναφέρει, όταν δεν εφαρμόζεται τάση στο σημείο ελέγχου ή εφαρμόζεται μια συγκεκριμένη τιμή τάσης, η συχνότητα ταλάντωσης ονομάζεται ελεύθερη ή ονομαστική συχνότητα (free running or nominal frequency). Για να εφαρμόσουμε έλεγχο στην συχνότητα ενός VCO χρησιμοποιούμε παράλληλα με το κύκλωμα ταλαντώσεων ένα στοιχείο, που η χωρητικότητά του μεταβάλλεται με την τάση. Τούτο, είναι συνήθως μία δίοδος varicap ή varactor μεταβλητής χωρητικότητας. Στο **σχήμα 3.11** φαίνεται μια τυπική εφαρμογή δύο varicap διόδων SMV1232 σε έναν ταλαντωτή VCO, τύπου Colpitts, με παράλληλο συντονισμό (Parallel Tuned Colpitts VCO).

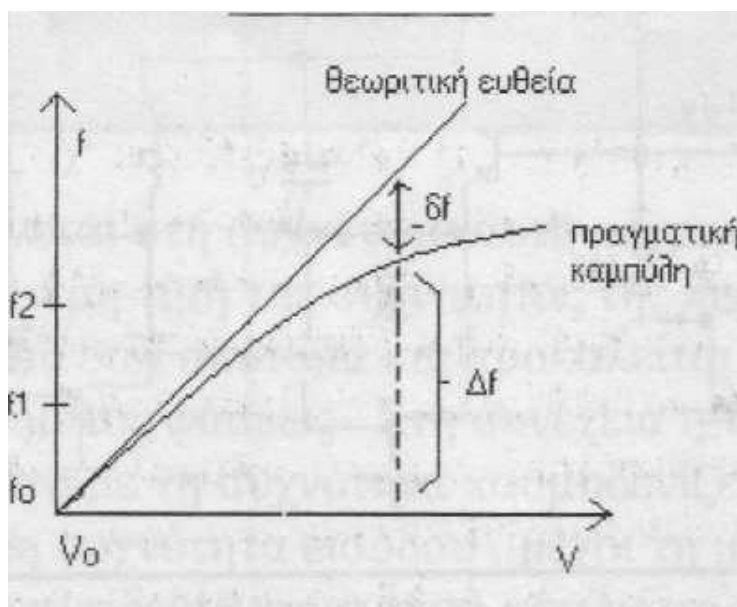


Σχήμα 3.11: Ταλαντωτής RF/VCO, τύπου Colpitts, με στοιχεία varicap (D_1, D_2)
 [πηγή: https://www.qsl.net/va3iul/High_Frequency_VCO_Design_and_Schematics]

Να σημειωθεί πως, στον δέκτη μας, το κύκλωμα του VCO δεν είναι μια ξεχωριστή μονάδα, αλλά αποτελείται από τέσσερα επιμέρους υπο-κυκλώματα που βρίσκονται μέσα στον συντονιστή, όπως είδαμε και στις αρχές.

Ας συνεχίσουμε με την ανάλυση του VCO. Ορίζουμε ως ευαισθησία ή συντελεστή απολαβής K_o του VCO, το πηλίκο της μεταβολής της στιγμιαίας συχνότητας προς την μεταβολή της τάσης ελέγχου. Διαιρούμε δηλαδή, με το αίτιο που δημιουργεί την αλλαγή στην συχνότητα. Ισχύει:

$$K_o = \Delta\omega/\Delta V \text{ σε (rad/sec} \cdot \text{V)} \quad [3.20]$$



Σχήμα 3.12: Χαρακτηριστική απόδοσης του VCO
[πηγή: 7]

Η χαρακτηριστική απόδοσης του VCO φαίνεται στο **σχήμα 3.12**. Φυσικά, μας ενδιαφέρει η λειτουργία του VCO στο γραμμικό τμήμα της χαρακτηριστικής, όπου η τιμή της παραμέτρου δεν μεταβάλλεται. Κάτι τέτοιο όμως επιτυγχάνεται δύσκολα στην πράξη. Για να εκτιμήσουμε την απόκλιση του συστήματός μας από το γραμμικό τμήμα λειτουργίας, ορίζουμε ως ποσοστό μη γραμμικότητας τον λόγο $\delta f/\Delta f$.

Οι ταλαντωτές VCO προσφέρονται συνήθως ως έτοιμα ολοκληρωμένα κυκλώματα, όπως για παράδειγμα το κλασσικό MC1648 της Motorola. Στην περίπτωση που έχουμε μεγάλες σχεδιαστικές απαιτήσεις και προκειμένου να αποφύγουμε τον θόρυβο φάσης, καταφεύγουμε στην σχεδίαση ειδικών κυκλωμάτων. Ο θόρυβος φάσης αποτελεί τον μεγαλύτερο 'εχθρό' των ταλαντωτών. Βέβαια, αυτή η λύση είναι πολύ επίπονη και απαιτεί εξειδικευμένες γνώσεις. Στο σημείο αυτό, θα αναφέρουμε λίγα λόγια για τις διόδους μεταβλητής χωρητικότητας varicap, μιας και αποτελούν το βασικό στοιχείο για τους ταλαντωτές μεταβλητής συχνότητας.

Οι διόδοι μεταβαλλόμενης χωρητικότητας (varicap) είναι ουσιαστικά ημιαγώγιοι πυκνωτές. Η χωρητικότητά τους μεταβάλλεται με την μεταβολή της τάσης που εφαρμόζεται στα άκρα τους. Οι διόδοι αυτοί, λειτουργούν συνήθως στην περιοχή μεταξύ της τάσης κατάρρευσης και ορθής αγωγιμότητας, όπου οι κοινές διόδοι βρίσκονται σε αποκοπή. Επομένως, δεν συμπεριφέρονται ούτε ως ανορθωτές, ούτε ως διόδοι zener. Συνδέονται ως επί το πλείστον, παράλληλα με έναν πυκνωτή σταθερής χωρητικότητας, σε κύκλωμα συντονισμού σειράς ή εν παραλλήλω. Σε κάθε περίπτωση η συχνότητα ταλαντώσεων είναι:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_T}} [3.21]$$

όπου L η αυτεπαγωγή του πηνίου του ταλαντωτή και C_T η συνολική χωρητικότητα της διόδου και του σταθερού πυκνωτή.

Για την επιλογή μιας διόδου varicap σε μια συγκεκριμένη εφαρμογή πρέπει να ληφθούν υπόψιν τρεις παράμετροι:

- Η συνολική χωρητικότητα C_T του συντονισμένου κυκλώματος και η τάση λειτουργίας
- Ο λόγος χωρητικοτήτων (Capacitance Ratio, CR) στην μέγιστη εφαρμοζόμενη στα άκρα του κυκλώματος τάση
- Ο λόγος χωρητικοτήτων στην ελάχιστη εφαρμοζόμενη στα άκρα του κυκλώματος τάση

Ο υπολογισμός γίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$CR = C_{V(\min)}/C_{V(\max)} = (V_{\max}/V_{\min})^p \quad [3.22]$$

όπου ο εκθέτης p κυμαίνεται στο διάστημα τιμών 0,3~2,0 και δίνεται από τον κατασκευαστή στο συνοδευτικό τεχνικό φυλλάδιο (datasheet) των παραμέτρων της διόδου. Συνήθως, λαμβάνει την τυπική τιμή του 0,5. Μια ακόμη παράμετρος είναι ο λόγος συχνοτήτων (Frequency Ratio, FR) στην μέγιστη και την ελάχιστη τάση, που υπολογίζεται από την εξίσωση: $FR = (CR)^{1/2}$.

3.14 Συγκριτής φάσεως

Ο συγκριτής φάσης δέχεται, όπως είδαμε, στην είσοδο δύο σήματα που έχουν την ίδια συχνότητα, αλλά εμφανίζουν χρονική διαφορά (τ). Αν αναφερόμαστε σε αρμονικά σήματα, τότε αυτή η χρονική διαφορά αντιστοιχεί σε διαφορά φάσεως (ϕ). Αυτή η χρονική διαφορά μεταφράζεται στην έξοδο του συγκριτή σε τάση σφάλματος ανάλογου πλάτους (χρήση ολοκληρωτή). Οι συγκριτές φάσεως διακρίνονται σε δύο κατηγορίες. Έχουμε τους αναλογικούς συγκριτές φάσης και τους συγκριτές ψηφιακού τύπου. Οι πρώτοι, αποτελούνται από έναν ισοσταθμισμένο μίκτη (balanced mixer), ενώ οι δεύτεροι από ένα Flip-Flop με σκανδαλισμό (trigger) μετώπου ή από μία πύλη αποκλειστικού 'ή' (EXclusive-OR, EXOR). με Ο συνδυασμός ενός πολλαπλασιαστή με ένα φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων οδηγεί στην υλοποίηση ενός απλού κυκλώματος συγκριτή φάσης. Περιγράφεται δε, από την εξίσωση: $V_o = K_p \cdot \Delta\phi$, όπου: V_o είναι η τάση εξόδου, $\Delta\phi$ η φασική διαφορά και K_p ο συντελεστής μετατροπής (phase detector conversion gain) με μονάδα μέτρησης το Volt/rad.

Θεωρώντας την πιο απλή περίπτωση, τα δύο σήματα εισόδου είναι αρμονικά με πλάτη A , B και φάσεις $\theta_1(t)$ και $\theta_2(t)+\pi/2$ αντίστοιχα. Τα σήματα περιγράφονται από τις εξισώσεις:

$$V_1(t) = A \cdot \sin[\theta_1(t)] \quad [3.23]$$

$$V_2(t) = B \cdot \sin[\theta_2(t) + \pi/2] = B \cdot \cos[\theta_2(t)] \quad [3.24]$$

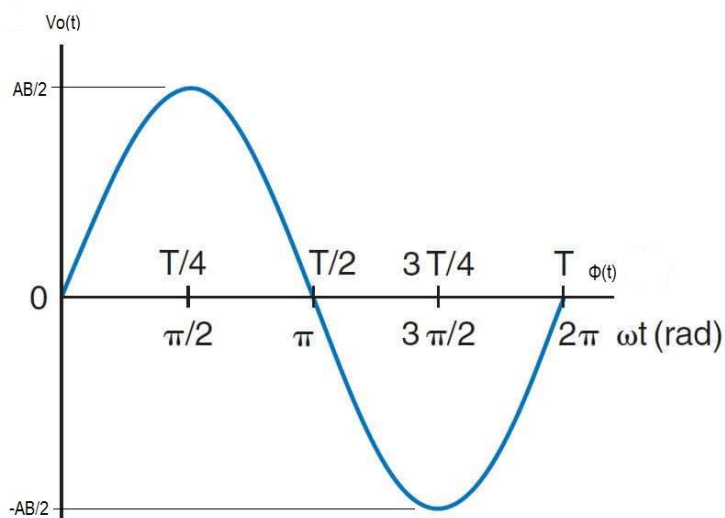
Στην έξοδο του πολλαπλασιαστή θα έχουμε:

$$V_o(t) = V_1(t) \cdot V_2(t) = A \cdot \sin[\theta_1(t)] \cdot B \cdot \cos[\theta_2(t)] = \frac{A \cdot B}{2} \cdot \{\sin[\theta_1(t) - \theta_2(t)] + \sin[\theta_1(t) + \theta_2(t)]\} [3.25]$$

Κατόπιν, το σήμα της σχέσης 3.25 διέρχεται από το φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων (LPF). Τελικά, λόγω της δράσης του φίλτρου, απομένει ο όρος της χαμηλής συχνότητας (διαφορά γωνιών) και η τάση εξόδου γράφεται ως εξής:

$$V_o(t) = \frac{A \cdot B}{2} \cdot \sin[\varphi(t)], \varphi(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t) [3.26]$$

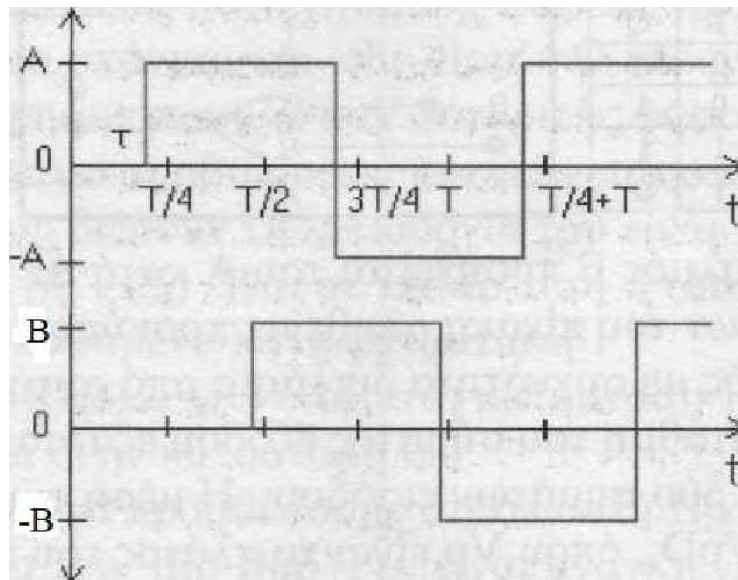
Προφανώς, η τάση εξόδου του συγκριτή φάσης θα είναι μηδενική, όταν η διαφορά φάσεως των δύο σημάτων εισόδου είναι άρτιο πολλαπλάσιο του $\pi/2$. Αντίθετα, θα λαμβάνει μέγιστη ή ελάχιστη τιμή όταν η διαφορά φάσεως είναι περιττό πολλαπλάσιο του $\pi/2$. Η γραφική απεικόνιση της τάσεως $V_o(t)$ ενός αναλογικού συγκριτή συναρτήσει της διαφοράς φάσεως των σημάτων εισόδου φαίνεται στο **σχήμα 3.13**:



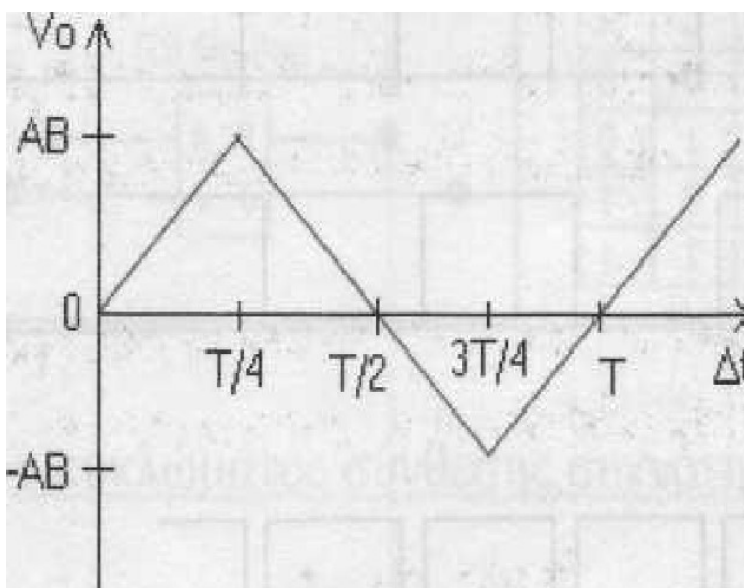
Σχήμα 3.13: Έξοδος αναλογικού συγκριτή φάσης συναρτήσει της διαφοράς φάσεως των δύο σημάτων εισόδου

[πηγή: <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/phase-detector>]

Αντίστοιχα, στο σχήμα 3.14 που έχουμε δύο μη αρμονικά, ορθογώνια σήματα εισόδου, η μορφή της τάσης εξόδου του συγκριτή φάσεως μετά και την διέλευσή της από τον ολοκληρωτή (φίλτρο RC), δίδεται στο **σχήμα 3.15**. Προφανώς, στο σχήμα 3.15 βλέπουμε την έξοδο ενός συγκριτή ψηφιακού τύπου.



Σχήμα 3.14: Ορθογώνια σήματα εισόδου σε ψηφιακού τύπου συγκριτή φάσης
 [πηγή: <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/pll-phase-locked-loop>]



Σχήμα 3.15: Τάση εξόδου ψηφιακού συγκριτή φάσης για ορθογώνια σήματα εισόδου
 [πηγή: <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/pll-phase-locked-loop>]

Παρατηρούμε, ότι η τάση εξόδου μηδενίζεται σε χρόνους που είναι άρτια πολλαπλάσια του $T/4$. Αυτά τα σημεία λέγονται δεσμοί (nulls). Επιδιώκουμε την λειτουργία του PLL στα σημεία των δεσμών, μιας και αυτά, αποτελούν το ιδανικό σημείο λειτουργίας. Συνεπώς, θα πρέπει η χρονική διαφορά των σημάτων εισόδου να διατηρείται σε τέτοια τιμή, ώστε η λειτουργία του PLL να γίνεται πλησιέστερα σε κάποιο δεσμό. [7]

3.14.1 Συγκριτής Φάσης με Πύλη 'EXOR'

Στο **σχήμα 3.16** δίνουμε τον πίνακα αλήθειας και το ηλεκτρονικό σύμβολο της ψηφιακής πύλης του 'αποκλειστικού ή'. Η έξοδος Q είναι σε κατάσταση 'High' (λογικό '1') όταν στις δύο εισόδους εφαρμόζεται διαφορετική λογική κατάσταση (λογικό '0' ή '1'). Αντιθέτως, όταν έχουμε ίδια κατάσταση, τότε η έξοδος είναι σε κατάσταση 'Low' (λογικό '0'). Για την ορθή λειτουργία την λογικής πύλης EXOR θα πρέπει οι παλμοί εισόδου να έχουν κύκλο εργασίας (duty cycle) 50%. Με άλλα λόγια, το πηλίκο του χρόνου στον οποίο ο παλμός είναι σε κατάσταση '1' προς τον χρόνο περιόδου, πρέπει να είναι 0,5.

Exclusive-OR gate

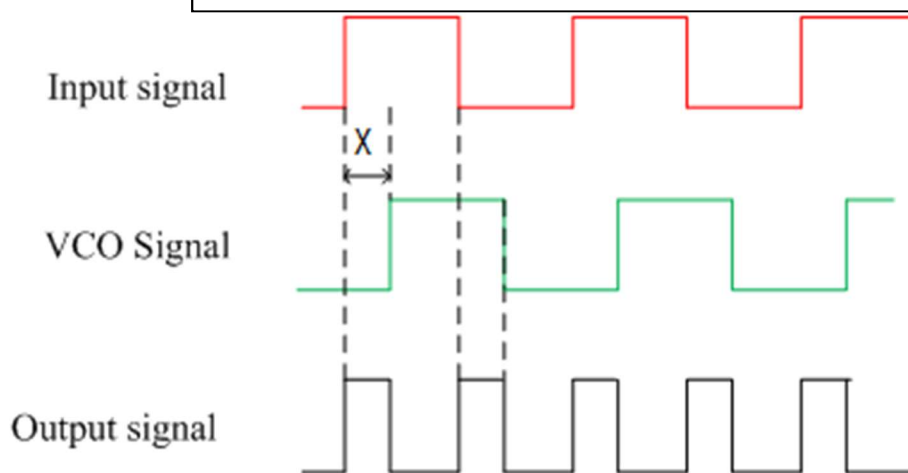


A	B	Output
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Σχήμα 3.16: Σύμβολο και πίνακας αληθείας της πύλης EXOR
[πηγή: <https://www.quora.com/What-is-an-exclusive-OR-gate>]

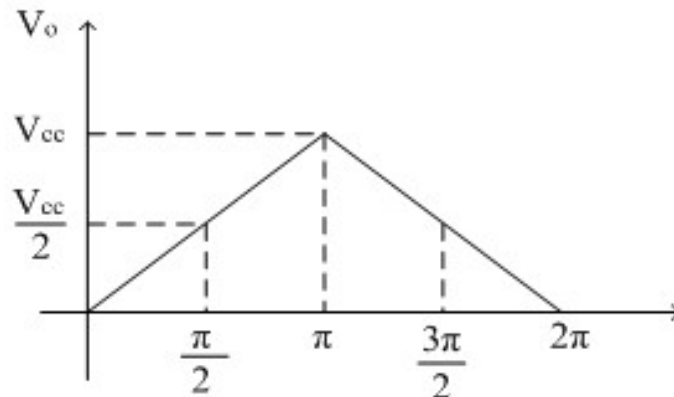
Στο **σχήμα 3.17** βλέπουμε την χρήση της πύλης EXOR ως συγκριτής φάσης. Ο παλμός του VCO υστερεί της εισόδου κατά $\Delta t = \chi$. Εφαρμόζοντας τον πίνακα αλήθειας προκύπτει ότι το σήμα εξόδου (Output signal), είναι παλμός με διπλάσια συχνότητα από αυτή των σημάτων εισόδου. Άρα, η έξοδος εξαρτάται μόνο από την διαφορά φάσεως των δύο σημάτων εισόδου. Η μέση τιμή της τάσεως εξόδου είναι: $V_o = V_p \cdot D$, όπου V_p είναι το πλάτος του παλμού και D το duty cycle.

Σχήμα 3.17: Συγκριτής φάσης με χρήση λογικής πύλης EXOR



[πηγή: <https://www.electronics-tutorial.net/analog-integrated-circuits/phase-locked-loop>]

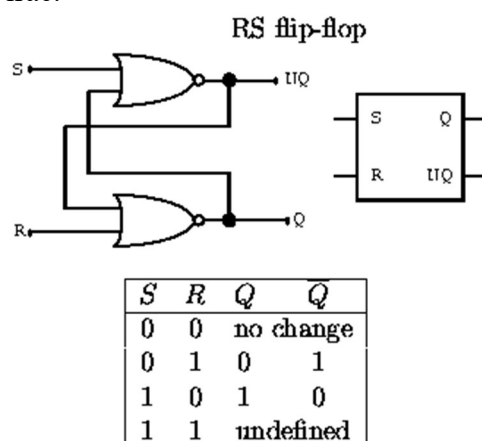
Στο **σχήμα 3.18** απεικονίζεται η μέση τιμή της τάσεως εξόδου, συναρτήσει της χρονικής καθυστέρησης Δt των δύο παλμο-σειρών εισόδου (σήμα αναφοράς και σήμα VCO).



Σχήμα 3.18: Μέση τιμή της τάσεως εξόδου συναρτήσει του Δt των σημάτων εισόδου
[πηγή: <https://www.electronics-tutorial.net/analog-integrated-circuits/phase-locked-loop>]

3.14.2 Συγκριτής Φάσης με ‘FLIP-FLOP’

Σε μερικές, πιο σπάνιες περιπτώσεις, χρησιμοποιείται ως συγκριτής φάσης ένα λογικό κύκλωμα ‘flip-flop’. Ο πιο κατάλληλος τύπος ‘flip-flop’ για την χρήση αυτή είναι το RS (Reset-Set). Ο πίνακας αληθείας και το σύμβολο του RS ‘flip-flop’ φαίνονται στο **σχήμα 3.19**. Όταν η είσοδος ‘SET’ (S) είναι σε κατάσταση λογικού ‘1’, τότε και η έξοδος Q γίνεται (ή αν είναι παραμένει) στην λογική κατάσταση ‘1’. Αν η είσοδος ‘RESET’ (R) είναι ‘High’ (λογικό ‘1’), τότε η έξοδος Q γίνεται ή παραμένει στην κατάσταση ‘Low’ (λογικό ‘0’). Θα πρέπει επίσης να επισημάνουμε, ότι στην περίπτωση του RS ‘flip-flop’ οι παλμοί εισόδου δεν είναι απαραίτητο να έχουν κύκλο εργασίας 50%. Μπορούν να έχουν και μικρότερη διάρκεια, όπως για παράδειγμα οι παλμοί Dirac.



Σχήμα 3.19: Σύμβολο και πίνακας αληθείας του RS ‘Flip-Flop’
[πηγή: <http://worldclassprogramme.com/RS-FlipFlop.php>]

3.15 Σχεδίαση του κυκλώματος σύνθεσης συχνοτήτων (PLL)

Μετά την θεωρητική ανάλυση της βασικής θεωρίας του PLL μπορούμε να αναλύσουμε την σχεδίαση του συνθέτη συχνοτήτων, για τον δέκτη που έχουμε κατασκευάσει. Όπως έχουμε αναφέρει και στην εισαγωγή αυτού του συγγράμματος, το κύκλωμα του PLL βασίζεται στο ολοκληρωμένο κύκλωμα MC145151 της Motorola Semiconductors (ON). Το ολοκληρωμένο αυτό είναι ένα πλήρες κύκλωμα συνθέτη συχνοτήτων. Περιλαμβάνει τον κρυσταλλικό ταλαντωτή αναφοράς, τον διαιρέτη δια N και τον συγκριτή φάσης. Επιπλέον, διαθέτει κύκλωμα οδήγησης οπτικής ένδειξης με led (light emitting diode), για την ένδειξη του lock out (κλείδωμα φάσης). Το πλήρες μπλοκ διάγραμμα του ολοκληρωμένου φαίνεται στο **σχήμα 3.20**. Στο σημείο αυτό, κρίνουμε σκόπιμο να δούμε έναν προς έναν τους ακροδέκτες του ολοκληρωμένου και να εξηγήσουμε την χρήση τους. Κατόπιν, θα περάσουμε στην ανάλυση του κυκλώματος PLL.

Ο ακροδέκτης 1 (**F_{in}**), είναι η είσοδος του σήματος που θέλουμε να ελέγξουμε. Στην δική μας περίπτωση συνδέεται στην έξοδο του VCO του έτοιμου συντονιστή, διαμέσου ενός πυκνωτή AC σύζευξης (AC coupling).

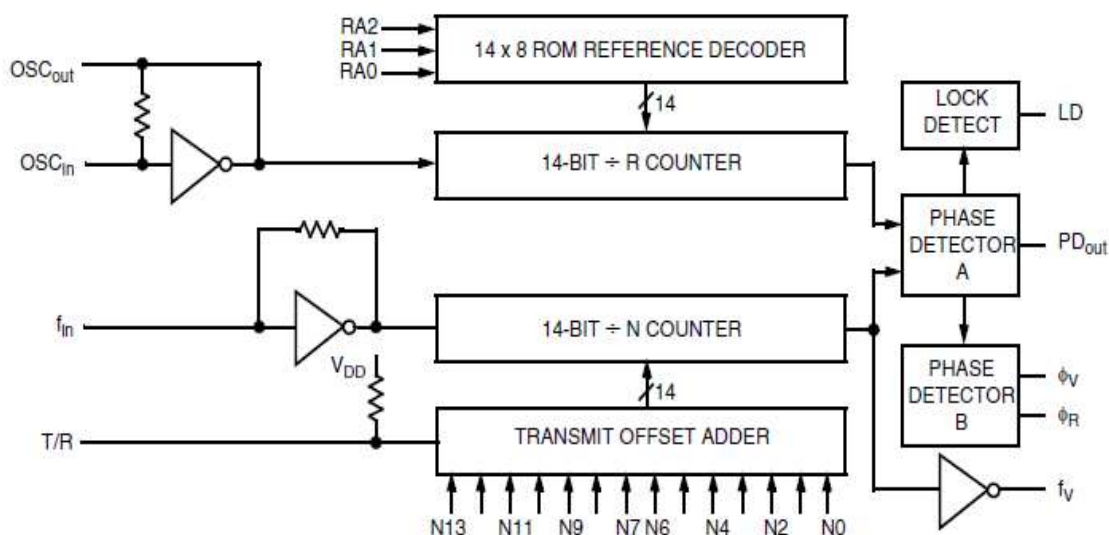
Οι ακροδέκτες 5, 6 και 7 (**RA0-RA2**) καθορίζουν τον συντελεστή διαίρεσης (1/R) του εσωτερικού κρυσταλλικού ταλαντωτή αναφοράς. Ανάλογα με το λογικό δυναμικό στους ακροδέκτες μπορούμε να έχουμε οκτώ διαφορετικούς αριθμούς. Στον παρακάτω πίνακα (**πίνακας 3.2**) φαίνονται οι οκτώ αυτοί αριθμοί με τα αντίστοιχα 'λογικά' δυναμικά:

RA2	RA1	RA0	1/R
0	0	0	8
0	0	1	128
0	1	0	256
0	1	1	512
1	0	0	1024
1	0	1	2048
1	1	0	2410
1	1	1	8192

Πίνακας 3.2

[πηγή: 10]

Μέσω των ακροδεκτών αυτών, μπορούμε να καθορίσουμε τόσο την συχνότητα αναφοράς, που διαφέρει ανάλογα με την εφαρμογή, όσο και το βήμα (step) του PLL. Αυτό σημαίνει πρακτικά, το πόσο θα απέχει στην συχνότητα (frequency spacing), ένας σταθμός από τον προηγούμενο και τον επόμενο.



Σχήμα 3.20: Το μπλοκ διάγραμμα του ολοκληρωμένου MC145151
[πηγή: 10]

Αντίστοιχα, οι ακροδέκτες 11~20 και 22~25 (**N0~N13**) καθορίζουν τον συντελεστή διαίρεσης του σήματος εισόδου. Στο δικό μας σχέδιο κάνουμε χρήση μόνο των εισόδων N0~N11. Εκεί, εφαρμόζεται μία ψηφιακή λέξη μήκους 12 bit. Να σημειωθεί, ότι όλες οι ψηφιακές εισοδοί του ολοκληρωμένου είναι εξοπλισμένες με pull-up αντιστάσεις. Τούτο σημαίνει, ότι όταν ο ακροδέκτης είναι ασύνδετος λαμβάνει αυτομάτως λογικό '1'. Μέσω των παραπάνω ακροδεκτών μπορούμε να καθορίσουμε τον επιθυμητό σταθμό λήψης. Έτσι, ο VCO του συντονιστή υποχρεώνεται να κλειδώσει στην αντίστοιχη συχνότητα.

Ο ακροδέκτης 21 (**T/R**) χρησιμοποιείται στην περίπτωση που θέλουμε να κατασκευάσουμε έναν πομποδέκτη. Τότε, γειώνοντας τον εν λόγο ακροδέκτη προστίθεται ο αριθμός 856 στην διαίρεση δια N. Αν αφήσουμε ασύνδετο τον ακροδέκτη (λογικό '1'), όπως στην δική μας εφαρμογή, προστίθεται ο αριθμός 0. Αυτό ισοδυναμεί, με το αν ο πομποδέκτης εκπέμπει ή λαμβάνει αντίστοιχα. Προφανώς, εμείς δεν χρειαζόμαστε κάτι τέτοιο, γιατί αφήσαμε τον ακροδέκτη 21 σε λογικό '1'.

Οι ακροδέκτες 26 και 27 (**OSC_{out}**, **OSC_{in}**) χρησιμοποιούνται για την παραγωγή της κρυσταλλικής συχνότητας αναφοράς. Εκεί, συνδέεται ο κατάλληλος κρύσταλλος μαζί με δύο κεραμικούς πυκνωτές, κατασκευάζοντας με τον τρόπο αυτό τον ταλαντωτή αναφοράς. Στο συγκεκριμένο ολοκληρωμένο υπάρχει η δυνατότητα να δώσουμε εξωτερικό χρονοισμό από κάποιο άλλο ρολόι αναφοράς (τετραγωνικός παλμός) του συστήματος. Επομένως, δεν είναι δεσμευτική η χρήση του εσωτερικού κυκλώματος ταλάντωσης.

Στον ακροδέκτη 4 (**PD_{out}**) έχουμε την έξοδο του πρώτου συγκριτή φάσης. Το σήμα αυτό χρησιμοποιείται για την οδήγηση, μέσω κυκλώματος ενίσχυσης, του VCO του συντονιστή. Εκτός της ενίσχυσης, για την ομαλή λειτουργία του PLL, μεταξύ του ακροδέκτη 4 και του συντονιστή μεσολαβεί και ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων. Θα δούμε αναλυτικότερα την χρήση του φίλτρου λίγο παρακάτω.

Η χρήση των ακροδεκτών 8 και 9 (ϕ_R , ϕ_V) είναι ίδια με αυτήν του ακροδέκτη 4, που είδαμε παραπάνω.

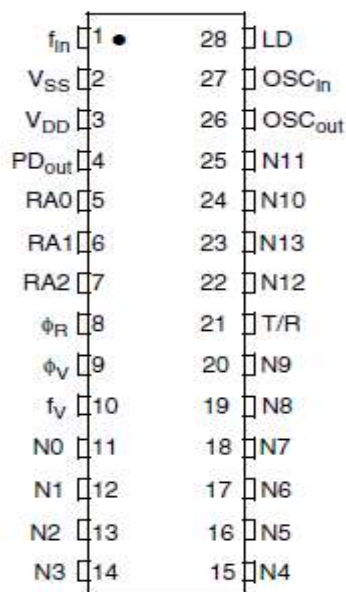
Στον ακροδέκτη 10 (f_v) λαμβάνουμε το προϊόν της διαίρεσης του σήματος εισόδου, με τον εσωτερικό διαιρέτη $\div N$, μέσω απομονωτή (buffer). Το σήμα αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί για περαιτέρω χρήση, όπως για παράδειγμα monitoring. Στην δική μας περίπτωση βέβαια δεν χρησιμοποιείται και ο ακροδέκτης παραμένει ασύνδετος.

Ο ακροδέκτης 28 (**LD**) παρέχει την πληροφορία του 'Lock Detection', δηλαδή αν το PLL έχει κλειδώσει ή όχι, στην επιθυμητή συχνότητα. Στον ακροδέκτη αυτό μπορούμε να συνδέσουμε απευθείας, μέσω μιας αντίστασης, μια φωτοδίοδο (LED). Έτσι, το PLL θα έχει και οπτική ένδειξη κλειδώματος.

Ο ακροδέκτης 3 (V_{DD}) αποτελεί την είσοδο της θετικής τάσης τροφοδοσίας του ολοκληρωμένου, που κυμαίνεται από +3 έως +9 V.

Ο ακροδέκτης 2 (V_{SS}) είναι η γείωση (0 V) της τροφοδοσίας. Συνδέεται με την θωράκιση του κυκλώματος.

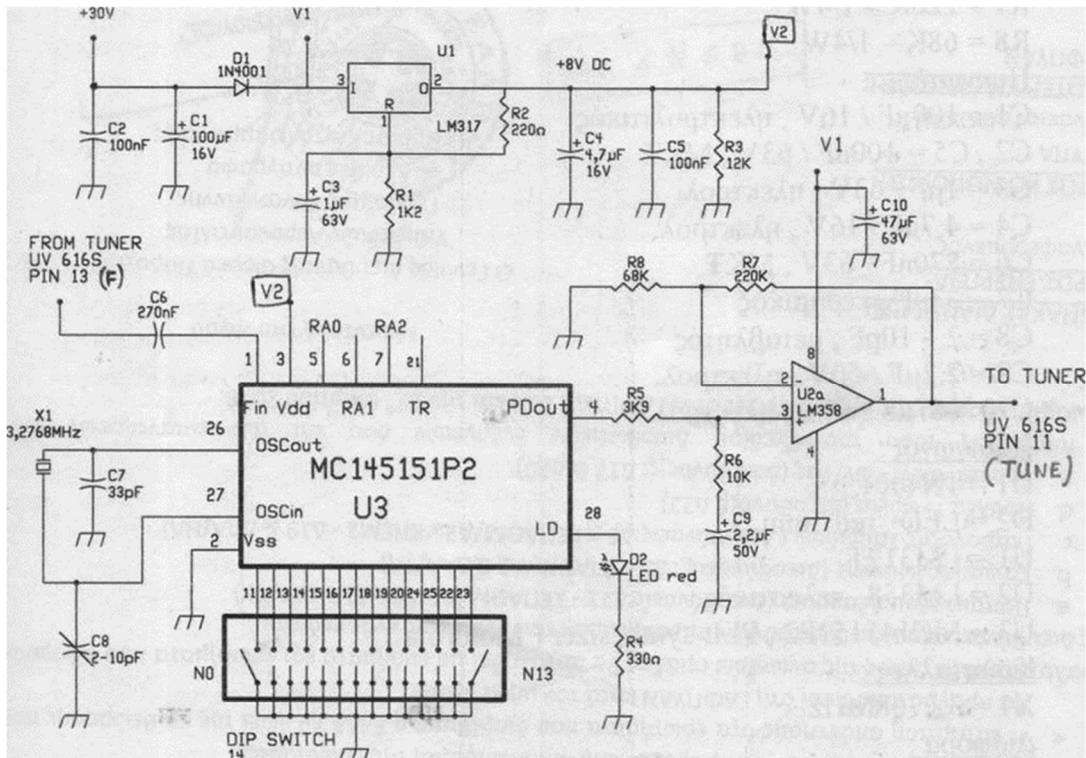
Για λόγους πληρότητας, παραθέτουμε την διάταξη των ακροδεκτών του MC145151, όπως φαίνεται στο **σχήμα 3.21**. Το chip διατίθεται σε συσκευασία plastic dip, case outline 710-02.



Σχήμα 3.21: Διάταξη ακροδεκτών του ολοκληρωμένου MC145151
[πηγή: 10]

3.16 Ανάλυση του κυκλώματος

Το **σχήμα 3.22** απεικονίζει το πλήρες ηλεκτρονικό κύκλωμα της βαθμίδας του PLL. Όπως βλέπουμε στο σχήμα και αναφέραμε παραπάνω, το κύκλωμα του PLL δομείται γύρω από το ολοκληρωμένο MC145151, που αποτελεί και την 'καρδιά' του κυκλώματος. Σύμφωνα με το datasheet, για την τροφοδοσία του ολοκληρωμένου χρειαζόμαστε μία τάση έως +9 V. Επιλέξαμε την τάση τροφοδοσίας στα +8 V (V_2), η οποία παράγεται μέσω του σταθεροποιητή τάσης U1 (LM317). Η γείωση της τροφοδοσίας είναι στον ακροδέκτη 2. Στα σημεία 26 και 27



Σχήμα 3.22: Το πλήρες ηλεκτρονικό κύκλωμα του PLL

του U3 συνδέουμε τον κρύσταλλο αναφοράς (X1) με τιμή 3,2768 MHz.

Σε αυτό το σημείο, κρίνουμε σκόπιμο να εξηγήσουμε το πώς επιλέξαμε τον κρύσταλλο. Θα θεωρήσουμε ως παράδειγμα λειτουργίας και δοκιμής την λήψη ενός ραδιοφωνικού σταθμού. Ως γνωστόν, το φάσμα που δίνεται σε κάθε ραδιοφωνικό σταθμό είναι 100 KHz. Δηλαδή, έχουμε 50 χιλιοκύκλους δεξιά και 50 αριστερά της κεντρικής συχνότητας. Στην αναλογική τηλεόραση, το φάσμα αυτό ήταν πολύ μεγαλύτερο, φτάνοντας τους 5,5 MHz. Για να πετύχουμε την κάλυψη του μεγαλύτερου μέρους των σταθμών, επιλέξαμε το **βήμα του PLL** να είναι **400 Hz**. Πράγματι, αν επιλέξουμε τον κρύσταλλο $X1 = 3,2768 \text{ MHz}$ και συντελεστή διαίρεσης $R = 8192$ (RA0, RA1, RA2 ασύνδετα), είναι: $F_{osc} / R = (3.2768 \text{ MHz}) / 8192 = 0.4 \text{ KHz}$ ή 400 Hz. Συνεπώς, η συχνότητα αναφοράς είναι: $F_{ref} = 400 \text{ Hz}$. Θα πρέπει να θυμηθούμε στο σημείο αυτό, ότι η συχνότητα εξόδου του VCO του συντονιστή διαιρείται με τον αριθμό 256 εσωτερικά. Κατόπιν, στο κύκλωμα του PLL, υφίσταται περαιτέρω διαίρεση με τον συντελεστή N. Για να κλειδώσει το PLL θα πρέπει να ισχύει η παρακάτω συνθήκη στην είσοδο του συγκριτή φάσης:

$$F_{vco} / 256 \cdot N = F_{ref} \quad [3.27]$$

Για να πετύχουμε την συνθήκη αυτή, μεταβάλλουμε μικρομετρικά την συχνότητα του κρυσταλλικού ταλαντωτή του MC145151 κατά την τελική ρύθμιση του κυκλώματος. Τούτο γίνεται μέσω του μεταβλητού πυκνωτή C8.

Στην ακίδα 13 του tuner (pin F) λαμβάνουμε το σήμα του VCO και το οδηγούμε, μέσω του πυκνωτή σύζευξης C6, στην ακίδα 1 του ολοκληρωμένου U3 (F_{in}). Ο παραπάνω πυκνωτής είναι απαραίτητος, ώστε να εμποδίζει την συνεχή συνιστώσα του VCO, να εισέρθει στο

εσωτερικό του ολοκληρωμένου U3. Κατά την διάρκεια των εργαστηριακών μετρήσεων διαπιστώσαμε την ύπαρξη μιας συνεχούς συνιστώσας τάσης, περίπου +6 V, στην έξοδο του συντονιστή. Το γεγονός αυτό, θα μπορούσε να δημιουργήσει πρόβλημα στην λειτουργία του U3.

Με την βοήθεια των 14 dip-switch επιλέγουμε, μέσω του αριθμού διαίρεσης N, τον επιθυμητό σταθμό που θέλουμε να κάνουμε ακρόαση. Για παράδειγμα, έστω ότι θέλουμε να κάνουμε λήψη στους 91,8 MHz της ζώνης των FM. Άρα η συχνότητα λήψης θα είναι $F_s = 91,8$ MHz ($F_s = F_{station}$) και η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή VCO θα είναι αντίστοιχα:

$$F_{vco} = F_s + F_{IF} = F_s + 37,3 \text{ MHz} = 129,1 \text{ MHz} \quad [3.28]$$

Η συχνότητα στην είσοδο του PLL θα είναι:

$$F_{in} = F_{vco} / 256 = 504,2968 \text{ KHz} \quad [3.29]$$

Για να κλειδώσει επομένως το PLL, σύμφωνα με τη σχέση [3.32], θα πρέπει:

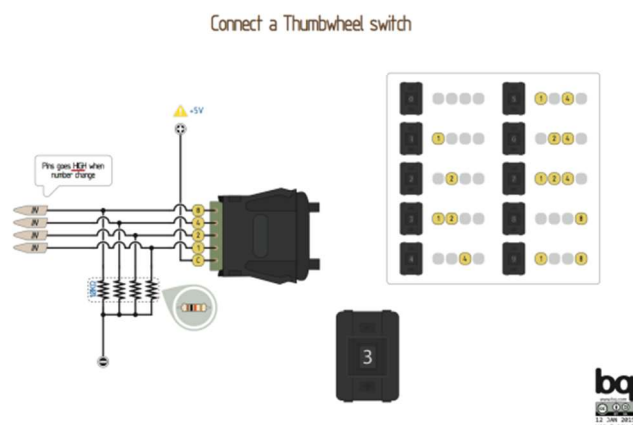
$$504,2968 \text{ KHz} / N = 0,4 \text{ KHz} = F_{ref} \quad [3.30]$$

Λύνοντας την σχέση [3.30] ως προς N προκύπτει ότι: $N = 1261$. Όμως, θα πρέπει πρώτα να γίνει η μετατροπή του δεκαδικού αριθμού 1261 στον αντίστοιχο δυαδικό αριθμό των 11-bit. Χρησιμοποιώντας έναν φορητό επιστημονικό υπολογιστή (κομπιουτεράκι) βρίσκουμε πολύ απλά, ότι: $N_{dec} = 1261$ ή $N_{bin} = 10011101101$. Κατόπιν, ανατρέχουμε στο τεχνικό φυλλάδιο του MC145151 και διαπιστώνουμε πως η ακίδα N0 είναι το λιγότερο σημαντικό ψηφίο (LSB), ενώ η N13 το περισσότερο σημαντικό (MSB). Τελικά, η αντιστοιχία bit - ακίδων θα είναι η ακόλουθη:

$$[N0N1N2N3N4N5N6N7N8N9N10N11N12N13] = [1011011100100]$$

Στις ακίδες N12 και N13 που δεν χρησιμοποιούνται δίνουμε λογικό μηδέν. Θα μπορούσαμε εναλλακτικά, αντί των 14 dip-switch, να χρησιμοποιήσουμε τέσσερα thumbwheels (**σχήμα 3.23**). Έτσι, είναι εύκολη η απευθείας εισαγωγή του δεκαδικού αριθμού N. Στην περίπτωση αυτή, ο αριθμός N υπολογίζεται από την ακόλουθη σχέση, όπου F_s η συχνότητα του σταθμού σε MHz. Το thumbwheel μεταφράζει αυτόματα, με ηλεκτρομηχανολογικό τρόπο, τον δεκαδικό αριθμό στον αντίστοιχο δυαδικό.

$$N = \frac{F_s + 37,3}{1024} \cdot 10^4 [3.31]$$



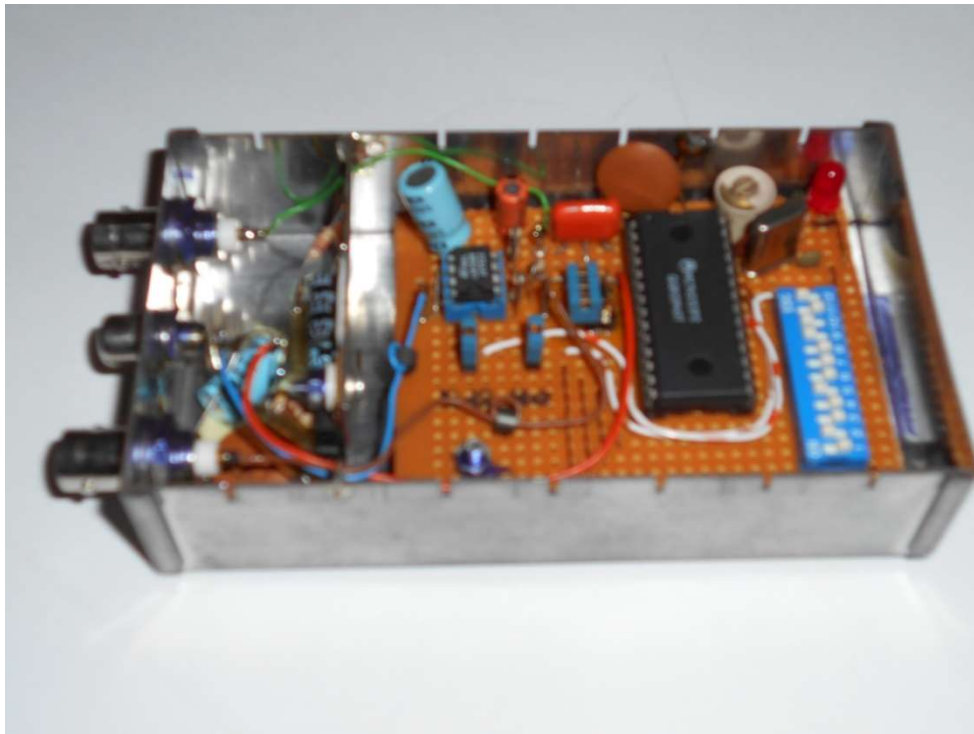
Σχήμα 3.23: Διασύνδεση ενός διακόπτη thumbwheel
[πηγή: <http://diwo.bq.com/conectar-un-interruptor-thumbwheel>]

Συνεχίζοντας με την ανάλυση του σχεδίου του PLL, συναντάμε στην έξοδο του συγκριτή φάσης το δικτύωμα R5-R6-C9. Τούτο, αποτελεί το φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων, που είδαμε και λίγο νωρίτερα στην θεωρία. Το φίλτρο είναι απαραίτητο, καθώς επιτελεί δύο σημαντικές λειτουργίες. Ο πρώτος λόγος είναι ότι, δεν επιτρέπει τυχόν ‘υπολείμματα’ υψηλής συχνότητας να περάσουν στον βρόγχο. Κατά δεύτερον, βοηθάει στην ευστάθεια της λειτουργίας του κυκλώματος. Όπως αναφέραμε στην θεωρία, το κύκλωμα του PLL αποτελεί ένα σύστημα αυτομάτου ελέγχου. Για την αποφυγή των αυτο-ταλαντώσεων είναι απαραίτητη η χρήση ενός κατάλληλου φίλτρου. Έτσι, σε κάθε ποσοτική μεταβολή της συχνότητας του συστήματος, αυτό θα επιστρέφει γρήγορα στην ισορροπία, χωρίς να περνάει στην αστάθεια (ταλαντώσεις). Στα PLL πρώτης τάξεως όπως είναι και το δικό μας, αλλά **κυρίως** σύμφωνα με το τεχνικό φυλλάδιο, οι τιμές των εξαρτημάτων R6, C9 είναι τυποποιημένες και κυμαίνονται στο διάστημα 10~20 KΩ και 1~4,7 μF αντίστοιχα. Στις εργαστηριακές μας δοκιμές επιλέξαμε R6 = 10 KΩ, C9 = 2,2 μF και βρήκαμε πειραματικά πως για την καλλίτερη απόκριση του κυκλώματος, θα πρέπει: R5 = 3,9 KΩ.

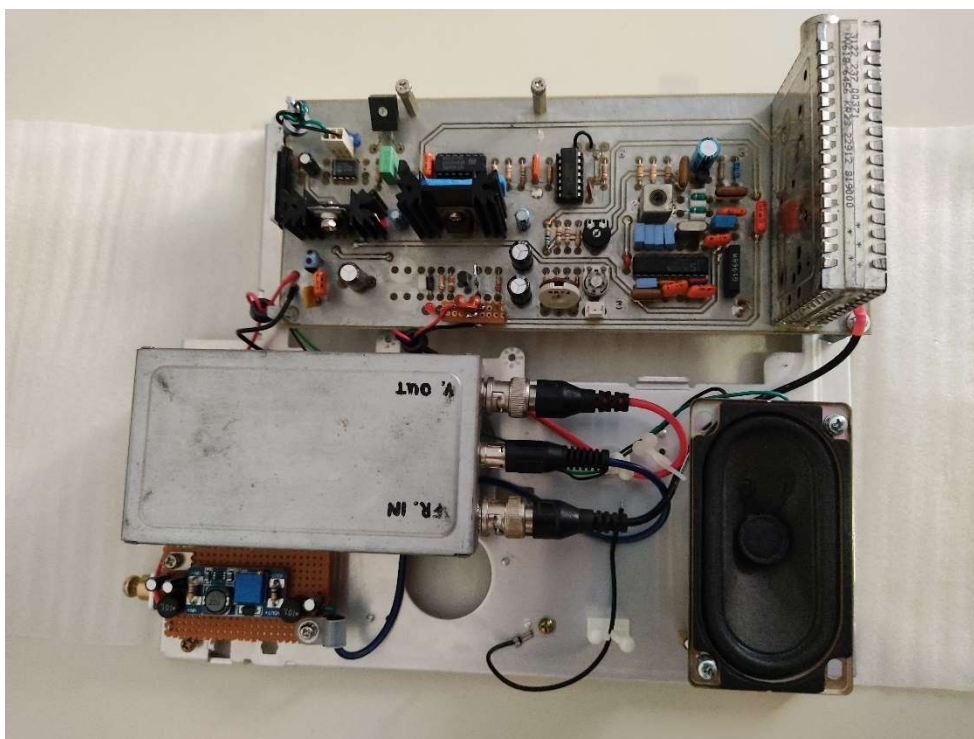
Στην συνέχεια έχουμε τον ενισχυτή τάσης που υλοποιείται μέσω των U2A (LM358), R7 και R8. Η μονάδα αυτή έχει ως στόχο την ενίσχυση της τάσεως του φίλτρου, ώστε να είναι δυνατή η οδήγηση του VCO του συντονιστή. Όπως ήδη γνωρίζουμε, για την κάλυψη ολόκληρου του φάσματος λήψης του δέκτη, χρειαζόμαστε μια μέγιστη τάση συντονισμού +30 V. Όμως, το ολοκληρωμένου U3 τροφοδοτείται με μόλις +8 V. Για το λόγο αυτό χρειαζόμαστε μια ενίσχυση της τάσης κατά $A_v = 30/8 \approx 4$. Η σχέση που διέπει τον ενισχυτή τάσης, αρνητικής ανάδρασης, είναι: $A_v = 1 + R7/R8$. Επιλέγοντας την αντίσταση R8 = 220 KΩ, ο προηγούμενος τύπος μας δίνει την τιμή της R7 = 68 KΩ.

Κλείνοντας, να πούμε και δύο λόγια για την τροφοδοσία του κυκλώματος, που όπως βλέπουμε δεν έχει κάποια ιδιαίτερη πολυπλοκότητα. Χρειαζόμαστε δύο τάσεις τροφοδοσίας. Η κύρια είναι τα +30 V και η δευτερεύουσα τα +8 V (LM317). Να θυμίσουμε ότι τα +30 V παράγονται από τον έτοιμο μετατροπέα dc-dc MT3608. Οι πυκνωτές C1, C2, C4 και C5 αποζηγνύουν την γραμμή τροφοδοσίας από τυχόν κατάλοιπα υψηλής συχνότητας, που θα μπορούσαν να προκαλέσουν προβλήματα.

Στην **εικόνα 3.1** φαίνεται η τελική κατασκευή του κυκλώματος του PLL του δέκτη. Όπως παρατηρούμε, είναι τοποθετημένη σε ένα μεταλλικό κουτί για λόγους θωράκισης.



Εικόνα 3.1: Τελική κατασκευή του κυκλώματος PLL



Εικόνα 3.2: Τελική συναρμολόγηση του δέκτη σε μεταλλικό σασί αλουμινίου

Κατάλογος υλικών του PLL

Αντιστάσεις:

R1 = 1,2KΩ / 0,25W

R2 = 220Ω / 0,5W

R3 = 12KΩ / 0,25W

R4 = 330Ω / 0,25W

R5 = 3,9KΩ / 0,25W

R6 = 10KΩ / 0,25W

R7 = 220KΩ / 0,25W

R8 = 68KΩ / 0,25W

Ποκνωτές:

C1 = 100μF / 16V / 85°C / electrolytic

C2, C5 = 100nF / 63V / MKT

C3 = 1μF / 63V / 85°C / electrolytic

C4 = 4,7μF / 16V / 85°C / electrolytic

C6 = 270nF / 63V / MKT

C7 = 33pF / 100V / ceramic

C8 = 2~10pF / 'αέρος' / variable

C9 = 2,2μF / 50V / 85°C / electrolytic

C10 = 47μF / 63V / 85°C / electrolytic

Ημιαγωγοί:

D1 = 1N4001, 1A general silicon rectifier

D2 = LED / red / 5mm

U1 = LM317T, voltage regulator 1,2A, package TO-220

U2 = LM358, operational amplifier

U3 = MC145151P2, PLL synthesizer (Motorola-ON)

Κρύσταλλος:

X1 = 3,2768 MHz

Διάφορα:

DIP-SWITCH 14

1x 8 DIP IC base

1x 28 DIP IC base

2x BNC female connector for chassis

1x RCA female connector for chassis

3.17 Επίλογος – μελλοντικές επεκτάσεις

Μετά και την ανάλυση του κυκλώματος σύνθεσης συχνοτήτων ολοκληρώσαμε την ανάλυση της σχεδίασης του δέκτη. Μια σημαντική επέκταση-προσθήκη στον δέκτη θα ήταν η χρήση ενός ενσωματωμένου μικρο-υπολογιστή. Θα μπορούσε για παράδειγμα να γίνει χρήση της πλατφόρμας Arduino UNO ή Raspberry. Με τον τρόπο αυτό, θα ήταν δυνατή η σύνδεση ενός πληκτρολογίου και μιας οθόνης υγρών κρυστάλλων δύο γραμμών. Έτσι, η λειτουργία του δέκτη θα ελέγχονταν μέσω λογισμικού. Στην περίπτωση αυτή έχουμε πλέον έναν δέκτη SCR (Software Controlled Radio).

Στο τέταρτο κεφάλαιο, επιχειρούμε μια προσέγγιση στις τελευταίες τεχνολογικές εξελίξεις στον τομέα των επικοινωνιών. Θα φανεί πώς η μονάδα RF/IF του δέκτη μας μπορεί να αποτελέσει την βαθμίδα εισόδου των σύγχρονων δεκτών SDR (Software Defined Radio).

Θέλουμε να πιστεύουμε πως πετύχαμε σε μεγάλο βαθμό την επαρκή ανάλυση του δέκτη, τόσο σε θεωρητικό, όσο και σε πρακτικό επίπεδο. Ελπίζουμε το παραπάνω σύγγραμμα να αποτελέσει ένα επιπλέον βοήθημα πάνω στο θέμα των δεκτών αυτού του τύπου. Είμαστε βέβαιοι, πως ο παραπάνω δέκτης έχει και άλλες δυνατότητες, πέραν της λήψης των σταθμών. Για παράδειγμα, με κατάλληλες προσθήκες μπορούμε να φτιάξουμε έναν αναλυτή φάσματος (spectrum analyzer).

4. Νέες Τεχνολογίες στις Τηλεπικοινωνίες

4.1 Εισαγωγή

Έχοντας ολοκληρώσει την μελέτη του αναλογικού υπερετερώδυνου δέκτη, κρίνουμε σκόπιμο να παραθέσουμε λίγα λόγια για τις νέες ψηφιακές τεχνολογίες που ήδη εφαρμόζονται.

Η μετάβαση από τα αναλογικά στα ψηφιακά συστήματα επικοινωνιών αποτελεί τα τελευταία χρόνια την κύρια δραστηριότητα των ερευνητών. Πολλές χώρες έχουν ήδη μεταβεί στην εκπομπή επίγειου ψηφιακού ραδιοφώνου DAB (Digital Audio Broadcasting). Στο παρόν κεφάλαιο, θα επιχειρήσουμε μια σύγκριση μεταξύ του αναλογικού FM και του ψηφιακού DAB.

Ήδη, από την Παρασκευή 5 Ιανουαρίου 2018, ξεκίνησε η πρώτη εκπομπή του ψηφιακού ραδιοφώνου από την Ελληνική Ραδιοφωνία. Έγινε εκπομπή 7 ραδιοφωνικών προγραμμάτων της EPT στο κανάλι 12C της ψηφιακής ραδιοφωνικής μπάντας DAB+. Η εκπομπή έλαβε χώρα στις εγκαταστάσεις της EPT στον Υμηττό. Η λήψη ήταν δυνατή εντός του λεκανοπεδίου Αττικής με την χρήση ειδικών ψηφιακών δεκτών. Το DAB χρησιμοποιεί τις συχνότητες από 30 έως 300 MHz.

Η ιστορική εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών οφείλεται στην συνεχή ανάγκη για αύξηση της ταχύτητας, της αξιοπιστίας, της ποιότητας των παρεχόμενων υπηρεσιών (QoS), την μείωση του κόστους, αλλά και της άμεσης προσαρμογής των συστημάτων στις αλλαγές της τεχνολογίας. Στα συστήματα επικοινωνιών ευρυεκπομπής επιδιώκουμε την καλύτερη αξιοποίηση του εύρους ζώνης και ταυτόχρονα προσπαθούμε να διατηρήσουμε τον λόγο του SNR κάτω από τα ανώτατα όρια, που εγγυώνται την καλή ποιότητα της υπηρεσίας. Τα τελευταία χρόνια η μετάβαση προς τις ψηφιακές επικοινωνίες (άρα και το ραδιόφωνο) είναι γεγονός. Τούτο, οφείλεται στην τεράστια ανάπτυξη των ψηφιακών τεχνολογιών, αλλά και την ανάγκη για σύμπτυξη του εύρους ζώνης που παρέχεται σε δεδομένο αριθμό σταθμών εκπομπής.

Σε ότι αφορά την ραδιοφωνία, το ερώτημα είναι αν αξίζει το ψηφιακό ραδιόφωνο να αντικαταστήσει το υπάρχον αναλογικό. Για να απαντήσουμε στο ερώτημα αυτό, θα πρέπει κανείς να αξιολογήσει μια σειρά ποιοτικών μετρήσεων απόδοσης των δύο συστημάτων και να τις συσχετίσει με τις εκάστοτε προδιαγραφές. Αυτές είναι κυρίως το κόστος, η ποιότητα, η πολυπλοκότητα, η απαίτηση σε εύρος ζώνης και η καλή φασματική αξιοποίηση αυτού. Εξίσου σημαντικό είναι και η αντοχή του συστήματος στην επίδραση του θορύβου. Ήδη, αναφέραμε τον σηματοθορυβικό λόγο SNR (Signal to Noise Ratio), που είναι παράμετρος αξιολόγησης για το αναλογικό ραδιόφωνο (AM ή FM). Σε αντιστοιχία με το SNR, στο ψηφιακό ραδιόφωνο DAB/DAB+, το μέγεθος αξιολόγησης της επίδρασης του θορύβου είναι ο λόγος της ενέργειας ψηφίου ή συμβόλου προς την φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου (E_b/n_0 ή E_s/n_0). Η μέτρηση αυτή γίνεται στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης του ψηφιακού δέκτη.

Όσον αφορά τον προγραμματισμό του δικτύου κάλυψης (network planning), βασική παράμετρος είναι η ελάχιστη (threshold) ένταση πεδίου (minimum field strength) του ραδιοφωνικού σήματος που εξασφαλίζει καλή ακρόαση. Η τιμή αυτή έχει τυποποιηθεί διεθνώς για το FM και το DAB+.

Συνοπτικά, θα αναφέρουμε τους τέσσερις κύριους λόγους της υπεροχής της τεχνολογίας DAB έναντι του FM:

1. Το DAB είναι φασματικά αποδοτικότερο από το αναλογικό ραδιόφωνο FM. Έτσι, μπορεί να προσφέρει περισσότερες ραδιοφωνικές υπηρεσίες στο ίδιο εύρος ζώνης.
2. Το κόστος είναι οκτώ (8) φορές χαμηλότερο σε σχέση με το FM.
3. Το DAB είναι πιο ανθεκτικό στην επίδραση του θορύβου.
4. Τέλος, είναι πιο ανθεκτικό στο φαινόμενο της διάδοσης πολλαπλών διαδρομών (multipath interference).

Στην αρχική έκδοση DAB χρησιμοποιούνταν ο κωδικοποιητής ήχου MP2 (MPEG-1 Audio Layer II). Τον Φεβρουάριο του 2007 κυκλοφόρησε μια αναβαθμισμένη έκδοση του συστήματος με την ονομασία DAB+. Σε αυτήν, χρησιμοποιήθηκε ο κωδικοποιητής ήχου HE-AAC v2. Ο τυπικός αρχικός ρυθμός bitrate στα προγράμματα DAB ήταν μόνο 128 kbit/sec. Ως αποτέλεσμα, οι περισσότεροι ραδιοφωνικοί σταθμοί DAB είχαν χαμηλότερη ποιότητα ήχου από το αναλογικό FM! Επιπλέον, η αρχική ποιότητα λήψης ήταν κακή, ακόμα και στο κέντρο της περιοχής κάλυψης. Ο λόγος που συνέβαινε αυτό, είναι ότι η παλαιά έκδοση DAB ενσωμάτωνε αδύναμη κωδικοποίηση για την διόρθωση σφαλμάτων. Συνεπώς, όταν υπήρχαν πολλά σφάλματα, δεν μπορούσαν να διορθωθούν όλα και έτσι εμφανιζόταν ο ήχος "bubbling mud".

Τα προβλήματα αυτά ήρθε να καλύψει το DAB+. Αφενός, το bitrate αυξήθηκε στα 256 kbit/sec (υψηλής ποιότητας στερεοφωνικό σήμα) και αφετέρου, υιοθετήθηκε ο κωδικοποιητής ήχου HE-AAC, έκδοση 2 (AAC+). Παράλληλα, η κατάσταση βελτιώθηκε με χρήση ισχυρότερης κωδικοποίησης διόρθωσης σφαλμάτων. Το AAC+ είναι τρεις φορές περίπου πιο αποτελεσματικό από το απλό DAB. Αυτό σημαίνει, ότι οι ραδιοτηλεοπτικοί σταθμοί θα μπορούσαν πλέον να παρέχουν πολύ υψηλότερη ποιότητα ήχου. Επίσης, μπορούμε να έχουμε και πολύ περισσότερους σταθμούς στο ίδιο φάσμα.

4.2 Γενικά στοιχεία DAB/DAB+

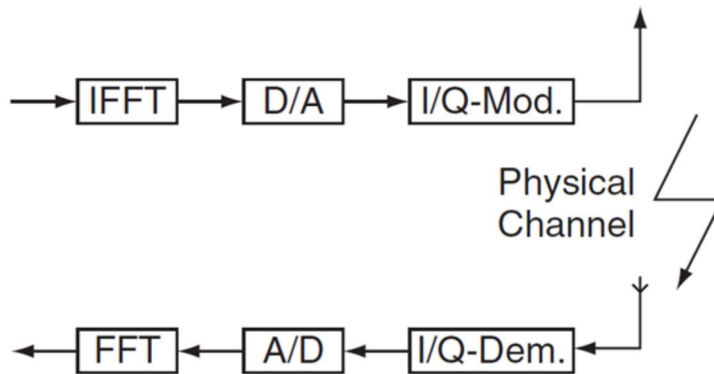
Η τεχνολογία DAB/DAB+, αναπτύχθηκε με κύριο στόχο την εξυπηρέτηση κινητών δεκτών (mobile reception). Στις κινητές επικοινωνίες εμφανίζονται προβλήματα λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης. Το ΗΜ κύμα υφίσταται σκίαση, περίθλαση και ανάκλαση. Μέχρι να φτάσει στην κεραία ακολουθεί διαφορετικές διαδρομές, δημιουργώντας τελικά μια ασυνάρτητη υπέρθεση πολλών σημάτων, λόγω των διαφορετικών χρόνων διαδρομής. Τούτο, οδηγεί με τη σειρά του σε παρεμβολή, που εξαρτάται από την συχνότητα, την τοποθεσία και την χρονική στιγμή. Το περιβάλλον μπορεί να αλλάξει μέσα σε milliseconds. Ο διάλογος χαρακτηρίζεται από χρονική διακύμανση (time variance) και συχνοτική επιλεκτικότητα (frequency selectivity).

Η χρονική διακύμανση του λαμβανόμενου σήματος είναι μια υπέρθεση πολλών διάσπαρτων και ανακλώμενων σημάτων από διαφορετικές κατευθύνσεις. Ως αποτέλεσμα έχουμε την διακύμανση του πλάτους και της φάσης του φέροντος. Αν η φάση του φέροντος μεταβάλλεται με υψηλό ρυθμό, προκαλείται σοβαρό πρόβλημα στην μετάδοση ενός ψηφιακά

διαμορφωμένου συμβόλου T_s .

Η επιλεκτικότητα της συχνότητας καθορίζεται από τους διαφορετικούς χρόνους ταξιδιού (travel times) των σημάτων. Στο κυψελωτό ραδιόφωνο, που είναι ένα σύστημα ευρυεκπομπής, διαφορές μερικών msec στον χρόνο είναι πιθανόν να δημιουργήσουν ηχώ έως και 100 msec σε μια λοφώδη ή ορεινή περιοχή. Εάν οι διαφορές στον χρόνο μετάδοσης είναι μεγαλύτερες από την διάρκεια του συμβόλου T_s , τότε διαταράσσεται η μετάδοση της πληροφορίας. Στην περίπτωση του DAB/DAB+ και όχι μόνο, τη λύση στο πρόβλημα προσφέρει η τεχνική του multicarrier modulation. Στο DAB, το πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής που οφείλεται σε μεγάλες ηχώ αντιμετωπίζεται μέσω της χρήσης της ορθογωνικής διαμόρφωσης πολλαπλών φορέων. Αυτή, είναι γνωστή και ως **OFDM**. Η κατάσταση βελτιώνεται περαιτέρω με την χρήση κωδικοποίησης διόρθωσης σφαλμάτων (ECC). Η βάση του OFDM είναι η διάσπαση της high-rate πληροφορίας σε K παράλληλες low-rate ροές δεδομένων. Κάθε ροή διαμορφώνεται ξεχωριστά με το δικό της sub-carrier. Αυτό συνεπάγεται αύξηση της διάρκειας του συμβόλου T_s κατά έναν συντελεστή K . Αν επιλέξουμε μεγάλη τιμή για το K , θα πετύχουμε μεγαλύτερη διάρκεια συμβόλου από αυτήν της ηχώ. Επομένως, το σύστημα αποκτά ανοσία στην διασυμβολική παρεμβολή.

Στο **σχήμα 4.1** φαίνεται το βασικό μπλοκ διάγραμμα πομπού και δέκτη ενός συστήματος DAB.



Σχήμα 4.1: Βασικό μπλοκ διάγραμμα συστήματος DAB
[πηγή: 11]

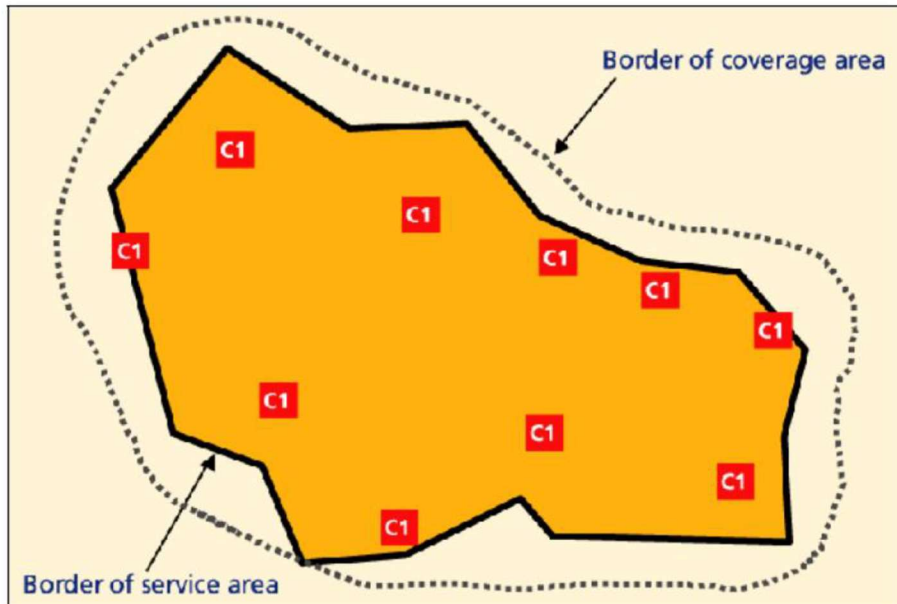
Όπως παρατηρούμε, στον πομπό αρχικά δημιουργείται το σήμα OFDM, μέσω του αλγορίθμου του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier IFFT (Inverse Fast Fourier Transform). Το σήμα OFDM $s(t)$ είναι ένα σύνθετο σήμα από σειρές Fourier και ορίζεται ως:

$$s(t) = \sum_{k=-K/2}^{K/2} z_k \cdot e^{j2\pi kt/T} \quad [4.1]$$

Οι σύνθετοι συντελεστές Fourier z_k φέρουν τις ψηφιακά κωδικοποιημένες πληροφορίες (σύμβολα). Κάθε σύνθετο σύμβολο z_k διαμορφώνει ένα κύμα φέροντος με συχνότητα k/T ($k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm K/2$). Κατόπιν, το σήμα $s(t)$ ως σύνθετο σήμα βασικής ζώνης, μετατρέπεται σε σήμα RF. Την δουλειά αυτή αναλαμβάνει ένας quadrature modulator, αφού προηγουμένως το σήμα γίνει από αναλογικό σε ψηφιακό. Στην πλευρά του δέκτη, εκτελείται η αντίστροφη διαδικασία. Μέσω FFT ανάλυσης Fourier, το downconverted σύνθετο σήμα βασικής ζώνης παράγει τα σύνθετα σύμβολα:

$$z_k = \frac{1}{T} \int_0^T e^{-j2\pi kt/T} s(t) dt. \quad [4.2]$$

Για κάθε τρόπο μετάδοσης στο DAB ορίζεται και ένα πλαίσιο (frame) στο επίπεδο του φυσικού σήματος, ως μια περιοδική επαναλαμβανόμενη δομή των συμβόλων OFDM. Το DAB χαρακτηρίζεται ως δίκτυο ενιαίας/μονής συχνότητας SFN (Single Frequency Network). Στο δίκτυο SFN εφαρμόζονται κατανεμημένες εκπομπές. Συνεπώς, για την κάλυψη γίνεται χρήση πολλών πομπών. Όλοι οι πομποί λειτουργούν στην ίδια συχνότητα, φέροντας τα ίδια προγράμματα. Τα παραπάνω φαίνονται και στο **σχήμα 4.2**.

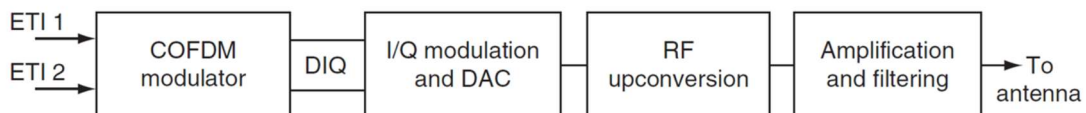


Σχήμα 4.2: Παράδειγμα δικτύου SFN

[πηγή: <https://www.researchgate.net/figure/Single-Frequency-Network-Architecture>]

4.3 Ο πομπός T-DAB

Στο **σχήμα 4.3** φαίνεται πιο αναλυτικά το μπλοκ διάγραμμα ενός πομπού DAB.



Σχήμα 4.3: Μπλοκ διάγραμμα πομπού DAB

[πηγή: 11]

Όπως παρατηρούμε, το σήμα εξόδου από τον πολυπλέκτη συνόλου ψηφιακών ‘πακέτων’ ETI (multiplexer ensemble) εισέρχεται στην είσοδο του πομπού, μέσω απομονωτή (buffer). Ακολουθεί η κωδικοποίηση OFDM για την παραγωγή του σήματος βασικής ζώνης. Αφού μετατραπεί από ψηφιακό σε αναλογικό σήμα (D/A), είναι έτοιμο προς μετάλλαξη στην άνω επιθυμητή τελική ραδιοσυχνότητα εκπομπής. Η μονάδα διαμόρφωσης COFDM είναι αρκετά πολύπλοκη και επιτελεί πλήθος λειτουργιών. Η έξοδος του διαμορφωτή είναι ένα σήμα βασικής ζώνης DIQ (Digital In-phase and Quadrature) σύμφωνα με το πρότυπο EN 300798. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, το COFDM είναι ένα multicarrier σύστημα. Η ενίσχυση του τελικού σταδίου πριν την κεραία προκαλεί μια σημαντική παραμόρφωση στο σήμα, λόγω της μη γραμμικότητας των ενισχυτών. Αυτό με την σειρά του, επιφέρει φαινόμενα ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation) μεταξύ των carriers, γεγονός που δημιουργεί προϊόντα υψηλής συχνότητας (RF products). Αυτός είναι και λόγος χρήσης φίλτρων στο τελικό στάδιο, ώστε να περιοριστεί η δράση των ανεπιθύμητων προϊόντων RF.

4.4 Παράγοντες που επηρεάζουν τη διάδοση του T-DAB

Ο διάυλος διάδοσης προκαλεί, όπως και στις αναλογικές επικοινωνίες, αφενός εξασθένηση λόγω σκίασης από κτίρια, δέντρα κ.α. Αφετέρου, εισάγει το φαινόμενο των ‘πολυδιαδρομικών διαλείψεων’ (multipath fading) λόγω κατοπτρικών ανακλάσεων και σκέδασης από το έδαφος και τα κοντινά εμπόδια, όπως δέντρα, κτίρια, κ.α. Η εξασθένηση που προκαλείται στο σήμα που φτάνει στην κεραία του δέκτη, λόγω των παραπάνω, εξαρτάται από την συχνότητα λειτουργίας, το ύψος της κεραίας λήψης και το είδος του περιβάλλοντος στο οποίο λειτουργεί ο δέκτης (ανοιχτό, αγροτικό, δασικό, ορεινό, προστασιακό ή πυκνοαστικό). Για την αντιμετώπιση του multipath fading αναπτύχθηκαν τέσσερις διαφορετικές λειτουργίες μετάδοσης (mode I, II, III, IV).

Για τον χαρακτηρισμό της ευαισθησίας της διακύμανσης του λαμβανόμενου σήματος, συναρτήσε του εύρους ζώνης καναλιού, έγιναν αρκετές μετρήσεις στο πεδίο. Αποτέλεσμα αυτού, ήταν η επιλογή εύρους ζώνης 1,5 MHz για το σύστημα DAB.

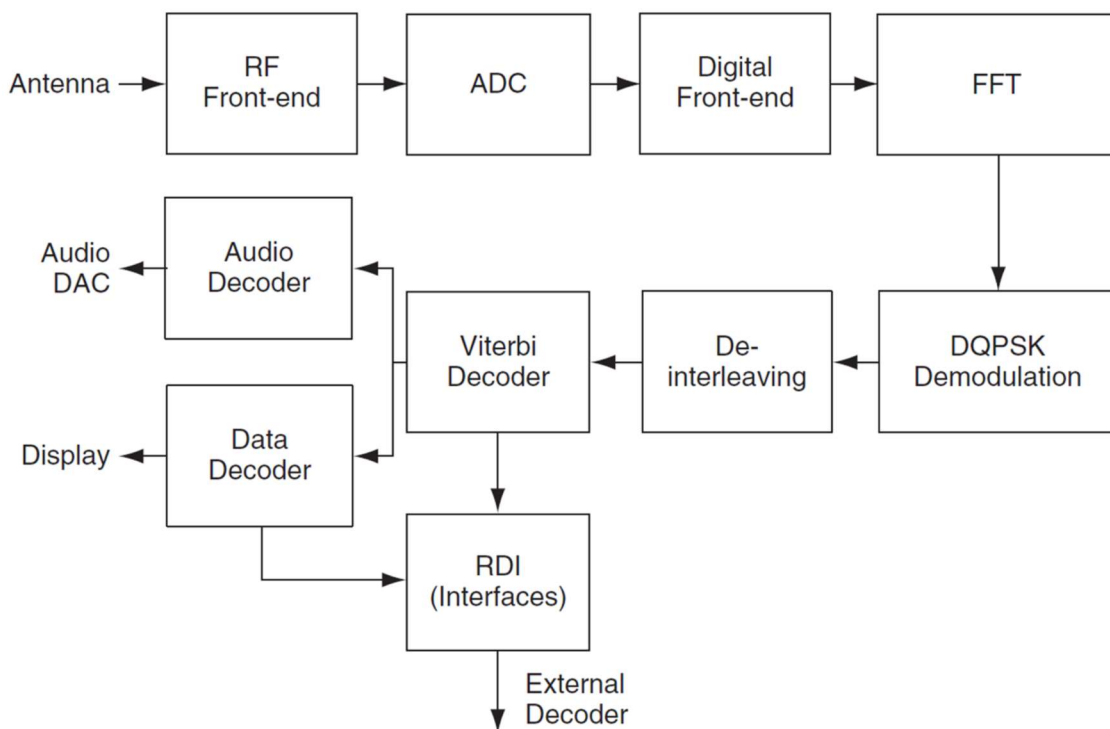
4.5 Ο δέκτης T-DAB

Οι δέκτες DAB, σε σχέση με τους αντίστοιχους δέκτες AM/FM, μεταδίδουν στην ίδια συχνότητα προγράμματα ήχου και δεδομένα. Ο παράγοντας της υπολογιστικής ισχύος των συστημάτων DAB είναι εξίσου σημαντικός. Για το λόγο αυτό σχεδιάστηκαν ειδικά highly integrated chip-sets που καλύπτουν τόσο το αναλογικό, όσο και το ψηφιακό μέρος του συστήματος. Τα chip-sets είναι τα δομικά στοιχεία των δεκτών DAB, αποτελώντας την βάση για οικονομικά αποδοτικές (cost-effective) υλοποιήσεις.

Υπάρχουν πέντε (5) βασικοί τύποι δεκτών DAB που μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ως εξής:

- Οικιακοί δέκτες που περιλαμβάνουν Hi-Fi tuners, φορητά στερεοφωνικά συστήματα (boomboxes) κ.α.,
- Κινητοί δέκτες, όπως τα ραδιόφωνα αυτοκινήτου (head units),
- Φορητοί δέκτες και κινητά τηλέφωνα που ενσωματώνουν DAB/DMB,
- Δέκτες βασισμένοι σε ηλεκτρονικούς υπολογιστές και
- Δέκτες-monitor για την παρακολούθηση του ίδιου του δικτύου.

Ένα ακόμα βασικό στοιχείο, που γίνεται πλέον φανερό, είναι ότι όλο και περισσότερα χαρακτηριστικά της ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων υλοποιούνται από το λογισμικό. Συνεπώς, απαιτούνται προηγμένες δυνατότητες σε software engineering. Προστίθεται λοιπόν, άλλη μία βασική διαφορά μεταξύ DAB και FM. Στο **σχήμα 4.4** φαίνεται το δομικό διάγραμμα ενός δέκτη T-DAB.



Σχήμα 4.4: Δομικό διάγραμμα δέκτη T-DAB

[πηγή: 11]

Το λαμβανόμενο σήμα υφίσταται αρχικά μεταλλαγή συχνότητας στην βαθμίδα RF (RF front-end), για την παραγωγή της IF. Η βαθμίδα RF front-end είναι κοινή και στις δύο τεχνολογίες. Επιπλέον, και στους δέκτες DAB, είναι απαραίτητος ο προσεκτικός σχεδιασμός του κυκλώματος AGC (Automatic Gain Control) της RF front-end. Κατόπιν, η IF μετατρέπεται σε ψηφιακό σήμα από τον A/D μετατροπέα (ADC) και επεξεργάζεται περαιτέρω στην ψηφιακή βαθμίδα (Digital front-end). Το προκύπτον σύνθετο ψηφιακό σήμα βασικής ζώνης αποδιαμορφώνεται κατά OFDM, με την εφαρμογή ενός ευθύ μετασχηματισμού FFT. Κάθε φέρουσα αποδιαμορφώνεται ξεχωριστά (DQPSK Demodulation) και στη συνέχεια οδηγείται για de-interleaving σε χρόνο και συχνότητα. Έπειτα, το σήμα αποκωδικοποιείται από την

βαθμίδα Viterbi, αξιοποιώντας τον πλεονασμό που προστίθεται στην πλευρά του πομπού για την ελαχιστοποίηση του υπολειπόμενου σφάλματος (residual error). Στην φάση αυτή, το σήμα ενσωματώνει υπηρεσίες ήχου, δεδομένων και πληροφορίες FIC που είναι διαθέσιμα για περαιτέρω επεξεργασία. Το επιλεγμένο sub-channel του ήχου αποκωδικοποιείται από τον αποκωδικοποιητή ήχου. Παράλληλα, μέσω της διεπαφής δεδομένων δέκτη RDI (Receiver Data Interface), η ροή δεδομένων μπορεί να μεταφερθεί και σε εξωτερικό αποκωδικοποιητή.

4.6 Αποκωδικοποίηση ήχου στο DAB+

Είδαμε στην εισαγωγή ότι υπάρχουν δύο εκδόσεις σχημάτων κωδικοποίησης ήχου για το DAB. Αυτές είναι το MPEG-1, το MPEG-2 Layer II και το νεότερο MPEG 4 HEAAC v2 (IS 14496). Ο δέκτης γνωρίζει το τρέχον χρησιμοποιούμενο σχήμα κωδικοποίησης ήχου, αποκωδικοποιώντας το σήμα FIC. Το σχήμα καθορίζει την διαδικασία για την εξαγωγή των πλαισίων ήχου από τα bit-streams των υπό-καναλιών στον δέκτη. Ο δέκτης πρέπει να συλλέξει πέντε διαδοχικά DAB λογικά πλαίσια για να προχωρήσει στην διαδικασία de-interleaving.

4.7 Παράμετροι ραδιοκάλυψης του DAB+

Κατά τον σχεδιασμό ενός δικτύου (network planning) μετάδοσης, μια βασική παράμετρος είναι η πρόβλεψη της αναμενόμενης κάλυψης. Εάν η πρόβλεψη της κάλυψης για μια περιοχή υπερβαίνει την πιθανότητα ελάχιστης κάλυψης, που έχει υπολογιστεί ως στόχος (coverage target), τότε η τοποθεσία θεωρείται ότι καλύπτεται. Για την αξιολόγηση της πιθανότητας κάλυψης σε ένα σύστημα OFDM (όπως το DAB) απαιτούνται σύνθετες στατιστικές μέθοδοι αθροιστικής μέτρησης του σήματος (signal summation). Τούτο οφείλεται στο γεγονός, ότι το λαμβανόμενο σήμα αποτελείται από τα επιμέρους σήματα των πομπών DAB SFN, που αθροίζονται στην ενεργή επιθυμητή ισχύ του σήματος. Από μαθηματικής απόψεως, η εργασία αυτή συνίσταται στην άθροιση και τον συνδυασμό των log-normal κατανομημένων στατιστικών μεταβλητών. Η σχεδίαση κάλυψης των δικτύων DAB βασίζεται στις ντετερμινιστικές μεθόδους πρόβλεψης της έντασης πεδίου (field strength). Στις μεθόδους αυτές, χρησιμοποιούνται τοπογραφικά και μορφογραφικά δεδομένα του εδάφους. Διεθνώς, έχει θεσπιστεί μία αποδεκτή μέθοδος από την ITU-R που περιγράφεται από την Rec. P.1812.

Παραδοσιακά, η κάλυψη των αναλογικών συστημάτων εκπομπής βασίζονταν στην υπόθεση της χρήσης σταθερών κεραιών (fixed antennas) στο ύψος της οροφής (roof height). Ως ύψος λαμβάνονταν τα δέκα μέτρα (10m) πάνω από το επίπεδο του εδάφους (Above Ground Level - AGL). Σαφέστατα, στην περίπτωση του DAB, η θεώρηση αυτή δεν είναι έγκυρη. Να θυμίσουμε ότι το DAB χρησιμοποιείται κυρίως σε κινητό ή/και φορητό περιβάλλον. Συνεπώς, η κεραία λήψης είναι ενσωματωμένη στον δέκτη ή βρίσκεται πολύ κοντά του. Άρα, η λήψη θεωρείται ότι βρίσκεται σε ύψος 1.5 m AGL.

Διακρίνουμε δύο βασικά είδη (classes) λήψης:

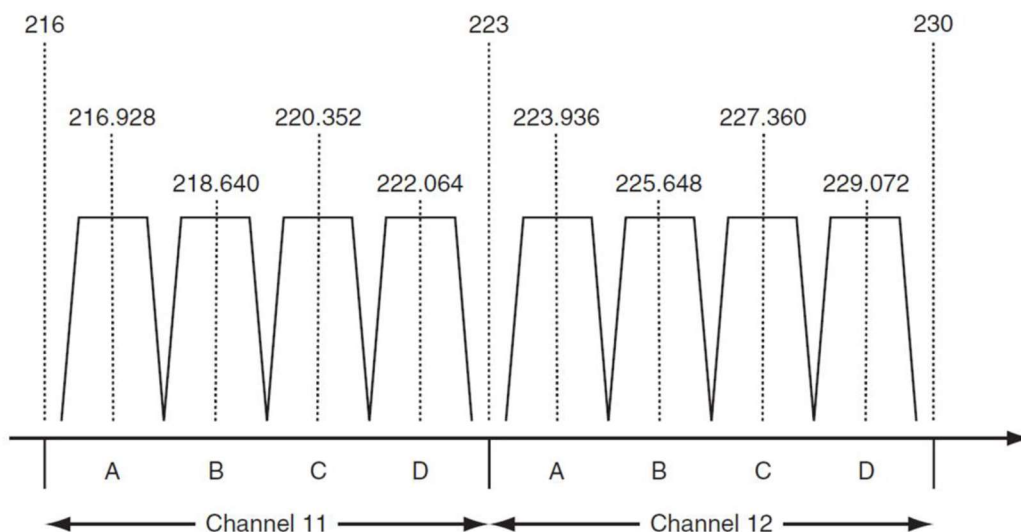
1. **Portable Indoor (PI):** Περιέχει τους εσωτερικούς χώρους με χρήση hand-held συσκευών, εξωτερικής ή ενσωματωμένης (integrated) κεραίας, σε ύψος πάνω από 1.5 m AGL
2. **Portable/Mobile Outdoor (PO/MO):** Εδώ, για παράδειγμα έχουμε τους δέκτες αυτοκινήτου και τους φορητούς δέκτες εντός οχήματος, με εξωτερική ή ενσωματωμένη (τυπωμένου κυκλώματος) κεραία σε ύψος 1.5 m AGL.

Για την επίτευξη 99% κάλυψης για 1,5 m AGL ορίζεται η ελάχιστη μέση ένταση πεδίου (minimum median equivalent field strength), που απαιτείται σε 10 m AGL για το 50% του χρόνου και το 50% των τοποθεσιών. Στην σύσταση ITU 1660-7 αναφέρεται ο αλγόριθμος για τον υπολογισμό του minimum median field strength. Στο κανονιστικό πλαίσιο **RRC06** (2006)/**Tech 3317** υπάρχει το σχετικό υλικό για την προστασία γειτονικών καναλιών (adjacent channel protection ratio) και της προστασίας μεταξύ των υπηρεσιών DAB/DMB. Ως γενικό κανόνα, πρέπει η απόσταση μεταξύ γειτονικών πομπών να μην είναι μεγαλύτερη από την απόσταση που καθορίζεται από το διάστημα προστασίας του επιλεγμένου τρόπου λειτουργίας. Προκειμένου να αξιολογήσουμε την πραγματική κάλυψη ενός δικτύου DAB, θα πρέπει να γίνουν μετρήσεις στο πεδίο, των παρακάτω κύριων παραμέτρων:

- **Field Strength:** Αυτή η παράμετρος δείχνει αν υπάρχει κάλυψη σήματος σε αυτήν την περιοχή του SFN.
- **Channel Impulse Response:** Η απόκριση παλμού καναλιού δείχνει, στο πεδίο του χρόνου, τις διαφορετικές συμβολές του σήματος στην είσοδο του δέκτη. Έτσι, μπορούμε να γνωρίζουμε αν το διάστημα προστασίας παραβιάζεται ή όχι.
- **Transmit Frequency:** Όλοι οι πομποί του DAB/SFN πρέπει να λειτουργούν ακριβώς στην ίδια συχνότητα.
- **Bit Error Ratio (BER):** Είναι η ένδειξη της ποιότητας του δικτύου. Μεγάλες τιμές στο BER προκαλούνται συνήθως από ανεπαρκή ένταση πεδίου ή σφάλματα συγχρονισμού στον χρόνο ή/και στην συχνότητα.

4.8 Διαχείριση συχνοτήτων

Προκειμένου να οριστεί ένα ραδιοτηλεοπτικό σύστημα επικοινωνίας, είναι απαραίτητη η θέσπιση μιας διεθνούς συμφωνίας για τις ζώνες συχνοτήτων και τον ορισμό των καναλιών μετάδοσης (channel raster). Στο DAB έχουμε δύο ζώνες συχνοτήτων. Αυτές είναι η **Band III** (174~240 MHz) και η **L-Band** (1452~1492 MHz). Το φάσμα καταλαμβάνεται από ένα σύνολο (ensemble), επικεντρωμένο σε μια συγκεκριμένη συχνότητα που καλείται «μπλοκ». Στην Band III φιλοξενούνται τέσσερα σύνολα DAB εντός ενός τηλεοπτικού καναλιού 7 MHz. Στο **σχήμα 4.5** απεικονίζονται σχηματικά τα κανάλια 11 και 12. Στα τέσσερα μπλοκ του κάθε καναλιού αποδίδονται τα γράμματα από το A έως το D.



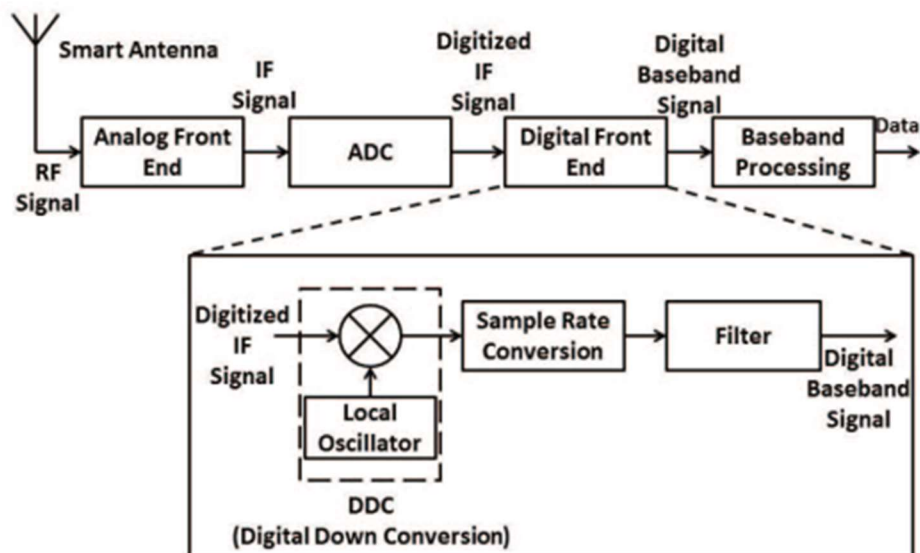
Σχήμα 4.5: Παράδειγμα DAB block για τα κανάλια 11 και 12
[πηγή: 11]

Η κατανομή των frequency block σε διαφορετικές γεωγραφικές περιοχές γίνεται με κύριο στόχο την εξασφάλιση της φασματικής ή/και χωρικής αποσύνδεσης (decoupling) των μεταδόσεων. Η απαίτηση αυτή καλύπτεται, ορίζοντας μια μέγιστη επιτρεπόμενη ένταση πεδίου παρεμβολής (maximum interfering field strength) στα σύνορα μιας γειτονικής περιοχής εξυπηρέτησης, που εκπέμπει στην ίδια συχνότητα. Φυσικά, για την μελέτη της κάλυψης ενός δικτύου υπάρχουν διαθέσιμα ‘πακέτα’ λογισμικού. Για παράδειγμα, το ICS Telecom δίνει την δυνατότητα της προσομοίωσης της κάλυψης που παρέχεται από ένα δίκτυο, με βάση κάποιο μοντέλο διάδοσης. [11]

4.9 SDR

Το SDR (Software Defined Radio) είναι ουσιαστικά ένα προγραμματίσιμο radio, του οποίου η λειτουργία καθορίζεται από το λογισμικό. Ένας διαφορετικός ορισμός θα ήταν ο χαρακτηρισμός του SDR ως ένα Radio Front-End, με ικανότητα λήψης πολύ μεγάλου εύρους RF σημάτων. Σε ένα σύστημα ραδιοεπικοινωνίας SDR, οι βαθμίδες που παραδοσιακά κατασκευάζονταν από ηλεκτρονικά κυκλώματα (π.χ. μίκτες, φίλτρα, ενισχυτές RF/IF, διαμορφωτές/αποδιαμορφωτές, ανιχνευτές κ.λπ.), υλοποιούνται πλέον μέσω λογισμικού σε προσωπικό υπολογιστή ή ενσωματωμένο σύστημα. Το βασικό μπλοκ διάγραμμα ενός δέκτη SDR φαίνεται στο **σχήμα 4.6**.

Όπως παρατηρούμε, μετά την κεραία λήψης έχουμε την βαθμίδα που μετατρέπει την υψηλή συχνότητα RF στην ενδιάμεση συχνότητα IF. Αυτή η λειτουργία είναι κοινή και στα αναλογικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Όπως είχαμε δει, είναι η διαδικασία της ετεροδύωσης. Συνεπώς, η βαθμίδα **analog RF front-end** είναι κοινή βαθμίδα και στις δύο τεχνολογίες.



Σχήμα 4.6: Δομικό διάγραμμα δέκτη SDR
[πηγή: <https://www.researchgate.net>]

Κατόπιν, το αναλογικό σήμα IF ψηφιοποιείται μέσω του μετατροπέα ADC και τα δείγματα τροφοδοτούν στην συνέχεια τον ψηφιακό κάτω μετατροπέα DDC (Digital Down Conversion). Ο DDC (Digital Front End) παρέχει το ψηφιακό σήμα βασικής ζώνης (συνιστώσες I-Q), που εισάγεται τελικά στην μονάδα ψηφιακής επεξεργασίας DSP (Baseband Processing) για την εξαγωγή της πληροφορίας (audio, video, data). Αξίζει να παρατηρήσουμε, ότι στην μονάδα DDC έχουμε και δεύτερη μίξη (ψηφιακή) που μέσω ενός φίλτρου FIR (Finite Impulse Response), προκύπτει το σήμα βασικής ζώνης. Η χρήση του φίλτρου FIR είναι για τον περιορισμό του φάσματος, καθώς λειτουργεί ως ένα ‘σκληρό’ φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων (low-pass filter). Ο DDC αποτελείται από ψηφιακές υπομονάδες, όπως: multipliers, adders και shift-registers. Επιπλέον, στην DDC παρατηρούμε την ύπαρξη της υπο-βαθμίδας SRC (Sample Rate Conversion). Η μεταβολή του ρυθμού δειγματοληψίας είναι απαραίτητη, ώστε να υπάρχει συγχρονισμός μεταξύ του digital front end και της επόμενης βαθμίδας. Η μονάδα DSP αποτελεί την ‘καρδιά’ ενός συστήματος SDR. Στην μονάδα αυτή επιτελούνται οι παρακάτω λειτουργίες:

- επεξεργασία σήματος,
- διαμόρφωση / αποδιαμόρφωση,
- συγχρονισμός μεταξύ των υπο-μονάδων και
- κωδικοποίηση και αποκωδικοποίηση του σήματος βασικής ζώνης.

Για το σκοπό αυτό, ενσωματώνουν αλγόριθμους ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, εκτελώντας πολύπλοκους μαθηματικούς υπολογισμούς με υψηλή απόδοση. Υποστηρίζουν υψηλού επιπέδου γλώσσες προγραμματισμού, όπως η C / C++, η SystemC και το MatLab, προσφέροντας έτσι μεγάλη ευελιξία. [13]

Κλείνοντας την εργασία, αξίζει να προσθέσουμε την δυνατότητα ανάπτυξης παράλληλου συστήματος SDR επί της κατασκευής μας. Αρκεί να λάβουμε το σήμα της 1^{ης} IF από την έξοδο του φίλτρου FL3 του δέκτη και να το εισάγουμε στην είσοδο του ADC του σχήματος 4.6.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. «Συστήματα Επικοινωνίας», Simon Haykin, Michael Moher, 5^η έκδοση
2. «Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα », Γεώργιος Κ. Καραγιαννίδης, Κοραλία Ν. Πάππη, 3^η έκδοση
3. Elektor magazine, English version, May 1993
4. NXP Semiconductors, SA605 Product data sheet, Rev. 5, 14 November 2014
5. «Reviewing key areas when designing with the SA605», NXP Semiconductors, Application note AN1994, Rev. 2, 7 August 2014
6. Philips Semiconductors, TDA7052 Product specification, July 1994
7. «Phaselock Techniques», Floyd M. Gardner, California, April 1979
8. «Phase-Locked Loop (PLL) Fundamentals», Ian Collins, Analog Dialogue 52-07, July 2018
9. «Phase-Locked Loop Design Fundamentals», Garth Nash, Freescale Semiconductor, AN535, Rev. 1.0, February 2006
10. «PHASE-LOCKED LOOP DATA BOOK», MOTOROLA Semiconductor Products Inc., Second Edition, August 1973
11. «Μελέτη εισαγωγής επίγειου ψηφιακού ραδιοφώνου DAB+ στην Ελλάδα», Διπλωματική Εργασία Αναστάσιος Γιαννόπουλος, Επιβλέπων: Χρήστος Καψάλης, Καθηγητής Ε.Μ.Π., Αθήνα, Μάρτιος 2018
12. «The ARRL Handbook», 2016 edition
13. «Software Defined Radio: Operation, Challenges and Possible Solutions», Devarpita Sinha, Anish Kumar Verma, Sanjay Kumar, ResearchGate, Conference Paper, January 2016