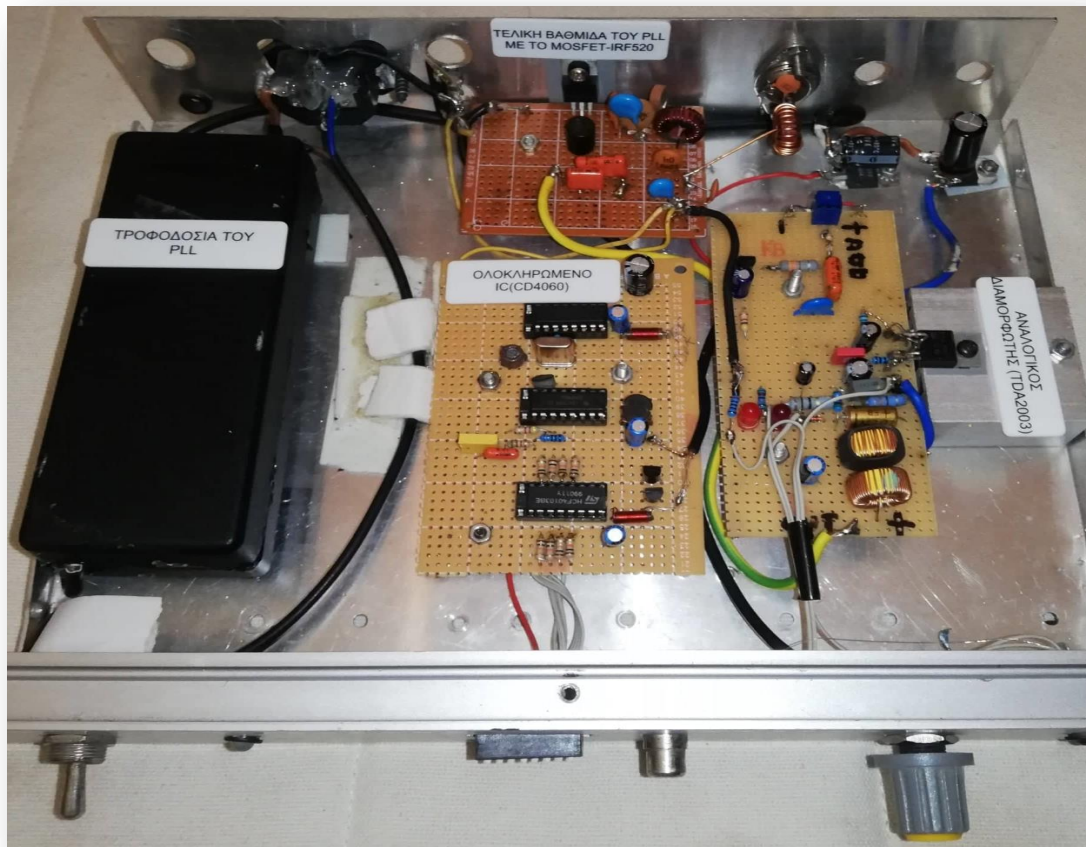




**PLL Μεσαίων Κυμάτων, Τηλεχειριζόμενο από Πλακέτα Υποτόνων
(DTMF) με χρήση κινητού τηλεφώνου και Ενίσχυση τάξης A-B.**



Πτυχιακή-Διπλωματική
Εργασία
των φοιτητών:
Παπαδόπουλος Ιωάννης
ΚΑΣ: 515113
Ζάχος Ευάγγελος
ΚΑΣ:515034

Επιβλέπων Καθηγητής:
Δημητριάδης Παναγιώτης
Βαθμίδα: Εργαστηριακός
Συνεργάτης

Θεσσαλονίκη, Φεβρουάριος 2021

Τίτλος Δ.Ε.: PLL Μεσαίων Κυμάτων, Τηλεχειριζόμενο από Πλακέτα Υποτόνων (DTMF) με χρήση κινητού τηλεφώνου και Ενίσχυση τάξης A-B.

Κωδικός Δ.Ε.: 20153

Ονοματεπώνυμο φοιτητών: Ζάχος Ευάγγελος (515034) και Παπαδόπουλος Ιωάννης (515113)

Ονοματεπώνυμο εισηγητή: Δημητριάδης Παναγιώτης (Εργαστηριακός Συνεργάτης)

Ημερομηνία ανάληψης Δ.Ε.: 04/04/2020

Ημερομηνία περάτωσης Δ.Ε.: 10,11/02/2021

Βεβαιώνω ότι είμαι ο συγγραφέας αυτής της εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, έχω καταγράψει τις όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών, εικόνων και κειμένων, είτε αυτές αναφέρονται ακριβώς είτε παραφρασμένες. Επιπλέον, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία προετοιμάστηκε από εμένα προσωπικά, ειδικά ως διπλωματική εργασία, στο Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του ΔΙ.ΠΑ.Ε.

Η παρούσα εργασία αποτελεί πνευματική ιδιοκτησία των φοιτητών **Ζάχος Ευάγγελος** και **Παπαδόπουλος Ιωάννης** που την εκπόνησαν. Στο πλαίσιο της πολιτικής ανοικτής πρόσβασης, ο συγγραφέας/δημιουργός εκχωρεί στο Διεθνές Πανεπιστήμιο της Ελλάδος άδεια χρήσης του δικαιώματος αναπαραγωγής, δανεισμού, παρουσίασης στο κοινό και ψηφιακής διάχυσης της εργασίας διεθνώς, σε ηλεκτρονική μορφή και σε οποιοδήποτε μέσο, για διδακτικούς και ερευνητικούς σκοπούς, άνευ ανταλλάγματος. Η ανοικτή πρόσβαση στο πλήρες κείμενο της εργασίας, δεν σημαίνει καθ' οιονδήποτε τρόπο παραχώρηση δικαιωμάτων διανοητικής ιδιοκτησίας του συγγραφέα/δημιουργού, ούτε επιτρέπει την αναπαραγωγή, αναδημοσίευση, αντιγραφή, πώληση, εμπορική χρήση, διανομή, έκδοση, μεταφόρτωση (downloading), ανάρτηση (uploading), μετάφραση, τροποποίηση με οποιοδήποτε τρόπο, τμηματικά ή περιληπτικά της εργασίας, χωρίς τη ρητή προηγούμενη έγγραφη συναίνεση του συγγραφέα/δημιουργού.

Η έγκριση της διπλωματικής εργασίας από το Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του Διεθνούς Πανεπιστημίου της Ελλάδος, δεν υποδηλώνει απαραίτητα και αποδοχή των απόψεων του συγγραφέα, εκ μέρους του Τμήματος.

ΚΕΝΗ ΣΕΛΙΔΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της παρούσας πτυχιακής είναι η μελέτη και κατασκευή ενός, απομακρυσμένα, ελεγχόμενου ολοκληρωμένου συστήματος πομπού, μεσαίων κυμάτων, με διαμόρφωση AM και σε συνεργασία με PLL. Το παραγόμενο, κατά AM, διαμορφωμένο σήμα οδηγείται σε ένα γραμμικό ενισχυτή τάξης A-B και εν συνεχεία σε κεραία εκπομπής. (Στην προκειμένη περίπτωση, για άμεση μέτρηση και έλεγχο του προς εκπομπή ενισχυμένου σήματος, αντί για κεραία, λόγω του μεγάλου μήκους της, χρησιμοποιείται κατάλληλο φορτίο).

Η εργασία βασίζεται στην εφαρμογή της τεχνικής του απομακρυσμένου ελέγχου. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, όταν ένα απομακρυσμένο τηλέφωνο, (από οποιοδήποτε σημείο της γης), καλέσει ένα άλλο τηλέφωνο – δέκτη, τότε το τηλέφωνο – δέκτης ενεργοποιεί, μέσω του συστήματος DTMF, τις τροφοδοσίες: α) του συστήματος της γεννήτριας PLL (του φέροντος σήματος), β) του διαμορφωτή και γ) του προενισχυτή. Το δε σύστημα, ενισχυτής και φορτίο, βρίσκεται σε κατάσταση συνεχούς τροφοδοσίας και αναμονής (stand - by).

Στο πλαίσιο της παρούσας πτυχιακής, αναλύονται αρχικά: α) η τεχνική του DTMF, β) η θεωρία, που διέπει ένα PLL, γ) η τεχνική της κατά AM διαμόρφωσης και δ) η ενίσχυση του διαμορφωμένου σήματος κατά τάξη A-B. Στην συνέχεια περιγράφεται, αναλυτικά, η κατασκευή και λειτουργία του όλου συστήματος της εργασίας.

Abstract

The purpose of this dissertation is the study and construction of a remote controlled integrated transmitter system, medium waves, with AM configuration and in collaboration with PLL. The signal generated by AM is transmitted to a linear amplifier A-B and then to a transmitting antenna. (In this case, for immediate measurement and control of the amplified signal to be transmitted, instead of an antenna, due to its long length, an appropriate load is used).

The work is based on the application of the remote control technique. In this case, when a remote telephone (from anywhere on earth) calls another telephone receiver, then the telephone receiver activates, via the DTMF system, the power supplies: a) of the PLL generator system (of the carrier signal)), b) the modulator and c) the preamplifier. The system, the amplifier and the load are in standby mode.

In the context of this dissertation, the following are first analyzed: a) the DTMF technique, b) the theory governing a PLL, c) the AM modulation technique and d) the amplification of the modulated signal in class A-B. The following describes in detail the construction and operation of the entire operating system.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Αρχικά, θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε τις οικογένειές μας για την στήριξη και την πολύτιμη βοήθεια που μας προσέφεραν, τόσο ψυχολογικά όσο και οικονομικά, όλα αυτά τα χρόνια των σπουδών μας. Επίσης, θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε τον επιβλέποντα καθηγητή κύριο Δημητριάδη Παναγιώτη, για την εμπιστοσύνη και την βοήθεια, που μας έδειξε για να επιτευχθεί αυτή η εργασία.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Περίληψη	σελ.iii
Abstract	σελ.iv
Ευχαριστίες	σελ.v
Εισαγωγή	σελ.1
<i>Γενική Περιγραφή</i>	σελ.6
Κεφάλαιο 1	σελ.3
<i>Ασύρματες Επικοινωνίες και Συσκευές</i>	σελ.3
1.1 Τα κινητά τηλέφωνα ως Ασύρματες Επικοινωνίες.....	σελ.3
Κεφάλαιο 2	σελ.6
<i>PLL (Phase Locked Loop)</i>	σελ.6
2.1 Τι είναι το PLL.....	σελ.6
2.2 Ιστορική εξέλιξη του PLL.....	σελ.7
2.3 Δομή του PLL.....	σελ.8
2.4 Στοιχεία του PLL.....	σελ.9
2.4.1 Ταλαντωτής Ελεγχόμενος από Τάση (VCO).....	σελ.9
2.4.2 Συγκριτής Φάσης (Phase Detector - PD).....	σελ.11
2.4.3 Χαμηλοπερατό Φίλτρο (Low - Pass Filter ή LPF).....	σελ.13
2.4.4 Αρνητική Ανάδραση (Negative Feedback).....	σελ.14
2.5 Αρχή Λειτουργίας του PLL.....	σελ.15
Κεφάλαιο 3	σελ.18
<i>Διπλός Τόνος Σηματοδότησης Πολυσυχνότητας (Dual tone multi frequency signaling, DTMF)</i>	σελ.18
3.1 DTMF.....	σελ.18
Κεφάλαιο 4	σελ.21
<i>Ενισχυτή τάξης λειτουργίας A-B</i>	σελ.21
4.1 Τάξη Ενισχυτών.....	σελ.21
4.1.1 Τάξη A.....	σελ.21
4.1.2 Τάξη B.....	σελ.23
4.1.3 Τάξη A-B.....	σελ.24
Κεφάλαιο 5	σελ.26
<i>Ομοαξονικό Καλώδιο</i>	σελ.26
Κεφάλαιο 6	σελ.29
Υλοποίηση της κατασκευής	σελ.29
6.1 Dual tone multi frequency signaling (DTMF).....	σελ.29
6.1.1 Κατασκευή του DTMF.....	σελ.30
6.2 Το σύστημα PLL.....	σελ.33

6.2.1 Το ολοκληρωμένο IC (CD4060)	σελ.33
6.2.2 Αναλογικός Διαμορφωτής (TDA2003)	σελ.37
6.2.3 Τελική Βαθμίδα του PLL με το MOSFET - IRF520.....	σελ.39
6.2.4 Τροφοδοσία του PLL	σελ.40
6.2.5 Υλικά που χρησιμοποιήθηκαν για το PLL	σελ.41
6.3 Πειραματικό μέρος του ενισχυτή A-B	σελ.44
6.3.1 Κατασκευή του ενισχυτή τάξης A-B.....	σελ.45
6.3.2 Πόλωση των MOSFET	σελ.47
6.3.3 Φίλτρο Αποκοπής Αρμονικών	σελ.49
6.3.4 Ρελέ Εκπομπής - Λήψης.....	σελ.51
6.3.5 Γέφυρα Δειγματοληψίας Ισχύος Εξόδου.....	σελ.52
6.3.6 Γραμμές Μεταφοράς (Καλωδίωση μεταξύ Linear, PLL και φορτίου)	σελ.55
6.3.7 Υλικά που χρησιμοποιήθηκαν για τον Ενισχυτή Τάξης A-B.....	σελ.57
Κεφάλαιο 7	σελ.60
<i>Συμπεράσματα Εργασίας</i>	σελ.60
Βιβλιογραφία	σελ.61
Παράρτημα	σελ.63

Εισαγωγή

Το αντικείμενο της παρούσας πτυχιακής εργασίας είναι η παρουσίαση και κατασκευή ενός ολοκληρωμένου πομπού μεσαίων κυμάτων. Αυτά τα μηχανήματα χρησιμοποιούνταν για πρώτη φορά στην Ελλάδα από τους κρατικούς σταθμούς αρχές του 1970, για την ενημέρωση και την ψυχαγωγία των πολιτών. Στην συνέχεια λόγω του πολύ μεγάλου μήκους κεραίας που χρειαζόντουσαν τέτοιοι σταθμοί για να εκπέμψουν στο εύρος συχνοτήτων των AM (Amplitude Modulation – Διαμόρφωση κατά πλάτος), δημιουργήθηκε το εύρος συχνοτήτων των FM (Frequency Modulation – Διαμόρφωση κατά συχνότητας). Όλοι οι σταθμοί μεταφέρθηκαν στα FM, λόγω του ότι η εκπομπή τους δεν χρειάζεται να έχει αρκετά μεγάλη κεραία. Η διαμόρφωση είναι μακράν πολύ πιο ποιοτική και αξιόπιστη.

Στην σημερινή εποχή, στην Ελλάδα, μόνο το κρατικό ραδιόφωνο εκπέμπει νόμιμα στο εύρος συχνοτήτων των AM, παρόλο που στο εξωτερικό κάποιοι σταθμοί συνεχίζουν να εκπέμπουν σε αυτήν την συχνότητα. Επίσης, μια δεύτερη χρησιμότητα τέτοιου είδους συστημάτων είναι η επικοινωνία και η ψυχαγωγία πολλών ραδιοερασιτεχνών της Ελλάδος. Κάτι εξίσου σημαντικό να αναφερθεί είναι ότι παρόλο που πλέον χρησιμοποιούνται τα FM, σιγά – σιγά και αυτό το είδος τείνει να εξαφανιστεί, διότι οι περισσότεροι χρησιμοποιούν το διαδικτυακό ραδιόφωνο.

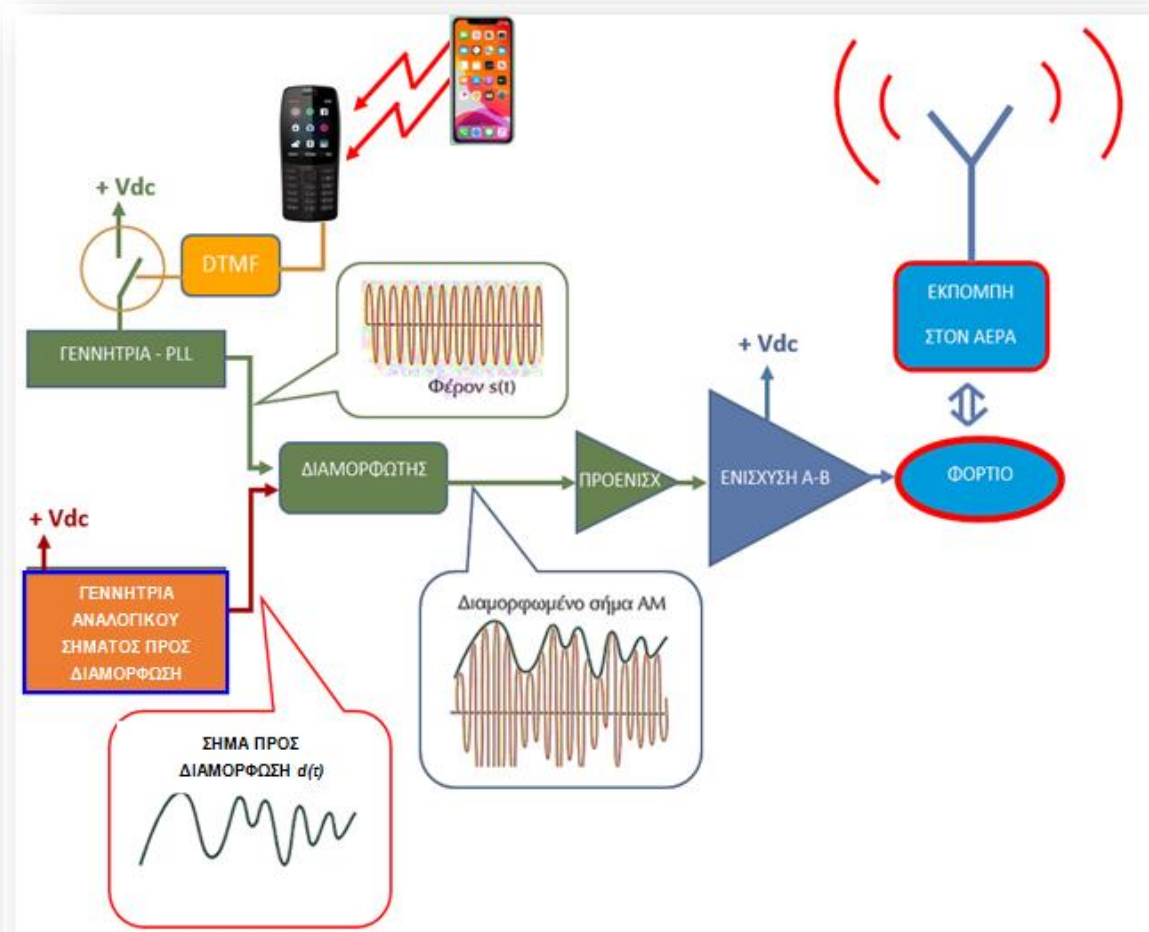
Γενική Περιγραφή

Βασικός στόχος της παρούσας πτυχιακής είναι η κατασκευή ενός συστήματος δέκτη-πομπού, για την μετάδοση αναλογικού σήματος.

Το όλο σύστημα, του δέκτη-πομπού αποτελείται από 5 βασικές βαθμίδες:

- α) το Σηματοδότη Πολυσυχνότητας Διπλού Τόνου (Dual tone multi frequency signaling – DTMF),
- β) τον βρόχο Κλειδώματος Φάσης (*Phase Locked Loop* – PLL),
- γ) η τεχνική της κατά AM διαμόρφωσης
- δ) τον Προενισχυτή και
- ε) τον Ενισχυτή Τάξης A-B.

Όπως φαίνεται στο παρακάτω block διάγραμμα (Σχ. 0.1), κατά την επιθυμία ενός χειριστή, από οποιονδήποτε άλλη απομακρυσμένη συσκευή τηλεφώνου, γίνεται η κλήση τηλεφώνου – δέκτη του όλου συστήματος, το οποίο θέτει σε λειτουργία το σύστημα υποτόνων (DTMF). Εν συνεχεία, το DTMF, μέσω ηλεκτρομηχανικού διακόπτη ρελέ (relay) τροφοδοτεί τις μονάδες: α) της Γεννήτριας σταθερού σήματος, PLL, β) του Διαμορφωτή AM, ο οποίος διαμορφώνει κατά πλάτος το προς διαμόρφωση Αναλογικό Σήμα και το σήμα εκ του PLL, μέσω του ολοκληρωμένου κυκλώματος, του TDA2003 και γ) του Προενισχυτή του διαμορφωμένου σήματος. Ακολούθως, αφού έχει τεθεί σε λειτουργία τον ενισχυτή τάξης A-B, το τελικό σήμα οδηγείται στο τεχνητό φορτίο, για την μετάδοσή του στους απομακρυσμένους συντονισμένους δέκτες.



Σχήμα 0.1: Διάγραμμα ολόκληρης της κατασκευής.

Στα κεφάλαια που θα ακολουθήσουν αναλύουμε το κάθε ηλεκτρονικό κύκλωμα της πτυχιακής μας εργασίας, τόσο στο θεωρητικό κομμάτι των μηχανημάτων που αναφέραμε προηγουμένως όσο και στο πρακτικό κομμάτι, όπου αναλύουμε αναλυτικά το τι γίνεται στο κάθε κύκλωμα ξεχωριστά.

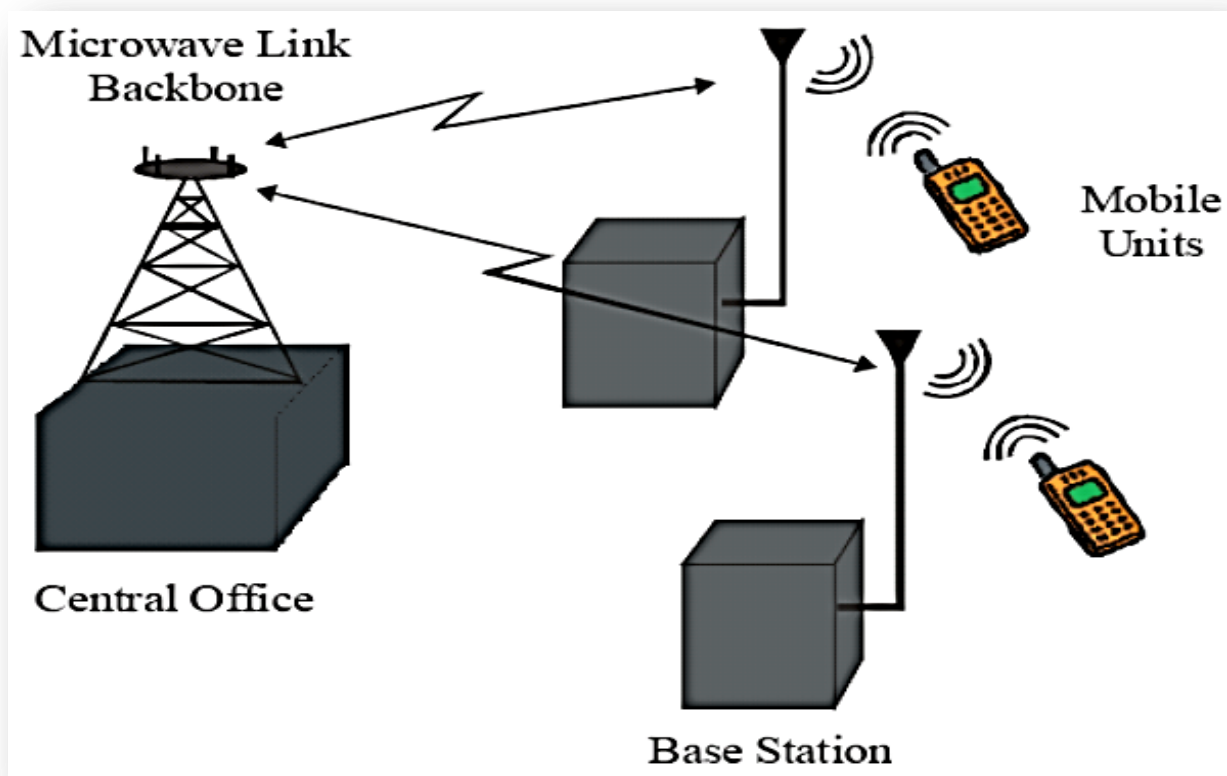
Στο τελευταίο κεφάλαιο της εργασίας μας, αναφέρουμε κάποιους παράγοντες που μπορούν να βελτιώσουν την κατασκευή μας, ως προς το καλύτερο.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Ασύρματες Επικοινωνίες και Συσκευές

1.1 Τα κινητά τηλέφωνα ως Ασύρματες Επικοινωνίες

Η ραγδαία ανάπτυξη τόσο της τεχνολογίας όσο και της ποιότητας των ασύρματων επικοινωνιών, βοήθησε σε πολύ μεγάλο βαθμό στο να βελτιωθεί η καθημερινή ζωή των ανθρώπων. Η ασύρματη επικοινωνία (Σχ. 1.1) είναι η μεταβίβαση διαφόρων και ποικίλων πληροφοριών, χωρίς να χρησιμοποιηθούν είτε κάποιοι αγωγοί είτε συγκεκριμένα είδη καλωδίων. Η μεταφορά αυτών των πληροφοριών γίνεται μέσω ραδιοκυμάτων αντί των καλωδίων και η απόσταση που μπορούν να διανύσουν μπορεί να είναι ή κάποια μέτρα ή να έχουν απόσταση αρκετές χιλιάδες χιλιόμετρα [1].



Σχήμα 1.1: Ασύρματη Επικοινωνία.

Η διάδοση των δεδομένων γίνεται μέσω των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, όπου διαθέτει μια συχνότητα φέροντος, η οποία βασίζεται σε μεγάλο βαθμό στον ρυθμό μετάδοσης δεδομένων που χρειάζεται για να υποστηρίξει το δίκτυο. Τα πλεονεκτήματα των ασύρματων επικοινωνιών είναι ποικίλα, όπως παραδείγματος χάρη, η εξαιρετικά γρήγορη μετάδοση των πληροφοριών και επίσης η εύκολη πρόσβαση στον Παγκόσμιο Ιστό (Internet).

Τα κινητά τηλέφωνα αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι ολόκληρης της ζωής του ανθρώπου, καθώς η χρήση του είναι αναγκαία, τόσο στην προσωπική του ζωή όσο και στον χώρο εργασίας του και διακρίνεται ως ένα από τα μεγαλύτερα τεχνολογικά δημιουργήματα που έφτιαξε ο άνθρωπος. Τα κινητά τηλέφωνα εκπέμπουν ραδιοκύματα, τα οποία στέλνονται στους σταθμούς βάσεις κινητών τηλεφώνων. Με αυτό τον τρόπο οι άνθρωποι έχουν την ευκολία και την δυνατότητα να επικοινωνούν με όποιον και αν επιθυμούν, όπου και αν βρίσκεται.



Σχήμα 1.2: Smartphone.

Τα έξυπνα κινητά τηλέφωνα ή αλλιώς smartphones (Σχ. 1.2), αποτελούν ένα κινητό τηλέφωνο, του οποίου τα χαρακτηριστικά είναι αρκετά ενισχυμένα, δηλαδή δε διαθέτει μόνο την ικανότητα να επικοινωνούμε με άλλον άνθρωπο, αλλά προσφέρουν και μια υπολογιστική ικανότητα. Συγκεκριμένα, τα smartphone αποτελούν ένα πολύ-εργαλείο και μπορούν επεξεργαστούν μεγάλο όγκο αρχείων και δεδομένων, όπως ένας υπολογιστής, παραδείγματος χάρη, μπορεί να διαβάζουν ή να στέλνουν ένα e-mail, να συνδεθούν στο διαδίκτυο (internet).

Ένα άλλο χαρακτηριστικό των smartphones είναι ότι διαθέτουν λειτουργικό σύστημα. Τα πιο αναγνωρισμένα λειτουργικά συστήματα που χρησιμοποιούν τα smartphones είναι το IOS της εταιρείας Apple, το Android που ανήκει στην Google και τα Windows της Microsoft. Κάτι εξίσου σημαντικό για τα smartphones είναι ότι προσφέρουν πρόσβαση σε ασύρματες επικοινωνίες

Η χρησιμότητα των Ασύρματων Επικοινωνιών

δεδομένων, όπως είναι, λόγω χάρη, το Wi-Fi και τα δεδομένα κινητής τηλεφωνίας. Μάλιστα το τελευταίο, εντάσσεται και σε μια καινούργια εποχή, όπου από 4G γίνεται σε 5G [2].

Τέλος, αξιοσημείωτο είναι να αναφερθούν και τα οφέλη που έχουν τα κινητά τηλέφωνα στις ζωές των ανθρώπων, όπως [2]:

- Ένα από τα πιο σημαντικά οφέλη είναι το ότι η επικοινωνία μεταξύ ανθρώπων, που δεν βρίσκονται κοντά γίνεται πολύ πιο εύκολα και αρκετά γρηγορότερα.
- Πλέον τα κινητά τηλέφωνα είναι πολύ πιο μικρά τόσο σε μέγεθος όσο και σε βάρος και αυτό έχει βοηθήσει στην εύκολη μετακίνησή του.
- Ως προς το κόστος, αυτές οι συσκευές είναι πιο φθηνές από την αγορά ενός υπολογιστή.
- Αποτελεί ένα σημαντικό εργαλείο, διότι μπορείς να αποθηκεύσεις είτε διάφορα αρχεία είτε φωτογραφίες και βίντεο από τις προσωπικές σου στιγμές.
- Τα smartphones, πλέον, διαθέτουν επίσης και μονάδες πλοήγησης GPS, όπου μέσω δορυφόρων μπορείς να επιλέξεις ένα μέρος και αυτό να σε κατευθύνει από τον γρηγορότερο και οικονομικότερο δρόμο.



Σχήμα 1.3: Τα smartphone ως ένα πολύ-εργαλείο.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

PLL (Phase Locked Loop)

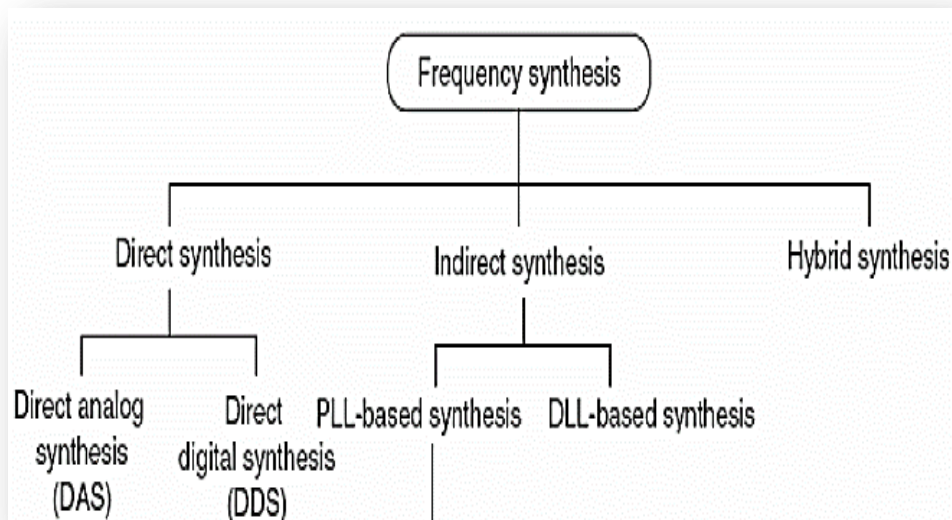
2.1 Τι είναι το PLL

Η συνεχής εξέλιξη της επιστήμης στο τομέα των ηλεκτρονικών ευρείας κατανάλωσης είχε ως αποτέλεσμα στο να δημιουργηθεί, να ξεκινήσει μια έρευνα, έτσι ώστε τα ψηφιακά συστήματα συντονισμού, όπου η χρήση τους βρίσκεται κυρίως στην κατασκευή σύνθετων σταθερών και συχνοτήτων με ακρίβεια, να είναι ηλεκτρονικώς ελεγχόμενα. Με τον σκοπό αυτό, λόγω αυτής της έρευνας που πραγματοποιήθηκε, βοήθησε αρκετά στο να υπάρξει μια αρκετά σύγχρονη και εξελιγμένη τεχνική κλειδώματος φάσης, όπου πιο πριν γινόταν μέσω ενός χειροκίνητου συστήματος συντονισμού, το PLL [3].

Το PLL (Phase Locked Loop) είναι ένας βρόχος κλειδώματος φάσης που αποτελεί ένα σύστημα ελέγχου, το οποίο αποτελείται κυρίως από 4 σημαντικά μπλόκ. Αυτά είναι ο ανιχνευτής φάσεων, το φίλτρο χαμηλής διέλευσης (χαμηλοπερατό φίλτρο), ο ελεγχόμενος από τάση ταλαντωτής (VCO – Voltage Controlled Oscillator) και την αρνητική ανατροφοδότηση (Negative Feedback). Με αυτά τα 4 διαμορφώνεται ένα σύστημα ελέγχου όπου η φάση ή η συχνότητα ενός σήματος εξόδου που παράγεται σχετίζεται με την φάση ή την συχνότητα ενός σήματος εισόδου. Για καθεμία συγκεκριμένη συχνότητα συντονισμού, το χειροκίνητο σύστημα συντονισμού αποτελούνταν από πολλούς σταθερούς ταλαντωτές. Έτσι για να υπάρχει καλή σταθερότητα, αρκετά συχνά χρησιμοποιούσαν κρυστάλλους χαλαζία. Αυτή όμως η τεχνική δεν απέφερε αρκετά καλά αποτελέσματα, διότι κατέστη αρκετά γρήγορα και κουραστική και μη πρακτική, καθώς αυξανόντουσαν όλο και περισσότερο οι απαιτήσεις, ώστε να υπάρχουν αρκετά κανάλια συχνοτήτων, αλλά και να είναι σταθερά [3].

Την σήμερον ημέρα, η σύνθεση των συχνοτήτων μπορεί να κατηγοριοποιηθεί σε 3 μεθόδους, όπως φαίνεται στο Σχ. 2.1:

1. Στις άμεσες, οι οποίες είναι η Άμεση Αναλογική Σύνθεση (DAS) και η Άμεση Ψηφιακή Σύνθεση (DDS).
2. Στις έμμεσες, οι οποίες είναι το Phase Locked Loop (PLL) και το Delay Locked Loop (DLL).
3. Στις υβριδικές μεθόδους.



Σχήμα 2.1: Ταξινόμηση της Σύνθεσης Συχνοτήτων.

Το να επιλέξουμε ποιά μέθοδος είναι καλύτερη εξαρτάται αποκλειστικά από κάποιους συγκεκριμένους παράγοντες, όπως είναι παραδείγματος χάρι το κόστος, η πολυπλοκότητα. Αργότερα από κάποιο χρονικό διάστημα και λόγω το ότι η τεχνολογία εξελίσσεται διαρκώς στα ολοκληρωμένα κυκλώματα και στην προσομοίωση εργαλείων σχεδιασμού σε υπολογιστή, έχει καταστεί ως η πιο προτιμώμενη μέθοδος η σύνθεση συχνοτήτων των PLL [3].

2.2 Ιστορική εξέλιξη του PLL

Η χρήση του PLL στην οποία βασίστηκε η σύνθεση συχνοτήτων, βοήθησε αρκετά στο να εξελιχθούν οι τηλεπικοινωνίες. Το 1924 ο F. M. Colebrook και η ομάδα του, που αποτελούταν από Βρετανούς μηχανικούς, διατύπωσαν μια μέθοδο, η οποία περιείχε ένα ταλαντωτή, έναν μίκτη και έναν ακουστικό ενισχυτή, την λεγόμενη ομόδουνη μέθοδο. Όμως η μέθοδος αυτή είχε ένα θέμα, η λήψη ήταν συμβατή με αυτή του εισερχόμενου σήματος μόνο όταν η φάση και η συχνότητα του ταλαντωτή ήταν αρκετά κοντά. Έστω και αν υπήρχε και η παραμικρή απόκλιση τόσο στην φάση όσο και στην συχνότητα του ταλαντωτή, δημιουργούνταν απώλεια στην ισχύ του σήματος. Αυτό είχε ως αποτέλεσμα στο να ξεκινήσουν οι πρώτες έρευνες στις τεχνικές του αυτομάτου ελέγχου της συχνότητας (AFC - Automatic Frequency Control).

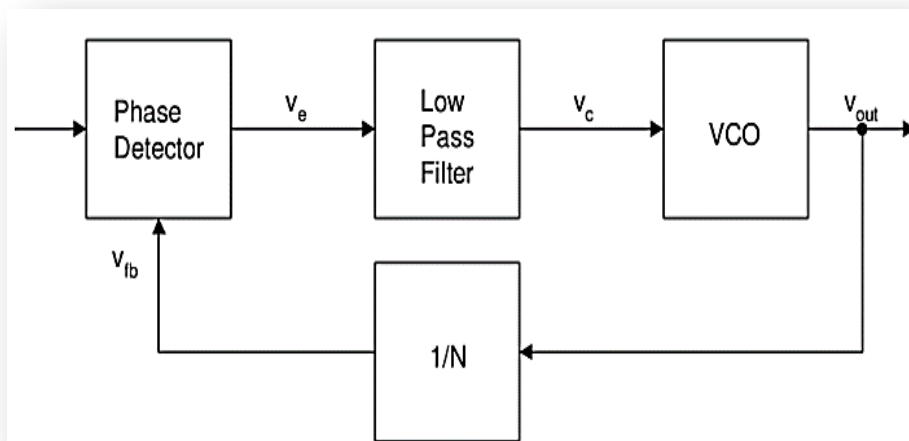
Στην αρχή της δεκαετίας του 1930 εμφανίστηκε για πρώτη φορά η βασική ιδέα του PLL. Ο Γάλλος μηχανικός H de Bellescize, το 1931, παρουσίασε ένα βελτιωμένο σύστημα ομόδουνου ραδιοσυντονισμού, αποτελώντας το πρώτο σύστημα αυτομάτου ελέγχου της συχνότητας, αλλά και το πρώτο κύκλωμα όπου τα βασικά χαρακτηριστικά του PLL ήταν ενσωματωμένα. Το 1943, στους τηλεοπτικούς δέκτες έγινε η πρώτη ευρεία χρήση του PLL στον συγχρονισμό της κάθετης και της οριζόντιας σάρωσης και αργότερα το 1954 με την έλευση της έγχρωμης τηλεόρασης για τον συγχρονισμό των χρωμάτων. Προτού αναπτυχθούν τα ολοκληρωμένα κυκλώματα (Integrated Circuits - IC), τα PLL ήταν αρκετά σημαντικά σε πολλά όργανα.

Όμως τα PLL ήταν αρκετά σύνθετα, και το κόστος ήταν αρκετά μεγάλο, και κάποια όργανα ακριβείας που απαιτούσαν στενές ζώνες συχνοτήτων, περιοριζόταν σε αρκετά μεγάλο βαθμό η σωστή λειτουργία του [3].

2.3 Δομή του PLL

Η βασική του δομή, είναι ο τρόπος με τον οποίο το ίδιο το PLL συμπεριφέρεται, δηλαδή λειτουργεί σαν ένα κύκλωμα με αρκετά υψηλό συντελεστή ποιότητας, χωρίς να χρησιμοποιούνται πυκνωτές ή πηνία.

Η πιο σημαντική λειτουργία του PLL είναι η εύκολη επικοινωνία μεταξύ ενός συστήματος με ένα άλλο. Πιο συγκεκριμένα το PLL αποτελεί ένα κύκλωμα, όπου τόσο στην συχνότητα όσο και στην φάση, το σήμα εξόδου (που προέκυψε από έναν ταλαντωτή) με το σήμα εισόδου ή αναφοράς, πρέπει να είναι συγχρονισμένα. Στην φάση κλειδώματος (ή αλλιώς φάση συγχρονισμού), το σφάλμα φάσης που δημιουργείται ανάμεσα στο σήμα εξόδου του ταλαντωτή και στο σήμα εισόδου είναι μηδέν ή σταθερό. Αν όμως για κάποιο λόγο το σφάλμα φάσης αυξηθεί, υπάρχει ένα μηχανισμός ελέγχου, όπου λειτουργεί με τέτοιο τρόπο επάνω στον ταλαντωτή έτσι ώστε να μειωθεί αρκετά το σφάλμα φάσης. Έτσι επιτυγχάνεται το κλείδωμα μεταξύ της φάσης εξόδου και της φάσης εισόδου και εξαιτίας αυτού του λόγου αναφέρεται ως «Κλείδωμα Βρόγχου Φάσης» [4]. Στο Σχ. 2.2 φαίνεται η βασική δομή ενός PLL.



Σχήμα 2.2: Δομή του PLL.

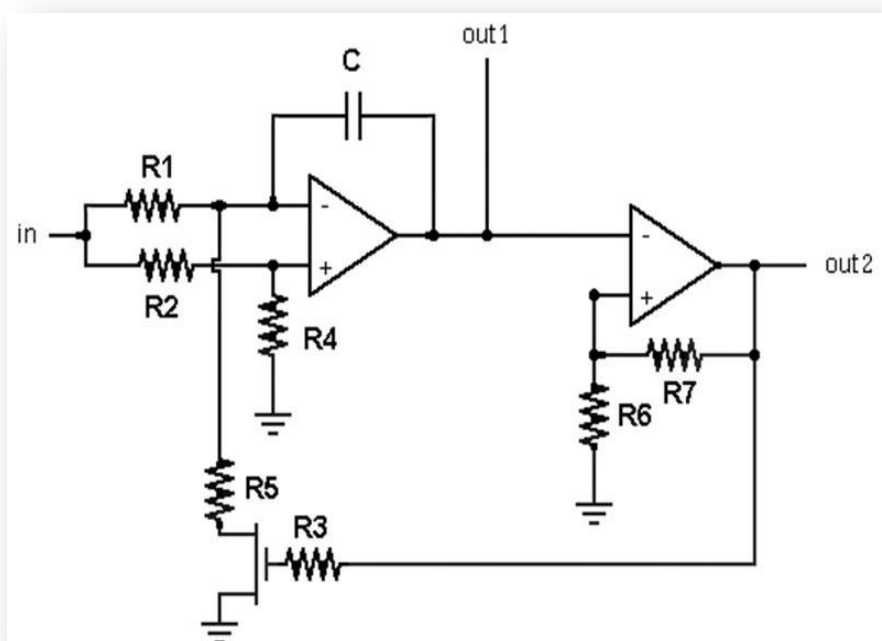
Οι μηχανισμοί σε ένα κλειστό κύκλωμα ελέγχου μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε μέσω των αναλογικών είτε μέσω των ψηφιακών κυκλωμάτων. Τόσο στην μία περίπτωση όσο και στην άλλη, οι εφαρμογές αυτές έχουν την ίδια βασική δομή [4]. Για αυτό τα αναλογικά και τα ψηφιακά κυκλώματα PLL αποτελούνται από 4 βασικά στοιχεία:

1. Ταλαντωτής Ελεγχόμενος από Τάση (VCO – Voltage Controlled Oscillator).
2. Χαμηλοπερατό Φίλτρο (Low - Pass Filter, LPF).
3. Ανιχνευτής Φάσεων.
4. Negative Feedback (Αρνητική Ανατροφοδότηση).

2.4 Στοιχεία του PLL

2.4.1 Ταλαντωτής Ελεγχόμενος από Τάση (VCO)

Στη σύγχρονη ηλεκτρονική πολλές εφαρμογές της χρειάζονται κάποιους ταλαντωτές που να μπορούν να προγραμματίζονται αυτόματα. Το κύκλωμα που μπορεί να κάνει αυτή την δουλειά είναι ο ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (VCO – Voltage Controlled Oscillator), όπως φαίνεται στο Σχ. 2.3 και η συχνότητα ταλάντωσης ελέγχεται από μια DC τάση. Συνήθως, οι VCO χρησιμοποιούνται σαν συστατικό στοιχείο των κυκλωμάτων βρόχων κλειδώματος φάσης (PLL), καθώς και σε συσκευές των τηλεπικοινωνιών, όπου οι ταλαντωτές χρειάζονται να είναι υψηλών συχνοτήτων και να έχουν χαμηλό θόρυβο, που όμως τα ολοκληρωμένα κυκλώματα συχνά δε μπορούν να ανταποκριθούν [5].

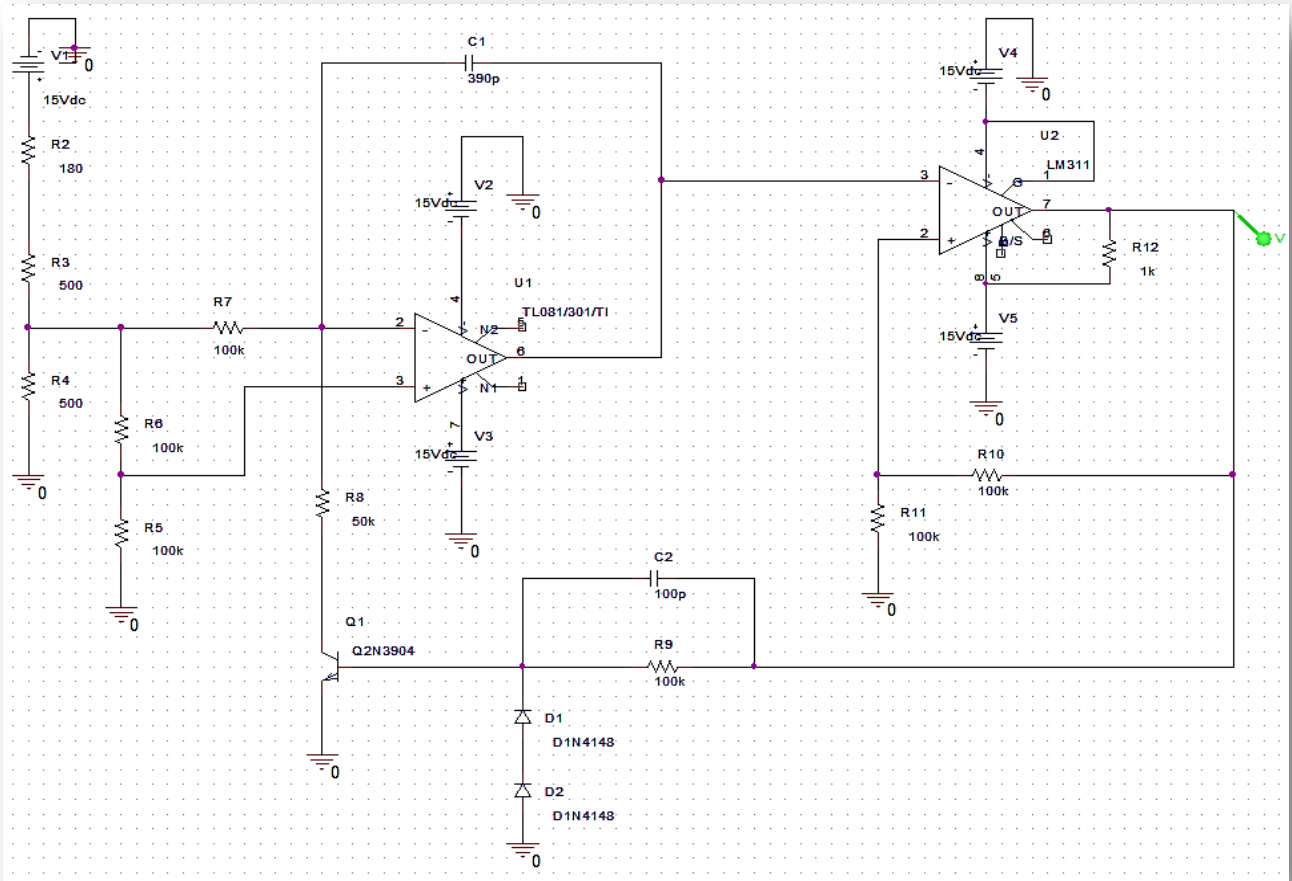


Σχήμα 2.3: Ταλαντωτής Ελεγχόμενος από Τάση (VCO).

Τα VCO μπορούν να διακριθούν σε 2 κατηγορίες ανάλογα με το τι κυματομορφή παράγουν [5], [6]:

1. Οι γραμμικοί ή αρμονικοί ταλαντωτές (Harmonic Oscillators), που έχουν ημιτονοειδή κυματομορφή.
2. Οι ταλαντωτές ηρεμίας (Relaxation Oscillators), που έχουν τετραγωνική κυματομορφή.

Παρακάτω στα Σχ. 2.4 και 2.5 φαίνεται ένα παράδειγμα ταλαντωτή ηρεμίας.



Σχήμα 2.4: Relaxation Oscillator ελεγχόμενος από τάση με το πρόγραμμα PSpice.



Σχήμα 2.5: Κυματομορφή Εξόδου κυκλώματος με το πρόγραμμα PSpice.

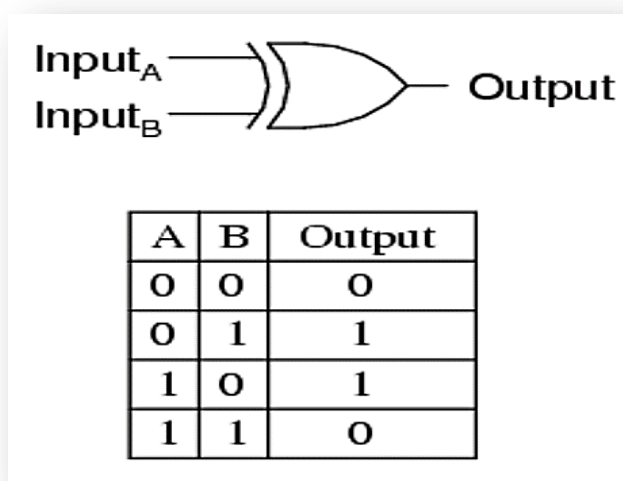
Οι κύριες ιδιότητες που έχεις ένας VCO, όπου χρησιμοποιείται σε ένα PLL είναι [3]:

1. Απόκλιση Συχνότητας.
2. Σταθερότητα Συχνότητας.
3. Ευαισθησία Διαμόρφωσης.
4. Απόκριση.
5. Χαρακτηριστική Συχνότητα-Τάσης.
6. Καθαρότητα Φάσματος.

2.4.2 Συγκριτής Φάσης (Phase Detector - PD)

Ο συγκριτής φάσης (Phase Detector - PD), ή αλλιώς ανιχνευτής φάσης, αποτελείται από ένα μίκτη συχνοτήτων, έναν αναλογικό πολλαπλασιαστή, ή ένα λογικό κύκλωμα, το οποίο παράγει ένα σήμα τάσης, όπου εκφράζει τη διαφορά τάσης ανάμεσα σε δύο σήματα εισόδων. Σε ένα PLL, η είσοδος αναφοράς και η ανάδραση από το VCO είναι οι 2 εισόδοι του συγκριτή φάσης. Η τάση εξόδου στον ανιχνευτή φάσης, υπάρχει έτσι ώστε να ελέγχεται το VCO, για να είναι σταθερή η διαφορά φάσης ανάμεσα στις 2 εισόδους, αναδεικνύοντάς το ως ένα σύστημα αρνητικής ανάδρασης.

Ο συγκριτής φάσης αποτελεί βασικό στοιχείο του PLL και είναι μια πύλη exclusive - OR (EXOR) με 2 εισόδους, όπως φαίνεται στο Σχ. 2.6.

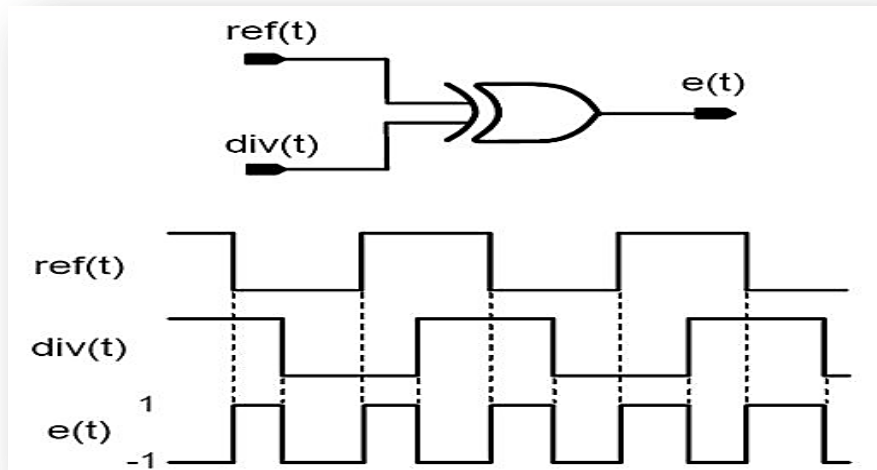


Σχήμα 2.6: Σύμβολο πύλης EXOR και Πίνακας Αληθείας.

Στην πύλη XOR, στις εισόδους και τα 2 σήματα έχουν διαφορά φάσης 90°, η τάση εξόδου αποτελεί έναν τετραγωνικό παλμό, όπου η διάρκεια τόσο του λογικού "1" όσο και του λογικού "0" είναι ίσες. Για αυτό τον λόγο η μέση τιμή της τάσης εξόδου και η μέση τιμή της τάσης τροφοδοσίας είναι ίσες. Αν όμως η διαφορά φάσης είναι στις 0°, τότε η τάση εξόδου βρίσκεται για περισσότερο ώρα στο λογικό "0" και για αυτό τον λόγο η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι μηδέν. Από την άλλη μεριά, αν η διαφορά φάσης είναι στις 180°, τότε η τάση εξόδου

βρίσκεται για περισσότερη ώρα στο λογικό "1", και για αυτό η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι ίση με την τάση τροφοδοσίας [3].

Για τα κυκλώματα του PLL οι συγκριτές φάσεις διακρίνονται σε 2 τύπους. Ο ανιχνευτής τύπου I (Σχ. 2.7), έχει σχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο ώστε να κατευθύνεται από αναλογικά ή ψηφιακά σήματα με τετράγωνη κυματομορφή και στην συχνότητα διαφοράς δημιουργείται ένας παλμός εξόδου, ο οποίος πρέπει να φιλτραριστεί για τον έλεγχο του VCO [7].

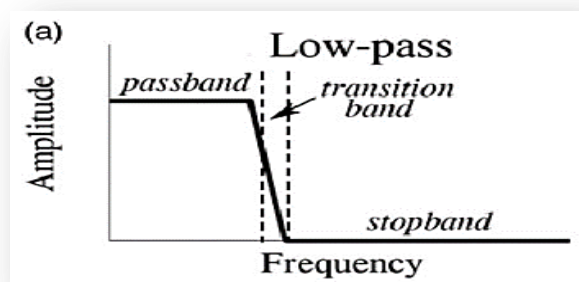


Σχήμα 2.7: Ένας ανιχνευτής τύπου I.

Ο ανιχνευτής τύπου II, είναι ευαίσθητο μόνο όταν ο συγκριτικός χρόνος των άκρων των παλμών εισόδου και παλμών αναφοράς και τα δύο σήματα όταν βρίσκονται στην ίδια συχνότητα, δημιουργείται μια σταθερή έξοδος ανάλογη προς την διαφορά φάσης. Αυτή η έξοδος θα προσεγγίζει να μην δημιουργεί κύματα στην τάση ελέγχου του VCO [7].

2.4.2 Χαμηλοπερατό Φίλτρο (Low - Pass Filter ή LPF)

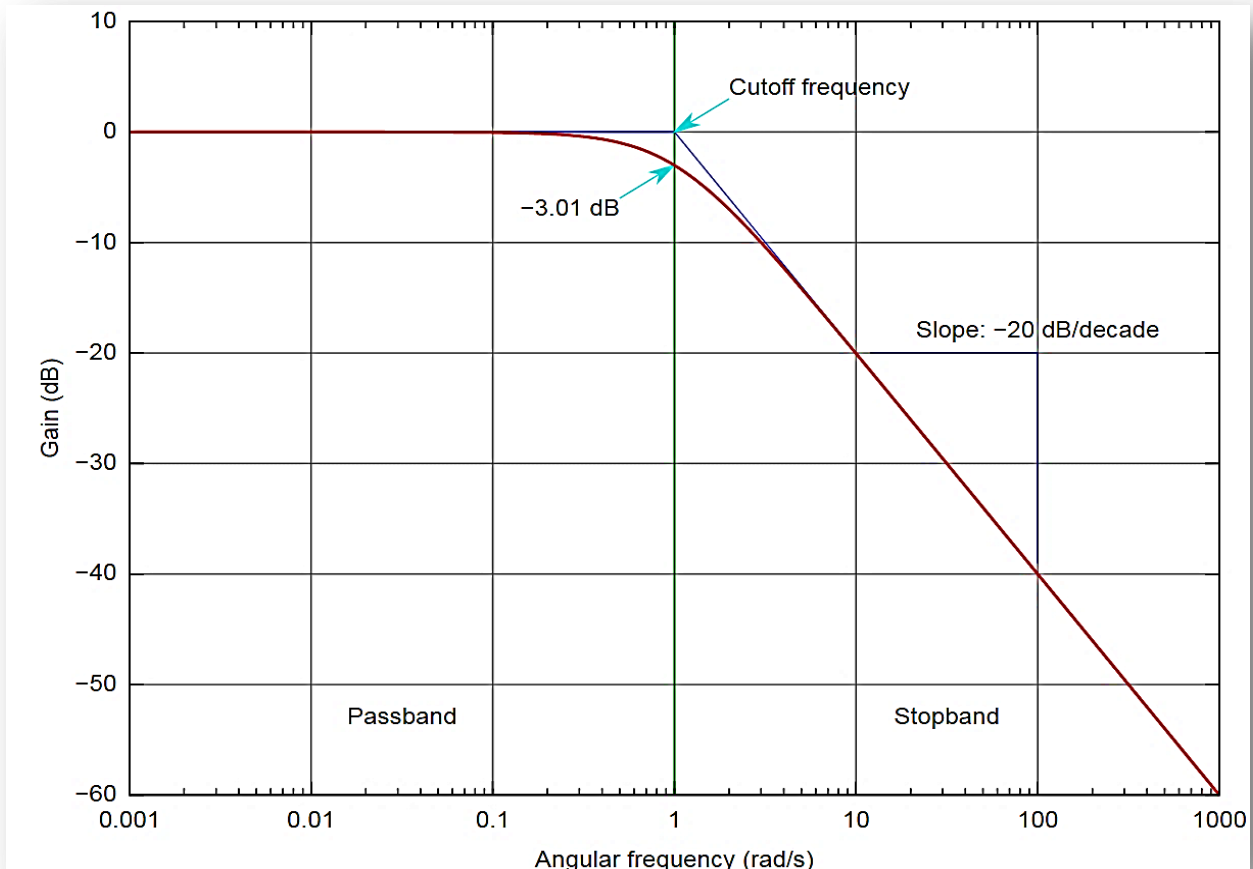
Ένα χαμηλοπερατό φίλτρο ή φίλτρο χαμηλής διέλευσης, αποτελεί ένα φίλτρο, το οποίο διαδίδει σήματα με μία συχνότητα που είναι χαμηλότερη από μία συγκεκριμένη συχνότητα αποκοπής και μειώνει τα σήματα που είναι μεγαλύτερα από την συχνότητα αποκοπής, όπως φαίνεται στο Σχ. 2.8 [8].



Σχήμα 2.8: Ένα χαμηλοπερατό φίλτρο.

Στοιχεία του PLL

Ένα ιδανικό χαμηλοπερατό φίλτρο διαγράφει όλες τις συχνότητες που είναι μεγαλύτερες από την συχνότητα αποκοπής, επιτρέποντας μόνο αυτές που είναι μικρότερες και είναι απαράλλαχτες [9]. Η απόκριση συχνότητας είναι μια ορθογώνια λειτουργία, δηλαδή είναι ένα φίλτρο τοίχου με τούβλα, όπως φαίνεται στο Σχ. 2.9. Ο τρόπος με τον οποίο μπορεί ένα χαμηλό φίλτρο διέλευσης να πραγματοποιηθεί είναι μαθηματικά, δηλαδή θεωρητικά, αν στην περιοχή συχνοτήτων πολλαπλασιάσουμε ένα σήμα με την ορθογώνια συνάρτηση.

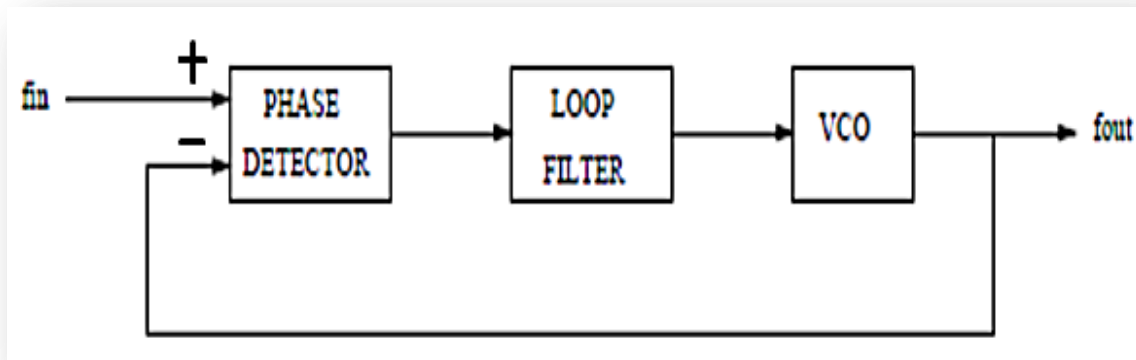


Σχήμα 2.9: Απόκριση Συχνότητας ενός LPF φίλτρου.

Η έξοδος του φίλτρου αποτελεί μια τάση, η οποία δίνει πληροφορίες στο VCO, αν θα πρέπει να αυξήσει ή να μειώσει την συχνότητα εξόδου του [3].

2.4.4 Αρνητική Ανάδραση (Negative Feedback)

Η αρνητική ανάδραση (negative feedback) ή αλλιώς αρνητική ανατροφοδότηση, προκύπτει όταν η έξοδος ενός συστήματος ή μηχανισμού τροφοδοτείται με τέτοιον τρόπο που φροντίζει να ελαττώνονται οι διακυμάνσεις στην έξοδο και αυτό μπορεί να οφείλεται είτε στις αλλαγές που μπορεί να προκύψουν στην είσοδο είτε από κάποιες άλλες αναταραχές (Σχ. 2.10). Η διαφορά φάσης μεταξύ της εισόδου και της εξόδου του συστήματος πρέπει να είναι 180° [10].



Σχήμα 2.10: Σύστημα Αρνητικής Ανάδρασης.

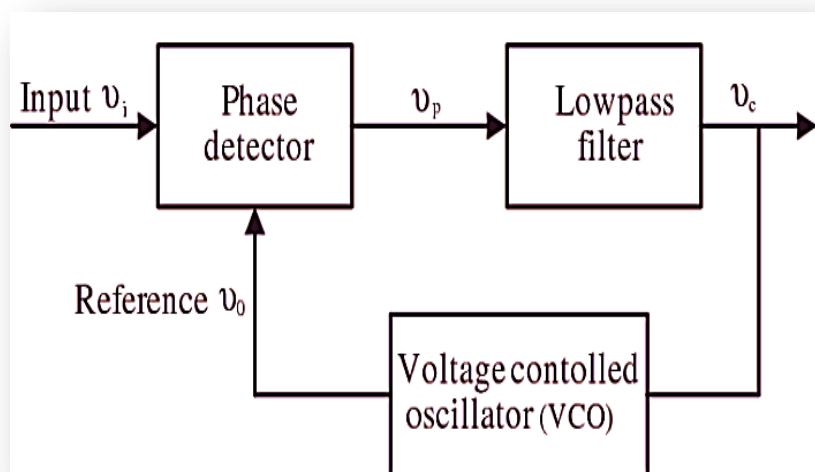
Ένα βασικό χαρακτηριστικό της αρνητικής ανατροφοδότησης είναι ότι προωθεί την σταθερότητα, την ισοροπία και περιορίζει τις όποιες επιπτώσεις των αναταραχών που μπορεί να προκύψουν, όπως αναφέραμε προηγουμένως, στην είσοδο [10].

Τα συστήματα, τα οποία εφαρμόζουν αρνητική ανάδραση έχουν κάποια πλεονεκτήματα:

1. Βελτίωση της αστάθειας.
2. Βελτίωση του ποσοστού της παραμόρφωσης.
3. Το εύρος ζώνης συχνοτήτων αυξάνεται.

2.5 Αρχή Λειτουργίας του PLL

Ο τρόπος με τον οποίο λειτουργεί το PLL φαίνεται στο Σχ. 2.11.



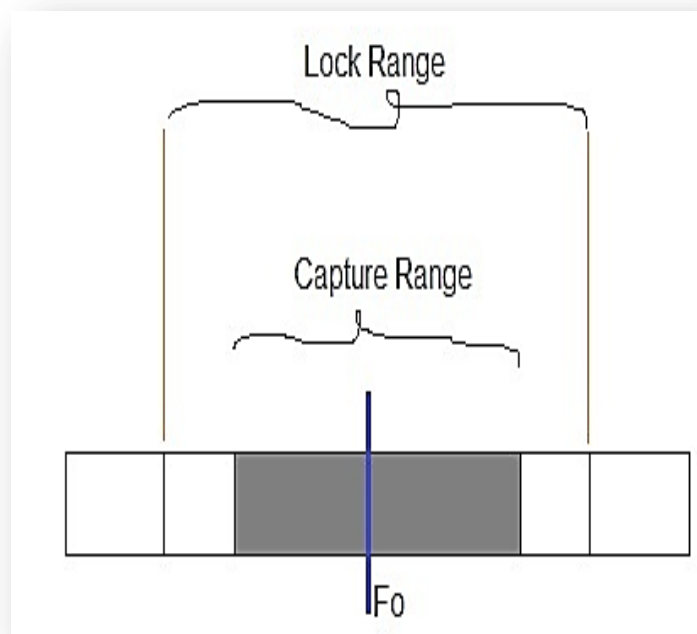
Σχήμα 3.11: Αρχή λειτουργίας του PLL.

Ξεκινώντας να αναφέρουμε ότι αν δεν υλοποιηθεί καμία τάση στην είσοδο του συστήματος, τότε η τάση σφάλματος V_c είναι ίση με το μηδέν. Η συχνότητα f_0 , η οποία εφαρμόζεται στον VCO, ονομάζεται και συχνότητα ελεύθερης ταλάντωσης. Στην περίπτωση που υπάρξει ένα σήμα στην είσοδο του συστήματος, τότε ο ανιχνευτής φάσης συγκρίνει τόσο την φάση εισόδου όσο και την συχνότητα εισόδου f_i με την συχνότητα f_0 και δημιουργείται μια τάση σφάλματος V_p . Αυτή η V_p πραγματοποιήθηκε με την διαφορά φάσης και συχνότητας ανάμεσα στα δύο αυτά σήματα και αφού φιλτραριστεί από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο, εφαρμόζεται στον ταλαντωτή VCO. Στην περίπτωση που η συχνότητα εισόδου f_i είναι περίπου ίση με την συχνότητα του ταλαντωτή f_0 , τότε η ανατροφοδότηση επηρεάζει τον ταλαντωτή να κλειδώσει με αυτό το σήμα. Όταν συγχρονιστούν, τότε η συχνότητα του VCO είναι ακριβώς ίδια με την συχνότητα εισόδου [11].

Στο PLL υπάρχουν 2 βασικοί παράμετροι και είναι οι περιοχές κλειδώματος και σύλληψης.

1. Περιοχή Κλειδώματος (Lock Range): Η περιοχή κλειδώματος ή αλλιώς περιοχή συγκράτησης, αποτελεί την περιοχή συχνοτήτων που είναι αρκετά κοντά με την συχνότητα ταλάντωσης και το PLL μπορεί να διατηρηθεί κλειδωμένο με ένα σήμα στην είσοδο. Όσο μεγαλώνει το συνολικό κέρδος που υπάρχει στο PLL, τόσο θα μεγαλώνει και η περιοχή κλειδώματος.
2. Περιοχή Σύλληψης (Capture Range): Η περιοχή σύλληψης ή αλλιώς περιοχή απόκτησης, αποτελεί την περιοχή συχνοτήτων που είναι αρκετά κοντά με την συχνότητα ταλάντωσης και το PLL αρχίζει να κλειδώνει με ένα σήμα στην είσοδο. Η περιοχή απόκτησης είναι πάντα μικρότερη από την περιοχή συγκράτησης και συνδέεται με το εύρος του LPF (Low Pass - Filter). Όσο μειώνεται η περιοχή απόκτησης τόσο μειώνεται και το εύρος του φίλτρου.

Στο Σχ. 2.12, αναπαρίσταται η περιοχή κλειδώματος και η περιοχή σύλληψης.



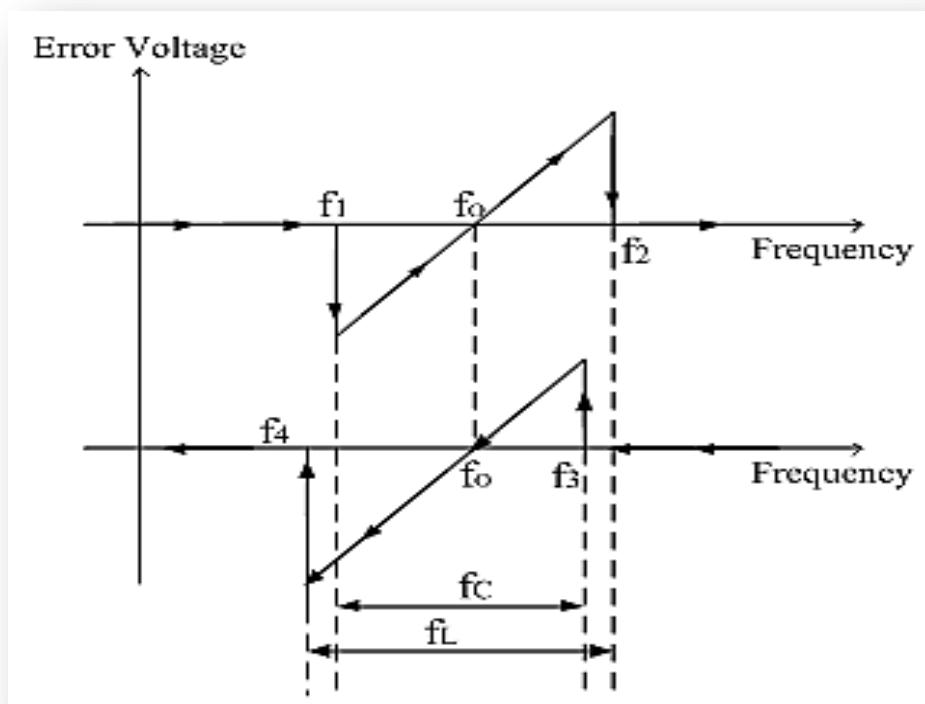
Σχήμα 2.12: Το εύρος της περιοχής κλειδώματος και σύλληψης.

Παρακάτω, στο Σχ. 2.13, φαίνονται οι περιοχές κλειδώματος και σύλληψης, όπου παρουσιάζονται τα τυπικά χαρακτηριστικά μεταφοράς τάσης προς τη συχνότητα του PLL. Στον οριζόντιο άξονα, η είσοδος αναφέρεται σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων, ενώ ο κάθετος άξονας αναφέρεται στην τάση σφάλματος.

Αρχικά στο επάνω μέρος του σχήματος, η συχνότητα του σήματος αυξάνεται σταδιακά. Στην συχνότητα f_1 , το PLL είναι κλειδωμένο και την στιγμή εκείνη γίνεται απότομα αρνητική και το σημείο αυτό αναφέρεται ως το κατώτερο άκρο της περιοχής απόκτησης. Αργότερα, όσο συνεχίζει να αυξάνεται η συχνότητα εισόδου, ακόμα και στην περίπτωση που η συχνότητα εισόδου είναι ίση με την συχνότητα f_0 του VCO, τόσο θα αυξάνεται και η τάση σφάλματος. Το σύστημα θα παραμείνει κλειδωμένο έως ότου φτάσει στην συχνότητα f_2 και η συχνότητα αυτή ονομάζεται ανώτερο άκρο της περιοχής απόκτησης. Μετά την f_2 το σύστημα ξεκλειδώνει και η τάση σφάλματος γίνεται μηδέν.

Αντιθέτως, όταν η συχνότητα εισόδου ελαττώνεται, όπως φαίνεται στο κάτω μέρος του Σχ. 2.13, επαναλαμβάνεται το ίδιο πράγμα, απλώς αντίστροφα. Το σήμα θα εισέρχεται στο σύστημα από την συχνότητα f_3 και θα παραμείνει κλειδωμένο ως και την συχνότητα f_4 . Η περιοχή f_3 και f_1 ονομάζεται περιοχή σύλληψης και η περιοχή f_2 και f_4 ονομάζεται περιοχή κλειδώματος [12].

Το PLL ανταποκρίνεται μόνο στις συχνότητες που βρίσκονται αρκετά κοντά με την συχνότητα ταλάντωσης του VCO.



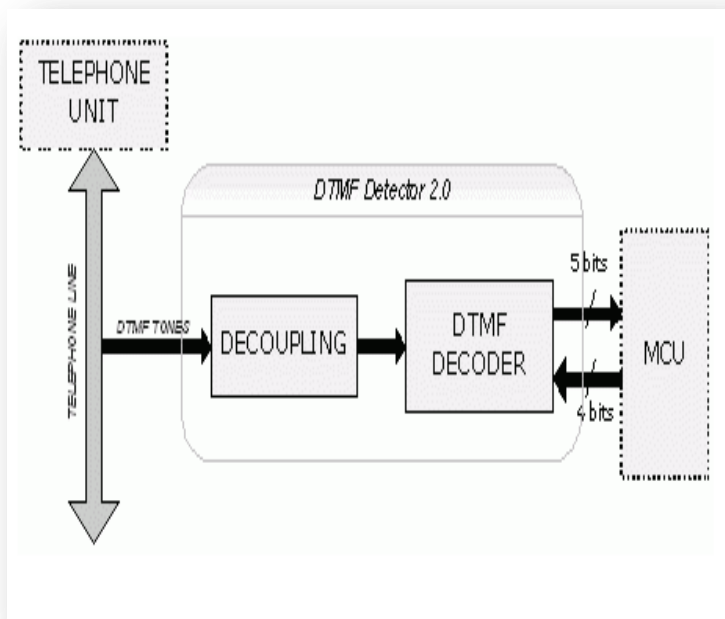
Σχήμα 2.13: Χαρακτηριστική συνάρτηση τάσης σφάλματος με την συχνότητα εισόδου στο PLL.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Διπλός Τόνος Σηματοδότησης Πολυσυχνότητας (Dual tone multi frequency signaling, DTMF)

3.1 DTMF

Το DTMF (Dual tone multi frequency signaling) ή αλλιώς διπλού τόνου σηματοδότησης πολυσυχνότητας, είναι ο ήχος συχνοτήτων που παράγονται όταν πατηθεί ένα πλήκτρο του τηλεφώνου. Με άλλα λόγια αποτελεί ένα σύστημα τηλεπικοινωνιακής σηματοδότησης που χρησιμοποιεί την ζώνη φωνητικής συχνότητας μέσω τηλεφωνικών γραμμών ανάμεσα ενός τηλεφωνικού εξοπλισμού και άλλων συσκευών επικοινωνίας, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.1. Επίσης, μετατρέπουν το αναλογικό σήμα σε ψηφιακό μέσω του αποκωδικοποιητή DTMF. Την σήμερα ημέρα το DTMF χρησιμοποιείται σε αρκετές εφαρμογές στον τομέα των τηλεπικοινωνιών και των τηλεφωνικών κέντρων [13].



Σχήμα 3.1: Μπλοκ διάγραμμα του DTMF.

Σε κάθε πλήκτρο του τηλεφώνου αντιστοιχεί και μια διαφορετική συχνότητα, η οποία αποτελείται από δύο τόνους, μιας χαμηλής και μιας υψηλής συχνότητας. Αυτοί οι δύο τόνοι παίζονται ταυτόχρονα και ο συνδυασμός αυτός καθιστά σχεδόν αδύνατη την αναπαραγωγή μέσω της ανθρώπινης φωνής (Σχ. 3.2). Οι ήχοι αυτοί χρησιμοποιώντας το κύκλωμα αποκωδικοποιητή DTMF, μετατρέπονται σε ψηφιακή μορφή [14].

	1209 Ηζ	1336 Ηζ	1477 Ηζ	1633 Ηζ
697 Ηζ	1	2	3	ΕΝΑ
770 Ηζ	4	5	6	ΣΙ
852 Ηζ	7	8	9	ΥΤΟ
941 Ηζ	*	0	##	ΡΕ

Σχήμα 3.2: Συχνότητες πληκτρολογίου DTMF.

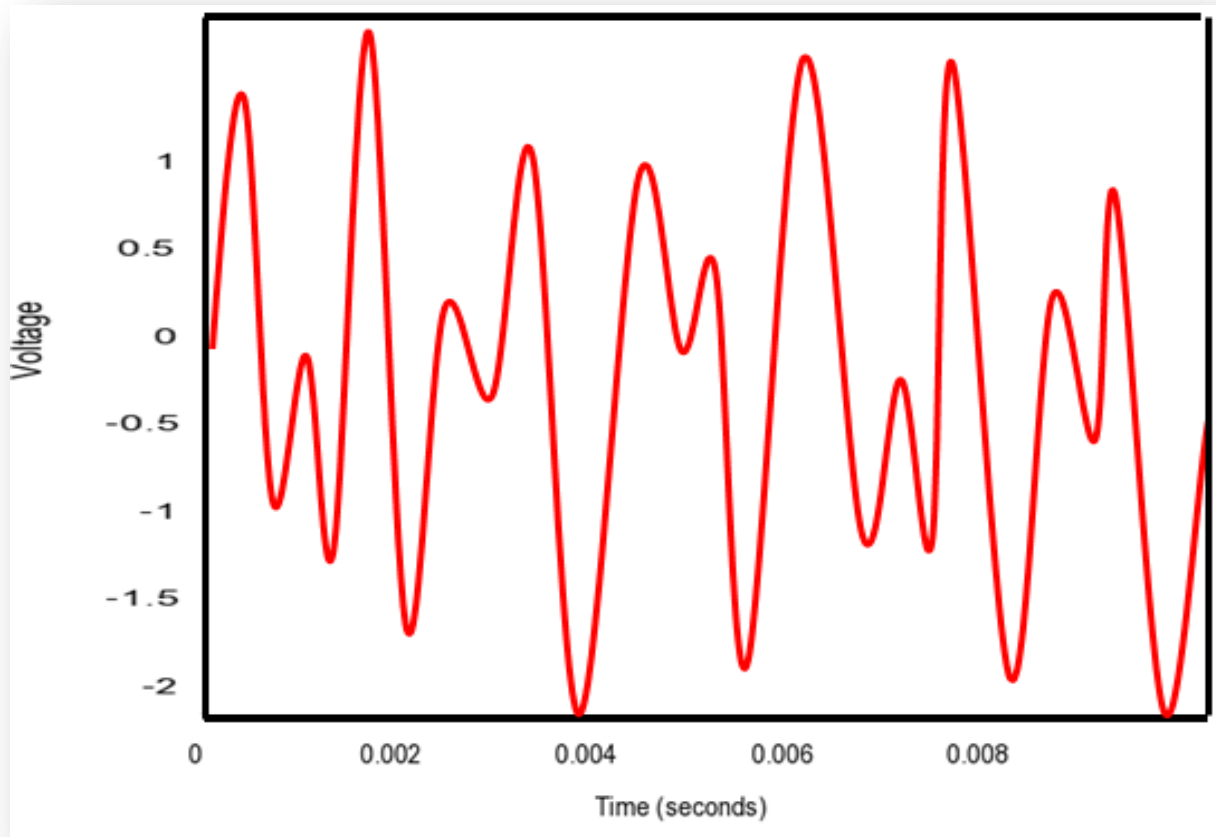
Σε ένα τηλέφωνο κάθε μία από τις τέσσερις γραμμές πλήκτρων που υπάρχουν έχει καθοριστεί ένας τόνος χαμηλής συχνότητας, ενώ σε κάθε μία από τις τρεις στήλες έχει εκχωρηθεί ένας τόνος υψηλής συχνότητας. Υπάρχει όμως και μια τέταρτη στήλη πλήκτρων που αποτελείται κυρίως από τα γράμματα Α, Β, C και D, είναι προαιρετικά και χρησιμοποιούνται ευρέως σε στρατιωτικά δίκτυα, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.3 [14].

1	2	3	A
4	5	6	B
7	8	9	C
*	0	#	D

Σχήμα 3.3: Πληκτρολόγιο DTMF.

DTMF

Παρακάτω στο Σχ. 3.4, ενδείκνυται ένα παράδειγμα, όπου παρουσιάζεται η κυματομορφή που έχει ο αριθμός "1" από το πληκτρολόγιο του DTMF με χαμηλή συχνότητα 697 Hz και με υψηλή συχνότητα 1209 Hz [15].



Σχήμα 3.4: Αναπαράσταση ημιτονοειδούς κυματομορφής που απεικονίζει την συχνότητα του αριθμού "1".

Τέλος, η χρήση του DTMF μπορεί να αποφέρει και κάποια οφέλη, όπως το ότι είναι εξαιρετικά πιο γρήγορο από έναν παλμό. Αυτό συμβαίνει διότι τα σήματα για κάθε αριθμό που χρειάζεται να στείλει ένα DTMF έναντι ενός παλμού είναι μόνο ένα και ο παλμός στέλνει πολλά περισσότερα σήματα[15].

Στον παρακάτω πίνακα 1.1 θα αναφέρουμε τους δυαδικούς κώδικες που συμβαδίζουν με το πληκτρολόγιο του DTMF.

Πίνακας 1.1: Αναπαράσταση του δυαδικού αριθμού σε σύμβολα στο πληκτρολόγιο.

Δεκαδικός Αριθμός	Δυαδικός Αριθμός	Σύμβολο Πληκτρολογίου
-------------------	------------------	-----------------------

0	0000	D
1	0001	1
2	0010	2
3	0011	3
4	0100	4
5	0101	5
6	0110	6
7	0111	7
8	1000	8
9	1001	9
10	1010	0
11	1011	*
12	1100	#
13	1101	A
14	1110	B
15	1111	C

Τέλος, θα αναφερθούν τα πλεονεκτήματα της χρησιμότητας του DTMF, όπως [16]:

- Μια εξαιρετικά γρήγορη απάντηση μπορεί να παρθεί χρησιμοποιώντας το.
- Δεν κοστίζει αρκετά για να κατασκευαστεί.
- Η αξιοπιστία που διαθέτει είναι υψηλή και η απόδοσή του είναι πολύ γρήγορη.
- Μέσω του DTMF μπορούν να καθορίσουν ασύρματα τον έλεγχο των διάφορων οικιακών συσκευών.
- Θα υπάρξει ελάττωση στην κατανάλωση ενέργειας και άνοδος στην απόδοση ισχύος.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

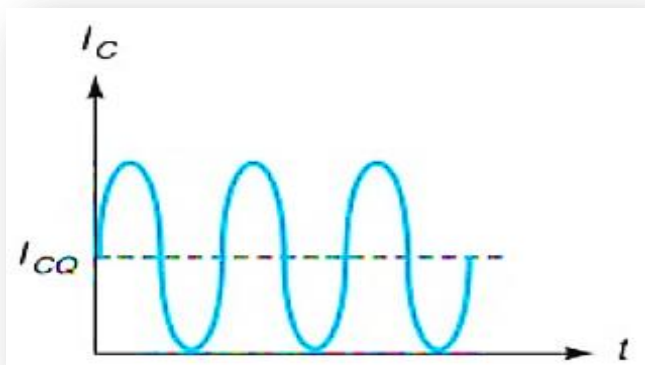
Ενισχυτή τάξης λειτουργίας A-B

4.1 Τάξη Ενισχυτών

Η τάξη ενισχυτών A-B συγκροτείται από τον συνδυασμό των ενισχυτών τάξεως A και B. Όμως για να κατανοήσουμε σωστά την τάξη A-B, θα πρέπει να αναφέρουμε με λίγα λόγια το καθένα από αυτά από την δικιά τους σκοπιά.

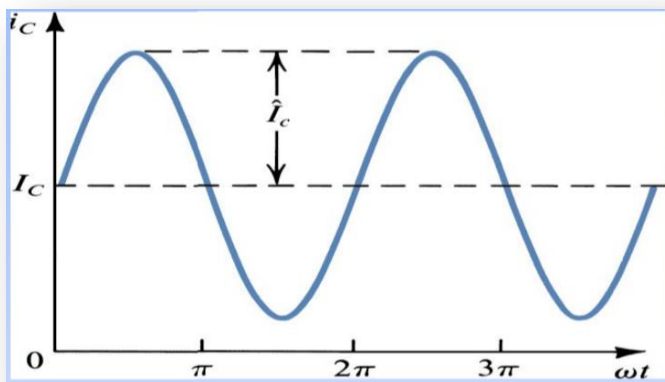
4.1.1 Τάξη A

Για να λειτουργήσει σωστά ένας ενισχυτής στην τάξη A, θα πρέπει κατά την διάρκεια εφαρμογής του σήματος εισόδου να διαρρέεται από ένα ρεύμα εξόδου (Σχ. 4.1). Με λίγα λόγια, θα πρέπει το σήμα εισόδου να είναι αρκετά χαμηλό έτσι ώστε σε καμία περίπτωση να οδηγείται το τρανζίστορ σε αποκοπή [5], [17].



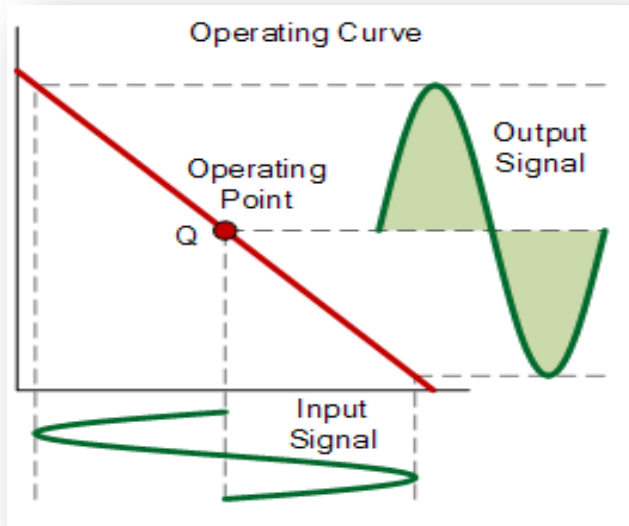
Σχήμα 4.1: Ρεύμα συλλέκτη τάξης A.

Ένας άλλος πολύ απλός τρόπος για να πούμε ότι ο ενισχυτή βρίσκεται σε τάξη λειτουργίας A είναι αν το τρανζίστορ έχει γωνία αγωγιμότητας 360° , δηλαδή το τρανζίστορ άγει σε όλη την διάρκεια του κύκλου του σήματος εισόδου, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.2. Η μέγιστη απόδοση που μπορεί να φθάσει ο ενισχυτής είναι 25% [5], [18].



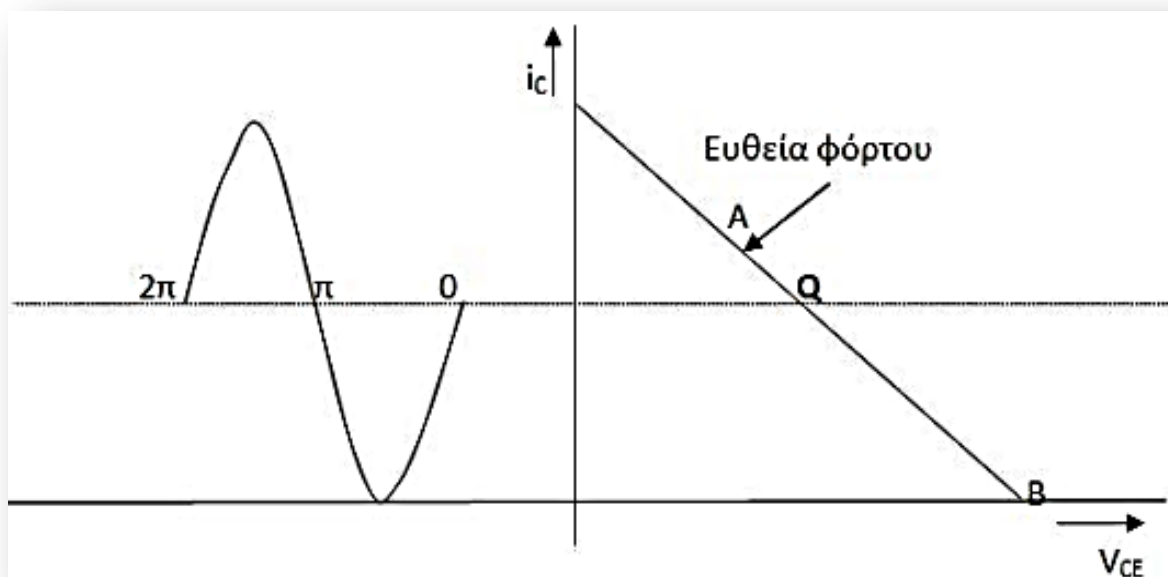
Σχήμα 4.2: Πόλωση ενισχυτή τάξης A με γωνία αγωγιμότητας 360° .

Η χρησιμότητα των τάξεων Α είναι αρκετά σημαντική σε εφαρμογές που έχουν χαμηλή ισχύ, υψηλό κέρδος, υψηλή γραμμικότητα και λειτουργία σε υψηλές συχνότητες [5], [17]. Η λειτουργία ενός ενισχυτή τάξης Α φαίνεται στο Σχ. 4.3.



Σχήμα 4.3: Λειτουργία τάξης Α.

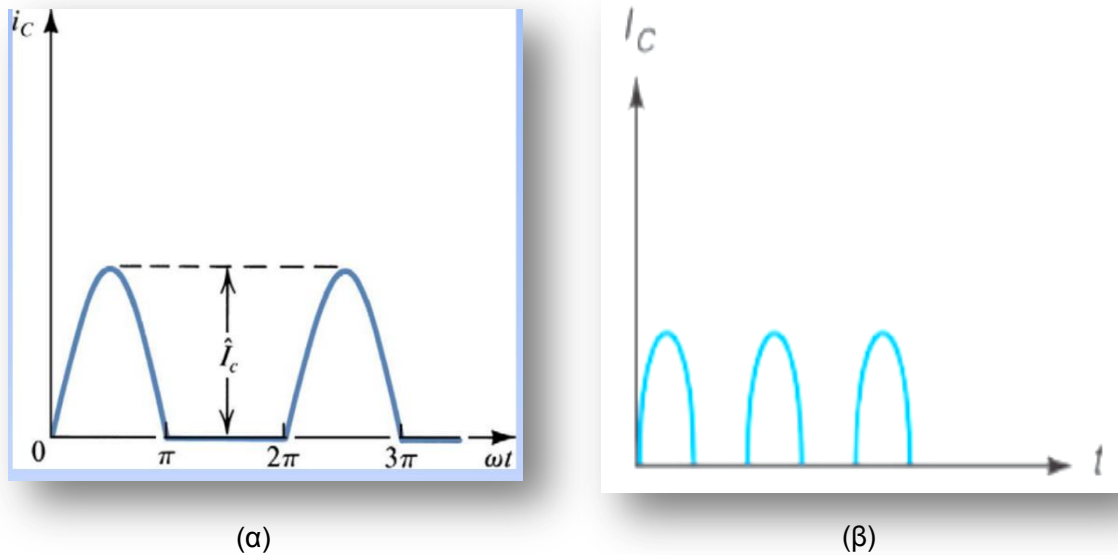
Την ώρα της λειτουργίας του ενισχυτή Α, το σημείο όπου πολώνεται ο ενισχυτής βρίσκεται περίπου στην μέση της ευθείας φόρτου. Με αυτόν τον τρόπο, επιτυγχάνεται το πλάτος του ρεύματος που μπορεί να αποδώσει ο ενισχυτής τάξης Α, έτσι ώστε να είναι το μέγιστο. Ως αποτέλεσμα αυτού, το ημιτονικό σήμα ενισχύεται, χωρίς να παραμορφώνεται (Σχ. 4.4).



Σχήμα 4.4: Λειτουργία τάξης Α – ευθεία φόρτου.

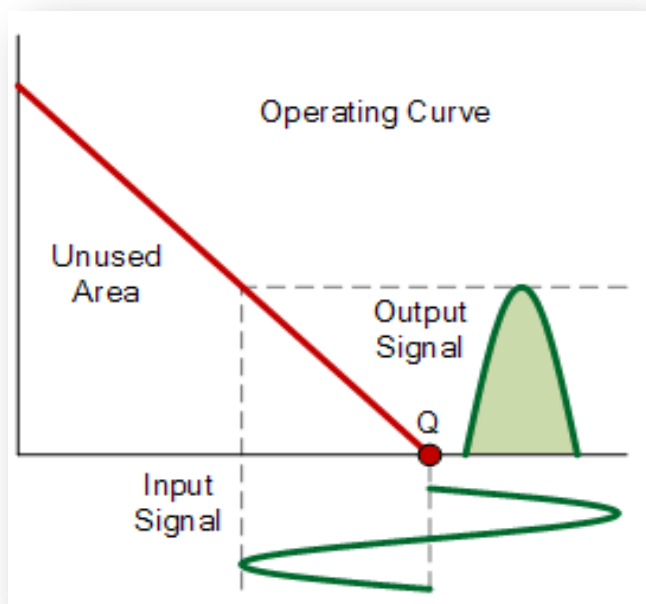
4.1.2 Τάξη B

Η λειτουργία τάξης B είναι αρκετά διαφορετική από την τάξη A. Η πιο σημαντική διαφορά τους είναι ότι η γωνία αγωγιμότητας των τρανζίστορ στην τάξη B είναι 180° , δηλαδή το τρανζίστορ κατά την εφαρμογή του σήματος εισόδου άγει στον μισό χρόνο είτε αυτό είναι στην θετική είτε στην αρνητική περίοδο, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.5 [5], [18].



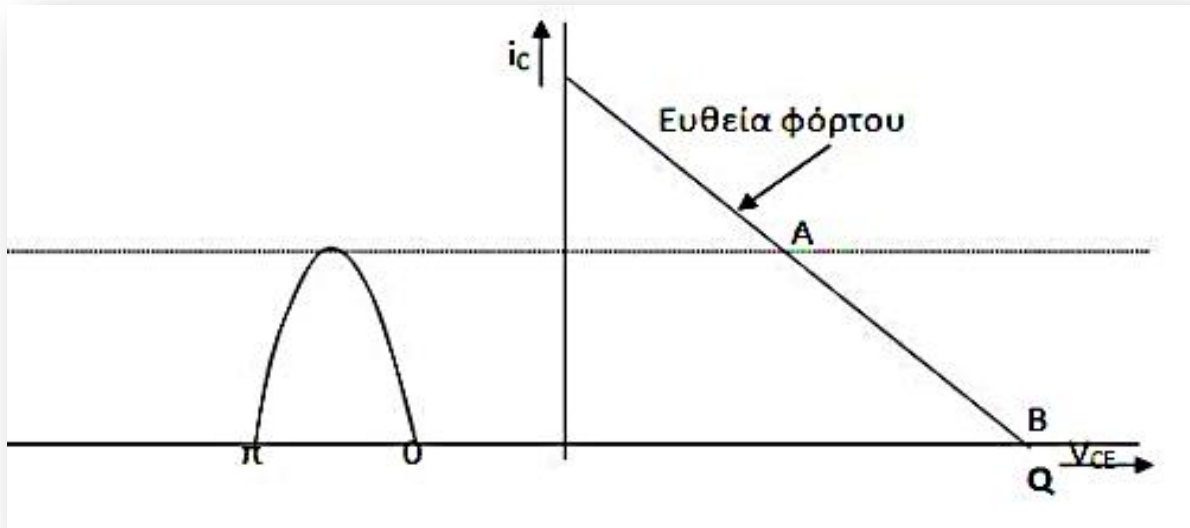
Σχήμα 4.5: (α) η πόλωση ενισχυτή με γωνία αγωγιμότητας 180° και (β) το ρεύμα συλλέκτη τάξης B

Η απόδοση ενός ενισχυτή τάξης B είναι πολύ μεγαλύτερη από έναν ενισχυτή τάξης A, δηλαδή η απόδοση σε ιδανικές καταστάσεις είναι 78.5%, και είναι αξιοσημείωτο να αναφερθεί ότι ενισχυτές τάξης B έχουν πολύ μικρή γραμμικότητα. Ένα άλλο σημαντικό χαρακτηριστικό του ενισχυτή τάξης B είναι ότι χρειάζεται διπλάσια ισχύ εισόδου για να λειτουργήσει [5], [17]. Η λειτουργία ενός ενισχυτή τάξης A φαίνεται στο Σχ. 4.6.



Σχήμα 4.6: Λειτουργία τάξης B.

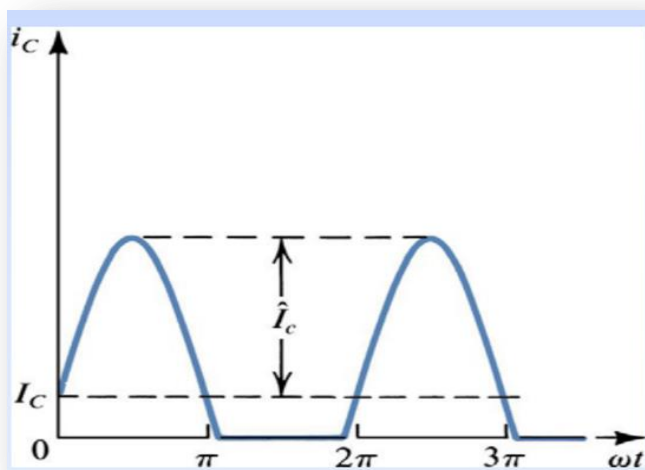
Την ώρα της λειτουργίας του ενισχυτή B, το σημείο όπου πολώνεται ο ενισχυτής βρίσκεται περίπου στο δεξί μέρος της ευθείας φόρτου. Με αυτόν τον τρόπο, το τρανζίστορ οδηγείται σε κορεσμό μόνο στην μία ημιπερίοδο, είτε βρίσκεται στα θετικά είτε στα αρνητικά. Αυτή η μέθοδος χρησιμοποιείται σε ενισχυτές push-pull (Σχ. 4.7).



Σχήμα 4.7: Λειτουργία τάξης B – ευθεία φόρτου.

4.1.3 Τάξη A-B

Όπως αναφέραμε στην αρχή του κεφαλαίου ο ενισχυτής τάξης A-B, αποτελεί τον συνδυασμό του ενισχυτή τάξης A και τάξης B, τόσο στην γραμμικότητα όσο και στην απόδοση (Σχ. 4.8). Η γωνία αγωγιμότητας του ενισχυτή τάξης A-B είναι μεταξύ των 180° και των 360° , η απόδοσή του είναι μεταξύ 25% και 78.5% (συγκεκριμένα από 50% έως 60%) και η γραμμικότητά του είναι καλύτερη από της τάξης B, αλλά χειρότερη της τάξης A [5], [18].

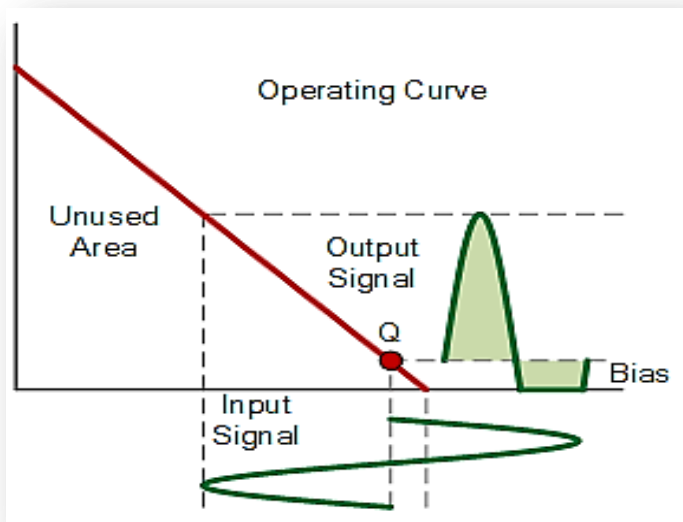


Σχήμα 4.8: Πόλωση ενισχυτή τάξης A-B.

Τάξη Ενισχυτών

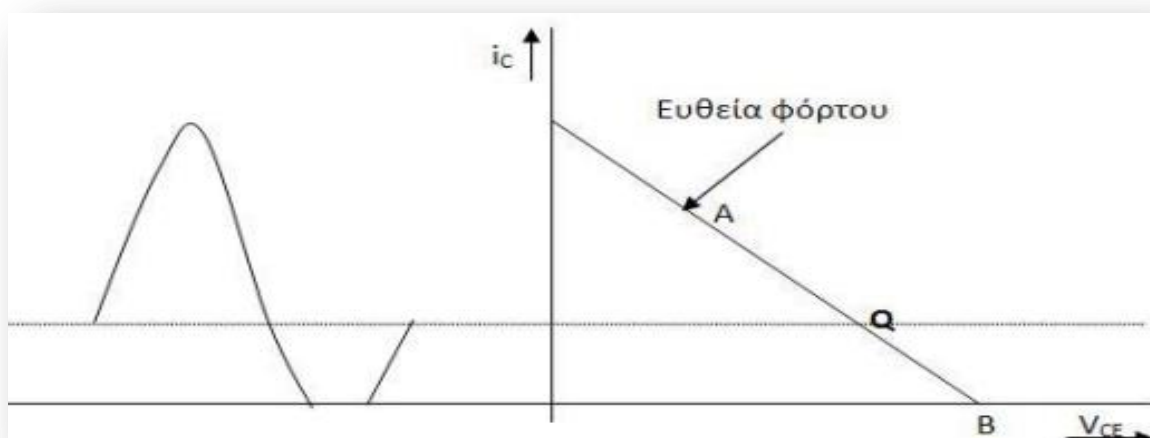
Κάτι εξίσου σημαντικό είναι ότι ο ενισχυτής τάξης A-B δεν αποτελεί έναν γραμμικό ενισχυτή, αλλά ένα διαμορφωμένο σήμα κατά πλάτος, το οποίο θα παραμορφωνόταν αρκετά και ο λόγος που συμβαίνει αυτό είναι επειδή η γωνία αγωγιμότητας του ενισχυτή A-B διαμορφώνεται ανάλογα με το μέγεθος του σήματος που έχουμε στην είσοδο.

Σημαντικά χαρακτηριστικά ενός ενισχυτή A-B είναι ότι η δυναμική του περιοχή λειτουργίας είναι μεγαλύτερη από αυτή των τάξεων A και B και το κέρδος ισχύος ενός ενισχυτή που λειτουργεί στο μέσον της τάξης A-B είναι διπλάσιο από αυτό του ενισχυτή τάξης B [5], [17]. Η λειτουργία ενός ενισχυτή τάξης A φαίνεται στο Σχ. 4.9.



Σχήμα 4.9: Λειτουργία τάξης A-B.

Την ώρα της λειτουργίας του ενισχυτή A-B, το σημείο όπου πολώνεται ο ενισχυτής βρίσκεται ανάμεσα τόσο στα σημεία φόρτου του ενισχυτή A όσο και στα σημεία φόρτου του ενισχυτή B. Το τρανζίστορ οδηγείται σε κορεσμό καθ' όλη την διάρκεια του ημιτονικού σήματος (Σχ. 4.10).

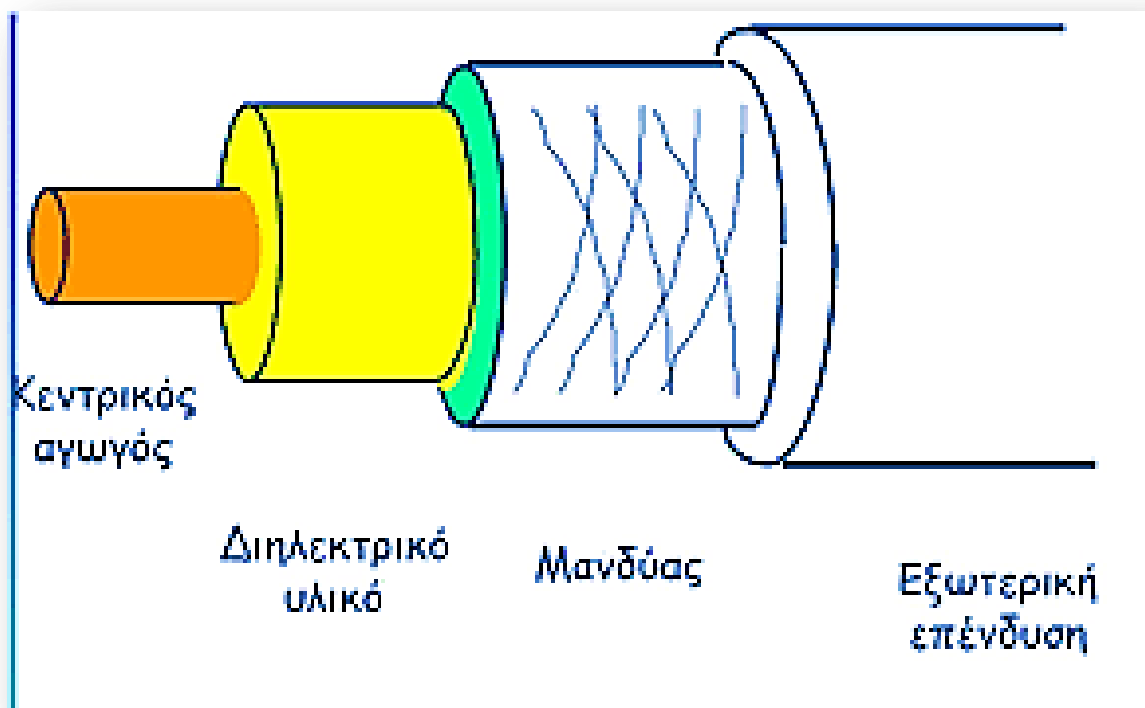


Σχήμα 4.10: Λειτουργία τάξης A-B – ευθεία φόρτου.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Ομοαξονικό Καλώδιο

Το ομοαξονικό καλώδιο (Σχ. 5.1), αποτελεί και αυτό ένα τύπο ηλεκτρικού καλωδίου, το οποίο διαθέτει στο εσωτερικό του έναν αγωγό και περιμετρικά περιβάλλεται από ένα μονωτικό υλικό. Γύρω από το μονωτικό υλικό, υπάρχει ένα πλέγμα από σύρμα. Το όλο καλώδιο περιβάλλεται από ένα εξωτερικό περίβλημα μόνωσης που συνήθως είναι πλαστικό. Ονομάζεται ομοαξονικό, γιατί ο εσωτερικός αγωγός και το εξωτερικό πλέγμα από σύρμα έχουν την ίδια γεωμετρία. Επιπλέον, το ομοαξονικό καλώδιο αποτελεί το πιο ιδανικό μέσο γραμμής μεταφοράς ηλεκτρικών σημάτων τόσο για τις υψηλές όσο και για τις χαμηλές συχνότητες [19].



Σχήμα 5.1: Ομοαξονικό καλώδιο.

Πιο συγκεκριμένα, η διαδικασία της λειτουργίας του καλωδίου αυτού στηρίζεται στο ότι ο κεντρικός πυρήνας διαρρέεται από θετικά φορτισμένα σήματα, ενώ το πλέγμα διαρρέεται από αρνητικά φορτισμένα σήματα. Ο διαχωρισμός των 2 αυτών μερών του ομοαξονικού καλωδίου, γίνεται χάρις ενός μονωτικού – διηλεκτρικού υλικού που βρίσκεται ανάμεσά τους. Λόγω, αυτής της κατασκευής

Ομοαξονικό Καλώδιο

του ομοαξονικού καλωδίου, από την οποία το εσωτερικό σύρμα του καλωδίου και το εξωτερικό πλέγμα του καλωδίου, δημιουργούνται δύο ομόκεντροι κύκλοι. Έτσι παρέχεται η μεταφορά σημάτων υψηλών ραδιοσυχνοτήτων, άρα και μεγάλο εύρος ζώνης. Κατά αυτόν τον τρόπο, το καλώδιο είναι αρκετά ανθεκτικό σε τυχόν ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές. Για αυτόν τον λόγο, τα ομοαξονικά καλώδια, χρησιμοποιούνται σε κατασκευές που χρειάζονται πολύ μεγάλο εύρος ζώνης [20]. Κάποια παραδείγματα, όπου γίνεται η χρήση του ομοαξονικού καλωδίου είναι τα εξής:

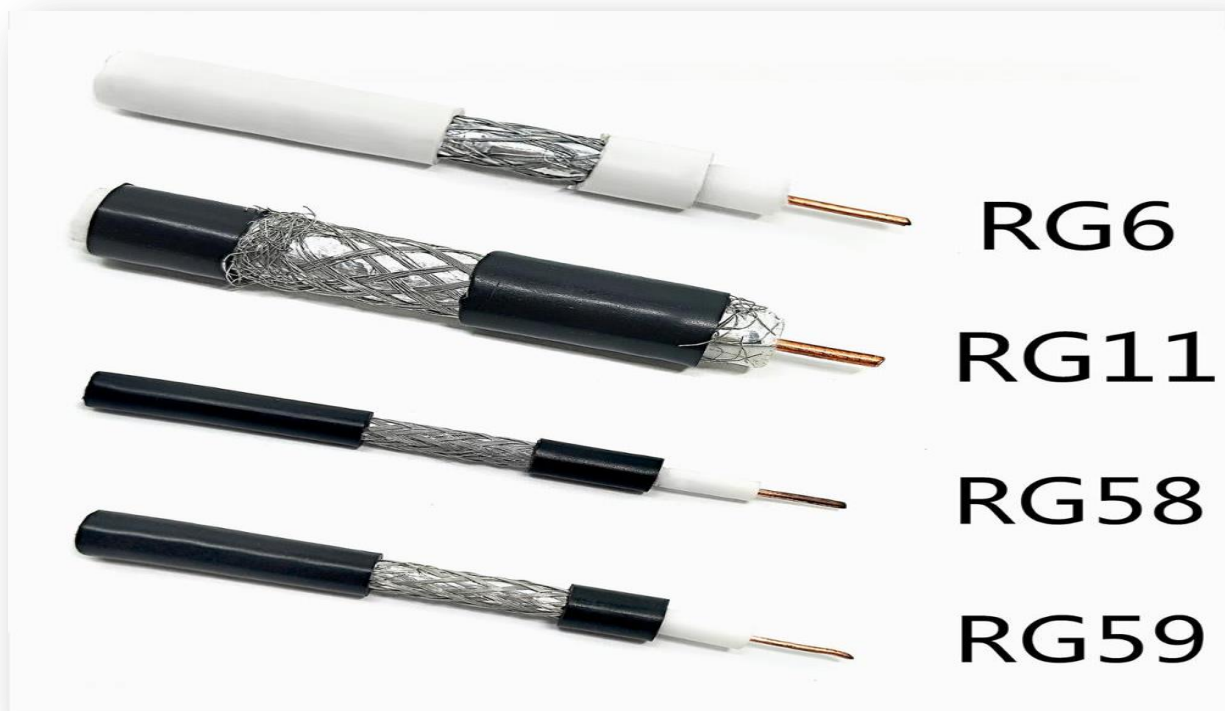
- Κινητές τηλεφωνίες.
- Επικοινωνίες μέσω ασυρμάτων, όπως φαίνεται στο Σχ. 5.2 (Ultra-High Frequency – UHF, Very High Frequency – VHF).
- Τηλεοπτικοί αναμεταδότες.
- Ραδιοφωνικοί αναμεταδότες.
- Εγκαταστάσεις κεραιών τηλεόρασης.
- Εγκαταστάσεις δορυφορικών κατόπτρων (Satellite Television – SAT).
- Κλειστά κυκλώματα παρακολούθησης μέσω καμερών (Closed-Circuit Television – CCTV).
- Ασύρματες επικοινωνίες στο στρατό.



Σχήμα 5.2: Κεραία VHF, UHF με καλώδιο καθόδου RG-58.

Την σήμερον ημέρα, στο εμπόριο υπάρχουν πολλοί και διάφοροι τύποι ομοαξονικού καλωδίων (Σχ. 5.3). Κάποιοι από τους πιο ευρέως γνωστούς είναι:

- RG-6.
- RG-11.
- RG-58.
- RG-59.
- RG-62.
- RG-68.



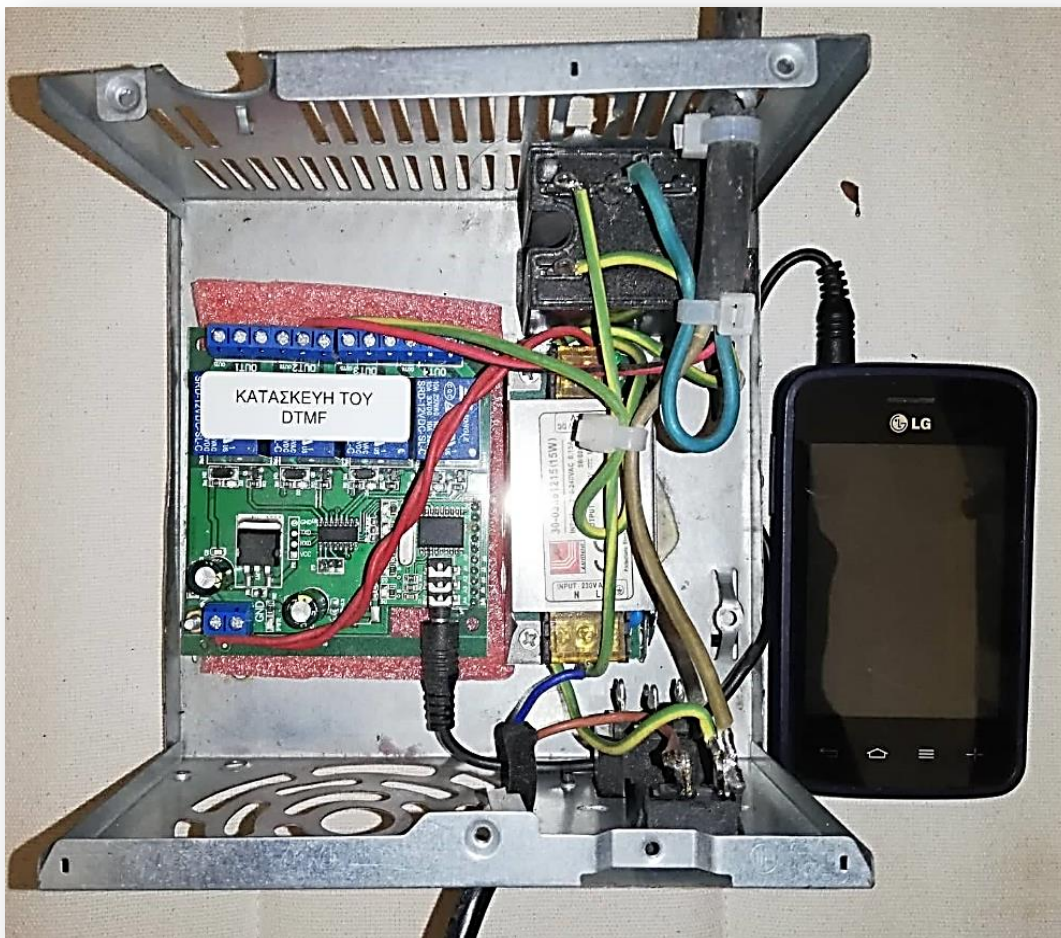
Σχήμα 5.3: Διάφοροι τύποι ομοαξονικών καλωδίων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

Υλοποίηση της Κατασκευής

Στο κεφάλαιο αυτό που θα ακολουθήσει θα εξηγηθεί η συμπεριφορά και η σωστή λειτουργία του κάθε κυκλώματος ξεχωριστά, έτσι ώστε να επιτευχθεί το επιθυμητό αποτέλεσμα. Επίσης, θα αναφερθούν οι τιμές των διαφόρων αντιστάσεων, πυκνωτών και ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, αλλά και ποια εξαρτήματα χρησιμοποιήθηκαν για να πραγματοποιηθεί αυτή η εργασία.

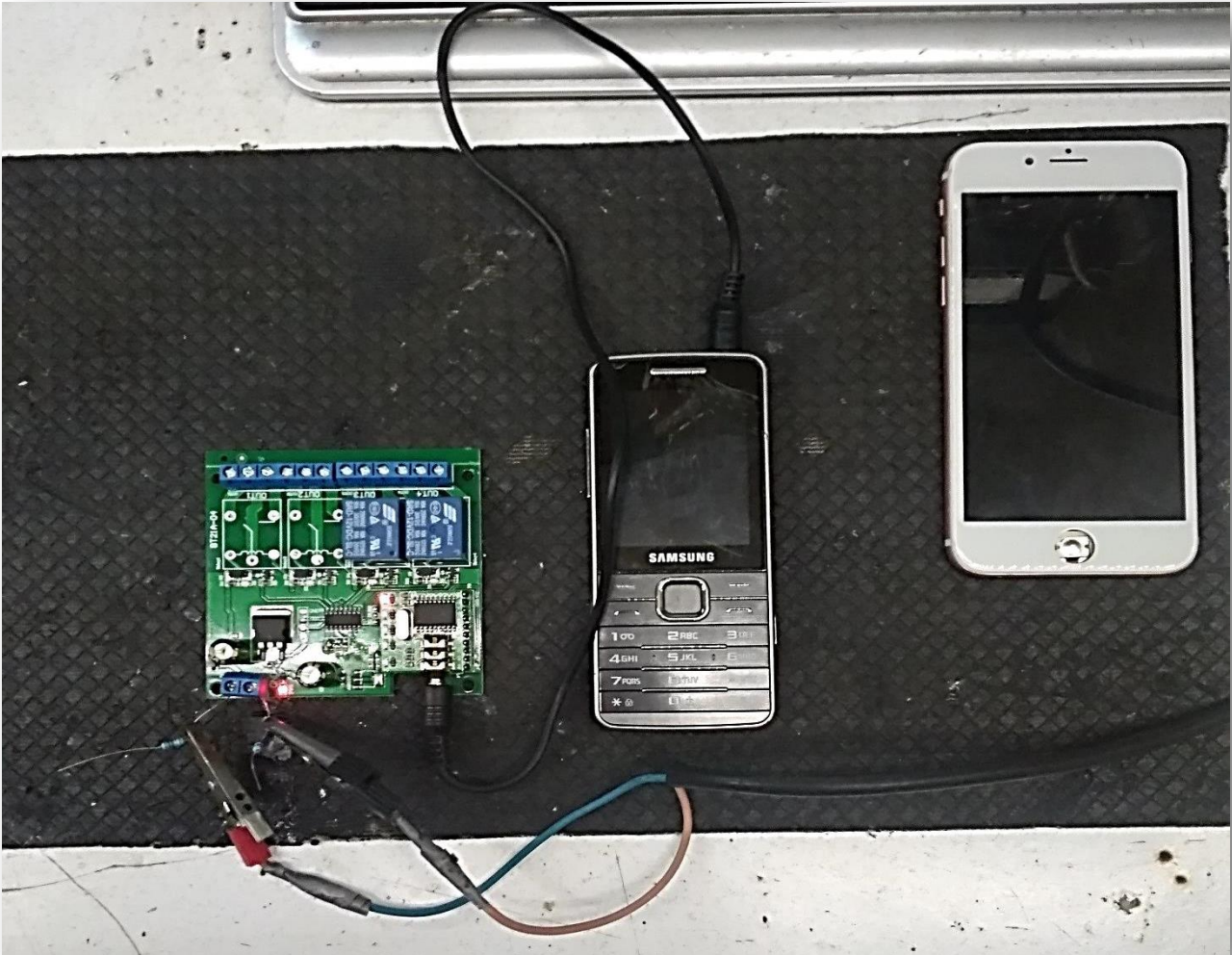
6.1 Dual tone multi frequency signaling (DTMF)



Σχήμα 6.1: Κατασκευαστική μορφή του DTMF.

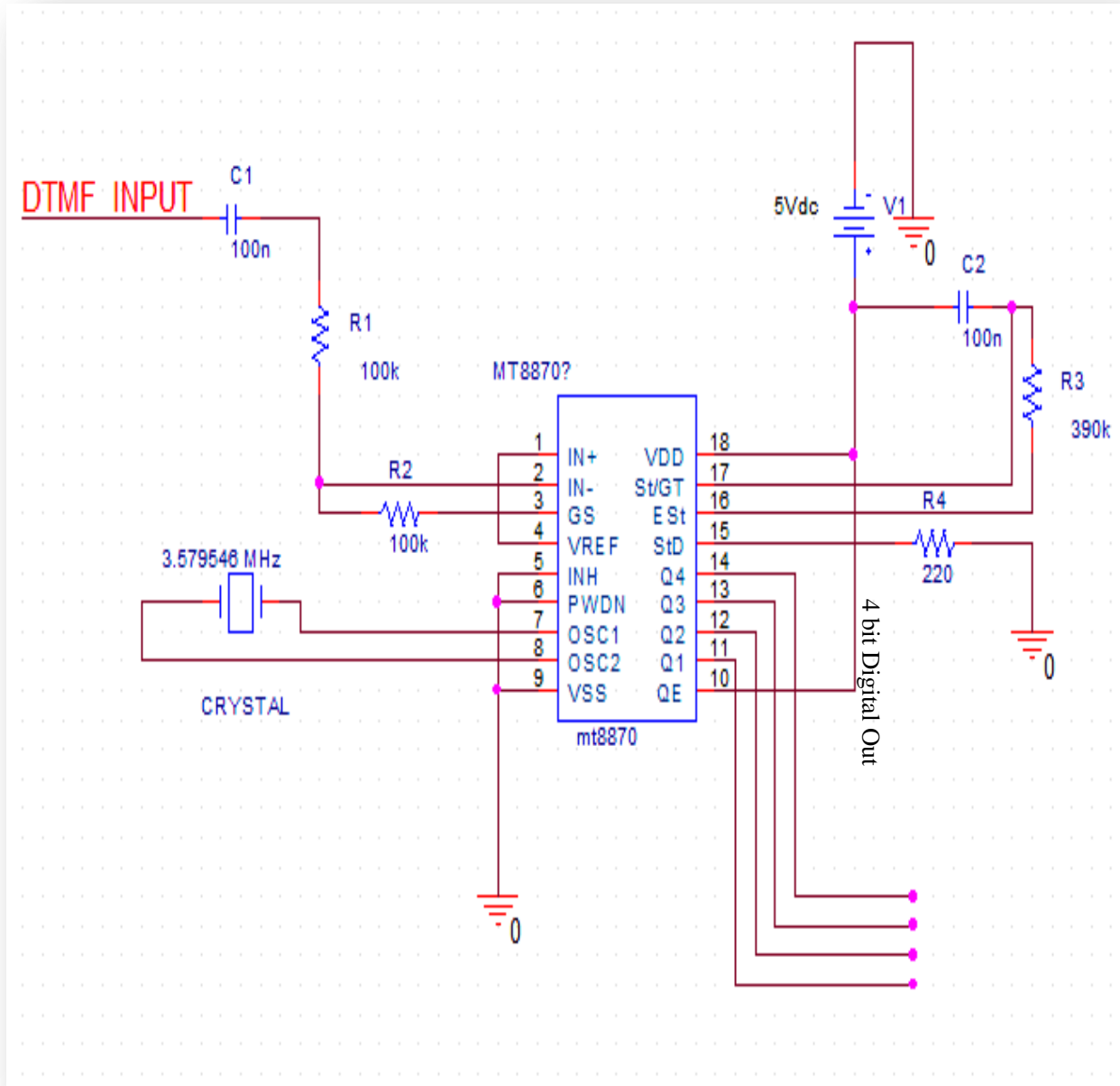
6.1.1 Η κατασκευή του DTMF

Αρχικά, η όλη πτυχιακή εργασία ενεργοποιείται κάνοντας κλήση από μια απομακρυσμένη συσκευή τηλεφώνου προς ένα συγκεκριμένο αριθμό τηλεφώνου, που είναι συνδεδεμένο με την πλακέτα του DTMF. Αφού γίνει η κλήση προς το τηλέφωνο – δέκτη, η γραμμή ανοίγει αυτόματα πατώντας από το πληκτρολόγιο της απομακρυσμένης συσκευής τον υπότονο του αριθμού 2. Με αυτόν τον τρόπο ενεργοποιείται η όλη κατασκευή, όποτε επιθυμεί ο κάθε χρήστης και όπου και αν βρίσκεται, χωρίς την φυσική του παρουσία. Στο Σχ. 6.2, παρουσιάζεται η δοκιμή της πλακέτας του DTMF για την σωστή λειτουργία του.



Σχήμα 6.2: Δοκιμή της πλακέτας του DTMF.

Το DTMF αποτελείται από το IC (mt8870), το οποίο δέχεται τάση 5V στο pin 10 και γειώνει τα pins 5,6 και 9. Ανάμεσα από τα pin 7 και 8 παρεμβάλλεται ένας κρύσταλλος (Σχ. 6.3) με τιμή 3,579546 MHz για τον χρονισμό (clock) του IC.



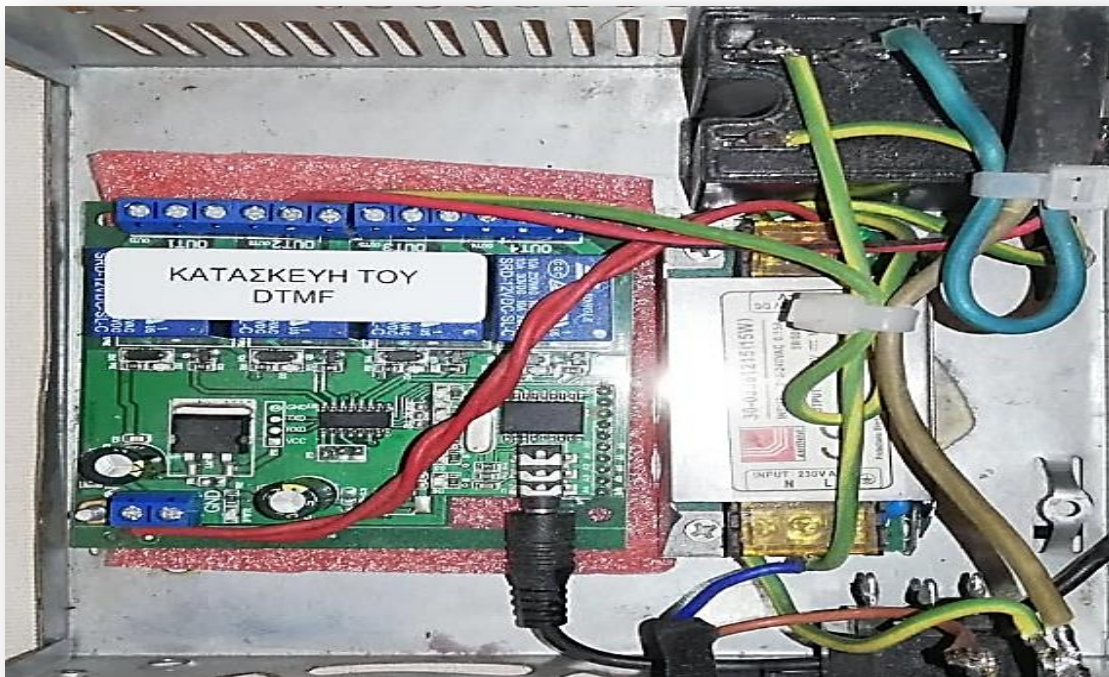
Σχήμα 6.3: Διάγραμμα του IC (mt8870).

Ο υπότονος από το κινητό τηλέφωνο μέσω ενός πυκνωτή 100 nF και μιας αντίστασης 100kΩ, εισέρχονται στα pins 2 και 3 του IC. Ανάλογα με τον υπότονο που παράγει ο κάθε αριθμός του τηλεφώνου από το 1 έως το 4, εισέρχεται στην είσοδο του IC μέσω ενός καλωδίου που στις άκρες του έχει ένα βύσμα (Jack) 3,5mm, ενεργοποιείται και η αντίστοιχη έξοδος του IC στα pins 14, 15, 16 και 17.

Πατώντας τον υπότονο του αριθμού 2, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, ενεργοποιείται το PLL και έχει ως αποτέλεσμα το IC να βγάζει έξοδο στο pin 16, τάση 5V. Τα 5V από την έξοδο του IC, όπου έγινε λόγος προηγουμένως, συνδέονται στην βάση ενός pnp - smd τρανζίστορ (2N2222). Ο εκπομπός του τρανζίστορ είναι γειωμένος και ο συλλέκτης ενώνεται με τον έναν ακροδέκτη του πηνίου του ρελέ, ενώ ο άλλος ακροδέκτης του

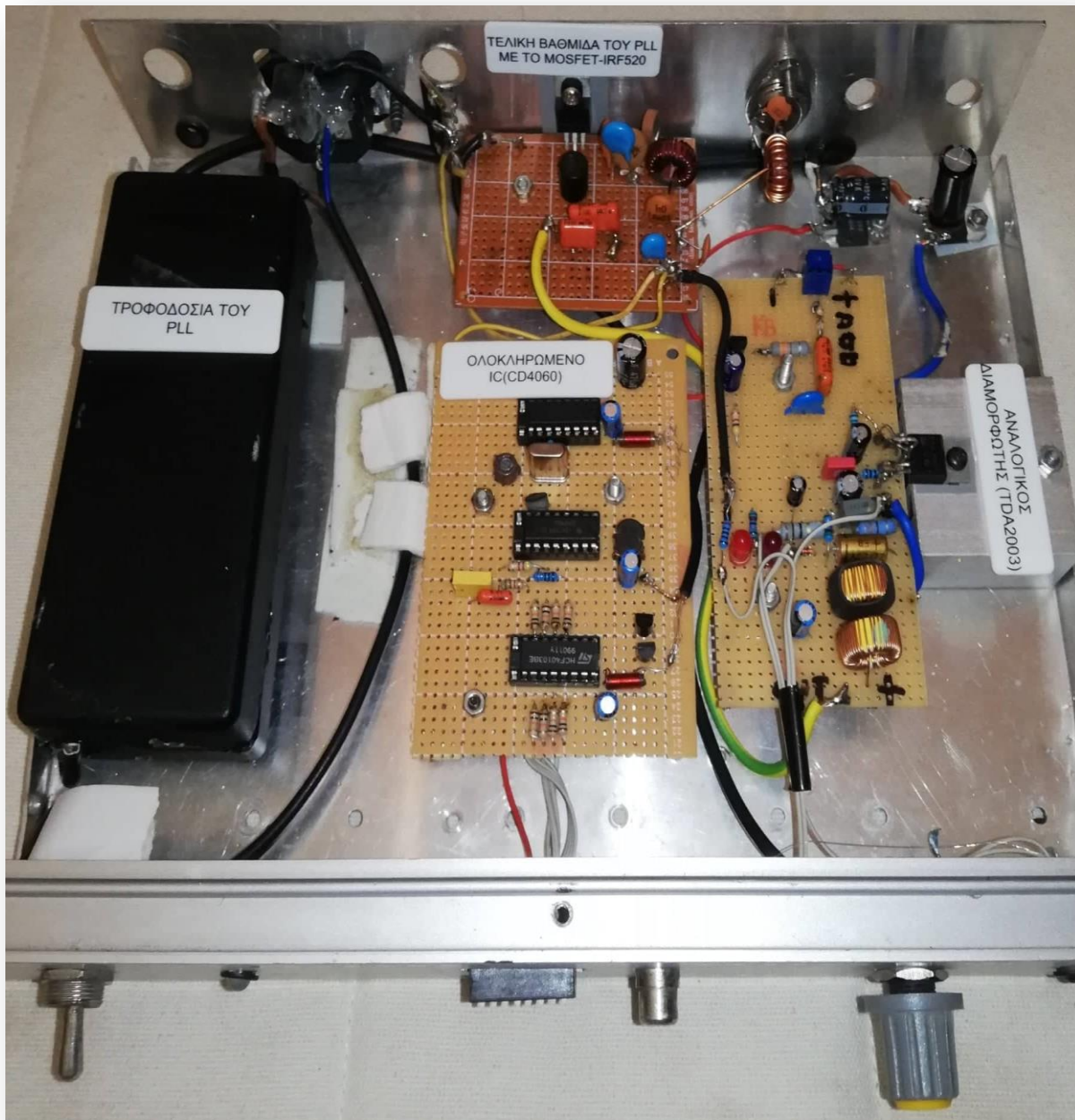
πηνίου του ρελέ ενώνεται στα +12V από το τροφοδοτικό, το οποίο χρησιμοποιείται και για την τροφοδοσία της πλακέτας DTMF μέσω ενός σταθεροποιητή 7805 (5V).

Ανάμεσα από τους 2 ακροδέκτες του πηνίου του ρελέ, υπάρχει μια fly - back δίοδος, η οποία κόβει την ηλεκτρεγερτική τάση που δημιουργείται από την αυτεπαγωγή του πηνίου, ώστε να μην καταστραφεί το κύκλωμα. Επειδή στο ρελέ που σπλίζει η πλακέτα του DTMF δεν επιτρέπει να εισχωρήσουν αρκετά Ampere, σπλίζετε ένα μεγαλύτερο και το πηνίο βρίσκεται στα 220V. Ο ουδέτερος εισέρχεται από το δίκτυο και η φάση περνάει μέσα από το ρελέ του DTMF. Όταν σπλίσουν όλα στην παροχή της εξόδου έχουμε 220V, με τα οποία τροφοδοτείται το PLL (Σχ. 6.4).



Σχήμα 6.4: Το IC και το ρελέ του DTMF.

6.2 Το σύστημα PLL

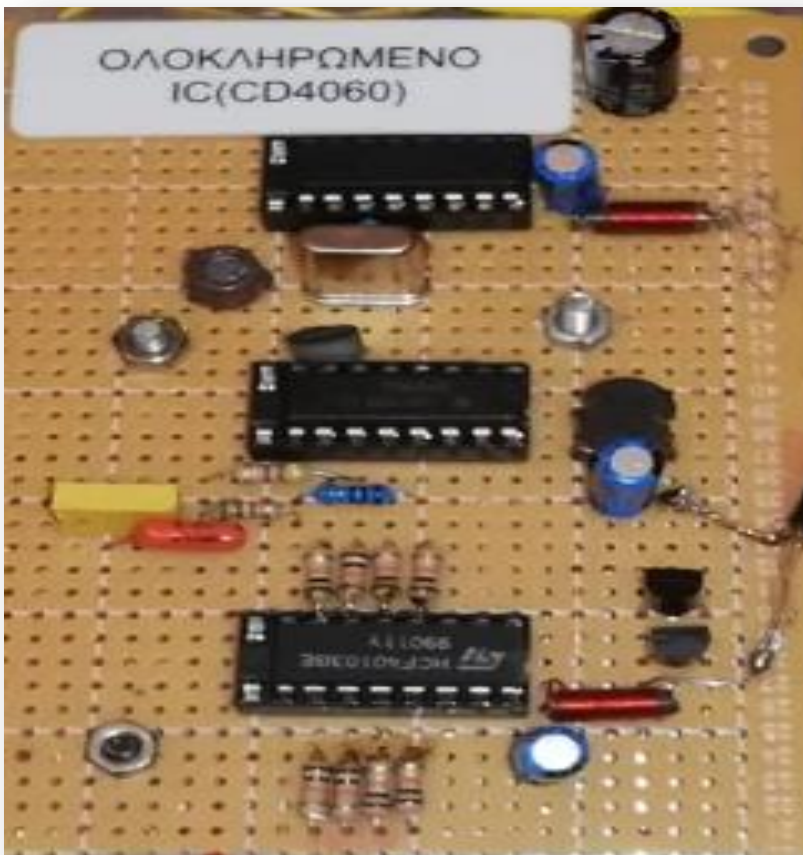


Σχήμα 6.5: Κατασκευή του PLL.

6.2.1 Το ολοκληρωμένο IC (CD4060)

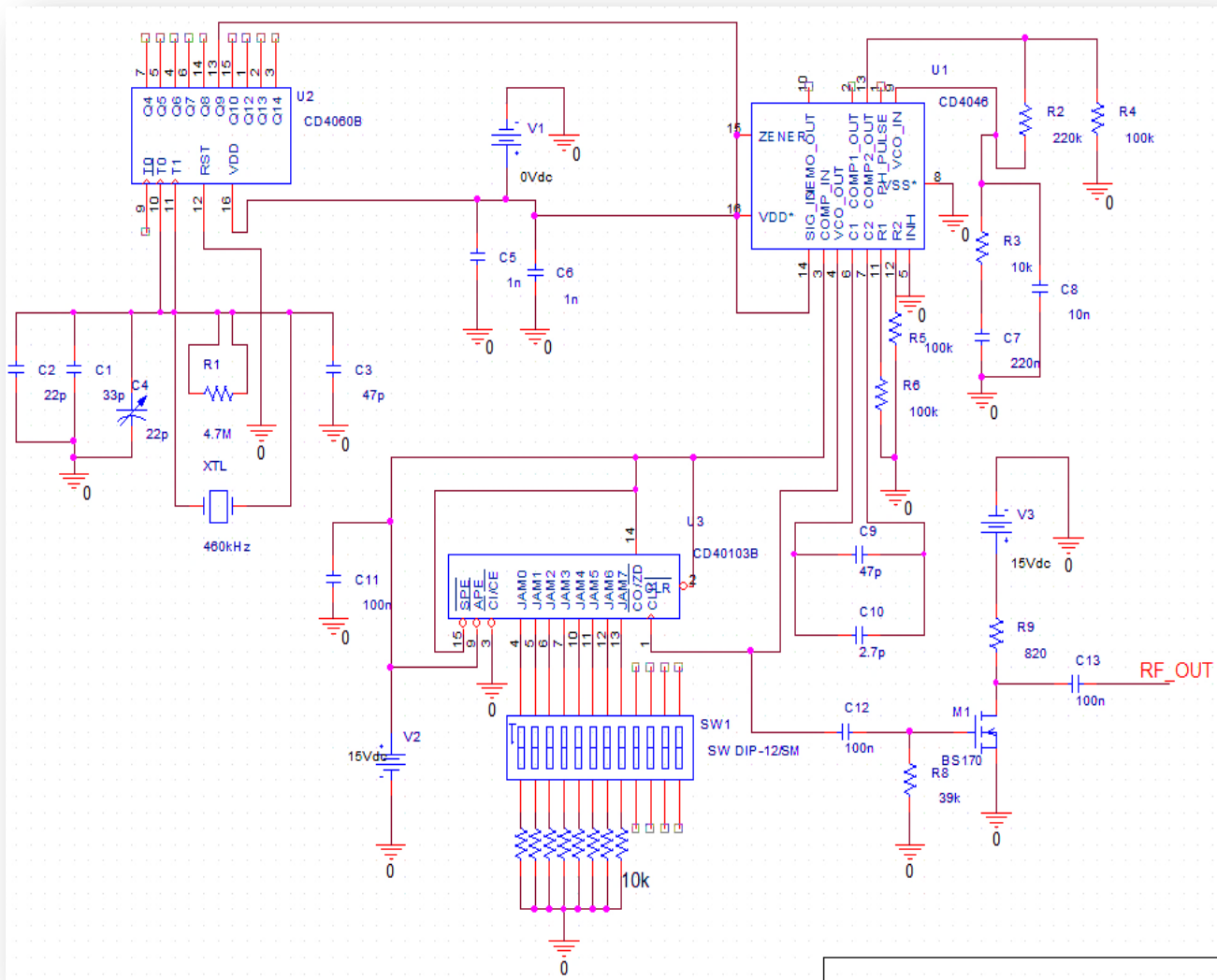
Στο πρώτο ολοκληρωμένο που είναι το IC (CD4060) συνδέεται ένας κρύσταλλος με συχνότητα 9,216 MHz στην είσοδό του και σε διάφορα pins (ποδαράκια) βγάζει διάφορες συχνότητες. Από το pin 15, το οποίο διαρεί εσωτερικά το ίδιο το IC της συχνότητας αναφοράς του κρυστάλλου με τον σταθερό αριθμό 1024 δέχεται

περίπου 9 kHz και με ένα trimmer (μεταβλητός πυκνωτής) χωρητικότητας 60 pF, φέρνω ακριβώς την συχνότητα στα 9 kHz. Έτσι με αυτόν τον τρόπο καθορίζεται το βήμα (Σχ. 6.6).



Σχήμα 6.6: Το IC του PLL.

Στη συνέχεια τα 9 kHz εισέρχονται στο pin 14 του IC 4046, το οποίο δέχεται σταθερή τάση 12V στο pin 16 και έχει γείωση στα pin 5 και pin 8. Το ίδιο το ολοκληρωμένο, δηλαδή το 4046 βγάζει τάση από 0V έως 5V με βήμα 5mV και την δίνει στο pin 9 μέσω των αντιστάσεων των 220kΩ και των 10kΩ και δύο πυκνωτών των 220nF και 10nF ως προς την γείωση και παράγει συχνότητα από 545kHz ως 1710kHz. Η προαναφερθείσα συχνότητα βγαίνει από το IC 4046 και εισέρχεται στο pin 1 του IC 40103. Στο Σχ. 6.7, παρουσιάζεται το ηλεκτρονικό σχέδιο του ταλαντωτή.



Σχήμα 6.7: Ηλεκτρονικό σχέδιο του ταλαντωτή.

Ανάλογα με τους deep - switches (μικροδιακόπτες), τα οποία συνδέονται στα pins 4, 5, 6, 7, 10, 11, 12 και 13 στο ολοκληρωμένο 40103, δηλαδή η μία πλευρά των deep - switches πηγαίνει στα pins του 40103 και η άλλη πλευρά ως προς την γείωση. Γίνεται η επιλογή της επιθυμητής συχνότητας ταλάντωσης του PLL, η οποία μαζί με την συχνότητα που έχει παράγει ήδη ο εσωτερικός VCO (Voltage Controlled Oscillator - Ταλαντωτής Ελεγχόμενης Τάσης) εισέρχεται στο pin 3 του IC 4046, το οποίο έχει εσωτερικό συγκριτή (EXOR), ο οποίος κλειδώνει στην επιθυμητή συχνότητα. Οι θέσεις των deep - switches φαίνονται στον πίνακα 1.2 και πίνακα 1.3.

Πιο επεξηγηματικά, ανάλογα με τις τάσεις που θα προκύψουν στα προαναφερθέντα pins του ολοκληρωμένου IC 40103, όπου από 0 έως 3.3 V αντιστοιχεί στην κατάσταση LOW και από 3.3 έως 5V αντιστοιχεί στην κατάσταση HIGH, το IC 40103 κλειδώνει τον εσωτερικό βρόγχο φάσης του στην επιθυμητή συχνότητα ταλάντωσης. Με την παρούσα ηλεκτρονική διάταξη της κατασκευής το ολοκληρωμένο μπορεί να κλειδώσει σε 122 θέσεις. Ο συνδυασμός που εισέρχεται στα pins του IC αποτελείται κάθε φορά από 8 bit του δυαδικού αριθμητικού συστήματος, τα οποία μπορούν να πάρουν

τιμές 0 ή 1. Ενδεικτικά θα αναφερθούν δυο παραδείγματα για δυο διαφορετικές συχνότητες ταλάντωσης, στα δυο άκρα του εύρους εκπομπής – λήψης των AM, όπου για συχνότητα τον 522 kHz τα deep – switches αντιστοιχούν στον έξης δυαδικό συνδυασμό, ο οποίος είναι 00111001 και για συχνότητα τον 1701 kHz έχουν δυαδικό συνδυασμό, ο οποίος είναι 10111100. Με αυτόν τον τρόπο έχουμε παράγει το πρώτο στάδιο της επιθυμητής συχνότητας ταλάντωσης.

Πίνακας 1.2: Θέσεις deep-switches για εναλλαγή συχνότητας.

Frequency (kHz)	Deep Switches	Frequency (kHz)	Deep Switches	Frequency (kHz)	Deep Switches
522	00111001	765	01010100	1008	01101111
531	00111010	774	01010101	1017	01110000
540	00111011	783	01010110	1026	01110001
549	00111100	792	01010111	1035	01110010
558	00111101	801	01011000	1044	01110011
567	00111110	810	01011001	1053	01110100
576	00111111	819	01011010	1062	01110101
585	01000000	828	01011011	1071	01110110
594	01000001	837	01011100	1080	01110111
603	01000010	846	01011101	1089	01111000
612	01000011	855	01011110	1198	01111001
621	01000100	864	01011110	1107	01111010
630	01000101	873	01100000	1116	01111011
639	01000110	882	01100001	1125	01111100
648	01000111	891	01100010	1134	01111101
657	01001000	900	01100011	1143	01111110
666	01001001	909	01100100	1152	01111111
675	01001010	918	01100101	1161	10000000
684	01001011	927	01100110	1170	10000001
693	01001100	936	01100111	1179	10000010
702	01001101	945	01101000	1188	10000011
711	01001110	954	01101001	1197	10000100
720	01001111	963	01101010	1206	10000101
729	01010000	972	01101011	1215	10000110
738	01010001	981	01101100	1224	10000111
747	01010010	990	01101101	1233	10001000
756	01010011	999	01101110	1242	10001001

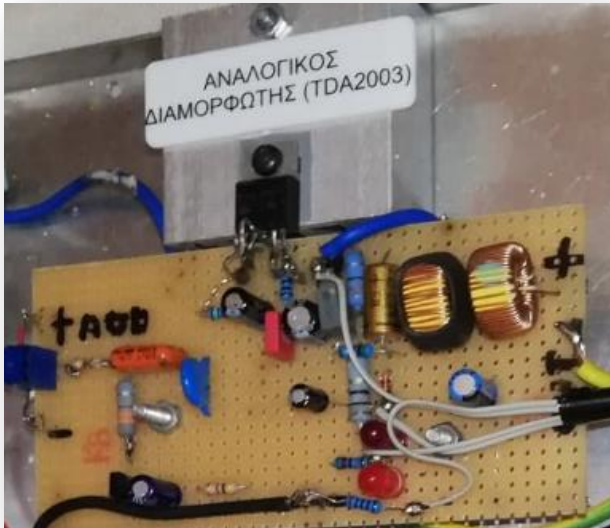
Το σύστημα PLL

Πίνακας 1.3: Θέσεις deep-switches για εναλλαγή συχνότητας.

Frequency (kHz)	Deep Switches	Frequency (kHz)	Deep Switches	Frequency (kHz)	Deep Switches
1251	10001010	1413	10011100	1575	10101110
1260	10001011	1422	10011101	1584	10101111
1269	10001100	1431	10011110	1593	10110000
1278	10001101	1440	10011111	1602	10110001
1287	10001110	1449	10100000	1611	10110010
1296	10001111	1458	10100001	1620	10110011
1305	10010000	1467	10100010	1629	10110100
1314	10010001	1476	10100011	1638	10110101
1323	10010010	1485	10100100	1647	10110110
1332	10010011	1494	10100101	1656	10110111
1341	10010100	1503	10100110	1665	10111000
1350	10010101	1512	10100111	1674	10111001
1359	10010110	1521	10101000	1683	10111010
1368	10010111	1530	10101001	1692	10111011
1377	10011000	1539	10101010	1701	10111100
1386	10011001	1548	10101011		
1395	10011010	1557	10101100		
1404	10011011	1566	10101101		

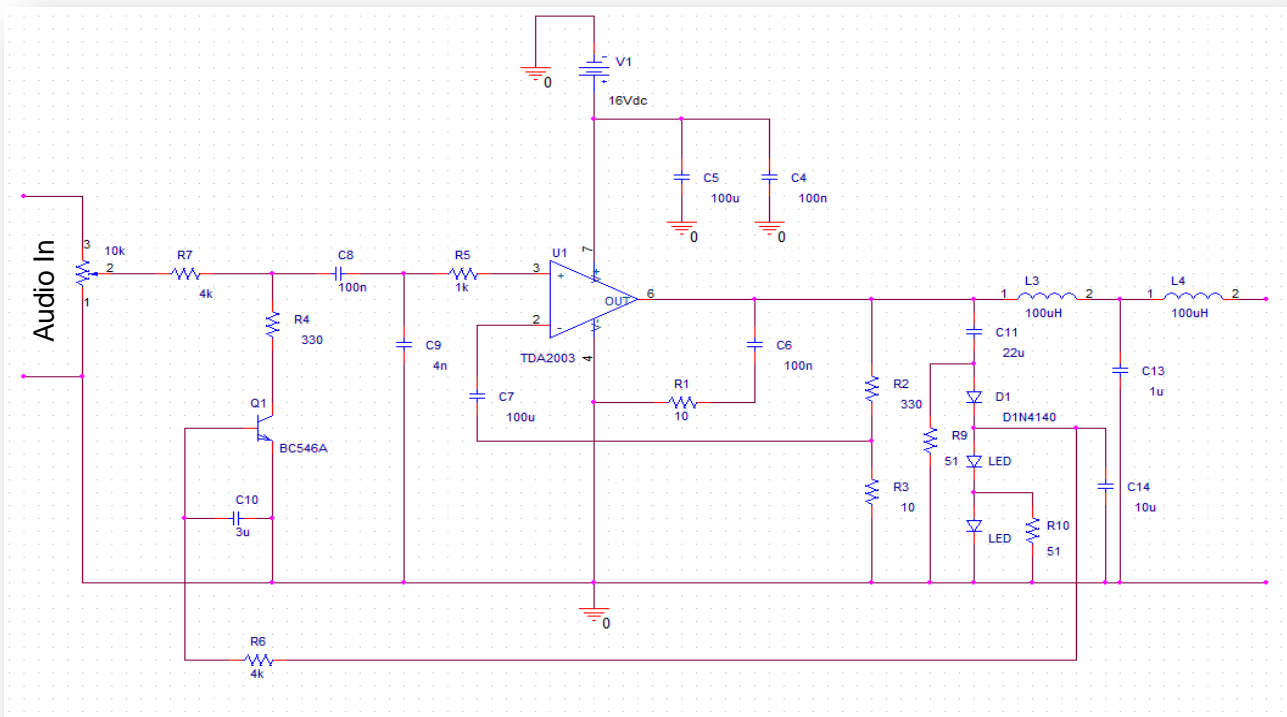
6.2.2 Αναλογικός Διαμορφωτής (TDA2003)

Ο τρόπος με τον οποίο διαμορφώνεται το PLL μας, γίνεται μέσω του ολοκληρωμένου TDA2003 (Σχ. 6.8), το οποίο παίρνει τάση λειτουργίας στο pin 5, από 1V έως 15V, η οποία ρυθμίζεται από το ποτενσιόμετρο με αντίσταση 10k, που βρίσκεται στην πρόσοψη του μηχανήματος, μέσω ενός Voltage Controller (Ελεγκτής Τάσης), όπως είναι το LM317.



Σχήμα 6.8: Κύκλωμα διαμορφωτή TDA2003.

Ο ήχος εισέρχεται και ρυθμίζεται (αυξομειώνεται) μέσα στο κύκλωμα του διαμορφωτή μέσω ενός ποτενσιόμετρου (10k) και μέσω ενός πυκνωτή που είναι ανάποδα πολωμένος, εισέρχεται στο pin 1 του TDA2003. Από το pin 4, εξέρχεται ήχος με τάση που εισέρχεται στο drain του MOSFET (IRF520), μέσω 2 chock (φερίτης - πηνιόσυρμα) και παίρνω έξοδο ραδιοσυχνότητας της τάξης των 3.5W Carrier (συνεχές σήμα) από τον φερίτη εξόδου 2.4μH. Παρακάτω παρουσιάζεται στο Σχ. 6.9 το ηλεκτρονικό σχέδιο του διαμορφωτή.



Σχήμα 6.9: Ηλεκτρονικό σχέδιο διαμορφωτή.

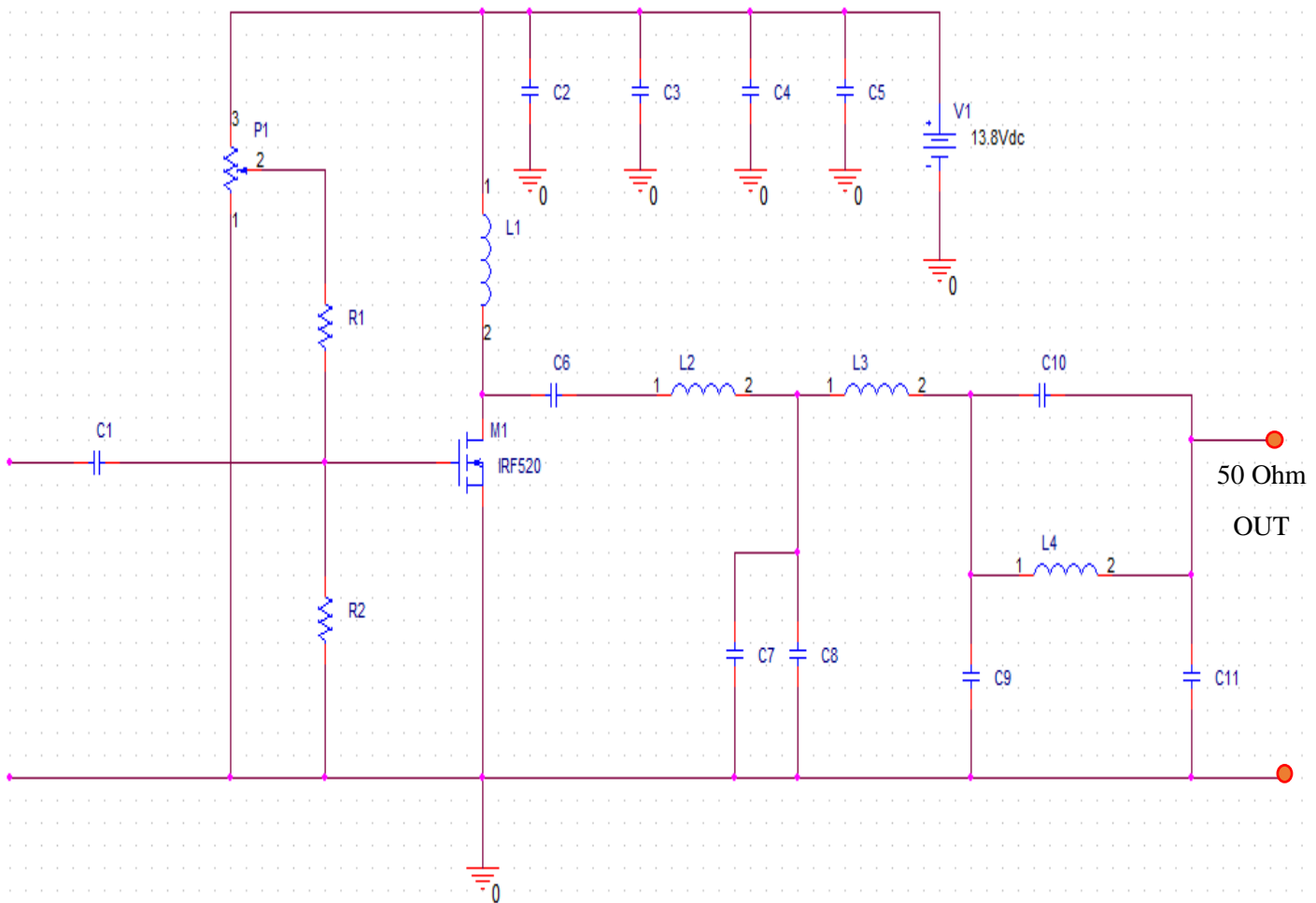
6.2.3 Τελική Βαθμίδα του PLL με το MOSFET-IRF520

Από το pin 1 του IC 40103 και από το pin 4 του IC 4046 οδηγούνται οι βάσεις των BC547 (npn – τρανζίστορ) και BC557 (pnp – τρανζίστορ), δημιουργώντας έτσι έναν ενισχυτή τάξης A-B push – pull και ενισχύοντας τον παραγόμενο παλμό του PLL. Έτσι παίρνω έξοδο από τους δύο εκπομπούς των τρανζίστορ.



Σχήμα 6.10: Κύκλωμα ενισχυτή IRF520.

Στη συνέχεια, η ραδιοσυχνότητα που δημιουργείται οδηγείται στο gate από το IRF520 (Σχ. 6.10), το οποίο είναι σε τάξη λειτουργίας E. Με την κατάλληλη διάταξη πυκνωτών και πηνίων, δέχεται ραδιοσυχνότητα της τάξης των 3W συνεχούς σήματος. Το source του IRF520 είναι γειωμένο, το drain παίρνει την προαναφερθείσα διαμορφωμένη τάση μέσω του αναλογικού διαμορφωτή TDA2003, οπύ έγινε αναφορά της λειτουργίας του προηγουμένως. Παρακάτω παρουσιάζεται στο Σχ. 6.11 το ηλεκτρονικό σχέδιο του IRF520.



Σχήμα 6.11: Ηλεκτρονικό σχέδιο του ενισχυτή IRF520.

6.2.4 Τροφοδοσία του PLL

Για την τροφοδοσία του PLL, όπως φαίνεται στο Σχ. 6.12, χρησιμοποιείται ένα παλμοτροφοδοτικό με είσοδο 220VAC και έξοδο 15VDC. Στη συνέχεια τοποθετούνται 2 ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές 30V - 2.200μF, όπου από εκεί δημιουργούνται τα 15VDC και τροφοδοτείται η βαθμίδα ενίσχυσης (IRF520) και ο διαμορφωτής (TDA2003). Μέσω ενός IC 7805 σταθεροποιείται στα 5V και έτσι τροφοδοτούνται τα ολοκληρωμένα του PLL μας.



Σχήμα 6.12: Η τροφοδοσία του PLL.

6.2.5 Υλικά που χρησιμοποιήθηκαν για το PLL

Στον πίνακα 1.4, θα αναφερθεί η ονομασία, αλλά και η τιμή του κάθε υλικού που χρησιμοποιήθηκε για την σωστή λειτουργία του PLL.

Πίνακας 1.4: Υλικά.

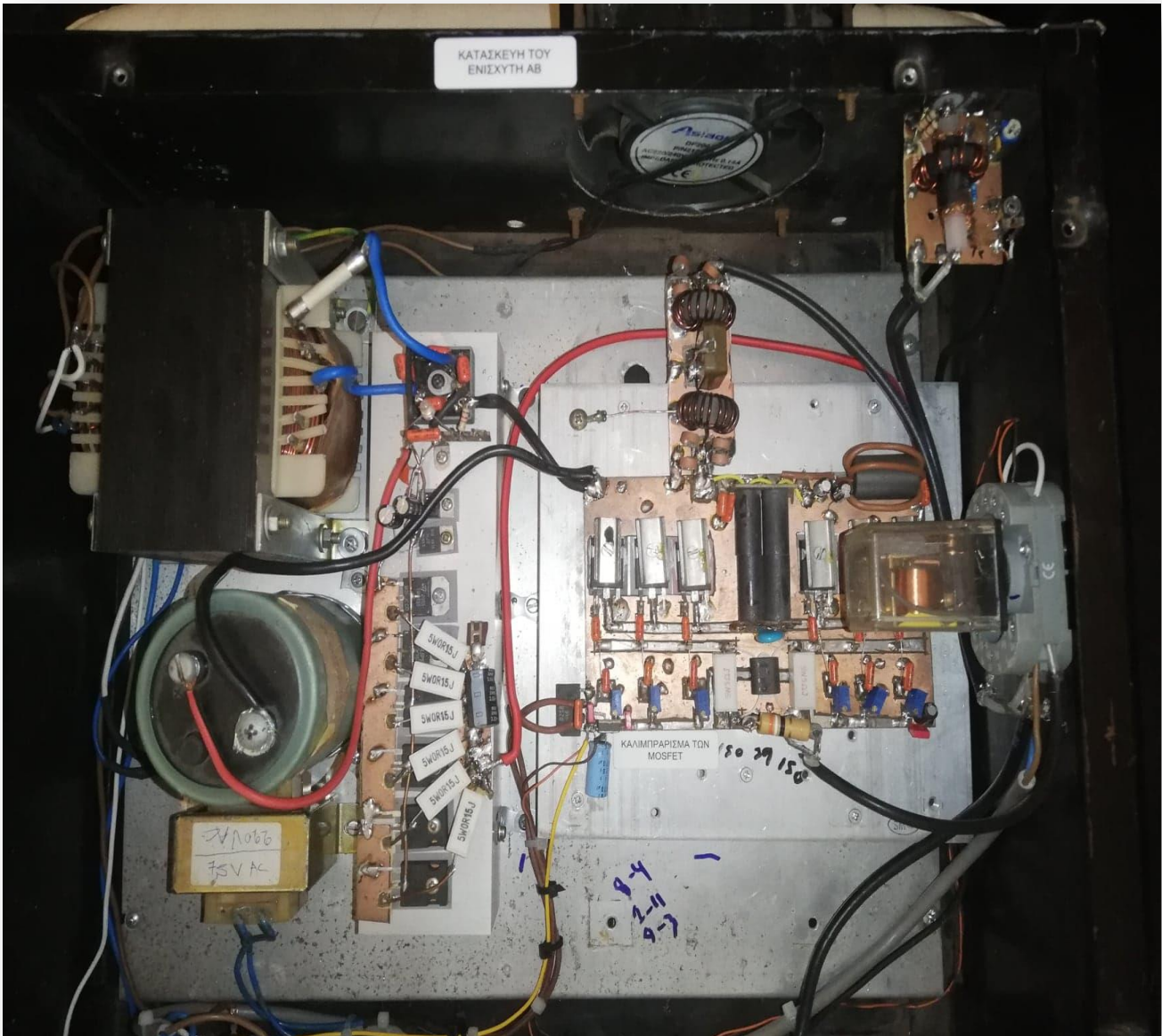
Ονομασία Υλικού	Τιμή Υλικού
Ολοκληρωμένο Κύκλωμα	CD 4060
Ολοκληρωμένο Κύκλωμα	IC 4046
Ολοκληρωμένο Κύκλωμα	IC 40103
Ολοκληρωμένο Κύκλωμα	LM10317
Ολοκληρωμένο Κύκλωμα	TDA2003
Κρύσταλλος	9.216 MHz
Μεταβλητός Πυκνωτής	60 μ F/100volt
Deep-switches	—
Ποτενσιόμετρο	10 k Ω
Τρανζίστορ	BC546

Δίοδοι	3 x 1n4148
MOSFET	IRF520
Πηνία	3 x 100 μ H
3 x Κόκκινα LED	—
Παλμοτροφοδοτικό	Είσοδος= 220 V και Έξοδος= 12 V
Αντίσταση	220 k Ω (1/4 Watt)
Αντίσταση	2 x 10 k Ω (1/4 Watt)
Αντίσταση	3 x 4.7 k Ω (1/4 Watt)
Αντίσταση	3 x 330 Ω (1/4 Watt)
Αντίσταση	1 k Ω (1/4 Watt)
Αντίσταση	2 x 10 Ω (1/4 Watt)
Αντίσταση	2 x 51 Ω (1/4 Watt)
Αντίσταση	12 k Ω (1/4 Watt)
Αντίσταση	220 Ω (1/4 Watt)
Αντίσταση	50 Ω (1/4 Watt)
Πυκνωτής	220 nF (100 Volt)
Πυκνωτής	10 nF (100 volt)
Πυκνωτής	5 x 100 nF (100 Volt)
Πυκνωτής	4.7 nF (100 Volt)
Πυκνωτής	3.3 μ F (100 Volt)
Πυκνωτής	2 x 100 μ F (100 Volt)
Πυκνωτής	10 μ F (100 Volt)
Πυκνωτής	1 μ F (100 Volt)
Πυκνωτής	22 μ F (100 Volt)
Πυκνωτής	10 nF (100 Volt)
Πυκνωτής	3.3 pF (100 Volt)

Το σύστημα PLL

Πυκνωτής	4.7 pF (100 Volt)
Πυκνωτής	60 pF (100 Volt)
Πυκνωτής	4.7 μ F (100 Volt)
Πυκνωτής	0.47 μ F (100 Volt)
Πυκνωτής	18 pF (100 Volt)
Πυκνωτής	1000 μ F (100 Volt)
Πυκνωτής	1500 μ F (100 Volt)

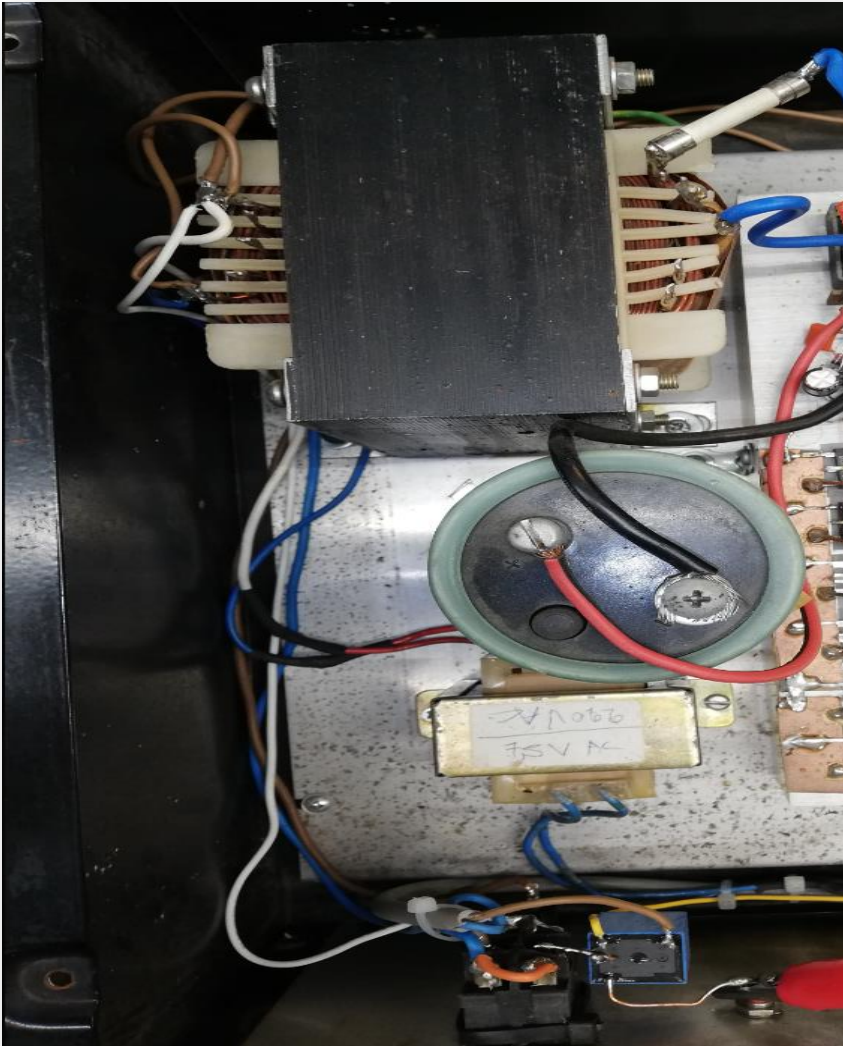
6.3 Πειραματικό Μέρος του Ενισχυτή Α-Β



Σχήμα 6.13: Κατασκευαστική μορφή του ενισχυτή Α-Β.

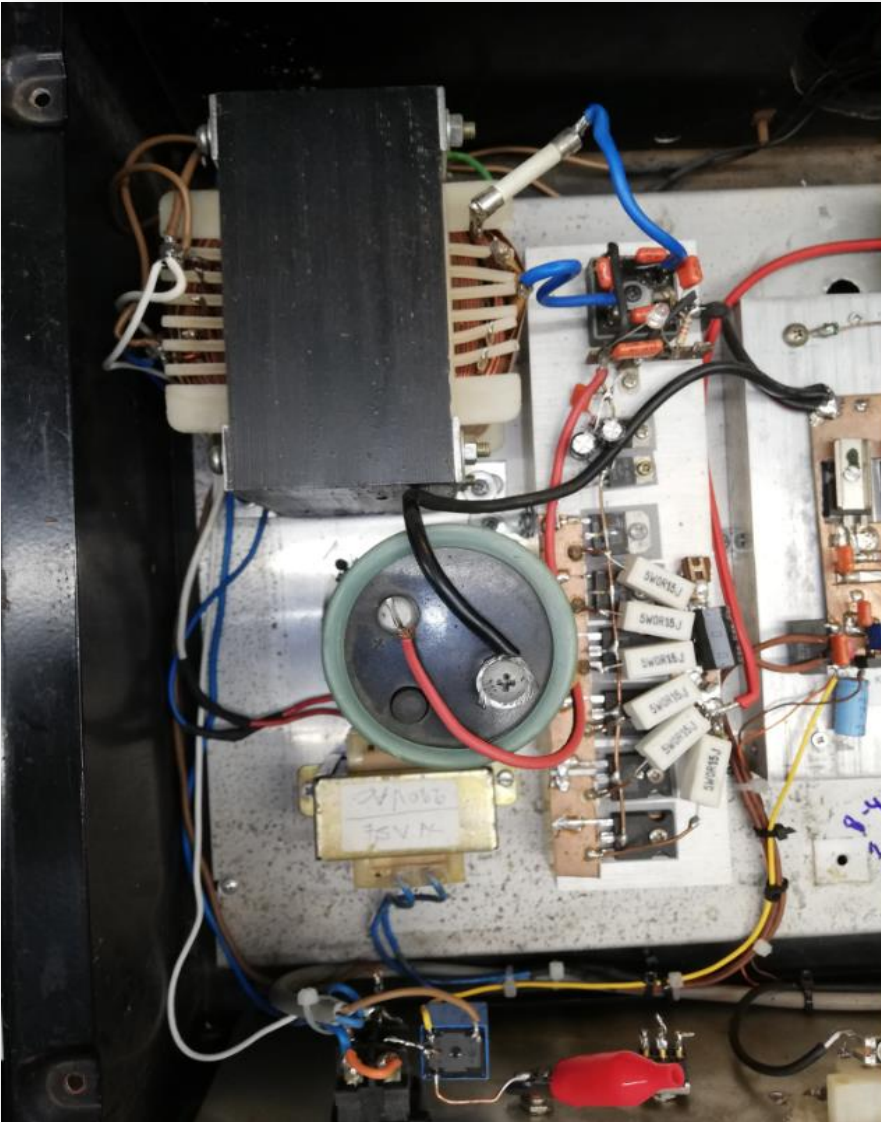
6.3.1 Κατασκευή του ενισχυτή τάξης A-B

Αρχικά στην κατασκευή υπάρχει ένας μετασχηματιστής που δέχεται στην είσοδο 220V και παίρνει 36V – AC. Στην συνέχεια τα 36V – AC με μια γέφυρα ανόρθωσης 25A, γίνονται σε DC τάση και σε όλα τα pins της γέφυρας ανόρθωσης υπάρχουν 470nF πυκνωτές απόζευξης έτσι ώστε να απορροφηθούν τυχόν ταλαντώσεις που μπορούν να δημιουργηθούν. Στην έξοδο της γέφυρας ανόρθωσης υπάρχουν 46.08V – DC και στην συνέχεια έχει έναν σταθεροποιητή 7824, όπου σταθεροποιείται η τάση των 46V στα 24V. Από το 7824 οδηγείται ένα τρανζίστορ MJF3055T, όπου στη συνέχεια αυτό οδηγείται σε ένα πρώτο TIP3055 και αυτό οδηγεί τις βάσεις σε άλλα 5 TIP3055 του τροφοδοτικού, όπως φαίνεται στο Σχ. 6.14.



Σχήμα 6.14: Κατασκευή του τροφοδοτικού του A-B.

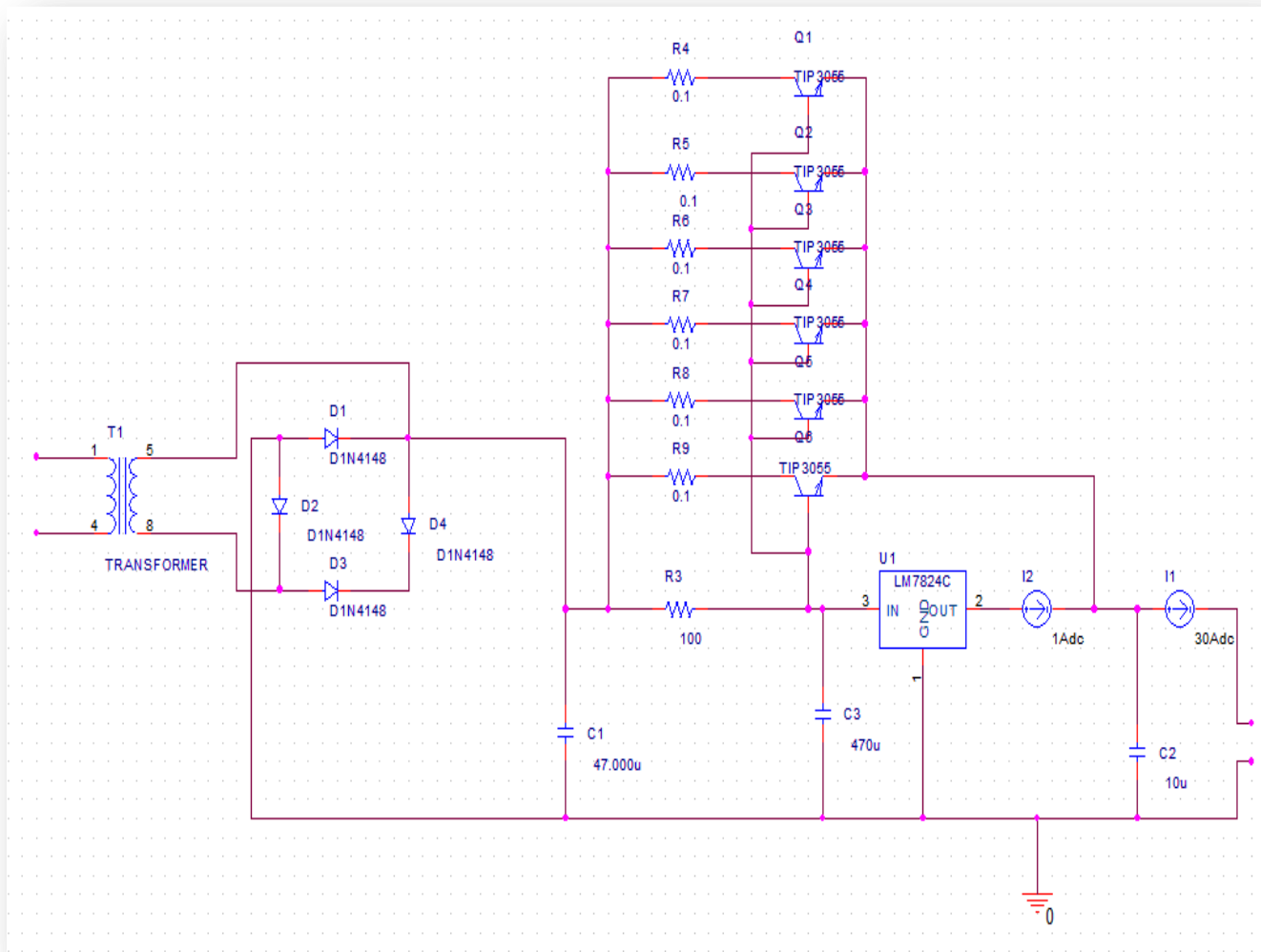
Ο συλλέκτης από όλα τα τρανζίστορ του τροφοδοτικού παίρνει τα 46VDC απευθείας μετά την ανόρθωση και οι εκπομποί από τα TIP3055 μέσω μιας αντίστασης 15Ω/5W μας δίνει τάση 24VDC στα 25A.



Σχήμα 6.15: Τροφοδοτικό-Κύκλωμα σταθεροποίησης του A-B.

Στη συνέχεια υπάρχει η κατασκευή της βαθμίδα RF (Radio Frequency) στην οποία στην είσοδο του βρίσκεται ένας εξασθενηστής με 3 αντιστάσεις σε σειρά, οι δύο είναι 50Ω και η άλλη 100Ω , όπου γίνεται η εξασθένιση του σήματος (την ραδιοσυχνότητα του PLL από 3W σε 1W). Η βαθμίδα του RF αποτελείται από 6 MOSFET - IRFP250 (Σχ. 6.15), όπου το κάθε ένα πολώνεται ξεχωριστά με ένα πολυστροφικό ποτενσιόμετρο (όπου το ένα ποδαράκι είναι στο trimmer με $10k\Omega$, το άλλο είναι γειωμένο και το μεσαίο δίνει την κατάλληλη τάση στο gate του MOSFET, ώστε να άγει), στο οποίο δίνεται τάση από έναν μετασχηματιστή με είσοδο 220V και έξοδο 7.5V, όπου οδηγείται σε μια γέφυρα ανόρθωσης και μετά σε έναν σταθεροποιητή 7805, έχοντας βάλει πυκνωτές απόζευξης των $470\mu F$ στα 16V για να απορροφηθούν τυχόν ταλαντώσεις.

Παρακάτω στο Σχ. 6.16 παρουσιάζεται το ηλεκτρονικό σχέδιο από το τροφοδοτικό του ενισχυτή.



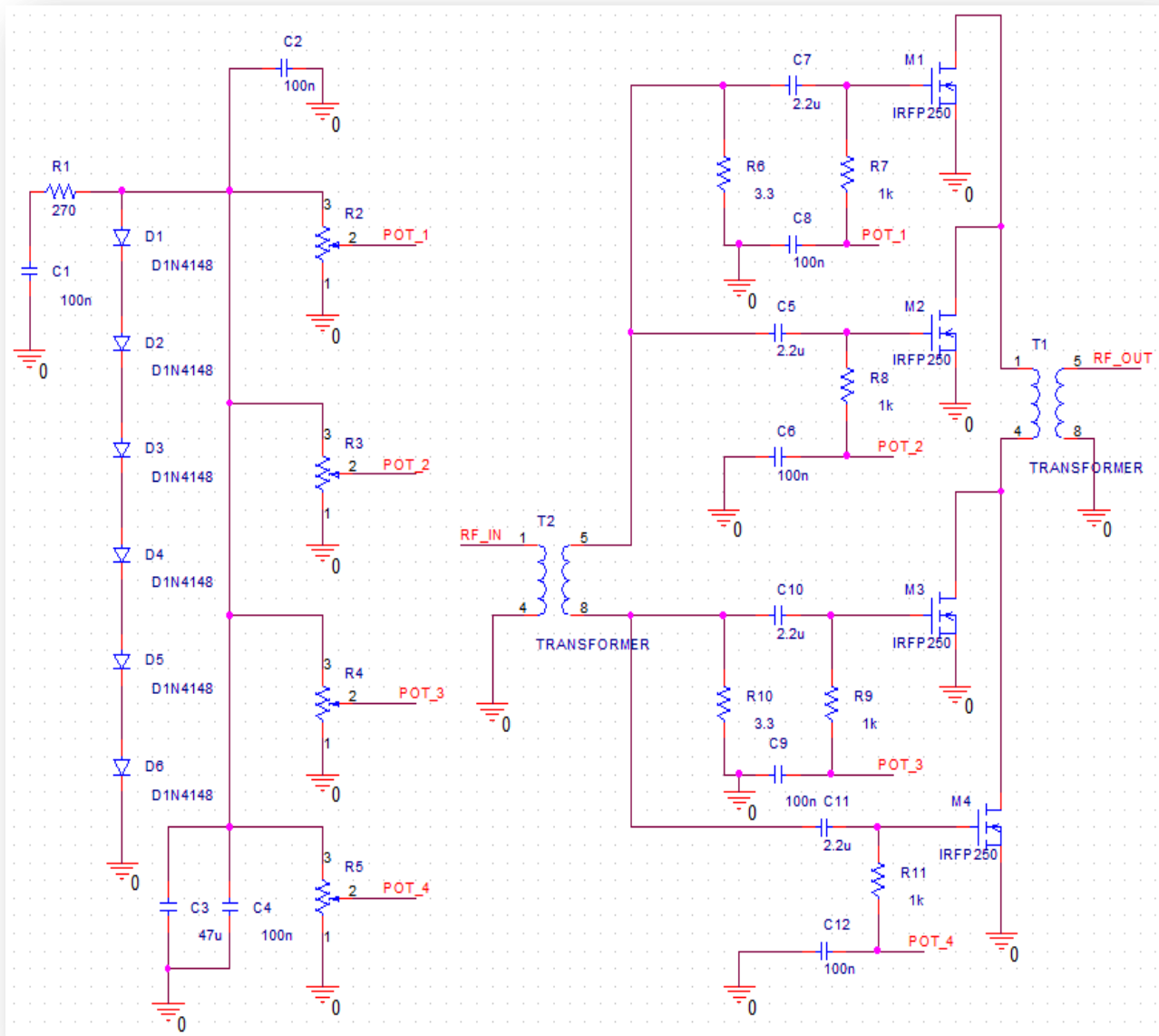
Σχήμα 6.16: Ηλεκτρονικό σχέδιο του τροφοδοτικού του ενισχυτή.

6.3.2 Πόλωση των MOSFET

Για να άγει η πύλη από το κάθε MOSFET, τοποθετείται ένα μιλι – αμπερόμετρο της τάξης των 500mA σε σειρά με τα 24V που συνδέεται στο drain των MOSFET και ο χρήστης αρχίζει και γυρνάει το πολυστροφικό ποτενσιόμετρο από το μηδέν μέχρι το κάθε MOSFET να διαρρέεται από 100mA (ξεχωριστά για το κάθε MOSFET). Έτσι επιτυγχάνεται η σωστή πόλωση του ενισχυτή.

Η είσοδος της ραδιοσυχνότητας του ενισχυτή γίνεται μέσω ενός φερίτη T3, ο οποίος έχει τυλιγμένες 4 στροφές ομοαξονικού καλωδίου και συνδέεται στα gate των MOSFET μαζί με την τάση πόλωσης. Τα source των MOSFET γειώνονται και από τα drain παίρνω έξοδο 60W συνεχές σήμα, το οποίο εισέρχεται στον φερίτη εξόδου, όπου αποτελείται από 4 φερίτες T3 και είναι τυλιγμένοι από 2 στροφές ομοαξονικού καλωδίου. Στην συνέχεια η ραδιοσυχνότητα ενισχυμένη εισέρχεται σε ένα φίλτρο LPF (χαμηλοπερατό φίλτρο), το οποίο αποτελείται από 4 πυκνωτές στην είσοδο με 80pF ο καθένας. Υπάρχουν 20 σπείρες τυλιγμένες σε φερίτη T3 εν σειρά με 4 πυκνωτές

80pF, να βγαίνουν σε έναν άλλον φερίτη με 20 σπείρες πηνιόσυρμα και άλλους 4 πυκνωτές εν σειρά με 80pF έκαστος. Στο Σχ. 6.17 διακρίνεται το ηλεκτρονικό σχέδιο του ενισχυτή του A-B.



Σχήμα 6.17: Ηλεκτρονικό σχέδιο ενισχυτή A-B.

Ο ενισχυτής στην έξοδο έχει 60W συνεχές σήμα, το οποίο εισέρχεται σε ένα ρελέ C43C0, το οποίο οπλίζει με ένα remote – button, και κάθε φορά που γίνεται η εκπομπή και αυτό χρησιμοποιείται για την σύνδεση πομποδέκτη στο Linear, έτσι ώστε όταν χρειαστεί να λάβει ένα ραδιοκύμα από το περιβάλλον, να μας φέρει την έξοδο του Linear στην είσοδο του πομποδέκτη. Στην συνέχεια, η ραδιοσυχνότητα μπαίνει σε μία γέφυρα δειγματοληψίας των Watt, όπου το συνεχές σήμα περνάει από το εσωτερικό ομοαξονικό καλώδιο RG8, το οποίο περιβάλλεται από έναν φερίτη T3 τυλιγμένος σε 20 σπείρες πηνιόσυρμα και τα άκρα του φερίτη καταλήγουν σε 2 διόδους γερμανίου (1N60P), όπου υπάρχει η δειγματοληψία ραδιοσυχνότητας και μετατρέπεται σε DC τάση. Μέσω ενός trimmer των 100Ω καλιμπράρεται η DC τάση της δειγματοληψίας και στέλνεται σε ένα όργανο με ευαισθησία 5V. Τέλος η ραδιοσυχνότητα καταλήγει σε ένα connector PL, όπου είναι η έξοδος του ενισχυτή (Σχ. 6.18).

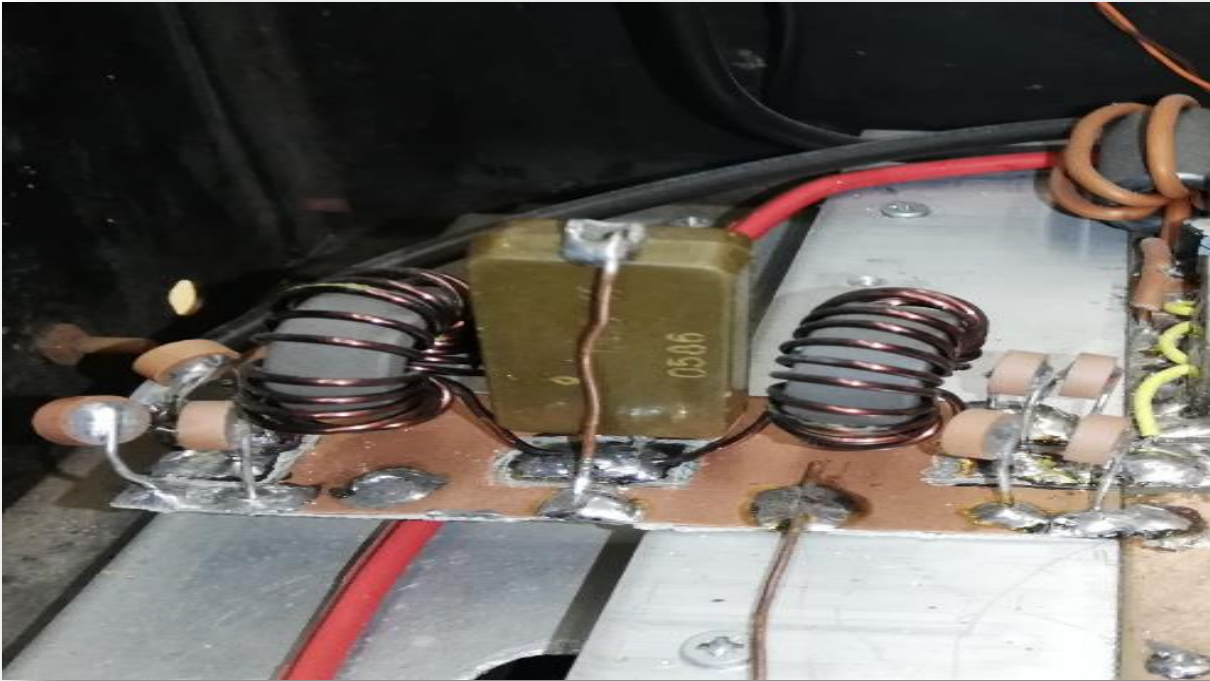


Σχήμα 6.18: Κατασκευή του ενισχυτή A-B (6 x IRF250).

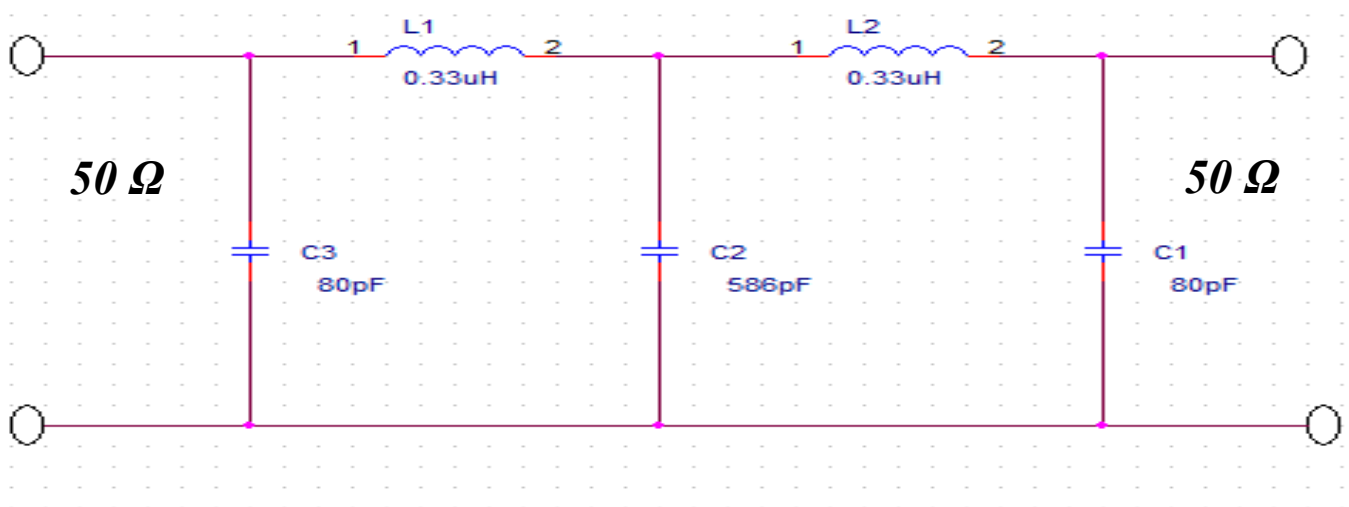
6.3.3 Φίλτρο Αποκοπής Αρμονικών

Αμέσως μετά την RF βαθμίδα υπάρχει ένα φίλτρο αποκοπής αρμονικών (Σχ. 6.19), το οποίο αποκόπει διάφορες αρμονικές συχνότητες που έχουν παραχθεί από το PLL (διότι ένας ταλαντωτής δεν μπορεί να παράγει μια κύρια συχνότητα, αναγκαστικά παράγει και τις αρμονικές τις, όπως διπλάσια, τριπλάσια κτλ.). Το φίλτρο αποτελείται από 4 κεραμικούς πυκνωτές 80pF το καθένα στην είσοδο, με το ένα από τα δυο άκρα να είναι γειωμένο. Στο άλλο άκρο εισέρχεται η ενισχυμένη ραδιοσυχνότητα και οδηγείτε σε έναν φερίτη T3 τυλιγμένο με 20 σπείρες πηνιόσυρμα 1,5mm. Στην συνέχεια συνδέεται παράλληλα ένας πυκνωτής κεραμικός 586pF, όπου στο ένα άκρο του έχει συνδεδεμένη ακριβώς μια ακόμα ίδια διάταξη (φερίτης T3 με 20 σπείρες πηνιόσυρμα του 1,5mm) και 4 κεραμικούς πυκνωτές 80pF έκαστως με αυτήν που υπάρχει στην είσοδο του φίλτρου. Η ραδιοσυχνότητα που δέχεται στην έξοδο του φίλτρου, βρίσκεται στην καταλληλότερη μορφή που μπορεί να έχει το σήμα, δηλαδή είναι ενισχυμένη και είναι κατά μεγάλο ποσοστό απαλλαγμένη από

ανεπιθύμητες αρμονικές και για αυτόν τον λόγο είναι έτοιμη προς εκπομπή, όπως φαίνεται στο Σχ. 6.20 που είναι το ηλεκτρονικό σχέδιο.



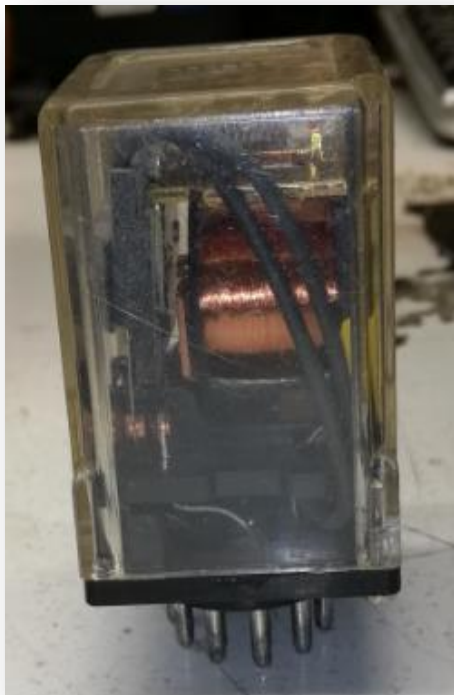
Σχήμα 6.19: Κατασκευαστική μορφή του φίλτρου αποκοπής αρμονικών.



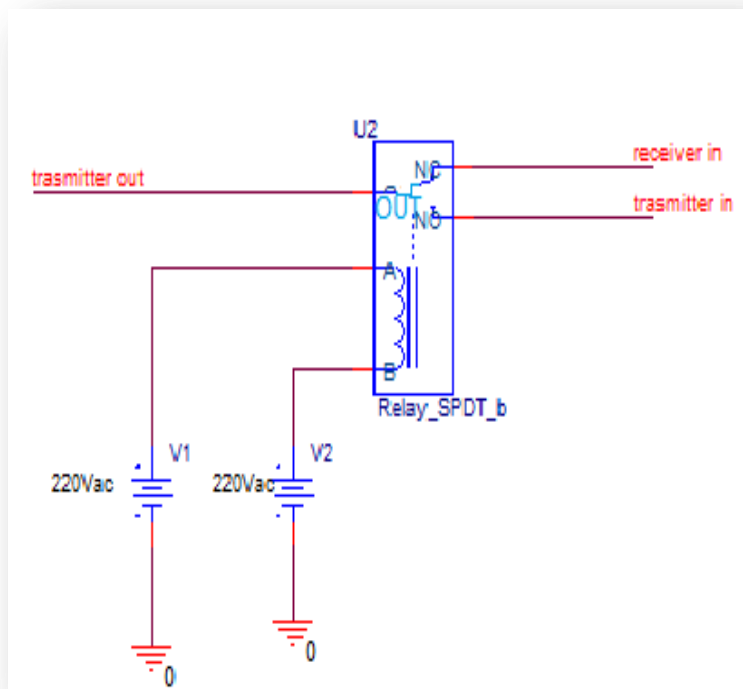
Σχήμα 6.20: Το ηλεκτρονικό σχέδιο του φίλτρου αποκοπής αρμονικών.

6.3.4 Ρελέ Εκπομπής - Λήψης

Επειδή στα μεσαία κύματα, αρκετές φορές είναι απαραίτητο να εκπέμπεις άλλα και να λάβεις ένα σήμα από έναν άλλον σταθμό (να κάνεις μια συνομιλία) θα πρέπει η έξοδος του ενισχυτή να συνδεθεί με την είσοδο και να παρακάμψει όλη την RF βαθμίδα ενίσχυσης, ώστε το λαμβανόμενο ραδιοκύμα από την κεραία να καταλήξει στον δέκτη και να ακουστεί. Εξαιτίας του λόγου αυτού, ανάμεσα από την RF βαθμίδα και τον connector (βύσμα) εξόδου του ενισχυτή PL, παρεμβαίνει ένα ρελέ μιας μεταγωγικής επαφής on – off. Το πηνίο του ρελέ τροφοδοτείται με τάση δικτύου 220V – AC (Σχ. 5.21).



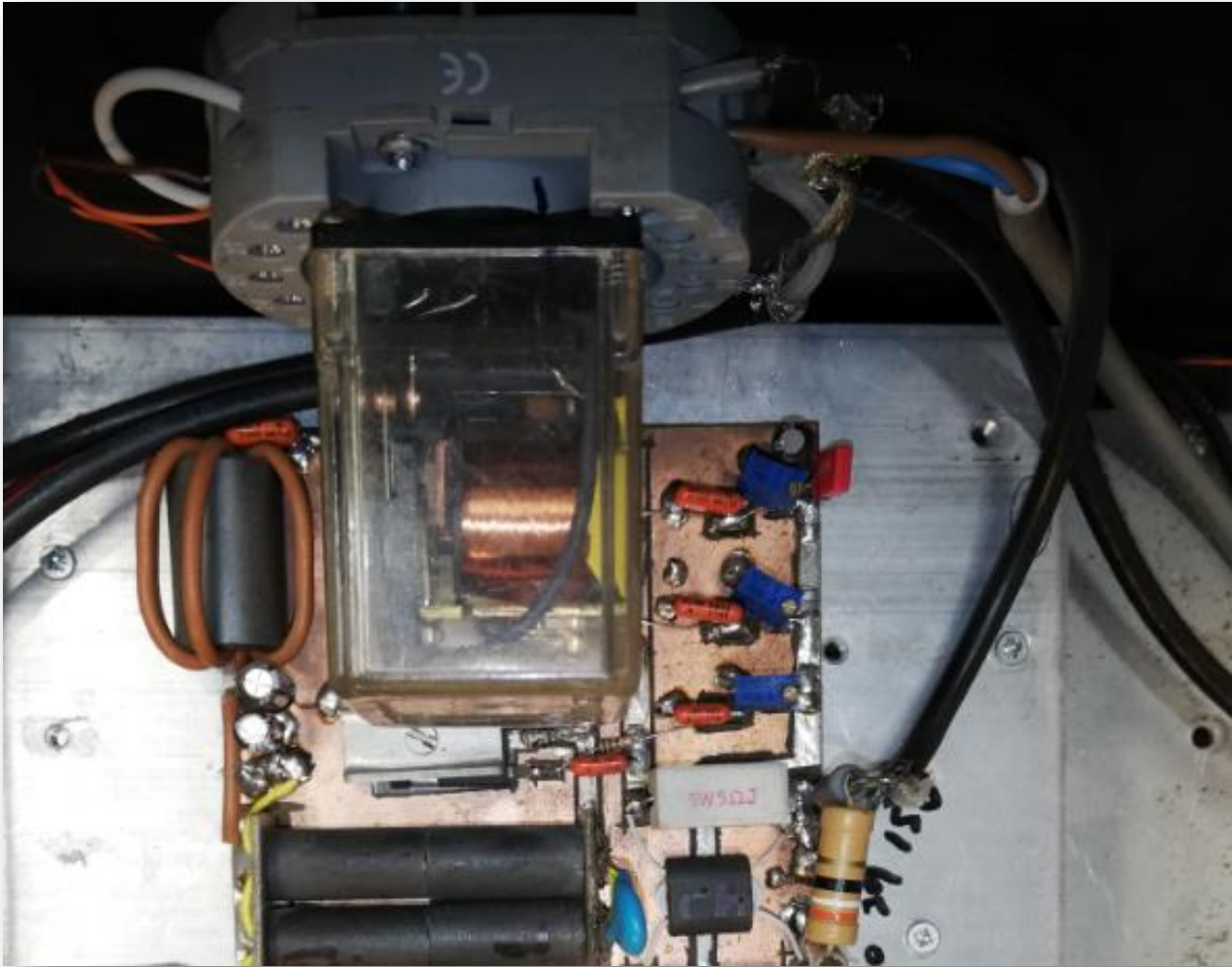
(α)



(β)

Σχήμα 6.21: (α) η κατασκευαστική μορφή του ρελέ εκπομπής – λήψης και (β) το ηλεκτρονικό σχέδιο.

Όταν απαιτείται να γίνει εκπομπή χρησιμοποιείται ένα button διακόπτη (ή διακόπτη on – off) τον οποίο όταν πατηθεί προς τα μέσα, σπλίζει το ρελέ και η ραδιοσυχνότητα που εισέρχεται στην είσοδο του ενισχυτή περνάει από την RF βαθμίδα και τα υπόλοιπα στάδια του ενισχυτή και καταλήγουν στον βύσμα εξόδου, όπως φαίνεται στο Σχ. 6.22. Από την άλλη μεριά, για να γίνει η λήψη ενός σήματος, αυτό πραγματοποιείται τοποθετώντας το button στην θέση off. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να ξεσπλίζει το ρελέ και να ακουμπήσει στην απέναντι επαφή στην οποία έχει συνδεθεί το βύσμα εξόδου του ενισχυτή με το βύσμα εισόδου του ενισχυτή, έτσι ώστε το σήμα το οποίο έχει ληφθεί να καταλήξει τόσο στην είσοδο του ενισχυτή, αλλά όσο και στην είσοδο του πομποδέκτη. Και όλο αυτό έχει ως αποτέλεσμα να ακούγεται το σήμα που χρειάζεται.



Σχήμα 6.22: Το ρελέ εκπομπής – λήψης συνδεδεμένο με τον ενισχυτή A-B.

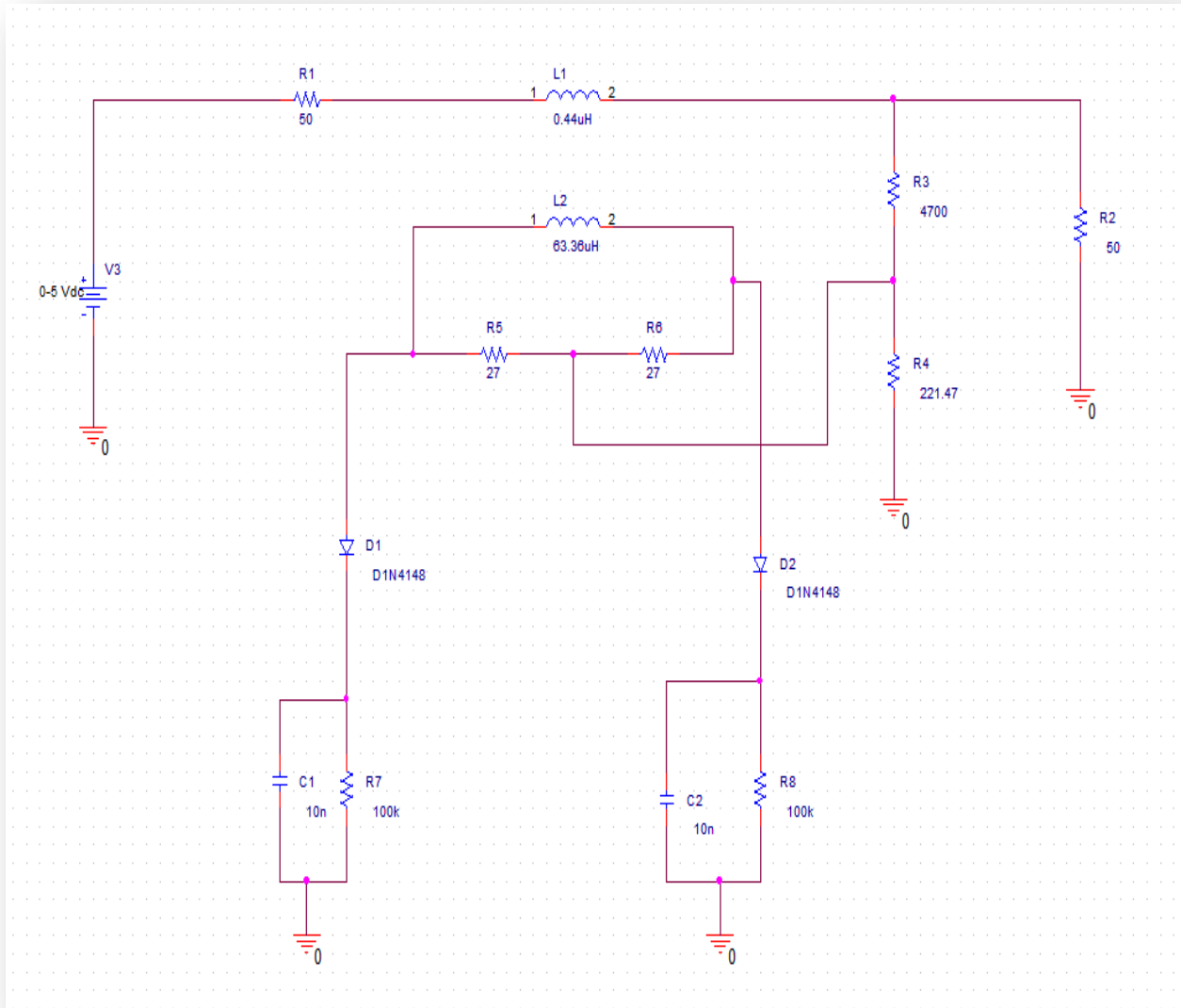
6.3.5 Γέφυρα Δειγματοληψίας Ισχύος Εξόδου

Η τελευταία ηλεκτρονική διάταξη πριν την έξοδο της ραδιοσυχνότητας στο βύσμα PL είναι η κατασκευή μιας γέφυρας δειγματοληψίας της ισχύος εξόδου, η οποία παρουσιάζεται παρακάτω στο Σχ. 6.23. Αρχικά η γέφυρα αποτελείται από έναν φερίτη T3, όπου έχει τυλιχθεί από 15 σπείρες πηνιόσυρμα 1.5 mm. Εσωτερικά του φερίτη περνάει ένα κομμάτι 2.5 cm ομοαξονικού καλωδίου (RG213). Ο κεντρικός αγωγός χαλκού του ομοαξονικού καλωδίου συνδέεται από την μια πλευρά με την έξοδο του προαναφερθέντος φίλτρου αρμονικών και η άλλη πλευρά με το βύσμα εξόδου PL. Το μπλεντάζ (πλέγμα) του ομοαξονικού καλωδίου συνδέεται με την γείωση του μηχανήματος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η ραδιοσυχνότητα να πηγαίνει απευθείας στο βύσμα εξόδου, αλλά ο φερίτης που βρίσκεται περιμετρικά του ομοαξονικού καλωδίου, κάνει επαγωγική δειγματοληψία και βγάζει στα άκρα του πηνιοσύρματος μια αρκετά μικρή στάθμη της ραδιοσυχνότητας που περνάει από μέσα του. Στην συνέχεια αυτή η χαμηλή στάθμη εισέρχεται σε μια δίοδο γερμανίου, η οποία την μετατρέπει σε DC τάση από 0 έως 5 V.



Σχήμα 6.23: Κατασκευαστική μορφή της γέφυρας δειγματοληψίας της ισχύος εξόδου.

Παρακάτω στο Σχ. 6.24 παρουσιάζεται το ηλεκτρονικό σχέδιο της γέφυρας δειγματοληψίας της ισχύος εξόδου.



Σχήμα 6.24: Ηλεκτρονική μορφή της γέφυρας δειγματοληψίας της ισχύος εξόδου

Για να επιτευχθεί το καλιμπράρισμα του οργάνου, στην μπροστινή πρόσοψη του μηχανήματος, βρίσκεται ένα βατόμετρο από 0 έως 100 W, όπως φαίνεται στο Σχ. 6.25. Η τάση που βγαίνει από την κάθοδο της διόδου μπαίνει σε ένα ποτενσιόμετρο 10kΩ, στο οποίο έχουν βραχυκυκλωθεί τα δυο άκρα του, και έτσι έχει μετατραπεί σε ροοστάτη. Έτσι γίνεται το καλιμπράρισμα του οργάνου μέτρησης των Watt, ώστε τα 5 V της εξόδου της γέφυρας δειγματοληψίας, η βελόνα του οργάνου να βρίσκεται στο ανώτερο άκρο που έχει, στα 2.5V να βρίσκεται στην μέση και στα 0V να βρίσκεται στην χαμηλότερη θέση που μπορεί να έχει.



Σχήμα 6.25: Βατόμετρο.

Εξαιτίας όλου αυτού έχει επιτευχθεί μια σωστή δειγματοληψία της ισχύος εξόδου του ενισχυτή μας.

6.3.6 Γραμμές Μεταφοράς (Καλωδίωση μεταξύ Linear, PLL και φορτίου)

Για την μεταφορά της ραδιοσυχνότητας από το PLL στον ενισχυτή και από τον ενισχυτή στο τεχνητό φορτίο, χρησιμοποιείται ένα ομοαξονικό καλώδιο, το οποίο έχει τύπο RG-58 (Σχ. 5.26).



Σχήμα 6.26: Ομοαξονικό καλώδιο RG-58.

Στα δύο άκρα του καλωδίου, έχουν συνδεθεί αρσενικά βύσματα (PL - 259), όπως φαίνεται στο Σχ. 6.27 και στα κουτιά των μηχανημάτων, έχουν συνδεθεί θηλυκά βύσματα βάσεως (PL - 239). Με αυτήν την συνδεσμολογία πετυχαίνεται η μέγιστη μετάδοση της ραδιοσυχνότητας από τη μία βαθμίδα προς την άλλη.



(α)



(β)

Σχήμα 6.27: (α) έχουμε το αρσενικό βύσμα και (β) το θηλυκό βύσμα.

Κατασκευή του Ενισχυτή Τάξης A-B

Την τελική μορφή της σύνδεσης καλωδίου με το βύσμα, φαίνεται στο ΣΧ. 6.28.



(α)



(β)

Σχήμα 6.28: (α) έχουμε ολόκληρη την μορφή και (β) έχουμε το εσωτερικό του βύσματος με το καλώδιο.

6.3.7 Υλικά που χρησιμοποιήθηκαν για τον Ενισχυτή Τάξης A-B

Στον πίνακα 1.5, φαίνεται η ονομασία, αλλά και η τιμή του κάθε υλικού που χρησιμοποιήθηκε, έτσι ώστε να επιτευχθεί η σωστή λειτουργία του ενισχυτή τάξης A-B.

Πίνακας 1.5: Υλικά για την κατασκευή του ενισχυτή τάξης A-B.

Ονομασία Υλικού	Τιμή Υλικού
Μετασχηματιστής	Είσοδος= 220 V και Έξοδος= 36 V
Μετασχηματιστής	Είσοδος= 220 V και Έξοδος= 7.5 V
Ολοκληρωμένο Κύκλωμα	IC7824
Ολοκληρωμένο Κύκλωμα	IC7805
Γέφυρα Ανόρθωσης	25 A 400 volt

Γέφυρα Ανόρθωσης	4 A (400 V)
Τρανζίστορ	MJF3055T
Τρανζίστορ	6 x TIP3055
MOSFET	6 x IRFP250N
Παλμοτροφοδοτικό	Είσοδος= 220 V και Έξοδος= 12 V (5 Ampere)
Ασφάλεια	30 A (48 V)
Ποτενσιόμετρα	6 x 10 kΩ
Ποτενσιόμετρα	2 x 100 kΩ
Φερίτες	8 x T3
Δίοδοι	2 x 1n4148
Ρελέ, 4 Μεταγωγικών Διπλών Επαφών	220 V (30 A)
Πηνία	3 x 0.33 μΗ
Πηνία	36 μΗ
Πυκνωτές	4x470 nF (100V)
Πυκνωτές	47 μF (50V)
Πυκνωτές	470 μF (50V)
Πυκνωτές	10 μF (50V)
Πυκνωτές	47000 μF (100V)
Πυκνωτές	4 x 470 μF (16V)
Πυκνωτές	12 x 100pF (100V)
Πυκνωτές	586 pF (100V)
Πυκνωτές	4 x 80 pF (100V)
Πυκνωτές	4 x 80 pF (100V)

Κατασκευή του Ενισχυτή Τάξης A-B

Πυκνωτές	2 x 10 nF(100V)
Αντίσταση	5 x 15 Ω (5Watt)
Αντίσταση	4 x 50 Ω (1 Watt)
Αντίσταση	100 Ω (½ Watt)
Αντίσταση	2 x 10 Ω (5 Watt)
Αντίσταση	4.7 kΩ (¼ Watt)
Αντίσταση	200 Ω (¼ Watt)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

Συμπεράσματα Εργασίας

Τελειώνοντας την παρουσίαση της πτυχιακής μας εργασίας, θα θέλαμε να αναφερθούμε και σε ορισμένους σημαντικούς παράγοντες, όπου θα μπορούσαν να βοηθήσουν να βελτιωθεί ακόμα περισσότερο η εργασία μας στην πιο αυτοματοποιημένη λειτουργία των μηχανημάτων μεταξύ τους.

Τέτοιοι παράγοντες, αρχικά, είναι η κατασκευή ενός συντονιστικού κεραίας (Antenna Tuner), με το οποίο θα μπορούσαμε να συντονίσουμε μικρά μήκη διαφόρων κεραιών, αλλά αυτό θα ήταν αρκετά δύσκολο, λόγω του ότι δε μας δίνεται η δυνατότητα να έχουμε επαρκή χώρο. Επίσης, το Antenna Tuner θα έχει την δυνατότητα να το τηλεχειριζόμαστε από μακριά, ώστε ο χρήστης να έχει την δυνατότητα του αυτόματου - απομακρυσμένου συντονισμού. Επιπροσθέτως, ένας δεύτερος σημαντικός παράγοντας είναι ο απομακρυσμένος έλεγχος του τελικού ενισχυτή A-B, ώστε να μην βρίσκεται συνέχεια ο ενισχυτής σε κατάσταση ετοιμότητας (stand - by), περιμένοντας να δεχτεί στην είσοδό του το σήμα του PLL. Ένας τελευταίος παράγοντας είναι η χρήση δύο έξυπνων διακοπών μέσω του διαδικτύου, τις οποίες τις έχουμε συνδεμένες στο Wi - Fi του χώρου στο οποίο βρίσκεται η κατασκευή μας και το τηλεχειριζόμαστε μέσω μιας εφαρμογής που κατεβάζουμε στο κινητό τηλέφωνο αντί για την χρήση του DTMF. Παρότι στο κύκλωμα μας δίνουμε την δυνατότητα χρήσης αυτών των παραγόντων, οι χρησιμοποίησή τους απαιτεί ένα αρκετά μεγαλύτερο κόστος κατασκευής.

Βιβλιογραφία

- [1] <http://www.saelectronics.gr/telecommunications/%CE%B1%CF%83%CF%8D%CF%81%CE%BC%CE%B1%CF%84%CE%B5%CF%82-%CE%B5%CF%80%CE%B9%CE%BA%CE%BF%CE%B9%CE%BD%CF%89%CE%BD%CE%AF%CE%B5%CF%82-0>
- [2] https://el.wikipedia.org/wiki/Smartphone#%CE%A7%CE%B1%CF%81%CE%B1%CE%BA%CF%84%CE%B7%CF%81%CE%B9%CF%83%CF%84%CE%B9%CE%BA%CE%AC_%CE%BA%CE%B1%CE%B9_%CE%B5%CF%86%CE%B1%CF%81%CE%BC%CE%BF%CE%B3%CE%AD%CF%82
- [3] [Μαρούλας, Ι. \(2009\). “Αναλογικά και Ψηφιακά PLL”, Διπλωματική Εργασία, Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης, Τμήμα Φυσικής, Θεσσαλονίκη](#)
- [4] https://en.wikipedia.org/wiki/Phase-locked_loop
- [5] [Μιχάλης Σπάσος, Κώστας Θ. Αμοιρίδης, Σύγχρονες Εφαρμογές Αναλογικών Ηλεκτρονικών, Εκδόσεις Αϊβάζη](#)
- [6] <https://circuitdigest.com/tutorial/voltage-controlled-oscillator-vco>
- [7] <https://electronics.stackexchange.com/questions/274015/why-is-there-a-non-zero-phase-error-in-a-second-order-pll>
- [8] https://www.researchgate.net/figure/The-four-common-filters-a-Low-pass-filter-passes-signals-with-a-frequency-lower-than_fig3_315801831
- [9] https://en.wikipedia.org/wiki/Low-pass_filter
- [10] https://en.wikipedia.org/wiki/Negative_feedback
- [11] https://www.researchgate.net/figure/phase-locked-loop-A-phase-locked-loop-PLL-is-a-feedback-system-that-responds-to-the_fig9_321255243
- [12] <https://www.electronics-tutorial.net/analog-integrated-circuits/phase-locked-loop/>
- [13] <https://www.elprocus.com/dual-tone-multi-frequency-dtmf-technology-and-its-applications>
- [14] <https://www.edgefxkits.com/blog/dtmf-decoder-application-circuits/>
- [15] https://en.wikipedia.org/wiki/Dual-tone_multi-frequency_signaling
- [16] <https://el.computersm.com/74-what-is-dtmf-on-a-cell-phone-82936>
- [17] <https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amplifier-classes.html>
- [18] [Δ. Παπακώστας, “Τάξη A-Darlington.pdf”, Σημειώσεις μαθήματος “Ηλεκτρονικές Διατάξεις” του τμήματος Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων](#)
- [19] https://el.wikipedia.org/wiki/%CE%9F%CE%BC%CE%BF%CE%B1%CE%BE%CE%BF%CE%BD%CE%B9%CE%BA%CF%8C_%CE%BA%CE%B1%CE%BB%CF%8E%CE%B4%CE%B9%CE%BF?fbclid=IwAR2vVthM4hwQ0wC1FpZumTbupN3s9XVlaJR9o7gqqZ3K-ZuYlhdxkKp6ck

- [20] [Κωστομοίρης Αλέξης – Βασίλης, \(2012\), “ Παρουσίαση Προτύπων Κανονισμών Δομημένης Καλωδίωσης ”, Πτυχιακή Εργασία, ΑΤΕΙ Ηρακλείου, Τμήμα Ηλεκτρολογίας.](#)
- [21] <https://scienceprog.com/design-and-implementation-of-dtmf-detector/>
- [22] <https://www.electronicwings.com/sensors-modules/mt8870-dtmf-decoder>
- [23] <https://www.quora.com/What-is-lock-range-and-capture-range-of-phase-locked-loop-in-simple-terms>
- [24] <https://www.electronics-tutorial.net/analog-integrated-circuits/phase-locked-loop/>
- [25] <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/pll-phase-locked-loop/phase-detector-digital-analogue-mixer.php>
- [26] [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Voltage_controlled_oscillator_\(VCO\)_diagram.jpg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Voltage_controlled_oscillator_(VCO)_diagram.jpg)
- [27] https://www.researchgate.net/figure/Phase-Locked-Loop-Frequency-Synthesizer_fig1_33805905
- [28] <https://www.anavasis.gr/blog/oi-deka-kaliteres-efarmoges-kiniton-tilefonon>
- [29] <https://www.in2life.gr/indulgence/technology/article/280132/smartphone-osa-mporei-na-kanei-enas-arharios.html>
- [30] <https://www.mediazone.gr/2017/09/12/%CE%BF%CE%BC%CE%BF%CE%B1%CE%BE%CE%BF%CE%BD%CE%B9%CE%BA%CE%AC-%CE%BA%CE%B1%CE%BB%CF%8E%CE%B4%CE%B9%CE%B1-%CE%BA%CE%B1%CE%B9-%CF%80%CE%BF%CE%B9%CE%AC-%CE%B7-%CF%87%CF%81%CE%AE%CF%83%CE%B7-%CF%84%CE%BF/?fbclid=IwAR21DbIvjGR6P8sUx4GTzkK4BYTJnLajTUEkGMGii0MKXLAH5U4BWUSUnPg>

Παράρτημα

Θα παρουσιάσουμε τα φύλλα δεδομένων (datasheet) του IC (mt8870) από την πλακέτα του DTMF.

Absolute Maximum Ratings[†]

	Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units
1	DC Power Supply Voltage	V_{DD}		7	V
2	Voltage on any pin	V_I	$V_{SS}-0.3$	$V_{DD}+0.3$	V
3	Current at any pin (other than supply)	I_I		10	mA
4	Storage temperature	T_{STG}	-65	+150	°C
5	Package power dissipation	P_D		500	mW

Recommended Operating Conditions - Voltages are with respect to ground (V_{SS}) unless otherwise stated.

	Parameter	Sym.	Min.	Typ. [‡]	Max.	Units	Test Conditions
1	DC Power Supply Voltage	V_{DD}	4.75	5.0	5.25	V	
2	Operating Temperature	T_O	-40		+85	°C	
3	Crystal/Clock Frequency	fc		3.579545		MHz	
4	Crystal/Clock Freq. Tolerance	Δfc		± 0.1		%	

DC Electrical Characteristics - $V_{DD}=5.0V \pm 5\%$, $V_{SS}=0V$, $-40^{\circ}C \leq T_O \leq +85^{\circ}C$, unless otherwise stated.

		Characteristics	Sym.	Min.	Typ. [‡]	Max.	Units	Test Conditions
1	S U P P L Y	Standby supply current	I_{DDQ}		10	25	μA	PWDN= V_{DD}
2		Operating supply current	I_{DD}		3.0	9.0	mA	
3		Power consumption	P_O		15		mW	$f_c=3.579545$ MHz
4	I N P U T S	High level input	V_{IH}	3.5			V	$V_{DD}=5.0$ V
5		Low level input voltage	V_{IL}			1.5	V	$V_{DD}=5.0$ V
6		Input leakage current	I_{IH}/I_{IL}		0.1		μA	$V_{IN}=V_{SS}$ or V_{DD}
7		Pull up (source) current	I_{SO}		7.5	20	μA	TOE (pin 10)=0, $V_{DD}=5.0$ V
8		Pull down (sink) current	I_{SI}		15	45	μA	INH=5.0 V, PWDN=5.0 V, $V_{DD}=5.0$ V
9		Input impedance (IN+, IN-)	R_{IN}		10		$M\Omega$	@ 1 kHz
10		Steering threshold voltage	V_{TSt}	2.2	2.4	2.5	V	$V_{DD} = 5.0$ V

Παρακάτω θα παρουσιαστούν τα φύλλα δεδομένων (datasheet) των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων του PLL όπως είναι το IC (CD4046), IC (CD4060), IC (CD40103) και τον IC (TDA2003).

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS											
CHARACTERISTIC	CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURES (°C)							UNITS
	V _O (V)	V _{IN} (V)	V _{DD} (V)	-55	-40	+85	+125	+25			
								Min.	Typ.	Max.	
VCO Section											
Output Low (Sink) Current I _{OL} Min.	0.4	0.5	5	0.64	0.61	0.42	0.36	0.51	1	—	mA
	0.5	0.10	10	1.6	1.5	1.1	0.9	1.3	2.6	—	
	1.5	0.15	15	4.2	4	2.8	2.4	3.4	6.8	—	
Output High (Source) Current, I _{OH} Min.	4.6	0.5	5	-0.64	-0.61	-0.42	-0.36	-0.51	-1	—	mA
	2.5	0.5	5	-2	-1.8	-1.3	-1.15	-1.6	-3.2	—	
	9.5	0.10	10	-1.6	-1.5	-1.1	-0.9	-1.3	-2.6	—	
	13.5	0.15	15	-4.2	-4	-2.8	-2.4	-3.4	-6.8	—	
Output Voltage: Low-Level, V _{OL} Max.	Term. 4 driving CMOS	0.5	5	0.05				—	0	0.05	V
		0.10	10	0.05				—	0	0.05	
		0.15	15	0.05				—	0	0.05	
Output Voltage: High-Level, V _{OH} Min.	e.g. Term. 3	0.5	5	4.95				4.95	5	—	V
		0.10	10	9.95				9.95	10	—	
		0.15	15	14.95				14.95	15	—	
Input Current I _{IN} Max.	—	0.18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	—	±10 ⁻⁵	±0.1	μA
Phase Comparator Section											
Total Device Current, I _{DD} Max. Term. 14 open, Term. 5 = V _{DD}	—	0.5	5	0.2				—	0.1	0.2	mA
	—	0.10	10	1				—	0.5	1	
	—	0.15	15	1.5				—	0.75	1.5	
	—	0.20	20	4				—	2	4	
Term. 14 = V _{SS} or V _{DD} , Term. 5 = V _{DD}	—	0.5	5	20				—	10	20	μA
	—	0.10	10	40				—	20	40	
	—	0.15	15	80				—	40	80	
	—	0.20	20	160				—	80	160	
Output Low (Sink) Current I _{OL} Min.	0.4	0.5	5	0.64	0.61	0.42	0.36	0.51	1	—	mA
	0.5	0.10	10	1.6	1.5	1.1	0.9	1.3	2.6	—	
	1.5	0.15	15	4.2	4	2.8	2.4	3.4	6.8	—	
Output High (Source) Current I _{OH} Min.	4.6	0.5	5	-0.64	-0.61	-0.42	-0.36	-0.51	-1	—	mA
	2.5	0.5	5	-2	-1.8	-1.3	-1.15	-1.6	-3.2	—	
	9.5	0.10	10	-1.6	-1.5	-1.1	-0.9	-1.3	-2.6	—	
	13.5	0.15	15	-4.2	-4	-2.8	-2.4	-3.4	-6.8	—	
DC-Coupled Signal Input and Comperator Input Voltage Sensitivity Low Level V _{IL} Max.	0.5,4.5	—	5	1.5				—	—	1.5	V
	1.9	—	10	3				—	—	3	
	1.5,13.5	—	15	4				—	—	4	
	0.5,4.5	—	5	3.5				3.5	—	—	
High Level V _{IH} Min.	1.9	—	10	7				7	—	—	V
	1.5,13.5	—	15	11				11	—	—	

Datasheet από το IC (CD4046).

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTER- ISTIC	CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURES (°C)							UNITS
	V _O (V)	V _{IN} (V)	V _{DD} (V)					+25			
				-55	-40	+85	+125	Min.	Typ.	Max.	
Quiescent Device Current, I _{DD} Max.	-	0,5	5	5	5	150	150	-	0.04	5	μA
	-	0,10	10	10	10	300	300	-	0.04	10	
	-	0,15	15	20	20	600	600	-	0.04	20	
	-	0,20	20	100	100	3000	3000	-	0.08	100	
Output Low (Sink) Current I _{OL} Min.	0.4	0,5	5	0.64	0.61	0.42	0.36	0.51	1	-	mA
	0.5	0,10	10	1.6	1.5	1.1	0.9	1.3	2.6	-	
	1.5	0,15	15	4.2	4	2.8	2.4	3.4	6.8	-	
Output High (Source) Current, I _{OH} Min.	4.6	0,5	5	-0.64	-0.61	-0.42	-0.36	-0.51	-1	-	mA
	2.5	0,5	5	-2	-1.8	-1.3	-1.15	-1.6	-3.2	-	
	9.5	0,10	10	-1.6	-1.5	-1.1	-0.9	-1.3	-2.6	-	
	13.5	0,15	15	-4.2	-4	-2.8	-2.4	-3.4	-6.8	-	
Output Voltage: Low-Level, V _{OL} Max.	-	0,5	5	0.05				-	0	0.05	V
	-	0,10	10	0.05				-	0	0.05	
	-	0,15	15	0.05				-	0	0.05	
Output Voltage: High-Level, V _{OH} Min.	-	0,5	5	4.95				4.95	5	-	V
	-	0,10	10	9.95				9.95	10	-	
	-	0,15	15	14.95				14.95	15	-	
Input Low Voltage, V _{IL} Max.	0.5, 4.5	-	5	1.5				-	-	1.5	V
	1, 9	-	10	3				-	-	3	
	1.5, 13.5	-	15	4				-	-	4	
Input High Voltage, V _{IH} Min.	0.5, 4.5	-	5	3.5				3.5	-	-	V
	1, 9	-	10	7				7	-	-	
	1.5, 13.5	-	15	11				11	-	-	
Input Current I _{IN} Max.	-	0,18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	-	±10 ⁻⁵	±0.1	μA

Datasheet azó to IC (CD4060).

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURES (°C)							UNITS
	V _O (V)	V _{IN} (V)	V _{DD} (V)	-55	-40	+85	+125	+25			
								Min.	Typ.	Max.	
Quiescent Device Current, I _{DD} Max.	-	0,5	5	5	5	150	150	-	0.04	5	μA
	-	0,10	10	10	10	300	300	-	0.04	10	
	-	0,15	15	20	20	600	600	-	0.04	20	
	-	0,20	20	100	100	3000	3000	-	0.08	100	
Output Low (Sink) Current*, I _{OL} Min.	0.4	0,5	5	0.64	0.61	0.42	0.36	0.51	1	-	mA
	0.5	0,10	10	1.6	1.5	1.1	0.9	1.3	2.6	-	
	1.5	0,15	15	4.2	4	2.8	2.4	3.4	6.8	-	
Output High (Source) Current*, I _{OH} Min.	4.6	0,5	5	-0.64	-0.61	-0.42	-0.36	-0.51	-1	-	mA
	2.5	0,5	5	-2	-1.8	-1.3	-1.15	-1.6	-3.2	-	
	9.5	0,10	10	-1.6	-1.5	-1.1	-0.9	-1.3	-2.6	-	
	13.5	0,15	15	-4.2	-4	-2.8	-2.4	-3.4	-6.8	-	
Output Voltage: Low-Level, V _{OL} Max.	-	0,5	5	0.05				-	0	0.05	V
	-	0,10	10	0.05				-	0	0.05	
	-	0,15	15	0.05				-	0	0.05	
Output Voltage: High-Level, V _{OH} Min.	-	0,5	5	4.95				4.95	5	-	V
	-	0,10	10	9.95				9.95	10	-	
	-	0,15	15	14.95				14.95	15	-	
Input Low Voltage V _{IL} Max.	0.5,4.5	-	5	1.5				-	-	1.5	V
	1,9	-	10	3				-	-	3	
	1.5,13.5	-	15	4				-	-	4	
Input High Voltage, V _{IH} Min.	0.5,4.5	-	5	3.5				3.5	-	-	V
	1,9	-	10	7				7	-	-	
	1.5,13.5	-	15	11				11	-	-	
Input Current I _{IN} Max.	-	0,18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	-	±10 ⁻⁵	±0.1	μA

Datasheet από το IC (CD40103).

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	NIN	TYP	MAX	UNIT
Supply Voltage	V _{cc}		8		18	V
Quiescent Output Voltage	V _o		6.1	6.9	7.7	V
Quiescent Drain Current	I _{ccq}			44	50	mA
Output Power	P _o	THD=10%, R _L =4Ω	5.5	6		W
		THD=10%, R _L =2Ω	9	10		
		THD=10%, R _L =3.2Ω		7.5		
		THD=10%, R _L =1.6Ω		12		
Input Saturation Voltage	V _{im}			300		mV
Input Sensitivity	V _i	P _o =0.5W, R _L =4Ω		14		mV
		P _o =6W, R _L =4Ω		55		
		P _o =0.5W, R _L =2Ω		10		
		P _o =10W, R _L =2Ω		50		
Frequency Response	BW	P _o =1W, R _L =4Ω	40 to 15000			Hz
Distortion	THD	P _o =0.05 ~ 4.5W, R _L =4Ω		0.15		%
		P _o =0.05 ~ 7.5W, R _L =2Ω		0.15		%
Input Resistance (pin 1)	Z _i	f=1kHz	70	150		KΩ
Input Noise Current	I _{ni}			60	200	pA
Input Noise Voltage	V _{ni}			1	5	μV
Voltage Gain (Open Loop)	G _{vo}	f=1kHz		80		dB
		f=10kHz		60		dB
Voltage Gain (closed Loop)	G _v	R _L =4Ω	39.3	40	40.3	dB
Efficiency	η	P _o =6W, R _L =4Ω		69		%
		P _o =10W, R _L =2Ω		65		%
Supply Voltage Rejection	SVR	f=100Hz, V _r =0.5V R _g =10kΩ, R _L =4Ω	30	36		dB

Datasheet από το IC (TDA2003).

Παρακάτω αναρτίζεται το φύλλο δεδομένων (datasheet) των 6 MOSFET (IRFP250N).

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_c=25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{GS}=0V; I_D=250\ \mu A$	200			V
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS}=V_{GS}; I_D=250\ \mu A$	2.0		4.0	V
$R_{DS(on)}$	Drain-Source On-Resistance	$V_{GS}=10V; I_D=18A$			75	$m\Omega$
I_{GSS}	Gate-Source Leakage Current	$V_{GS} = \pm 20V$			± 0.1	μA
I_{DSS}	Drain-Source Leakage Current	$V_{DS}=200V; V_{GS}= 0V$			25	μA
V_{SD}	Diode forward voltage	$I_S=18A, V_{GS} = 0V$			1.3	V

