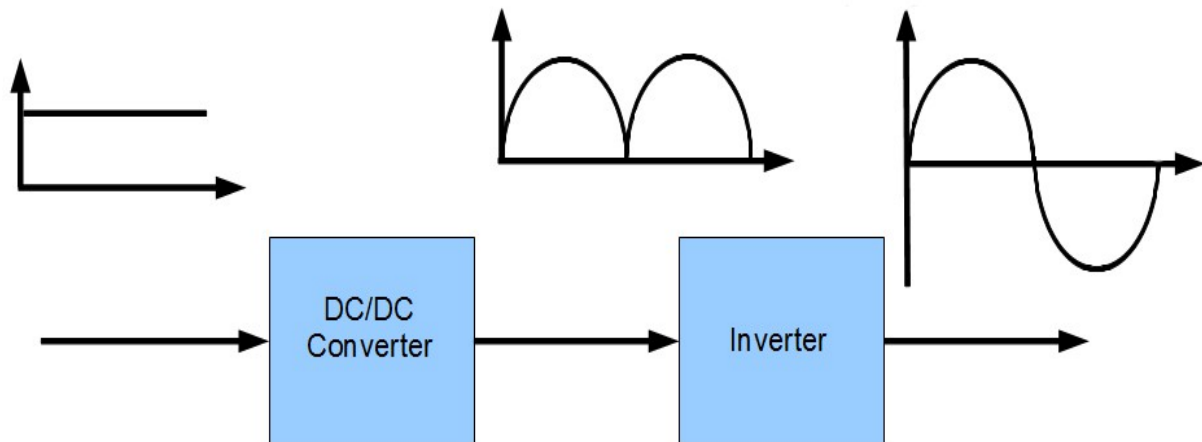


ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ  
Αριθμός 1247

**ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ (INVERTER)  
ΟΔΗΓΟΥΜΕΝΟΣ ΑΠΟ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ  
ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ  
ΑΝΥΨΩΣΗΣ/ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ (BUCK/BOOST)  
ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΣ ΜΕΣΩ ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΟΥΣ  
ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (SPWM).**



ΣΠΟΥΔΑΣΤΗΣ:  
ΧΡΟΝΑΣ ΣΠΥΡΙΔΩΝ

ΕΙΣΗΓΗΤΕΣ:  
ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ ΓΕΩΡΓΙΑΚΑΣ  
ΒΑΣΙΛΕΙΟΣ-ΝΕΚΤΑΡΙΟΣ ΧΑΡΑΛΑΜΠΙΑΚΟΣ

ΠΑΤΡΑ ΣΕΠΤΕΜΒΡΙΟΣ 2012



*Αφιερώνεται στην οικογένειά μου,  
στην Ελένη Αθανασοπούλου και στην Αλίκη Αμυραλή,  
τους ανθρώπους που είναι δίπλα μου ώστε  
να προσπαθώ πάντα για το καλύτερο.*

*Σας ευχαριστώ.*



## ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Τα τελευταία χρόνια έχει αναπτυχθεί με απίστευτους ρυθμούς η αγορά των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας με κύριους παίκτες τα φωτοβολταϊκά και τις ανεμογεννήτριες στον τομέα της “καθαρής” και “φιλικής” προς το περιβάλλον παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας. Στη χώρα μας ειδικότερα αυξήθηκε ραγδαία η εγκατάσταση κι εκμετάλλευση φωτοβολταϊκών συστημάτων μετά από την απόφαση του κράτους να μπορούν ιδιώτες κι εταιρείες να εγκαθιστούν τέτοια διασυνδεδεμένα με το δίκτυο φωτοβολταϊκά συστήματα σε σπίτια και χωράφια και να πωλούν στο διαχειριστή του ηλεκτρικού δικτύου την παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια με αποτέλεσμα να αυξηθεί ταχύτατα η χρήση των φωτοβολταϊκών και να δημιουργηθούν πολλές νέες θέσεις εργασίας.

Ένα τέτοιο φωτοβολταϊκό σύστημα απαρτίζεται από πολλά διαφορετικά υλικά κι εξαρτήματα με σκοπό την μέγιστη απόδοση δηλαδή την μέγιστη παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας και το μέγιστο κέρδος. Το μηχάνημα που έχει τον καθοριστικό ρόλο για την ποιότητα και την αποδοτικότερη παραγωγή της ηλεκτρικής ενέργειας αλλά και την μετατροπή του συνεχούς ρεύματος των φωτοβολταϊκών σε εναλλασσόμενο ρεύμα συγκεκριμένης ενεργού τιμής και συχνότητα ώστε να μπορεί το φωτοβολταϊκό σύστημα να συνδεθεί με το ηλεκτρικό δίκτυο, είναι ο ηλεκτρονικός μετατροπέας συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη.

Ένας τέτοιος μετατροπέας μελετάται και παρουσιάζεται στην παρούσα εργασία. Και αυτό οφείλετε στον κ. Κων/νο Γεωργάκα που μου εμπιστεύθηκε αυτή την κατασκευή. Γι' αυτό τον λόγο τον ευχαριστώ θερμά για την ευκαιρία που μου έδωσε στο Πανεπιστήμιο Πατρών και την εμπιστοσύνη που μου έδειξε όπως και για την καθοριστικής σημασίας βοήθεια του και καθοδήγηση του στο σχεδιασμό, την κατασκευή και τις δοκιμές του μετατροπέα.

Επίσης ευχαριστώ τον κ. Παναγή Βωβό που με δέχτηκε στο Πανεπιστήμιο και την πολύτιμη βοήθειά του. Επίσης ευχαριστώ και τους δυο για τις ατελείωτες ώρες που ήταν μαζί μου στο εργαστήριο όλο το καλοκαίρι, να με “ανέχονται” μέσα σε όλη αυτή την ζέστη. Ακόμα ευχαριστώ τον κ. Πέτρου για την κατασκευή της πλακέτας του μετατροπέα buck/boost και την εύρεση των απαιτούμενων υλικών για την εργασία.

Τέλος, δε θα μπορούσα να μην ευχαριστήσω τον κ. Βασίλη Χαραλαμπάκο καθώς ένα μεγάλο κομμάτι των γνώσεων μου το χρωστάω σε αυτόν μετά την 7χρονη καθοδήγησή του, πρώτα σαν μαθητής κι έπειτα σαν φοιτητής.

Χάρης αυτούς κατάφερα να κάνω ένα μεγάλο βήμα προς την πραγματοποίησή ενός ονείρου μου...



## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός αυτής της πτυχιακής εργασίας είναι η μελέτη και η κατασκευή ενός συστήματος αποτελούμενο από μετατροπέα συνεχούς ρεύματος ανύψωσης και υποβιβασμού της τάσης, που συνδέεται στην είσοδο ενός αντιστροφέα. Ένας τέτοιος μετατροπέας χρησιμοποιείται συχνά σε ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (φωτοβολταϊκά ή ανεμογεννήτριες) για την τροφοδοσία κάποιου φορτίου εναλλασσόμενου ρεύματος ή για τη διασύνδεση τους σε δίκτυο. Η πρωτοτυπία αυτής της τοπολογίας βρίσκεται στην κατάλληλη παλμοδότηση μέσω της οποίας επιτυγχάνεται υψηλός βαθμός απόδοσης συγκριτικά με τις συνήθως χρησιμοποιούμενες τοπολογίες.

Σ' αυτές τις περιπτώσεις, συνήθως, είναι αναγκαία η μεταβολή της τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα έτσι ώστε να επιτευχθεί είτε η κατάλληλη AC τάση είτε η υψηλότερη δυνατή απόδοση ισχύος από την πηγή. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται συστήματα ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος που συχνά όμως έχουν χαμηλό βαθμό απόδοσης. Ένα τέτοιο σύστημα περιγράφεται στη συνέχεια. Στην είσοδο βρίσκεται μια πηγή συνεχούς ρεύματος η τάση της οποίας ανυψώνεται μέσω μετατροπέα ανύψωσης, σταθεροποιείται και ο inverter μέσω παλμοδότησης SPWM παράγει ημιτονοειδή τάση στην έξοδο του. Έτσι όμως έχουμε υψηλές απώλειες καθώς ο boost και ο inverter λειτουργούν ταυτόχρονα σε υψηλές συχνότητες.

Σε άλλη τεχνική ο boost μετατροπέας λειτουργεί μόνο το χρονικό διάστημα όπου η ημιτονοειδής τάση εξόδου του inverter πρέπει να είναι μεγαλύτερης τιμής από την DC τάση εισόδου. Έτσι πετυχαίνουμε μικρότερες απώλειες σε σύγκριση με την προηγούμενη τεχνική.

Όμως η βασική ιδέα της τεχνικής που υλοποιούμε στην παρούσα εργασία είναι να χρησιμοποιήσουμε ένα buck/boost μετατροπέα για παραγωγή της ημιτονοειδούς τάσης και η μόνη δουλειά του inverter να είναι η αλλαγή της πολικότητας της τάσης εξόδου. Έτσι πετυχαίνουμε υψηλότερο βαθμό απόδοσης από τις προηγούμενες τεχνικές.





# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Εισαγωγή.....	1
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1ο	
ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΥΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΥΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ.....	3
1.1 Μετατροπέας συνεχούς ρεύματος (DC/DC Converter).....	3
1.1.1 Μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης (Buck Converter).....	5
1.1.2 Μετατροπέας ανύψωσης της τάσης (Boost DC Converter).....	8
1.1.3 Μετατροπέας υποβιβασμού/ανύψωσης της τάσης (Buck/Boost Converter)....	10
1.2 Μετατροπέας συνεχούς σε εναλλασσόμενο ρεύμα (DC/AC Converter) ή Αντιστροφέας (Inverter).....	12
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2ο	
ΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΑΝ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ – ΥΛΙΚΑ.....	14
2.1 Μετατροπέας συνεχούς ρεύματος υποβιβασμού/ανύψωσης (Buck/Boost).....	14
2.1.1 Ο λόγος που χρησιμοποιήθηκε ο συγκεκριμένος μετατροπέας και η παλμοδότηση του.....	14
2.1.2 Έλεγχος τάσης εξόδου του DC μετατροπέα και κατ' επέκταση της AC τάσης του inverter.....	16
2.1.3 Υλικά που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του μετατροπέα Buck/Boost.....	17
2.1.3.1 Κύκλωμα ισχύος.....	20
2.1.3.1α Διακόπτης S (IGBT IXGH24N60CD1).....	20
2.1.3.1β Δίοδος (DSEI60-06A).....	23
2.1.3.1γ Πηνίο.....	23
2.1.3.1δ Πυκνωτής.....	25
2.1.3.1ε Διάφορα υλικά.....	25
2.1.3.2 Κύκλωμα παλμοδότησης.....	26
2.1.3.2α Μετασχηματιστής 230V/24V (transformer Block FL 4/24).....	26
2.1.3.2β Ανορθωτική γέφυρα (rectifier).....	27
2.1.3.2γ Σταθεροποιητικό 15V (voltage regulator MC7815).....	27
2.1.3.2δ Κύκλωμα οδήγησης IGBT (driver ICL7667).....	28
2.1.3.2ε Επεξεργαστής ψηφιακών σημάτων (Digital Signal Processor – DSP).....	30
2.1.3.2στ Οπτοζεύκτες (optocouplers).....	30
2.2 Μετατροπέας συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη ή αντιστροφέας (inverter).....	33
2.2.1 Χαρακτηριστικά του αντιστροφέα που χρησιμοποιήθηκε.....	33

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3ο	
ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΣΑΝ BOOST.....	36
3.1 Πλήρες κύκλωμα μετατροπέα και κυκλώματα προστασίας snubber.....	36
3.2 Λειτουργία και μετρήσεις.....	38
3.2.1 Μετρήσεις και παλμογραφήματα.....	38
3.2.1.1 Λειτουργία μετατροπέα με <i>Duty Cycle</i> 0,8 , τάση εισόδου 20V, 220Ω φορτίο.....	49
3.2.1.2 Λειτουργία μετατροπέα με <i>Duty Cycle</i> 0,9 , τάση εισόδου 10V , 220Ω φορτίο.....	50
3.2.1.3 Λειτουργία μετατροπέα με <i>Duty Cycle</i> 0,6 , τάση εισόδου 15V , 110Ω φορτίο.....	52
3.2.1.4 Λειτουργία μετατροπέα με <i>Duty Cycle</i> 0,8 , τάση εισόδου 15V, 110Ω φορτίο.....	54
3.2.2 Χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας.....	56
3.2.2.1 Απόδοση = $f$ (Διακοπτικής συχνότητας) με παράμετρο την τάση εισόδου, 220Ω φορτίο.....	56
3.2.2.2 Απόδοση = $f$ (Διακοπτικής συχνότητας) με παράμετρο την τάση εισόδου, 110Ω φορτίο.....	58
3.2.2.3 Απόδοση = $f$ (Ισχύς εξόδου) με παράμετρο τη διακοπτική συχνότητα, 220Ω φορτίο.....	60
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4ο	
ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗ ΚΑΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΜΕ ΥΨΗΛΟ ΑΡΜΟΝΙΚΟ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΟ.....	63
4.1 Παλμοδότηση μετατροπέων.....	63
4.1.1 Παλμοδότηση μετατροπέα DC Buck/Boost.....	63
4.1.2 Παλμοδότηση inverter.....	64
4.1.3 Υλοποίηση παλμοδότησης των μετατροπέων στο SIMULINK® και στον DSP	66
4.1.3.1 <i>ePWM1-inverter &amp; ePWM2-inverter blocks</i> .....	67
4.1.3.2 <i>ePWM3-buck/boost blocks</i> .....	75
4.1.3.3 <i>Target preferences</i> .....	76
4.2 Λειτουργία συστήματος και μετρήσεις με υψηλό αρμονικό περιεχόμενο.....	77
4.2.1 Μετρήσεις και παλμογραφήματα.....	77
4.2.1.1 Λειτουργία μετατροπέα με $m_a$ 0,8 , τάση εισόδου 15V, 165Ω φορτίο, συχνότητα 10kHz.....	83
4.2.1.2 Λειτουργία μετατροπέα με $m_a$ 0,85 , τάση εισόδου 20V, 165Ω φορτίο, συχνότητα 10kHz.....	84
4.2.1.3 Λειτουργία μετατροπέα με $m_a$ 0,9 , τάση εισόδου 10V, 165Ω φορτίο, συχνότητα 10kHz.....	85

4.2.1.4	Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,8$ , τάση εισόδου 25V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 15kHz.....	86
4.2.1.5	Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,85$ , τάση εισόδου 25V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 15kHz.....	87
4.2.1.6	Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,9$ , τάση εισόδου 15V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 15kHz.....	88
4.2.1.7	Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,8$ , τάση εισόδου 15V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 20kHz.....	89
4.2.1.8	Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,85$ , τάση εισόδου 20V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 20kHz.....	90
4.2.1.9	Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,9$ , τάση εισόδου 20V, 165Ω φορτίο, συχνότητα 20kHz.....	91
4.2.1.10	Λειτουργία μετατροπέα με 110Ω φορτίο και διακοπτική συχνότητα 25kHz για διάφορες τάσεις εισόδου και $m_a$ (Σχήματα 71, 72, 73).....	92
4.2.2	Χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας.....	94
4.2.2.1	Απόδοση = $f$ (Συχνότητας) με παράμετρο τη τάση εισόδου.....	94
4.2.2.2	Απόδοση = $f$ (Ισχύος φορτίου) με παράμετρο τη διακοπτική συχνότητα.....	97
4.2.2.3	Απώλειες = $f$ (Συχνότητας) με παράμετρο τη τάση εισόδου.....	101
4.2.2.4	Απώλειες = $f$ (Ισχύος φορτίου) με παράμετρο τη διακοπτική συχνότητα.....	103
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5ο</b>		
<b>ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗ ΚΑΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΜΕ ΧΑΜΗΛΟ ΑΡΜΟΝΙΚΟ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΟ.....</b>		
5.1	Παλμοδότηση μετατροπέων.....	107
5.1.1	Παλμοδότηση μετατροπέα DC Buck/Boost και παλμοδότηση inverter.....	107
5.1.2	Υλοποίηση παλμοδότησης των μετατροπέων στο SIMULINK® και στον DSP	107
5.2	Λειτουργία συστήματος και μετρήσεις με υψηλό αρμονικό περιεχόμενο.....	111
5.2.1	Μετρήσεις και παλμογραφήματα.....	111
5.2.1.1	Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,8$ , τάση εισόδου 10V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 10kHz.....	115
5.2.1.2	Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,85$ , τάση εισόδου 20V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 10kHz.....	116
5.2.1.3	Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,9$ , τάση εισόδου 15V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 10kHz.....	117
5.2.1.4	Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,8$ , τάση εισόδου 25V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 15kHz.....	118
5.2.1.5	Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,85$ , τάση εισόδου 25V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 15kHz.....	119

5.2.1.6 Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,9$ , τάση εισόδου 15V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 15kHz.....	120
5.2.1.7 Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,8$ , τάση εισόδου 20V, 110Ω φορτίο (α και β) – 55Ω φορτίο (γ), συχνότητα 20kHz.....	121
5.2.1.8 Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,85$ , τάση εισόδου 20V, 110Ω φορτίο (α και β) – 55Ω φορτίο (γ), συχνότητα 20kHz.....	122
5.2.1.9 Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,8$ , τάση εισόδου 20V, 110Ω φορτίο (α και β) – 55Ω φορτίο (γ), συχνότητα 20kHz.....	124
5.2.2 Χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας.....	125
5.2.2.1 Απόδοση = $f$ (Συχνότητας) με παράμετρο την τάση εισόδου.....	125
5.2.2.2 Απόδοση = $f$ (Ισχύος φορτίου) με παράμετρο τη διακοπτική συχνότητα.....	129
5.2.2.3 Απόδοση = $f$ (τάσης εισόδου) με παράμετρο τη διακοπτική συχνότητα.....	132
5.2.2.4 Απώλειες = $f$ (Ισχύος φορτίου) με παράμετρο τη διακοπτική συχνότητα.....	135
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6ο</b>	
<b>ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΜΕ ΤΟΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ BUCK/BOOST.....</b>	<b>139</b>
6.1 Προβλήματα κατά τη σχεδίαση και τη κατασκευή.....	139
6.1.1 Ημιαγωγικά στοιχεία και ψήκτρα.....	139
6.1.2 Σολντερίνη και βραχυκυκλώματα.....	140
6.1.3 Βραχυκύκλωμα λόγω σχεδιαστικού λάθους.....	141
6.2 Προβλήματα με το software του DSP.....	143
6.2.1 Αποσύνδεση.....	143
6.3 Προβλήματα κατά την λειτουργία.....	143
6.3.1 Μεγάλα καλώδια στο κύκλωμα παλμοδότησης.....	143
6.3.2 Υπερτάσεις στα στοιχεία.....	145
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7ο</b>	
<b>ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΜΕ ΤΟΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ (INVERTER).....</b>	<b>147</b>
7.1 Προβλήματα με την κατασκευή.....	147
7.2 Προβλήματα με το software του DSP.....	147
7.3 Προβλήματα κατά την λειτουργία.....	147
<b>ΕΠΙΛΟΓΟΣ.....</b>	<b>149</b>
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....</b>	<b>151</b>
<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ: DATASHEETS ΤΩΝ ΥΛΙΚΩΝ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΑΝ.....</b>	<b>153</b>

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ο τομέας των ηλεκτρονικών είναι ένας τομέας της επιστήμης με μεγάλη ανάπτυξη, υψηλό ερευνητικό ενδιαφέρον αλλά και υψηλό επενδυτικό ενδιαφέρον. Οι εφαρμογές των Ηλεκτρονικών Ισχύος στις μέρες μας αυξάνονται αλματωδώς. Οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος χρησιμοποιούνται σχεδόν όπου υπάρχει ηλεκτρική συσκευή λόγω των πλεονεκτημάτων τους και έχοντας υπόψη την εξέλιξή τους καθώς και τις αυξανόμενες εφαρμογές τους παρουσιάζουν υψηλό επενδυτικό ενδιαφέρον.

Έτσι, ηλεκτρονικά ισχύος συναντάμε σε ηλεκτρονικά ρολόγια και ραδιόφωνα, μέχρι συστήματα διεύθυνσης αεροπλάνων, δορυφόρων και πλοίων αλλά και ιατρικά μηχανήματα που κρατούν στη ζωή πολλούς ανθρώπους ή χρησιμοποιούνται για τον εντοπισμό νέων φαρμάκων, η ηλεκτρονική τεχνολογία μονοπωλεί την καθημερινή μας ζωή σε τέτοιο βαθμό που έχει επηρεάσει μέχρι και τον τρόπο που σκεφτόμαστε, ντυνόμαστε, τρώμε κι επικοινωνούμε με άλλους ανθρώπους. Εκεί όμως που τα ηλεκτρονικά ισχύος είναι απαραίτητα, είναι η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας όπου τις τελευταίες δεκαετίες έχουν αλλάξει τον τρόπο με τον οποίο παράγεται, μεταφέρεται, διανέμεται και καταναλώνεται.

Τα Ηλεκτρονικά Ισχύος είναι μια νέα οικογένεια ηλεκτρονικών, κατασκευασμένα να αντέχουν υψηλές ηλεκτρικές και θερμικές καταπονήσεις. Λόγω αυτών έγινε δυνατή η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από μέσα τα οποία πριν δεν μπορούσαν να εκμεταλλευτούν γι' αυτό τον σκοπό ή η εκμετάλλευσή τους ήταν εξαιρετικά δύσκολη και πολυδάπανη. Τέτοιες πηγές ενέργειας είναι τα φωτοβολταϊκά, οι ανεμογεννήτριες, οι κυψέλες υδρογόνου (fuel cells), η πυρηνική ενέργεια κ.α. Αυτό γιατί η παραγόμενη ενέργεια από αυτές τις πηγές πρέπει να αλλάξει μορφή με αποτέλεσμα να μπορεί να μεταφερθεί και να καταναλωθεί. Κι αυτό με τη χρήση των ηλεκτρονικών ισχύος είναι πολύ πιο αξιόπιστο, πιο φθηνό, πιο εύκολο και πιο αποδοτικό από τους παλιούς μηχανικούς τρόπους. Στον τομέα της μεταφοράς της ηλεκτρικής ενέργειας τα ηλεκτρονικά ισχύος επιτρέπουν τη μεταφορά της με τη μορφή συνεχούς ρεύματος (DC) σε πολύ μεγαλύτερες αποστάσεις, πολύ πιο φθηνά και αποδοτικά για μεγάλες ισχύς μεταφοράς σε σχέση με το εναλλασσόμενο ρεύμα (AC).

Τέλος, τα ηλεκτρονικά ισχύος έχουν αλλάξει τελείως τη μορφή του τομέα κατανάλωσης της ηλεκτρικής ενέργειας. Τροφοδοτικά, ηλεκτρικά εργαλεία, συστήματα ηλεκτρικής κίνησης και μονάδες αδιάλειπτης παροχής ηλεκτρισμού (UPS) έγιναν πραγματικότητα με την χρήση ημιαγωγών ισχύος.

Τα συστήματα που αποτελούνται από ηλεκτρονικά στοιχεία ισχύος κι εκτελούν τις παραπάνω εργασίες ονομάζονται ηλεκτρονικοί ή στατοί μετατροπείς (λόγω απουσίας μηχανικών περιστρεφόμενων εξαρτημάτων).

Στη συνέχεια ασχολούμαστε με την μελέτη, σχεδίαση και κατασκευή ενός τέτοιου συστήματος ο σκοπός του οποίου είναι να μετατρέπει την συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη. Το σύστημα αυτό ονομάζεται αντιστροφείας (inverter) και αποτελείται από δύο μετατροπείς.

Στην είσοδο του συστήματος το οποίο τροφοδοτείται με συνεχή τάση, υπάρχει ένας μετατροπέας DC-DC όπου ανυψώνει ή υποβιβάζει τη DC τάση ώστε να είναι στην κατάλληλη τιμή για να λειτουργήσει ο μετατροπέας. Ακόμα μπορεί ο DC-DC μετατροπέας να σχεδιαστεί έτσι ώστε να διατηρεί σταθερή την DC τάση εισόδου του συστήματος, έτσι ώστε ο αντιστροφείας να παρέχει στην έξοδο εναλλασσόμενη τάση σταθερού πλάτους κι ενεργής τιμής ακόμα κι αν μεταβάλλεται η DC τάση στην είσοδό του.

Μετά τον DC-DC μετατροπέα ακολουθεί ο αντιστροφέας (inverter). Αυτός ο μετατροπέας δημιουργεί την εναλλασσόμενη τάση. Έτσι, από θετικές τιμές τάσης που δέχεται στην είσοδό του, παράγει θετικές και αρνητικές τάσεις στην έξοδό του και μάλιστα χρησιμοποιώντας, κατάλληλη παλμοδότηση η τάση στην έξοδό του μπορεί να είναι ημιτονοειδής.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1ο

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΥΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΥΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ

Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται εισαγωγή στις βασικότερες τοπολογίες των DC-DC μετατροπέων και των inverter όπως επίσης και παρουσίαση των σχέσεων, των κυματομορφών και της λογικής που διέπουν τη λειτουργία των μετατροπέων αυτών.

### 1.1 Μετατροπέας συνεχούς ρεύματος (DC/DC Converter)

Ο μετατροπέας συνεχούς ρεύματος είναι ένα ηλεκτρονικό σύστημα το οποίο δέχεται στην είσοδο του DC τάση συγκεκριμένης (είτε χαμηλής είτε υψηλής) ή και μεταβαλλόμενης τιμής και δίνει στην έξοδό του DC τάση άλλης τιμής μικρότερης ή μεγαλύτερης της αρχικής, μεταβαλλόμενης ή ακόμα και ίδιας τιμής με της εισόδου του (χρήσιμο όταν θέλουμε απομόνωση της τάσης εισόδου από την τάση εξόδου). Ένα άλλο χαρακτηριστικό των μετατροπέων αυτών είναι ότι έχουν τη δυνατότητα μέσω ενός συστήματος αυτομάτου ελέγχου κλειστού βρόγχου να κρατούν σταθερή την τάση εξόδου τους. Όλα αυτά τα πετυχαίνουμε κάνοντας χρήση διαφορετικών τοπολογιών και παλμοδότησης των DC μετατροπέων.

Στην ουσία οι μετατροπείς αυτοί θα μπορούσαν να χαρακτηριστούν σαν “μετασχηματιστές συνεχούς ρεύματος” αφού σε ιδανικές συνθήκες η ισχύς εισόδου ισούται με την ισχύ εξόδου. Επίσης, όπως και στους μετασχηματιστές, στην πλευρά της υψηλής τάσης η ένταση του ρεύματος είναι χαμηλή ενώ στην πλευρά της χαμηλής τάσης η ένταση του ρεύματος είναι υψηλή με τρόπο τέτοιο ώστε το γινόμενο τάση επί ένταση να διατηρείται ιδανικά σταθερό και στις δύο πλευρές του μετατροπέα. Το πλεονέκτημα αυτών των μετατροπέων είναι το μικρότερο μέγεθος και κόστος και η μεγαλύτερη απόδοση (πάνω από 85%) και ισχύς σε σχέση με τους γραμμικούς σταθεροποιητές. Οι μετατροπείς αυτοί μαζί με τους αντιστροφείς συνθέτουν ένα ολοκληρωμένο Ηλεκτρονικό Σύστημα Ισχύος που πολύ συχνά χρησιμοποιείται στις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, κυρίως στα φωτοβολταϊκά συστήματα και τις ανεμογεννήτριες που προορίζονται για την τροφοδοσία φορτίων εναλλασσόμενου ρεύματος ή τη σύνδεση με το δίκτυο ηλεκτροδότησης.

Στο *σχήμα 1* φαίνεται η βασική αρχή λειτουργίας ενός DC μετατροπέα όπου στο διάστημα από 0 έως DT ο διακόπτης S είναι κλειστός και η τάση της πηγής εμφανίζεται στο φορτίο ενώ για το χρονικό διάστημα από DT έως T ο διακόπτης S είναι ανοικτός και η τάση στο φορτίο είναι μηδέν. Το χρονικό διάστημα από 0 έως DT λέγεται χρόνος έναυσης και συμβολίζεται με  $t_{ON}$  και από DT έως T χρόνος σβέσης και συμβολίζεται με  $t_{OFF}$ . Το χρονικό διάστημα από 0 έως T λέγεται περίοδος της τάσης και ισούται με  $T = t_{ON} + t_{OFF}$ . Το γράμμα D είναι ο λόγος του χρόνου όπου ο διακόπτης S είναι κλειστός προς τη περίοδό του δηλαδή [2]

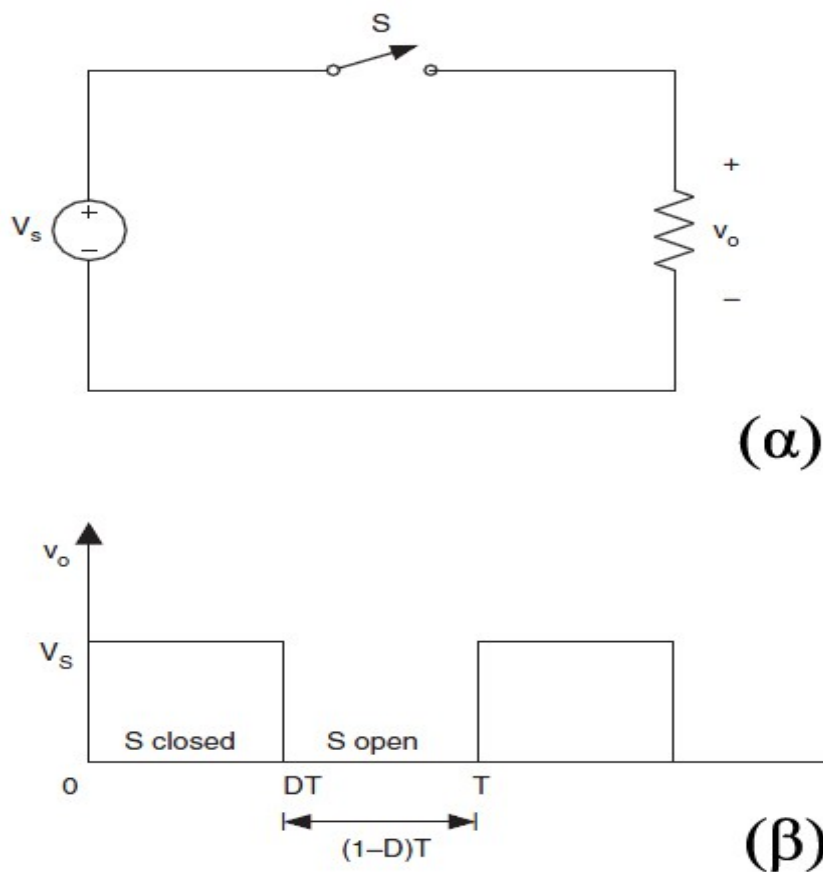
$$D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{t_{ON}}{T} \quad (1-1)$$

και ονομάζεται *λόγος κατάτμησης* του μετατροπέα ή καλύτερα *Duty Cycle*. Ανάλογα με το χρονικό διάστημα  $t_{ON}$  επηρεάζεται η μέση τιμή της τάσης του φορτίου. Έτσι, ελέγχοντας την παλμοδότηση του διακόπτη, μπορούμε να ελέγξουμε την τιμή της τάσης. Αυτή η τεχνική παλμοδότησης του ημιαγωγικού διακόπτη ονομάζεται *διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM –*

Pulse Width Modulation). Ανάλογα με το είδος του μετατροπέα (ανύψωσης, υποβιβασμού κτλ.) το Duty Cycle επηρεάζει με διαφορετικό τρόπο την τάση εξόδου του μετατροπέα. Το Duty Cycle παίρνει θεωρητικά τιμές από 0 έως 1 ή από 0% έως 100%. Όπως θα φανεί στη συνέχεια και στους τρεις βασικούς μετατροπέες καθώς αυξάνεται το Duty Cycle αυξάνεται και η τάση εξόδου.

Η περίοδος του διακόπτη  $T$  ή αντίστροφα η διακοπτική συχνότητα  $f_s$  του διακόπτη  $S$  παίζει σπουδαίο ρόλο στην λειτουργία του μετατροπέα. Όσο μεγαλώνει η διακοπτική συχνότητα τόσο μειώνεται το απαιτούμενο μέγεθος των παθητικών στοιχείων (πηνία και πυκνωτές) που είναι απαραίτητα για την λειτουργία του μετατροπέα άρα μειώνεται και το κατασκευαστικό κόστος του. Βέβαια με την αύξηση της συχνότητας αυξάνονται οι απώλειες στα διακοπτικά στοιχεία [2].

Ο διακόπτης  $S$  είναι ημιαγωγικός διακόπτης που πρέπει να αντέχει σε μεγάλα ρεύματα και τάσεις και να είναι πολύ γρήγορος δηλαδή, να έχει χαμηλούς χρόνους έναυσης και σβέσης. Επίσης, θα πρέπει να αντέχει σε υπερτάσεις που δημιουργούνται από τη διακοπή του ρεύματος που διαρρέει το πηνίο αλλά και σε μεγάλες διακυμάνσεις ρεύματος που εμφανίζονται στην κανονική λειτουργία του μετατροπέα. Οι συνηθέστεροι τύποι διακοπών που χρησιμοποιούνται είναι τα SCR (θυρίστορ), τα MOSFET και τα IGBT, με μεγαλύτερη έμφαση στα δύο τελευταία τα οποία είναι πιο γρήγορα, απαιτούν απλούστερα κυκλώματα ελέγχου κι έχουν μικρότερες απώλειες.



**Σχήμα 1:** (α) Απλοποιημένο κύκλωμα DC μετατροπέα, (β) Η τάση εξόδου κατά τη διακοπτική λειτουργία.

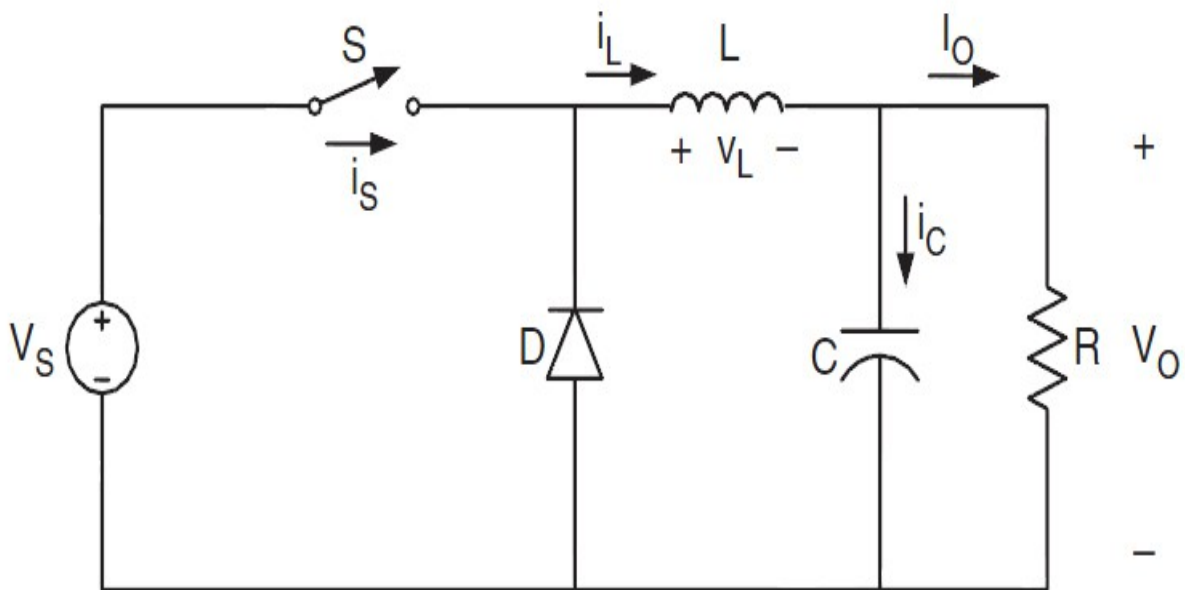
Παρακάτω εξηγούνται οι τρεις βασικότερες τοπολογίες μετατροπέων συνεχούς



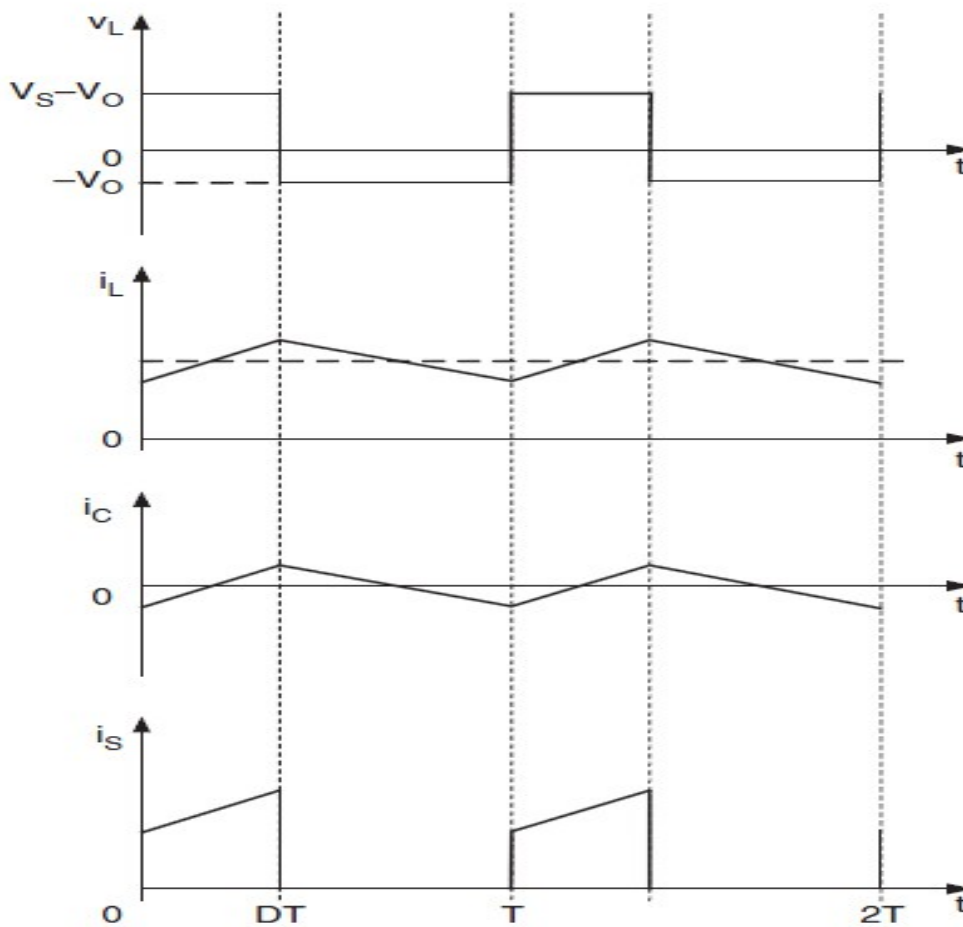
ρεύματος: υποβιβασμού, ανύψωσης και σύνθετου (υποβιβασμού/ανύψωσης) που στην ουσία είναι ένας μετατροπέας που κάνει τη δουλειά των δυο προηγούμενων. Επίσης, εξηγήστε και ο τρόπος που επηρεάζεται η τάση και το ρεύμα στην είσοδο και στην έξοδο του μετατροπέα.

### 1.1.1 Μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης (Buck Converter)

Όπως υποδηλώνει και η ονομασία του ο μετατροπέας αυτός δίνει στην έξοδό του τάση μικρότερης τιμής από αυτήν της εισόδου του, υποβιβάζει δηλαδή την τάση εισόδου του. Στο **σχήμα 2α** φαίνεται το κύκλωμα του Buck μετατροπέα στις περίπτωση όπου ο διακόπτης S είναι είτε κλειστός είτε ανοιχτός, ενώ στο **σχήμα 2β** φαίνονται διάφορες κυματομορφές κατά τη λειτουργία του μετατροπέα. Η τάση εξόδου  $V_o$  είναι μια ευθεία γραμμή – σταθερή τάση (ίσως με μια μικρή κυμάτωση) – και αφού το φορτίο είναι ωμικό ίδια θα είναι και η μορφή του ρεύματος  $I_o$ .



**Σχήμα 2α :** Σχηματικό κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού τάσης (buck).



**Σχήμα 2β :** Κυματομορφές τάσης πηνίου, ρεύματος πηνίου, ρεύματος πυκνωτή και ρεύματος διακόπτη S αντίστοιχα.

Παρατηρώντας την κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου βλέπουμε ότι αυτό δεν μηδενίζεται ποτέ. Αυτή η κατάσταση ονομάζεται **συνεχής αγωγή (CCM – Continuous Conduction Mode)**. Η τάση εξόδου (μέση τιμή) του μετατροπέα στη συνεχή αγωγή, συνδέεται με το Duty Cycle ( D ) μέσω της σχέσης [2]

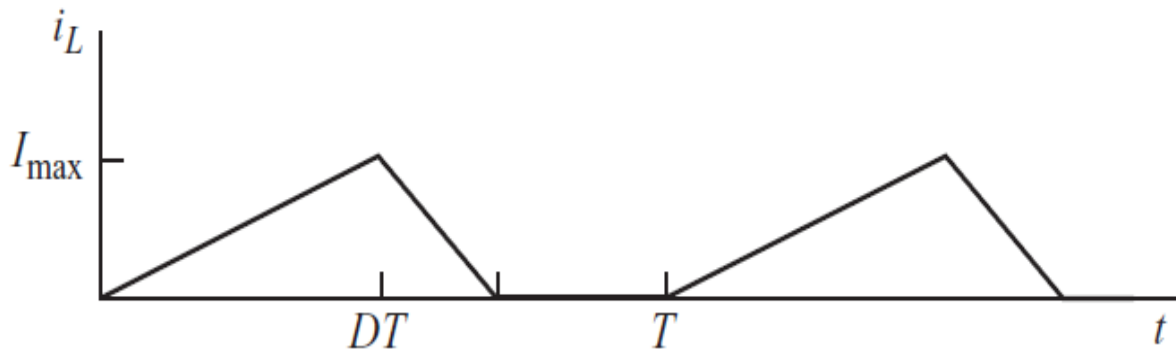
$$V_o = D \cdot V_s \quad \text{ή} \quad D = \frac{V_o}{V_s} \quad (1-2)$$

ενώ το ρεύμα φορτίου μέσω της σχέσης

$$I_o = \frac{I_s}{D} \quad \text{ή} \quad D = \frac{I_s}{I_o} \quad (1-3)$$

Γενικά στους DC μετατροπείς, ανάμεσα σε τάση-ρεύμα εισόδου και τάση-ρεύμα εξόδου ισχύει ότι και για τα αντίστοιχα μεγέθη πρωτεύοντος και δευτερεύοντος στους μετασχηματιστές αλλά τη θέση του λόγου σπειρών έχει πάρει ο λόγος κατάτμησης του διακοπτικού στοιχείου.

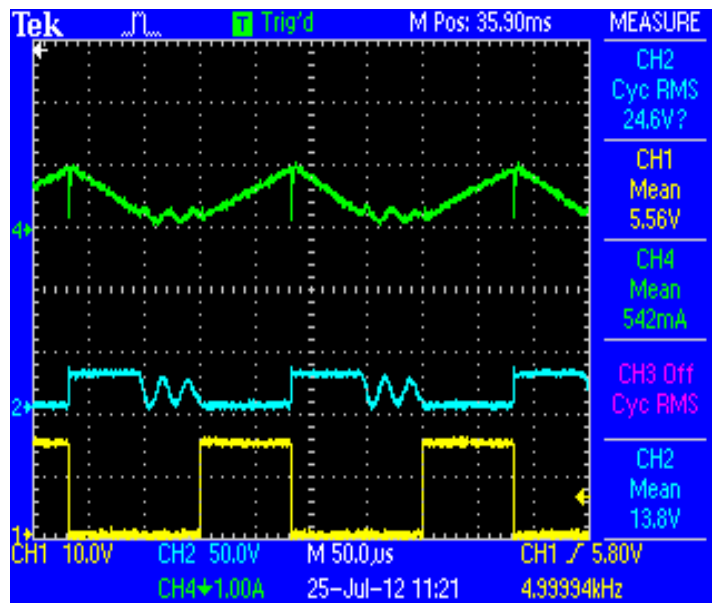
Κατά αντιστοιχία η **ασυνεχής αγωγή** είναι η κατάσταση αγωγής όπου το ρεύμα του πηνίου για ένα χρονικό διάστημα είναι 0 όπως φαίνεται στο **σχήμα 2γ**.



**Σχήμα 2γ** : Ρεύμα πηνίου για ασυνεχή αγωγή

Όταν ο μετατροπέας εισέλθει στην ασυνεχή λειτουργία λόγω χαμηλού ρεύματος ή χαμηλής συχνότητας ή και των δύο τότε, στο διάστημα που κανονικά το πηνίο δεν θα έπρεπε να διαρρέεται από ρεύμα, θα υπάρξουν κάποιες ταλαντώσεις (**σχήμα 2δ**) ανάμεσα στο πηνίο και τον πυκνωτή. Αυτό βέβαια είναι μια ανεπιθύμητη κατάσταση.

Στην κατάσταση της ασυνεχούς αγωγής ισχύει άλλη σχέση για την τάση εξόδου, την οποία δεν αναλύουμε καθώς εμείς, στην κατασκευή, χρησιμοποιούμε τον μετατροπέα ανύψωσης-υποβιβασμού.



**Σχήμα 2δ** : Ταλαντώσεις στο ρεύμα πηνίου όταν ο μετατροπέας είναι στην ασυνεχή αγωγή (**πράσινο**). Λόγω αυτών προκαλούνται ταλαντώσεις στην τάση στα άκρα του IGBT που μπορούν να το καταστρέψουν (**μπλε**)

### 1.1.2 Μετατροπέας ανύψωσης της τάσης (Boost DC Converter)

Ο μετατροπέας αυτός δίνει στην έξοδό του υψηλότερη τάση από αυτή που δέχεται στην είσοδό του. Η ανύψωση αυτή, όταν ο μετατροπέας βρίσκεται στην συνεχή αγωγή, συνδέεται με το Duty Cycle μέσω της σχέσης [2]

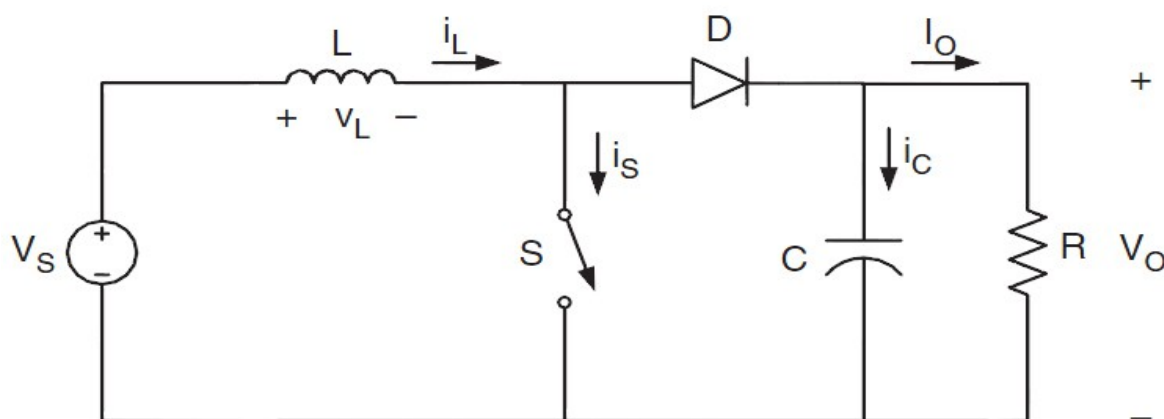
$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \quad \text{ή} \quad D = 1 - \frac{V_s}{V_o} \quad (1-4)$$

ενώ το ρεύμα φορτίου είναι

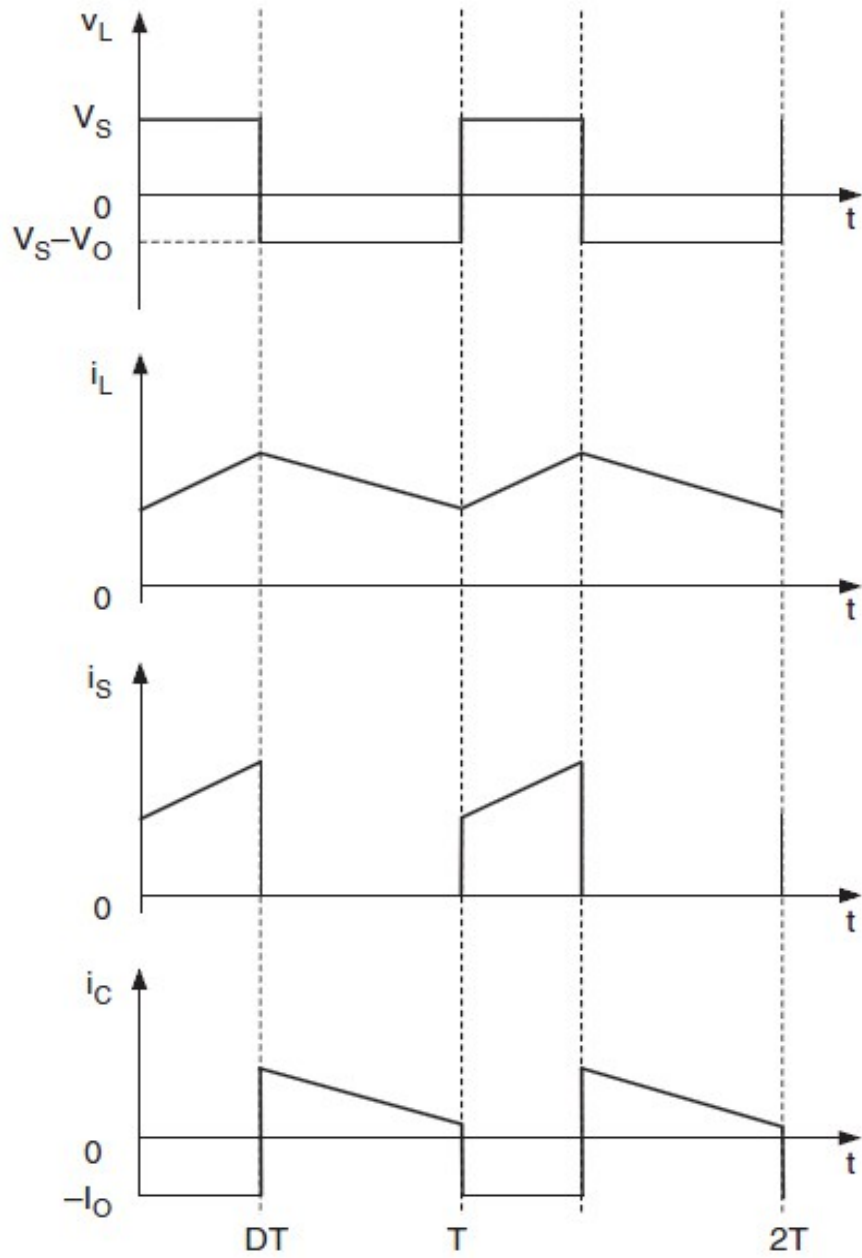
$$I_o = I_s(1-D) \quad (1-5)$$

Στην κατάσταση της ασυνεχούς αγωγής ισχύει άλλη σχέση την οποία δεν αναλύουμε καθώς εμείς, στην κατασκευή, χρησιμοποιούμε τον μετατροπέα ανύψωσης-υποβιβασμού.

Το κύκλωμα ενός μετατροπέα ανύψωσης (Boost) φαίνεται στο **σχήμα 3α** και οι κυματομορφές του στο **σχήμα 3β**.



**Σχήμα 3α:** κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης (boost).

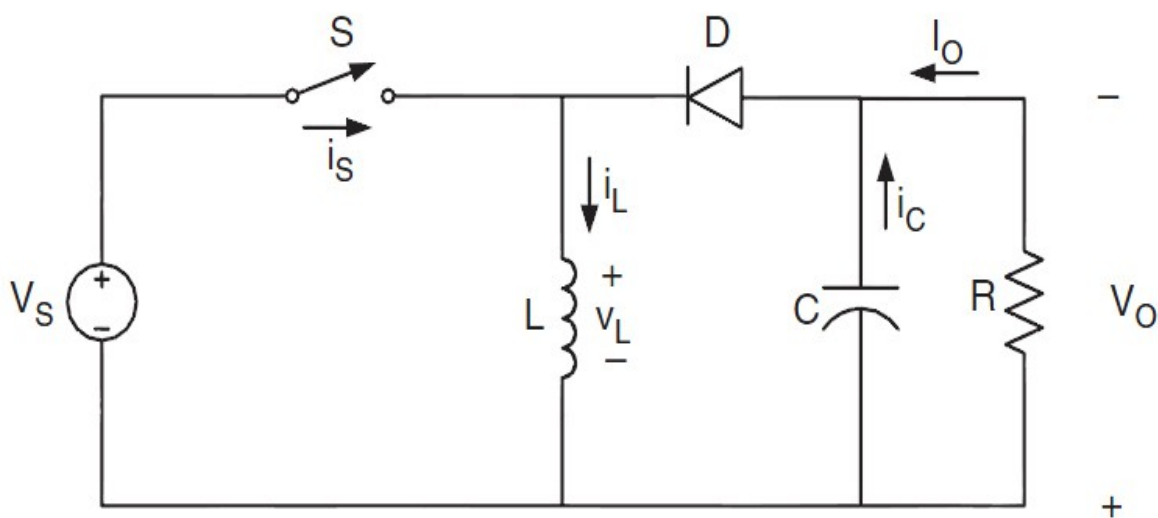


**Σχήμα 3β :** Κυματομορφές τάσης πηνίου, ρεύματος πηνίου, ρεύματος πυκνωτή και ρεύματος διακόπτη S αντίστοιχα.

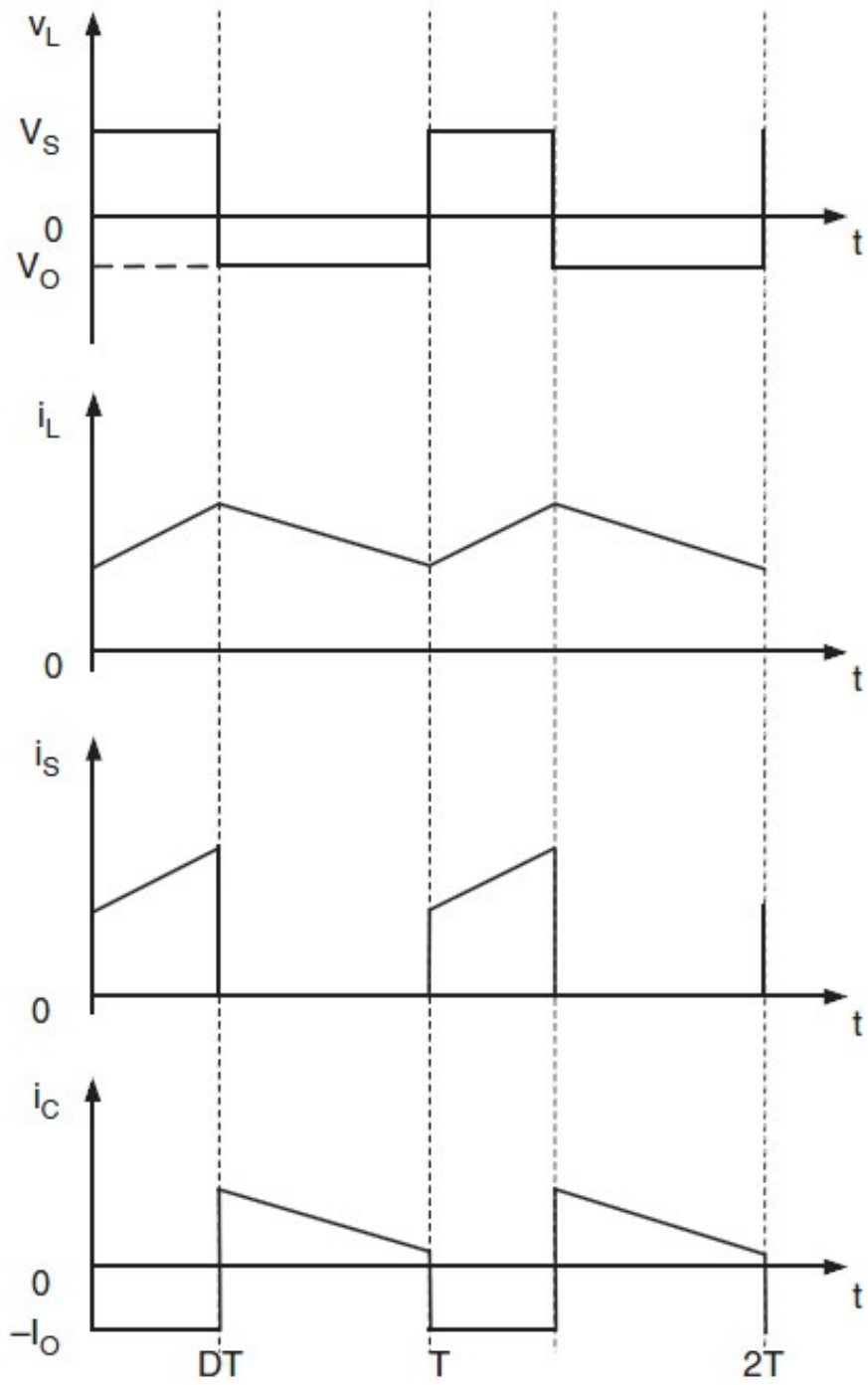
### 1.1.3 Μετατροπέας υποβιβασμού/ανύψωσης της τάσης (Buck/Boost Converter)

Είναι ο μετατροπέας που κατασκευάστηκε για να χρησιμοποιηθεί στην εργασία αυτή. Ο μετατροπέας αυτός έχει το πλεονέκτημα να δίνει στην έξοδο του τάση μικρότερη είτε μεγαλύτερη από την τάση της εισόδου του. Αυτό είναι εφικτό μέσω της τιμής του Duty Cycle όπου όταν η τιμή του είναι κάτω από 0,5 ο μετατροπέας δουλεύει σαν buck, όταν είναι 0,5 δίνει στην έξοδο ίδια τάση με αυτή της εισόδου ενώ όταν είναι πάνω από 0,5 λειτουργεί σαν boost.

Στο *σχήμα 4α και 4β* φαίνονται το κύκλωμα του μετατροπέα και οι κυματομορφές κατά τη λειτουργία του αντίστοιχα.



*Σχήμα 4α* : Κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού/ανύψωσης (buck/boost).



**Σχήμα 4β :** Κυματομορφές τάσης πηνίου, ρεύματος πηνίου, ρεύματος πυκνωτή και ρεύματος διακόπτη S αντίστοιχα.

Η τάση εξόδου του μετατροπέα αυτού δίνεται από τη σχέση

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{D}{1-D} \quad (1-6)$$

Πρέπει να τονισθεί ότι αυτή η σχέση ισχύει για συνεχή αγωγή του ρεύματος μέσα από την επαγωγή. Στην ασυνεχή αγωγή ισχύει άλλη σχέση. Εμείς όμως επιθυμούμε τη λειτουργία σε συνεχή αγωγή και για το λόγο αυτό δεν αναλύουμε την ασυνεχή αγωγή.

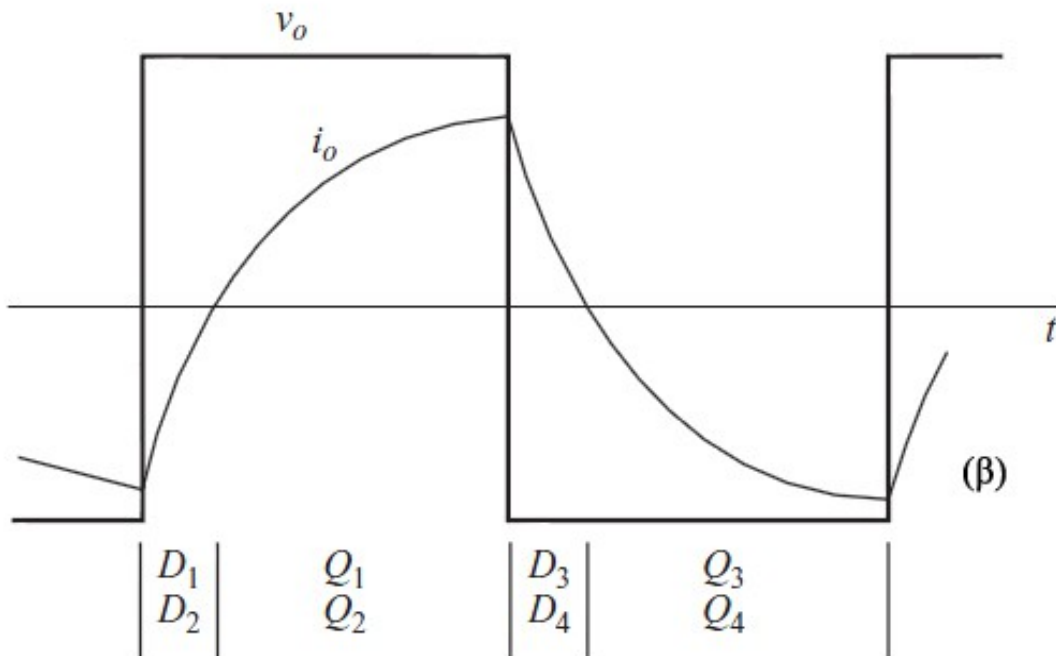
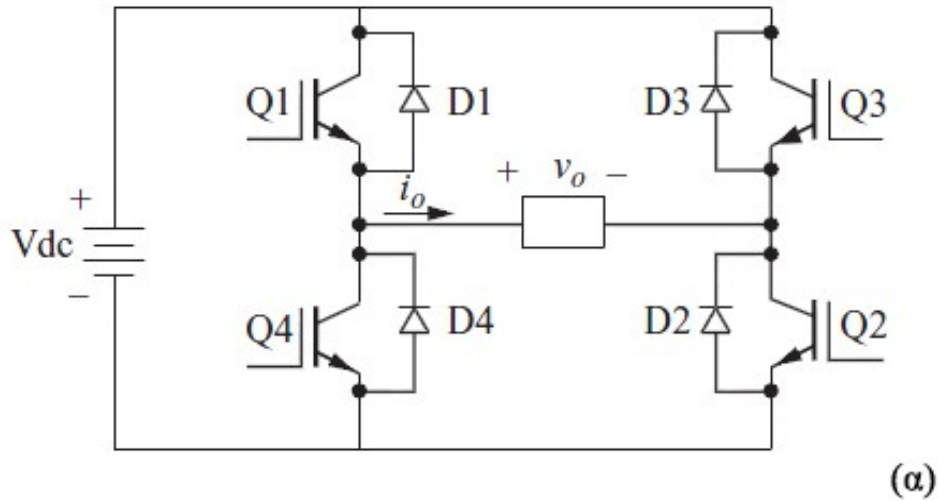
Μια σημαντική διαφορά του buck/boost σε σχέση με τους άλλους δύο που είδαμε προηγουμένως βρίσκεται στην πολικότητα της τάσης εξόδου του μετατροπέα η οποία είναι ανεστραμμένη σε σχέση με την είσοδο χωρίς αυτό βέβαια να έχει σημασία στη πλειοψηφία των εφαρμογών.

## 1.2 Μετατροπέας συνεχούς σε εναλλασσόμενο ρεύμα (DC/AC Converter) ή Αντιστροφέας (Inverter)

Εκτός από το συνεχές ρεύμα που έχει πάρα πολλές εφαρμογές, το εναλλασσόμενο ρεύμα έχει την πρωτοκαθεδρία όσον αφορά την ποικιλία φορτίων που συναντάμε στην καθημερινότητα αλλά και σε βιομηχανικό επίπεδο. Άρα είναι αναγκαίο να βρούμε κάποιο τρόπο ώστε να μεταβάλουμε τα χαρακτηριστικά του εναλλασσόμενου ρεύματος (ενεργό τιμή, συχνότητα, φάση...). Επίσης, σε πλήθος εφαρμογών όπως στην περίπτωση των φωτοβολταϊκών διασυνδεδεμένων με το δίκτυο είναι αναγκαίο, να μετατρέπουμε το συνεχές ρεύμα σε εναλλασσόμενο. Στην πρώτη περίπτωση, η αλλαγή των χαρακτηριστικών του εναλλασσόμενου ρεύματος είναι απαραίτητη σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης που χρησιμοποιούν κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος όπως επίσης και σε εφαρμογές επαγωγικής θέρμανσης. Βέβαια ακόμα και σε αυτή την περίπτωση πρώτα ανορθώνουμε την τάση του δικτύου και μετά αντιστρέφουμε σε εναλλασσόμενη με διαφορετική ενεργό τιμή και συχνότητα. Στην περίπτωση αυτή ο αντιστροφέας τροφοδοτείται με συνεχές ρεύμα ή με εναλλασσόμενο το οποίο στη συνέχεια μετατρέπεται σε συνεχές η οποία είναι η συνηθέστερη περίπτωση. Επιπροσθέτως, οι αντιστροφείς αυτοί είναι ικανοί να παράγουν μονοφασικές ή τριφασικές τάσεις στην έξοδό τους με δυνατότητα μεταβολής του πλάτους τους και της συχνότητάς τους.

Η βασική τοπολογία ενός μονοφασικού αντιστροφέα τετραγωνικών παλμών φαίνεται στο **σχήμα 5α** και στο **σχήμα 5β**. Σ' αυτά τα σχήματα αποτυπώνονται οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος πάνω στο φορτίο. Βέβαια όπως φαίνεται, ένας τέτοιος μετατροπέας δεν παράγει ημίτονο – απλά αντιστρέφει τη τάση που εφαρμόζεται στο φορτίο. Από την κυματομορφή του ρεύματος συμπεραίνουμε πως πρόκειται για φορτίο RL. Οι δίοδοι που είναι τοποθετημένες αντιπαράλληλα στα IGBT χρησιμεύουν ακριβώς για αυτού του είδους τα φορτία καθώς για ένα μικρό χρονικό διάστημα επάνω στο φορτίο εφαρμόζεται θετική τάση και αρνητικό ρεύμα. Αυτό το αντίθετης πολικότητας (αρνητικό) ρεύμα δεν μπορεί να περάσει από τα IGBT και περνάει μέσα από τις διόδους. Έτσι, στιγμιαία, επιστρέφεται ισχύς πίσω στην πηγή.





**Σχήμα 5:** (α) Τοπολογία μονοφασικού αντιστροφέα. (β) Κυματομορφή τάσης ( $v_o$ ) και ρεύματος ( $i_o$ ) στο φορτίο.

Στην εργασία αυτή θα ασχοληθούμε με την κατηγορία των μετατροπέων που προορίζονται για χρήση σε φωτοβολταϊκά ή γενικότερα σε εφαρμογές όπου η παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια είναι σε μορφή συνεχούς ρεύματος και πρέπει να τροφοδοτηθεί φορτίο εναλλασσόμενου ρεύματος. Έτσι, απαιτείται ένα σύστημα που η είσοδος του αντιστροφέα τροφοδοτείται από DC/DC μετατροπέα ανύψωσης ή υποβιβασμού της τάσης μιας πηγής συνεχούς ρεύματος. Συνοψίζοντας, το σύστημα μας αποτελείται από ένα DC/DC μετατροπέα και έναν αντιστροφέα.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2ο

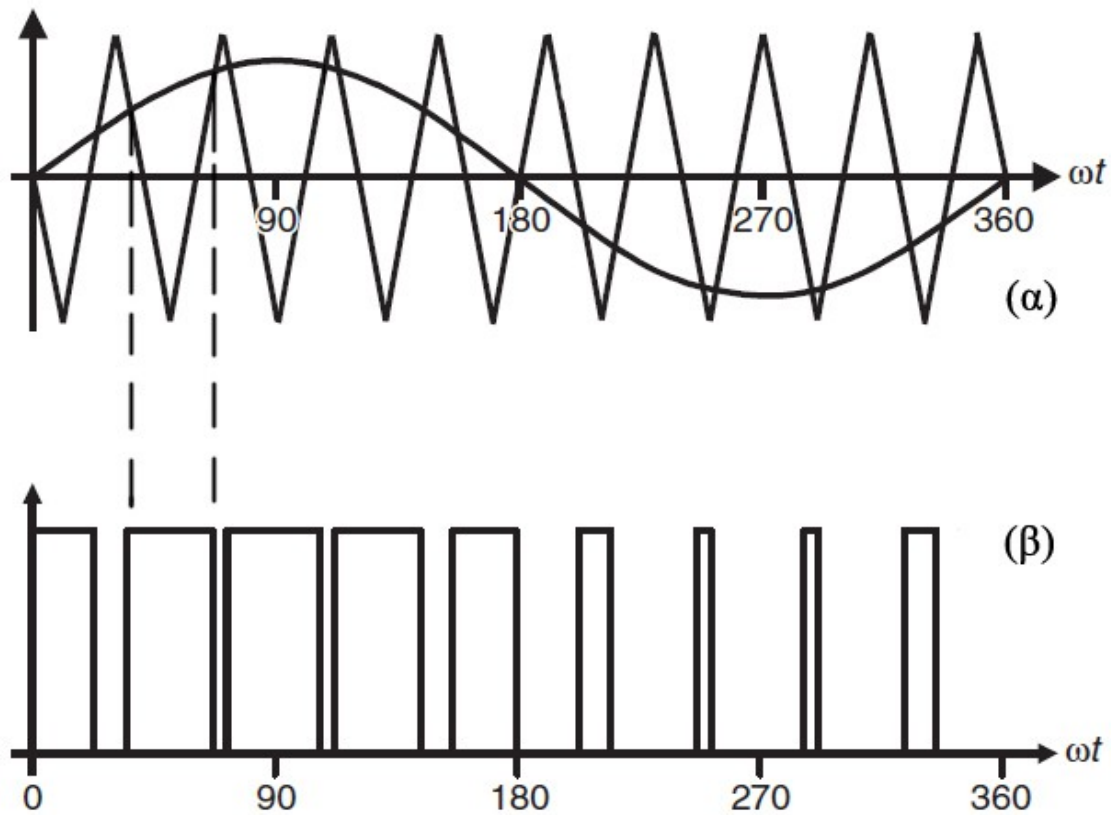
### ΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΑΝ

#### ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ – ΥΛΙΚΑ

### 2.1 Μετατροπές συνεχούς ρεύματος υποβιβασμού/ανύψωσης (Buck/Boost)

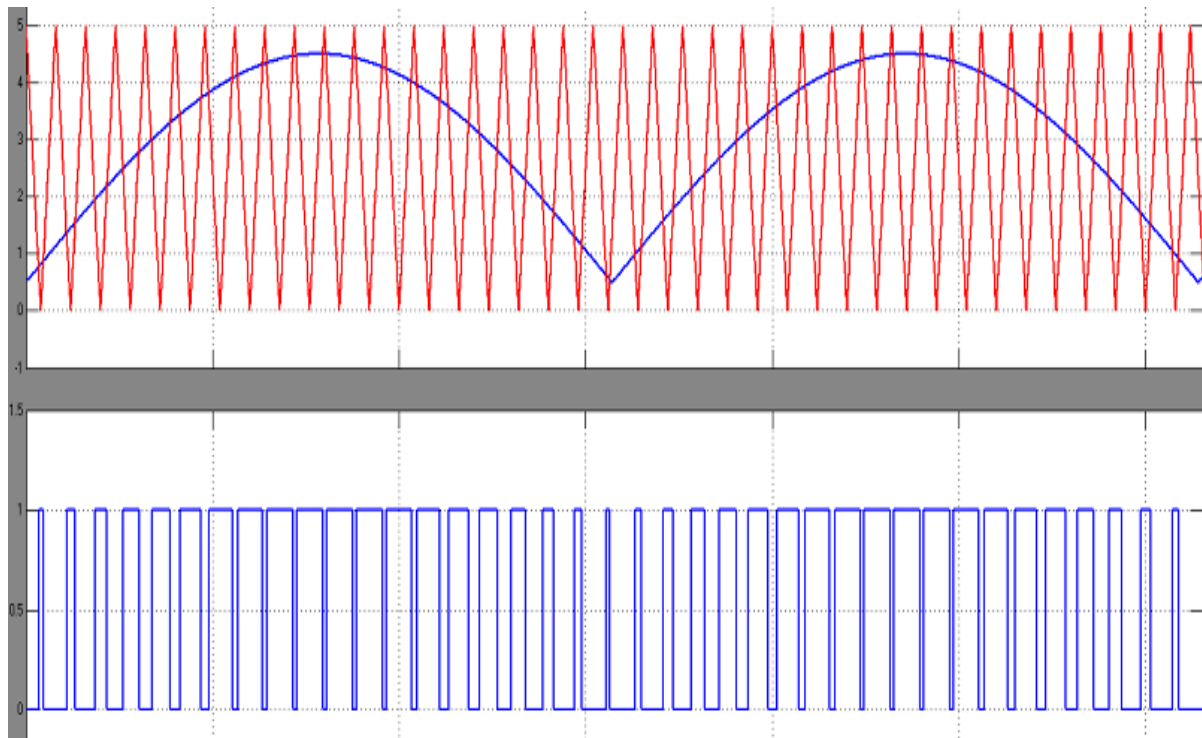
#### 2.1.1 Ο λόγος που χρησιμοποιήθηκε ο συγκεκριμένος μετατροπές και η παλμοδότηση του

Συνήθως ο DC μετατροπές έχει ένα έργο. Να ανυψώσει ή να υποβιβάσει την DC τάση εισόδου ώστε να είναι μέσα σε συγκεκριμένα όρια και να τροφοδοτήσει την είσοδο του αντιστροφέα. Η έξοδος του DC μετατροπές είναι μια απόλυτα σταθερή τάση και ο αντιστροφέας μέσω της παλμοδότησης που φαίνεται στο **Σχήμα 6** (και έπειτα από φιλτράρισμα) παράγει ημιτονοειδή εναλλασσόμενη τάση στην έξοδό του. Έτσι, και ο διακόπτης του boost μετατροπές και οι διακόπτες του αντιστροφέα λειτουργούν με υψηλή διακοπτική συχνότητα.

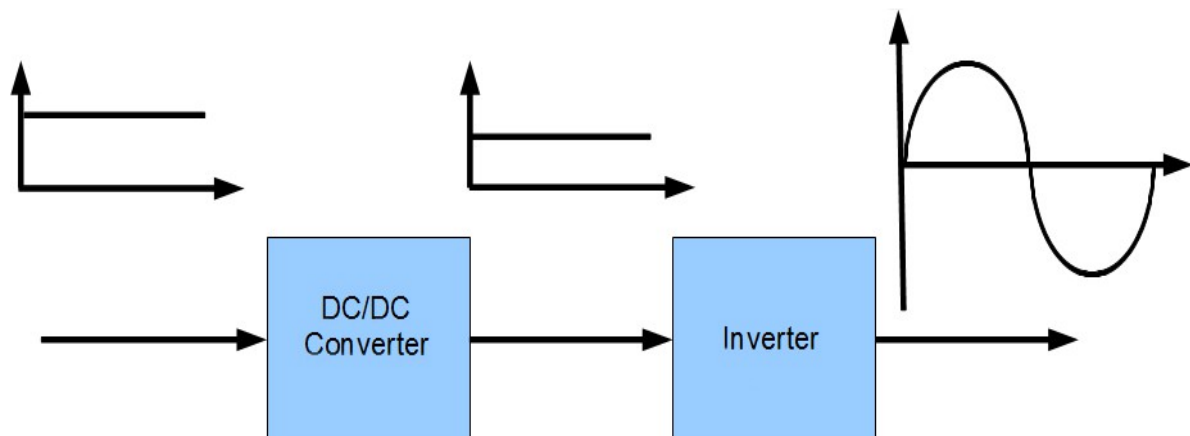


**Σχήμα 6 :** Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM).

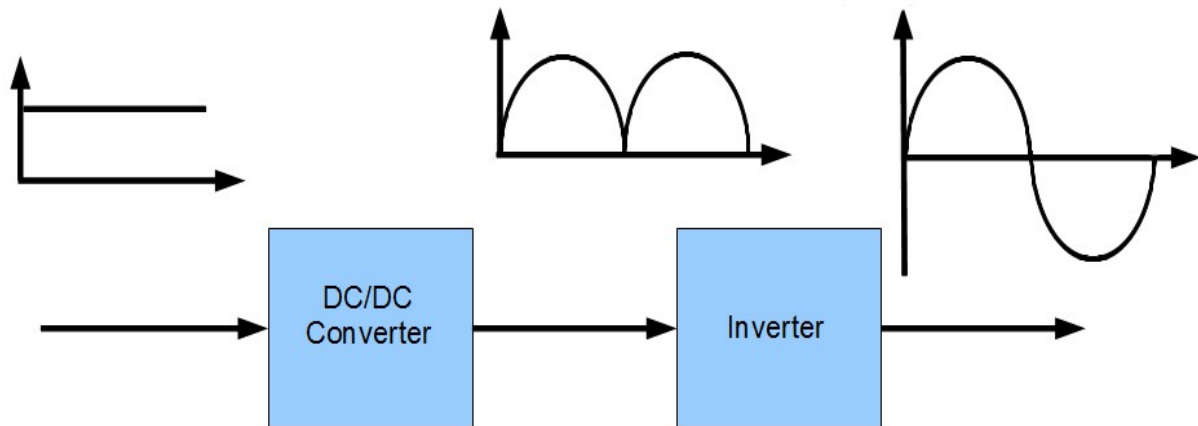
Στην παρούσα εργασία εφαρμόζεται κάτι εντελώς διαφορετικό. Ο DC μετατροπέας παλμοδοτείται με την τεχνική SPWM που όμως για τις ανάγκες της εφαρμογής η σύγκριση του τριγώνου δεν γίνεται με ημίτονο αλλά με *ανορθωμένο ημίτονο* (**Σχήμα 7**). Έτσι ο αντιστροφέας αναλαμβάνει απλά να αντιστρέψει την πολικότητα του ανορθωμένου ημιτόνου του DC μετατροπέα και να δημιουργείται έτσι ένα κανονικό ημίτονο. Έτσι πετυχαίνουμε μειωμένες απώλειες (διακοπτικές απώλειες – εξήγηση στη παράγραφο 2.1.3.1α σχήμα 15), αφού μόνο ένας διακόπτης αυτός του DC μετατροπέα, ανοιγοκλείνει γρήγορα ενώ οι διακόπτες του αντιστροφέα ανοιγοκλείνουν πολύ αργά. Στα **σχήματα 8** και **9** φαίνεται στο μεν πρώτο ο συνηθισμένος τρόπος λειτουργίας, ενώ στο δεύτερο ο τρόπος λειτουργίας που εφαρμόζεται στην παρούσα εργασία.



**Σχήμα 7 :** Παλμοδότηση SPWM με ανορθωμένο ημίτονο



**Σχήμα 8 :** Η συνηθισμένη χρήση του DC/DC μετατροπέα.



**Σχήμα 9 :** Ο DC/DC μετατροπέας έτσι όπως χρησιμοποιείται στην εργασία αυτή.

Για να είναι όμως εφικτή η παραγωγή τάσης με τη μορφή του ανορθωμένου ημιτόνου από τον DC μετατροπέα, δεδομένου ότι δέχεται στην είσοδό του DC τάση συγκεκριμένης τιμής, πρέπει να έχει τη δυνατότητα να δίνει στην έξοδό του τάση υψηλότερης ή χαμηλότερης τιμής από αυτή της εισόδου του. Επίσης, η πηγή συνεχούς ρεύματος στην είσοδο, συνήθως, δεν έχει σταθερή τιμή και έτσι πρέπει να επιτυγχάνεται αύξηση ή μείωση της τιμής της. Γι' αυτόν ακριβώς το λόγο επιλέχθηκε και χρησιμοποιήθηκε ο μετατροπέας Buck/Boost που όπως είδαμε στη παράγραφο 1.1.3 μπορεί να εκτελεί αυτές τις ενέργειες ανάλογα με την τιμή του Duty Cycle της PWM παλμοδότησής του. Μέσω του λόγου κατάτμησης (Duty Cycle) της SPWM παλμοδότησης ο οποίος μεταβάλλεται συνεχώς μεταξύ των τιμών 0 και 1 παίρνουμε στην έξοδο τις απαραίτητες μεγαλύτερες ή μικρότερες τάσεις που χρειάζονται για να φτιαχτεί το ανορθωμένο ημίτονο.

### 2.1.2 Έλεγχος τάσης εξόδου του DC μετατροπέα και κατ' επέκταση της AC τάσης του inverter

Σε αυτή την τεχνική παλμοδότησης το Duty Cycle συμβολίζεται ως  $m_a$ . Το  $m_a$  ονομάζεται *συντελεστής διαμόρφωσης του πλάτους* και ισοδυναμεί με το πηλίκο του πλάτους του ημιτόνου (προς διαμόρφωση σήμα) ως προς το πλάτος του τριγώνου (φορέας) και δίνεται από τη σχέση (2-1) [2]

$$m_a = \frac{V_{\sin}}{V_{tri}} \quad (2-1)$$

όπου :  $V_{\sin}$  είναι το πλάτος του ημιτόνου το οποίο συγκρίνεται με το τρίγωνο  
 $V_{tri}$  είναι το πλάτος του τριγώνου

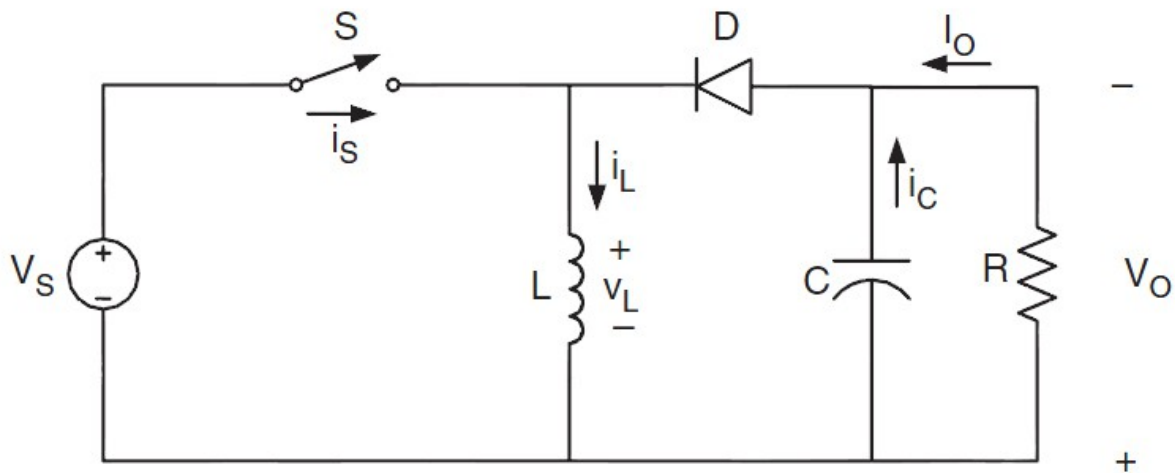
Αν το  $m_a \leq 1$  τότε το πλάτος της βασικής συνιστώσας της συχνότητας της τάσης εξόδου είναι ανάλογο του  $m_a$  [2] δηλαδή

$$V_o = m_a \cdot V_i \quad (2-2)$$

όπου :  $V_i$  είναι η τιμή της DC τάσης εισόδου  
 $V_o$  είναι το πλάτος της τάσης εξόδου

Οπότε το πλάτος της βασικής συνιστώσας της συχνότητας της τάσης εξόδου ελέγχεται από το  $m_a$ . Όταν  $m_a > 1$  τότε η τάση εξόδου αυξάνεται με την αύξηση του  $m_a$  αλλά όχι γραμμικά.

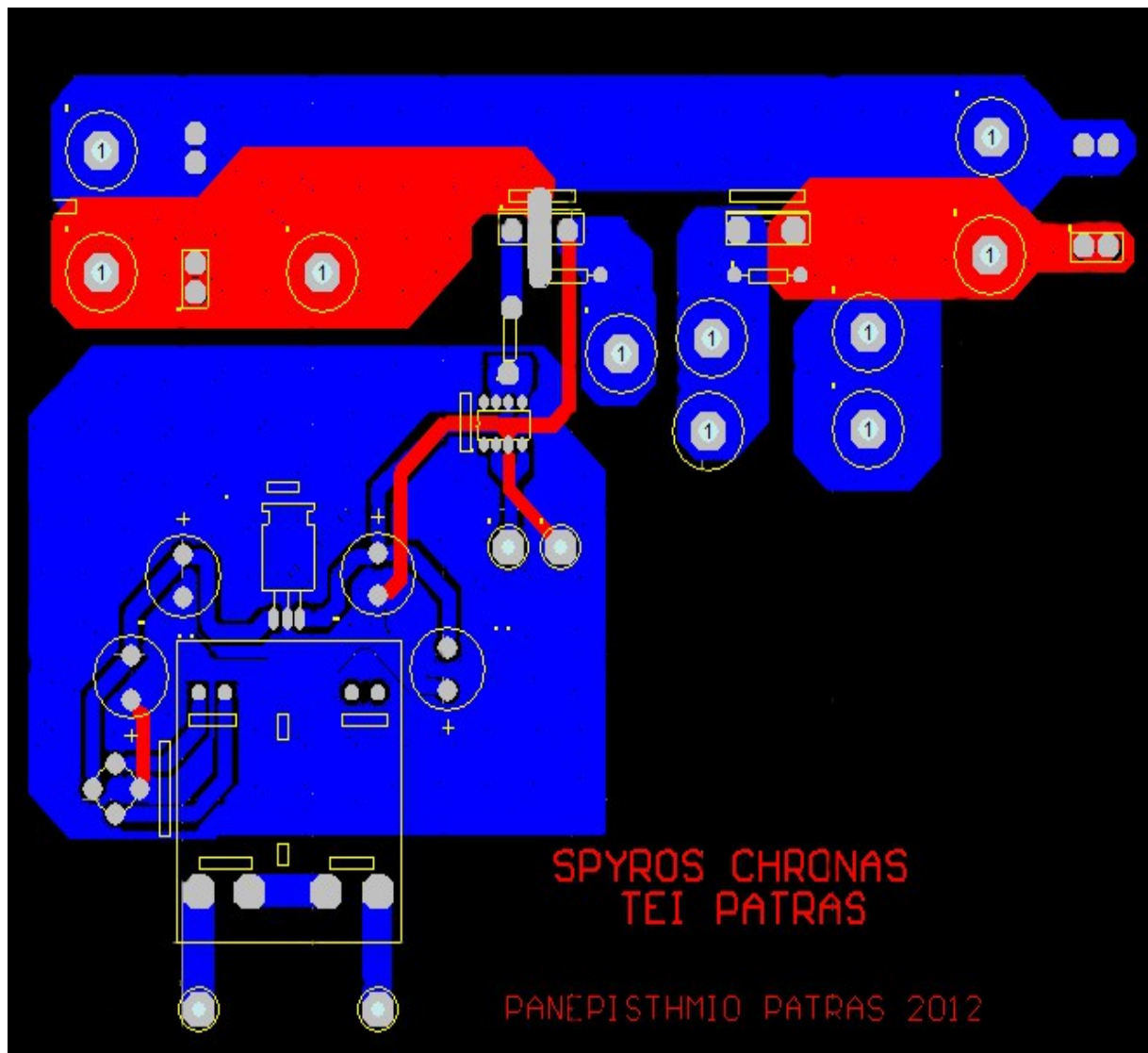
Βέβαια για να είναι εφικτή η ημιτονοειδής μεταβολή της τάσης εξόδου του DC μετατροπέα πρέπει ο πυκνωτής που υπάρχει στην έξοδό του (**σχ. 10**) να είναι μικρής τιμής ώστε να επιτρέπει την γρήγορη μεταβολή της τάσης του. Όμως για να γίνει αυτό εννοείται ότι πρέπει να υπάρχει συνδεδεμένο φορτίο στο μετατροπέα αλλιώς ο πυκνωτής δεν θα παρέχει ενέργεια άρα δεν θα εκφορτίζεται. Αυτό πληροφοριακά, στη λειτουργία με φορτίο εξαλείφεται ακόμα και για ρεύματα της τάξης των 150 - 200 mA.



**Σχήμα 10** : Ο πυκνωτής C στην έξοδο του μετατροπέα.

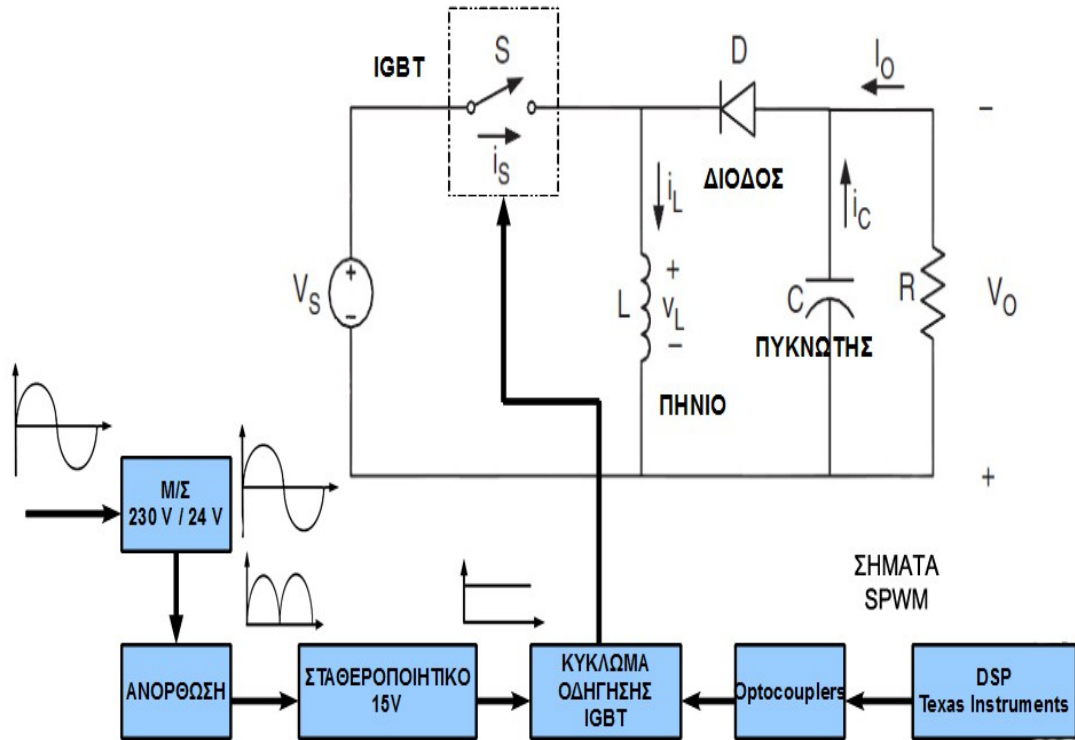
### 2.1.3 Υλικά που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του μετατροπέα Buck/Boost

Ο μετατροπέας buck/boost δεν υπήρχε έτοιμος κι έπρεπε να κατασκευαστεί από την αρχή. Η πλακέτα σχεδιάστηκε με το λογισμικό *Protel 99 SE* και κατασκευάστηκε σε μηχανήμα της εταιρίας *LPKF* χρησιμοποιώντας τεχνολογία Laser για την χάραξη των αγωγικών διαδρομών. Στο **σχήμα 11** φαίνεται ένα στιγμιότυπο από το λογισμικό *Protel 99 SE* στη φάση της σχεδίασης της πλακέτας κι ενώ αυτή έχει ολοκληρωθεί.

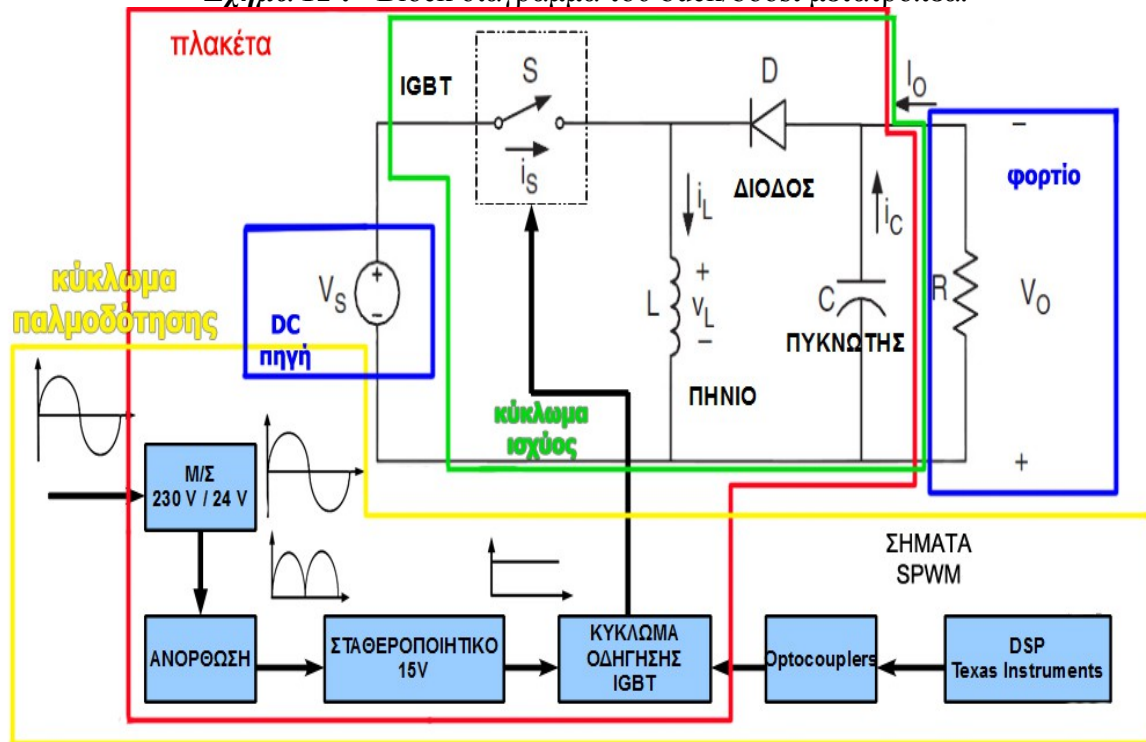


**Σχήμα 11 :** Το τελικό σχέδιο της πλακέτας όπως φαίνεται μέσα από το λογισμικό Protel 99 SE. Ότι είναι μπλε είναι στην κάτω πλευρά του PCB (Bottom Layer) ενώ τα κόκκινα στην πάνω πλευρά (Top Layer)

Το γενικό block διάγραμμα του buck/boost μετατροπέα φαίνεται στο **Σχήμα 12**. Παρακάτω περιγράφονται τα υλικά που τον απαρτίζουν.



Σχήμα 12 : Block διάγραμμα του buck/boost μετατροπέα.



Σχήμα 13 : Σχηματική αναπαράσταση των κυκλωμάτων του μετατροπέα

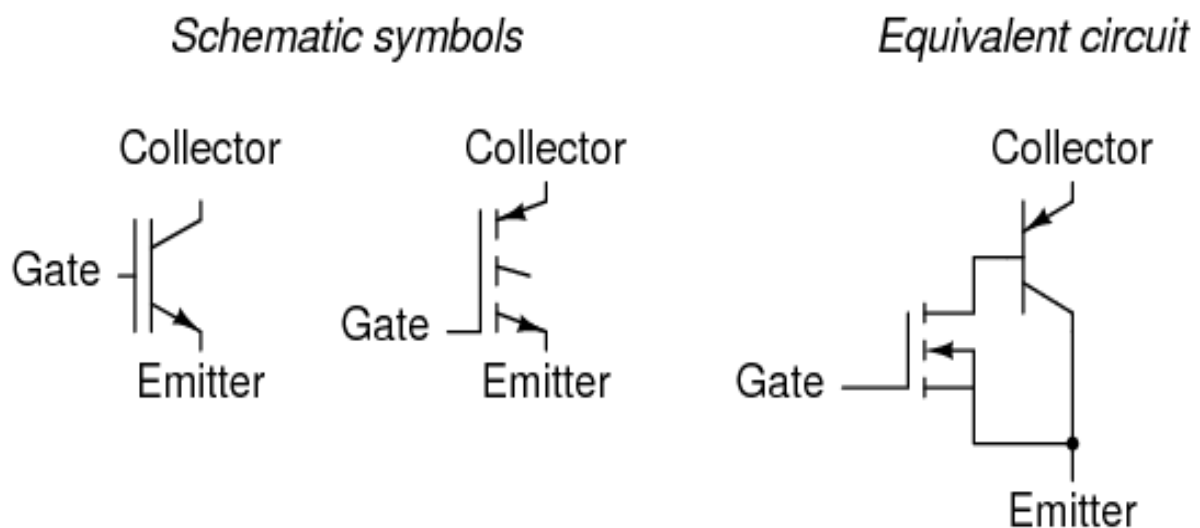
Ο μετατροπέας απαρτίζεται από δύο ειδών κυκλώματα όπως φαίνονται στο *σχ. 13*: το **κύκλωμα παλμοδότησης** (κίτρινο περίγραμμα) και το **κύκλωμα ισχύος** (πράσινο περίγραμμα). Στη πλακέτα που κατασκευάστηκε, υπάρχουν τα εξαρτήματα που είναι μέσα στο κόκκινο περίγραμμα ενώ όλα τα υπόλοιπα βρίσκονται εκτός πλακέτας και συνδέονται με αυτήν μέσω καλωδίων.

### 2.1.3.1 Κύκλωμα ισχύος

#### 2.1.3.1a Διακόπτης S (IGBT IXGH24N60CD1)

Ο διακόπτης S είναι ένα IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) το οποίο είναι ένα είδος transistor που συνδυάζει την ευκολία ελέγχου που έχει το MOSFET με τις υψηλές τάσεις και τα καλά χαρακτηριστικά αγωγής του BJT ισχύος. Επιλέχθηκε IGBT έναντι του MOSFET γιατί το τελευταίο παρουσιάζει υψηλές απώλειες (υψηλή αντίσταση αγωγής) όταν είναι κατασκευασμένο να αντέχει σε μεγάλες τάσεις, ενώ το IGBT έχει σχεδόν σταθερές απώλειες σε μεγάλη κλίμακα τάσης.

## Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT) (N-channel)



**Σχήμα 14 :** Συμβολισμοί του IGBT (αριστερά) και το ισοδύναμο κύκλωμά του (δεξιά)

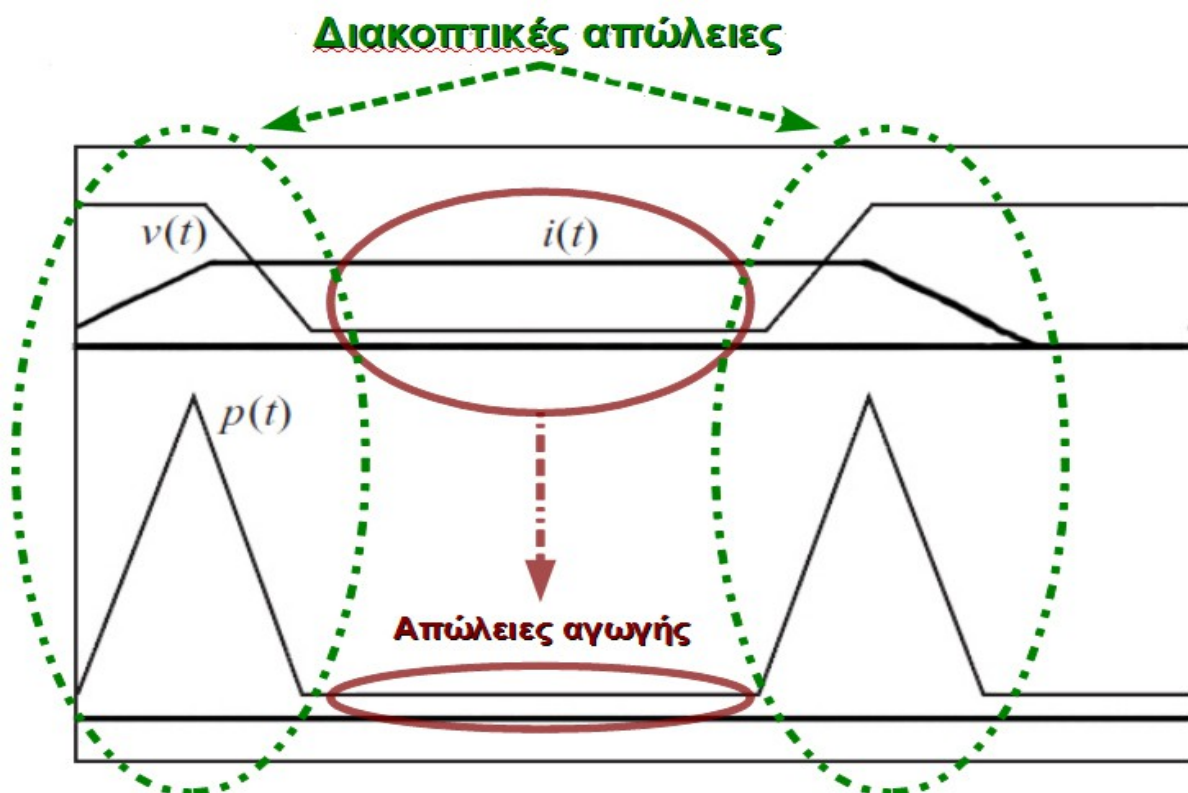
Το ρεύμα που τροφοδοτεί το φορτίο μέσω του IGBT περνάει από την επαφή *συλλέκτη-εκπομπού* (Collector-Emitter). Το σήμα που ελέγχει την αγωγή του IGBT (δηλαδή το ρεύμα που το διαρρέει) είναι ένα σήμα τάσης που εφαρμόζεται μεταξύ *πύλης-εκπομπού* (Gate-Emitter) και συμβολίζεται  $V_{GE}$ . Το σήμα αυτό προέρχεται από το κύκλωμα οδήγησης του IGBT (από τον driver). Καθώς μεγαλώνει η τάση  $V_{GE}$  (μέσα στις οριακές τιμές που επιτρέπει ο κατασκευαστής) μεγαλώνει και το ρεύμα που διαρρέει το IGBT μέχρι το σημείο του κόρου όπου δεν μπορεί να αυξηθεί άλλο (αυτό βέβαια καθορίζεται από το υπόλοιπο κύκλωμα). Για να έχουμε την όσο το δυνατόν μικρότερη απώλεια ενέργειας στο IGBT θέλουμε όταν είναι σε κατάσταση αγωγής να είναι στον κόρο. Αυτό για τα περισσότερα IGBTs συμβαίνει για τάση



$V_{GE} = 15V$ . Έτσι και το κύκλωμα οδήγησης που έχει επιλεγεί σε αυτήν την εργασία δίνει στην έξοδο του αυτή την τάση.

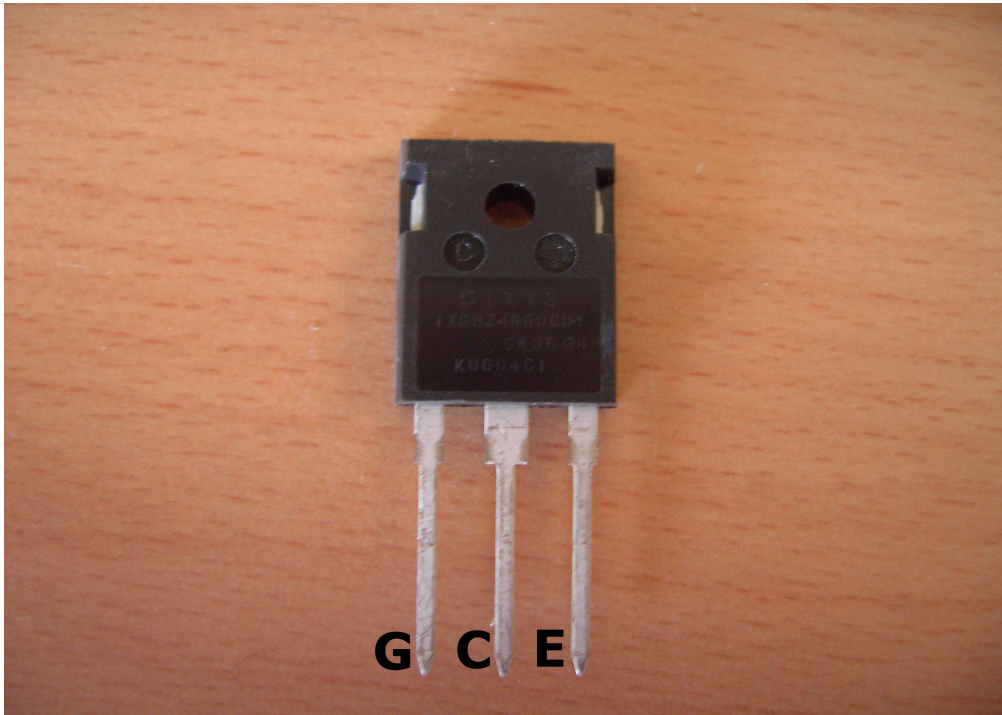
Τα IGBTs μπορεί να δουλέψουν σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες δηλαδή να “ανοιγοκλείνουν” πολύ γρήγορα. Όσο μεγαλύτερη η διακοπτική συχνότητα  $f_{sw}$  τόσο μικρότερες τιμές χρειάζεται να έχουν τα πηνία και οι πυκνωτές που υπάρχουν στο κύκλωμα. Άρα τα στοιχεία αυτά θα είναι μικρότερα, ελαφρύτερα και οικονομικότερα. Όμως με την αύξηση της  $f_{sw}$  αυξάνονται και οι απώλειες του IGBT, οι λεγόμενες “διακοπτικές απώλειες”. Αυτές οφείλονται στη διαδικασία έναυσης και σβέσης που περιγράφονται περιληπτικά αμέσως μετά.

Καθώς το IGBT είναι σε αποκοπή η τάση της πηγής εμφανίζεται στο IGBT. Το ρεύμα που το διαρρέει είναι μηδέν. Καθώς μπαίνει σε αγωγή και αρχίζει να διαρρέεται από ρεύμα, εξακολουθεί να υπάρχει όλη η τάση στα άκρα του. Η τάση αρχίζει να μειώνεται όταν το ρεύμα πάρει την τελική του τιμή που ορίζεται από το υπόλοιπο κύκλωμα. Τότε το ρεύμα είναι σταθερό και μειώνεται η τάση μέχρι να φτάσει την τάση αγωγής (η πτώση τάσης που δημιουργείται στο IGBT κατά τη διάρκεια της αγωγής). Καθ’ όλη αυτή την διάρκεια έχουμε δηλαδή τάση και ρεύμα στο στοιχείο άρα ισχύ! Παρόμοια ισχύουν και κατά την διάρκεια που το IGBT μεταβαίνει από την αγωγή στην αποκοπή. Τα χρονικά διαστήματα έναυσης και σβέσης του IGBT παραμένουν σταθερά για δεδομένο κύκλωμα. Αυτά τα χρονικά διαστήματα είναι και αυτά που θεωρητικά (παίζουν ρόλο και άλλοι παράγοντες) θέτουν όριο στην ανώτερη διακοπτική συχνότητα με την οποία μπορεί να λειτουργεί το στοιχείο. Άρα όσο μεγαλώνει η  $f_{sw}$  η έναυση και η σβέση του στοιχείου εμφανίζονται όλο και πιο συχνά μέσα σε δεδομένο χρονικό διάστημα άρα οι διακοπτικές απώλειες θα είναι μεγαλύτερες. Από την άλλη, όταν το στοιχείο βρίσκεται σε αγωγή η πτώση τάσης που δημιουργείτε πάνω του μαζί με το ρεύμα που το διαρρέει δημιουργούν μια ισχύ που εμφανίζετε σαν θερμότητα πάνω στο στοιχείο τις λεγόμενες “απώλειες αγωγής”. Όλα αυτά παριστάνονται στο **Σχήμα 15**.



**Σχήμα 15 :** Οι απώλειες του IGBT κατά προσέγγιση

Το IGBT που χρησιμοποιήθηκε σε αυτή την εργασία είναι το IXYS IXGH24N60CD1 το οποίο αντέχει σε τάσεις 600V RMS και ρεύματα 48A (80A για 1ms), έχει χαμηλή τάση αγωγής περ. 2,1V, πολύ μικρούς χρόνους έναυσης και σβέσης και υπήρχε διαθέσιμο stock για αγορά από τον αντιπρόσωπο. Στο *σχήμα 16* φαίνεται το IGBT που φωτογραφήθηκε στο εργαστήριο. Στο *σχήμα 17* είναι η πίσω όψη του IGBT που έχει μια μεταλλική πλάκα εσωτερικά συνδεδεμένη με τον συλλέκτη ( C ) του IGBT.



*Σχήμα 16* : Το IGBT που χρησιμοποιήσαμε



*Σχήμα 17* : Η πίσω όψη του IGBT

### 2.1.3.1β Δίοδος (DSEI60-06A)

Η δίοδος είναι ένα ημιαγωγικό εξάρτημα το οποίο επιτρέπει την ροή ρεύματος από μέσα του προς μια μόνο κατεύθυνση από την άνοδο στην κάθοδο. Αυτό γίνεται εφικτό όταν η διαφορά δυναμικού μεταξύ ανόδου-καθόδου (A – Άνοδος , C - Κάθοδος) είναι μεγαλύτερη από μια συγκεκριμένη τιμή τάσης, την τάση κατωφλίου της διόδου. Τότε το ρεύμα αρχίζει να αυξάνεται με πολύ γρήγορους ρυθμούς – σχεδόν ακαριαία. Η δίοδος που χρησιμοποιήσαμε είναι κι αυτή της εταιρίας IXYS και συγκεκριμένα η DSEI60-06A κι επιλέγει λόγω αντοχής σε υψηλή τάση (600V), ικανότητας παροχής ρεύματος 60A (πάνω από 500A για σύντομο χρόνο...), πολύ γρήγορη με χρόνους της τάξης των 30-40ns και ήταν διαθέσιμη από τον αντιπρόσωπο. Η δίοδος φαίνεται στο **σχήμα 18**. Η δίοδος στην πίσω όψη έχει μια μεταλλική πλάκα όμοια με του IGBT που είναι εσωτερικά συνδεδεμένη με την κάθοδό της (C)

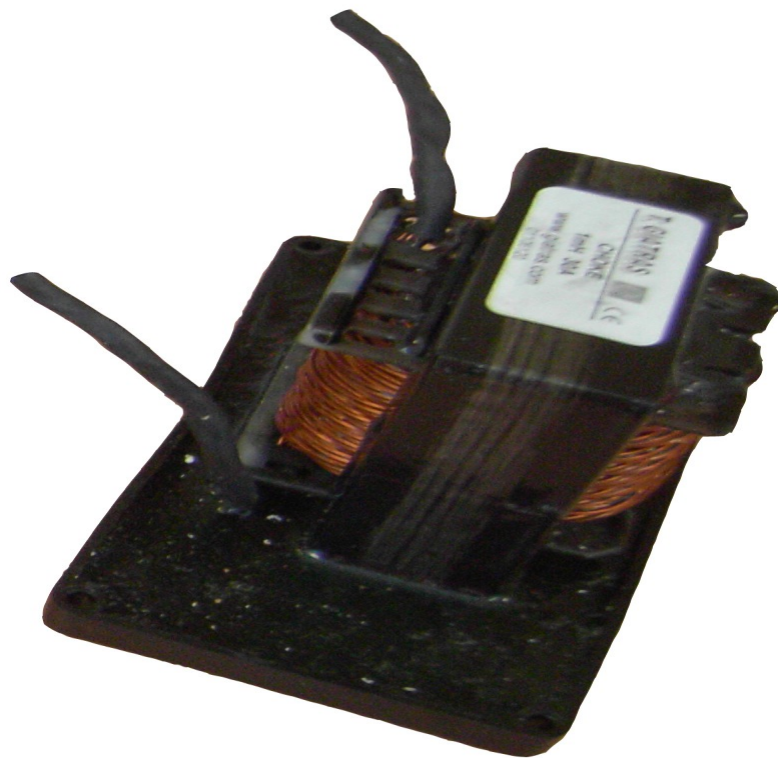


**Σχήμα 18 :** Η δίοδος IXYS DSEI60-06A

### 2.1.3.1γ Πηνίο

Το πηνίο που χρησιμοποιήθηκε στην κατασκευή είναι ένα χειροποίητο πηνίο από την Ελληνική εταιρία T.GIATRAS ([www.giatras.com](http://www.giatras.com)) με πυρήνα φερρίτη και πολύκλωνο καλώδιο. Η αυτεπαγωγή του είναι 1mH και αντέχει ρεύμα έντασης 30A (είναι αναγκαία για τη μετέπειτα χρήση του συστήματος στο Πανεπιστήμιο Πατρών). Η τιμή της αυτεπαγωγής επιλέχθηκε βάση άλλων μετατροπέων που έχουν κατασκευαστεί και μετά από δοκιμές κρίθηκε ικανοποιητική για την κυμάτωση του ρεύματος. Ο πυρήνας επιλέχθηκε να είναι φτιαγμένος από φερρίτη ο οποίος σε σύγκριση με τον πυρήνα από σίδηρο έχει πολύ καλύτερες μαγνητικές ιδιότητες (με λιγότερο υλικό πετυχαίνουμε ίδιο αποτέλεσμα με τον πυρήνα σιδήρου) και το σημαντικότερο είναι πώς ο φερρίτης είναι από τα λίγα υλικά που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων καθώς δεν δημιουργούνται σχεδόν καθόλου δινορεύματα στο εσωτερικό του οπότε έχει πολύ χαμηλές απώλειες. Γι' αυτό

χρησιμοποιείται σε εφαρμογές υψηλής συχνότητας όπου οι απλοί πυρήνες από σίδηρο έχουν πολύ μεγάλες απώλειες και είναι ασύμφορο να χρησιμοποιηθούν.



*Σχήμα 19* : Το πηνίο που χρησιμοποιήθηκε στην κατασκευή

### 2.1.3.1δ Πυκνωτής

Ο πυκνωτής χρειάζεται στον μετατροπέα για να φιλτράρει τα υψίσυχνα σήματα που προέρχονται από την SPWM διαμόρφωση και είναι της τάξης των 10-15kHz ή ακόμα και 20 kHz (ανάλογα με τη διακοπτική συχνότητα που έχει ρυθμιστεί). Για την λειτουργία του μετατροπέα σαν boost μόνο επιλέχθηκε πυκνωτής χωρητικότητας 20μF ο οποίος εξομάλυνε ικανοποιητικά την τάση εξόδου. Στην κανονική λειτουργία με παλμοδότηση SPWM όμως συνδέθηκε άλλος ένας ίδιος πυκνωτής σε σειρά ώστε να έχουμε χωρητικότητα 10μF για λόγους που θα εξηγηθούν παρακάτω.



**Σχήμα 20 :** Ο πυκνωτής στην έξοδο του μετατροπέα

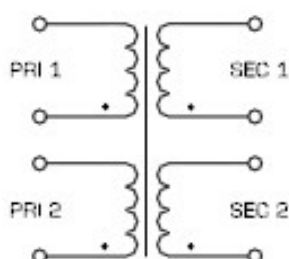
### 2.1.3.1ε Διάφορα υλικά

Τέλος στην πλακέτα του DC μετατροπέα και συγκεκριμένα στη πλευρά του κυκλώματος ισχύος έχουν χρησιμοποιηθεί μπόρνες ασφαλείας για την είσοδο της DC τάσης και την έξοδο προς το φορτίο όπως επίσης και για πιθανές μελλοντικές αναβαθμίσεις (κύκλωμα soft-switching για χαμηλότερες διακοπτικές απώλειες), αλλά και σύνδεσμοι κωκ για την σύνδεση του πηνίου στην πλακέτα με βίδες. Επίσης έχει χρησιμοποιηθεί μια ψήκτρα για την απαγωγή θερμότητας από τα διακοπτικά στοιχεία (IGBT και δίοδο).

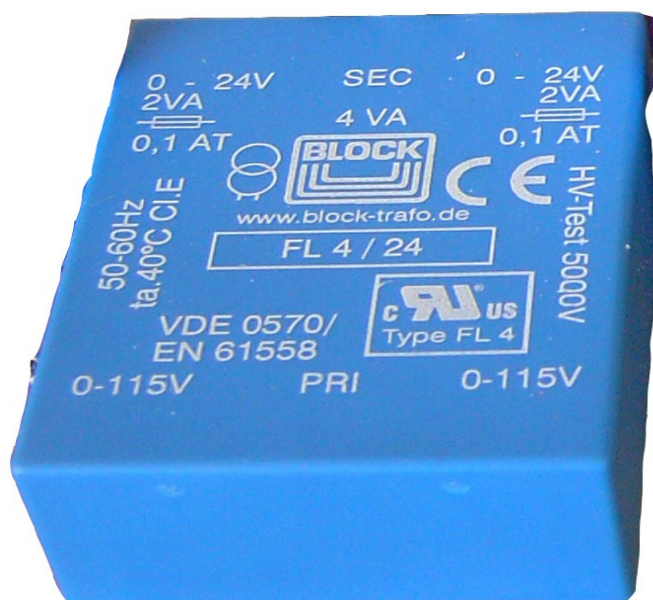
### 2.1.3.2 Κύκλωμα παλμοδότησης

#### 2.1.3.2α Μετασχηματιστής 230V/24V (transformer Block FL 4/24)

Σκοπός αυτού του Μ/Σ είναι να υποβιβάσει την τάση του δικτύου σε κατάλληλα επίπεδα ώστε στη συνέχεια να τροφοδοτήσει το ολοκληρωμένο κύκλωμα που αναλαμβάνει την οδήγηση του IGBT. Στην κατασκευή αυτή χρησιμοποιήθηκε ο Μ/Σ **Block FL 4/24**. Πρόκειται για έναν Μ/Σ με δύο πρωτεύοντα τυλίγματα των 115V και δύο δευτερεύοντα τυλίγματα των 24V όπως φαίνεται στο **Σχήμα 21**. Για να τον χρησιμοποιήσουμε για τις ανάγκες μας συνδέσαμε τα δύο πρωτεύοντα τυλίγματα σε σειρά για να τροφοδοτηθούν με 230V (115V το κάθε ένα) ενώ χρησιμοποιήσαμε το ένα εκ των δύο δευτερευόντων τυλιγμάτων των 24V.



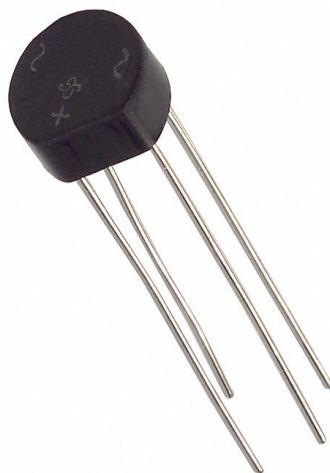
**Σχήμα 21** : Τυλίγματα του μετασχηματιστή.



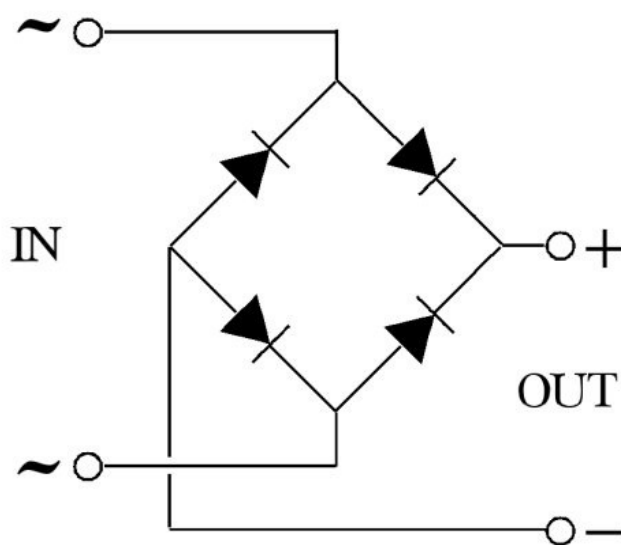
**Σχήμα 22** : Φωτογραφία του Μ/Σ

### 2.1.3.2β Ανορθωτική γέφυρα (rectifier)

Πρόκειται για μια ανορθωτική γέφυρα πλήρους ανόρθωσης που σκοπό έχει την ανόρθωση της εναλλασσόμενης τάσης ώστε να έχει μόνο θετικές τιμές ώστε να μπορεί να τροφοδοτήσει το σταθεροποιητή. Η ανορθωτική γέφυρα φαίνεται στο *σχήμα 23α και 23β*.



**Σχήμα 23α :** Φωτογραφία της ανορθωτικής γέφυρας.

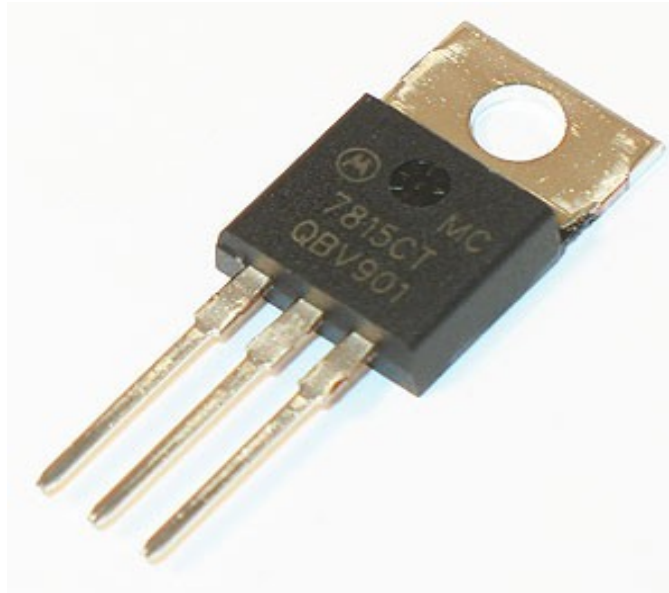


**Σχήμα 23β :** Το εσωτερικό ισοδύναμο κύκλωμα της ανορθωτικής γέφυρας.

### 2.1.3.2γ Σταθεροποιητικό 15V (voltage regulator MC7815)

Είναι ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα που σκοπό έχει να υποβιβάζει και να σταθεροποιεί την τάση στην είσοδό του (που μπορεί να φτάσει μέχρι 40V) στην τιμή των 15V που χρειάζεται το κύκλωμα οδήγησης του IGBT. Στην είσοδο και στην έξοδό του παρεμβάλλονται πυκνωτές για την επιπρόσθετη σταθεροποίηση αλλά και φιλτράρισμα τυχών παρεμβολών που

προέρχονται είτε από το ηλεκτρικό δίκτυο από το οποίο τροφοδοτείτε είτε από το ίδιο το κύκλωμα παλμοδότησης. Το σταθεροποιητικό που επιλέχτηκε είναι το **MC7815** και φαίνεται στο **σχήμα 24**.



**Σχήμα 24 :** Το σταθεροποιητικό τάσης 15 V - MC7815

#### 2.1.3.2δ Κύκλωμα οδήγησης IGBT (driver ICL7667)

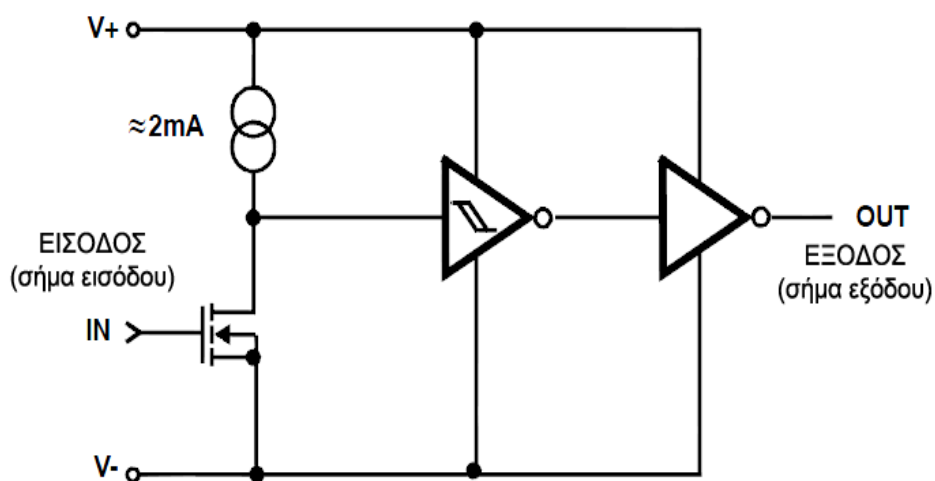
Στα IGBT μεταξύ πύλης κι εκπομπού παρεμβάλλεται ένας παρασιτικός “πυκνωτής”, μια παρασιτική χωρητικότητα που συμβολίζεται  $C_{GS}$ . Στο δικό μας IGBT η χωρητικότητα αυτή είναι της τάξης των 1500pF. Το IGBT για να αρχίσει να άγει πρέπει η τάση που εφαρμόζεται στην πύλη (Gate) δηλαδή η τάση μεταξύ πύλης-εκπομπού ( $V_{GE}$ ) να γίνει μεγαλύτερη από ένα κατώφλι  $V_{GE(th)}$ . Για να γίνει αυτό όμως πρέπει να φορτιστεί η χωρητικότητα  $C_{GE}$ . Το ρεύμα που “τραβάει” η χωρητικότητα ώστε να φορτιστεί μπορεί να φτάσει στιγμιαία τα 2-3 A. Αυτή ακριβώς είναι η δουλειά του driver. Όσο γρηγορότερα γίνεται η φόρτιση της παρασιτικής χωρητικότητας  $C_{GS}$  τόσο πιο γρήγορα θα μπει σε αγωγή το IGBT. Δηλαδή ο driver αναγκάζει το IGBT να ανοίξει ή να κλείσει ανάλογα με το σήμα που δέχεται στην είσοδό του. Ο συγκεκριμένος driver λειτουργεί με αντίστροφη λογική, δηλαδή στην έξοδό του δίνει σήμα αντίστροφο από το σήμα εισόδου του. Αυτή η ιδιαιτερότητα δεν επηρεάζει σε τίποτα την λειτουργία του μετατροπέα αλλά θέλει προσοχή σε μερικές περιπτώσεις καθώς η ιδιαιτερότητα αυτή μπορεί να αποβεί καταστροφική, ειδικά αν σε ένα κύκλωμα υπάρχουν περισσότερα του ενός διακοπτικά στοιχεία.

Στην εργασία αυτή έχει χρησιμοποιηθεί ο driver ICL7667 της εταιρίας INTERSIL ο οποίος είναι στην ουσία δύο driver σε έναν κι έχει ικανότητα στιγμιαίας παροχής ρεύματος 1A. Εμείς χρησιμοποιήσαμε και τους δύο ενσωματωμένους driver για μεγαλύτερη ικανότητα παροχής ρεύματος από το ολοκληρωμένο ώστε να πετύχουμε ταχύτερους χρόνους έναυσης αλλά και να μοιράσουμε το φορτίο στους δύο drivers. Επίσης στην έξοδο του driver προσθέσαμε μια αντίσταση 4Ω για να περιορίσει το ρεύμα φόρτισης της  $C_{GS}$ . Στο **σχήμα 25** φαίνεται το ολοκληρωμένο, στο **σχήμα 26** φαίνεται η εσωτερική κυκλωματική δομή του ICL7667 ενώ στο **σχήμα 27** φαίνονται οι ακροδέκτες του ολοκληρωμένου (PinOut).

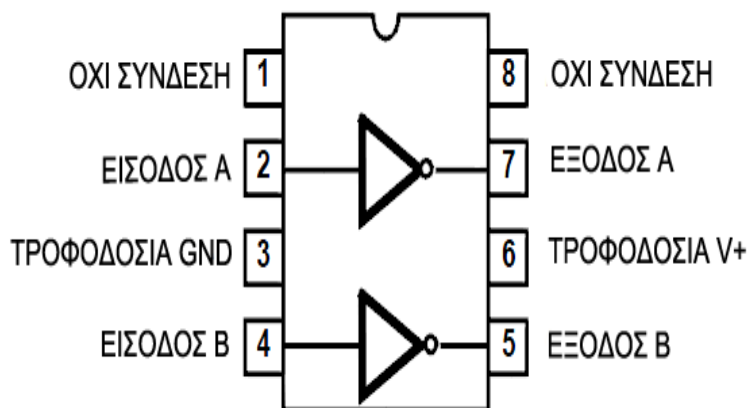




Σχήμα 25: Το ολοκληρωμένο κύκλωμα ICL7667.



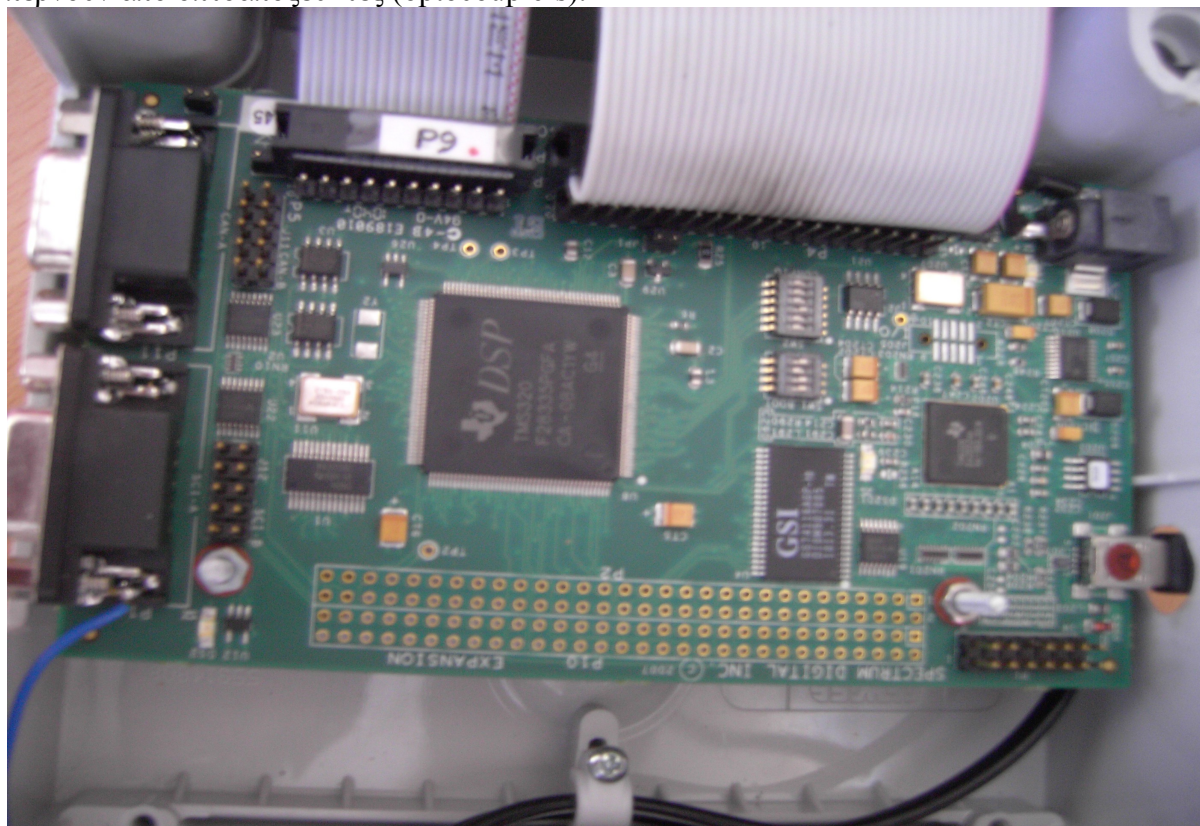
Σχήμα 26 : Η εσωτερική κυκλωματική δομή του ICL7667



Σχήμα 27 : Το Pinout του ICL7667

#### 2.1.3.2.ε Επεξεργαστής ψηφιακών σημάτων (Digital Signal Processor – DSP)

Πρόκειται για το εξάρτημα που δίνει ζωή στους μετατροπείς. Είναι ένας επεξεργαστής που χρησιμοποιείται στην επεξεργασία ψηφιακών σημάτων και όχι μόνο και συγκεκριμένα είναι ένα αναπτυξιακό πακέτο (evaluation board), που η καρδιά του είναι ο **DSP F28335** της **Texas Instruments**. Οι εφαρμογές του είναι πραγματικά αμέτρητες. Εμείς τον χρησιμοποιούμε για την παραγωγή των απαιτούμενων SPWM παλμών του buck/boost (όπως αυτοί του **Σχήματος 7**) και του inverter. Σημαντικό πλεονέκτημα του είναι ο προγραμματισμός του ο οποίος γίνεται μέσω του λογισμικού SIMULINK<sup>®</sup> χρησιμοποιώντας γραφικό περιβάλλον με block στοιχεία αποφεύγοντας χιλιάδες γραμμές Assembly κώδικα. Παρακάτω φαίνεται ένα στιγμιότυπο από το SIMULINK<sup>®</sup> και το πρόγραμμα που χρησιμοποιούμε. Τα σήματα δεν πηγαίνουν κατευθείαν στους μετατροπείς αλλά πρώτα περνούν από οπτοαποζεύκτες (optocouplers).



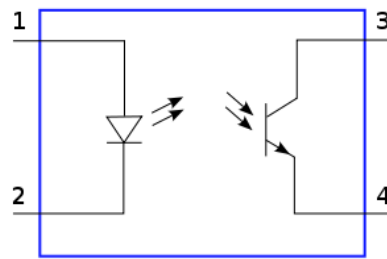
**Σχήμα 28 :** Το αναπτυξιακό πακέτο της Texas Instruments με τον DSP F28335.

#### 2.1.3.2.στ Οπτοζεύκτες (optocouplers)

Είναι ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα που προσφέρει ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ δύο κυκλωμάτων χρησιμοποιώντας φως για την ζεύξη τους. Αποτελείται από ένα LED κι ένα photo-transistor όπως φαίνεται στο **σχήμα 29**.

Όταν το LED πολωθεί ορθά εκπέμπει φως το οποίο κάνει το photo-transistor να άγει. Αυτού του είδους τα κυκλώματα είναι απαραίτητα για τη σύνδεση του DSP με τον driver του buck/boost αλλά και με το κύκλωμα παλμοδότησης του inverter έτσι ώστε να αποφευχθούν τυχόν βλάβες στον DSP (που είναι ένα πολύ ακριβό εξάρτημα). Για παράδειγμα σε ένα

βραχυκύκλωμα που θα γίνει στο κύκλωμα παλμοδότησης μετά τον optocoupler θα μείνει ανεπηρέαστη η έξοδος του DSP. Το χειρότερο που θα συμβεί θα είναι να καεί ο optocoupler του οποίου η αξία είναι εκατοντάδες φορές μικρότερη από του DSP.

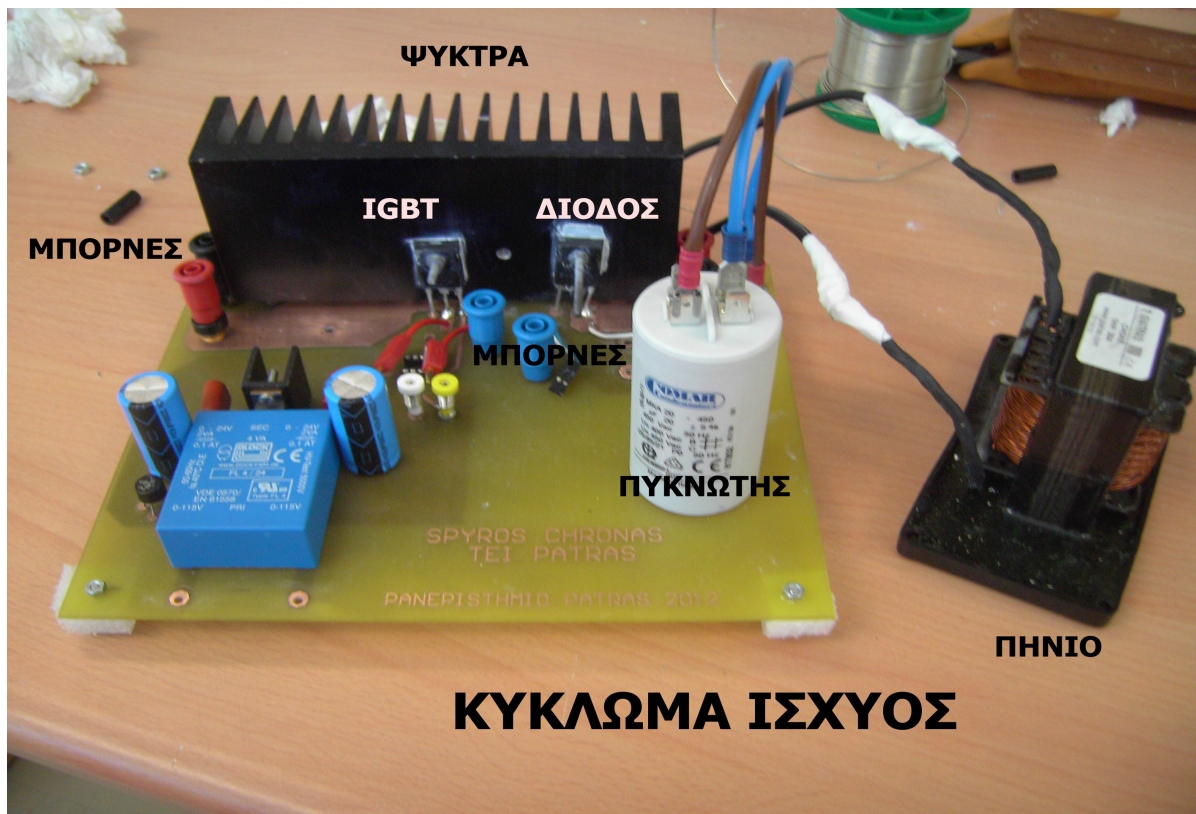


*Σχήμα 29* : Το κύκλωμα ενός optocoupler

Στη παρακάτω εικόνα φαίνεται η ολοκληρωμένη πλακέτα του DC μετατροπέα με το κύκλωμα ισχύος και το κύκλωμα παλμοδότησης.



*Σχήμα 30* : Η ολοκληρωμένη πλακέτα του DC Buck/Boost μετατροπέα.



*Σχήμα 31α :* Τα εξαρτήματα του κυκλώματος ισχύος **\*\***(η ψήκτρα τώρα πλέον έχει κοπεί ανάμεσα στο IGBT και τη δίοδο λόγω προβλημάτων που εξηγούνται στο 6.1.α) **\*\***



*Σχήμα 31β :* Τα εξαρτήματα του κυκλώματος παλμοδότησης

## 2.2 Μετατροπέας συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη ή αντιστροφέας (inverter)

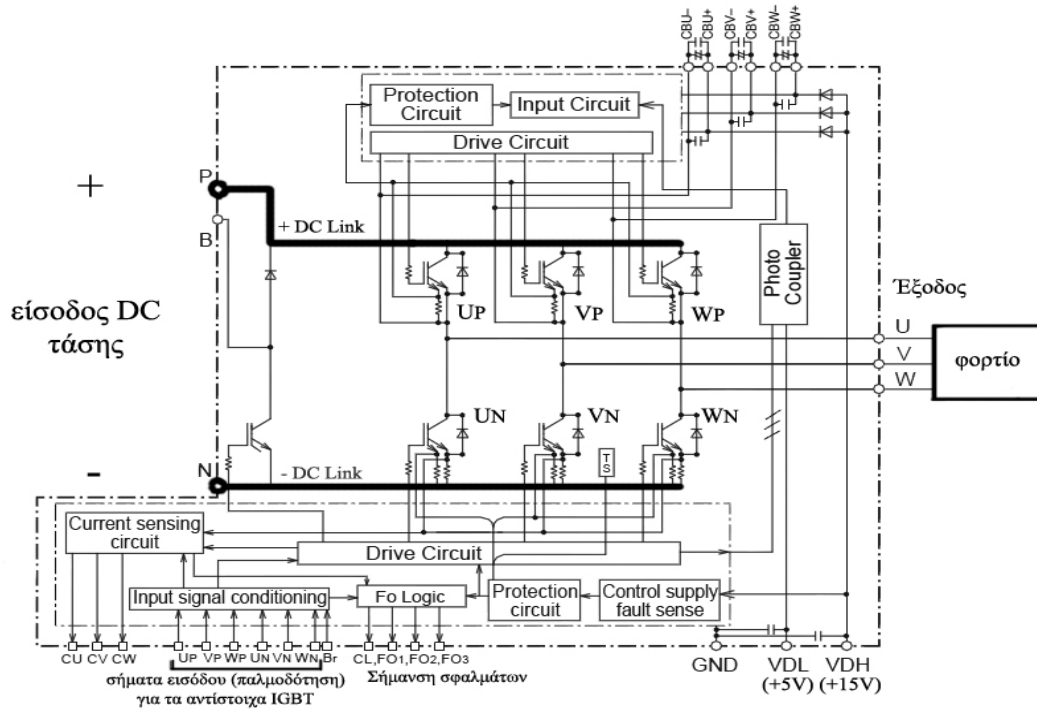
Οι μετατροπείς αυτοί συναντώνται σε 2 μορφές: μονοφασικοί ή τριφασικοί. Λόγω της ιδιαίτερης τεχνικής της παλμοδότησης του DC μετατροπέα (παλμοδότηση SPWM) ο αντιστροφέας στη δική μας περίπτωση είναι αποκλειστικά μονοφασικός αφού ο DC μετατροπέας καθορίζει την μορφή και την συχνότητα της τάσης ενώ ο αντιστροφέας αλλάζει απλά την πολικότητα της τάσης που δέχεται στην είσοδό του από τον DC μετατροπέα. Ο DC μετατροπέας βγάζει στην έξοδό του ένα ανορθωμένο ημίτονο και ο αντιστροφέας αλλάζει την πολικότητα του ανορθωμένου ημιτόνου κάθε φορά που αυτό μηδενίζεται. Έτσι σχηματίζεται ένα ημίτονο.

### 2.2.1 Χαρακτηριστικά του αντιστροφέα που χρησιμοποιήθηκε

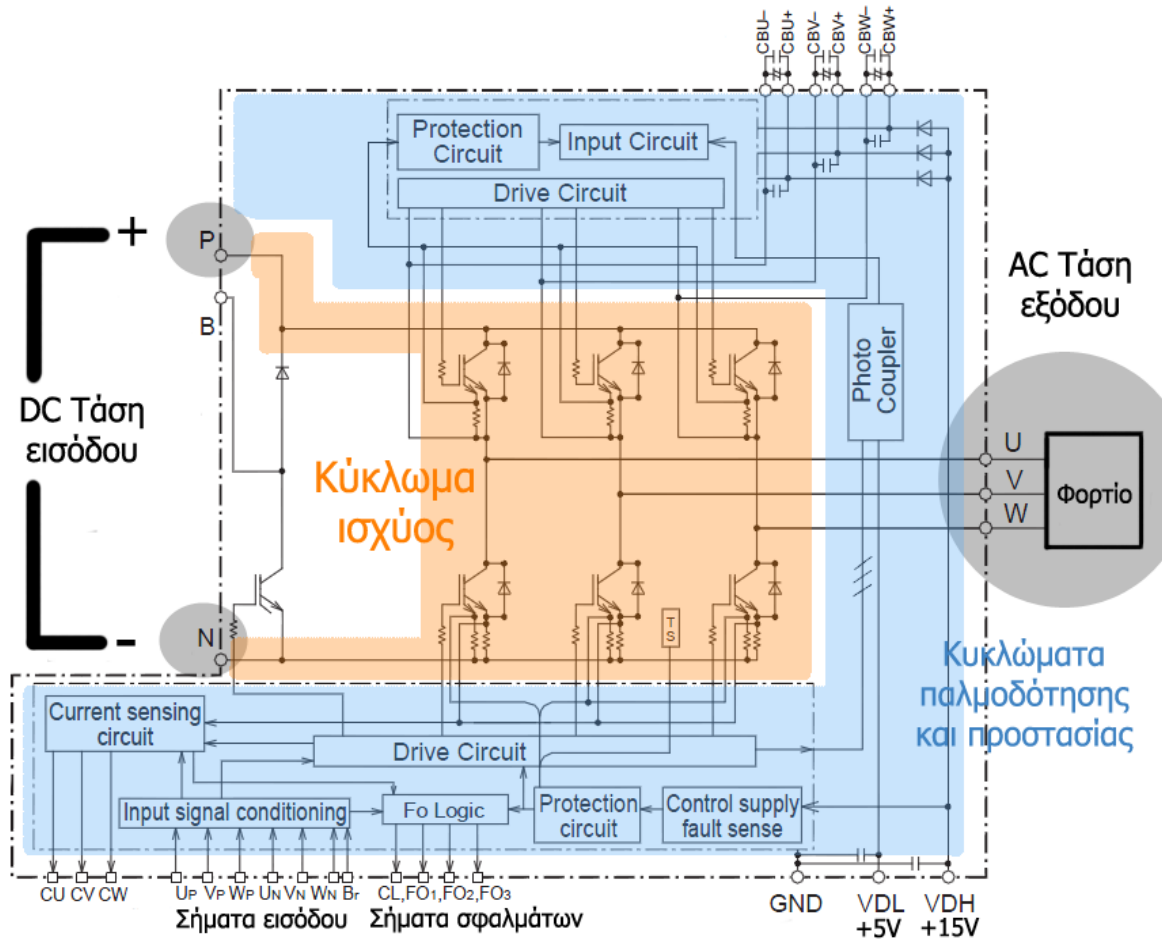
Ο μετατροπέας που χρησιμοποιήθηκε είναι ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα και συγκεκριμένα το PS12017-A της εταιρίας MITSUBISHI ELECTRIC, το οποίο υπήρχε διαθέσιμο στο εργαστήριο και περιλαμβάνει το κύκλωμα παλμοδότησης, τα κυκλώματα οδήγησης των IGBT, τους optocouplers, διάφορα κυκλώματα προστασίας από υπέρταση, υπερθέρμανση και βραχυκυκλώματα και το κύκλωμα ισχύος με διακοπτικά στοιχεία IGBT. Ο συγκεκριμένος inverter είναι τριφασικός. Εμείς τον χρησιμοποιήσαμε σαν μονοφασικό παλμοδοτόντας μόνο τους δύο κλάδους επειδή, τα σήματα παλμοδότησης που δίνουμε εξωτερικά, αντιστρέφονται εσωτερικά στον inverter από τα διάφορα κυκλώματά του, δίνουμε σταθερό παλμό (λογικό “1”) στον τρίτο κλάδο ώστε να αντιστραφεί εσωτερικά του (να γίνει δηλαδή λογικό “0”) και να είναι τα IGBT του αχρησιμοποίητου κλάδου σε αποκοπή. Αν δεν συνέβαινε αυτό τότε θα επενέβαινε η προστασία του θέτοντάς τον εκτός λειτουργίας και θα έβγαζε σήμα σφάλματος για interlocking (η κατάσταση όπου είναι σε αγωγή ταυτόχρονα και τα δύο IGBT ενός κλάδου με συνέπεια να γίνει βραχυκύκλωμα στην DC πλευρά). Στο **σχήμα 32** φαίνεται το ολοκληρωμένο αυτό.



**Σχήμα 32 :** Το ολοκληρωμένο PS12017-A της MITSUBISHI ELECTRIC



Σχήμα 33 : Το block διάγραμμα των εσωτερικών κυκλωμάτων του ολοκληρωμένου



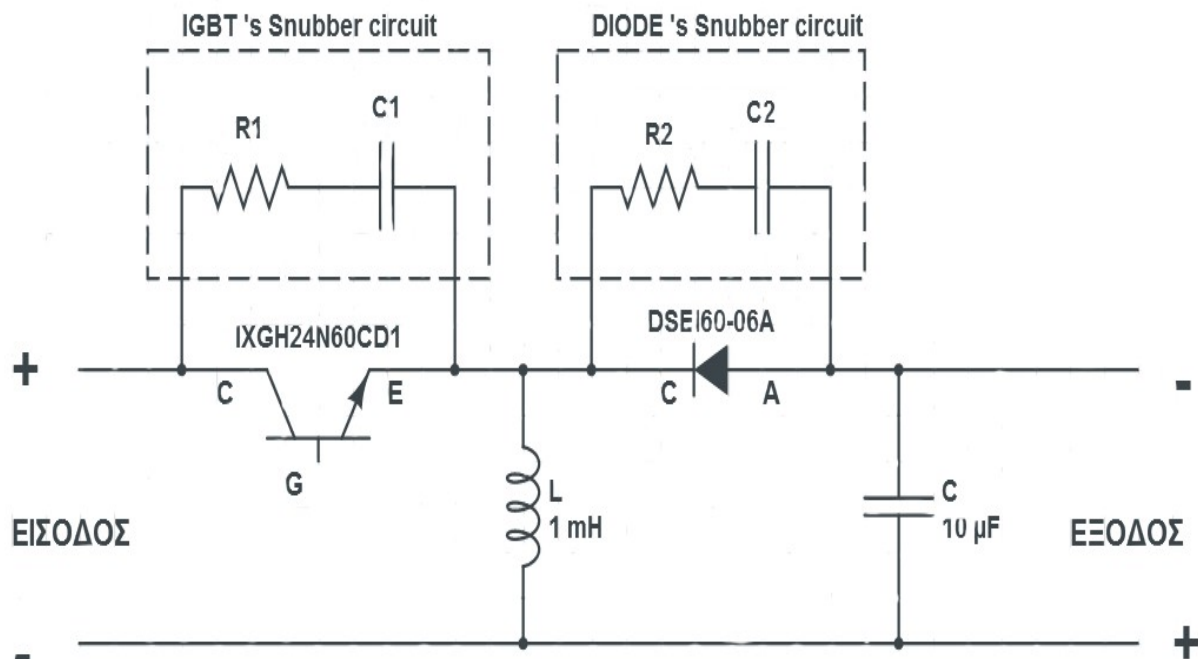
Σχήμα 34 : Επεξήγηση της εσωτερικής δομής του ολοκληρωμένου

Το συγκεκριμένο ολοκληρωμένο δέχεται την παλμοδότηση μεταξύ ενός εκ των ακροδεκτών  $U_P$ ,  $V_P$ ,  $W_P$ ,  $U_N$ ,  $V_N$ ,  $W_N$  και του GND ανάλογα με το πιο IGBT θέλουμε να παλμοδοτήσουμε (**Σχήμα 33**) ενώ μεταξύ ενός εκ των  $CL$ ,  $FO_1$ ,  $FO_2$ ,  $FO_3$  και του GND εμφανίζονται τα σήματα σφάλματος σε περίπτωση υπερθέρμανσης, βραχυκυκλώματος κτλ. Ο συγκεκριμένος inverter έχει ονομαστικό ρεύμα 7,2 A RMS ενώ σε συνθήκες υπερφόρτισης μπορεί να παρέχει έως 10,8 A RMS για 1 λεπτό (υπερφόρτιση 150%). Η DC τάση εισόδου μπορεί να πάρει τιμές έως 900V με αντοχή σε υπέρταση μέχρι 1000V για σύντομο χρονικό διάστημα, τα IGBT αντέχουν τάσεις 1200V και ρεύματα 25A σε συνεχή λειτουργία και μέχρι 50A μέγιστο σε περιπτώσεις υπέρ-ρευμάτων ή διακοπτόμενης λειτουργίας.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3ο ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΣΑΝ BOOST

### 3.1 Πλήρες κύκλωμα μετατροπέα και κυκλώματα προστασίας snubber

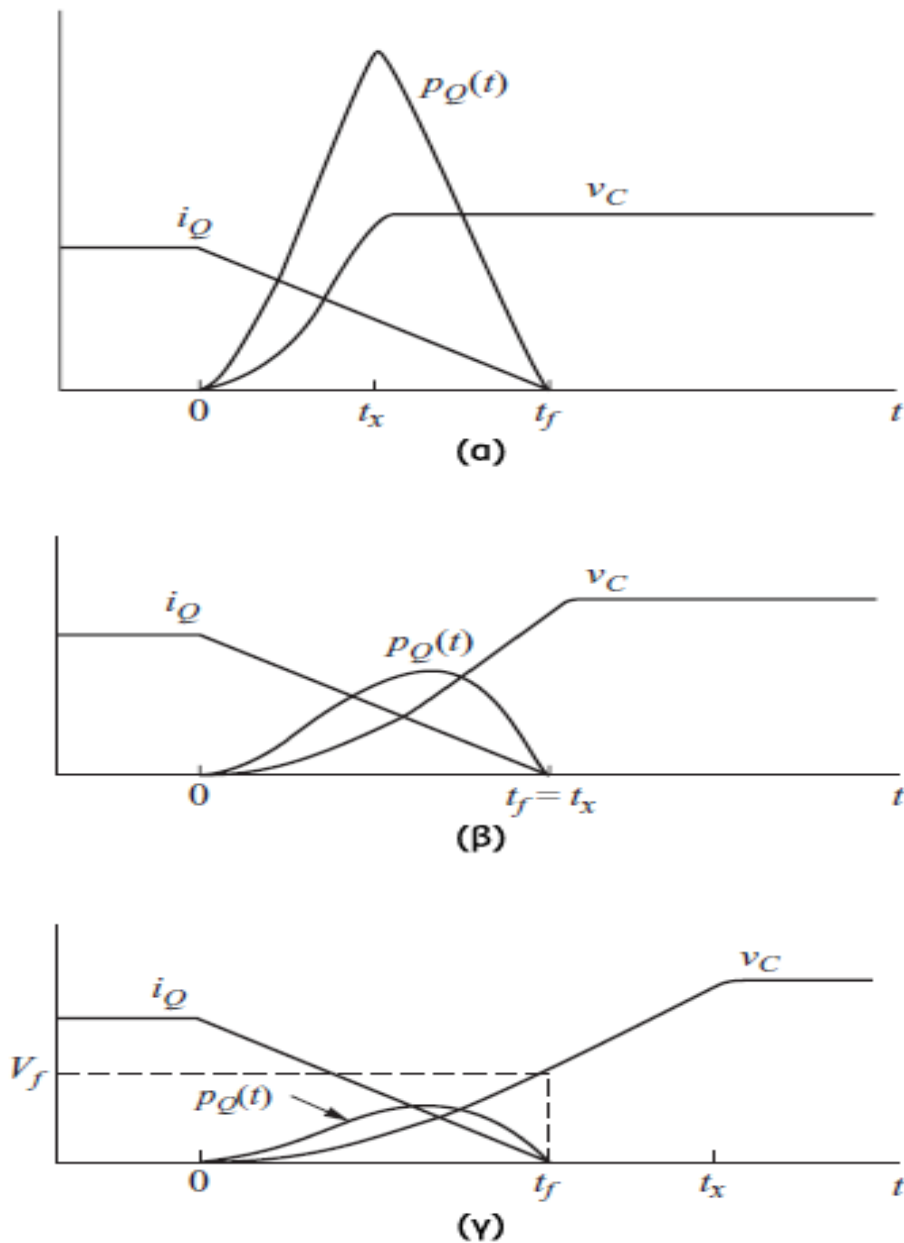
Όπως αναφέρθηκε και στο δεύτερο κεφάλαιο ο λόγος για τον οποίο χρησιμοποιήθηκε η τοπολογία του buck/boost μετατροπέα υποβιβασμού είναι η τεχνική παλμοδότησης του. Πριν όμως προχωρήσουμε στην παρουσίαση των μετρήσεων και της λειτουργίας του μετατροπέα με την *RSPWM (Rectified Sinusoidal PWM)* θα ήταν σκόπιμο να παρουσιαστεί η λειτουργία και οι μετρήσεις του DC μετατροπέα όταν αυτός λειτουργεί μόνος του τροφοδοτώντας ένα ωμικό φορτίο με παλμοδότηση τετραγωνικών παλμών με συγκεκριμένο κάθε φορά Duty Cycle. Το διάγραμμα του τελικού κυκλώματος είναι το παρακάτω



Σχήμα 35 : Το τελικό κύκλωμα του Buck/Boost μετατροπέα.

Τα κυκλώματα RC που είναι παράλληλα είναι κυκλώματα προστασίας των ημιαγωγικών στοιχείων που λέγονται *snubber*. Υπάρχουν διάφορων μορφών snubbers. Εμείς χρησιμοποιήσαμε την πιο απλή εκδοχή των κυκλωμάτων snubbers – το RC snubber. Όλα τα ημιαγωγικά στοιχεία όπως δίοδοι, IGBTs, MOSFETs, SCRs, TRIACs, BJTs κ.α. Αντέχουν μέχρι μια ορισμένη τιμή μεταβολών τάσης και ρεύματος στο χρόνο δηλαδή αντέχουν ένα συγκεκριμένο όριο  $dv/dt$  και  $di/dt$  όπου αν ξεπεραστεί το στοιχείο καταστρέφεται (ανοιχτοκυκλώνεται ή βραχυκυκλώνεται). Σκοπός του snubber είναι να καθυστερεί την αύξηση της τάσης στα άκρα των στοιχείων δηλαδή να μειώνει το  $dv/dt$  (το ρεύμα εξαρτάται από το υπόλοιπο κύκλωμα). Στο *σχήμα 36* παρακάτω φαίνεται σχηματικά αυτό ακριβώς το φαινόμενο.





**Σχήμα 36 :** Διακοπτικές απώλειες και ρυθμός μεταβολής της τάσης στα άκρα του στοιχείου κατά την αποκοπή του (α) χωρίς snubber (β) με RC snubber με πυκνωτή μικρής χωρητικότητας (γ) με RC snubber με πυκνωτή μεγαλύτερης χωρητικότητας

Στο **σχήμα 36** βλέπουμε πως όσο μεγαλώνει η τιμή της χωρητικότητας  $C$  μικραίνουν οι διακοπτικές απώλειες του στοιχείου ( $p_Q(t)$ ) ενώ ταυτοχρόνως μικραίνει το  $dv/dt$  άρα προστατεύουμε το ημιαγωγικό στοιχείο κι επιπλέον μειώνονται οι υπερτάσεις που προκαλούνται όταν έχουμε Ringing (“κουδούνισμα” αν και δεν είναι ευδόκιμος όρος) όταν δηλαδή, υπάρχουν ταλαντώσεις με πλάτος που ταλαντεύεται και περνάει το επιθυμητό. Αυτό συμβαίνει συνέχεια σε τέτοιου είδους μετατροπείς που λειτουργούν με υψηλές διακοπτικές συχνότητες. Επίσης οι υπερτάσεις προκαλούν υπερθέρμανση στην αντίσταση του snubber. Αυτό γιατί υπέρταση σημαίνει μια μεγάλη μεταβολή της τάσης σε μικρό χρόνο δηλαδή,

μεγάλο  $dv/dt$ . Όμως το ρεύμα που περνάει από τον πυκνωτή είναι ανάλογο του  $dv/dt$ . Άρα ο πυκνωτής στις υπερτάσεις φαίνεται σαν βραχυκύκλωμα οπότε το ρεύμα που περνάει μέσα από το snubber εξαρτάται πλέον μόνο από την αντίσταση  $R$  η οποία καταναλώνει ενέργεια. Άρα απώλειες που εκτός ότι έχουν κακό αντίκτυπο στο βαθμό απόδοσης του μετατροπέα μπορεί αυτή η υπερθέρμανση να καταστρέψει (να “κάψει”) την αντίσταση του snubber. Το αρνητικό βέβαια που προκύπτει από την χρήση των RC snubber κυκλωμάτων όπως παρουσιάζεται και στο **σχήμα 36** είναι η αύξηση του χρόνου αποκοπής του στοιχείου και γενικότερα των διακοπτικών χρόνων γεγονός ανεπιθύμητο σε πολύ υψηλές διακοπτικές συχνότητες. Στις συχνότητες που δουλεύει ο μετατροπέας μας η μείωση αυτή στους χρόνους είναι ανεπαίσθητη και δεν δημιουργεί κανένα πρόβλημα.

## 3.2 Λειτουργία και μετρήσεις

### 3.2.1 Μετρήσεις και παλμογραφήματα

Ο μετατροπέας αυτός έχει την δυνατότητα παροχής στην έξοδό του τάση χαμηλότερης ή υψηλότερης από αυτή της εισόδου του. Αυτό επιτυγχάνεται με την κατάλληλη τιμή του  $D$  (Duty Cycle). Όταν  $D < 0,5$  τότε ο μετατροπέας λειτουργεί σαν buck, όταν  $D = 0,5$  δίνει στην έξοδό του αυτούσια την τάση της εισόδου του (ιδανικά – χωρίς απώλειες) ενώ όταν  $D > 0,5$  ο μετατροπέας λειτουργεί σαν boost.

Εμείς πήραμε μετρήσεις για  $D = 0.4$  (δουλεύει σαν buck),  $D = 0.6$ ,  $D = 0.8$  και  $D = 0.9$  για δύο διαφορετικά φορτία  $220\Omega$  (μικρό φορτίο) και  $110\Omega$  (μεγάλο φορτίο), για τρεις διαφορετικές συχνότητες στα  $220\Omega - 5\text{kHz}$ ,  $10\text{kHz}$ ,  $15\text{kHz}$  – και επιπλέον μια στα  $110\Omega - 5\text{kHz}$ ,  $10\text{kHz}$ ,  $15\text{kHz}$ ,  $20\text{kHz}$ . Όλα αυτά για τάσεις εισόδου  $5\text{V}$ ,  $10\text{V}$ ,  $15\text{V}$ ,  $20\text{V}$  και  $30\text{V}$  που τα παρείχε ένα τροφοδοτικό  $30\text{V}$ ,  $5\text{A}$  της εταιρίας Agilent και συγκεκριμένα το U8002A το οποίο φαίνεται στο **σχήμα 37**.



**Σχήμα 37:** Το τροφοδοτικό Agilent U8002A

Παρακάτω παρατίθεται οι πίνακες των μετρήσεων και ακολουθούν παλμογραφήματα, γραφικές παραστάσεις και συμπεράσματα

ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	Duty Cycle	DC ΠΗΓΗ		ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ (V)	ΑΠΟΔΟΣΗ	ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΕΞΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΑΠΩΛΕΙΩΝ (W)	$V_{OUT}/V_{IN}$	
		ΤΑΣΗ (V)	ΕΝΤΑΣΗ (A)							
<b>ΦΟΡΤΙΟ 220Ω</b>										
5	0.4	5								
		10								
		15								
		20								
		30								
	0.6	5								
		10								
		15								
		20								
		30								
	0.8	5	0.3	16.2	79.5	1.5	1.19	0.31	3.24	
		10	0.67	37.4	94.9	6.7	6.36	0.34	3.74	
		15	1.04	56.3	92.4	15.6	14.41	1.19	3.75	
		20	1.41	75.8	92.6	28.2	26.12	2.08	3.79	
		30	2.17	118	97.2	65.1	63.29	1.81	3.93	
0.9	5	1.36	32.7	71.5	6.8	4.86	1.94	6.54		
	10	3.16	76.8	84.8	31.6	26.81	4.79	7.68		
	14.1	4.69	113	87.8	66.129	58.04	8.09	8.01		
	20									
	30									

**Πίνακας 1**

ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	Duty Cycle	DC ΠΗΓΗ		ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ (V)	ΑΠΟΔΟΣΗ	ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΕΞΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΑΠΩΛΕΙΩΝ (W)	$V_{OUT}/V_{IN}$
		ΤΑΣΗ (V)	ΕΝΤΑΣΗ (A)						
<b>ΦΟΡΤΙΟ 220Ω</b>									
<b>10</b>	<b>0.4</b>	5	Ο ΣΥΝΔΥΑΣΜΟΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΚΑΙ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΗΤΑΝ ΤΕΤΟΙΟΣ ΩΣΤΕ Ο ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΔΟΥΛΕΥΕ ΣΕ ΑΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ ΚΑΙ ΔΗΜΙΟΥΡΓΟΥΣΕ ΤΑΛΑΝΤΩΣΕΙΣ ΟΠΟΤΕ ΔΕΝ ΠΗΡΑΜΕ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΓΙΑ ΑΥΤΗ ΤΗΝ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ						
		10							
		15							
		20							
		30							
	<b>0.6</b>	5	0.06	7.55	86.4	0.3	0.26	0.04	1.51
		10	0.13	15.6	85.1	1.3	1.11	0.19	1.56
		15	0.19	23.8	90.3	2.85	2.57	0.28	1.59
		20	0.26	31.8	88.4	5.2	4.60	0.60	1.59
		30	0.39	48.4	91.0	11.7	10.65	1.05	1.61
	<b>0.8</b>	5	0.31	16.4	78.9	1.55	1.22	0.33	3.28
		10	0.69	36.5	87.8	6.9	6.06	0.84	3.65
		15	1.08	56.7	90.2	16.2	14.61	1.59	3.78
		20	1.47	75.9	89.1	29.4	26.19	3.21	3.80
		30	2.28	118	92.5	68.4	63.29	5.11	3.93
	<b>0.9</b>	5	1.45	33.1	68.7	7.25	4.98	2.27	6.62
		10	3.34	76.2	79.0	33.4	26.39	7.01	7.62
		14	4.94	116	88.4	69.16	61.16	8.00	8.29
		20	ΤΟ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ ΔΕΝ ΜΠΟΡΟΥΣΕ ΝΑ ΔΩΣΕΙ ΑΛΛΟ ΡΕΥΜΑ ΕΙΧΕ ΕΠΕΜΒΗ Η ΠΡΟΣΤΑΣΙΑ ΤΟΥ						
		30							

**Πίνακας 2**

ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	Duty Cycle	DC ΠΗΓΗ		ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ (V)	ΑΠΟΔΟΣΗ	ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΕΞΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΑΠΩΛΕΙΩ Ν (W)	$V_{OUT}/V_{IN}$	
		ΤΑΣΗ (V)	ΕΝΤΑΣΗ (A)							
<b>ΦΟΡΤΙΟ 220Ω</b>										
15	0.4	5	0.03	4.67	66.1	0.15	0.10	0.05	0.93	
		10	0.05	9.8	87.3	0.5	0.44	0.06	0.98	
		15	0.08	15	85.2	1.2	1.02	0.18	1.00	
		20	0.1	20	90.9	2	1.82	0.18	1.00	
		30	0.16	30.1	85.8	4.8	4.12	0.68	1.00	
	0.6	5	0.05	6.38	74.0	0.25	0.19	0.06	1.28	
		10	0.11	14	81.0	1.1	0.89	0.21	1.40	
		15	0.17	21.5	82.4	2.55	2.10	0.45	1.43	
		20	0.23	29.4	85.4	4.6	3.93	0.67	1.47	
		30	0.35	44.7	86.5	10.5	9.08	1.42	1.49	
	0.8	5	0.33	16.4	74.1	1.65	1.22	0.43	3.28	
		10	0.73	36.5	83.0	7.3	6.06	1.24	3.65	
		15	1.14	56.3	84.3	17.1	14.41	2.69	3.75	
		20	1.56	77.4	87.3	31.2	27.23	3.97	3.87	
		30	2.39	117	86.8	71.7	62.22	9.48	3.90	
	0.9	5	1.55	33.4	65.4	7.75	5.07	2.68	6.68	
		10	3.62	78	76.4	36.2	27.65	8.55	7.80	
		14	5.15	110	76.3	72.1	55.00	17.10	7.86	
		20	ΤΟ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ ΔΕΝ ΜΠΟΡΟΥΣΕ ΝΑ ΔΩΣΕΙ ΑΛΛΟ ΡΕΥΜΑ							
		30	ΕΙΧΕ ΕΠΕΜΒΗ Η ΠΡΟΣΤΑΣΙΑ ΤΟΥ							

**Πίνακας 3**

ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	Duty Cycle	DC ΠΗΓΗ		ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ (V)	ΑΠΟΔΟΣΗ	ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΕΞΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΑΠΩΛΕΩ Ν (W)	$V_{OUT}/V_{IN}$
		ΤΑΣΗ (V)	ΕΝΤΑΣΗ (A)						
<b>ΦΟΡΤΙΟ 110Ω</b>									
<b>5</b>	0.4	5							
		10							
		15							
		20							
		30							
	0.6	5	0.15	7.88	75.3	0.75	0.56	0.19	1.58
		10	0.3	16.9	86.5	3	2.60	0.40	1.69
		15	0.46	25.9	88.4	6.9	6.10	0.80	1.73
		20	0.61	35.2	92.3	12.2	11.26	0.94	1.76
		30	0.92	52.6	91.1	27.6	25.15	2.45	1.75
	0.8	5	0.55	15.4	78.4	2.75	2.16	0.59	3.08
		10	1.25	34.4	86.1	12.5	10.76	1.74	3.44
		15	1.98	54.8	91.9	29.7	27.30	2.40	3.65
		20	2.7	74	92.2	54	49.78	4.22	3.70
		30	4.26	116	95.7	127.8	122.33	5.47	3.87
	0.9	5	2.44	30.1	67.5	12.2	8.24	3.96	6.02
		8	4.51	55.6	77.9	36.08	28.10	7.98	6.95
		15							
		20							
		30							

Ο ΣΥΝΔΥΑΣΜΟΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΚΑΙ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΗΤΑΝ ΤΕΤΟΙΟΣ ΩΣΤΕ  
Ο ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΔΟΥΛΕΥΕ ΣΕ ΑΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ  
ΚΑΙ ΔΗΜΙΟΥΡΓΟΥΣΕ ΤΑΛΑΝΤΩΣΕΙΣ ΟΠΟΤΕ  
ΔΕΝ ΠΗΡΑΜΕ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΓΙΑ ΑΥΤΗ ΤΗΝ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ

ΤΟ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ ΔΕΝ ΜΠΟΡΟΥΣΕ ΝΑ ΔΩΣΕΙ ΑΛΛΟ ΡΕΥΜΑ  
ΕΙΧΕ ΕΠΕΜΒΗ Η ΠΡΟΣΤΑΣΙΑ ΤΟΥ

**Πίνακας 4**

ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	Duty Cycle	DC ΠΗΓΗ		ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ (V)	ΑΠΟΔΟΣΗ	ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΕΞΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΑΠΩΛΕΙΩ N (W)	$V_{OUT}/V_{IN}$
		ΤΑΣΗ (V)	ΕΝΤΑΣΗ (A)						
<b>ΦΟΡΤΙΟ 110Ω</b>									
10	0.4	5	0.04	3.93	70.2	0.2	0.14	0.06	0.79
		10	0.08	8.6	84.0	0.8	0.67	0.13	0.86
		15	0.12	13	85.4	1.8	1.54	0.26	0.87
		20	0.15	17.7	94.9	3	2.85	0.15	0.89
		30	0.23	27	96.0	6.9	6.63	0.27	0.90
	0.6	5	0.09	6.16	76.7	0.45	0.34	0.11	1.23
		10	0.19	13.7	89.8	1.9	1.71	0.19	1.37
		15	0.3	21.1	89.9	4.5	4.05	0.45	1.41
		20	0.41	28.6	90.7	8.2	7.44	0.76	1.43
		30	0.62	43.8	93.8	18.6	17.44	1.16	1.46
	0.8	5	0.57	15.5	76.6	2.85	2.18	0.67	3.10
		10	1.3	34.8	84.7	13	11.01	1.99	3.48
		15	2.06	54.2	86.4	30.9	26.71	4.19	3.61
		20	2.79	75.2	92.1	55.8	51.41	4.39	3.76
		30	4.35	113	89.0	130.5	116.08	14.42	3.77
	0.9	5	2.56	30.2	64.8	12.8	8.29	4.51	6.04
		8	4.76	55.2	72.7	38.08	27.70	10.38	6.90
		15	ΤΟ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ ΔΕΝ ΜΠΟΡΟΥΣΕ ΝΑ ΔΩΣΕΙ ΑΛΛΟ ΡΕΥΜΑ ΕΙΧΕ ΕΠΕΜΒΗ Η ΠΡΟΣΤΑΣΙΑ ΤΟΥ						
20									
30									

**Πίνακας 5**

ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	Duty Cycle	DC ΠΗΓΗ		ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ (V)	ΑΠΟΔΟΣΗ	ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΕΞΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΑΠΩΛΕΙΩ N (W)	$V_{OUT}/V_{IN}$
		ΤΑΣΗ (V)	ΕΝΤΑΣΗ (A)						
<b>ΦΟΡΤΙΟ 110Ω</b>									
15	0.4	5	0.02	2.83	72.8	0.1	0.07	0.03	0.57
		10	0.04	6.22	87.9	0.4	0.35	0.05	0.62
		15	0.07	10	86.6	1.05	0.91	0.14	0.67
		20	0.09	13.3	89.3	1.8	1.61	0.19	0.67
		30	0.14	20.2	88.3	4.2	3.71	0.49	0.67
	0.6	5	0.09	6.16	76.7	0.45	0.34	0.11	1.23
		10	0.2	14	89.1	2	1.78	0.22	1.40
		15	0.31	21.8	92.9	4.65	4.32	0.33	1.45
		20	0.42	29.3	92.9	8.4	7.80	0.60	1.47
		30	0.65	45.1	94.8	19.5	18.49	1.01	1.50
	0.8	5	0.6	16	77.6	3	2.33	0.67	3.20
		10	1.35	36.4	89.2	13.5	12.05	1.45	3.64
		15	2.15	56.2	89.0	32.25	28.71	3.54	3.75
		20	2.87	75.6	90.5	57.4	51.96	5.44	3.78
		30	4.5	120	97.0	135	130.91	4.09	4.00
0.9	5	2.69	32	69.2	13.45	9.31	4.14	6.40	
	8.2	5.14	58.4	73.6	42.148	31.01	11.14	7.12	
	15	ΤΟ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ ΔΕΝ ΜΠΟΡΟΥΣΕ ΝΑ ΔΩΣΕΙ ΑΛΛΟ ΡΕΥΜΑ							
	20	ΕΙΧΕ ΕΠΕΜΒΗ Η ΠΡΟΣΤΑΣΙΑ ΤΟΥ							
	30	ΕΙΧΕ ΕΠΕΜΒΗ Η ΠΡΟΣΤΑΣΙΑ ΤΟΥ							

**Πίνακας 6**



ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	Duty Cycle	DC ΠΗΓΗ		ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ (V)	ΑΠΟΔΟΣΗ	ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΕΞΟΔΟΥ (W)	ΙΣΧΥΣ ΑΠΩΛΕΙΩ N (W)	$V_{OUT}/V_{IN}$	
		ΤΑΣΗ (V)	ΕΝΤΑΣΗ (A)							
<b>ΦΟΡΤΙΟ 110Ω</b>										
20	0.4	5	0.02	2.78	70.3	0.1	0.07	0.03	0.56	
		10	0.05	6.32	72.6	0.5	0.36	0.14	0.63	
		15	0.07	9.77	82.6	1.05	0.87	0.18	0.65	
		20	0.09	13.2	88.0	1.8	1.58	0.22	0.66	
		30	0.14	20.2	88.3	4.2	3.71	0.49	0.67	
	0.6	5	0.09	6.33	80.9	0.45	0.36	0.09	1.27	
		10	0.21	13.9	83.6	2.1	1.76	0.34	1.39	
		15	0.32	21.7	89.2	4.8	4.28	0.52	1.45	
		20	0.44	29.4	89.3	8.8	7.86	0.94	1.47	
		30	0.67	45.2	92.4	20.1	18.57	1.53	1.51	
	0.8	5	0.62	15.7	72.3	3.1	2.24	0.86	3.14	
		10	1.4	35.2	80.5	14	11.26	2.74	3.52	
		15	2.23	56.1	85.5	33.45	28.61	4.84	3.74	
		20	3.04	75.9	86.1	60.8	52.37	8.43	3.80	
		30	4.66	120	93.6	139.8	130.91	8.89	4.00	
	0.9	5	2.81	31.6	64.6	14.05	9.08	4.97	6.32	
		7.9	5.15	56	70.1	40.685	28.51	12.18	7.09	
		15	ΤΟ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ ΔΕΝ ΜΠΟΡΟΥΣΕ ΝΑ ΔΩΣΕΙ ΑΛΛΟ ΡΕΥΜΑ							
		20	ΕΙΧΕ ΕΠΕΜΒΗ Η ΠΡΟΣΤΑΣΙΑ ΤΟΥ							
		30	ΕΙΧΕ ΕΠΕΜΒΗ Η ΠΡΟΣΤΑΣΙΑ ΤΟΥ							

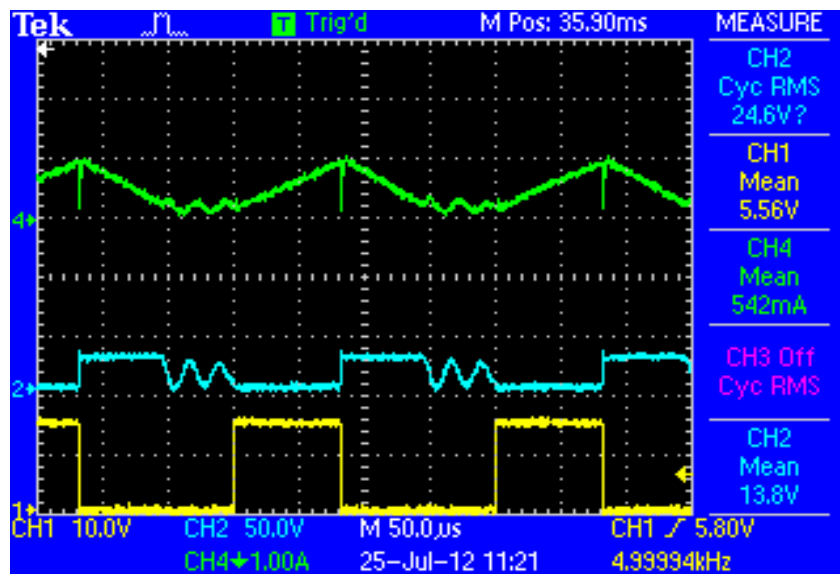
**Πίνακας 7**

Στους πίνακες 1, 2 και 4 και στις περιπτώσεις όπου δεν λήφθηκαν οι μετρήσεις λόγω ταλαντώσεων, αυτό έγινε γιατί υπήρχε κίνδυνος ακούσιας έναυσης των στοιχείων πράγμα που σημαίνει πως μπορούσαν να καταστραφούν.

Στα ημιαγωγικά στοιχεία από την στιγμή που θα έρθουν σε κατάλληλες συνθήκες για αγωγή (ορθή πόλωση, παλμός έναυσης κ.τ.λ.) μέχρι να περνάει όλο το ρεύμα όπως ορίζει το υπόλοιπο κύκλωμα, μεσολαβεί ένα μικρό χρονικό διάστημα – ο χρόνος έναυσης. Επίσης, η έναυση ξεκινάει σιγά σιγά από κάποια μεριά του ημιαγωγικού πλακιδίου και επεκτείνεται σε όλο το πλακίδιο μέχρι αυτό να γίνει πλήρως αγωγίμο. Όμως οι ταλαντώσεις που προκαλούνται από την ασυνεχή λειτουργία του μετατροπέα μπορεί να προκαλέσουν τέτοιες υπερτάσεις ώστε να διασπαστεί το ημιαγωγικό πλακίδιο και να έρθει σε αγωγή το στοιχείο για μικρό χρονικό διάστημα χωρίς να του δοθεί παλμός. Αυτό ακριβώς λέγεται **ακούσια έναυση** και η επικινδυνότητά της έγκειται στο εξής: το στοιχείο λόγω του μικρού μέρους του ημιαγωγού που άγει, πρέπει να διοχετεύσει όλο το ρεύμα που απαιτεί το κύκλωμα και έτσι, λόγω του μικρού χρόνου που διαρκεί το φαινόμενο αυτό αναπτύσσει υψηλές θερμοκρασίες. Για το λόγο αυτό η θερμότητα δεν προλαβαίνει να διοχετευτεί στο περιβάλλον με αποτέλεσμα ο ημιαγωγός να καταστρέφεται ( “καίγεται” ).

Επιπροσθέτως φαίνεται στο τέλος κάθε πίνακα (για duty cycle 0,9) ότι δεν πάρθηκαν μετρήσεις και αυτό διότι επενέβαινε η προστασία ρεύματος του τροφοδοτικού και δεν μας άφηνε να περάσουμε τα 5A.

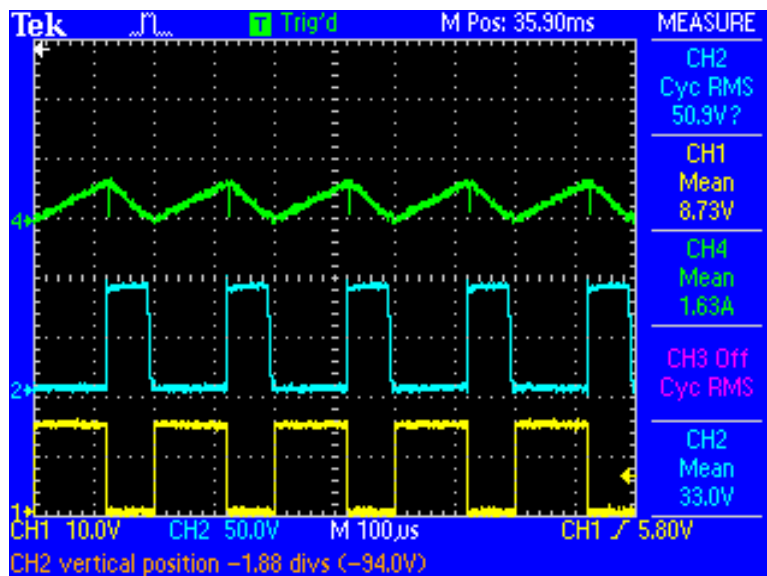
Στην συνέχεια ακολουθούν παλμογραφήματα για συχνότητα λειτουργίας 5kHz και φορτίο 110Ω ώστε να γίνει κατανοητή η διαφορά μεταξύ ασυνεχούς και συνεχούς αγωγής.



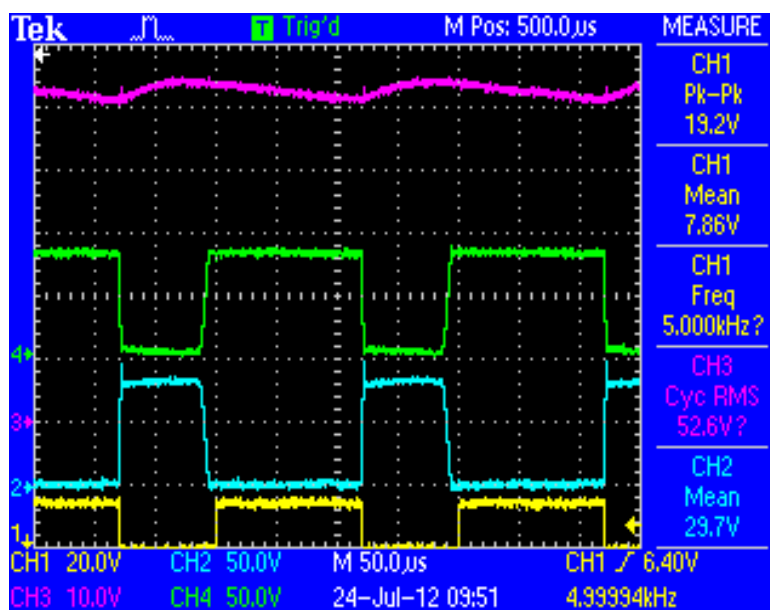
**Σχήμα 38 :** Ασυνεχής αγωγή (το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται για ένα χρονικό διάστημα):

Duty cycle 0,4 και τάση εισόδου 10V

πράσινο: ρεύμα πηνίου – μπλε: τάση C-E του IGBT

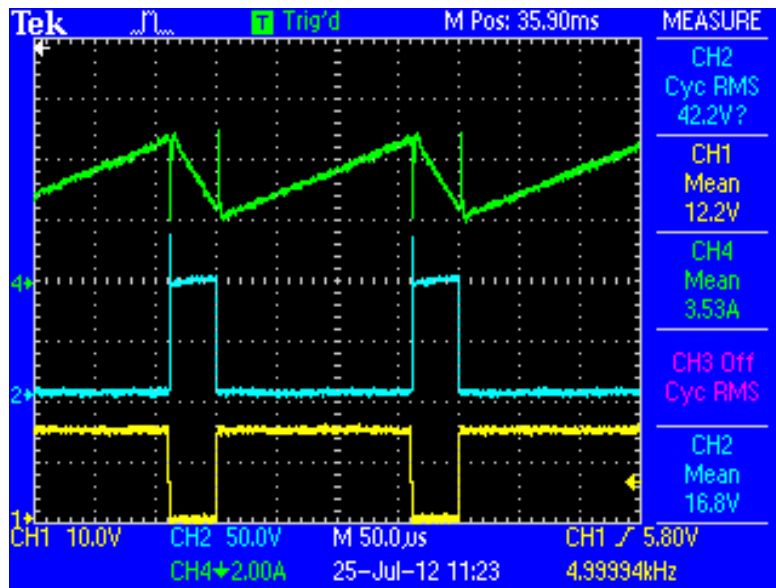


**Σχήμα 39α:** Οριακά συνεχής αγωγή (το ρεύμα του πηνίου ίσα που μηδενίζεται): Duty cycle 0,6 και τάση εισόδου 30V

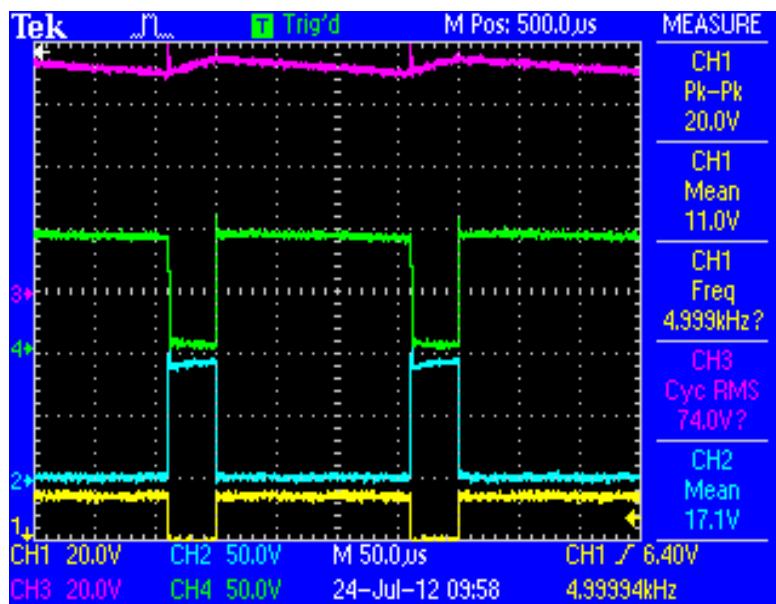


**Σχήμα 39β :** (για την παραπάνω περίπτωση - Duty cycle 0,6 και τάση εισόδου 30V)  
**μoβ** – τάση φορτίου (η κυμάτωση οφείλεται στην επιφόρτιση του πυκνωτή στην έξοδο) **πράσινο** – τάση στα άκρα της διόδου , **μπλε** – τάση στα άκρα του IGBT **κίτρινο** – παλμοί έναυσης στο IGBT

Στο σημείο αυτό πρέπει να τονιστεί ότι εφόσον το φορτίο είναι ωμικό το ρεύμα που το διαρρέει έχει ίδια μορφή με την τάση στα άκρα του (**μoβ**).

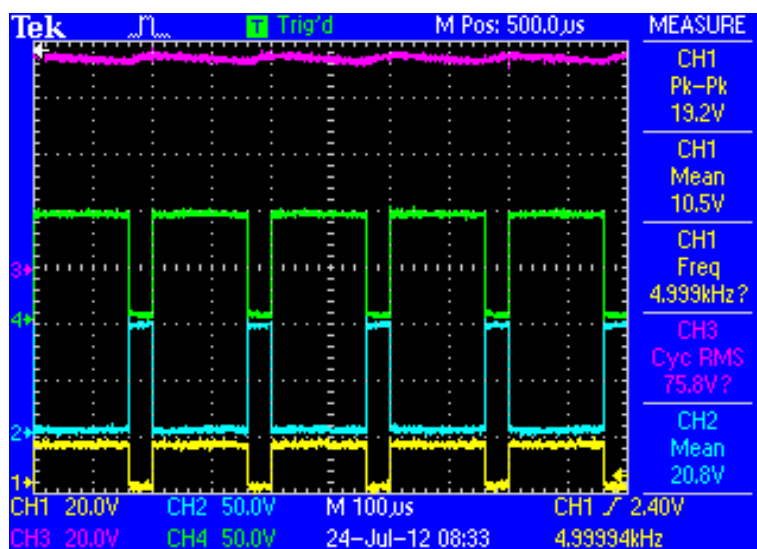


**Σχήμα 40α :** Συνεχής αγωγή (το ρεύμα του πηνίου δεν μηδενίζεται ποτέ) : Duty cycle 0,8 και τάση εισόδου 20V. Διακρίνονται οι υπερτάσεις πάνω στο IGBT (μπλε) κατά την σβέση που είναι περίπου 40V. Οι υπερτάσεις είναι αναγκαίο κακό και οφείλονται στις απότομες αλλαγές της έντασης του ρεύματος που διαρρέει το πηνίο. Μπορούν να μειωθούν με κατάλληλη επιλογή του snubber αλλά για να εξαλειφθούν χρειάζονται ενεργά snubber (active snubber) που ξεφεύγουν από τον σκοπό αυτής της πτυχιακής εργασίας.

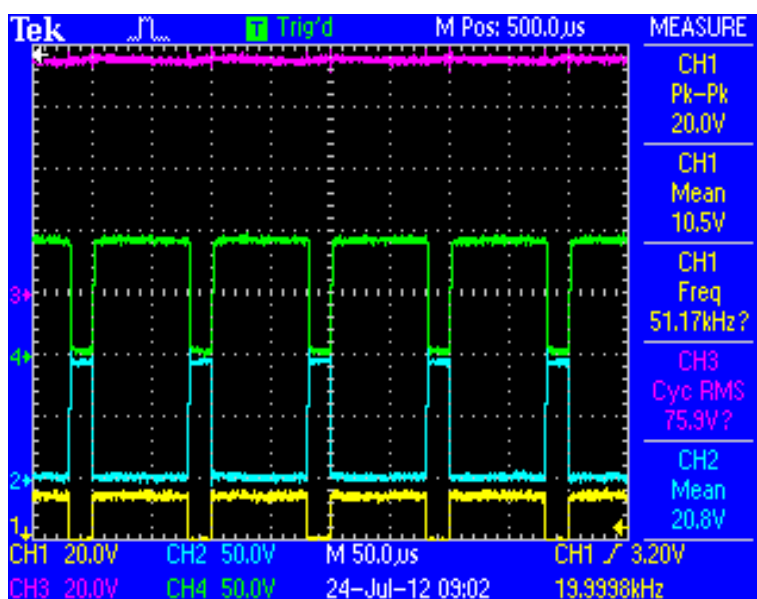


**Σχήμα 40β :** (για τη προηγούμενη περίπτωση: Duty cycle 0,8 και τάση εισόδου 20V)  
**μοβ** – τάση φορτίου, **πράσινο** – τάση στα άκρα της διόδου  
**μπλε** – τάση στα άκρα του IGBT, **κίτρινο** – παλμοί έναυσης στο IGBT

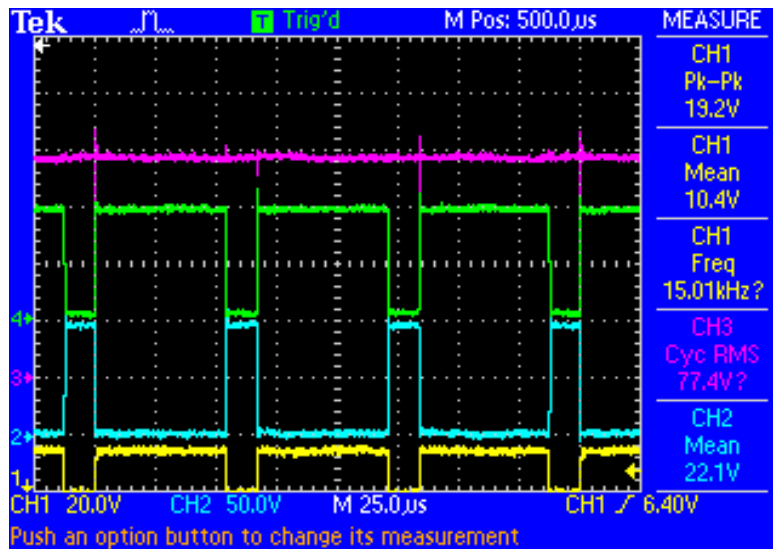
3.2.1.1 Λειτουργία μετατροπέα με Duty Cycle 0,8 , τάση εισόδου 20V, 220Ω φορτίο



Σχήμα 41α : Συχνότητα 5kHz : **μοβ** – τάση φορτίου, **πράσινο** – τάση στα άκρα της διόδου **μπλε** – τάση στα άκρα του IGBT, **κίτρινο** – παλμοί έναυσης στο IGBT

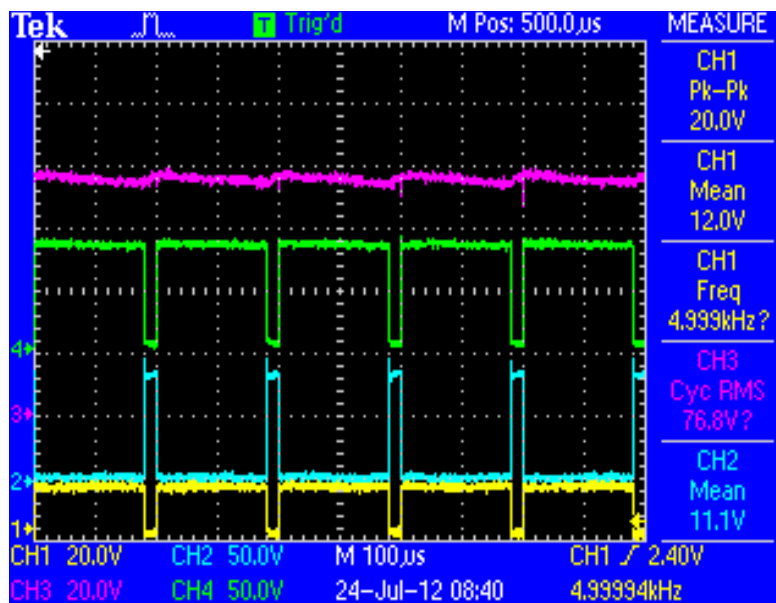


Σχήμα 41β : Συχνότητα 10kHz : Η τάση φορτίου παραμένει σταθερή εφόσον δεν αλλάξαμε το duty cycle ενώ λόγω της αύξησης της συχνότητας μειώθηκε η κυμάτωση της αφού πλέον ο πυκνωτής στην έξοδο εκφορτίζεται λιγότερο

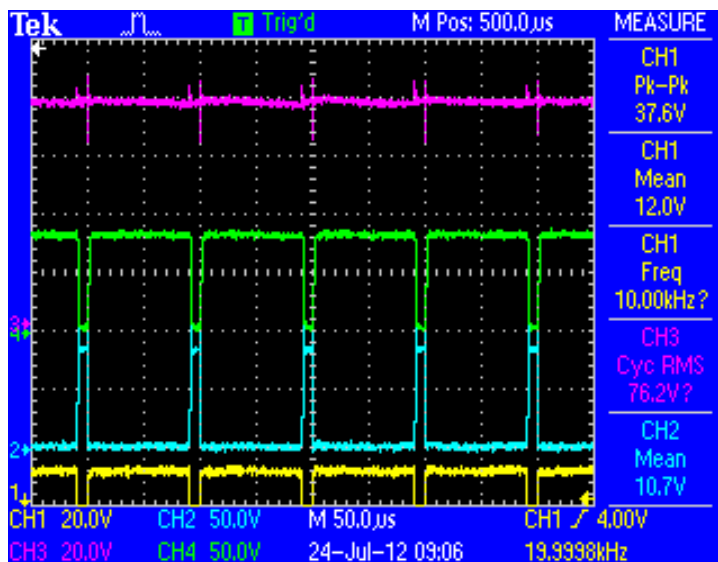


**Σχήμα 41γ :** Συχνότητα 15kHz : Η τάση φορτίου αυξήθηκε κατά 1,5V. Αυτό οφείλεται στην μείωση της κυμάτωσης αλλά είναι τόσο μικρή η διαφορά που πρακτικά είναι σταθερή. Επίσης με την αύξηση της συχνότητας μειώθηκε κι άλλο η κυμάτωση της τάσης φορτίου

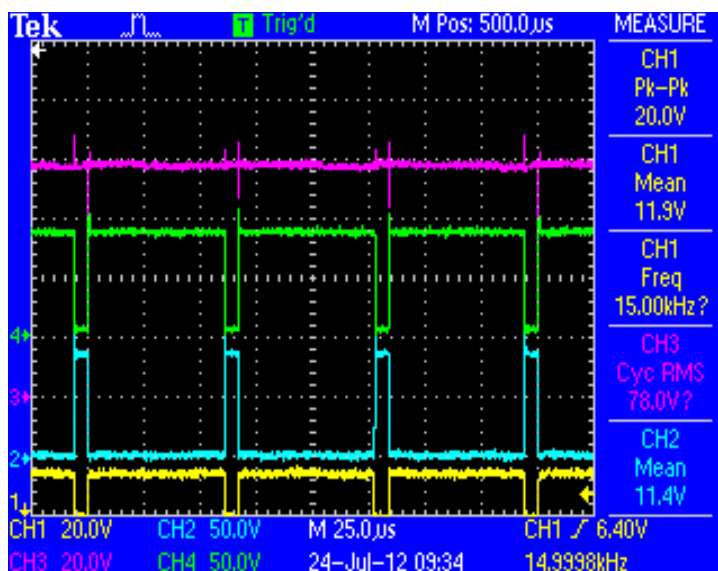
### 3.2.1.2 Λειτουργία μετατροπέα με Duty Cycle 0,9 , τάση εισόδου 10V , 220Ω φορτίο



**Σχήμα 42α :** Συχνότητα 5kHz : Βλέπουμε τις υπερτάσεις πάνω στο IGBT (μπλε) να είναι περίπου 20V όταν η τάση CE του IGBT στην αποκοπή είναι περίπου 80V. Το σύστημα έχει πολλά περιθώρια αν σκεφτούμε πως το IGBT 'δέχεται μέγιστη τάση 600V RMS δηλαδή περίπου 850V peak (ίσως και περισσότερο peak αφού οι κατασκευαστές προβλέπουν όρια ασφαλείας για υπερτάσεις αλλά η τιμή αυτή δεν δίνεται στο datasheet του IGBT). Τέλος με τάση εισόδου 10V έχουμε τάση εξόδου περ. 77V δηλαδή ανύψωση 7,7 φορές!

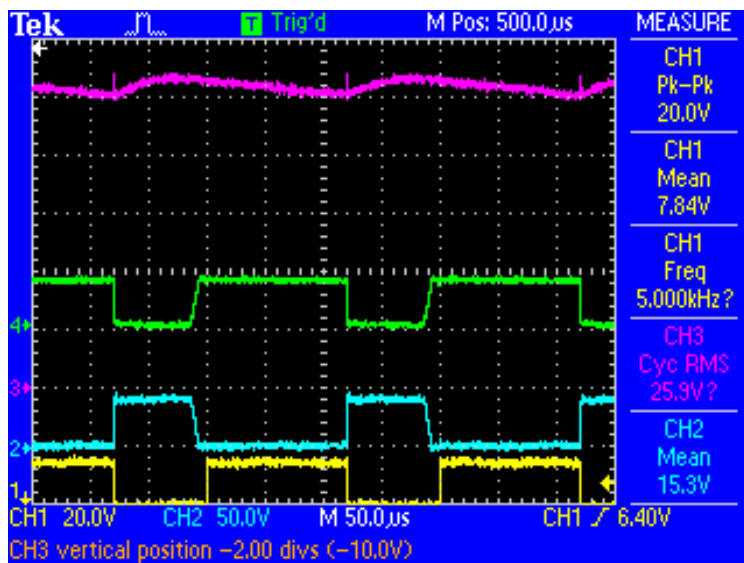


*Σχήμα 42β : Συχνότητα 10kHz*

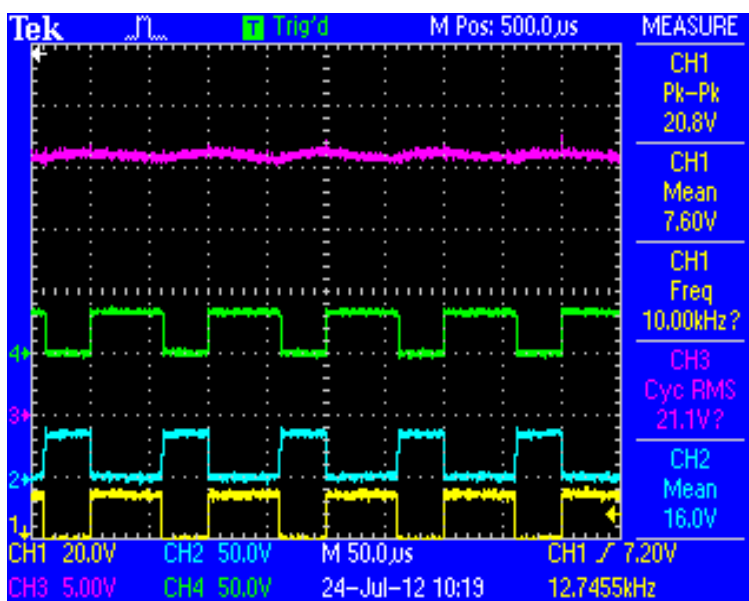


*Σχήμα 42γ : Συχνότητα 15kHz :* Στην περίπτωση αυτή αλλά και στην προηγούμενη βλέπουμε κάποιες υπερτάσεις όχι μεγαλύτερες από 20V να εμφανίζονται στην τάση του φορτίου κατά την έναυση του IGBT. Αυτό δεν είναι τίποτα άλλο παρά οι υπερτάσεις λόγω του πηνίου που εμφανίζονται στο IGBT και περνούν στην τάση του φορτίου. Οι υπερτάσεις εξαρτώνται από την συχνότητα λειτουργίας καθώς με την αύξηση αυτής αυξάνονται και οι υπερτάσεις (όχι ανάλογα). Αυτό συμβαίνει γιατί οι μεταβολές στο ρεύμα που διαρρέει το πηνίο είναι πιο βίαιες.

3.2.1.3 Λειτουργία μετατροπέα με Duty Cycle 0,6 , τάση εισόδου 15V , 110Ω φορτίο

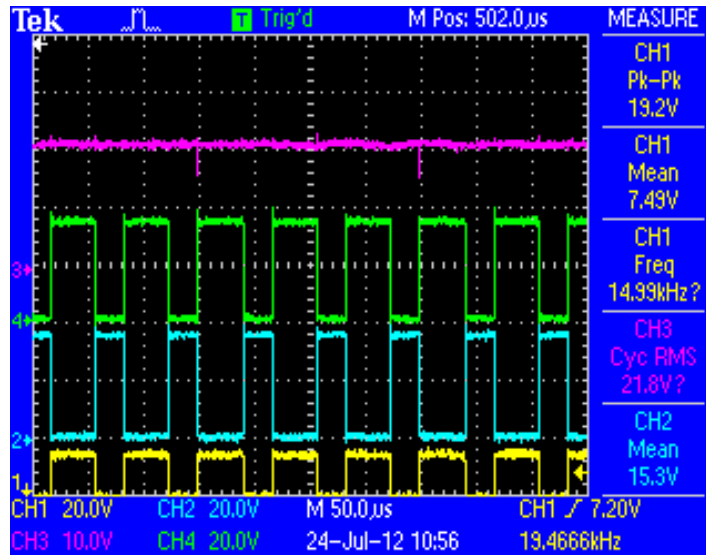


Σχήμα 43α : Συχνότητα 5 kHz : Δεν έχουν εμφανιστεί ακόμα υπερτάσεις καθώς ο συνδυασμός συχνότητας και έντασης ρεύματος πηνίου είναι τέτοιος ώστε η μεταβολή του ρεύματος του πηνίου di/dt να είναι μικρή.

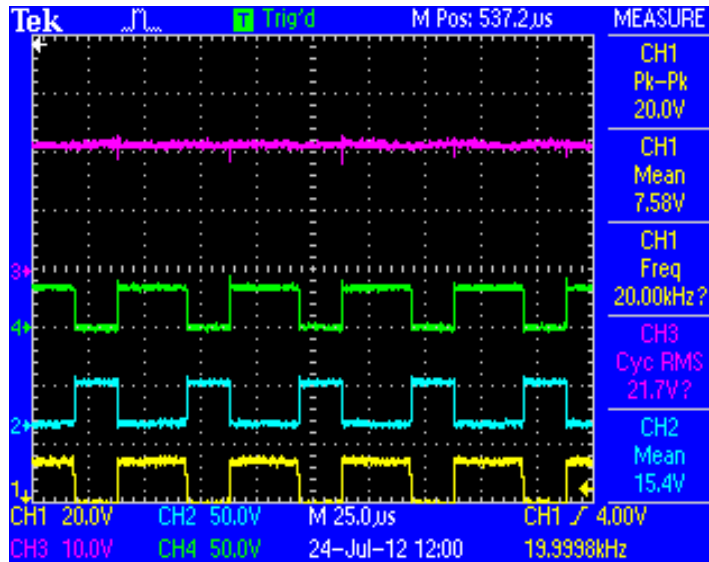


Σχήμα 43β : Συχνότητα 10 kHz





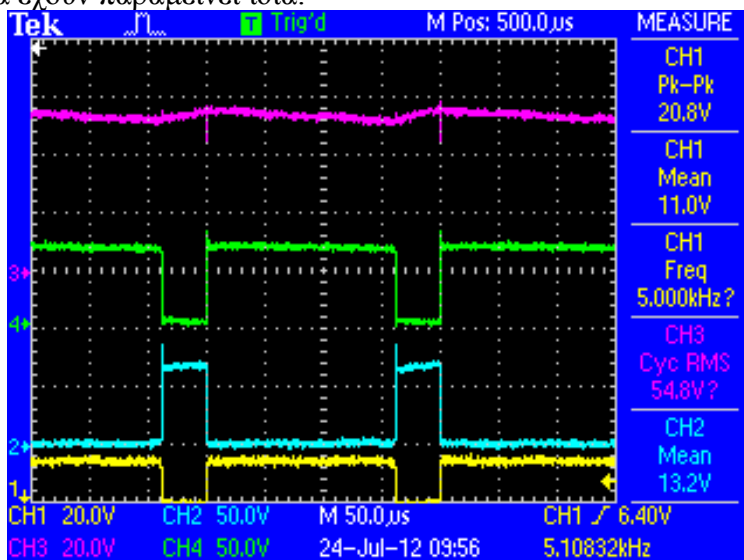
Σχήμα 43γ : Συχνότητα 15 kHz : Μόλις που έχουν αρχίσει να φαίνονται κάποιες υπερτάσεις



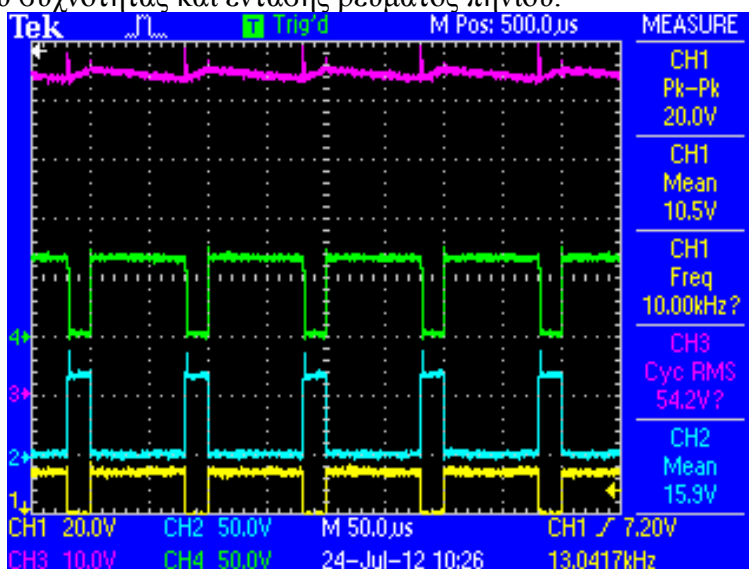
Σχήμα 43δ : Συχνότητα 20 kHz : Οι υπερτάσεις έχουν αυξηθεί αλλά ακόμα κι έτσι είναι πολύ μικρές. Δεν φαίνεται ξεκάθαρα η αύξηση αυτή γιατί σε αυτή τη μέτρηση έχει αυξηθεί το Volt/div από τα 20V/div στα 50V/div. Πριν οι υπερτάσεις ήταν περ. 4V ενώ τώρα είναι λίγο κάτω από 10V. Αμελητέες δηλαδή. Από την άλλη πλευρά η τάση του φορτίου έχει σταθεροποιηθεί

### 3.2.1.4 Λειτουργία μετατροπέα με Duty Cycle 0,8 , τάση εισόδου 15V, 110Ω φορτίο

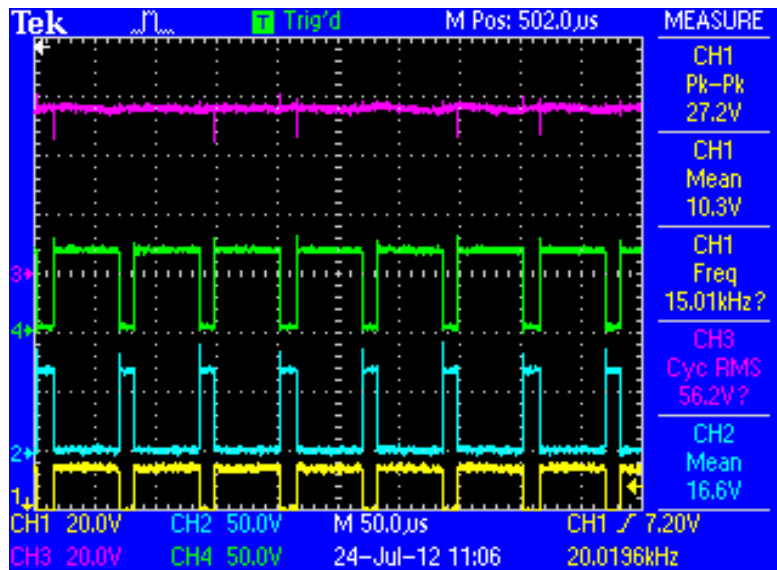
Αυτό που άλλαξε τώρα σε σχέση με τις προηγούμενες μετρήσεις είναι μόνο το duty cycle. Αυτό σημαίνει ότι για ίδια τάση εισόδου θα έχουμε μεγαλύτερη τάση εξόδου από πριν άρα και μεγαλύτερο ρεύμα (μέχρι εκεί που μας επιτρέπει κατ' αντιστοιχία το ρεύμα εισόδου) αφού τα υπόλοιπα έχουν παραμείνει ίδια.



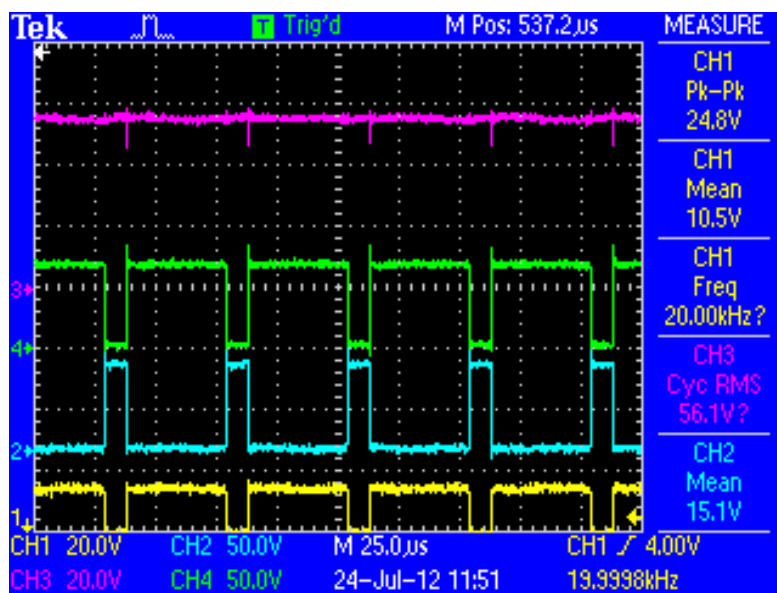
**Σχήμα 44α :** Συχνότητα 5 kHz : Σε σύγκριση με το **Σχήμα 43α** όπου δεν είχε καθόλου υπερτάσεις, εδώ παρότι είμαστε στην ίδια συχνότητα εμφανίζονται υπερτάσεις στα στοιχεία. Αυτό συμβαίνει γιατί τώρα μπορεί να έχουμε ίδια συχνότητα με το **Σχήμα 43α** αλλά το πηνίο διαρρέεται από ρεύμα μεγαλύτερης έντασης και η μεταβολή  $di/dt$  είναι πολύ μεγαλύτερη. Τώρα ίσως γίνεται καλύτερα κατανοητό αυτό που αναφέρεται στα σχόλια του **Σχήματος 43α** περί συνδυασμού συχνότητας και έντασης ρεύματος πηνίου.



**Σχήμα 44β :** Συχνότητα 10 kHz : Οι υπερτάσεις είναι περίπου όσο και στην προηγούμενη μέτρηση



**Σχήμα 44γ :** Συχνότητα 15 kHz : Αν παρατηρήσουμε προσεκτικά αυτό και τα δύο προηγούμενα σχήματα θα διαπιστώσουμε ότι οι υπερτάσεις στο IGBT (μπλε) παραμένουν σταθερές ενώ αυξάνονται οι υπερτάσεις στη δίοδο (πράσινο). Αυτό μας λέει ότι τα παθητικά κυκλώματα snubber όπως τα RC που χρησιμοποιούμε δεν είναι ικανά να προσφέρουν την απαιτούμενη προστασία σε όλο το εύρος λειτουργίας των μετατροπέων αλλά μόνο σε ένα κομμάτι αυτού. Αυτό είναι ένα σοβαρό τους μειονέκτημα. Αλλά το σοβαρότερο ίσως μειονέκτημά τους είναι η κατανάλωση ενέργειας.



**Σχήμα 44δ :** Συχνότητα 20 kHz : Οι υπερτάσεις στη δίοδο έχουν αυξηθεί κι άλλο με αυτές του IGBT να παραμένουν σταθερές. Η τάση του φορτίου έχει σχεδόν εξομαλυνθεί πλήρως.

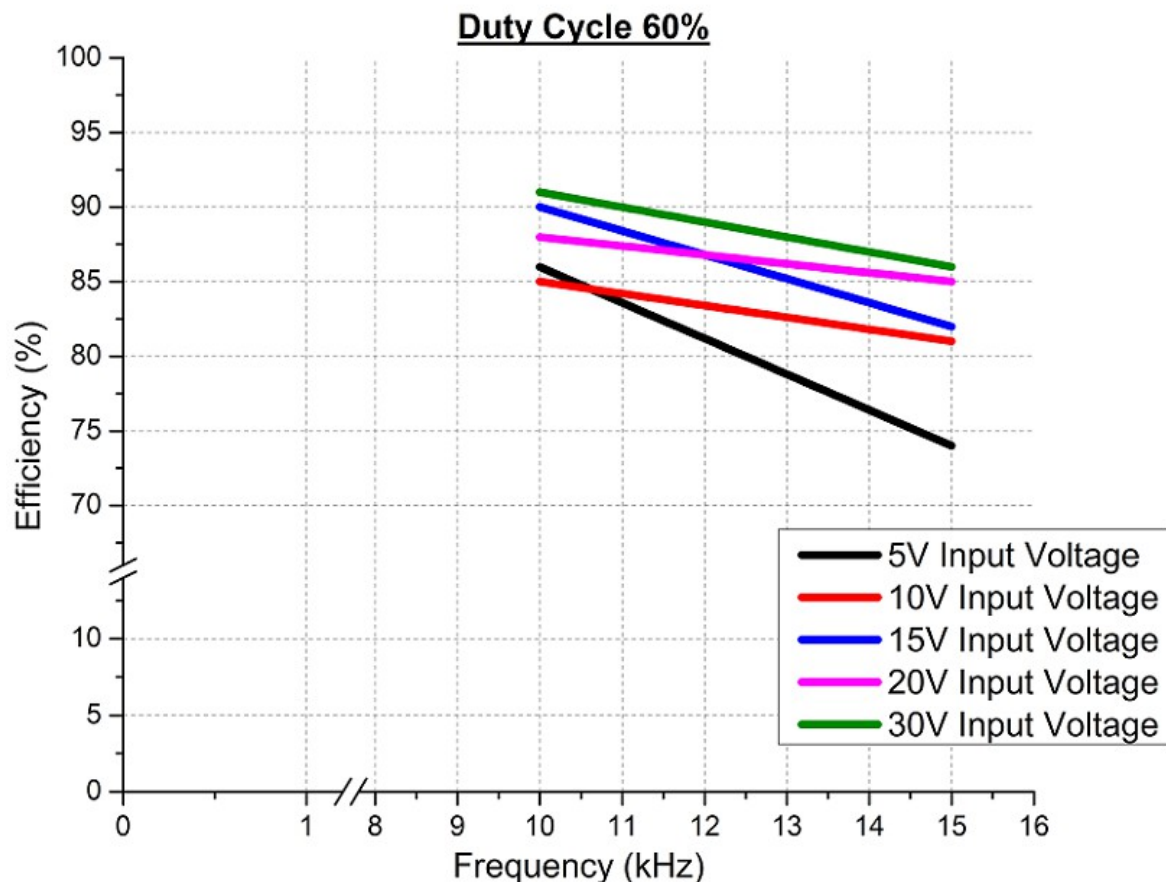
Στους *πίνακες 1 έως 7* έχουν χρωματιστεί με γαλάζιο χρώμα οι μετρήσεις όπου ο βαθμός απόδοσης ήταν από 90% και πάνω. Στους Πίνακες 1 και 6 με κόκκινο χρώμα έχουν χρωματιστεί οι μετρήσεις με τον μεγαλύτερο βαθμό απόδοσης που πετύχαμε στις δοκιμές και έχουν επισημανθεί δύο μετρήσεις γιατί οι αντίστοιχοι βαθμοί απόδοσης ήταν περίπου ίσοι και δεν μπορούμε να ξεχωρίσουμε κάποιον σαν μεγαλύτερο αφού υπαισέρχονται διάφορα σφάλματα.

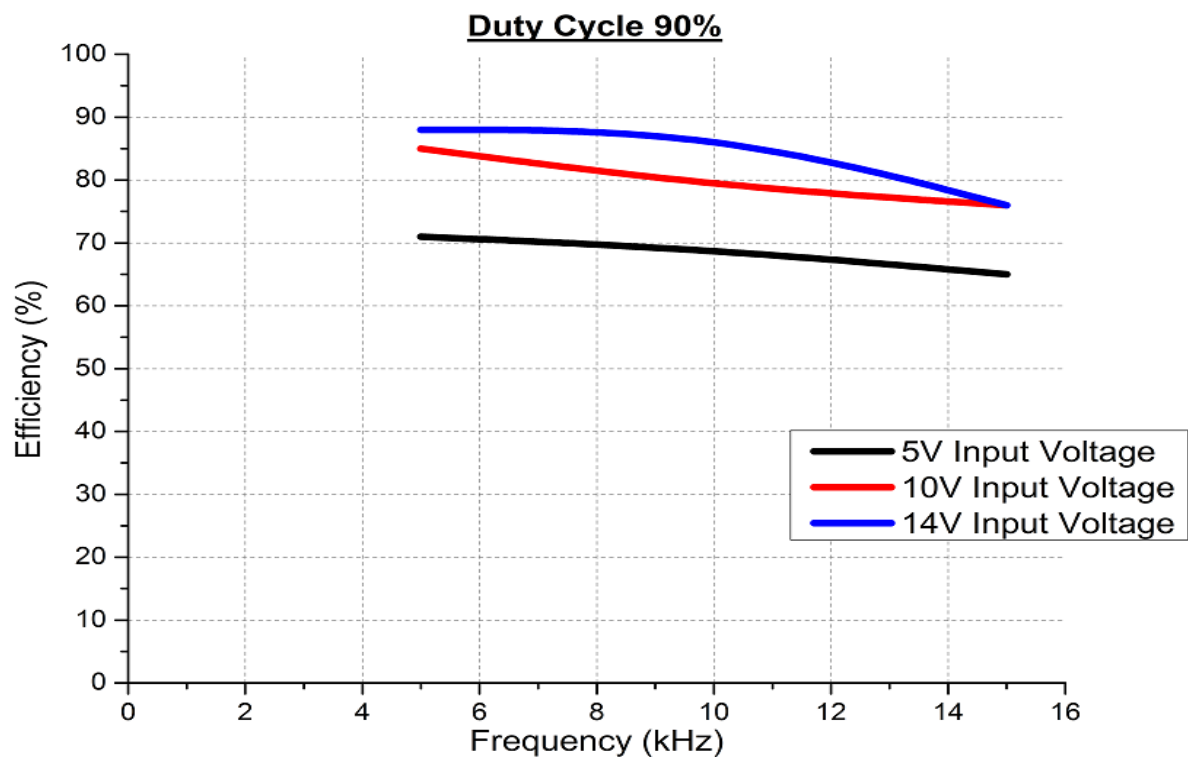
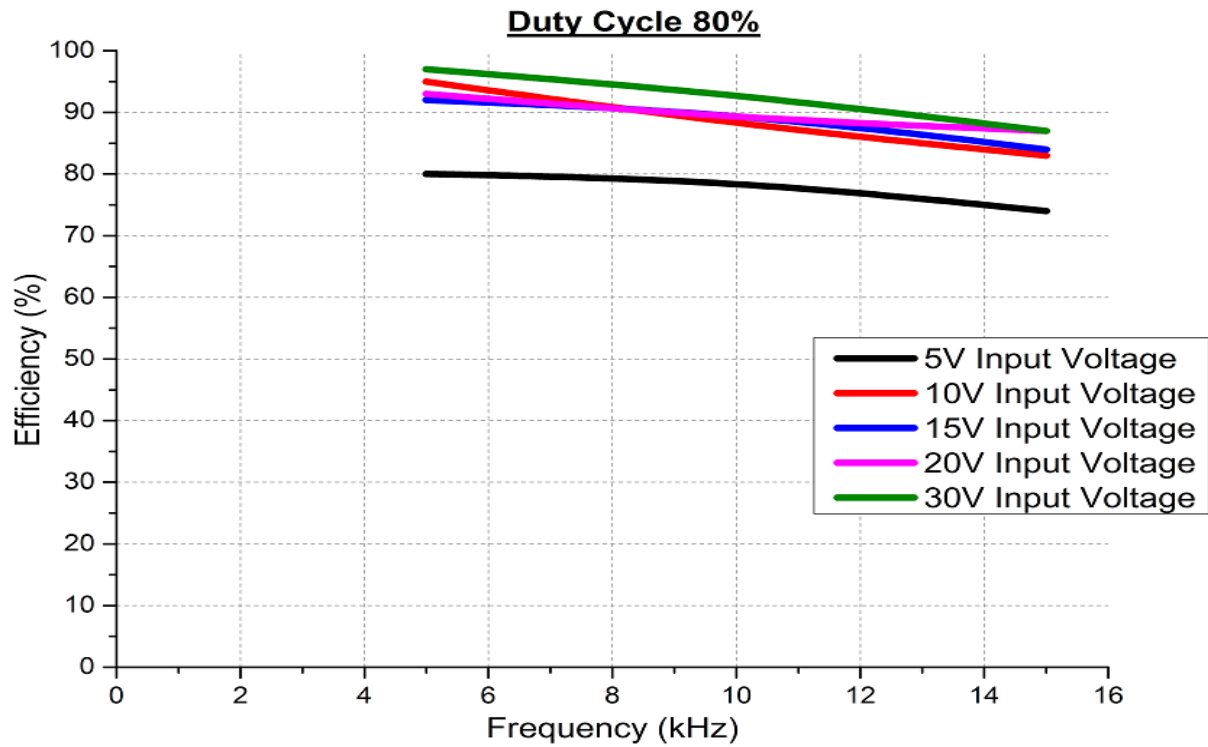
Ο βαθμός απόδοσης είναι ίσως το πιο σημαντικό κριτήριο για την επιλογή ενός μετατροπέα ή μιας μηχανής, μιας συσκευής γενικότερα, μετά βέβαια από τα απαραίτητα κριτήρια για την λειτουργία της όπως ονομαστική τάση ρεύμα, ισχύ κτλ. αφού μέσω του βαθμού απόδοσης μπορούμε να συγκρίνουμε διαφορετικά μηχανήματα ίδιων χαρακτηριστικών για την εφαρμογή που προορίζονται ώστε να προβούμε στην καλύτερη επιλογή. Επίσης, από τον βαθμό απόδοσης μπορεί να προκύψει ένα χοντρικό συμπέρασμα για την ποιότητα κατασκευής του μετατροπέα αλλά και την ποιότητα των υλικών που τον απαρτίζουν.

Στη συνέχεια ακολουθούν γραφήματα στα οποία φαίνεται πως επηρεάζεται ο βαθμός απόδοσης από την μεταβολή διαφόρων μεγεθών.

### 3.2.2 Χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας

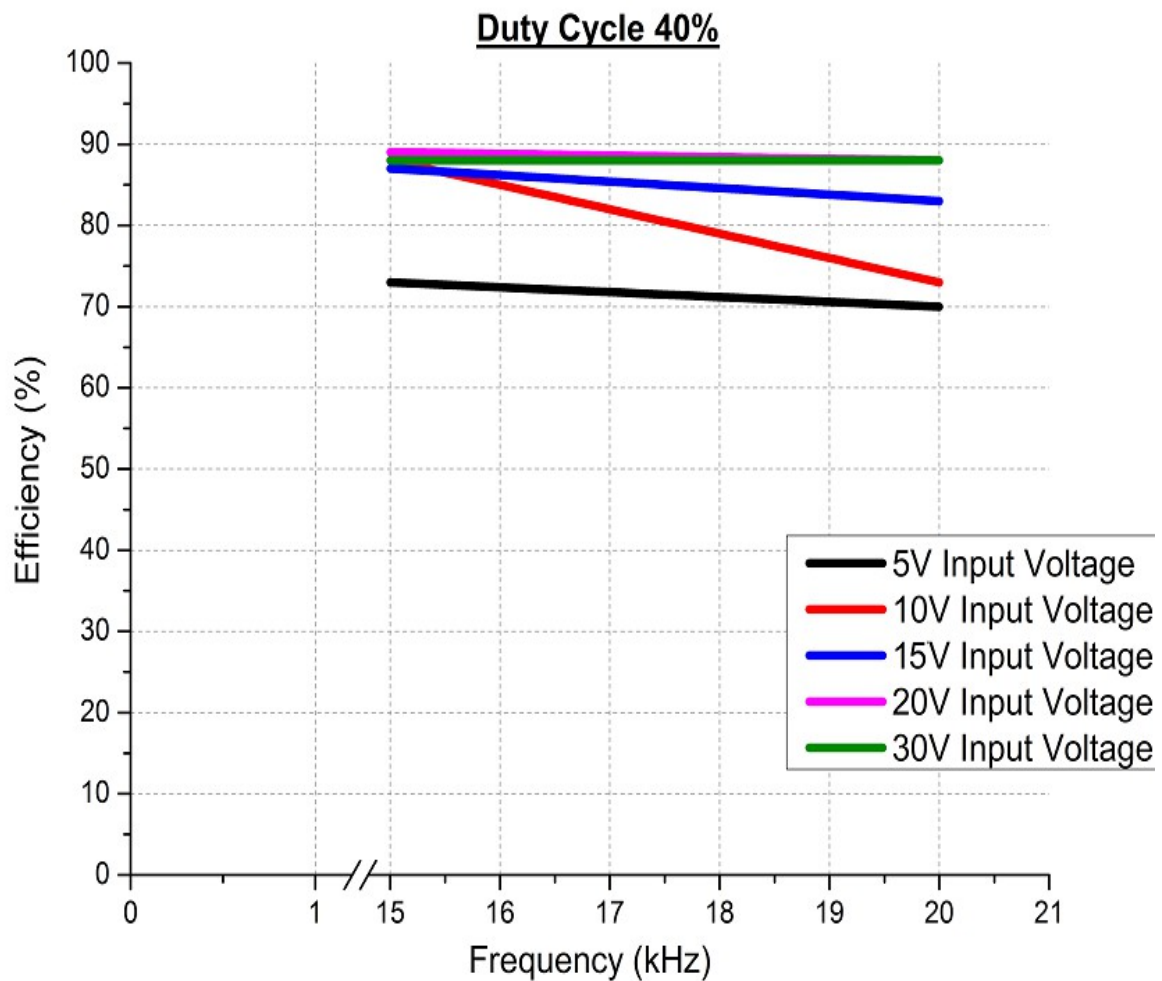
#### 3.2.2.1 Απόδοση = $f$ (Διακοπτικής συχνότητας) με παράμετρο την τάση εισόδου, 220Ω φορτίο





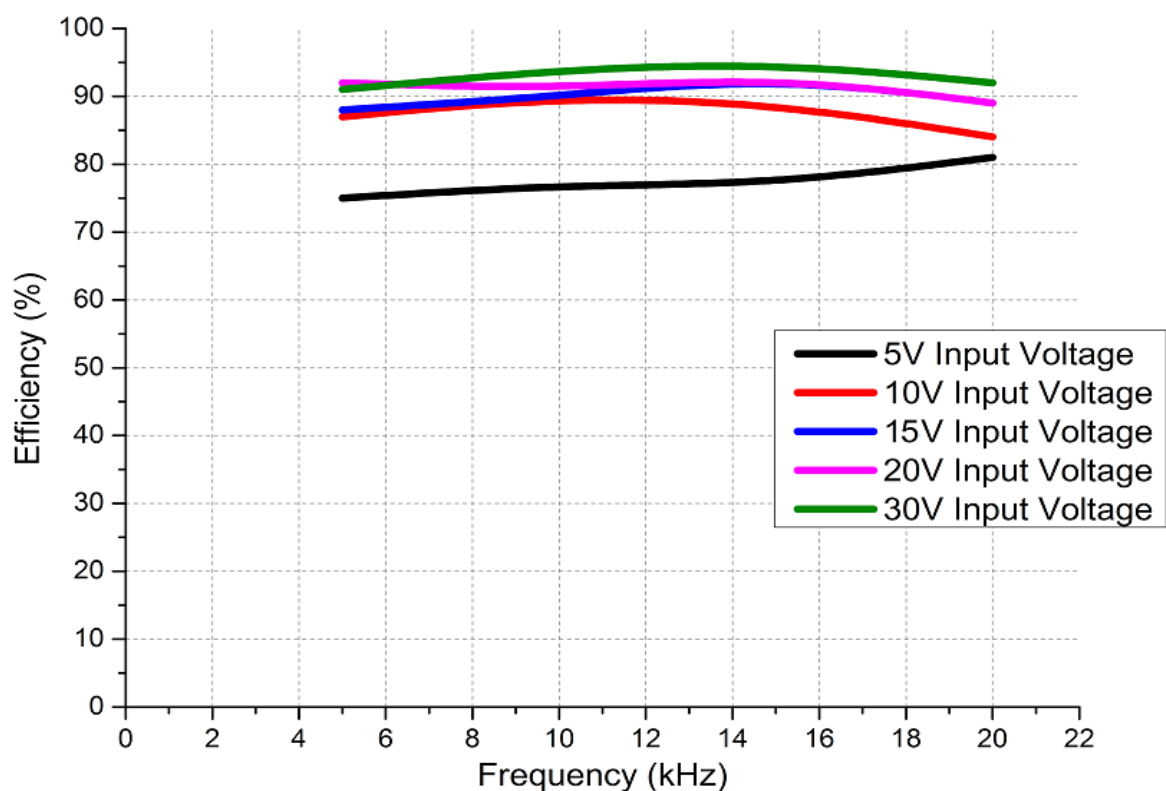
Από τα προηγούμενα γραφήματα για φορτίο  $220\Omega$  συμπεραίνουμε πως η απόδοση του μετατροπέα μειώνεται περίπου γραμμικά καθώς αυξάνεται η διακοπτική συχνότητα των στοιχείων. Αυτό ήταν αναμενόμενο καθώς με την αύξηση της διακοπτικής συχνότητας αυξάνονται και οι διακοπτικές απώλειες των στοιχείων. Παρατηρούμε επίσης πως σε γενικές γραμμές η μεγαλύτερη απόδοση επιτυγχάνεται για μεγαλύτερες τάσεις εισόδου

3.2.2.2 Απόδοση =  $f$  (Διακοπτικής συχνότητας) με παράμετρο την τάση εισόδου, 110Ω φορτίο

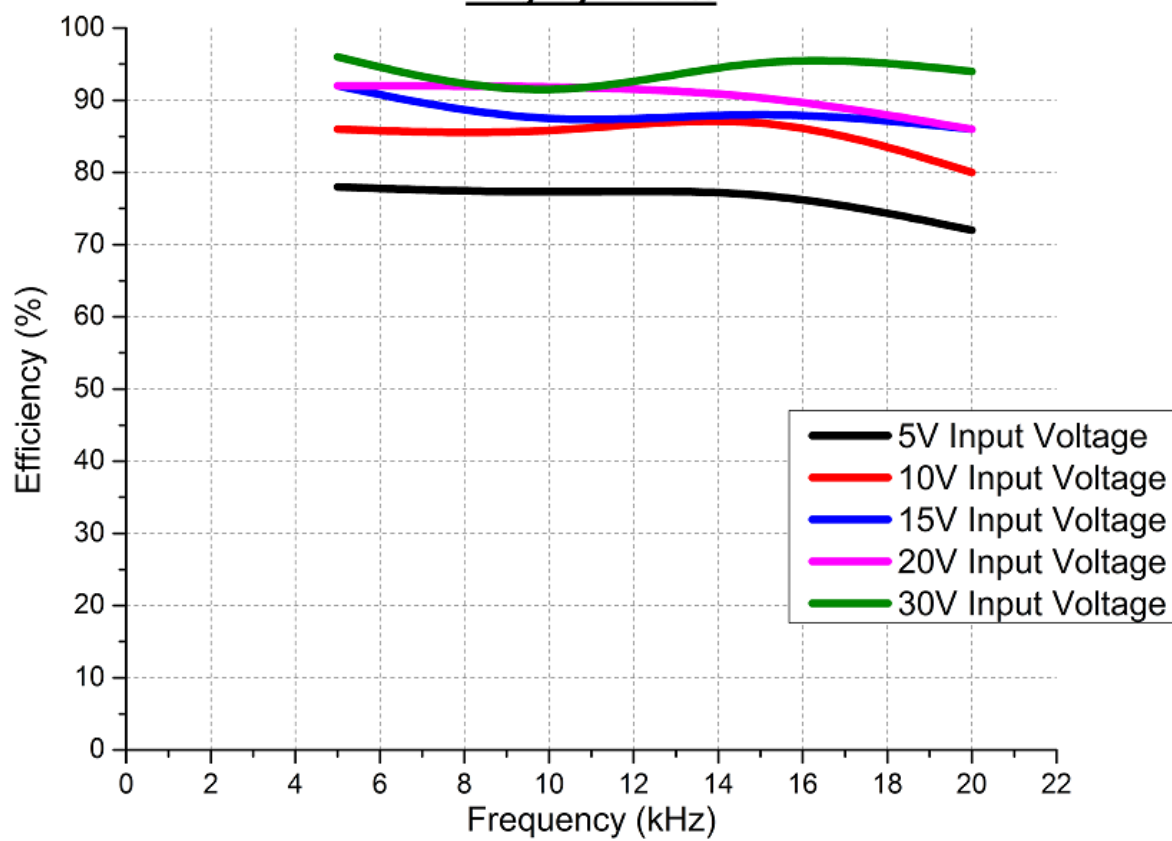


\* Αυτό το διάγραμμα δεν θα έπρεπε να ληφθεί υπ' όψιν στα συμπεράσματα καθώς οι μετρήσεις πάρθηκαν μόνο για δύο τιμές συχνότητας (15kHz & 20kHz) αφού στα 10kHz & 5kHz ο μετατροπέας λειτουργούσε στην ασυνεχή αγωγή και υπήρχαν τα προβλήματα που αναφέρονται όπως στο **σχήμα 38** \*

### Duty Cycle 60%

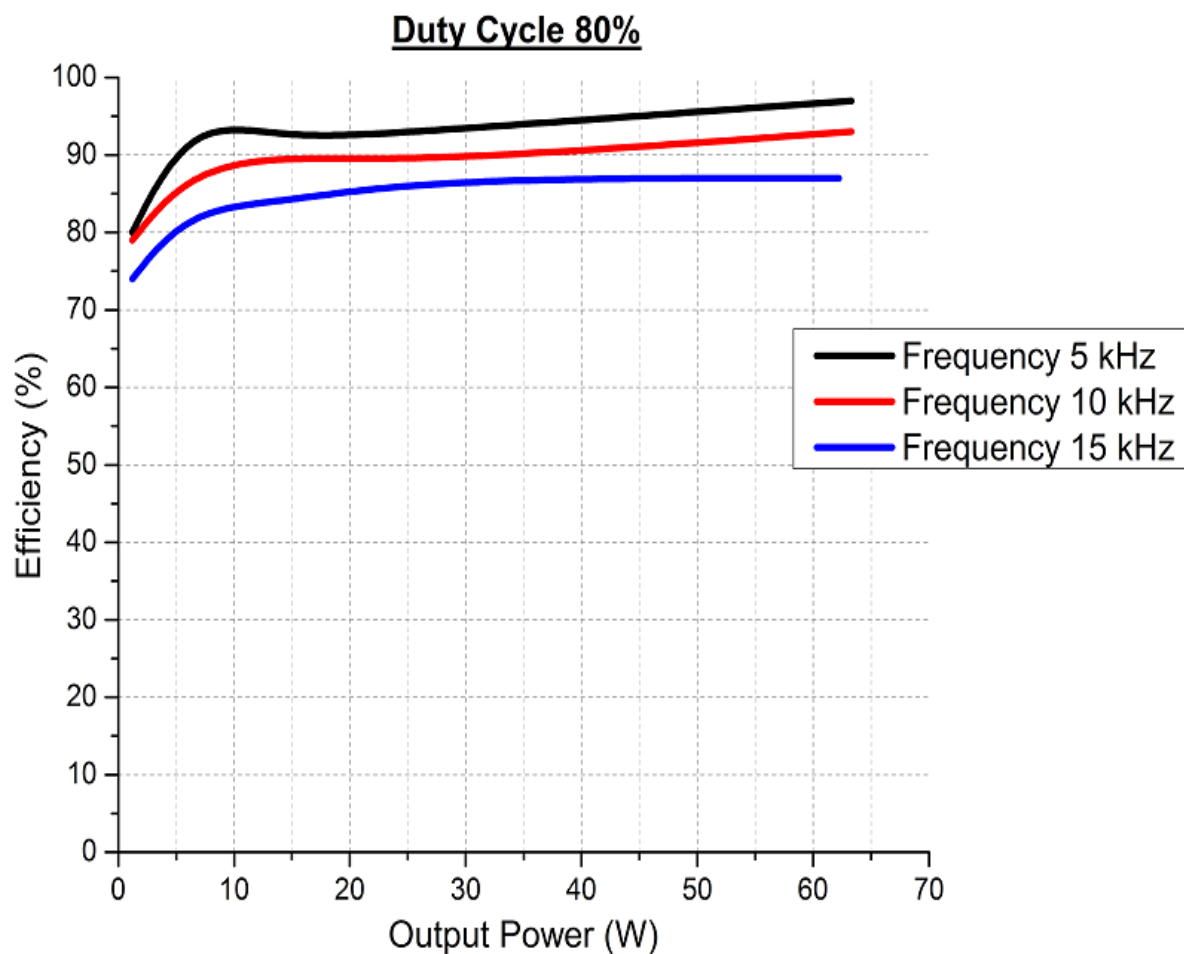


### Duty Cycle 80%

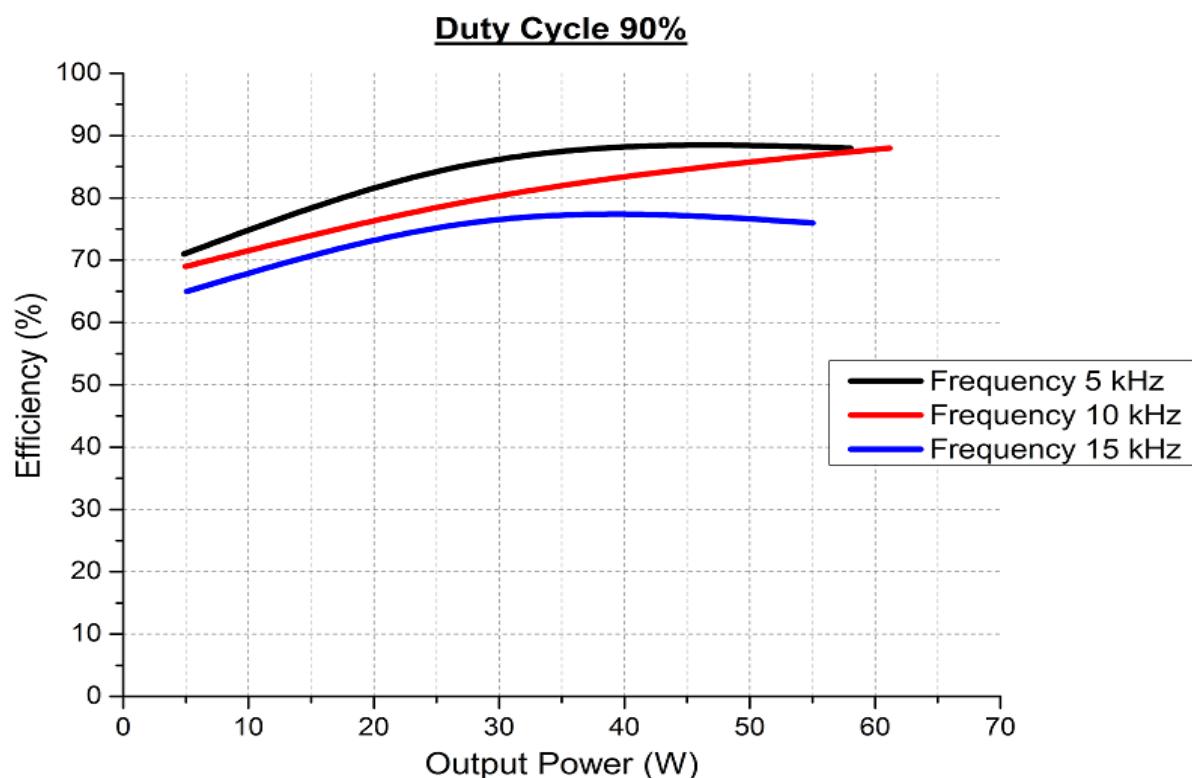


Σε σύγκριση με το φορτίο των 220Ω όπου η απόδοση μεταβαλλόταν μέχρι και 10% με τη μεταβολή της συχνότητας, στο φορτίο των 110Ω η απόδοση μεταβάλλεται μεν αλλά σε μικρότερο εύρος, περίπου 5-6%. Από αυτό συμπεραίνουμε πως με την αύξηση του φορτίου αυξάνεται η απόδοση του μετατροπέα όπως άλλωστε συμβαίνει γενικά και στις περισσότερες μηχανές. Αυτό το φαινόμενο φαίνεται καλύτερα στα επόμενα γραφήματα.

### 3.2.2.3 Απόδοση = $f$ (Ισχύς εξόδου) με παράμετρο τη διακοπτική συχνότητα, 220Ω φορτίο





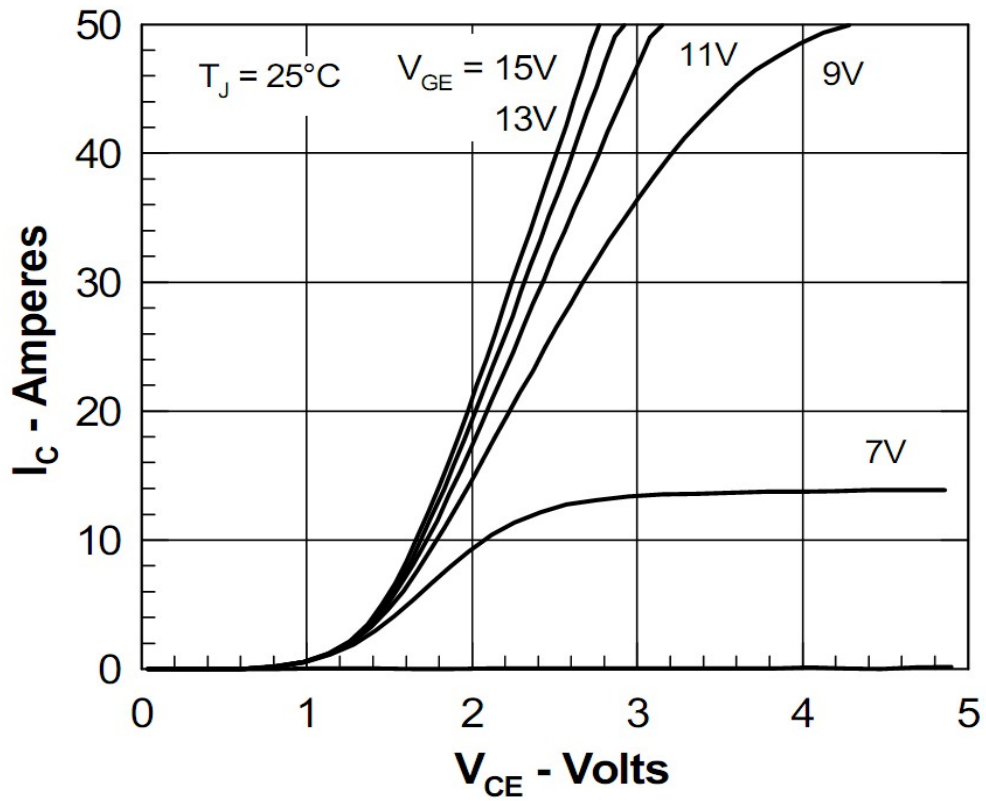


Από τα παραπάνω γραφήματα γίνεται ξεκάθαρο πως για δεδομένη ισχύ ο βαθμός απόδοσης μειώνεται με την αύξηση της συχνότητας και αυτό λόγω της αύξησης των διακοπτικών απωλειών. Βέβαια, όπως είναι γνωστό, η ισχύς είναι το γινόμενο της τάσης επί την ένταση οπότε για μια δεδομένη τιμή ισχύος μπορεί να έχουμε μεγάλη τάση και μικρό ρεύμα ή μικρή τάση και μεγάλο ρεύμα ή οποιονδήποτε συνδυασμό που δίνει το ίδιο αποτέλεσμα.

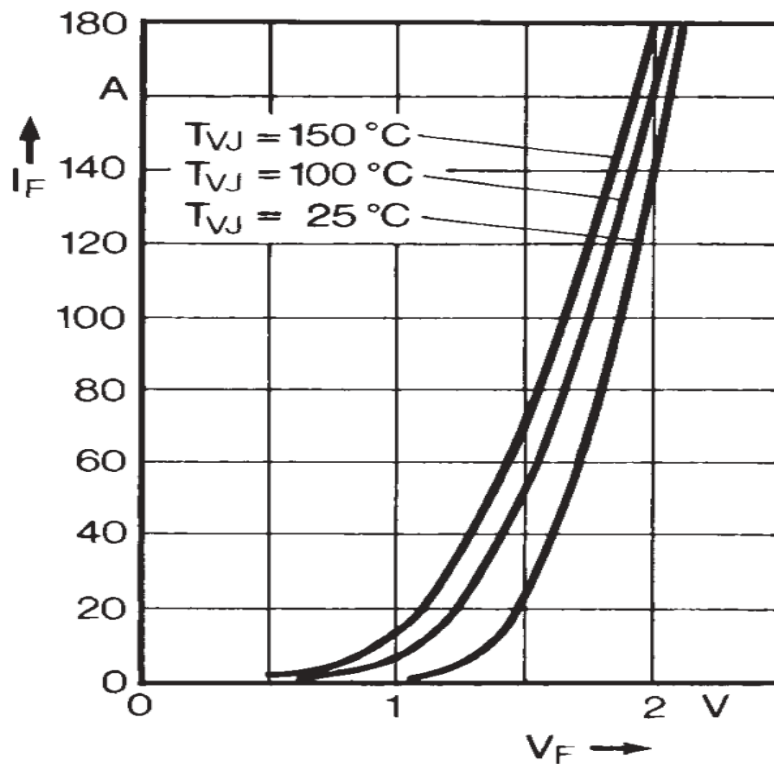
Όταν το Duty Cycle αυξάνεται όπως εδώ π.χ. Από 80% σε 90% αυτό σημαίνει ότι έχουμε μεγαλύτερη τάση στην έξοδο άρα μικρότερο ρεύμα για δεδομένη ισχύ. Προκειμένου να συμβεί αυτό πρέπει να μεγαλώσει το ρεύμα στην είσοδο ώστε να διατηρηθεί (ιδανικά) σταθερή η ισχύς.

Σε αυτό το σημείο όμως δικαίως θα αναρωτιόταν κάποιος για το τι συμβαίνει με τις απώλειες από τη στιγμή που το ρεύμα εξόδου μικραίνει και το ρεύμα εισόδου μεγαλώνει. Η εξήγηση σε αυτό περιγράφεται επιγραμματικά παρακάτω. Το κύκλωμα εισόδου περιλαμβάνει το IGBT ενώ το κύκλωμα εξόδου περιλαμβάνει τη διόδο. Συγκρίνοντας την πτώση τάσης στο IGBT όταν αυτό είναι σε αγωγή με την αντίστοιχη της διόδου για ίση ένταση ρεύματος, χρησιμοποιώντας τα αντίστοιχα διαγράμματα που δίνει ο κατασκευαστής, προκύπτει πως η πτώση τάσης στο IGBT είναι μεγαλύτερη από αυτή της διόδου (έως και διπλάσια) για συγκεκριμένη ένταση ρεύματος. Άρα το IGBT είναι αυτό που επηρεάζει περισσότερο τις απώλειες του μετατροπέα κι αφού όσο μεγαλώνει το Duty Cycle θα μεγαλώνει το ρεύμα που διαρρέει το IGBT, θα μεγαλώνουν και οι απώλειές του.

Οι καμπύλες που δείχνουν τις πτώσεις τάσης στα στοιχεία φαίνονται στα σχήματα της επόμενης σελίδας.



Σχήμα 45α : Χαρακτηριστική καμπύλη τάσης-ρεύματος του IGBT

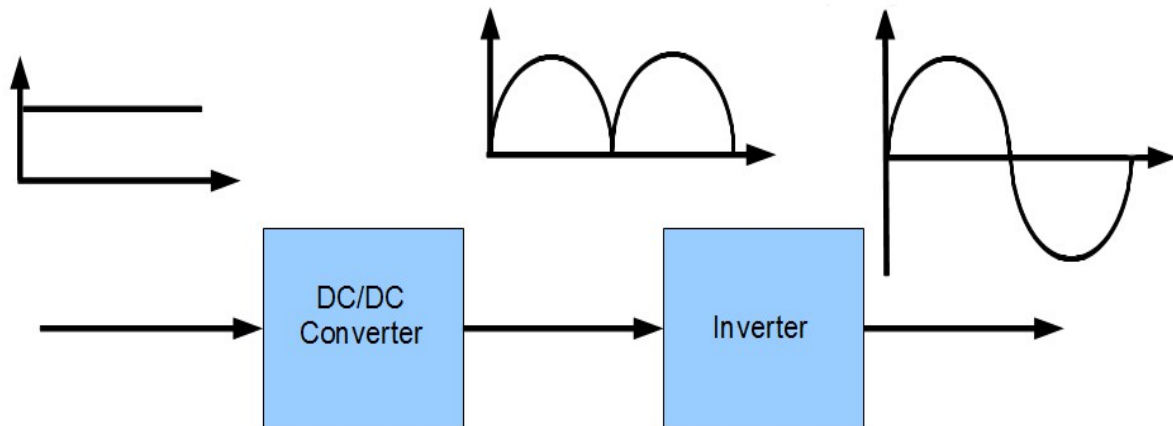


Σχήμα 45β : Χαρακτηριστική καμπύλη τάσης ρεύματος της διόδου

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4ο

### ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗ ΚΑΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΜΕ ΥΨΗΛΟ ΑΡΜΟΝΙΚΟ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΟ

Η συνδυασμένη λειτουργία του buck/boost και του inverter όπως φαίνεται στο *σχήμα 45* είναι το κύριο θέμα αυτής της πτυχιακής εργασίας.



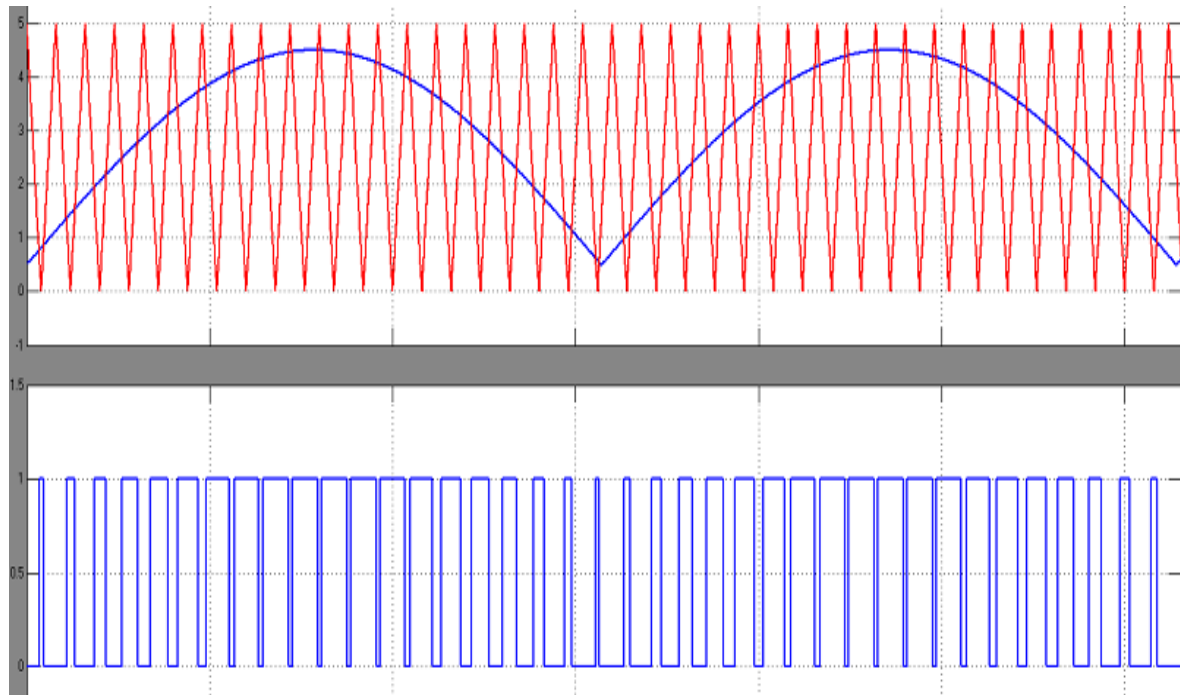
*Σχήμα 46* : Η συνδυασμένη λειτουργία του buck/boost μετατροπέα με τον inverter.

Πριν όμως παρουσιαστούν οι μετρήσεις και τα παλμογραφήματα από τη λειτουργία του μετατροπέα θα ήταν λογικό να παρουσιαστεί πρώτα η παλμοδότηση των δύο μετατροπέων και η υλοποίησή της στον DSP.

#### 4.1 Παλμοδότηση μετατροπέων

##### 4.1.1 Παλμοδότηση μετατροπέα DC Buck/Boost

Η παλμοδότηση RSPWM του buck/boost είναι αυτή που εικονίζεται στο *σχήμα 46* και δημιουργείται από την σύγκριση ενός ανορθωμένου ημιτόνου με έναν τριγωνικό παλμό πολύ υψηλότερης συχνότητας από το ανορθωμένο ημίτονο μέσω ενός συγκριτή (στην περίπτωση που το σχεδιάζουμε με software). Η συχνότητα του τριγωνικού παλμού είναι στην ουσία η διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα. Κάθε χρονική στιγμή που η τιμή του ανορθωμένου ημιτόνου είναι μεγαλύτερη από του τριγωνικού παλμού ο συγκριτής στην έξοδό του δίνει υψηλό δυναμικό (High) ενώ όταν είναι μικρότερη από του τριγωνικού παλμού ο συγκριτής στην έξοδό του δίνει χαμηλό δυναμικό (Low). Έτσι έχουμε σαν αποτέλεσμα την κάτω μπλε κυματομορφή του *σχήματος 46*.

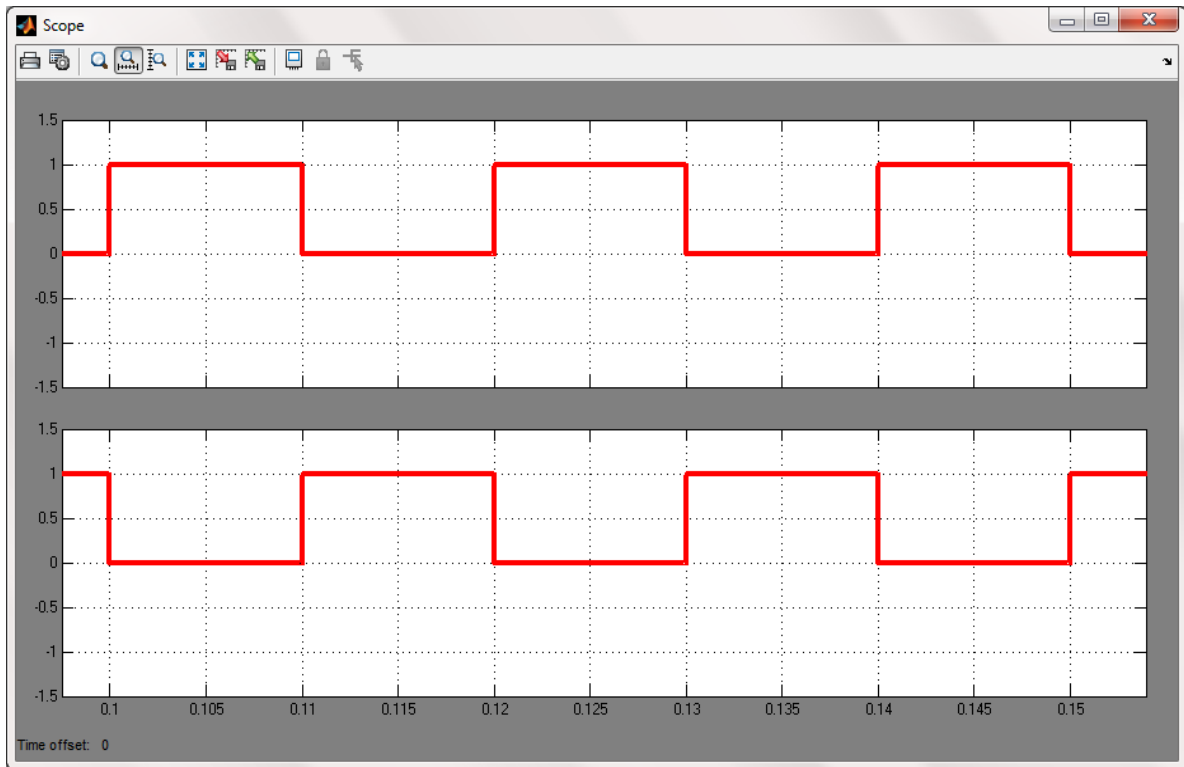


*Σχήμα 47* : Δημιουργία της παλμοδότησης του Buck/Boost μετατροπέα

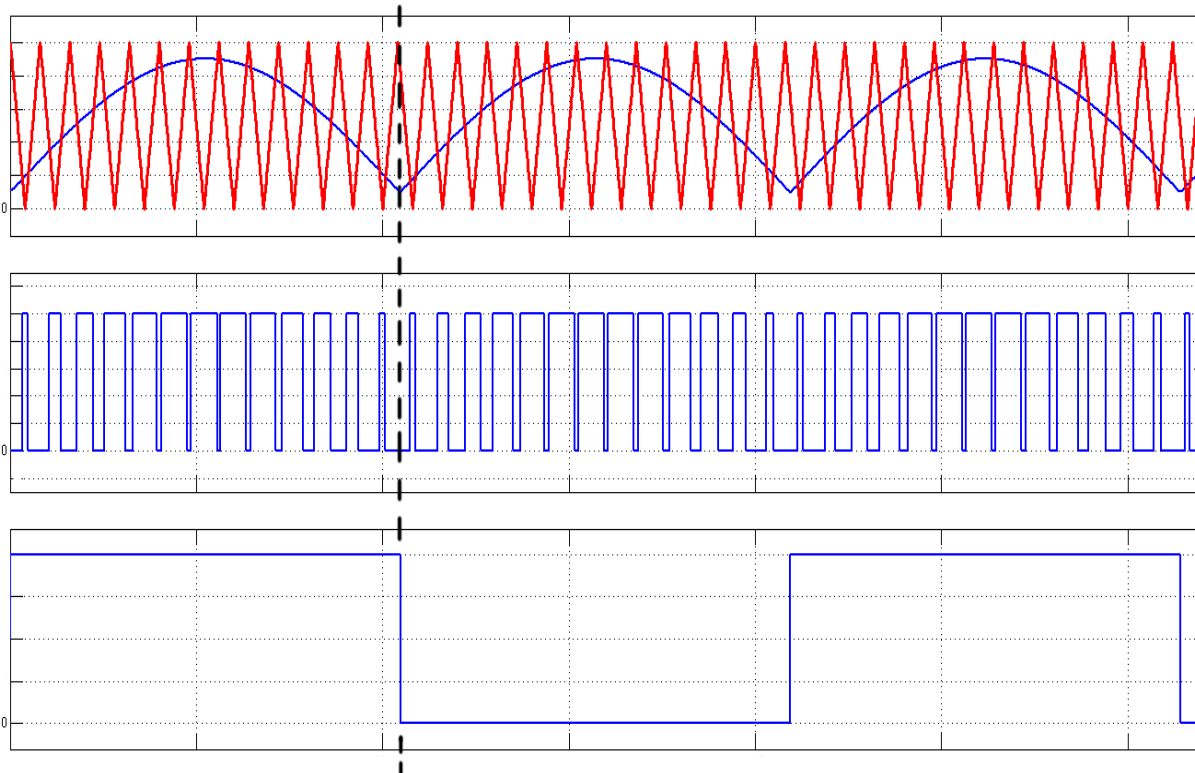
#### 4.1.2 Παλμοδότηση inverter

Η παλμοδότηση του inverter είναι πολύ *εύκολη* αλλά και πολύ *δύσκολη* ταυτοχρόνως! *Εύκολη* γιατί στην ουσία είναι ένα ζεύγος τετραγωνικών παλμών στην συχνότητα που θέλουμε να έχει η τάση εξόδου (στην περίπτωσή μας 50Hz) και Duty Cycle 50%. Οι τετραγωνικοί παλμοί είναι δύο γιατί έχουμε δύο ομάδες IGBT να ελέγξουμε που η κάθε μία είναι ON όταν η άλλη είναι OFF. Δηλαδή οι δύο τετραγωνικοί παλμοί έχουν διαφορά φάσης 180 μοίρες όπως φαίνεται στο *σχήμα 48*.

*Δύσκολη* γιατί πρέπει να συγχρονιστεί με την RSPWM του buck/boost. Αυτό αν υλοποιηθεί με hardware τρόπο είναι πιο περίπλοκο και χρονοβόρο στην υλοποίηση και ίσως όχι απολύτως αξιόπιστο απ' ότι με τον DSP. Ο συγχρονισμός που πρέπει να επιτευχθεί φαίνεται στο *σχήμα 49*.



*Σχήμα 48* : Παλμοδότηση inverter.

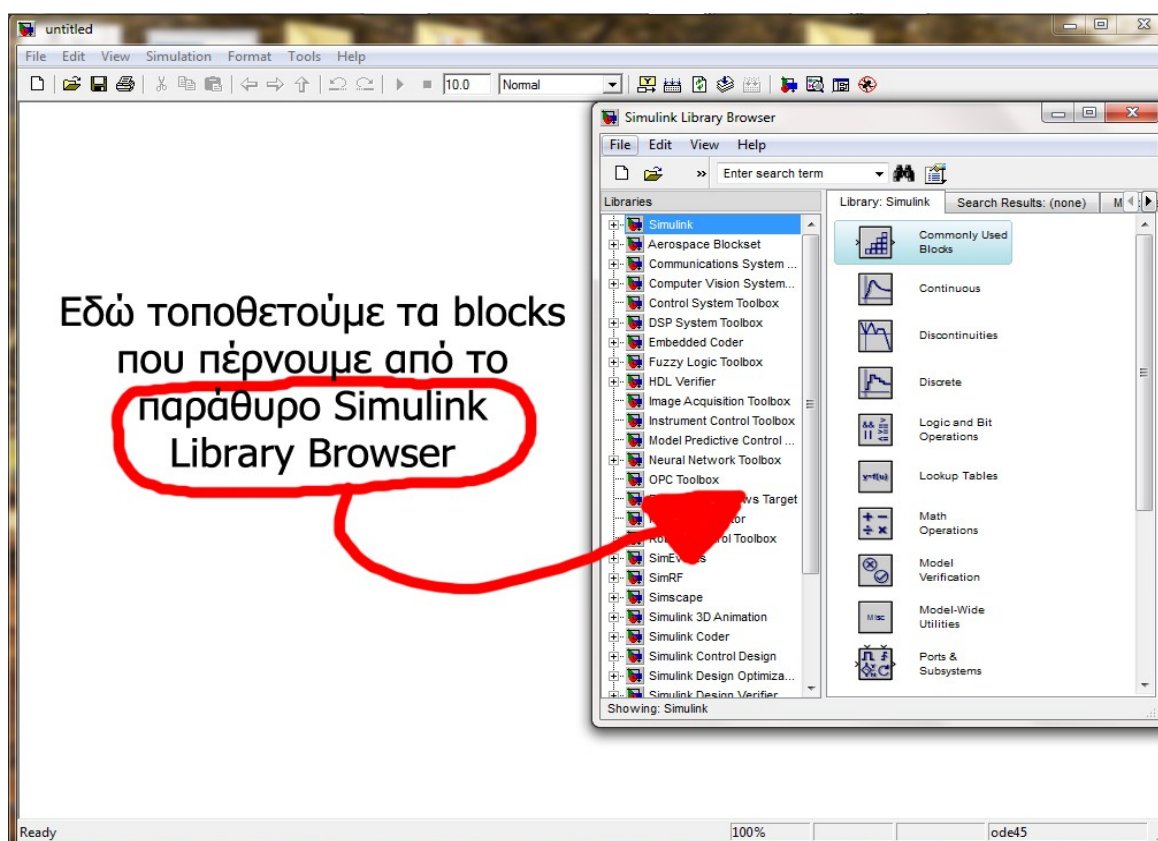


*Σχήμα 49* : Παλμοδότηση buck/boost, παλμοδότηση inverter και ο συγχρονισμός τους

### 4.1.3 Υλοποίηση παλμοδότησης των μετατροπέων στο SIMULINK® και στον DSP

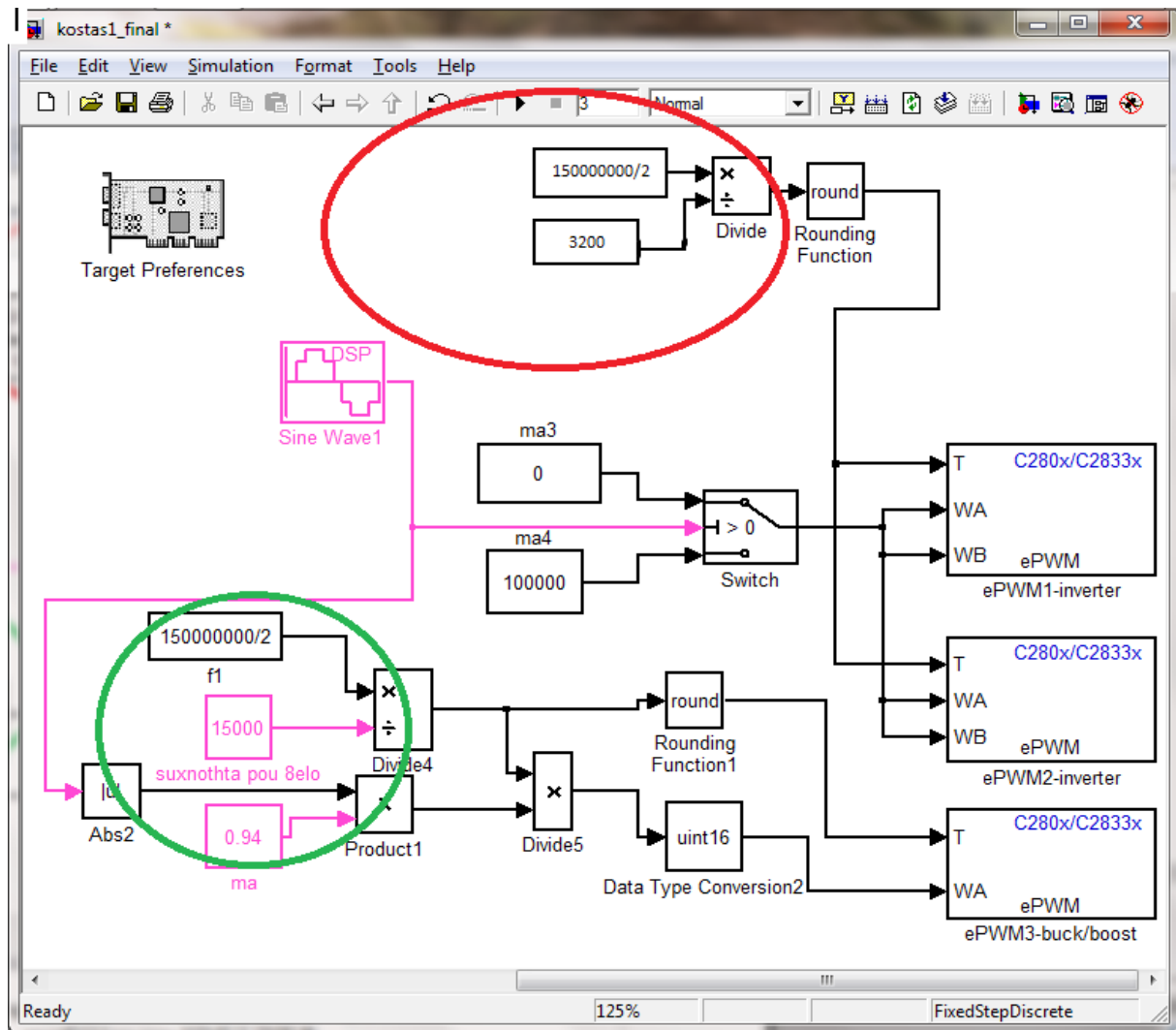
Για την υλοποίηση της παλμοδότησης των μετατροπέων, αντί της χρήσης αναλογικών ηλεκτρονικών που είναι χρονοβόρο στην κατασκευή αλλά και δύσκολο στην ρύθμιση και στις αλλαγές, χρησιμοποιήθηκε ο DSP F28335 της Texas Instruments ο οποίος προϋπήρχε στο εργαστήριο. Επίσης ο προγραμματισμός του DSP έγινε με το λογισμικό SIMULINK® που περιλαμβάνεται στην εμπορική σουίτα εφαρμογών MATLAB® καθώς μέσω αυτής της εφαρμογής ο προγραμματισμός υλοποιείται με block διαγράμματα που το καθένα επιτελεί μια ή περισσότερες λειτουργίες.

Στο **σχήμα 50** φαίνεται η κεντρική οθόνη και οι βιβλιοθήκες του SIMULINK® .



**Σχήμα 50 :** Ο χώρος εργασίας του SIMULINK® και το παράθυρο με τις βιβλιοθήκες.

Το SIMULINK® μας δίνει τη δυνατότητα μέσω έτοιμων κουτιών (blocks) να επιτελέσουμε σύνθετες εργασίες στον DSP που κανονικά σε Assembly ή σε C θα έπαιρναν εκατοντάδες γραμμές κώδικα, και μάλιστα με περισσότερη ακρίβεια, πιο γρήγορα στην υλοποίηση και με πολύ εύκολη και γρήγορη παραμετροποίηση. Το κάθε block έχει μέσα του πολλές ρυθμίσεις για να πετύχουμε το αποτέλεσμα που χρειαζόμαστε. Συχνά δε είναι παραπάνω από αρκετές όταν θέλουμε να κάνουμε έναν απλό έλεγχο – προγραμματισμό. Στο **σχήμα 51** που ακολουθεί παρουσιάζεται το πλήρες πρόγραμμα που επιτελεί τη παλμοδότηση του buck/boost και του inverter



**Σχήμα 51 :** Το πρόγραμμα που εκτελεί ο DSP όπως φαίνεται στο περιβάλλον του SIMULINK®

Βέβαια για αν λειτουργήσει σωστά το πρόγραμμα πρέπει να γίνουν κάποιες επιμέρους ρυθμίσεις σε μερικά από τα block. Το υπόλοιπο κύκλωμα δεν θα αναλυθεί καθώς ξεφεύγει από τους στόχους της παρούσας εργασίας. Όποιος θέλει να εμβαθύνει υπάρχει πλούσια βιβλιογραφία στο MATLAB®/SIMULINK® αλλά και η βοήθεια (help) του προγράμματος όπου εξηγείται η λειτουργία κάθε block ξεχωριστά.

#### 4.1.3.1 ePWM1-inverter & ePWM2-inverter blocks

Τα blocks αυτά δημιουργούν εσωτερικά ένα τρίγωνο και δέχονται εξωτερικά το σήμα (στην περίπτωσή μας ένα ημίτονο) που τελικά θα διαμορφωθεί σε PWM. Το διαμορφωμένο PWM σήμα εμφανίζεται σε κάποιο από τα pins του DSP. Το σήμα χρονισμού που καθορίζει την περίοδο του τριγώνου μπορεί να τεθεί εσωτερικά με τιμή ή να το δέχεται εξωτερικά από τον ακροδέκτη T. Αυτή η μέθοδος με τον ακροδέκτη T είναι πιο εύκολη στις αλλαγές καθώς έχεις συνδεδεμένα όλα τα blocks και αλλάζεις την τιμή του T από ένα κεντρικό σημείο.

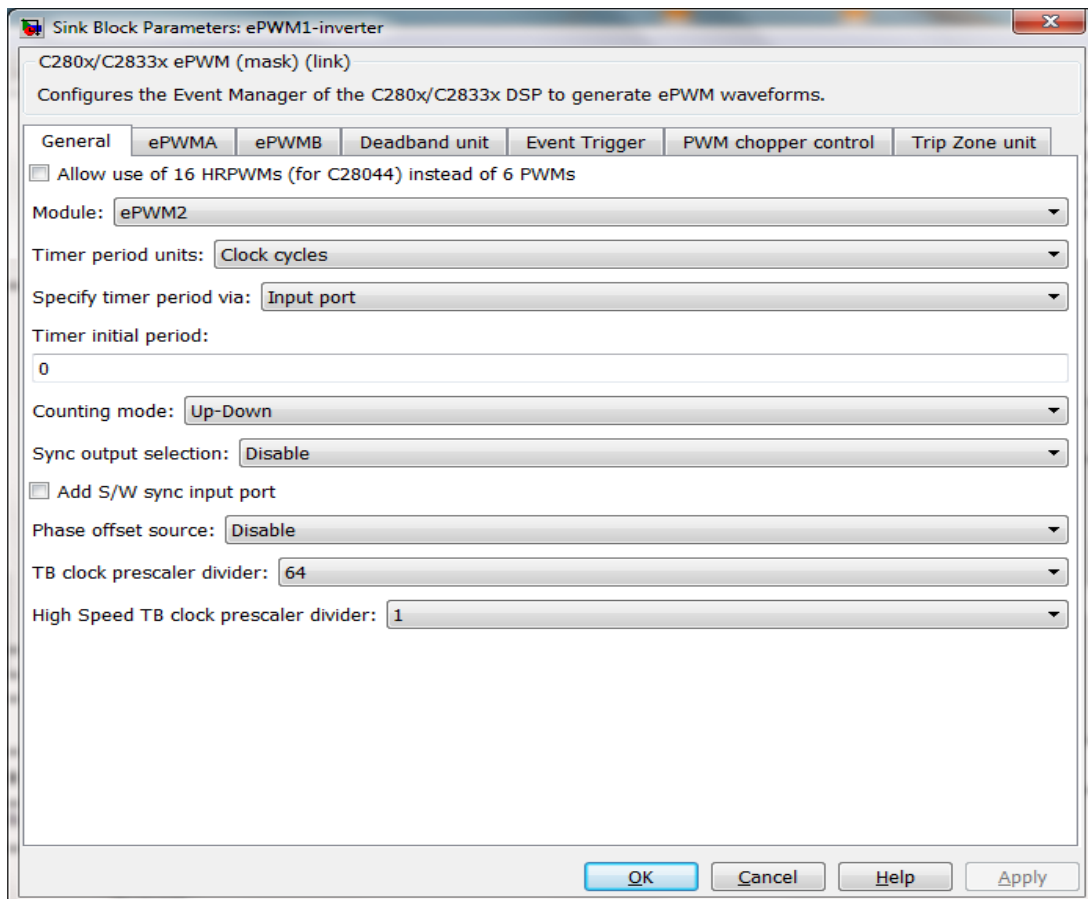
Το σήμα που θα διαμορφωθεί σε PWM (για την παλμοδότηση του αντιστροφέα) μπορεί επίσης να ρυθμιστεί εσωτερικά με σταθερή τιμή ή να ρυθμιστεί εξωτερικά (στο πρόγραμμα) από τους ακροδέκτες WA & WB. Οι δύο αυτοί ακροδέκτες κάνουν την ίδια δουλειά μόνο που ο ένας βγάζει στα pins εξόδου του DSP τα αντίθετα ακριβώς από τον άλλον.

Αναφερόμενοι στο *σχήμα 51*, το κόκκινο περίγραμμα είναι το κύκλωμα χρονισμού του inverter το οποίο ρυθμίζει την διακοπτική συχνότητα του inverter. Το 15000000 είναι η συχνότητα λειτουργίας του DSP την οποία διαιρούμε με 2 και μετά την διαιρούμε με την συχνότητα που θέλουμε να λειτουργεί ο μετατροπέας η οποία στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι το κάτω block με τον αριθμό 3200. Αυτή είναι η συχνότητα που θα λειτουργεί ο inverter. Εμείς όμως θέλουμε να λειτουργεί στα 50Hz. Γι' αυτό στις ρυθμίσεις των ePWM1-inverter & ePWM2-inverter blocks βάλουμε υποδιαίρεση των σημάτων που λαμβάνει το κάθε block (TB clock prescaler divider) ίση με 64, δηλαδή τα σήματα που λαμβάνει να τα διαιρεί με το 64. Το αποτέλεσμα της διαίρεσης του 3200 με το 64 είναι το 50 και είναι ακριβώς η συχνότητα που χρειάζεται να έχει ο inverter, 50Hz. Δικαίως θα αναρωτηθεί κάποιος γιατί να μη θέσουμε το TB clock prescaler divider ίσο με 1 και στη θέση του 3200 να τεθεί το 50. Αυτό όπως αποδείχτηκε στο εργαστήριο δεν ήταν εφικτό καθώς οι PWM έξοδοι του DSP αδυνατούσαν να λειτουργήσουν στα 50Hz. Η κατώτερη συχνότητα που έφτασε στις δοκιμές ήταν 1140Hz.

Το block Switch ελέγχει το ημίτονο που δημιουργούμε εξωτερικά (ροζ Sine Wave 1 block) ώστε να συγκριθεί εσωτερικά στα ePWM blocks με το εσωτερικά παραγόμενο τρίγωνο. Όταν το ημίτονο είναι στη θετική ημιπερίοδο τότε το Switch δίνει στα WA & WB τον αριθμό 0 ενώ στην αρνητική ημιπερίοδο δίνει τον αριθμό 100000 (μεγάλος αυθαίρετος αριθμός ώστε να βγάλει ο DSP υψηλό δυναμικό στην έξοδο του).

Παρακάτω παρουσιάζονται οι ρυθμίσεις που έχουν γίνει στα ePWM1-inverter & ePWM2-inverter blocks





**Σχήμα 52 :** Ρυθμίσεις των ePWM blocks του inverter – Tab *General*.

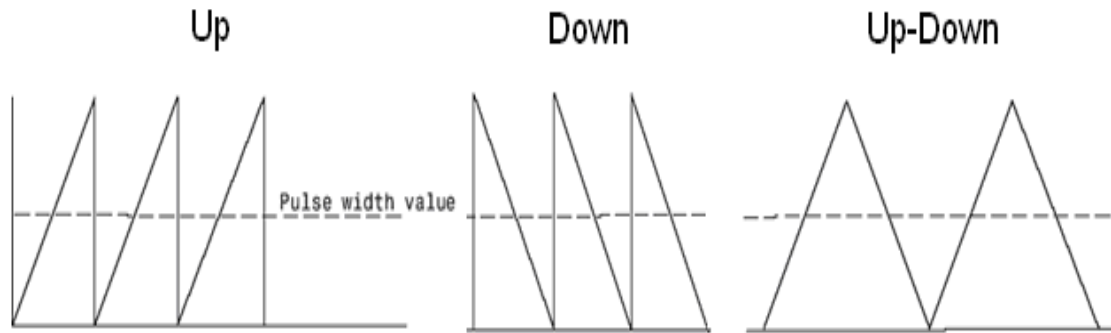
Module: αναφέρεται σε ποια ομάδα pins εξόδου του DSP θα εμφανιστούν τα σήματα. Αυτά βρίσκονται από το manual.

Timer period units: είναι οι μονάδες στις οποίες θα μετράται ο χρόνος για τον υπολογισμό της περιόδου του τριγώνου. Επιλέξαμε clock cycles (κύκλοι ρολογιού του DSP) καθώς έτσι είναι πιο γρήγορη η εκτέλεση του προγράμματος.

Specify timer period via: Εδώ επιλέγουμε με ποιο τρόπο δίνουμε στον DSP τα δεδομένα για την περίοδο που θα υπολογίσει. Μπορούν να δοθούν από τις ρυθμίσεις του block ή από είσοδο εξωτερικά (στο πρόγραμμα επιλέγοντας Input port) όπως ακριβώς το κάναμε εμείς με τον ακροδέκτη T.

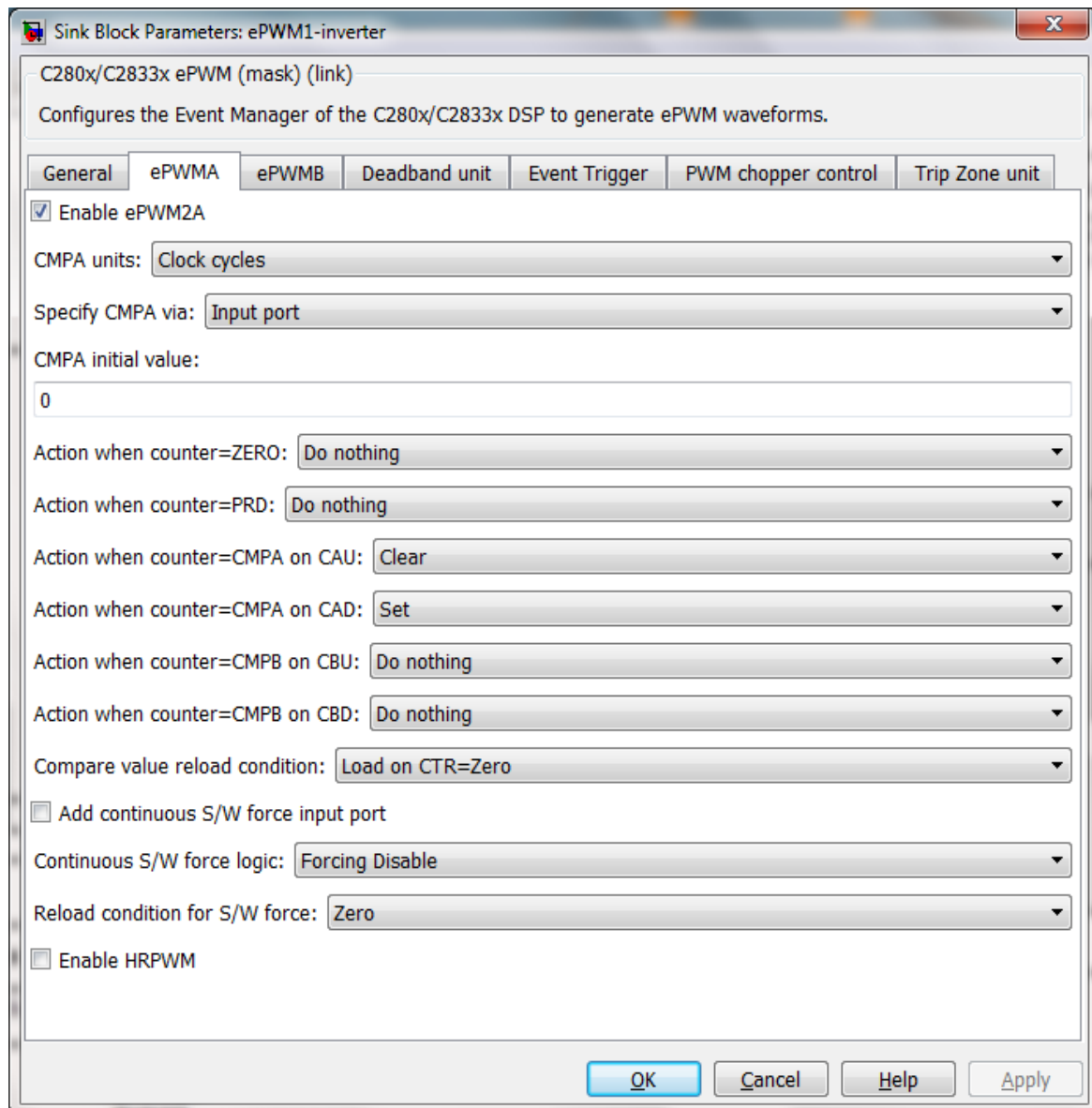
Timer initial period : Η αρχική περίοδος που θέλουμε να έχει το τρίγωνο μέχρι να δεχτεί τιμή στο T. Δεν μας ενδιαφέρει αφού δέχεται κατ' ευθείαν σήμα στο T οπότε το βάλουμε 0.

Counting mode : Το σήμα φορέας για την PWM διαμόρφωση. Μπορεί να είναι Up, Down ή Up-Down ανάλογα με τη χρήση όπως φαίνεται παρακάτω.



Τα Up και Down μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την σταθερή PWM διαμόρφωση (όχι SPWM κτλ.) ενώ το Up-Down ενδείκνυται για χρήση σε SPWM αλλά μπορεί να χρησιμοποιηθεί και στην απλή PWM.

TB clock prescaler divider : Εδώ ρυθμίζεται η διαίρεση των σημάτων που ειπώθηκε πιο πάνω για να μπορέσει ο DSP να βγάλει σήματα 50Hz.



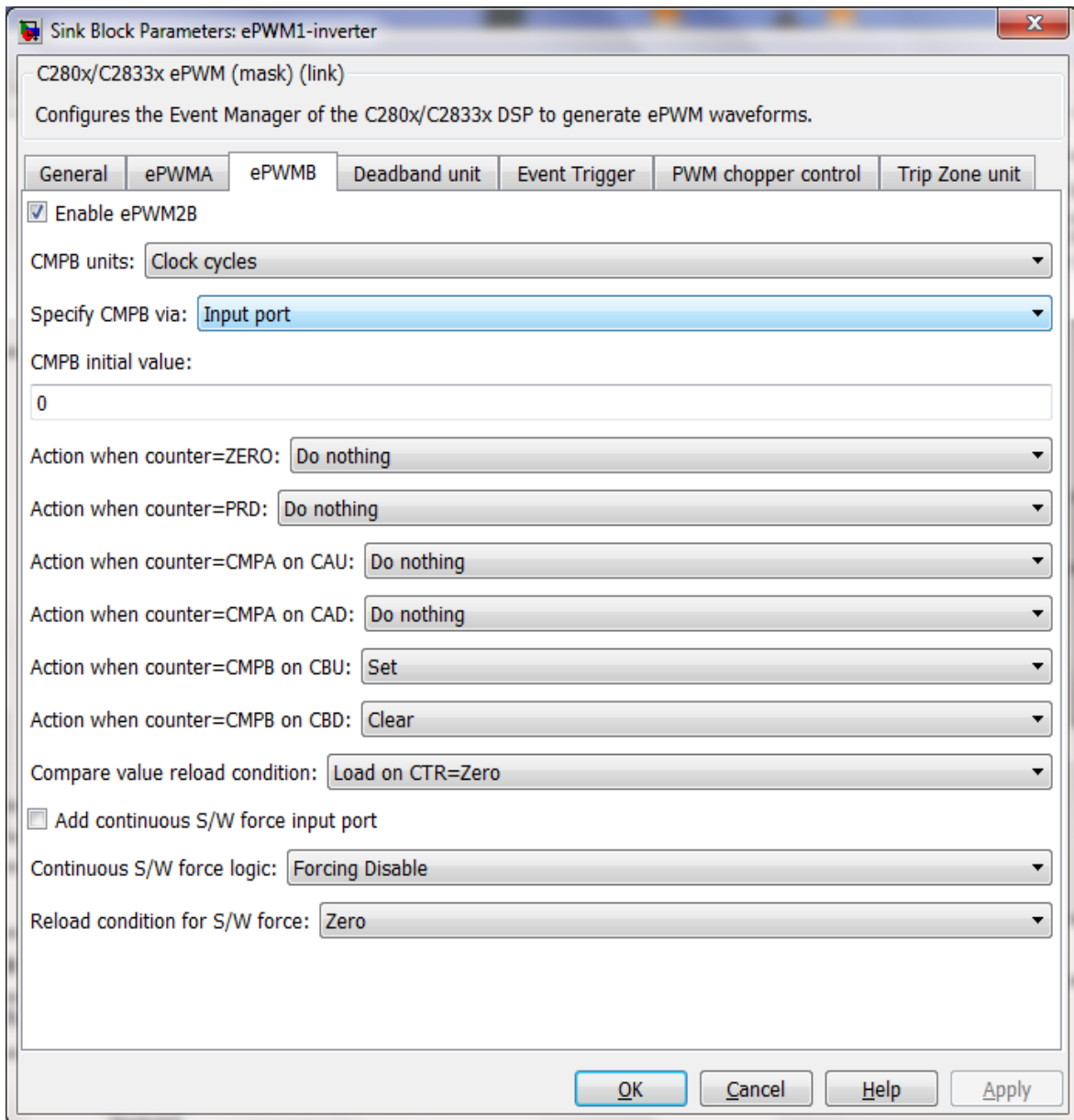
**Σχήμα 53 :** Ρυθμίσεις των ePWM blocks του inverter – Tab *ePWMA*.

*CMPA units:* Οι μονάδες που θα έχουν τα σήματα που θα μορφοποιούνται σε PWM. Επιλέξαμε clock cycles γιατί έτσι ο DSP τρέχει πιο γρήγορα. Η άλλη επιλογή ήταν Percentages δηλαδή να ρυθμίζουμε το Duty Cycle με ποσοστά. Όμως ο DSP θα πρέπει να το ερμηνεύσει σε κύκλους ρολογιού. Οπότε θα αργεί περισσότερο.

*Specify CMPA via:* Από πού θα γίνετε η είσοδος των δεδομένων που θα μορφοποιούνται σε PWM. Επιλέξαμε Input Port ώστε να παρέχουμε τα σήματα από τα WA και WB (Το WA αντιστοιχεί στο ePWMA tab ενώ το WB αντιστοιχεί στο ePWMB tab).

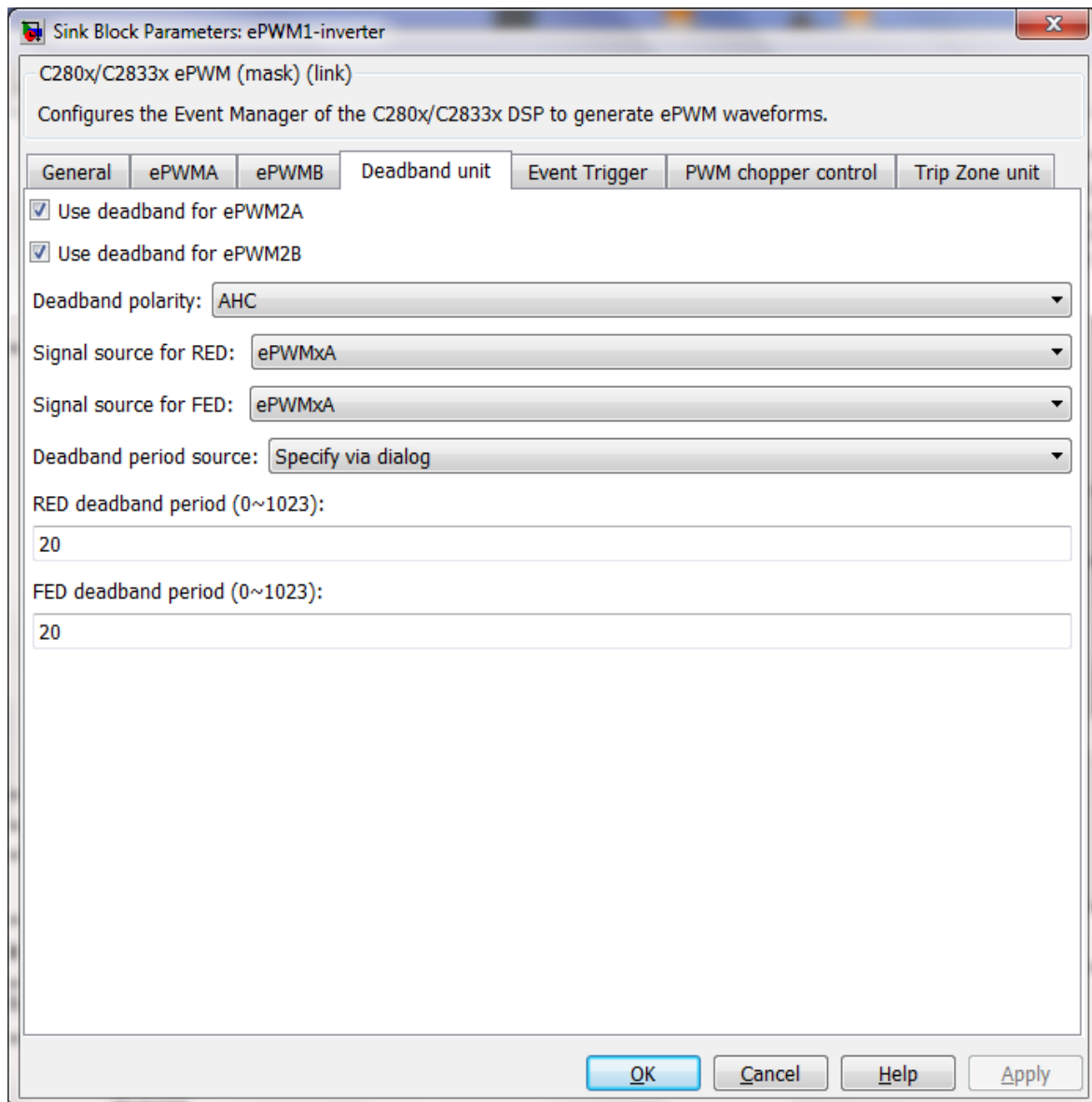
*CMPA initial value:* Η αρχική τιμή που θα έχει το προς διαμόρφωση σήμα πριν δεχτεί το εξωτερικό (αντίστοιχα με το *Timer initial period*). Εδώ δεν μας ενδιαφέρει καθώς δέχεται κατ' ευθείαν σήμα.

Οι υπόλοιπες ρυθμίσεις αφορούν εξεζητημένες λειτουργίες συγχρονισμού των ePWM blocks τα οποία δεν μας ενδιέφεραν οπότε αφέθηκαν στις προκαθορισμένες τιμές.



**Σχήμα 54 :** Ρυθμίσεις των ePWM blocks του inverter – Tab ePWMB.

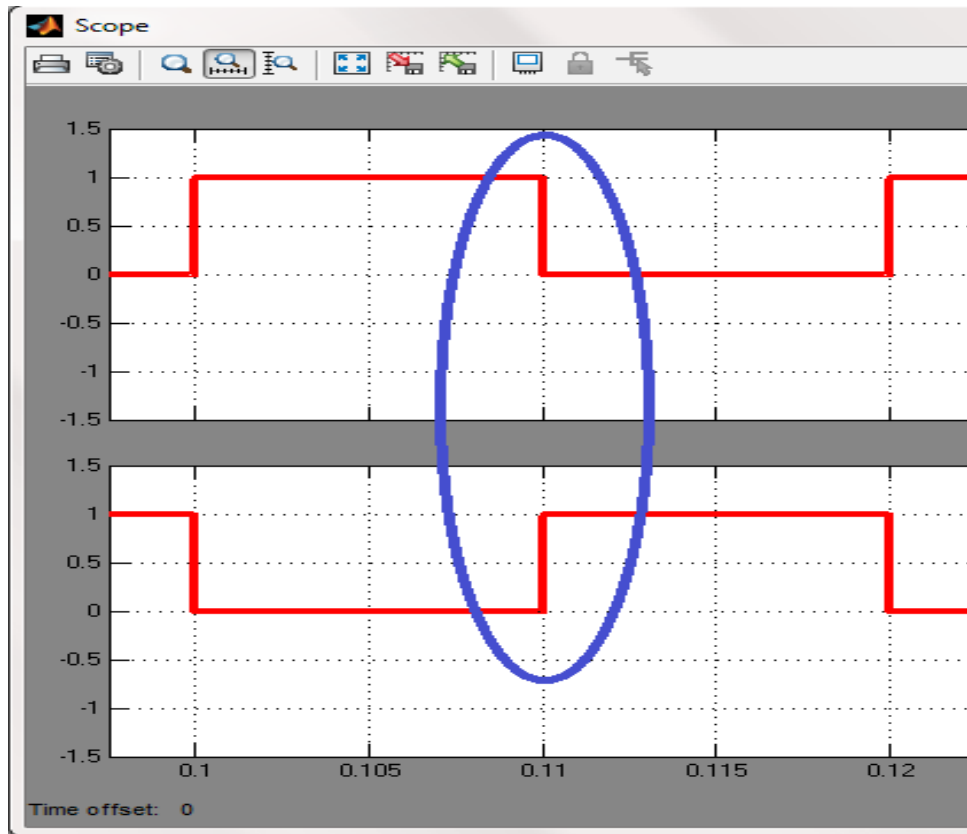
Οι ρυθμίσεις είναι ίδιες ακριβώς ίδιες με το tab ePWMA.



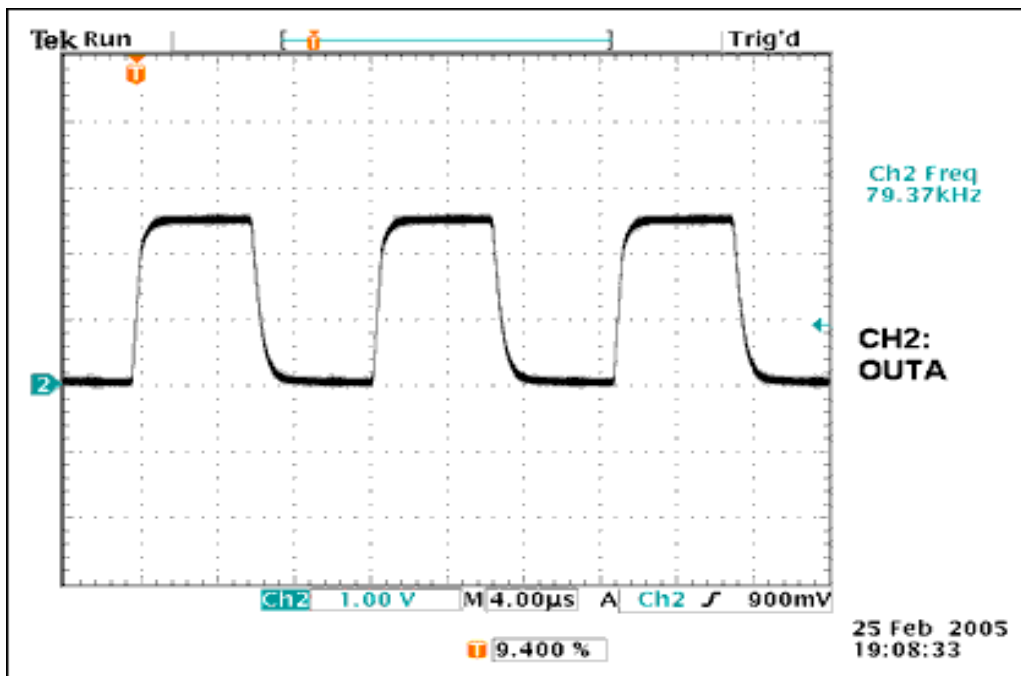
**Σχήμα 55 :** Ρυθμίσεις των ePWM blocks του inverter – Tab *Deadband unit*.

Στο RED και στο FED deadband period ορίζουμε το μέγεθος της deadband. 0 σημαίνει καθόλου deadband ενώ 1023 σημαίνει μέγιστη deadband.

Η deadband μας αποτρέπει τα βραχυκυκλώματα που θα μπορούσαν να συμβούν στους κλάδους του inverter καθώς γίνεται η μετάβαση από το ένα ζεύγος IGBT στο άλλο ζεύγος IGBT όπως φαίνεται στο **σχήμα 56** αφού στην πραγματικότητα ο τετραγωνικός παλμός είναι όπως η κάτω κυματομορφή του **σχήματος 57**.



Σχήμα 56 : Η θεωρητική μετάβαση που γίνεται στον τετραγωνικό παλμό.

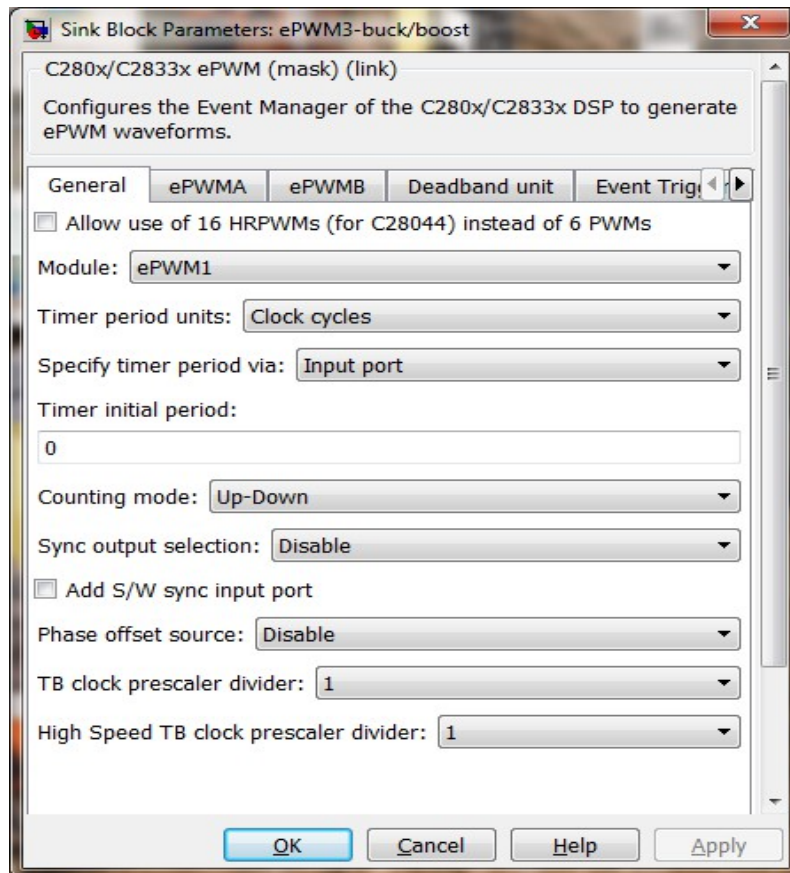


Σχήμα 57 : Η πραγματική μετάβαση σε έναν τετραγωνικό παλμό

Όπως φαίνεται στο **Σχήμα 57** η μετάβαση για παράδειγμα από το υψηλό στο χαμηλό δυναμικό δε γίνεται ακαριαία αλλά εκθετικά πτωτική όπως ή τάση ενός πυκνωτή όταν αυτός εκφορτίζεται. Έτσι θα δημιουργηθεί βραχυκύκλωμα. Αυτό που κάνει το deadband είναι να καθυστερεί την μετάβαση σε έναν από τους δύο παλμούς έτσι ώστε να υπάρχει ένα πολύ μικρό χρονικό διάστημα όπου και οι δύο ομάδες IGBT θα είναι σε αποκοπή ώστε να αποφευχθεί το βραχυκύκλωμα.

#### 4.1.3.2 ePWM3-buck/boost blocks

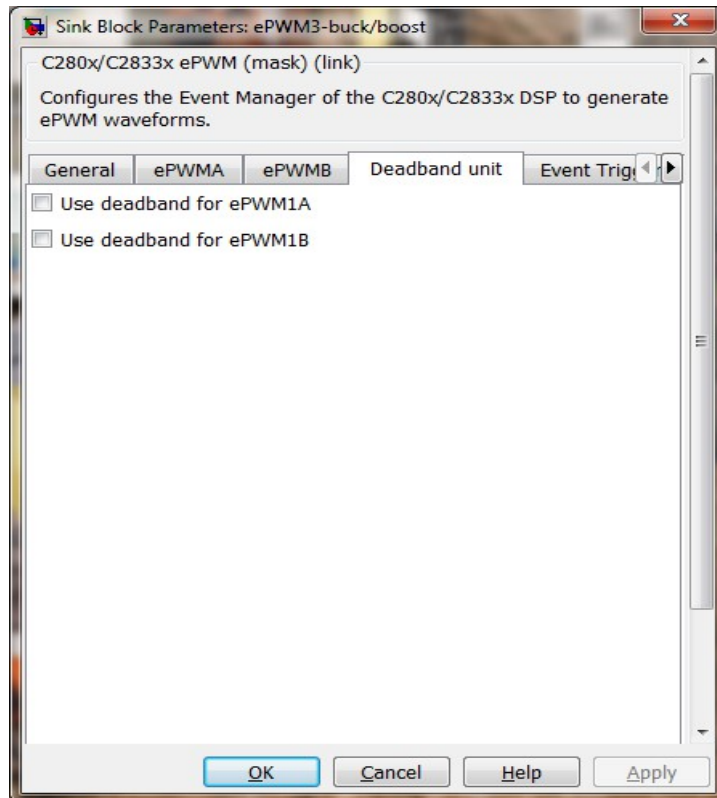
Το block αυτό χρησιμοποιείτε για την παραγωγή των παλμών RSPWM του buck/boost. Είναι ίδια με τα ePWM1-inverter & ePWM2-inverter blocks για τον inverter αλλά με διαφορετικές ρυθμίσεις και διαφορετικές εισόδους δεδομένων. Για το χρονισμό της PWM του buck/boost φαίνονται κυκλωμένα με πράσινο χρώμα στο **σχήμα 50**. Το  $150000000/2$  είναι για την συχνότητα λειτουργίας του επεξεργαστή ενώ στο ροζ block *suχnothta που delo* θέτουμε την τιμή της συχνότητας που θέλουμε να λειτουργεί ο μετατροπέας σε Hz ενώ το  $m_a$  ρυθμίζεται από το ροζ block *ma* που υπάρχει στον πράσινο κύκλο.



**Σχήμα 58** : Οι ρυθμίσεις του ePWM3-buck/boost block – tab *General*.

Στο tab *General* όλες οι ρυθμίσεις είναι ίδιες με τα ePWM1-inverter & ePWM2-inverter blocks εκτός από τον *TB clock prescaler divider* ο οποίος ρυθμίστηκε στο 1 αφού θα ο buck/boost θα λειτουργεί σε υψηλή συχνότητα κι έτσι δεν θα υπάρχει το πρόβλημα της

χαμηλής συχνότητας. Επίσης, αφού έχουμε μόνο ένα IGBT για να ελέγξουμε χρειαζόμαστε μόνο το ePWMA με τις ρυθμίσεις του να είναι ίδιες με τα προηγούμενα.



Σχήμα 59 : Οι ρυθμίσεις του ePWM3-buck/boost block – tab *Deadband unit*

Επίσης δεν χρειάζεται deadband αφού έχουμε μόνο ένα IGBT να ελέγξουμε.

#### 4.1.3.3 Target preferences

Στο Σχήμα 50 πάνω αριστερά υπάρχει ένα εικονίδιο κάρτας ηλεκτρονικού υπολογιστή με το όνομα *Target preferences*. Με διπλό κλικ πάνω του ανοίγει ένα παράθυρο (Σχήμα 60) όπου κάνουμε μερικές βασικές ρυθμίσεις για το είδος του DSP που έχουμε συνδέσει με τον Y/H. Οι ρυθμίσεις αυτές φαίνονται στο παρακάτω σχήμα.

Οι ρυθμίσεις που πρέπει απαραίτητως να γίνουν είναι στην καρτέλα Board στις επιλογές για Board Properties οι ακόλουθες:

**Board :** Εδώ επιλέγουμε τον τύπο του DSP που θα χρησιμοποιήσουμε. Στην περίπτωσή μας είναι ο F28335.

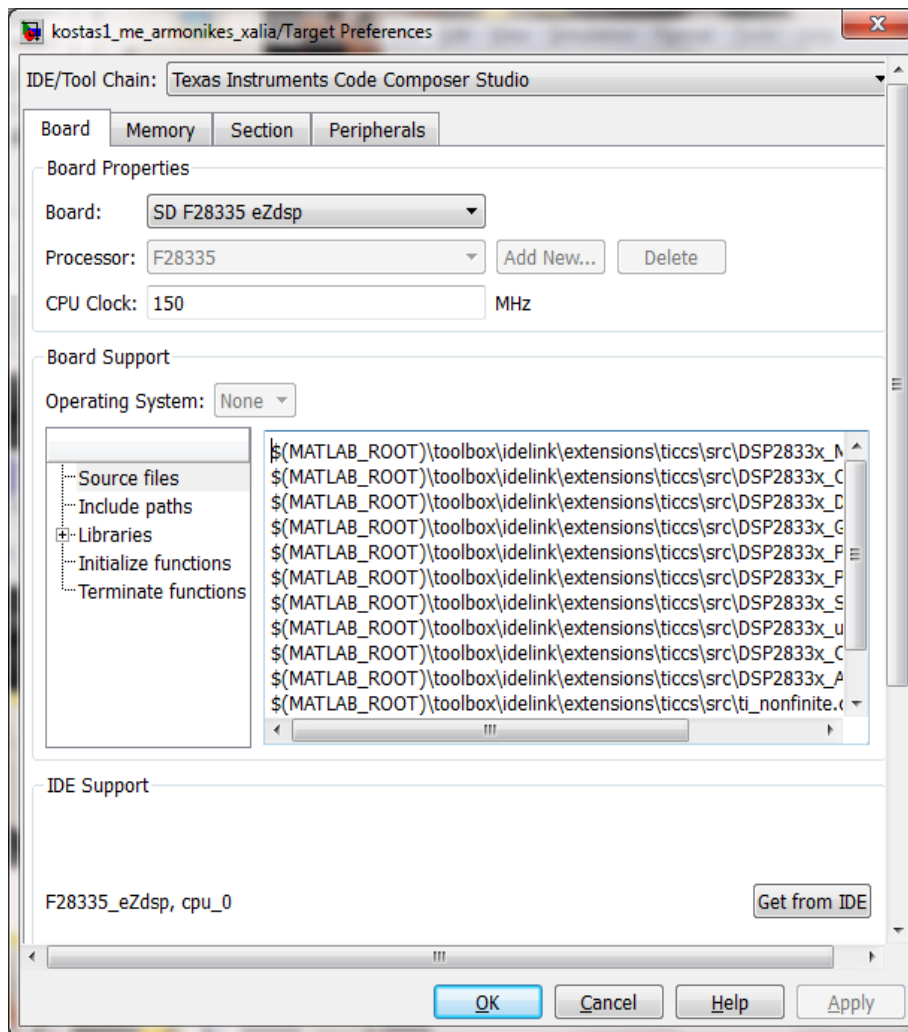
**Processor :** Επιλέγεται αυτόματα

**CPU clock :** Γράφουμε την συχνότητα λειτουργίας του DSP

Επίσης πάνω-πάνω στο *IDE/Tool Chain* επιλέγουμε το πρόγραμμα με το οποίο θα



συνεργαστεί το SIMULINK® για την παραγωγή του κώδικα. Επιλέγουμε το πρόγραμμα που συνοδεύει τους DSP της Texas Instruments, το Texas Instruments Code Composer Studio.



Σχήμα 60 : Το μενού του Target preferences και οι ρυθμίσεις που έχουν γίνει.

## 4.2 Λειτουργία συστήματος και μετρήσεις με υψηλό αρμονικό περιεχόμενο

### 4.2.1 Μετρήσεις και παλμογραφήματα

Αφού περιγράφηκε η παλμοδότηση των μετατροπέων σειρά έχουν οι μετρήσεις, τα παλμογραφήματα και οι χαρακτηριστικές ώστε να καταλάβουμε περαιτέρω τη λειτουργία του συστήματος.

ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	Ma	ΦΟΡΤΙΟ (Ω)	ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ (mA) ΚΙΤΡΙΝΟ	ΤΑΣΗ BOOST ΜΩΒ	ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ ΠΡΑΣΙΝΟ	ΑΠΟΔΟΣΗ %	ΙΣΧΥ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΙΣΧΥ ΕΞΟΔΟΥ	ΙΣΧΥ ΑΠΩΛΕΙΩΝ	
10	0,8	165	10	182	21,8	13,7	62,5	1,82	1,1	0,7	
			15	297	25,4	22,2	67,0	4,46	3,0	1,5	
			20	480	33,5	31,0	60,7	9,60	5,8	3,8	
			25	591	42,6	39,7	64,7	14,78	9,6	5,2	
			30	681	51,8	48,7	70,4	20,43	14,4	6,1	
		110	10	241	14,2	12,2	56,1	2,41	1,4	1,1	
			15	357	22,5	20,1	68,6	5,36	3,7	1,7	
			20	495	31,1	28,4	74,1	9,90	7,3	2,6	
			25	630	39,6	36,6	77,3	15,75	12,2	3,6	
			30	825	47,8	44,8	73,7	24,75	18,2	6,5	
		0,85	165	10	325	19,4	17,2	55,2	3,25	1,8	1,5
				15	535	30,8	28,2	60,1	8,03	4,8	3,2
	20			655	42,2	39,5	72,2	13,10	9,5	3,6	
	25			881	54,1	50,7	70,7	22,03	15,6	6,4	
	30			1050	65,4	62,0	74,0	31,50	23,3	8,2	
	110		10	357	17,9	15,6	62,0	3,57	2,2	1,4	
			15	506	28,5	25,7	79,1	7,59	6,0	1,6	
			20	743	39,1	36,0	79,3	14,86	11,8	3,1	
			25	1060	49,6	46,1	72,9	26,50	19,3	7,2	
			30	ΔΕΝ ΠΑΡΘΗΚΑΝ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΘΩΣ ΓΙΑ ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ 1Α – 1,2Α+ ΥΠΗΡΧΑΝ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΛΟΓΩ ΤΩΝ ΕΝΤΟΝΩΝ ΑΝΩΤΕΡΩΝ ΑΡΜΟΝΙΩΝ 3ης ΚΑΙ 5ης ΤΑΞΗΣ							
	0,9		165	10	555	24,9	22,5	55,3	5,55	3,1	2,5
				15	890	40,4	37,1	62,5	13,35	8,3	5,0
		20		1140	52,9	49,9	66,2	22,80	15,1	7,7	
		25		ΔΕΝ ΠΑΡΘΗΚΑΝ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΘΩΣ ΓΙΑ ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ 1Α – 1,2Α+ ΥΠΗΡΧΑΝ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΛΟΓΩ ΤΩΝ ΕΝΤΟΝΩΝ ΑΝΩΤΕΡΩΝ ΑΡΜΟΝΙΩΝ 3ης ΚΑΙ 5ης ΤΑΞΗΣ							
30		ΔΕΝ ΠΑΡΘΗΚΑΝ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΘΩΣ ΓΙΑ ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ 1Α – 1,2Α+ ΥΠΗΡΧΑΝ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΛΟΓΩ ΤΩΝ ΕΝΤΟΝΩΝ ΑΝΩΤΕΡΩΝ ΑΡΜΟΝΙΩΝ 3ης ΚΑΙ 5ης ΤΑΞΗΣ									
110		10	627	22,6	20,0	58,0	6,27	3,6	2,6		
		15	1050	35,6	33,1	63,2	15,75	10,0	5,8		
		20	1220	44,4	41,5	64,2	24,40	15,7	8,7		
		25	ΔΕΝ ΠΑΡΘΗΚΑΝ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΘΩΣ ΓΙΑ ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ 1Α – 1,2Α+ ΥΠΗΡΧΑΝ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΛΟΓΩ ΤΩΝ ΕΝΤΟΝΩΝ ΑΝΩΤΕΡΩΝ ΑΡΜΟΝΙΩΝ 3ης ΚΑΙ 5ης ΤΑΞΗΣ								
		30	ΔΕΝ ΠΑΡΘΗΚΑΝ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΘΩΣ ΓΙΑ ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ 1Α – 1,2Α+ ΥΠΗΡΧΑΝ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΛΟΓΩ ΤΩΝ ΕΝΤΟΝΩΝ ΑΝΩΤΕΡΩΝ ΑΡΜΟΝΙΩΝ 3ης ΚΑΙ 5ης ΤΑΞΗΣ								

**Πίνακας 8**

ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	Ma	ΦΟΡΤΙΟ (Ω)	ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ (mA) ΚΙΤΡΙΝΟ	ΤΑΣΗ BOOST ΜΩΒ	ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ ΠΡΑΣΙΝΟ	ΑΠΟΔΟΣΗ %	ΙΣΧΥ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΙΣΧΥ ΕΞΟΔΟΥ	ΙΣΧΥ ΑΠΩΛΕΙΩΝ	
15	0,8	165	10	163	13,5	11,6	50,0	1,63	0,8	0,8	
			15	240	21,2	19,0	60,8	3,60	2,2	1,4	
			20	318	29,1	26,6	67,4	6,36	4,3	2,1	
			25	397	96,9	34,2	71,4	9,93	7,1	2,8	
			30	478	44,8	41,9	74,2	14,34	10,6	3,7	
		110	10	198	12,8	10,5	50,6	1,98	1,0	1,0	
			15	301	19,6	17,5	61,7	4,52	2,8	1,7	
			20	401	27,1	24,7	69,2	8,02	5,5	2,5	
			25	508	34,9	31,8	72,4	12,70	9,2	3,5	
			30	657	42,1	39,0	70,2	19,71	13,8	5,9	
	0,85	165	10	216	17,1	14,8	61,5	2,16	1,3	0,8	
			15	338	26,9	24,3	70,6	5,07	3,6	1,5	
			20	464	36,8	34,2	76,4	9,28	7,1	2,2	
			25	619	46,7	43,3	73,4	15,48	11,4	4,1	
			30	752	56,7	53,2	76,0	22,56	17,2	5,4	
		110	10	266	15,7	13,3	60,5	2,66	1,6	1,1	
			15	428	24,9	22,2	69,8	6,42	4,5	1,9	
			20	627	33,8	31,2	70,6	12,54	8,8	3,7	
			25	797	43,3	40,3	74,1	19,93	14,8	5,2	
			30	1010	52,6	49,6	73,8	30,30	22,4	7,9	
	0,9	165	10	388	21,5	19,1	57,0	3,88	2,2	1,7	
			15	614	34,3	31,5	65,3	9,21	6,0	3,2	
			20	877	47,4	44,4	68,1	17,54	11,9	5,6	
			25	1070	58,8	56,0	71,1	26,75	19,0	7,7	
30			ΔΕΝ ΠΑΡΘΗΚΑΝ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΘΩΣ ΓΙΑ ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ 1Α – 1,2Α+ ΥΠΗΡΧΑΝ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΛΟΓΩ ΤΩΝ ΕΝΤΟΝΩΝ ΑΝΩΤΕΡΩΝ ΑΡΜΟΝΙΩΝ 3ης ΚΑΙ 5ης ΤΑΞΗΣ								
110		10	473	19,8	17,2	56,9	4,73	2,7	2,0		
		15	763	31,5	29,3	68,2	11,45	7,8	3,6		
		20	1080	42,8	39,9	67,0	21,60	14,5	7,1		
		25	ΔΕΝ ΠΑΡΘΗΚΑΝ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΘΩΣ ΓΙΑ ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ 1Α – 1,2Α+ ΥΠΗΡΧΑΝ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΛΟΓΩ ΤΩΝ ΕΝΤΟΝΩΝ ΑΝΩΤΕΡΩΝ ΑΡΜΟΝΙΩΝ 3ης ΚΑΙ 5ης ΤΑΞΗΣ								
		30	ΔΕΝ ΠΑΡΘΗΚΑΝ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΘΩΣ ΓΙΑ ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ 1Α – 1,2Α+ ΥΠΗΡΧΑΝ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΛΟΓΩ ΤΩΝ ΕΝΤΟΝΩΝ ΑΝΩΤΕΡΩΝ ΑΡΜΟΝΙΩΝ 3ης ΚΑΙ 5ης ΤΑΞΗΣ								

**Πίνακας 9**

ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	Ma	ΦΟΡΤΙΟ (Ω)	ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ (mA) ΚΙΤΡΙΝΟ	ΤΑΣΗ BOOST ΜΩΒ	ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ ΠΡΑΣΙΝΟ	ΑΠΟΔΟΣΗ %	ΙΣΧΥ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΙΣΧΥ ΕΞΟΔΟΥ	ΙΣΧΥ ΑΠΩΛΕΙΩΝ
20	0,8	165	10	117	12,0	10,1	52,8	1,17	0,6	0,6
			15	175	18,9	16,7	64,4	2,63	1,7	0,9
			20	232	25,7	23,2	70,3	4,64	3,3	1,4
			25	305	32,7	29,9	71,1	7,63	5,4	2,2
			30	371	39,6	36,7	73,3	11,13	8,2	3,0
		110	10	147	11,6	9,4	54,1	1,47	0,8	0,7
			15	221	17,9	15,5	65,9	3,32	2,2	1,1
			20	314	23,8	22,3	72,0	6,28	4,5	1,8
			25	387	30,5	28,2	74,7	9,68	7,2	2,4
			30	506	37,1	34,6	71,7	15,18	10,9	4,3
	0,85	165	10	166	14,8	12,8	59,8	1,66	1,0	0,7
			15	255	23,0	21,0	69,9	3,83	2,7	1,2
			20	356	31,6	29,1	72,1	7,12	5,1	2,0
			25	443	39,5	37,8	78,2	11,08	8,7	2,4
			30	566	48,6	46,4	76,8	16,98	13,0	3,9
		110	10	244	13,3	11,6	50,1	2,44	1,2	1,2
			15	368	21,6	19,3	61,3	5,52	3,4	2,1
			20	489	29,8	27,6	70,8	9,78	6,9	2,9
			25	611	37,7	35,5	75,0	15,28	11,5	3,8
			30	746	46,1	43,7	77,6	22,38	17,4	5,0
	0,9	165	10	273	18,7	16,4	59,7	2,73	1,6	1,1
			15	460	29,4	27,0	64,0	6,90	4,4	2,5
			20	626	40,9	37,8	69,2	12,52	8,7	3,9
			25	841	52,0	48,9	68,9	21,03	14,5	6,5
30			1020	63,2	60,1	71,5	30,60	21,9	8,7	
110		10	374	17,4	15,0	54,7	3,74	2,0	1,7	
		15	557	27,7	25,4	70,2	8,36	5,9	2,5	
		20	831	37,8	36,3	72,1	16,62	12,0	4,6	
		25	1020	48,2	45,1	72,5	25,50	18,5	7,0	
		30	ΔΕΝ ΠΑΡΟΗΚΑΝ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΘΩΣ ΓΙΑ ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ 1Α – 1,2Α+ ΥΠΗΡΧΑΝ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΛΟΓΩ ΤΩΝ ΕΝΤΟΝΩΝ ΑΝΩΤΕΡΩΝ ΑΡΜΟΝΙΩΝ 3ης ΚΑΙ 5ης ΤΑΞΗΣ							

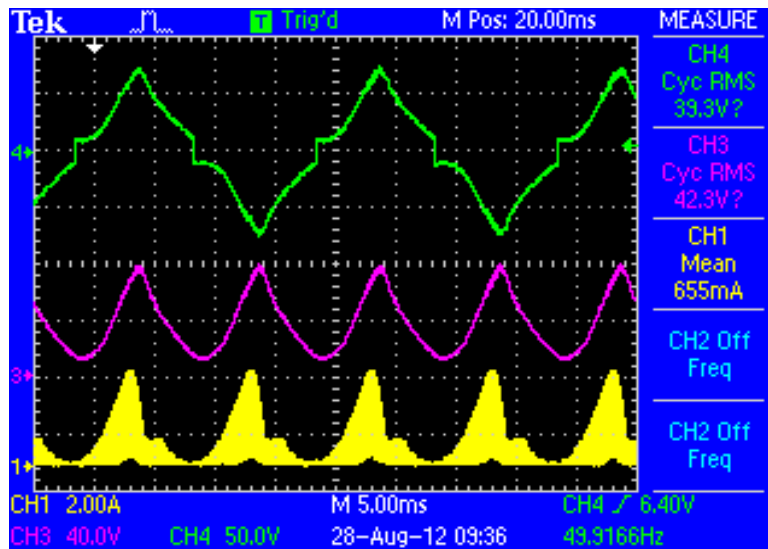
**Πίνακας 10**

ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	Ma	ΦΟΡΤΙΟ (Ω)	ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ (mA) ΚΙΤΡΙΝΟ	ΤΑΣΗ BOOST ΜΩΒ	ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ ΠΡΑΣΙΝΟ	ΑΠΟΔΟΣΗ %	ΙΣΧΥ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΙΣΧΥ ΕΞΟΔΟΥ	ΙΣΧΥ ΑΠΩΛΕΙΩΝ
25	0,8	165	10	91	11,2	9,1	55,2	0,91	0,5	0,4
			15	142	17,4	14,9	63,2	2,13	1,3	0,8
			20	201	23	20,8	65,2	4,02	2,6	1,4
			25	242	29,1	26,8	71,9	6,05	4,4	1,7
			30	333	35,4	32,5	64,1	9,99	6,4	3,6
		110	10	94	10,3	8,3	66,6	0,94	0,6	0,3
			15	197	16,2	14	60,3	2,96	1,8	1,2
			20	288	21,6	19,3	58,8	5,76	3,4	2,4
			25	345	27,3	25,9	70,7	8,63	6,1	2,5
			30	387	33,3	31,3	76,7	11,61	8,9	2,7
	0,85	165	10	152	13,4	11,2	50,0	1,52	0,8	0,8
			15	209	20,6	18,5	66,2	3,14	2,1	1,1
			20	335	28,1	25,5	58,8	6,70	3,9	2,8
			25	445	35,7	33,3	60,4	11,13	6,7	4,4
			30	431	43	40,4	76,5	12,93	9,9	3,0
		110	10	176	12,4	10,3	54,8	1,76	1,0	0,8
			15	325	19,4	17,3	55,8	4,88	2,7	2,2
			20	427	26,4	24,2	62,3	8,54	5,3	3,2
			25	561	34	32,6	68,9	14,03	9,7	4,4
			30	626	41	39	73,6	18,78	13,8	5,0
	0,9	165	10	218	16,1	14,3	56,9	2,18	1,2	0,9
			15	376	25,4	23,4	58,8	5,64	3,3	2,3
			20	386	35	32,5	82,9	7,72	6,4	1,3
			25	614	44,8	42,6	71,7	15,35	11,0	4,4
30			886	54,9	52,5	62,8	26,58	16,7	9,9	
110		10	376	14,8	13	40,9	3,76	1,5	2,2	
		15	520	23,5	21,6	54,4	7,80	4,2	3,6	
		20	663	32,9	31,6	68,5	13,26	9,1	4,2	
		25	753	42	40,2	78,0	18,83	14,7	4,1	
		30	870	51	48,4	81,6	26,10	21,3	4,8	

**Πίνακας 11**

Στους πίνακες 8,9 και 10 όπου σε μερικές περιπτώσεις δεν πάρθηκαν μετρήσεις, αυτό έγινε λόγω βραχυκυκλωμάτων που συνέβαιναν στον πυκνωτή εξόδου που χρησιμοποιείται σαν φίλτρο.

Το ρεύμα εισόδου έχει την μορφή που φαίνεται παρακάτω με κίτρινο χρώμα.

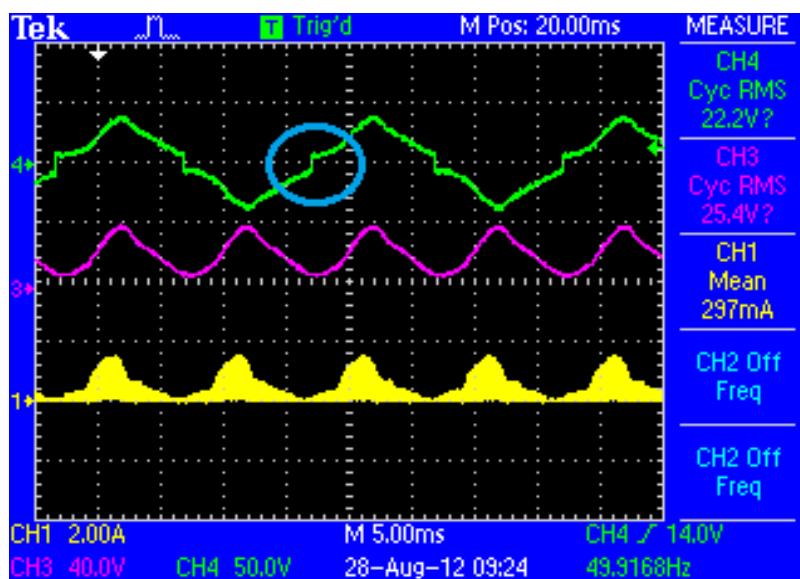


**Σχήμα 61:** Κυματομορφή του ρεύματος εισόδου (κίτρινο)

Λόγω της ιδιαίτερης μεταβολής του είναι πολύ δύσκολο να μετρηθεί η μέση τιμή του. Και χρησιμοποιώντας το ενσωματωμένο αμπερόμετρο στο τροφοδοτικό αλλά και μέσω του probe ρεύματος στον παλμογράφο η μέση τιμή του ρεύματος μεταβαλλόταν σε ένα αρκετά μεγάλο εύρος μέχρι και 350-400 mA. Για το λόγο αυτό οι τιμές του ρεύματος στους πίνακες είναι περίπου οι μέσες τιμές του εύρους που μεταβαλλόταν. Αυτή η μεταβολή του ρεύματος επηρεάζει πολύ τους υπολογισμούς της παρεχόμενης ισχύς αλλά και του βαθμού απόδοσης, μεγέθη τα οποία δεν μπορούν να υπολογιστούν με ακρίβεια κι έτσι απέχουν πολύ από τα πραγματικά.

Στην συνέχεια ακολουθούν παλμογραφήματα στα οποία φαίνεται το ρεύμα εισόδου στον buck/boost (κίτρινο), η τάση εξόδου του buck/boost δηλαδή η τάση εισόδου του inverter (μωβ) και η τάση εξόδου του inverter ή αλλιώς η τάση στα άκρα του φορτίου (πράσινο). Επίσης υπάρχουν και παλμογραφήματα ανάλυσης Fourier που δείχνουν τις αρμονικές στη τάση φορτίου.

4.2.1.1 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a 0,8$ , τάση εισόδου 15V, 165Ω φορτίο, συχνότητα 10kHz



(α)



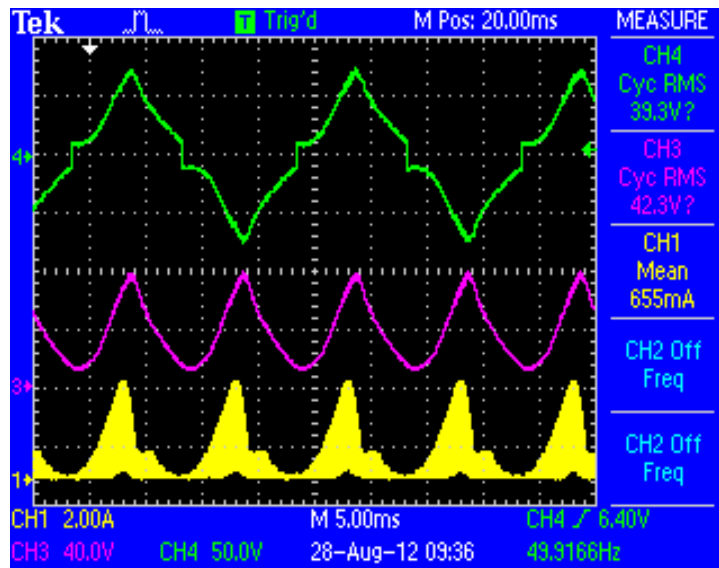
(β)

Σχήμα 62:

(α) Στον γαλάζιο κύκλο φαίνεται η απότομη μετάβαση που γίνεται στην τάση του φορτίου και προκαλεί ένα είδος παραμόρφωσης στο πέρασμα από το μηδέν. Αυτό οφείλετε στο γεγονός ότι ο πυκνωτής στην έξοδο του buck/boost δεν έχει εκφορτιστεί τελείως στο τέλος της περιόδου του ανορθωμένου ημιτόνου οπότε ο inverter κάνει την αλλαγή πολικότητας και έτσι, στη τάση του φορτίου εμφανίζεται αυτή η παραμόρφωση.

(β) Ανάλυση Fourier όπου φαίνεται το αρμονικό περιεχόμενο της τάσης φορτίου του σχήματος (α) με έντονες την 3η και 5η αρμονική (150Hz και 250Hz αντίστοιχα). Ο συμβολισμός *Fnd* αναφέρεται στην βασική αρμονική (*Fundamental*) που στη περίπτωσή μας είναι 50Hz.

4.2.1.2 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a 0,85$ , τάση εισόδου 20V, 165Ω φορτίο, συχνότητα 10kHz



(α)



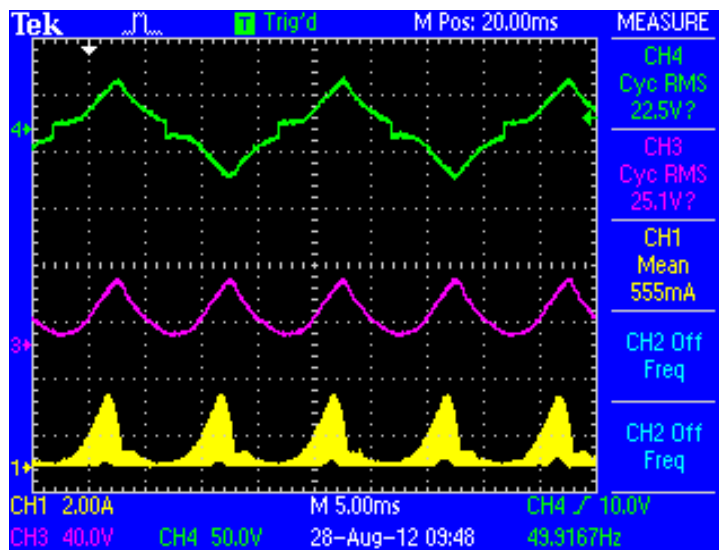
(β)

**Σχήμα 63 :**

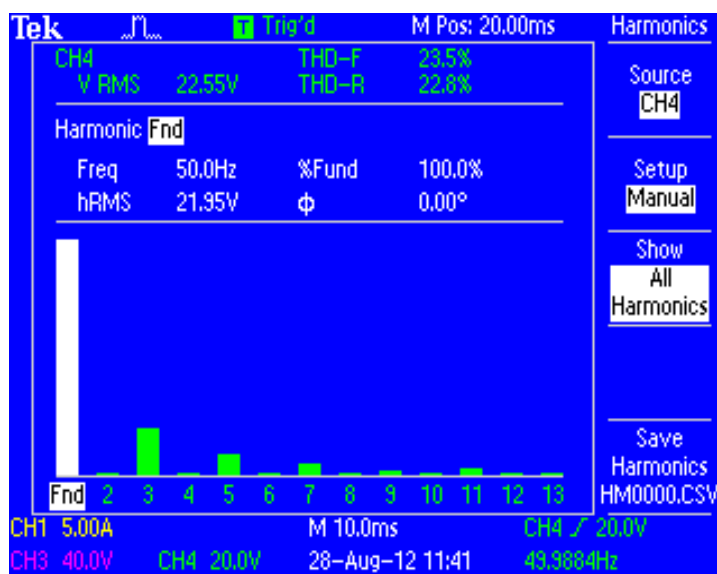
(β) Βλέπουμε πως για μεγαλύτερη τάση φορτίου και ρεύμα εισόδου αυξάνεται η τιμή του συντελεστή THD (Total Harmonic Distortion – Συνολική Αρμονική Παραμόρφωση) άρα η τάση του φορτίου παραμορφώνεται ακόμη περισσότερο.



4.2.1.3 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a 0,9$ , τάση εισόδου 10V, 165Ω φορτίο, συχνότητα 10kHz



(α)

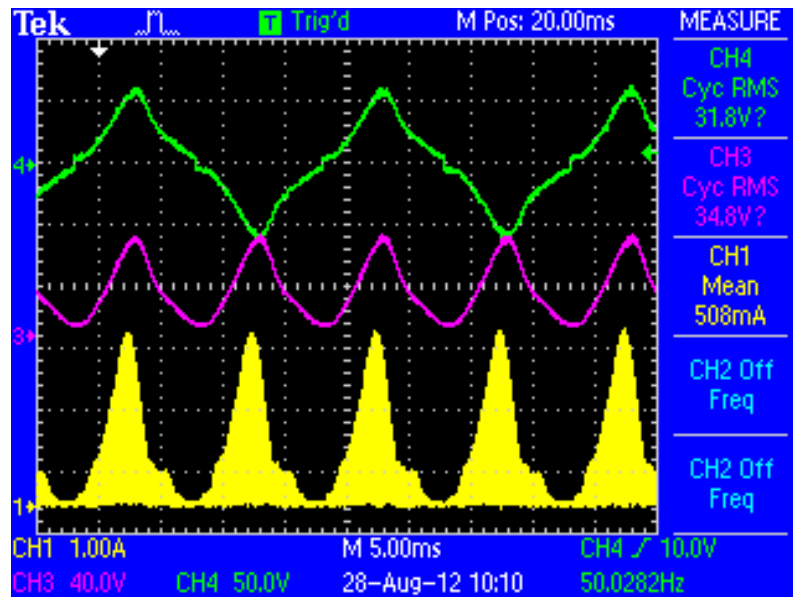


(β)

**Σχήμα 64 :**

(β) Παρότι είμαστε σε χαμηλότερο ρεύμα εισόδου από πριν φαίνεται πως ο THD είναι υψηλότερος. Βέβαια αναφέρθηκε νωρίτερα πως το ρεύμα είχε σχετικά μεγάλες διακυμάνσεις οπότε δεν μπορεί να βγει ένα ξεκάθαρο συμπέρασμα αλλά γενικά φαίνεται ο THD να μεγαλώνει όσο μεγαλώνει το ρεύμα εισόδου του buck/boost.

4.2.1.4 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a$  0,8 , τάση εισόδου 25V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 15kHz



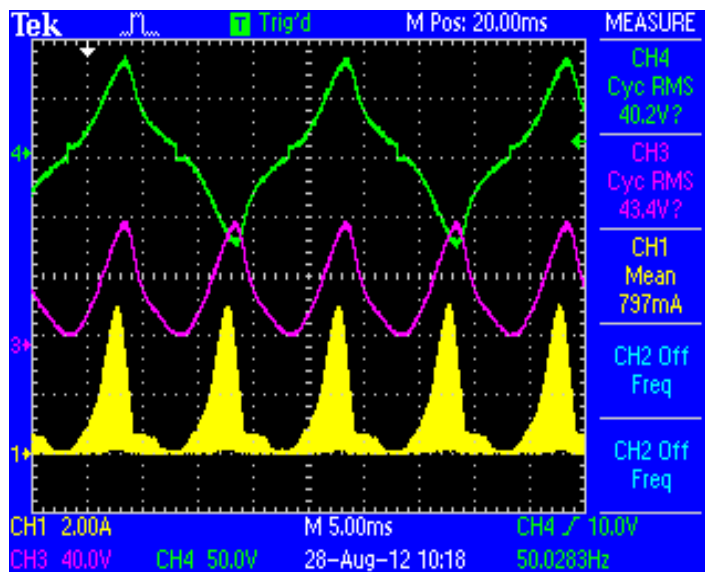
(α)



(β)

Σχήμα 65

4.2.1.5 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a 0,85$ , τάση εισόδου 25V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 15kHz



(α)

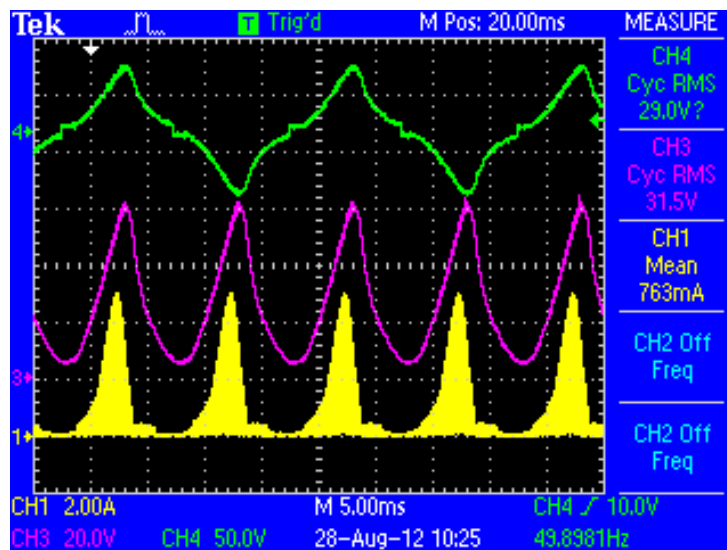


(β)

Σχήμα 66

Στο σημείο αυτό αν συγκρίνουμε το *σχήμα 65* και το *σχήμα 66* η μόνη διαφορά θα βρεθεί στο ρεύμα εισόδου όπου στην δεύτερη περίπτωση είναι μεγαλύτερο. Σε αυτή την περίπτωση με το μεγαλύτερο ρεύμα διαπιστώνουμε και μεγαλύτερο THD. Αυτός είναι και ο λόγος που έχουμε υψηλότερο ρεύμα.

4.2.1.6 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a 0,9$ , τάση εισόδου 15V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 15kHz



(α)

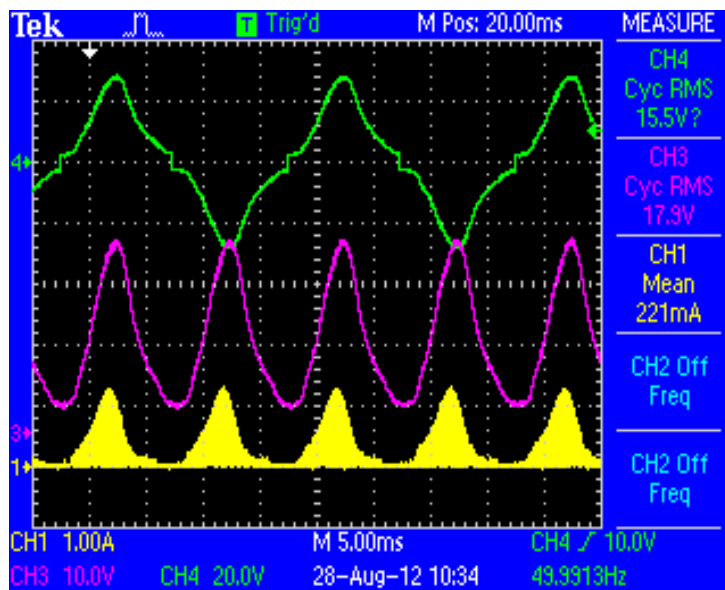


(β)

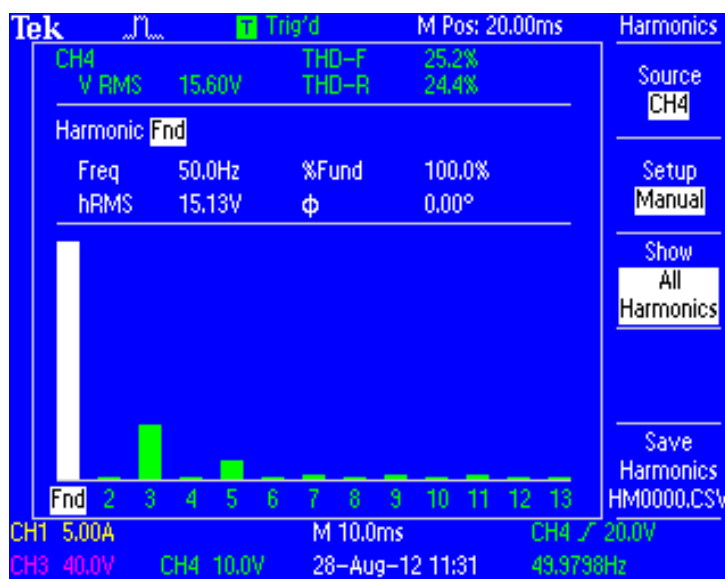
Σχήμα 67

Κι εδώ εμφανίζεται το ίδιο φαινόμενο με αυτό του *σχήματος 64* όσον αφορά το ρεύμα εισόδου και το  $m_a$ . Το σημαντικό που πρέπει να παρατηρήσουμε είναι πως καθώς μεταβάλλεται στιγμιαία το D (Duty Cycle), περνάει στον κόρο το πηνίο με αποτέλεσμα να αυξάνεται το ρεύμα τη συγκεκριμένη χρονική στιγμή. Έτσι απομακρυνόμαστε από την ημιτονοειδή κυματομορφή του ρεύματος. Θα αναφέρουμε στη συνέχεια πως επιλύσαμε αυτό το πρόβλημα χρησιμοποιώντας την κατάλληλη τεχνική παλμοδότησης.

4.2.1.7 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a 0,8$ , τάση εισόδου 15V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 20kHz



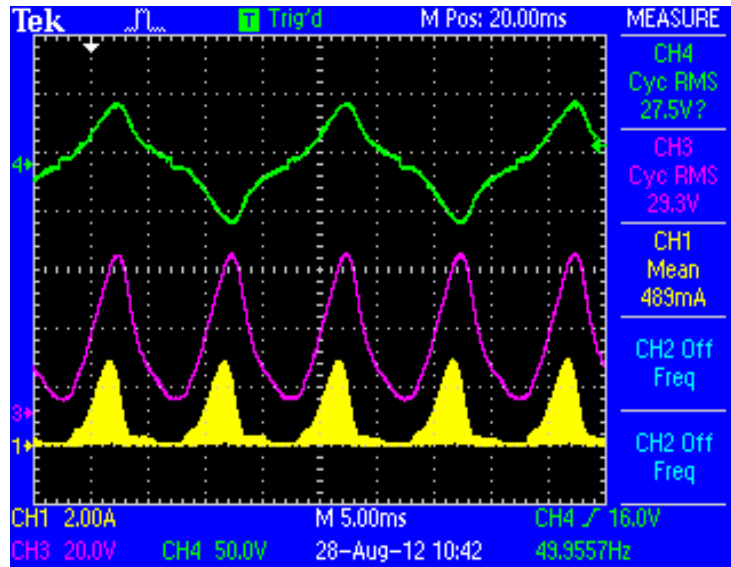
(α)



(β)

Σχήμα 68

4.2.1.8 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a 0,85$ , τάση εισόδου 20V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 20kHz



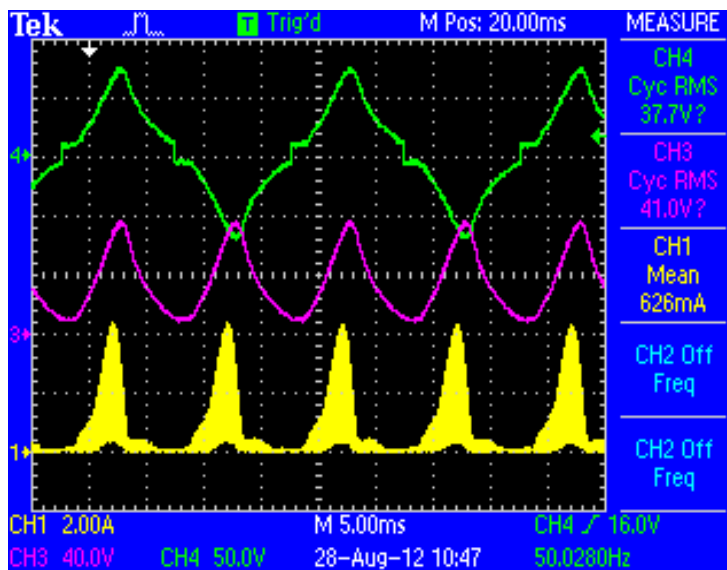
(α)



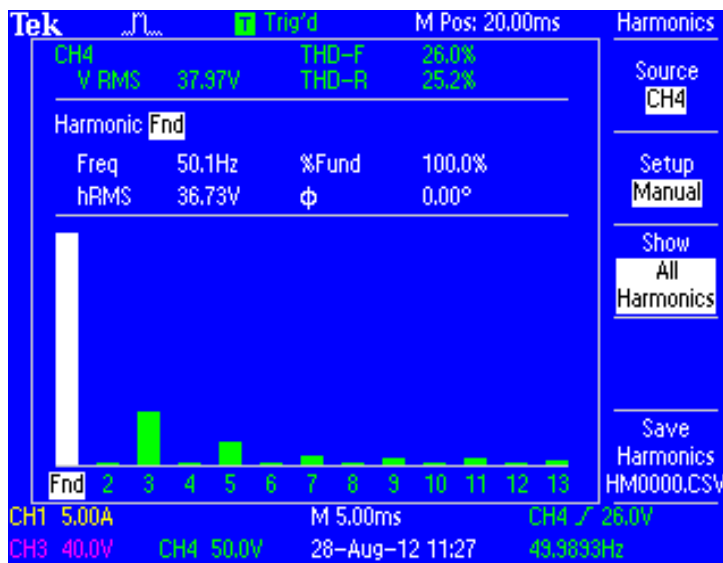
(β)

Σχήμα 69

4.2.1.9 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a 0,9$ , τάση εισόδου 20V, 165Ω φορτίο, συχνότητα 20kHz



(α)



(β)

**Σχήμα 70 :**

Συγκρίνοντας τα **σχήματα 68, 69 και 70** στα δύο πρώτα βλέπουμε πως με αύξηση του ρεύματος (για ίδιο φορτίο) ο THD αυξάνεται ενώ στο τελευταίο σχήμα παρόλο που έχει αυξηθεί και η τάση και το ρεύμα, ο THD είναι μικρότερος από τον αντίστοιχο στο **σχήμα 69** αλλά μεγαλύτερος από τον αντίστοιχο στο **σχήμα 68**. Άρα ο THD επηρεάζεται από τον συνδυασμό του ρεύματος, της τάσης και του φορτίου.

4.2.1.10 Λειτουργία μετατροπέα με 110Ω φορτίο και διακοπτική συχνότητα 25kHz για διάφορες τάσεις εισόδου και  $m_a$  (Σχήματα 71, 72, 73)



Σχήμα 71 :  $m_a$  0,8 – Τάση εισόδου 25V



Σχήμα 72 :  $m_a$  0,85 – Τάση εισόδου 20V





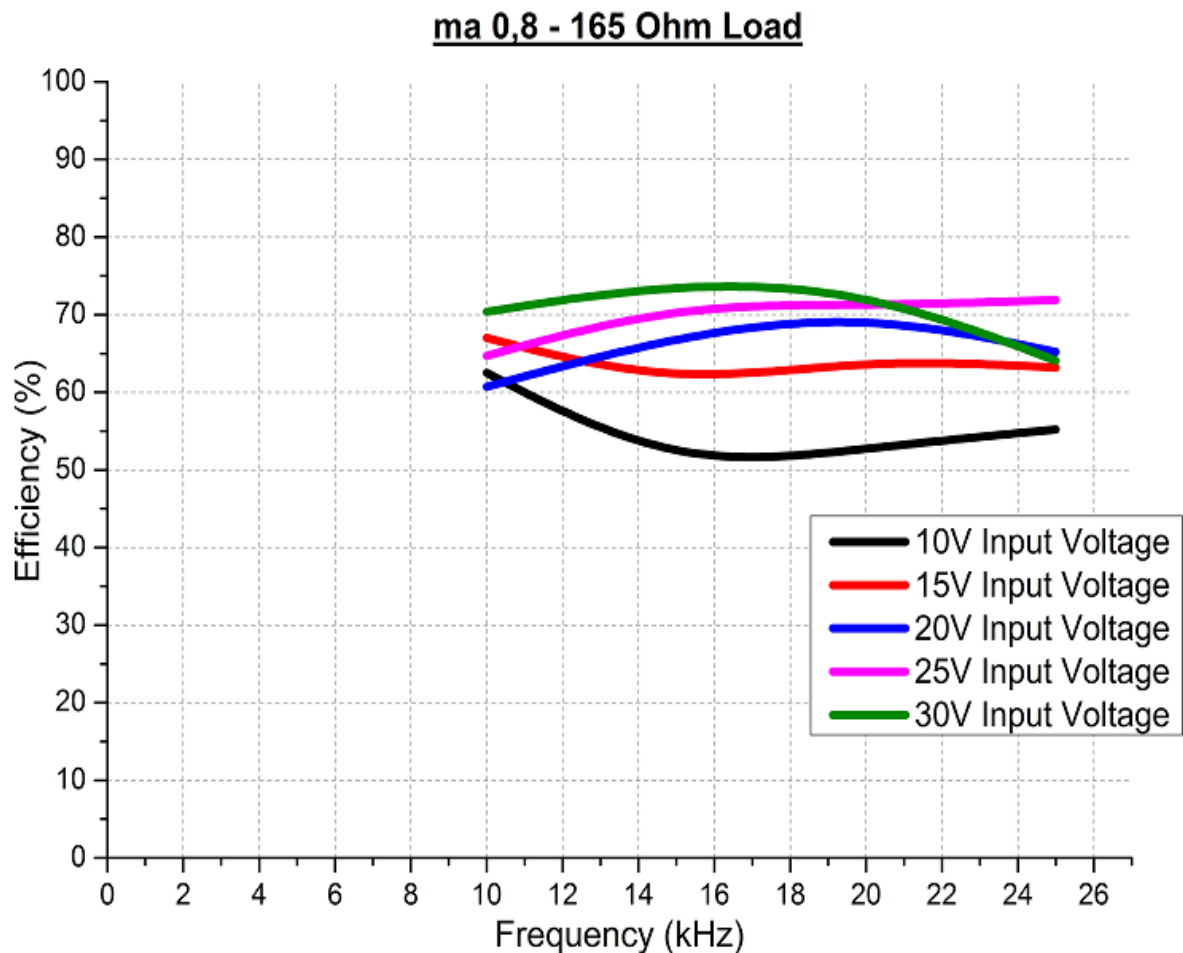
*Σχήμα 73 :  $m_a$  0,9 – Τάση εισόδου 30V*

Για άλλη μια φορά δείχνει να επαληθεύετε το γεγονός πως με την αύξηση του ρεύματος για δεδομένο φορτίο, αυξάνεται και ο THD με αποκορύφωμα αυτόν του **σχήματος 72** που έχει φτάσει στο υπερβολικό 32%.

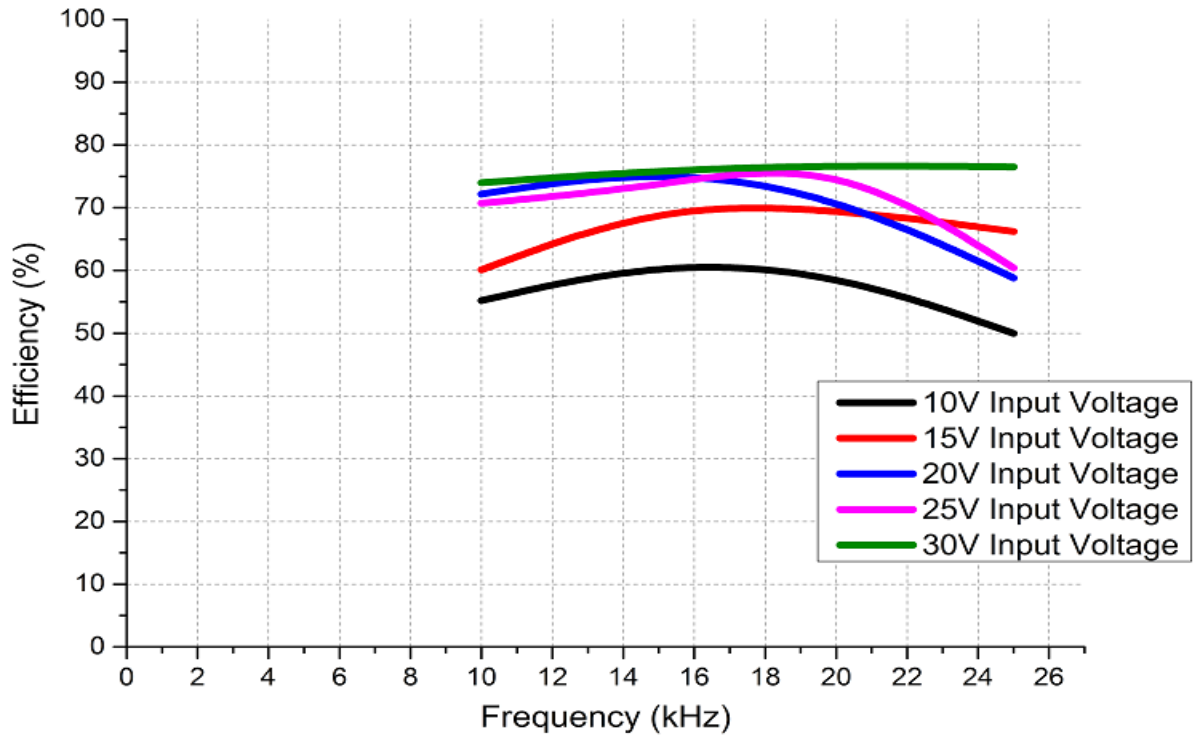
## 4.2.2 Χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας

Από όλα τα παραπάνω γίνεται κατανοητό πως ένας inverter με τόσο υψηλό αρμονικό περιεχόμενο δεν μπορεί να έχει πρακτικές εφαρμογές. Στη συνέχεια παρουσιάζονται διάφορα γραφήματα βασισμένα στους πίνακες μετρήσεων αυτού του κεφαλαίου. Στο επόμενο κεφάλαιο θα παρουσιαστεί ο τρόπος με τον οποίο μειώνεται κατά πολύ ο THD.

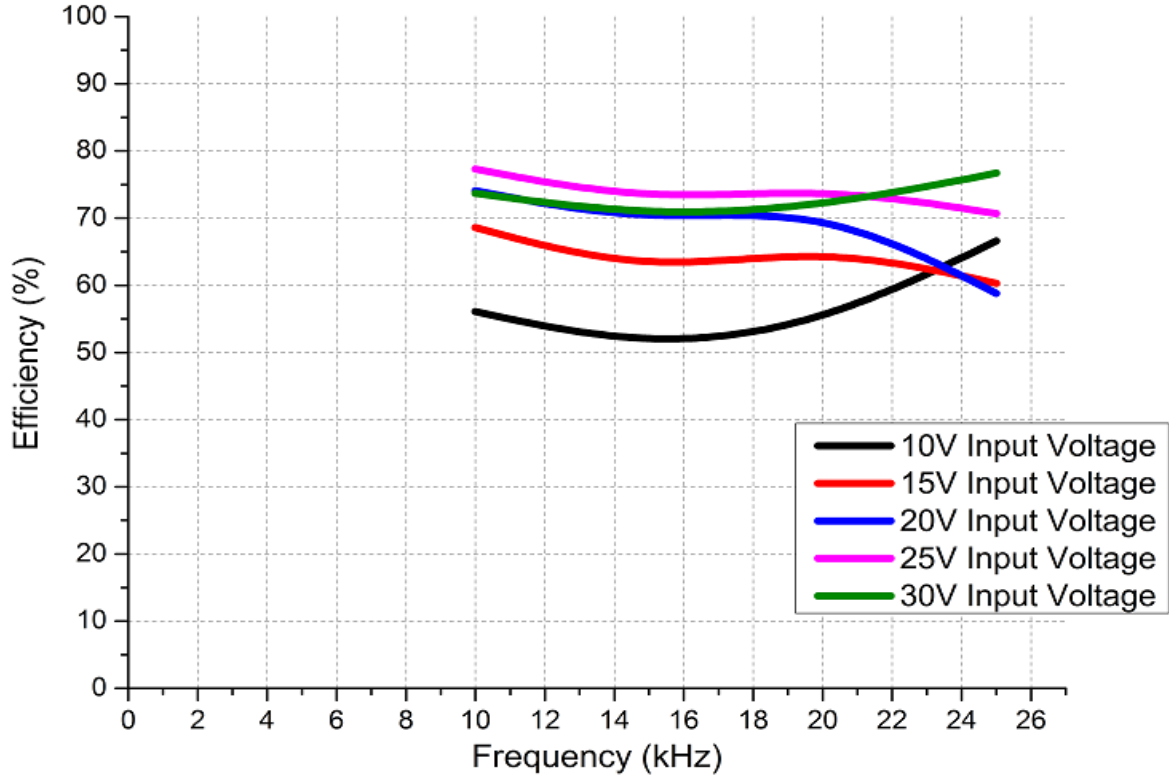
### 4.2.2.1 Απόδοση = $f$ (Συχνότητας) με παράμετρο τη τάση εισόδου



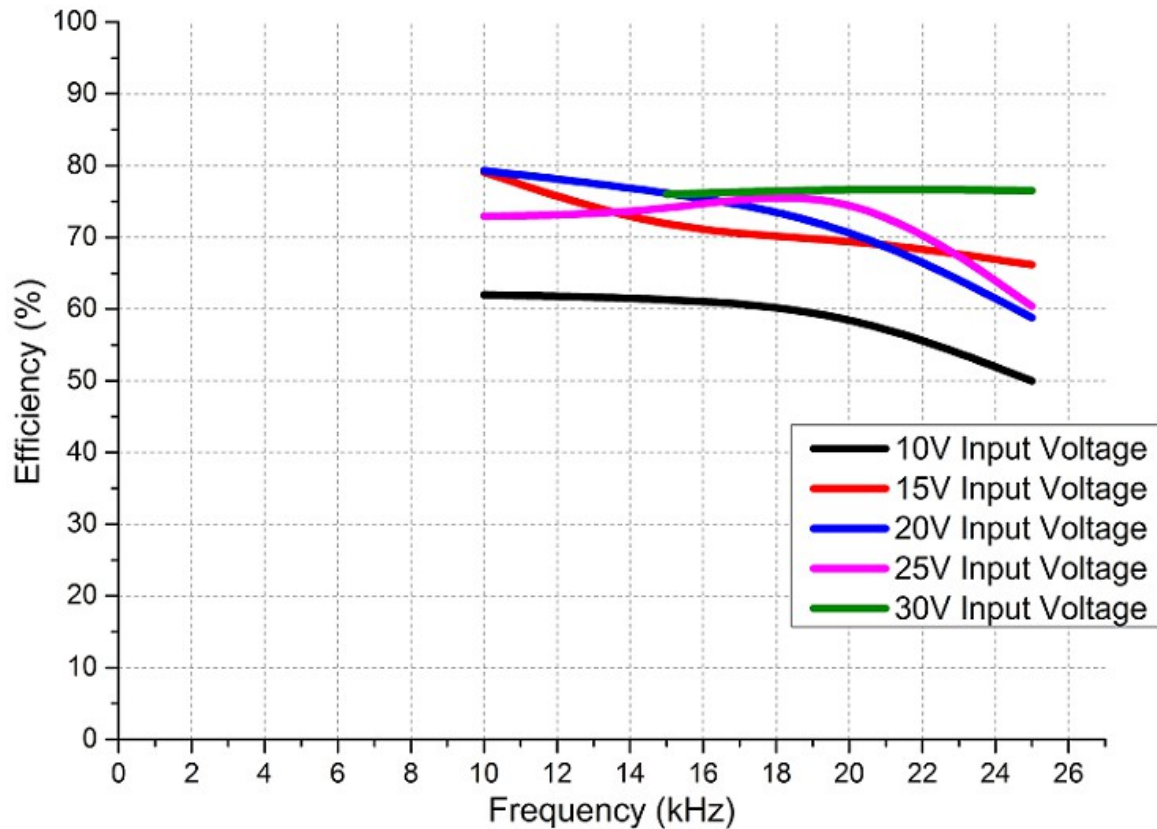
**ma 0,85 - 165 Ohm Load**



**ma 0,8 - 110 Ohm Load**

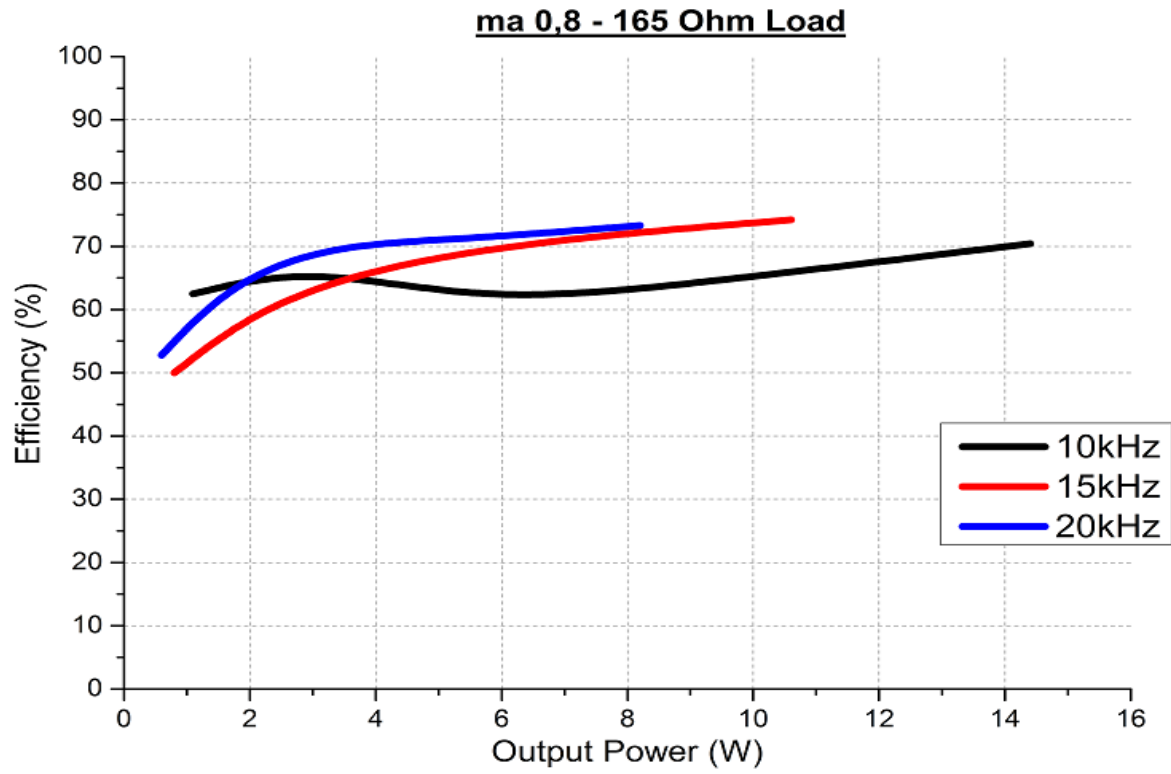


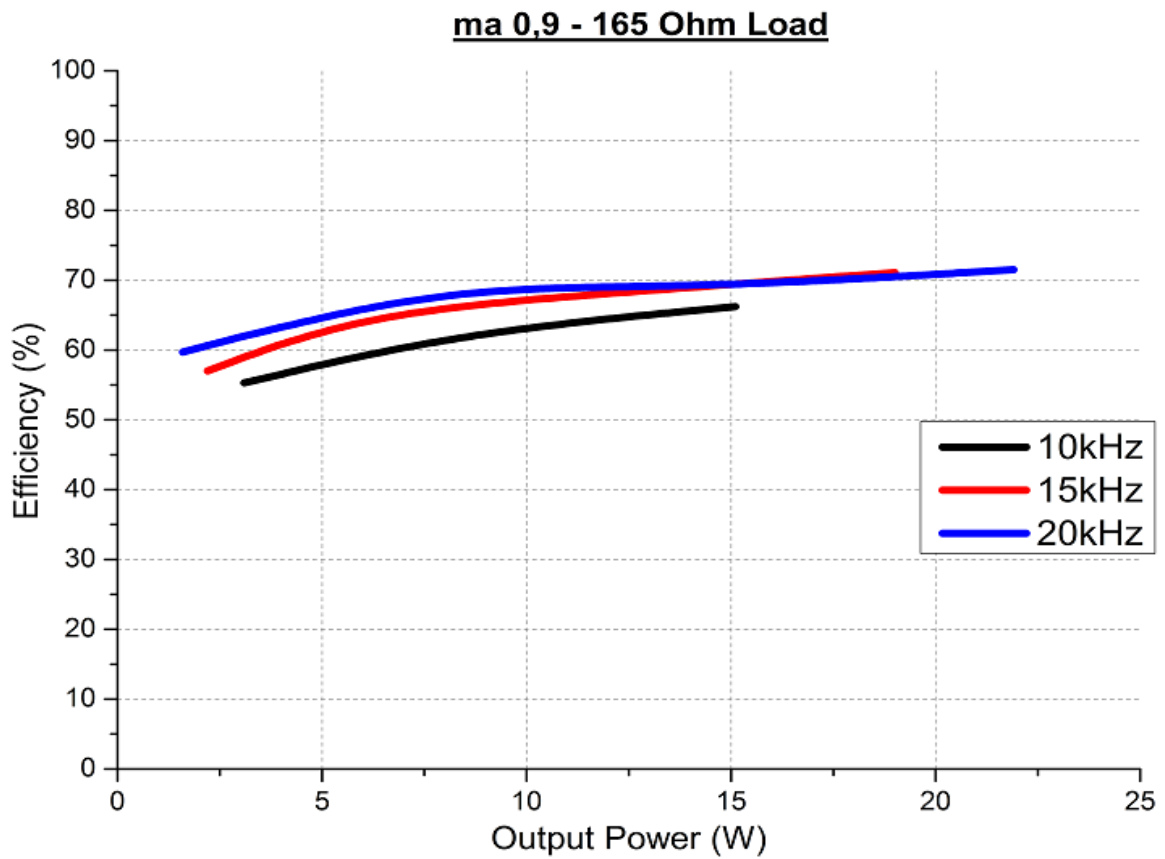
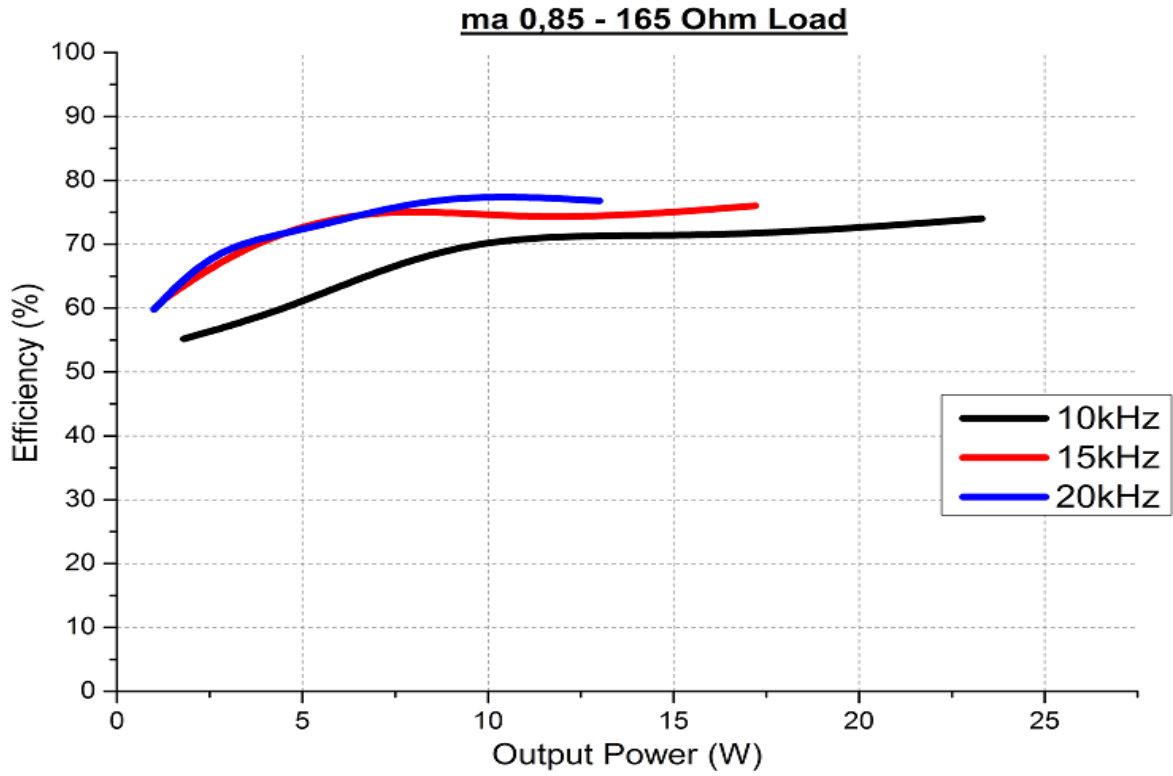
### ma 0,85 - 110 Ohm Load



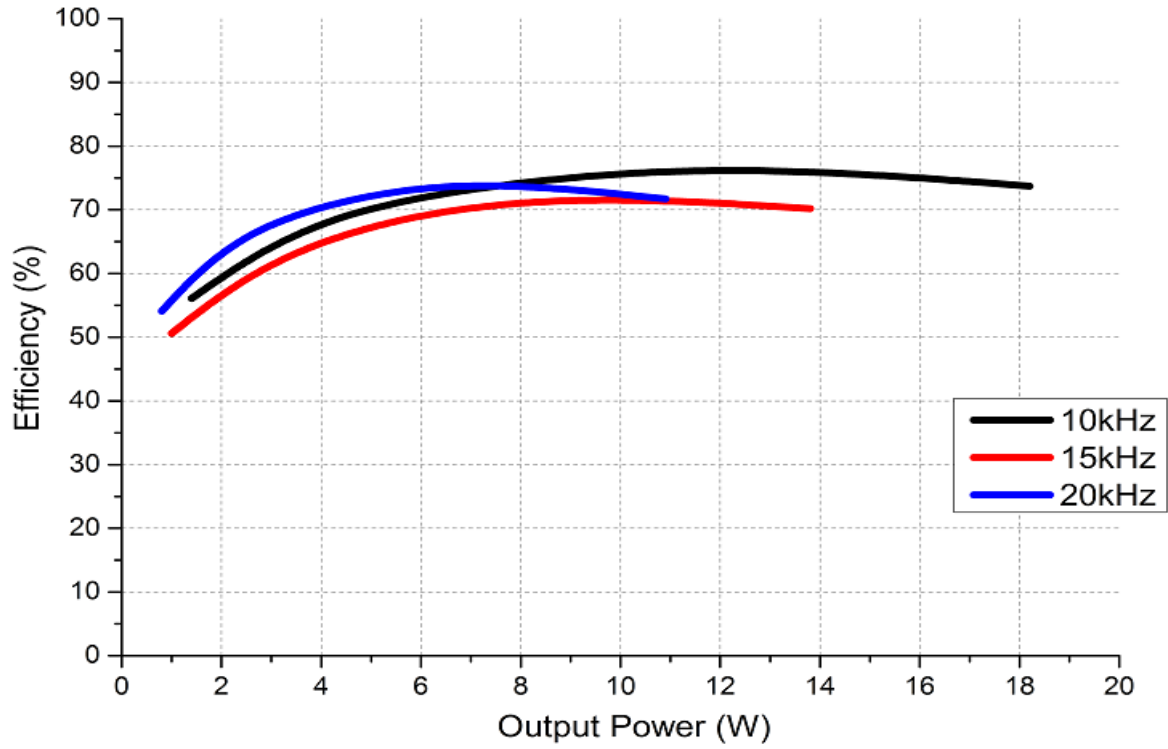
Παρατηρούμε πως σε μεγαλύτερες τάσεις εισόδου είναι μεγαλύτερη και η απόδοση για δεδομένη συχνότητα. Τούτο οφείλεται στο γεγονός ότι οι απώλειες των IGBT εμφανίζονται κυρίως λόγω της πτώσης τάσης και όχι λόγω παρασιτικής ωμικής αντίστασης. Άρα, όσο υψηλότερη είναι η τάση εισόδου διαδραματίζει λιγότερο ρόλο η πτώση τάσης του IGBT, με αποτέλεσμα να είναι υψηλότερος ο βαθμός απόδοσης.

4.2.2.2 Απόδοση =  $f$  (Ισχύος φορτίου) με παράμετρο τη διακοπτική συχνότητα

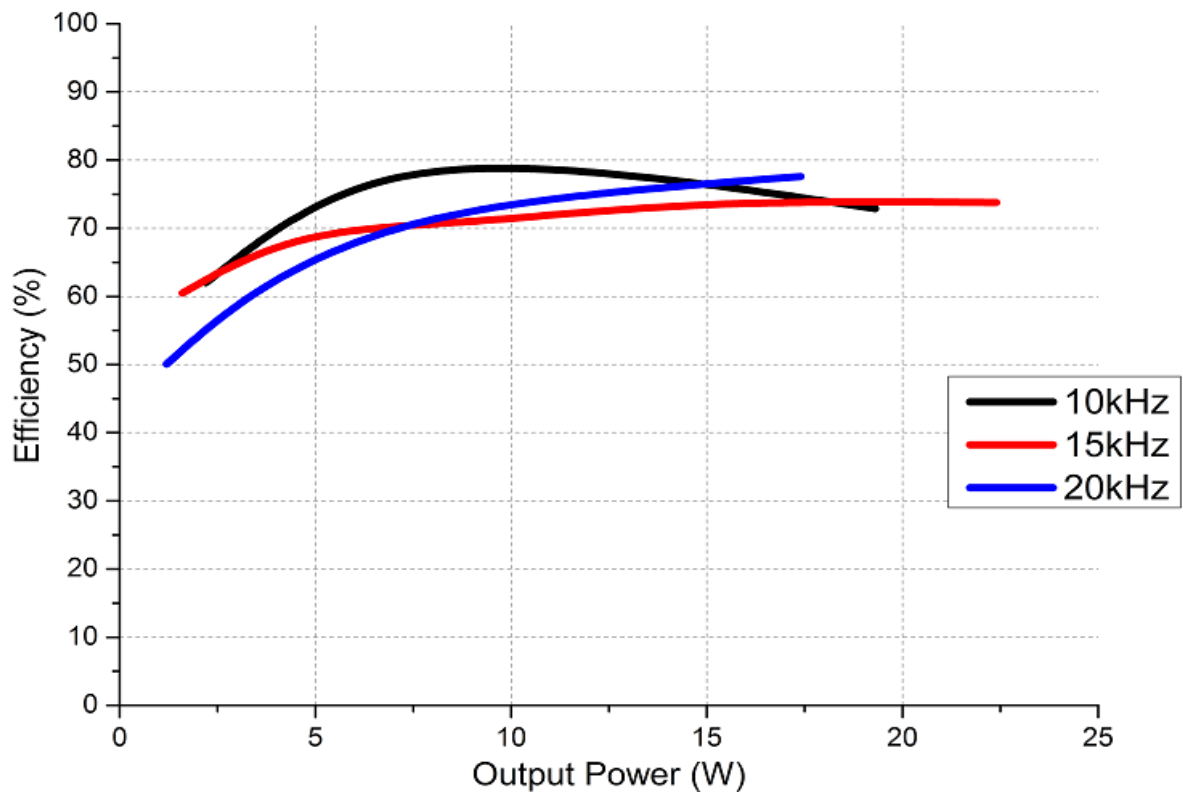


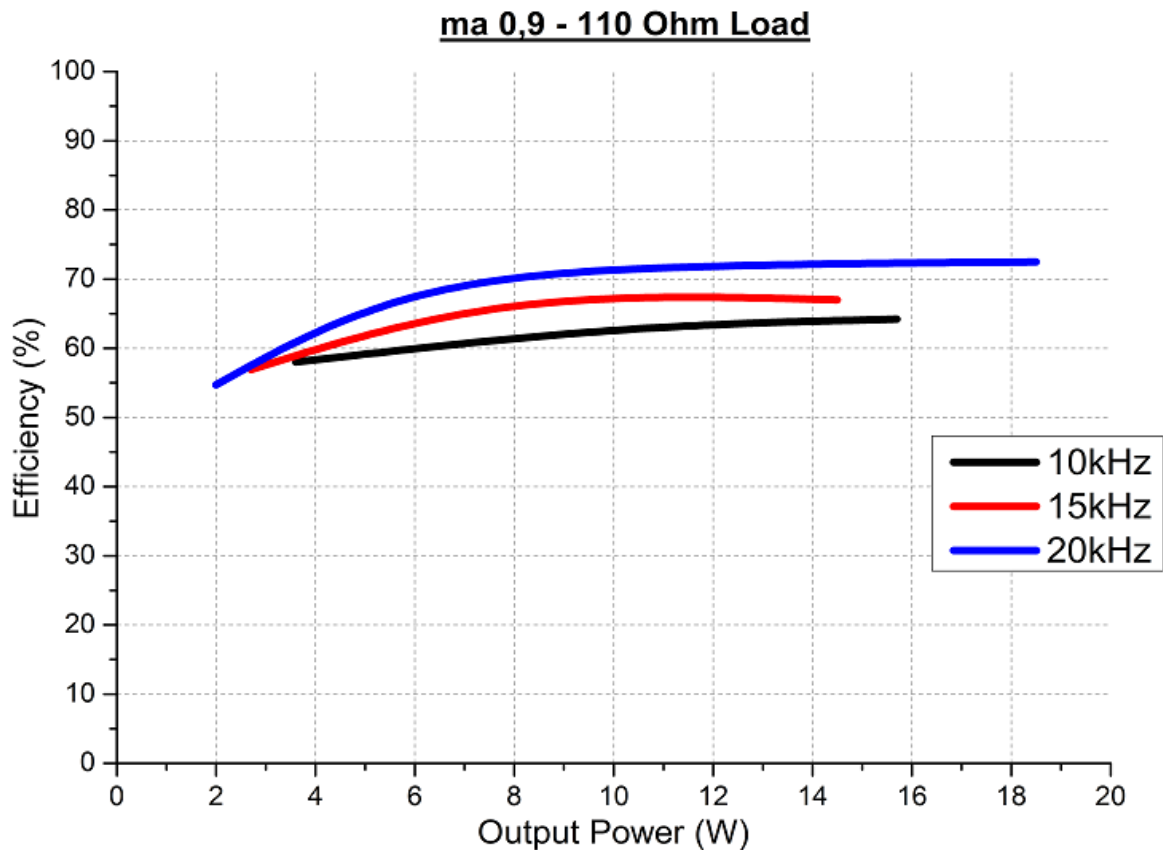


**ma 0,8 - 110 Ohm Load**



**ma 0,85 - 110 Ohm Load**

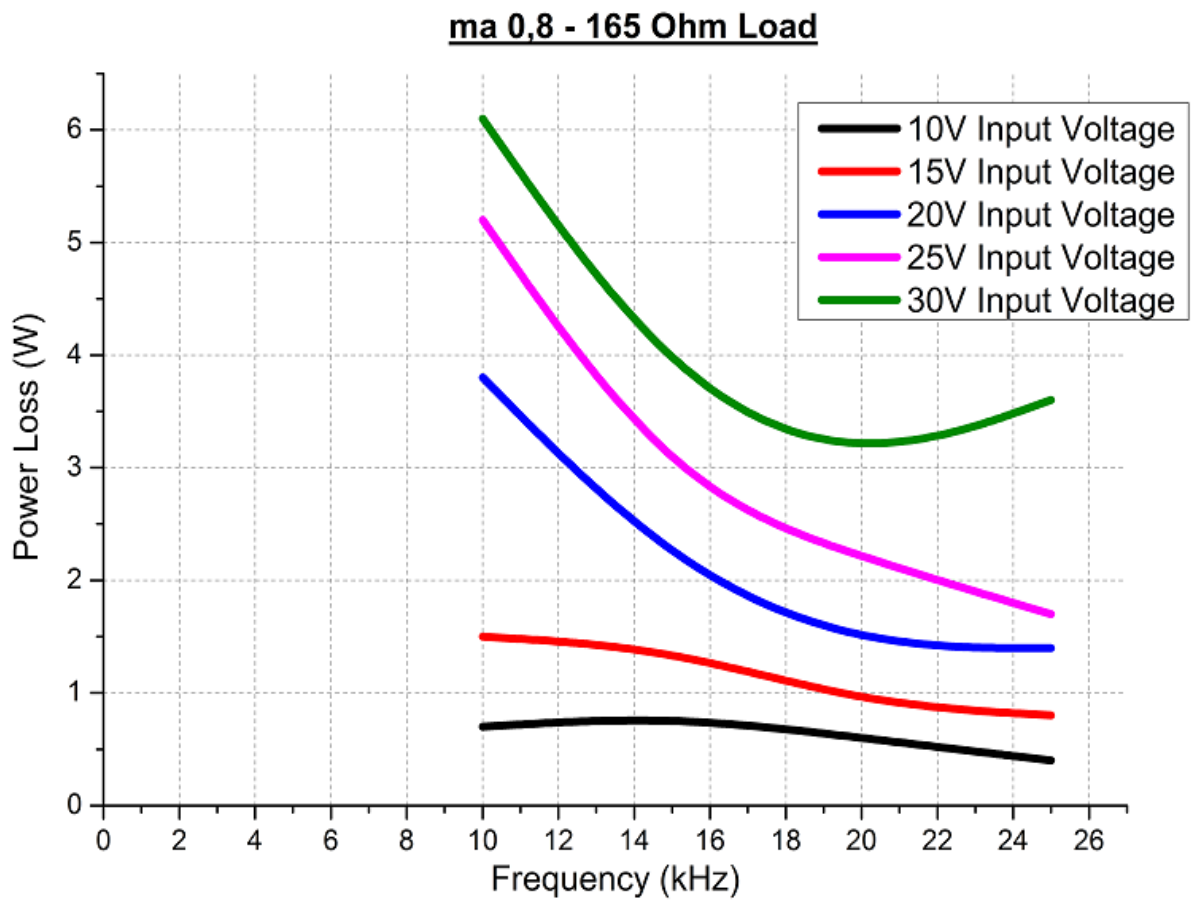




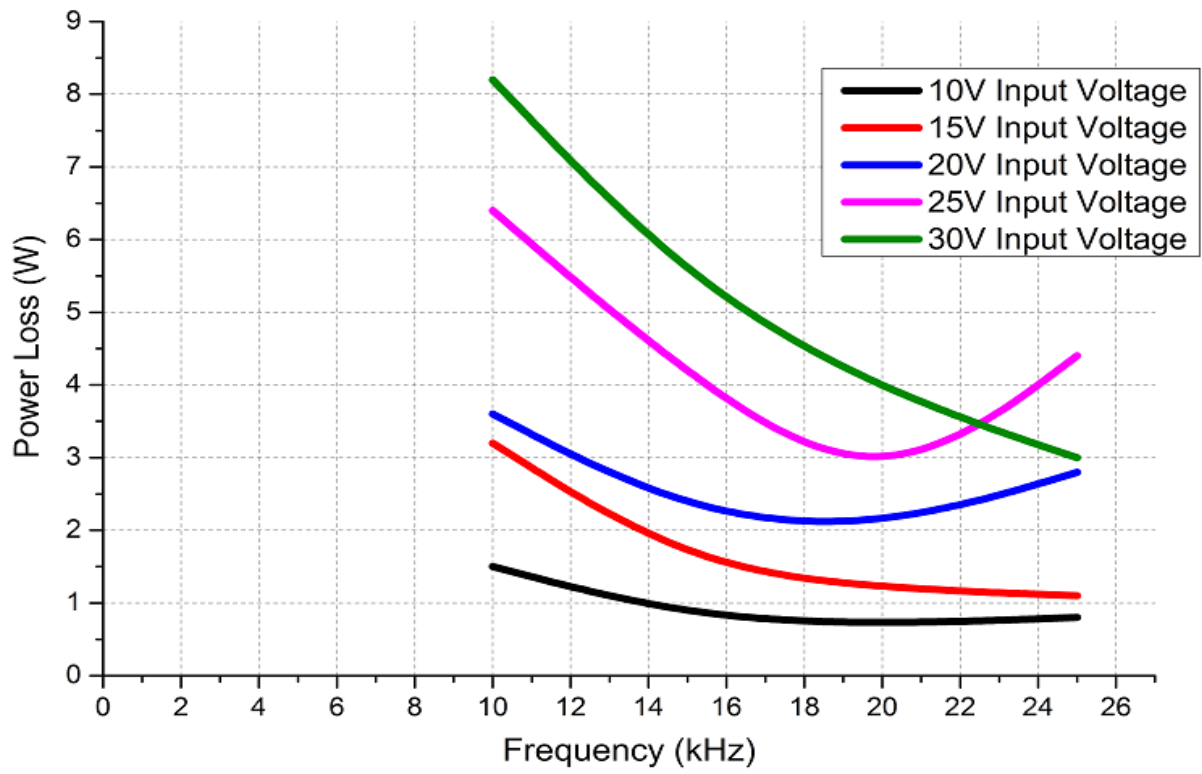
Από τα παραπάνω βλέπουμε ότι για συγκεκριμένη ισχύ εξόδου το σύστημα παρουσιάζει μεγαλύτερη απόδοση σε μεγαλύτερες συχνότητες. Αυτό είναι αποτέλεσμα διαφόρων  $m_a$ , διάφορων τάσεων, φορτίων κ.τ.λ. Γενικά όμως, ως κάποια διακοπτική συχνότητα, καθώς βελτιώνεται ο συντελεστής ισχύος, βελτιώνεται και ο βαθμός απόδοσης λόγω του ρεύματος. Αυτή η κατεύθυνση των αποτελεσμάτων φαίνεται από τις προηγούμενες αλλά και από τις επόμενες καμπύλες και συνήθως οφείλεται στο γεγονός ότι με την αύξηση του συντελεστή ισχύος, μειώνεται το ρεύμα. Βέβαια, η ισχύς είναι σχετικά μικρή άρα, η ακρίβεια στην τιμή του βαθμού απόδοσης είναι μικρή.



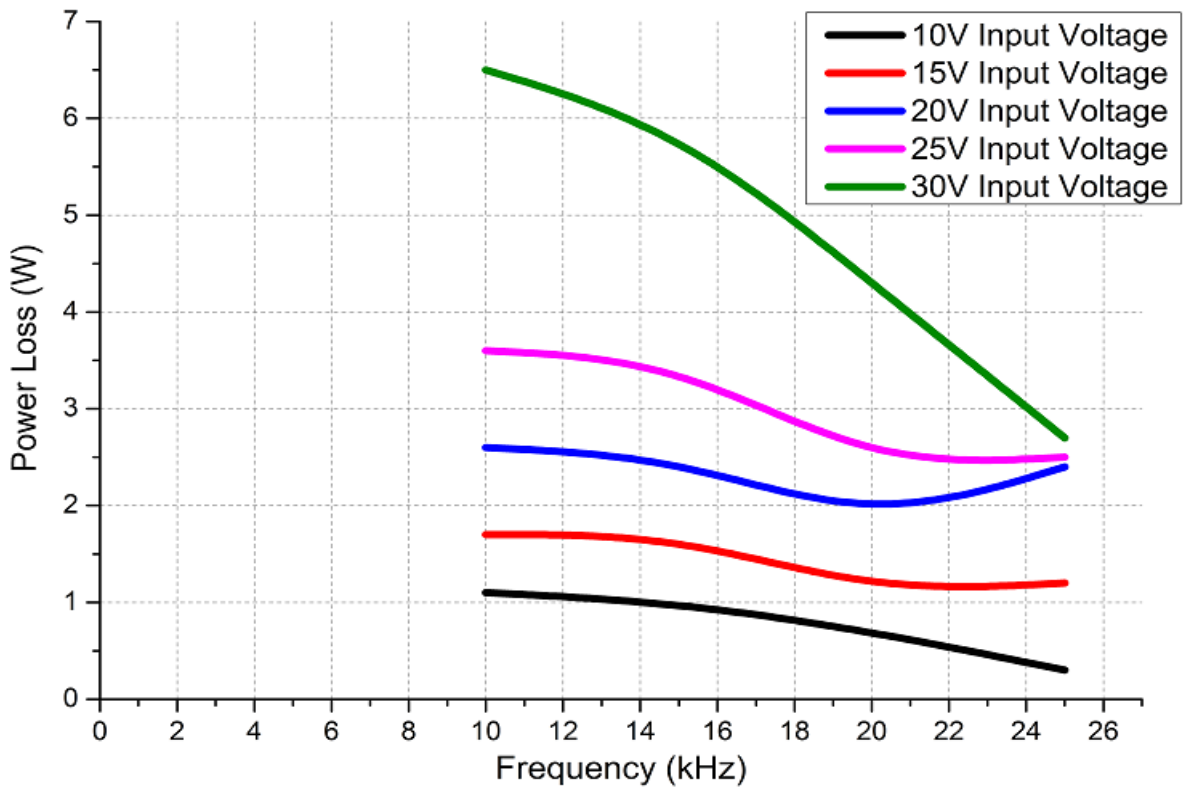
4.2.2.3 Απώλειες =  $f$  (Συχνότητας) με παράμετρο τη τάση εισόδου



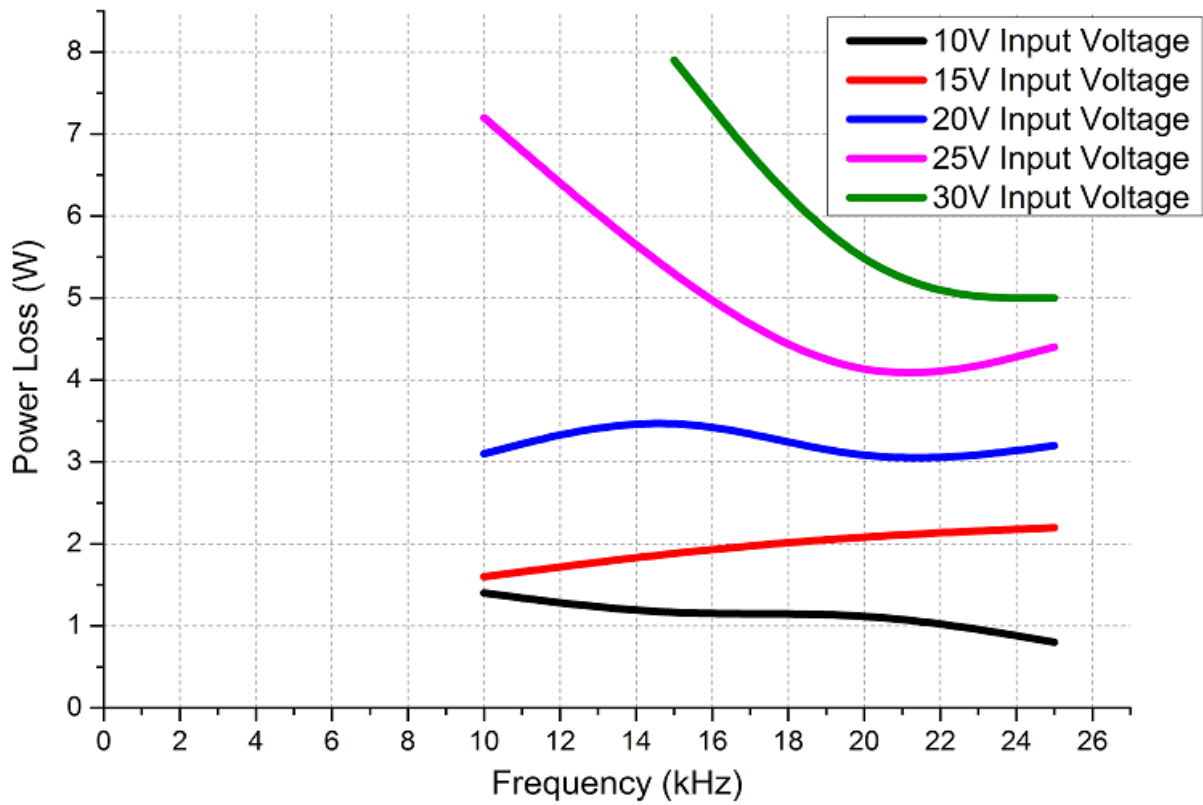
**ma 0,85 - 165 Ohm Load**



**ma 0,8 - 110 Ohm Load**

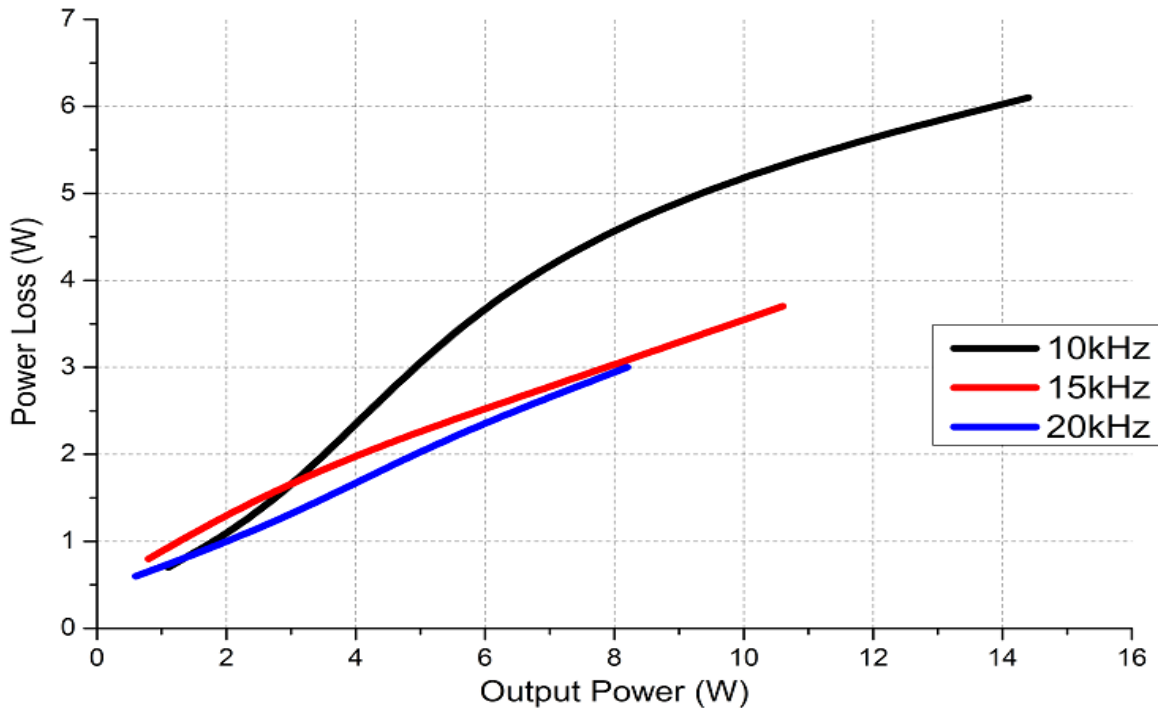


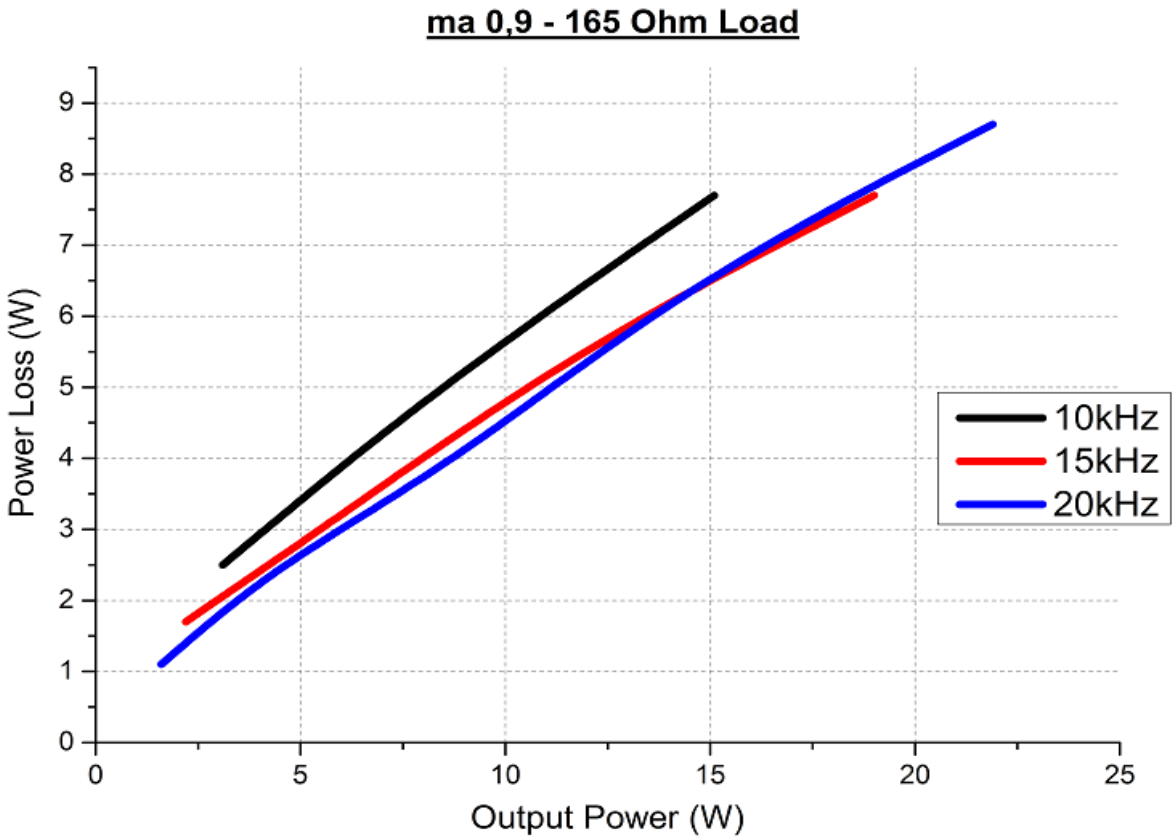
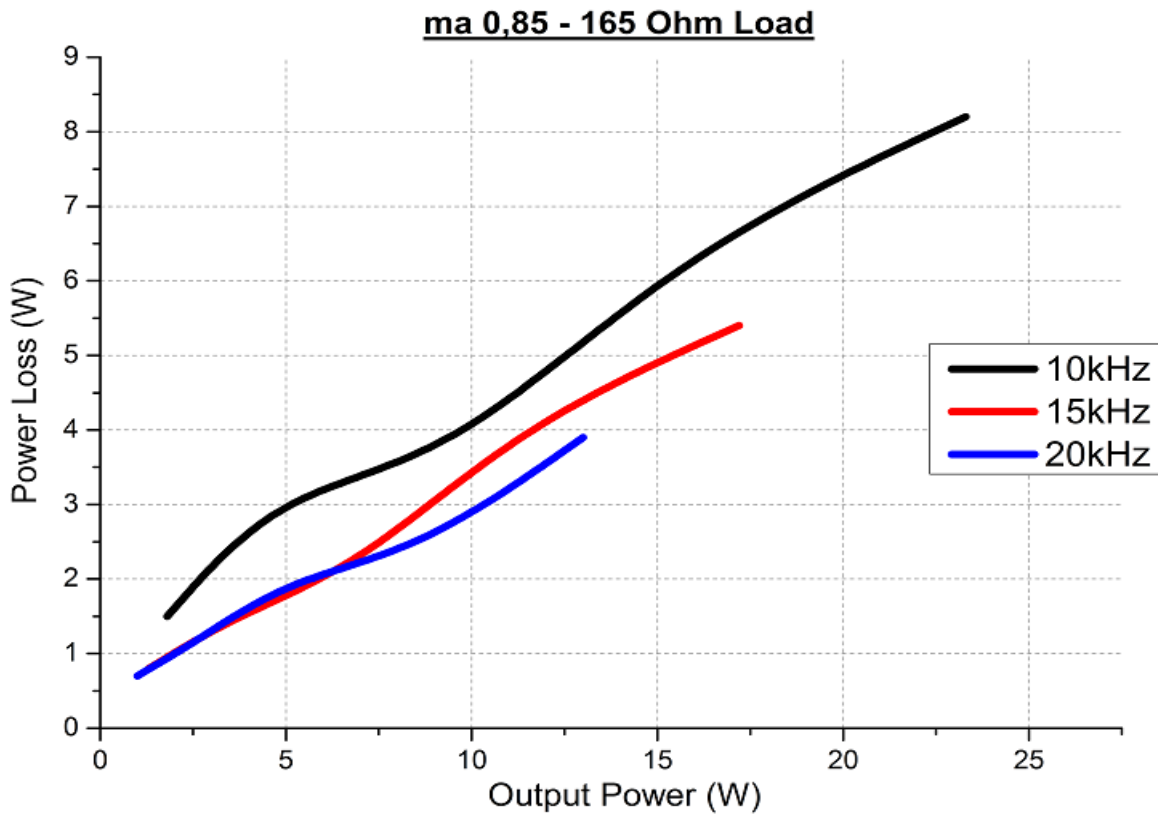
**ma 0,85 - 110 Ohm Load**



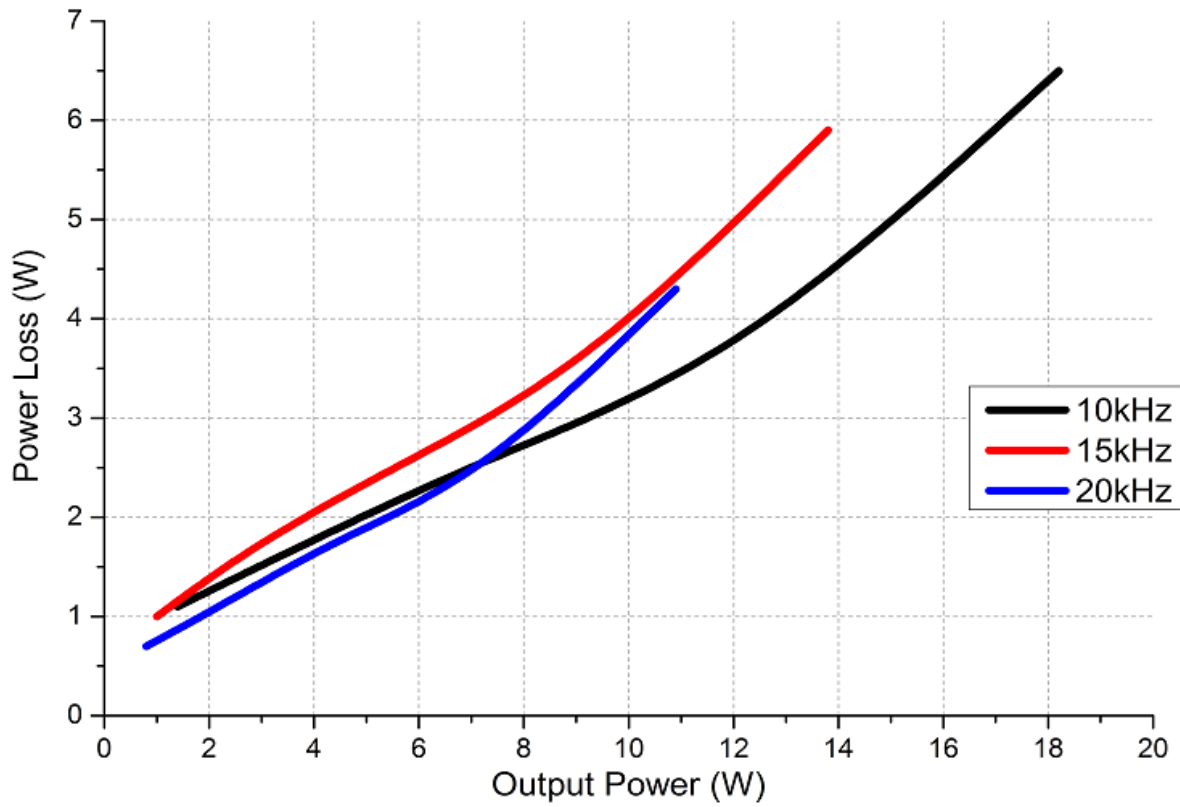
4.2.2.4 *Απώλειες = f (Ισχύς φορτίου) με παράμετρο τη διακοπτική συχνότητα*

**ma 0,8 - 165 Ohm Load**

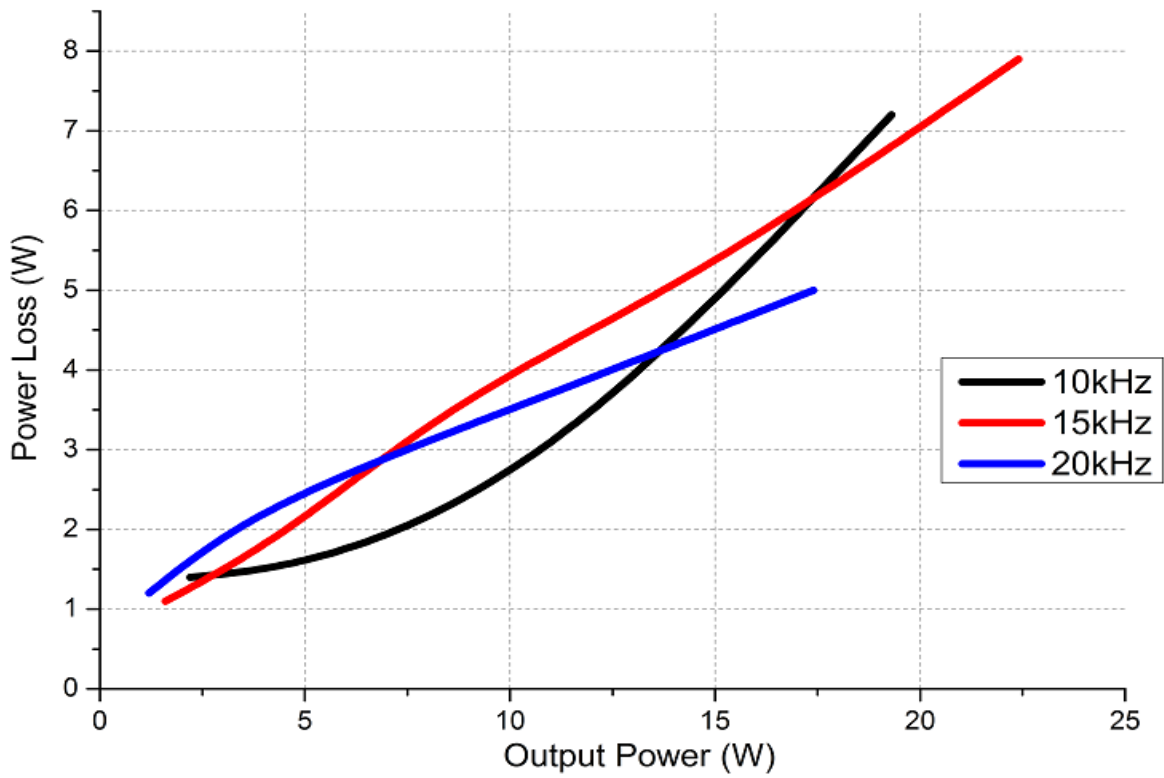




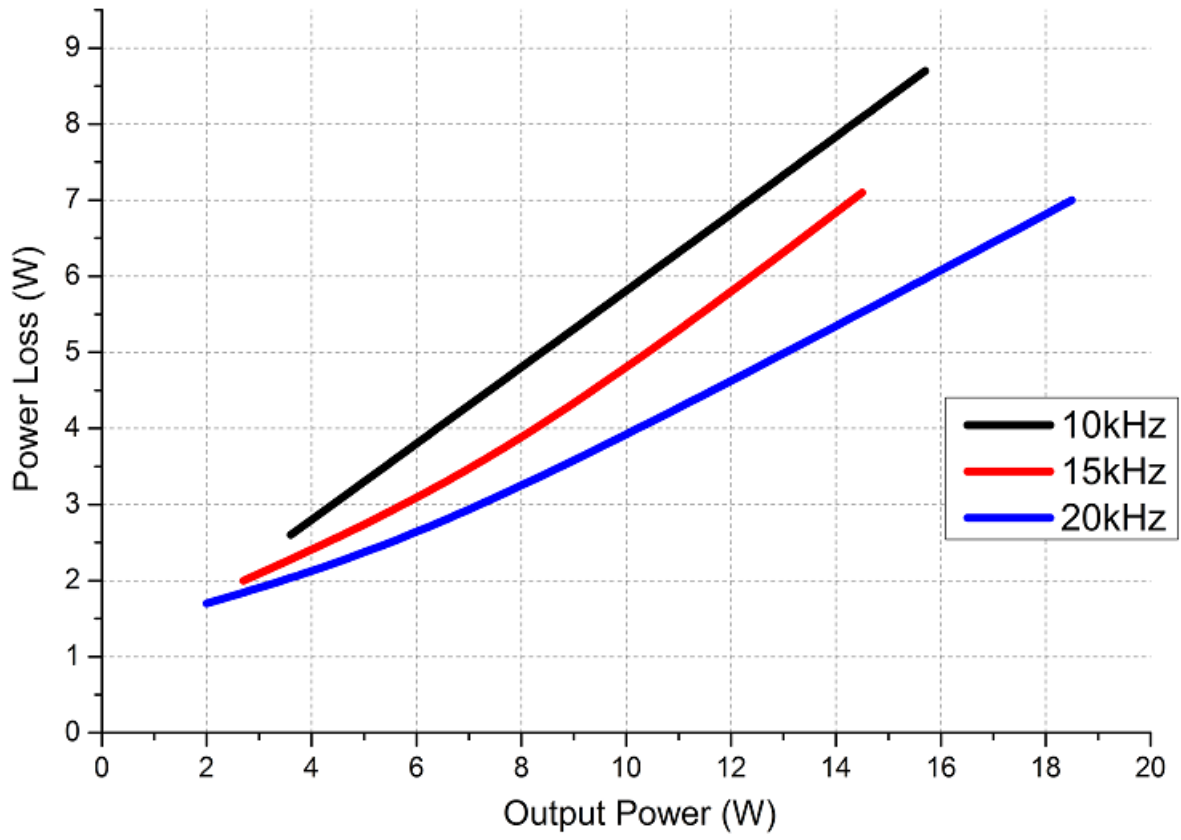
**ma 0,8 - 110 Ohm Load**



**ma 0,85 - 110 Ohm Load**



**ma 0,9 -110 Ohm Load**



## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5ο**

### **ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗ ΚΑΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΜΕ ΧΑΜΗΛΟ ΑΡΜΟΝΙΚΟ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΟ**

#### **5.1 Παλμοδότηση μετατροπέων**

##### **5.1.1 Παλμοδότηση μετατροπέα DC Buck/Boost και παλμοδότηση inverter**

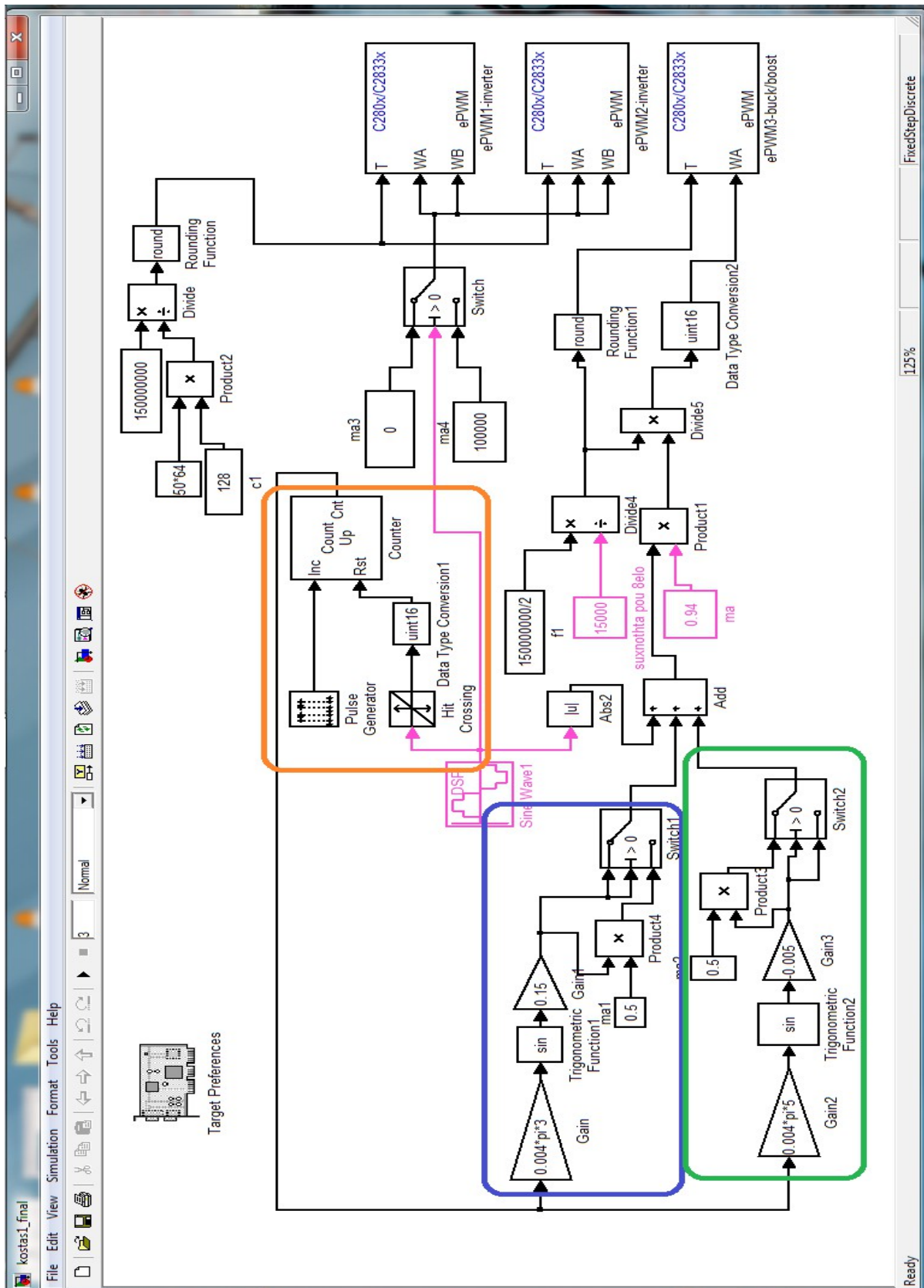
Η λογική της παλμοδότησης των μετατροπέων είναι η ίδια όπως στο προηγούμενο κεφάλαιο. Το πρόβλημα που υπήρχε στο προηγούμενο κεφάλαιο έχει να κάνει με την έντονη ύπαρξη 3ης και 5ης αρμονικής στην τάση του φορτίου, με τη τιμή του THD να εκτινάσσεται μέχρι και το 32%.

##### **5.1.2 Υλοποίηση παλμοδότησης των μετατροπέων στο SIMULINK® και στον DSP**

Προκειμένου να διορθωθεί το πρόβλημα του προηγούμενου κεφαλαίου, επιλέξαμε να αφαιρούμε κατά βούληση, με κατάλληλο προγραμματισμό του DSP, κομμάτια της 3ης και 5ης αρμονικής. Το πρόγραμμα που επιτελεί αυτό το έργο φαίνεται στο *σχήμα 74*.

Στο πορτοκαλί πλαίσιο είναι τα blocks που είναι υπεύθυνα για τη δημιουργία μιας πριονωτής κυματομορφής. Στην ουσία είναι ένας μετρητής (Counter) που αυξάνει την έξοδο του (Cnt) κατά 1 κάθε φορά που δέχεται παλμό στη είσοδό του (Inc). Η έξοδος του μετρητή μηδενίζεται και η διαδικασία επαναλαμβάνεται κάθε φορά που ο μετρητής θα δεχτεί έναν παλμό στην είσοδο επαναφοράς (Rst). Τους παλμούς μέτρησης στην είσοδο Inc τους παρέχει μια διακριτή παλμογεννήτρια (Pulse Generator). Τους παλμούς επαναφοράς Rst τους παρέχει το Hit Crossing (πέρασμα από το μηδέν) που ανιχνεύει τότε το ημίτονο γίνεται μηδέν και μόλις συμβεί, αυτό παράγει έναν παλμό.

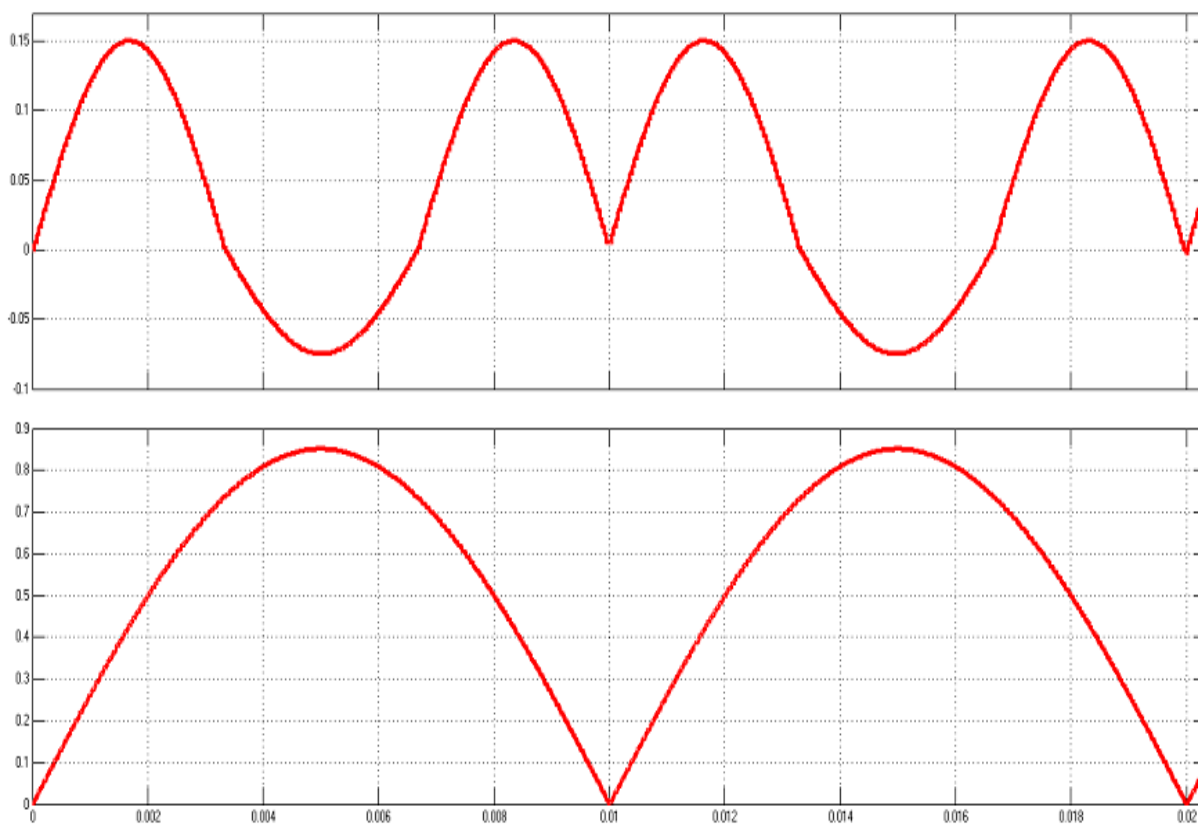
Ο μετρητής αυτός χρησιμοποιείται σαν την ανεξάρτητη μεταβλητή  $t$  στη σχέση  $\sin(\omega t)$ . Αυτή η μεταβλητή μπαίνει σαν είσοδος και στα δύο άλλα χρωματιστά κουτιά. Αυτά τα χρωματιστά κουτιά φτιάχνουν τις ανώτερες αρμονικές. Όπως εξηγείται στη συνέχεια, το μπλε φτιάχνει την 3η αρμονική ενώ το πράσινο φτιάχνει την 5η.



Σχήμα 74 : Το πρόγραμμα που αφαιρεί μέρος της 3ης και της 5ης αρμονικής όπως φαίνεται στο περιβάλλον του SIMULINK®

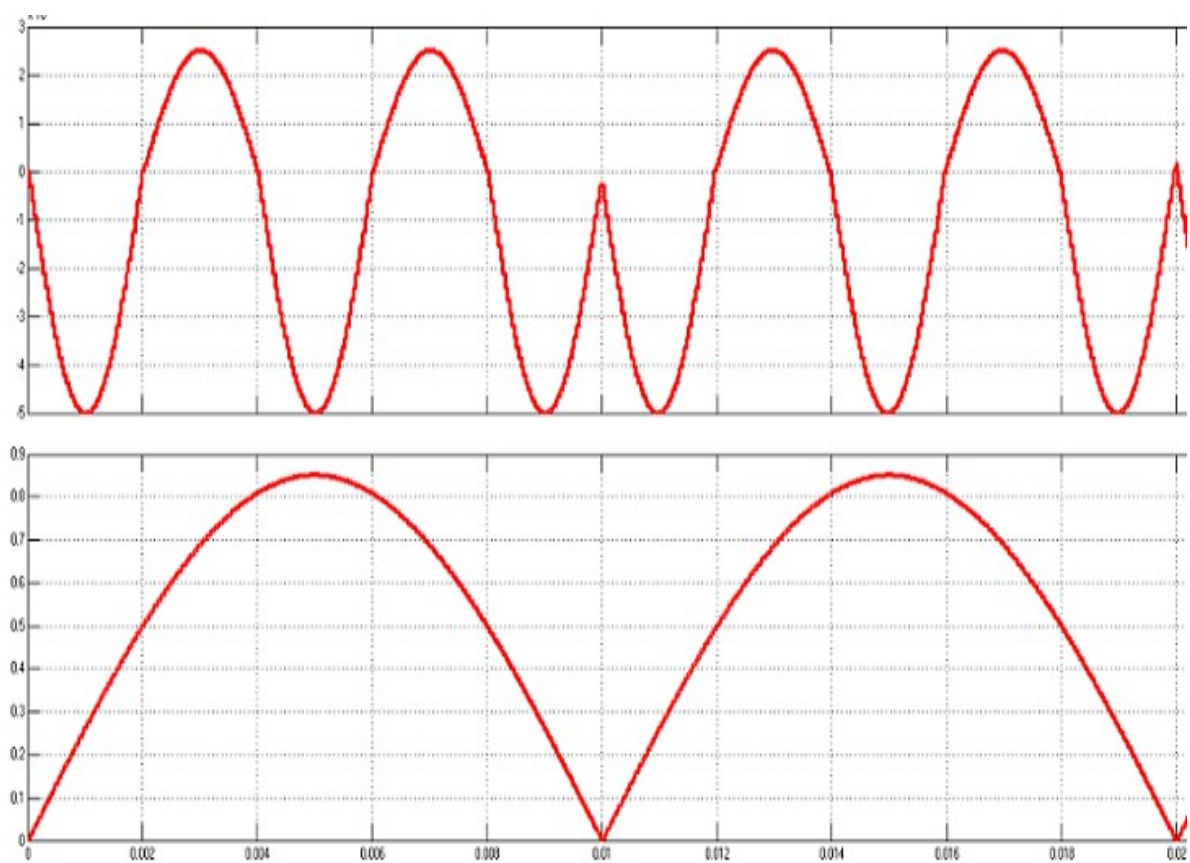


Ας ξεκινήσουμε έστω την ανάλυση από το μπλε. Η τιμή του μετρητή πολλαπλασιάζεται με  $0.004 \cdot \pi \cdot 3$ . Το  $\pi \cdot 3$  είναι για να δημιουργήσουμε τρεις φορές μεγαλύτερη συχνότητα δηλαδή 150Hz – 3η αρμονική. Το 0.004 είναι μια τιμή που προέκυψε μετά από δοκιμές. Στη συνέχεια υπολογίζεται το ημίτονο του προηγούμενου πολλαπλασιασμού. Όλο αυτό πολλαπλασιάζεται με το 0.15 για να μικρύνει το πλάτος του αφού δεν πρέπει να αφαιρέσουμε όλο το πλάτος από την βασική αρμονική των 50Hz (σ.σ. Το πλάτος του ημιτόνου των 50Hz είναι 0.85). Έπειτα όλο αυτό πηγαίνει στον διακόπτη switch που λειτουργεί όπως η εντολή if στις γλώσσες προγραμματισμού. Πιο συγκεκριμένα όταν το αποτέλεσμα του παραπάνω υπολογισμού είναι θετικό τότε απλά προστίθεται στο ανορθωμένο ημίτονο των 50Hz ενώ όταν είναι αρνητικό πολλαπλασιάζεται με 0,5 (δηλαδή γίνεται το μισό σε πλάτος) και μετά προστίθεται στο ανορθωμένο ημίτονο. Αυτή η διαλογή γίνεται γιατί όπως φαίνεται στο **σχήμα 75** τα θετικά κομμάτια προστίθενται στα άκρα της κυματομορφής του **σχήματος 61** (πράσινη) ενώ το αρνητικό κομμάτι προστίθεται (δηλαδή αφαιρείται αφού είναι αρνητικό) από το κέντρο της κυματομορφής που είναι πολύ ψηλή και μυτερή.



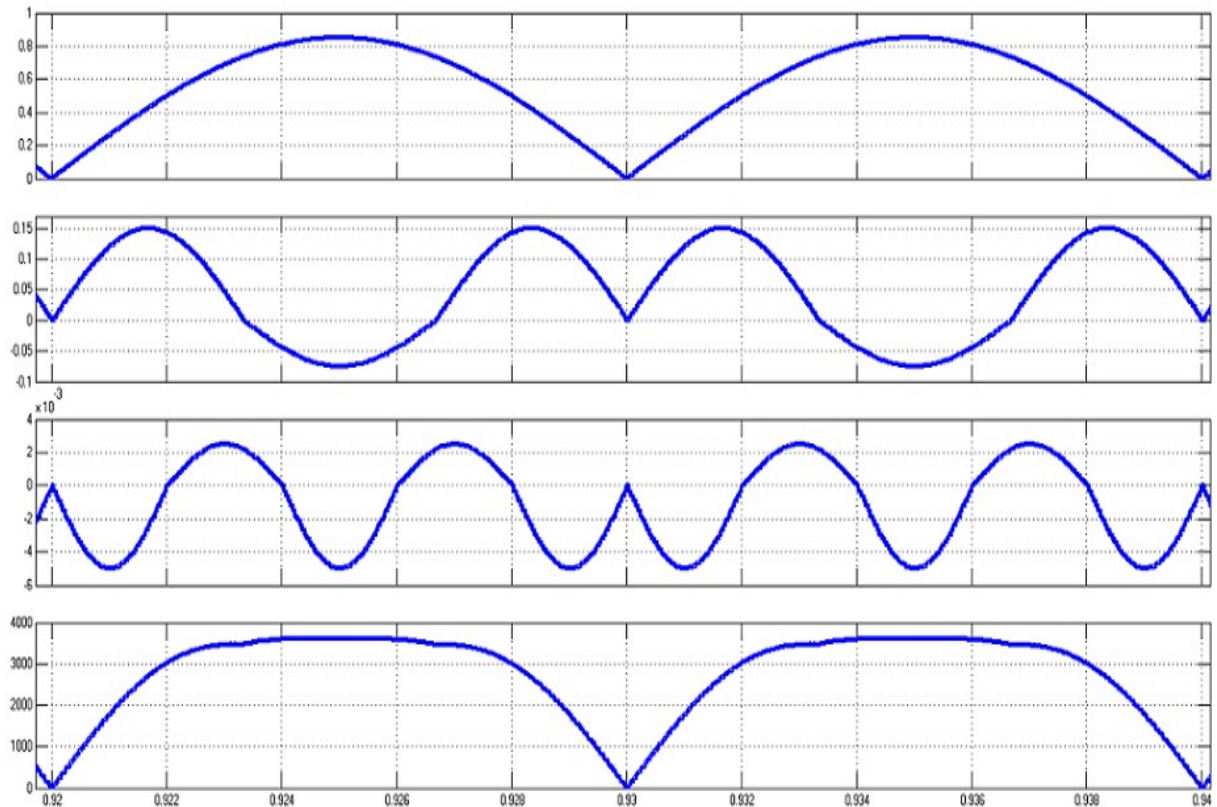
**Σχήμα 75 :** (πάνω) η 3η αρμονική που φτιάχνουμε για να προστεθεί στο ανορθωμένο ημίτονο (κάτω)

Με την ίδια λογική και κατ' αντιστοιχία με την 3η αρμονική φτιάχνεται και η 5η αρμονική από τα blocks του πράσινου κουτιού. Η 5η αρμονική που δημιουργείτε και προστίθεται στο ανορθωμένο ημίτονο φαίνεται το παρακάτω σχήμα.



**Σχήμα 76 :** (πάνω) η 5η αρμονική που φτιάχνουμε για να προστεθεί στο ανορθωμένο ημίτονο (κάτω)

Το αποτέλεσμα όλων αυτών, η τελική μορφή του ανορθωμένου ημιτόνου, είναι κάτω κάτω στο **σχήμα 77**. Η επιλογή του πλάτους των αρμονικών επιλέχθηκε τυχαία μετά από δοκιμές, καθώς η έγχυση αρμονικών στο σήμα είναι ένα ξεχωριστό θέμα για διδακτορικό με το οποίο είχε ασχοληθεί άλλωστε κι ο εισηγητής της παρούσας εργασίας, κ. Γεωργάκας στο διδακτορικό του.



**Σχήμα 77 :** (1ο σχήμα) το ανορθωμένο ημίτονο, (2ο σχήμα) η 3η αρμονική, (3ο σχήμα) η 5η αρμονική, (4ο σχήμα) η τελική μορφή του ανορθωμένου ημιτόνου μετά την προσθήκη των ανώτερων αρμονικών. Αυτό είναι το τελικό σήμα που θα διαμορφωθεί με PWM.

Με την τεχνική αυτή καταφέραμε μείωση του THD μέχρι και 25%, όπως παρουσιάζεται και στην παράγραφο που ακολουθεί.

## 5.2 Λειτουργία συστήματος και μετρήσεις με υψηλό αρμονικό περιεχόμενο

### 5.2.1 Μετρήσεις και παλμογραφήματα

Αφού εξηγήθηκε η παλμοδότηση σειρά έχουν οι πίνακες μετρήσεων και τα παλμογραφήματα λειτουργίας του συστήματος.

ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	Ma	ΦΟΡΤΙΟ (Ω)	ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ (mA) ΚΙΤΡΙΝΟ	ΤΑΣΗ BOOST ΠΡΑΣΙΝΟ	ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ ΜΩΒ	ΑΠΟΔΟΣΗ %	ΙΣΧΥ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΙΣΧΥ ΕΞΟΔΟΥ	ΙΣΧΥ ΑΠΩΛΕΙΩΝ
10	0,8	110	10	135	10,2	8,9	53,8	1,35	0,7	0,6
			15	188	16,3	14,9	71,6	2,82	2,0	0,8
			20	242	22,5	20,9	82,0	4,84	4,0	0,9
			25	369	28,4	27,0	71,8	9,23	6,6	2,6
			30	460	34,8	33,0	71,7	13,80	9,9	3,9
		55	10	217	9,3	8,0	53,9	2,17	1,2	1,0
			15	327	15,0	13,6	68,6	4,91	3,4	1,5
			20	437	20,9	19,3	77,7	8,74	6,8	1,9
			25	582	26,7	25,0	78,1	14,55	11,4	3,2
			30	759	32,7	30,7	75,3	22,77	17,1	5,6
	0,85	110	10	157	11,6	10,5	63,8	1,57	1,0	0,6
			15	274	18,7	17,3	66,2	4,11	2,7	1,4
			20	362	25,7	24,3	74,1	7,24	5,4	1,9
			25	483	32,8	31,3	73,8	12,08	8,9	3,2
			30	513	39,8	38,3	86,6	15,39	13,3	2,1
		55	10	255	10,8	9,5	63,9	2,55	1,6	0,9
			15	453	17,3	16,0	68,5	6,80	4,7	2,1
			20	638	24,1	22,5	72,1	12,76	9,2	3,6
			25	769	30,6	29,2	80,6	19,23	15,5	3,7
			30	952	37,4	36,0	82,5	28,56	23,6	5,0
0,9	110	10	202	13,5	12,4	69,2	2,02	1,4	0,6	
		15	358	21,6	20,4	70,5	5,37	3,8	1,6	
		20	481	29,9	28,5	76,8	9,62	7,4	2,2	
		25	633	38,0	36,8	77,8	15,83	12,3	3,5	
		30	761	46,6	44,7	79,6	22,83	18,2	4,7	
	55	10	360	12,4	11,2	63,4	3,60	2,3	1,3	
		15	584	20,2	18,7	72,6	8,76	6,4	2,4	
		20	851	28,1	26,3	73,9	17,02	12,6	4,4	
		25	1060	35,6	34,2	80,2	26,50	21,3	5,2	
		30	1340	43,9	42,2	80,5	40,20	32,4	7,8	

**Πίνακας 12**

ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	Ma	ΦΟΡΤΙΟ (Ω)	ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ (mA) ΚΙΤΡΙΝΟ	ΤΑΣΗ BOOST ΠΡΑΣΙΝΟ	ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ ΜΩΒ	ΑΠΟΔΟΣΗ %	ΙΣΧΥ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΙΣΧΥ ΕΞΟΔΟΥ	ΙΣΧΥ ΑΠΩΛΕΙΩΝ
15	0,8	110	10	118	10,2	8,9	61,0	1,18	0,7	0,5
			15	196	16,2	14,7	66,8	2,94	2,0	1,0
			20	258	22,0	20,7	75,5	5,16	3,9	1,3
			25	346	28,2	26,8	75,5	8,65	6,5	2,1
			30	406	34,2	32,8	80,3	12,18	9,8	2,4
		55	10	196	9,3	8,2	62,4	1,96	1,2	0,7
			15	326	15,0	13,7	69,8	4,89	3,4	1,5
			20	460	20,8	19,3	73,6	9,20	6,8	2,4
			25	606	26,7	25,0	75,0	15,15	11,4	3,8
			30	749	32,8	30,9	77,3	22,47	17,4	5,1
	0,85	110	10	163	11,8	10,4	60,3	1,63	1,0	0,6
			15	265	18,7	17,1	66,9	3,98	2,7	1,3
			20	378	25,6	24,2	70,4	7,56	5,3	2,2
			25	470	32,8	31,2	75,3	11,75	8,8	2,9
			30	555	39,9	38,2	79,7	16,65	13,3	3,4
		55	10	263	11,0	9,5	62,4	2,63	1,6	1,0
			15	445	17,6	16,0	69,7	6,68	4,7	2,0
			20	630	24,1	22,7	74,4	12,60	9,4	3,2
			25	806	31,1	29,3	77,5	20,15	15,6	4,5
			30	1050	37,7	36,8	78,2	31,50	24,6	6,9
	0,9	110	10	227	13,4	12,4	61,6	2,27	1,4	0,9
			15	334	21,6	20,3	74,8	5,01	3,7	1,3
			20	465	29,9	28,4	78,8	9,30	7,3	2,0
			25	614	38,1	36,9	80,6	15,35	12,4	3,0
30			764	46,4	45,1	80,7	22,92	18,5	4,4	
55		10	360	12,6	11,2	63,4	3,60	2,3	1,3	
		15	614	20,3	18,7	69,0	9,21	6,4	2,9	
		20	903	28,2	26,6	71,2	18,06	12,9	5,2	
		25	1130	36,0	34,4	76,2	28,25	21,5	6,7	
		30	1400	44,2	42,3	77,5	42,00	32,5	9,5	

**Πίνακας 13**

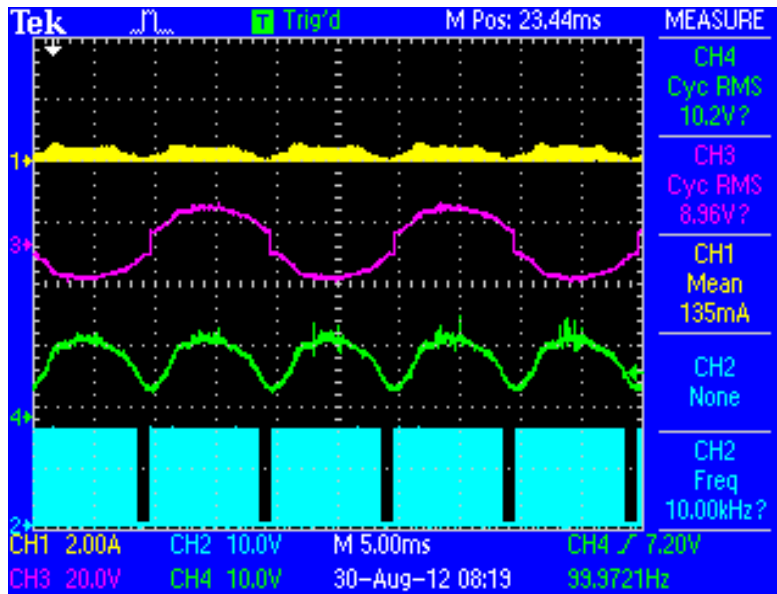
ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (kHz)	Ma	ΦΟΡΤΙΟ (Ω)	ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ (mA) ΚΙΤΡΙΝΟ	ΤΑΣΗ BOOST ΠΡΑΣΙΝΟ	ΤΑΣΗ ΦΟΡΤΙΟΥ ΜΩΒ	ΑΠΟΔΟΣΗ %	ΙΣΧΥ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΙΣΧΥ ΕΞΟΔΟΥ	ΙΣΧΥ ΑΠΩΛΕΙΩΝ
20	0,8	110	10	135	10,0	8,9	53,3	1,35	0,7	0,6
			15	210	16,1	14,8	63,2	3,15	2,0	1,2
			20	264	22,0	20,8	74,5	5,28	3,9	1,3
			25	344	28,2	26,8	75,9	8,60	6,5	2,1
			30	402	34,6	32,9	81,6	12,06	9,8	2,2
		55	10	201	9,6	8,2	60,4	2,01	1,2	0,8
			15	343	15,4	13,8	67,3	5,15	3,5	1,7
			20	434	21,0	19,5	79,7	8,68	6,9	1,8
			25	643	26,8	25,1	71,3	16,08	11,5	4,6
			30	766	32,8	31,0	76,0	22,98	17,5	5,5
	0,85	110	10	164	11,9	10,4	60,0	1,64	1,0	0,7
			15	264	18,7	17,1	67,1	3,96	2,7	1,3
			20	367	25,5	24,6	75,0	7,34	5,5	1,8
			25	433	32,8	31,3	82,3	10,83	8,9	1,9
			30	585	39,9	38,2	75,6	17,55	13,3	4,3
		55	10	266	10,7	9,7	64,7	2,66	1,7	0,9
			15	439	17,5	16,3	73,4	6,59	4,8	1,8
			20	629	24,6	22,8	75,1	12,58	9,5	3,1
			25	820	30,8	29,7	78,2	20,50	16,0	4,5
			30	1050	38,5	36,9	78,6	31,50	24,8	6,7
	0,9	110	10	239	13,8	12,3	57,5	2,39	1,4	1,0
			15	328	21,9	20,3	76,1	4,92	3,7	1,2
			20	459	29,9	28,5	80,4	9,18	7,4	1,8
			25	630	38,2	36,7	77,7	15,75	12,2	3,5
30			809	46,6	44,9	75,5	24,27	18,3	5,9	
55		10	364	12,4	11,2	62,7	3,64	2,3	1,4	
		15	636	20,2	18,8	67,4	9,54	6,4	3,1	
		20	856	28,4	26,4	74,0	17,12	12,7	4,4	
		25	1110	36,6	34,6	78,4	27,75	21,8	6,0	
		30	1460	44,7	42,8	76,0	43,80	33,3	10,5	

**Πίνακας 14**

Εδώ ισχύουν επίσης όσα ειπώθηκαν στο 4.2.1 περί δυσκολίας μέτρησης του ρεύματος με συνέπεια την αδυναμία ακριβούς υπολογισμού των υπόλοιπων παραμέτρων.

Στην συνέχεια ακολουθούν παλμογραφήματα στα οποία φαίνεται το ρεύμα εισόδου στον buck/boost (κίτρινο), η τάση εξόδου του buck/boost, δηλαδή η τάση εισόδου του inverter (πράσινο) και η τάση εξόδου του inverter ή αλλιώς η τάση στα άκρα του φορτίου (μωβ). Επίσης υπάρχουν και παλμογραφήματα ανάλυσης Fourier που δείχνουν τις αρμονικές στη τάση φορτίου έτσι ώστε να συγκριθούν με αυτά της παραγράφου 4.2.1.

### 5.2.1.1 Λειτουργία μετατροπέα με $m_a 0,8$ , τάση εισόδου 10V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 10kHz



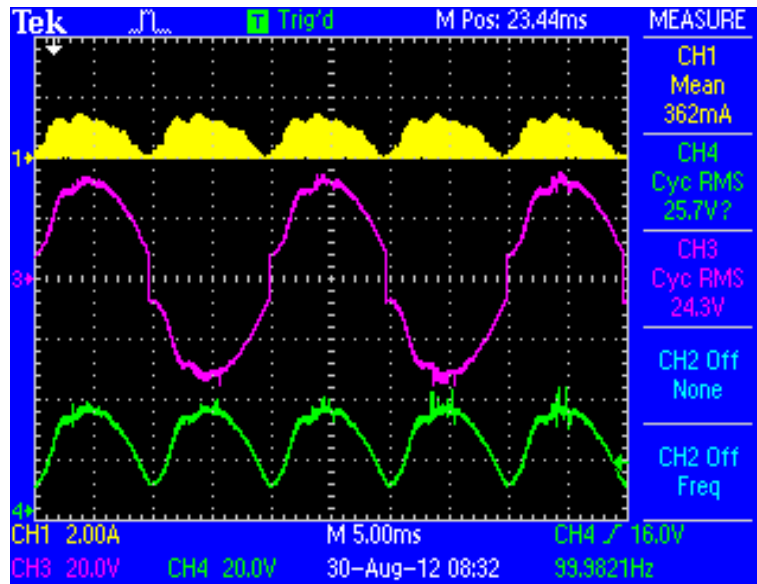
(α)



(β)

Σχήμα 78 : στο (α) η γαλάζια κυματομορφή είναι η PWM παλμοδότηση του buck/boost.

5.2.1.2 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a 0,85$ , τάση εισόδου 20V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 10kHz



(α)

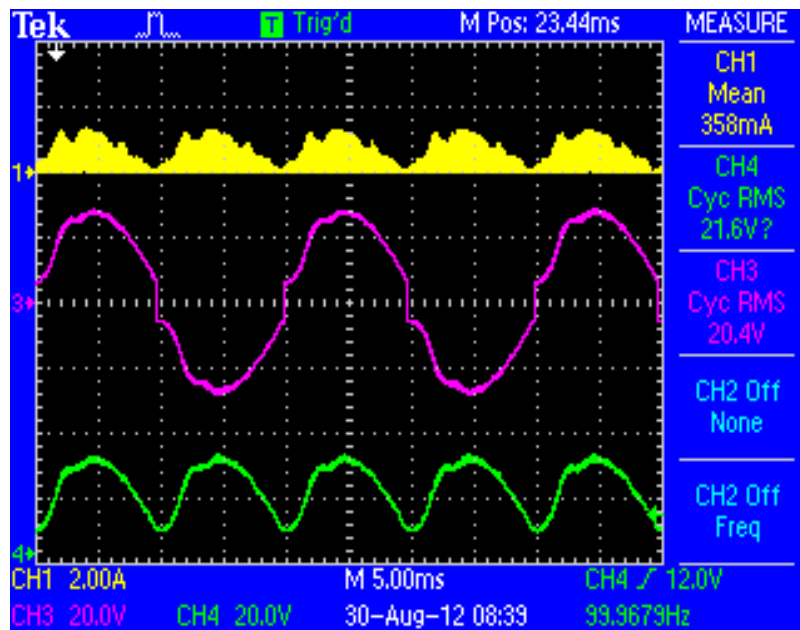


(β)

Σχήμα 79



5.2.1.3 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a$  0,9 , τάση εισόδου 15V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 10kHz



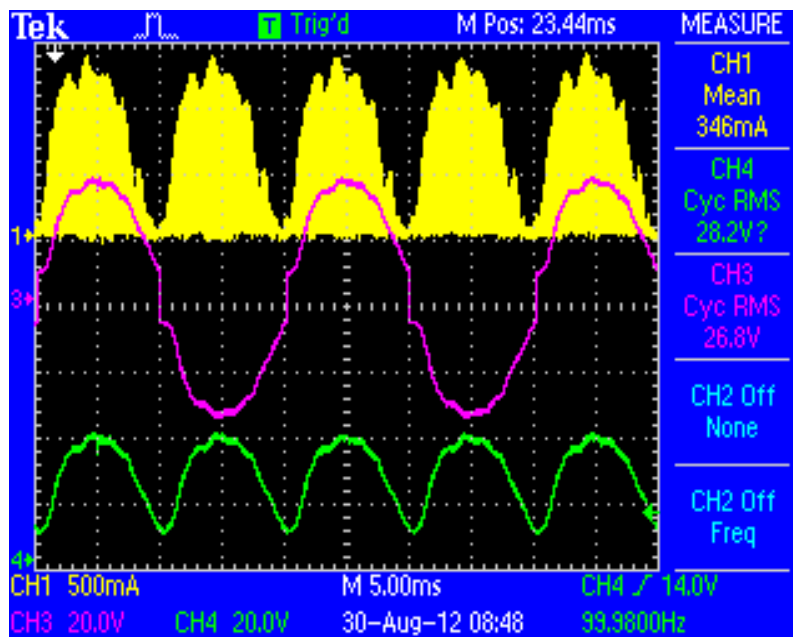
(α)



(β)

Σχήμα 80

5.2.1.4 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a$  0,8 , τάση εισόδου 25V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 15kHz



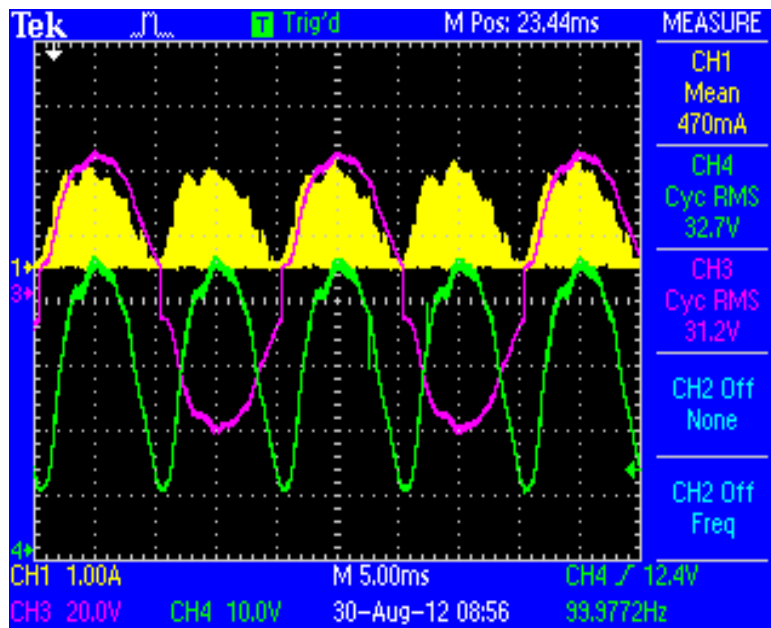
(a)



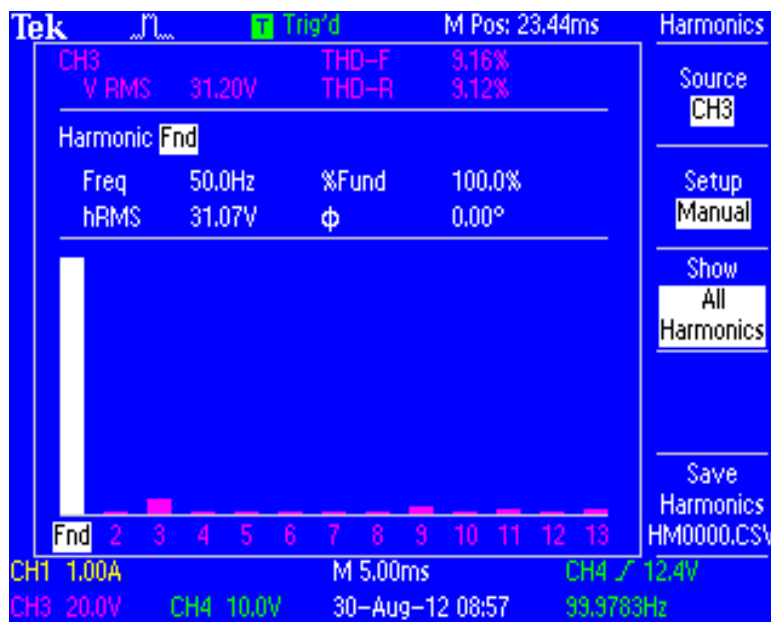
(b)

Σχήμα 81

5.2.1.5 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a$  0,85, τάση εισόδου 25V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 15kHz



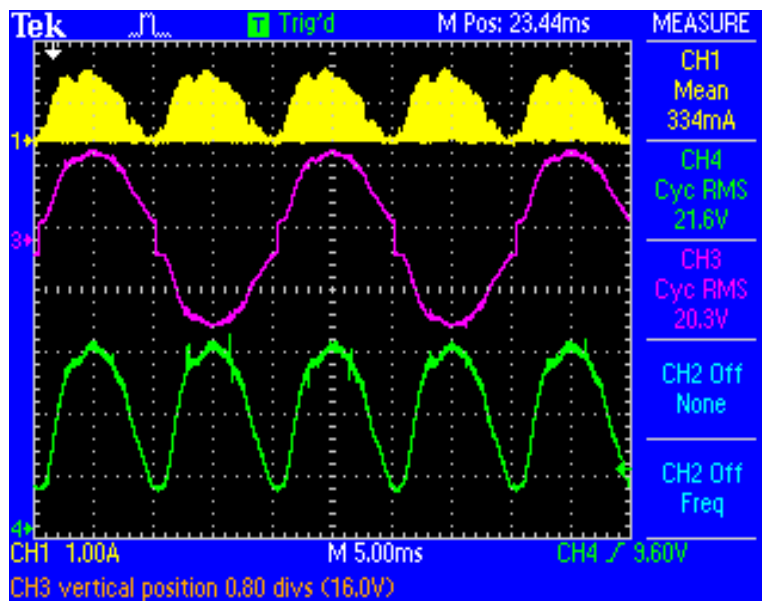
(α)



(β)

Σχήμα 82

5.2.1.6 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a$  0,9 , τάση εισόδου 15V, 110Ω φορτίο, συχνότητα 15kHz



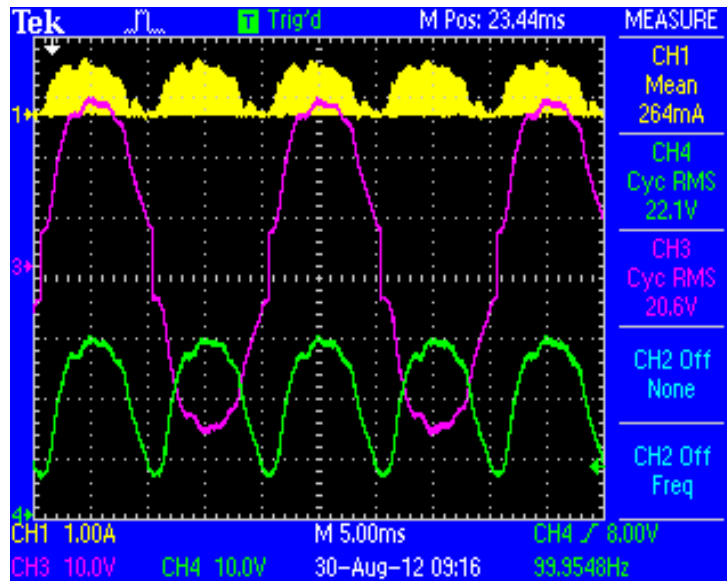
(α)



(β)

Σχήμα 83 :  $m_a$  0,9 – Φορτίο 110Ω – Τάση εισόδου 15V

5.2.1.7 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a$  0,8, τάση εισόδου 20V, 110Ω φορτίο ( $\alpha$  και  $\beta$ ) – 55Ω φορτίο ( $\gamma$ ), συχνότητα 20kHz



(α)



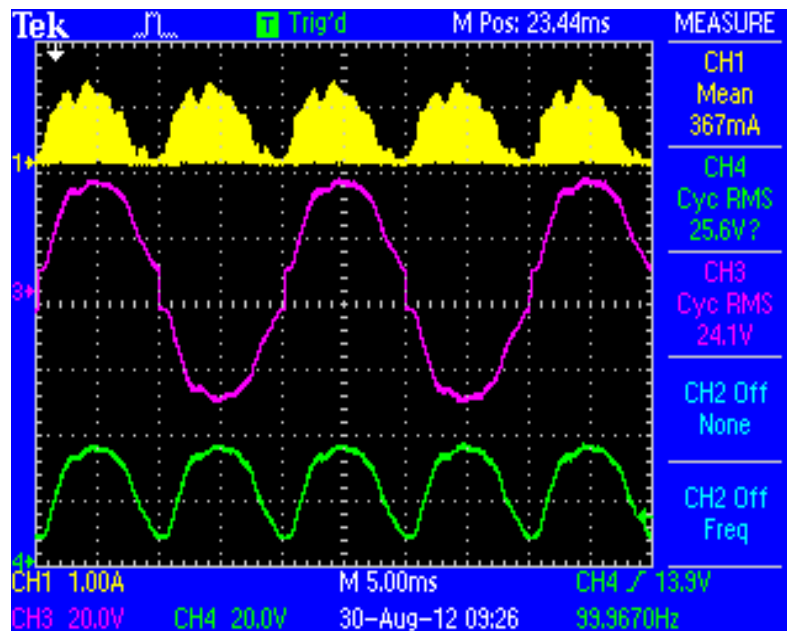
(β)



(γ)

Σχήμα 84

5.2.1.8 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a$  0,85, τάση εισόδου 20V, 110Ω φορτίο (α και β) – 55Ω φορτίο (γ), συχνότητα 20kHz



(α)



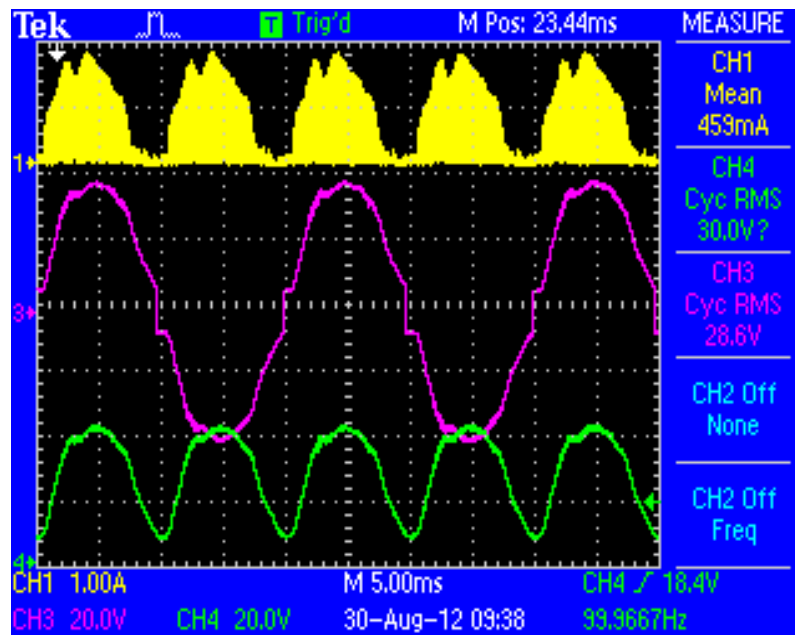
(β)



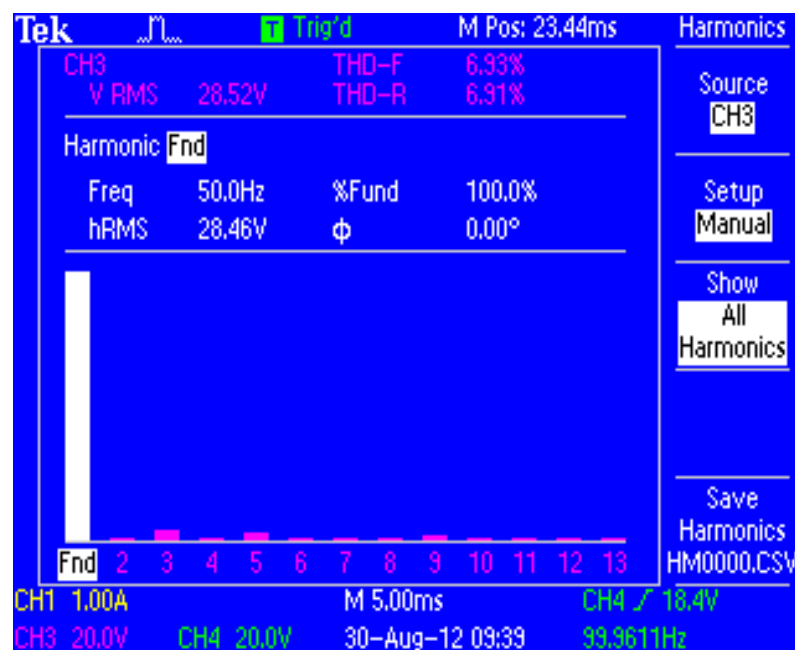
(γ)

Σχήμα 85 :  $m_a$  0,85 – Τάση εισόδου 20V – Φορτίο 110Ω (α και β) – Φορτίο 55Ω (γ)

5.2.1.9 Λειτουργία μετατροπέα με  $m_a$  0,8, τάση εισόδου 20V, 110Ω φορτίο ( $\alpha$  και  $\beta$ ) – 55Ω φορτίο ( $\gamma$ ), συχνότητα 20kHz



(α)



(β)

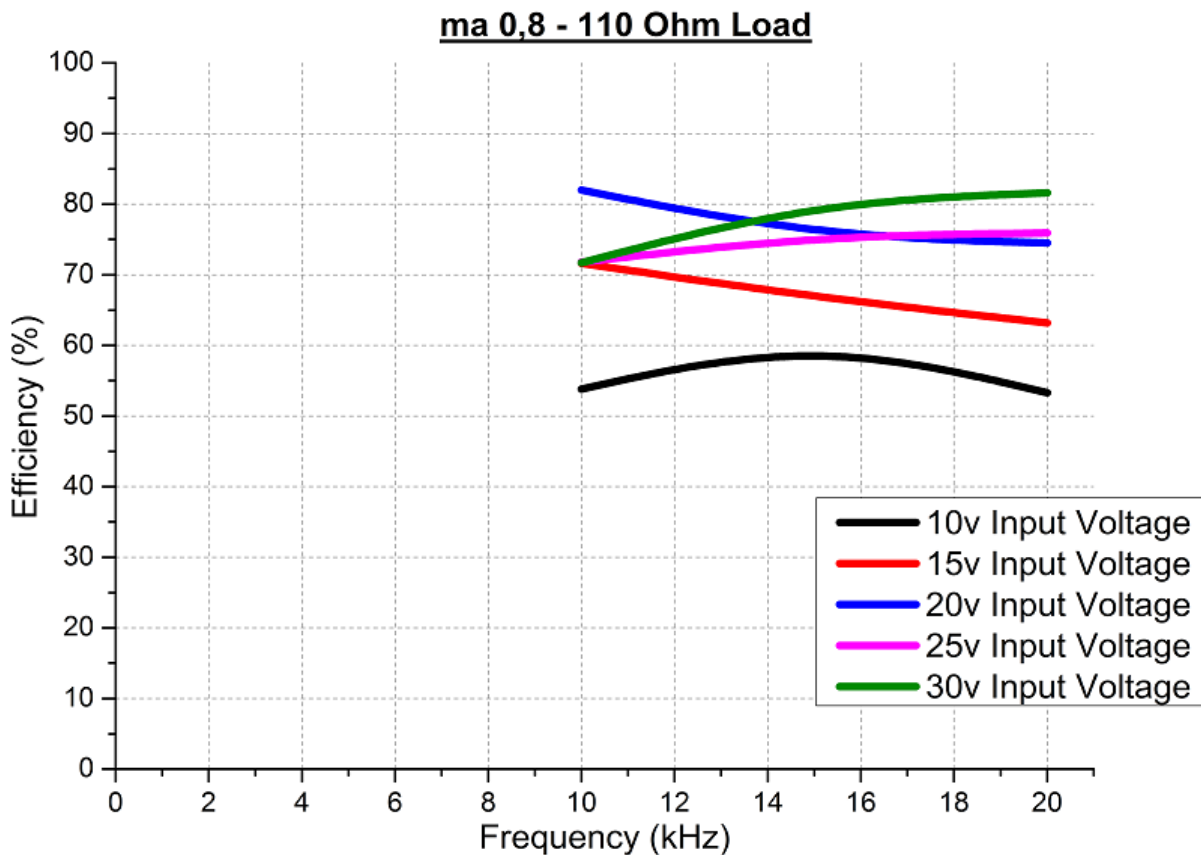
Σχήμα 86 :  $m_a$  0,9 – Τάση εισόδου 20V – Φορτίο 110Ω



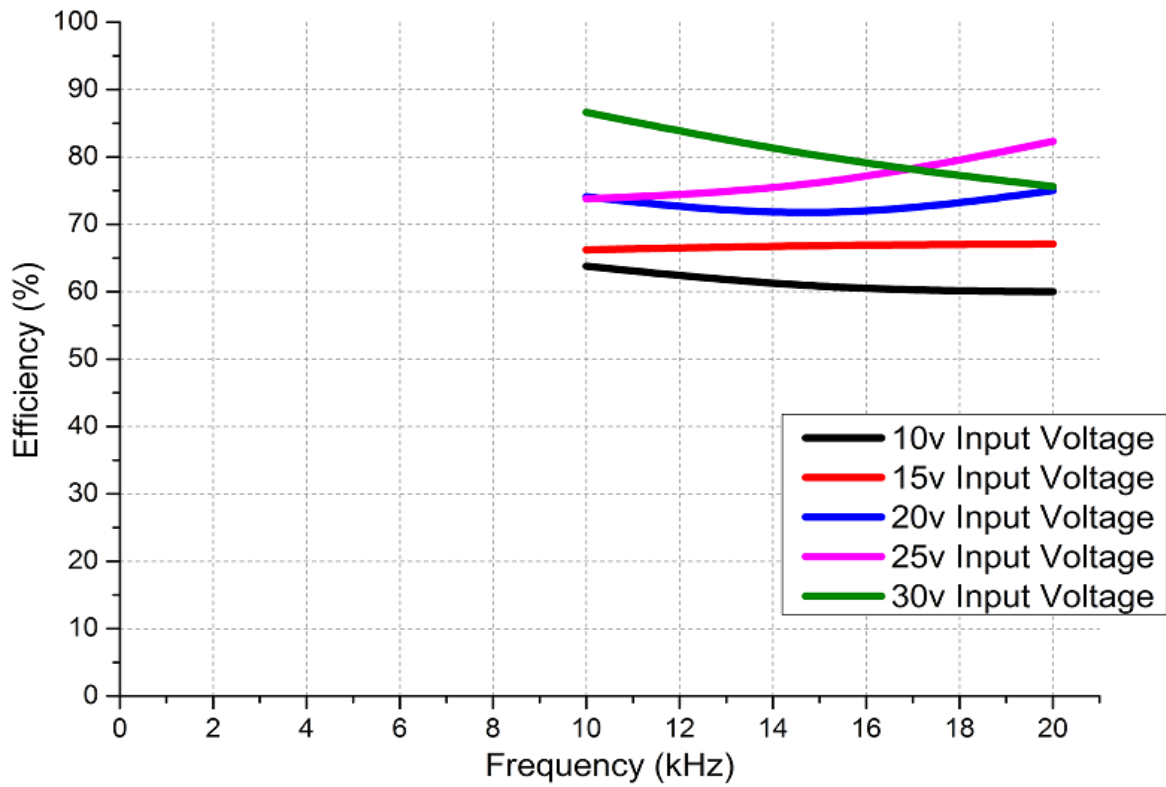
Συγκρίνοντας τα παραπάνω παλμογραφήματα με τα παλμογραφήματα της παραγράφου 4.2.1 βλέπουμε ξεκάθαρα ακόμα και “με το μάτι” τη τεράστια διαφορά στην κυματομορφή της τάσης φορτίου. Στα παραπάνω παλμογραφήματα η τάση του φορτίου φαίνεται να πλησιάζει αρκετά την ημιτονοειδή μορφή γεγονός που σημαίνει πως έχει λιγότερες ανώτερες αρμονικές το οποίο βέβαια φαίνεται και από τα παλμογραφήματα της ανάλυσης Fourier όπου ο THD φτάνει στην ελάχιστη τιμή του το 6,9% ενώ στη μέγιστη τιμή του το 15%. Δηλαδή στη περίπτωση της έγχυσης 3ης και 5ης αρμονικής, ο χειρότερος THD είναι ο μισός περίπου από την περίπτωση όπου δεν γίνεται έγχυση αρμονικών!

## 5.2.2 Χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας

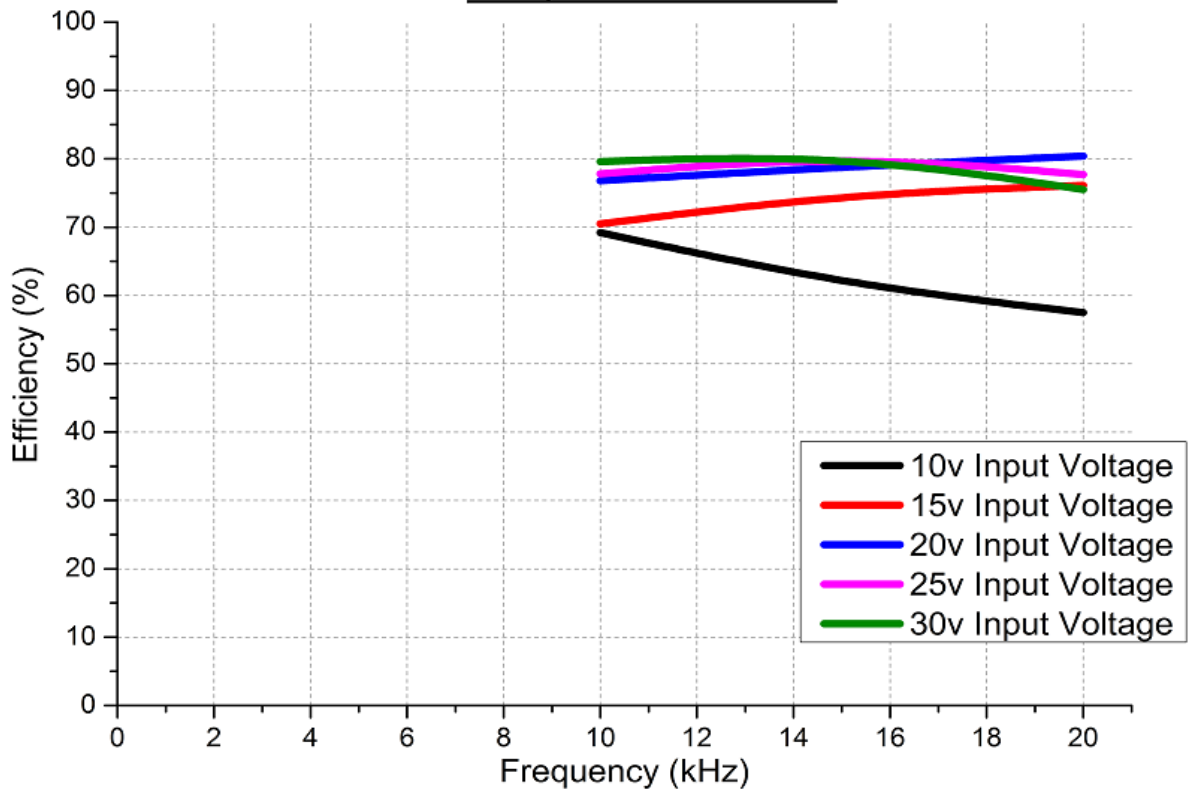
### 5.2.2.1 Απόδοση = $f$ (Συχνότητας) με παράμετρο την τάση εισόδου



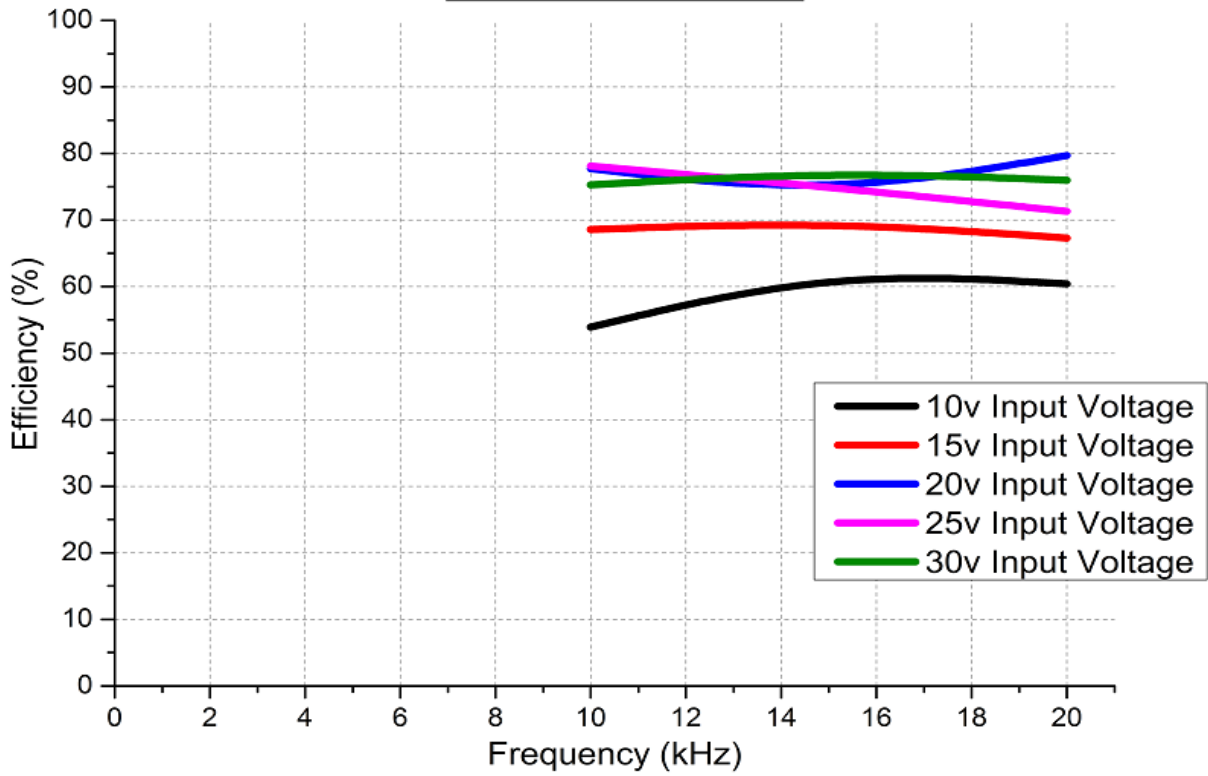
**ma 0,85 - 110 Ohm Load**



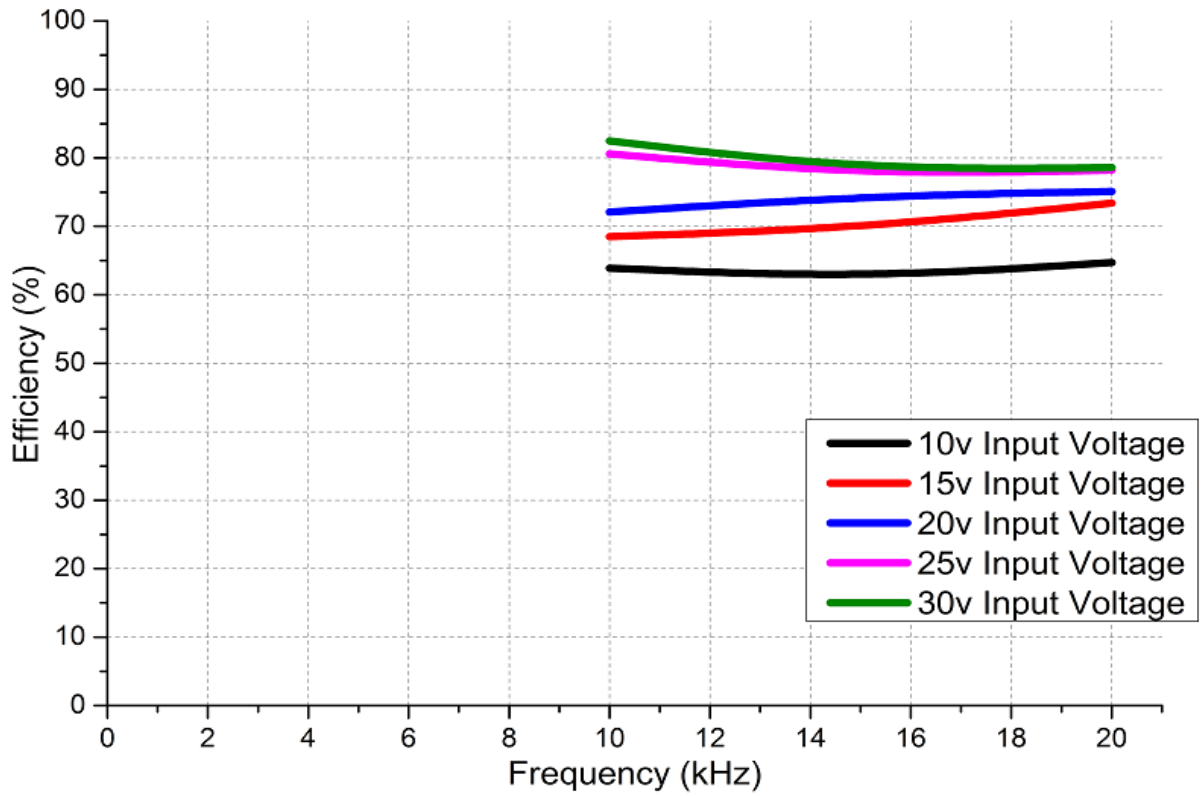
**ma 0,9 - 110 Ohm Load**

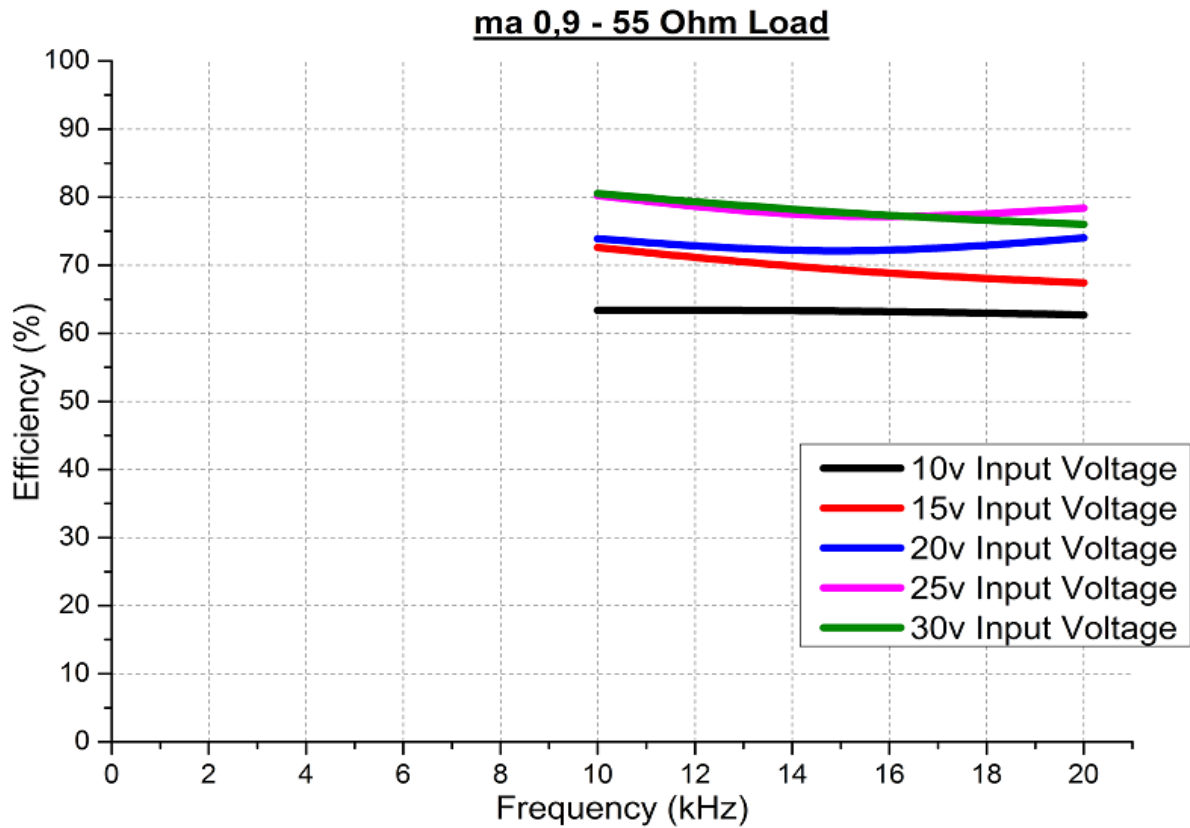


**ma 0,8 - 55 Ohm Load**



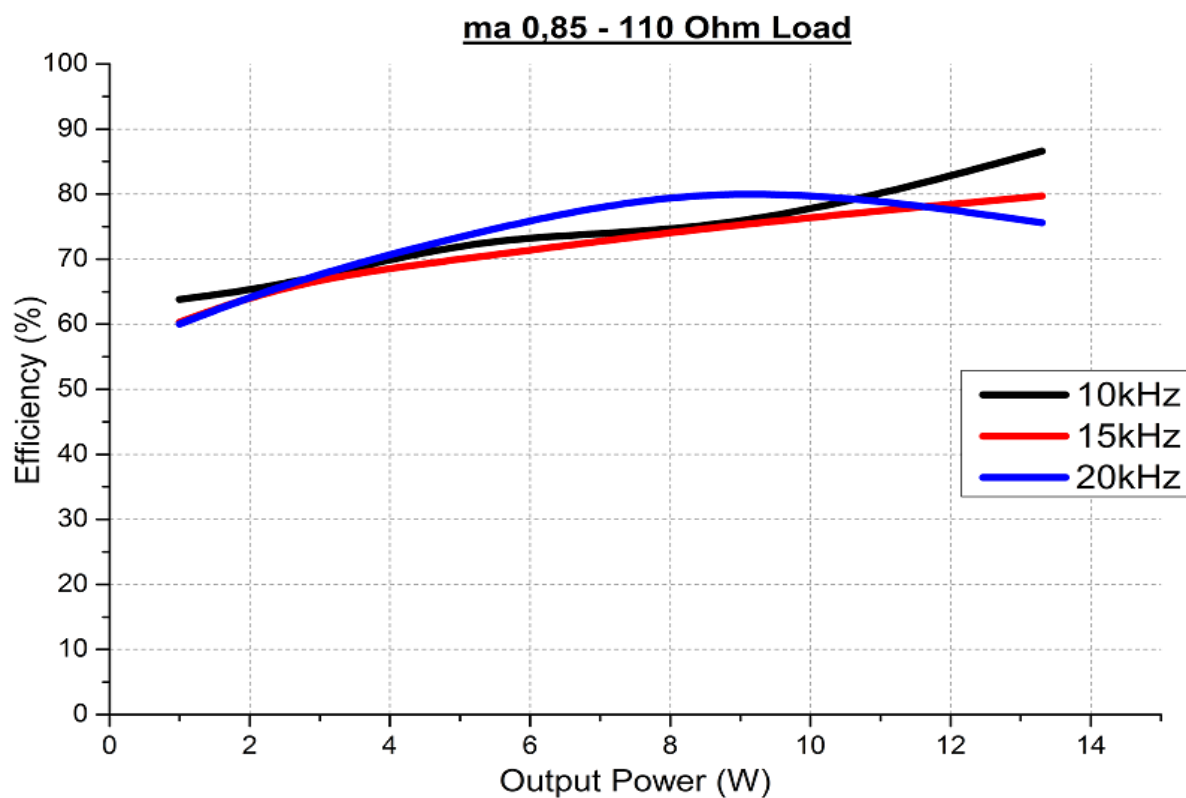
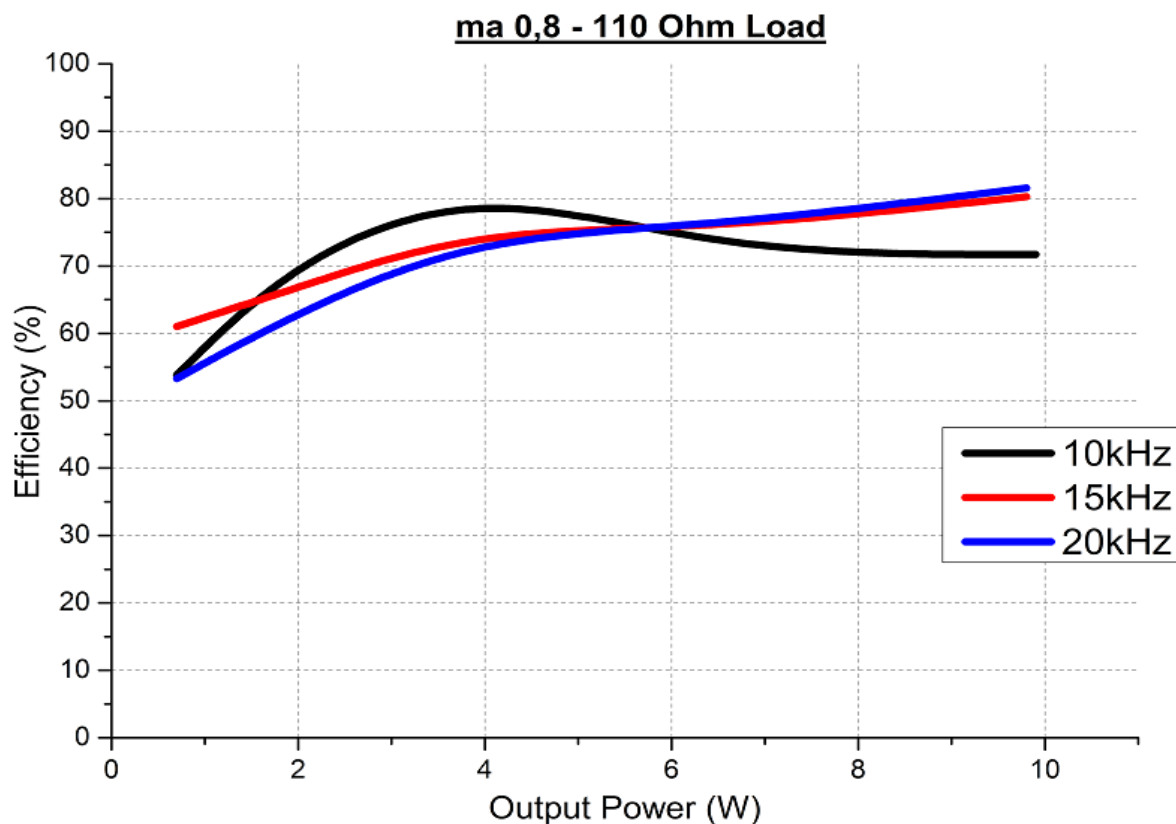
**ma 0,85 - 55 Ohm Load**



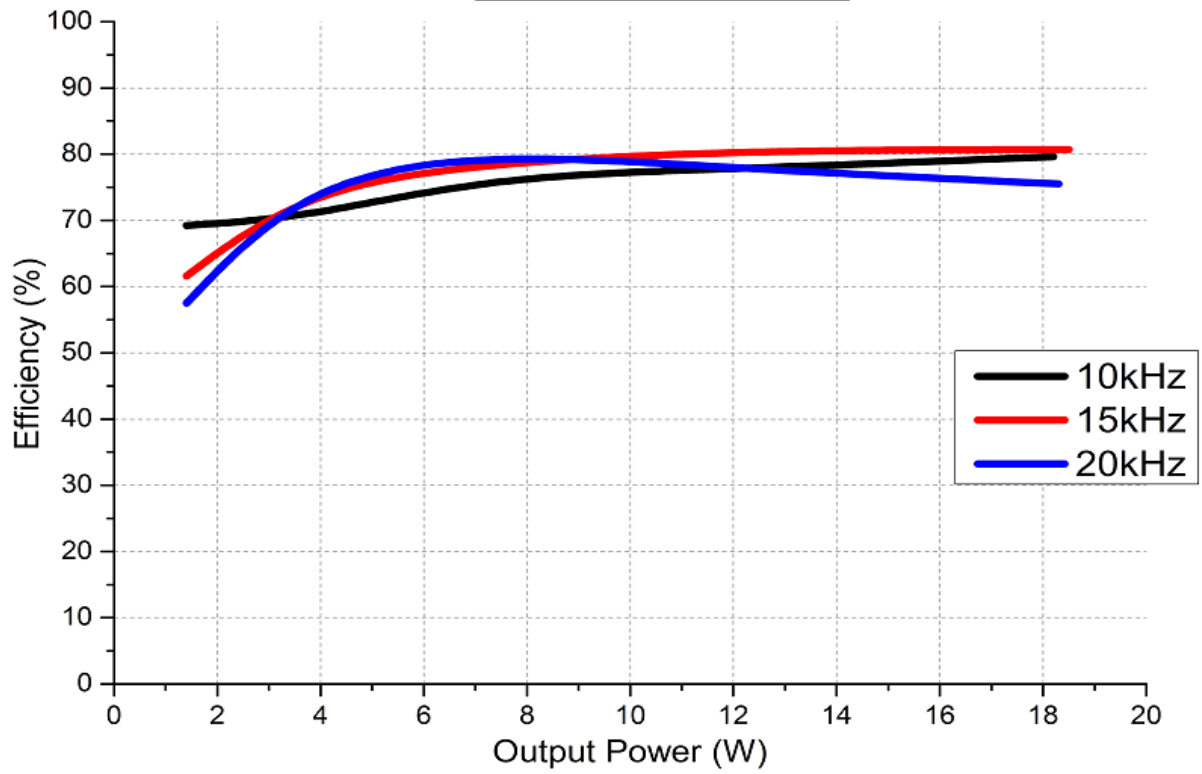


Από τις παραπάνω γραφικές προκύπτει το συμπέρασμα πως για μεγαλύτερες τάσεις εισόδου με δεδομένη διακοπτική συχνότητα,  $m_a$  και φορτίο, το σύστημα έχει υψηλότερη απόδοση. Τούτο οφείλεται στο γεγονός ότι οι απώλειες των IGBT εμφανίζονται κυρίως λόγω της πτώσης τάσης και όχι λόγω παρασιτικής ωμικής αντίστασης. Άρα, όσο υψηλότερη είναι η τάση εισόδου διαδραματίζει λιγότερο ρόλο η πτώση τάσης του IGBT, με αποτέλεσμα να είναι υψηλότερος ο βαθμός απόδοσης.

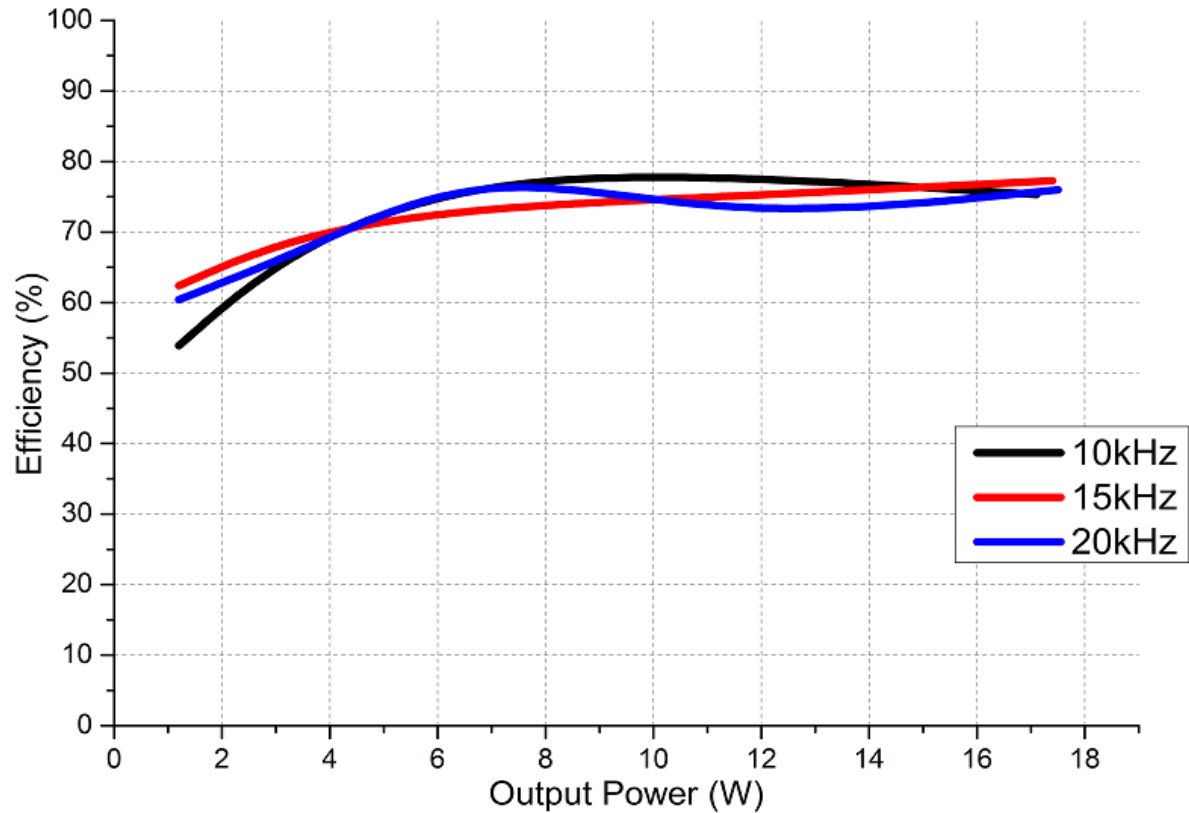
5.2.2.2 Απόδοση =  $f$  (Ισχύος φορτίου) με παράμετρο τη διακοπτική συχνότητα

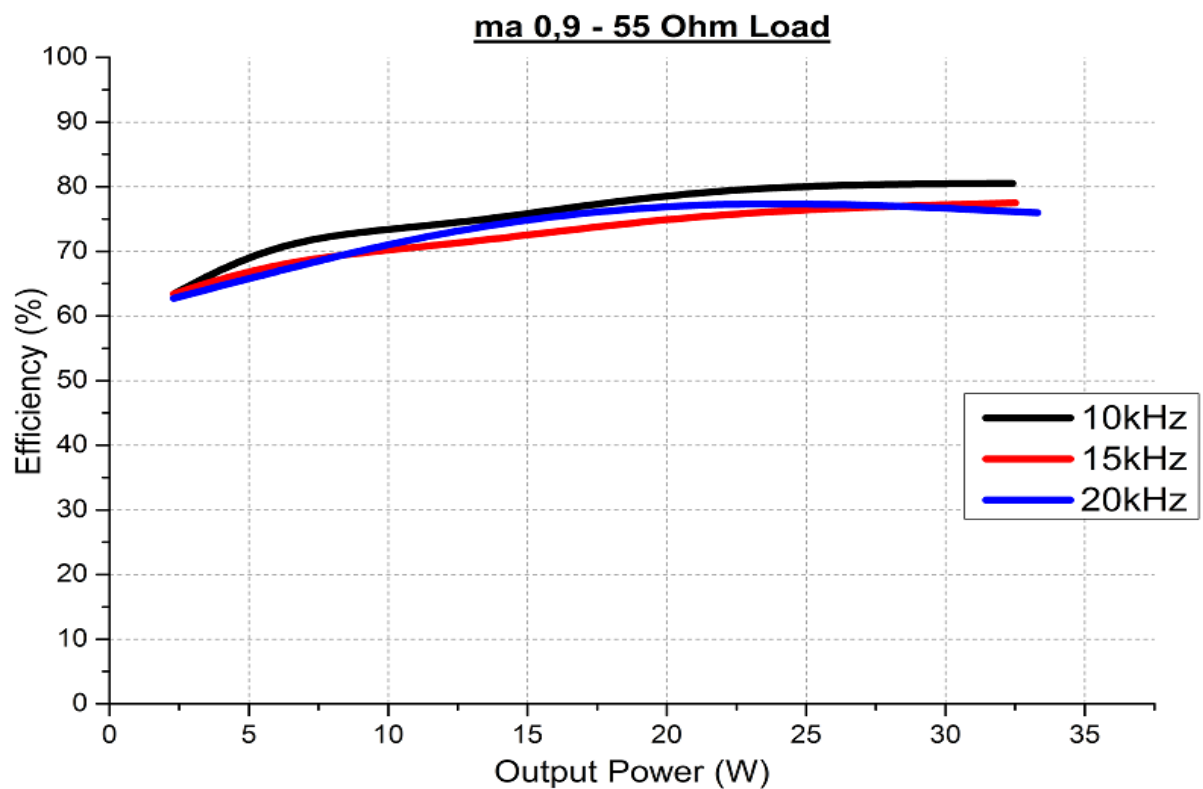
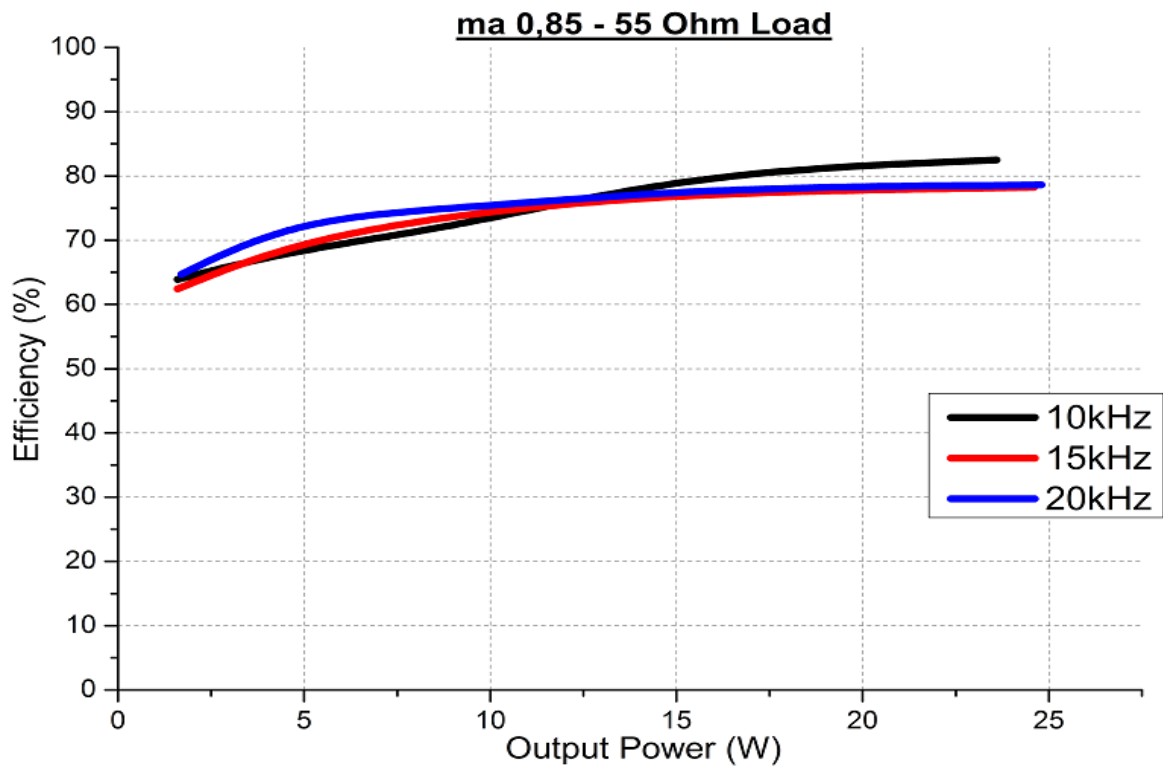


**ma 0,9 - 110 Ohm Load**



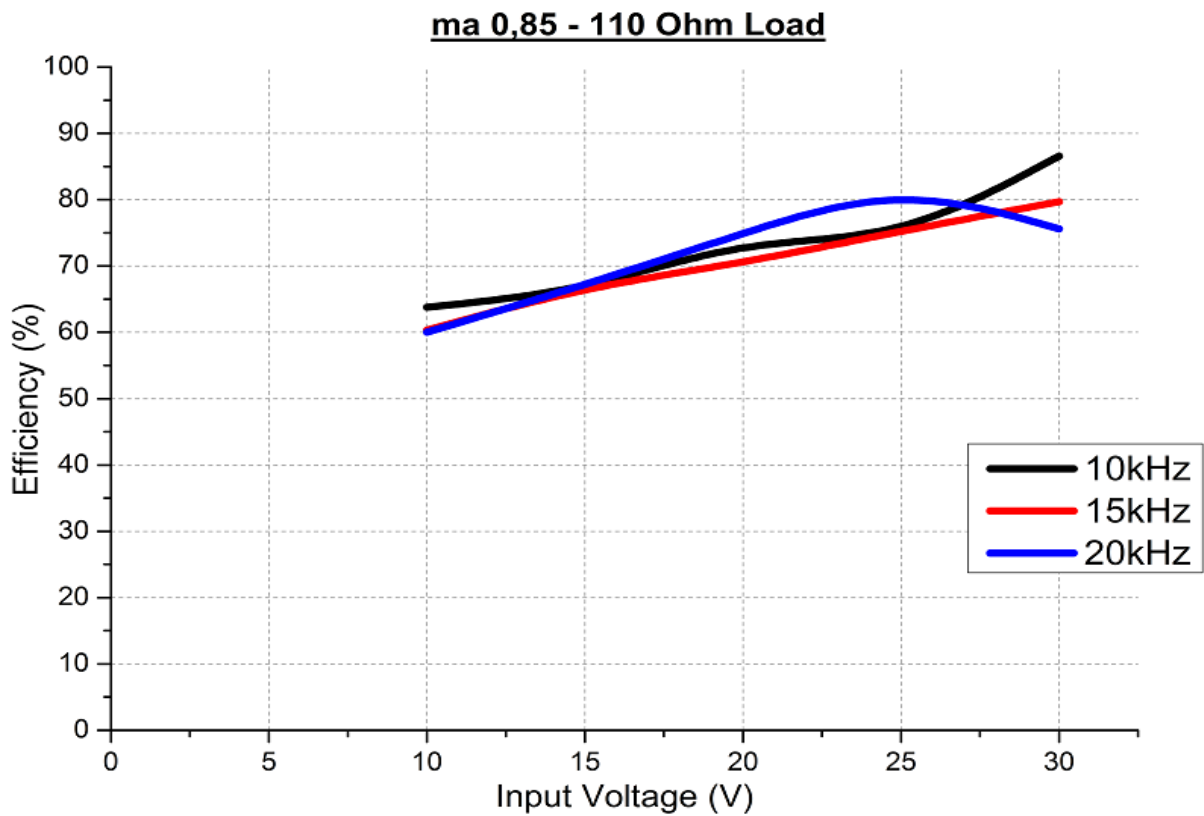
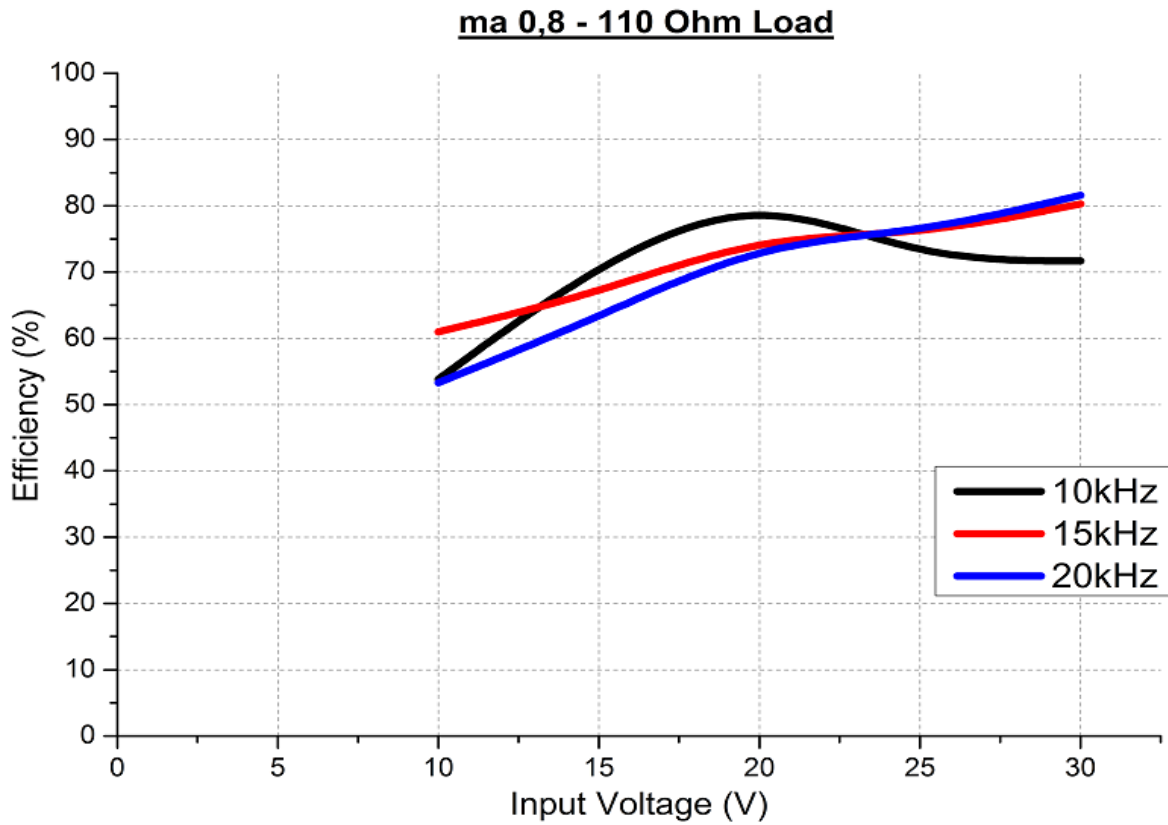
**ma 0,8 - 55 Ohm Load**



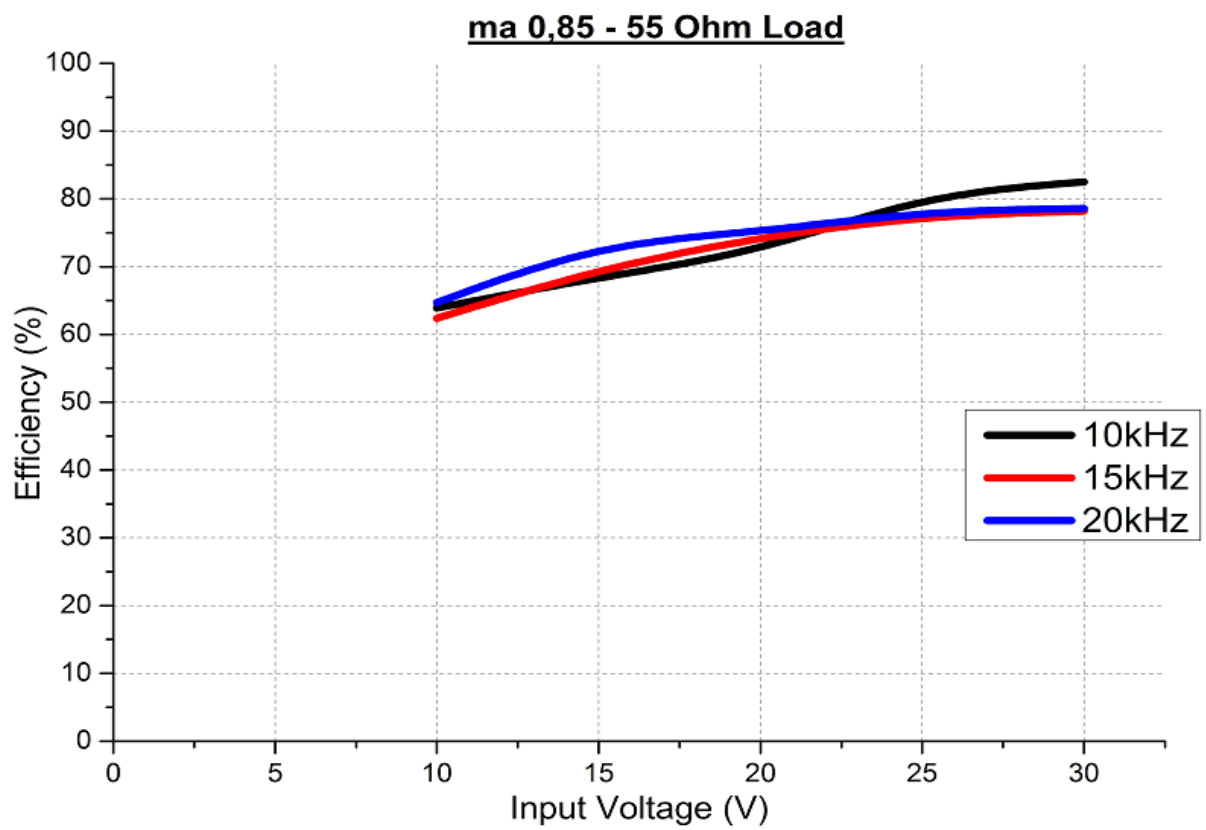
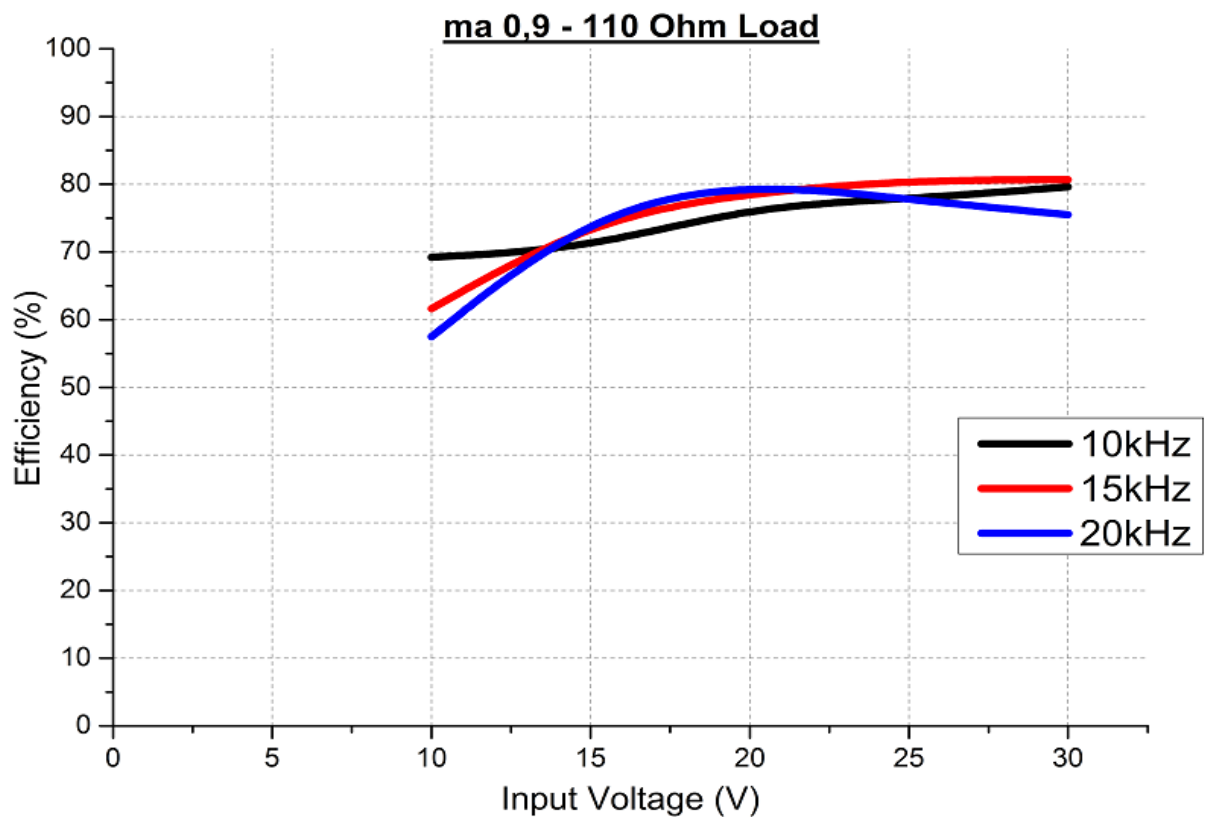


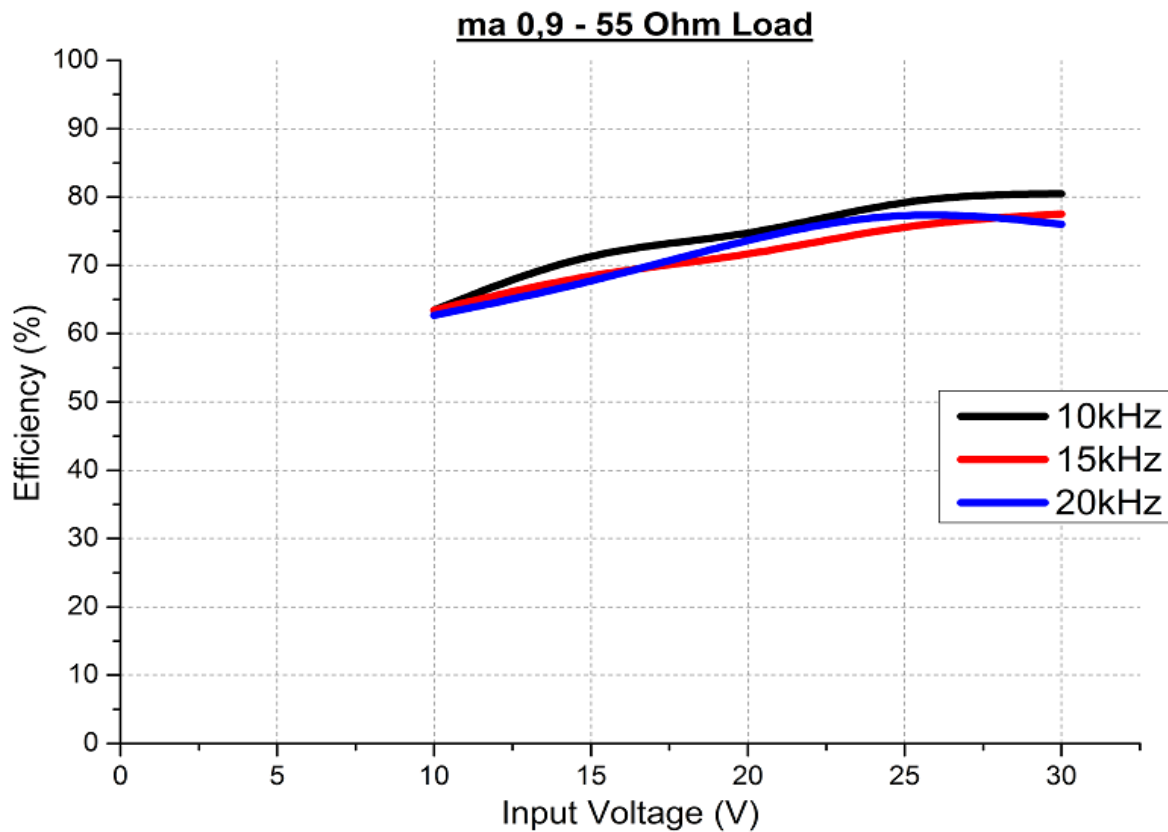
η απόδοση αυξάνεται με την φόρτιση του μετατροπέα διότι οι απώλειες διαδραματίζουν μικρότερο ρόλο καθώς η ισχύς εξόδου αυξάνεται.

5.2.2.3 Απόδοση =  $f$ (τάσης εισόδου) με παράμετρο τη διακοπτική συχνότητα



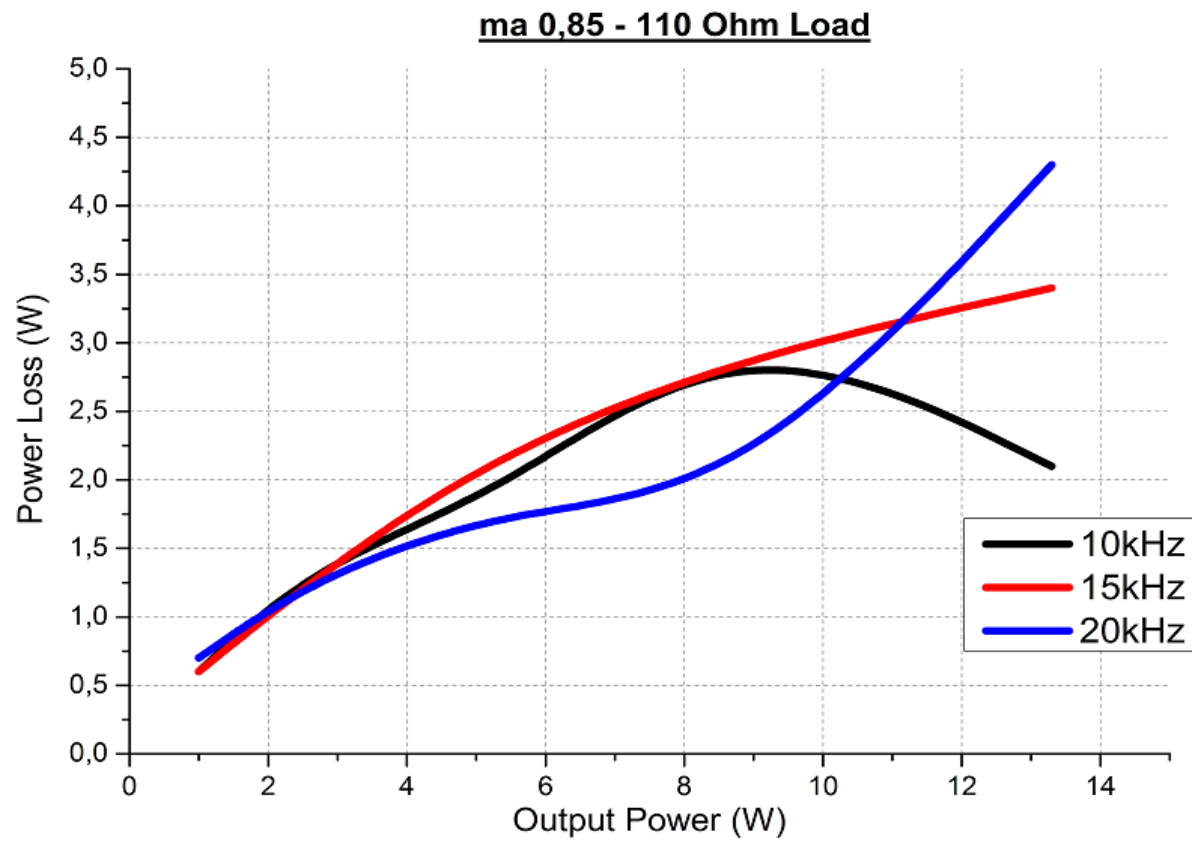
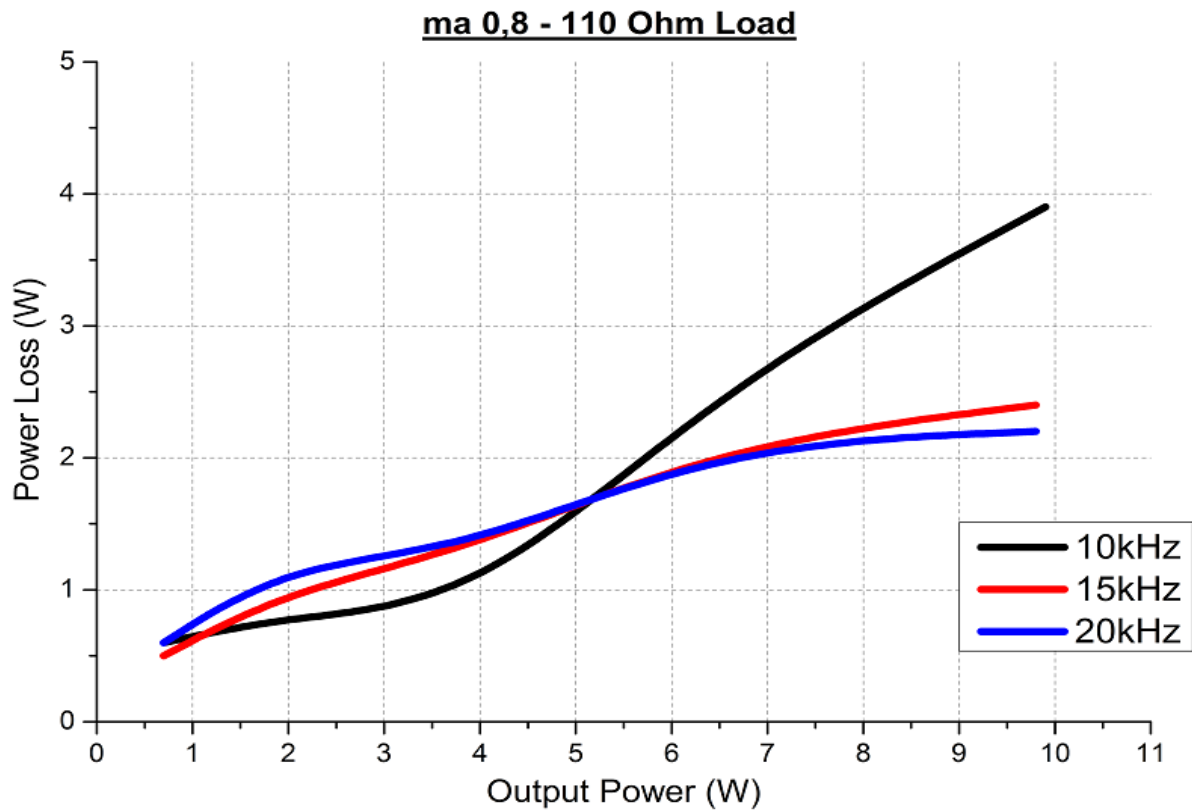


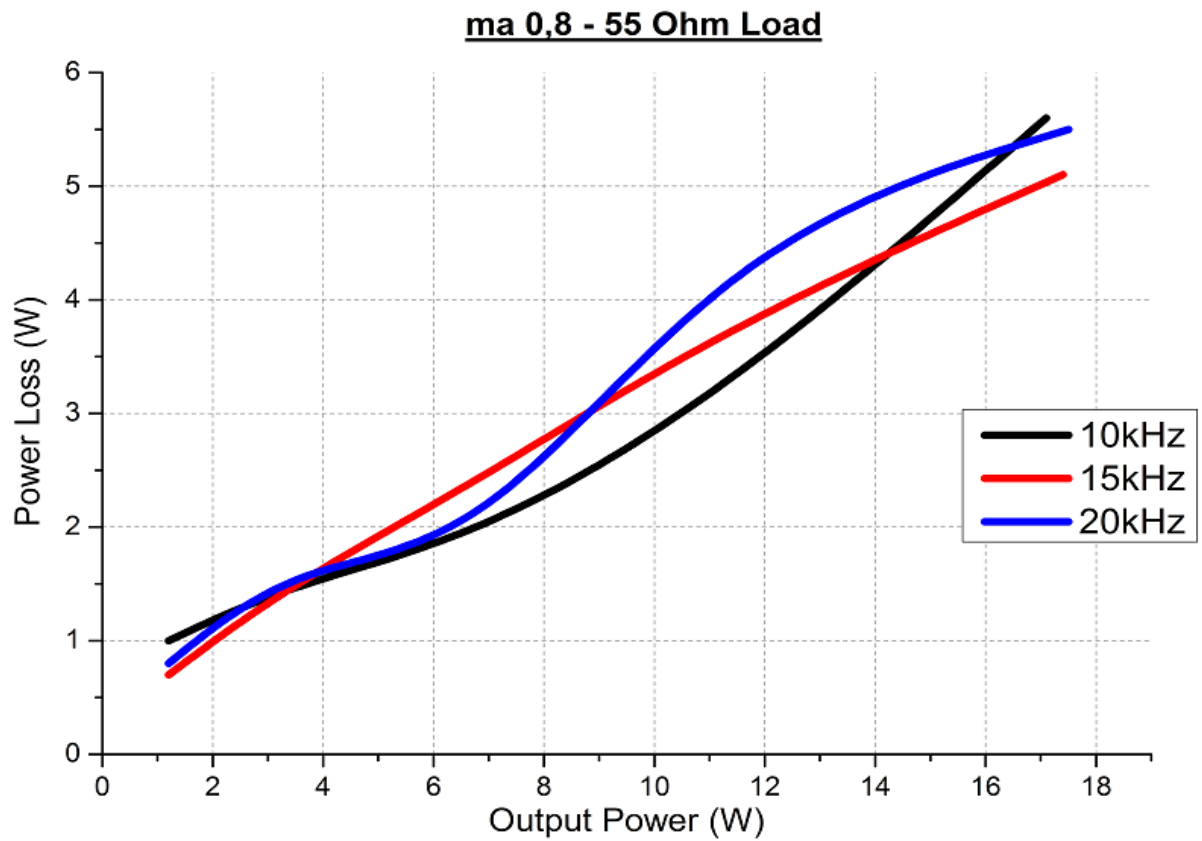
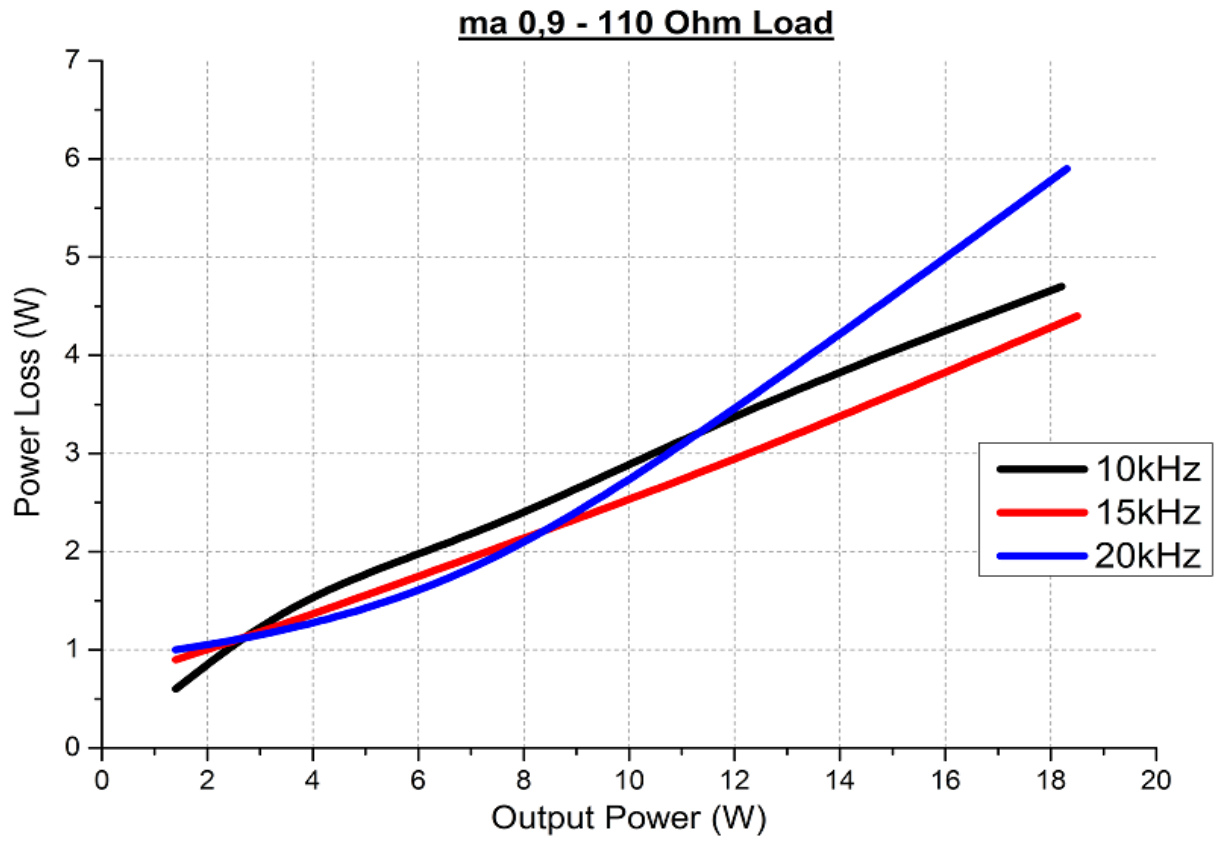




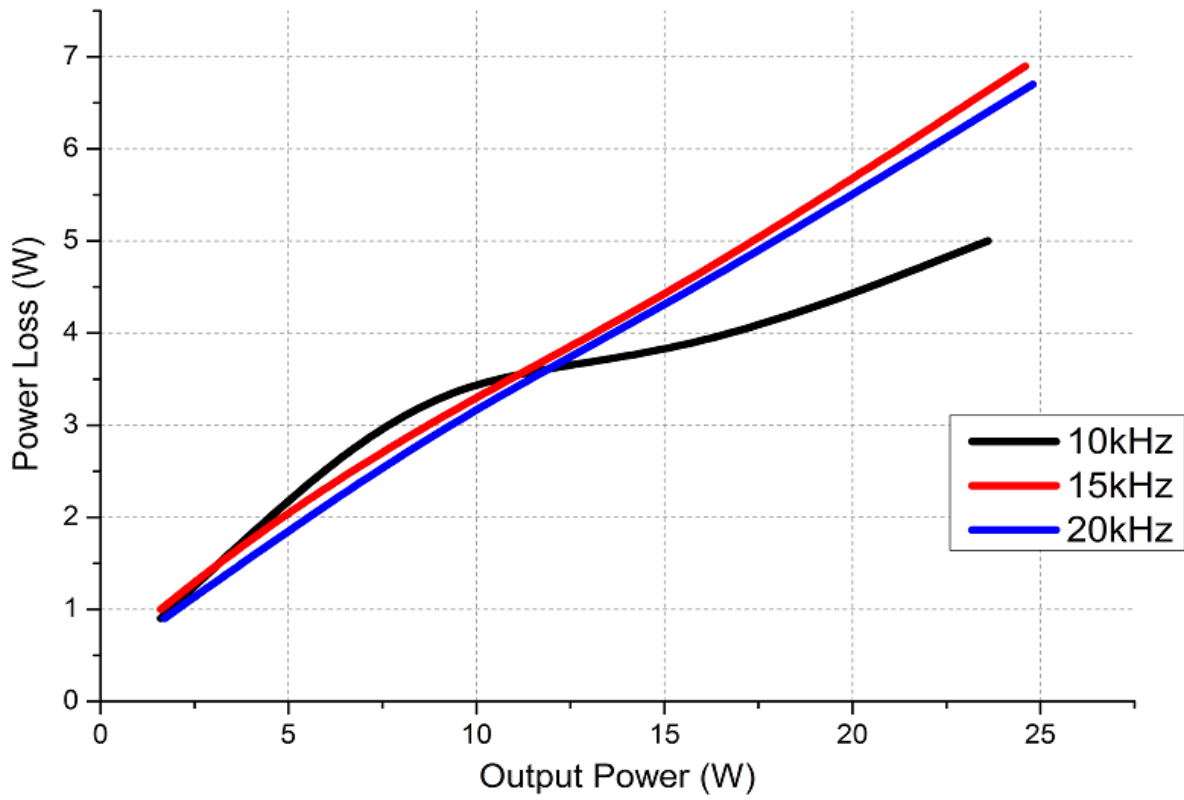
Εδώ φαίνεται να αυξάνεται η απόδοση καθώς αυξάνεται η τάση εισόδου όπως και στο 5.2.2.1. Τούτο οφείλεται στο γεγονός ότι οι απώλειες των IGBT εμφανίζονται κυρίως λόγω της πτώσης τάσης και όχι λόγω παρασιτικής ωμικής αντίστασης. Άρα, όσο υψηλότερη είναι η τάση εισόδου διαδραματίζει λιγότερο ρόλο η πτώση τάσης του IGBT, με αποτέλεσμα να είναι υψηλότερος ο βαθμός απόδοσης.

5.2.2.4 Απώλειες =  $f$  (Ισχύς φορτίου) με παράμετρο τη διακοπτική συχνότητα

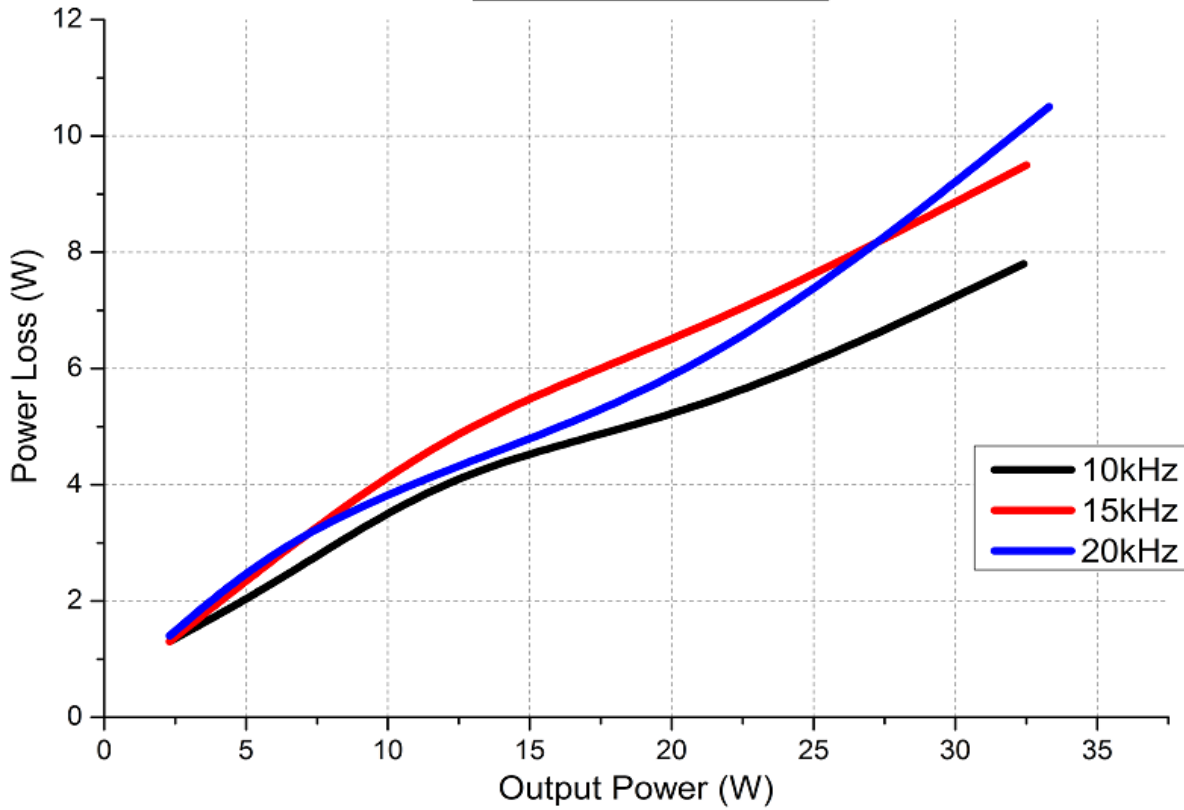




**ma 0,85 - 55 Ohm Load**



**ma 0,9 - 55 Ohm Load**



Σε αυτές τις καμπύλες παρατηρούμε κάποιες ενδεικτικές τιμές για τον τρόπο που μεταβάλλονται οι απώλειες ισχύος συναρτήσει της ισχύς εξόδου.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6ο

### ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΜΕ ΤΟΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ BUCK/BOOST

Όπως με κάθε κατασκευή και ειδικά όταν αυτή είναι τεχνικής-τεχνολογικής φύσεως, προκύπτουν πολλά προβλήματα στη φάση του σχεδιασμού, της κατασκευής και της λειτουργίας της. Πολλά από αυτά τα προβλήματα επιλύονται με κατάλληλο σχεδιασμό. Άλλα προβλήματα είτε δεν μπορούν να προβλεφθούν από την αρχή, καθώς θα προκύψουν στη συνέχεια, είτε είναι γνωστά αλλά αδύνατο να υπολογιστούν και να επιλυθούν τουλάχιστον στο επίπεδο μιας πτυχιακής εργασίας.

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται τα προβλήματα που προέκυψαν κατά τη διάρκεια της κατασκευής και της λειτουργίας του μετατροπέα αλλά και προβλήματα που έχουν να κάνουν με τον προγραμματισμό του DSP.

#### 6.1 Προβλήματα κατά τη σχεδίαση και τη κατασκευή

Τα προβλήματα έκαναν την εμφάνισή τους από το στάδιο της σχεδίασης καθώς ο buck/boost μετατροπέας δεν υπήρχε έτοιμος κι έτσι έπρεπε να σχεδιαστεί και να κατασκευαστεί εξολοκλήρου από την αρχή. Η πλακέτα έπρεπε να σχεδιαστεί έτσι ώστε να είναι όσο το δυνατόν πιο μικρή αλλά να χωράνε πάνω όλα τα απαραίτητα εξαρτήματα όπως επίσης να μην βρίσκονται στοιχεία του κυκλώματος παλμοδότησης πολύ κοντά σε στοιχεία του κυκλώματος ισχύος καθώς λόγω της σχετικά υψηλής διακοπτικής συχνότητας του μετατροπέα, θα υπήρχε πρόβλημα με παράσιτα στην παλμοδότηση πράγμα το οποίο θα μπορούσε να οδηγήσει μέχρι και στην καταστροφή του IGBT λόγω ακούσιας έναυσης ή στην καλύτερη περίπτωση να μην λειτουργεί σωστά ο μετατροπέας. Έπρεπε επίσης να υπολογιστεί ο χώρος όπου θα τοποθετούνταν αργότερα η ψήκτρα χωρίς να γνωρίζουμε ακόμα το μέγεθος της καθώς θα χρησιμοποιούσαμε όποια ψήκτρα υπήρχε διαθέσιμη στο εργαστήριο.

Στο κομμάτι της κατασκευής υπήρξαν αρκετά προβλήματα όπως αναφέρονται παρακάτω.

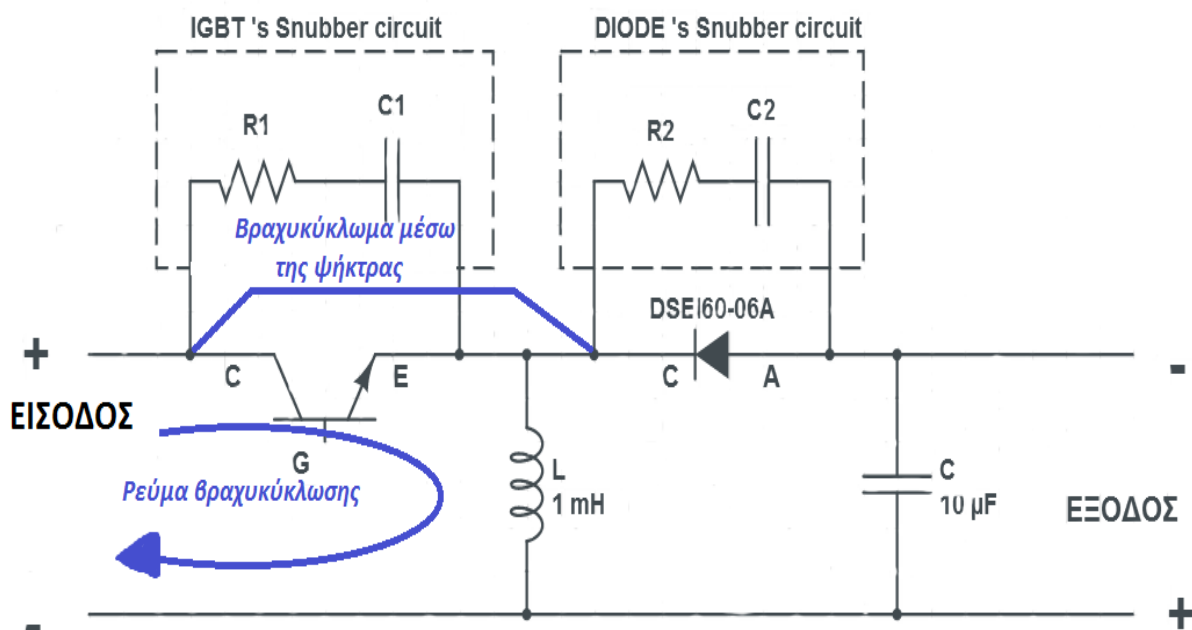
##### 6.1.1 Ημιαγωγικά στοιχεία και ψήκτρα

Η ψήκτρα είναι κατασκευασμένη από αλουμίνιο το οποίο όπως γνωρίζουμε είναι αγωγίμο. Για να μην υπάρξουν προβλήματα από αυτό το γεγονός, αφού όλα τα ημιαγωγικά στοιχεία είναι μεταλλικά στην πίσω πλευρά τους ώστε να πετυχαίνουν καλύτερη αποβολή της αναπτυσσόμενης θερμότητάς τους, η ψήκτρα είναι βαμμένη με μονωτικό χρώμα. Τα ημιαγωγικά στοιχεία έχουν μια οπή συνήθως στο σώμα τους ώστε να περνάει βίδα που θα τα σφίγγει και θα τα κρατάει σε καλή επαφή με την ψήκτρα. Η βίδα αυτή δεν έρχεται σε επαφή με το μεταλλικό μέρος των ημιαγωγών για να μην υπάρξουν βραχυκυκλώματα διαμέσου της ψήκτρας. Ανάμεσα στη ψήκτρα και τον ημιαγωγό τοποθετείτε θερμοαγώγιμη πάστα για να διευκολύνει ακόμα περισσότερο τη ροή της θερμότητας προς την ψήκτρα. Δυστυχώς όμως η

θερμοαγώγιμη πάστα είναι και ηλεκτροαγώγιμη, συνεπώς πρέπει να γίνει πολύ προσεκτικά η διαδικασία τοποθέτησής της.

Εμείς είχαμε συνδέσει το IGBT και τη δίοδο πάνω στην ίδια ψήκτρα. Κανονικά δεν θα έπρεπε να υπάρχει πρόβλημα. Όμως μετά από λίγες ώρες και ενώ ο μετατροπέας λειτουργούσε, έγινε ένα βραχυκύκλωμα στην είσοδο του μετατροπέα, ευτυχώς χωρίς να δημιουργηθεί πρόβλημα στον μετατροπέα. Το βραχυκύκλωμα συνέβη λόγω του ότι η θερμοαγώγιμη πάστα, λόγω υπερβολικής ποσότητας, “έτρεξε” και ακούμπησε τις βίδες των ημιαγωγών. Το IGBT όπως είχαμε αναφέρει στα πρώτα κεφάλαια, έχει συνδεδεμένη τη μεταλλική πλευρά του με τον συλλέκτη του (C) ενώ η δίοδος με την κάθοδό της (C). Έτσι όπως φαίνεται και στο **σχήμα 87** βραχυκυκλώθηκε η DC πηγή μέσω του πηνίου.

Η μόνη λύση για να διορθωθεί το πρόβλημα είναι η τοποθέτηση των ημιαγωγών σε δύο ξεχωριστές ψήκτρες, μία για κάθε ημιαγωγό. Αυτό όμως ήταν πρακτικά αδύνατο αφού είναι δύσκολο να βρεθεί ψήκτρα στο απαιτούμενο μέγεθος και σχήμα. Έτσι ως καλύτερη λύση επιλέχθηκε η κοπή της ψήκτρας ανάμεσα στο IGBT και τη δίοδο.



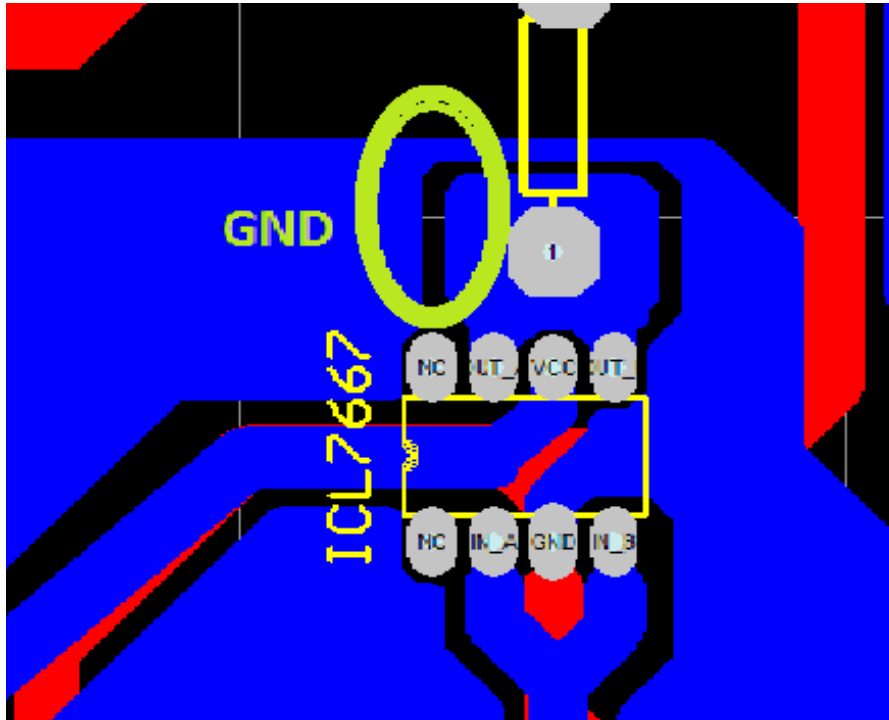
**Σχήμα 87 :** Το βραχυκύκλωμα που συνέβη μέσω της αγωγικής σύνδεσης της πλάτης του IGBT με την πλάτη της δίοδου.

### 6.1.2 Σολντερίνη και βραχυκυκλώματα

Το καλάι που χρησιμοποιήσαμε είχε ενσωματωμένη πάστα συγκόλλησης (σολντερίνη). Όταν γίνονται οι κολλήσεις η πάστα αυτή υγροποιείται και κυλάει στη πλακέτα ώστε να καλύψει το μέρος της κόλλησης για προστασία από διάβρωση. Όμως σε μεγάλη ποσότητα μπορεί να κυλίσει πάνω από αγωγικές διαδρομές της πλακέτας με αποτέλεσμα να προκαλέσει είτε βραχυκύκλωμα είτε αύξηση της χωρητικότητας που πολλές φορές γίνεται αντιληπτό μόνο κατά τη λειτουργία. Έτσι, παρότι γνωρίζοντας το φαινόμενο αυτό μετά από κάθε κόλληση καθαρίζαμε το σημείο από τη σολντερίνη, εμφανίστηκαν σε διάφορα σημεία της πλακέτας βραχυκυκλώματα. Οπότε αναγκαστήκαμε να δαπανήσουμε αρκετό χρόνο στο καθάρισμα και στο ξύσιμο των επιφανειών της πλακέτας και συγκεκριμένα ανάμεσα στις αγωγικές διαδρομές της.



Το σημαντικότερο από τα βραχυκυκλώματα που οφείλονται στο παραπάνω γεγονός ήταν αυτό της βραχυκύκλωσης των εξόδων του ICL7667 (κύκλωμα οδήγησης του IGBT) με το ground έχοντας σαν αποτέλεσμα να αυξηθεί υπερβολικά η θερμοκρασία του ολοκληρωμένου, λόγω του υψηλού ρεύματος που το διέρρευε, με κίνδυνο να καταστραφεί. Το σημείο του βραχυκυκλώματος φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί.



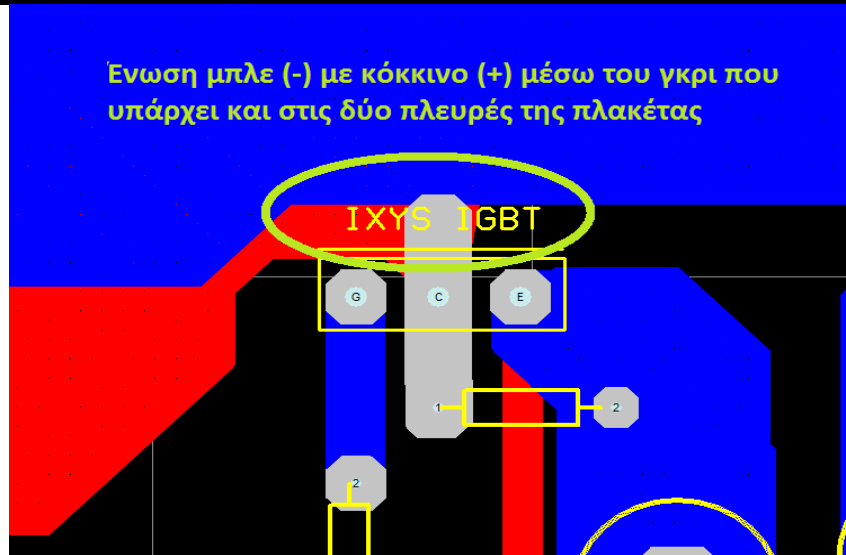
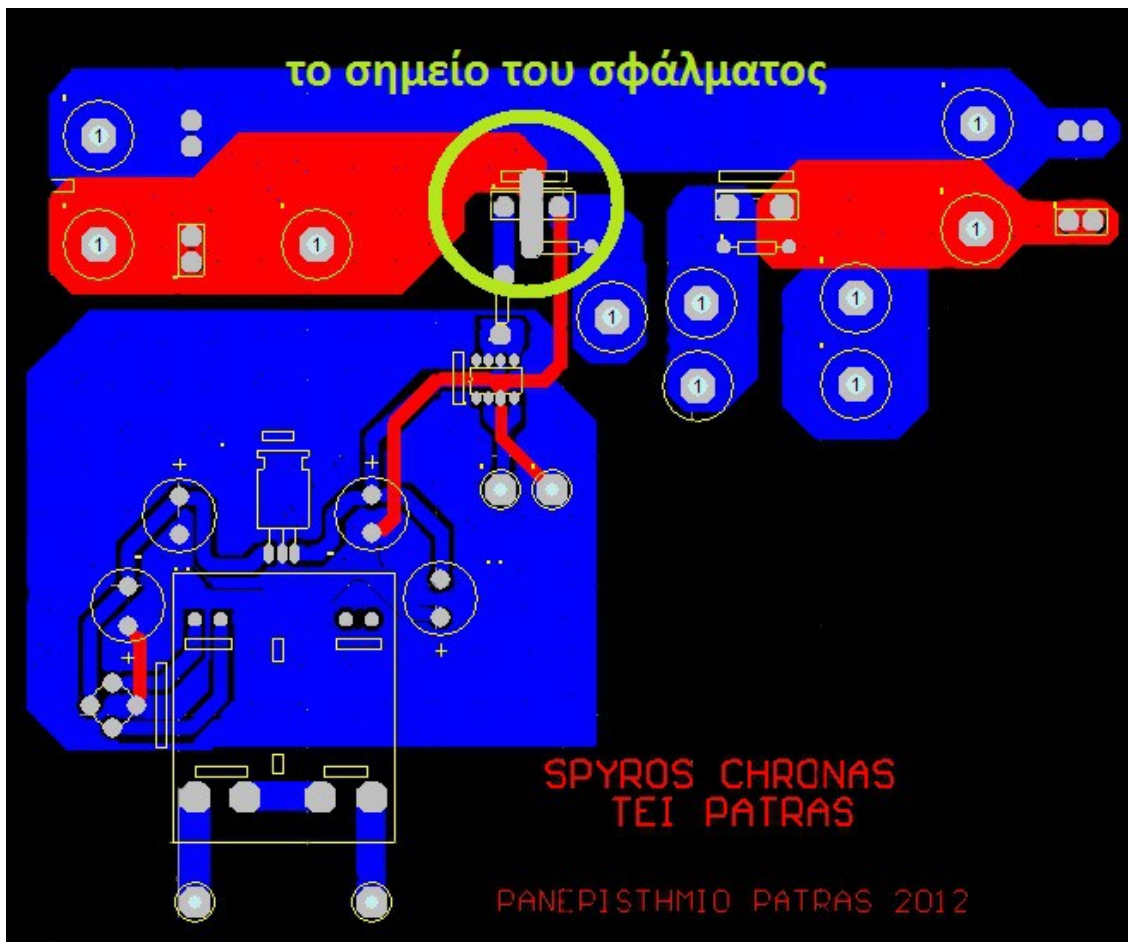
**Σχήμα 88 :** Το σημείο που βραχυκυκλώθηκε από τη σολντερίνη, όπως φαίνεται μέσα από το σχεδιαστικό πρόγραμμα

### 6.1.3 Βραχυκύκλωμα λόγω σχεδιαστικού λάθους

Λόγω λάθους στη σχεδίαση της πλακέτας υπήρξε ένωση της διαδρομής + και της διαδρομής - της εισόδου. Το πρόβλημα εμφανίστηκε γιατί κατά την σχεδίαση η σύνδεση του C (συλλέκτη) του IGBT έπρεπε να γίνει στην επάνω πλευρά της πλακέτας (*Top Layer* – **κόκκινο** χρώμα στο **σχήμα 89**) όπου υπήρχε το + της τάσης εισόδου. Αντί αυτού, η σύνδεση έγινε και στις δύο πλευρές της πλακέτας (Multilayer – γκρι χρώμα) ενώνοντας έτσι το + με το - που βρισκόταν στην κάτω πλευρά της πλακέτας (*Bottom Layer* – **μπλε** χρώμα στο **σχήμα 89**).

Το πρόβλημα λύθηκε ξύνοντας το σημείο της ένωσης στο Bottom Layer της πλακέτας ώστε να φύγει ο χαλκός.

Η λάθος ένωση που έγινε κατά τη σχεδίαση της πλακέτας στον υπολογιστή, φαίνεται στο **σχήμα 89**.



**Σχήμα 89 :** Η multilayer (και στις δύο πλευρές της πλακέτας) ένωση του + με το - της τάσης εισόδου

## 6.2 Προβλήματα με το software του DSP

Έκτος από τα προβλήματα της κατασκευής υπάρχουν και τα προβλήματα που αφορούν τον προγραμματισμό και την λειτουργία του DSP. Σκοπός δεν είναι να περιγραφεί όλο το πρόγραμμα και η δυσκολία εύρεσης της καταλληλότερης δομής του προγράμματος αφού ο καθένας προγραμματίζει με διαφορετικό τρόπο. Σε αυτή τη παράγραφο θα παρουσιαστούν απλά κάποια προβλήματα τα οποία είναι κοινά για όλους ώστε να γίνουν γνωστά σε όσους ασχολούνται ή θα ασχοληθούν με τον προγραμματισμό του συγκεκριμένου DSP.

### 6.2.1 Αποσύνδεση

Ο DSP πολλές φορές και λόγω παρασίτων που περνούσαν στο κύκλωμα του, έχανε την επικοινωνία με τον H/Y. Έτσι έπρεπε να κάνουμε reset τον DSP ανοίγοντας και ξανακλείνοντας τον διακόπτη της τροφοδοσίας του όπως επίσης και να κλείσουμε και να ξανανοίξουμε το MATLAB® και το Code Composer Studio (πρόγραμμα της Texas Instruments για τη μεταγλώττιση του κώδικα και τον προγραμματισμό του DSP).

Οι αποσυνδέσεις μπορούν να μειωθούν στο μισό, χρησιμοποιώντας ένα εξάρτημα της Texas Instruments το οποίο όμως είναι πολύ ακριβό (>1000€). Εμείς με την προσθήκη πυκνωτών της τάξης των 4,7nF στην είσοδο της παλμοδότησης του inverter και του buck/boost, περιορίσαμε κατά πολύ περισσότερο τις αποσυνδέσεις του DSP αφού είχαμε μια – δυο αποσυνδέσεις την ημέρα ή ακόμα και καθόλου αποσυνδέσεις. Αυτές οι αποσυνδέσεις βέβαια σε καμία περίπτωση δεν επηρεάζουν την οποιαδήποτε λειτουργία του DSP ο οποίος λειτουργεί κανονικά, απλά δεν μπορεί να επαναπρογραμματιστεί ο DSP χωρίς reset.

## 6.3 Προβλήματα κατά την λειτουργία

Εδώ είναι που εμφανίζονται τα περισσότερα προβλήματα εκ των οποίων τα πιο σημαντικά παρατίθενται στη συνέχεια.

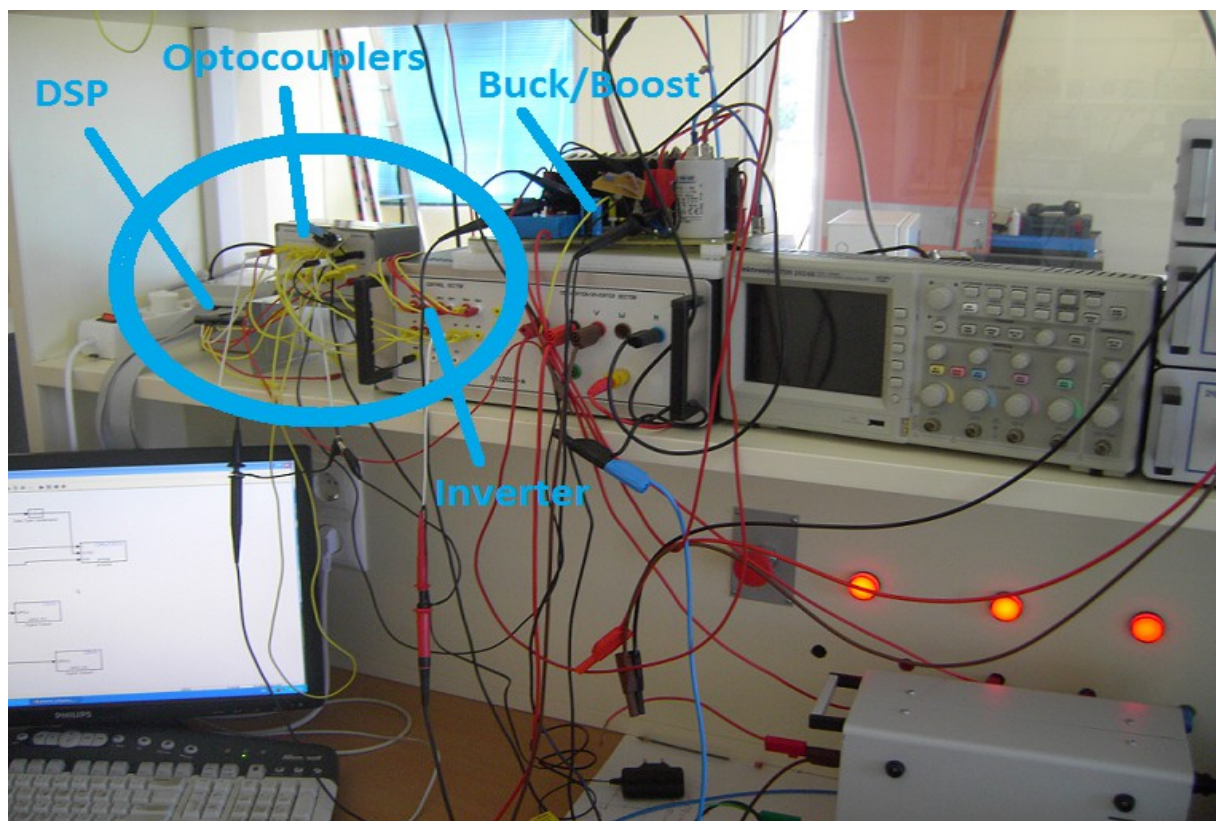
### 6.3.1 Μεγάλα καλώδια στο κύκλωμα παλμοδότησης

Ιδανικά ο DSP ή γενικά το κύκλωμα παραγωγής των απαιτούμενων παλμών, πρέπει να είναι στην ίδια πλακέτα και όσο πιο κοντά γίνεται στον driver και το IGBT με σκοπό την μείωση ή και την εξαφάνιση του θορύβου που εισέρχεται στο κύκλωμα λόγω μεγάλων καλωδίων, αφού τα μεγάλα σε μήκος καλώδια λειτουργούν σαν κεραίες για μεγάλες συχνότητες. Βέβαια αν είναι πολύ κοντά πάλι θα εισέρχεται θόρυβος εξ επαγωγής. Γι' αυτό πρέπει να βρεθεί η χρυσή τομή μεταξύ της απόστασης και του μήκους των αγωγών, πράγμα που είναι πολύ δύσκολο.

Στην περίπτωσή μας είχαμε σχετικά μεγάλες αποστάσεις αλλά προσπαθήσαμε να τις μικρύνουμε όσο γίνεται περισσότερο. Από το κουτί που ήταν τοποθετημένος ο DSP βγαίνει μια καλωδιοταινία απ' όπου με ξεχωριστά καλωδιάκια, τα σήματα της παλμοδότησης και η γείωση καταλήγουν στην είσοδο των optocouplers. Από την έξοδο των optocouplers με άλλα

καλωδιάκια, πηγαίνουν στον buck/boost και στον inverter οι αντίστοιχοι παλμοί. Το πιο ευαίσθητο όμως σημείο στην μεταφορά σημάτων είναι η γείωση. Το καλώδιο της γείωσης πρέπει να έχει όσο το δυνατόν μικρότερο μήκος, ακόμα κι αν τα καλώδια των υπολοίπων σημάτων είναι μεγαλύτερα. Αρχικά στην κατασκευή μας είχαμε χρησιμοποιήσει ένα αρκετά μεγάλο καλώδιο για τη γείωση, της τάξης των 80cm, με αποτέλεσμα αρκετό θόρυβο στο σήμα παλμοδότησης των στοιχείων αλλά και αποσύνδεση του DSP από τον Η/Υ. Αμέσως μόλις το μεγάλο αυτό καλώδιο αντικαταστάθηκε με ένα μικρότερου μήκους, μειώθηκαν πολύ τα παράσιτα στα σήματα παλμοδότησης. Και μειώθηκαν ακόμα περισσότερο σε σημείο που σχεδόν εξαφανίστηκαν, όταν προστέθηκαν οι πυκνωτές που αναφέρθηκαν στη παράγραφο 6.2.1.

Οι πυκνωτές θα μπορούσαν να τοποθετηθούν και στην έξοδο των optocouplers αλλά έτσι θα είχαμε την είσοδο θορύβου στα καλώδια που ακολουθούν, μέχρι την είσοδο αλλά και το εσωτερικό κύκλωμα παλμοδότησης του inverter. Στο σχήμα που ακολουθεί φαίνονται τα καλώδια που χρησιμοποιούνται στο κύκλωμα παλμοδότησης.



**Σχήμα 90 :** Ο πάγκος όπου γίνονται οι δοκιμές στο εργαστήριο. Τα κίτρινα καλώδια που υπάρχουν μέσα στο μπλε κύκλο είναι αυτά που μεταφέρουν τα σήματα της παλμοδότησης των δύο μετατροπέων.

Τέλος, υπήρχαν φορές που ακόμα κι ένα κούνημα του καλωδίου ή μια αλλαγή της θέσης του, προκαλούσε πολλά προβλήματα στην παλμοδότηση. Όμως το χειρότερο από όλα ήταν όταν έφευγες από το εργαστήριο και το σύστημα δούλευε σωστά, να γυρίζεις την επόμενη μέρα για να συνεχίσεις και το σύστημα να μη λειτουργεί όπως χτες...

### 6.3.2 Υπερτάσεις στα στοιχεία

Ίσως το πιο σοβαρό ζήτημα στην λειτουργία του buck/boost μετατροπέα (δεν υπήρχε αυτό το πρόβλημα στον inverter) ήταν οι υπερτάσεις που δημιουργούνταν στα άκρα των στοιχείων κυρίως στη λειτουργία **σαν boost μετατροπέας με σταθερό duty cycle**.

Οι υπερτάσεις δημιουργούνται λόγω της απότομης μεταβολής του ρεύματος που διαρρέει το πηνίο ( $di/dt$ ) την οποία προκαλεί το ανοιγοκλείσιμο του IGBT αφού, όπως είναι γνωστό η υπέρταση στα άκρα ενός πηνίου είναι ανάλογη της μεταβολής του ρεύματος που το διαρρέει. Οι υπερτάσεις όμως μπορούν να αποβούν μοιραίες για το IGBT και τη δίοδο καθώς και όλα τα άλλα ημιαγωγικά στοιχεία, αφού έχουν ένα όριο τόσο στον επιτρεπτό ρυθμό μεταβολής της τάσης ( $dv/dt$ ) στα άκρα τους όσο και στην απόλυτη τιμή της τάσης, ώστε να μη καταστραφούν. Σε μεγαλύτερο  $dv/dt$  υπάρχει κίνδυνος να περάσει ρεύμα δια μέσου των παρασιτικών χωρητικοτήτων της ημιαγωγικής επαφής των στοιχείων και να υπερθερμάνει τοπικά το στοιχείο με κίνδυνο να καταστραφεί, όπως ακριβώς και στην περίπτωση της ακούσιας έναυσης. Αν και τα στοιχεία που έχουμε επιλέξει έχουν ονομαστική τάση 600V RMS, δηλαδή για χρόνο 1ms αντέχουν πάνω από 800V και σίγουρα ακόμα περισσότερα σε υπέρταση, δεν παύει να χρειάζονται προστασία από την απότομη μεταβολή της τάσης στα άκρα τους.

Για να μειώσουμε τις υπερτάσεις στα άκρα των στοιχείων με σκοπό την προστασία τους αλλά και την καλή και απροβλημάτιστη λειτουργία του μετατροπέα, όπως αναφέραμε και στη παράγραφο 3.1, χρησιμοποιούμε τα **κυκλώματα snubber**. Υπάρχουν πολλές λεπτομέρειες και είδη snubber στη βιβλιογραφία αλλά εμείς προτιμήσαμε το RC snubber που είναι και το πιο απλό. Στην ουσία πρόκειται για ένα RC κύκλωμα που τοποθετείτε μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού στο IGBT και ανόδου-καθόδου στη δίοδο αποτρέποντας την βίαιη αλλαγή της τάσης.

Υπό κανονικές συνθήκες τα κυκλώματα snubber διαρρέονται από πολύ μικρό έως καθόλου (ιδανικά) ρεύμα. Στην δική μας περίπτωση όμως όπου αναπτύσσονται υπερτάσεις στα στοιχεία, τα snubber διαρρέονται από μεγάλα ρεύματα τη στιγμή της υπέρτασης με αποτέλεσμα να έχουμε απώλεια ενέργειας λόγω θέρμανσης του ωμικού μέρους των snubber. Το φαινόμενο αυτό προκαλείται από τις υπερτάσεις και παρουσιάζεται επιγραμματικά στη συνέχεια.

Όπως γνωρίζουμε το ρεύμα που διαρρέει έναν πυκνωτή είναι ανάλογο του ρυθμού μεταβολής της τάσης στα άκρα του ( $dv/dt$ ). Στην περίπτωση της υπέρτασης όμως εμφανίζεται μια “ακαριαία” μεταβολή της τάσης στα άκρα του πυκνωτή, με αποτέλεσμα ο τελευταίος να “φαίνεται” σαν βραχυκύκλωμα για όσο διαρκεί το φαινόμενο της υπέρτασης. Αν αναλογιστούμε πώς κατά την διάρκεια των αρχικών δοκιμών μας, η τάση στα άκρα του IGBT και της δίοδου έφτανε στιγμιαία μαζί με τις υπερτάσεις μέχρι και τα 450 – 500 V και λαμβάνοντας υπ' όψιν την τιμή της ωμικής αντίστασης του snubber η οποία ήταν περί τα 100Ω – 150Ω, το κύκλωμα του snubber διαρρεόταν από ρεύματα που έφταναν στιγμιαία έως και τα 5A.

Αυτό σημαίνει στιγμιαία κατανάλωση ισχύος μέχρι και 2,5 kW από μια αντίσταση των 5W που είχαμε διαλέξει θεωρώντας την αρκετή! Μάλιστα, κάποια στιγμή, κι ενώ οι αντιστάσεις των snubber είχαν ζεσταθεί υπερβολικά, η αντίσταση των 5W άρχισε να βγάζει καπνούς χωρίς βέβαια να προλάβει να καταστραφεί. Αλλάξαμε την αντίσταση με μια των 25W η οποία ζεστάνονταν επίσης πολύ αλλά μπορούσε να το αντέξει. Επίσης, αν αυξανόταν η ωμική αντίσταση του snubber, αυξάνονταν οι υπερτάσεις ενώ όταν μειωνόταν η αντίσταση του snubber, οι υπερτάσεις μειώνονταν. Με την μεταβολή του duty cycle, οι απώλειες των snubber μεταπηδούσαν από το ένα στοιχείο στο άλλο (από το IGBT στη δίοδο και

αντίστροφα).

Αφού περιορίστηκαν σε μεγάλο βαθμό οι υπερτάσεις στα στοιχεία μετά από δοκιμές snubber κυκλωμάτων διαφορετικής σύνθεσης, σειρά είχαν οι δοκιμές για την κυρίως λειτουργία του μετατροπέα με την RSPWM παλμοδότηση.

Στη περίπτωση αυτή το είδη τοποθετημένο snubber δεν δημιουργούσε υπερτάσεις όπως επίσης δεν θερμαινόταν, οπότε θα μπορούσε να μειωθεί η ωμική αντίσταση του αν το επιθυμούσαμε για να μειωθούν λίγο οι απώλειες χωρίς να εμφανιστούν υπερτάσεις.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7ο

### ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΜΕ ΤΟΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ (INVERTER)

#### 7.1 Προβλήματα με την κατασκευή

Προβλήματα κατά την κατασκευή του αντιστροφέα δεν υπήρχαν γιατί δεν υπήρχε κατασκευή! Ο αντιστροφέας που χρησιμοποιήθηκε (πληροφορίες στη παράγραφο 2.2.1) υπήρχε ήδη στο εργαστήριο, ήταν ενσωματωμένος με όλα τα κυκλώματα ελέγχου και προστασίας σε ένα ολοκληρωμένο και είχε τοποθετηθεί μέσα σε ειδικό κουτί κατασκευασμένο από τον κ. Πέτρου ειδικά για αυτή τη χρήση.

#### 7.2 Προβλήματα με το software του DSP

Το κυριότερο πρόβλημα ήταν πως ενώ χρειαζόμασταν έναν απλό τετραγωνικό παλμό για την παλμοδότηση του inverter θα ήταν πολύ εύκολο να χρησιμοποιήσουμε τις PWM εξόδους του DSP με 50% duty cycle στην απαιτούμενη συχνότητα των 50Hz αλλά οι PWM εξόδοι του αδυνατούσαν να δουλέψουν σε συχνότητες κάτω των 1140Hz. Έτσι για να χρησιμοποιήσουμε μια PWM έξοδο με χαμηλή συχνότητα έπρεπε να βρούμε κάποιο κόλπο ώστε να “ξεγελάσουμε” τον DSP. Το κόλπο αυτό είναι να ορίσουμε το TB clock prescaler divider σε κάποια μεγαλύτερη τιμή όπως εξηγείται στη παράγραφο 4.1.3. Αυτή η ρύθμιση εφαρμόστηκε για την παλμοδότηση του inverter στην δική μας περίπτωση. Επιπροσθέτως υπήρχε το πρόβλημα με τις αποσυνδέσεις του DSP από τον H/Y όπως εξηγείτε και στη παράγραφο 6.2.

#### 7.3 Προβλήματα κατά την λειτουργία

Καθώς ο αντιστροφέας είναι έτοιμος με όλα τα συστήματα προστασίας κι ελέγχου από το εργοστάσιο, δεν υπήρχαν λειτουργικά προβλήματα που να αφορούσαν καθ' εαυτού τον αντιστροφέα. Παρόλο αυτά υπήρξε σοβαρό πρόβλημα με τη χρησιμοποίηση των έτοιμων optocoupler του εργαστηρίου για τις παλμοδοτήσεις και των δύο μετατροπέων καθώς είχαν κοινό το ground στην έξοδό τους. Αυτό μας δημιουργούσε πρόβλημα στη παλμοδότηση όταν λειτουργούσαν και οι δύο μετατροπείς μαζί.

Για να λυθεί αυτό, χρησιμοποιήθηκε εξωτερικός optocoupler με ξεχωριστό τροφοδοτικό για το κύκλωμα του buck/boost (χρειάζεται μόνο έναν σε αντίθεση με τον inverter που χρειάζεται τέσσερις) ο οποίος δεν έχει γαλβανική σύνδεση με το κύκλωμα παλμοδότησης του inverter.

Ένα άλλο πρόβλημα που κίνησε την περιέργειά μας, ήταν ότι ο αντιστροφέας δεν

λειτουργούσε όταν η παλμοδότησή του γινόταν από τις ψηφιακές εξόδους του DSP αντί των PWM εξόδων. Η χρησιμοποίηση των ψηφιακών εξόδων έγινε με αποτυχία στις πρώτες δοκιμές, για να προσπεράσουμε την κατώτατη συχνότητα των PWM εξόδων του DSP που ήταν στα 1140Hz, αλλά παρότι οι παλμοί που εφαρμόζονταν στον αντιστροφέα είχαν τα απαιτούμενα χαρακτηριστικά (duty cycle, τάση, συχνότητα), ο αντιστροφέας δεν λειτουργούσε.



## ΕΠΙΛΟΓΟΣ

Παρά τα όποια προβλήματα, το αποτέλεσμα ήταν αρκετά ικανοποιητικό για όλους μας. Μας δόθηκε η ευκαιρία να προβληματιστούμε και να λύσουμε προβλήματα που θα μας βοηθήσουν στη μετέπειτα πορεία μας. Η κατασκευή αυτή θα παραμείνει στο εργαστήριο Παραγωγής Μεταφοράς και Διανομής της Ηλεκτρικής Ενέργειας του Πανεπιστημίου Πατρών και μελλοντικά θα χρησιμοποιηθεί στην εγκατάσταση των φωτοβολταϊκών που βρίσκεται στην οροφή του κτηρίου αλλά και στην μικρή ανεμογεννήτρια που είναι εγκατεστημένη. Επίσης, θα χρησιμοποιηθεί σε διάφορα ερευνητικά προγράμματα κι εργασίες από τους εκεί καθηγητές. Ακόμα κι αν χρειαστεί να δουλέψει σαν buck ή boost μετατροπέας για την ανύψωση ή τον υποβιβασμό την τάσης εισόδου του, θα είναι μια μικρότερη, καλύτερη και αποδοτικότερη λύση με βαθμό απόδοσης που αγγίζει το 97% εν αντιθέσει με τον προηγούμενο boost μετατροπέα με τους μεγάλους ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές και τον χαμηλότερο βαθμό απόδοσης του 84% .



## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Στέφανος Ν. Μανιάς, “ *ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ* ”, ΣΥΜΕΩΝ, 2007
- [2] Daniel W. Hart, “ *Power Electronics* ”, McGraw-Hill Higher Education, 2010
- [3] Ned Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins, “ *Power Electronics: Converters, Applications and Design 3<sup>rd</sup> Edition* ”, John Wiley & Sons, 2002
- [4] Muhammad H. Rashid, “ *Power Electronics Handbook - 3<sup>rd</sup> Revised Edition* ”, Butterworth-Heinemann Ltd, 2011
- [5] Abraham I. Pressman, Keith Billings and Taylor Morey, “ *Switching Power Supply Design - 3<sup>rd</sup> Edition* ”, McGraw-Hill Professional, 2009
- [6] Ned Mohan, “ *Power Electronics – A First Course* ”, John Wiley & Sons, 2011
- [7] [http://en.wikipedia.org/wiki/Buck\\_converter](http://en.wikipedia.org/wiki/Buck_converter) 06-03-2013
- [8] [http://en.wikipedia.org/wiki/Boost\\_converter](http://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter) 06-03-2013
- [9] [http://en.wikipedia.org/wiki/Buck-boost\\_converter](http://en.wikipedia.org/wiki/Buck-boost_converter) 06-03-2013



## **ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ**

### **DATASHEETS ΤΩΝ ΥΛΙΚΩΝ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΑΝ**

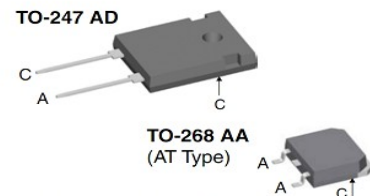
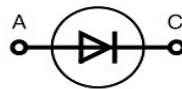
## Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED)

$$I_{FAV} = 60 \text{ A}$$

$$V_{RRM} = 600 \text{ V}$$

$$t_{rr} = 35 \text{ ns}$$

$V_{RSM}$ V	$V_{RRM}$ V	Type
600	600	DSEI 60-06A
600	600	DSEI 60-06AT



A = Anode, C = Cathode

Symbol	Conditions	Maximum Ratings	
$I_{FRMS}$		100	A
$I_{FAVM}$ ①	$T_C = 70^\circ\text{C}$ ; rectangular, $d = 0.5$	60	A
$I_{FRM}$	$t_p < 10 \mu\text{s}$ ; rep. rating, pulse width limited by $T_{VJM}$		
$I_{FSM}$	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$ ; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	550	A
		600	A
	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$ ; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	480	A
		520	A
$I^2t$	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$ ; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	1510	A <sup>2</sup> s
		1490	A <sup>2</sup> s
	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$ ; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	1150	A <sup>2</sup> s
		1120	A <sup>2</sup> s
$T_{VJ}$		-55...+150	°C
$T_{VJM}$		150	°C
$T_{stg}$		-55...+150	°C
$P_{tot}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	166	W
$M_d$	mounting torque	0.8...1.2	Nm
Weight	typical	6	g

### Features

- International standard package JEDEC TO-247 AD
- Planar passivated chips
- Very short recovery time
- Extremely low switching losses
- Low IRM-values
- Soft recovery behaviour
- Epoxy meets UL 94V-0

### Applications

- Antiparallel diode for high frequency switching devices
- Anti saturation diode
- Snubber diode
- Free wheeling diode in converters and motor control circuits
- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Inductive heating and melting
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Ultrasonic cleaners and welders

### Advantages

- High reliability circuit operation
- Low voltage peaks for reduced protection circuits
- Low noise switching
- Low losses
- Operating at lower temperature or space saving by reduced cooling

Symbol	Conditions	Characteristic Values		
		typ.	max.	
$I_R$	$V_R = V_{RRM}$ $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$		200	$\mu\text{A}$
	$V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$ $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$		100	$\mu\text{A}$
	$V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$ $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$		14	mA
$V_F$	$I_F = 70 \text{ A}$ $T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$ $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$		1.5	V
			1.8	V
$V_{T0}$	For power-loss calculations only		1.13	V
$r_T$	$T_{VJ} = T_{VJM}$		4.7	m $\Omega$
$R_{thJC}$	(version A)		0.75	K/W
$R_{thCH}$		0.25	K/W	
$t_{rr}$	$I_F = 1 \text{ A}$ ; $-di/dt = 200 \text{ A}/\mu\text{s}$ ; $V_R = 30 \text{ V}$ ; $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	35	50	ns
$I_{RM}$	$V_R = 350 \text{ V}$ ; $I_F = 60 \text{ A}$ ; $-di_F/dt = 480 \text{ A}/\mu\text{s}$ $L \leq 0.05 \mu\text{H}$ ; $T_{VJ} = 100^\circ\text{C}$	6.0	7.5	A

①  $I_{FAVM}$  rating includes reverse blocking losses at  $T_{VJM}$ .  $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$ , duty cycle  $d = 0.5$

IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

© 2007 IXYS All rights reserved

20070419

1 - 3

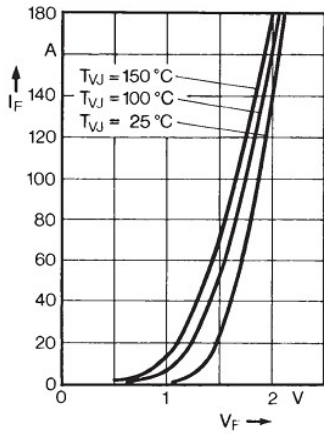


Fig. 1 Forward current versus voltage drop.

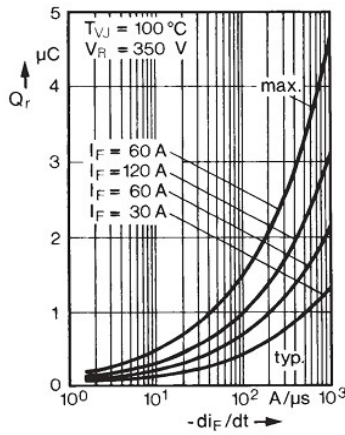


Fig. 2 Recovery charge versus  $-di_F/dt$ .

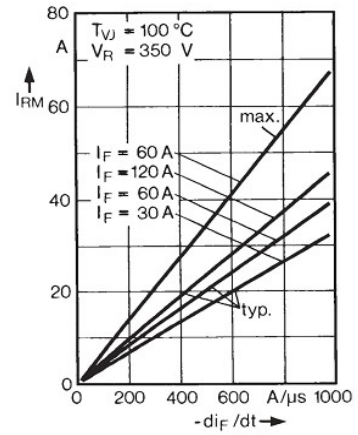


Fig. 3 Peak reverse current versus  $-di_F/dt$ .

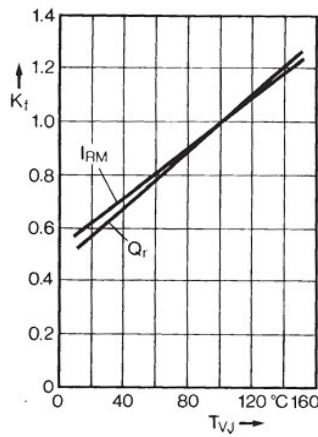


Fig. 4 Dynamic parameters versus junction temperature.

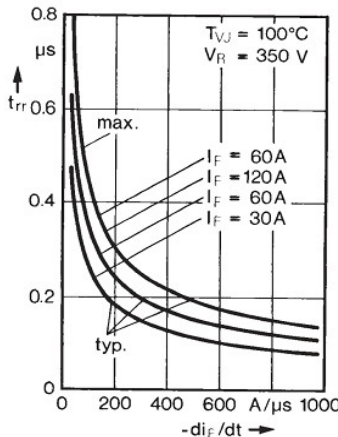


Fig. 5 Recovery time versus  $-di_F/dt$ .

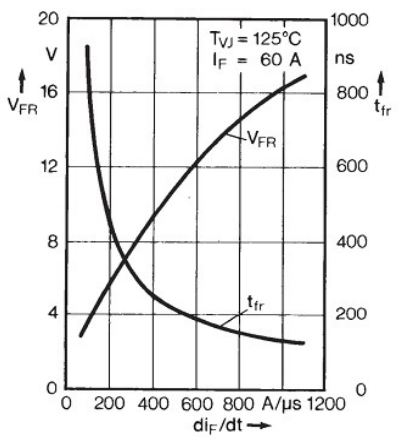


Fig. 6 Peak forward voltage versus  $di_F/dt$ .

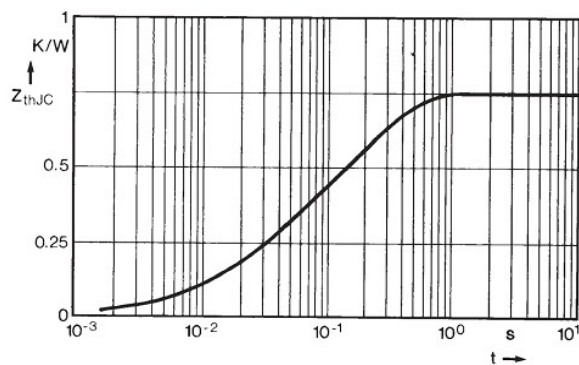


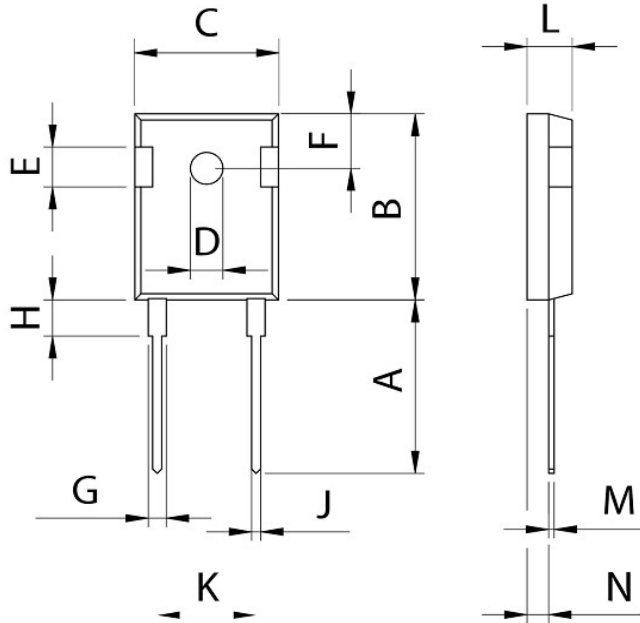
Fig. 7 Transient thermal impedance junction to case.

IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions

© 2007 IXYS All rights reserved

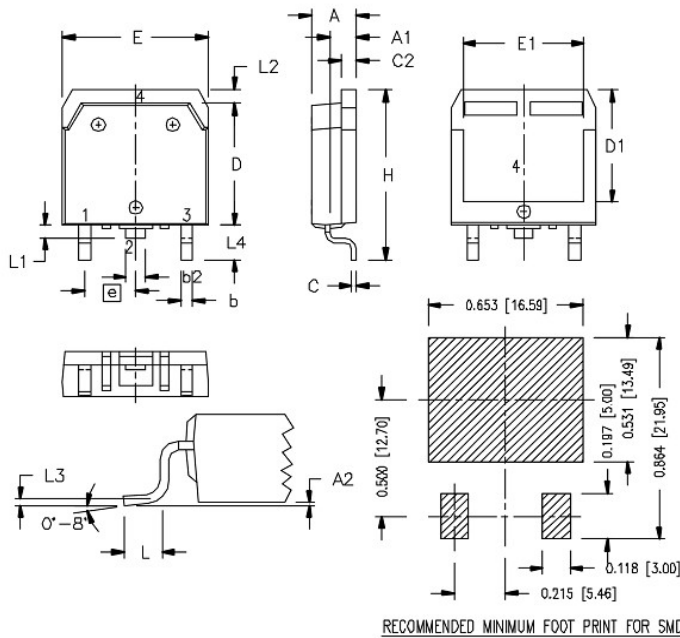
2 - 2

## Dimensions TO-247 AD



Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	19.81	20.32	0.780	0.800
B	20.80	21.46	0.819	0.845
C	15.75	16.26	0.610	0.640
D	3.55	3.65	0.140	0.144
E	4.32	5.49	0.170	0.216
F	5.4	6.2	0.212	0.244
G	1.65	2.13	0.065	0.084
H	-	4.5	-	0.177
J	1.0	1.4	0.040	0.055
K	10.8	11.0	0.426	0.433
L	4.7	5.3	0.185	0.209
M	0.4	0.8	0.016	0.031
N	1.5	2.49	0.087	0.102

## Dimensions TO-268 AA



SYM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	.193	.201	4.90	5.10
A1	.106	.114	2.70	2.90
A2	.001	.010	0.02	0.25
b	.045	.057	1.15	1.45
b2	.075	.083	1.90	2.10
C	.016	.026	0.40	0.65
C2	.057	.063	1.45	1.60
D	.543	.551	13.80	14.00
D1	.488	.500	12.40	12.70
E	.624	.632	15.85	16.05
E1	.524	.535	13.30	13.60
e	.215 BSC		5.45 BSC	
H	.736	.752	18.70	19.10
L	.094	.106	2.40	2.70
L1	.047	.055	1.20	1.40
L2	.039	.045	1.00	1.15
L3	.010 BSC		0.25 BSC	
L4	.150	.161	3.80	4.10

IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

© 2007 IXYS All rights reserved

20070419

3 - 3

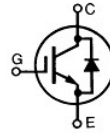


# HiPerFAST™ IGBT with Diode Lightspeed Series

**IXGH 24N60CD1**  
**IXGT 24N60CD1**

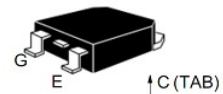
$V_{CES} = 600\text{ V}$   
 $I_{C25} = 48\text{ A}$   
 $V_{CE(sat)} = 2.5\text{ V}$

Preliminary data

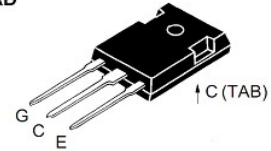


Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings
$V_{CES}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to $150^\circ\text{C}$	600 V
$V_{CGR}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to $150^\circ\text{C}$ ; $R_{GE} = 1\text{ M}\Omega$	600 V
$V_{GES}$	Continuous	$\pm 20\text{ V}$
$V_{GEM}$	Transient	$\pm 30\text{ V}$
$I_{C25}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	48 A
$I_{C110}$	$T_C = 110^\circ\text{C}$	24 A
$I_{CM}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$ , 1 ms	80 A
<b>SSOA (RBSOA)</b>	$V_{GE} = 15\text{ V}$ , $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ , $R_G = 22\ \Omega$ Clamped inductive load, $L = 100\ \mu\text{H}$	$I_{CM} = 48\text{ A}$ @ $0.8\text{ V}_{CES}$
$P_C$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	150 W
$T_J$		-55 ... +150 $^\circ\text{C}$
$T_{JM}$		150 $^\circ\text{C}$
$T_{stg}$		-55 ... +150 $^\circ\text{C}$
Maximum lead temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s		300 $^\circ\text{C}$
$M_d$	Mounting torque (M3)	1.13/10 Nm/lb.in.
<b>Weight</b>	TO-247	6 g
	TO-268	4 g

**TO-268  
(IXGT)**



**TO-247 AD  
(IXGH)**



G = Gate, C = Collector,  
E = Emitter, TAB = Collector

### Features

- International standard packages  
JEDEC TO-247 and surface mountable TO-268
- High frequency IGBT
- High current handling capability
- Latest generation HDMOS™ process
- MOS Gate turn-on
  - drive simplicity
- Fast recovery epitaxial Diode (FRED)
  - soft recovery with low  $I_{RM}$

### Applications

- PFC circuits
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Switched-mode and resonant-mode power supplies
- AC motor speed control
- DC servo and robot drives
- DC choppers

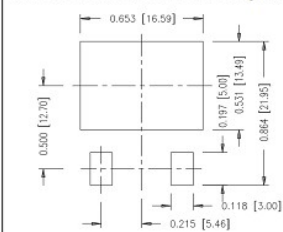
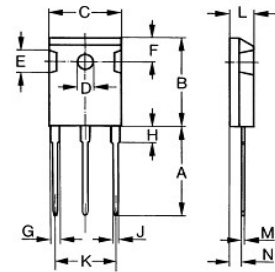
### Advantages

- High power density
- Very fast switching speeds for high frequency applications

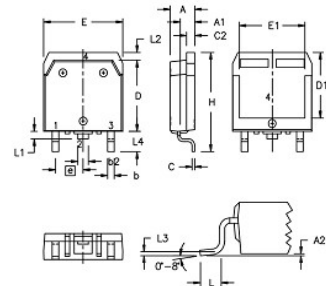
Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
$BV_{CES}$	$I_C = 750\ \mu\text{A}$ , $V_{GE} = 0\text{ V}$	600		V
$V_{GE(th)}$	$I_C = 250\ \mu\text{A}$ , $V_{CE} = V_{GE}$	2.5		5.5 V
$I_{CES}$	$V_{CE} = 0.8 \cdot V_{CES}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$ , $T_J = 150^\circ\text{C}$			200 $\mu\text{A}$ 3 mA
$I_{GES}$	$V_{CE} = 0\text{ V}$ , $V_{GE} = \pm 20\text{ V}$			$\pm 100\text{ nA}$
$V_{CE(sat)}$	$I_C = I_{C110}$ , $V_{GE} = 15\text{ V}$	2.1	2.5	V

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values			
		(T <sub>J</sub> = 25°C, unless otherwise specified)			
		min.	typ.	max.	
g <sub>fs</sub>	I <sub>C</sub> = I <sub>C110</sub> ; V <sub>CE</sub> = 10 V, Pulse test, t ≤ 300 μs, duty cycle ≤ 2 %	9	17	S	
C <sub>ies</sub>	V <sub>CE</sub> = 25 V, V <sub>GE</sub> = 0 V, f = 1 MHz		1500	pF	
C <sub>oes</sub>			170	pF	
C <sub>res</sub>			40	pF	
Q <sub>g</sub>	I <sub>C</sub> = I <sub>C110</sub> , V <sub>GE</sub> = 15 V, V <sub>CE</sub> = 0.5 V <sub>CES</sub>		55	nC	
Q <sub>ge</sub>			13	nC	
Q <sub>gc</sub>			17	nC	
t <sub>d(on)</sub>	<b>Inductive load, T<sub>J</sub> = 25°C</b> I <sub>C</sub> = I <sub>C110</sub> , V <sub>GE</sub> = 15 V, L = 100 μH, V <sub>CE</sub> = 0.8 V <sub>CES</sub> , R <sub>G</sub> = R <sub>off</sub> = 10 Ω Remarks: Switching times may increase for V <sub>CE</sub> (Clamp) > 0.8 • V <sub>CES</sub> , higher T <sub>J</sub> or increased R <sub>G</sub>		15	ns	
t <sub>ri</sub>			25	ns	
t <sub>d(off)</sub>			75	140	ns
t <sub>fi</sub>			60	110	ns
E <sub>off</sub>			0.24	0.36	mJ
t <sub>d(on)</sub>	<b>Inductive load, T<sub>J</sub> = 125°C</b> I <sub>C</sub> = I <sub>C110</sub> , V <sub>GE</sub> = 15 V, L = 100 μH, V <sub>CE</sub> = 0.8 V <sub>CES</sub> , R <sub>G</sub> = R <sub>off</sub> = 10 Ω Remarks: Switching times may increase for V <sub>CE</sub> (Clamp) > 0.8 • V <sub>CES</sub> , higher T <sub>J</sub> or increased R <sub>G</sub>		15	ns	
t <sub>ri</sub>			25	ns	
E <sub>on</sub>			1	mJ	
t <sub>d(off)</sub>			130	ns	
t <sub>fi</sub>			110	ns	
E <sub>off</sub>		0.6	mJ		
R <sub>thJC</sub>				0.83 K/W	
R <sub>thCK</sub>	(TO-247)		0.25	K/W	

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values		
		(T <sub>J</sub> = 25°C, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
V <sub>F</sub>	I <sub>F</sub> = I <sub>C110</sub> , V <sub>GE</sub> = 0 V, Pulse test, t ≤ 300 μs, duty cycle d ≤ 2 %			1.6 V 2.5 V
I <sub>RM</sub>	I <sub>F</sub> = I <sub>C110</sub> , V <sub>GE</sub> = 0 V, -di <sub>F</sub> /dt = 100 A/μs V <sub>R</sub> = 100 V I <sub>F</sub> = 1 A; -di/dt = 100 A/μs; V <sub>R</sub> = 30 V		6	A
t <sub>rr</sub>			100	ns
			25	ns
R <sub>thJC</sub>				0.9 K/W

**Min. Recommended Footprint**

**TO-247 AD (IXGH) Outline**


Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	19.81	20.32	0.780	0.800
B	20.80	21.46	0.819	0.845
C	15.75	16.26	0.610	0.640
D	3.55	3.65	0.140	0.144
E	4.32	5.49	0.170	0.216
F	5.4	6.2	0.212	0.244
G	1.65	2.13	0.065	0.084
H	-	4.5	-	0.177
J	1.0	1.4	0.040	0.055
K	10.8	11.0	0.426	0.433
L	4.7	5.3	0.185	0.209
M	0.4	0.8	0.016	0.031
N	1.5	2.49	0.087	0.102

**TO-268AA (D<sup>3</sup> PAK)**


Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	4.9	5.1	.193	.201
A <sub>1</sub>	2.7	2.9	.106	.114
A <sub>2</sub>	.02	.25	.001	.010
b	1.15	1.45	.045	.057
b <sub>2</sub>	1.9	2.1	.75	.83
C	.4	.65	.016	.026
D	13.80	14.00	.543	.551
E	15.85	16.05	.624	.632
E <sub>1</sub>	13.3	13.6	.524	.535
e	5.45 BSC		.215 BSC	
H	18.70	19.10	.736	.752
L	2.40	2.70	.094	.106
L <sub>1</sub>	1.20	1.40	.047	.055
L <sub>2</sub>	1.00	1.15	.039	.045
L <sub>3</sub>	0.25 BSC		.010 BSC	
L <sub>4</sub>	3.80	4.10	.150	.161

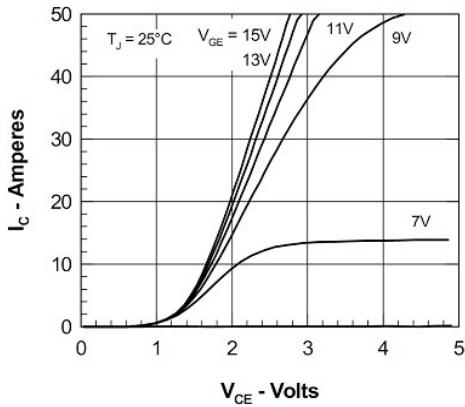


Fig. 1 Saturation Voltage Characteristics

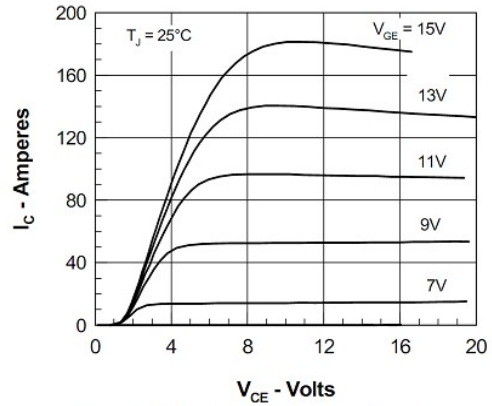


Fig. 2 Extended Output Characteristics

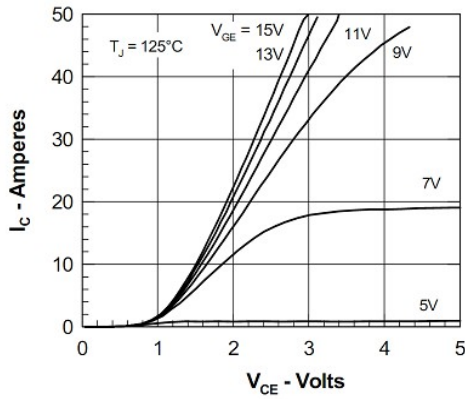


Fig. 3 Saturation Voltage Characteristics

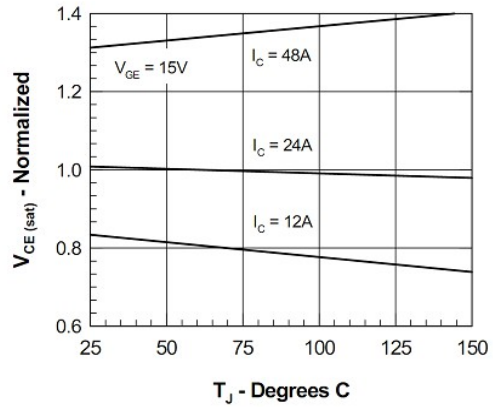


Fig. 4 Temperature Dependence of  $V_{CE(sat)}$

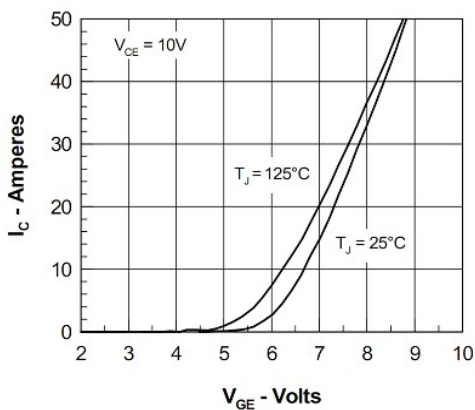


Fig. 5 Admittance Curves

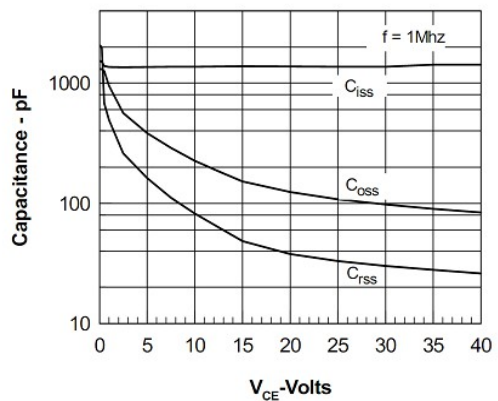


Fig. 6 Temperature Dependence of  $V_F$  &  $V_F$

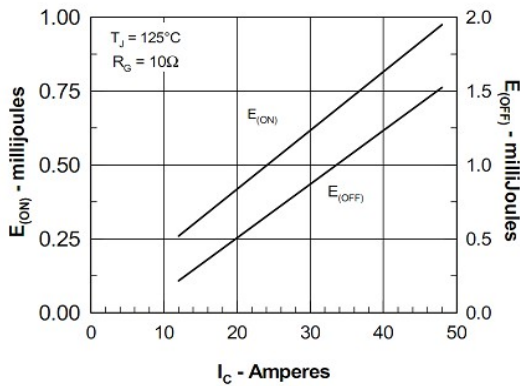


Fig.7. Dependence of  $E_{(ON)}$  and  $E_{(OFF)}$  on  $I_C$

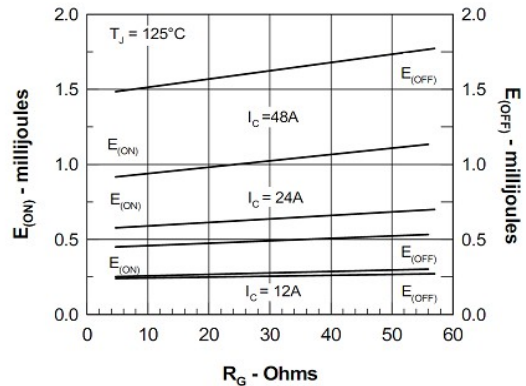


Fig.8. Dependence of  $E_{(ON)}$  and  $E_{(OFF)}$  on  $R_G$

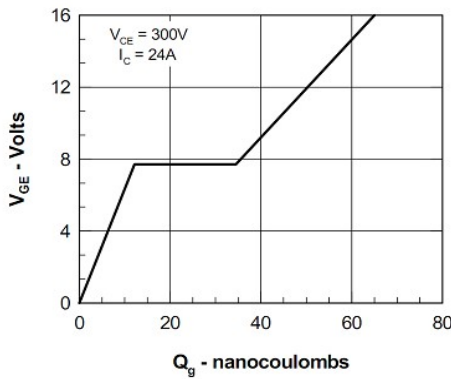


Fig.9. Gate Charge

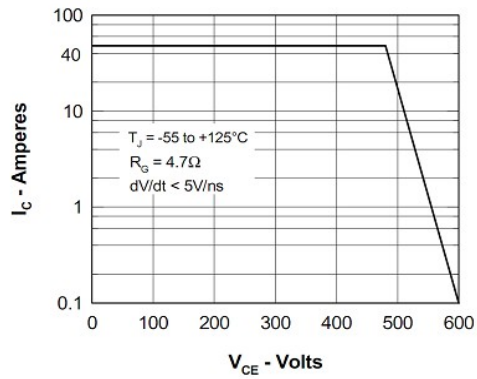


Fig.10. Turn-off Safe Operating Area

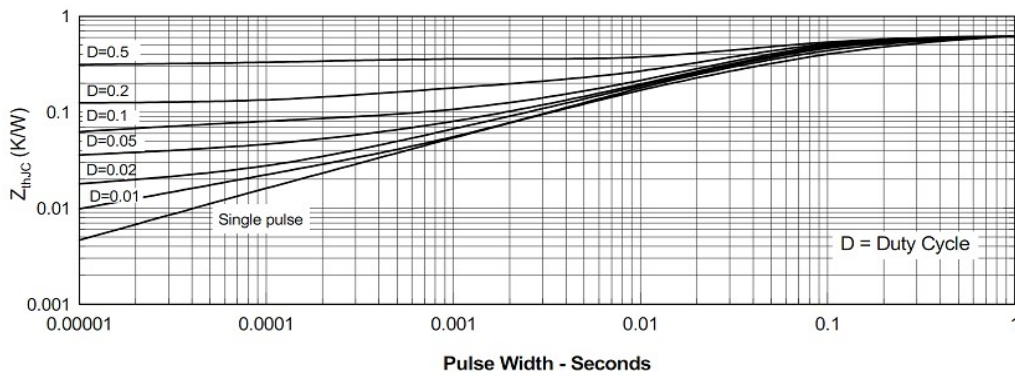


Fig. 11 IGBT Transient Thermal Resistance

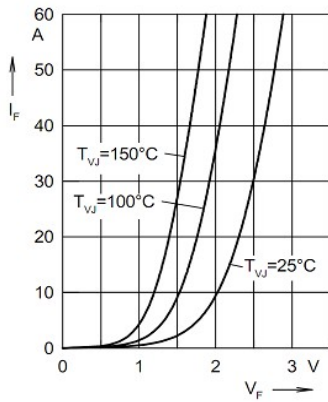


Fig. 12 Forward current  $I_F$  versus  $V_F$

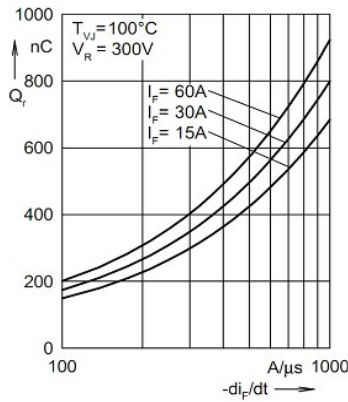


Fig. 13 Reverse recovery charge  $Q_r$  versus  $-di_F/dt$

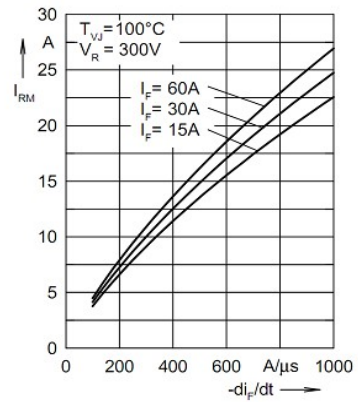


Fig. 14 Peak reverse current  $I_{RM}$  versus  $-di_F/dt$

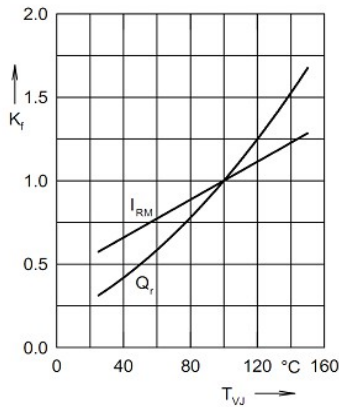


Fig. 15 Dynamic parameters  $Q_r$  and  $I_{RM}$  versus  $T_{VJ}$  temperature

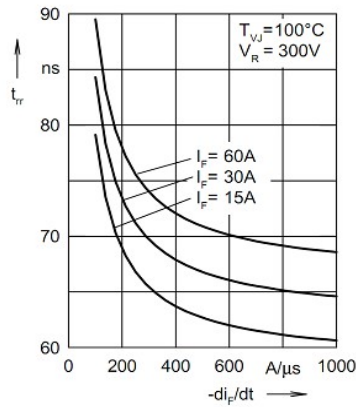


Fig. 16 Recovery time  $t_{tr}$  versus  $-di_F/dt$

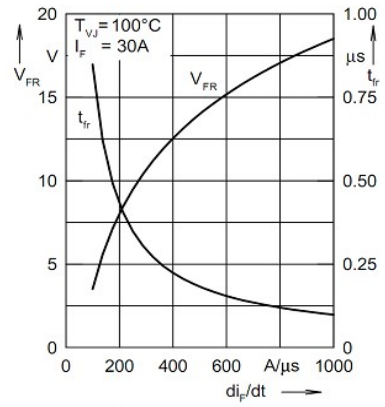


Fig. 17 Peak forward voltage  $V_{FR}$  and  $t_{tr}$  versus  $di_F/dt$

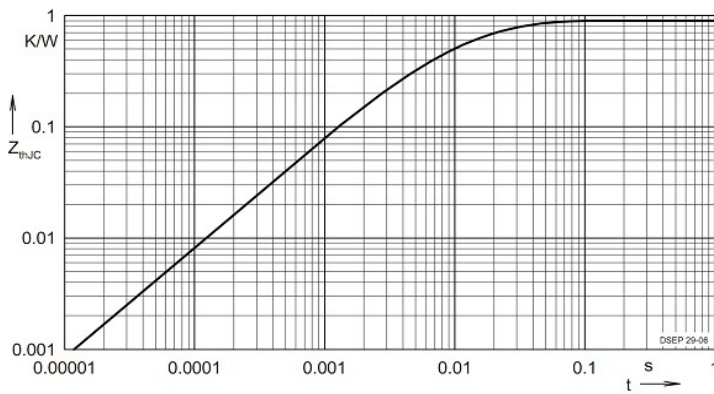


Fig. 18 Transient thermal resistance junction to case

Constants for  $Z_{thJC}$  calculation:

i	$R_{thi}$ (K/W)	$t_i$ (s)
1	0.502	0.0052
2	0.193	0.0003
3	0.205	0.0162

**PRELIMINARY**  
 Notice: This is not a final specification.  
 Some parametric limits are subject to change.

# PS12017-A

FLAT-BASE TYPE  
 INSULATED TYPE

## PS12017-A



### INTEGRATED FUNCTIONS AND FEATURES

- 3-Phase IGBT inverter bridge configured by the latest 3rd. generation IGBT and diode technologies.
- Circuit for dynamic braking of motor regenerative energy.
- Inverter output current capability  $I_o$  (Note 1) :

Type Name	100% load	150% over load
PS12017-A	7.2A (rms)	10.8A (rms), 1min

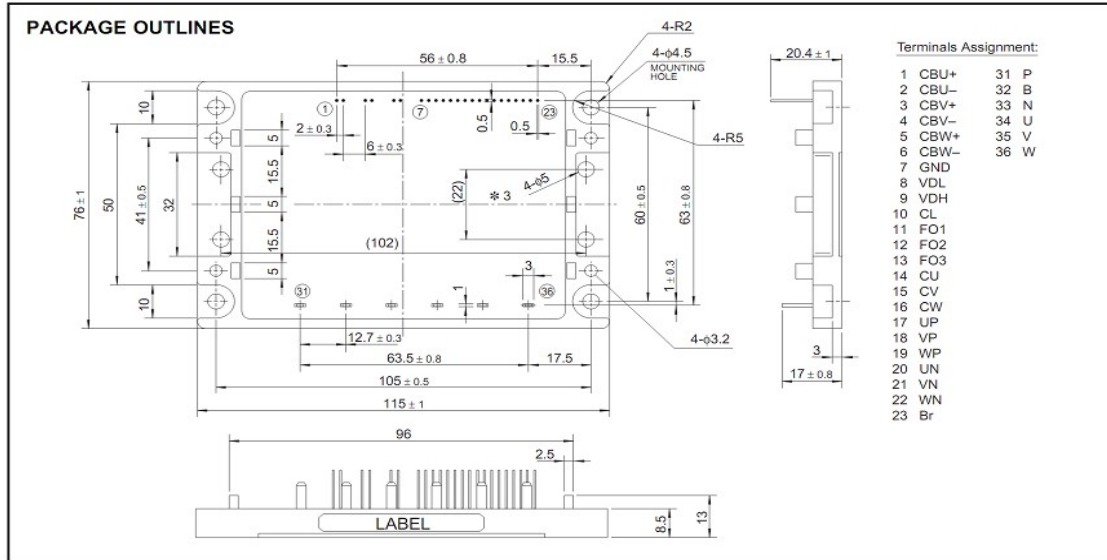
(Note 1) : The inverter output current is assumed to be sinusoidal and the peak current value of each of the above loading cases is defined as :  $I_{op} = I_o \times \sqrt{2}$

### INTEGRATED DRIVE, PROTECTION AND SYSTEM CONTROL FUNCTIONS:

- For P-Side IGBTs : Drive circuit, High-speed photo-couplers, Short circuit protection (SC), Bootstrap circuit supply scheme (Single drive power supply ) and Under-voltage protection (UV).
- For N-Side IGBTs : Drive circuit, Short-circuit protection (SC), Control supply Under voltage and Over voltage protection (OV/UV), System Over temperature protection (OT), Fault output signaling circuit (Fo), and Current-Limit warning signal output (CL).
- For Brake circuit IGBT : Drive circuit.
- Warning and Fault signaling :
  - Fo1 : Short circuit protection for lower-leg IGBTs and Input interlocking against spurious arm shoot-through.
  - Fo2 : N-side control supply abnormality locking (OV/UV)
  - Fo3 : System over-temperature protection (OT).
  - CL : Warning for inverter current overload condition
- For system feedback control : Analogue signal feedback reproducing actual inverter output phase current (3 $\phi$ ).
- Input Interface : 5V CMOS/TTL compatible, Schmitt trigger input, and Arm-Shoot-Through interlock protection.

## APPLICATION

Acoustic noise-less 3.0kW/AC400V Class 3 Phase inverter and other motor control applications.

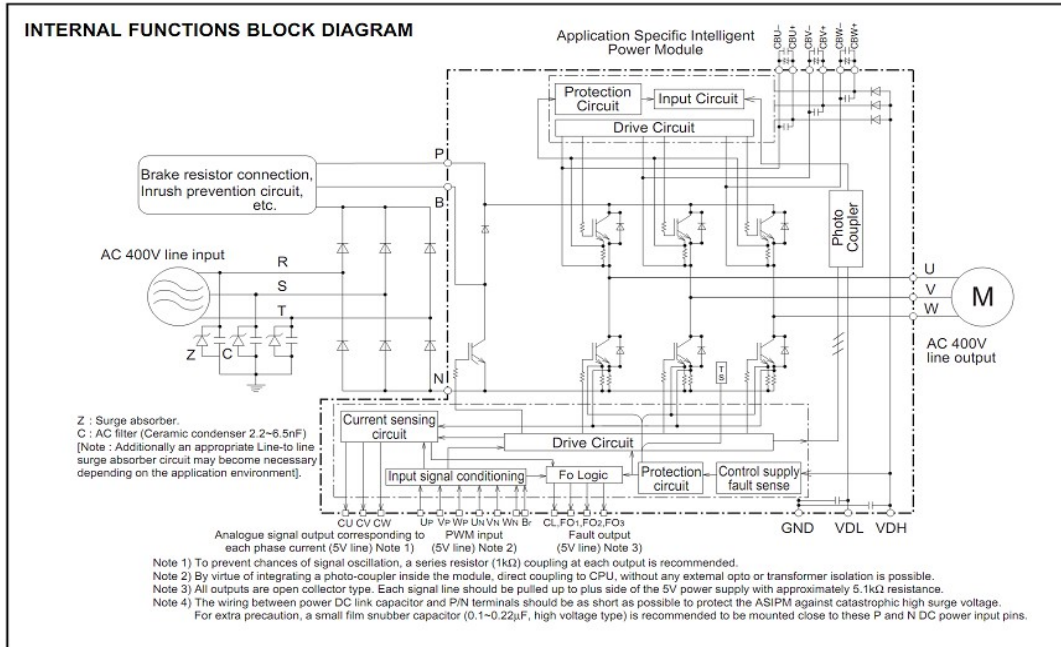


(Fig. 1)

**PRELIMINARY**  
 Notice: This is not a final specification.  
 Some parametric limits are subject to change.

**PS12017-A**

**FLAT-BASE TYPE  
 INSULATED TYPE**



(Fig. 2)

**MAXIMUM RATINGS (Tj = 25°C)**

**INVERTER PART (Including Brake Part)**

Symbol	Item	Condition	Ratings	Unit
Vcc	Supply voltage	Applied between P-N	900	V
Vcc(surge)	Supply voltage (surge)	Applied between P-N, Surge-value	1000	V
VP or VN	Each output IGBT collector-emitter static voltage	Applied between P-U, V, W, Br or U, V, W, Br-N	1200	V
VP(S) or VN(S)	Each output IGBT collector-emitter surge voltage	Applied between P-U, V, W, Br or U, V, W, Br-N	1200	V
±Ic(±Icp)	Each output IGBT collector current	Tc = 25°C	±25 (±50)	A
Ic(Icp)	Brake IGBT collector current	Note : "( )" means Ic peak value	10 (20)	A
If(Ifp)	Brake diode anode current		10 (20)	A

**CONTROL PART**

Symbol	Item	Condition	Ratings	Unit
Vdh, Vdb	Supply voltage	Applied between VDH-GND, CBU+-CBU-, CBV+-CBV-, CBW+-CBW-	20	V
Vdl	Supply voltage	Applied between VDL-GND	7	V
Vcin	Input signal voltage	Applied between UP · VP · WP · UN · VN · WN · BN-GND	-0.5 ~ VDL+0.5	V
Vfo	Fault output supply voltage	Applied between FO1 · FO2 · FO3-GND	-0.5 ~ 7	V
Ifo	Fault output current	Sink current of FO1 · FO2 · FO3	15	mA
Vcl	Current-limit warning output voltage	Applied between CL-GND	-0.5 ~ 7	V
Icl	CL output current	Sink current of CL	15	mA
Ico	Analogue-current-signal output current	Sink current of CU · CV · CW	±1	mA

Jan. 2000



**PRELIMINARY**  
 Notice: This is not a final specification.  
 Some parametric limits are subject to change.

**PS12017-A**

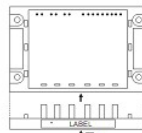
**FLAT-BASE TYPE  
 INSULATED TYPE**

**TOTAL SYSTEM**

Symbol	Item	Condition	Ratings	Unit
T <sub>j</sub>	Junction temperature	(Note 2)	-20 ~ +125	°C
T <sub>stg</sub>	Storage temperature	—	-40 ~ +125	°C
T <sub>c</sub>	Module case operating temperature	(Fig. 3)	-20 ~ +100	°C
Viso	Isolation voltage	60 Hz sinusoidal AC for 1 minute, between all terminals and base plate.	2500	V <sub>rms</sub>
—	Mounting torque	Mounting screw: M4.0	0.98 ~ 1.47	N·m

Note 2) : The item defines the maximum junction temperature for the power elements (IGBT/Diode) of the ASIPM to ensure safe operation. However, these power elements can endure instantaneous junction temperature as high as 150°C. To make use of this additional temperature allowance, a detailed study of the exact application conditions is required and, accordingly, necessary information is to be provided before use.

**CASE TEMPERATURE MEASUREMENT POINT (3mm from the base surface)**



(Fig. 3)

**THERMAL RESISTANCE**

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
R <sub>th(jc)Q</sub>	Junction to case Thermal Resistance	Inverter IGBT (1/6)	—	—	1.6	°C/W
R <sub>th(jc)F</sub>		Inverter FWDi (1/6)	—	—	3.0	°C/W
R <sub>th(jc)QB</sub>		Brake IGBT	—	—	2.9	°C/W
R <sub>th(jc)FB</sub>		Brake FWDi	—	—	5.5	°C/W
R <sub>th(c-f)</sub>	Contact Thermal Resistance	Case to fin, thermal grease applied (1 Module)	—	—	0.031	°C/W

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>j</sub> = 25°C, V<sub>DH</sub> = 15V, V<sub>DB</sub> = 15V, V<sub>DL</sub> = 5V unless otherwise noted)**

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
V <sub>CE(sat)</sub>	Collector-emitter saturation voltage	V <sub>DL</sub> = 5V, V <sub>DH</sub> = V <sub>DB</sub> = 15V Input = ON, T <sub>j</sub> = 25°C, I <sub>c</sub> = 25A	—	—	3.6	V
V <sub>EC</sub>	FWDi forward voltage	T <sub>j</sub> = 25°C, I <sub>c</sub> = -25A, Input = OFF	—	—	3.5	V
V <sub>CE(sat)Br</sub>	Brake IGBT Collector-emitter saturation voltage	V <sub>DL</sub> = 5V, V <sub>DH</sub> = 15V Input = ON, T <sub>j</sub> = 25°C, I <sub>c</sub> = 10A	—	—	3.6	V
V <sub>FBr</sub>	Brake diode forward voltage	T <sub>j</sub> = 25°C, I <sub>F</sub> = 10A, Input = OFF	—	—	3.5	V
t <sub>on</sub>	Switching times	1/2 Bridge inductive, Input = ON V <sub>CC</sub> = 600V, I <sub>c</sub> = 25A, T <sub>j</sub> = 125°C V <sub>DL</sub> = 5V, V <sub>DH</sub> = 15V, V <sub>DB</sub> = 15V Note : t <sub>on</sub> , t <sub>off</sub> include delay time of the internal control circuit.	0.40	1.4	2.5	μs
t <sub>c(on)</sub>			—	0.60	1.5	μs
t <sub>off</sub>			—	2.2	4.0	μs
t <sub>c(off)</sub>			—	0.9	1.6	μs
t <sub>rr</sub>	FWD reverse recovery time		—	0.2	—	μs
	Short circuit endurance (Output, Arm, and Load, Short Circuit Modes)	V <sub>CC</sub> ≤ 800V, Input = ON (One-Shot) T <sub>j</sub> = 125°C start 13.5V ≤ V <sub>DH</sub> = V <sub>DB</sub> = ≤ 16.5V, V <sub>DL</sub> = 5V	<ul style="list-style-type: none"> <li>• No destruction</li> <li>• Fo output by protection operation</li> </ul>			
	Switching SOA	V <sub>CC</sub> ≤ 800V, T <sub>j</sub> ≤ 125°C, I <sub>c</sub> < I <sub>OL</sub> (CL) operation level, Input = ON, 13.5V ≤ V <sub>DH</sub> = V <sub>DB</sub> = ≤ 16.5V, V <sub>DL</sub> = 5V	<ul style="list-style-type: none"> <li>• No destruction</li> <li>• No protecting operation</li> <li>• No Fo output</li> </ul>			
I <sub>DH</sub>	V <sub>DH</sub> Circuit Current	V <sub>DL</sub> = 5V, V <sub>DH</sub> = 15V, V <sub>CI</sub> = 5V	—	—	150	mA
I <sub>DL</sub>	V <sub>DL</sub> Circuit Current	V <sub>DL</sub> = 5V, V <sub>DH</sub> = 15V, V <sub>CI</sub> = 5V	—	—	50	mA
V <sub>th(on)</sub>	Input on threshold voltage		0.8	1.4	2.0	V
V <sub>th(off)</sub>	Input off threshold voltage		2.5	3.0	4.0	V
R <sub>i</sub>	Input pull-up resistor	Integrated between input terminal-V <sub>DH</sub>	—	150	—	kΩ

Jan. 2000





**PRELIMINARY**  
 Notice: This is not a final specification.  
 Some parametric limits are subject to change.

**PS12017-A**

**FLAT-BASE TYPE  
 INSULATED TYPE**

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (T<sub>J</sub> = 25°C, V<sub>DH</sub> = 15V, V<sub>DB</sub> = 15V, V<sub>DL</sub> = 5V unless otherwise noted)

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
f <sub>PWM</sub>	PWM input frequency	T <sub>C</sub> ≤ 100°C, T <sub>J</sub> ≤ 125°C	—	—	15	kHz	
t <sub>bx</sub>	Allowable input on-pulse width	V <sub>DH</sub> = 15V, V <sub>DL</sub> = 5V, T <sub>C</sub> = -20°C ~ +100°C (Note 3)	1	—	500	μs	
t <sub>dead</sub>	Allowable input signal dead time for blocking arm shoot-through	Relates to corresponding inputs (Except brake part) T <sub>C</sub> = -20°C ~ +100°C	4.0	—	—	μs	
t <sub>int</sub>	Input inter-lock sensing	Relates to corresponding inputs (Except brake part)	—	65	100	ns	
V <sub>CO</sub>	Analogue signal linearity with output current	I <sub>C</sub> = 0A	1.87	2.27	2.57	V	
V <sub>C+(200%)</sub>		I <sub>C</sub> = I <sub>OP(200%)</sub>	0.77	1.17	1.47	V	
V <sub>C-(200%)</sub>		I <sub>C</sub> = -I <sub>OP(200%)</sub>	2.97	3.37	3.67	V	
ΔV <sub>CO</sub>	Offset change area vs temperature	V <sub>DH</sub> = 15V, V <sub>DL</sub> = 5V, T <sub>C</sub> = -20 ~ 100°C	—	15	—	mV	
V <sub>C+</sub>	Analogue signal output voltage limit	I <sub>C</sub> > I <sub>OP(200%)</sub> , V <sub>DH</sub> = 15V,	—	—	0.7	V	
V <sub>C-</sub>		V <sub>DL</sub> = 5V (Fig. 4)	4.0	—	—	V	
ΔV <sub>C(200%)</sub>	Analogue signal overall linear variation	[V <sub>CO</sub> -V <sub>C±(200%)</sub> ]	—	1.1	—	V	
r <sub>CH</sub>	Analogue signal data hold accuracy	Correspond to max. 500μs data hold period only, I <sub>C</sub> = I <sub>OP(200%)</sub> (Fig. 5)	-5	—	5	%	
t <sub>d(read)</sub>	Analogue signal reading time	After input signal trigger point (Fig. 8)	—	3	—	μs	
I <sub>CL(H)</sub>	Signal output current of CL operation	Open collector output	Idle	—	1	μA	
I <sub>CL(L)</sub>			Active	—	1	—	mA
±I <sub>OL</sub>	CL warning operation level	V <sub>DL</sub> = 5V, V <sub>DH</sub> = 15V, T <sub>C</sub> = -20 ~ 100°C (Note 4)	20.4	25.5	30.5	A	
SC	Short circuit current trip level	T <sub>J</sub> = 25°C (Fig. 7), (Note 5)	33.6	43.0	—	A	
OT	Over temperature protection	V <sub>DL</sub> = 5V, V <sub>DH</sub> = 15V	Trip level	100	110	120	°C
OTr			Reset level	—	90	—	°C
UV <sub>DB</sub>	Supply circuit under and over voltage protection	T <sub>C</sub> = -20°C ~ +100°C T <sub>J</sub> ≤ 125°C	Trip level	10.0	11.0	12.0	V
UV <sub>DBr</sub>			Reset level	10.5	11.5	12.5	V
UV <sub>DH</sub>			Trip level	11.05	12.00	12.75	V
UV <sub>DHr</sub>			Reset level	11.55	12.50	13.25	V
OV <sub>DH</sub>			Trip level	18.00	19.20	20.15	V
OV <sub>DHr</sub>			Reset level	16.50	17.50	18.65	V
t <sub>dv</sub>			Filter time	—	10	—	μs
I <sub>FO(H)</sub>			Fault output current	Open collector output	Idle	—	1
I <sub>FO(L)</sub>	Active	—			1	—	mA

- (Note 3) : (a) Allowable minimum input on-pulse width : This item applies to P-side circuit only.  
 (b) Allowable maximum input on-pulse width : This item applies to both P-side and N-side circuits excluding the brake circuit.
- (Note4) : CL output : The "current limit warning (CL) operation circuit outputs warning signal whenever the arm current exceeds this limit. The circuit is reset automatically by the next input signal and thus, it operates on a pulse-by-pulse scheme.
- (Note5) : The short circuit protection works instantaneously when a high short circuit current flows through an internal IGBT rising up momentarily. The protection function is, thus meant primarily to protect the ASIPM against short circuit distraction. Therefore, this function is not recommended to be used for any system load current regulation or any over load control as this might, cause a failure due to excessive temperature rise. Instead, the analogue current output feature or the over load warning feature (CL) should be appropriately used for such current regulation or over load control operation. In other words, the PWM signals to the ASIPM should be shut down, in principle, and not to be restarted before the junction temperature would recover to normal, as soon as a fault is feed back from its Fo1 pin of the ASIPM indicating a short circuit situation.

**RECOMMENDED CONDITIONS**

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
V <sub>CC</sub>	Supply voltage	Applied between P-N	—	600	800	V
V <sub>DH</sub> , V <sub>DB</sub>	Control supply voltage	Applied between V <sub>DH</sub> -GND, C <sub>BU+</sub> -C <sub>BU-</sub> , C <sub>BV+</sub> -C <sub>BV-</sub> , C <sub>BW+</sub> -C <sub>BW-</sub>	13.5	15.0	16.5	V
V <sub>DL</sub>	Control supply voltage	Applied between V <sub>DL</sub> -GND	4.8	5.0	5.2	V
ΔV <sub>DH</sub> , ΔV <sub>DB</sub> , ΔV <sub>DL</sub>	Supply voltage ripple		-1	—	+1	V/μs
V <sub>CIN(on)</sub>	Input ON voltage		—	—	0.3	V
V <sub>CIN(off)</sub>	Input OFF voltage		4.8	—	—	V
f <sub>PWM</sub>	PWM Input frequency	Using application circuit	2	10	15	kHz
t <sub>dead</sub>	Arm shoot-through blocking time	Using application circuit	4.0	—	—	μs

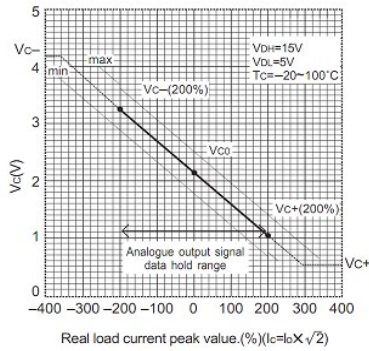
Jan. 2000



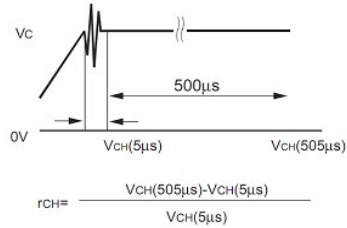
**PRELIMINARY**  
 Notice: This is not a final specification.  
 Some parametric limits are subject to change.

**PS12017-A**  
 FLAT-BASE TYPE  
 INSULATED TYPE

**Fig. 4 OUTPUT CURRENT ANALOGUE SIGNALING LINEARITY**

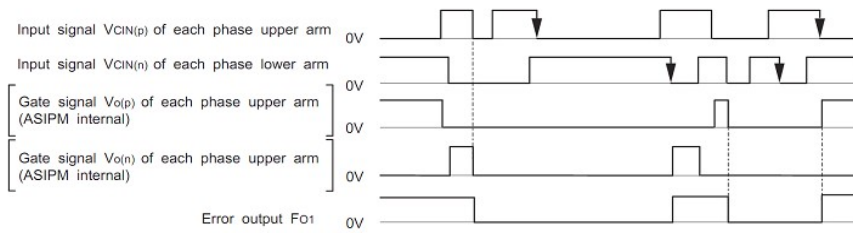


**Fig. 5 OUTPUT CURRENT ANALOGUE SIGNALING "DATA HOLD" DEFINITION**



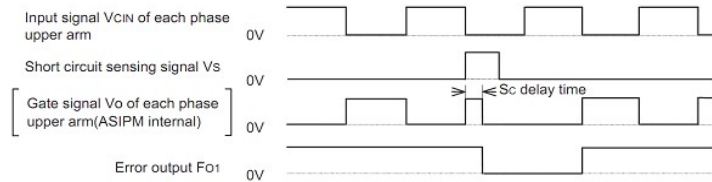
Note : Ringing happens around the point where the signal output voltage changes state from "analogue" to "data hold" due to test circuit arrangement and instrumentational trouble. Therefore, the rate of change is measured at a 5 μs delayed point.

**Fig. 6 INPUT INTERLOCK OPERATION TIMING CHART**



Note : Input interlock protection circuit ; It is operated when the input signals for any upper-arm / lower-arm pair of a phase are simultaneously in "LOW" level.  
 By this interlocking, both upper and lower IGBTs of this mal-triggered phase are cut off, and "Fo" signal is outputted. After an "input interlock" operation the circuit is latched. The "Fo" is reset by the high-to-low going edge of either an upper-leg, or a lower-leg input, whichever comes in later.

**Fig. 7 TIMING CHART AND SHORT CIRCUIT PROTECTION OPERATION**

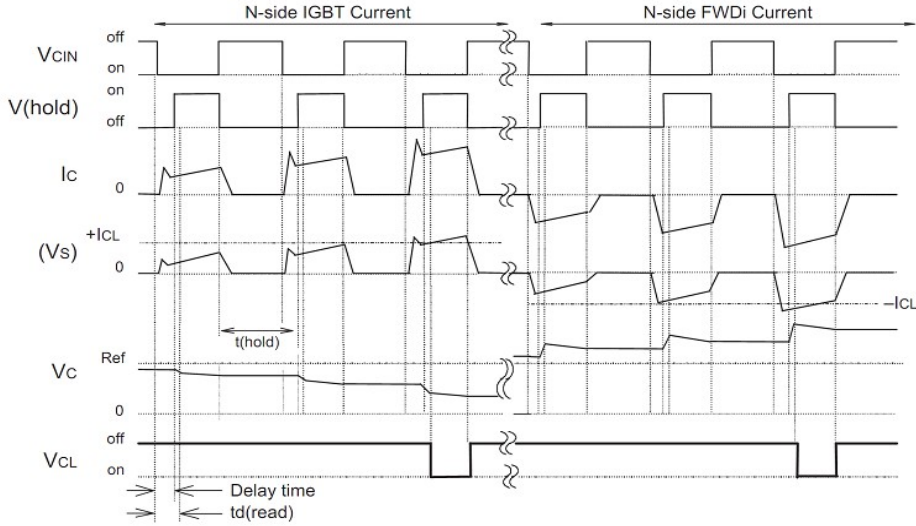


Note : Short circuit protection operation. The protection operates with "Fo" flag and reset on a pulse-by-pulse scheme. The protection by gate shutdown is given only to the IGBT that senses an overload (excluding the IGBT for the "Brake").

**PRELIMINARY**  
 Notice: This is not a final specification.  
 Some parametric limits are subject to change.

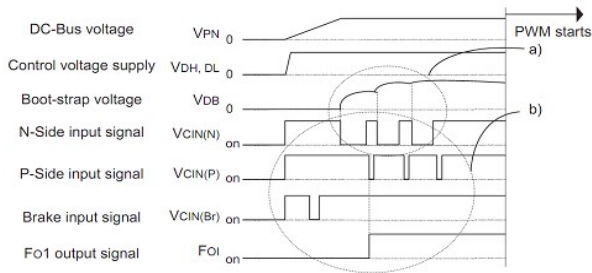
**PS12017-A**  
 FLAT-BASE TYPE  
 INSULATED TYPE

**Fig. 8 INVERTER OUTPUT ANALOGUE CURRENT SENSING AND SIGNALING TIMING CHART.**



**Fig. 9 START-UP SEQUENCE**

Normally at start-up, Fo and CL output signals will be pulled-up High to VDL voltage (OFF level); however, Fo1 output may fall to Low (ON) level at the instant of the first ON input pulse to an N-Side IGBT. This can happen particularly when the boot-strap capacitor is of large size. Fo1 resetting sequence (together with the boot-strap charging sequence) is explained in the following graph



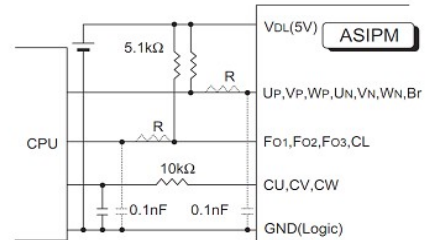
**a) Boot-strap charging scheme :**

Apply a train of short ON pulses at all N-IGBT input pins for adequate charging (pulse width = approx. 20µs number of pulses = 10 - 500 depending on the boot-strap capacitor size)

**b) Fo1 resetting sequence:**

Apply ON signals to the following input pins : Br → Un/Vn/Wn → Up/Vp/Wp in that order.

**Fig. 10 RECOMMENDED I/O INTERFACE CIRCUIT**



# MC7800, MC7800A, NCV7805

## 1.0 A Positive Voltage Regulators

These voltage regulators are monolithic integrated circuits designed as fixed-voltage regulators for a wide variety of applications including local, on-card regulation. These regulators employ internal current limiting, thermal shutdown, and safe-area compensation. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.0 A. Although designed primarily as a fixed voltage regulator, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

- Output Current in Excess of 1.0 A
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Output Voltage Offered in 2% and 4% Tolerance
- Available in Surface Mount D<sup>2</sup>PAK-3, DPAK-3 and Standard 3-Lead Transistor Packages
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Site and Control Changes
- Pb-Free Packages are Available

### MAXIMUM RATINGS (T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value			Unit
		369C	221A	936	
Input Voltage (5.0 - 18 V) (24 V)	V <sub>I</sub>	35 40			Vdc
Power Dissipation	P <sub>D</sub>	Internally Limited			W
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R <sub>θJA</sub>	92	65	Figure 14	°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Case	R <sub>θJC</sub>	5.0	5.0	5.0	°C/W
Storage Junction Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150			°C
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>	+150			°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

NOTE: ESD data available upon request.



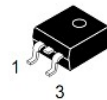
ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



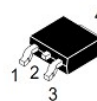
TO-220-3  
T SUFFIX  
CASE 221A

Heatsink surface  
connected to Pin 2.



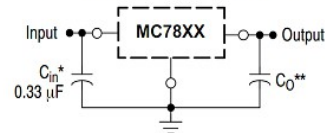
Pin 1. Input  
2. Ground  
3. Output  
D<sup>2</sup>PAK-3  
D2T SUFFIX  
CASE 936

Heatsink surface (shown as terminal 4 in case outline drawing) is connected to Pin 2.



DPAK-3  
DT SUFFIX  
CASE 369C

### STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

XX, These two digits of the type number indicate nominal voltage.

\* C<sub>in</sub> is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

\*\* C<sub>O</sub> is not needed for stability; however, it does improve transient response. Values of less than 0.1 μF could cause instability.

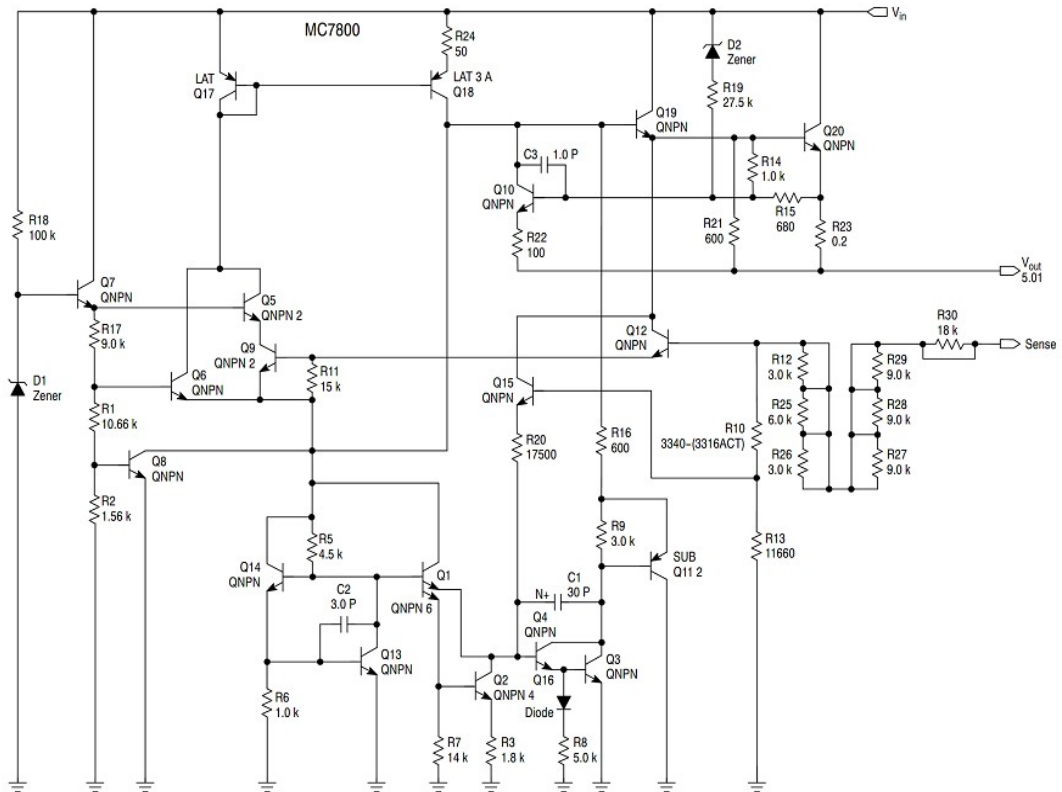
### ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 21 of this data sheet.

### DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 25 of this data sheet.

# MC7800, MC7800A, NCV7805



This device contains 22 active transistors.

Figure 1. Representative Schematic Diagram

## MC7800, MC7800A, NCV7805

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{in} = 23\text{ V}$ ,  $I_O = 500\text{ mA}$ ,  $T_J = T_{low}$  to  $T_{high}$  (Note 19), unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	MC7815B			MC7815C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$V_O$	14.4	15	15.6	14.4	15	15.6	Vdc
Output Voltage ( $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ , $P_D \leq 15\text{ W}$ )	$V_O$							Vdc
17.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$		-	-	-	14.25	15	15.75	
18.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$		14.25	15	15.75	-	-	-	
Line Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 20)	$\text{Reg}_{line}$							mV
17.9 Vdc $\leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$		-	8.5	300	-	8.5	30	
20 Vdc $\leq V_{in} \leq 26\text{ Vdc}$		-	3.0	150	-	3.0	28	
Load Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 20)	$\text{Reg}_{load}$	-	1.8	300	-	1.8	55	mV
5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5\text{ A}$								
Quiescent Current	$I_B$	-	3.5	8.0	-	3.5	6.5	mA
Quiescent Current Change	$\Delta I_B$							mA
17.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$		-	-	-	-	-	0.8	
17.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$ , $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$		-	-	1.0	-	-	0.7	
5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0\text{ A}$		-	-	0.5	-	-	0.5	
Ripple Rejection	RR	-	58	-	54	58	-	dB
18.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 28.5\text{ Vdc}$ , $f = 120\text{ Hz}$								
Dropout Voltage ( $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$V_I - V_O$	-	2.0	-	-	2.0	-	Vdc
Output Noise Voltage ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$V_n$	-	10	-	-	10	-	$\mu\text{V}/V_O$
10 Hz $\leq f \leq 100\text{ kHz}$								
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	$r_O$	-	1.2	-	-	1.2	-	m $\Omega$
Short Circuit Current Limit ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$I_{SC}$	-	0.2	-	-	0.2	-	A
$V_{in} = 35\text{ Vdc}$								
Peak Output Current ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$I_{max}$	-	2.2	-	-	2.2	-	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$\text{TCV}_O$	-	-1.0	-	-	-1.0	-	mV/ $^\circ\text{C}$

19.  $T_{low} = 0^\circ\text{C}$  for MC78XXAC, C  $T_{high} = +125^\circ\text{C}$  for MC78XXAC, C, NCV7805

=  $-40^\circ\text{C}$  for MC78XXB, MC78XXAB, NCV7805

20. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

## MC7800, MC7800A, NCV7805

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{in} = 23\text{ V}$ ,  $I_O = 1.0\text{ A}$ ,  $T_J = T_{low}$  to  $T_{high}$  (Note 21), unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	MC7815AB/MC7815AC			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$V_O$	14.7	15	15.3	Vdc
Output Voltage ( $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ , $P_D \leq 15\text{ W}$ ) $17.9\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$	$V_O$	14.4	15	15.6	Vdc
Line Regulation (Note 22) $17.9\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$ , $I_O = 500\text{ mA}$ $20\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 26\text{ Vdc}$ $17.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$ , $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$	$Reg_{line}$	–	8.5 3.0 7.0	20 22 20	mV
Load Regulation (Note 22) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	$Reg_{load}$	–	1.8 1.5 1.2	25 25 15	mV
Quiescent Current	$I_B$	–	3.5	6.0	mA
Quiescent Current Change $17.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$ , $I_O = 500\text{ mA}$ $17.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$ , $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	$\Delta I_B$	–	–	0.8 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection $18.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 28.5\text{ Vdc}$ , $f = 120\text{ Hz}$ , $I_O = 500\text{ mA}$	RR	60	80	–	dB
Dropout Voltage ( $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$V_I - V_O$	–	2.0	–	Vdc
Output Noise Voltage ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	$V_n$	–	10	–	$\mu\text{V}/V_O$
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	$r_O$	–	1.2	–	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	$I_{SC}$	–	0.2	–	A
Peak Output Current ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$I_{max}$	–	2.2	–	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$TCV_O$	–	–1.0	–	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

21.  $T_{low} = 0^\circ\text{C}$  for MC78XXAC, C  $T_{high} = +125^\circ\text{C}$  for MC78XXAC, C, NCV7805  
=  $-40^\circ\text{C}$  for MC78XXB, MC78XXAB, NCV7805

22. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

## MC7800, MC7800A, NCV7805

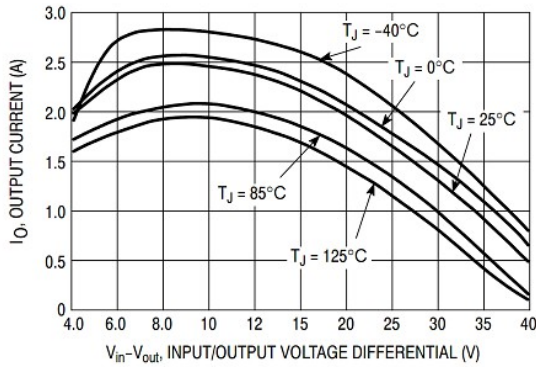


Figure 2. Peak Output Current as a Function of Input/Output Differential Voltage (MC78XXC, AC, B)

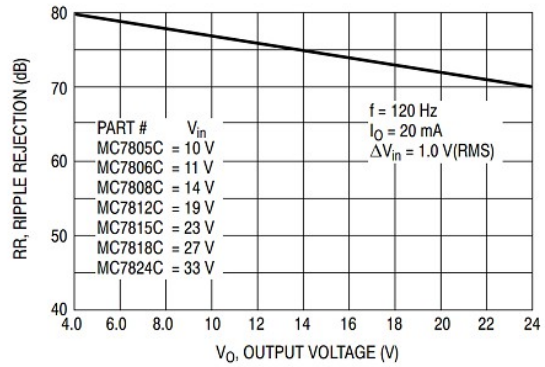


Figure 3. Ripple Rejection as a Function of Output Voltages (MC78XXC, AC, B)

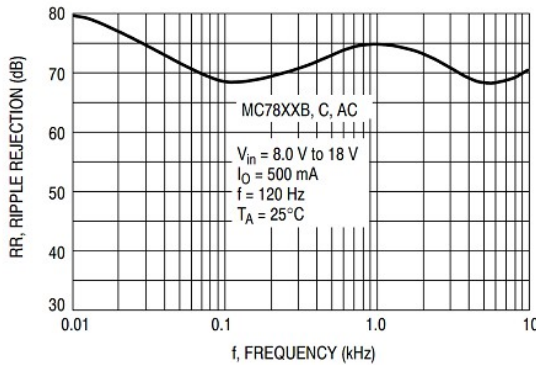


Figure 4. Ripple Rejection as a Function of Frequency (MC78XXC, AC, B)

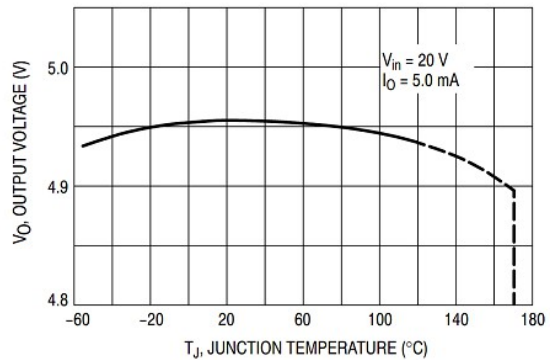


Figure 5. Output Voltage as a Function of Junction Temperature (MC7805C, AC, B)

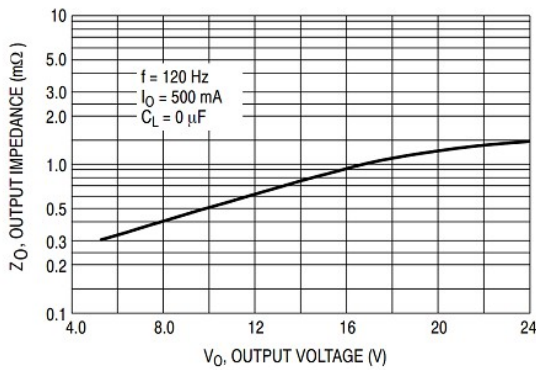


Figure 6. Output Impedance as a Function of Output Voltage (MC78XXC, AC, B)

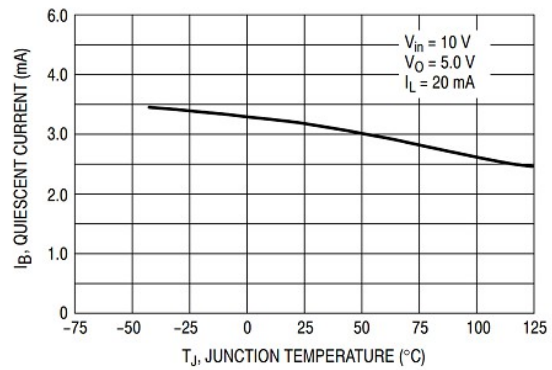


Figure 7. Quiescent Current as a Function of Temperature (MC78XXC, AC, B)



# MC7800, MC7800A, NCV7805

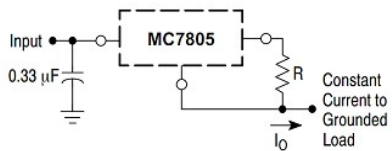
## APPLICATIONS INFORMATION

### Design Considerations

The MC7800 Series of fixed voltage regulators are designed with Thermal Overload Protection that shuts down the circuit when subjected to an excessive power overload condition, Internal Short Circuit Protection that limits the maximum current the circuit will pass, and Output Transistor Safe-Area Compensation that reduces the output short circuit current as the voltage across the pass transistor is increased.

In many low current applications, compensation capacitors are not required. However, it is recommended that the regulator input be bypassed with a capacitor if the regulator is connected to the power supply filter with long

wire lengths, or if the output load capacitance is large. An input bypass capacitor should be selected to provide good high-frequency characteristics to insure stable operation under all load conditions. A 0.33  $\mu\text{F}$  or larger tantalum, mylar, or other capacitor having low internal impedance at high frequencies should be chosen. The bypass capacitor should be mounted with the shortest possible leads directly across the regulators input terminals. Normally good construction techniques should be used to minimize ground loops and lead resistance drops since the regulator has no external sense lead.



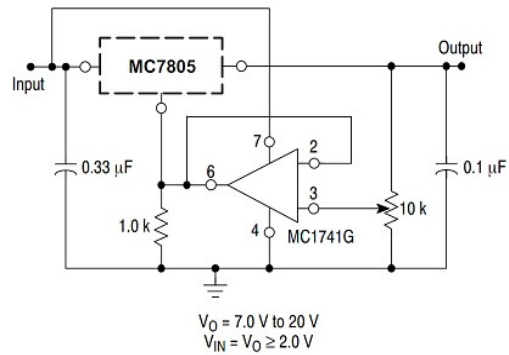
The MC7800 regulators can also be used as a current source when connected as above. In order to minimize dissipation the MC7805C is chosen in this application. Resistor R determines the current as follows:

$$I_O = \frac{5.0 \text{ V}}{R} + I_B$$

$$I_B \approx 3.2 \text{ mA over line and load changes.}$$

For example, a 1.0 A current source would require R to be a 5.0  $\Omega$ , 10 W resistor and the output voltage compliance would be the input voltage less 7.0 V.

Figure 8. Current Regulator

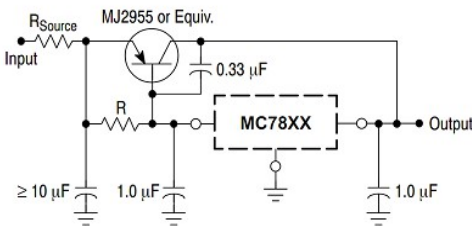


$$V_O = 7.0 \text{ V to } 20 \text{ V}$$

$$V_{IN} = V_O \geq 2.0 \text{ V}$$

The addition of an operational amplifier allows adjustment to higher or intermediate values while retaining regulation characteristics. The minimum voltage obtainable with this arrangement is 2.0 V greater than the regulator voltage.

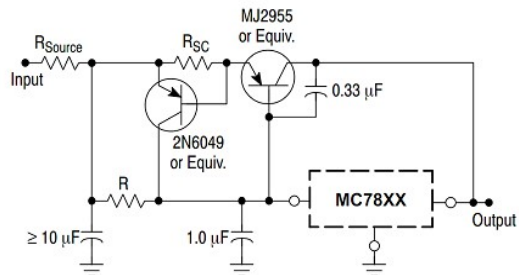
Figure 9. Adjustable Output Regulator



XX = 2 digits of type number indicating voltage.

The MC7800 series can be current boosted with a PNP transistor. The MJ2955 provides current to 5.0 A. Resistor R in conjunction with the  $V_{BE}$  of the PNP determines when the pass transistor begins conducting; this circuit is not short circuit proof. Input/output differential voltage minimum is increased by  $V_{BE}$  of the pass transistor.

Figure 10. Current Boost Regulator



XX = 2 digits of type number indicating voltage.

The circuit of Figure 10 can be modified to provide supply protection against short circuits by adding a short circuit sense resistor,  $R_{SC}$ , and an additional PNP transistor. The current sensing PNP must be able to handle the short circuit current of the three-terminal regulator. Therefore, a four-ampere plastic power transistor is specified.

Figure 11. Short Circuit Protection

## MC7800, MC7800A, NCV7805

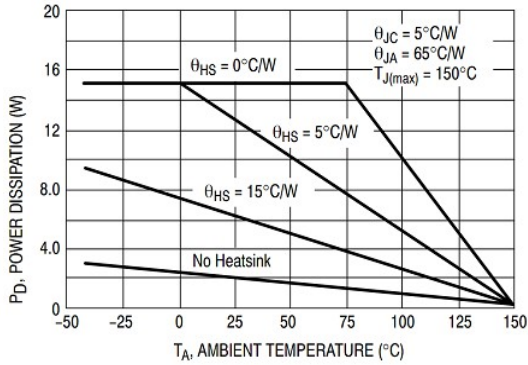


Figure 12. Worst Case Power Dissipation versus Ambient Temperature (Case 221A)

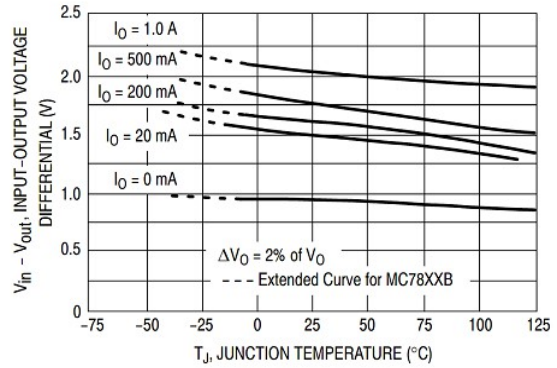


Figure 13. Input Output Differential as a Function of Junction Temperature (MC78XXC, AC, B)

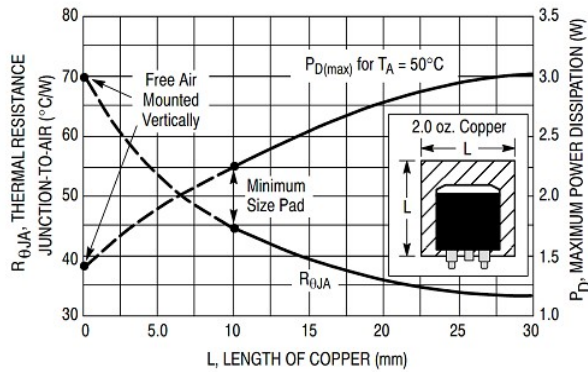


Figure 14. D<sup>2</sup>PAK Thermal Resistance and Maximum Power Dissipation versus P.C.B. Copper Length

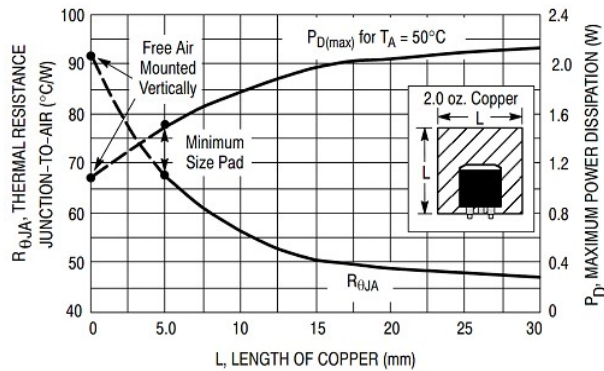


Figure 15. DPAK Thermal Resistance and Maximum Power Dissipation versus P.C.B. Copper Length

## MC7800, MC7800A, NCV7805

### DEFINITIONS

**Line Regulation** – The change in output voltage for a change in the input voltage. The measurement is made under conditions of low dissipation or by using pulse techniques such that the average chip temperature is not significantly affected.

**Load Regulation** – The change in output voltage for a change in load current at constant chip temperature.

**Maximum Power Dissipation** – The maximum total device dissipation for which the regulator will operate within specifications.

**Quiescent Current** – That part of the input current that is not delivered to the load.

**Output Noise Voltage** – The rms ac voltage at the output, with constant load and no input ripple, measured over a specified frequency range.

**Long Term Stability** – Output voltage stability under accelerated life test conditions with the maximum rated voltage listed in the devices' electrical characteristics and maximum power dissipation.

### ORDERING INFORMATION

Device	Output Voltage	Temperature Range	Package	Shipping†			
MC7805ABD2T	5.0 V	T = -40° to +125°C	D2PAK	50 Units / Rail			
MC7805ABD2TR4			D2PAK	800 / Tape & Reel			
MC7805ABT			TO-220	50 Units / Rail			
MC7805ACD2T		T = 0° to +125°C	T = 0° to +125°C	D2PAK	50 Units / Rail		
MC7805ACD2TG				D2PAK (Pb-Free)	50 Units / Rail		
MC7805ACD2TR4				D2PAK	800 / Tape & Reel		
MC7805ACD2TR4G				D2PAK (Pb-Free)	800 / Tape & Reel		
MC7805ACT				TO-220	50 Units / Rail		
MC7805ACTG				TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail		
MC7805BD2T				T = -40° to +125°C	T = -40° to +125°C	D2PAK	50 Units / Rail
MC7805BD2TG						D2PAK (Pb-Free)	50 Units / Rail
MC7805BD2TR4		D2PAK	800 / Tape & Reel				
MC7805BD2TR4G		D2PAK (Pb-Free)	800 / Tape & Reel				
MC7805BDT		DPAK	75 Units / Rail				
MC7805BDTRK		DPAK	2500 / Tape & Reel				
MC7805BDTRKG		DPAK (Pb-Free)	2500 / Tape & Reel				
MC7805BT		TO-220	50 Units / Rail				
MC7805BTG		TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail				
NCV7805BD2T*		D2PAK	50 Units / Rail				
NCV7805BD2TR4*		D2PAK	50 Units / Rail				
NCV7805BT*		TO-220	50 Units / Rail				

† For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

\*NCV devices: T<sub>low</sub> = -40°C, T<sub>high</sub> = +125°C. Guaranteed by design. NCV prefix is for automotive and other applications requiring site and change control.

## MC7800, MC7800A, NCV7805

### ORDERING INFORMATION

Device	Output Voltage	Temperature Range	Package	Shipping <sup>†</sup>
MC7812CD2T	12 V	T = 0° to +125°C	D2PAK	50 Units / Rail
MC7812CD2TG			D2PAK (Pb-Free)	50 Units / Rail
MC7812CD2TR4			D2PAK	800 / Tape & Reel
MC7812CD2TR4G			D2PAK (Pb-Free)	800 / Tape & Reel
MC7812CDT			DPAK	75 Units / Rail
MC7812CDTRK			DPAK	2500 / Tape & Reel
MC7812CT			TO-220	50 Units / Rail
MC7812CTG			TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MC7815ABD2T	15 V	T = -40° to +125°C	D2PAK	50 Units / Rail
MC7815ABD2TR4			D2PAK	800 / Tape & Reel
MC7815ABT			TO-220	50 Units / Rail
MC7815ACD2T		T = 0° to +125°C	D2PAK	50 Units / Rail
MC7815ACD2TG			D2PAK (Pb-Free)	800 / Tape & Reel
MC7815ACT			TO-220	50 Units / Rail
MC7815ACTG			TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MC7815BD2T		T = -40° to +125°C	D2PAK	50 Units / Rail
MC7815BD2TR4			D2PAK	800 / Tape & Reel
MC7815BD2TR4G			D2PAK (Pb-Free)	800 / Tape & Reel
MC7815BDT			DPAK	75 Units / Rail
MC7815BDTRK			DPAK	2500 / Tape & Reel
MC7815BDTRKG			DPAK (Pb-Free)	2500 / Tape & Reel
MC7815BT			TO-220	50 Units / Rail
MC7815BTG		TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail	
MC7815CD2T		T = 0° to +125°C	D2PAK	50 Units / Rail
MC7815CD2TR4			D2PAK	800 / Tape & Reel
MC7815CDT			DPAK	75 Units / Rail
MC7815CDTRK			DPAK	2500 / Tape & Reel
MC7815CT			TO-220	50 Units / Rail
MC7815CTG			TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail

<sup>†</sup>For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

\*NCV devices: T<sub>low</sub> = -40°C, T<sub>high</sub> = +125°C. Guaranteed by design. NCV prefix is for automotive and other applications requiring site and change control.

## MC7800, MC7800A, NCV7805

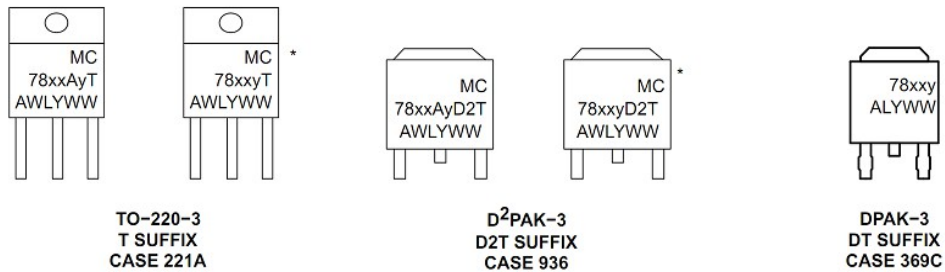
### ORDERING INFORMATION

Device	Output Voltage	Temperature Range	Package	Shipping <sup>†</sup>
MC7818ACT	18 V	T = 0° to +125°C	TO-220	50 Units / Rail
MC7818BT		T = -40° to +125°C	TO-220	50 Units / Rail
MC7818CD2T		T = 0° to +125°C	D2PAK	50 Units / Rail
MC7818CD2TR4			D2PAK	800 / Tape & Reel
MC7818CT			TO-220	50 Units / Rail
MC7818CTG			TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MC7824ACT	24 V	T = 0° to +125°C	TO-220	50 Units / Rail
MC7824ACTG			TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MC7824BD2T		T = -40° to +125°C	D2PAK	50 Units / Rail
MC7824BD2TR4			D2PAK	800 / Tape & Reel
MC7824BT			TO-220	50 Units / Rail
MC7824BTG			TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MC7824CD2T		T = 0° to +125°C	D2PAK	50 Units / Rail
MC7824CD2TR4			D2PAK	800 / Tape & Reel
MC7824CT			TO-220	50 Units / Rail
MC7824CTG			TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail

<sup>†</sup>For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

\*NCV devices: T<sub>low</sub> = -40°C, T<sub>high</sub> = +125°C. Guaranteed by design. NCV prefix is for automotive and other applications requiring site and change control.

### MARKING DIAGRAMS



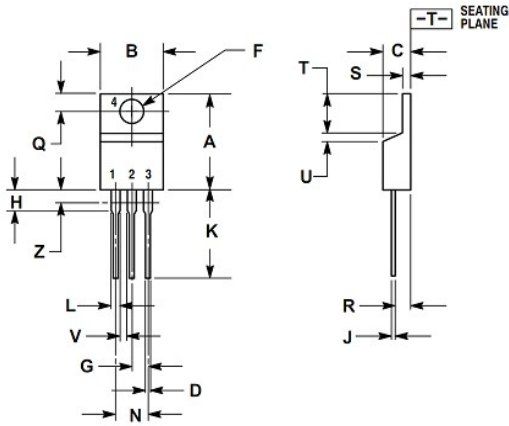
\*This marking diagram also applies to NCV78xx family.

xx = 05, 06, 08, 09, 12, 15, 18, or 24  
y = B or C  
A = Assembly Location  
WL, L = Wafer Lot  
Y = Year  
WW = Work Week

# MC7800, MC7800A, NCV7805

## PACKAGE DIMENSIONS

TO-220-3  
T SUFFIX  
CASE 221A-09  
ISSUE AA



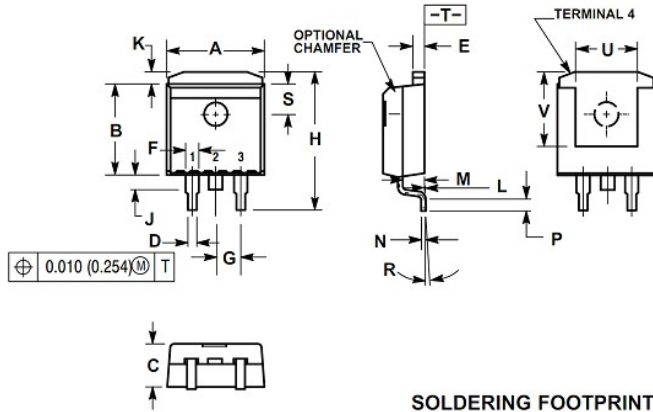
- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. DIMENSION Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.570	0.620	14.48	15.75
B	0.380	0.405	9.66	10.28
C	0.160	0.190	4.07	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.88
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.095	0.105	2.42	2.66
H	0.110	0.155	2.80	3.93
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.15	1.52
N	0.190	0.210	4.83	5.33
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.15	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.47
U	0.000	0.050	0.00	1.27
V	0.045	---	1.15	---
Z	---	0.080	---	2.04

# MC7800, MC7800A, NCV7805

## PACKAGE DIMENSIONS

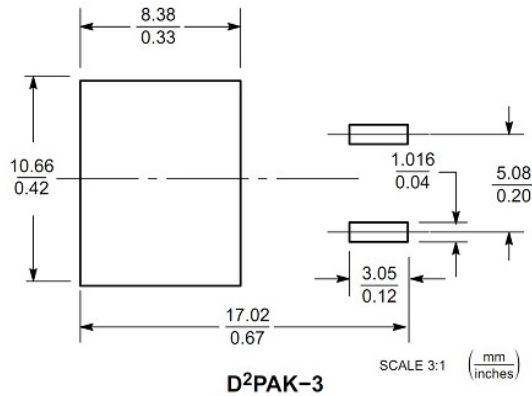
D<sup>2</sup>PAK-3  
D2T SUFFIX  
CASE 936-03  
ISSUE B



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. TAB CONTOUR OPTIONAL WITHIN DIMENSIONS A AND K.
  4. DIMENSIONS U AND V ESTABLISH A MINIMUM MOUNTING SURFACE FOR TERMINAL 4.
  5. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR GATE PROTRUSIONS. MOLD FLASH AND GATE PROTRUSIONS NOT TO EXCEED 0.025 (0.635) MAXIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.386	0.403	9.804	10.236
B	0.356	0.368	9.042	9.347
C	0.170	0.180	4.318	4.572
D	0.026	0.036	0.660	0.914
E	0.045	0.055	1.143	1.397
F	0.051 REF		1.295 REF	
G	0.100 BSC		2.540 BSC	
H	0.539	0.579	13.691	14.707
J	0.125 MAX		3.175 MAX	
K	0.050 REF		1.270 REF	
L	0.000	0.010	0.000	0.254
M	0.088	0.102	2.235	2.591
N	0.018	0.026	0.457	0.660
P	0.058	0.078	1.473	1.981
R	5° REF		5° REF	
S	0.116 REF		2.946 REF	
U	0.200 MIN		5.080 MIN	
V	0.250 MIN		6.350 MIN	

### SOLDERING FOOTPRINT\*



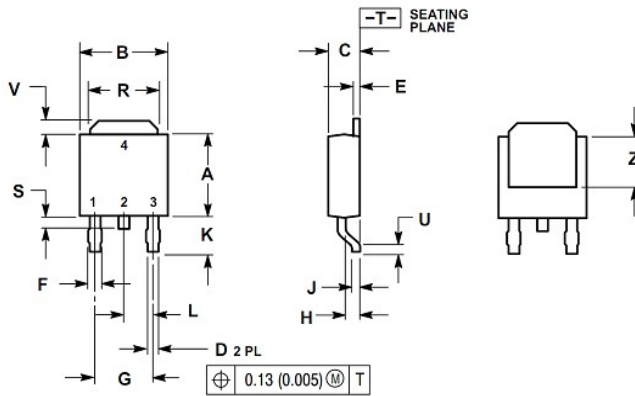
D<sup>2</sup>PAK-3

\*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

# MC7800, MC7800A, NCV7805

## PACKAGE DIMENSIONS

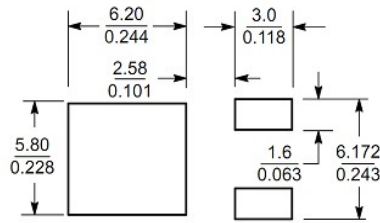
DPAK-3  
DT SUFFIX  
CASE 369C-01  
ISSUE O



NOTES:  
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.  
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.235	0.245	5.97	6.22
B	0.250	0.265	6.35	6.73
C	0.086	0.094	2.19	2.38
D	0.027	0.035	0.69	0.88
E	0.018	0.023	0.46	0.58
F	0.037	0.045	0.94	1.14
G	0.180 BSC		4.58 BSC	
H	0.034	0.040	0.87	1.01
J	0.018	0.023	0.46	0.58
K	0.102	0.114	2.60	2.89
L	0.090 BSC		2.29 BSC	
R	0.180	0.215	4.57	5.45
S	0.025	0.040	0.63	1.01
U	0.020	---	0.51	---
V	0.035	0.050	0.89	1.27
Z	0.155	---	3.93	---

### SOLDERING FOOTPRINT\*



SCALE 3:1 (mm/inches)

\*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

ON Semiconductor and are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

### PUBLICATION ORDERING INFORMATION

#### LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
P.O. Box 61312, Phoenix, Arizona 85082-1312 USA  
Phone: 480-829-7710 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
Fax: 480-829-7709 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free  
USA/Canada

Japan: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center  
2-9-1 Kamimeguro, Meguro-ku, Tokyo, Japan 153-0051  
Phone: 81-3-5773-3850

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

Order Literature: <http://www.onsemi.com/litorder>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

MC7800/D



Low profile transformer  
**FL 4/24**



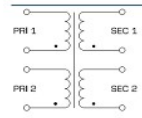
**Advantages**

- Minimum size at high output
- Low height
- Double input voltage for series or parallel connection
- Double output voltage for series or parallel connection
- Permanent corrosion protection, high insulation value and maximum electrical reliability thanks to XtraDensifill resin encapsulation
- Coil shell in 2-chamber technology
- Self-extinguishing potting material

**Applications**

- As a mains transformer for adjustment of the voltage and simple electrical isolation.
- As an isolating transformer for the safe electrical isolation of the input and output sides. The transformer may be used to set up protective separation as a protective measure in accordance with VDE 0100.
- As a safety isolating transformer for the safe electrical isolation of the input and output sides. The transformer is suitable for creating SELV and PELV circuits because of the limit on the output voltage.

**Circuit Diagram**



**Standards**

Mains transformer  
 to: VDE 0570 Teil 2-1, DIN EN 61558-2-1, EN 61558-2-1, IEC 61558-2-1, UL 5085-1/-2, CSA 22.2 No.66

**Approvals**

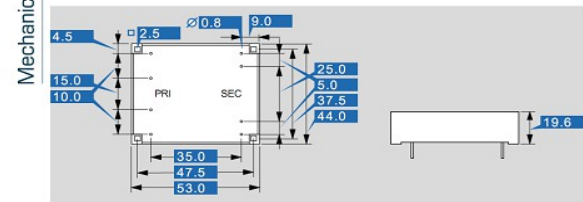
UL 5085-1/-2, CSA 22.2 No.66



## Low profile transformer FL 4/24

Type		FL 4/24
Electrical data	Input	
	Rated input Voltage	2 x 115 Vac
	Rated frequency	50 - 60 Hz
	Output	
	Rated output voltage	2 x 24 Vac
	Rated Power	4.0 VA
	No-load voltage (app. x factor)	1.35
	No-load loss (typ.)	0.90 W
	Efficiency	66 %
	Standards	
Classification	Mains transformer	
Approvals		
Approvals	cURus, ENEC 10 (VDE)	
Environment		
Ambient temperature max.	40 °C	
Safety and protection		
Type	encapsulated	
Class of Insulation System	VDE-E, UL=class 105	
Protection index	IP 00	
Safety class (prepared)	II	
Short circuit strength	non-short-circuit proof	
Order numbers		
Order Number	FL 4/24	

Type		FL 4/24
Mechanical data	Terminal and mounting	
	Terminals	Pins for printed circuit boards
Measures and weights		
Core type	UI 30/7,5	
Weight	0.15 kg	



Subjects to change.

**Dual Power MOSFET Driver**

The ICL7667 is a dual monolithic high-speed driver designed to convert TTL level signals into high current outputs at voltages up to 15V. Its high speed and current output enable it to drive large capacitive loads with high slew rates and low propagation delays. With an output voltage swing only millivolts less than the supply voltage and a maximum supply voltage of 15V, the ICL7667 is well suited for driving power MOSFETs in high frequency switched-mode power converters. The ICL7667's high current outputs minimize power losses in the power MOSFETs by rapidly charging and discharging the gate capacitance. The ICL7667's inputs are TTL compatible and can be directly driven by common pulse-width modulation control ICs.

**Ordering Information**

PART NUMBER (Note)	PART MARKING	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. DWG. #
ICL7667CBA*	7667 CBA	0 to 70	8 Ld SOIC (N)	M8.15
ICL7667CBAZA	7667 CBAZ	0 to 70	8 Ld SOIC (N) (Pb-Free)	M8.15
ICL7667CPA*	7667 CPA	0 to 70	8 Ld PDIP	E8.3
ICL7667CPAZ	7667 CPAZ	0 to 70	8 Ld PDIP* (Pb-Free)	E8.3

\*Add "-T" suffix for tape and reel. Please refer to TB347 for details on reel specifications.

\*Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.

NOTE: These Intersil Pb-free plastic packaged products employ special Pb-free material sets, molding compounds/die attach materials, and 100% matte tin plate plus anneal (e3 termination finish, which is RoHS compliant and compatible with both SnPb and Pb-free soldering operations). Intersil Pb-free products are MSL classified at Pb-free peak reflow temperatures that meet or exceed the Pb-free requirements of IPC/JEDEC J STD-020.

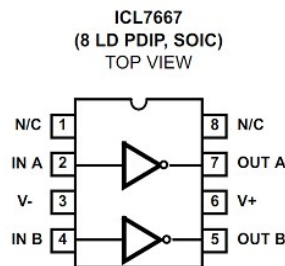
**Features**

- Fast Rise and Fall Times
  - 30ns with 1000pF Load
- Wide 15V Supply Voltage Range
  - V+ = +4.5V to +15V
  - V- = -15V to Ground (0V)
- Low Power Consumption
  - 4mW with Inputs Low
  - 20mW with Inputs High
- TTL/CMOS Input Compatible Power Driver
  - R<sub>OUT</sub> = 7Ω Typ
- Direct Interface with Common PWM Control ICs
- Pin Equivalent to DS0026/DS0056; TSC426
- Pb-Free Available (RoHS Compliant)

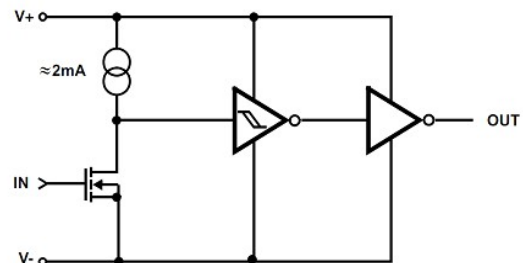
**Applications**

- Switching Power Supplies
- DC/DC Converters
- Motor Controllers

**Pinout**



**Functional Diagram (Each Driver)**



## ICL7667

### Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage V+ to V-	±18V
Input Voltage	V- -0.3V to V+ +0.3V
Package Dissipation, T <sub>A</sub> +25°C	.500mW

### Operating Conditions

ICL7667C	0° to +70°C
Supply Voltages: V+ = +4.5V to +15V; V- = Ground to -15V	
Logic Inputs: Logic Low = V- < V <sub>in</sub> < 0.8V ; Logic High = 2.0V < V <sub>in</sub> < V+	

### Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1, 2)	θ <sub>JA</sub> (°C/W)	θ <sub>JC</sub> (°C/W)
8 Ld PDIP Package	150	N/A
8 Ld SOIC Package	170	N/A
Maximum Storage Temperature Range	-65° to +150°C	
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s)	300°C (SOIC - Lead Tips Only)	
Pb-Free Reflow Profile	see link below <a href="http://www.intersil.com/pbfree/Pb-FreeReflow.asp">http://www.intersil.com/pbfree/Pb-FreeReflow.asp</a>	
Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.		

*CAUTION: Do not operate at or near the maximum ratings listed for extended periods of time. Exposure to such conditions may adversely impact product reliability and result in failures not covered by warranty.*

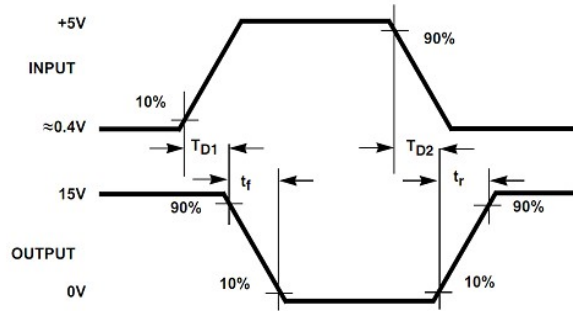
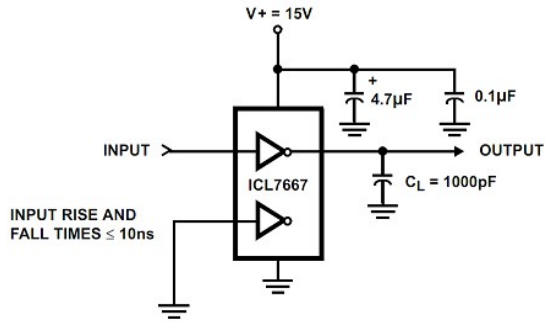
### NOTES:

1. θ<sub>JA</sub> is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.
2. For θ<sub>JC</sub>, the "case temp" location is the center of the exposed metal pad on the package underside.

**Electrical Specifications** Parameters with MIN and/or MAX limits are 100% tested at +25°C, V+ = 0V unless otherwise specified. Temperature limits established by characterization and are not production tested.

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	ICL7667C, M			ICL7667M			UNITS
			T <sub>A</sub> = +25°C			0°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +70°C			
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
<b>DC SPECIFICATIONS</b>									
Logic 1 Input Voltage	V <sub>IH</sub>	V+ = 4.5V	2.0	-	-	2.0	-	-	V
Logic 1 Input Voltage	V <sub>IH</sub>	V+V+ = 15V	2.0	-	-	2.0	-	-	V
Logic 0 Input Voltage	V <sub>IL</sub>	V+ = 4.5V	-	-	0.8	-	-	0.5	V
Logic 0 Input Voltage	V <sub>IL</sub>	V+ = 15V	-	-	0.8	-	-	0.5	V
Input Current	I <sub>IL</sub>	V+ = 15V, V <sub>IN</sub> = 0V and 15V	-0.1	-	0.1	-0.1	-	0.1	µA
Output Voltage High	V <sub>OH</sub>	V+ = 4.5V and 15V	V+ -0.05	V+	-	V+ -0.1	V+	-	V
Output Voltage Low	V <sub>OL</sub>	V+ = 4.5V and 15V	-	0	0.05	-	-	0.1	V
Output Resistance	R <sub>OUT</sub>	V <sub>IN</sub> = V <sub>IL</sub> , I <sub>OUT</sub> = -10mA, V+ = 15V	-	7	10	-	-	12	Ω
Output Resistance	R <sub>OUT</sub>	V <sub>IN</sub> = V <sub>IH</sub> , I <sub>OUT</sub> = 10mA, V+ = 15V	-	8	12	-	-	13	Ω
Power Supply Current	I <sub>CC</sub>	V+ = 15V, V <sub>IN</sub> = 3V both inputs	-	5	7	-	-	8	mA
Power Supply Current	I <sub>CC</sub>	V+ = 15V, V <sub>IN</sub> = 0V both inputs	-	150	400	-	-	400	µA
<b>SWITCHING SPECIFICATIONS</b>									
Delay Time	T <sub>D2</sub>	(Figure 3)	-	35	50	-	-	60	ns
Rise Time	T <sub>R</sub>	(Figure 3)	-	20	30	-	-	40	ns
Fall Time	T <sub>F</sub>	(Figure 3)	-	20	30	-	-	40	ns
Delay Time	T <sub>D1</sub>	(Figure 3)	-	20	30	-	-	40	ns

Test Circuits



Typical Performance Curves

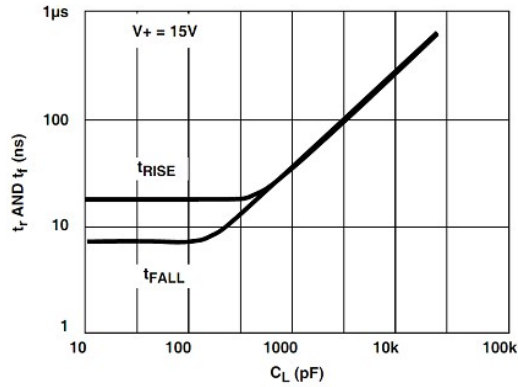


FIGURE 1. RISE AND FALL TIMES vs  $C_L$

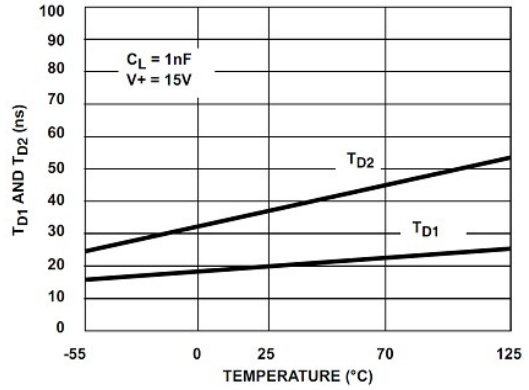


FIGURE 2.  $T_{D1}$ ,  $T_{D2}$  vs TEMPERATURE

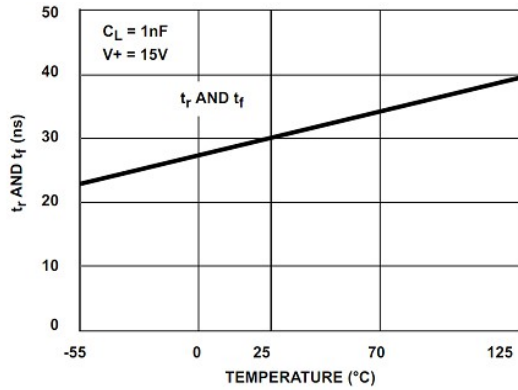


FIGURE 3.  $t_r$ ,  $t_f$  vs TEMPERATURE

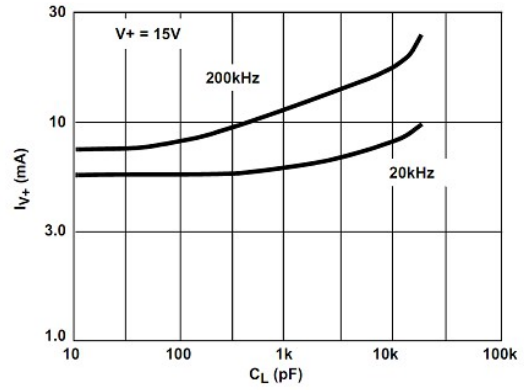


FIGURE 4.  $I_{V+}$  vs  $C_L$

Typical Performance Curves (Continued)

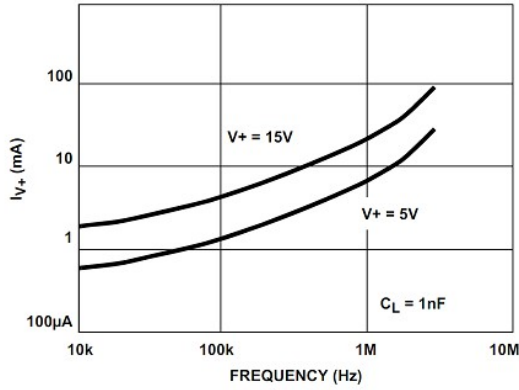


FIGURE 5.  $I_{V+}$  vs FREQUENCY

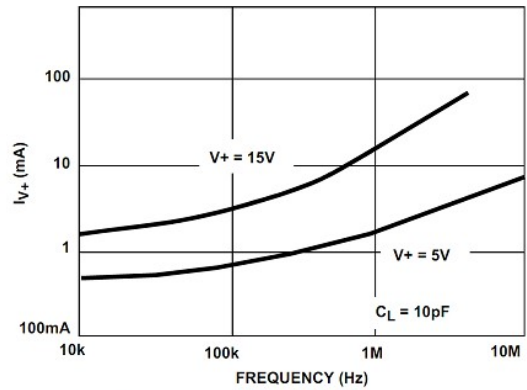


FIGURE 6. NO LOAD  $I_{V+}$  vs FREQUENCY

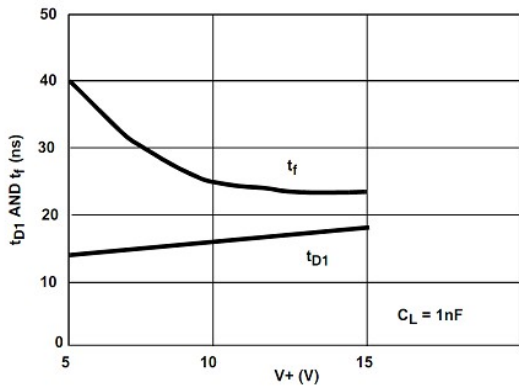


FIGURE 7. DELAY AND FALL TIMES vs  $V+$

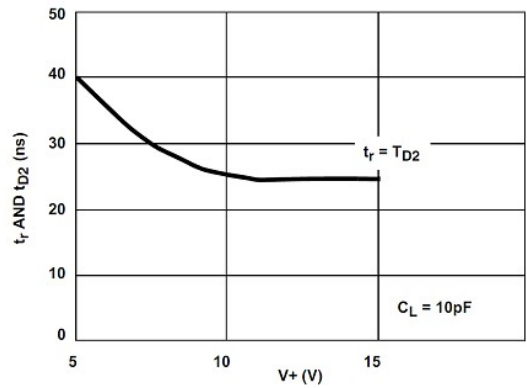


FIGURE 8. RISE TIME vs  $V+$

Detailed Description

The ICL7667 is a dual high-power CMOS inverter whose inputs respond to TTL levels while the outputs can swing as high as 15V. Its high output current enables it to rapidly charge and discharge the gate capacitance of power MOSFETs, minimizing the switching losses in switchmode power supplies. Since the output stage is CMOS, the output will swing to within millivolts of both  $V-$  and  $V+$  without any external parts or extra power supplies as required by the DS0026/56 family. Although most specifications are at  $V+ = 15V$ , the propagation delays and specifications are almost independent of  $V+$ .

In addition to power MOS drivers, the ICL7667 is well suited for other applications such as bus, control signal, and clock drivers on large memory of microprocessor boards, where the load capacitance is large and low propagation delays are required. Other potential applications include peripheral power drivers and charge-pump voltage inverters.

Input Stage

The input stage is a large N-Channel FET with a P-Channel constant-current source. This circuit has a threshold of about 1.5V, relatively independent of the  $V+$  voltage. This means that the inputs will be directly compatible with TTL over the entire 4.5V - 15V  $V+$  range. Being CMOS, the inputs draw less than 1µA of current over the entire input voltage range of  $V-$  to  $V+$ . The quiescent current or no load supply current of the ICL7667 is affected by the input voltage, going to nearly zero when the inputs are at the 0 logic level and rising to 7mA maximum when both inputs are at the 1 logic level. A small amount of hysteresis, about 50mV to 100mV at the input, is generated by positive feedback around the second stage.

Output Stage

The ICL7667 output is a high-power CMOS inverter, swinging between  $V-$  and  $V+$ . At  $V+ = 15V$ , the output impedance of the inverter is typically 7Ω. The high peak

current capability of the ICL7667 enables it to drive a 1000pF load with a rise time of only 40ns. Because the output stage impedance is very low, up to 300mA will flow through the series N-Channel and P-Channel output devices (from V+ to V-) during output transitions. This crossover current is responsible for a significant portion of the internal power dissipation of the ICL7667 at high frequencies. It can be minimized by keeping the rise and fall times of the input to the ICL7667 below 1µs.

**Application Notes**

Although the ICL7667 is simply a dual level-shifting inverter, there are several areas to which careful attention must be paid.

**Grounding**

Since the input and the high current output current paths both include the V- pin, it is very important to minimize and common impedance in the ground return. Since the ICL7667 is an inverter, any common impedance will generate negative feedback, and will degrade the delay, rise and fall times. Use a ground plane if possible, or use separate ground returns for the input and output circuits. To minimize any common inductance in the ground return, separate the input and output circuit ground returns as close to the ICL7667 as is possible.

**Bypassing**

The rapid charging and discharging of the load capacitance requires very high current spikes from the power supplies. A parallel combination of capacitors that has a low impedance over a wide frequency range should be used. A 4.7µF tantalum capacitor in parallel with a low inductance 0.1µF capacitor is usually sufficient bypassing.

**Output Damping**

Ringing is a common problem in any circuit with very fast rise or fall times. Such ringing will be aggravated by long inductive lines with capacitive loads. Techniques to reduce ringing include:

- Reduce inductance by making printed circuit board traces as short as possible.
- Reduce inductance by using a ground plane or by closely coupling the output lines to their return paths.
- Use a 10Ω to 30Ω resistor in series with the output of the ICL7667. Although this reduces ringing, it will also slightly increase the rise and fall times.
- Use good by-passing techniques to prevent supply voltage ringing.

**Power Dissipation**

The power dissipation of the ICL7667 has three main components:

1. Input inverter current loss

2. Output stage crossover current loss
3. Output stage I<sup>2</sup>R power loss

The sum of the above must stay within the specified limits for reliable operation.

As noted above, the input inverter current is input voltage dependent, with an I<sub>V+</sub> of 0.1mA maximum with a logic 0 input and 6mA maximum with a logic 1 input.

The output stage crowbar current is the current that flows through the series N-Channel and P-Channel devices that form the output. This current, about 300mA, occurs only during output transitions. **Caution:** The inputs should never be allowed to remain between V<sub>IL</sub> and V<sub>IH</sub> since this could leave the output stage in a high current mode, rapidly leading to destruction of the device. If only one of the drivers is being used, be sure to tie the unused input to V- or ground. **NEVER** leave an input floating. The average supply current drawn by the output stage is frequency dependent, as can be seen in Figure 5 (I<sub>V+</sub> vs Frequency graph in the Typical Characteristics Graphs).

The output stage I<sup>2</sup>R power dissipation is nothing more than the product of the output current times the voltage drop across the output device. In addition to the current drawn by any resistive load, there will be an output current due to the charging and discharging of the load capacitance. In most high frequency circuits the current used to charge and discharge capacitance dominates, and the power dissipation is approximately:

$$P_{AC} = CV_V 2f \tag{EQ. 1}$$

where C = Load Capacitance, f = Frequency

In cases where the load is a power MOSFET and the gate drive requirement are described in terms of gate charge, the ICL7667 power dissipation will be:

$$P_{AC} = QGV_V f \tag{EQ. 2}$$

where Q<sub>G</sub> = Charge required to switch the gate, in Coulombs, f = Frequency.

**Power MOS Driver Circuits**

**Power MOS Driver Requirements**

Because it has a very high peak current output, the ICL7667 is at driving the gate of power MOS devices. The high current output is important since it minimizes the time the power MOS device is in the linear region. Figure 9 is a typical curve of Charge vs Gate voltage for a power MOSFET. The flat region is caused by the Miller capacitance, where the drain-to-gate capacitance is multiplied by the voltage gain of the FET. This increase in capacitance occurs while the power MOSFET is in the linear region and is dissipating significant amounts of power. The very high current output of the ICL7667 is able to rapidly

overcome this high capacitance and quickly turns the MOSFET fully on or off.

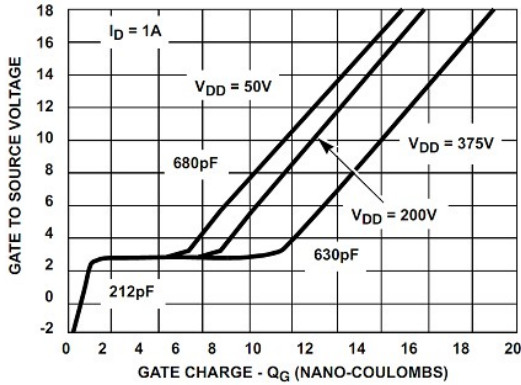


FIGURE 9. MOSFET GATE DYNAMIC CHARACTERISTICS

**Direct Drive of MOSFETs**

Figure 11 shows interfaces between the ICL7667 and typical switching regulator ICs. Note that unlike the DS0026, the ICL7667 does not need a dropping resistor and speedup capacitor between it and the regulator IC. The ICL7667, with its high slew rate and high voltage drive can directly drive the gate of the MOSFET. The SG1527 IC is the same as the

SG1525 IC, except that the outputs are inverted. This inversion is needed since ICL7667 is an inverting buffer.

**Transformer Coupled Drive of MOSFETs**

Transformers are often used for isolation between the logic and control section and the power section of a switching regulator. The high output drive capability of the ICL7667 enables it to directly drive such transformers. Figure 11 shows a typical transformer coupled drive circuit. PWM ICs with either active high or active low output can be used in this circuit, since any inversion required can be obtained by reversing the windings on the secondaries.

**Buffered Drivers for Multiple MOSFETs**

In very high power applications which use a group of MOSFETs in parallel, the input capacitance may be very large and it can be difficult to charge and discharge quickly. Figure 13 shows a circuit which works very well with very large capacitance loads. When the input of the driver is zero, Q<sub>1</sub> is held in conduction by the lower half of the ICL7667 and Q<sub>2</sub> is clamped off by Q<sub>1</sub>. When the input goes positive, Q<sub>1</sub> is turned off and a current pulse is applied to the gate of Q<sub>2</sub> by the upper half of the ICL7667 through the transformer, T<sub>1</sub>. After about 20ns, T<sub>1</sub> saturates and Q<sub>2</sub> is held on by its own C<sub>GS</sub> and the bootstrap circuit of C<sub>1</sub>, D<sub>1</sub> and R<sub>1</sub>. This bootstrap circuit may not be needed at frequencies greater than 10kHz since the input capacitance of Q<sub>2</sub> discharges slowly.

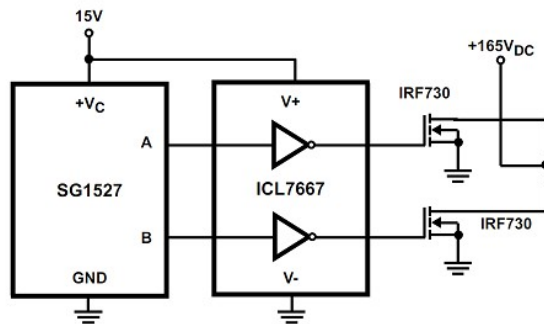


FIGURE 10A.



ICL7667

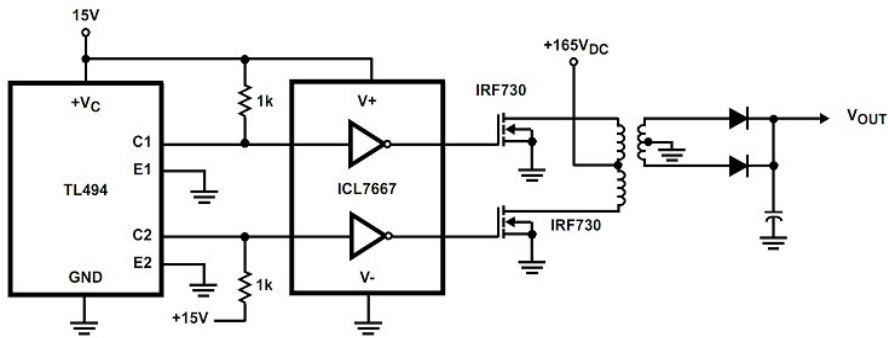


FIGURE 10B.  
FIGURE 10. DIRECT DRIVE OF MOSFET GATES

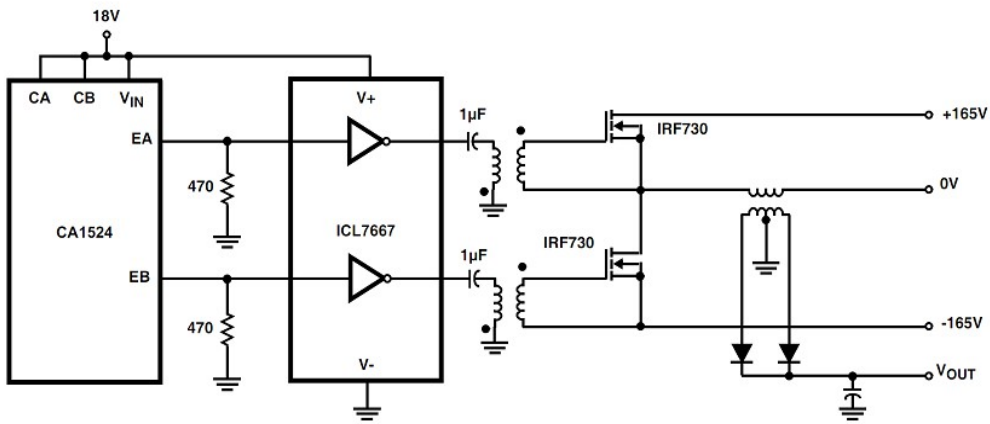


FIGURE 11. TRANSFORMER COUPLED DRIVE CIRCUIT

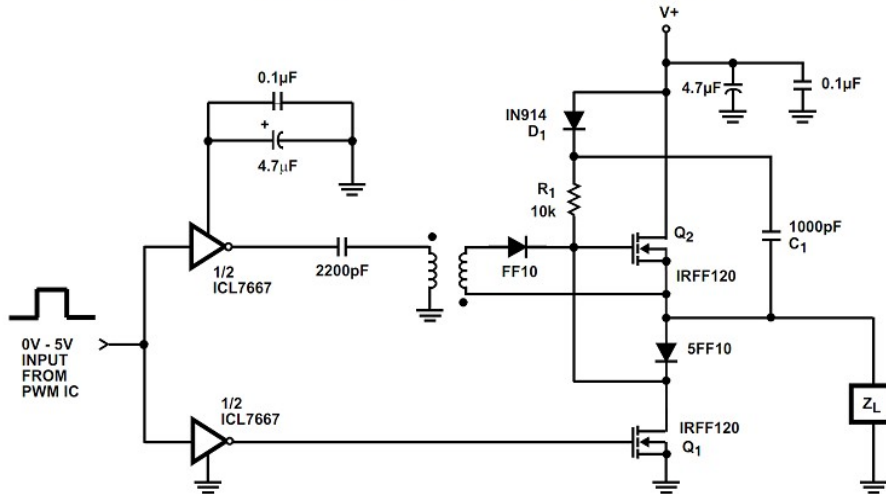


FIGURE 12. VERY HIGH SPEED DRIVER

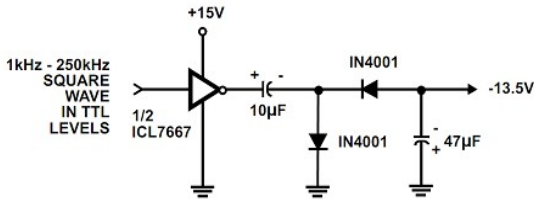


FIGURE 13A.

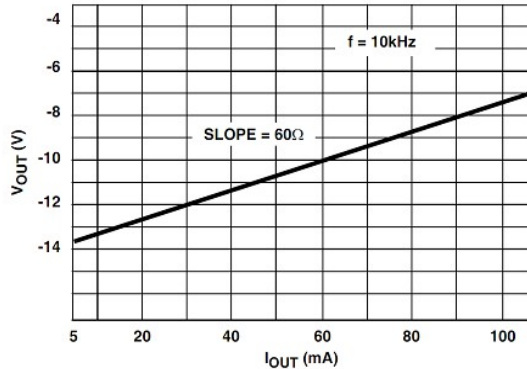


FIGURE 13B. OUTPUT CURRENT vs OUTPUT VOLTAGE

FIGURE 13. VOLTAGE INVERTER

**Other Applications**

**Relay and Lamp Drivers**

The ICL7667 is suitable for converting low power TTL or CMOS signals into high current, high voltage outputs for relays, lamps and other loads. Unlike many other level translator/driver ICs, the ICL7667 will both source and sink current. The continuous output current is limited to 200mA by the I<sup>2</sup>R power dissipation in the output FETs.

**Charge Pump or Voltage Inverters and Doublers**

The low output impedance and wide V+ range of the ICL7667 make it well suited for charge pump circuits. Figure 13A shows a typical charge pump voltage inverter circuit and a typical performance curve. A common use of this circuit is to provide a low current negative supply for analog circuitry or RS232 drivers. With an input voltage of +15V, this circuit will deliver 20mA at -12.6V. By increasing the size of the capacitors, the current capability can be increased and the voltage loss decreased. The practical range of the input frequency is 500Hz to 250kHz. As the frequency goes up, the charge pump capacitors can be made smaller, but the internal losses in the ICL7667 will rise, reducing the circuit efficiency.

Figure 14, a voltage doubler, is very similar in both circuitry and performance. A potential use of Figure 13 would be to supply the higher voltage needed for EEPROM or EPROM programming.

**Clock Driver**

Some microprocessors (such as the CDP68HC05 families) use a clock signal to control the various LSI peripherals of the family. The ICL7667's combination of low propagation delay, high current drive capability and wide voltage swing make it attractive for this application. Although the ICL7667 is primarily intended for driving power MOSFET gates at 15V, the ICL7667 also works well as a 5V high-speed buffer. Unlike standard 4000 series CMOS, the ICL7667 uses short channel length FETs and the ICL7667 is only slightly slower at 5V than at 15V.

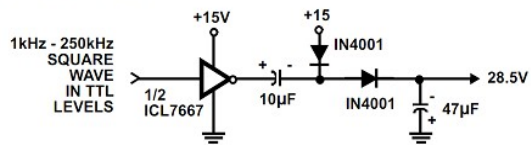
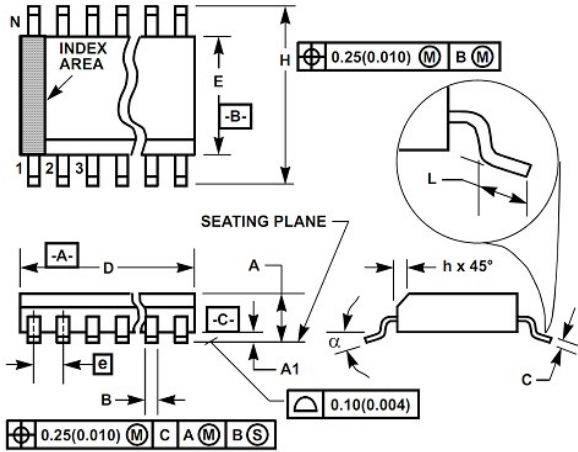


FIGURE 14. VOLTAGE DOUBLER

Small Outline Plastic Packages (SOIC)



NOTES:

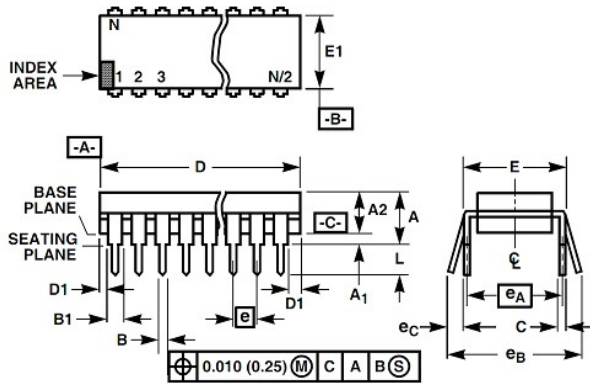
1. Symbols are defined in the "MO Series Symbol List" in Section 2.2 of Publication Number 95.
2. Dimensioning and tolerancing per ANSI Y14.5M-1982.
3. Dimension "D" does not include mold flash, protrusions or gate burrs. Mold flash, protrusion and gate burrs shall not exceed 0.15mm (0.006 inch) per side.
4. Dimension "E" does not include interlead flash or protrusions. Interlead flash and protrusions shall not exceed 0.25mm (0.010 inch) per side.
5. The chamfer on the body is optional. If it is not present, a visual index feature must be located within the crosshatched area.
6. "L" is the length of terminal for soldering to a substrate.
7. "N" is the number of terminal positions.
8. Terminal numbers are shown for reference only.
9. The lead width "B", as measured 0.36mm (0.014 inch) or greater above the seating plane, shall not exceed a maximum value of 0.61mm (0.024 inch).
10. Controlling dimension: MILLIMETER. Converted inch dimensions are not necessarily exact.

M8.15 (JEDEC MS-012-AA ISSUE C)  
8 LEAD NARROW BODY SMALL OUTLINE PLASTIC PACKAGE

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.0532	0.0688	1.35	1.75	-
A1	0.0040	0.0098	0.10	0.25	-
B	0.013	0.020	0.33	0.51	9
C	0.0075	0.0098	0.19	0.25	-
D	0.1890	0.1968	4.80	5.00	3
E	0.1497	0.1574	3.80	4.00	4
e	0.050 BSC		1.27 BSC		-
H	0.2284	0.2440	5.80	6.20	-
h	0.0099	0.0196	0.25	0.50	5
L	0.016	0.050	0.40	1.27	6
N	8		8		7
α	0°	8°	0°	8°	-

Rev. 1 6/05

Dual-In-Line Plastic Packages (PDIP)



NOTES:

- Controlling Dimensions: INCH. In case of conflict between English and Metric dimensions, the inch dimensions control.
- Dimensioning and tolerancing per ANSI Y14.5M-1982.
- Symbols are defined in the "MO Series Symbol List" in Section 2.2 of Publication No. 95.
- Dimensions A, A1 and L are measured with the package seated in JEDEC seating plane gauge GS-3.
- D, D1, and E1 dimensions do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.010 inch (0.25mm).
- E and e<sub>A</sub> are measured with the leads constrained to be perpendicular to datum [-C-].
- e<sub>B</sub> and e<sub>C</sub> are measured at the lead tips with the leads unconstrained. e<sub>C</sub> must be zero or greater.
- B1 maximum dimensions do not include dambar protrusions. Dambar protrusions shall not exceed 0.010 inch (0.25mm).
- N is the maximum number of terminal positions.
- Corner leads (1, N, N/2 and N/2 + 1) for E8.3, E16.3, E18.3, E28.3, E42.6 will have a B1 dimension of 0.030 - 0.045 inch (0.76 - 1.14mm).

E8.3 (JEDEC MS-001-BA ISSUE D)  
8 LEAD DUAL-IN-LINE PLASTIC PACKAGE

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	-	0.210	-	5.33	4
A1	0.015	-	0.39	-	4
A2	0.115	0.195	2.93	4.95	-
B	0.014	0.022	0.356	0.558	-
B1	0.045	0.070	1.15	1.77	8, 10
C	0.008	0.014	0.204	0.355	-
D	0.355	0.400	9.01	10.16	5
D1	0.005	-	0.13	-	5
E	0.300	0.325	7.62	8.25	6
E1	0.240	0.280	6.10	7.11	5
e	0.100 BSC		2.54 BSC		-
e <sub>A</sub>	0.300 BSC		7.62 BSC		6
e <sub>B</sub>	-	0.430	-	10.92	7
L	0.115	0.150	2.93	3.81	4
N	8		8		9

Rev. 0 12/93

All Intersil U.S. products are manufactured, assembled and tested utilizing ISO9000 quality systems.  
Intersil Corporation's quality certifications can be viewed at [www.intersil.com/design/quality](http://www.intersil.com/design/quality)

*Intersil products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design, software and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.*

For information regarding Intersil Corporation and its products, see [www.intersil.com](http://www.intersil.com)

*" Imagination is more important than knowledge "*

*Albert Einstein*

*" Genius is 1% inspiration and 99% perspiration "*

*Thomas Edison*