



**ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ**  
**ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ**  
**ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**  
**ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ**  
**ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ**

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ**  
**ΔΕΚΤΗ ΕΥΡΕΙΑΣ ΛΗΨΕΩΣ**  
**ΣΤΗ ΖΩΝΗ VHF-UHF**  
**ΜΕ ΧΡΗΣΗ PLL**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**του ΕΡΡΙΚΟΥ Α. ΣΑΡΑΚΑΣΙΔΗ**

**Επιβλέπων:** ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ Δ. ΠΑΝΑΓΟΠΟΥΛΟΣ  
ΑΝΑΠΛΗΡΩΤΗΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2019





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ  
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ  
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ  
ΔΕΚΤΗ ΕΥΡΕΙΑΣ ΛΗΨΕΩΣ  
ΣΤΗ ΖΩΝΗ VHF-UHF  
ΜΕ ΧΡΗΣΗ PLL**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του ΕΡΡΙΚΟΥ Α. ΣΑΡΑΚΑΣΙΔΗ

**Επιβλέπων:** ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ Δ. ΠΑΝΑΓΟΠΟΥΛΟΣ  
ΑΝΑΠΛΗΡΩΤΗΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 16/09/2019

.....  
Α. Δ. Παναγόπουλος  
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Π. Κωττής  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Γ. Φικιώρης  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.



.....  
Σαρακασίδης Ερρίκος

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Ηλεκτρονικών Ε.Μ.Π.

Copyright © Σαρακασίδης Ερρίκος, 2019.

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 Μετσόβιου Πολυτεχνείου.



## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής, είναι η σχεδίαση και κατασκευή ενός αναλογικού τηλεπικοινωνιακού δέκτη ευρείας λήψεως, στις ζώνες VHF-UHF. Ο δέκτης έχει την ικανότητα να συντονίζει σε ένα φασματικό εύρος από 47 έως 860 MHz. Επιπλέον ενσωματώνει AM και FM αποδιαμόρφωση.

Πιο συγκεκριμένα, στο πλαίσιο της παρούσας διπλωματικής παρουσιάζεται αρχικά η γενική θεωρία που διέπει έναν αναλογικό δέκτη AM/FM.

Στη συνέχεια, γίνεται η θεωρητική μελέτη και σχεδίαση του δέκτη. Όπου κρίνεται αναγκαίο, γίνονται και πειραματικές μετρήσεις με τη βοήθεια εργαστηριακών οργάνων.

Στο τελευταίο κεφάλαιο, αναφέρονται οι βασικές αρχές των ψηφιακών δεκτών DAB, ως μια γενική εισαγωγή για τους δέκτες του μέλλοντος.

Τέλος, στο παράρτημα, δίνονται τα τεχνικά χαρακτηριστικά (datasheets) των κύριων εξαρτημάτων που χρησιμοποιήθηκαν στη παρούσα σχεδίαση.

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

## ABSTRACT

The objective of this diploma thesis is the design and the construction of a broadband range analog communication receiver in VHF/UHF band. Receiver is capable of tuning in 47 to 860 MHz frequency range. Furthermore, it is equipped with AM/FM demodulation.

More specifically, in this thesis, we present the basic theory that rules all the analog AM/FM, VHF/UHF receivers.

Moreover, in the next chapters, we analyze and design the receiver. Wherever it is necessary, we supply the laboratory measurements in specific points, with the contribution of hi-tech equipment.

In the last chapter, we deal with the main principles of the digital audio broadcasting receivers (DAB). These principles are an introduction to the theory of the next generation receivers.

Finally, in the appendix, we give the datasheets of the most important electronic parts, we used in that design.

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



## **ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ**

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα Αναπληρωτή Καθηγητή ΕΜΠ κ. Αθανάσιο Δ. Παναγόπουλο για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε, αναθέτοντάς μου αυτή τη διπλωματική εργασία και την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ίσως τις βασικότερες αρχές του κόσμου των τηλεπικοινωνιών.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, για την προσφορά χρήσιμων γνώσεων για την επαγγελματική μου σταδιοδρομία και εξέλιξη.

Σαρακασίδης Ερρίκος

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2019



## Περιεχόμενα

1. Βασικές Αρχές Δεκτών.....	17
1.1 Δέκτης AM/FM.....	17
1.2 Γενικό Διάγραμμα Δέκτη AM .....	22
1.3 Γενικό Διάγραμμα Δέκτη FM .....	24
1.4 Ποιοτικά Χαρακτηριστικά των Δεκτών.....	26
2. Σχεδίαση Δέκτη – Τμήμα Υψηλής Συχνότητας .....	28
2.1 Εισαγωγή.....	28
2.2 Γενικό διάγραμμα .....	30
2.3 Υψηλή συχνότητα.....	32
2.4 Ενδιάμεση συχνότητα και αποδιαμόρφωση .....	33
2.5 Ενισχυτής ακουστικής συχνότητας (AF).....	37
2.6 Κύκλωμα φίμωσης (squelch) και s-meter .....	37
2.7 Κύκλωμα τροφοδοσίας .....	38
2.8 Κατασκευή του δέκτη .....	39
3. Σχεδίαση του Κυκλώματος PLL.....	52
3.1 Γενικά.....	52
3.2 Σύντομη ιστορική αναδρομή .....	52
3.3 Περιγραφή της βασικής λειτουργίας.....	53
3.4 Μαθηματική ανάλυση.....	54
3.5 Φίλτρο βρόγχου .....	56
3.6 PLL πρώτης τάξεως .....	58
3.7 PLL δευτέρας τάξεως.....	58
3.8 Συντονισμός στο PLL δευτέρας τάξεως .....	61
3.9 Εύρος ζώνης.....	61
3.10 Χαρακτηριστικοί χρόνοι στη συμπεριφορά του PLL .....	62
3.11 Βασικές παράμετροι του PLL.....	63
3.12 Συμπεριφορά του βρόγχου σε μεταβολές της συχνότητας .....	64
3.13 Ο ταλαντωτής VCO .....	65
3.14 Συγκριτής φάσεως.....	67
3.15 Σχεδίαση του κυκλώματος σύνθεσης συχνοτήτων (PLL) .....	72
3.16 Ανάλυση του κυκλώματος .....	74
3.17 Επίλογος – μελλοντικές επεκτάσεις.....	78
4. Νέες Τεχνολογίες στις Τηλεπικοινωνίες .....	81
4.1 Εισαγωγή.....	81

4.3	Ο πομπός T-DAB.....	86
4.4	Παράγοντες που επηρεάζουν τη διάδοση του T-DAB .....	87
4.5	Ο δέκτης T-DAB.....	87
4.6	Αποκωδικοποίηση ήχου στο DAB+ .....	90
4.7	Παράμετροι ραδιοκάλυψης του DAB+ .....	91
4.8	Διαχείριση συχνοτήτων.....	93
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α.....	95
	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ .....	98





## Εισαγωγή

Η διπλωματική αυτή εργασία, είναι αφιερωμένη στην μελέτη, σχεδίαση και κατασκευή ενός ολοκληρωμένου συστήματος δέκτη ευρείας λήψεως με δυνατότητα αποδιαμόρφωσης AM/FM και χρήση PLL.

Έχοντας επιλέξει ως κύριες ροές τις ‘Η’ και ‘Τ’, ‘κουβαλώνοντας’ την αγάπη για τις αεροπορικές επικοινωνίες (ATC) και ως εργαζόμενος στην υπηρεσία πολιτικής αεροπορίας (ειδικότητα: HCAA/ATSEP), θεωρώ ότι με αυτήν τη διπλωματική αποτυπώνονται τόσο οι γνώσεις που απέκτησα κατά τη διάρκεια των σπουδών μου, όσο και το ‘μεράκι’ για την ηλεκτρονική και τις επικοινωνίες!

Σκοπός της Διπλωματικής Εργασίας είναι η κατασκευή ενός πανδέκτη, που να ‘ακούει’ όλο το αναλογικό φάσμα στη ζώνη VHF-UHF και θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί μελλοντικά και ως εκπαιδευτικό εργαλείο! Στο εμπόριο οι δέκτες αυτοί, είναι γνωστοί ως: σαρωτές (scanners). Οι προσδοκίες μας όμως δεν σταματούν εκεί. Σκεφτήκαμε πως ένας τέτοιος δέκτης μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως το βασικό κύκλωμα για έναν αναλυτή φάσματος μέχρι τον ένα γιγάκυκλο περίπου. Έτσι ξεκινήσαμε να σχεδιάσουμε ένα δέκτη που να αποτελεί τη βάση για ένα πλήθος μελλοντικών εφαρμογών.

Έχει δοθεί βαρύτητα τόσο στην υψηλή πιστότητα της κατασκευής, όσο και στο κατά το δυνατόν, απλούστερη σχεδίαση.

Για τους λόγους αυτούς κρίθηκε σκόπιμη η χρησιμοποίηση:

- ενός ολοκληρωμένου συντονιστή (Tuner) για το τμήμα της υψηλής συχνότητας,
- ενός ολοκληρωμένου για την αποδιαμόρφωση AM/FM,
- ενός ολοκληρωμένου για την υλοποίηση του κυκλώματος κλειδώματος φάσης (PLL) και
- ενός ολοκληρωμένου για την ενίσχυση των ακουστικών συχνοτήτων και την οδήγηση του ενσωματωμένου μεγαφώνου.

Το παρών εγχειρίδιο φιλοδοξεί να παρέχει στον αναγνώστη τις απαιτούμενες πληροφορίες για την πληρέστερη κατανόηση της λειτουργίας, τον χειρισμό, αλλά και την υλοποίηση της κατασκευής αυτής.

Στο **πρώτο κεφάλαιο**, γίνεται αναφορά στην θεωρία γύρω από το τί είναι δέκτης, αλλά και στα είδη των διαμορφώσεων, ώστε ο αναγνώστης να έχει μια πρώτη επαφή με αυτό που λέγεται υψηλή συχνότητα.

Στο **δεύτερο κεφάλαιο** γίνεται η λεπτομερής ανάλυση του δέκτη. Ξεκινάμε από το γενικό διάγραμμα, για να καταλήξουμε στο θεωρητικό κύκλωμα.

Η ανάλυση του δέκτη συνεχίζεται και στο **τρίτο κεφάλαιο** με την μελέτη και σχεδίαση του κυκλώματος κλειδωμένης φάσης (PLL). Προτιμήσαμε να αναλύσουμε σε ξεχωριστό κεφάλαιο το κύκλωμα της σύνθεσης συχνότητας, μιας που το κύκλωμα αυτό αποτελεί και τη βάση για περαιτέρω ανάπτυξη της διπλωματικής αυτής.

Στο **τέταρτο κεφάλαιο** αναφέρουμε που ‘βρίσκεται’ τώρα η τεχνολογία των δεκτών με αναφορά στους ψηφιακούς δέκτες DAB, το VDL και το SDR.

Τέλος, θεωρήσαμε σκόπιμο να φτιάξουμε ένα παράρτημα με όλα τα τεχνικά δεδομένα των ολοκληρωμένων και ημιαγωγών που χρησιμοποιήσαμε, καθώς επίσης και έναν αναλυτικό πίνακα με τις συχνότητες λήψης αυτού του δέκτη.

Μετά από αυτά, ελπίζουμε ο αναγνώστης να κατανοήσει πλήρως τη δουλειά μας, αλλά και να ενθουσιαστεί με τις δυνατότητες του δέκτη. Ευχόμαστε αυτή η προσπάθεια να αποτελέσει ερέθισμα και ένα καλό βοήθημα για τους σπουδαστές που θέλουν να ασχοληθούν με τις τηλεπικοινωνίες.

Σαρακασίδης Ερρίκος

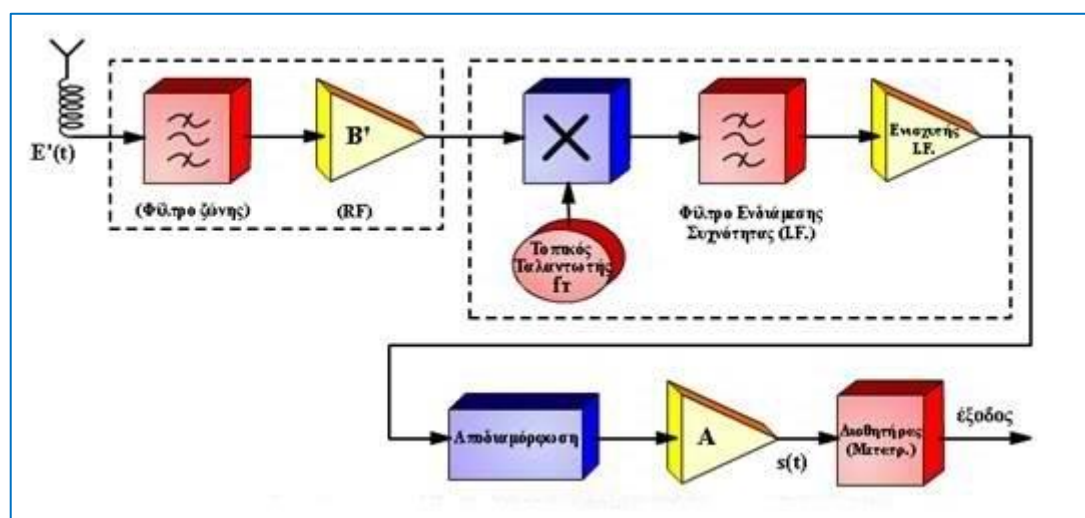
Αθήνα, Σεπτέμβριος 2019



# 1. Βασικές Αρχές Δεκτών

## 1.1 Δέκτης AM/FM

Ο στόχος μιας διάταξης λήψης, που απλά λέγεται δέκτης, είναι ο διαχωρισμός (επιλογή-συντονισμός) ενός ραδιοτηλεγραφικού ή ραδιοφωνικού σήματος υψηλής συχνότητας, από τα πολλά που ενεργούν στην κεραία ενός δέκτη. Ακολουθεί ο μετασχηματισμός του σε σήμα ακουστικής συχνότητας, αποδίδοντας έτσι στην έξοδο του, τη πληροφορία που μεταφέρει η υψηλή συχνότητα (ηλεκτρομαγνητικό κύμα). Ο μετασχηματισμός αυτός είναι απαραίτητος για τη λειτουργία του κυκλώματος του μεγαφώνου (ενισχυτής ακουστικών συχνοτήτων). Το γενικό διάγραμμα ενός δέκτη φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 1.1):

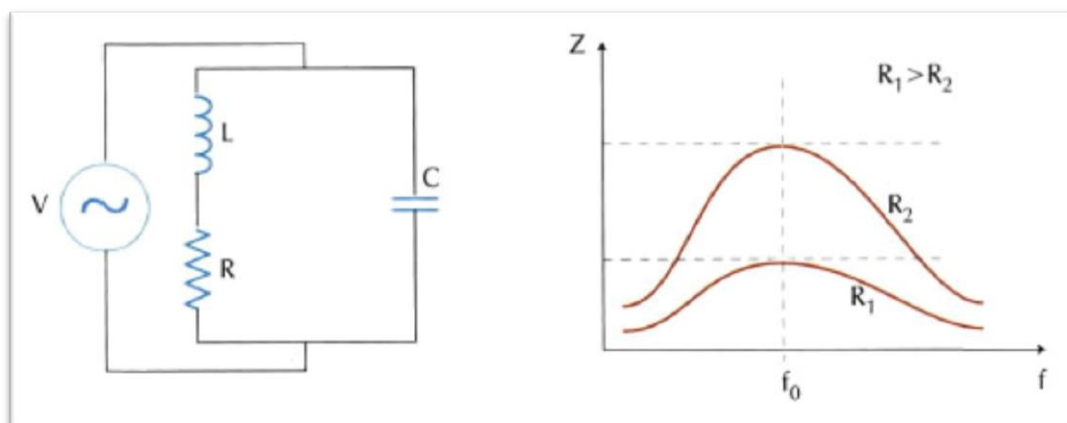


Σχήμα 1.1: Γενικό διάγραμμα δέκτη μονής ετεροδύωσης

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

- I. **Κεραία Λήψεως.** Ανάλογα με τις επιδόσεις, αλλά και την επιθυμητή συχνότητα (φάσμα) λήψεως του δέκτη, επιλέγεται ο σωστός τύπος κεραίας. Η κεραία του δέκτη είναι ένας απλός αγωγός ή ένα σύνολο αγωγών στον οποίο το ηλεκτρομαγνητικό κύμα παράγει ένα ασθενές ηλεκτρικό ρεύμα (pA). Η μορφή και οι διαστάσεις της καθορίζονται από την περιοχή των συχνοτήτων, π.χ. ο απλός ραδιοφωνικός δέκτης AM/FM χρησιμοποιεί ως κεραία ένα μεταλλικό αγωγό. Ο δέκτης τηλεόρασης (UHF) χρησιμοποιεί κεραία τύπου Yagi, ενώ οι δέκτες VHF χρησιμοποιούν κεραίες δίπολα ή τύπου 'μαστίγιο'. Φυσικά χρησιμοποιούνται και διάφορες παραλλαγές αυτών.
- II. **Ζωνοπερατό Φίλτρο.** Επιλέγεται ένα στενό φάσμα, γύρω απ' την επιθυμητή συχνότητα λήψης. Για την επιλογή των συχνοτήτων ενός καναλιού και τον αποκλεισμό των γειτονικών, χρησιμοποιούνται ενεργά ή/και παθητικά κυκλώματα συντονισμού RLC ( όπου R: η ωμική αντίσταση του πηνίου).

Είναι γνωστό ότι το κύκλωμα RLC έχει την καμπύλη απόκρισης που φαίνεται παρακάτω (Σχήμα 1.2).



**Σχήμα 1.2:** Παράλληλο παθητικό R-L-C κύκλωμα συντονισμού

Η καμπύλη δείχνει ότι υπάρχει μία συχνότητα  $f_0$  που καλείται ιδιοσυχνότητα συντονισμού και δίνεται από τον προσεγγιστικό τύπο (για  $R \rightarrow 0$ ):

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

Σ' αυτήν, η απόκριση του κυκλώματος είναι μέγιστη (μέγιστη αντίσταση / απολαβή) και όσο απομακρυνόμαστε από τη συχνότητα  $f_0$ , η απόκριση ελαττώνεται.

Ο δέκτης συντονίζεται, ώστε η φέρουσα συχνότητα του καναλιού να συμπίπτει με την ιδιοσυχνότητα του κυκλώματος συντονισμού. Τούτο γίνεται με μεταβολή της χωρητικότητας του πυκνωτή C.

Καλύτερα αποτελέσματα επιτυγχάνονται με τη χρήση διόδου μεταβλητής χωρητικότητας (varicap), η οποία συνδέεται παράλληλα στον πυκνωτή του κυκλώματος συντονισμού. Η μεταβολή της χωρητικότητας γίνεται με την τάση ανάστροφης πόλωσης της διόδου. Η τάση πόλωσης πρέπει να είναι σταθεροποιημένη, για να μην ολισθαίνει η συχνότητα λήψης. Γι' αυτό παράγεται από ηλεκτρονικά κυκλώματα (τροφοδοτικά) με τιμές: 30~33 Volt.

Οι πλευρικές συχνότητες του καναλιού θα περάσουν με μικρότερη απολαβή. Οι συχνότητες όμως των γειτονικών καναλιών, θα εξασθενήσουν πολύ περισσότερο, κατά τη διέλευσή τους μέσα από μια σειρά φίλτρων.

Η ικανότητα επιλογής του κυκλώματος παράλληλου συντονισμού εξαρτάται από το συντελεστή ποιότητάς του (Q):

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

όπου R η ωμική αντίσταση του πηνίου.

Το συμπέρασμα αυτό προκύπτει από τη σχέση:

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

όπου  $\Delta f = f_2 - f_1$ .

Όσο μεγαλύτερος είναι ο συντελεστής Q τόσο μικρότερο είναι το εύρος ζώνης, δηλαδή οι πλευρές της καμπύλης συντονισμού πέφτουν απότομα και αποκλείουν τη διέλευση συχνοτήτων από τα γειτονικά κανάλια.

III. **Ενισχυτής υψηλών συχνοτήτων (RF).** Ενίσχυση του σήματος σε κατάλληλη στάθμη για την οδήγηση της επόμενης βαθμίδας. Το σήμα που φτάνει στην είσοδο του δέκτη από την κεραία είναι πολύ ασθενές (της τάξης των  $\mu\text{V}$ ). Ο ενισχυτής υψηλών συχνοτήτων ενισχύει το σήμα και έτσι βελτιώνει το λόγο του σήματος προς το θόρυβο (SNR, Signal to Noise Ratio, σημαντικό ποιοτικό χαρακτηριστικό του δέκτη). Επιπλέον, κάθε ενισχυτής κάνει προσαρμογή σύνθετης αντίστασης, μεταξύ των βαθμίδων που παρεμβάλλεται. Τέλος, ο ενισχυτής υψηλών συχνοτήτων ταυτόχρονα με τον τοπικό ταλαντωτή και το/α φίλτρο/α ζώνης συχνοτήτων, κάνει προεπιλογή του επιθυμητού σταθμού λήψης (καναλιού).

IV. **Μίκτης.** Στη βαθμίδα αυτή γίνεται η μίξη της συχνότητας (σήμα) λήψης και της συχνότητας (σήμα) του τοπικού ταλαντωτή, για την παραγωγή της ενδιάμεσης συχνότητας (IF). Η λειτουργία αυτή του δέκτη, καλείται **ετεροδύνωση**. Ο συνδυασμός μείκτη και τοπικού ταλαντωτή (ρυθμιζόμενης συχνότητας) παρέχει τη λειτουργία της ετεροδύνωσης, με την οποία το εισερχόμενο σήμα **μετατοπίζεται** σε μια προκαθορισμένη σταθερή ενδιάμεση συχνότητα (IF), συνήθως μικρότερη από τη συχνότητα του εισερχόμενου φέροντος. Αυτή η μετατόπιση συχνότητας επιτυγχάνεται χωρίς να διαταραχθεί η σχέση των πλευρικών ζωνών με το φέρον!

Η βασική αιτία που χρησιμοποιείται η ετεροδύνωση, είναι ότι τα κυκλώματα των φίλτρων και των ενισχυτών υψηλών συχνοτήτων, είναι αδύνατο να έχουν την ίδια ενίσχυση και επιλεκτικότητα για τόσο μεγάλες περιοχές συχνοτήτων (π.χ. FM, VHF, UHF).

Έτσι, επινοήθηκε η μετατόπιση συχνότητας ή ετεροδύνωση, η οποία δίνει την ίδια συχνότητα (ενδιάμεση συχνότητα, Intermediate Frequency, IF) ανεξάρτητα από τη φέρουσα συχνότητα του λαμβανομένου καναλιού, για παράδειγμα:

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

Μάλιστα στη τηλεόραση, οι συχνότητες 33,4MHz και 38,9MHz, καλούνται υπενδιάμεσες συχνότητες IF επειδή ακολουθεί και δεύτερη ετεροδύναση για την παραγωγή των 10,7MHz ή 455KHz, ανάλογα με την αποδιαμόρφωση. Τούτο ισχύει και για το δικό μας δέκτη.

Τα πλεονεκτήματα της αλλαγής συχνότητας είναι προφανή. Τα κυκλώματα του δέκτη λειτουργούν στην ίδια πάντα IF συχνότητα, προσφέροντας μεγάλη ενίσχυση, επιλεκτικότητα και σταθερότητα λειτουργίας.

Η μίξη υλοποιείται με χρήση **μη γραμμικών στοιχείων**, δηλαδή στοιχείων των οποίων η χαρακτηριστική καμπύλη  $I = f(V)$  δεν είναι ευθεία γραμμή. Τέτοια στοιχεία είναι π.χ. η δίοδος και το τρανζίστορ.

Όταν σε ένα κύκλωμα που περιέχει μη γραμμικό στοιχείο, εφαρμοστούν το διαμορφωμένο σήμα εισόδου ( $f_{RF}$ ) και το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (Local oscillator,  $f_{LO}$ ), γίνεται η μίξη των δυο σημάτων. Η μίξη, εκτός από τα αρχικά σήματα, δίνει και σήματα με διαφορετικές συχνότητες, όπως:  $2 \cdot f_{RF}$ ,  $2 \cdot f_{LO}$ ,  $f_{RF} + f_{LO}$ ,  $f_{RF} - f_{LO}$ .

Από τις συχνότητες αυτές με χρήση φίλτρων, κρατάμε μόνο το σήμα:  $f_{RF} - f_{LO}$ , το οποίο ονομάζουμε και ενδιάμεση συχνότητα, γιατί βρίσκεται ανάμεσα στη ΧΣ και ΥΣ. Συνεπώς, το αποτέλεσμα της ετεροδύνασης είναι η δημιουργία ενός φέροντος ( $f_{IF}$ ), το οποίο ορίζεται από τη σχέση:

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

όπου όπως ήδη αναφέραμε:  $f_{LO}$  (ή στο σχήμα 1.1:  $f_T$ ) είναι η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή και  $f_{RF}$  είναι η συχνότητα φέροντος του εισερχομένου σήματος (κεραία – επιθημητός σταθμός λήψης).

**Ο δικός μας δέκτης καλείται υπερετερόδυνος, αφού έχει δύο στάδια μετατόπισης συχνότητας, δηλαδή διαθέτει δύο IF.**

Η ετεροδύναση επινοήθηκε στις αρχές του 1900 και σήμερα εφαρμόζεται σε όλους τους δέκτες. Πιο συγκεκριμένα, η μύξη σημάτων RF με τοπικό φέρον για λήψη συγκεκριμένης ενδιάμεσης συχνότητας (IF) – εφευρέθηκε από τον E. Armstrong το 1918.

- V. **Τοπικός Ταλαντωτής.** Ημιτονικός ταλαντωτής αναφοράς Hartley ή Colpitts που μεταβάλλεται ταυτόχρονα με το φίλτρο ζώνης συχνοτήτων, σύμφωνα με τη παραπάνω σχέση.
- VI. **Ζωνοπερατό Φίλτρο Ενδιάμεσης Συχνότητας.** Επιλογή του σήματος ‘διαφοράς’ της μίξης ( $f_{RF} - f_{LO}$ ), εξάλειψη οποιασδήποτε παρεμβολής από τον (τους) ταλαντωτές μέσης συχνότητας και αύξηση της επιλεκτικότητας.
- VII. **Ενισχυτής Ενδιάμεσης Συχνότητας.** Ενίσχυση του σήματος σε κατάλληλη στάθμη για την οδήγηση της επόμενης βαθμίδας - προσαρμογή σύνθετων αντιστάσεων.
- VIII. **Αποδιαμορφωτής.** Γίνεται η αποδιαμόρφωση της IF, με χρήση φωρατή (AM)

ή διευκρινιστή (discriminator, FM), με σκοπό την ανάκτηση της πληροφορίας (ακουστικό σήμα).

IX. **Ενισχυτής Ακουστικών Συχνοτήτων.** Το ακουστικό σήμα, ενισχύεται περαιτέρω σε κατάλληλη στάθμη, για την οδήγηση του μετατροπέα (μεγάφωνο).

X. **Μετατροπέας.** Μετατροπέας ηλεκτρικού σήματος σε ακουστικά κύματα, μεγάφωνο (speaker).

Όπως έχουμε αναφέρει παραπάνω, ο 'δικός' μας δέκτης διαθέτει διπλή ετεροδύνωση (δύο IF). Τούτο, συνεπάγεται τη χρήση: δύο μικτών, τοπικών ταλαντωτών, φίλτρων ενδιάμεσων συχνοτήτων και ενισχυτών IF.

Η χρήση διπλής (ή και τριπλής) ετεροδύνωσης, εξαλείφει οποιαδήποτε παρεμβολή από τους ταλαντωτές μέσης συχνότητας και αυξάνει την επιλεκτικότητα του δέκτη.

## 1.2 Γενικό Διάγραμμα Δέκτη AM

Ας περάσουμε τώρα να δούμε το γενικό διάγραμμα ενός ετερόδυνου ραδιοφωνικού δέκτη σημάτων με αποδιαμόρφωση πλάτους.

Για τη λήψη σημάτων διαμορφωμένων από ομιλία ή μουσική, χρησιμοποιούνται οι ραδιοφωνικοί δέκτες, δηλαδή τα κοινά ραδιόφωνα. Βασική επιδίωξη των ραδιοφώνων δεν είναι η ενίσχυση και η φώραση μιας μοναδικής συχνότητας, αλλά ενός ολόκληρου διαμορφωμένου κύματος, του οποίου το φάσμα περιέχει τη φέρουσα συχνότητα και δύο πλευρικές ζώνες συχνοτήτων. Το εύρος αυτού του φάσματος, προκειμένου για διαμόρφωση από ομιλία ή μουσική, είναι 9 KHz και πρέπει να ενισχύεται ομοιόμορφα από τις βαθμίδες του δέκτη για να έχουμε πιστή αναπαραγωγή της ακουστικής πληροφορίας.

Ένα διάγραμμα ραδιοφώνου για τη λήψη σημάτων με διαμόρφωση πλάτους (AM) φαίνεται στο σχήμα 2.3. Το σήμα, που αναπτύσσεται στην κεραία (Antenna), αφού διέλθει από τα φίλτρα εισόδου και ενισχυθεί (RF Amplifier), ενεργεί κατευθείαν στη βαθμίδα μίξης (Mixer). Κατά τα γνωστά, στην ίδια βαθμίδα ενεργεί και το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (Local Oscillator). Προκύπτει έτσι το σήμα IF (455 KHz), που αφού ενισχυθεί (IF Amplifier), οδεύει στη βαθμίδα φώρασης (Detector) για την ανάδειξη της ακουστικής πληροφορίας. Τέλος ακολουθεί ένας ενισχυτής ακουστικών συχνοτήτων (AF Amplifier), ώστε το σήμα να αποκτήσει ικανή ισχύ για την οδήγηση του μεγαφώνου (Speaker).

Επιπλέον στο σχήμα 2.3, παρατηρούμε το σήμα ελέγχου AGC (Automatic Gain Control). Το σήμα αυτό παράγεται στον φωρατή και επενεργεί σε όλες τις προηγούμενες βαθμίδες, ρυθμίζοντας αυτόματα την απολαβή (ενίσχυση) αυτών. Αυτή η λειτουργία είναι ιδιαίτερα σημαντική για την σταθερή λειτουργία του δέκτη.

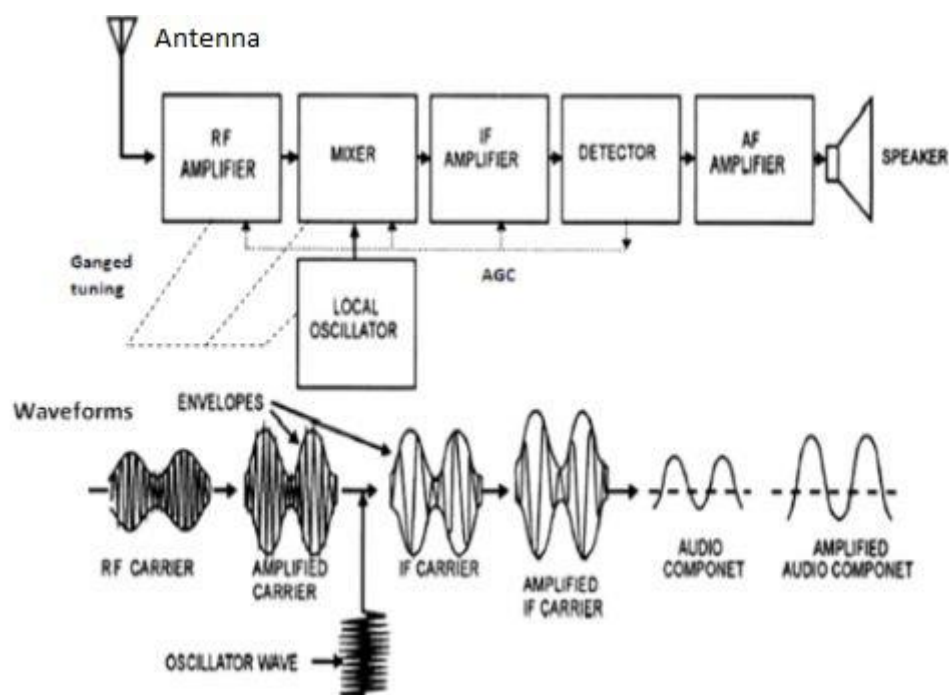
Το σήμα που φτάνει στην είσοδο ενός δέκτη αυξομειώνεται από φαινόμενα που έχουν σχέση με τις συνθήκες διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στο χώρο (διαλείψεις). Πιο συγκεκριμένα, το AGC χρησιμοποιείται για να εξασφαλίσει ότι η έξοδος του σήματος από τη βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας είναι σταθερή όσον αφορά το πλάτος ανεξάρτητα από τις διαφοροποιήσεις οι οποίες μπορεί να υπάρχουν στην ένταση του ληφθέντος σήματος.

Το AGC πραγματοποιεί τρεις βασικές ενέργειες στον δέκτη:

- Επιτρέπει την αλλαγή (όσον αφορά τη λήψη/συντονισμό) από ένα κανάλι με ισχυρή λήψη σε κάποιο άλλο με ασθενέστερη και αντίστροφα, χωρίς να χρειάζεται προσαρμογή ο δέκτης (αναφορικά με τη στάθμη της ενίσχυσης).
- Αποτρέπει την υπερφόρτωση των σταδίων ενίσχυσης στη ραδιοσυχνότητα αλλά και την ενδιάμεση συχνότητα (RF/IF) γεγονός το οποίο θα προκαλούσε παραμόρφωση στο σήμα.
- Μειώνει την ανεπιθύμητη ταλάντωση από ανακλάσεις του μεταδιδόμενου σήματος λόγω κινούμενων αντικειμένων όπως π.χ. τα αεροπλάνα. Η αποτελεσματικότητα της μείωσης της ταλάντωσης εξαρτάται από τη σταθερά χρόνου του κυκλώματος του AGC.

Πρέπει να σημειώσουμε, πώς παρόλο του ότι στο σχήμα 1.3 το AGC δε φαίνεται ως βαθμίδα, εν' τούτης είναι και μάλιστα ενεργή.

Στο σχήμα 1.3 έχουμε δηλαδή μια βαθμίδα που κάνει και ενίσχυση και εισάγει καθυστέρηση (delay line).



**Σχήμα 1.3:** Γενικό διάγραμμα ετερόδυνου AM δέκτη

Πρακτικά, για να καταλάβουμε τη σημασία της χρήσης AGC, αρκεί να σκεφτούμε πώς με μεταβλητή διέγερση στην είσοδο, το μεγάφωνο πότε θα 'φώναζε' δυνατά και πότε μόλις που θα ακουγόταν!! Έτσι, για να διατηρήσουμε σταθερό τον όγκο φωνής του μεγαφώνου, ανεξάρτητα από τις μεταβολές του σήματος στην είσοδο του δέκτη, ρυθμίζεται αυτόματα η απολαβή των βαθμίδων του δέκτη, που προηγούνται της βαθμίδας φώρασης.

Η αυτόματη ρύθμιση της απολαβής βασίζεται στη χρησιμοποίηση της συνεχούς συνιστώσας του ρεύματος του φωρατή του δέκτη. Η συνεχής αυτή συνιστώσα ρεύματος δημιουργεί τη λεγόμενη τάση AGC, που είναι πότε μεγαλύτερη και πότε μικρότερη, ανάλογα με το αν μεγαλώνει ή μικραίνει το σήμα στην είσοδο του δέκτη. Με τη τάση AGC πολώνουμε όλες τις προηγούμενες από το φωρατή βαθμίδες, έτσι ώστε, όταν το σήμα μεγαλώνει, η απολαβή τους να μικραίνει και αντίθετα, όταν το σήμα μικραίνει, η απολαβή να μεγαλώνει. Έτσι, το σήμα ακουστικής συχνότητας στην έξοδο του φωρατή παραμένει σταθερό και μαζί του, ο όγκος της φωνής του μεγαφώνου!

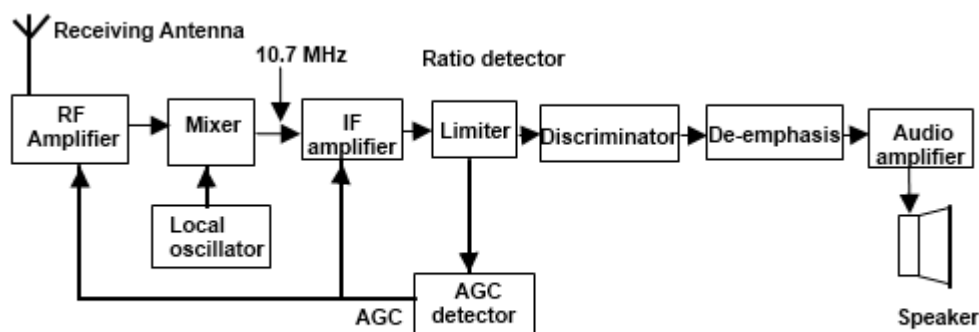
### 1.3 Γενικό Διάγραμμα Δέκτη FM

Οι δέκτες με αποδιαμόρφωση αναπαράγουν, μαζί με την ωφέλιμη πληροφορία και παρασιτικούς θορύβους, όπως είναι οι βιομηχανικοί θόρυβοι ή βιομηχανικά παράσιτα, οι ατμοσφαιρικοί θόρυβοι, θερμικός θόρυβος των κυκλωμάτων, κλπ. Η βελτίωση ή και κατάργηση αυτών των παρασιτικών θορύβων, γίνεται μόνο με τη χρήση πομπών και δεκτών, που εργάζονται με διαμόρφωση συχνότητας (FM).

Ένας κοινός δέκτης, που προορίζεται για τη λήψη σημάτων με διαμόρφωση πλάτους, δεν μπορεί να λειτουργήσει με σήμα διαμορφωμένο κατά συχνότητα. Η βαθμίδα που δεν αποκρίνεται στη νέα μορφή διαμόρφωσης, είναι η φωράτρια. Ο φωρατής αναδειχθεί τις μεταβολές πλάτους της φέρουσας συχνότητας, που γίνονται στο ρυθμό του ακουστικού σήματος. Στη διαμόρφωση συχνότητας, το ακουστικό σήμα 'μεταφέρεται' με τη μορφή μικρομετρικής μεταβολής της συχνότητας του φέροντος σήματος που όμως έχει σταθερό πλάτος. Έτσι, για να λειτουργήσει η φώραση, πρέπει οι

μεταβολές συχνότητας να μετατραπούν σε μεταβολές πλάτους. Η μεταβολή αυτή γίνεται με κατάλληλη διάταξη που ονομάζεται διευκρινιστής (discriminator).

Το γενικό διάγραμμα ενός δέκτη σημάτων με αποδιαμόρφωση συχνότητας φαίνεται στο σχήμα 1.4.



Σχήμα 1.4: Γενικό διάγραμμα ετερόδυνου FM δέκτη.

Διαφορές μεταξύ αυτού και του προηγούμενου διαγράμματος (σχήμα 1.3) είναι κυρίως:

- Η αντικατάσταση του φωρατή με το διευκρινιστή και τη βαθμίδα απο-έμφασης
- Η παρεμβολή μεταξύ του ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας και του διευκρινιστή ενός περιοριστή.

Στόχος του περιοριστή είναι η κατάργηση των παρασιτικών θορύβων. Ας πούμε δυο λόγια για το θέμα αυτό. Οι ατμοσφαιρικοί και βιομηχανικοί θόρυβοι επιδρούν στο



πλάτος του φέροντος κύματος. Ο περιοριστής ‘ψαλιδίζει’ αμφίπλευρα το πλάτος του φέροντος κύματος κι έτσι, σταθερό και απαλλαγμένο από την επίδραση των θορύβων, εφαρμόζεται στο διευκρινιστή. Ο περιορισμός του πλάτους του φέροντος κύματος δεν δημιουργεί παραμόρφωση του ακουστικού σήματος, αφού αυτό ‘μεταφέρεται’ με τη μορφή μεταβολών συχνότητας και όχι πλάτους.

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει παραπάνω, ο διευκρινιστής αναλαμβάνει να μετατρέψει τις μεταβολές της συχνότητας σε μεταβολές πλάτους και στη συνέχεια να κάνει αποδιαμόρφωση. Τέλος η βαθμίδα απο-έμφασης (φίλτρο με κατάλληλη συνάρτηση μεταφοράς), αναλαμβάνει να μειώσει το θόρυβο που συνοδεύει τις υψηλότερες συχνότητες, εξαιτίας της λειτουργίας του διευκρινιστή. Για τη λειτουργία των υπόλοιπων βαθμίδων, αρκεί να ανατρέξουμε στην προηγούμενη ενότητα.

Πριν κλείσουμε την παράγραφο πρέπει να πούμε ότι οι σύγχρονοι δέκτες με διαμόρφωση συχνότητας, έχουν ενδιάμεση συχνότητα **10,7 MHz**.

## 1.4 Ποιοτικά Χαρακτηριστικά των Δεκτών

Ας πούμε λίγα λόγια για τις αξιώσεις που πρέπει να έχει κανείς, από ένα ‘καλό’ δέκτη. Τα βασικά χαρακτηριστικά για την ποιοτική εκτίμηση ενός δέκτη είναι τα ακόλουθα:

1. **Ισχύς εξόδου:** Ο δέκτης μπορεί να διεγείρει ένα ακουστικό ή μεγάφωνο αν στην έξοδό του παρέχει κάποια ελάχιστη ισχύ. Το μέγεθος αυτής της ισχύος εξαρτάται από το εάν προορίζεται για ατομική ή ομαδική ακρόαση. Ο δέκτης που οδηγεί ακουστικά (ατομική χρήση) πρέπει να διαθέτει ισχύ τουλάχιστον 10-20 mW. Ο δέκτης που οδηγεί μεγάφωνο (ομαδική ακρόαση) πρέπει να έχει ισχύ εξόδου, από 50 mW έως μερικά βάττ.
2. **Ευαισθησία (sensitivity):** Η ευαισθησία καθορίζεται από το μέγεθος της τάσης εισόδου του δέκτη, για έξοδο δεδομένης σηματοθορυβικής σχέσης και είναι το όριο φώρασης ασθενών σημάτων που μπορούν να δημιουργήσουν ακουστικό αποτέλεσμα στην έξοδο. Όσο μικρότερη είναι η τάση εισόδου, τόσο μεγαλύτερη είναι η ευαισθησία του δέκτη. Στην πράξη, δεχόμαστε σαν ευαισθησία του δέκτη την τάση εισόδου σε  $\mu\text{V}$ , που δημιουργεί ισχύ εξόδου 50 mW. Η ευαισθησία καθορίζεται από:
  - Το **εύρος ζώνης**: όσο μεγαλύτερο το εύρος ζώνης, τόσο περισσότερος θόρυβος περνά
  - Το **συντελεστή θορύβου**: παραγωγή μεγάλου θορύβου στην πρώτη βαθμίδα του δέκτη απαιτεί ισχυρότερο σήμα.

Η ευαισθησία εκφράζεται ως η στάθμη του σήματος στην είσοδο του δέκτη για δοθέντα λόγω σήματος προς παραμόρφωση 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 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):** Ονομάζεται η ικανότητα διατήρησης γραμμικής συμπεριφοράς για μεταβαλλόμενες στάθμες σημάτων και είναι το εύρος μεταξύ της ασθενέστερης και ισχυρότερης στάθμης σήματος εισόδου που μπορεί να χειριστεί ο δέκτης. Το κάτω όριο καθορίζεται από την ευαισθησία, ενώ το άνω όριο καθορίζεται από την παραμόρφωση ή την περιοχή ελέγχου του κυκλώματος AGC. Στην πράξη, απασχολεί περισσότερο η δυναμική περιοχή για ανεπιθύμητα σήματα εκτός ζώνης.

4. **Επιλεκτικότητα (selectivity):** Είναι η ικανότητα του δέκτη να διαχωρίζει το επιθυμητό σήμα απορρίπτοντας σήματα από γειτονικούς διαύλους. Η επιλεκτικότητα εξαρτάται από την ποιότητα και τον αριθμό των συντονισμένων κυκλωμάτων που διαθέτει ο δέκτης. Όσο οξύτερες είναι οι καμπύλες συντονισμού αυτών των κυκλωμάτων και όσο μεγαλύτερος ο αριθμός τους, τόσο καλύτερη είναι και 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» ονομάζουμε τη στάθμη του θορύβου που εισάγει επιπλέον ο δέκτης στο σήμα και αποτελεί το φυσικό όριο για την ευαισθησία του δέκτη.

Ορίζεται ως ο λόγος της πραγματικής ισχύος θορύβου στην έξοδο προς την ισχύ θορύβου που θα είχαμε αν ο ίδιος ο δέκτης δεν εισήγαγε θόρυβο:

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

Όπου:

- $S_i, N_i, S_o, N_o$ : ισχύς σήματος και θορύβου σε είσοδο και έξοδο
- $N_r$ : θόρυβος που προστίθεται από τον δέκτη
- $G$ : ενίσχυση σήματος ολόκληρης της 'αλυσίδας' του δέκτη (είσοδο έως την έξοδο).

6. **Ευστάθεια συχνότητας (frequency stability):** Ονομάζεται η ικανότητα του δέκτη να παραμένει στη σωστή συχνότητα συντονισμού χωρίς να ολισθαίνει (drift). Μονάδα μέτρησης της ευστάθειας είναι τα ppm (parts-per-million).

7. **Πιστότητα:** Ονομάζουμε πιστότητα ενός δέκτη την ικανότητά του να αναπαράγει στην έξοδο το σήμα ακουστικής συχνότητας, που μεταφέρθηκε με το φέρον κύμα, χωρίς παραμορφώσεις. Η πιστότητα εξαρτάται από την ποιότητα των βαθμίδων ενίσχυσης της ακουστικής συχνότητας του δέκτη και από την επιλεκτική του ικανότητα. Γενικά, η επιλεκτικότητα και η πιστότητα ενός δέκτη, είναι δύο επιδόσεις που βρίσκονται σε αντίθεση. Ας δούμε λεπτομερέστερα το θέμα. Ένας δέκτης που είναι κατασκευασμένος για τη λήψη σημάτων τηλεγραφίας πρέπει να εξασφαλίζει μεγάλη επιλεκτικότητα. Ο ίδιος δέκτης είναι απαράδεκτος για τη λήψη διαμορφωμένων κυμάτων από ομιλία και κυρίως από μουσική. Η πιστή αναπαραγωγή της ομιλίας προϋποθέτει διέλευση από το δέκτη μιας ζώνης συχνοτήτων με εύρος περίπου 4 KHz. Εξάλλου, για την πιστή αναπαραγωγή της μουσικής χρειάζεται ζώνη διέλευσης στο δέκτη 9 KHz. Αυτό σημαίνει ότι τα κυκλώματα του δέκτη πρέπει να συντονίζονται στη φέρουσα συχνότητα του σήματος  $f_0$  ή στην ενδιάμεση συχνότητα  $f_c$ , αλλά ταυτόχρονα να επιτρέπουν και τη διέλευση των συχνοτήτων  $f_0 \pm 2 \text{ KHz}$  ( $f_c \pm 2 \text{ KHz}$ ) για την ομιλία ή  $f_0 \pm 4 \text{ KHz}$  ( $f_c \pm 4 \text{ KHz}$ ) για τη μουσική. Όμως, η αύξηση της ζώνης διέλευσης των κυκλωμάτων του δέκτη γίνεται με ελάττωση της οξύτητας των καμπύλων συντονισμού τους, πράγμα που οδηγεί σε πτώση της επιλεκτικής ικανότητας του δέκτη.

## 2. Σχεδίαση Δέκτη – Τμήμα Υψηλής Συχνότητας

### 2.1 Εισαγωγή

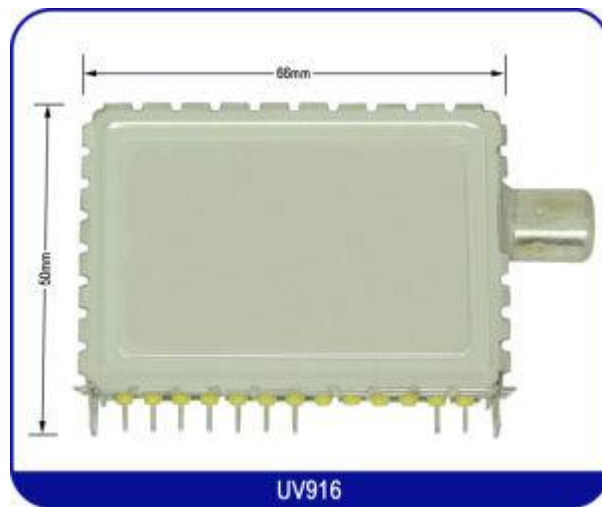
Μετά από τη θεωρητική ανάλυση πάνω στους δέκτες λήψεως κυμάτων AM - FM, μπορούμε να περάσουμε στην ανάλυση, σχεδίαση και κατασκευή του συγκεκριμένου δέκτη της διπλωματικής εργασίας. Στο κεφάλαιο τούτο, θα σχεδιάσουμε το τμήμα της υψηλής συχνότητας. Πρόκειται, όπως έχουμε ήδη πει, για ένα πανδέκτη γενικής κάλυψης VHF - UHF στη περιοχή 47 έως 860 μεγακύκλων. Έχοντας μιλήσει για τη γενική δομή των δεκτών AM - FM, είμαστε σίγουροι ότι θα μπορέσουμε να κατανοήσουμε την παρακάτω ανάλυση. Θα πρέπει να τονίσουμε ότι ένα σημαντικό πλεονέκτημα του δέκτη αυτού είναι το χαμηλό κόστος σε σχέση με τις δυνατότητες του.

Στο πίνακα που ακολουθεί (Πίνακας 2.1), βλέπουμε συνοπτικά τις ζώνες κάλυψης του δέκτη. Όπως μπορούμε να δούμε ο δέκτης καλύπτει τρεις βασικές περιοχές: τη ραδιοφωνία, την τηλεόραση και τις υπηρεσίες στα VHF.

ΠΕΡΙΟΧΕΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ	ΥΠΗΡΕΣΙΕΣ
47...68 MHz	Περιοχή FI (ch 2...4)
174...230 MHz	Περιοχή FII (ch 5...12)
470...606 MHz	Περιοχή FIV (ch 21...37)
606...860 MHz	Περιοχή FV (ch 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 6mm
144...146 MHz	Ζώνη 2 mm
430...440 MHz	Ζώνη 70 cm
108...118MHz	Πλοήγηση αεροσκαφών – Ραδιοβοηθήματα (VOR, ILS, NDB)
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 δέκτη.

Βασικό μας μέλημα, ήταν ότι ο δέκτης έπρεπε να έχει όσο το δυνατόν μεγαλύτερη περιοχή λήψης και μάλιστα όχι μόνο με διαμόρφωση συχνότητας αλλά και με διαμόρφωση πλάτους, για να καλύπτει π.χ. τις αεροπορικές επικοινωνίες. Ένα άλλο στοιχείο είναι ότι η συσκευή δεν έπρεπε να είναι δύσκολη στην κατασκευή της, πράγμα που σημαίνει ότι θα έπρεπε πάση θυσία να αποφευχθούν τα δύσκολα πηνία, ενώ για τη ρύθμιση να μην χρειάζεται μια ολόκληρη σειρά από σπάνια και ακριβά όργανα (για το τμήμα των ενδιάμεσων συχνοτήτων, IF). Έτσι όσο και αν ψάξουμε στο κύκλωμα δεν θα βρούμε πηνία ενδιάμεσης συχνότητας με ρυθμιζόμενο πυρήνα, γιατί τα αντικαταστήσαμε με κεραμικά φίλτρα. Αλλά και στο τμήμα υψηλής συχνότητας δεν υπάρχουν πηνία που θα πρέπει να τυλίξουμε εμείς οι ίδιοι, γιατί εκεί χρησιμοποιήσαμε έναν έτοιμο καθ' όλα πλήρη συντονιστή (tuner-module). Ο συντονιστής αυτός είναι της εταιρίας PHILIPS (UV916S) και χρησιμοποιούνταν (αναλογική εποχή!!) σε δέκτες τηλεόρασης και video (βλέπε εικόνα 2.1). Όμως μας εξυπηρετεί πάρα πολύ, αφού είναι φτηνός, βρίσκεται εύκολα στην αγορά και είναι ότι ακριβώς χρειαζόμαστε. Περιλαμβάνει τέσσερις περιοχές (ζώνες) και συντονίζει από 47 έως 860 μεγακύκλους.



**Εικόνα 2.1:** Ο συντονιστής (tuner) UV916 της Philips.

Σε αυτό το σημείο θα θέλαμε να διευκρινίσουμε και τη νομική πλευρά του θέματος. Με τον δέκτη αυτόν μπορούμε να λάβουμε σήματα της αστυνομίας, της πυροσβεστικής, της αεροπορίας και πολλών άλλων υπηρεσιών. Το ότι μπορούμε να ακούμε όλα αυτά, δε σημαίνει κιόλας ότι επιτρέπεται!! Γενικά, πρέπει να γνωρίζουμε ότι χωρίς ειδική άδεια δεν επιτρέπεται να λαμβάνει κανείς σήματα έξω από την περιοχή του ραδιοφώνου, της τηλεόρασης και των ραδιοερασιτεχνικών ζωνών. Ανάλογα με το κράτος, μπορεί να χρειάζεται σύμφωνα με το νόμο, να έχει κανείς ειδική άδεια ακρόασης. Εννοείται, ότι σε **κάθε περίπτωση, απαγορεύεται η εκπομπή** πλην των ραδιοερασιτεχνικών ζωνών!! Κανονικά λοιπόν, για να λειτουργήσουμε το δέκτη αυτό, πρέπει να αποταθούμε στις αρμόδιες υπηρεσίες. Βέβαια, επειδή η κατασκευή μας βρίσκεται στα όρια της εκπαίδευσης και της διπλωματικής εργασίας, σίγουρα μπορούμε να προχωρήσουμε ελεύθερα.

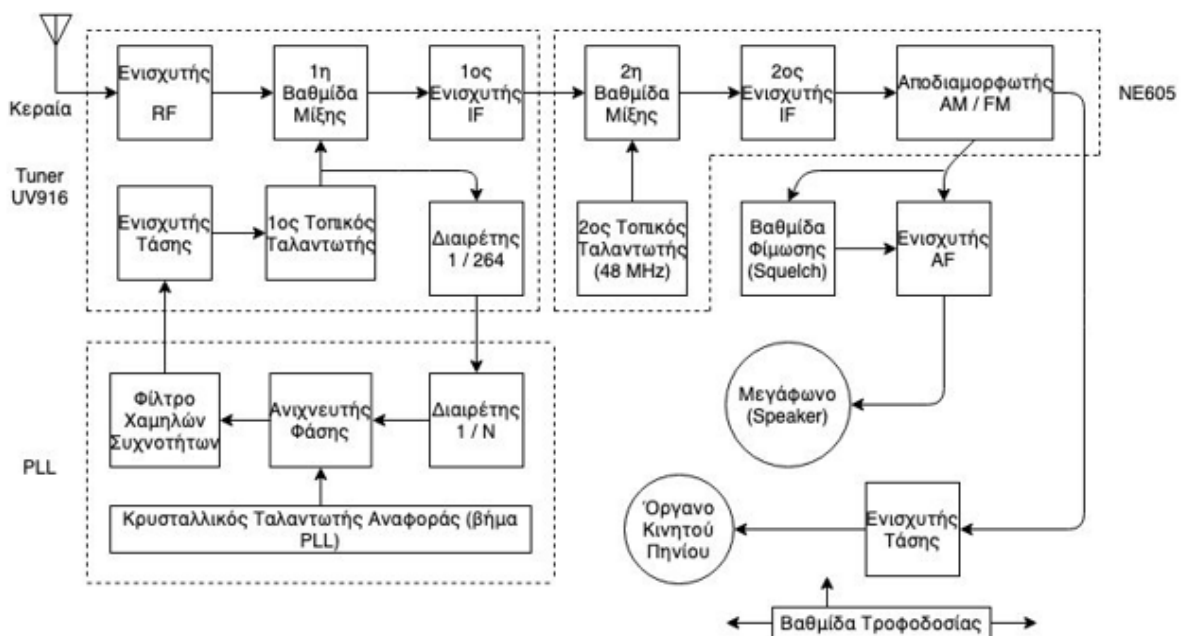
Ας επιστρέψουμε πίσω στην ανάλυση του δέκτη. Η χρήση του έτοιμου συντονιστή, έχει το πλεονέκτημα ότι μας απαλλάσσει από τη ρύθμιση των κυκλωμάτων συντονισμού VHF-UHF,

πράγμα εξαιρετικά δύσκολο. Τα μοναδικά πηνία που πρέπει να τυλίξουμε, είναι κάποια πηνία καταστολής παρασίτων (λίγες σπείρες χαλκού σε χάνδρα φερρίτη), στα οποία τελικά δε παίζει και τόσο μεγάλο ρόλο αν τελικά έχουν λίγο μεγαλύτερη ή λίγο μικρότερη τιμή αυτεπαγωγής.

Τέλος, σημαντικό τμήμα αυτής της διπλωματικής, είναι η σχεδίαση του κυκλώματος PLL. Θεωρήσαμε σκόπιμο να αναλύσουμε τη σχεδίαση αυτή σε ξεχωριστό κεφάλαιο, αφού αποτελεί τη ‘καρδιά’ ελέγχου, για τη σταθερή λειτουργία του δέκτη.

## 2.2 Γενικό διάγραμμα

Το γενικό διάγραμμα του διπλά υπερτεροδύνου δέκτη φαίνεται στο σχήμα 2.1. Διπλά υπερτεροδύνου δέκτης σημαίνει ότι η συχνότητα του σήματος κεραίας υποβιβάζεται όχι σε μια αλλά σε δύο βαθμίδες. Συνεπώς υπάρχουν και δύο διαφορετικές ενδιάμεσες συχνότητες. Στο αριστερό μέρος του σχήματος 2.1 βλέπουμε το συντονιστή (tuner) ως ξεχωριστή μονάδα (διακεκομμένες γραμμές). Αποτελείται: από έναν συντονιζόμενο ενισχυτή RF, από ένα μεταβλητό κύκλωμα συντονισμού (ενισχυτής τάσης, 1<sup>ος</sup> τοπικός ταλαντωτής), από τη 1<sup>η</sup> βαθμίδα μίξης και τον 1<sup>ο</sup> ενισχυτή IF. Ο ενισχυτής RF φιλτράρει και ενισχύει το σήμα της κεραίας (για παράδειγμα ας υποθέσουμε ότι κάνουμε λήψη στους 47 MHz). Ύστερα μιγνύεται με την υψηλή συχνότητα του 1<sup>ου</sup> τοπικού ταλαντωτή (84,3 MHz). Το προϊόν της μίξης θα είναι:  $84,3 \text{ MHz} - 47 \text{ MHz} = 37,3 \text{ MHz}$ , που είναι και η υπενδιάμεση ή η 1<sup>η</sup> ενδιάμεση συχνότητα του δέκτη. Στη θεωρία της τηλεόρασης, η συχνότητα των 37,3 μεγακύκλων αναφέρεται σαν υπενδιάμεση συχνότητα του ήχου.



Σχήμα 2.1: Το γενικό διάγραμμα του δέκτη (block diagram).

Όπως βλέπουμε στο σχήμα 2.1, η έξοδος του συντονιστή (1<sup>ος</sup> ενισχυτής IF) οδηγεί τη βαθμίδα αποδιαμόρφωσης που υλοποιείται με ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα (NE605). Η βαθμίδα αυτή, περιλαμβάνει: τη 2<sup>η</sup> βαθμίδα μίξης, το 2<sup>ο</sup> τοπικό (κρυσταλλικό) ταλαντωτή των 48 MHz, το 2<sup>ο</sup> ενισχυτή IF και τον αποδιαμορφωτή AM - FM.

Μετά το τμήμα υψηλής και ενδιάμεσης συχνότητας, ακολουθεί η βαθμίδα χαμηλής συχνότητας. Έχουμε τον ενισχυτή ακουστικής συχνότητας (AF) που με τη σειρά του οδηγεί το μεγάφωνο (speaker) και τις δύο μονάδες: μονάδα έντασης πεδίου (s-meter) και του κυκλώματος φίμωσης (squelch). Τέλος, στο κάτω μέρος αριστερά φαίνεται και το τμήμα της σύνθεσης συχνότητας (PLL) που αποτελείται από τις μονάδες του διαιρέτη δια N, της κρυσταλλικής αναφοράς συχνότητας, του συγκριτή/ανιχνευτή φάσης, το φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων/ενισχυτή τάσεως. Η μονάδα διά 264, βρίσκεται μέσα στον συντονιστή. Στο τέταρτο (4<sup>ο</sup>) κεφάλαιο θα αναφερθούμε στην κατασκευή του PLL, διεξοδικά. Δε θα πρέπει να παραλείψουμε και τη βαθμίδα τροφοδοσίας, που 'δίνει' ζωή σε όλα τα παραπάνω!

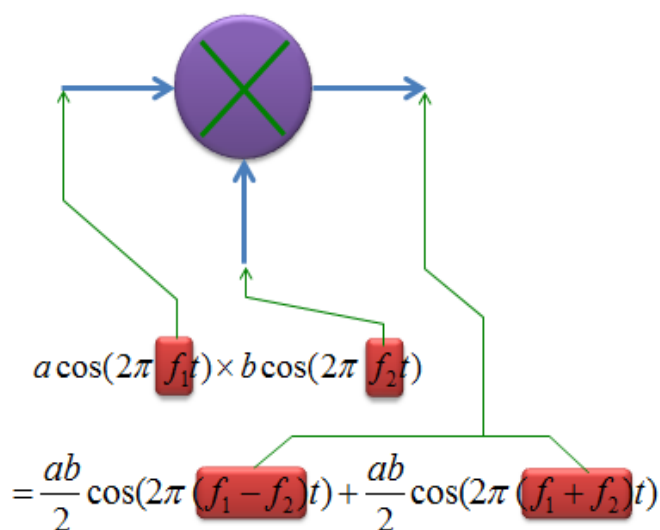
Ας συνεχίσουμε τώρα την ανάλυση του κυκλώματος. Όπως αναφέραμε από την έξοδο του συντονιστή, λαμβάνουμε έτοιμο το σήμα της 1<sup>ης</sup> ενδιάμεσης συχνότητας. Το σήμα αυτό των 37,3 MHz, οδεύει στον 2<sup>ο</sup> μικτή και 2<sup>ο</sup> ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας (NE605). Λόγω του κεραμικού φίλτρου (FL3), που μεσολαβεί του συντονιστή και NE605, επιτρέπεται η διέλευση συχνοτήτων μόνο από 33 έως 40 μεγαχέρτζ, άρα και τα 37,3 του κυκλώματος μας! Τέτοιου είδους φίλτρα, υπάρχουν και σήμερα σχεδόν σε όλους τους δέκτες τηλεόρασης και αντικαθιστούν τρία ως τέσσερα πηνία φερριτή που χρησιμοποιούνταν παλιότερα και τα οποία απαιτούσαν κοπιαστική ρύθμιση. Επειδή ο δέκτης μας είναι μόνο ακουστικός, δεν χρειαζόμαστε τόσο μεγάλο εύρος λήψης όπως στους τηλεοπτικούς δέκτες (5,5 MHz και περισσότερο). Όλο το υπόλοιπο μέρος του κυκλώματος είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε να ενισχύει μόνο την επιθυμητή συχνότητα 37,3 MHz.

Η **1<sup>η</sup> ενδιάμεση συχνότητα των 37,3 MHz**, μιγνύεται με τη σταθερή συχνότητα των 48 MHz και μας δίνει τη **2<sup>η</sup> ενδιάμεση συχνότητα των 10,7 MHz**. Το σήμα αυτό ενισχύεται από τον δεύτερο ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας και μετά οδηγείται στον αποδιαμορφωτή AM-FM. Το φίλτρο των 10,7 MHz (FL1) του δεύτερου ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας επιτρέπει τη διέλευση μιας πολύ στενής ζώνης, 100 KHz περίπου (πολύ πιο στενή σε σχέση με την ευρεία ζώνη του πρώτου φίλτρου). Κάτω δεξιά βλέπουμε τον ενισχυτή συνεχούς ρεύματος, ο οποίος ενισχύει το ανορθωμένο σήμα του αποδιαμορφωτή AM. Το συνεχές ρεύμα διαρρέει το μιλλιαμπερόμετρο (όργανο κινητού πηνίου, 1mA), που χρησιμοποιείται ως ένδειξη της έντασης του λαμβανόμενου σήματος (s-meter).

Τώρα ας δούμε και την μυστηριώδη αυτή λειτουργία που λέγεται φίμωση (squelch)! Η λειτουργία αυτή μπορεί να μην ανήκει στον βασικό εξοπλισμό ενός δέκτη αλλά κάνει πραγματικά τη ζωή μας πολύ πιο εύκολη. Με έναν διακόπτη ή με ένα ποτενσιόμετρο μπορούμε να καταστειλούμε τον ενοχλητικό εκείνο θόρυβο που κάνει το μεγάφωνο όταν δεν υπάρχει σήμα στην κεραία (θερμικός θόρυβος κυκλωμάτων). Η φίμωση στον δικό μας δέκτη UHF/VHF δεν είναι τίποτα άλλο από έναν ηλεκτρονικό διακόπτη, ο οποίος διακόπτει τη διέλευση του σήματος χαμηλής συχνότητας προς τον ενισχυτή του μεγαφώνου, όταν η ένταση του σήματος είναι πολύ μικρή. Η οριακή τιμή ενεργοποίησης του κυκλώματος φίμωσης ορίζεται με ένα ποτενσιόμετρο (ρύθμιση από τον χρήστη). Επ' αυτού θα επανέρθουμε και αργότερα. Προηγουμένως όμως να δούμε λίγο πιο αναλυτικά τι γίνεται στα επιμέρους στάδια του δέκτη.

## 2.3 Υψηλή συχνότητα

Στο σχήμα 2.3 φαίνεται το ηλεκτρονικό διάγραμμα της υψηλής και ενδιάμεσης συχνότητας του δέκτη. Στο αριστερό άκρο είναι η μονάδα συντονισμού (tuner, UV916). Το σήμα της κεραίας (47-860 MHz) εισάγεται με ομοαξονικό καλώδιο σύνθετης αντίστασης 75 Ωμ, απευθείας στην είσοδο του συντονιστή. Μετά τη πρώτη μίξη και τον υποβιβασμό της συχνότητας (1<sup>η</sup> IF) εντός του συντονιστή, το σήμα εξέρχεται στην ακίδα 17 αυτού και εισέρχεται στο κεραμικό φίλτρο FL3 (G1968) για το περιορισμό των ανεπιθύμητων συχνοτήτων. Στο σχήμα 2.2, βλέπουμε το λόγο ύπαρξης του φίλτρου FL3.


$$a \cos(2\pi f_1 t) \times b \cos(2\pi f_2 t)$$
$$= \frac{ab}{2} \cos(2\pi (f_1 - f_2) t) + \frac{ab}{2} \cos(2\pi (f_1 + f_2) t)$$

**Σχήμα 2.2:** Μίξη δύο σημάτων,  $f_1$  και  $f_2$ .

Με τη χρήση του φίλτρου περιορίζουμε μόνο τη διέλευση του σήματος διαφοράς:  $f_1 - f_2$ , δηλαδή τη 1<sup>η</sup> ενδιάμεση συχνότητα των 37,3 MHz. Το φίλτρο FL3, έχει κεντρική συχνότητα 37,5 MHz και εύρος ζώνης (bandwidth) 6 MHz.

Πριν προχωρήσουμε ας ρίξουμε μια ματιά στις ακίδες του συντονιστή. Η γείωση της τάσεως τροφοδοσίας σχηματίζεται από το περίβλημα του συντονιστή. Για τη λειτουργία των εσωτερικών κυκλωμάτων, απαιτείται σταθεροποιημένη τάση τροφοδοσίας +12 βόλτ, η οποία εφαρμόζεται στην ακίδα 6 του συντονιστή.

Το φίλτρο L1/C3 φροντίζει για την καταστολή των υψίσυχων παρασίτων από τη γραμμή τροφοδοσίας. Στην ακίδα 11 εφαρμόζεται η μεταβλητή τάση συντονισμού  $V_{TUNE}$  (από τη μονάδα του PLL) που κυμαίνεται 0,62~28 V. Ο συντονισμός δεν γίνεται με κλασσικούς μεταβλητούς πυκνωτές 'αέρος', αλλά με διόδους μεταβλητής χωρητικότητας (Varicap), ρυθμιζόμενες με συνεχή τάση. Οι varicap έχουν πολλά πλεονεκτήματα έναντι των κλασσικών μεταβλητών πυκνωτών (φτηνότερες, μικρότερες), αλλά δυστυχώς δεν μπορούν να καλύψουν όλη την επιδιωκόμενη περιοχή λήψης του δέκτη. Για το λόγο αυτό η περιοχή 47~860 MHz χωρίζεται σε τέσσερις μικρότερες περιοχές. Η επιλογή των περιοχών αυτών (μπάντα/band) γίνεται με συνεχή τάση +12 V σε μία από τις ακίδες 7, 8, 9 και 10 με τη βοήθεια του περιστροφικού διακόπτη/επιλογέα A-B-C-D-E. Και εδώ φιλτράρεται πάλι η συνεχής τάση πόλωσης με τα L2 και C2. Στην ακίδα 5 εξάγεται η τάση αυτομάτου ελέγχου απολαβής (AGC).



Με την τάση αυτή ο συντονιστής ρυθμίζει την ενίσχυση του ενισχυτή υψηλής και την ελαττώνει όταν το σήμα εισόδου είναι πολύ ισχυρό, αποφεύγοντας έτσι την υπερδημίωση των επόμενων βαθμίδων ή την αυξάνει όταν το σήμα εισόδου είναι πολύ ασθενές και θα μπορούσε να χαθεί μέσα στον θόρυβο.

Οι δύο ακροδέκτες F και G (ακίδες 13 και 14) είναι κάτι το ιδιαίτερο. Στις εξόδους αυτές διατίθεται το εσωτερικό σήμα του 1<sup>ου</sup> τοπικού ταλαντωτή και μάλιστα όχι στην αρχική του τιμή: 84,3~897,3 MHz, αλλά διαιρεμένη με τον συντελεστή 256 ή 64. Τον συντελεστή διαιρέσης τον ορίζουμε με συνεχή τάση στην ακίδα 15. Στο σχήμα 3.2 ο ακροδέκτης αυτός είναι συνδεδεμένος με τη γείωση, πράγμα που σημαίνει ότι ο συντελεστής είναι 256. Το διαιρούμενο σήμα είναι ιδιαίτερα χρήσιμο, όπως θα δούμε παρακάτω, για την κατασκευή του κυκλώματος σύνθεσης συχνοτήτων (PLL). Παραλείψαμε να πούμε για την ακίδα 12 που δίνουμε τάση τροφοδοσίας 5 V για τη λειτουργία του εσωτερικού διαιρέτη. Επειδή εμείς έχουμε διαθέσιμα 6 V (μονάδα τροφοδοσίας), χρησιμοποιούμε την αντίσταση R3, για την ανάλογη πτώση τάσεως.

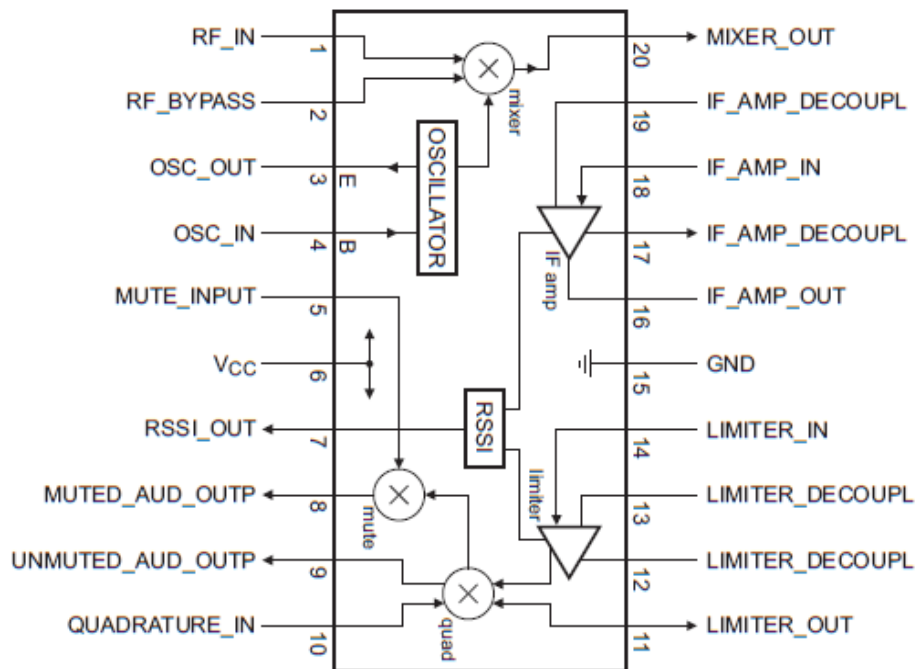
## 2.4 Ενδιάμεση συχνότητα και αποδιαμόρφωση

Το IC1 (NE605N) και τα εξαρτήματα γύρω από αυτό, αποτελούν το μεσαίο τμήμα του γενικού διαγράμματος του σχήματος 2.1, ήτοι το δεύτερο ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας (10,7 MHz), τον κρυσταλλικό ταλαντωτή (48 MHz), το δεύτερο μίκτη και τέλος τον αποδιαμορφωτή AM/FM.

Ας δούμε όμως την ιστορία του ολοκληρωμένου IC1, γιατί όπως λέει και ο Ευριπίδης ευτυχισμένος είναι αυτός που ξέρει την ιστορία! Πριν κατασκευαστεί το NE605N υπήρξε το NE602 (double balanced mixer and oscillator) και το NE604 (FM IF system). Ο συνδυασμός των δύο αυτών ολοκληρωμένων μας δίνει έναν υψηλής απόδοσης, χαμηλού κόστους δέκτη. Σύντομα δημιουργήθηκε το NE605N που είναι η λύση του ενός ολοκληρωμένου βασισμένο σε νέα τεχνολογία και σχεδίαση.

Το εσωτερικό του ολοκληρωμένου φαίνεται στην εικόνα 2.2 και αποτελείται από πέντε τμήματα: τη βαθμίδα μίξης, το τοπικό ταλαντωτή, τον ενισχυτή μέσης συχνότητας, το περιοριστή και το τμήμα του αποδιαμορφωτή. Το τμήμα του μίκτη (ακροδέκτες 1, 2, 20) δίνει στην έξοδο το άθροισμα και τη διαφορά της 1<sup>ης</sup> IF (37,3 MHz) και του 2<sup>ου</sup> τοπικού κρυσταλλικού ταλαντωτή των 48 MHz. Έτσι προκύπτει η 2<sup>η</sup> IF (10,7 MHz).

Η μίξη των συχνοτήτων γίνεται σε μία βαθμίδα Gilbert Cell four quadrant multiplier. Η βαθμίδα Gilbert Cell είναι ένας διαφορικός ενισχυτής (ακροδέκτες 1, 2) ο οποίος οδηγεί ένα ισοσταθμισμένο διακόπτη. Η είσοδος RF (έξοδος συντονιστή), ποδαράκια 1 και 2 έχει υψηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου (4,5KΩ) εν παραλλήλω με πυκνωτή 2,6 pF στους 40MHz και χρειάζεται ιδιαίτερη προσοχή στη προσαρμογή της. Η ευκολότερη λύση είναι ένας χωρητικός διαιρέτης εν παραλλήλω με ένα πηνίο. Άλλες εναλλακτικές λύσεις είναι η προσαρμογή με πηνίο με ενδιάμεση λήψη ή η χρησιμοποίηση ενός ή δύο μετασχηματιστών. Εμείς βέβαια εφαρμόσαμε την πιο εύκολη λύση, δηλαδή τη χρήση του έτοιμου κεραμικού φίλτρου FL3.



**Εικόνα 2.2:** Το μπλοκ διάγραμμα του NE/SA605N.

Το NE605 είναι εφοδιασμένο με ένα τρανζίστορ τύπου NPN για να χρησιμοποιηθεί σαν τοπικός ταλαντωτής με λιγοστά εξωτερικά εξαρτήματα, όπως πυκνωτές και αυτεπαγωγές που θα προστεθούν για να φτιαχτεί ο 2<sup>ος</sup> τοπικός ταλαντωτής. Οι ακροδέκτες του τρανζίστορ, βάση και εκπομπός (ακροδέκτες 3, 4) είναι διαθέσιμοι για να δημιουργηθεί ένα κύκλωμα Colpitts, Butler ή ένα συντονισμένο κύκλωμα τύπου LC/κρύσταλλος. Η βάση του τρανζίστορ συνδέεται απευθείας στον κρύσταλλο των 48 MHz, ενώ ο εκπομπός συνδέεται στη γη μέσω μιας αντίστασης 22KΩ (R4). Πρέπει εδώ να σημειώσουμε πως η παραπάνω σχεδίαση του ταλαντωτή είναι η θεωρητική που προτείνει ο κατασκευαστής (datasheet). Ουσιαστικά στους ακροδέκτες 3 και 4, υλοποιούμε έναν ταλαντωτή 3<sup>ης</sup> αρμονικής. Δηλαδή ο κρύσταλλος δεν θα πρέπει να ταλαντώνεται στη θεμελιώδη συχνότητά του αλλά σε μια περιττή αρμονική. Για να βρει κανείς τις αρμονικές, αρκεί να πολλαπλασιάσει τη θεμελιώδη συχνότητα (16 MHz) με τον συντελεστή 3 ή 5 ή 7 κ.ο.κ. Στο δικό μας κύκλωμα η αρμονική των 16 MHz βραχυκυκλώνεται με το φίλτρο L3-C10, με αποτέλεσμα ο κρύσταλλος να προσπαθεί και τελικά να ταλαντώνει στην τριπλάσια συχνότητα, δηλαδή στους 48 MHz. Η έξοδος ακολούθως υποβιβάζεται στο ένα τρίτο και οδηγείται στο μικτή-στοιχείο Gilbert Cell. Επειδή η διάταξη Colpitts είναι για τύπου παράλληλου συντονισμού είναι σπουδαίο να γνωρίζουμε όταν θα παραγγείλουμε κρυστάλλους ότι η χωρητικότητα φορτίου είναι 10pF. Στη διάταξη Butler όμως, η παράλληλη χωρητικότητα δεν έχει σημασία, καθώς ο κρύσταλλος θα είναι σε 'εν σειρά' διάταξη.

Μερικά από τα έτοιμα φίλτρα που χρησιμοποιούνται στη βιομηχανία έχουν τιμές 455 KHz, 10,7 MHz και 21,4 MHz. Επιλογή διαφορετικών μεσαίων συχνοτήτων είναι δύσκολη, λόγω του κόστους κατασκευής. Ένα κριτήριο για να επιλέξουμε την τιμή της μεσαίας συχνότητας, είναι το είδος της διαμόρφωσης. Εάν για παράδειγμα έχουμε ένα σήμα στενής ζώνης FM (30 KHz εύρος) τότε μας αρκεί μεσαία συχνότητα 455 KHz. Εάν όμως έχουμε σήμα με εύρος 100 KHz (όπως και στο δέκτη μας), τότε θα επιλέξουμε μια συχνότητα με αντίστοιχο εύρος όπως: 10,7 MHz ή 21,4 MHz. Εμείς επιλέξαμε 10,7 MHz (φίλτρα FL1 και FL2).

Το τμήμα της δεύτερης ενδιάμεσης συχνότητας περιλαμβάνει επίσης τον ενισχυτή  $2^{15}$  IF και τον περιοριστή (εντός του ολοκληρωμένου), καθώς επίσης και τα εξωτερικά εξαρτήματα FL1, FL2, C4, C5, C6 και C7. Τα φίλτρα FL1, FL2 (SFE10.7) έχουν κεντρική συχνότητα 10,7 MHz και εύρος ζώνης 100 KHz. Η αλυσίδα των δύο αυτών βαθμίδων έχει απολαβή 100 dB. Οι ενισχυτές μέσης συχνότητας είναι κατασκευασμένοι από δύο διαφορετικούς ενισχυτές με ενίσχυση 40 dB, όταν οδηγούνται από 50 Ω. Η έξοδος του περιοριστή είναι ακολούθου εκπομπού με αντίσταση εξόδου 230 Ω. Μια εσωτερική αντίσταση 700 Ω αυξάνει την τιμή αυτή στα 930 Ω.

Η βασική λειτουργία του  $2^{00}$  ενισχυτή IF, είναι να αυξήσει το σήμα μέσης συχνότητας και να συμβάλλει στην απόρριψη του θορύβου (common mode noise). Επειδή ο ενισχυτής μέσης συχνότητας δεν αποδίδει καλό περιορισμό σε μεγάλο εύρος σημάτων εισόδου γι' αυτό χρησιμοποιούμε ένα περιοριστή (limiter). Ο περιοριστής στο NE605N είναι φτιαγμένος από τρεις διαφορετικούς ενισχυτές με απολαβή 63 dB και μικρή απόκριση συχνότητας (έως τους 28 MHz). Η έξοδος της τελικής βαθμίδας του περιοριστή, μετά από τη βαθμίδα απομόνωσης, οδηγεί τον εσωτερικό διευκρινιστή τύπου quadrature. Η έξοδος του περιοριστή έχει σύνθετη αντίσταση εξόδου 260 Ω.

Η βασική λειτουργία του περιοριστή είναι να αποδίδει μια ενίσχυση τέτοια ώστε να 'ψαλιδίζεται' το άνω και κάτω τμήμα της κυματομορφής. Αυτό βοηθάει, στο να 'καθαρίζει' το σήμα μέσης συχνότητας από τη κατά πλάτος διαμορφωμένη πληροφορία.

Εάν το τμήμα της  $2^{15}$  μέσης συχνότητας έχει πολύ μεγάλη ενίσχυση τότε μπορεί να προκύψουν προβλήματα αστάθειας. Συνεχίζοντας, αφού περάσει το σήμα από τον περιοριστή θα πρέπει να αποδιαμορφωθεί, ώστε να διαχωριστεί το ακουστικό σήμα (πληροφορία) από το σήμα IF. Ο αποδιαμορφωτής φτιάχνεται από τον εσωτερικό συγκριτή φάσης του NE605N και εξωτερικά (ακροδέκτες 10 και 11) από το δικτύωμα πηνίου-πυκνωτών (L6, C1, C8). Το δίκτυωμα αυτό εισάγει την απαραίτητη ολίσθηση φάσεως.

Το σήμα που βγαίνει από το διευκρινιστή (αποδιαμόρφωση FM, ακροδέκτης 9), φιλτράρεται από τον πυκνωτή C14 για την εξάλειψη τυχόν εναπομεινάντων υψίσυχνων παρασίτων των 10,7 MHz και αποδίδεται το σήμα ήχου (χαμηλή στάθμη). Το πηνίο του διευκρινιστή (L6) παίζει ένα σπουδαίο ρόλο στην ποιότητα του ακουστικού σήματος. Αυτό καθορίζει την παραμόρφωση και το πλάτος του ακουστικού σήματος. Εάν ο συντελεστής ποιότητας Q του πηνίου έχει υψηλή τιμή τότε η στάθμη του ήχου θα έχει υψηλή τιμή αλλά και υψηλή παραμόρφωση. Αντιθέτως, εάν ο συντελεστής Q έχει χαμηλή τιμή τότε και η παραμόρφωση θα έχει χαμηλή τιμή.

Το τμήμα εξόδου του NE605N περιέχει επίσης τους ακροδέκτες 7 (RSSI) και 8 (ήχο με φίμωση) αντιστοίχως. Οι έξοδοι ήχου στα ποδαράκια 8 και 9 είναι βασικά ίδιοι. Η μόνη διαφορά μεταξύ τους είναι ότι η μη φιμωμένη έξοδος είναι πάντα ανοικτή ενώ η άλλη έξοδος μπορεί να ανοίγει και να κλείνει. Γειώνοντας τον ακροδέκτη 5 του NE605N, φιμώνεται η έξοδος ήχου στον ακροδέκτη 8 ενώ συνδέοντάς τον στο Vcc ο ήχος περνάει ελεύθερα. Εμείς βέβαια έχουμε σχεδιάσει ξεχωριστό κύκλωμα φίμωσης, οπότε δε χρησιμοποιούμε τους ακροδέκτες 5 και 8.

Η έξοδος RSSI (Received Signal Strength Indicator) μας καθορίζει την ένταση του λαμβανόμενου σήματος, εφοδιάζοντάς μας μία τάση ανάλογη της έντασης του σήματος. Η έξοδος RSSI είναι ένας μετατροπέας ρεύματος σε τάση. Για το λόγο αυτό, χρειάζεται μια

εξωτερική αντίσταση 91 KΩ, για να μας δώσει χαρακτηριστική εξόδου με κλίση 0,5 Volt για κάθε 20 dB αλλαγής στο σήμα εισόδου. Η έξοδος RSSI επηρεάζεται, εκτός από το σήμα εισόδου και από διάφορα παρασιτικά σήματα που προήλθαν από κακή κατασκευή και κακή σχεδίαση του τυπωμένου (EMI). Το σήμα αυτό προφανώς, μας δείχνει και τη ποιότητα της κατασκευής! Εάν η τάση αυτή χωρίς σήμα εισόδου είναι ίση ή μικρότερη από 250 mV, τότε σίγουρα έχουμε ποιοτική κατασκευή! Εάν η τάση αυτή είναι μεγαλύτερη, τότε αυτό σημαίνει ότι υπάρχουν ταλαντώσεις ή αναδράσεις στη σχεδίαση από γειτονικούς διαδρόμους στο τυπωμένο (πλακέτα). Το σήμα αυτό χρησιμοποιούμε για την οδήγηση του κυκλώματος s-meter. Παράλληλα το ίδιο σήμα αποτελεί και την έξοδο της αποδιαμόρφωσης AM! Αντίστοιχα προς τον ακροδέκτη 9, έχουμε και στον ακροδέκτη 7 τον πυκνωτή C13, για την καταστολή τυχόν υψίσυχων παρασίτων.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να επαναλάβουμε κάτι πολύ σημαντικό, πριν προχωρήσουμε στην ανάλυση του υπόλοιπου κυκλώματος. Τα όσα αναφέραμε για το NE605N αποτελούν τη βασική θεωρία που δίνει ο κατασκευαστής για την ομαλή λειτουργία του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Αυτό δεν μας δεσμεύει σε ότι αφορά τον τελικό σχεδιασμό του κυκλώματος του δέκτη μας. Σε ορισμένες μάλιστα περιπτώσεις, η σχεδίαση του κυκλώματος μπορεί να γίνει ακόμα πιο απλή από αυτή που έχουμε αναφέρει. Εξάλλου η βασική αρχή σε αυτήν την κατασκευή είναι η απλότητα στη κατασκευή, αλλά και η αξιοπιστία. Για παράδειγμα, στην είσοδο του ολοκληρωμένου ο κατασκευαστής προτείνει την προσαρμογή με μετασχηματιστές μέσης συχνότητας. Όμως το ίδιο καλή δουλειά μπορεί να γίνει και με ένα κεραμικό φίλτρο!

Ας συνεχίσουμε όμως με την ανάλυση του κυκλώματος. Όπως είδαμε το αποδιαμορφωμένο σήμα FM χαμηλής (ακουστικής) συχνότητας διατίθεται προς περαιτέρω χρήση στην ακίδα 9 του ολοκληρωμένου. Στην ακίδα 9 αν θέλουμε θα μπορούσαμε να προσθέταμε κύκλωμα για την αποκωδικοποίηση FM-stereo. Πρέπει να διευκρινίσουμε πώς το σήμα AM αποδιαμορφώνεται με ένα τέχνασμα! Βασικά, το NE605N δεν διαθέτει έξοδο AM αλλά όπως έχουμε αναφέρει, έχει όμως στην ακίδα 7 μία έξοδο για όργανο ένδειξης έντασης πεδίου (s-meter) με λογαριθμική κλίμακα. Από το σημείο αυτό αντλούμε και εμείς το σήμα AM, το οποίο όμως έχει πολύ συμπίεσμένη δυναμική. Για καλή μας τύχη ο δέκτης έχει εξαιρετικά γρήγορη ρύθμιση ενίσχυσης και συνεπώς δεν υπάρχει φόβος να ακούμε τους σταθμούς AM με μέγιστη ένταση στο μεγάφωνο ή στα ακουστικά.

Το ότι η έξοδος για το όργανο ένδειξης του IC1 (RSSI, ακροδέκτης 7) χρησιμοποιείται (καταχρηστικά) ως έξοδος AM δεν σημαίνει κιόλας ότι δεν έχει και άλλες χρήσεις! Πρώτα – πρώτα πρέπει να μεριμνήσουμε ώστε το σήμα αυτό να πάει στο τμήμα του κυκλώματος γύρω από το τρανζίστορ T1. Το κύκλωμα αυτό (R1, R2, R5, R6, R7, C18, T1) ανυψώνει αρκετά το σήμα της ακίδας 7 και το επιστρέφει ως τάση ρύθμισης για την αυτόματη ρύθμιση απολαβής (AGC) στην ακίδα 5 του συντονιστή. Ο συντονιστής περιμένει στην ακίδα 5 μια χαμηλή τάση ρύθμισης όταν το σήμα λήψης του είναι πολύ δυνατό και αντίστροφα, υψηλή τάση ρύθμισης όταν το σήμα του είναι ασθενές. Για το λόγο αυτό συνδεσμολογούμε το T1 ως αντιστροφέα της συνεχούς τάσης έτσι ώστε το τμήμα αυτομάτου ελέγχου απολαβής να λειτουργεί σωστά. Για να ‘εμποδίσουμε’ τον αυτόματο έλεγχο απολαβής να λειτουργεί υπερβολικά γρήγορα και να μην αντιδρά π.χ. στις μεταβολές που προκαλούνται από την διαμόρφωση AM, πρέπει η τάση ρύθμισης να απαλλαγεί από όλες τις συνιστώσες εναλλασσόμενης τάσης. Τη δουλειά αυτή, αναλαμβάνει το βαθυπερατό φίλτρο R5-R6-C18. Στη βάση του T1 (BC547B) έχουμε λοιπόν ένα πολύ ‘βραδυκίνητο’ εναλλασσόμενο ρεύμα (σήμα).

Το IC1 χρειάζεται ξεχωριστή σταθεροποιημένη τάση τροφοδοσίας 6 βόλτ. Η τάση αυτή εφαρμόζεται στην ακίδα 6. Η ακίδα 15 είναι η γείωση. Όπως και στην τροφοδοσία του συντονιστή, χρειάζεται και εδώ ένα καλό φίλτράρισμα με το βαθυπερατό φίλτρο C15-C16-C17-L4-L5 και καλή απόζευξη, για να αποκλειστεί οποιαδήποτε παρασιτική υψίσυχη επίδραση/παρεμβολή.

Εδώ τελειώνει η ανάλυση του δύσκολου τμήματος της υψηλής και ενδιάμεσης συχνότητας.

## 2.5 Ενισχυτής ακουστικής συχνότητας (AF)

Στο σχήμα 2.6 βλέπουμε το κύκλωμα του ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων (AF amplifier). Ο ενισχυτής χαμηλών σχηματίζεται γύρω απ' το ολοκληρωμένο TBA820M. Είναι ενισχυτής των 2 Watt, όταν τροφοδοτείται με +12 Volt και έχει στην έξοδό του φορτίο (μεγάφωνο) των 8 Ohm. Η δε κατανάλωση ανέρχεται μόλις στα 100 mA, γεγονός που κάνει το chip ιδανικό για χρήση σε φορητές συσκευές (π.χ. MP3-players, CD/DVD-players). Η χρήση ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος ως ενισχυτή χαμηλής συχνότητας, έχει το πλεονέκτημα να περιορίζει τον αριθμό εξαρτημάτων ενώ παράλληλα απλουστεύει την κατασκευή.

Ως σχηματικό διάγραμμα, προτιμήθηκε αυτό που δίνει ο κατασκευαστής του ολοκληρωμένου TBA820M στο τεχνικό εγχειρίδιο (datasheet). Δε δώσαμε ιδιαίτερη βαρύτητα στην σχεδίαση του ενισχυτή AF, αφού δεν αποτελεί αντικείμενο μελέτης στη παρούσα εργασία. Για το λόγο αυτό προτιμήσαμε να κάνουμε χρήση ενός έτοιμου υπο-κυκλώματος (module).

## 2.6 Κύκλωμα φίμωσης (squelch) και s-meter

Στο σχήμα 2.4 απεικονίζεται το κύκλωμα φίμωσης και το s-meter. Με τον διακόπτη S2 μπορούμε να επιλέξουμε μεταξύ AM και FM. Μέσω των C20-R16-R17 το σήμα χαμηλής φτάνει στην πύλη (gate) του FET T2. Το σήμα λαμβάνεται από την πηγή (source) του T2 μέσω του C21 και αφού ρυθμίσουμε το πλάτος του με το P4 (ένταση ήχου - volume) το οδηγούμε στον έτοιμο ενισχυτή ακουστικής ισχύος (module – No.1198). Το FET T2 χρησιμοποιείται ως πρό-ενισχυτής και ως μετατροπέας αντίστασης / απομονωτής (buffer). Τούτο είναι αναγκαίο γιατί αν επιβαρύνουμε πολύ την πηγή σήματος (έξοδος του NE605N) θα επηρεαζόταν το όργανο ένδειξης και το κύκλωμα φίμωσης. Οι πυκνωτές C22 και C34 αποζευγνύουν την τάση τροφοδοσίας του ενισχυτή.

Το κύκλωμα φίμωσης σκοπό έχει να φιμώσει το μεγάφωνο όταν το λαμβανόμενο σήμα είναι πολύ αδύνατο ή περιέχει πολύ μεγάλο θόρυβο «φύσημα». Προς τούτο, χρησιμοποιούνται οι δύο ηλεκτρονικοί διακόπτες IC3a και IC3b (CD4066) οι οποίοι όταν κλείσουν βραχυκυκλώνουν το σήμα στη πύλη του FET T2 με τη γείωση. Ένας διακόπτης δεν είναι αρκετός γιατί ακόμα και όταν είναι κλειστός έχει μια κάποια αντίσταση που θα σχημάτιζε με την R17 έναν διαιρέτη τάσης, παρέχοντας μια μικρή τάση σήματος ίσως αρκετή για να οδηγήσει την πύλη του FET.

Οι δύο διακόπτες οδηγούνται από τις ακίδες 5 και 13 και ανοίγουν με χαμηλή στάθμη δυναμικού, ενώ με υψηλή στάθμη κλείνουν. Συνεπώς όταν το σήμα είναι πολύ αδύνατο χρειαζόμαστε υψηλή στάθμη στις εισόδους οδήγησης των διακοπών και χαμηλή στάθμη όταν

το λαμβανόμενο σήμα είναι ισχυρό. Για το λόγο αυτό, το σήμα οδήγησης των διακοπών πρέπει πρώτα να αντιστραφεί. Η αντιστροφή αυτή συντελείται με τον τελεστικό IC2a (TL084) που είναι συνδεδεσολογημένος ως αναστρέφων συγκριτής. Η τάση AM οδεύει μέσω του χαμηλο-περατού φίλτρου R11-C19 στην ακίδα 1 του τελεστικού ενισχυτή. Το βαθυπερατό φίλτρο, καταστέλλει τις υψηλές συχνότητες (κατάλοιπα) που μπορεί να υπάρχουν στο σήμα AM. Εξαιτίας της υστέρησης (θετική ανάδραση) που επιφέρει το δικτύωμα R9-R10, ο τελεστικός λειτουργεί 'σταθερά' και δεν ταλαντώνει γύρω απ' το σημείο σύγκρισης (squelch level) όταν έχει δηλαδή περίπου ίσες τάσεις στις εισόδους του! Με το ποτενσιόμετρο P1 ρυθμίζουμε την επιθυμητή τάση (επίπεδο φίμωσης) στην μη αναστρέφουσα είσοδο (ακίδα 2) ανάλογα με το πότε θέλουμε να ενεργοποιείται το κύκλωμα φίμωσης. Όταν ενεργοποιείται το κύκλωμα φίμωσης, έχουμε τη γνωστή λειτουργία mute.

Το σήμα που λαμβάνεται στον κόμβο R11-C15, δεν χρησιμοποιείται μόνο για το κύκλωμα φίμωσης αλλά και για το όργανο ένδειξης της έντασης (s-meter). Το σήμα αυτό οδηγείται και σε έναν άλλο τελεστικό (IC2b), ο οποίος λειτουργεί μόνο ως μετατροπέας αντίστασης (buffer). Ο τελεστικός αυτός έχει τον ίδιο σκοπό όπως το FET T2, δηλαδή φροντίζει να μην επιβαρύνει με πολύ χαμηλή αντίσταση την γραμμή του σήματος AM. Κάτι τέτοιο δεν θα επηρέαζε μόνο την ποιότητα της λήψης, αλλά και το κύκλωμα φίμωσης και το όργανο ένδειξης. Ο τελεστικός λοιπόν δίνει στο όργανο (M1) όσο ρεύμα χρειάζεται χωρίς να επηρεάζει καθόλου τη γραμμή AM. Τα R12 και P2 περιορίζουν και ρυθμίζουν το ρεύμα του οργάνου, ενώ το P3 ρυθμίζει το σημείο μηδέν. Για να αποκλείσουμε την πιθανότητα καταστροφής του οργάνου από αιχμές τάσης συμπεριλάβαμε στο κύκλωμα δύο αντιπαράλληλες διόδους (D1, D2), οι οποίες περιορίζουν την πτώση τάσεως στο όργανο στα 0,7 βολτ.

## 2.7 Κύκλωμα τροφοδοσίας

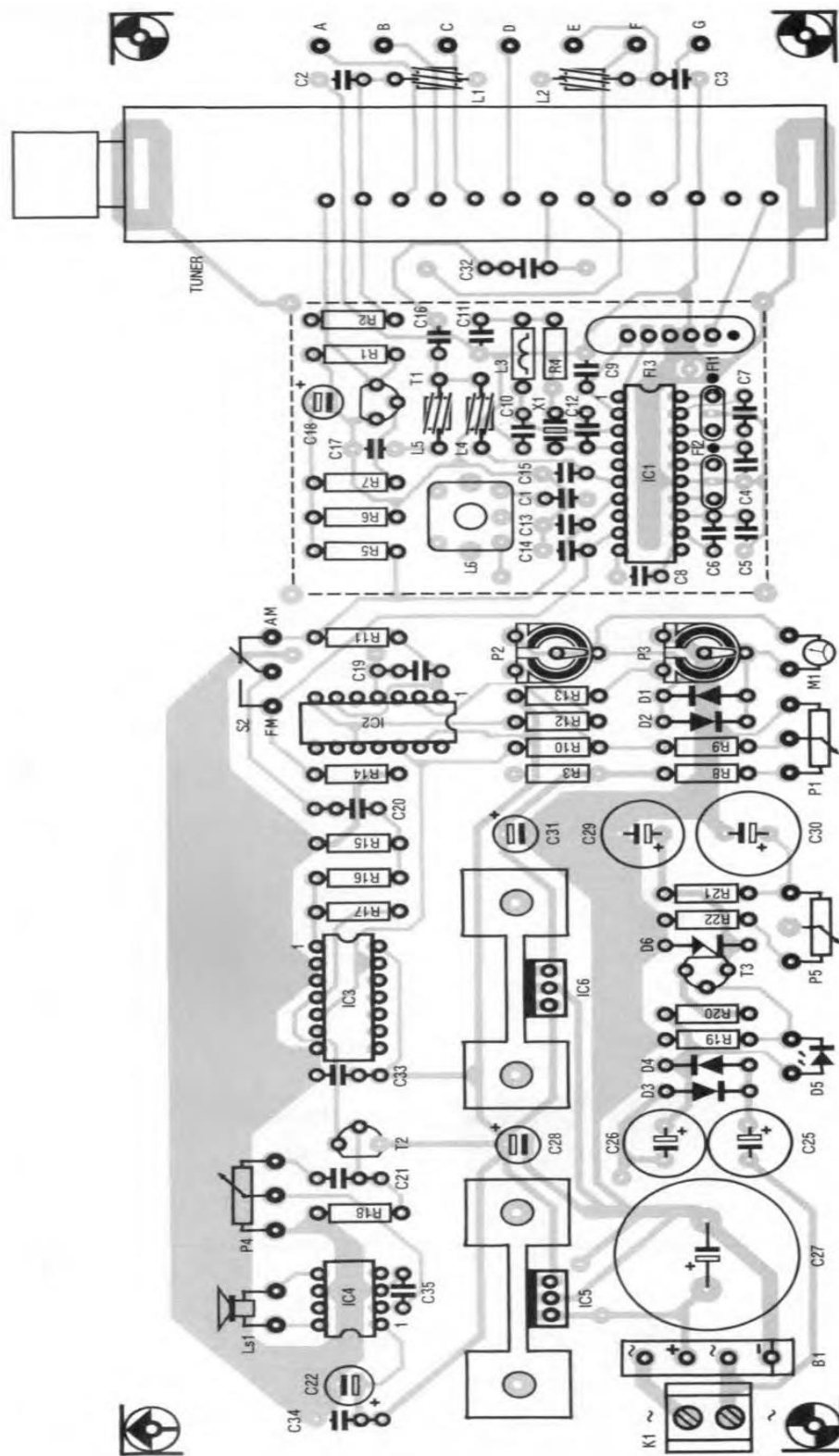
Το τροφοδοτικό του δέκτη απεικονίζεται στο σχήμα 2.5. Η εναλλασσόμενη τάση στο δευτερεύον του μετασχηματιστή (18Vac) ανορθώνεται στη γέφυρα B1 και εξομαλύνεται στη συνέχεια με τον πυκνωτή C27. Στα άκρα του πυκνωτή αυτού η τάση είναι +25 βολτ περίπου. Ο σταθεροποιητής IC5 που ακολουθεί σταθεροποιεί την τάση στα +12 βολτ ακριβώς. Ο πυκνωτής C28 αυξάνει την ευστάθεια του IC5 και πρέπει να τοποθετείται όσο το δυνατόν κοντά στους ακροδέκτες του. Αμέσως μετά υπάρχει ένας δεύτερος σταθεροποιητής, ο οποίος παράγει την τάση των +6 βολτ που χρειαζόμαστε σε ορισμένα σημεία του κυκλώματος, όπως για το ολοκληρωμένο της ενδιάμεσης συχνότητας. Οι πυκνωτές C31 και C33 είναι επίσης για την ευστάθεια του σταθεροποιητή IC6.

Εκτός από αυτές τις δύο τάσεις χρειαζόμαστε στο δέκτη και μία τάση συντονισμού +0,7 έως +28 βολτ. Η τάση αυτή παράγεται στο επάνω μέρος του κυκλώματος του σχήματος 3.5. Τα +28 βολτ δεν μπορεί να τα παράγει κανείς με συνηθισμένη ανόρθωση των 18 βολτ του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή. Χρειαζόμαστε λοιπόν ένα κύκλωμα πολλαπλασιασμού τάσης. Στον πυκνωτή C27 έχουμε +25 βολτ όπως είπαμε. Με το κύκλωμα C25-D3-C26-D4 που ονομάζεται κύκλωμα Villard προστίθεται στα +25 βολτ ακόμα μια πηγή τάσης +25 βολτ σε σειρά. Το άθροισμα της τάσης στους πυκνωτές C27 και C26 είναι περίπου +50 βολτ, ανάλογα βέβαια με το φορτίο με το οποίο επιβαρύνεται (μέση τιμή). Επειδή όμως εμείς την τάση αυτή την χρησιμοποιούμε για τον συντονισμό πρέπει πρώτα να την σταθεροποιήσουμε. Η σταθεροποίηση γίνεται με το κύκλωμα γύρω απ' το τρανζίστορ T3 (BC557B), στην έξοδο

του οποίου παίρνουμε +33V. Η δίοδος zener D6 δεν είναι μια τυχαία δίοδος, αλλά μια ειδική δίοδος αντισταθμισμένη ως προς την θερμοκρασία. Η τροφοδοσία ρεύματος της δίοδου δεν γίνεται απλά με μια αντίσταση σειράς αλλά με μια πηγή σταθερού ρεύματος αποτελούμενη από τα D5-R19-R20-T3. Η πηγή σταθερού ρεύματος είναι απαραίτητη γιατί η τάση διάσπασης της δίοδου εξαρτάται αρκετά και από το ρεύμα πόλωσης. Με τη δίοδο LED και την R19 έχουμε στη βάση του τρανζίστορ τάση πάντα κατά 1,6 βολτ μικρότερη της τάσης εισόδου των +50 βολτ. Τα 1,6 βολτ 'πέφτουν' επίσης και στο τμήμα βάσης-εκπομπού του T3 και της αντίστασης R20. Επειδή η πτώση τάσεως μεταξύ βάσης-εκπομπού του τρανζίστορ είναι πάντα +0,6 βολτ, απομένει για την αντίσταση του εκπομπού 1 βολτ. Με τον νόμο του Ωμ μπορούμε λοιπόν να υπολογίσουμε το ρεύμα της πηγής ρεύματος ( $1V \div 390\Omega = 2,5 \text{ mA}$  περίπου). Το ρεύμα αυτό παραμένει σταθερό ανεξάρτητα από τις διακυμάνσεις της τάσης εισόδου. Αφού το ρεύμα της δίοδου ζένερ είναι σταθερό, δεν μπορεί παρά να είναι σταθερή και η πτώση τάσης στα άκρα της δίοδου. Στην έξοδο του Π-φίλτρου C29-R21-C30 του τροφοδοτικού, έχουμε μια σταθερή τάση +33V και συνεπώς μια σταθερή τάση συντονισμού, που ρυθμίζουμε με το ποτενσιόμετρο P5. Οι αντιστάσεις R21 και R22 πλαισιώνουν το ποτενσιόμετρο P5 κατά τέτοιο τρόπο, ώστε η τάση συντονισμού να ρυθμίζεται όπως αναφέραμε, στη περιοχή +0,7 έως +28 βολτ.

## 2.8 Κατασκευή του δέκτη

Αρχικά πριν προχωρήσουμε στην συναρμολόγηση της πλακέτας του δέκτη πρέπει να συνειδητοποιήσουμε ότι έχουμε να κάνουμε με ένα σχετικά δύσκολο κύκλωμα υψηλής συχνότητας και ότι πρέπει να δείξουμε την ανάλογη προσοχή. Ο δέκτης (χωρίς το κύκλωμα του PLL, που αναλύεται στο επόμενο κεφάλαιο) κατασκευάζεται σε μια πλακέτα διπλής όψης (εικόνα 2.4). Στην μία (κάτω) επιφάνεια της πλακέτας, έχουμε το κυρίως τυπωμένο κύκλωμα, ενώ στην άλλη (πάνω) έχουμε την θωράκιση και ορισμένους διαδρόμους (τοποθέτηση εξαρτημάτων). Για να μην επιβαρυνθούμε με κόστος 50% επιπλέον στη κατασκευή της πλακέτας, σκεφτήκαμε κατά την σχεδιάσή της να μην επιμεταλλώσουμε τις οπές (vias) και να κάνουμε τη δουλειά αυτή εμείς. Άλλωστε, δεν πρόκειται για δύσκολη δουλειά αφού για να δημιουργήσουμε τις απαραίτητες συνδέσεις μεταξύ πάνω και κάτω όψης της πλακέτας, το μόνο που έχουμε να κάνουμε είναι να κολλήσουμε κάποιους ακροδέκτες εξαρτημάτων και στις δύο όψεις της πλακέτας. Στην εικόνα 2.3 φαίνεται το τοπογραφικό σχέδιο της πλακέτας του δέκτη. Λόγω του ότι το κύκλωμα λειτουργεί σε υψηλές συχνότητες, αποφεύγουμε τη χρήση βάσεων στήριξης ολοκληρωμένων, για τον περιορισμό των παρασιτικών φαινομένων! Θα κολλήσουμε λοιπόν τα ολοκληρωμένα κυκλώματα, κατευθείαν στη πλακέτα χρησιμοποιώντας κολλητήρι με λεπτή μύτη μικρής ισχύος (μέχρι 25Watt). Πρέπει επίσης να προσέξουμε να μην τα υπερθερμάνουμε και το κολλητήρι να έχει σωστή γείωση. Η γείωση είναι πολύ σημαντική γιατί, ας μην ξεχνάμε πως η κατασκευή μας έχει και ολοκληρωμένα τεχνολογίας CMOS που είναι πολύ ευαίσθητα στο στατικό ηλεκτρισμό!



**Εικόνα 2.3:** Το τοπογραφικό σχέδιο του τυπωμένου κυκλώματος του δέκτη, πλην του κυκλώματος PLL.



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 και τέλος τα ποτενσιόμετρα. Ο γενικός αυτός κανόνας, μας διευκολύνει στη συναρμολόγηση της πλακέτας.

Στους ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές πρέπει να δώσουμε προσοχή στην πολικότητα. Τα πηνία καταστολής παρασίτων (choke) L1, L2, L4 και L5 πρέπει να τα τυλίξουμε μόνοι μας. Χρησιμοποιούμε εμαγιέ σύρμα χαλκού διαμέτρου 0,2mm. Τυλίγουμε έξι σπείρες γύρω από μια χάνδρα φερρίτη και μοιράζουμε τις σπείρες γύρω από τον πυρήνα, ώστε να καλύψουμε ομοιόμορφα την επιφάνειά του. Κατόπιν λυγίζουμε τα δύο άκρα σε απόσταση 5mm και αφαιρούμε το βερνίκι με ένα αιχμηρό αντικείμενο ή με την καυτή μύτη του κολλητηριού. Καλό είναι τα δύο άκρα να τα επικαλύψουμε με λίγο καλάϊ (επικασσιτέρωση), για να μην έχουμε δυσκολίες κατά την κόλληση στην πλακέτα. Ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί στη τοποθέτηση των κεραμικών φίλτρων FL1, FL2 και FL3 ως προς τη θέση της ακίδας 1 που είναι προσημειωμένη με μια γραμμή ή με τον αριθμό 1. Έτσι αποκλείεται η πιθανότητα να τοποθετηθούν ανάποδα. Τέλος, δεν πρέπει να ξεχάσουμε να τοποθετήσουμε τις δύο ψήκτρες στα δύο ολοκληρωμένα σταθεροποίησης. Να σημειώσουμε ότι το ψυγείο του IC6 είναι κάπως μικρότερο από αυτό του IC5. Τούτο είναι πολύ λογικό διότι το μεγαλύτερο μέρος της ισχύος λαμβάνεται από τα +12V.

Μετά την συναρμολόγηση του δέκτη το μόνο που μένει είναι να ρυθμιστεί. Η ρύθμιση, αφορά την κύρια πλακέτα του δέκτη (πλην του PLL) και είναι πραγματικά πολύ εύκολη (χάρη τη χρήση των έτοιμων φίλτρων). Δεν απαιτεί πολύ χρόνο. Αρχικά χρειαζόμαστε μια απλή κεραία που μπορεί να είναι ακόμα και ένα μονόκλωνο σύρμα μήκους 75cm. Το συνδέουμε στην υποδοχή της κεραίας που έχει ο συντονιστής.

Θέτουμε το δέκτη σε λειτουργία, περιμένουμε ένα λεπτό περίπου μέχρι να φορτιστούν οι πυκνωτές και να σταθεροποιηθεί η τάση συντονισμού των +33V. Θέτουμε τον διακόπτη S1 στη θέση A (περιοχή 47~110 MHz). Με το ποτενσιόμετρο P5 θα πρέπει τώρα να μπορούμε να συντονίζουμε τον δέκτη μας στους ραδιοφωνικούς σταθμούς των FM. Μετά από αυτή την δοκιμή αφαιρούμε την κεραία.

Μετά παίρνουμε ένα πλαστικό κατσαβίδι και ρυθμίζουμε τον πυρήνα του πηνίου L6 μέχρι να πάρουμε τον μέγιστο δυνατό θόρυβο στο megάφωνο. Προσοχή, κατά την ρύθμιση του πηνίου δεν χρησιμοποιούμε μεταλλικό κατσαβίδι γιατί δημιουργούμε παρεμβολές αφού αλλάζουμε την αυτεπαγωγή του πηνίου. Αμέσως μετά ρυθμίζουμε με το P3 το όργανο ένδειξης πεδίου στην μηδενική του θέση. Τώρα, τοποθετούμε ξανά την κεραία, αναζητούμε με το ποτενσιόμετρο συντονισμού τον ισχυρότερο σταθμό της ζώνης των FM και ρυθμίζουμε με το P2 τη βελόνα του οργάνου (M1) έτσι ώστε να δείχνει μέγιστη ένδειξη, χωρίς όμως να αγγίζει το τέρμα.

Έχουμε φτάσει σχεδόν στο τελευταίο στάδιο ελέγχου σε ότι αφορά την πλακέτα της βαθμίδας του δέκτη. Θα πρέπει να θωρακίσουμε με λαμαρίνα το τμήμα ενδιάμεσης συχνότητας της πλακέτας (NE605N), ώστε να 'φράξουμε' το δρόμο στις αρμονικές των 48MHz του κρυσταλλικού ταλαντωτή για να μην φθάσουν μέχρι την είσοδο της κεραίας. Τούτο, είναι απαραίτητο διότι διαφορετικά μπορεί να επηρεαστεί αρνητικά η λήψη (RFI).

Επιπλέον, ο μετασχηματιστής τροφοδοσίας πρέπει να έχει καλή γείωση και θωράκιση. Για αυτό άλλωστε, χρησιμοποιούμε ως φως τροφοδοσίας ρευματολήπτες τύπου 'πυραμίδας' που έχουν και ακροδέκτη γείωσης. Η θωράκιση του μετασχηματιστή είναι σημαντική και συμβάλλει στην μείωση της επίδρασης φαινομένων ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (EMI). Μπορούμε επιπλέον, να χρησιμοποιήσουμε στην είσοδο της τροφοδοσίας του δικτύου των 230Vac, ένα έτοιμο φίλτρο καταστολής βιομηχανικών παρασίτων. Με αυτόν τον τρόπο δεν επιτρέπουμε στα παράσιτα της γραμμής του δικτύου (spikes), να εισέλθουν στα διάφορα κυκλώματα του δέκτη. Είναι επίσης σκόπιμο να χρησιμοποιήσουμε θωρακισμένα καλώδια για την σύνδεση των ποτενσιόμετρων φωνής, φίμωσης, συντονισμού και του μεγαφώνου.

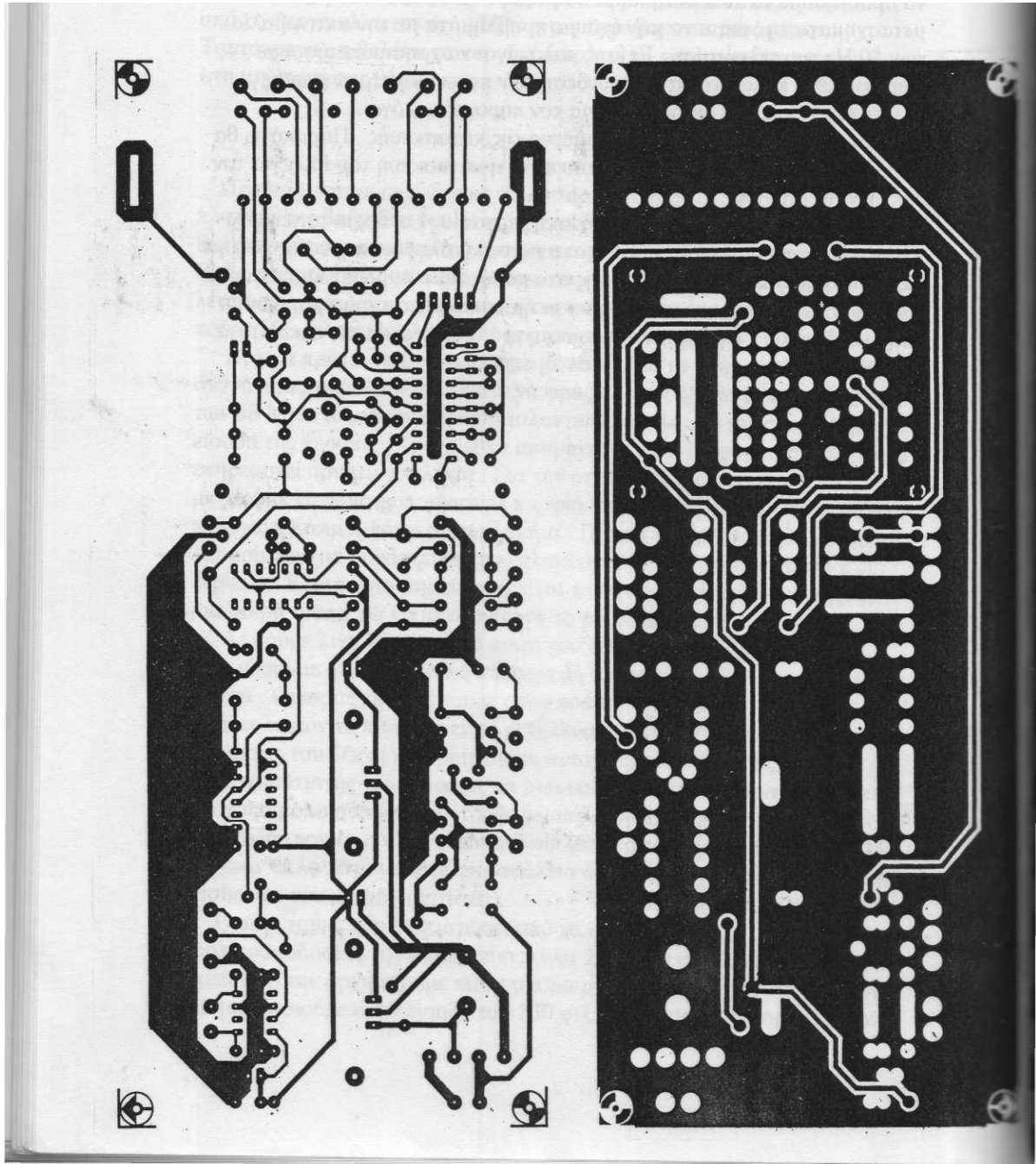
Εδώ τελειώσαμε με τη πρώτο τμήμα της κατασκευής. Παρακάτω, θα ασχοληθούμε με τη σχεδίαση και κατασκευή του PLL του δέκτη (κεφάλαιο 3).

Στο παράρτημα της διπλωματικής εργασίας, υπάρχουν όλα τα datasheets των ολοκληρωμένων και ημιαγωγών που χρησιμοποιήσαμε στην κατασκευή. Έτσι η μελέτη του συγγράμματος είναι πιο εύκολη για τον αναγνώστη.

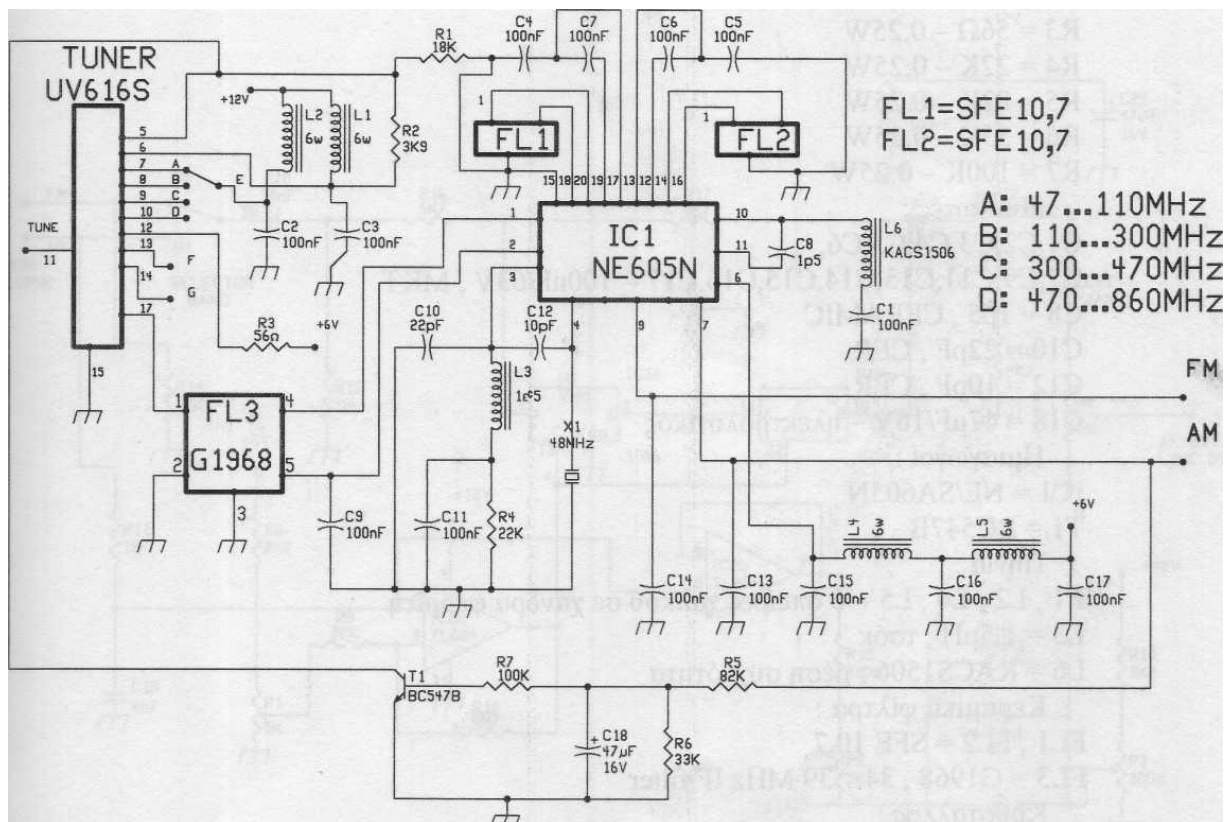
### **Σημαντική Παρατήρηση:**

Σκοπίμως, αποφύγαμε τη τοποθέτηση της κατασκευής σε ένα μεταλλικό κουτί, ώστε να δημιουργήσουμε μια ολοκληρωμένη συσκευή. Αντιθέτως, υλοποιήσαμε την κατασκευή σε ένα μεταλλικό σασί. Ο λόγος είναι πολύ απλός: στόχος μας είναι η δημιουργία ενός αναπτυξιακού κυκλώματος, πάνω στο οποίο θα μπορούσαν να γίνουν μελλοντικές επεκτάσεις!

Για παράδειγμα, μια πιθανή επέκταση/ανάπτυξη θα ήταν η προσθήκη ενός συστήματος επεξεργαστή (π.χ. Arduino) με οθόνη και πληκτρολόγιο. Κάτι τέτοιο θα έδινε στην όλη κατασκευή, επαγγελματικό χαρακτήρα!



**Εικόνα 2.4:** Το τυπωμένο κύκλωμα (pcb) του δέκτη, πλην του PLL. Η πλακέτα του δέκτη είναι διπλής όψεως. Αριστερά βλέπουμε την όψη του χαλκού (bottom view), ενώ δεξιά την όψη των εξαρτημάτων (top view).



**Σχήμα 2.3:** Το κύκλωμα του έτοιμου συντονιστή, της δεύτερης ενδιάμεσης συχνότητας και της αποδιαμόρφωσης του διπλά υπερετερόδυνου δέκτη. Για το φιλτράρισμα των συχνοτήτων δεν χρησιμοποιούνται πηνία, αλλά έτοιμα κεραμικά φίλτρα (FL1, FL2, FL3). Απλοποιείται έτσι η διαδικασία της κατασκευής!

## Κατάλογος Υλικών για το τμήμα 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

### **Πηνία:**

L1, L2, L4, L5 = 6 σπείρες χαλκού 0,2mm σε χάνδρα φερρίτη Ø3mm

L3 = 1,5μH, τσόκ

L6 = KACS1506, μέση συχνότητα (Τoko)

### **Κεραμικά φίλτρα:**

FL1, FL2 = SFE10,7

FL3 = G1968, κεραμικό φίλτρο (Siemens)

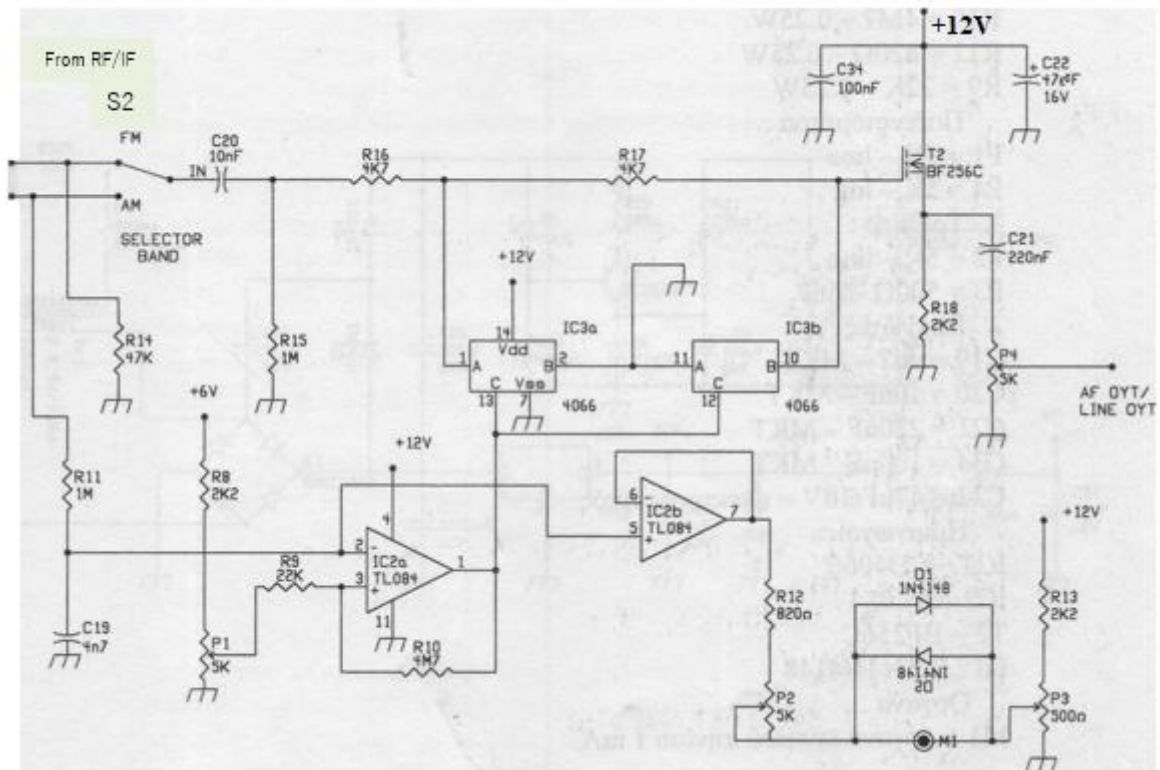
### **Κρύσταλλοι:**

X1 = 48MHz, κρύσταλλος χαλαζία

### **Διάφορα:**

Tuner module UV6456/UV616S (Philips)

S1 = Μεταγωγικός διακόπτης τεσσάρων θέσεων (περιστροφικός)



**Σχήμα 2.4:** Στο πάνω μέρος βλέπουμε το κύκλωμα εισόδου για τον ενισχυτή χαμηλής συχνότητας και κάτω το κύκλωμα φίμωσης (squelch, IC2a και IC3) και το κύκλωμα οδήγησης του οργάνου ένδειξης (s-meter, IC2b).

## Κατάλογος Υλικών 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/lin (γραμμική μεταβολή)

P4 = 5KΩ/log (λογαριθμική μεταβολή)

### **Τρίμερ:**

P2 = 5KΩ/lin

P3 = 500Ω/lin

### **Πυκνωτές:**

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

IC2 = TL084 ή CA3240

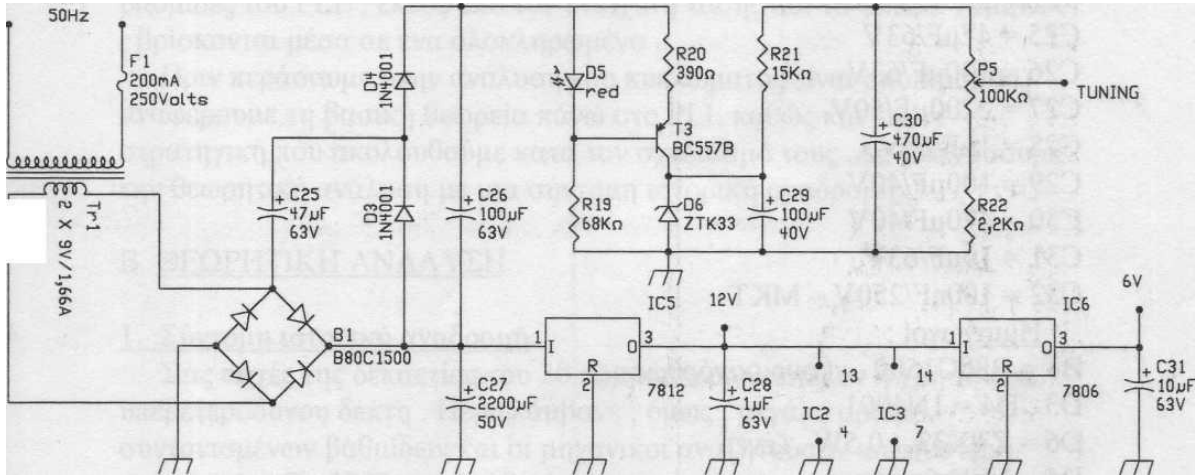
T2 = BF256C

D1, D2 = 1N4148

### **Όργανα:**

M1 = Όργανο μέτρησης κινητού πηγίου 1mA

Mains input: 230VAC



**Σχήμα 2.5:** Το κύκλωμα τροφοδοσίας του δέκτη. Είναι προφανής η απλότητα της σχεδίασης, που αποσκοπεί στο κέρδος χώρου στην πλακέτα, αλλά και χρήματος σε υλικά. Τα βασικά στοιχεία είναι ο μετασχηματιστής, η γέφυρα ανόρθωσης, οι σταθεροποιητές τάσεως και το κύκλωμα πολλαπλασιασμού τάσεως (cascade) που μας παρέχει την απαραίτητη τάση συντονισμού.



## Κατάλογος Υλικών Τροφοδοτικού

### **Αντιστάσεις:**

R19 = 68KΩ/0,25W

R20 = 390Ω/0,25W

R21 = 15KΩ/0,25W

R22 = 2,2KΩ/0,25W

### **Ποτενσιόμετρα:**

P5 = 100K, multi turn

### **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

D3, D4 = 1N4001

D6 = ZTK33 ή TAA550/0,5W, δίοδος ζένερ

D5 = LED/3mm/red

IC5 = LM/UA/uA7812, σταθεροποιητής τάσης +12V

IC6 = LM/UA/uA7806, σταθεροποιητής τάσης +6V

T3 = BC557B

### **Μετασχηματιστές:**

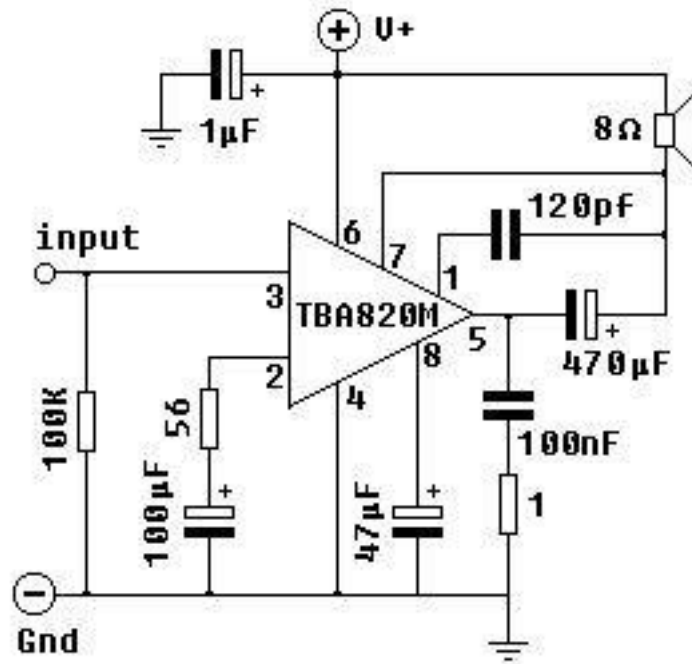
TR1 = Prim: 230VAC/50Hz, Sec: 2x9VAC/1,66A, μετασχηματιστής δικτύου

### **Ασφάλειες:**

F1 = 200mA/250V/T, ασφάλεια 5x20mm (slow blow)

### **\*\*Παρατήρηση:**

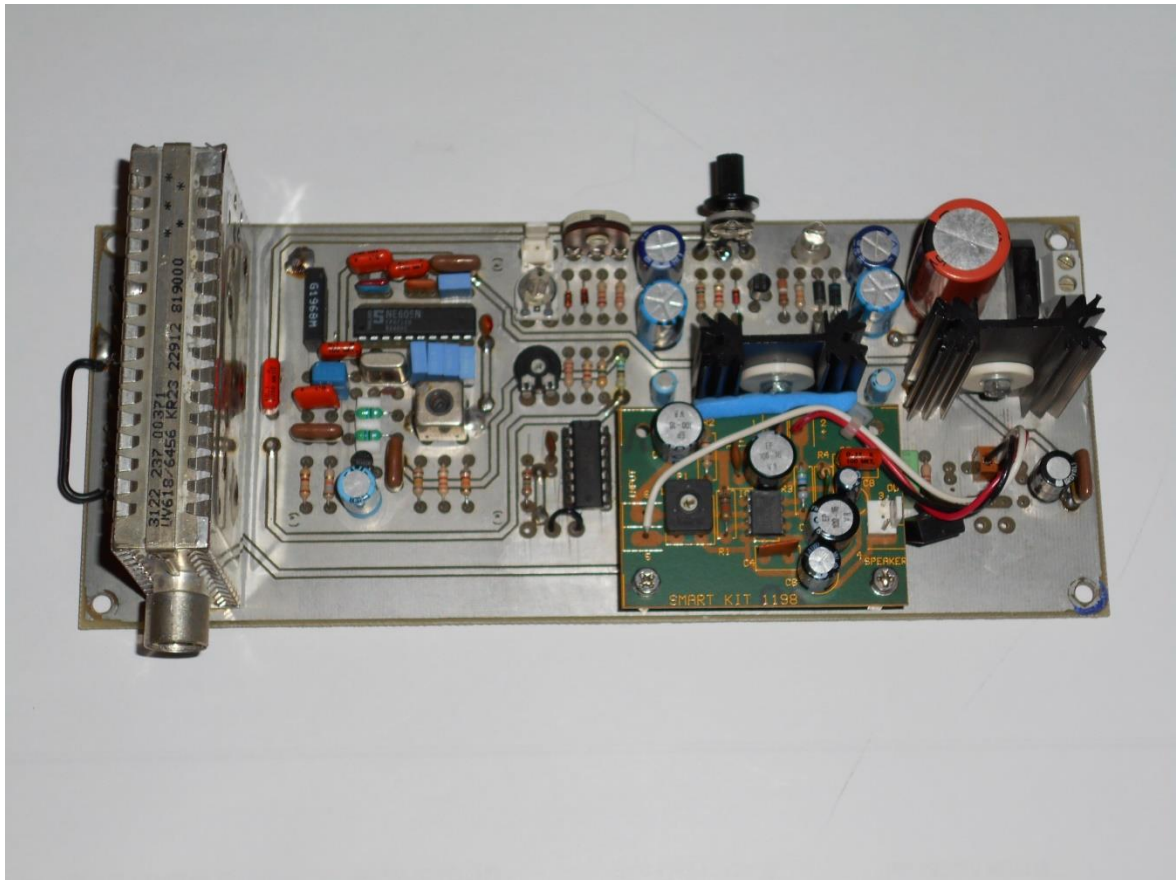
Οι σταθεροποιητές τάσης: IC5 και IC6, θα πρέπει να τοποθετηθούν σε κατάλληλες ψήκτρες αλουμινίου με μονωτικά set, για την απαγωγή της θερμότητας!



**Σχήμα 2.6:** Το κύκλωμα του ενισχυτή χαμηλών (ακουστικών) συχνοτήτων, γύρω απ' το ολοκληρωμένο κύκλωμα [tba820m](#). Στην έξοδο του ενισχυτή, συνδέουμε μεγάφωνο με χαρακτηριστικά: 8~16 Ohm/1Watt.

**Παρατήρηση:** Δε δίνουμε τη λίστα υλικών για τον ενισχυτή AF, λόγω χρήσης ενός έτοιμου module! Το εν' λόγω module (kit), είναι κατασκευασμένο απ' την ελληνική εταιρία: SmartKit Electronics (No 1198).

Κλείνοντας το κεφάλαιο αυτό, παραθέτουμε την εικόνα 2.5 με τη φωτογραφία της κατασκευής, για το τμήμα RF/IF του δέκτη.



**Εικόνα 2.5:** Τελική κατασκευή του τμήματος RF/IF του δέκτη.

**Παρατήρηση:** Στην εικόνα 2.5, φαίνεται ξεκάθαρα το module του ενισχυτή ήχου (πράσινο χρώμα πλακέτας), το οποίο προσαρτάται στη κύρια πλακέτα με δύο μεταλλικούς αποστάτες.

## 3. Σχεδίαση του Κυκλώματος PLL

### 3.1 Γενικά

Στο τρίτο μέρος της εργασίας, θα ασχοληθούμε με την μελέτη και την κατασκευή του κυκλώματος PLL για τον δέκτη VHF-UHF. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει η προσθήκη του παραπάνω κυκλώματος είναι απαραίτητη για την ακριβή και σταθερή λήψη/λειτουργία του δέκτη. Χρησιμοποιήσαμε ένα μόνο ολοκληρωμένο κύκλωμα της εταιρίας Motorola (NXP). Έτσι, το κύκλωμα γίνεται πολύ πιο εύκολο, αφού γλιτώνουμε ένα μεγάλο αριθμό διακριτών εξαρτημάτων. Όλες οι απαραίτητες βαθμίδες του PLL, εκτός από τον ενισχυτή τάσης και το φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων, βρίσκονται μέσα σε ένα ολοκληρωμένο.

Πριν περάσουμε στην ανάλυση του κυκλώματος, θεωρούμε σκόπιμο να αναφέρουμε τη βασική θεωρία πάνω στο PLL, καθώς και την στρατηγική που ακολουθούμε κατά τον σχεδιασμό του. Ας ξεκινήσουμε την θεωρητική ανάλυση με μια σύντομη ιστορική αναδρομή.

### 3.2 Σύντομη ιστορική αναδρομή

Στις αρχές της δεκαετίας του '30 είχε καθιερωθεί πλέον η χρήση του υπερτεροδύνου δέκτη. Περιελάμβανε όμως, μεγάλο αριθμό συντονισμένων βαθμίδων και οι μηχανικοί αναζητούσαν απλούστερη τεχνολογία. Το 1932 μια ομάδα άγγλων μηχανικών, πειραματιζόταν με ένα νέο τύπο δέκτη που ονομάστηκε ομόδυνος ή συγχρόδυνος. Τα κύρια μέρη του ήταν ο τοπικός ταλαντωτής, ο μίκτης και ο ενισχυτής ακουστικής συχνότητας. Δηλαδή, δεν υπήρχε η βαθμίδα μέσης συχνότητας! Τα αρχικά πειράματα ήταν ενθαρρυντικά, αλλά το σύστημα εμφάνιζε ένα σοβαρό μειονέκτημα. Μια μικρή ολίσθηση του ταλαντωτή (π.χ. μεταβολή θερμοκρασίας), είχε ως συνέπεια την ανάπτυξη παραμορφώσεως στο σήμα ακουστικής συχνότητας. Η δυσκολία ξεπεράστηκε με τον εξής τρόπο. Η φάση του σήματος του τοπικού ταλαντωτή, συγκρινόταν με τη φάση του σήματος εισόδου (λήψη) μέσω ενός συγκριτή φάσεων και η παραγόμενη τάση (σφάλματος) ανατροφοδοτούσε τον τοπικό ταλαντωτή διορθώνοντας έτσι τη συχνότητά του. Ήταν ένα **σύστημα αυτομάτου ελέγχου** με ανάδραση και αποτέλεσε την αρχή της εξέλιξης του PLL.

Η θεωρητική σύλληψη της ιδέας του PLL έγινε στις αρχές της δεκαετίας του 1930, από τον Bellescize. Όμως η πολυπλοκότητα, το κόστος και η δυσκολία κατασκευής τέτοιων συστημάτων με διακριτά εξαρτήματα αποτέλεσαν δυσεπίλυτα προβλήματα που εμπόδισαν την υλοποίησή του σε μαζική παραγωγή-εφαρμογή. Βρήκαν εφαρμογή μόνο σε περιπτώσεις που ήταν αναγκαία η μεγάλη αξιοπιστία και ποιότητα και το κόστος κατασκευής αποτελούσε παράγοντα δευτερευούσης σημασίας. Τέτοιες εφαρμογές ήταν για παράδειγμα: στα εργαστηριακά όργανα, στα αμυντικά συστήματα και στις διαστημικές επικοινωνίες. Η πρώτη εμπορική εφαρμογή του PLL ήταν ο συγχρονισμός των ταλαντωτών οριζόντιας και κατακόρυφης απόκλισης δέσμης, με παλμούς συγχρονισμού, στους αναλογικούς δέκτες τηλεόρασεως. Τα κυκλώματα αυτά ονομάστηκαν synchro-lock και synchro-guide.

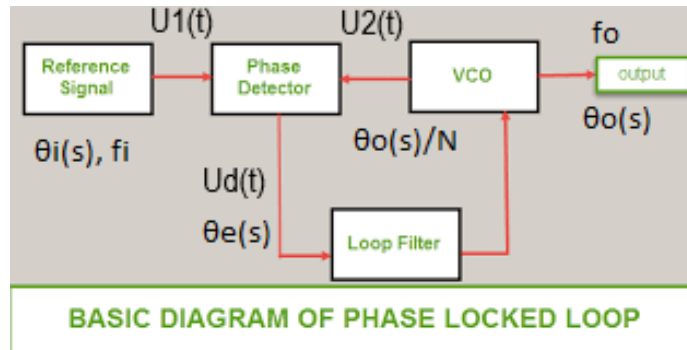
Από τότε το PLL άρχισε να εφαρμόζεται όλο και περισσότερο. Από τις πρώτες εφαρμογές ήταν η παρακολούθηση (tracking) τηλεμετρικών σημάτων δεδομένων από δορυφόρους και η ανάδυση σημάτων μέσα από τον θόρυβο (correlation).

Σήμερα, κυκλώματα PLL βρίσκονται σε κάθε ηλεκτρονική συσκευή, από τις συσκευές

ραδιοφώνου και τηλεόρασης (συντονισμός σταθμών) μέχρι τα ηλεκτρονικά μουσικά όργανα!

### 3.3 Περιγραφή της βασικής λειτουργίας

Στο σχήμα 3.1 φαίνεται το βασικό μπλοκ διάγραμμα ενός κυκλώματος PLL:



Σχήμα 3.1: Το βασικό διάγραμμα ενός κυκλώματος PLL.

Πρέπει να σημειώσουμε στο σημείο αυτό, πώς τα PLL αποτελούν το βασικό δομικό στοιχείο για έμμεσους **συνθέτες συχνοτήτων** (indirect synthesizers). Τούτο γιατί, η συχνότητα εξόδου παράγεται από ξεχωριστό ταλαντωτή (VCO), σε σχέση πάντα με τον ταλαντωτή αναφοράς. Το αντίθετο συμβαίνει με τους άμεσους συνθέτες συχνοτήτων (direct synthesizers).

Ας δούμε λοιπόν τώρα, τα κυριότερα μέρη από τα οποία αποτελείται ένα κύκλωμα PLL:

- **Συγκριτής Φάσεως:** Ο συγκριτής φάσεως αποτελείται από ένα πολλαπλασιαστή και ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων. Το φίλτρο, χρησιμεύει στην απόρριψη όσων αρμονικών συχνοτήτων δημιουργούνται κατά τον πολλαπλασιασμό των δύο σημάτων εισόδου.
- **Φίλτρο ΧΣ Βρόχου:** Το φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων, παίζει σημαντικό ρόλο στη λειτουργία του PLL και δεν έχει καμία σχέση με αυτό του φίλτρου του συγκριτή φάσεων.
- **Ταλαντωτής VCO:** Ο ταλαντωτής που ελέγχεται από τη τάση σφάλματος (Voltage Controlled Oscillator - VCO). Η βαθμίδα αυτή παράγει και το σήμα εξόδου του PLL. Στο δέκτη μας, αυτή η βαθμίδα βρίσκεται στον συντονιστή (tuner).
- **Σήμα Αναφοράς:** Ο κρυσταλλικός ταλαντωτής που παρέχει την σταθερή συχνότητα αναφοράς για το κύκλωμα κλειδωμένης φάσης. Το σήμα λήψης, συγκρίνεται με το σήμα αναφοράς (συνθήκη ισότητας).

Για να κατανοήσουμε κατ' αρχήν, την λειτουργία του PLL, υποθέτουμε ότι το σήμα εισόδου (έκφραση σε γωνία) στον συγκριτή φάσεως  $\theta_i(s)$  και το σήμα εξόδου  $\theta_o(s)$  του VCO δεν έχουν την ίδια φάση. Συνεπώς, στη φάση αυτή το PLL δεν έχει 'κλειδώσει', όπως λέμε χαρακτηριστικά. Το PLL είναι 'κλειδωμένο' όταν οι φάσεις  $\theta_i(s)$  και  $\theta_o(s)$  των σημάτων εισόδου και εξόδου είναι ακριβώς ίσες. Κάτω από τις συνθήκες αυτές, η τάση διαφοράς  $U_d(t)$  στην έξοδο του συγκριτή φάσεων, είναι ανάλογη με τη διαφορά  $U_1(t) - U_2(t)$ . Η τάση  $U_d(t)$

εφαρμόζεται (μέσω του φίλτρου βρόγχου) στην είσοδο του VCO, το οποίο και αναγκάζεται να μεταβάλλει τη συχνότητά του κατά το διορθωτικό παράγοντα που επιβάλλει η  $U_d(t)$ . Λόγω αυτής της μεταβολής σε κάποια χρονική στιγμή η φάση του σήματος του VCO θα γίνει ίση με την φάση του σήματος εισόδου και τότε το PLL θα ‘κλειδώσει’ γιατί η τάση διαφοράς θα μηδενιστεί. Τη στιγμή αυτή οι τάσεις  $U_1(t)$  και  $U_2(t)$  θα έχουν συγχρονιστεί πλήρως ως προς τη φάση και φυσικά οι συχνότητές τους θα είναι ίσες. Αν η συχνότητα του VCO αλλάξει ηθελημένα (συντονισμός σε άλλη συχνότητα), ή λόγω μεταβολής των παραμέτρων του κυκλώματος (π.χ. θερμοκρασιακή ολίσθηση ταλαντωτών), τότε παύει να ισχύει η συνθήκη του PLL [ $U_1(t)=U_2(t)$ ]. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση μιας φασικής διαφοράς, που ισοδυναμεί σε κάποια συνεχή τάση σφάλματος (dc συνιστώσα), η οποία με τη σειρά της ενεργεί στο VCO και μεταβάλλει τη συχνότητα του σήματος εξόδου. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται και πάλι το ‘κλείδωμα’ του PLL. Με άλλα λόγια, το VCO ‘ακολουθεί’ πλήρως (tracking) το σήμα αναφοράς!

### 3.4 Μαθηματική ανάλυση

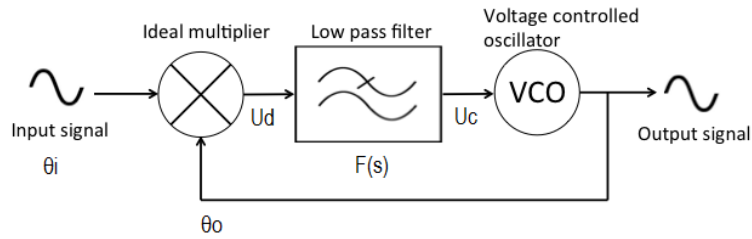
Μετά από αυτή τη πρώτη προσπάθεια κατανόησης της λειτουργίας του PLL θα προχωρήσουμε στη μαθηματική του ανάλυση. Ουσιαστικά η εργασία μας εστιάζεται στην μελέτη και σχεδίαση ενός **συστήματος αυτομάτου ελέγχου** (ΣΑΕ). Το PLL ανήκει σε αυτήν την οικογένεια! Για το λόγο αυτό, θεωρούμε αρχικά ένα θεμελιώδη βρόγχο PLL, που αποτελείται από τον **ανιχνευτή φάσης** (phase detector – PD), το **φίλτρο βρόγχου** (loop filter) και το **ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση** (voltage controlled oscillator – VCO). Θα εξετάσουμε τη φασματική συμπεριφορά του σφάλματος φάσεως και της τάσεως εξόδου του PLL, για διάφορες συναρτήσεις μεταφοράς του φίλτρου βρόγχου και μορφές σημάτων εισόδου. Απαραίτητη προϋπόθεση για την κατανόηση της μαθηματικής ανάλυσης είναι η γνώση του μετασχηματισμού Laplace και της θεωρίας των γραμμικών συστημάτων.

Το σήμα εισόδου έχει φάση  $\theta_i(t)$  και το σήμα εξόδου του VCO έχει φάση  $\theta_o(t)$  (σχήμα 3.2). Υποθέτουμε ότι το PLL έχει κλειδώσει, ότι η απόκριση του συγκριτή φάσεων είναι γραμμική και ότι η τάση που παράγει είναι ανάλογη της διαφοράς των φάσεων των σημάτων εισόδου, δηλαδή ισχύει:

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

Το  $K_d$  είναι ο συντελεστής απολαβής του συγκριτή φάσεως και έχει μονάδες: Volt/Rad. Το φίλτρο βρόγχου έχει συνάρτηση μεταφοράς  $f(t)$  (στο πεδίο του χρόνου) και  $F(s)$  (στο πεδίο των συχνοτήτων). Η τάση στην έξοδο του φίλτρου, είναι  $u_c(t)$  (χρόνος) και  $U_c(s)$  (συχνότητα), συνεπώς:

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



**Σχήμα 3.2:** Το θεμελιώδες διάγραμμα του βρόγχου κλειδωμένης φάσης.

Ο ελεγχόμενος από τάση ταλαντωτής μεταβάλλει τη συχνότητά του κατά  $\Delta\omega$ , μεταβολή που είναι ανάλογη με τη τάση που δέχεται στην είσοδό του. Άρα ισχύει:  $\Delta\omega = K_o U_c$ , όπου  $K_o$  είναι ο συντελεστής απολαβής του ταλαντωτή. Γνωρίζουμε επίσης ότι η κυκλική συχνότητα είναι η πρώτη παράγωγος της φάσης, επομένως:

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

Μετασχηματίζοντας κατά Laplace την εξίσωση [3] προκύπτει ότι:  $s \cdot \theta_o(s) = K_o \cdot U_c(s)$  [3.4]. Λύνοντας το σύστημα των εξισώσεων [1], [2] και [4] προκύπτει η τελική σχέση μεταξύ των φάσεων εξόδου και εισόδου 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:

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

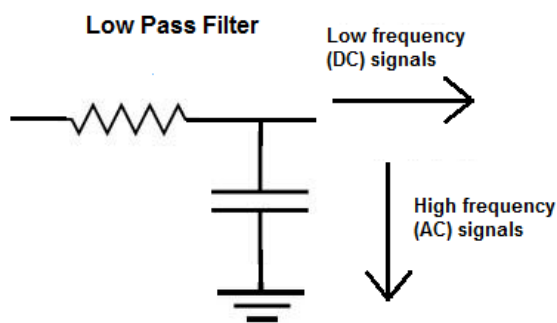
Η απόκριση ενός **γραμμικού συστήματος** σε κάποιο σήμα εισόδου, περιέχει τόσο τη μεταβατική (μη-γραμμική συνάρτηση, transient response), όσο και τη σταθερή κατάσταση (γραμμική συνάρτηση, steady state). Όμως, ο μετασχηματισμός Laplace, ισχύει μόνο για γραμμικές συναρτήσεις πραγματικού χρόνου. Έτσι, θα πρέπει να εξετάσουμε κατά πόσο έχουμε το μαθηματικό δικαίωμα να τον εφαρμόσουμε στην περίπτωση του PLL, το οποίο έχει και μη γραμμική συμπεριφορά! Η θεμελίωση της ισχύος της εφαρμογής του μετασχηματισμού Laplace στη περίπτωση του PLL, γίνεται στο βιβλίο αναφοράς για τα συστήματα PLL «Phase Lock Techniques», Floyd M. Gardner, Wiley Interscience, 1979.

### 3.5 Φίλτρο βρόγχου

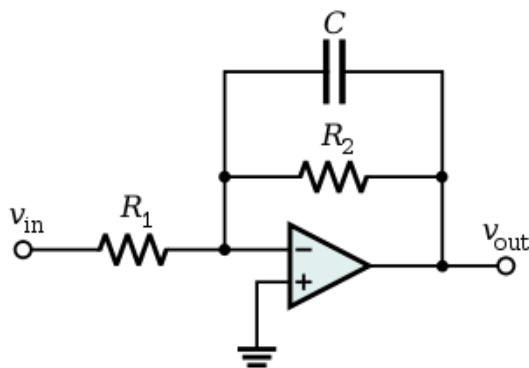
Το φίλτρο που περιλαμβάνεται στο βρόχο του PLL επιτελεί δύο κύριες λειτουργίες. Καταστέλλει το θόρυβο και προϊόντα υψηλής συχνότητας του σήματος εξόδου του συγκριτή φάσεων. Παράλληλα συντελεί στη βελτίωση της δυναμικής απόκρισης του βρόχου και επηρεάζει τα τρία (3) βασικά χαρακτηριστικά της λειτουργίας του PLL:

- A) Την περιοχή 'κλειδώματος' (capture range)
- B) Το εύρος της ζώνης συχνοτήτων (bandwidth)
- Γ) Την ταχύτητα μεταβατικής απόκρισης (transient response)

Το φίλτρο βρόγχου μπορεί να είναι παθητικό ή ενεργό. Στο σχήμα 3.3, 3.4 φαίνονται τα δύο πιο χαρακτηριστικά κυκλώματα χαμηλο-περατών φίλτρων που χρησιμοποιούνται στα PLL's.



**Σχήμα 3.3:**  
Παθητικό κύκλωμα (RC) φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων.



**Σχήμα 3.4:**  
Ενεργό κύκλωμα (RC, opamp) φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων.

Η συνάρτηση μεταφοράς του είναι  $F(s)$ .

Ανάλογα με το είδος του φίλτρου, το PLL κατατάσσεται σε πρώτη, δεύτερης ή ανώτερης τάξης. Ο Γενικός κανόνας που ισχύει για την τάξη του PLL είναι:

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

Ως γνωστόν, από τη θεωρία των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου, η τάξη του φίλτρου αντιστοιχεί στη μεγαλύτερη δύναμη του πολυωνύμου του παρονομαστή στη συνάρτηση μεταφοράς  $F(s)$ .



Για το κύκλωμα του σχήματος 3.3 η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

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

Αντίστοιχα το ενεργό φίλτρο, έχει συνάρτηση μεταφοράς:

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

Εφόσον η απολαβή είναι πολύ μεγάλη (ενεργό φίλτρο), οι σχέσεις [3.8], [3.9] μπορούν να αναδιατυπωθούν:

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

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

Όπου, δανειζόμενοι απ' τη θεωρία ελέγχου των σερβο-κινητήρων,  $\omega_n$  είναι η φυσική συχνότητα του βρόγχου (natural frequency) και  $\zeta$  είναι ο συντελεστής απόσβεσης (damping factor). Στο πίνακα 3.1, φαίνεται η αντιστοίχιση των όρων στα ζεύγη 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

Παρατηρούμε ότι, λόγω της δεύτερης τάξης του παρανομαστή στις εξισώσεις [3.10], [3.11], ο βρόγχος χαρακτηρίζεται ως 2<sup>ου</sup> βαθμού. Η τάξη αυτή χρησιμοποιείται ευρύτατα στα PLL, αφού είναι απλή και αποδοτική!

### 3.6 PLL πρώτης τάξεως

Η εκλογή του φίλτρου είναι καθοριστική για το αν θα ‘κλειδώσει’ ή όχι το PLL. Η απλούστερη περίπτωση είναι να θεωρήσουμε φίλτρο με συνάρτηση μεταφοράς  $F(s)=1$ , δηλαδή να επιχειρήσουμε σχεδίαση χωρίς φίλτρο. Αφού το φίλτρο είναι μηδενικής τάξεως, τότε το PLL είναι πρώτης τάξεως (λόγο της ύπαρξης ολοκληρωτή στο VCO). Στη περίπτωση αυτή μπορεί να αποδειχθεί ότι το σύστημα μπορεί να ‘κλειδώσει’ μόνον εάν η συνολική απολαβή του βρόχου είναι αρκετά μεγάλη. Η επιλογή αυτή όμως, δημιουργεί πολλά προβλήματα στη δυναμική συμπεριφορά του κυκλώματος (υπόκειται εύκολα σε ταλαντώσεις) και έτσι τα PLL πρώτης τάξεως χρησιμοποιούνται σπάνια.

### 3.7 PLL δευτέρας τάξεως

Αν χρησιμοποιήσουμε ως φίλτρο βρόχου κάποιο από τα φίλτρα του σχήματος 3.3 ή 3.4, τότε το PLL ονομάζεται δεύτερης τάξεως και χρησιμοποιείται ευρύτατα.

Οι δύο συναρτήσεις μεταφοράς (ενεργού και παθητικού φίλτρου) είναι περίπου ίσες, αν ισχύει:  $K_o \cdot K_d \cdot \tau_2 \gg 1$ . Στην περίπτωση αυτή ο βρόχος ονομάζεται υψηλής απολαβής.

Για να διερευνήσουμε τη συμπεριφορά του PLL δεύτερης τάξεως στο πεδίο των συχνοτήτων, χρησιμοποιούμε συνήθως το διάγραμμα Bode, όπου το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς  $|H(s)|$  για  $s = j\omega$ , απεικονίζεται σαν συνάρτηση της συχνότητας  $\omega$  (σχήμα 3.5).

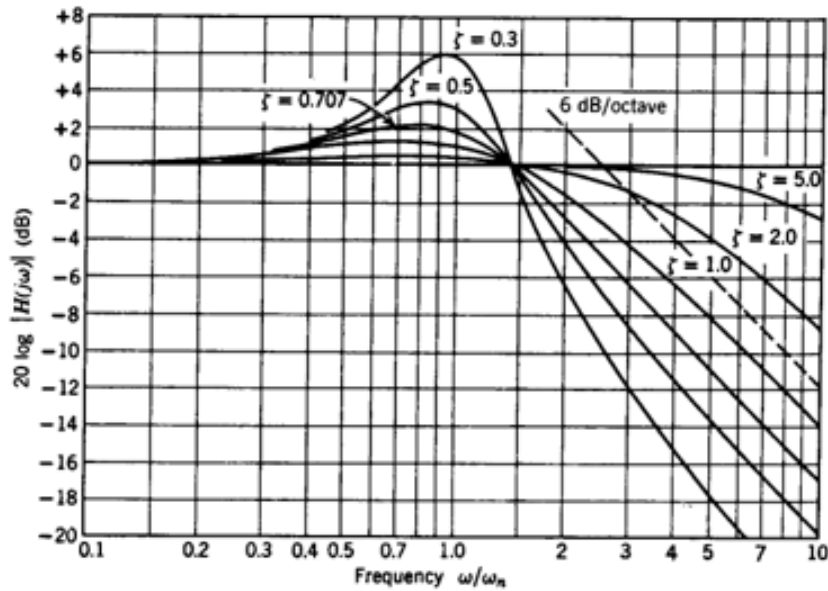
Στο σχήμα 3.5 φαίνεται η συμπεριφορά στο πεδίο συχνοτήτων, του PLL δεύτερης τάξης για διάφορες τιμές του συντελεστή απόσβεσης  $\zeta$ . Στο διάγραμμα Bode ο κατακόρυφος άξονας απεικονίζει το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς,  $|H(s)|$  για  $s = j\omega$ , δηλαδή το πηλίκο της φάσης του σήματος εξόδου προς τη φάση του σήματος εισόδου. Στον οριζόντιο άξονα, απεικονίζεται η κανονικοποιημένη συχνότητα  $\omega/\omega_n$ . Οι κλίμακες είναι λογαριθμικές. Για  $0 < \zeta < 1$  το σφάλμα φάσεως εμφανίζει υπερύψωση (overshoot), που γίνεται τόσο μεγαλύτερο, όσο το  $\zeta$  τείνει προς το 0. Για  $\zeta > 1$  δεν εμφανίζεται υπερύψωση, αλλά οι χρόνοι καθυστέρησης και αποκαταστάσεως γίνονται όλο και μεγαλύτεροι και το PLL κλειδώνει με καθυστέρηση. Για  $\zeta = 1$  δεν εμφανίζεται υπερύψωση αλλά ο χρόνος αποκαταστάσεως εξακολουθεί να μην είναι ικανοποιητικός. Για  $\zeta = 0,707$  επιτυγχάνεται ο καλύτερος συμβιβασμός και γύρω από αυτή τη τιμή σχεδιάζονται τα περισσότερα συστήματα.

Ενδιαφέρον παρουσιάζει επίσης η μελέτη της συμπεριφοράς του σφάλματος φάσεως  $\Delta\theta$ . Αντικαθιστούμε στη σχέση [3.6], της παραγράφου 3.4, τη 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:

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

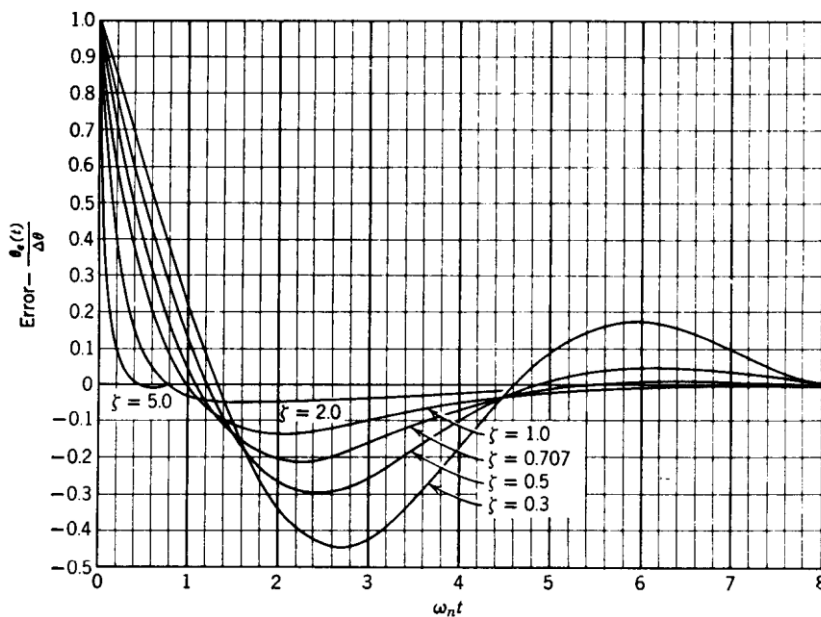
Όπου:  $\omega_n = (K_o K_d / \tau_1)^{1/2}$  και ο συντελεστής απόσβεσεως:

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



Σχήμα 3.5: Φασματική απόκριση του PLL δεύτερης τάξης.

Στο σχήμα 3.6 απεικονίζεται η διακύμανση του σφάλματος φάσεως για βηματική μεταβολή (διέγερση) της φάσεως εισόδου.



Σχήμα 3.6: Απόκριση του σφάλματος φάσεως για βηματική διέγερση της φάσεως εισόδου.

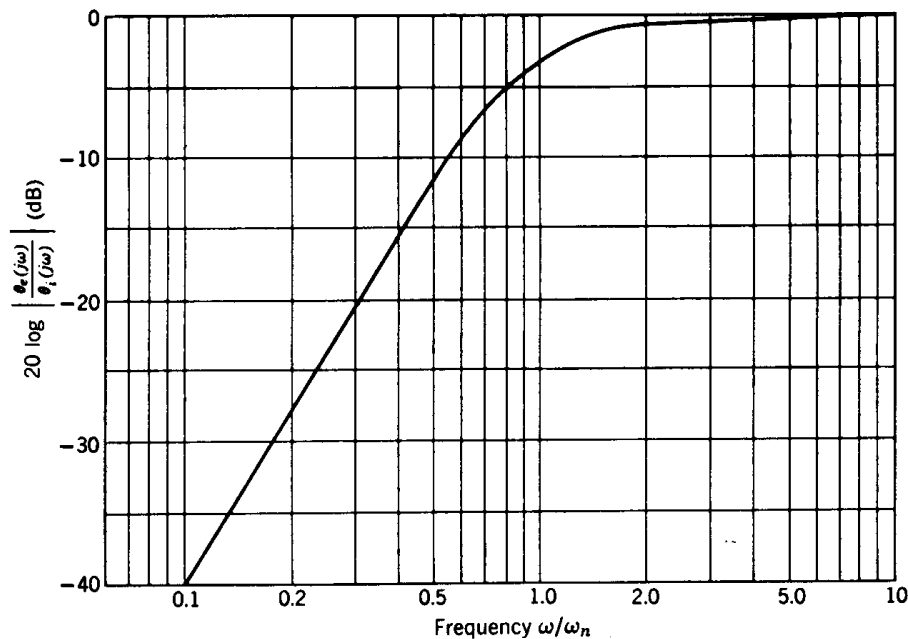
Είναι φανερό ότι ο συντελεστής απόσβεσης έχει σημαντική επίδραση στη δυναμική συμπεριφορά του PLL. Αν  $\zeta=0$ , το σύστημα δεν είναι σταθερό και το σφάλμα φάσεως αρχίζει να ταλαντώνεται στην ιδιοσυχνότητα  $\omega_n$ . Αν  $\zeta=1$ , το σφάλμα φάσεως ξεκινώντας από μηδενική τιμή λαμβάνει μέγιστη τιμή και ξαναμηδενίζεται. Η τιμή αυτή χαρακτηρίζεται σαν ‘κρίσιμος συντελεστής απόσβεσης’, γιατί όταν  $\zeta < 1$  το σύστημα έχει γρηγορότερη απόκριση. Δηλαδή

‘κλειδώνει’ πιο γρήγορα αλλά μεταπίπτει εύκολα σε ταλάντωση, ενώ αν  $\zeta > 1$  είναι πιο σταθερό, αλλά έχει αργή συμπεριφορά.

Πρακτικά, όλα αυτά σημαίνουν ότι σε ένα σύστημα σύνθεσης συχνότητας, ο παράγοντας  $\zeta$  ελέγχει το πόσο γρήγορα μπορεί να αλλάξει η συχνότητα.

Μπορεί να αποδειχθεί ότι για  $\zeta = 0,707$  το PLL δεύτερης τάξης εμφανίζει τον ελάχιστο χρόνο αποκατάστασης, ενώ ο χρόνος καθυστέρησης παραμένει σε ανεκτά όρια. Έτσι, σε πρακτικές εφαρμογές που θα εξετάσουμε στη συνέχεια όπου θα λάβουμε υπόψιν μας και άλλους παράγοντες, οι τιμές που λαμβάνει ο συντελεστής  $\zeta$ , επιλέγονται μεταξύ: **0,6** και **0,85**.

Επειδή στις περισσότερες σχεδιάσεις συστημάτων PLL επιλέγεται  $\zeta = 0,707$ , παραθέτουμε στο σχήμα 3.7 σε πιο εύχρηστη μορφή, τη συμπεριφορά του σφάλματος φάσεως, για αυτήν την τιμή του συντελεστή αποσβέσεως σε βρόχο υψηλής απολαβής. Από το σχήμα προκύπτει ότι στη περίπτωση αυτή ο βρόχος εμφανίζει συμπεριφορά πολύ επιλεκτικού φίλτρου, δηλαδή μπορεί να ‘ακολουθήσει’ αργές μεταβολές φάσεως, αλλά δεν τα καταφέρνει το ίδιο καλά στις γρήγορες μεταβολές.



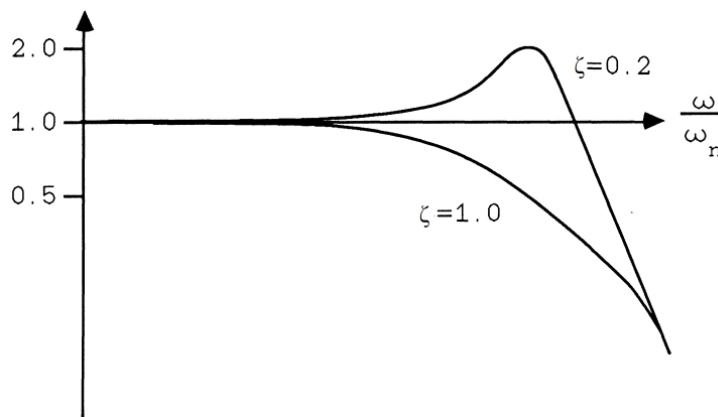
**Σχήμα 3.7:** Απόκριση σφάλματος φάσης σε βρόχο υψηλής απολαβής με  $\zeta=0,707$ .

### 3.8 Συντονισμός στο PLL δευτέρας τάξεως

Το phase locked loop ως σύστημα δευτέρας τάξεως (δηλαδή σύστημα που περιγράφεται από διαφορικές εξισώσεις δευτέρας τάξεως), εμφανίζει δυναμική συμπεριφορά παρόμοια με αυτή του μαθηματικού εκκρεμούς ή της παλλόμενης χορδής. Υπόκειται επομένως στο φαινόμενο του συντονισμού, δηλαδή το πλάτος της τάσης εξόδου μεγιστοποιείται για ορισμένη τιμή της συχνότητας του σήματος εισόδου. Η εξίσωση που περιγράφει τη μεταβολή της τάσεως εξόδου σε σχέση με τη τάση εισόδου και τη συχνότητα, είναι:

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

Ενώ, η γραφική της παράσταση δίνεται στο σχήμα 3.8:



**Σχήμα 3.8:** Απόκριση κλειστού βρόγχου σε pll 2<sup>ης</sup> τάξης.

### 3.9 Εύρος ζώνης

Το PLL έχει τα χαρακτηριστικά ενός φίλτρου, χαμηλοδιαβατού ή σε αρκετές περιπτώσεις, διελεύσεως ζώνης συχνοτήτων. Ως εύρος ζώνης συχνοτήτων (bandwidth) του PLL ορίζουμε την περιοχή συχνοτήτων, έξω από την οποία η απόκριση τάσεως μειώνεται στο 1/2, (- 3 dB) της μέγιστης τιμής της. Υπολογίζεται εύκολα, αν θέσουμε  $|H(j\omega)|=1/2$  και επιλύσουμε ως προς  $\omega$  την εξίσωση. Για PLL δευτέρας τάξεως, μετά από πράξεις, προκύπτει:

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

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

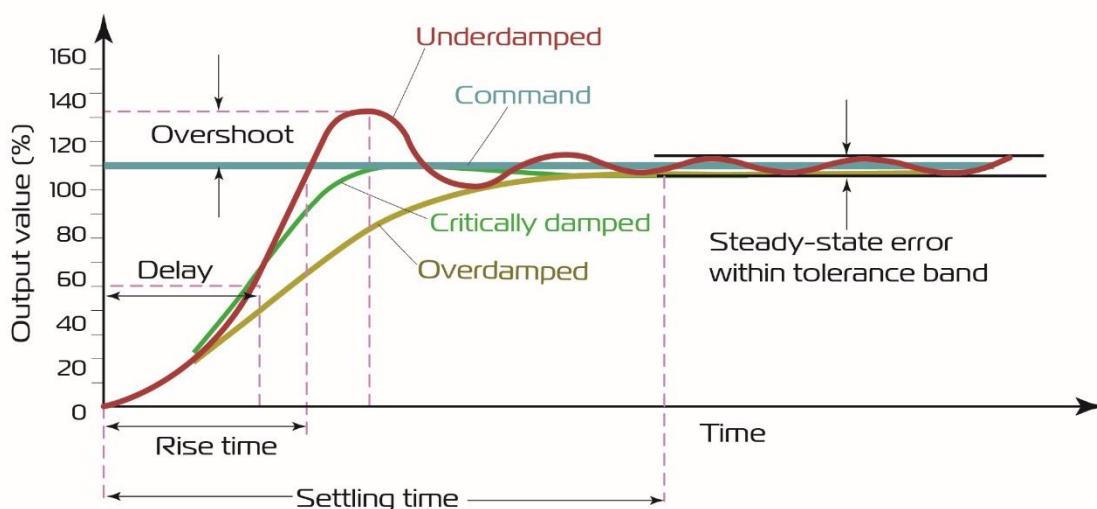
$$\omega_{3dB} = [1 + (2\zeta)^{1/2}] \cdot \omega_n \quad [3.16]$$

ενώ στην πράξη εκλέγεται:  $\omega_{3dB} = 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n$ .

### 3.10 Χαρακτηριστικοί χρόνοι στη συμπεριφορά του PLL

Η περιγραφή της χρονικής συμπεριφοράς ενός δυναμικού συστήματος, όπως είναι το PLL, απαιτεί τη γνώση ορισμένων χαρακτηριστικών χρόνων, τους οποίους βλέπουμε συχνά να αναφέρονται στη περιγραφή πολλών ηλεκτρονικών συστημάτων και κυρίως συστημάτων αυτομάτου ελέγχου. Πρόκειται για τους χρόνους ανόδου (rise time), αποκαταστάσεως (settling time) και καθυστέρησης (delay time).

Στη συνέχεια δίνουμε τους ορισμούς και τη ‘γραφική απεικόνισή’ τους (σχήμα 3.9), καθώς και τον ορισμό μιας εξίσου χρήσιμης έννοιας, αυτήν της υπερύψωσης (overshoot) ενός παλμού.



**Σχήμα 3.9:** Χαρακτηριστικοί χρόνοι στα συστήματα αυτομάτου ελέγχου.

Υπερύψωση (overshoot), είναι η διαφορά του πλάτους του σήματος εξόδου στη σταθερή κατάσταση από τη μέγιστη τιμή στη μεταβατική κατάσταση (ικανοποιητική τιμή: 10~30 %). Στο PLL δευτέρας τάξεως, για μοναδιαίο βηματικό μέτωπο τάσεως (unit step input), είναι:

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

Όπου:  $a = [(1-\zeta^2)^{1/2}/\zeta]$ . Ο χρόνος στον οποίο λαμβάνει χώρα αυτή η μέγιστη τιμή είναι:

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

Χρόνος ανόδου (rise time), είναι ο χρόνος που απαιτείται, ώστε κάποια παράμετρος του συστήματος να μεταβληθεί από το 10% στο 90% της τελικής τιμής του. Στο PLL δευτέρας τάξεως, για μοναδιαίο βηματικό μέτωπο τάσεως, είναι:  $t_r = (0.8+2,5\zeta)/\omega_n$ .

Χρόνος αποκαταστάσεως (settling time), είναι ο χρόνος που απαιτείται ώστε η τάση εξόδου να φτάσει και να παραμείνει κυμαινόμενη σε ορισμένη τιμή (σφάλμα αποδοχής) της

τελικής τιμής (2-5%). Για μοναδιαίο βηματικό μέτωπο τάσεως είναι:  $t_r = 3/(\zeta \cdot \omega_n)$ .

Χρόνος καθυστέρησης (delay time), είναι ο χρόνος που απαιτείται για να λάβει η τάση εξόδου τιμή ίση με το μισό της τελικής 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

Η καλή απόδοση ενός κυκλώματος PLL ελέγχεται και περιγράφεται με τη βοήθεια ορισμένων παραμέτρων. Οι κυριότερες από αυτές είναι

1. **Ελεύθερη συχνότητα  $\omega_0$  (free running frequency)**. Είναι η συχνότητα του σήματος που παράγει το VCO όταν στην είσοδό του δεν υπάρχει διορθωτική τάση (τάση ελέγχου). Εξαρτάται από την σχεδίαση του κυκλώματος και δίνεται στα τεχνικά φυλλάδια του κατασκευαστή. Θυμίζουμε ότι το VCO, υλοποιείται 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 βρόχος θα κλειδώσει με το σήμα εισόδου, αν αρχικά δεν είναι κλειδωμένος. Το εύρος της ζώνης αυτής είναι ανάλογο με την ενίσχυση του βρόχου και δίνεται από την εξίσωση:

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

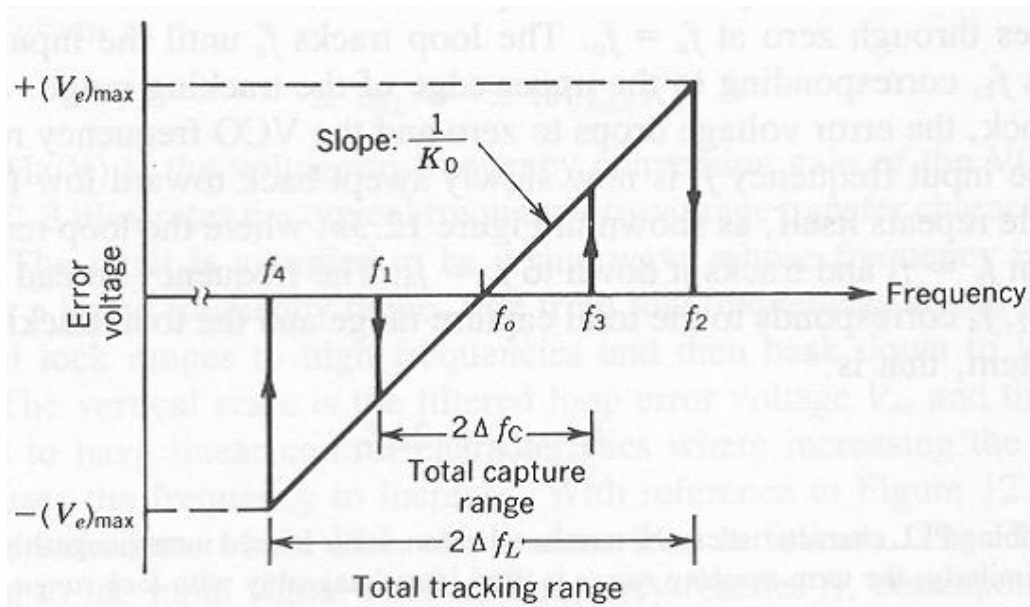
η οποία ισχύει αν  $\omega_n \leq 0,4 \cdot K_o \cdot K_d$ . Η οριακή τιμή αυτής της συχνότητας λέγεται συχνότητα προσέλκυσης ή έλξης (pull-in frequency).

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 βρόχος θα παραμείνει κλειδωμένος με το σήμα εισόδου, αν αρχικά έχει 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 σύλληψης (pull-in time)**. Είναι ο χρόνος που απαιτείται για να κλειδώσει ο βρόχος, όταν η συχνότητα του σήματος εισόδου απέχει από την κεντρική συχνότητα κατά  $\Delta\omega$ . Δίνεται από την εξίσωση:  $t_p = (\Delta\omega^2)/(2 \cdot \zeta \cdot \omega_n^3)$ . Τονίζουμε ότι οι εξισώσεις και οι τύποι υπολογισμού που αναφέραμε δεν έχουν μόνο θεωρητική σημασία. Δεν μπορεί να γίνει σωστός σχεδιασμός και μελέτη ενός κυκλώματος PLL εάν δεν ληφθούν υπόψη αυτές οι παράμετροι. Η γνώση και η αναφορά στα  $\omega_n$  και  $\zeta$  είναι καθοριστικής σημασίας. Μια ματιά στα application notes των εταιριών όπου υποδεικνύονται νέες σχεδιάσεις αλλά και η χρήση ειδικών προγραμμάτων σχεδίασης PLL, θα μας πείσει! Είναι αδύνατη η καλή πρακτική σχεδίαση χωρίς βαθιά θεωρητική γνώση.

### 3.12 Συμπεριφορά του βρόγχου σε μεταβολές της συχνότητας

Ας παρακολουθήσουμε την απόκριση (έξοδος ανιχνευτή φάσεως -  $V_e$  - συναρτήσει της συχνότητας) του βρόγχου σε ένα σήμα εισόδου του οποίου η συχνότητα  $f$  αυξάνει (σχήμα 3.10).



**Σχήμα 3.10:** Τάση σφάλματος βρόγχου συναρτήσει της συχνότητας.

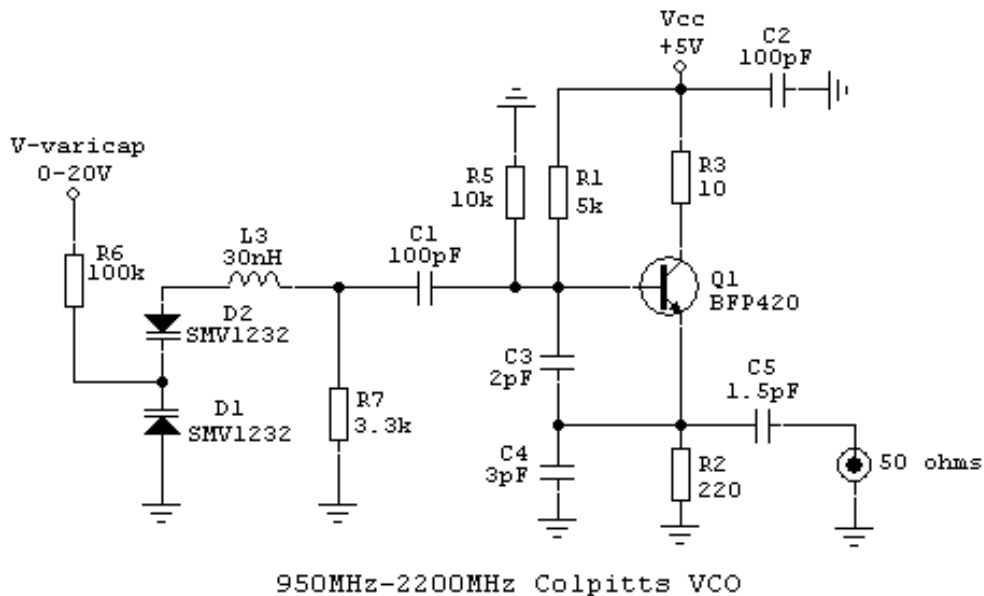
Ο βρόγχος δεν αποκρίνεται μέχρι τη συχνότητα με τιμή  $f = f_1$ , που αντιστοιχεί στη μικρότερη τιμή της συχνότητας της περιοχής 'σύλληψης'. Τότε, ο βρόγχος αποκρίνεται απότομα και προκαλείται αρνητική υπερύψωση του σφάλματος φάσεως ( $V_e$ ). Στη συνέχεια η τάση απόκρισης μεταβάλλεται, ανάλογα με τη συχνότητα και μηδενίζεται όταν  $f = f_0$ . Η  $f_0$ , αποτελεί την επιθυμητή συχνότητα 'κλειδώματος'. Ο βρόγχος 'ακολουθεί' τη συχνότητα εισόδου, μέχρι τη μέγιστη τιμή  $f_2$ . Τότε, το PLL χάνει το κλειδωμα και η τάση σφάλματος μηδενίζεται. Αν στη συνέχεια η συχνότητα εισόδου μειωθεί προοδευτικά, ο κύκλος επαναλαμβάνεται.

Ο βρόγχος 'συλλαμβάνει' το σήμα, όταν  $f = f_3$ , το ακολουθεί (παραμένει κλειδωμένο) και το ξαναχάνει όταν  $f = f_4$ . Η περιοχή συχνοτήτων μεταξύ  $f_1$  και  $f_3$  αντιστοιχεί στη ζώνη 'σύλληψης' ( $2\cdot\Delta f_c$ ), ενώ η περιοχή μεταξύ  $f_2$  και  $f_4$  αντιστοιχεί στη ζώνη 'συγκράτησης' ( $2\cdot\Delta f_L$ ). Το PLL αποκρίνεται μόνο σε εκείνα τα σήματα εισόδου που οι συχνότητές τους βρίσκονται αρκετά κοντά στη κεντρική συχνότητα  $f_0$ , δηλαδή μέσα στις ζώνες 'σύλληψεως' και 'συγκρατήσεως'. Οι ζώνες αυτές μπορούν να πάρουν οποιαδήποτε τιμή, υπολογίζοντας - με τη βοήθεια των εξισώσεων που αναφέραμε - κατάλληλα το βρόγχο. Συμπεραίνουμε λοιπόν, πώς ο βρόγχος λειτουργεί σαν ένα πολύ επιλεκτικό φίλτρο γύρω από την κεντρική συχνότητα  $f_0$ .



### 3.13 Ο ταλαντωτής VCO

Ο ταλαντωτής συχνότητας ελεγχόμενος από τάση (Voltage Controlled Oscillator, VCO) παράγει αρμονικές ή ορθογώνιες κυματομορφές που η στιγμιαία συχνότητά τους είναι ανάλογη με τη τάση που εφαρμόζεται σε κάποιο σημείο ελέγχου του κυκλώματός τους. Η συχνότητα που παράγεται, όταν δεν εφαρμόζεται τάση στο σημείο ελέγχου ή εφαρμόζεται μια καθορισμένη τάση, ονομάζεται ελεύθερη ή ονομαστική συχνότητα (free running or nominal frequency). Για να πετύχουμε τον έλεγχο της συχνότητας χρησιμοποιούμε στο κύκλωμα του ταλαντωτή ένα στοιχείο που η τιμή του είναι συνάρτηση της τάσης. Τούτο, είναι συνήθως μία δίοδο PN μεταβλητής χωρητικότητας (varicap, varactor) όπως φαίνεται στο κύκλωμα του σχήματος 3.11.

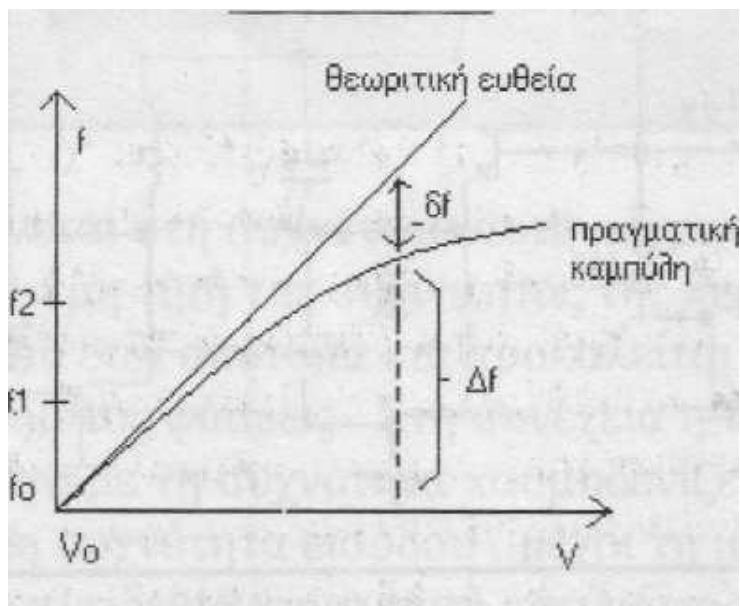


**Σχήμα 3.11:** Ταλαντωτής RF (τύπου colpitts), με στοιχεία varicap ( $D_1$ ,  $D_2$ ).

Πρέπει να σημειώσουμε πως το κύκλωμα του VCO στην δική μας κατασκευή, δεν είναι μια ξεχωριστή μονάδα, αλλά αποτελείται από τέσσερα επιμέρους υπο-κυκλώματα τα οποία βρίσκονται μέσα στον συντονιστή (tuner, UV6456, της Philips) που αναλύσαμε στις αρχές. Ας επιστρέψουμε πάλι στο θέμα μας.

Ορίζουμε ως ευαισθησία ή συντελεστή απολαβής ( $K_o$ ) του VCO το πηλίκο της μεταβολής της στιγμιαίας συχνότητας προς τη μεταβολή της τάσης ελέγχου, που δημιουργεί την αλλαγή στην συχνότητα. Δηλαδή:

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



**Σχήμα 3.12:** Χαρακτηριστική απόδοσης του VCO.

Φυσικά μας ενδιαφέρει η λειτουργία στο γραμμικό τμήμα της χαρακτηριστικής, όπου η τιμή της παραμέτρου δεν μεταβάλλεται, κάτι που στην πράξη επιτυγχάνεται δύσκολα. Για να δούμε πόσο αποκλίνει το σύστημά μας από τη γραμμικότητα, ορίζουμε σαν ποσοστό μη γραμμικότητας, το λόγο  $\delta f/\Delta f$  όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.12.

Οι ταλαντωτές VCO προσφέρονται συνήθως σαν έτοιμα ολοκληρωμένα κυκλώματα, όπως το κλασσικό MC1648 της Motorola.

Στην περίπτωση που έχουμε μεγάλες απαιτήσεις στο σχεδιασμό και προκειμένου να αποφύγουμε τον θόρυβο φάσεως, που είναι και ο μεγαλύτερος εχθρός των ταλαντωτών, καταφεύγουμε στη σχεδίαση ειδικών κυκλωμάτων. Αυτή η λύση βέβαια είναι πολύ επίπονη και αναφέρεται σε εξειδικευμένους μηχανικούς. Στο σημείο αυτό, ας πούμε λίγα λόγια για τις διόδους μεταβλητής χωρητικότητας (varicap), μιας και αποτελούν το βασικό στοιχείο στους ταλαντωτές μεταβλητής συχνότητας ελεγχόμενους από τάση.

Οι διόδοι μεταβαλλόμενης χωρητικότητας (varicap) είναι ουσιαστικά πυκνωτές που η χωρητικότητά τους μεταβάλλεται με τη τάση που εφαρμόζεται στα άκρα τους. Οι διόδοι λειτουργούν συνήθως στη περιοχή μεταξύ της τάσης κατάρρευσης και ορθής αγωγιμότητας, όπου συνήθως μια κανονική diode βρίσκεται σε αποκοπή. Επομένως, δεν συμπεριφέρονται ούτε σαν ανορθωτές, ούτε σαν σταθεροποιητές τάσεως (zener). Συνδέονται πάντα παράλληλα με ένα 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 και  $C_T$  η συνολική χωρητικότητα της diode και του σταθερού πυκνωτή.

Για να επιλεγεί μια διόδος μεταβαλλόμενης χωρητικότητας για κάποια συγκεκριμένη εφαρμογή πρέπει να ληφθούν υπόψη τρεις παράμετροι:

- Η συνολική χωρητικότητα  $C_T$  του συντονισμένου κυκλώματος στη τάση εργασίας
- ο λόγος χωρητικοτήτων (Capacitance ratio, CR) στην μέγιστη εφαρμοζόμενη στα άκρα του κυκλώματος τάση
- ο λόγος χωρητικοτήτων (Capacitance ratio, CR) στην ελάχιστη εφαρμοζόμενη στα άκρα του κυκλώματος τάση

Ο υπολογισμός γίνεται από την εξίσωση:

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

Όπου: ο εκθέτης  $p$  έχει τυπική τιμή 0,5 αλλά μπορεί να κυμανθεί μεταξύ 0,3 ~ 2,0 και δίνεται από τον κατασκευαστή στο συνοδευτικό τεχνικό φυλλάδιο (datasheet) των παραμέτρων της διόδου.

Μια ακόμη παράμετρος, είναι και ο λόγος συχνοτήτων (Frequency ratio, FR) στη μέγιστη και στην ελάχιστη τάση, που υπολογίζεται από την εξίσωση:  $FR = (CR)^{1/2}$ .

### 3.14 Συγκριτής φάσεως

Ο συγκριτής φάσεως δέχεται στις δύο εισόδους του σήματα που έχουν την ίδια συχνότητα, αλλά εμφανίζουν χρονική διαφορά ( $\tau$ ). Αν τα σήματα είναι αρμονικά, τότε αυτή η χρονική διαφορά αντιστοιχεί σε διαφορά φάσεως ( $\varphi$ ). Παράγει στην έξοδο του τάση διαφοράς με πλάτος ανάλογο (λόγο της χρήσης ολοκληρωτή) αυτής της χρονικής διαφοράς. Οι συγκριτές φάσεως διακρίνονται σε δύο κατηγορίες. Στους συγκριτές φάσεως αναλογικού τύπου και στους συγκριτές ψηφιακού τύπου. Οι πρώτοι, αποτελούνται από ένα ισοσταθμισμένο μίκτη (balanced mixer), ενώ οι δεύτεροι από ένα Flip-Flop σκανδαλισμού μετώπου, ή από μία πύλη αποκλειστικού 'H' (exclusive-OR, EXOR).

Ένας απλός συγκριτής φάσεως, μπορεί να υλοποιηθεί με συνδυασμό ενός πολλαπλασιαστή και ενός φίλτρου χαμηλών συχνοτήτων. Περιγράφεται δε από την εξίσωση:  $V_o = K_p \cdot \Delta\varphi$ , όπου:  $V_o$  είναι η τάση εξόδου,  $\Delta\varphi$  η φασική διαφορά και  $K_p$  ο συντελεστής μετατροπής (phase detector conversion gain) με μονάδα μετρήσεως (Volt/rad).

Στην απλούστερη περίπτωση, τα δύο σήματα εισόδου θεωρούνται κατ' αρχήν αρμονικά, έχουν πλάτη  $A$  και  $B$ , φάσεις αντίστοιχα:  $\theta_1(t)$  και  $\theta_2(t)+\pi/2$  και 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:

$$V_o(t) = V_1(t) \cdot V_2(t) = A \cdot \sin[\theta_1(t)] \cdot B \cdot \cos[\theta_2(t)] =$$

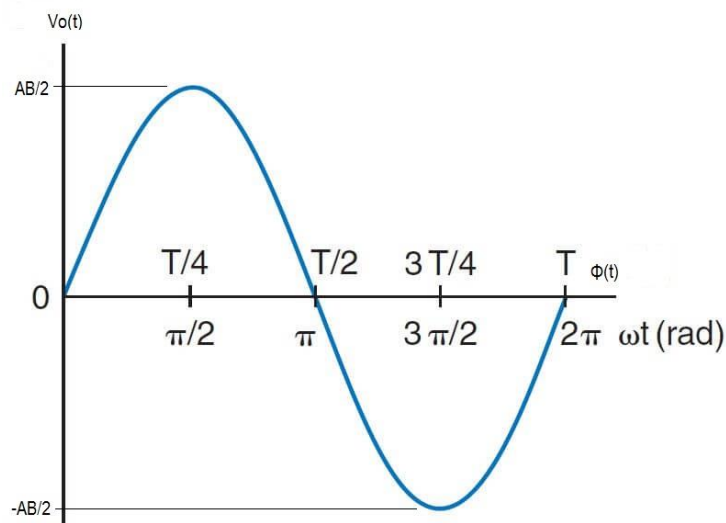
$$\frac{A \cdot B}{2} \cdot \{\sin[\theta_1(t) - \theta_2(t)] + \sin[\theta_1(t) + \theta_2(t)]\} [3.25]$$

Λόγω του φίλτρου διελεύσεως χαμηλών συχνοτήτων (LPF), απομένει τελικά ο όρος χαμηλής συχνότητας και η τάση εξόδου γράφεται:

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

Η τάση εξόδου του συγκριτή φάσεως είναι μηδενική, όταν η διαφορά φάσεως των δύο σημάτων εισόδου είναι άρτιο πολλαπλάσιο του  $\pi/2$  και λαμβάνει μέγιστη ή ελάχιστη τιμή όταν η διαφορά φάσεως είναι περιττό πολλαπλάσιο του  $\pi/2$ .

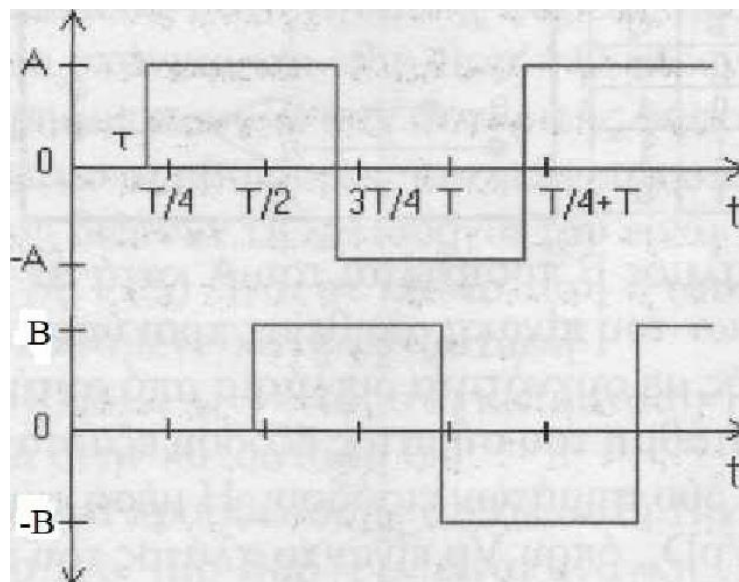
Η γραφική παράσταση της τάσεως  $V_o(t)$  σε συνάρτηση με τη διαφορά φάσεως των αρμονικών σημάτων εισόδου φαίνεται στο σχήμα 3.13:



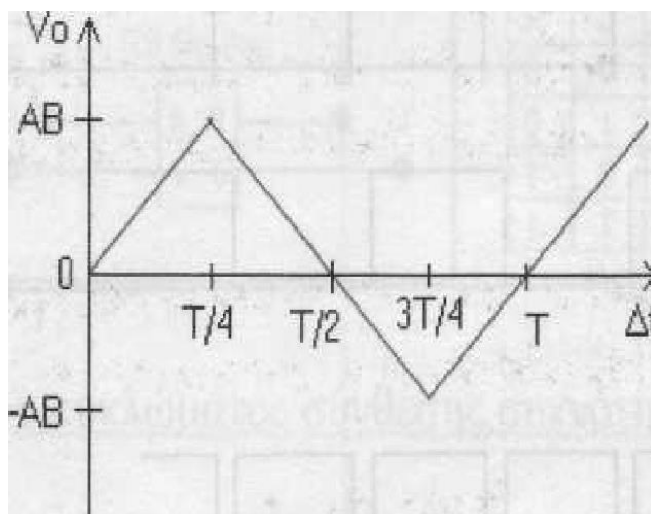
**Σχήμα 3.13:** Έξοδος του συγκριτή φάσης, συναρτήσει της διαφοράς φάσεως των δύο σημάτων εισόδου.

Στο σχήμα 3.14, τα σήματα εισόδου δεν είναι αρμονικά αλλά ορθογώνιες κυματομορφές.

Τότε, η τάση εξόδου του συγκριτή φάσεως μετά τη διέλευση από τον ολοκληρωτή, φαίνεται στο σχήμα 3.15.



**Σχήμα 3.14:** Ορθογωνικά σήματα εισόδου στον συγκριτή φάσεως.

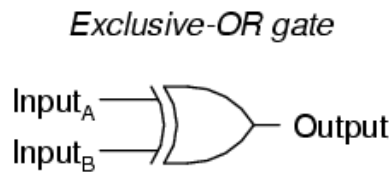


**Σχήμα 3.15:** Τάση εξόδου συγκριτή φάσης για ορθογωνικά σήματα εισόδου.

Η τάση εξόδου του συγκριτή φάσεως είναι μηδενική σε χρόνους που είναι άρτια πολλαπλάσια του  $T/4$  (σχήμα 3.15). Τα σημεία αυτά λέγονται δεσμοί (nulls). Οι δεσμοί αποτελούν τα ιδανικά σημεία λειτουργίας του PLL, αφού σε μηδενικές διαφορές σφάλματος το κύκλωμα κλειδώνει εύκολα. Πρέπει επομένως, η χρονική διαφορά των σημάτων εισόδου να διατηρείται σε τέτοια τιμή, ώστε η λειτουργία του PLL να γίνεται πλησιέστερα σε δεσμό.

### 3.14.1 Συγκριτής Φάσης με Πύλη 'EXOR'

Στο σχήμα 3.16 δίνουμε το πίνακα αλήθειας και το ηλεκτρονικό σύμβολο της πύλης 'αποκλειστικού Η'. Η έξοδος Q είναι σε κατάσταση ON (λογικό '1'), μόνον όταν οι δύο εισοδοί έχουν διαφορετική στάθμη σήματος (λογικό '0' ή '1'). Στη περίπτωση που η στάθμη είναι η ίδια, τότε η έξοδος είναι σε κατάσταση OFF (λογικό '0'). Για να λειτουργήσει σωστά αυτός ο συγκριτής φάσης, πρέπει οι παλμοί να έχουν κύκλο εργασίας (duty cycle) 50%, δηλαδή το πηλίκο του χρόνου στον οποίο ο παλμός είναι σε κατάσταση '1' προς τη περίοδο, πρέπει να είναι 0,5.

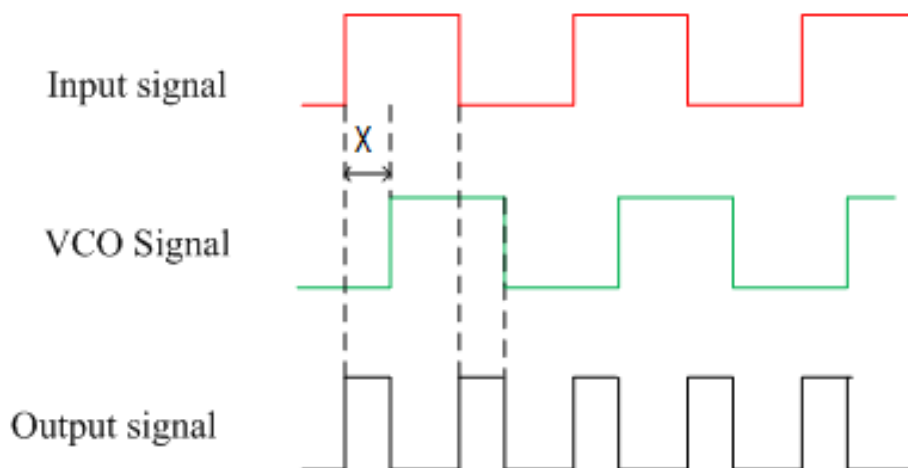


A	B	Output
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

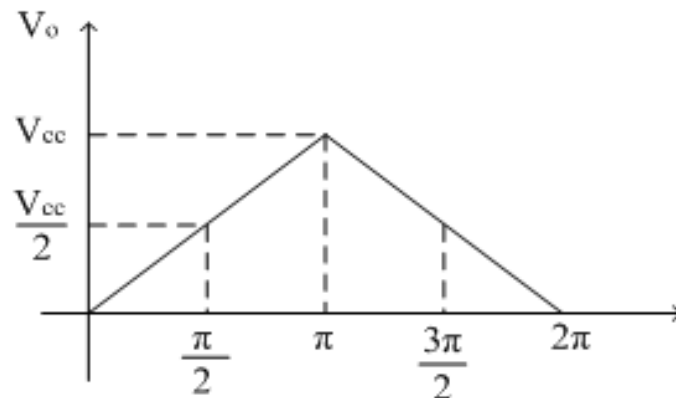
**Σχήμα 3.16:** Το σύμβολο της λογικής πύλης EXOR και ο πίνακας αληθείας.

Στο σχήμα 3.17 ο παλμός του VCO, υστερεί της εισόδου κατά  $\Delta t = \chi$ . Με απλή εφαρμογή των κανόνων του πίνακα αλήθειας, προκύπτει ότι το σήμα εξόδου Q, είναι παλμός με συχνότητα διπλάσια από αυτή των σημάτων εισόδου. Δηλαδή, η στάθμη του σήματος εξόδου εξαρτάται μόνο από τη 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 ο κύκλος εργασίας (duty cycle).

**Σχήμα 3.17:** Παράδειγμα συγκριτή φάσης με χρήση λογικής πύλης EXOR.



Στο σχήμα 3.18 απεικονίζεται η μέση τιμή της τάσεως εξόδου σε συνάρτηση με τη χρονική καθυστέρηση  $\Delta t$  των δύο παλμο-σειρών εισόδου



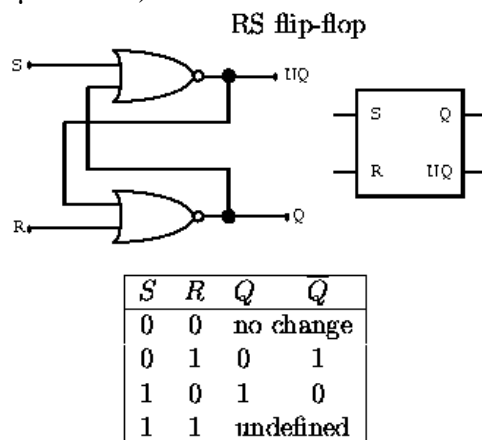
**Σχήμα 3.18:** Μέση τιμή της τάσεως εξόδου, για τα σήματα του σχήματος 3.17.

### 3.14.2 Συγκριτής Φάσης με ‘FLIP-FLOP’

Σε μερικές περιπτώσεις ως συγκριτής φάσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί, πιο σπάνια μιν, και ‘flip-flop’. Ο πλέον κατάλληλος τύπος ‘flip-flop’ για να χρησιμοποιηθεί ως συγκριτής φάσης είναι το RS. Ο πίνακας αληθείας και ο συμβολισμός του φαίνονται στο σχήμα 3.19. Οι βασικοί κανόνες που διέπουν τη λειτουργία του είναι:

Όταν η είσοδος SET (S) είναι στη κατάσταση ‘1’ τότε και η έξοδος Q γίνεται (ή αν είναι παραμένει) στη κατάσταση ‘1’. Όταν η είσοδος RESET (R) είναι στη κατάσταση ‘1’ τότε η έξοδος Q γίνεται ή παραμένει στην κατάσταση ‘0’.

Θα πρέπει επίσης να προσθέσουμε, ότι σε αυτή την περίπτωση οι παλμοί στην είσοδο του ‘flip-flop’ δεν είναι ανάγκη να έχουν κύκλο εργασίας 50%, αλλά μπορούν να έχουν και μικρότερη διάρκεια (π.χ. παλμοί Dirac).



**Σχήμα 3.19:** Σύμβολο και πίνακας αληθείας του RS Flip-Flop.

### 3.15 Σχεδίαση του κυκλώματος σύνθεσης συχνοτήτων (PLL)

Μετά από την θεωρητική ανάλυση της θεωρίας του PLL, που είδαμε παραπάνω, μπορούμε πλέον να περάσουμε στην σχεδίαση του συνθέτη συχνοτήτων για τον δέκτη που έχουμε αναπτύξει.

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει στην αρχή αυτού του συγγράμματος, ολόκληρο το κύκλωμα του PLL, δομείται γύρω από το ολοκληρωμένο MC145151 της Motorola Semiconductors (ON). Το ολοκληρωμένο αυτό είναι από μόνο του ένα πλήρες κύκλωμα συνθέτη συχνοτήτων, αφού περιλαμβάνει το κρυσταλλικό ταλαντωτή αναφοράς, τον διαιρέτη δια N, το συγκριτή φάσης καθώς και κύκλωμα οδήγησης (οπτικής ένδειξης με led) για ένδειξη lock out (κλείδωμα φάσης). Το πλήρες μπλοκ διάγραμμα του ολοκληρωμένου, φαίνεται στο σχήμα 3.20. Στο σημείο αυτό θα δούμε ένα-ένα τα ποδαράκια του ολοκληρωμένου και θα εξηγήσουμε την λειτουργία τους.

Μετά από αυτό θα περάσουμε στην ανάλυση του κυκλώματος του PLL.

Ο ακροδέκτης 1 ( $F_{in}$ ), είναι η είσοδος του σήματος που θέλουμε να ελέγξουμε. Συνδέεται στην έξοδο του VCO (συντονιστής στην δική μας περίπτωση) διαμέσου πυκνωτή (AC σύζευξη/AC coupling).

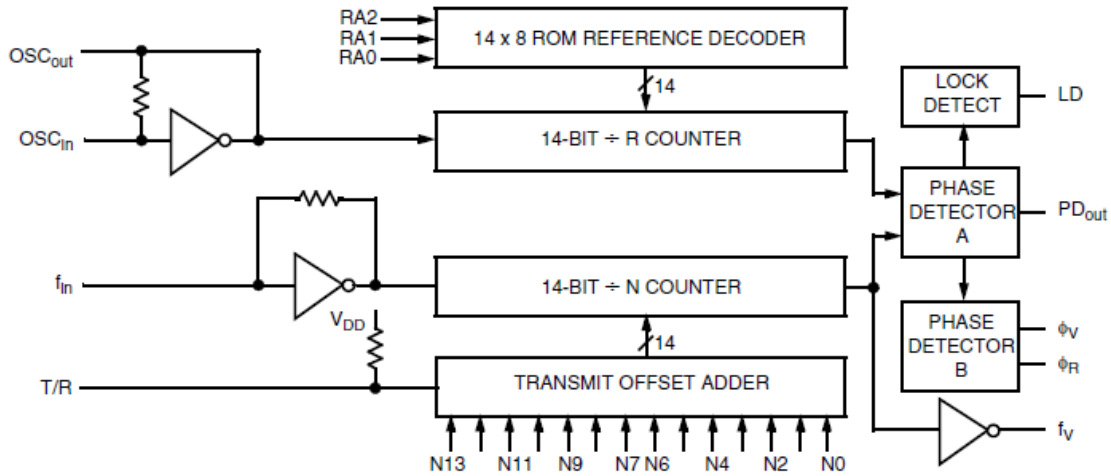
Οι ακροδέκτες 5, 6, 7 (**RA0-RA2**), καθορίζουν το συντελεστή διαίρεσης του κρυσταλλικού ταλαντωτή αναφοράς (1/R). Υπάρχουν οκτώ διαφορετικοί συντελεστές, ανάλογα με το δυναμικό στους ακροδέκτες. Στο παρακάτω πίνακα (πίνακας 3.2), δίνουμε τους οκτώ αυτούς διαφορετικούς συνδυασμούς:

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**

Με τη βοήθεια των ακροδεκτών αυτών, μπορούμε να καθορίσουμε τόσο τη συχνότητα αναφοράς, που σε κάθε εφαρμογή διαφέρει, αλλά κυρίως το βήμα σάρωσης του PLL. Αυτό πρακτικά σημαίνει το πόσο θα απέχει, σε συχνότητα, ένας σταθμός από τον επόμενο.





**Σχήμα 3.20:** Το μπλοκ διάγραμμα του ολοκληρωμένου MC145151.

Οι ακροδέκτες 11~20 και 22~25 (**N0~N13**), καθορίζουν τον συντελεστή διαίρεσης του σήματος εισόδου. Εμείς κάνουμε χρήση στα: N0~N11. Στους ακροδέκτες αυτούς εφαρμόζουμε μία ψηφιακή λέξη μήκους 12 bit. Πρέπει να σημειώσουμε, πώς σε όλες τις ψηφιακές εισόδους του ολοκληρωμένου, υπάρχουν pull-up αντιστάσεις. Αυτό σημαίνει ότι όταν ο ακροδέκτης είναι ασύνδετος, παίρνει αυτομάτως λογικό υψηλό (high logic). Πρακτικά, η σημασία των παραπάνω ακροδεκτών είναι στο να καθορίζουν τη λήψη του επιθυμητού σταθμού, υποχρεώνοντας τον VCO του συντονιστή να κλειδώσει στην αντίστοιχη συχνότητα.

Ο ακροδέκτης 21 (**T/R**), χρησιμοποιείται στην περίπτωση που έχουμε να κάνουμε με **πομποδέκτη**. Τότε γειώνοντας τον ακροδέκτη, προστίθεται ο αριθμός 856, στη διαίρεση δια N. Όταν αφήνουμε ασύνδετο τον ακροδέκτη (λογικό '1'), προστίθεται ο αριθμός 0. Αυτό ισοδυναμεί, με το αν ο πομποδέκτης εκπέμπει ή λαμβάνει αντίστοιχα. Στη δική μας περίπτωση η εφαρμογή αυτή δεν μας χρειάζεται και έτσι αφήνουμε τον ακροδέκτη 21 σε λογικό '1'.

Οι ακροδέκτες 26, 27 (**OSC\_out, OSC\_in**), χρησιμοποιούνται για την παραγωγή της κρυσταλλικής συχνότητας αναφοράς. Στους ακροδέκτες αυτούς συνδέουμε τον κατάλληλο κρύσταλλο μαζί με δύο κεραμικούς πυκνωτές και κατασκευάζουμε έτσι τον ταλαντωτή αναφοράς. Στο συγκεκριμένο ολοκληρωμένο, μπορούμε αν θέλουμε να μην χρησιμοποιήσουμε το εσωτερικό κύκλωμα ταλάντωσης, αλλά να πάρουμε εξωτερικό χρονοσμό από κάποιο άλλο ρολόι αναφοράς (τετραγωνικός παλμός).

Ο ακροδέκτης 4 (**PD\_out**), είναι η έξοδος του πρώτου συγκριτή φάσης. Το σήμα εξόδου του ακροδέκτη αυτού, το χρησιμοποιούμε για να οδηγήσουμε το VCO του συντονιστή. Βέβαια, για την ομαλή λειτουργία του συνολικού κυκλώματος, ανάμεσα στον ακροδέκτη 4 και στον συντονιστή, μεσολαβούν ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων και ένας ενισχυτής τάσης. Η λειτουργία τους θα αναλυθούν αργότερα στο κύκλωμα.

Οι ακροδέκτες 8, 9 (**φ<sub>R</sub>, φ<sub>V</sub>**), χρησιμοποιούνται κατά τον ίδιο τρόπο με τον ακροδέκτη 4, που είδαμε παραπάνω.

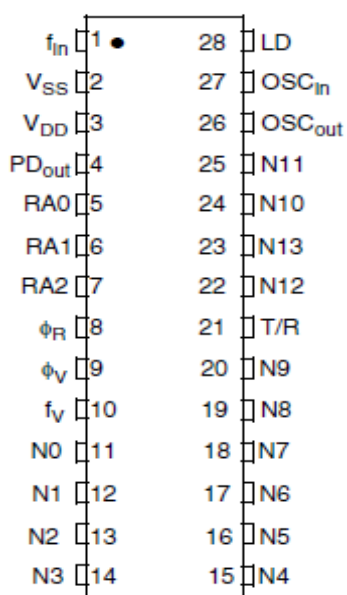
Ο ακροδέκτης 10 (**f<sub>V</sub>**), μας δίνει το προϊόν της διαίρεσης μέσω απομονωτή (buffer) του εσωτερικού διαιρέτη N, για περαιτέρω χρήση. Στη δική μας περίπτωση ο ακροδέκτης αυτός δεν χρησιμοποιείται.

Ο ακροδέκτης 28 (**LD**), μας παρέχει την ένδειξη για το αν το PLL έχει κλειδώσει ή όχι. Στον ακροδέκτη αυτό, μπορούμε να συνδέσουμε απευθείας μια φωτο-δίοδο (LED) και να έχουμε έτσι οπτική ένδειξη.

Ο ακροδέκτης 3 (**V<sub>DD</sub>**), είναι η είσοδος της θετικής τάσης τροφοδοσίας του ολοκληρωμένου που κυμαίνεται μεταξύ +3 έως +9 βόλτ.

Ο ακροδέκτης 2 (**V<sub>SS</sub>**), είναι η γείωση της τροφοδοσίας και συνδέεται με τη γη του κυκλώματος.

Για λόγους πληρότητας, παραθέτουμε και τη διάταξη ακροδεκτών του ολοκληρωμένου στο σχήμα 3.21. Το chip διατίθεται σε συσκευασία plastic dip, case outline 710-02.



**Σχήμα 3.21:** Η διάταξη ακροδεκτών του ολοκληρωμένου MC145151

### 3.16 Ανάλυση του κυκλώματος

Στο σχήμα 3.23 βλέπουμε το πλήρες ηλεκτρονικό κύκλωμα του PLL. Όπως βλέπουμε στο σχήμα, ολόκληρο το κύκλωμα του PLL δομείται γύρω από το ολοκληρωμένο MC145151, που αποτελεί και τη ‘καρδιά’ του κυκλώματος! Για την τροφοδοσία του ολοκληρωμένου χρειαζόμαστε μία τάση έως +9 βόλτ, σύμφωνα πάντα με τον κατασκευαστή. Εμείς, επιλέξαμε να δουλέψουμε το ολοκληρωμένο στα +8 βόλτ, τα οποία εφαρμόζουμε στην ακίδα 3. Η γείωση της τροφοδοσίας είναι στον ακροδέκτη 2, το οποίο συνδέουμε στη γη. Στα σημεία 26 και 27 συνδέουμε τον κρύσταλλο αναφοράς που έχει τιμή 3,2768 MHz. Στο σημείο αυτό, κρίνουμε σκόπιμο να πούμε δυο λόγια για το πώς επιλέγουμε τον κρύσταλλο. Θεωρήσαμε ως παράδειγμα λειτουργίας και δοκιμής, τη λήψη ενός ραδιοφωνικού σταθμού.

Όπως γνωρίζουμε στη ραδιοφωνία το φάσμα που δίνεται σε κάθε σταθμό είναι 100 KHz. Δηλαδή, έχουμε 50 χιλιοκύκλους δεξιά και αριστερά της κεντρικής συχνότητας. Στη τηλεόραση το φάσμα αυτό είναι πολύ μεγαλύτερο και φτάνει τους 5,5 MHz. Για να καλύψουμε

το μεγαλύτερο μέρος των σταθμών λήψης, επιλέξαμε το βήμα του PLL να είναι **400 Hz**. Επιλέξαμε λοιπόν τον κρύσταλλο  $X1 = 3,2768 \text{ MHz}$  και συντελεστή διαίρεσης  $R = 8192$  (RA0, RA1, RA2, ασύνδετα). Έτσι, βεβαιώνουμε ότι πράγματι είναι:  $F_{osc} / R = (3.2768 \text{ MHz}) / 8192 = 0.4 \text{ KHz}$  ή  $400 \text{ Hz}$ . Δηλαδή, για τη συχνότητα αναφοράς ισχύει:  $F_{ref} = 400 \text{ Hz}$ . Πρέπει να θυμόμαστε, ότι η συχνότητα εξόδου του VCO στο εσωτερικό του συντονιστή, διαιρείται με τον αριθμό 256 εσωτερικά. Εξωτερικά διαιρείται και με τον αριθμό N. Εφόσον το PLL κλειδώνει, θα πρέπει στην είσοδο του συγκριτή φάσης να ισχύει:

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

Με το μεταβλητό πυκνωτή C8, μπορούμε να μεταβάλουμε μικρομετρικά τη συχνότητα του ταλαντωτή του MC145151 κατά τη τελική ρύθμιση του κυκλώματος.

Το σήμα εξόδου του τοπικού ταλαντωτή του συντονιστή το λαμβάνουμε στην ακίδα 13 (tuner, pin F) και το οδηγούμε μέσω του πυκνωτή C6 στην ακίδα 1 του ολοκληρωμένου U3 ( $F_{in}$ ). Ο παραπάνω πυκνωτής είναι απαραίτητος, ώστε να εμποδίζει τη συνεχή συνιστώσα του VCO, από το να εισέρθει στο εσωτερικό του ολοκληρωμένου U3. Στο εργαστήριο, διαπιστώσαμε πως στην έξοδο του συντονιστή έχουμε μια συνεχή τάση της τάξεως των 6 βολτ, γεγονός που θα δημιουργούσε πρόβλημα στη λειτουργία του U3, αν δεν είχαμε προβλέψει τον C6 στο συγκεκριμένο κλάδο! Με τη βοήθεια του dip-switch 14 επιλέγουμε τον αριθμό διαίρεσης N, άρα και τον επιθυμητό σταθμό που θέλουμε να ακροάσουμε. Για παράδειγμα, έστω ότι θέλουμε να κάνουμε λήψη στους 91,8 MHz, στη ζώνη των FM. Η συχνότητα λήψεως θα είναι  $F_s = 91,8 \text{ MHz}$  ( $F_s = F_{station}$ ), ενώ η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή θα είναι:

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

Η συχνότητα στην είσοδο του PLL θα είναι

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

Για να κλειδώσει 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 τη παραπάνω σχέση ως προς N, πρέπει να έχουμε: **N = 1261**.

Στη συνέχεια θα πρέπει να μετατρέψουμε τον παραπάνω δεκαδικό αριθμό στον αντίστοιχο δυαδικό 11-bit αριθμό. Πολύ απλά, με τη βοήθεια ενός φορητού επιστημονικού υπολογιστή, βρίσκουμε:  $N_{dec} = 1261$  ή  $N_{bin} = 10011101101$ .

Βλέποντας το τεχνικό φυλλάδιο του MC145151, διαπιστώνουμε πως η ακίδα N0 είναι το λιγότερο σημαντικό ψηφίο (LSB), ενώ το N13 το περισσότερο σημαντικό (MSB). Έτσι, η αντιστοιχία bit και ακίδων θα είναι η ακόλουθη:

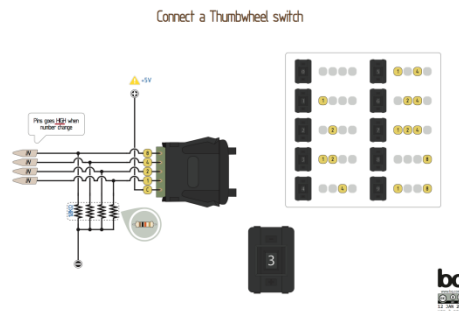
$$\underline{N0N1N2N3N4N5N6N7N8N9N10N11N12N13} = 1011011100100$$

Εννοείται ότι στις ακίδες N12 και N13, που δε κάνουμε χρήση, δίνουμε λογικό μηδέν.

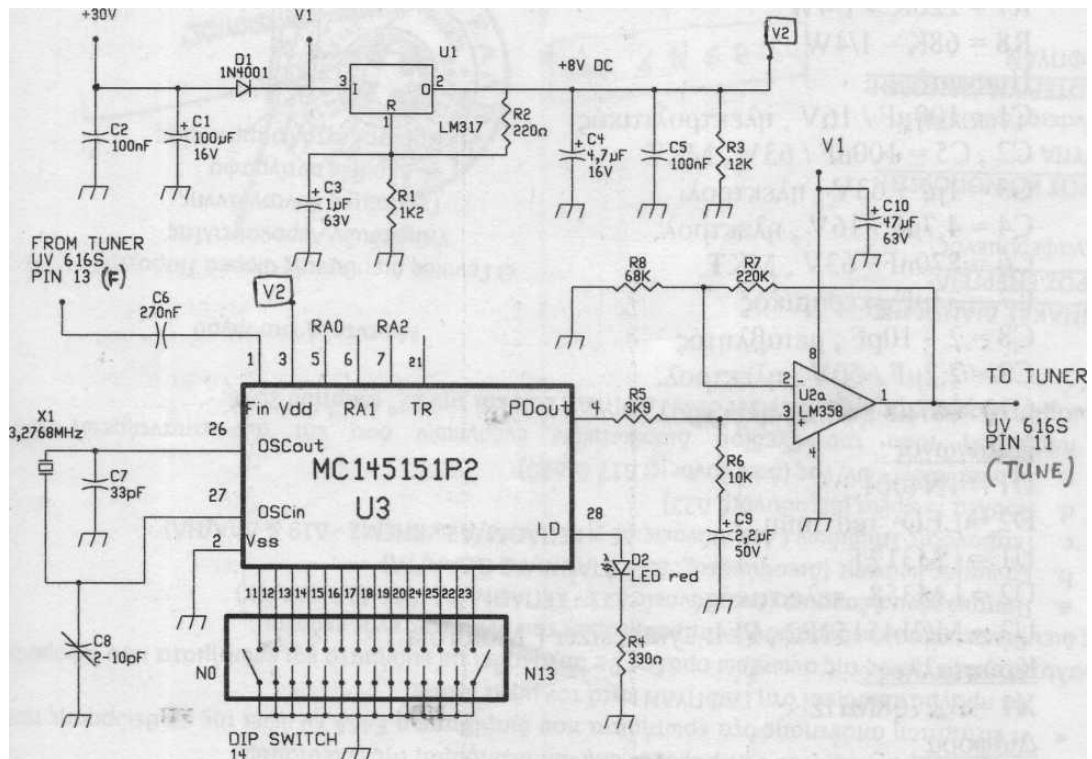
Εναλλακτικά, στη θέση του dip-switch 14 θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε τέσσερα thumbwheels (σχήμα 3.22), εισάγοντας έτσι απευθείας τον αριθμό N. Στη περίπτωση αυτή ο αριθμός N, μπορεί να υπολογιστεί απ' τη παρακάτω σχέση:

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

Όπου  $F_s$  : η συχνότητα του σταθμού, σε MHz.



Σχήμα 3.22: Διασύνδεση ενός διακόπτη thumbwheel.



Σχήμα 3.23: Το πλήρες ηλεκτρονικό κύκλωμα του PLL. Φαίνεται ξεκάθαρα ότι η καρδιά του κυκλώματος, είναι το ολοκληρωμένο U3: MC145151. Επίσης, υπάρχουν ακόμη και τα ολοκληρωμένα U1 και U2, που φροντίζουν για την τροφοδοσία και την ενίσχυση τάσεως του βρόγχου αντίστοιχα.

## 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 / ηλεκτρολυτικός

C2, C5 = 100nF / 63V / MKT

C3 = 1μF / 63V / 85°C / ηλεκτρολυτικός

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

C6 = 270nF / 63V / MKT

C7 = 33pF / 100V / κεραμικός

C8 = 2~10pF / 'αέρος' / μεταβλητός

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

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

### Ημιαγωγοί:

D1 = 1N4001 / 1A γενική δίοδος ανόρθωσης πυριτίου

D2 = Led / red / 5mm

U1 = LM317T / σταθεροποιητής τάσης 1,2A

U2 = LM358 / τελεστικός ενισχυτής

U3 = MC145151P2 / PLL synthesizer (Motorola-ON)

### Κρύσταλλος:

X1 = 3,2768 MHz

### Διάφορα:

DIP-SWITCH 14

Οι αντιστάσεις R5, R6 καθώς και ο πυκνωτής C9 που συνδέονται στην έξοδο του συγκριτή φάσης, αποτελούν το φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων, που είδαμε και στη θεωρία. Τούτο το φίλτρο είναι απαραίτητο και επιτελεί δύο σημαντικές λειτουργίες. Πρώτον, δεν επιτρέπει τυχόν υπολείμματα υψηλής συχνότητας να περάσουν στον βρόγχο και δεύτερον, βοηθάει στην ευστάθεια της λειτουργίας του κυκλώματος. Αρκεί να θυμηθούμε πως το κύκλωμα, αλλά και κάθε κύκλωμα PLL, αποτελεί ένα σύστημα αυτομάτου ελέγχου, το οποίο για να είναι σταθερό, δεν πρέπει ποτέ να αυτό-ταλαντώνει! Έτσι, είναι απαραίτητο ένα κατάλληλο φίλτρο ώστε σε κάθε ποσοτική μεταβολή της συχνότητας του συστήματος, το κύκλωμα να επιστρέφει την ισορροπία, χωρίς να περνάει στην αστάθεια (ταλαντώσεις). Για τα PLL πρώτης τάξεως όπως και το δικό μας, αλλά **κυρίως** σύμφωνα και με το τεχνικό φυλλάδιο, οι τιμές των εξαρτημάτων R6, C9 είναι τυποποιημένες και κυμαίνονται από 10~20KΩ και 1~4,7μF αντίστοιχα. Στις δοκιμές επιλέξαμε R6 = 10KΩ, C9 = 2,2μF και πειραματικά βρήκαμε πως την καλύτερη απόκριση του κυκλώματος την έχουμε για R5 = 3,9KΩ.

Στη συνέχεια ακολουθεί ο ενισχυτής τάσης, που υλοποιείται από τα U2A, R7 και R8. Η μονάδα αυτή έχει ως στόχο την ενίσχυση της τάσεως του φίλτρου για να είναι δυνατή η οδήγηση του VCO του συντονιστή. Όπως ήδη γνωρίζουμε, για να καλύψουμε όλο το φάσμα λήψεως του δέκτη, χρειαζόμαστε μια τάση συντονισμού μέχρι +30 βολτ. Όμως, η έξοδος του ολοκληρωμένου U3 μπορεί να μας δώσει μέχρι +8 βολτ! Για το λόγο αυτό χρειαζόμαστε μια ενίσχυση της τάσης κατά:  $A_v = 30/8 = 4$  περίπου. Ο τύπος που ισχύει για τον ενισχυτή τάσης αρνητικής ανάδρασης του κυκλώματός μας είναι:  $A_v = 1 + R7/R8$ . Αν επιλέξουμε: R8 = 220KΩ, τότε σύμφωνα με τον προηγούμενο τύπο θα είναι: R7 = 68KΩ. Προφανώς, τα παραπάνω είναι εφικτά, εφόσον και η τροφοδοσία του U2A είναι +30 βόλτ!

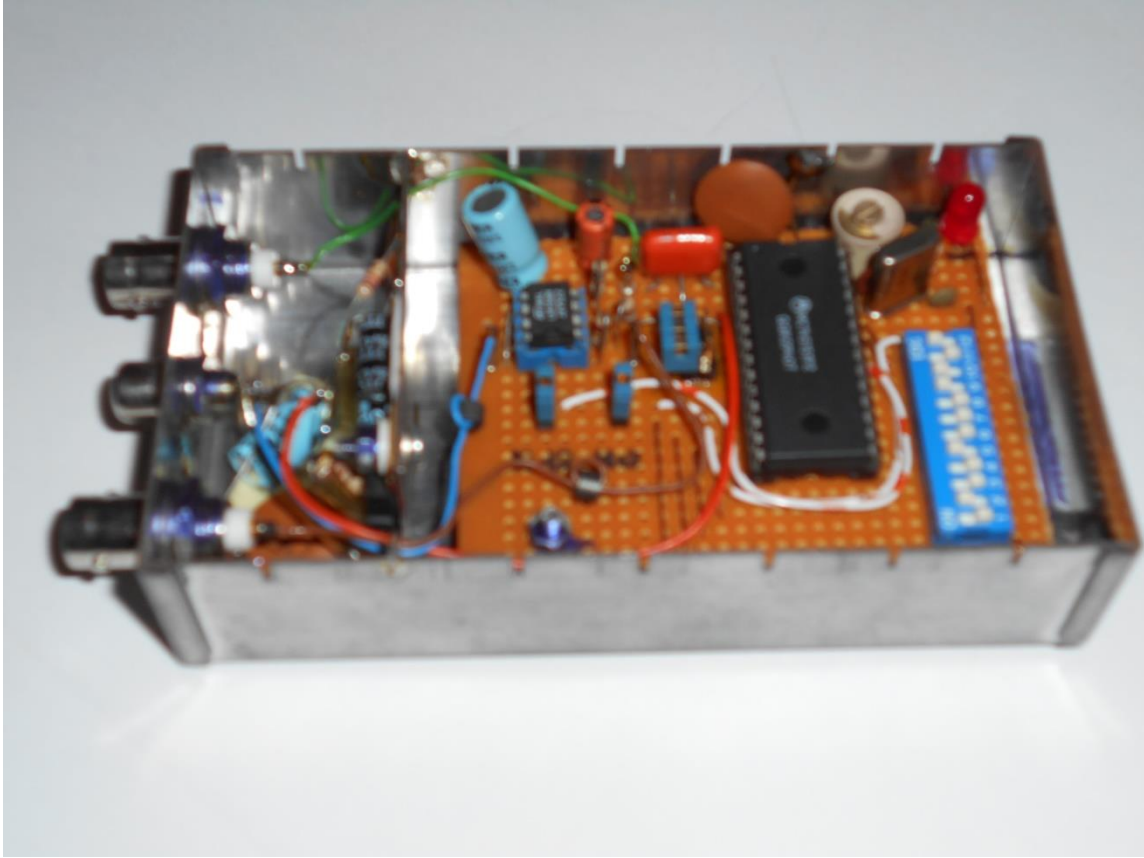
Τέλος, θα πούμε και δύο λόγια για την τροφοδοσία του κυκλώματος που όπως βλέπουμε δεν έχει κάποια ιδιαίτερη πολυπλοκότητα. Χρησιμοποιούμε το γνωστό σταθεροποιητή τάσεως LM317, για να πάρουμε από τα +30 βολτ τα +8 βολτ που είναι απαραίτητα για την λειτουργία του U3. Ο διαιρέτης των αντιστάσεων R1, R2 εξασφαλίζει τάση εξόδου του ολοκληρωμένου +8 βολτ. Οι πυκνωτές C1, C2, C4, και C5 αποζευγνύουν τη τάση από τυχόν κατάλοιπα υψηλής συχνότητας στη γραμμή τροφοδοσίας, που θα μπορούσαν να προκαλέσουν προβλήματα. Στην εικόνα 3.1, φαίνεται η τελική κατασκευή του κυκλώματος PLL.

### 3.17 Επίλογος – μελλοντικές επεκτάσεις

Μετά και την ανάλυση του κυκλώματος σύνθεσης συχνοτήτων φτάσαμε στο τέλος της ανάλυσης και σχεδίασης της κατασκευής. Μια σημαντική επέκταση/προσθήκη στο δέκτη, θα ήταν η χρήση ενσωματωμένου μικρο-υπολογιστή (π.χ. Arduino) με πληκτρολόγιο και οθόνη. Έτσι, η λειτουργία του δέκτη, θα γίνει εξολοκλήρου ψηφιακή.

Στο πέμπτο κεφάλαιο, επιχειρούμε μια προσέγγιση στις τελευταίες τεχνολογικές τάσεις.

Θέλουμε να πιστεύουμε πως καλύψαμε με το καλύτερο δυνατό τρόπο την ανάλυση του δέκτη, τόσο σε θεωρητικό επίπεδο όσο και σε πρακτικό. Ελπίζουμε το παραπάνω σύγγραμμα να αποτελέσει την αφετηρία για επόμενες μελέτες πάνω στο θέμα των δεκτών ευρείας κάλυψης. Είμαστε σίγουροι, πως ο παραπάνω δέκτης έχει πολλές δυνατότητες πέραν της λήψης των σταθμών. Για παράδειγμα, με κάποιες προσθήκες, μπορούμε να φτιάξουμε έναν αναλυτή φάσματος (spectrum analyzer)!



**Εικόνα 3.1:** Τελική κατασκευή κυκλώματος PLL, εντός θωρακισμένου κουτιού.





## 4. Νέες Τεχνολογίες στις Τηλεπικοινωνίες

### 4.1 Εισαγωγή

Έχοντας ολοκληρώσει τη μελέτη του αναλογικού υπερ-ετερώδυνου δέκτη, κρίνουμε σκόπιμο να αναφερθούμε και στις νέες ψηφιακές τεχνολογίες που υλοποιούνται και εφαρμόζονται στο παρόν και στο άμεσο μέλλον!

Η μετάβαση από τα αναλογικά στα ψηφιακά συστήματα επικοινωνιών, αποτελούν τα τελευταία χρόνια την κύρια δραστηριότητα όλης της σχετικής έρευνας. Πολλές χώρες έχουν ήδη μεταβεί στην εκπομπή επίγειου ψηφιακού ραδιοφώνου (DAB), επωφελούμενες των ψηφιακών ιδιοτήτων. Στο παρόν κεφάλαιο, θα επιχειρήσουμε μια σύγκριση του αναλογικού FM και του ψηφιακού DAB, μιας και η Ελλάδα είναι υποψήφια χώρα για μετάβαση στο ψηφιακό ραδιόφωνο.

Ήδη από τη Παρασκευή 5 Ιανουαρίου 2018, ξεκίνησε η πρώτη εκπομπή στην μπάντα του ψηφιακού ραδιοφώνου, από την Ελληνική Ραδιοφωνία. Από τις εγκαταστάσεις της ΕΡΤ στον Υμηττό, ξεκίνησαν να εκπέμπουν 7 ραδιοφωνικά προγράμματα της ΕΡΤ στο κανάλι 12C της ψηφιακής ραδιοφωνικής μπάντας DAB+. Η λήψη είναι δυνατή εντός του λεκανοπεδίου Αττικής με ειδικούς ψηφιακούς ραδιοφωνικούς δέκτες που διαθέτουν τη συγκεκριμένη τεχνολογία. Υπενθυμίζουμε ότι, η **Νορβηγία** είναι η πρώτη χώρα που έθεσε σε λειτουργία ραδιοφωνικό πρόγραμμα αποκλειστικά στην ψηφιακή μπάντα, το μακρινό 1995!

Εντός Ελλάδος χρησιμοποιούνται οι συχνότητες από **87,5** έως **108** MHz, με δυνατότητα εκπομπής από τους ραδιοσταθμούς μέχρι τους **107,7** MHz. Από την άλλη, τα DAB χρησιμοποιούν όλες τις συχνότητες από **30** έως **300** MHz.

Κοιτώντας κανείς την ιστορική εξέλιξη των τεχνολογιών επικοινωνίας, φαίνεται ότι η ανάπτυξη και η βελτίωση των συστημάτων αυτών είναι ταχύτατη και επιδέχεται διαρκώς επέκταση, και σε μερικές περιπτώσεις μετατροπή. Το γεγονός αυτό οφείλεται στην συνεχή επιθυμία για βελτίωση της ταχύτητας, της αξιοπιστίας, του κόστους και της ποιότητας υπηρεσιών (QoS), αλλά και στην ανάγκη των συστημάτων αυτών να προσαρμόζονται στις αλλαγές όλης της τεχνολογικής κοινότητας. Στην περίπτωση των συστημάτων ευρυεκπομπής, υπάρχει μεγάλη ανάγκη για την όσο το δυνατόν καλύτερη αξιοποίηση του εύρους ζώνης, με ταυτόχρονη διατήρηση ή/και ελαχιστοποίηση των θορυβικών ιδιοτήτων του συστήματος κάτω από τα ανώτατα όρια που εγγυώνται (οριακά) τη καλή ποιότητα υπηρεσίας στους δέκτες. Σήμερα, και γενικότερα τα τελευταία χρόνια, υπάρχει η επιθυμία για μετάβαση στο ψηφιακό ραδιόφωνο, ως αποτέλεσμα της τεράστιας ανάπτυξης των ψηφιακών επικοινωνιών, αλλά και την σύμπτυξη του εύρους ζώνης που παρέχεται για δεδομένο αριθμό προγραμμάτων/σταθμών εκπομπής.

Το βασικό ερώτημα που τίθεται πάντα σε κάθε υποψήφια τεχνολογική αλλαγή, είναι αν αξίζει το ψηφιακό ραδιόφωνο να αντικαταστήσει το υπάρχον. Θα πρέπει κανείς, να αξιολογήσει μια σειρά ποιοτικών μετρήσεων απόδοσης των δύο συστημάτων και να τις συσχετίσει με τις εκάστοτε προδιαγραφές. Αυτές κυρίως είναι το κόστος, η ποιότητα, η πολυπλοκότητα, η απαίτηση σε εύρος ζώνης και η καλή χρησιμοποίηση αυτού (φασματική απόδοση). Σημαντική επίσης παράμετρος απόδοσης είναι και η αντοχή του συστήματος στην επίδραση του θορύβου. Είναι γνωστό ότι ο θόρυβος, μπορεί να παρεμβάλει, να αλλοιώσει και γενικότερα να περιορίσει την αξιοπιστία και την ποιότητα της υπηρεσίας. Για το αναλογικό

ραδιόφωνο (AM ή FM) η αξιολόγηση του συστήματος στον θόρυβο περιγράφεται μέσω του σηματοθορυβικού λόγου (Signal to Noise Ratio - SNR) στα διάφορα σημεία του διαγράμματος του δέκτη (block diagram). Σε αντιστοιχία με το SNR, στο ψηφιακό ραδιόφωνο (DAB/DAB+) το μέγεθος για την περιγραφή της επίδρασης του θορύβου, είναι ο λόγος της ενέργειας ψηφίου ή συμβόλου προς την φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου ( $E_b/n_0$  ή  $E_s/n_0$ ), όταν αυτός μετρηθεί στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης του ψηφιακού δέκτη.

Όσον αφορά τον προγραμματισμό του δικτύου (network planning) και τη μελέτη κάλυψής του, βασική παράμετρος είναι η ελάχιστη (threshold) ένταση πεδίου (minimum field strength) του ραδιοφωνικού σήματος που φτάνει στη συσκευή του δέκτη, η οποία του εξασφαλίζει καλή ακρόαση (και όραση). Οι τιμές αυτές έχουν τυποποιηθεί διεθνώς και για το FM, και για το DAB+, αν και για το δεύτερο πολλές τιμές είναι σε δοκιμαστικό στάδιο. Τέλος, σημαντική παράμετρος για ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα είναι οι χρησιμοποιούμενοι λόγοι προστασίας (protection ratios), οι οποίοι εξασφαλίζουν ότι η υπηρεσία δεν παρεμβάλλει και δεν παρεμβάλλεται σε/από άλλες κοντινές (συχνοτικά) υπηρεσίες (EMI, RFI).

Συνοπτικά, μπορούμε να αναφέρουμε τέσσερις (4) κύριους λόγους για την υπεροχή του DAB, έναντι του FM.

1. Το DAB είναι πιο αποδοτικό στη χρήση του φάσματος από το αναλογικό ραδιόφωνο FM και έτσι μπορεί να προσφέρει περισσότερες ραδιοφωνικές υπηρεσίες για το ίδιο δεδομένο εύρος ζώνης.
2. Το κόστος είναι οκτώ (8) φορές πιο χαμηλό από ότι στο αναλογικό FM.
3. Το DAB είναι πιο ανθεκτικό όσον αφορά την επίδραση του θορύβου.
4. Τέλος, είναι πιο ανθεκτικό όσο αφορά τη διαφυγή πολλαπλών διαδρομών (multipath interference) για την κινητή ακρόαση. Η ποιότητα λήψης DAB αποικοδομείται γρήγορα όταν η ένταση του σήματος πέφτει κάτω από ένα κρίσιμο όριο, ενώ η ποιότητα λήψης FM υποβαθμίζεται αργά με το μειούμενο σήμα. Η διαφυγή πολλαπλών διαδρομών, είναι ένα συχνό φαινόμενο της φυσικής στη διάδοση των κυμάτων, που συμβαίνει όταν ένα κύμα διαδίδεται προς συγκεκριμένο στόχο μέσω δύο ή και περισσότερων διαδρομών.

Η αρχική έκδοση του DAB χρησιμοποίησε τον κωδικοποιητή ήχου MP2. Μια αναβαθμισμένη έκδοση του συστήματος κυκλοφόρησε τον Φεβρουάριο του 2007, που ονομάζεται DAB+, χρησιμοποιώντας τον κωδικοποιητή ήχου HE-AAC v2. Πρέπει να σημειώσουμε, πώς το DAB δεν είναι συμβατό προς τα εμπρός με το DAB+, πράγμα που σημαίνει ότι οι δέκτες DAB δεν είναι σε θέση να λαμβάνουν εκπομπές DAB +. Ωστόσο, οι ραδιοτηλεοπτικοί φορείς μπορούν να αναμειγνύουν τα προγράμματα DAB και DAB+ στο εσωτερικό της ίδιας μετάδοσης και έτσι να γίνει προοδευτική μετάβαση στο DAB+.

Η πρώτη γενιά DAB χρησιμοποίησε τον κωδικοποιητή ήχου MPEG-1 Audio Layer II (MP2), ο οποίος είχε λιγότερο αποτελεσματική συμπίεση ήχου από τους νεότερους κωδικοποιητές. Ο τυπικός ρυθμός ψηφίων (bitrate) για τα προγράμματα DAB ήταν μόνο 128 kbit/sec, με αποτέλεσμα οι περισσότεροι ραδιοφωνικοί σταθμοί DAB να είχαν χαμηλότερη ποιότητα ήχου από το αναλογικό FM!

Επιπλέον, η ποιότητα της λήψης κατά τη διάρκεια του πρώιμου σταδίου ανάπτυξης του DAB ήταν κακή, ακόμα και για το κέντρο της περιοχής κάλυψης. Ο λόγος που συνέβαινε αυτό, είναι ότι η παλαιά έκδοση του DAB χρησιμοποιούσε αδύναμη κωδικοποίηση διόρθωσης σφαλμάτων, έτσι ώστε όταν υπήρχαν πολλά σφάλματα με τα ληφθέντα δεδομένα, δεν μπορούσαν να διορθωθούν αρκετά σφάλματα και εμφανιζόταν ένας ήχος "bubbling mud".

Τα προβλήματα αυτά ήρθε να καλύψει το DAB+. Αφενός, ο ρυθμός ψηφίων ανέβηκε στα 256 kbit/sec που έχει κριθεί ότι παρέχει ένα υψηλής ποιότητας στερεοφωνικό σήμα εκπομπής. Το νέο πρότυπο DAB+ έχει υιοθετήσει τον κωδικοποιητή ήχου έκδοσης 2 της HE-AAC, κοινά γνωστός ως AAC+ ή aacPlus. Το AAC+ είναι περίπου τριπλάσια αποτελεσματικό συγκρινόμενο με τον απλό κωδικοποιητή του DAB. Αυτό σημαίνει, ότι οι ραδιοτηλεοπτικοί σταθμοί που χρησιμοποιούν το DAB+ είναι σε θέση να παρέχουν πολύ υψηλότερη ποιότητα ήχου ή πολύ περισσότερους σταθμούς απ' ότι μπορούν σε DAB ή συνδυασμό υψηλότερης ποιότητας ήχου και περισσότερους σταθμούς. Αφετέρου, η κατάσταση βελτιώθηκε στο νέο πρότυπο DAB+, αφού χρησιμοποιεί ισχυρότερη κωδικοποίηση διόρθωσης σφαλμάτων.

## 4.2 Γενικά στοιχεία DAB/DAB+

Η τεχνολογία DAB/DAB+, αναπτύχθηκε με κύριο στόχο την εξυπηρέτηση κινητών δεκτών (mobile reception). Στη κινητή λήψη, εμφανίζονται προβλήματα από την πολυδιαδρομική διάδοση: Το ΗΜ κύμα θα υποστεί σκίαση, περίθλαση, ανάκλαση, κλπ. και θα φτάσει στην κεραία ακολουθώντας διαφορετικές διαδρομές, ως μια ασυνάρτητη υπέρθεση πολλών σημάτων με διαφορετικούς χρόνους ταξιδιού. Τούτο, οδηγεί με τη σειρά του σε παρεμβολή που εξαρτάται από τη συχνότητα και τη τοποθεσία ή (για κινούμενο δέκτη) το χρόνο. Ο κινητός δέκτης κινείται σε περιβάλλον παρεμβολών, το οποίο αλλάζει μέσα σε milliseconds και αυτό ποικίλλει, με το εύρος ζώνης μετάδοσης. Ο κινητός ραδιοφωνικός διάλογος χαρακτηρίζεται από χρονική διακύμανση (time variance) και εκλεκτικότητα συχνότητας (frequency selectivity).

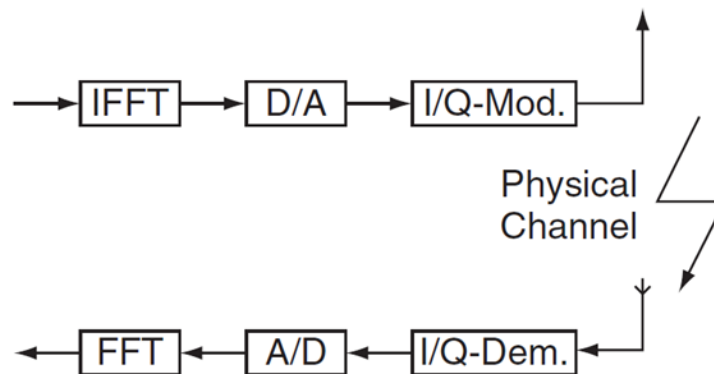
Στη χρονική διακύμανση, το λαμβανόμενο σήμα είναι μια υπέρθεση πολλών διάσπαρτων και ανακλώμενων σημάτων από διαφορετικές κατευθύνσεις, ώστε να μιλάμε τελικά για φάσμα Doppler. Αυτή η υπέρθεση των Doppler-shifted carriers έχουν σαν αποτέλεσμα τη διακύμανση του πλάτους και της φάσης του φέροντος. Εάν η φάση του carrier μεταβάλλεται με υψηλό ρυθμό, προκαλείται σοβαρό πρόβλημα κατά τη μετάδοση ενός ψηφιακά διαμορφωμένου συμβόλου  $T_s$ .

Η εκλεκτικότητα συχνότητας του καναλιού καθορίζεται από τους διαφορετικούς χρόνους ταξιδιού (travel times) των σημάτων. Για το κυψελωτό κινητό ραδιόφωνο που είναι ένα σύστημα ευρυεκπομπής, οι διαφορές στο χρόνο ταξιδιού μερικών μικρο-δευτερολέπτων, είναι πιθανών να δημιουργήσουν ηχώ έως και 100 ms σε μια λοφώδη ή ορεινή περιοχή. Η παρεμβολή λόγω ηχώ μεταξύ των ψηφιακών συμβόλων, διαταράσσει τη μετάδοση, εάν οι διαφορές χρόνου ταξιδιού είναι μεγαλύτερες από τη διάρκεια του συμβόλου  $T_s$ . Η λύση στη περίπτωση του DAB/DAB+, είναι η τεχνική του multicarrier modulation, που εφαρμόζεται πολύ εύκολα και αντιμετωπίζει πολύ μεγάλες ηχώ.

Για να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής που οφείλεται σε μεγάλες ηχώ, το DAB χρησιμοποιεί ορθογωνική διαμόρφωση πολλαπλών φορέων, γνωστή ως **OFDM**. Η κατάσταση βελτιώνεται περαιτέρω, με τη χρήση κωδικοποίησης διόρθωσης

σφαλμάτων – ECC. Η βασική ιδέα είναι η διάσπαση της high-rate ροής δεδομένων σε  $K$  παράλληλες low-rate ροές δεδομένων. Δηλαδή, διαιρούμε το συνολικό εύρος ζώνης του προς μετάδοση σήματος, σε στενότερου εύρους παράλληλα σήματα. Ταυτόχρονα, κάθε ροή διαμορφώνεται ξεχωριστά από το δικό της sub-carrier. Αυτό συνεπάγεται αύξηση της διάρκειας του συμβόλου  $T_s$  κατά ένα συντελεστή  $K$ . Επιλέγοντας μεγάλο  $K$ , είναι δυνατόν να πετύχουμε μεγαλύτερη διάρκεια συμβόλου από αυτή της ηχώ. Έτσι, το σύστημα καθίσταται λιγότερο ευαίσθητο στις παρεμβολές μεταξύ των συμβόλων. Είναι ιδιαίτερα σημαντικό, τα υπο-κανάλια να έχουν φέρουσες συχνότητες ακέραια πολλαπλάσια μιας βασικής συχνότητας, για τη τήρηση της ορθογωνιότητας! Σε διαφορετική περίπτωση, παρατηρείται αποσυγχρονισμός με ταυτόχρονη παραμόρφωση του σήματος. Με τη χρήση της OFDM κάνουμε σημαντική οικονομία φάσματος, αφού δε χρειάζεται να διαχωρίσουμε συχνοτικά τα επιμέρους υπο-φέροντα. Επιπλέον, δεν έχουμε το φαινόμενο της γειτονικής παρεμβολής καναλιών (ACI), γεγονός που βασίζεται στη μαθηματική έννοια της ορθογωνιότητας.

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



**Σχήμα 4.1:** Βασικό μπλοκ διάγραμμα συστήματος DAB.

Όπως παρατηρούμε, στο πομπό έχουμε αρχικά τη δημιουργία του σήματος OFDM, μέσω του αλγορίθμου IFFT (Inverse FFT). Το σήμα OFDM  $s(t)$  είναι ένα σύνθετο σήμα από σειρές Fourier που 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, μπορεί να θεωρηθεί ως διαμόρφωση  $z_k$  σε ένα σύνθετο κύμα φέροντος με συχνότητα  $k/T$  ( $k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm K/2$ ). Κατόπιν, το σήμα  $s(t)$  που είναι το σύνθετο σήμα βασικής ζώνης θα πρέπει να μετατραπεί σε σήμα RF. Τη δουλειά αυτή αναλαμβάνει ένας quadrature modulator, αφού βέβαια προηγηθεί η μετατροπή από ψηφιακό σε αναλογικό.

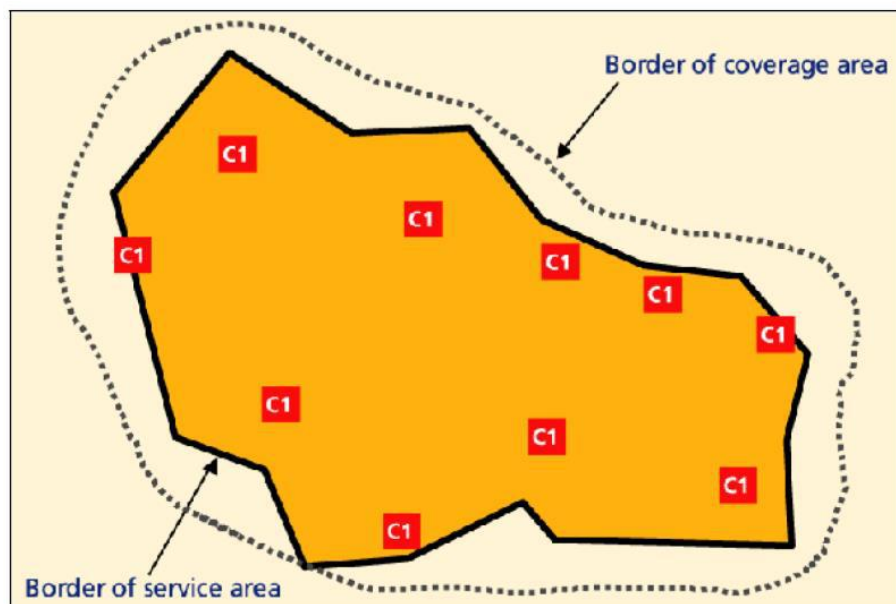
Από τη πλευρά του δέκτη, η ανάλυση Fourier του downconverted σύνθετου σήματος βασικής ζώνης, παράγει τα σύνθετα σύμβολα, χρησιμοποιώντας τη σχέση:

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

Αποτέλεσμα της ορθογωνικότητας των κυμάτων carriers. Τόσο η ανάλυση, όσο και η σύνθεση Fourier, υλοποιούνται ψηφιακά από τους FFT (Fast Fourier Transform) και IFFT (Inverse FFT) αλγορίθμους.

Στο DAB, για κάθε τρόπο μετάδοσης, ορίζεται ένα πλαίσιο (frame) στο επίπεδο του φυσικού σήματος ως μια περιοδική επαναλαμβανόμενη δομή των συμβόλων OFDM. Τα σύμβολα θα πρέπει να πληρούν ορισμένους κανόνες για τη ροή δεδομένων.

Το DAB, χαρακτηρίζεται ως δίκτυο ενιαίας/μονής συχνότητας (SFN). Σε ένα τέτοιο δίκτυο, εφαρμόζονται καταναμημένες εκπομπές, όπου για τη κάλυψη γίνεται χρήση πολλών πομπών. Όλοι οι πομποί λειτουργούν στην ίδια συχνότητα και φέρουν τα ίδια προγράμματα. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.2, πολλές τοποθεσίες λήψης εντός της περιοχής κάλυψης, θα εξυπηρετούνται από περισσότερους του ενός πομπούς. Ως αποτέλεσμα, έχουμε ένα ορισμένο επίπεδο πλεονασμού για τη λήψη του σήματος, που βελτιώνει τη διαθεσιμότητα της υπηρεσίας. Έτσι, όταν μια πηγή είναι σκιασμένη, άλλες μπορεί να είναι εύκολα ορατές. Αυτό ακριβώς το στοιχείο του SFN δημιουργεί το "κέρδος δικτύου"!

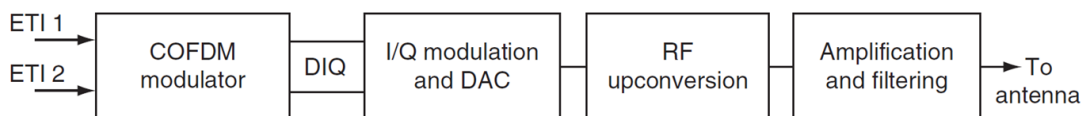


**Σχήμα 4.2:** Παράδειγμα δικτύου SFN.

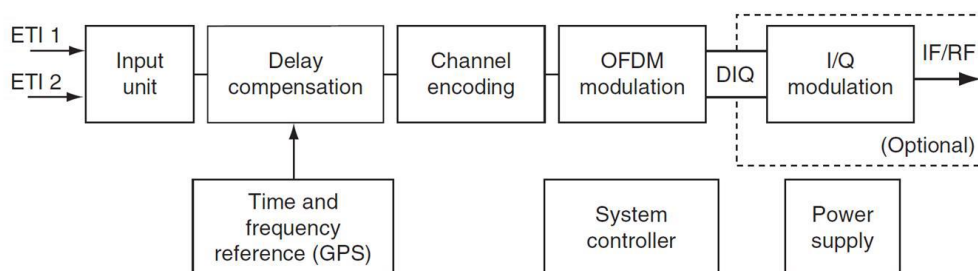
Για την επίγεια ψηφιακή μετάδοση, η απόσταση διαχωρισμού μεταξύ των πομπών, κυμαίνεται μεταξύ 30~50 km στις κατοικημένες περιοχές και 75~125 km στις αραιοκατοικημένες περιοχές.

### 4.3 Ο πομπός T-DAB

Στο σχήμα 4.3 φαίνεται πιο αναλυτικά το μπλοκ διάγραμμα ενός πομπού του συστήματος DAB, ενώ στο σχήμα 4.4 δίνεται το εσωτερικό της βαθμίδας κωδικοποίησης OFDM.



Σχήμα 4.3: Μπλοκ διάγραμμα πομπού DAB.



Σχήμα 4.4: Η μονάδα κωδικοποίησης OFDM.

Το σήμα εξόδου ETI από τον πολυπλέκτη συνόλου ψηφιακών ‘πακέτων’ (multiplexer ensemble) εισέρχεται στην είσοδο του πομπού. Στην είσοδο του πομπού, το σήμα είναι αποθηκευμένο (buffered). Ακολουθεί η OFDM κωδικοποίηση για την παραγωγή του σήματος βασικής ζώνης. Το σήμα, μπορεί να υποβληθεί περαιτέρω σε επεξεργασία για μη γραμμική προ-παραμόρφωση (nonlinear pre-distortion) ή χειρισμό crest factor (crest factor manipulation). Κατόπιν, μετατρέπεται από ψηφιακό σε αναλογικό. Πλέον, το σήμα είναι έτοιμο προς μετατροπή στην άνω επιθυμητή τελική ραδιοσυχνότητα. Τέλος, το σήμα RF ενισχύεται και φιλτράρεται, για να συμμορφωθεί με τις σχετικές μάσκες φάσματος (spectrum masks) προτού οδηγηθεί στην κεραία.

Όπως παρατηρούμε στο σχήμα 4.3, η μονάδα COFDM είναι αρκετά πολύπλοκη και επιτελεί πλήθος λειτουργιών. Ο διαμορφωτής COFDM, δεν περιέχει μόνο το τμήμα επεξεργασίας του καθαρού σήματος DAB, αλλά και ένα στάδιο εισόδου για την επεξεργασία των διαφορετικών παραλλαγών του σήματος [ETI] και την εισαγωγή της απαιτούμενης καθυστέρησης σήματος. Η έξοδος του διαμορφωτή, είναι ένα σήμα βασικής ζώνης DIQ (Digital In-phase and Quadrature) σύμφωνα με το EN 300798 ή ένα σήμα RF σε μια βολική IF ή RF εάν περιλαμβάνεται ένας διαμορφωτής I/Q.

Θα τονίσουμε λίγο τη παρουσία φίλτρων στο τελικό στάδιο. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, το COFDM είναι ένα multicarrier σύστημα. Καθώς το σήμα ενισχύεται για να οδηγηθεί στη κεραία, λαμβάνει χώρα μια σημαντική παραμόρφωση του σήματος, λόγω της μη γραμμικότητας των ενισχυτών. Αυτό με τη σειρά του, προκαλεί ενδοδιαμόρφωση (intermodulation) μεταξύ των carriers, γεγονός που δημιουργεί προϊόντα υψηλής συχνότητας (RF products). Φασματικά, τα προϊόντα αυτά βρίσκονται τόσο εντός του εύρους ζώνης του

ίδιου του COFDM σήματος, όσο και σε γειτονικά κανάλια. Φυσικά, ο έλεγχος των out-of-band προϊόντων είναι μείζονος σημασίας, αφού το επίπεδό τους επηρεάζει την απόδοση άλλων γειτονικών καναλιών!

#### 4.4 Παράγοντες που επηρεάζουν τη διάδοση του T-DAB

Οι παράγοντες που επηρεάζουν τα χαρακτηριστικά διάδοσης του καναλιού μετάδοσης του DAB, καθορίζουν το σχεδιασμό, τη πολυπλοκότητα και κατά συνέπεια, το κόστος ενός συστήματος DAB. Το σήμα υφίσταται αφενός, εξασθένηση λόγω σκίασης από κτίρια, δέντρα κ.α., αφετέρου πολυδιαδρομικές διαλείψεις (multipath fading) λόγω κατοπτρικών ανακλάσεων και σκέδασης από το έδαφος και κοντινά εμπόδια, όπως τα δέντρα και τα κτίρια. Το πόσο εξασθενημένο θα φθάσει το σήμα στη κεραία του δέκτη, εξαρτάται από τη συχνότητα λειτουργίας, το ύψος της κεραίας λήψης και το είδος του περιβάλλοντος στο οποίο λειτουργεί ο δέκτης: ανοιχτό, αγροτικό, δασικό, ορεινό, προαστιακό ή πυκνοαστικό.

Στο multipath fading, εκτός από το άμεσο σήμα, στη θέση του δέκτη φθάνουν και πρόσθετες ανακλάσεις με μια ορισμένη χρονική καθυστέρηση. Υπερκαλύπτοντας έτσι και κατασκευάζοντας, ένα περισσότερο ή λιγότερο πολύπλοκο κύμα πεδίου, με μεταβαλλόμενη πυκνότητα ισχύος. Το πεδίο αυτό, μπορεί να περιγραφεί ως Rice ή Rayleigh διάδοση. Το φαινόμενο, γίνεται ακόμη εντονότερο, όταν ο δέκτης κινείται. Για το λόγο αυτό, τέσσερις διαφορετικές λειτουργίες μετάδοσης (modes I, II, III, IV), αναπτύχθηκαν για να καλύψουν ένα ευρύ φάσμα απαιτήσεων ταχύτητας και συχνότητας στα συστήματα DAB. Το κατάλληλο mode μετάδοσης DAB, επιλέγεται κάθε φορά, ανάλογα με τη συχνότητα που χρησιμοποιείται και τη μέγιστη προβλεπόμενη ταχύτητα του οχήματος.

Μετά από μια σειρά μετρήσεων πεδίου, που έγιναν με σκοπό να χαρακτηριστεί η ευαισθησία της διακύμανσης του λαμβανόμενου σήματος ως συνάρτηση του εύρους ζώνης καναλιού, επιλέχθηκε για το σύστημα DAB εύρος ζώνης **1,5 MHz**.

#### 4.5 Ο δέκτης T-DAB

Οι δέκτες DAB, σε σχέση με τους παραδοσιακούς δέκτες AM/FM, αποτελούν μέρος ενός ευρυζωνικού συστήματος μετάδοσης, που μεταδίδει αρκετά προγράμματα ήχου και κανάλια δεδομένων με την ίδια συχνότητα. Επιπλέον, οι ζώνες συχνοτήτων που έχουν εκχωρηθεί για το σύστημα DAB, διαφέρουν από τις έως τώρα χρησιμοποιούμενες κατά μια δεκάδα.

Σε ότι αφορά την υπολογιστική ισχύ των συστημάτων DAB, που φυσικά είναι αρκετά σύνθετη και απαιτητική, υπήρξε η ανάγκη να σχεδιαστούν ειδικά, highly intergrated chip-sets που να καλύπτουν και τα δύο μέρη (αναλογικά και ψηφιακά) του συστήματος. Τα chip-sets αυτά, είναι τα δομικά στοιχεία για όλα τα είδη δεκτών DAB, αποτελώντας τη καρδιά για οικονομικά αποδοτικές (cost-effective) υλοποιήσεις. Ωστόσο, λόγω της ραγδαίας εξέλιξης στους ηλεκτρονικούς υπολογιστές, το ψηφιακό μέρος ενός δέκτη DAB μπορεί να καλυφθεί από έναν Η/Υ.

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



- Οικιακοί δέκτες που περιλαμβάνουν Hi-Fi tuners, ραδιόφωνα κουζίνας, ραδιόφωνα ρολογιών και φορητά στερεοφωνικά συστήματα (boomboxes).
- Κινητοί δέκτες, όπως τα ραδιόφωνα αυτοκινήτου, που μπορεί να είναι είτε μια μονάδα κεφαλής (head unit) με ένα ψηφιακό μαύρο κουτί ή συσκευή all-in-one.
- Φορητοί δέκτες και κινητά τηλέφωνα, που ενσωματώνουν DAB/DMB.
- Δέκτες βασισμένοι σε H/Y, που ο δέκτης είναι το ίδιο το φορητό notebook DAB-enabled ή μια USB εξωτερική συσκευή.
- Τέλος, έχουμε και δέκτες-monitor για την παρακολούθηση του ίδιου του δικτύου.

Ένα είναι βέβαιο, ο σχεδιασμός ενός καλού και φθηνού δέκτη DAB δεν είναι εύκολη υπόθεση! Απαιτείται εξειδίκευση από τρία (3) κυρίως διαφορετικά γνωστικά πεδία μηχανικής, για μια επιτυχή ανάπτυξη. Καθώς, όσο και περισσότερα χαρακτηριστικά της ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων υλοποιούνται από το λογισμικό, η αυξανόμενη πολυπλοκότητα απαιτεί προηγμένες δυνατότητες σε software engineering. Απ' την άλλη, η καλή απόδοση λήψης, αποτελεί την κύρια παράμετρο αξιολόγησης ενός ραδιοφωνικού δέκτη. Εξαρτάται κυρίως από την ποιότητα των κυκλωμάτων υψηλής συχνότητας (RF). Συνεπώς, η συμβολή των ηλεκτρονικών μηχανικών, είναι εξίσου απαραίτητη. Τελευταίο αλλά εξίσου σημαντικό, οι ειδικοί HMI (human machine interface) που πρέπει να εξασφαλίσουν μια εύκολη και άνετη λειτουργία του δέκτη. Μη ξεχνάμε, πώς το τελευταίο συμβάλει τα μέγιστα, ώστε να χαρακτηριστεί ένα προϊόν 'εμπορικά' πετυχημένο! Φυσικά, η όλη διαδικασία της σχεδίασης βασίζεται στα κανονιστικά πρότυπα, που έχουν τυποποιηθεί κατά τη διάρκεια των τελευταίων ετών. Το πιο σημαντικό μεταξύ αυτών, είναι οι «ελάχιστες απαιτήσεις δέκτη», που τυποποιούνται από την CENELEC στο EN 50248. Το πρότυπο αυτό αναλύει την ελάχιστη και τυπική απόδοση των δεκτών DAB.

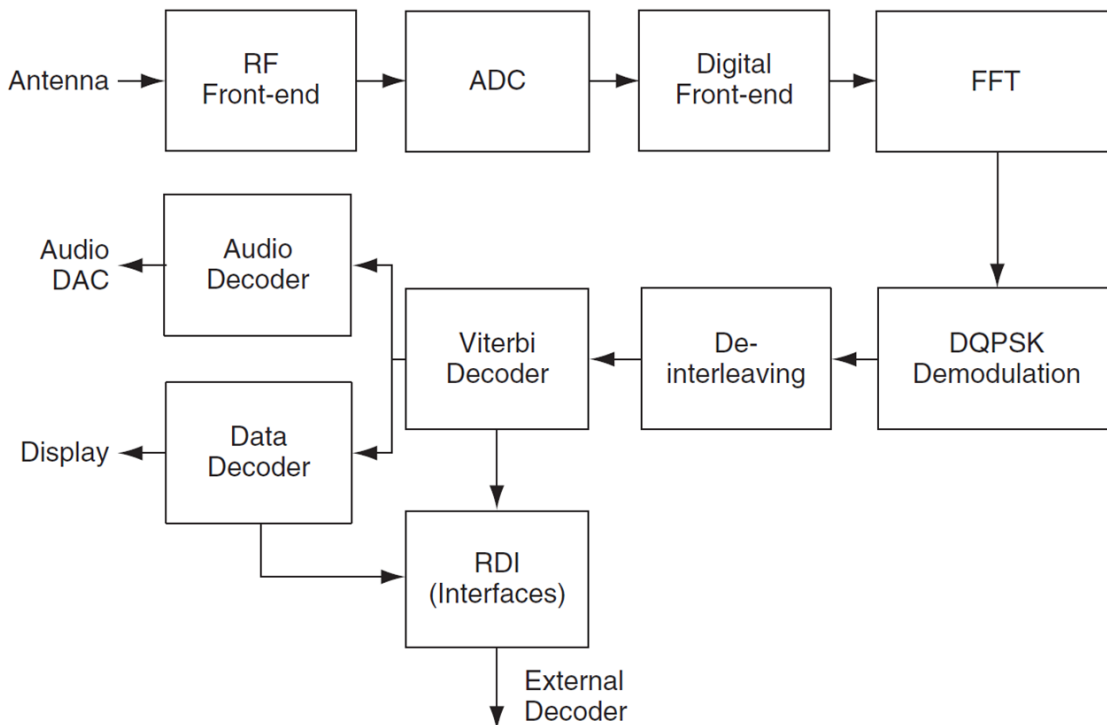
Τα κυριότερα σημεία του προτύπου EN 50248, είναι τα ακόλουθα:

- Ο αποκωδικοποιητής ήχου πρέπει να εναρμονίζεται με τα σχετικά πρότυπα και να είναι εύνη σε θέση να αποκωδικοποιεί audio streams με συχνότητα δειγματοληψίας 24kHz και 48kHz, καθώς και bit-rates έως 256 kbps.
- Ο δέκτης, οφείλει να ανιχνεύσει το transmission mode (I, II, III ή IV) του σήματος DAB και να κλειδώνει αυτόματα στην κατάλληλη λειτουργία.
- Ο δέκτης πρέπει να αποκωδικοποιήσει το σήμα MCI, να εμφανίσει μέσω της διεπαφής ανθρώπου-μηχανής την επιλογή, και στη συνέχεια να εξάγει την επιλεγμένη υπηρεσία.
- Ο δέκτης πρέπει να ακολουθεί τις προκαθορισμένες reconfigurations πολυπλεξίας σημάτων. Για υπηρεσίες που παραμένουν αμετάβλητες, η λήψη πρέπει να συνεχιστεί χωρίς παρενέργειες. Ως βασικό κριτήριο αξιολόγησης του δέκτη, χρησιμοποιείται το BER (Bit Error Rate), η τιμή του οποίου θα πρέπει να είναι κάτω από  $10^{-4}$ . Η τιμή αυτή μετράται μετά τον συνελκτικό αποκωδικοποιητή, με ένα ρυθμό κώδικα 1/2 που εξασφαλίζει σχεδόν ανενόχλητο ηχητικό σήμα.
- Η ευαισθησία του δέκτη, καθορίζει τη χαμηλότερη στάθμη σήματος RF στην είσοδο της κεραίας, καθώς και της έντασης του πεδίου στο δέκτη DAB. Οι παραπάνω τιμές συνδέονται άμεσα για συγκεκριμένη τιμή BER. Με άλλα λόγια, μετράται η ικανότητα του δέκτη στην αποκωδικοποίηση ασθενών σημάτων.



- Η επιλεκτικότητα ενός δέκτη, είναι η ικανότητά του να διακρίνει μεταξύ ενός επιθυμητού σήματος (στο οποίο και συντονίζεται) και ανεπιθύμητων σημάτων. Για παράδειγμα, ένα σήμα παρεμβολής που εισέρχεται μέσω της κεραίας στα κυκλώματα εισόδου RF.

Στο σχήμα 4.5, φαίνεται το δομικό διάγραμμα ενός δέκτη T-DAB.



**Σχήμα 4.5:** Δομικό διάγραμμα δέκτη T-DAB.

Το σήμα λαμβάνεται από τη κεραία και υφίσταται επεξεργασία στη βαθμίδα RF (RF front-end). Η επίδραση του θορύβου, αποτελεί σημαντικό παράγοντα κατά τη σχεδίαση της μονάδας RF. Ο θόρυβος είναι θερμικός και υπάρχει σε κάθε δέκτη, λόγω της τυχαίας θερμικής κίνησης των ηλεκτρονίων. Μπορεί να μοντελοποιηθεί ως πρόσθετος λευκός Gaussian Noise (AWGN). Ένας δέκτης COFDM απαιτεί μια πολύ γραμμική διαδρομή σήματος από την είσοδο (κεραία) έως τον αποδιαμορφωτή. Λόγο της κινητής χρήσης του δέκτη, το μέσο πλάτος σήματος ποικίλει κατά περίπου 20 dB. Άρα, για τους COFDM δέκτες, είναι απαραίτητος ο προσεκτικός σχεδιασμός του κυκλώματος AGC (Automatic Gain Control). Μια παράμετρος ακόμη, είναι και ο θόρυβος φάσης, που είναι μια τυχαία διαταραχή στη φάση μιας σταθερής ημιτονοειδούς κυματομορφής. Προκαλείται από τον τοπικό ταλαντωτή στον δέκτη. Ως εκ τούτου, υψηλής απόδοσης κυκλώματα VCO και PLL απαιτούνται, υπερβαίνοντας τις προδιαγραφές των αντίστοιχων αναλογικών συστημάτων! Τέλος, στα κυκλώματα της βαθμίδας RF, πρέπει να επιδιώκουμε υψηλή γραμμικότητα. Όλα τα ενεργά τμήματα, όπως π.χ. οι ενισχυτές και οι μίκτες, εμφανίζουν ασθενώς μη γραμμική συμπεριφορά. Οι μη γραμμικότητες επηρεάζουν την απόδοση της λήψης.

Εν' συνεχεία, το σήμα φιλτράρεται και μεταπίπτει (μίξη) σε μια IF ή απευθείας στη σύνθετη baseband. Το σήμα που προκύπτει, μετατρέπεται σε ψηφιακό από τους αντίστοιχους

A/D μετατροπείς (ADC) και επεξεργάζεται περαιτέρω στη ψηφιακή βαθμίδα (Digital front-end). Στη διάθεσή μας τώρα, έχουμε ένα σύνθετο ψηφιακό σήμα βασικής ζώνης. Το σήμα βασικής ζώνης, αποδιαμορφώνεται περαιτέρω κατά OFDM, με την εφαρμογή ενός ευθύ μετασχηματισμού FFT.

Κάθε φέρουσα, αποδιαμορφώνεται ξεχωριστά (DQPSK) και στη συνέχεια οδηγείται για de-interleaving, σε χρόνο και συχνότητα. Στη συνέχεια, το σήμα αποκωδικοποιείται από τη βαθμίδα Viterbi, αξιοποιώντας τον πλεονασμό που προστίθεται στη πλευρά του πομπού για την ελαχιστοποίηση του υπολειπόμενου σφάλματος (residual error), λόγω σφαλμάτων μετάδοσης. Τέλος, μετά τον αποκωδικοποιητή Viterbi, το σήμα ενσωματώνει υπηρεσίες ήχου, δεδομένων και πληροφορίες FIC που είναι διαθέσιμα για περαιτέρω επεξεργασία. Το επιλεγμένο sub-channel ήχου, αποκωδικοποιείται από τον αποκωδικοποιητή ήχου. Παράλληλα, μια ροή δεδομένων μπορεί να μεταφερθεί σε εξωτερικό (external) αποκωδικοποιητή, μέσω της διεπαφής δεδομένων δέκτη (Receiver Data Interface-RDI) ή άλλες διεπαφές.

#### 4.6 Αποκωδικοποίηση ήχου στο DAB+

Με την εισαγωγή του DAB+, ήρθε και η ενίσχυση της υλοποίησης του αποκωδικοποιητή ήχου. Δύο (2) εκδόσεις σχημάτων κωδικοποίησης ήχου MPEG έχουν οριστεί για το DAB έως τώρα. Αυτά είναι τα παραδοσιακά MPEG-1 και MPEG-2 Layer II και το νέο MPEG 4 HEAAC v2 (IS 14496). Ο δέκτης, λαμβάνει γνώση σχετικά με το τρέχον χρησιμοποιούμενο σχήμα κωδικοποίησης ήχου, κάνοντας χρήση του σήματος FIC.

Επιπλέον, το εργαλείο δυναμικής εμβέλειας που παρέχει μείωση του αποκωδικοποιημένου ηχητικού σήματος στον δέκτη, προστέθηκε στο DAB για αποκωδικοποίηση Layer II και είναι ήδη μέρος του AAC προτύπου. Το εργαλείο αυτό, είναι ιδιαίτερα χρήσιμο σε θορυβώδη περιβάλλοντα (όπως τα οχήματα).

Πριν από την έναρξη της διαδικασίας αποκωδικοποίησης του ήχου, ο δέκτης πρέπει να αποκωδικοποιήσει το FIC, για να αποφανθεί για το τρέχον χρησιμοποιούμενο σχήμα κωδικοποίησης ήχου. Σύμφωνα με το DAB+, το σχήμα καθορίζει τη διαδικασία για την εξαγωγή των πλαισίων ήχου από τα bit-streams των υπό-καναλιών στο δέκτη.

Ο δέκτης πρέπει να συλλέξει πέντε διαδοχικά DAB λογικά πλαίσια για να εκκινήσει η διαδικασία de-interleaving. Οι παράμετροι ήχου, προστατεύονται με fire κώδικα. Μόνο όταν αυτός δείξει μια ακολουθία δυαδικών ψηφίων χωρίς σφάλματα, μπορεί να αποκωδικοποιηθεί το υπέρ-πλαίσιο ήχου. Οι παράμετροι ήχου παρέχουν τη διάρθρωση του αποκωδικοποιητή ήχου, όπως ο ρυθμός δειγματοληψίας ή η χρήση του MPEG surround.

## 4.7 Παράμετροι ραδιοκάλυψης του DAB+

Κατά τον σχεδιασμό ενός δικτύου (network planning) μετάδοσης, μια βασική παράμετρος, είναι η πρόβλεψη της αναμενόμενης κάλυψης. Μια τοποθεσία θεωρείται ότι καλύπτεται, εάν η πρόβλεψη της κάλυψης για τη θέση αυτή, υπερβαίνει την πιθανότητα ελάχιστης κάλυψης, που έχει υπολογιστεί ως στόχος κάλυψης (coverage target). Για ένα OFDM σύστημα όπως το DAB, η αξιολόγηση της πιθανότητας κάλυψης, απαιτεί σύνθετες στατιστικές μεθόδους για την αθροιστική μέτρηση του σήματος (signal summation). Τούτο οφείλεται στο γεγονός, ότι στο χώρο λήψης τα επιθυμητά σήματα από τους διάφορους πομπούς του DAB SFN, προστίθενται σε μια ενεργή επιθυμητή ισχύ σήματος. Από τη μεριά των μαθηματικών, η εργασία αυτή συνίσταται στην άθροιση και το συνδυασμό των log-normal κατανομημένων στατιστικών μεταβλητών. Μια εκτίμηση βέβαια, του τι κάλυψη μπορούμε να αναμένουμε, δίνει το κριτήριο της ελάχιστης έντασης πεδίου. Ωστόσο, δεν αρκεί για την αξιολόγηση της broadcast κάλυψης.

Ως πρότυπο της σχεδίασης κάλυψης των δικτύων DAB, χρησιμοποιούνται ντετερμινιστικές μέθοδοι πρόβλεψης της έντασης πεδίου (field strength). Οι μέθοδοι αυτές, χρησιμοποιούν τοπογραφικά και μορφογραφικά δεδομένα εδάφους. Έτσι, επιτρέπουν μια πιο λεπτομερή πρόβλεψη της έντασης πεδίου, σε σχέση με αυτό που δίνει μια στατιστική μέθοδος, όπως η ITU-R, P.1546. Πλήθος προσεγγίσεων για τις «deterministic field strength prediction methods», υπάρχουν στο χώρο του broadcasting. Έχει θεσπιστεί μια διεθνώς αποδεκτή μέθοδος από την ITU-R με την Rec. P.1812.

Ο σχεδιασμός κάλυψης μιας υπηρεσίας DAB, περιλαμβάνει ορισμένες πτυχές. Πρώτον, πρέπει να αποφασιστεί το είδος της υπηρεσίας λήψης. Ανάμεσα στις επιλογές είναι π.χ. να είναι κινητή λήψη ή φορητή για handheld ή τυπικούς δέκτες. Στη συνέχεια, πρέπει να καθοριστεί η διαθεσιμότητα της υπηρεσίας και να προσδιοριστούν τα κριτήρια σχεδιασμού, όσο αφορά τα χαρακτηριστικά του δέκτη. Αυτά είναι: το CNR, ο θόρυβος του δέκτη (receiver noise figure), η απολαβή της κεραίας και ειδικότερα, οι ελάχιστες απαιτήσεις για την ένταση πεδίου. Επιπλέον, πρέπει να ληφθούν υπόψη ζητήματα διάδοσης και παρεμβολών, εσωτερικά και εξωτερικά του υπό σχεδίαση δικτύου DAB. Τέλος, πρέπει να ληφθούν υπόψη οι χρονικές καθυστερήσεις μεταξύ των πομπών ή η συνεισφορά από άλλα σήματα στο επιθυμητό, ώστε να υπολογιστεί το κέρδος δικτύου.

Παραδοσιακά, η κάλυψη των αναλογικών συστημάτων εκπομπής, είχε βασιστεί στην υπόθεση ότι η λήψη θα χρησιμοποιούσε σταθερές κεραίες (fixed antennas) στο ύψος της οροφής (roof height). Το ύψος αυτό, λαμβάνονταν ως τα δέκα μέτρα (10m) πάνω από το επίπεδο του εδάφους (Above Ground Level - AGL). Για το DAB, είναι σαφές ότι αυτή η θεώρηση δεν είναι έγκυρη. Όπως έχουμε αναφέρει, το DAB χρησιμοποιείται κυρίως σε κινητό ή/και φορητό περιβάλλον λήψης. Η κεραία λήψης είναι ενσωματωμένη στο δέκτη ή βρίσκεται πολύ κοντά του. Και στις δύο περιπτώσεις, η λήψη θεωρείται ότι βρίσκεται σε ύψος 1.5m AGL.

Διακρίνουμε δύο βασικές κατηγορίες (classes) λήψης:

1. **Portable Indoor (PI):** Περιέχει όλους τους (προς κάλυψη) εσωτερικούς χώρους με συσκευές hand-helds, εξωτερικής (external) ή ενσωματωμένης (integrated) κεραίας, σε ύψος πάνω από 1.5m AGL.
2. **Portable/Mobile Outdoor (PO/MO):** Εδώ, κατατάσσονται οι εξωτερικές θέσεις κινητού δέκτη (π.χ. δέκτης αυτοκινήτου, hand-helds δέκτες εντός οχήματος) με εξωτερική ή ενσωματωμένη (τυπωμένου κυκλώματος) κεραίες σε ύψος 1.5m AGL.

Ο γενικός κανόνας για το σχεδιασμό συχνοτήτων, ορίζει την ελάχιστη ένταση πεδίου ως έκφραση σε όρους ελάχιστης διάμεσης ισοδύναμης έντασης πεδίου (minimum median equivalent field strength), που απαιτείται σε 10m AGL για το 50% του χρόνου και το 50% των τοποθεσιών. Έτσι, επιτυγχάνεται κάλυψη στο 99% των τοποθεσιών για 1,5m AGL.

Στην σύσταση ITU 1660-7, αναφέρεται ο αλγόριθμος για τον υπολογισμό του minimum median field strength. Για τη κάλυψη του ελλαδικού χώρου, λαμβάνουμε υπόψιν κάποιους πρόσθετους διορθωτικούς παράγοντες, όπως: πρόσθετη απώλεια ύψους (για πολύ ψηλά κτήρια, όπου η λήψη γίνεται πάνω από τα 10m AGL), απώλεια clutter και πρόσθετος man-made θόρυβος.

Μια εξίσου σημαντική παράμετρος που επηρεάζει τη λήψη, αποτελούν και οι παρεμβολές από άλλα δίκτυα ή απομακρυσμένους πομπούς εντός του ίδιου δικτύου. Είναι λοιπόν, απαραίτητο να σχεδιάζουμε υπηρεσίες για επαρκή προστασία έναντι τέτοιων παρεμβολών. Η επίδρασή τους, διαφέρει σημαντικά, ανάλογα με τον τύπο του εδάφους μεταξύ πομπού και δέκτη, την ιδιοκτησία της γης, καθώς και την ημερήσια διακύμανση και τις κλιματικές συνθήκες. Λόγο αυτών των μεταβλητών, οι πεδιάκες εντάσεις παρεμβολής συχνά προβλέπονται από μοντέλα βασισμένα στη μορφολογία του εδάφους (terrain-based models). Αν αντί του ενός, έχουμε έναν αριθμό απομακρυσμένων πομπών, μπορεί να χρειαστεί να ληφθεί υπόψη, πράγμα που συνήθως ενσωματώνεται στα λογισμικά σχεδιασμού κάλυψης (software coverage planning). Για το DAB στη μπάντα III, έχει προβλεφθεί ένας ενδο-υπηρεσιακός λόγος προστασίας (intra-service protection ratio) των 15 dB. Δηλαδή, προστασία για παρεμβολή από μια υπηρεσία DAB σε μια άλλη υπηρεσία DAB.

Στις κανονιστικές **RRC06 (2006)/Tech 3317**, υπάρχει το σχετικό υλικό για τους λόγους προστασίας γειτονικού καναλιού (adjacent channel protection ratio). Επιπλέον, μας παρέχει με τους λόγους προστασίας μεταξύ των υπηρεσιών του DAB/DMB, όσον αφορά άλλες υπηρεσίες ραδιοηλεκτρονικής μετάδοσης και συναφείς μη-ραδιοηλεκτρονικές υπηρεσίες.

Η λεπτομερής σχεδίαση του δικτύου, υπόκειται λοιπόν σε ορισμένους περιορισμούς. Σε αυτούς περιλαμβάνονται: η περιοχή συχνοτήτων που πρόκειται να χρησιμοποιηθεί, το περιβάλλον λήψης που πρέπει να εξυπηρετηθεί, η διαθεσιμότητα θέσεων πομπού και η επιτρεπόμενη ακτινοβολούμενη ισχύς από αυτές τις τοποθεσίες.

Το εύρος συχνοτήτων, καθορίζει ποιά από τις πιθανές λειτουργίες μετάδοσης DAB (transmission mode), είναι κατάλληλη.

Το περιβάλλον λήψης πρέπει επίσης να καθοριστεί: όπως κινητό, φορητό ή εσωτερικό για παράδειγμα. Ανάλογα προσαρμόζονται και τα κριτήρια σχεδιασμού που αφορούν τη ποιότητα της υπηρεσίας, τη ποιότητα κάλυψης και την ελάχιστη ένταση του πεδίου.

Η διαθεσιμότητα των τοποθεσιών μετάδοσης και η επιτρεπόμενη μεταδιδόμενη ισχύς, επηρεάζουν στο μέγιστο το σχεδιασμό του δικτύου και την απόσταση μεταξύ των πομπών. Ως γενικός κανόνας, πρέπει να διασφαλίζεται ότι η απόσταση μεταξύ γειτονικών πομπών δεν είναι μεγαλύτερη από την απόσταση που καθορίζεται από το διάστημα προστασίας του επιλεγμένου τρόπου λειτουργίας. Βέβαια, σε αρκετές περιπτώσεις υπάρχει μικρότερη απόσταση μεταξύ των πομπών, εφόσον αυτό κριθεί αναγκαίο.

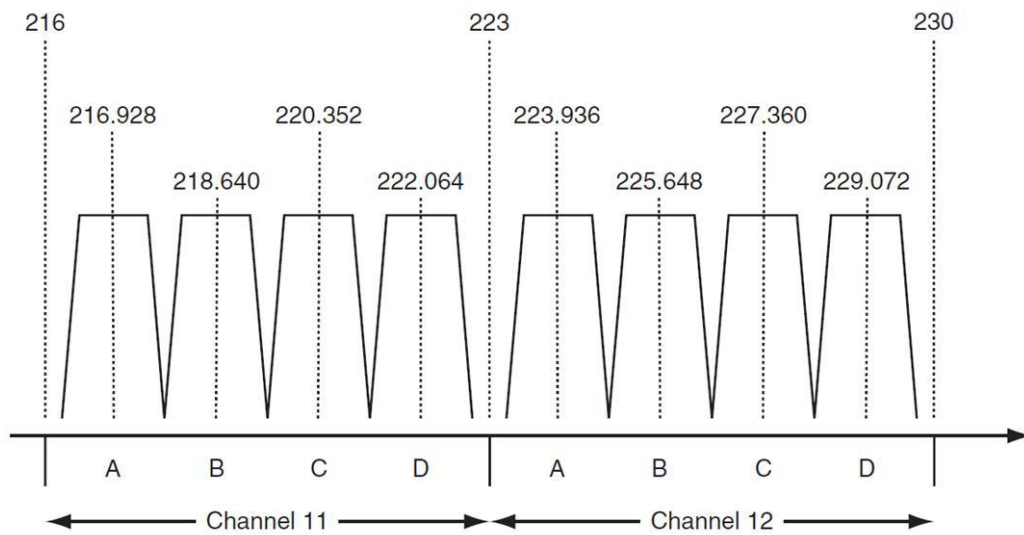
Προκειμένου να αξιολογήσουμε τη πραγματική κάλυψη για ένα δίκτυο DAB, πρέπει να πραγματοποιήσουμε μετρήσεις πεδίου.

Παρακάτω, περιγράφονται οι κύριες παράμετροι και τι αυτές πρεσβεύουν:

- **Field Strength:** Αυτή η παράμετρος δείχνει αν υπάρχει κάλυψη σήματος σε αυτή τη περιοχή του SFN. Παρόλα αυτά, η επαρκής ένταση πεδίου, δε σημαίνει απαραίτητα και σωστή λήψη σήματος DAB. Καλή λήψη θα μπορούσαμε να έχουμε, λόγω συνεισφοράς από διάφορους πομπούς, που δεν συγχρονίζονται σωστά ως προς το χρόνο και/ή τη συχνότητα.
- **Channel Impulse Response:** Η απόκριση παλμού καναλιού δείχνει, στο πεδίο του χρόνου, τις διαφορετικές συμβολές σήματος που φτάνουν στο δέκτη. Η μέτρηση αυτή, φανερώνει αν το διάστημα προστασίας παραβιάζεται ή όχι. Συνεπώς, η παράμετρος αυτή δείχνει τη ποιότητα του συγχρονισμού ως προς το χρόνο, του δικτύου. Επιπροσθέτως, επιτρέπει την αναγνώριση των συνεισφορών από κάθε πομπό.
- **Transmit frequency:** Όλοι οι πομποί σε ένα SFN, πρέπει να λειτουργούν ακριβώς στην ίδια συχνότητα. Αυτή η παράμετρος μπορεί να μετρηθεί στην έξοδο κάθε πομπού του SFN.
- **Bit Error Ratio (BER):** Το BER παρέχει ένδειξη της ποιότητας του δικτύου. Μεγάλες τιμές BER's μπορούν να προκληθούν από ανεπαρκή ένταση πεδίου ή σφάλματα συγχρονισμού στο χρόνο ή/και τη συχνότητα.

## 4.8 Διαχείριση συχνοτήτων

Προκειμένου να οριστεί ένα σύστημα ραδιοηλεκτρονικής επικοινωνίας, είναι απαραίτητη η θέσπιση μιας διεθνούς συμφωνίας για τις ζώνες συχνοτήτων και την ανάπτυξη των καναλιών μετάδοσης (channel raster), για αυτό το σύστημα. Οι μεταδόσεις DAB, έχουν δύο ζώνες συχνοτήτων, αυτές είναι: η **Band III** (174-240 MHz) και η **L-Band** (1452-1492 MHz). Εντός των ζωνών αυτών, μεμονωμένες κεντρικές συχνότητες καθορίζονται, γεγονός που απλοποιεί τη διαχείριση του φάσματος και το σχεδιασμό του δέκτη. Το φάσμα καταλαμβάνεται από ένα σύνολο (ensemble), επικεντρωμένο σε μια συγκεκριμένη συχνότητα και καλείται «μπλοκ». Για τη Band III, φιλοξενούνται τέσσερα σύνολα DAB εντός ενός τηλεοπτικού καναλιού 7 MHz. Στο παρακάτω σχήμα (σχήμα 4.6), απεικονίζονται σχηματικά τα κανάλια 11 και 12. Στα τέσσερα μπλοκ, σε κάθε κανάλι, αποδίδονται τα γράμματα από το A έως το D.



**Σχήμα 4.6:** Παράδειγμα DAB block, για τα κανάλια 11 και 12.

Για τη κατανομή της χρήσης των frequency-blocks σε διαφορετικές γεωγραφικές περιοχές, είναι απαραίτητος ο καθορισμός κριτηρίων. Κύριος στόχος, είναι πάντα η 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, η οποία χρησιμοποιεί την ίδια συχνότητα. Εναλλακτικά, μπορεί να περιοριστεί η ισχύς ενός πομπού ή δικτύου σε ένα επιτρεπόμενο όριο. Φυσικά, μπορούν να συνδυαστούν και οι δύο παραπάνω λύσεις μαζί.

Τέλος, δε θα πρέπει να παραλείψουμε τη συμβολή των 'πακέτων' λογισμικού που υπάρχουν διαθέσιμα, για τη μελέτη της κάλυψης ενός δικτύου. Για παράδειγμα, το ICS Telecom μας δίνει τη δυνατότητα να προσομοιάσουμε τη κάλυψη που παρέχεται από ένα δίκτυο, με βάση κάποιο μοντέλο διάδοσης.

**ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α**  
**(IC's DATA SHEETS)**

- 1. NE605N / SA605N (Philips)**
- 2. MC145151-2 (Motorola)**







## BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. 'Ηλεκτρονικές Διατάξεις', Χρήστος Ε. Παπακίτσος, 1986.
2. 'Phase Lock Techniques', Floyd Gardner Wiley Interscience, N. York, 1967.
3. 'Phase Locked Loops Databook', Motorola Semiconductors.
4. 'PLL Design Fundamentals', Motorola Semiconductors, Application Note AN553.
5. 'MTTL and MECL Avionics PLL', Motorola Semiconductors, Application Note AN535.
6. 'The ARRL Handbook', Edition 2016.
7. 'Philips RF Semiconductors Databook', Edition 1998 – 1999.
8. 'CMOS logic', National Semiconductors (Data Book), Edition 1988.
9. 'General Purpose Linear Devices', National Semiconductors (Data Book), Edition 1989.
10. '[DAB]\_DT2018-0048 / Μελέτη εισαγωγής επίγειου ψηφιακού ραδιοφώνου DAB+ στην Ελλάδα', Διπλωματική Εργασία, Αναστάσιος Γιαννόπουλος, Επιβλέπων: Χρήστος Καψάλης - Καθηγητής Ε.Μ.Π., Αθήνα: Μάρτιος 2018.
11. Wikipedia.
12. [http://users.sch.gr/jabatzo/files/yliko/pdf%20g%20lykeiou/HE\\_kef5-Radiofwnikoι%20de\\_ktes.pdf](http://users.sch.gr/jabatzo/files/yliko/pdf%20g%20lykeiou/HE_kef5-Radiofwnikoι%20de_ktes.pdf) (Σχήμα 1.1)
13. Xxx
14. <https://www.ques10.com/p/13866/explain-with-block-diagram-am-superheterodyne-re-1/> (Σχήμα 1.3)
15. <https://www.daenotes.com/electronics/communication-system/superheterodyne-fm-receiver> (Σχήμα 1.4)
16. [http://www.sharetechnote.com/html/RF\\_Mixer.html](http://www.sharetechnote.com/html/RF_Mixer.html) (Σχήμα 2.2)
17. Elektor magazine, English version, May 1993. (Εικόνες 2.3, 2.4)
18. <https://www.elprocus.com/phase-locked-loop-operating-principle-and-applications/> (Σχήμα 3.1)
19. [http://www.aaronscher.com/phase\\_locked\\_loop/matlab\\_pll.html](http://www.aaronscher.com/phase_locked_loop/matlab_pll.html) (Σχήμα 3.2)
20. <https://www.motioncontroltips.com/how-to-address-overshoot-in-servo-control/> (Σχήμα 3.9)
21. [http://stanford.edu/class/ee133/handouts/lecturenotes/lecture9\\_pll.pdf](http://stanford.edu/class/ee133/handouts/lecturenotes/lecture9_pll.pdf) (Σχήμα 3.10)
22. [https://www.qsl.net/va3iul/High\\_Frequency\\_VCO\\_Design\\_and\\_Schematics/High\\_Frequency\\_VCO\\_Design\\_and\\_Schematics.htm](https://www.qsl.net/va3iul/High_Frequency_VCO_Design_and_Schematics/High_Frequency_VCO_Design_and_Schematics.htm) (Σχήμα 3.11)
23. <http://www.electricalbasicprojects.com/ac-circuits-sinusoidal-waveform-terminology/> (Σχήμα 3.13)
24. <https://www.allaboutcircuits.com/textbook/digital/chpt-3/multiple-input-gates/> (Σχήμα 3.16)
25. <https://www.electronics-tutorial.net/analog-integrated-circuits/phase-locked-loop/> (Σχήματα 3.17 και 3.18)
26. <http://worldclassprogramme.com/RS-FlipFlop.php> (Σχήμα 3.19)
27. <https://ar.pinterest.com/pin/515591857335733268/> (Σχήμα 3.22)