



ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

«Μελέτη και κατασκευή συχνομέτρου 8 ψηφίων μέχρι
60MHz και μέχρι 2.8GHz με χρήση prescaler και
γεννήτρια σημάτων από 1Hz - 10MHz»

Του φοιτητή :
Αλμπάνο Ντελίνα
Αρ. Μητρώου: 515104

Επιβλέπων
Όνοματεπώνυμο: Άγγελος Γιακουμής
Βαθμίδα: Επίκουρος Καθηγητής

Ημερομηνία 20/2/2024

Τίτλος Δ.Ε. «Μελέτη και κατασκευή συχνομέτρου 8 ψηφίων μέχρι 60MHz και μέχρι 2.8GHz με χρήση prescaler και γεννήτρια σημάτων από 1Hz - 10MHz»

Κωδικός Δ.Ε. 18131

Όνοματεπώνυμο φοιτητή/τών Αλμπάνο Ντελίγια

Όνοματεπώνυμο εισηγητή Άγγελος Γιακουμής

Ημερομηνία ανάληψης Δ.Ε. 22/11/2019

Ημερομηνία περάτωσης Δ.Ε. 20/2/2024

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

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

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

Πρόλογος

Η εργασία με τίτλο «Μελέτη και κατασκευή συχνομέτρου 8 ψηφίων μέχρι 60MHz και μέχρι 2.8GHz με χρήση prescaler και γεννήτρια σημάτων από 1Hz - 10MHz» επιλέχθηκε λόγω του συνδυασμού της θεωρητικής μελέτης κυκλωμάτων ψηφιακής και αναλογικής τεχνολογίας και των κατασκευαστικών απαιτήσεων που έχει. Μέσω της εκπόνησης της συγκεκριμένης εργασίας αναπτύχθηκε πληθώρα δεξιοτήτων και γνώσεων. Από την θεωρητική μελέτη για την κατανόηση των χαρακτηριστικών και της λειτουργίας κυκλωμάτων οργανολογίας, έως τον σχεδιασμό και την υλοποίηση της συνολικής κατασκευής παρουσιάστηκαν εμπόδια που συνεχώς έπρεπε να αναζητηθεί εξήγηση ώστε να προχωρήσει η διαδικασία, ο ορθός συλλογισμός για την αντιμετώπιση προβλημάτων επομένως ήταν ένα πολύ κρίσιμο όφελος της εργασίας. Η κατασκευή συνδυάζει ένα όργανο που εκτελεί μέτρηση συχνότητας (acquisition instrument) και ένα όργανο παροχής σημάτων διέγερσης (stimulus instrument) τα οποία μαζί αποτελούν μια ενιαία κατασκευή προς χρήση για σκοπούς ελέγχου και μετρήσεων σε εργαστηριακούς χώρους. Τέλος, εκτός από το εκπαιδευτικό – ακαδημαϊκό όφελος που είχε η εργασία, το όργανο θα χρησιμοποιηθεί για προσωπική μελλοντική έρευνα και τριβή με τα ηλεκτρονικά κυκλώματα.

Περίληψη

Το θέμα της εργασίας είναι η μελέτη και η κατασκευή ενός ενιαίου οργάνου μέτρησης συχνότητας περιοδικών σημάτων έως τα 2.8GHz και παραγωγής βασικών κυματομορφών έως τα 10MHz. Για την μέτρηση της συχνότητας σημάτων μελετήθηκαν κυκλώματα συμβατικών συχνομέτρων τα οποία αφού προσαρμόσουν το επίπεδο του πλάτους του σήματος στην αντίστοιχη κλίμακα, μετατρέπουν την μορφή του σε στενούς ορθογωνικούς παλμούς οι οποίοι τελικά εφαρμόζονται σε ψηφιακά κυκλώματα μετρητών. Το αποτέλεσμα της μέτρησης από τους καταχωρητές μεταφέρεται σε έναν ενδείκτη 16 x 2 LCD 8 ψηφίων για την ένδειξή του. Η λειτουργία του συχνομέτρου βασίζεται σε έναν μικροελεγκτή. Για όλα τα αναγκαία σήματα της προσαρμογής του σήματος και την τελική μέτρηση και ένδειξη της συχνότητας στον ενδείκτη διαμεσολαβεί ο μικροελεγκτής. Ο βασικός περιορισμός του είναι η μέγιστη συχνότητα μεταγωγής του εσωτερικού prescaler στα περίπου 60MHz. Για τον λόγο αυτό μελετήθηκε και σχεδιάστηκε κύκλωμα prescaler με λόγο διαίρεσης της συχνότητας 1000:1. Ο prescaler έχει τον δικό του περιορισμό στην μέγιστη συχνότητα λειτουργίας στα περίπου 3GHz. Το δεύτερο σκέλος της εργασίας είναι κατασκευή γεννήτριας συναρτήσεων έως 10MHz. Μετά από μελέτη των διάφορων τεχνικών, η μέθοδος που επιλέχθηκε είναι άμεση ψηφιακή σύνθεση (Direct Digital Synthesis). Οι κυματομορφές που παράγονται από το ολοκληρωμένο είναι η ημιτονική και η τριγωνική ενώ η έξοδος είναι μία. Για την παραγωγή ορθογωνικών κυματομορφών το σήμα περνάει από στάδια επεξεργασίας συγκριτών με υστέρηση. Το ολοκληρωμένο DDS μαζί με τον μικροελεγκτή ARM και ένα κύκλωμα διεπαφής χρήστη συνοψίζουν το σχέδιο της γεννήτριας συχνοτήτων. Οι τελικές μετρήσεις που παρουσιάζονται στο ΚΕΦ.7 αποδεικνύουν την επίτευξη του στόχου. Ωστόσο για να ομοιάσουν περισσότερο τα τεχνικά χαρακτηριστικά του οργάνου με αυτά της αγοράς, απαιτείται μελλοντική τριβή της RF φύσης των κυκλωμάτων διότι παρουσιάζονται προκλήσεις στις υψηλές συχνότητες.

«Research and construction of an 8 – digit frequency meter up to
60MHz and up to 2.8GHz using a prescaler and function generator from
1Hz – 10MHz »

«Albano Dellinja»

Abstract

The purpose of this thesis is the research and construction of an instrument that combines a measurement – acquisition instrument and a signal stimulus instrument. The acquisition instrument is a frequency counter with an 8-digit 16 x 2 LCD indicator and measures up to 2.8GHz frequency signals with the use of an external prescaler. This is needed because the internal prescaler of the PIC16F88 MCU the counter uses has an upper functional limitation of around 60MHz. The signal frequency signal first passes through 1000 : 1 frequency division function of the external prescaler before being applied to counter's input. The upper frequency now extends to around 3GHz, that is the upper switching limitation of the counter ICs used by the prescaler for the 1000 : 1 division. The next important task of this instrument is the signal stimuli generation operation by the frequency function generator. After a detailed investigation of the proposed techniques used for waveform generation the DDS technology was chosen for implementation. This technology was first released in the late 80's and since then the use of analog function generators slowly degraded. All the designed PCBs were placed in close but calculated proximity to each other in a single aluminum enclosure by Hammond giving a product – like image. Measurements were taken for each circuit to investigate and ensure its proper operation our purpose defined. For all the designs specification tables are given in the end chapters of this thesis.

Περιεχόμενα

Πρόλογος	IV
Περίληψη	V
Abstract	VI
Περιεχόμενα.....	VII
Κατάλογος Σχημάτων	XIII
Κατάλογος Πινάκων	XIX
Κεφάλαιο 1° : Κυματομορφές γεννήτριας συναρτήσεων	Error! Bookmark not defined.
1.1 Γενικά χαρακτηριστικά κυματομορφών	1
1.1.1 Περίοδος (T)	1
1.1.2 Συχνότητα (f)	1
1.1.3 Πλάτος (A).....	Error! Bookmark not defined.
1.1.4 Φάση (φ)	Error! Bookmark not defined.
1.2 Ημιτονοειδής κυματομορφές	Error! Bookmark not defined.
1.2.1 Συνάρτηση στιγμιαίας τάσης $V(t)$	Error! Bookmark not defined.
1.2.2 Πλάτος κορυφή σε κορυφή V_{pp}	Error! Bookmark not defined.
1.2.3 Μέση τιμή ημιπεριόδου	Error! Bookmark not defined.
1.2.4 Η ενεργός τιμή V_{rms}	Error! Bookmark not defined.
1.3 Τετραγωνικές κυματομορφές.....	Error! Bookmark not defined.
1.3.1 Ο κύκλος εργασίας (Duty cycle).....	Error! Bookmark not defined.
1.3.2 Ενεργός τιμή τετραγωνικής κυματομορφής.....	Error! Bookmark not defined.
1.3.3 Μεταβατικοί χρόνοι κατάστασης.....	Error! Bookmark not defined.
1.4 Τριγωνικές κυματομορφές ή ράμπας.....	Error! Bookmark not defined.
1.4.1 Η χαρακτηριστική συνάρτηση $V(\theta)$ του πλάτους.....	Error! Bookmark not defined.

1.4.2 Μέση τιμή τριγωνικής κυματομορφής.....	Error! Bookmark not defined.
1.4.3 Ενεργός τιμή τριγωνικής κυματομορφής.....	Error! Bookmark not defined.
1.4.4 Συμμετρία	Error! Bookmark not defined.
1.5 Σύνθετες κυματομορφές και πεδία αναπαράστασης.....	Error! Bookmark not defined.
1.5.1 Πεδία αναπαράστασης σημάτων.....	Error! Bookmark not defined.
1.5.2 Σειρές Fourier	Error! Bookmark not defined.
1.5.3 Μετασχηματισμός Fourier	Error! Bookmark not defined.
1.6 Συμπέρασμα	Error! Bookmark not defined.
Κεφάλαιο 2° : Αναλογικές τεχνικές κυματομορφών	Error! Bookmark not defined.
2.1 Γεννήτρια συναρτήσεων αναλογικής τεχνολογίας	Error! Bookmark not defined.
2.1.1 Παραγωγή τριγωνικών κυματομορφών με ολοκληρωτή	Error! Bookmark not defined.
2.1.2 Παραγωγή τετραγωνικών κυματομορφών με χρήση συγκριτών ..	Error! Bookmark not defined.
2.1.3 Σχηματοποίηση ημιτονικής κυματομορφής.....	Error! Bookmark not defined.
2.2 Ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση (Voltage Controlled Oscillators)	Error! Bookmark not defined.
2.2.1 Relaxation VCO.....	Error! Bookmark not defined.
2.2.2 Harmonic VCO	Error! Bookmark not defined.
2.3 Αρμονικοί ταλαντωτές – γεννήτριες ημιτονικών συχνοτήτων	Error! Bookmark not defined.
2.3.1 Ταλαντωτές RC.....	Error! Bookmark not defined.
2.3.2 Ταλαντωτές LC	Error! Bookmark not defined.
2.4. Συμπέρασμα - μειονεκτήματα αναλογικών γεννητριών	Error! Bookmark not defined.
Κεφάλαιο 3° : Άμεση ψηφιακή σύνθεση συχνοτήτων.....	Error! Bookmark not defined.
3.1 Αρχή λειτουργίας DDS	Error! Bookmark not defined.
3.2 Ο συσσωρευτής φάσης phase accumulator Σ	Error! Bookmark not defined.

3.3 Χαρτογράφηση φάσης σε πλάτος (phase to amplitude correspondence)**Error! Bookmark not defined.**

3.4 Περικοπή φάσης – Κλασματική διευθυνσιοδότηση (Fractional Addressing)	Error! Bookmark not defined.
3.5 Συνεχής μεταβολή φάσης (Phase continuity)	Error! Bookmark not defined.
3.6 Χαρακτηριστικά μετατροπών από ψηφιακό σε αναλογικό (DAC) και συσχέτιση με DDS ...	Error! Bookmark not defined.
3.6.1 Σφάλμα απόκλισης εκκίνησης (Offset error)	Error! Bookmark not defined.
3.6.2 Σφάλμα κέρδους (Gain error)	Error! Bookmark not defined.
3.6.3 Χρόνος αποκατάστασης (Settling time)	Error! Bookmark not defined.
3.6.4 Μεταβατικά σφάλματα (Glitches)	Error! Bookmark not defined.
3.6.5 Σφάλματα μη γραμμικότητας (Linearity errors)	Error! Bookmark not defined.
3.7 Φίλτρο αντιπαραποίησης (anti – aliasing filter)	Error! Bookmark not defined.
3.8 Πηγές θορύβου DDS	Error! Bookmark not defined.
3.8.1 Θόρυβος κβαντισμού DAC	Error! Bookmark not defined.
3.8.2 Παραμόρφωση λόγω μη γραμμικότητας DAC	Error! Bookmark not defined.
3.8.3 Παραμόρφωση λόγω περικοπής φάσης	Error! Bookmark not defined.
3.8.4 Αστάθεια ρολογιού – θόρυβος φάσης	Error! Bookmark not defined.
3.9 Συμπεράσματα ψηφιακής τεχνικής σήματος DDS	Error! Bookmark not defined.
Κεφάλαιο 4 ^ο : Μέτρηση συχνότητας και προδιαίρεση	Error! Bookmark not defined.
4.1 Συμβατικά συχνόμετρα	Error! Bookmark not defined.
4.1.1 Λειτουργία μέτρησης συχνότητας (Frequency measurement mode)	Error! Bookmark not defined.
4.1.2 Λειτουργία μέτρησης περιόδου (Period measurement mode)	Error! Bookmark not defined.
4.1.3 Λειτουργία μέτρησης διαστήματος (Time interval measurement mode)	Error! Bookmark not defined.
4.1.4 Μετρητές με προδιαίρεση (Prescaled counters)	Error! Bookmark not defined.
4.2 Προσαρμογή σήματος εισόδου (Input conditioning)	Error! Bookmark not defined.

- 4.2.1 Σύζευξη σήματος και ρύθμιση εύρους σκανδαλισμού **Error! Bookmark not defined.**
- 4.2.2 Ευαισθησία και σύνθετη αντίσταση εισόδου..... **Error! Bookmark not defined.**

4.2.3 Δυναμική περιοχή εισόδου και εξασθένιση	Error! Bookmark not defined.
4.3 Απαιτήσεις της βασικής πύλης χρονισμού (Main gate).....	Error! Bookmark not defined.
4.4 Μέτρηση της συχνότητας (Counting Registers).....	Error! Bookmark not defined.
4.4.1 Μετρητές με flip flop	Error! Bookmark not defined.
4.4.2 Μέτρηση συχνότητας με χρονιστές μικροελεγκτή	Error! Bookmark not defined.
4.5 Κρίσιμα στοιχεία ταλαντωτή χρονισμού	Error! Bookmark not defined.
4.5.1 Επιρροή θερμοκρασίας στην συχνότητα λειτουργίας.....	Error! Bookmark not defined.
4.5.2 Άλλοι παράγοντες αστάθειας της συχνότητας.....	Error! Bookmark not defined.
4.6 Λειτουργίες συχνομέτρου και σφάλματα μέτρησης	Error! Bookmark not defined.
4.6.1 Βασικά είδη σφαλμάτων μέτρησης.....	Error! Bookmark not defined.
4.6.2 Επιρροή λειτουργίας μέτρησης από τα σφάλματα.....	Error! Bookmark not defined.
4.7 Μέτρηση συχνότητας με προδιαίρεση (prescaling).....	Error! Bookmark not defined.
4.8 Ψηφιακοί μετρητές ως διαιρέτες συχνότητας	Error! Bookmark not defined.
4.9 Κλασματική διαίρεση και προγραμματιζόμενοι διαιρέτες	Error! Bookmark not defined.
4.10 Υλοποίηση προδιαιρέτη τριπλού modulus 2/3/4	Error! Bookmark not defined.
4.11 Συμπεράσματα και απαιτήσεις.....	Error! Bookmark not defined.
Κεφάλαιο 5 ^ο : Ανάλυση κυκλωμάτων και περιγραφή λειτουργίας	Error! Bookmark not defined.
5.1 Κύκλωμα γεννήτριας συχνοτήτων	Error! Bookmark not defined.
5.1.1 Δυνατότητες και Παραμετροποίηση ολοκληρωμένου γεννήτριας DDS AD9834	Error! Bookmark not defined.
5.1.2 Παραγωγή ορθογωνικών κυματομορφών – αναλογική επεξεργασία σήματος	Error! Bookmark not defined.
5.1.3 Ρύθμιση πλάτους και τάσης αναφοράς εξόδου – επιτήρηση εξόδου μέσω μικροελεγκτή ...	Error! Bookmark not defined.
5.1.4 Χαρακτηριστικά και ρύθμιση του μικροελεγκτή ADUC7024.....	Error! Bookmark not defined.

5.1.5 Συνδεσμολογία και στοιχεία διεπαφής χρήστη..... **Error! Bookmark not defined.**

5.1.6 Λογισμικό και προγραμματισμός μικροελεγκτή ADUC7024 και graphics controller**Error! Bookmark not defined.**

5.2 Κύκλωμα συχνομέτρου.....	Error! Bookmark not defined.
5.2.1 Προσαρμογή σήματος εισόδου	Error! Bookmark not defined.
5.2.2 Ενισχυτική διάταξη του σήματος εισόδου	Error! Bookmark not defined.
5.2.3 Gating βαθμίδα – δυνατότητες μικροελεγκτή PIC16F88	Error! Bookmark not defined.
5.2.4 Διεπαφή χρήστη και διασύνδεση με μικροελεγκτή	Error! Bookmark not defined.
5.2.5 Περιγραφή λειτουργιών συχνομέτρου – ενέργεια λογισμικού	Error! Bookmark not defined.
5.2.6 Προγραμματισμός μικροελεγκτή PIC16F88.....	Error! Bookmark not defined.
5.3 Κύκλωμα προδιαίρετη	Error! Bookmark not defined.
5.3.1 Προσαρμογή σήματος εισόδου και διαίρεση 1/4.....	Error! Bookmark not defined.
5.3.2 Διαίρεση 1/125 με προγραμματιζόμενο μετρητή και διαίρεση 1/2	Error! Bookmark not defined.
5.3.3 Διαφορική μεταγωγική βαθμίδα εξόδου – συμπληρωματικές έξοδοι	Error! Bookmark not defined.
5.4 Κύκλωμα τροφοδοσίας	Error! Bookmark not defined.
5.5 Απαιτήσεις και δυσκολίες σχεδίασης – συμπεράσματα	Error! Bookmark not defined.
Κεφάλαιο 6 ^ο : Σχεδίαση PCB και υλοποίηση κατασκευής.....	Error! Bookmark not defined.
6.1 Περιβάλλον και διαδικασία σχεδίασης PCB.....	Error! Bookmark not defined.
6.1.1 Αναφορά στο EDA Altium Designer.....	Error! Bookmark not defined.
6.1.2 Διαδικασία σχεδίασης PCB	Error! Bookmark not defined.
6.2 Παρουσίαση PCB	Error! Bookmark not defined.
6.2.1 PCB γεννήτριας συχνοτήτων	Error! Bookmark not defined.
6.2.2 PCB κυκλώματος συχνομέτρου	Error! Bookmark not defined.
6.2.3 Βοηθητικά PCB – PCB panel	Error! Bookmark not defined.
6.2.4 PCB προδιαίρετη	Error! Bookmark not defined.
6.2.5 PCB τροφοδοτικού.....	Error! Bookmark not defined.
6.3 Χαρακτηριστικά κουτιού κατασκευής και τοποθέτηση των PCB...	Error! Bookmark not defined.

6.3.1 Χαρακτηριστικά κουτιού κατασκευής.....	Error! Bookmark not defined.
6.3.2 Ανάγκη για κατεργασία του κουτιού – διαδικασία διαμόρφωσης	Error! Bookmark not defined.
6.3.3 Τοποθέτηση και διασύνδεση των PCB στο κουτί.....	Error! Bookmark not defined.
6.4 Κόστος και δυσκολίες της κατασκευής – Συμπεράσματα	Error! Bookmark not defined.
Κεφάλαιο 7° : Μετρήσεις και τεχνικά χαρακτηριστικά κατασκευής.....	Error! Bookmark not defined.
7.1 Τεχνικά χαρακτηριστικά γεννήτριας συχνοτήτων	Error! Bookmark not defined.
7.2 Τεχνικά χαρακτηριστικά συχνομέτρου	Error! Bookmark not defined.
7.3 Τεχνικά χαρακτηριστικά προδιαμέτρη 1000:1	Error! Bookmark not defined.
7.4 Συμπεράσματα διαδικασίας μετρήσεων	Error! Bookmark not defined.
Κεφάλαιο 8° :Συμπεράσματα και προτάσεις για μελλοντική βελτίωση	Error! Bookmark not defined.
8.1 Δυσκολίες στην εύρεση κατάλληλης βιβλιογραφίας	Error! Bookmark not defined.
8.2 Προβλήματα ελέγχου ορθότητας λειτουργίας	Error! Bookmark not defined.
8.3 Επίτευξη στόχων και αδυναμίες οργάνου.....	Error! Bookmark not defined.
8.4 Προτάσεις για μελλοντική βελτίωση – Συμπέρασμα.....	Error! Bookmark not defined.
BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΚΕΣ ΑΝΑΦΟΡΕΣ	Error! Bookmark not defined.

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.1: Ημιτονοειδές κύμα με διάφορες τιμές φάσης.....	2
Σχήμα 1.2: Τετραγωνική κυματομορφή	5
Σχήμα 1.3: Κυματομορφή ράμπας.....	6
Σχήμα 1.4 Sawtooth κυματομορφή.....	6
Σχήμα 1.5 : Τετραγωνικό κύμα με $N = 1000$	8
Σχήμα 1.6α: Τιμές A_n και B_n	10
Σχήμα 1.6β: Το μέτρο των όρων A_n και B_n	10
Σχήμα 1.7: Μετασχηματισμός Fourier τετραγωνικού παλμού	12
Σχήμα 2.1: Δομικό διάγραμμα αναλογικής γεννήτριας συναρτήσεων	13
Σχήμα 2.2: Ολοκληρωτής με τελεστικό ενισχυτή.....	14
Σχήμα 2.3: Είσοδος και έξοδος ολοκληρωτή σε χρονικό συσχετισμό	14
Σχήμα 2.4: Ανιχνευτής μηδενός.....	15
Σχήμα 2.5: Έξοδος ανιχνευτή μηδενός.....	15
Σχήμα 2.6: Αναστρέφων συγκριτής με υστέρηση	16
Σχήμα 2.7: Χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος διόδου.....	1Error! Bookmark not defined.
Σχήμα 2.8: Σχηματοποίηση ημιτονικής κυματομορφής με διόδους	1Error! Bookmark not defined.
Σχήμα 2.9α : Αναλογική γεννήτρια συναρτήσεων με διακριτά στοιχεία	18
Σχήμα 2.9β : Κυματομορφές εξόδου αναλογικής γεννήτριας σε χρονικό συσχετισμό	19
Σχήμα 2.10 : Σχηματικό διάγραμμα relaxation VCO	20
Σχήμα 2.11: Ταλαντωτής WIEN.....	21
Σχήμα 2.12α: Ταλαντωτής καθυστέρησης φάσης.....	22
Σχήμα 2.12β: Ταλαντωτής προπορείας φάσης.....	22

Σχήμα 2.13α:Συνδεσμολογία ταλαντωτή Colpitts	23
Σχήμα 2.13β: Συνδεσμολογία ταλαντωτή Clapp	24
Σχήμα 3.1 : Block διάγραμμα γεννήτριας ψηφιακής σύνθεσης DDS.....	26
Σχήμα 3.2 : Wrapped και Unwrapped φάση συσσωρευτή.....	28
Σχήμα 3.3α : Ακολουθία Sawtooth κυματομορφών για non radix-2 βήμα φ	30
Σχήμα 3.3β : Μια περίοδος για non radix-2 φ	30
Σχήμα 3.4 : Χαρτογράφηση ημιτονικής κυματομορφής – πίνακας wavetable.....	32
Σχήμα 3.5 : Ο τροχός της φάσης με κλασματική διευθυνσιοδότηση	33
Σχήμα 3.6 : Κλασματικός συσσωρευτής	34
Σχήμα 3.7α : Ασυνέχεια κυματομορφής εξόδου.....	35
Σχήμα 3.7β : Συνεχής έξοδος για μεταβατική αλλαγή φάσης	36
Σχήμα 3.8 : Αναλογική τάση εξόδου DAC σε συνάρτηση με την ψηφιακό κωδικό εισόδου 3Error! Bookmark not defined.	
Σχήμα 3.9 : Έξοδος $\sin(x)/x$ DAC	40
Σχήμα 3.10 : Βελτίωση του SQR λόγω oversampling.....	42
Σχήμα 3.11α : Αρμονική παραμόρφωση λόγω μη γραμμικότητας DAC	43
Σχήμα 3.11β : Συχνότητες από ενδοδιαμόρφωση λόγω μη γραμμικότητας DAC.....	43
Σχήμα 3.12α : Κωδικός συσσωρευτή που προκαλεί το μέγιστο πλάτος θορύβου.....	45
Σχήμα 3.12β : Κωδικός συσσωρευτή που δεν προκαλεί θόρυβο.....	45
Σχήμα 3.13 : Sawtooth κυματομορφή του σφάλματος περικοπής.....	46
Σχήμα 3.14 : Επαναχарτογράφηση των αρμονικών της Sawtooth κυματομορφής.....	46
Σχήμα 3.15 : Η παρουσία jitter ως διεύρυνση της θεμελιώδους συχνότητας 4Error! Bookmark not defined.	
Σχήμα 3.16 : Έξοδος DAC σε συγχρονισμό με θορυβώδες ρολόι χρονισμού.....	48
Σχήμα 3.17 : Το αποτέλεσμα της κυματομορφής μετά το φίλτρο αντιπαραποίησης	48

Σχήμα 4.1 : Διάγραμμα block μέτρησης συχνότητας	51
Σχήμα 4.2 : Διάγραμμα Block μέτρησης περιόδου.....	52
Σχήμα 4.3 : Διάγραμμα block μέτρησης διαστήματος.....	52
Σχήμα 4.4 : Διάγραμμα block μετρητή συχνότητας με προδιαίρεση.....	53
Σχήμα 4.5 : Τα λογικά βήματα προσαρμογής του σήματος.....	54
Σχήμα 4.6 : Ασύγχρονος αύξων μετρητής mod16	56
Σχήμα 4.7 : Σύγχρονος αύξων μετρητής mod16.....	56
Σχήμα 4.8α : Ψηφιακός μετρητής ενός bit.....	63
Σχήμα 4.8β : Κυματομορφές μετρητή ενός bit	63
Σχήμα 4.9 : Κλασματική διαίρεση με κυκλώματα μετρητών	65
Σχήμα 4.10 : Διαιρέτης διπλού λόγου διαίρεσης 2/3	65
Σχήμα 4.11 : Οι κυματομορφές των σημάτων του διαιρέτη modulus 3 σε χρονικό συσχετισμό	6Error! Bookmark not defined.
Σχήμα 4.12 : Υλοποίηση διαιρέτη με τριπλό λόγο διαίρεσης 2/3/4	6Error! Bookmark not defined.
Σχήμα 5.1 : Block διάγραμμα DDS γεννήτριας AD9834	Error! Bookmark not defined.2
Σχήμα 5.2 : Παραμετροποίηση του AD9834 σε λειτουργία απλής εξόδου	Error! Bookmark not defined.2
Σχήμα 5.3 : Αναλογική επεξεργασία της εξόδου IOUT του AD9834 και παραγωγή ορθογωνικών κυματομορφών με χρήση συγκριτών.....	Error! Bookmark not defined.5
Σχήμα 5.4 : Ρύθμιση πλάτους και αναφοράς και επιτήρηση του σήματος εξόδου	Error! Bookmark not defined.7
Σχήμα 5.5 : Το διάγραμμα Block του μικροελεγκτή ADUC7024	Error! Bookmark not defined.9
Σχήμα 5.6 : Η συνδεσμολογία του μικροελεγκτή ADUC7024 και των στοιχείων της διεπαφής χρήστη...80	
Σχήμα 5.7 : Ενδεικτική προτεινόμενη παραμετροποίηση της οθόνης Nokia 6100	82
Σχήμα 5.8 : Κύκλωμα προσαρμογής σήματος εισόδου	85
Σχήμα 5.9 : Κύκλωμα ενίσχυσης του σήματος εισόδου	86

Σχήμα 5.10 : Η συνδεσμολογία του ψηφιακού τμήματος του κυκλώματος **Error!** **Bookmark** **not** **defined.**

Σχήμα 5.11 : Το ισοδύναμο κύκλωμα του ολοκληρωμένου SN74LVC2G132	88
Σχήμα 5.12 : Συνδεσμολογία για προγραμματισμό του PIC16F88	91
Σχήμα 5.13 : Κύκλωμα προσαρμογής εισόδου και διαίρεση 1/4.....	92
Σχήμα 5.14 : Κύκλωμα διαίρεσης 1/125 και 1/2	93
Σχήμα 5.15 : Συμπληρωματικό κύκλωμα εξόδου	95
Σχήμα 5.16 : Σχηματικό του γραμμικού τροφοδοτικού υλοποίησης.....	96
Σχήμα 5.17 : Ρύθμιση μετασχηματιστή σε ένα ή δύο δευτερεύοντα	96
Σχήμα 6.1 : Πάνω όψη PCB σχεδίου γεννήτριας συχνοτήτων	102
Σχήμα 6.2 : Κάτω όψη PCB σχεδίου γεννήτριας συχνοτήτων	102
Σχήμα 6.3 : Πάνω όψη PCB 3D σχεδίου γεννήτριας συχνοτήτων	103
Σχήμα 6.4 : Κάτω όψη PCB 3D σχεδίου γεννήτριας συχνοτήτων	103
Σχήμα 6.5 : Πάνω όψη PCB κατασκευής γεννήτριας συχνοτήτων	104
Σχήμα 6.6 : Κάτω όψη PCB κατασκευής γεννήτριας συχνοτήτων.....	104
Σχήμα 6.7 : Πάνω και κάτω όψη PCB σχεδίου συχνομέτρου	106
Σχήμα 6.8 : Πάνω και κάτω όψη PCB 3D σχεδίου συχνομέτρου.....	106
Σχήμα 6.9 : Πάνω και κάτω όψη PCB κατασκευής συχνομέτρου.....	10Error! Bookmark not defined.
Σχήμα 6.10 : Κάτω όψη PCB σχεδίου βοηθητικής πλακέτας.....	109
Σχήμα 6.11 : Πάνω όψη PCB σχεδίου βοηθητικής πλακέτας.....	109
Σχήμα 6.12 : Κάτω όψη PCB σχεδίου 3D βοηθητικής πλακέτας.....	110
Σχήμα 6.13 : Πάνω όψη PCB σχεδίου 3D βοηθητικής πλακέτας.....	110
Σχήμα 6.14 : Κάτω όψη PCB κατασκευής βοηθητικής πλακέτας.....	111
Σχήμα 6.15 : Πάνω όψη PCB κατασκευής βοηθητικής πλακέτας.....	111
Σχήμα 6.16 : Πάνω και κάτω όψη PCB σχεδίου πλακέτας διακοπών	112

Σχήμα 6.17 : Πάνω και κάτω όψη PCB 3D σχεδίου πλακέτας διακοπών.....	112
Σχήμα 6.18 : Πάνω και κάτω όψη PCB κατασκευής πλακέτας διακοπών.....	113
Σχήμα 6.19 : Πάνω και κάτω όψη PCB σχεδίου prescaler	114
Σχήμα 6.20 : Πάνω και κάτω όψη PCB 3D σχεδίου prescaler	115
Σχήμα 6.21 : Πάνω και κάτω όψη PCB κατασκευής prescaler	115
Σχήμα 6.22 : Η θωράκιση του prescaler	116
Σχήμα 6.23 : PCB σχέδιο τροφοδοτικού.....	11 Error! Bookmark not defined.
Σχήμα 6.24 : PCB 3D σχέδιο τροφοδοτικού.....	118
Σχήμα 6.25 : PCB κατασκευή τροφοδοτικού	118
Σχήμα 6.26 : Το κουτί της κατασκευής ανεπεξέργαστο και το 3D μοντέλο του.....	119
Σχήμα 6.27 : Αποτέλεσμα κατεργασίας της πρόσοψης του κουτιού	121
Σχέδιο 6.28 : Στερέωση των βοηθητικών PCB στο panel	122
Σχέδιο 6.29 : Εδραίωση του PCB της γεννήτριας συχνοτήτων πάνω στο PCB του τροφοδοτικού	123
Σχήμα 6.30 : Στερέωση των PCB συχνομέτρου και προδιαίρετη στην οπίσθια πρόσοψη	123
Σχήμα 6.31 : Το αποτέλεσμα της τοποθέτησης όλων των PCB στο κουτί χωρίς τα μέσα διασύνδεσης...124	
Σχήμα 6.32 : Το αποτέλεσμα της τοποθέτησης όλων των PCB στο κουτί με τα μέσα διασύνδεσης..	125
Σχήμα 6.33 : Η τελική κατασκευή του οργάνου με κλειστό το κουτί	126
Σχήμα 7.1 : Ανώτατο όριο ημιτονικής συχνότητας	128
Σχήμα 7.2 : Ανώτατο όριο ορθογωνικής συχνότητας.....	129
Σχήμα 7.3 : Ανώτατο όριο τριγωνικής συχνότητας	129
Σχήμα 7.4 : Διακύμανση ημιτονικής εξόδου για P1-2 = +1.25V	130
Σχήμα 7.5 : Διακύμανση ημιτονικής εξόδου για P1-2 = -1.25V	131
Σχήμα 7.6 : Διακύμανση τριγωνικής εξόδου για P1-2 = +1.25V	131

Σχήμα 7.7 : Διακύμανση τριγωνικής εξόδου για P1-2 = -1.25V	132
Σχήμα 7.8 : Διακύμανση ορθογωνικής εξόδου για P1-2 = +1.25V	132
Σχήμα 7.9 : Διακύμανση ορθογωνικής εξόδου για P1-2 = -1.25V	133
Σχήμα 7.10 : Γραφική παράσταση ευαισθησίας συχνομέτρου	136
Σχήμα 7.11 : Ένδειξη της μικρότερης μετρούμενης συχνότητας	13Error! Bookmark not defined.
Σχήμα 7.12 : Ένδειξη μέτρησης 10MHz της γεννήτριας DDS.....	13Error! Bookmark not defined.
Σχήμα 7.13 : Έξοδος προδιαρρέτη για Fin = 10MHz 140	140
Σχήμα 7.14 : Έξοδος προδιαρρέτη για Fin = 100MHz.....	140
Σχήμα 7.15 : Έξοδος προδιαρρέτη για Fin = 500MHz.....	141
Σχήμα 7.16 : Έξοδος προδιαρρέτη για Fin = 1000MHz.....	141
Σχήμα 7.17 : Έξοδος προδιαρρέτη για Fin = 2000MHz.....	142
Σχήμα 7.18 : Έξοδος προδιαρρέτη για Fin = 3200MHz.....	142

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1.1: Προσεγγιστικοί υπολογισμοί κρίσιμων χαρακτηριστικών κλασσικών κυματομορφών	7
Πίνακας 4.1 : Τυπικές τιμές αστάθειας κρυσταλλικών ταλαντωτών.....	59
Πίνακας 4.2 : Πηγές σφάλματος για διαφορετικές λειτουργίες μέτρησης συχνομέτρου	60
Πίνακας 4.3 : Καταστάσεις σημάτων modulus 3.....	63
Πίνακας 4.4 : Πίνακας αληθείας XNOR.....	6Error! Bookmark not defined.
Πίνακας 4.5 : Δυνατές καταστάσεις διαιρέτη MOD3.....	6Error! Bookmark not defined.
Πίνακας 4.6 : Επιλογή διαίρεσης μέσω των bit ελέγχου	69
Πίνακας 7.1 : Αρχικό πλάτος 0.5Vpp: Αριθμητικά δεδομένα	134
Πίνακας 7.2 : Αρχικό πλάτος 5Vpp	134
Πίνακας 7.3 : Αρχικό πλάτος 15Vpp	134
Πίνακας 7.4 : Αρχικό πλάτος 1.5Vpp	134
Πίνακας 7.5 : Προδιαγραφές γεννήτριας συχνοτήτων.....	135
Πίνακας 7.6 : Προδιαγραφές συχνομέτρου.....	13Error! Bookmark not defined.
Πίνακας 7.7 : Απαιτούμενη ισχύς σήματος σε συνάρτηση με την συχνότητα	139
Πίνακας 7.8 : Προδιαγραφές προδιαιρέτη: Αριθμητικά δεδομένα	143

Κεφάλαιο 1^ο : Κυματομορφές γεννήτριας συναρτήσεων

Μια γεννήτρια σήματος είναι ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα που παράγει πληθώρα ηλεκτρικών σημάτων με πολλές δυνατότητες ελέγχου των χαρακτηριστικών αυτών. Χρησιμοποιούνται για την διέγερση οποιουδήποτε είδους συστήματος που η είσοδός του ελέγχεται από ηλεκτρικά σήματα με σκοπούς που έχουν να κάνουν με την εξακρίβωση ή τον χειρισμό της λειτουργίας του. Συχνά χρησιμοποιείται ο όρος γεννήτρια συναρτήσεων εναλλακτικά του όρου γεννήτρια σήματος. Ως κυματομορφή ορίζεται η απεικόνιση του στιγμιότυπου του σήματος σε συνάρτηση με τον χρόνο, αφορά δηλαδή την γραφική παράσταση της μεταβολής του πλάτους του σήματος στο πεδίο του χρόνου. Λόγω της σημαντικότητας του όρου οι γεννήτριες σήματος λέγονται και γεννήτριες κυματομορφών. Οι κυματομορφές που παράγει μια κλασική γεννήτρια συναρτήσεων είναι εναλλασσόμενα σήματα AC.

1.1 Γενικά χαρακτηριστικά κυματομορφών

Τα τέσσερα βασικότερα χαρακτηριστικά των κυματομορφών είναι :

- Η περίοδος (T)
- Η συχνότητα (f)
- Το πλάτος (A)
- Η φάση (φ)

1.1.1 Περίοδος (T)

Η περίοδος T της κυματομορφής ορίζεται ως το χρονικό διάστημα στο οποίο το σήμα λαμβάνει όλες τις τιμές του, ή αλλιώς το χρονικό διάστημα που απαιτείται για την ολοκλήρωση ενός κύκλου.

1.1.2 Συχνότητα (f)

Η συχνότητα f ορίζεται ως ο ρυθμός ολοκλήρωσης των κύκλων ανά δευτερόλεπτο και μετριέται σε Hz. Η σχέση που συνδέει την συχνότητα f με την περίοδο T είναι :

$$f = \frac{1}{T} \quad (1.1)$$

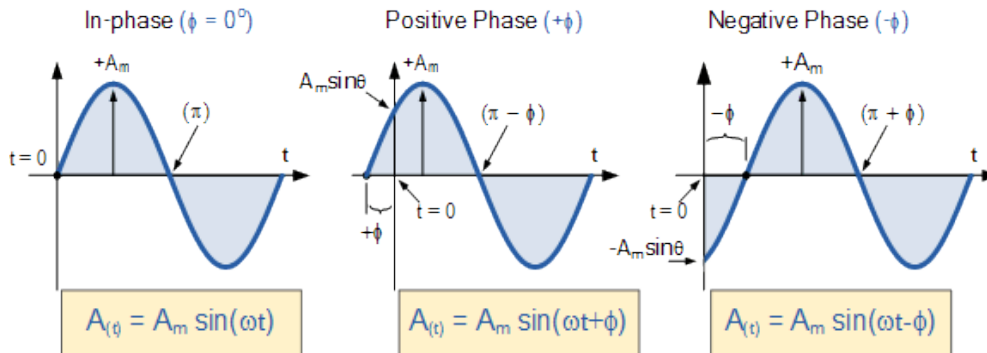
1.1.3 Πλάτος (A)

Το πλάτος A είναι η μέγιστη κατακόρυφη διακύμανση στιγμιαίου πλάτους από την αρχή των αξόνων που σημειώνεται σε έναν κύκλο του σήματος και αναπαριστά το μέτρο της δύναμής του.

1.1.4 Φάση (φ)

Η φάση του σήματος φ ορίζεται για ημιτονοειδή σήματα που έχουν την ίδια συχνότητα ως ο χρονικός συσχετισμός τους από ένα σημείο αναφοράς και μετριέται σε μοίρες ή ακτίνια. Εκφράζει την χρονική μετατόπιση μεταξύ δύο κυματομορφών ίδιας συχνότητας. Ένας κύκλος του σήματος ισοδυναμεί με γωνία φάσης 360 μοιρών ή 2π rad.

1.2 Ημιτονοειδής κυματομορφές



Σχήμα 1.1: Ημιτονοειδές κύμα με διάφορες τιμές φάσης

Το βασικότερο είδος κυματομορφής που παράγει μια γεννήτρια σήματος είναι οι ημιτονοειδείς (sinusoids) κυματομορφές. Είναι οι πιο κλασικές ανάμεσα σε όλες λόγω της χρησιμότητάς τους αλλά και των μαθηματικών ιδιοτήτων τους. Τις συναντάμε ευρέως στις τηλεπικοινωνίες, στην παραγωγή και διάδοση του ηλεκτρικού ρεύματος, σε συστήματα ενισχυτών, σε κυκλώματα σύνθεσης συχνότητας, σε κυκλώματα ισχύος όπως οι αντιστροφείς και πολλά άλλα.

Τα βασικότερα χαρακτηριστικά των ημιτονοειδών κυματομορφών είναι :

- Η χαρακτηριστική συνάρτηση $V(t)$
- Το πλάτος V_p
- Το πλάτος από κορυφή σε κορυφή V_{pp}
- Η μέση τιμή του σήματος V_{avg}
- Η ενεργός τιμή V_{rms}

1.2.1 Συνάρτηση στιγμιαίας τάσης $V(t)$

Η ημιτονοειδής κυματομορφή περιγράφεται από την τριγωνομετρική εξίσωση :

$$V(t) = V_p \sin(\omega t + \phi_0) \quad (1.2)$$

Όπου $V(t)$ ή στιγμιαία τιμή του πλάτους της τάσης, V_p είναι το πλάτος κορυφής της τάσης του και χαρακτηρίζει την μέγιστη τιμή του σήματος σε μια ημιπερίοδο, ω είναι η κυκλική συχνότητα και ισούται με $\omega = 2\pi f$ η οποία μετριέται σε rad/s, ϕ_0 είναι η αρχική φάση που είχε το σήμα, ενώ η παράμετρος $\Phi = \omega t + \phi_0$ είναι η φάση του σήματος κατά την χρονική στιγμή t .

Οι ημιτονοειδείς κυματομορφές μπορούν να αναπαρασταθούν και σε πολική μορφή που προκύπτει από απλές μετατροπές με χρήση των εξισώσεων του Euler :

Από :

$$V(t) = V_p \sin(\omega t + \phi_0)$$

$$\Sigma \varepsilon \quad V = V_p * e^{j\varphi_0} \quad (1.3)$$

Όπου V είναι μιγαδικός αριθμός με μέτρο V_p και γωνία φ_0 . Το V παριστάνει το την τιμή του εναλλασσόμενου μεγέθους $V(t)$ για δεδομένη κυκλική συχνότητα ω .

1.2.2 Πλάτος κορυφή σε κορυφή V_{pp}

Το πλάτος από κορυφή σε κορυφή (peak to peak) ενός ημιτονοειδούς σήματος είναι η κατακόρυφη διακύμανση από την μέγιστη τιμή του πλάτους κατά την θετική ημιπερίοδο έως την ελάχιστη τιμή του πλάτους κατά την αρνητική ημιπερίοδο. Ισούται με το διπλάσιο το πλάτους κορυφής.

1.2.3 Μέση τιμή ημιπεριόδου

Η μέση τιμή (average value) ενός σήματος εκφράζεται από τον μέσο όρο των τιμών που λαμβάνει το σήμα. Δηλαδή είναι :

$$V_{avg} = \frac{y_1+y_2+\dots+y_n}{n} \quad (1.4)$$

Το διάστημα από a έως b υπολογίζεται με το ορισμένο ολοκλήρωμα:

$$V_{avg} = \frac{\int_a^b f(x)dx}{b-a} \quad (1.5)$$

Η μέση τιμή της ημιπεριόδου έχει νόημα να υπολογιστεί και προκύπτει με το ολοκλήρωμα από 0 έως π (μισός κύκλος).

$$\begin{aligned} V_{avg} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_p \sin \theta d\theta \\ \Rightarrow V_{avg} &= \frac{2V_p}{\pi} = 0.637 V_p \end{aligned} \quad (1.6)$$

1.2.4 Η ενεργός τιμή V_{rms}

Μια άλλη πολύ βασική παράμετρος είναι αυτή της ενεργούς τιμής RMS(Root Mean Square). Ορίζεται ως η τιμή της συνεχούς τάσης που παράγει την ίδια μέση ισχύ με την εναλλασσόμενη. Με άλλα λόγια η ενεργός τιμή του σήματος είναι η ισοδύναμη μέση τιμή DC που παράγει τα ίδια θερμικά αποτελέσματα με το σήμα AC.

Υπολογίζεται αν διαιρέσουμε την κυματομορφή σε ίσα διαδοχικά τμήματα και πάρουμε την τετραγωνική ρίζα του λόγου του αθροίσματος των τετραγώνων κάθε διαδοχικής τιμής διά το πλήθος αυτών. Φυσικά σε συνεχή χρόνο θα υπολογίσουμε το ανάλογο ολοκλήρωμα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1°

Γενικά είναι :

$$\sqrt{\frac{(\text{\acute{\alpha}\theta\rho\iota\sigma\mu\ \tau\omega\upsilon\ \delta\iota\alpha\delta\omicron\chi\iota\kappa\acute{\omega}\nu\ \tau\epsilon\tau\alpha\gamma\mu\acute{\epsilon}\nu\omega\upsilon)^2}{\text{\pi\lambda\acute{\eta}\theta\omicron\varsigma\ \tau\epsilon\tau\alpha\gamma\mu\acute{\epsilon}\nu\omega\upsilon}}}$$

Λόγω της συμμετρίας του ημιτονικού σήματος η ενεργός τιμή είναι η ίδια είτε υπολογιστεί για ένα τέταρτο του κύκλου της είτε για όλον τον κύκλο. Για τον λόγο αυτό υπολογίζεται η ενεργός τιμή για ένα τέταρτο του κύκλου $\pi/2$ χωρίς αυτό να επηρεάζει το αποτέλεσμα.

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\pi/2} (V_p \sin\theta)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2V_p^2}{\pi} \left(\frac{\theta}{2} - \frac{1}{4} \sin 2\theta\right) \Big|_0^{\pi/2}} \\ &\Rightarrow \frac{\sqrt{2} * V_p}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{2} - \frac{1}{4} \sin\pi\right) - \left(\frac{0}{2} - \frac{1}{4} \sin 0\right)} = \frac{\sqrt{2} V_p}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{4} - 0\right) - (0 - 0)} \\ &\Rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} * V_p \end{aligned} \tag{1.7}$$

1.3 Τετραγωνικές κυματομορφές

Οι ορθογωνικές κυματομορφές είναι πολύ γνωστές για την επίτευξη χρονισμού σε ψηφιακά κυκλώματα, σε κυκλώματα διακοπών, σε κυκλώματα ελέγχου εύρους παλμού, στον έλεγχο απόκρισης ενισχυτών, σε κυκλώματα δειγματοληψίας, στην ψηφιακή μετάδοση δεδομένων κ.α. Οι ορθογωνικές κυματομορφές μεταβάλλονται μεταξύ δύο επιπέδων τάσης. Οι μεταβολές μπορεί να είναι συμμετρικές ως προς τον άξονα του χρόνου x , μπορεί όμως να είναι ασυμμετρικές γύρω από DC τιμή.

Τα βασικά χαρακτηριστικά των ορθογωνικών κυματομορφών είναι :

- **Ο κύκλος εργασίας**
- **Η ενεργός τιμή**
- **Οι μεταβατικοί χρόνοι κατάστασης**

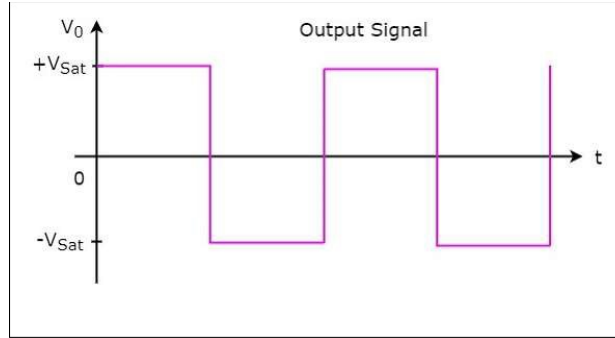
1.3.1 Ο κύκλος εργασίας (Duty cycle)

Οι τιμές που λαμβάνει μια τετραγωνική κυματομορφή περιγράφονται από την παρακάτω εξίσωση :

$$f(t) = \begin{cases} A, & \text{για } 0 \leq t < T/2 \\ -A, & \text{για } T/2 \leq t \leq T \end{cases} \tag{1.8}$$

Ο κύκλος εργασίας (Duty Cycle) ορίζεται ως ο λόγος της χρονικής διάρκειας (t_{ON}) που το σήμα λαμβάνει πλάτος A διά την περίοδο του σήματος T , που είναι το άθροισμα των χρόνων t_{ON} και t_{OFF} . Δηλαδή:

$$DC = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} 100\% \tag{1.9}$$



Σχήμα 1.2: Τετραγωνική κυματομορφή

1.3.2 Ενεργός τιμή τετραγωνικής κυματομορφής

Στην περίπτωση που το σήμα είναι εναλλασσόμενο τότε η μέση τιμή του είναι μηδέν και η ενεργός τιμή του είναι ίση με το εκάστοτε πλάτος του, δηλαδή :

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{\frac{T}{2}} V_o^2 dt + \frac{1}{T} \left(\int_{\frac{T}{2}}^T V_o^2 dt \right) \right)}$$

$$\Rightarrow \sqrt{\frac{V_o^2}{T} T} = V_o \quad (1.10)$$

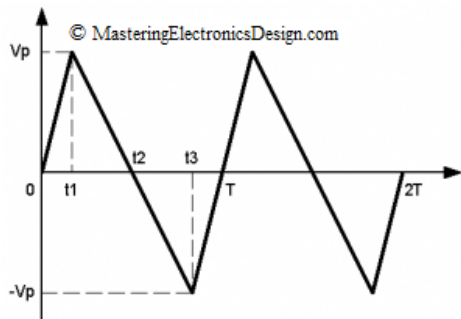
1.3.3 Μεταβατικοί χρόνοι κατάστασης

Στις γεννήτριες τετραγωνικών κυματομορφών η έξοδος δεν δύναται να πραγματοποιεί ακαριαίες μεταβάσεις από την μία κατάσταση στην άλλη, υπάρχει κάποια χρονοκαθυστέρηση της μετάβασης λόγω έμφυτων περιορισμών στην εκάστοτε υλοποίηση. Οι μεταβατικοί χρόνοι ανόδου t_R και καθόδου t_F περιγράφουν αυτές τις καθυστερήσεις, όπου t_R είναι το χρονικό διάστημα που περνάει ώστε το θετικό μέτωπο της κυματομορφής να μεταβεί από το 10% στο 90% της μέγιστης τιμής του, αντίστοιχα ορίζεται και το t_F για το αρνητικό μέτωπο.

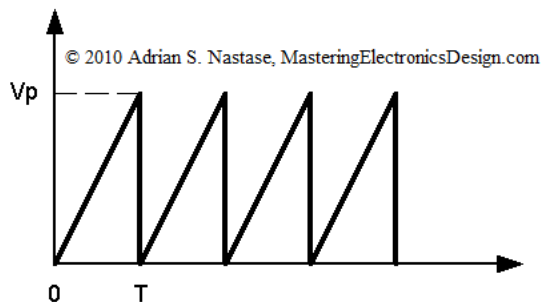
1.4 Τριγωνικές κυματομορφές ή ράμπας

Καλύτερα χαρακτηρίζονται ως κυματομορφές ράμπας γιατί οι χρόνοι ανόδου και καθόδου δεν είναι πάντα ίσοι. Βρίσκουν ευρεία εφαρμογή στα ηλεκτρονικά όπως στον έλεγχο ενισχυτών, στον έλεγχο της γραμμικότητας κυκλωμάτων, στην διαμόρφωση συχνότητας (FM), στην διαμόρφωση εύρους παλμού (PWM), στους ταλαντωτές ελεγχόμενους από τάση (VCO), στις γεννήτριες sweep, στον συγχρονισμό κυκλωμάτων κ.α. Από τις τετραγωνικές κυματομορφές μπορούμε να οδηγηθούμε στις τριγωνικές μέσω της πράξης της ολοκλήρωσης. Οι κυματομορφές ράμπας εναλλάσσονται μεταξύ μιας θετικής και μιας αρνητικής τιμής λαμβάνοντας με γραμμικό τρόπο κάθε τιμή που μεσολαβεί μεταξύ αυτών. Αν ο ρυθμός μεταβολής του πλάτους είναι σταθερός σε όλον τον κύκλο τότε είναι μια καθαρή τριγωνική κυματομορφή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο



Σχήμα 1.3: Κυματομορφή ράμπας



Σχήμα 1.4 Sawtooth κυματομορφή

ΠΗΓΗ: <https://masteringelectronicsdesign.com/>

Τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά τους είναι :

- Η χαρακτηριστική συνάρτηση $V(\theta)$
- Η μέση τιμή του πλάτους
- Η ενεργός τιμή του πλάτους
- Η συμμετρία

1.4.1 Η χαρακτηριστική συνάρτηση $V(\theta)$ του πλάτους

Για μια τριγωνική κυματομορφή η στιγμιαία τιμή του πλάτους της περιγράφεται από την παρακάτω συνάρτηση :

$$V(\theta) = \frac{2}{\pi} V_p * \theta \quad (1.11)$$

Όπου θ είναι η φάση του σήματος σε ακτίνια. Το στιγμιαίο πλάτος της τριγωνικής κυματομορφή είναι γραμμική συνάρτηση της φάσης του θ με κλίση $\frac{2}{\pi} V_p$.

Η γραμμικότητα είναι ένα κύριο χαρακτηριστικό των κυματομορφών ράμπας, το πλάτος τους μεταβάλλεται κάθε στιγμή με γραμμικό τρόπο, δηλαδή κάθε τιμή που λαμβάνει προκύπτει από την εξίσωση της ευθείας $y = ax + \beta$, ως εκ τούτου η μεταβολή του πλάτους $\frac{dV}{dt}$ παραμένει σταθερή.

Εάν ο ρυθμός μεταβολής του πλάτους είναι σταθερός για όλον τον κύκλο της κυματομορφής έχουμε τριγωνική κυματομορφή, γιατί σημαίνει ότι η κλίση (slope) είναι η ίδια.

1.4.2 Μέση τιμή τριγωνικής κυματομορφής

Η μέση τιμή για μια τριγωνική κυματομορφή είναι μηδέν, υπολογίζουμε την μέση τιμή όμως για ένα τέταρτο του κύκλου, δηλαδή από 0 έως $\pi/2$.

Έχουμε :

$$A_{avg} = \frac{1}{\pi/2} \int_0^{\pi/2} \frac{2}{\pi} A_0 \theta d\theta = \frac{2}{\pi} \frac{2}{\pi} A_0 \frac{1}{2} \theta^2 \Big|_0^{\pi/2}$$

$$A_{avg} = \frac{4}{\pi^2} A_0 \frac{1}{2} \left(\frac{\pi^2}{4} - 0 \right) = \frac{1}{2} A_0 = 0.5 A_0 \quad (1.12)$$

ΠΙΝΑΚΑΣ 1.1: Προσεγγιστικοί υπολογισμοί κρίσιμων χαρακτηριστικών κλασικών κυματομορφών

ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ	ΜΕΣΗ ΤΙΜΗ	ΕΝΕΡΓΟΣ ΤΙΜΗ	Forming Factor	Crest Factor
ΗΜΙΤΟΝΙΚΗ	0.637A ₀	A ₀ /√2	1.111	√2
ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΗ	A ₀	A ₀	1	1
ΟΡΘΟΓΩΝΙΚΗ	A ₀ * D	A ₀ √D	1/√D	1/√D
ΤΡΙΓΩΝΙΚΗ	0.5A ₀	A ₀ /√3	1.155	√3

1.4.3 Ενεργός τιμή τριγωνικής κυματομορφής

Για τον υπολογισμό της ενεργούς τιμής θα υπολογίσουμε για το διάστημα ενός τετάρτου του κύκλου, διότι αντιπροσωπεύει πιστά όλον τον κύκλο του σήματος.

$$A_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi/2} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{2}{\pi} A_0 \theta \right)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \frac{4}{\pi^2} A_0^2 \int_0^{\pi/2} \theta^2 d\theta} = \sqrt{\frac{8}{\pi^3} A_0^2 \int_0^{\pi/2} \theta^2 d\theta}$$

$$A_{rms} = \sqrt{\frac{8}{\pi^3} A_0^2 \frac{1}{3} \theta^3 \Big|_0^{\pi/2}} = \sqrt{\frac{8}{3\pi^3} A_0^2 \left[\left(\frac{\pi}{2} \right)^3 - (0) \right]}$$

$$A_{rms} = \sqrt{\frac{8}{3\pi^3} A_0^2 \frac{\pi^3}{2^3}} = \sqrt{\frac{1}{3} A_0^2} = \frac{A_0}{\sqrt{3}} \quad (1.13)$$

1.4.4 Συμμετρία

Η συμμετρία της κυματομορφής προκύπτει από την σχέση των χρόνων ανόδου και καθόδου και ορίζεται ως

$$S = \frac{t_R}{t_R + t_F} \times 100\% \quad (1.14)$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

- $S = 0$, σημαίνει ότι έχουμε μόνο κάθοδο του σήματος
- $S = 1$, σημαίνει ότι έχουμε μόνο άνοδο του σήματος
- $S = 0.5$, σημαίνει ότι έχουμε ίση άνοδο και κάθοδο άρα τριγωνική κυματομορφή.
- $0 < S < 1$ με $S \neq 0.5$ έχουμε κυματομορφή ράμπας.

Μπορούμε να δημιουργήσουμε κυματομορφές σαν αυτές του σχήματος (1.4) εξαλείφοντας το δεύτερο μισό του κύκλου, μηδενίζοντας δηλαδή είτε τον χρόνο ανόδου είτε τον χρόνο καθόδου. Οι κυματομορφές αυτές λέγονται sawtooth λόγω της μορφής που παίρνουν.

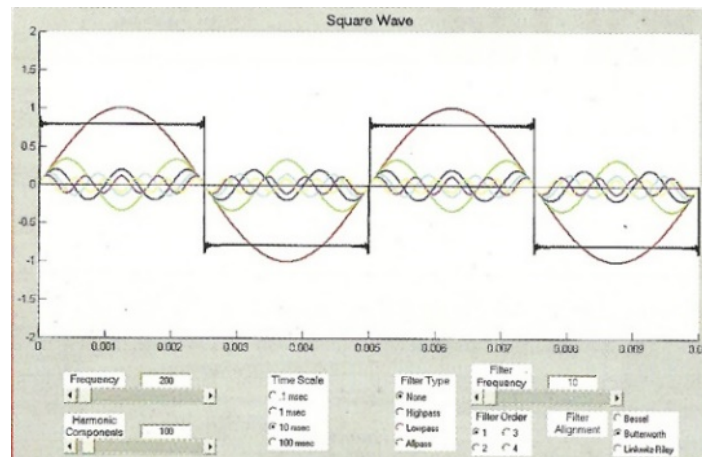
1.5 Σύνθετες κυματομορφές και πεδία αναπαράστασης

Ένας ορισμός για το τί λογίζεται ως σύνθετη κυματομορφή είναι ότι κάθε μη ημιτονική κυματομορφή είναι σύνθετη, άρα όλα τα παραπάνω κύματα εκτός του ημιτονικού αποτελούν παραδείγματα σύνθετων κυματομορφών. Υπάρχει μια ιδιαίτερα σημαντική μαθηματική θεωρία για την ανάλυση των κυματομορφών. Σύμφωνα με το θεώρημα Fourier μπορούμε να συνθέσουμε οποιοδήποτε περιοδικό σήμα αθροίζοντας άπειρο αριθμό ημιτονικών και συνιμητονικών σημάτων με κατάλληλα πλάτη και συχνότητες. Το άπειρο για μια πρακτική υλοποίηση είναι αδύνατον, οπότε όσο περισσότερο το προσεγγίσουμε σε αριθμό τόσο καλύτερη θα είναι η τελική αναπαράσταση του σήματος που θέλουμε να φτιάξουμε. Οι σειρές Fourier πραγματεύονται συναρτήσεις σημάτων τα οποία είναι περιοδικά και επαναλαμβάνονται σε έναν πεπερασμένο χρόνο.

1.5.1 Πεδία αναπαράστασης σημάτων

Για να αναπαραστήσουμε τα σήματα έχουμε δύο βασικά πεδία ανάλυσης.

- Πεδίο χρόνου (time domain)
- Πεδίο συχνότητας (frequency domain)



Σχήμα 1.5 : Τετραγωνικό κύμα με $N = 1000$

ΠΗΓΗ : <https://www.prosoundweb.com/>

Το πεδίο του χρόνου αποτελεί πεδίο παρατήρησης γεγονότων, ωστόσο στην αναπαράσταση του σήματος στον χρόνο δεν μπορούμε να εξάγουμε πληροφορίες για τις συχνότητες που συνιστούν το σήμα ή αλλιώς το συχνοτικό φάσμα του σήματος ή spectrum. Για να δούμε το φάσμα συχνοτήτων του σήματος καταφεύγουμε στο μαθηματικό κατασκεύασμα που λέμε πεδίο συχνότητας. Το πεδίο αυτό αποτελεί έναν στατικό περιγραφικό χώρο του συχνοτικού φόρτου του σήματος χωρίς να λαμβάνουμε πληροφορίες για τις μεταβολές του πλάτους του σήματος στον χρόνο.

Στο πεδίο συχνοτήτων δεν υπάρχουν άλλα σήματα πέρα από τα ημιτονικά και συνημιτονικά. Πέρα από την συχνοτική ανάλυση μπορούμε να πραγματοποιήσουμε μαθηματικές πράξεις σημάτων πολύ ταχύτερα στο πεδίο συχνοτήτων με την βοήθεια του μετασχηματισμού Fourier.

1.5.2 Σειρές Fourier

Στις σειρές Fourier το spectrum του σήματος αποτελείται από τις αρμονικές συχνότητες οι οποίες είναι διακριτές συχνότητες $\omega \in \mathbb{R}$ ακέραιες πολλαπλάσιες της βασικής συχνότητας ω_0 . Η βασική συχνότητα ω_0 έχει και την μεγαλύτερη ενέργεια και η ομοιότητα που έχει με το τελικό σήμα είναι η μεγαλύτερη συγκριτικά με τις αρμονικές που ακολουθούν. Δίνει την βάση για την σύνθεση του σήματος και με την υπέρθεση ενός ικανοποιητικού αριθμού αρμονικών ξεκινάει να μορφοποιείται το σήμα προς σύνθεση.

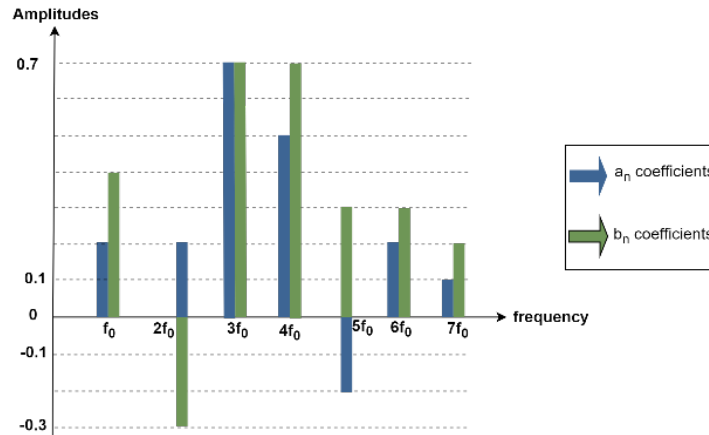
Το φάσμα των συχνοτήτων ενός πεπερασμένου περιοδικού αυθαίρετου σήματος ισοδυναμεί με ένα άθροισμα από ημιτονικά και συνημιτονικά σήματα με ανάλογα πλάτη στις αντίστοιχες αρμονικές συχνότητες. Η αναπαράσταση της βασικής συχνότητας ω_0 και των αρμονικών της στο πεδίο συχνοτήτων παίρνει μορφή κατακόρυφων γραμμών, ανάλογα την θέση της κατακόρυφης στον οριζόντιο άξονα X λαμβάνουμε την ανάλογη τιμή συχνότητας της αρμονικής, ενώ ανάλογα το ύψος της κατακόρυφης μετρώντας στον άξονα Y λαμβάνουμε το πλάτος της αρμονικής.

Σημειώνεται ότι υπάρχει και το χαρακτηριστικό της φάσης της κάθε αρμονικής και αυτό ακολουθεί την ίδια αναπαράσταση όπως το πλάτος, αλλά συνήθως δεν δίνεται ιδιαίτερη έμφαση σ αυτό το χαρακτηριστικό όσο αυτό του πλάτους. Μπορούμε να κατασκευάσουμε μια τετραγωνική κυματομορφή αθροίζοντας μια σειρά από ημίτονα. Συγκεκριμένα:

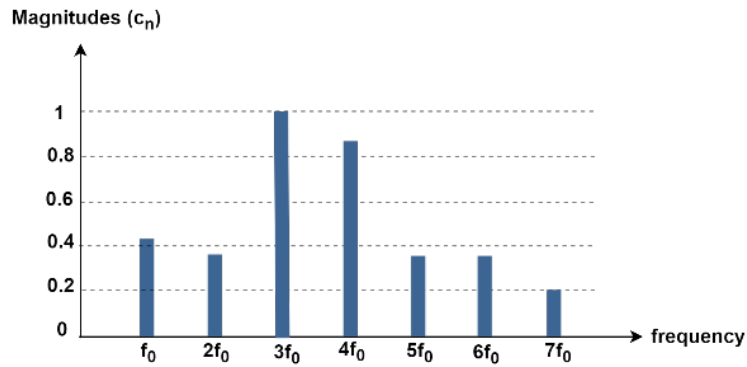
$$V(t) = V_{\max}[\sin(\omega_0 t) + \frac{1}{3}\sin(3\omega_0 t) + \frac{1}{5}\sin(5\omega_0 t) + \frac{1}{7}\sin(7\omega_0 t)] \quad (1.15)$$

Όπου V_{\max} είναι το πλάτος του σήματος, το πρώτο ημίτονο έχει την βασική συχνότητα του σήματος, στα υπόλοιπα τρία ημίτονα το πλάτος του σήματος υποδιαιρείται κατά 1/3, 1/4 και 1/7 αντίστοιχα ενώ η συχνότητα πολλαπλασιάζεται κατά τρία, πέντε και επτά αντίστοιχα. Στο σχήμα (1.5) λαμβάνουμε το αποτέλεσμα της υπέρθεσης χιλίων ημιτονικών συναρτήσεων, της βασικής συχνότητας ω και χιλίων αρμονικών της.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1°



Σχήμα 1.6α: Τιμές A_n και B_n



Σχήμα 1.6β: Το μέτρο των όρων A_n και B_n

Ένα περιοδικό σήμα με πεπερασμένη διάρκεια περιγράφεται από τις σειρές Fourier ως εξής:

$$s(t) = s_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos[n\omega_0 t]) + \sum_{n=1}^{\infty} (B_n \sin[n\omega_0 t]) \quad (1.16)$$

Όπου s_0 είναι η μέση τιμή του σήματος ή αλλιώς η μηδενική συχνότητα. Αυτή υπολογίζεται ως εξής:

$$s_0 = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} s(t) dt \quad (1.17)$$

Ενώ δεύτερος και τρίτος όρος της εξίσωσης, τα αθροίσματα Σ , είναι το βασικό σύνολο των συνημιτονικών και ημιτονικών στοιχείων αντίστοιχα που συνθέτουν το σήμα. Η συχνότητα ω_0 είναι η θεμελιώδης

συχνότητα του σήματος $\omega_0 = 2\pi f_0$. Οι όροι A_n και B_n είναι τα αντίστοιχα πλάτη των συνημιτονικών και ημιτονικών σημάτων που συνθέτουν το σήμα.

$$A_n = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} s(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad (1.18)$$

Και
$$B_n = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} s(t) \sin(n\omega_0 t) dt \quad (1.19)$$

Στο σχήμα 1.6 βλέπουμε τον υπολογισμό των τιμών των όρων A_n και B_n για ένα τυχαίο περιοδικό σήμα. Για λάβουμε όμως μία τιμή για την κάθε συχνότητα παίρνουμε το μέτρο αυτών, δηλαδή:

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad (1.20)$$

Υπολογίζοντας το τόξο εφαπτομένης μεταξύ των A_n και B_n λαμβάνουμε το μέτρο της φάσης για κάθε αρμονική, δηλαδή:

$$\Phi_n = \tan^{-1} \frac{B_n}{A_n} \quad (1.21)$$

Συνήθως το μέγεθος της φάσης Φ_n δεν προσφέρει ιδιαίτερες πληροφορίες για την ανάλυση του σήματος και δεν το λαμβάνουμε υπόψιν.

1.5.3 Μετασχηματισμός Fourier

Οι σειρές Fourier αν και χρήσιμες δεν είναι παρά μια ειδική περίπτωση του συνόλου των σημάτων. Για να μπορέσουμε να δούμε το συχνοτικό φάσμα οποιουδήποτε σήματος, ακόμα και μη περιοδικού, θα πρέπει να προβούμε στον μετασχηματισμό Fourier. Στην πραγματικότητα τα αθροίσματα στο πεδίο του χρόνου μιας σειράς Fourier προκύπτουν από την ειδική περίπτωση επίλυσης μετασχηματισμού Fourier για περιοδικό σήμα. Τώρα αντί για τα αθροίσματα των σειρών Fourier θα πάρουμε ολοκλήρωμα μελετώντας το σήμα όχι για 0 έως T αλλά από $-\infty$ έως $+\infty$. Ο μετασχηματισμός Fourier είναι ένας ολοκληρωτικός μετασχηματισμός και το φάσμα που προκύπτει για απεριοδικά σήματα είναι ένα συνεχές φάσμα στο πεδίο της συχνότητας αντί για διακριτές τιμές αρμονικών όπως είναι στα περιοδικά σήματα.

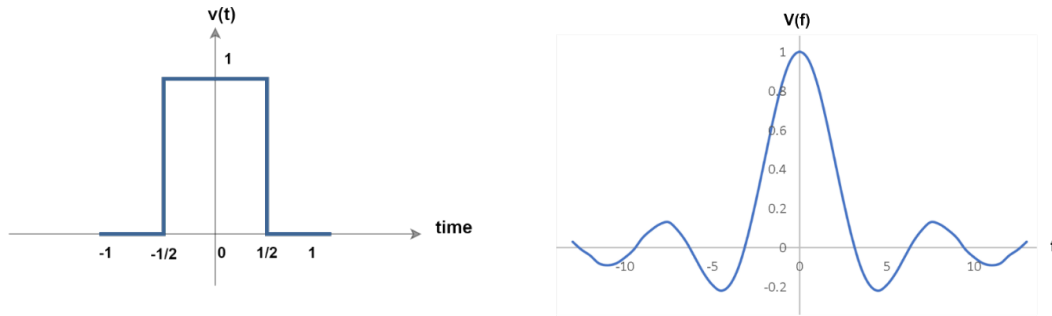
Μαθηματικά ο μετασχηματισμός Fourier αναλύεται ως:

$$\begin{aligned} F[s(t)] = S(f) &= \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-2\pi i \omega t} dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cos(-2\pi \omega t) dt + i \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \sin(-2\pi \omega t) dt, \quad \text{όπου } t \in \mathbb{R} \end{aligned} \quad (1.22)$$

Και πάλι, για να λάβουμε μία μόνο τιμή θα πρέπει να πάρουμε το μέτρο του μετασχηματισμού Fourier του σήματος, δηλαδή:

$$|S(f)| = \sqrt{\text{Re}[S(f)]^2 + \text{Im}[S(f)]^2} \quad (1.23)$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1°



Σχήμα 1.7: Μετασχηματισμός Fourier τετραγωνικού παλμού

Και το argument για την φάση είναι :

$$\arg[S(f)] = \tan^{-1} \frac{\text{Im}[S(f)]}{\text{Re}[S(f)]} \quad (1.24)$$

Ένα σημαντικό παράδειγμα μετασχηματισμού Fourier είναι αυτό ενός μη περιοδικού τετραγωνικού παλμού όπως αυτό του σχήματος (1.8). Μαθηματικά ορίζεται ως:

$$\begin{aligned} F[v(t)] = V(f) &= \int_{-\infty}^{+\infty} v(t)e^{-2\pi ift} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} 1 e^{-2\pi ift} dt \\ &= -\frac{e^{-2\pi ift}}{2\pi if} \Big|_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} = \frac{e^{\pi if} - e^{-\pi if}}{2\pi if} = \frac{\sin(\pi f)}{\pi f} \end{aligned} \quad (1.25)$$

Αν το εύρος του τετραγωνικού παλμού στενέψει και τείνει να γίνει μηδέν, τότε έχουμε ως αποτέλεσμα μια άλλη συνάρτηση, μια γενικευμένη στο σύνολο των πραγματικών αριθμών, την συνάρτηση δέλτα Dirac ή κρουστική συνάρτηση, με θεωρητικά άπειρο πλάτος την στιγμή $t = 0$ και μηδενικό πλάτος οποιαδήποτε άλλη στιγμή. Στον μετασχηματισμό Fourier αυτής της συνάρτησης όλα τα σημεία της γραφικής παράστασης στο πεδίο συχνοτήτων έχουν την ίδια τιμή πλάτους και τείνουν προς τα άπειρα χωρίς να διασταυρωθούν ποτέ με τον οριζόντιο άξονα, έχουμε δηλαδή μια διέγερση σταθερού πλάτους όλων των συχνοτήτων. Πρακτικά έχουμε μια συγκεκριμένη τιμή πλάτους και ένα συγκεκριμένο εύρος ζώνης συχνοτήτων που θα διεγείρουμε. Αποτελεί μια πολύ χρήσιμη συνάρτηση για τις γεννήτριες σήματος αφού έτσι μπορούμε να ελέγξουμε τις συχνοτικές αποκρίσεις των κυκλωμάτων.

1.6 Συμπέρασμα

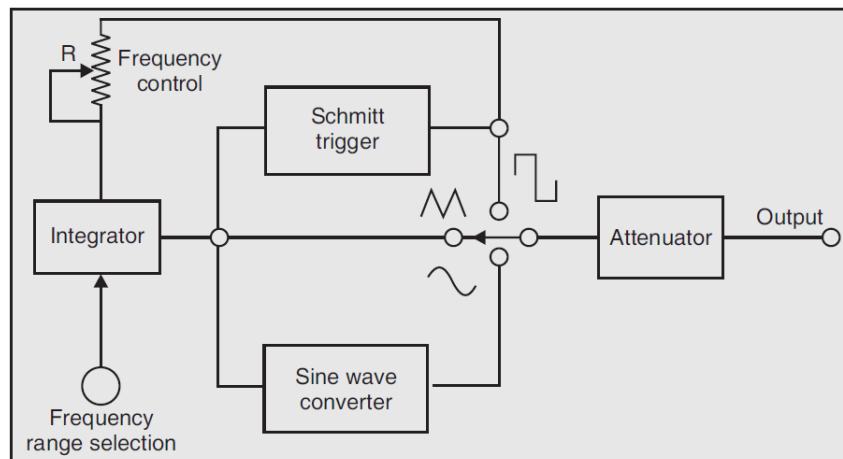
Τα βασικότερα είδη κυματομορφών που θα συναντήσουμε σε μια γεννήτρια συναρτήσεων είναι η ημιτονική, η τριγωνική και η τετραγωνική κυματομορφή και τα βασικότερα χαρακτηριστικά τους που επιθυμούμε να ελέγξουμε είναι το πλάτος, η συχνότητα, η φάση και η μέση τιμή τους. Τα κύματα που δεν είναι ημιτονικά είναι σύνθετα και ορίζονται ως το άθροισμα ημιτονικών συχνοτήτων κατάλληλου βάρους. Τέλος, μέσω του μετασχηματισμού Fourier βλέπουμε το φασματικό περιεχόμενο των σημάτων.

Κεφάλαιο 2^ο : Αναλογικές τεχνικές κυματομορφών

Οι αναλογικές τεχνικές είναι παλαιότερης τεχνολογίας και οι δυνατότητές τους είναι λιγότερες από αυτές των γεννητριών ψηφιακών τεχνολογιών. Οι αναλογικές γεννήτριες συναρτήσεων συνήθως παράγουν τρεις βασικές κυματομορφές, την ημιτονική, την τριγωνική και την ορθογωνική και η μία προκύπτει από μαθηματική επεξεργασία της άλλης, έχοντας έτσι την ίδια συχνότητα. Μπορούν να προκύψουν και άλλες κυματομορφές από επεξεργασία των ανωτέρω συναρτήσεων αλλά αποτελούν απλώς διαφοροποιήσεις τους. Ιστορικά αυτή είναι και η πρώτη μορφή γεννήτριας σήματος και αποτελεί εύκολη και γρήγορη λύση επιτυγχάνοντας ποιοτικά αποτελέσματα. Πρέπει να πούμε ότι η αναλογική επεξεργασία του σήματος προς αναπαραγωγή δεν λείπει στις ψηφιακές τεχνικές, διότι αν και παράγεται από ψηφιακούς μηχανισμούς, εξακολουθεί να χρειάζεται η ανάλογη ενίσχυση και η κατάλληλη επεξεργασία του από αναλογικά κυκλώματα για να το φέρουμε στην τελική του μορφή.

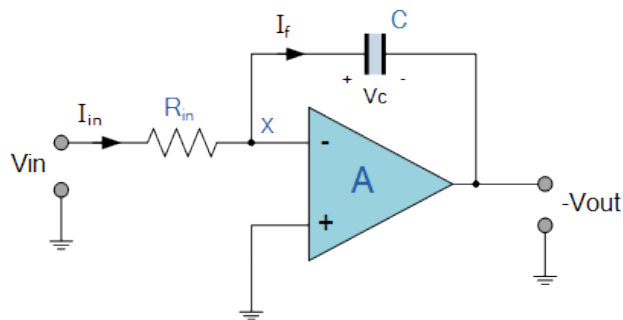
2.1 Γεννήτρια συναρτήσεων αναλογικής τεχνολογίας

Οι αναλογικές γεννήτριες συνιστώνται από τρία βασικά μέρη. Αρχικά έχουμε έναν συγκριτή με υστέρηση του οποίου η έξοδος δίνει τετραγωνικές κυματομορφές, αυτές έπειτα τροφοδοτούν έναν ολοκληρωτή, δηλαδή μια συνδεσμολογία τελεστικού ενισχυτή και πυκνωτή που επιτελεί την μαθηματική πράξη της ολοκλήρωσης, ως αποτέλεσμα έχουμε την παραγωγή τριγωνικών κυματομορφών. Οι τριγωνικές κυματομορφές μέσω της επεξεργασίας τους από μια συνδεσμολογία διόδων και αντιστάσεων σχηματίζουν ημιτονικές κυματομορφές. Επειδή η μια κυματομορφή παράγεται από διαδικασία επεξεργασίας της προηγούμενης της έχουμε ως αποτέλεσμα τρεις κυματομορφές, την τετραγωνική, την τριγωνική και την ημιτονική, όλες με την ίδια συχνότητα f . Όλη η διαδικασία αναλύεται τμηματικά.

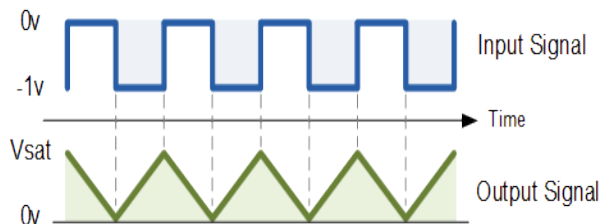


Σχήμα 2.1: Δομικό διάγραμμα αναλογικής γεννήτριας συναρτήσεων

2.1.1 Παραγωγή τριγωνικών κυματομορφών με ολοκληρωτή



Σχήμα 2.2: Ολοκληρωτής με τελεστικό ενισχυτή



Σχήμα 2.3: Είσοδος και έξοδος ολοκληρωτή σε χρονικό συσχετισμό

Ο ολοκληρωτής είναι ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα που εκτελεί την μαθηματική πράξη της ολοκλήρωσης. Μπορεί να γίνει με διάφορους τρόπους, αλλά ο πιο άμεσος και απλός τρόπος είναι με την χρήση τελεστικού ενισχυτή σε συνδεσμολογία αναστρέφοντος ενισχυτή. Αντί να χρησιμοποιήσουμε γραμμικό στοιχείο στην συνδεσμολογία αρνητικής ανάδρασης, χρησιμοποιούμε ένα μη γραμμικό στοιχείο με χωρητικότητα C. Ο πυκνωτής σε συνδυασμό με την αντίσταση R στην είσοδο της αναστρέφουσας εισόδου δημιουργεί ένα κύκλωμα χρονοκαθυστέρησης RC γνωστή ως σταθερά χρόνου, η οποία καθορίζει και τον ρυθμό με τον οποίο φορτίζεται και εκφορτίζεται ο πυκνωτής.

Η τάση στην έξοδο του τελεστικού καθορίζεται από τον χρόνο και τον τρόπο που φορτίζεται και αποφορτίζεται ο πυκνωτής C. Με το που ξεκινήσει να φορτίζει ο πυκνωτής λόγω της εμφάνισης διαφοράς δυναμικού στα άκρα του, ξεκινάει να αναπτύσσεται σύνθετη αντίσταση ανάλογη με τον ρυθμό μεταβολής της τάσης. Αν εφαρμόσουμε οπότε μια σταθερή τάση στην είσοδο του κυκλώματος έχουμε ως αποτέλεσμα μια σταθερή φόρτιση και εκφόρτιση του πυκνωτή και άρα μια γραμμική αύξηση και ελάττωση αντίστοιχα της τάσης στα άκρα του πυκνωτή:

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{I}{C} \tag{2.1}$$

Λόγω της φαινομενικής γείωσης που επιβάλλει η αναστρέφουσα συνδεσμολογία, η τάση στα άκρα του πυκνωτή είναι και η τάση εξόδου του κυκλώματος. Αν εφαρμόσουμε τετραγωνικούς παλμούς στην είσοδο αυτό ισοδυναμεί με το να έχουμε ράμπες αντίθετης κλίσης ανάλογα με την πολικότητα του τετραγωνικού παλμού στην είσοδο του κυκλώματος. Μαθηματικά περιγράφεται ως:

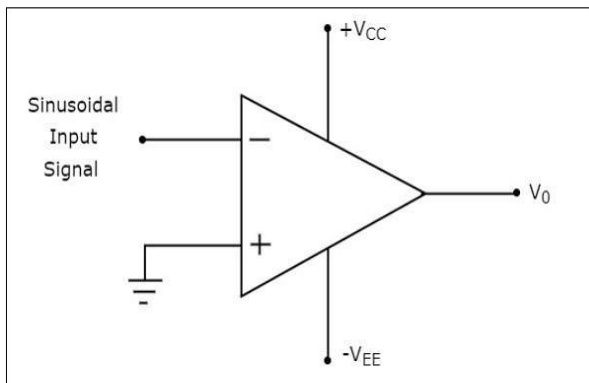
$$V_{out} = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_{in} dt = -\frac{1}{j\omega RC} V_{in} \tag{2.2}$$

2.1.2 Παραγωγή τετραγωνικών κυματομορφών με χρήση συγκριτών

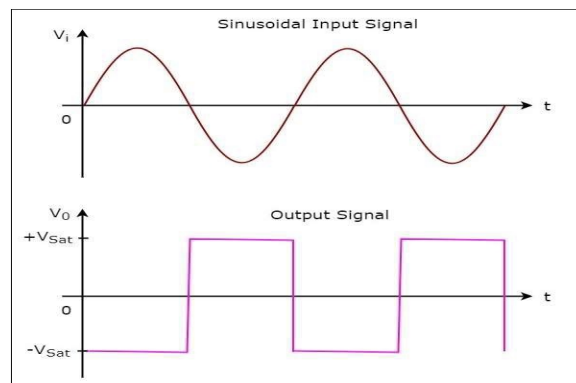
Ένας συγκριτής είναι ένα κύκλωμα που συγκρίνει το δυναμικό ενός σήματος με το δυναμικό ενός άλλου σήματος, συνήθως μια σταθερή τάση, που λέγεται τάση αναφοράς. Το αποτέλεσμα της σύγκρισης αποδίδεται με την έλευση της εξόδου του κυκλώματος σε υψηλό κορεσμό ή χαμηλό κορεσμό ανάλογα με την συνδεσμολογία του συγκριτή.

Για να υλοποιήσουμε έναν συγκριτή με διακριτά στοιχεία μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τελεστικούς ενισχυτές σε συνδεσμολογία ανοικτού βρόχου, ωστόσο αν και αυτό είναι εφικτό, λόγω της δυναμικής περιοχής της εξόδου η οποία πρέπει να εναλλάσσεται από το μέγιστο έως το ελάχιστο σχεδιασμένο όριο κάθε φορά που το σήμα εισόδου διασταυρώνεται με την συγκρίνουσα τάση, συνήθως σε υψηλές συχνότητες ο τελεστικός ενισχυτής αδυνατεί να επιτελέσει την διαδικασία της σύγκρισης ορθά λόγω των εσωτερικών ενσωματωμένων μηχανισμών του.

Αντιθέτως, τα ολοκληρωμένα κυκλώματα συγκριτών σχεδιάστηκαν με σκοπό την λειτουργία τους σε συνδεσμολογία ανοικτού βρόχου ή θετικής ανάδρασης. Τα ολοκληρωμένα συγκριτών έχουν πολύ υψηλότερες ταχύτητες μεταβολής εξόδου και διάδοσης του σήματος εντός τους και μπορούν με άνεση να μεταβάλλουν την έξοδό τους γρήγορα από το ένα όριο τροφοδοσίας στο άλλο ανάλογα τον τύπο τροφοδοσίας τους. Συχνά έχουν βαθμίδα εξόδου ανοικτού συλλέκτη ή ανοικτής εκροής, ανάλογα την τεχνολογία τους, με σκοπό την διεπαφή μεταξύ του συγκριτή και διάφορων οικογενειών ψηφιακών κυκλωμάτων που λειτουργούν μέσα σε συγκεκριμένα λογικά επίπεδα.



Σχήμα 2.4: Ανιχνευτής μηδενός



Σχήμα 2.5: Έξοδος ανιχνευτή μηδενός

Οι βασικοί τύποι συγκριτών είναι δύο :

- Συγκριτές χωρίς υστέρηση
- Συγκριτές με υστέρηση (Schmitt trigger)

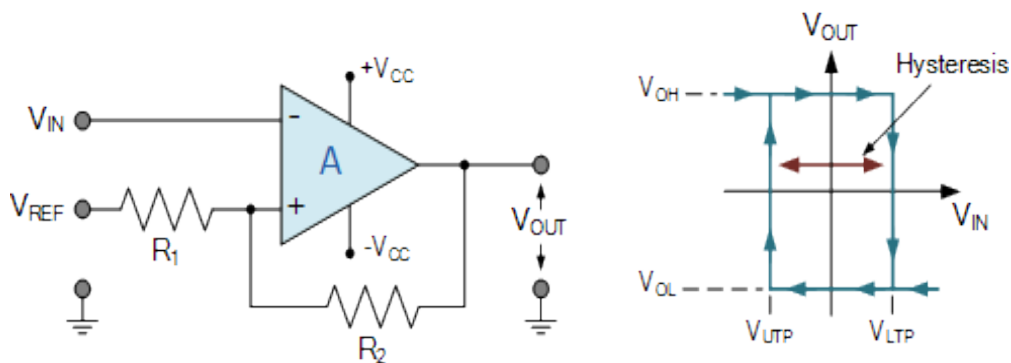
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2°

Το πιο απλό κύκλωμα συγκριτή χωρίς υστέρηση είναι ο ανιχνευτής μηδενός, μπορεί να γίνει είτε με αναστρέφουσα είτε με μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία, στο σχήμα (2.4) φαίνεται ένας αναστρέφων ανιχνευτής μηδενός. Κάθε φορά που το επίπεδο τάσης του σήματος στην αναστρέφουσα είσοδο διασταυρώνεται με το μηδέν, η έξοδος αλλάζει κατάσταση από τον έναν κόρο στον άλλον. Συγκεκριμένα όταν γίνει μεγαλύτερο του μηδενός η έξοδος οδηγείται στον αρνητικό κορεσμό, ενώ όταν γίνει μικρότερο του μηδενός η έξοδος οδηγείται στον θετικό κορεσμό. Αυτό παρουσιάζεται στο σχήμα (2.5). Στην πραγματικότητα λόγω της ύπαρξης της τάσης σφάλματος στην είσοδο του διαφορικής βαθμίδας του συγκριτή το σήμα δεν συγκρίνεται με το μηδέν αλλά με κάποια τάση μερικών μονάδων έως αρκετών δεκάδων mV. Η τάση αυτή λόγω ότι ο συγκριτής βρίσκεται σε συνδεσμολογία ανοικτού βρόχου καθορίζεται από την σχέση :

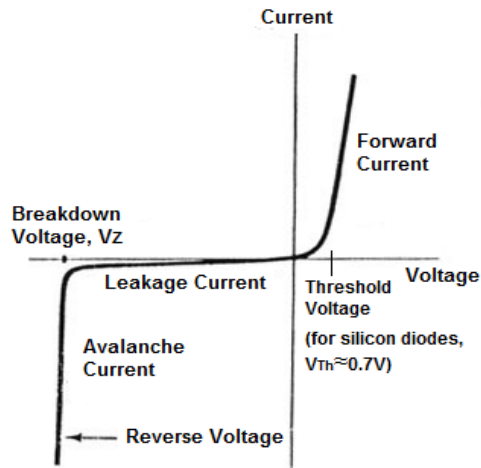
$$V_{error} = \frac{V_{sat}}{A_{vOL}} \quad (2.3)$$

Όπου V_{sat} η τάση κορεσμού της βαθμίδας εξόδου του συγκριτή και A_{vOL} το κέρδος ανοικτού βρόχου του συγκριτή. Και τα δύο βρίσκονται στα φυλλάδια προδιαγραφών του εν λόγω συγκριτή. Εκτός από το μηδέν μπορούμε να βάλουμε οποιαδήποτε τάση προς σύγκριση και να έχουμε τα αντίστοιχα αποτελέσματα.

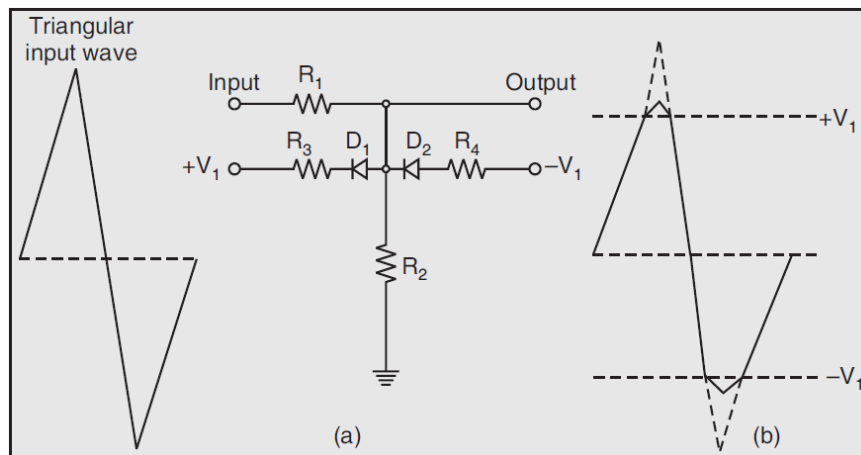
Το δεύτερο βασικό είδος συγκριτή είναι οι συγκριτές με υστέρηση. Πρόκειται για μια συνδεσμολογία που χρησιμοποιεί θετική ανάδραση με σκοπό την εξουδετέρωση του φαινομένου chatter λόγω του θορύβου που υπάρχει που εκλαμβάνεται ως αλλαγή στην τιμή του πραγματικού σήματος εισόδου. Το αποτέλεσμα είναι ένας βρόχος υστέρησης εντός του οποίου η έξοδος του συγκριτή παραμένει σταθερή. Το σήμα εισόδου θα πρέπει να διασταυρωθεί με συγκεκριμένες τιμές που καλούμε κατώφλια (thresholds) τα οποία είναι οι οριακές τιμές του βρόχου υστέρησης, ώστε να αλλάξει κατάσταση η έξοδος του συγκριτή. Το σήμα εισόδου μπορεί να εφαρμοσθεί είτε στην αναστρέφουσα είσοδο είτε στην μη-αναστρέφουσα είσοδο του συγκριτή, δημιουργώντας έτσι αναστρέφων και μη αναστρέφων συγκριτή με υστέρηση αντίστοιχα. Οι συγκριτές χρησιμοποιούνται σε πολλές εφαρμογές, μια από αυτές είναι η εύκολη παραγωγή τετραγωνικών κυματομορφών για να δημιουργήσουμε γεννήτριες συναρτήσεων.



Σχήμα 2.6: Αναστρέφων συγκριτής με υστέρηση



Σχήμα 2.7: Χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος διόδου.



Σχήμα 2.8: Σχηματοποίηση ημιτονικής κυματομορφής με διόδους

2.1.3 Σχηματοποίηση ημιτονικής κυματομορφής

Το ημιτονικό σήμα στο σχήμα (2.8) παράγεται με σχηματοποίηση από την κατάλληλη επεξεργασία της τριγωνικής κυματομορφής. Η επεξεργασία αυτή βασίζεται στην μη γραμμική συμπεριφορά της χαρακτηριστικής των διόδων, η πτώση τάσης πάνω στη δίοδο παρουσιάζει εκθετική πρόοδο, αλλάζοντας έτσι την κλίση της τριγωνικής κυματομορφής προσομοιάζοντας την ημιτονική κυματομορφή. Όπως βλέπουμε στο σχήμα (2.8) αν πολώσουμε τις διόδους στο μη ευθύγραμμο τμήμα της χαρακτηριστικής τους έχουμε μια απότομη κλίση στην τάση, ώστε η τριγωνική κυματομορφή να καμπυλώνει στο ανώτερο μέρος της σχηματίζοντας έτσι με καλή προσέγγιση ένα ημιτονικό σήμα. Αν βρισκόμαστε εντός αυτής της περιοχής η σχηματοποίηση είναι ποιοτική και δεν έχουμε παραμορφώσεις, ωστόσο γενικά οι γεννήτριες συναρτήσεων έχουν ποσοστό ολικής παραμόρφωσης τουλάχιστον 1%.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2°

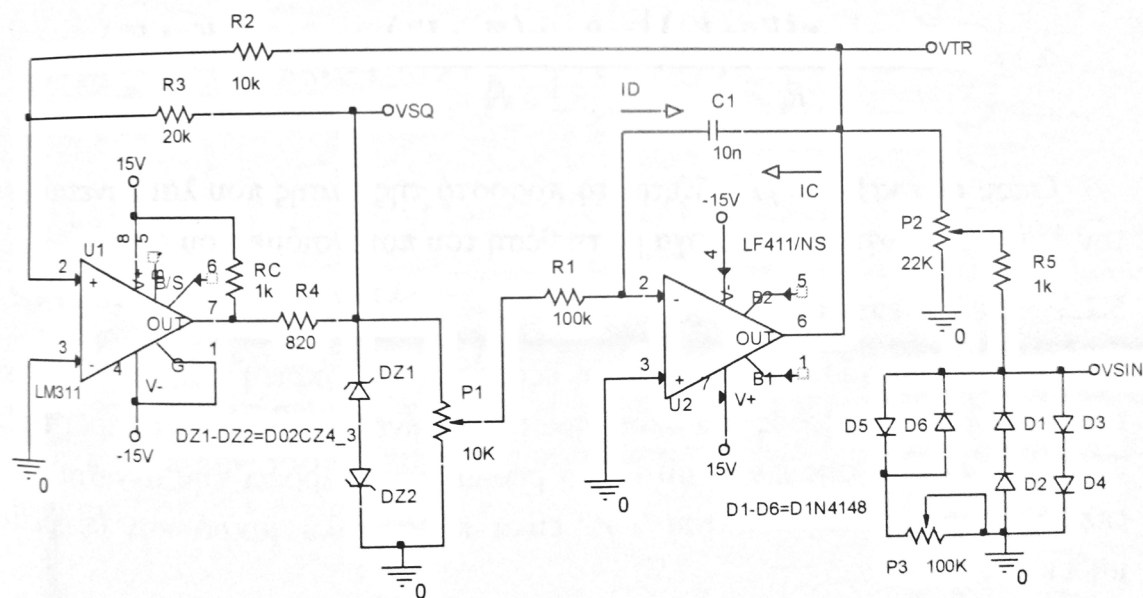
Στο κύκλωμα του σχήματος (2.8) η τάση πόλωσης $V1$ ρυθμίζεται ώστε να είναι στην μη γραμμική περιοχή της διόδου. Στην είσοδο του κυκλώματος έχουμε μια τριγωνική κυματομορφή ενώ στην έξοδο την ημιτονική προσέγγιση της. Το κύκλωμα αποτελείται από τις αντιστάσεις $R1, R2, R3, R4$ και τις διόδους $D1, D2$. Αν το κύκλωμα αποτελούνταν μόνο από τις αντιστάσεις $R1$ και $R2$ θα ήταν ένας απλός διαιρέτης τάσης και θα ίσχυε ότι :

$$v_o = v_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.4)$$

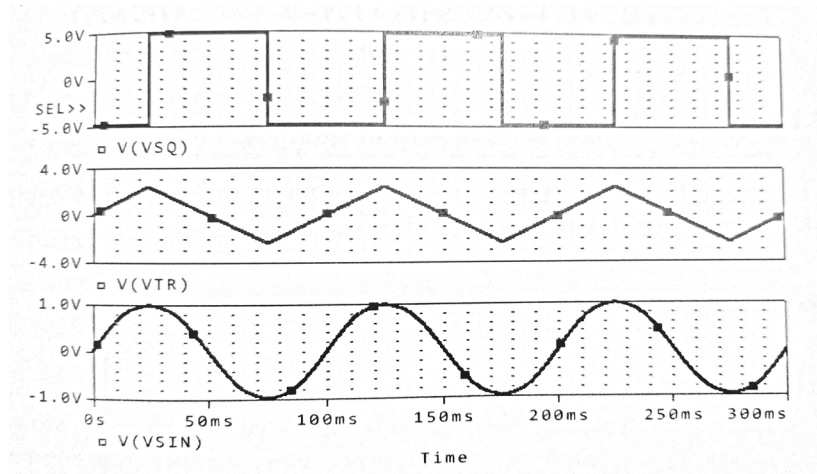
Το κύκλωμα συμπεριφέρεται σαν ένας διαιρέτης τάσης όσο η τάση στα άκρα της $R2$ είναι μικρότερη από $+V1$. Μόλις γίνει μεγαλύτερη της $+V1$ η διάδος $D1$ πολώνεται ορθά και η αντίσταση $R3$ γίνεται παράλληλη με την αντίσταση $R2$. Οπότε ισχύει :

$$v_o = v_i \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3} \quad (2.5)$$

Οι τιμές του σήματος εξόδου πάνω από την τάση $V1$ εξασθενούνται πιο έντονα σε σχέση με τις τιμές κάτω από το δυναμικό $V1$, συνεπώς η κορυφή της τριγωνικής κυματομορφής τείνει να γίνει να καμπυλώνει. Με την ίδια λογική αναλύεται και η αρνητική ημιπερίοδος του σήματος. Αν προσθέσουμε πάνω από ένα δικτύωμα αντίστασης – διόδου τότε αυτό αντιστοιχεί σε N δυναμικά, όσα περισσότερα είναι τόσο καλύτερη καμπύλωση της τριγωνικής κυματομορφής θα έχουμε και άρα καλύτερη σχηματοποίηση ημιτόνου.



Σχήμα 2.9α : Αναλογική γεννήτρια συναρτήσεων με διακριτά στοιχεία



Σχήμα 2.9β : Κυματομορφές εξόδου αναλογικής γεννήτριας σε χρονικό συσχετισμό

ΠΗΓΗ: Σύγχρονες εφαρμογές αναλογικών ηλεκτρονικών – γεννήτριες κυματομορφών ΚΕΦ.5

Έτσι, συνοψίζεται η λειτουργία μιας κλασικής αναλογικής γεννήτριας. Ένα παράδειγμα κυκλώματος γεννήτριας συναρτήσεων με διακριτά στοιχεία και οι κυματομορφές που παράγει σε χρονικό συσχετισμό φαίνεται στο σχήμα (2.9α) και (2.9β). Τα κατώφλια του συγκριτή είναι :

$$V_{utp} = (V_z + V_f) \frac{R_2}{R_3} \quad \text{και} \quad V_{ltp} = -(V_z + V_f) \frac{R_2}{R_3}$$

Άρα η τάση υστέρησης που υπολογίζεται ως $V_{hys} = V_{utp} - V_{ltp}$ είναι :

$$V_{hys} = 2 \left(\frac{R_2}{R_3} \right) (V_z + V_f) \tag{2.6}$$

Οι χρόνοι φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή C1 είναι :

$$t_c = t_d = \frac{C_1 dV_c}{I_d} = \frac{2nC_1R_1}{\kappa} \tag{2.7}$$

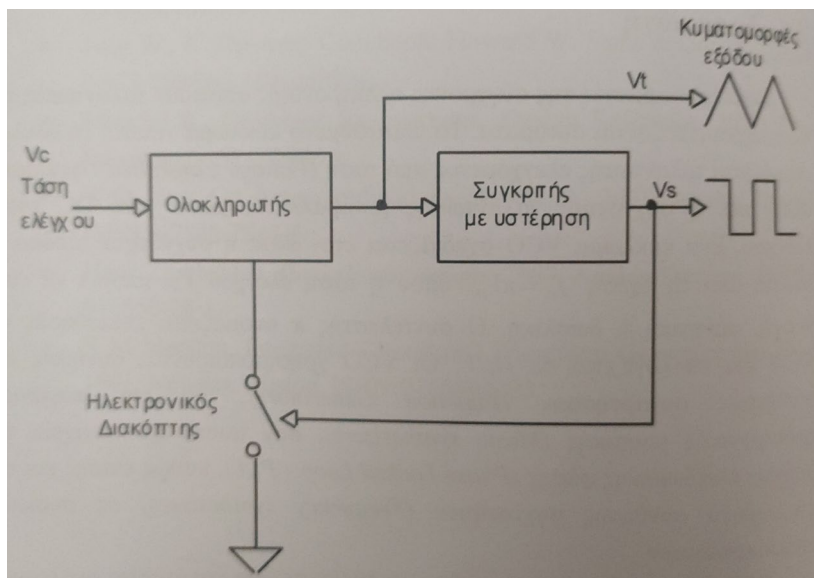
Όπου $n = R_2/R_3$ και κ η ποσοστιαία θέση του δρομέα του ποτενσιόμετρου P1.

Η περίοδος του σήματος στην έξοδο του ολοκληρωτή είναι ίση με το άθροισμα των χρόνων φόρτισης και εκφόρτισης. Στην εφαρμογή αυτή οι χρόνοι είναι ίσοι και άρα παράγεται μια συμμετρική τριγωνική κυματομορφή.

$$T = t_c + t_d = \frac{4nC_1R_1}{\kappa} \tag{2.8}$$

Επομένως η συχνότητα των κυματομορφών είναι :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{\kappa}{4nC_1R_1} \tag{2.9}$$



Σχήμα 2.10 : Σχηματικό διάγραμμα relaxation VCO

ΠΗΓΗ: «ΣΥΓΧΡΟΝΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΑΝΑΛΟΓΙΚΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ», ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΙ ΑΠΟ ΤΑΣΗ

2.2 Ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση (Voltage Controlled Oscillators)

Οι ταλαντωτές VCO είναι ένα πολύ σημαντικό στοιχείο στα κυκλώματα της επεξεργασίας σήματος και των τηλεπικοινωνιών. Ένας VCO σχεδιάζεται ώστε να παράγει ταλαντώσεις σε ένα εύρος συχνοτήτων B και η συχνότητα ταλάντωσης F_0 ρυθμίζεται με την ανάλογη διέγερση τάσης στην είσοδο V_{in} . Ανάλογα την μεταβολή της έχουμε και μια ευθέως ανάλογη μεταβολή της συχνότητας ταλάντωσης. Η συχνότητα εξόδου επομένως δίνεται από την σχέση $f_0 = kV_{in}$, όπου ο συντελεστής k λέγεται ευαισθησία του VCO και υπολογίζεται σε Hz/V. Μεταξύ άλλων, μια από τις σπουδαιότερες εφαρμογές τους είναι ως συστατικό στοιχείο στους βρόχους κλειδωμένης φάσης PLL (Phase locked loops) αλλά και ως γεννήτριες συναρτήσεων. Οι VCO διακρίνονται σε δύο γενικές κατηγορίες.

- Ταλαντωτές ηρεμίας ελεγχόμενοι από τάση ή Relaxation VCO
- Αρμονικοί ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση ή Harmonic VCO

2.2.1 Relaxation VCO

Πρόκειται για μια γεννήτρια συναρτήσεων τριγωνικών και τετραγωνικών παλμών ίδιου λογικού διαγράμματος με αυτήν που περιεγράφηκε στις προηγούμενες υπό – παραγράφους, με την διαφορά ότι έχει προστεθεί :

- Δυνατότητα ελέγχου των χρόνων φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή στο κύκλωμα ανάδρασης του ολοκληρωτή μέσω της τάσης $V_{control}$
- Ηλεκτρονικός διακόπτης για τον έλεγχο των εναλλαγών φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή

Για μια αναλογική υλοποίηση με διακριτά εξαρτήματα και χρήση ολοκληρωμένων τελεστικού ενισχυτή και ολοκληρωτή σε λειτουργία συμμετρικής τροφοδοσίας, από την ανάλυση προκύπτει ότι :

$$f \cong \frac{V_c}{4CR|V_{sat}|} \quad (2.10)$$

Όπου V_c η τάση ελέγχου, R η αντίσταση σε σειρά με τον πυκνωτή C και V_{sat} η τάση κορεσμού εξόδου του συγκριτή. Η συχνότητα f οπότε ελέγχεται από το γινόμενο $V_c * \kappa$, όπου κ θέτουμε $\kappa = \frac{1}{4RC|V_{sat}|}$.

2.2.2 Harmonic VCO

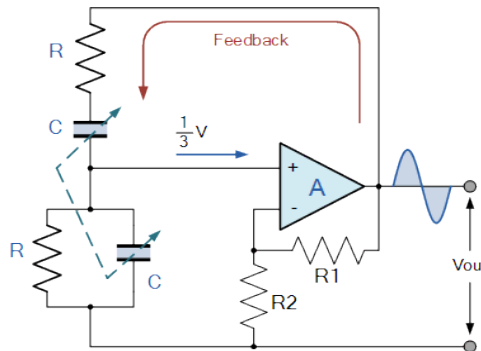
Οι αρμονικοί ταλαντωτές VCO παράγουν ημιτονικές κυματομορφές στην έξοδό τους. Η συχνότητα συντονισμού τους προκύπτει μέσω του κυκλώματος LC tank circuit, δηλαδή ενός παράλληλου συντονισμού πηνίου και πυκνωτή. Η τάση ελέγχου εδώ μεταβάλλει μέρος της χωρητικότητας του κυκλώματος συντονισμού και άρα την συχνότητα των ταλαντώσεων που θα προκύψουν.

Αυτό επιτυγχάνεται με την εισαγωγή μιας ειδικής διόδου στο κύκλωμα συντονισμού, της διόδου Varicap. Αυτή η διάδος έχει την ιδιότητα να μεταβάλλει την χωρητικότητα στα άκρα της ανάλογα με την μεταβολή της διαφοράς δυναμικού της. Οι αρμονικοί ταλαντωτές επιδεικνύουν μεγάλη σταθερότητα σε τυχόν ανοχές και μεταβολές των συνθηκών λειτουργίας όπως είναι οι μεταβολές στην θερμοκρασία και στην τροφοδοσία. Χαρακτηρίζονται επίσης από υψηλή ακρίβεια στον έλεγχο της συχνότητας συντονισμού, λόγω των χαρακτηριστικών που φέρουν οι τοπολογίες των κυκλωμάτων που χρησιμοποιούνται.

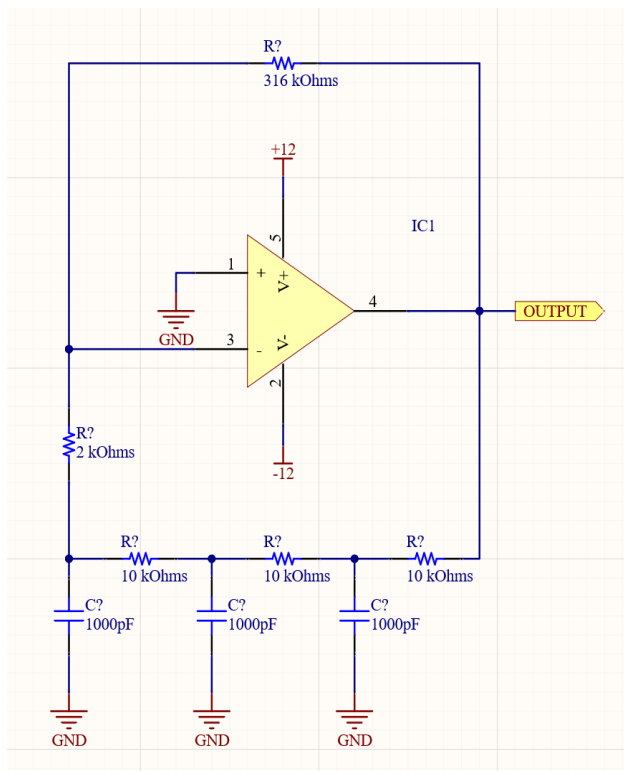
2.3 Αρμονικοί ταλαντωτές – γεννήτριες ημιτονικών συχνοτήτων

Οι αρμονικοί ταλαντωτές είναι κυκλώματα που μετατρέπουν την DC ηλεκτρική ενέργεια σε AC με μορφή ημιτονικών περιοδικών κυματομορφών υψηλής σταθερότητας και ακρίβειας για συγκεκριμένη συχνότητα fosc. Οι αρμονικοί ταλαντωτές διακρίνονται σε δύο μεγάλες ομάδες :

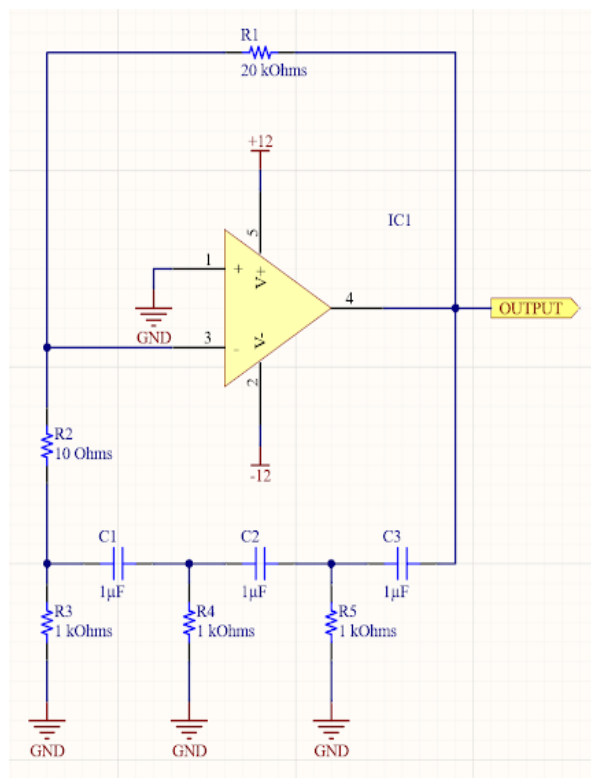
- Ταλαντωτές RC
- Ταλαντωτές LC



Σχήμα 2.11: Ταλαντωτής WIEN



Σχήμα 2.12α: Ταλαντωτής καθυστέρησης φάσης



Σχήμα 2.12β: Ταλαντωτής προπορείας φάσης

2.3.1 Ταλαντωτές RC

Κλασικός ταλαντωτής RC ακουστικών συχνοτήτων είναι ο ταλαντωτής με γέφυρα WIEN. Η γέφυρα WIEN είναι ένας συνδυασμός RC δικτυωμάτων και στην ουσία συνιστούν μαζί ένα ζωνοπερατό φίλτρο, η συχνότητα συντονισμού του οποίου αποτελεί την συχνότητα ταλαντώσεων των ημιτόνων του κυκλώματος, διότι τότε η διαφορά φάσης $\Delta\phi = 0$ και η μέγιστη τάση εξόδου του δικτύματος είναι $V_o = (1/3) * V_{in}$. Αν θέσουμε τις τιμές των αντιστάσεων και τις τιμές των πυκνωτών αντίστοιχα της γέφυρας ίσες μεταξύ τους τότε η συχνότητα συντονισμού είναι :

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.11)$$

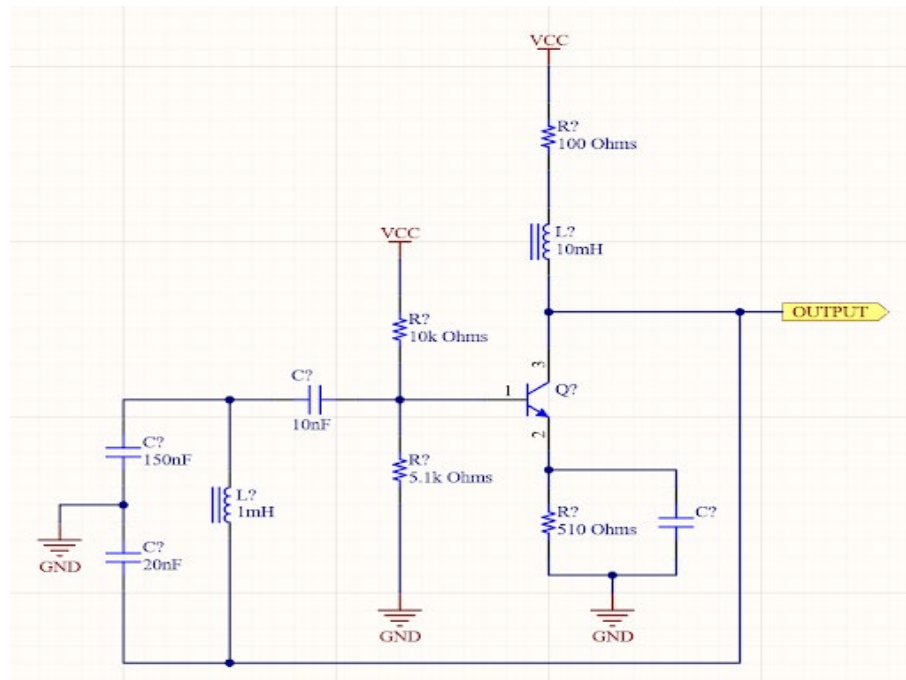
Άλλο γνωστό είδος RC ταλαντωτή είναι οι ταλαντωτές μετατόπισης φάσης (phase shift oscillators) στους οποίους χρησιμοποιούνται συνήθως τρία δικτυώματα RC για να πετύχουν ιδανικά μετατόπιση φάσης 180 μοιρών και σε συνδυασμό με έναν αναστρέφοντα ενισχυτή έχουμε $\Delta\phi = 0$ μεταξύ σήματος εισόδου και εξόδου του ταλαντωτή. Το κέρδος του ενισχυτή πρέπει να είναι επαρκές για να έχουμε σταθεροποίηση των ταλαντώσεων, διότι σε κάθε κλάδο RC υπάρχει απώλεια πάνω στο δίκτυωμα. Η συχνότητα ταλάντωσης εδώ είναι :

$$f_r = \frac{\sqrt{2N}}{2\pi RC} \quad (2.12)$$

Όπου N ο αριθμός των RC κλάδων. Οι δύο παραλλαγές ταλαντωτών μετατόπισης φάσης RC είναι οι ταλαντωτές προπορείας και οι ταλαντωτές καθυστέρησης. Δύο τέτοια κυκλώματα φαίνονται στο σχήμα (2.12α) και (2.12β). Με μια πρώτη προσέγγιση η μέγιστη μετατόπιση φάσης που μπορούμε να πετύχουμε με έναν κλάδο RC είναι ακριβώς 90 μοίρες οπότε ιδανικά χρειαζόμαστε μόνο 2 κλάδους RC για να πετύχουμε μετατόπιση φάσης ίση με π rad. Ωστόσο αυτό δεν γίνεται στην πραγματικότητα λόγω των απωλειών πάνω στην αντίσταση και των ανοχών των τιμών των εξαρτημάτων. Έτσι αναγκαστικά χρησιμοποιούμε πάνω από δύο κλάδους για να πετύχουμε μετατόπιση 180 μοιρών.

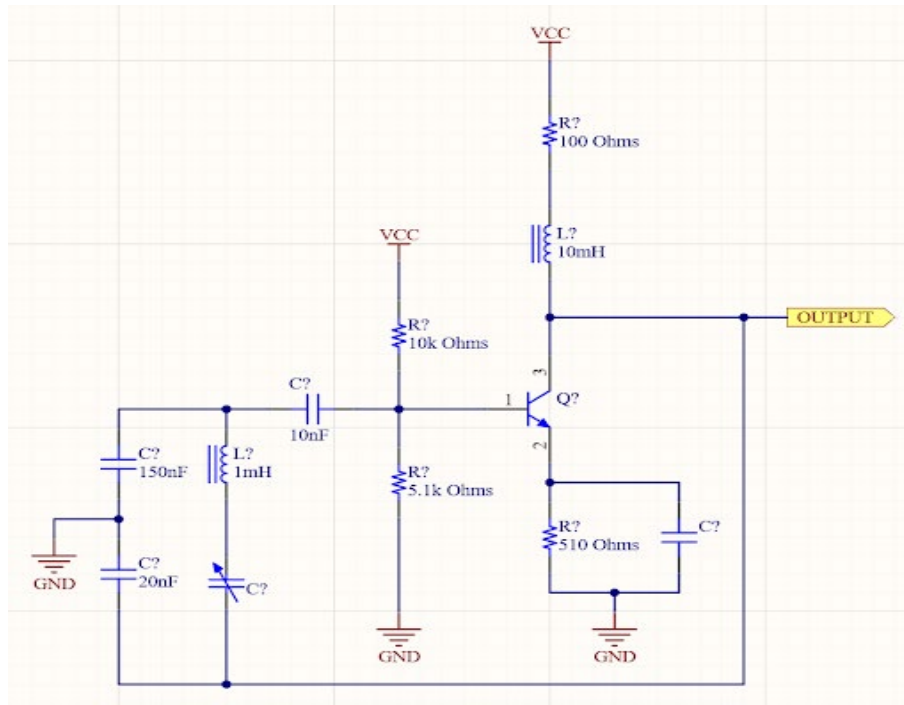
2.3.2 Ταλαντωτές LC

Η όλη λειτουργία βασίζεται στο συντονιζόμενο κύκλωμα LC γνωστό ως tank circuit. Το κύκλωμα αυτό είναι ένας πυκνωτής παράλληλα ή σε σειρά με ένα πηνίο. Η παραγωγή αρμονικών ταλαντώσεων προκύπτει εξαιτίας της χωρητικής και της επαγωγικής φύσης των στοιχείων, τα οποία όταν κάνουν κλειστό κύκλωμα ξεκινάει μια συνεχόμενη ανταλλαγή ενέργειας μεταξύ τους η οποία συνεχώς αλλάζει μορφή. Δύο γνωστές συνδεσμολογίες LC ταλαντωτών μεταξύ πολλών παραλλαγών είναι οι ταλαντωτές Colpitts και Clapp.



Σχήμα 2.13α: Συνδεσμολογία ταλαντωτή Colpitts

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο



Σχήμα 2.13β: Συνδεσμολογία ταλαντωτή Clapp

Το κύκλωμα του ταλαντωτή Colpitts του οποίου η υλοποίηση φαίνεται στο σχήμα (2.13α) χρησιμοποιείται ευρέως για την παραγωγή ημιτονικών συχνοτήτων αναφοράς στις εφαρμογές RF λόγω της απλότητάς του. Το κύκλωμα θετικής ανάδρασης είναι ένα LC παράλληλο συντονιζόμενο κύκλωμα και ο ενισχυτής που χρησιμοποιείται είναι συνήθως BJT σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού. Η δυσκολία που υπάρχει στον ταλαντωτή Colpitts βρίσκεται στην μεταβολή των τιμών των πυκνωτών ώστε να πετύχουμε την επιθυμητή συχνότητα συντονισμού. Το κύκλωμα ανάδρασης προκαλεί και αναστροφή φάσης, δηλαδή μεταβολή κατά π rad αλλά σε συνδυασμό με τον κοινού εκπομπού ενισχυτή πετυχαίνουμε 2π rad μεταβολή φάσης, δηλαδή συμφωνία φάσης μεταξύ εισόδου και εξόδου του κυκλώματος. Το ποσοστό ανάδρασης B προκύπτει από τον λόγο των πυκνωτών σε σειρά, συγκεκριμένα :

$$B = -\frac{C_1}{C_2} \quad (2.13)$$

Όπου C_1 ο πυκνωτής μεταξύ εισόδου και γείωσης ενώ C_2 ο πυκνωτής μεταξύ γείωσης και εισόδου. Η συχνότητα συντονισμού που προκύπτει είναι :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1C_t}} \quad (2.14)$$

Όπου $L1$ το πηνίο παράλληλα με τους πυκνωτές ενώ C_t είναι ο σε σειρά συνδυασμός των πυκνωτών, δηλαδή :

$$C_t = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (2.15)$$

Ο ταλαντωτής Clapp (σχήμα 2.13β) είναι μια παραλλαγή του ταλαντωτή Colpitts και προσθέτει έναν πυκνωτή μεταβλητής χωρητικότητας σε σειρά με το πηνίο που σκοπό έχει να διευκολύνει την διαδικασία της ρύθμισης της συχνότητας συντονισμού. Αυτή η συνδεσμολογία έχει το πλεονέκτημα της εξαιρετικής σταθερότητας της συχνότητας στις μεταβολές της θερμοκρασίας αλλά και της ανθεκτικότητας σε παρασιτικές χωρητικότητες του BJT σε σχέση με τον ταλαντωτή Colpitts, ωστόσο παρουσιάζει μεγάλη απώλεια πάνω στα ωμικά στοιχεία του κυκλώματος ανάδρασης και έτσι μειώνεται το μέγιστο απαραμόρφωτο πλάτος εξόδου που μπορούμε να έχουμε. Η συχνότητα των ταλαντώσεων εδώ είναι :

$$F_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1Ct}} \quad (2.16)$$

Όπου Ct εδώ είναι ο σε σειρά υπολογισμός των πυκνωτών C1,C2,C3. Λογίζεται ως :

$$\frac{1}{Ct} = \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} + \frac{1}{C3} \quad (2.17)$$

Με τον C3 να είναι ο πυκνωτής σε σειρά με το πηνίο L1. Αν επιλέξουμε C3 << C1,C2 τότε :

$$F_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1C3}} \quad (2.18)$$

2.4. Συμπέρασμα - μειονεκτήματα αναλογικών γεννητριών

Στα αναλογικά κυκλώματα η υλοποίηση γίνεται μερικώς είτε εξολοκλήρου από διακριτά στοιχεία, όπως αντιστάσεις, πυκνωτές, διάφορες ημιαγωγικές διατάξεις όπως transistors BJT, MOSFET, διόδους διαφόρων ειδών κλπ. Ως εκ τούτου η ποιότητα της υλοποίησης επηρεάζεται από τις ιδιότητες, τις χαρακτηριστικές ανοχές και τις μεταβολές των τιμών σε συνάρτηση με κάποια φυσική μεταβλητή, πχ. Θερμοκρασία. Με ευλάβεια και προσοχή στα υλικά που θα χρησιμοποιηθούν στην εκάστοτε εφαρμογή πετυχαίνουμε την βέλτιστη απόδοσή της, ωστόσο πάντα τα αναλογικά κυκλώματα παραγωγής κυματομορφών είναι επιρρεπή σε έναν ή περισσότερους απτούς παρακάτω μηχανισμούς λάθους :

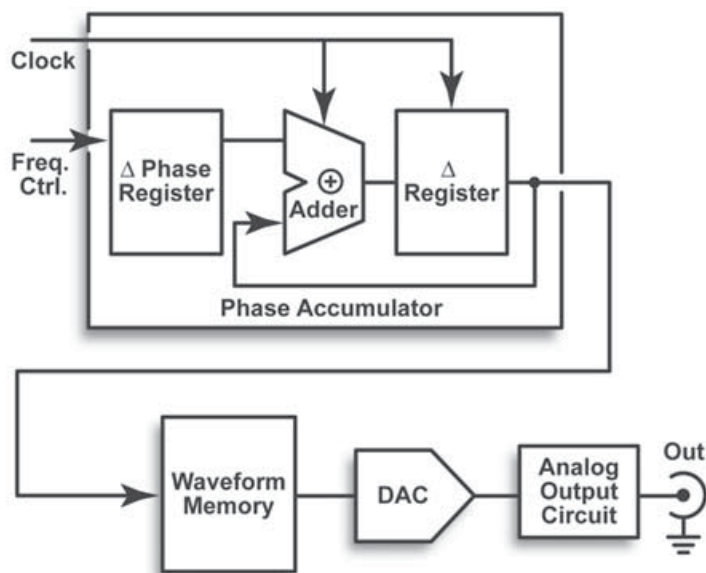
- Ολίσθηση - απόκλιση των ονομαστικών τιμών των παθητικών στοιχείων σε συνάρτηση με τον χρόνο, την θερμοκρασία ή άλλες περιβαλλοντικές μεταβλητές
- Μη γραμμική συμπεριφορά ενεργών ή παθητικών στοιχείων
- Ολίσθηση – απόκλιση των AC και DC χαρακτηριστικών παραμέτρων των ενεργών στοιχείων σε συνάρτηση με φυσικές μεταβλητές
- Έμφυτες πηγές θορύβου, όπως θερμικός θόρυβος σε παθητικά και ενεργά στοιχεία
- Άμεση εξάρτηση από διαταραχές της τάσης τροφοδοσίας

Κεφάλαιο 3^ο : Άμεση ψηφιακή σύνθεση συχνοτήτων

Πέρα των αναλογικών τεχνικών έχουν αναπτυχθεί ψηφιακές τεχνικές για την δημιουργία κυματομορφών. Οι τεχνικές αυτές δεν βασίζονται σε διακριτά εξαρτήματα αλλά σε ολοκληρωμένα κυκλώματα ψηφιακής τεχνολογίας CMOS ή BiCMOS. Ανάλογα την ακριβή αρχιτεκτονική τους έχουν την δυνατότητα να συνθέτουν από τα κλασικά σήματα έως και οποιοδήποτε σήμα έχουμε ανάγκη να χρησιμοποιήσουμε, έτσι έχουμε την βασική διάκριση σε ψηφιακές γεννήτριες συναρτήσεων ή αλλιώς Arbitrary Function Generators (AFG) και ψηφιακές γεννήτριες κυματομορφών ή Arbitrary Waveform Generators (AWG). Υπάρχουν δε πολλές τεχνικές και υλοποιήσεις ψηφιακής τεχνολογίας αλλά η πιο γνωστή είναι αυτή της άμεσης ψηφιακής σύνθεσης ή αλλιώς Direct Digital Synthesis (DDS).

Ανάλογα τις ανάγκες της εκάστοτε εφαρμογής υπάρχουν DDS chips που μπορούν να καλύψουν όλο το δυνατό φάσμα των αναγκών, που σημαίνει ότι προκύπτουν ψηφιακές γεννήτριες τύπου AFG , δηλαδή γεννήτριες με λιγότερες δυνατότητες παραγωγής σημάτων, αλλά και AWG, δηλαδή γεννήτριες με εκτεταμένες δυνατότητες για παραγωγή οποιοδήποτε σήματος. Το κόστος υλοποίησης μιας γεννήτριας σήματος με χρήση DDS είναι οικονομικό και τα τελικά αποτελέσματα της σύνθεσης είναι πολύ ποιοτικά για μεγάλη μερίδα αναγκών, οπότε συναντάται πολύ συχνά σε εφαρμογές χρονοισμού, διαμόρφωσης, γεννητριών σήματος κ.α.

3.1 Αρχή λειτουργίας DDS



Σχήμα 3.1 : Block διάγραμμα γεννήτριας ψηφιακής σύνθεσης DDS

Η αρχή λειτουργίας της άμεσης ψηφιακής σύνθεσης στην απλούστερη μορφή της φαίνεται στο σχήμα (3.1). Τα βασικά μέρη (building blocks) που συγκροτούν τον ψηφιακό συνθετή είναι ένα ρολόι ακριβείας (reference clock) που απαιτείται για τον χρονισμό της γεννήτριας, ένας καταμετρητής διευθύνσεων (address counter), μια μνήμη τύπου PROM, τέλος ένας D/A μετατροπέας .

Στην μνήμη έχουν αποθηκευτεί δείγματα πλάτους τα οποία αντιστοιχούν σε έναν (ή περισσότερους) κύκλο ενός ημιτονικού ή άλλου σήματος, για τον λόγο αυτό η μνήμη αναφέρεται ως κυματοπίνακας ή wavetable ή look-up table. Ο καταμετρητής σαρώνει τις διευθύνσεις της μνήμης με συχνότητα f_c . Αν το βήμα του καταμετρητή είναι ίσο με 1 τότε διαβάζονται όλες οι θέσεις μνήμης και άρα όλα τα αποθηκευμένα δείγματα. Αυτό σημαίνει ότι θα στείλουμε στον D/A μετατροπέα όλα τα δείγματα και θα προκύψει το αρχικό σήμα που ήταν αποθηκευμένο στην μνήμη (πλην κάποιας παραμόρφωσης λόγω της φύσης του μετατροπέα).

Πρακτικά η συχνότητα που θα προκύψει εξαρτάται από δύο παράγοντες, πρώτον, το βήμα επαύξησης του καταμετρητή και δεύτερον την συχνότητα χρονισμού του ρολογιού ακριβείας που χρησιμοποιούμε. Αν δεχτούμε ως δεδομένο ότι η συχνότητα του ρολογιού παραμένει σταθερή, τότε προκύπτει πως το μόνο χαρακτηριστικό μόχλευσης της συχνότητας σύνθεσης είναι το βήμα φ του καταμετρητή. Για αυτόν τον σκοπό αντικαθιστούμε τον γενικό καταμετρητή με έναν εξειδικευμένο, τον λεγόμενο συσσωρευτή φάσης ή phase accumulator. Ο συσσωρευτής δέχεται στην είσοδό του μια ψηφιακή λέξη η οποία συμβολίζει την επαύξηση της φάσης σε κάθε κύκλο του ρολογιού. Έτσι έχουμε έλεγχο της συχνότητας μέσω της μεταβολής φάσης.

3.2 Ο συσσωρευτής φάσης phase accumulator Σ

Η αρχή λειτουργίας του συσσωρευτή φάσης βασίζεται στην άμεση σχέση της στιγμιαίας φάσης με την συχνότητα ενός σήματος. Για ένα συνεχές ημιτονικό σήμα ισχύουν οι παρακάτω ολοκληρωτικές και διαφορικές εξισώσεις που δείχνουν την συσχέτιση μεταξύ φάσης και συχνότητας :

$$\varphi(t) = 2\pi \int_0^t f(t)dt + \varphi(0) \quad (3.1)$$

και

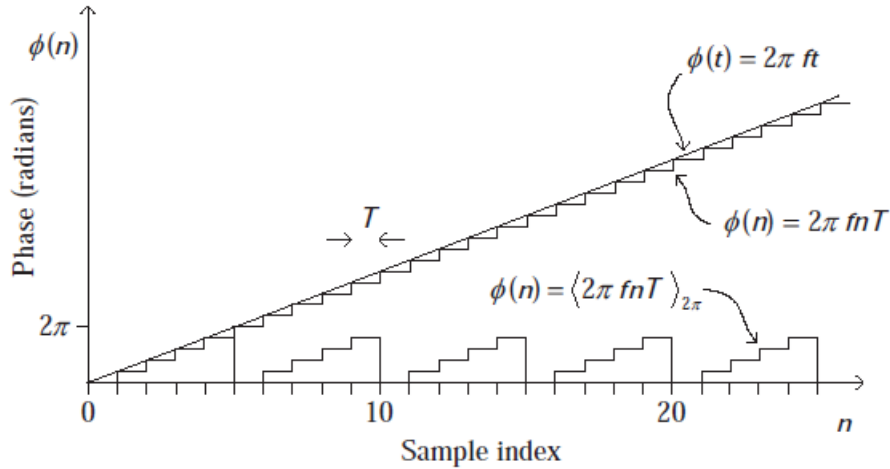
$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (3.2)$$

Για σήματα διακριτού χρόνου αρκεί να αντικαταστήσουμε το ολοκλήρωμα με το άθροισμα Σ και η εξίσωση (3.1) διαμορφώνεται ως εξής :

$$\varphi(n) = 2\pi T \sum_{m=0}^n f(m) + \varphi(0) \quad (3.3)$$

Η πράξη του αθροίσματος Σ αντιπροσωπεύει μια συσσώρευση των τιμών της στιγμιαίας συχνότητας $f(n)$ και μπορεί να εκφραστεί ως :

$$\varphi(n) = \varphi(n - 1) + 2\pi f(n)T \quad (3.4)$$



Σχήμα 3.2 : Wrapped και Unwrapped φάση συσσωρευτή

Όπου ο πρώτος όρος περιγράφει το αποτέλεσμα της εξίσωσης για το προηγούμενο δείγμα (n-1) ενώ ο δεύτερος όρος την τιμή της φάσης που θα προκύψει για το δείγμα που εξετάζεται τώρα (n). Για μια δεδομένη συχνότητα f λαμβάνουμε τιμές οι οποίες αθροίζονται και αντιπροσωπεύουν την φάση σε μοίρες ή rad που έχει διαγράψει το σήμα μέχρι εκείνη την στιγμή. Σε κάποια στιγμή ο συσσωρευτής θα έχει τιμή τέτοια που να ισοδυναμεί με την ολοκλήρωση ενός κύκλου του σήματος, ή αλλιώς θα ισοδυναμεί με 2π rad. Το συμπέρασμα που προκύπτει και η αρχή του phase accumulator είναι ότι για σταθερές μεταβολές στην φάση του σήματος παράγεται σταθερή συχνότητα f.

Οι παραπάνω εξισώσεις του συσσωρευτή περιγράφουν μια συνάρτηση ράμπας όπως στο σχήμα (3.2) με σταθερή κλίση (slope) $2\pi f$ και απεριόριστο πλάτος, αυτό καλείται unwrapped phase ή unbounded, διότι το πλάτος δεν περιορίζεται σε κάποια τιμή και ο συσσωρευτής αυξάνει την τιμή του θεωρητικά για πάντα. Για τις περιοδικές συναρτήσεις όμως έχει νόημα να μετρήσουμε τις τιμές του συσσωρευτή έως ότου ολοκληρώσει έναν κύκλο, δηλαδή 2π rad. Για τον λόγο αυτό ορίζουμε την κλειδωμένη φάση ή wrapped phase ως το υπόλοιπο της διαίρεσης της εκάστοτε τιμής της απεριόριστης φάσης του συσσωρευτή με το 2π . Από την έξοδο επομένως του phase register λαμβάνουμε τις επανυξήσεις της κλειδωμένη φάσης wrapped phase και όχι την απεριόριστη εκδοχή του, δηλαδή λαμβάνουμε το αποτέλεσμα της παρακάτω εξίσωσης :

$$\varphi(n) = \langle \varphi(n-1) + \varphi \rangle_{2\pi} \quad (3.5)$$

Όπου οι τριγωνικές αγκύλες αντιπροσωπεύουν την πράξη του υπολοίπου (MOD)

Σε μια πρακτική υλοποίηση ο συσσωρευτής αποτελείται από δύο καταχωρητές και έναν αθροιστή M bit. Ο πρώτος καταχωρητής λέγεται delta phase register και σε αυτόν αποθηκεύουμε την επιθυμητή επαύξηση της φάσης σε δυαδική μορφή μήκους λέξης M. Ο συσσωρευτής εκτελεί την πράξη :

$$\varphi(n) = \langle \varphi(n-1) + \varphi \rangle_{2^M} \quad (3.6)$$

και εναποθέτει το αποτέλεσμα της πράξης στον βασικό καταχωρητή αποθήκευσης. Ο αθροιστής που χρησιμοποιείται είναι τύπου unsigned, δηλαδή το MSB του δεν χρησιμοποιείται για προσήμανση αλλά για

την εναπόθεση του τυχόν κρατουμένου από το αποτέλεσμα της άθροισης $\varphi(n-1) + \varphi$ από την προηγούμενη τιμή $\varphi(n-1)$. Σε περίπτωση που ο αθροιστής υπερχειλίσει το κρατούμενο αγνοείται.

Το 2^M είναι όλες οι πιθανές τιμές του αθροιστή και αντιπροσωπεύει το σύνολο των επαυξήσεων φάσης για έναν κύκλο του σήματος, δηλαδή 2π . Για να αποφύγουμε παραποιήσεις (aliasing) στο σήμα όταν ισχύει $\frac{f}{f_s} > 1/2$, το βήμα της φάσης φ περιορίζεται και λαμβάνει τιμές $\varphi \in [0, 2^{M-1} - 1]$ ώστε να ικανοποιούνται τα κριτήρια δειγματοληψίας του Nyquist. Τιμές του βήματος φ πάνω από αυτό το όριο παράγουν παραποιημένη συχνότητα εξόδου ίση με $f_s - f$. Σε έναν κύκλο του ρολογιού έχουμε βήμα φ που ισοδυναμεί με $2\pi(\varphi/2^M)$ rad. Αν κάνουμε την αντικατάσταση στην εξίσωση (3.2) έχουμε :

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \Rightarrow f_o = \frac{1}{2\pi} \frac{2\pi \frac{\varphi}{2^M}}{T_{clock}}$$

$$\Rightarrow f_o = \frac{f_{clock} * \varphi}{2^M} \quad (3.7)$$

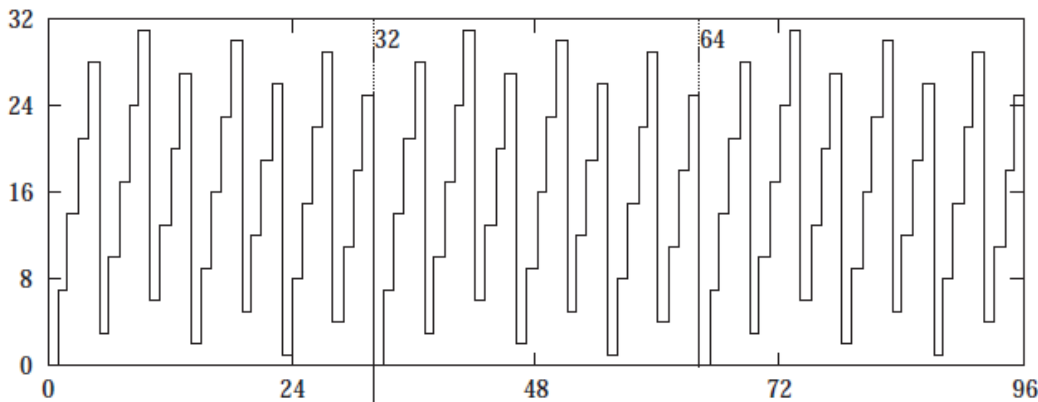
Η εξίσωση (3.7) αποτελεί θεμελιώδη εξίσωση της DDS γεννήτριας.

Αν θέσουμε $\varphi = 1$ λαμβάνουμε το μικρότερη δυνατή παραγόμενης συχνότητας, δηλαδή την διακριτική ικανότητα της γεννήτριας με συχνότητα f_r ίση με :

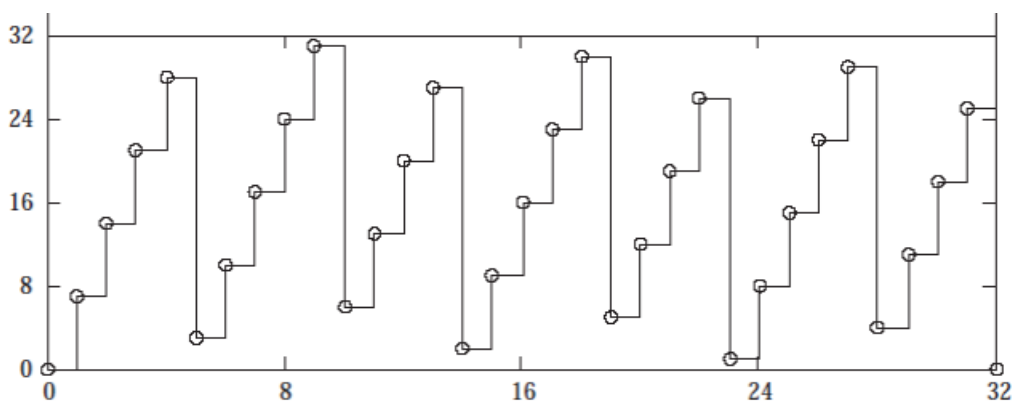
$$f_r = \frac{f_{clock}}{2^M} \quad (3.8)$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι οι διαφορετικές τιμές του συσσωρευτή είναι 2^M και θα τις λάβει μόνο αν έχουμε $\varphi = 1$, τότε η έξοδος wrapped phase του συσσωρευτή όντως μοιάζει πολύ με αυτήν του σχήματος (3.2). Ωστόσο σε πραγματικές υλοποιήσεις συσσωρευτών η έξοδος τους μοιάζει περισσότερο με αυτήν του σχήματος (3.3α). Αυτό συμβαίνει για κωδικές λέξεις T επαυξήσεων φάσης φ που δεν αποτελούν δυνάμεις του 2, αυτές λέγονται non radix-2. Αυτό έχει άμεσο αντίκτυπο στις πράξεις που εκτελεί και αποθηκεύει ο συσσωρευτής. Συγκεκριμένα, επειδή πλέον τα αποτελέσματα των επαυξήσεων φάσης δεν χωράνε τέλεια στην μέγιστη τιμή του συσσωρευτή, προκαλούν την υπερχειλίση του χωρίς να έχουν ολοκληρωθεί οι υπολογισμοί για έναν κύκλο του σήματος που συνθέτουμε.

Αυτό όμως δεν αποτελεί πρόβλημα, διότι ο συσσωρευτής εξακολουθεί να εκτελεί τις πράξεις των επαυξήσεων που ακολουθούν, έχοντας μετά από κάθε υπερχειλίση του αρχική φάση ίση με το υπόλοιπο της τιμής που προκάλεσε την υπερχειλίση modulo 2π (ή 2^M). Το αποτέλεσμα για έναν κύκλο του σήματος είναι μια ακολουθία διαφορετικών τιμών ίσων με 2^M οι οποίες συνιστούν μια ακολουθία sawtooth κυματομορφών πλήθους N ίσο με το βήμα επαύξησης φάσης φ , όπως δείχνει το σχήμα (3.3β), που σημαίνει ότι οι 2^M διαφορετικές τιμές μοιράζονται στις N sawtooth κυματομορφές με τρόπο που ορίζει η εκάστοτε τιμή του συσσωρευτή.



Σχήμα 3.3α : Ακολουθία sawtooth κυματομορφών για non radix-2 βήμα φ



Σχήμα 3.3β : Μια περίοδος για non radix-2 φ

Για σταθερό βήμα φ η κάθε sawtooth κυματομορφή παρουσιάζει περιοδικότητα με μέση περίοδο σταθερή και ίση με $2^M/\varphi$, ενώ η περίοδος του σήματος είναι το πλήθος των τιμών της ακολουθίας. Ο αριθμός των κύκλων ρολογιού που απαιτείται για να λάβει ο συσσωρευτής την αρχική τιμή φ0, δηλαδή για να έναν κύκλο του σήματος σύνθεσης λέγεται Grand Repetition Rate και είναι ίσος με :

$$GRR = \frac{2^M}{MKP(T, 2^M)} \quad (3.9)$$

Όπου T η κωδική λέξη του βήματος φάσης φ.

3.3 Χαρτογράφηση φάσης σε πλάτος (phase to amplitude correspondence)

Η διαδικασία της αποθήκευσης μιας κυματομορφής που έχει γίνει δειγματοληψία με τέτοιον τρόπο που να αναπαριστά έναν κύκλο του λέγεται tabulation και η μνήμη wavetable. Πιο συγκεκριμένα, ένας κυματοπίνακας ή wavetable ορίζεται ως ένα διάνυσμα από διακριτά κβαντοποιημένα δείγματα πλάτους κυματομορφής παρμένα ανά τακτά χρονικά διαστήματα από την διαδικασία της δειγματοληψίας, τα οποία

είναι αποθηκευμένα σε διαδοχικές θέσεις του διανύσματος ως μια ακολουθία δυαδικών αριθμών με προκαθορισμένη μορφή και αριθμό αναπαράστασης bit του κάθε δείγματος.

Η έξοδος του συσσωρευτή είναι μια συνάρτηση ράμπας, ως εκ τούτου δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί αυτούσια για την παραγωγή κυματομορφών, θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί μια μέθοδος για την μετατροπή της κάθε τιμής του συσσωρευτή φάσης σε κάποια αντίστοιχη τιμή πλάτους σήματος. Για τον σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται μνήμες με αποθηκευμένες τιμές πλάτους του επιθυμητού σήματος ώστε να αντιπροσωπεύουν έναν κύκλο του. Η μνήμη μπορεί να αναπαρασταθεί ως ένα διάνυσμα με μήκος $L = 2^M$ δείγματα πλάτους σε ίσες χρονικά αποστάσεις το ένα από το άλλο.

Για να αξιοποιηθούν όλες οι δυνατές καταστάσεις του αθροιστή θα πρέπει η μνήμη να έχει διευθύνσεις v και $v \in [0, 2^{M-1}]$ που να αντιστοιχούν στο διάστημα φάσης $[0, 2\pi)$. Αυτό θα πρέπει να υπολογιστεί για προσαύξηση φάσης ίση με 1, ώστε ακόμα και οι μικρότερες προσαυξήσεις φάσης (για $\varphi = 1$) να αντιστοιχούν σε μια μοναδική τιμή πλάτους στον πίνακα χαρτογράφησης, συγκεκριμένα το κάθε χαρτογραφημένο δείγμα πλάτους απέχει από το διπλανό του κατά $2\pi/2^M$ rad.

Η χαρτογράφηση γίνεται με την χρήση μαθηματικών εξισώσεων ώστε να προσδιοριστεί η ακριβής δυαδική τιμή του εκάστοτε δείγματος. Η διαδικασία της ψηφιακής αποθήκευσης απαιτεί την δειγματοληψία του σήματος και άρα την κβαντοποίηση του εκάστοτε δείγματος πλάτους εξαιτίας των πεπερασμένων τιμών αναπαράστασής του. Έτσι, αν το πλάτος του σήματος είναι A και το κάθε δείγμα αναπαρίσταται με N bit θα έχουμε 2^N διακριτά βήματα πλάτους $\frac{A}{(2^N-1)}$.

Χαρακτηριστικά, για τα σήματα ημιτόνου και συνημιτόνου οι αντίστοιχοι πίνακες χαρτογραφούνται σύμφωνα με τις παρακάτω εξισώσεις :

$$W[v] = Q(\sin(v \frac{2\pi}{L})) \quad (3.10)$$

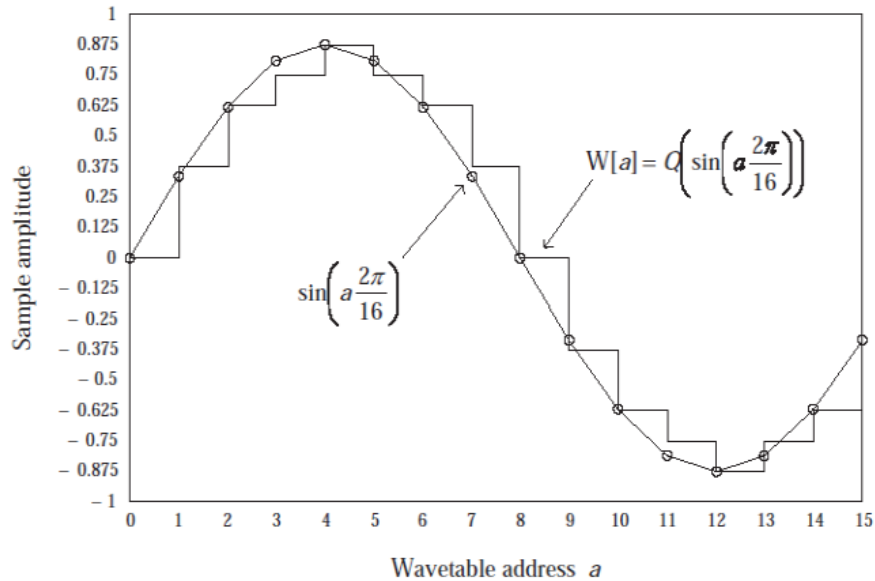
Και
$$W[v] = Q(\cos(v \frac{2\pi}{L})) \quad (3.11)$$

Όπου Q συμβολίζει την κβαντοποίηση που θα υποστεί το πλάτος του δείγματος και $W[v]$ είναι η τιμή του κβαντοποιημένου κατά πλάτος δείγματος στην v -οστή θέση μνήμης.

Ένας ημιτονικός πίνακας χαρτογράφησης με 2^M θέσεις δειγμάτων με βάση τις παραπάνω εξισώσεις μετατρέπει την ακολουθία των επαυξήσεων φάσης του συσσωρευτή σε μία ημιτονική ακολουθία δειγμάτων πλάτους $y(n)$ ως :

$$y(n) = \cos(2\pi \frac{\varphi}{2^M} nT) \quad (3.12)$$

Στο σχήμα (3.4) φαίνεται η απόκλιση που προκαλεί η κβαντοποίηση από την αντίστοιχη τιμή πλάτους του ημιτονικού σήματος συνεχούς χρόνου, αυτό αναφέρεται και ως παραμόρφωση κβαντισμού.



Σχήμα 3.4 : Χαρτογράφηση ημιτονικής κυματομορφής – πίνακας wavetable

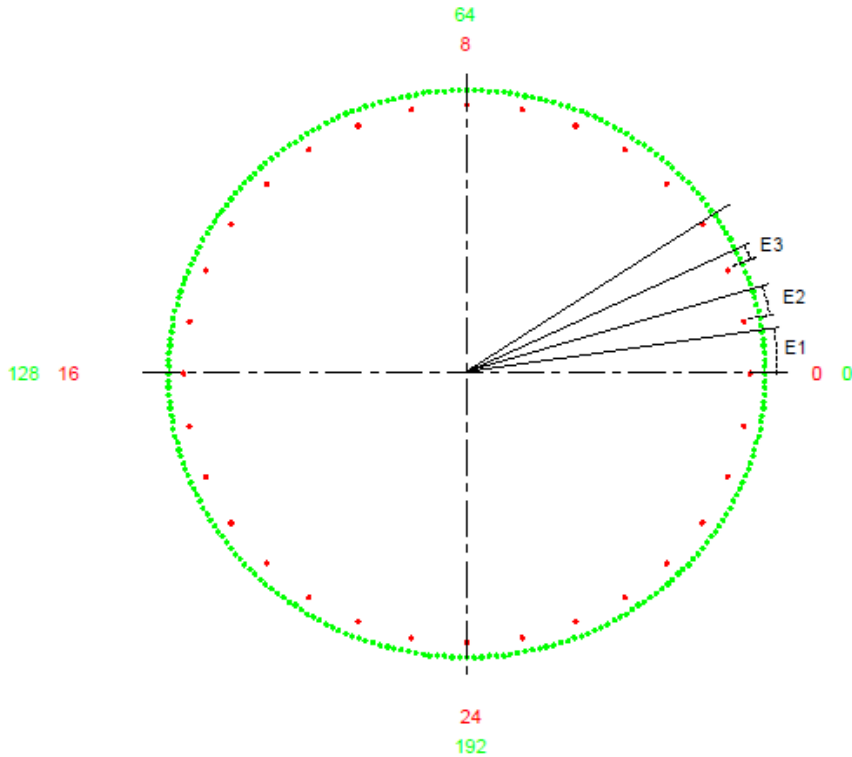
Από την παραπάνω εξίσωση προκύπτουν τα εξής συμπεράσματα :

- Η συχνότητα εξόδου είναι ευθέως ανάλογη με το βήμα επαύξησης φάσης φ
- Για $\varphi = 1$ η διακριτική ικανότητα της συχνότητας είναι σταθερή και ίση με $\frac{f_s}{2^M}$
- Όσο μεγαλύτερη είναι η διακριτική ικανότητα της συχνότητας τόσο περισσότερες θέσεις απαιτούνται στον πίνακα
- Η τέλεια αντιπροσώπευση των επαυξήσεων φάσης του συσσωρευτή γίνεται αν ο πίνακας έχει 2^M θέσεις
- Προκύπτει ανάγκη για συμβιβασμό μεταξύ διακριτικής ικανότητας και θέσεων μνήμης στον πίνακα

3.4 Περικοπή φάσης – Κλασματική διευθυνσιοδότηση (Fractional Addressing)

Ο έλεγχος της συχνότητας στην DDS γεννήτρια είναι γραμμικός και η διακριτική ικανότητα για σταθερό ρολόι χρονισμού προκύπτει ότι είναι σταθερή. Το πρόβλημα που προκύπτει είναι ο περιοριστικός παράγοντας των υπερόγκων θέσεων μνήμης στον πίνακα. Αν θέλουμε να πετύχουμε διακριτική ικανότητα ίση με 1Hz και υποθέσουμε ότι η συχνότητα ρολογιού είναι 100MHz και το βήμα επαύξησης φάσης φ είναι 1, τότε $f_s/\varphi = 100 * 10^6$, άρα οι θέσεις μνήμης που χρειάζονται είναι $100 * 10^6$ και τα bit αναπαράστασης μιας λέξης του συσσωρευτή να είναι $\log_2 100 * 10^6 \cong 27$. Το μέγεθος της μνήμης αν υποθέσουμε ότι κάθε λέξη έχει ακρίβεια 8-bit τότε προκύπτει μέγεθος ίσο με 800 MB.

Συμπεραίνουμε ότι το μέγεθος της μνήμης αυξάνεται εκθετικά κατά 2^M ενώ η διακριτική ικανότητα μειώνεται εκθετικά κατά 2^{-M} που σημαίνει ότι για πολύ υψηλές διακριτικές ικανότητες οδηγούμαστε σε

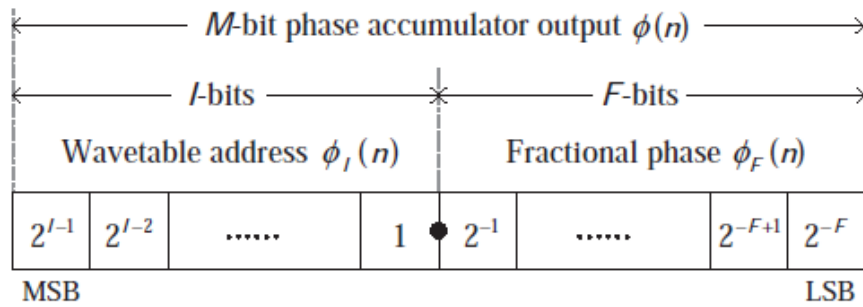


Σχήμα 3.5 : Ο τροχός της φάσης με κλασματική διευθυνσιοδότηση

μη πρακτικούς αριθμούς θέσεων μνήμης. Η λύση στο πρόβλημα αυτό δίνεται με την χρήση μιας τεχνικής γνωστή ως κλασματική διευθυνσιοδότηση ή fractional addressing. Η τεχνική στοχεύει στην ελάττωση του απαιτούμενου μεγέθους του πίνακα αντιστοιχίζοντας μερικώς τις επαυξήσεις τις φάσεις σε πλάτος και εκτιμώντας τις υπόλοιπες τιμές που περικλείονται μεταξύ των γνωστών τιμών.

Στο σχήμα (3.5) παρουσιάζεται ο λεγόμενος τροχός φάσης. Ο τροχός είναι μια αναπαράσταση των τιμών της εξόδου του συσσωρευτή (phase accumulator) και της μετάβασης από την μία τιμή στην άλλη, δηλαδή των επαυξήσεων φάσης. Αποτελείται από πράσινα σημεία που αντιπροσωπεύουν όλες τις δυνατές τιμές φάσης που προκύπτουν από τον συσσωρευτή και από κόκκινα σημεία τα οποία αποτελούν μερική αναπαράσταση των τιμών αυτού. Ο τροχός περιστρέφεται αριστερόστροφα σε κάθε παλμό του ρολογιού κατά βήμα ϕ .

Για την ορθή λειτουργία της τεχνικής θα πρέπει ο αριθμός των πράσινων σημείων να είναι ακέραιο – πολλαπλάσιο των κόκκινων σημείων, δηλαδή ο αριθμός των διαδοχικών δειγμάτων πλάτους που θα αποθηκευτούν στην μνήμη (wavetable) να αποτελεί ακέραιο κλάσμα του πλήθους των καταστάσεων του συσσωρευτή. Στην κλασματική διευθυνσιοδότηση ο τροχός περιστρέφεται κατά ένα ή περισσότερα πράσινα σημεία ανάλογο το βήμα ϕ . Για τις περιστροφές του τροχού που κόκκινο και πράσινο σημείο συμπέσουν έχουμε την απόλυτη χωρίς καμία απόκλιση αντιστοίχιση του βήματος φάσης σε δείγμα πλάτους n , διότι αυτό το δείγμα είναι αποθηκευμένο στην μνήμη.



Σχήμα 3.6 : Κλασματικός συσσωρευτής

Σε διαφορετική περίπτωση γίνεται χρήση τεχνικών παρεμβολής (interpolation) ώστε να εκτιμηθεί με προκαθορισμένη ακρίβεια η τιμή του πλάτους που αντιστοιχεί στην τιμή του συσσωρευτή. Λιγότερο αξιόπιστη μέθοδος είναι να στρογγυλοποιηθεί η τιμή του συσσωρευτή προς τα άνω (ceil) ή προς τα κάτω (floor) ανάλογα ποιο είναι το κοντινότερο κόκκινο σημείο, δηλαδή η αποθηκευμένη τιμή στην μνήμη που να έχει την μικρότερη διαφορά από την τιμή του συσσωρευτή, ενώ η μέθοδος με την μεγαλύτερη απόκλιση είναι η περικοπή φάσης, δηλαδή η αγνόηση της δεκαδικής λέξης.

Πιο συγκεκριμένα, η λέξη μήκους M του συσσωρευτή στην κλασματική διευθυνσιοδότηση διαιρείται σε δύο τμήματα – λέξεις, όπως στο σχήμα (3.6). Η πιο σημαντική λέξη MSB συνιστάται από I bits και η λιγότερο σημαντική λέξη από F bits. Η πρώτη λέξη αντιστοιχεί στο ακέραιο μέρος της τιμής του συσσωρευτή ενώ η δεύτερη στο δεκαδικό. Ο πίνακας wavetable τώρα διευθυνσιοδοτείται από την ακέραια λέξη I του συσσωρευτή, έχοντας μήκος $L = 2^I$ με διεύθυνση που προκύπτει από την πράξη του συσσωρευτή :

$$\varphi(n) = \langle \varphi(n - 1) + \varphi \rangle 2^I \quad (3.13)$$

Η δεκαδική λέξη του συσσωρευτή αντιπροσωπεύει το δεκαδικό μέρος της φάσης μεταξύ των πινακοποιημένων δειγμάτων πλάτους στην μνήμη. Κάθε φορά που ο τροχός στο σχήμα (3.5) δεν σταματά εκεί όπου τα πράσινα και κόκκινα σημεία συμπίπτουν πέρα από ακέραιο μέρος έχουμε και ένα δεκαδικό. Αν χρησιμοποιήσουμε μόνο το ακέραιο μέρος αγνοώντας το δεκαδικό κάνουμε περικοπή της φάσης, γνωστή και ως phase truncation. Η μέθοδος αυτή έχει και την μεγαλύτερη απόκλιση από την πραγματική τιμή της επαύξησης φάσης από όλες τις άλλες μεθόδους. Η μέθοδος της στρογγυλοποίησης στην κοντινότερη ακέραια τιμή επίσης εισάγει σφάλμα και έχει ως αποτέλεσμα την εισαγωγή πρόσθετων αρμονικών στο συχνοτικό φάσμα της κυματομορφής εξόδου προκαλώντας την παραμόρφωσή του.

Σημειώνεται ότι όσα περισσότερα I bit καταλαμβάνει το ακέραιο μέρος της λέξης του συσσωρευτή τόσο ελαττώνονται τα σφάλματα περικοπής φάσης εξαιτίας της αντίστοιχης ελάττωσης των δεκαδικών ψηφίων στην λέξη. Για να μειωθούν τα σφάλματα χρησιμοποιούνται αλγόριθμοι παρεμβολής (interpolation). Αυτοί χρησιμοποιούν τα bit της δεκαδικής λέξης για να εκτιμήσουν την τιμή του πλάτους που αντιστοιχεί στην μη πινακοποιημένη δεκαδική διεύθυνση που στέλνει ο συσσωρευτής. Η φιλοσοφία τους βασίζεται σε πολυωνυμικές εξισώσεις που κατασκευάζονται από τις αποθηκευμένες τιμές του πίνακα που περιβάλλουν την υπολείπουσα τιμή πλάτους της δεκαδικής διεύθυνσης. Ο αριθμός των σημείων ορίζει την τάξη της

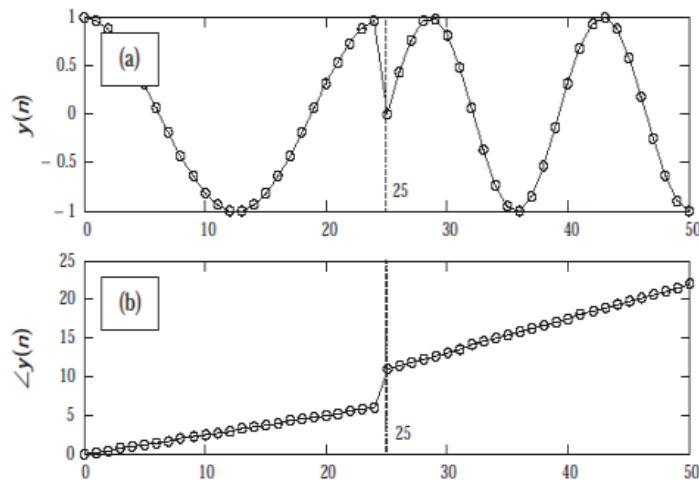
πολυωνυμικής εξίσωσης με μεγαλύτερες τάξεις να οδηγούν σε ακριβέστερες προσεγγίσεις. Η ακριβέστερη προσέγγιση ωστόσο έρχεται με το αντίτιμο σύνθετης υλοποίησης για την εκτέλεση των μαθηματικών πράξεων.

3.5 Συνεχής μεταβολή φάσης (Phase continuity)

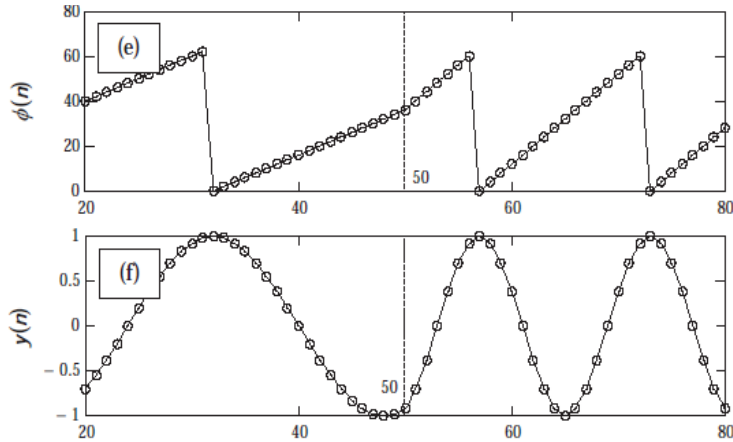
Μία από τις σημαντικότερες δυνατότητες της DDS γεννήτριας είναι η συνεχής μεταβολή της προσαύξησης φάσης σε βηματικές αλλαγές που κάνουμε στην συχνότητας ή στην φάση της κυματομορφής. Αυτό συμβαίνει λόγω της συνεχόμενης προσαύξησης της τιμής του συσσωρευτή κατά ϕ χωρίς να παράγει ασυνέχειες στην κυματομορφή εξόδου. Μια μεταβολή συνεχούς προσαύξησης φάσης ως αποτέλεσμα βηματικής μεταβολής της συχνότητας (ή του ρυθμού μεταβολής της φάσης) ορίζεται αυτή που η στιγμιαία φάση της κυματομορφής παρουσιάζει μόνο μια αλλαγή στην κλίση της (slope) χωρίς να δημιουργεί ασυνέχειες μεταξύ των δειγμάτων.

Ένα ημιτονοειδές διακριτού χρόνου με μοναδιαίο πλάτος και αρχική φάσης μηδέν ορίζεται ως $y(n) = \cos(2\pi f(n)NT)$, μια βηματική αλλαγή στην συχνότητα αυτού από το δείγμα n σε κάποιο επόμενο m όταν το $n \geq m$ θα έχει ως αποτέλεσμα μια βηματική μετάβαση της στιγμιαίας φάσης του διακριτού ημιτονοειδούς. Αυτό μεταφράζεται ως ασυνέχεια στην ακολουθία των δειγμάτων πλάτους της κυματομορφής $y(n)$. Αυτή η ασυνέχεια ισοδυναμεί με γωνία $\angle 2\pi T(mf' - (m - 1)f)$ rad και ανεξάρτητη από δείγμα n .

Στο σχήμα 2.30α βλέπουμε την ασυνέχεια που προκαλείται στην κυματομορφή εξόδου από την βηματική μεταβολή της συχνότητας από f σε f' . Για να εξετάσουμε αν προκαλείται το φαινόμενο αυτό στην DDS αρχιτεκτονική θα πρέπει να λάβουμε υπόψιν την τιμή του συσσωρευτή $\phi(n)$, καθώς οποιαδήποτε μεταβολή στην συχνότητα μεταφράζεται ως μεταβολή στο βήμα επαύξησης φάσης. Αυτό επιβάλλει την εισαγωγή ενός νέου αθροίσματος για τον υπολογισμό των τιμών του συσσωρευτή για κάθε βηματική συχνότητα f' .



Σχήμα 3.7α : Ασυνέχεια κυματομορφής εξόδου



Σχήμα 3.7β : Συνεχής έξοδος για μεταβατική αλλαγή φάσης

Έτσι , για $n \geq m$ με αντικαταστάσεις προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις :

$$\varphi(n) = 2\pi T \left(\sum_1^m f + \sum_{m+1}^n f' \right)$$

$$\varphi(n) = 2\pi T(nf' - m(f' - f)) \tag{3.14}$$

Η εξίσωση (3.14) περιγράφει το έμφυτο χαρακτηριστικό του συσσωρευτή να ερμηνεύει τις μεταβάσεις των συχνοτήτων ως μια διαφορά μεταξύ αυτών, μεταφράζοντάς τες ως μια ομαλή αλλαγή στο βήμα επαύξησής του. Αυτό οδηγεί σε μια αλλαγή στην κλίση της στιγμιαίας φάσης την στιγμή της μετάβασης στην νέα συχνότητα f' χωρίς κάποια ασυνέχεια μεταξύ των δειγμάτων της κυματομορφής εξόδου.

Αυτό ισχύει και αντίστροφα, μια βηματική αλλαγή στο βήμα της φάσης φ θα οδηγήσει σε μια ομαλή μετάβαση συχνότητας, δηλαδή μεταβαίνει ομαλώς σε έναν νέο ρυθμό που το μέτωπο του κύματος λαμβάνει τις τιμές του χωρίς ασυνέχειες μεταξύ αυτών. Οι εξισώσεις που βγάζουν το παραπάνω συμπέρασμα είναι οι παρακάτω :

$$\varphi(n) = \left\langle \sum_1^m \varphi + \sum_{m+1}^n \varphi' \right\rangle 2^M$$

$$\varphi(n) = \langle n\varphi' - m(\varphi' - \varphi) \rangle 2^M \tag{3.15}$$

Ο συσσωρευτής παράγει ακολουθίες εξόδου συνεχούς φάσης για μια μεταβατική αλλαγή στο βήμα επαύξης φ , δηλαδή του ρυθμού μεταβολής της φάσης, δηλαδή την αλλαγή συχνότητας, για όλο το εύρος δειγμάτων που λαμβάνει, σχήμα (3.7β).

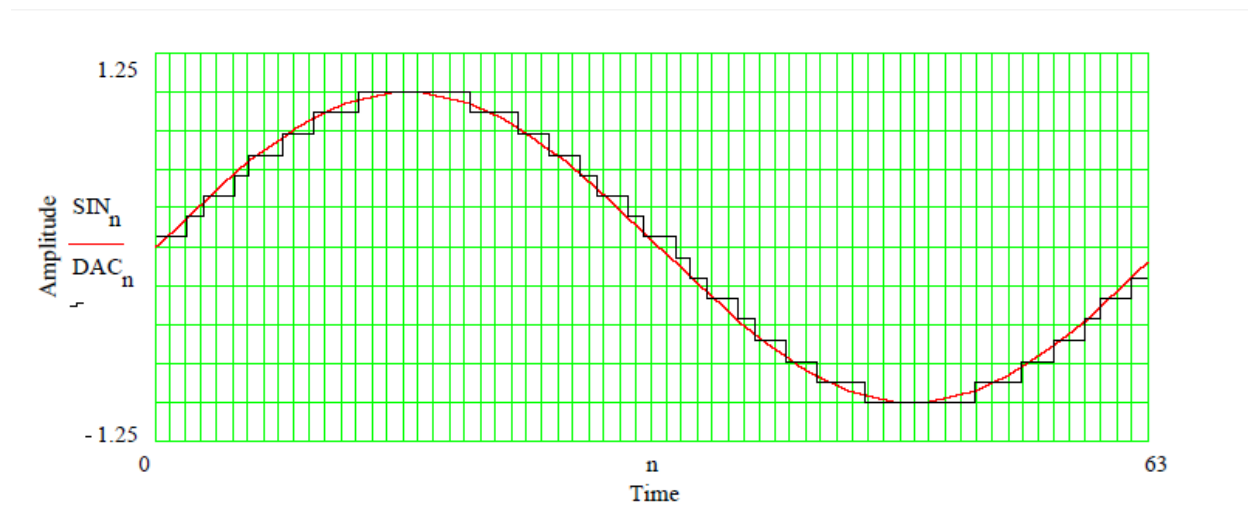
3.6 Χαρακτηριστικά μετατροπέων από ψηφιακό σε αναλογικό (DAC) και συσχέτιση με DDS

Ένας μετατροπέας από ψηφιακό σε αναλογικό σήμα χρησιμοποιείται για την μετατροπή της ψηφιακής λέξης που αντιπροσωπεύει το πλάτος του N - οστού δείγματος της κυματομορφής στην αντίστοιχη αναλογική τιμή του, όπως δείχνει το σχήμα (3.8) . Ιδανικά υπάρχουν 2^b ίσα κβαντοποιημένα επίπεδα πλάτους, όπου b το μήκος της λέξης του δείγματος, διατηρώντας γραμμική σχέση με τις αλλαγές της ψηφιακής λέξης.

Η λειτουργία του μετατροπέα βασίζεται στην τάση αναφοράς ακριβείας V_{ref} που χρησιμοποιεί και αντιπροσωπεύει την μέγιστη δυνατή τάση που μπορεί να αναπαραστήσει ο μετατροπέας, η οποία συνήθως είναι η τάση τροφοδοσίας του DAC. Η διακριτική ικανότητα του μετατροπέα ισοδυναμεί με την αύξηση κατά ένα bit της ψηφιακής λέξης και ισούται με $LSB = \frac{V_{REF}}{2^b - 1}$.

Υπάρχουν πολλές τεχνολογίες μετατροπέων DAC. Χαρακτηριστική είναι η λεγόμενη R-2R υλοποίηση που χρησιμοποιεί ένα σύνολο δικτυωμάτων από αντιστάσεις και διακόπτες. Ο κάθε κλάδος του δικτύου χρησιμοποιεί δύο αντιστάσεις με τιμές που ικανοποιούν τον λόγο 2:1 . Ένας μετατροπέας με μήκος λέξης b έχει σύνολο $2b$ πλήθος αντιστάσεων και b πλήθος διακοπών για θέτουν εντός και εκτός λειτουργίας κάθε κλάδο σε συντονισμό με την τιμή του εκάστοτε bit του ψηφιακού κώδικα. Η έξοδος ενός DAC R-2R μπορεί να είναι σε μορφή τάσης ή ρεύματος ανάλογα των αναγκών, χωρίς αυτό να σημαίνει διαφορετικές αρχές αρχιτεκτονικής του μετατροπέα.

Η ψηφιακή λέξη εισόδου χαρακτηρίζεται από τρεις παραμέτρους, τον αριθμό των bit ή αλλιώς το μήκος της, το πρότυπο των λογικών τιμών 1 και 0 που χρησιμοποιείται (CMOS, TTL, ECL κλπ.) και τρίτον, το πρότυπο της αναπαράστασή της (το συμπλήρωμα του 1 του 2 κλπ.) και έχει να κάνει με την αναπαράσταση του πλάτους των διπολικών ή εναλλασσόμενων σημάτων που κωδικοποιούμε.



Σχήμα 3.8 : Αναλογική τάση εξόδου DAC σε συνάρτηση με την ψηφιακό κωδικό εισόδου

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

Τα βασικά χαρακτηριστικά – μηχανισμοί σφάλματος ενός DAC είναι :

- Σφάλμα απόκλισης εκκίνησης (Offset error)
- Σφάλμα κέρδους (Gain error)
- Χρόνος αποκατάστασης (Settling time)
- Μεταβατικά σφάλματα (Glitches)
- Σφάλματα μη γραμμικότητας (Linearity errors)

3.6.1 Σφάλμα απόκλισης εκκίνησης (Offset error)

Ιδανικά η συνάρτηση μεταφοράς ενός DAC είναι μια ευθεία γραμμή που περνάει από όλες τις διακριτές αναλογικές τιμές εξόδου και ενώνει την ελάχιστη με την μέγιστη τιμή της πλήρους κλίμακας εξόδου FSR χωρίς κάποιο σφάλμα – απόκλιση μεταξύ αυτών. Το σφάλμα απόκλισης εκκίνησης ορίζεται ως η κατακόρυφη μετατόπιση της ιδανικής συνάρτησης μεταφοράς του. Με άλλα λόγια είναι η διαφορά μεταξύ των θεωρητικών και των πραγματικών σημείων εκκίνησης της μετατροπής και παρουσιάζεται ως τιμή βήματος LSB στην έξοδο όταν ο ψηφιακό κώδικας εισόδου είναι μηδέν.

Το σφάλμα αυτό χαρακτηρίζεται ως στατικό γιατί είναι το ίδιο για όλα τα αναλογικά επίπεδα εξόδου. Υπάρχει δυνατότητα να εξαλείψουμε το σφάλμα με εφαρμογή δυναμικού αντιστάθμισης στο κύκλωμα επεξεργασίας της εξόδου του DAC. Η τάση εξισορρόπησης υπολογίζεται κατάλληλα για να εξουδετερώσει το σφάλμα και να έρθουν οι τιμές εξόδου πιο κοντά στην ιδανική τιμή τους. Η μέτρηση του σφάλματος εκφράζεται σε μονάδες LSB ή σε ποσοστό της πλήρους κλίμακας.

Στην πραγματικότητα το μέτρο του σφάλματος είναι συνάρτηση της θερμοκρασίας και για αυτό τον λόγο οι κατασκευαστές σχετίζουν το σφάλμα με έναν συντελεστή θερμοκρασίας T_c (temperature coefficient). Πρέπει να δίνεται προσοχή στην εξουδετέρωση του σφάλματος εκκίνησης διότι οι DDS γεννήτριες είναι ικανές να παράγουν υποκυκλικές (DC) συχνότητες, με αποτέλεσμα και οι μικρότερες τιμές του σφάλματος να οδηγούν σε σημαντική ελάττωση της διακριτικής ικανότητας της γεννήτριας. Τέλος, η τιμή του σφάλματος είναι συνάρτηση του χρόνου, δηλαδή παρουσιάζει μεταβολές ανάλογα την «ηλικία» του μετατροπέα.

3.6.2 Σφάλμα κέρδους (Gain error)

Το σφάλμα κέρδους ορίζεται ως η μεταβολή της κλίσης (slope) της συνάρτησης μεταφοράς του DAC αφού έχει εξουδετερωθεί το σφάλμα απόκλισης εκκίνησης. Για ένα διπολικό σήμα το σφάλμα εκφράζεται ως απόκλιση από ιδανικό βήμα μηδέν, ενώ σε ένα μονοπολικό εκφράζεται ως διαφορά από το ιδανικό μέγιστο πλάτος του. Και αυτό το σφάλμα είναι στατικό, δηλαδή ίδιο για όλες τιμές εξόδου του DAC και μπορεί να εξουδετερωθεί με την κατάλληλη τάση αντιστάθμισης. Εκφράζεται σε μονάδες LSB ή ποσοστό της πλήρους κλίμακας FSR. Επίσης, το σφάλμα κέρδους όπως και το σφάλμα απόκλισης εκκίνησης είναι συνάρτηση του χρόνου και της θερμοκρασίας και άρα μεταβάλλεται ανάλογα. Σε περίπτωση μη εξουδετέρωσής του θα προκαλέσει παραμόρφωση στο πλάτος της κυματομορφής εξόδου.

3.6.3 Χρόνος αποκατάστασης (Settling time)

Ο χρόνος αποκατάστασης εξόδου του μετατροπέα είναι η χρονική καθυστέρηση της εξόδου στις αλλαγές του ψηφιακού κώδικα εισόδου. Συγκεκριμένα ορίζεται ως ο χρόνος που περνάει για να λάβει η έξοδος την τιμή που αντιστοιχεί στην τιμή του κώδικα, παραμένοντας εντός μιας προκαθορισμένης ζώνης σφάλματος. Για να αναδομηθεί σωστά η κυματομορφή θα πρέπει ο χρόνος αποκατάστασης να είναι μικρότερος από τον χρόνο μεταβολής της εισόδου (δηλαδή την συχνότητα του σήματος).

Η ζώνη σφάλματος ορίζεται σε μονάδες LSB ή ποσοστό της πλήρους κλίμακας του DAC ανάλογα αν η διακριτική ικανότητα του DAC είναι πρακτικά συγκρίσιμη ή όχι με το εύρος της ζώνης. Για μετατροπείς με μεγάλες διακριτικές ικανότητες προκύπτει ότι το LSB είναι πολύ μικρό και το εύρος είναι ακόμα μικρότερο και καταλήγουμε σε μη πρακτικές υπέρ κλασματικές εκφράσεις του LSB, για τον λόγο αυτό η χρήση του ποσοστού της FSR είναι καταλληλότερη.

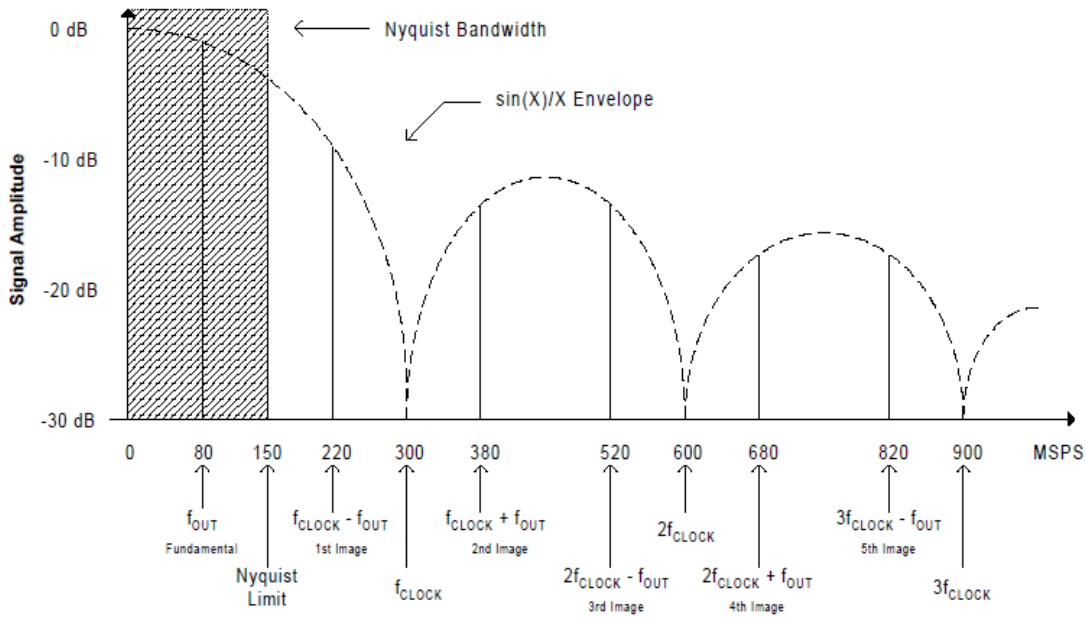
3.6.4 Μεταβατικά σφάλματα (Glitches)

Η κάθε μετάβαση της εξόδου θα πρέπει να παρουσιάζει μονοτονική σχέση με τις αυξήσεις της εισόδου. Ο κανόνας αυτός απειλείται ωστόσο, μεταξύ άλλων, από μεταβατικά φαινόμενα που παρουσιάζονται σε κάθε αλλαγή της εξόδου σε νέα κατάσταση, η χρονική παρουσία των οποίων είτε συμπίπτει με το φαινόμενο του χρόνου αποκατάστασης είτε έπεται αυτού. Αυτά τα glitches είναι αποτέλεσμα δύο πιθανών αιτιών, είτε λόγω χωρητικής σύζευξης των εισόδων του μετατροπέα με την έξοδό του, είτε λόγω του ατελούς συγχρονισμού των διακοπών που θέτουν τα αντίστοιχα δυναμικά στο εσωτερικό του DAC ανάλογα με τα bit του κωδικού.

Έως ότου η έξοδος λάβει την τελική τιμή της λαμβάνουν χώρα αυτά τα φαινόμενα με αποτέλεσμα την εισαγωγή συχνοτήτων στο φάσμα του σήματος που δεν ήταν αρχικά εκεί. Οι συχνότητες αυτές μπορεί να ανήκουν στην ζώνη Nyquist αλλά μπορεί να είναι μη αρμονικώς συσχετιζόμενες. Το φαινόμενο είναι συνάρτηση του ψηφιακού κωδικού με μεγαλύτερες τιμές να οδηγούν σε εντονότερη μεταβατική απόκριση. Οι συχνότητες που δεν ανήκουν στην ζώνη Nyquist δεν μπορούν να καταργηθούν από το φίλτρο αντιπαραποίησης που ακολουθεί και αλλοιώνουν το αρμονικό φάσμα του σήματος βασικής ζώνης.

3.6.5 Σφάλματα μη γραμμικότητας (Linearity errors)

Η συνάρτηση μεταφοράς του DAC δεν είναι απόλυτα γραμμική διότι υπάρχουν αποκλίσεις από αυτήν λόγω της φύσης του μετατροπέα. Η μη γραμμικότητα εκφράζεται βασικά από δύο σφάλματα, το σφάλμα ολοκληρωτικής μη γραμμικότητας (Integral Non Linearity) ή σχετικής ακρίβειας και το σφάλμα διαφορικής μη γραμμικότητας (Differential Non Linearity). Η ολοκληρωτική μη γραμμικότητα ορίζεται ως η μέγιστη απόκλιση της εξόδου από την ιδανική τιμή της σε οποιοδήποτε σημείο της χαρακτηριστικής της συνάρτησης μεταφοράς της, αφού προηγουμένως τα σφάλματα απόκλισης εκκίνησης και κέρδους έχουν μηδενιστεί. Η διαφορική μη γραμμικότητα ορίζεται ως η μέγιστη απόκλιση της εξόδου από το βήμα LSB όταν ο ψηφιακός κωδικός αυξάνεται κατά ένα bit. Στις εφαρμογές γεννητριών κυματομορφών οι τιμές των INL και DNL δεν είναι τόσο χρήσιμες πληροφορίες για την εκτίμηση της συμπεριφοράς του DAC στα σήματα που παρέχει η DDS γεννήτρια. Για τον λόγο αυτό προκύπτει ανάγκη για χρήση άλλων παραμέτρων απόδοσης που ορίζονται στο πεδίο συχνοτήτων.



Σχήμα 3.9 : Έξοδος $\sin(x)/x$ DAC

3.7 Φίλτρο αντιπαραποίησης (anti – aliasing filter)

Η έξοδος του DAC μετατροπέα που φαίνεται στο σχήμα (3.9) έχει συχνοτικό φάσμα που παίρνει την μορφή του περιβλήματος της συνάρτησης δειγματοληψίας $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$ με μηδενισμούς στις ακέραιες πολλαπλάσιες συχνότητες του ρολογιού F_{clock} . Η πρώτη ζώνη αποτελείται από δύο ζώνες Nyquist ($F_s/2$), με τον πρώτο μηδενισμό να γίνεται στη συχνότητα F_{clock} . Έχουμε πιστή αναπαράσταση των συχνοτήτων κάτω από $F_{\text{clock}}/2$. Εκτός της πρώτης ζώνης δημιουργούνται πλευρικές ζώνες με εύρος ζώνης ίσο με το μισό της πρώτης, $BW = NF_{\text{clock}} - (N - 1)F_{\text{clock}}$ και εξασθενημένο πλάτος ακολουθώντας πάντα την μορφή που δίνει η $\text{sinc}(x)$ λαμβάνοντας την μέγιστη τιμή του ανά $BW/2$.

Εφόσον πληρούνται τα κριτήρια δειγματοληψίας του Nyquist τα όρια των πλευρικών ζωνών δεν εισέρχονται στην βασική ζώνη, δηλαδή οι λεγόμενες εικόνες των πλευρικών ζωνών $N * F_{\text{clock}} \pm F_{\text{out}}$ δεν αλλοιώνουν τις συχνότητες κάτω από το όριο Nyquist $F_{\text{clock}}/2$. Στις κλασικές DDS εφαρμογές η έξοδος του DAC ακολουθείται από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο αντιπαραποίησης με σκοπό την εξάλειψη των πλευρικών ζωνών και των εικόνων που συνθέτουν αφήνοντας τις συχνότητες κάτω από το όριο Nyquist άθικτες. Άσχετα αν οι εικόνες δεν αλλοιώνουν την ζώνη Nyquist η ύπαρξή τους ερμηνεύεται ως αύξηση του θορυβικού επιπέδου (noise floor) και αχρηστεύουν το υπόλοιπο συχνοτικό φάσμα.

Το εύρος ζώνης της γεννήτριας συνήθως περιορίζεται στο 40% της συχνότητας του ρολογιού με σκοπό την ελάφρυνση των απαιτήσεων (π.χ. rolloff factor, cut-off frequency) του φίλτρου αντιπαραποίησης. Η απόκριση ενός χαμηλοπερατού φίλτρου δεν είναι ιδανική και συνοψίζεται σε τρία στάδια, την ζώνη διέλευσης (pass band) με τις συχνότητες εντός αυτής να δέχονται ελάχιστη ή ιδανικά μηδενική εξασθένιση, την ζώνη εξασθένισης ή μετάβασης (transition band) όπου τα πλάτη δέχονται έντονη εξασθένιση που ορίζεται από τον συντελεστή εξασθένισης ή rolloff factor, τέλος την ζώνη αποκοπής (stop band) όπου το

πλάτος των συχνοτήτων έχει περιοριστεί σε ένα ικανοποιητικά χαμηλό επίπεδο. Υπάρχουν πολλές υλοποιήσεις φίλτρων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν αλλά σε όλες γίνονται συμβιβασμοί μεταξύ των παραμέτρων που ρυθμίζουν την απόκριση του φίλτρου. Δίνεται προτεραιότητα στις παραμέτρους που εξυπηρετούν καλύτερα τις ανάγκες της εκάστοτε εφαρμογής που θα χρησιμοποιηθεί η γεννήτρια DDS.

3.8 Πηγές θορύβου DDS

Από την παρουσίαση των προηγούμενων σφαλμάτων του DAC, από την μη ιδανική αναλογική επεξεργασία που έπεται αλλά και από την αρχή λειτουργίας του πυρήνα της DDS, η οποία επιβάλλει ορισμένους συμβιβασμούς μεταξύ της ακρίβειας σύνθεσης της κυματομορφής και του συνολικού κόστους υλοποίησης και από εξωτερικούς παράγοντες, οδηγούμαστε σε ένα άθροισμα σφαλμάτων τα οποία συνιστούν πηγές θορύβου και επηρεάζουν την συνολική ποιότητα του σήματος που παράγουμε. Οι βασικότερες αιτίες παραμόρφωσης – πηγές θορύβου στην DDS λειτουργία είναι :

- Θόρυβος κβαντισμού του DAC
- Τα σφάλματα μη γραμμικότητας του DAC
- Η μη ιδανική αντιστοίχιση φάσης – πλάτους της DDS
- Θόρυβος στο ρολόι χρονισμού

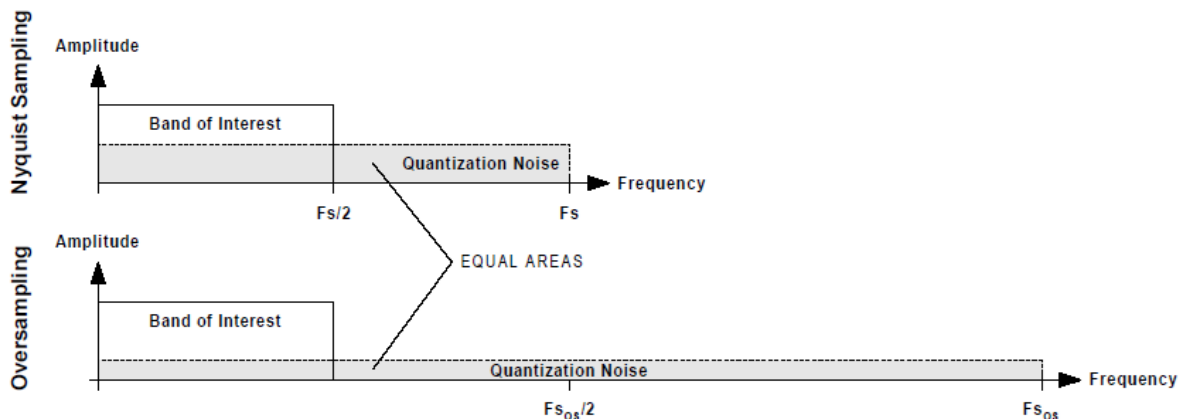
3.8.1 Θόρυβος κβαντισμού DAC

Ο θόρυβος κβαντισμού που είναι αποτέλεσμα της πεπερασμένης διακριτικής ικανότητας του DAC προκαλεί έγερση στην παραμόρφωση κβαντισμού, η παρουσία της οποίας γίνεται αισθητή στο φάσμα του σήματος είτε ως αρμονικά κατανεμημένες συχνότητες είτε τυχαία κατανεμημένες. Μεγαλύτερες διακριτικές ικανότητες του DAC οδηγούν σε βελτίωση της εικόνας του θορύβου ως αποτέλεσμα των όλο και ομαλότερων μεταβάσεων μεταξύ των επιπέδων τάσης εξόδου του μετατροπέα. Η σχέση διακριτικής ικανότητας και της αντίστοιχης παραμόρφωσης που προκαλείται μπορεί να μετρηθεί και ερμηνεύεται από την παρακάτω σχέση ως ο λόγος ισχύος του σήματος προς την ισχύ του θορύβου κβαντισμού SQR :

$$SQR = 1.76 + 6.02b \text{ dB} \quad (3.16)$$

Όπου b ο αριθμός των bit του DAC. Η σχέση ισχύει για την λειτουργία του μετατροπέα σε πλήρη κλίμακα. Αν χρησιμοποιούμε μέρος της πλήρους κλίμακας εξόδου FSR οδηγούμαστε σε μείωση του SQR κατά A , όπου A είναι το ποσοστό της πλήρους κλίμακας που χρησιμοποιούμε. Προκύπτει ότι η ενεργός τιμή του θορύβου κβαντισμού είναι σταθερός σε όλο το φάσμα και ίσος με $q/\sqrt{12}$, όπου q η αναλογική τιμή που αντιστοιχεί σε 1 LSB.

Το βασικότερο κριτήριο για την κατανομή του θορύβου κβαντισμού είναι αν ο λόγος της συχνότητας του σήματος εξόδου F_0 δια την συχνότητα του ρολογιού F_{clock} είναι ρητός αριθμός, δηλαδή αν $\frac{F_0}{F_{\text{clock}}} \in \mathbb{Q}$. Στην περίπτωση που είναι, τότε οι συχνότητες αυτού διανέμονται αρμονικά από την συχνότητα F_0 προκαλώντας ενισχυμένη αρμονική παραμόρφωση του σήματος βασικής ζώνης. Σε διαφορετική περίπτωση η κατανομή είναι τυχαία και δεν επηρεάζει το σήμα στον ίδιο βαθμό.



Σχήμα 3.10 : Βελτίωση του SQR λόγω oversampling

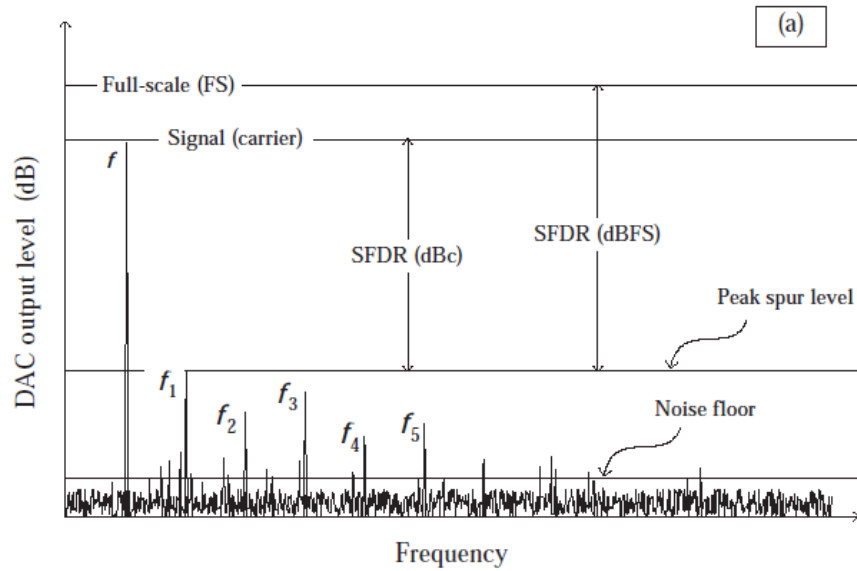
Το επίπεδο του θορύβου για την πρώτη ζώνη Nyquist ($F_s/2$) μπορεί να μειωθεί με τεχνικές oversampling, αν δηλαδή ικανοποιούμε τα κριτήρια του Nyquist σε μεγαλύτερο βαθμό από ότι ορίζεται. Αυτό γίνεται διότι το επίπεδο του θορύβου είναι πάντα ίδιο σε όλο το συχνοτικό φάσμα για δεδομένη διακριτική ικανότητα του DAC, με μεγαλύτερες ταχύτητες δειγματοληψίας να αντιστοιχούν σε διευρύνσεις του φάσματος με αποτέλεσμα την αντίστοιχη διαστολή του πλάτους της περιοχής θορύβου κβαντισμού και άρα σε ανάλογη βελτίωση του SQR για την πρώτη ζώνη Nyquist κατά $C = 10 \log \left(\frac{F_{os}}{F_0} \right)$ dB. Το σχήμα (3.10) δείχνει το αποτέλεσμα.

3.8.2 Παραμόρφωση λόγω μη γραμμικότητας DAC

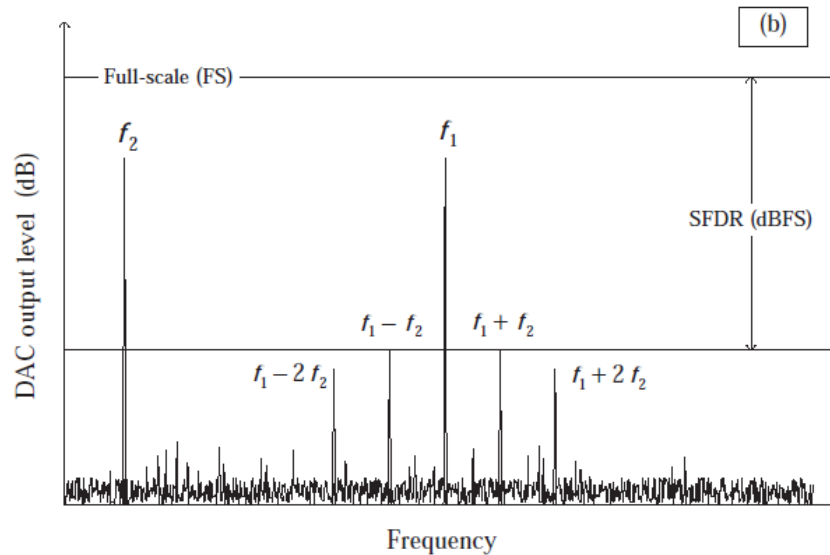
Τα σφάλματα μη γραμμικότητας DNL και INL όπως και οι μεταβατικές αιχμές στις αλλαγές του κώδικα εισόδου του DAC αποτελούν σημαντικούς περιοριστικούς συντελεστές της συνολικής απόδοσης της DDS γεννήτριας. Συγκεκριμένα, παρουσιάζονται ως αλλοιώσεις στο φασματικό περιεχόμενο περισσότερο ως αρμονικώς συσχετιζόμενες με την συχνότητα εξόδου. Αυτό σημαίνει ότι στην έξοδο του DAC, ακόμα και αν έχουμε ιδανική σύνθεση από τον DDS μηχανισμό, θα παρουσιαστεί το σήμα συν αρμονικές αυτού λόγω της μη γραμμικότητας του DAC.

Το πρώτο είδος παραμόρφωσης λόγω των σφαλμάτων μη γραμμικότητας ακολουθεί τον κανόνα της κλασικής αρμονικής παραμόρφωσης NFO στο φάσμα, όπου F_0 η συχνότητα του σήματος. Όσες υπερβαίνουν το όριο Nyquist θα φανούν ως εικόνες στην βασική ζώνη είτε αυτούσιες είτε καθρεπτισμένες ανάλογα αν βρίσκονται σε περιττή ή άρτια ζώνη Nyquist. Το πλάτος των αρμονικών όμως δεν είναι εύκολο να καθοριστεί, καθώς αυτό εξαρτάται από την συνάρτηση μεταφοράς του εκάστοτε DAC. Συνήθως ορίζεται η τιμή THD (Total Harmonic Distortion) που είναι η τετραγωνική ρίζα του αθροίσματος των τετραγώνων των αρμονικών που λαμβάνουμε στην έξοδο του DAC.

Υπάρχει και ένα δεύτερο είδος παραμόρφωσης που προκαλείται από τα σφάλματα μη γραμμικότητας του DAC, η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (Intermodulation Distortion). Στο φάσμα του σήματος εξόδου παρατηρούμε συχνότητες τυχαίου πλάτους που βρίσκονται σε θέσεις αθροισμάτων και διαφορών μεταξύ των ήδη παραπονημένων εικόνων των αρμονικών της βασικής συχνότητας F_0 , δηλαδή βρίσκονται σε θέσεις



Σχήμα 3.11α : Αρμονική παραμόρφωση λόγω μη γραμμικότητας DAC



Σχήμα 3.11β : Συχνότητες από ενδοδιαμόρφωση λόγω μη γραμμικότητας DAC

$nf_1 \pm mf_2$, όπου n και m ακέραιοι, f_1 και f_2 οι ήδη παραποιημένες εικόνες. Ο συντελεστής IMD εκφράζει τον λόγο της RMS τιμής του πλάτους αυτών προς την RMS τιμή του αθροίσματος του πλάτους των εικόνων f_1, f_2 . Το φαινόμενο φαίνεται στο σχήμα (3.11β).

Υπάρχουν βασικά δύο συντελεστές απόδοσης που πρέπει να ξέρουμε ώστε να συσχετίσουμε την απόδοση του DAC με αυτήν της συνολικής γεννήτριας DDS, είναι οι συντελεστές SFDR και SNR. Το SFDR είναι μια μέτρηση που συνδυάζει τις επιδράσεις της αρμονικής παραμόρφωσης και της ενδοδιαμόρφωσης και ορίζεται ως ο λόγος της RMS τιμής του σήματος βασικής ζώνης δια την RMS τιμή της πιο έντονης

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

συχνότητας θορύβου που παρουσιάζεται στο φάσμα της εξόδου του DAC. Το που θα παρουσιαστεί στο φάσμα η πιο έντονη συχνότητα θορύβου μας είναι αδιάφορο.

Η τιμή του SFDR δίνεται είτε σε dBc κανονικοποιημένο με το σήμα εισόδου του DAC, είτε σε dBFS κανονικοποιημένο με το εύρος πλήρους κλίμακας εξόδου. Το SNR στις μετρήσεις του DAC ορίζεται ως ο λόγος της RMS τιμής της οριακού πλάτους πλήρους κλίμακας εξόδου του DAC δια την RMS τιμή του αθροίσματος όλων των άλλων πηγών θορύβου στο σύστημα πλην όμως των αρμονικών. Η μέτρηση δηλαδή γίνεται σε κάποιο μέρος του φάσματος ελεύθερο από την επίδραση των αρμονικών και συμπεριλαμβάνει όλες τις άλλες πηγές θορύβου του συστήματος, δηλαδή τον θόρυβο κβαντισμού, τον θόρυβο περικοπής φάσης του συσσωρευτή, τον θόρυβο που εισάγεται από το ρολόι και τον θόρυβο που εισάγει η μη ιδανική επεξεργασία του σήματος από το φίλτρο αντιπαραποίησης.

3.8.3 Παραμόρφωση λόγω περικοπής φάσης

Οι περικοπές που γίνονται σε έναν δεκαδικό συσσωρευτή φάσης θα οδηγήσουν σε σφάλματα στην διαδικασία της αντιστοίχισης της φάσης σε πλάτος της DDS. Ωστόσο τα σφάλματα αυτά είναι περιοδικά, διότι μετά από N περιστροφές του τροχού φάσης, δηλαδή μετά από N επαυξήσεις φάσης, προκύπτουν τιμές του συσσωρευτή οι οποίες είναι αποθηκευμένες στον πίνακα χαρτογράφησης wavetable της γεννήτριας.

Το αποτέλεσμα λόγω της περιοδικότητάς του είναι να εμφανίζονται στο φάσμα του σήματος ως θόρυβος, γνωστό ως θόρυβος περικοπής φάσης (phase truncation spurs). Το πλάτος και η κατανομή των συχνοτήτων που συνιστούν αυτόν τον θόρυβο εξαρτάται από τρεις παραμέτρους :

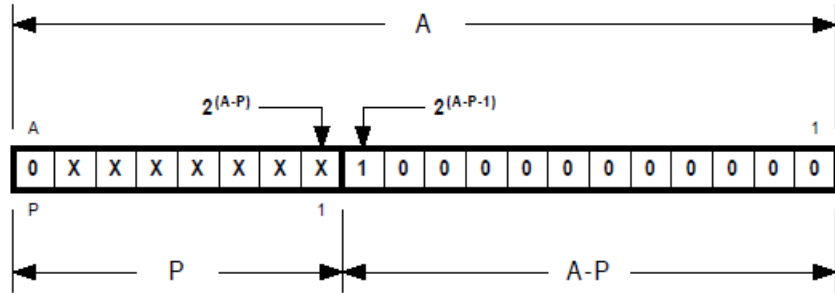
1. Το μήκος A της συνολικής λέξης του συσσωρευτή
2. Το μήκος P της ακέραιας λέξης του συσσωρευτή, δηλαδή το μήκος της μετά την περικοπή
3. Τον κωδικό T της επαύξησης φάσης φ

Προκύπτει ότι η κάθε συγκεκριμένη λέξη που σχηματίζεται στον συσσωρευτή είναι υπεύθυνη για μια αντίστοιχη συχνότητα θορύβου με ανάλογο πλάτος. Σε έναν πρακτικό συσσωρευτή φάσης το δεκαδικό μέρος της λέξης αποτελείται από τουλάχιστον 4 bits, δηλαδή $A - P \geq 4$. Από αυτό το γεγονός προκύπτει ότι το μέγιστο επίπεδο θορύβου είναι πολύ κοντά στην τιμή $-6.02P$ dBc κανονικοποιημένο από την συχνότητα σύνθεσης. Έτσι, σε έναν συσσωρευτή με λέξη $A = 32$ bit και ακέραιο μέρος $P = 12$ bit θα παρουσιαστούν θόρυβοι λόγω περικοπής με μέγιστο πλάτος $-6.02P$ dBc = -72 dBc ανεξαρτήτως από τον κωδικό T επαύξησης φάσης.

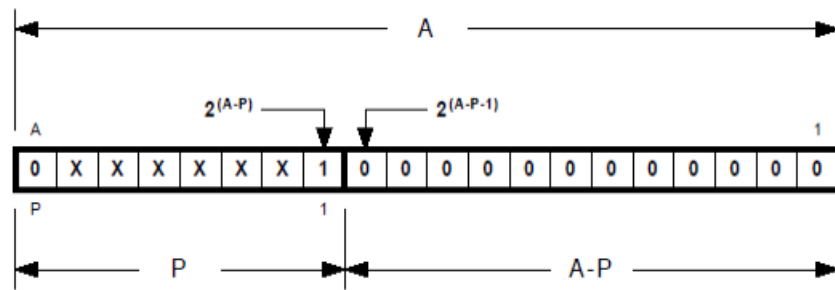
Οι λέξεις που θα παρουσιάσουν την μέγιστη τιμή θορύβου είναι αυτές που ικανοποιούν την παρακάτω σχέση :

$$\text{MKP}(T, 2^{A-P}) = 2^{(A-P-1)} \quad (3.17)$$

Με το MKP ο μέγιστος κοινός παρονομαστής τους. Το σχήμα (3.12α) δείχνει τα μοτίβα κωδικών στον συσσωρευτή που ικανοποιούν την παραπάνω συνθήκη. Το συμπέρασμα που προκύπτει είναι ότι η μέγιστη



Σχήμα 3.12α : Κωδικός συσσωρευτή που προκαλεί το μέγιστο πλάτος θορύβου



Σχήμα 3.12β : Κωδικός συσσωρευτή που δεν προκαλεί θόρυβο

τιμή θορύβου θα παρουσιαστεί όταν η δεκαδική λέξη έχει λογική τιμή 1 στην θέση MSB ή $2^{(A-P-1)}$ και λογική τιμή 0 σε όλα τα υπόλοιπα LSB της, ενώ οι λογικές τιμές στην ακέραια λέξη του συσσωρευτή μας είναι αδιάφορες X. Ο λόγος που η τιμή του MSB της συνολικής λέξης A είναι 0 γίνεται για μην έχουμε επαυξήσεις φάσεις που οδηγούν σε παραβίαση των κριτηρίων δειγματοληψίας Nyquist.

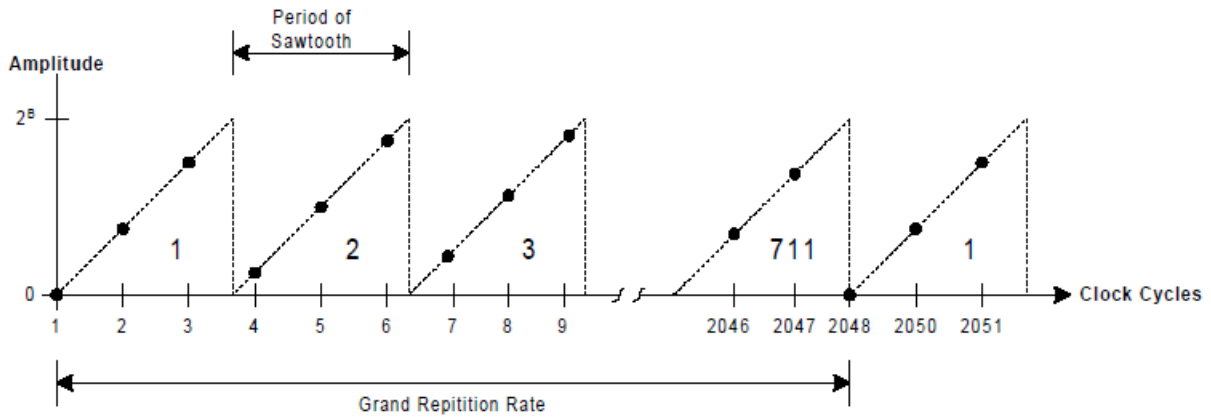
Στο άλλο άκρο υπάρχουν λέξεις που δεν παρουσιάζουν καθόλου θόρυβο. Αυτό συμβαίνει για τους κωδικούς του συσσωρευτή που ικανοποιούν την παρακάτω συνθήκη :

$$\text{ΜΚΠ}(T, 2^{A-P}) = 2^{(A-P)} \quad (3.18)$$

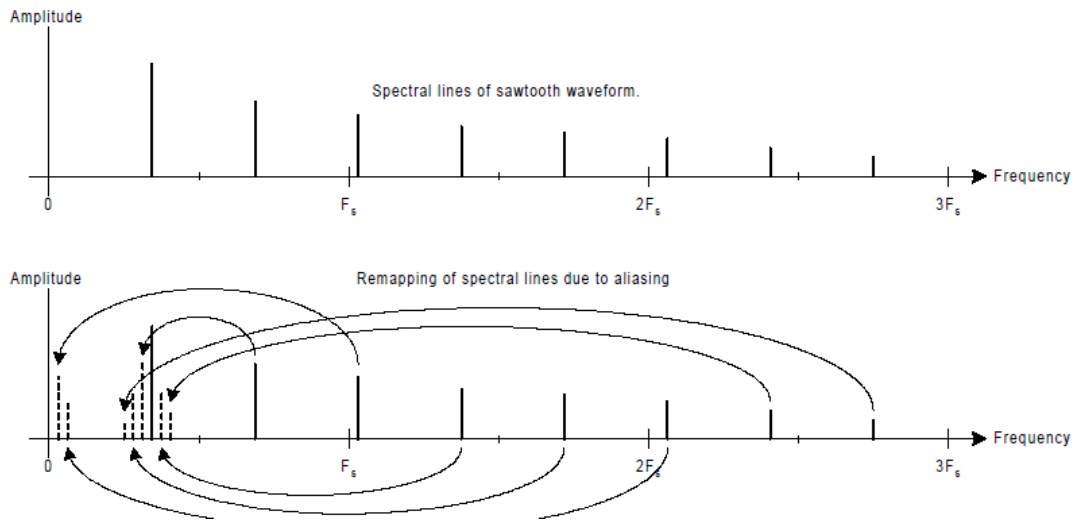
Το σχήμα (3.12β) παρουσιάζει τα μοτίβα κωδικών στον συσσωρευτή που συμβαίνει αυτό. Οι κωδικές λέξεις που δεν θα παρουσιάσουν θόρυβο έχουν στον LSB της ακέραιας λέξης ή στην θέση $2^{(A-P)}$ λογική τιμή 1 με τα υπόλοιπα MSB να μας είναι αδιάφορα, ενώ όλα τα bit του δεκαδικού μέρους πρέπει να έχουν λογική τιμή μηδέν. Αυτές είναι οι δύο ακραίες καταστάσεις θορύβου και άρα όλα τα άλλα μοτίβα κωδικών λέξεων στον συσσωρευτή προκαλούν θόρυβο που κυμαίνεται μεταξύ των δύο ακροτήτων.

Η κατανομή των συχνοτήτων θορύβου προκύπτει από την μελέτη της δεκαδική λέξης (A - P), ήτοι τα bits που κανονικά χρησιμοποιούνται για την εκτίμηση των ενδιάμεσων τιμών επαυξήσεων φάσης. Η δεκαδική λέξη αντιμετωπίζεται απομονωμένα από την συνολική λέξη A του συσσωρευτή ως ένα ξεχωριστό σήμα που προκύπτει από τα βήματα καταμέτρησης επαυξήσεων κατά φ έως ότου το δεκαδικό μέρος υπερχειλίσει.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο



Σχήμα 3.13 : Sawtooth κυματομορφή του σφάλματος περικοπής

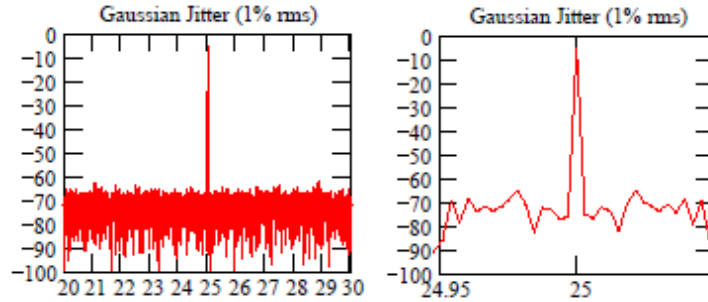


Σχήμα 3.14 : Επαναχарτογράφηση των αρμονικών της sawtooth κυματομορφής

Αντιμετωπίζεται δηλαδή ως ένας ξεχωριστός συσσωρευτής που αθροίζει τις τιμές των επαυξήσεων φάσης της δεκαδικής λέξης, εκτελώντας αναδρομικά τις καταμετρήσεις από την αρχική τιμή έως την τελική υπερχείλιση μετά από GRR κύκλους λαμβάνοντας εκ νέου την αρχική τιμή φ. Δηλαδή σαν ένας δεύτερος συσσωρευτής του οποίου οι τιμές προκαλούν σφάλμα στην ιδανική φάση του σήματος. Το αποτέλεσμα φαίνεται στο σχήμα (3.13) που δείχνει μια δεύτερη sawtooth κυματομορφή με περίοδο που καθορίζεται από τον αριθμό των επαυξήσεων φάσης που προκαλούν τις υπερχειλίσσεις και μέση περίοδο ίση με $2^M/\varphi$ μετά από GRR κύκλους ρολογιού.

Η συχνότητα της sawtooth κυματομορφής σφάλματος καθορίζεται από την παρακάτω σχέση :

$$F_S \frac{ETW}{2^B} \quad (3.19)$$



Σχήμα 3.15 : Η παρουσία jitter ως διεύρυνση της θεμελιώδους συχνότητας

Όπου F_s η συχνότητα ρολογιού του συστήματος, B τα δεκαδικά ψηφία και ETW είναι η ισοδύναμη κωδική λέξη της επαύξησης φάσης που αντιστοιχεί στο δεκαδικό μέρος, αφού έχουμε κόψει το ακέραιο μέρος της επαύξησης φάσης αν αυτό υπάρχει. Η κυματομορφή έχει επίπτωση στο φάσμα του τελικού σήματος εισάγοντας την βασική της συχνότητα και τις αρμονικές αυτής. Ο αριθμός των αρμονικών που θα πρέπει να λάβουμε υπόψιν στην ανάλυση της φασματικής παραποίησης λόγω περικοπής φάσης υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση :

$$\frac{2^{B-1}}{MKP(ETW, 2^B)} \quad (3.20)$$

Το αποτέλεσμα είναι θόρυβος από τις αρμονικές συχνότητες που παραβιάζουν τα κριτήρια Nyquist με αποτέλεσμα την επαναχαρτογράφησή τους στην πρώτη ζώνη Nyquist είτε με αυτούσιο τρόπο είτε ως το είδωλο του καθρεπτισμού τους, όπως δείχνει το σχήμα (3.14).

3.8.4 Αστάθεια ρολογιού – θόρυβος φάσης

Η φασματική καθαρότητα (spectral purity) της κυματομορφής της DDS γεννήτριας είναι ανάλογη της ποιότητας του ταλαντωτή χρονισμού που χρησιμοποιείται για να λειτουργήσει το σύστημα. Η ποιότητά του καθορίζεται από τα τεχνικά χαρακτηριστικά που μας δίνονται στο φυλλάδιο προδιαγραφών του. Βασικά χαρακτηριστικά είναι η ευστάθεια που δίνεται σε PPM, η αστάθεια στις μετωπικές μεταβάσεις σε ps ή ns και ο θόρυβος φάσης σε dBc/Hz.

Σε ένα πρακτικό σύστημα δειγματοληψίας, όπως αυτό της DDS γεννήτριας το ενδιαμέσο διάστημα μεταξύ των δειγμάτων, δηλαδή η περίοδος δειγματοληψίας T_s δεν είναι απόλυτα σταθερό, πάντα υπάρχει κάποια απόκλιση από την ιδανική τιμή του λόγω έμφυτων περιορισμών στην ακρίβεια του κυκλώματος χρονισμού. Οι αποκλίσεις αυτές είναι γνωστές ως τρεμόπαιγμα (clock jitter) και οι βασικοί μηχανισμοί που είναι υπεύθυνοι για αυτό είναι δύο, ο θερμικός θόρυβος (thermal noise) και ο συζευγμένος θόρυβος (coupled noise).

Ο θερμικός θόρυβος είναι το αποτέλεσμα της τυχαίας κίνησης των ηλεκτρονίων και είναι έμφυτος σε όλα τα ηλεκτρικά κυκλώματα λόγω της αντίστασης που παρουσιάζουν. Λόγω του ότι ο θερμικός θόρυβος είναι στοχαστικός το φάσμα των συχνοτήτων που παράγει είναι άπειρο. Ωστόσο η RMS τιμή του για δεδομένη

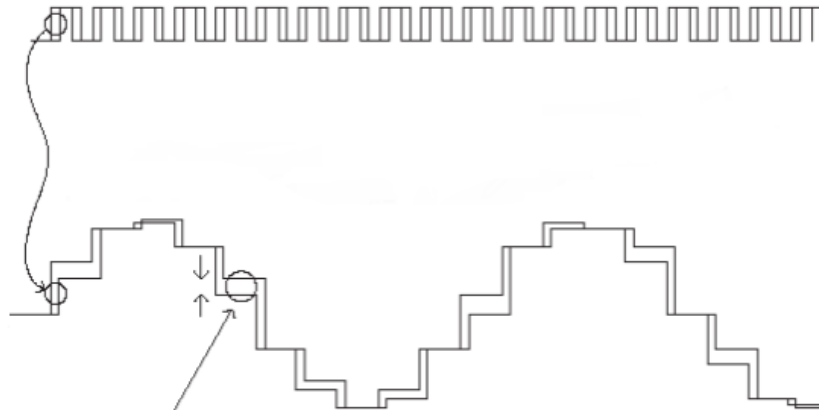
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3°

τιμή ισόδυναμης αντίστασης κυκλώματος, ορισμένη λειτουργία εύρους ζώνης και συγκεκριμένες θερμοκρασιακές συνθήκες είναι σταθερή και ίση με :

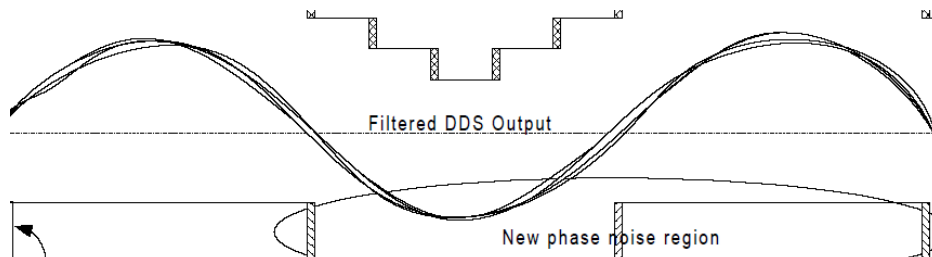
$$V_{\text{noise}} = \sqrt{4kTRB} \quad (3.21)$$

Όπου k η σταθερά Boltzmann, T η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin, R ισόδυναμη αντίσταση σε Ω και B το εύρος ζώνης σε Hz. Το συμπέρασμα είναι ότι κάθε κύκλωμα χρονοισμού που χρησιμοποιείται υφίσταται πεπερασμένης τιμής θερμικού θορύβου θέτοντας την ανώτατη τιμή ποιότητας χρονοισμού που μπορεί να επιτευχθεί.

Ο συζευγμένος θόρυβος προκύπτει από άμεσες παρασιτικές επιδράσεις μεταξύ των στοιχείων του κυκλώματος που χρησιμοποιείται το ρολόι χρονοισμού, όπως είναι το crosstalk μεταξύ γειτονικών αγωγών ή από βρόχους γείωσης (ground loops), είτε από απομακρυσμένες πηγές EMI, π.χ. μετασχηματιστές.



Σχήμα 3.16 : Έξοδος DAC σε συγχρονισμό με θορυβώδες ρολόι χρονοισμού



Σχήμα 3.17 : Το αποτέλεσμα της κυματομορφής μετά το φίλτρο αντιπαραποίησης

Το τρεμόπαιγμα του ρολογιού μεταφράζεται στο πεδίο συχνοτήτων ως διεύρυνση της τιμής της θεμελιώδους συχνότητας και αύξηση του θορυβικού επιπέδου (noise floor). Αυτό οδηγεί σε τυχαία διακύμανση των στιγμών δειγματοληψίας γύρω από τις ιδανικές στιγμές που ορίζει η βασική συχνότητα ρολογιού. Η διεύρυνση της θεμελιώδους συχνότητας της κυματομορφής εξόδου φαίνεται στο σχήμα (3.15) και είναι γνωστή ως θόρυβος φάσης (phase noise), διότι οι τυχαίες μεταβολές γύρω από την βασική συχνότητα ερμηνεύονται ως στιγμιαίες μετατοπίσεις της φάσης στην κυματομορφή εξόδου.

Το φαινόμενο αυτό γίνεται χειρότερο διότι ενισχύεται από τα σφάλματα περικοπής φάσης και την μη γραμμικότητα του DAC, δίνοντας το αποτέλεσμα που φαίνεται στο σχήμα (3.16) που δείχνει το αποτέλεσμα στην έξοδο του μετατροπέα προτού περάσει από το χαμηλοπερατό φίλτρο σε συγχρονισμό με το ρολοί χρονισμού. Στο σχήμα (3.17) παρουσιάζεται ο συνδυασμός των σφαλμάτων χρονισμού jitter του ρολογιού και των σφαλμάτων πλάτους λόγω της περικοπής φάσης ως τρεμόπαιγμα (σαν φύσημα) της κυματομορφής εξόδου της γεννήτριας αφού έχει περάσει από το φίλτρο αντιπαραποίησης

3.9 Συμπεράσματα ψηφιακής τεχνικής σήματος DDS

Με την χρήση ψηφιακών μεθόδων όπως την DDS έχουμε σχεδόν πλήρη ανεξαρτητοποίηση από τα σφάλματα των αναλογικών τεχνικών, αν εξαιρέσουμε τα τελικά στάδια της μετατροπής από ψηφιακό σε αναλογικό και της αναλογικής επεξεργασίας. Οδηγούμαστε σε ποιοτικότερες υλοποιήσεις με ορισμένα πλεονεκτήματα να είναι :

- a) Η ακρίβεια και η σταθερότητα των ταλαντώσεων εξαρτάται αποκλειστικά από την ποιότητα του βασικού ταλαντωτή αναφοράς, συνήθως ταλαντωτής κρυστάλλου υψηλής ακρίβειας PPM.
- b) Η διακριτική ικανότητα και η γραμμική συμπεριφορά στον έλεγχο της φάσης και της συχνότητας δεν αποτελούν μεταβλητές φυσικών μεγεθών.
- c) Λεπτομερής προσδιορισμός και δυναμικός έλεγχος των χαρακτηριστικών της κυματομορφής. Πρακτικά έχουμε ποιοτικές συχνότητες από λίγα Hz έως και εκατοντάδες MHz με διακριτικές ικανότητες των δέκατων του Hz (0.X Hz).
- d) Δυνατότητες παραγωγής αυθαίρετων κυματομορφών που να προσομοιάζουν σήματα φυσικών φαινομένων.
- e) Έλλειψη αναγκαιότητας ισοστάθμισης του οργάνου με την πάροδο του χρόνου με σκοπό την διατήρηση των χαρακτηριστικών του εντός των προβλεπόμενων προδιαγραφών του.

Υπάρχει λοιπόν σαφής ένδειξη ότι οφείλουμε να κινηθούμε προς τις ψηφιακές τεχνικές DDS αφού αποφέρουν μια σαφώς ποιοτικότερη και οικονομική προσέγγιση γεννητριών σήματος. Ακολουθεί ανάλυση της βασικής λειτουργίας των αρχών που διέπουν τις γεννήτριες άμεσης ψηφιακής σύνθεσης DDS.

Κεφάλαιο 4^ο : Μέτρηση συχνότητας και προδιαίρεση

Στο κεφάλαιο αυτό αρχικά περιγράφονται οι βασικές λειτουργίες μέτρησης ενός συμβατικού συχνομέτρου και τα βήματα προσαρμογής του σήματος εισόδου και παρουσιάζονται όλα τα κρίσιμα χαρακτηριστικά που πρέπει να ληφθούν υπόψιν. Έπειτα γίνεται μια αναφορά στις σχετικές μεθόδους μέτρησης ψηφιακών μηχανών καταστάσεων με στοιχεία μανδαλωτών με ασύγχρονη και σύγχρονη μέθοδο. Συνεχίζεται η αναφορά στις μεθόδους μέτρησης παλμών με την χρήση των χρονιστών μικροελεγκτή, δηλαδή εξειδικευμένα τμήματα hardware εντός του μικροελεγκτή κατάλληλα για την ακριβή μέτρηση χρόνου και συμβάντων. Το τμήμα της μέτρησης συχνότητας κλείνει με την εισαγωγή στα βασικά σφάλματα μέτρησης σε ένα συμβατικό συχνόμετρο και το πόσο επηρεάζουν την ακρίβεια της μέτρησης. Τέλος, το κεφάλαιο κλείνει με μια βασική εισαγωγή στους προδιαίρετες και την χρήση τους για την επέκταση της μέγιστης συχνότητας μέτρησης του συχνομέτρου, βασισμένους στα ψηφιακά κυκλώματα μετρητών με μανδαλωτές, όπου και παρουσιάζεται ένας διαιρέτης τριπλού modulus 2/3/4 με ελεγχόμενο λόγο διαίρεσης και γίνεται εμφανής η δυνατότητα υλοποίησης ενός σύνθετου προγραμματιζόμενου προδιαίρετή με πολύ μεγαλύτερο πλήθος modulus.

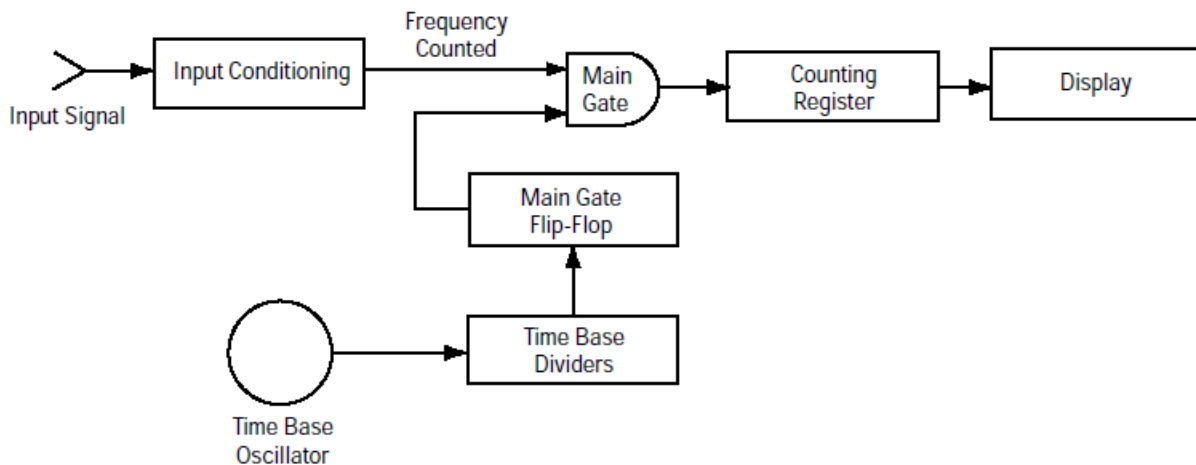
4.1 Συμβατικά συχνόμετρα

Οι μετρητές συμβατικού τύπου είναι ηλεκτρονικά ψηφιακά κυκλώματα που μετράνε την συχνότητα περιοδικών κυματομορφών που εφαρμόζονται στην είσοδό τους, καθώς και άλλα χαρακτηριστικά όπως η περίοδος, το χρονικό διάστημα μεταξύ δύο συμβάντων κ.α. Η αρχή λειτουργίας τους βασίζεται στην μετατροπή του σήματος εισόδου σε παλμούς με χρήση συγκριτών Schmitt, την χρήση ψηφιακών πυλών για τον έλεγχο του χρόνου διέλευσης των παλμών και την μέτρηση των παλμών με χρήση καταμετρητών (registers). Οι τεχνικές που περιγράφονται αφορούν τον βασικότερο τύπο μετρητή ή συμβατικό.

4.1.1 Λειτουργία μέτρησης συχνότητας (Frequency measurement mode)

Ως γνωστόν η συχνότητα ορίζεται ως ο αριθμός των κύκλων ανά δευτερόλεπτο $f = n/t$. Ο συμβατικός μετρητής συχνότητας καθορίζει την συχνότητα του σήματος μετρώντας τον αριθμό των κύκλων n και διαιρώντας τους με το χρονικό διάστημα t . Στο σχήμα (4.1) παρουσιάζονται τα βασικά βήματα για την μέτρηση συχνότητας του σήματος. Αρχικά το σήμα εισόδου επεξεργάζεται ώστε να έρθει σε συμβατή μορφή σύμφωνα με τις προδιαγραφές των στοιχείων του μετρητή. Το μορφοποιημένο σήμα εφαρμόζεται στην βασική πύλη (main gate) σε μορφή διαδοχικών παλμών χαμηλού duty cycle (pulse train), με κάθε παλμό να αντιπροσωπεύει έναν κύκλο ή ένα συμβάν του σήματος εισόδου.

Οι κύκλοι που θα μετρηθούν είναι αυτοί που θα προλάβουν να περάσουν την πύλη για το χρονικό διάστημα που είναι ανοιχτή. Το χρονικό διάστημα της πύλης (gate time) ελέγχεται από το κύκλωμα χρονισμού (time base). Η ακρίβεια της μέτρησης εξαρτάται από την ακρίβεια του χρονισμού της πύλης, για τον λόγο αυτό τα περισσότερα κυκλώματα μέτρησης συχνότητας χρησιμοποιούν ταλαντωτές κρυστάλλου για τον χρονισμό τους, λόγω της υψηλής σταθερότητας και ακρίβειας που τους χαρακτηρίζει.



Σχήμα 4.1 : Διάγραμμα block μέτρησης συχνότητας

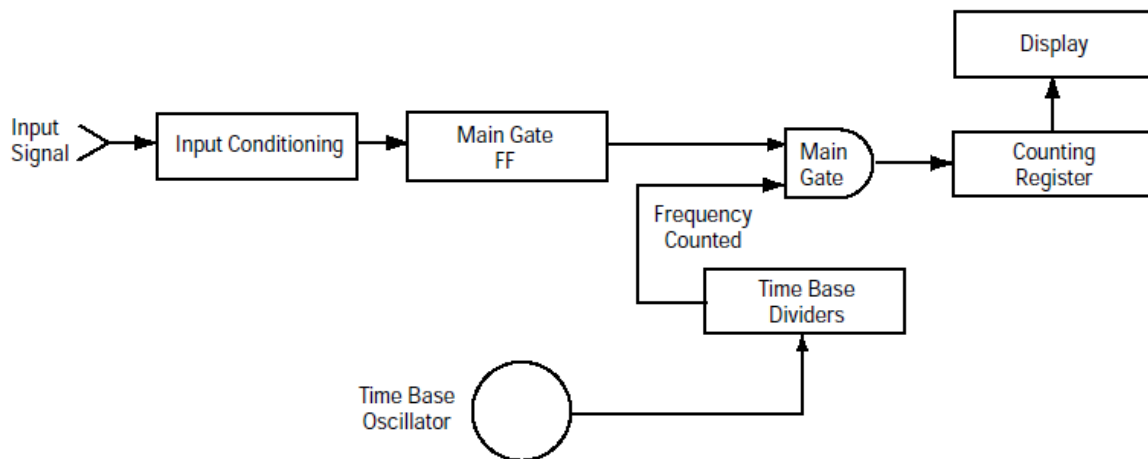
Οι διαιρέτες βάσης χρόνου λαμβάνουν στην είσοδο τους τον χρόνο που αντιστοιχεί στην συχνότητα του ταλαντωτή και παράγουν έξοδο διαδοχικών παλμών ελάχιστου κύκλου εργασίας και μεταβλητής συχνότητας κατά βήματα δεκάδων. Η περίοδος των παλμών εξόδου των διαιρετών βάσης χρόνου είναι αυτή που καθορίζει τον χρόνο πύλης (gate time). Το τελικό άθροισμα των παλμών εντός του χρονικού ορίου της πύλης αντιπροσωπεύει την συχνότητα του σήματος εισόδου. Η συχνότητα εμφανίζεται σε κάποια μορφή ένδειξης, όπως ενδείκτες υγρών κρυστάλλων LCD.

4.1.2 Λειτουργία μέτρησης περιόδου (Period measurement mode)

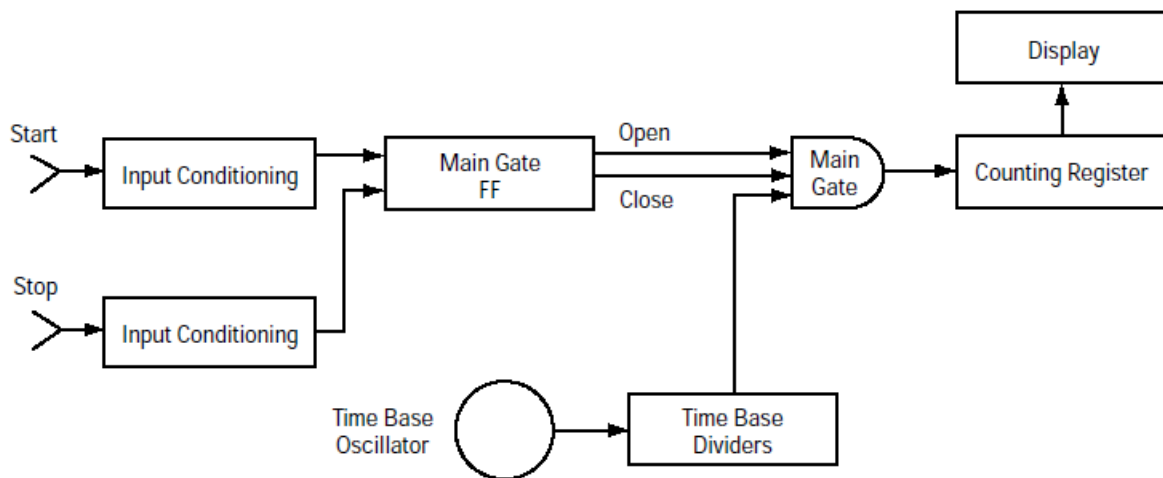
Ως γνωστόν η περίοδος του σήματος είναι ο χρόνος που κάνει το σήμα να ολοκληρώσει έναν κύκλο ταλάντωσης και ισούται με το αντίστροφο της περιόδου $T = 1/f$. Αν στο χρονικό διάστημα έχουν ολοκληρωθεί N κύκλοι του σήματος τότε περιγράφουμε την σχέση της μέσης περιόδου των N κύκλων $T = t/N$. Στο σχήμα (4.2) παρουσιάζονται τα βασικά λογικά βήματα για την μέτρηση της περιόδου του σήματος. Ο χρόνος διέλευσης των παλμών του σήματος από την πύλη AND τώρα καθορίζεται από την συχνότητα του σήματος εισόδου αντί από την συχνότητα του ταλαντωτή χρονισμού.

Ο καταχωρητής σε αυτήν την λειτουργία μετράει τους παλμούς που παράγονται από τους διαιρέτες του χρόνου βάσης (time base dividers) σύμφωνα με την συχνότητα που καθορίζουν, σε χρονικό διάστημα (gating time) ενός κύκλου του σήματος εισόδου. Μπορούμε να μεταβάλλουμε τον χρόνο πύλης διαιρώντας την συχνότητα του σήματος εισόδου πριν εφαρμοστεί στην πύλη, ώστε να έχουμε πολλαπλάσια κατά δεκάδες της περιόδου. Αυτό σημαίνει ότι θα μετρήσουμε την μέση περίοδο των N κύκλων.

Ένα πλεονέκτημα της λειτουργίας μέτρησης περιόδου είναι η μεγαλύτερη διακριτική ικανότητα που πετυχαίνουμε ιδίως στις χαμηλές συχνότητες. Για παράδειγμα, ένα σήμα 1kHz για χρόνο πύλης ενός second στην λειτουργία συχνότητας, σε έναν ενδείκτη οκτώ ψηφίων θα απεικονίζονταν ως 00001.000 kHz ενώ για ρολόι χρονισμού 10MHz στην λειτουργία μέτρησης περιόδου θα απεικονίζονταν ως 000001.000 us, αυτό σημαίνει βελτίωση κατά 1000 (x1000).



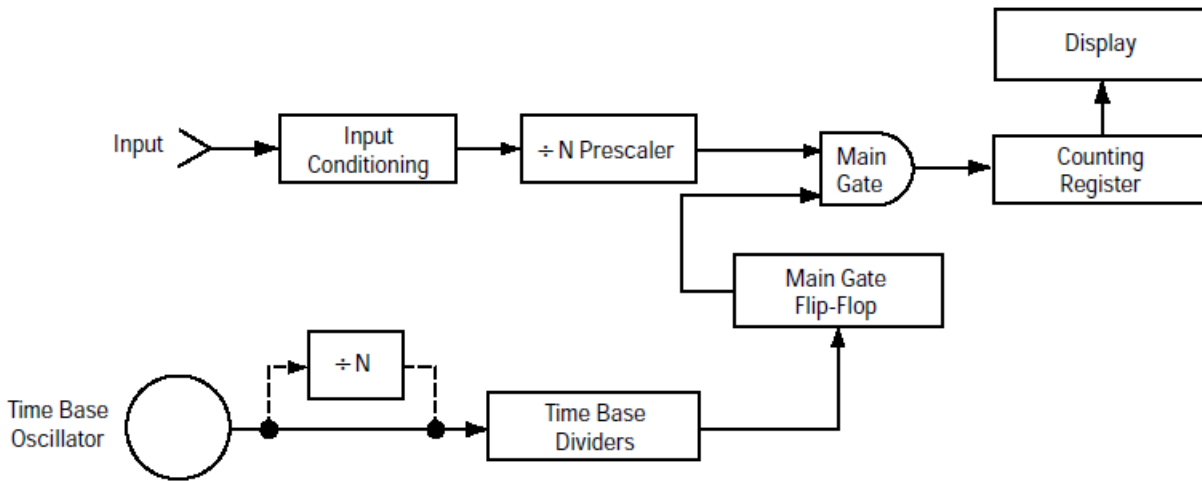
Σχήμα 4.2 : Διάγραμμα Block μέτρησης περιόδου



Σχήμα 4.3 : Διάγραμμα block μέτρησης διαστήματος

4.1.3 Λειτουργία μέτρησης διαστήματος (Time interval measurement mode)

Στο σχήμα (4.3) φαίνεται η τροποποίηση του μετρητή για λειτουργία μέτρησης χρονικού διαστήματος. Η λογική είναι παρόμοια με αυτήν της μέτρησης περιόδου, ωστόσο η κύρια πύλη AND ελέγχεται από δύο εισόδους, την είσοδο A που ορίζει την έναρξη του παραθύρου και την είσοδο B που ορίζει το πέρας του χρονικού παραθύρου και την λήξη καταμέτρησης παλμών από τους διαιρέτες βάσης χρόνου. Η διαδικασία της επεξεργασίας των σημάτων A και B γίνεται ξεχωριστά για το κάθε σήμα, δηλαδή έχουμε δύο ταυτόσημες βαθμίδες επεξεργασίας με μικρές διαφορές στο τέλος. Τα δύο σήματα εισόδου είναι δύο γεγονότα μεταξύ των οποίων μεσολαβεί κάποιος χρόνος, οπότε με αυτήν την λειτουργία γίνεται αν μετρήσουμε τον χρόνο αυτόν.



Σχήμα 4.4 : Διάγραμμα block μετρητή συχνότητας με προδιαίρεση

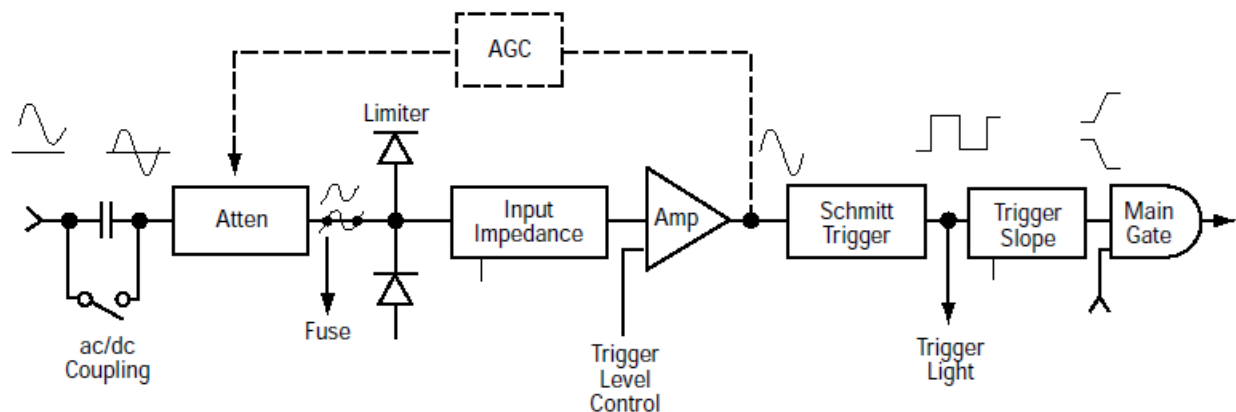
4.1.4 Μετρητές με προδιαίρεση (Prescaled counters)

Τα συχνόμετρα παρουσιάζουν ανώτατο όριο μέτρησης της συχνότητας το οποίο καθορίζεται από την ανώτατη μεταγωγή συχνότητας των διακοπών εντός των ψηφιακών πυλών και του καταμετρητή. Μια απλή μέθοδος για να επεκτείνουμε το ανώτατο όριο μέτρησης είναι απλά να προχωρήσουμε σε διαίρεση της συχνότητας εισόδου πριν εφαρμοστεί στο συχνόμετρο, αυτό φαίνεται στο σχήμα (4.4) . Τα ψηφιακά κυκλώματα διαίρεσης συχνότητας λέγονται προδιαιρέτες (prescalers) και διαιρούν την συχνότητα κατά ένα παράγοντα N , ο οποίος είτε είναι στατικός είτε μπορούμε να τον προγραμματίσουμε.

Ωστόσο, αν και το ανώτατο όριο συχνότητας που μπορούμε να μετρήσουμε μεγεθύνεται κατά παράγοντα N , γίνεται συμβιβασμός μεταξύ αυτού και της διακριτικής ικανότητας της μέτρησης. Αυτό είναι επειδή ο χρόνος παραθύρου της πύλης πρέπει να πολλαπλασιαστεί και αυτός κατά N για την καταμέτρηση των κύκλων του σήματος πριν την διαίρεση, αν δεν καταφέρουμε να το κάνουμε αυτό οδηγούμαστε σε μείωση της διακριτικής ικανότητας αφού δεν μετράμε όλους τους κύκλους του σήματος. Έτσι, στο σχήμα (4.4) βλέπουμε ότι ο προδιαιρέτης είναι σαν να εφαρμόζεται και στην συχνότητα χρονισμού του κυκλώματος.

4.2 Προσαρμογή σήματος εισόδου (Input conditioning)

Το σήμα προσαρμόζεται στα μέτρα των απαιτήσεων του συχνομέτρου μέσω του κυκλώματος αναλογικής επεξεργασίας του, η λογική του οποίου παρουσιάζεται στο σχήμα (4.5). Τα σημαντικότερα μέρη του κυκλώματος είναι ο εξασθενητής, ο ενισχυτής και ο σκανδαλιστής Schmitt. Ο συγκριτής Schmitt είναι απαραίτητος για την μετατροπή του αναλογικού σήματος του ενισχυτή σε ψηφιακή μορφή συμβατή για την καταμέτρηση από τους μετρητές (registers).



Σχήμα 4.5 : Τα λογικά βήματα προσαρμογής του σήματος

4.2.1 Σύζευξη σήματος και ρύθμιση εύρους σκανδαλισμού

Αρχικά γίνεται AC σύζευξη του σήματος εισόδου μέσω πυκνωτή σε σειρά ώστε να μπορούν να μετρηθούν οι συχνότητες των σημάτων με DC συνιστώσα. Αυτό γιατί αν το σήμα αφηθεί φορτωμένο στην DC συνιστώσα βρίσκεται μερικώς ή εντελώς εκτός της δυναμικής περιοχής λειτουργίας που θέτει ο ενισχυτής και έπειτα του βρόχου υστέρησης που ορίζει ο συγκριτής Schmitt. Ωστόσο, για παλμικά σήματα εισόδου χαμηλού duty cycle η AC σύζευξη δεν έχει ιδιαίτερη αξία. Επίσης στις περιπτώσεις που το duty cycle είναι μεταβαλλόμενο μεταβάλλεται και το σημείο σκανδαλισμού προκαλώντας εσφαλμένη μέτρηση της συχνότητας του σήματος.

Το σημαντικότερο είναι ότι υπάρχει άγνοια για την ακριβή θέση των επιπέδων τάσης του σήματος σε σχέση με το σημείο αναφοράς μηδέν. Για τον λόγο αυτό τα επίπεδα σκανδαλισμού που ρυθμίζονται από τα όρια UTP και LTP του βρόχου υστέρησης του Schmitt, θα πρέπει να δίνεται δυνατότητα μετατόπισής τους είτε προς τα άνω είτε προς τα κάτω, ώστε να εντάξουμε τις μεταβολές του σήματος εντός της περιοχής σκανδαλισμού. Έτσι, τα θετικά ή τα αρνητικά παλμικά σήματα θα μπορέσουν να καταμετρηθούν ορθώς από τους καταχωρητές.

4.2.2 Ευαισθησία και σύνθετη αντίσταση εισόδου

Μετά την κατάλληλη σύζευξη του σήματος, την πιθανή εξασθένησή του και ψαλιδισμό του, το σήμα περνάει από την κατάλληλη ενίσχυση και φόρτωση DC στάθμης αναφοράς προτού εφαρμοστεί στον συγκριτή υστέρησης. Συνήθως πρόκειται για τελεστικούς ενισχυτές υψηλών συχνοτήτων με $GBP \geq 300 \text{ MHz}$. Ως ευαισθησία του συχομέτρου ορίζεται το μικρότερο πλάτος σήματος για σταθερή συχνότητα εισόδου που μπορεί να μετρηθεί και προσδιορίζεται σε σχέση με την rms τιμή ενός ημιτονοειδούς σήματος. Η ευαισθησία του κυκλώματος καθορίζεται βασικά από το κέρδος του ενισχυτή και την τάση υστέρησης του συγκριτή. Συγκεκριμένα μπορούμε να περιγράψουμε την rms ευαισθησία για ημιτονοειδές σήμα εισόδου του συχομέτρου από τα όρια του βρόχου υστέρησης ως :

$$\text{sensitivity} = \frac{V_{\text{hysteresis}}}{2\sqrt{2}} \quad (4.1)$$

Όπου $V_{hysteresis}$ η τάση υστέρησης του συγκριτή Schmitt. Για να μετρηθεί ένας κύκλος του σήματος θα πρέπει το πλάτος peak to peak του να διαπερνά και τα δύο κατώφλια του συγκριτή. Η ευαισθησία του συχνομέτρου επηρεάζεται από την σύνθετη αντίσταση εισόδου της πηγής του σήματος, καθώς μπορεί να έχουμε φόρτωσή της στην είσοδο του συχνομέτρου και να οδηγήσει σε εξασθένηση και αλλοίωση του σήματος. Όσο μεγαλύτερη αντίσταση εισόδου φορτώνει η πηγή τόσο πιο επιρρεπές γίνεται το συχνόμετρο στον θόρυβο.

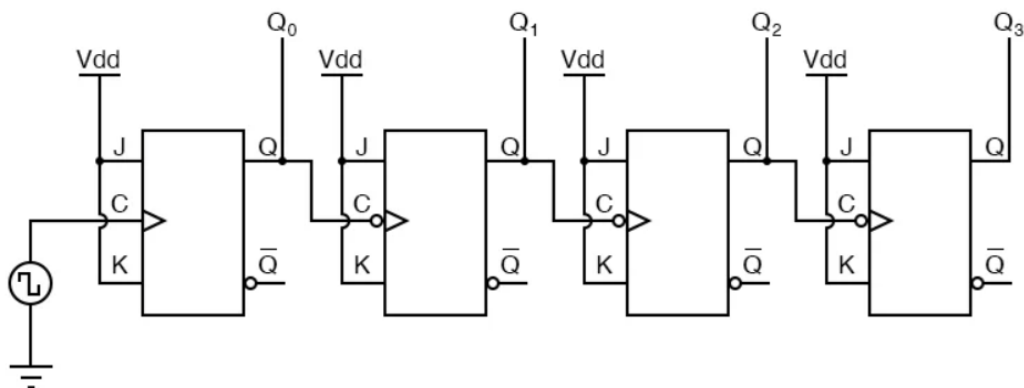
Η σύνθετη αντίσταση εισόδου που προτιμάται να έχει το συχνόμετρο για σήματα συχνότητας κάτω από 10 MHz είναι 1MΩ. Οι εισόδοι του συχνομέτρου παρουσιάζουν παρασιτικές χωρητικότητες της τάξης των 35pF όταν συνδεθούν, οι οποίες στις υψηλές συχνότητες άνω των 10 MHz οδηγούν σε ραγδαία μείωση της σύνθετης αντίστασης εισόδου του ενισχυτή και άρα στην παραμόρφωση του σήματος. Για τον λόγο αυτό πρέπει να χρησιμοποιούνται πηγές με σύνθετη αντίσταση στα 50Ω με χαμηλές παρασιτικές χωρητικότητες. Επίσης, ευαισθησίες στα 25 με 50mV ταιριάζουν καλύτερα με αυτές τις εισόδους και αποφεύγουμε λανθασμένες καταμετρήσεις λόγω θορύβου.

4.2.3 Δυναμική περιοχή εισόδου και εξασθένηση

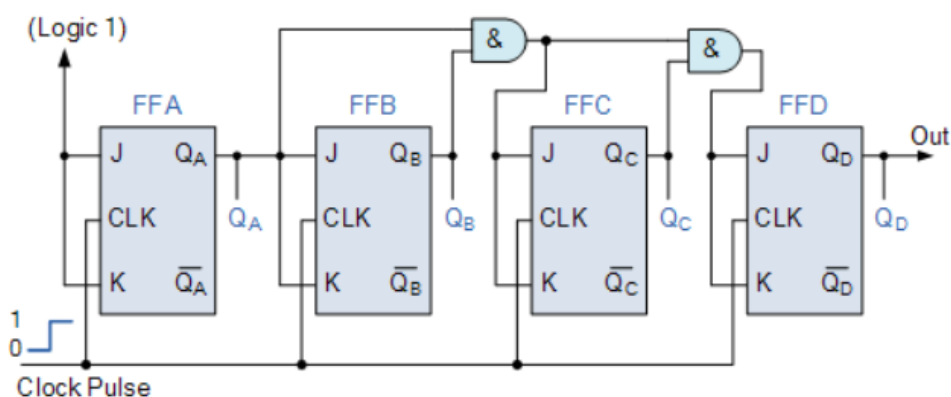
Το μέγιστο peak to peak σήμα που εφαρμόζεται στην είσοδο του συχνομέτρου εξαρτάται από την δυναμική περιοχή του ενισχυτή. Ως δυναμική περιοχή ορίζεται το μέγιστο peak to peak σήμα που θα εφαρμοστεί στον ενισχυτή χωρίς να διαταραχθεί η γραμμική περιοχή λειτουργίας του. Σε όλους τους ενισχυτές ορίζονται όρια της δυναμικής περιοχής και δεν πρέπει να υπερβαίνονται, καθώς υπάρχουν επιπτώσεις στην ασφαλή λειτουργία του ενισχυτή και προκαλεί δραστική μείωση της σύνθετης αντίστασης εισόδου και της απόκρισής του. Για να αποφευχθεί αυτό σε μεγάλα σήματα εισόδου χρησιμοποιούνται κυκλώματα εξασθένησης πριν την εφαρμογή τους στον ενισχυτή. Για σήματα με μεγάλη δυναμική περιοχή υπάρχει δυνατότητα εξασθένησης με βήματα x1, x10, x100 και επιλέγεται το πιο κατάλληλο ανάλογα το σήμα εισόδου. Επίσης μπορεί να παρέχεται δυνατότητα ρύθμισης γραμμικώς μεταβλητής εξασθένησης και είναι απαραίτητη για εισόδους με μικρή δυναμική περιοχή.

4.3 Απαιτήσεις της βασικής πύλης χρονισμού (Main gate)

Η βασική πύλη που θα επιτρέψει στο σήμα να φθάσει στους καταχωρητές εντός ενός συγκεκριμένου χρονικού διαστήματος, όπως όλες οι ψηφιακές πύλες, επιδέχεται καθυστέρηση διάδοσης και οι χρόνοι μεταγωγής κατάστασης είναι πεπερασμένοι. Τα χαρακτηριστικά καθυστέρησης της πύλης έχουν αντίκτυπο στο χρόνο παραθύρου που είναι ανοιχτή η πύλη για να περάσει το σήμα εισόδου προς μέτρηση. Αν ο χρόνος μεταγωγής της πύλης είναι συγκρίσιμος με την περίοδο της υψηλότερης συχνότητας που θα μετρηθεί, τότε η καταμέτρηση των παλμών θα είναι εσφαλμένη. Ο χρόνος μεταγωγής δεν θα πρέπει να είναι σημαντικός, δηλαδή θα πρέπει να είναι τουλάχιστον δέκα φορές μικρότερος από την περίοδο της υψηλότερης συχνότητας για την εξασφάλιση ορθής καταμέτρησης.



Σχήμα 4.6 : Ασύγχρονος αύξων μετρητής mod16



Σχήμα 4.7 : Σύγχρονος αύξων μετρητής mod16

4.4 Μέτρηση της συχνότητας (Counting Registers)

Η καταμέτρηση των παλμών μπορεί να γίνει είτε από ολοκληρωμένα κυκλώματα μετρητών με μανδαλωτές (flip flop) συνδεδεσολογημένοι ως μετρητές, είτε με την αξιοποίηση των χρονοιστών (timers) ενός μικροελεγκτή προγραμματίζοντάς τους ως μετρητές – καταχωρητές.

4.4.1 Μετρητές με flip flop

Με την χρήση flip flop συνδεδεσολογημένα ως μετρητές και εφαρμόζοντας το σήμα εισόδου ως το ρολόι χρονοισμού, αφού αυτό έχει μετατραπεί σε σύντομους παλμούς (pulse train) από την επεξεργασία που έχει υποστεί, με το πέρασμα του χρονικού παραθύρου οι τιμές των εξόδων των μανδαλωτών θα πρέπει να μας δείχνουν την συχνότητα του σήματος εισόδου. Συγκεκριμένα, τα ολοκληρωμένα κυκλώματα της καταμέτρησης βασίζονται σε μια αλυσιδωτή σύνδεση από flip flop τύπου JK, συνδεδεσολογημένα είτε ως T είτε ως D, που λειτουργούν ως αύξοντες μετρητές N bit με αύξηση κατά ένα, όπου κάθε bit αντιστοιχεί στην έξοδο του εκάστοτε flip flop. Το πλήθος των flip flop που χρησιμοποιούνται καθορίζει το modulus ή αλλιώς την μέγιστη δυνατή καταμέτρηση του μετρητή, άρα τον μέγιστο αριθμό κύκλων του σήματος εισόδου, που προκύπτει από την σχέση $mod = 2^N$, όπου N το πλήθος των μανδαλωτών. Η μέγιστη δυνατή καταμέτρηση μπορεί να περιοριστεί με χρήση συνδυαστικών κυκλωμάτων από βασικές πύλες, αυτές

επιτηρούν για τον ισοδύναμο ψηφιακό κωδικό που θα σημάνει την πλήρωση της επιθυμητής καταμέτρησης και εκτελούμε ασύγχρονη επανατοποθέτηση των καταστάσεων του μετρητή στο μηδέν.

Υπάρχουν δύο βασικές κατηγορίες ακολουθιακών κυκλωμάτων με flip flop για την καταμέτρηση των παλμών, οι ασύγχρονοι μετρητές και οι σύγχρονοι. Στους ασύγχρονους μετρητές, όπως δείχνει το σχήμα (4.6), το σήμα που χρησιμοποιείται ως ρολόι εφαρμόζεται στην είσοδο χρονισμού του πρώτου μανδαλωτή της σειράς, αλλά τα επόμενα flip flop σκανδαλίζονται από την έξοδο του προπορευόμενου στο αρνητικό μέτωπο, δηλαδή όταν η έξοδος αλλάζει κατάσταση από HIGH σε LOW. Η χρήση των ασύγχρονων μετρητών δεν είναι η καταλληλότερη για την μέτρηση υψηλών συχνοτήτων, καθώς υπάρχει περιοριστικός παράγοντας στην μέγιστη συχνότητα ρολογιού, που προκύπτει από τα σφάλματα καταμέτρησης λόγω της καθυστέρησης διάδοσης του σήματος χρονισμού από τον έναν μανδαλωτή στον άλλον. Η σχέση που δίνει την μέγιστη συχνότητα ρολογιού του συστήματος είναι :

$$f_{\max} = \frac{1}{N \times t_p} \quad (4.2)$$

Όπου N ο αριθμός των flip flop και t_p η μέση καθυστέρηση διάδοσης του ενός. Η άλλη κατηγορία είναι οι σύγχρονοι μετρητές οι οποίοι δεν παρουσιάζουν το πρόβλημα της καθυστέρησης διάδοσης λόγω της σύγχρονης αλλαγής κατάστασης κάθε flip flop. Εδώ η έξοδος του κάθε flip flop ενώνεται αλυσιδωτά με την είσοδο του επόμενου, όπως φαίνεται στο σχήμα (4.7). Αν σκανδαλίζονταν όλα τα flip flop της αλυσίδας σε κάθε παλμό του ρολογιού δεν θα οδηγούμασταν σε καταμέτρηση των παλμών, η χρησιμοποίηση πυλών AND είναι επιτακτική για να επιτραπεί στο εκάστοτε flip flop να σκανδαλιστεί μόνο όταν αυτό οδηγεί στην προς τα άνω σωστή μέτρηση. Η μέγιστη συχνότητα των σύγχρονων μετρητών έχει υψηλότερο όριο από αυτήν των ασύγχρονων και πρακτικά έχει να κάνει με την καθυστέρηση διάδοσης του ενός μανδαλωτή και τα χαρακτηριστικά της εκάστοτε λογικής οικογένειας υλοποίησης του ολοκληρωμένου.

4.4.2 Μέτρηση συχνότητας με χρονιστές μικροελεγτή

Ένας αποδοτικός και εύκολα υλοποιήσιμος τρόπος για την καταμέτρηση είναι με την χρήση μικροελεγκτή, ο οποίος στην περίπτωση χρήσης LCD οθόνης για την απεικόνιση της συχνότητας είναι ούτως ή άλλως αναγκαίος για να την επικοινωνία με την οθόνη. Όλοι οι μικροελεγκτές ανάλογα τον σκοπό έχουν από μικρό έως μεγάλο αριθμό από ενσωματωμένα κυκλώματα καταχωρητών γενικού και ειδικού σκοπού και μπορούν να προγραμματιστούν είτε ως χρονιστές είτε ως καταμετρητές συμβάντων. Έτσι αξιοποιούμε αυτήν τους την δυνατότητα για να κάνουμε την καταμέτρηση των παλμών κατά ριπές που έχουν προκύψει από την επεξεργασία του σήματος εισόδου.

Η αρχή της καταμέτρησης με μικροελεγκτή βασίζεται στην εφαρμογή του σήματος εισόδου (μετά την προσαρμογή του) στην κατάλληλη θύρα που συνδέεται εσωτερικά και διεγείρει τον χρονιστή που χρησιμοποιούμε για την καταμέτρηση. Ο λόγος που προτιμούμε τους ενσωματωμένους καταχωρητές – χρονιστές του μικροελεγκτή είναι επειδή έχουν δημιουργηθεί ακριβώς για τέτοιους σκοπούς, δηλαδή τα χαρακτηριστικά τους είναι βελτιστοποιημένα για εφαρμογές καταμέτρησης και χρονισμού. Επίσης έτσι αποφεύγουμε να συντάξουμε επιπλέον κώδικα, δηλαδή να κάνουμε μια υλοποίηση καταμετρητή καθαρά λογισμικού – υπολογιστικού χαρακτήρα. Τέλος, οι χρονιστές αυτοί έχουν την δυνατότητα να δημιουργούν και να δέχονται διακοπές (interrupts) που σηματοδοτούν κάποιο ειδικό συμβάν, όπως για παράδειγμα την

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

υπερχείλιση του χρονιστή ή την περάτωση της διαδικασίας μέτρησης, στοιχεία απαραίτητα για την ακριβή καταμέτρηση της συχνότητας εισόδου.

Για να μετρήσουμε σήματα υψηλών συχνοτήτων χρειάζονται και άλλοι καταχωρητές πέρα του χρονιστή. Συνήθως στους μικροελεγκτές υπάρχει ένας ενσωματωμένος προδιαιρέτης (prescaler) ο οποίος μπορεί να ρυθμιστεί ως ένας μετρητής modulus N ανάλογα τον αριθμό των bit που τον συγκροτούν. Έτσι, για παράδειγμα αν ο προδιαιρέτης αποτελείται από 8 bit και ο χρονιστής από άλλα 8, τότε σε συνδυασμό των δύο έχουμε σύνολο 16 bit που μας οδηγούν σε $2^{16} - 1 = 65535$ καταμετρήσεις κύκλων του σήματος εισόδου. Για να αυξήσουμε και άλλο την μέγιστη συχνότητα αυτό που μένει να κάνουμε είναι να μετρήσουμε το σήμα σε μικρότερο χρονικό διάστημα.

Το αποτέλεσμα για έναν υποδεκαπλασιασμό του gating time οδηγεί σε δεκαπλασιασμό της μέγιστης μετρούμενης συχνότητας. Ωστόσο οδηγούμαστε σε συμβιβασμό μεταξύ της μέγιστης συχνότητας και της ακρίβειας της μέτρησης, καθώς στενεύουμε τον χρόνο, διότι το μικρότερο χρονικό διάστημα ερμηνεύεται ως μια συντομότερη παρατήρηση του σήματος, μεταβολές εκτός αυτού θα αγνοηθούν στην καταμέτρηση. Πέραν του χρονιστή και του prescaler μπορούν να χρησιμοποιηθούν και άλλοι, γενικού τύπου καταχωρητές με τον ρόλο του μετρητή των κρατουμένων που προκύπτουν από τον χρονιστή και τον προδιαιρέτη, έτσι το όριο της μέγιστης μετρούμενης συχνότητας διευρύνεται περισσότερο. Επειδή ο ρόλος των γενικών καταχωρητών στην καταμέτρηση είναι βοηθητικός, δηλαδή δεν μετράει τις άμεσες αλλαγές στο σήμα αλλά αυτές που προκύπτουν από τις υπερχειλίσεις των προηγούμενων καταχωρητών, η εγκυρότητα της μέτρησης δεν επηρεάζεται αρνητικά. Ο ακριβής χρονισμός της πύλης AND για την μέτρηση συχνότητας υλοποιείται μέσω του προγραμματισμού μιας χρονοκαθυστέρησης ακριβείας. Με το πέρας της χρονοκαθυστέρησης εφαρμόζεται ένας λογικός παλμός LOW και η καταμέτρηση διακόπτεται.

4.5 Κρίσιμα στοιχεία ταλαντωτή χρονισμού

Η ακρίβεια της μέτρησης του συχνομέτρου εξαρτάται άμεσα από την ακρίβεια της πηγής χρονισμού, δηλαδή του ταλαντωτή που ορίζει την βάση χρόνου και ως εκ τούτου την ακρίβεια του χρονικού παραθύρου που μένει ανοικτή η πύλη. Στα περισσότερα συχνομέτρα χρησιμοποιείται ταλαντωτής κρυστάλλου με τις συχνότητες των 1, 4, 5 και 10 MHz να είναι από τις συχνότερες.

4.5.1 Επιρροή θερμοκρασίας στην συχνότητα λειτουργίας

Τα βασικότερα είδη ταλαντωτών κρυστάλλου είναι οι RTXO, TCXO και OCXT. Οι RTXO παρουσιάζουν σταθερότητα στην συχνότητα όταν η θερμοκρασία λειτουργίας τους βρίσκεται εντός των ορίων, συνήθως από 0°C έως 50°C με τυπική ακρίβεια στα 2.5ppm. Οι TCXO χρησιμοποιούν εξωτερικό πυκνωτή που παρουσιάζει την ακριβώς αντίθετη μεταβολή με την θερμοκρασία από το LCR ισοδύναμο μοντέλο του κρυστάλλου που τον καθιστούν επιρρεπή στις μεταβολές της θερμοκρασίας, με σκοπό την αντιστάθμιση της μεταβολής της συχνότητας λειτουργίας. Οι μεταβολές αυτού του τύπου είναι μικρότερες, τυπικά είναι της τάξης των 5×10^{-7} . Ο τρίτος τύπος είναι ο OCXT όπου ο κρύσταλλος στεγάζεται εντός φούρνου που αντισταθμίζει με δυναμικό τρόπο για τις εξωτερικές μεταβολές της θερμοκρασίας διατηρώντας την θερμοκρασία λειτουργίας σταθερή. Η τυπική ακρίβεια που χαρακτηρίζει του OCXT είναι της τάξης 7×10^{-9} .

Πίνακας 4.1 : Τυπικές τιμές αστάθειας κρυσταλλικών ταλαντωτών

	RTXO	TCXO	OCXT
Θερμοκρασία 0°C έως 50°C	$< 2.5 \times 10^{-6}$	$< 5 \times 10^{-7}$	$< 1 \times 10^{-7}$
Μεταβολές τάσης δικτύου 10%	$< 1 \times 10^{-7}$	$< 5 \times 10^{-8}$	$< 1 \times 10^{-9}$
Γήρανση	$< 3 \times 10^{-7}$ /μήνα	$< 1 \times 10^{-7}$ /μήνα	$< 1 \times 10^{-7}$ /μήνα
Κλασματική απόκλιση	$< 2 \times 10^{-9}$ rms	$< 1 \times 10^{-9}$ rms	$< 5 \times 10^{-10}$ rms

4.5.2 Άλλοι παράγοντες αστάθειας της συχνότητας

Πέραν των μεταβολών της θερμοκρασίας αποκλίσεις στη συχνότητα του κρυστάλλου μπορεί να προκληθούν και από άλλους παράγοντες, με τους βασικότερους να είναι ο θόρυβος της τροφοδοσίας, η μακροπρόθεσμη σταθερότητα και βραχυπρόθεσμη σταθερότητα. Μεταβολές της τάσης τροφοδοσίας οδηγούν σε μεταβολές των δυναμικών πόλωσης και αλλαγές στην φάση του σήματος ανάδρασης του IC του κρυστάλλου, το οποίο με την σειρά του οδηγεί σε απόκλιση της συχνότητας του κρυστάλλου από την ιδανική τιμή.

Η μακροπρόθεσμη σταθερότητα ή γήρανση έχει να κάνει με την σταδιακή αλλαγή σε βάθος χρόνου των φυσικών ιδιοτήτων του κρυστάλλου και προκαλεί την συχνότητα του κρυστάλλου να ολισθαίνει σε μικρότερες ή μεγαλύτερες τιμές σε σχέση με την ιδανική. Επειδή οι αλλαγές στη συχνότητα που προκαλούνται είναι πολύ μικρές, ο ρυθμός γήρανσης δίνεται σε βαθμούς μεταβολής συχνότητας ανά μήνα, διότι για μικρότερους χρόνους οι μεταβολές είναι πολύ μικρότερες σε σχέση με τη μεταβολή που προκαλεί η μεταβολή της θερμοκρασίας. Τέλος, η βραχυπρόθεσμη σταθερότητα είναι το αποτέλεσμα της τυχαίας διακύμανσης της συχνότητας από την αναγραφόμενη τιμή κυρίως λόγω του έμφυτου θερμικού θορύβου στο εσωτερικό του ταλαντωτή κρυστάλλου. Επειδή ο θόρυβος είναι φασματικά συσχετισμένος, η αβεβαιότητα αυτή καθορίζεται για καθορισμένα χρονικά διαστήματα. Ειδικότερα, το χαρακτηριστικό της

βραχυπρόθεσμης σταθερότητας καθορίζει την αβεβαιότητα της τιμής της συχνότητας του ταλαντωτή για ένα συγκεκριμένο χρονικό πλαίσιο. Η δραστηριότητα αυτού του θορύβου είναι αντιστρόφως ανάλογη με το εύρος του χρονικού διαστήματος μέσα στο οποίο ορίζεται. Το άθροισμα των επιδράσεων όλων των επιρροών αστάθειας που περιεγράφηκαν μας δίνουν το συνολικό σφάλμα βάσης χρόνου (time base error) του ταλαντωτή και αποτελεί μία από τις τέσσερις βασικές πηγές σφάλματος μέτρησης που κάνει το συχνόμετρο. Στον πίνακα (4.1) δίνονται τυπικές τιμές αστάθειας για τα βασικά είδη ταλαντωτών κρυστάλλου.

4.6 Λειτουργίες συχνομέτρου και σφάλματα μέτρησης

4.6.1 Βασικά είδη σφαλμάτων μέτρησης

Τα βασικότερα σφάλματα μέτρησης του συχνομέτρου είναι τέσσερα :

- Η απόκλιση σφάλματος ± 1 ή σφάλμα κβαντισμού
- Το σφάλμα βάσης χρόνου του ταλαντωτή
- Τα σφάλματα σκανδαλισμού
- Τα συστηματικά σφάλματα

Η απόκλιση σφάλματος μέτρησης ± 1 προκαλείται λόγω του μη συγχρονισμού του χρονικού παραθύρου πύλης με τους παλμούς που αντιστοιχούν στην συχνότητα του σήματος εισόδου. Το αποτέλεσμα είναι η αβεβαιότητα της μέτρησης ως προς το ± 1 LSB της δυαδικής αντιστοιχίας του συχνομέτρου. Το σφάλμα βάσης χρόνου είναι η αθροιστική επίδραση των αποκλίσεων στην συχνότητα του κρυσταλλικού ταλαντωτή και εκφράζεται σε ppm χωρίς μονάδες μέτρησης. Το σφάλμα σκανδαλισμού (trigger error) ορίζεται για τις λειτουργίες μέτρησης στις οποίες το σήμα εισόδου καθορίζει το χρονικό παράθυρο της μέτρησης. Είναι η τυχαία και ανεπιθύμητη μετατόπιση των ορίων του βρόχου υστέρησης του συγκριτή Schmitt, το οποίο προκαλείται από τον έμφυτο θόρυβο του σήματος εισόδου και τον θόρυβο στο κανάλι εισόδου του συχνομέτρου. Αυτό οδηγεί σε τυχαίο χρονικό σφάλμα στις λειτουργίες περιόδου και διαστήματος.

Για την λειτουργία μέτρησης χρονικού διαστήματος μεταξύ συμβάντων, ορίζεται και ένα επιπρόσθετο σφάλμα, το συστηματικό. Έχει να κάνει με το μη – ταίριασμα των καναλιών και των χρονικών τους καθυστερήσεων, ακόμα και με τα μήκη των καλωδίων και την διαφορετικότητα στα βύσματα των εισόδων. Η οποιαδήποτε διαφορά μεταξύ των δύο σημάτων όσον αφορά στην προσαρμογή τους και τις χρονικές καθυστερήσεις, οδηγεί τελικά σε συστηματικά λάθη στην καταμέτρηση των παλμών λόγω της συστηματικής μεταβολής των εισόδων ελέγχου έναρξης και λήξης. Τα σφάλματα σκανδαλισμού στην περίπτωση της μέτρησης χρονικού διαστήματος από τυχαία γίνονται συστηματικά, όχι λόγω του θορύβου αλλά λόγω της μη ταυτόσημης τιμής των επιπέδων σκανδαλισμού μεταξύ των δύο εισόδων.

Πίνακας 4.2 : Πηγές σφάλματος για διαφορετικές λειτουργίες μέτρησης συχνομέτρου

Πηγές σφάλματος	Μέτρηση συχνότητας	Μέτρηση περιόδου	Μέτρηση χρονικού διαστήματος
Σφάλμα ± 1	Ναι	Ναι	Ναι
σφάλμα χρονισμού	Ναι	Ναι	Ναι
σφάλμα σκανδαλισμού		Ναι	Ναι
Συστηματικά σφάλματα			Ναι

4.6.2 Επιρροή λειτουργίας μέτρησης από τα σφάλματα

Η επιρροή των τεσσάρων βασικών σφαλμάτων δεν είναι υπαρκτή σε όλες τις λειτουργίες μέτρησης. Το τελικό σφάλμα για κάθε κατηγορία είναι το άθροισμα των σφαλμάτων που σχετίζονται με την μέτρηση. Στην λειτουργία μέτρησης συχνότητας το ολικό σφάλμα είναι :

$$\text{Σφάλμα συχνότητας} = \pm 1 \text{ σφάλμα} \pm \text{σφάλμα βάσης χρόνου} \quad (4.3)$$

Η επίδραση που έχει το ± 1 σφάλμα είναι αντιστρόφως ανάλογη με την συχνότητα του σήματος εισόδου, δηλαδή :

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\pm 1 \text{ σφάλμα}}{f_{in}} \quad (4.4)$$

Το σφάλμα βάσης χρόνου ωστόσο έχει ανάλογη σχέση με την συχνότητα εισόδου, αυτό σημαίνει ότι για υψηλές συχνότητες το σφάλμα ± 1 αποκρύπτεται από το σφάλμα βάσης χρόνου, ενώ για χαμηλές συχνότητες εισόδου γίνεται κυρίαρχο.

Στην λειτουργία μέτρησης περιόδου το συνολικό σφάλμα της μέτρησης είναι :

$$\text{Σφάλμα περιόδου} = \pm 1 \text{ σφάλμα} \pm \text{σφάλμα βάσης χρόνου} \pm \text{σφάλμα σκανδαλισμού} \quad (4.5)$$

Στην μέτρηση περιόδου οι παλμοί που καταμετρώνται προκύπτουν από την συχνότητα του ρολογιού, ή αλλιώς από την περίοδο t_{clock} . Το σφάλμα ± 1 επομένως εκφράζεται ως :

$$\frac{\Delta T}{T} = \pm \frac{t_{clock}}{T_{in}} \quad (4.6)$$

Όπου T_{in} η περίοδος του σήματος εισόδου. Το σφάλμα ± 1 στην μέτρηση περιόδου αναφέρεται στην αβεβαιότητα κατά 1 LSB των καταμετρήσεων του ρολογιού και όχι του σήματος εισόδου. Το σφάλμα βάσης χρόνου ορίζεται πάλι σε ppm σε σχέση με την περίοδο του σήματος εισόδου. Η rms τιμή του σφάλματος σκανδαλισμού στην μέτρηση περιόδου υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση :

$$\text{rms trigger error} = \frac{1.4\sqrt{x^2 + en^2}}{\Delta V/\Delta T} \text{ sec} \quad (4.7)$$

Όπου x η rms τιμή θορύβου των καναλιών εισόδου του συχνομέτρου, en η rms τιμή θορύβου της πηγής του σήματος σε όλο το εύρος ζώνης του συχνομέτρου και $\Delta V/\Delta T$ το slew rate του σήματος εισόδου στα σημεία σκανδαλισμού. Η επίδραση των σφαλμάτων ± 1 και σκανδαλισμού μπορεί να μειωθεί με την τεχνική πολλαπλάσιας περιόδου, όπου η βασική πύλη AND παραμένει ανοικτή για πολλαπλάσια περίοδο του σήματος εισόδου και καθορίζεται η μέση τιμή της περιόδου του επαναλαμβανόμενου σήματος.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

$$\pm \frac{1 \text{ σφάλμα}}{n} \pm \frac{\text{σφάλμα σκανδαλισμού}}{n} \pm \text{σφάλμα χρονισμού} \quad (4.8)$$

Όπου n ο αριθμός των κύκλων του σήματος που υπολογίζουμε την μέση τιμή. Το σφάλμα χρονισμού δεν μπορεί να μετρηθεί από την τεχνική πολλαπλάσιας περιόδου, διότι δεν εξαρτάται από το σήμα εισόδου αλλά από τον ταλαντωτή που χρησιμοποιούμε. Ωστόσο το απόλυτο σφάλμα χρονισμού ή βάσης χρόνου είναι ευθέως ανάλογα από την περίοδο του σήματος που μετράμε, δηλαδή για υψίσυχνα σήματα εισόδου το πρόβλημα αυτό εξασθενεί, αντίθετα για σήματα εισόδου χαμηλών συχνοτήτων το πρόβλημα διογκώνεται.

Τέλος, για τις μετρήσεις χρονικού διαστήματος (time interval) το ολικό σφάλμα είναι το άθροισμα και των τεσσάρων βασικών σφαλμάτων, δηλαδή :

$$\text{Σφάλμα διαστήματος} = \pm 1 \pm \text{χρονισμού} \pm \text{σκανδαλισμού} \pm \text{συστηματικό} \quad (4.9)$$

Το σφάλμα ± 1 εξαρτάται από την συχνότητα του ρολογιού, διότι οι καταμετρήσεις προκύπτουν από την συχνότητα του ταλαντωτή, όσο μεγαλύτερη η συχνότητα του ταλαντωτή τόσο μικρότερο το σφάλμα ± 1 . Για το σφάλμα βάσης χρόνου ισχύουν τα ίδια με την μέτρηση περιόδου, δηλαδή όσο μεγαλύτερα είναι τα χρονικά διαστήματα που μετράμε παλμούς τόσο εντονότερο είναι το σφάλμα χρονισμού.

Το σφάλμα σκανδαλισμού στις μετρήσεις χρονικού διαστήματος υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση :

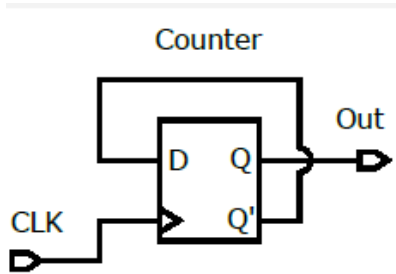
$$\text{rms trigger error} = \sqrt{\frac{x^2 + enA^2}{A \left(\frac{\Delta V}{\Delta T}\right)^2} + \frac{x^2 + enB^2}{B \left(\frac{\Delta V}{\Delta T}\right)^2}} \quad (4.10)$$

Όπου x η ενεργός τιμή θορύβου του συχνομέτρου, enA/B η ενεργός τιμή θορύβου των πηγών σήματος ελέγχου A και B και $\frac{\Delta V}{\Delta T} A/B$ ο ρυθμός μεταβολής των σημάτων ελέγχου στα επίπεδα σκανδαλισμού τους τις χρονικές στιγμές A – έναρξης και B – λήξης που σηματοδοτούν την έναρξη και την λήξη της καταμέτρησης. Από την παραπάνω σχέση είναι φανερό ότι το σφάλμα σκανδαλισμού ελαττώνεται για παλμούς ελέγχου με rise time ή αλλιώς υψηλό slew rate.

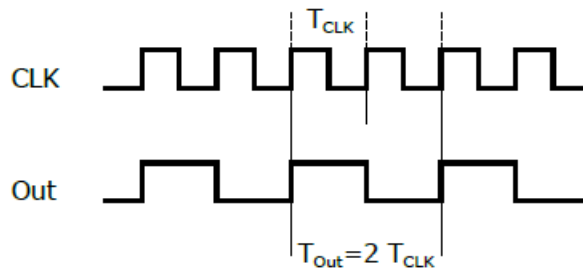
Το τελευταίο είδος σφάλματος εδώ είναι το συστηματικό σφάλμα το οποίο έχει σταθερή τιμή και επαναλαμβάνεται το ίδιο σε κάθε μέτρηση, ως αποτέλεσμα η ακρίβεια (accuracy) των μετρήσεων είναι μικρότερη από την τιμή που θα περιμέναμε να έχει το συχνομέτρο. Το συστηματικό σφάλμα ωστόσο δεν έχει κάποια επίδραση στην διακριτική ικανότητα του συχνομέτρου. Η επίδραση του σφάλματος μπορεί να μειωθεί μέσα από τεχνικές ισοστάθμισης των δύο βαθμίδων ελέγχου σε βαθμό που το οποιοδήποτε μη – ταίριασμα τους να γίνει αμελητέο σχετικά με τα υπόλοιπα σφάλματα.

Τα σφάλματα ± 1 και σκανδαλισμού είναι στοχαστικά και μπορούν πάλι να μειωθούν λαμβάνοντας την μέση τιμή πολλών μετρήσεων για ίδιο χρονικό διάστημα, συγκεκριμένα για N μετρήσεις διαστημάτων το κάθε σφάλμα θα ελαττωθεί κατά $1/\sqrt{N}$. Ωστόσο, πάλι, για N μετρήσεις το σφάλμα χρονισμού και το συστηματικό δεν θα μεταβληθούν διότι είναι πάντα σταθερά και δεν εξαρτώνται από την κάθε μέτρηση.

Το σφάλμα σκανδαλισμού γίνεται αμελητέο για παλμικά σήματα σηματοδότησης με μεγάλο ρυθμό μεταβολής.



Σχήμα 4.8α : Ψηφιακός μετρητής ενός bit



Σχήμα 4.8β : Κυματομορφές μετρητή ενός bit

4.7 Μέτρηση συχνότητας με προδιαίρεση (prescaling)

Η μέγιστη συχνότητα του σήματος εισόδου που μπορεί να μετρήσει το συχνόμετρο περιορίζεται λόγω του εσωτερικού προδιαιρέτη του μικροελεγκτή που χρησιμοποιείται για την καταμέτρηση των παλμών. Περιορισμό επιβάλλει και το κύκλωμα προσαρμογής του σήματος καθώς απαιτούνται τελεστικοί ενισχυτές με μεγαλύτερο εύρος ζώνης και slew rate που οδηγούν σε υψηλότερο κόστος. Μια ικανοποιητική λύση σε αυτό το πρόβλημα είναι να διαιρέσουμε την συχνότητα του σήματος εισόδου πριν εφαρμοστεί στο συχνόμετρο κατά έναν λόγο N . Έτσι, αν η μέγιστη συχνότητα που μπορεί να εφαρμοστεί στο συχνόμετρο είναι 100MHz και έχουμε σήμα 1GHz, αφού το διαιρέσουμε με το 10 το συχνόμετρο θα το μετρήσει και η ένδειξη θα είναι 100MHz, γνωρίζοντας όμως την διαίρεση που έχει προηγηθεί ξέρουμε ότι το σήμα έχει πραγματική συχνότητα 1GHz. Επειδή η διαίρεση προηγείται της μέτρησης ονομάζεται προδιαίρεση (prescaling). Οι προδιαιρέτες ή διαιρέτες συχνότητας είναι κυκλώματα που μετατρέπουν την συχνότητα ενός σήματος σε μια μικρότερη ανάλογα με τον λόγο διαίρεσης N . Ανάλογα την τοπολογία που χρησιμοποιείται κάποιοι λόγοι διαίρεσης υλοποιούνται πιο εύκολα σε σχέση με άλλους, με τον λόγο διαίρεσης 2 να είναι ο πλέον εφικτός.

4.8 Ψηφιακοί μετρητές ως διαιρέτες συχνότητας

Τα κυκλώματα μετρητών flip flop ως γνωστόν μπορούν να αξιοποιηθούν και ως διαιρέτες συχνότητας. Ένας ψηφιακός μετρητής λειτουργεί αλλάζοντας την κατάσταση της εξόδου του με αρνητική ή θετική ακμοπυροδότηση του σήματος ρολογιού. Στο σχήμα (4.8α) και (4.8β) βλέπουμε ένα D flip flop συνδεδεσμένο ως μετρητή μονού bit. Η έξοδος του εναλλάσσεται μόνο με την θετική ακμή του ρολογιού και ως αποτέλεσμα η συχνότητα του ρολογιού είναι διπλάσια από αυτήν της εξόδου του. Ο πιο συχνός λόγος διαίρεσης με τα κυκλώματα μετρητών είναι το δύο. Ο λόγος της χρησιμότητας των ψηφιακών μετρητών ως διαιρέτες είναι η δυνατότητά τους να λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες (multi - GHz), χαρακτηρίζονται από χαμηλό θόρυβο φάσης και ότι μπορούν να συνδεθούν διαδοχικά με ευκολία αυξάνοντας τον λόγο διαίρεσης N .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

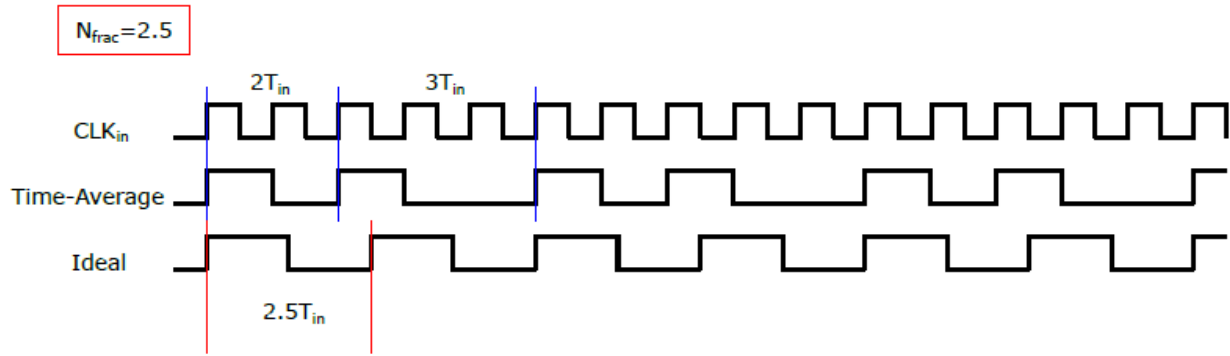
Στα κυκλώματα αυτά ο λόγος διαίρεσης αυξάνεται όσο αυξάνουμε τα διαδοχικά μετρητικά στοιχεία σε σύνδεση καταρράκτη. Ο λόγος της σύνδεσης αυτής είναι η ελάφρυνση των απαιτήσεων μεταγωγής σε κάθε διαδοχικό μετρητικό στοιχείο στο επόμενο. Κάθε διαδοχική βαθμίδα λειτουργεί σε χαμηλότερη συχνότητα

από την προηγούμενη κάνοντας πιο βαθιά την σχεδίαση του διαιρέτη και τις απαιτήσεις της. Η σχεδίαση της διαδοχικής αλυσίδας του διαιρέτη είναι εστιασμένη στην πρώτη βαθμίδα επειδή μετάγεται με τον μέγιστο ρυθμό του κυκλώματος και άρα έχει τις περισσότερες απαιτήσεις. Οι διαιρέτες συχνότητας αυτής της κατηγορίας παρέχουν την δυνατότητα προγραμματιζόμενου λόγου διαίρεσης, μέσω κατάλληλων συνδυαστικών κυκλωμάτων. Ανάλογα με τον λόγο διαίρεσης που θέλουμε ενεργοποιούνται τα ανάλογα τμήματα της αλυσίδας μεταβάλλοντας έτσι τον λόγο.

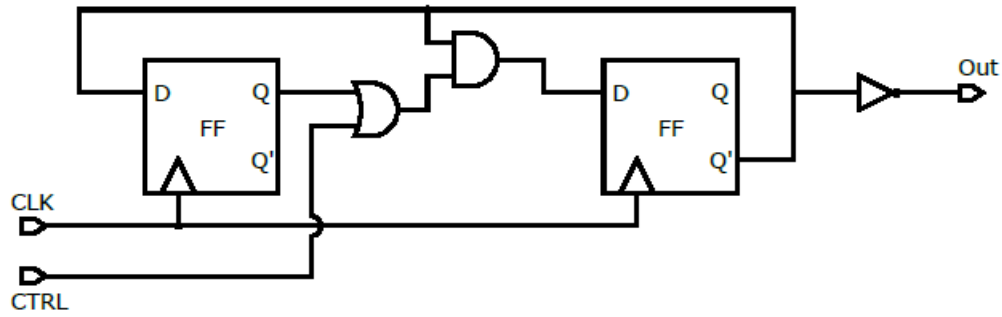
Για να λειτουργήσει σωστά ο διαιρέτης, οι μανδαλωτές που σχηματίζουν τα flip flop (η εσωτερική αρχιτεκτονική τους) πρέπει να διακόπτουν τις καταστάσεις τους σε έναν κύκλο ρολογιού. Σε αντίθετη περίπτωση πρέπει να λάβουμε υπόψη το φαινόμενο της μετασταθερότητας (metastability). Στην κατάσταση αυτή ο χρόνος του ενός κύκλου ρολογιού δεν επαρκεί για να αλλάξουν κατάσταση οι μανδαλωτές, δηλαδή δεν υπάρχει εγγύηση ότι η έξοδος του flip flop είναι στην ίδια κατάσταση με την είσοδο αφού γίνει η ακμοπυροδότηση από ρολόι. Η πιθανότητα ψευδούς εξόδου μπορεί να ελαχιστοποιηθεί χρησιμοποιώντας τα κυκλώματα των μανδαλωτών εντός του προορισμένου εύρους ζώνης που ορίζεται από τον κατασκευαστή ή την ψηφιακή οικογένεια – αρχιτεκτονική του εκάστοτε μετρητή.

4.9 Κλασματική διαίρεση και προγραμματιζόμενοι διαιρέτες

Για την επίτευξη κλασματικής διαίρεσης με κυκλώματα μετρητών, δηλαδή λόγο διαίρεσης $N \in \mathbb{R}$, είτε χρησιμοποιούνται διαιρέτες με διαφορετικό λόγο διαίρεσης modulus διαδοχικά, είτε γίνεται χρήση διαιρετών με πολλαπλό – προγραμματιζόμενο modulus (multi modulus prescalers). Η διακριτική ικανότητα της κλασματικής συχνότητας εξαρτάται από την ακρίβεια της διαίρεσης. Οι διαιρέτες που βασίζονται στα ψηφιακά κυκλώματα μέτρησης είναι περιορισμένοι στο να πραγματοποιούν ακέραιες διαιρέσεις, δηλαδή με φυσικούς αριθμούς. Ένα σήμα με ιδανική κλασματική συχνότητα έχει συχνότητα και περίοδο ίση με την κλασματική τιμή που έχουμε ορίσει, ωστόσο αυτό δεν δύναται με τα κυκλώματα μετρητών. Η επίτευξη της κλασματικής συχνότητας σ αυτήν την περίπτωση γίνεται μέσω διαδοχικών ακέραιων διαιρέσεων σε ένα πεπερασμένο χρονικό διάστημα και λαμβάνοντας την μέση τιμή της συχνότητας του σήματος για αυτό το χρονικό διάστημα.



Σχήμα 4.9 : Κλασματική διαίρεση με κυκλώματα μετρητών



Σχήμα 4.10 : Διαιρέτης διπλού λόγου διαίρεσης 2/3

Οι συχνότητες που δημιουργούνται από κλασματικούς διαιρέτες έχουν την μορφή $f_{frac} = \frac{f_{ref}}{N_{frac}}$, όπου N_{frac} είναι της μορφής $N + \alpha$ με $N \in \mathbb{Z}$ ενώ α μια δεκαδική τιμή. Στους μετρητές συχνότητας η στιγμιαία περίοδος είναι $T_{inst} = N/f_{ref}$ με το N μια ακέραια τιμή και να αλλάζει διαδοχικά ανάλογα το modulus του μετρητή για την προσέγγιση της ιδανικής δεκαδικής συχνότητας. Είναι προφανές ότι η επίτευξη προσέγγισης υψηλής διακριτικής ικανότητας χρειάζεται μετρητές με μεγάλο πλήθος modulus. Η κλασματική συχνότητα μέσης τιμής παρουσιάζει ανά τακτά χρονικά διαστήματα μετατοπίσεις φάσης στην προσπάθεια προσέγγισης της κλασματικής τιμής. Αυτό φαίνεται στο σχήμα (4.9) συγκρίνοντας την κυματομορφή της ιδανικής συχνότητας με αυτήν της προσέγγισης μέσης τιμής με διαδοχικές διαιρέσεις μεταβλητού ακέραιου λόγου N .

Οι διαιρέτες πολλαπλού modulus εναλλάσσουν τον λόγο διαίρεσης μέσω συνδυαστικών κυκλωμάτων και εξωτερικών σημάτων ελέγχου, για τον λόγο αυτό λέγονται και προγραμματιζόμενοι. Η αλυσιδωτή σύνδεση των flip flop στοιχείων δίνει ευελιξία στην σχεδίαση διαιρέτων με διαφορετικά modulus. Τα βασικά χαρακτηριστικά των MMD (Multi Modulus Dividers) είναι η επίτευξη λειτουργίας σε υψηλές συχνότητες, η ευελιξία και ο μεγάλος αριθμός δυνατών λόγων διαίρεσης, τέλος οι υψηλές ταχύτητες μετάβασης από την μία κατάσταση διαίρεσης στην άλλη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

Στο σχήμα (4.10) φαίνεται ένας διαιρέτης dual modulus 2/3, δηλαδή διαιρεί την συχνότητα του ρολογιού είτε δια δύο είτε δια τρία, ανάλογα με το σήμα ελέγχου CTRL. Ο διαιρέτης αποτελείται από δύο flip flop και δύο λογικές πύλες. Όταν το σήμα CTRL βρίσκεται σε κατάσταση HIGH η έξοδος της πύλης OR θα είναι HIGH ανεξάρτητα από την κατάσταση εξόδου του πρώτου flip flop. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η πύλη AND να είναι ευαίσθητη στις αλλαγές της συμπληρωματικής εξόδου Q' του δεύτερου flip flop, αυτό πρακτικά σημαίνει ότι ο μέγιστος λόγος διαίρεσης του διαιρέτη είναι $N = 2$.

Στην περίπτωση που το σήμα CTRL έρθει σε κατάσταση LOW η πύλη OR πρακτικά παρακάμπτεται γιατί η κατάσταση της εξόδου Q του πρώτου flip flop παρουσιάζεται αυτούσια στην είσοδο της πύλης AND. Με την βοήθεια του πίνακα (4.3) γίνεται κατανοητή η διαίρεση με το τρία. Οι τιμές του πίνακα ανακυκλώνονται από πάνω προς τα κάτω με την διαδικασία επαναλαμβάνεται. Το σήμα Q1 είναι η έξοδος του πρώτου flip flop ενώ το σήμα Q2' η συμπληρωματική έξοδος του δεύτερου flip flop και είναι η γενική έξοδος του κυκλώματος. Το σήμα D2 προκύπτει από την πράξη AND των Q1 και Q2'.

Στο σχήμα (4.11) φαίνονται οι κυματομορφές των σημάτων σε χρονικό συσχετισμό με το σήμα χρονισμού. Όπως φαίνεται ο βρόχος των δυνατών καταστάσεων αποτελείται από τρεις διαφορετικές καταστάσεις που ανακυκλώνονται μετά από τρεις κύκλους ρολογιού και ο βρόχος επιστρέφει στην αρχική του κατάσταση. Αυτό αποδεικνύει την λειτουργία του μετρητή ως modulus 3 διαιρέτη. Καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι μπορούμε να αυξήσουμε τα δυνατά modulus του μετρητή χρησιμοποιώντας περισσότερα μετρητικά στοιχεία και περισσότερα συνδυαστικά κυκλώματα ελέγχου.

Πίνακας 4.3 : Καταστάσεις σημάτων modulus 3

D2	Q2'	Q1	Q2' = OUT
1	1	1	0
0	0	1	1
0	1	0	0

4.10 Υλοποίηση προδιαιρέτη τριπλού modulus 2/3/4

Η σχεδίαση του προδιαιρέτη ξεκινάει με βάση τον μέγιστο λόγο διαίρεσης που μπορεί να εκτελέσει. Στην περίπτωση αυτή ο μέγιστος λόγος είναι το τέσσερα, οπότε δημιουργείται μετρητής με δύο FF. Η διαίρεση με το τέσσερα απαιτεί δύο FF και μια αντιστροφή της εξόδου του δεύτερου FF που οδηγείται στην είσοδο του πρώτου. Αντίστοιχα η διαίρεση με το δύο απαιτεί ένα FF και μια αντιστροφή της εξόδου του πρώτου FF και έπειτα οδηγείται στην είσοδο. Η διαίρεση με το τρία απαιτεί δύο FF και μια κατάλληλη λογική πύλη που να ενεργοποιεί την συγκεκριμένη διαίρεση. Συνοψίζοντας, οι απαιτήσεις είναι : α) χρησιμοποίηση τουλάχιστον δύο FF, β) δυνατότητα αντιστροφής των εξόδων των FF και γ) λογικές πύλες για την επιλογή του λόγου διαίρεσης.

Ο διαιρέτης MMD 2/3/4 φαίνεται στο σχήμα (4.12) και αποτελείται από δύο FF το κύκλωμα ελέγχου του λόγου διαίρεσης που αποτελείται από δύο πύλες AND και μία πύλη XNOR. Ο διαχωρισμός των λόγων διαίρεσης επιτυγχάνεται από την πύλη XNOR. Επίσης, σύμφωνα με τον πίνακα αληθείας (4.4) της πύλης XNOR παρατηρούνται ομοιότητες με τις καταστάσεις ενός διαιρέτη modulus 3, επί της ουσίας η λογική της πύλης XNOR είναι κατάλληλη για τον προγραμματισμό του μετρητή ως διαιρέτη modulus 3. Στον πίνακα (4.5) φαίνονται οι δυνατές καταστάσεις του διαιρέτη του σχήματος (4.12). Τέλος, η πύλη XNOR εξυπηρετεί στην αντιστροφή των σημάτων για τις διαιρέσεις 2 και 4, λειτουργεί δηλαδή ως αντιστροφέας NOT όταν μία από τις εισόδους της βρίσκεται σε χαμηλό δυναμικό.

Το κύκλωμα ελέγχου εξυπηρετεί δύο σκοπούς στον προσδιορισμό του λόγου διαίρεσης. Πρώτον, ενεργοποιεί την διαίρεση με το 3 διοχετεύοντας τις τιμές των εξόδων των FF στην πύλη XNOR και δεύτερον, παρέχοντας την λογική τιμή '0' στην ανάλογη πύλη AND έχουμε την αντίστοιχη λειτουργία διαίρεσης είτε με το 2 είτε με το 4. Στον πίνακα (4.6) φαίνεται η επιλογή modulus του διαιρέτη μέσω των bit ελέγχου του κυκλώματος DivCtrl. Η λόγοι διαίρεσης συνολικά είναι τρεις (2/3/4), ωστόσο κάθε φορά ανάλογα τα σήματα ελέγχου που δίνουμε ο διαιρέτης περιορίζεται σε modulus2, με άλλα λόγια ο τριπλός modulus διαιρέτης προκύπτει από την διαδοχική ένωση δύο dual modulus μετρητών, ως 2/3 και 3/4. Όταν το bit ελέγχου CTRL<0> είναι '1' και το CTRL<1> είναι '0' ο διαιρέτης περιορίζεται στην διαίρεση με το δύο, με την δυνατότητα αναβάθμισης του λόγου σε 3 αν θέσουμε το CTRL<1> σε '1'. Στην αντίθετη περίπτωση έχουμε διαίρεση με το 4 και υποβάθμιση του λόγου σε 3 αν και τα δύο bit ελέγχου είναι '1'.

Πίνακας 4.4 : Πίνακας αληθείας XNOR

X	Y	$X \oplus Y$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Πίνακας 4.5 : Δυνατές καταστάσεις διαιρέτη MOD3

D_1	Q_1	Q_2	$Q_{1,i} = Out$
1	0	0	0
0	1	0	1
0	0	1	0

Πίνακας 4.6 : Επιλογή διαίρεσης μέσω των bit ελέγχου

CTRL<1>	CTRL<0>	Mode
0	0	no output
0	1	div-by-2
1	1	div-by-3
1	0	div-by-4

4.11 Συμπεράσματα και απαιτήσεις

Οι δυνατότητες των συμβατικών συχνομέτρων είναι επαρκής για την μέτρηση συχνοτήτων έως και πολλές δεκάδες MHz επαναλαμβανόμενων κυματομορφών εφόσον δοθεί η κατάλληλη προσοχή στην επιλογή των υλικών που θα χρησιμοποιηθούν. Η επιλογή τελεστικών ενισχυτών χαμηλού θορύβου και παραμόρφωσης με unity gain >100 MHz και slew rate > 100 V/μs είναι επιθυμητή για την ενίσχυση υψίσυχνων σημάτων στο στάδιο προσαρμογής. Για την εξασφάλιση της ασφαλούς δυναμικής περιοχής των σημάτων πρέπει να γίνει ψαλιδισμός με διόδους μικρού σήματος και για πιο απαιτητικές ταχύτητες η χρήση διόδων Schottky είναι καταλληλότερη. Η χρήση ψηφιακών πυλών σε συνδυασμό με μικροελεγκτή είναι προτιμότερη από τα συμβατικά ολοκληρωμένα μετρητών, καθώς απλοποιεί το ψηφιακό τμήμα της υλοποίησης και παρέχει δυνατότητες για επικοινωνία με led οθόνες για καλύτερη απεικόνιση της μέτρησης. Τέλος, με την χρήση ενός προδιαιρέτη RF γίνεται να επεκτείνουμε το μέγιστο όριο μέτρησης πολλαπλασιάζοντας με τον λόγο διαίρεσης που τον προγραμματίζουμε. Η υλοποίηση του προδιαιρέτη προτείνεται να γίνει με ολοκληρωμένα κυκλώματα μετρητών τεχνολογίας CML (Current Mode Logic) ή ECL (Emitter Coupled Logic) γιατί χρησιμοποιούνται για την VHF έως και την UHF περιοχή συχνοτήτων.

Κεφάλαιο 5° : Ανάλυση κυκλωμάτων και περιγραφή λειτουργίας

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται όλα τα κυκλώματα της υλοποίησης, γίνεται η σχετική ανάλυση για το κάθε τμήμα και δίνεται εξήγηση της συνολικής λειτουργίας τους. Περισσότερη έμφαση δίνεται στα κύρια δομικά υλικά του κάθε κυκλώματος στα οποία βασίζεται η λειτουργία του καθενός. Αρχικά παρουσιάζεται το κύκλωμα της γεννήτριας συναρτήσεων που προορίζεται για συχνότητες έως 10MHz με βασικό συστατικό να είναι το ολοκληρωμένο DDS της Analog Devices AD9834 και ο μικροελεγκτής τύπου ARM ADUC7024 . Έπειτα περνάμε στην ανάλυση της σχεδίασης του συχνομέτρου το οποίο πρέπει να μετράει περιοδικά σήματα έως 50MHz και βασίζεται στον μικροελεγκτή της Microchip PIC16F88.

Η σχεδίασή του είναι απλή ξεκινώντας με ένα αναλογικό κύκλωμα για την προσαρμογή του σήματος εισόδου. Έπειτα, για την επίτευξη της κατάλληλης τελικής μορφής του σήματος (pulse train) το σήμα περνάει μέσω δύο λογικών πυλών AND με υστέρηση οι οποίες χρονίζονται με την βοήθεια σημάτων ελέγχου από τον μικροελεγκτή. Η καταμέτρηση της συχνότητας γίνεται μέσω του κατάλληλου προγραμματισμού του μικροελεγκτή αξιοποιώντας τους χρονιστές – καταμετρητές του.

Για την μέτρηση σημάτων RF έως και 2.5GHz σχεδιάστηκε ένας προδιαρέτης από ολοκληρωμένα κυκλώματα καταμετρητών τεχνολογίας ECL. Η δράση του προδιαρέτη προηγείται του συχνομέτρου και παρέχει λόγο διαίρεσης της συχνότητας 1:1000 επεκτείνοντας έτσι της μέγιστη τιμή της σε 2.5GHz, αυτό διότι η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας του προδιαρέτη είναι 2.5GHz. Τέλος, παρουσιάζεται η σχεδίαση ενός συμβατικού (γραμμικού) τροφοδοτικού που χρησιμοποιήθηκε για την παροχή των κατάλληλων δυναμικών τροφοδοσίας των κυκλωμάτων.

5.1 Κύκλωμα γεννήτριας συχνότητων

Οι απαιτήσεις του κυκλώματος της γεννήτριας είναι να παράγει ημιτονικές, τριγωνικές και ορθογωνικές κυματομορφές ελεγχόμενου κύκλου εργασίας με εύρος συχνοτήτων από DC έως 10 MHz. Για τον σκοπό αυτό χρησιμοποιείται το ολοκληρωμένο της Analog Devices AD9834, μια DDS γεννήτρια συχνοτήτων. Το σήμα που παράγει επεξεργάζεται από ένα αναλογικό κύκλωμα ενίσχυσης και συγκριτών με διακριτά εξαρτήματα και τελεστικούς ενισχυτές με σκοπό την παραγωγή ορθογωνικών κυματομορφών, επειδή το IC παράγει μόνο ημιτονικές και τριγωνικές κυματομορφές. Η αναλογική επεξεργασία συνεχίζεται για την εισαγωγή δυνατότητας DC offset επιλογής και ρύθμισης του πλάτους V_{pp} . Η απαραίτητη ψηφιακή επεξεργασία γίνεται από τον μικροελεγκτή ADUC7024 της ίδιας εταιρείας και έχει προγραμματιστεί να στέλνει τα απαραίτητα σήματα στην DDS γεννήτρια και να επιτηρεί το σήμα εξόδου. Τα χαρακτηριστικά του σήματος απεικονίζονται σε μια οθόνη LCD οθόνη κινητού NOKIA 6100. Για την ρύθμιση της συχνότητας εξόδου, το είδος της κυματομορφής κλπ. χρησιμοποιούνται διακόπτες SPST συνδεδεμένοι με τον μικροελεγκτή με μέθοδο polling.

5.1.1 Δυνατότητες και Παραμετροποίηση ολοκληρωμένου γεννήτριας DDS AD9834

Το ολοκληρωμένο AD9834 είναι μια DDS γεννήτρια που λειτουργεί στα 75 MHz και είναι ικανό να παράγει ημιτονικές ή τριγωνικές κυματομορφές εξόδου. Έχει ενσωματωμένο συγκριτή που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την παραγωγή τετραγωνικών κυματομορφών. Η κατανάλωσή του είναι μόλις 20 mW για τροφοδοσία 3V καθιστώντας το κατάλληλο για εφαρμογές που το ζήτημα της ενέργειας είναι κρίσιμη προτεραιότητα. Οι βασικοί καταχωρητές που συνιστούν τον συσσωρευτή φάσης έχουν σύνολο μήκος λέξης 28 bits, οπότε για συχνότητα χρονοισμού 75 MHz η διακριτική ικανότητα της γεννήτριας είναι $75 \text{ MHz}/2^{28} = 0.28 \text{ Hz}$, ενώ η μέγιστη διακριτική ικανότητα είναι 0.004 Hz για σήμα χρονοισμού 1 MHz.

Για δεδομένο σήμα clock η συχνότητα επιλέγεται μέσω σειριακής επικοινωνίας τριών σημάτων ελέγχου από μονάδα μικροελεγτή MCU μέσω των pin FSYNC, SCLK και SDATA, τα οποία φαίνονται στο σχήμα (5.1). Στα δεδομένα που αποστέλλονται υπάρχουν bits που απευθύνονται στην ρύθμιση του καταχωρητή ελέγχου 16 bit control register, ώστε πέραν της ρύθμισης της συχνότητας σήματος εξόδου να γίνεται δυνατή η διαμόρφωση FM και PM. Η μέγιστη συχνότητα της σειριακής επικοινωνίας είναι 40 MHz και τα πρωτόκολλα είναι συμβατά με τα αυτά των μικροελεγκτών.

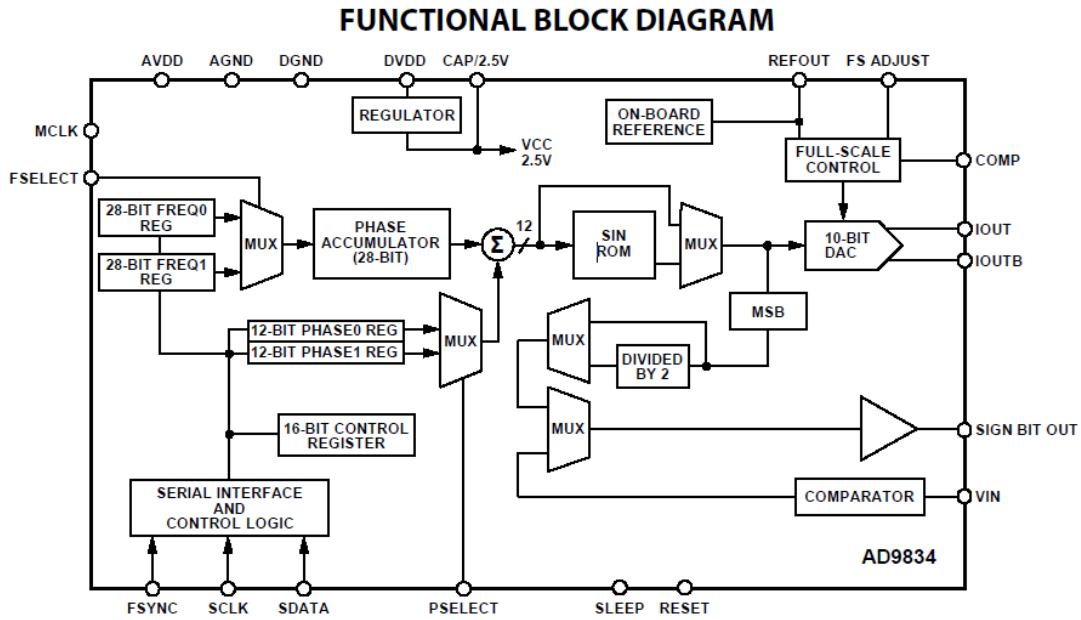
Το ολοκληρωμένο έχει σχεδιαστεί να λειτουργεί με ξεχωριστά δυναμικά τροφοδοσίας για το ψηφιακό και το αναλογικό τμήμα που το συγκροτούν, από 2.3V έως 5.5V για το καθένα και με δυνατότητα επιλογής διαφορετικού δυναμικού επιπέδου μεταξύ τους, ανάλογα τις ανάγκες της εφαρμογής. Τέλος, υπάρχει δυνατότητα ελέγχου power down, δηλαδή καταστολής τμημάτων του ολοκληρωμένου που δεν χρησιμοποιούνται ώστε να ελαττωθεί η κατανάλωση ισχύος. Η έξοδος του AD9834 βασίζεται στη βασική εξίσωση $f = (\Delta\phi \times f_{\text{clock}})/2\pi$.

Ένα τυπικό DDS chip όπως το AD9834 υλοποιεί την εξίσωση με την χρήση τριών βασικών κυκλωμάτων, έναν αριθμητικά ελεγχόμενο ταλαντωτή (numerically controlled oscillator) που πρακτικά είναι ο συσσωρευτής φάσης συν οι βοηθητικοί καταχωρητές και ένας διαμορφωτής φάσης, την μνήμη ROM ημιτόνου (SINE ROM) δηλαδή ο πίνακας look – up table που περιέχει τις τιμές αντιστοίχισης σε πλάτος για ημιτονικό σήμα, τέλος, ένας μετατροπέας από ψηφιακό σε αναλογικό DAC. Ειδικότερα, ο NCO αποτελείται από δύο καταχωρητές επιλογής συχνότητας, τον συσσωρευτή φάσης, δύο καταχωρητές φάσης offset και τον αθροιστή φάσης offset.

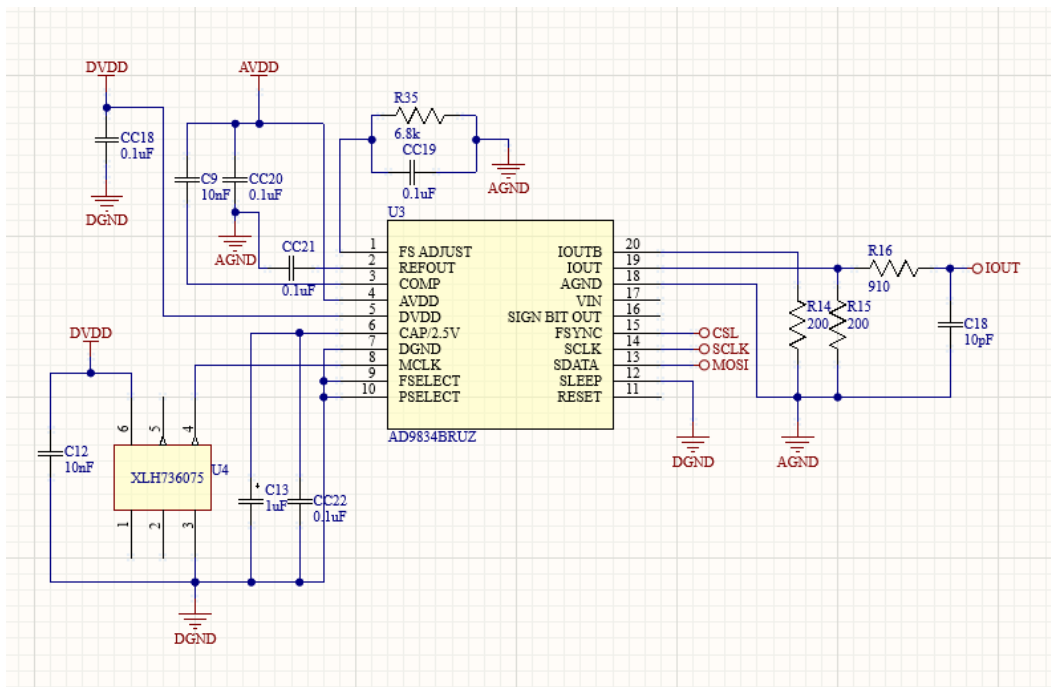
Το βασικό στοιχείο είναι ο συσσωρευτής φάσης μήκους λέξης 28 bit, οπότε για το AD9834 ένας πλήρης κύκλος του σήματος ισούται με $2\pi = 2^{28}$ μεταβάσεις, με την συχνότητα εξόδου να προσδιορίζεται από την σχέση (5.1) :

$$F = \frac{\Delta\phi \times f_{\text{clock}}}{2^{28}} \quad (5.1)$$

Όπου $0 < \Delta\phi < 2^{28} - 1$.



Σχήμα 5.1 : Block διάγραμμα DDS γεννήτριας AD9834



Σχήμα 5.2 : Παραμετροποίηση του AD9834 σε λειτουργία απλής εξόδου

Η λέξη φάσης εισάγεται στον συσσωρευτή είτε από τον καταχωρητή $FREQ0$ είτε από τον καταχωρητή $FREQ1$ και επιλέγεται από το pin $FSELECT$ είτε μέσω του bit ελέγχου $FSEL$ του καταχωρητή $CONTROL$. Η ύπαρξη δύο καταχωρητών tuning word φάσης ($FREQ0, FREQ1$) είναι για την δυνατότητα διαμόρφωσης συχνότητας με την εναλλαγή μεταξύ συνεχόμενων διαφορετικών επαυξήσεων φάσης. Μετά από τον συσσωρευτή προστίθεται λέξη 12bit που επιλέγεται μεταξύ των δύο καταχωρητών φάσης offset 12bit $PHASE0$ και $PHASE1$ στα 16 πιο σημαντικά bit της εξόδου του συσσωρευτή, εφόσον θέλουμε να διαμορφώσουμε το σήμα κατά φάση (phase modulation).

Για την παραγωγή ημιτονικής εξόδου θα πρέπει το $MODE$ bit ελέγχου $DB1$ στον $CONTROL$ register να είναι '0', ενώ το $OPBITEN$ bit μας είναι αδιάφορο 'X'. Έπειτα ακολουθεί η χαρτογράφηση φάσης πλάτους με την βοήθεια την $SIN ROM$. Αν και η λέξη του συσσωρευτή είναι μήκους 28bit τελικά γίνεται διευθυνσιοδότηση με 12bit ώστε να μειωθεί το μέγεθος της μνήμης, διαφορετικά θα χρειαζόντουσαν $2^{28} = 268435456$ προσπελάσεις. Η αναγκαία διακριτική ικανότητα φάσης του συσσωρευτή είναι τόση ώστε να τα σφάλματα περικοπής φάσης να έχουν μικρότερο αντίκτυπο από την διακριτική ικανότητα του 10bit DAC που ακολουθεί.

Αυτό διότι τα σφάλματα περικοπής καλύπτονται (masked) από αυτά που προκαλούνται από τον DAC. Η μνήμη ROM ενεργοποιείται μέσω των bits $OPBITEN$ και $MODE$ μέσω του 16bit καταχωρητή $CONTROL$. Τέλος, χρησιμοποιείται ο ενσωματωμένος 10bit DAC του ολοκληρωμένου για την μετατροπή σε αναλογικό σήμα. Το ρεύμα πλήρους κλίμακας $FSOC$ ρυθμίζεται μέσω της εξωτερικής αντίστασης επιλογής $RSET$ από τον χρήστη, ώστε τα δυναμικά που αναπτύσσονται να ταιριάζουν στις απαιτήσεις της εφαρμογής. Η έξοδος του DAC μπορεί να είναι είτε απλή (single – ended), είτε διαφορική συνδέοντας ίσες αντιστάσεις $RSET$ μεταξύ της κάθε εξόδου $IOUT$ και $IOUTB$ και της αναλογικής γείωσης $AGND$.

Τα φορτία που συνδέονται στην έξοδο μπορεί να έχουν οποιαδήποτε τιμή όσο η πτώση τάσης σε αυτά δεν ξεπερνά την μέγιστη τιμή τάσης πλήρους κλίμακας εξόδου του ολοκληρωμένου (max Full Scale Output Voltage). Το $AD9834$ μπορεί να παράγει ένα είδος κυματομορφής στην έξοδο κάθε φορά και οι πιθανές κυματομορφές είναι δύο, η ημιτονική και η τριγωνική. Μπορούμε να επιλέξουμε έξοδο τριγωνικής κυματομορφής θέτοντας το $MODE$ bit $DB1$ σε '1' και το $OPBITEN$ bit να είναι '0' στην λέξη του 16bit καταχωρητή $CONTROL$ που ρυθμίζουμε μέσω της σειριακής SPI επικοινωνίας από τον μικροελεγκτή $ADUC7024$. Η τριγωνική κυματομορφή είναι το αποτέλεσμα της παράκαμψης της $SIN ROM$ στέλνοντας απευθείας τον ψηφιακό κωδικό του NCO στην είσοδο του 10bit DAC.

Τότε η έξοδος παύει να είναι ημιτονική και ο DAC παράγει μια γραμμική τριγωνική συνάρτηση από τα 10 MSB της κωδικής λέξης των 12bit του NCO μετά την περικοπή φάσης. Η παραμετροποίηση του ολοκληρωμένου για single – ended έξοδο φαίνεται στο σχήμα (5.2), δηλαδή η συνδεσμολογία και οι τιμές των εξωτερικών στοιχείων προτείνεται από τον κατασκευαστή. Συγκεκριμένα, απαιτούνται δύο πυκνωτές αποσύζευξης 100nF σε κάθε τροφοδοσία ($DVDD$ και $AVDD$) για την αποφυγή της εισχώρησης θορύβου της γραμμής εντός του chip, ένας πυκνωτής των 10nF μεταξύ του pin $COMP$ και της τροφοδοσίας $AVDD$ που χρησιμοποιείται για την αποσύζευξη της τάσης αναφοράς του DAC, ένας πυκνωτής 100nF μεταξύ του pin $REFOUT$ και της $AGND$ για την αποσύζευξη θορύβου, όπου $REFOUT$ είναι η εσωτερική τάση αναφοράς του $AD9834$ στα 1.2V, η λειτουργία $SLEEP$ επειδή δεν χρησιμοποιείται το pin $SLEEP$ οδηγείται στην γείωση. Στο pin $FSADJ$ συνδέεται αντίσταση 6.8kΩ παράλληλα με πυκνωτή 100nF με δεύτερο άκρο την γείωση $AGND$, τιμές οι οποίες δίνονται από τον κατασκευαστή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5°

Ο σκοπός της σύνδεσης είναι η ρύθμιση της πλήρους κλίμακας ρεύματος του DAC. Οι έξοδοι της γεννήτριας συνδέονται με αντιστάσεις 200Ω προς την γείωση, επειδή το ρεύμα πλήρους κλίμακας FSOC ρυθμίστηκε να είναι 0.3mA, με τις αντιστάσεις 200Ω ρυθμίζουμε την έξοδο στην πλήρη κλίμακα σήματος εξόδου στα 0.6Vpp που είναι και η μέγιστη τιμή που ορίζει ο κατασκευαστής. Ο εσωτερικός συγκριτής του chip δεν χρησιμοποιείται και pin VIN και SIGNBIT παραμένουν ασύνδετα όπως ορίζεται από τον κατασκευαστή για την εν τούτο περίπτωση.

Τα pin AGND και DGND και τα δύο οδηγούνται μεν πρακτικά στην ίδια γείωση του κυκλώματος, αλλά στην πράξη τις απομονώνουμε και γίνεται λόγος στο επόμενο κεφάλαιο στην σχεδίαση PCB. Στο pin MCLK συνδέεται το σήμα χρονισμού του IC το οποίο δίνεται από την έξοδο ενός ταλαντωτή κρυστάλλου χαμηλού θορύβου φάσης και υψηλής ακρίβειας με έξοδο LVCMOS. Η ακρίβεια της συχνότητας εξόδου και ο θόρυβος φάσης εξαρτάται από τα αντίστοιχα χαρακτηριστικά του ταλαντωτή. Τα pin FSELECT και PSELECT είναι απευθείας γειωμένα όπως προτείνει ο κατασκευαστής όταν δεν εκτελούμε διαμόρφωση συχνότητας και φάσης, ώστε οι ανάλογοι καταχωρητές του chip να παρακάμπτονται.

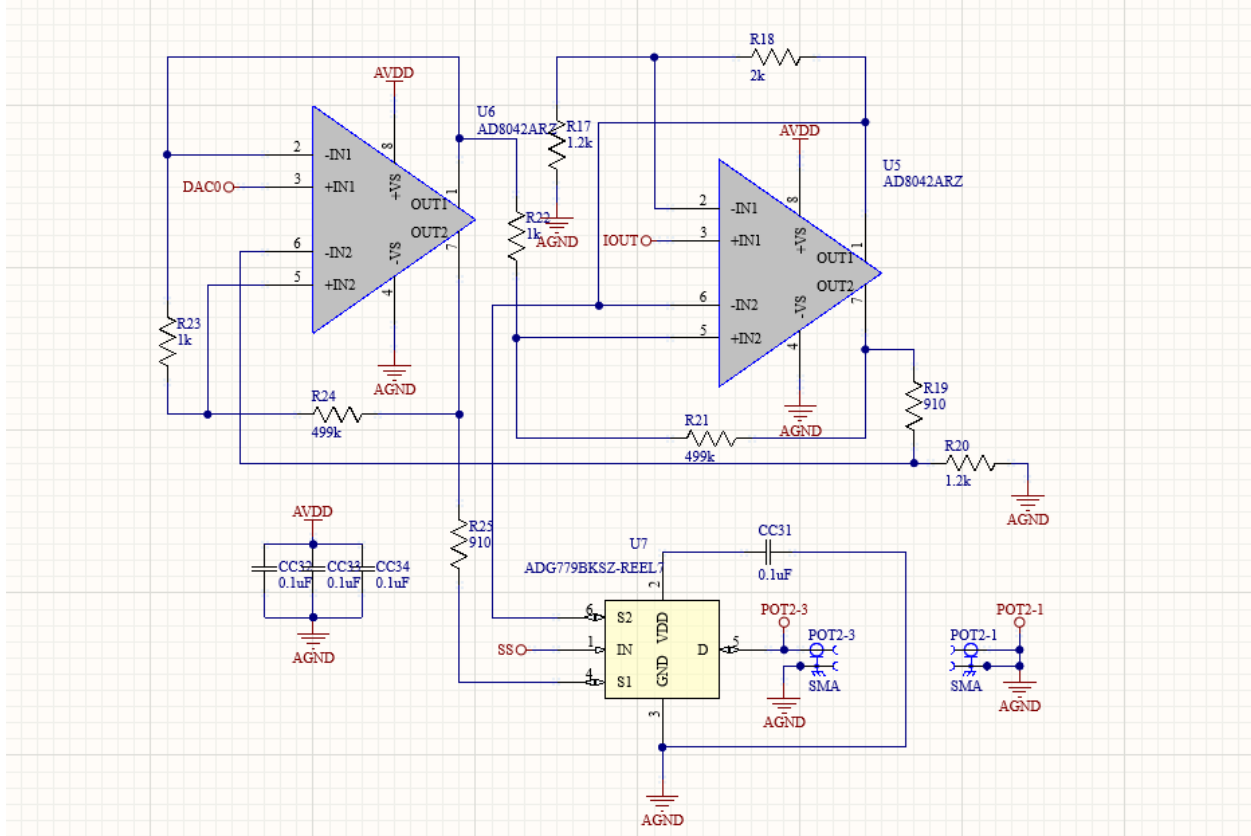
Το pin RESET παραμένει ασύνδετο γιατί δεν χρησιμοποιείται η συγκεκριμένη λειτουργία. Τα pin SDATA, SCLK και FSYNC χρησιμοποιούνται για την σειριακή επικοινωνία SPI με τον μικροελεγκτή ADUC7024 και τα σήματα που χρησιμοποιούνται είναι τα CLK, MOSI και CSL αντίστοιχα για κάθε pin. Η τάση τροφοδοσίας του ολοκληρωμένου σε περίπτωση που είναι άνω των 2.5V χρησιμοποιείται ο εσωτερικός σταθεροποιητής και γίνεται step down της τάσης και διατήρησή της στο δυναμικό των 2.5V. Για τον λόγο αυτό πρέπει να συνδεθούν ένας πυκνωτής 1uF και ένας 100nF παράλληλα μεταξύ τους για την αποσύζευξη θορύβων πλουσίου φάσματος, μεταξύ του pin CAP/2.5V και της γείωσης.

5.1.2 Παραγωγή ορθογωνικών κυματομορφών – αναλογική επεξεργασία σήματος

Στην έξοδο IOUT της DDS τοποθετείται χαμηλοπερατό φίλτρο RC πρώτου βαθμού και αποτελείται από την αντίσταση R16 = 910 Ohm και τον πυκνωτή C18 = 10pF με συχνότητα αποκοπής $f_c \cong 17.5 \text{ MHz}$ που βγαίνει από την σχέση (5.2) :

$$f_c = 1/(2\pi RC) \quad (5.2)$$

Το clock της DDS ρυθμίζεται στα 75MHz για 37.5 MHz μέγιστη συχνότητα εξόδου αλλά εμείς επιθυμούμε συχνότητες έως και 10MHz. Αυτό επιτυγχάνεται με φόρτωση κωδικής λέξης επαύξησης φάσης (tuning word) $\Delta P \cong 35.8 \times 10^6$ το οποίο προκύπτει με αντικατάσταση από την σχέση (5.1). Επειδή ο λόγος F_{clock}/F_0 είναι μεγάλος, σύμφωνα με τον κατασκευαστή το φίλτρο μπορεί να είναι ένα απλό βαθυπερατό φίλτρο όπως αυτό που χρησιμοποιήθηκε όταν $F_0 < 33.33\%$ του F_{clock} , όπου το 33.33% του F_{clock} είναι 25×10^6 . Η φιλτραρισμένη έξοδος έπειτα επιδέχεται ενίσχυση και μετά από αυτήν ακολουθεί δύο διαδρομές, η πρώτη διαδρομή στέλνει αυτούσιο το ενισχυμένο σήμα στην είσοδο ενός ηλεκτρονικά ελεγχόμενου CMOS SPDT διακόπτη, η δεύτερη οδηγεί το σήμα προς περαιτέρω επεξεργασία για την παραγωγή ορθογωνικών κυματομορφών με ελεγχόμενο κύκλο εργασίας.



Σχήμα 5.3 : Αναλογική επεξεργασία της εξόδου IOUT του AD9834 και παραγωγή ορθογωνικών κυματομορφών με χρήση συγκριτών

Υπάρχουν λόγοι που δεν χρησιμοποιήθηκε ο ενσωματωμένος συγκριτής της DDS γεννήτριας AD9834 για τον ανωτέρω σκοπό. Ο πρώτος λόγος είναι ότι η είσοδος του συγκριτή ακολουθεί AC σύζευξη και για να λειτουργήσει ορθά ως συγκριτής – ανιχνευτής μηδενός ορίζεται από τον κατασκευαστή ελάχιστη συχνότητα σήματος 3MHz. Ο δεύτερος λόγος είναι ότι δεν υπάρχει δυνατότητα για έλεγχο του κύκλου εργασίας του σήματος, δηλαδή ο ενσωματωμένος συγκριτής ακόμα και αν δεν υπήρχε ο πρώτος περιορισμός θα παρήγαγε τετραγωνικές κυματομορφές με προκαθορισμένο και αμετάβλητο DC = 50%.

Η ενίσχυση του σήματος και η παραγωγή ορθογωνικών κυματομορφών υλοποιείται με βασικό στοιχείο τους τελεστικούς ενισχυτές AD8042. Το AD8042 είναι ένας χαμηλής κατανάλωσης ισχύος διπλός T.E. ανάδρασης τάσης και λειτουργεί είτε με μονοπολική τροφοδοσία από +3V έως +12V, είτε με συμμετρική τροφοδοσία από ±5V έως ±6V. Το μεγάλο BW(-3dB) = 160MHz και το Slew Rate = 200V/us το καθιστά κατάλληλο για την χρησιμοποίησή του για την επεξεργασία του σήματος που παράγει το DDS ολοκληρωμένο. Το φιλτραρισμένο IOUT περνά από ενίσχυση από τον IC5A σε συνδεσμολογία μη αναστρέφοντος ενισχυτή με κέρδος $G = \left(\frac{R18}{R17}\right) + 1 = 2.66$.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5°

Το σήμα IOUT είναι 0.6Vpp άρα στην έξοδο του IC5A έχουμε 1.6Vpp. Το σήμα οδηγείται στην μία είσοδο του διακόπτη IC7 αλλά ταυτόχρονα εφαρμόζεται στην αναστρέφουσα είσοδο του δεύτερου Τ.Ε του πρώτου ολοκληρωμένου AD8042, δηλαδή του IC5B. Το IC5B και το IC6B είναι συνδεδεσολογημένα ως συγκριτές και λαμβάνουν κοινή τάση αναφοράς από την έξοδο DAC0 του μικροελεγκτή αφού περάσει από το IC6A συνδεδεσολογημένο ως buffer. Ο λόγος χρήσης της εξόδου DAC0 είναι για μέγιστη αξιοποίηση της MCU και επειδή παρέχει ακριβέστερο έλεγχο του κύκλου εργασίας.

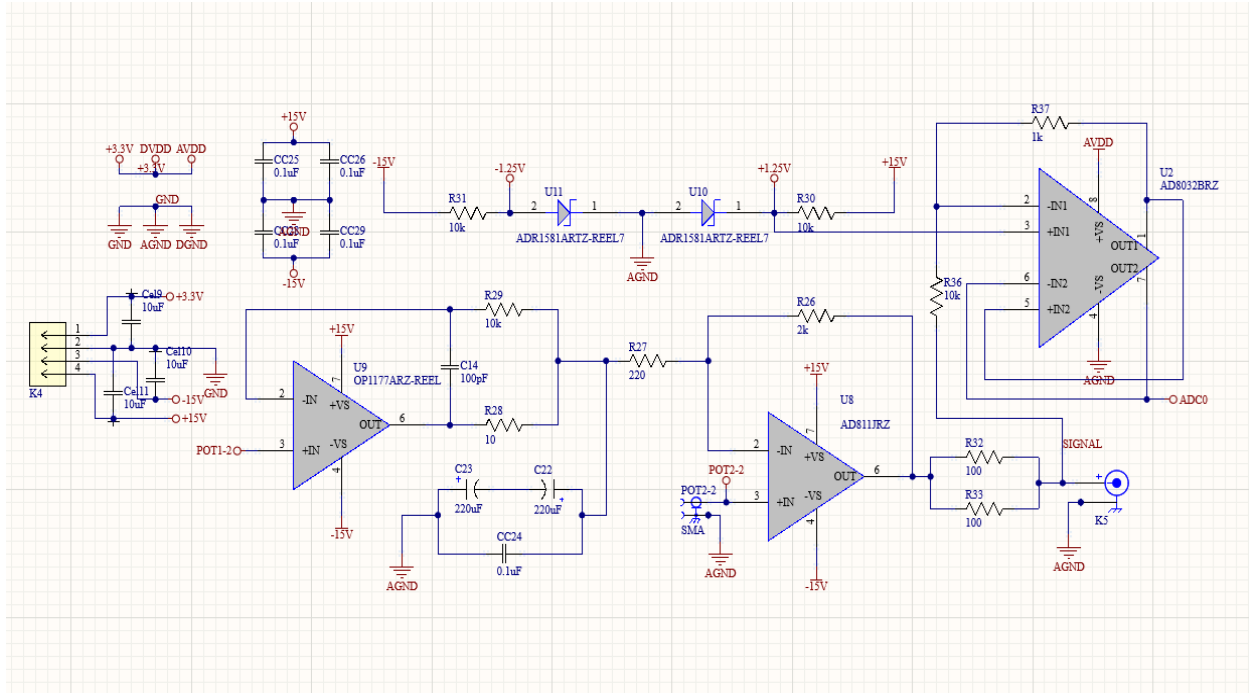
Το πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής στην έξοδο του IC5A έχει διακύμανση από VOL έως VOH που λαμβάνουμε από το datasheet του AD8042. Όσο η τάση προς σύγκριση VDAC0 που παρέχεται από το IC6A είναι εντός του ορίου του VOS του AD8042, ο κύκλος εργασίας της ορθογωνικής κυματομορφής στην έξοδο του IC6B μεταβάλλεται αντιστρόφως ανάλογα με το μέγεθος της VDAC0. Αυτό είναι διότι και οι δύο συγκριτές είναι συνδεδεσολογημένοι σε αναστρέφουσα λειτουργία, οπότε για όσο περισσότερο χρονικό διάστημα η πρώτη έξοδος είναι HIGH για το ανάλογα διάστημα η τελική έξοδος θα είναι LOW και αντίστροφα. Η ορθογωνική κυματομορφή οδηγείται στην είσοδο S1 του διακόπτη ADG779.

Το ADG779 είναι ένα ολοκληρωμένο CMOS SPST ηλεκτρονικά ελεγχόμενου διακόπτη. Λειτουργεί με μονοπολική τροφοδοσία από 1.8 V έως 5.5 V και ενώ έχει χαμηλή κατανάλωση της τάξης των μW μπορεί να διαχειριστεί σήματα υψηλών συχνοτήτων με εύρος ζώνης $-3\text{dB} > 200\text{MHz}$. Η είσοδος pin1 ελέγχεται από την έξοδο P1.2 του μικροελεγκτή για την επιλογή ημιτονικής/τριγωνικής ή ορθογωνικής κυματομορφής στην έξοδό του. Έπειτα το σήμα οδηγείται προς την τελική ενίσχυση και ρύθμιση του πλάτους Vpp και την ρύθμιση της DC συνιστώσας του. Η έξοδος του ADG779 οδηγεί το ποτενσιόμετρο P2 το οποίο ρυθμίζεται ανάλογα το πλάτος Vpp εξόδου που χρειάζεται. Μέρος του σήματος kV_{in} λαμβάνεται από τον δρομέα του ποτενσιόμετρου και πάει προς ενίσχυση στο τελικό ενισχυτή εξόδου που εκπληρώνεται από τον Τ.Ε ανάδρασης ρεύματος IC8 AD811.

5.1.3 Ρύθμιση πλάτους και τάσης αναφοράς εξόδου – επιτήρηση εξόδου μέσω μικροελεγκτή

Το AD811 είναι ολοκληρωμένο Τ.Ε. ανάδρασης ρεύματος που απευθύνεται σε εφαρμογές VIDEO συχνοτήτων. Το εύρος ζώνης -3dB είναι στα 140MHz και έχει slew rate $2500\text{V}/\mu\text{s}$, η τροφοδοσία που απαιτείται είναι συμμετρικού τύπου από $\pm 5\text{V}$ έως $\pm 15\text{V}$. Το AD811 επιλέγεται λόγω της χαμηλής THD παραμόρφωσης που προσφέρει έως τα 10MHz και του μεγάλου unity gain που προσφέρει. Το ποτενσιόμετρο P2 είναι πολύ κρίσιμο στην λειτουργία της γεννήτριας, πέρα από την ρύθμιση του πλάτους Vpp, ανεπιθύμητα λειτουργεί ως χαμηλοπερατό φίλτρο και εισάγει μία νέα συχνότητα αποκοπής στο κύκλωμα.

Η συχνότητα αποκοπής του ποτενσιόμετρου είναι ευθέως ανάλογη του αριθμού των στροφών και της αντίστασής του. Για καθαρά ημίτονα όσο το δυνατόν μεγαλύτερης συχνότητας προτείνεται να επιλεχθεί ποτενσιόμετρο με δέκα στροφές και αντίσταση $\geq 1\text{k}\Omega$, ενώ αν η γεννήτρια χρησιμοποιηθεί για ορθογωνικά σήματα υψηλών συχνοτήτων θα πρέπει να επιλεχθεί ποτενσιόμετρο με πέντε στροφές και $\leq 200\Omega$. Στην εργασία αυτή δόθηκε προτεραιότητα στο βασικότερο είδος σήματος, δηλαδή τα ημιτονικά και χρησιμοποιήθηκε ποτενσιόμετρο δέκα στροφών με τιμή $1\text{k}\Omega$ και 2W ισχύος.



Σχήμα 5.4 : Ρύθμιση πλάτους και αναφοράς και επιτήρηση του σήματος εξόδου

Η τάση αναφοράς DC offset δίνεται από την συνδεσμολογία των IC10 και IC11 σε σειρά με αντίσταση τιμής 10kΩ και τις τροφοδοσίες +15V και -15V αντίστοιχα. Τα ολοκληρωμένα αυτά είναι δίοδοι zener και λειτουργούν ως πηγές τάσης 1.25V όταν διαρρέονται από ρεύματα 60μΑ έως 10mA. Στην υλοποίηση το ρεύμα είναι 1.375mA για το κάθε ολοκληρωμένο και άρα λειτουργούν ως πηγές τάσης ±1.25V. Οι τάσεις αυτές οδηγούν το ποτενσιόμετρο P1 το οποίο χρησιμοποιείται για την επιλογή της τάσης αναφοράς που επιθυμούμε. Το ποτενσιόμετρο P1 είναι ίδιου τύπου με το P2 αλλά αντίστασης 10kΩ.

Από τον δρομέα του P1 λαμβάνεται τάση που προκύπτει από υπέρθεση του ποτενσιομέτρου με τις πηγές ±15V. Η τάση αυτή οδηγεί την μη αναστρέφουσα είσοδο του T.E. OP1177 που είναι συνδεσμολογημένος ως buffer ώστε η τάση αναφοράς να μην επηρεάζεται από τα επόμενα στοιχεία του κυκλώματος. Το OP1177 έχει πολύ χαμηλές τάσεις ασυμμετρίας της τάξης των 60μV, ρεύματα πόλωσης της τάξης των 2nA και ολίσθηση τάσης με την θερμοκρασία της τάξης των 0.7μV/ °C. Επίσης ο θόρυβος που εισάγει με την αύξηση της συχνότητας είναι της τάξης των 8nV/√Hz, τέλος η κατανάλωση ρεύματος δεν ξεπερνά τα 400μΑ ενώ απαιτεί διπολική τροφοδοσία από ±2.5V έως ±15V.

Από τα χαρακτηριστικά του κρίνεται κατάλληλος για χρήση ως απομονωτής στην εφαρμογή. Η τελική έξοδος προκύπτει από υπέρθεση στον AD811. Όταν η τάση εξόδου του OP1177 είναι +1V το AD811 προσθέτει -7V αναφορά στην έξοδο, ενώ όταν η τάση εξόδου στο OP1177 είναι -0.4V στην τελική έξοδο προστίθεται αναφορά +7V καθώς τα σήματα αναφοράς εφαρμόζονται στην αναστρέφουσα είσοδο του T.E. εξόδου. Η συνδεσμολογία με τους πυκνωτές C22 και C23 αποσκοπεί στην επίτευξη χωρητικότητας 110μF και την ακύρωση της ιδιότητας της πολικότητας των ηλεκτρολυτικών πυκνωτών.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5°

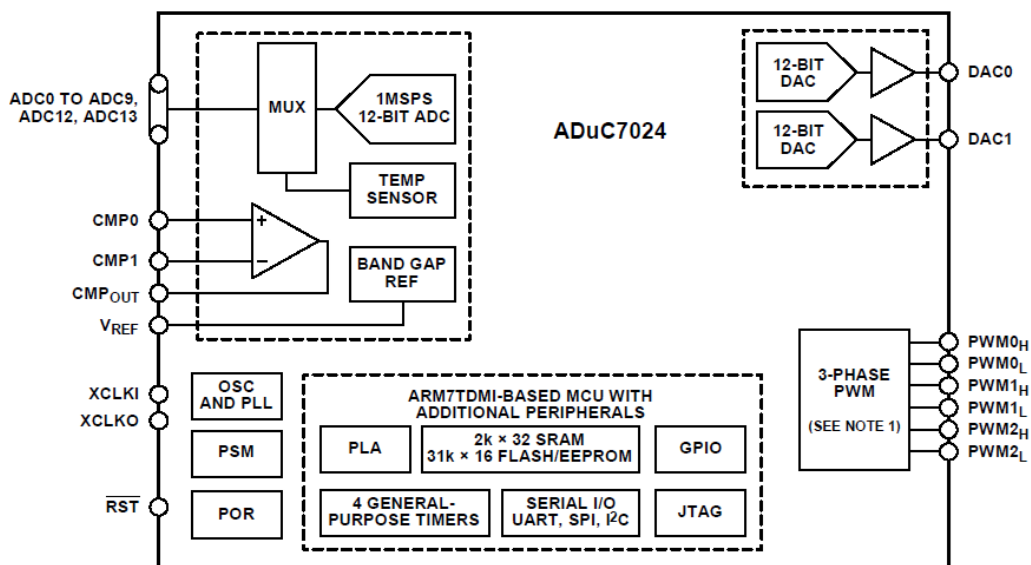
Μαζί με τον πυκνωτή C24 γίνεται η αποσύζευξη AC και η διατήρηση της DC στάθμης σε σταθερά επίπεδα από τυχόν ανεπιθύμητες μεταβολές. Η διακύμανση του πλάτους εξόδου για ημιτονικά σήματα είναι 16Vpp από -10V έως +6V τερματίζοντας τον δρομέα του P1 αριστερά (+1.25V), αντίστοιχα τερματίζοντας τον δρομέα του P1 δεξιά (-1.25V) η διακύμανση εξόδου είναι από -4V έως +12V. Στην έξοδο γίνεται προσαρμογή της αντίστασης εξόδου με την σύνθετη αντίσταση του BNC βύσματος. Η σύνθετη αντίσταση του BNC είναι 50Ω, άρα για μέγιστη μεταφορά ισχύος του σήματος θα πρέπει $Z_{out} = Z_{bnc} = 50\Omega$. Το σήμα εξόδου οδηγεί την αναστρέφουσα είσοδο του T.E. AD8032, ενώ στην μη αναστρέφουσα είσοδό του εφαρμόζεται δυναμικό αναφοράς +1.25V μέσω των ολοκληρωμένων ADG779 που αναλύθηκαν πριν.

Στο κύκλωμα αυτό γίνεται υπέρθεση με σκοπό να ταιριάξουμε το εύρος του T.E εξόδου ($\pm 15V$) στο δυναμικό εύρος του ADC0 (0 έως +2.5V) του μικροελεγκτή ADUC7024, ώστε να γίνεται επιτήρηση των χαρακτηριστικών του σήματος εξόδου μέσω οθόνης LCD που οδηγείται από τον μικροελεγκτή. Το ολοκληρωμένο AD8032 είναι ένας διπλός T.E. ανάδρασης τάσης με BW -3dB 80MHz και 30V/us Slew Rate. Μονοπολικές και συμμετρικές τροφοδοσίες είναι συμβατές για την λειτουργία του με κατανάλωση στα 4mW με τροφοδοσία +5V. Τέλος, η χαμηλή παραμόρφωση που εισάγει σε συνδυασμό με τους ταχείς χρόνους αποκατάστασης το καθιστούν ιδανικό για χρήση buffer για οδήγηση μονοπολικών ADC όπως αυτός του μικροελεγκτή που χρησιμοποιείται στην υλοποίηση.

5.1.4 Χαρακτηριστικά και ρύθμιση του μικροελεγκτή ADUC7024

Το ADUC7024 είναι ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα μικροελεγκτή με επεξεργαστική μονάδα αρχιτεκτονικής ARM (Acorn RISC Machine), μιας οικογένειας RISC (Reduced Instruction Set Computing) επεξεργαστών που χρησιμοποιείται ευρέως στους μικροελεγκτές. Οι ARM μικροελεγκτές χρησιμοποιούνται σε απαιτητικές εφαρμογές, σε ενσωματωμένα συστήματα και σε εφαρμογές που απαιτείται υψηλή ακρίβεια των υπολογισμών και των μετρήσεων, επίσης η απόδοσή τους είναι καλύτερη επειδή ενώ πετυχαίνουν σαφέστερα ποιοτικότερα αποτελέσματα από άλλες οικογένειες μικροελεγκτών, η κατανάλωση ισχύος τους είναι ιδιαίτερα χαμηλή. Χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές όπως σε ιατρικά μηχανήματα, σε κυκλώματα αισθητηρίων, κυκλώματα επεξεργασίας σήματος κ.α. Το μήκος εντολής στους ARM συνήθως 32bit ή 64bit ενώ ο εσωτερικός χρονισμός του πυρήνα τυπικά γίνεται από πολλά MHz έως και GHz.

Το ρεπερτόριο εντολών (instruction set) των ARM συνήθως είναι πιο σύνθετο και ποικιλόμορφο απ' ότι άλλων οικογενειών. Η μνήμη που χρησιμοποιείται είναι τύπου Flash, EEPROM και SDRAM με μεγάλη γκάμα σε χωρητικότητες ανάλογα των απαιτήσεων. Τα περιφερειακά ενσωματωμένα κυκλώματα (peripherals) που φέρουν οι ARM μικροελεγκτές, όπως είναι συγκριτές, ADC και DAC, χρονιστές, ταλαντωτές και PLL, γεννήτριες PWM κ.α. , μπορούν να καλύψουν απαιτητικές εφαρμογές χωρίς την χρήση εξωτερικών κυκλωμάτων. Ο εσωτερικός χειρισμός των διακοπών (interrupts) είναι πιο σύνθετος αλλά αποδοτικότερος. Τέλος, το κόστος των ARM σίγουρα είναι υψηλότερο σε σύγκριση με απλούστερους μικροελεγκτές, ωστόσο οι ενσωματωμένες δυνατότητες, η ποικιλία, η διαθεσιμότητα, ο αριθμός των κατασκευαστών ARM μικροελεγκτών, το σύντομο instruction set που δίνουν και η διαθέσιμη online βιβλιογραφία και κοινότητα αντισταθμίζουν το κόστος, το οποίο τείνει να μειώνεται με την πρόοδο της τεχνολογίας.



Σχήμα 5.5 : Το διάγραμμα Block του μικροελεγκτή ADUC7024

Η σειρά των ARM μικροελεγκτών ADUC7019/.../29 είναι της Analog Devices με χαρακτηριστικές προδιαγραφές όπως του ρυθμού δειγματοληψίας 1 MSPS του ενσωματωμένου 12bit ADC που φέρουν, την 32bit εντολή του επεξεργαστή και την Flash/EE μνήμη τους. Ο ADC δέχεται 12 single – ended εισόδους με δυνατότητα επέκτασης σε 16, ενώ μπορούν να ρυθμιστούν είτε ως μονές απλές εισοδοί είτε ως διαφορικές με το δυναμικό εύρος των εισόδων του να είναι 0 έως +V_{ref}. Ο μικροελεγκτής ενσωματώνει ειδικότερα για τους σκοπούς ADC εφαρμογών πηγή DC αναφοράς V_{ref} χαμηλής ολίσθησης και ένα αισθητήριο θερμοκρασίας.

Στο ολοκληρωμένο υπάρχουν και δύο προγραμματιζόμενοι εύρους εξόδου 12bit DAC μετατροπείς με τρεις διαθέσιμες περιοχές εξόδου για την παραγωγή είτε αναφορών είτε σημάτων. Οι συσκευές χρονίζονται από το κύκλωμα του εσωτερικού ταλαντωτή με PLL στα 44 MHz (UCLK). Ο πυρήνας του επεξεργαστή είναι της οικογένειας ARM7TDMI, με μήκος εντολής 32 bit και ρεπερτόριο εντολών RISC με μέγιστη ταχύτητα επεξεργασίας 41 MIPS, δει Million Instructions Per Second. Οι μνήμες που παρέχονται είναι μια SRAM μνήμη 8KB (2k x 32) και μια μη πτητική μνήμη Flash 62KB (31k x 16).

Για τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή παρέχεται δυνατότητα με τα standard πρωτόκολλα προγραμματισμού επικοινωνίας, συγκεκριμένα για το ADUC7024 μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε υπάρχει δυνατότητα προγραμματισμού UART, αυτό απαιτεί να χρησιμοποιηθεί bootloader καταλαμβάνοντας κάποιον χώρο στην μνήμη, ενώ παρέχεται και δυνατότητα μέσω JTAG, το οποίο όμως απαιτεί την αγορά κατάλληλης συσκευής προγραμματισμού, όπως εκείνο της εταιρίας Keil. Η τροφοδοσία που χρησιμοποιείται είναι στα +3.3V και είναι μέσα στο εύρος 2.7V έως 3.6V που ορίζεται από τον κατασκευαστή. Η κατανάλωση του ολοκληρωμένου τυπικά είναι 120mW ισχύος.

Στο σχήμα (5.6) φαίνεται η συνδεσμολογία του ψηφιακού μέρους του κυκλώματος. Σε αυτό συμπεριλαμβάνεται η επικοινωνία που έχει ο μικροελεγκτής με το DDS chip μέσω των ανάλογων θυρών συμβατών για το πρωτόκολλο επικοινωνίας SPI, η παραμετροποίηση που προτείνει ο κατασκευαστής για τις τροφοδοσίες, η κατάλληλη σύνδεση ακιδοσειρών (headers) στις ανάλογες θύρες του μικροελεγκτή που ορίζονται για σειριακό προγραμματισμό UART και JTA, τα σήματα ADC0, DAC0 και το σήμα SS (Signal Select) που εξυπηρετούν στην λειτουργία του αναλογικού μέρους του κυκλώματος όπως αναλύθηκε, τέλος βλέπουμε τις συνδέσεις για την διεπαφή χρήστη που περιγράφονται έπειτα.

Η SPI (Serial Peripheral Interface) επικοινωνία χρησιμοποιείται για την ρύθμιση της συχνότητας και την επιλογή του είδους κυματομορφής που παράγει το DDS chip AD9834. Το πρωτόκολλο SPI είναι σειριακής σύγχρονης επικοινωνίας και απαιτεί τρεις ή τέσσερις αγωγούς. Εδώ χρησιμοποιήθηκε αυτή με τρεις αγωγούς για την λειτουργία του γιατί αυτή είναι συμβατή με την SPI δυνατότητα που προσφέρει το DDS chip. Τα δεδομένα αποστέλλονται στο κατερχόμενο μέτωπο του σήματος ρολογιού, υπό την μορφή λέξης μήκους 16bit, όπως ορίζεται από το DDS chip. Τα δεδομένα διαβάζονται από την γεννήτρια DDS μόνο όταν το CS είναι LOW.

Επειδή στο ολοκληρωμένο υπάρχουν αναλογικά περιφερειακά όπως αναφέρθηκαν, παρέχεται δυνατότητα ξεχωριστής τροφοδοσίας για αυτά, ώστε ο τυχόν θόρυβος από την τροφοδοσία του ψηφιακού μέρους του μικροελεγκτή να μην επηρεάζει τα ευαίσθητα σήματα στο αναλογικό κομμάτι, οι ονομασίες είναι AVDD και DVDD για την τροφοδοσία του αναλογικού και ψηφιακού μέρους αντίστοιχα. Όπως οι τροφοδοσίες έτσι και οι γειώσεις είναι ξεχωριστές, δηλαδή AGND και DGND αντίστοιχα. Περισσότερες λεπτομέρειες σχετικά για το που χρησιμεύει αυτό αναφέρονται στο επόμενο κεφάλαιο της πρακτικής υλοποίησης των PCB. Το pin 55 Vref είναι η εσωτερική τάση αναφοράς και οδηγείται μέσω 470nF στην AGND όταν χρησιμοποιείται. Το pin 27 TRST είναι το reset ενεργού LOW και άρα οδηγείται μέσω pull – up αντίστασης 1kΩ στο DVDD. Το pin 21 LVDD είναι η έξοδος του εσωτερικού regulator του ολοκληρωμένου και πρέπει να οδηγηθεί στην DGND μέσω πυκνωτή 470nF.

5.1.5 Συνδεσμολογία και στοιχεία διεπαφής χρήστη

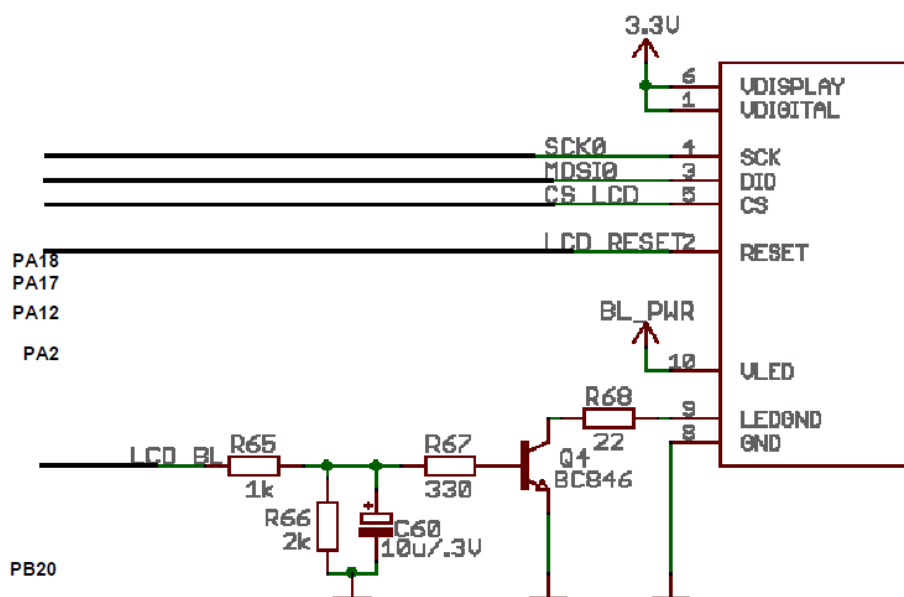
Τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος στο σχήμα (5.6) είναι αυτά της διεπαφής χρήστη πλην εκείνα που απαιτούνται για τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή. Η διεπαφή χρήστη αποτελείται πρώτον από την οθόνη τύπου TFT LCD που χρησιμοποιούταν στα παλιά κινητά Nokia 6100 και δεύτερον από τους οκτώ διακόπτες tactile SPST σε συνδεσμολογία polling. Μέσω της οθόνης Nokia 6100 ο χειριστής της γεννήτριας επιτηρεί τα χαρακτηριστικά του σήματος εξόδου, επιπλέον μέσω αυτής βλέπει το μενού των επιλογών και των λειτουργιών που φέρει η γεννήτρια. Μέσω της οθόνης ο χειριστής βλέπει την ανταπόκριση της πλοήγησης που διενεργεί στο μενού της μέσω των οκτώ tactile διακοπών. Τα κυριότερα χαρακτηριστικά της οθόνης του Nokia 6100 είναι :

- Ανάλυση 132 x 132 pixels
- Απόδοση χρώματος 12bit για κάθε pixel, τέσσερα bit για κάθε βασικό χρώμα (RGB)
- Μονοπολική τροφοδοσία στα +3.3V
- 9bit σύγχρονη σειριακή επικοινωνία με πρωτόκολλο SPI

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5°

Η οθόνη επιλέχθηκε λόγω του χαμηλού της κόστους, της πλούσιας βιβλιογραφίας και παροχής drivers για την απαιτούμενη παραμετροποίησή της από σχετικές του αντικειμένου online κοινότητες και λόγω ότι εκπληρώνει τις απαιτήσεις για την συγκεκριμένη υλοποίηση, οι διαστάσεις, η ανάλυση που προσφέρει, το πρωτόκολλο επικοινωνίας με τον μικροελεγκτή ADUC7024 και η απαιτούμενη τροφοδοσία βρίσκονται σε συμφωνία με τα όσα υλικά έχουν ήδη επιλεγθεί και βρίσκονται διαθέσιμα για την υλοποίηση. Ο μόνος προβληματισμός σχετικά με την οθόνη είναι για την επεξεργαστική μονάδα graphics controller στην οποία βασίζεται η λειτουργία της. Οι κατασκευαστές της MCU της οθόνης είναι δύο, η Phillips και η Epson, στοιχείο που δεν αναγράφεται κάπου και αναγκάζει τον προγραμματιστή να υλοποιήσει δύο διαφορετικές εκδόσεις του σχετικού κώδικα. Δοκιμάζοντας τις εκδόσεις η μία εκ των δύο πετυχαίνει τον σκοπό, επειδή μόνο μια είναι συμβατή του graphics controller της οθόνης που έχουμε διαθέσιμη.

Ωστόσο λόγω των διαθέσιμων driver που βρίσκονται με ευκολία στο internet η διαδικασία διευκολύνεται. Οι πιθανοί επεξεργαστές γραφικών είναι ο S1D15G00 της Epson και ο PCF8833 της Phillips. Η SPI επικοινωνία είναι τριών αγωγών όπως για την γεννήτρια DDS, πράγμα που είναι απόλυτα συμβατό με τις δυνατότητες του ARM μικροελεγκτή. Όπως το chip της γεννήτριας AD9834 έτσι και η οθόνη είναι δυνατόν μόνο να λαμβάνουν δεδομένα προς εκτέλεση, δηλαδή βρίσκονται μόνιμα για το χρονικό διάστημα που λαμβάνει χώρα η επικοινωνία με τον μικροελεγκτή σε λειτουργία εγγραφής. Η μέγιστη ταχύτητα της SPI επικοινωνίας που προτείνεται από τους κατασκευαστές είναι 15MHz αλλά για λόγους πιστότητας υποδιπλασιάστηκε σχεδόν σε 6 MHz. Στο σχήμα (5.7) φαίνεται μια προτεινόμενη συνδεσμολογία για την κατάλληλη ρύθμιση και λειτουργία της οθόνης



Σχήμα 5.7 : Ενδεικτική προτεινόμενη παραμετροποίηση της οθόνης Nokia 6100

Η σύνδεση της οθόνης με τον μικροελεγκτή ADUC7024 φαίνεται στο σχήμα (5.6). Οι θύρες 29,30,31,32 προγραμματίζονται ως έξοδοι και χρησιμοποιούνται για την ρύθμιση και επικοινωνία SPI με την οθόνη ενώ δεν είναι εξιδεικευμένες θύρες για SPI επικοινωνία, λειτουργούν ως τέτοιες λόγω του λογισμικού που υλοποιήθηκε χωρίς όμως να έχουν τις ίδιες ταχύτητες λειτουργίας. Συγκεκριμένα η θύρα 29 χρησιμοποιείται για να γίνεται Reset της οθόνης, οι θύρες 30 και 31 επιτελούν την SPI επικοινωνία και τέλος η θύρα 32 χρησιμοποιείται για το Chip Select και είναι ενεργού LOW, πρέπει να είναι LOW για να υφίσταται η εγγραφή από τον μικροελεγκτή στην οθόνη.

Στην οθόνη υπάρχουν δύο pin VCC, αυτό οφείλεται στο ότι το ένα υπάρχει για την παροχή του επιπέδου HIGH στην επικοινωνία SPI, ενώ το άλλο είναι η τροφοδοσία που απαιτούν οι κρύσταλλοι της οθόνης. Ανάλογα των απαιτήσεων της εφαρμογής δύναται να χρησιμοποιηθούν διαφορετικά δυναμικά, ωστόσο στην συγκεκριμένη υλοποίηση χρησιμοποιείται κοινή τροφοδοσία και για τις δύο VCC, η DVDD +3.3V τροφοδοσία και γι' αυτό βραχυκυκλώνονται. Το ρεύμα που διέρχεται των pin VLED+ = +15V και VLED = AGND ρυθμίζει την ένταση της φωτεινότητας του backlighting της οθόνης και λόγω της μέγιστης τιμής του στα περίπου 40mA επιλέγεται αντίσταση 220Ω 1W ισχύος.

Το δεύτερο μέρος της διεπαφής χρήστη είναι οι διακόπτες SPST. Οκτώ διακόπτες χρησιμοποιούνται για την πλοήγηση στο μενού της γεννήτριας με το καθένα να εκτελεί συγκεκριμένη ενέργεια, όπως την μετακίνηση αριστερά, δεξιά κλπ. Οι διακόπτες είναι τύπου (OFF) – ON, δηλαδή η σταθερή κατάσταση που βρίσκονται είναι OFF και το δυναμικό που εφαρμόζεται στις ανάλογες εισόδους του μικροελεγκτή είναι η τάση DVDD γιατί ο κάθε διακόπτης οδηγείται με pull up resistor στην τροφοδοσία. Οκτώ θύρες του μικροελεγκτή προγραμματίζονται ως εισοδοι και ελέγχουν συνεχώς το δυναμικό αν πληροί την συνθήκη το δυναμικό να είναι επίπεδου LOW. Το λογικό επίπεδο LOW σηματοδοτεί την ενεργοποίηση της αντίστοιχης θύρας και την εκτέλεση της ανάλογης ενέργειας από το λογισμικό, παράγοντας ένα συγκεκριμένο αποτέλεσμα. Η μέθοδος αυτή λέγεται polling και προτιμήθηκε αντί των interrupts λόγω απλότητας.

5.1.6 Λογισμικό και προγραμματισμός μικροελεγκτή ADUC7024 και graphics controller

Το βασικό πρόγραμμα για τον έλεγχο της γεννήτριας DDS, η διασύνδεση με το υπόλοιπο αναλογικό κύκλωμα και το μενού με τις επιλογές που θα εμφανιστεί στην οθόνη LCD γράφτηκε σε γλώσσα C και περιέχεται στο αρχείο main.c . Το περιβάλλον για τον προγραμματισμό που χρησιμοποιήθηκε είναι το IDE uVision της εταιρείας Keil. Ο συνολικός κώδικας για την υλοποίηση συγκροτείται από έξι αρχεία, τρία εκ των οποίων είναι αρχεία header – ορισμοί συναρτήσεων, ενώ τα άλλα τρία είναι ο κώδικας που εκτελεί την λειτουργία της γεννήτριας και καλεί τις συναρτήσεις που ορίζονται στα αρχεία header. Όσον αφορά το πρόγραμμα οδηγό driver του graphics controller της οθόνης δημιουργήθηκαν δύο αρχεία, το epson6610.c or philips6610.c για να υπάρχει συμβατότητα με οποιαδήποτε έκδοση της οθόνης 6100 υπάρχει στην διάθεσή μας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5°

Το αρχείο driver της οθόνης φορτώνεται στον μικροελεγκτή της γεννήτριας ADUC7024 και μέσω της σειριακής επικοινωνίας που έχει με τον ελεγκτή της οθόνης την διαμορφώνει κατάλληλα ώστε να απεικονίζει τα δεδομένα που της αποστέλλουμε με συγκεκριμένους χαρακτήρες και συνδυασμούς αυτών. Οι συναρτήσεις που χρησιμοποιούνται στον οδηγό της οθόνης είναι δέκα στο σύνολο και η αρχικοποίησή της γίνεται από την συνάρτηση InitLcd (). Ο βασικός σκοπός του οδηγού είναι η μετουσίωση των pixel σε 16 x 8 μικρούς χαρακτήρες ή σε 8 x 4 μεγάλους, με την χρήση των οποίων απεικονίζεται το μενού και όλα τα δεδομένα που στέλνονται από την γεννήτρια.

Το αρχείο init.s είναι γραμμένο σε γλώσσα assembly κατάλληλη για την αρχικοποίηση του μικροελεγκτή ADUC7024. Ο κώδικας για τις επιλογές που κάνει ο χειριστής μέσω των διακοπών SPST εκτελείται συνεχώς, δηλαδή ακολουθείται μέθοδος polling αντί διακοπών. Όταν πατηθεί ένας διακόπτης το αντίστοιχο κομμάτι loop του κώδικα βγαίνει από τον βρόχο επανάληψης και εκτελεί τον ανάλογο κώδικα για την διενέργεια που αντιστοιχεί στο πάτημα του συγκεκριμένου διακόπτη. Έπειτα από ορισμένο χρονικό διάστημα ξαναμπαίνει σε συνεχή βρόχο επανάληψης και επιτηρεί εκ νέου για εμφάνιση LOW δυναμικού κοκ.

Όλα τα αρχεία ενώνονται σε ένα project και γίνεται compile δημιουργώντας ένα HEX αρχείο προς προγραμματισμό για τον μικροελεγκτή. Το εν προκειμένω αρχείο λέγεται ARM thumb code και η κάθε δεκαεξαδική λέξη – εντολή είναι μήκους 16 bit . Αυτό δεν είναι τόσο για να μειώσει το μέγεθος του αρχείου αλλά γιατί η κάθε λέξη στην μνήμη προγράμματος του μικροελεγκτή είναι 16 bit, καθιστώντας την προσπέλαση και την εκτέλεση των εντολών του εκτελέσιμου ταχύτερη. Το συνολικό μέγεθος του αρχείου είναι 8 KB ενώ η μνήμη προγράμματος είναι 62KB, σχεδόν οκτώ φορές το μέγεθος του εκτελέσιμου.

Το πρωτόκολλο επικοινωνίας μικροελεγκτή – graphics controller είναι SPI, ωστόσο οι SPI θύρες του ADUC7024 είναι κατελημμένες λόγω της DDS γεννήτριας. Αντί αυτού προγραμματίζονται γενικές GPIO θύρες του μικροελεγκτή και η SPI επικοινωνία γίνεται με τεχνητό τρόπο μέσω λογισμικού. Συγκεκριμένα ο κώδικας της SPI προσομοίωσης γίνεται με την βοήθεια των ειδικών συναρτήσεων WriteLcdCommand functions () WriteLcdData (). Τέλος ο προγραμματισμός του μικροελεγκτή γίνεται είτε μέσω πρωτοκόλλου JTAG είτε UART. Ο ADUC7024 έχει διεπαφή JTAG και με την χρήση κατάλληλης συσκευής προγραμματισμού όπως το JLINK της Segger είτε το ULINK της Keil γίνεται να προγραμματίσουμε αλλά και να κάνουμε live testing και debugging της λειτουργίας του προγράμματος στην συσκευή.

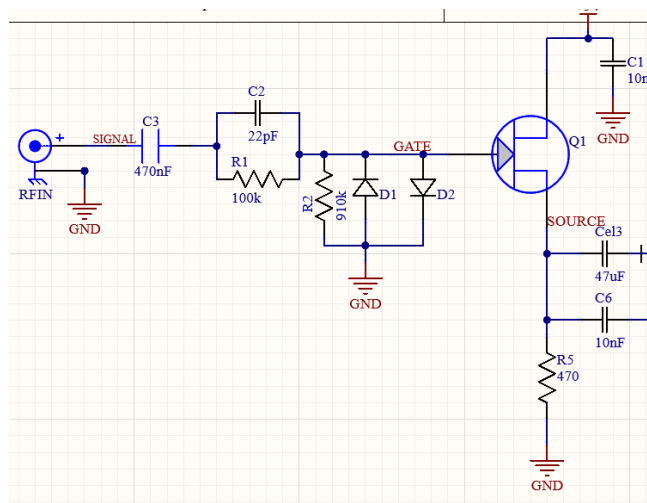
Αν δεν υπάρχει διαθέσιμη συσκευή προγραμματισμού τότε δίνεται δυνατότητα προγραμματισμού μέσω του bootloader του μικροελεγκτή και το πρόγραμμα φορτώνεται μέσω σειριακής επικοινωνίας μέσω της διεπαφής UART χωρίς τις δυνατότητες της πρώτης μεθόδου. Για την υλοποίηση του προγραμματισμού αγοράστηκε μεταχειρισμένη συσκευή ULINK της εταιρείας Keil από το eBay με κόστος 50 € ενώ η τιμή καινούργιας συσκευής ξεκινάει από τα 300 €. Η standard έκδοση JTAG έχει 20pin, ωστόσο τα έξι από τα είκοσι είναι απαραίτητα. Αυτά είναι η τροφοδοσία VCC, η γείωσης GND και τα σήματα TDO, TMS, TDI και CLK. Η μέγιστη ταχύτητα JTAG προγραμματισμού που ορίζει το IDE uVision είναι 1 MHz.

5.2 Κύκλωμα συχνομέτρου

Το κύκλωμα του συχνομέτρου είναι μια υλοποίηση συμβατικού συχνομέτρου με λειτουργίες μέτρησης συχνότητας και περιόδου. Οι απαιτήσεις του συχνομέτρου είναι να μπορεί να μετρήσει συχνότητες επαναλαμβανόμενων κυματομορφών έως και 50MHz, ενώ πρέπει να διαμορφωθεί κατάλληλο λογισμικό για να υπάρχει δυνατότητα χρήσης και αναγνώρισης εξωτερικού prescaler για την επέκταση της περιοχής μέτρησης συχνοτήτων έως 2.5GHz. Η ένδειξη της συχνότητας πρέπει να είναι οκτώ ψηφίων και σε αυτό εξυπηρετεί η χρήση κλασικού ενδείκτη LCD 2x16. Ανάλογα το μέγεθος της συχνότητας γίνεται αυτόματη τοποθέτηση υποδιαστολής με την μεγαλύτερη διακριτική ικανότητα που επιτυγχάνεται να είναι 0.1Hz για συχνότητες < 100Hz. Το κύκλωμα αποτελείται από το αναλογικό μέρος που επιτελεί την προσαρμογή του σήματος εισόδου (input conditioning) και από το ψηφιακό κομμάτι που έχει να κάνει με την μέτρηση της συχνότητας με την βοήθεια μικροελεγκτή και την ένδειξη της μέτρησης στην LCD 16x2 οθόνη. Η υλοποίηση της μέτρησης στηρίζεται στον μικροελεγκτή PIC16F88.

5.2.1 Προσαρμογή σήματος εισόδου

Το σήμα εισάγεται από τον BNC connector RFIN σύνθετης αντίστασης 50Ω και γίνεται AC σύζευξη μέσω του πυκνωτή C3 470nF. Στην συνέχεια περνάει από το παράλληλο δικτύωμα του πυκνωτή C2 22pF με την αντίσταση R1 100kΩ. Η αντίσταση λειτουργεί σαν περιοριστής τυχόν shunt ρευμάτων ενώ ο πυκνωτής αποσκοπεί στην αποζημίωση της χωρητικότητας των ψαλιδιστών D1 και D2 που περιορίζουν το δυναμικό του σήματος εισόδου στα 1.2Vpp. Το JFET Q1 λειτουργεί ως buffer του σήματος εισόδου με συνδεσμολογία ακόλουθου πηγής. Γίνεται αυτοπόλωση με την αντίσταση R2 910kΩ στην πύλη του Q1, αντίσταση R5 470Ω στην πηγή και τον απαγωγό συνδεδεμένο με την τροφοδοσία VDD στα +5V. Μεταξύ πηγής και GND λαμβάνουμε περίπου το 70% του σήματος εισόδου. Με την χρήση του JFET η σύνθετη αντίσταση εισόδου είναι περίπου 1MΩ.



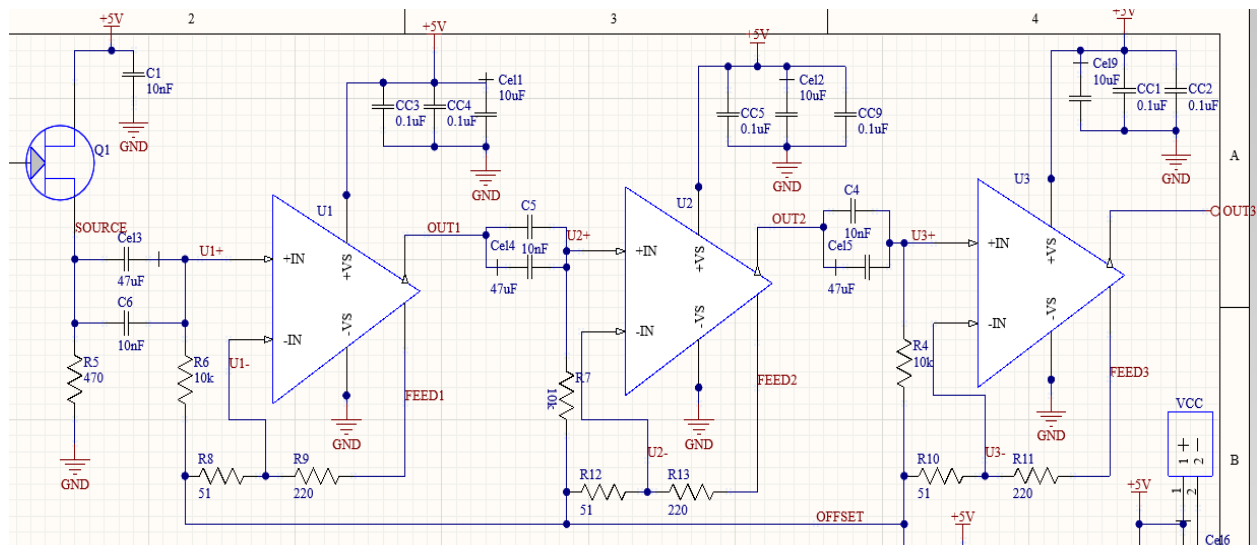
Σχήμα 5.8 : Κύκλωμα προσαρμογής σήματος εισόδου

5.2.2 Ενισχυτική διάταξη του σήματος εισόδου

Έπειτα το σήμα οδηγείται προς ενίσχυση μέσω της διάταξης τριών Τ.Ε. ADA4899 συνδεσμοποιημένοι ως μη αναστρέφοντες ενισχυτές με κοινό κέρδος $G = 5.3$ και την έξοδο του ενός να είναι η είσοδος του επόμενου με σύνδεση cascade, το κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα (5.9). Το σήμα στην πηγή του Q1 περνάει μέσω του ηλεκτρολυτικού πυκνωτή Cel3 47 μ F για να γίνει AC σύζευξη προτού εφαρμοστεί στο pin3 του IC1. Η διέλευση σημάτων από τον Cel3 ξεκινάει από συχνότητες μικρότερες του 1Hz, ωστόσο χάνει την αποτελεσματικότητά του σε υψηλότερες συχνότητες (> 20 kHz) και για τον λόγο αυτό συνδέεται παράλληλα με αυτόν ο κεραμικός πυκνωτής C6 10nF και το σήμα οδηγείται στο IC1 μέσω αυτού.

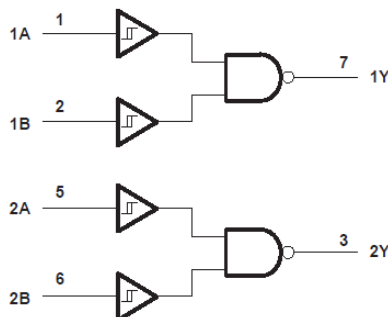
Οι Τ.Ε. ADA4899 είναι Τ.Ε. ανάδρασης τάσης χαμηλού θορύβου και παραμόρφωσης THD με μεγάλο -3dB BW ίσο με 600MHz και Slew Rate 310V/us. Η τροφοδοσία που απαιτείται είναι από +4.5 έως +12 V και στην υλοποίηση λειτουργεί με δυναμικό +5V. Οι τρεις βαθμίδες μη αναστρέφοντος ενισχυτή των Τ.Ε. είναι κοινές σε συνδεσμολογία καταρράκτη οπότε η τελική ενίσχυση είναι ίση με 3G. Ο λόγος της χρησιμοποίησης τριών βαθμίδων αντί για μία είναι για να εξασφαλίσουμε την ευστάθεια του κυκλώματος και τον περιορισμό αλλά και διαμοιρασμό του περισσότερου θορύβου του σήματος καθώς περνάει από κάθε βαθμίδα Τ.Ε.

Σε όλη την ενισχυτική διάταξη εφαρμόζεται DC αναφορά που έχει ρυθμιστεί να είναι περίπου $VCC/2$. Σκοπός της αναφοράς είναι πρώτον για να ρυθμιστεί κατάλληλα η δυναμική περιοχή εξόδου του Τ.Ε. επειδή λειτουργεί με μονοπολική τροφοδοσία και το σήμα εφαρμόζεται AC συζευγμένο, η δεύτερη ανάγκη για αναφορά είναι ότι το σήμα έπειτα περνάει από την βαθμίδα gating που είναι ένας Schmitt trigger, του οποίου τα κατώφλια πρέπει να βρίσκονται εντός της δυναμικής περιοχής εξόδου V_{os} των Τ.Ε. ADA4899. Για όσο το δυνατόν καλύτερη ευαισθησία γίνεται trimming μέσω ποτενσιομέτρου Rtrim1.



Σχήμα 5.9 : Κύκλωμα ενίσχυσης του σήματος εισόδου

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο



Σχήμα 5.11 : Το ισοδύναμο κύκλωμα του ολοκληρωμένου SN74LVC2G132

Ο μικροελεγκτής PIC16F88 ανήκει στην μεσαία κατηγορία οικογενειών μικροελεγκτών της εταιρείας Microchip. Η κάθε εντολή - instruction εκτελείται σε χρόνο 200ns, ενώ το ρεπερτόριο εντολών instruction set αποτελείται από 35 instructions. Το μήκος της εντολής του μικροελεγκτή είναι 8bit, δέχεται εξωτερικό ταλαντωτή με συχνότητα έως 20MHz ενώ ενσωματώνει ταλαντωτή 8MHz με δυνατότητα οκτώ διαθέσιμες συχνότητες στο εύρος αυτό. Διαθέτει τρεις μνήμες, την μνήμη προγράμματος ή Flash 7.168 KB, μνήμη SRAM 368 B και μνήμη EEPROM 256 B. Τα συμβατά πρωτόκολλα επικοινωνίας με εξωτερικές συσκευές είναι AUSART, SPI και I²C. Τέλος η τροφοδοσία που απαιτείται είναι από 2 έως 5.5 V. Η συνδεσμολογία για την λειτουργία του μικροελεγκτή που φαίνεται στο σχήμα (5.10) είναι η προτεινόμενη από τον κατασκευαστή.

5.2.4 Διεπαφή χρήστη και διασύνδεση με μικροελεγκτή

Η διεπαφή χρήστη αποτελείται από την οθόνη LCD 16x2 με backlight και δύο διακόπτες για να εναλλάσσεται μεταξύ των διαθέσιμων λειτουργιών διακριτικής ικανότητας του συχνομέτρου. Η οθόνη είναι μια κλασική οθόνη ενδείκτη υγρών κρυστάλλων δύο γραμμών με δεκάξι χαρακτήρες η κάθε μια. Ο graphics controller της LCD είναι ο ST7066U της Sitronix Corporation, γνωστός και υπάρχει διαθέσιμο βοηθητικό υλικό για τους drivers που απαιτούνται για την αρχικοποίηση και λειτουργία της οθόνης. Αποτελείται από δεκάξι pin, δύο χρειάζονται για την τροφοδοσία και την γείωση, ένα για το δυναμικό ρύθμισης της αντίθεσης contrast της οθόνης, έντεκα pin για την παράλληλα επικοινωνία οκτώ ή τέσσερα bit που υποστηρίζει και δύο pin για την τροφοδοσία του backlighting. Η τροφοδοσία που χρησιμοποιείται και για τα δύο είναι το δυναμικό +5V.

Η επικοινωνία με τον μικροελεγκτή είναι παράλληλη και απαιτούνται οκτώ pin για την μεταφορά των δεδομένων ενώ τα άλλα τρία είναι σήματα ελέγχου. Η αντίσταση R16 100Ω 1W συνδέεται με την τροφοδοσία και σε σειρά με την άνοδο των backlight διόδων ενώ με την κάθοδο συνδέεται ο συλλέκτης του BJT Q3 συνδεσμολογημένος σαν διακόπτης. Η βάση του οδηγείται από την PWM έξοδο του PIC για να ρυθμίσει την φωτεινότητα με αποδοτικό τρόπο. Το ρεύμα που διέρχεται των διόδων για το χρονικό διάστημα που το Q3 βρίσκεται σε κορεσμό είναι περίπου 20mA.

5.2.5 Περιγραφή λειτουργιών συχνομέτρου – ενέργεια λογισμικού

Οι μετρήσεις που εκτελεί το συχνομέτρο βασίζονται στο λογισμικό του μικροελεγκτή. Συγκεκριμένα, έχει γραφτεί κώδικας για την μέτρηση συχνοτήτων με διακριτικές ικανότητες 0.1Hz, 1Hz και 10Hz και στρογγυλοποίηση της συχνότητας προς τα άνω κατά 10kHz όταν η συχνότητα του σήματος είναι > 36MHz, ενώ δίνεται επιλογή χρήσης εξωτερικού prescaler δείχνοντας την κατάλληλη ένδειξη στην οθόνη 1000:1. Οι λειτουργίες διακριτικής ικανότητας επιλέγονται από τον χειριστή του συχνομέτρου πατώντας το pushbutton SPST το οποίο φέρνει σε χαμηλό δυναμικό την θύρα RB2 του μικροελεγκτή ενώ αυτή συνδέεται εσωτερικά με την τροφοδοσία 5V μέσω pull up αντίστασης 10kΩ.

Ta resolution modes είναι πρακτικά τρεις, η χαμηλή διακριτική ικανότητα (LOW R) με γρήγορους χρόνους ανανέωσης που εξυπηρετεί τις περισσότερες συχνότητες, υψηλή διακριτική ικανότητα (HIGH R) όπου απαιτείται μεγαλύτερη σαφήνεια και τέλος η λειτουργία στρογγυλοποίησης 10kHz που αναφέρθηκε. Το LCD εμφανίζει όταν πατηθεί το μπουτόν την επιλεγμένη λειτουργία ως «Low Resolution», «High Resolution» και «Rounding @ >36MHz» αντίστοιχα. Στην λειτουργία LOW R η διακριτική ικανότητα προγραμματίζεται να είναι 1Hz για συχνότητες από 1 έως 999Hz και 10Hz για συχνότητες \geq 1kHz έως το ανώτατο όριο συχνότητας του συχνομέτρου. Οι χρόνοι ανανέωσης της μέτρησης στην οθόνη είναι 1s και 200ms αντίστοιχα.

Στην λειτουργία HIGH R η διακριτική ικανότητα προγραμματίζεται να είναι 0.1Hz για συχνότητες έως και 100Hz και 1Hz για συχνότητες > 100Hz έως 16.77721MHz, ενώ για συχνότητες άνω από αυτό η διακριτική ικανότητα ξαναγίνεται 10Hz. Σε αυτό το mode ο χρόνος ανανέωσης της ένδειξης είναι 1s αλλά για τις συχνότητες < 10Hz είναι λίγο περισσότερο. Στην λειτουργία χαμηλής διακριτικής ικανότητας το συχνομέτρο θα δείξει 0 Hz αν η συχνότητα του σήματος είναι < 1Hz, σε αντίθεση με την λειτουργία HIGH R όπου το συχνομέτρο θα εμφανίσει στην οθόνη μήνυμα «Await Signal» και αν περάσει χρονικό διάστημα 16.6s τότε θα δείξει το μήνυμα «No signal».

Οι λογικές λειτουργίες του προγράμματος είναι δύο, η πρώτη μετουσιώνει συμβατικό συχνομέτρο σε λειτουργία μέτρησης συχνότητας ενώ η δεύτερη συμβατικό συχνομέτρο σε λειτουργία έμμεσης μέτρησης συχνότητας μέσω μέτρησης της περιόδου. Γενικά το βασικό πρόγραμμα του μικροελεγκτή είναι αυτό της άμεσης μέτρησης συχνότητας και λειτουργεί σε όλες τις περιπτώσεις εκτός από αυτήν της μέτρησης συχνοτήτων \leq 100Hz και υψηλής διακριτικής ικανότητας. Τότε και μόνο χρησιμοποιείται ο κώδικας της δεύτερης λογικής υλοποίησης της έμμεσης μέτρησης συχνότητας μέσω περιόδου.

Η βασική λογική για την standard λειτουργία του συχνομέτρου ξεκινάει με την εφαρμογή του προσαρμοσμένου σήματος στην θύρα RA4 οδηγώντας τον εσωτερικό προδιαιρέτη του μικροελεγκτή που λειτουργεί και ως μετρητής. Ο prescaler είναι 8 bit και ρυθμίζεται στο μεγαλύτερο δυνατό mod του, δηλαδή 256 : 1. Η υπερχειλίση του prescaler μετά το 255 προκαλεί χρονισμό του χρονιστή 8bit Timer0 ο οποίος με την δικιά του υπερχειλίση μετά το 255 χρονίζει τον γενικό Register A του μικροελεγκτή. Η γενικότητα του Register A δεν μας αποθαρρύνει από το να τον χρησιμοποιήσουμε σαν καταμετρητή, διότι η συχνότητα του σήματος που φτάνει σε αυτόν είναι ήδη 16 φορές μικρότερη από αυτήν του σήματος στην θύρα RA4.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5°

Ο συνδυασμός του prescaler, του Timer0 και του register A αποδίδουν 2^{24} καταστάσεις και άρα μέτρηση έως 16,777 MHz. Αυτό ισχύει για χρονικό παράθυρο μέτρησης ενός second που ορίζεται από το χρόνο που η θύρα RB0 του μικροελεγκτή βρίσκεται σε κατάσταση HIGH. Ωστόσο για υψηλότερες συχνότητες ο χρόνος μέτρησης υποδεκαπλασιάζεται σε 100ms δεκαπλασιάζοντας το εύρος μέτρησης συχνοτήτων σε 167,77 MHz. Θεωρητικά αυτό είναι αληθές, ωστόσο λόγω του περιορισμού της ανώτατης συχνότητας λειτουργίας του εσωτερικού prescaler η ανώτατη μέτρηση περιορίζεται στα περίπου 50MHz.

Αρχικά η περίοδος μέτρησης είναι 1s, οι μετρητές μηδενίζονται και το RB0 γίνεται HIGH για την προεπιλεγμένη περίοδο. Η υπερχειλίση του prescaler προκαλεί τον μηδενισμό του και αυτόματα χρονίζει τον Timer0 κατά 1, ενώ η υπερχειλίση του Timer0 προκαλεί τον μηδενισμό του και την έγερση interrupt flag TOIF και τότε προκαλεί την προσαύξηση της τιμής του Register A κατά 1. Αυτό συνεχίζεται μέχρις ότου κλείσει το χρονικό παράθυρο μέτρησης, τότε η δεδομένη τιμή του Timer0 μεταφέρεται στον γενικό καταχωρητή Register B, ενώ η πρόσβαση στην τιμή του prescaler δεν είναι άμεση, απαιτεί τέχνασμα ώστε να κάνουμε εξαγωγή της τιμής του.

Για να γίνει η εξαγωγή αρχικά κάνουμε προτοποθέτηση της τιμής 255 στον γενικό register C του PIC. Έπειτα προκαλούμε παλμούς στην είσοδο RA4 κάνοντας τον prescaler να συνεχίσει την καταμέτρηση ενώ έχει αρχική τιμή εκείνη που θέλουμε να εξάγουμε. Για κάθε παλμό στην θύρα RA4 μειώνουμε την τιμή του register C κατά 1 ενώ η τιμή του Timer0 βρίσκεται σε συνεχή παρακολούθηση για προσαύξηση κατά 1. Όταν η τιμή του Timer0 αυξηθεί κατά 1 η διαδικασία σταματάει και η τιμή στον Register C είναι η ζητούμενη. Η πρόκληση των παλμών που απαιτούνται για την διαδικασία γίνεται χρησιμοποιώντας την θύρα RA2 του PIC. Ενώ το RB0 βρίσκεται σε επίπεδο LOW η έξοδος της πρώτης πύλης NAND pin3 παραμένει αμετάβλητα σε κατάσταση HIGH. Τώρα η RA2 δεν βρίσκεται σε σταθερή κατάσταση HIGH αλλά εναλλάσσει καταστάσεις προκαλώντας την παραγωγή παλμών στην είσοδο RA4.

Ο συνδυασμός των τιμών στους καταχωρητές A,B και C δείχνουν την μέτρηση της συχνότητας του σήματος εισόδου. Η τιμή περνάει στο αντίστοιχο τμήμα του κώδικα και ανάλογα την επιλεγμένη λειτουργία διακριτικής ικανότητας και το μέγεθος της μετρούμενης συχνότητας όπως περιεγράφηκαν, αποφασίζει που θα μπει η υποδιαστολή και την ανάλογη κλίμακα της συχνότητας (Hz,kHz,MHz). Επειδή η προεπιλεγμένη περίοδος μέτρησης είναι 1sec σε περίπτωση που η συχνότητα του σήματος είναι $> 16,77$ MHz θα προκαλέσει την υπερχειλίση του καταχωρητή A. Τότε η περίοδος μέτρησης αλλάζει σε 100ms και η διαδικασία επαναλαμβάνεται.

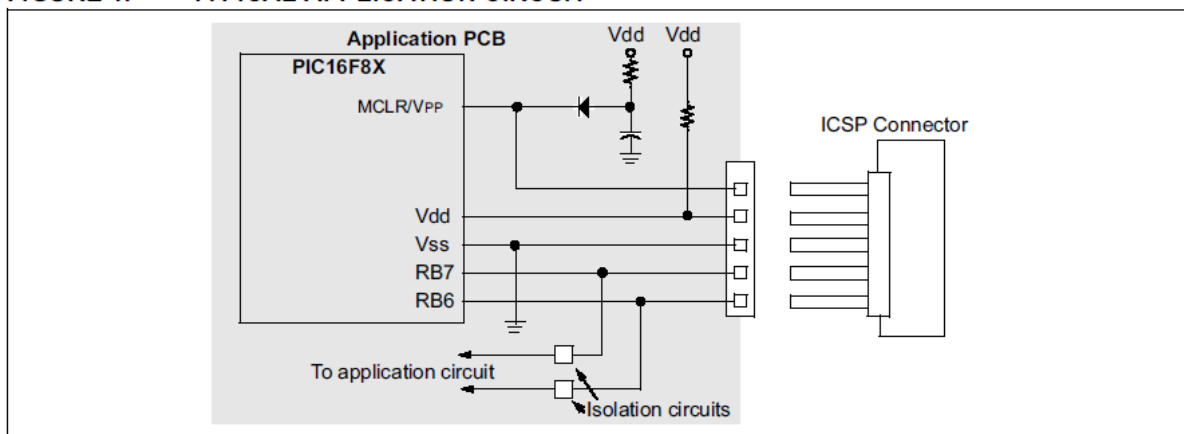
Για τις μετρήσεις συχνοτήτων ≤ 100 Hz με resolution 0.1 εκτελείται άλλος κώδικας και η λειτουργία μέτρησης αλλάζει πρακτικά σε αυτήν της μέτρησης περιόδου. Η βασική αιτία που πρέπει να αλλάξει η λειτουργία είναι γιατί διακριτική ικανότητα 0.1 σε αυτές τις συχνότητες θεωρητικά απαιτείται περίοδος μέτρησης 10s καθιστώντας την μέτρηση αβέβαιη λόγω του μεγάλου χρόνου αναμονής. Στην λειτουργία αυτή το RB0 και το RA2 έρχονται σε κατάσταση HIGH αφήνοντας το σήμα να περάσει στην θύρα RA4 χωρίς χρονικό περιορισμό. Αντί αυτού γίνεται διαρκής επιτήρηση του δυναμικού στην RA4 για αλλαγή από HIGH σε LOW, από LOW σε HIGH και από HIGH σε LOW ξανά. Αυτό είναι ένας πλήρης κύκλος του σήματος εισόδου.

Στο διάστημα αυτό γίνεται ο χρονισμός των μετρητών όπως στην συμβατική λειτουργία, με την διαφορά ότι ο χρονισμός γίνεται από τον εσωτερικό ταλαντωτή συχνότητας 1MHz και όχι από το σήμα, για χρόνο που ορίζει η περίοδος του σήματος εισόδου. Αν μετά από 16.7 sec που προκύπτει από την πράξη $2^{24}/1\text{MHz}$ οι καταμετρητές έχουν υπερχειλίσει και αν δεν έχει παρουσιαστεί μεταβολή στην RA4 θεωρείται ότι δεν υφίσταται σήμα. Αν υφίσταται σήμα οι τιμές των καταχωρητών A,B και C ενώνονται και διαιρούνται με το $10 * 10^6$ για την επίτευξη διακριτικής ικανότητας 0,1 Hz. Το 10^6 προκύπτει λόγω της συχνότητας χρονισμού 1MHz του ταλαντωτή. Το αποτέλεσμα που εμφανίζεται στην οθόνη είναι σε μονάδες Hz με την υποδιαστολή να μπαίνει στο προτελευταίο ψηφίο για την απόδοση resolution 0.1 Hz. Η τεχνική αυτή περιορίζεται για συχνότητες έως και 100 Hz επειδή σε υψηλότερες συχνότητες μειώνεται η ακρίβεια των μετρήσεων λόγω της διαίρεσης με το $10 * 10^6$.

5.2.6 Προγραμματισμός μικροελεγκτή PIC16F88

Ο προγραμματισμός του μικροελεγκτή γίνεται με το πρωτόκολλο σειριακής επικοινωνίας ICSP της Microchip και η τυπική συνδεσμολογία είναι αυτή του σχήματος (5.12). Το ICSP επιτρέπει τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή αφού έχει προηγηθεί η διαδικασία της κόλλησης – συναρμολόγησης (population). Αφού αυτό είναι δυνατό μπορεί να γίνει ενημέρωση του λογισμικού στο μέλλον με νεότερες εκδόσεις χωρίς να αποκολληθεί το IC του μικροελεγκτή. Τα απαιτούμενα σήματα για την ρύθμιση του προγραμματισμού είναι πέντε, το σήμα ρολογιού PGC, το σήμα των δεδομένων PGD, το σημείο αναφοράς γείωση VSS και η τροφοδοσία VDD. Ο κώδικας έχει γραφτεί σε γλώσσα assembly στο περιβάλλον ανάπτυξης MPLAB X IDE και το εκτελέσιμο αρχείο HEX έχει μέγεθος 12KB. Ο προγραμματισμός του μικροελεγκτή γίνεται με την χρήση του MPLAB X IPE που έχει όλους τους drivers των μικροελεγκτών οικογένειας PIC. Η συσκευή προγραμματισμού με δυνατότητα debugging που χρησιμοποιήθηκε είναι το pickit3 της ίδιας εταιρείας. Η αγοραστική τιμή του pickit3 είναι περίπου στα 30 €.

FIGURE 1: TYPICAL APPLICATION CIRCUIT



Σχήμα 5.12 : Συνδεσμολογία για προγραμματισμό του PIC16F88

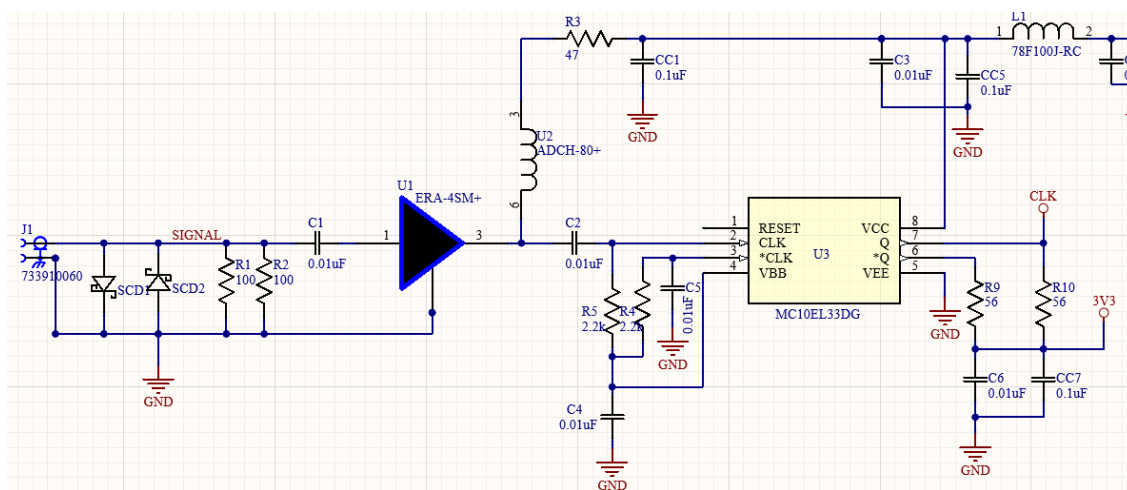
ΠΗΓΗ : MICROCHIP PIC16F88 DATASHEET

5.3 Κύκλωμα προδιαιρέτη

Για την επέκταση του εύρους συχνοτήτων που μπορεί να μετρήσει το συχνόμετρο υλοποιήθηκε κύκλωμα προδιαιρέτη (prescaler) από ολοκληρωμένα κυκλώματα μετρητών. Οι απαιτήσεις είναι η επίτευξη λόγου διαίρεσης 1000:1, η χρησιμοποίηση τροφοδοσίας +5V που υπάρχει ήδη, η ανάλογη προσαρμογή στο κατάλληλο δυναμικό εύρος του ενισχυτή που χρησιμοποιείται, η επίτευξη το δυνατόν μεγαλύτερης ευαισθησίας της εισόδου, η έρευνα και επιλογή ολοκληρωμένων μετρητών για λειτουργία σε το δυνατόν μεγαλύτερη συχνότητα σε τιμή που να μην υπερβαίνει το διαθέσιμο budget και η υλοποίηση βαθμίδας εξόδου για την μετάφραση των λογικών επιπέδων. Ο ανώτατος ρυθμός μεταγωγής των ολοκληρωμένων των μετρητών καθορίζει το ανώτατο όριο μέτρησης του συχνομέτρου. Για την επίτευξη του λόγου 1000:1 το σήμα περνά από τρεις διαδοχικές διαιρέσεις μετρητών οικογένειας ECL, 1/4, 1/125, 1/2, η κάθε μια γίνεται από την κατάλληλη συνδεσμολογία των μετρητών. Η δεύτερη διαίρεση γίνεται από έναν προγραμματιζόμενο μετρητή του οποίου η λειτουργία αναλύεται προσεχώς. Τέλος, σχεδιάστηκε διαφορική μεταγωγική βαθμίδα εξόδου που επιτρέπει την σύλληψη του σήματος και του συμπληρωματικού του.

5.3.1 Προσαρμογή σήματος εισόδου και διαίρεση 1/4

Το κύκλωμα του συχνομέτρου ξεκινάει με την προσαρμογή του σήματος εισόδου και την επίτευξη της διαίρεσης 1/4. Αρχικά το σήμα συζευγνύεται μέσω του βύσματος SMA και το μέγιστο πλάτος του περιορίζεται σε όχι περισσότερο από 1V_{pp} από τον παράλληλο συνδυασμό δύο διόδων Schottky με φράγμα δυναμικού στα 0.4V, ενώ οι αντιστάσεις 100Ω χρησιμοποιούνται για προστασία από υπερδότηση της εισόδου και για προσαρμογή της σύνθετης αντίστασης εισόδου στα 50Ω. Το σήμα έπειτα περνά από AC σύζευξη μέσω του C1 10nF πυκνωτή προς ενίσχυση από το ολοκληρωμένο ενισχυτή UHF IC1. Το IC1 είναι ένας μονολιθικός ενισχυτής της Mini – Circuits κατάλληλος για λειτουργία στις μικροκυματικές συχνότητες με κέρδος στα 12dB για BW έως και 5GHz.



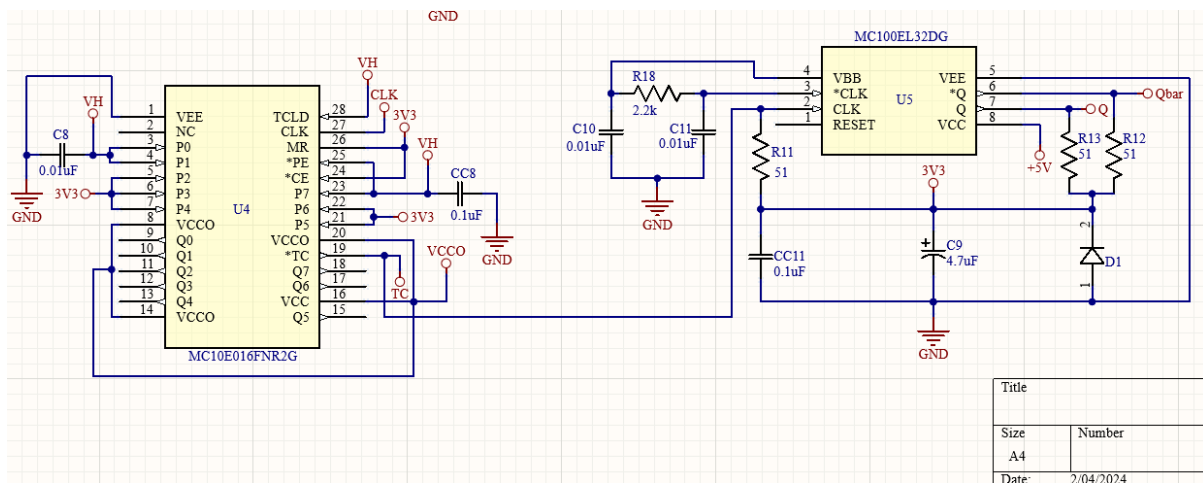
Σχήμα 5.13 : Κύκλωμα προσαρμογής εισόδου και διαίρεση 1/4

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

Η σύνθετη αντίσταση εισόδου του είναι εσωτερικά ρυθμισμένη στα 50Ω και εκεί είναι ο σκοπός της ρύθμισης αντίστασης εισόδου του προδιαιρέτη από τις αντιστάσεις 100Ω στην είσοδό του, για το ταίριασμα με τον ενισχυτή. Το ολοκληρωμένο δέχεται την DC τροφοδοσία του από το pin 3 εξόδου από όπου λαμβάνουμε το AC σήμα εισόδου ενισχυμένο. Για τον λόγο αυτό χρειάζεται η κατάλληλη παραμετροποίηση για την εύρυθμη λειτουργία του, την οποία δεικνύει ο κατασκευαστής στις προδιαγραφές. Έτσι, το πηνίο RF choke IC2 λειτουργεί ως ένα επαρκές επαγωγικό φορτίο στις RF και UHF συχνότητες για την απαγόρευση εξασθένησης ή παραμόρφωσης του σήματος από την DC τροφοδοσία, καθώς αυτή αποτελεί μια οδό χαμηλής σύνθετης αντίστασης με αποτέλεσμα την βραχυκύκλωση του σήματος με την γείωση του κυκλώματος.

Ο λόγος επιλογής του ολοκληρωμένου IC1 UHF ενισχυτή ERA-2SM+ είναι η πολύ χαμηλή παρασιτική χωρητικότητα του και άρα δεν προκαλείται αυτοσυντονισμός για συχνότητες έως και 8GHz. Το ενισχυμένο πλέον σήμα οδηγεί την είσοδο CLK του ολοκληρωμένου IC3 αφού πρώτα γίνει η αποσύζευξη της DC συνιστώσας λόγω του δυναμικού τροφοδοσίας από τον πυκνωτή C2 10nF. Οι τιμές των πυκνωτών C1 και C2 είναι καθοριστικές για το κατώτατο όριο συχνότητας λειτουργίας του προδιαιρέτη. Οι τιμή 10nF επιτρέπουν την τιμή αυτή να είναι λιγότερο από 50MHz. Ο λόγος μη χρησιμοποίησης μεγαλύτερης τιμής είναι γιατί τα φυσικά χαρακτηριστικά πυκνωτών μεγαλύτερης χωρητικότητας τείνουν να είναι επιρρεπή σε αυτοσυντονισμό για συχνότητες κάτω από 4GHz, αυτό φυσικά οδηγεί σε ελάττωση του ανώτατου ορίου λειτουργίας του προδιαιρέτη κατά πολύ μεγαλύτερη από αυτήν που επιβάλλει η μέγιστη συχνότητα μεταγωγής των στοιχείων μανδάλωσης των μετρητών.

Ακολουθεί η πρώτη διαίρεση της συχνότητας του σήματος με λόγο διαίρεσης FOUT/FIN 4:1. Υπεύθυνο για την διαίρεση είναι το ολοκληρωμένο IC3 MC10EL33, ένας μονολιθικός διαιρέτης MOD4 οικογένειας ECL με μέγιστη συχνότητα μεταγωγής τα 4GHz και καθυστέρηση διάδοσης < 800ps. Παρέχεται δυνατότητα διαφορικής είτε μονής εισόδου και εσωτερική τάση αναφοράς VBB για το ταίριασμα με τα ECL επίπεδα. Η συνδεσμολογία στο σχήμα (5.14) προτείνεται από τον κατασκευαστή για λειτουργία μονής εισόδου, ενώ χρησιμοποιούμε μόνο την μία έξοδο και αγνοούμε την συμπληρωματική της.



Σχήμα 5.14 : Κύκλωμα διαίρεσης 1/125 και 1/2

5.3.2 Διαίρεση 1/125 με προγραμματιζόμενο μετρητή και διαίρεση 1/2

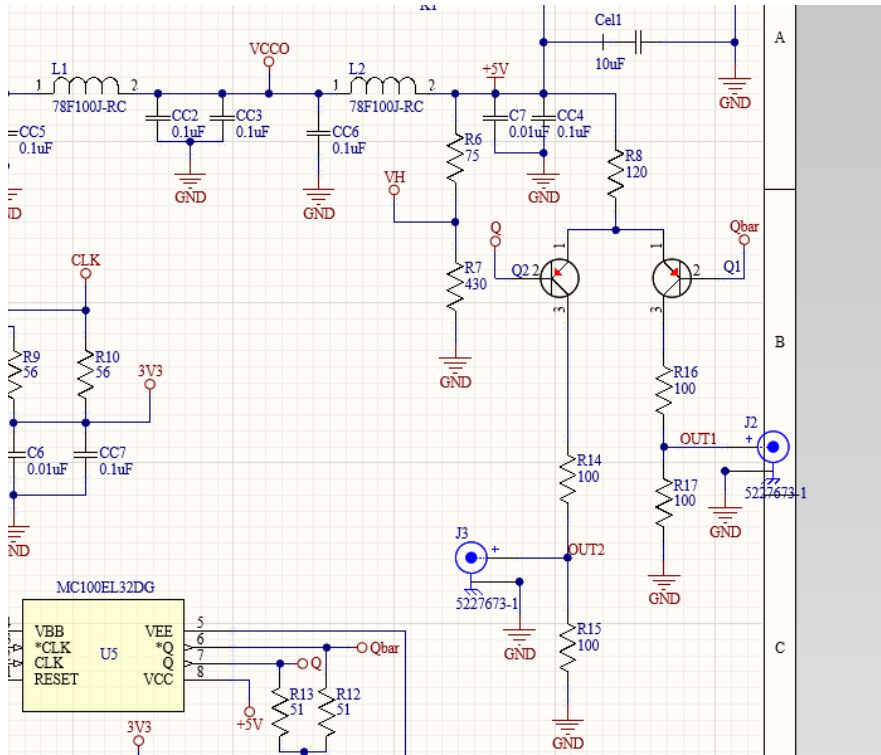
Από την έξοδο pin 7 του IC3 οδηγείται με DC σύζευξη η είσοδος CLK του ολοκληρωμένου προγραμματιζόμενου διαιρέτη IC4 MC10E016. Το MC10E016 είναι ένας σύγχρονος MOD256 μετρητής με δυνατότητα προγραμματισμού για μικρότερο MOD μέσα στο δυνατό εύρος μέτρησης. Είναι της ίδιας λογικής οικογένειας όπως και το IC3 οπότε τα επίπεδα είναι συμβατά και χρησιμοποιείται άμεση σύζευξη του σήματος χρονισμού. Πέρα από την μετρητική του δυνατότητα μπορεί να λειτουργήσει και ως προγραμματιζόμενος διαιρέτης 8bit με τις κατάλληλη συνδεσμολογία. Συγκεκριμένα, με το pin TCLD (Terminal Count Load) σε λογικό επίπεδο '1' φορτώνονται εκ νέου τα δεδομένα της παράλληλης εισόδου με το πέρας της καταμέτρησης.

Για τον προγραμματισμό της διαίρεσης φορτώνεται η κατάλληλη τιμή στην παράλληλη είσοδο. Αυτή καθορίζεται αφαιρώντας την επιθυμητή τιμή της διαίρεσης από τον αριθμό 256 και την μετατροπή του αποτελέσματος σε δυαδικό. Η τιμή που φορτώθηκε για την υλοποίηση της διαίρεσης με το 125 είναι το 1000011 ή αλλιώς το 131. Η διαιρεμένη έξοδος λαμβάνεται από το pin 19 \overline{TC} και είναι ίση με το 1/500 της συχνότητας του σήματος εισόδου λόγω της προηγούμενης διαίρεσης 1/4. Το \overline{TC} οδηγείται σε ECL λογικό '0' μέσω pull down αντίστασης. Το ECL λογικό επίπεδο HIGH παράγεται μέσω κατάλληλου διαιρέτη τάσης στα 4.25V ενώ το λογικό επίπεδο '0' από δίοδο Zener με τάση Zener 3.3V.

Το σήμα στην έξοδο \overline{TC} είναι σε μορφή πολύ στενών παλμών που μπορεί να οδηγήσει σε αδυναμία μέτρησης της συχνότητας από το κύκλωμα του συχνομέτρου. Για τον λόγο αυτό δεν προγραμματίστηκε διαίρεση με το 250 από το IC4 ενώ αυτό είναι εφικτό. Για την επίτευξη της διαίρεσης 1/1000 και για την παραγωγή ορθογωνικών παλμών με Duty Cycle 50% η έξοδος \overline{TC} περνάει από ένα τελικό στάδιο διαίρεσης συχνότητας 1/2. Αυτό γίνεται με την χρήση του IC5 ολοκληρωμένου διαιρέτη δια δύο, το MC10EL32, ίδιας λογικής με το IC3 MC10EL33. Δεν γίνεται χρήση της εσωτερικής τάσης αναφοράς γιατί τα λογικά επίπεδα είναι ECL κατάλληλα. Έτσι, η σύνδεση του σήματος \overline{TC} με την είσοδο CLK του IC5 είναι άμεση.

5.3.3 Διαφορική μεταγωγική βαθμίδα εξόδου – συμπληρωματικές εξοδοί

Το MC10EL32 έχει δύο συμπληρωματικές εξόδους Q και \overline{Q} στις οποίες λαμβάνουμε το σήμα εισόδου με το 1/1000 της συχνότητας. Ωστόσο το σήμα μετάγεται μεταξύ των λογικών επιπέδων ECL HIGH και LOW και χρειάζεται να γίνει μετάφραση των επιπέδων στα κατάλληλα επίπεδα για την σωστή ερμηνεία από το κύκλωμα του συχνομέτρου. Επίσης χρειάζεται να γίνει προσαρμογή της σύνθετης αντίστασης εξόδου στα 50Ω μέσω κυκλώματος απομόνωσης. Το σχήμα (5.16) δείχνει το κύκλωμα εξόδου που πραγματοποιεί αυτές τις ενέργειες. Το κύκλωμα υλοποιείται με την χρήση δύο PNP BJT MPS6534 συνδεδεμένα ως διαφορικός διακόπτης. Οι συμπληρωματικές εξοδοί του MC10EL32 οδηγούν τις βάσεις του διακόπτη παράγοντας έτσι δύο συμπληρωματικές εξόδους που φέρουν το 1/1000 της συχνότητας εισόδου. Ο σκοπός της συμπληρωματικότητας είναι η ταυτόχρονη οδήγηση δύο οργάνων μέτρησης, π.χ. έναν παλμογράφο και το συχνομέτρο. Το BJT που άγει κάθε φορά είναι αυτό που στην βάση του έχει 3.3V με προκύπτον ρεύμα ουράς $\approx 1\text{mA}$. Τα σήματα εξόδου μετάγονται μεταξύ 0V και $\approx 1\text{V}$. Τέλος, επιλέχθηκαν δύο αντιστάσεις 100 Ω ώστε $Z_{out} = Z_{bnc} = 50\Omega$ για την μέγιστη μεταφορά ισχύος του σήματος.



Σχήμα 5.15 : Συμπληρωματικό κύκλωμα εξόδου

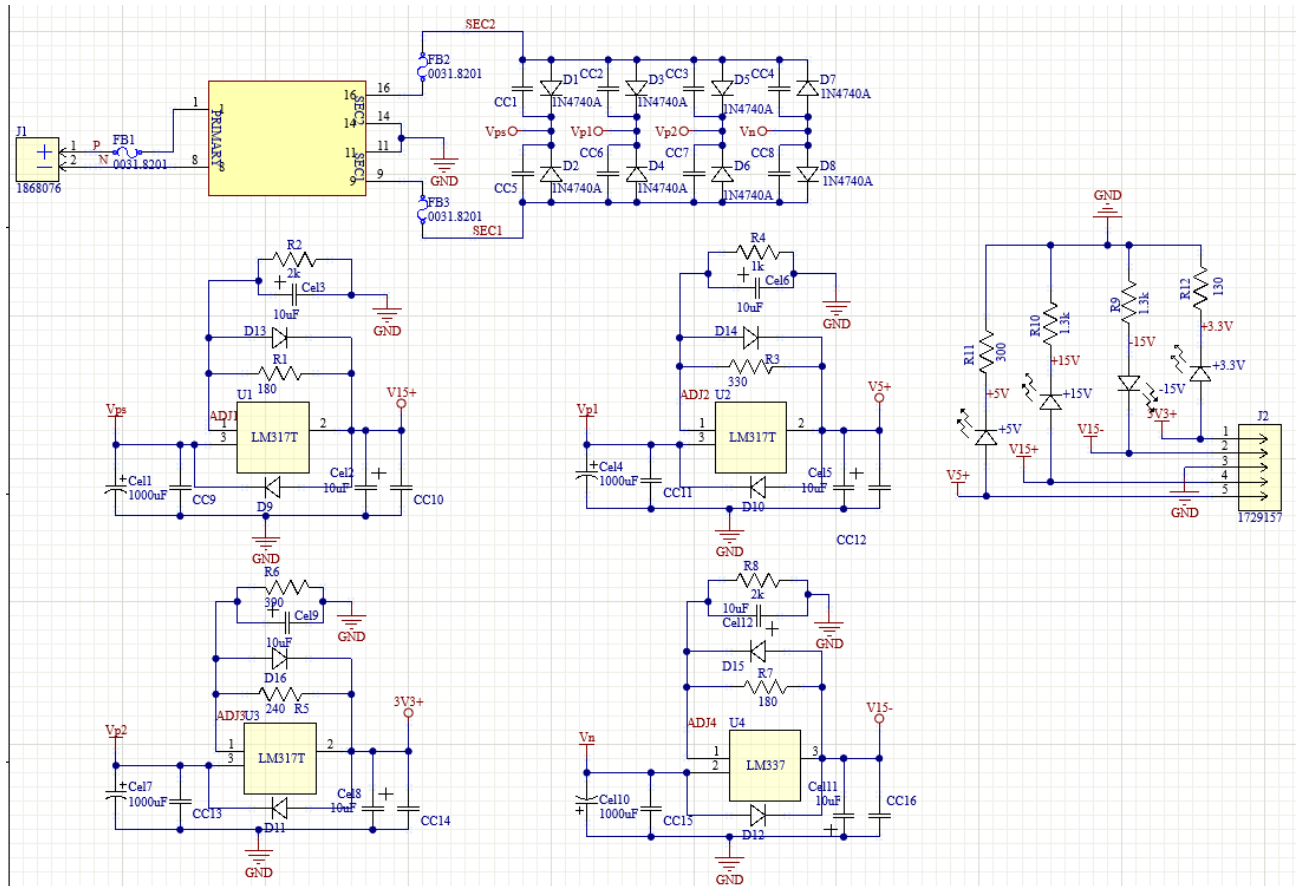
5.4 Κύκλωμα τροφοδοσίας

Το τροφοδοτικό που σχεδιάστηκε για την υλοποίηση είναι αυτό του σχήματος (5.17). Πρόκειται για γραμμικό τροφοδοτικό με χρήση των κλασικών ολοκληρωμένων regulator της σειράς LM. Δεν σχεδιάστηκε SPS λόγω του πλήθους των αυξημένων σχεδιαστικών απαιτήσεων της υλοποίησης. Ο μετασχηματιστής που επιλέχθηκε είναι ο BVEI6621095 της HAHN, ένας κλειστού τύπου μετασχηματιστής για πλακέτες PCB. Η μέγιστη ισχύς που μπορεί να αποδώσει είναι 33VA σύνολο με δυνατότητα ρύθμισής του σε διπλό δευτερεύον μοιράζοντας ισόποσα την ισχύ σε 16.5VA στο καθένα. Το κάθε δευτερεύον έχει τάση 15V και μέγιστη τιμή ρεύματος 1100mA ή 1.1A . Το σχήμα (5.18) δείχνει την βραχυκύκλωση που απαιτείται σε περίπτωση που χρειάζεται διπλασιασμός της τάσης σε 30V ή διπλασιασμός του μέγιστου ρεύματος σε 2.2A.

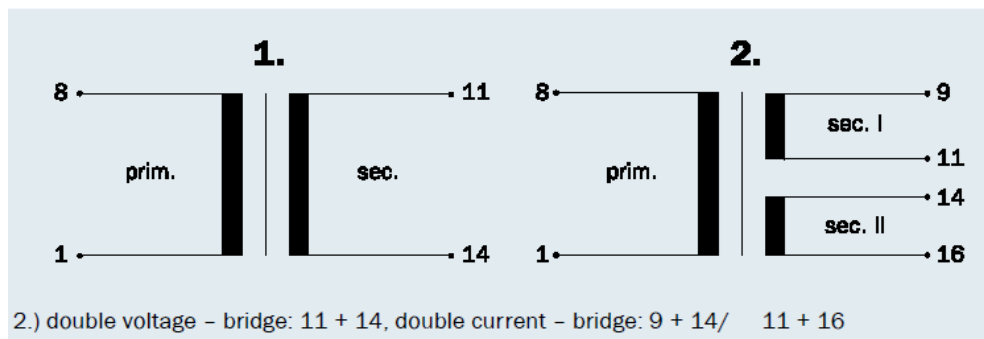
Για την υλοποίηση τα δευτερεύοντα συνδυάστηκαν έτσι ώστε να παραχθεί συμμετρική τάση ±15V που απαιτείται για την λειτουργία κρίσιμων Τ.Ε. της γεννήτριας. Με βάση τα +15V παράγονται και οι υπόλοιπες τάσεις των +5V για το συχνόμετρο και τον prescaler και +3.3V για τα υπόλοιπα στοιχεία της γεννήτριας. Τα ολοκληρωμένα LM που χρησιμοποιούνται για τις τάσεις είναι ένα LM337 για τα -15V και τρία LM317 για τα υπόλοιπα δυναμικά. Οι τάσεις εξόδου των regulator επιλέγονται μέσω κατάλληλων τιμών αντιστάσεων που προκύπτουν από την επίλυση ως προς R1,R2 της σχέσης :

$$V_o = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{adj} \times R_2 \quad (5.3)$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο



Σχήμα 5.16 : Σχηματικό του γραμμικού τροφοδοτικού υλοποίησης



Σχήμα 5.17 : Ρύθμιση μετασχηματιστή σε ένα ή δύο δευτερεύοντα

ΠΗΓΗ : Hahn-E TRANSFORMER DATASHEET

5.5 Απαιτήσεις και δυσκολίες σχεδίασης – συμπεράσματα

Ο σχεδιασμός τεσσάρων κυκλωμάτων συμπεριλαμβανομένου του τροφοδοτικού είναι μια χρονοβόρα διαδικασία. Ο σχεδιασμός ξεκινάει με την σαφή κατάστρωση των απαιτήσεων της εφαρμογής και την μελέτη των υλοποιήσεων που επιδέχεται. Όταν καταλήξουμε στην υλοποίηση που εξυπηρετεί καλύτερα τον σκοπό αλλά και το διαθέσιμο budget και χρόνο που έχουμε, τότε η μεγαλύτερη δυσκολία έγκειται στην εύρεση των υλικών που πληρούν τα κριτήρια για την εφαρμογή και έπειτα στην μελέτη αυτών για την σωστή παραμετροποίησή τους και την διασύνδεση των τμημάτων του κυκλώματος μεταξύ τους. Για την επιλογή των υλικών έγινε χρήση διάσημων site όπως το Mouser, Digkey κλπ. Μέσω φίλτρων επιλογής χαρακτηριστικών σε αυτά τα sites η διαδικασία εύρεσης πιθανών συμβατών υλικών επιταχύνεται. Όλα τα κυκλώματα της υλοποίησης πέραν του τροφοδοτικού συνδυάζουν αναλογικά ηλεκτρονικά με ψηφιακά και βασικές γνώσεις πάνω σε αυτά θεωρούνται προαπαιτούμενο.

Ο περισσότερος χρόνος δαπανήθηκε στην μελέτη των φυλλαδίων προδιαγραφών datasheet των ολοκληρωμένων που χρησιμοποιήθηκαν για την λεπτομερή κατανόηση της λειτουργίας τους έως έναν απαιτούμενο βαθμό για την επιθυμητή λειτουργία τους και την σωστή διασύνδεση μεταξύ αυτών. Εκτός από τις γνωστικές απαιτήσεις ηλεκτρονικών, απαραίτητη ήταν η γνώση προγραμματισμού σε γλώσσες C και Assembly αλλά και μια εμπειρία με προγραμματισμό και χρήση μικροελεγκτών. Οι δυσκολίες στην συγγραφή λογισμικού είχαν κυρίως να κάνουν με την μη κατανόηση των χαρακτηριστικών των μικροελεγκτών που χρησιμοποιήθηκαν. Η διαδικασία της επιτυχούς και επιθυμητής λειτουργίας των μικροελεγκτών για την εφαρμογή ήταν μια διαδικασία συνεχούς προσπάθειας και παρατήρησης έως την ορθή λειτουργία. Λεπτομέρειες σχετικά με τις προδιαγραφές των κυκλωμάτων αναφέρονται σε επόμενο κεφάλαιο.

Κεφάλαιο 6^ο : Σχεδίαση PCB και υλοποίηση κατασκευής

Το κεφάλαιο αυτό ξεκινάει με την περιγραφή του περιβάλλοντος σχεδίασης των PCB(s) που υλοποιήθηκαν. Έπειτα ακολουθεί παρουσίαση και περιγραφή των χαρακτηριστικών και των ιδιοτήτων της κάθε πλακέτας. Το τελευταίο τμήμα του κεφαλαίου γράφεται για το κουτί της κατασκευής και την απαιτούμενη διαμόρφωση για την υλοποίηση της εργασίας και την τοποθέτηση των PCB(s) μέσα σε αυτό. Τέλος, γίνεται αναφορά του τρόπου διασύνδεσης των πλακετών με το τροφοδοτικό και των μέσων διασύνδεσης της πρόσοψης με τα PCB.

6.1 Περιβάλλον και διαδικασία σχεδίασης PCB

6.1.1 Αναφορά στο EDA Altium Designer

Το Altium Designer είναι ένα περιβάλλον EDA (Electronic Design Automation) πολύ γνωστό για την σχεδίαση PCB. Πιο συγκεκριμένα το Altium Designer είναι ένα σύνολο από αυτοματοποιημένα σχεδιαστικά πακέτα με το σημαντικότερο από αυτά να είναι τα προγράμματα ανάπτυξης κυκλωμάτων με την σχεδίαση σχηματικών και την σχεδίαση PCB με δυνατότητες 3D απεικόνισης. Οι αυτοματοποιημένοι μηχανισμοί και τα βοηθητικά πακέτα που φέρει διευκολύνουν και επιταχύνουν την όλη διαδικασία της σχεδίασης. Πέραν των βασικών προγραμμάτων σχεδίασης χρησιμοποιείται για σκοπούς προσομοίωσης κυκλωμάτων DC και AC ανάλυσης συμπεριλαμβανομένης της προσομοίωσης ακεραιότητας σήματος (Signal Integrity). Στα πλαίσια της εργασίας χρησιμοποιήθηκε για την βασικότερη λειτουργία του, δηλαδή για την σχεδίαση των PCB. Για την χρήση του προγράμματος αιτήθηκε από την εταιρία Altium δοκιμαστική άδεια έξι μηνών της νεότερης και πληρέστερης έκδοσης και εγκρίθηκε λόγω φοιτητικής ιδιότητας.

6.1.2 Διαδικασία σχεδίασης PCB

Η διαδικασία της σχεδίασης ξεκινάει με την δημιουργία ανάλογου Project και την δημιουργία και ενσωμάτωση ενός αρχείου σχηματικού (.SchDoc) και ενός αρχείου PCB (.PcbDoc) εντός αυτού. Πρώτα γίνεται η σχεδίαση του σχηματικού του κυκλώματος. Αυτό επιτυγχάνεται με την χρήση των κατάλληλων βιβλιοθηκών των υλικών του κυκλώματος που πρέπει να σχεδιαστεί. Οι βιβλιοθήκες είναι το μέσον που απεικονίζει όλα τα ηλεκτρικά και φυσικά – μηχανικά χαρακτηριστικά του αληθινού υλικού στο πρόγραμμα. Η βιβλιοθήκη του κάθε υλικού έχει πρακτικά δύο τμήματα, αυτό των ηλεκτρικών του χαρακτηριστικών και αυτό των επαφών του (pins) και των φυσικών διαστάσεων της συσκευασίας του, ωστόσο τα δύο τμήματα συνδέονται και αποτελούν μία ενιαία βιβλιοθήκη.

Το περιβάλλον στο Altium είναι ξεκάθαρο και δεν απαιτεί ιδιαίτερη εμπειρία για την βασική σχεδίαση του σχηματικού. Το πρόγραμμα έρχεται με ενσωματωμένες βιβλιοθήκες υλικών, ωστόσο αυτές σίγουρα δεν επαρκούν για όλα τα δυνατά κυκλώματα. Το κάθε κύκλωμα έχει εξιδεικευμένα και μη υλικά και πολύ πιθανόν να μην υπάρχουν οι αντίστοιχες βιβλιοθήκες στο πρόγραμμα. Για τον λόγο αυτό υπάρχει δυνατότητα εντός του προγράμματος ο χρήστης να δημιουργήσει τις βιβλιοθήκες των υλικών που χρειάζεται για την υλοποίηση του κυκλώματος. Η διαδικασία της δημιουργίας βιβλιοθηκών αποτελείται από δύο μέρη, αυτό της δημιουργίας του σχηματικού τμήματος της βιβλιοθήκης του υλικού και αυτό της

δημιουργίας του PCB τμήματος του υλικού (Footprint). Αφού ο χρήστης έχει τελειώσει με την σχεδίαση των δύο τμημάτων της βιβλιοθήκης κάνει προσθήκη – ενσωμάτωση του PCB τμήματος στο σχηματικό τμήμα και έτσι ό,τι συνδέσεις γίνονται στην σχεδίαση του σχηματικού, αυτομάτως αντιστοιχίζονται οι ανάλογες ηλεκτρικές επαφές (junctions) στο PCB τμήμα. Για την σχεδίαση των βιβλιοθηκών υπάρχουν βοηθητικοί οδηγοί του Altium για την επιτάχυνση της διαδικασίας, π.χ. αυτόματη δημιουργία footprint LQFP-64.

Πέραν της δημιουργίας βιβλιοθηκών, υπάρχει δυνατότητα εύρεσης των βιβλιοθηκών μέσω κατάλληλων ιστοσελίδων, όπως το UltraLibrarian, το SnapEDA κλπ. και ενσωμάτωσης αυτών στο πρόγραμμα. Η διαδικασία αυτή είναι απλή και το μόνο που πρακτικά απαιτείται είναι ο έλεγχος της καταλληλότητας και της εγκυρότητας των βιβλιοθηκών. Μερικές φορές απαιτείται επεξεργασία αυτών για να ταιριάζουν απόλυτα με τα υλικά που έχουμε διαθέσιμα. Αφού γίνει η συγκέντρωση όλων των βιβλιοθηκών των υλικών, σχεδιάζεται το σχηματικό του κυκλώματος εισάγοντας τα υλικά στο σχηματικό αρχείο του Project και γίνονται οι κατάλληλες ηλεκτρικές συνδέσεις όπως είναι στο πρωτότυπο θεωρητικό σχέδιο που σχεδιάστηκε.

Η διαδικασία της σχεδίασης του σχηματικού ολοκληρώνεται με τον αυτόματο έλεγχο για σφάλματα που παρέχει το Altium. Όταν γίνει η αποσφαλμάτωση η διαδικασία προχωράει με την επιλογή για αυτόματη μεταφορά όλων των ηλεκτρικών συνδέσεων (Rats Nest) στο PCB αρχείο. Έτσι ξεκινάει η διαδικασία της PCB σχεδίασης. Ο βασικός στόχος στο PCB σχέδιο είναι η επίτευξη της καλύτερης δυνατής χωροταξίας των υλικών και η δρομολόγηση (Routing) των αγωγών των συνδέσεων στην πλακέτα, ώστε να χωρέσουν όλα στις προγραμματισμένες διαστάσεις (για τις οποίες υπάρχει ήδη γνώση και έχουν οριστεί), λαμβάνοντας υπόψιν τις ιδιαιτερότητες, τις απαιτήσεις και τις δυνατότητες της εκάστοτε εφαρμογής.

Όταν ολοκληρωθεί η διαδικασία της χωροταξίας και δρομολόγησης των αγωγών ακολουθεί έλεγχος DRC (Design Rule Check) για τυχόν σφάλματα τα οποία πρέπει να ελεγχθούν και να διορθωθούν. Τελικά γίνεται παραγωγή και εξαγωγή των κατάλληλων αρχείων για την επόμενη διαδικασία που είναι η κατασκευή του PCB. Αναλόγως την επιλογή του αν θα κατασκευαστούν οι πλακέτες από μας ή αν θα σταλούν σε κατασκευάστριες εταιρίες PCB εξάγονται διαφορετικά αρχεία από το πρόγραμμα. Στην περίπτωση της κατασκευής των πλακετών στο εργαστήριο από μας εξάγονται τα αρχεία των αγωγών της πλακέτας μέσω ειδικού οδηγού (Output job file > Composite Drawing).

Τα σχέδια αυτά εκτυπώνονται είτε σε διαφανές χαρτί είτε σε ρυζόχαρτο, με σκοπό την αποτύπωση των αγωγών στην πλακέτα, με την καλύτερη μέθοδο να είναι αυτή της έκθεσης σε UV ακτινοβολία πλακέτας με φωτοευαίσθητη επιφάνεια. Στην περίπτωση της κατασκευής των PCB από κατασκευάστρια εταιρία θα πρέπει να εξαχθούν ειδικά αρχεία, τα λεγόμενα GERBER FILES. Αυτά είναι ένα σύνολο (set) από ειδικά αρχεία με το καθένα να αντιπροσωπεύει ένα επίπεδο (Layer) του PCB σχεδίου. Ο κατασκευαστής έχοντας τα αρχεία αυτά στην κατοχή του μπορεί να κατασκευάσει τις πλακέτες ακριβώς όπως εμείς τις σχεδιάσαμε. Τα αρχεία εξάγονται πάλι από συγκεκριμένο οδηγό (Output job file > Fabrication Outputs). Αυτά αποστέλλονται στον κατασκευαστή μαζί με όλες τις ειδικές επιλογές – απαιτήσεις που του θέτουμε.

6.2 Παρουσίαση PCB

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζονται τα σχέδια PCB όλων των κυκλωμάτων της εργασίας και οι αντίστοιχες υλοποιήσεις τους σε πλακέτες FR4. Για την κάθε πλακέτα δίνονται τα χαρακτηριστικά της, η λίστα των υλικών που συναρμολογήθηκαν και ιδιαιτερότητες – ειδικά σχόλια σχετικά με την σχεδίαση και την λειτουργία της. Αν και έγιναν προσπάθειες κατασκευής των πλακετών στο σπίτι με αυτοσχέδιο θάλαμο UV έχοντας θετικό αποτέλεσμα, τελικά κρίθηκε λογικό τα PCB σχέδια να αποσταλούν για την κατασκευή των PCB(s) στην εταιρία JLC PCB λόγω του φόρτου και της πολυπλοκότητας που υπήρξε (έξι πλακέτες) για την υλοποίηση. Όλες οι πλακέτες πλην του τροφοδοτικού και βοηθητικών είναι διπλής όψης και λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες, μη αφήνοντας περιθώρια για κατασκευαστικά λάθη και ανοχές.

6.2.1 PCB γεννήτριας συχνοτήτων

Στο PCB της γεννήτριας συχνοτήτων δόθηκε ιδιαίτερη προσοχή στον σχεδιασμό. Λόγω της συνύπαρξης αναλογικών και ψηφιακών ολοκληρωμένων, όπως και ολοκληρωμένων που συνδυάζουν τα δύο είδη, οδηγεί σε σχεδιασμό με τμηματοποίηση της πλακέτας σε δύο τμήματα, αυτό του αναλογικού και εκείνο του ψηφιακού. Ο λόγος που αυτό είναι αναγκαίο είναι η εισαγωγή θορύβου στους αγωγούς των ευαίσθητων αναλογικών σημάτων από διπλανούς αγωγούς που φέρουν υψίσυχνα ψηφιακά σήματα. Αυτός είναι ο λόγος που τα ολοκληρωμένα της DDS γεννήτριας και του μικροελεγκτή φέρουν δύο τροφοδοσίες και δύο γειώσεις, μια για τροφοδοσία των αναλογικών εσωτερικών λειτουργιών τους (AVDD,AGND) και μια για την τροφοδότηση των ψηφιακών (DVDD,DGND).

Όλα τα υπόλοιπα υλικά, παθητικά και μη, ανήκουν καθαρά είτε στην αναλογική είτε στην ψηφιακή κατηγορία και έτσι τοποθετήθηκαν στα ανάλογα τμήματα που ορίστηκαν στην πλακέτα, ενώ η DDS γεννήτρια και ο μικροελεγκτής ADUC7024 μπήκαν ενδιάμεσα των τμημάτων, διότι έχουν pins που είτε εισέρχονται είτε εξέρχονται αναλογικά σήματα και αντίστοιχα έχουν pins για ψηφιακές εισόδους – εξόδους. Για την σωστή σχεδίαση το κάθε τμήμα (αναλογικό, ψηφιακό) επιδέχεται περαιτέρω τμηματοποίηση. Το κάθε τμήμα χωρίζεται σε λειτουργικά λογικά μέρη. Αφού πρώτα έγινε η διάκριση αυτών των λογικών block, επιλέχθηκαν τα υλικά αυτών, τοποθετήθηκαν συγκεντρωμένα και δρομολογήθηκαν οι αγωγοί αυτών απομονωμένα από όλα τα άλλα υλικά του κυκλώματος.

Ο καταληφθέν φυσικός χώρος του κάθε τμήματος που σχεδιάζεται απομονωμένα ακολουθεί συγκεκριμένα σχήματα. Αυτό διότι όταν ολοκληρώνεται η απομονωμένη σχεδίαση του κάθε τμήματος, τελικά μένει να ενώσουμε όλα τα τμήματα μεταξύ τους. Αυτό γίνεται επιλέγοντας όλα τα υλικά των block μαζί με τους αγωγούς τους (tracks) μεταφέροντάς τα στο αναλογικό ή στο ψηφιακό τμήμα ανάλογα την λειτουργία που αυτά εξυπηρετούν. Τα σχήματα που δίνουν τα blocks πρέπει να είναι έτσι ώστε να ταιριάζουν στις διαστάσεις και στο σχήμα που έχουμε ορίσει εξαρχής για την πλακέτα. Αυτή η λογική διαδικασία έγινε για όλες τις πλακέτες συμπεριλαμβανομένης της γεννήτριας συχνοτήτων. Τα standard που ήταν ο γνώμονας της σχεδίασης για όλα τα σχέδια είναι τα IPC-2221.

Ένας άλλος προβληματισμός της σχεδίασης ήταν ο συνδυασμός των through hole υλικών με τα SMD. Η πλακέτα της γεννήτριας είναι δύο όψεων, αυτό δίνει έναν έξτρα βαθμό ελευθερίας στον σχεδιασμό. Συγκεκριμένα, τα SMD υλικά τοποθετήθηκαν στην κάτω όψη ενώ τα through hole στην πάνω. Έγινε προσπάθεια στον σχεδιασμό του κάθε απομονωμένου block, όταν τα υλικά αυτού ήταν συνδυασμός SMD

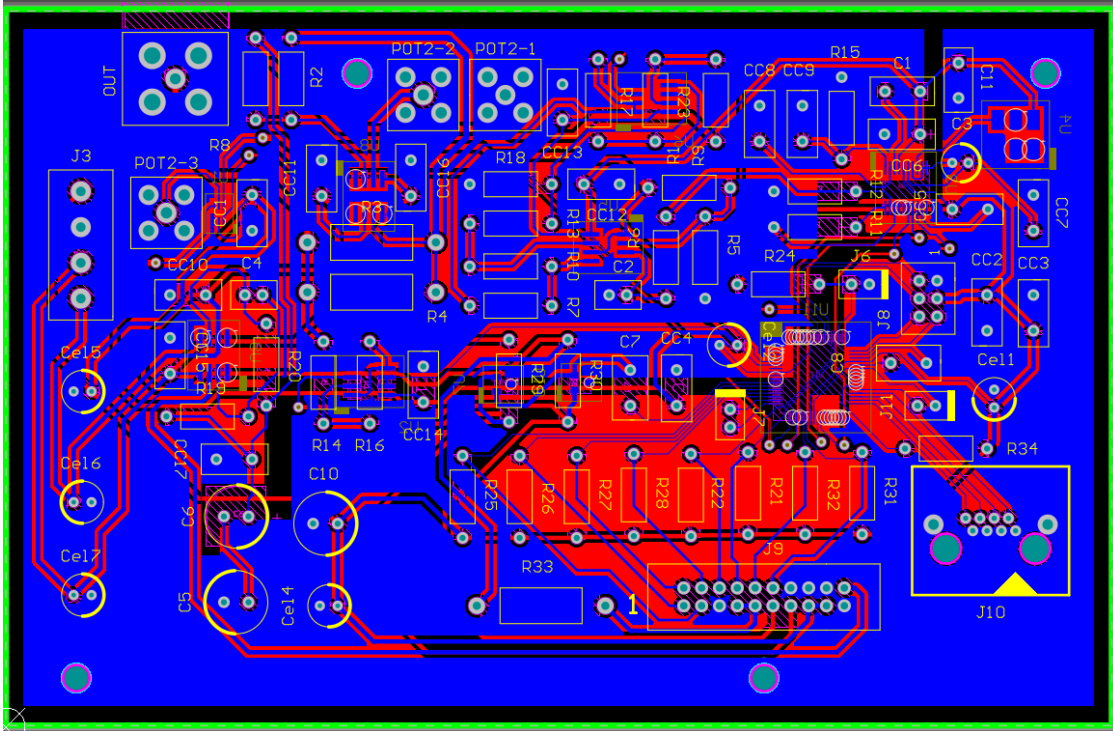
με through hole, τα SMD να βρίσκονται ακριβώς κάτω από το σώμα των through hole υλικών, τα οποία είναι όλα παθητικά εξαρτήματα. Έτσι εξοικονομήθηκε χώρος και οι αγωγοί που προκύπτουν είναι πολύ σύντομοι χωρίς να γίνονται μακροσκελής δρομολογήσεις. Επίσης, αν και υπάρχουν νίαι στο σχέδιο, όταν υπήρχε κάποιο through hole pin με το επιθυμητό κόμβο (NET) αξιοποιήθηκε εκείνο μειώνοντας τον αριθμό των νίαι, ο οποίος όσο αυξάνει ανεβάζει την τιμή της κατασκευής από την εταιρία.

Για σκοπούς καλύτερης διαχείρισης του θορύβου μεταξύ των αγωγών χρησιμοποιούνται planes, δηλαδή ολόκληρα επίπεδα της πλακέτας (layers) αφιερωμένα στην τροφοδοσία και στην γείωση. Ωστόσο αυτό είναι τεχνική που εφαρμόζεται είτε σε πλακέτες πολλών ηλεκτρικών επιπέδων (multilayer pcb), είτε σε πλακέτες διπλής όψης όπου χρησιμοποιείται μόνο η μία όψη και όλα τα υλικά σαντήν είναι SMD, δηλαδή δεν υπάρχουν οπές. Στην υλοποίηση της εργασίας οι πλακέτες είναι διπλής όψης και καταλαμβάνονται και οι δύο. Αυτό οδηγεί στην επόμενη καλύτερη επιλογή – συμβιβασμό, την χρησιμοποίηση polygon pours. Αυτό σημαίνει ότι, οτιδήποτε χαλκός που δεν είναι αγωγός σημάτων καταχωρείται είτε στην γείωση είτε στην τροφοδοσία. Στην υλοποίηση καταχωρείται στην γείωση γιατί κρίνεται κρισιμότερη η επέκτασή της, ενώ για τους αγωγούς που φέρουν τροφοδοσία και υψίσυχνα σήματα χρησιμοποιούνται αγωγοί από 50 έως και 100mil ανάλογα την έκτασή τους.

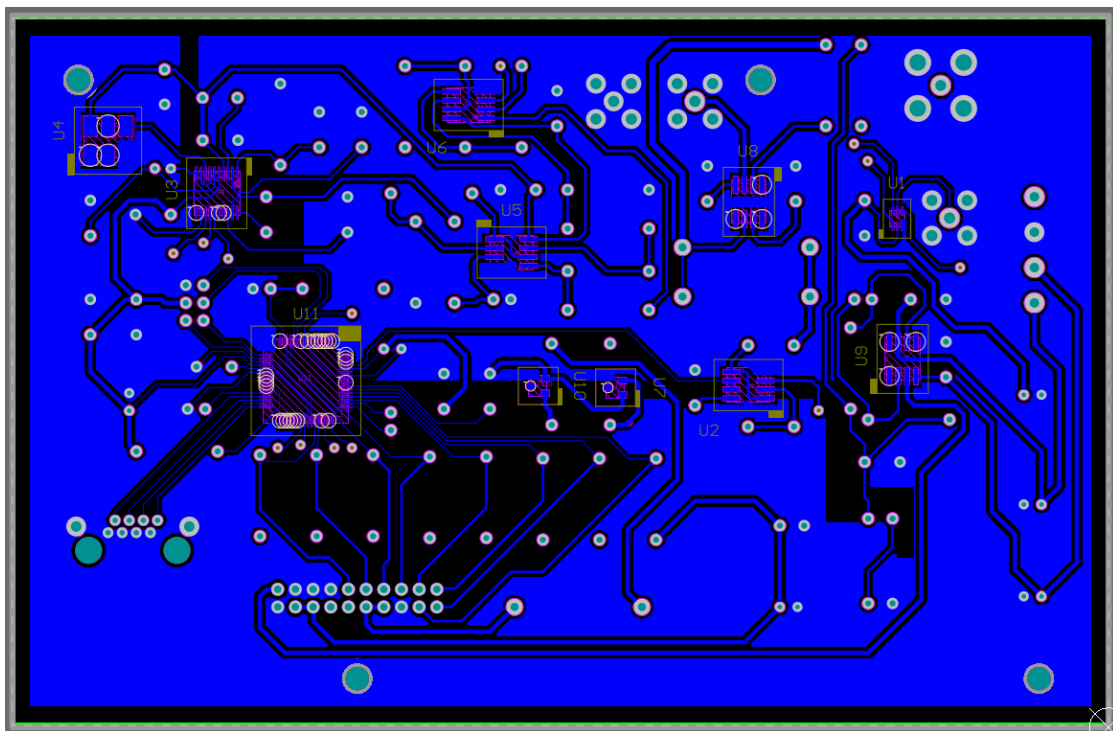
Το αναλογικό τμήμα φέρει την γείωση AGND ενώ το ψηφιακό την γείωση DGND, ωστόσο πρακτικά για να λειτουργήσει το κύκλωμα θα πρέπει να ενωθούν ώστε να υπάρχει διαδρομή επιστροφής των αντίστοιχων ρευμάτων στην τροφοδοσία. Αυτό γίνεται σε ένα μοναδικό σημείο ώστε να μην ακυρώνεται ο σκοπός της τμηματοποίησης της πλακέτας. Η κάτω όψη της πλακέτας απαρτίζεται από τα ολοκληρωμένα του κυκλώματος και στον αριθμό είναι 11. Στην κόλληση των υλικών της γεννήτριας την μεγαλύτερη δυσκολία έφερε ο μικροελεγκτής και το ολοκληρωμένο DDS ενώ για όλα τα ολοκληρωμένα χρησιμοποιήθηκε σταθμός θερμού αέρα και μικροσκόπιο για την εξακρίβωση μη βραχυκυκλωμάτων. Το footprint της DDS και του μικροελεγκτή αποτελούν την κυριότερη αιτία για αποστολή των σχεδίων προς κατασκευή σε εταιρία. Η αποστάσεις μεταξύ των pads (clearances) είναι < 4 mil δοκιμάζοντας ακόμα και τις δυνατότητες των εταιριών. Αυτό είναι γιατί γύρω από τα pads υπάρχει το solder mask expansion layer το οποίο αν και γίνεται να μηδενιστεί δεν αποτελεί καλή τεχνική γιατί οδηγεί σε βραχυκυκλώματα.

Στην πάνω όψη της πλακέτας διακρίνονται 3 SMA βύσματα, βύσμα IDC καλωδιοταινίας ribbon και ένα βύσμα RJ45. Ο χειρισμός του πλάτους, ο χειρισμός του offset, ο χειρισμός της συχνότητας και η απεικόνιση πρέπει να είναι άμεσα προσβάσιμα και εμφανή στον χειριστή του οργάνου και άρα πρέπει να βρίσκονται στην πρόσοψη της κατασκευής (panel). Η επιλογή της τοποθέτησης της πλακέτας της γεννήτριας στο εσωτερικό του κουτιού που χρησιμοποιήθηκε και όχι στην πρόσοψή του οδηγεί στην χρήση βοηθητικών πλακετών αφιερωμένες στην διεπαφή χρήστη. Αυτό οδηγεί σε χρήση ειδικών καλωδίων για την μεταφορά σημάτων από την πλακέτα της γεννήτριας στην βοηθητική πλακέτα του panel. Τα βύσματα είναι για την διασύνδεση των πλακετών μεταξύ τους μέσω των αντίστοιχων καλωδίων. Τα καλώδια είναι τρία rg174, ένα utp6a, ένα ribbon cable θωρακισμένο και ένα rg58 για την μεταφορά της εξόδου της γεννήτριας στην αντίστοιχη έξοδο του panel.

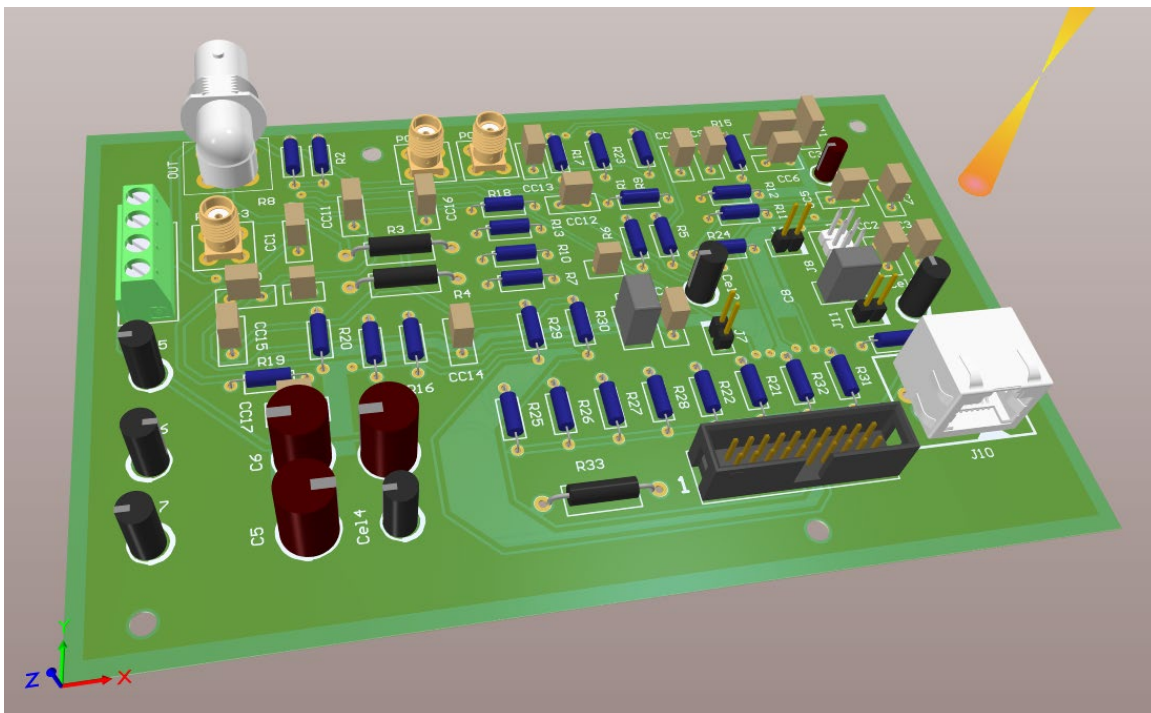
Τέλος, η σύνδεση τροφοδοσίας γίνεται μέσω κλεμμοσειράς για δυνατότητα αποσύνδεσης της πλακέτας με τον σκοπό φορητότητας για τυχόν αποσφαλμάτωση και μελλοντική βελτίωση. Οι διαστάσεις της πλακέτας είναι 157.48 x 101.6 mm ενώ το σύνολο των υλικών είναι 89.



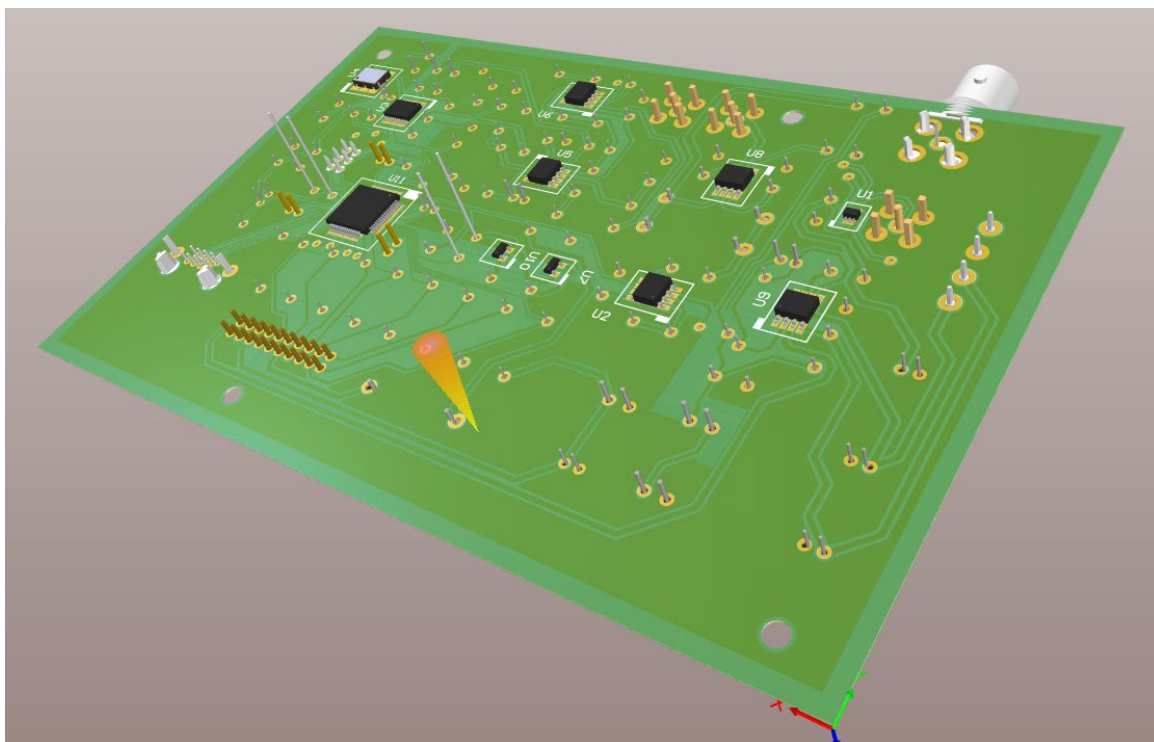
Σχήμα 6.1 : Πάνω όψη PCB σχεδίου γεννήτριας συχνοτήτων



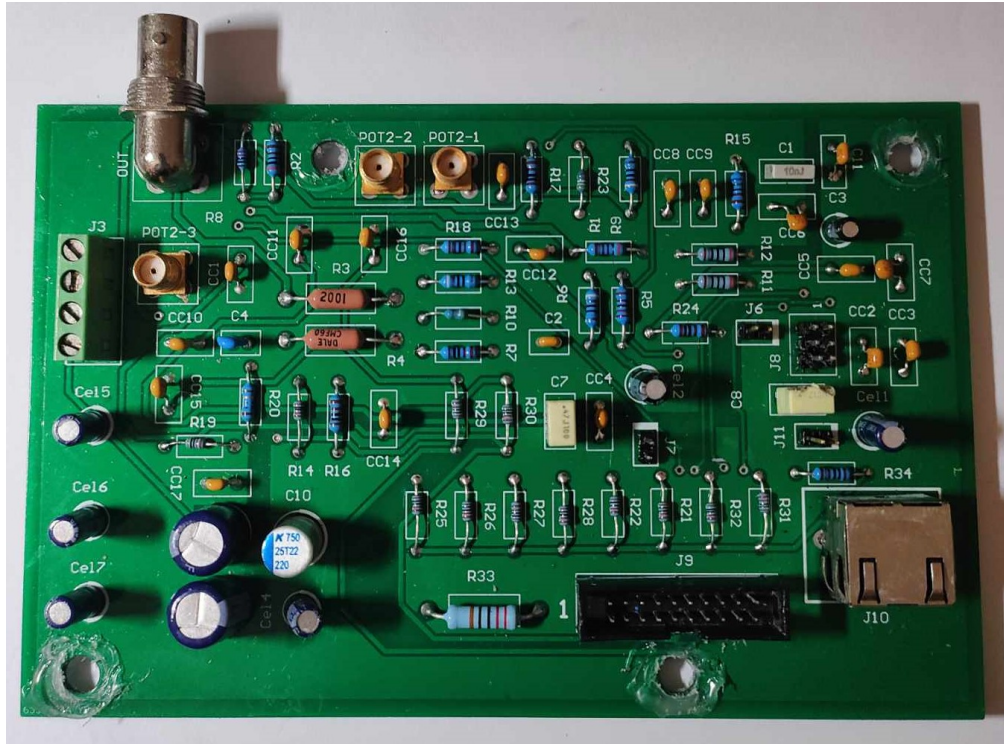
Σχήμα 6.2 : Κάτω όψη PCB σχεδίου γεννήτριας συχνοτήτων



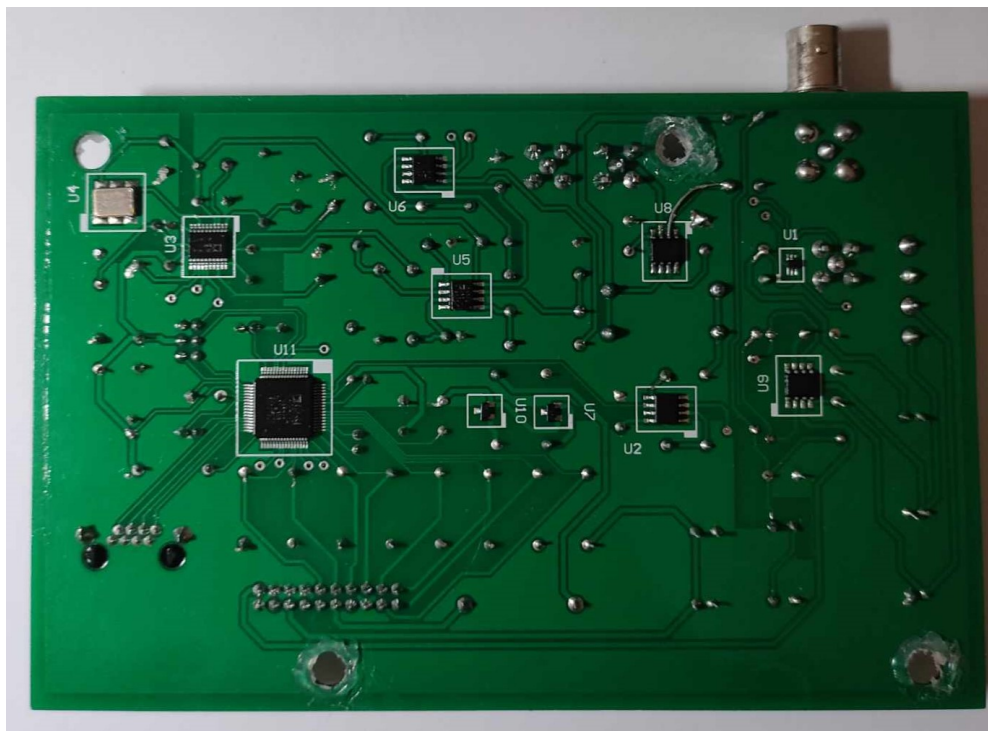
Σχήμα 6.3 : Πάνω όψη PCB 3D σχεδίου γεννήτριας συχνοτήτων



Σχήμα 6.4 : Κάτω όψη PCB 3D σχεδίου γεννήτριας συχνοτήτων



Σχήμα 6.5 : Πάνω όψη PCB κατασκευής γεννήτριας συχνοτήτων



Σχήμα 6.6 : Κάτω όψη PCB κατασκευής γεννήτριας συχνοτήτων

6.2.2 PCB κυκλώματος συχνομέτρου

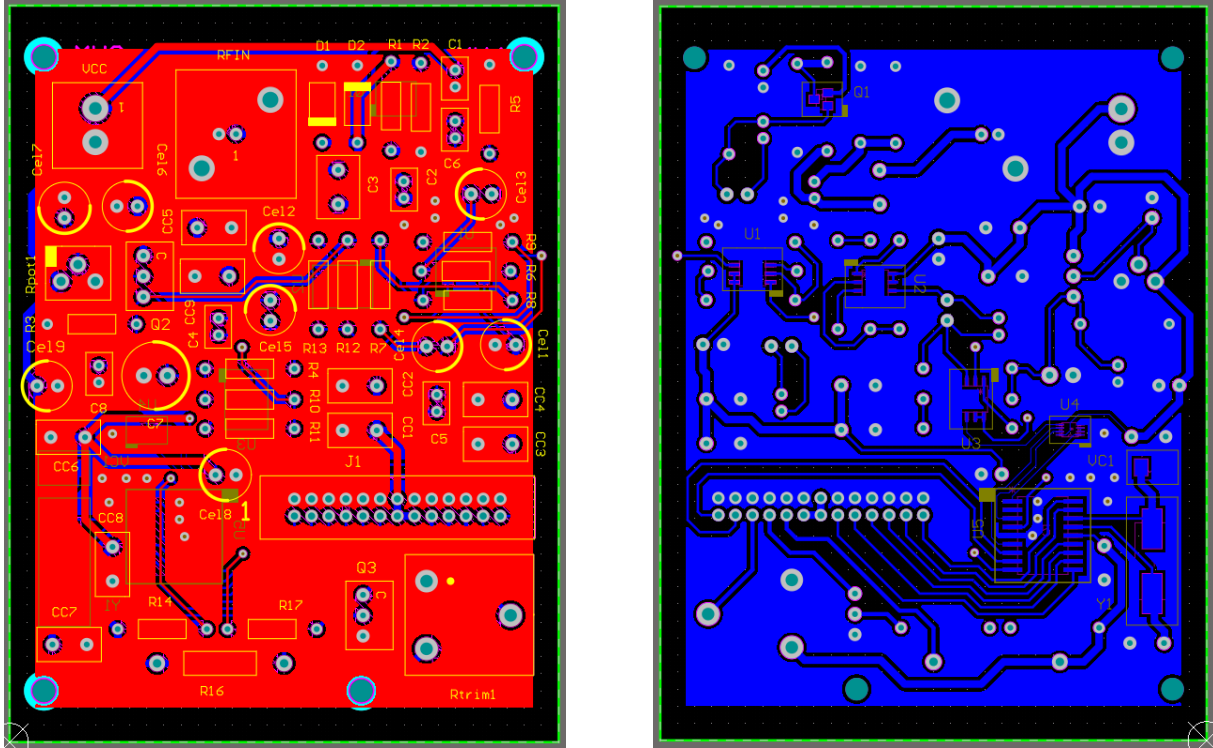
Το PCB του συχνομέτρου ακολουθεί την ίδια τακτική με την γεννήτρια, με την διαφορά ότι δεν υπάρχουν εξειδικευμένα κυκλώματα που να συνδυάζουν αναλογική και ψηφιακή λειτουργία. Πρακτικά η μετατροπή του αναλογικού σήματος εισόδου σε ψηφιακό γίνεται από το ολοκληρωμένο διπλών NAND με υστέρηση που ελέγχεται μέσω του μικροελεγκτή για την διαδικασία του gating, αν και η τεχνολογία αυτού είναι αμιγώς ψηφιακή θεωρήθηκε ότι είναι η διεπαφή μεταξύ αναλογικού και ψηφιακού λογικού τμήματος. Στην πλακέτα αυτή δεν έγινε τμηματοποίηση της γείωσης σε αναλογική και ψηφιακή όπως στην γεννήτρια, έγινε όμως μια λογική τμηματοποίηση σε δύο μέρη, πρώτον το τμήμα της αναλογικής προσαρμογής του σήματος και δεύτερον το τμήμα της ψηφιακής του επεξεργασίας από τον μικροελεγκτή και το κύκλωμα διεπαφής χρήστη. Όλα τα αναλογικά ολοκληρωμένα της προσαρμογής εισόδου διατηρούν απόσταση από τα υλικά του μικροελεγκτή, του ταλαντωτή κρυστάλλου και των σημάτων επικοινωνίας με την LCD οθόνη.

Για την γείωση εφαρμόστηκε ένα κοινό polygon pour και στις δύο όψεις που καλύπτει σχεδόν όλη την επιφάνεια της πλακέτας. Η κάτω όψη της πλακέτας καταλαμβάνεται από τα ολοκληρωμένα κυκλώματα όλα SMD τύπου στο σύνολο 8. Η πάνω όψη έχει όλα τα through hole υλικά ακριβώς όπως στο σχέδιο της γεννήτριας, προσπαθώντας να αξιοποιηθεί χώρος κάτω από τα σώματα των through hole εξαρτημάτων που θα ήταν σε διαφορετική περίπτωση ανεκμετάλλευτος. Έτσι οι διαστάσεις της πλακέτας είναι 81.28 x 109.22 mm με σύνολο 59 υλικά να την πληρώνουν. Η τροφοδοσία γίνεται με κλεμμοσειρά για την εύκολη αφαίρεσή της από το εσωτερικό του κουτιού για μελλοντικές βελτιώσεις και τυχόν αντιμετώπιση προβλημάτων. Για την ρύθμιση του contrast του LCD και την ρύθμιση της αναφοράς της ενισχυτικής διάταξης χρησιμοποιούνται τα ανάλογα ποτενσιόμετρα τα οποία τοποθετήθηκαν στην πλακέτα. Ωστόσο η ρύθμιση αυτών των στοιχείων γίνεται μία φορά και δεν υπάρχει ανάγκη για μεταβολή τους ώστε να βρίσκονται στο panel του κουτιού.

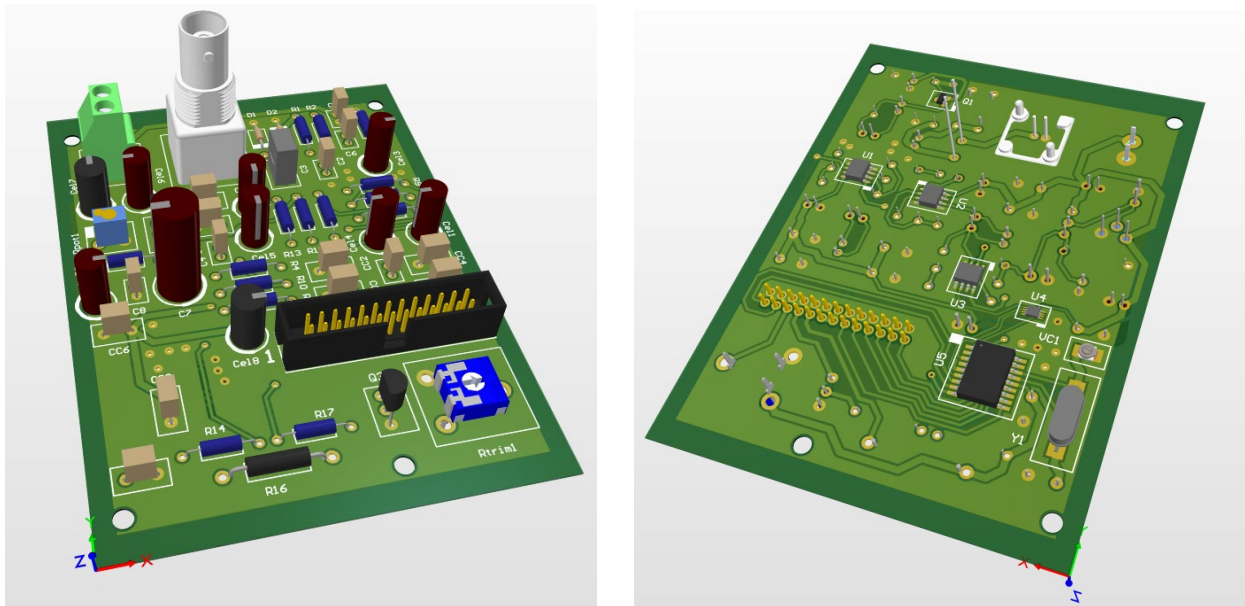
Υπάρχει ανάγκη για βοηθητική πλακέτα όσον αφορά την διεπαφή χρήστη, δηλαδή την οθόνη LCD και τους διακόπτες S2 και S3 που χρησιμοποιούνται για την ρύθμιση της φωτεινότητας και την επιλογή της λειτουργίας διακριτικής ικανότητας του συχνομέτρου αντίστοιχα. Αυτά πρέπει να μπορούν να μεταβληθούν μέσω του panel από τον χειριστή, όμως η πλακέτα του συχνομέτρου επιλέχθηκε να τοποθετηθεί στο εσωτερικό και συγκεκριμένα στο πίσω μέρος του κουτιού της κατασκευής. Έτσι η βοηθητική πλακέτα που χρησιμοποιείται για την γεννήτρια συμπεριλαμβάνει τα υλικά και τα σήματα της διεπαφής χρήστη του συχνομέτρου. Η LCD οθόνη τοποθετήθηκε πάνω στην βοηθητική πλακέτα του panel με χρήση αποστατών και τα μοναδικά καλώδια που χρησιμοποιούνται για την μεταφορά σημάτων από και προς το συχνομέτρο είναι μια καλωδιοταινία ribbon 26pin και ένα rg58 για εφαρμογή του σήματος εισόδου από το BNC εισόδου του panel στο BNC της πλακέτας του συχνομέτρου.

Η δυσκολία των κολλήσεων ήταν αρκετά μικρότερη από αυτήν της γεννήτριας. Τα footprints των ολοκληρωμένων του συχνομέτρου είναι πιο βατά για κολλήσεις με κλασικό κολλητήρι χειρός, ωστόσο και εδώ χρησιμοποιήθηκε σταθμός θερμού αέρος και μικροσκόπιο για ορισμένα ολοκληρωμένα, όπως είναι αυτό της διπλής πύλης NAND. Οι αποστάσεις των pads αυτού είναι 6mil, οπότε πάλι θα ήταν σχεδόν αδύνατο να αποτυπωθεί τέτοιο σχέδιο με ακρίβεια και σιγουριά με αυτοσχέδιους μηχανισμούς στο σπίτι. Οι περισσότεροι αγωγοί σημάτων έχουν πλάτος 20mil ενώ της τροφοδοσίας 50mil. Εξαιρέση αποτελούν οι αγωγοί της διπλής πύλης NAND (10 mil) καθώς τα pads είναι τα μικρότερα των υλικών της πλακέτας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο



Σχήμα 6.7 : Πάνω και κάτω όψη PCB σχεδίου συχνομέτρου



Σχήμα 6.8 : Πάνω και κάτω όψη PCB 3D σχεδίου συχνομέτρου



Σχήμα 6.9 : Πάνω και κάτω όψη PCB κατασκευής συχνομέτρου

6.2.3 Βοηθητικά PCB – PCB panel

Οι βοηθητικές πλακέτες είναι δύο και εξυπηρετούν στην ένωση των υλικών του panel με τις αντίστοιχες πλακέτες. Τα υλικά του panel ανήκουν κανονικά στην γεννήτρια και στο συχνόμετρο, οι πλακέτες των οποίων τοποθετήθηκαν στο εσωτερικό του κουτιού για καλύτερη αξιοποίηση του χώρου οδηγώντας επιτρέποντας την αγορά ενός μικρότερου διαστάσεων κουτιού, μειώνοντας έτσι το κόστος της υλοποίησης. Πέραν τούτου, υπήρχε αδυναμία ταιριάσματος των PCB γεννήτριας και συχνομέτρου στο panel λόγω διαφορετικών αποστάσεων τοποθέτησης στο εσωτερικό της πρόσοψης ώστε τα υλικά να προεξέχουν τόσο όσο είναι κατάλληλο για την χρήση αυτών στην εμπρόσθια όψη της πρόσοψης από τον χειριστή του οργάνου. Αυτοί είναι οι λόγοι που έπρεπε να σχεδιαστούν βοηθητικές πλακέτες που φέρουν τα υλικά διεπαφής χρήστη των κυκλωμάτων.

Η πρώτη και κυριότερη βοηθητική πλακέτα έχει όλα υλικά διεπαφής από την γεννήτρια και το συχνόμετρο πλην των διακοπών, τους οποίους φέρει η δεύτερη βοηθητική πλακέτα. Οι διαστάσεις των υλικών μελετήθηκαν και ο κυριότερος προβληματισμός ήταν ο τρόπος ταιριάσματος των διαφορετικών αποστάσεων που επιβάλλουν οι διαφορετικές διαστάσεις των υλικών στο panel και περιορισμοί διασύνδεσης ορισμένων υλικών. Συγκεκριμένα, τα δύο ποτενσιόμετρα είναι αυτά που επιβάλλουν απόσταση από το panel 2cm λόγω του σώματός τους, αφήνοντας των άξονά τους (shaft) να προεξέχει του panel. Τα υπόλοιπα στοιχεία διεπαφής χρήστη της πρώτης βοηθητικής πλακέτας είναι οι δύο οθόνες, η οθόνη Nokia 6100 της γεννήτριας και η οθόνη 16x2 LCD του συχνομέτρου.

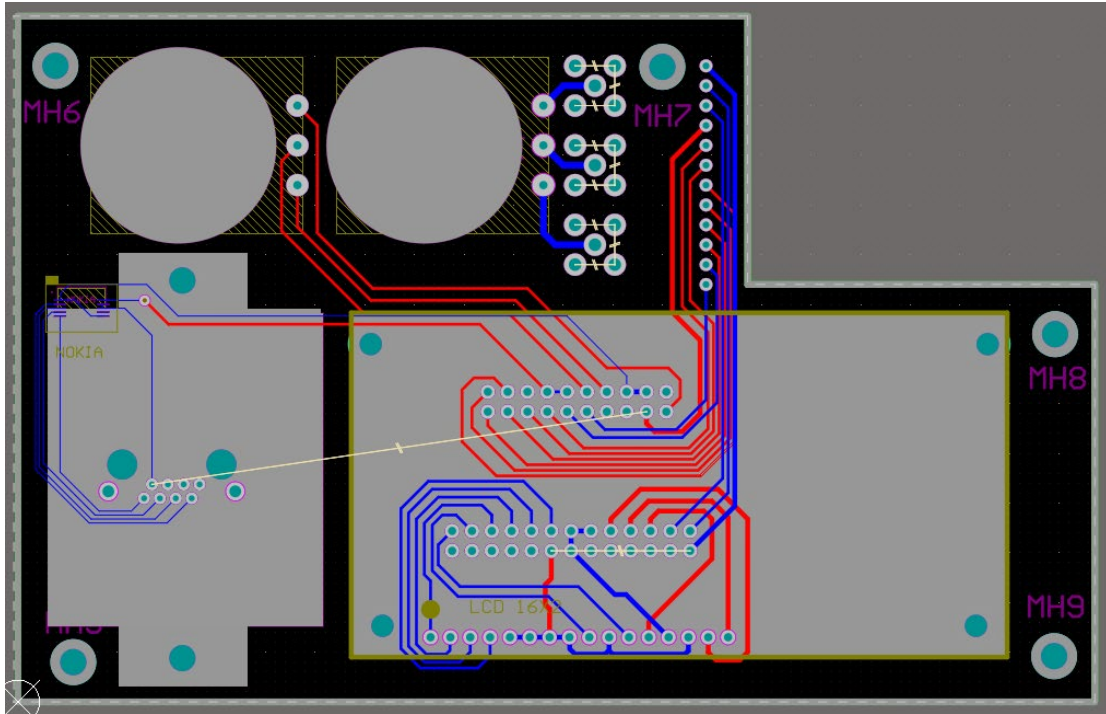
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο

Οι δύο οθόνες πρέπει να εφάπτονται με το εσωτερικό του panel ώστε να μην δημιουργείται κενό μεταξύ panel και οθόνης, έτσι ώστε ο χειριστής να βλέπει ξεκάθαρα την απεικόνιση των μετρήσεων σε αυτές όντας ένα όμορφο και επιθυμητό αποτέλεσμα. Αυτό επιβάλλει την χρήση αποστατών ύψους 2cm. Ωστόσο, αν και η οθόνη LCD 16x2 του συχνομέτρου έρχεται σε δική της πλακέτα, η οθόνη Nokia 6100 έρχεται σε μορφή που είναι για χρήση στο αντίστοιχο κινητό τηλέφωνο. Αυτό σημαίνει ότι η χρήση αποστατών είναι δυνατή για την ύψωση της οθόνης του συχνομέτρου αλλά είναι αδύνατη για την οθόνη Nokia 6100. Αρχικά έγινε αυτοσχέδια μικρή πλακέτα και εφαρμογή της οθόνης Nokia σε αυτήν με χρήση θερμοπίστολου σιλικόνης (glue Gun). Στην μικρή αυτοσχέδια πλακέτα δημιουργήθηκαν οπές κατάλληλες για την χρήση αποστατών. Όμως, ακόμα και η μικρότερη άνιση εφαρμογή της σιλικόνης στην επιφάνεια της αυτοσχέδιας πλακέτας προκαλεί κλίση διαφορετική των 0° και όταν τελικά κολλήσει η οθόνη το αποτέλεσμα είναι ο χειριστής να βλέπει μια στραβά τοποθετημένη οθόνη στο panel.

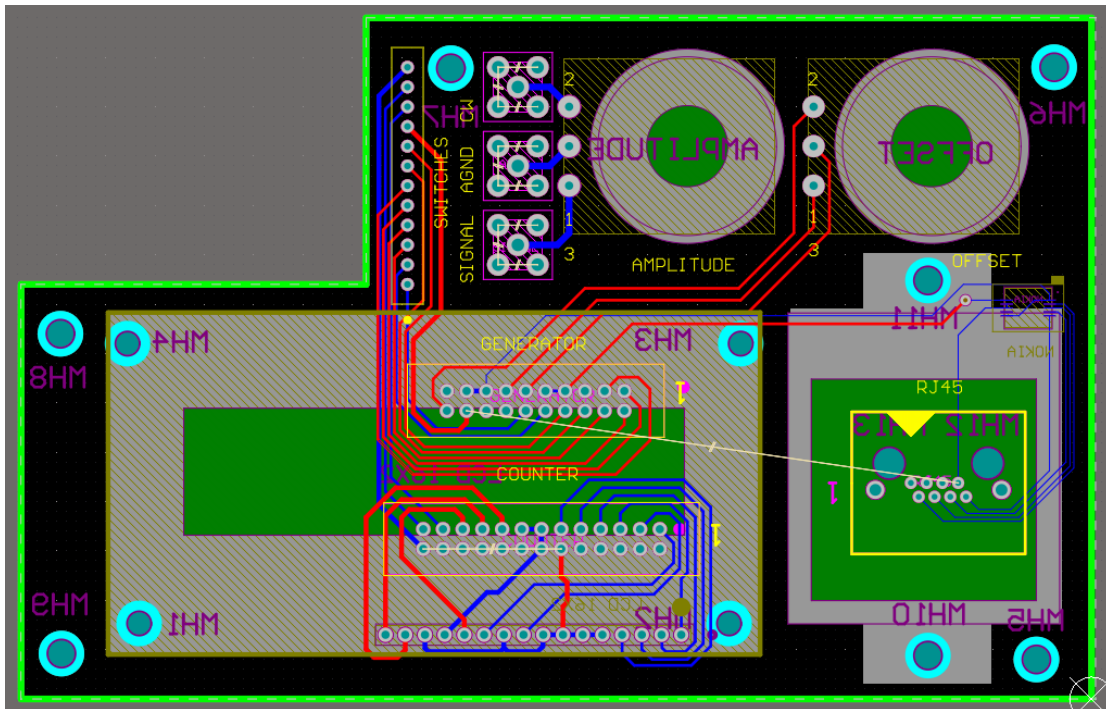
Έτσι, η οθόνη της γεννήτριας τελικά κολλήθηκε απευθείας στην εσωτερική πλευρά του panel, πάλι με χρήση σιλικόνης αλλά αυτή την φορά η εφαρμογή της έγινε περιμετρικά της οθόνης μη προκαλώντας άνιση τοποθέτηση. Τέλος, η οθόνη Nokia 6100 έχει ειδικό καλώδιο με adaptor που φέρει τα σήματα της τροφοδοσίας της και των δεδομένων επικοινωνίας με τον μικροελεγκτή. Το ειδικό αυτό καλώδιο σε πλήρη έκταση ασφαλούς σημείου διαστολής είναι 2.5cm, οπότε γίνεται να ενωθεί ο adaptor με τον αντίστοιχο θηλυκό του, που είναι κολλημένος στην βοηθητική πλακέτα ακριβώς κάτω από την πίσω πλευρά της οθόνης Nokia. Αποκλειστικά για την εξασφάλιση ασφαλούς μεταφοράς των ψηφιακών υψίσυχνων σημάτων επικοινωνίας μικροελεγκτή – οθόνης χρησιμοποιήθηκαν βύσματα RJ45 και καλώδιο utp6a.

Για τα κρίσιμα αναλογικά σήματα του ποτενσιόμετρου ρύθμισης του πλάτους εξόδου Vpp του σήματος της γεννήτριας χρησιμοποιήθηκαν τρία βύσματα τύπου SMA και τρία καλώδια RG174 κατάλληλα για την μεταφορά αναλογικών υψίσυχνων σημάτων. Τα βύσματα είναι τρία σε αριθμό διότι αντιστοιχούν στα τρία άκρα του ποτενσιόμετρου. Όλα τα υπόλοιπα σήματα μεταφέρονται μέσω καλωδιοταινιών (ribbon cables). Τα βύσματα είναι δύο τύπου IDC για την ένωση με τις καλωδιοταινίες. Μια καλωδιοταινία οδηγείται από το PCB του συχνομέτρου προς το panel ενώ η άλλη οδηγείται από την γεννήτρια προς το panel. Τα σήματα των διακοπών έρχονται μέσω των καλωδιοταινιών και οδηγούνται σε μια ακιδοσειρά (pin headers) αποτελούμενη από 12 pin. Αυτό είναι γιατί 10 είναι το σύνολο των διακοπών, 8 από την γεννήτρια συχνοτήτων και 2 από το συχνομέτρο αλλά απαιτούνται και οι αντίστοιχες γειώσεις των δύο κυκλωμάτων και έτσι τα σήματα είναι τελικά 12.

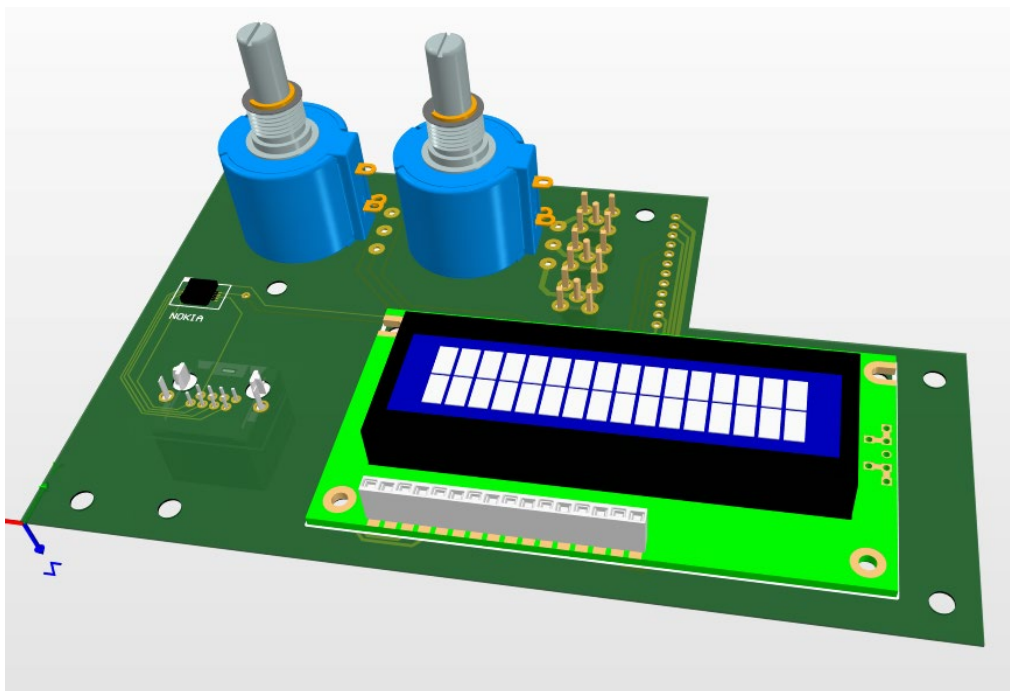
Τα σήματα μέσω βραχυκυκλωτήρων (jumpers) οδηγούνται στην δεύτερη βοηθητική πλακέτα που αποκλειστικά χρησιμοποιείται για τους διακόπτες SPST. Οι οκτώ διακόπτες της γεννήτριας τοποθετήθηκαν στην πάνω πλευρά της πλακέτας ενώ οι δύο του συχνομέτρου στην κάτω προς αποφυγή σύγχυσης των διακοπών. Ο λόγος της κατασκευής δεύτερης βοηθητικής πλακέτας είναι επειδή οι διακόπτες πρέπει να εφάπτονται με την εσωτερική επιφάνεια της πρόσοψης ώστε οι άξονές τους να προεξέχουν του panel. Οι διακόπτες SPST προορίζονται για τερματισμό σε PCB, δηλαδή κόλληση (solder termination) και δεν υπάρχει δυνατότητα χρήσης αποστατών στην περίπτωση αυτή. Οι δύο βοηθητικές πλακέτες σχεδιάστηκαν σε σχήμα Γ, διότι με αυτόν τον τρόπο γίνεται η καλύτερη αξιοποίηση του χώρου του panel. Το συνολικό άθροισμα των διαστάσεων των δύο πλακετών δεν μπορεί να υπερβαίνει τις φυσικές διαστάσεις που επιβάλλει το panel του κουτιού. Φυσικά, πρώτα λήφθηκαν υπόψιν οι διαστάσεις του panel και με βάση αυτές ορίστηκαν οι διαστάσεις των βοηθητικών PCB.



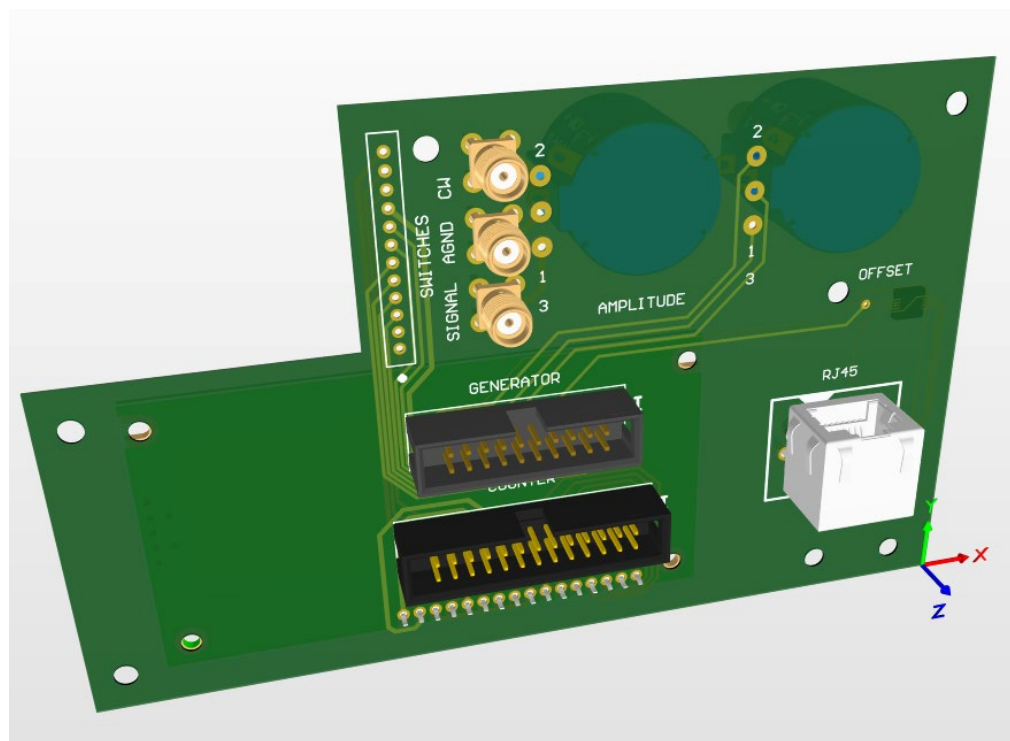
Σχήμα 6.10 : Κάτω όψη PCB σχεδίου βοηθητικής πλακέτας



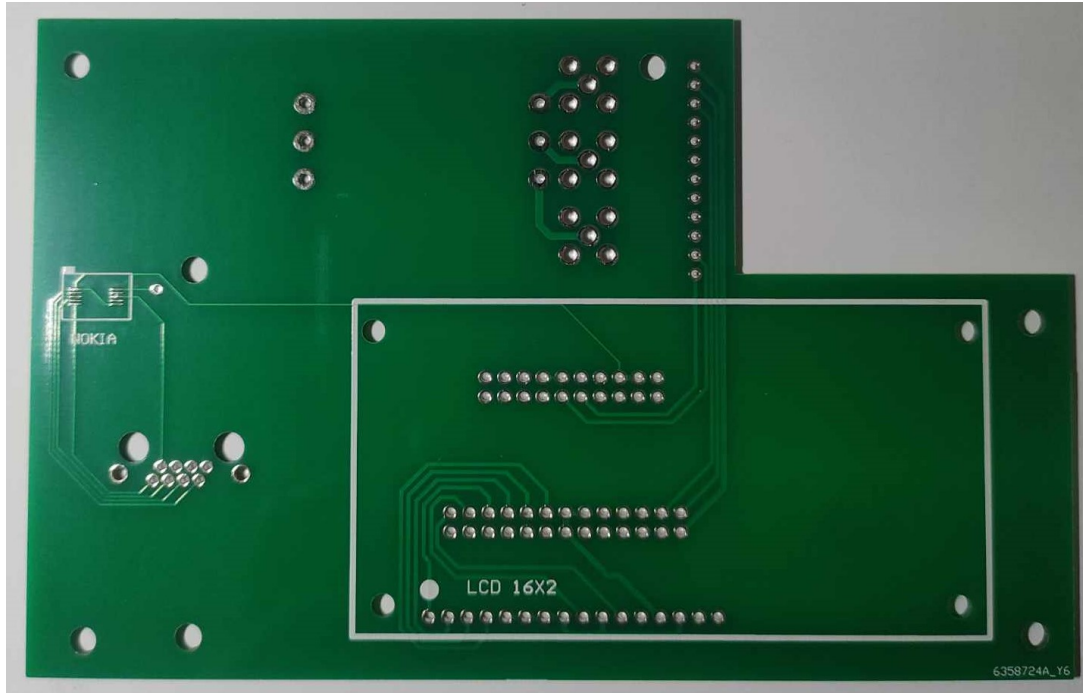
Σχήμα 6.11 : Πάνω όψη PCB σχεδίου βοηθητικής πλακέτας



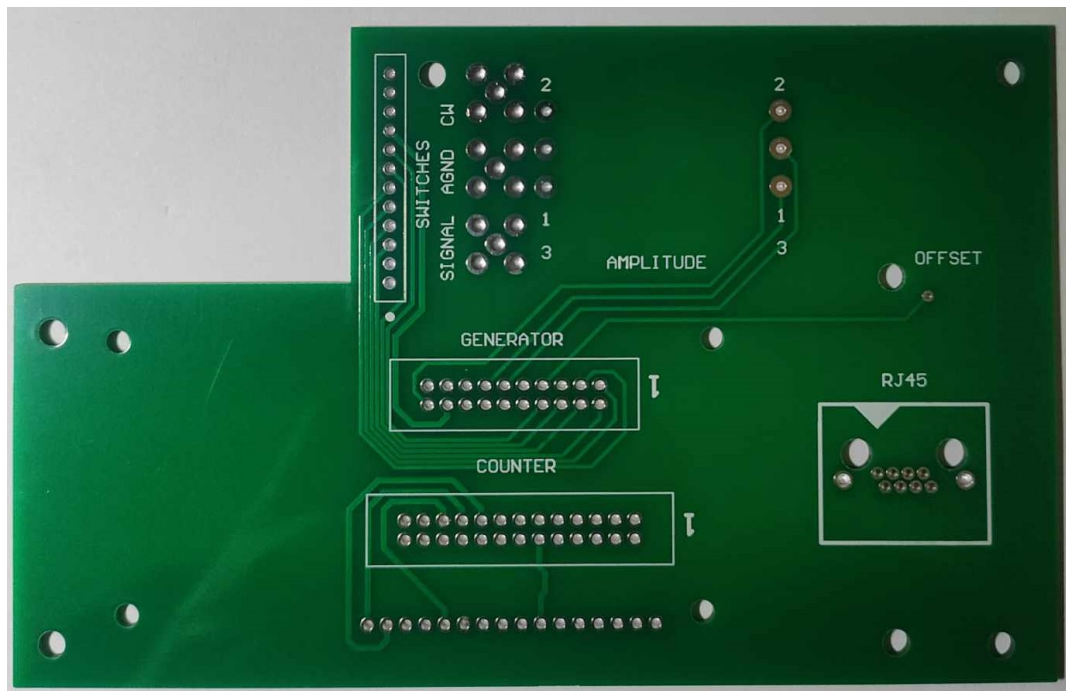
Σχήμα 6.12 : Κάτω όψη PCB σχεδίου 3D βοηθητικής πλακέτας



Σχήμα 6.13 : Πάνω όψη PCB σχεδίου 3D βοηθητικής πλακέτας

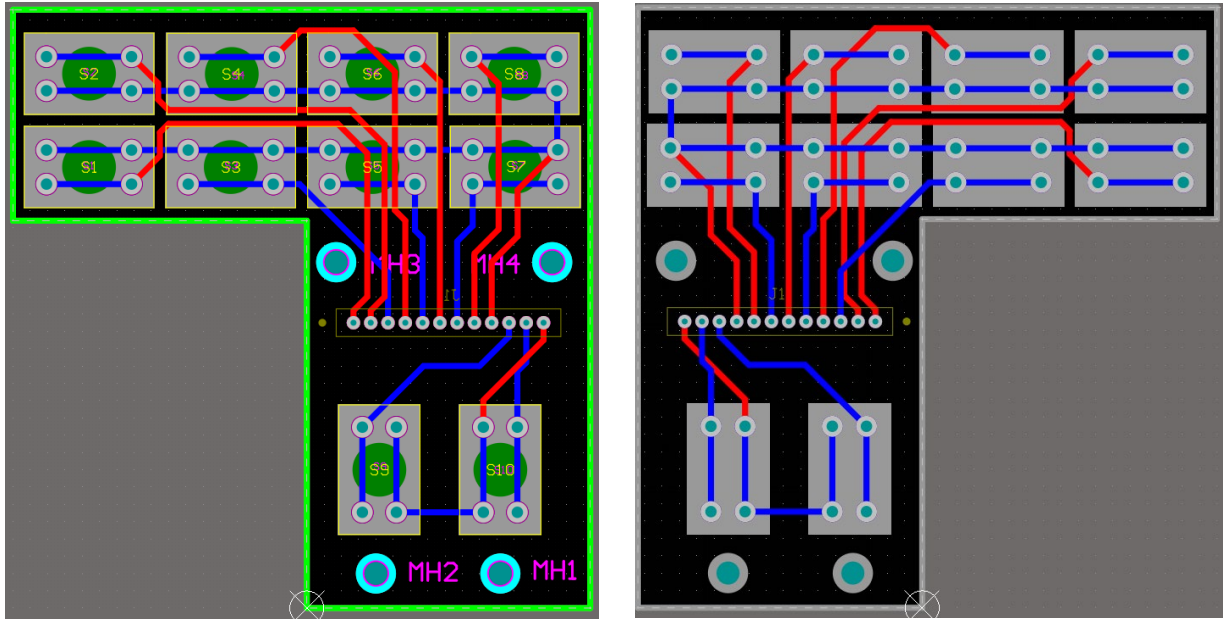


Σχήμα 6.14 : Κάτω όψη PCB κατασκευής βοηθητικής πλακέτας

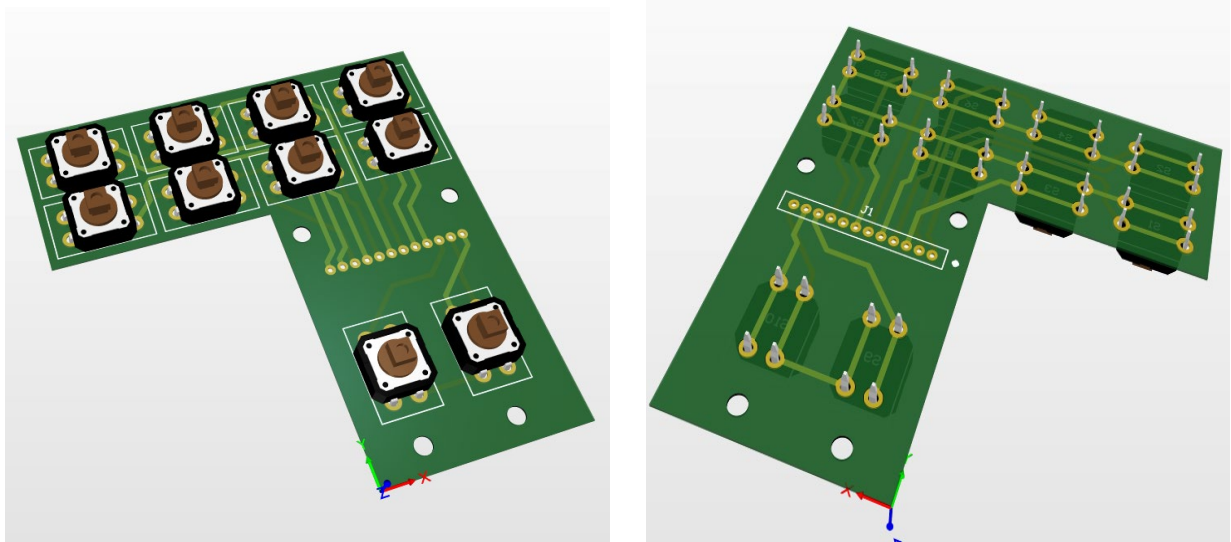


Σχήμα 6.15 : Πάνω όψη PCB κατασκευής βοηθητικής πλακέτας

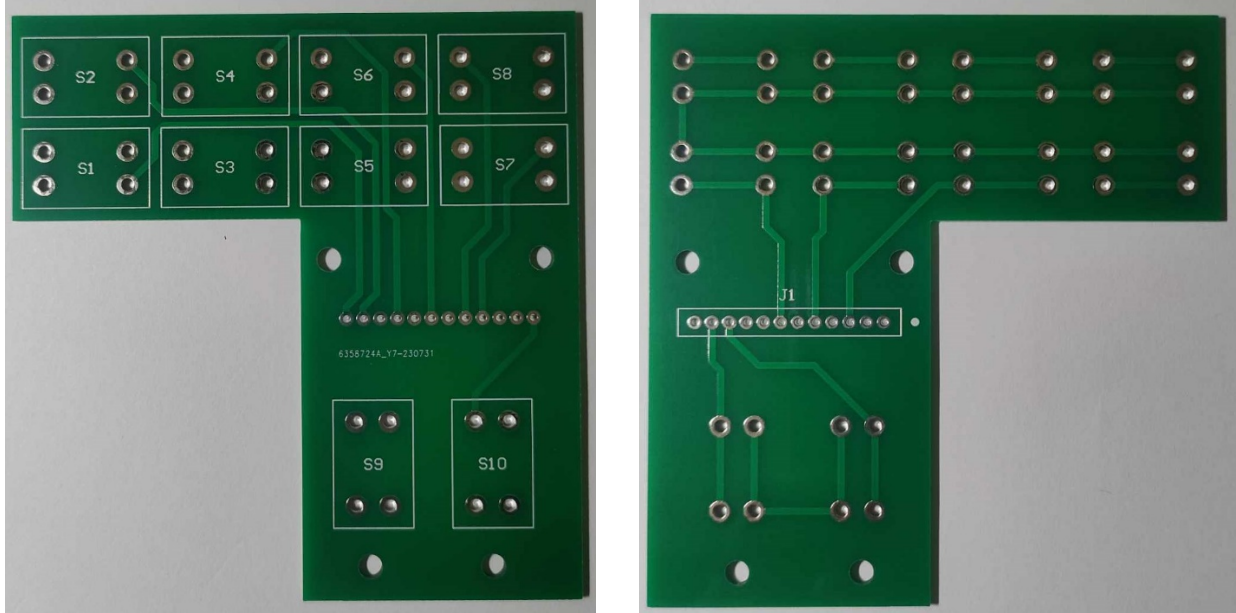
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο



Σχήμα 6.16 : Πάνω και κάτω όψη PCB σχεδίου πλακέτας διακοπών



Σχήμα 6.17 : Πάνω και κάτω όψη PCB 3D σχεδίου πλακέτας διακοπών



Σχήμα 6.18 : Πάνω και κάτω όψη PCB κατασκευής πλακέτας διακοπών

6.2.4 PCB προδιαίρετη

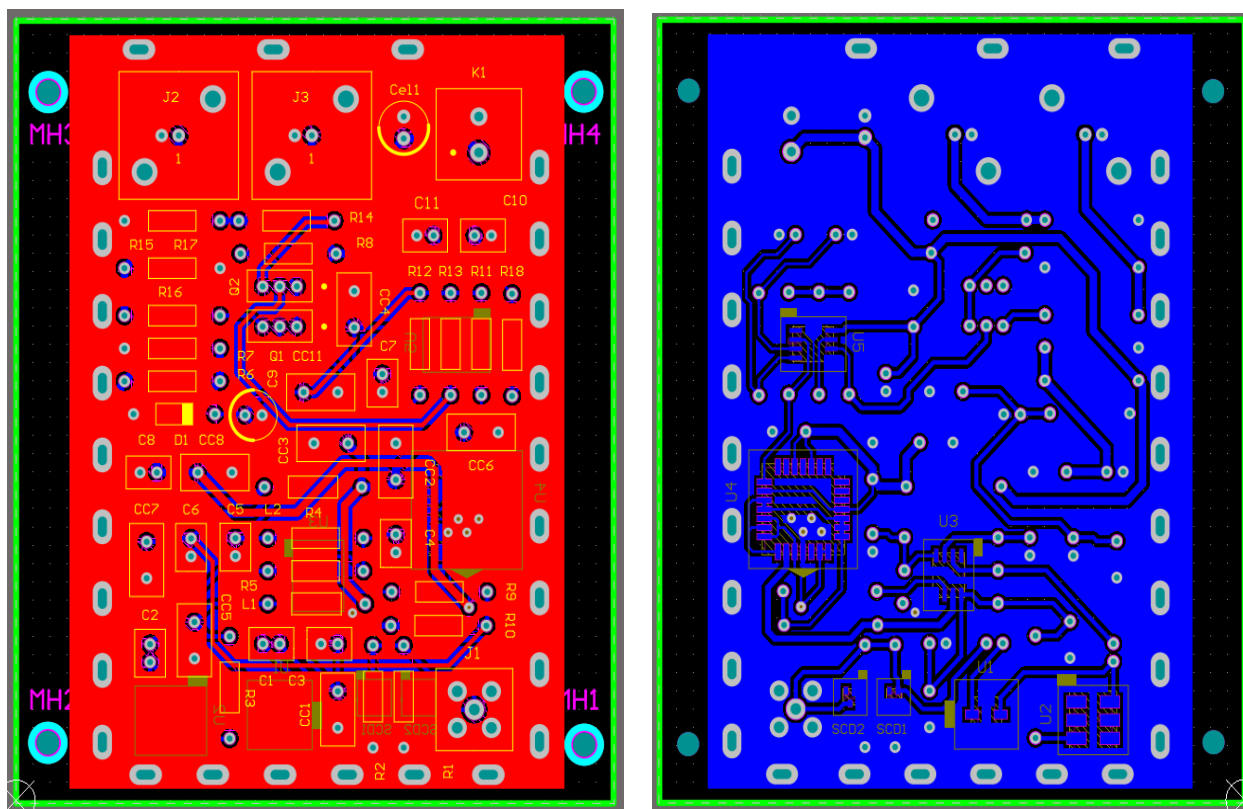
Η σχεδίαση της πλακέτας του προδιαίρετη ακολουθεί την ίδια λογική με τις πλακέτες της γεννήτριας συχνοτήτων και του συχνομέτρου. Στην κάτω όψη τοποθετήθηκαν όλα τα SMD υλικά ενώ στην πάνω όλα τα through hole υλικά. Δεν υπάρχει διαχωρισμός του κόμβου της γείωσης σε αναλογικό και ψηφιακό τμήμα καθώς δεν υπάρχουν υλικά που να συνδυάζουν τις δύο κατηγορίες και να απαιτούν αυτήν την ενέργεια. Ωστόσο υπάρχει λογικός διαχωρισμός των τμημάτων του κυκλώματος διατηρώντας τις ανάλογες αποστάσεις μεταξύ τους. Τα υλικά και οι αγωγοί της προσαρμογής σήματος εισόδου βρίσκονται στο κάτω μέρος της πλακέτας σε απόσταση από όλα τα ψηφιακά ολοκληρωμένα μετρητών και τους αγωγούς αυτών για λόγους της ακεραιότητας του αναλογικού σήματος.

Δεν απαιτούνται ωστόσο ιδιαίτερες τεχνικές, διότι τα ολοκληρωμένα ECL των μετρητών μετατρέπουν τις μεταβολές του αναλογικού σήματος εισόδου σε τετραγωνικές κυματομορφές ECL λογικών επιπέδων. Η ανοχή σε τυχόν παραμορφώσεις του σήματος είναι μεγάλη και δεν προκαλούν αλλοίωση της πληροφορίας της συχνότητας. Πάλι χρησιμοποιείται μέθοδος με polygon pour και των δύο όψεων του PCB για την γείωση του κυκλώματος για βελτίωση του επιπέδου του θορύβου στο κύκλωμα και των ανεπιθύμητων ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών. Το πιο απαιτητικό footprint όσον αφορά την κατασκευή και την κόλληση ήταν το αυτό του ολοκληρωμένου U4 MC10E016 με τις αποστάσεις μεταξύ των pads να είναι 7mil. Για όλα τα SMD υλικά χρησιμοποιήθηκε σταθμός θερμού αέρα για την κόλλησή τους.

Ιδιαίτερα για τα SMD υλικά των μικρότερων διαστάσεων ο σταθμός λειτούργησε σε χαμηλές θερμοκρασίες και ροή αέρα ώστε να μην καταστραφούν από υπερθέρμανση. Σε αυτό που δόθηκε ιδιαίτερη έμφαση είναι η κατά το όσο δυνατόν συντομότερη δρομολόγηση των αγωγών στον προορισμό τους, ιδίως για τους αγωγούς που προορίζονται να φέρουν υψίσυχα σήματα έως και την μικροκυματική περιοχή. Το πάχος των αγωγών αυτών είναι το ίδιο με αυτούς της τροφοδοσίας και είναι είτε 40 είτε 50 mil ανάλογα την έκτασή

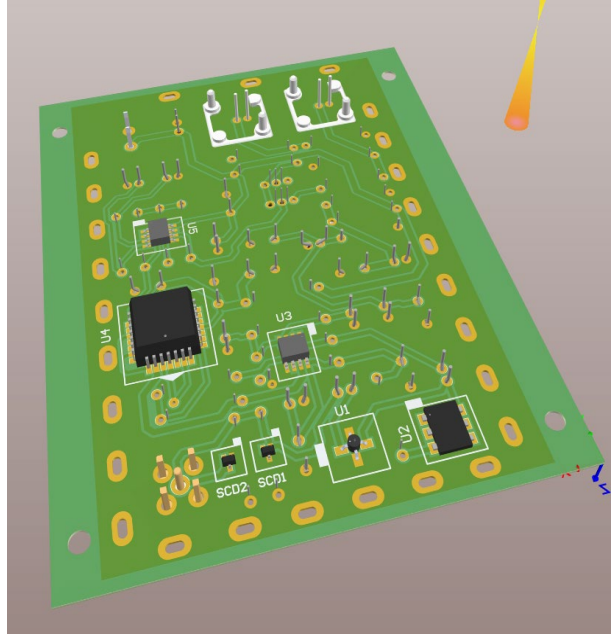
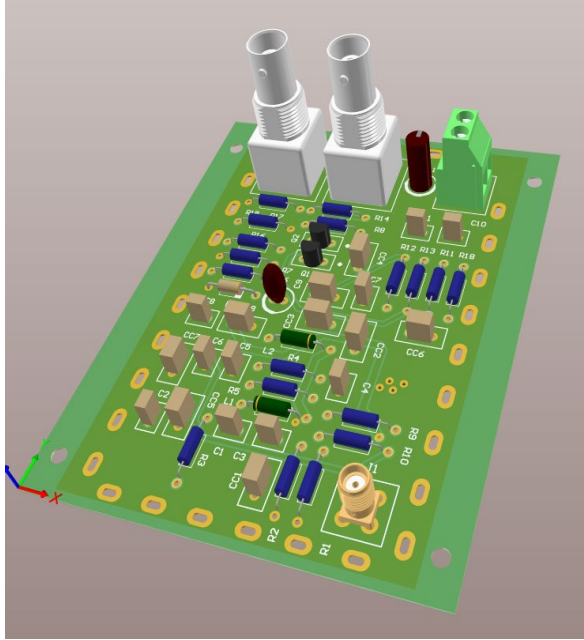
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο

τους. Η πιο εμφανής ιδιαιτερότητα του PCB είναι η περιμετρική τοποθέτηση οπών σχήματος οβάλ. Ο λόγος για την ύπαρξη αυτών είναι η τοποθέτηση επικασσιτερωμένης χάλκινης θωράκισης που απαιτείται για την εγγύηση της λειτουργίας του προδιαριέτη στο ανώτατο όριο της συχνότητας λειτουργίας του. Για την δημιουργία της θωράκισης χρησιμοποιήθηκαν χυτά φύλλα χαλκού πάχους 1mm. Αυτά κόπηκαν με τόρνο στις επιθυμητές διαστάσεις ώστε να σχηματίσουν θωρακίσεις και για τις δύο όψεις της πλακέτας. Έγινε επικασσιτέρωση του κάθε κομματιού ξεχωριστά και τελικά έγινε κόλληση όλων των τμημάτων με συνδυασμό χρήσης του σταθμού κόλλησης και του σταθμού θερμού αέρα ώστε να γίνει επίτευξη της επιθυμητής θερμοκρασίας των 400-500 °C με το καλόνι να ξεκινάει να απλώνει σε όλες τις επιφάνειες και τελικά να κολληθούν τα κομμάτια μεταξύ τους. Οι διαστάσεις της πλακέτας είναι 89 x 109 mm και αποτελείται από 55 υλικά.

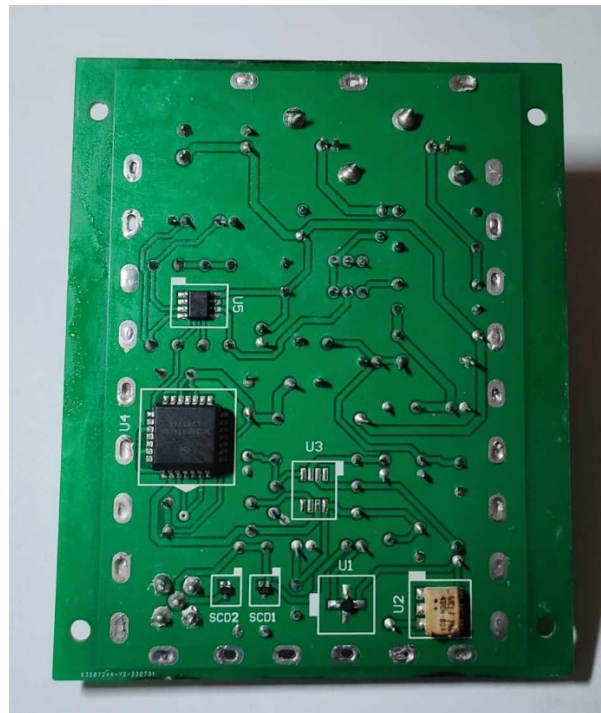


Σχήμα 6.19 : Πάνω και κάτω όψη PCB σχεδίου prescaler

ΣΧΕΔΙΑΣΗ PCB ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ



Σχήμα 6.20 : Πάνω και κάτω όψη PCB 3D σχεδίου prescaler



Σχήμα 6.21 : Πάνω και κάτω όψη PCB κατασκευής prescaler



Σχήμα 6.22 : Η θωράκιση του prescaler

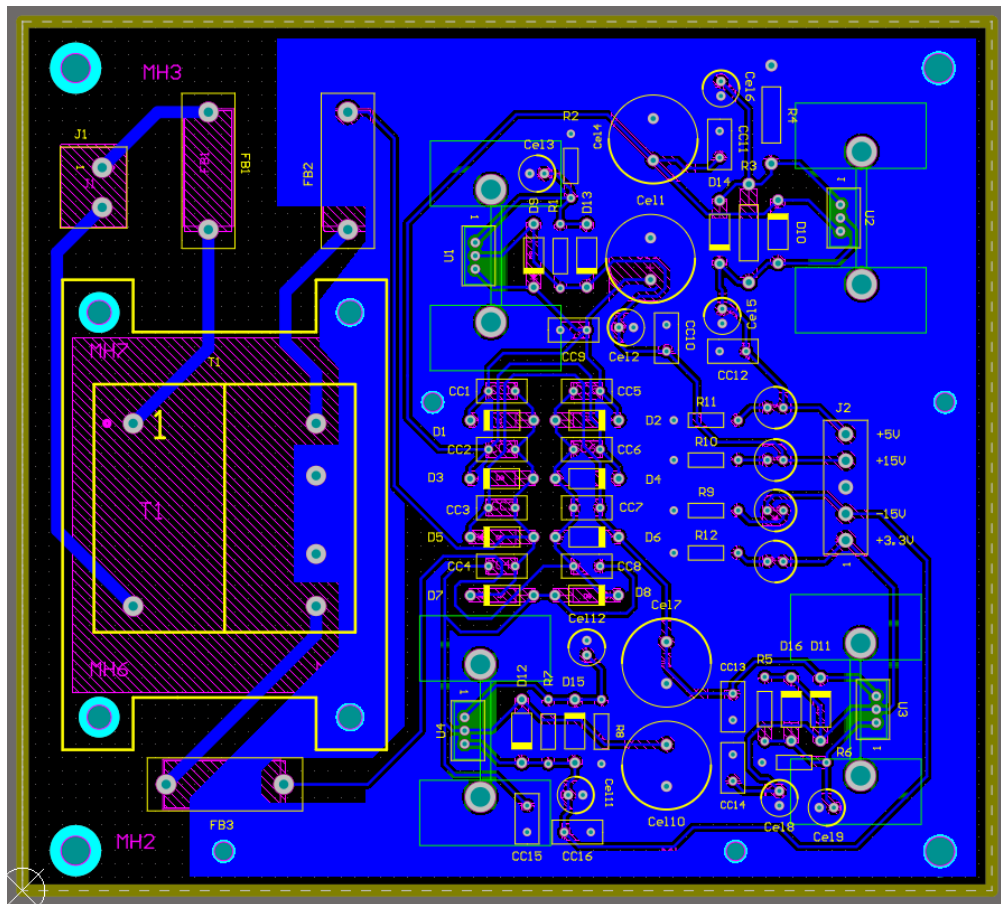
6.2.5 PCB τροφοδοτικού

Το PCB του τροφοδοτικού είναι το μοναδικό που είναι μίας όψης. Χρειάστηκε πολλές προσπάθειες και λογική της σχεδίασης για να μην γίνει χρήση δεύτερης όψης. Τα λογικά τμήματα είναι δύο, αυτό της υψηλής τάσης δικτύου που προηγείται του μετασχηματιστή, ενώ το δεύτερο τμήμα είναι αυτό που έπεται του μετασχηματιστή. Το δεύτερο τμήμα χωρίζεται σε τέσσερις συμμετρικές μονάδες με την κάθε μονάδα να αποτελείται από τα υλικά της σταθεροποίησης της τάσης με πυρήνα το αντίστοιχο ολοκληρωμένο γραμμικού σταθεροποιητή τάσης LM. Στο κέντρο βρίσκονται οι γέφυρες ανόρθωσης της τάσης του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή με έναν συγκεντρωμένο και ιδιαίτερο τρόπο που εκμεταλλεύεται τον διαθέσιμο χώρο όσο καλύτερα είναι εφικτό.

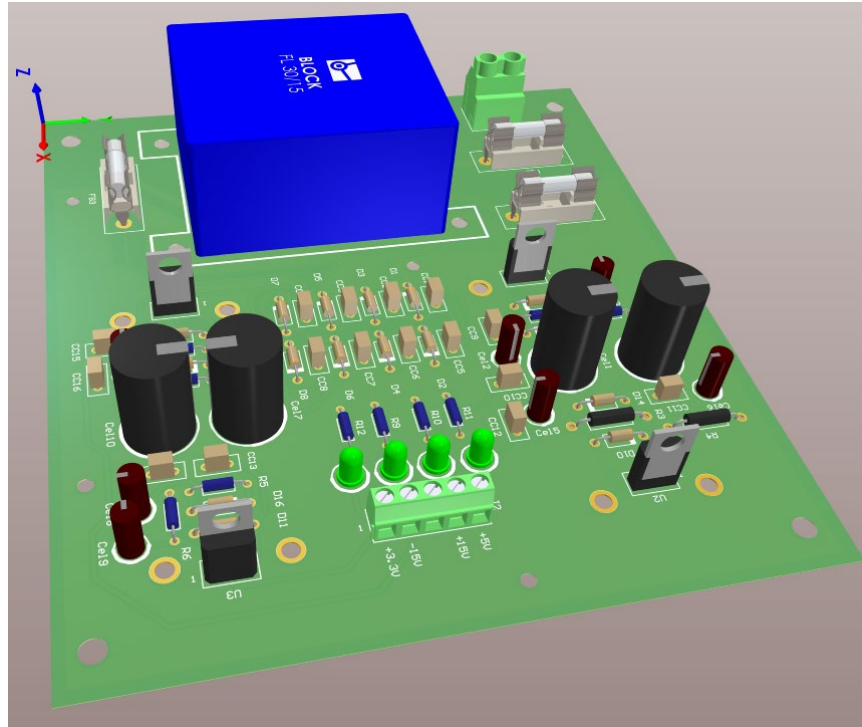
Η κάθε έξοδος από τους σταθεροποιητές οδηγεί ένα LED ένδειξης της ορθής λειτουργίας που βρίσκεται σε σειρά με την ανάλογη αντίσταση για το επιθυμητό ρεύμα των 10 έως 15mA. Και σε αυτό το σχέδιο χρησιμοποιήθηκε polygon pour, όχι τόσο για τον περιορισμό του θορύβου αλλά για την ένωση των κόμβων της γείωσης μεταξύ τους. Σε κάθε ολοκληρωμένο σταθεροποιητή χρησιμοποιείται η αντίστοιχη ψήκτρα που είναι κατάλληλη για την ανάλογη κατανάλωση ισχύος από τα ολοκληρωμένα. Την μεγαλύτερη ψήκτρα απαιτεί το ολοκληρωμένο για την τροφοδοσία των +5V. Αυτό είναι γιατί η τροφοδοσία των +5V χρησιμοποιείται για το συχνόμετρο και για τον prescaler με συνολική κατανάλωση ρεύματος στα 400mA. Τρεις μικρές ψήκτρες χρησιμοποιήθηκαν για τους regulators των +15V, - 15V και +3.3V ενώ μία διαφορετική και αρκετά μεγαλύτερη για το ολοκληρωμένο των +5V.

Τα regulators εφάπτονται πάνω στις επιφάνειες των ψηκτρών μέσω βίδας με παξιμάδι ενώ στο ενδιάμεσο έχει εφαρμοστεί ειδικό μείγμα για μέγιστη μεταφορά θερμότητας από το ολοκληρωμένο στην ψύκτρα. Μονωτικό μίκας δεν χρειάστηκε να μπει διότι τα pins των ψηκτρών δεν συνδέονται με κανέναν αγωγό του κυκλώματος. Δύο μορφές με βάση τις διαστάσεις των ψηκτρών σχεδιάστηκαν και εισήχθησαν στο Mechanical Layer του κάθε ολοκληρωμένου των regulator. Έτσι, ήταν βέβαιη η αποφυγή λάθους τοποθέτησης των υλικών γύρω από τους σταθεροποιητές. Σε διαφορετική περίπτωση θα υπήρχε κίνδυνος κάποιο από τα υλικά να βρίσκει πάνω στην ψήκτρα του ολοκληρωμένου.

Στην δεξιά πλευρά της πλακέτας τοποθετήθηκε κλεμμοσειρά πέντε θέσεων για τις τέσσερις απαιτούμενες τάσεις τροφοδοσίας και την γείωση του κυκλώματος. Ο μετασχηματιστής είναι κλειστού τύπου και φέρει pins για τερματισμό με κόλληση, ενώ η συσκευασία του φέρει οπές σε κάθε άκρο του για την σταθεροποίησή του στην πλακέτα με βίδες και παξιμάδια. Έτσι μεταφέρεται το μεγαλύτερο μέρος της δύναμης που ασκείται από την βαρύτητα από τα pins στις βίδες όταν το επίπεδο του PCB δεν είναι παράλληλο με το επίπεδο του εδάφους. Η πλακέτα του τροφοδοτικού είναι και η μεγαλύτερη με διαστάσεις 185.42 x 166.37 mm με 70 υλικά να την απαρτίζουν.



Σχήμα 6.23 : PCB σχέδιο τροφοδοτικού



Σχήμα 6.24 : PCB 3D σχέδιο τροφοδοτικού



Σχήμα 6.25 : PCB κατασκευή τροφοδοτικού

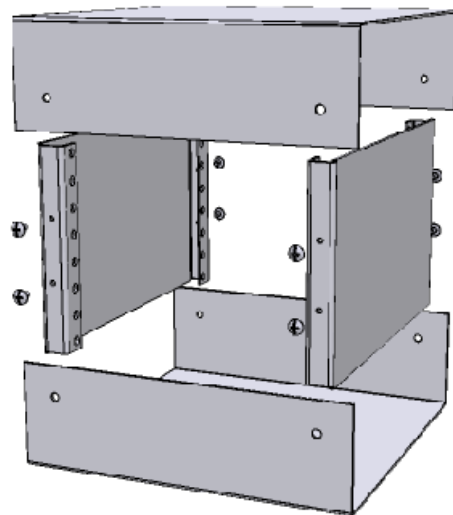
6.3 Χαρακτηριστικά κουτιού κατασκευής και τοποθέτηση των PCB

Σαυτήν την παράγραφο γίνεται παρουσίαση των χαρακτηριστικών του κουτιού που επιλέχθηκε για την θωράκιση των PCB από εξωτερικές παρεμβολές και για την συγκέντρωσή τους ως μια ενιαία κατασκευή. Παρουσιάζονται εικόνες και δίνεται περιγραφή της κατασκευής του κουτιού ώστε να εξυπηρετεί τις ανάγκες της εφαρμογής. Τέλος, δίνονται λεπτομέρειες για τον τρόπο εγκατάστασης των PCB μέσα στο κουτί και της διασύνδεσης με το panel και μεταξύ τους όπου αυτό απαιτείται.

6.3.1 Χαρακτηριστικά κουτιού κατασκευής

Το κουτί που επιλέχθηκε για την κατασκευή είναι το μοντέλο 1458E5 μαύρου χρώματος της εταιρίας Hammond Manufacturing. Πρόκειται για μεταλλικό κουτί υψηλής ποιότητας με αλουμινένιες προσόψεις με πάχη 1.2 και 1.62mm για το συνολικό κουτί και των προσόψεων αντίστοιχα. Στο σχήμα (6.26) φαίνεται το κουτί όπως έφτασε άθικτο πριν από αυτοσχέδιες κατασκευές και το 3D μοντέλο του. Ο ουρανός και ο πάτος του κουτιού που το σκεπάζουν έχουν σχήμα Π ενώ οι προσόψεις εφάπτουν στην εσωτερική πλευρά αυτών και όλα ενώνονται μέσω οκτώ αυτοδιάτρητων βιδών στις προορισμένες οπές που έρχονται έτοιμες με το κουτί. Οι προσόψεις έχουν επίσης έτοιμες οπές, οκτώ σε κάθε πλευρά στο εσωτερικό τους για την άμεση εγκατάσταση πλακετών σε όλο το διαθέσιμο ύψος και εύρος αυτών.

Ο διαθέσιμος οριζόντιος εσωτερικός χώρος του κουτιού είναι 20 x 25.4cm πλην του πάχους του περιβλήματος. Ωστόσο, ο οριζόντιος διαθέσιμος χώρος που προορίζεται για εγκατάσταση πλακετών στις προσόψεις είναι μικρότερος στα 17.8 x 22cm. Η οριζόντια Χ διάσταση μειώνεται λόγω της θέσης των οπών που προορίζονται για τον αυτόν τον σκοπό, ενώ η διάσταση Ζ(βάθος) μειώνεται λόγω της κατακόρυφης απόστασης μεταξύ του κέντρου των οπών με την εσωτερική επιφάνεια των προσόψεων. Το διαθέσιμο ύψος του κουτιού είναι στα 12.4cm (πλην τα πάχη του περιβλήματος) και είναι το πλεονέκτημα και η αιτία επιλογής του συγκεκριμένου κουτιού, καθώς επαρκή και αφήνει αρκετά περιθώρια για την εγκατάσταση όλων των PCB με την κατάλληλη εκμετάλλευσή του.



Σχήμα 6.26 : Το κουτί της κατασκευής ανεπεξέργαστο και το 3D μοντέλο του

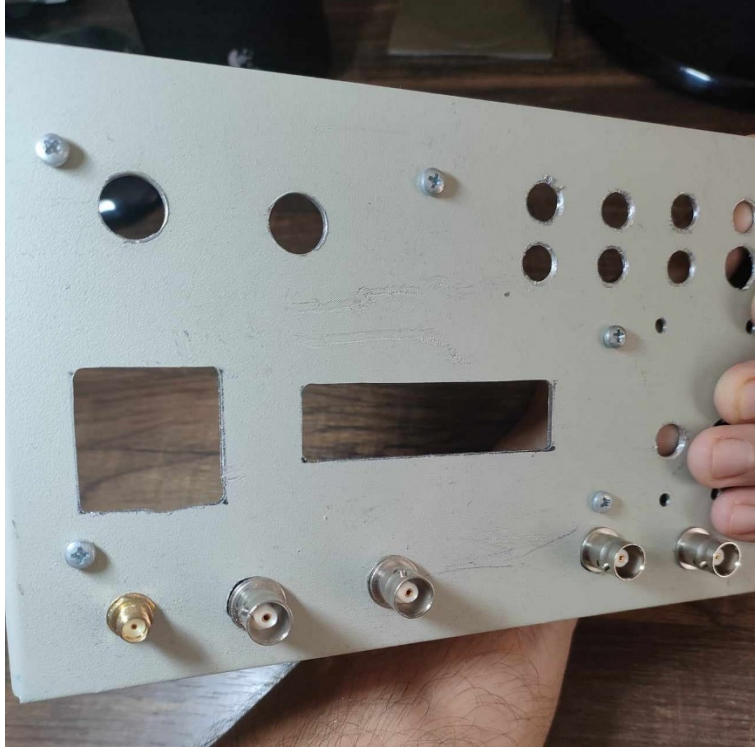
6.3.2 Ανάγκη για κατεργασία του κουτιού – διαδικασία διαμόρφωσης

Το σχήμα και οι διαστάσεις των PCB ορίζεται με βάση το σχήμα και τις διαστάσεις του κουτιού κατασκευής. Ωστόσο η διαδικασία αυτή απαιτεί εμπειρία πέρα από δεξιότητες και οι υπολογισμοί που έγιναν αρχικά δεν συμφωνούσαν απόλυτα με τα τελικά αποτελέσματα. Έτσι, πέρα από την ήδη αναγκαία κατεργασία της πρόσοψης γεννήθηκε ανάγκη για περισσότερη κατεργασία συνολικά ώστε να χωρέσουν όλα τα PCB και τα **παρελκόμενά** τους στο κουτί με σχετική άνεση. Οι πλευρές των προσόψεων αφαιρέθηκαν με ειδικό τροχό ώστε να εκμεταλλευτεί ο μέγιστος δυνατός εσωτερικός χώρος του κουτιού. Μαζί με την αφαίρεση των φτερών των προσόψεων χάνεται η δυνατότητα της εγκατάστασης των PCB στις προσόψεις και γεννάται ανάγκη για διάτρηση νέων αυτοσχέδιων οπών.

Επίσης, το κομμάτι των φτερών που αφαιρέθηκε έφερε πάνω του τις τρύπες για την ένωση με το πάνω και κάτω περίβλημα, έτσι οι υπάρχουσες τρύπες έγιναν άκυρες, που σημαίνει ότι έπρεπε να γίνουν νέες οπές σε νέα θέση για τον σκοπό αυτό. Οι νέες οπές πρέπει να γίνουν στα ίδια ύψη και πλάτη στο εναπομένον φτερό αλλά και στα εξωτερικά περιβλήματα ώστε να ταιριάζουν για να κλείνει το κουτί, αυτές μόνο είναι σύνολο οκτώ νέες οπές. Η επόμενη και προυπάρχουσα ανάγκη για διαμόρφωση του κουτιού είναι η πρόσοψη. Η ανάγκη είναι η διάτρηση δέκα οπών 8mm για να εξέρχονται οι άξονες των διακοπών SPST της δεύτερης βοηθητικής πλακέτας του panel, η διάτρηση δύο οπών 12mm για να εξέρχονται οι άξονες των δύο ποτενσιόμετρων, η αφαίρεση τετραγωνικής επιφάνειας διάστασης 30 x 30mm για να την εμφάνιση της επιφάνειας της οθόνης Nokia LCD της γεννήτριας, η αφαίρεση ορθογωνικής επιφάνειας 65 x 11mm για την εμφάνιση της επιφάνειας της οθόνης LCD του συχνομέτρου.

Η διαδικασία συνεχίζει με την διάτρηση οπής 7mm για την εγκατάσταση βύσματος SMA που απαιτείται για την σύνδεση σήματος VHF στη είσοδο του prescaler, τέσσερις οπές 11mm για την εγκατάσταση τεσσάρων BNC βυσμάτων, ένα για την είσοδο του συχνομέτρου, ένα για την έξοδο της γεννήτριας και δύο για τις δύο εξόδους του prescaler. Τέλος, έγινε διάτρηση εννέα οπών 3.5mm για την στερέωση των δύο βοηθητικών PCB του panel στο panel, πέντε για την πρώτη και κυριότερη βοηθητική πλακέτα και τέσσερις για την πλακέτα των διακοπών. Οι παραπάνω ήταν οι οπές για την πρόσοψη, χρειάστηκαν και άλλες για την συνολική κατασκευή. Συγκεκριμένα, μια οπή 1cm στο πλάι του κουτιού για την εγκατάσταση διακόπτη ελέγχου εφαρμογής της τροφοδοσίας δικτύου στο τροφοδοτικό της υλοποίησης και μια οπή οβάλ σχήματος με διαστάσεις 3 x 1.5cm για την εγκατάσταση του βύσματος IEC για την εφαρμογή του καλωδίου τροφοδοσίας.

Τέλος, για την στερέωση των βασικών PCB στο εσωτερικό του κουτιού έγινε διάτρηση δώδεκα οπών 3.5mm, οι οποίες αντιστοιχούν στις M3 οπές (mounting holes) των PCB. Δεν δημιουργήθηκαν οπές $\leq 3\text{mm}$ για να σφηνώνουν οι M3 κοχλίες σε αυτές, διότι απαιτούνται ούτως ή άλλως αποστάτες στο εσωτερικό κουτιού για λόγους ρύθμισης της απόστασης των PCB από το εσωτερικό του περιβλήματος. Όλοι οι αποστάτες στερέωσης είναι μήκους 1cm για κοχλίες M3 που χρησιμοποιούνται στα PCB. Όλες οι διατρήσεις έγιναν με τα ανάλογα τρυπάνια εφαρμοσμένα σε βιδολόγο χειρός. Η διαδικασία ήταν χρονοβόρα και ιδιαίτερα αγχωτική καθώς σε περίπτωση λάθους το αποτέλεσμα είναι μια αχρησιμοποίητη οπή και ιδιαίτερα στην περίπτωση της πρόσοψης αυτό είναι άμεσα εμφανές από τους χειριστές του οργάνου.



Σχήμα 6.27 : Αποτέλεσμα κατεργασίας της πρόσοψης του κουτιού

6.3.3 Τοποθέτηση και διασύνδεση των PCB στο κουτί

Η τοποθέτηση των PCB στο κουτί έγινε έτσι ώστε να χωρέσουν όλα στο εσωτερικό του με σχετική άνεση αφήνοντας μερικά περιθώρια μεταξύ των πλακετών. Οι υπολογισμοί των ανοχών σε έγιναν σε πρώτο βαθμό μη λαμβάνοντας πλήρως υπόψιν τον απαιτούμενο χώρο των καλωδίων για την διασύνδεση των πλακετών μεταξύ τους και μεταξύ αυτών και του panel. Ωστόσο, το αποτέλεσμα εξακολουθεί να εξυπηρετεί τον σκοπό και θεωρήθηκε αποδεκτό για την υλοποίηση της εργασίας. Στην μπροστά πρόσοψη του κουτιού στερεώθηκαν οι δύο βοηθητικές πλακέτες που φέρουν όλα τα υλικά διεπαφής χρήστη από την γεννήτρια συχνοτήτων και το συχνόμετρο. Στην πίσω όψη των βοηθητικών πλακετών βρίσκονται όλες οι υποδοχές των καλωδίων διασύνδεσης των PCB μεταξύ τους, για τον λόγο αυτό αφήνεται επαρκής οριζόντια απόσταση ανοχής 2.5cm από τις βοηθητικές πλακέτες προτού τοποθετηθεί άλλη πλακέτα στο κουτί.

Η επόμενη πλακέτα που τοποθετείται σε οριζόντιο επίπεδο στο κέντρο του κουτιού είναι το PCB του τροφοδοτικού. Αυτό διότι έχει τις μεγαλύτερες διαστάσεις αλλά και βάρος λόγω του μετασχηματιστή και των στοιχείων ψύξης των σταθεροποιητών. Για την τοποθέτηση του PCB της γεννήτριας χρησιμοποιήθηκαν τέχνασμα για την αξιοποίηση του ύψους 12.4cm που αναφέρθηκε. Στο PCB του τροφοδοτικού σχεδιάστηκαν οπές M3 στα κατάλληλα σημεία ώστε σε αυτά να στερεωθούν αποστάτες ύψους 6cm + 1cm πάνω στους οποίους στερεώνεται το PCB της γεννήτριας. Αυτό τοποθετήθηκε έτσι ώστε όλα τα καλώδια διασύνδεσης ευαίσθητων αναλογικών σημάτων να συνδεθούν όσο πιο άμεσα είναι δυνατόν με τα αντίστοιχα βύσματα των PCB διεπαφής χρήστη του panel. Έτσι τα καλώδια είναι σύντομα σε μήκος και επίσης δεν καταλαμβάνουν περιττό χώρο που είναι ούτως η άλλως περιορισμένος.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο

Έπειτα, αφήνοντας πάλι ανοχή 2cm από το τέλος της πλακέτας του τροφοδοτικού, ακολουθεί η τοποθέτηση των PCB του συχνομέτρου και του prescaler. Αυτά για να χωρέσουν στο κουτί στερεώθηκαν στην οπίσθια πρόσοψη του κουτιού σε κατακόρυφη διάταξη αξιοποιώντας έτσι τον περισσευούμενο οριζόντιο χώρο (της διάστασης Z του βάθους) και τον ελεύθερο κατακόρυφο χώρο του κουτιού. Το οπίσθιο μέρος φέρει οκτώ οπές 3mm σε κατάλληλα σημεία για την στερέωση των δύο πλακετών κατακόρυφα. Υπάρχουν στο σύνολο τέσσερα καλώδια RG58 με βύσματα BNC στο άκρο τους για διασύνδεση με το panel, τέσσερα καλώδια RG174 με βύσματα SMA εκ των οποίων ένα είναι για διασύνδεση με το panel ενώ τα υπόλοιπα για διασύνδεση της γεννήτριας με την βοηθητική πλακέτα του panel, δύο θωρακισμένες με αλουμίνιο (καθίστανται αρκετά δύσκαμπτες) καλωδιοταινίες για διασύνδεση της γεννήτριας και του συχνομέτρου με την βοηθητική πλακέτα του panel.

Επίσης, ένα καλώδιο utp6a με βύσμα RJ45 στο άκρο του προς διασύνδεση της γεννήτριας με την βοηθητική πλακέτα του panel, δώδεκα καλώδια βραχυκυκλωτήρων για την διασύνδεση των δύο βοηθητικών πλακετών μεταξύ τους. Τέλος, οκτώ καλώδια πάχους 2mm για τον διαμοιρασμό των τάσεων τροφοδοσίας από το PCB του τροφοδοτικού στο PCB της γεννήτριας, του συχνομέτρου και του προδιαιρέτη. Η διαδικασία αυτή ήταν χρονοβόρα και επαναλήφθηκε πολλές φορές για να καταλήξουν τελικά τα καλώδια να μην εμποδίζουν το ένα το άλλο και να τερματίζονται σωστά στα βύσματά τους. Για την ένωση της θωράκισης των βυσμάτων BNC και SMA του panel με την γείωση (σημείο αναφοράς 0) του κυκλώματος, επεκτάθηκαν σε κάθε ομοαξονικού τύπου καλώδιο διασύνδεσης με αυτά η θωράκισή τους (μπλεντάζ) και τερματίστηκε με κόλληση σε αυτοσχέδιους χάλκινους κρίκους οι οποίοι εφάπτονται με τις θωρακίσεις των βυσμάτων στην εσωτερική πλευρά του panel και σφίγγονται με παξιμάδια για την εξασφάλιση της επαφής τους.



Σχέδιο 6.28 : Στερέωση των βοηθητικών PCB στο panel



Σχέδιο 6.29 : Εδραίωση του PCB της γεννήτριας συχνοτήτων πάνω στο PCB του τροφοδοτικού

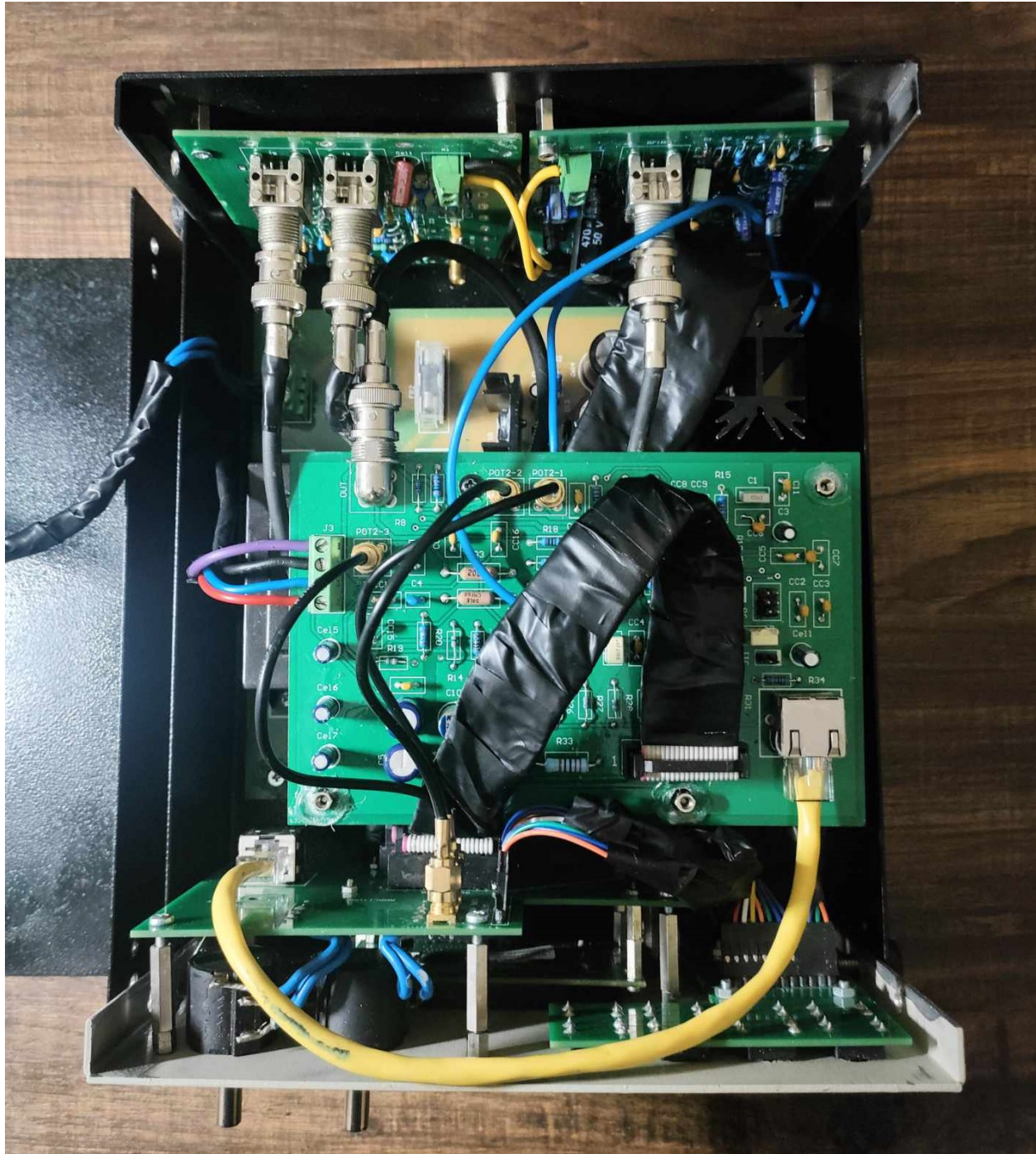


Σχήμα 6.30 : Στερέωση των PCB συχνομέτρου και προδιαρέτη στην οπίσθια πρόσοψη

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6°



Σχήμα 6.31 : Το αποτέλεσμα της τοποθέτησης όλων των PCB στο κουτί χωρίς τα μέσα διασύνδεσης



Σχήμα 6.32 : Το αποτέλεσμα της τοποθέτησης όλων των PCB στο κουτί με τα μέσα διασύνδεσης



Σχήμα 6.33 : Η τελική κατασκευή του οργάνου με κλειστό το κουτί

6.4 Κόστος και δυσκολίες της κατασκευής – Συμπεράσματα

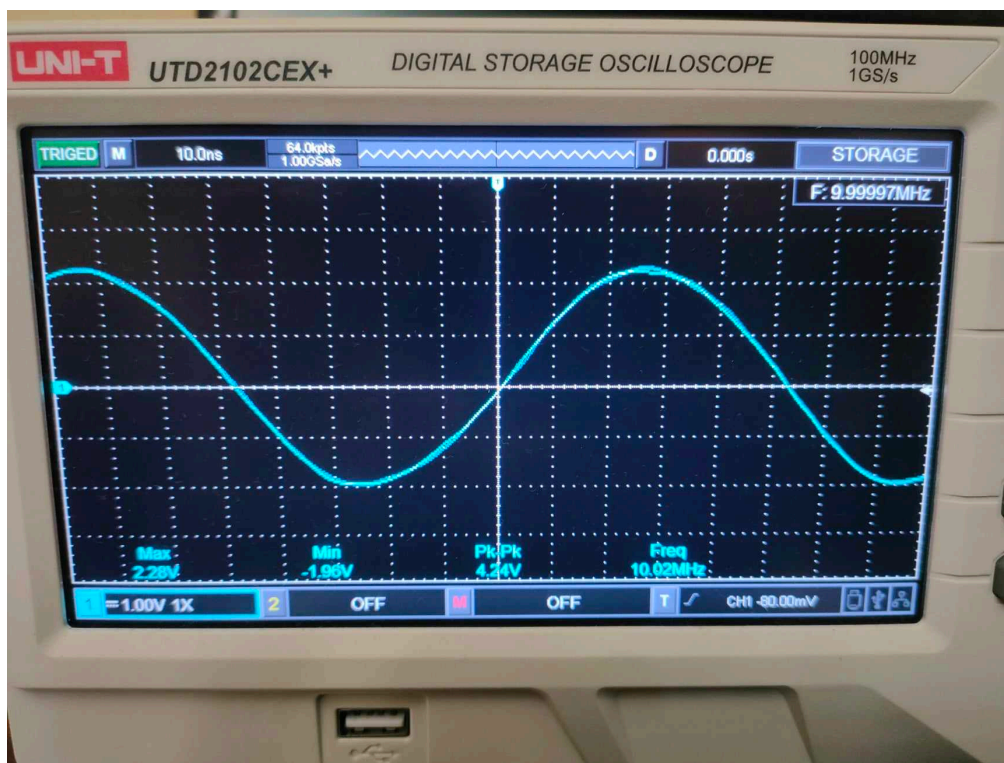
Αν και η θεωρητική μελέτη και η συγκέντρωση πληροφοριών για την εργασία ήταν μια χρονοβόρα διαδικασία, το τεχνικό κομμάτι της υλοποίησης της συνολικής κατασκευής αποτέλεσε πιο απαιτητική διαδικασία σε χρόνο, γνώσεις, υπολογισμούς και φυσικά χρηματικό κόστος. Το συνολικό κόστος της κατασκευής απαρτίζεται από τα υλικά των κυκλωμάτων, την κατασκευή των PCB από την εταιρία JLCPCB, το κουτί που επιλέχθηκε για την συγκέντρωση όλων των PCB ως ένα ενιαίο όργανο εργαστηρίου και όλα τα παρελκόμενα καλώδια και τα βύσματα για την διασύνδεση των PCB. Το κόστος όπως υπολογίστηκε ανέρχεται στα 526€. Μετά το τμήμα της βιβλιογραφίας της εργασίας θα δοθούν οι λίστες αγοράς των υλικών Bill of Materials (διότι είναι μεγάλης έκτασης πίνακες) που εξακριβώνουν την τιμή, εξαιρούνται όμως ο μετασχηματιστής και όλα τα παρελκόμενα καλώδια και βύσματα, το κόστος των οποίων ανέρχεται προσεγγιστικά τουλάχιστον στα 100€ και έχει προστεθεί στο συνολικό κόστος. Τέλος, για τον προγραμματισμό των μικροελεγκτών της εργασίας αγοράστηκαν ειδικοί προγραμματιστές, για την απαιτούμενη κατεργασία του κουτιού και την δημιουργία των καλωδίων, καθώς έπρεπε να γίνουν αυτοσχέδια λόγω συγκεκριμένου μήκους και χαρακτηριστικών του καθένα, αγοράστηκαν εργαλεία γενικού και ειδικού τύπου τα οποία ωστόσο δεν υπολογίζονται στο κόστος της κατασκευής γιατί δεν αποτελούν μέρος της, ωστόσο αυτά αναφέρονται πληροφοριακά.

Κεφάλαιο 7^ο : Μετρήσεις και τεχνικά χαρακτηριστικά κατασκευής

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται όλες οι μετρήσεις και τα τεχνικά χαρακτηριστικά που λήφθηκαν και διαπιστώθηκαν για την εξακρίβωση της λειτουργίας των κυκλωμάτων της κατασκευής. Οι μετρήσεις παρουσιάζονται σε μορφή πινάκων αλλά και εικόνων από τα όργανα που χρησιμοποιήθηκαν στο εργαστήριο τα οποία είναι επαγγελματικά και διαπιστωμένα για την ορθή λειτουργία τους.

7.1 Τεχνικά χαρακτηριστικά γεννήτριας συχνοτήτων

Τα παρακάτω σχήματα δείχνουν το εύρος συχνοτήτων για ημιτονικές, ορθογωνικές και τριγωνικές κυματομορφές που το ποσοστό παραμόρφωσης τους θεωρείται αποδεκτό. Το τελικό κύκλωμα ενίσχυσης της γεννήτριας σχεδιάστηκε δίνοντας προτεραιότητα στις ημιτονικές κυματομορφές. Με την συγκεκριμένη σχεδίαση γίνεται συμβιβασμός όσον αφορά αυτό λόγω της παρασιτικής χωρητικότητας και επαγωγής του ποτενσιόμετρου P2 που ρυθμίζει το πλάτος pp του σήματος εξόδου ενεργώντας σαν χαμηλοπερατό φίλτρο. Οι παρασιτικές επιδράσεις γίνονται εμφανείς στις υψηλές συχνότητες. Όπως έχει αναλυθεί επιλέχθηκε πολύστροφο ποτενσιόμετρο 10 στροφών αντίστασης 1kΩ ώστε να λαμβάνονται καθαρά ημίτονα στην έξοδο.

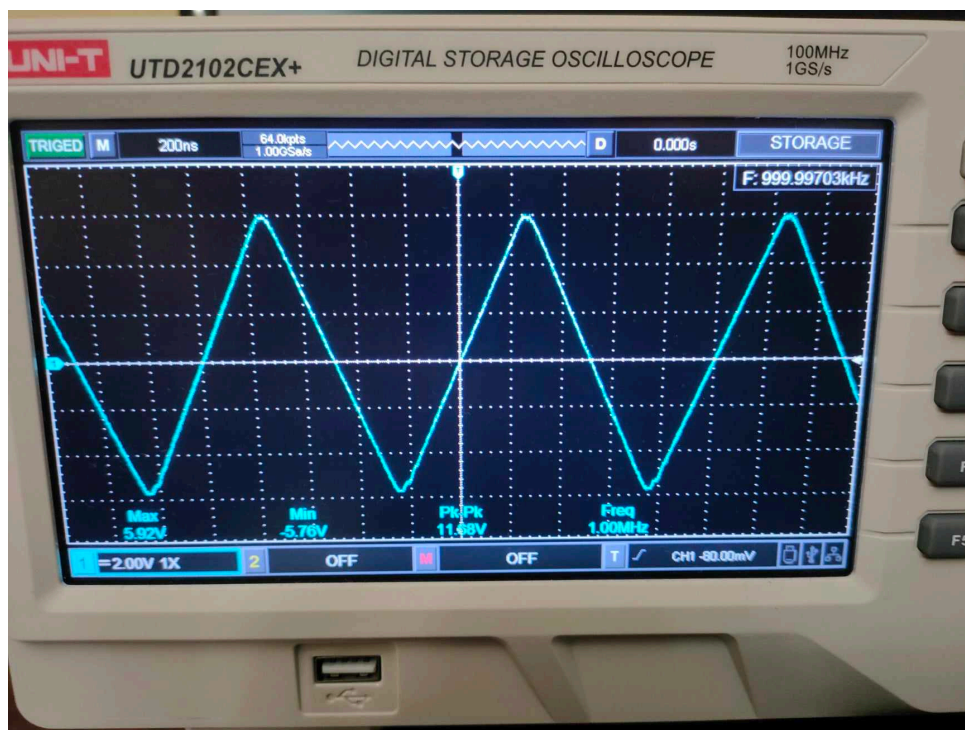


Σχήμα 7.1 : Ανώτατο όριο ημιτονικής συχνότητας

ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ



Σχήμα 7.2 : Ανώτατο όριο ορθογωνικής συχνότητας

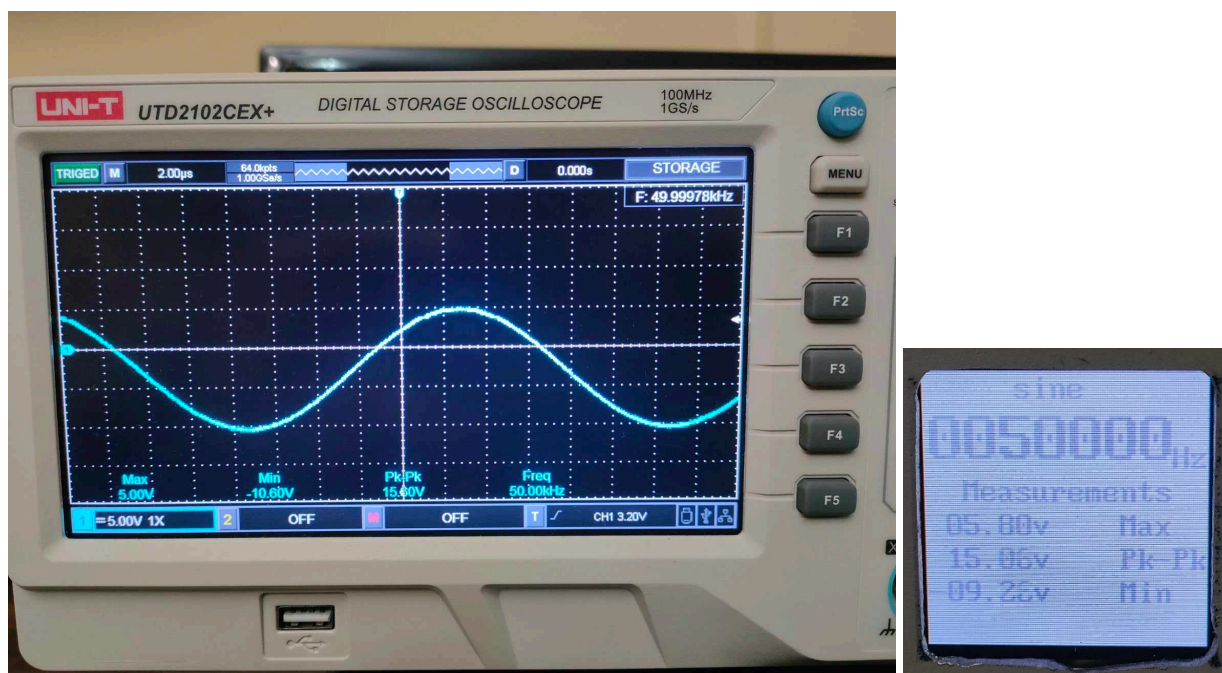


Σχήμα 7.3 : Ανώτατο όριο τριγωνικής συχνότητας

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7^ο

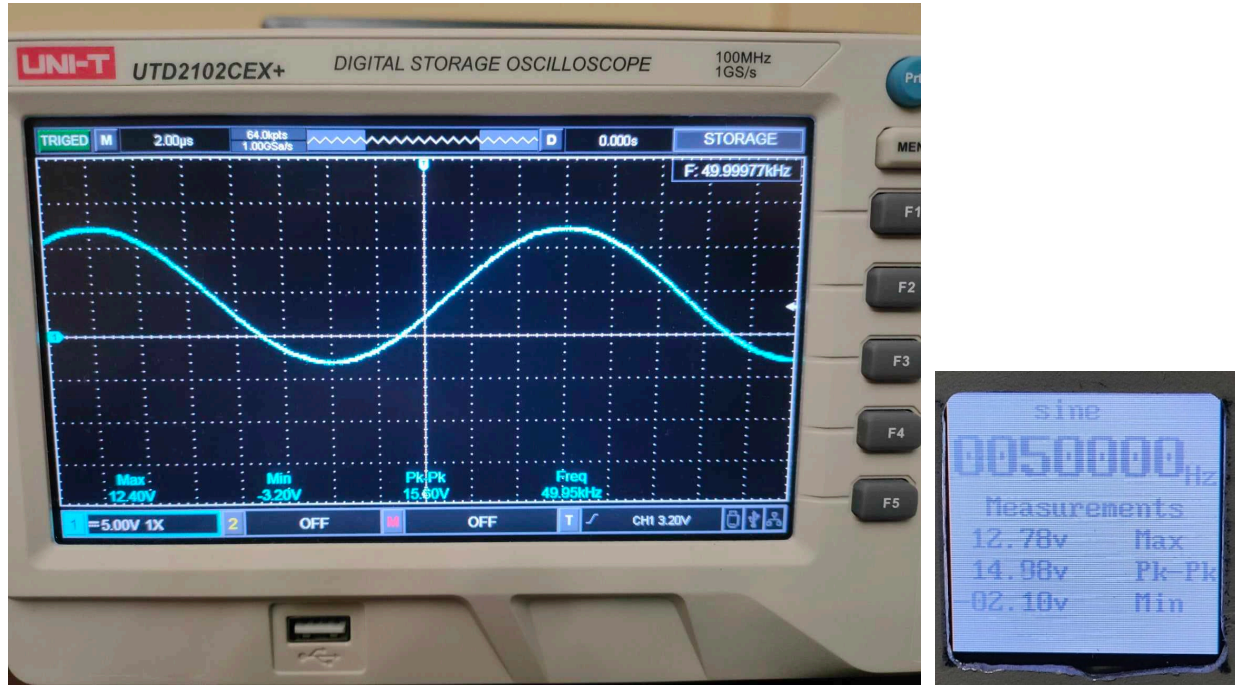
Παρατηρείται ότι για τις ημιτονικές κυματομορφές η ανώτατη «καθαρή» συχνότητα είναι η μέγιστη όπως έχουμε σχεδιάσει την γεννήτρια DDS να παράγει, δηλαδή τα 10MHz. Γίνεται ωστόσο αισθητός ο θόρυβος φάσης στην κυματομορφή. Για τις ορθογωνικές κυματομορφές το εύρος ζώνης μειώνεται στα 200kHz με αισθητή παραμόρφωση λόγω της καθυστέρησης μεταγωγής μεταξύ των κόρων. Στις τριγωνικές κυματομορφές η ανώτατη συχνότητα παρατηρείται στα 1MHz. Για ανώτερες συχνότητες από αυτό το όριο οι τριγωνικές κυματομορφές τείνουν περισσότερο σε ημιτονικές με καμπυλωμένες τις ακμές τους.

Η επόμενη διαπίστωση είναι το μέγιστο απαραμόρφωτο πλάτος για κάθε κυματομορφή. Θεωρητικά όπως έχει υπολογιστεί και σχεδιαστεί θα πρέπει για τις ημιτονικές και τις τριγωνικές κυματομορφές να είναι 16Vpp με διακύμανση από -10 έως +6V και από -4 έως +12V για τις δύο ακραίες τιμές του P1. Για τις ορθογωνικές κυματομορφές πρέπει να είναι 18Vpp με διακύμανση από -10 έως +8V και από -5 έως +13V αντίστοιχα. Οι μετρήσεις έγιναν για $f = 50\text{kHz}$.

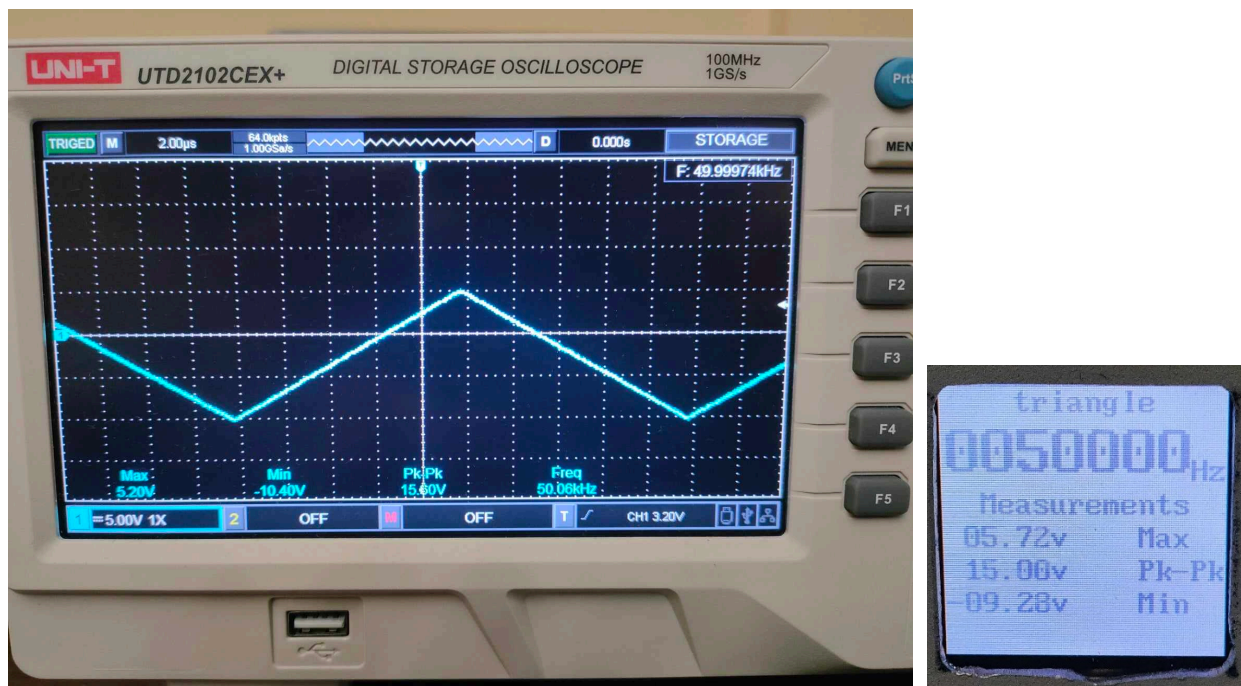


Σχήμα 7.4 : Διακύμανση ημιτονικής εξόδου για P1-2 = +1.25V

ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

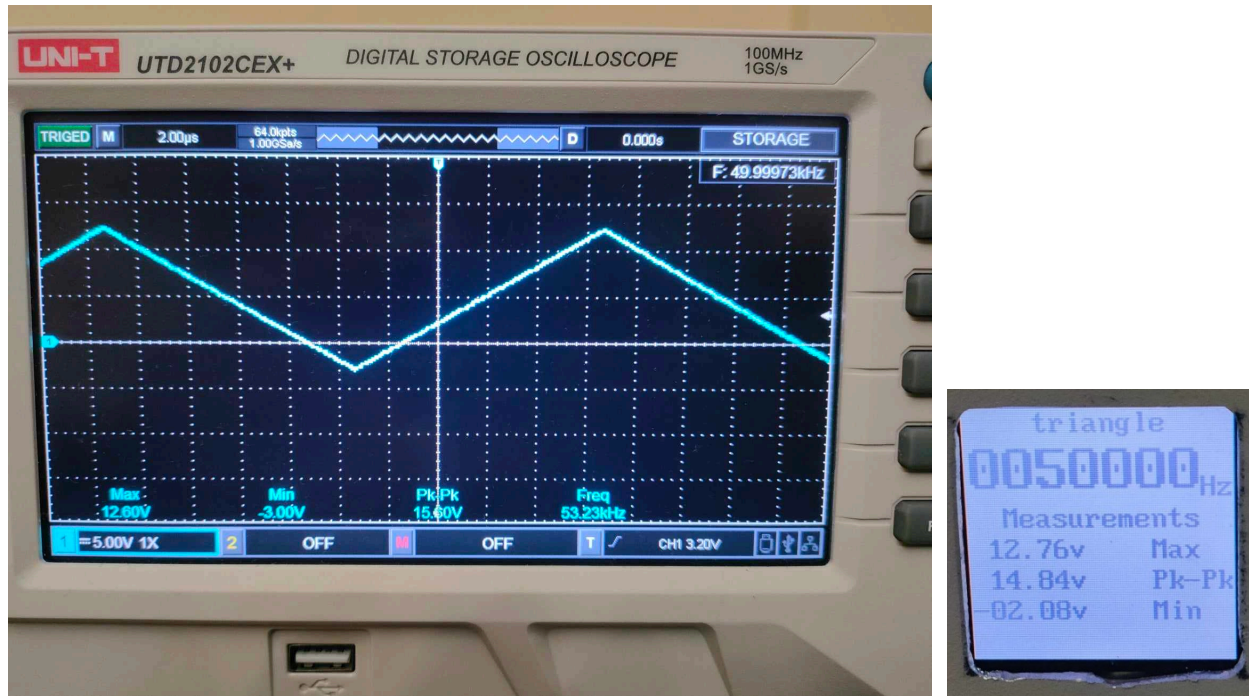


Σχήμα 7.5 : Διακύμανση ημιτονικής εξόδου για P1-2 = -1.25V

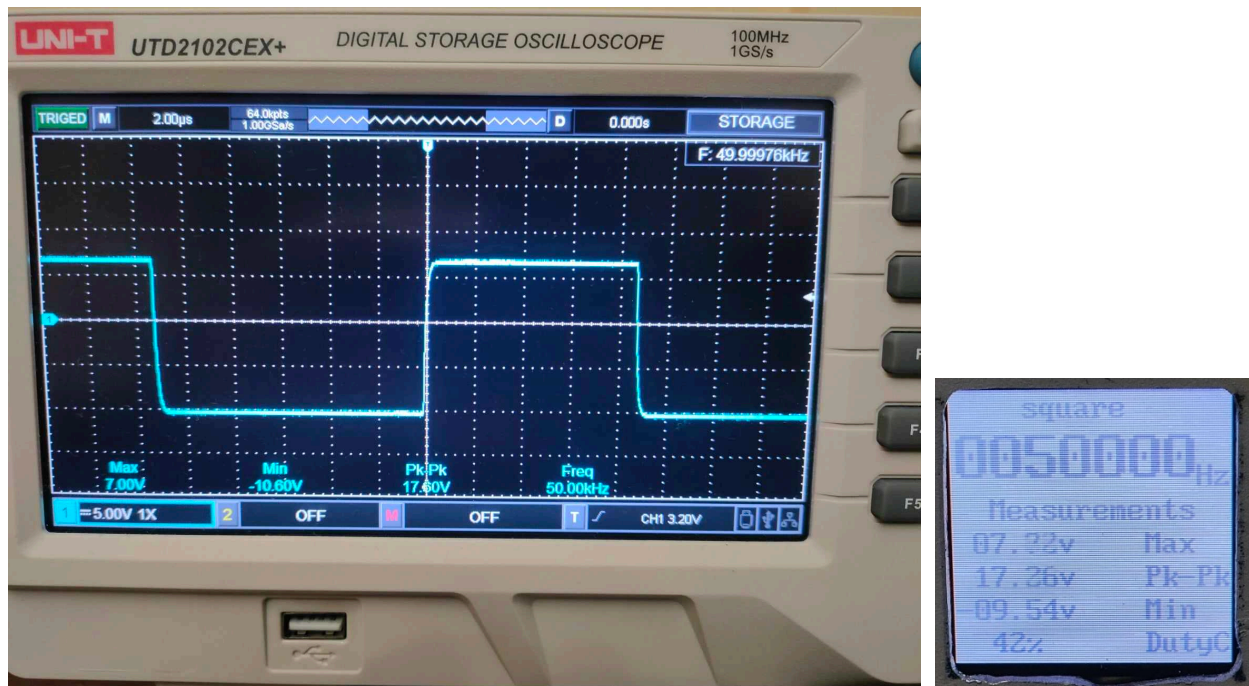


Σχήμα 7.6 : Διακύμανση τριγωνικής εξόδου για P1-2 = +1.25V

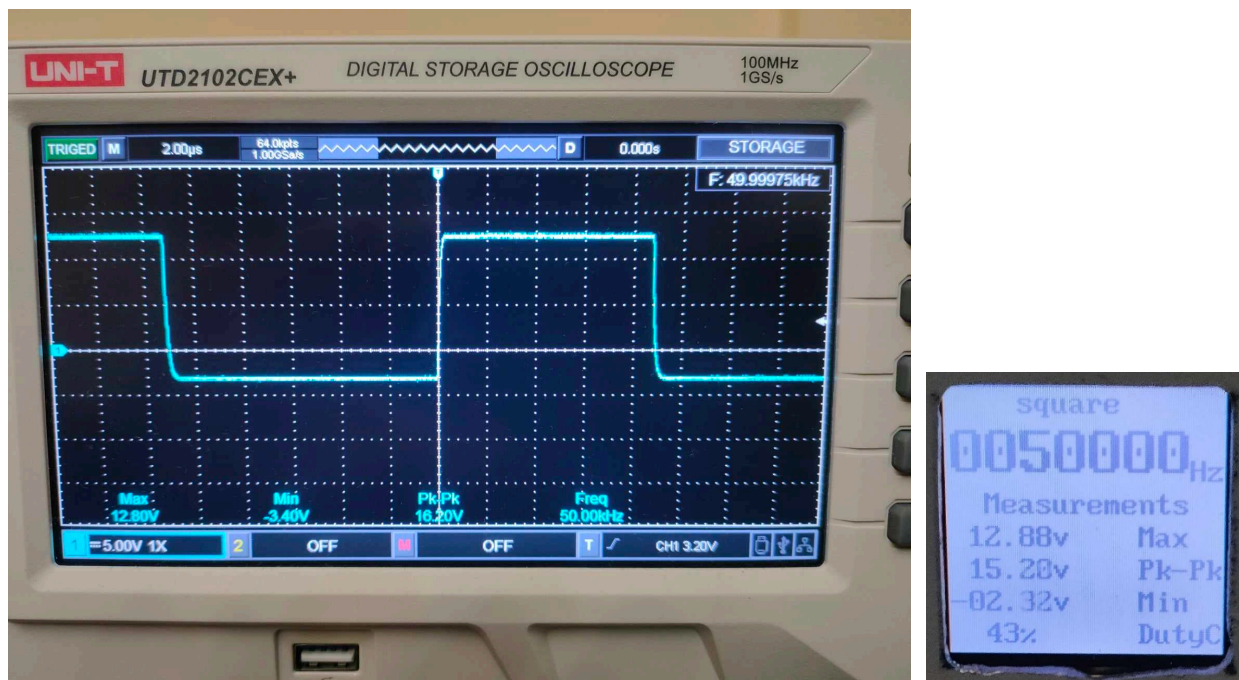
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7^ο



Σχήμα 7.7 : Διακύμανση τριγωνικής εξόδου για P1-2 = -1.25V



Σχήμα 7.8 : Διακύμανση ορθογωνικής εξόδου για P1-2 = +1.25V



Σχήμα 7.9 : Διακύμανση ορθογωνικής εξόδου για P1-2 = -1.25V

Οι διακυμάνσεις των κυματομορφών αποκλίνουν κατά τις από τις θεωρητικές τιμές. Συγκεκριμένα οι ημιτονικές κυματομορφές για P1-2 = +1.25V έχουν διακύμανση από -10.6 έως +5V ενώ για P1-2 = -1.25V είναι από -3.2 έως +12.4V δίνοντας $V_{o(pp)}$ 15.6 και στις δύο περιπτώσεις. Στις τριγωνικές κυματομορφές παρατηρείται η ίδια διακύμανση με τις ημιτονικές ενώ για τις ορθογωνικές η διακύμανση είναι από -10.6 έως 7V για P1-2 = +1.25V και -3.4 έως 12.8V για P1-2 = -1.25V αντίστοιχα. Το $V_{o(pp)}$ είναι διαφορετικό για τις δύο ακραίες τιμές του δρομέα του P1 στα 17.6 και 16.2Vpp αντίστοιχα. Επίσης παρατηρείται μια διαφορά στις τιμές ένδειξης του πλάτους στην οθόνη τις γεννήτριας από εκείνες που δείχνει ο παλμογράφος ενώ έχει γίνει ισοστάθμιση του κυκλώματος της γεννήτριας.

Αυτό οφείλεται κυρίως στην επίδραση των παρασιτικών φαινομένων του ποτενσιομέτρου P2 και στην μη απόλυτη προσαρμογή της δυναμικής περιοχής του T.E. εξόδου σε αυτήν του DAC0 του μικροελεγκτή. Για τον λόγο αυτό έγιναν μετρήσεις για ημιτονικά σήματα με σταθερή θέση του δρομέα του P2 σε διαφορετικές συχνότητες για να παρατηρηθεί η απόκλιση της μέτρησης από αυτήν της ένδειξης. Πρέπει να ειπωθεί ότι η μέγιστη απαραμόρφωτη διακύμανση είναι συνάρτηση της συχνότητας καθώς όσο αυξάνει η συχνότητα του σήματος τόσο αυξάνουν οι απώλειες και οι επιδράσεις των παρασιτικών φαινομένων στο σήμα προκαλώντας του παραμόρφωση και εξασθένηση.

Ειδικότερα, εξακριβώθηκε ότι για τις ημιτονικές κυματομορφές με φορτίο 10MΩ η μέγιστη απαραμόρφωτη διακύμανση των 15.6Vpp λαμβάνεται έως τα 1.8MHz, για τις τριγωνικές 15.6Vpp έως τα 200kHz ενώ για τις ορθογωνικές είναι 17.6Vpp έως τα 500kHz, ωστόσο η μορφή της κυματομορφής υπενθυμίζεται ότι θεωρείται αξιόπιστη έως τα 200kHz. Αυτό σημαίνει για τις ορθογωνικές κυματομορφές η μέγιστη απαραμόρφωτη διακύμανση V_{pp} είναι δυνατή σε όλο το εύρος ζώνης των 200kHz που έχει νόημα. Ακολουθούν μετρήσεις που δείχνουν την μεταβολή του πλάτους εξόδου σε συνάρτηση με την συχνότητα και την απόκλιση που έχει η πραγματική διακύμανση από αυτήν της ένδειξης της οθόνης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7^ο

Πίνακας 7.1 : Αρχικό πλάτος 0.5Vpp

f(Hz)	A(Vpp)	Display(Vpp)
1k	0.488	0.54
10k	0.492	0.54
100k	0.495	0.54
1M	0.546	0.58
2M	0.668	0.72
3M	0.833	0.90
4M	0.986	1.10
5M	1.114	1.32
6M	1.231	1.52
7M	1.347	1.74
8M	1.398	1.88
9M	1.444	1.96
10M	1.481	2.00

Πίνακας 7.2 : Αρχικό πλάτος 5Vpp

f(Hz)	A(Vpp)	Display(Vpp)
1k	4.883	4.90
10k	4.920	4.90
100k	4.946	4.90
1M	4.973	5.02
2M	5.164	5.30
3M	5.417	5.80
4M	5.688	6.26
5M	5.957	6.68
6M	6.105	7.04
7M	6.288	7.34
8M	6.227	7.52
9M	6.196	7.54
10M	6.114	7.58

Πίνακας 7.3 : Αρχικό πλάτος 15Vpp

f(Hz)	A(Vpp)	Display(Vpp)
1k	14.69	14.74
10k	14.60	14.72
100k	14.59	14.72
1M	14.59	14.74
2M	14.18	14.78
3M	13.92	14.54
4M	13.23	14.10
5M	12.51	13.64
6M	11.77	13.20
7M	11.05	12.80
8M	10.09	12.36
9M	9.317	11.72
10M	8.694	11.16

Πίνακας 7.4 : Αρχικό πλάτος 1.5Vpp

f(Hz)	A(Vpp)
1k	1.523
10k	1.532
100k	1.540
1M	1.549
2M	1.527
3M	1.510
4M	1.475
5M	1.446
6M	1.395
7M	1.370
8M	1.307
9M	1.269
10M	1.242

Στους πίνακες (7.1), (7.2) και (7.3) καταγράφονται μετρήσεις του πλάτους του σήματος στην έξοδο της γεννήτριας ενώ ο στον πίνακα (7.4) οι τιμές λήφθηκαν στην είσοδο P2-3 του ποτενσιομέτρου ρύθμισης του πλάτους P2 ώστε να φανεί η εξασθένιση που προκαλείται πάνω του όσο αυξάνει η συχνότητα από τις παρασιτικές επιδράσεις. Τέλος, στον πίνακα (7.5) συγκεντρώνονται όλες οι προδιαγραφές της γεννήτριας.

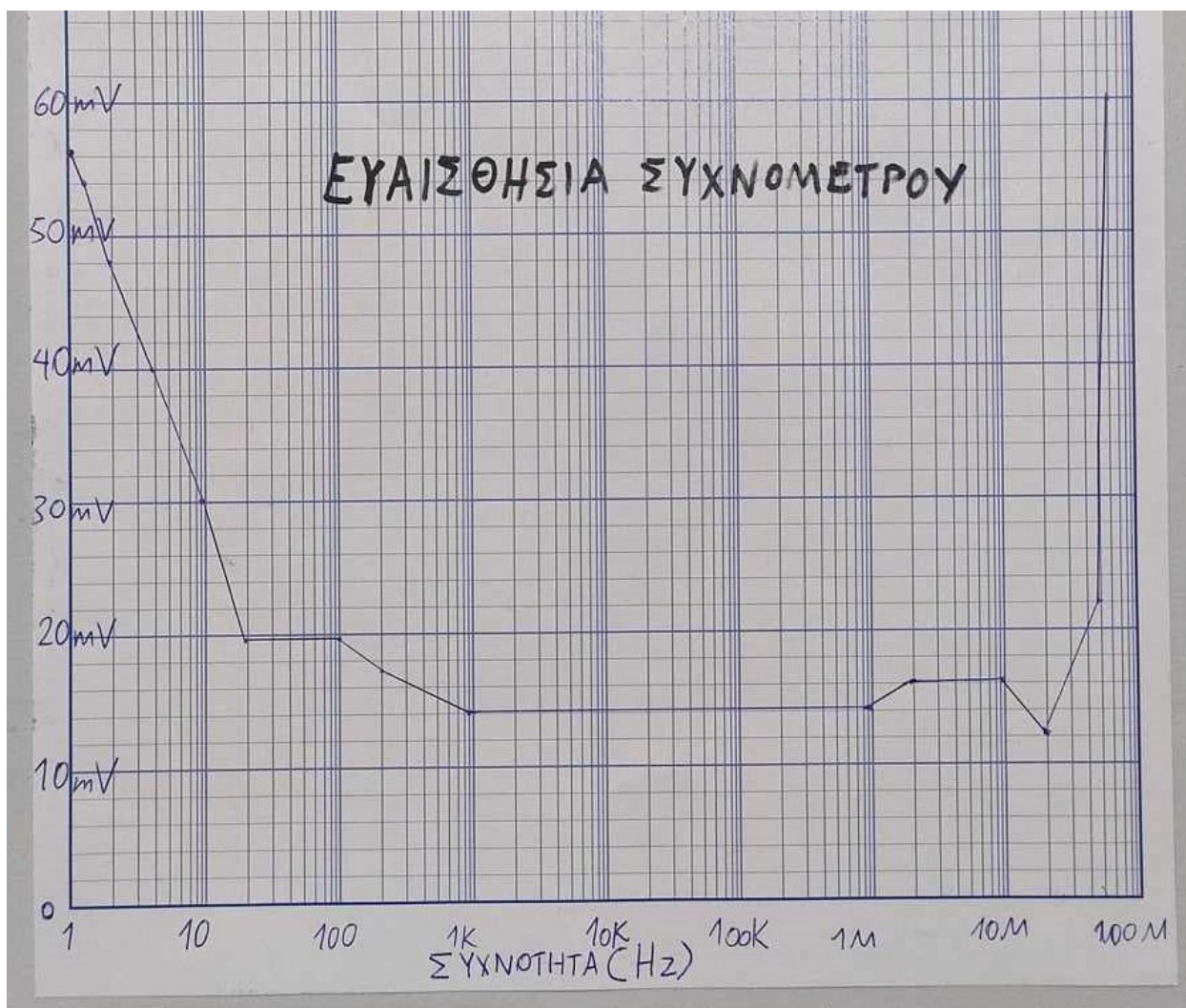
ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

Πίνακας 7.5 : Προδιαγραφές γεννήτριας συχνοτήτων

Τεχνολογία γεννήτριας	DDS
Εύρος συχνοτήτων (Frequency Range)	Ημιτονικές κυματομορφές : 1Hz - 10MHz Ορθογωνικές κυματομορφές : 1Hz - 200kHz Τριγωνικές κυματομορφές : 1Hz - 1MHz
Διακριτική ικανότητα γεννήτριας	0.28Hz
Μέγιστη απαραμόρφωτη διακύμανση εξόδου (Vpp) με φορτίο 10MΩ	Ημιτονικές κυματομορφές : 15.6Vpp έως 1.8MHz Ορθογωνικές κυματομορφές : 17.6Vpp έως 200kHz Τριγωνικές κυματομορφές : 15.6Vpp έως 200kHz
DC αναφορά (offset)	-10 έως +10
Σύνθετη αντίσταση εξόδου	50Ω
Κύκλος εργασίας (ορθογωνικές κυματομορφές)	Έλεγχος : 1 – 99% Ακρίβεια ένδειξης (DC 50%) : 3% για 100Hz -10kHz (ένδειξη οθόνης 47%) 2% για 10kHz – 1MHz (ένδειξη οθόνης 48%)
Χρόνοι μετάβασης (ορθογωνικές κυματομορφές)	100ns (80%)
Δυνατότητα Sweep	Ναι
Κατανάλωση Ισχύος	3.75VA

7.2 Τεχνικά χαρακτηριστικά συχνομέτρου

Οι μετρήσεις για το κύκλωμα του συχνομέτρου συνοψίζονται στην γραφική παράσταση της ευαισθησίας του σε συνάρτηση με την συχνότητα, ενδεικτικές εικόνες μέτρησης της χαμηλότερης παραγόμενης συχνότητας από την γεννήτρια της κατασκευής (1Hz) και της μέγιστης συχνότητας (10MHz). Τέλος παρουσιάζεται ο πίνακας όλων των προδιαγραφών του συχνομέτρου. Σημειώνεται ότι για τον έλεγχο της ευαισθησίας χρησιμοποιήθηκε διαπιστωμένη γεννήτρια συχνοτήτων στο εργαστήριο αντί αυτής της κατασκευής, αυτό έγινε κυρίως για τον έλεγχο του ανώτατου ορίου μέτρησης (χωρίς τον prescaler) που είναι στα 60MHz και για την εξασφάλιση της ορθότητας των μετρήσεων αφού η γεννήτρια της υλοποίησης παρουσιάζει αποκλίσεις μεταξύ της πραγματικής τιμής του πλάτους και της ενδεικνυόμενης.



Σχήμα 7.10 : Γραφική παράσταση ευαισθησίας συχνομέτρου



Σχήμα 7.11 : Ένδειξη της μικρότερης μετρούμενης συχνότητας



Σχήμα 7.12 : Ένδειξη μέτρησης 10MHz της γεννήτριας DDS

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7^ο

Η ευαισθησία του συχνομέτρου φαίνεται στο σχήμα (7.10) και μετρήθηκε για συχνότητες από DC έως και τα 55MHz. Σε όλο το εύρος είναι τουλάχιστον 60mV(rms). Ωστόσο βρέθηκε ότι το συχνόμετρο είναι λειτουργήσιμο έως και 60MHz με την ευαισθησία να ελαττώνεται. Το συχνόμετρο διαπιστώθηκε ότι μετράει με ακρίβεια 0.1Hz για συχνότητες <100Hz. Η ένδειξη 3.9Hz στο σχήμα (7.11) οφείλεται στην παρουσία θορύβου στην έξοδο της γεννήτριας συχνοτήτων και όχι σε περιορισμό του συχνομέτρου. Στο σχήμα (7.12) φαίνεται ότι στην μέγιστη παραγόμενη συχνότητα της γεννήτριας (10MHz) η μέτρηση του συχνομέτρου συμφωνεί απόλυτα και ο θόρυβος που υπάρχει στην έξοδο της γεννήτριας δεν επηρεάζει την ακρίβεια της μέτρησης από το συχνόμετρο. Παρακάτω δίνονται όλα τα τεχνικά χαρακτηριστικά του κυκλώματος συγκεντρωμένα σε έναν πίνακα.

Πίνακας 7.6 : Προδιαγραφές συχνομέτρου

Ένδειξη μέτρησης	8 ψηφίων , 16x2 LCD
Τοποθέτηση κλίμακας	Αυτόματη ανάγνωση σε Hz, kHz ή MHz
Μονάδες μέτρησης χρήση prescaler	Ένδειξη σε kHz, MHz ή GHz για 1000:1 prescaler
Διακριτική ικανότητα Λειτουργίες	α) Χαμηλή: 1Hz για $f \leq 1\text{kHz}$ 10Hz για $f > 1\text{kHz}$ β) Υψηλή: 0.1Hz για $f \leq 100\text{Hz}$ 1Hz για $f > 100\text{Hz}$ και $f \leq 16.77721\text{MHz}$ 10Hz για $f > 16.77721\text{MHz}$ γ) Στρογγυλοποίηση 10kHz
Σύνθετη αντίσταση εισόδου	1MΩ
Κατανάλωση ισχύος	3.75VA

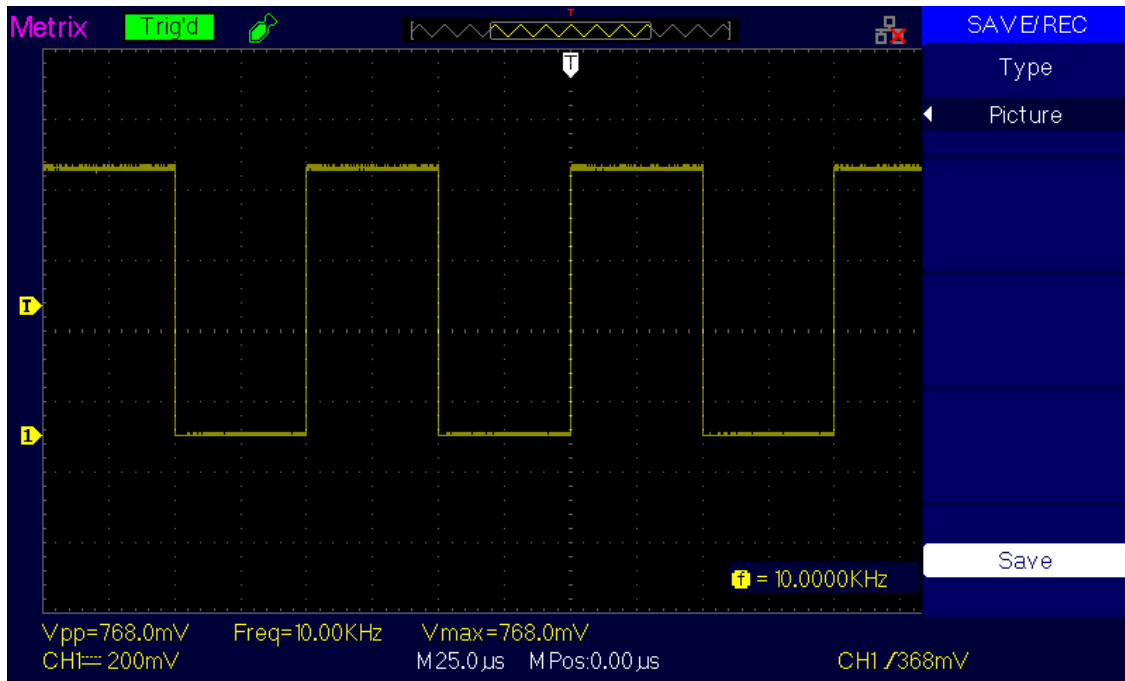
7.3 Τεχνικά χαρακτηριστικά προδιαίρετη 1000:1

Για τα τεχνικά χαρακτηριστικά του prescaler μεταξύ άλλων έγιναν μετρήσεις της απαιτούμενης ισχύος του σήματος σε συνάρτηση με την συχνότητα και είναι συγκεντρωμένες στον πίνακα (7.7). Συνοδεία του πίνακος παρουσιάζονται εικόνες μέτρησης της συχνότητας εξόδου (1000:1) σε παλμογράφο όπως διαπιστώνεται ότι το κύκλωμα λειτουργεί σωστά σύμφωνα με τις μετρήσεις που καταγράφονται στον πίνακα.

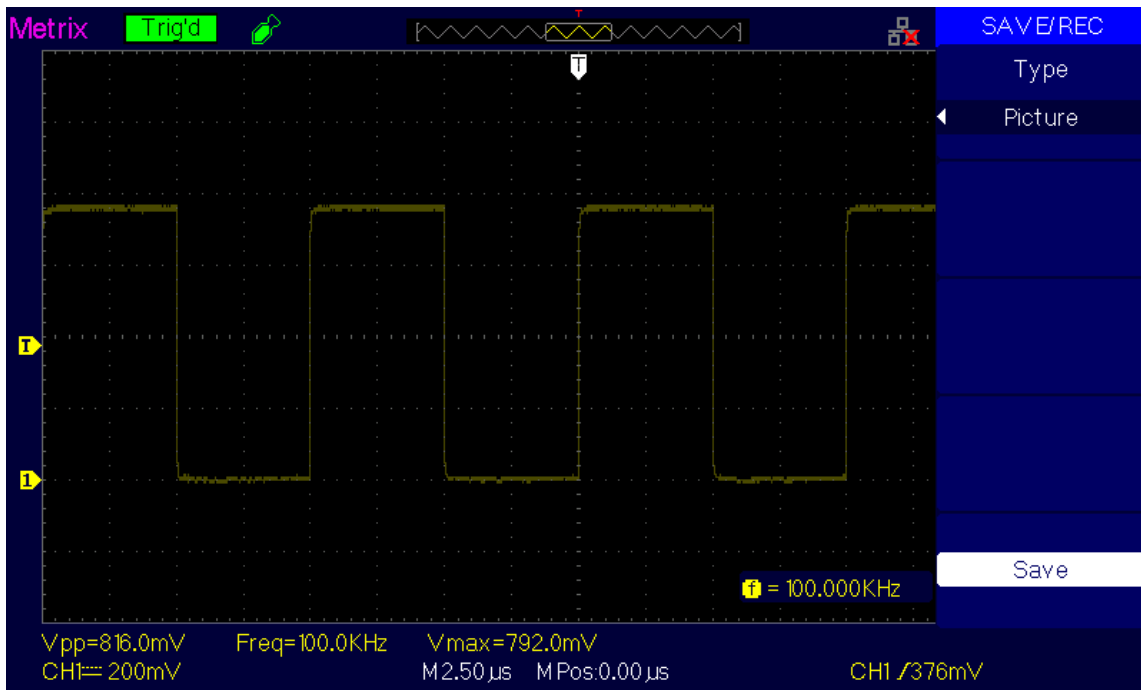
Πίνακας 7.7 : Απαιτούμενη ισχύς σήματος σε συνάρτηση με την συχνότητα

f(MHz)	P(dBm)
10	+14
50	-2
100	-6
200	-13
500	-18
1000	-18
2000	+11
3000	+8
3200	+13

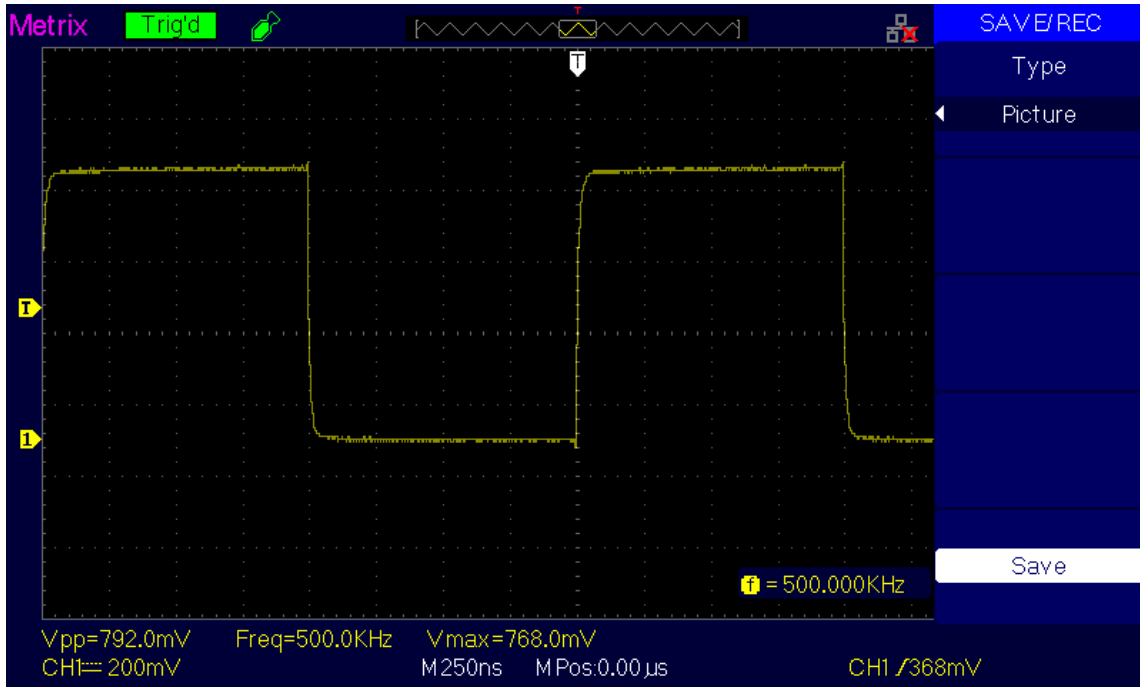
Από τις μετρήσεις διαπιστώνεται μια μη γραμμική συμπεριφορά του προδιαίρετη στην απαίτηση της ισχύος του σήματος εισόδου. Θεωρητικά οι απώλειες αυξάνουν με την άνοδο της συχνότητας, άρα θα ήταν αναμενόμενο η απαιτούμενη ισχύς να αυξάνει με αυτήν για την ορθή λειτουργία του προδιαίρετη, ωστόσο η πραγματικότητα διαφέρει. Επίσης το κύκλωμα βρέθηκε λειτουργήσιμο από 10MHz για αυξημένη ισχύ στα +14dBm έως και τα 3.2GHz με ισχύ +13dBm. Όταν η ισχύς είναι μικρότερη έστω και λίγο κάτω από τις αναγραφόμενες τιμές η διαίρεση 1000:1 παύει να λειτουργεί σωστά και η συχνότητα εξόδου δεν αντιπροσωπεύει τον λόγο 1000:1 της συχνότητας εισόδου.



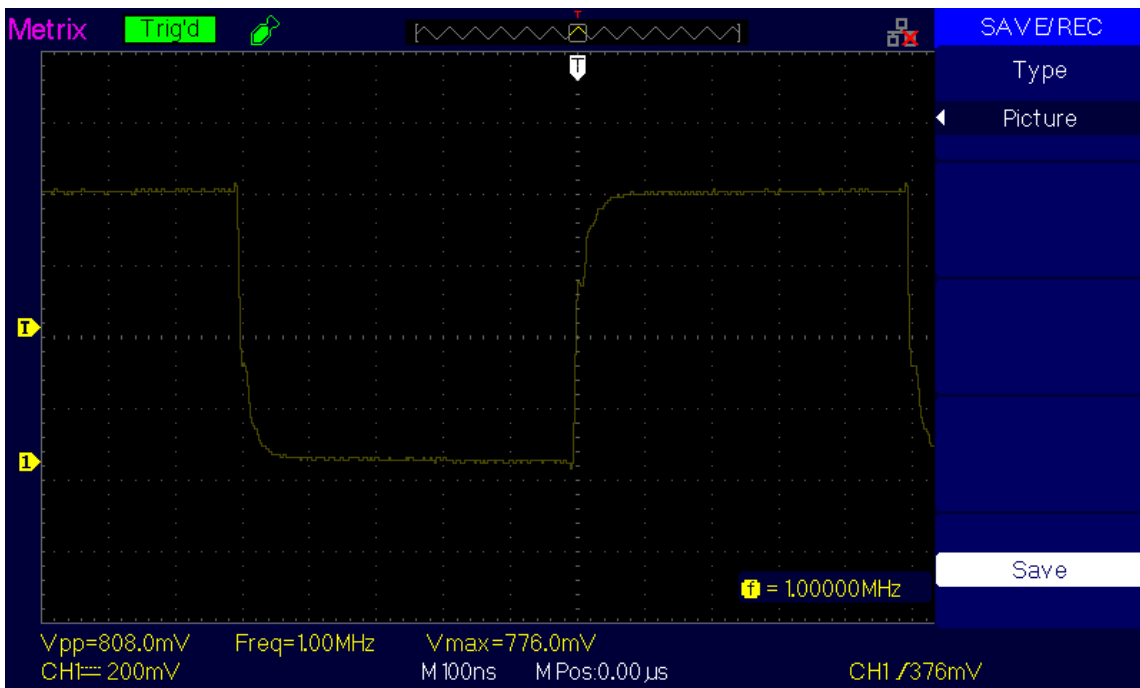
Σχήμα 7.13 : Έξοδος προδιαρέτη για $F_{in} = 10\text{MHz}$



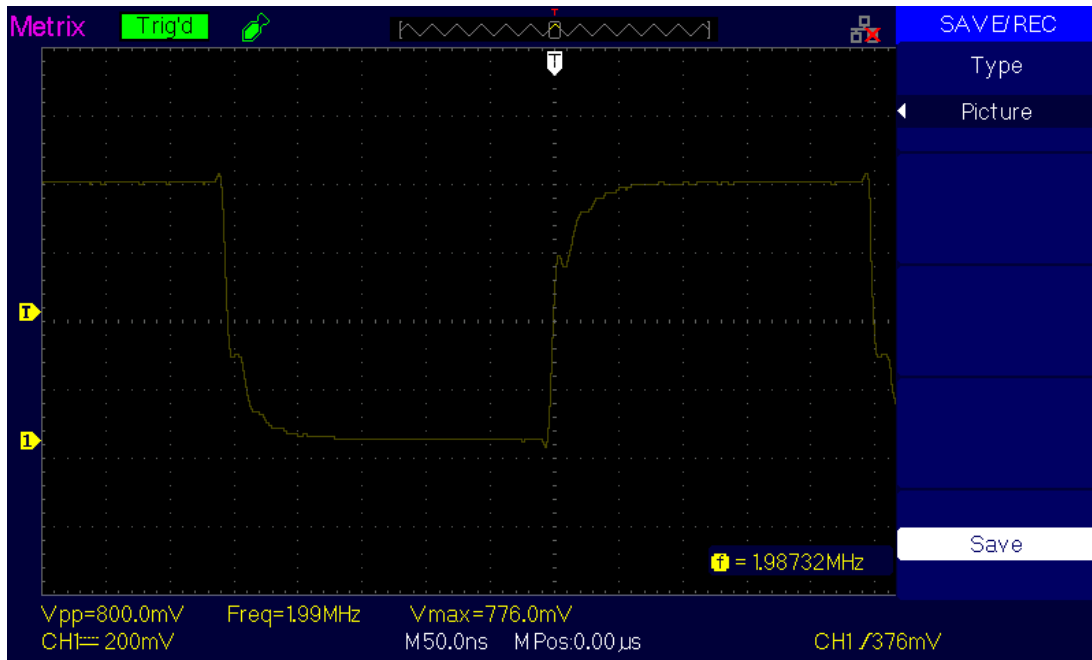
Σχήμα 7.14 : Έξοδος προδιαρέτη για $F_{in} = 100\text{MHz}$



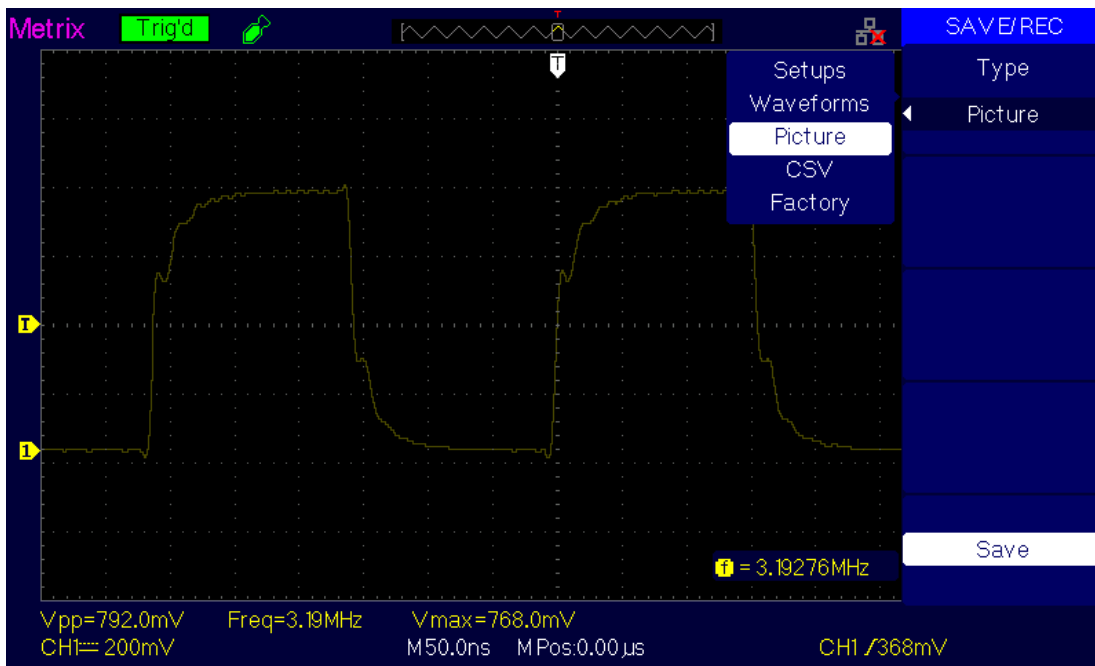
Σχήμα 7.15 : Έξοδος προδιαρέτη για $F_{in} = 500\text{MHz}$



Σχήμα 7.16 : Έξοδος προδιαρέτη για $F_{in} = 1000\text{MHz}$



Σχήμα 7.17 : Έξοδος προδιαρτέτη για $F_{in} = 2000\text{MHz}$



Σχήμα 7.18 : Έξοδος προδιαρτέτη για $F_{in} = 3200\text{MHz}$

ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

Τα παραπάνω σχήματα δείχνουν το σήμα εξόδου του προδιαιρέτη για τις συχνότητες εισόδου που αναγράφονται. Η ισχύς των σημάτων είναι αυτή που σημειώθηκε στον πίνακα (7.7). Στα σχήματα φαίνεται ξεκάθαρα η τετραγωνική κυματομορφή εξόδου του προδιαιρέτη και διαπιστώνεται ο λόγος 1000:1. Για τις συχνότητες > 1MHz η κυματομορφή επιδέχεται αλλοίωση αλλά αυτό δεν επηρεάζει την μέτρηση από το συχνομετρο, οι μεταβάσεις μεταξύ των κορεσμών βρίσκονται εντός της δυναμικής περιοχής της υστέρησης του συγκριτή Schmitt του συχνομέτρου και άρα μπορούν να αναγνωστούν από αυτό. Παρακάτω δίνονται όλες οι προδιαγραφές του κυκλώματος στον πίνακα (7.8).

Πίνακας 7.8 : Προδιαγραφές προδιαιρέτη

Μέγιστη συχνότητα εισόδου	3.2GHz
Ελάχιστη συχνότητα εισόδου	10MHz
Ευαισθησία	< 250mVpp
Σύνθετη αντίσταση εισόδου	50Ω
Διακύμανση εξόδου	875mVpp
Σύνθετη αντίσταση εξόδου	50Ω
Κατανάλωση ισχύος	2.85VA

7.4 Συμπεράσματα διαδικασίας μετρήσεων

Οι μετρήσεις της διαπίστωσης της λειτουργίας των κυκλωμάτων διενεργήθηκαν στο εργαστήριο και χρειάστηκαν όργανο παλμογράφου BW 100MHz και γεννήτρια σήματος RF. Για το κύκλωμα της γεννήτριας της υλοποίησης βρέθηκε ότι υπάρχουν αποκλίσεις από τις θεωρητικές τιμές και η λειτουργία της περιορίζεται κυρίως στις ημιτονικές κυματομορφές. Το πλάτος εξόδου της γεννήτριας είναι συνάρτηση της συχνότητας καθώς εξασθενεί το πλάτος λόγω των απωλειών πάνω στα στοιχεία του κυκλώματος εξόδου και παραμορφώνεται λόγω των παρασιτικών επιδράσεων του ποτενσιομέτρου P2. Όσον αφορά την λειτουργία του συχνομέτρου διαπιστώθηκε ότι οι μετρήσεις του είναι οι πιο αξιόπιστες από τα κυκλώματα της υλοποίησης λειτουργώντας σχεδόν με μηδενικές αποκλίσεις από τις θεωρητικές προδιαγραφές. Τέλος, το κύκλωμα του προδιαιρέτη λειτουργεί ορθά παρουσιάζοντας ωστόσο μια παραδοξότητα στην σχέση της απαιτήσης ισχύος του σήματος εισόδου σε συνάρτηση με την συχνότητα. Θεωρώντας την διαδικασία των μετρήσεων ορθή, οδηγεί σε συμπέρασμα παρουσίασης μη γραμμικής συμπεριφοράς μεταξύ των δύο μονάδων και απαιτεί περαιτέρω μελέτη για την δικαιολόγησή της.

Κεφάλαιο 8^ο :Συμπεράσματα και προτάσεις για μελλοντική βελτίωση

Στο παρόν κεφάλαιο παρατίθενται τα συμπεράσματα της εργασίας, οι δυσκολίες που παρουσιάστηκαν στην πορεία της διαδικασίας της μελέτης, σχεδίασης, υλοποίησης και εξακρίβωσης της λειτουργίας του οργάνου, συγκεντρώνονται οι στόχοι που επιτεύχθηκαν και αντίστοιχα τα μειονεκτήματα – αδυναμίες που παρουσιάζει το όργανο και γίνεται λόγος για πιθανές λύσεις και μελλοντικές βελτιώσεις. Δίνονται πληροφορίες σχετικά με τον χρόνο, το κόστος, το ρίσκο που χρειάστηκε για να περατωθεί η εργασία συνολικά. Τέλος, περιγράφεται η εκπαιδευτική αξία που είχε η διαδικασία και οι δεξιότητες που αναπτύχθηκαν για να ολοκληρωθεί η θεωρητική μελέτη και η υλοποίηση της κατασκευής του οργάνου.

8.1 Δυσκολίες στην εύρεση κατάλληλης βιβλιογραφίας

Η διαδικασία της εργασίας ξεκίνησε με την αναζήτηση βιβλιογραφίας σχετικά με την θεωρία λειτουργίας του κάθε κυκλώματος. Το αντικείμενο της θεωρίας είναι οι τεχνολογίες γεννητριών συναρτήσεων, οι μέθοδοι μέτρησης συχνότητας και η διαίρεση της συχνότητας με χρήση ψηφιακών κυκλωμάτων μετρητών. Όσον αφορά την γεννήτρια η ύλη γενικού υποβάθρου των αναλογικών τεχνικών είναι γνωστή εδώ και δεκαετίες και βρίσκεται εύκολα, ωστόσο παρουσιάστηκε δυσκολία στην εύρεση βιβλιογραφίας της DDS τεχνολογίας. Αν και η DDS τεχνολογία έχει καιρό που παρουσιάστηκε και χρησιμοποιείται μεταξύ άλλων στις γεννήτριες συχνοτήτων, η θεωρία λειτουργίας της για να κατανοηθεί (ακόμα και για πρώτους βαθμούς κατανόησης) απαιτεί την εύρεση κατάλληλων συγγραμμάτων που εξηγούν επαρκώς την λειτουργία της και τα χαρακτηριστικά της.

Μόνο με την μελέτη των σχετικών datasheet των ολοκληρωμένων DDS ήταν αδύνατο να κατανοηθεί το αντικείμενο της εργασίας. Επίσης, δημιουργείται σύγχυση μεταξύ των γεννητριών που βασίζονται στην τεχνολογία DDS, καθώς η ονομασία της κάθε κατηγορίας διαφέρει από κατασκευαστή σε κατασκευαστή και μπορεί να οδηγήσει σε λάθος συμπεράσματα σχετικά με το πόσα και ποια είδη τεχνολογιών DDS γεννητριών σήματος υπάρχουν. Όσον αφορά την θεωρία για το συχνόμετρο επίσης παρουσιάστηκε μια σχετική δυσκολία εύρεσης βιβλιογραφίας που να εμβαθύνει περισσότερο και να αναλύει τα σχετικά κυκλώματα.

Για την συγγραφή και κατανόηση της σχετικής θεωρίας χρησιμοποιήθηκαν τεχνικά άρθρα των κατασκευαστών. Αυτά ωστόσο έχουν στόχο την γενική παρουσίαση και κατανόηση των βασικών τύπων συχνομέτρησης και των χαρακτηριστικών αυτών, απουσία όμως σχετικών παραδειγμάτων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Τέλος, για την κατανόηση της θεωρίας του prescaler βρέθηκαν με σχετική ευκολία πηγές, καθώς η κυκλωματική εφαρμογή του είναι απλή στην πράξη συνδυάζοντας απλώς κυκλώματα μετρητών με σύνδεση cascade. Υπάρχουν και άλλη είδη prescaler και μέθοδοι συχνομέτρησης που δεν αφορούν ωστόσο την συγκεκριμένη υλοποίηση και δεν έγινε λόγος για αυτά, καθώς η έκταση της ανάλυσης θεωρίας του κάθε κυκλώματος είναι ήδη μεγάλη.

8.2 Προβλήματα ελέγχου ορθότητας λειτουργίας

Κατά την διαδικασία του ελέγχου ορθότητας της λειτουργίας του οργάνου παρουσιάστηκαν προβλήματα που επιβράδυναν την διαδικασία της συγγραφής της εργασίας. Τα εμπόδια ξεκίνησαν ήδη πριν από την διαδικασία των μετρήσεων στην φάση της συναρμολόγησης της κατασκευής και της διασύνδεσης των PCB μεταξύ τους. Ειδικότερα, λόγω της RF φύσης της εργασίας όλα τα καλώδια και βύσματα που χρησιμοποιούνται για την διασύνδεση, όπως οι καλωδιωταινίες, έπρεπε να θωρακιστούν με φύλα αλουμινίου προκαλώντας όμως της δυσκαμψία αυτών με αποτέλεσμα να αποσυνδέονται από τα βύσματα όταν η τοποθέτηση μέσα στο κουτί της κατασκευής προκαλούσε το στρεσάρισμα αυτών, οδηγώντας σε απορίες και προβληματισμούς.

Η κατασκευή των SMA καλωδίων (RG174) απαιτεί ιδιαίτερη δεξιότητα στην κατασκευή του για να λειτουργεί σωστά και να μην προκαλεί βραχυκύκλωση μεταξύ σήματος και θωράκισης μπλεντάζ. Οι πυρήνες (pins) στο κέντρο αυτών αν δεν γίνει το ανάλογο πρεσάρισμα και τερματισμός με κόλληση μετατοπίζονται προς το εσωτερικό του βύσματος μετά την πρώτη επαφή οδηγώντας σε απουσία του σήματος στην έξοδο ή την εξασθένιση – παραμόρφωσή του. Το καλώδιο UTP6A που χρησιμοποιείται για την διασύνδεση της οθόνης με το PCB της γεννήτριας αν και όντως θωρακίζεται και κρίνεται κατάλληλο για την εφαρμογή, η μη ιδανική μηχανική επαφή του με τα PCB βύσματα RJ45 προκαλεί την απότομη απουσία επικοινωνίας οθόνης – μικροελεγκτή οδηγώντας σε «πάγωμα» της ένδειξης της οθόνης και απαιτεί την επανεκκίνηση του οργάνου.

Το γεγονός που προκάλεσε ιδιαίτερο προβληματισμό και καθυστέρηση στην διαδικασία της συγγραφής ήταν το κύκλωμα του prescaler. Αν και το κύκλωμα ελέγχθηκε προτού εφαρμοστεί με κόλληση η εξωτερική θωράκισή του και διαπιστώθηκε σε πρώτη φάση η ορθή του λειτουργία, δεν δόθηκε προσοχή στο γεγονός της ύπαρξης σήματος εξόδου 1.2MHz χωρίς να εφαρμόζεται σήμα στην είσοδό του. Επειδή η διαδικασία των μετρήσεων έλαβε χώρα προς το τέλος της εργασίας, μεσολάβησε εύλογο χρονικό διάστημα στο οποίο εφαρμόστηκε η θωράκιση στο PCB. Όταν ξεκίνησε η διαδικασία των μετρήσεων το σήμα εξόδου 1MHz προκάλεσε σύγχυση και παραπλάνηση της ορθής λειτουργίας, οδήγησε σε υποθέσεις βλάβης και η διαδικασία ιχνηλάτησης αυτού ξεκίνησε. Αυτό για να γίνει οδήγησε στην αφαίρεση της θωράκισης, μιας πολύωρης και ριψοκίνδυνης για το PCB ενέργειας.

Εν τέλη, διαπιστώθηκε ότι το ολοκληρωμένο της πρώτης διαίρεσης U3 αυτοσυντονίζεται και αυτό αναφέρεται σε σχετικό έγγραφο αλλά διέφυγε της προσοχής, γεγονός που δικαιολογεί το σήμα 1.2MHz στην έξοδο απουσία σήματος εισόδου. Αυτό είναι απολύτως φυσιολογικό και δεν αναιρεί την ορθή λειτουργία του prescaler. Τέλος, ειδικά για τις μετρήσεις του prescaler απαιτείται χρήση ειδικής γεννήτριας RF με συχνότητες στην περιοχή UHF. Η χρήση της γεννήτριας RF για τις μετρήσεις συνοδεύεται από την κατανόηση των δυνατοτήτων της και την μελέτη της λειτουργίας χρήσης της, καθώς πρόκειται για εξειδικευμένο όργανο υψηλής αξίας. Οι μετρήσεις που διενεργήθηκαν για τον prescaler έγιναν απουσία της θωράκισης λόγω της καταστροφής της στην διαδικασία της αφαίρεσής της από το PCB.

8.3 Επίτευξη στόχων και αδυναμίες οργάνου

Ο στόχος της εργασίας ήταν η μελέτη και η κατασκευή ενός οργάνου γεννήτριας σήματος και μέτρησης συχνοτήτων από 1 – 50MHz και έως 2.8GHz με χρήση του prescaler 1000:1. Οι προδιαγραφές – στόχοι που ορίστηκαν εκπληρώνονται και ορισμένοι υπερπληρούνται. Συγκεκριμένα οι μετρήσεις του συχνομέτρου χωρίς την χρήση prescaler έδειξαν ότι είναι ικανό για μετρήσεις έως και 60MHz για σήματα πλάτους < 60mVrms. Με την εφαρμογή δε του σήματος πρώτα στον prescaler το εύρος μέτρησης επεκτείνεται έως και > 3GHz για ισχύ σήματος > +14dBm λειτουργώντας καλύτερα από τις προσδοκίες που υπήρχαν αρχικά. Η γεννήτρια σήματος DDS τεχνολογίας διαπιστώθηκε ότι καλύπτει τους στόχους της εργασίας μέσα όμως σε κάποια πλαίσια μετά από συμβιβασμούς που γίνονται.

Συγκεκριμένα, οι αδυναμίες του οργάνου αφορούν στην αναλογική επεξεργασία του σήματος που παράγει το DDS ολοκληρωμένο AD9834. Ο μεγαλύτερος συμβιβασμός και πρόβλημα που παρουσιάζει το κύκλωμα της γεννήτριας είναι στην χρήση του ποτενσιομέτρου ρύθμισης του πλάτους Vpp του σήματος εξόδου πριν τον τελικό ενισχυτή AD811. Αυτό λόγω των παρασιτικών επιδράσεων που γίνονται εντονότερες με την αύξηση της συχνότητας λειτουργώντας σαν βαθυπερατό φίλτρο, οδηγεί σε συμβιβασμό – περιορισμό του εύρους συχνοτήτων για συγκεκριμένες κυματομορφές. Επειδή κρίθηκε βασικότερη η κυματομορφή του ημιτόνου χρησιμοποιήθηκε ποτενσιόμετρο με χαρακτηριστικά που ευνοούν την συγκεκριμένη κυματομορφή. Τέλος, παρουσιάζεται εξασθένηση του πλάτους πέρα από παραμόρφωση (αναμενόμενο) με την αύξηση της συχνότητας.

8.4 Προτάσεις για μελλοντική βελτίωση – Συμπέρασμα

Μελλοντικές βελτιώσεις όσον αφορά την γεννήτρια σημάτων απαιτούν την περαιτέρω επεξεργασία του σήματος εξόδου για αντιστάθμιση των απωλειών που παρουσιάζονται πάνω στα στοιχεία του κυκλώματος αναλογικής επεξεργασίας, ώστε να μην παρατηρείται στην έξοδο μεταβολή του πλάτους σε αυξήσεις της συχνότητας. Η επίλυση του προβλήματος της παραμόρφωσης λόγω του ποτενσιομέτρου P2 έχει να κάνει με την εύρεση άλλης μεθόδου ρύθμισης του πλάτους του σήματος εξόδου και την αντικατάσταση του P2 με την νέα τεχνική. Μια πιθανή λύση είναι η χρήση ψηφιακού ποτενσιομέτρου (digipot) το οποίο έρχεται σε μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος συσκευασίας SOIC8, η αντίσταση του οποίου μεταβάλλεται ηλεκτρονικά μέσω επικοινωνίας με μικροελεγκτή και πρακτικά πρόκειται για έναν ADC μετατροπέα.

Όσον αφορά το κύκλωμα του συχνομέτρου δεν επιδέχεται κάποια βελτίωση καθώς λειτουργεί καλύτερα από ότι σχεδιάστηκε αρχικά. Η λειτουργία του προδιαρτέτη μπορεί να παρουσιάσει βελτίωση με την εφαρμογή εκ νέου της θωράκισης. Αναμένεται σημαντική βελτίωση αφού η μέγιστη συχνότητα μεταγωγής των ECL ολοκληρωμένων που χρησιμοποιούνται είναι > 4GHz ενώ ο προδιαρτέτης φάνηκε ότι εκτελεί την λειτουργία του για σήματα $\leq 3.2\text{GHz}$. Επίσης όσον αφορά το κύκλωμα του προδιαρτέτη μένει να δικαιολογηθεί η μη γραμμική σχέση μεταξύ απαιτήσης ισχύος και ανόδου συχνότητας. Άλλες βελτιώσεις αφορούν την καλύτερη εφαρμογή – τοποθέτηση των PCB στο κουτί και την καλύτερη διαχείριση των καλωδίων διασύνδεσης εντός αυτού. Τέλος, μια εξωτερική μάσκα σχεδιάζεται να εφαρμοστεί στην πρόσοψη της κατασκευής ώστε να αποκρύπτονται οι ατέλειες της κατασκευής των οπών και η παρουσία των βιδών. Επίσης θα αναγράφει την λειτουργία των στοιχείων της διεπαφής για να μπορεί οποιοσδήποτε χειριστής να την λειτουργήσει.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΚΕΣ ΑΝΑΦΟΡΕΣ

Βιβλία

- [1] Albert Malvino – David J. Bates, Electronic Principles, 8th Edition
- [2] Μιχάλης Ν. Σπάσος, Αναλογική Επεξεργασία Σημάτων Αισθητηρίων, 2018
- [3] Μιχάλης Ν. Σπάσος, Σύγχρονες Εφαρμογές Αναλογικών Ηλεκτρονικών, 2^η Έκδοση
- [4] Pete Symons, Digital Waveform Generation

Application Note

- [5] Analog Devices, A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis, 1999
- [6] Agilent Technologies, Fundamentals of the Electronic Counters, note 200
- [7] Tektronix, Signal Generator Fundamentals

Datasheet

- [1] Analog Devices, “20 mW Power, 2.3 V to 5.5 V, 75 MHz Complete DDS”, AD9834 Datasheet, 2014
- [2] Analog Devices, “Precision Analog Microcontroller, 12-Bit Analog I/O, ARM7TDMI MCU”, ADUC024 Datasheet, 2018
- [3] Analog Devices, “Dual 160 MHz Rail-to-Rail Amplifier”, AD8042 Datasheet, 2007
- [4] Analog Devices, “High Performance Video Op Amp”, AD811 Datasheet, 2015
- [5] Microchip, “18/20/28-Pin Enhanced Flash MCUs with nanoWatt Technology”, PIC16F88 Datasheet, 2013
- [6] Texas Instruments, “Dual 2-Input NAND Gate With Schmitt-Trigger Inputs”, SN74LVC2G132 Datasheet, 2013
- [7] Analog Devices, “Unity-Gain Stable, Ultralow Distortion, 1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Voltage Noise, High Speed Op Amp”, ADA4899-1 Datasheet, 2016
- [8] Mini – Circuits, “Surface Mount Monolithic Amplifier”, ERA-2SM+ Datasheet
- [9] Mini – Circuits, “Very Wideband RF Choke”, ADCH-80A+ Datasheet
- [10] ON Semiconductor, “5 V ECL $\div 4$ Divider”, MC10EL33 Datasheet, 2016
- [11] ON Semiconductor, “5.0 V ECL 8-Bit Synchronous Binary Up Counter”, MC10E016 Datasheet, 2016
- [12] ON Semiconductor, “5 V ECL $\div 2$ Divider”, MC100EL32 Datasheet, 2016