



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

Διπλωματική Εργασία

**Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής
διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W**



Φοιτητής: Σταμάτιος Πιτσάκης
AM: 50106813

Επιβλέπων Καθηγητής

Σωτήριος Καραμπέτσος
Αναπληρωτής Καθηγητής

ΑΘΗΝΑ-ΑΙΓΑΛΕΩ, ΜΑΡΤΙΟΣ 2022



UNIVERSITY OF WEST ATTICA
FACULTY OF ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING

Diploma Thesis

Design of FM transmitter with integrate stereo modulation power 100 watt



Student: Stamatios Pitsakis
Registration Number: 50106813

Supervisor

Sotirios Karabetsos
Associate Professor

ATHENS-EGALEO, MARCH 2022

Η Διπλωματική Εργασία έγινε αποδεκτή και βαθμολογήθηκε από την εξής τριμελή επιτροπή:

Καραμπέτσος Σωτήριος, Αναπληρωτής Καθηγητής	Κουλούρας Γρηγόριος, Αναπληρωτής Καθηγητής	Ζώης Ηλίας Επίκουρος Καθηγητής

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ και ΣΤΑΜΑΤΙΟΣ ΠΙΤΣΑΚΗΣ ΙΟΥΛΙΟΣ 2021

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 τους συγγραφείς.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον/την συγγραφέα του και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις θέσεις του επιβλέποντος, της επιτροπής εξέτασης ή τις επίσημες θέσεις του Τμήματος και του Ιδρύματος.

ΔΗΛΩΣΗ ΣΥΓΓΡΑΦΕΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Ο κάτωθι υπογεγραμμένος Σταμάτιος Πιτσάκης του Ιωάννη, με αριθμό μητρώου 06813 φοιτητής του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής της Σχολής ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ του Τμήματος ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ,

δηλώνω υπεύθυνα ότι:

«Είμαι συγγραφέας αυτής της διπλωματικής εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, οι όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών ή λέξεων, είτε ακριβώς είτε παραφρασμένες, αναφέρονται στο σύνολό τους, με πλήρη αναφορά στους συγγραφείς, τον εκδοτικό οίκο ή το περιοδικό, συμπεριλαμβανομένων και των πηγών που ενδεχομένως χρησιμοποιήθηκαν από το διαδίκτυο. Επίσης, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία έχει συγγραφεί από μένα αποκλειστικά και αποτελεί προϊόν πνευματικής ιδιοκτησίας τόσο δικής μου, όσο και του Ιδρύματος.

Παράβαση της ανωτέρω ακαδημαϊκής μου ευθύνης αποτελεί ουσιώδη λόγο για την ανάκληση του διπλώματός μου.

Ο Δηλών
Σταμάτιος Πιτσάκης

Υπογραφή φοιτητή

Στην Αγαπημένη μου Κατερίνα που Αποτελεί Καθημερινή Πηγή Έμπνευσης

Ολοκληρώνοντας τον προπτυχιακό κύκλο σπουδών του τμήματος Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής οφείλω να ευχαριστήσω την οικογένειά μου, αλλά και τους καθηγητές του τμήματος, που χάρη στις συμβουλές τους απέκτησα ισχυρά εφόδια για να πορευτώ δυναμικά στον χώρο των ηλεκτρονικών και των τηλεπικοινωνιών.

Στο τελείωμα αυτής της εργασία νιώθω μεγάλη ανάγκη να ευχαριστήσω τον κύριο Σωτήριο Καραμπέτσο, για την όμορφη συνεργασία καθ' όλη τη διάρκεια του προπτυχιακού μου κύκλου σπουδών αλλά και για παραγωγική συνεργασία κατά τη διαδοχή της διπλωματικής εργασίας μετά την συνταξιοδότηση του κύριου Νασιόπουλου ο οποίος είχε αναλάβει αρχικών την επίβλεψή της. Μα πάνω απ' όλα θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή μου Αθανάσιο Νασιόπουλο για την άκρα αρμονική και παραγωγική συνεργασία που είχαμε. Χάρη σ' αυτόν, αλλά και το κοινό μας πάθος για την επιστήμη των τηλεπικοινωνιών παραθέτουμε την παρούσα διπλωματική εργασία πίσω από την οποία κρύβονται δυο άνθρωποι βαθιά ρομαντικοί με το αντικείμενο που πραγματεύεται.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία αποτελεί μια πρακτική προσέγγιση της διαδικασίας σχεδίασης, ανάλυσης και κατασκευής συστημάτων διαμορφώσης και αναλογικής επεξεργασίας ήχου, χωρίς να υστερεί από το αναγκαίο θεωρητικό και μαθηματικό υπόβαθρο. Για τον λόγο αυτό, η εργασία αποτελείται από δυο βασικές ενότητες: Στη πρώτη ενότητα αναλύεται η συμπεριφορά όλων των υποσυστημάτων που απαρτίζουν έναν στερεοφωνικό διαμορφωτή FM μέσω δομικών διαγραμμάτων (προσέγγιση ως σύστημα) αλλά και πραγματικών κυκλωμάτων (αντιστοίχιση συστήματος – κυκλώματος). Ακολούθως, στη δεύτερη ενότητα αναλύεται και επεξηγείται όλη η διαδικασία επιλογής, κατασκευής, παραμετροποίησης και πρότυπης μέτρησης των κυκλωμάτων που απαρτίζουν τον ραδιοπομπό FM Stereo. Τέλος, στο ίδιο κεφάλαιο της κατασκευής γίνεται αναφορά στον εργαστηριακό εξοπλισμό που αξιοποιήθηκε για τις μετρήσεις του κάθε υποσυστήματος αποδεικνύοντας έτσι την πλήρη λειτουργικότητά της κατασκευής.

Λέξεις – κλειδιά

FM, VCO, PLL, STEREO, TSA5511, NJM2035

Abstract

The present master's thesis is a practical presentation of the design, the analysis and also the construction of the modulation and the analog processing parts of an audio system. All the above is presented without the lack of the necessary theoretical and mathematical background. For this reason, this thesis consists of two main sections. In the first section the function of each subsystem that composes an FM Stereo Modulator is analyzed. This is accomplished through block diagrams, as an approach as a system and also through implemented circuits, as a system-circuit matching. Subsequently, in the second section, the whole process of selection, construction, customization and standard measurement part of each circuit that compose the FM Stereo modulator is analyzed and deeply explained. In conclusion, in the same chapter that includes the circuit's implementation, a reference is also made to the RF Laboratory equipment used for measurements related to each subcircuit/subsystem. The system's functionality is proven via the measurements.

Keywords

FM, VCO, PLL, STEREO, TSA5511, NJM2035

Περιεχόμενα

Κατάλογος Πινάκων.....	10
Κατάλογος Εικόνων	11
Αλφαβητικό Ευρετήριο.....	15
ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	16
Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας.....	16
Σκοπός και στόχοι	16
Μεθοδολογία.....	17
Καινοτομία	17
Δομή 17	
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Θεωρητική Ανάλυση Συστημάτων Διαμόρφωσης FM.....	19
1.1 Διαμόρφωση Συχνότητας – FM	19
1.1.1 Φασματική Ανάλυση Διαμόρφωσης FM	22
1.1.2 Διαμόρφωση FM Στενού Φασματικού Εύρους – Narrow Band	26
1.1.3 Ισχύς Διαμόρφωσης FM.....	27
1.2 Voltage Controlled Oscillator – VCO.....	28
1.3 Phase Locked Loop – PLL	32
1.4 Στερεοφωνική Κωδικοποίηση	36
1.5 Radio Data System – RDS.....	39
1.6 Αποδιαμόρφωση FM	41
1.7 Ενισχυτές RF	45
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : Κυκλωματική Υλοποίηση Υποσυστημάτων Ραδιοπομπού FM.....	48
2.1 Στερεοφωνικός Κωδικοποιητής.....	48
2.1.1 Low Pass Filter 15kHz.....	49
2.1.2 Ένδειξη Υπεροδήγησης – Clipping	50
2.1.3 Στερεοφωνική Πολυπλεξία Με Το NJM2035.....	51
2.1.4 Μεικτής.....	53
2.1.5 Σταθεροποιημένα Τροφοδοτικά.....	54
2.1.6 Σχεδίαση και Κατασκευή Κυκλώματος Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή.....	55
2.1.7 Μετρήσεις Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή.....	59
2.2 Απλός VCO.....	67
2.2.1 Σχεδίαση και Κατασκευή Κυκλώματος Απλού VCO.....	68
2.2.2 Μετρήσεις Απλού VCO.....	72
2.3 Ενισχυτής RF 3 Watt.....	80
2.4 Ολοκληρωμένο Τυπωμένο Κύκλωμα VCO, PLL & Ενισχυτής RF 6W.....	83
2.4.1 VCO & RF Amplifier 6W.....	84
2.4.2 PLL Με Το TSA5511	85
2.4.3 Ψηφιακός Χειρισμός Του PLL Με Τον Μικροελεγκτή PIC16F628.....	87
2.4.4 Κατασκευή και Μετρήσεις Ολοκληρωμένου VCO – PLL & RF Ενισχυτή 6W	88
3 Συμπεράσματα – Παρατηρήσεις.....	91
4 Βιβλιογραφία	92
5 Τεχνικά Εγχειρίδια – Διαδικτυακές Πηγές.....	93

Πίνακας 1.1 – Ποσοστό Φασματικών Ακτινών Μέσω Συντελεστών Bessel.....	25
Πίνακας 2.1 – Πλάτος Σήματος Εξόδου Συναρτήσεως Συχνότητας Για σταθερό Πλάτος Σήματος Εισόδου 120mV.....	61

Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 1.1.1 - Χρονική Απεικόνιση Φέροντος, Σήματος Πληροφορίας Και Διαμορφωμένου Σήματος Κατά FM	19
Εικόνα 1.1.2 – Απεικόνιση Φασματικών Ακτινών Σύμφωνα με τη σχέση 1.1.16	23
Εικόνα 1.1.3 – Γραφική Απεικόνιση Συναρτήσεων Bessel Του Δείκτη Διαμόρφωσης m_f	23
Εικόνα 1.1.4 – Φασματική Απεικόνιση FM Σήματος για Διάφορους Δείκτες Διαμόρφωσης m_f	24
Εικόνα 1.1.5 – Παθητικό Φίλτρο Έμφασης Audio Σήματος	26
Εικόνα 1.1.6 – Φασματική Απεικόνιση NB FM.....	26
Εικόνα 1.1.7 – Απόδοση Ισχύος FM Συναρτήσεσι Του Δείκτη Διαμόρφωσης (πηγή: Νασιόπουλος, 2007)	27
Εικόνα 1.2.1 – Δομή VCO με Πηνίο και Πυκνωτή.....	28
Εικόνα 1.2.2 – Δομή VCO Ελεγχόμενης Χωρητικότητας Από Το Σήμα Εισόδου	29
Εικόνα 1.2.3 – Σχηματικό Απλού Διαμορφωτή FM Με Στοιχεία LC.....	30
Εικόνα 1.2.4 – Πόλωση Διόδου Varicap Στα Κυκλώματα VCO.....	31
Εικόνα 1.2.5 – Δομή VCO Με Varicap	31
Εικόνα 1.2.6 – Χαρακτηριστική Varicap $C=f(V)$ Υπό Την Επίδραση Του Σήματος $s(t)$	32
Εικόνα 1.3.1 – Δομή Βρόχου PLL Χωρίς Σήμα Εισόδου	32
Εικόνα 1.3.2 – Διαμόρφωση FM με χρήση VCO – PLL.....	34
Εικόνα 1.3.3 – Διαμόρφωση FM Με Ρυθμιζόμενο PLL – Synthesizer	35
Εικόνα 1.4.1 – Δομικό Διάγραμμα Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή	36
Εικόνα 1.4.2 – Φασματική Απεικόνιση Σημάτων Εισόδου Και Εσωτερικών Σημάτων $s_1(t)$ και $s_2(t)$	37
Εικόνα 1.4.3 – Φασματική Απεικόνιση Στερεοφωνικά Κωδικοποιημένου Σήματος	37
Εικόνα 1.4.4 – Χρονική Απεικόνιση Κύματομορφών Σήματος Εισόδου 1kHz και 4kHz, Πιλότου 19kHz Και Stereo Κωδικοποιημένου Σήματος.	38
Εικόνα 1.4.5 – Δομικό διάγραμμα Ιδανικού Κωδικοποιητή Stereo	38
Εικόνα 1.5.1 – Συνολική Φασματική Απεικόνιση Στερεοφωνικά Κωδικοποιημένου Σήματος Και RDS.....	40
Εικόνα 1.5.2 – Δομικό Διάγραμμα Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή Και πρωτοκόλλου RDS	40
Εικόνα 1.6.1 – Δομικό Διάγραμμα Δέκτη	41
Εικόνα 1.6.2 – Δομικό Διάγραμμα Ιδανικού Σύμφωνου Αποδιαμορφωτή	42
Εικόνα 1.6.3 – Δομικό Διάγραμμα Αποδιαμορφωτή FM Με PLL.....	43
Εικόνα 1.6.4 – Δομικό Διάγραμμα Αποκωδικοποιητή Stereo.....	44

<i>Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W</i>	
Εικόνα 1.7.1– Διάταξη Και Απόκριση Εισόδου – Εξόδου Ενισχυτή Τάξης A	45
Εικόνα 1.7.2 – Διάταξη Και Απόκριση Εισόδου – Εξόδου Ενισχυτή Τάξης B	46
Εικόνα 1.7.3 – Διάταξη Και Απόκριση Εισόδου – Εξόδου Ενισχυτή Τάξης AB	46
Εικόνα 1.7.4 – Διάταξη Και Απόκριση Εισόδου – Εξόδου Ενισχυτή Τάξης C	47
Εικόνα 1.7.5 – Ενισχυτή Τάξης C Με Φίλτρο Αρμονικών Εξόδου	47
Εικόνα 2.1.1 – Κύκλωμα Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή	49
Εικόνα 2.1.2 – Active Low Pass Filter 15kHz.....	49
Εικόνα 2.1.3 – Θεωρητική Καμπύλη Απόκρισης Ενεργού Φίλτρου 15kHz Με Ενσωματωμένο Φίλτρο Έμφασης	50
Εικόνα 2.1.4 – Κύκλωμα Ανίχνευσης Υπεροδήγησης Σήματος Εισόδου (Clipping)	51
Εικόνα 2.1.5 – Εσωτερικό Δομικό Διάγραμμα NJM2035 Και Package Ολοκληρωμένου.....	51
Εικόνα 2.1.6 – Κύκλωμα Διαχείρισης Εισόδων – Εξόδων του Ολοκληρωμένου Πολυπλέκτη NJM2035	52
Εικόνα 2.1.7 – Κύκλωμα Μείξης Πιλότου 19kHz Και Σήματος Πολυπλέκτη	53
Εικόνα 2.1.8 – Τροφοδοτική Διάταξη Ολοκληρωμένου Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή	54
Εικόνα 2.1.9 – Σχηματικό Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή Στο Σχεδιαστικό Πρόγραμμα PCB Eagle	55
Εικόνα 2.1.10 - Σχηματικό Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή Με Τις Ονομαστικές Τιμές Του Κάθε Στοιχείου ...	55
Εικόνα 2.1.11 – Αρχείο Board Πριν Τη Διαδικασία Τοποθέτησης Εξαρτημάτων Στο Χώρο Του Τυπωμένου ..	56
Εικόνα 2.1.12 – Placement Στοιχείων Εντός του Χώρου Σχεδίασης Τυπωμένου Κυκλώματος	56
Εικόνα 2.1.13 – Διασύνδεση Στοιχείων (Routing) - Σχεδίαση Διαδρόμων Χαλκού	57
Εικόνα 2.1.14 – Ολοκληρωμένη Σχεδίαση Τυπωμένου Κυκλώματος Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή.	57
Εικόνα 2.1.15 – Μάσκα Έκθεσης Φωτοευαίσθητης Πλακέτας Για Τη Κατασκευή Του Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή.....	58
Εικόνα 2.1.16 – Άνω Όψη Τυπωμένου Κυκλώματος Stereo Κωδικοποιητή Πλήρως Συναρμολογημένο	58
Εικόνα 2.1.17 – Κάτω Όψη Τυπωμένου Κυκλώματος Stereo Κωδικοποιητή Πλήρως Συναρμολογημένο	59
Εικόνα 2.1.18 – Ψηφιακός Παλμογράφος DSO4202C Της Hantek	59
Εικόνα 2.1.19 – Αντίδραση Συστήματος Μέτρησης Clipping Για Σήμα Εισόδου 200mV.....	60
Εικόνα 2.1.20 – Καμπύλη Απόκρισης (Διάγραμμα Bode) Ενεργού Χαμηλοπερατού Φίλτρου Εισόδου 15kHz61	
Εικόνα 2.1.21 – Πλάτος και Γωνία Σήματος Εξόδου (Μπλε) Σε Σχέση Με Το Σήμα Εισόδου (Κίτρινο) Για Συχνότητα 15kHz	61
Εικόνα 2.1.22 – Γένεση Πιλότου 38,4kHz (Μπλε) Σε Σχέση Με Το Σήμα Εξόδου Από Τον Μείκτη (Κίτρινο) ...	62
Εικόνα 2.1.23 – Φασματική Ανάλυση Σήματος Εξόδου Στερ. Κωδικ. Άνευ Σημάτων Εισόδου	62

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W	
Εικόνα 2.1.24 – Φασματική Ανάλυση Σήματος Εξόδου Στερ. Κωδικ. Κατόπιν Ρύθμισης Συνιστώσας Φέροντος	63
Εικόνα 2.1.25 – Χρονική Απεικόνιση Σήματος Εξόδου Μετά Τη Ρύθμιση (Κίτρινο) Σε Σχέση Με Τη Χρονική Κυματομορφή Του Ταλαντωτή Των 38kHz (Μπλέ)	64
Εικόνα 2.1.26 – Φασματική Ανάλυση Σήματος Εξόδου Στερ. Κωδικ. Για Σήμα Εισόδου 5kHz (Left Chan)	64
Εικόνα 2.1.27 – Χρονική Απεικόνιση Σήματος Εξόδου Στερ. Κωδικ. Για Σήμα Εισόδου 5kHz Στο Αριστερό Κανάλι	65
Εικόνα 2.1.28 – Φασματική Ανάλυση Σήματος Εξόδου Στερ. Κωδικ. Για Σήμα Εισόδου 1kHz (L & R Chan)	65
Εικόνα 2.1.29 - Χρονική Απεικόνιση Σήματος Εξόδου Στερ. Κωδικ. Για Σήμα Εισόδου 1kHz (L & R Chan)	66
Εικόνα 2.1.30 – Φασματική Ανάλυση Σήματος Εξόδου Στερ. Κωδικ. Για Σήματα Εισόδου 1kHz Και 4kHz	66
Εικόνα 2.1.31 - Χρονική Απεικόνιση Σήματος Εξόδου (Κ) Στερ. Κωδικ. Για Σήματα Εισόδων 1kHz L & 4kHz R (Μ)	67
Εικόνα 2.2.1 – Κύκλωμα Απλού VCO	67
Εικόνα 2.2.2 – Σχηματικό Απλού VCO Στο Σχεδιαστικό Πρόγραμμα PCB Eagle	69
Εικόνα 2.2.3 - Αρχείο Board Πριν Τη Διαδικασία Τοποθέτησης Εξαρτημάτων Στο Χώρο Του Τυπωμένου VCO	69
Εικόνα 2.2.4 – Placement Στοιχείων Εντός του Χώρου Σχεδίασης Τυπωμένου Κυκλώματος Απλού VCO.	69
Εικόνα 2.2.5 – Ολοκληρωμένη Σχεδίαση Τυπωμένου Κυκλώματος Απλού VCO	71
Εικόνα 2.2.6 – Μάσκα Έκθεσης Φωτοευαίσθητης Πλακέτας Για Τη Κατασκευή Του Απλού VCO	71
Εικόνα 2.2.7 – Άνω Όψη Τυπωμένου Κυκλώματος Απλού VCO Πλήρως Συναρμολογημένο	72
Εικόνα 2.2.8 – Γέφυρα Στάσιμων Κυμάτων Της Bird Σε Διάταξη Μέτρησης Προσπίπτουσας Ισχύος Στο Φορτίο	72
Εικόνα 2.2.9 – Γέφυρα Στάσιμων Κυμάτων Της Bird Σε Διάταξη Μέτρησης Ανακλώμενης Ισχύος Από Το Φορτίο	73
Εικόνα 2.2.10 – Φασματική Ανάλυση Εξόδου VCO Για Συχνότητα Φέροντος 98,8MHz	73
Εικόνα 2.2.11 – Φασματική Ανάλυση 8 ^{ης} , 9 ^{ης} και 10 ^{ης} αρμονικής Απλού VCO	74
Εικόνα 2.2.12 – Χρονική Απεικόνιση RF Σήματος εξόδου VCO Κεντρικής Συχνότητας 98,8MHz	74
Εικόνα 2.2.13 – Μετρητική Διάταξη Μέτρησης Ισχύος Εξόδου Απλού VCO	75
Εικόνα 2.2.14 – Γραφικό Περιβάλλον Του Λογισμικού SDRSharp (SDR#)	76
Εικόνα 2.2.15 – Πειραματική Διάταξη Ζεύξη Πομπού VCO και Δέκτη RTL-SDR	76
Εικόνα 2.2.16 – Εύρεση Κενής Συχνότητας Εκπομπής του VCO Στη Συχνότητα 88,3MHz	77
Εικόνα 2.2.17 – Φασματική Απεικόνιση Φέροντος VCO	77

Εικόνα 2.2.18 – Φασματική Απεικόνιση Διαμορφωμένου Φέροντος VCO Για Σήμα Εισόδου 100mV 1kHz ...	78
Εικόνα 2.2.19 – Φασματική Ανάλυση Αποδιαμορφωμένου Σήματος 1kHz	78
Εικόνα 2.2.20 – Φασματική Απεικόνιση Διαμορφωμένου Φέροντος VCO Για Σήμα Εισόδου 250mV 1kHz ...	78
Εικόνα 2.2.21 – Φασματική Απεικόνιση Διαμορφωμένου Φέροντος VCO Για Σήμα Εισόδου 100mV 10kHz .	79
Εικόνα 2.2.22 - Φασματική Ανάλυση Αποδιαμορφωμένου Σήματος 10kHz	79
Εικόνα 2.2.23 – Φασματική Απεικόνιση Διαμορφωμένου Φέροντος VCO Για Σήμα Εισόδου 300mV 15kHz .	79
Εικόνα 2.2.24 – Φασματική Ανάλυση Αποδιαμορφωμένου Σήματος 15kHz	80
Εικόνα 2.3.1 - Κύκλωμα Ενισχυτή RF 3Watt.....	80
Εικόνα 2.3.2 - Άνω Όψη Κυκλώματος RF Ενισχυτή 3W.....	81
Εικόνα 2.3.3 – Πειραματική διάταξη δοκιμής RF Ενισχυτή 3W	81
Εικόνα 2.3.4 – Μέτρηση Ισχύος Εξόδου RF Ενισχυτή	82
Εικόνα 2.3.5 – Μέτρηση Ισχύος Και Έμμεση Ανίχνευση φασματικής Συνιστώσας Από Τον Αναλυτή Φάσματος	82
Εικόνα 2.4.1 – Άνω Όψη Τυπωμένου κυκλώματος VCO-PLL	83
Εικόνα 2.4.2 – Κάτω Όψη Τυπωμένου κυκλώματος VCO-PLL.....	84
Εικόνα 2.4.3 – Κύκλωμα VCO Και RF Ενισχυτή 6W	84
Εικόνα 2.4.4 – Εσωτερικό Δομικό Διάγραμμα Ολοκληρωμένου PLL-Synthesizer TSA5511	86
Εικόνα 2.4.5 – Κύκλωμα PLL Με το Ολοκληρωμένο Synthesizer TSA5511.....	87
Εικόνα 2.4.6 – Κύκλωμα Σειριακού Προγραμματισμού PLL	88
Εικόνα 2.4.7 – Ολοκληρωμένη Κατασκευή VCO-PLL.....	88
Εικόνα 2.4.8 – Μετρούμενη Ισχύ Εξόδου VCO-PLL	89
Εικόνα 2.4.9 – Φάσμα Διαμορφωμένου Φέροντος Για Σήμα Εισόδου 10kHz.....	89
Εικόνα 2.4.10 - Φασματική Ανάλυση Αποδιαμορφωμένου Σήματος 10kHz	90

AM: Amplitude Modulation

BPSK: Binary Phase Shift Keying

DSB_{sc}: Double Side Band – Suppressed Carrier

FFT: Fast Fourier Transformer

FM: Frequency Modulation

LSB: Lower Side Band

NB: Narrow Band

PLL: Phase Locked Loop

RDS: Radio Data System

RF: Radio Frequency

SCL: Serial Clock

SDA: Serial Data

SDR: Software Define Radio

USB: Upper Side Band

VCO: Voltage Controlled Oscillator

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η ανάγκη για καλύτερες τηλεπικοινωνίες, οι οποίες θα μπορούν να διαμορφώσουν μεγαλύτερο φάσμα πληροφορίας, αλλά και καλύτερη θωράκιση έναντι των επιδράσεων του θορύβου και των ηλεκτροστατικών φαινομένων που παρατηρήθηκαν κατά την βιομηχανοποίηση της διαμόρφωσης πλάτους – AM, οδήγησαν στην αναζήτηση διαφορετικών τύπων διαμορφώσεων. Το 1930 ο Howard Armstrong, στην προσπάθειά του να εξαλείψει όλα τα προβλήματα, που εν δυνάμει υποβάθμιζαν την ποιότητα του ακουστικού σήματος, δημιουργεί το πρώτο σύστημα διαμόρφωσης κατά συχνότητα γνωστή και ως FM, παρόλο που χρονικά προηγείται η θεωρητική απόδειξη μιας λιγότερο ευάλωτης και πρωτάκουστης για την εποχή διαμόρφωσης (κατά συχνότητα) από τον John Carson, ερευνητή των Εργαστηρίων της Bell. Το αποτέλεσμα των ερευνητικών διαδικασιών πάνω στην διαμόρφωση FM ήταν να γίνει εμπορικά εκμεταλλεύσιμη από το 1936 έχοντας φυσικά βιομηχανοποιήσει την κατασκευή κατάλληλων ανιχνευτών (δέκτες) από τους Foster και Seely. Πολύ γρήγορα, ανακαλύφθηκαν οι γιγαντιαίες δυνατότητες της διαμόρφωσης FM έναντι της κλασικής AM που υπήρχε μέχρι πρότινος, με αποτέλεσμα να βρίσκουμε τις πρώτες στερεοφωνικές εκπομπές στα FM το 1961 από τις Η.Π.Α. Τελευταίο στάδιο μετεξέλιξης της ραδιοφωνίας FM αποτελεί η ενσωμάτωση του πρωτοκόλλου επικοινωνίας RDS (Radio Data System), το οποίο με πολύ χαμηλή φασματική ισχύς (περίπου 2,5%) διαμορφώνει κατά BPSK ένα bitstream το οποίο περιέχει κωδικοποιημένους ψηφιακούς χαρακτήρες, με στόχο την λήψη μηνυμάτων text μαζί με τα δυο ηχητικά και ανεξάρτητα κανάλια ήχου που είδη κωδικοποιούσαμε κατά την στερεοφωνική διαμόρφωση. Η FM αποτέλεσε πηγή έμπνευσης για όλες τις ψηφιακές διαμορφώσεις που χρησιμοποιούν ως μεταβαλλόμενο μέγεθος τη συχνότητα, ενώ το πρότυπο της στερεοφωνικής διαμόρφωσης σε συνδυασμό με το πρωτόκολλο του RDS χρησιμοποιείται και σήμερα στην εμπορική χρήση της ραδιοφωνίας σε όλη την Ελλάδα, εκθρονίζοντας την κλασική AM ραδιοφωνία που εδώ και πολλά χρόνια έχει εκλείψει από την εμπορική χρήση.

Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας

Στη παρούσα εργασία αναπτύσσεται πλήρως όλο το αναγκαίο θεωρητικό υπόβαθρο της διαμόρφωσης FM, της στερεοφωνικής διαμόρφωσης, των κυκλωμάτων VCO και PLL, των ενισχυτών RF ισχύος, και στη συνέχεια αναλύεται η λειτουργία ορισμένων σημαντικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων που αποτελούν την καρδιά διαφόρων υποσυστημάτων που στο άθροισμα θα αποτελέσουν ένα ολοκληρωμένο σύστημα στερεοφωνικής εκπομπής για την μπάντα των FM, ακολουθώντας τις τεχνικές προδιαγραφές που διέπουν αντίστοιχα επαγγελματικά συστήματα. Τέλος, θα υπάρχει πλήρης αναφορά της διαδικασίας κατασκευής ολόκληρου του συστήματος αλλά και στις τεχνικές δυσκολίες που αντιμετωπίστηκαν προκειμένου να διεκπεραιωθεί η κατασκευή του.

Σκοπός και στόχοι

Σκοπός της εργασίας είναι η κατανόηση της λειτουργίας συστημάτων διαμόρφωσης, αναλογικής επεξεργασίας ήχου και RF κυκλωμάτων μέσα από τη διαδικασία κατασκευής και παραμετροποίησης ενός ολοκληρωμένου συστήματος ακολουθούμενο από τις προδιαγραφές που ορίζουν κάθε σύγχρονο ραδιοσύστημα για την μπάντα των FM. Καθ' όλη τη πορεία της εργασίας θα αναλυθούν θεωρητικά και τεχνικά όλα τα λειτουργικά συστήματα που συμβάλουν στη διαδικασία στερεοφωνικής κωδικοποίησης και διαμόρφωσης FM, στοιχειοθετώντας μια ολοκληρωμένη εργασία η οποία αυτούσια θα αποτελεί σημείο αναφοράς για τις σύγχρονες αναλογικές διαμορφώσεις, που παρά την έντονη ψηφιοποίησή τους έχουν επικρατήσει ακόμα και σήμερα σε παγκόσμιο επίπεδο.

Μεθοδολογία

Η μεθοδολογία με την οποία αναπτύσσεται η παρούσα εργασία δεν διαφέρει ιδιαίτερα από τη δομή της, μιας και σε πρώτο επίπεδο αναλύθηκαν πλήρως όλα τα θεωρητικά ζητήματα που αφορούν την διαμόρφωση κατά συχνότητα, μέσω μαθηματικών εκφράσεων, αλλά και την αποδόμηση της διαμόρφωσης στο φάσμα, δηλαδή δόθηκαν απαντήσεις για ερωτήματα που σχετίζονται με το εύρος εκπομπής που λαμβάνει ένα κανάλι για τη συσχέτιση του φάσματος πληροφορίας με το φάσμα του διαμορφωμένου σήματος, αλλά και τον λόγο για τον οποίο θεωρείται αποδοτικότερη η διαμόρφωση FM από την κλασική AM και την DSBsc. Στη συνέχεια επεξηγήθηκε και αναλύθηκε πλήρως η διαδικασία της στερεοφωνικής διαμόρφωσης με ιδιαίτερη έμφαση στο φάσμα που καταλαμβάνει αυτή η τεχνική, καθώς και η επίδρασή της στο φάσμα του διαμορφωμένου σήματος με τη τεχνική stereo. Τελευταίο στάδιο της μελέτης αποτέλεσαν τα RF κυκλώματα όπως οι ενισχυτές RF ισχύος (ιδιαίτερη ενασχόληση με τους ενισχυτές τάξης C), και τα φίλτρα RF, δηλαδή φίλτρα που πέρα από τη διαδικασία επιλογής συχνοτικού περιεχομένου οφείλουν να αποδίδουν άριστη προσαρμογή μεταξύ των βαθμίδων, ώστε να εξαλειφθούν φαινόμενα κακής προσαρμογής αντιστάσεων εισόδου – εξόδου.

Σε δεύτερο επίπεδο και συνοψίζοντας όλα τα κεφάλαια της θεωρίας που αναπτύχθηκαν νωρίτερα, ξεκινά η διαδικασία της κυκλωματικής κατασκευής όλων των απαραίτητων υποσυστημάτων που απαρτίζουν τον ραδιοπομπό και σε επόμενο στάδιο αφότου ελεγχθεί και μετρηθεί η άριστη λειτουργία τους, ολοκληρώνεται η εξεταζόμενη κατασκευή με την πλήρη αλληλεπίδραση μεταξύ τους, προσφέροντας ένα ολοκληρωμένο αποτέλεσμα που διέπεται από τα σύγχρονα πρότυπα εκπομπής.

Καινοτομία

Η εργασία αυτή περιγράφει με μεγάλη λεπτομέρεια και τεκμηρίωση τη δημιουργία ενός ρεαλιστικού - πραγματικού και κυρίως αυτόνομου τηλεπικοινωνιακού συστήματος, το οποίο μπορεί να σταθεί και να λειτουργήσει σε οποιαδήποτε χώρα εντός και εκτός Ευρώπης. Τόσο η δομή όσο και η κατασκευή της έχει γίνει ακολουθώντας με ευλάβεια όλους τους κανονισμούς που διέπουν κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα, το οποίο αξιοποιεί το δημόσιο αγαθό που ονομάζουμε ραδιοφάσμα. Ως λογικό αποτέλεσμα αυτής της προτυποποίησης, η χρήση του ελαχίστου δυνατού φάσματος χωρίς την πρόκληση παρεμβολής σε γειτονικά κανάλια ή μπάντες, ενώ παράλληλα προσφέρεται στον δέκτη η μέγιστη ποιότητα πληροφορίας, αποδίδοντας υψηλή πιστότητα και ως προς την ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος.

Δομή

Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, η εργασία διχοτομείται σε δυο βασικά κεφάλαια: Στο πρώτο κεφάλαιο αφότου αναλυθεί πλήρως η διαμόρφωση συχνότητας, αναλύονται θεωρητικά όλα τα υποσυστήματα που απαρτίζουν ένα σύγχρονο ραδιοπομπό FM, ενώ παράλληλα παραθέτονται ορισμένα πρακτικά κυκλώματα αποδίδοντας με εύκολο τρόπο τη συσχέτιση θεωρίας και πράξης. Πιο συγκεκριμένα, αναλύεται η συμπεριφορά κυκλωμάτων VCO, PLL, και RF ενισχυτών, ενώ ιδιαίτερη σημασία δίνεται και στην στερεοφωνική διαμόρφωση η οποία δεν αποτελεί τίποτα παραπάνω από μια κλασική διαμόρφωση πλάτους κατεσταλμένου φέροντος (DSBsc). Κάθε υποσύστημα αναλύεται σε αυτόνομες παραγράφους συνοδευόμενο από κυκλωματικά σχέδια και κατάλληλες γραφικές παραστάσεις τόσο στο χρόνο όσο και στη συχνότητα, αποδίδοντας μια ολοκληρωμένη τεκμηρίωση ως προς τη δομή, τη παραμετροποίηση και εν τέλει την πρότυπη λειτουργία τους.

Το δεύτερο κεφάλαιο περιγράφει τη διαδικασία επιλογής κυκλωμάτων, κατασκευής, και πρότυπης μέτρησής τους, ενώ στο τέλος αποδίδονται οι μετρήσεις του ολοκληρωμένου αυτού συστήματος διαμόρφωσης. Πιο συγκεκριμένα, σε κάθε παράγραφο του δευτέρου κεφαλαίου ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Πιτσάκης Σταμάτιος

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W αναλύεται η δομή και η συμπεριφορά κάθε κυκλώματος ενώ περιγράφεται πλήρως και η διαδικασία κατασκευής. Στο τέλος της κάθε παραγράφου καταγράφονται οι μετρήσεις που συλλέχθηκαν σε κάθε κύκλωμα – υποσύστημα.

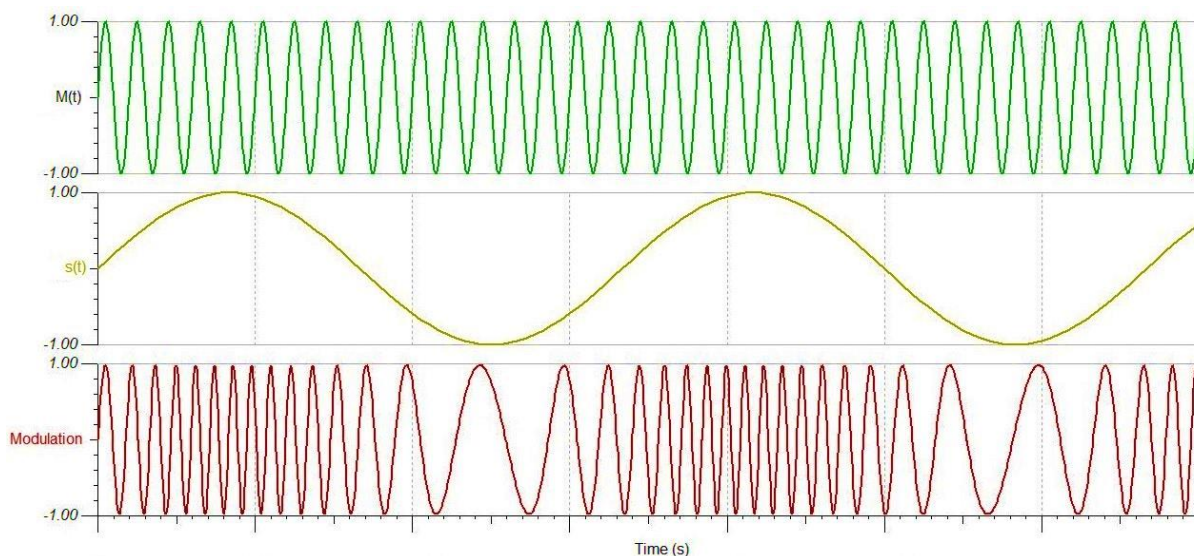
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Θεωρητική Ανάλυση Συστημάτων Διαμόρφωσης FM

Στο παρόν κεφάλαιο αναλύεται η θεωρητική λειτουργία κάθε υποσυστήματος που σχετίζεται με τον ραδιοφωνικό πομπό, ξεκινώντας από την αρχή λειτουργίας των διαμορφώσεων συχνότητας και ολοκληρώνοντας με τις κυκλωματικές τεχνικές και συστοιχίες μέσω των οποίων επιτυγχάνεται. Σε αυτή τη προσπάθεια αναφέρονται οι βασικές αρχές λειτουργίας της διαμόρφωσης FM, το εύρος της φασματικής ζώνης που καταλαμβάνει καθώς και την ωφέλιμη ισχύ που αποδίδει. Έπειτα από την αναλυτική περιγραφή της FM, ακολουθούν οι κυκλωματικές τεχνικές με τις οποίες επιτυγχάνεται η διαμόρφωση. Αναπόσπαστα κεφάλαια αυτών των τεχνικών αποτελούν τα κυκλώματα VCO και PLL τα οποία διέπονται από δικούς τους φυσικούς κανόνες οι οποίοι μπορούν να συσχετιστούν με τις απαιτήσεις της διαμόρφωσης. Σημαντικό κεφάλαιο της διαδικασίας εκπομπής και όχι διαμόρφωσης, αποτελούν τα κυκλώματα RF με ιδιαίτερη έμφαση στους ενισχυτές RF ισχύος τάξης C. Στο τελείωμα αυτού του κεφαλαίου, δε θα γινόταν να παραλειφθεί η περιγραφή της στερεοφωνικής διαμόρφωσης εξηγώντας τον τρόπο λειτουργίας της τόσο στη διαμόρφωση όσο και στην αποδιαμόρφωση. Με αυτό τον τρόπο, αποδίδεται μια ολοκληρωμένη εικόνα των θεωρητικών αρχών λειτουργίας που διέπουν κάθε σύγχρονο ραδιοφωνικό πομπό.

1.1 Διαμόρφωση Συχνότητας – FM

Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, μέχρι και πριν την ανακάλυψη της διαμόρφωσης συχνότητας, κάθε εφαρμογή τηλεπικοινωνιών αξιοποιούσε διάφορες τεχνικές διαμόρφωσης πλάτους και σε συνδυασμό με τη τεχνολογία της εποχής, που δεν επέτρεπε αρκετά υψηλές συχνότητες φέροντος, όλα τα συστήματα διαμορφώσεων αντιμετώπιζαν δυο σημαντικά προβλήματα. Το πρώτο ήταν το πολύ στενό εύρος ζώνης σήματος προς διαμόρφωση, ενώ το δεύτερο ήταν η κακή θωράκιση της διαμόρφωσης απέναντι στον θόρυβο, δεδομένου ότι στιγμιαία η ισχύς του διαμορφωτή (υπό κατάλληλες συνθήκες) μπορεί ακόμα και να μηδενιστεί. Ως λογικό ακόλουθο των παραπάνω, ήταν η λήψη ενός ιδιαίτερα φτωχού ακουστικού σήματος, το οποίο έφερε και τον θόρυβο που εισήγαγε ο διάυλος επικοινωνίας. Χαρακτηριστικά, για την ραδιοφωνία AM (διαμόρφωση πλάτους με συνιστώσα στο φέρον) το εύρος ζώνης του μονοφωνικού ακουστικού σήματος ανερχόταν στα 5 kHz.

Από την άλλη, στη διαμόρφωση FM το πλάτος του φέροντος $M(t)$ παραμένει σταθερό ενώ το σήμα εισόδου $s(t)$ δρα προσθετικά στην κεντρική συχνότητα.



Εικόνα 1.1.1 - Χρονική Απεικόνιση Φέροντος, Σήματος Πληροφορίας Και Διαμορφωμένου Σήματος Κατά FM

Για να κατανοηθεί πλήρως η διαδικασία της διαμόρφωσης πρέπει πρώτα να οριστούν οι μαθηματικές σχέσεις που διέπουν τις παραπάνω χρονικές κυματομορφές. Ως εκ τούτου, θεωρούμε την απλούστερη ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Πιτσάκης Σταμάτιος

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W περίπτωση διαμόρφωσης, κατά την οποία η πληροφορία προς αποδιαμόρφωση στον δέκτη θα είναι ένα απλό ημίτονο. Η μαθηματική σχέση που το περιγράφει είναι η ακόλουθη:

$$s(t) = S_0 \cdot \cos(\Omega t) \quad (1.1.1)$$

Αντίστοιχα, είναι εύκολο να θεωρηθεί μια ημιτονική κυματομορφή ενός υψίσυχνου φέροντος, το οποίο θα ικανοποιεί την βασική αρχή των τηλεπικοινωνιών, που ορίζει την φασματική συνιστώσα του φέροντος να βρίσκεται πολύ μακριά από τη μέγιστη φασματική συνιστώσα της πληροφορίας ($f_c \gg f_{s(t)}$):

$$M(t) = M_0 \cdot \cos[\Phi(t)] \quad \text{ή} \quad M(t) = R \cdot [M_0 \cdot e^{j \cdot \Phi(t)}] \quad (1.1.2)$$

Γενικότερα στις διαμορφώσεις γωνίας ή ορίσματος, το μέγεθος που επηρεάζεται άμεσα είναι το όρισμα του φέροντος. Ειδικότερα, στις διαμορφώσεις συχνότητας το σήμα εισόδου $s(t)$ επηρεάζει προσθετικά τη συχνότητα του φέροντος. Η παραπάνω διαδικασία περιγράφεται μαθηματικά συναρτήσει των κυκλικών συχνοτήτων από τον τύπο 1.1.3:

$$\omega[s(t)] = \omega(t) = \omega_0 + k_\omega \cdot s(t) \quad (1.1.3)$$

Από την παραπάνω σχέση, παρατηρείτε εύκολα η εισαγωγή ενός νέου συντελεστή k_ω , ο οποίος εκφράζει τον τελεστή διαμόρφωσης μετρούμενος σε rad/sec·volt.

Γνωρίζοντας τη γνωστή συσχέτιση της γωνιακής συχνότητας με τη συχνότητα σε Hz ($\omega = 2\pi f$), ο παραπάνω τύπος μπορεί να επαναδιατυπωθεί με πιο εύκολο, ως προς τη χρήση, τρόπο. Συνεπώς, η γενική μαθηματική σχέση που περιγράφει την διαμόρφωση συχνότητας θα μετατραπεί ως εξής:

$$f(t) = f_0 + k_f \cdot s(t) \quad (1.1.4)$$

Και πλέον ο συντελεστής που εκφράζει τον τελεστή διαμόρφωσης k_f μετριέται σε Hz/Volt.

Τέλος, έμμεση επιρροή της φάσης του διαμορφωμένου σήματος πραγματοποιείται σύμφωνα με τον ακόλουθο τύπο:

$$\Phi(t) = \int \omega(t) \cdot dt = \omega_0 \cdot t + k_\omega \cdot \int s(t) \cdot dt + \varphi_0 \quad (1.1.5)$$

Και θεωρώντας την απλοποίηση, κατά την οποία το σήμα $s(t)$ ξεκινά με μηδενική γωνία ($\varphi_0=0$):

$$E(t) = E_0 \cdot \cos \left[\omega_0 \cdot t + k_\omega \cdot \int s(t) \cdot dt \right] \quad (1.1.6)$$

Προς διευκόλυνσή μας η σχέση 1.6 μπορεί να γραφτεί ξανά, συναρτήσει της συχνότητας σε Hz ως εξής:

$$E(t) = E_0 \cdot \cos \left[2\pi \cdot f_0 \cdot t + 2\pi \cdot k_f \cdot \int s(t) \cdot dt \right] \quad (1.1.7)$$

Ιδιαίτερα σημαντική παρατήρηση προκύπτει από τις σχέσεις 1.1.6 και 1.1.7 κατά τις οποίες είναι προφανής η προσθετική συμπεριφορά στη φάση του φέροντος από το ολοκλήρωμα του βασικού σήματος προς διαμόρφωση.

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W

Στη προσπάθειά προσδιορισμού των βασικών μεγεθών που διέπουν μια διαμόρφωση FM από ένα απλό μονοχρωματικό σήμα, επαναφέρονται στο προσκήνιο οι σχέσεις 1.1.1 και 1.1.3, οι οποίες μας περιγράφουν το σήμα προς διαμόρφωση και το διαμορφωμένο κατά FM σήμα αντίστοιχα:

$$\begin{aligned}\omega(t) &= \omega_0 + k_\omega \cdot s(t) \Leftrightarrow \\ \omega(t) &= \omega_0 + k_\omega \cdot S_0 \cdot \cos(\Omega t) \Leftrightarrow \\ \omega(t) &= \omega_0 + \Delta\omega_{max} \cdot \cos(\Omega t) \quad (1.1.8)\end{aligned}$$

Το οποίο μπορεί να ξανά γραφτεί και ως:

$$\begin{aligned}f(t) &= f_0 + k_f \cdot s(t) \Leftrightarrow \\ f(t) &= f_0 + k_f \cdot S_0 \cdot \cos(\Omega t) \Leftrightarrow \\ f(t) &= f_0 + \Delta f_{max} \cdot \cos(\Omega t) \quad (1.1.9)\end{aligned}$$

Ενώ για τη φάση του διαμορφωμένου σήματος θα αξιοποιηθεί η σχέση 1.1.5:

$$\begin{aligned}\Phi(t) &= \omega_0 \cdot t + k_\omega \cdot \int s(t) \cdot dt + \varphi_0 \Leftrightarrow \\ \Phi(t) &= \omega_0 \cdot t + k_\omega \cdot S_0 \cdot \int \cos(\Omega t) dt + \varphi_0 \Leftrightarrow \\ \Phi(t) &= \omega_0 \cdot t + \frac{k_\omega \cdot S_0}{\Omega} \cdot \sin(\Omega t) + \varphi_0 \Leftrightarrow \\ \Phi(t) &= \omega_0 \cdot t + \frac{2\pi \cdot k_f \cdot S_0}{\Omega} \cdot \sin(\Omega t) + \varphi_0 \quad (1.1.10)\end{aligned}$$

Πλέον, η μαθηματική σχέση του FM σήματος διαμορφώνεται σύμφωνα με τις σχέσεις 1.1.6 και 1.1.10 ως εξής:

$$\begin{aligned}E(t) &= E_0 \cdot \cos \left[\omega_0 \cdot t + \frac{2\pi \cdot k_f \cdot S_0}{2\pi \cdot F} \cdot \sin(\Omega t) + \varphi_0 \right] \Leftrightarrow \\ E(t) &= E_0 \cdot \cos \left[\omega_0 \cdot t + \frac{k_f \cdot S_0}{F} \cdot \sin(\Omega t) + \varphi_0 \right] \Leftrightarrow \\ E(t) &= E_0 \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + m_f \cdot \sin(\Omega t) + \varphi_0] \quad (1.1.11)\end{aligned}$$

Για όπου:

$$m_f = \frac{k_\omega \cdot S_0}{\Omega} = \frac{k_f \cdot S_0}{F} = \frac{\Delta f_{max}}{F} = \frac{\Delta\Omega_{max}}{\Omega} \quad (1.1.12)$$

Σε αυτό το σημείο και μέσω της διαδικασίας διερεύνησης που πραγματοποιήθηκε, προκειμένου να καταλήξουμε στις σχέσεις 1.1.10, 1.1.11 και 1.1.12 έχουν παρουσιαστεί όλα τα απαραίτητα μεγέθη που ορίζουν την διαμόρφωση κατά συχνότητα. Τα νέα μεγέθη που προέκυψαν είναι τα ακόλουθα:

- Δf_{max} [Hz]: Περιγράφει τη μέγιστη απόκλιση συχνότητας που προκαλείται στο διαμορφωμένο φέρον, εξαιτίας του σήματος προς διαμόρφωση. Τα δύο αυτά μεγέθη συσχετίζονται σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$\Delta f_{max} = \frac{\Delta\omega_{max}}{2\pi} = \frac{k_\omega \cdot S_0}{2\pi} = k_f \cdot S_0 \quad (1.1.13)$$

- m_f : Το σημαντικότερο μέγεθος το οποίο ορίζει τη διαμόρφωση FM αποτελεί ο συντελεστής ή δείκτης διαμόρφωσης, ο οποίος με τους ακόλουθους μαθηματικούς τύπους συσχετίζει το εύρος

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W ζώνης του διαμορφωμένου κατά FM σήματος με το φάσμα της πληροφορίας προς διαμόρφωση:

$$m_f = \frac{\Delta\omega_{max}}{\Omega} = \frac{\Delta f_{max}}{F} \quad (1.1.14)$$

Αξίζει να αναφερθεί η καθοριστική σημασία του δείκτη διαμόρφωσης, ο οποίος είναι σε θέση να μας δώσει μια ικανοποιητική εικόνα του φασματικού πλάτους που θα διαθέτει το διαμορφωμένο σήμα.

Τελευταίο και λιγότερο σημαντικό μέγεθος αποτελεί το ποσοστό διαμόρφωσης το οποίο ορίζεται από τη σχέση 1.1.15:

$$p = \frac{\Delta f_{max}}{f_0} = \frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_0} = \frac{F}{f_0} \cdot m_f \quad (1.1.15)$$

1.1.1 Φασματική Ανάλυση Διαμόρφωσης FM

Το ανάπτυγμα της διαμόρφωσης FM αποδίδει τα ακόλουθα:

$$E(t) = E_0 \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + m_f \cdot \sin(\Omega t)] \Leftrightarrow \\ E(t) = E_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \cdot \cos[m_f \cdot \sin(\Omega t)] - E_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot \sin[m_f \cdot \sin(\Omega t)]$$

Παρατηρώντας την εξέλιξη της μαθηματικής έκφρασης της FM, βρίσκονται συναρτήσεις της μορφής $\cos[m_f \cdot \sin(\Omega t)]$ και $\sin[m_f \cdot \sin(\Omega t)]$, οι οποίες είναι περιοδικές και αναλύονται κατά Fourier σε διακριτό άθροισμα, ενώ οι συντελεστές που προκύπτουν από το ανάπτυγμα Fourier δεν αποτελούν τίποτα παραπάνω από τις συναρτήσεις Bessel, οι οποίες στις επόμενες μαθηματικές σχέσεις θα συμβολίζονται με $J_\lambda(x)$.

Ως εκ τούτου, αποδεικνύονται τα ακόλουθα:

$$\cos[m_f \cdot \sin(\Omega t)] = J_0(m_f) + 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m_f) \cdot \cos(2n\Omega t)$$

Το οποίο περιγράφει το άθροισμα των άρτιων αρμονικών. Ενώ:

$$\sin[m_f \cdot \sin(\Omega t)] = 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m_f) \cdot \sin[(2n-1) \cdot \Omega t]$$

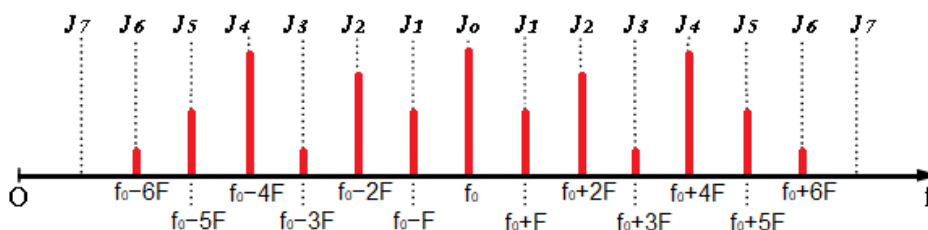
το οποίο περιγράφει το άθροισμα των περιττών αρμονικών.

Αξιοποιώντας την αρχική σχέση 1.11 και σε συνδυασμό με το ανάπτυγμα των άρτιων και περιττών αρμονικών που εξήχθη προηγουμένως, τελικώς θα έχουμε:

$$E(t) = E_0 \cdot \cos(\omega_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n} \cdot E_0 \cdot \cos[(\omega_0 - 2n\Omega) \cdot t] + \\ + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n} \cdot E_0 \cdot \cos[(\omega_0 + 2n\Omega) \cdot t] -$$

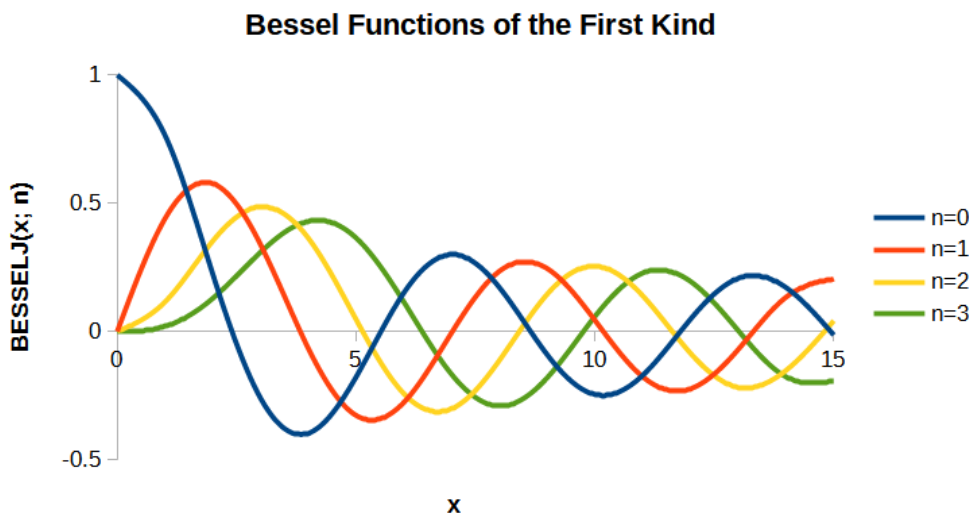
$$\begin{aligned}
 & - \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1} \cdot E_0 \cdot \cos[(\omega_0 - (2n - 1) \cdot \Omega) \cdot t] + \\
 & + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1} \cdot E_0 \cdot \cos[(\omega_0 + (2n - 1) \cdot \Omega) \cdot t] \quad (1.1.16)
 \end{aligned}$$

Η σχέση 1.1.16 αποτελεί σημαντική μαθηματική έκφραση του φάσματος ενός FM σήματος, το οποίο μπορεί να οπτικοποιηθεί σύμφωνα με την εικόνα 1.1.2:



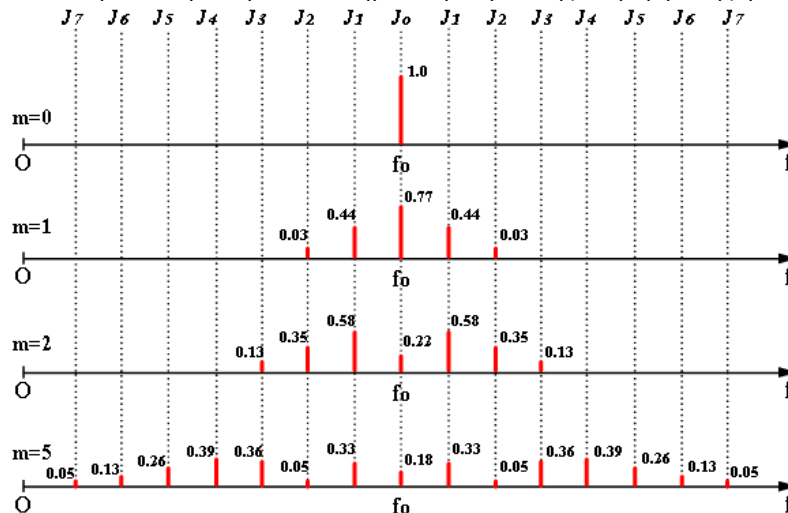
Εικόνα 1.1.2 – Απεικόνιση Φασματικών Ακτινών Σύμφωνα με τη σχέση 1.1.16

Παρατηρώντας τόσο τη σχέση 1.1.16 όσο και τη γραφική της απεικόνιση, είναι εύκολα αντιληπτό ότι οι φασματικές συνιστώσες που προκύπτουν είναι άπειρες με το πλάτος τους να φθίνει όσο απομακρύνονται από την κεντρική συχνότητα ταλάντωσης f_0 . Παράλληλα, οι φασματικές συνιστώσες ανά δύο είναι συμμετρικές ως προς τη κεντρική συχνότητα f_0 ενώ την ίδια στιγμή έχουν και ίδιο πλάτος. Ειδικότερα, για το πλάτος των φασματικών ακτινών, υπάρχει έμμεση εξάρτηση από τις αντίστοιχες συναρτήσεις Bessel και από τον δείκτη διαμόρφωσης. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι όσο αυξάνεται ο δείκτης διαμόρφωσης m_f τόσο αυξάνεται και το πλήθος των φασματικών ακτινών, ενώ την ίδια στιγμή όσο αυξάνεται το πλήθος των φασματικών ακτινών τόσο μικραίνει το πλάτος τους.



Εικόνα 1.1.3 – Γραφική Απεικόνιση Συναρτήσεων Bessel Του Δείκτη Διαμόρφωσης m_f

Στην επόμενη εικόνα παρουσιάζεται το φάσμα ενός διαμορφωμένου σήματος κατά FM με διαφορετικούς δείκτες διαμόρφωσης επαληθεύοντας όλα όσα αναφέρθηκαν νωρίτερα σε σχέση με το πλήθος και τα πλάτος των φασματικών ακτινών που προκύπτουν στη φασματική ανάλυση του σήματος:



Εικόνα 1.1.4 – Φασματική Απεικόνιση FM Σήματος για Διάφορους Δείκτες Διαμόρφωσης m_f

Όπως αναφέρθηκε και νωρίτερα, τα πλάτη των φασματικών ακτίνων προκύπτουν από τους συντελεστές των συναρτήσεων Bessel. Προς δική μας διευκόλυνση και για τη δυνατότητα γρήγορων υπολογισμών συνοψίζονται τα ποσοστά των φασματικών ακτίνων για διάφορες τιμές m_f στον πίνακα 1.1:

m_f	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7	J_8	J_9
0	1									
0.25	0.98	0.12								
0.5	0.94	0.24	0.03							
1	0.77	0.44	0.03							
1.5	0.51	0.26	0.23	0.01						
2	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03					
2.5	0.05	0.5	0.45	0.22	0.07	0.02				
3	0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01			
4	0.4	0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02		
5	0.18	0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	
9	0.09	0.24	0.14	0.18	0.27	0.06	0.2	0.33	0.3	0.21

Πίνακας 1.1 – Ποσοστό Φασματικών Ακτίνων Μέσω Συντελεστών Bessel

Θεωρητικά το εύρος ενός FM σήματος δείχνει μια ιδιαίτερα μεγάλη φασματική κάλυψη, η οποία υπό ορισμένες συνθήκες μπορεί να φαντάζει ακόμα και άπειρη. Στη πραγματικότητα, παρόλο που υπάρχουν φασματικές συνιστώσες αρκετά μακριά από την κεντρική συχνότητα (f_0), διαθέτουν πολύ μικρό πλάτος που κατ' επέκταση σημαίνει και μικρή ισχύς. Για τον λόγο αυτό, θεσπίζεται ένας πρακτικός κανόνας κατά τον οποίο μια φασματική ακτίνα θα προσφέρει ουσιαστική συνεισφορά στο ευρύτερο φάσμα μιας FM διαμόρφωσης, όταν το πλάτος της θα είναι τουλάχιστον 1% από το πλάτος του αδιαμόρφωτου σήματος. Ως εκ τούτου, φασματικές ακτίνες με μικρότερη συμβολή θα θεωρούνται ανίσχυρες και θα αγνοούνται.

Συμπερασματικά, αξίζει να αναφερθεί ότι στη διαμόρφωση συχνότητας το εύρος του διαμορφωμένου σήματος διευρύνεται μακράν περισσότερο από το φάσμα του αρχικού σήματος προς διαμόρφωση. Αποδεικνύεται ότι η ευρεία του φάσματος είναι η αιτία της καλής θωράκισης της πληροφορίας έναντι του θορύβου που εισάγει το κανάλι προς μετάδοση.

Μέσω των συναρτήσεων Bessel και των πινάκων τιμών, αποδεικνύεται η συσχέτιση της τάξης (n) της φασματικής ακτίνας με του δείκτη διαμόρφωσης m_f :

$$n = m_f + 2.4 \cdot m^{0.27}$$

Με αυτή τη σχέση, το εύρος ζώνης του διαμορφωμένου FM σήματος το οποίο συμβολίζεται με $B_{W_{FM}}$ θα υπολογίζεται σύμφωνα με τον επόμενο τύπο:

$$B_{W_{FM}} = 2 \cdot n \cdot F$$

Για όπου F η συχνότητα του σήματος προς διαμόρφωση. Και σε συνδυασμό με την πρακτική προσέγγιση ότι $n = m_f + 1$ καταλήγουμε σε μια από τις βασικότερες σχέσεις της διαμόρφωσης FM γνωστή και ως κανόνας Carson:

$$B_{W_{FM}} = 2 \cdot (m + 1) \cdot F \text{ [Hz]} \quad (1.1.17)$$

Όλες οι μαθηματικές εκφράσεις και υπολογισμοί έχουν πραγματοποιηθεί με τη σύμβαση ότι το σήμα προς διαμόρφωση αποτελείται από ένα απλό ημίτονο. Είναι εύκολο να κατανοηθεί, μέσα από τις μαθηματικές σχέσεις που αποδόθηκαν παραπάνω, ότι ένα σήμα του οποίου η σύνθεσή του προκύπτει από τη συμβολή πολλών ημιτόνων δεν θα διαμορφωθεί με τον ίδιο τρόπο, καθώς για διαφορετικές συχνότητες ο δείκτης διαμόρφωσης προκύπτει πάντα διαφορετικός.

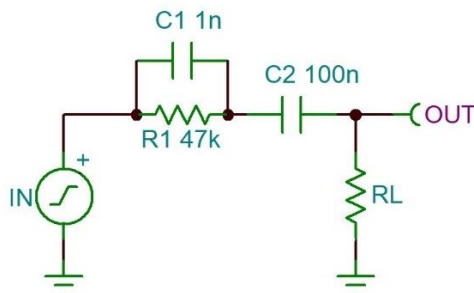
Στο πρότυπο της ραδιοφωνίας, το φάσμα του ακουστικού σήματος προς διαμόρφωση περιορίζεται στα 15kHz (band limited signal). Αντίστοιχα, η μέγιστη απόκλιση συχνότητας (Δf_{max}) ανέρχεται στα 75kHz. Ως εκ τούτου, ο δείκτης διαμόρφωσης για την υψηλότερη επιτρεπτή συχνότητα ακουστικού σήματος υπολογίζεται ως εξής:

$$m = \frac{\Delta F_{max}}{F_{max}} = \frac{75k}{15k} \Leftrightarrow m = 5$$

Επιπλέον, θυμίζουμε μέσω της σχέσης 1.13 την εξάρτηση της απόκλισης συχνότητας από το πλάτος του σήματος εισόδου. Για να εξασφαλίσουμε ότι ο συντελεστής Δf_{max} δεν θα παραβεί το όριο των 75kHz, επεξεργαζόμαστε με μη γραμμικά κυκλώματα τη κυματομορφή του σήματος προς διαμόρφωση. Στόχος είναι η θέσπιση κάποιων ορίων σε σχέση με τη δυναμική περιοχή του σήματος, και αυτό, γιατί το ακουστικό σήμα διαθέτει ιδιαίτερα μεγάλη δυναμική περιοχή. Σε ακουστικό σήμα πολύ χαμηλής ένταση το πλάτος θα είναι ιδιαίτερα μικρό και σε αυτή τη περίπτωση ο δείκτης διαμόρφωσης θα είναι και αυτός με τη σειρά του μικρός. Από την άλλη, στη περιπτώσεις που το ακουστικό σήμα θα είναι ιδιαίτερα δυνατό, ο δείκτης διαμόρφωσης θα αυξηθεί ανεξέλεγκτα με λογικό ακόλουθο να αυξηθεί και η απόκλιση συχνότητας ΔF_{max} , ιδιαίτερα καταστροφικό φαινόμενο αν αναλογιστεί κανείς ότι σε γειτονικές συχνότητες που θα τοποθετείται η εκπομπή έτερων σταθμών θα προκληθούν φαινόμενα παρεμβολής μιας και το φάσμα της δικής μας εκπομπής θα ανοίξει τόσο που θα πέσει στο φάσμα του γειτονικού σταθμού. Ο περιορισμός της δυναμικής περιοχής του ακουστικού σήματος επιτυγχάνεται με κυκλώματα clipper, compressor κ.α.

Τέλος, εξαιτίας της πολυπλοκότητας του ακουστικού σήματος προς διαμόρφωση, που διαθέτει ένα πλούσιο φάσμα το οποίο ξεκινάει από τα 20Hz και τελειώνει στα 15kHz, μπορούμε εύκολα να καταλάβουμε ότι δεν θα διαμορφωθούν με τον ίδιο δείκτη διαμόρφωσης όλες οι φασματικές συνιστώσες του ακουστικού σήματος, μιας και στη συνθηθέστερη των περιπτώσεων οι υψίσυχνες φασματικές συνιστώσες βρίσκονται εξασθενημένες σε σχέση με το υπόλοιπο ακουστικό φάσμα. Για τον λόγο αυτό, καταλυτική είναι η συμβολή ενισχυτικών φίλτρων που θα ενισχύουν τις υψηλές

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W αρμονικές του ακουστικού σήματος και ταυτόχρονα θα αποσβένουν τις χαμηλές. Τα φίλτρα αυτά συχνά τα ονομάζουμε ως φίλτρα έμφασης ή προέμφασης.



Εικόνα 1.1.5 – Παθητικό Φίλτρο Έμφασης Audio Σήματος

1.1.2 Διαμόρφωση FM Στενού Φασματικού Εύρους – Narrow Band

Κάνοντας τη θεώρηση ενός διαμορφωμένου σήματος κατά FM με ιδιαίτερα μικρό δείκτη διαμόρφωσης ($m_f \ll 1$). Αξιοποιώντας την εξίσωση της FM 1.1.11, προκύπτει:

$$E(t) = E_0 \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + m_f \cdot \sin(\Omega t)] \Leftrightarrow$$

$$E(t) = E_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \cdot \cos[m_f \cdot \sin(\Omega t)] - E_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot \sin[m_f \cdot \sin(\Omega t)]$$

Για $m_f \ll 1$ θα ισχύει:

$$\cos[m_f \cdot \sin(\Omega t)] \approx 1$$

$$\sin[m_f \cdot \sin(\Omega t)] \approx m_f \cdot \sin(\Omega t)$$

Με τις παραπάνω απλοποιήσεις θα προκύψουν τα ακόλουθα:

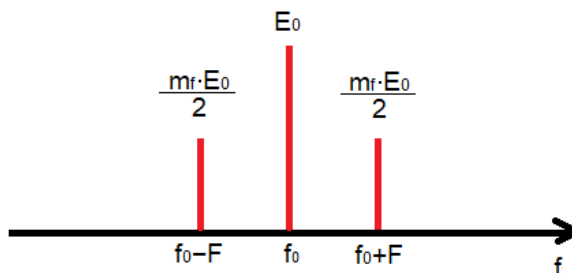
$$E(t) = E_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \cdot 1 - E_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot m_f \cdot \sin(\Omega t) \Leftrightarrow$$

$$E(t) = E_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - m_f \cdot E_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot \sin(\Omega t) \Leftrightarrow$$

Από όπου προκύπτει:

$$E(t) = E_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + \frac{m_f \cdot E_0}{2} \cdot \cos[(\omega_0 + \Omega) \cdot t] - \frac{m_f \cdot E_0}{2} \cdot \cos[(\omega_0 - \Omega) \cdot t] \quad (1.1.18)$$

Η οπτικοποίηση της σχέσης 1.1.18 βρίσκεται στην ακόλουθη εικόνα:



Εικόνα 1.1.6 – Φασματική Απεικόνιση NB FM

Παρατηρώντας τη σχέση 1.1.18 αλλά και τη φασματική της απεικόνιση από την εικόνα 1.1.6 προκύπτουν οι ακόλουθες παρατηρήσεις:

- Με τον όρο διαμόρφωση στενής ζώνης (NB) ορίζεται η διαμόρφωση στην οποία προκύπτουν μόνο δυο πλευρικές ζώνες εκατέρωθεν της συχνότητας φέροντος, δεδομένου ότι για μεγαλύτερους δείκτες διαμόρφωσης θα προέκυπταν θεαματικά περισσότερες. Πρακτικά, διαμορφώσεις στενής ζώνης υλοποιούνται για δείκτες διαμόρφωσης μικρότερους από 0,25 ($m_f < 0.25$).

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W

- Τέτοια φασματική εικόνα δεν συναντούμε για πρώτη φορά, μιας και θυμίζει έντονα AM – DSB δηλαδή διαμόρφωση πλάτους με πάνω και κάτω πλευρική ζώνη εκατέρωθεν της συχνότητας φέροντος.
- Τέλος, μπορεί εύκολα να αποδειχτεί ότι διαμόρφωση με μικρό δείκτη δεν έχει ιδιαίτερο ενδιαφέρον ως προς την ωφέλιμη ισχύ μιας και είναι ιδιαίτερα μικρή.

1.1.3 Ισχύς Διαμόρφωσης FM

Έχει γίνει απόλυτα κατανοητό ότι το πλάτος του διαμορφωμένου κατά FM σήματος παραμένει πάντα σταθερό, ενώ το μέγεθος που μεταβάλλεται είναι η συχνότητα. Ως εκ τούτου, η ολική ισχύς που θα καταναλώνει ένα φορτίο γνωστής αντίστασης R_L προκύπτει από τη σχέση 1.19:

$$P_{TOT} = \frac{E_0^2}{2 \cdot R_L} [w] \quad (1.1.19)$$

Από την άλλη, σύμφωνα με το θεώρημα Parseval, η ωφέλιμη ισχύς ενός διαμορφωμένου σήματος προκύπτει από το άθροισμα των ισχύων όλων των φασματικών ακτινών γύρω από την κεντρική συχνότητα f_0 . Σε συνδυασμό με το γεγονός ότι παρατηρείται συμμετρία στο φάσμα του FM σήματος, ο τύπος της ωφέλιμης ισχύς διαμορφώνεται ως εξής:

$$P_{\Omega\Phi} = 2 \cdot \frac{E_0^2}{2 \cdot R_L} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(m_f) \quad (1.1.20)$$

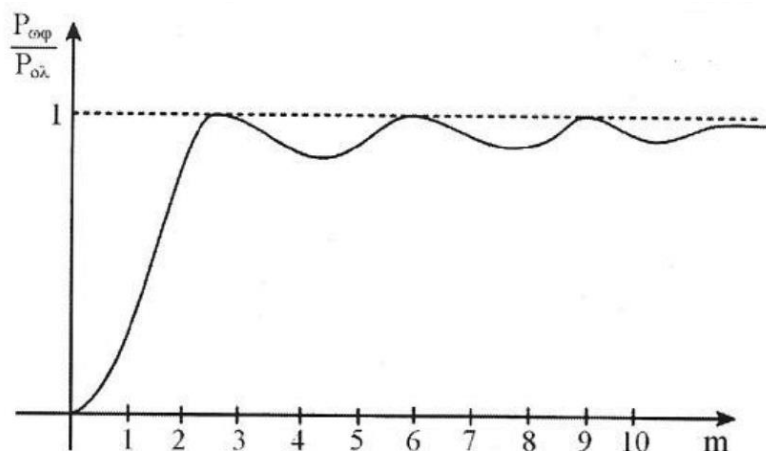
Παράλληλα, απεδείχθη και νωρίτερα ότι το πλάτος (άρα κατ' επέκταση και η ισχύς) της φασματικής ακτίνας του φέροντος μεταβάλλεται για διαφορετικούς δείκτες διαμόρφωσης. Η ισχύς του φέροντος υπολογίζεται σύμφωνα με τον ακόλουθο τύπο:

$$P_{\Phi} = \frac{E_0^2}{2 \cdot R_L} \cdot J_0^2(m_f) \quad (1.1.21)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις 1.19, 1.20 και 1.21 προκύπτει η τελική έκφραση της ωφέλιμης ισχύος:

$$\begin{aligned} P_{\Omega\Phi} &= P_{TOT} - P_{\Phi} \Leftrightarrow \\ P_{\Omega\Phi} &= P_{TOT} \cdot [1 - J_0^2(m_f)] \end{aligned} \quad (1.1.22)$$

Η απόδοση της FM μπορεί να αναπαρασταθεί γραφικά, συναρτήσει του δείκτη διαμόρφωσης m_f σύμφωνα με το σχήμα 1.7 κατά το οποίο στον κατακόρυφο άξονα τοποθετούμε τον λόγο $P_{\omega\Phi}/P_{ολ}$ και στον οριζόντιο τον δείκτη διαμόρφωσης. Προς υπενθύμιση, όταν ο λόγος $P_{\omega\Phi}/P_{ολ}$ γίνεται ίσος με 1 τότε όλη η καταναλισκόμενη ισχύς γίνεται ωφέλιμη:



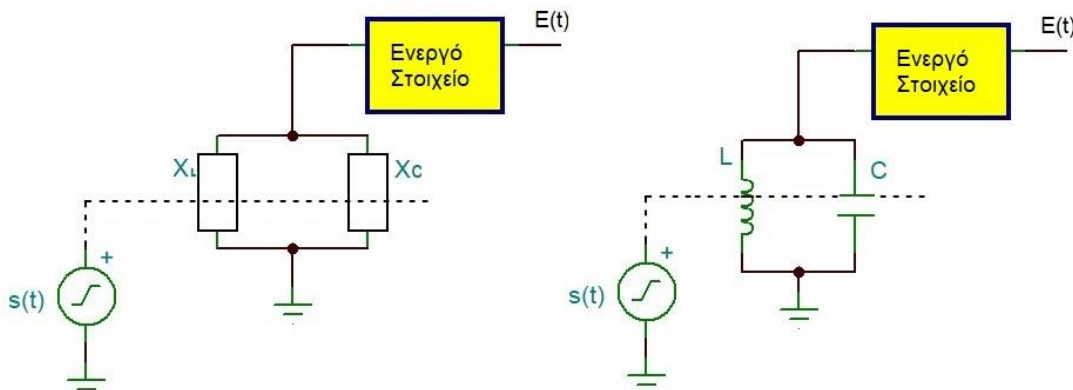
Εικόνα 1.1.7 – Απόδοση Ισχύος FM Συναρτήσει Του Δείκτη Διαμόρφωσης (πηγή: Νασσιόπουλος, 2007)

Από την γραφική παράσταση του λόγου $P_{ωφ}/P_{ολ}$ και του δείκτη διαμόρφωσης εξάγεται το συμπέρασμα ότι για μικρές τιμές του δείκτη διαμόρφωσης, η ωφέλιμη ισχύ είναι μικρή, γεγονός που αναφέρθηκε νωρίτερα στην φασματική ανάλυση της διαμόρφωσης στενής ζώνης. Από αυτό προκύπτει, ότι όσο αυξάνεται ο δείκτης διαμόρφωσης τόσο μικραίνει η φασματική ακτίνα του φέροντος αποδίδοντας την ισχύ της στις υπόλοιπες. Για μεγάλες τιμές του δείκτη διαμόρφωσης, η φασματική ακτίνα του φέροντος μηδενίζεται.

Ένας επιπλέον λόγος για τον οποίο η διαμόρφωση FM είναι ενεργειακά καλύτερη από την διαμόρφωση AM, σχετίζεται με την κυκλωματική υλοποίηση των ενισχυτών. Η μεταβολή του πλάτους σε μια διαμόρφωση AM (που υπό κατάλληλες συνθήκες μπορεί και να μηδενίζεται στιγμιαία) μονοδρομεί την χρήση ενισχυτών που θα βρίσκονται στην ενεργό περιοχή τους για όλο τον κύκλο μιας περιόδου. Τέτοια κυκλώματα αποτελούν τους ενισχυτές τάξης A και AB που χαρακτηρίζονται από μεγάλη σπατάλη ενέργειας στην προσπάθειά τους να φτιάξουν ένα πιστό αντίγραφο του σήματος εισόδου ενισχυμένο. Από την άλλη, στη διαμόρφωση FM εξαιτίας του σταθερού πλάτους αλλά και της σχετικά υψηλής συχνότητας, χρησιμοποιούνται ενισχυτές τάξης C, οι οποίοι χαρακτηρίζονται από την ιδιαίτερα υψηλή απόδοση ισχύος. Εν κατακλείδι, απεδείχθη ότι οι διαμορφώσεις ορίσματος αποτελούν αποδοτικότερες διαμορφώσεις έναντι των διαμορφώσεων πλάτους.

1.2 Voltage Controlled Oscillator – VCO

Κυκλωματικά, ο κορυφαίος τρόπος υλοποίησης ενός διαμορφωτή FM, είναι μέσω ταλαντωτών ελεγχόμενων από τάση (Voltage Controlled Oscillator – VCO). Πρακτικά, γίνεται λόγος σε κυκλώματα ταλαντωτών σταθερού πλάτους που αξιοποιούν στοιχεία R, L και C προκειμένου να αποκτήσουν μια ιδιοσυχνότητα και εν τέλει να ταλαντώσουν. Σε περιπτώσεις που η συχνότητα ταλάντωσης ξεπερνά τα μερικά δεκάδες MHz, μεγαλύτερη αξιοπιστία προσφέρουν ταλαντωτές βασισμένοι σε στοιχεία L και C, καθώς οι τυποποιημένες αντιστάσεις εμφανίζουν έντονα επαγωγική συμπεριφορά για τέτοιες συχνότητες. Ως εκ τούτου, όλοι οι ακόλουθοι υπολογισμοί θα γίνονται για κυκλώματα VCO των οποίων η ταλάντωσή τους προκύπτει από τα προαναφερθέντα στοιχεία.



Εικόνα 1.2.1 – Δομή VCO με Πηνίο και Πυκνωτή

Πρακτικά, η συχνότητα ενός ταλαντωτή LC ορίζεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC_0} \left[\text{rad/s} \right] \quad \text{ή} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC_0}} \left[\text{Hz} \right] \quad (1.2.1)$$

Προφανώς, μεταβάλλοντας κάποιο μέγεθος από την σχέση 1.2.1, δηλαδή μεταβάλλοντας την χωρητικότητα του πυκνωτή ή την αυτεπαγωγή του πηνίου, μεταβάλλεται κατά αναλογία και η συχνότητα ταλάντωσης. Ας θεωρηθεί ότι το μεταβαλλόμενο μέγεθος είναι η χωρητικότητα του πυκνωτή, η οποία μεταβάλλεται σύμφωνα με τη σχέση $C(t) = C_0 - \Delta C(t)$ για όπου C_0 η χωρητικότητα του πυκνωτή χωρίς την εξωτερική διέγερση και $\Delta C(t)$ η μεταβολή του πυκνωτή στο χρόνο με την εξωτερική διέγερση. Διαδοχικά, προκύπτουν τα ακόλουθα:

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{L \cdot [C_0 - \Delta C(t)]}} = \frac{1}{\sqrt{LC_0 \cdot \left[1 - \frac{\Delta C(t)}{C_0}\right]}} = \frac{\omega_0}{1 - \frac{\Delta C(t)}{C_0}} = \omega_0 \cdot \left[1 - \frac{\Delta C(t)}{C_0}\right]^{-\frac{1}{2}} =$$

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \cdot \left[1 - \frac{\Delta C(t)}{C_0}\right]^{-\frac{1}{2}} \quad (1.2.2)$$

Αξιοποιώντας την ιδιότητα ορίων:

$$\lim_{x \rightarrow 0} (1 + x)^a = 1 + a \cdot x$$

Προκύπτει:

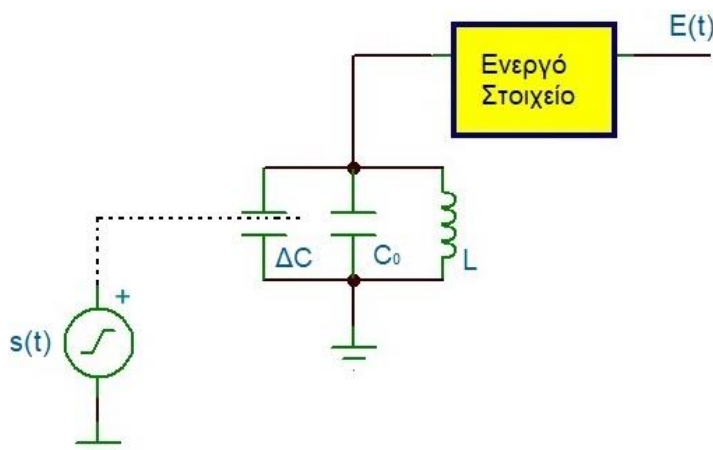
$$\left[1 - \frac{\Delta C(t)}{C_0}\right]^{-\frac{1}{2}} = 1 + \frac{\Delta C(t)}{2 \cdot C_0}$$

Με αυτή την απλοποίηση η αρχική σχέση 1.2.2 θα γίνει:

$$\omega(t) = \omega_0 \cdot \left(1 + \frac{\Delta C(t)}{2 \cdot C_0}\right) = \omega_0 + \left(\frac{\omega_0}{2 \cdot C_0}\right) \cdot \Delta C(t) \quad (1.2.3)$$

Η οποία μπορεί να ξαναγραφτεί συναρτήσει της συχνότητας σε Hz για μεγαλύτερη ευκολία:

$$f(t) = f_0 + \left(\frac{f_0}{2C_0}\right) \cdot \Delta C(t) \quad (1.2.4)$$



Εικόνα 1.2.2 – Δομή VCO Ελεγχόμενης Χωρητικότητας Από Το Σήμα Εισόδου

Υποθέτοντας ότι η μεταβολή ΔC προκαλείται από το σήμα εισόδου σύμφωνα με το σχήμα 1.2.2 με τέτοιο τρόπο ώστε να αληθεύει η σχέση $\Delta C(t) = \alpha \cdot s(t)$, η σχέση 1.2.4 μπορεί να επαναπροσδιοριστεί ως εξής:

$$f(t) = f_0 + \left(\frac{f_0}{2C_0}\right) \cdot \Delta C(t) \Leftrightarrow$$

$$f(t) = f_0 + \left(\frac{f_0}{2C_0}\right) \cdot [\alpha \cdot s(t)] \Leftrightarrow$$

$$f(t) = f_0 + \left(\frac{f_0 \cdot \alpha}{2C_0}\right) \cdot s(t) \Leftrightarrow$$

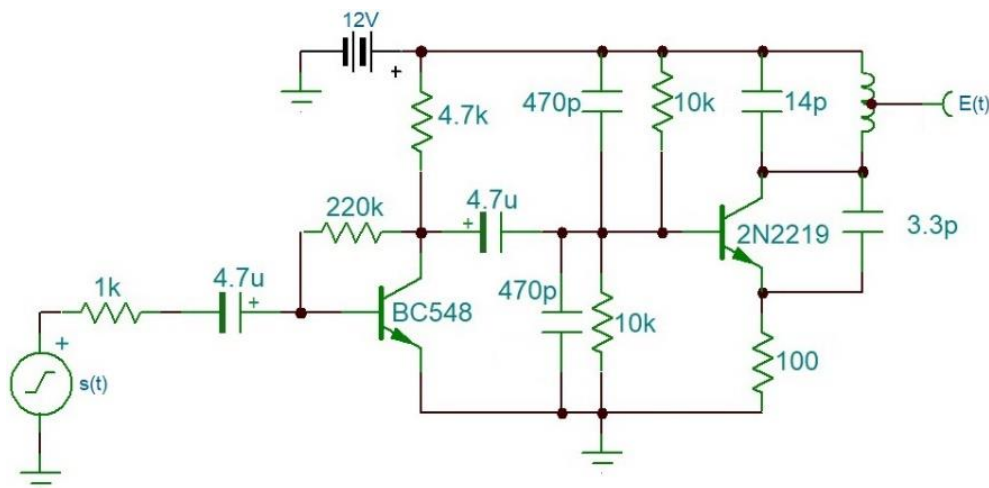
$$f(t) = f_0 + k \cdot s(t) \quad (1.2.5)$$

Για όπου k ορίζεται ένας νέος συντελεστής που ονομάζεται κλίση του VCO (oscillator conversion gain). Όπως απεδείχθη και από την αντικατάσταση η σχέση που δίνει την κλίση ενός VCO είναι:

$$k = \frac{f_0 \cdot a}{2C_0}$$

και ο οποίος μετριέται σε Hz/Volt. Εύκολα μπορεί να φανεί η γραμμική συμπεριφορά της κλήσης, η οποία στη πραγματικότητα προσφέρει μια θεμιτή αλλοίωση της κεντρικής συχνότητας του VCO. Με απλά λόγια, η κλήση του VCO περιγράφει το πόσο ισχυρή θα είναι η μεταβολή της συχνότητας φέροντος ανά μονάδα τάσης του σήματος εισόδου (σήμα προς διαμόρφωση).

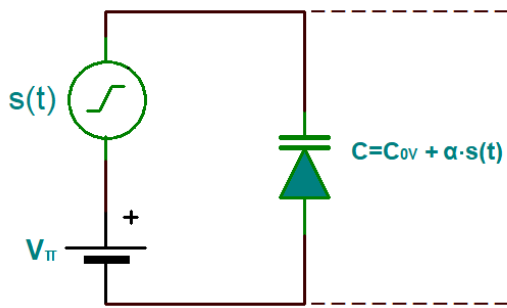
Επι του πρακτέου, πολλοί ραδιοπομπού FM χρησιμοποιούν δικτυώματα LC για την γένεση του υψίσυχνου φέροντος με μικρή αξιοπιστία και μεγάλη αστάθεια, των οποίων το σήμα προς διαμόρφωση δρα προσθετικά στη συχνότητα ταλάντωσης. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί το ακόλουθο σχέδιο, το οποίο με δυο τρανζίστορ και ένα δικτύωμα LC επιτυγχάνει διαμόρφωση FM:



Εικόνα 1.2.3 – Σχηματικό Απλού Διαμορφωτή FM Με Στοιχεία LC

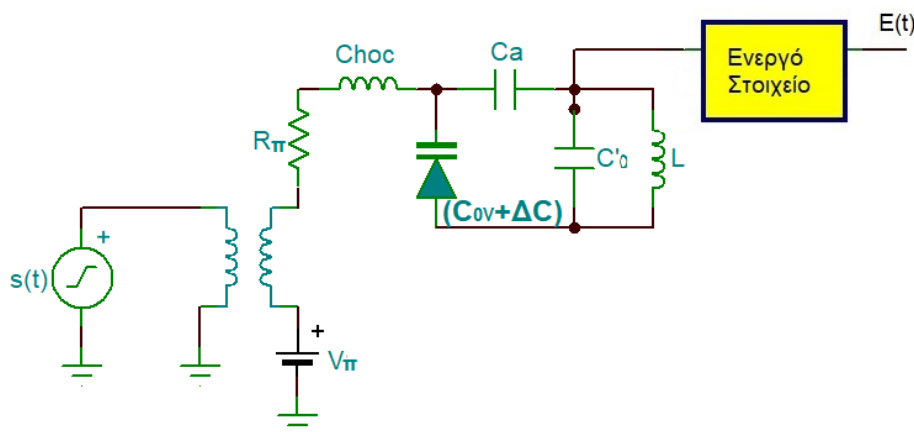
Τέτοια κυκλώματα δεν ανήκουν στην κατηγορία των VCO, αλλά στην ευρύτερη κατηγορία των ραδιοπομπών FM, και οι οποίοι παρόλο που χαρακτηρίζονται από κακή ποιότητα διαμόρφωσης, είναι αρκετά εύκολοι στην κατασκευή, μιας και απαρτίζονται από λίγα εξαρτήματα. Μεγαλύτερη αξιοπιστία και σταθερότητα με θεαματικά καλύτερη ποιότητα διαμόρφωσης προσφέρουν οι VCO που χρησιμοποιούν στο στάδιο ταλάντωσης μια ειδική διάοδο με μεγάλη παρασιτική χωρητικότητα, γνωστή και ως Varicap.

Η διάοδος Varicap αποτελεί μια μικρή παραλλαγή της κλασικής διάοδου η οποία κατασκευαστικά διαθέτει ιδιαίτερα μεγάλη διεπαφή P-N. Ως λογικό αποτέλεσμα αυτής της θεμιτής ατέλειας, είναι η εμφάνιση ιδιαίτερα μεγάλης παρασιτικής χωρητικότητας. Στην περίπτωση των ταλαντωτών γενικότερα τα Varicap πολώνονται ανάστροφα με στόχο την αξιοποίηση της χωρητικότητάς τους χωρίς να βραχυκυκλώσουν την ημιπερίοδο του σήματος που θα βρει τη διάοδο σε ορθή πόλωση. Αυτό πρακτικά θέτει την απαραίτητη προϋπόθεση της ύπαρξης μιας μόνιμης DC συνιστώσας, η οποία θα εξασφαλίζει ότι σε όλη την περίοδο του σήματος η διάοδος Varicap θα βρίσκεται μόνιμα ανάστροφα πολωμένη.



Εικόνα 1.2.4 – Πόλωση Διόδου Varicap Στα Κυκλώματα VCO

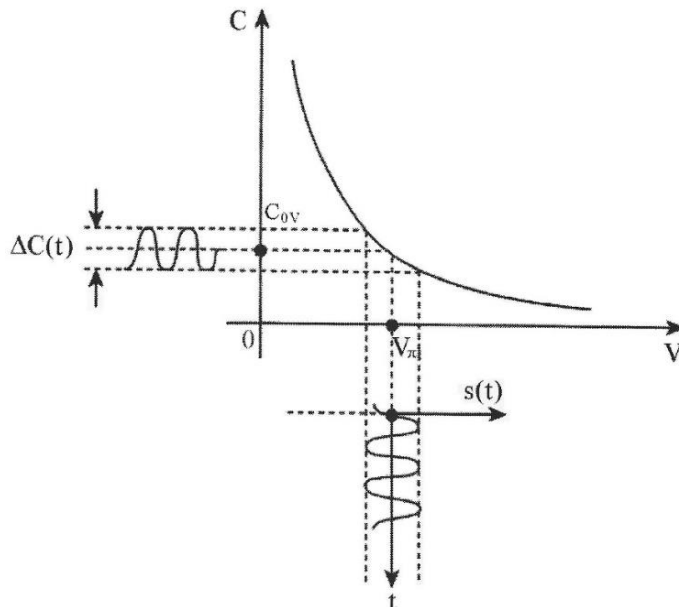
Ως εκ τούτου το βασικό στάδιο ταλάντωσης ενός κυκλώματος VCO το οποίο χρησιμοποιεί ένα δικτύωμα LC παράλληλο σε μια δίοδο Varicap της οποίας η χωρητικότητα ελέγχεται από το σήμα εισόδου $s(t)$, έχει τη μορφή της εικόνας 1.2.5:



Εικόνα 1.2.5 – Δομή VCO Με Varicap

Στο κύκλωμα της εικόνας 1.2.5 έχουν προστεθεί ορισμένα επιπλέον στοιχεία τα οποία δεν διαφοροποιούν ιδιαίτερα την λειτουργία του VCO που περιγράφηκαν νωρίτερα, αλλά είναι απαραίτητα για την ενοποίηση του κυκλώματος LC με το varicap. Για παράδειγμα, ο πυκνωτής C_a δεν διαφοροποιεί καθόλου τη συμπεριφορά του συστήματος, καθώς έχει ως μοναδική λειτουργία την απόζευξη της DC συνιστώσας V_{π} που διαθέτει το κύκλωμα για την πόλωση του Varicap. Άλλο ένα στοιχείο το οποίο δεν υπήρχε νωρίτερα είναι το πηνίο τύπου $choc$ (δηλαδή πηνίο RF με πύρινα φερίτη) το οποίο αντιδρά στις υψηλές συχνότητες και τις αποκόπτει με λογικό ακόλουθο την ανεπηρέαστη γένεση του βασικού σήματος, και ταυτόχρονα την πόλωση του Varicap από την αντίσταση R_{π} που θα εξασφαλίσει ότι θα γίνει με το ελάχιστο δυνατό ρεύμα, καθώς η αύξηση της θερμοκρασίας του varicap από τα ανάστροφα ρεύματα είναι άλλος ένας λόγος επηρεασμού της χωρητικότητάς του, και κατ' επέκταση ολίσθησης της κεντρικής συχνότητας ολόκληρου του συστήματος VCO. Ευτυχή λύση στην σταθεροποίηση του VCO από διάφορους παρόμοιους παράγοντες προσφέρει η διάταξη βρόχου κλειδώματος φάσης (PLL)

Τέλος, αξίζει να γίνει αναφορά στο γεγονός ότι η απόκριση της χωρητικότητας στην εφαρμοζόμενη τάση του varicap (δηλαδή η εξίσωση $C=f(V)$) δεν είναι γραμμική. Παρόλα αυτά, επειδή χρησιμοποιούμε ένα ιδιαίτερα μικρό τμήμα της μέσα στην οποία ταλαντώνει το σήμα προς διαμόρφωση και κατ' επέκταση και το $\Delta C(t)$ δεν δημιουργεί σοβαρά προβλήματα. Ως εκ τούτου, σε όλες τις θεωρητικές και πρακτικές εφαρμογές θα προσεγγίζεται η συμπεριφορά της ως γραμμική.

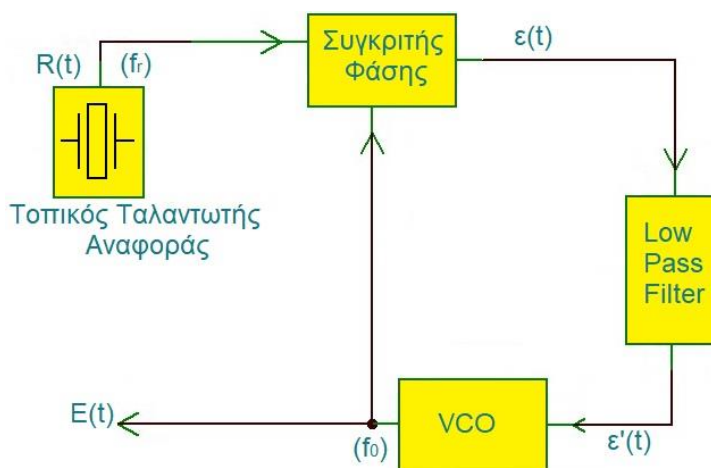


Εικόνα 1.2.6 – Χαρακτηριστική Varicap $C=f(V)$ Υπό Την Επίδραση Του Σήματος $s(t)$

1.3 Phase Locked Loop – PLL

Όπως αναφέρθηκε και νωρίτερα, η αύξηση της θερμοκρασίας στα ημιαγώγια υλικά είναι ένας από τους πολλούς σοβαρούς λόγους επηρεασμού των παρασιτικών χωρητικότητων, με λογικό ακόλουθο την ολίσθηση της συχνότητας φέροντος, μιας και στη περίπτωση του Varicap η παρασιτική χωρητικότητα καθορίζει την ιδιοσυχνότητα ταλάντωσης. Για τον λόγο αυτό, υπάρχει επιτακτική ανάγκη ενός συστήματος, το οποίο θα είναι σε θέση να διορθώνει τέτοιες ολισθήσεις εξασφαλίζοντας σταθεροποίηση σε μια θεμιτή συχνότητα f_0 . Λύση στο πρόβλημα της σταθεροποίησης αποδίδεται από το βρόχο ελέγχου ή κλειδώματος Φάσης (Phase Locked Loop – PLL).

Η δομή ενός συστήματος VCO – PLL βρίσκεται στην εικόνα 1.3.1:



Εικόνα 1.3.1 – Δομή Βρόχου PLL Χωρίς Σήμα Εισόδου

Σύμφωνα με το παραπάνω σχήμα ο βρόχος PLL απαρτίζεται από 4 δομικά στοιχεία:

1. Τοπικός Ταλαντωτής Αναφοράς: Πρόκειται για ένα ενεργό στοιχείο ή δικτύωμα το οποίο σχηματίζει μια ανεξάρτητη και υπερσταθερή κυματομορφή αρκετά κοντά στη συχνότητα του VCO.

2. Συγκριτής Φάσης: Πρόκειται για ένα ολόκληρο δικτύωμα είτε διακριτό είτε στο εσωτερικό ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος (IC), το οποίο συγκρίνει την φάση των δυο εισόδων, δηλαδή του τοπικού ταλαντωτή και του VCO. Η έξοδος του Συγκριτή Φάσης είναι και το σφάλμα που προκύπτει από την σύγκριση των δυο κυματομορφών. Αξίζει να αναφερθεί ότι στις διαμορφώσεις FM διορθώνοντας τη φάση ενός σήματος αυτόματα διορθώνεται και η συχνότητά του.
3. Low Pass Filter: Όπως κάθε σύστημα αυτομάτου ελέγχου έτσι και ο βρόγχος PLL έχει ανάγκη από μέριμνα σε σχέση με θέματα που σχετίζονται με την σταθερότητα λειτουργίας, τις μεταβατικές καταστάσεις, περιοχή σταθεροποίησης κ.α. Ως εκ τούτου, είναι απαραίτητη η συμβολή ενός low pass filter το οποίο θα εξασφαλίσει ότι ο αυτοματισμός PLL δεν θα αντιδρά γρήγορα σε μεγάλες τάσεις σφαλμάτων, προσφέροντας έτσι ομαλότητα και σταθερότητα σε ολόκληρο το σύστημα.
4. Και φυσικά τον κλασικό VCO του οποίου η λειτουργία αναλύθηκε πλήρως στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Θεωρώντας ότι ο ταλαντωτής αναφοράς και ο VCO, είναι αρμονικοί ταλαντωτές (δηλαδή γένεση μονοχρωματικού σήματος) και ταλαντώνουν με διαφορετικές αρχικές φάσεις και χωρίς αλληλεπίδραση (προσωρινά ανοιχτός βρόχος) σύμφωνα με τις παρακάτω σχέσεις:

$$\begin{aligned} R(t) &= R_0 \cdot \cos(\omega_r t + \theta_r) && \rightarrow \text{Ταλαντωτής Αναφοράς} \\ E(t) &= E_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0) && \rightarrow \text{VCO} \end{aligned}$$

Η τάση εξόδου από ένα συγκριτή φάσης προκύπτει από τη διαφορά φάσεων των σημάτων που εφαρμόζονται στις εισόδους του. Ουσιαστικά πραγματοποιείται η πράξη του πολλαπλασιασμού ανάμεσα στα δύο σήματα σε συνδυασμό με το χαμηλοπερατό φίλτρο στην έξοδο (ετερόδυνο κύκλωμα). Ως εκ τούτου προκύπτουν τα ακόλουθα:

$$\varepsilon(t) = k_1 \cdot \cos[(\omega_r - \omega_0)t + \theta_r - \theta_0] \quad (1.3.1)$$

Για όπου k_1 ο τελεστής που χαρακτηρίζει τον συγκριτή φάσης μετρούμενο σε V/rad.

Θεωρώντας ότι οι συχνότητες του ταλαντωτή αναφοράς και του VCO δεν διαφέρουν ιδιαίτερα, μετά την ενεργοποίηση του κλειστού βρόχου και φυσικά το πέρας ενός κατάλληλου χρονικού διαστήματος που θα επιτρέψει στο σύστημα να επανέλθει σε κατάσταση ισορροπίας, η φάση και η συχνότητα του VCO θα ταυτίζεται πλήρως με τη συχνότητα και τη φάση του ταλαντωτή αναφοράς. Ως εκ τούτου η χρονική σχέση της κυματομορφής εξόδου διαμορφώνεται ανάλογα:

$$E(t) = E_0 \cdot \cos(\omega_r t + \theta'_0)$$

Το οποίο πρακτικά αποδεικνύει ότι η αρχική φάση θ_0 του VCO με την ενεργοποίηση του κλειστού βρόχου PLL μετασχηματίστηκε ως μια χρονική συνάρτηση:

$$\theta_0(t) = (\omega_r - \omega_0)t + \theta'_0 \quad (1.3.2)$$

Ως λογικό ακόλουθο, η τάση σφάλματος του συγκριτή $\varepsilon(t)$ εξελίσσεται από την αρχική σχέση 1.3.1 ως:

$$\varepsilon(t) = k_1 \cdot \cos(\theta_r - \theta'_0)$$

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W
 Ενώ, μετά την αποκατάσταση την ισορροπίας (χωρίς κάποιο γρήγορο μεταβατικό φαινόμενο) το φίλτρο που βρίσκεται θέση στην έξοδο του συγκριτή φάσης δεν έχει λόγο αντίδρασης και κατά συνέπεια επιτρέπεται ανεπηρέαστη η διέλευση της τάσης σφάλματος:

$$\varepsilon'(t) = \varepsilon(t) = k_1 \cdot \cos(\theta_r - \theta'_0) \quad (1.3.3)$$

Αντίστοιχα, η στιγμιαία κυκλική συχνότητα του VCO με τη συμβολή του βρόχου PLL θα είναι:

$$\begin{aligned} \omega(t) &= \frac{d\Phi(t)}{dt} \Leftrightarrow \omega(t) = \frac{d(\omega_0 t + \theta_0)}{dt} \\ \omega(t) &= \omega_0 + k_2 \cdot \varepsilon'(t) \end{aligned} \quad (1.3.4)$$

Για όπου k_2 η κλίση του VCO σε rad/sec·volt. Προφανώς από τα παραπάνω προκύπτει:

$$\frac{d\theta_0(t)}{dt} = k_2 \cdot \varepsilon'(t) \quad (1.3.5)$$

Συνδυάζοντας τη σχέση 1.3.5 με την 1.3.2 προκύπτει:

$$\omega_r - \omega_0 = k_1 \cdot k_2 \cdot \cos(\theta_r - \theta'_0) \quad (1.3.5)$$

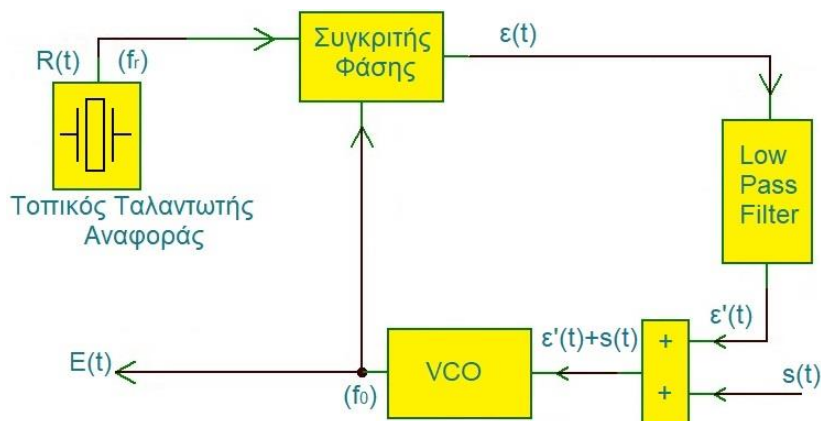
Και κατ' επέκταση:

$$\theta_r - \theta'_0 = \arccos\left(\frac{\omega_r - \omega_0}{k_1 \cdot k_2}\right) \quad (1.3.6)$$

Τέλος, η τάση σφάλματος που θα εισαχθεί στον VCO προκύπτει από τον συνδυασμό των σχέσεων 1.3.6 και 1.3.3:

$$\varepsilon'(t) = k_1 \cdot \frac{\omega_r - \omega_0}{k_1 \cdot k_2} \Leftrightarrow \varepsilon'_\tau = \varepsilon_\tau \frac{\omega_r - \omega_0}{k_2} \quad (1.3.7)$$

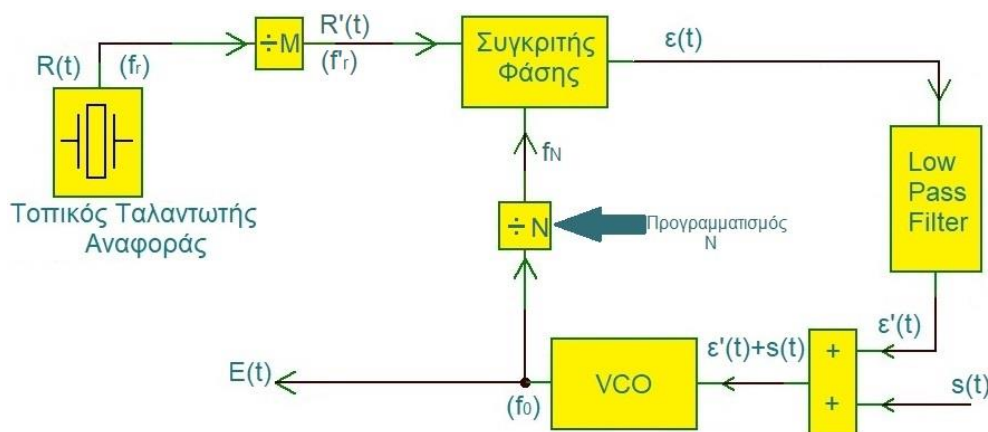
Ως εδώ, έχει αναλυθεί πλήρως η δομή και λειτουργία του βρόχου PLL στη διαδικασία σταθεροποίησης οποιουδήποτε διαμορφωτή ορίσματος που χρησιμοποιεί για τη γένεση του φέροντος VCO συστήματα. Ειδικότερα, για την περίπτωση της FM διαμόρφωσης δεν υπάρχει σημαντική διαφοροποίηση από αυτά που αναπτύχθηκαν παραπάνω για το PLL με τη μοναδική εξαίρεση της προσθήκης ενός αθροιστή στην είσοδο του VCO, ο οποίος θα προσθέτει την τάση σφάλματος του συγκριτή φάσης με το σήμα προς διαμόρφωση $s(t)$.



Εικόνα 1.3.2 – Διαμόρφωση FM με χρήση VCO – PLL

Χωρίς το σήμα προς διαμόρφωση $s(t)$, στη συνηθέστερη των περιπτώσεων, μετά τη διαδικασία διόρθωσης και αποκατάστασης της ισορροπίας του συστήματος VCO – PLL, η τάση σφάλματος θα εκφράζεται από μια απλή DC συνιστώσα ϵ_t η οποία θα έχει ως στόχο την ρύθμιση μόνιμων αποκλίσεων του VCO από την προκαθορισμένη συχνότητα. Στην περίπτωση που εισαχθεί στην είσοδο του VCO ένα σήμα προς διαμόρφωση, με λογικό ακόλουθο την μεταβολή της συχνότητας γύρω από μια κεντρική f_0 , τότε και το PLL στη προσπάθειά του να διορθώσει την απόκλιση συχνότητας που προκύπτει από τη διαδικασία διαμόρφωσης, ουσιαστικά θα αντιγραφεί το σήμα εισόδου $s(t)$ με μια μικρή καθυστέρηση φάσης, υπολογίζοντας τη στρέβλωση φάσης που προκαλεί το χαμηλοπερατό φίλτρο.

Τελευταία και σημαντική παραμετροποίηση ως προς τη λειτουργικότητα των κυκλωμάτων VCO – PLL είναι η δυνατότητα ρύθμισης της κεντρικής συχνότητας ταλάντωσης. Μέχρι στιγμής, παρουσιάστηκε η διάταξη PLL χωρίς ή και με σήμα εισόδου προς διαμόρφωση. Δηλαδή η διάταξη με την οποία θα κλειδώσει η κεντρική συχνότητα εξόδου στην ίδια φάση και συχνότητα με τη κυματομορφή του τοπικού ταλαντωτή αναφοράς. Η ανάγκη εκπομπής σε μια μπάντα που δομείται από πολλά κανάλια, μας προσθέτει την τεχνική προδιαγραφή της δυνατότητας ρύθμισης της κεντρικής συχνότητας. Η βάση των συνθετών συχνότητας (synthesizer) στηρίζεται στην λειτουργία των ρυθμιζόμενων PLL. Στις συνηθέστερες διατάξεις σύνθεσης συχνότητας, η διαδικασία ρύθμισης γίνεται με τη χρήση ψηφιακών διαιρετών συχνότητας. Με αυτόν τον τρόπο, η συχνότητα του VCO που σταθεροποιεί το PLL προκύπτει από τον πολλαπλασιασμό της συχνότητας αναφοράς με τον λόγο διαιρετών, όπως πολύ εύκολα μπορεί να οπτικοποιηθεί σύμφωνα με το σχήμα 1.3.3:



Εικόνα 1.3.3 – Διαμόρφωση FM Με Ρυθμιζόμενο PLL – Synthesizer

Πρακτικά, αποδείχτηκε ότι με τη βοήθεια διαιρετών συχνοτήτων είναι δυνατή η ολίσθηση τη κεντρική συχνότητα του VCO προς τα πάνω ή προς τα κάτω μέσα σε ένα επιθυμητό όριο, που στην προκειμένη περίπτωση της μπάντας των FM θα είναι από 88MHz έως 108MHz. Η ολίσθηση της συχνότητας γίνεται με ένα συγκεκριμένο βήμα το οποίο ονομάζεται βήμα συχνότητας λογικό, μιας και για να σταθεροποιήσει ο συνθέτης την κεντρική συχνότητα του VCO χρειάζεται έναν άρτιο αριθμό λόγου διαιρετών. Ως εκ τούτου η διάταξη του synthesizer πρέπει να λειτουργεί σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$f_N = f'_r$$

Και με τους διαιρετές συχνότητας:

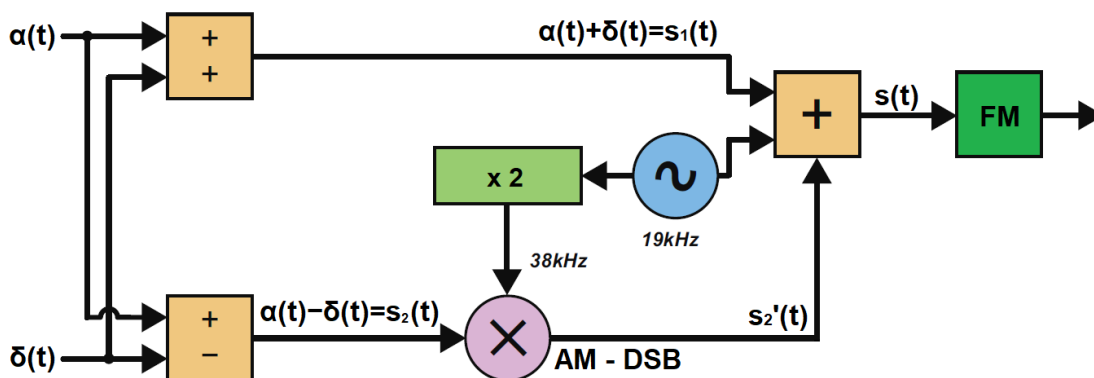
$$\frac{f_0}{N} = \frac{f_r}{M} \Leftrightarrow f_0 = N \cdot \frac{f_r}{M} \quad (1.3.8)$$

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W
 Ο διαιρέτης N είναι ρυθμιζόμενος και μάλιστα στα σύγχρονα κυκλώματα συνθετών, πολλές φορές είναι και προγραμματιζόμενος. Δηλαδή με μια αλληλουχία από παράλληλα bit 0 και 1 (0V και 5V αντίστοιχα) καθορίζεται ο αριθμός N που εν συνεχεία καθορίζει και την κεντρική συχνότητα σταθεροποίησης του VCO.

Τέλος, ο λόγος f_r/M είναι το βήμα του συνθέτη συχνότητας. Για τη διαμόρφωση FM τα συνηθέστερα synthesizer διαθέτουν βήμα 100kHz ή 50kHz.

1.4 Στερεοφωνική Κωδικοποίηση

Αναμφίβολη τεχνική προδιαγραφή της σύγχρονης ραδιοφωνίας FM, είναι η στερεοφωνική μετάδοση ήχου, δηλαδή η τεχνολογία στην οποία μέσω κατάλληλης πολυπλεξίας ο δέκτης είναι σε θέση να αποδιαμορφώσει δυο ανεξάρτητες ηχητικές πηγές (αριστερό και δεξί κανάλι). Η συνηθέστερη δομή ενός τέτοιου κωδικοποιητή αναπτύσσεται στην εικόνα 1.4.1:



Εικόνα 1.4.1 – Δομικό Διάγραμμα Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή

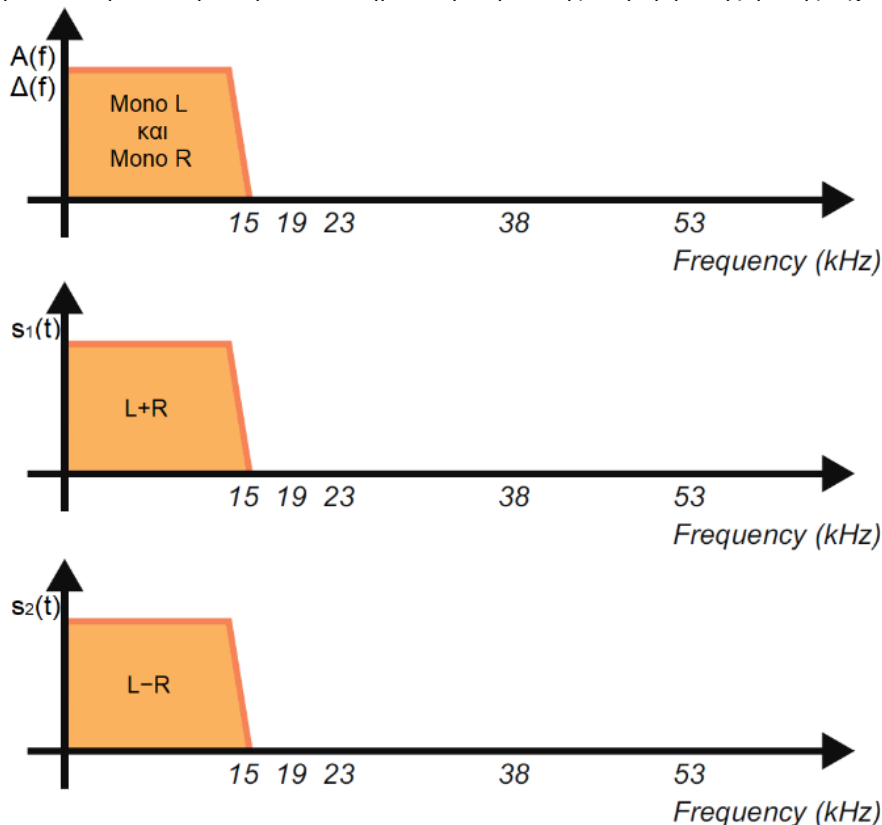
Έστω δύο ηχητικά σήματα $a(t)$ και $\delta(t)$ για το αριστερό και το δεξί κανάλι κατά αντιστοιχία. Πριν τη διαδικασία της στερεοφωνικής κωδικοποίησης, και οι δυο πηγές έχουν υποστεί κατάλληλη επεξεργασία με στόχο τον μετασχηματισμό τους σε δυο band limited σήματα στα 15kHz. Η ανάγκη επεξεργασίας των δύο σημάτων προκύπτει αφενός από τα αρχικά όρια που είχαν θεσπιστεί για το φασματικό εύρος του ακουστικού σήματος, αφετέρου από την ανάγκη συχνοτικής απόστασης από τον πιλότο των 19kHz που προστίθεται στο τελικό σήμα $s(t)$.

Αρχικά, τα δύο σήματα προστίθενται και αφαιρούνται, με λογικό ακόλουθο την δημιουργία δυο νέων κυματομορφών στο εσωτερικό του κωδικοποιητή:

$$s_1(t) = a(t) + \delta(t)$$

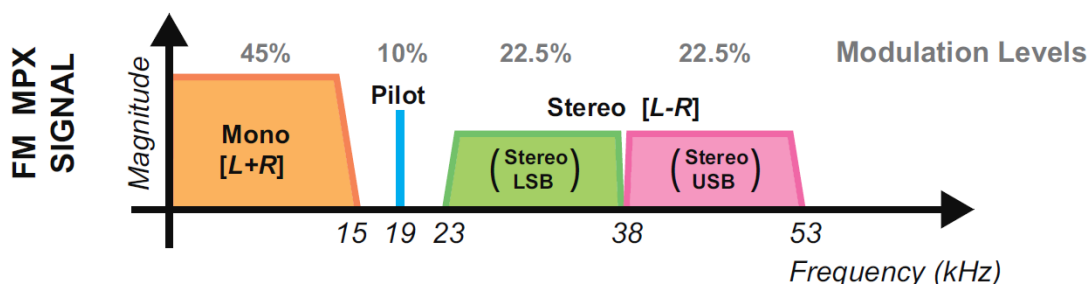
$$s_2(t) = a(t) - \delta(t)$$

Οι δυο νέες κυματομορφές εξακολουθούν να είναι σήματα band limited με υψηλότερη φασματική συνιστώσα στα 15 kHz.



Εικόνα 1.4.2 – Φασματική Απεικόνιση Σημάτων Εισόδου Και Εσωτερικών Σημάτων $s_1(t)$ και $s_2(t)$

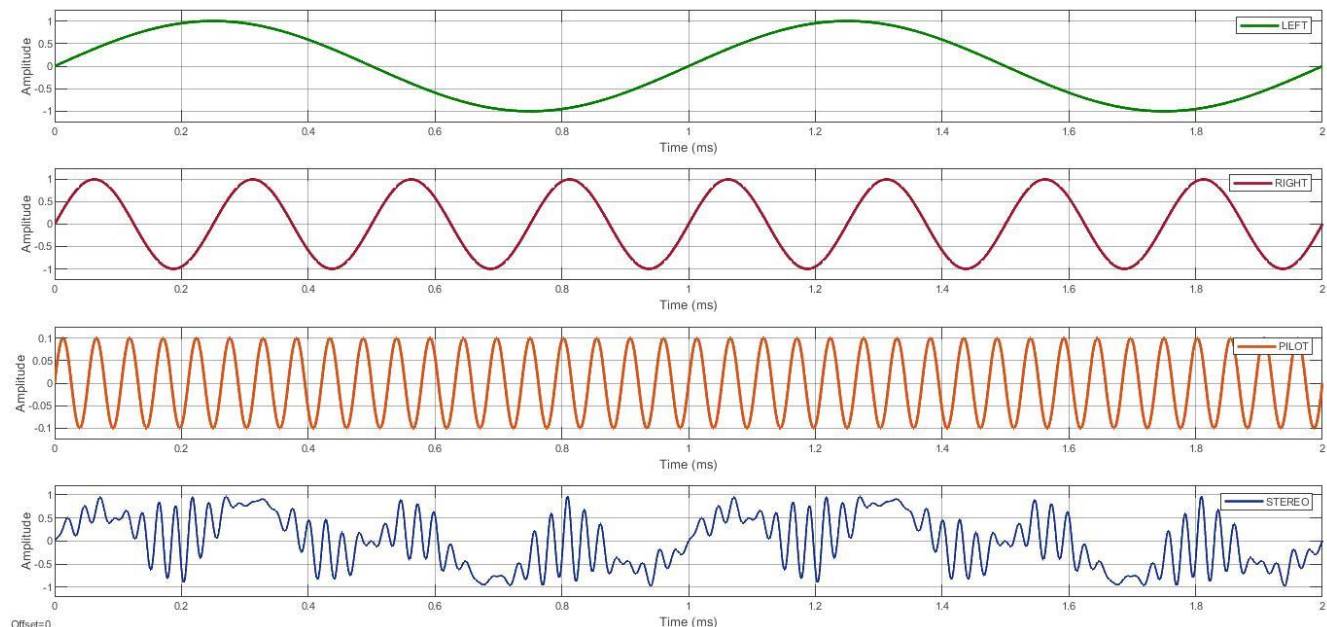
Η ανάγκη για φασματικό διαχωρισμό των δυο σημάτων οδηγεί στη διαμόρφωση κατά DSB_{sc} (διαμόρφωση πλάτους διπλής ζώνης κατεσταλμένου φέροντος) του σήματος $s_2(t)$, με αποτέλεσμα την φασματική ολίσηση του αρχικού baseband σήματος εκατέρωθεν της κεντρικής συχνότητας των 38kHz. Το διαμορφωμένο κατά DSB_{sc} σήμα, συμβολικά ονομάζεται $S'_2(t)$ και φασματικά έχει διαχωριστεί πλήρως από το $S_1(t)$. Αξίζει να σημειωθεί ότι η συχνότητα των 38kHz προκύπτει από τον διπλασιασμό της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή των 19kHz, του οποίου η αρμονική προστίθεται στο τελικό σήμα $s(t)$ με στόχο τον συγχρονισμό του κωδικοποιητή και του δέκτη stereo ο οποίος θα ανακτήσει το $s_2(t)$ από το $s'_2(t)$ με τη διαδικασία της σύμφωνης αποδιαμόρφωσης. Συνοψίζοντας, την παραπάνω ανάλυση, η φασματική απεικόνιση του συνολικού σήματος $s(t)$ ακολουθεί τη δομή του σχήματος 1.4.3:



Εικόνα 1.4.3 – Φασματική Απεικόνιση Στερεοφωνικά Κωδικοποιημένου Σήματος

Ενώ οι χρονικές απεικονίσεις των σημάτων εισόδου, του πιλότου των 19kHz καθώς και του τελικού κωδικοποιημένου σήματος βρίσκονται στην εικόνα 1.4.4:

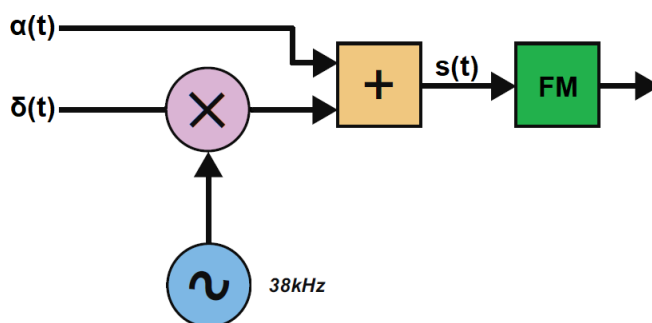
Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W



Εικόνα 1.4.4 – Χρονική Απεικόνιση Κυματομορφών Σήματος Εισόδου 1kHz και 4kHz, Πιλότου 19kHz Και Stereo Κωδικοποιημένου Σήματος.

Οι συχνότητες των 19kHz και 38kHz δεν προέκυψαν από τυχαία επιλογή. Παρατηρώντας καλά το φάσμα του ολικού σήματος προς διαμόρφωση, εύκολα γίνεται αντιληπτό ότι η κατώτερη φασματική συνιστώσα της διαμόρφωσης DSBsc με σήμα μέγιστη φασματική συνιστώσας στα 15kHz, βρίσκεται στα 23kHz, η οποία και αυτή βρίσκει συχνοτική απόσταση 4kHz από τη συνιστώσα του πιλότου των 19kHz. Ομοίως, 4 kHz συχνοτική απόσταση βρίσκει και το baseband σήμα $s_1(t)$ από την συνιστώσα του πιλότου. Με αυτό τον τρόπο είναι εύκολος ο διαχωρισμός των φασματικών περιοχών που διαθέτει το συνολικό σήμα προς διαμόρφωση χωρίς η μια φασματική περιοχή να παρεμβάλει την άλλη, ενώ κατά αντιστοιχία, είναι εύκολη και η κατασκευή φίλτρων στον δέκτη stereo ο οποίος θα είναι σε θέση να διαχωρίσει εύκολα τις τρεις φασματικές περιοχές που εν δυνάμει διαθέτει το σήμα $s(t)$.

Η ανάγκη συμβατότητας των παλαιών μονοφωνικών δεκτών που δεν διέθεταν τεχνολογία stereo, οδήγησε στην σύνθεση ενός τόσο πολύπλοκου κωδικοποιητή ο οποίος εκτελώντας τις πράξεις της άμεσης άθροισης και αφαίρεσης από τα αρχικά σήματα ίδιας φασματικής περιοχής, μοιραία προκαλεί και την αλλοίωσή τους. Θεωρώντας ένα ιδανικό περιβάλλον που θα διέθετε στερεοφωνικούς αποκωδικοποιητές FM, το δομικό διάγραμμα του στερεοφωνικού κωδικοποιητή θα μπορούσε να είναι το ακόλουθο:



Εικόνα 1.4.5 – Δομικό διάγραμμα Ιδανικού Κωδικοποιητή Stereo

Με ιδιαίτερα απλοϊκό τρόπο, ολισθαίνεται το φασματικό περιεχόμενο του δεξιού καναλιού εκατέρωθεν της κεντρικής συχνότητας των 38kHz με διαμόρφωση DSBsc. Ως εκ τούτου, η φασματική εικόνα του κωδικοποιημένου σήματος θα είναι περίπου ίδια με αυτή που παρουσιάστηκε αρχικά, με τη διαφοροποίηση της απλότητας στην κατασκευή τόσο του κωδικοποιητή όσο και του αποκωδικοποιητή. Παρά τα τεράστια προτερήματα απλότητας και αναλλοίωτης επεξεργασίας των αρχικών σημάτων, είναι αδύνατη η υλοποίηση τέτοιου κωδικοποιητή εξαιτίας της ύπαρξης μονοφωνικών δεκτών.

Στον πραγματικό κωδικοποιητή είναι ολοφάνερο ότι το baseband σήμα που αποδιαμορφώνεται από μονοφωνικό αλλά και από στερεοφωνικό δέκτη, είναι το σήμα $s_1(t)$ το οποίο προκύπτει από το άθροισμα των δυο αρχικών σημάτων. Με αυτό τον τρόπο όλοι οι δέκτες είναι σε θέση να αποδιαμορφώσουν και τα δυο κανάλια σε προσθετική εξάρτηση. Από την άλλη, στο θεωρητικό διάγραμμα του ιδανικού κωδικοποιητή, το baseband σήμα είναι μόνο το αριστερό κανάλι, με λογικό ακόλουθο την απώλεια της πληροφορίας του δεξιού καναλιού από όλους τους μονοφωνικούς δέκτες. Για τον λόγο αυτό, παρά την έντονη πολυπλοκότητα και τις δυσκολίες που σχετίζονται με την αλλοίωση των αρχικών σημάτων, έχει επικρατήσει το αρχικό μοντέλο στερεοφωνικής κωδικοποίησης, το οποίο εξασφαλίζει την συμβατότητα των μονοφωνικών και των στερεοφωνικών δεκτών με την ίδια τεχνική κωδικοποίησης.

Τέλος, αξίζει να αναφερθεί η έντονη διεύρυνση του φάσματος που προκύπτει από την διαμόρφωση FM με σήμα πληροφορίας που βρίσκει την μέγιστη φασματική συνιστώσα στα 53kHz και όχι στα 15kHz όπως αναφέρθηκε αρχικά. Για τον λόγο αυτό, διατηρώντας την αρχική προδιαγραφή της μέγιστης απόκλισης συχνότητας στα $\Delta f_{max}=75kHz$, ο νέος δείκτης διαμόρφωσης που μας εξασφαλίζει ότι το διαμορφωμένο κατά FM σήμα θα βρίσκεται φασματικά στα ίδια όρια με τα αρχικά θα είναι:

$$m_{min} = \frac{\Delta f_{max}}{F_{max}} = \frac{75k}{53k} \Leftrightarrow m_{min} \approx 1,4$$

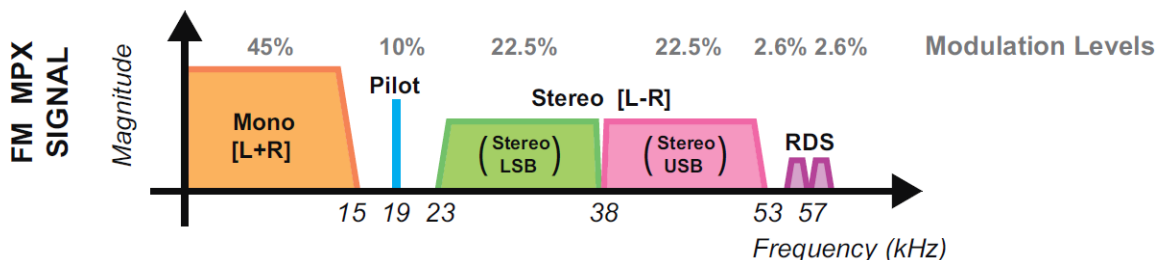
Προς υπενθύμιση από τα προηγούμενα κεφάλαια, διαμορφωμένο κατά FM σήμα με δείκτη διαμόρφωσης μικρότερο του 5 ($m_{min}<5$) αντιστέκεται λιγότερο στην επίδραση του θορύβου. Αποδεικνύεται ότι η εκπομπή FM στερεοφωνικής κωδικοποίησης, ποιοτικά δεν ξεπερνά τις διαμορφώσεις πλάτους, αφού το προνόμιο της θωράκισης που διαθέτετε για σήμα προς διαμόρφωση με μέγιστη φασματική συνιστώσα στα 15kHz δεν υφίσταται πλέον.

1.5 Radio Data System – RDS

Τελευταία μετεξέλιξη της ραδιοφωνίας FM αποτελεί η προσθήκη του πρωτοκόλλου RDS, σύμφωνα με το οποίο ο δέκτης είναι σε θέση να λαμβάνει ψηφιακή πληροφορία τύπου text παράλληλα με τη μετάδοση της πεπλεγμένης ακουστικής πληροφορίας. Το ψηφιακό κείμενο text απεικονίζεται στην οθόνη του δέκτη και φέρει βασικές πληροφορίες σχετικά με τον συντονισμένο σταθμό, πληροφορίες του προγράμματος εκπομπής (πχ τίτλος τραγουδιού, ερμηνευτής κα) ακόμα και σύντομη ενημέρωση για την οδική κυκλοφορία των δρόμων καθώς και ενημέρωση για καταστάσεις έκτακτης ανάγκης. Οι τελευταίοι δυο τρόποι χρήσης του RDS αφορούν κυρίως ραδιοφωνικούς δέκτες αυτοκινήτων, οι οποίοι είναι σε θέση να ενημερώνουν τον οδηγό σε πραγματικό χρόνο για έκτακτες καταστάσεις.

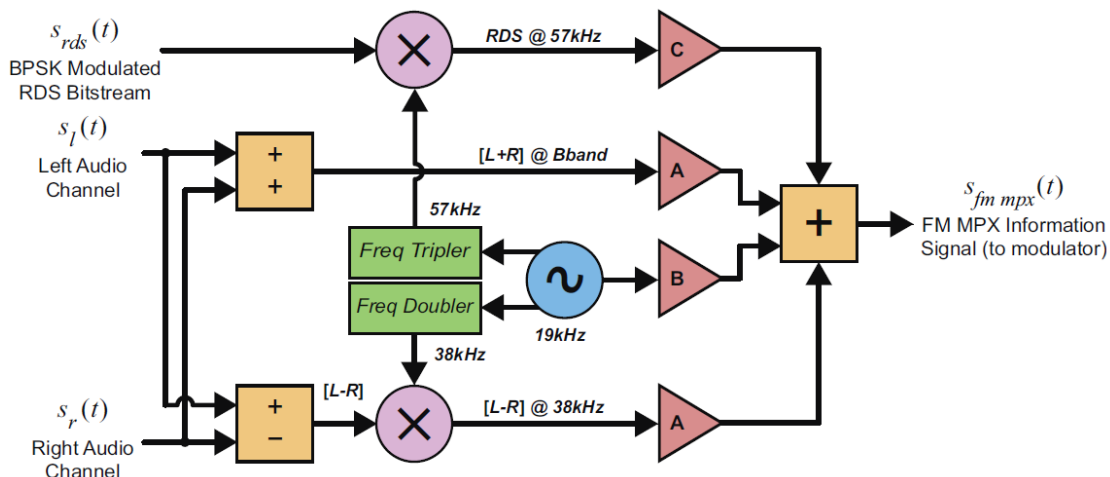
Πιο συγκεκριμένα, το bitstream του RDS αρχικά διαμορφώνεται κατά BPSK (Binary Phase Shift Keying) και ύστερα ολισθαίνει γύρω από την συχνότητα υποφέροντος των 57 kHz με

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W διαμόρφωση DSB_{SC}. Η συχνότητα υποφέροντος δεν αποτελεί κάποια τυχαία επιλογή, καθώς συνθέεται με την τρίτη αρμονική του πιλότου των 19 kHz, ενώ ταυτόχρονα διατίθεται ικανοποιητικός συχνοτικός χώρος για να μην επικαλυφθεί το φάσμα της RDS πληροφορίας στην άνω πλευρική ζώνη της στερεοφωνικής πολυπλεξίας. Πλέον η μέγιστη φασματική συνιστώσα της σύνθετης πληροφορίας προς διαμόρφωση βρίσκεται στα 59kHz δεδομένου ότι το φάσμα της ψηφιακής διαμόρφωσης του RDS καταλαμβάνει περίπου 2kHz εκατέρωθεν της συχνότητας φέροντος. Στην εικόνα 1.5.1 παρουσιάζεται η συνολική φασματική απεικόνιση της στερεοφωνικής κωδικοποίησης μαζί με την πληροφορία του πρωτοκόλλου RDS:



Εικόνα 1.5.1 – Συνολική Φασματική Απεικόνιση Στερεοφωνικά Κωδικοποιημένου Σήματος Και RDS

Ιδιαίτερα σημαντική παρατήρηση στην απεικόνιση του baseband φάσματος της συνολικής πληροφορίας προς διαμόρφωση, είναι ότι η φασματική συνιστώσα του σήματος RDS βρίσκεται ιδιαίτερα υποβαθμισμένη με ποσοστό συμμετοχής της τάξεως του 2,6%, ιδιαίτερα λογικό ποσοστό μιας και η προσθήκη του πρωτοκόλλου RDS δε θα έπρεπε να επηρεάσει το εύρος ζώνης του φάσματος που θα καταλάβει το διαμορφωμένο κατά FM σήμα. Προς υπενθύμιση από το κεφάλαιο της ανάλυσης FM, το ποσοστό διαμόρφωσης κατά βάση εξαρτάται από το πλάτος της πληροφορίας προς διαμόρφωση αλλά και την μέγιστη φασματική συνιστώσα που φέρει. Στη περίπτωση του RDS η μέγιστη φασματική συνιστώσα, η οποία όπως αναφέρθηκε προηγουμένως βρίσκετε στα 59kHz, είναι ιδιαίτερα υψηλή και στην περίπτωση της συμμετοχής της με μεγαλύτερο ποσοστό από το 2,6% θα οδηγούσε στην αύξηση του συντελεστή διαμόρφωσης και φυσικά στην παραβίαση των κανόνων εύρους ζώνης, οι οποίοι θεσπίστηκαν πριν την δημιουργία του πρωτοκόλλου RDS. Για τον λόγο αυτό, μικραίνοντας το πλάτος του σήματος RDS γύρω από το υποφέρον των 57kHz επιτρέπεται η ύπαρξη υψηλών φασματικών συνιστωσών χωρίς να επηρεαστεί ιδιαίτερα το εύρος ζώνης του διαμορφωμένου κατά FM σήματος. Στην εικόνα 1.5.2 παρουσιάζεται το ολοκληρωμένο δομικό διάγραμμα της στερεοφωνικής κωδικοποίησης μαζί με τη προσθήκη της ψηφιακής πληροφορίας του πρωτοκόλλου RDS:



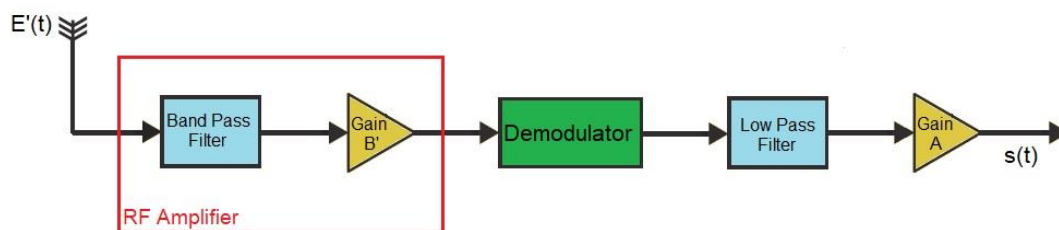
Εικόνα 1.5.2 – Δομικό Διάγραμμα Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή Και πρωτοκόλλου RDS

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W Τέλος, αξίζει να αναφερθεί ο ρυθμός μετάδοσης της πληροφορίας RDS, ο οποίος είναι ιδιαίτερα χαμηλός και ανέρχεται στα 1187,5 bit/sec, λογικό μιας και η πληροφορία που αποστέλλεται (η οποία δεν αποτελεί τίποτα περισσότερο από μερικούς χαρακτήρες text) είναι ιδιαίτερα μικρή.

1.6 Αποδιαμόρφωση FM

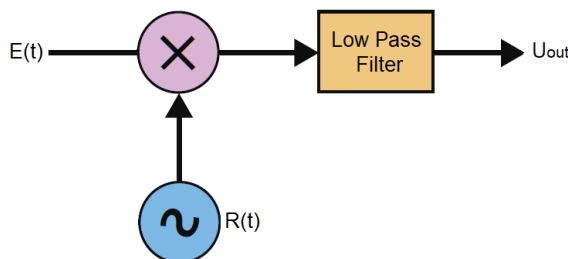
Ιδιαίτερα σημαντικό κεφάλαιο των τηλεπικοινωνιών αποτελεί η διαδικασία λήψης και αποδιαμόρφωσης του ηλεκτρομαγνητικού κύματος, το οποίο εξέπεμψε ο πομπός και ταξίδεψε μέσω του διαύλου επικοινωνίας. Χωρίς την ιδιαίτερη εμβάθυνση στα κεφάλαια του ηλεκτρομαγνητισμού και της θεωρίας κεραιών, είναι εύκολα αντιληπτό ότι από την ισχύ εκπομπής του πομπού στην κεραία του δέκτη θα καταλήξει ένα ιδιαίτερα μικρό ποσοστό ισχύος, το οποίο μέσα από το δίαυλο επικοινωνίας υπέστη διαφόρους τύπους παραμόρφωσης. Αξίζει να σημειωθεί ότι σε ένα πραγματικό δίαυλο επικοινωνίας μπορούν να παρατηρηθούν διάφορα φαινόμενα παραμόρφωσης, όπως η διάθλαση, η ανάκλαση, η σκέδαση και πολλά άλλα που σε συνδυασμό με την συνύπαρξη έτερων ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων από άλλες χρήσεις και εφαρμογές του ραδιοφάσματος αλλά και της κοσμικής ακτινοβολίας θα είναι σε θέση να μειώσουν σημαντικά την ποιότητα του σήματος που θα καταλήξει στην κεραία του δέκτη.

Βασική προτεραιότητα του δέκτη αποτελεί αφενός η επιλεκτικότητα του καναλιού, αφετέρου η επιλογή του σωστού φέροντος το οποίο μετά τη διαδικασία της αποδιαμόρφωσης θα είναι σε θέση να εξάγει το σήμα της πληροφορίας. Η διαδικασία εξαγωγής της πληροφορίας δεν αποτελεί εύκολη ρουτίνα και κατά κανόνα τα κυκλώματα δεκτών βρίσκουν δυσκολότερη σύνθεση και κατασκευή από τα κυκλώματα εκπομπών, πράγμα ιδιαίτερα λογικό αν αναλογιστεί κανείς ότι η ισχύ που διαχειρίζεται κάθε δέκτης στην είσοδό του είναι της τάξης των μW και σε ορισμένες περιπτώσεις ακόμα μικρότερης τάξης μεγέθους. Για τον λόγο αυτό, στην είσοδο κάθε αποδιαμορφωτή τοποθετείται ένας ενισχυτής RF, ο οποίος είναι σε θέση να ενισχύσει ικανοποιητικά το σήμα που σύλλεξε η κεραία. Η διαδικασία της συχνοτική επιλεκτικότητας ως προς την μπάντα λήψης (δηλαδή το εύρος των συχνοτήτων που είναι σε θέση να μπουν στη διαδικασία της αποδιαμόρφωσης) πολλές φορές γίνεται στον ίδιο ενισχυτή με διατάξεις φίλτρων αλλά και την φυσική συχνοτική επιλεκτικότητα των ημιαγώγιμων στοιχείων που απαρτίζουν τον ενισχυτή μέσω των παρασιτικών χωρητικοτήτων. Κατόπιν, ακολουθεί η διαδικασία της αποδιαμόρφωσης κατά την οποία πραγματοποιείται η αντίστροφη διαδικασία της διαμόρφωσης, με σκοπό την αναγνώριση του φέροντος $E(t)$ αλλά και της πληροφορίας $s(t)$, για να εξαχθεί από τον αποδιαμορφωτή. Προτελευταίο στάδιο της διαδικασίας ανάκτησης της πληροφορίας, αποτελεί η διέλευση του σήματος από ένα φίλτρο βασικής ζώνης έτσι ώστε να εξασφαλιστεί η ακεραιότητα του σήματος της πληροφορίας από ενδεχόμενες αστοχίες στη διαδικασία της αποδιαμόρφωσης. Τέλος, το καθαρό πλέον σήμα της πληροφορίας ενισχύεται ικανοποιητικά και εξάγεται από τον αποδιαμορφωτή. Η παραπάνω ανάλυση οπτικοποιείται στο δομικό διάγραμμα της εικόνας 1.6.1:



Εικόνα 1.6.1 – Δομικό Διάγραμμα Δέκτη

Στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα αναλογικών διαμορφώσεων ο κορυφαίος τρόπος ανάκτησης της πληροφορίας πραγματοποιείται με τη διαδικασία της σύγχρονης – σύμφωνης αποδιαμόρφωσης. Η βασική αρχή λειτουργίας της βασίζεται στον πολλαπλασιασμό του διαμορφωμένου φέροντος $E(t)$ με ένα σήμα $R(t)$, το οποίο γεννιέται στο εσωτερικό του αποδιαμορφωτή με τη χρήση ενός τοπικού ταλαντωτή. Σε κάθε περίπτωση για την επιτυχή διαδικασία αποδιαμόρφωσης απαιτείται η πλήρη συμφωνία του διαμορφωμένου σήματος με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή σε συχνότητα και φάση. Στην εικόνα 1.6.2 παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα του ιδανικού σύμφωνου αποδιαμορφωτή (coherent demodulator).



Εικόνα 1.6.2 – Δομικό Διάγραμμα Ιδανικού Σύμφωνου Αποδιαμορφωτή

Η συμβολή του σύμφωνου αποδιαμορφωτή στα συστήματα λήψης είναι ιδιαίτερα σημαντική και βρίσκει εφαρμογές στις αποδιαμορφώσεις πλάτους και με ορισμένες τροποποιήσεις σε αποδιαμορφώσεις συχνότητας και φάσης, βρίσκοντας ιδιαίτερα σημαντικά πλεονεκτήματα έναντι των προηγούμενων τρόπων αποδιαμόρφωσης. Αξίζει να σημειωθεί ότι η σύμφωνη αποδιαμόρφωση βρίσκει έντονη εφαρμογή στη σύγχρονη οργανολογία, μιας και αποτελεί μια από τις κορυφαίες μεθόδους ανίχνευσης σημάτων χαμηλής στάθμης ή σημάτων που εξετέθησαν σε έντονα θορυβώδες περιβάλλον.

Έστω ότι το σήμα εισόδου $E(t)$ στο σχήμα 1.6.2 αποτελεί ένα φέρον διαμορφωμένο κατά πλάτος ενώ το σήμα του τοπικού ταλαντωτή είναι ένα απλό ημίτονο με ίδια συχνότητα και φάση με το φέρον:

$$E(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t)$$

$$R(t) = R_0 \cdot \cos(\omega_0 t)$$

Για διευκόλυνση των πράξεων θεωρούμε ιδανικό πολλαπλασιαστή με συντελεστή:

$$k = \frac{1}{R_0} [V^{-1}]$$

Στην έξοδο του πολλαπλασιαστή θα προκύψει:

$$E_A(t) = [a(t) \cdot \cos(\omega_0 t)] \cdot k \cdot [R_0 \cdot \cos(\omega_0 t)] \Leftrightarrow$$

$$E_A(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t) \cdot \frac{1}{R_0} \cdot R_0 \cdot \cos(\omega_0 t) \Leftrightarrow$$

$$E_A(t) = a(t) \cdot [\cos(\omega_0 t)]^2 \Leftrightarrow$$

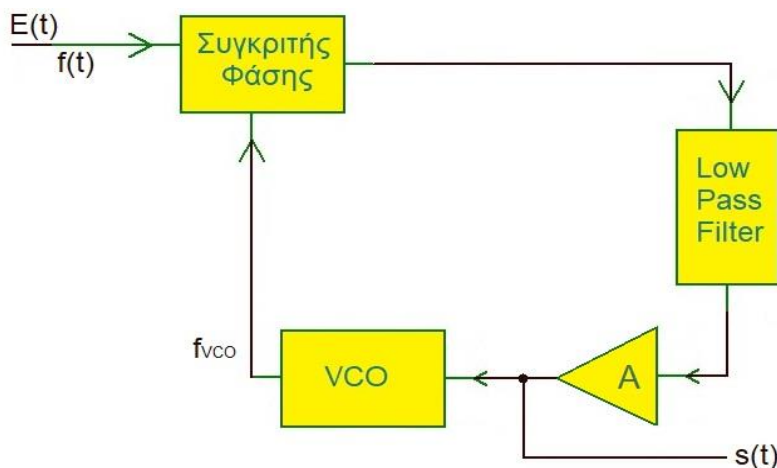
$$E_A(t) = \frac{a(t)}{2} + \frac{a(t)}{2} \cdot \cos(2\omega_0 t)$$

Πλέον το σήμα έχει διαμορφωθεί ως άθροισμα δυο επιμέρους σημάτων εκ των οποίων το υψίσυχο μετά την συμβολή του χαμηλοπερατού φίλτρου δε θα περάσει στην έξοδο. Αυτό πρακτικά σημαίνει τον πλήρη διαχωρισμό του σήματος της πληροφορίας και του υψίσυχου φέροντος. Συνεπώς:

$$U_{εξ} = \frac{a(t)}{2}$$

Στα ρεαλιστικά συστήματα λήψης είναι πρακτικά αδύνατος ο άρτιος συντονισμός συχνότητας και φάσης του τοπικού ταλαντωτή με το φέρον του διαμορφωμένου σήματος, πόσο μάλλον στη διαμόρφωση συχνότητας που το διαμορφωμένο σήμα εναλλάσσεται σε συχνότητα και μοιραία σε φάση κατ' εντολή του σήματος εισόδου. Συνεπώς, κάθε δέκτης FM χρήζει συμβολής ενός συστήματος, το οποίο θα μπορεί να ανιχνεύει και να κλειδώνει τη συχνότητα και τη φάση του τοπικού ταλαντωτή με το διαμορφωμένο φέρον. Ευτυχής λύση στο λειτουργικό πρόβλημα του συντονισμού προσφέρει η διάταξη διευκρινιστή με βρόχο φάσης PLL.

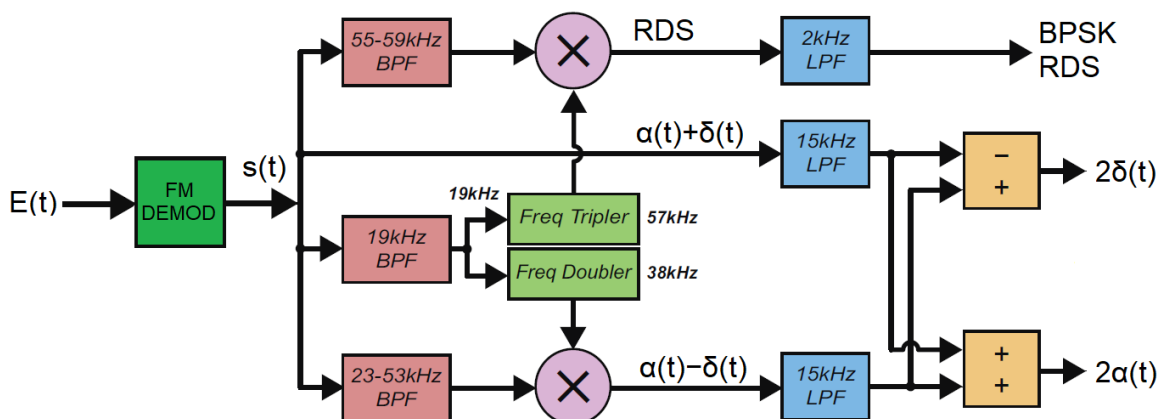
Η διάταξη PLL σε λειτουργία αποδιαμόρφωσης δεν διαφέρει ιδιαίτερα με το βρόχο που αναλύθηκε στο κεφάλαιο της διαμόρφωσης FM. Ως σήμα εισόδου εφαρμόζετε το διαμορφωμένο κατά FM φέρον $E(t)$. Το φέρον φέρει μια κεντρική συχνότητα γύρω από την οποία ταλαντώνει ο διαμορφωτής με συχνότητα $f(t)$. Πρακτικά, αυτή η συχνότητα θα αποδιδόταν στο φέρον, εάν το σήμα εισόδου του διαμορφωτή ήταν μηδενικό. Η συχνότητα αυτή αποτελεί πληροφορία ύψιστης σημασίας καθώς αν δεν προσεγγιστεί σωστά από τον αποδιαμορφωτή, δεν θα γίνει εφικτή η διαδικασία ανίχνευσης φέροντος και εν τέλει η εξαγωγή της πληροφορίας $s(t)$. Έτσι, στη προσπάθεια να κλειδώσει το PLL στην συχνότητα και τη φάση του διαμορφωμένου φέροντος, δημιουργεί στην έξοδο μια τάση σφάλματος, η οποία προκύπτει από την συνεχή μεταβολή της συχνότητας του φέροντος η οποία και αυτή έχει προκύψει από το σήμα της πληροφορίας. Με απλά λόγια, η τάση σφάλματος του PLL κατοπτρίζει το σήμα τη πληροφορίας $s(t)$. Προφανώς ο τοπικός ταλαντωτής του αποδιαμορφωτή δεν θα μπορούσε να πραγματοποιηθεί με κάποια άλλη υλοποίηση πέρα από τον κλασικό VCO μιας και η κεντρική συχνότητα ταλάντωσης καθορίζεται αυστηρά από την τάση σφάλματος του PLL όπου και εισάγετε στην είσοδο του.



Εικόνα 1.6.3 – Δομικό Διάγραμμα Αποδιαμορφωτή FM Με PLL

Μετά τη διαδικασία αποδιαμόρφωσης FM με τις παραπάνω τεχνικές που αναλύθηκαν το baseband σήμα της πληροφορίας $s(t)$ έχει ανακτηθεί πλήρως. Παρόλα αυτά, όπως αναλύθηκε και στο κεφάλαιο 1.4 η πληροφορία $s(t)$ δεν φέρει ένα απλό ακουστικό σήμα καθώς πριν από τη διαδικασία διαμόρφωσης πραγματοποιείται η τεχνική της στερεοφωνικής κωδικοποίησης προκειμένου να πολυπλεχθούν δυο κανάλια ήχου και αρκετές φορές ακόμα και η ψηφιακή πληροφορία του πρωτοκόλλου RDS. Συνεπώς, σε κάθε στερεοφωνικά πεπλεγμένο σήμα δεν αρκεί η αποδιαμόρφωση FM για την ανάκτηση των πολλών πληροφοριών που φέρει το σήμα $s(t)$. Στην εικόνα 1.6.4

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα του στερεοφωνικού αποκωδικοποιητή που συμπεριλαμβάνει και τη ψηφιακή πληροφορία του RDS.



Εικόνα 1.6.4 – Δομικό Διάγραμμα Αποκωδικοποιητή Stereo

Σε γενικές γραμμές ο αποκωδικοποιητής διαμοιράζει το πεπλεγμένο σήμα ταυτόχρονα σε τρία στάδια επεξεργασίας:

1. Πρώτα από όλα το πεπλεγμένο σήμα $s(t)$ διέρχεται από ένα band pass φίλτρο με κεντρική συχνότητα 19kHz έτσι ώστε να ξεχωρίσει ο πιλότος των 19kHz από το πλούσιο φάσμα που φέρει το $s(t)$. Ιδιαίτερα σημαντικής αξίας αποτελεί η διευκρίνιση του πιλότου καθώς χάρη σ' αυτόν θα συντονιστούν τα υποφέροντα που ταλαντώνουν με κεντρική συχνότητα την 2^η και 3^η αρμονική του αρχικού πιλότου, γύρω από τις οποίες έχει διαμορφωθεί κατά DSB το σήμα $\alpha(t)-\delta(t)$ και RDS αντίστοιχα.
2. Μετά την ανάκτηση του πιλότου ο αποκωδικοποιητής είναι σε θέση να συνθέσει την 2^η αρμονική των 38kHz και να πραγματοποιήσει την πράξη της αποδιαμόρφωσης μέσω του γινομένου, αφού πρώτα το σήμα διέλθει από ένα φίλτρο band pass, του οποίου τα όρια θα βρίσκονται από τα 23kHz έως τα 53kHz, δηλαδή τα όρια του εύρους φάσματος που θα καταλάβει μια διαμόρφωση DSB με κεντρική συχνότητα στα 38kHz και μέγιστη φασματική συνιστώσα της πληροφορίας στα 15kHz. Το baseband σήμα $\alpha(t)+\delta(t)$ το οποίο δεν υπέστη κάποια φασματική ολίσθηση, όπως πρακτικά συνέβη στο σήμα $\alpha(t)-\delta(t)$, διέρχεται από ένα low pass φίλτρο με ανώτερο συχνοτικό όριο τα 15kHz. Πλέον έχοντας και τα δυο σήματα φιλτραρισμένα και αποδιαμορφωμένα, είναι δυνατή η πράξη της πρόσθεσης και αφαίρεσης προκειμένου να ανεξαρτητοποιηθεί το αριστερό ηχητικό κανάλι από το δεξί:

$$\begin{aligned} \text{πρόσθεση} \quad & [\alpha(t) - \delta(t)] + [\alpha(t) + \delta(t)] = \alpha(t) + \alpha(t) + \delta(t) - \delta(t) = 2\alpha(t) \\ \text{αφαίρεση} \quad & [\alpha(t) - \delta(t)] - [\alpha(t) + \delta(t)] = \alpha(t) - \alpha(t) - \delta(t) - \delta(t) = 2\delta(t) \end{aligned}$$

Σε αυτό το σημείο τα δυο ηχητικά κανάλια είναι αυτόνομα και ανεξάρτητα το ένα από το άλλο.

3. Τέλος, το σήμα $s(t)$ διέρχεται από ένα band pass φίλτρο με κατώτερο όριο τα 55kHz και ανώτερο τα 59kHz. Κατόπιν, το σήμα αποδιαμορφώνεται με τη πράξη του πολλαπλασιασμού με το υποφέρον της 3^{ης} αρμονικής του πιλότου των 19kHz με απώτερο σκοπό την ανάκτηση της πληροφορίας του πρωτοκόλλου RDS.

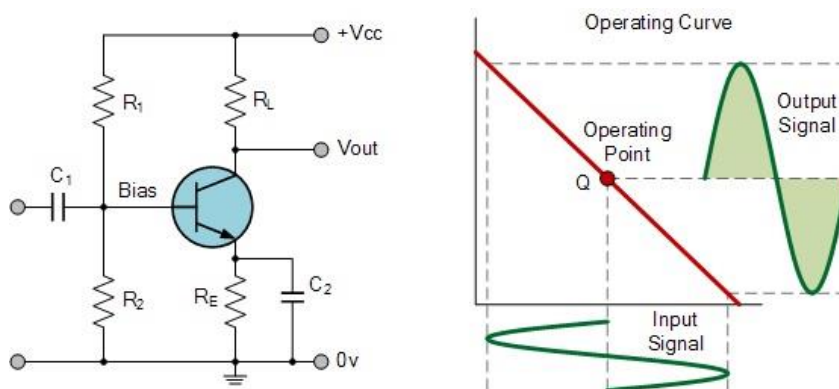
Ως εκ τούτου, μέσω της στερεοφωνικής αποκωδικοποίησης είναι δυνατή η ανάκτηση και των τριών πληροφοριών που εμπεριέχει το σύνθετο σήμα $s(t)$.

1.7 Ενισχυτές RF

Ιδιαίτερα σημαντικό και αναπόσπαστο κεφάλαιο των τηλεπικοινωνιών αποτελούν τα κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων (RF), καθώς χωρίς τη συμβολή τους δεν υφίσταται η ύπαρξη του πομπού σε οποιαδήποτε εφαρμογή τηλεπικοινωνιών δεδομένου ότι τα συστήματα διαμόρφωσης στη φανατική τους πλειοψηφία εξάγουν ένα ιδιαίτερα ασθενές σήμα το οποίο ακόμα και να οδηγηθεί απευθείας σε ένα στοιχείο εκπομπής, όπως είναι η κεραία, δεν θα είναι σε θέση να φτάσει ιδιαίτερα μακριά, δημιουργώντας ιδιαίτερα σημαντικό πρόβλημα στη τηλεπικοινωνιακή κάλυψη του χώρου. Το ίδιο πρόβλημα γίνεται ακόμα εντονότερο σε ραδιοπομπούς για τηλεπικοινωνίες broadcast κατά τις οποίες ο πιο απομακρυσμένος δέκτης από το σημείο του πομπού θα πρέπει να λαμβάνει στην κεραία του μια ικανοποιητική στάθμη ισχύος από το εκπεμπόμενο σήμα. Λύση στο πρόβλημα της εκπεμπόμενης ισχύος δίνουν οι ενισχυτές RF, οι οποίοι διαθέτουν διαφορετικό σχεδιασμό από τους απλούς ενισχυτές που βρίσκουν εφαρμογή στην κλασική ηλεκτροτεχνία χωρίς όμως να διαφέρουν ως προς τον τρόπο λειτουργίας.

Σε γενικές γραμμές οι ενισχυτές χωρίζονται σε δυο βασικές κατηγορίες, τους γραμμικούς και τους μη γραμμικούς. Με τον όρο γραμμικός ενισχυτής ορίζεται το σύστημα κατά το οποίο το σήμα εξόδου αποτελεί πιστό αντίγραφο του σήματος εισόδου, δηλαδή η φύση αλλά και η ισχύ που φέρει το σήμα εξόδου εξαρτάται άμεσα από το φύση και την ισχύ του σήματος εισόδου και σε αυτή τη κατηγορία ανήκουν οι ενισχυτές τάξης A, B και AB. Αντίθετα, οι μη γραμμικοί ενισχυτές αξιοποιούν ένα ιδιαίτερα μικρό τμήμα της κυματομορφής εισόδου για να δημιουργήσουν το ίδιο σήμα ενισχυμένο στην έξοδο. Τέτοιοι ενισχυτές λειτουργούν σωστά για σήματα σταθερού πλάτους και στις διαμορφώσεις FM χρησιμοποιούνται φανατικά με υλοποιήσεις ενισχυτών τάξης C.

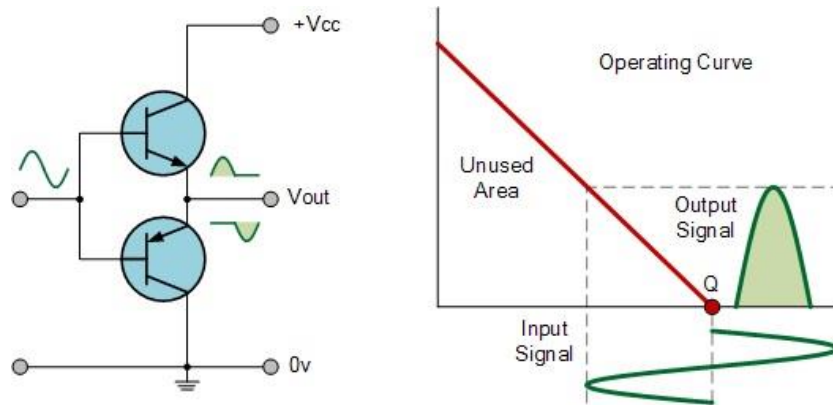
Οι ενισχυτές τάξης A αποτελούν την ευκολότερη υλοποίηση ενισχυτικών κυκλωμάτων όχι μόνο στα συστήματα RF αλλά σε κάθε εφαρμογή της ηλεκτρονικής που απαιτείται ενισχυτική διάταξη. Η λογική τους βασίζεται στην πόλωση του ενεργού στοιχείου (συνήθως transistor BJT, MOSFET κα) στη μέση της ευθείας φόρτου, με λογικό ακόλουθο τη μόνιμη αγωγή του ενεργού στοιχείου για όλη τη περίοδο του σήματος εισόδου, δηλαδή για 360° . Λογικό ακόλουθο της μόνιμης αγωγής του ενεργού στοιχείου, αποτελεί η δημιουργία ενός πανομοιότυπου σήματος στην έξοδο αξιοποιώντας ως αρχική μήτρα το σήμα εισόδου με τη διαφοροποίηση της διεύρυνσης του πλάτους στην έξοδο.



Εικόνα 1.7.1– Διάταξη Και Απόκριση Εισόδου – Εξόδου Ενισχυτή Τάξης A

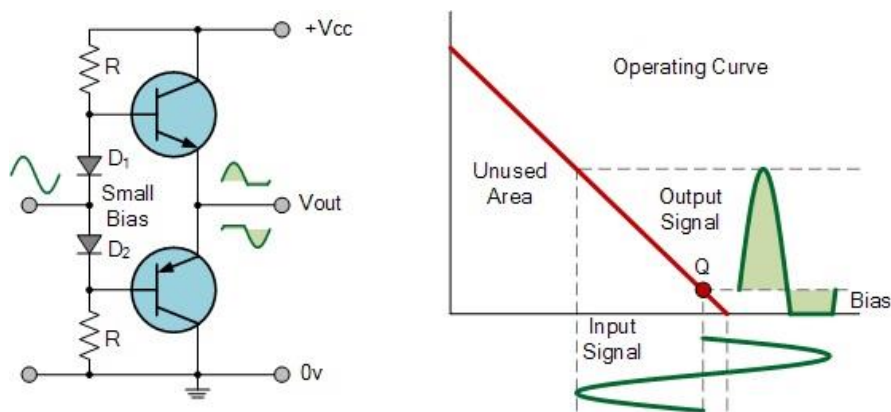
Από την άλλη, στους ενισχυτές τάξης B η πόλωση του ενεργού στοιχείου πραγματοποιείται στο κάτω άκρο της ευθείας φόρτου, δηλαδή στη περιοχή της αποκοπής με λογικό ακόλουθο το μηδενικό ρεύμα διαρροής του ενεργού στοιχείου στα χρονικά σημεία που η κυματομορφή εισόδου στιγμιαία μηδενίζεται. Λογικό ακόλουθο είναι η αγωγή του ενεργού στοιχείου στην ημιπερίοδο του ολοκληρωμένου φαινομένου, δηλαδή για 180° . Ακολούθως, εμφανίζεται η απαίτηση ενός ετέρου ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Πιτσάκης Σταμάτιος

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W ενεργού στοιχείου το οποίο θα άγει κατά τις υπόλοιπες 180° που δεν ήταν ενεργό το πρώτο στοιχείο. Κλασική περίπτωση ενισχυτών τάξης B αποτελεί η συνδεσμολογία push-pull όπως δομικά παρουσιάζεται στην εικόνα 1.7.2:



Εικόνα 1.7.2 – Διάταξη Και Απόκριση Εισόδου – Εξόδου Ενισχυτή Τάξης B

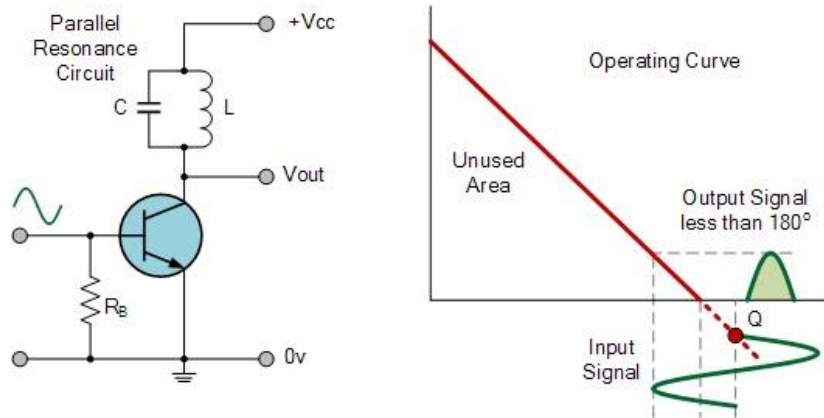
Οι ενισχυτές τάξης B παρά το γεγονός ότι έχουν αυξημένη ενεργειακή απόδοση έναντι των κλασικών ενισχυτών τάξης A, διαθέτουν ένα σημαντικό πρόβλημα. Σε ιδιαίτερα μικρά σήματα που δεν υπερβαίνουν την τάση ενεργοποίησης του ενεργού στοιχείου (πχ 0,7V για διάταξη push-pull με τρανζίστορ πυριτίου) ο ενισχυτής βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής με αποτέλεσμα τη δημιουργία παραμόρφωσης στο σήμα εξόδου τις χρονικές στιγμές που το σήμα είναι ιδιαίτερα μικρό έναντι του σήματος εισόδου. Ευτυχής λύση στο πρόβλημα της παραμόρφωσης αποδίδουν οι ενισχυτές τάξης AB οι οποίοι με μια μικρή τροποποίηση ως προς την πόλωση των ενεργών στοιχείων άγουν και τα δυο σε 180° + 180° χωρίς παραμόρφωση. Η βασική διάταξη ενισχυτών τάξης AB πραγματοποιείται επίσης με κυκλώματα push – pull όπως παρουσιάζεται στην εικόνα 1.7.3:



Εικόνα 1.7.3 – Διάταξη Και Απόκριση Εισόδου – Εξόδου Ενισχυτή Τάξης AB

Οι παραπάνω ενισχυτές που ανήκουν στη κατηγορία των γραμμικών ενισχυτών είναι κατάλληλοι για διαμορφώσεις πλάτους καθώς με διάφορες τεχνικές πόλωσης επιτυγχάνεται η συνεχή αγωγή του ενεργού στοιχείου για 360° του σήματος εισόδου, με συνέπεια, τη διαρροή ρεύματος ακόμα και αν το σήμα εισόδου στιγμιαία μηδενίζεται. Η μόνιμη διαρροή ρεύματος από το ενεργό στοιχείο του ενισχυτή οδηγεί σε σημαντική σπατάλη ισχύος που καταναλώνεται πάνω του με τη μορφή θερμότητας, με αποτέλεσμα τη σημαντική μείωση της απόδοσης του ενισχυτή. Από την άλλη, μια ιδιαίτερη κατηγορία ενισχυτών με απόδοση που πολλές φορές ξεπερνά το 90%, αποτελούν οι ενισχυτές τάξης C, οι οποίοι χρησιμοποιούνται φανατικά σε διαμορφώσεις σταθερού πλάτους, όπως είναι και η διαμόρφωση FM. Πρακτικά το ρεύμα εισόδου στο ενεργό στοιχείο αποτελεί μια ιδιαίτερα

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W μικρή παλμοσειρά σε σχέση με ολόκληρη τη περίοδο του ημιτονικού φέροντος, που στη φανατική πλειοψηφία είναι αρκετά μικρότερη των 180 μοιρών. Σε σειρά με το ενεργό στοιχείο βρίσκεται ένα συντονιζόμενο κύκλωμα το οποίο αντιδρά στα γρήγορα μεταβατικά φαινόμενα της παλμοσειράς που φέρει μια θεμελιακή συχνότητα ίδια με του αρχικού φέροντος. Έτσι στην προσπάθεια αντίδρασης του συντονιζόμενου φίλτρου, θα πραγματοποιηθεί ανάκτηση όλου του ημιτόνου. Το δομικό διάγραμμα ενισχυτή τάξης C παρουσιάζεται στην εικόνα 1.7.4:

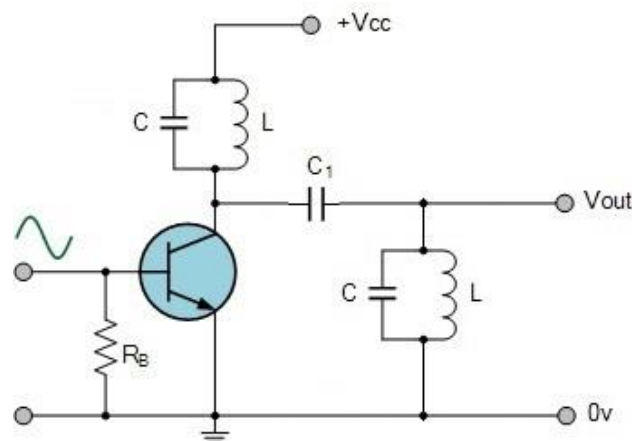


Εικόνα 1.7.4 – Διάταξη Και Απόκριση Εισόδου – Εξόδου Ενισχυτή Τάξης C

Ασφαλώς, η έντονα διακοπτική συμπεριφορά του ενισχυτή τάξης C δημιουργεί σημαντικές παραμορφώσεις στην έξοδο με τη μορφή αρμονικών, οι οποίες είναι φασματικές συνιστώσες ακέραιων πολλαπλασίων της αρχικής θεμελιακής συχνότητας. Για τον λόγο αυτό, πέρα από υπερβολικά καλό συντονισμό του φίλτρου LC που βρίσκεται σε σειρά με το ενεργό στοιχείο θα πρέπει στην έξοδο του κυκλώματος να παρέμβει ένα χαμηλοπερατό φίλτρο, το οποίο θα είναι σε θέση να αποκόψει όλες τις παραγόμενες αρμονικές, χωρίς την καταστολή της θεμελιακής φασματικής συνιστώσας του φέροντος. Η συχνότητα συντονισμού του φίλτρου που βρίσκεται σε σειρά με το ενεργό στοιχείο και βοηθά στην ανάκτηση της κυματομορφής εξόδου δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (1.7.1)$$

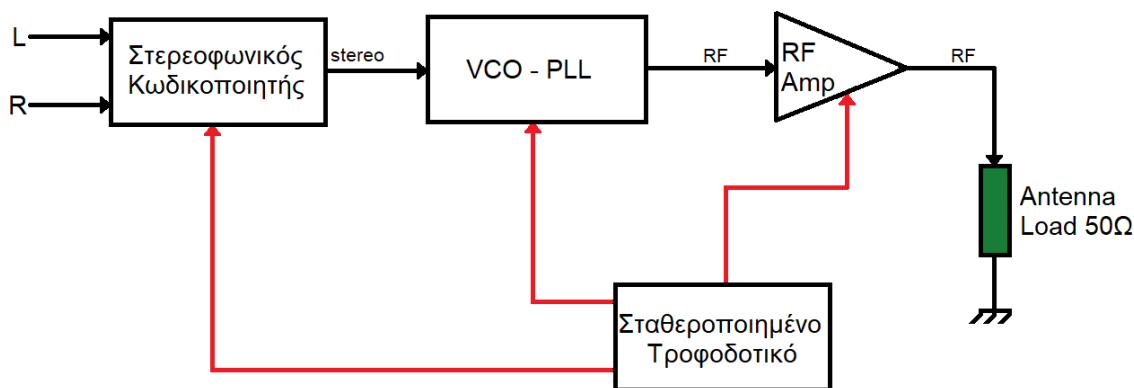
Στην εικόνα 1.7.5 παρουσιάζεται η δομή ενός ενισχυτή τάξης C με φίλτρο διέλευσης ζώνης (band pass) στην έξοδο για την απόρριψη των παραγόμενων αρμονικών.



Εικόνα 1.7.5 – Ενισχυτή Τάξης C Με Φίλτρο Αρμονικών Εξόδου

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : Κυκλωματική Υλοποίηση Υποσυστημάτων Ραδιοπομπού FM

Στο παρόν κεφάλαιο θα σχεδιαστεί η κυκλωματική δομή του κάθε υποσυστήματος που συμβάλει στην δημιουργία του ραδιοπομπού στερεοφωνικής κωδικοποίησης FM. Ταυτόχρονα, θα αναλυθεί και η κυκλωματική δομή του κάθε υποσυστήματος που δομεί τον ραδιοπομπό δίνοντας ιδιαίτερη έμφαση στις μετρήσεις που πιστοποιούν όχι μόνο την ασφαλή λειτουργία των επιμέρους συστημάτων αλλά και την πλήρη ταύτιση θεωρίας και εφαρμογής. Η ολοκληρωμένη δομή του ραδιοπομπού αναπτύσσεται σύμφωνα με την ακόλουθη εικόνα:

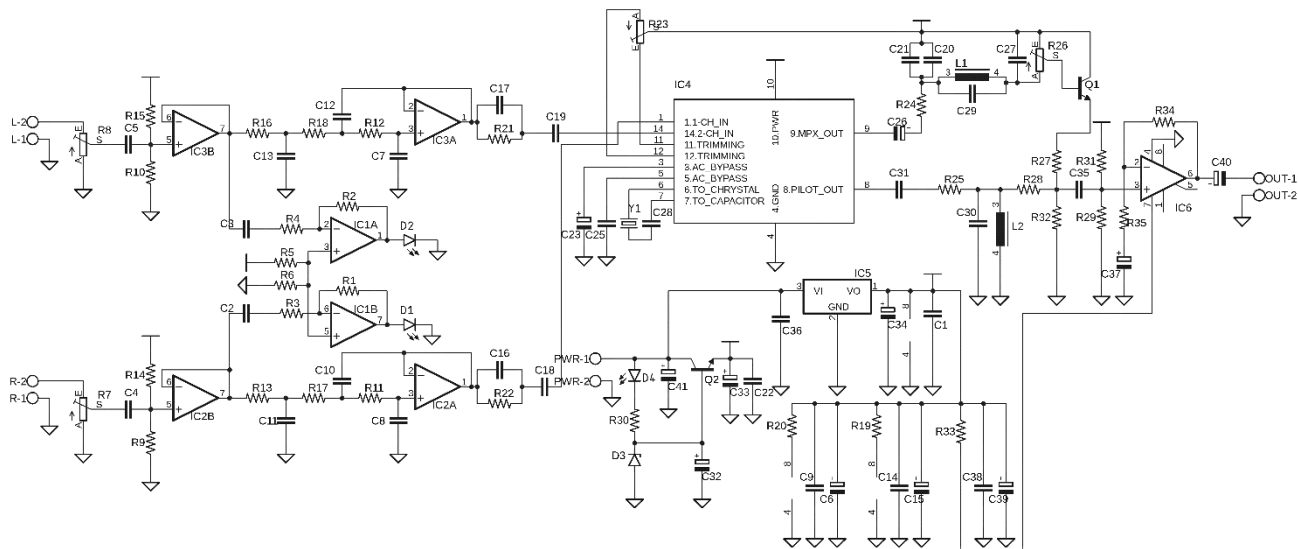


Εικόνα 1.7 – Δομικό Διάγραμμα Πομπού Στερεοφωνικής Κωδικοποίησης FM

Σύμφωνα με το διάγραμμα όλο το σύστημα διαθέτει δυο εισόδους μέσα από τις οποίες οδηγούνται τα δυο ανεξάρτητα ηχητικά κανάλια (αριστερό και δεξί). Πρώτο στάδιο επεξεργασίας των πληροφοριών αποτελεί ο στερεοφωνικός κωδικοποιητής. Μετά τη διαδικασία της στερεοφωνικής πολυπλεξίας το κωδικοποιημένο πλέον σήμα εισάγεται στην επόμενη βαθμίδα, που αποτελεί το ενιαίο σύστημα VCO – PLL. Όπως κάθε διαμορφωτής έτσι και το σύστημα αυτό διαθέτει μια είσοδο στην οποία τοποθετείται το πεπλεγμένο πλέον σήμα της πληροφορίας, και μια έξοδο κατά την οποία ο διαμορφωτής (που στη προκειμένη περίπτωση είναι ένας wide band fm VCO-PLL) εξάγει το διαμορφωμένο πλέον σήμα. Ακολούθως, το σήμα αυτό ενισχύεται από ειδικούς ενισχυτές RF καθότι στη φανατική πλειοψηφία των διαμορφωτών το σήμα εξόδου είναι ιδιαίτερα ασθενές, και εν τέλει η έξοδος του ενισχυτή RF που φέρει μια ικανοποιητική ισχύ καταναλώνεται στο φορτίο εξόδου, το οποίο στο ελεγχόμενο περιβάλλον του εργαστηρίου είναι μια ωμική αντίσταση των 50Ω. Ασφαλώς, στην περίπτωση της live μετάδοσης στην έξοδο του συστήματος εκπομπής, τοποθετείται κεραία ίδιας σύνθετης αντίστασης με σκοπό την αξιοποίηση της ενίσχυσης του τελευταίου σταδίου σε εκπεμπόμενη ισχύ. Με τον όρο ενισχυτή, αρκετές φορές εννοείται μια συστοιχία ενισχυτών, τοποθετημένοι σε σειρά, των οποίων οι εξόδοι κάθε προηγούμενης βαθμίδας οδηγούνται στην είσοδο των επόμενων βαθμίδων, μιας και δεν είναι δυνατή η μεγάλη ενίσχυση των RF σημάτων με μια μόνο ενισχυτική διάταξη. Υπενθυμίζεται ότι στη φανατική πλειοψηφία των ενεργών στοιχείων που φέρουν οι ενισχυτές RF, όπως είναι τα τρανζίστορ BJT και MOSFET, σπάνια ξεπερνάται η ικανότητα ενίσχυσης των 10dB.

2.1 Στερεοφωνικός Κωδικοποιητής

Για την υλοποίηση του στερεοφωνικού κωδικοποιητή αναλύθηκε, σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε στο σχεδιαστικό πρόγραμμα τυπωμένων κυκλωμάτων Eagle, το κύκλωμα της εικόνας 2.1.1, του οποίου η λειτουργία βασίζεται στον ολοκληρωμένο στερεοφωνικό κωδικοποιητή NJM2035 της κατασκευαστικής εταιρίας New Japan Radio Co.

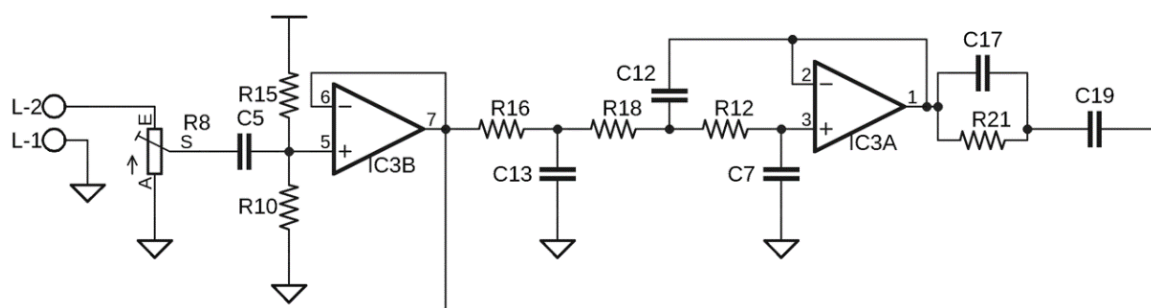


Εικόνα 2.1.1 – Κύκλωμα Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή

Είναι εύκολα αντιληπτό ότι η στερεοφωνική κωδικοποίηση δεν αποτελεί απλή διαδικασία και για τη δημιουργία της χρειάζεται η συμβολή πολλών υποσυστημάτων, τα οποία θα εξασφαλίσουν την σωστή λειτουργία στη διαδικασία επεξεργασίας των δυο σημάτων πληροφορίας. Έτσι και στο σχηματικό που μελετήθηκε, παρατηρούνται έξι υποσυστήματα εκ των οποίων το κάθε ένα συμβάλει με τον δικό του μοναδικό τρόπο στην διαδικασία της στερεοφωνική πολυπλεξίας.

2.1.1 Low Pass Filter 15kHz

Όπως αναφέρθηκε και στα προηγούμενα κεφάλαια θεωρίας, τα σήματα εισόδων πρέπει να περιοριστούν φασματικά στα 15kHz σύμφωνα με το πρότυπο της ραδιοφωνίας FM για δυο βασικούς λόγους. Αφενός, για να μην υπερδιαμορφωθεί το FM σήμα και καταλάβει μεγαλύτερο εύρος ζώνης από το επιτρεπτό, αφετέρου γιατί κατά την διαδικασία της στερεοφωνικής κωδικοποίησης δεν πρέπει να βρεθεί φασματική συνιστώσα κοντά στον πιλότο των 19kHz, καθώς θα αποσυγχρονίσει το βήμα του στερεοφωνικού αποκωδικοποιητή στον δέκτη. Για όλους του παραπάνω λόγους, τα πρώτα δυο υποσυστήματα, που φέρει ο στερεοφωνικός κωδικοποιητής αποτελούν δυο ενεργά low pass φίλτρα με συχνότητα αποκοπής τα 15kHz βασισμένα στον διπλό τελεστικό ενισχυτή TL072.



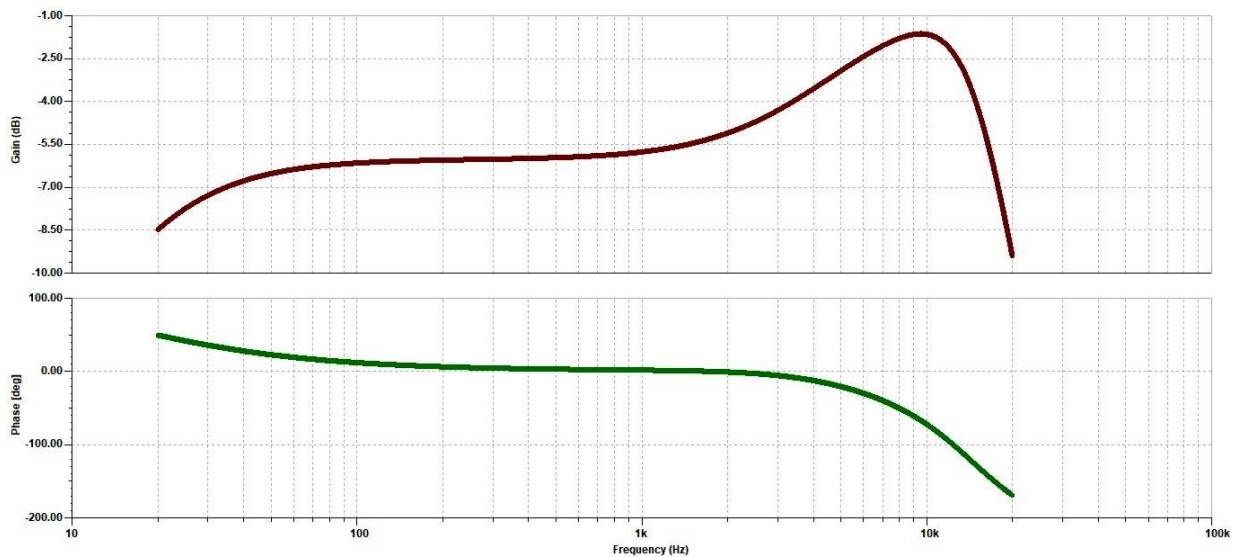
Εικόνα 2.1.2 – Active Low Pass Filter 15kHz

Επιλέγεται τυχαία ένα από τα δυο υποσυστήματα φίλτρων, μιας και τα δυο ακολουθούν την ίδια δομή. Στην είσοδο του ενεργού φίλτρου βρίσκεται μια μεταβλητή αντίσταση (trimmer), η οποία ρυθμίζει το πλάτος του σήματος εισόδου στη μη αναστρέφουσα είσοδο, αφού πρώτα πραγματοποιηθεί ζεύξη DC με τον διαιρέτη τάσης που αποτελείται από τις αντιστάσεις R15 και R10. Αξίζει να σημειωθεί ότι όλοι οι τελεστικοί ενισχυτές του κυκλώματος πολώνονται με μονή τάση τροφοδοσίας, ως εκ τούτου για τη σωστή ενίσχυση και των αρνητικών ημιπεριόδων του σήματος, είναι απαραίτητη η ζεύξη τους με μια DC συνιστώσα γύρω από την οποία θα ταλαντώνει το σήμα εισόδου. Το συζευγμένο πλέον σήμα εισάγεται στην μη αναστρέφουσα είσοδο του δεύτερου τελεστικού ενισχυτή ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Πιτσάκης Σταμάτιος

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W που περιέχει το ολοκληρωμένο TL072, ο οποίος με την συνδεσμολογία κατά την οποία η έξοδος του τελεστικού εισάγεται και στην αναστρέφουσα είσοδο δημιουργεί κέρδος 1. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι όσο πλάτος είχε το σήμα εισόδου τόσο πλάτος θα έχει και το σήμα εξόδου. Παρόλο που φαντάζει ως μια άσκοπη διαδικασία, ο ουσιαστικός λόγος που πραγματοποιούνται τέτοιες διατάξεις στα περισσότερα συστήματα αναλογικής επεξεργασίας σημάτων είναι για να επιτευχθεί η απομόνωση της πηγής του ακουστικού ηλεκτρικού σήματος με το περεταίρω κύκλωμα επεξεργασίας της πληροφορίας. Συνεπώς, ο πρώτος τελεστικός ενισχυτής έχει τη λειτουργία του buffer πριν περάσει το σήμα στα επόμενα στάδια επεξεργασίας. Η έξοδος του πρώτου τελεστικού ενισχυτή τοποθετείται στην μη αναστρέφουσα είσοδο του επόμενου ενισχυτή αφού πρώτα περάσει από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης το οποίο αποτελείται από τις αντιστάσεις R12, R16 και τους πυκνωτές C7, C13. Το κέρδος του δεύτερου τελεστικού ενισχυτή εξαρτάτε από την σύνθετη αντίσταση που θα δημιουργήσει ο πυκνωτής C12, φέρνοντας τον τελεστικό ενισχυτή σε μια διαδικασία επιλεκτικής ενίσχυσης στο πεδίο της συχνότητας σύμφωνα με την εμπέδηση του πυκνωτή. Η εμπέδηση ενός πυκνωτή εξαρτάται από την συχνότητα του σήματος και από τη χωρητικότητά του σύμφωνα με τον ακόλουθο τύπο:

$$X_c = \frac{1}{j \cdot \omega C} = \frac{1}{j 2\pi f C} \quad (2.1.1)$$

Τέλος, η έξοδος του δεύτερου τελεστικού ενισχυτή ο οποίος έχει επιτύχει τον συχνοτικό περιορισμό του σήματος στα 15kHz, οδηγείται στην είσοδο του επόμενου υποσυστήματος μέσω του δικτύωματος C17, C19 και R21 το οποίο αποτελεί ένα παθητικό φίλτρο έμφασης των υψηλών συχνοτήτων όπως απεδείχθη και η αναγκαιότητά του στο κεφάλαιο 1.1.1. Στην εικόνα 2.1.3 παρουσιάζεται η θεωρητική καμπύλη απόκρισης (διάγραμμα bode) του φίλτρου τριών σταδίων όπως προέκυψε από την προσομοίωση στο λογισμικό Tina:

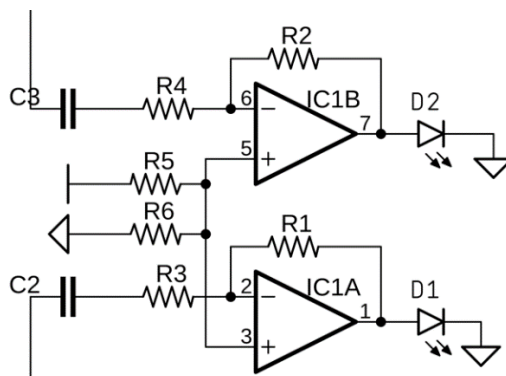


Εικόνα 2.1.3 – Θεωρητική Καμπύλη Απόκρισης Ενεργού Φίλτρου 15kHz Με Ενσωματωμένο Φίλτρο Έμφασης

2.1.2 Ένδειξη Υπεροδήγησης – Clipping

Παράλληλα με τα χαμηλοπερατά φίλτρα των 15kHz στις εισόδους των ακουστικών σημάτων, τοποθετείται μετρητική διάταξη η οποία εποπτεύει το πλάτος του σήματος εισόδου. Οι βασικός λόγος για τον οποίο χρειάζεται μια τέτοια διάταξη η οποία θα προειδοποιεί τον χρήστη για υπεροδήγηση του σήματος εισόδου, είναι αφενός για να εξαλειφθούν φαινόμενα παραμόρφωσης, αφετέρου και με μεγαλύτερη βαρύτητα για να αποφευχθούν φαινόμενα υπερδιαμόρφωσης και κατάληψης μεγαλύτερου εύρος ζώνης από το διαμορφωμένο κατά FM σήμα. Προς υπενθύμιση από το κεφάλαιο της FM ανάλυσης, το εύρος ζώνης του διαμορφωμένου κατά FM σήμα εξαρτάται τόσο από το πλάτος

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W του σήματος πληροφορίας όσο και από την μέγιστη φασματική συνιστώσα που φέρει. Στην εικόνα 2.1.4 παρουσιάζετε η κυκλωματική υλοποίηση ενός τέτοιου εποπτικού συστήματος:

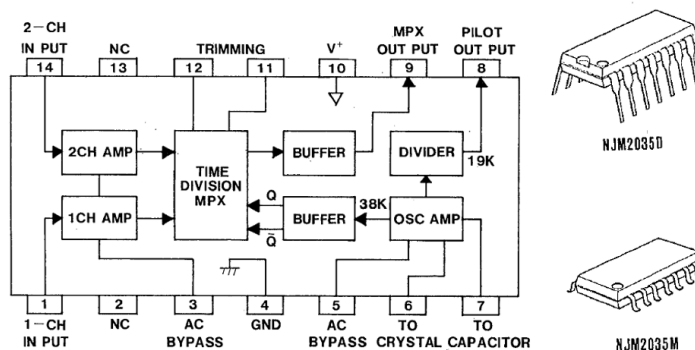


Εικόνα 2.1.4 – Κύκλωμα Ανίχνευσης Υπεροδήγησης Σήματος Εισόδου (Clipping)

Το κύκλωμα ανίχνευσης υπεροδήγησης σήματος εισόδου βασίζεται στον διπλό τελεστικό ενισχυτή LM358 του οποίου ο κάθε τελεστικός εξυπηρετεί και το αντίστοιχο κανάλι. Το σήμα εισόδου λαμβάνεται μετά την πρώτη βαθμίδα του ενεργού φίλτρου των 15kHz, το οποίο όπως αναφέρθηκε και νωρίτερα διαθέτει ικανότητα ενίσχυσης 1. Συνεπώς, το σήμα που εισάγεται και στο εποπτικό σύστημα έχει ίδιο πλάτος με το σήμα εισόδου. Κατόπιν, οδηγείται στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού μέσω του πυκνωτή C3 και C2 αντίστοιχα για το κάθε κανάλι και κατόπιν ενισχύεται σύμφωνα με τον λόγο των αντιστάσεων R2 και R4 για το αριστερό κανάλι καθώς και R1 R3 για το δεξί. Όπως και στους τελεστικούς ενισχυτές των ενεργών φίλτρων, έτσι και σε αυτό το σύστημα οι τελεστικοί ενισχυτές τροφοδοτούνται με μονή τροφοδοσία, συνεπώς και σε αυτή τη διάταξη υπάρχει ανάγκη για ζεύξη DC συνιστώσας, η οποία πραγματοποιείται μέσω των αντιστάσεων R5 και R6 οι οποίες έχουν ίδια ωμική αντίσταση και εξασφαλίζουν ότι στις μη αναστρέφουσες εισόδους των τελεστικών ενισχυτών θα εισαχθεί η σταθερή τάση των $V_{cc}/2$. Με τον τρόπο αυτό πραγματοποιείται η πράξη της πρόσθεσης της DC συνιστώσας με το ενισχυμένο σήμα της αναστρέφουσας εισόδου, το οποίο την ίδια στιγμή έχει πολλαπλασιαστεί με τον αντίστοιχο λόγο αντιστάσεων. Τέλος, η έξοδος των δυο ανεξάρτητων καναλιών οδηγείται σε δυο κόκκινα LED, τα οποία φωτίζουν στη περίπτωση εισόδου μεγαλύτερου από τα επιτρεπτά όρια σήματος. Με τον τρόπο αυτό ο χρήστης είναι σε θέση να γνωρίζει το πλάτος του σήματος εισόδου και στη περίπτωση που υπερβεί τα επιτρεπτά όρια να αυξήσει την αντίσταση των ποτενσιομέτρων εισόδου, για τη μείωση του αρχικού πλάτους είσοδο.

2.1.3 Στερεοφωνική Πολυπλεξία Με Το NJM2035

Καρδιά ολόκληρου του συστήματος της στερεοφωνικής κωδικοποίησης αποτελεί το ολοκληρωμένο NJM2035, του οποίου η εσωτερική δομή παρουσιάζεται στην εικόνα 2.1.5:



Εικόνα 2.1.5 – Εσωτερικό Δομικό Διάγραμμα NJM2035 Και Package Ολοκληρωμένου

Σύμφωνα με το datasheet του κατασκευαστή το ολοκληρωμένο NJM2035 διαθέτει δυο εισόδους για τα δυο ανεξάρτητα κανάλια ήχου (αριστερό και δεξί) από τα pin 1 και 14. Με την είσοδο των

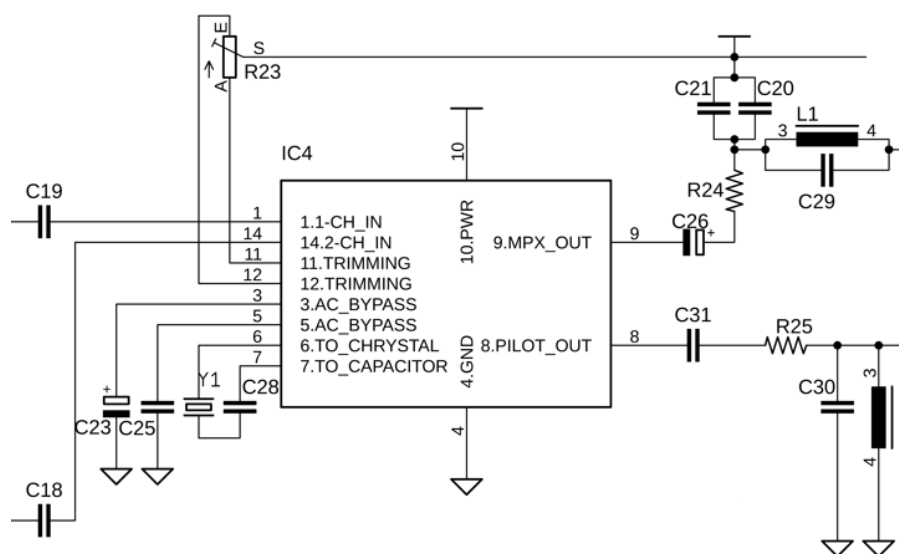
Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W σημάτων στο ολοκληρωμένο, πραγματοποιείται ενίσχυση από δυο ανεξάρτητους τελεστικούς, των οποίων οι έξοδοί τους εισάγονται στο επόμενο στάδιο της πολυπλεξίας. Οι ενισχυτές των δυο καναλιών διαθέτουν και παράλληλη βρόχου μέσω του pin 3, το οποίο πραγματοποιεί μια bypass παράκαμψη των ενισχυτών. Παράλληλα, στα pin 6 και 7 του ολοκληρωμένου τοποθετείται σειριακό δικτύωμα Xtal – C, το οποίο ταλαντώνει στη συχνότητα 38kHz με κρυσταλλικό ταλαντωτή ίδιας ιδιοσυχνότητας. Αξιοποιώντας τον ταλαντωτή των 38 kHz όχι μόνο μπορεί να πραγματοποιηθεί η DSB διαμόρφωση του σήματος L-R αλλά μπορεί να γεννηθεί και ο πιλότος των 19kHz με τη βοήθεια ενός διαιρέτη συχνότητα (prescaler) σταθερού λόγου διαίρεσης δια δύο, τον οποίο και διαθέτει στο εσωτερικό του. Συνεπώς, με το δικτύωμα Xtal – C το ολοκληρωμένο διαθέτει τον πιλότο των 19kHz αλλά και το υποφέρον του σήματος που θα διαμορφωθεί κατά DSB. Το σήμα του ταλαντωτή πριν την περαιτέρω επεξεργασία ενισχύεται από ενισχυτή ίδιας αρχιτεκτονικής με τους ενισχυτές εισόδου, ο οποίος και αυτός με τη σειρά του διαθέτει βρόχο bypass από το pin 5.

Σημαντικότερο τμήμα του ολοκληρωμένου αποτελεί ο χρονικός πολυπλέκτης, στον οποίο εισάγουμε τα δυο ανεξάρτητα ηχητικά κανάλια και το σήμα του ταλαντωτή των 38kHz. Στο εσωτερικό του πολυπλέκτη πραγματοποιούνται τρεις βασικές διαδικασίες:

1. Η πρόσθεση των δυο baseband σημάτων στο πεδίο του χρόνου.
2. Η αφαίρεση των δυο baseband σημάτων στο πεδίο του χρόνου.
3. Και η διαμόρφωση κατά DSB_{sc} του σήματος που προκύπτει από την αφαίρεση των δυο σημάτων.

Η έξοδος του πεπλεγμένου σήματος το οποίο φέρει το baseband L+R και το ολισθημένο L-R κατά 38kHz εξάγεται από τον ολοκληρωμένο μέσω του pin 9. Τα pin 11 και 12 τα οποία συνδέονται με τον πολυπλέκτη, σύμφωνα με τον κατασκευαστή θα πρέπει να συνδεθούν με μια μεταβλητή αντίσταση (trimmer), η οποία ρυθμίζει τη συμβολή του υποφέροντος των 38kHz στη διαμόρφωση DSB του σήματος L-R. Ιδανικά, το φέρον θα πρέπει να έχει μηδενική φασματική συνιστώσα σύμφωνα με τους βασικούς κανόνες διαμόρφωσης πλάτους κατεσταλμένου φέροντος. Στη πραγματικότητα, η φασματική συνιστώσα των 38kHz υπάρχει αλλά έχει υποστεί ιδιαίτερη υποβάθμιση.

Πρακτικά, το ολοκληρωμένο διαθέτει δυο ανεξάρτητες εξόδους, μια για το πεπλεγμένο σήμα, όπως αναλύθηκε προηγουμένως και μια για τον πιλότο των 19kHz. Τέλος, η τροφοδοσία του ολοκληρωμένου πραγματοποιείται από τα pin 10 και 4 για τη θετική και αρνητική τροφοδοσία αντίστοιχα, η οποία δεν πρέπει να ξεπερνά τα 3,6V (low operating voltage). Το δικτύωμα γύρω από τον ολοκληρωμένο πολυπλέκτη NJM2035 αναπτύσσεται στην εικόνα 2.1.6:



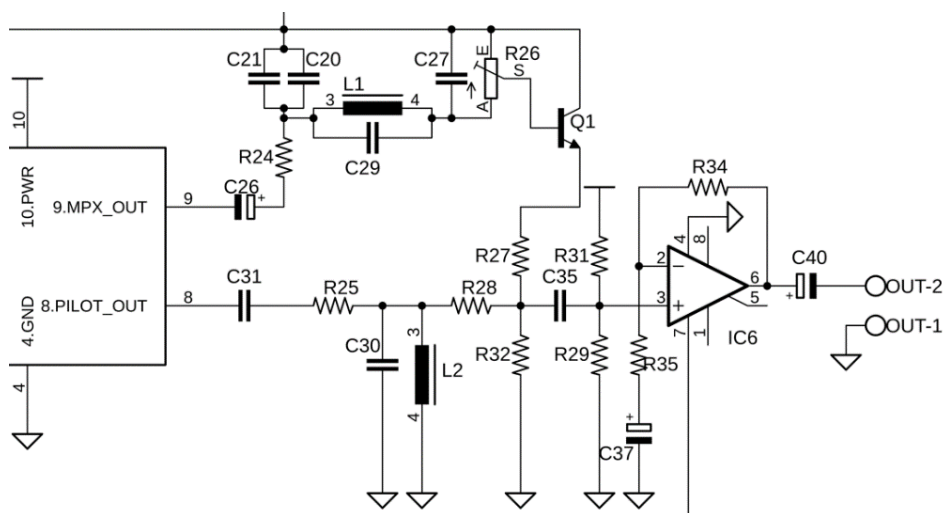
Εικόνα 2.1.6 – Κύκλωμα Διαχείρισης Εισόδων – Εξόδων του Ολοκληρωμένου Πολυπλέκτη NJM2035

Η έξοδος του πιλότου των 19kHz, όπως γεννήθηκε και διαιρέθηκε στο εσωτερικό του ολοκληρωμένου, δεν προκύπτει από ημιτονική γένεση, καθώς κάθε ταλαντωτής του οποίου η ιδιοσυχνότητα βασίζεται στην ιδιοσυχνότητα κρυσταλλικού ταλαντωτή γεννά τετραγωνικό παλμό με γνωστή κατανομή στο φάσμα. Για τον περιορισμό του φάσματος του πιλότου, ο οποίος πρέπει να διαθέτει φασματική συνιστώσα αυστηρά και μόνο στα 19kHz, οδηγείται το σήμα μέσα από ένα band pass φίλτρο με κεντρική συχνότητα διέλευσης τα 19kHz. Το φίλτρο αυτό απαρτίζεται από το δικτύωμα C31, R25, C30 και L2. Μετά το πέρας του σήματος από το φίλτρο όλες οι φασματικές συνιστώσες αποσβέστηκαν εκτός από την φασματική συνιστώσα της θεμελιακής περιόδου των 19kHz και πρακτικά το τετραγωνικό σήμα μετασχηματίστηκε σε ημιτονικό.

Από ένα αντίστοιχο low pass φίλτρο διέρχεται το πεπλεγμένο σήμα, του οποίου η άνω πλευρική ζώνη του διαμορφωμένου κατά DSBSC σήματος θα βρεθεί στα 53kHz (38kHz+15kHz) αφήνοντας κι ένα μικρό συχνοτικό περιθώριο 4kHz, δεδομένου ότι στα αναλογικά φίλτρα δεν είναι ιδιαίτερα εύκολο να σχηματιστεί φίλτρο με έντονα απότομη κλίση μετά τη συχνότητα αποκοπής του. Το φίλτρο αυτό απαρτίζεται από τα στοιχεία C20, C21, C29, L1 και R24 και ο βασικός λόγος ύπαρξής του είναι για την απόσβεση φασματικών συνιστωσών πέρα από το πρότυπο της στερεοφωνικής κωδικοποίησης, οι οποίες με τη σειρά τους θα οδηγούσαν σε υπερδιαμόρφωση του φέροντος και κατ' επέκταση διεύρυνση του καταλαμβανόμενου εύρους φάσματος.

2.1.4 Μεικτής

Όπως απεδείχθη και στο κεφάλαιο της ανάλυσης του ολοκληρωμένου πολυπλέκτη NJM2035, το σύστημα διαθέτει δυο εξόδους, οι οποίοι πρέπει να αθροιστούν σε ένα σήμα το οποίο θα εξαχθεί από τον στερεοφωνικό κωδικοποιητή και θα εισαχθεί στην επόμενη βαθμίδα που είναι ο διαμορφωτής FM. Τα δυο αυτά σήματα είναι το καθαρό ημίτονο του πιλότου των 19kHz και το σύνθετο σήμα το οποίο φέρει το άθροισμα των δυο καναλιών (L+R) και το διαμορφωμένο κατά DSBsc L-R γύρω από το υποφέρον των 38kHz. Για την άθροιση των δυο σημάτων αξιοποιήθηκε η συνδεσμολογία της εικόνας 2.1.7:



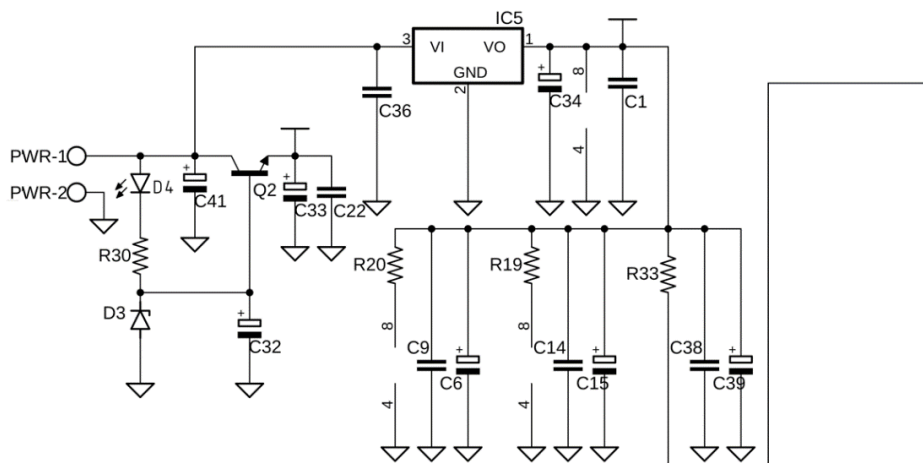
Εικόνα 2.1.7 – Κύκλωμα Μείξης Πιλότου 19kHz Και Σήματος Πολυπλέκτη

Το κύκλωμα μείξης (άθροισης) βασίζεται στον ολοκληρωμένο τελεστικό ενισχυτή TL072 (IC6). Στη μη αναστρέφουσα είσοδο εισάγονται ταυτόχρονα τρία διαφορετικά σήματα. Το πρώτο σήμα προκύπτει από τον διαιρέτη τάσης που δημιουργούν οι ίσες ωμικές αντιστάσεις R31 και R29, οι οποίες εξασφαλίζουν στην είσοδο μια DC συνιστώσα των $V_{cc}/2$ μιας και ο τελεστικός ενισχυτής του μεικτή όπως και στα προηγούμενα στάδια επεξεργασίας με τελεστικούς ενισχυτές τροφοδοτείται με μονή τροφοδοσία. Συνεπώς, η συμβολή της DC συνιστώσας αποτελεί απαραίτητη προϋπόθεση για την αλώβητη άθροιση και των αρνητικών ημιπεριόδων των σημάτων εισόδου. Το δεύτερο σήμα που

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W εισάγεται προκύπτει από τον πιλότος των 19kHz, ο οποίος μετά το πέρασ από το band pass φίλτρο αποτελεί ένα απλό μονοχρωματικό ημίτονο, το οποίο οδηγείται στην μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή μέσω της αντίστασης R28 και του πυκνωτή C35. Με την ίδια λογική εισάγεται και το τρίτο σήμα στη μη αναστρέφουσα είσοδο του μείκτη, το οποίο προκύπτει από τον ενισχυτή ρεύματος του τρανζίστορ Q1 και τον διαιρέτη τάσης R27 και R32. Τέλος, το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή καθορίζεται από τον λόγο των αντιστάσεων R34 και R35 καθώς και από τον πυκνωτή C37 ο οποίος στην διαδικασία απόξευξης DC θα προκαλέσει την επιλεκτική ενίσχυση όλων των εναλλασσόμενων σημάτων εκτός από την DC συνιστώσα που προκαλεί ο διαιρέτης τάσης των αντιστάσεων R29 και R31. Η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή του μείκτη, αποτελεί και την έξοδο ολόκληρου του συστήματος στερεοφωνικής κωδικοποίησης τοποθετώντας σε σειρά τον πυκνωτή C40 για την απόξευση κάθε DC συνιστώσας γύρω από την οποία θα ταλαντώνει το στερεοφωνικά κωδικοποιημένο σήμα.

2.1.5 Σταθεροποιημένα Τροφοδοτικά

Για τη σωστή τροφοδοσία όλων των ενεργών στοιχείων που συνέβαλαν στη διαδικασία της στερεοφωνικής κωδικοποίησης σχεδιάστηκε η ακόλουθη τροφοδοτική διάταξη:



Εικόνα 2.1.8 – Τροφοδοτική Διάταξη Ολοκληρωμένου Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή

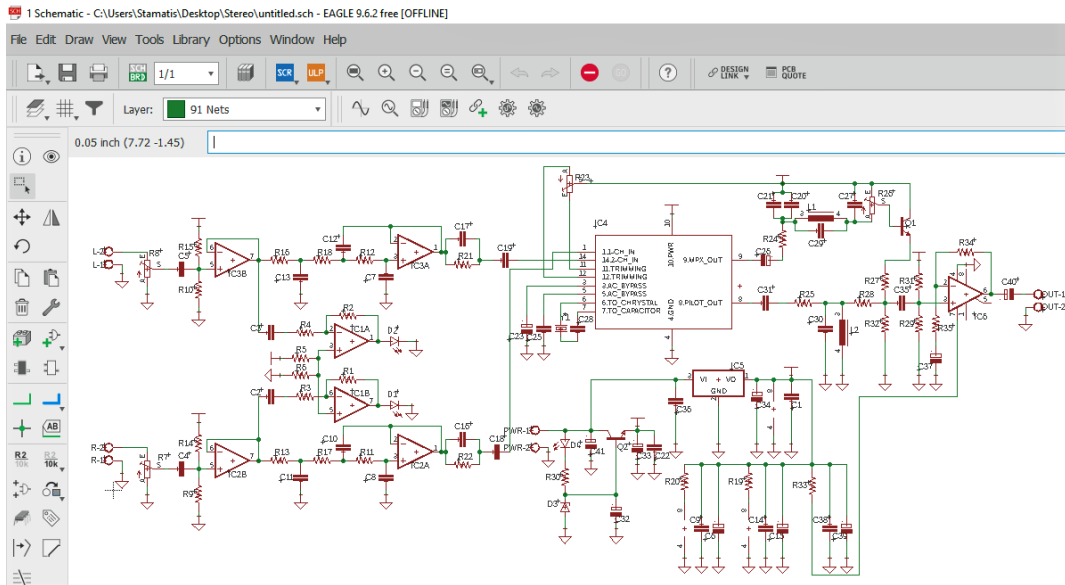
Η τροφοδοτική διάταξη του κωδικοποιητή αποτελεί ιδιαίτερα απλή συνδεσμολογία και προκύπτει από την συμβολή του τρανζίστορ Q2 και του voltage regulator 78L09 (IC5). Μέσω του Voltage Regulator τροφοδοτούνται όλοι οι τελεστικοί ενισχυτές, που αξιοποιήθηκαν σε διάφορα στάδια επεξεργασίας της πληροφορίας προκαλώντας περιορισμό ρεύματος στην περίπτωση υπερδότησης ή δυσλειτουργίας, μέσω των αντιστάσεων R20, R19 και R33 αντίστοιχα για τον κάθε τελεστικό ενισχυτή ξεχωριστά. Με τον τρόπο αυτό, ακόμα και στην περίπτωση βραχυκυκλώματος κάποιου τελεστικού ενισχυτή δεν θα διαρρεύσει μεγάλο ρεύμα από το κύκλωμα τροφοδοσίας προκαλώντας και εκεί καταστροφικά αποτελέσματα. Ταυτόχρονα, κάθε τροφοδοτούμενο στοιχείο διαθέτει και τους δικούς του πυκνωτές εξομάλυνσης, οι οποίοι θα εξασφαλίσουν ότι οι ταλαντώσεις και ο θόρυβος που ενδεχομένως θα προκληθεί στη τάση τροφοδοσίας ενός ενεργού στοιχείου δεν θα εισαχθεί στο έτερο ενεργό στοιχείο με τη διαδικασία του θορύβου στην τάση τροφοδοσίας του, απαραίτητη διαδικασία η οποία θα εξασφαλίσει ιδιαίτερη σταθερότητα αποφεύγοντας φαινόμενα παραγωγής αρμονικών από αλληλεπιδράσεις ανεξάρτητων συστημάτων.

Η δεύτερη παράλληλη τροφοδοτική διάταξη προκύπτει από το τρανζίστορ Q1 και το δικτύωμα τάσης αναφοράς που προκύπτει από τα στοιχεία R30, C32, Led και D3. Το δίκτυωμα αυτό, δημιουργώντας μια τάση αναφοράς μέσω της διόδου Zener και με επιπλέον εξομάλυνση μέσω του πυκνωτή C32 στη βάση του τρανζίστορ εισάγεται ένα ιδιαίτερα ασθενές ρεύμα τάσης 3,9V όσο και η τάση σταθεροποίησης της διόδου Zener. Το ασθενές αυτό ρεύμα ενισχύεται από το τρανζίστορ BC548

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W δημιουργώντας στον εκπομπό την τάση των 3,2V, η οποία είναι σε θέση να τροφοδοτήσει τον ολοκληρωμένο στερεοφωνικό κωδικοποιητή NJM2035.

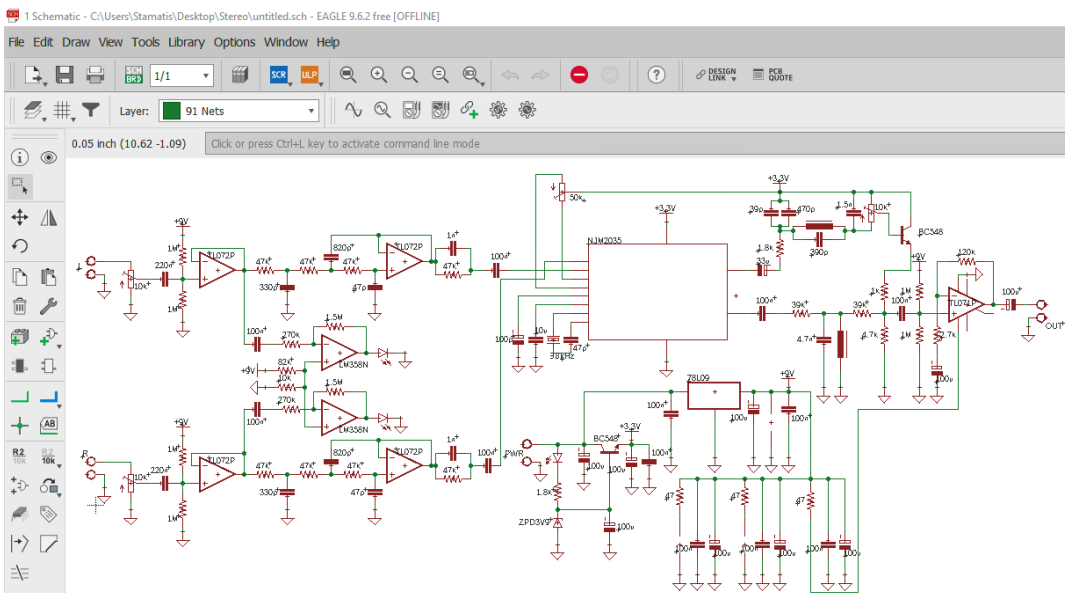
2.1.6 Σχεδίαση και Κατασκευή Κυκλώματος Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή

Για την κατασκευή του τυπωμένου κυκλώματος χρησιμοποιήθηκε το σχεδιαστικό πρόγραμμα Eagle το οποίο στην δωρεάν έκδοση που απευθύνεται σε σπουδαστές δίνει το δικαίωμα σχεδίασης μέχρι και δυο layers. Σε πρώτο επίπεδο σχεδιάζεται το σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος προς υλοποίηση.



Εικόνα 2.1.9 – Σχηματικό Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή Στο Σχεδιαστικό Πρόγραμμα PCB Eagle

Κατόπιν, στο schematic αρχείο του Eagle καταγράφονται οι ονομαστικές τιμές των στοιχείων που συντάσσουν τον κωδικοποιητή:

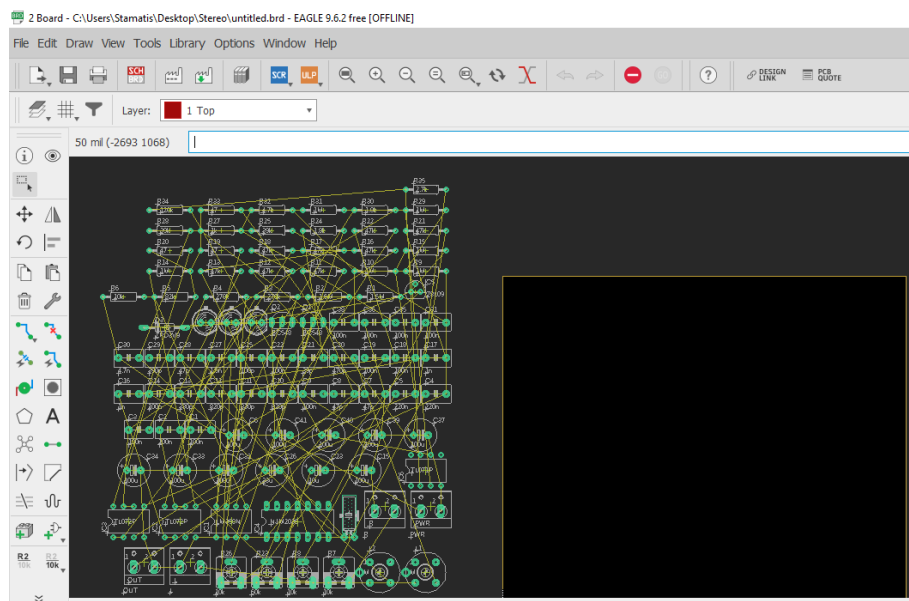


Εικόνα 2.1.10 - Σχηματικό Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή Με Τις Ονομαστικές Τιμές Του Κάθε Στοιχείου

Μετά την ολοκλήρωση του σχηματικού και αφού έχουν καταγραφεί όλες οι τιμές των εξαρτημάτων σχεδιάζεται το τυπωμένο κύκλωμα σε ένα δεύτερο επίπεδο του σχεδιαστικού προγράμματος eagle, το οποίο θα πραγματοποιηθεί σε ένα αρχείο board (.brd). Τα αρχεία board και schematic έχουν πλήρη αλληλεπίδραση μεταξύ τους καθώς το ένα αντλεί πληροφορίες από το άλλο.

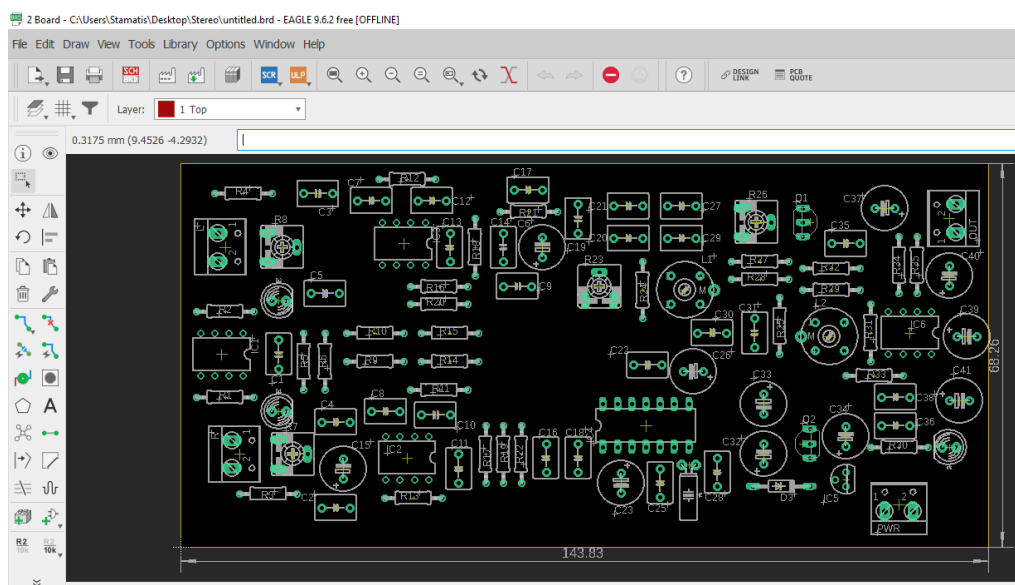
Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W

Στην εκκίνηση της δημιουργίας του αρχείου board το λογισμικό τοποθετεί τα εξαρτήματα εκτός των ορίων του χώρου που θα σχεδιαστεί το PCB επιτρέποντας την τοποθέτηση των εξαρτημάτων κατά βούληση του σχεδιαστή.



Εικόνα 2.1.11 – Αρχείο Board Πριν Τη Διαδικασία Τοποθέτησης Εξαρτημάτων Στο Χώρο Του Τυπωμένου

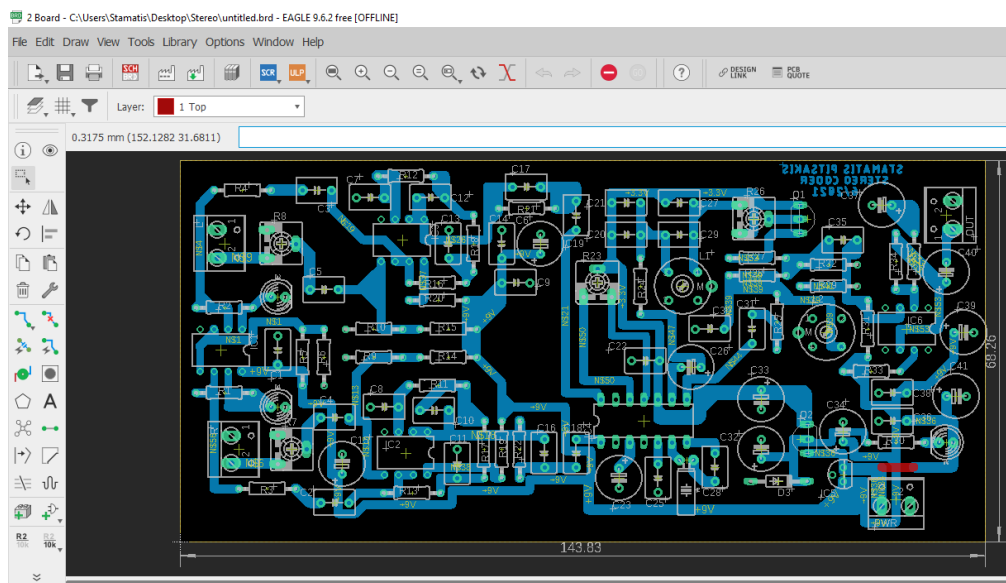
Η συνδεσμολογία που πραγματοποιήθηκε στο αρχείο schematic έχει μετατραπεί σε αλληλεξάρτηση μεταξύ εξαρτημάτων στο αρχείο board με την ένδειξη κίτρινων “νημάτων” μεταξύ των στοιχείων και των επαφών που πρέπει να βραχυκυκλωθούν μεταξύ τους. Κατόπιν, τοποθετούνται χωροταξικά ένα προς ένα τα στοιχεία που συντάσσουν το κύκλωμα εντός του χώρου σχεδίασης του τυπωμένου κυκλώματος, φροντίζοντας να είναι κοντά μεταξύ τους όσα στοιχεία αλληλεξαρτώνται καθώς και τα σημεία εισόδων και εξόδων να βρίσκονται στις άκρες του τυπωμένου. Για καθαρά λόγους οργάνωσης και τάξης, ορίστηκε η είσοδος των δυο ακουστικών σημάτων να γίνει από αριστερά, η έξοδος του στερεοφωνικά κωδικοποιημένου σήματος από δεξιά και η τροφοδοσία από την κάτω πλευρά σύμφωνα με την εικόνα 2.1.12:



Εικόνα 2.1.12 – Placement Στοιχείων Εντός του Χώρου Σχεδίασης Τυπωμένου Κυκλώματος

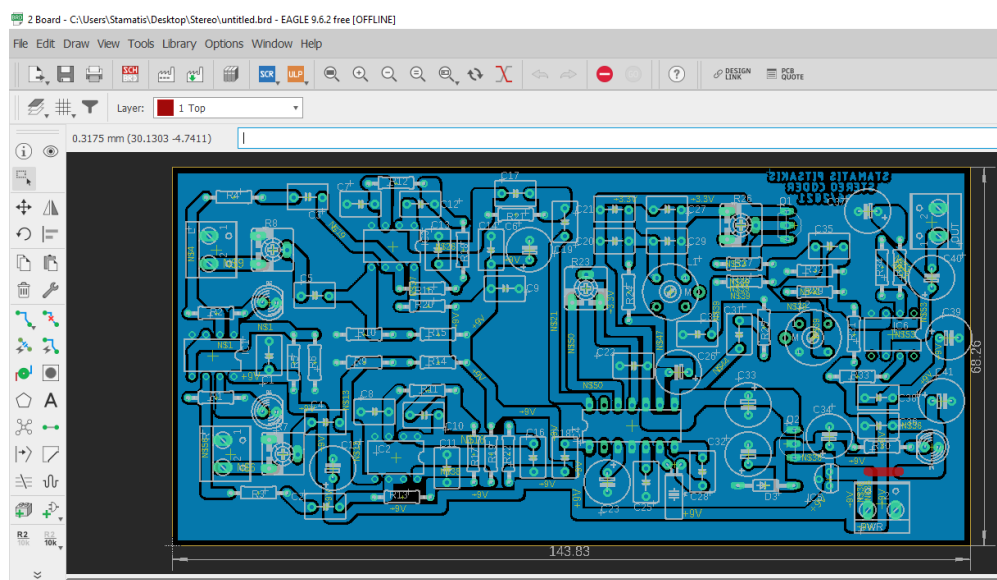
Αφού τοποθετηθούν τα εξαρτήματα στη καλύτερη δυνατή θέση ώστε τα αλληλεξαρτώμενα στοιχεία να βρίσκονται κοντά χωρίς να δημιουργούν ιδιαίτερα μεγάλες αποστάσεις διασύνδεσή τους, εκκινείται η διαδικασία σχεδίασης των διαδρόμων χαλκού (routing), διαδικασία ιδιαίτερα χρονοβόρα

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W καθώς κάθε στοιχείο πρέπει να σχεδιαστεί αναλυτικά κάθε είδους διασύνδεση – βραχυκύκλωμα. Εξαιτίας της απλής δομής του κυκλώματος επιτεύχθη η σχεδίαση του τυπωμένου σε ένα και μόνο layer (bottom – μπλε) σύμφωνα και με την εικόνα 2.1.13:



Εικόνα 2.1.13 – Διασύνδεση Στοιχείων (Routing) - Σχεδίαση Διαδρόμων Χαλκού

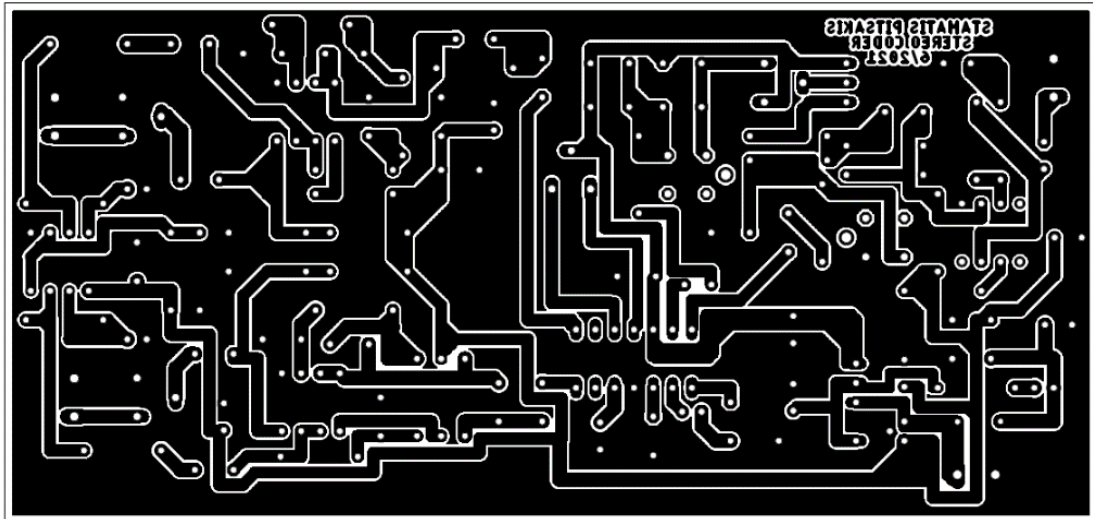
Τελευταίο και ιδιαίτερα σημαντικό στοιχείο της σχεδίασης είναι η γείωση, η οποία για λόγους ηλεκτρομαγνητικής θωράκισης έναντι του θορύβου από διπλανά κυκλώματα ταλαντωτών και ενισχυτών RF, επιλέχθηκε να σχεδιαστεί γεμίζοντας τον κενό χώρο της πλακέτας που δεν διαθέτει συνδέσεις. Με αυτή τη τεχνική κάθε ηλεκτρομαγνητικό κύμα το οποίο κατευθύνεται προς το τυπωμένο κύκλωμα του στερεοφωνικού κωδικοποιητή, θα συναντήσει τη πρώτη μεταλλική επιφάνεια που θα φέρει το μηδενικό δυναμικό της γείωσης και εν τέλει θα γειώνεται δίχως να εισχωρήσει σε επιφάνειες που φέρουν σήματα πληροφορίας, που θα αθροιστούν με το σήμα του θορύβου. Η ολοκληρωμένη σχεδίαση του τυπωμένου κυκλώματος όπως προκύπτει από το σχεδιαστικό πρόγραμμα Eagle αποτυπώνεται στην εικόνα 2.1.14:



Εικόνα 2.1.14 – Ολοκληρωμένη Σχεδίαση Τυπωμένου Κυκλώματος Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή.

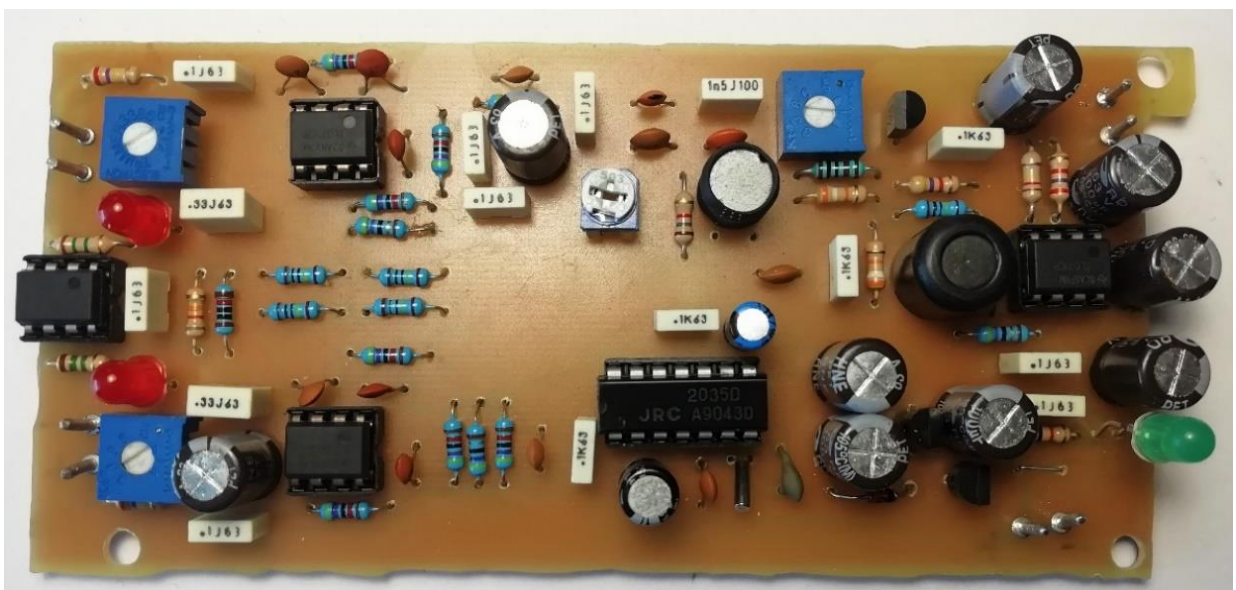
Μετά την ολοκλήρωση της σχεδίασης του τυπωμένου κυκλώματος εξάγεται το layer στο οποίο έχουμε σχεδιάσει τους διαδρόμους διασύνδεσης όλων των στοιχείων, με σκοπό την τύπωσή του σε διαφάνεια, η οποία θα χρησιμοποιηθεί ως μάσκα για τη κατασκευή του τυπωμένου σε φωτοευαίσθητη πλακέτα με τη διαδικασία της έκθεσης σε υπεριώδες φως (UV). Για τον λόγο αυτό άλλωστε, ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Πιτσάκης Σταμάτιος

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W εξασφαλίστηκε η σχεδίαση του τυπωμένου σε ένα μόνο layer, δεδομένου ότι η κατασκευή τυπωμένου κυκλώματος δυο όψεων αποτελεί ιδιαίτερα δύσκολη διαδικασία με μεγάλες πιθανότητες αποτυχίας.



Εικόνα 2.1.15 – Μάσκα Έκθεσης Φωτοευαίσθητης Πλακέτας Για Τη Κατασκευή Του Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή

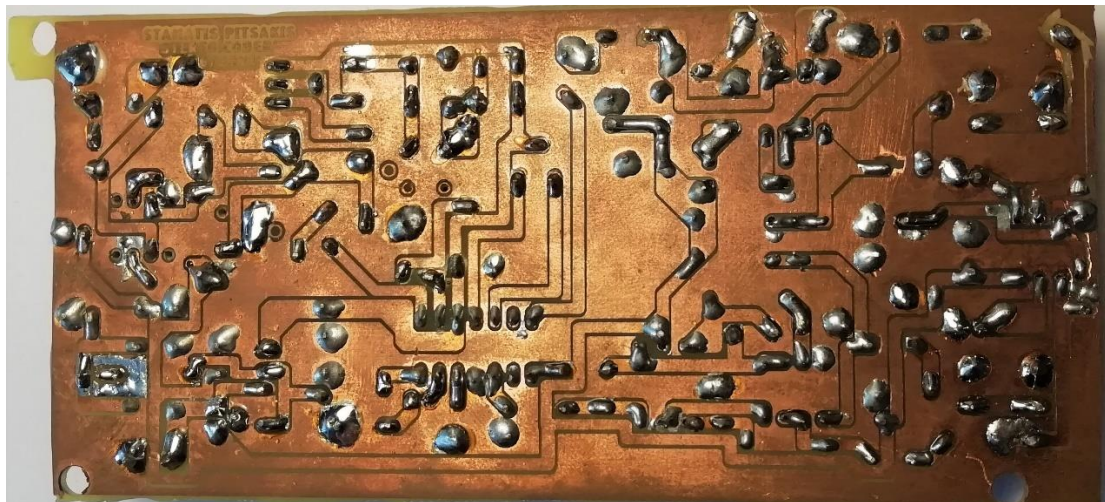
Ακολουθεί η διαδικασία φωτοέκθεσης, αποχάλκωσης και διάτρησης της πλακέτας στην οποία αποτυπώθηκε το σχέδιο του στερεοφωνικού κωδικοποιητή, μιας και τα ηλεκτρονικά στοιχεία που επρόκειτο να χρησιμοποιηθούν ανήκουν στη κατηγορία των through hole εξαρτημάτων. Η διαδικασία της διάτρησης θα μπορούσε να αποφευχθεί αν στη σχεδίαση του τυπωμένου κυκλώματος χρησιμοποιούσαμε ηλεκτρονικά στοιχεία SMD. Τέλος, μετά τον ποιοτικό έλεγχο για τυχόν αστοχίες και βραχυκυκλώματα στο τυπωμένο κύκλωμα που κατασκευάστηκε, κολλήθηκαν ένα προς ένα όλα τα στοιχεία που απαρτίζουν το κύκλωμα, δίνοντας ιδιαίτερη σημασία στο να μην υπερθερμανθούν με τον σταθμό κόλλησης τα ημιαγώγιμα στοιχεία καθώς και τα ολοκληρωμένα κυκλώματα τα οποία αντί να κολληθούν απευθείας πάνω στο τυπωμένο κύκλωμα, στη θέση τους κολλήθηκαν κατάλληλες θήκες (Dip Sockets) στις οποίες μπορούν να τοποθετηθούν με ασφάλεια. Έτσι, και δεν υπερθερμαίνονται τα ολοκληρωμένα κυκλώματα (IC) του τυπωμένου αλλά και στην περίπτωση της καταστροφής τους η αντικατάσταση είναι ιδιαίτερα εύκολη χωρίς να χρειαστεί η χρήση σταθμού κόλλησης μιας και ξεκουμπώνοντας από την θήκη το κατεστραμμένο ολοκληρωμένο κύκλωμα μπορεί να τοποθετηθεί ένα καινούργιο. Στην επόμενη εικόνα παρουσιάζεται το κατασκευασμένο και μονταρισμένο κύκλωμα του στερεοφωνικού κωδικοποιητή:



Εικόνα 2.1.16 – Άνω Όψη Τυπωμένου Κυκλώματος Stereo Κωδικοποιητή Πλήρως Συναρμολογημένο
ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Πιτσάκης Σταμάτιος

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W

Τελευταίο βήμα πριν τη υποβολή του κατασκευασμένου κυκλώματος σε δοκιμές, αποτελεί ο λεπτομερής έλεγχος για τυχόν αστοχίες στη διαδικασία της κόλλησης επικεντρώνοντας την προσοχή σε ψυχρές κολλήσεις και βραχυκυκλώματα μεταξύ επαφών και διαδρόμων, που δεν διαθέτουν φυσικά βραχυκυκλώματα. Στην εικόνα 2.1.17 παρουσιάζεται η κάτω όψη του κυκλώματος έτσι όπως διαμορφώθηκε μετά τη διαδικασία της αποχάλκωσης και κόλλησης όλων των ηλεκτρονικών στοιχείων που το απαρτίζουν:



Εικόνα 2.1.17 – Κάτω Όψη Τυπωμένου Κυκλώματος Stereo Κωδικοποιητή Πλήρως Συναρμολογημένο

Μετά την αντιμετώπιση διαφόρων βραχυκυκλωμάτων που προκλήθηκαν από σφάλματα τόσο στη διαδικασία της αποχάλκωσης όσο και σε λάθη κατά τη διαδικασία της κόλλησης των ηλεκτρονικών στοιχείων, είναι δυνατή η ασφαλή διεξαγωγή των μετρήσεων .

2.1.7 Μετρήσεις Στερεοφωνικού Κωδικοποιητή

Για την εξακρίβωση της σωστής λειτουργίας του στερεοφωνικού κωδικοποιητή χρησιμοποιήθηκαν δυο κλασικά μηχανήματα που απαρτίζουν το βασικό εξοπλισμό της ηλεκτροτεχνίας, το εργαστηριακό τροφοδοτικό το οποίο εξασφαλίζει την σταθεροποιημένη τροφοδοσία του συστήματος και τον ψηφιακό παλμογράφο ο οποίος προς δικής μας ευτυχία πέραν της ανάλυσης των σημάτων εισόδου ως προς τον χρόνο, ταυτόχρονα λειτουργεί και ως αναλυτής φάσματος με την επιπρόσθετη λειτουργία FFT (Fast Fourier Transformer), ιδιαίτερα σημαντικό εργαλείο το οποίο μπορεί να αποδώσει με ακρίβεια φασματικές συνιστώσες σύνθετων σημάτων που στην χρονική κυματομορφή δεν είναι εύκολα παρατηρήσιμες. Ο παλμογράφος που χρησιμοποιήθηκε για τις μετρήσεις του στερεοφωνικού κωδικοποιητή είναι ο DSO4202C της εταιρίας ηλεκτρονικών μετρητικών συστημάτων Hantek.

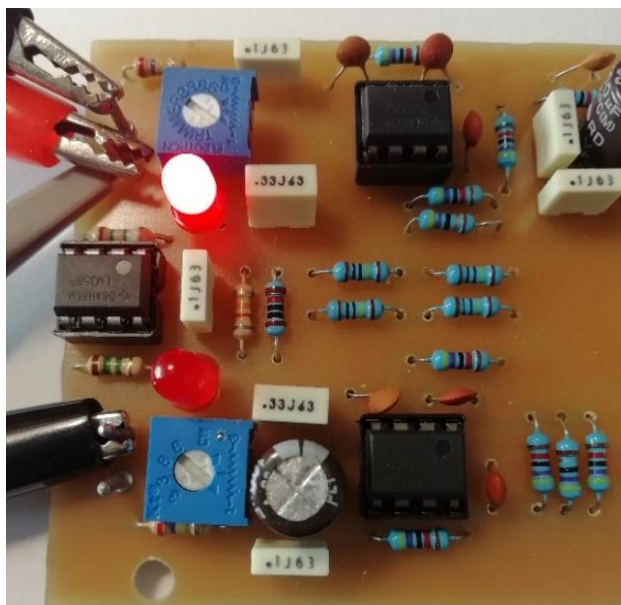


Εικόνα 2.1.18 – Ψηφιακός Παλμογράφος DSO4202C Της Hantek

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W

Ξεκινώντας τη πειραματική διαδικασία αρχικά τροφοδοτείται το κύκλωμα με DC τάση 12V από τη τάση εξόδου του εργαστηριακού τροφοδοτικού. Αφότου διαπιστωθεί ότι κανένα ενεργό στοιχείο δεν ζεσταίνεται από υπερδοήγηση και γενικώς το κύκλωμα δεν καταναλώνει ασυνήθιστα μεγάλο ρεύμα πράγμα που θα σήμαινε και την αστάθεια ολόκληρου του συστήματος, ακολουθούν οι πρώτες μετρήσεις. Εξαιτίας των πολλών συστημάτων που λειτουργούν ταυτόχρονα στο κύκλωμα του στερεοφωνικού κωδικοποιητή θα ήταν πιο χρήσιμο να μελετηθεί και να μετρηθεί κάθε σύστημα ξεχωριστά πριν πραγματοποιηθούν μετρήσεις στην τελική έξοδο όλου του κυκλώματος.

Ακολουθώντας και τη σειρά των υποσυστημάτων επεξεργασίας της πληροφορίας, τα πρώτα συστήματα προς μέτρηση αποτελούν τα ενεργά χαμηλοπερατά φίλτρα των 15kHz. Αφού μετρηθούν όλες οι απαραίτητες DC τάσεις γύρω από του τελεστικούς ενισχυτές εφαρμόζεται στην είσοδο του αριστερού καναλιού ημιτονικό σήμα 1kHz και πλάτος 200mV (V_{peak}). Η πρώτη αντίδραση του συστήματος ήταν να ενεργοποιηθεί το κύκλωμα ελέγχου υπερδοήγησης των σημάτων εισόδου με αποτέλεσμα τη διαρροή ρεύματος από την ενδεικτική λυχνία LED.



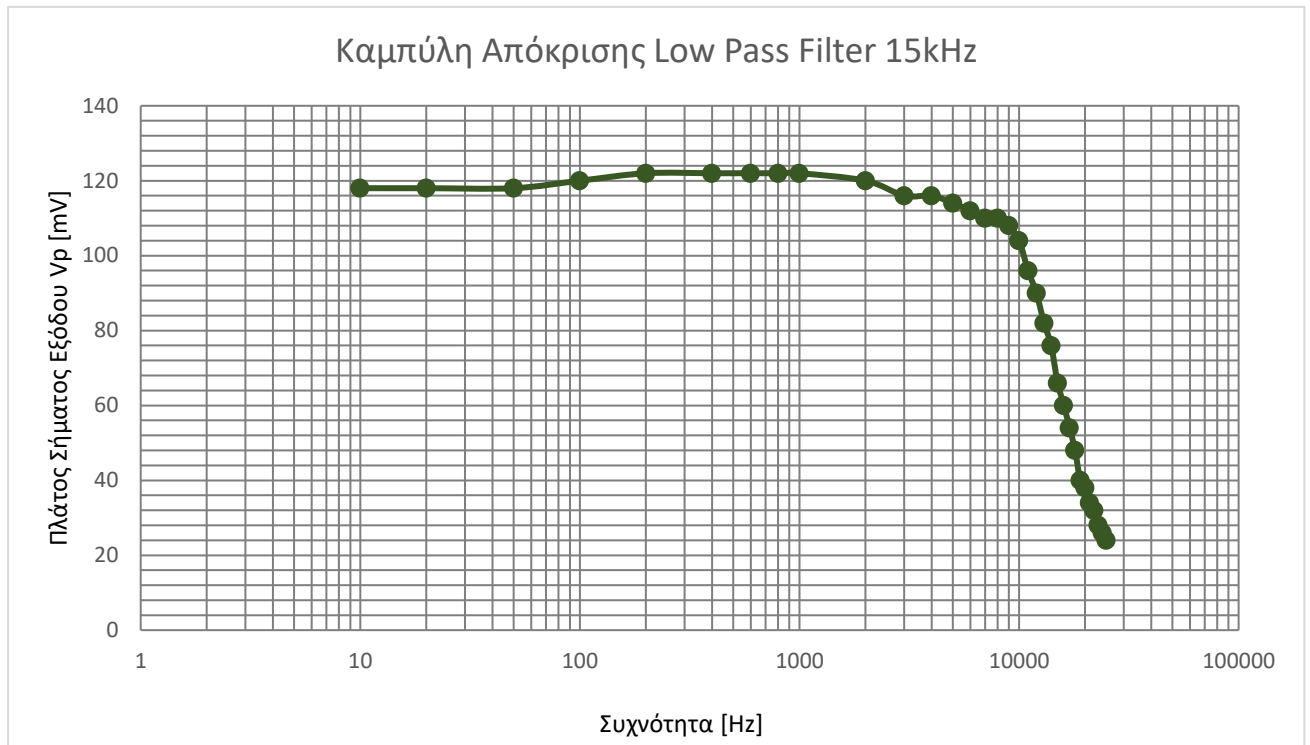
Εικόνα 2.1.19 – Αντίδραση Συστήματος Μέτρησης Clipping Για Σήμα Εισόδου 200mV

Είναι φανερό ότι χωρίς ιδιαίτερες μετρήσεις στο σύστημα ελέγχου υπερδοήγησης, το κύκλωμα ανταποκρίνεται σωστά. Κατόπιν, ρυθμίζοντας κατάλληλα το σήμα εισόδου ώστε να μην ξεπερνά τα 120mV που είναι το μέγιστο πλάτος peak που δε θα ενεργοποιήσει και θα ανάψει την ενδεικτική λυχνία LED, πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις χάραξης καμπύλης απόκρισης του ενεργού φίλτρου των 15kHz, οι οποίες συγκεντρώνονται στον πίνακα 2.1:

Συχνότητα f [Hz]	V_{out} (mV)	Συχνότητα f [Hz]	V_{out} (mV)	Συχνότητα f [Hz]	V_{out} (mV)	Συχνότητα f [Hz]	V_{out} (mV)	Συχνότητα f [Hz]	V_{out} (mV)
10	118	800	122	7000	110	14000	76	21000	34
20	118	1000	122	8000	110	15000	66	22000	32
50	118	2000	120	9000	108	16000	60	23000	28
100	120	3000	116	10000	104	17000	54	24000	26
200	122	4000	116	11000	96	18000	48	25000	24
400	122	5000	114	12000	90	19000	40		
600	122	6000	112	13000	82	20000	38		

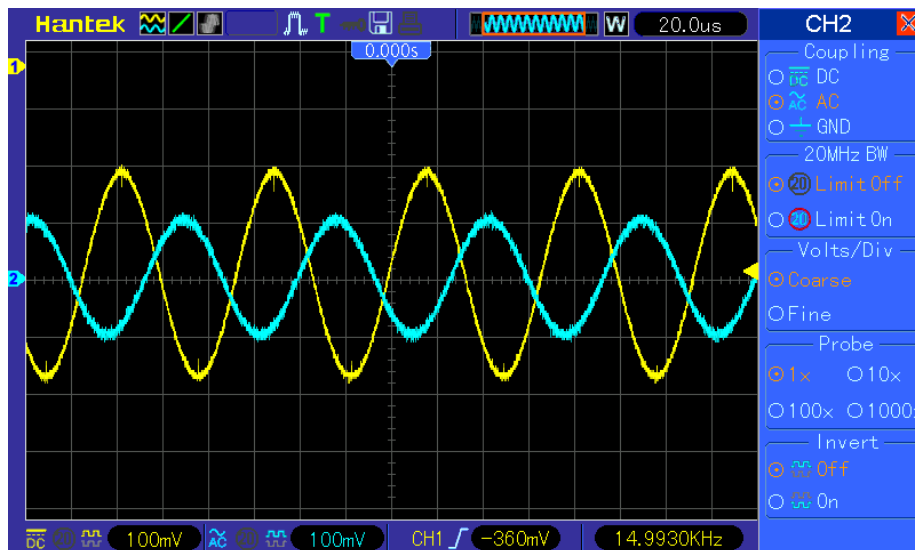
Πίνακας 2.1 – Πλάτος Σήματος Εξόδου Συναρτήσεως Συχνότητας Για σταθερό Πλάτος Σήματος Εισόδου 120mV

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W
 Οι μετρήσεις του πίνακα 2.1 συνοψίζονται στη καμπύλη απόκρισης (διάγραμμα bode) έτσι όπως χαράχθηκε σύμφωνα με την εικόνα 2.1.20:



Εικόνα 2.1.20 – Καμπύλη Απόκρισης (Διάγραμμα Bode) Ενεργού Χαμηλοπερατού Φίλτρου Εισόδου 15kHz

Σε γενικές γραμμές η πραγματική καμπύλη απόκρισης ταιριάζει αρκετά με τη θεωρητική, πράγμα που σημαίνει ότι το φίλτρο λειτουργεί σωστά. Πραγματοποιώντας την ίδια διαδικασία και για την είσοδο του δεξιού καναλιού προέκυψαν οι ίδιες ακριβώς μετρήσεις. Την ίδια στιγμή αποτυπώθηκε το πλάτος και η διαφορά φάσης του σήματος εξόδου σε σχέση με το πλάτος και τη φάση του σήματος εισόδου για τη κρίσιμη συχνότητα των 15kHz:

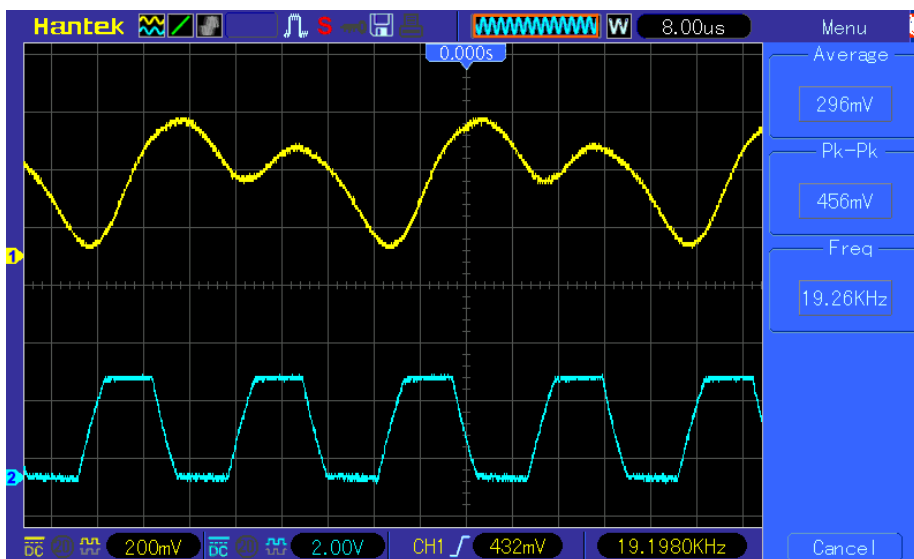


Εικόνα 2.1.21 – Πλάτος και Γωνία Σήματος Εξόδου (Μπλε) Σε Σχέση Με Το Σήμα Εισόδου (Κίτρινο) Για Συχνότητα 15kHz

Είναι φανερό ότι το φίλτρο στη συχνότητα των 15kHz έχει ήδη περάσει στην ζώνη αποκοπής δεδομένου του αισθητά μειωμένου πλάτους εξόδου αλλά και τη μεγάλη διαφορά φάσης μεταξύ σήματος εισόδου (κίτρινη κυματομορφή) και σήματος εξόδου (μπλε κυματομορφή).

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W

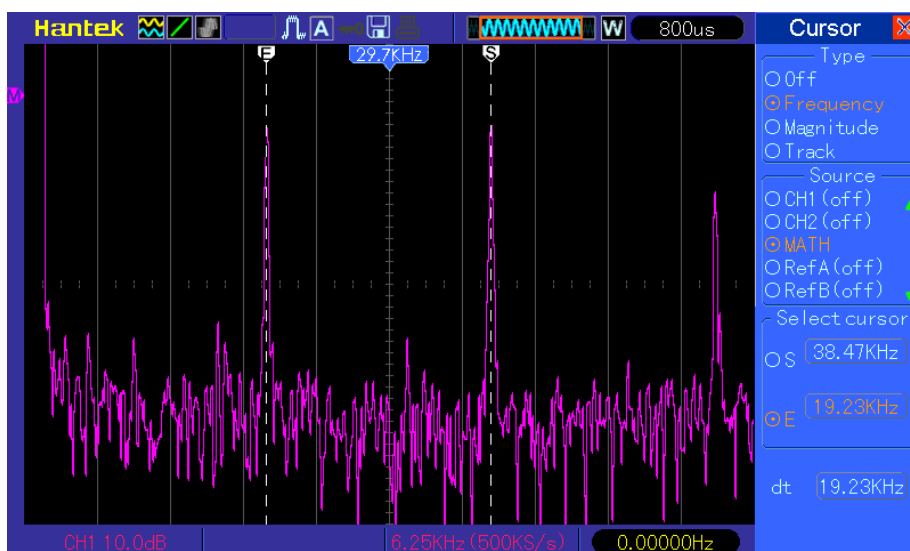
Στη συνέχεια, η προσοχή μας επικεντρώνεται στον ολοκληρωμένο στερεοφωνικό κωδικοποιητή NJM2035. Αρχικώς, μετριέται το παλμογράφιμα του τοπικού ταλαντωτή των 38kHz έτσι όπως γεννάται από το δικτύωμα Xtal – C και ταυτόχρονα συγκρίνεται από την κυματομορφή εξόδου όπως προκύπτει από τον τελικό μείκτη με σκοπό την σύγκριση και συσχέτιση των δυο σημάτων.



Εικόνα 2.1.22 – Γένεση Πιλότου 38,4kHz (Μπλε) Σε Σχέση Με Το Σήμα Εξόδου Από Τον Μείκτη (Κίτρινο)

Υπό κανονικές συνθήκες και χωρίς σήμα στις εισόδους των φίλτρων η έξοδος του μείκτη θα έπρεπε να αποτελείται από ένα καθαρό ημίτονο θεμελιακής συχνότητας 19kHz όπως ακριβώς είθισται να είναι η κυματομορφή του πιλότου των 19kHz. Αντί αυτού, το σήμα εξόδου διαθέτει μια πολυπλοκότητα της οποίας δε μπορεί να γίνει ευδιάκριτη η θεμελιακή συχνότητα ενώ ταυτόχρονα η αυτόματη μέτρηση της συχνότητας από τον παλμογράφο αναγράφει συχνότητα 19,2kHz.

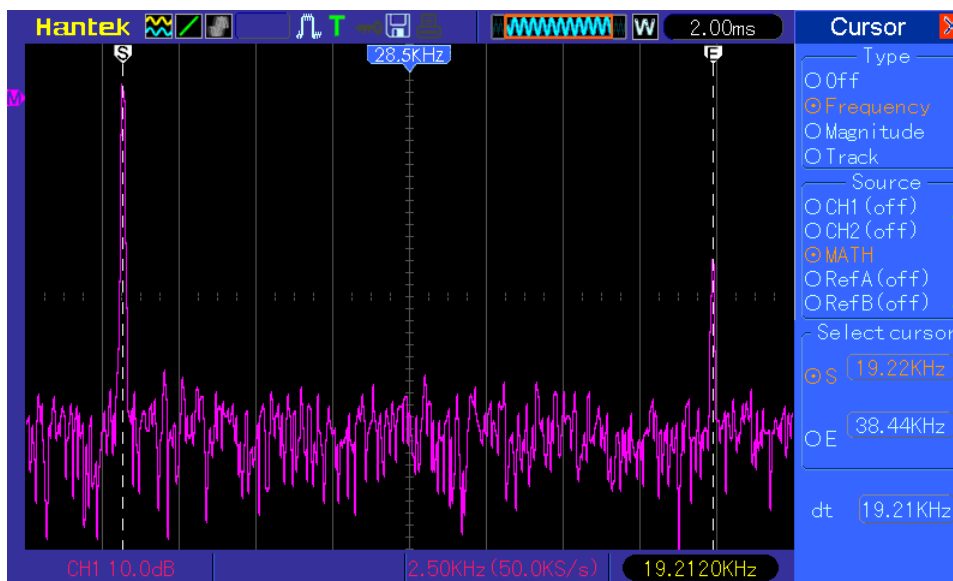
Δυστυχώς λόγω δυσκολίας ως προς την εύρεση κρυσταλλικού ταλαντωτή 38kHz, στη θέση του τοποθετήθηκε κρύσταλλος συχνότητας 38,4kHz (απόκλιση 400Hz), οποίος με τη σειρά του μετά τη διαίρεση συχνότητας με τον σταθερό αριθμό 2 θα δημιουργήσει τον πιλότο των 19,2kHz (απόκλιση 200Hz) εξού και η μικρή απόκλιση συχνότητας σύμφωνα με την αυτόματη μέτρηση της συχνότητας του σήματος που προκύπτει από τον μείκτη. Για την καλύτερη αξιολόγηση του περίπλοκου σήματος εξόδου με θεμελιακή συχνότητα 19,2kHz αρκεί η επεξεργασία του στο πεδίο της συχνότητας, δηλαδή η φασματική ανάλυση του σήματος με τον παλμογράφο σε λειτουργία FFT. Η φασματική ανάλυση του περίπλοκου σήματος εξόδου απεικονίζεται στην εικόνα 2.1.23 όπως ακριβώς απεικονίστηκε και στον παλμογράφο κατά τη λειτουργία του ως αναλυτή φάσματος (FFT mode):



Εικόνα 2.1.23 – Φασματική Ανάλυση Σήματος Εξόδου Στερ. Κωδικ. Άνευ Σημάτων Εισόδου

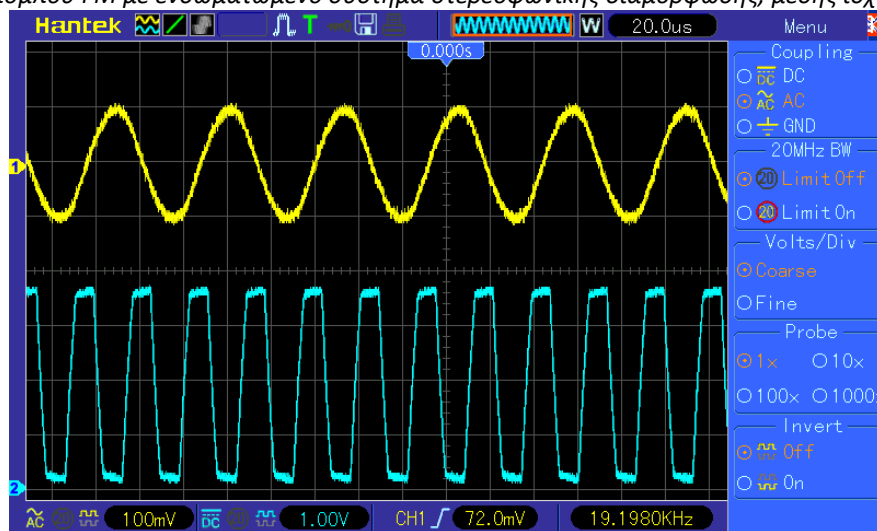
Με την βοήθεια του κέρσορα E και S είναι δυνατή η αναγνώριση των φασματικών συνιστώσων που φέρει το πολύπλοκο σήμα εξόδου όπως παρουσιάστηκε και στην εικόνα 2.1.22. Αρχικώς βρίσκεται η πρώτη φασματική συνιστώσα στα 19,2 kHz πράγμα που σημαίνει ότι έχει γεννηθεί και προστεθεί σωστά το σήμα του πιλότου των 19kHz με την γνωστή απόκλιση των 200Hz εξαιτίας του κρυσταλλικού ταλαντωτή διαφορετική ιδιοσυχνότητας. Ακολουθεί η επόμενη φασματική συνιστώσα της οποίας ο κέρσορας υποδεικνύει τη συχνότητα των 38,4 kHz, η οποία ενώ είναι απαραίτητη θεμελιακή συχνότητα για διάφορα στάδια επεξεργασίας των σημάτων στο εσωτερικό του πολυπλέκτη NJM2035 δεν θα έπρεπε να εξάγεται από την έξοδο του μείκτη. Τέλος η μέγιστη φασματική συνιστώσα του πολύπλοκου σήματος βρίσκεται θεμελιακή συχνότητα στα 76,94 kHz. Συχνότητα καθόλου τυχαία μιας και αποτελεί την πρώτη αρμονική του αρχικά γεννημένου σήματος των 38,4kHz ($2 \cdot 38,4\text{kHz}$).

Μελετώντας τα datasheet του NJM2035 και σύμφωνα με τον κατασκευαστή, μεταβάλλοντας την ρυθμιζόμενη αντίσταση R23 αυξομειώνεται η ισχύ της φασματικής συνιστώσας του υποφέροντος προς διαμόρφωση DSBsc του σήματος L-R. Με τόσο ισχυρή φασματική συνιστώσα, όπως προέκυψε στις άνωθεν μετρήσεις, αντί για διαμόρφωση διπλής πλευρικής ζώνης με κατεσταλμένο φέρον θα γινόταν κλασική AM, δηλαδή διαμόρφωση διπλής πλευρικής ζώνης με ισχύ στο φέρον πράγμα που θα κατέστρεφε τον αρχικό σχεδιασμό του στερεοφωνικού κωδικοποιητή. Προς επίλυση του ζητήματος, η μεταβλητή αντίσταση R23 ρυθμίζεται κατάλληλα με σκοπό την αποδυνάμωση της φασματικής συνιστώσας του υποφέροντος χωρίς τον πλήρη μηδενισμό του. Η νέα φασματική ανάλυση του σήματος εξόδου μετά τη ρύθμιση του υποφέροντος των 38kHz προκύπτει σύμφωνα με την εικόνα 2.1.24:



Εικόνα 2.1.24 – Φασματική Ανάλυση Σήματος Εξόδου Στερ. Κωδικ. Κατόπιν Ρύθμισης Συνιστώσας Φέροντος

Μετά τη ρύθμιση της μεταβλητής αντίστασης R23 η φασματική συνιστώσα του υποφέροντος των 38kHz είναι αισθητά υποβαθμισμένη, ενώ και η χρονική κυματομορφή του ίδιου σήματος προκύπτει αισθητά πιο ξεκάθαρη, δεδομένου ότι πλέον επικρατεί η φασματική συνιστώσα του πιλότου των 19kHz, όπως ακριβώς θα έπρεπε να εξάγει ο ιδανικός στερεοφωνικός κωδικοποιητής για μηδενικά σήματα εισόδου.



Εικόνα 2.1.25 – Χρονική Απεικόνιση Σήματος Εξόδου Μετά Τη Ρύθμιση (Κίτρινο) Σε Σχέση Με Τη Χρονική Κυματομορφή Του Ταλαντωτή Των 38kHz (Μπλέ)

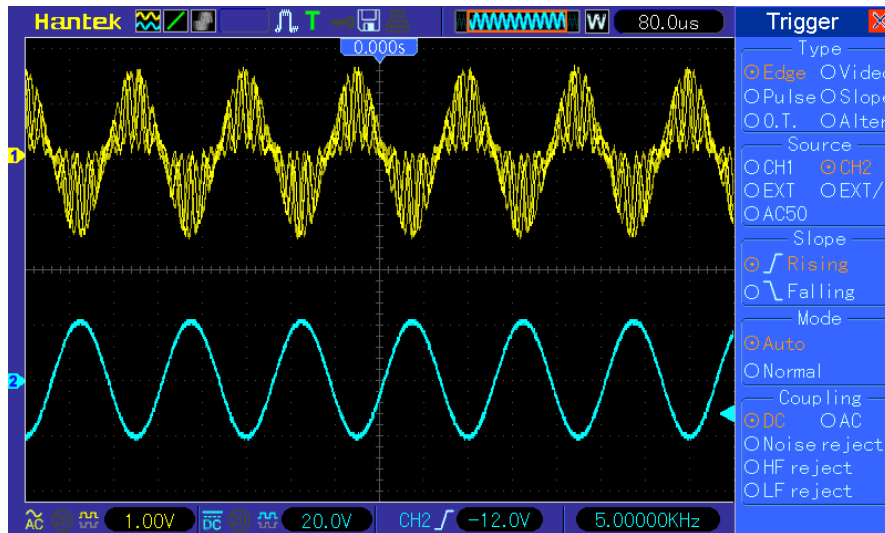
Αφότου ολοκληρωθεί ο πρώτος κύκλος μετρήσεων και παραμετροποιήσεων του στερεοφωνικού κωδικοποιητή, έτσι ώστε σε κατάσταση ηρεμίας να διαθέτει την ιδανικότερη δυνατή συμπεριφορά σύμφωνα και με τα θεωρητικά μοντέλα που αναπτύχθηκαν στο κεφάλαιο 1, ακολουθούν οι μετρήσεις του συστήματος υπό την επίδραση διαφόρων σημάτων εισόδου. Πιο συγκεκριμένα για τον επόμενο κύκλο μετρήσεων εφαρμόστηκε στην είσοδο του δεξιού καναλιού, ημιτονικό σήμα κατάλληλου πλάτους και συχνότητας 5kHz. Η φασματική ανάλυση του σήματος όπως προέκυψε από την εξόδου του στερεοφωνικού κωδικοποιητή αποτυπώνεται στην εικόνα 2.1.26:



Εικόνα 2.1.26 – Φασματική Ανάλυση Σήματος Εξόδου Στερ. Κωδικ. Για Σήμα Εισόδου 5kHz (Left Chan)

Το πεπλεγμένο σήμα εξόδου απαρτίζεται από 5 φασματικές συνιστώσες. Η πρώτη και ισχυρότερη φασματική συνιστώσα βρίσκεται στα 5 kHz όση ακριβώς και η συχνότητα του σήματος εισόδου που εφαρμόστηκε στην αριστερή είσοδο. Συνεπώς, το baseband σήμα εισόδου εξήχθη άρτια από το σύστημα. Ακολούθως, βρίσκεται η επόμενη φασματική συνιστώσα στα 19kHz πράγμα που σημαίνει ότι το σήμα του πιλότου ταλαντώνει αυτόνομα και ανεξάρτητα από τις εισόδους του συστήματος. Οι τελευταίες φασματικές συνιστώσες βρίσκονται γύρω από την αποδυναμωμένη φασματική συνιστώσα του υποφέροντος του οποίου μετά τη ρύθμιση της μεταβλητής αντίστασης R23 η αρχική ισχύ που έφερε κατεστάλη σημαντικά. Συνεπώς οι δυο φασματικές συνιστώσες γύρω από το υποφέρον των 38kHz αποτελούν το δίπλευρο φάσμα της διαμόρφωσης του σήματος L-R κατά DSBsc. Προφανώς το σήμα L-R θα είναι ίσο με $\alpha(t) \cdot 0$ δεδομένου ότι στην είσοδο του δεξιού καναλιού δεν

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W έχει εφαρμοστεί σήμα εισόδου. Ως εκ τούτου, το σήμα προς διαμόρφωση L-R αποτελείται από ένα απλό ημίτονο των 5kHz το οποίο στη διαδικασία διαμόρφωσης διπλής πλευρικής ζώνης με κατεσταλμένο φέρον, δημιουργεί δυο φασματικές συνιστώσες γύρω από την κεντρική συχνότητα φέροντος, την $f_c-5\text{kHz}$ και την $f_c+5\text{kHz}$ (33,4kHz και 43,4kHz αντίστοιχα). Συνεπώς, και σε αυτό το στάδιο μετρήσεων, ο κωδικοποιητής αντεπεξέλθει άρτια προσεγγίζοντας τα θεωρητικά μοντέλα που αναπτυχθήκαν στο κεφάλαιο της θεωρίας επιβεβαιώνοντας κάθε μαθηματική πράξη που εκτελείται στο εσωτερικό ενός ιδανικού στερεοφωνικού κωδικοποιητή. Στην εικόνα 2.1.27 απεικονίζεται η χρονική κυματομορφή του πεπλεγμένου σήματος σε σχέση με το σήμα της πληροφορίας που εφαρμόστηκε στην αριστερή είσοδο του κωδικοποιητή.



Εικόνα 2.1.27 – Χρονική Απεικόνιση Σήματος Εξόδου Στερ. Κωδικ. Για Σήμα Εισόδου 5kHz Στο Αριστερό Κανάλι

Παρόλο που οι μέχρι στιγμής ενδείξεις δείχνουν μια ικανοποιητική εικόνα για τη λειτουργία του κωδικοποιητή, δεν αρκούν, όταν την ίδια στιγμή πραγματοποιούνται τόσες μαθηματικές πράξεις μεταξύ δυο σημάτων. Για τον λόγο αυτό η επόμενη πειραματική διάταξη εστιάζει στη διερεύνηση της πράξης L-R, δηλαδή στο αν πραγματοποιείται σωστά η αφαίρεση των δυο σημάτων εισόδου. Για τον λόγο αυτό εφαρμόζεται το σήμα του 1kHz ταυτόχρονα σε αριστερό και δεξί κανάλι βραχυκυκλώνοντας με ένα καλώδιο τις θετικές εισόδους των δυο ανεξάρτητων καναλιών. Η φασματική απεικόνιση του πεπλεγμένου σήματος εξόδου για εφαρμογή του ίδιου σήματος και στις δυο εισόδους παρουσιάζεται στην εικόνα 2.1.28:



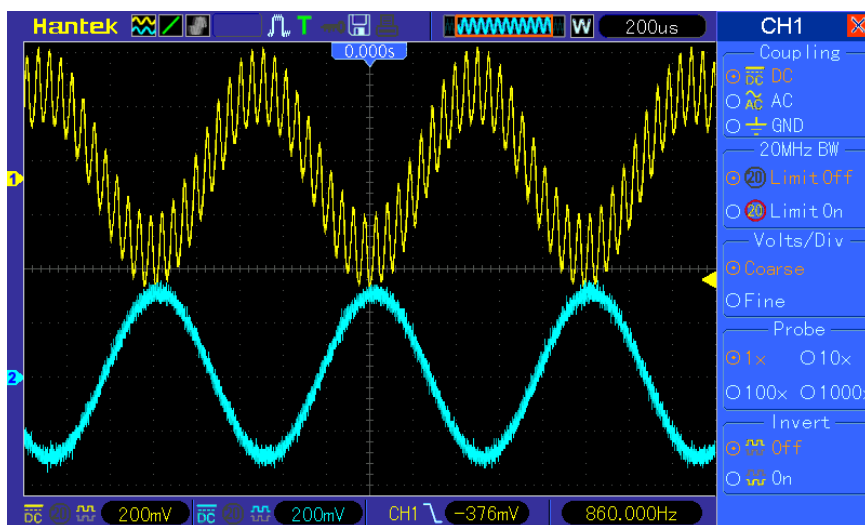
Εικόνα 2.1.28 – Φασματική Ανάλυση Σήματος Εξόδου Στερ. Κωδικ. Για Σήμα Εισόδου 1kHz (L & R Chan)

Σύμφωνα με το σήμα εισόδου που εφαρμόστηκε από κοινού στις ανεξάρτητες εισόδους των δυο καναλιών, κατά τη πράξη της πρόσθεσης και της αφαίρεσης προκύπτει:

$$L + R_{baseband} = a(t) + \delta(t) = a(t) + a(t) = 2a(t)$$

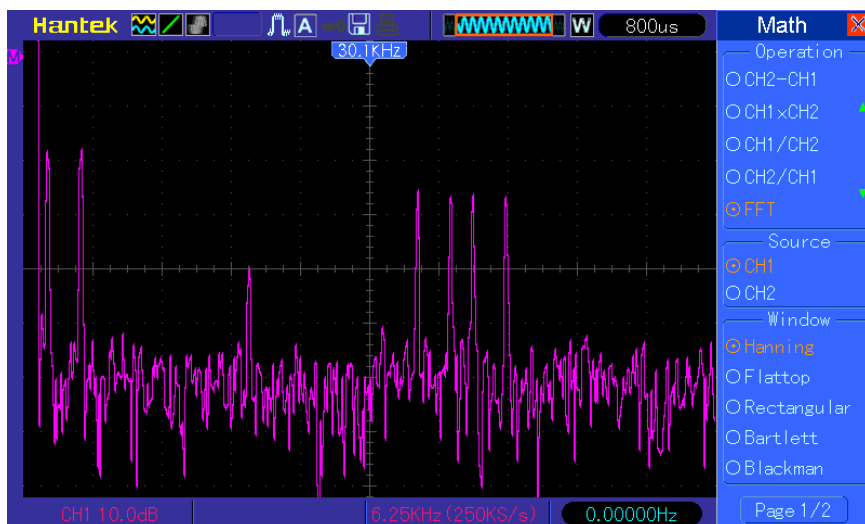
$$L - R_{baseband} = a(t) - \delta(t) = a(t) - a(t) = 0$$

Πράγματι, το baseband σήμα L+R διαθέτει μια και μοναδική φασματική συνιστώσα στο 1kHz με μεγαλύτερο πλάτος από το πλάτος της εικόνας 2.25, επιβεβαιώνοντας τη σωστή πράξη της πρόσθεσης των δυο σημάτων. Ταυτόχρονα, όταν ένα σήμα αφαιρείται από τον εαυτό του προκύπτει μηδενική έξοδος. Όπως απεδείχθη και στο δίπλευρο φάσμα της διαμόρφωσης κατά DSBsc, η μοναδική φασματική βρίσκεται στη συχνότητα του υποφέροντος πράγμα που σημαίνει τη διαμόρφωση με μηδενικό σήμα εισόδου στον διαμορφωτή. Συνεπώς, και η πράξη της αφαίρεσης (L-R) πραγματοποιήθηκε επιτυχώς πριν τη διαδικασία της διαμόρφωσης. Στην εικόνα 2.1.29 παρουσιάζεται η χρονική κυματομορφή του σήματος εξόδου, σε σχέση με την χρονική απεικόνιση του σήματος εισόδου που εφαρμόστηκε στις εισόδους του κωδικοποιητή:



Εικόνα 2.1.29 - Χρονική Απεικόνιση Σήματος Εξόδου Στερ. Κωδικ. Για Σήμα Εισόδου 1kHz (L & R Chan)

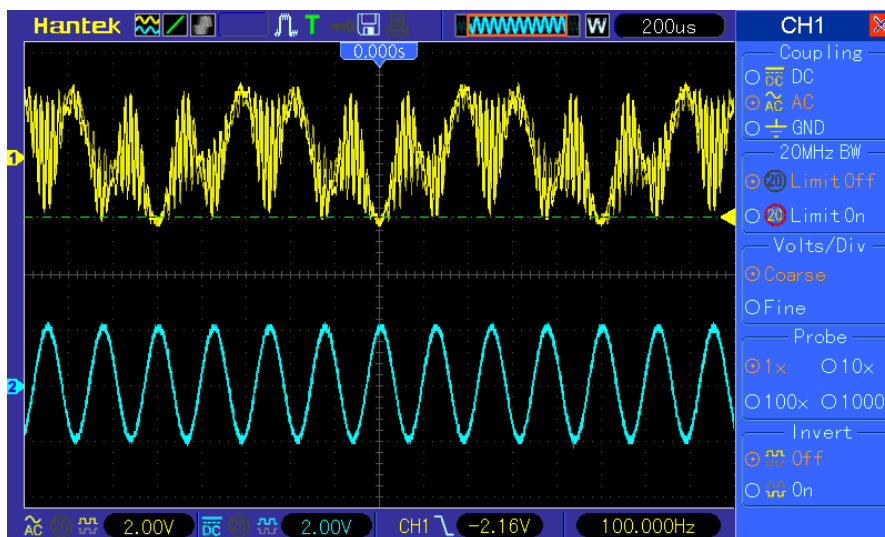
Οι μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν ως εδώ απέδειξαν τη σωστή λειτουργία του κωδικοποιητή σύμφωνα με όλα τα θεωρητικά μοντέλα μέσω των σωστών μαθηματικών πράξεων που εκτελούνται μεταξύ των δυο σημάτων εισόδου. Παρ' όλα αυτά, για καθαρά λόγους πληρότητας πραγματοποιείται μια τελευταία πειραματική διαδικασία, κατά την οποία εφαρμόζονται στις εισόδους του κωδικοποιητή δυο ανεξάρτητα σήματα 1kHz και 4kHz αντίστοιχα. Η φασματική ανάλυση του κωδικοποιημένου σήματος παρουσιάζετε στην εικόνα 2.1.30:



Εικόνα 2.1.30 – Φασματική Ανάλυση Σήματος Εξόδου Στερ. Κωδικ. Για Σήματα Εισόδου 1kHz Και 4kHz

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W

Και σε αυτή τη πειραματική διάταξη, η εικόνα της φασματικής ανάλυσης του σήματος εξόδου είναι σωστή. Αρχικώς παρατηρούνται οι δυο φασματικές συνιστώσες των 4kHz και 1 kHz αντίστοιχα, στην baseband περιοχή 0-15kHz πράγμα που επαληθεύει για άλλη μια φορά τη σωστή πρόσθεση των δυο σημάτων (L+R). Λίγο πιο πάνω βρίσκεται η φασματική συνιστώσα του πιλότου των 19kHz ενώ ταυτόχρονα βρίσκονται και τέσσερις φασματικές συνιστώσες γύρω από το πλήρως κατεσταλμένο φέρον των 38kHz. Συνεπώς, οι φασματικές συνιστώσες γύρω από το υποφέρον βρίσκουν συχνότητα στα $f_c \pm 1\text{kHz}$ και $f_c \pm 4\text{kHz}$ (δηλαδή 34,4kHz, 37,4kHz, 39,4kHz και 42,4kHz αντίστοιχα). Στην εικόνα 2.31 παρουσιάζεται η χρονική απεικόνιση του σήματος εξόδου σε σύγκριση με το σήμα εισόδου των 4kHz:

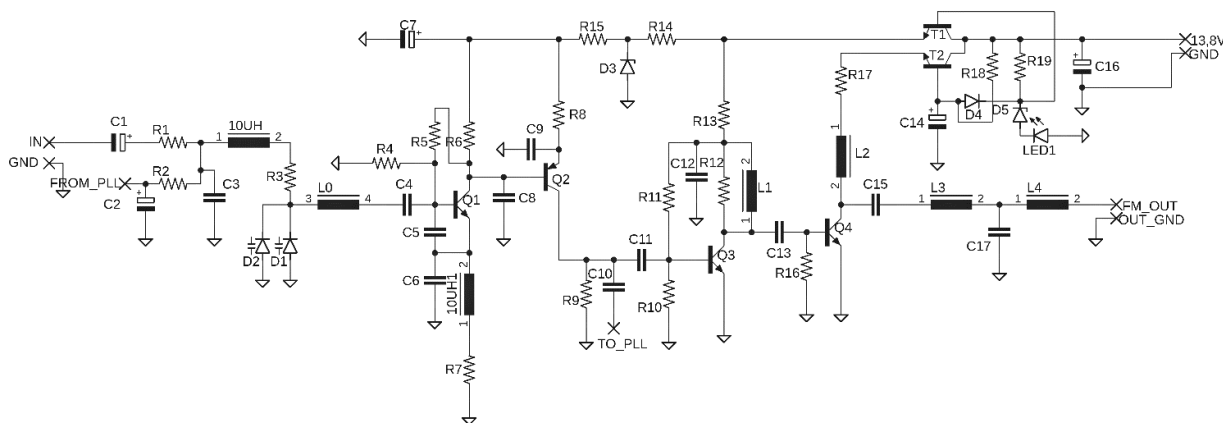


Εικόνα 2.1.31 - Χρονική Απεικόνιση Σήματος Εξόδου (Κ) Στερ. Κωδικ. Για Σήματα Εισόδων 1kHz L & 4kHz R (M)

Από το σήμα εξόδου γίνεται αντιληπτή η περιβάλλουσα του 1kHz καθώς και των 4kHz, επιδεικνύοντας την ύπαρξη των δυο σημάτων εισόδου ακόμα και στο πεδίο του χρόνου. Ταυτόχρονα, η κυματομορφή εξόδου βρίσκει τεράστιες ομοιότητες με την θεωρητική κυματομορφή εξόδου του ιδανικού στερεοφωνικού κωδικοποιητή όπως παρουσιάστηκε στην εικόνα 1.4.4 ταυτίζοντας τα θεωρητικά μοντέλα με την ολοκληρωμένη κατασκευή. Συνεπώς, η κατασκευή του στερεοφωνικού κωδικοποιητή στέφθηκε απο επιτυχία.

2.2 Απλός VCO

Για την υλοποίηση του απλού VCO αναλύθηκε, σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε στο σχεδιαστικό πρόγραμμα τυπωμένων κυκλωμάτων Eagle, το κύκλωμα της εικόνας 2.2.1 του οποίου η λειτουργία βασίζεται στα διαδοχικά στάδια ενισχυτών βασισμένα στα RF τρανζίστορ BFR91 και BFR96.



Εικόνα 2.2.1 – Κύκλωμα Απλού VCO

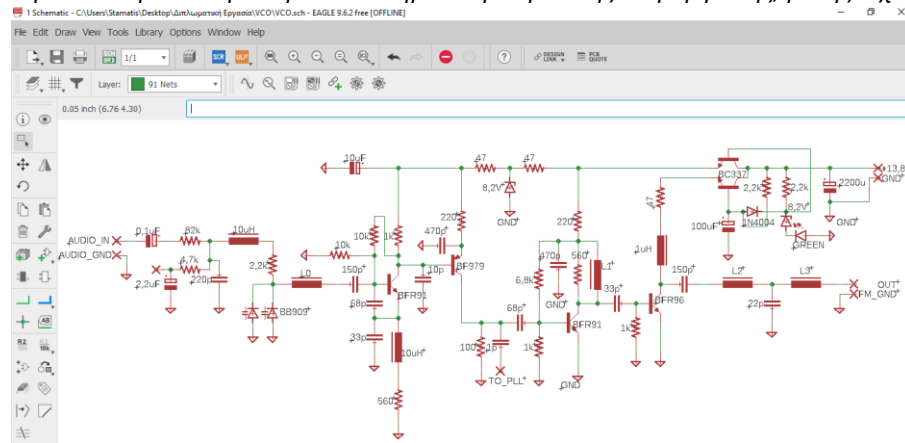
Το κύκλωμα της εικόνας 2.2.1 απαρτίζεται από τέσσερα βασικά υποσυστήματα τα οποία συμβάλουν στη γένεση και ενίσχυση του υψίσυχνου φέροντος:

1. Το πρώτο υποσύστημα που αποτελεί και τη καρδιά του VCO είναι ο ταλαντωτής που βασίζεται στο τρανζίστορ Q1, BFR91. Η ιδιοσυχνότητα ταλάντωσής του βασίζεται στο δικτύωμα L0, C4, C5, C6 και φυσικά τις varicap διόδους D1 και D2, οι οποίες στην παράλληλη συνδεσμολογία προσφέρουν αθροιστικά τις χωρητικότητες τους. Η διαμόρφωση κατά FM πραγματοποιείται με άμεση εφαρμογή του σήματος εισόδου στις διόδους varicap μεταβάλλοντας την στιγμιαία χωρητικότητα τους και κατ' επέκταση και την ιδιοσυχνότητα όλου του ταλαντωτή. Πριν την εφαρμογή του σήματος εισόδου στις διόδους varicap το σήμα διαβαίνει από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο το οποίο βασίζεται στα στοιχεία C3 και το πηνίο των 10uH, το οποίο εξασφαλίζει την απόσβεση αρμονικών που ενδεχομένως να προέκυψαν από κακή επεξεργασία του σήματος εισόδου σε προηγούμενα στάδια (πχ: στερεοφωνική κωδικοποίηση). Παράλληλα, το κύκλωμα διαθέτει μέριμνα για συντονισμό συχνότητας και φάσης με βρόχο ανάδρασης PLL. Συνεπώς, παράλληλα με την είσοδο του σήματος προς διαμόρφωση, διατίθεται άλλη μια είσοδο κατά την οποία είναι δυνατή η εισαγωγή τάσης σφάλματος από βρόχο ανάδρασης PLL. Και η DC συνιστώσα εφαρμόζεται άμεσα στις διόδους varicap μέσω της αντίστασης R2, η οποία μαζί με την αντίσταση R1 και το χαμηλοπερατό φίλτρο αθροίζουν τα δυο σήματα εισόδου πριν εφαρμοστούν στις varicap.
2. Το σήμα εξόδου του πρώτου σταδίου εφαρμόζεται στη βάση του δεύτερου τρανζίστορ Q2, BF979, το οποίο δεν χρήζει διαιρέτη τάσης για την πόλωση της βάσης του δεδομένου ότι το σήμα του ταλαντωτή της πρώτης βαθμίδας εξάγει το σήμα γύρω από μια DC συνιστώσα, η οποία έχει δημιουργηθεί από τις αντιστάσεις R6 και R7 στην προσπάθειά τους να πολώσουν το τρανζίστορ Q1 στη μέση της ευθείας φόρτου. Με απλά λόγια, η διάταξη που βασίζεται στο τρανζίστορ BF979 αποτελεί έναν απομονωτή (buffer) ο οποίος ανεξαρτητοποιεί πλήρως τα επόμενα στάδια ενίσχυσης από το στάδιο ταλάντωσης προσφέροντας ιδιαίτερη σταθερότητα ως προς το πλάτος, τη συχνότητα και τη φάση του rf σήματος.
3. Τελευταίο και ιδιαίτερα σημαντικό τμήμα του VCO αποτελεί ο διπλός ενισχυτής RF, ο οποίος βασίζεται στα τρανζίστορ BFR91 και BFR96 αντίστοιχα. Δεδομένου ότι κανένα rf τρανζίστορ από τη φύση του δεν επιτυγχάνει ενίσχυση μεγαλύτερη των 10dB, για την ενίσχυση του RF σήματος σε στάθμη ισχύος εύκολα διαχειρίσιμη προστέθηκε ο διπλός ενισχυτής του οποίου η έξοδος διαβαίνει από χαμηλοπερατό φίλτρο L-C βασισμένο στα στοιχεία L3, L4 και C17, τα οποία θα αποσβέσουν τυχόν αρμονικές. Στόχος των αλληπάλληλων ενισχύσεων είναι η ισχύ εξόδου να πλησιάσει την στάθμη των 250mW, η οποία οδηγώντας ένα μεγαλύτερο ενισχυτή μπορεί να αποδώσει μερικές δεκάδες watt στην έξοδό του.
4. Ιδιαίτερα μεγάλη σημασία δόθηκε στη τροφοδοτική διάταξη ολόκληρου του συστήματος το οποίο διαθέτει ιδιαίτερα μεγάλη ευαισθησία ως προς τον θόρυβο του τροφοδοτικού. Τα τελευταία στάδια ενίσχυσης τροφοδοτούνται από το δικτύωμα γύρω από τα τρανζίστορ T1 και T2, ενώ ταλαντωτής και buffer τροφοδοτούνται από την εξομάλιση της διόδου Zener D3 και των στοιχείων C7 και R15 τα οποία προσφέρουν ιδιαίτερη σταθερότητα και ανεξαρτησία από τις ταλαντώσεις των ισχυρότερων ενισχυτών, οι οποίοι ενδεχομένως να επιστρέφουν θόρυβο στη τροφοδοτική διάταξη.

2.2.1 Σχεδίαση και Κατασκευή Κυκλώματος Απλού VCO

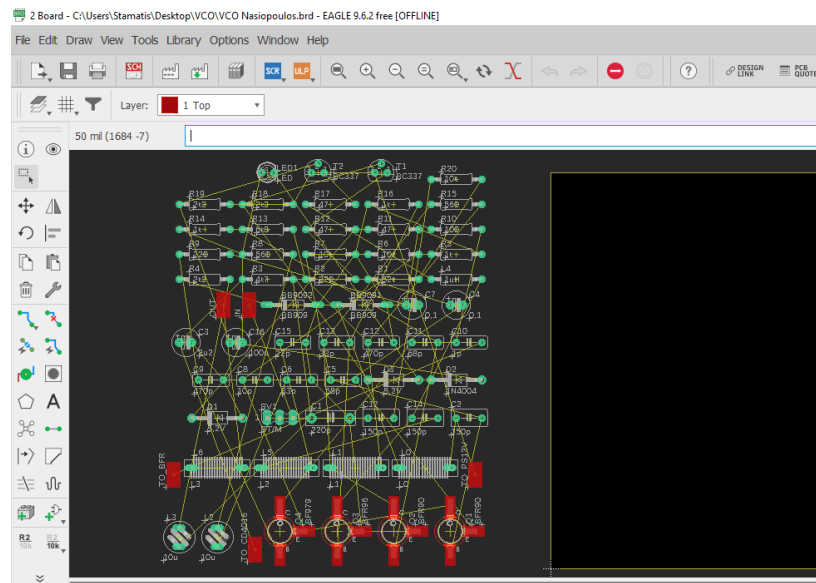
Επαναλαμβάνοντας την ίδια διαδικασία που πραγματοποιήθηκε για τη σχεδίαση και κατασκευή του τυπωμένου κυκλώματος στερεοφωνικού κωδικοποιητή, σχεδιάστηκε και το τυπωμένο κύκλωμα του απλού VCO. Αρχικώς, σε ένα αρχείο schematic σχεδιάστηκε το κύκλωμα με όλες τις ονομασίες και τις ονομαστικές τιμές των εξαρτημάτων που απαρτίζουν το κύκλωμα του VCO.

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W



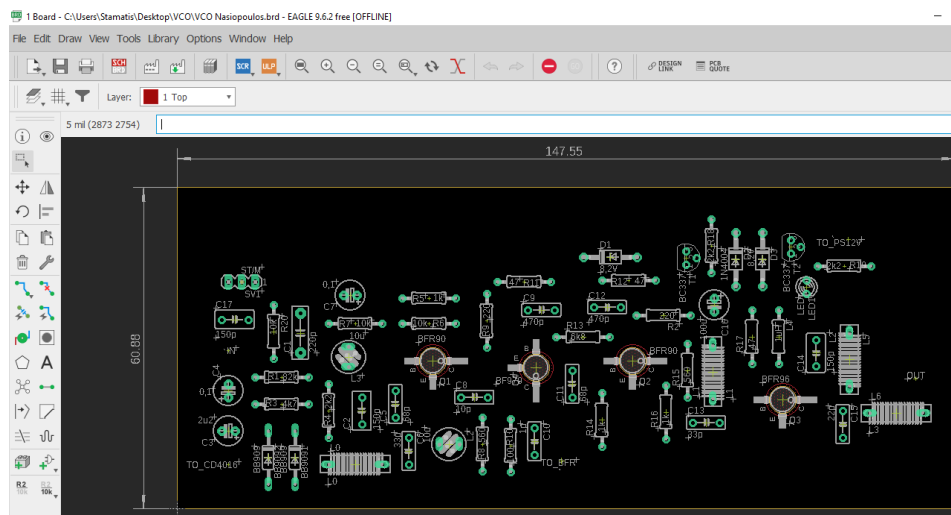
Εικόνα 2.2.2 – Σχηματικό Απλού VCO Στο Σχεδιαστικό Πρόγραμμα PCB Eagle

Κατόπιν, ανοίγοντας ένα νέο αρχείο board πλήρως εξαρτημένο από το schematic που σχεδιάστηκε προηγουμένως, όλα τα ηλεκτρονικά εξαρτήματα είναι τοποθετημένα έξω από το χώρο σχεδίασης με σκοπό την τοποθέτησή τους σε κατάλληλα σημεία.



Εικόνα 2.2.3 - Αρχείο Board Πριν Τη Διαδικασία Τοποθέτησης Εξαρτημάτων Στο Χώρο Του Τυπωμένου VCO

Κατόπιν, ακολουθεί η διαδικασία της τοποθέτησης των εξαρτημάτων στο σωστό χώρο σε σχέση με τα αλληλεξαρτώμενα στοιχεία.



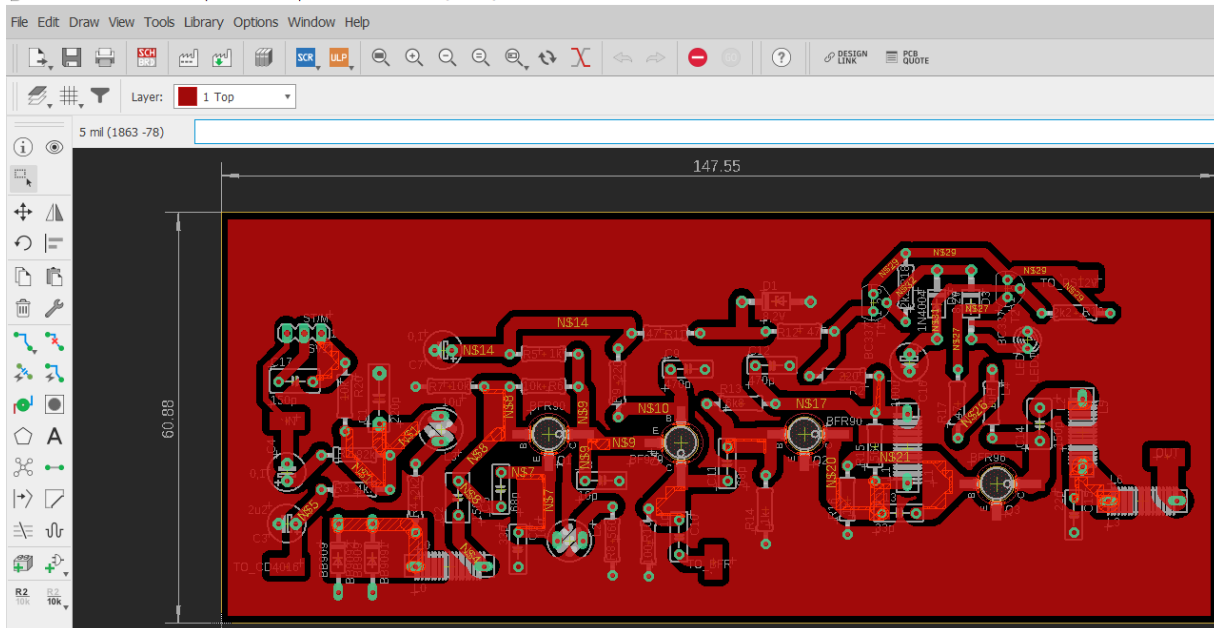
Εικόνα 2.2.4 – Placement Στοιχείων Εντός του Χώρου Σχεδίασης Τυπωμένου Κυκλώματος Απλού VCO.

Σε πλήρη αντίθεση με τη σχεδίαση του τυπωμένου κυκλώματος για τον στερεοφωνικό κωδικοποιητή αλλά και γενικότερα για τη σχεδίαση κυκλωμάτων χαμηλών συχνοτήτων στη σχεδίαση τυπωμένων κυκλωμάτων RF, υπάρχουν σημαντικοί περιορισμοί οι οποίοι πρέπει να ληφθούν σοβαρά κατά τη διαδικασία σχεδίασης του τυπωμένου κυκλώματος. Αρχικώς, όλα τα εξαρτήματα πρέπει να τοποθετηθούν ιδιαίτερα κοντά μεταξύ τους μειώνοντας σημαντικά τα μήκη των διαδρόμων διασύνδεσης των στοιχείων, δεδομένου ότι στις υψηλές συχνότητες ένας διάδρομος μερικών εκατοστών είναι σε θέση να χωρέσει μέρος από το μήκος κύματος του υψίσυχνου σήματος, μετατρέποντας τον διάδρομο χαλκού σε κεραία. Το φαινόμενο αυτό, μειώνεται σημαντικά με την τοποθέτηση των ηλεκτρονικών στοιχείων ιδιαίτερα κοντά, αλλά η πλήρης εξάλειψή του είναι πρακτικά αδύνατη. Για τον λόγο αυτό, ο βασικότερος περιορισμός στη σχεδίαση υψίσυχνων κυκλωμάτων αποτελεί η καλή γείωση, δηλαδή το γέμισμα κάθε κενής περιοχής ή περιοχών μεταξύ δυο διαδρόμων με διαδρόμους που συνδέονται με τη γείωση της πλακέτας, προσφέροντας ιδιαίτερη θωράκιση τόσο έναντι του εξωτερικού ηλεκτρομαγνητικού θορύβου, όσο και του θορύβου που ενδεχομένως να προκαλούν τα ίδια τα στοιχεία που βρίσκονται στο κύκλωμα.

Παράλληλα με τους προηγούμενους δυο περιορισμούς, ιδιαίτερα σημαντική είναι και η σωστή εμπέδηση των σύνθετων αντιστάσεων που δημιουργούν οι συνδέσεις χαλκού στις υψηλές συχνότητες, με τις οποίες θα αποφευχθούν φαινόμενα ανακλώμενων κυμάτων μεταξύ δυο βαθμίδων του ίδιου VCO. Για τον λόγο αυτό και σε συνδυασμό με το σύνθετο υλικό κατασκευής των φωτοευαίσθητων πλακετών FR4, για την επίτευξη σύνθετης αντίστασης 50Ω σε όλους τους διαδρόμους διασύνδεσης, το πλάτος του κατ' ελάχιστο θα πρέπει να ξεπερνά τα μερικά mm, ενώ παράλληλα στην άλλη όψη του τυπωμένου κυκλώματος να υπάρχει κενή επιφάνεια για τη γείωση, έτσι ώστε το υλικό FR4 να λειτουργήσει ως διηλεκτρικό σύνθετης αντίστασης 50Ω. Ως εκ τούτου, για την κατασκευή τυπωμένων κυκλωμάτων υψηλών συχνοτήτων αποτελεί μονόδρομος η σχεδίαση και κατασκευή σε φωτοευαίσθητη πλακέτα δυο όψεων χωρίς αυτό να σημαίνει ότι και στις δυο όψεις του τυπωμένου θα υπάρχουν ανεξάρτητοι διάδρομοι διασύνδεσης.

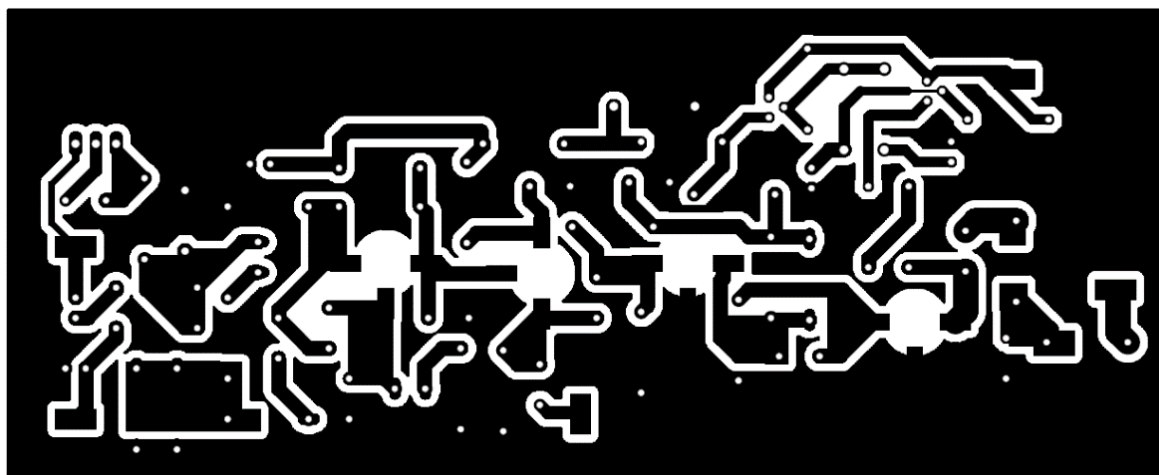
Τέλος, ιδιαίτερα μεγάλη σημασία θα πρέπει να δοθεί και στα ηλεκτρονικά στοιχεία που απαρτίζουν το κύκλωμα, τα οποία στις υψηλές συχνότητες παρουσιάζουν έντονες παρασιτικές χωρητικότητες λειτουργώντας καταστροφικά στη συνολική συμπεριφορά του κυκλώματος. Σε ιδανική σχεδίαση, καταλληλότερα είναι τα στοιχεία SMD τα οποία χωρίς την ύπαρξη ακροδεκτών μειώνουν σημαντικά παρασιτικές συμπεριφορές χωρίς όμως σε καμία περίπτωση να εξαλείφονται πλήρως.

Στη προσπάθεια να ληφθούν όλοι οι περιορισμοί που αναπτύχθηκαν προηγουμένως, το τυπωμένο κύκλωμα σχεδιάστηκε στο top layer της πλακέτας των δυο όψεων, ενώ η κάτω πλευρά δεν θα αποχαλκωθεί αξιοποιώντας τον ήδη υπάρχον χαλκό για τη σύνδεσή του με τη γείωση ολόκληρου του κυκλώματος. Με τον τρόπο αυτό όχι μόνο επιτυγχάνεται η σωστή ηλεκτρομαγνητική θωράκιση αλλά ταυτόχρονα αξιοποιώντας το διηλεκτρικό του FR4 επιτυγχάνεται και η σωστή εμπέδηση των 50Ω στους διαδρόμους διασύνδεσης των στοιχείων που θα συνδεθούν ηλεκτρικά με τους διαδρόμους του top layer.



Εικόνα 2.2.5 – Ολοκληρωμένη Σχεδίαση Τυπωμένου Κυκλώματος Απλού VCO

Μετά την ολοκλήρωση της διαδικασίας σχεδίασης του τυπωμένου κυκλώματος, ακολουθεί η διαδικασία φωτοέκθεσης και αποχάλκωσης της φωτοευαίσθητης πλακέτας δυο όψεων, εκ της οποίας η μια πλευρά δεν θα εκτεθεί σε φως UV, ώστε να μην αποχάλκωθεί. Για τη διαδικασία φωτοέκθεσης τυπώθηκε η μάσκα της εικόνας 2.2.6 σε διάφανο φιλμ με σκοπό την αποτύπωση της σχεδίασης στην μια όψη της φωτοευαίσθητης πλακέτας:



Εικόνα 2.2.6 – Μάσκα Έκθεσης Φωτοευαίσθητης Πλακέτας Για Τη Κατασκευή Του Απλού VCO

Μετά τη διαδικασία της αποχάλκωσης ακολουθεί η συναρμολόγηση του κυκλώματος με όλα τα στοιχεία που το απαρτίζουν. Σε αυτή τη κατασκευή, Παρόλο που χρησιμοποιήθηκαν στοιχεία through hole δεν πραγματοποιήθηκε διάτρηση της πλακέτας, στην προσπάθεια περιορισμού των παρασιτικών συμπεριφορών μέσω της μείωσης του μήκους των ακροδεκτών. Τέλος, ενώ αρχικά το σχέδιο προοριζόταν για τη ρύθμιση της κεντρικής συχνότητας φέροντος από διάταξη PLL στη θέση του προσαρμόστηκε γραμμικό ποτενσιόμετρο το οποίο δρα ως διαιρέτης τάσης του οποίου η τάση εξόδου εφαρμόζεται άμεσα στις διόδους varicap μεταβάλλοντας την χωρητικότητά τους και κατ' επέκταση και τη κεντρική συχνότητα φέροντος. Στην εικόνα 2.2.7 παρουσιάζεται η ολοκληρωμένη κατασκευή του απλού VCO:



Εικόνα 2.2.7 – Άνω Όψη Τυπωμένου Κυκλώματος Απλού VCO Πλήρως Συναρμολογημένο

2.2.2 Μετρήσεις Απλού VCO

Μετά τον έλεγχο του κυκλώματος για τυχόν αστοχίες κατά τη διαδικασία αποχάλκωσης και συναρμολόγησης του κυκλώματος, ακολουθεί η διαδικασία μετρήσεων η οποία στα συστήματα ραδιοεκπομπής απαιτεί κατά βάση δυο σημαντικά όργανα μετρήσεων. Πρώτα από όλα είναι απαραίτητη η συμβολή ενός RF αναλυτή φάσματος στον οποίο να μπορεί να συνδεθεί η έξοδος του ραδιοπομπού απευθείας στην είσοδο του, η οποία όπως είθισται σε όλα τα RF τερματικά έχει αντίσταση εισόδου 50Ω εξασφαλίζοντας μηδενικό λόγο στάσιμων κυμάτων και κατ' επέκταση ασφαλές περιβάλλον μέτρησης. Το δεύτερο και ιδιαίτερα σημαντικό μετρητικό όργανο αποτελεί η γέφυρα στάσιμων κυμάτων χάρις την οποία είναι δυνατή η μέτρηση της αποδιδόμενης και ανακλώμενης ισχύος που αποδίδεται στο φορτίο, το οποίο μπορεί να μην είναι ένα ωμικό τερματικό των 50Ω αλλά ακόμα και η ίδια κεραία εκπομπής. Για τις ανάγκες της πειραματικής διάταξης χρησιμοποιήθηκε η γέφυρα στάσιμων κυμάτων Model 43 της εταιρίας Bird. Η μέτρηση του συγκεκριμένου οργάνου πραγματοποιείται με την τοποθέτηση ειδικού Plug-In Element το οποίο ανιχνεύει την ισχύ που οδεύει ή ανακλάται στο φορτίο αναλόγως με τον τρόπο τοποθέτησής του στη γέφυρα. Στην εικόνα 2.2.8 παρουσιάζετε η γέφυρα στάσιμων μαζί με τερματικό 50Ω και το plug-in Element σε θέση μέτρησης προσπίπτουσας ισχύος:



Εικόνα 2.2.8 – Γέφυρα Στάσιμων Κυμάτων Της Bird Σε Διάταξη Μέτρησης Προσπίπτουσας Ισχύος Στο Φορτίο

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W

Σύμφωνα με τα στοιχεία που αναγράφει το plug-in Element και σε συνδυασμό με τη κατεύθυνση του βέλους, η είσοδος του rf σήματος γίνεται από τον αριστερό connector type N και εξάγεται από τον δεξιό connector type N, στον οποίο έχει προσαρμοστεί φορτίο 50Ω ανοχής μερικών watt για ασφαλείς μετρήσεις ως προς τον λόγο στάσιμων κυμάτων. Παράλληλα, για σωστές μετρήσεις η συχνότητα του σήματος εισόδου πρέπει να βρίσκεται εντός των ορίων που θέτει το plug-in element, δηλαδή στο πεδίο 50MHz – 125MHz, ενώ η ισχύ να μην ξεπερνά τα 25 watt. Η ένδειξη ισχύος του plug-in element καθορίζει και την κλίμακα μέτρησης του αναλογικού αισθητήριου οργάνου μόνιμου πεδίου. Το ίδιο plug-in element μπορεί να μετρήσει και ανακλώμενη ισχύ τροποποιώντας τη φορά τοποθέτησής του σύμφωνα με την εικόνα 2.2.9:



Εικόνα 2.2.9 – Γέφυρα Στάσιμων Κυμάτων Της Bird Σε Διάταξη Μέτρησης Ανακλώμενης Ισχύος Από Το Φορτίο

Προφανώς, στην περίπτωση του ιδανικού φορτίου των 50Ω, η ένδειξη της ανακλώμενης ισχύος φαντάζει περιττή μιας και θα είναι πάντα μηδενική λόγω της τέλει προσαρμογής. Παρόλα αυτά, και για τον λόγο ότι στην έξοδο της γέφυρας θα ήταν δυνατή η προσαρμογή κεραίας εκπομπής, της οποίας η εμπέδηση ρυθμίζεται από το μήκος των ενεργών στοιχείων, αποτελεί αναπόσπαστη λειτουργία της γέφυρας η μέτρηση και της ανακλώμενης ισχύος.

Εκκινώντας το πρώτο set μετρήσεων, εφαρμόζεται η έξοδος του απλού VCO στην είσοδο του αναλυτή φάσματος αφού πρώτα τροφοδοτηθεί το κύκλωμα από DC τάση 12V. Ακολούθως, περιστρέφοντας το ποτενσιόμετρο ρυθμίζεται η συχνότητα φέροντος στους 98,8MHz. Αρχικώς δεν εφαρμόστηκε σήμα εισόδου προς διαμόρφωση για την αξιολόγηση του rf σήματος που γεννά ο VCO υπό συνθήκες ηρεμίας.



Εικόνα 2.2.10 – Φασματική Ανάλυση Εξόδου VCO Για Συχνότητα Φέροντος 98,8MHz

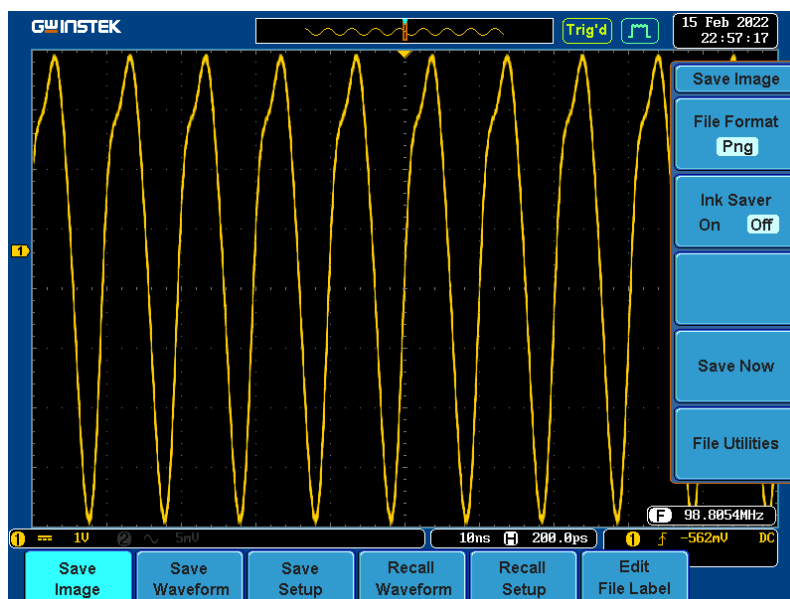
Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W

Αρχικώς το σήμα όπως αποδεικνύει και η φασματική του ανάλυση είναι ιδιαίτερα “καθαρό” αποκλείοντας φαινόμενα ενδοδιαμόρφωσης και γενικώς φαινόμενα κατά τα οποία χωρίς σήμα στην είσοδο, το φέρον του VCO να διαμορφώνεται. Συνεπώς, το σύστημα λειτουργεί ομαλά ως προς το κομμάτι τη γένεσης του RF σήματος. Στη συνέχεια, σαρώνοντας το εύρος ζώνης του αναλυτή φάσματος, ιχνηλατείται η ύπαρξη τυχόν αρμονικών οι οποίες σε στάδια γένεσης σημάτων είναι ιδιαίτερα αναμενόμενες. Στην εικόνα 2.2.11 παρουσιάζονται οι τελευταίες αρμονικές που βρέθηκαν στη περιοχή των 800MHz (δηλαδή 8^η, 9^η και 10^η αρμονική):



Εικόνα 2.2.11 – Φασματική Ανάλυση 8^{ης}, 9^{ης} και 10^{ης} αρμονικής Απλού VCO

Παρά το γεγονός ότι η έξοδος του VCO διαθέτει low pass φίλτρο L-C στοιχείων, κατάφεραν να περάσουν στην έξοδο αρμονικές, δημιουργώντας ένα ιδιαίτερα πλούσιο φάσμα, το οποίο πρακτικά εκπέμπει σε πολλαπλές μπάντες συχνοτήτων. Αν η ισχύ του VCO ήταν σημαντικά μεγαλύτερη τότε θα υπήρχαν έντονα φαινόμενα παρεμβολών σε εφαρμογές συχνοτήτων που συμπίπτουν με τις συχνοτήτες των αρμονικών. Λύση στο πρόβλημα δεν αποτελεί η αύξηση της τάξης μεγέθους του low pass φίλτρου καθώς με την αύξηση της θα προέκυπταν θέματα αστάθειας. Η διαδοχική ενίσχυση του σήματος με πολλά φίλτρα εξόδου μικρής τάξης, έτσι ώστε από βαθμίδα σε βαθμίδα να αποσβένονται σταδιακά οι φασματικές συνιστώσες των αρμονικών, πέρα από την θεμελιακή θα έδινε οριστική λύση στο πρόβλημα των αρμονικών. Για καθαρά επικουρικούς λόγους, αποτυπώθηκε και η χρονική κυματομορφή του φέροντος από τον ειδικό RF παλμογράφο GDS – 3352 της εταιρίας GW Instek με επιλογή αντίστασης εισόδου 50Ω.

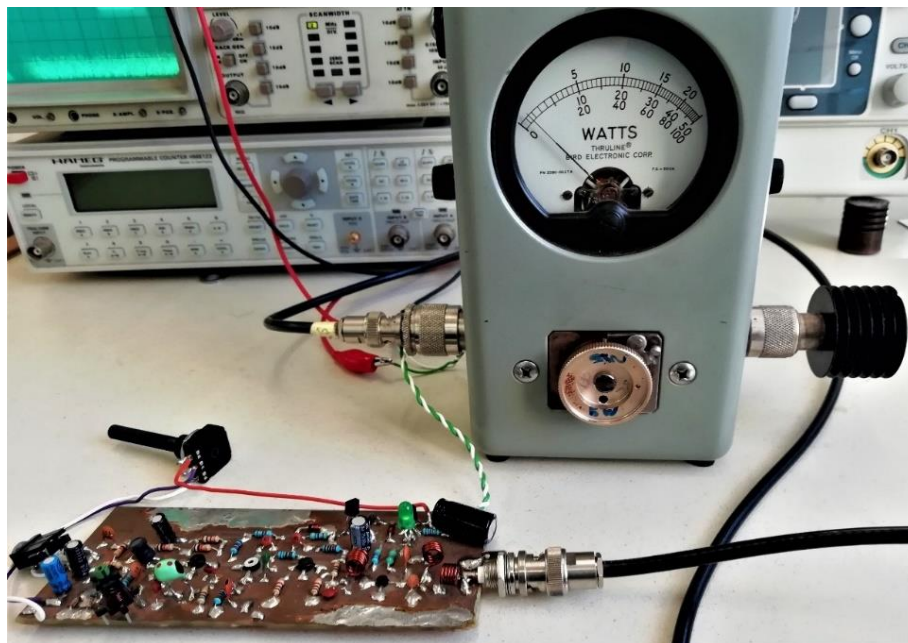


Εικόνα 2.2.12 – Χρονική Απεικόνιση RF Σήματος εξόδου VCO Κεντρικής Συχνότητας 98,8MHz

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W

Είναι ολοφάνερη η παραμόρφωση του σήματος το οποίο υπό ιδανικές συνθήκες θα έπρεπε να είναι καθαρό ημίτονο συχνότητας 98,8MHz. Αξίζει να σημειωθεί ότι η παραμόρφωση του σήματος εξόδου στη πραγματικότητα είναι αρκετά μεγαλύτερη. Εξαιτίας του μικρού εύρους ζώνης του παλμογράφου που ανέρχεται στα 350MHz, πολλές αρμονικές δεν είναι σε θέση να απεικονισθούν στη χρονική κυματομορφή λόγω της χωρητικής συμπεριφοράς που φέρει η είσοδος του παλμογράφου.

Στη συνέχεια, ακολουθεί η μέτρηση της ισχύος εξόδου με τη βοήθεια της γέφυρας στασίμων που αναλύθηκε νωρίτερα. Η έξοδος του VCO οδηγείται στην είσοδο της γέφυρας, ενώ στην έξοδο της προσαρμόστηκε φορτίο ωμικής αντίστασης 50Ω θερμικής αντοχής μερικών watt.

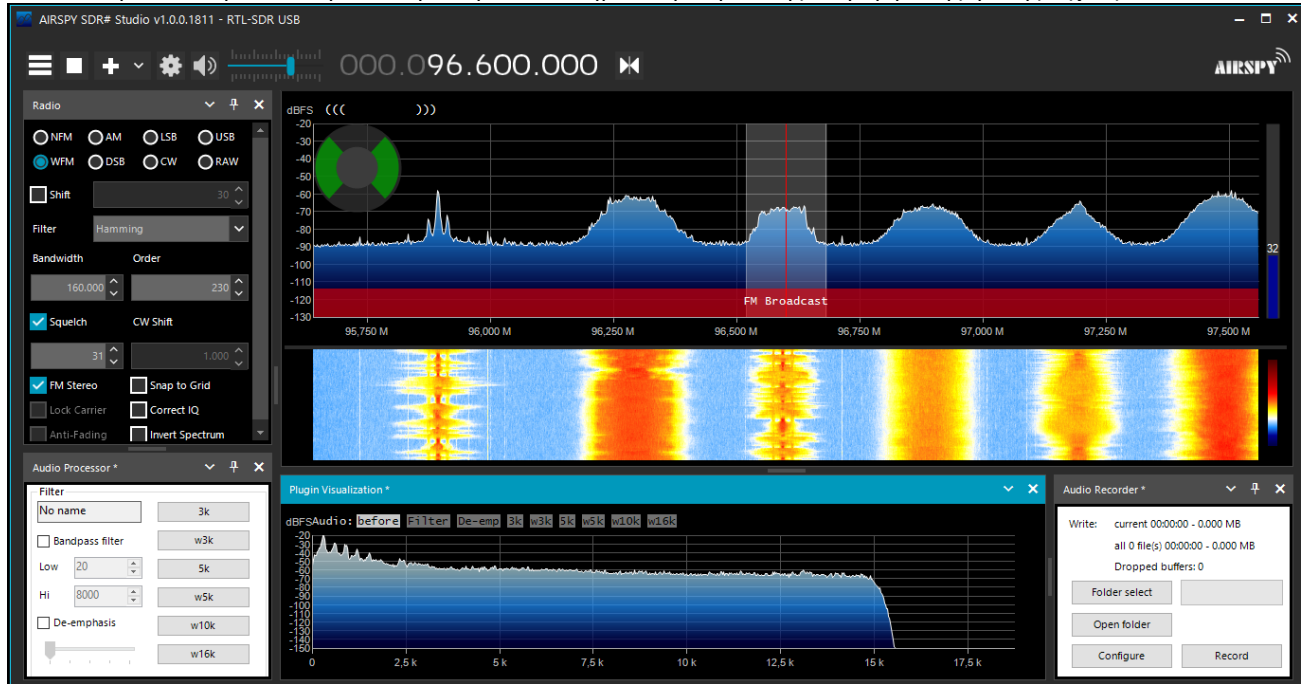


Εικόνα 2.2.13 – Μετρητική Διάταξη Μέτρησης Ισχύος Εξόδου Απλού VCO

Χρησιμοποιώντας plug-in element ισχύος 5W για την σωστή μέτρηση εστιάζεται η προσοχή στην κλίμακα 0 – 50 χωρίς το μηδενικό (δηλαδή δια 10). Σύμφωνα με ένδειξη του οργάνου η ισχύ εξόδου του VCO ανέρχεται στα 150mW για τη συχνότητα των 98,8MHz. Σε χαμηλότερη συχνότητα παρατηρήθηκε ισχύ εξόδου που ξεπερνούσε τα 200mW. Προφανώς λόγω της τέλει προσαρμογής με το ιδανικό φορτίο των 50Ω, η ανακλώμενη ισχύ είναι μηδενική.

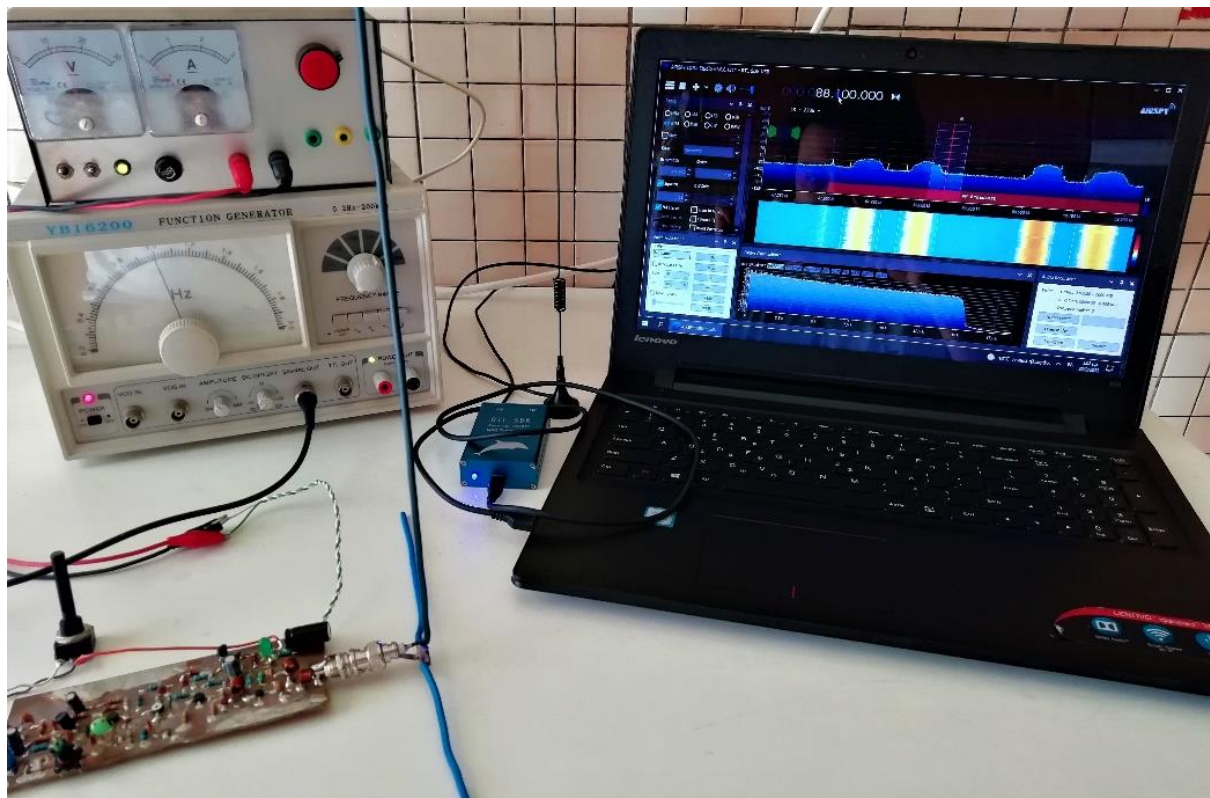
Τελευταία και ιδιαίτερα σημαντική αξιολόγηση του κυκλώματος VCO, αποτελεί ο χαρακτηρισμός ποιότητας ζεύξης, δηλαδή πόσο καλή είναι η ποιότητα του σήματος που αποδιαμορφώθηκε στον δέκτη μετά τη διαδικασία διαμόρφωσης και εκπομπής του RF σήματος από τον VCO. Για την επίτευξη της ζεύξης θα χρειαστεί: ένα εργαστηριακό τροφοδοτικό για την τροφοδότηση του VCO, κεραία εκπομπής, μια γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων, και ένας δέκτης με τη κατάλληλη κεραία. Για κεραία εκπομπής χρησιμοποιήθηκε καλώδιο μήκους $\lambda/4$ για όπου λ , το μήκος κύματος της κεντρική συχνότητας φέροντος. Αντί για τη χρήση ενός κοινού δέκτης, ο οποίος θα αποδιαμόρφωνε και θα εξήγαγε το σήμα της πληροφορίας στα μεγάφωνα, χρησιμοποιήθηκε δέκτης τεχνολογίας SDR (Software Define Radio), ο οποίος είναι σε θέση όχι μόνο να αποδιαμορφώσει το διαμορφωμένο κατά FM σήμα, αλλά να απεικονίσει και το φάσμα του μέσω λογισμικού στον υπολογιστή. Κατάλληλος δέκτης τεχνολογίας SDR για την ζεύξη της πειραματικής διάταξης αποτελεί ο RTL-SDR, ο οποίος τα τελευταία χρόνια διατίθεται σε προσιτή τιμή. Στο πακέτο του δέκτη RTL – SDR διατίθεται κατάλληλη κεραία λήψης καθώς και το καλώδιο διασύνδεσης του δέκτη με τον υπολογιστή. Η επικοινωνία με τον υπολογιστή πραγματοποιείται μέσω του open source λογισμικού SDRSharp (SDR#) το οποίο προσφέρεται από την Airspy.

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W



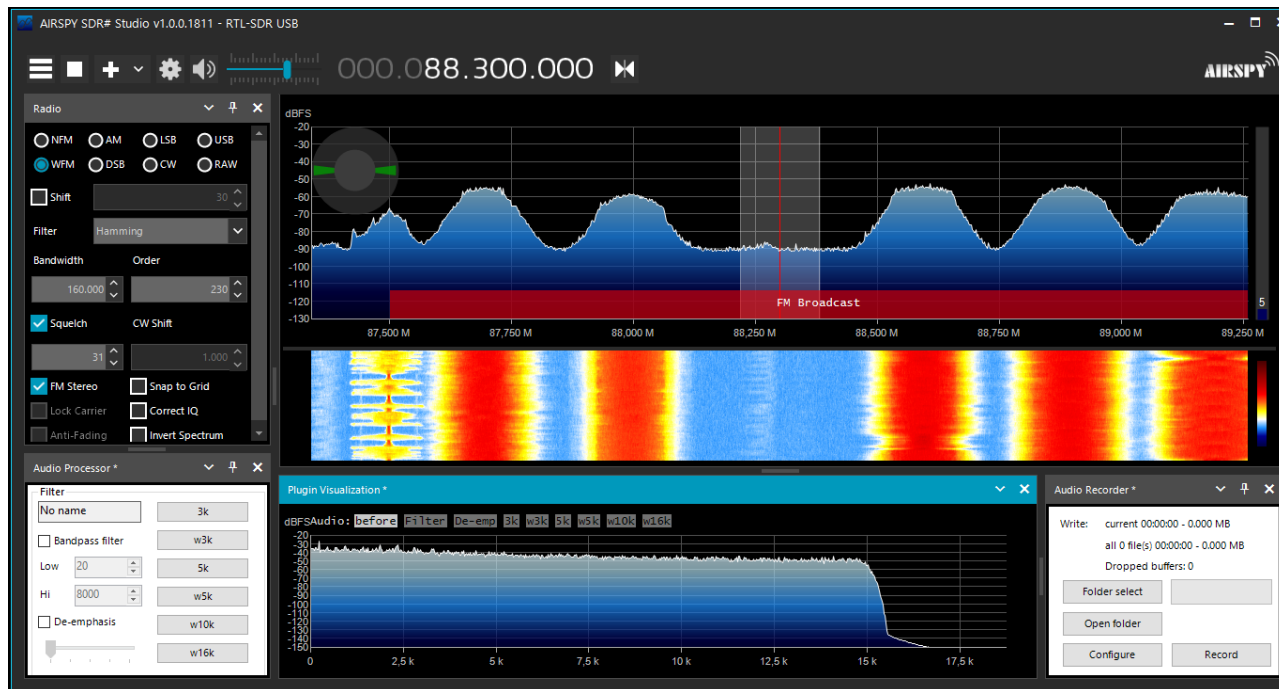
Εικόνα 2.2.14 – Γραφικό Περιβάλλον Του Λογισμικού SDRSharp (SDR#)

Στην εικόνα 2.2.15 παρουσιάζετε η πειραματική διάταξη για την επίτευξη της ζεύξης μεταξύ του πομπού (VCO) και του δέκτη (RTL-SDR με το λογισμικό SDR#)



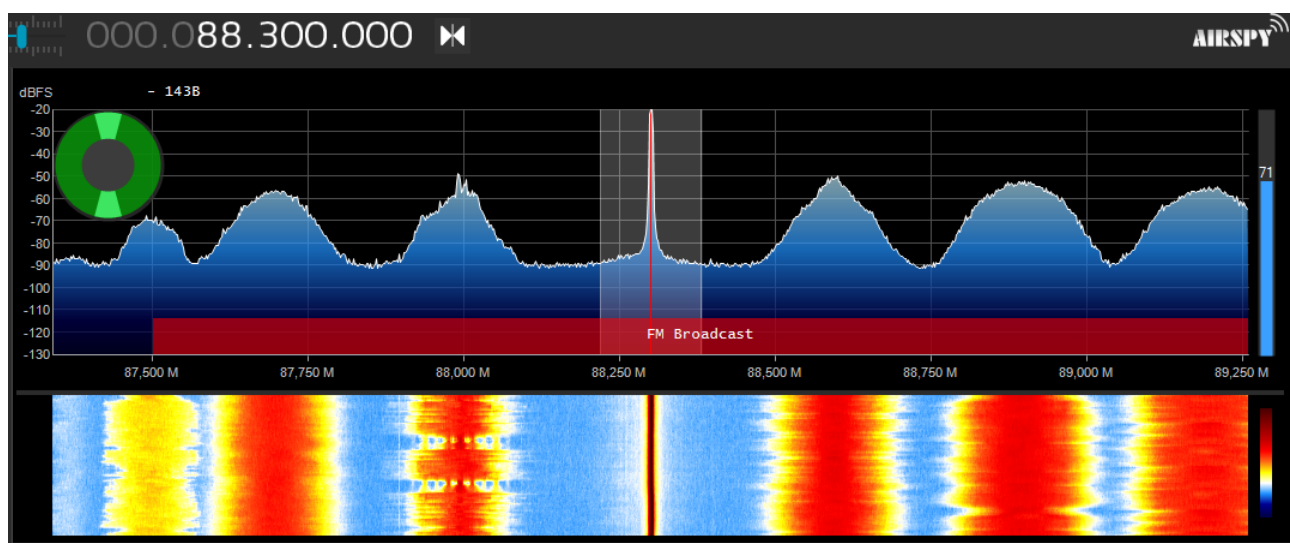
Εικόνα 2.2.15 – Πειραματική Διάταξη Ζεύξη Πομπού VCO και Δέκτη RTL-SDR

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W Αρχικώς, αναζητείται συχνοτική περιοχή η οποία δεν δεσμεύεται από την εκπομπή ετέρου ραδιοφωνικού σταθμού. Μετά από λεπτομερή σάρωση της μπάντας των FM βρέθηκε κενό κανάλι στη συχνότητα των



Εικόνα 2.2.16 – Εύρεση Κενής Συχνότητας Εκπομπής του VCO Στη Συχνότητα 88,3MHz

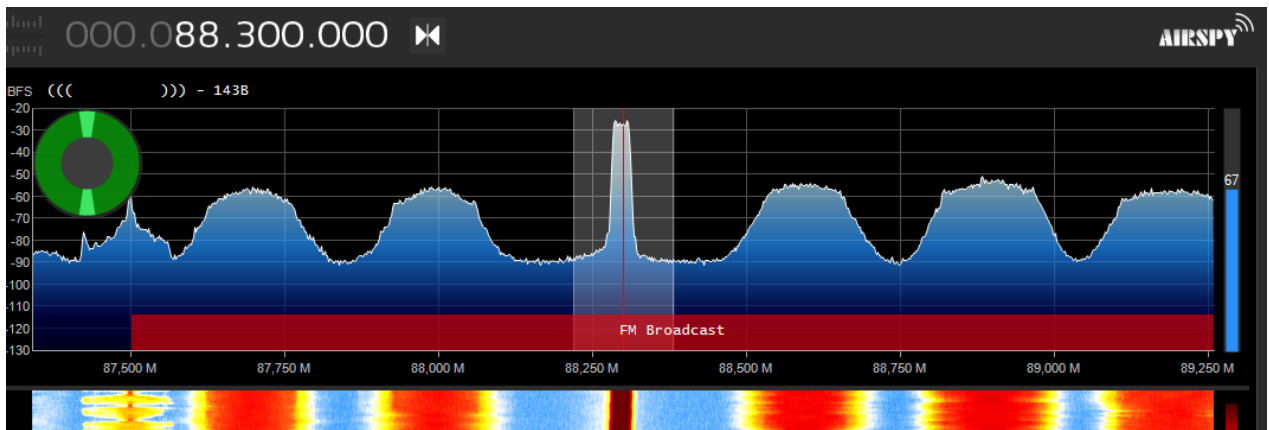
Ακολούθως, το κύκλωμα του VCO τροφοδοτείται με τάση 12V και ρυθμίζεται κατάλληλα η κεντρική συχνότητα φέροντος στα 88,3MHz μέσω του ποτενσιομέτρου που προσαρμόστηκε στο κύκλωμα για τη ρύθμιση της συχνότητας. Αρχικώς, δεν εφαρμόζετε σήμα στην είσοδο του διαμορφωτή με σκοπό την παρατήρηση της συμπεριφοράς του σε κατάσταση ηρεμίας.



Εικόνα 2.2.17 – Φασματική Απεικόνιση Φέροντος VCO

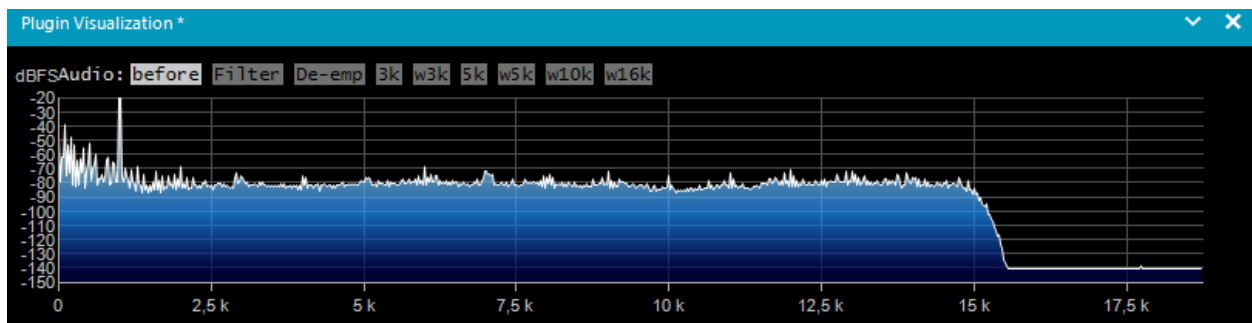
Είναι ολοφάνερη η φασματική συνιστώσα του VCO στη συχνότητα των 88,3MHz. Εκατέρωθεν της συχνότητα του VCO, γειτνιάζουν οι υπόλοιποι σταθμοί χωρίς κανένα είδος παρεμβολής. Ιδιαίτερα σημαντική παρατήρηση, η οποία δεν έγινε εύκολα αντιληπτή από τον αναλυτή φάσματος του εργαστηρίου, είναι η μικρή ολίσθηση της κεντρικής συχνότητας φέροντος κατά μερικά kHz. Η απόκλιση αυτή ερμηνεύεται από την μεταβολή της θερμοκρασίας του τρανζίστορ στο πρώτο στάδιο του ταλαντωτή, κατά το οποίο με τη μεταβολή της θερμοκρασίας μεταβάλλονται με τη σειρά τους και οι παρασιτικές χωρητικότητες των επαφών βάσης, συλλέκτη και εκπομπού του τρανζίστορ με αποτέλεσμα την μικρή ολίσθηση και της ιδιοσυχνότητας του ταλαντωτή. Η παρατήρηση της μικρής

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W συχνοτικής ολίσθησης αποδεικνύει την αναγκαιότητα χρήσης διατάξεων ανάδρασης PLL. Στη συνέχεια της πειραματικής διάταξης εφαρμόζεται στον VCO σήμα εισόδου 100mV (V_{peak}) και συχνότητας 1kHz.



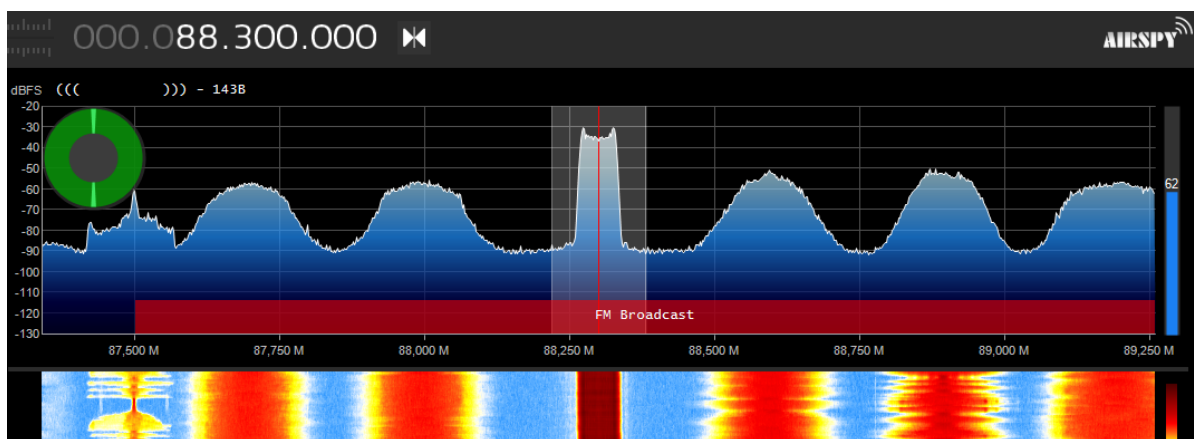
Εικόνα 2.2.18 – Φασματική Απεικόνιση Διαμορφωμένου Φέροντος VCO Για Σήμα Εισόδου 100mV 1kHz

Ενώ το φάσμα της αποδιαμορφωμένης πληροφορίας οπτικοποιείται στην εικόνα 2.2.19:



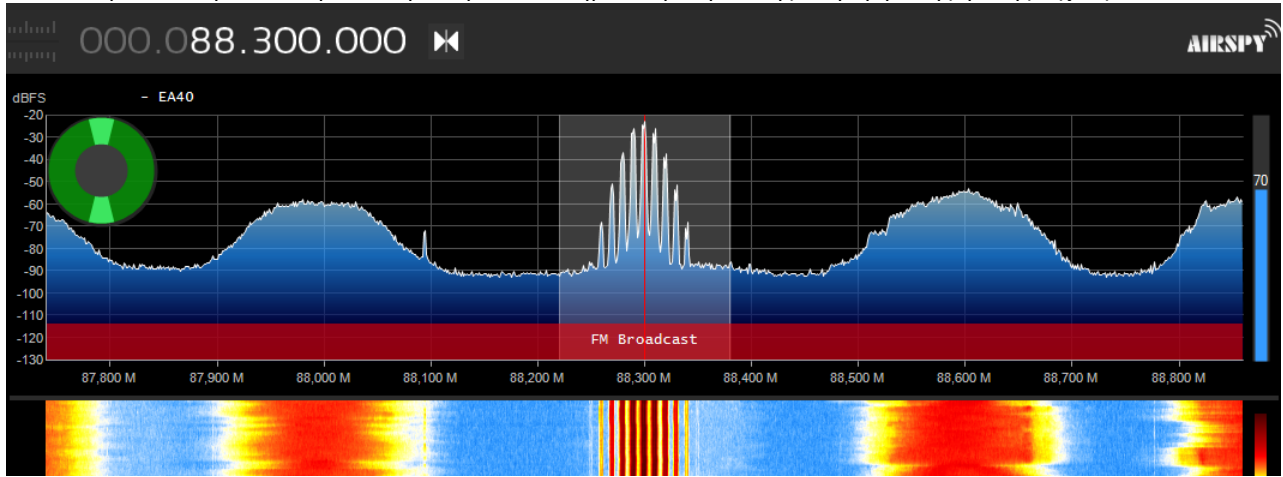
Εικόνα 2.2.19 – Φασματική Ανάλυση Αποδιαμορφωμένου Σήματος 1kHz

Σε γενικές γραμμές δεν παρατηρείται ιδιαίτερη παραμόρφωση με εξαίρεση κάποιες φασματικές συνιστώσες οι οποίες παρατηρούνται σε ιδιαίτερα χαμηλές συχνότητες και ερμηνεύονται από κακή θωράκιση της κατασκευής του VCO. Στη συνέχεια εφαρμόζετε στην είσοδο του VCO πάλι ημιτονικό σήμα 1kHz με πλάτος 250mV (V_{peak}).



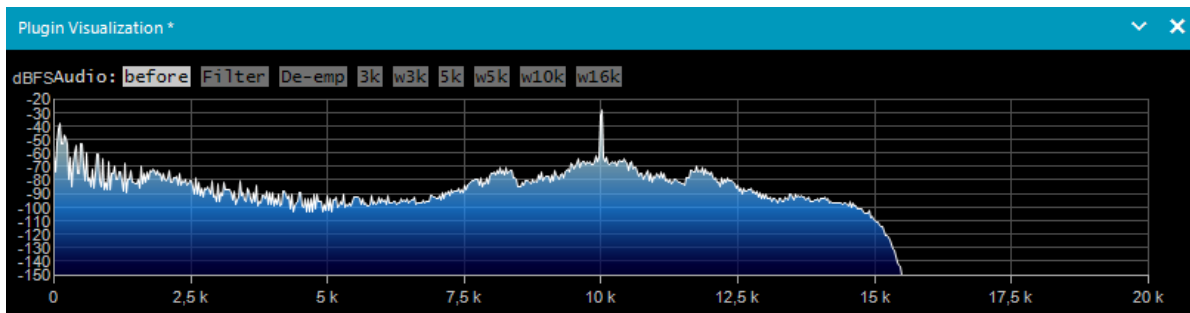
Εικόνα 2.2.20 – Φασματική Απεικόνιση Διαμορφωμένου Φέροντος VCO Για Σήμα Εισόδου 250mV 1kHz

Είναι φανερό ότι το εύρος του διαμορφωμένου φέροντος κατά FM είναι μεγαλύτερο σε σχέση με το εύρος του διαμορφωμένου φέροντος της εικόνας 2.49 αποδεικνύοντας έτσι τη συσχέτιση πλάτος σήματος εισόδου και εύρος διαμορφωμένου φέροντος σύμφωνα και με τη θεωρία του κεφαλαίου 1.1. Στη συνέχεια, τοποθετείται στην είσοδο του VCO σήμα εισόδου 10kHz και πλάτους V_{peak} 100mV:



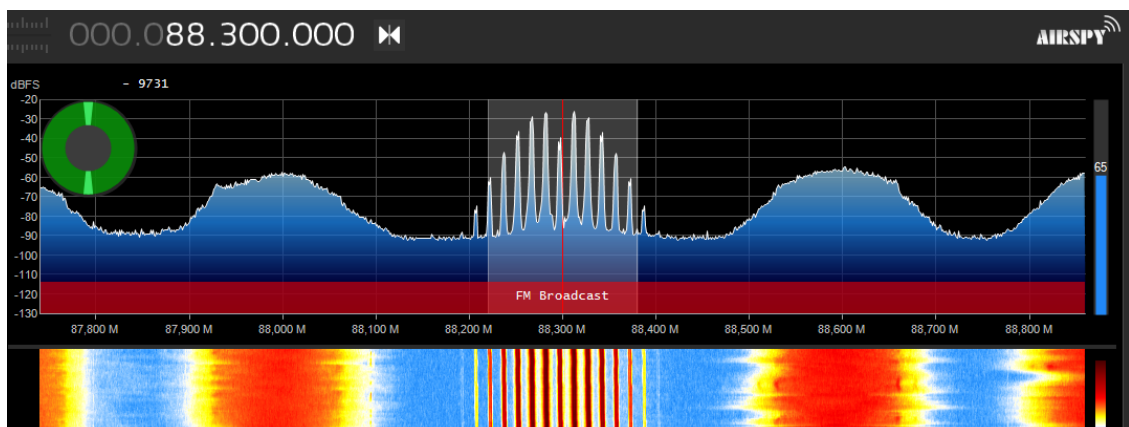
Εικόνα 2.2.21 – Φασματική Απεικόνιση Διαμορφωμένου Φέροντος VCO Για Σήμα Εισόδου 100mV 10kHz

Λόγο της μεγάλης συχνότητας του σήματος εισόδου οι φασματικές συνιστώσες του διαμορφωμένου σήματος κατά FM, απομακρύνθηκαν σημαντικά μεταξύ τους με αποτέλεσμα την πιο ευδιάκριτη αποτύπωσή τους σε σχέση με τις φασματικές απεικονίσεις των εικόνων 2.2.19 και 2.2.20. Είναι φανερό ότι το εύρος ζώνης του διαμορφωμένου σήματος αυξάνεται σημαντικά όχι μόνο με το πλάτος του σήματος εισόδου αλλά και με τη μέγιστη φασματική συνιστώσα που φέρει. Και σε αυτή τη περίπτωση δεν παρατηρήθηκαν σημαντικές αλλοιώσεις του αποδιαμορφωμένου σήματος, όπως αποδεικνύει και η εικόνα 2.2.22:



Εικόνα 2.2.22 - Φασματική Ανάλυση Αποδιαμορφωμένου Σήματος 10kHz

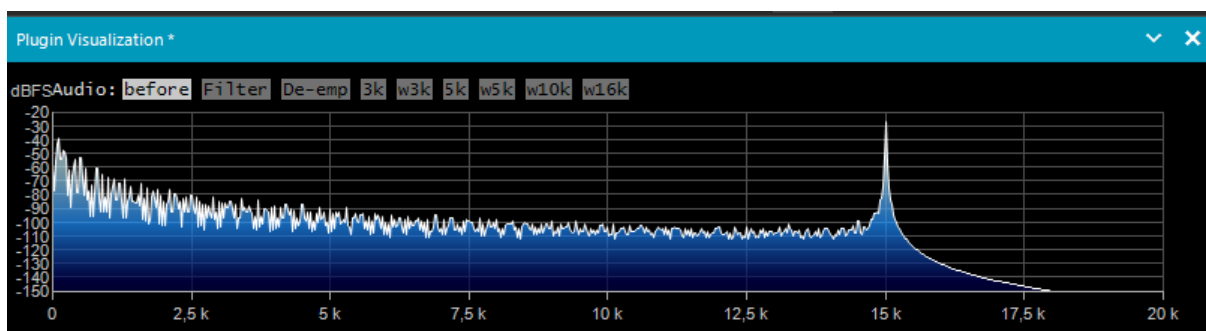
Τελευταία δοκιμασία αποτέλεσε η είσοδος σήματος της οριακής συχνότητας των 15kHz και πλάτους 300mV Vpeak:



Εικόνα 2.2.23 – Φασματική Απεικόνιση Διαμορφωμένου Φέροντος VCO Για Σήμα Εισόδου 300mV 15kHz

Είναι φανερές οι φασματικές συνιστώσες του διαμορφωμένου κατά FM σήματος, ενώ ταυτόχρονα είναι φανερή και η υποβάθμιση της φασματικής συνιστώσας της κεντρικής συχνότητας φέροντος επιβεβαιώνοντας τη θεωρία της διαμόρφωσης συχνότητας κατά την οποία με την αύξηση του συντελεστή διαμόρφωσης μειώνεται η ισχύ της φασματικής συνιστώσας της κεντρικής

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W συχνότητας φέροντος. Χωρίς ιδιαίτερες παραμορφώσεις αποδιαμορφώθηκε και η πληροφορία του σήματος των 15kHz σύμφωνα με την εικόνα 2.2.24:

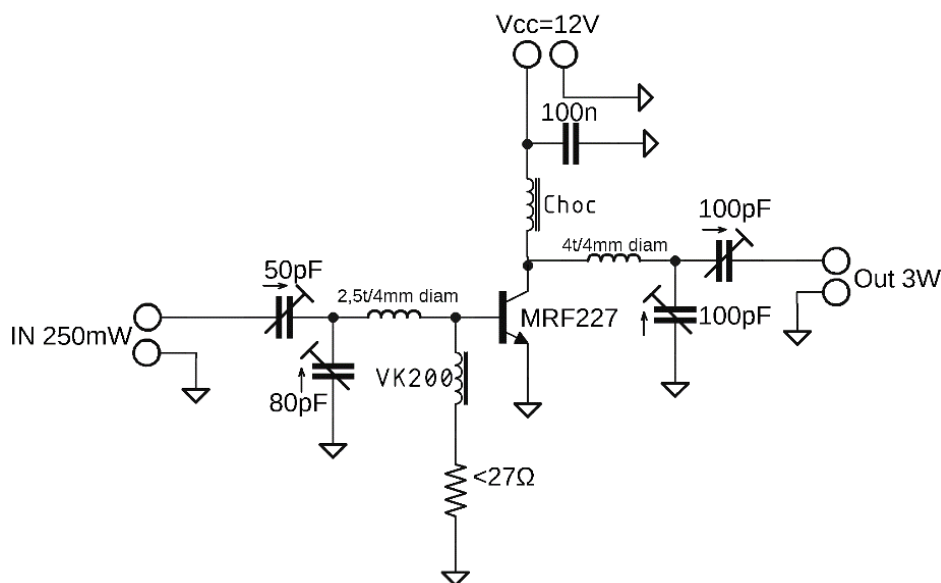


Εικόνα 2.2.24 – Φασματική Ανάλυση Αποδιαμορφωμένου Σήματος 15kHz

Είναι φανερό ότι η ιδιαίτερα υψηλή συχνότητα σε συνδυασμό με το σχετικά μεγάλο πλάτος του σήματος εισόδου οδήγησε στην σημαντική αύξηση του εύρους ζώνης του διαμορφωμένου φέροντος κατά FM, παραβιάζοντας κατά πολύ το πρότυπο της ραδιοφωνίας FM των 75kHz εκατέρωθεν της κεντρικής συχνότητας φέροντος. Για την επίλυση της παραβίασης του εύρους ζώνης αρκεί η μείωση του πλάτους του σήματος εισόδου αν επρόκειτο για σήμα ίδιου συχνοτικού περιεχομένου.

2.3 Ενισχυτής RF 3 Watt

Για την ενίσχυση της ισχύος του σήματος εξόδου από τη βαθμίδα του VCO σχεδιάστηκε το κύκλωμα της εικόνας 2.3.1:



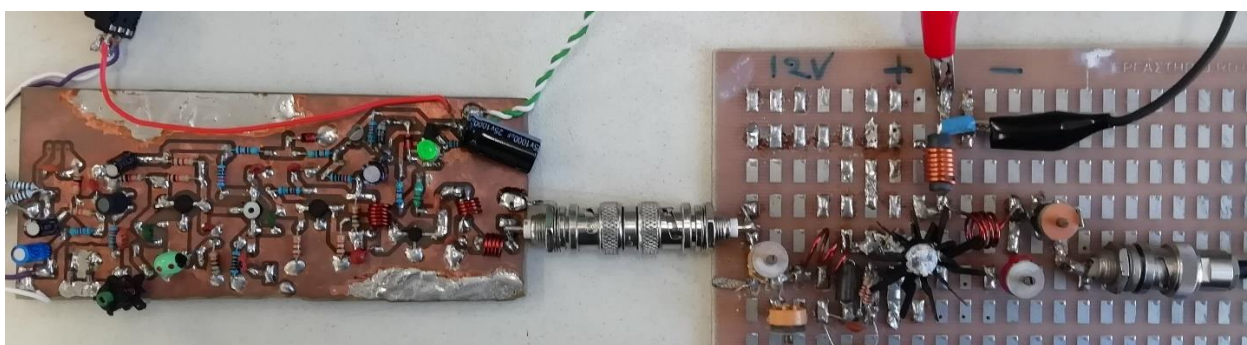
Εικόνα 2.3.1 - Κύκλωμα Ενισχυτή RF 3Watt

Προς διευκόλυνση της κατασκευής, το κύκλωμα του RF ενισχυτή κατασκευάστηκε πρόχειρα σε διάτρητη πλακέτα χωρίς την σχεδίαση τυπωμένου κυκλώματος.



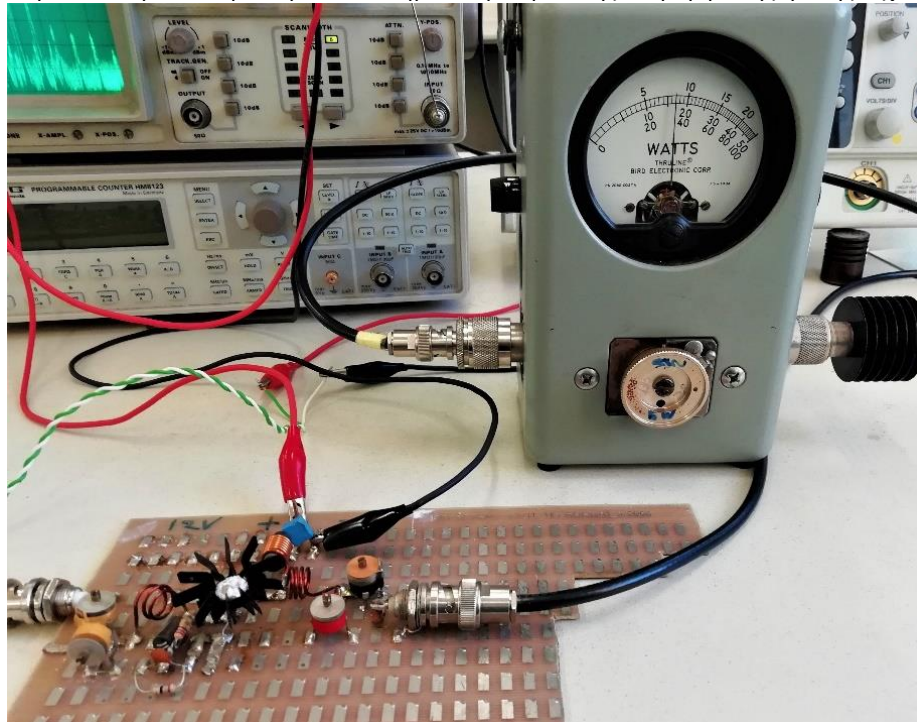
Εικόνα 2.3.2 - Άνω Όψη Κυκλώματος RF Ενισχυτή 3W

Για την πειραματική διάταξη δοκιμής και μέτρησης του RF ενισχυτή, εφαρμόζεται στην είσοδό το σήμα εξόδου του απλού VCO που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, το οποίο διαθέτοντας την ικανοποιητική ισχύ των 150mW είναι σε θέση να οδηγήσει το στάδιο του ενισχυτή του οποίου η ικανότητα ενίσχυσης δεν ξεπερνά τα 15dB υπό την προϋπόθεση της τέλει προσαρμογής των φίλτρων εισόδου και εξόδου σύμφωνα πάντα και με το datasheet του κατασκευαστή (Motorola). Η έξοδος του RF ενισχυτή τερματίζεται στο φορτίο των 50Ω μέσω της γέφυρα η οποία θα μετρήσει την ισχύ εξόδου. Για αυτή τη πειραματική διάταξη απαραίτητη προϋπόθεση αποτελεί το εργαστηριακό τροφοδοτικό διπλής δέσμης το οποίο θα τροφοδοτεί από ανεξάρτητη παροχή το κύκλωμα του VCO και το κύκλωμα του RF ενισχυτή.



Εικόνα 2.3.3 – Πειραματική διάταξη δοκιμής RF Ενισχυτή 3W

Μετά την διασύνδεση των δυο κυκλωμάτων μεταξύ τους και τη γέφυρα με το τερματικό των 50Ω, τροφοδοτούνται και τα δυο κυκλώματα με 12V από τις δυο ανεξάρτητες δέσμες του εργαστηριακού τροφοδοτικού. Η πρώτη ένδειξη του οργάνου ήταν 0,5W. Κατόπιν, ρυθμίζοντας με ειδικό αντιπαρασιτικό κατσαβίδι τα μεταβλητά φίλτρα (μεταβλητούς πυκνωτές) εισόδου και εξόδου η ισχύ εξόδου αυξήθηκε στο 1,7W σύμφωνα και με την ακόλουθη εικόνα:

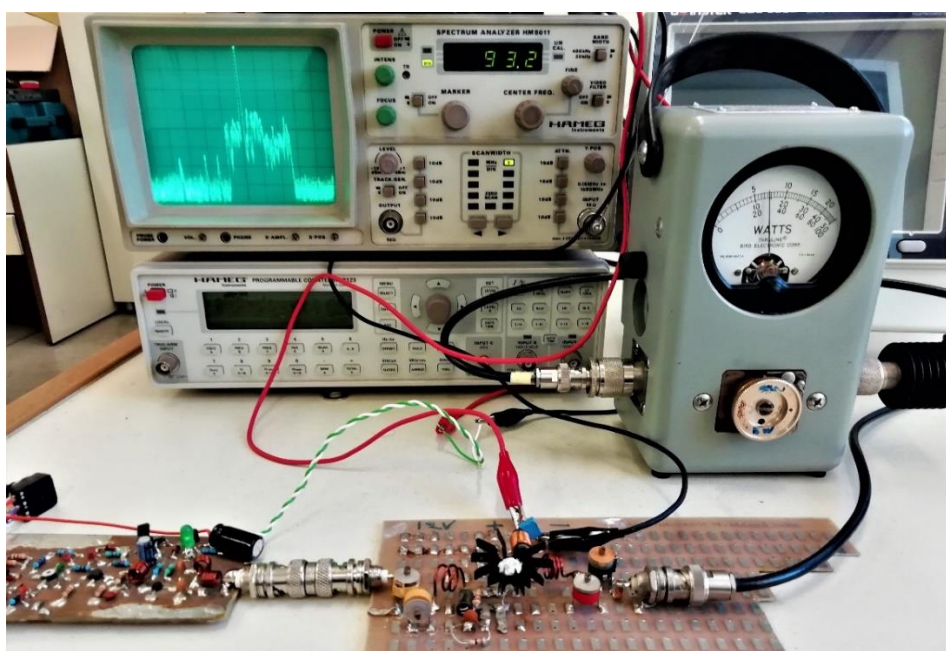


Εικόνα 2.3.4 – Μέτρηση Ισχύος Εξόδου RF Ενισχυτή

Το κέρδος του ενισχυτή για τη δεδομένη ισχύ εισόδου των 150mW θα είναι:

$$G_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) = 10 \log \left(\frac{1,7}{0,15} \right) dB \Leftrightarrow G_{dB} = 10,54dB$$

Το κέρδος των 10,54dB είναι μια ικανοποιητική και αναμενόμενη ικανότητα ενίσχυσης, η οποία θα μπορούσε να αυξηθεί με μικρή αύξηση της τάσης τροφοδοσίας στα 12,5V. Αξίζει να σημειωθεί ότι μεταβάλλοντας τη κεντρική συχνότητα φέροντος του VCO, η ικανότητα ενίσχυσης του RF ενισχυτή δεν ήταν σταθερή σε όλο το εύρος των συχνοτήτων της μπάντας των FM, καθώς για κάθε κεντρική συχνότητα φέροντος ήταν απαραίτητος ο επανασυντονισμός των φίλτρων εισόδου και εξόδου του ενισχυτή RF.



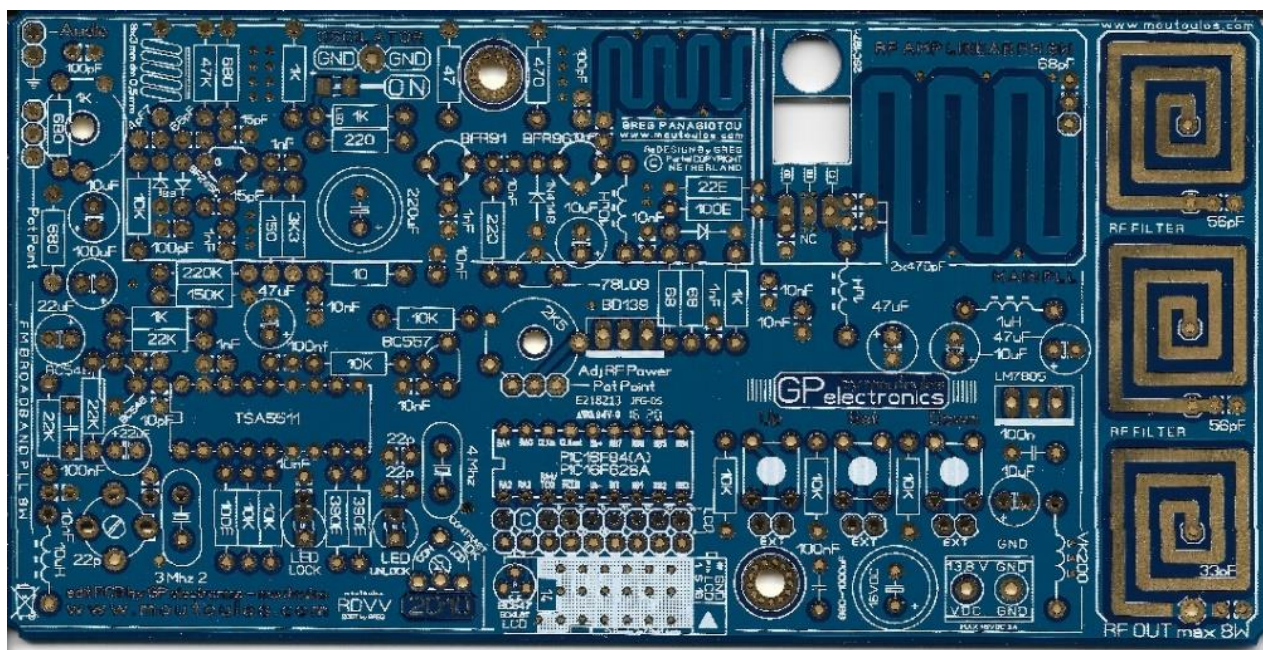
Εικόνα 2.3.5 – Μέτρηση Ισχύος Και Έμμεση Ανίχνευση φασματικής Συνιστώσας Από Τον Αναλυτή Φάσματος ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Πιτσάκης Σταμάτιος

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W

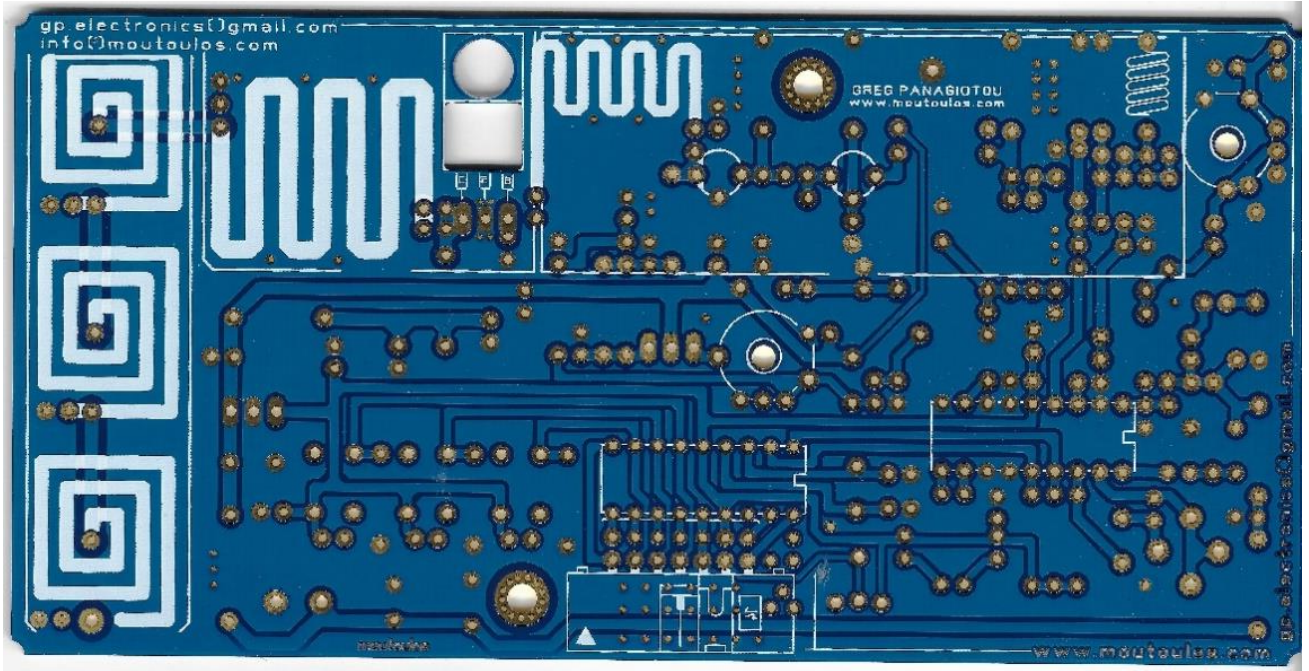
Όπως αναφέρθηκε και νωρίτερα, η εξωφρενικά μεγάλη ισχύ για τα εποπτικά όργανα RF όπως είναι ο αναλυτής φάσματος θα επιδρούσε καταστροφικά για το τερματικό εισόδου του. Στη προσπάθεια ανίχνευσης της φασματικής συνιστώσας του ραδιοπομπού που κατασκευάστηκε στην εικόνα 2.3.5 που απαρτίζεται από τον VCO και τον RF ενισχυτή, αντί για τη χρήση Attenuator μεγάλης απόσβεσης που θα ξεπερνούσε τα 20dB, στην είσοδο του αναλυτή φάσματος τοποθετήθηκε καλώδιο μερικών εκατοστών το οποίο δρα ως κεραία λήψης των πεδίων που εκπέμπει η ίδια γέφυρα στάσιμων κυμάτων και το τερματικό των 50Ω, δεδομένου ότι κανένα στοιχείο που λειτουργεί σε τόσο μεγάλες ισχύς RF σημάτων δεν έχει ιδανική συμπεριφορά και εκπέμπει ηλεκτρομαγνητικά πεδία με τη μορφή απωλειών. Για τον λόγο αυτό στην απεικόνιση του αναλυτή φάσματος, παρουσιάζεται όλη η μπάντα της FM κατά την οποία οι αδειοδοτημένοι σταθμοί εκπέμπουν ο ένας δίπλα στον άλλον, ενώ η μέγιστη φασματική συνιστώσα που ξεχωρίζει ότι το πλούσιο φάσμα της μπάντας, δημιουργείται από τον ραδιοπομπό του VCO και του ενισχυτή RF. Με αυτό τον τρόπο έγινε δυνατή η ασφαλή ανίχνευση της φασματικής συνιστώσας του VCO με ακίνδυνο για τον αναλυτή φάσματος τρόπο. Σε γενικές γραμμές δεν παρατηρούνται τόσο έντονα φαινόμενα αρμονικών, πράγμα που αποδεικνύει τον σωστό συντονισμό των φίλτρων εισόδου και εξόδου του ενισχυτή RF.

2.4 Ολοκληρωμένο Τυπωμένο Κύκλωμα VCO, PLL & Ενισχυτής RF 6W

Παρά τις ικανοποιητικές μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν για το κύκλωμα VCO του κεφαλαίου 2.2, η αδυναμία σταθεροποίησης της κεντρικής συχνότητας με τη μεταβολή της θερμοκρασίας των ενεργών στοιχείων (τρανζίστορ), δημιουργεί σημαντική αναξιοπιστία για τη χρήση του ως πομπός, καθώς υπάρχει σημαντικός κίνδυνος παρεμβολής γειτονικών περιοχών συχνοτήτων που χρησιμοποιούνται από άλλους σταθμούς. Λύση στο πρόβλημα της αστάθειας προσφέρουν τα κυκλώματα PLL, τα οποία στη φανατική του πλειοψηφία πραγματοποιούνται με έτοιμα ολοκληρωμένα κυκλώματα (IC) PLL-Synthesizer. Στη προκειμένη περίπτωση, η σταθερή λειτουργία του VCO πραγματοποιούταν με τη βοήθεια του ολοκληρωμένου PLL της Motorola, MC145152, το οποίο έχει καταργηθεί από την αγορά εδώ και αρκετά χρόνια με αποτέλεσμα τη λειτουργία του VCO χωρίς PLL. Για τον λόγο αυτό δοκιμάστηκε η κατασκευή ενός έτοιμο εμπορικού κυκλώματος VCO – PLL του οποίου το τυπωμένο κύκλωμα παρουσιάζετε στις ακόλουθες εικόνες:



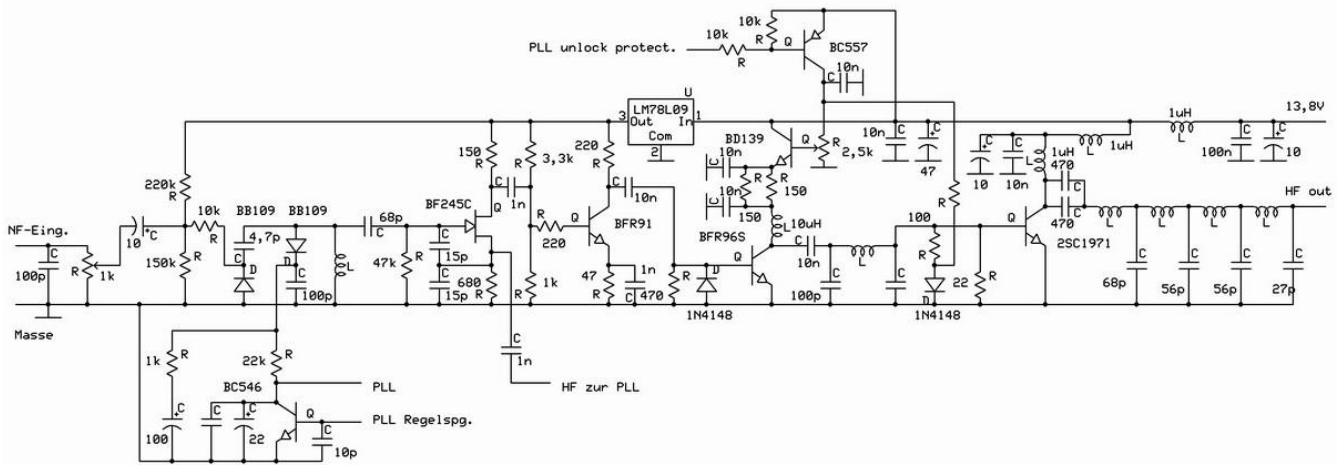
Εικόνα 2.4.1 – Άνω Όψη Τυπωμένου κυκλώματος VCO-PLL



Εικόνα 2.4.2 – Κάτω Όψη Τυπωμένου κυκλώματος VCO-PLL

2.4.1 VCO & RF Amplifier 6W

Το κύκλωμα του VCO στο οποίο βασίστηκε το τυπωμένο κύκλωμα του κατασκευαστή, παρουσιάζεται στην ακόλουθη εικόνα και πρακτικά, διαθέτει αρκετές ομοιότητες με τον απλό VCO που κατασκευάστηκε και παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 2.2.



Εικόνα 2.4.3 – Κύκλωμα VCO Και RF Ενισχυτή 6W

Το πρώτο στάδιο του VCO απαρτίζεται από το δίκτυωμα γύρω από το FET τρανζίστορ BF245C, το οποίο αποτελεί και την καρδιά του κυκλώματος καθώς συντάσσει τον RF ταλαντωτή με τη βοήθεια των δυο αντιπαράλληλων διόδων varicap, οι οποίες σε συνδυασμό με τους δυο πυκνωτές 4,7pF, 100pF, το πηνίο L καθώς και την ανάδραση του FET ανάμεσα στους δύο πυκνωτές των 15pF, δημιουργούν την ιδιοσυχνότητα ταλάντωσης του φέροντος. Η διαμόρφωση του σήματος εισόδου γίνεται με άμεση εφαρμογή του σήματος εισόδου στη πρώτη δίοδο varicap, αφού πρώτα διαβεί από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο αλλά και το ποτενσιόμετρο οδήγησης του σήματος εισόδου. Λόγο της μεγάλης ευαισθησίας του κυκλώματος του ταλαντωτή, όλη η παραπάνω διάταξη τροφοδοτείται από ξεχωριστό τροφοδοτικό βασισμένο τον ολοκληρωμένο voltage regulator 78L09, προσφέροντας ιδιαίτερη σταθερότητα και ανεξαρτησία από τα επόμενα κυκλώματα που εμπεριέχει ο ίδιος VCO. Ταυτόχρονα, ο ίδιος ταλαντωτής διαθέτει και δεύτερη είσοδο για την τάση σφάλματος του PLL η

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W οποία οδηγείται μέσω του κυκλώματος γύρω από το τρανζίστορ BC546 και οδηγείται στον VCO με άμεση εφαρμογή του σήματος στην δεύτερη δίοδο varicap.

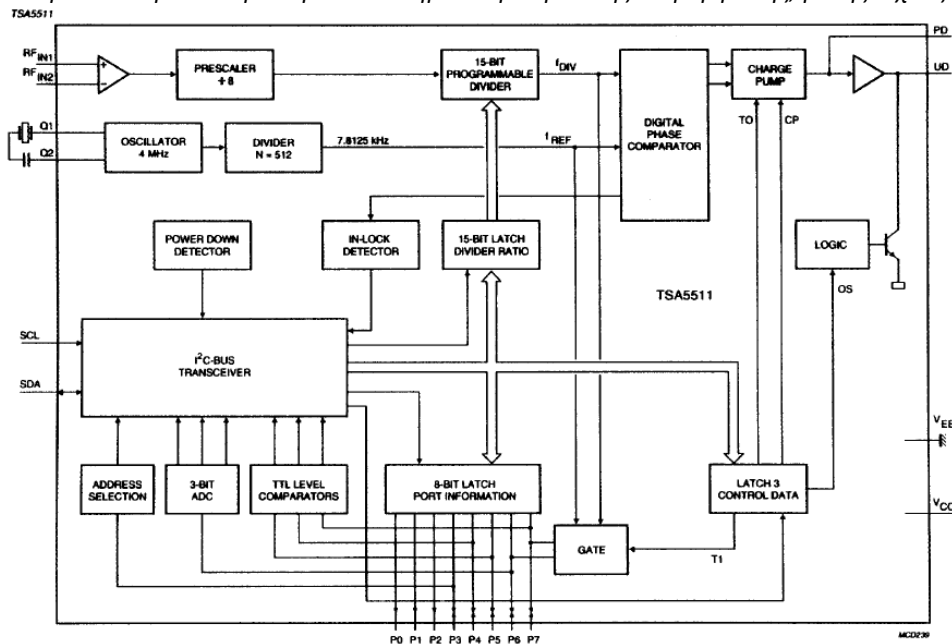
Μετά την γένεση του RF σήματος από το στάδιο του BF245C ακολουθεί η πρώτη βαθμίδα ενίσχυσης βασισμένη στο RF τρανζίστορ BRF91 που χρησιμοποιήθηκε και για την κατασκευή του απλού VCO στο προηγούμενο κεφάλαιο. Απώτερος σκοπός του της πρώτης ενισχυτικής βαθμίδας είναι αφενός η ενίσχυση του ασθενέστατου σήματος που προκύπτει από το στάδιο του ταλαντωτή, αφετέρου η δημιουργία διαφόρων σταδίων απομόνωσης (buffering) έτσι ώστε τα επόμενα στάδια ενίσχυσης και επεξεργασίας του RF σήματος, να μην επηρεάζουν την λειτουργία του ταλαντωτή προσφέροντας ιδιαίτερη σταθερότητα και αξιοπιστία. Το πρώτο στάδιο ενίσχυσης είναι σε θέση να εξάγει ισχύ της τάξης των μερικών δεκάδων mW, στάθμη ισχύος ιδιαίτερα ικανή για να οδηγήσει την επόμενη ενισχυτική διάταξη η οποία θα είναι σε θέση να εξάγει στάθμη ισχύος των μερικών εκατοντάδων mW.

Στην επόμενη ενισχυτική διάταξη που πραγματοποιείται με το τρανζίστορ BFR96S έχουν ενσωματωθεί δυο κυκλώματα, προστασίας από ασυγχρονισμό VCO-PLL και οδήγησης ισχύος εξόδου. Το PLL που χρησιμοποιείται για τον συντονισμό και τη σταθεροποίηση της κεντρικής συχνότητας φέροντος, διαθέτει ειδική έξοδο κατά την οποία στη περίπτωση ασυγχρονισμού συχνότητας και φάσης του VCO με τον τοπικό του ταλαντωτή, εξάγει από ξεχωριστό pin, τάση σφάλματος μιας κατάστασης, η οποία οδηγείται από το τρανζίστορ BC557 στο τρανζίστορ BD139, του οποίου η τάση εξόδου (επαφή εκπομπού) αξιοποιείται για την πόλωση του BFR96S. Ταυτόχρονα, στην βάση του BD139 δημιουργείται ένας μεταβλητός διαιρέτης τάσης μέσω του ποτενσιομέτρου των 2,5kΩ, του οποίου η τάση εξόδου οδηγείται στην βάση του, ώστε να οδηγηθεί η τάση και το ρεύμα της επαφής συλλέκτη – εκπομπού. Πρακτικά, αυτό σημαίνει ότι με τη ρύθμιση της μεταβλητής αντίστασης, ρυθμίζετε η τάση τροφοδοσία του RF ενισχυτή, η οποία κατ' επέκταση ρυθμίζει και την ισχύ εξόδου. Με τη συμβολή τη ενισχυτικής διάταξης του BRF96S η ισχύ εξόδου ανέρχεται περίπου στα 200mW.

Το τελευταίο ενισχυτικό στάδιο πραγματοποιείται με το RF τρανζίστορ ισχύος 2SC1971, του οποίου η ισχύ εξόδου εξαρτάτε από την ισχύ εισόδου η οποία ρυθμίζετε από την προηγούμενη βαθμίδα βασισμένη στο BFR96S. Το κύκλωμα του ενισχυτή ισχύος διαθέτει φίλτρο αρμονικών LC εισόδου και εξόδου με τυπωμένα πηνία τεχνικής microstrip, η οποία εξαλείφει τυχόν αστοχίες κατά την κατασκευή κλασικών πηνίων με πηνιόσυρμα, προσφέροντας μεγαλύτερη αξιοπιστία τόσο ως προς το θέμα της καλής προσαρμογής, όσο και ως προς το σωστό φιλτράρισμα των αθέμιτων αρμονικών. Απαραίτητη προϋπόθεση για την ασφαλή λειτουργία της τελευταίας ενισχυτικής βαθμίδας αποτελεί η προσαρμογή του τρανζίστορ ισχύος σε κατάλληλο θερμικό απαγωγό (ψήκτρα), η οποία εξασφαλίζοντας καλή θερμική απαγωγή και σχετικά μικρή μεταβολή της θερμοκρασίας του τρανζίστορ, εξασφαλίζει σταθερότητα ως προς την ικανότητα ενίσχυσης ανεξάρτητα της θερμοκρασίας περιβάλλοντος.

2.4.2 PLL Με Το TSA5511

Η διάταξη PLL πραγματοποιείται με το ολοκληρωμένο κύκλωμα (IC) TSA5511 της Philips, του οποίου η εσωτερική δομή παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχηματικό διάγραμμα:



Εικόνα 2.4.4 – Εσωτερικό Δομικό Διάγραμμα Ολοκληρωμένου PLL-Synthesizer TSA5511

Η σταθεροποίηση της συχνότητας του VCO, προκύπτει από την τάση σφάλματος που εξάγει το ολοκληρωμένο από το pin UD και εφαρμόζεται μέσω κυκλώματος οδήγησης στις διόδους varicap του σταδίου του ταλαντωτή. Αρχικά το RF σήμα εισάγεται στην διπλή RF είσοδο IN1 και IN2. Ακολούθως, η συχνότητα του RF σήματος διαιρείται από τον σταθερό διαιρέτη συχνότητας (prescaler) με τον σταθερό αριθμό 8, τεχνική η οποία καθιστά ευκολότερη τη διαδικασία σύγκρισης δυο σημάτων που θα πραγματοποιηθεί σε επόμενα στάδια. Ακολούθως, το σήμα των πλέον μερικών δεκάδων MHz, επαναδιαίρεται από τον επόμενο προγραμματιζόμενο διαιρέτη συχνότητας κατά τον οποίο ο προγραμματισμός προκύπτει από την ψηφιακή λέξη, η οποία εισάγεται στο ολοκληρωμένο είτε σειριακά (I2C protocol) είτε με την τεχνική των παράλληλων bit.

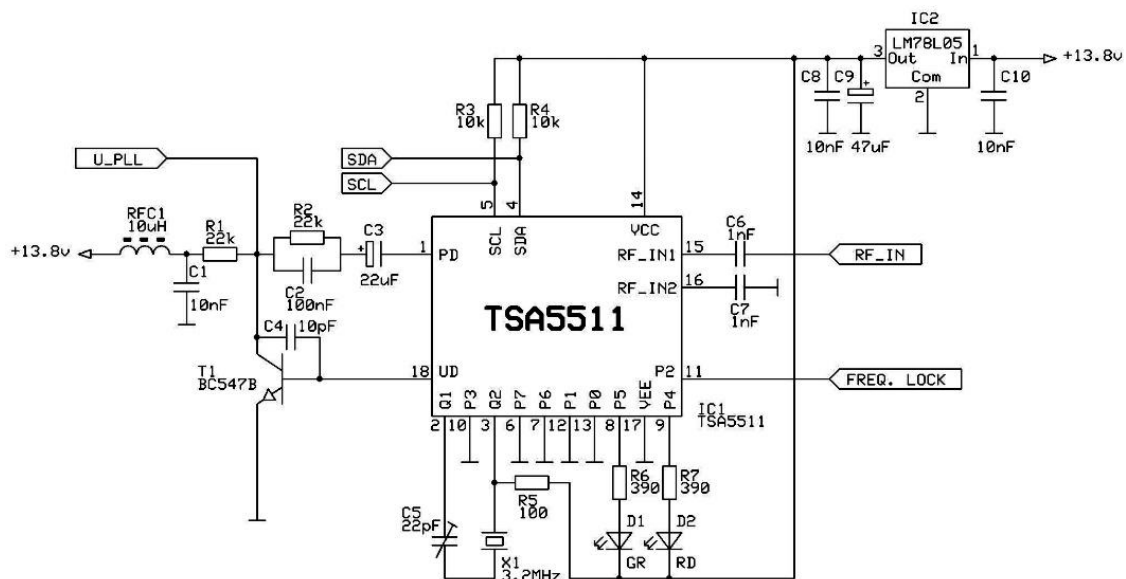
Ταυτόχρονα, για την σύγκριση του RF σήματος αξιοποιείται ως ταλαντωτής αναφοράς το δικτύωμα XTAL-C του οποίου η κυματομορφή εισάγεται στο ολοκληρωμένο, από τα pin Q1 και Q2. Σύμφωνα με το datasheet του κατασκευαστή, η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή και κατ' επέκταση η ιδιοσυχνότητα του κρυστάλλου, πρέπει να βρίσκεται μεταξύ των 3,2 και 4 MHz. Ακολούθως, η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή διαιρείται και αυτή με τον σταθερό διαιρέτη συχνότητας με τον αριθμό 512, του οποίου το αποτέλεσμα είναι η εξαγωγή ενός σήματος των 6,25 με 7,8125 kHz. Πλέον, τόσο η συχνότητα του σήματος εισόδου, όσο και η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή, έχουν μειωθεί σημαντικά στη τάξη μεγέθους των kHz καθιστώντας έτσι ευκολότερη τη διαδικασία σύγκρισής τους.

Τέλος, οι σύγκριση των δυο σημάτων (δηλαδή του RF σήματος εισόδου και του σήματος από τον τοπικό ταλαντωτή αναφοράς), πραγματοποιείται μέσω του ψηφιακού συγκριτή φάσης αφού πρώτα έχει προγραμματιστεί η μεταβαλλόμενη διαίρεση συχνότητας του σήματος εισόδου, ώστε να προκύψει η σωστή συχνότητα σύγκρισης σε σχέση με τη συχνότητα (άρα και τη φάση) του τοπικού ταλαντωτή. Τέλος, ο συγκριτής φάσης, εξάγει δυο παράλληλα σήματα DC τα οποία εισάγονται στο υποσύστημα Charge Pump. Όσο λιγότερο διαφέρει η συχνότητα του rf σήματος εισόδου σε συχνότητα και φάση σε σχέση με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή, τόσο μικρότερη είναι η διαφορά της DC τάσης ανάμεσα στα δυο pin UP και DN μέσω των οποίων εξάγεται η τάση σφάλματος.

Ο προγραμματισμός της συχνότητας σταθεροποίησης, πραγματοποιείται είτε με παράλληλα bit από τις πόρτες P0 έως P7, είτε μέσω του διαύλου I2C στον οποίο μέσω των δυο pin SCL (Serial Clock) και SDA (Serial Data) είναι δυνατός ο συριακός προγραμματισμός. Με πιο απλά λόγια, εφαρμόζοντας

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W τον χρονισμό στο pin SCL και την σειριακή πληροφορία πρωτοκόλλου I2C από το pin SDA είναι δυνατός ο προγραμματισμός της συχνότητας διαίρεσης.

Στη εικόνα 2.4.5 παρουσιάζεται το κύκλωμα του PLL βασιζόμενο στο ολοκληρωμένο Synthesizer TSA5511 που αναλύθηκε προηγουμένως:



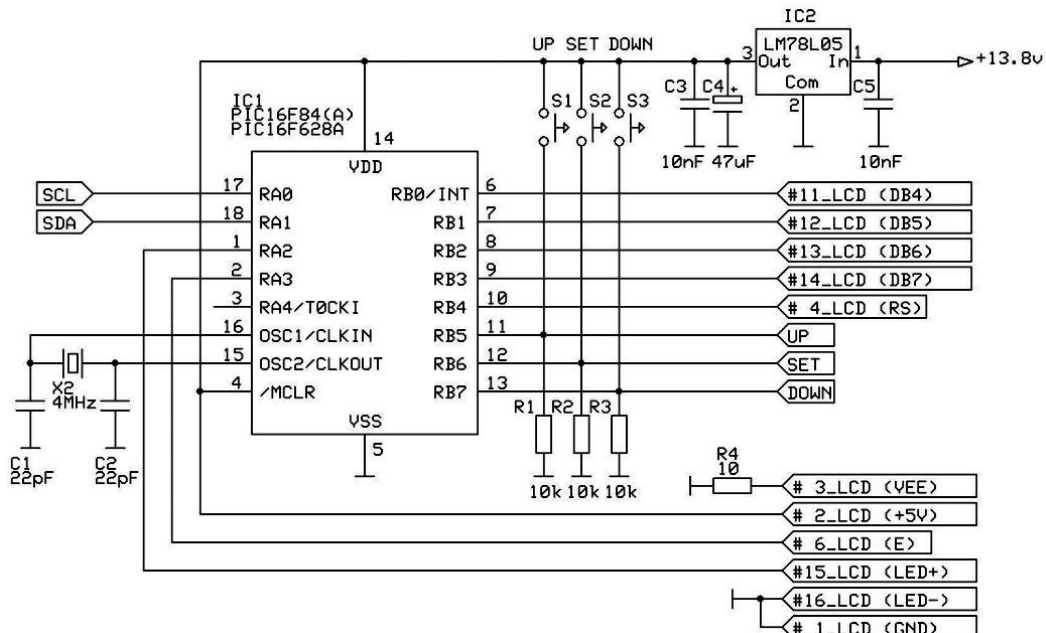
Εικόνα 2.4.5 – Κύκλωμα PLL Με το Ολοκληρωμένο Synthesizer TSA5511

Ο καθορισμός της συχνότητας του PLL θα πραγματοποιηθεί με σειριακό προγραμματισμό μέσω των pin SDA και SCL (pin 4 και 5 αντίστοιχα) τα οποία συνδέονται με τον μικροελεγκτή που θα μεταφέρει τη σειριακή πληροφορία και τον χρονισμό. Στις εισόδους Q1 και Q2 (pin 2 και 3 αντίστοιχα), βρίσκεται το δικτύωμα XTAL-C κρυσταλλικού ταλαντωτή 3,2MHz και μεταβαλλόμενου πυκνωτή και την ακριβέστατη ρύθμιση συχνότητας για τυχόν απόκλιση της ιδιοσυχνότητας του κρυσταλλικού ταλαντωτή από την ονομαστική του τιμή. Μέσω του P2 (pin 11) οδηγείται το τρανζίστορ προστασίας του VCO σε κατάσταση αποκοπής, στη περίπτωση αδυναμίας συντονισμού του VCO με το PLL, προστατεύοντας έτσι τα στάδια ενισχυτών μεγάλης ισχύος από υπερδότηση, ενώ παράλληλα μέσω των P5 και P4 (pin 17 και 9) οδηγούνται δυο LED τα οποία προγραμματίστηκαν για την ένδειξη κλειδώματος φάσης. Με απλά λόγια στην περίπτωση που η συχνότητα και η φάση του VCO σταθεροποιηθεί μετά την τάση σφάλματος του TSA5511 το pin 8 θα περάσει σε κατάσταση υψηλού δυναμικού (5V) και θα διαρρεύσει η φωτοδίοδος D1 από ρεύμα. Αντίθετα, στη περίπτωση ασυγχρονισμού συχνότητας και φάσης, θα περάσει σε λογική κατάσταση 1 το pin 9 (P4) και ταυτόχρονα μέσω του P2 (pin 11) θα τεθούν σε κατάσταση αποκοπής τα τελευταία δυο ενισχυτικά στάδια του VCO.

Τέλος, ιδιαίτερη σημασία δόθηκε στην τροφοδοτική διάταξη του κυκλώματος PLL, το οποίο τροφοδοτείται από το δικτύωμα του voltage regulator των 5V LM78L05, εξασφαλίζοντας σημαντική σταθερότητα και πλήρη απομόνωση από θόρυβο που ενδεχομένως να παράγουν τα στάδια ισχύος του VCO.

2.4.3 Ψηφιακός Χειρισμός Του PLL Με Τον Μικροελεγκτή PIC16F628

Το κύκλωμα για τον σειριακό προγραμματισμό του TSA5511, αποδίδεται στην ακόλουθη εικόνα, του οποίου η λειτουργία του βασίζεται στον μικροελεγκτή PIC16F628 ή PIC16F84:



Εικόνα 2.4.6 – Κύκλωμα Σειριακού Προγραμματισμού PLL

Η ταχύτητα του μικροελεγκτή συγχρονίζεται στα 4MHz σύμφωνα με το δικτύωμα XTAL, C1 και C2, συχνότητα καθόλου τυχαία, καθώς στον ίδιο κύκλο χρονισμού λειτουργεί και το TSA5511. Με τα push button S1, S2 και S3 είναι δυνατή η ρύθμιση της σειριακής πληροφορίας εξόδου που θα καθορίσει και τη συχνότητα συντονισμού του VCO-PLL, φυσικά με τις κατάλληλες pull-up αντιστάσεις R1, R2 και R3. Τέλος, τα pin 1,2,6,7,8 και 9 προορίζονται μέσω κατάλληλου pinhead για το bus της οθόνης LCD 16x2 χαρακτήρων η οποία θα απεικονίζει την κεντρική συχνότητα συντονισμού του VCO-PLL αλλά και το menu για τη ρύθμιση της.

2.4.4 Κατασκευή και Μετρήσεις Ολοκληρωμένου VCO – PLL & RF Ενισχυτή 6W

Για μεγαλύτερη ευστάθεια του συστήματος αλλά και για καλύτερη θωράκιση έναντι του ηλεκτρομαγνητικού θορύβου τόσο του περιβάλλοντος όσο και της ίδιας της ισχύος εξόδου, η κατασκευή προσαρμόστηκε σε μεταλλικό κουτί.



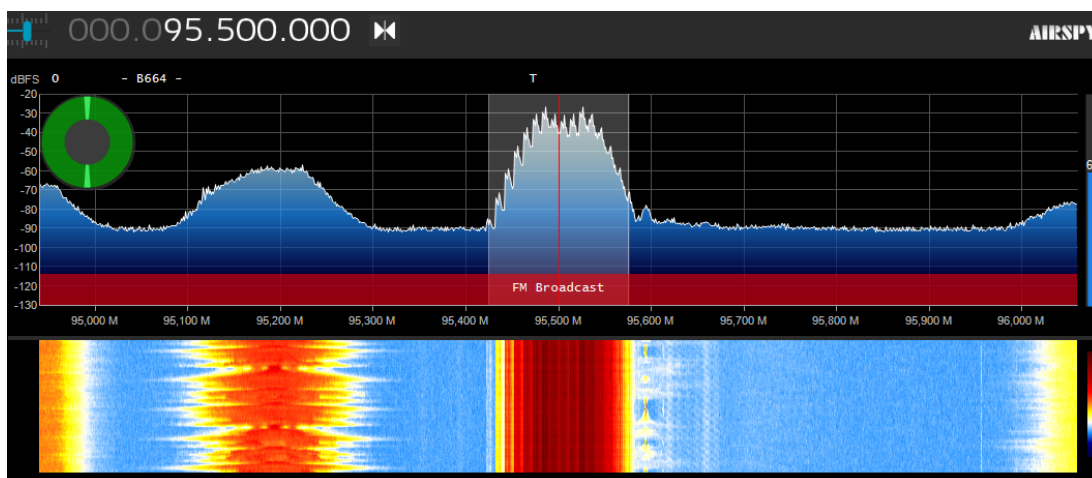
Εικόνα 2.4.7 – Ολοκληρωμένη Κατασκευή VCO-PLL

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W Ακολούθως, στην έξοδο του συστήματος συνδέεται η γέφυρα στάσιμων κυμάτων και το κύκλωμα τροφοδοτείται από το εργαστηριακό τροφοδοτικό. Η μετρούμενη ισχύς εξόδου ανέρχεται στα 2W σύμφωνα και με τη μέτρηση της εικόνας 2.4.5:



Εικόνα 2.4.8 – Μετρούμενη Ισχύ Εξόδου VCO-PLL

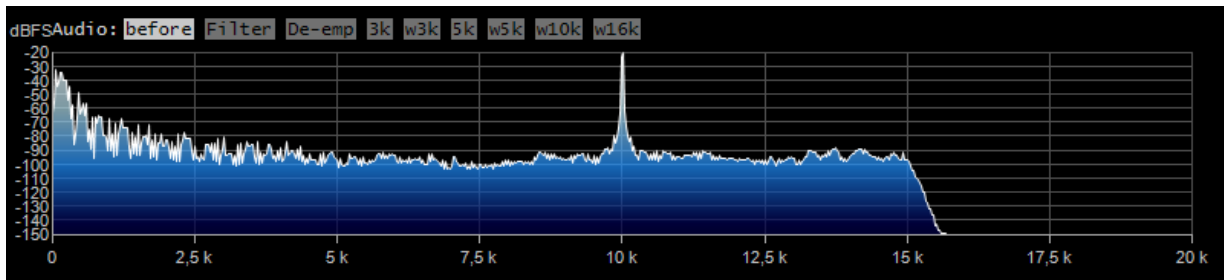
Τέλος, αφού ρυθμιστεί η κεντρική συχνότητα στα 95,5MHz εφαρμόζεται σήμα εισόδου 10kHz και πλάτος 280mV (V_{peak}). Για την ανίχνευση του σήματος χρησιμοποιείται για άλλη μια φορά δέκτης SDR δεδομένου ότι δεν μπορεί να εφαρμοστεί σήμα τέτοιας ισχύος απευθείας σε οποιονδήποτε αναλυτή φάσματος. Το φάσμα του διαμορφωμένου σήματος έτσι όπως το ανίχνευσε ο δέκτης SDR αποτυπώνεται στην ακόλουθη εικόνα:



Εικόνα 2.4.9 – Φάσμα Διαμορφωμένου Φέροντος Για Σήμα Εισόδου 10kHz

Κατασκευή Ραδιοπομπού FM με ενσωματωμένο σύστημα στερεοφωνικής διαμόρφωσης, μέσης ισχύος 100 W

Με τη συμβολή του βρόχου PLL διορθώθηκε το φαινόμενο της συχνοτικής ολίσθησης της κεντρικής συχνότητας φέροντος, προσφέροντας ιδιαίτερα μεγάλη σταθερότητα. Ταυτόχρονα, το φάσμα της αποδιαμορφωμένης πληροφορίας παρουσιάζεται στην εικόνα 2.4.10:



Εικόνα 2.4.10 - Φασματική Ανάλυση Αποδιαμορφωμένου Σήματος 10kHz

Στη παραπάνω εικόνα παρατηρείται μικρή παραμόρφωση με φασματικές συνιστώσες σε ιδιαίτερα χαμηλές συχνότητες (κάτω των 500Hz) χωρίς να διαθέτουν ιδιαίτερα μεγάλη ισχύ, (10dB λιγότερα από τη φασματική συνιστώσα των 10kHz).

3 Συμπεράσματα – Παρατηρήσεις

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αφού πρώτα πραγματοποιήθηκε η πλήρης θεωρητική ανάλυση των υποσυστημάτων που απαρτίζουν ένα ολοκληρωμένο ραδιοπομπό FM, πραγματοποιήθηκαν οι κατασκευές ορισμένων κυκλωμάτων οι οποίες απέδειξαν την πλήρη ταύτιση θεωρίας και πράξης. Αναμφίβολα, η κυκλωματική υλοποίηση τηλεπικοινωνιακών συστημάτων θεωρείται ιδιαίτερα δύσκολη και πολλές φορές χαμηλής ποιότητας, δεδομένου της δυσκολίας εύρεσης συμβατών εξαρτημάτων ηλεκτρονικής τα οποία δεν θα εισάγουν παρασιτικές συμπεριφορές σε συστήματα υψηλών συχνοτήτων. Για την κατασκευή των περισσότερων συστημάτων αντιμετωπίστηκαν ιδιαίτερες δυσκολίες όπως η αδυναμία εύρεσης ορισμένων ηλεκτρονικών στοιχείων και το μεγάλο κόστος αγοράς τους, με λογικό ακόλουθο την παρέκκλιση από τον αρχικό στόχο της εκπεμπόμενης ισχύος των 100W. Παρ' όλα αυτά, στην πορεία σχεδίασης των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων που κατασκευάστηκαν, φανερώθηκαν ιδιαίτερες παραμετροποιήσεις οι οποίες πρέπει να λαμβάνονται υπόψιν για τη σχεδίαση κάθε τηλεπικοινωνιακού και RF συστήματος. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελούν οι περιορισμοί σε σχέση με τις αποστάσεις και τις σύνθετες αντιστάσεις των διασυνδέσεων των ηλεκτρονικών στοιχείων που τέθηκαν για τον σχεδιασμό και την κατασκευή του τυπωμένου κυκλώματος του απλού VCO. Μια σημαντική παρατήρηση που σημειώθηκε στη προσπάθεια βελτίωσης των παρασιτικών συμπεριφορών, είναι ότι ειδικότερα για τα RF κυκλώματα ενδείκνυται η σχεδίασή του με στοιχεία SMD, τα οποία λόγω των μικρών διαστάσεων και επαφών μειώνουν σημαντικά τις παρασιτικές χωρητικότητες προσφέροντας σε ολόκληρο το σύστημα μεγαλύτερη ευστάθεια και αξιοπιστία.

Τέλος, παρουσιάστηκε ο ιδιαίτερος εργαστηριακός εξοπλισμός που χρειάστηκε για την μέτρηση και πιστοποίηση της ομαλής λειτουργίας των συστημάτων που κατασκευάστηκαν. Ιδιαίτερη σημασία δόθηκε στη γέφυρα στάσιμων κυμάτων, στον αναλυτή φάσματος RF σημάτων καθώς και στους σύγχρονους ψηφιακούς παλμογράφους οι οποίοι είναι σε θέση να αναλύσουν φασματικά, σήματα χαμηλών συχνοτήτων όπως τα σήματα που διαχειρίζεται και αποδίδει ο στερεοφωνικός κωδικοποιητής. Στην ίδια ενότητα και στην προσπάθεια απόδοσης μιας ολοκληρωμένης μελέτης ειδικά για τα RF συστήματα, παρουσιάστηκε και ο ψηφιακός δέκτης λογικής Software Define Radio (RTL-SDR) ο οποίος αποτελεί την τελευταία λέξη των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων εκπομπής και λήψης. Η συμβολή των δεκτών SDR είναι τόσο σημαντική που μπορεί να χαρακτηρίσει όχι μόνο τη ποιότητα ενός ραδιοπομπού, αλλά και την ποιότητα μιας ολόκληρης ραδιοζεύξης όπως πραγματοποιήθηκε στο κεφάλαιο των μετρήσεων του VCO.

4 Βιβλιογραφία

- [1] Α. Χατζόπουλος και Δ. Καρατζίδης, Τηλεπικοινωνιακά Ηλεκτρονικά Κυκλώματα, Θεσσαλονίκη : Εκδόσεις Τζιόλα, 2018.
- [2] Α. Νασιόπουλος, Τηλεπικοινωνίες - Συστήματα Διαμορφώσεων, Αθήνα: Πανεπιστημιακές Εκδόσεις Αράκυνθος, 2007.
- [3] R. W. Stewart, K. W. Barlee, D. S. Atkinson και L. H. Crockett, Software Defined Radio Using Matlab & Simulink RTL-SDR, 1st Edition επιμ., Strathclyde Academic Media, 2015.
- [4] M. Rice, Ψηφιακές Επικοινωνίες - Μια Προσέγγιση Διακριτού Χρόνου, Θεσσαλονίκη : Εκδόσεις Τζιόλα, 2009.

5 Τεχνικά Εγχειρίδια – Διαδικτυακές Πηγές

- [1] «DSO4000C Series - Hantek Electronic & Your testing solution provider,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.hantek.com/products/detail/4163>. [Πρόσβαση 2022].
- [2] «Διαμόρφωση συχνότητας (FM),» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://users.sch.gr/kgiannaras/ilektronikes-epikoinonies/diamorfosi-syxnotitas-fm.html>. [Πρόσβαση 2021].
- [3] «Amplifier Classes and the Classification of Amplifiers,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amplifier-classes.html>. [Πρόσβαση 2021].
- [4] «Circuit Simulator for Analog, Digital & MCU Circuits,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.tina.com/>. [Πρόσβαση 2021].
- [5] «Documentation/Calc Functions/BESSELJ - The Document Foundation Wiki,» [Ηλεκτρονικό]. Available: https://wiki.documentfoundation.org/Documentation/Calc_Functions/BESSELJ. [Πρόσβαση 2021].
- [6] «EAGLE | PCB Design And Electrical Schematic Software | Autodesk,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.autodesk.com/products/eagle/overview>. [Πρόσβαση 2022].
- [7] «Model 43 RF Wattmeter | Bird - The RF Experts,» [Ηλεκτρονικό]. Available: https://birdrf.com/en/Products/Test%20and%20Measurement/RF-Power-Meters/Wattmeters-Line-Sections/RF-Wattmeters/43_General-Purpose-Wattmeter.aspx. [Πρόσβαση 2021].
- [8] «Modulate broadcast FM audio signal - MATLAB,» [Ηλεκτρονικό]. Available: https://www.mathworks.com/help/comm/ref/comm.fmbroadcastmodulator-system-object.html?searchHighlight=Stereo%20Encoder&s_tid=srchtitle_Stereo%20Encoder_6. [Πρόσβαση 2021].
- [9] «Modulate using broadcast FM method - Simulink,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.mathworks.com/help/comm/ref/fmbroadcastmodulatorbaseband.html>. [Πρόσβαση 2022].
- [10] «Professional Stereo Encoder,» [Ηλεκτρονικό]. Available: http://electronics-diy.com/electronic_schematic.php?id=162.
- [11] «SDR# and Airspy Downloads - airspy.com,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://airspy.com/download/>. [Πρόσβαση 2021].
- [12] «SW3ORA website,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.qrp.gr/smartkit1w/index.htm>. [Πρόσβαση 2021].
- [13] «Silicon NPN Power Transistor 2SC1971,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://datasheet.octopart.com/2SC1971-Inchange-Semiconductor-datasheet-15978636.pdf>. [Πρόσβαση 2022].

- [14] «1.3 GHz Bidirectional I2C-bus controlled synthesizer TSA5511,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.om3bc.com/datasheets/TSA5511.PDF>. [Πρόσβαση 2022].
- [15] «SILICON NPN RF POWER TRANSISTOR MRF227,» [Ηλεκτρονικό]. Available: http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets2/20/20075_1.pdf. [Πρόσβαση 2022].
- [16] «NPN Silicon High-Frequency Transistor BFR96,» [Ηλεκτρονικό]. Available: https://www.qsl.net/df7tv/datasheets/bfr96_mot.pdf. [Πρόσβαση 2022].
- [17] «JRC NJM2035,» [Ηλεκτρονικό]. Available: https://www.mouser.com/datasheet/2/294/NJM2035_E-59638.pdf. [Πρόσβαση 2022].
- [18] «TL07xx Low-Noise FET-Input Operational Amplifiers,» [Ηλεκτρονικό]. Available: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl074.pdf?ts=1646782517105&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F. [Πρόσβαση 2022].