

ΔΙΠ
1095

ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ



ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**“ Ανάπτυξη μεθόδου για παραγωγή και διαμόρφωση
εύρους παλμών PWM με χρήση επεξεργαστή DSP –
εφαρμογή σε ηλεκτρονικά ισχύος ”**

Μακάκης Μιχάλης

Επιβλέπων Καθηγητής: Αν. Καθηγητής Καλαϊτζάκης Κώστας

Εξεταστική Επιτροπή: Αν. Καθηγητής Καλαϊτζάκης Κώστας
Καθηγητής Σταυρακάκης Γεώργιος
Επ. Καθηγητής Σταμούλης Γεώργιος

Χανιά, Σεπτέμβριος 2002

Αφιερωμένο στην οικογένεια μου
Μακάκης Μιχάλης

Ευχαριστίες

Για την ολοκλήρωση της διπλωματικής μου εργασίας θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κ.Καλαϊτζάκη Κώστα για την καθοδήγηση και ανοχή του στις δύσκολες καταστάσεις που πέρασα μέχρι το πέρας αυτής της εργασίας.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον υπεύθυνο του εργαστηρίου Ηλεκτρονικής κ. Χατζάκη Ιωάννη για την άρτια και αδιάκοπη επίβλεψη του όλο αυτό το χρονικό διάστημα.

Ακόμη θα ήθελα να ευχαριστήσω τους μεταπτυχιακούς και προπτυχιακούς φοιτητές για τις πολύτιμες συμβουλές τους.

Περιεχόμενα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ^ο	5
ΕΙΣΑΓΩΓΗ	5
1.1 Ηλεκτρονικά Συστήματα Ισχύος & μερικές εφαρμογές	5
1.2 Η συνεισφορά της διπλωματικής	8
1.3 Η δομή της διπλωματικής	11
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ^ο	13
ΘΕΩΡΙΑ ΠΑΛΜΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΩΝ - PWM	13
2.1 Ορισμός διαμόρφωσης εύρους παλμών PWM	13
2.2 Ιδιότητες διαμόρφωσης PWM	15
2.3 Είδη παλμοδιαμορφώσεων	17
2.4 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών	22
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 ^ο	26
ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΥΠΟΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΤΗ DSP	26
3.1 Εισαγωγή στους επεξεργαστές DSP's	26
α) Ορισμός	26
β) Γλώσσες Προγραμματισμού για DSP	28
γ) Σύγκριση Fixed – Floating Point	29
δ) Οι διάφορες εταιρίες κατασκευής DSP's	33
3.2 Ο επεξεργαστής TMS320VC33	35
3.3 Η λειτουργικότητα του υποσυστήματος DSP	39
α) Οι λειτουργίες που επιτελεί το DSP	39
β) Περιγραφή Timer	44
γ) Περιγραφή I/O Flag	46
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ^ο	48
ΑΝΑΛΥΣΗ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΥ	48
4.1 Εισαγωγή	48
4.2 Επεξήγηση Αλγορίθμου – Flow Chart	49
4.3 Προσαρμογή και υλοποίηση του αλγορίθμου στο υπάρχον υλικό (hardware)	55
4.4 Παρουσίαση του κώδικα	57

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 ^ο	63
ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΥΠΟΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΙΣΧΥΟΣ	63
5.1 Το κομμάτι ισχύος – Εξαρτήματα ισχύος	63
5.2 Παρουσίαση σχηματικού του κυκλώματος	65
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 ^ο	69
ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ	69
6.1 Εισαγωγή	69
6.2 Κυματομορφές εξόδου	70
6.3 Μετρήσεις – Υπολογισμός συντελεστή παραμόρφωσης	76
6.4 Συγκριτικά Αποτελέσματα	77
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 ^ο	80
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ - ΒΕΛΤΙΩΣΕΙΣ	80
7.1 Συμπεράσματα	80
7.2 Μελλοντικές επεκτάσεις – Βελτιώσεις	83
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ	85
Βιβλιογραφία	85
Διευθύνσεις στο διαδίκτυο	86

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Ηλεκτρονικά Συστήματα Ισχύος & μερικές εφαρμογές

Ένας τομέας της ηλεκτρονικής είναι ο τομέας που ασχολείται με τα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος. Η αποστολή των ηλεκτρονικών συστημάτων με την ευρεία έννοια του όρου είναι η επεξεργασία και ο έλεγχος της ηλεκτρικής ισχύος.

Ένα ειδικότερο κομμάτι των ηλεκτρονικών ισχύος που παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον στις μέρες μας, είναι η μετατροπή της ηλεκτρικής ισχύος από μία μορφή σε μία άλλη χρησιμοποιώντας ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος, όπως τρανζίστορ , MOSFET και διόδους. Ανάλογα με το είδος μετατροπής της ηλεκτρικής ισχύος και την ροή ενέργειας διακρίνονται οι ακόλουθες κατηγορίες μετατροπέων :

i. Μετατροπείς συνεχούς τάσης (DC-DC converters)

Μεταβάλλουν την συνεχή τάση ορισμένης τάσης και πολικότητας σε μία άλλη συνεχή τάση με διαφορετική τάση και/ή πολικότητα.

ii. Μετατροπείς εναλλασσόμενης τάσης (Cycloconverters)

Μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση μίας ορισμένης τιμής πλάτους, συχνότητας και φάσης σε άλλη εναλλασσόμενη τάση διαφορετικής τιμής πλάτους, συχνότητας και φάσης.

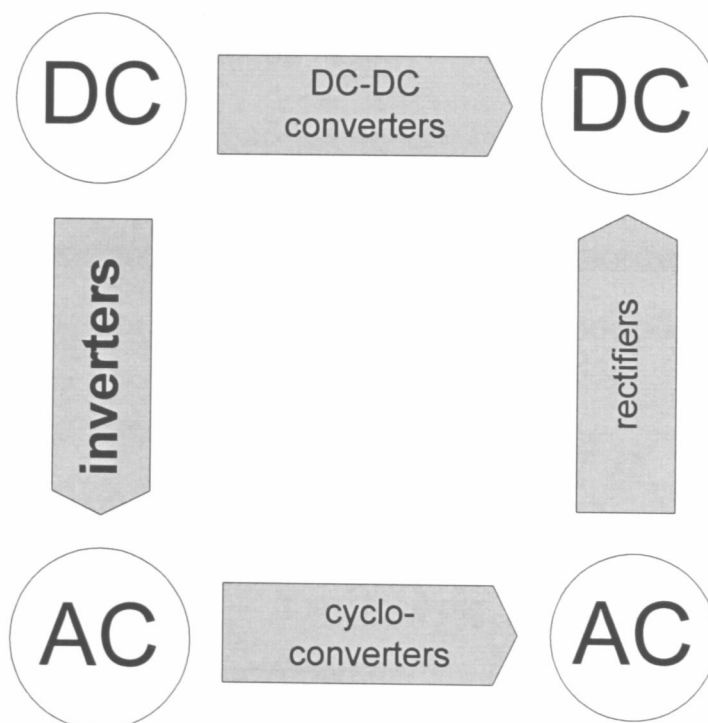
iii. Ανορθωτές (AC-DC Rectifiers)

Μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή.

iv. Αντιστροφείς (DC-AC Inverters)

Μετατρέπουν την συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη.

Συνοπτικά οι κατηγορίες μετατροπής ηλεκτρικής ισχύος είναι:



Σχ. 1

Με έντονο χρώμα σημειώνεται ο μετατροπέας που αποτελεί αντικείμενο πραγμάτευσης αυτής της διπλωματικής.

Σε κάθε διαδικασία μετατροπής ισχύος οι απώλειες πρέπει να είναι μικρές και η απόδοση μεγάλη. Αυτό είναι αναγκαίο λόγω του κόστους της ενέργειας και της δυσκολίας απαγωγής της θερμότητας που παράγεται από την κατανάλωση. Επιπλέον η ελάττωση του όγκου, του βάρους και του κόστους των σημερινών ηλεκτρονικών συστημάτων, κρίνουν επιτακτική την χρησιμοποίηση των **ηλεκτρονικών διακοπτικών συστημάτων ισχύος** καθώς τα μέχρι τώρα αναλογικά ηλεκτρονικά κυκλώματα ισχύος δεν μπορούν να ανταπεξέλθουν στις παραπάνω απαιτήσεις. Για τον παραπάνω λόγο η ζήτηση αγοράς ηλεκτρονικών διακοπτικών διατάξεων ισχύος είναι εκτεταμένη στις μέρες μας [1].

Τα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος συναντώνται σε πολλούς τομείς της καθημερινής ζωής και έχουν πληθώρα εφαρμογών όπως:

i. Οικιακές

Ψύξη και κατάψυξη – Κλιματισμός – Φωτισμός

ii. Βιομηχανικές

Αντλίες – Εργαλειομηχανές (Robots) – Πηγές εκπομπής ακτινοβολίας (Lasers) – Έλεγχος μοτέρ (motor control) [3] - Τροφοδοτικά – Ενισχυτές Ήχου [2]

iii. Εμπορικές

Θέρμανση – Εξαερισμός – Υπολογιστές – Συστήματα αδιάλειπτου λειτουργίας (UPS) – Ανελκυστήρες

iv. Μεταφορές

Σιδηρόδρομοι – Μετρό – Ηλεκτροκίνητα οχήματα

v. Κοινοφελή συστήματα

Μεταφορά υψηλής dc τάσης – Διόρθωση συντελεστή ισχύος –
Ανανεώσιμες πηγές – Συστήματα αποθήκευσης ενέργειας

vi. Διάστημα

Τροφοδοσία δορυφόρων / αεροσκαφών – Συστήματα Τηλεπικοινωνίας

1.2 Η συνεισφορά της διπλωματικής

Η διπλωματική αυτή πραγματεύεται την υλοποίηση μίας μεθόδου διαμόρφωσης εύρους παλμών (Pulse Width Modulation, PWM). Η διαμόρφωση εύρους παλμών είναι η τεχνική με την οποία επιτυγχάνεται ο έλεγχος της τάσης εξόδου ενός διακοπτικού συστήματος ισχύος μέσω της αυξομείωσης του εύρους των παλμών που παράγουν τα διακοπτικά ενεργά στοιχεία που χρησιμοποιεί.

Η παραγωγή AC σημάτων ισχύος διαμορφωμένων σε παλμούς είναι πολύ σημαντική σε εφαρμογές ελέγχου συστημάτων μοτέρ και συστημάτων κίνησης. Στόχος αυτής της εργασίας είναι η παραγωγή αυτών των σημάτων με χρήση DSP (Digital Signal Processor, Ψηφιακός Επεξεργαστής Σήματος), και με τρόπο τέτοιο που να βελτιστοποιεί το τελικό αποτέλεσμα.

Από εκτενή μελέτη του χώρου υλοποίησης παλμοδιαμορφώσεων με χρήση DSP έχει διαπιστωθεί ένας κορεσμός στην χρήση της συμμετρικής και ασύμμετρης PWM υλοποιώντας την μέθοδο της δειγματοληψίας προκαθορισμένων τιμών του ημιτόνου (look-up table) [5, 6]. Ο κορεσμός αυτός οφείλεται κυρίως στον τρόπο κατασκευής των σχετικών βαθμίδων στα σύγχρονα DSP.

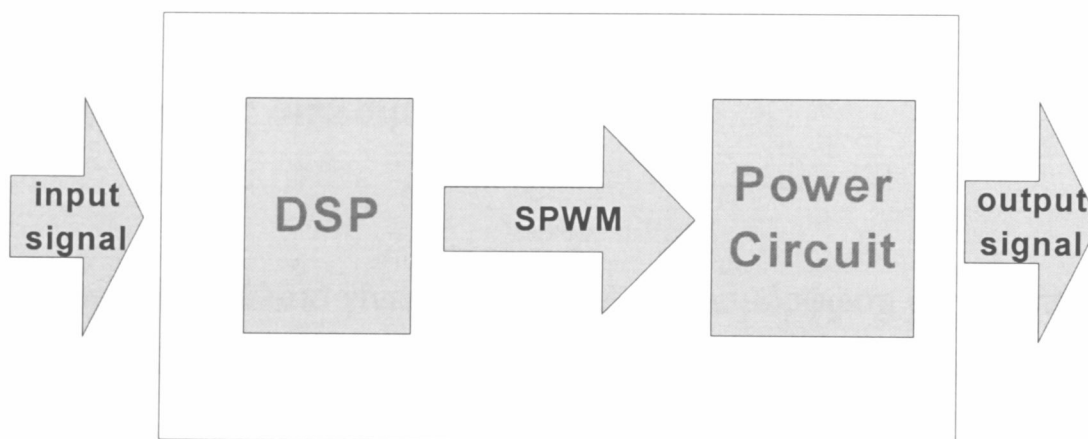
Στην εργασία αυτή για τον έλεγχο του συστήματος ισχύος χρησιμοποιείται η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM), μία διαμόρφωση που επιτυγχάνει την μικρότερη παραμόρφωση στο ημιτονοειδές σήμα εξόδου. Μία εφαρμογή, που υλοποιήθηκε για την πιστοποίηση της ορθότητας της μεθόδου, είναι ένας DC-AC αντιστροφέας με πολύ μικρή παραμόρφωση σήματος εξόδου.

Ο πυρήνας του συστήματος είναι ένας επεξεργαστής ψηφιακού σήματος (DSP). Η χρήση του DSP παρέχει αφενός την δυνατότητα ελέγχου του ηλεκτρονικού συστήματος ισχύος ενώ ταυτόχρονα επιτρέπει την γρήγορη πραγματοποίηση υπολογισμών για την προσαρμογή αυτού του ελέγχου. Η παραγωγή της διαμόρφωσης SPWM από τα εσωτερικά κυκλώματα του DSP αποτελεί και την πρωτοτυπία της διπλωματικής. Οι επεξεργαστές ψηφιακού σήματος αποτελούν την αιχμή της τεχνολογίας, όσον αφορά την υπολογιστική ισχύ και η χρήση τους επεκτείνεται γρήγορα στο χώρο των ηλεκτρονικών ισχύος, γιατί παρέχει την δυνατότητα της ελαχιστοποίησης των κυκλωμάτων ελέγχου.

Ιδιαίτερη μνεία θα δοθεί στις λειτουργίες που επιτελεί το DSP μέσα στο σύστημα ισχύος καθώς επίσης και στον αλγόριθμο που υλοποιήθηκε στα κεφάλαια 3 ‘‘Παρουσίαση υποσυστήματος επεξεργαστή DSP’’ και 4 ‘‘Ανάλυση του αλγορίθμου’’. Θα γίνει αναφορά γενικά για τις

παλμοδιαμορφώσεις στο επόμενο κεφάλαιο 2 “Θεωρία Παλμοδιαμορφώσεων - PWM”.

Παρακάτω δίνεται ένα απλοϊκό διάγραμμα του συστήματος ισχύος που υλοποιήσαμε:



Σχ. 2

Σύστημα ισχύος αποτελούμενο από δύο υποσυστήματα, τον επεξεργαστή DSP και το κύκλωμα με τα εξαρτήματα ισχύος.

Η λειτουργία του DC-AC inverter στηρίζεται:

α) στην παραγωγή μίας παλμοσειράς με μικρή παραμόρφωση (εδώ παίζει σημαντικό ρόλο η επιλογή της κατάλληλης παλμοδιαμόρφωσης). Η παλμοσειρά προκύπτει από την διαμόρφωση ενός ημιτονοειδούς σήματος χαμηλής συχνότητας (50 Hz) με ένα φέρον σήμα συχνότητας 25kHz.

β) στην σωστή σχεδίαση του κυκλώματος ισχύος. Η παλμοσειρά διοχετεύεται σε μία γέφυρα από MOSFET αφού προηγηθεί επεξεργασία των σημάτων που μας παρέχει το DSP. Αναλυτική παρουσίαση του κυκλώματος ισχύος γίνεται στο κεφάλαιο 5 «Παρουσίαση κυκλώματος ισχύος».

γ) στο βέλτιστο αλγόριθμο που χρησιμοποιήθηκε για τον σωστό προγραμματισμό του επεξεργαστή DSP.

1.3 Η δομή της διπλωματικής

Στο επόμενο κεφάλαιο γίνεται μνεία για την διαμόρφωση εύρους παλμών και πόσα είδη υπάρχουν. Επιπλέον αναφέρονται τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα κάθε μίας μεθόδου. Στο τέλος του κεφαλαίου αναλύουμε περαιτέρω την διαμόρφωση που χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή της παλμοσειράς.

Στο τρίτο κεφάλαιο γίνεται η παρουσίαση του επεξεργαστή DSP, ανάλυση της λειτουργίας του, καθορισμός των δυνατοτήτων του, ενώ η προσοχή επικεντρώνεται στις λειτουργίες που επιτελεί σαν υποσύστημα του συστήματος ισχύος. Επίσης γίνεται αναφορά και στους πόρους (hardware) που χρησιμοποιήθηκαν.

Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζεται αναλυτικά ο αλγόριθμος που χρησιμοποιήθηκε για τον προγραμματισμό του επεξεργαστή DSP.

Στο πέμπτο κεφάλαιο δίνεται το σχηματικό του κυκλώματος ισχύος και γίνεται ανάλυση της χρησιμότητας κάθε εξαρτήματος. Στο τέλος παρέχεται και φωτογραφία της πλακέτας με τα εξαρτήματα στο τελικό της στάδιο.

Στο έκτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα και δίδονται χρήσιμα συμπεράσματα.

Στο έβδομο κεφάλαιο δίνονται τα τελικά συμπεράσματα και οι περαιτέρω βελτιώσεις που μπορεί να γίνουν.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

ΘΕΩΡΙΑ ΠΑΛΜΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΩΝ - PWM

2.1 Ορισμός διαμόρφωσης εύρους παλμών PWM

Η διαμόρφωση εύρους παλμών είναι μία πολύ χρήσιμη μέθοδος για τον έλεγχο συστημάτων ισχύος και βρίσκει μεγάλη εφαρμογή ειδικότερα σε κυκλώματα αντιστροφών.

Στη μέθοδο αυτή το προς διαμόρφωση σήμα δειγματοληπτείται και η τιμή του κάθε δείγματος αντιστοιχίζεται σε ένα παλμό με μέσο όρο την τιμή του δείγματος. Η δειγματοληψία επιτυγχάνεται συγκρίνοντας το σήμα ελέγχου, το οποίο συνήθως είναι ένα ημίτονο χαμηλής συχνότητας (πχ. 50 ή 60 Hz), με μία τριγωνική κυματομορφή, η οποία με την σειρά της μπορεί να είναι πριονωτός ή τριγωνικός παλμός υψηλής συχνότητας (πχ. 20 ή 25 KHz). Μετά την επεξεργασία του διαμορφωμένου σήματος, το ίδιο το σήμα ξαναυλοποιείται από τον χρονικό μέσο όρο των παλμών διοχετεύοντας την παλμοσειρά σε ένα αντιστροφέα διακοπτικού τύπου.

Πριν αναφερθούμε σε κάποιες χρήσιμες ιδιότητες της διαμόρφωσης PWM κρίνεται αναγκαίος ο ορισμός μερικών όρων. Η συχνότητα f_s της τριγωνικής κυματομορφής ονομάζεται *φέρουσα συχνότητα* (carrier frequency). Ονομάζεται επίσης και *συχνότητα μετάβασης* (switching frequency) καθώς εκφράζει την συχνότητα εναλλαγής των διακοπών του αντιστροφέα. Η συχνότητα f_i του προς διαμόρφωση σήματος ονομάζεται *συχνότητα διαμόρφωσης* (modulating frequency) και αποτελεί την

θεμελιώδη συχνότητα της κυματομορφής εξόδου. Το πηλίκο φέρουσας συχνότητας προς συχνότητα μετάβασης ονομάζεται *συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας* (frequency modulation ratio). Να σημειωθεί ότι στην ελληνική βιβλιογραφία συναντάται και σαν F_{nc} :

$$m_f = f_s / f_l$$

Ο συντελεστής m_f προτιμάται να έχει ακέραιες τιμές (*συγχρονισμένη διαμόρφωση PWM*) διότι μη ακέραιες τιμές έχουν σαν αποτέλεσμα υποαρμονικές τις θεμελιώδους συχνότητας, οι οποίες είναι ανεπιθύμητες στις περισσότερες εφαρμογές. Τέλος το πηλίκο πλάτους σήματος ελέγχου προς το πλάτος του τριγωνικού σήματος ονομάζεται *συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους* (amplitude modulation ratio):

$$m_a = V_{control} / V_{tri}$$

Ο συντελεστής m_a είναι προτιμότερο να διατηρείται μικρότερος της μονάδας διότι σε αντίθετη περίπτωση (*υπερδιαμόρφωση PWM*) η κυματομορφή εξόδου περιέχει περισσότερες αρμονικές στις πλευρικές ζώνες σε σύγκριση με την γραμμική περιοχή ($m_a < 1$). Τέλος εισάγουμε την έννοια του *συντελεστή ολικής παραμόρφωσης* (total harmonic distortion, THD) ο οποίος μας δείχνει το βαθμό παραμόρφωσης της ημιτονοειδής κυματομορφής στην έξοδο σε σχέση με το «καθαρό» ημίτονο. Ενδεικτικά να αναφέρουμε ότι ο THD στην απλή διαμόρφωση μπορεί να κυμανθεί από 100% έως 30% όπου έχουμε ένα εμφανώς παραμορφωμένο ημιτονοειδές σήμα στην έξοδο.

2.2 Ιδιότητες διαμόρφωσης PWM

- Η κυματομορφή εξόδου με το ανακατασκευασμένο ημιτονικό σήμα δεν αποτελεί μια τέλεια ημιτονοειδής κυματομορφή αλλά περιέχει και πολλαπλάσια (αρμονικές) της συχνότητας διαμόρφωσης. Οι αρμονικές αυτές εμφανίζονται ως πλευρικές ζώνες με κεντρική συχνότητα την f_1 και τα πολλαπλάσια της. Για έναν συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας $m_f > 9$ τα πλάτη των αρμονικών είναι σχεδόν ανεξάρτητα από τον m_f , αν και ο συντελεστής ο ίδιος καθορίζει τις συχνότητες στις οποίες εμφανίζονται οι αρμονικές. Θεωρητικά οι συχνότητες στις οποίες εμφανίζονται οι αρμονικές μπορούν να εκφραστούν ως

$$f_h = (jm_f + k)f_1$$

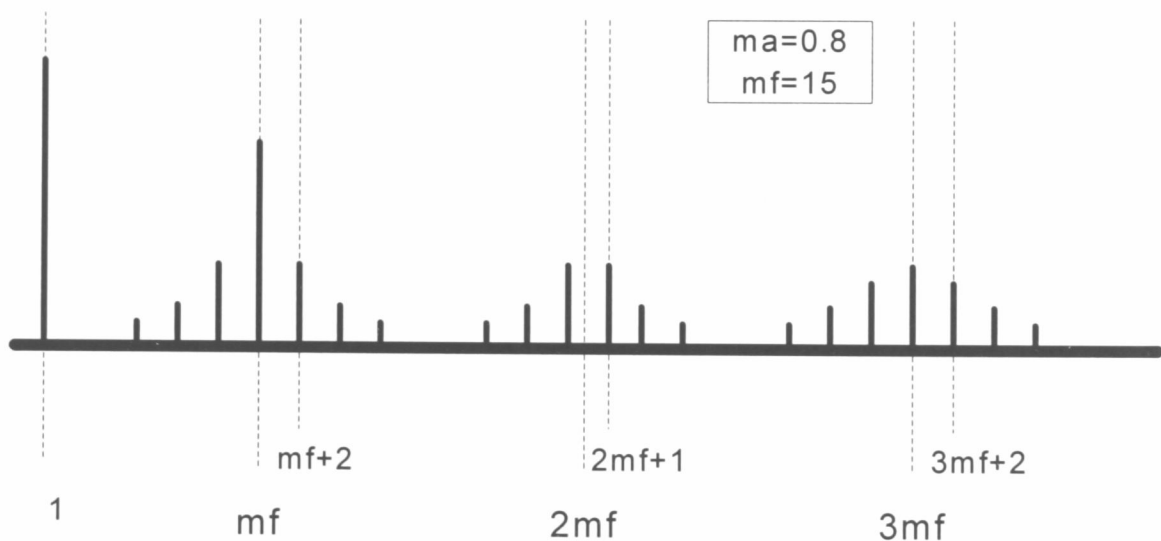
ή

$$f_h = (jm_f - k)f_1$$

με j, k ακέραιους αριθμούς. Ο αριθμός k έχει να κάνει με τον αριθμό των πλευρικών ζωνών και σχετίζεται με τον συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους. Θεωρητικά όσο μεγαλώνει το m_a οι πλευρικές αυξάνονται [1].

- Στην διαμόρφωση PWM το πλάτος της θεμελιώδους συχνότητας μεταβάλλεται γραμμικά με τον συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους (με την προϋπόθεση ότι $m_a < 1$). Σε περίπτωση υπερδιαμόρφωσης ($m_a > 1$) το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δεν μεταβάλλεται γραμμικά με τον συντελεστή m_a δημιουργώντας έτσι μεγάλο πρόβλημα στην επιλογή του φίλτρου για την εξάλειψη των αρμονικών [1].

- Ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας πρέπει να είναι ακέραιος και περιττός. Ακέραιος διότι όπως προαναφέρθηκε μη ακέραιες τιμές έχουν σαν αποτέλεσμα υποαρμονικές τις θεμελιώδους συχνότητας, οι οποίες είναι ανεπιθύμητες στις περισσότερες εφαρμογές. Η επιλογή μίας περιττής τιμής για τον m_f έχει σαν αποτέλεσμα μία περιττή συμμετρία $[f(-t) = -f(t)]$. Με αυτό τον τρόπο υπάρχουν μόνο περιττές αρμονικές, ενώ οι άρτιες εξαφανίζονται από την κυματομορφή εξόδου. Αυτό διαπιστώνεται εύκολα αν παρατηρήσουμε ότι στην ανάλυση Fourier οι συντελεστές της σειράς των ημιτόνων είναι διάφοροι του μηδενός, ενώ αυτοί της σειράς των συνημιτόνων είναι μηδενικοί. Ένα παράδειγμα φάσματος παρουσιάζεται παρακάτω με $m_f = 15$ και $m_a = 0,8$ [1].



Σχ. 3

Παράδειγμα φάσματος όπου σημειώνονται οι αρμονικές [1 , p.238]

2.3 Είδη παλμοδιαμορφώσεων

Η διαμόρφωση PWM είναι μία γενική μέθοδος και συναντάται με διάφορες παραλλαγές ανάλογα με την εφαρμογή. Παρακάτω αναφέρονται οι κυριότερες τεχνικές:

➤ Απλή Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM)

Στην περίπτωση αυτή έχουμε ένα δείγμα σε κάθε ημιπερίοδο του ημιτονοειδούς προς διαμόρφωση σήματος. Το πλάτος της εξόδου καθορίζεται από το εύρος του παλμού, δ και τη τάξη της αρμονικής συνιστώσας, n . Η κυματομορφή της τάσης εξόδου με χρήση σειρών Fourier γενικά δίνεται από την σχέση:

$$V_o = \sum_{n=1,2,3} A_n * \sin(n\omega t) + \sum_{n=1,2,3} B_n * \cos(n\omega t)$$

όπου

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V * \sin(n\omega t) d\omega t$$

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V * \cos(n\omega t) d\omega t$$

ω = κυκλική συχνότητα της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου

n = τάξη της αρμονικής συνιστώσας

V = τάση εισόδου του αντιστροφέα

Μετά από πράξεις καταλήγουμε στον εξής τύπο για την τάση εξόδου:

$$V_o = \sum_{n=1,3,5} \left(\frac{4V}{n\pi} \right) * \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right)$$

Η κύρια αρμονική είναι η τρίτη και το πλάτος δίνεται από τον τύπο:

$$V_{o,1} = \frac{4V}{n\pi} * \sin\left(\frac{\delta}{2}\right)$$

Η μικρότερη τιμή στον συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης που μπορεί να επιτευχθεί, χωρίς την χρήση κάποιου φίλτρου για την μείωση ή εξάλειψη των ανωτέρων αρμονικών, είναι περίπου 30% και αυξάνεται σημαντικά στις χαμηλές τάσεις εξόδου.

➤ Πολλαπλή Διαμόρφωση Εύρους Παλμών

Η περίπτωση αυτή αποτελεί απλώς την γενίκευση της προηγούμενης μεθόδου με περισσότερα δείγματα. Αν ο αριθμός των δειγμάτων στην ημιπερίοδο του ημιτόνου είναι p μπορεί να βρεθεί η ενεργός τάση εξόδου:

$$V_o = \frac{2p}{2\pi} \int_{\pi/p-\delta/2}^{\pi/p+\delta/2} (Ve^2) d\omega t = V_e \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}}$$

με V_e την ενεργό τάση εξόδου. Αν ο παλμός αρχίζει από το m δείγμα στο σημείο a και έχει πλάτος δ τότε οι συντελεστές Fourier δίνονται από τους τύπους:

$$A_n = \sum_{m=1}^p \frac{4V}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \cos(am + \frac{\delta}{2})$$

και

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{4V}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin(am + \frac{\delta}{2})$$

Έτσι η τάση εξόδου γίνεται:

$$V_o = \sum_{n=1,2,3...} A_n * \sin(nt\omega) + \sum_{n=1,2,3...} B_n * \cos(nt\omega)$$

Ο συντελεστής THD μειώνεται σημαντικά όσο αυξάνει η συχνότητα δειγματοληψίας καθώς μειώνεται το πλάτος των αρμονικών χαμηλής τάξης. Αυξάνονται ωστόσο οι απώλειες και το πλάτος των υψηλών αρμονικών, των οποίων η εξάλειψη είναι γενικά δύσκολη.

➤ Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM)

Η διαμόρφωση αυτή σε αντίθεση με την προηγούμενη δεν έχει σταθερό εύρος παλμού, αλλά μεταβάλλεται ανάλογα με το πλάτος ενός ημιτονοειδούς σήματος που διατηρείται στο κέντρο της ίδιας παλμοσειράς. Για την ενεργό τάση έχουμε:

$$V_o = V_e \left[\sum_{m=1}^p \frac{\delta m}{\pi} \right]^{\frac{1}{2}}$$

Η ανάλυση Fourier δίνει συντελεστές :

$$A_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_e}{n\pi} \sin[n(am + \delta m)] - \sin(nam)$$

και

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2Ve}{n\pi} \cos(nam) - \cos[n(am + \delta m)]$$

Αυτός ο τύπος διαμόρφωσης περιορίζει σημαντικά όλες τις αρμονικές με τάξη μικρότερη της $2p-1$. Ως αποτέλεσμα ο συντελεστής THD μειώνεται σημαντικά. Περισσότερα για την διαμόρφωση SPWM αναφέρονται στην επόμενη ενότητα 2.4.

➤ **Τροποποιημένη ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (MSPWM)**

Αποτελεί παραλλαγή της διαμόρφωσης SPWM με την διαφορά ότι αφαιρεί κάθε παλμό μεταξύ 60° και 120° σε κάθε ημιπερίοδο του ημιτόνου. Αυτό αποσκοπεί απλώς σε μείωση των απωλειών ενώ ο συντελεστής THD αυξάνει.

➤ **Έλεγχος με μετατόπιση φάσης**

Χρησιμοποιείται μόνο σε υψηλές ισχείς και εκμεταλλεύεται τη διαφορά δύο παλμών με μεταβλητή διαφορά φάσης.

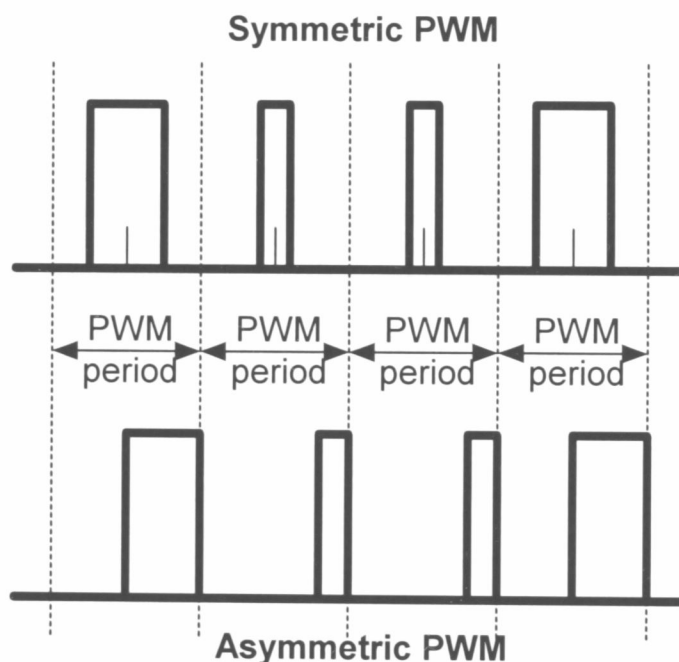
➤ **Συμμετρική PWM (Symmetric PWM)**

Αποτελεί παραλλαγή της πολλαπλής PWM (multiple pulse width modulation, MPWM). Κύριο χαρακτηριστικό είναι η συμμετρία που παρουσιάζουν οι παλμοί σε σχέση με το κέντρο κάθε περιόδου της PWM. Ο συντελεστής THD μειώνεται όσο αυξάνει η συχνότητα δειγματοληψίας καθώς μειώνεται το πλάτος των αρμονικών χαμηλής τάξης, ωστόσο αυξάνονται οι απώλειες [4, 5].

➤ Ασύμμετρη PWM (Asymmetric PWM)

Αποτελεί και αυτή παραλλαγή της MPWM. Η διαφορά της με την συμμετρική PWM είναι ότι παλμοί έχουν κοινή πλευρά με το τέλος κάθε περιόδου της PWM. Ο συντελεστής THD μειώνεται όσο αυξάνει η συχνότητα δειγματοληψίας καθώς μειώνεται το πλάτος των αρμονικών χαμηλής τάξης, ωστόσο αυξάνονται οι απώλειες. Είναι λιγότερο αποδοτική στην εξάλειψη της παραμόρφωσης σε σχέση με την συμμετρική PWM [5].

Παρακάτω δίνεται ένα παράδειγμα διαμορφωμένου σήματος με symmetric και asymmetric PWM.



Σχ. 4

Διάγραμμα όπου φαίνεται η θέση των παλμών της συμμετρικής και ασύμμετρης PWM.

➤ Διαμόρφωση εύρους παλμών με υστέρηση

Αυτή η τεχνική PWM αναφέρεται στην περίπτωση όπου το σήμα εξόδου (αποδιαμορφωμένο σήμα) μπορεί να ταλαντώνεται μέσα σε μία

καθορισμένη «ζώνη λάθους» (hysteresis band). Μπορεί να υλοποιηθεί με αναλογικά και ψηφιακά κυκλώματα. Είναι αρκετά διαδεδομένη τεχνική σε εφαρμογές ελέγχου μοτέρ.

➤ PWM με χρήση διανυσμάτων χώρου (Space Vector PWM)

Χρησιμοποιείται σε εφαρμογές με τριφασικούς αντιστροφείς με πηγή τάσης (VSI, Voltage Source Inverter). Κάνει χρήση διανυσμάτων για την επίλυση 3x3 συστήματος υπολογίζοντας τις τάσεις εξόδου [5].

2.4 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών

Η ημιτονοειδής διαμόρφωση SPWM υλοποιείται από την αφαίρεση των δύο PWM των ημιτονοειδών σημάτων αναφοράς με το φέρον σήμα [σχήμα]. Στο φάσμα συχνοτήτων αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την αλληλοεξάλειψη αρμονικών, κυρίως των ανώτερων, άρα την μείωση συντελεστή THD. Αυτό είναι το βασικό πλεονέκτημα της SPWM που την καθιστά ιδανική διαμόρφωση σε εφαρμογές όπου απαιτείται μικρός συντελεστής THD και απουσία ενδοδιαμόρφωσης.

Στην διαμόρφωση SPWM η βασική αρμονική συνιστώσα είναι ανάλογη του συντελεστή διαμόρφωσης και της τάσης εισόδου του αντιστροφέα και δίνεται από την σχέση:

$$V_{o,1} = V \cdot M_a$$

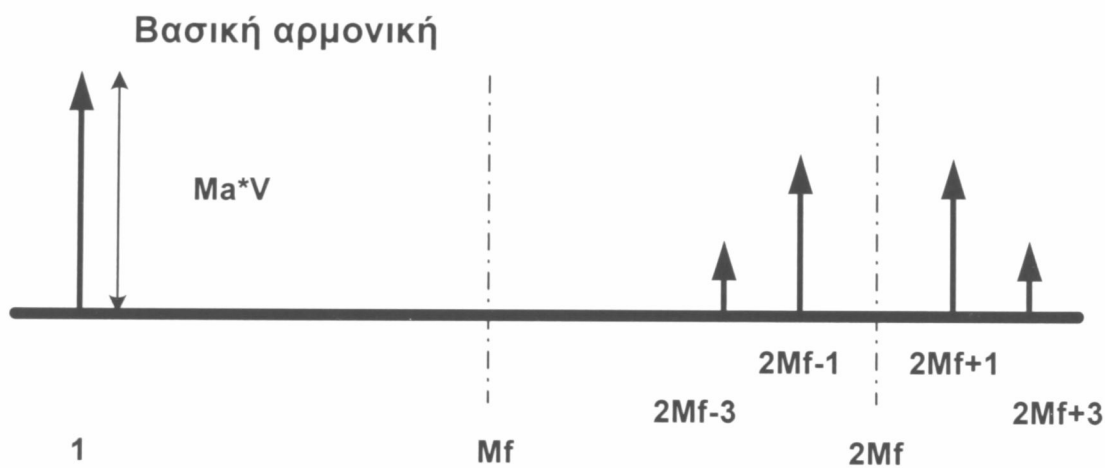
όπου V = τάση εισόδου του αντιστροφέα

ενώ η τάξη της δίνεται από την σχέση:

$$d = 2F_{nc} - 3$$

όπου $F_{nc} \equiv M_f$ είναι η ανοιγμένη συχνότητα φορέα

Παρακάτω δίνεται ένα διάγραμμα με το φάσμα που παράγει η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών.



Σχ. 5

Διάγραμμα αρμονικών της παλμοδιαμόρφωσης SPWM.



Στην περίπτωση μας όπου $F_{nc} = \frac{25KHz}{50Hz} = 500$, δηλαδή η συχνότητα του φορέα είναι 500 φορές μεγαλύτερη από την συχνότητα αναφοράς, η επόμενη χαμηλότερης τάξης εμφανιζόμενη αρμονική συνιστώσα d είναι η 997^η. Επομένως, όσο περισσότερο αυξάνεται η συχνότητα του φορέα, τόσο περισσότερο μετατοπίζονται και οι ανώτερες αρμονικές προς τα δεξιά του φάσματος συχνοτήτων [11].

Η διαμόρφωση SPWM είναι αυτή που χρησιμοποιήθηκε στην εφαρμογή για τον έλεγχο του αντιστροφέα με πολύ καλά αποτελέσματα. Να

αναφερθεί ότι ο συντελεστής THD μειώθηκε στο 0.7% με μέγιστο συντελεστή διαμόρφωσης $M_f=0.9$ γεγονός που οδήγησε σε ένα πολύ καλό ημίτονο στην έξοδο του αντιστροφέα σε συνδυασμό με το κατάλληλο φίλτρο εξόδου.

Παρακάτω δίνεται ένα παράδειγμα διαμόρφωσης εύρους παλμών με $M_f=5$ και $M_a=0.8$. Η πρώτη παλμοσειρά αποτελεί την διαμόρφωση εύρους παλμών του πρώτου ημιτόνου με το τριγωνικό σήμα ενώ το ενώ η δεύτερη παλμοσειρά αποτελεί την διαμόρφωση εύρους παλμών του δεύτερου ημιτόνου με το φέρον σήμα. Η τρίτη παλμοσειρά αποτελεί την κυματομορφή που προκύπτει από την λογική πράξη XOR των δύο πρώτων παλμοσειρών ($(3) \rightarrow (1) \text{ XOR } (2)$). Η τέταρτη κυματομορφή αποτελεί την συνάρτηση προσήμου του ημιτόνου. Η πέμπτη κυματομορφή που προκύπτει από την λογική πράξη XOR των παλμοσειρών (3) και (4), δηλαδή ($(5) \rightarrow (3) \text{ XOR } (4)$). Η τελευταία κυματομορφή αποτελεί την παλμοσειρά της SPWM και προκύπτει από τις παραπάνω κυματομορφές με τους εξής δύο τρόπους:

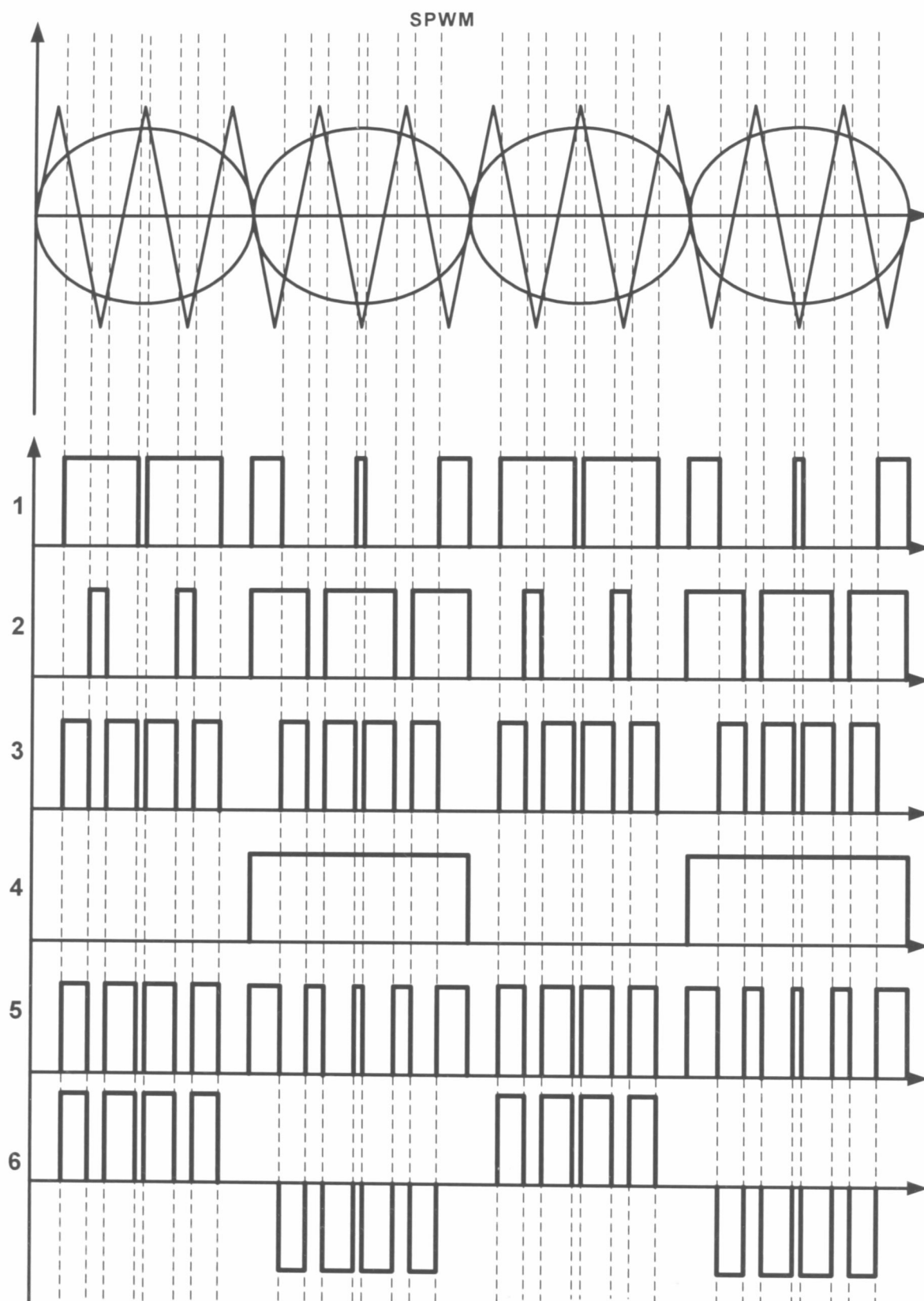
$$((6) \rightarrow (1) - (2)) \text{ ή } ((6) \rightarrow (5) - (4))$$

Η κυματομορφή αυτή αποτελεί το σήμα εισόδου του υποσυστήματος ισχύος που θα παρουσιαστεί στο κεφάλαιο 5. Πιο συγκεκριμένα η παλμοσειρά αυτή οδηγεί μία γέφυρα από MOSFET. Στην έξοδο του συστήματος ισχύος παίρνουμε το αποδιαμορφωμένο ημίτονο [7].

Συνοπτικά δίνονται όλες οι παλμοσειρές που παρουσιάζονται παρακάτω:

- (1). Plain Carrier PWM
- (2). Reverse Carrier PWM
- (3). (1) EX-OR (2)

- (4). Input Sign
- (5). (3) EX-OR (4)
- (6). SPWM = (1) – (2) = (5) – (4)



Σχ. 6
Κυματομορφές παλμών που οδηγούν την διακοπτική γέφυρα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΥΠΟΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΤΗ DSP

3.1 Εισαγωγή στους επεξεργαστές DSP's

α) Ορισμός

Ονομάζουμε επεξεργαστή DSP κάθε ηλεκτρονικό σύστημα το οποίο μπορεί να κάνει ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Αυτός είναι ένας πολύ γενικός ορισμός για τον επεξεργαστή DSP και θα γίνει περισσότερο κατανοητός παρακάτω όπου θα παραθέσουμε κάποιες ιδιότητες.

Οι επεξεργαστές ψηφιακού σήματος συναντώνται σε εφαρμογές όπου τα αναλογικά ηλεκτρονικά είναι δύσκολο ή και αδύνατο να ανταπεξέλθουν. Αναγνώριση φωνής, σύνθεση φωνής, υπολογισμός γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (FFT), επεξεργασία εικόνας, κρυπτογράφηση και αποκρυπτογράφηση φωνής, τεχνητή όραση, ρομποτική, είναι μερικές σύγχρονες εφαρμογές που αποτελούν ένα μικρό κομμάτι του πεδίου εφαρμογής των επεξεργαστών DSP.

Τα συστήματα επεξεργαστών DSP έχουν αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα αναλογικά συστήματα:

❖ Τα συστήματα DSP δεν επηρεάζονται από το περιβάλλον

Τα ψηφιακά συστήματα είναι, από την φύση τους, συνειδητά λιγότερο ευαίσθητα στις κλιματολογικές συνθήκες από τα αναλογικά συστήματα. Για παράδειγμα η συμπεριφορά ενός αναλογικού κυκλώματος εξαρτάται από την θερμοκρασία ενώ ένα ψηφιακό σύστημα αποκρίνεται το ίδιο είτε τοποθετηθεί στο χιόνι είτε στην έρημο.

❖ Τα συστήματα DSP δεν επηρεάζονται από τις ανοχές των υλικών

Τα αναλογικά εξαρτήματα είναι κατασκευασμένα με καθορισμένες ανοχές, για παράδειγμα μία αντίσταση πέρα από την ονομαστική της τιμή έχει και κάποια ανοχή. Η ολική απόκριση ενός αναλογικού συστήματος εξαρτάται από τις πραγματικές τιμές όλων των αναλογικών εξαρτημάτων που χρησιμοποιούνται. Σαν αποτέλεσμα δύο αναλογικά συστήματα της ίδιας σχεδίασης θα έχουν ελαφρώς διαφορετικές αποκρίσεις εξαιτίας των λίγο διαφορετικών τιμών των εξαρτημάτων. Σε αντιπαράθεση, σωστά κατασκευασμένα ψηφιακά συστήματα πάντα έχουν τις ίδιες αποκρίσεις δίνοντας τις ίδιες εισόδους

❖ Τα συστήματα DSP μπορούν να επαναπρογραμματιστούν

Τα ψηφιακά συστήματα που στηρίζονται σε προγραμματιζόμενους επεξεργαστές, μπορούν να επαναπρογραμματιστούν έτσι ώστε να επιτελέσουν άλλες λειτουργίες. Αυτό για να επιτευχθεί με ένα αναλογικό σύστημα θα πρέπει να τοποθετηθούν νέα εξαρτήματα στην θέση άλλων έτσι ώστε να επιτελέσει κάποιο άλλο σκοπό.

❖ Τα συστήματα DSP μπορούν να επιτελούν πολλές λειτουργίες παράλληλα με την ίδια πολυπλοκότητα

Τα αναλογικά συστήματα εκτελούν διακριτές λειτουργίες και συνήθως σειριακά. Για να εκτελέσουν πολλές λειτουργίες παράλληλα πρέπει

αφενός να αλλαχθεί το hardware αφετέρου να αυξηθεί η πολυπλοκότητα του κυκλώματος. Αντιθέτως ένα DSP μπορεί να εκτελεί πολλές διακριτές λειτουργίες παράλληλα κάνοντας χρήση του ίδιου υλικού, για παράδειγμα μπορούμε να προγραμματίσουμε ένα DSP να υλοποιεί PWM και παράλληλα να υπολογίζει τον FFT ενός σήματος ή να κάνει προσδιορισμό του φορτίου για την βέλτιστη λειτουργία κάποιου φωτοβολταϊκού.

β) Γλώσσες Προγραμματισμού για DSP

Οι δύο πιο διαδεδομένες γλώσσες για τον προγραμματισμό ενός επεξεργαστή DSP είναι η γλώσσα μηχανής (assembly) και η γλώσσα C.

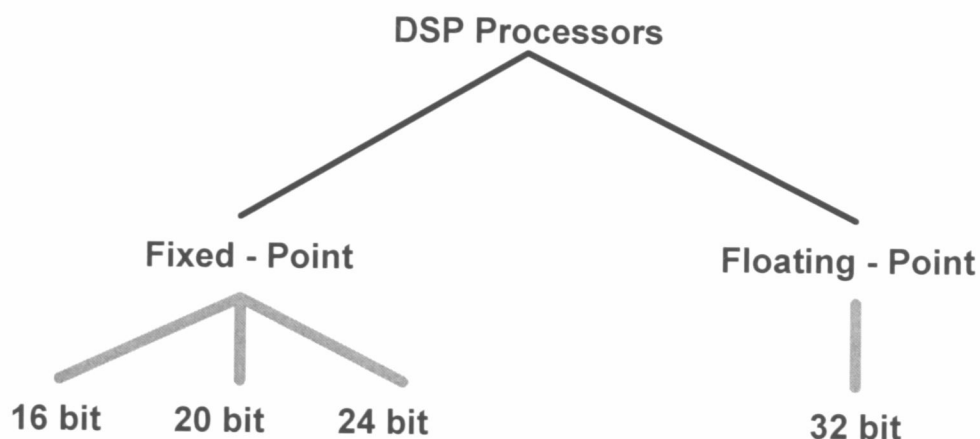
Η γλώσσα μηχανής παράγει γρήγορους και αποδοτικότερους κώδικες, ωστόσο είναι δύσχρηστη και δεν προσφέρει ευελιξία. Είναι ικανή να αξιοποιεί τον παραλληλισμό και πολλά εξειδικευμένα χαρακτηριστικά του επεξεργαστή, με αποτέλεσμα την καλύτερη απόδοση του επεξεργαστή. Ωστόσο από τις εταιρίες προτιμάται η χρήση C διότι είναι πιο εύκολη, πιο εύχρηστη, πιο διαδεδομένη και επιτρέπει την αλλαγή παραμέτρων, όπως κατηγορία επεξεργαστή – κατασκευαστή, χωρίς μεγάλες αλλαγές στην σχεδίαση.

Οι εταιρίες κατασκευής επεξεργαστών DSP παρέχουν προγράμματα για την μετατροπή κωδίκων C σε Assembly, δίνοντας την ευχέρεια στον προγραμματιστή να επέμβει και να βελτιστοποιήσει τον κώδικα σε επίπεδο μηχανής. Επίσης στην αγορά και στο διαδίκτυο κάθε εταιρεία κυκλοφορεί κάποιο δικό της λογισμικό έτσι ώστε να δημιουργείται ένα

περιβάλλον εργασίας με την βοήθεια του οποίου ο προγραμματιστής να μπορεί να προσομειώσει, να προγραμματίσει και να αποσφαλματώσει το πρόγραμμα του. Παράδειγμα τέτοιου λογισμικού είναι το περιβάλλον εργασίας Code Composer Studio της εταιρίας κατασκευής επεξεργαστών DSP Texas Instruments. Ο Code Composer και το TMS320C3x4x Code Generation Tools χρησιμοποιήθηκαν για τον προγραμματισμό του υποσυστήματος DSP σε αυτή τη εργασία.

γ) Σύγκριση Fixed – Floating Point

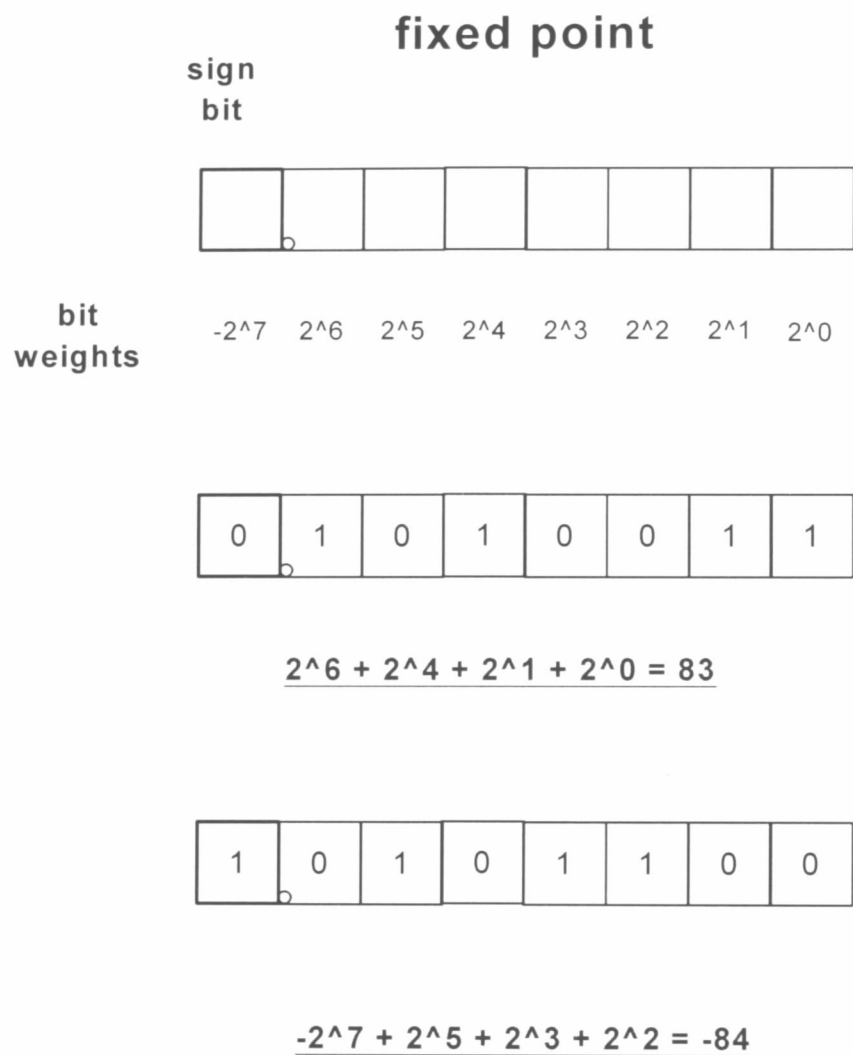
Σε αυτό το σημείο θα ήταν χρήσιμο να κάνουμε μία κατάταξη των επεξεργαστών DSP σύμφωνα με τον τρόπο που αναπαριστούν τα νούμερα. Μιλάμε για δύο μεγάλες κατηγορίες, τους επεξεργαστές σταθερής υποδιαστολής (fixed point dsp) και κινητής υποδιαστολής (floating point dsp) [8].



Σχ. 7
Κατηγοριοποίηση επεξεργαστών ψηφιακού σήματος

Στα ολοκληρωμένα κυκλώματα επεξεργασίας σήματος σταθερής υποδιαστολής, οι αριθμοί αναπαρίστανται σαν ακέραιοι ή/και σαν κλάσματα μεταξύ -1.0 και 1.0 . Έχουν μήκος λέξης 16, 20 ή 24 bits. Ακολουθεί παράδειγμα για καλύτερη κατανόηση.

Οι επεξεργαστές σταθερής υποδιαστολής χρησιμοποιούνται πολύ συχνά όταν υπάρχει μεγάλη υπολογιστική ανάγκη και ταυτόχρονα μικρή κατανάλωση ισχύος. Καταναλώνουν λιγότερη ενέργεια διότι έχουν μικρότερο μέγεθος επιφάνειας ανά ολοκληρωμένα. Λόγω τις απλούστερης αρχιτεκτονικής τους συνήθως επιτυγχάνουν πολύ μικρούς χρόνους ρολογιού ενώ εκτελούν περισσότερες εντολές ανά δευτερόλεπτο (MIPS). Ωστόσο δεν προσφέρουν ευελιξία λόγω της μικρής εμβέλειας στη λέξη. Τελος κρίνονται ανεπαρκής σε εφαρμογές όπου απαιτείται μεγάλη ακρίβεια πχ. επεξεργασία σημάτων [8].

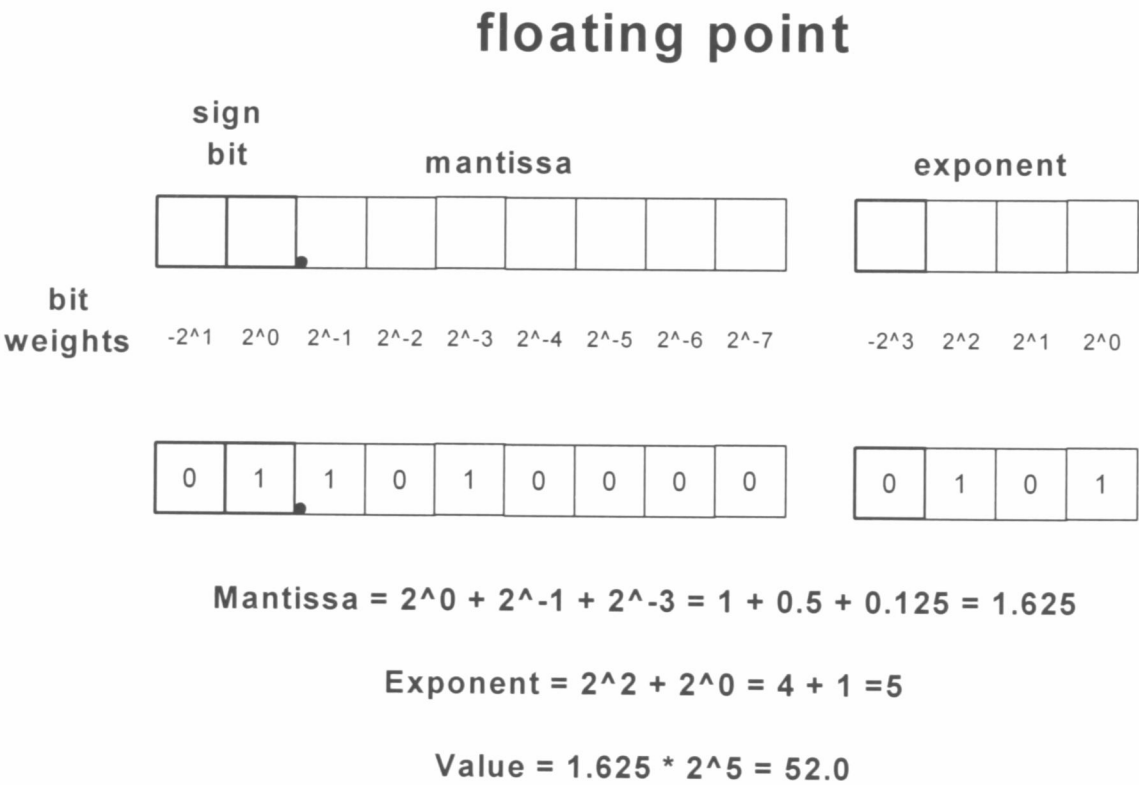


Σχ. 8
Παράδειγμα υπολογισμού αριθμών με Fixed Point DSP

Απ’την άλλη μεριά οι μικροεπεξεργαστές κινητής υποδιαστολής αναπαριστούν τους αριθμούς σαν συνδυασμό δύο όρων, *mantissa* και *exponent*. Το *mantissa* παίρνει τιμές από +1.0 έως +2.0 και −2.0 έως −1.0. Το *exponent* είναι ακέραιος αριθμός. Γενικά οποιοσδήποτε αριθμός υπολογίζεται με βάση τον τύπο:

$$Value = mantissa * 2^{exponent}$$

Οι μικροεπεξεργαστές κινητής υποδιαστολής γενικά είναι πιο εύκολοι να προγραμματιστούν. Αυτό συμβαίνει διότι δεν υπάρχουν περιορισμοί στην αναπαράσταση μεγάλων αριθμών. Γενικά υπάρχει η δυνατότητα μεγαλύτερης ακρίβειας διότι έχουν μήκος λέξης 32 bit. Ωστόσο είναι πιο ακριβοί διότι αφενός έχουν μεγαλύτερη πολυπλοκότητα στα κυκλώματα υπολογισμού των πραγματικών αριθμών, αφετέρου το μεγαλύτερο μέγεθος λέξης απαιτεί πιο πλατιές μνήμες και περισσότερα buses άρα αυξανόμενο ολικό κόστος [8].



Οι επεξεργαστές σήματος κινητής υποδιαστολής χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές υψηλής τεχνολογίας μεγάλων αποδόσεων, όπως σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα, συστήματα μεταγωγής πακέτων στο δίκτυο, σε ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος, στη κινητή τηλεφωνία και άλλες παρόμοιες εφαρμογές όπου απαιτείται ακρίβεια ή μεγάλο μέγεθος λέξης. Απ'την άλλη μεριά οι επεξεργαστές σήματος σταθερής υποδιαστολής συναντώνται σε εφαρμογές όπου υπάρχει μικρή κατανάλωση ισχύος και μικρό κόστος.

δ) Οι διάφορες εταιρίες κατασκευής DSP's

Οι κυριότερες εταιρίες κατασκευής μικροεπεξεργαστών DSP,στις μέρες μας, είναι οι Texas Instruments, Motorola, Xilinx και Analog Devices. Χαρακτηριστικά κάθε εταιρίας είναι η τιμή, η διαθεσιμότητα, η τεχνική υποστήριξη, η πολιτική πωλήσεων και το λογισμικό που παρέχουν. Κύριοι ανταγωνιστές είναι η Motorola, η Analog Devices και η Texas Instruments. Η πρώτη κρατάει τα σκήπτρα στην αγορά DSP's ενώ η τρίτη συνεχώς κερδίζει έδαφος κυρίως λόγω της καλύτερης τεχνικής υποστήριξης και του καλύτερου λογισμικού που παρέχει. Η Xilinx εξειδικεύεται περισσότερο στην κατασκευή FPGA's και CPLD's. Να σημειωθεί ότι η Texas Instruments και η Analog Devices έχουν ξεφύγει από τα απαρχαιωμένα περιβάλλοντα ανάπτυξης εφαρμογών σε MSDos και προσφέρουν πλέον γραφικό περιβάλλον σε Windows (Code Composer και Visual C++ αντίστοιχα).

Παρακάτω παρατίθεται πίνακας με τις κυριότερες εταιρίες. Φαίνεται μία μικρή υπεροχή της Motorola και Analog Devices στους επεξεργαστές

σταθερής υποδιαστολής (Fixed Point) και των Texas Instruments σε μικροεπεξεργαστές σταθερής υποδιαστολής (Floating Point). Αυτές οι τρεις εταιρίες κατέχουν το συντριπτικό μερίδιο στην αγορά.

COMPANY	MODEL	TYPE	FREQ.	DATA WIDTH	SPEED
			(MHz)		(MIPS)
Texas Instruments	TMS320C15	Fixed	5	16	5,000
	TMS320C25	Fixed	40	16	10,000
	TMS320C31	Floating	33	32	16,667
	TMS320C32-60	Floating	60	32	30,000
	TMS320VC33-120	Floating	60	32	60,000
	TMS320VC33-150	Floating	75	32	75,000
	TMS320C40-60	Floating	60	32	30,000
	TMS320C44-60	Floating	60	32	30,000
	TMS320C54	Fixed	47,5	16	100,000
	TMS320C62	Fixed	150	16	1200,000
	TMS320C6211-167	Fixed	167	16	1333,000
	TMS320C6713-225	Floating	225	32	1800,000
	TMS320C82	Floating	80	32	1500,000
Xilinx	C32025	Fixed	40	16	10,000
Motorola	DSP56301	Fixed	100	24	100,000
	DSP56311	Fixed	150	24	255,000
	DSP56852	Fixed	120	16	120,000
	MSC8101	Floating	300	32	1200,000
Analog Devices	ADSP21535	Fixed	300	16	600,000
	ADSP2186	Fixed	80	16	80,000

Πίνακας 1.

Ενδεικτικός συγκριτικός πίνακας με επεξεργαστές ψηφιακού σήματος από τις κυρίαρχουσες εταιρίες κατασκευής DSP's.

Τα παραπάνω στοιχεία (DSP's) είναι ενδεικτικά και σαφώς εξυπηρετούν πολλαπλούς σκοπούς (εφαρμογές επεξεργασίας σήματος σε πραγματικό

χρόνο, επεξεργασίας εικόνας, τηλεπικοινωνίες και εφαρμογές δικτύων κτλ.), άρα δεν είναι όλα κατάλληλα για εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος.

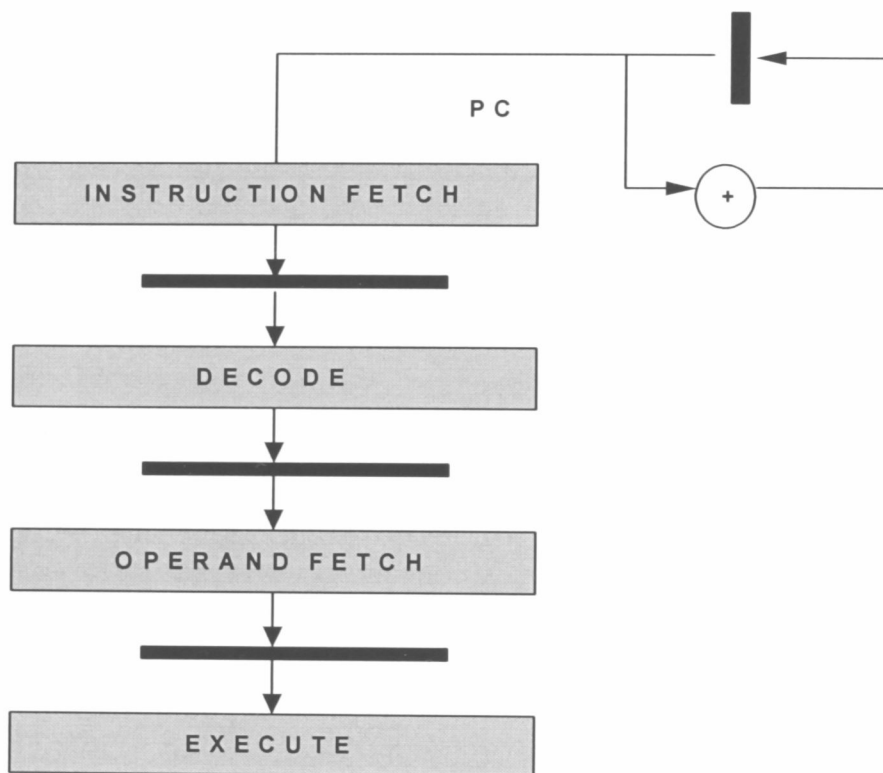
3.2 Ο επεξεργαστής TMS320VC33

Ο επεξεργαστής TMS320VC33 ανήκει στην οικογένεια TMS320VC3x και αποτελεί το νεότερο μοντέλο αυτής της οικογένειας. Είναι ένα 32-bit DSP κινητής υποδιαστολής (floating-point). Χαρακτηρίζεται για την πολύ χαμηλή κατανάλωση ισχύος (<200 mW στα 150 MFLOPS) ενώ προσφέρει υψηλή αποδοτικότητα. Είναι κατασκευασμένο σε τεχνολογία CMOS στα 0.18μ με 4 επίπεδα μετάλλου και κατασκευάζεται στα 120 MFLOPS ή 150 MFLOPS με κύκλο ρολογιού 17ns ή 13ns αντίστοιχα.

Το βελτιωμένο σύστημα από κανάλια (buses) που διαθέτει καθώς και το, ειδικά διαμορφωμένο για ψηφιακή επεξεργασία σήματος, σετ εντολών που έχει, έχουν την ταχύτητα και ευελιξία να εκτελέσουν έως και 150 εκατομμύρια πράξεις κινητής υποδιαστολής (MFLOPS). Ο επεξεργαστής TMS320VC33 βελτιστοποιεί την ταχύτητα υλοποιώντας συναρτήσεις σε hardware, σε αντίθεση με άλλους επεξεργαστές που χρησιμοποιούν βελτιώσεις σε software ή μικροκώδικα. Ο επεξεργαστής TMS320VC33 έχει την δυνατότητα να εκτελέσει παράλληλα μία πράξη πολλαπλασιασμού και μία πράξη της αριθμητικής λογικής μονάδας (ALU) σε έναν κύκλο. Ακόμη έχει βάθος παραλληλισμού (pipelining) 4, είναι ικανό σε ένα κύκλο ρολογιού να φέρει προς εκτέλεση μία εντολή, να διαβάσει δύο τελεστέους από την μνήμη δεδομένων και να γράψει το

αποτέλεσμα στην κατάλληλη θέση. Τα τέσσερα βήματα που εκτελούνται είναι

- α) να φέρει την εντολή (instruction fetch)
- β) να γίνει η αποκωδικοποίηση (decode)
- γ) να φέρει τους τελεστές από την μνήμη (operand fetch)
- δ) να εκτελέσει την εντολή (execute). Παρακάτω παρατίθεται ενδεικτικό σχήμα.



Σχ. 9

Διάγραμμα με τα στάδια του παραλληλισμού (pipelining) του επεξεργαστή TMS320VC33.

Οι πράξεις φόρτωσης και αποθήκευσης (load & store operations) χρησιμοποιούνται για να μεταφέρουν δεδομένα μνήμης προς/από το πίνακα καταχωρητών (register file). Υπάρχουν 4 θύρες εσωτερικής μνήμης (SRAM) συνολικής χωρητικότητας 64K x 32bit για προγραμματισμό και αποθήκευση δεδομένων και μία μνήμη ROM διπλής πρόσβασης συνολικής χωρητικότητας 4K x 32bit. Επίσης υπάρχει μία γρήγορη μνήμη (cache) βάθους 64 λέξεων, η οποία επιτυγχάνει

σημαντική μείωση του χρόνου εκτέλεσης προγραμμάτων με εντολές με πολλαπλές προσβάσεις μνήμης. Η οργάνωση μνήμης είναι μία παραλλαγή της αρχιτεκτονικής Harvard, δηλαδή χρησιμοποιείται διαφορετική μνήμη για εντολές και δεδομένα.

Ο επεξεργαστής TMS320VC33 επίσης περιέχει αριθμητική λογική μονάδα χωριστή από την μονάδα πολλαπλασιασμού. Έχει έναν 32bit μετατοπιστή (barrel shifter) ενώ διαθέτει οκτώ 40bit καταχωρητές γενικής χρήσης, οκτώ 40bit καταχωρητές διευθυνσιοδότησης και δώδεκα καταχωρητές ειδικής χρήσης. Επιπλέον διαθέτει δύο 32bit κανάλια δεδομένων (data buses). Τα περιφερειακά που διαθέτει είναι ένας ελεγκτής DMA για την απελευθέρωση της επεξεργαστικής μονάδας από την διαδικασία I/O, δύο 32bit μετρητές (Timers) για να μετράει εξωτερικά γεγονότα ή να παράγει παλμούς ή τετραγωνικές κυματομορφές διαιρεμένες από το ρολόι, μία σύγχρονη σειριακή θύρα (Synchronous Serial Port) για επικοινωνία με το έξω περιβάλλον, δύο σημαίες εισόδου / εξόδου (I/O flags) και τέσσερις εισόδους για εξωτερικά interrupts.

Παρακάτω παρατίθεται η αρχιτεκτονική του TMS320VC33.

3.3 Η λειτουργικότητα του υποσυστήματος DSP

α) Οι λειτουργίες που επιτελεί το DSP

Η καινοτομία αυτής της πρακτικής είναι όπως προαναφέρθηκε στο πρώτο κεφάλαιο η χρησιμοποίηση ενός μικροεπεξεργαστή ψηφιακού σήματος (DSP) ως μέρος ενός συστήματος ισχύος, ενός DC – AC αντιστροφέα.

Παρόμοιες υλοποιήσεις αντιστροφέων υπάρχουν πολλές στο χώρο των ηλεκτρονικών ισχύος ωστόσο υλοποιήσεις αντιστροφέων με χρήση DSPs είναι πολύ λίγες καθώς μέχρι τώρα χρησιμοποιούνταν αναλογικά ηλεκτρονικά, όπως εν παραδείγματι συγκριτές ή τελεστικοί ενισχυτές για την διαμόρφωση του ημιτονοειδούς σήματος εισόδου.

Η χρήση του DSP κρίνεται επιτακτική στην εφαρμογή μας καθώς χρειάζεται μεγάλη συχνότητα λειτουργίας των Timers και σίγουρα οποιαδήποτε αντικατάστατη του με κάποιο άλλο εργαλείο (μικροελεγκτή ή συγκριτές και τελεστικούς ενισχυτές) θα αύξανε την πολυπλοκότητα του συστήματος ενώ πιθανόν να υπήρχαν προβλήματα χρονισμού. Με την χρήση του DSP δεν αντιμετωπίστηκαν ιδιαίτερα προβλήματα χρονισμού καθώς το hardware (timers, άλλα περιφερειακά) που χρησιμοποιήθηκε χρονιζόταν εσωτερικά από τον πυρήνα του DSP. Επιπλέον αποφεύχθει η χρήση εξωτερικού υλικού (εξωτερική μνήμη ή πολυδονητές για την δημιουργία των περιοδικών κυματομορφών).

Η λειτουργία του DSP στηρίζεται στην χρήση των δύο 32-bit timers που διαθέτει. Ο ένας προγραμματίζεται στο να μετράει από το 0 έως μια τιμή κατάλληλα επιλεγμένη, προσομοιώνοντας έτσι ένα τέταρτο της περιόδου

του τριγωνικού σήματος (carrier signal). Θέτοντας τον timer να μηδενίζει κάθε φορά που τελειώνει το μέτρημα και να ξαναξεκινά, προσομοιώνουμε ολόκληρη την περίοδο του τριγωνικού σήματος.

Κύρια δουλειά του μικροεπεξεργαστή πέρα από το να μετρά, είναι να υπολογίζει τα σημεία τομής του ημιτόνου με τον τριγωνικό παλμό. Αυτό επιτυγχάνεται με το να δίνουμε την σωστή κάθε φορά φάση σαν είσοδο στην συνάρτηση \sin , η οποία υπολογίζει τις τιμές του ημιτόνου. Έτσι υπολογίζοντας τις φάσεις του ημιτόνου όπου αντιστοιχούν τα κοινά σημεία τομής, γίνονται γνωστές και οι τιμές του ημιτόνου στα κοινά σημεία τομής. Επειδή σε κάθε κύκλο διαμόρφωσης θα πρέπει να υπολογίζονται εκ νέου δύο τιμές (μία τιμή για κάθε ένα από τα δύο ημίτονα), γεγονός που απαιτεί μεγάλη υπολογιστική ισχύ, γίνεται η παραδοχή ότι κάθε δύο διαδοχικά σημεία τομής έχουν διαφορά φάσης π/M_f . Το χρονικό εύρος κάθε παλμού που προκύπτει από την PWM κάθε ημιτόνου δίνεται από την σχέση:

$$T_{on} = (T_s/2) * (1 + V_{ref,\sin})$$

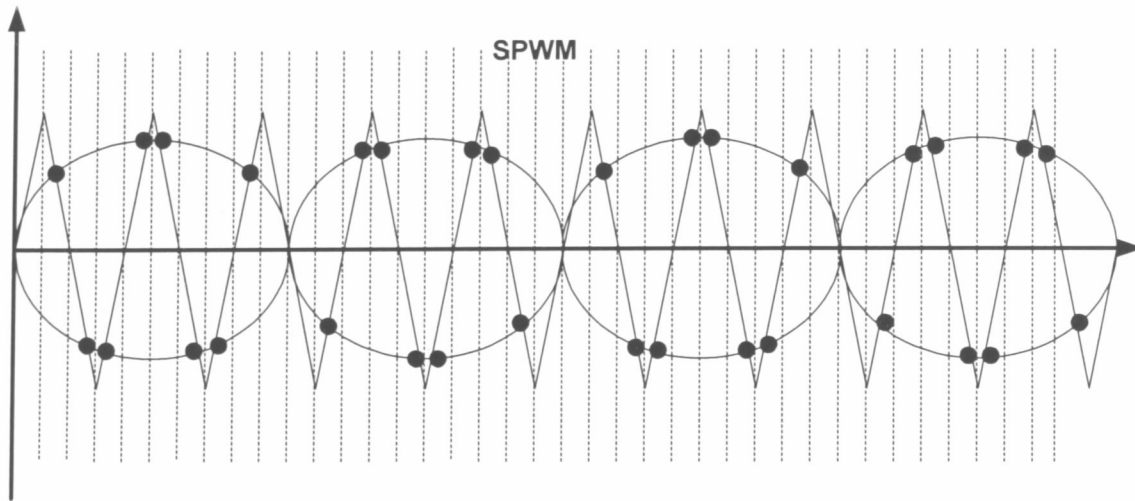
με T_s την συχνότητα του φέροντος και $V_{ref,\sin} = M_a \sin(2\pi f_{\sin} t)$ [9]

Κάθε τιμή, σε κάθε τέταρτο περιόδου του τριγωνικού παλμού όπου υπάρχει κοινό σημείο τομής του ημιτόνου με το τριγωνικό σήμα, φορτώνεται στον δεύτερο 32-bit timer. Ο timer προγραμματίζεται έτσι ώστε να μετρά μέχρι την μέγιστη τιμή και να παράγει ένα παλμό. Αυτός ο παλμός είναι πολύ σημαντικός διότι μας δείχνει πόσο χρόνο είναι μεγαλύτερο το πλάτος του ημιτόνου από το πλάτος του τριγωνικού παλμού. Εξάλλου αυτός είναι και ο παλμός που παράγει μία διαμόρφωση

PWM! Ωστόσο, όπως έχει προαναφερθεί στην διαμόρφωση του ημιτόνου χρησιμοποιήθηκε η ημιτονοειδής εύρους παλμών SPWM.

Ξέρουμε ότι στην ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών έχουμε ένα φέρον σήμα (τριγωνικός παλμός) και δύο σήματα αναφοράς (ημιτονοειδή) με διαφορά φάσης 180° . Εδώ θα χρειαζόμασταν και ένα τρίτο timer που θα παράγει τους επιθυμητούς παλμούς διότι τα κοινά σημεία τομής τώρα διπλασιάζονται. Ωστόσο τρίτο timer ο μικροεπεξεργαστής TMS320VC33 δεν έχει. Αυτό το πρόβλημα λύθηκε απλά, σκεπτόμενοι ότι κάθε ημίτονο έχει δύο σημεία τομής σε μία μόνο ημιπερίοδο της περιόδου του τριγωνικού σήματος και ότι τα ημίτονα έχουν συμμετρία ως προς τον οριζόντιο άξονα. Κατά την διάρκεια της ημιπεριόδου που δεν υπάρχουν κοινά σημεία τομής με το ένα ημίτονο και τον τριγωνικό παλμό, το DSP προγραμματίστηκε να υπολογίζει τα σημεία τομής του δεύτερου ημιτόνου και να προεγκαταστεί τις τιμές (έχουν ίδια τιμή με τα σημεία τομής του πρώτου ημιτόνου λόγω συμμετρίας των δύο ημιτόνων) στο ίδιο timer.

Παρακάτω φαίνεται ένα παράδειγμα SPWM. Με κουκίδες είναι τα σημεία τομής των ημιτόνων με το τριγωνικό παλμό. Οι διακεκομμένες γραμμές σηματοδοτούν την στιγμή που προεγκατασταίνεται ο πρώτος timer για να αρχίσει το μέτρημα προσομοιώνοντας μία τεταρτοπερίοδο του τετραγωνικού παλμού.



Σχ. 11

Παράδειγμα μίας SPWM.

Έτσι διπλασιάζοντας την συχνότητα προεγκατάστασης του timer λύθηκε το πρόβλημα που παρουσιάστηκε με την απουσία τρίτου timer.

Μία επίσης χρήσιμη λειτουργία του DSP είναι να υπολογίζει το πρόσημο του ημιτόνου, δηλαδή κάθε πόσες ημιπεριόδους το ημίτονο έχει σταθερό πρόσημο και έπειτα αλλάζει. Αυτό είναι αναγκαίο διότι οι παλμοί που παράγουν οι timers του DSP έχουν δύο λογικά επίπεδα το 0 και το 1, ενώ στην SPWM οι παλμοί έχουν τρία λογικά επίπεδα 0, 1 και -1. Μετρώντας τον αριθμό των τεταρτοπεριοδών του τριγωνικού παλμού, χρησιμοποιώντας μία μεταβλητή και γνωρίζοντας ότι κάθε $\frac{F_{tri}}{F \sin} * 4$ τέταρτα της περιόδου το ημίτονο αλλάζει πρόσημο, το ένα από τα δύο I/O flags του DSP προγραμματίστηκε να δίνει μία σειρά παλμών με λογική τιμή 1 αν το ημίτονο ήταν θετικό ή 0 αν ήταν αρνητικό. Με αυτόν τον τρόπο είχαμε και μία περιοδική παλμοσειρά στην έξοδο του DSP που διατηρούσε τις εναλλαγές του πρόσημου. Με αυτόν τον τρόπο επιτευχθεί η μετατροπή της παλμοσειράς διαμόρφωσης μονού πρόσημου σε παλμοσειρά διπλού πρόσημου για την οδήγηση του DC-AC αντιστροφέα.

Τέλος ένα άλλο κομμάτι από το υλικό του DSP (hardware) που χρησιμοποιήθηκε ήταν η σειριακή θύρα επικοινωνίας. Κάθε φορά που ο timer τελείωνε το μέτρημα έδινε κάποιο interrupt στον επεξεργαστή οπότε ο PC πήγαινε στην κατάλληλη ρουτίνα εξυπηρέτησης του interrupt (interrupt service routine) για να εκτελέσει κάποιο κώδικα. Μέσα στις ρουτίνες αυτές προστέθηκε και κάποιο κομμάτι κώδικα I/O για αποσφαλμάτωση (debugging) του κώδικα. Κάθε φορά που ερχόταν interrupt από τους Timers, για να ξέρουμε ότι οι ρουτίνες εξυπηρέτησης θα εκτελεστούν σωστά, η σειριακή θύρα έστελνε κάποιο χαρακτήρα στην οθόνη.

Η περιοδική παλμοσειρά του πρόσημου που κρατιόταν στο πρώτο I/O flag και η παλμοσειρά του δεύτερου timer που κρατιόταν στο δεύτερο I/O flag αποτελούν τις δύο κυματομορφές εξόδου από το υποσύστημα DSP προς το υποσύστημα ισχύος.

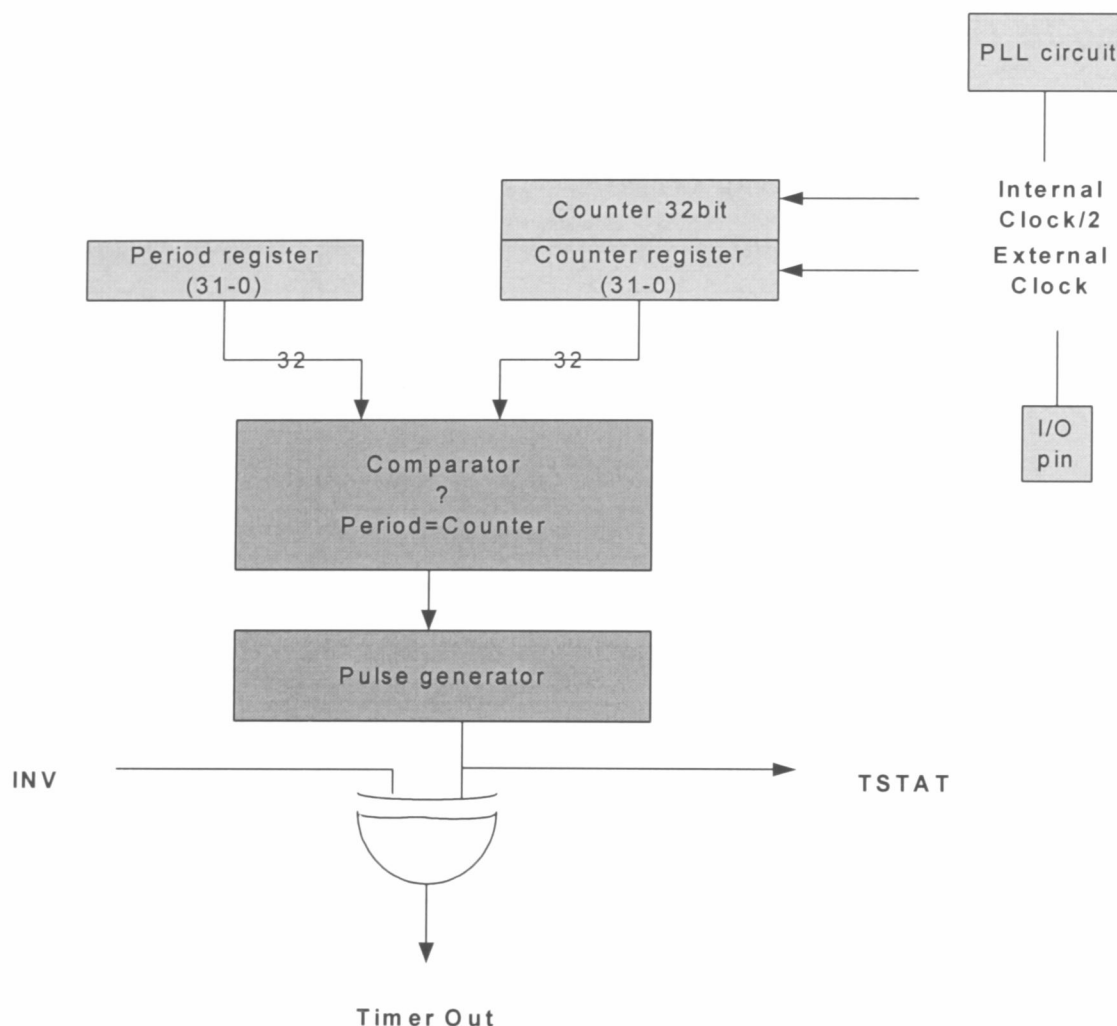
Καταγράφοντας το hardware από το DSP που χρησιμοποιήθηκε έχουμε:

- Timer_0: δημιουργία του τριγωνικού σήματος
- Timer_1: παραγωγή παλμοσειράς εξόδου
- I/O Flag_0: κρατά το πρόσημο του ημιτόνου
- I/O Flag_1: κρατά την παλμοσειρά της SPWM
- Serial Port: χρησιμοποιείται για debugging
- ALU: υπολογισμός του ημιτόνου στα σημεία τομής με
Τον τριγωνικό παλμό

β) Περιγραφή Timer

Οι timers του TMS320VC33 είναι 32bit μετρητές χρόνου / γεγονότων. Έχουν δύο mode λειτουργίας και είναι δυνατόν να χρονιστούν εσωτερικά ή εξωτερικά. Αν χρησιμοποιηθεί σαν μετρητής χρόνου μπορεί να παράγει εσωτερικά interrupts. Κάθε timer έχει ένα ακροδέκτη εισόδου / εξόδου (I/O pin) έτσι ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν ρολόι εισόδου στον timer, σαν έξοδος σήματος από ρολόι, ή σαν ακροδέκτης γενικού σκοπού (general-purpose I/O pin) [10].

Παρακάτω παρατίθεται ένα μπλοκ διάγραμμα του timer. Η τιμή του counter register συγκρίνεται με την τιμή του period register. Αν είναι ίδιες τότε ο counter register μηδενίζεται και ενεργοποιείται ο pulse generator παράγοντας έναν παλμό ανάλογα με mode έχουμε επιλέξει.



Σχ. 12
Μπλοκ διάγραμμα του timer.

Για τον έλεγχο του timer έχουμε την δυνατότητα να γράψουμε σε τρεις καταχωρητές:

Global Control Register

Είναι ένας 32bit καταχωρητής και αντιστοιχίζεται στην διεύθυνση 808020h και 808030h. Ο καταχωρητής γενικού ελέγχου καθορίζει το είδος λειτουργίας του timer, επιβλέπει την κατάσταση του και καθορίζει την λειτουργία του I/O pin. Τα σημαντικότερα bits που αξίζει να αναφερθούν είναι το bit_0 (FUNC) το οποίο καθορίζει αν το Pin εξόδου λειτουργεί σαν θύρα I/O ή ακροδέκτη μετρητή, το bit_6 (GO) το οποίο

μηδενίζει και ξεκινά τον μετρητή χρόνου, το bit_7 (HLD') το οποίο σταματά τον μετρητή χρόνου, το bit_8 (C/P') το οποίο καθορίζει το mode λειτουργίας του timer και το bit_9 (CLKSRC) το οποίο καθορίζει αν ο μετρητής θα αυξάνει με βάση την συχνότητα του εσωτερικού ρολογιού ή εξωτερικού ρολογιού [10].

Period Register

Ο καταχωρητής περιόδου καθορίζει την συχνότητα του μετρητή. Είναι και αυτός 32bit και αντιστοιχίζεται στην διεύθυνση 808028h (timer0) και 808038h (timer1). Η μέγιστη τιμή που μπορεί να πάρει είναι η 0FFFFFFFh [10].

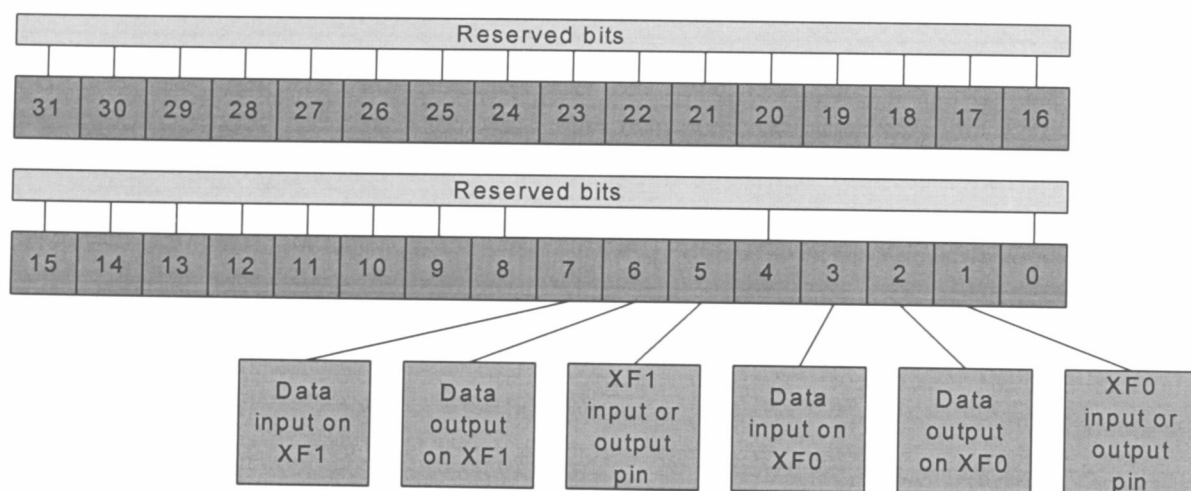
Counter Register

Είναι και αυτός 32bit και αντιστοιχίζεται στην διεύθυνση 808024h (timer0) και 808034h (timer1). Περιέχει την τρέχουσα τιμή του αυξανόμενου μετρητή. Μπορεί να μηδενιστεί και προκαλεί ένα εσωτερικό interrupt όταν η τιμή του εξισωθεί με την τιμή του καταχωρητή περιόδου [10].

γ) Περιγραφή I/O Flag

Το I/O flag είναι ουσιαστικά ένας 32bit καταχωρητής ο οποίος ελέγχει την λειτουργία των εξωτερικών pin XF0 και XF1. Αυτοί οι ακροδέκτες μπορούν να οριστούν σαν είσοδοι ή έξοδοι. Επίσης μπορούν να διαβαστούν και να γραφτούν. Παρακάτω δίνεται ένα διάγραμμα με τα πεδία και τα ονόματα των bits από τα οποία αποτελείται ο καταχωρητής.

Τα πρώτα 1,2,3,5,6,7 bits έχουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον ενώ τα υπόλοιπα είναι δεσμευμένα. [10]



Σχ. 13
Διάγραμμα με τα πεδία bits του IOF register

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4ο

ΑΝΑΛΥΣΗ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΥ

4.1 Εισαγωγή

Στην προηγούμενη ενότητα δόθηκαν κάποια στοιχεία για την λειτουργικότητα του DSP και το υλικό (hardware) που χρησιμοποιήθηκε. Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται η ουσιαστική προσέγγιση για την κατανόηση του αλγορίθμου που αναπτύχθηκε. Επιπλέον από την μελέτη αυτού του κεφαλαίου ο αναγνώστης, αφενός καταλαβαίνει την δυναμική που μπορεί να παρέχει ένας επεξεργαστής DSP σε οποιαδήποτε εφαρμογή, αφετέρου δικαιολογείται η ύπαρξη του DSP στη συγκεκριμένη εφαρμογή. Έγινε μεγάλη προσπάθεια να βελτιστοποιηθεί ο αλγόριθμος έτσι ώστε να χρησιμοποιούνται όσο το δυνατόν λιγότεροι πόροι από τον μικροεπεξεργαστή DSP. Στα πλαίσια αυτής της προσπάθειας εγκαταλείφθηκε η αρχική ιδέα να γραφεί ο κώδικας μόνο σε Assembly καθώς η γλώσσα μηχανής είναι γενικά δύσχρηστη. Έτσι η ανάγκη ανάπτυξης κώδικα σε γλώσσα C κρίθηκε απαραίτητη ειδικά σε κάποια ευάλωτα σημεία, όπως εν παραδείγματι στον έλεγχο και προγραμματισμό των timers ή στη προεγκατάσταση του IOF register. Εν τέλει κάποια μικρά κομμάτια κώδικα αναπτύχθηκαν σε Assembly ενώ το υπόλοιπο πρόγραμμα αναπτύχθηκε σε ένα υβριδικό περιβάλλον C ειδικό για τον προγραμματισμό μικροεπεξεργαστών της οικογένειας Texas Instruments.

4.2 Επεξήγηση Αλγορίθμου – Flow Chart

Η όλη φιλοσοφία στο αλγόριθμο που αναπτύχθηκε είναι να προγραμματιστούν σωστά οι timers ώστε να παραχθούν τα κατάλληλα σήματα εισόδου του υποσυστήματος ισχύος. Παρακάτω δίνεται αναλυτικά ο αλγόριθμος ενώ παρουσιάζονται κάποια βοηθητικά στοιχεία για καλύτερη κατανόηση.

Πριν αρχίσει η λεπτομερής ανάλυση του αλγορίθμου κρίνεται σκόπιμο να γίνει αναφορά σε κάποιες μεταβλητές/συναρτήσεις και ο λόγος που χρησιμοποιήθηκαν.

- *Bima* : η μεταβλητή αυτή μας δείχνει τον αριθμό περιόδων φέροντος σήματος που αντιστοιχούν σε μία περίοδο του σήματος αναφοράς και ισούται με

$$F_{tri}/F_{sin} = 25\text{KHz}/50\text{Hz} = 500$$

όπου F_{tri} και F_{sin} η συχνότητα του τριγωνικού σήματος και του ημιτόνου αντίστοιχα..

- *Counter_bima* : μετράει τον αριθμό των τεταρτοπεριοδών του τριγωνικού σήματος και χρησιμοποιείται για τον καθορισμό του προσήμου του ημιτόνου.
- *Fasi* : περιέχει την φάση του ημιτόνου με βάση την οποία καλείται η σειρά Taylor για τον υπολογισμό της τιμής του ημιτόνου στα κοινά σημεία τομής του τριγωνικού σήματος και του ημιτονοειδούς σήματος και ισούται με

$$Fasi = counter_bima * \frac{pi}{bima}$$

- *Arxiki_timi_counter* : περιέχει την τιμή που φορτώνεται στον period register κάθε timer.
- *Myflag* : χρησιμοποιείται για τον καθορισμό του μετρήματος του counter register προς τα πάνω ή προς τα κάτω. Παίρνει τιμή 1 για την πρώτη και τρίτη τεταρτοπερίοδο του τριγωνικού σήματος και τιμή 0 για δεύτερη και τέταρτη τεταρτοπερίοδο.
- *Install_interrupt()* : η συνάρτηση αυτή χρησιμοποιείται για να ενεργοποιεί ή να απενεργοποιεί τα interrupts και διαχειρίζεται τις ρουτίνες διαχείρισης των interrupts.
- *Set_ST ()* : διαχειρίζεται το GIE bit το οποίο ολικά ενεργοποιεί ή να απενεργοποιεί τα interrupts.
- *Sign_checking ()* : η συνάρτηση αυτή χρησιμοποιείται για τον καθορισμό του πρόσημου του ημιτόνου. Ελέγχει αν το counter_bima φτάσει μία καθορισμένη τιμή και προγραμματίζει το IOF register. Η παλμοσειρά πρόσημου εξάγεται από το I/O Flag_0.
- *Init_module ()* : αρχικοποιεί το module (μικροεπεξεργαστής, μνήμες, A/D και D/A convertes) ενώ όλα τα περιφερειακά του μικροεπεξεργαστή (Timers, Serial Port, DMA Controller) γίνονται reset

Παρακάτω δίνεται ο αλγόριθμος σε στάδια. Να σημειωθεί ότι ο αλγόριθμος είναι επαναληπτικός. Αυτό οφείλεται στο ότι οι timers του μικροεπεξεργαστή μετρούν ασταμάτητα οπότε συνεχώς παράγονται εσωτερικά interrupts κατά τον μηδενισμό τους.

Βήμα 1^ο

Με την εκκίνηση του προγράμματος αρχικοποιούνται κάποιες μεταβλητές και καλείται η συνάρτηση `init_module` για την αρχικοποίηση του module.

Βήμα 2^ο

Γίνεται η εγκατάσταση των ρουτινών εξυπηρέτησης των interrupts και ενεργοποιούνται όλα τα interrupts ώστε να μπορούν να εκτελεστούν διακόπτοντας την ροή του προγράμματος.

Βήμα 3^ο

Ο πρώτος `timer_0` αρχικοποιείται και μετράει μέχρι μία καθορισμένη τιμή `maxcounter` προσομοιώνοντας το τριγωνικό σήμα. Η τιμή του `maxcounter` προκύπτει από την διαίρεση της μέγιστης συχνότητας λειτουργίας του timer (30 MHz) την τετραπλάσια συχνότητα της φέρουσας, αφού ο timer μετράει τέταρτα της περιόδου. Ο `timer_0` προγραμματίζεται να λειτουργεί σε clock mode παίρνοντας εσωτερικά το ρολόι του στην μισή συχνότητα από αυτήν που τρέχει ο μικροεπεξεργαστής. Όταν μηδενίσει, παράγει ένα εσωτερικό interrupt εναλλάσσοντας το δωδέκατο bit (TSTAT) του global-control register από 0 σε 1. Όταν παραχθεί το interrupt δίνεται ένα σήμα (signal `SIG_TINT0`) στον επεξεργαστή και αλλάζει η ροή του προγράμματος. Επόμενο βήμα η ρουτίνα εξυπηρέτησης του interrupt του `timer_0`.

Βήμα 4^ο

Υπολογισμός της φάσης. Υπολογισμός του σημείου τομής του ημιτόνου με χρήση συνάρτησης ημιτόνου. Ο δεύτερος timer_1 αρχικοποιείται και μετράει μέχρι μία καθορισμένη τιμή *periodos* παράγοντας έναν παλμό με χρονική διάρκεια όση διάρκεια το ημίτονο έχει πλάτος μεγαλύτερο από το πλάτος του τριγωνικού σήματος. Προγραμματίζεται να λειτουργεί σε clock mode παίρνοντας εσωτερικά το ρολόι του στην μισή συχνότητα από αυτήν που τρέχει ο μικροεπεξεργαστής. Όταν μηδενίσει, παράγει ένα εσωτερικό interrupt εναλλάσσοντας το δωδέκατο bit (TSTAT) του global-control register από 0 σε 1. Όταν παραχθεί το interrupt δίνεται ένα signal (SIG_TINT1) στον επεξεργαστή και αλλάζει η ροή του προγράμματος. Καλείται η συνάρτηση *sign_checking()*. Το *counter_bima* αυξάνεται κατά ένα και το *myflag* εναλλάσσει την τιμή του. Επόμενο βήμα η ρουτίνα εξυπηρέτησης του interrupt του timer_1.

Βήμα 5^ο

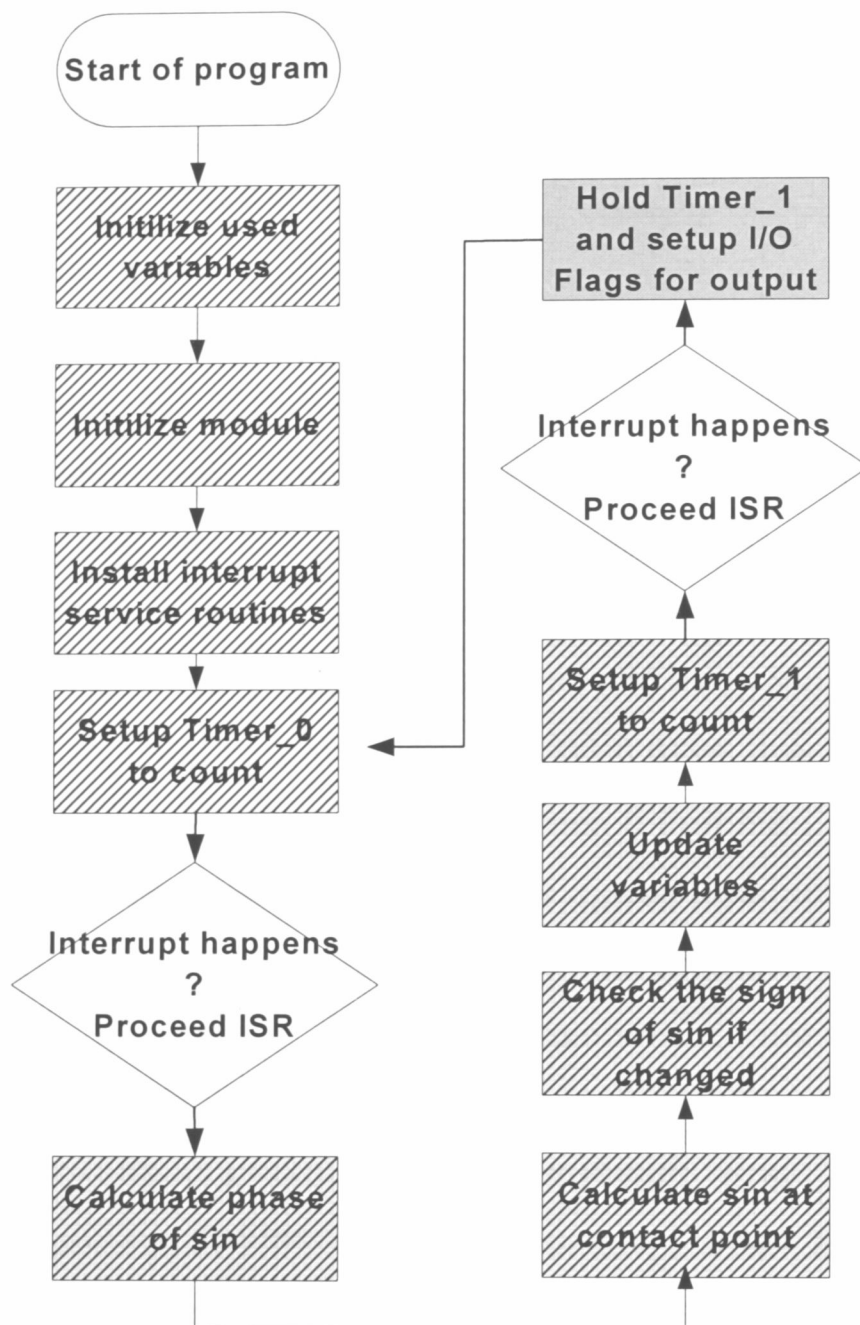
Ο δεύτερος timer συγκρατείται ώστε να μην ξαναρχίσει το μέτρημα και να προλάβει ο πρώτος timer_0 να δώσει το επόμενο interrupt. Εάν το *myflag*=1 το I/O flag_0 (κρατά το πρόσημο) και I/O flag_1 (κρατά την παλμοσειρά SPWM) προγραμματίζονται στο λογικό 1 ενώ εάν το *myflag*=0 το I/O flag_0 και I/O flag_1 προγραμματίζονται στο λογικό 1 και 0 αντίστοιχα. Αυτό έχει να κάνει με το ότι κατά την μετάβαση του TSTAT bit του global-control register του timer από 1 σε 0 δεν παράγεται interrupt.

Βήμα 6^ο

Πίσω στο βήμα 3.

Όπως γίνεται αντιληπτό υπάρχει μία επαναληψιμότητα στον αλγόριθμο καθώς οι timers μετρούν ασταμάτητα παράγοντας συνεχόμενα interrupts. Μέσα στην ρουτίνα εξυπηρέτησης του ενός interrupt γίνεται η προεγκατάσταση να μετράει ο άλλος timer και ούτω καθεξής. Αυτό αποτελεί το μυστικό της επιτυχημένης υλοποίησης του αλγορίθμου.

Παρακάτω δίνεται ένα απλοϊκό διάγραμμα Flow Chart όπου όλα τα βήματα κατατάσσονται και διαχωρίζονται με βάση το χρωματισμό. Μέσα σε γραμμοσκιασμένο διακρίνονται όλες οι ενέργειες που γίνονται στα βήματα 1,2 και 3. Με γραμμοσκιασμένο και γκρι χαρακτηρίζονται όλες οι ενέργειες που γίνονται στο βήμα 4 ενώ με έντονο γκρι ότι γίνεται στο βήμα 5.



Σχ 14

Ένα διάγραμμα FLOW-CHART για καλύτερη κατανόηση του αλγορίθμου.

4.3 Προσαρμογή και υλοποίηση του αλγορίθμου στο υπάρχον υλικό (hardware)

Όπως προαναφέρθηκε στην ενότητα 3.3 στις λειτουργίες που επιτελεί ο μικροεπεξεργαστής DSP ένα πρόβλημα που παρουσιάστηκε ήταν ο περιορισμένος αριθμός από Timers (2) που διαθέτει ο TMS320VC33. Στην αρχική θεώρηση που έγινε θα χρειαζόντουσαν τρεις Timers, έναν για το τριγωνικό σήμα και δύο για τα δύο ημίτονα. Αυτό το πρόβλημα είχε δύο λύσεις: α) να χρησιμοποιηθεί ένας από τους δύο 16bit Timers που διαθέτει το Serial Port του TMS320VC33 ή β) να γίνει διπλασιασμός της συχνότητας προγραμματισμού του Timer_0 έτσι ώστε να μετρά και να μηδενίζει κάθε τεταρτοπερίοδο αντί ημιπερίοδο του τριγωνικού σήματος. Η πρώτη λύση απορρίφθηκε διότι δεσμεύοντας το Serial Port, περιορίζεται δραστικά η ικανότητα επικοινωνίας του DSP με το περιβάλλον του. Επιπλέον αν γινόταν χρήση της θύρας σίγουρα θα χάνονταν πολύτιμοι κύκλοι άρα και ταχύτητα στην εξαγωγή της παλμοδιαμόρφωσης SPWM. Έτσι προτιμήθηκε η δεύτερη λύση που ήταν και αποδοτικότερη όπως φάνηκε από τα αποτελέσματα του κεφαλαίου 6.

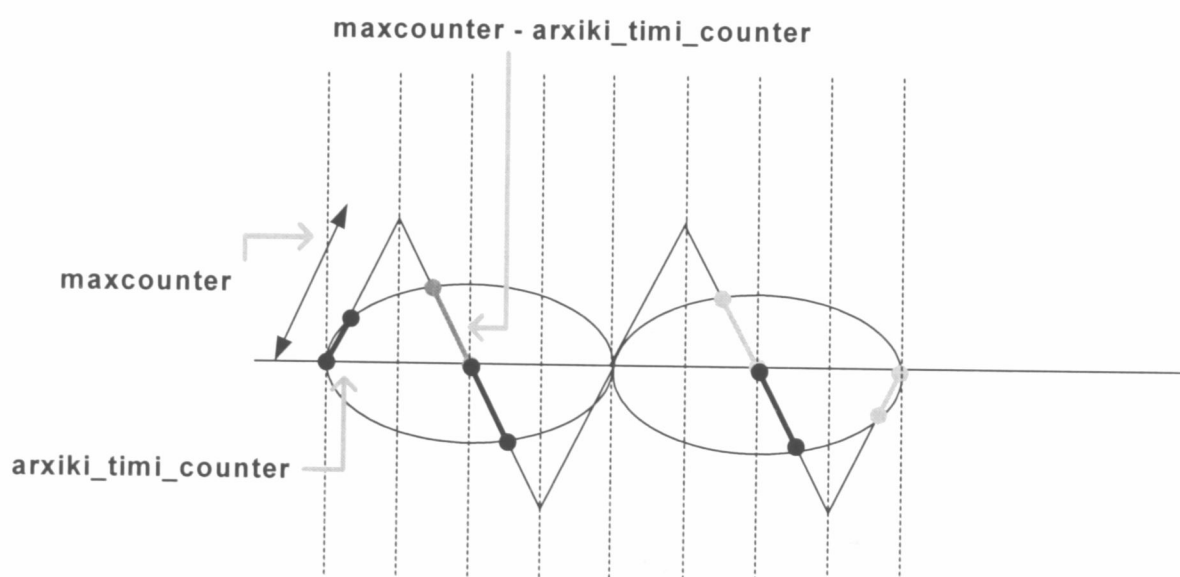
Ένα άλλο σημαντικό θέμα ήταν ο προσδιορισμός της σωστής τιμής που φορτώνεται στον Timer_1. Ουσιαστικά ο Timer_1 πρέπει να μετρά για όσο χρονικό διάστημα το πλάτος του σήματος αναφοράς είναι μεγαλύτερο από το τρέχον πλάτος του φέροντος σήματος. Κατά την διάρκεια των μονών τεταρτοπεριοδών η τιμή που υπολογίζονταν για την προεγκατάσταση του period register του Timer_1 ήταν σωστή

$$periodos = (int) \text{ arxiki_timi_counter}$$

ενώ κατά την διάρκεια των ζυγών τεταρτοπεριοδών η τιμή που χρησιμοποιήθηκε για την προεγκατάσταση του period register ήταν η συμπληρωματική, ως προς το συνολικό χρόνο που διαρκεί μία τεταρτοπερίοδος, της τιμής που υπολογίστηκε.

$$periodos = maxcounter_2 - (int) arxiki_timi_counter$$

Το πρόβλημα λύθηκε χρησιμοποιώντας μία βοηθητική μεταβλητή *myflag* η οποία αλλάζει τιμή σε κάθε απαρχή τεταρτοπεριόδου. Αν το *myflag* είναι 1 υπάρχει μονή τεταρτοπερίοδος ενώ αν είναι 0 ζυγή τεταρτοπερίοδος. Παρακάτω δίνεται ένα απλό σχήμα όπου φαίνονται όλοι οι χρόνοι που αντιπροσωπεύουν οι παραπάνω μεταβλητές. . Με γκρι φαίνεται το χρονικό διάστημα που το πλάτος του ημιτόνου είναι μεγαλύτερο από τρέχον πλάτος του τριγωνικού παλμού. Με μαύρο είναι το συμπλήρωμα ως προς το συνολικό χρονικό διάστημα της τεταρτοπεριόδου.



Σχ. 15

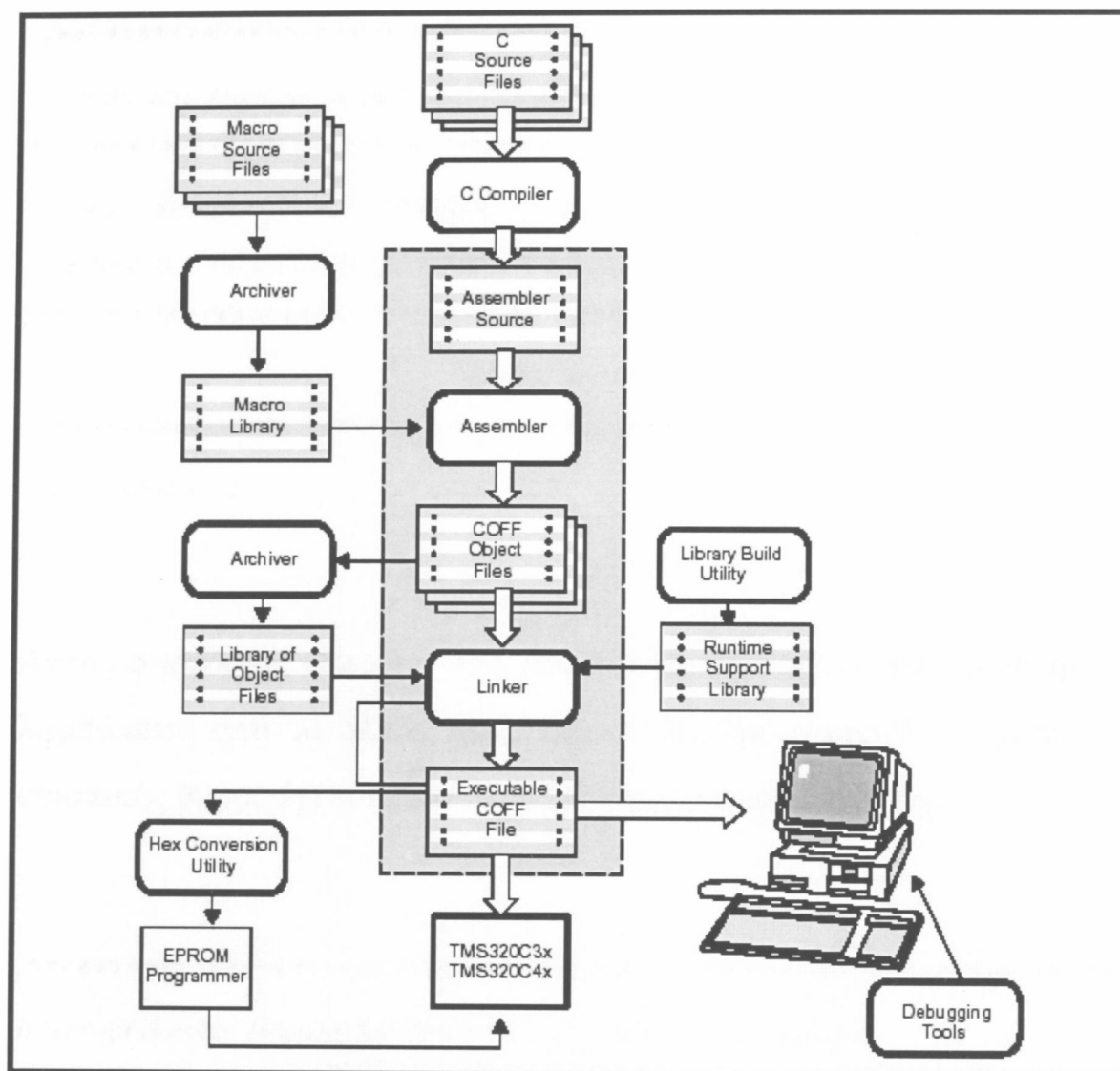
Διάγραμμα με τιμές που υπολογίζονται για την προεγκατάσταση του period register του timer_1

4.4 Παρουσίαση του κώδικα

Ο πηγαίος κώδικας που παρουσιάζεται στο τέλος της ενότητας αναπτύχθηκε στο γραφικό περιβάλλον ανάπτυξης εφαρμογών του Code Composer. Μέχρι την τελική δημιουργία του hex αρχείου που απαιτείται για τον προγραμματισμό της flash μνήμης του μικροεπεξεργαστή DSP, χρησιμοποιήθηκαν τα βοηθητικά εργαλεία Code Generation Tools από την Texas Instruments. Συγκεκριμένα χρησιμοποιήθηκαν:

- Assembler
- Archiver
- Linker
- Hex-converter

Παρατίθεται ένα διάγραμμα όπου εξηγείται η λειτουργικότητα αυτών των εργαλείων.



Σχ.16

Διάγραμμα λειτουργίας των εργαλείων Code Generation Tools μέχρι το τελικό στάδιο προγραμματισμού του μικροεπεξεργαστή DSP.

Παρακάτω παρουσιάζονται εν συντομία κάποια κρίσιμα κομμάτια κώδικα. Αυτά τα κομμάτια κώδικα πραγματεύονται την διαχείριση των περιφερειακών του DSP και υλοποίηση κάποιων χρήσιμων συναρτήσεων.

```

void c_int06 (void)
{
    char s[64];
    int data;

```

```
/******  
  
    read data from serial port and convert to a string  
*****/  
  
    data = SERIAL_PORT_ADDR(0)->r_data;  
    sprintf(s, "received 0x%0x %ddec\r\n", data, data);  
/******  
  
        output on terminal  
*****/  
  
    send_string(s);  
}
```

Αυτός ο κώδικας αποτελεί την ρουτίνα εξυπηρέτησης του interrupt που λαμβάνεται από το Serial Port. Όπως έχει προαναφερθεί η χρήση της σειριακής θύρας έγινε καθαρά για λόγους αποσφαλμάτωσης.

```
/******  
  
Interrupt Service Routine for Timer0.Calls function sin and load  
the propriate value in the period register of the Timer1.  
*****/  
  
void c_int09 (void)  
{  
    fasi = counter_bima * (pi / bima) ;  
    timi = 0.90 * sin(fasi) ;  
    arxiki_timi_counter = 2 * timi * (maxcounter) ;  
    if (myflag == 0)  
    {  
        periodos = maxcounter_2 - (int) arxiki_timi_counter ;  
    }  
    else    periodos = (int) arxiki_timi_counter;  
  
    TIMER_ADDR(1)->gcontrol = 0;    /* stop timer    */  
    TIMER_ADDR(1)->period = periodos; /* Timer is clocked */
```



```
TIMER_ADDR(1)->gcontrol = FUNC    /* Timer Pin active */
    | GO | HLD_                    /* start timer    */
    | CP_                          /* clock mode    */
    | CLKSRC;                      /* internal clock */
```

```
sign_checking ();
counter_bima = counter_bima + 1;
if (myflag == 1) myflag = 0;
else myflag = 1;
}
```

Αυτό το κομμάτι κώδικα υλοποιεί την ρουτίνα εξυπηρέτησης του interrupt του Timer_0.

```
void c_int10 (void)
{
TIMER_ADDR(1)->gcontrol = FUNC /* Timer Pin active */
    | CP_ /* clock mode    */
    | CLKSRC ; /* internal clock */

if (myflag == 1)
    asm(" or 64,IOF");
else asm(" and 191,IOF");
}
```

Αυτό το κομμάτι κώδικα υλοποιεί την ρουτίνα εξυπηρέτησης του interrupt του Timer_1.

```
/*
*****
/*      Check the sign of sin ,if changed raise the flag XF0      */
*****
/*
```

```
void sign_checking ()
{
    if (counter_bima >= ((bima) + 1))
    {
        asm(" xor 4,IOF");
        counter_bima = 1;
    }
} /*end of function
```

Αυτή είναι η συνάρτηση που ελέγχει το πρόσημο του ημιτόνου μετρώντας τον αριθμό των βημάτων. Αν αλλάξει το πρόσημο, μεταβάλλεται και η τιμή του καταχωρητή εισόδου εξόδου (IOF).

```
/******
MAIN PROGRAM
******/
void main (void)
{
    .
    .
    .
/******
    basic initialization
******/
    init_module (MCBL);
    IOF = 38; /*if sin is positive XF0 controlled by IOF is set*/
/******
    configure timer 0 to generate the carrier triangular wave
    on TIMER0 pin and generate interrupts
******/
    TIMER_ADDR(0)->gcontrol = 0;          /* stop timer */
    TIMER_ADDR(0)->period = maxcounter;    /* Timer is clocked */
```

```

/* with H1/2 clock */
TIMER_ADDR(0)->gcontrol = FUNC /* Timer Pin active */
| GO | HLD_ /*start timer */
| CP_ /* clock mode */
| CLKSRC; /* internal clock */

/*****
install Serial Port Receiver , Timer0 & Timer1 Interrupt Service Handler,
*****/

install_interrupt (SIG_RINT0, c_int06) ;
install_interrupt (SIG_TINT0, c_int09) ;
install_interrupt (SIG_TINT1, c_int10) ;

/*****
if everything is initialized, enable interrupt processing globally
*****/

__set_ST (GIE);
for ( ; ; ) {}
} /*end of main*/

```

Αυτό το κομμάτι αποτελεί το κυρίως μέρος του κώδικα όπου παρουσιάζονται οι κυριότερες λειτουργίες που καλείται να επιτελέσει το DSP

- Αρχικοποίηση του DSP
- Προεγκατάσταση του IOF
- Προεγκατάσταση του Timer_0 ώστε να αρχίσει το μέτρημα κρατώντας έτσι την βάση του χρόνου
- Εγκατάσταση των ρουτινών εξυπηρέτησης των interrupt των περιφερειακών του DSP.
- Ενεργοποίηση όλων των interrupt ώστε να δέχεται τα σήματα ενεργοποίησης τους ο επεξεργαστής

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο

ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΥΠΟΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΙΣΧΥΟΣ

5.1 Το κομμάτι ισχύος – Εξαρτήματα ισχύος

Σε αυτή την ενότητα θα γίνει μνεία στο κατασκευαστικό κομμάτι αυτής της διπλωματικής. Θα παρουσιαστεί το ηλεκτρονικό υποσύστημα ισχύος όπως αυτό κατασκευάστηκε σε πλακέτα. Η πλακέτα σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε στο περιβάλλον του Protel. Κατά την σχεδίαση της πλακέτας ιδιαίτερη προσοχή δόθηκε στο κομμάτι της ισχύος λόγω των μεγάλων ρευμάτων που το διαρρέουν. Έτσι οι αγωγοί διασύνδεσης έγιναν πιο πλατύς και οι αγωγοί τροφοδοσίας τοποθετήθηκαν περίπου στα όρια της πλακέτας ενώ στο κέντρο τοποθετήθηκε η γέφυρα με τα MOSFET. Η σωστή τοπολογία των εξαρτημάτων είναι ένας σημαντικός παράγοντας για την σωστή λειτουργία της πλακέτας καθώς έτσι αποφεύγονται ανεπιθύμητα φαινόμενα (π.χ τα μεγάλα ρεύματα διέλευσης δημιουργούν ηλεκτροστατικά πεδία τα οποία μπορούν να επηρεάσουν την λειτουργία των ολοκληρωμένων)

Το υποσύστημα ισχύος αποτελείται από ένα κομμάτι καθαρά ψηφιακό και ένα αναλογικό κομμάτι ισχύος. Το ψηφιακό κομμάτι αποτελείται κυρίως από ολοκληρωμένα, όπως για παράδειγμα:

- ❖ πύλες XOR για την εξαγωγή της SPWM από την παλμοσειρά εξόδου και κυματομορφή πρόσημου στην έξοδο του DSP

- ❖ δύο οδηγοί (drivers) των διακοπών της γέφυρας
- ❖ ένας σταθεροποιητής τάσης για την τροφοδοσία των οδηγών των MOSFET κατευθείαν από την τροφοδοσία της γέφυρας

Το αναλογικό κομμάτι ισχύος αποτελείται κυρίως από εξαρτήματα ισχύος όπως για παράδειγμα MOSFET's ισχύος (υλοποίηση της γέφυρας), δίοδοι ισχύος, πυκνωτές και πηνία (υλοποίηση παθητικού φίλτρου). Πριν προχωρήσουμε στην παρουσίαση του σχηματικού διαγράμματος θα ήταν χρήσιμο να γίνει μία μικρή αναφορά στα εξαρτήματα ισχύος που χρησιμοποιήθηκαν και στην λειτουργία τους.

Οι δίοδοι ισχύος που χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρονικά διακοπτικά ισχύος είναι υψηλής ταχύτητας. Χαρακτηρίζονται για τον μικρό χρόνο αποκατάστασης, συνήθως μικρότερο από 50ns, γεγονός που τις καθιστά κατάλληλες για κυκλώματα αντιστροφών αφού η ταχύτητα σε τέτοιες περιπτώσεις παίζει σημαντικό ρόλο. Οι δίοδοι ισχύος καλύπτουν περιοχές ρευμάτων από λιγότερο του 1A έως εκατοντάδες αμπερ, με περιοχές τάσεων μεγαλύτερες από μερικά βολτ έως και χιλιάδες. Ένα άλλο εξάρτημα ισχύος είναι το MOSFET ισχύος. Είναι ένα εξάρτημα ελεγχόμενο από τάση και απαιτεί ένα μικρό ρεύμα εισόδου. Το MOSFET είναι σε πλήρη αγωγιμότητα και προσεγγίζει έναν κλειστό διακόπτη όταν η τάση πύλης - πηγής είναι επαρκώς υψηλή. Εάν αυτή η τάση πέσει κάτω από ένα όριο (τάση κατωφλίου) τότε η διάταξη είναι σε αποκοπή. Η ταχύτητα τους είναι πολύ υψηλή και οι χρόνοι αποκοπής είναι της τάξης των δεκάδων και εκατοντάδων ns. Βρίσκουν πολλές εφαρμογές στους μετατροπείς ισχύος υψηλής συχνότητας. Τα MOSFET ισχύος δεν παρουσιάζουν φαινόμενα δευτερογενούς διάσπασης όπως τα διπολικά

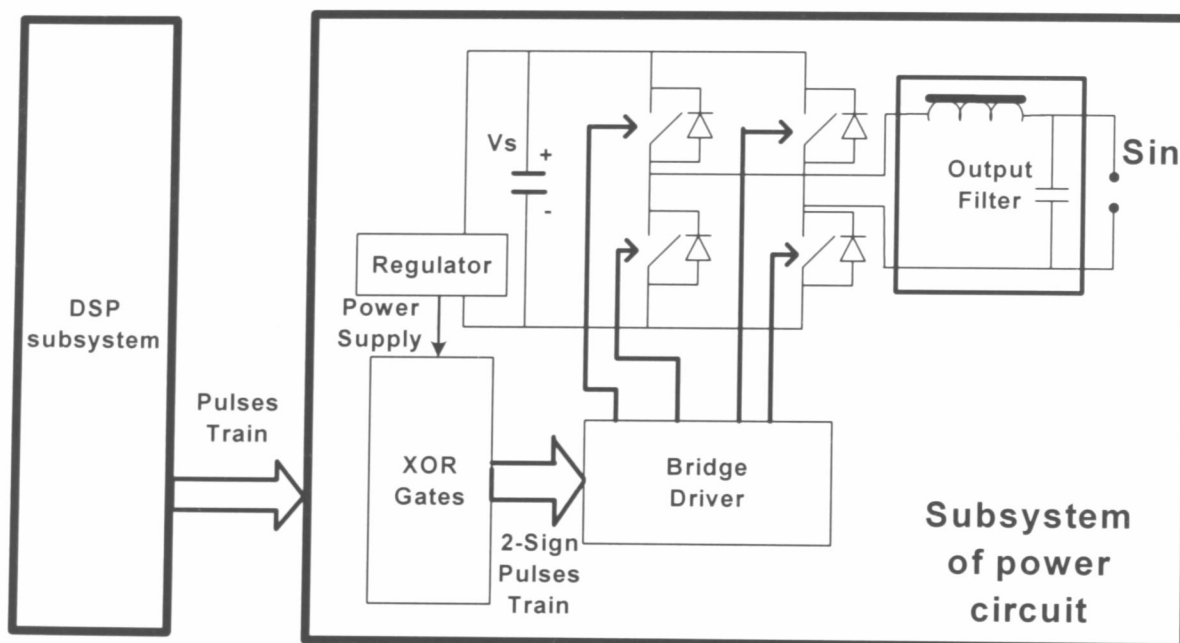
τρανζίστορ ισχύος ενώ έχουν γενικά μικρότερες απώλειες ισχύος κατά τις μεταβάσεις σβέσης και έναυσης σε σχέση με τα διπολικά. Επιπλέον τα MOSFET παραλληλίζονται εύκολα διότι η αντίσταση αγωγιμότητας έχει θετικό συντελεστή αντίστασης – θερμοκρασίας. Ένα αρνητικό στοιχείο είναι ότι η αντίσταση αγωγιμότητας του MOSFET μεταξύ απαγωγού και πηγής αυξάνεται γρήγορα με την ονομαστική τιμή της τάσης αποκοπής.

Ένα άλλο σημαντικό κύκλωμα ισχύος είναι τα παθητικά φίλτρα ισχύος. Βρίσκουν εφαρμογή σε όλα τα κυκλώματα αντιστροφέων και επιτελούν διάφορες λειτουργίες ανάλογα με τη θέση που τοποθετούνται. Στην έξοδο ενός αντιστροφέα χρησιμοποιείται για την αποδιαμόρφωση της παλμοσειράς. Συνήθως για αυτό τον σκοπό χρησιμοποιείται βαθυπερατό φίλτρο πρώτης τάξης. Στην εφαρμογή μας για την υλοποίηση του φίλτρου εξόδου χρησιμοποιήσαμε ένα παράλληλο συνδυασμό πηνίου – πυκνωτή με συχνότητα συντονισμού 2KHz

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 2000 \text{ Hz.}$$

5.2 Παρουσίαση σχηματικού του κυκλώματος

Παρακάτω δίνεται ένα διάγραμμα λειτουργίας του υποσυστήματος του κυκλώματος ισχύος.



Σχ. 17

Σχηματικό διάγραμμα του υποσυστήματος ισχύος όπου φαίνονται με μπλοκ όλα τα κυκλώματα που χρησιμοποιήθηκαν.

Στο παραπάνω σχηματικό διάγραμμα φαίνονται όλα τα κυκλώματα που χρησιμοποιήθηκαν και οι συνδέσεις μεταξύ τους. Τα κυκλώματα που υλοποιήθηκαν και τα κυρίως εξαρτήματα που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή τους είναι τα εξής:

□ Διακοπτική γέφυρα με τροφοδοσία

Στον ρόλο των διακόπτων χρησιμοποιούνται MOSFET's ισχύος σε μορφή ολοκληρωμένων (IRF840). Τα ολοκληρωμένα ενσωματώνουν διόδους ελεύθερης διέλευσης παράλληλα στα MOSFET's. Η λειτουργία της γέφυρας στηρίζεται στην ενεργοποίηση μίας από τις δύο πλευρές εναλλάξ κάθε φορά.

□ Driver

Χρησιμοποιείται για την οδήγηση της γέφυρας παρέχοντας την απαιτούμενη τάση έναυσης στις πύλες των MOSFET's ισχύος. Για κάθε

πλευρά της γέφυρας χρησιμοποιήθηκε και από ένα ολοκληρωμένο (IR2104) δεχόμενη δύο σήματα HO και LO για το πάνω και το κάτω MOSFET αντίστοιχα.

□ XOR Πύλες

Χρησιμοποιήθηκαν για την σωστή μετατροπή της παλμοσειράς εξόδου χωρίς πρόσημο σε παλμοσειρά SPWM και σαν buffer για την ταυτόχρονη οδήγηση των δύο οδηγών της γέφυρας. Έγινε χρήση του ολοκληρωμένου MM74C86 το οποίο περιέχει τέσσερις πύλες XOR. Να σημειωθεί ότι οι πύλες XOR θα μπορούσαν να υλοποιηθούν εσωτερικά με χρήση software ωστόσο κύριος λόγος για την χρήση τους ήταν η αναγωγή των παλμοσειρών εξόδου του DSP από 3.3 Volt σε 5 Volt (οι οδηγοί των MOSFET δέχονται σήματα εισόδου των 5 Volt τουλάχιστον ενώ τα σήματα εξόδου του DSP είναι στην στάθμη των 3.3 Volt).

□ Σταθεροποιητής Τάσης

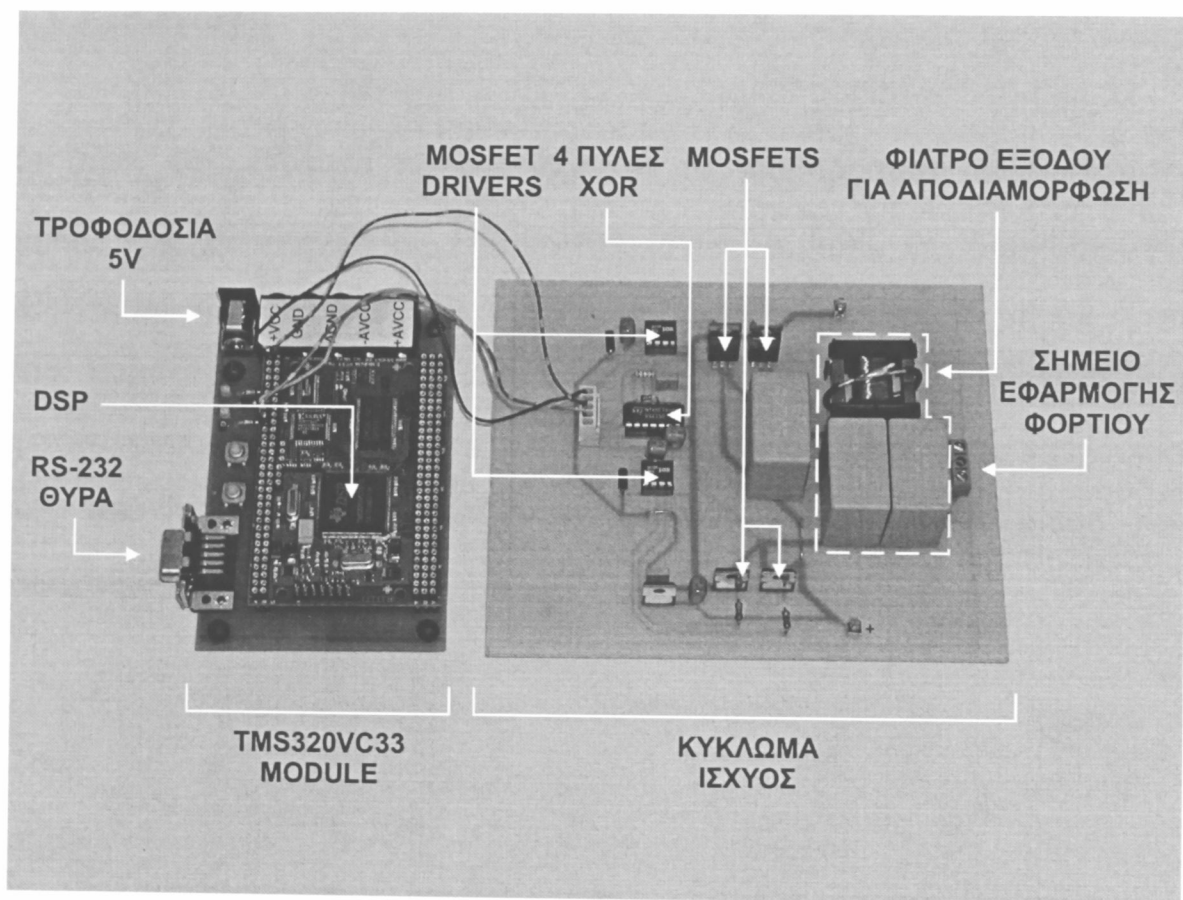
Χρησιμοποιήθηκε για την παροχή τροφοδοσίας των οδηγών MOSFET με τάση 12 Volts κατευθείαν από την τροφοδοσία της γέφυρας των 16 Volts. Έτσι αποφεύχθει η χρήση δεύτερου τροφοδοτικού.

□ Φίλτρο εξόδου

Χρησιμοποιήθηκε για την αποδιαμόρφωση της εξόδου του αντιστροφέα. Το παθητικό φίλτρο εξόδου αποτελείται από δύο πυκνωτές MKT στα 15 μ F και ένα πηνίο με πυρήνα από σιδηρομαγνητικό υλικό και προστασία από εκπομπή μαγνητικού πεδίου.

Στο τέλος αυτής της ενότητας επισυνάπτεται και μία φωτογραφία του συστήματος DSP και της πλακέτας. Η κατασκευή της πλακέτας και συγκόλληση των εξαρτημάτων έγινε στο χώρο του εργαστηρίου Ηλεκτρονικής και Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων.

Αριστερά βρίσκεται το DSP με το αναπτυξιακό του ενώ δεξιά είναι το κύκλωμα ισχύος.



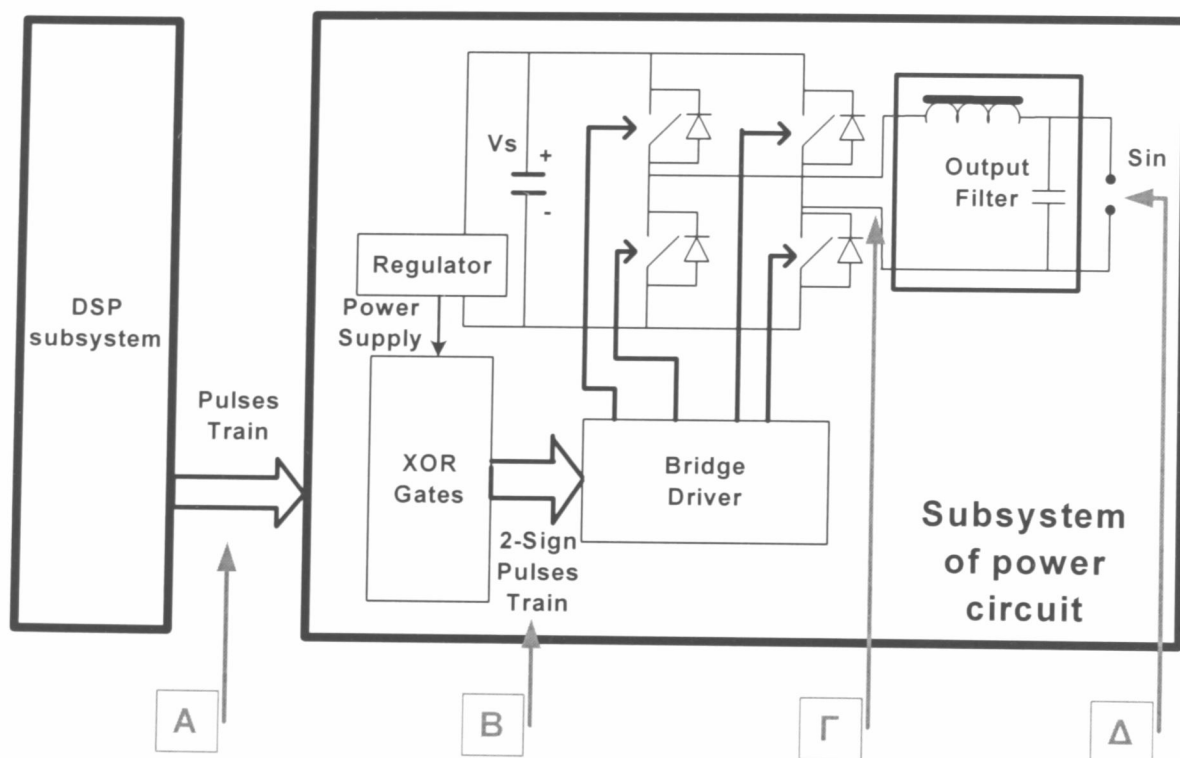
Σχ 18
Φωτογραφία του συστήματος που υλοποιήθηκε

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ

6.1 Εισαγωγή

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα αυτής της διπλωματικής. Παρακάτω δίνονται όλες οι κυματομορφές εξόδου με επεξηγήσεις. Για την παρακολούθηση και καταγραφή όλων των κυματομορφών χρησιμοποιήθηκε ο ψηφιακός παλμογράφος του εργαστηρίου Ηλεκτρονικής. Για ευκολία επαναλαμβάνεται το σχηματικό του συστήματος όπου τονίζονται τα σημεία δειγματοληψείας των κυματομορφών.



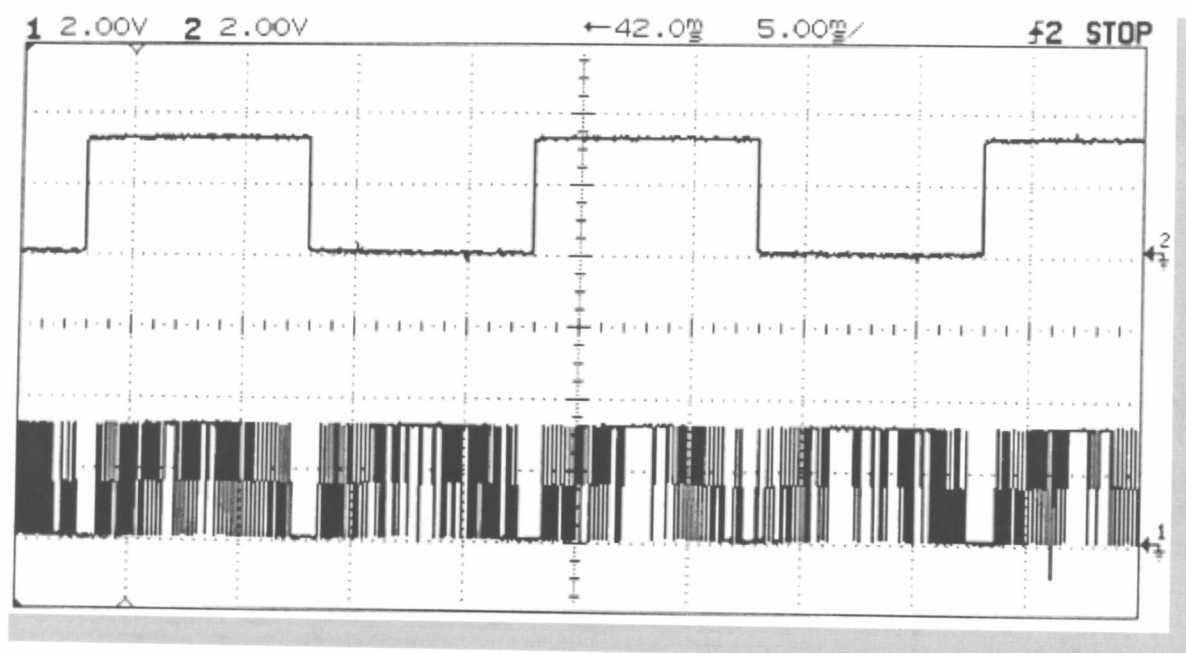
Σχ. 19
Σχηματικό Διάγραμμα του συστήματος που υλοποιήσαμε.

6.2 Κυματομορφές εξόδου

Το πρώτο σημείο δειγματοληψίας (A) κυματομορφών είναι ακριβώς στην έξοδο του υποσυστήματος DSP. Στο επόμενο σχήμα παρουσιάζονται τα δύο σήματα που παράγει το DSP και καταλήγουν σαν είσοδο στο κυκλωματικό υποσύστημα ισχύος. Η πρώτη παλμοσειρά προσομοιώνει τις αλλαγές προσήμου του ημιτόνου. Στο λογικό επίπεδο 1 θεωρούμε ότι το ημίτονο είναι θετικό ενώ στο επίπεδο 0 είναι αρνητικό. Προφανώς η συχνότητα της παλμοσειράς θα είναι η συχνότητα του ημιτόνου δηλαδή 50Hz. Αυτό εξακριβώνεται από το σχήμα:

$$T=4\text{div} * 5\text{ms/div} = 0.02 \text{ ms} \Rightarrow f = 1/T = 50 \text{ Hz}$$

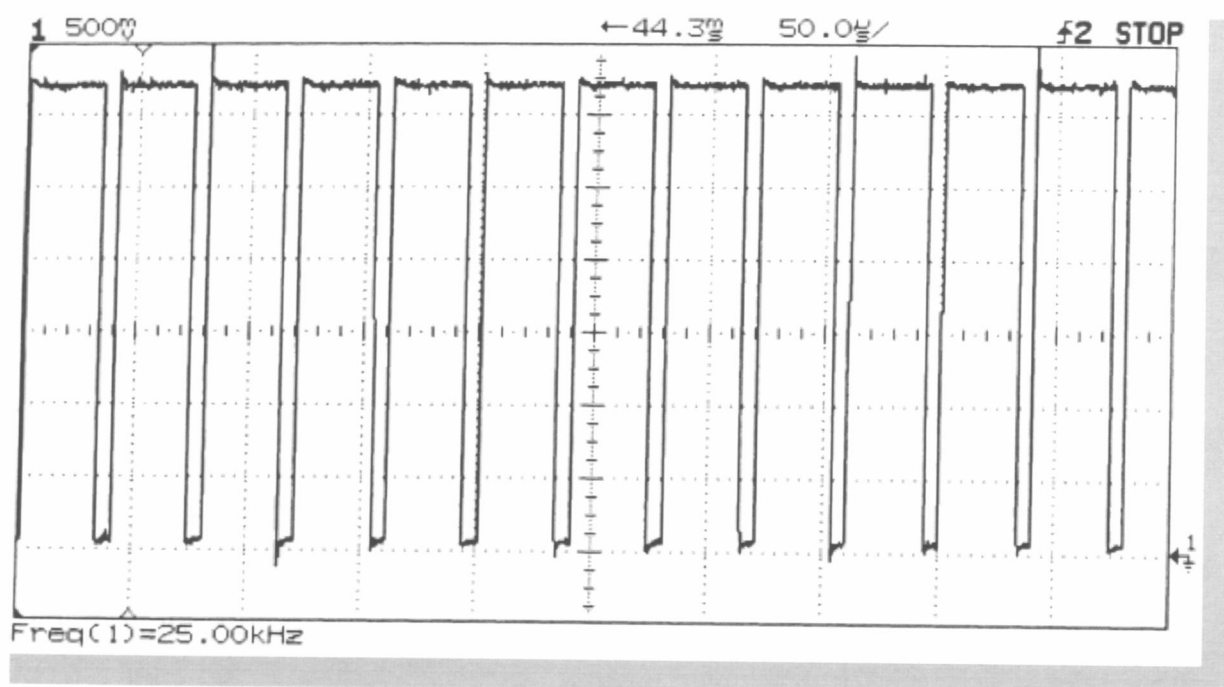
Η δεύτερη παλμοσειρά δείχνει τους ανορθωμένους παλμούς διαμόρφωσης. Εδώ φαίνονται οι διαφορές στο εύρος των παλμών ανάλογα με την τιμή του ημιτόνου, η βασική αρχή που στηρίζεται άλλωστε κάθε τεχνική παλμοδιαμόρφωσης.



Σχ. 20

Κυματομορφές εξόδου του υποσυστήματος DSP.

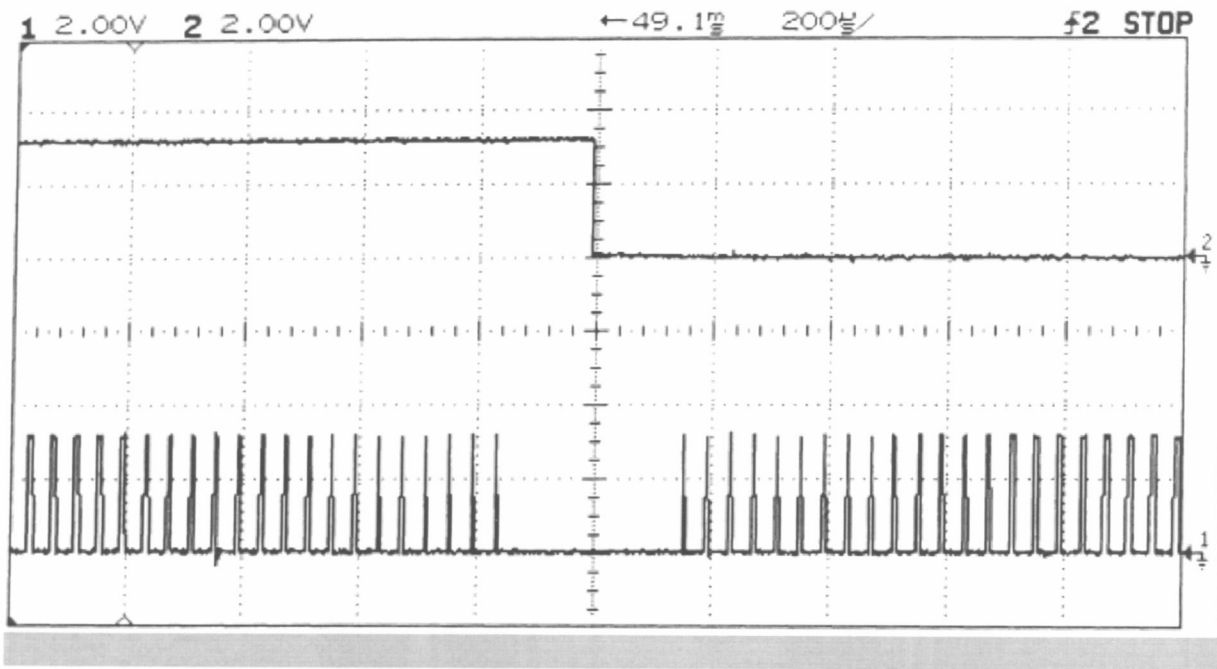
Στο επόμενο σχήμα δίνεται η ανοιγμένη παλμοσειρά διαμόρφωσης. Το πλάτος των παλμών είναι στα 3.3 Volt ενώ η συχνότητα είναι η συχνότητα διαμόρφωσης 25KHz. Το σημείο ανοίγματος είναι κοντά στην κορυφή του ημιτόνου γιαυτό άλλωστε και οι παλμοί έχουν το μέγιστο εύρος.



Σχ. 21

Η ανοιγμένη παλμοσειρά διαμόρφωσης όπου το σημείο ανοίγματος είναι κοντά στην κορυφή του ημιτόνου.

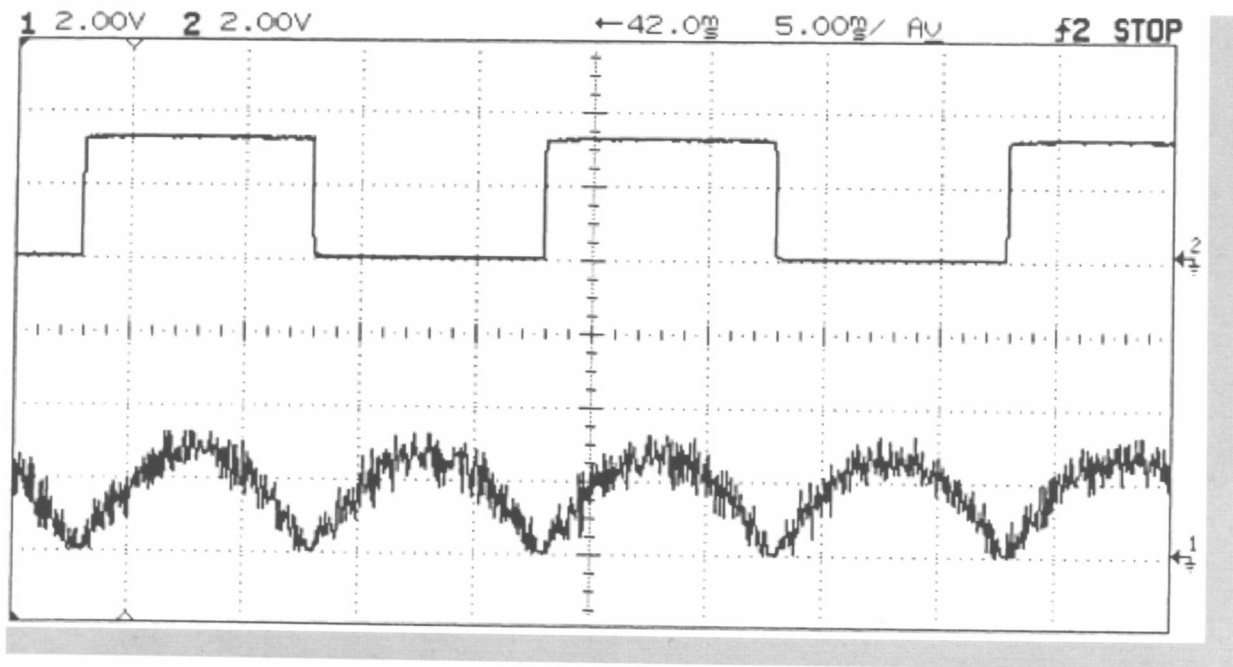
Στο επόμενο σχήμα παρουσιάζεται η ανοιγμένη διαμορφωμένη παλμοσειρά στην περιοχή κοντά στο σημείο αλλαγής προσήμου του ημιτόνου. Πλησιάζοντας αυτό το σημείο το εύρος των παλμών μειώνεται συνεχώς. Το χρονικό διάστημα των 300μs που δεν υπάρχουν παλμοί οφείλεται στους κύκλους ρολογιού που απαιτούνται για την προεγκατάσταση των Timers. Αυτό το χρονικό διάστημα είναι αναπόφευκτο.



Σχ 22

Η ανοιγμένη διαμορφωμένη παλμοσειρά στην περιοχή κοντά στο σημείο αλλαγής του πρόσημου του ημιτόνου

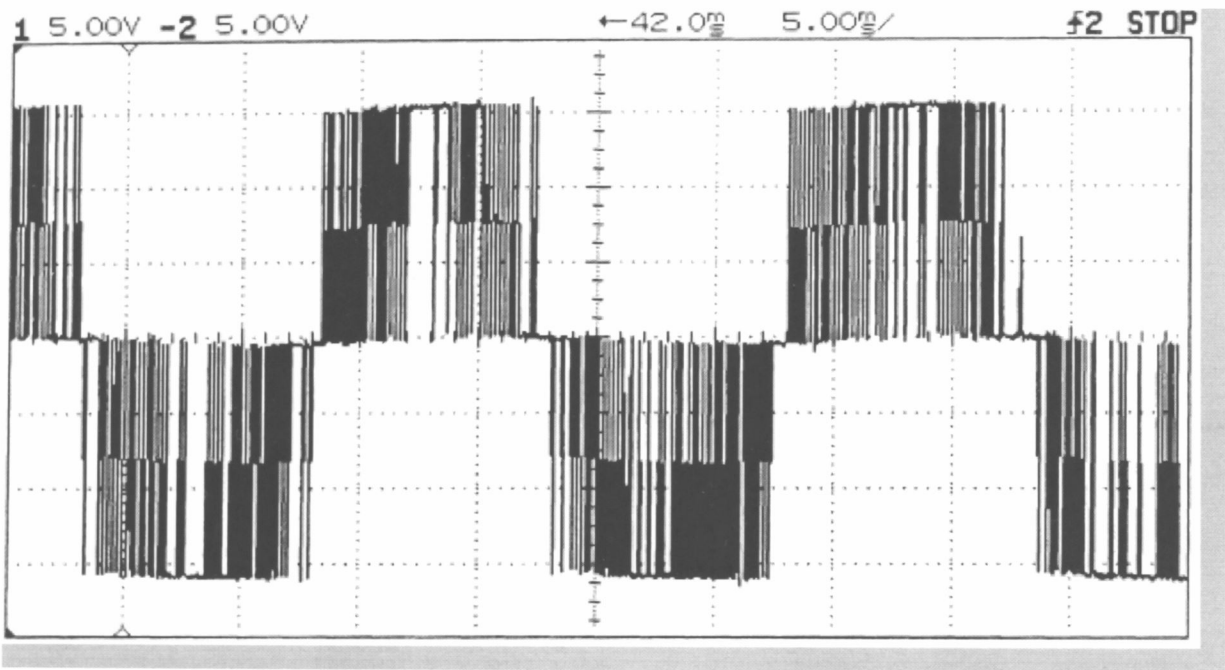
Στο επόμενο σχήμα προκύπτει παίρνοντας τους χρονικούς μέσους όρους των παλμών διαμόρφωσης. Η δεύτερη κυματομορφή μοιάζει με ανορθωμένο ημίτονο.



Σχ 23

Το ανορθωμένο ημίτονο όπως προκύπτει παίρνοντας τους χρονικούς μέσους όρους των παλμών διαμόρφωσης.

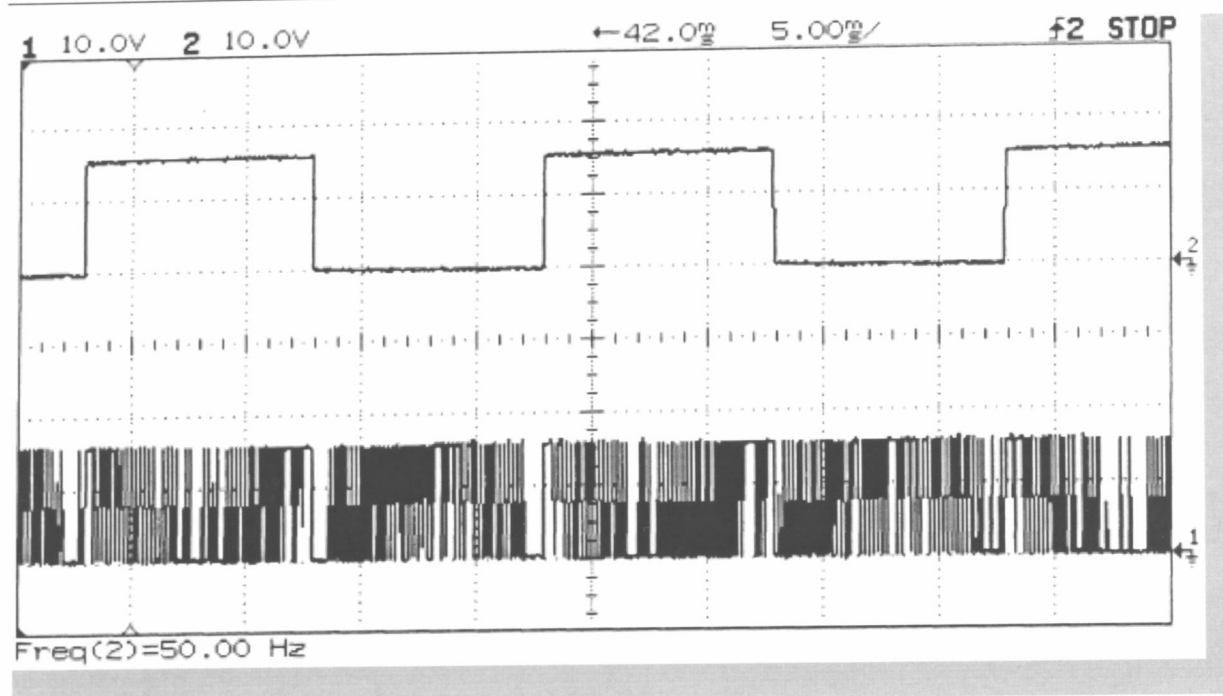
Στο επόμενο σχήμα φαίνεται η κυματομορφή στο δεύτερο σημείο δειγματοληψίας **(B)** ακριβώς μετά την έξοδο των πυλών XOR. Η ανορθωμένη διαμορφωμένη παλμοσειρά που παρουσιάστηκε παραπάνω μετατρέπεται σε διαμορφωμένη παλμοσειρά διπλού προσήμου. Αυτή η παλμοσειρά οδηγεί την γέφυρα με τους διακόπτες.



Σχ. 24

Η διαμορφωμένη παλμοσειρά διπλού προσήμου που οδηγεί την γέφυρα με τους διακόπτες.

Το επόμενο σημείο λήψης κυματομορφής **(Γ)** είναι στην έξοδο της διακοπτικής γέφυρας ακριβώς πριν το φίλτρο αποδιαμόρφωσης.



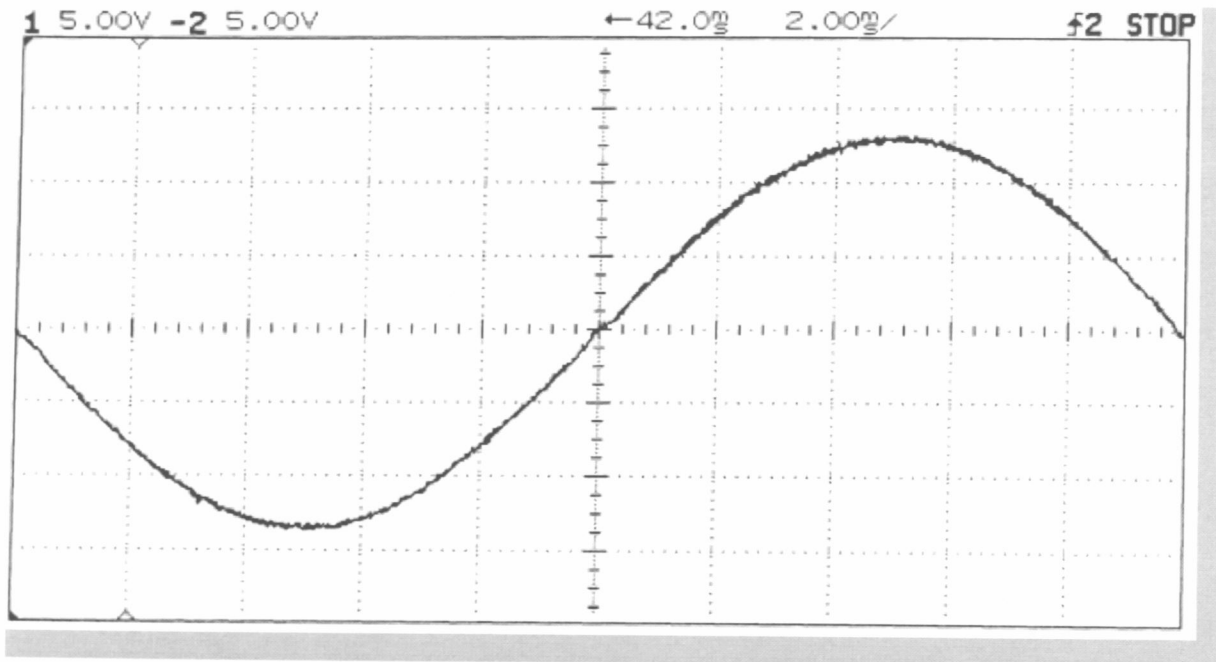
Σχ. 25

Κυματομορφή εξόδου της γέφυρας πριν διοχετευτεί στο φίλτρο αποδιαμόρφωσης.

Στην έξοδο του συστήματος μας πήραμε το ημίτονο για το οποίο γίνεται λόγος σε όλη αυτή την εργασία. Όπως φαίνεται παρουσιάζει μία πολύ μικρή παραμόρφωση η οποία κρίνεται αποδεκτή και οφείλεται στην μη ιδανική λειτουργία του φίλτρου πηνίου/πυκνωτή. Η συχνότητα του ημιτόνου είναι 50Hz όπως προκύπτει από το σχήμα.

$$T=10\text{div} * 2\text{ms/div} = 0.02 \text{ ms} \Rightarrow f = 1/T = 50 \text{ Hz}$$

Το πλάτος του ημιτόνου είναι $5\text{div} * 5\text{Volt/div} = 25 \text{ Volt}$.



Σχ. 26

Κυματορμή εξόδου του συστήματος που υλοποιήθηκε

Στην επόμενη ενότητα παρουσιάζονται κάποιες μετρήσεις που έγιναν και υπολογίζεται ο συντελεστής ολικής παραμόρφωσης THD.

6.3 Μετρήσεις – Υπολογισμός συντελεστή παραμόρφωσης

Για τον σωστό καθορισμό του φίλτρου αποδιαμόρφωσης στην έξοδο του αντιστροφέα έγινε η μέτρηση της αυτεπαγωγής του πηνίου με το ΛΣ-μετρο (LC-meter). Η αυτεπαγωγή του πηνίου μετρήθηκε 400μH. Το βαθυπερατό φίλτρο στην έξοδο του αντιστροφέα πρέπει να αποκόπτει συχνότητες μετά τα 2KHz. Άρα έχοντας σαν γνωστά το L και το f, υπολογίζουμε την χωρητικότητα του πυκνωτή:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow C = \frac{1}{4 \cdot (\pi^2) \cdot L \cdot (f^2)} \Rightarrow C \approx 1.58 \cdot 10^{-05} \Rightarrow \boxed{C = 30\mu F}$$

Άλλη μία σημαντική μέτρηση ήταν ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης THD ο οποίος μετρήθηκε με ειδικό όργανο μέτρησης παραμόρφωσης σε αναλογικά σήματα. Ο συντελεστής μετρήθηκε 0.7%, γεγονός που επιδεικνύει την παραγωγή ενός σχεδόν τέλειου ημιτόνου στην έξοδο του αντιστροφέα. Η θεωρητική τιμή του THD υπολογίζεται από τον παρακάτω τύπο:

$$THD = \frac{1}{V_{0,1}} \left[\sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} (V_{0,n})^2 \right]^{1/2}$$

Όπου $V_{0,1}$ είναι το πλάτος της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου και $V_{0,n}$ το πλάτος της n-οστής αρμονικής. Όπως γίνεται αντιληπτό ο υπολογισμός του πλάτους κάθε αρμονικής είναι αδύνατος (πρέπει να γίνει επίλυση απειροσειρών Fourier). Ωστόσο είναι γνωστό από την βιβλιογραφία ότι χρησιμοποιώντας διαμόρφωση SPWM ο συντελεστής THD έχει ένα άνω φράγμα 5% χωρίς την χρήση φίλτρου καταστολής ανώτερων αρμονικών. Με την κατάλληλη χρήση φίλτρου ο $THD < 5\%$. Στην προκείμενη περίπτωση η μικρότερη δυνατή παραμόρφωση 0.7% επιτεύχθει για $M_f = 0.9$.

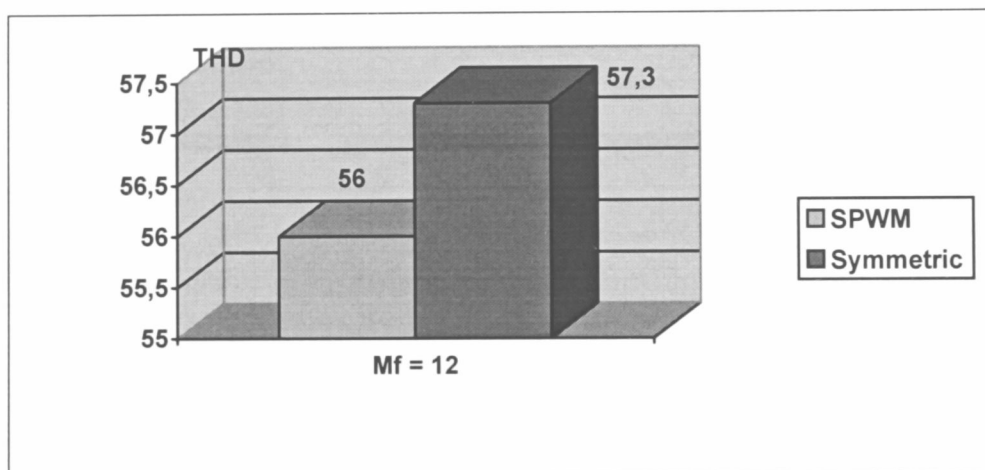
6.4 Συγκριτικά Αποτελέσματα

Η ημιτονοειδής διαμόρφωση SPWM όπως έχει προαναφερθεί αποτελεί την βέλτιστη τεχνική διαμόρφωση εύρους παλμών και είναι ιδανική για την μείωση / εξάλειψη των ανώτερων αρμονικών. Αυτό έχει σαν

αποτέλεσμα την μείωση του συντελεστή THD και της ενδοδιαμόρφωσης σε ιδανικά όρια.

Για επαλήθευση έγιναν κάποιες μετρήσεις του συντελεστή THD μεταβάλλοντας τον συντελεστή διαμόρφωσης M_f και το είδος της διαμόρφωσης. Επιπλέον στην πρώτη περίπτωση δεν έγινε χρήση φίλτρου αποδιαμόρφωσης. Οι μετρήσεις στο πρώτο γράφημα έγιναν ακριβώς στην έξοδο του αντιστροφέα [Σχ.19, σημείο Γ].

Τα πειραματικά αποτελέσματα φαίνονται στο παρακάτω γράφημα:

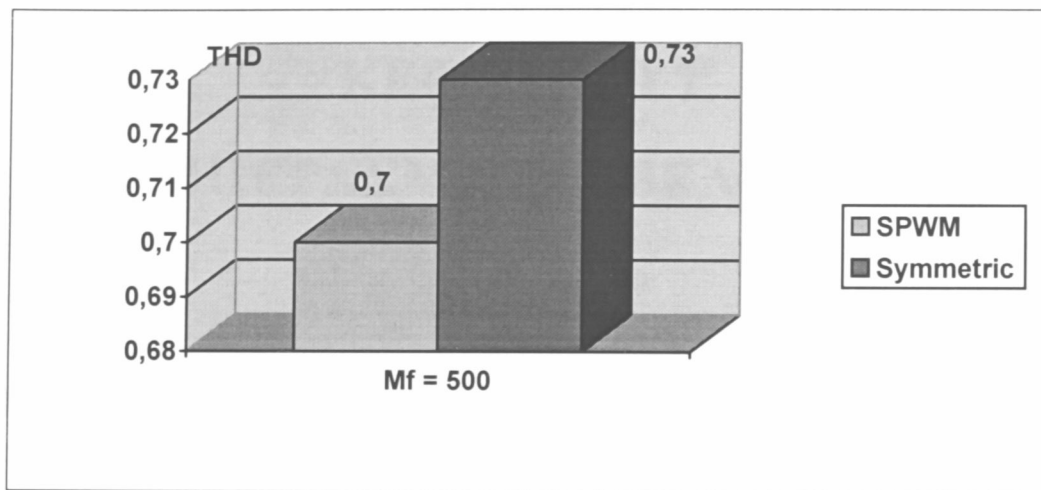


Σχ. 27

Γράφημα με τις τιμές του συντελεστή THD στην ημιτονοειδή και συμμετρική διαμόρφωση πριν το βαθυπερατό φίλτρο.

Στην δεύτερη περίπτωση έγινε χρήση του φίλτρου αποδιαμόρφωσης. Οι μετρήσεις στο πρώτο γράφημα έγιναν ακριβώς στην έξοδο του συστήματος ισχύος στο σημείο λήψης της ημιτονοειδούς κυματομορφής [Σχ.19, σημείο Γ].

Τα πειραματικά αποτελέσματα φαίνονται στο παρακάτω γράφημα:



Σχ. 28

Γράφημα με τις τιμές του συντελεστή THD στην ημιτονοειδή και συμμετρική διαμόρφωση μετά το βαθυπερατό φίλτρο στην έξοδο του συστήματος ισχύος.

Από τα παραπάνω γραφήματα προκύπτουν τρία σημαντικά συμπεράσματα:

- Η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών παρουσιάζει καλύτερα χαρακτηριστικά από όλες τις υπόλοιπες διαμορφώσεις συμπεριλαμβανομένου και της συμμετρικής PWM. Η ημιτονοειδής διαμόρφωση παρουσιάζει έναν ελαφρώς μικρότερο THD (1.3% για $M_f=12$ και 0.03% για $M_f=500$) ωστόσο υπάρχουν εφαρμογές που η μικρή αυτή διαφορά παίζει σημαντικό ρόλο (συστήματα αντιστροφών με ανάδραση, εφαρμογές σύνθεσης ήχων)
- Σε μικρές τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας M_f η παραμόρφωση είναι αρκετά μεγάλη οπότε δεν έχει μεγάλη ουσία η συγκριτική μελέτη των τεχνικών παλμοδιαμόρφωσης. Όσο αυξάνεται ο M_f γίνονται πιο έντονες οι διαφορές των διαμορφώσεων οπότε εμφανίζονται και τα πλεονεκτήματα κάθε τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών .
- Με την χρήση φίλτρου στην έξοδο του αντιστροφέα ο συντελεστής THD μπορεί να περιοριστεί σε αρκετά μικρές τιμές. Στην δεύτερη περίπτωση όπου χρησιμοποιήθηκε βαθυπερατό φίλτρο ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης μειώθηκε σε τιμές μικρότερης της μονάδας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7^ο

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ - ΒΕΛΤΙΩΣΕΙΣ

7.1 Συμπεράσματα

Σε αυτήν την άσκηση υλοποιήθηκε ένας DC-AC αντιστροφέας με πολύ μικρή ολική αρμονική παραμόρφωση (THD). Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στην υλοποίηση ενός αλγορίθμου διαμόρφωσης SPWM για την οδήγηση των διακοπών ισχύος του αντιστροφέα, ώστε αυτός να παρουσιάζει την ελάχιστη παραμόρφωση. Η κατασκευή του αντιστροφέα περιλαμβάνει μόνο τα βασικά του κυκλώματα, που είναι αναγκαία για την πιστοποίηση της ορθής λειτουργίας του αλγόριθμου που αναλύθηκε στο κεφάλαιο 4. Έτσι ο αντιστροφέας που υλοποιήθηκε είναι ένα σύστημα ανοιχτού βρόχου χωρίς ανάδραση και χωρίς την εφαρμογή κάποιου φορτίου. Σαφώς θα ήταν πιο ωφέλιμο να υλοποιηθεί ένα πλήρες σύστημα με όλα τα παραπάνω, ωστόσο ο όγκος αυτής της εργασίας θα ξέφευγε από τα πλαίσια μιας διπλωματικής.

Τα πλεονεκτήματα αυτής της εργασίας σε επίπεδο αλγορίθμου και χρήσης πόρων (hardware του DSP), όπως άλλωστε έχουν αναλυθεί στα παραπάνω κεφάλαια, είναι επιγραμματικά τα εξής:

- Η χρήση της ημιτονοειδής διαμόρφωσης εύρους παλμών ελαχιστοποιεί την παραμόρφωση THD και την ενδοδιαμόρφωση. Γι'αυτό αποδίδει τα καλύτερα αποτελέσματα σε εφαρμογές

διακοπτικών αντιστροφέων και σε εφαρμογές σύνθεσης ήχων (sound synthesis, D/A μετατροπή AC σημάτων).

- Η διαμόρφωση που επιλέξαμε λόγω του ότι ελαχιστοποιεί την παραμόρφωση, δίνει τα καλύτερα αποτελέσματα όταν σε ένα σύστημα χρησιμοποιείται ανάδραση, κάνοντας το σύστημα αυτό να συμπεριφέρεται σαν να είναι γραμμικό.
- Ο αλγόριθμος που υλοποιήσαμε προσφέρει ευελιξία όσον αφορά την χρήση κάποιας πλατφόρμας ανάπτυξης εφαρμογών. Ουσιαστικά χρησιμοποιήθηκαν δύο μετρητές (Timers) και δύο θύρες (I/O ports), πόροι οι οποίοι μπορούν να ανεβρεθούν σχεδόν σε κάθε DSP, κάνοντας έτσι τον αλγόριθμο να μπορεί να εφαρμοστεί σχεδόν σε κάθε περίπτωση. Σε περίπτωση που υπάρξει η δυνατότητα χρήσης ενός εξειδικευμένου υλικού για την υλοποίηση του συγκεκριμένου αλγορίθμου τότε οι πόροι μπορούν να μειωθούν σε έναν μετρητή και μία θύρα εσόδου/εξόδου. Ενδεικτικά μπορούμε να αναφέρουμε κάποια μοντέλα DSP's τα οποία θα μπορούσαν να προσφέρουν πιθανόν και μεγαλύτερη λειτουργικότητα στη ανάπτυξη της εφαρμογής μας.

ΜΟΝΤΕΛΟ	ΕΤΑΙΡΕΙΑ	ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΣΕ ΣΧΕΣΗ ΜΕ ΤΟ TMS320VC33 (120 MHz)
TMS320C31	Texas Inst.	Ίδιες δυνατότητες με το VC33, μικρότερη συχνότητα λειτουργίας
TMS320C28x	Texas Inst.	Μικρότερη συχνότητα λειτουργίας, 3 Timers άρα δυνατότητα 3-phase PWM, είναι fixed point άρα έχει μικρότερη ακρίβεια
MC68HC708	Motorola	6-channel, 12-bit Pulse Width Modulator (PWMMC), ιδανικό για Παλμοδιαμορφώσεις, πολύ μικρή συχνότητα λειτουργίας 8 MHz
ADSP-219x	Analog Dev.	160 MHz συχνότητα λειτουργίας, 3 16-bit Timers για PWM

Πίνακας 2.

Ενδεικτικός πίνακας με μικροεπεξεργαστές που έχουν χρησιμοποιηθεί σε διάφορες εφαρμογές για εξαγωγή παλμοδιαμορφώσεων.[ιστοσελίδες -παράρτημα]

Με άλλα λόγια ο αλγόριθμος που υλοποιήθηκε δεν κάνει χρήση κάποιου εξειδικευμένου hardware και μάλιστα στην γλώσσα προγραμματισμού που αναπτύχθηκε (C) μπορεί εύκολα να μετατεθεί από ένα περιβάλλον ανάπτυξης εφαρμογών σε ένα άλλο, π.χ από το Code Composer της TI στο Visual C++ Studio της Analog Devices.

- Η χρήση των θυρών για την εξαγωγή των κυματομορφών εξόδου του DSP κρίνεται πιο ωφέλιμη σε σχέση με την εξαγωγή των κυματομορφών εξόδου κατευθείαν από τους ακροδέκτες (pins) των μετρητών (Timers). Με αυτόν τον τρόπο αποφεύγεται το πρόβλημα της παρουσίας εσφαλμένων μεταγωγών στην παλμοσειρά εξόδου όταν ο επεξεργαστής δεν προλαβαίνει να προεγκαταστήσει σωστά τους Timers.

7.2 Μελλοντικές επεκτάσεις – Βελτιώσεις

Σε επίπεδο αλγορίθμου, δεν μπορούν να γίνουν βελτιώσεις στο αλγόριθμο καθαυτό. Ωστόσο θα μπορούσε να γίνει βελτιστοποίηση στον κώδικα αν κάποια κρίσιμα κομμάτια αυτού γράφονταν σε γλώσσα μηχανής. Αυτό μπορεί να βελτιώσει ελαφρά τα αποτελέσματα αλλά η χρήση της γλώσσας C έχει το κέρδος της εύκολης μεταγωγής σε οποιοδήποτε DSP της ίδιας οικογένειας.

Σε επίπεδο χρήσης κάποιου μοντέλου μικροεπεξεργαστή, το TMS320VC33 δεν είναι το βέλτιστο για παραγωγή παλμοδιαμορφώσεων καθώς υπάρχουν DSP's που είναι κατασκευασμένα γι'αυτό, όπως εν παραδείγματι κάποιο μοντέλο της Motorola που έχει αυτούσια μονάδα παραγωγής διαμορφώσεων PWM (PWM unit) ή ακόμα κάποιο από την οικογένεια TMS320C2x το οποίο παρέχει περισσότερους μετρητές (3 Timers).

Η εργασία αυτή αποτελεί την βάση για την υλοποίηση αντιστροφών ελεγχόμενων από DSP που χρησιμοποιούν αρνητική ανάδραση. Η χρήση ανάδρασης κρίνεται απαραίτητη για την ελαχιστοποίηση της παραμόρφωσης εξόδου, ιδιαίτερα αν χρησιμοποιηθεί και κάποιο φορτίο στην έξοδο του αντιστροφέα οπότε και η παραμόρφωση στην έξοδο αναμένεται μεγαλύτερη.

Τέλος θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί η τεχνική της αριθμητικής παρεμβολής για την καλύτερη προσέγγιση των σημείων δειγματοληψίας

του ημίτονου που αντιστοιχούν στα χρονικά σημεία μεταγωγής των παλμών [6].

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Βιβλιογραφία

1. Power Electronics, Mohan & Undeland & Robbins, John Wiley & Sons Inc, ISBN 960- 7219- 42- 2 [Book]
2. Dragonball MC68EZ328 Application Notes, Motorola [Appl.Note]
3. Making Low-Distortion Motor WaveForms, Motorola, AN1728 [Appl.Note]
4. Symmetric PWM Outputs Generation using TMS320C14 DSP, Texas Instruments, SPRA278 [Appl.Note]
5. AC induction Motor Control using constant V/Hz Principle and Space Vector PWM Technique with TMS320C240, Texas Instruments, SPRA284A [Appl.Note]
6. Precision Digital Sine Wave generation with the TMS32010, Texas Instruments, SPRA007 [Appl.Note]
7. A new method for the Design of a class-D DC to AC inverter, J.Chatzakis & K.Kalaitzakis & N.C.Voulgaris, Technical University of Crete
8. DSP Processor Fundamentals, Phil Lapley, ISBN 0- 7803- 3405- 1 [Book]

9. Generation of Three-Phase Sine Wave PWM patterns on the ADMC3000, Analog Devices, AN300-3 [Appl.Note]
10. TMS320C3x User Guide, Texas Instruments, SPRU031D [Book]
11. Ηλεκτρονικά Ισχύος, Στέφανος Μανιάς, ΕΜΠ Αθήνα [Book]

Διευθύνσεις στο διαδίκτυο

- Texas Instruments, www.ti.com
- Motorola, www.motorola.com
- Analog Devices, www.analog.com
- Xilinx, www.xilinx.com
- Electronic Design Article, www.elecdesign.com
- Dallas Semiconductor, www.dalsemi.com

