



ΔΗΜΟΚΡΙΤΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΡΑΚΗΣ
ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Τομέας Ενεργειακών Συστημάτων, Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών

Μεταπτυχιακή Διατριβή

ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ ΑΞΙΟΠΙΣΤΙΑΣ
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΠΟΥ
ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΟΥΝΤΑΙ ΩΣ ΕΝΕΡΓΑ ΦΙΛΤΡΑ ΣΕ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΝΑΚΤΗΣΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ
ΑΕΡΟΣΚΑΦΩΝ

Καραμπάσης Β. Εμμανουήλ
Διπλωματούχος Μηχανολόγος Μηχανικός

Ξάνθη, Μάρτιος 2017



ΔΗΜΟΚΡΙΤΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΡΑΚΗΣ
ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Τομέας Ενεργειακών Συστημάτων, Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών

Μεταπτυχιακή Διατριβή

**ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ ΑΞΙΟΠΙΣΤΙΑΣ
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΠΟΥ
ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΟΥΝΤΑΙ ΩΣ ΕΝΕΡΓΑ ΦΙΛΤΡΑ ΣΕ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΝΑΚΤΗΣΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ
ΑΕΡΟΣΚΑΦΩΝ**

Εμμανουήλ Β. Καραμπάσης

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 29^η Μαρτίου 2017.

.....
Ν. Παπανικολάου
Επ. Καθηγητής Δ.Π.Θ.

.....
Θ. Παπαδόπουλος
Επ. Καθηγητής Δ.Π.Θ.

.....
Γ. Μάλιαρης
Επ. Καθηγητής Δ.Π.Θ.

Ξάνθη, Μάρτιος 2017

Copyright © Εμμανουήλ Β. Καραμπάσης 2017

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα. Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του ΤΗΜΜΥ του Δ.Π.Θ.

Περίληψη

Ο σκοπός της παρούσας μεταπτυχιακής διατριβής είναι η ανάλυση της αξιοπιστίας των ηλεκτρονικών διατάξεων που χρησιμοποιούνται ως ενεργά φίλτρα σε συστήματα ανάκτησης ενέργειας αεροσκαφών. Αφορμή γι' αυτή τη μελέτη στάθηκε το ερευνητικό πρόγραμμα RENERGISE του προγράμματος πλαισίου CLEAN SKY. Στο πρώτο Κεφάλαιο, πραγματοποιείται η εισαγωγή στην έννοια των ενεργών φίλτρων και παρουσιάζονται συνοπτικά διάφορες τοπολογίες ενεργών φίλτρων που έχουν προταθεί στη διεθνή βιβλιογραφία, καθώς και οι λειτουργίες που επιτελούν στις εφαρμογές που χρησιμοποιούνται. Τέλος, γίνεται σύντομη αναφορά στην επέκταση της χρήσης των ενεργών φίλτρων στην παραγωγή ισχύος.

Στο δεύτερο Κεφάλαιο, αφού αναλύεται η έννοια του εξηλεκτρισμένου αεροσκάφους, ακολουθεί η σύγκριση των συστημάτων του εξηλεκτρισμένου με τα αντίστοιχα του συμβατικού αεροσκάφους. Εν συνεχεία, περιγράφεται η δομή του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας του εξηλεκτρισμένου αεροσκάφους και αναλύονται οι προδιαγραφές τάσης βάσει του Προτύπου MIL-STD-704F. Τέλος, αναλύονται οι τοπολογίες συστημάτων ανάκτησης ενέργειας από τα καυσαέρια των αεροσκαφών που προτείνονται στη διεθνή βιβλιογραφία.

Στο τρίτο Κεφάλαιο πραγματοποιείται η ανάλυση και η μελέτη δύο συστημάτων ανάκτησης ενέργειας, τα οποία αποτελούνται από τη γεννήτρια, τον αντιστροφέα και το LC φίλτρο. Αρχικά περιγράφεται και αναλύεται το συμβατικό σύστημα, το οποίο χρησιμοποιεί για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας μία σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη και ακολούθως το προτεινόμενο σύστημα, που χρησιμοποιεί μια ασύγχρονη γεννήτρια βραχυκυκλωμένου δρομέα για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας.

Στο τέταρτο Κεφάλαιο, αφού δίνεται ο ορισμός της αξιοπιστίας και οι βασικές εξισώσεις που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό της, εν συνεχεία παρουσιάζονται τα μοντέλα της αξιοπιστίας για τα επιμέρους υποσυστήματα των δύο κύριων συστημάτων ανάκτησης ενέργειας που περιγράφονται στο τρίτο Κεφάλαιο. Τέλος, παρουσιάζονται τα δύο μοντέλα ανάλυσης της θερμικής καταπόνησης των ηλεκτρονικών διακοπών ισχύος (Σημειακό Μοντέλο και Αναλυτικό Μοντέλο που βασίζεται στη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων).

Στο πέμπτο Κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν για τα δύο συστήματα (υπολογισμός των λειτουργικών χαρακτηριστικών και της απόδοσης του κάθε συστήματος, καθώς και των απωλειών ισχύος). Στη συνέχεια αναλύεται ο υπολογισμός των θερμοκρασιών των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος για κάθε

σενάριο που μελετήθηκε και τέλος υπολογίζεται η αξιοπιστία για κάθε ένα από τα υπό μελέτη σενάρια.

Στο έκτο Κεφάλαιο διατυπώνονται τα βασικά συμπεράσματα της παρούσας Μεταπτυχιακής Διατριβής.

Λέξεις Κλειδιά

Ενεργά φίλτρα, Αντιστροφείς τάσης, Εξηλεκτρισμένο αεροσκάφος, Ανάκτηση ενέργειας από καυσαέρια, Σύγχρονη γεννήτρια, Ασύγχρονη γεννήτρια, Διαμόρφωση εύρους παλμών, Ανάλυση αξιοπιστίας, Ανάλυση θερμικής καταπόνησης ηλεκτρονικών διακοπών, Απώλειες ισχύος ημιαγωγικών στοιχείων

Abstract

The scope of this Master Thesis is the reliability analysis of the electronic devices used as active filters in aircraft energy recovery systems. The reason for this study was the research program RENERGISE within CLEAN SKY framework program. In the 1st Chapter, the introduction to the active filters concept is performed and various topologies of active filters are summarized, which have been proposed in the literature, as well as the functions they perform in the applications that they are used. Finally, a short discussion is conducted about the extension of the use of active filters in the power production.

In the 2nd Chapter, after the analysis of the concept of the all/more electric aircraft, the comparison between the systems of the electrified aircraft systems and the respective systems of the conventional aircraft follows. Thereafter, the description of the power system structure of the all/more electric aircraft is presented and the voltage standards are analyzed, based on the Standard MIL-STD-704F. Finally, the analysis of waste heat energy recovery systems from aircrafts exhaust gases takes place.

In the 3rd Chapter the analysis and the study of two energy recovery systems is performed, which consist of the generator, the inverter and the LC filter. Initially, the conventional system that incorporates a synchronous permanent magnet generator is described and analyzed. Then, an alternative topology is proposed, based on the incorporation of an asynchronous squirrel cage generator for the electricity production.

In the 4th Chapter, the definition of reliability and the basic equations, which are used for the calculations, are given. Subsequently, the reliability models for the individual subsystems of the two main energy recovery systems are presented. Finally, the two models of the calculation of the thermal stresses at the electronic power switches are analyzed (average model and analytical model based on finite elements method).

In the 5th Chapter the simulations results for both systems (calculation of the operational characteristics and the performance of each system, as well as the power losses distribution) are presented. Next, the temperature calculations for the power semiconductor elements are analyzed for each scenario and finally the reliability for each of the scenarios under study is calculated.

The summary of the main conclusions and outcomes are presented in Chapter 6 of this Master Thesis.

Keywords

Active filters, Voltage source inverters, All/More electric aircraft, Waste heat recovery, Synchronous generator, Asynchronous generator, Pulse width modulation, Reliability analysis, Electronic switches thermal stress analysis, Power losses of semiconductor switches

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

Copyright ©.....	4
Περίληψη.....	5
ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ	9
ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ	13
ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΠΙΝΑΚΩΝ.....	17
ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΕΚΟΝΩΝ	19
ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΥΜΒΟΛΩΝ.....	20
Αρκτικόλεξα.....	22
<i>Πρόλογος</i>	24
Κεφάλαιο 1°	27
1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΕΝΕΡΓΑ ΦΙΛΤΡΑ	28
1.1 Ενεργά φίλτρα	29
1.2 Βασικές τοπολογίες ενεργών φίλτρων	32
1.2.1 Γενική περιγραφή παράλληλων ενεργών φίλτρων	32
1.2.2 Μετατροπείς PWM για παράλληλα ενεργά φίλτρα.....	34
1.2.3 Κύκλωμα ελέγχου ενεργών φίλτρων	35
1.2.4 Τριφασικά παράλληλα ενεργά φίλτρα τριών αγωγών	36
1.2.5 Τριφασικά παράλληλα ενεργά φίλτρα τεσσάρων αγωγών	38
1.2.6 Υβριδικά και σειράς ενεργά φίλτρα	40
1.2.7 Βασική τοπολογία ενός ενεργού φίλτρου σειράς	41
1.2.8 Συνδυασμός ενεργού φίλτρου σειράς και παράλληλου παθητικού φίλτρου. ..	42
1.2.9 Συνδυασμός σειράς και παράλληλων ενεργών φίλτρων	44
1.2.10 Ενιαίος μετατροπέας ροής ισχύος UPFC	46
1.2.11 Ενιαίος μετατροπέας ποιότητας ισχύος UPQC	49
1.2.12 Ενιαίος μετατροπέας ενεργού ισχύος γραμμής μεταφοράς UPLC.....	52
1.3 Επέκταση της χρήσης των ενεργών φίλτρων	56
Κεφάλαιο 2°	59
2. ΥΙΟΘΕΤΗΣΗ ΤΩΝ ΕΝΕΡΓΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ ΣΤΟ ΕΞΗΛΕΚΤΡΙΣΜΕΝΟ ΑΕΡΟΣΚΑΦΟΣ	60
2.1 Η έννοια του πλήρους εξηλεκτρισμένου αεροσκάφους	61
2.1.1 Το συμβατικό αεροσκάφος.....	61
2.1.2 Το εξηλεκτρισμένο αεροσκάφος	64

2.1.3	Δομή συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας HVDC του ΜΕΑ	67
2.2	Προδιαγραφές τάσης βάσει του MIL-STD-704F	73
2.2.1	Συστήματα παροχής Ε.Ρ.....	73
2.2.2	Παροχή Σ.Ρ.....	77
2.3	Ανάκτηση ενέργειας από τους στροβιλοκινητήρες των αεροσκαφών	79
2.4	Ενσωμάτωση ενεργών φίλτρων στο εξηλεκτρισμένο αεροσκάφος	84
Κεφάλαιο 3°		87
3.	ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ ΓΙΑ ΤΗΝ ΑΝΑΚΤΗΣΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ.....	88
3.1	Τεχνικά χαρακτηριστικά συστημάτων	89
3.1.1	Τεχνικά χαρακτηριστικά IGBT Module.....	89
3.1.2	Τεχνικά χαρακτηριστικά σύγχρονης γεννήτριας	92
3.1.3	Τεχνικά χαρακτηριστικά αισθητήρα στροφών σύγχρονης γεννήτριας	92
3.1.4	Τεχνικά χαρακτηριστικά ασύγχρονης γεννήτριας	92
3.2	Συμβατικό σύστημα σύγχρονης τριφασικής γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη	94
3.2.1	Σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη.....	94
3.2.2	Ενεργό φίλτρο – τριφασικός μετατροπέας, συστήματος σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη	97
3.2.3	Παλμοδότηση και ελεγκτής του μετατροπέα / γεννήτριας, συστήματος σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη.....	100
3.3	Προτεινόμενο σύστημα ασύγχρονης τριφασικής γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα.....	103
3.3.1	Ασύγχρονη γεννήτρια βραχυκυκλωμένου δρομέα.....	103
3.3.1.1	Ρύθμιση στροφών ασύγχρονης γεννήτριας, με έλεγχο της τάσης.....	105
3.3.2	Ενεργό φίλτρο – τριφασικός μετατροπέας, συστήματος ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα.....	113
3.3.3	Παλμοδότηση και ελεγκτής του μετατροπέα / γεννήτριας, συστήματος ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα.....	114
Κεφάλαιο 4°		117
4.	ΜΕΘΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΣΗΣ ΤΗΣ ΑΞΙΟΠΙΣΤΙΑΣ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ.....	118
4.1	Εισαγωγή στην αξιοπιστία	120
4.1.1	Ορισμός και κριτήρια της αξιοπιστίας	121
4.1.2	Στατιστικές κατανομές που χρησιμοποιούνται στα μοντέλα αξιοπιστίας.....	126
4.1.2.1	Εκθετική κατανομή	126
4.1.3	Μοντελοποίηση της αστοχίας	127
4.1.3.1	Τυπική καμπύλη ρυθμού σφαλμάτων	128

4.1.3.2	Μοντελοποίηση αξιοπιστίας απλών δομών.....	131
4.2	Υπολογισμός της αξιοπιστίας των επιμέρους υποσυστημάτων	134
4.2.1	Υπολογισμός ρυθμού αστοχίας του πηνίου κατά MIL-HDBK-217F	135
4.2.2	Υπολογισμός ρυθμού αστοχίας του πυκνωτή κατά MIL-HDBK-217F	136
4.2.3	Υπολογισμός ρυθμού αστοχίας IGBT κατά MIL-HDBK-217F.....	140
4.2.4	Υπολογισμός ρυθμού αστοχίας διόδου κατά MIL-HDBK-217F	141
4.2.5	Υπολογισμός ρυθμού αστοχίας αισθητήρα θέσης άξονα γεννήτριας κατά MIL-HDBK-217F	143
4.2.6	Υπολογισμός ρυθμού αστοχίας ηλεκτρικής μηχανής (γεννήτριας) κατά MIL-HDBK-217F	144
4.2.7	Υπολογισμός ρυθμού αστοχίας ηλεκτρικής μηχανής κατά Handbook of Reliability Prediction Procedures for Mechanical Equipment	146
4.3	Ανάλυση της θερμικής καταπόνησης των ηλεκτρονικών διακοπών ισχύος.....	148
4.3.1	Μοντέλο υπολογισμού απωλειών μονάδας τρανζίστορ IGBT	149
4.3.1.1	Μοντέλο υπολογισμού απωλειών τρανζίστορ IGBT	149
4.3.1.2	Μοντέλο υπολογισμού απωλειών της αντιπαράλληλης διόδου ελεύθερης διέλευσης.....	152
4.3.2	Σημειακό μοντέλο προσδιορισμού της θερμοκρασίας των ημιαγωγικών διακοπών της μονάδας τρανζίστορ IGBT.....	154
4.3.3	Πλήρες μοντέλο εξομοίωσης – προσδιορισμού της θερμοκρασίας των ημιαγωγικών στοιχείων της μονάδας τρανζίστορ IGBT	157
	Κεφάλαιο 5°	161
5.	ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ ΑΞΙΟΠΙΣΤΙΑΣ ΣΕ ΔΙΑΤΑΞΗ ΕΝΕΡΓΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΓΙΑ ΤΗ ΔΥΝΑΜΙΚΗ ΑΝΑΚΤΗΣΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ ΑΠΟ ΤΑ ΚΑΥΣΑΕΡΙΑ ΑΕΡΟΣΚΑΦΩΝ	162
5.1	Προσομοίωση συστήματος στο λογισμικό MATLAB/Simulink	164
5.1.1	Παρουσίαση και ανάλυση του μπλοκ υπολογισμών	164
5.1.2	Ενδεικτικές κυματομορφές ρευμάτων, απωλειών και θερμοκρασιών	168
5.2	Υπολογισμός των λειτουργικών χαρακτηριστικών και της απόδοσης του συστήματος.....	170
5.3	Υπολογισμός των απωλειών και των θερμοκρασιών των συστημάτων.....	178
5.4	Υπολογισμός της αξιοπιστίας των συστημάτων	190
	Κεφάλαιο 6°	201
6.	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ.....	202
6.1	Συμπεράσματα.....	202
6.2	Προτάσεις για μελλοντική έρευνα.....	205
	Βιβλιογραφία.....	206

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ.....	211
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ 1: Οι συνιστώσες ενεργού και άεργου ισχύος	212
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ 2: Ενδεικτική αναφορά προσομοίωσης από το λογισμικό FloTherm XT ...	215
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ 3: Τεχνικά φυλλάδια.....	247

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1.1 Αρχή αντιστάθμισης των αρμονικών του ρεύματος.	30
Σχήμα 1.2 Βασική διάταξη ενός παράλληλου ενεργού φίλτρου.	33
Σχήμα 1.3 Τριφασικοί μετατροπείς PWM για παράλληλα ενεργά φίλτρα.	34
Σχήμα 1.4 Τριφασικό παράλληλο ενεργό φίλτρο τριών αγωγών.	37
Σχήμα 1.5 Τριφασικοί PWM μετατροπείς τεσσάρων αγωγών (α) Μετατροπέας τριών κλάδων (split-capacitor), (β) Μετατροπέας τεσσάρων κλάδων.	40
Σχήμα 1.6 Χονδρικό διάγραμμα του ενεργού φίλτρου σειράς.	42
Σχήμα 1.7 Συνδυασμός ενεργού φίλτρου σειράς και παράλληλου παθητικού φίλτρου.	43
Σχήμα 1.8 Συνδυασμός σειράς και παράλληλου ενεργού φίλτρου.	44
Σχήμα 1.9 Συνδυασμός σειράς και παράλληλου μετατροπέα για εφαρμογές FACTS.	47
Σχήμα 1.10 Βασικό διάγραμμα ελέγχου ενός UPFC.	48
Σχήμα 1.11 Συνδυασμένη αντιστάθμιση σειράς και παράλληλη (διάταξη UPQC).	50
Σχήμα 1.12 Βασική δομή ενός UPQC μετατροπέα.	51
Σχήμα 1.13 «Σενάριο 1», UPLC μετατροπέας αποτελούμενος από το συνδυασμό παράλληλου αντισταθμιστή και σειράς, με δυνατότητα ενεργού φιλτραρίσματος και ελέγχου της ροής ισχύος.	52
Σχήμα 1.14 «Σενάριο 2», του UPLC.	53
Σχήμα 1.15 Απαιτούμενες μετρήσεις για τους ελεγκτές του UPLC, σύμφωνα με το «Σενάριο 1».	54
Σχήμα 1.16 Διασύνδεση δύο Φ/Β συστημάτων με το δίκτυο [7].	56
Σχήμα 1.17 Στρεφόμενα διανύσματα τάσεως και ρεύματος, στο α-β σύστημα [7].	57
Σχήμα 1.18 Διάγραμμα ελέγχου του CHB μετατροπέα για τη διασύνδεση των Φ/Β συστημάτων στο τριφασικό δίκτυο [7].	58
Σχήμα 2.1 Αρχιτεκτονική των ενεργειακών συστημάτων ενός συμβατικού αεροσκάφους.	62
Σχήμα 2.2 Κατανομή των απαιτήσεων ενέργειας ενός συμβατικού αεροσκάφους.	63
Σχήμα 2.3 Σχηματικά διαγράμματα ενεργοποιητών τύπου EMA και EHA.	65
Σχήμα 2.4 Κατανομή των απαιτήσεων ενέργειας στο MEA, με εκτιμώμενη ισχύ του ηλεκτρικού συστήματος ≈ 1 MW.	66
Σχήμα 2.5 Εξέλιξη των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας στα αεροσκάφη [20].	68
Σχήμα 2.6 Τυπικό σύστημα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας σταθερής συχνότητας με χρήση κιβωτίου ταχυτήτων.	69
Σχήμα 2.7 Σύστημα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας σταθερής συχνότητας με χρήση μετατροπέα ισχύος.	69

Σχήμα 2.8 Τυπικό σύστημα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας μεταβλητής συχνότητας, για το MEA.....	70
Σχήμα 2.9 Αρχιτεκτονική του EPDS ενός MEA.....	71
Σχήμα 2.10 Ακολουθίες φάσεων και ονομασίες γραμμών.....	74
Σχήμα 2.11 Διαφορά της τάσης στους ακροδέκτες του χρησιμοποιούμενου τριφασικού εξοπλισμού.....	76
Σχήμα 2.12 Ενεργός τιμή των συνιστωσών τάσης της περιβάλλουσας διαμόρφωσης.....	76
Σχήμα 2.13 Χαρακτηριστικά διαμόρφωσης της συχνότητας E.T.....	77
Σχήμα 2.14 Χαρακτηριστικά κυμάτωσης της συχνότητας σε συστήματα Σ.Τ.....	78
Σχήμα 2.15 Σχεδιαστική άποψη συμβατικού συστήματος παραγωγής ενέργεια από τους στροβιλοκινητήρες της εταιρείας Rolls Royce.....	80
Σχήμα 2.16 Προτεινόμενη μέθοδος παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, της εταιρείας Rolls Royce.....	81
Σχήμα 2.17 Προτεινόμενες μέθοδοι παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας του ερευνητικού προγράμματος RENERGISE (στα πλαίσια του Προγράμματος Πλαίσιο CLEAN SKY).	82
Σχήμα 2.18 Δομή/άποψη ενός θερμοηλεκτρικού στοιχείου.....	83
Σχήμα 3.1 Γενικευμένο διάγραμμα δυναμικού συστήματος ανάκτησης ενέργειας.....	88
Σχήμα 3.2 Μοντελοποίηση συστήματος σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη, σε περιβάλλον MATLAB/Simulink.....	94
Σχήμα 3.3 Εσωτερική δομή σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη.....	95
Σχήμα 3.4 Διανυσματικό διάγραμμα σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη.....	96
Σχήμα 3.5 Τριφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας, συστήματος σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη.....	98
Σχήμα 3.6 Δομή ενός τρανζίστορ IGBT.....	99
Σχήμα 3.7 DUAL PACK IGBT μονάδα της SEMIKRON, και η δομή της.....	100
Σχήμα 3.8 Παραγόμενοι παλμοί με την τεχνική square wave, για το σύστημα σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη.....	101
Σχήμα 3.9 Κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα, για το σύστημα σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη.....	102
Σχήμα 3.10 Μοντελοποίηση συστήματος ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου κλωβού, σε περιβάλλον MATLAB/Simulink.....	103
Σχήμα 3.11 Τομή ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα.....	104
Σχήμα 3.12 (α) Μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα ασύγχρονης μηχανής, ανηγμένο στον στάτη, (β) μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα κατά Thevenin από τους ακροδέκτες a-b του Σχήματος (α).....	106
Σχήμα 3.13 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A1).....	109

Σχήμα 3.14 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A1), στην περιοχή ολίσθησης από 0 – 10 % .	109
Σχήμα 3.15 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A2).	110
Σχήμα 3.16 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A2), στην περιοχή ολίσθησης από 0 – 10 % .	110
Σχήμα 3.17 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A3).	111
Σχήμα 3.18 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A3), στην περιοχή ολίσθησης από 0 – 10 % .	111
Σχήμα 3.19 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A4).	112
Σχήμα 3.20 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A4), στην περιοχή ολίσθησης από 0 – 10 % .	112
Σχήμα 3.21 Τριφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας, συστήματος ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα.	113
Σχήμα 3.22 Στιγμιότυπο των παραγόμενων παλμών με την τεχνική SPWM, για το σύστημα ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα.	114
Σχήμα 3.23 Ο ελεγκτής των σημάτων SPWM για την περίπτωση της ασύγχρονης γεννήτριας.	115
Σχήμα 4.1 Καμπύλη Bathhtub, ρυθμός κινδύνου συναρτήσει της ηλικίας	128
Σχήμα 4.2 Σταθεροποίηση της συχνότητα αστοχίας.	130
Σχήμα 4.3 Διαμόρφωση σε σειρά.	131
Σχήμα 4.4 Παράλληλη διαμόρφωση.	132
Σχήμα 4.5 Κατανομή απωλειών σε μία μονάδα τρανζίστορ IGBT.	148
Σχήμα 4.6 (α) Μετάβαση σε κατάσταση αγωγής, (β) Μετάβαση σε κατάσταση αποκοπής.	150
Σχήμα 4.7 Χαρακτηριστική εξόδου τρανζίστορ IGBT.	151
Σχήμα 4.8 Το φαινόμενο της ανάστροφης ανάκτησης.	153
Σχήμα 4.9 Χαρακτηριστική καμπύλη αγωγής διόδου ισχύος.	153
Σχήμα 4.10 Διάγραμμα ροής του σημειακού μοντέλου προσδιορισμού της θερμοκρασίας των ημιαγωγικών διακοπών της μονάδας τρανζίστορ IGBT.	155
Σχήμα 4.11 Σημειακό θερμικό μοντέλο.	156
Σχήμα 5.1 Σχηματικό διάγραμμα βημάτων για τον υπολογισμό της αξιοπιστίας των συστημάτων ανάκτησης ενέργειας.	162
Σχήμα 5.2 Άποψη της μοντελοποίησης του συστήματος ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα, μαζί με το μπλοκ υπολογισμών, σε περιβάλλον MATLAB/Simulink.	164

Σχήμα 5.3 Άποψη του μπλοκ υπολογισμών.	165
Σχήμα 5.4 Μπλοκ υπολογισμού απωλειών αγωγής και διακοπτικών απωλειών των τρανζίστορ IGBT και διόδων, της μονάδας IGBT.	166
Σχήμα 5.5 Μπλοκ υπολογισμού απωλειών αγωγής και διακοπτικών απωλειών των τρανζίστορ IGBT και διόδων, της μονάδας IGBT (συνέχεια).	167
Σχήμα 5.6 Ενδεικτικές κυματομορφές: (α) Μέσης τιμής ρεύματος στον ζυγό Σ.Τ., (β) Ενεργού τιμής ρεύματος φάσης C, (γ) Ρεύματος στάτη, (δ) Ηλεκτρομαγνητικής ροπής, (ε) Ενεργού τιμής ρεύματος IGBT και διόδου, (στ) Απωλειών αγωγής IGBT και διόδου, (ζ) Διακοπτικών απωλειών IGBT και διόδου, (η) Θερμοκρασίας IGBT και διόδου.	168
Σχήμα 5.7 Κατανομή θερμοκρασιών των τρανζίστορ IGBT, των Διόδων και της πλάτης της μονάδας IGBT, για το σενάριο A3/30.	182
Σχήμα 5.8 Κατανομή θερμοκρασιών των τρανζίστορ IGBT, των Διόδων και της πλάτης της μονάδας IGBT, για το σενάριο A4/30.	183
Σχήμα 5.9 Κατανομή θερμοκρασιών των τρανζίστορ IGBT, των Διόδων και της πλάτης της μονάδας IGBT, για το σενάριο A3/20.	184
Σχήμα 5.10 Κατανομή θερμοκρασιών των τρανζίστορ IGBT, των Διόδων και της πλάτης της μονάδας IGBT, για το σενάριο A4/20.	185
Σχήμα 5.11 Κατανομή θερμοκρασιών των τρανζίστορ IGBT, των Διόδων και της πλάτης της μονάδας IGBT, για το σενάριο A3/10.	186
Σχήμα 5.12 Κατανομή θερμοκρασιών των τρανζίστορ IGBT, των Διόδων και της πλάτης της μονάδας IGBT, για το σενάριο A4/10.	187
Σχήμα 5.13 Κατανομή θερμοκρασιών των τρανζίστορ IGBT, των Διόδων και της πλάτης της μονάδας IGBT, για το σενάριο Σ1.	188
Σχήμα 5.14 Θερμοκρασιακό προφίλ πλάγιας όψης του συστήματος, μετά την προσομοίωση με το λογισμικό FloThermXT της εταιρείας Mentor Graphics.	189
Σχήμα 5.15 Τιμές αξιοπιστίας σε μορφή γραφήματος, για κάθε σενάριο λειτουργίας, μοντέλο προσδιορισμού των θερμοκρασιών των ημιαγωγών και διάστημα λειτουργίας, για περιβάλλον λειτουργίας γεννήτριας κι αισθητήρα 75 °C.	198
Σχήμα 5.16 Τιμές αξιοπιστίας σε μορφή γραφήματος, για κάθε σενάριο λειτουργίας, μοντέλο προσδιορισμού των θερμοκρασιών των ημιαγωγών και διάστημα λειτουργίας, για περιβάλλον λειτουργίας γεννήτριας κι αισθητήρα 100 °C.	199

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 2.1 Χρήσεις των τεσσάρων μορφών ενέργειας.....	64
Πίνακας 2.2 Χρησιμοποιούμενοι τύποι παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας σε διάφορους τύπος αεροσκαφών.....	70
Πίνακας 2.3 Όρια AC τάσης, στη μόνιμη κατάσταση.....	75
Πίνακας 2.4 Όρια Σ.Τ., στη μόνιμη κατάσταση.....	78
Πίνακας 3.1 Πίνακας κύριων τεχνικών χαρακτηριστικών μονάδας IGBT.....	91
Πίνακας 3.2 Τεχνικά χαρακτηριστικά σύγχρονης γεννήτριας της εταιρείας Thales, μοντέλο AGV50.....	92
Πίνακας 3.3 Τεχνικά χαρακτηριστικά αισθητήρα στροφών της εταιρείας ADMOTEC, τύπου Rotasyn Resolver.....	92
Πίνακας 3.4 Τεχνικά χαρακτηριστικά ασύγχρονης γεννήτριας της εταιρείας Perske, μοντέλο KS 110.24-2.....	93
Πίνακας 3.5 Ποσοστιαία μείωσης ή αύξησης των αρχικών τιμών των αντιστάσεων και σκεδάσεων της ασύγχρονης γεννήτριας, ανά σενάριο.....	107
Πίνακας 4.1 Συγκεντρωτικός πίνακας των βασικών εννοιών της αξιοπιστίας.....	125
Πίνακας 4.2 Διαστάσεις και υλικό κατασκευής βασικότερων στοιχείων που απαρτίζουν τη μονάδα τρανζίστορ IGBT.....	159
Πίνακας 5.1 Είσοδοι κι έξοδοι του μπλοκ υπολογισμών.....	165
Πίνακας 5.2 Ονομασίες σεναρίων με παράμετρο τη συχνότητα λειτουργίας.....	170
Πίνακας 5.3 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A1/30).....	171
Πίνακας 5.4 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A2/30).....	171
Πίνακας 5.5 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A3/30).....	172
Πίνακας 5.6 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A4/30).....	173
Πίνακας 5.7 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A3/20).....	173
Πίνακας 5.8 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A4/20).....	174
Πίνακας 5.9 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A3/10).....	175
Πίνακας 5.10 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A4/10).....	175
Πίνακας 5.11 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο Σ1).....	176
Πίνακας 5.12 Συγκεντρωτικά λειτουργικά χαρακτηριστικά ανά σενάριο, στις 19500 rpm.....	177
Πίνακας 5.13 Απώλειες ισχύος και θερμοκρασίες ημιαγωγικών στοιχείων ανά σενάριο, στις 19500 rpm, υπολογισμένες με το σημειακό μοντέλο.....	178
Πίνακας 5.14 Τιμές θερμοκρασιών τρανζίστορ IGBT και διόδων με τη χρήση του σημειακού μοντέλου και του μοντέλου προσομοίωσης με πεπερασμένα στοιχεία, για τα διάφορα σενάρια.....	180

Πίνακας 5.15 Υπολογισμός του ρυθμού σφαλμάτων των τρανζίστορ IGBT της μονάδας IGBT, για κάθε σενάριο, με το σημειακό μοντέλο.....	190
Πίνακας 5.16 Υπολογισμός του ρυθμού σφαλμάτων των τρανζίστορ IGBT της μονάδας IGBT, για κάθε σενάριο, με το αναλυτικό μοντέλο.	191
Πίνακας 5.17 Υπολογισμός του ρυθμού σφαλμάτων των διόδων της μονάδας IGBT, για κάθε σενάριο, με το σημειακό μοντέλο.	191
Πίνακας 5.18 Υπολογισμός του ρυθμού σφαλμάτων των διόδων της μονάδας IGBT, για κάθε σενάριο, με το αναλυτικό μοντέλο.	191
Πίνακας 5.19 Σύγκριση του ρυθμού σφαλμάτων του αντιστροφέα κάθε σεναρίου, για τα δύο μοντέλα υπολογισμού των θερμοκρασιών των στοιχείων των μονάδων IGBT.....	192
Πίνακας 5.20 Υπολογισμός του ρυθμού σφαλμάτων της γεννήτριας για κάθε σενάριο, για τις δύο εναλλακτικές τιμές θερμοκρασίας περιβάλλοντος.	193
Πίνακας 5.21 Υπολογισμός του ρυθμού σφαλμάτων για τον αισθητήρα θέσης του άξονα της γεννήτριας για κάθε σενάριο, για τις δύο εναλλακτικές τιμές θερμοκρασίας περιβάλλοντος.	194
Πίνακας 5.22 Σύγκριση του ρυθμού σφαλμάτων για κάθε υποσύστημα, καθώς και του συνολικού συστήματος, για κάθε σενάριο και μοντέλο υπολογισμού των θερμοκρασιών...	195
Πίνακας 5.23 Τιμές αξιοπιστίας ανά σενάριο λειτουργίας, μοντέλο υπολογισμού και χρόνο λειτουργίας του συστήματος, για περιβάλλον λειτουργίας γεννήτριας 75 °C.	197
Πίνακας 5.24 Τιμές αξιοπιστίας ανά σενάριο λειτουργίας, μοντέλο υπολογισμού και χρόνο λειτουργίας του συστήματος, για περιβάλλον λειτουργίας γεννήτριας 100 °C.	197

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΕΚΟΝΩΝ

Εικόνα 2.1 Άποψη ενός στροβιλοκινητήρα συμβατικού αεροσκάφους.....	79
Εικόνα 4.1 Σχεδιαστικό περιβάλλον του λογισμικού FloTHERM XT.	157
Εικόνα 4.2 Άποψη της dual pack μονάδας τρανζίστορ IGBT SKM100GB125DN της εταιρείας SEMIKRON μετά τον καταστρεπτικό έλεγχο.....	158
Εικόνα 4.3 Στάδιο του σχεδιασμού της μονάδας τρανζίστορ IGBT.	159
Εικόνα 4.4 Διάφορες όψεις της μονάδας τρανζίστορ IGBT, κατά τη διάρκεια της συναρμολόγησής της.	159
Εικόνα 4.5 Απόψεις κατά την τελική φάση συναρμολόγησης της μονάδας τρανζίστορ IGBT.	160
Εικόνα 4.6 Τελικό μοντέλο της μονάδας τρανζίστορ IGBT, μαζί με την ψήκτρα και τον ανεμιστήρα.	160

ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΥΜΒΟΛΩΝ

R	:	Ωμική αντίσταση
L	:	Συντελεστής αυτεπαγωγής
C	:	Χωρητικότητα
X	:	Εμπέδηση
I	:	Ενεργός ή μέση τιμή έντασης ρεύματος
i	:	Στιγμιαία τιμή έντασης ρεύματος
V	:	Ενεργός τιμή τάσης
v	:	Στιγμιαία τιμή τάσης
P	:	Ενεργός ή πραγματική ισχύς
p	:	Στιγμιαία ενεργός ισχύς
Q	:	Άεργος ισχύς
q	:	Στιγμιαία άεργος ισχύς
f	:	Συχνότητα
V_{DC}, V_{dc}	:	Μέση τιμή συνεχούς τάσης
ω	:	Γωνιακή ταχύτητα
n	:	Αριθμός στροφών του δρομέα
T	:	Ροπή του άξονα της μηχανής ή ηλεκτρομαγνητική ροπή
$\cos\varphi$:	Συντελεστής ισχύος
E_0	:	Επαγόμενη τάση
γ	:	Διαφορά φάσης μεταξύ επαγόμενης τάσης και ρεύματος στάτη
δ	:	Γωνία μεταξύ επαγόμενης τάσης και φασικής τάσης
η	:	Βαθμός απόδοσης
s	:	Ολίσθηση ασύγχρονης μηχανής
$n_{ολίσθησης}$:	Ταχύτητα ολίσθησης ασύγχρονης μηχανής
$n_{σύγχρονη}$:	Σύγχρονη ταχύτητα ασύγχρονης-σύγχρονης μηχανής
m	:	Αριθμός φάσεων μηχανής
m_a	:	Συντελεστής διαμόρφωσης τεχνικής παλμοδότησης SPWM
f_s	:	Διακοπτική συχνότητα
f_e	:	Συχνότητα της βασικής αρμονικής του συστήματος
$F(t)$:	Συνάρτηση κατανομής
$f(t)$:	Πιθανότητα τυχαίας μεταβλητής στον χρόνο να εμφανίσει σφάλμα
$R(t)$:	Αξιοπιστία συστήματος
$\lambda(t)$:	Ρυθμός σφαλμάτων συστήματος
$h(t)$:	Ποσοστό κινδύνου ή στιγμιαίος ρυθμός αστοχίας

θ	:	Μέση ζωή
t	:	χρόνος
π	:	Παράγοντας διόρθωσης ρυθμού σφαλμάτων ή η μαθηματική σταθερά 3.14
T	:	Θερμοκρασία

Αρκτικόλεξα

rms	: Ενεργός τιμή (route mean square)
AC, E.P.	: Εναλλασσόμενο ρεύμα (Alternating Current)
DC, Σ.Ρ.	: Συνεχές ρεύμα (Direct Current)
E.T.	: Εναλλασσόμενη τάση
Σ.Τ.	: Συνεχής τάση
PWM	: Διαμόρφωση εύρους παλμών (Pulse Width Modulation)
SPWM	: Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation)
IGBT	: Διπολικό τρανζίστορ απομονωμένης πόλης (Insulated Gate Bipolar Transistor)
IGBT Module	: Μονάδα τρανζίστορ IGBT
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
VSC	: Μετατροπέας πηγής τάσης (Voltage-Source Converter)
CSC	: Μετατροπέας πηγής ρεύματος (Current-Source Converter)
PCC	: Κοινό σημείο ζεύξης (Point Common Coupling)
DC Bus	: Ζυγός συνεχούς τάσης
DC Link	: Κοινή πλευρά συνεχούς τάσης
UPQC	: Ενιαίος μετατροπέας ποιότητας ισχύος (Unified Power Quality Conditioner)
UPLC	: Ενιαίος μετατροπέας ενεργού ισχύος της γραμμής μεταφοράς (Unified Active Power Line Conditioner)
UPFC	: Αντισταθμιστής που απαρτίζεται από παράλληλους και σειράς μετατροπείς VSC
FACTS	: Ευέλικτα συστήματα μεταφοράς E.P. (Flexible AC Transmission Systems)
SVC	: Στατικός αντισταθμιστής αέργου ισχύος (Static Var Compensator)
TCSC	: Ελεγχόμενοι από θυρίστορ πυκνωτές σε σειρά (Thyristor Controlled Series Capacitor)
Φ/B	: Φωτοβολταϊκά στοιχεία
PI	: Αναλογικός-Ολοκληρωτικός ελεγκτής (Proportional Integral)
SRF	: Στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (Synchronous Rotating Frame – SRF)
MPPT	: Εντοπισμός του σημείου μέγιστης ισχύος (Maximum Power Point Tracking)
MEA	: Εξηλεκτρισμένο αεροσκάφος (More Electric Aircraft)
EPS	: Ηλεκτρικό σύστημα ισχύος (Electrical Power System)
FBW	: Fly-by-Wire
ECS	: Σύστημα περιβαλλοντικού ελέγχου (Environmental Control System)
IPC	: Σύστημα προστασίας παγοποίησης (Ice Protection System)

MEE	: Εξηλεκτρισμένη στροβιλομηχανή (More Electric Engine)
EMA	: Ηλεκτρομηχανικοί ενεργοποιητές (Electro-Mechanical Actuators)
EHA	: Ηλεκτρο-υδροστατικοί ενεργοποιητές (Electro-Hydrostatic Actuators)
HVDC	: Υψηλή συνεχής τάση (High Voltage DC)
IDG	: Ενσωματωμένη γεννήτρια (Integrated Drive Generator)
VSCF	: Σύστημα μεταβλητής ταχύτητας και σταθερής συχνότητας (Variable Speed Constant Frequency)
VF	: Σύστημα μεταβλητής συχνότητας (Variable Frequency)
SSPC	: Στατός ημιαγωγικός ελεγκτής ισχύος (Solid-State Power Controller)
EPDS	: Σύστημα διανομής ηλεκτρικής ισχύος (Electrical Power Distribution System)
PMS	: Σύστημα διαχείρισης ισχύος (Power Management System)
APU	: Βοηθητική μονάδα ισχύος (Auxiliary Power Unit)
SWHR	: Στατική ανάκτηση ενέργειας (Static Waste Heat Recovery)
DWHR	: Δυναμική ανάκτηση ενέργειας (Dynamic Waste Heat Recovery)
DBC	: Άμεσος δεσμός χαλκού (Direct Bond Copper)
PLL	: Ακόλουθος φάσης (Phase Locked Loop)
RAM	: Αξιοπιστία, διαθεσιμότητα και συντηρησιμότητα (Reliability, Availability, Maintainability)
MTTF	: Μέσος χρόνος μέχρι την αστοχία (Mean Time To Failure)
MTBF	: Μέσος χρόνος ανάμεσα σε διαδοχικές αστοχίες (Mean Time Between Failures)
DFR	: Φθίνων ρυθμός αστοχιών (Decreasing Failure Rate)
CFR	: Σταθερός ρυθμός σφαλμάτων (Constant Failure Rate)
IFR	: Αυξανόμενος ρυθμός σφαλμάτων (Increasing Failure Rate)

Πρόλογος

Η παρούσα μεταπτυχιακή διατριβή εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Δ.Π.Θ., υπό την επίβλεψη του Επίκουρου Καθηγητή Ν. Π. Παπανικολάου κι έχει ως αντικείμενο τη μελέτη και την ανάλυση της αξιοπιστίας των διατάξεων ενεργών που χρησιμοποιούνται για την ανάκτηση ενέργειας από τα καυσαέρια αεροσκαφών. Στα πλαίσια της μεταπτυχιακής διατριβής γίνεται εκτενής παρουσίαση και ανάλυση των μεθόδων υπολογισμού της αξιοπιστίας διαφόρων συστημάτων, με έμφαση στις διακοπτικές διατάξεις ισχύος.

Ο τίτλος της μεταπτυχιακής διατριβής είναι «*Ανάλυση της Αξιοπιστίας Ηλεκτρονικών Διατάξεων Ισχύος που Χρησιμοποιούνται ως Ενεργά Φίλτρα σε Συστήματα Ανάκτησης Ενέργειας Αεροσκαφών*». Η πρωτοτυπία της μεταπτυχιακής διατριβής συνίσταται στη μελέτη και τη σύγκριση δύο συστημάτων ανάκτησης ενέργειας, του συμβατικού συστήματος που χρησιμοποιεί μια σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας και του αντίστοιχου προτεινόμενου συστήματος που χρησιμοποιεί μια ασύγχρονη γεννήτρια βραχυκυκλωμένου δρομέα. Από τη διεξοδική μελέτη των δύο εναλλακτικών συστημάτων αποδεικνύεται ότι καθοριστικός παράγοντας για την αξιοπιστία τους είναι η θερμοκρασία περιβάλλοντος. Συγκεκριμένα, παρά το γεγονός ότι το συμβατικό σχήμα εμφανίζεται πιο αξιόπιστο υπό θερμοκρασιακές συνθήκες περιβάλλοντος έως 75°C, η σύγκριση κλείνει υπέρ του προτεινόμενου σχήματος υπό πιο ακραίες συνθήκες – οι οποίες δεν είναι ασυνήθιστες για αεροπορικές εφαρμογές. Άλλη μια πρωτοτυπία αυτής της διατριβής έγκειται στην χρήση δύο μοντέλων υπολογισμού της θερμικής καταπόνησης των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος, του σημειακού και του αναλυτικού μοντέλου (που βασίζεται στη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων). Εξαιτίας των αυστηρών κανονισμών ασφαλείας που ισχύουν για τα συστήματα των αεροσκαφών και κατ' επέκταση της αξιοπιστίας τους, διαπιστώθηκε ότι το αναλυτικό μοντέλο είναι αυτό που θα πρέπει να λαμβάνεται υπόψη για τον προσδιορισμό των θερμοκρασιών, οι οποίες χρησιμοποιούνται στον υπολογισμό της αξιοπιστίας των διακοπτικών στοιχείων.

Σε αυτό το σημείο θέλω να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα Καθηγητή Ν. Π. Παπανικολάου, όχι μόνο για την εμπιστοσύνη που επέδειξε στο πρόσωπό μου να μου αναθέσει αυτό το θέμα, αλλά και για την αμέριστη συμπαράσταση που μου παρείχε και τον καθοδηγητικό του ρόλο καθ' όλη τη διάρκεια της εκπόνησης της παρούσας μεταπτυχιακής διατριβής.

Ακόμη, αισθάνομαι την ανάγκη να ευχαριστήσω τους συναδέλφους μεταπτυχιακούς φοιτητές του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών, κκ. Δ. Μπαρό, Π. Αποστολίδου, τον υποψήφιο διδάκτορα κ. Δ. Βογλίτση και τον κ. Σ. Σαριδάκη, καθώς και το Τεχνικό Προσωπικό του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών κ.κ. Χ. Τσιπιτσούδη και Α. Στυλιανίδη, για την αρμονική συνεργασία που είχαμε και για τη βοήθεια που μου παρείχαν όλα αυτά τα χρόνια.

Τέλος, αισθάνομαι το χρέος να ευχαριστήσω τους γονείς μου Βασίλη και Αντωνία και την αρραβωνιαστικιά μου Έλενα, για την υπομονή που επέδειξαν και τη συναισθηματική στήριξη που μου παρείχαν όλα αυτά τα χρόνια στην προσπάθειά μου να διεκπεραιώσω την παρούσα εργασία.

Κεφάλαιο 1^ο

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΕΝΕΡΓΑ ΦΙΛΤΡΑ

Τα μη γραμμικά φορτία, προκαλούν αρμονικές διαταραχές. Αυτές οι αρμονικές διαταραχές, προκαλούν ποικίλα προβλήματα που δημιουργούν καταπονήσεις στον ηλεκτρονικό εξοπλισμό καθώς και στα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα, μειώνουν παράλληλα το βαθμό απόδοσης και τον συντελεστή ισχύος όλου του συστήματος και τέλος έχουν σημαντικές επιπτώσεις στην αξιοπιστία.

Τα φίλτρα απόσβεσης αρμονικών, είναι διατάξεις, οι οποίες παγιδεύουν τις αρμονικές και δεν επιτρέπουν τη διείσδυσή τους στο δίκτυο. Η χρήση των παθητικών φίλτρων είναι ο πιο συνηθισμένος τρόπος αντιμετώπισης των αρμονικών διαταραχών. Τα παθητικά φίλτρα, είναι RLC κυκλώματα και χωρίζονται σε χαμηλοπερατά, υψηπερατά, ζωνοπερατά και ζωνοφρακτά. Έχουν πολύ μεγάλο μέγεθος και βάρος και μπορούν να λειτουργήσουν μόνο σε συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων, επομένως μπορούν να «αποκόψουν» μόνο συγκεκριμένες αρμονικές. Παράλληλα προκαλούν ζητήματα συντονισμού (resonance) στο σύστημα. Τέλος, η απόδοση των παθητικών φίλτρων δεν είναι ελεγχόμενη και το τελικό αποτέλεσμα εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά και τις μεταβολές της σύνθετης αντίστασής τους.

Αντίθετα τα ενεργά φίλτρα αποτελούνται από διακοπτικές διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος. Τα φίλτρα αυτά χρησιμοποιούνται τόσο για την αντιστάθμιση αρμονικών, όσο και για την αντιστάθμιση του συντελεστή ισχύος. Η λογική της αρχής λειτουργίας των ενεργών φίλτρων, σε αντίθεση με τα παθητικά φίλτρα, είναι η παραγωγή ρεύματος αντιστάθμισης αντίθετου με το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος του φορτίου. Με αυτό τον τρόπο το εναλλασσόμενο ρεύμα της πηγής απαλλάσσεται από αρμονικές συνιστώσες.

Γενικά, τα φίλτρα αρμονικών χωρίζονται σε παράλληλα ενεργά φίλτρα, σειράς και υβριδικά, ανάλογα με τη διάταξη του κυκλώματος. Προς το παρόν, τα παράλληλα φίλτρα είναι πιο ελκυστικά εν συγκρίσει με τα σειράς. Κύριο μειονέκτημα των φίλτρων συνδεδεμένων σε σειρά, είναι η διαστασιολόγηση των στοιχείων του φίλτρου για την πλήρη ισχύ του συστήματος προς αντιστάθμιση, με αποτέλεσμα την αύξηση του μεγέθους καθώς και του κόστους των στοιχείων. Από την άλλη πλευρά, στα φίλτρα που συνδέονται παράλληλα η διαστασιολόγηση των στοιχείων τους γίνεται με βάση την ισχύ των αρμονικών συνιστωσών που θα αποκόψουν. Κατά συνέπεια, τα στοιχεία που τα απαρτίζουν είναι μικρότερα σε μέγεθος κι επομένως οικονομικότερα [1].

1.1 Ενεργά φίλτρα

Στις μέρες μας, τα ενεργά φίλτρα αποτελούν πραγματικότητα και πολλά ενεργά φίλτρα διατίθενται στο εμπόριο, παγκοσμίως. Οι ελεγκτές τους καθορίζουν σε πραγματικό χρόνο το ρεύμα αναφοράς το οποίο πρέπει να αντισταθμιστεί και αναγκάζουν τον μετατροπέα ισχύος να το συνθέσει με ακρίβεια. Με αυτόν τον τρόπο, το ενεργό φιλτράρισμα μπορεί να είναι επιλεκτικό και να προσαρμοστεί εύκολα. Με άλλα λόγια, ένα ενεργό φίλτρο μπορεί να κάνει αντιστάθμιση του αρμονικού ρεύματος που παράγει ένα επιλεγμένο μη γραμμικό φορτίο και να παρακολουθεί διαρκώς τις αλλαγές στο αρμονικό περιεχόμενο αυτού. Σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιαστούν ορισμένες προσεγγίσεις των ενεργών φίλτρων, συμπεριλαμβανομένων και των τριφασικών συστημάτων. Όλα τα ενεργά φίλτρα που θα περιγραφούν σε αυτό το κεφάλαιο χρησιμοποιούν μετατροπείς βασιζόμενους στη θεωρία της στιγμιαίας ενεργού και άεργου ισχύος (γνωστή και ως Θεωρία $p - q$ [2]).

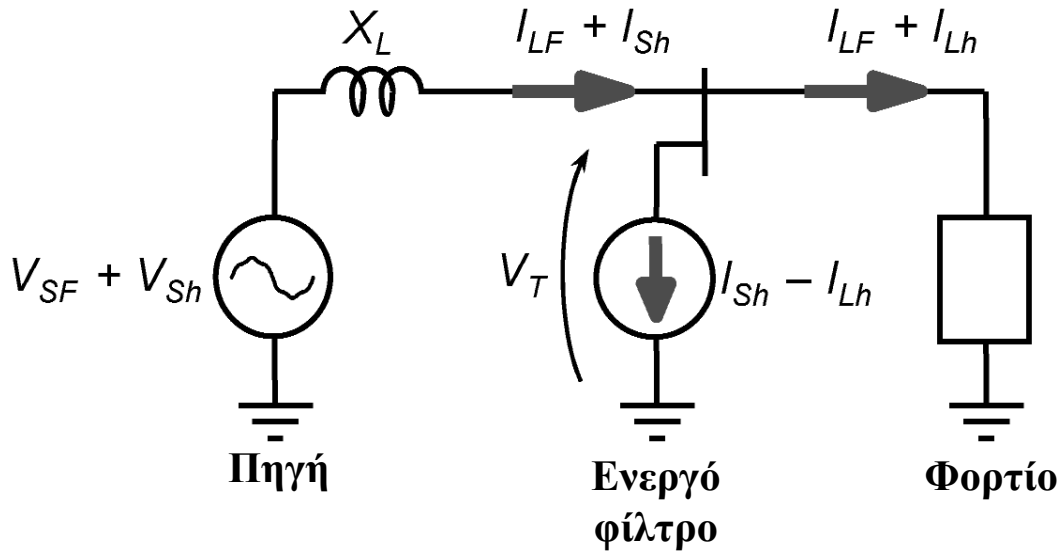
Η εμφάνιση των αρμονικών ρευμάτων οφείλεται στην παρουσία:

- 1) Μη γραμμικών φορτίων.
- 2) Αρμονικών τάσεων του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας.

Το Σχήμα 1.1 συνοψίζει τη βασική λογική των ενεργών φίλτρων [3]. Ένα μη γραμμικό φορτίο δημιουργεί μία αρμονική συνιστώσα ρεύματος I_{LF} , ενώ ένα αρμονικό ρεύμα I_{Lh} παράγεται από το σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας. Το αρμονικό ρεύμα I_{Sh} επάγεται από την πηγή αρμονικής τάσης V_{Sh} . Ένα ενεργό φίλτρο μπορεί να αντισταθμίσει και τα δύο αρμονικά ρεύματα, I_{Sh} και I_{Lh} . Ωστόσο, η κύριο λειτουργία του ενεργού φίλτρου είναι η αντιστάθμιση του αρμονικού ρεύματος του φορτίου I_{Lh} . Αυτό σημαίνει ότι το ενεργό φίλτρο περιορίζει τις αρμονικές του ρεύματος στους ακροδέκτες του φορτίου, εμποδίζοντας έτσι τη διείσδυσή του στο κύκλωμα ισχύος. Για λόγους απλούστευσης, στο Σχήμα 1.1 το σύστημα ισχύος αντιπροσωπεύεται μόνο από μια ισοδύναμη εμπέδηση X_L . Αν οι αρμονικές ρεύματος του φορτίου I_{Lh} ρέουν μέσα στο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας, παράγεται μια επιπλέον αρμονική πτώση τάσης ίση με το γινόμενο $X_L \cdot I_{Lh}$ που δημιουργεί επιπλέον πτώση τάσης στους ακροδέκτες του φορτίου V_T .

Η αρχή της αντιστάθμισης των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος που φαίνεται στο Σχήμα 1.1 είναι εξαιρετικά αποτελεσματική για την αντιστάθμιση των αρμονικών που παράγει το φορτίο. Ωστόσο, το ενεργό φίλτρο που λειτουργεί βασιζόμενο σε αυτή την αρχή, θα πρέπει να δημιουργεί μία επιπρόσθετη αρμονική συνιστώσα ρεύματος I_{Sh} , έτσι ώστε να παραμείνει η τάση στους ακροδέκτες του φορτίου ημιτονοειδής και ίση με $V_T = V_{Sh} - X_L \cdot I_{LF}$. Η αρμονική πτώση τάσης που εμφανίζεται σε ολόκληρη την ισοδύναμη αντίσταση την

αρμονική τάση της πηγής, αν $V_{Sh} = X_L \cdot I_{Sh}$. Σε αυτή την περίπτωση, οι αρμονικές συνιστώσες της τάσης αλληλοεξουδετερώνονται, έτσι ώστε η τάση V_T να παραμένει ημιτονοειδής.



Σχήμα 1.1 Αρχή αντιστάθμισης των αρμονικών του ρεύματος.

Αν η σύνθετη αντίσταση X_L είναι μικρή, οι αρμονικές συνιστώσες ρεύματος I_{Sh} , τις οποίες θα πρέπει να δημιουργήσει το ενεργό φίλτρο, μπορεί να είναι πολύ μεγάλες. Αυτό μπορεί να αυξήσει σε μεγάλο βαθμό τα επίπεδα ισχύος του ενεργού φίλτρου, καθιστώντας το αναποτελεσματικό. Ως εκ τούτου, αν το σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας έχει μεγάλη ισχύ βραχυκύκλωσης, έννοια αντίστοιχη με αυτήν της μικρής ισοδύναμης αντίστασης, X_L , ή αν είναι ήδη αρκετά υψηλά τα επίπεδα παραμόρφωσης της τάσης, η ενεργή αντιστάθμιση του ρεύματος I_{Sh} θα πρέπει να γίνει με άλλο είδος τοπολογίας. Για παράδειγμα, μια ενδιαφέρουσα λύση είναι η εφαρμογή ενός ενεργού φίλτρου σε σειρά με τους ακροδέκτες του φορτίου, για άμεση εξάλειψη της τάσης V_{Sh} , αντί της χρήσης ενός παράλληλου ενεργού φίλτρου που θα αντισταθμίζει το αρμονικό ρεύμα I_{Sh} από το σύστημα ισχύος. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι, η αρχή της αντιστάθμισης της τάσης με εν σειρά ενεργά φίλτρα είναι συμπληρωματική με την αντιστάθμιση του ρεύματος με παράλληλα ενεργά φίλτρα. Με άλλα λόγια, αν το ενεργό φίλτρο εν σειρά παράγει μια τάση αντιστάθμισης ίση με την V_{Sh} , αναγκάζει το αρμονικό ρεύμα I_{Sh} να μηδενιστεί. Από την άλλη πλευρά, όπως προαναφέρθηκε, αν το παράλληλο ενεργό φίλτρο παράγει ένα ρεύμα αντιστάθμισης ίσο με $-I_{Lh}$, αυτό περιορίζει το αρμονικό ρεύμα στους ακροδέκτες του φορτίου, εμποδίζοντας τη διείσδυσή του στο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας. Η ανάλυση των ενεργών φίλτρων εν σειρά θα γίνει παρακάτω.

Το παράλληλο ενεργό φίλτρο μπορεί να ελεγχθεί κατάλληλα ώστε να κάνει επιλεκτική αντιστάθμιση. Έτσι λοιπόν, είναι δυνατό να επιλεγθεί το ρεύμα προς αντιστάθμιση. Δηλαδή, μπορεί να αντισταθμίσει το ρεύμα της πηγής I_{Sh} και/ή το ρεύμα του φορτίου I_{Lh} , ή ακόμη κι ένα αυθαίρετα επιλεγμένο σύνολο αρμονικών συνιστωσών. Οι περισσότερες εφαρμογές παράλληλων ενεργών φίλτρων χρησιμοποιούνται για την αντιστάθμιση των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος φορτίου που παράγονται από αυτό.

Μία άλλη ενδιαφέρουσα λειτουργία αντιστάθμισης που το ενεργό φίλτρο μπορεί να κάνει, είναι η παροχή αρμονικών στις γραμμές του δικτύου, για την αποφυγή της διάδοσης των αρμονικών που προκαλούνται από τον συντονισμό ανάμεσα σε επαγωγές σειράς και σε παράλληλους πυκνωτές. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι αυτή δεν είναι μια άμεση αντιστάθμιση των αρμονικών της τάσης όπως η V_{Sh} στο Σχήμα 1.1, αλλά μάλλον ένας μετριασμός των αρμονικών της τάσης χάρις την αρμονική απόσβεση.

1.2 Βασικές τοπολογίες ενεργών φίλτρων

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, τα ενεργά φίλτρα κατηγοριοποιούνται ανάλογα με τη διάταξη και τη συνδεσμολογία του εκάστοτε κυκλώματος, σε παράλληλα, σειράς και υβριδικά. Τέλος, θα γίνει ένας επιπρόσθετος διαχωρισμός, ανάλογα με το είδος του μετατροπέα που χρησιμοποιείται.

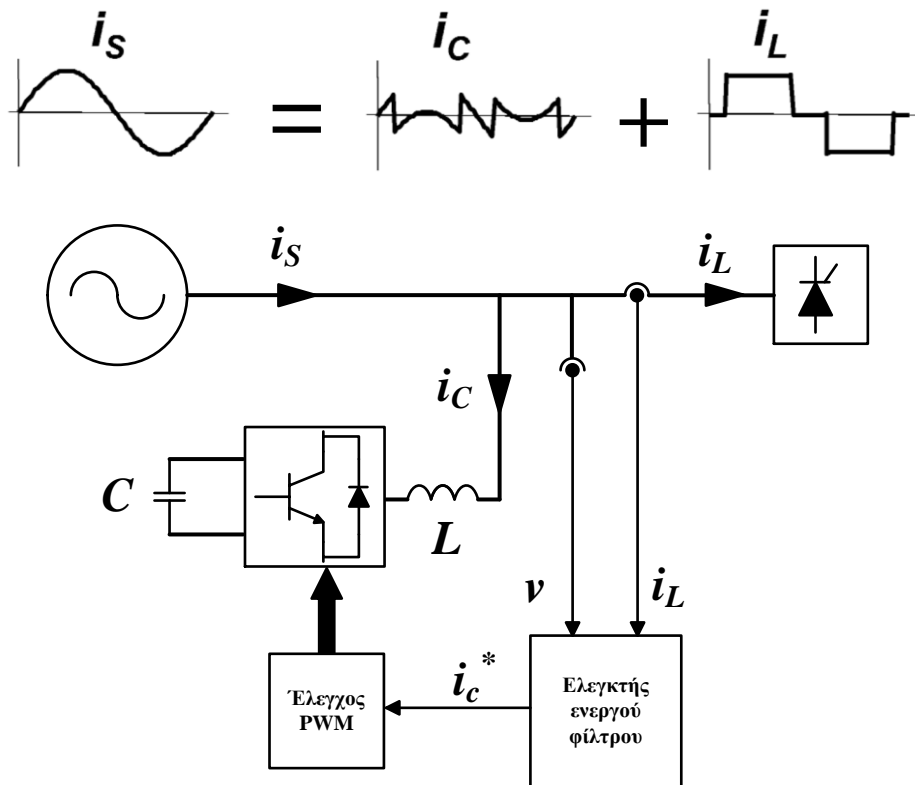
1.2.1 Γενική περιγραφή παράλληλων ενεργών φίλτρων

Τα παράλληλα ενεργά φίλτρα αποτελούνται κατά κανόνα, από δύο ξεχωριστά βασικά στοιχεία:

1. Τον μετατροπέα που οδηγείται από την τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών PWM (επεξεργασία ισχύος)
2. Τον ελεγκτή του παράλληλου ενεργού φίλτρου (επεξεργασία σήματος)

Ο μετατροπέας PWM είναι υπεύθυνος για τη σύνθεση του ρεύματος αντιστάθμισης. Ο ελεγκτής του ενεργού φίλτρου από την άλλη προσδιορίζει, την αναφορά του στιγμιαίου ρεύματος αντιστάθμισης. Στο Σχήμα 1.2 παρουσιάζεται η βασική διάταξη ενός παράλληλου ενεργού φίλτρου για την αντιστάθμιση των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος ενός συγκεκριμένου φορτίου. Αποτελείται από έναν μετατροπέα τροφοδοτούμενο από πηγή τάσης με έναν ελεγκτή ρεύματος PWM και τον ελεγκτή του ενεργού φίλτρου, ο οποίος εκτελεί τον αλγόριθμο ελέγχου. Ο ελεγκτής του ενεργού φίλτρου είναι κλειστού βρόχου και ανιχνεύει συνεχώς το ρεύμα του φορτίου i_L , υπολογίζοντας τις στιγμιαίες τιμές του ρεύματος αντιστάθμισης i_C^* για το μετατροπέα PWM. Σε μια ιδανική περίπτωση, ο μετατροπέας PWM μπορεί να θεωρηθεί ως ένα γραμμικό τροφοδοτικό, όπου το ρεύμα αντιστάθμισης i_C ακολουθεί το ρεύμα αναφοράς i_C^* .

Ο μετατροπέας PWM θα πρέπει να έχει υψηλή διακοπτική συχνότητα (f_{PWM}) έτσι ώστε να αναπαράγει με ακρίβεια τα ρεύματα αντιστάθμισης. Ιδανικά, θα πρέπει να ισχύει $f_{PWM} > 10 \cdot f_{hmax}$, όπου η f_{hmax} η συχνότητα της ανώτερης τάξης αρμονικής του ρεύματος, η οποία πρόκειται να αντισταθμιστεί.

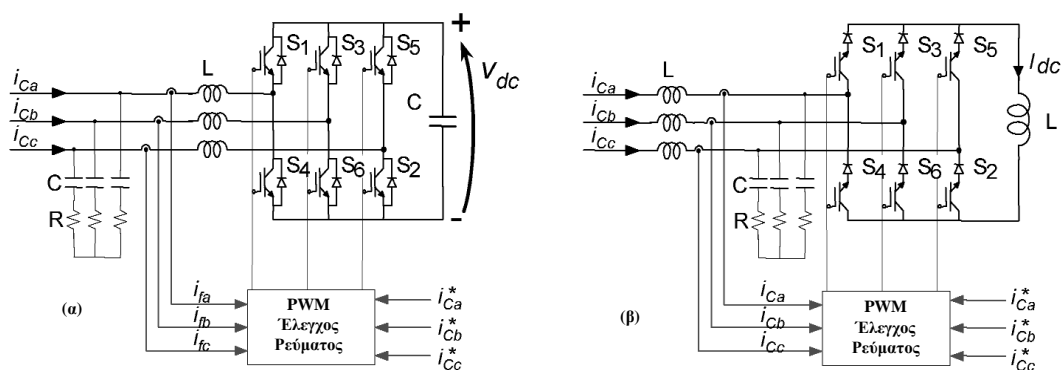


Σχήμα 1.2 Βασική διάταξη ενός παράλληλου ενεργού φίλτρου.

Στο Σχήμα 1.2, ο πυκνωτής στην πλευρά συνεχούς τάσης και το κύκλωμα των IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor – Διπολικό τρανζίστορ απομονωμένης πύλης) διακοπών με τις αντιπαράλληλες διόδους, αντιπροσωπεύουν το παράλληλο ενεργό φίλτρο που ουσιαστικά αποτελεί έναν μετατροπέα πηγής τάσης VSC (Voltage-Source Converter). Στην πραγματικότητα, οι μετατροπείς πηγής τάσης (VSC) και πηγής ρεύματος (Current-Source Converter, CSC) μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως ενεργά φίλτρα. Στις μέρες μας, σχεδόν όλα τα ενεργά φίλτρα χρησιμοποιούν VSC. Οι μετατροπείς πηγής τάσης και οι μετατροπείς που τροφοδοτούνται από πηγή τάσης (αυτή η πηγή τάσης υλοποιείται με έναν πυκνωτή στην πλευρά συνεχούς τάσης), είναι συνώνυμοι. Ωστόσο, στην καθημερινότητα, αυτοί οι μετατροπείς αναφέρονται ως VSC. Ανεξαρτήτως αν ο έλεγχος PWM βασίζεται σε VSC ή CSC τοπολογία μετατροπέα, θα πρέπει να έχει βρόχο ανάδρασης ρεύματος με εξαιρετικά δυναμικά χαρακτηριστικά, ώστε να συμπεριφέρεται ως μία ελεγχόμενη και μη ημιτονοειδής πηγή ρεύματος.

1.2.2 Μετατροπείς PWM για παράλληλα ενεργά φίλτρα

Στο Σχήμα 1.3 παρουσιάζονται τοπολογίες τριφασικών μετατροπέων ισχύος που εφαρμόζονται στα ενεργά φίλτρα. Ο μετατροπέας του Σχήμα 1.3(α) είναι τοπολογίας VSC, ενώ αυτός στο Σχήμα 1.3(β) είναι τοπολογίας CSC. Οι συνδεδεμένοι PWM ελεγκτές ρεύματος του κάθε μετατροπέα ακολουθούν διαφορετικό σχεδιασμό. Ωστόσο, και οι δύο PWM ελεγκτές χαρακτηρίζονται από το ίδιο λειτουργικό αποτέλεσμα: ο εξαναγκασμός του μετατροπέα να λειτουργήσει ως ελεγχόμενη πηγή ρεύματος. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι καμία πηγή ρεύματος δεν συνδέεται στην πλευρά συνεχούς των μετατροπέων, παρά μόνο ένα στοιχείο αποθήκευσης ενέργειας (πυκνωτής για τον VSC και πηνίο για τον CSC αντίστοιχα). Ο λόγος είναι, ότι η κύρια λειτουργία ενός παράλληλου ενεργού φίλτρου είναι η αντιστάθμιση του ρεύματος. Με άλλα λόγια, η μέση ισχύς που ανταλλάσσεται ανάμεσα στο ενεργό φίλτρο και το σύστημα ισχύος θα πρέπει να είναι μηδενική υπό μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Επιπρόσθετα, ο ελεγκτής του ενεργού φίλτρου θα πρέπει να είναι κατάλληλα σχεδιασμένος ώστε να διατηρεί σταθερή μέση τάση στην περίπτωση του μετατροπέα VSC και το μέσο συνεχές ρεύμα στην περίπτωση του μετατροπέα CSC και επιπλέον θα πρέπει να αναγκάζει το σύστημα ισχύος να αντισταθμίζει τις απώλειες του μετατροπέα ισχύος[4].



Σχήμα 1.3 Τριφασικοί μετατροπείς PWM για παράλληλα ενεργά φίλτρα.

Οι μετατροπείς PWM παράγουν ανεπιθύμητες αρμονικές ρεύματος γύρω από τη διακοπτική συχνότητα και τα πολλαπλάσιά της. Αν η διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα είναι αρκετά μεγάλη, αυτές οι ανεπιθύμητες αρμονικές μπορούν να αποκοπούν εύκολα, με τη χρήση μικρών χαμηλοπερατών παθητικών φίλτρων αποτελούμενα από αντιστάσεις R και πυκνωτές C, όπως στο Σχήμα 1.3. Στην ιδανική περίπτωση, οι αρμονικές ρεύματος εξαιτίας της διακοπτικής συχνότητας μπορούν να εξαλειφθούν και τα ρεύματα αντιστάθμισης i_{Ck} ακολουθούν τις αναφορές τους i_{Ck}^* ($k = a, b, c$).

Μερικές φορές, είναι πιο εύκολη η χρήση τριών μονοφασικών μετατροπέων, ως ενεργά φίλτρα, αντί για έναν τριφασικό μετατροπέα όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.3. Ωστόσο, προκειμένου να αντισταθμιστεί η στιγμιαία τριφασική άεργος ισχύς (σύμφωνα με τη Θεωρία $p - q$) θα πρέπει να χρησιμοποιούνται επιμέρους μονάδες αποθήκευσης ενέργειας και στους τρεις μονοφασικούς μετατροπείς που συνδέονται παράλληλα.

Η αποδοτικότητα της χρήσης μετατροπέων τύπου VCS ή CSC, ως ενεργά φίλτρα, εξαρτάται από την κάθε εφαρμογή. Στη μία περίπτωση, πιθανά να προτιμάται ο μετατροπέας CSC εξαιτίας της ευστάθειας που παρουσιάζει ή ο μετατροπέας VSC εξαιτίας της υψηλής αποδοτικότητάς του, του χαμηλού κόστους του και του μικρότερου μεγέθους του. Επιπλέον, οι μονάδες IGBT (IGBT modules) που διατίθενται πλέον στην αγορά είναι καταλληλότερες για τους μετατροπείς PWM πηγής τάσης, εξαιτίας της αντιπαράλληλης διόδου ελεύθερης διέλευσης που είναι συνδεδεμένη σε κάθε IGBT. Αυτό σημαίνει, ότι δεν είναι απαραίτητη η αποκοπή της ανάστροφης τάσης από το IGBT, δίδοντας έτσι μεγαλύτερη ευελιξία στο σχεδιασμό της διάταξης. Από την άλλη πλευρά, οι μετατροπείς CSC προϋποθέτουν, είτε τη σύνδεση σε σειρά ενός παραδοσιακού IGBT και μιας διόδου αποκοπής ανάστροφου ρεύματος όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.3(β), είτε ένα IGBT αποκοπής ανάστροφων ρευμάτων που οδηγεί σε μια πιο πολύπλοκη διάταξη ως προς το σχεδιασμό και την κατασκευή της. Στην πραγματικότητα, σχεδόν όλα τα ενεργά φίλτρα που εφαρμόζονται στην πράξη, χρησιμοποιούν μετατροπείς VSC με έναν πυκνωτή στην πλευρά συνεχούς τάσης.

1.2.3 Κύκλωμα ελέγχου ενεργών φίλτρων

Ο αλγόριθμος ελέγχου που εφαρμόζεται στον ελεγκτή του παράλληλου ενεργού φίλτρου, καθορίζει τα χαρακτηριστικά της αντιστάθμισης του ενεργού φίλτρου [5]. Υπάρχουν πολλοί τρόποι για το σχεδιασμό ενός αλγορίθμου για το ενεργό φιλτράρισμα. Ασφαλώς, η Θεωρία $p - q$ αποτελεί μία πολύ καλή βάση για τον σχεδιασμό ελεγκτών για ενεργά φίλτρα. Παρακάτω θα αναφερθούν ορισμένες από αυτές τις στρατηγικές ελέγχου που βασίζονται σε αυτή τη Θεωρία.

Ο σχεδιασμός του ελεγκτή είναι εξαιρετικά δύσκολος, στην περίπτωση που το ενεργό φίλτρο εφαρμόζεται σε συστήματα ισχύος, των οποίων η τάση τροφοδοσίας έχει ήδη διαταραχές και ασυμμετρίες. Οι γενικές εκφράσεις της Θεωρίας $p - q$, δείχνουν ότι είναι αδύνατη η αντιστάθμιση του ρεύματος του φορτίου και ο εξαναγκασμός του ρεύματος της πηγής να ικανοποιεί ταυτόχρονα τα τρία χαρακτηριστικά που ορίζουν τη βέλτιστη

αντιστάθμιση, εάν το σύστημα ισχύος περιέχει αρμονικές στην τάση και/ή αστάθειες στη θεμελιώδη συχνότητα:

1. Να επιτρέπει τη ροή σταθερής ενεργού ισχύος από την πηγή.
2. Να αποκαθιστά αμιγώς ημιτονοειδές ρεύμα στην πηγή.
3. Να ελαχιστοποιεί την ενεργό (rms) τιμή του ρεύματος της πηγής για δεδομένη ενεργό ισχύ φορτίου, ελαχιστοποιώντας έτσι τις απώλειες κατά μήκος της γραμμής μεταφοράς. Αυτό σημαίνει ότι η πηγή έχει κυματομορφές ρεύματος ανάλογες με αυτές της τάσης.

Μόνο με ισορροπημένες τριφασικές ημιτονοειδείς τάσεις είναι δυνατή η ταυτόχρονη ικανοποίηση των τριών, δοθέντων παραπάνω, βέλτιστων χαρακτηριστικών αντιστάθμισης. Ωστόσο, κάτω από μη ημιτονοειδείς και/ή ασύμμετρες τάσεις συστήματος, το παράλληλο ενεργό φίλτρο μπορεί να αντισταθμίσει το ρεύμα του φορτίου ικανοποιώντας ένα μόνο από τα παραπάνω χαρακτηριστικά της βέλτιστης αντιστάθμισης. Επομένως, θα πρέπει να γίνει επιλογή, ποιο θα είναι αυτό το χαρακτηριστικό, πριν το σχεδιασμό του ελεγκτή του ενεργού φίλτρου. Αυτός είναι ο λόγος ύπαρξης τριών διαφορετικών στρατηγικών ελέγχου:

1. Στρατηγική ελέγχου σταθερής στιγμιαίας ισχύος.
2. Στρατηγική ελέγχου ημιτονοειδούς ρεύματος.
3. Στρατηγική ελέγχου ελάχιστου ρεύματος πηγής (Fryze).

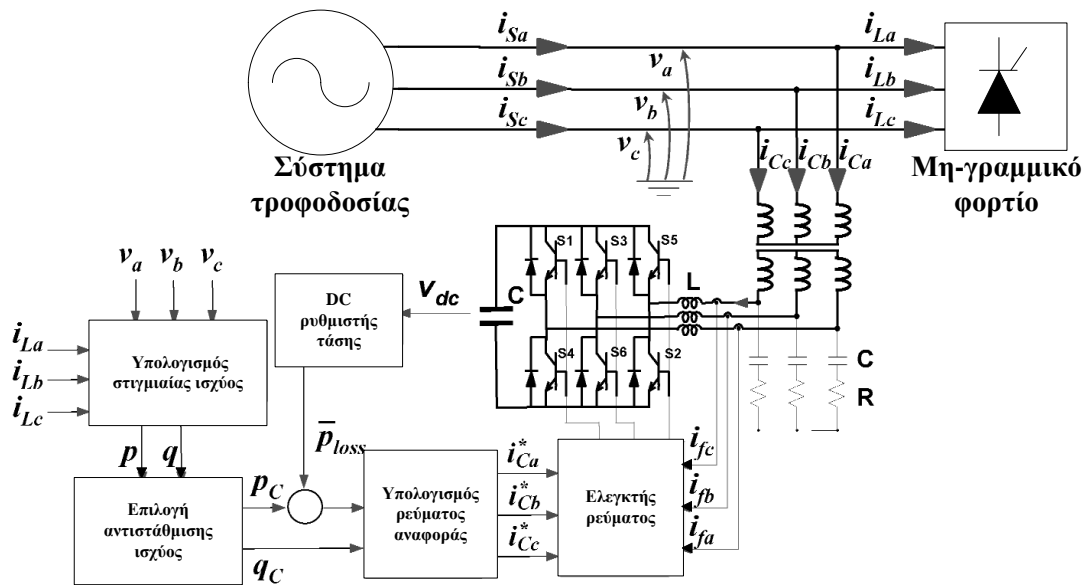
Με ημιτονοειδείς, ισορροπημένες τάσεις συστήματος, οι τρεις παραπάνω στρατηγικές ελέγχου μπορούν να οδηγήσουν στο ίδιο αποτέλεσμα. Ωστόσο, στην περίπτωση μη ημιτονοειδών και/ή ασύμμετρων τάσεων, κάθε στρατηγική ελέγχου εγγυάται μόνο το αντίστοιχο χαρακτηριστικό αντιστάθμισης. Έτσι λοιπόν, τα αντισταθμιζόμενα ρεύματα της πηγής που προκύπτουν, διαφέρουν.

1.2.4 Τριφασικά παράλληλα ενεργά φίλτρα τριών αγωγών

Ένα ιδιαίτερο χαρακτηριστικό των τριφασικών συστημάτων τριών αγωγών, είναι η απουσία του ουδέτερου αγωγού και κατά συνέπεια, η απουσία των συνιστωσών των ρευμάτων μηδενικής ακολουθίας. Έτσι λοιπόν, η ισχύς μηδενικής ακολουθίας είναι πάντα μηδέν.

Στο Σχήμα 1.4 φαίνονται τα πιο σημαντικά τμήματα ενός τριφασικού παράλληλου ενεργού φίλτρου τριών αγωγών, για την αντιστάθμιση του ρεύματος. Η βαθμίδα ελέγχου που

υπολογίζει τη στιγμιαία ισχύ, έχει ως εισόδους τις τρεις φασικές τάσεις στο σημείο κοινής ζεύξης PCC (Point Common Coupling) και τα ρεύματα γραμμής του μη γραμμικού φορτίου (τα οποία προορίζονται προς αντιστάθμιση). Αυτό σημαίνει ότι το παράλληλο ενεργό φίλτρο έχει την ικανότητα επιλεκτικής αντιστάθμισης. Με λίγα λόγια, συμπεριφέρεται σαν ανοιχτοκύκλωμα για τα αρμονικά ρεύματα που παράγονται από άλλα γειτονικά μη γραμμικά φορτία.



Σχήμα 1.4 Τριφασικό παράλληλο ενεργό φίλτρο τριών αγωγών.

Το παράλληλο ενεργό φίλτρο για την αντιστάθμιση του ρεύματος φορτίου, που φαίνεται στο Σχήμα 1.4, είναι ένα από τα πιο κοινά ενεργά φίλτρα. Όπως προαναφέρθηκε, το παράλληλο ενεργό φίλτρο μπορεί να παρέχει επίσης και αρμονική απόσβεση σε ολόκληρη τη γραμμή τροφοδοσίας, για την αποφυγή της διάδοσης αρμονικών. Αυτό προκύπτει από τον αρμονικό συντονισμό ανάμεσα στις επαγωγές που βρίσκονται σε σειρά με το σύστημα τροφοδοσίας και τους πυκνωτές για τη βελτίωση του συντελεστή ισχύος.

Ο ελεγκτής του παράλληλου ενεργού φίλτρου, αποτελείται από τέσσερα μπλοκ ελέγχου:

1. Υπολογισμός στιγμιαίας ισχύος.
2. Επιλογή ισχύος αντιστάθμισης.
3. Ρυθμιστής συνεχούς τάσης.
4. Υπολογισμός ρεύματος αναφοράς.

Το πρώτο μπλοκ, υπολογίζει τη στιγμιαία ισχύ του μη-γραμμικού φορτίου. Σε αυτήν την περίπτωση και σύμφωνα με τη Θεωρία $p - q$, μόνο η πραγματική και η φανταστική ισχύς υπάρχει, επειδή η ισχύς μηδενικής ακολουθίας είναι πάντα μηδενική. Το δεύτερο μπλοκ, προσδιορίζει τη συμπεριφορά του παράλληλου ενεργού φίλτρου. Εν συνεχεία, ο ρυθμιστής συνεχούς τάσης προσδιορίζει ένα επιπλέον ποσό πραγματικής ισχύος είναι οι απώλειες \bar{p}_{loss} (βλ. Σχήμα 1.4), και η οποία προκαλεί μία επιπρόσθετη ροή ενέργειας προς τον πυκνωτή, προκειμένου να διατηρήσει την τάση του στην τιμή αναφοράς. Αυτή η πραγματική ισχύς των απωλειών \bar{p}_{loss} προστίθεται στην αντισταθμιζόμενη πραγματική ισχύ p_c , η οποία μαζί με την φανταστική αντισταθμιζόμενη ισχύ q_c , οδηγούνται στο μπλοκ υπολογισμού του ρεύματος αναφοράς. Αυτό προσδιορίζει το αντισταθμιζόμενο ρεύμα αναφοράς από τις αντισταθμιζόμενες ισχύεις και τάσεις. Τέλος, η δομή του ελεγκτή ρεύματος διαφοροποιείται ανάλογα με ποια από τις τρεις προαναφερθείσες στρατηγικές ελέγχου υλοποιεί.

Το κύκλωμα τροφοδοσίας του παράλληλου ενεργού φίλτρου αποτελείται από έναν VSC και ο οποίος δομείται από διακόπτες IGBT και αντιπαράλληλες διόδους. Ο PWM ελεγκτής ρεύματος αναγκάζει τον VSC να συμπεριφερθεί ως μία ελεγχόμενη πηγή ρεύματος. Για την αποφυγή των μεγάλων αιχμών ρεύματος (di/dt), η σύνδεση του VSC με το σύστημα τροφοδοσίας θα πρέπει να γίνει μέσω ενός πηνίου σε σειρά, γνωστό και ως πηνίο μεταγωγής ή πηνίο σύζευξης. Σε μερικές περιπτώσεις, η αυτεπαγωγή σκεδάσεως του μετασχηματιστή σύζευξης του φίλτρου δεν μπορεί να περιορίσει τις αιχμές ρεύματος, ώστε να αποτραπεί η χρήση ενός πηνίου σε σειρά. Έτσι λοιπόν, ένα μικρό παθητικό φίλτρο αποτελούμενο από ένα RC κύκλωμα (Σχήμα 1.4), χρησιμοποιείται για το φιλτράρισμα των κυματώσεων του ρεύματος περί τη διακοπτική συχνότητα. Αυτό το φίλτρο τοποθετείται από τη μεριά του πρωτεύοντος τυλίγματος του μετασχηματιστή σύζευξης.

1.2.5 Τριφασικά παράλληλα ενεργά φίλτρα τεσσάρων αγωγών

Τα τριφασικά παράλληλα ενεργά φίλτρα τεσσάρων αγωγών εφαρμόζονται σε τριφασικά συστήματα με γείωση ή με ουδέτερο αγωγό. Αυτά τα ενεργά φίλτρα είναι ειδικά σχεδιασμένα για να αντισταθμίζουν το ρεύμα του ουδέτερου αγωγού (συνιστώσες του ρεύματος μηδενικής ακολουθίας) κι έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά αντιστάθμισης με αυτά που αναφέρθηκαν για τα τριφασικά ενεργά φίλτρα τριών αγωγών.

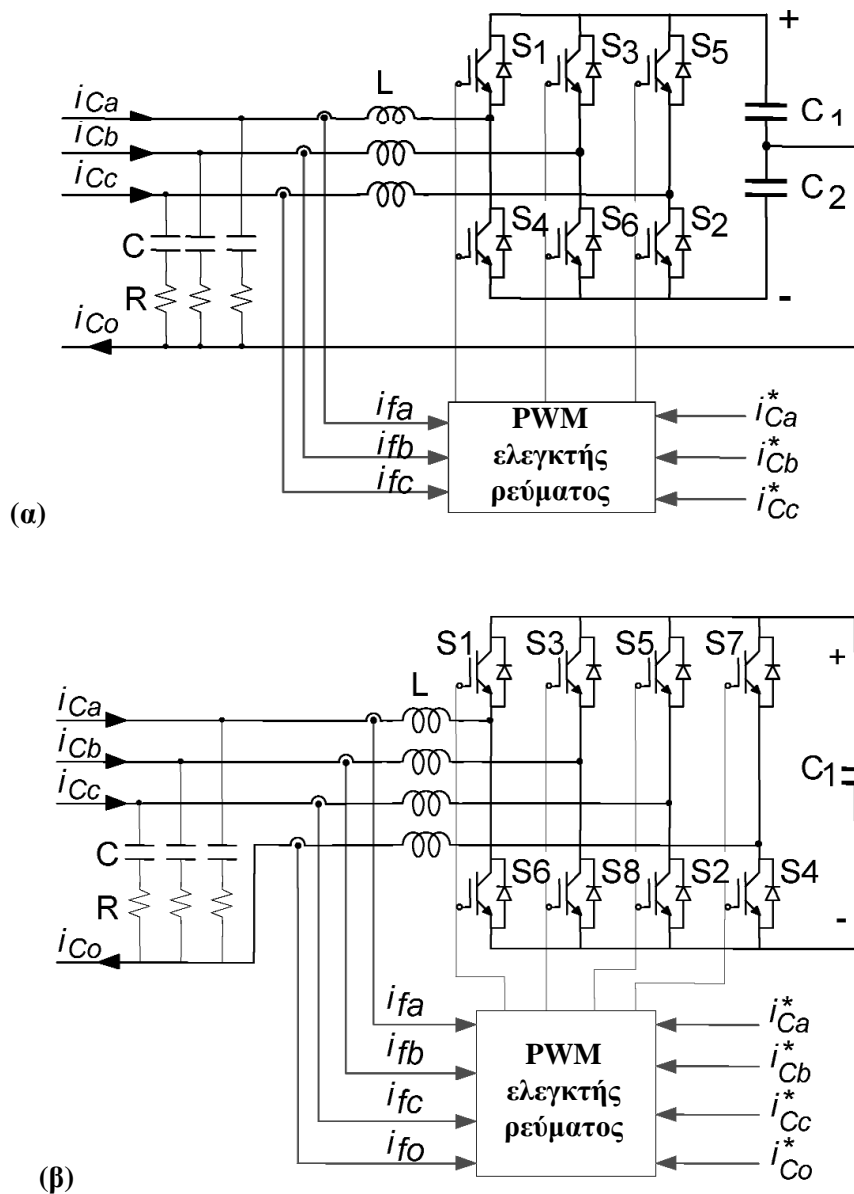
Τα τριφασικά αυτά φίλτρα, υλοποιούνται με τη χρήση μετατροπέων τεσσάρων κλάδων (αγωγών). Υπάρχει όμως και η δυνατότητα χρήσης μετατροπέα τριών κλάδων. Στο Σχήμα

1.5, παρουσιάζονται δύο ενδεικτικές τοπολογίες μετατροπέων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως κύκλωμα ισχύος ενός τριφασικού, τεσσάρων αγωγών παράλληλου ενεργού φίλτρου. Η θεμελιώδης διαφορά μεταξύ των μετατροπέων (Σχήμα 1.5) είναι ο αριθμός των ημιαγωγικών στοιχείων που χρησιμοποιούνται. Ένας συμβατικός μετατροπέας τριών κλάδων χρησιμοποιείται στο Σχήμα 1.5 (α) και ο ουδέτερος αγωγός συνδέεται άμεσα στη μεσαία λήψη του ζυγού συνεχούς τάσης, σε αντίθεση με το Σχήμα 1.5 (β), όπου η σύνδεση με τον ουδέτερο αγωγό γίνεται μέσω του τέταρτου κλάδου διακοπών.

Μερικές άλλες παραλλαγές μετατροπέων μπορούν επίσης να εφαρμοστούν για την υλοποίηση τριφασικών παράλληλων ενεργών φίλτρων τεσσάρων αγωγών. Μια ενδιαφέρουσα περίπτωση, είναι αυτή που χρησιμοποιεί έναν ζιγκ-ζαγκ αυτομετασχηματιστή για τη σύζευξη του ενεργού φίλτρου με το δίκτυο. Ωστόσο, το επιπλέον από τη χρήση του αυτομετασχηματιστή, κάνει αυτή την τοπολογία μη ελκυστική. Επιπλέον, αυτή η προσέγγιση αντισταθμίζει μόνο το ρεύμα μηδενικής ακολουθίας, εν αντιθέσει με τις τοπολογίες στο Σχήμα 1.5 όπου, όχι μόνο το ρεύμα του ουδέτερου μπορεί να αντισταθμιστεί, αλλά επίσης και οι αρμονικές συνιστώσες θετικής και αρνητικής ακολουθίας.

Η τοπολογία των τεσσάρων κλάδων στο Σχήμα 1.5 (β), είναι καλύτερα ελεγχόμενη σε σχέση με αυτή του μετατροπέα «split capacitor» στο Σχήμα 1.5 (α). Ωστόσο, πιο ελκυστική είναι αυτή των τριών κλάδων, εξαιτίας του μικρότερου αριθμού ημιαγωγικών διακοπών.

Στην τοπολογία του μετατροπέα “split-capacitor” υπάρχουν ακόμη κάποια προβλήματα όσον αφορά στις τάσεις των πυκνωτών. Αυτή η τοπολογία, επιτρέπει τα ρεύματα να διαρρέουν έναν από τους δύο πυκνωτές (C_1 ή C_2) και να επιστρέφουν στον ουδέτερο αγωγό, με αποτέλεσμα να προκαλείται απόκλιση μεταξύ της τάσης των πυκνωτών. Εφόσον ελεγχθεί με κάποιον τρόπο η απόκλιση μεταξύ των τάσεων των πυκνωτών, αυτή η τοπολογία μπορεί να αποτελέσει μια ιδιαίτερος ελκυστική λύση για συστήματα n -αγωγών, δεδομένου ότι ο PWM μετατροπέας είναι $(n-1)$ κλάδων. Για παράδειγμα, ένας μετατροπέας δύο κλάδων μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ένα τριφασικό σύστημα, αφού οι δύο φάσεις συνδέονται με τους δύο κλάδους του μετατροπέα και η τρίτη με το μέσον του ζυγού DC.



Σχήμα 1.5 Τριφασικοί PWM μετατροπείς τεσσάρων αγωγών (α) Μετατροπέας τριών κλάδων (split-capacitor), (β) Μετατροπέας τεσσάρων κλάδων.

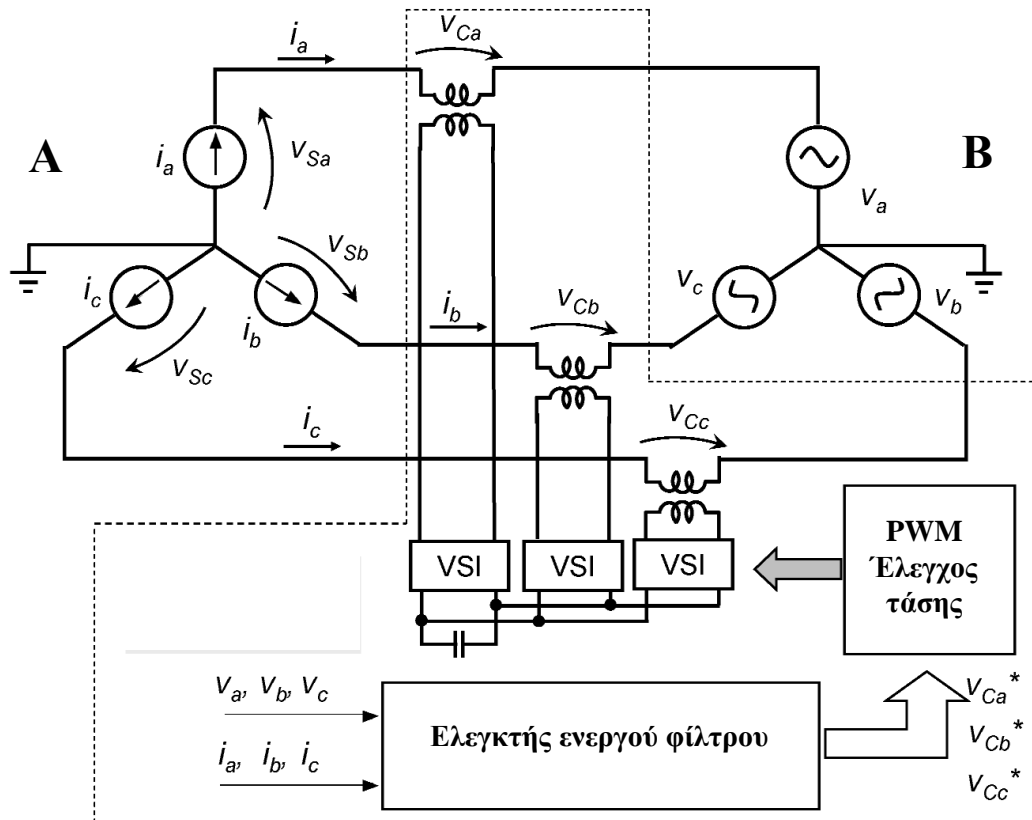
1.2.6 Υβριδικά και σειρές ενεργά φίλτρα

Θεωρώντας ότι τα περισσότερα κυκλώματα έχουν διττό χαρακτήρα, ένα ενεργό φίλτρο σειράς είναι μια διάταξη ηλεκτρονικών ισχύος που θα αποκόψει τις αρμονικές συνιστώσες της τάσης της πηγής από το φορτίο. Στην πραγματικότητα, είναι ένα παράλληλο ενεργό φίλτρο με αντίστροφο ρόλο. Στην περίπτωση του παράλληλου ενεργού φίλτρου η πηγή αντιπροσωπεύεται από μια πηγή τάσης και το φορτίο από μία πηγή ρεύματος, συμπεριλαμβανομένων των αντισταθμιζόμενων ρευμάτων από το ενεργό φίλτρο. Επομένως,

το παράλληλο ενεργό φίλτρο, πρέπει να δημιουργεί αρμονικές συνιστώσες ρεύματος που θα ακυρώνουν αυτές του φορτίου. Από την άλλη πλευρά, το ενεργό φίλτρο σειράς πρέπει να παράγει αρμονικές συνιστώσες τάσης που θα ακυρώνουν τις αρμονικές συνιστώσες της τάσης του φορτίου. Ωστόσο, εξαιτίας του αντίστροφου ρόλου του ενεργού φίλτρου σειράς, η πηγή θα πρέπει να θεωρείται πηγή ρεύματος. Αυτό όμως δεν ισχύει στην πραγματικότητα (ισχυρά δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας). Ως εκ τούτου, η λειτουργία του ενεργού φίλτρου σειράς ως ένα αντίστροφο κύκλωμα του παράλληλου, είναι περισσότερο μια θεωρητική κατάσταση. Σε αυτή την ενότητα, θα εξηγηθεί πρώτα η θεωρητική λειτουργία του φίλτρου σειράς, ενώ στη συνέχεια θα παρουσιαστούν οι τεχνολογικές εξελίξεις βασισμένες στη Θεωρία $p - q$, δηλαδή ο συνδυασμός ενός παράλληλου κι ενός σειράς ενεργού φίλτρου. Ο συνδυασμός αυτός, αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως υβριδικό φίλτρο.

1.2.7 Βασική τοπολογία ενός ενεργού φίλτρου σειράς

Στο Σχήμα 1.6, παρουσιάζεται η βασική τοπολογία ενός ενεργού φίλτρου σειράς. Για λόγους απλούστευσης του σχήματος, το σύστημα «Α» αντιπροσωπεύει την πλευρά της τριφασικής πηγής, η οποία αποτελείται από τρεις ισορροπημένες ημιτονοειδείς πηγές ρεύματος, ενώ το σύστημα «Β» αντιπροσωπεύει την πλευρά του τριφασικού φορτίου, το οποίο το αποτελούν τρεις πηγές τάσης που περιέχουν αρμονικές συνιστώσες. Το ενεργό φίλτρο σειράς, αποτελείται από τρεις μονοφασικούς μετατροπείς με έναν κοινό πυκνωτή στην πλευρά συνεχούς τάσης. Η τάση αναφοράς αυτών των μετατροπέων, υπολογίζεται από τον «ελεγκτή του ενεργού φίλτρου», ο οποίος έχει σαν εισόδους τις τάσεις και τα ρεύματα του φορτίου.



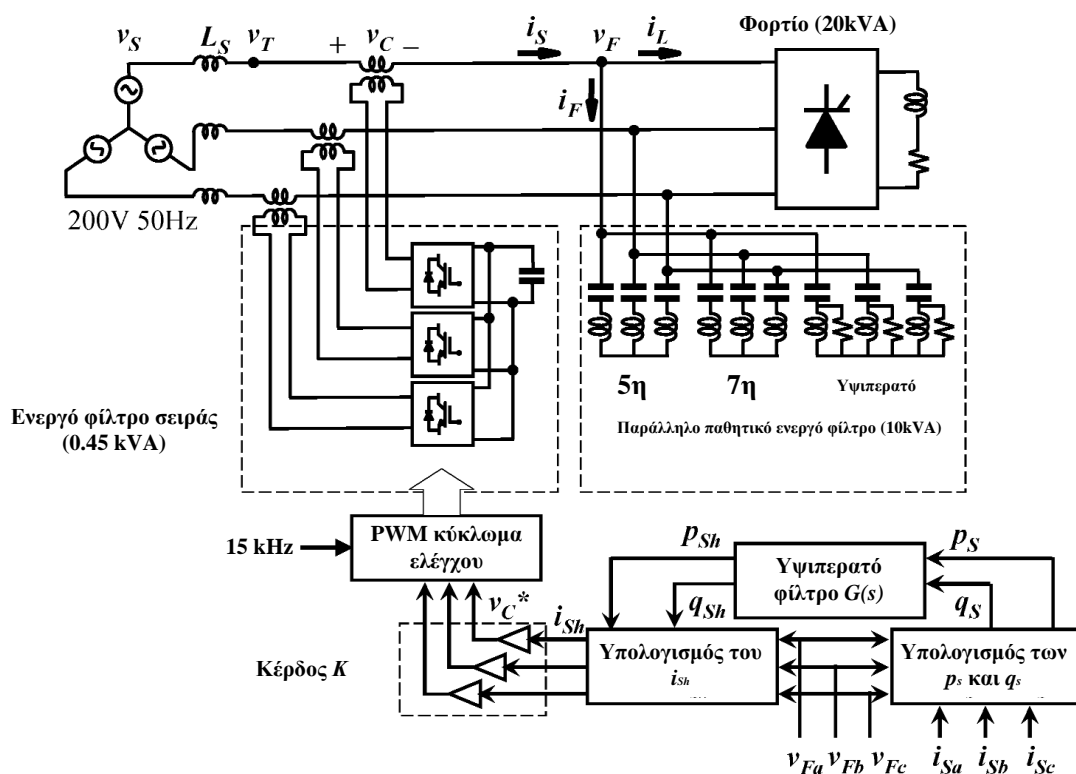
Σχήμα 1.6 Χονδρικό διάγραμμα του ενεργού φίλτρου σειράς.

1.2.8 Συνδυασμός ενεργού φίλτρου σειράς και παράλληλου παθητικού φίλτρου.

Όπως προαναφέρθηκε, μια παραδοσιακή λύση για την άμβλυνση του προβλήματος των αρμονικών συνιστωσών, είναι η χρήση ενός παθητικού φίλτρου. Αυτή η λύση όμως δημιουργεί δύο προβλήματα. Το πρώτο έγκειται στο ότι το παράλληλο παθητικό φίλτρο είναι σχεδιασμένο ώστε να έχει χαμηλή εμπέδηση στη συχνότητα συντονισμού ω_i , επομένως μπορεί να λειτουργήσει ως μία «δεξαμενή» ρεύματος σε μία άλλη συχνότητα ω_i , εάν η πηγή περιλαμβάνει μια τέτοια αρμονική συνιστώσα τάσης. Το δεύτερο πρόβλημα είναι ο παράλληλος συντονισμός μεταξύ της αυτεπαγωγής της πηγής L_S και της εμπέδησης του παράλληλου φίλτρου που εμφανίζεται στη συχνότητα ω_i , που μπορεί να οδηγήσει στο φαινόμενο της ενίσχυσης των αρμονικών.

Για την αποφυγή των παραπάνω προβλημάτων, συνδυάζονται τα παράλληλα παθητικά φίλτρα με ενεργά φίλτρα σειράς, για τη ρύθμιση της ισοδύναμης αντίστασης του συστήματος συναρτήσει της συχνότητας [6]. Ενδεικτικά στο Σχήμα 1.7, παρουσιάζεται η τοπολογία αυτού του συνδυασμού. Τον ρόλο του φορτίου παίζει μία ανορθωτική διάταξη με θυρίστορ. Το παράλληλο παθητικό φίλτρο απαρτίζεται από ένα φίλτρο που αποκόπτει την 5^η αρμονική, την

7^η αρμονική καθώς και το υψίσυχο αρμονικό περιεχόμενο. Επίσης, ένας μετατροπέας είναι συνδεδεμένος σε σειρά σε κάθε φάση μέσω μετασχηματιστή, του οποίου αποστολή η αντίστοιχη προσαρμογή της τάσης και του ρεύματος του μετατροπέα με εκείνες του συστήματος, καθώς και η παροχή γαλβανικής απομόνωσης. Ο πυκνωτής στην πλευρά συνεχούς τάσης είναι κοινός και για τους τρεις μετατροπείς, ενώ ένα PWM μπλοκ ελέγχου είναι σχεδιασμένο κατά τέτοιο τρόπο ώστε η εναλλασσόμενη τάση εξόδου των μετατροπέων να ακολουθεί την τάση αναφοράς που υπολογίζεται στο μπλοκ ελέγχου, με βάση τη Θεωρία p – q.



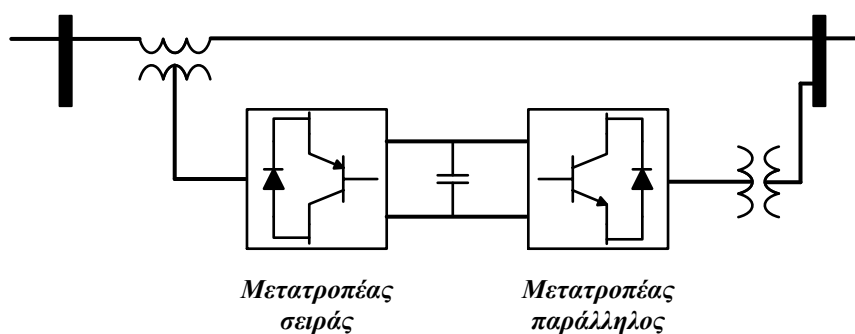
Σχήμα 1.7 Συνδυασμός ενεργού φίλτρου σειράς και παράλληλου παθητικού φίλτρου.

Σε αυτό το υβριδικό φίλτρο, η λειτουργία των μετατροπέων δεν αποσκοπεί στην πλήρη αντιστάθμιση των αρμονικών συνιστωσών της τάσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.7, αλλά για την ενίσχυση των χαρακτηριστικών του παράλληλου παθητικού φίλτρου, απομονώνοντας τις αρμονικές αυτές. Με άλλα λόγια, οι μετατροπείς θα πρέπει να παρέχουν μεγάλη αντίσταση στις αρμονικές συχνότητες και φυσικά μηδενική αντίσταση στη βασική συχνότητα. Ένα ενδιαφέρον αποτέλεσμα αυτής της τοπολογίας, είναι ότι είναι αρκετά μικρότερης εγκατεστημένης ισχύος (VA) σε σχέση με το συμβατικό παράλληλο ενεργό φίλτρο, που είναι σχεδιασμένο για να αντισταθμίσει πλήρως τις αρμονικές του ρεύματος του φορτίου.

1.2.9 Συνδυασμός σειράς και παράλληλων ενεργών φίλτρων

Ο συνδυασμός των σειράς και παράλληλων ενεργών φίλτρων γίνεται μέσω της σύνδεσης με κοινή πλευρά συνεχούς τάσης (DC link). Στο Σχήμα 1.8, παρουσιάζεται η γενική δομή αυτού του συνδυασμού. Η εναλλασσόμενη έξοδος του ενός μετατροπέα συνδέεται σε σειρά με το σύστημα τροφοδοσίας, ενώ η αντίστοιχη έξοδος του δεύτερου μετατροπέα συνδέεται παράλληλα. Παρόλο που θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν δύο μετατροπείς πηγής ρεύματος στη βασική διάταξη στο Σχήμα 1.8, είναι πιο σύνηθες να χρησιμοποιούνται δύο μετατροπείς πηγής τάσης με κοινό DC link. Η τεχνολογία των μετατροπέων VSC χρησιμοποιείται περισσότερο, υλοποιείται ευκολότερα, ενώ συναντάται και πιο εύκολα στην αγορά.

Ένα σημαντικό θέμα που σχετίζεται με τους VSC μετατροπείς, είναι η διακοπτική τεχνική του μετατροπέα. Μια συνηθισμένη διακοπτική τεχνική, είναι αυτή του τετραγωνικού παλμού στη θεμελιώδη διακοπτική συχνότητα, και χρησιμοποιείται σε μετατροπείς πολλαπλών παλμών για εφαρμογές μεγάλης ισχύος. Μια άλλη διακοπτική τεχνική, είναι αυτή της διαμορφώσεως εύρους των παλμών PWM, η οποία απαιτεί υψηλή διακοπτική συχνότητα. Ωστόσο, η PWM τεχνική δημιουργεί αύξηση των διακοπτικών απωλειών στις ημιαγωγικές διατάξεις ισχύος, εν συγκρίσει με την προσέγγιση του μετατροπέα τετραγωνικού παλμού.



Σχήμα 1.8 Συνδυασμός σειράς και παράλληλου ενεργού φίλτρου.

Στις προηγούμενες ενότητες, αναφέρθηκε η χρήση των PWM μετατροπέων με έλεγχο ρεύματος στα παράλληλα ενεργά φίλτρα. Ο έλεγχος ρεύματος με ζώνη υστέρησης είναι μία τεχνική PWM που αναγκάζει τον μετατροπέα να λειτουργεί σαν μια ελεγχόμενη πηγή ρεύματος με εξαιρετική δυναμική απόκριση. Ένας άλλος ευρέως γνωστός ελεγκτής PWM,

είναι αυτός που βασίζεται στον PWM έλεγχο ημιτονοειδούς κυματομορφής. Αυτή η διακοπτική τεχνική βασίζεται στη σύγκριση ενός ημιτονοειδούς σήματος αναφοράς με μια τριγωνική κυματομορφή. Αν εφαρμοστεί σε έναν VSC μετατροπέα, αυτός συμπεριφέρεται σα μία ελεγχόμενη πηγή τάσης. Έτσι, οι PWM μετατροπείς μπορούν να αποτελέσουν ιδανικά ελεγχόμενες πηγές τάσης ή ρεύματος, οι οποίες μπορούν να αντλήσουν πραγματική (ενεργό) και φανταστική (άεργο) ισχύ, ανεξάρτητα.

Από την άλλη πλευρά, η λειτουργία των διακοπών στη θεμελιώδη συχνότητα, αναγκάζει το μετατροπέα να παράγει τετραγωνικούς παλμούς στην έξοδό του, οι οποίοι έχουν μια βασική συνιστώσα με πλάτος ευθέως ανάλογο προς τη συνεχή τάση τροφοδοσίας του VSC. Έτσι, η συχνότητα και η φάση της παραγόμενης εναλλασσόμενης τάσης μπορεί να μεταβληθεί άμεσα με κατάλληλη οδήγηση των διακοπών, ενώ το πλάτος της μπορεί να αλλάξει μόνο στην περίπτωση που μεταβληθεί η τάση τροφοδοσίας. Η χρήση των PWM μετατροπέων προτιμάται, σε συγκεκριμένες εφαρμογές κι εφόσον είναι εφικτή, δεδομένου ότι μπορούν να ελέγξουν ανεξάρτητα και ταχύτερα την παραγόμενη ενεργό και άεργο ισχύ, από ότι οι μετατροπείς τετραγωνικού παλμού.

Στο Σχήμα 1.8, ο πυκνωτής που χρησιμοποιείται στο κοινό DC link παίζει το ρόλο του στοιχείου αποθήκευσης ενέργειας. Πράγματι, η κύρια λειτουργία αυτού του πυκνωτή είναι η επιβολή των χαρακτηριστικών της πηγής τάσης στο DC link. Ως εκ τούτου, η ισχύς που εισρέει στο DC link μέσω του μετατροπέα σειράς, θα πρέπει να εξισορροπείται με αυτήν που εκρέει μέσω του παράλληλου μετατροπέα και αντίστροφα. Στην περίπτωση που είναι αναγκαία η χρήση άλλων συστημάτων αποθήκευσης ενέργειας ή πηγών ενέργειας ή ακόμη και η εξυπηρέτηση φορτίων συνεχούς τάσης, το DC link μπορεί να αποτελέσει το κοινό σημείο σύνδεσης αυτών.

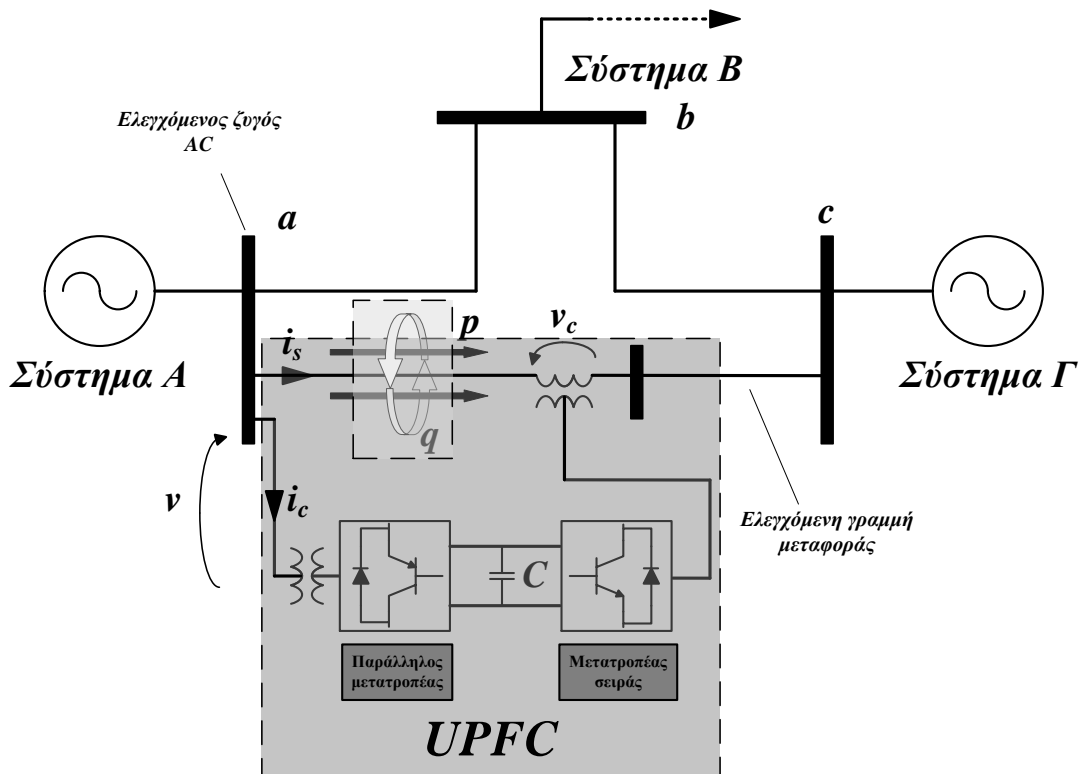
Παρακάτω, θα παρουσιαστούν και θα αναφερθούν επιγραμματικά τα κυριότερα σημεία ορισμένων τοπολογιών κυκλωμάτων ελέγχου για τον συνδυασμό παράλληλων ενεργών φίλτρων και σειράς. Πρώτα θα γίνει αναφορά στον ενιαίο μετατροπέα ροής ισχύος (UPFC – Unified Power Flow Controller), ο οποίος εκτελεί τον έλεγχο της ροής ισχύος, της αντιστάθμισης άεργου ισχύος και της ρύθμισης της τάσης. Εν συνεχεία, ο ενιαίος μετατροπέας ποιότητας ισχύος (UPQC – Unified Power Quality Conditioner), ο οποίος βασίζεται στην ίδια διάταξη με κοινό DC link και είναι ο συνδυασμός ενός ενεργού φίλτρου σειράς για την αντιστάθμιση των αρμονικών της τάσης κι ενός παράλληλου για την αντιστάθμιση των αρμονικών του ρεύματος. Τέλος, ο ενιαίος μετατροπέας ενεργού ισχύος της γραμμής μεταφοράς (UPLC – Unified active Power Line Conditioner), ο οποίος είναι συνδυασμός των λειτουργιών των δύο τοπολογιών που προαναφέρθηκαν (UPFC και UPQC), σε έναν ενιαίο μετατροπέα ισχύος, πλήρως βασισμένος στη Θεωρία $p - q$.

1.2.10 Ενιαίος μετατροπέας ροής ισχύος UPFC

Ο UPFC ελεγκτής, είναι μια συσκευή ευέλικτων συστημάτων μεταφοράς E.P. (FACTS – Flexible AC Transmission Systems). Ουσιαστικά, ο όρος FACTS περιλαμβάνει εφαρμογές εξοπλισμού βασισμένου σε ηλεκτρονικά ισχύος, για τον έλεγχο της ροής ισχύος στις γραμμές μεταφοράς. Πριν τις συσκευές αυτές, ο μόνος εξοπλισμός ελέγχου της ροής ισχύος ήταν οι ηλεκτρομηχανικές συσκευές όπως οι μετασχηματιστές μετατόπισης φάσης. Οι μετασχηματιστές μετατόπισης φάσης, ως συσκευές παλαιάς τεχνολογίας, μπορούν να ρυθμίσουν τη ροή ισχύος μόνο σε περιπτώσεις που το σύστημα λειτουργεί σε μόνιμη κατάσταση, δεδομένου του πολύ αργού χρόνου απόκρισής τους, που οφείλεται στην αδράνεια των κινητών μερών τους.

Η τερματική τάση, η εμπέδηση και η μετατόπιση της γωνίας φάσης (γωνία ισχύος), είναι οι τρεις κυριότερες παράμετροι προσδιορισμού της ροής ισχύος μέσω μίας γραμμής μεταφοράς $P = V_1 \cdot V_2 \cdot \sin(\delta / X_L)$. Με τις συσκευές FACTS, μπορεί πλέον να γίνεται ο έλεγχος μίας ή περισσότερων παραμέτρων σε πραγματικό χρόνο. Ο στατικός αντισταθμιστής άεργου ισχύος (SVC – Static Var Compensator), μπορεί να ελέγχει συνεχώς την άεργο ισχύ στο σημείο που είναι συνδεδεμένος. Επομένως, μπορεί να ελέγχει συνεχώς το πλάτος της τάσης στο. Από την άλλη πλευρά, οι ελεγχόμενοι από θυρίστορ πυκνωτές σε σειρά (TCSC – Thyristor Controlled Series Capacitor) μπορούν να ελέγξουν την ισοδύναμη εμπέδηση του δικτύου, ενώ οι στατικοί μετατοπιστές φάσης, μπορούν να ελέγξουν τη γωνία της ισχύος. Ο κύριος στόχος αυτών των συσκευών, είναι η αύξηση της ικανότητας μεταφοράς ενέργειας μέχρι τα θερμικά όρια του εξοπλισμού.

Ο UPFC, είναι ένας αντισταθμιστής που απαρτίζεται από παράλληλους και σειράς VSC μετατροπείς, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.8. Μπορεί να ελέγξει την ενεργό (πραγματική) και άεργο (φανταστική) ισχύ που ρέει σε μια γραμμή μεταφοράς και ταυτοχρόνως να ρυθμίζει την τάση, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.9. Είναι μια διάταξη εξαιρετικής δυναμικής απόκρισης, ευέλικτη και με υψηλή απόδοση. Έτσι λοιπόν, ο UPFC είναι ένας προηγμένος αντισταθμιστής που παρέχει μεγάλες δυνατότητες ελέγχου σε συστήματα μεταφοράς ενέργειας.

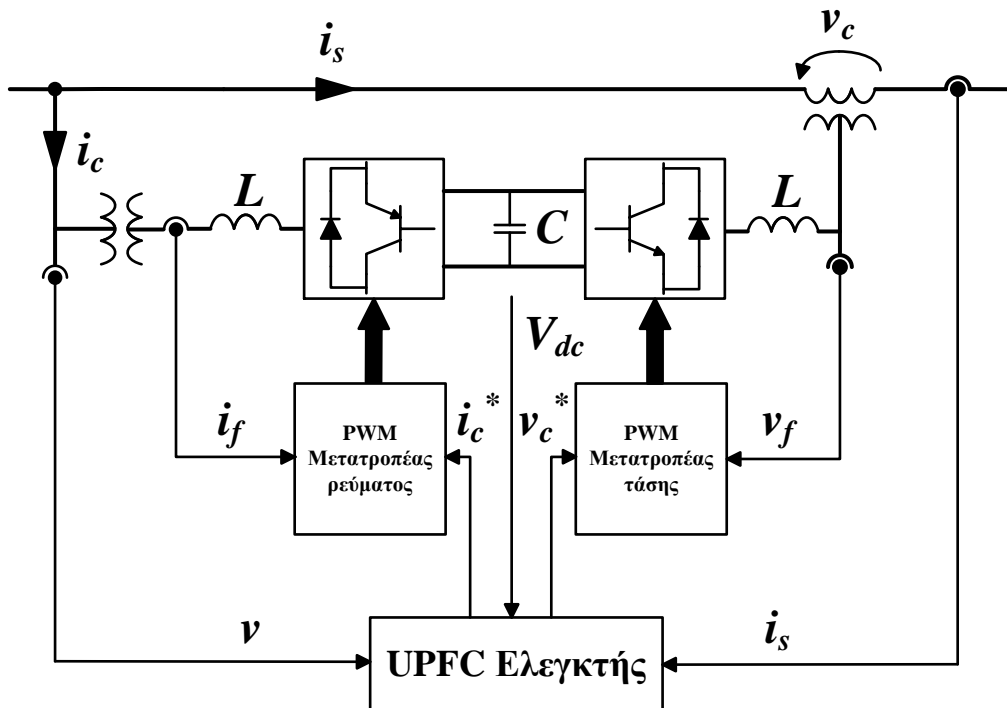


Σχήμα 1.9 Συνδυασμός σειράς και παράλληλου μετατροπέα για εφαρμογές FACTS.

Γενικά, τα FACTS αποτελούνται από σύγχρονες διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, για τον έλεγχο της ροής ισχύος σε πραγματικό χρόνο. Έτσι αυξάνεται η ευελιξία των συστημάτων, υπό την έννοια της χρήσης μετατροπέων ισχύος ταχείας αντίδρασης, προκειμένου να ρυθμιστεί κατάλληλα η ροή ισχύος στα συστήματα μεταφοράς ενέργειας. Κατ'αυτόν τον τρόπο, επιτυγχάνεται ένα κέρδος στο περιθώριο της ευστάθειας, που επιτρέπει στο σύστημα να λειτουργεί με ασφάλεια κάτω από συνθήκες υψηλότερων φορτίσεων και κατά συνέπεια συμβάλλει στην αύξηση της ικανότητας μεταφοράς ισχύος.

Σε αντίθεση με τους μετατροπέες που βασίζονται σε θυρίστορ, ελέγχοντας μόνο τις γωνίες έναυσής τους, αυτοί που βασίζονται σε αυτο-οδηγούμενες ημιαγωγικές διατάξεις μπορούν να ελεγχθούν με διάφορες διακοπτικές τεχνικές, έτσι ώστε να συμπεριφέρονται ως ελεγχόμενες πηγές ρεύματος ή τάσης. Όπως προαναφέρθηκε, ο VSC μπορεί να διοχετεύει πραγματική και φανταστική ισχύ, οι οποίες ελέγχονται ανεξάρτητα μεταξύ τους. Γι' αυτό, ο κάθε PWM μετατροπέας στο Σχήμα 1.9, έχει δύο βαθμούς ελευθερίας. Το ρεύμα αντιστάθμισης i_c του παράλληλου μετατροπέα, παράγει πραγματική (p_1) και φανταστική (q_1) ισχύ υπό ελεγχόμενη τάση ζυγού v , ανεξάρτητες μεταξύ τους. Από την άλλη, η αντισταθμιζόμενη τάση v_c του μετατροπέα σειράς, μαζί με το ρεύμα της ελεγχόμενης γραμμής i_s , παράγει πραγματική (p_2) και φανταστική (q_2) ισχύ, οι οποίες είναι κι αυτές ανεξάρτητες. Ωστόσο, το πεπερασμένου αποθήκευσης ενέργειας στοιχείο, που αποτελείται από τον πυκνωτή στο DC link, επιβάλλει

περιορισμό στους τέσσερις βαθμούς ελευθερίας (p_1, p_2, q_1, q_2) της διάταξης. Προκειμένου να υπάρχει ενεργειακή ισορροπία στο DC link του UPFC, η μέση ενέργεια που ρέει από τον παράλληλο μετατροπέα, θα πρέπει να είναι ίση με τη ροή ενέργειας μέσω του μετατροπέα σειράς, ή και το αντίστροφο. Επομένως, σύμφωνα με τα ρεύματα και τις τάσεις στο Σχήμα 1.9, η μέση πραγματική ισχύς \bar{p}_1 του παράλληλου μετατροπέα θα πρέπει να είναι αντίθετη με της μέσης πραγματικής ισχύος του μετατροπέα σειράς, δηλαδή $\bar{p}_1 = -\bar{p}_2$.



Σχήμα 1.10 Βασικό διάγραμμα ελέγχου ενός UPFC.

Στο Σχήμα 1.10, φαίνονται όλες οι μετρήσεις που απαιτούνται για την υλοποίηση του μετατροπέα UPFC. Σύμφωνα με τα προηγούμενα, ο μετατροπέας σειράς προορίζεται για να διατηρεί την τάση στο DC link σταθερή. Αυτό επιτυγχάνεται με την προσθήκη μιας ελεγχόμενης ενεργούς συνιστώσας ρεύματος στην αναφορά i_c , η οποία δημιουργεί μια ροή ενέργειας προς το DC link, η οποία εξουδετερώνει τη ροή ενέργειας από τον μετατροπέα σειράς. Για να γίνει εφικτή αυτή η λειτουργία εξισορρόπησης ενέργειας, ο ελεγκτής UPFC χρειάζεται τη μέτρηση της τάσης στο DC link. Οι μετρήσεις του αντισταθμιστικού ρεύματος i_f καθώς και της αντισταθμιστικής τάσης v_f χρησιμοποιούνται σαν δευτερεύουσας σημασίας βρόχοι ανάδρασης στα PWM κυκλώματα ελέγχου.

Συνοψίζοντας λοιπόν, τρεις είναι οι μετρήσεις που χρησιμοποιούνται σαν είσοδοι στον ελεγκτή UPFC:

1. Οι φασικές τάσεις του ελεγχόμενου ζυγού Ε.Τ. (v_a, v_b, v_c).
2. Η τάση του DC link (V_{dc}).
3. Τα ελεγχόμενα ρεύματα γραμμών (i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}).

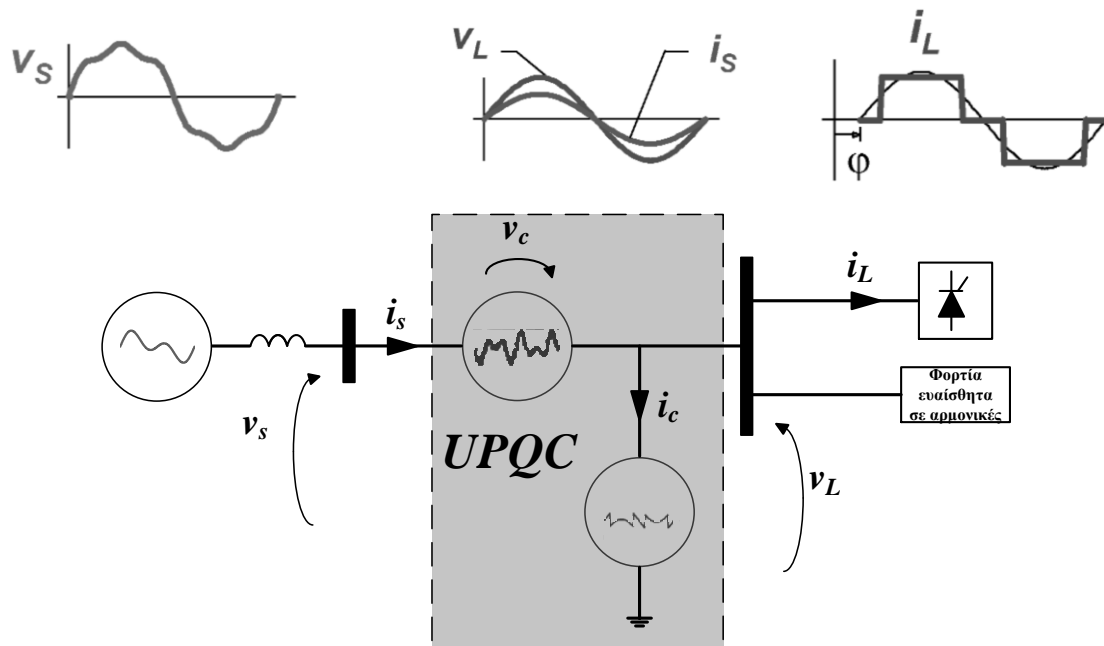
Επίσης, τέσσερις τιμές αναφοράς απαιτούνται:

1. Η αναφορά της πραγματικής ισχύος της ελεγχόμενης γραμμής μεταφοράς (P_{REF}).
2. Η αναφορά της φανταστικής ισχύος της ελεγχόμενης γραμμής μεταφοράς (Q_{REF}).
3. Η τάξη μεγέθους της τάσης του ελεγχόμενου ζυγού Ε.Τ. (V_{REF}).
4. Η ονομαστική τάση του DC link (V_{dcREF}).

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι η Θεωρία $p - q$, δίνει θετικές τιμές φανταστικής ισχύος για επαγωγικά ρεύματα. Θετικές τιμές πραγματικής ισχύος, σημαίνουν ότι η ενέργεια ρέει μέσω του μετατροπέα, από την πλευρά Ε.Τ προς την πλευρά Σ.Τ., στην περίπτωση που χρησιμοποιείται το «φορτίο σαν σύμβαση». Σε αντίθετη περίπτωση, ο μετατροπέας παρέχει ενέργεια αν χρησιμοποιηθεί η «σύμβαση της γεννήτριας» και η πραγματική ισχύς έχει θετικές τιμές.

1.2.11 Ενιαίος μετατροπέας ποιότητας ισχύος UPQC

Οι μετατροπείς UPQC αποτελούνται από συνδυασμένα ενεργά φίλτρα ισχύος, σειράς ή παράλληλα, για την ταυτόχρονη αντιστάθμιση της τάσης και του ρεύματος. Αυτοί χρησιμοποιούνται σε συστήματα διανομής ηλεκτρικής ενέργειας, όντας συνδεδεμένοι κοντά στα φορτία που παράγουν αρμονικές ρεύματος. Τα φορτία που παράγουν αρμονικές, δύνανται να επηρεάσουν άλλες πηγές αρμονικών συνιστωσών ρεύματος που συνδέονται στο ίδιο PCC. Ο UPQC αποτελεί μία από τις πιο ευέλικτες συσκευές αρμονικής αντιστάθμισης, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.11. Μπορεί να αντισταθμίσει όχι μόνο αρμονικά ρεύματα και διαταραχές που προκαλούνται από μη γραμμικά φορτία, αλλά επίσης και αρμονικές συνιστώσες τάσης και διαταραχές του ίδιου του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας, βελτιώνοντας κατ' αυτόν τον τρόπο την ποιότητα ισχύος.



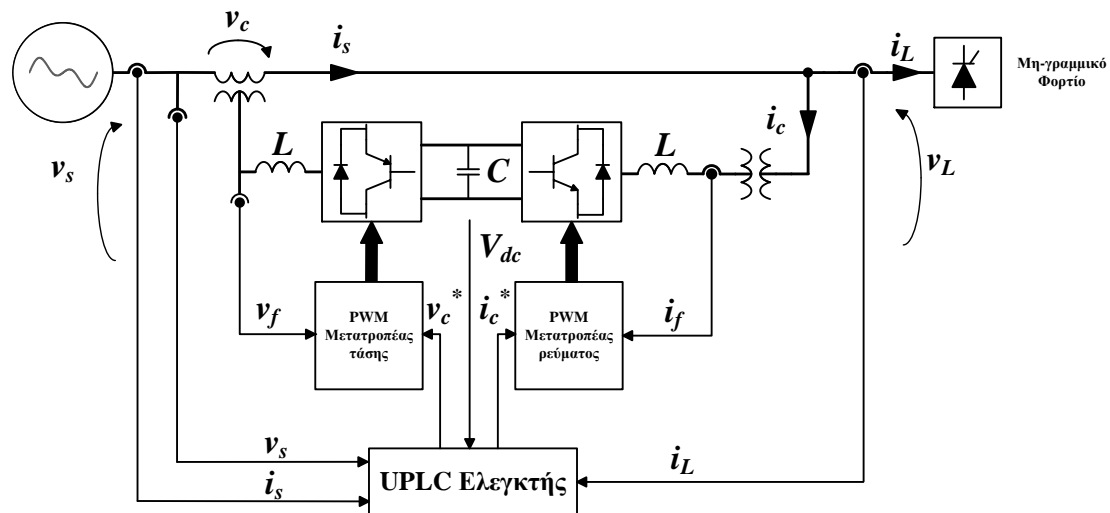
Σχήμα 1.11 Συνδυασμένη αντιστάθμιση σειράς και παράλληλη (διάταξη UPQC).

Σε πρακτικές εφαρμογές, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.12, ο UPQC υλοποιείται με τη χρήση δύο PWM μετατροπέων με κοινό σημείο DC link, καθώς κι ενός ενσωματωμένου ελεγκτή που παρέχει τις αναφορές της τάσης και του ρεύματος, του μετατροπέα σειράς και του παράλληλου αντίστοιχα. Δεδομένου ότι ο UPQC μπορεί να συντονίσει τις λειτουργίες και τη δυναμική του ενεργού φίλτρου σειράς και του παράλληλου ενεργού φίλτρου, αυτή η προσέγγιση υπερτερεί λόγω της βελτίωσης της απόδοσης του συστήματος.

Αν συγκρίνουμε το Σχήμα 1.10 με το Σχήμα 1.12, ο UPQC και ο UPFC μοιάζουν να είναι παρόμοιοι. Στην περίπτωση του UPQC όμως απαιτείται μια επιπλέον μέτρηση, αυτή του ρεύματος του μη γραμμικού φορτίου. Σε αντίθεση με την τοπολογία του UPFC, ο UPQC θα πρέπει να συνδέεται όσο το δυνατόν γίνεται πιο κοντά στο μη γραμμικό φορτίο, αντί για την πλευρά του δικτύου.

Ο PWM μετατροπέας του UPQC συμπεριφέρεται σαν μια ελεγχόμενη πηγή τάσης, δηλαδή συμπεριφέρεται ως ενεργό φίλτρο σειράς, εν αντιθέσει με τον παράλληλο μετατροπέα που συμπεριφέρεται ως μία ελεγχόμενη πηγή ρεύματος, δηλαδή ως ένα παράλληλο ενεργό φίλτρο. Το DC link δεν είναι συνδεδεμένο με κάποια παροχή ρεύματος. Χρησιμοποιεί έναν σχετικά μικρό πυκνωτή ως ένα μικρό στοιχείο αποθήκευσης ενέργειας. Ο ενσωματωμένος ελεγκτής UPQC του ενεργού φίλτρου σειράς καθώς και του παράλληλου, υλοποιεί έναν αλγόριθμο σε πραγματικό χρόνο για την παροχή της τάσης αναφοράς v_C^* καθώς και του

ρεύματος αντιστάθμισης i_C^* , έτσι ώστε να συντεθούν από τους αντίστοιχους PWM μετατροπείς.



Σχήμα 1.12 Βασική δομή ενός UPQC μετατροπέα.

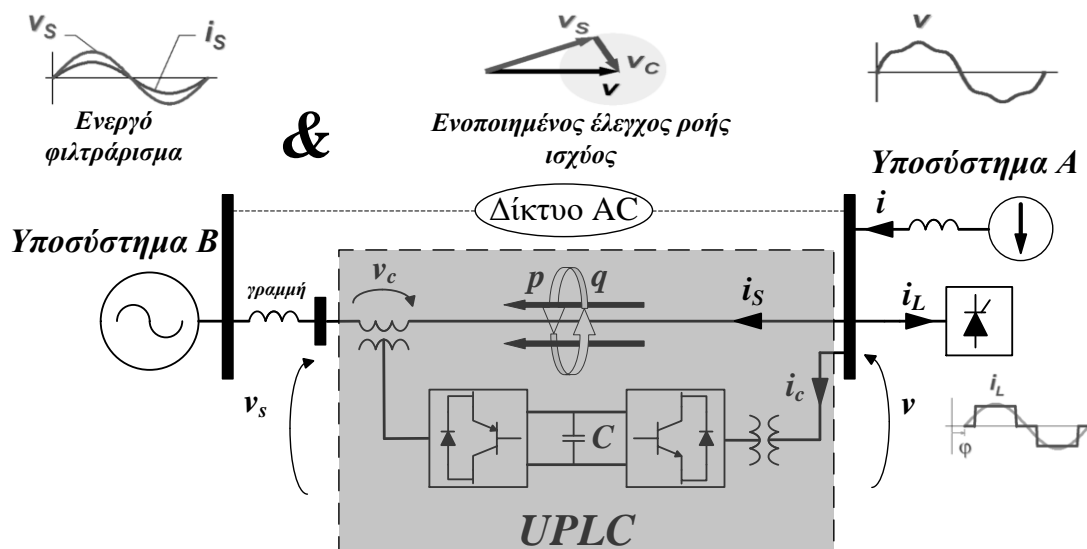
Η προσέγγιση UPQC αποτελεί την πιο ισχυρή μέθοδο αντιστάθμισης, σε περιπτώσεις που η τάση τροφοδοσίας v_C παρουσιάζει ασυμμετρίες ή/και παραμορφώσεις και εφαρμόζεται σε ένα φορτίο που απαιτεί υψηλή ποιότητα ισχύος. Από την άλλη πλευρά, μέρος του συνολικού φορτίου που περιλαμβάνει μη γραμμικά φορτία, τα οποία εγχέουν μεγάλες ποσότητες αρμονικών συνιστωσών ρεύματος στο δίκτυο, επίσης φιλτράρεται κατάλληλα.

Στο Σχήμα 1.12, το ρεύμα i_L , αντιπροσωπεύει όλα τα προς αντιστάθμιση μη γραμμικά φορτία. Το παράλληλο ενεργό φίλτρο του UPQC μπορεί να αντισταθμίσει όλες τις ανεπιθύμητες συνιστώσες του ρεύματος, συμπεριλαμβανομένων των αρμονικών, των ασυμμετριών εξαιτίας των συνιστωσών αρνητικής και μηδενικής ακολουθίας στη βασική συχνότητα και την άεργο ισχύ του φορτίου. Οι αντίστοιχες αντισταθμίσεις μπορούν να γίνουν από την πλευρά της τροφοδοσίας, μέσω του ενεργού φίλτρου σειράς. Ως εκ τούτου, αυτή η ταυτόχρονη αντιστάθμιση που πραγματοποιείται από τον UPQC, εγγυάται ότι η αντισταθμιζόμενη τάση v_L στους ακροδέκτες του φορτίου και το αντισταθμιζόμενο ρεύμα i_s που δημιουργείται από το ρεύμα τροφοδοσίας, θα είναι ισορροπημένα, κατά τέτοιο τρόπο που να μην περιέχουν κάποιες ασυμμετρίες από συνιστώσες αρνητικής και μηδενικής ακολουθίας στη βασική συχνότητα. Επιπλέον, αν η άεργος ισχύς του φορτίου επίσης αντισταθμίζεται, τότε η τάση και το ρεύμα θα είναι συμφασικά. Ακόμη, το παράλληλο ενεργό φίλτρο θα πρέπει να ρυθμίζει την τάση στο DC link, απορροφώντας ή εγχέοντας ενέργεια από

ή προς το σύστημα διανομής ενέργειας, έτσι ώστε να καλύπτει τις απώλειες των PWM μετατροπέων.

1.2.12 Ενιαίος μετατροπέας ενεργού ισχύος γραμμής μεταφοράς UPLC.

Σε αυτή την ενότητα θα παρουσιαστούν δύο στρατηγικές ελέγχου UPLC. Έτσι λοιπόν, θα περιγραφούν δύο διαφορετικά σενάρια, στα οποία μη γραμμικά φορτία θα είναι συνδεδεμένα με πηγές τροφοδοσίας που περιέχουν διαταραχές στην τάση. Στο «Σενάριο 1», όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.13, η παραμορφωμένη πηγή τάσης και το μη γραμμικό φορτίο βρίσκονται στην ίδια πλευρά και αποτελούν το Υποσύστημα Α. Αυτό το υποσύστημα συνδέεται με το Υποσύστημα Β μέσω μίας γραμμής μεταφοράς, στην οποία είναι συνδεδεμένο το UPLC, όντας κοντά στο Υποσύστημα Α, έτσι ώστε να ελέγχεται η τάση στους ακροδέκτες του και η ροή ενεργού και άεργου ισχύος μέσω της γραμμής μεταφοράς. Επιπλέον, αρμονικές συνιστώσες τάσης και ρεύματος του Υποσυστήματος Α δεν θα πρέπει να επηρεάζουν το Υποσύστημα Β.



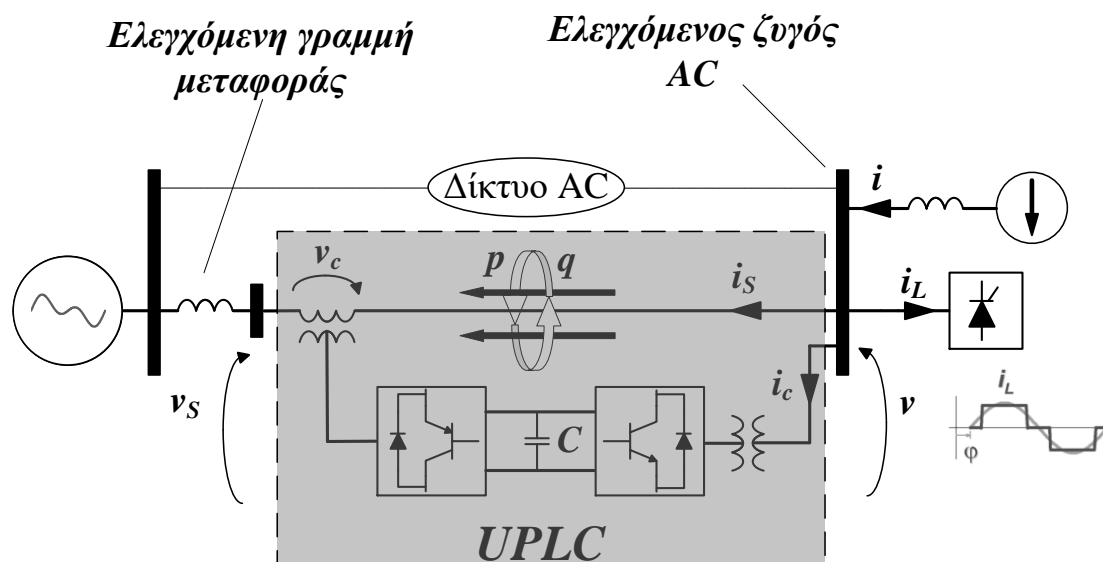
Σχήμα 1.13 «Σενάριο 1», UPLC μετατροπέας αποτελούμενος από το συνδυασμό παράλληλου αντισταθμιστή και σειράς, με δυνατότητα ενεργού φιλτραρίσματος και ελέγχου της ροής ισχύος.

Η τοπολογία UPLC στο Σχήμα 1.13, ενδείκνυται όταν απαιτείται ενεργό φιλτράρισμα της τάσης και του ρεύματος στην ίδια πλευρά (δεξιά πλευρά του UPLC). Σε αυτή την περίπτωση,

η τάση v του σημείου ελέγχου που είναι ήδη παραμορφωμένη εξαιτίας του Υποσυστήματος Α και το μη γραμμικό φορτίο (i_L), συνδέονται στην ίδια πλευρά. Το μέγεθος της τάσης v , θα πρέπει να ελέγχεται από έναν παράλληλο μετατροπέα UPLC εγχέοντας ένα ελεγχόμενο ρεύμα εξουδετέρωσης, βασιζόμενος στην αρχή λειτουργίας του UPFC. Επιπλέον, ο μετατροπέας UPLC θα πρέπει να λειτουργεί και ως ένα παράλληλο ενεργό φίλτρο που θα αντισταθμίζει το ρεύμα (i_L) του μη γραμμικού φορτίου.

Από την άλλη πλευρά, οι αρμονικές συνιστώσες τάσης και οι ενδεχόμενες αστάθειες από τις συνιστώσες αρνητικής και μηδενικής ακολουθίας στη βασική συχνότητα, θα πρέπει να αντισταθμίζονται από το μετατροπέα σειράς του UPLC. Ως εκ τούτου, οι αρμονικές συνιστώσες και οι ασυμμετρίες που παρουσιάζονται στην τάση v του ελεγχόμενου σημείου, δε θα πρέπει να διαδοθούν περαιτέρω, σε καμία των περιπτώσεων, προς την αριστερή πλευρά του UPLC (v_S) και μέσω της ελεγχόμενης γραμμής μεταφοράς. Το ρεύμα i_S ρέει μέσω της ελεγχόμενης γραμμής μεταφοράς και θα πρέπει να προσαρμόζεται από τον μετατροπέα σειράς UPLC, ακολουθώντας την αρχή λειτουργίας του έλεγχου ροής ισχύος του UPFC.

Στο Σχήμα 1.14 παρουσιάζεται το «Σενάριο 2». Εν συγκρίσει με το «Σενάριο 1», η διαφορά είναι ότι το ενεργό φίλτρο σειράς, φιλτράρει την τάσης v_S στα αριστερά του UPLC. Επομένως, σε αυτήν την περίπτωση ο ελεγκτής χρειάζεται μία επιπλέον μέτρηση της τάσης (v_S) κι έναν επιπλέον ανιχνευτή θετικής ακολουθίας για αυτήν την τάση.

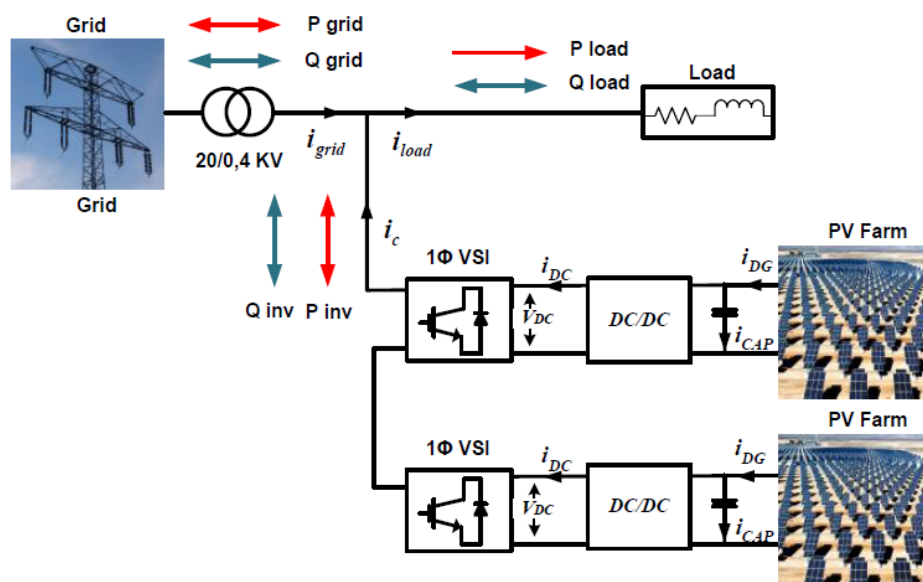


Σχήμα 1.14 «Σενάριο 2», του UPLC.

αντισταθμίσει το ρεύμα του ουδέτερου αγωγού, που προκύπτει από το μη γραμμικό φορτίο καθώς και να βελτιώσει τον συντελεστή ισχύος αυτού του μη γραμμικού φορτίου. Επομένως, είναι ικανός να λύσει όλα τα προβλήματα που σχετίζονται με την ποιότητα ισχύος. Κλείνοντας, θα μπορούσε να επιτελέσει και τη λειτουργία της αντιστάθμισης των βυθίσεων και παραμορφώσεων που προκύπτουν στην τάση.

1.3 Επέκταση της χρήσης των ενεργών φίλτρων

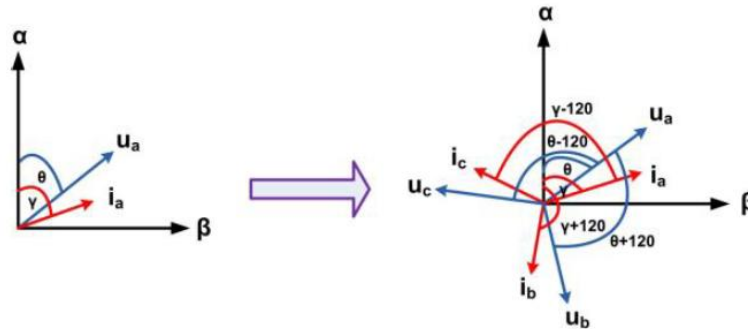
Μια χαρακτηριστική περίπτωση της χρήσης των ενεργών φίλτρων, είναι αυτή στην παραγωγή ισχύος από Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας. Στη συνέχεια, θα παρουσιαστεί συνοπτικά μια ενδεικτική χρήση αυτών των φίλτρων, προσεγγίζοντας την παραπάνω θεωρία με μια πρακτική εφαρμογή, για τη διασύνδεση δύο φωτοβολταϊκών (Φ/Β) συστημάτων με το δίκτυο και θα παρουσιαστούν κάποιες από τις λειτουργίες που επιτελεί ο μετατροπέας (Σχήμα 1.16). Συγκεκριμένα, θα αναλυθεί η διασύνδεση των Φ/Β συστημάτων με το τριφασικό δίκτυο, με τη χρήση δύο μονοφασικών αντιστροφών VSI, με στρατηγική ελέγχου βασισμένη στην Θεωρία $p - q$ και στον αναλογικό-ολοκληρωτικό (PI) έλεγχο του ρεύματος [7], [8].



Σχήμα 1.16 Διασύνδεση δύο Φ/Β συστημάτων με το δίκτυο [7].

Σύμφωνα με αυτή τη στρατηγική, τα Φ/Β συστήματα, κατά τη διάρκεια της ηλιοφάνειας, στέλνουν ενεργό ισχύ στο δίκτυο αντισταθμίζοντας παράλληλα την άεργο ισχύ του δικτύου. Στην περίπτωση που δεν υπάρχει ηλιοφάνεια και κατ' επέκταση παραγωγή ισχύος (πχ νυκτερινές ώρες), ο αντιστροφέας επιτελεί μόνο τη λειτουργία της αντιστάθμισης της άεργου ισχύος του φορτίου. Και οι δύο αυτές περιπτώσεις, διακρίνονται στο Σχήμα 1.16. Ο αλγόριθμος που χρησιμοποιείται, για τη ρύθμιση της ενεργού και άεργου ισχύος, βασίζεται στη θεωρία των στρεφόμενων διανυσμάτων (Synchronous Rotating Frame – SRF), σύμφωνα με το Σχήμα 1.17. Ο έλεγχος της ενεργού και της άεργου ισχύος βασίζεται στον έλεγχο των

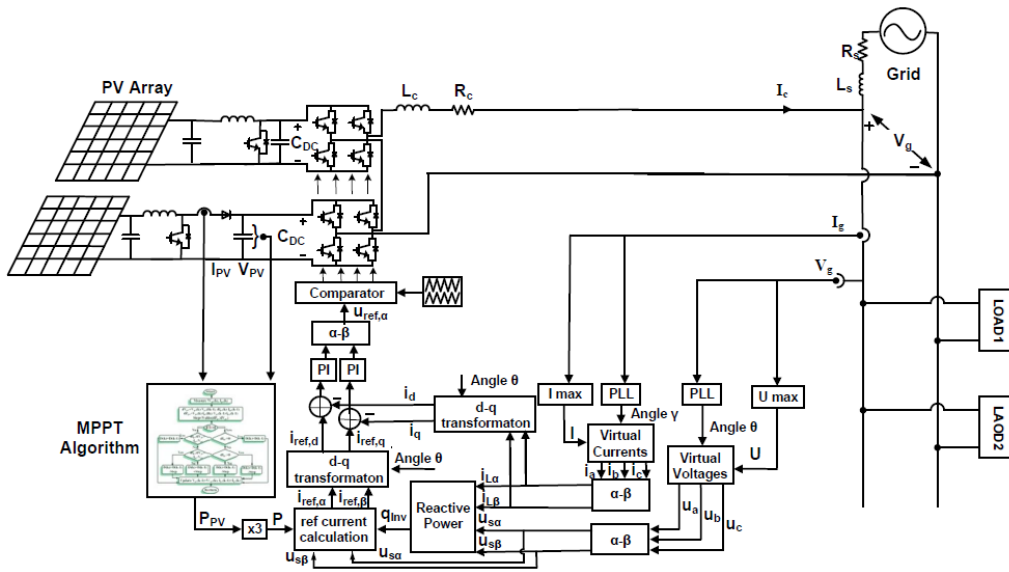
ρευμάτων σε ένα $p - q$ στρεφόμενο σύστημα αναφοράς. Επίσης, για την εξαγωγή των ρευμάτων αναφοράς χρησιμοποιούνται παθητικά φίλτρα, τα οποία όμως εισάγουν σφάλμα στη φάση και στο πλάτος του ρεύματος αναφοράς.



Σχήμα 1.17 Στρεφόμενα διανύσματα τάσεως και ρεύματος, στο α - β σύστημα [7].

Ο τύπος του μετατροπέα που χρησιμοποιείται, είναι ο Cascade πλήρους γέφυρας τύπου (Cascade H-Bridge – CHB). Η ικανότητα παραγωγής πέντε επιπέδων τάσης από το μετατροπέα, παρέχει τη δυνατότητα της αξιοποίησης της λειτουργίας εντοπισμού του σημείου μέγιστης ισχύος (Maximum Power Point Tracking – MPPT). Οι μεταβάσεις των διακοπών IGBT, ελέγχονται με τη χρήση της μεθόδου σύγκρισης ράμπας και δύο PI ελεγκτές (PWM πολλαπλών επιπέδων) [9], [10].

Στο Σχήμα 1.18, παρουσιάζεται το διάγραμμα ελέγχου της Φ/B συστοιχίας. Με βάση τη Θεωρία $p - q$, ο ελεγκτής παράγει τις τάσεις αναφοράς του μετατροπέα και στο τέλος με τη χρήση ενός συγκριτή τύπου ράμπας παράγει τους παλμούς οδήγησης των διακοπών του μετατροπέα. Για την εφαρμογή της Θεωρίας $p - q$, εκτός των μετρούμενων τιμών της φασικής τάσης και του ρεύματος, αναπαράγονται δύο επιπλέον «εικονικές» τιμές τάσεως και ρεύματος, οι οποίες έχουν το ίδιο μέτρο με τις μετρούμενες τιμές της φασικής τάσης και του ρεύματος, αλλά είναι μετατοπισμένες κατά $\pm 120^\circ$. Έτσι λοιπόν, από το πραγματικό μονοφασικό σύστημα αναπαράγεται το «εικονικό» τριφασικό σύστημα, το οποίο με τη χρήση του μετασχηματισμού Clarke μετατρέπεται στο σύστημα α - β , όπως στο Σχήμα 1.17.



Σχήμα 1.18 Διάγραμμα ελέγχου του CHB μετατροπέα για τη διασύνδεση των Φ/Β συστημάτων στο τριφασικό δίκτυο [7].

Κεφάλαιο 2^ο

2. ΥΙΟΘΕΤΗΣΗ ΤΩΝ ΕΝΕΡΓΩΝ ΦΙΑΤΡΩΝ ΣΤΟ ΕΞΗΛΕΚΤΡΙΣΜΕΝΟ ΑΕΡΟΣΚΑΦΟΣ

Στις μέρες μας, η αεροπλοΐα διαδραματίζει έναν κρίσιμο ρόλο στον τομέα των μεταφορών. Η ανάγκη για ολοένα και ταχύτερη μεταφορά ανθρώπων και εμπορευμάτων, οδηγεί στη συνεχόμενη αύξηση του στόλου των αεροσκαφών. Κατά συνέπεια, εγείρονται όλο και μεγαλύτερα θέματα που καλούνται να επιλύσουν οι επιστημονικές κι ερευνητικές ομάδες ανά τον κόσμο.

Η αναζήτηση τρόπων και τεχνικών για την επίτευξη πιο «αειφόρων» επιβατηγών κι εμπορικών αεροσκαφών, με όσο το δυνατό μικρότερες επιπτώσεις στο περιβάλλον και πιο αποδοτικές μεθόδους για τη μείωση της κατανάλωσης καυσίμων από τους στροβιλοκινητήρες διπλής ροής των αεροσκαφών, έχει γίνει σημείο εστίασης της προσοχής των ερευνητικών ομάδων. Στις μέρες μας έχει αρχίσει να εισάγεται, η έννοια της turbo-ηλεκτρικής πρόωσης και κατ' επέκταση η έννοια του πιο εξηλεκτρισμένου αεροσκάφους (More Electric Aircraft - MEA). Η χρήση νέων υπερ-αγώγιμων περιστρεφόμενων μηχανών (ηλεκτρικοί κινητήρες και γεννήτριες), προορίζεται να διαδραματίσει σημαντικό ρόλο σε αυτή τη στροφή που πραγματοποιείται.

Ένας από τους στόχους, είναι η μείωση του βάρους και του όγκου των συσκευών – μηχανών, που πραγματοποιούν τις διάφορες ζωτικής σημασίας λειτουργίες ενός αεροσκάφους. Έτσι λοιπόν, οι κυριότεροι άξονες για το μελλοντικό σχεδιασμό των αεροσκαφών, είναι:

- Η μείωση των επιπέδων θορύβου (κυρίως εξαιτίας της όχλησης στα αεροδρόμια).
- Η μείωση των αέριων εκπομπών που παράγονται από τους στροβιλοκινητήρες.
- Η μείωση της κατανάλωσης ορυκτών καυσίμων.

Το ηλεκτρικό σύστημα ισχύος (Electrical Power System – EPS) της νέας γενιάς των εξηλεκτρισμένων αεροσκαφών, είναι ένα είδος υβριδικού EPS, που περιλαμβάνει και τα δύο συστήματα, AC και DC. Η τεχνολογία MEA, ακολουθώντας αυτήν την τεχνολογική τάση, χρησιμοποιεί όλο και περισσότερη ηλεκτρική ισχύ για την οδήγηση των διαφόρων υποσυστημάτων του αεροσκάφους, αντικαθιστώντας την ξεπερασμένη μηχανική, υδραυλική και πνευματική. Η πρόοδος της τεχνολογίας στον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος, τις ηλεκτρικές διατάξεις, τα ηλεκτρονικά συστήματα ελέγχου, καθώς και τους μικροεπεξεργαστές, έχει βοηθήσει στη βελτίωση της απόδοσης των ηλεκτρικών συστημάτων του αεροσκάφους.

Τα πλεονεκτήματα της χρήσης ηλεκτρικής ισχύος για τη λειτουργία των διάφορων συστημάτων του αεροσκάφους, παρουσιάζει κάποια συγκριτικά πλεονεκτήματα όπως, η βελτίωση της απόδοσης και του λειτουργικού κόστους κατά τον κύκλο ζωής του αεροσκάφους, μείωση της κατανάλωσης καυσίμου και μείωση του βάρους και του όγκου που καταλαμβάνει ο εξοπλισμός των συστημάτων καθώς και μείωση του κόστους παρακολούθησης και συντήρησης. Ωστόσο, το ΜΕΑ εισαγάγει τεράστιες αλλαγές στα ηλεκτρικά συστήματα ισχύος του, όπως η αύξηση των ηλεκτρικών φορτίων και του εξοπλισμού ηλεκτρονικών ισχύος. Επιπλέον, απαιτείται μια πιο σύνθετη τοπολογία ηλεκτρικών δικτύων, υψηλότερα επίπεδα διανομής ηλεκτρικής ενέργειας, τα οποία με τη σειρά τους οδηγούν σε απαιτήσεις για καλύτερη ποιότητα ισχύος και λύσεις στα προβλήματα ευστάθειας που προκύπτουν [11], [12], [13].

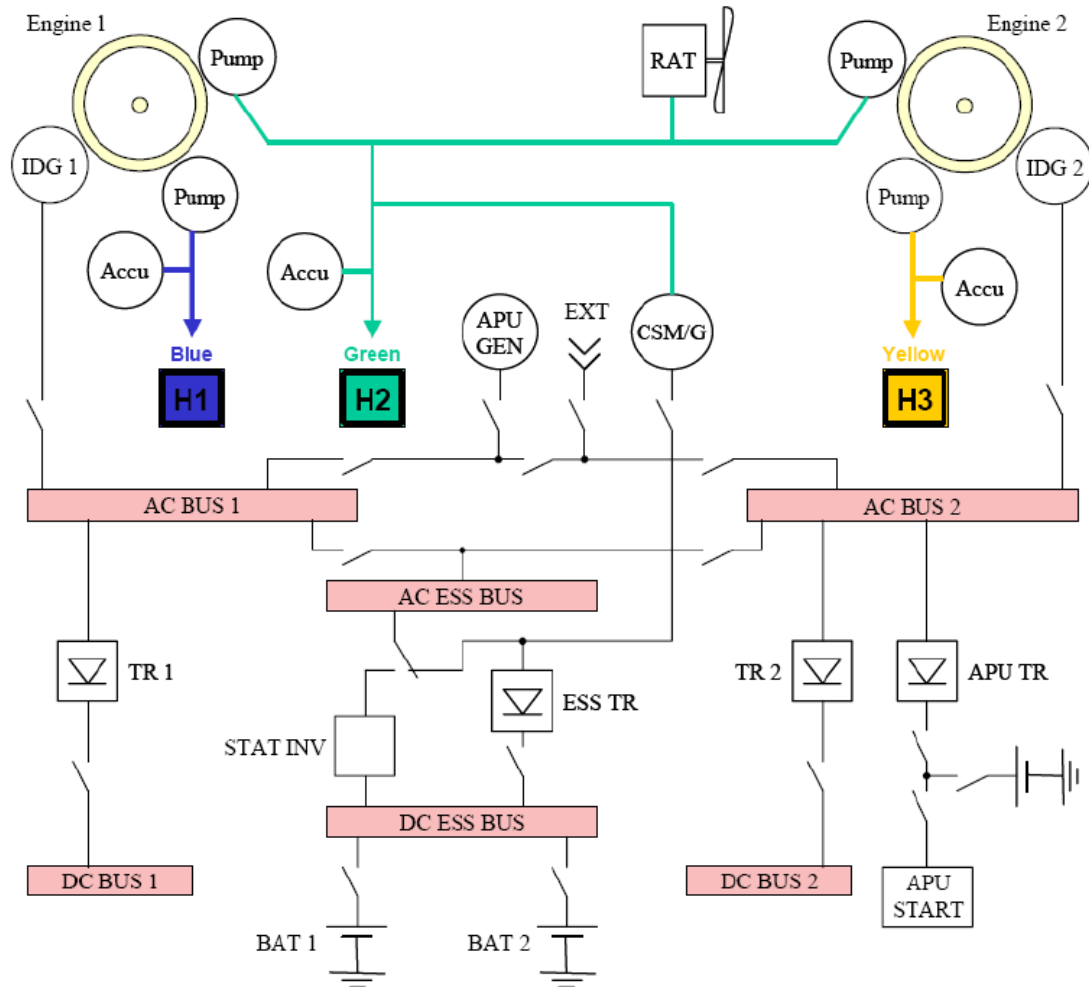
2.1 Η έννοια του πλήρους εξηλεκτρισμένου αεροσκάφους

Καθώς ο κλάδος της αεροναυπηγικής αναπτύσσεται, τα αεροσκάφη γίνονται όλο και περισσότερο ηλεκτρικά. Στις αρχές της δεκαετίας του '50, σχεδιάστηκε η παραγωγή εναλλασσόμενης ηλεκτρικής ενέργειας 115 V, μέσα στο σύστημα παροχής ηλεκτρικής ενέργειας του αεροσκάφους, για να παρέχει ηλεκτρική ενέργεια σε ορισμένες συσκευές. Τη δεκαετία του '80, το πρώτο επιβατηγό αεροσκάφος, μαζική παραγωγής που υιοθέτησε την τεχνολογία «Fly-by-Wire» (FBW) άνηκε στην Airbus, εφαρμόζοντάς την στο A320. Η Boeing ακολούθησε κατά πόδας και χρησιμοποίησε αυτή την τεχνική, στο B777. Με τη χρήση αυτού του σχεδιασμού, όλες οι υδραυλικές και μηχανικές διεπαφές ανάμεσα στις επιφάνειες ελέγχου της πτήσης (πτερύγια) και τα χειριστήρια ελέγχου, αντικαταστάθηκαν από διεπαφές ηλεκτρικά ελεγχόμενες με ενσωματωμένους ψηφιακούς υπολογιστές. Η χρήση του FBW, βελτίωσε σημαντικά την αξιοπιστία και συνέβαλλε στη δραματική μείωση του βάρους και του όγκου.

2.1.1 Το συμβατικό αεροσκάφος

Στο Σχήμα 1.1, παρουσιάζεται σχηματικά η αρχιτεκτονική των ενεργειακών συστημάτων, στα συμβατικά αεροσκάφη. Είναι ευδιάκριτο, ότι τα υποσυστήματα του συμβατικού αεροσκάφους λειτουργούν με τη χρήση διάφορων πηγών ενέργειας, όπως η πνευματική, η υδραυλική, η μηχανική και τέλος η ηλεκτρική. Αρκετοί ενεργοποιητές που χρησιμοποιούνται

στο σύστημα ελέγχου της πτήσης, συνεχίζουν να χρησιμοποιούν την υδραυλική ισχύ. Έτσι, το δίκτυο των αγωγών που χρησιμοποιείται για την παροχή υδραυλικής ενέργειας που ενεργοποιεί τους ενεργοποιητές ελέγχου της πτήσης, είναι δαιδαλώδες και προσθέτει σημαντικό βάρος.

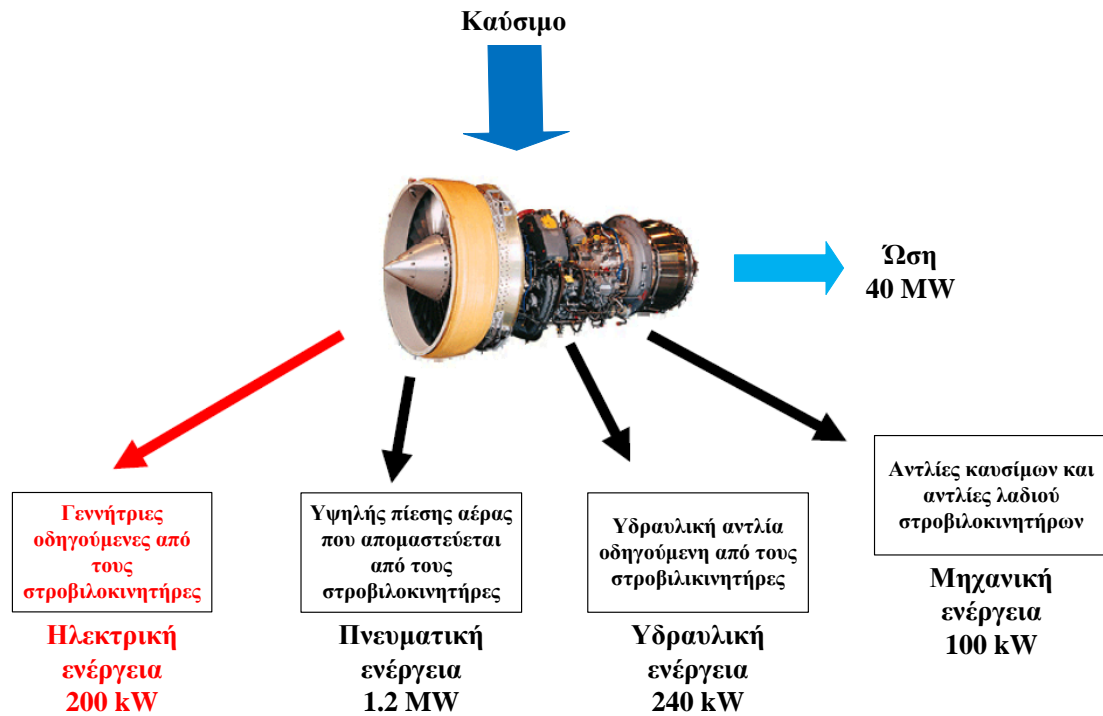


Σχήμα 2.1 Αρχιτεκτονική των ενεργειακών συστημάτων ενός συμβατικού αεροσκάφους.

Στο Σχήμα 1.2, παρουσιάζεται σχηματικά η κατανομή των ενεργειακών συστημάτων ενός συμβατικού αεροσκάφους. Σύμφωνα λοιπόν με το Σχήμα 1.2, οι στροβιλοκινητήρες μετατρέπουν την ενέργεια του καυσίμου σε ισχύ. Το μεγαλύτερο μέρος αυτής της ισχύος, χρησιμοποιείται για την κίνηση του αεροσκάφους, με τη μορφή ώσης. Η εναπομείνουσα ισχύς, μετατρέπεται σε πνευματική, μηχανική, υδραυλική και ηλεκτρική ενέργεια, με την πνευματική να αποτελεί το μεγαλύτερο μέρος.

Η πνευματική ενέργεια, τροφοδοτεί το σύστημα περιβαλλοντικού ελέγχου (Environmental Control System – ECS) του αεροσκάφους, το σύστημα προστασίας

παγοποίησης (Ice Protection System – IPS) των περυγίων, το σύστημα εκκίνησης και τέλος το σύστημα συμπίεσης της καμπίνας, με θερμό αέρα μεγάλης πίεσης. Το υδραυλικό σύστημα, κυρίως παρέχει ισχύ στο σύστημα κίνησης των επιφανειών ελέγχου της πτήσης, στο σύστημα πέδησης καθώς και σε κάποια άλλα συστήματα ενεργοποίησης. Τέλος, το σύστημα ηλεκτρική ισχύος, τροφοδοτεί τα φορτία-καταναλωτές που απαιτούν ηλεκτρική ισχύ για τη λειτουργία τους [11].



Σχήμα 2.2 Κατανομή των απαιτήσεων ενέργειας ενός συμβατικού αεροσκάφους.

Στο συμβατικό αεροσκάφος, το δίκτυο διανομής ηλεκτρικής ενέργειας, είναι μια τοπολογία point-to-point, της οποίας οι ηλεκτρικές καλωδιώσεις κατανέμονται από ένα σημείο στα διάφορα φορτία, μέσω ηλεκτρονόμων και διακοπών. Στον Πίνακα 2.1, παρατίθενται τις κυριότερες λειτουργίες και τα μειονεκτήματα της χρήσης των δευτερευουσών πηγών ενέργειας που χρησιμοποιούνται σε ένα συμβατικό αεροσκάφος.

Τύπος Ισχύος	Λειτουργίες	Μειονεκτήματα
Πνευματική ισχύς	Τροφοδοσία του ECS και του IPS με θερμό αέρα	Χαμηλή αποδοτικότητα και δύσκολος ο εντοπισμός διαρροών
Μηχανική ισχύς	Τροφοδοσία των υδραυλικών αντλιών, των μηχανικά οδηγούμενων υποσυστημάτων και της κύριας γεννήτριας	Μεγάλη πολυπλοκότητα και μικρή δυνατότητα συντήρησης
Υδραυλική ισχύς	Τροφοδοσία των συστημάτων ενεργοποίησης για τον πρωτεύοντα και δευτερεύοντα έλεγχο της πτήσης (περύγια κλπ), του συστήματος προσγείωσης (έκταση και αναδίπλωση των τροχών, φρενάρισμα), του συστήματος ενεργοποίησης του κινητήρα και άλλων πολυάριθμων βοηθητικών συστημάτων	Μεγάλο βάρος και πιθανή διαρροή επικινδύνων και διαβρωτικών υγρών
Ηλεκτρική ισχύς	Τροφοδοσία των ηλεκτρικών συστημάτων, του φωτισμού του αεροσκάφους και της καμπίνας, των φούρνων και άλλων ηλεκτρικών φορτίων	Χαμηλότερη πυκνότητα ισχύος σε σχέση με την υδραυλική και μεγάλος κίνδυνος πρόκλησης πυρκαγιάς

Πίνακας 2.1 Χρήσεις των τεσσάρων μορφών ενέργειας.

2.1.2 Το εξηλεκτρισμένο αεροσκάφος

Ως εξηλεκτρισμένο αεροσκάφος ή για λόγους συντομογραφίας ΜΕΑ, χαρακτηρίζεται το αεροσκάφος που η πλειονότητα των δευτερευόντων συστημάτων ισχύος, χρησιμοποιεί ως πηγή τροφοδοσίας, την ηλεκτρική ενέργεια.

Η αλματώδης πρόοδος στον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος, τα τελευταία χρόνια, καθιστά την έννοια του ΜΕΑ εφικτή. Ως εκ τούτου, οι συζητήσεις που λαμβάνουν χώρα και αφορούν στην αεροπλοΐα της νέας γενιάς, θα έχουν ως θέμα αντιπαράθεσης, τα μειονεκτήματα και τα πλεονεκτήματα της χρήσης ηλεκτρικής ενέργειας συγκρινόμενη με τις άλλες μορφές ενέργειας που αναφέρθηκαν παραπάνω.

Κατά τις τελευταίες δεκαετίες, όλο και μεγαλύτερος αριθμός ερευνητικών προγραμμάτων εστιάζεται στο ΜΕΑ. Η αρχή πραγματοποιήθηκε κοντά στις αρχές του 1980, όπου η NASA χρηματοδότησε την έρευνα πάνω στο IDEA (Integrated Digital Electrical Airplane). Ο κύριος σκοπός αυτής της ερευνητικής προσπάθειας, ήταν η βελτίωση της απόδοσης ενός αεροσκάφους στους τεχνολογικούς τομείς του ενεργού ελέγχου, των ενεργειακά αποδοτικών στροβιλοκινητήρων, την αεροδυναμική των πτερυγίων και της χρήσης ψηφιακών και ηλεκτρομηχανικών συστημάτων για τη λειτουργία των υποσυστημάτων. Μετά το πέρας του ερευνητικού προγράμματος, πολλά από τα ερευνητικά αποτελέσματα αυτού, συμπεριλήφθηκαν στο σχεδιασμό και τη δομή του Boeing B787 και του Airbus A380.

Οι κυριότερες διαφορές μεταξύ ενός συμβατικού αεροσκάφους κι ενός ΜΕΑ, απαντώνται με τις παρακάτω καινοτομίες [14], [15], [16]:

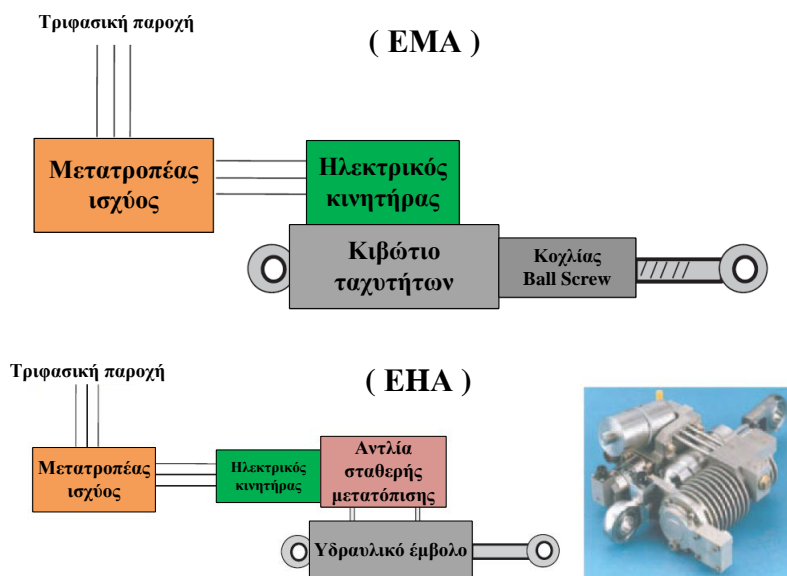
- Εξάλειψη της μεθόδου απομάστευσης θερμού αέρα από τους στροβιλοκινητήρες
- Εκκίνηση των στροβιλοκινητήρων με ηλεκτρική ενέργεια

- Βελτιωμένη δυνατότητα παραγωγής ηλεκτρική ισχύος

Από τις αρχές του 1990, η ερευνητική κοινότητα εστίασε το ενδιαφέρον της στις τεχνολογίες των συστημάτων παροχής ενέργειας των αεροσκαφών, με σκοπό τη μείωση ή εξάλειψη της χρήσης συστημάτων τροφοδοτούμενων από υδραυλική ενέργεια, με σκοπό την αντικατάστασή τους από συστήματα που τροφοδοτούνται από ηλεκτρική ενέργεια. Για αυτό τον σκοπό, πολλά ερευνητικά προγράμματα έχουν πραγματοποιηθεί στοχεύοντας στη διερεύνηση αυτής της περιοχής. Επιγραμματικά μερικά από αυτά τα προγράμματα, είναι:

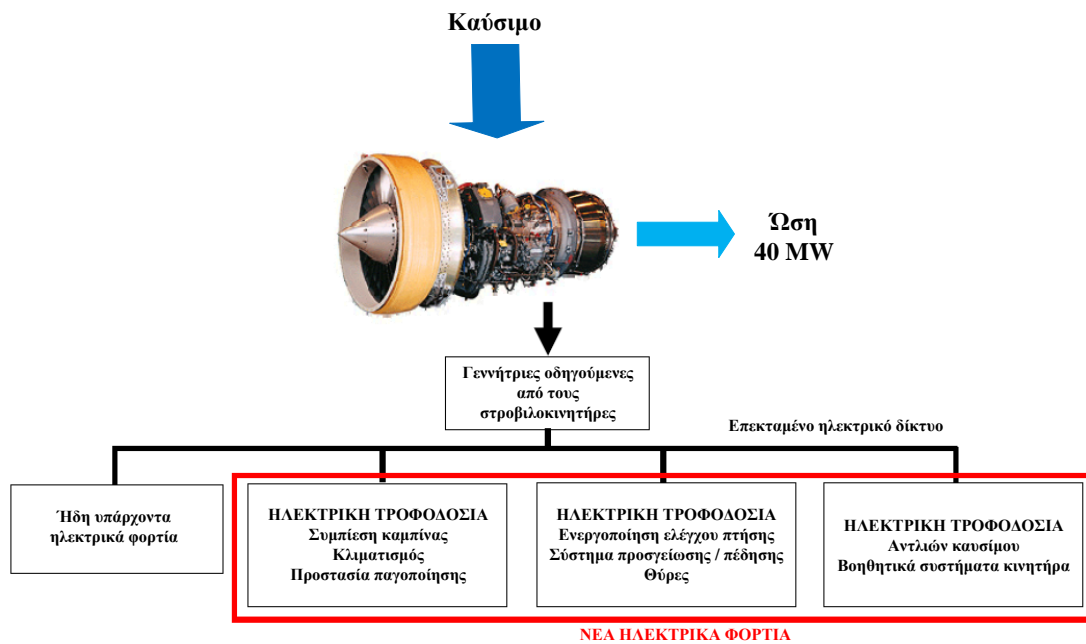
- Totally Integrated More Electric Systems (TIMES)
- US Air Force MEA
- Power Optimized Aircraft (POA)
- Clean Sky

Τα τελευταία χρόνια, διερευνούνται οι καινοτομίες στην παραγωγή και τη διανομή ηλεκτρικής ενέργειας και της αξιοποίησης των τεχνολογιών της στα αεροσκάφη. Μερικές νεοεισερχόμενες ορολογίες στην αεροπλοΐα, όπως πιο ηλεκτρικές στροβιλομηχανές (More Electric Engine – MEE), γεννήτριες μεταβλητής συχνότητας, σύστημα κλιματισμού χωρίς απομάστευση αέρα (bleed-less), πλήρως εξηλεκτρισμένο σύστημα προστασίας από παγοποίηση (All-Electric IPS), ηλεκτρομηχανικοί και ηλεκτρο-υδροστατικοί ενεργοποιητές (Electro-Mechanical Actuators – EMA, Electro-Hydrostatic Actuators – EHA), τοπολογίες συστημάτων διανομής και πολύπλοκα ενσωματωμένα ψηφιακά συστήματα, διεκδικούν μια θέση στο αεροσκάφος του μέλλοντος.



Σχήμα 2.3 Σχηματικά διαγράμματα ενεργοποιητών τύπου EMA και EHA.

Στην εποχή μας, μελετώνται πιο προηγμένες προσεγγίσεις των συστημάτων οδήγησης διαφόρων μηχανισμών καθώς και διαχείρισης ενέργειας, που πρόκειται να χρησιμοποιηθούν στις νέες γενιές αεροσκαφών, σύμφωνα με το Σχήμα 1.3. Όπως προαναφέρθηκε, η ηλεκτρική ενέργεια έχει πολύ περισσότερες δυνατότητες, συγκρινόμενη με τις άλλες μορφές ενέργειας που χρησιμοποιούνται στα συμβατικά αεροσκάφη, παρέχοντας τη δυνατότητα μεγαλύτερης ενεργειακής αποδοτικότητας [17].



Σχήμα 2.4 Κατανομή των απαιτήσεων ενέργειας στο ΜΕΑ, με εκτιμώμενη ισχύ του ηλεκτρικού συστήματος ≈ 1 MW.

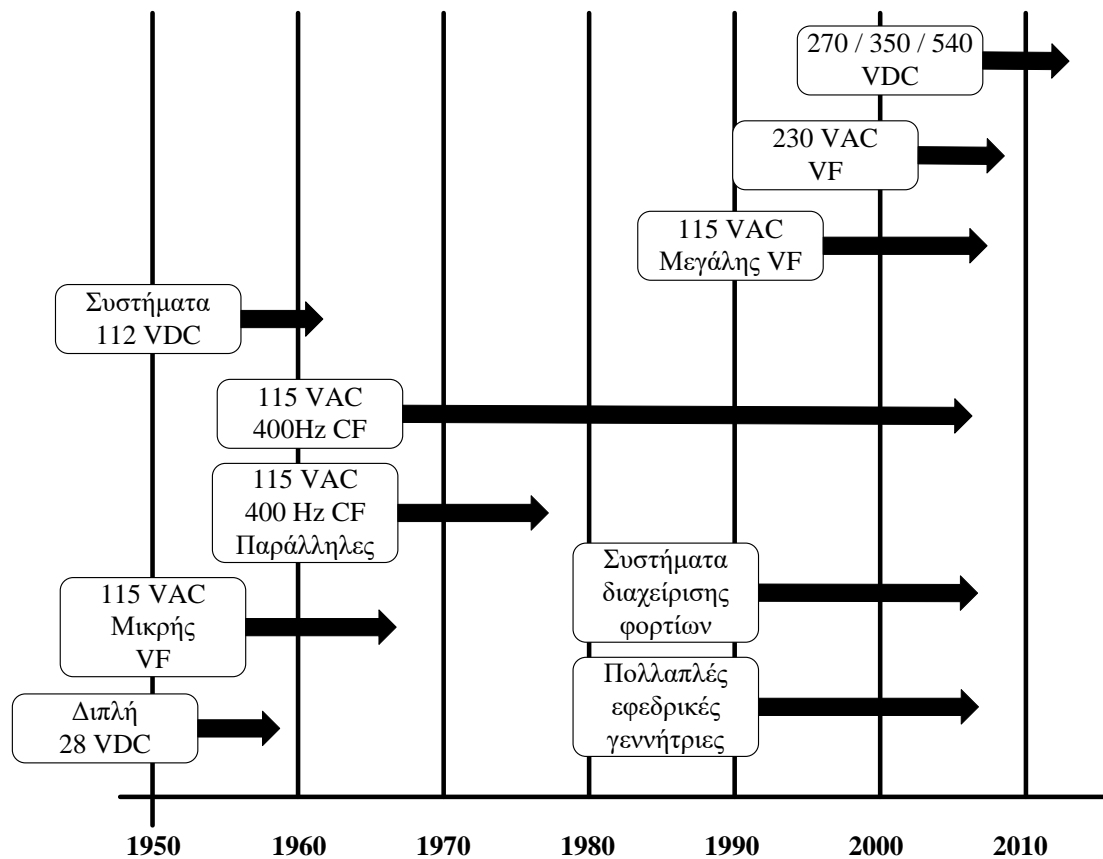
Στα συμβατικά αεροσκάφη, συστήματα όπως αυτά του ελέγχου της πτήσης (IPS, ECS, αντλίες κλπ), λειτουργούν με διάφορα είδη ενέργειας που προέρχονται από τις ατράκτους των στροβιλοκινητήρων. Από την άλλη πλευρά στο ΜΕΑ, όλα αυτά τα συστήματα πρόκειται να τροφοδοτούνται από ηλεκτρική ενέργεια, προερχόμενη από γεννήτριες που θα οδηγούνται από τις ατράκτους των κινητήρων, ή από την εκμετάλλευση των καυσαερίων με τη χρήση θερμοηλεκτρικών διατάξεων παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας. Τέλος, στο ΜΕΑ διαφορετικά είδη φορτίων πρόκειται να χρησιμοποιηθούν, πράγμα που δημιουργεί την ανάγκη για τάση τροφοδοσίας Σ.Τ. ή Ε.Τ. σε διαφορετικά επίπεδα. Ως αποτέλεσμα, στα νέα αεροσκάφη θα χρησιμοποιούνται, διαφορετικά είδη μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος, όπως ανορθωτές Ε.Τ./Σ.Τ. (AC/DC), αντιστροφείς Σ.Τ./Ε.Τ. (DC/AC) και DC/DC ψαλιδιστές Σ.Τ./Σ/Τ. (DC/AC choppers).

2.1.3 Δομή συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας HVDC του ΜΕΑ

Το σύστημα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας θα πρέπει να υποστηρίζει όλους τους ηλεκτρικούς καταναλωτές με την ηλεκτρική ενέργεια που απαιτείται. Δύο είναι τα είδη τάσης στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, το πρώτο είναι αυτό της παροχής συνεχούς ρεύματος (DC), ενώ το άλλο είναι η παροχή εναλλασσόμενου ρεύματος (AC).

Τα τελευταία χρόνια, η ολοένα και μεγαλύτερη εξάρτηση των αεροσκαφών από την ηλεκτρική ενέργεια έχει οδηγήσει και στην αλματώδη εξέλιξη των ηλεκτρικών συστημάτων ισχύος των αεροσκαφών. Κατά τις δεκαετίες '40 και '50, χρησιμοποιούνταν ένα διπλό σύστημα 28 V DC, ως το ηλεκτρικό σύστημα ισχύος. Μία ή δύο συστοιχίες συσσωρευτών υποστήριζαν τα βασικά φορτία, σε περιπτώσεις εκτάκτου ανάγκης, ενώ παράλληλα είχε υιοθετηθεί ένας αντιστροφέας παραγωγής 115 V AC, για την παροχή ισχύος στα όργανα ελέγχου της πτήσης [18], [19].

Με το πέρασμα των ετών κι εξαιτίας των αυξανόμενων αναγκών σε ηλεκτρική ισχύ, το σύστημα παραγωγής ισχύος άλλαξε. Η αρχή έγινε από την αμυντική αεροπορική βιομηχανία, με την τοποθέτηση τεσσάρων γεννητριών 115 V AC, οδηγούμενων από τους κινητήρες ορισμένων βομβαρδιστικών. Σήμερα, έχουν αρχίσει να κάνουν την εμφάνισή τους στα ΜΕΑ τα νέα συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, παρέχοντας υψηλή τάση 240 ή 540 V DC (High Voltage DC – HVDC). Στο Σχήμα 1.4 απεικονίζεται η εξέλιξη των προαναφερθέντων συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας, συν τω χρόνω.



Σχήμα 2.5 Εξέλιξη των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας στα αεροσκάφη [20].

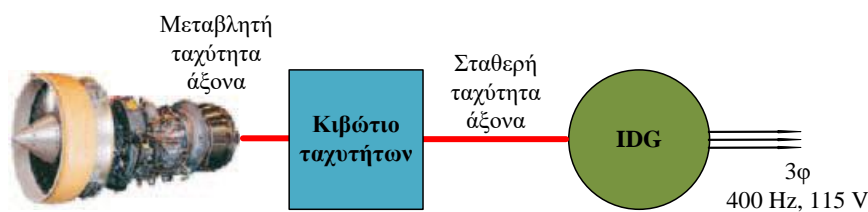
Υπάρχουν διάφοροι τύποι συστημάτων που χρησιμοποιούνται στα σημερινά αεροσκάφη για την παραγωγή ηλεκτρική ενέργειας [12]:

- Ενσωματωμένη γεννήτρια (Integrated Drive Generator - IDG):
 Η IDG (Σχήμα 2.6) είναι ευρέως χρησιμοποιούμενη στους περισσότερους τύπος αεροσκαφών. Παρόλα αυτά, η χρήση της έχει ένα μειονέκτημα. Απαιτεί χρήση υδραυλικού εξοπλισμού σταθερής ταχύτητας περιστροφής (Constant Speed Drive – CSD), ώστε να μετατρέψει τη μεταβαλλόμενη ταχύτητα του άξονα της μηχανής σε σταθερή. Όπως είναι προφανές, αυτό κάνει όλο τον εξοπλισμό πολύ βαρύ και σύνθετο.
- Μεταβλητής ταχύτητας και σταθερής συχνότητας (Variable Speed Constant Frequency – VSCF):
 Οι VSCF (Σχήμα 2.7) γεννήτριες, παρέχουν 115 V, 400 Hz ηλεκτρική ενέργεια στο αεροσκάφος, με τη χρήση μετατροπέων. Χρησιμοποιούνται δύο τύπου, VSCF-κυκλομετατροπέας και DC Link. Ο πρώτος χρησιμοποιήθηκε στα πολεμικά αεροσκάφη F-18/F, ενώ ο δεύτερος βρήκε μεγάλη εφαρμογή στα επιβατηγά αεροσκάφη B737 και B777.
- Μεταβλητής συχνότητας (Variable Frequency – VF):

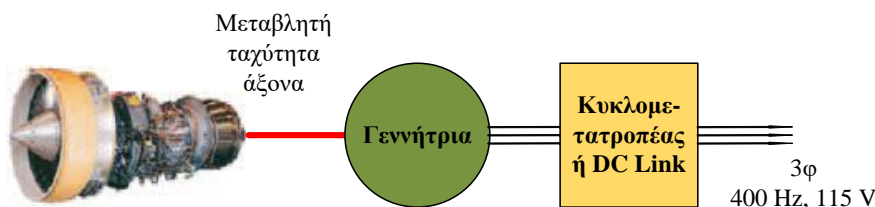
Οι VF (Σχήμα 2.7) γεννήτριες μπορούν να οδηγηθούν απευθείας από τον άξονα της στροβιλομηχανής και να παρέχουν ισχύ μεταβλητής συχνότητας (380 ~ 760Hz), απουσία των πολύπλοκων μηχανικών συστημάτων οδήγησης. Κυριότερα πλεονεκτήματα αυτής της τεχνολογίας είναι η μείωση του κόστους και του βάρους, καθώς και η βελτίωση της αξιοπιστίας. Παρόλα αυτά, υπάρχει ένα προφανές μειονέκτημα. Το μεγαλύτερο μέρος του εξοπλισμού που λειτουργεί με εναλλασσόμενο ρεύμα δε μπορεί να λειτουργήσει σε μεταβλητές συχνότητες, δημιουργώντας προβλήματα ασυμβατότητας. Όμως, με τη χρήση των ηλεκτρονικών ισχύος είναι εφικτή η διασύνδεση αυτών των γεννητριών σε δίκτυο σταθερής συχνότητας ή ακόμη και σε Σ.Τ. Χαρακτηριστικό παράδειγμα, αποτελεί το B787, που χρησιμοποιεί τέσσερις γεννήτριες μεταβλητής συχνότητας, ως τις κύριες πηγές ηλεκτρικής ενέργειας.

- 270 V DC:

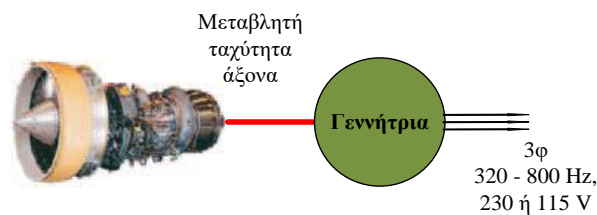
Η μείωση του βάρους του εξοπλισμού των αεροσκαφών αποτελεί μεγάλη πρόκληση. Προς ικανοποίηση αυτής της απαίτησης, είναι αναγκαία η μείωση του όγκου και του βάρους των καλωδιώσεων. Έτσι άρχισε να εφαρμόζεται στα αεροσκάφη, η τεχνολογία μεταφοράς ισχύος υπό συνεχή τάση. Τα επίπεδα τάσης 230 V AC, 270 V DC και ± 540 V DC, είναι οι νέες τάσεις στις τεχνολογίες διανομής που πρόκειται να εφαρμοστούν στα σύγχρονα αεροσκάφη. Πρώτος διδάξας σε αυτήν τη νέα τάση είναι το νέο αεροσκάφος Boeing B787.



Σχήμα 2.6 Τυπικό σύστημα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας σταθερής συχνότητας με χρήση κιβωτίου ταχυτήτων.



Σχήμα 2.7 Σύστημα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας σταθερής συχνότητας με χρήση μετατροπέα ισχύος.



Σχήμα 2.8 Τυπικό σύστημα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας μεταβλητής συχνότητας, για το ΜΕΑ.

Ο Πίνακας 2.2, παραθέτει συνοπτικά τους τρόπους παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας που χρησιμοποιούνται σε διάφορους τύπους αεροσκαφών.

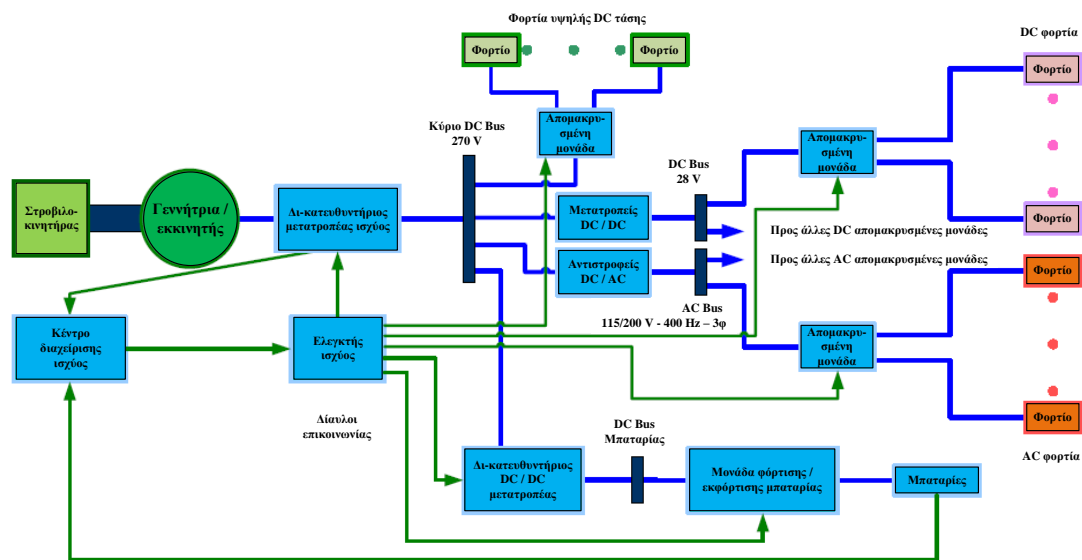
Είδος παραγωγής ηλ. ενέργειας	Πολιτικά αεροσκάφη		Πολεμικά αεροσκάφη	
IDG/CF [115VAC/400HZ]	B777	2 x 120 kVA		
	A340	4 x 90 kVA		
	B737NG	2 x 90 kVA		
	MD-12	4 x 120 kVA		
	B747-X	4 x 120 kVA		
	B717	2 x 40 kVA		
	B767-400	2 x 120 kVA		
Do728	2 x 40 kVA			
VSCF (Κυκλομετατροπέας) [115VAC/400HZ]			F-18E/F	2 x 60/65 kVA
VSCF (DC Link) [115VAC/400HZ]	B777 (Backup)	2 x 20 kVA		
	MD-90	2 x 75 kVA		
VF [115VAC/380-760Hz Τυπικός]	Global Ex	4 x 50 kVA	Boeing JSF [X-32A/B/C]	2 x 50 kVA
	Horizon	2 x 20/25 kVA		
	A3XX	4 x 150 kVA		
270 VDC			F-22 Raptor	2 x 70 kVA
			JSF [X-35A/B/C]	2 x 50 kVA

Πίνακας 2.2 Χρησιμοποιούμενοι τύποι παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας σε διάφορους τύπος αεροσκαφών.

Το σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας (Electric Power System – EPS) των μελλοντικών αεροσκαφών θα απαιτεί διαφορετικές τροφοδοσίες, που θα παρέχονται από τις κύριες γεννήτριες, ώστε να τροφοδοτεί με ηλεκτρική ενέργεια τους διάφορους τύπους φορτίων. Στο Σχήμα 1.6, παρουσιάζεται η δομή του EPS ενός μελλοντικού αεροσκάφους. Σύμφωνα με αυτό, η κύρια παροχή ηλεκτρικής ενέργειας, θα είναι τα 230 V VF. Ωστόσο, ορισμένα φορτία απαιτούν ως επίπεδα τάσης για τη λειτουργία τους, τα 115 V AC, 28 V DC ή 270/540 V DC. Συνεπώς, μικτά συστήματα Ε.Τ. και Σ.Τ. πολλαπλών επιπέδων τάσεων θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν στα επανασχεδιασμένα EPS των νέων γενεών αεροσκαφών. Ως εκ τούτου, τα ηλεκτρονικά ισχύος αναλαμβάνουν δράση και θα διαδραματίσουν σημαντικό ρόλο. Η ανάγκη για εφαρμογή διαφόρων ειδών ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος, όπως ανορθωτές

AC/DC, μετατροπείς DC/DC και αντιστροφείς DC/AC, για να μετασχηματίσουν την ηλεκτρική ισχύ από έναν τύπο σε έναν άλλο, καθώς και να υποβιβάζουν ή να ανυψώνουν την τάση στα επιθυμητά επίπεδα, κρίνεται επιτακτική. Επιπλέον, στις εφαρμογές VSCF πρόκειται να χρησιμοποιηθούν διατάξεις SSPC (Solid-State Power Controller). Ένας άλλος τύπος μετατροπέων που πρόκειται να υιοθετηθεί, είναι οι δι-κατευθυντήριοι DC/DC μετατροπείς, για τη φόρτιση και εκφόρτιση των μονάδων αποθήκευσης ενέργειας (υπερ-πυκνωτές, συσσωρευτές). Κατά συνέπεια, το σύστημα διανομής ηλεκτρικής ισχύος (Electrical Power Distribution System – EPDS) του MEA, θα είναι ένας ηλεκτρονικός πολύ-μετατροπέας ισχύος [21].

Στο σύστημα διανομής ισχύος των νέων αεροσκαφών, τα φορτία αντιμετωπίζονται ως ανεξάρτητες απομακρυσμένες μονάδες. Επιπλέον, ένα κέντρο διαχείρισης ισχύος (Power Management System – PMS) θα συνδέει όλες τις απομακρυσμένες μονάδες, μέσω των διαύλων ελέγχου / δεδομένων. Το σημαντικότερο χαρακτηριστικό του PMS θα είναι η ρύθμιση του λόγου κατάτμησης (duty-cycle) των ηλεκτρικών καταναλωτών, μειώνοντας κατ’ αυτόν τον τρόπο τις μέγιστες απαιτήσεις σε ισχύ χωρίς να προβαίνει σε πλήρη περικοπή φορτίων. Τέλος, ορισμένες άλλες σημαντικές λειτουργίες του PMS, είναι ο έλεγχος και η διαχείριση του φορτίου, η διαχείριση του συστήματος της γεννήτριας/εκκινητή, η επιτήρηση του συστήματος ελέγχου τροφοδοσίας κ.α.



Σχήμα 2.9 Αρχιτεκτονική του EPDS ενός MEA.

Συνοψίζοντας, το δίκτυο ελέγχου διανομής του Σχήμα 1.6 παρουσιάζει κάποια πλεονεκτήματα:

- Όλα τα φορτία διαχειρίζονται κι ελέγχονται από μία «έξυπνη» κεντρική μονάδα.
- Η μέθοδος διαχείρισης ισχύος μπορεί να συμβάλλει σημαντικά στη μείωση του μεγέθους και του βάρους των συστημάτων παραγωγής ενέργειας, συμπεριλαμβανομένων και των συσσωρευτών.
- Η απόδοση, όλων των συστημάτων του αεροσκάφους, μπορεί να βελτιωθεί σημαντικά.

2.2 Προδιαγραφές τάσης βάσει του MIL-STD-704F

Τα σύγχρονα επιβατηγά αεροσκάφη, χρησιμοποιούν εξίσου συσκευές που τροφοδοτούνται με συνεχές κι εναλλασσόμενο ρεύμα. Η ανάγκη ενός αεροσκάφους για ηλεκτρική ισχύ, σε διάφορες χρονικές στιγμές μιας πτήσης είναι μεγάλες. Σε αυτήν την ενότητα θα αναφερθούν ορισμένες από τις προδιαγραφές των διαφόρων επιπέδων και τύπων τάσης ενός αεροσκάφους, με βάση το στρατιωτικό πρότυπο (MIL-STD-704F) [22].

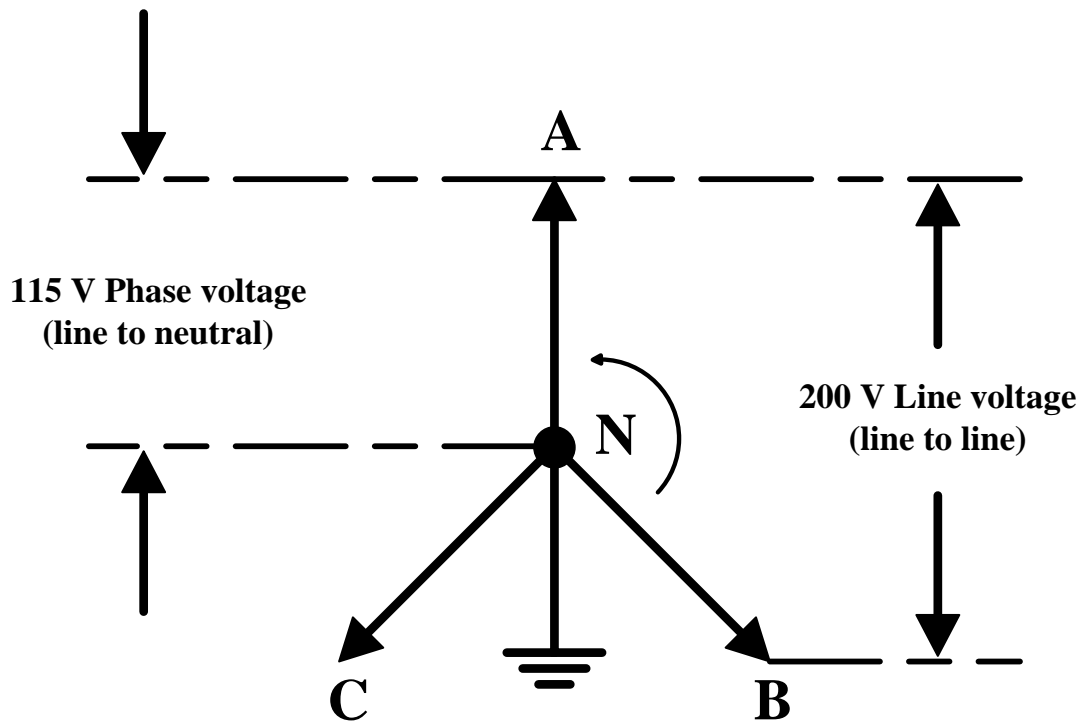
Όταν το αεροσκάφος βρίσκεται στο έδαφος, τροφοδοτείται με Ε.Τ. από μία εξωτερική πηγή και/ή από τη βοηθητική μονάδα ισχύος (Auxiliary Power Unit – APU) του αεροσκάφους. Κατά την εκκίνηση των στροβιλοκινητήρων απαιτούνται τεράστιες ποσότητες ισχύος, γεγονός που γίνεται εύκολα αντιληπτό από τους επιβάτες από το τρεμόπαιγμα του φωτισμού της καμπίνας.

Κατά τη διάρκεια της πτήσης, οι κινητήρες του αεροσκάφους περιστρέφουν ισχυρές γεννήτριες Ε.Ρ. που παράγουν ηλεκτρική ισχύ, η οποία χρησιμοποιείται στο επίπεδο τάσης που παράγεται ή υποβιβάζεται σε χαμηλότερα επίπεδα, 110/115 V. Τμήμα αυτής της ισχύος, μεταφέρεται στο δίκτυο 24/28 ή 270 V DC με τη χρήση ηλεκτρονικών μετατροπέων, για την τροφοδοσία εξοπλισμού Σ.Τ., όπως για παράδειγμα τα όργανα του πιλοτηρίου.

Τέλος, σε περιπτώσεις εκτάκτου ανάγκης, όταν οι κύριες γεννήτριες του αεροσκάφους, τίθενται εκτός λειτουργίας, συστοιχίες συσσωρευτών τροφοδοτούν με ισχύ τα διάφορα ζωτικής σημασίας όργανα του αεροπλάνου. Επίσης, υπό αυτές τις συνθήκες είναι δυνατό να παρέχεται και Ε.Τ. για τροφοδότηση κρίσιμου εξοπλισμού.

2.2.1 Συστήματα παροχής Ε.Ρ.

Σύμφωνα με το πρότυπο MIL-STD-704F το σύστημα παροχής εναλλασσόμενου ρεύματος θα πρέπει να είναι τριφασικό, τεσσάρων αγωγών, σε συνδεσμολογία αστέρα, ονομαστικής τάσεως 115/200 V, ονομαστική συχνότητας 400 Hz και ακολουθίας των φάσεων A-B-C όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.7. Το ουδέτερο σημείο κάθε τριφασικής πηγής ενέργειας, θα πρέπει να είναι γειωμένο δημιουργώντας έτσι τον τέταρτο αγωγό και θεωρώντας ως γη το δυναμικό του πλαισίου του αεροσκάφους. Στην περίπτωση της μονοφασικής παροχής θα πρέπει να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις γραμμής-ουδέτερου, σύμφωνα με το Σχήμα 1.7.



Σχήμα 2.10 Ακολουθίες φάσεων και ονομασίες γραμμών.

Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν συνοπτικά τα κύρια χαρακτηριστικά των συστημάτων παροχής Ε.Ρ., σταθερής και μεταβλητής συχνότητας. Σημειώνεται, ότι τα χαρακτηριστικά της τάσης ισχύουν για την περίπτωση γραμμής-ουδετέρου, ενώ για την περίπτωση γραμμής-γραμμής προκύπτουν από τις τιμές γραμμής-ουδετέρου. Όλες οι τιμές της Ε.Τ. αναφέρονται στην ενεργό (rms) τιμή.

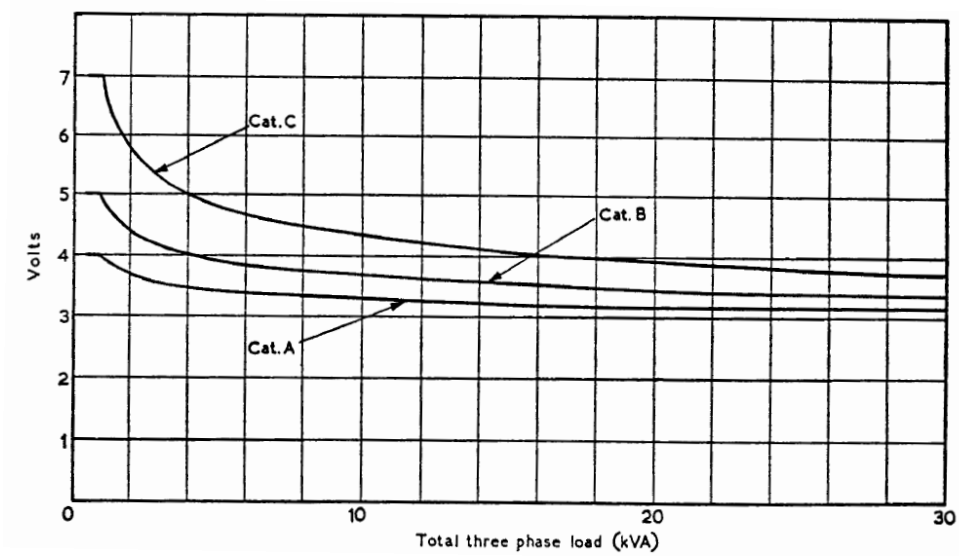
Α) Χαρακτηριστικά συστήματος παροχής Ε.Ρ., σταθερής συχνότητας

- Τάση: Οι επιμέρους τιμές της τάσης κάθε φάσης και οι μέσες τιμές, θα πρέπει να βρίσκονται εντός των ορίων που καθορίζονται στον Πίνακα 2.3.
- Μετατόπιση φάσης: Η μετατόπιση ανάμεσα στα αντίστοιχα μηδενικά σημεία της κυματομορφής θα πρέπει να βρίσκεται μεταξύ του ορίου των 118° και 120° .
- Ασυμμετρικές τάσης: Η μέγιστη διαφορά μεταξύ των επιμέρους φασικών τάσεων και των ζυγών του αεροσκάφους, δε θα πρέπει να υπερβαίνει τα 3 V. Η μέγιστη διαφορά ανάμεσα στις επιμέρους φασικές τάσεις των ακροδεκτών του χρησιμοποιούμενου εξοπλισμού, εξαρτάται από τα επιμέρους ρεύματα του φορτίου και την πτώση τάσης των αγωγών, αλλά δε θα πρέπει να υπερβαίνει τις τιμές του Σχήμα 1.8.

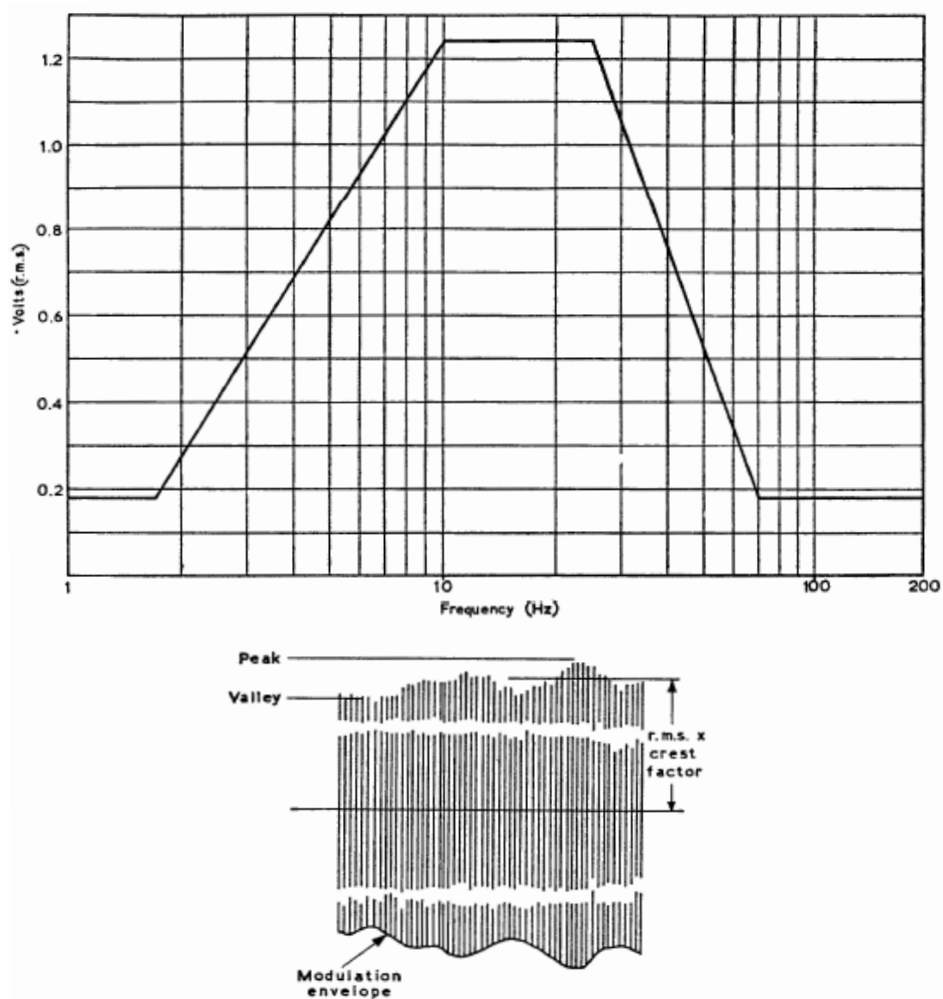
- Κυματομορφή τάσης: Η κυματομορφή της τάσης θα πρέπει να ακολουθεί τα παρακάτω χαρακτηριστικά:
 - Ο συντελεστής κορυφής (crest factor) θα πρέπει να κυμαίνεται μεταξύ 1.31 και 1.51
 - Η ενεργός τιμή του συνολικού αρμονικού περιεχομένου, δε θα πρέπει να υπερβαίνει το 5 % της ενεργού τιμής της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης
 - Καμία από τις επιμέρους αρμονικές συνιστώσες δε θα πρέπει να υπερβαίνει το 4 % της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης
 - Η απόκλιση των αντίστοιχων τεταγμένων από εκείνες του ισοδύναμου ημιτονοειδούς κύματος, δε θα πρέπει να υπερβαίνει $(15.5 + 5.5 \cos 2\theta)\%$ της μετρούμενης ενεργού τιμής της τάσης, όπου $V_p \sin \theta$ είναι η εξίσωση του ισοδύναμου ημιτονοειδούς κύματος.
- Διαμόρφωση τάσης: Η διαμόρφωση της φασικής τάσης (συμπεριλαμβανομένης και της επίδρασης της διαμόρφωσης συχνότητας), δε θα πρέπει να υπερβαίνει τα 3.5 V, όταν μετράται η διαφορά μεταξύ των ελάχιστων και μέγιστων τιμών της τάσης κατά τη διάρκεια τουλάχιστον ενός δευτερολέπτου. Η διαμόρφωση της συχνότητας θα πρέπει να βρίσκεται μέσα στα όρια του Σχήμα 2.12.
- Συχνότητα: Η συχνότητα των κύριων παροχών, θα πρέπει να διατηρείται μεταξύ των ορίων των 380 Hz και 420 Hz και στην περίπτωση των παροχών εκτάκτου ανάγκης μεταξύ των ορίων των 360 Hz και 440 Hz.
- Μετατόπιση συχνότητας: Διακυμάνσεις του ελεγχόμενου επιπέδου συχνότητας δεν θα πρέπει να υπερβαίνουν τα 10 Hz και ο ρυθμός μετατόπισης της συχνότητας δεν θα πρέπει να υπερβαίνει την τιμή των 15 Hz/min.
- Διαμόρφωση συχνότητας: Οι διακυμάνσεις της συχνότητας που οφείλονται στη διαμόρφωση θα πρέπει να είναι τέτοιες, ώστε κατά τη χρονική διάρκεια ενός λεπτού η υπέρβαση της μέσης τιμής της συχνότητας να βρίσκεται εντός της ζώνης που ορίζεται στο Σχήμα 1.9.

Κατηγορία εξοπλισμού	Μεμονωμένη φάση			Μέσος όρος των τριών επιμέρους φάσεων		
	Φυσιολογική	Ασυνήθιστη	Εκτάκτου ανάγκης	Φυσιολογική	Ασυνήθιστη	Εκτάκτου ανάγκης
	V	V	V	V	V	V
A	110-118	96-132	106-122	111.5-116.5	98-130	108-120
B	108-118	94-132	104-122	109.5-116.5	96-130	106-120
Γ	104-118	90-132	100-122	105.5-116.5	92-130	102-120

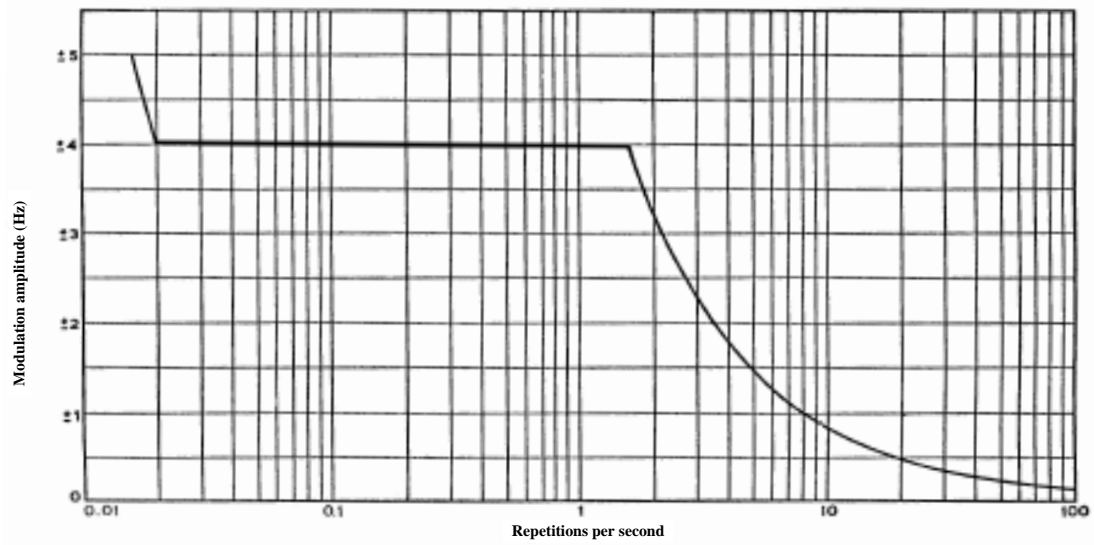
Πίνακας 2.3 Όρια AC τάσης, στη μόνιμη κατάσταση.



Σχήμα 2.11 Διαφορά της τάσης στους ακροδέκτες του χρησιμοποιούμενου τριφασικού εξοπλισμού.



Σχήμα 2.12 Ενεργός τιμή των συνιστωσών τάσης της περιβάλλουσας διαμόρφωσης.



Σχήμα 2.13 Χαρακτηριστικά διαμόρφωσης της συχνότητας E.T.

B) Χαρακτηριστικά συστήματος παροχής E.P., μεταβλητής συχνότητας

- Τάση: Ομοίως με την περίπτωση A.
- Μετατόπιση φάσης: Ομοίως με την περίπτωση A.
- Ασυμμετρικές τάσης: Ομοίως με την περίπτωση A.
- Κυματομορφή τάσης: Ομοίως με την περίπτωση A.
- Διαμόρφωση τάσης: Ομοίως με την περίπτωση A.
- Συχνότητα: Η συχνότητα των παροχών, θα πρέπει να διατηρείται μεταξύ των ορίων των 320 Hz και 480 Hz.

2.2.2 Παροχή Σ.Ρ.

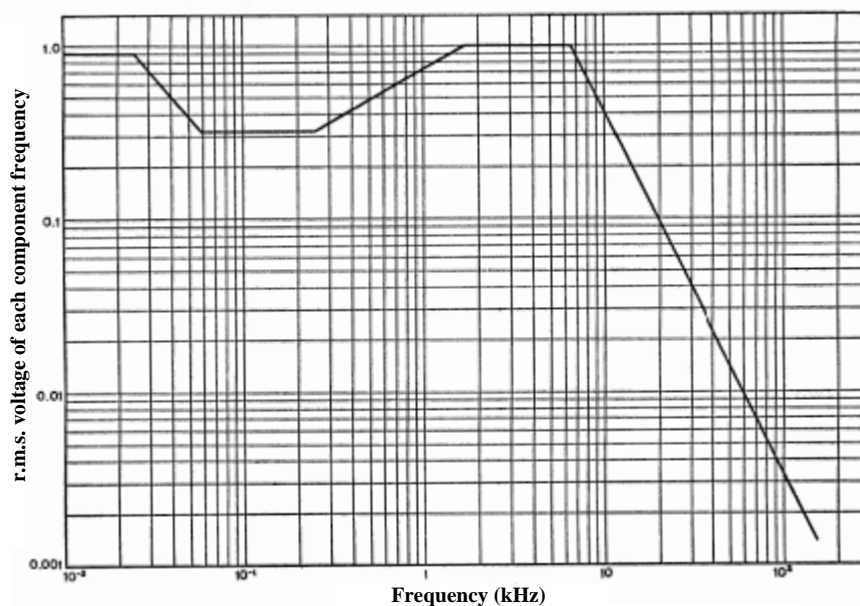
Το σύστημα παροχής συνεχούς ρεύματος θα πρέπει να αποτελείται από ένα σύστημα δύο αγωγών, με ονομαστική τάση 28 V. Ο αρνητικός πόλος κάθε πηγής ενέργειας θα πρέπει να είναι γειωμένος, αποτελώντας έτσι τον δεύτερο αγωγό.

Τα παρακάτω χαρακτηριστικά, αναφέρονται στους ακροδέκτες του χρησιμοποιούμενου εξοπλισμού.

- Τάση: Η τάση, θα πρέπει να βρίσκεται εντός των ορίων του Πίνακα 2.4. Σημειώνεται ότι, τα αεροσκάφη χρησιμοποιούν εκκινητές Σ.Ρ. για τους στροβιλοκινητήρες και κατά συνέπεια λειτουργούν με Σ.Τ. Τα ίδια ισχύουν και για την παροχή τάσης η οποία απαιτείται για τη λειτουργία και άλλων παράλληλων συστημάτων κατά τη διάρκεια της εκκίνησης.
- Κυμάτωση τάσης: Χωρίς την παρουσία συσσωρευτών, η κυμάτωση της Σ.Τ., θα πρέπει να είναι τέτοια ώστε η μέγιστη απόκλιση από το επίπεδο της μέσης τιμής να είναι μικρότερη από 2 V. Οι ενεργές τιμές των επιμέρους κυκλικών συνιστωσών της κυμάτωσης δεν θα πρέπει να υπερβαίνουν τις τιμές του Σχήμα 1.11.

Κατηγορία εξοπλισμού	Φυσιολογική	Ασυνήθιστη	Εκτάκτου ανάγκης
	V	V	V
A	25-29	22-32	19-29
B	24-29	21-32	18-29
Γ	22-29	19-32	16-29

Πίνακας 2.4 Όρια Σ.Τ., στη μόνιμη κατάσταση.



Σχήμα 2.14 Χαρακτηριστικά κυμάτωσης της συχνότητας σε συστήματα Σ.Τ.

2.3 Ανάκτηση ενέργειας από τους στροβιλοκινητήρες των αεροσκαφών

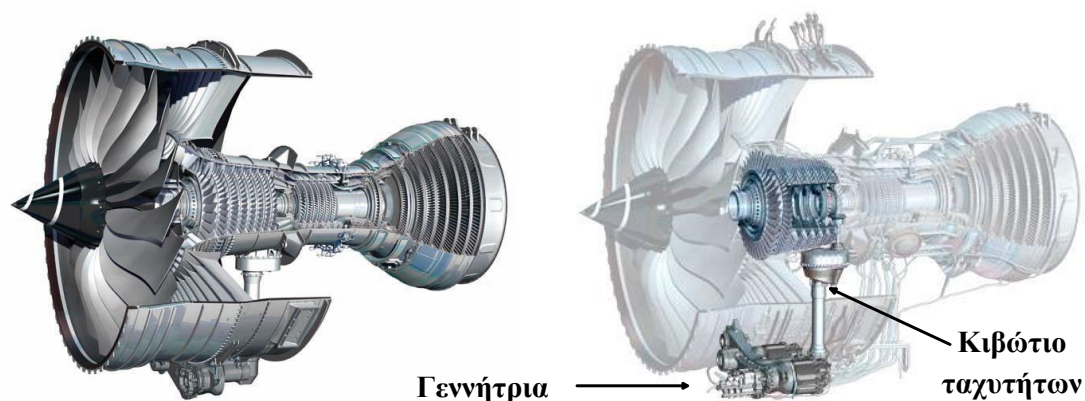
Η πιο ευρέως χρησιμοποιούμενη τεχνική παραγωγής της αναγκαίας ώσης για την κίνηση των αεροσκαφών σήμερα, είναι η χρήση στροβιλοκινητήρων (Εικόνα 2.1). Οι στροβιλοκινητήρες των αεροσκαφών, χρησιμοποιώντας τη θερμογόνο δύναμη του καυσίμου, παράγουν την αναγκαία ώση για την κίνησή τους, ενώ παράλληλα με τη βοήθεια μηχανικών μερών (κιβώτια ταχυτήτων κλπ) παρέχουν κινητική ενέργεια και σε επιμέρους συστήματα (αντλίες, γεννήτριες κλπ), αναγκαία για την εύρυθμη πτητική λειτουργία τους. Η αλματώδης εξέλιξη της τεχνολογίας και η ανάγκη για μείωση της κατανάλωσης ενέργειας και καυσίμων, καθώς επίσης και η αναζήτηση μεθόδων και λύσεων που βελτιώνουν την αξιοπιστία, έχει ωθήσει τον κλάδο της αεροπλοΐας στην αναζήτηση τρόπων εφαρμογής συστημάτων, τέτοιων ώστε η αποδοτικότητα των στροβιλοκινητήρων καθώς και των επιμέρους συστημάτων να καταστεί περισσότερο αποδοτική. Όπως προαναφέρθηκε, η ηλεκτρική ενέργεια καθώς και τα συστήματα που λειτουργούν με αυτή, επιλύουν το μεγαλύτερο μέρος των παραπάνω προκλήσεων [23].



Εικόνα 2.1 Άποψη ενός στροβιλοκινητήρα συμβατικού αεροσκάφους.

Έως σήμερα, ο τρόπος παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας στα συμβατικά αεροσκάφη είναι η χρήση γεννητριών Ε.Ρ., οι οποίες κινούνται με τη βοήθεια ενός κιβωτίου ταχυτήτων και της

κινητικής ενέργειας που παράγεται από τον στροβιλοκινητήρα του αεροσκάφους, όπως στο Σχήμα 1.13. Ο άξονας του στροβίλου περιστρέφεται με μεγάλη ταχύτητα, η οποία υποβιβάζεται με τη βοήθεια ενός κιβωτίου ταχυτήτων και στη συνέχεια δίδει κίνηση στον άξονα της γεννήτριας. Αυτή, παράγει την απαραίτητη ηλεκτρική ενέργεια, τροφοδοτώντας κατ' αυτόν τον τρόπο τα ηλεκτρικά φορτία του αεροσκάφους[24].



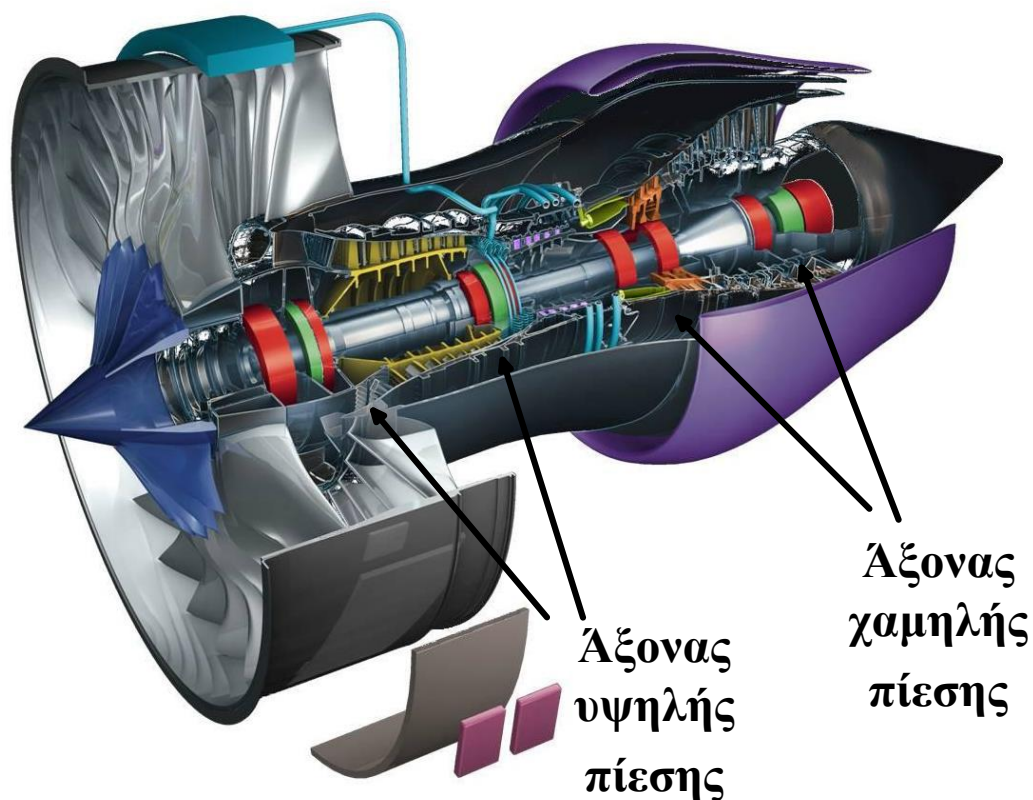
Σχήμα 2.15 Σχεδιαστική άποψη συμβατικού συστήματος παραγωγής ενέργεια από τους στροβιλοκινητήρες της εταιρείας Rolls Royce.

Η ολοένα και αυξανόμενη ζήτηση ηλεκτρικής ενέργειας στα σύγχρονα αεροσκάφη, έχει στρέψει την ερευνητική κοινότητα στην αναζήτηση πιο αποδοτικών μεθόδων, για την παραγωγή μεγαλύτερων ποσοτήτων ηλεκτρικής ενέργειας και υψηλότερης ποιότητας ισχύος. Πέραν της μεθόδου μετάδοσης κίνησης με τη χρήση κιβωτίου ταχυτήτων που αναφέρθηκε παραπάνω, δύο νέες μέθοδοι έχουν προταθεί και γίνονται μελέτες για την εφαρμογή τους στις επόμενες γενεές αεροσκαφών.

Η πρώτη πρόταση (Σχήμα 1.14) αφορά σε μία νέα τεχνολογική μέθοδο της εταιρείας Rolls Royce [25], σύμφωνα με την οποία δύο γεννήτριες προσαρμόζονται άμεσα στον άξονα του στροβιλοκινητήρα του αεροσκάφους. Έτσι λοιπόν, η μία γεννήτρια (τύπου μόνιμου μαγνήτη) που παράλληλα έχει και τον ρόλο του εκκινητή του στροβίλου, τοποθετείται απευθείας στον άξονα υψηλής πίεσης και πρόκειται να παράγει περίπου 200 kW ηλεκτρική ισχύ. Η δεύτερη γεννήτρια (τύπου switched reluctance), τοποθετείται στον άξονα χαμηλής πίεσης και πρόκειται να παρέχει 120 kW ηλεκτρική ισχύ.

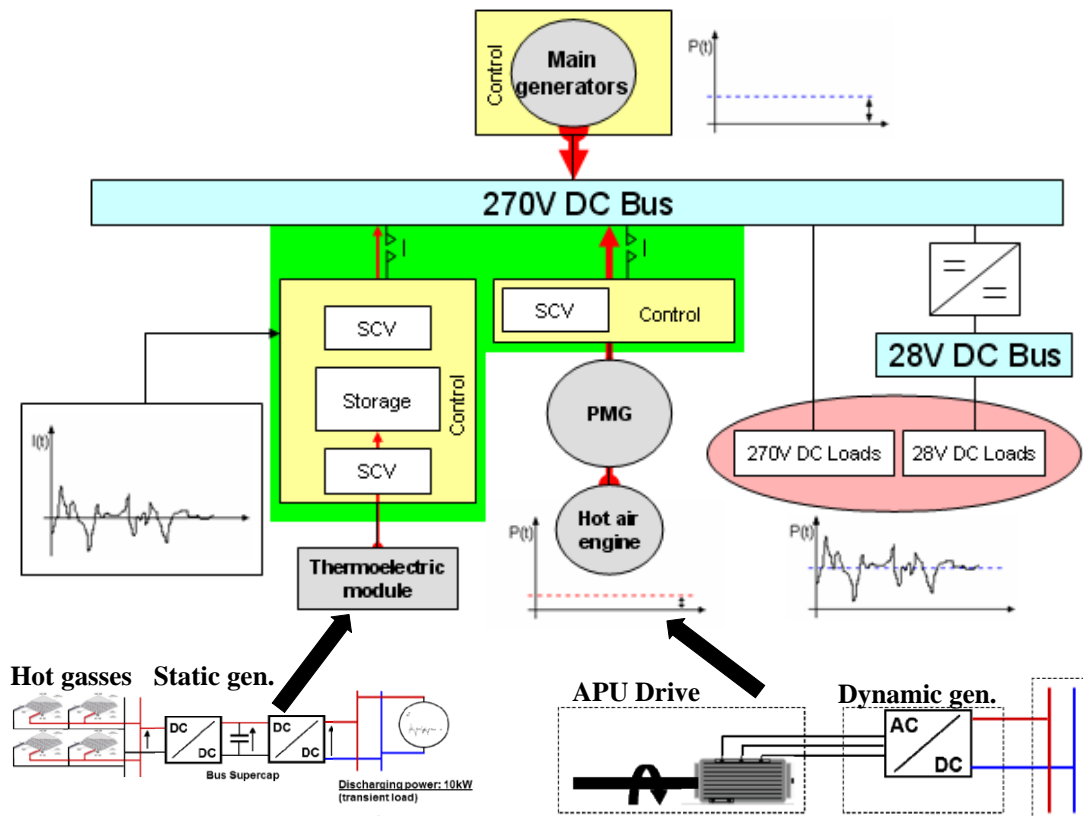
Όπως είναι ευνόητο, ο σχεδιασμός αυτών των γεννητριών θα πρέπει να είναι τέτοιος, ώστε να λειτουργούν σε ακραίες θερμοκρασιακές τιμές (~330 °C). Η μεγαλύτερη πρόκληση για την εφαρμογή αυτών των γεννητριών στους στροβιλοκινητήρες των αεροσκαφών είναι η ψύξη τους, η οποία θα πρέπει να ληφθεί υπ' όψη κατά τον σχεδιασμό τους. Επιπροσθέτως, θα

πρέπει να ληφθεί μέριμνα και για την ψύξη των μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος που αναπόφευκτα θα πρέπει να τοποθετηθούν σε κοντινή απόσταση με τις γεννήτριες[26].



Σχήμα 2.16 Προτεινόμενη μέθοδος παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, της εταιρείας Rolls Royce.

Πέραν αυτών, στο ερευνητικό πρόγραμμα RENERGISE του Ευρωπαϊκού Προγράμματος Πλαισίου CLEAN SKY προτείνεται ένα σύστημα ανάκτησης ενέργειας από τα καυσαέρια των στροβιλοκινητήρων του αεροσκάφους. Αυτό το σύστημα, μπορεί να λειτουργήσει είτε σε συνεργασία με το ήδη υπάρχον συμβατικό σύστημα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, είτε αντικαθιστώντας το. Οι ερευνητές, πρότειναν δύο μεθόδους παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας εκμεταλλευόμενοι τα θερμά καυσαέρια, σύμφωνα με το Σχήμα 1.15, βελτιώνοντας την ενεργειακή απόδοση και μειώνοντας την κατανάλωση καυσίμων [27], [28].



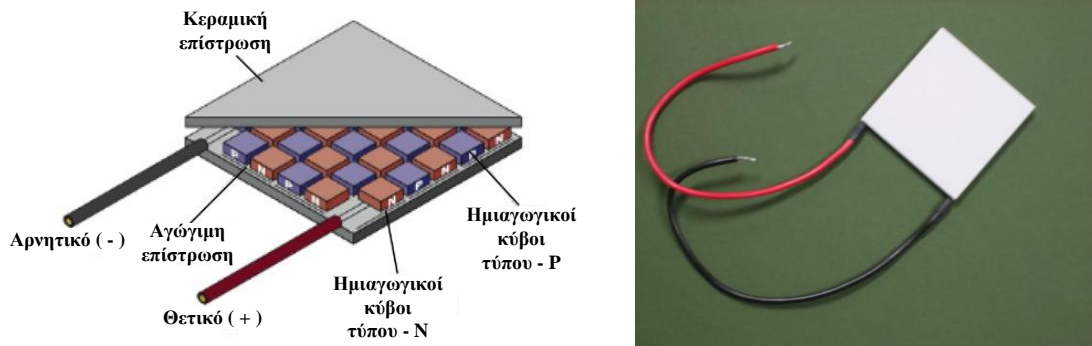
Σχήμα 2.17 Προτεινόμενες μέθοδοι παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας του ερευνητικού προγράμματος RENERGISE (στα πλαίσια του Προγράμματος Πλαίσιο CLEAN SKY).

Ένα στατικό σύστημα ανάκτησης ενέργειας (Static Waste Heat Recovery – SWHR), μετατρέπει άμεσα τη θερμική ενέργεια των καυσαερίων σε ηλεκτρική, με την τοποθέτηση συστοιχιών από θερμοηλεκτρικές γεννήτριες στο κάλυμμα του κινητήρα, στο οποίο όπως είναι ευνόητο, αναπτύσσονται υψηλές θερμοκρασίες. Η διαφορά θερμοκρασίας που εμφανίζεται μεταξύ του καλύμματος του κινητήρα και του περιβάλλοντος, είναι αυτή που προορίζεται προς εκμετάλλευση. Οι θερμοηλεκτρικές γεννήτριες, Σχήμα 1.16, είναι κεραμικά στοιχεία (πλάκες) που μετατρέπουν τη θερμοκρασιακή διαφορά που υπάρχει ανάμεσα στις δύο πλευρές τους (θερμή – ψυχρή), σε Σ.Τ. (φαινόμενο Seebeck). Εν συνεχεία, με τη χρήση διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος, αυτή η τάση μπορεί να ανυψωθεί, να υποβιβαστεί ή να μετατραπεί σε εναλλασσόμενη, προκειμένου να τροφοδοτήσει τα διάφορα φορτία του αεροσκάφους [29].

Επιπρόσθετα, το δεύτερο σύστημα που προτείνεται, είναι αυτό της δυναμικής ανάκτησης ενέργειας (Dynamic Waste Heat Recovery – DWHR) από τα καυσαέρια. Η κινητική ενέργεια των καυσαερίων, χρησιμοποιείται για να περιστρέψει έναν αεριοστρόβιλο στον άξονα του οποίου συνδέεται μια τριφασική σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη. Μέσω ενός

τριφασικού μετατροπέα, ο οποίος λειτουργεί ως ανορθωτής, η παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια οδηγείται στον ζυγό Σ.Τ.

Για τις ανάγκες της παραπάνω μελέτης, επιλέχθηκε ενδεικτικά ο στόχος του 1 kW μέγιστης ισχύος από το σύστημα στατικής ανάκτησης και των 30 kW από το αντίστοιχο σύστημα δυναμικής ανάκτησης.



Σχήμα 2.18 Δομή/άποψη ενός θερμοηλεκτρικού στοιχείου.

2.4 Ενσωμάτωση ενεργών φίλτρων στο εξηλεκτρισμένο αεροσκάφος

Αφορμή για την εκπόνηση της παρούσας μεταπτυχιακής διατριβής, αποτέλεσε το ερευνητικό πρόγραμμα RENERGISE στα πλαίσια του Προγράμματος Πλαισίου CLEAN SKY. Κατά συνέπεια, θα μελετηθεί και θα αναλυθεί η προτεινόμενη διάταξη αυτού του ερευνητικού προγράμματος και πιο συγκεκριμένα, το σύστημα DWHR που τροφοδοτείται από τα παραγόμενα καυσαέρια του αεροσκάφους [27].

Στα συνήθη ηλεκτρικά συστήματα, οι κύριες πηγές καλύπτουν την πλήρη ισχύ του φορτίου, αδιάλειπτα. Εφόσον επιλεγεί αυτή η στρατηγική λειτουργίας για τη γεννήτρια DWHR, τότε η ταχύτητά της θα υπόκειται σε μεγάλες διακυμάνσεις, με αποτέλεσμα την υπερ-διαστασιολόγηση της γεννήτριας προκειμένου να παρέχεται η αναγκαία ισχύς ακόμη και υπό χαμηλές τάσεις. Επειδή δε, η θεώρηση ότι το σύστημα DWHR μπορεί να αποτελέσει μία κλασική πηγή σταθερής ισχύος δεν ευσταθεί στην πράξη, προτάθηκε η χρήση μια διαφορετικής στρατηγικής διαχείρισης της ισχύος. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιείται μια διάταξη ηλεκτρονικών ισχύος, ουσιαστικά ένα ενεργό φίλτρο, που εκτός από τις κλασικές λειτουργίες που αναφέρθηκαν στο Κεφάλαιο 1, έχει τη δυνατότητα χειρισμού και εξομάλυνσης των μεταβολών φόρτισης για τη γεννήτρια DWHR.

Σε συνέχεια με τα παραπάνω, ο μετατροπέας θα πρέπει να επιτρέπει μόνο μικρές διακυμάνσεις της ισχύος (ρεύματος), που παρέχεται από τη γεννήτρια DWHR στο ηλεκτρικό σύστημα ισχύος των 270 V DC, έτσι ώστε να αποφευχθεί το μεγάλο εύρος στροφών και κατ' επέκταση η απαίτηση μεγαλύτερης ισχύος από πλευράς γεννήτριας. Αυτό το εύρος, θα πρέπει να ρυθμίζεται από τον χρήστη, μέσω ενός δυναμικού ελεγκτή που θα διαθέτει ο μετατροπέας.

Υιοθετώντας ένα συγκεκριμένο προφίλ ηλεκτρικού φορτίου, η παραγόμενη ισχύς από τη γεννήτρια που εγχέεται στο ηλεκτρικό σύστημα ισχύος, θα πρέπει να περιορίζεται όσον αφορά στο εύρος μεταβολής της από ένα σημείο λειτουργίας, σε ένα άλλο. Έτσι, κατά τα χρονικά διαστήματα που το φορτίο μειώνεται και συνεπώς υπάρχει πλεόνασμα ισχύος, η περίσσια αυτή ισχύς ή θα πρέπει να διαχέεται, ή θα πρέπει να αποθηκεύεται σε κάποια μονάδα αποθήκευσης ενέργειας, λειτουργίες τις οποίες αναλαμβάνει το μετατροπέας. Σε αντίθετη περίπτωση, ελλοχεύει ο κίνδυνος εμφάνισης υπερτάσεων ή ακόμη και αστάθειας του δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας του αεροσκάφους.

Τέλος, σε περίπτωση αργών μεταβατικών φαινομένων, όπου αυξάνεται το φορτίο, η επιπλέον απαίτηση σε ισχύ θα πρέπει να καλύπτεται από μία άλλη πηγή τροφοδοσίας ή από μια μονάδα αποθήκευσης ενέργειας, όπως είναι για παράδειγμα η μονάδα των υπερ-πυκνωτών στην περίπτωση του συστήματος SWHR, στο Σχήμα 1.15. Σε περίπτωση που αυτή

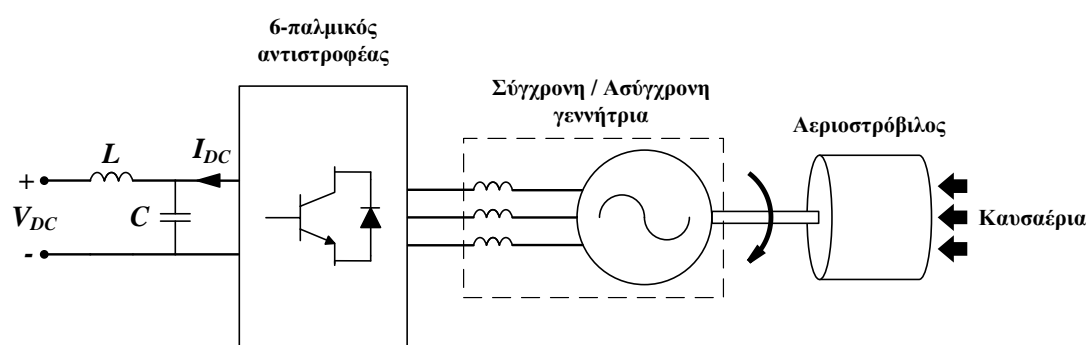
η επιπλέον ενέργεια δε μπορεί να καλυφθεί από καμία άλλη ηλεκτρική πηγή ισχύος, το ηλεκτρικό δίκτυο θα γίνει ασταθές, καθώς οι απαιτήσεις μεγαλύτερης ποσότητας ισχύος από το φορτίο δε θα μπορούν να καλυφθούν από τη διαθέσιμη πηγή ηλεκτρικής ενέργειας.

Συνοψίζοντας, τα ενεργά φίλτρα εκτός της κλασικής χρήσης τους, μπορούν να επιτελέσουν κι άλλες σημαντικές λειτουργίες στο εξηλεκτρισμένο αεροσκάφος [30]. Ο έλεγχος και η διαχείριση του προφίλ της ισχύος του δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας του αεροσκάφους, όπως στη συγκεκριμένη περίπτωση, είναι μία από αυτές τις σημαντικές λειτουργίες και θα αναλυθεί στο επόμενο Κεφάλαιο.

Κεφάλαιο 3^ο

3. ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΕΝΕΡΓΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ ΓΙΑ ΤΗΝ ΑΝΑΚΤΗΣΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

Η μείωση της κατανάλωσης καυσίμων από τους κινητήρες των αεροσκαφών καθώς και των αέριων ρύπων [31], έχει ωθήσει την ερευνητική κοινότητα στην αναζήτηση μεθόδων για την ανάκτηση ενέργειας από τα καυσαέρια, όπως περιγράφηκε στο προηγούμενο Κεφάλαιο. Τα υψηλής ενθαλπίας καυσαέρια περιστρέφουν την περωτή ενός αεριοστρόβιλου και μεταδίδουν κίνηση στον άξονα μίας τριφασικής γεννήτριας Ε.Ρ. Αυτή με τη σειρά της, μετατρέπει την κινητική ενέργεια του άξονα σε ηλεκτρική, το οποίο οδηγείται σε έναν μετατροπέα έξι παλμών. Τέλος, ο μετατροπέας μετατρέπει το τριφασικό εναλλασσόμενο ρεύμα που παράγεται από τη γεννήτρια σε συνεχές και οδηγείται σε έναν ζυγό Σ.Τ. από τον οποίο τροφοδοτούνται τα διάφορα φορτία του αεροσκάφους. Στο Σχήμα 1.1, απεικονίζεται σχηματικά η παραπάνω διαδικασία.



Σχήμα 3.1 Γενικευμένο διάγραμμα δυναμικού συστήματος ανάκτησης ενέργειας.

Δύο είναι οι κύριες τοπολογίες που θα μελετηθούν στις επόμενες ενότητες αυτού του Κεφαλαίου. Η πρώτη ενότητα αφορά στα τεχνικά χαρακτηριστικά των εξεταζόμενων τοπολογιών, στη δεύτερη ενότητα, θα περιγραφεί το συμβατικό σύστημα σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη και στην τρίτη, θα προταθεί η χρήση ενός συστήματος ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα. Και τα δύο συστήματα, θα έχουν ως κοινό σημείο αναφοράς τη σύνδεση στον ζυγό Σ.Τ. που θα πρέπει να τροφοδοτεί το ενδεικτικό φορτίο ισχύος 30 kW. Τέλος, θα γίνει ανάλυση των επιμέρους στοιχείων αυτών των τοπολογιών, επιμερίζοντάς τα ουσιαστικά σε δύο κύρια τμήματα, αυτό της γεννήτριας και αυτό του μετατροπέα με τα παρελκόμενα του ελέγχου [32], [33], [34].

3.1 Τεχνικά χαρακτηριστικά συστημάτων

Προτού γίνει η ανάλυση των δύο συστημάτων, θα δοθούν τα τεχνικά χαρακτηριστικά τους. Η επιλογή των επιμέρους εξαρτημάτων (IGBT Module, γεννήτρια, αισθητήρας), των οποίων η αξιοπιστία πρόκειται να μελετηθεί, έγινε με βάση τις λειτουργικές απαιτήσεις των συστημάτων και τη διαθεσιμότητα τεχνικών φυλλαδίων και στοιχείων. Ένα επιπλέον σημαντικό στοιχείο επιλογής, στην περίπτωση της μονάδας IGBT (IGBT Module), αποτέλεσε η διαθεσιμότητα αυτής στο εργαστήριο. Το τελευταίο κριτήριο, αφορά στην όσο το δυνατόν πιστότερη μεταφορά της γεωμετρίας του IGBT Module, στο πρόγραμμα θερμικής ανάλυσης. Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι σε αυτήν την ενότητα θα δοθούν σε μορφή πινάκων τα κύρια τεχνικά χαρακτηριστικά, ενώ περισσότερες πληροφορίες μπορούν να αναζητηθούν στα τεχνικά φυλλάδια των εξαρτημάτων στο ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.

3.1.1 Τεχνικά χαρακτηριστικά IGBT Module

Κατασκευαστής της μελετώμενης μονάδας IGBT, είναι η εταιρεία SEMIKRON, ενώ ο τύπος της μονάδας είναι SKM 100GB125DN. Η προαναφερθείσα μονάδα IGBT, είναι Dual Pack, δηλαδή διαθέτει δύο τρανζίστορ IGBT και δύο αντιπαράλληλες διόδους. Στους παρακάτω πίνακες θα δοθούν τα βασικά τεχνικά χαρακτηριστικά (περισσότερες πληροφορίες μπορούν να αναζητηθούν στο τεχνικό φυλλάδιο του Παρατήματος).

Απόλυτες μέγιστες τιμές		$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$, εκτός αν ορίζεται διαφορετικά	
Σύμβολο	Συνθήκες	Τιμή	Μονάδα
IGBT:			
V_{CES}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	1200	V
I_C	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	$T_{case} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	100
		$T_{case} = 85\text{ }^\circ\text{C}$	80
I_{CRM}	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$	150	A
V_{GES}		± 20	V
t_{psc}	$V_{CC} = 600\text{ V}; V_{GES} \leq 20\text{ V};$ $V_{CES} < 1200\text{ V}$	$T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	10 μs
Ανάστροφη διάδος:			
I_F	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	$T_{case} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	95
		$T_{case} = 85\text{ }^\circ\text{C}$	65

(σε αποκοπή)

(από αποκοπή)					
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$		150		A
I_{FSM}	$t_p = 10 \text{ ms; sin.}$	$T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	720		A
Μονάδα:					
$I_{t \text{ RMS}}$			200		A
T_{vj}			- 40 ... + 150		°C
T_{stg}			125		°C
V_{isol}	AC, 1 min.		4000		V
Απόλυτες μέγιστες τιμές $T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, εκτός αν ορίζεται διαφορετικά					
Σύμβολο	Συνθήκες		Ελαχ.	Τυπ.	Μεγ. Μονάδα
IGBT:					
$V_{GE \text{ th}}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 2 \text{ mA}$		4.5	5.5	6.5 V
I_{CES}	$V_{GE} = 0 \text{ V}, V_{CE} = V_{CES}$	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		0.15	0.45 mA
V_{CE0}		$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$			V V
r_{CE}	$V_{GE} = 15 \text{ V}$	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$			mΩ mΩ
$V_{CE \text{ sat}}$	$I_{Cnom} = 75 \text{ A}, V_{GE} = 15 \text{ V}$	$T_j = \text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$		3.3	3.85 V
C_{ies}	$V_{CE} = 25 \text{ V}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	$f = 1 \text{ MHz}$		5	6.6 nF
C_{oes}				0.72	0.9 nF
C_{res}				0.38	0.5 nF
Q_G	$V_{GE} = 0 - + 20 \text{ V}$			650	nC
R_{Gint}	$T_j = \text{ }^\circ\text{C}$			5	Ω
$t_{d \text{ on}}$	$R_{Gon} = 8 \text{ } \Omega$	$V_{CC} = 600 \text{ V}$ $I_C = 75 \text{ A}$		80	ns
t_r				40	ns
E_{on}				9	mJ
$t_{d \text{ off}}$	$R_{Goff} = 8 \text{ } \Omega$	$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$		360	ns
t_f				20	ns
E_{off}				3.5	mJ
$R_{th \text{ j-c}}$	ανά IGBT			0.18	K/W
Απόλυτες μέγιστες τιμές $T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, εκτός αν ορίζεται διαφορετικά					
Σύμβολο	Συνθήκες		Ελαχ.	Τυπ.	Μεγ. Μονάδα
Ανάστροφη δίοδος:					
$V_F = V_{EC}$	$I_{Fnom} = 75 \text{ A}; V_{GE} = 15 \text{ V}$	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		2	2.5 V
		$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		1.8	V
V_{F0}		$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		1.1	1.2 V V

					(σε αποκοπή)	
					(από αποκοπή)	
r_F		$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	12	17.3	mΩ mΩ	
I_{RRM}	$I_F = 75\text{ A}$		50		A	
Q_{rr}	$di/dt = 800\text{ A}/\mu\text{s}$		11.5		μC	
E_{rr}	$V_{GE} = 0\text{ V}; V_{CC} = 600\text{ V}$		4		mJ	
$R_{th\ j-c\ D}$	ανά δίοδο			0.5	K/W	
Μονάδα:						
L_{CE}			20	25	nH	
$R_{CC'+EE'}$	τερματικό-ολοκληρωμένο	$T_{case} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_{case} = 125\text{ }^\circ\text{C}$	0.75	1	mΩ mΩ	
$R_{th\ c-s}$	ανά μονάδα			0.05	K/W	
M_s	στην ψήκτρα M6		3	5	Nm	
M_t	στην ψήκτρα M5		2.5	5	Nm	
w				160	g	
Απόλυτες μέγιστες τιμές					$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$, εκτός αν ορίζεται διαφορετικά	
Σύμβολο	Συνθήκες		Ελαχ.	Τυπ.	Μεγ.	Μονάδα
Μονάδα:						
L_{CE}			20	25	nH	
$R_{CC'+EE'}$	τερματικό-ολοκληρωμένο	$T_{case} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_{case} = 125\text{ }^\circ\text{C}$	0.75	1	mΩ mΩ	
$R_{th\ c-s}$	ανά μονάδα			0.05	K/W	
M_s	στην ψήκτρα M6		3	5	Nm	
M_t	στην ψήκτρα M5		2.5	5	Nm	
w				160	g	

Πίνακας 3.1 Πίνακας κύριων τεχνικών χαρακτηριστικών μονάδας IGBT.

3.1.2 Τεχνικά χαρακτηριστικά σύγχρονης γεννήτριας

Κύρια χαρακτηριστικά:		
Δρομέας με μόνιμους μαγνήτες (σαμαρίου – κοβαλτίου)		
Δαχτυλίδι από ίνες άνθρακα και εποξειδικής ρητίνης		
Λεπτά ελάσματα στάτη, χαμηλών απωλειών σιδήρου		
Ψύξη μέσω κυκλοφορίας αέρα		
Επιδόσεις γεννήτριας:		
Ονομαστική ταχύτητα:	46000 – 52000	RPM
Ονομαστική ισχύς:	53	kW
Ονομαστική ροπή:	9 – 11	Nm
Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά:		
Τριφασικό τύλιγμα αστέρα χωρίς ουδέτερο		
Αριθμός ζευγαριών πόλων:	3	
Αντίσταση φάσης-ουδετέρου:	13.3 (@ 20 °C)	mΩ
Επαγωγμότητα φάσης-ουδετέρου ($L_d = L_q$):	32	μH
Λειτουργία γεννήτριας:		
Περιοχή ονομαστικής ταχύτητας γεννήτριας:	46000 – 52000	RPM
Συχνότητα τάσεων και ρευμάτων σε λειτουργία γεννήτριας:	2300 – 2600	Hz
Τάση φάσης-ουδετέρου εν κενώ:	127 (@45000 RPM)	VRMS
Συντελεστής $Ke (E_{eff} / \Omega)$	0.027	V/(rad/s)
Τριφασικό ρεύμα βραχυκύκλωσης:	285	ARMS
Ονομαστική ηλεκτρική ισχύς:	53	kW
Ονομαστική τάση (@ 53 kW)	120	VRMS
Ονομαστικό ρεύμα (@ 53 kW)	145	ARMS

Πίνακας 3.2 Τεχνικά χαρακτηριστικά σύγχρονης γεννήτριας της εταιρείας Thales, μοντέλο AGV50.

3.1.3 Τεχνικά χαρακτηριστικά αισθητήρα στροφών σύγχρονης γεννήτριας

Αριθμός ζευγαριών πόλων:	1	
Συχνότητα τροφοδοσίας:	6 – 12	kHz
Τάση στους ακροδέκτες του πρωτεύοντος τυλίγματος:	4 – 12	V
Λόγος μετασχηματισμού:	1 : 0.5	RPM
Αντίσταση του πρωτεύοντος τυλίγματος:	18	Ω
Αντίσταση των δύο δευτερευόντων τυλιγμάτων:	26	Ω

Πίνακας 3.3 Τεχνικά χαρακτηριστικά αισθητήρα στροφών της εταιρείας ADMOTEC, τύπου Rotasyn Resolver.

3.1.4 Τεχνικά χαρακτηριστικά ασύγχρονης γεννήτριας

Τύπος κινητήρα:	KS 110.24-2	
Συχνότητα:	300	Hz
Τάση:	400	V
Εξόδος:	45	kW
Ρεύμα:	75	A
Ταχύτητα με φορτίο:	17900	RPM
Ταχύτητα χωρίς φορτίο:	18000	RPM

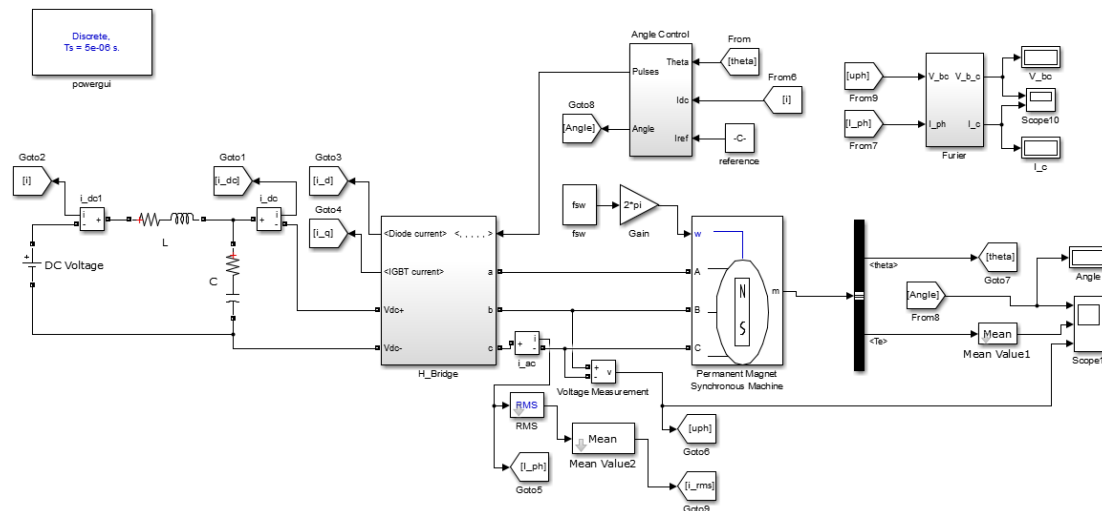
(σε αποκοπή)

Ροπή:	24		(από αποκοπή)
Μέγιστη Ροπή:	81		Nm
Συντελεστής Ισχύος:	0,93		Nm στις 17375 RPM
Ρεύμα, χωρίς φορτίο:	17,7		A
Κλάση λειτουργίας (κατά IEC 34-1)			S1
Κλάση μόνωσης:			F
Προστασία:			P 54
Κανονισμός:			EN 60034
Οι αντιστάσεις δίνονται στα 300 Hz και τη θερμοκρασία των 20 °C			
Κύρια αντίσταση (Στάτη):	R_1	0,0297	Ω
Δευτερεύουσα αντίσταση (Ρότορα):	R_2	0,0352	Ω
Κύρια επαγωγή (Στάτη):	X_1	0,745	Ω
Δευτερεύουσα επαγωγή (Ρότορα):	X_2	0,705	Ω
Αντίσταση απωλειών πυρήνα:	R_m	425	Ω
Κύρια μαγνήτιση:	X_m	39,4	Ω
Ολίσθηση:		2,6	%
Αμοιβαία επαγωγή:		20,9	mH
Ροπή αδράνειας:		0,054	kgm ²

Πίνακας 3.4 Τεχνικά χαρακτηριστικά ασύγχρονης γεννήτριας της εταιρείας Perske, μοντέλο KS 110.24-2.

3.2 Συμβατικό σύστημα σύγχρονης τριφασικής γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη

Το σύστημα αυτό, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.2, αποτελείται από μία τριφασική γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη, τον τριφασικό μετατροπέα με τον ελεγκτή του κι ένα LC φίλτρο στην έξοδό του. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, από τους ακροδέκτες του ζυγού των 270 V DC, θα θεωρηθεί ότι τροφοδοτείται ένα ενδεικτικό φορτίο ισχύος 30 kW. Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι η μοντελοποίηση και η προσομοίωση του συστήματος έγινε με τη βοήθεια του λογισμικού MATLAB/Simulink.



Σχήμα 3.2 Μοντελοποίηση συστήματος σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη, σε περιβάλλον MATLAB/Simulink.

3.2.1 Σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη

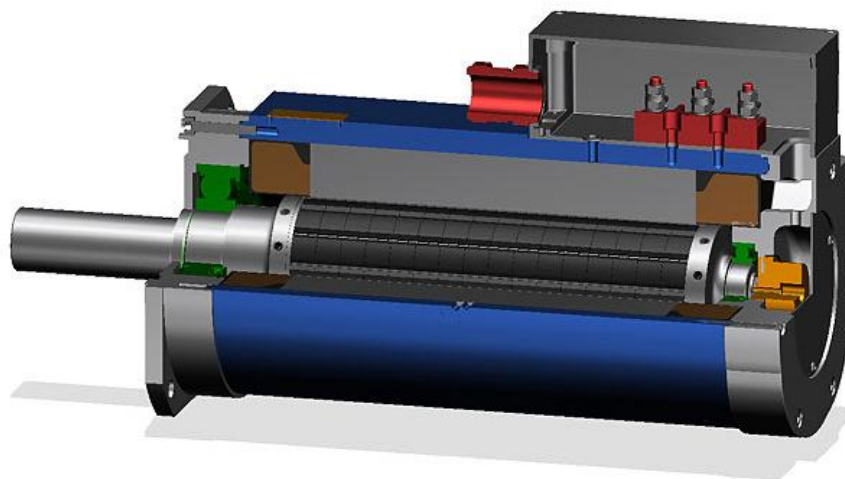
Σύγχρονη, χαρακτηρίζεται η γεννήτρια, που ο δρομέας της περιστρέφεται με την ίδια ταχύτητα (σύγχρονα) με το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο του διακένου. Ο τύπος αυτής της μηχανής δεν έχει ψήκτρες, αφού ο δρομέας δεν φέρει τυλίγματα (μόνιμος μαγνήτης). Στο Σχήμα 3.3, παρουσιάζεται η δομή μίας τέτοιου τύπου γεννήτριας [35], [20].

Η βασική διαφορά της σύγχρονης γεννήτριας μονίμων μαγνητών από μια κοινή σύγχρονη γεννήτρια είναι η απουσία του τυλίγματος διέγερσης, με αποτέλεσμα την απουσία ψηκτρών και συλλέκτη. Κατά συνέπεια, αυξάνεται η αξιοπιστία και ελαχιστοποιούνται οι απαιτήσεις για συντήρηση. Το πεδίο διέγερσης της μηχανής δημιουργείται από τη συστοιχία των

μονίμων μαγνητών, οι οποίοι βρίσκονται τοποθετημένοι περιμετρικά στην επιφάνεια του δρομέα, με αποτέλεσμα την επίτευξη καλύτερου βαθμού απόδοσης. Τέλος, η χρήση μόνιμων μαγνητών προσδίδει μεγαλύτερη πυκνότητα ροής ισχύος κι επομένως μικρότερο βάρος και όγκο.

Ανάλογα με τη μορφή της επαγόμενης τάσης στον στάτη, οι γεννήτριες χωρίζονται σε δύο κύριες κατηγορίες:

- σε τετραγωνικού παλμού σύγχρονες μηχανές μόνιμου μαγνήτη (Square wave synchronous machines)
- σε ημιτονοειδείς σύγχρονες μηχανές μόνιμου μαγνήτη (Sinusoidal PM synchronous machines)



Σχήμα 3.3 Εσωτερική δομή σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη.

Στην παρούσα μεταπτυχιακή διατριβή, έχει επιλεγεί το ημιτονοειδές μοντέλο γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη και για λόγους συντομίας θα δοθούν ορισμένα στοιχεία για τη δομή και τη λειτουργία μόνον αυτού του τύπου γεννήτριας.

Μερικές χρήσιμες σχέσεις που ισχύουν για τις σύγχρονες γεννήτριες είναι οι παρακάτω:

- γωνιακή ταχύτητα:

$$\omega = \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{60} \quad (3.1)$$

όπου n ο αριθμός των στροφών του δρομέα

- ηλεκτρική ισχύς:

$$P_{\text{ηλεκτρική}} = \sqrt{3} \cdot I_{\text{γραμμής}} \cdot V_{\pi} \cdot \cos \varphi \quad (3.2)$$

όπου $I_{\text{γραμμής}}$ και V_{π} το ρεύμα γραμμής και η πολική τάση αντίστοιχα, ενώ $\cos \varphi$ ο συντελεστής ισχύος

- μηχανική ισχύς:

$$P_{\text{μηχανική}} = T \cdot \omega \quad (3.3)$$

όπου T η ροπή του άξονα

- ηλεκτρική ισχύς:

$$P_{\text{ηλεκτρική}} = 3 \cdot E_0 \cdot I_{\text{γραμμής}} \cdot \cos \gamma \quad (3.4)$$

όπου E_0 είναι η επαγόμενη τάση και γ είναι η διαφορά φάσης, μεταξύ E_0 και ρεύματος στάτη

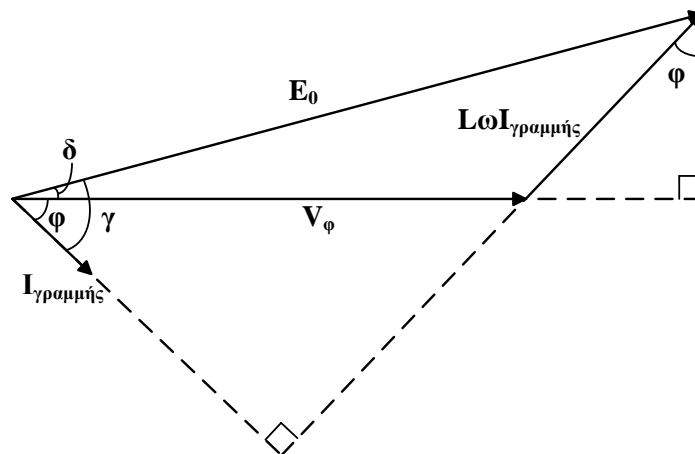
- ισχύς εξόδου:

$$P_{\text{εξόδου}} = \frac{3 \cdot V_{\varphi} \cdot E_0 \cdot \sin \delta}{L \cdot \omega} \quad (3.5)$$

Όπου V_{φ} είναι η φασική τάση και δ είναι η γωνία μεταξύ E_0 και V_{φ} , που προσδιορίζει τη μέγιστη τιμή ισχύος που παρέχει η γεννήτρια και ονομάζεται γωνία φορτίου ή γωνία ροπής

- βαθμός απόδοσης:

$$\eta = \frac{P_{\text{ηλεκτρική}}}{P_{\text{μηχανική}}} \quad (3.6)$$



Σχήμα 3.4 Διανυσματικό διάγραμμα σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη.

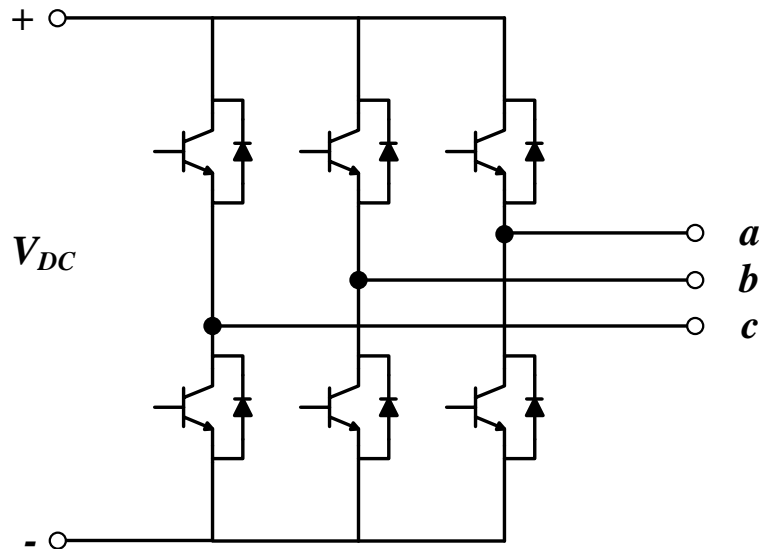
3.2.2 Ενεργό φίλτρο – τριφασικός μετατροπέας, συστήματος σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη

Ο τριφασικός μετατροπέας πλήρους γέφυρας (Σχήμα 1.3) που χρησιμοποιείται στο σύστημα σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη αποτελείται από έξι διακόπτες, οι οποίοι με την κατάλληλη παλμοδότηση μετατρέπουν το εναλλασσόμενο τριφασικό ρεύμα που παράγεται από τη γεννήτρια σε συνεχές. Ο τύπος των ημιαγωγικών διακοπών που επιλέχθηκε είναι τα τρανζίστορ IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), ελληνοιστί διπολικό τρανζίστορ απομονωμένης πύλης.

Ο τριφασικός ανορθωτής ανύψωσης έξι διακοπτικών στοιχείων παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.3. Σε αυτόν τον τύπο μετατροπέα χρησιμοποιούνται IGBTs, τα οποία πλεονεκτούν στη χρήση τους έναντι των MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor). Τα MOSFET δημιουργούν απώλειες αγωγής στο κύκλωμα (λόγω υψηλής αντίστασης αγωγής) κι έτσι μειώνεται η απόδοση του συστήματος. Επιπλέον, όταν τα MOSFET χρησιμοποιούνται σε ένα κύκλωμα οι αντιπαράλληλες διόδους παρουσιάζουν σοβαρά προβλήματα ανάστροφης ανάκτησης εξαιτίας σε υψηλής συχνότητας λειτουργίας. Ο μετατροπέας αυτός χρησιμοποιεί μια χαμηλού κόστους τριφασική μονάδα, με δυνατότητα αμφίδρομης ροής ενέργειας. Δηλαδή, ανάλογα με τη στρατηγική ελέγχου που θα εφαρμοστεί ο μετατροπέας αυτός μπορεί να λειτουργήσει είτε ως αντιστροφέας, είτε ως ανορθωτής. Δυο τέτοιοι μετατροπείς συχνά συνδέονται σε συνδεσμολογία CASCADE για να ελέγχουν τη ροή της ισχύος από την τροφοδοσία προς το φορτίο και αντίστροφα. Ένα ακόμα αξιοσημείωτο πλεονέκτημά του, είναι ότι σε έναν τέτοιο μετατροπέα υπάρχει η δυνατότητα διαμόρφωσης είτε του ρεύματος είτε της τάσης, με αποτέλεσμα οι αντίστοιχες αρμονικές να μειώνονται κατά πολύ. Ο συντελεστής ισχύος που εμφανίζεται είναι αρκετά υψηλός όπως και η απόδοση του μετατροπέα. Όσον αφορά στη συνεχή τάση που παράγει στην έξοδό του, είναι επίσης υψηλή γεγονός που τον καθιστά κατάλληλο για σύνδεση με το δίκτυο Σ.Τ., ενώ οι διακόπτες του υφίστανται μικρές καταπονήσεις από τα ρεύματα. Παρόλα αυτά, ο μετατροπέας εμφανίζει υψηλές απαιτήσεις σε ονομαστικό ρεύμα, υψηλές διακοπτικές απώλειες και χαμηλή αντοχή στα σφάλματα. Παρότι υπάρχει η παρουσία των διόδων, τα διακοπτικά χαρακτηριστικά δε μπορούν να χαρακτηριστούν ευνοϊκά, καθώς τα ρεύματα ανάστροφης ανάκτησης προκαλούν μεγάλες διακοπτικές απώλειες.

Για τη βελτίωση αυτής της διάταξης, μπορεί να προστεθεί μια διάδοδος στην πλευρά Σ.Τ. του μετατροπέα. Η παρουσία μιας διόδου ελεύθερης διέλευσης σε έναν τριφασικό μετατροπέα έξι διακοπτικών στοιχείων εξασφαλίζει μείωση των προβλημάτων ανάστροφης ανάκτησης στις αντιπαράλληλες διόδους των διακοπών και υψηλότερη αξιοπιστία. Ωστόσο

σε αυτή τη περίπτωση, δεν υπάρχει η δυνατότητα αμφίδρομης ροής του ρεύματος όπως συμβαίνει στην τοπολογία χωρίς τη διόδο στην πλευρά Σ.Τ.

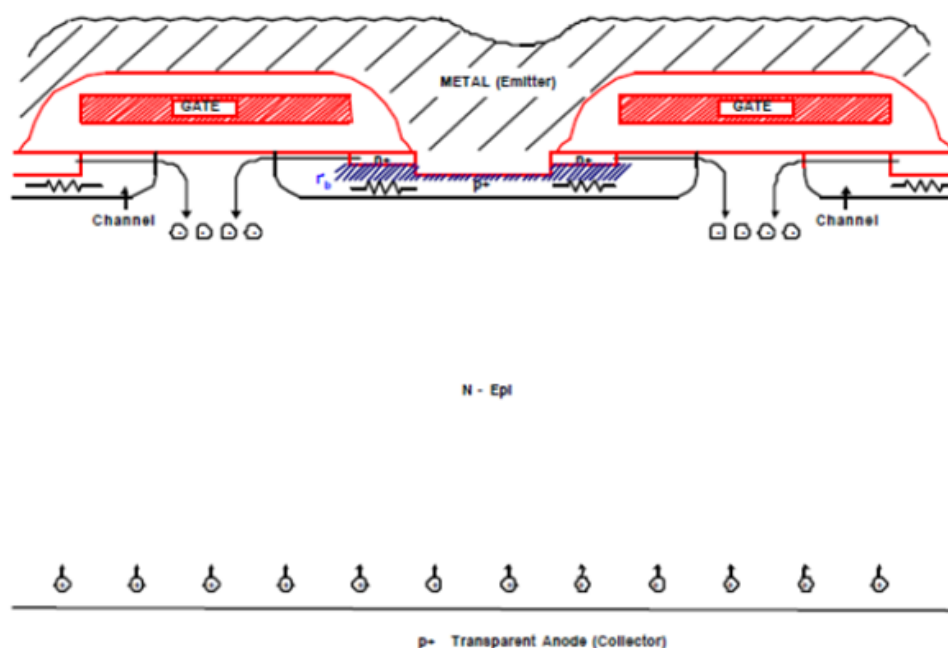


Σχήμα 3.5 Τριφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας, συστήματος σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη.

Το τρανζίστορ IGBT είναι ένα ημιαγωγικό στοιχείο που συνδυάζει τα κατασκευαστικά και λειτουργικά χαρακτηριστικά των τρανζίστορ BJT και MOSFET. Όπως και τα MOSFET έτσι και τα IGBT μπορεί να είναι $-n$ ή $-p$ τύπου, με τα $-n$ τύπου να είναι τα πλέον χρησιμοποιούμενα. Οι ακροδέκτες του είναι τρεις: συλλέκτης (C), εκπομπός (E) και πύλη (G). Ο έλεγχος της έναυσης και της σβέσης του συγκεκριμένου στοιχείου γίνεται με παλμούς χαμηλής τάσης (έως ± 20 V) στην πύλη. Στο Σχήμα 1.4, παρουσιάζεται η τυπική δομή ενός IGBT.

Στα πλεονεκτήματα του τρανζίστορ IGBT συγκαταλέγονται οι μικρές απώλειες σε κατάσταση αγωγής όπως στα τρανζίστορ BJT. Επίσης οι μικροί χρόνοι έναυσης και σβέσης και ο απλός τρόπος μετάβασης, χαρακτηριστικά δανεισμένα από τα τρανζίστορ τύπου MOSFET. Η συχνότητα λειτουργίας τους φτάνει μέχρι τα 200 kHz και η ισχύς που μπορούν να χειριστούν τις μερικές εκατοντάδες kW. Επιπρόσθετα, μπορεί να σχεδιαστεί να αποκόπτει και ανάστροφες τάσεις, χαρακτηριστικό που υπάρχει και στα GTO θυρίστορ. Τα τόσα πλεονεκτήματα που συνδυάζει είναι και ο λόγος της ευρείας χρήσης του σε σύγχρονες διακοπτικές εφαρμογές χαμηλής και μέσης ισχύος.

Τόσο κατά την έναυση όσο και κατά τη σβέση στο IGBT αναπτύσσονται διακοπτικές απώλειες (μετάβασης). Η ισχύς αυτή μετατρέπεται σε θερμότητα και προφανώς είναι ανεπιθύμητη καθώς αφ' ενός μεν μπορεί να καταστρέψει το στοιχείο αφ' ετέρου μεταφράζεται σε μείωση του βαθμού απόδοσης του μετατροπέα. Βέβαια, τα χρονικά διαστήματα έναυσης και σβέσης είναι πολύ μικρά, άρα οι διακοπτικές τους απώλειες είναι χαμηλές όταν η διακοπτική συχνότητα είναι χαμηλή (π.χ. 2 kHz). Προφανώς, καθώς αυξάνεται η διακοπτική συχνότητα αυξάνονται και οι διακοπτικές απώλειες.

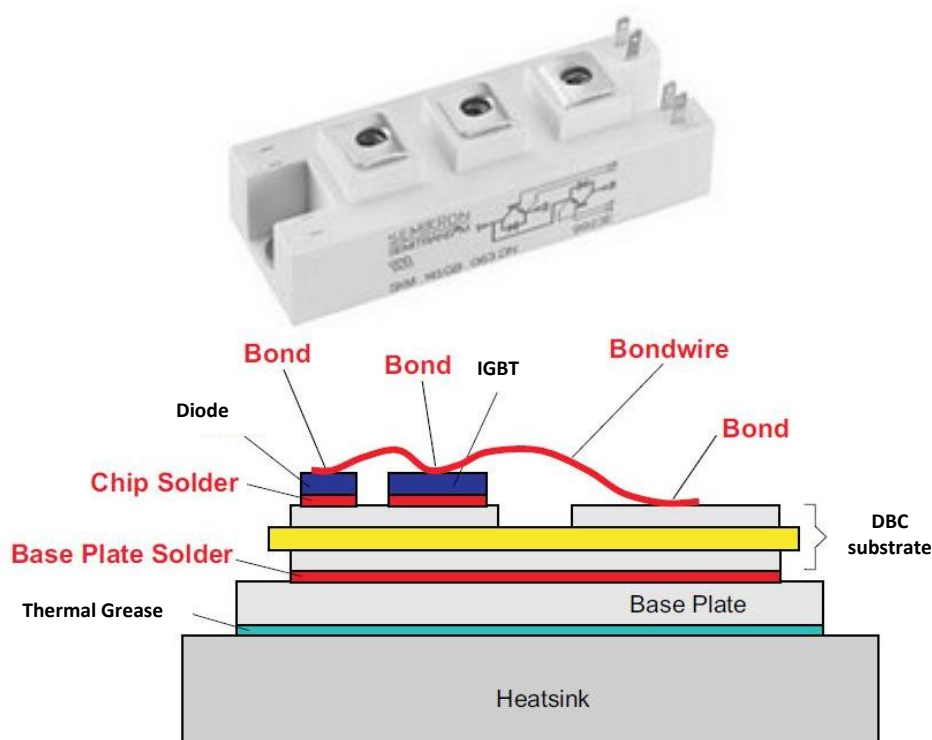


Σχήμα 3.6 Δομή ενός τρανζίστορ IGBT.

Επίσης, απώλειες σε ένα τρανζίστορ IGBT εμφανίζονται και κατά την αγωγή. Αυτές οι απώλειες ονομάζονται απώλειες αγωγής και οφείλονται στη θερμότητα που αναπτύσσεται στο ημιαγωγικό στοιχείο λόγω της ροής του ρεύματος αγωγής.

Τα τελευταία χρόνια, έχει αρχίσει να εγκαταλείπεται η κατασκευή της τριφασικής γέφυρας με διακριτά στοιχεία (συνδυασμός IGBT και διόδων) κι έχουμε περάσει στην εποχή των IGBT μονάδων (IGBT modules) [36], [37]. Οι μονάδες αυτές περιέχουν τα IGBT και τις διόδους της γέφυρας πάνω σε ένα τσιπ με αποτέλεσμα να καταλαμβάνουν μικρότερο χώρο σε σύγκριση με τη διακριτή λύση των μεμονωμένων IGBT και διόδων. Επίσης, η διηλεκτρική γέμιση (Gel) επιτρέπει την μικρότερη απόσταση τοποθέτησης μεταξύ των στοιχείων, παρά την υψηλή διαφορά δυναμικού. Όσο πιο μικρή είναι αυτή η απόσταση, τόσο χαμηλότερες οι παρασιτικές αυτεπαγωγές του κυκλώματος λόγω της διασύνδεσης των στοιχείων μέσα στο

περίβλημα σε σύγκριση με τις σαφώς μεγαλύτερες αποστάσεις που θα υπήρχαν στην περίπτωση των διακριτών στοιχείων, γεγονός που επιφέρει και το σαφές πλεονέκτημα της μείωσης των διακοπτικών απωλειών. Η μονάδα δίνει το πλεονέκτημα της χρήσης ενός υποστρώματος άμεσου δεσμού χαλκού (Direct Bond Copper – DBC). Οι συνδέσεις μεταξύ των στοιχείων γίνονται με πολλαπλούς αγωγούς κατάλληλης διατομής. Οι ακροδέκτες τροφοδοσίας συνδέονται με το DBC ώστε να έχουν μεγάλη μηχανική αντοχή. Εν συνεχεία, η πίσω πλευρά του DBC συγκολλάται σε μία μεταλλική πλάκα αλουμινίου (Base plate), η οποία έρχεται τελικά σε επαφή με την ψήκτρα ώστε να παρέχεται η απαραίτητη ψύξη [38], [39], [40], [41]. Στο Σχήμα 2.6 παρουσιάζεται η μονάδα IGBT που χρησιμοποιήθηκε στα πλαίσια της παρούσας διατριβής και η βασική δομή της. Πρόκειται για τη μονάδα με κωδικό SKM 100GB125DN της εταιρείας SEMIKRON.

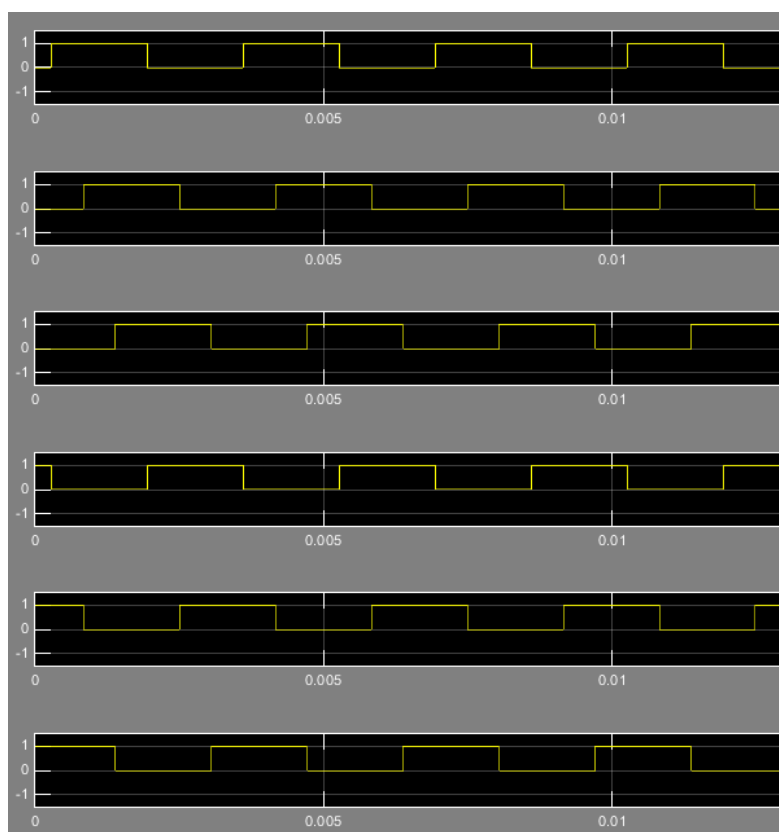


Σχήμα 3.7 DUAL PACK IGBT μονάδα της SEMIKRON, και η δομή της.

3.2.3 Παλμοδότηση και ελεγκτής του μετατροπέα / γεννήτριας, συστήματος σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη

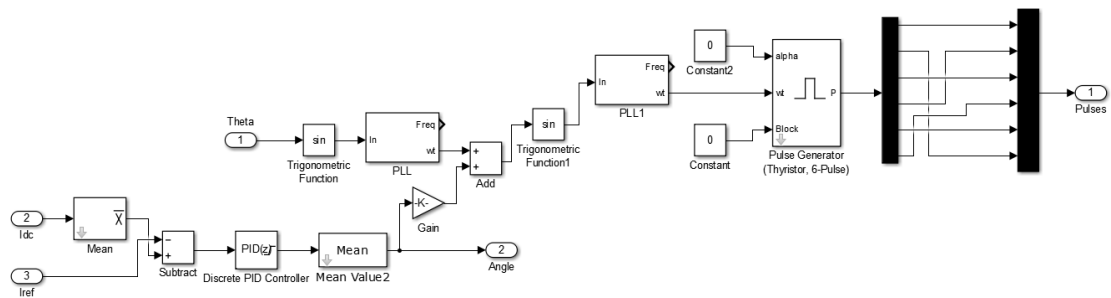
Η μέθοδος παλμοδότησης των διακοπών της γέφυρας αυτής της τοπολογίας, είναι η διαμόρφωση τετραγωνικού παλμού (Square Wave). Πρόκειται για την απλοϊκή μορφή της PWM τεχνικής, με την έννοια ότι οι η συχνότητα παλμοδότησης είναι ουσιαστικά και η

συχνότητα της βασικής αρμονικής του συστήματος. Στη συνέχεια θα ακολουθήσει μια σύντομη ανάλυση του κυκλώματος ελέγχου του μετατροπέα, έτσι ώστε να παραχθούν οι έξι παλμοί με διαφορά φάσης 60° μεταξύ διαδοχικών παλμών. Τέλος, στο Σχήμα 2.7 φαίνονται οι παλμοί ελέγχου του κάθε διακόπτη κι επομένως τα διαστήματα αγωγής τους, που είναι 180° .



Σχήμα 3.8 Παραγόμενοι παλμοί με την τεχνική square wave, για το σύστημα σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη.

Στο Σχήμα 1.2, παρουσιάζεται το ολοκληρωμένο σύστημα της σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη, όπως στήθηκε στο περιβάλλον Simulink. Στο Σχήμα 3.9, παρουσιάζεται η μοντελοποίηση του ελεγκτή. Επισημαίνεται ότι ο ελεγκτής δε θα ληφθεί υπ' όψιν στο τελικό μοντέλο της αξιοπιστίας του συστήματος, θεωρώντας ότι σε σχέση με τα υπόλοιπα συστήματα έχει αμελητέα συνεισφορά.

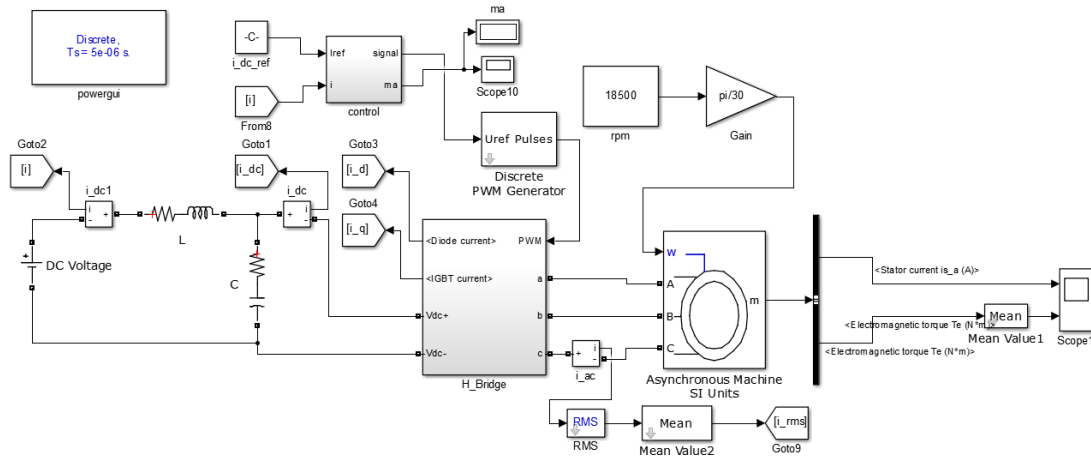


Σχήμα 3.9 Κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα, για το σύστημα σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη.

Σύμφωνα λοιπόν με το Σχήμα 1.2, στον άξονα της γεννήτριας υπάρχει ένας αισθητήρας, που μετρά τη γωνιακή ταχύτητα του δρομέα (*Theta*), καθώς επίσης και ένα αμπερόμετρο για τη μέτρηση του ρεύματος (*i*) μετά το LC φίλτρο στην πλευρά Σ.Τ. του μετατροπέα. Αυτά τα δύο μεγέθη εισάγονται στον ελεγκτή (*Angle Control*). Η γωνιακή ταχύτητα, αφού μετατραπεί πρώτα σε ημίτονο, οδηγείται σε έναν ακόλουθο φάσης (*Phase Locked Loop – PLL*). Το PLL ουσιαστικά είναι ένα σύστημα με ανάδραση, το οποίο ρυθμίζει τη φάση ενός παραγόμενου σήματος, ώστε να συμπίπτει με τη φάση του σήματος εξόδου. Παράλληλα, το ρεύμα *i* συγκρίνεται με το ρεύμα αναφοράς και το σφάλμα που προκύπτει, οδηγείται σε έναν *PI* (*Proportional Integral*) ελεγκτή. Εν συνεχεία, αυτές οι δύο γωνίες που προκύπτουν από το PLL και τον *PI* ελεγκτή προστίθενται. Έτσι, η γωνία που προκύπτει, οδηγείται σε ένα έτοιμο μπλοκ παλμογεννήτριας για γέφυρα έξι παλμών με θυρίστορ, το οποίο λαμβάνεται ως έχει από τη βιβλιοθήκη του Simulink, προκειμένου να παραχθούν οι 6 τετραγωνικοί παλμοί για την τριφασική γέφυρα. Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι οι παλμοί δεν οδηγούνται απευθείας στη γέφυρα, αλλά αντιμετωπίζονται πρώτα προκειμένου να ταιριάζουν στη λογική παλμοδότησης της γέφυρας 6 παλμών με IGBT και όχι με θυρίστορ.

3.3 Προτεινόμενο σύστημα ασύγχρονης τριφασικής γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα

Το σύστημα αυτό, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.6, είναι παρόμοιας λογικής με το σύστημα της σύγχρονης γεννήτριας. Αποτελείται από μία τριφασική ασύγχρονη γεννήτρια βραχυκυκλωμένου δρομέα, τον τριφασικό μετατροπέα με τον ελεγκτή του κι ένα LC φίλτρο στην έξοδό του. Σε αυτή την περίπτωση, στους ακροδέκτες του ζυγού θεωρήθηκε τάση 540 V DC, που τροφοδοτεί ένα ενδεικτικό φορτίο ισχύος 30 kW. Η επιλογή των 540 V, έγινε εξαιτίας της εφαρμογής της τεχνικής παλμοδότησης ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμού SPWM. Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι η μοντελοποίηση και η προσομοίωση του συστήματος έγινε επίσης στο περιβάλλον Simulink.



Σχήμα 3.10 Μοντελοποίηση συστήματος ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου κλωβού, σε περιβάλλον MATLAB/Simulink.

3.3.1 Ασύγχρονη γεννήτρια βραχυκυκλωμένου δρομέα

Ο στάτης μιας ασύγχρονης γεννήτριας, είναι ο ίδιος με αυτόν της σύγχρονης, όμως ο δρομέας της έχει διαφορετική δομή. Δύο είναι οι τύποι δρομέων που τοποθετούνται στο εσωτερικό μιας ασύγχρονης γεννήτριας. Ο δρομέας βραχυκυκλωμένου κλωβού (Squirrel cage rotor) και είναι ο τύπος που θα χρησιμοποιηθεί στην παρούσα μεταπτυχιακή διατριβή, ενώ ο άλλος είναι ο δακτυλιοφόρος δρομέας (Wound rotor) [42], [43], [44].



Σχήμα 3.11 Τομή ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα.

Στο Σχήμα 1.7, φαίνεται η τομή μιας ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα. Στους περισσότερους επαγωγικούς κινητήρες ο δρομέας αντί για τυλίγματα, έχει έναν ειδικό βραχυκυκλωμένο κλωβό, που αποτελείται από ελάσματα χαλκού ή αλουμινίου, τοποθετημένα σε κατάλληλα διαμορφωμένες εσοχές. Τα δυο άκρα των ελασμάτων αυτών βραχυκυκλώνονται μέσω δακτυλίων από το ίδιο υλικό, δημιουργώντας έτσι ένα βραχυκυκλωμένο κλωβό.

Οι επαγωγικές γεννήτριες έχουν σχετικά απλή κατασκευή, είναι εύρωστες και το κόστος συντήρησής τους είναι χαμηλό. Το κύριο μειονέκτημά τους, είναι η κατανάλωση αέργου ισχύος για την λειτουργία τους, ενώ επίσης το απαραίτητο ρεύμα μαγνήτισης που δημιουργεί το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο προέρχεται από το δίκτυο μέσω του στάτη. Αυτό κάνει αναγκαία τη χρήση είτε συστοιχιών πυκνωτών είτε μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος για αντιστάθμιση.

Μερικές χρήσιμες σχέσεις που ισχύουν για τις ασύγχρονες γεννήτριες είναι οι παρακάτω:

- γωνιακή ταχύτητα:

$$\omega = \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{60} \quad (3.7)$$

όπου n ο αριθμός των στροφών του δρομέα

- ηλεκτρική ισχύς:

$$P_{\text{ηλεκτρική}} = \sqrt{3} \cdot I_{\text{γραμμής}} \cdot V_{\pi} \cdot \cos \varphi \quad (3.8)$$

όπου $I_{\text{γραμμής}}$ και V_{π} το ρεύμα γραμμής και η πολική τάση αντίστοιχα, ενώ $\cos \varphi$ ο συντελεστής ισχύος

- μηχανική ισχύς:

$$P_{\text{μηχανική}} = T \cdot \omega \quad (3.9)$$

όπου T είναι η ροπή του άξονα

- βαθμός απόδοσης:

$$\eta = \frac{P_{\text{ηλεκτρική}}}{P_{\text{μηχανική}}} \quad (3.10)$$

- ολίσθηση:

$$s = \frac{n_{\text{ολίσθησης}}}{n_{\text{σύγχρονη}}} \quad (3.11)$$

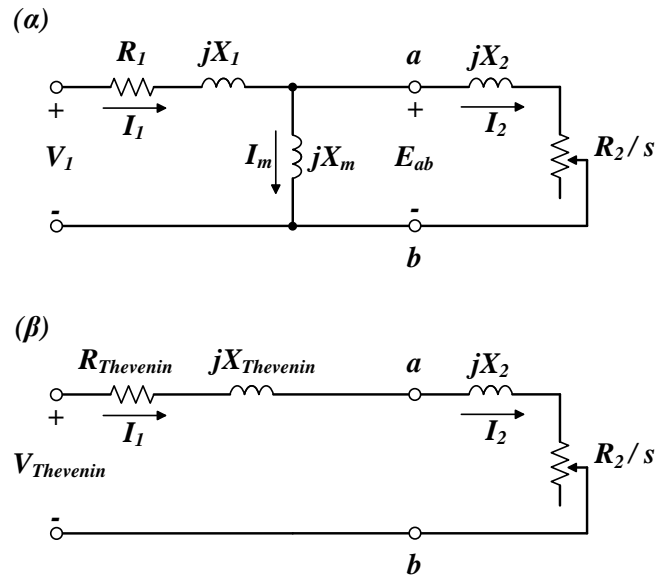
όπου $n_{\text{ολίσθησης}}$ και $n_{\text{σύγχρονη}}$ είναι η ταχύτητα ολίσθησης (δηλαδή η σχετική ταχύτητα του δρομέα με αναφορά το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο στο διάκενο της μηχανής) και η σύγχρονη ταχύτητα αντίστοιχα

3.3.1.1 Ρύθμιση στροφών ασύγχρονης γεννήτριας, με έλεγχο της τάσης

Οι κυριότερες μέθοδοι ρύθμισης στροφών μιας ασύγχρονης μηχανής είναι:

- Με ρύθμιση της τάσης τροφοδοσίας
- Μεταβολή της αντίστασης του δρομέα, στις περιπτώσεις των μηχανών δακτυλιοφόρου δρομέα
- Μεταβολή του αριθμού των πόλων
- Μεταβολή της ηλεκτρικής συχνότητας του στάτη

Για την οδήγηση της συγκεκριμένης γεννήτριας, επιλέχθηκε η μέθοδος ρύθμισης της τάσης τροφοδοσίας. Αφού η αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι ανάλογη του τετραγώνου της τάσης, μπορούμε να έχουμε διαφορετικές στατικές καμπύλες λειτουργίας στροφών-ηλεκτρομαγνητικής ροπής με παράμετρο την ενεργό τιμή της τάσης τροφοδοσίας. Επομένως, για δεδομένη αντίσταση ρότορα (πχ R_2), έχουμε δύο διαφορετικές καμπύλες λειτουργίας, για δύο διαφορετικές τάσεις τροφοδοσίας, όπως θα εξηγηθεί και σχηματικά στη συνέχεια. Επομένως, η γεννήτρια έχει τη δυνατότητα λειτουργίας σε διαφορετικό αριθμό στροφών.



Σχήμα 3.12 (α) Μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα ασύγχρονης μηχανής, ανηγμένο στον στάτη, (β) μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα κατά Thevenin από τους ακροδέκτες a-b του Σχήματος (α).

Στο Σχήμα 3.12, παρουσιάζεται το ισοδύναμο μονοφασικό κύκλωμα της ασύγχρονης μηχανής, ανηγμένο στο στάτη (α) και κατά Thevenin στην περίπτωση (β). Όπου:

R_1 είναι η ωμική αντίσταση του τυλίγματος στάτη

X_1 είναι η σκέδαση του τυλίγματος στάτη

R_2 είναι η ωμική αντίσταση του τυλίγματος δρομέα

X_2 είναι η σκέδαση του τυλίγματος δρομέα

X_m είναι η επαγωγική αντίσταση της κύριας μαγνήτισης

Με βάση τα (α), (β) στο Σχήμα 3.12, προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις:

$$R_{Thevenin} = \frac{X_m^2 \cdot R_1}{R_1^2 + X_{1l}^2} \quad (3.12)$$

$$X_{Thevenin} = X_m \cdot \frac{R_1^2 + X_1 \cdot X_{1l}}{R_1^2 + X_{1l}^2} \quad (3.13)$$

$$V_{Thevenin} = V_1 \cdot \frac{X_m}{\sqrt{R_1^2 + X_{1l}^2}} \quad (3.14)$$

όπου: $X_{1l} = X_1 + X_m$

$$T = \frac{m}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \cdot \left[\frac{V_{Thevenin}^2 \cdot \frac{R_2}{s}}{\left(R_{Thevenin} + \frac{R_2}{s} \right)^2 + X_{Thevenin}^2 + X_2^2} \right] \quad (3.15)$$

όπου T είναι η ηλεκτρομαγνητική ροπή και m ο αριθμός των φάσεων.

Σύμφωνα με τα παραπάνω, σχεδιάστηκαν οι χαρακτηριστικές καμπύλες ηλεκτρομαγνητικής ροπής (torque) – ολίσθησης (slip), για διαφορετικά επίπεδα τάσης στον στάτη. Προκειμένου να σχεδιαστεί μια ασύγχρονη γεννήτρια, που θα «ικανοποιεί» όσο το δυνατόν περισσότερο τα κριτήρια που έχουν τεθεί στον σχεδιασμό των εξηλεκτρισμένων αεροσκαφών, σχεδιάστηκαν οι καμπύλες για τα τέσσερα διαφορετικά σενάρια. Ο Πίνακας 2.2 παρουσιάζει συνοπτικά τις τιμές των αντιστάσεων και σκεδάσεων του σεναρίου βάσης A1 και την ποσοστιαία μεταβολή αυτών των τιμών για τα σενάρια A2, A3, A4. Ουσιαστικά, στα σενάρια A1, A2, A3, η αλλαγή των αντιστάσεων και των σκεδάσεων, υποδηλώνει μεγαλύτερης ισχύος γεννήτριες από τη γεννήτρια του σεναρίου βάσης A1.

	Σενάριο (A1)	Σενάριο (A2)	Σενάριο (A3)	Σενάριο (A4)
R_1	0.0297 (Ω)	↓ 70.70%	↓ 48.37%	↓ 82.79%
X_1	0.7450 (Ω)	↓ 41.41%	↓ 46.74%	↓ 46.74%
R_2	0.0352 (Ω)	↓ 70.70%	↓ 48.37%	↓ 48.37%
X_2	0.7050 (Ω)	↓ 41.41%	↓ 46.74%	↓ 46.74%
X_m	39.40 (Ω)	↑ 3415.63%	↑ 245.31%	↑ 15.10%

* Τα βέλη (↓, ↑), συμβολίζουν την ποσοστιαία μείωση ή αύξηση, της τιμής του Σεναρίου βάσης (A1)

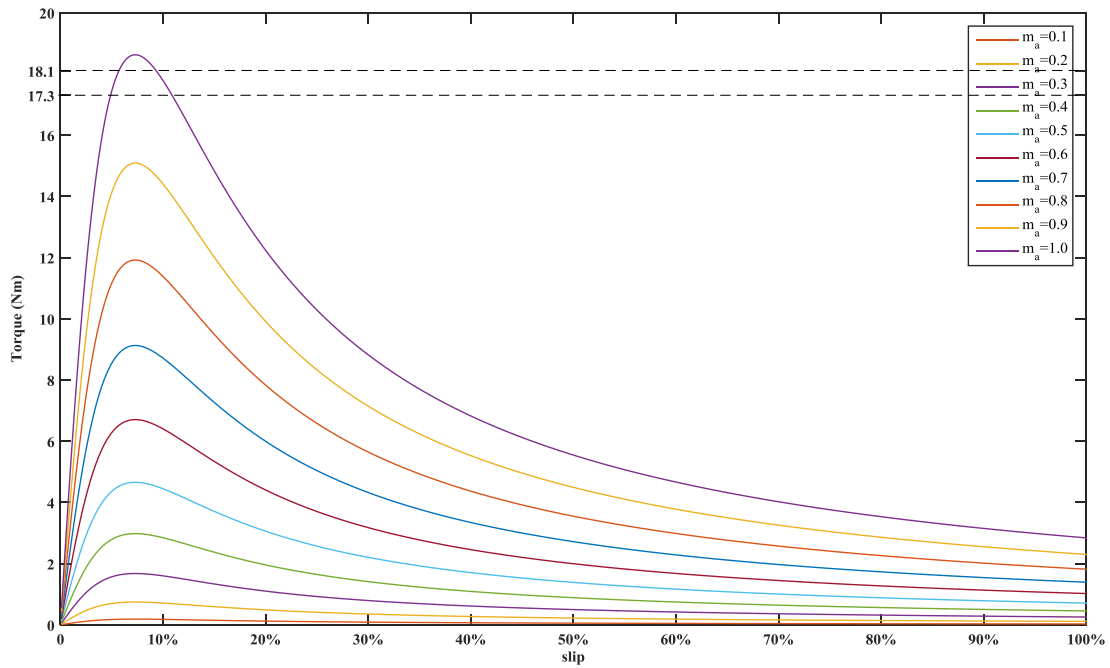
Πίνακας 3.5 Ποσοστιαία μείωσης ή αύξησης των αρχικών τιμών των αντιστάσεων και σκεδάσεων της ασύγχρονης γεννήτριας, ανά σενάριο.

Με τη χρήση όλων των παραπάνω σχέσεων και τιμών, προέκυψαν τα ακόλουθα διαγράμματα από το Σχήμα 3.13 έως και το Σχήμα 3.20. Άξιο αναφοράς, είναι το γεγονός ότι στην πραγματικότητα οι τιμές της ολίσθησης είναι αρνητικές, αφού η ασύγχρονη μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια, όμως για λόγους αισθητικής και ευκολότερης ανάγνωσης, επιλέχθηκε ο συγκεκριμένος τρόπος παρουσίασης των καμπυλών.

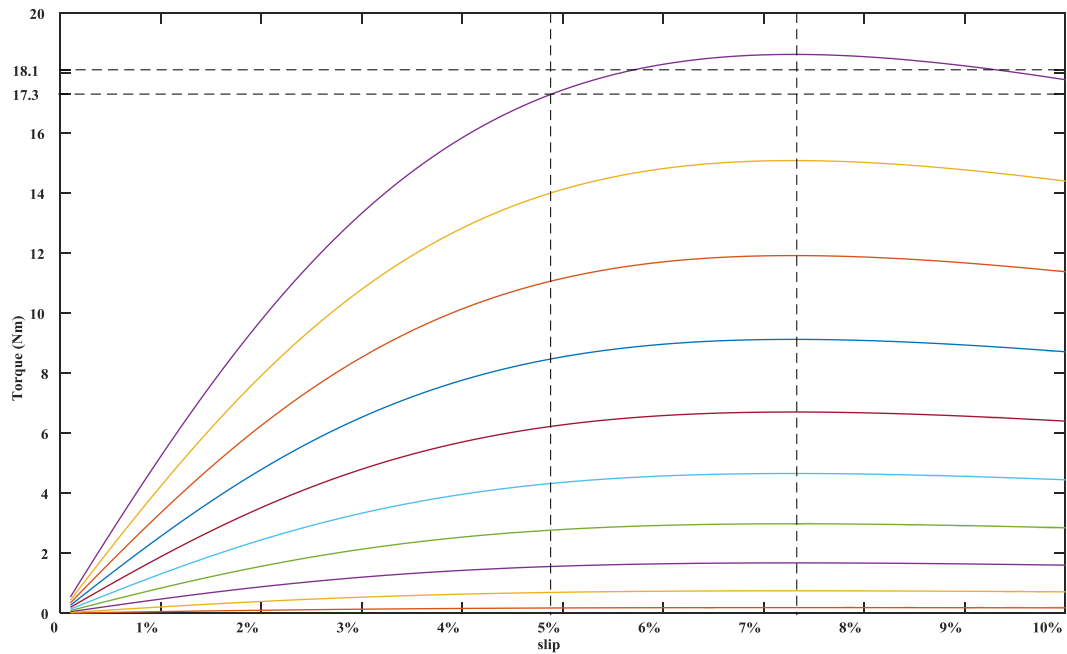
Οι οριζόντιες διακεκομμένες γραμμές αντιπροσωπεύουν τα όρια της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T , μέσα στα οποία επιτυγχάνεται η παραγωγή της επιθυμητής ισχύος, ώστε να τροφοδοτούνται τα φορτία συνολικής ισχύος 30 kW στον 540 V ζυγό Σ.Τ. Εδώ θα πρέπει να σημειωθεί, ότι η επιλογή των 540 V στον ζυγό Σ.Τ., αποτέλεσε μονόδρομο, εξαιτίας της PWM παλμοδότησης και των υψηλών ρευμάτων που διέρχονται από τους διακόπτες της

γέφυρας. Επίσης, θα πρέπει να σημειωθεί ότι ανάλογα με το σενάριο, η γεννήτρια μπορεί να λειτουργήσει και σε υψηλότερα επίπεδα ροπής, όμως η διακεκομμένη γραμμή του πάνω ορίου της ροπής υποδηλώνει το σημείο μέχρι το οποίο το ρεύμα, που παράγεται από τη γεννήτρια, δημιουργεί απώλειες στους διακόπτες της γέφυρας τέτοιες, που οι θερμοκρασίες των τρανζίστορ IGBT δεν υπερβαίνουν τα άνω όρια που τίθενται στο τεχνικό φυλλάδιο των μονάδων IGBT. Τέλος, οι κάθετες διακεκομμένες γραμμές ορίζουν τα όρια της ολίσθησης μέσα στα οποία πρέπει να κινηθεί το σύστημα, για να λάβει στην έξοδο την επιθυμητή ισχύ.

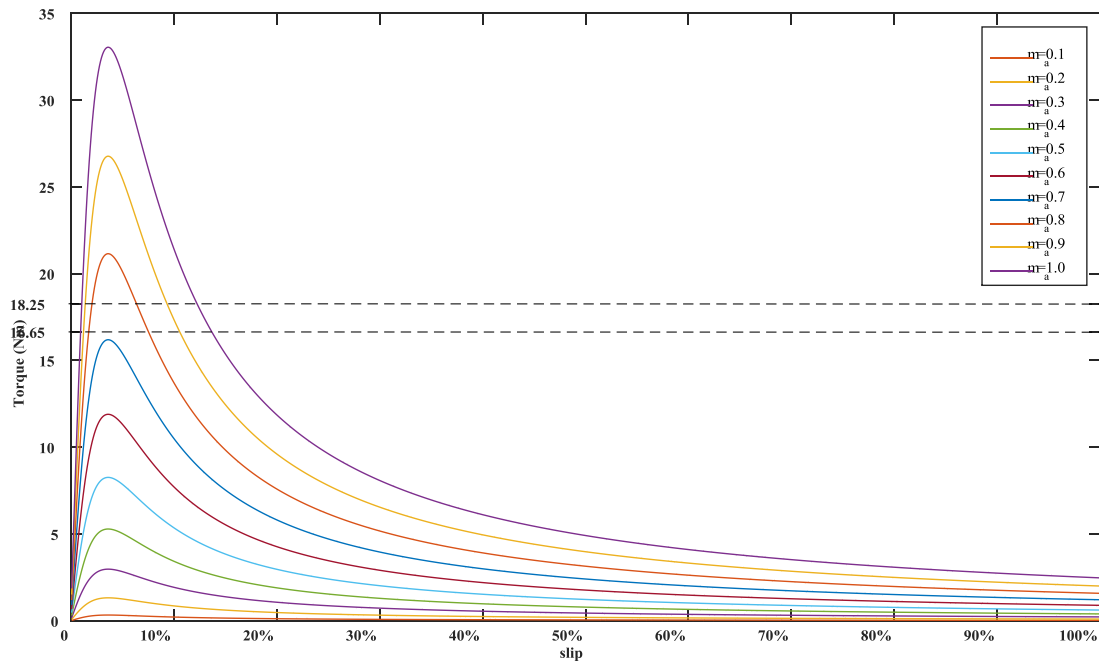
Συνεπώς, από το Σχήμα 3.13 και το Σχήμα 3.14, για την επίτευξη του στόχου των 30 kW η γεννήτρια θα πρέπει να λειτουργήσει υπό αρκετά υψηλές τιμές ολίσθησης, εγείροντας τον κίνδυνο να βρεθεί στον κορεσμό (ανατροπή) και κατ' επέκταση, σε περιοχές ασταθούς λειτουργίας. Αξίζει να σημειωθεί, ότι η δεξιά κάθετη διακεκομμένη είναι το όριο ευσταθούς-ασταθούς λειτουργίας της γεννήτριας. Στο σενάριο A2 (Σχήμα 3.15 και Σχήμα 3.16), το τετράγωνο των διακεκομμένων γραμμών, που αποτελεί την περιοχή λειτουργίας της γεννήτριας, μετατίθεται σε τιμές ολίσθησης από περίπου 1% μέχρι 3.5 %, γεγονός που οφείλεται στη βελτίωση των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών της γεννήτριας, συνέπεια της αύξησης της ονομαστικής της ισχύος. Από την άλλη, η περιοχή του εύρους των τάσεων παραμένει σχεδόν η ίδια, ενώ τα επίπεδα τάσης λειτουργίας της γεννήτριας μειώνονται σημαντικά. Το σενάριο A3 (Σχήμα 3.17 και Σχήμα 3.18), αποτελεί ουσιαστικά τον μέσο όρο των τιμών των αντιστάσεων και σκεδάσεων ανάμεσα στα σενάρια A1 και A2. Εύκολα παρατηρείται ότι η περιοχή λειτουργίας της γεννήτριας που ικανοποιεί τις συνθήκες που έχουν τεθεί παραπάνω, διευρύνεται. Για εύρος τιμών ολίσθησης 1.7 – 7.2 % και ροπής 16.65 – 20.55 Nm, ο συντελεστής διαμόρφωσης m_a μπορεί να κινείται από περίπου 0.7 έως 1 (αποφεύγοντας έτσι την υπερδιαμόρφωση). Τέλος, στο σενάριο A4 (Σχήμα 3.19 και Σχήμα 3.20) όπου μεταβάλλεται η τιμή της R_l εν συγκρίσει με το σενάριο A3, παρατηρείται ότι το εύρος τιμών που μπορεί να λάβει η ολίσθηση, παραμένει το ίδιο, ενώ μεταβάλλεται το εύρος τιμών της ροπής και πιο συγκεκριμένα, μειώνεται.



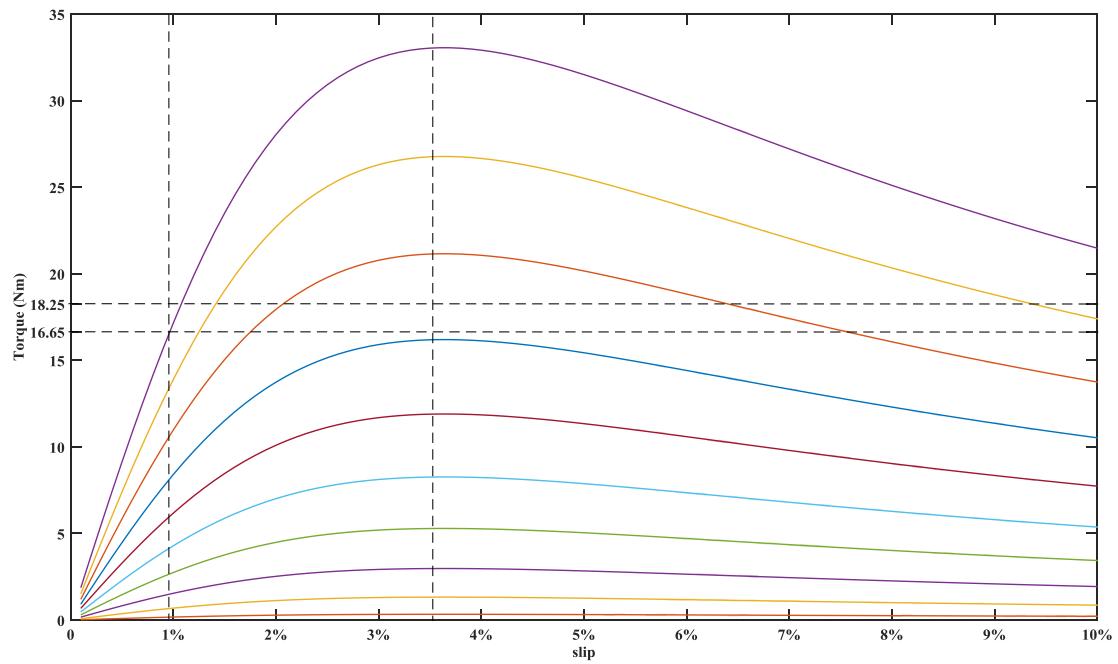
Σχήμα 3.13 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A1).



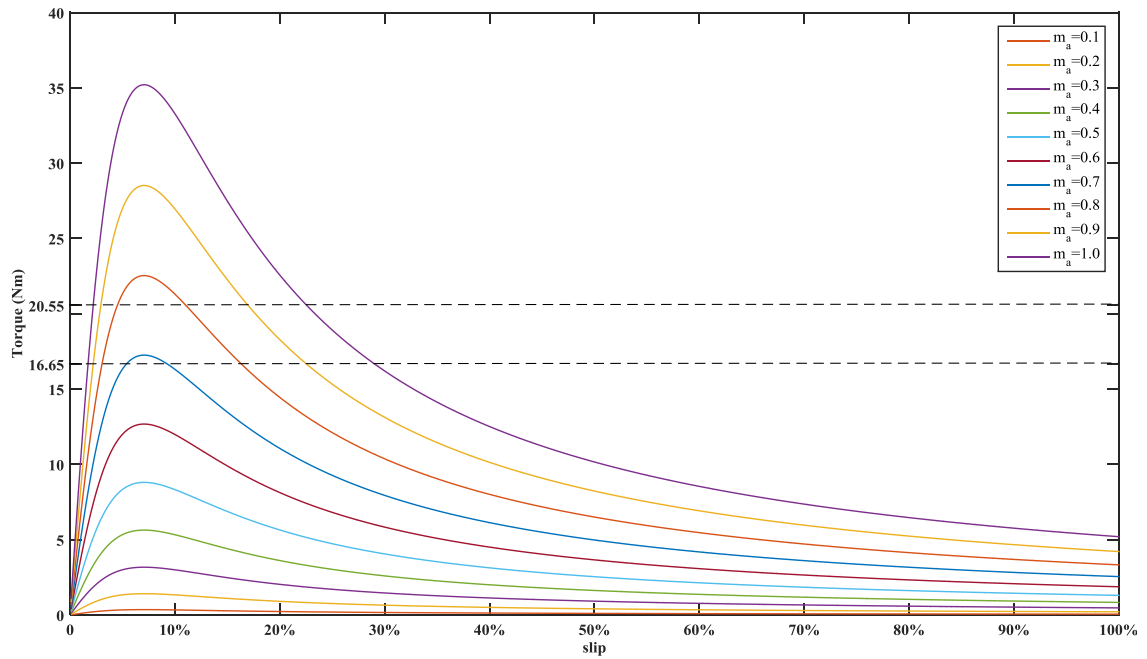
Σχήμα 3.14 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A1), στην περιοχή ολίσθησης από 0 – 10 %.



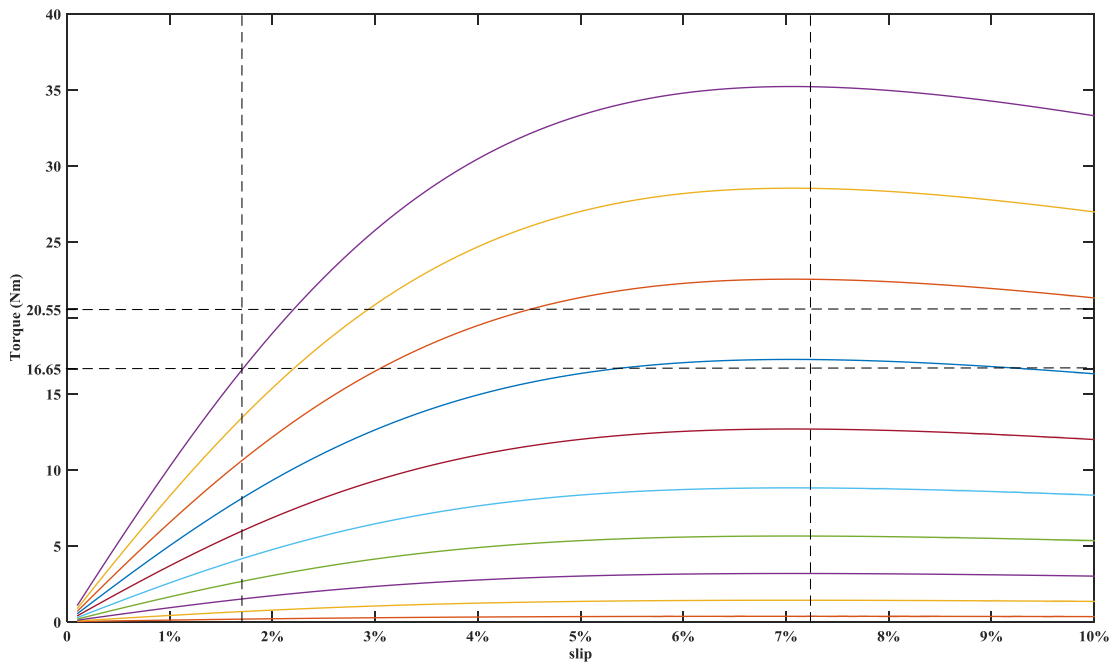
Σχήμα 3.15 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A2).



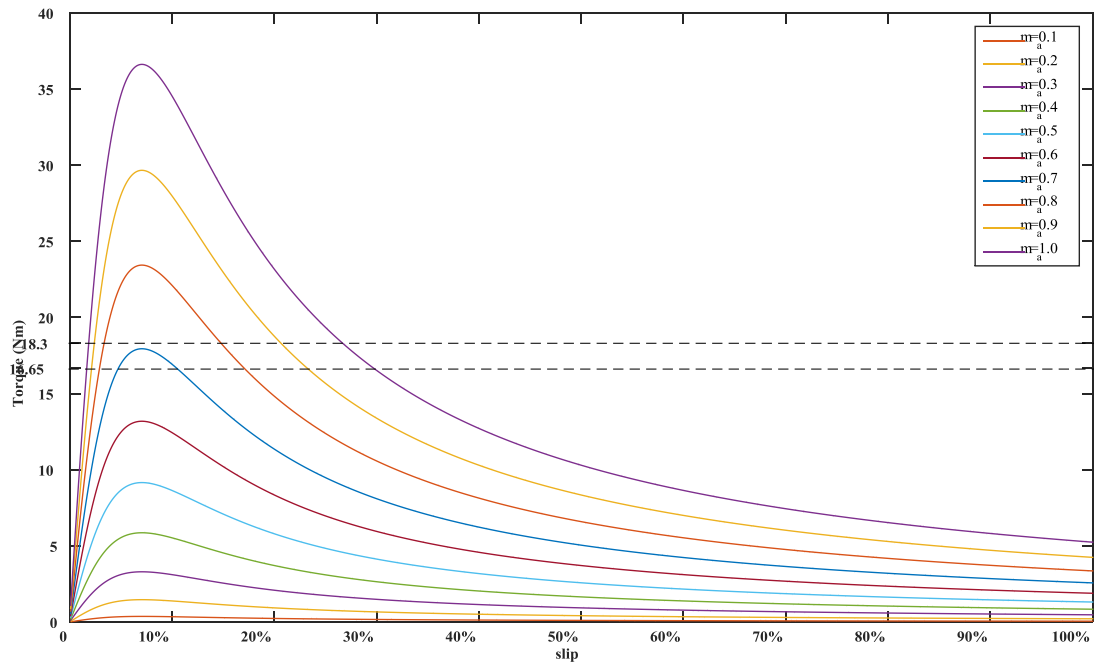
Σχήμα 3.16 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A2), στην περιοχή ολίσθησης από 0 – 10 %.



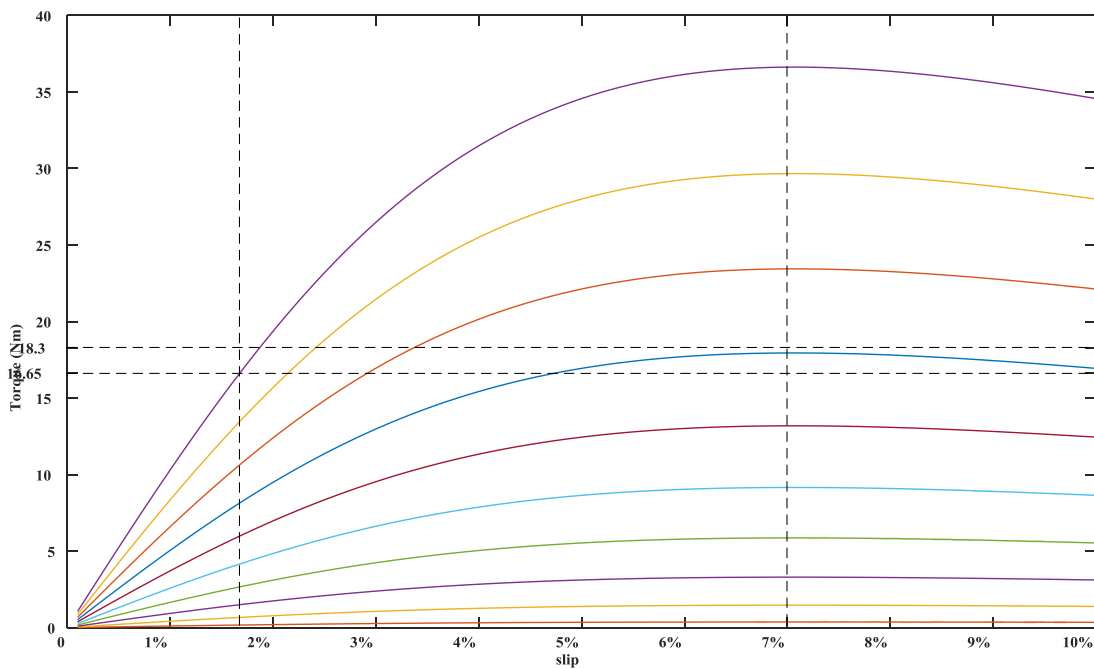
Σχήμα 3.17 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A3).



Σχήμα 3.18 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A3), στην περιοχή ολίσθησης από 0 – 10 %.



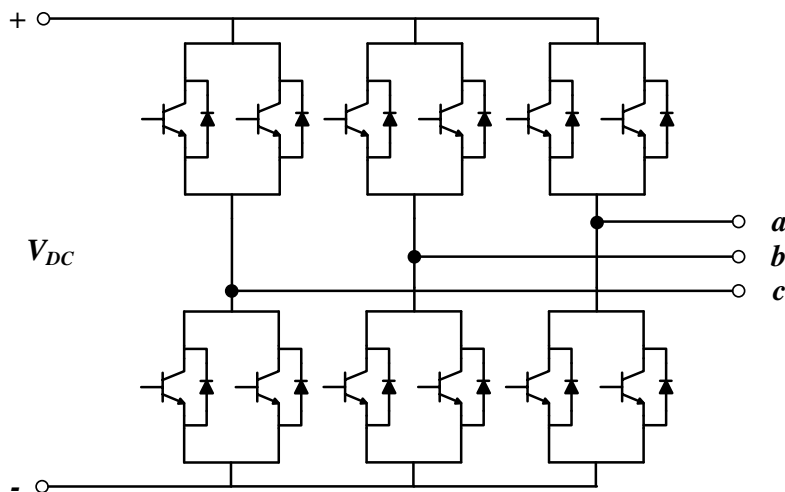
Σχήμα 3.19 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A4).



Σχήμα 3.20 Διάγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ροπής – ολίσθησης ασύγχρονης γεννήτριας, για το Σενάριο (A4), στην περιοχή ολίσθησης από 0 – 10 %.

3.3.2 Ενεργό φίλτρο – τριφασικός μετατροπέας, συστήματος ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα

Ο τριφασικός μετατροπέας πλήρους γέφυρας (Σχήμα 1.8), που χρησιμοποιείται για το σύστημα ασύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη αποτελείται από δώδεκα διακόπτες, οι οποίοι με την κατάλληλη παλμοδότηση μετατρέπουν το εναλλασσόμενο τριφασικό ρεύμα που παράγεται από τη γεννήτρια σε συνεχές. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, ο μετατροπέας βασίζεται στη μονάδα IGBT με κωδικό SKM 100GB125DN της εταιρείας SEMIKRON.

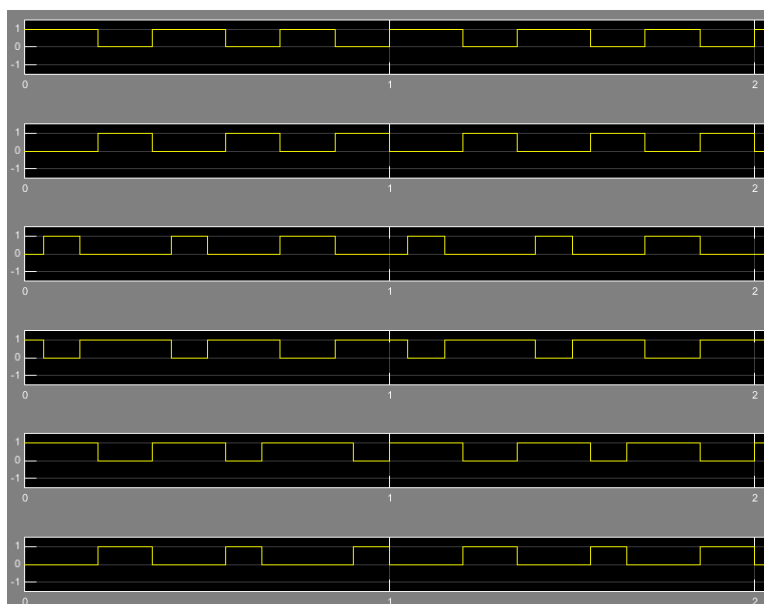


Σχήμα 3.21 Τριφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας, συστήματος ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα.

Ουσιαστικά ο μετατροπέας είναι ακριβώς ο ίδιος με την περίπτωση του συστήματος στην Ενότητα 3.2, με τη μόνη διαφορά ότι σε αυτή την περίπτωση χρησιμοποιούνται 12 διακόπτες (ανά δύο παράλληλα) και η τάση στον DC ζυγό είναι 540 V. Η επιλογή της χρήσης περισσότερων διακοπών καθώς και της τάσης των 540 V σε αυτή την περίπτωση, έγινε εξαιτίας των μεγάλων διακοπτικών απωλειών που εμφανίζονται στους διακόπτες λόγω της υψηλής διακοπτικής συχνότητας, προκειμένου να ελαττωθεί το ρεύμα που περνά από τον κάθε διακόπτη.

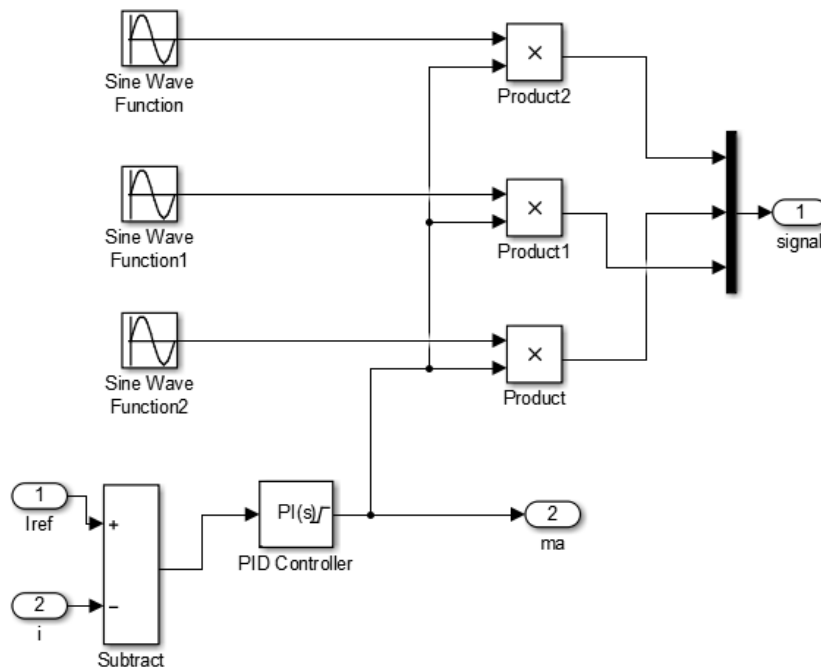
3.3.3 Παλμοδότηση και ελεγκτής του μετατροπέα / γεννήτριας, συστήματος ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα

Η μέθοδος παλμοδότησης των διακοπών της γέφυρας αυτής της τοπολογίας είναι η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών, SPWM. Επομένως, η διακοπτική συχνότητα f_s με την οποία παλμοδοτούνται οι διακόπτες της γέφυρας, είναι κατά πολύ μεγαλύτερη από τη συχνότητα της βασικής αρμονικής του συστήματος f_e . Στη συνέχεια θα ακολουθήσει μια σύντομη ανάλυση του κυκλώματος ελέγχου του μετατροπέα, έτσι ώστε να παραχθούν οι έξι παλμοί ελέγχου του Σχήμα 2.12.



Σχήμα 3.22 Στιγμιότυπο των παραγόμενων παλμών με την τεχνική SPWM, για το σύστημα ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα.

Στο Σχήμα 1.6 παρουσιάζεται το ολοκληρωμένο σύστημα ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα, όπως μοντελοποιήθηκε στο περιβάλλον Simulink. Όπως ειπώθηκε και παραπάνω, ο ελεγκτής δεν θα ληφθεί υπ' όψιν στο τελικό μοντέλο της αξιοπιστίας του συστήματος, θεωρώντας ότι σε σχέση με τα υπόλοιπα συστήματα έχει αμελητέα συνεισφορά. Στο Σχήμα 1.9 παρουσιάζεται η μοντελοποίηση του ελεγκτή.



Σχήμα 3.23 Ο ελεγκτής των σημάτων SPWM για την περίπτωση της ασύγχρονης γεννήτριας.

Σύμφωνα λοιπόν με το Σχήμα 1.2, ένα αμπερόμετρο μετρά το ρεύμα (i) μετά το LC φίλτρο στην πλευρά Σ.Τ. του μετατροπέα. Αυτό το σήμα εισάγεται στον ελεγκτή (Control). Το ρεύμα i συγκρίνεται με το ρεύμα αναφοράς και το σφάλμα που προκύπτει, οδηγείται σε έναν PI ελεγκτή ο οποίος ολοκληρώνει αυτό το σφάλμα. Αυτό το σφάλμα ουσιαστικά είναι και ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους m_a . Εν συνεχεία, αυτό το σήμα πολλαπλασιάζεται με τρία ημίτονα, τα οποία έχουν διαφορά φάσης μεταξύ τους $2\pi/3$ και τα τρία σήματα που προκύπτουν οδηγούνται σε έναν πολυπλέκτη. Τέλος, τα πεπλεγμένα σήματα οδηγούνται σε μία βαθμίδα διακριτής PWM γεννήτριας έξι παλμών, που λαμβάνεται από τη βιβλιοθήκη του Simulink, προκειμένου να παραχθούν οι 6 παλμοί για την τριφασική γέφυρα.

Κεφάλαιο 4^ο

4. ΜΕΘΟΔΟΣ ΑΝΑΛΥΣΗΣ ΤΗΣ ΑΞΙΟΠΙΣΤΙΑΣ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Η γλώσσα της Μηχανικής είναι τα μαθηματικά. Οι θεωρίες πίσω από κάθε ειδικότητα της Μηχανικής, αναφέρονται συνοπτικά σε ένα σύνολο μαθηματικών σχέσεων και εκφράσεων. Ομοίως, και στην ειδικότητα της αξιοπιστίας, διαθεσιμότητας και συντηρησιμότητας (Reliability, Availability, Maintainability – RAM), οι θεωρίες βασίζονται στην επιστήμη των μαθηματικών και πιο συγκεκριμένα στους κλάδους των πιθανοτήτων και της στατιστικής [45].

Όλες οι ηλεκτρονικές συσκευές έχουν περιορισμένη διάρκεια ζωής. Τα υλικά και τα στοιχεία από τα οποία αυτές κατασκευάζονται, συν τω χρόνω χάνουν τις αρχικές τους ιδιότητες λόγω φθοράς ή μέσω φυσικών και χημικών διεργασιών όπως ο ερπυσμός, η κόπωση, η διάβρωση και η αύξηση της ευθραυστότητας, οδηγώντας τελικά σε αστοχία. Κι ενώ στο παρελθόν το ενδιαφέρον επικεντρωνόταν στην απόδοση των συστημάτων, η αξιοπιστία τους (Reliability) πλέον αποκτάει όλο και περισσότερη σημασία.

Ο Laprie ορίζει την «ολική αξιοπιστία συστημάτων» ως τη δυνατότητα ενός συστήματος ή προϊόντος να παρέχει το προσδοκώμενο επίπεδο υπηρεσιών στους χρήστες, ειδικά υπό το φως αστοχιών και άλλων συμβάντων που έχουν επιπτώσεις στο επίπεδο των παρεχόμενων υπηρεσιών. Συνεπώς μπορούμε να θεωρήσουμε ότι ο όρος «ολική αξιοπιστία» αποτελεί τον γενικό όρο που περικλείει και μελετά την αξιοπιστία, διαθεσιμότητα, ασφάλεια και συντηρησιμότητα των συστημάτων. Ανάλογα με το περιβάλλον εφαρμογής, ένα ή περισσότερα από αυτά τα χαρακτηριστικά αποτελούν κατάλληλη προβολή της συμπεριφοράς του συστήματος. Έτσι για παράδειγμα, σε ένα περιβάλλον πληροφοριακών συστημάτων διαχείρισης, η αναλογία χρόνου που είναι ικανό το σύστημα να προσφέρει τις προσδοκώμενες υπηρεσίες (διαθεσιμότητα του συστήματος) αποτελεί ένα σημαντικό κριτήριο. Σε ένα σύστημα ελέγχου πτήσης αεροσκαφών, οι αστοχίες του συστήματος μπορεί να είναι καταστροφικές. Συνεπώς η δυνατότητα του συστήματος να παρέχει υπηρεσίες αδιάλειπτα χωρίς καταστροφικές αστοχίες (αξιοπιστία του συστήματος), είναι μεγαλύτερης σημασίας [46].

Ο Heimann αναφέρει τρεις διαφορετικούς λόγους για την χρήση της ολικής αξιοπιστίας στην αποτίμηση συστημάτων [47]:

- Η ολική αξιοπιστία επιτρέπει σύγκριση μεταξύ διαφορετικών σχεδιαστικών επιλογών, ταυτόχρονα με το κόστος και την απόδοση. Μαζί με το κόστος και την απόδοση, η ολική αξιοπιστία είναι το τρίτο κρίσιμο κριτήριο πάνω στο οποίο λαμβάνονται αποφάσεις σχετικές με το σύστημα.

- Η ολική αξιοπιστία εστιάζει κατάλληλα στην προσπάθεια βελτίωσης ενός προϊόντος. Η αποτίμηση της ολικής αξιοπιστίας επιτρέπει να προσδιοριστούν οι όψεις της συμπεριφοράς του συστήματος, όπως η αξιοπιστία των υποσυστημάτων και οι στρατηγικές συντήρησης που παίζουν κρίσιμο ρόλο στον καθορισμό της γενικής αξιοπιστίας του συστήματος.
- Η ολική αξιοπιστία λαμβάνει υπόψη θέματα που αφορούν στην ασφάλεια και στους ενδεχόμενους κινδύνους. Η αποτίμηση της ολικής αξιοπιστίας επιτρέπει να προσδιοριστούν επισφαλείς καταστάσεις και ενδεχόμενοι κίνδυνοι που είναι δυνατόν να καταστήσουν αδύνατη την παροχή των προσδοκώμενων υπηρεσιών.

Παραδοσιακά, τα μπλοκ διαγράμματα αξιοπιστίας και τα δέντρα σφαλμάτων είχαν χρησιμοποιηθεί για την ανάλυση της αξιοπιστίας και της διαθεσιμότητας των συστημάτων. Αυτά τα είδη μοντέλων επιτρέπουν μια περιεκτική περιγραφή του υπό μελέτη συστήματος και μπορούν να αποτιμηθούν ως αποτελεσματικά, ωστόσο δεν μπορούν εύκολα να αναπαραστήσουν εξαρτήσεις που απαντώνται σε πραγματικά συστήματα. Τα μοντέλα Markov από την άλλη μεριά, είναι ικανά να αναδείξουν διάφορα είδη εξαρτήσεων που απαντώνται σε μοντέλα αξιοπιστίας και διαθεσιμότητας.

Σε αυτό το Κεφάλαιο, θα γίνει μία προσπάθεια να δοθεί μια γενική εποπτεία των τεχνικών και των εργαλείων που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό της αξιοπιστίας, καθώς και μια σύντομη ανάλυση για τη θερμική καταπόνηση των διακοπών ισχύος.

4.1 Εισαγωγή στην αξιοπιστία

Τα αεροσκάφη μέχρι σήμερα αποτελούν το πιο γρήγορο μέσο μεταφοράς ανθρώπων και εμπορευμάτων. Επίσης, θεωρούνται τα πιο ασφαλή μέσα. Επομένως, προκειμένου να παραμείνουν ασφαλή, η αξιοπιστία των συστημάτων που τα απαρτίζουν λαμβάνει ίσως την πιο εξέχουσα θέση, εξαιτίας της σχεδόν μηδενικής ανοχής σε σφάλματα αυτών των συστημάτων.

Όπως προαναφέρθηκε, τα κριτήρια της «ολικής αξιοπιστίας» ενός συστήματος, είναι η αξιοπιστία, η διαθεσιμότητα, η ασφάλεια και η συντηρησιμότητα αυτού. Τα κυριότερα όμως κριτήρια, μπορούμε να πούμε ότι ανήκουν στις κατηγορίες της αξιοπιστίας και της διαθεσιμότητας. Το κριτήριο της αξιοπιστίας συστημάτων συνήθως είναι σχετικό σε περιπτώσεις συστημάτων που είναι ευαίσθητα σε αστοχίες και σε διακοπές λειτουργίας. Η διαθεσιμότητα συστημάτων αποτελεί κριτήριο για συστήματα όπου σύντομες διακοπές είναι ανεκτές. Ανάλογα με την περίπτωση που εξετάζουμε, ένα ή περισσότερα από αυτά τα κριτήρια μπορεί να είναι ικανοποιητικά για την αποτίμηση της ολικής αξιοπιστίας. Στην παρούσα μεταπτυχιακή διατριβή, θα εξεταστεί το κριτήριο της αξιοπιστίας ενός συστήματος ανάκτησης ενέργειας από τα καυσαέρια του αεροσκάφους.

Η αξιοπιστία έχει τη βάση της σε πιθανολογικές παραμέτρους, όπως τυχαίες μεταβλητές, συναρτήσεις πυκνότητας και συναρτήσεις διασποράς, για την ανάπτυξη της θεωρίας της. Οι μελέτες της αξιοπιστίας, ασχολούνται με διακριτές και συνεχείς τυχαίες μεταβλητές. Ως μια διακριτή τυχαία μεταβλητή θα μπορούσε να χαρακτηριστεί, ο αριθμός των σφαλμάτων/βλαβών σε ένα δεδομένο χρονικό διάστημα. Από την άλλη ένα παράδειγμα συνεχούς τυχαίας μεταβλητής είναι ο χρόνος εγκατάστασης και ο χρόνος μεταξύ διαδοχικών βλαβών του εξοπλισμού.

Η διάκριση ανάμεσα σε συνεχείς και διακριτές μεταβλητές, εξαρτάται από τον τρόπο αντιμετώπισης του προβλήματος και όχι απαραίτητα από τις φυσικές και χημικές διεργασίες που λαμβάνουν χώρα. Για παράδειγμα, στην ανάλυση συστημάτων «μίας βολής», όπως είναι οι πύραυλοι, κατά κανόνα χρησιμοποιούνται διακριτές συναρτήσεις, όπως ο αριθμός των επιτυχιών σε n εκτοξεύσεις. Ωστόσο, αν ένας πύραυλος εκτοξευθεί επιτυχώς ή όχι, θα μπορούσε να είναι συνάρτηση της ηλικίας του, συμπεριλαμβανομένου και του χρόνου που βρίσκεται στην αποθήκη και ως εκ τούτου θα μπορούσε να αντιμετωπιστεί ως μία συνεχής συνάρτηση.

4.1.1 Ορισμός και κριτήρια της αξιοπιστίας

Η αθροιστική συνάρτηση κατανομής $F(t)$, ορίζεται ως η πιθανότητα σε μία τυχαία δοκιμή, όπου η τυχαία μεταβλητή δεν είναι μεγαλύτερη από τον χρόνο t . Δηλαδή:

$$F(t) = \int_0^t f(t) dt \quad (4.1)$$

όπου $f(t)$ είναι η πιθανότητα μιας τυχαίας μεταβλητής στον χρόνο να εμφανίσει σφάλμα. Επομένως, $F(t)$ είναι η εξίσωση «αναξιοπιστίας» στην περίπτωση που γίνεται λόγος για αστοχία και άρα, μπορεί να θεωρηθεί ότι αντιπροσωπεύει την πιθανότητα αστοχίας πριν από κάποιο χρονικό διάστημα t . Στην περίπτωση που η τυχαία μεταβλητή είναι διακριτή, το ολοκλήρωμα αντικαθίσταται από ένα άθροισμα.

Ως *αξιοπιστία*, $R(t)$, ενός συστήματος στο χρόνο t , ορίζεται η πιθανότητα να μην υπάρξει αστοχία του συστήματος πριν από κάποιο χρονικό διάστημα t , και δίδεται από τη σχέση:

$$R(t) = 1 - F(t) = \int_t^{\infty} f(t) dt \quad (4.2)$$

Παραγωγίζοντας τη σχέση (4.2), αποδεικνύεται ότι:

$$\frac{-dR(t)}{dt} = f(t) \quad (4.3)$$

Η πιθανότητα αστοχίας για ένα δεδομένο χρονικό διάστημα από t_1 έως t_2 μπορεί να εκφραστεί με τη συνάρτηση της αξιοπιστίας:

$$\int_{t_1}^{\infty} f(t) dt - \int_{t_2}^{\infty} f(t) dt = R(t_1) - R(t_2) \quad (4.4)$$

Ο ρυθμός με τον οποίο εμφανίζονται οι αστοχίες στο διάστημα από t_1 έως t_2 , είναι ο *ρυθμός σφαλμάτων* $\lambda(t)$ και ορίζεται ως ο λόγος της πιθανότητας να συμβούν σφάλματα σε ένα χρονικό διάστημα, δεδομένου ότι δεν έχει συμβεί κάποιο πριν τη στιγμή t_1 (η έναρξη αυτού του διαστήματος), διαιρούμενη με το χρονικό διάστημα. Έτσι:

$$\lambda(t) = \frac{R(t_1) - R(t_2)}{t_2 - t_1} \quad (4.5)$$

ή διαφορετικά αν $t_1=t$ και $t_2=t+\Delta t$:

$$\lambda(t) = \frac{R(t) - R(t+\Delta t)}{\Delta t} \quad (4.6)$$

Το ποσοστό κινδύνου ή ο στιγμιαίος ρυθμός αστοχίας, $h(t)$, ορίζεται ως το όριο του ρυθμού σφαλμάτων καθώς το χρονικό διάστημα προσεγγίζει το μηδέν:

$$\begin{aligned} h(t) &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left[\frac{R(t) - R(t + \Delta t)}{\Delta t \cdot R(t)} \right] \\ &= \frac{-1}{R(t)} \left[\frac{dR(t)}{dt} \right] = \frac{1}{R(t)} \left[\frac{-dR(t)}{dt} \right] \end{aligned} \quad (4.7)$$

όμως, σύμφωνα με τη σχέση (4.3), η εξίσωση (4.7) μπορεί να γίνει:

$$h(t) = \frac{f(t)}{R(t)} \quad (4.8)$$

Η σχέση (4.8) είναι μία από τις θεμελιώδεις εξισώσεις στην ανάλυση της αξιοπιστίας. Για παράδειγμα, αν κανείς γνωρίζει την εξίσωση της πυκνότητας του χρόνου σφαλμάτων $f(t)$ και την εξίσωση της αξιοπιστίας $R(t)$, τότε μπορεί να βρει την εξίσωση του ρυθμού κινδύνου για οποιαδήποτε χρονική στιγμή t . Η σχέση αυτή είναι θεμελιώδης και σημαντική, επειδή είναι ανεξάρτητη από την εξεταζόμενη στατιστική κατανομή.

Για την καλύτερη αποσαφήνιση των παραπάνω εννοιών, θα δοθεί ένα πιο συγκεκριμένο παράδειγμα. Έστω ότι ένας έλεγχος ξεκινά τη χρονική στιγμή t_0 , σε N_0 συσκευές. Μετά από ορισμένο χρόνο t , N_f από τις αρχικές συσκευές θα έχουν παρουσιάσει σφάλμα και N_s θα λειτουργούν κανονικά. Επομένως, ισχύει: $N_0 = N_f + N_s$. Η αξιοπιστία $R(t)$, για οποιαδήποτε χρονική στιγμή t , θα είναι:

$$\begin{aligned} R(t) &= \frac{N_s}{N_0} \\ &= \frac{N_0 - N_f}{N_0} = 1 - \frac{N_f}{N_0} \end{aligned}$$

Από την εξίσωση (4.3):

$$f(t) = -\frac{dR(t)}{dt} = \frac{1}{N_0} \frac{dN_f}{dt}$$

Έτσι, η συνάρτηση πυκνότητας σφαλμάτων, αντιπροσωπεύει το ποσοστό του αρχικού πληθυσμού N_0 , το οποίο θα αστοχήσει κατά το διάστημα $(t, t + \Delta t)$. Άρα λοιπόν:

$$h(t) = \frac{f(t)}{R(t)} = \frac{\frac{1}{N_0} \frac{dN_f}{dt}}{N_s/N_0} = \frac{1}{N_s} \frac{dN_f}{dt}$$

Επομένως, ο ρυθμός κινδύνου $h(t)$, είναι αντιστρόφως ανάλογος με τον αριθμό των συσκευών που θα λειτουργούν κανονικά μέχρι το χρονικό διάστημα t και θα αστοχήσουν στο χρονικό διάστημα $(t, t+\Delta t)$.

Παρά ταύτα, συγκρίνοντας τις Σχέσεις (4.6) και (4.7), ο ρυθμός σφαλμάτων $\lambda(t)$ και ο ρυθμός κινδύνου $h(t)$ διαφέρουν από μαθηματικής άποψης, παρόλο που συνήθως ταυτίζονται στις συμβατικές τεχνικές αξιολογήσεις. Αξίζει να σημειωθεί λοιπόν, ότι και στην παρούσα μεταπτυχιακή διατριβή θα ακολουθηθεί η συγκεκριμένη πρακτική και ο αναγνώστης θα πρέπει να γνωρίζει αυτή την απόκλιση από τη μαθηματική ακρίβεια.

Ίσως, θα μπορούσε να δοθεί μια ευκολότερη ερμηνεία του ρυθμού κινδύνου και του αντίστοιχου ρυθμού αστοχίας· υποθέτουμε, ότι ένα αυτοκίνητο διανύει μια διαδρομή 200 km σε 4 h. Οπότε, η μέση ταχύτητα του αυτοκινήτου είναι 50 km/h, παρόλο που κατά τη διάρκεια της διαδρομής η ταχύτητα αυξομειωνόταν συνεχώς. Ο ρυθμός σε οποιαδήποτε δεδομένη χρονική στιγμή θα μπορούσε να καθοριστεί από την ανάγνωση της ταχύτητας που αναγράφεται στο ταχύμετρο εκείνη τη στιγμή. Άρα η μέση ταχύτητα 50 km/h είναι ανάλογη του ρυθμού αστοχίας και η ταχύτητα σε οποιαδήποτε στιγμή είναι ανάλογη του ρυθμού κινδύνου.

Στη σχέση (4.8), μια γενική έκφραση προέκυψε για τον ρυθμό κινδύνου (σφάλματος). Το ίδιο μπορεί να ισχύσει και για την εξίσωση της αξιοπιστίας $R(t)$. Από την εξίσωση (4.7) έχουμε:

$$h(t) = -\frac{1}{R(t)} \left[\frac{dR(t)}{dt} \right] \Leftrightarrow$$

$$\frac{dR(t)}{R(t)} = -h(t) dt \quad (4.9)$$

Ολοκληρώνοντας τη σχέση (4.9)

$$\int_0^t \frac{dR(t)}{R(t)} = -\int_0^t h(t) dt \Leftrightarrow$$

$$\ln R(t) - \ln R(0) = -\int_0^t h(t) dt \Leftrightarrow$$

$$R(t) = \exp \left[-\int_0^t h(t) dt \right] \quad (4.10)$$

Η παραπάνω σχέση, είναι η γενική έκφραση για την εξίσωση της αξιοπιστίας. Αν το $h(t)$ θεωρηθεί ως σταθερός ρυθμός σφαλμάτων λ , το οποίο ισχύει για τις περισσότερες περιπτώσεις του ηλεκτρονικού εξοπλισμού, η εξίσωση (4.10) γίνεται:

$$R(t) = e^{-\lambda t} \quad (4.11)$$

Η παραπάνω εξίσωση, είναι η πιο συχνά χρησιμοποιούμενη στην ανάλυση της αξιοπιστίας, ιδίως του ηλεκτρονικού εξοπλισμού. Εκτός των εννοιών $f(t)$, $h(t)$, $\lambda(t)$ και $R(t)$ που αναλύθηκαν προηγουμένως, ορισμένες επιπρόσθετες και συχνά χρησιμοποιούμενες έννοιες θα αναλυθούν παρακάτω. Αυτές είναι:

- Μέσος χρόνος μέχρι την αστοχία (MTTF)

Ο μέσος χρόνος μέχρι την αστοχία (*Mean Time To Failure – MTTF*), δεν είναι τίποτα περισσότερο από την αναμενόμενη τιμή του χρόνου μέχρι το σφάλμα και προέρχεται από τη βασική Στατιστική Θεωρία ως εξής:

$$\begin{aligned} MTTF &= \int_0^{\infty} t f(t) dt \\ &= \int_0^{\infty} t \left[-\frac{dR(t)}{dt} \right] dt \end{aligned} \quad (4.12)$$

Ολοκληρώνοντας κατά μέλη και εφαρμόζοντας τον κανόνα *De l' Hopital*, προκύπτει:

$$MTTF = \int_0^{\infty} R(t) dt \quad (4.13)$$

Η παραπάνω σχέση, σε πολλές περιπτώσεις, επιτρέπει την απλοποίηση των υπολογισμών του *MTTF*. Αν είναι γνωστή (ή μπορεί να μοντελοποιηθεί) η εξίσωση της αξιοπιστίας $R(t)$, ο *MTTF* μπορεί να υπολογιστεί με άμεση ολοκλήρωση του $R(t)$ (εφόσον είναι εφικτό), με γραφική προσέγγιση, ή με προσομοίωση *Monte Carlo*. Για επισκευάσιμο εξοπλισμό, το *MTTF* ορίζεται ως ο μέσος χρόνος μέχρι την πρώτη αστοχία.

- Μέση ζωή (θ)

Η μέση ζωή (θ), αναφέρεται στον συνολικό πληθυσμό των εξεταζόμενων αντικειμένων. Για παράδειγμα, δοθέντος ενός αρχικού πληθυσμού n στοιχείων, εφόσον όλα λειτουργούν μέχρι να αστοχήσουν, τη μέση ζωή θ , είναι απλώς ο αριθμητικός μέσος χρόνος μέχρι την αστοχία του συνολικού πληθυσμού και δίνεται από:

$$\theta = \frac{\sum_{i=1}^n t_i}{n} \quad (4.14)$$

όπου:

t_i = ο χρόνος μέχρι την αστοχία του $i^{\text{στου}}$ στοιχείου στον πληθυσμό

$n =$ ο συνολικός αριθμός στοιχείων στον πληθυσμό

- Μέσος χρόνος ανάμεσα σε αστοχίες (MTBF)

Αυτή η έννοια εμφανίζεται αρκετά συχνά στη βιβλιογραφία της αξιοπιστίας και εφαρμόζεται σε επισκευάσιμα στοιχεία, σύμφωνα με την οποία τα στοιχεία που αστοχούν αντικαθίστανται μετά την αστοχία. Ο *MTBF* εκφράζεται μαθηματικά:

$$MTBF = \frac{T}{r} \quad (4.15)$$

όπου:

$T(t) =$ συνολικός χρόνος λειτουργίας

$r =$ αριθμός αστοχιών

Θα πρέπει να τονιστεί, ότι ο *MTBF* ισχύει μόνο για επισκευάσιμα στοιχεία και σε αυτή την περίπτωση μπορεί να ταυτιστεί και με τη μέση ζωή θ . Ποιο σημαντικό είναι το γεγονός ότι θεωρείται ένας σταθερός ρυθμός αστοχίας λ . Θεωρώντας επισκευάσιμο εξοπλισμό και σταθερό ρυθμό αστοχιών, η εξίσωση της αξιοπιστίας γίνεται:

$$R(t) = e^{-\lambda t} = e^{-t/\theta} = e^{-t/MTBF} \quad (4.16)$$

και για αυτή την περίπτωση:

$$\lambda = \frac{1}{MTBF} \quad (4.17)$$

Συνάρτηση πυκνότητας αστοχιών (χρόνος μέχρι την αστοχία)	$f(t)$
Εξίσωση Αξιοπιστίας	$R(t) = \int_t^{\infty} f(t) dt = \exp\left[-\int_0^t h(t) dt\right]$
Ρυθμός Κινδύνου (Ρυθμός Αστοχίας)	$h(t) = f(t) / R(t)$ $\lambda(t) = \int_0^t h(t) dt$
Μέσος Χρόνος μέχρι την Αστοχία (MTTF) (χωρίς επισκευή)	$MTTF = \int_0^{\infty} R(t) dt$
Μέσος Χρόνος Ανάμεσα στις Αστοχίες (σταθερός ρυθμός αστοχιών λ , με επισκευή)	$MTBF = \frac{T}{r} = 1/\lambda$

Πίνακας 4.1 Συγκεντρωτικός πίνακας των βασικών εννοιών της αξιοπιστίας.

4.1.2 Στατιστικές κατανομές που χρησιμοποιούνται στα μοντέλα αξιοπιστίας

Υπάρχουν πολλά πρότυπα στατιστικών κατανομών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη μοντελοποίηση των διάφορων παραμέτρων της αξιοπιστίας. Έχει βρεθεί όμως ότι ένας σχετικά μικρός αριθμός στατιστικών κατανομών, μπορεί να ικανοποιήσει σχεδόν όλες τις ανάγκες της αξιοπιστίας. Η φύση των δεδομένων της κάθε εξεταζόμενης περίπτωσης, είναι αυτή που καθορίζει ποια από αυτές τις κατανομές θα χρησιμοποιηθεί.

Οι πιο ευρέως χρησιμοποιούμενες συνεχείς κατανομές, για την ανάλυση της αξιοπιστίας είναι:

- Κανονική (ή Γκαουσιανή) κατανομή
- Κανονική λογαριθμική κατανομή
- Εκθετική κατανομή
- Κατανομή Γάμμα
- Κατανομή Weibul

Από την άλλη, στην περίπτωση των διακριτών κατανομών, είναι:

- Διωνυμική κατανομή
- Κατανομή Poisson

4.1.2.1 Εκθετική κατανομή

Αυτή είναι ίσως η πιο σημαντική κατανομή στην ανάλυση της αξιοπιστίας και χρησιμοποιείται σχεδόν αποκλειστικά για την πρόβλεψη της αξιοπιστίας του ηλεκτρονικού εξοπλισμού (MIL-HDBK-217F Notice 1/2). Περιγράφει την κατάσταση στην οποία ο ρυθμός κινδύνου είναι σταθερός, πράγμα που μπορεί να αποδειχθεί ότι παράγεται από μία κατανομή Poisson. Η εκθετική κατανομή έχει τα παρακάτω πλεονεκτήματα:

- ο υπολογισμός της παραμέτρου λ γίνεται με απλό τρόπο
- είναι μαθηματικά προσιτή
- έχει ευρεία εφαρμογή
- είναι αθροιστική, δηλαδή το άθροισμα του αριθμού των ανεξάρτητων εκθετικά καταταμημένων μεταβλητών είναι εκθετικά καταταμημένο

Μερικές εφαρμογές αυτού το μοντέλου περιλαμβάνουν:

- Στοιχεία, των οποίων ο ρυθμός αστοχίας, δεν αλλάζει σημαντικά με την ηλικία.
- Πολύπλοκο και επιδιορθώσιμο εξοπλισμό χωρίς υπερβολικές απαιτήσεις εφεδρείας.
- Εξοπλισμό, για τον οποίο οι πρώιμες βλάβες έχουν εξαλειφθεί από την πρώτη λειτουργία του εξοπλισμού για κάποιο εύλογο χρονικό διάστημα.

Η συνάρτηση πυκνότητας αστοχίας είναι:

$$f(t) = \lambda e^{-\lambda t} \quad \text{για } t > 0, \quad (4.18)$$

όπου λ ο ρυθμός κινδύνου (αστοχίας), ενώ η εξίσωση της αξιοπιστίας είναι:

$$R(t) = e^{-\lambda t} \quad (4.19)$$

Ο χρόνος μέσης ζωής είναι:

$$\theta = 1/\lambda \quad (4.20)$$

Και στην περίπτωση αξιόπιστου εξοπλισμού:

$$MTBF = \theta = 1/\lambda \quad (4.21)$$

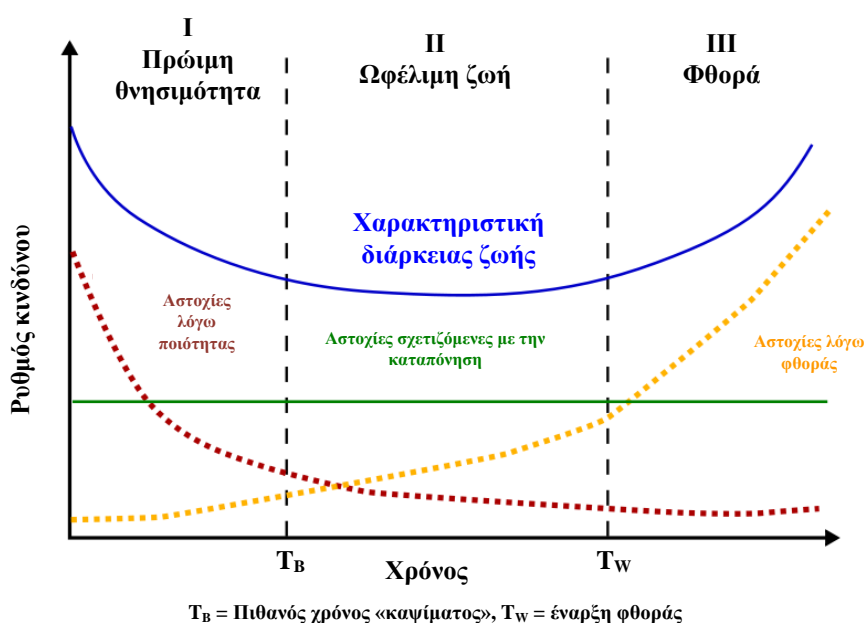
4.1.3 Μοντελοποίηση της αστοχίας

Η μοντελοποίηση της αστοχίας είναι το κλειδί για την αξιοπιστία στη Μηχανική. Τα επαληθευμένα μοντέλα ρυθμού αστοχίας είναι απαραίτητα για την ανάπτυξη των τεχνικών πρόβλεψης, τις διαδικασίες κατανομής, τον σχεδιασμό και την ανάλυση των μεθοδολογιών, τις διαδικασίες δοκιμής και παρουσίασης, τις διαδικασίες ελέγχου κλπ. Με άλλα λόγια, αποτελούν το σύνολο των στοιχείων που απαιτούνται σαν είσοδοι για την ορθή λήψη αποφάσεων (διασφαλίζοντας ότι αυτός ο εξοπλισμός μπορεί να σχεδιαστεί και να κατασκευαστεί με τέτοιο τρόπο, ώστε να λειτουργήσει ικανοποιητικά και οικονομικά, κατά τη διάρκεια της ωφέλιμης ζωής του).

Οι είσοδοι στα μοντέλα του ρυθμού αστοχίας είναι τα λειτουργικά δεδομένα, τα δεδομένα δοκιμών, τεχνικές κρίσεις και φυσικές πληροφορίες αστοχίας. Αυτές οι είσοδοι, χρησιμοποιούνται από τους Μηχανικούς που ασχολούνται με την αξιοπιστία, προκειμένου να κατασκευάσουν και να επαληθεύσουν τα στατιστικά μοντέλα του ρυθμού σφαλμάτων (που συνήθως έχουν μια από τις μορφές κατανομής που αναφέρθηκαν προηγουμένως) και να υπολογίσουν τις παραμέτρους τους.

4.1.3.1 Τυπική καμπύλη ρυθμού σφαλμάτων

Στο Σχήμα 1.1 παρουσιάζεται η καμπύλη ρυθμού σφαλμάτων του εξοπλισμού συναρτήσει του χρόνου. Αυτή είναι η καμπύλη *Bathhtub* ή λεκανοειδής καμπύλη στην ελληνική, η οποία με το πέρασ των χρόνων έχει γίνει ευρέως αποδεκτή στην επιστημονική κοινότητα που ασχολείται με την αξιοπιστία. Έχει αποδειχτεί μάλιστα, ότι είναι ιδιαίτερος κατάλληλη για ηλεκτρονικό εξοπλισμό και συστήματα. Η χαρακτηριστική καμπύλη είναι μια περίοδος όπου ο ρυθμός αστοχιών έχει φθίνουσα πορεία (Decreasing Failure Rate – DFR), ακολουθούμενη από μια περίοδο σταθερού ρυθμού σφαλμάτων (Constant Failure Rate – CFR) και εν συνεχεία από μία περίοδο αυξανόμενου ρυθμού σφαλμάτων (Increasing Failure Rate – IFR).



Σχήμα 4.1 Καμπύλη Bathhtub, ρυθμός κινδύνου συναρτήσει της ηλικίας.

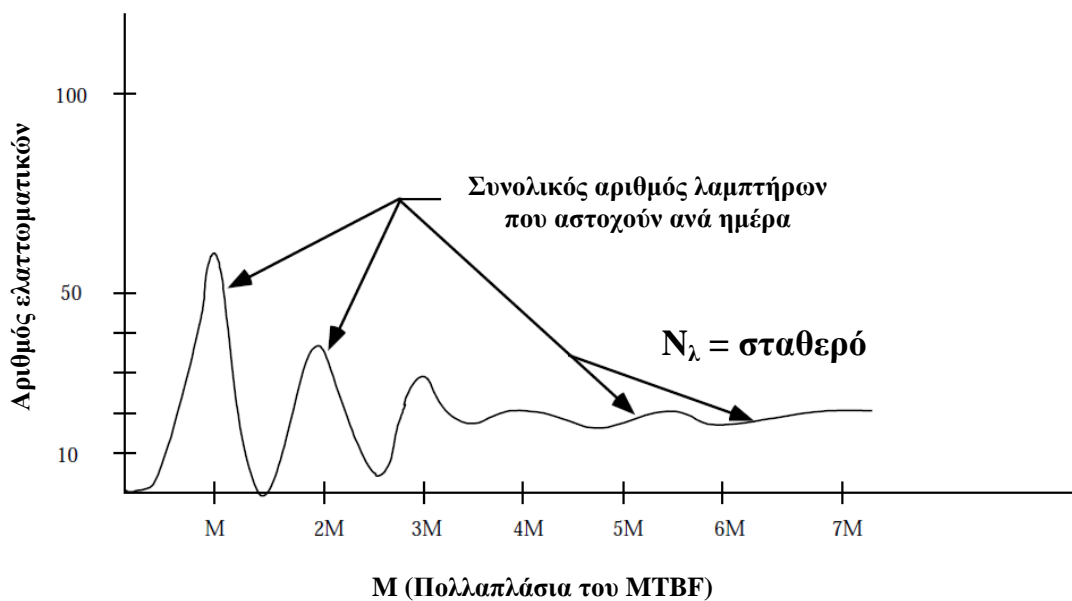
- I. Η ζώνη I ονομάζεται περίοδος «βρεφικής θνησιμότητας» (DFR) και χαρακτηρίζεται από έναν αρχικά υψηλό ρυθμό αστοχίας. Αυτό είναι συνήθως αποτέλεσμα κακού σχεδιασμού, χρήσης κατώτερης ποιότητας κατασκευαστικών στοιχείων, ή έλλειψης επαρκούς ελέγχου κατά τη διάρκεια της κατασκευής. Όταν αυτά τα σφάλματα δεν αλιεύονται από τους επιθεωρητές ελέγχου ποιότητας, είναι πιθανό να συμβεί μια πρόωρη αστοχία. Οι πρόωρες αστοχίες μπορούν να αποφευχθούν από τον πελάτη με την περίοδο πρώιμης λειτουργίας (burn in), κατά τη διάρκεια της οποίας ο εξοπλισμός λειτουργεί σε επίπεδα έντασης ίδια με τα προβλεπόμενα σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας. Ο εξοπλισμός μετά το πέρασ της περιόδου της πρώιμης λειτουργίας είναι έτοιμος να χρησιμοποιηθεί κανονικά.

II. Η ζώνη II είναι η ωφέλιμη περίοδος ζωής και χαρακτηρίζεται από έναν ουσιαστικά σταθερό ρυθμό αστοχίας (CFR). Αυτή η περίοδος που χαρακτηρίζεται από ευκαιριακές αστοχίες. Οι ευκαιριακές αστοχίες είναι αυτές που προκύπτουν από αυστηρά τυχαίες ή ευκαιριακές αιτίες. Δε μπορούν να εξαλειφθούν με παρατεταμένες περιόδους πρώιμης λειτουργίας ή με καλές πρακτικές συντήρησης, διότι ο εξοπλισμός είναι σχεδιασμένος να λειτουργεί κάτω από ορισμένες συνθήκες κι επίπεδα έντασης (τα οποία τηρούνται κατά την πρώιμη λειτουργία), όταν στην κανονική λειτουργία σημειωθεί υπέρβαση αυτών των επιπέδων εξαιτίας τυχαίων, απρόβλεπτων ή άγνωστων γεγονότων, θα προκύψει μια ευκαιρία αστοχίας. Ενώ η θεωρία και η πρακτική της αξιοπιστίας ασχολείται και με τα τρία είδη αστοχιών, πρωταρχικό μέλημά της είναι αυτό των ευκαιριακών αστοχιών, δεδομένου ότι συμβαίνουν κατά τη διάρκεια της ωφέλιμης περιόδου ζωής του εξοπλισμού. Ο χρόνος μιας ευκαιριακής αστοχίας δε μπορεί να προβλεφθεί, ωστόσο, το ενδεχόμενο ή η πιθανότητα ότι κάποια θα συμβεί στη διάρκεια ενός δεδομένου χρονικού διαστήματος εντός της ωφέλιμης ζωής, μπορεί να προσδιοριστεί με την ανάλυση του σχεδιασμού του εξοπλισμού. Αν η πιθανότητα της ευκαιριακής αστοχίας είναι ανεπίτρεπτα υψηλή, θα πρέπει να γίνουν αλλαγές στον σχεδιασμό ή το περιβάλλον λειτουργίας θα πρέπει να γίνει λιγότερο αντίξοο.

Αυτή η περίοδος (CFR) είναι η βάση για την εφαρμογή των περισσότερων μεθόδων της μηχανικής του σχεδιασμού της αξιοπιστίας. Εφόσον αυτή η περίοδος είναι σταθερή, η εκθετική κατανομή του χρόνου μέχρι την αστοχία είναι η βάση για τις διαδικασίες σχεδιασμού και πρόβλεψης που διατυπώνονται στα σχετικά Πρότυπα, όπως το MIL-HDBK-217.

Η απλότητα της προσέγγισης με τη χρήση της εκθετικής κατανομής, όπως προηγουμένως ελέχθη, την καθιστά εξαιρετικά ελκυστική. Επίσης, είναι ευρέως χρησιμοποιούμενη σε πολύπλοκους εξοπλισμούς και συστήματα. Επισημαίνεται πως στην περίπτωση του σύνθετου εξοπλισμού, ο οποίος αποτελείται από πολλά εξαρτήματα/στοιχεία καθένα από τα οποία έχει διαφορετική μέση-ζωή, ο ρυθμός αστοχίας του συστήματος γίνεται ουσιαστικά σταθερός (χάρη στην υιοθέτηση της εκθετικής κατανομής), εφόσον τα εξαρτήματα που έχουν υποστεί βλάβη αντικαθίστανται.

Έτσι, ακόμη κι αν οι αστοχίες οφείλονται στη φθορά, ο μεικτός πληθυσμός τις αναγκάζει να εμφανίζονται σε τυχαία διαστήματα με σταθερό ρυθμό κι εκθετική συμπεριφορά. Το Σχήμα 1.2 δείχνει αυτή την τάση για το παράδειγμα του πληθυσμού λαμπτήρων πυρακτώσεως που παράγει ένα εργοστάσιο. Αυτό έχει επαληθευθεί για πολλές συσκευές, από ηλεκτρονικά συστήματα, μέχρι κινητήρες λεωφορείων.



Σχήμα 4.2 Σταθεροποίηση της συχνότητα αστοχίας.

III. Στη ζώνη III βρίσκεται η περίοδος φθοράς, που χαρακτηρίζεται από έναν αυξητικό ρυθμό αστοχίας, επακόλουθο της φθοράς του εξοπλισμού εξαιτίας της γήρανσης ή της χρήσης. Για παράδειγμα, μηχανικά εξαρτήματα όπως ρουλεμάν φθείρονται και αστοχούν με το πέρασ του χρόνου ή τη συχνή χρήση τους, ανεξάρτητα από το πόσο καλά είναι κατασκευασμένα. Οι πρώιμες αστοχίες μπορούν να «αναβληθούν» και η ωφέλιμη διάρκεια ζωής του εξοπλισμού να παραταθεί, εφαρμόζοντας σωστό σχεδιασμό και πρακτικές συντήρησης. Η μόνη οδός για την αποφυγή της αστοχίας εξαιτίας της φθοράς, είναι η αντικατάσταση ή η επισκευή του φθαρμένου εξαρτήματος πριν φθάσει στην αστοχία.

Δεδομένου ότι ο σύγχρονος ηλεκτρονικός εξοπλισμός αποτελείται σχεδόν αποκλειστικά από ημιαγωγικές διατάξεις, οι οποίες δε διαθέτουν βραχυπρόθεσμο μηχανισμό φθοράς, τίθεται υπό αμφισβήτηση κατά πόσον ο εξοπλισμός αυτός θα φθάσει τη ζώνη III της λεκανοειδούς καμπύλης.

Από το Σχήμα 1.1 μπορεί να φανεί ότι διαφορετικές στατιστικές κατανομές θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για τον χαρακτηρισμό κάθε ζώνης. Για παράδειγμα, η περίοδος της «βρεφικής θνησιμότητας» θα μπορούσε να αναπαρασταθεί με μια κατανομή τύπου Γάμμα ή Weibul, η περίοδος ωφέλιμης ζωής με μία εκθετική και η περίοδος φθοράς με μια κανονική ή Γάμμα αντίστοιχα.

Η παρούσα εργασία όπως προαναφέρθηκε, θα ασχοληθεί με τα μοντέλα που χρησιμοποιούν την εκθετική κατανομή, από τη στιγμή που ισχύουν κατά την περίοδο της

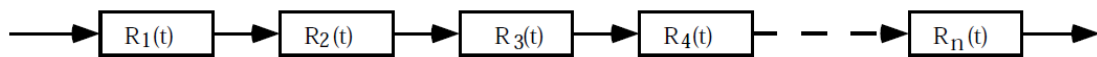
ωφέλιμης ζωής, η οποία είναι η μεγαλύτερη περίοδος στη διάρκεια ζωής του εξοπλισμού ενδιαφέροντος.

4.1.3.2 Μοντελοποίηση αξιοπιστίας απλών δομών

Σε αυτή την ενότητα, θα προκύψουν οι εξισώσεις αξιοπιστίας ορισμένων απλών δομών. Αυτές οι εξισώσεις έχουν τη βάση τους στην εκθετική κατανομή του χρόνου μέχρι την αστοχία. Τρεις είναι οι βασικές μορφές διαμόρφωσης των μαθηματικών μοντέλων αξιοπιστίας: η σειράς, η παράλληλη και η K-Out-Of-N διαμόρφωση. Για τις δύο πρώτες, που είναι και αυτές που χρησιμοποιούνται περισσότερο, θα γίνει μία σύντομη αναφορά.

- Διαμόρφωση σε σειρά

Η απλούστερη και ίσως η πιο συχνά εμφανιζόμενη διαμόρφωση στη μαθηματική μοντελοποίηση της αξιοπιστίας είναι αυτή της σειράς. Η εύρυθμη λειτουργία ενός συστήματος εξαρτάται από τη σωστή λειτουργία των επιμέρους εξαρτημάτων του συστήματος. Η αστοχία ενός εξαρτήματος αντιπροσωπεύει την αξιοπιστία ολόκληρου του συστήματος. Η διαμόρφωση αξιοπιστίας σε σειρά, αντιπροσωπεύεται από το χονδρικό διάγραμμα στο Σχήμα 3.3, για n εξαρτήματα. Επιπλέον, γίνεται η υπόθεση ότι η αστοχία ενός εξαρτήματος είναι ανεξάρτητη από την αστοχία ή τη σωστή λειτουργία οποιουδήποτε άλλου. Αυτή είναι η πιο συνήθης πρακτική που χρησιμοποιείται στις περισσότερες των περιπτώσεων. Εάν αυτό δεν ισχύει, τότε θα πρέπει να χρησιμοποιούνται οι πιθανότητες καταστάσεων, πράγμα που αυξάνει την πολυπλοκότητα των υπολογισμών.



Σχήμα 4.3 Διαμόρφωση σε σειρά.

Έτσι, για τη διαμόρφωση του Σχήμα 3.3, σύμφωνα με τις παραδοχές που έγιναν, η αξιοπιστία σειράς δίνεται από τη σχέση:

$$R_S(t) = R_1(t) \cdot R_2(t) \cdot R_3(t) \cdot \dots \cdot R_n(t) = \prod_{i=1}^n R_i(t) \quad (4.22)$$

Αν, όπως ειπώθηκε προηγουμένως, υποθεθεί ένας σταθερός ρυθμός αστοχίας λ για κάθε εξάρτημα, το οποίο σημαίνει ότι η εξίσωση της αξιοπιστίας έχει εκθετική μορφή, καταλήγουμε στην έκφραση:

$$R_S(t) = e^{-\lambda_1 t} \cdot e^{-\lambda_2 t} \cdot e^{-\lambda_3 t} \cdot \dots \cdot e^{-\lambda_n t} = \exp\left[-\sum_{i=1}^n \lambda_i t\right] = \exp -\lambda t \quad (4.23)$$

όπου:

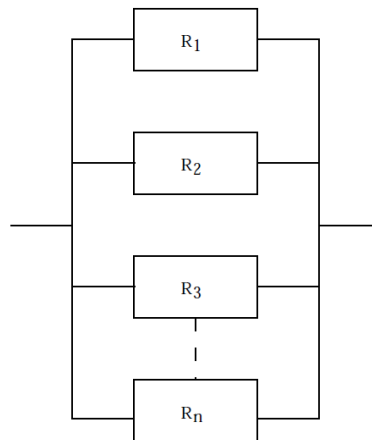
$$\lambda = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \dots + \lambda_n = \frac{1}{\theta}$$

Έτσι, ο ρυθμός αστοχίας του συστήματος, λ , είναι το άθροισμα των επιμέρους ρυθμών αστοχίας και η μέση ζωή του συστήματος είναι:

$$\theta = \frac{1}{\lambda} \quad (4.24)$$

- Παράλληλη διαμόρφωση

Η επόμενη πιο συχνά εμφανιζόμενη διαμόρφωση που συναντάται στη μαθηματική μοντελοποίηση της αξιοπιστίας είναι η παράλληλη, όπως φαίνεται στο χονδρικό διάγραμμα της αξιοπιστίας στο Σχήμα 1.3.



Σχήμα 4.4 Παράλληλη διαμόρφωση.

Για αυτή την περίπτωση γίνεται η υπόθεση ότι όλα τα εξαρτήματα λειτουργούν παράλληλα και ότι για την αστοχία του συστήματος όλα τα εξαρτήματα θα πρέπει να αστοχήσουν. Αν $Q_i = 1 - R_i = 1 - e^{-\lambda_i t}$ είναι η πιθανότητα αστοχίας (ή η αναξιοπιστία) κάθε εξαρτήματος, τότε η αναξιοπιστία του συστήματος δίνεται από τη σχέση:

$$Q_s = Q_1 \cdot Q_2 \cdot Q_3 \cdot \dots \cdot Q_n = \prod_{i=1}^n Q_i \quad (4.25)$$

Επομένως, η αξιοπιστία του συστήματος είναι:

$$R_s = 1 - Q_s \quad (4.26)$$

Ως εκ τούτου, η παράλληλη διαμόρφωση ή η χρήση πλεονασματικών εξαρτημάτων, είναι μία σχεδιαστική διαδικασία που χρησιμοποιείται για την επίτευξη συστημάτων εξαιρετικά υψηλής αξιοπιστίας, μεγαλύτερης από αυτή των μεμονωμένων εξαρτημάτων. Αν κι αυτό είναι πολύ απλό σαν λογική, στην πράξη γίνεται πάρα πολύ σύνθετο. Ο πλεονασματικός εξοπλισμός μπορεί να λειτουργεί αδιάλειπτα ή να βρίσκεται σε κατάσταση αναμονής, κάποιες από τις περιττές μονάδες μπορούν να επισκευαστούν χωρίς τη διακοπή της λειτουργίας του συστήματος και κάποιες άλλες δε μπορούν, ο δε αριθμός των συντηρητών μπορεί να ποικίλει. Όλοι αυτοί οι παράγοντες θα πρέπει να λαμβάνονται υπόψιν κατά τη διαμόρφωση των κατάλληλων μοντέλων αξιοπιστίας.

4.2 Υπολογισμός της αξιοπιστίας των επιμέρους υποσυστημάτων

Μετά την επιλογή του μοντέλου ζητούμενο είναι ο υπολογισμός της αξιοπιστίας κάθε επιμέρους εξαρτήματος, ώστε να βρεθεί ποιο από αυτά έχει τις μεγαλύτερες πιθανότητες αστοχίας. Εφόσον χρησιμοποιηθεί η μέθοδος καταπόνησης των επιμέρους εξαρτημάτων, είναι εύκολο να αποκαλυφθούν τα αδύνατα σημεία του συστήματος και να εξεταστεί πιθανή η επανασχεδιάσή τους (εξαρτήματα που δέχονται τη μεγαλύτερη καταπόνηση).

Η επίδραση των προτεινόμενων αλλαγών στον σχεδιασμό της αξιοπιστίας μπορεί να προσδιοριστεί συγκρίνοντας τις προβλέψεις αξιοπιστίας, των υφιστάμενων και των προτεινόμενων τοπολογιών. Με τη βοήθεια της πρόβλεψης της αξιοπιστίας του συστήματος μπορεί να προσδιοριστεί αν απαιτείται η χρήση πλεονασματικών ή εφεδρικών υποσυστημάτων/εξαρτημάτων.

Υπάρχουν όμως κάποιοι περιορισμοί στην αποτίμηση της αξιοπιστίας. Ο πρώτος περιορισμός έγκειται στο ότι τα μοντέλα του ρυθμού αστοχίας βασίζονται στα διαθέσιμα δεδομένα διακριτών εκτιμήσεων και ισχύουν για τις συνθήκες κάτω από τις οποίες ελήφθησαν. Επίσης, ακόμη κι αν αυτά τα μοντέλα εφαρμοστούν σε παρόμοια περιβάλλοντα οι διαφορές της λειτουργίας των εξαρτημάτων πιθανόν να είναι σημαντικές, ανάλογα με την εφαρμογή του συστήματος. Επιπλέον, θα πρέπει να λαμβάνεται υπ όψιν η δυναμική εξέλιξη των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων και να προσαρμόζονται τα μοντέλα αξιοπιστίας στα νέας τεχνολογίας εξαρτήματα. Ένας ακόμη περιορισμός έγκειται στην αδυναμία πλήρους αποτύπωσης του συστήματος, υπό την έννοια της έλλειψης βασικών στοιχείων του σχεδιασμού και της δομής των συσκευών του. Τέλος, ίσως ο πιο σημαντικός περιορισμός στην πρόβλεψη της αξιοπιστίας έχει τη βάση του στην ορθή εφαρμογή των μεθόδων κι εργαλείων της αξιοπιστίας από τους χρήστες. Αυτοί που κάνουν σωστή κι ευσυνείδητη εφαρμογή των μοντέλων θα χρησιμοποιήσουν τα αποτελέσματα ως ένα χρήσιμο εργαλείο, σε αντίθεση με αυτούς που θεωρούν την πρόβλεψη ως έναν αριθμό ο οποίος δεν θα πρέπει να υπερβαίνει κάποια τιμή.

Η μελέτη της αξιοπιστίας του συστήματος που περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 3 θα γίνει με βάση το Πρότυπο MIL-HDBK-217F. Στη συνέχεια, θα παρουσιαστεί η βασική μεθοδολογία υπολογισμών, η οποία θα αποτελέσει τη βάση για τον υπολογισμό της αξιοπιστίας των επιμέρους εξαρτημάτων και κατ' επέκταση του συνολικού συστήματος [48].

4.2.1 Υπολογισμός ρυθμού αστοχίας του πηνίου κατά MIL-HDBK-217F

$$\lambda_{pi} = \lambda_{bi} \pi_a \pi_q \pi_e \quad (4.27)$$

Βασικός ρυθμός σφαλμάτων - λ_{bi}

Είδος Πηνίου	λ_{bi} F/10 ⁶ hrs.
Σταθερό πηνίο	0.000030
Μεταβλητό πηνίο	0.000050

Παράγοντας ποιότητας - π_q

Ποιότητα	π_q
S	0.03
R	0.10
P	0.03
M	1.00
MIL-SPEC	1.00
Lower	3.00

Παράγοντας θερμοκρασίας - π_{ti}

T_{HS} (°C)	π_{ti}
20	0.93
30	1.10
40	1.20
50	1.40
60	1.60
70	1.80
80	1.90
90	2.20
100	2.40
110	2.60
120	2.80
130	3.10
140	3.30
150	3.50
160	3.80
170	4.10
180	4.30
190	4.60

Παράγοντας περιβάλλοντος - π_e

Περιβάλλον	π_e
G _B	1.00
G _F	6.00
G _M	12.0
N _S	5.00
N _U	16.0
A _{IC}	6.00
A _{IF}	8.00
A _{UC}	7.00
A _{UF}	9.00
A _{RW}	24.0
S _F	0.50
M _F	13.0
M _L	34.0
C _L	610

$$\pi_{ti} = \exp \left[\frac{-0.11}{8.617 \times 10^{-5}} \left(\frac{1}{T_{HS} + 273} - \frac{1}{298} \right) \right]$$

T_{HS} = Θερμοκρασία θερμότερου σημείου (°C)

4.2.2 Υπολογισμός ρυθμού αστοχίας του πυκνωτή κατά MIL-HDBK-217F

$$\lambda_{pc} = \lambda_{bc} \pi_{tc} \pi_{cc} \pi_{vc} \pi_{SRc} \pi_q \pi_e \quad (4.28)$$

Τύπος πυκνωτή	Περιγραφή	λ_{bc}	Χρήση πίνακα π_{tc} - στήλη:	Χρήση πίνακα π_{cc} - στήλη:	Χρήση πίνακα π_{vc} - στήλη:	π_{SRc}
CP	Πυκνωτής, σταθερός, χάρτου, DC πόλωσης (ερμητικά σφραγισμένος σε μεταλλικές θήκες)	0.00037	1	1	1	1
CA	Πυκνωτής εφαρμογών ραδιοκυμάτων, χάρτου, AC και DC πόλωσης (ερμητικά σφραγισμένος σε μεταλλικές θήκες)	0.00037	1	1	1	1
CZ, CZR	Πυκνωτής εφαρμογών ραδιοκυμάτων, AC και DC πόλωσης (ερμητικά σφραγισμένος σε μεταλλικές θήκες), καθορισμένης και μη καθορισμένης αξιοπιστίας	0.00037	1	1	1	1
CQ, CQR	Πυκνωτής, σταθερός, πλαστικού (ή χάρτου-πλαστικού), (ερμητικά σφραγισμένος σε μεταλλικές θήκες), καθορισμένης και μη καθορισμένης αξιοπιστίας	0.00051	1	1	1	1
CH	Πυκνωτής, σταθερός, επιμεταλλωμένος (χάρτου, χάρτου-πλαστικού ή πλαστικής μεμβράνης), AC πόλωσης (ερμητικά σφραγισμένος σε μεταλλικές θήκες)	0.00037	1	1	1	1
CHR	Πυκνωτής, σταθερός, επιμεταλλωμένου χάρτου, μεμβράνης χάρτου-πλαστικού ή πλαστικής μεμβράνης	0.00051	1	1	1	1
CFR	Πυκνωτής, σταθερός, πλαστικού (ή επιμεταλλωμένου πλαστικού), DC πόλωσης, σε μη μεταλλικές θήκες	0.00051	1	1	1	1
CRH	Πυκνωτής, σταθερός, υπερ-επιμεταλλωμένης πλαστικής μεμβράνης (DC, AC, ή DC και AC πόλωσης) ερμητικά σφραγισμένος σε μεταλλικές θήκες, καθορισμένης αξιοπιστίας	0.00051	1	1	1	1
CM	Πυκνωτής, σταθερός, τύπου Mica	0.00076	2	1	2	1
CMR	Πυκνωτής σταθερός, τύπου Mica, καθορισμένης αξιοπιστίας	0.00076	2	1	2	1
CB	Πυκνωτής, σταθερός, τύπου Mica, μορφής κόμβιου	0.00076	2	1	2	1
CY	Πυκνωτής, σταθερός, γυαλιού	0.00076	2	1	2	1
CYR	Πυκνωτής, σταθερός, γυαλιού, καθορισμένης αξιοπιστίας	0.00076	2	1	2	1
CK	Πυκνωτής, σταθερός, κεραμικού (γενικής χρήσης)	0.00099	2	1	3	1
CKR	Πυκνωτής, σταθερός, κεραμικού (γενικής χρήσης), καθορισμένης αξιοπιστίας	0.00099	2	1	3	1

(σε αποκοπή)

(από αποκοπή)						
CC, CCR	Πυκνωτής, σταθερός, κεραμικού (θερμοκρασιακής αντιστάθμισης), καθορισμένης και μη αξιοπιστίας	0.00099	2	1	3	1
CDR	Πυκνωτής, σταθερός, τύπου chip, πολλαπλών επιπέδων, κεραμικού, καθορισμένης αξιοπιστίας	0.00200	2	1	3	1
CSR	Πυκνωτής, σταθερός, ηλεκτρολύτη (στερεού ηλεκτρολύτη), τανταλίου, καθορισμένης αξιοπιστίας	0.00040	1	2	4	βλ.πίνακα π_{SRc}
CWR	Πυκνωτής, σταθερός, ηλεκτρολύτη (τανταλίου), τύπου chip, καθορισμένης αξιοπιστίας	0.00005	1	2	4	βλ.πίνακα π_{SRc}
CL	Πυκνωτής, σταθερός, ηλεκτρολύτη (μη στερεού ηλεκτρολύτη), τανταλίου	0.00040	1	2	4	1
CLR	Πυκνωτής, σταθερός, ηλεκτρολύτη (μη στερεού ηλεκτρολύτη), τανταλίου, καθορισμένης αξιοπιστίας	0.00040	1	2	4	1
CRL	Πυκνωτής, σταθερός, ηλεκτρολύτη (μη στερεού), καθόδου τανταλίου	0.00040	1	2	4	1
CU, CUR	Πυκνωτής, σταθερός, ηλεκτρολύτη (οξειδίου του αλουμινίου), καθορισμένης και μη αξιοπιστίας	0.00012	2	2	1	1
CE	Πυκνωτής, σταθερός, ηλεκτρολύτη (DC πόλωσης, αλουμινίου, ξυρού ηλεκτρολύτη, πολωμένου)	0.00012	2	2	1	1
CV	Πυκνωτής, μεταβλητός, κεραμικού (Trimmer)	0.00790	1	1	5	1
PC	Πυκνωτής, μεταβλητός (τύπου πιστονιού, σωληνοειδές trimmer)	0.00600	2	1	5	1
CT	Πυκνωτής, μεταβλητός, αέρα (Trimmer)	0.00000072	2	1	5	1
CG	Πυκνωτής σταθερός ή μεταβλητός, κενού	0.00600	1	1	5	1

Παράγοντας ποιότητας - π_{ti}

T (°C)	Στήλη 1	Στήλη 2
20	0.91	0.79
30	1.10	1.30
40	1.30	1.90
50	1.60	2.90
60	1.80	4.20
70	2.20	6.00
80	2.50	8.40
90	2.80	11.0
100	3.20	15.0
110	3.70	21.0
120	4.10	27.0
130	4.60	35.0
140	5.1	44.0
150	5.6	56.0

$$\pi_{tc} = \exp \left[\frac{-E_a}{8.617 \times 10^{-5}} \left(\frac{1}{T + 273} - \frac{1}{298} \right) \right]$$

Στήλη 1: $E_a = 0.15$

Στήλη 2: $E_a = 0.35$

T = Θερμοκρασία περιβάλλοντος

ΣΗΜΕΙΩΣΗ: 1. Οι τιμές π_{tc} θα πρέπει να χρησιμοποιούνται μόνο μέχρι την ονομαστική θερμοκρασία της συσκευής.
2. Για συσκευές με ονομαστική θερμοκρασία πάνω από 150 °C, χρησιμοποιείστε την εξίσωση για να προσδιορίσετε τον συντελεστή π_{tc} .

Παράγοντας χωρητικότητας - π_{cc}

Χωρητικότητα, C (μF)	Στήλη 1	Στήλη 2
0.000001	0.29	0.04
0.00001	0.35	0.07
0.0001	0.44	0.12
0.001	0.54	0.20
0.01	0.66	0.35
0.05	0.76	0.50
0.0	0.81	0.59
0.5	0.94	0.85
1	1.00	1.0
3	1.10	1.30
8	1.20	1.60
18	1.30	1.90
40	1.40	2.30
200	1.60	3.40
1000	1.90	4.90
3000	2.10	6.30
10000	2.30	8.30
30000	2.50	11.0
60000	2.70	13.0
120000	2.90	15.0

Στήλη 1: $\pi_{cc} = C^{0.09}$

Στήλη 2: $\pi_{cc} = C^{0.23}$

Παράγοντας αντίστασης σειράς

(Μόνο για πυκνωτές τανταλίου, τύπου CSR) - π_{SRC}

Αντίσταση κυκλώματος, CR (Ω/V)	π_{SRC}
> 0.8	0.66
> 0.6 μέχρι 0.8	1.00
> 0.4 μέχρι 0.6	1.30
> 0.2 μέχρι 0.4	2.00
> 0.1 μέχρι 0.2	2.70
0.0 μέχρι 0.1	3.30

$$CR = \frac{\text{Αντίσταση ανάμεσα στον πυκνωτή και την τροφοδοσία}}{\text{Τάση που εφαρμόζεται στον πυκνωτή}}$$

Παράγοντας καταπόνησης από την εφαρμοζόμενη τάση π_{vc}

Καταπόνηση λόγω τάσης	Στήλη 1	Στήλη 2	Στήλη 3	Στήλη 4	Στήλη 5
0.1	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
0.2	1.0	1.0	1.0	1.0	1.1
0.3	1.0	1.0	1.1	1.0	1.2
0.4	1.1	1.0	1.3	1.0	1.5
0.5	1.4	1.2	1.6	1.0	2.0
0.6	2.0	2.0	2.0	2.0	2.7
0.7	3.2	5.7	2.6	15.0	3.7
0.8	5.2	19.0	3.4	130.0	5.1
0.9	8.6	59.0	4.4	990.0	6.8
1.0	14.0	166.0	5.6	5900.0	9.0

Στήλη 1: $\pi_{vc} = \left(\frac{S}{0.6}\right)^5 + I$	Στήλη 4: $\pi_{vc} = \left(\frac{S}{0.6}\right)^{17} + I$
Στήλη 2: $\pi_{vc} = \left(\frac{S}{0.6}\right)^{10} + I$	Στήλη 1: $\pi_{vc} = \left(\frac{S}{0.6}\right)^3 + I$
Στήλη 3: $\pi_{vc} = \left(\frac{S}{0.6}\right)^3 + I$	$S = \frac{\text{Τάση λειτουργίας}}{\text{Ονομαστική τάση}}$
ΣΗΜΕΙΩΣΗ: Η τάση λειτουργίας, είναι το άθροισμα της εφαρμοζόμενης DC τάσης και της μέγιστης τιμής της AC τάσης.	

Παράγοντας ποιότητας - π_q

Ποιότητα	π_q
Μορφές καθορισμένης αξιοπιστίας	
D	0.001
C	0.01
S, B	0.03
R	0.1
P	0.3
M	1.0
L	1.5
Μορφές μη καθορισμένης αξιοπιστίας	3.0
Επίπεδο εμπορικής ή αγνώστου διαλογής	10.0
ΣΗΜΕΙΩΣΗ: Οι τύποι πυκνωτών καθορισμένης αξιοπιστίας είναι διαβαθμίσεις του ρυθμού αστοχίας (D, C, S, κλπ) βασισμένες σε δοκιμές διάρκειας ζωής, που καθορίζονται από τις προδιαγραφές της στρατιωτικής εφαρμογής στην οποία εφαρμόζονται. Αυτή η κατηγορία συνήθως συμβολίζεται με τρία γράμματα, η κατάληξη των οποίων είναι «R».	

Παράγοντας περιβάλλοντος - π_e

Περιβάλλον	π_e
G _B	1.00
G _F	10.0
G _M	20.0
N _S	7.00
N _U	15.0
A _{IC}	12.0
A _{IF}	15.0
A _{UC}	25.0
A _{UF}	30.0
A _{RW}	40.0
S _F	0.50
M _F	20.0
M _L	50.0
C _L	570

4.2.3 Υπολογισμός ρυθμού αστοχίας IGBT κατά MIL-HDBK-217F

$$\lambda_{ps} = \lambda_{b,ps} \pi_{ts} \pi_{as} \pi_{rs} \pi_{ss} \pi_q \pi_e \quad (4.29)$$

Βασικός ρυθμός σφαλμάτων - $\lambda_{b,ps}$

Τύπος	$\lambda_{b,ps}$ F/10 ⁶ hrs.
NPN και PNP	0.00074

Παράγοντας εφαρμογής - π_{as}

Εφαρμογή	π_q
Γραμμική ενίσχυση	1.50
Διακοπτική	0.70

Παράγοντας θερμοκρασίας - π_{ts}

T_j (°C)	π_{ts}	T_j (°C)	π_{ts}
25	1.0	105	4.5
30	1.1	110	4.8
35	1.3	115	5.2
40	1.4	120	5.6
45	1.6	125	5.9
50	1.7	130	6.3
55	1.9	135	6.8
60	2.1	140	7.2
65	2.3	145	7.7
70	2.5	150	8.1
75	2.8	155	8.6
80	3.0	160	9.1
85	3.3	165	9.7
90	3.6	170	10
95	3.9	175	11
100	4.2		

Παράγοντας ονομαστικής ισχύος - π_{rs}

Ονομαστική ισχύς (P_r , Watts)	π_{rs}
$P_r \leq 0.1$	0.43
$P_r = 0.5$	0.77
$P_r = 1.0$	1.00
$P_r = 5.0$	1.80
$P_r = 10.0$	2.30
$P_r = 50.0$	4.30
$P_r = 100.0$	5.50
$P_r = 500.0$	10

$\pi_{rs} = 0.43$ Ονομαστική ισχύς ≤ 0.1 W
 $\pi_{rs} = P_r^{0.37}$ Ονομαστική ισχύς > 0.1 W

$$\pi_{ts} = \exp \left[-2114 \left(\frac{1}{T_j + 273} - \frac{1}{298} \right) \right]$$

T_j = Θερμοκρασία ημιαγωγού (°C)

Παράγοντας καταπόνησης από την εφαρμοζόμενη τάση

- π_{ss}

Εφαρμοζόμενη V_{CE} / Ονομαστική V_{CEO}	π_{ss}
$0 < V_S \leq 0.3$	0.11
$0.3 < V_S \leq 0.4$	0.16
$0.4 < V_S \leq 0.5$	0.21
$0.5 < V_S \leq 0.6$	0.29
$0.6 < V_S \leq 0.7$	0.39
$0.7 < V_S \leq 0.8$	0.54
$0.8 < V_S \leq 0.9$	0.73
$0.9 < V_S \leq 1.0$	1.00

$$\pi_{ss} = 0.045 \exp 3.1 V_S \quad (0 < V_S \leq 1.0)$$

V_S = Εφαρμοζόμενη V_{CE} / Ονομαστική V_{CEO}

V_{CE} = Τάση, Συλλέκτη - Εκπομπού

V_{CEO} = Τάση, Συλλέκτη - Εκπομπού, Βάση ανοιχτή

Παράγοντας περιβάλλοντος - π_e

Περιβάλλον	π_e
G_B	1.00
G_F	6.00
G_M	9.00
N_S	9.00
N_U	19.0
A_{IC}	13.0
A_{IF}	29.0
A_{UC}	20.0
A_{UF}	43.0
A_{RW}	24.0
S_F	0.50
M_F	14.0
M_L	32.0
C_L	320

Παράγοντας ποιότητας - π_q

Ποιότητα	π_q
JANTXV	0.70
JANTX	1.00
JAN	2.40
Lower	5.50
Plastic	8.00

4.2.4 Υπολογισμός ρυθμού αστοχίας διόδου κατά MIL-HDBK-217F

$$\lambda_{pd} = \lambda_{b,d} \pi_{td} \pi_{sd} \pi_{cd} \pi_q \pi_e \quad (4.30)$$

Βασικός ρυθμός σφαλμάτων - $\lambda_{b,d}$

Τύπος διόδου / Εφαρμογή	$\lambda_{b,d}$
Γενική χρήση αναλογική	0.0038
Διακοπτική	0.0010
Γρήγορης ανάκτησης, ανορθωτής	0.0250
Ανορθωτής/Δίοδος ισχύος Schottky	0.0030
Ανορθωτής υψηλής τάσης / πλάτη	0.0050
Βαρίστορ καταστολής υπερτάσεων	0.0013
Ρύθμισης ρεύματος	0.0034
Ρύθμισης τάσης και τάσης αναφοράς (Δίοδοι Zener)	0.0020

Παράγοντας θερμοκρασίας - π_{td}

(Γενική χρήση αναλογική, Διακοπτική, Γρήγορης ανάκτησης, Ανορθωτής, Καταστολής υπερτάσεων)

T_j (°C)	π_{td}	T_j (°C)	π_{td}
25	1.0	105	9.0
30	1.2	110	10
35	1.4	115	11
40	1.6	120	12
45	1.9	125	14
50	2.2	130	15
55	2.6	135	16
60	3.0	140	18
65	3.4	145	20
70	3.9	150	21
75	4.4	155	23
80	5.0	160	25
85	5.7	165	28
90	6.4	170	30
95	7.2	175	32
100	8.0		

$$\pi_{td} = \exp \left[-3091 \left(\frac{1}{T_j + 273} - \frac{1}{298} \right) \right]$$

T_j = Θερμοκρασία ημιαγωγού (°C)

Παράγοντας θερμοκρασίας - π_{td}
(Ρύθμισης τάσης, Τάσης αναφοράς και Ρύθμισης ρεύματος)

T_j (°C)	π_{td}	T_j (°C)	π_{td}
25	1.0	105	3.9
30	1.1	110	4.2
35	1.2	115	4.5
40	1.4	120	4.8
45	1.5	125	5.1
50	1.6	130	5.4
55	1.8	135	5.7
60	2.0	140	6.0
65	2.1	145	6.4
70	2.3	150	6.7
75	2.5	155	7.1
80	2.7	160	7.5
85	3.0	165	7.9
90	3.2	170	8.3
95	3.4	175	8.7
100	3.7		

$$\pi_{td} = \exp \left[-1925 \left(\frac{1}{T_j + 273} - \frac{1}{298} \right) \right]$$

T_j = Θερμοκρασία ημιαγωγού (°C)

Παράγοντας ηλεκτρικής καταπόνησης - π_{sd}

Καταπόνηση	π_{sd}
Καταστολής υπερτάσεων, Ρύθμισης τάσης, Αναφοράς τάσης, Ρύθμισης ρεύματος	1.0
Όλοι οι υπόλοιποι τύποι:	
$V_S \leq 0.3$	0.054
$0.3 < V_S \leq 0.4$	0.11
$0.4 < V_S \leq 0.5$	0.19
$0.5 < V_S \leq 0.6$	0.29
$0.6 < V_S \leq 0.7$	0.42
$0.7 < V_S \leq 0.8$	0.58
$0.8 < V_S \leq 0.9$	0.77
$0.9 < V_S \leq 1.0$	1.0
<p>Για όλους, εκτός της Καταστολής υπερτάσεων, Ρύθμισης τάσης, Αναφοράς τάσης, ή Ρύθμισης ρεύματος</p> <p>$\pi_{sd} = 0.054$ ($V_S \leq 0.3$)</p> <p>$\pi_{sd} = V_S^{2.43}$ ($0.3 < V_S \leq 1.0$)</p> <p>$V_S = \text{Λόγος καταπόνησης από τάση} = \frac{\text{Εφαρμοζόμενη τάση}}{\text{Ονομαστική τάση}}$</p> <p>Η τάση είναι η ανάστροφη τάση της διόδου</p>	

Παράγοντας ποιότητας - π_q

Ποιότητα	π_q
JANTXV	0.70
JANTX	1.00
JAN	2.40
Lower	5.50
Plastic	8.00

Παράγοντας περιβάλλοντος - π_e

Περιβάλλον	π_e
G _B	1.00
G _F	6.00
G _M	9.00
N _S	9.00
N _U	19.0
A _{IC}	13.0
A _{IF}	29.0
A _{UC}	20.0
A _{UF}	43.0
A _{RW}	24.0
S _F	0.50
M _F	14.0
M _L	32.0
C _L	320

Παράγοντας κατασκευής επαφής - π_{cd}

Κατασκευή επαφής	π_{cd}
Μεταλλουργικός δεσμός	1.0
Μη μεταλλουργικός δεσμός	2.0

4.2.5 Υπολογισμός ρυθμού αστοχίας αισθητήρα θέσης άξονα γεννήτριας κατά MIL-HDBK-217F

$$\lambda_{pr} = \lambda_{b,r} \pi_{sr} \pi_{nr} \pi_e \quad (4.31)$$

Βασικός ρυθμός σφαλμάτων - $\lambda_{b,r}$

T_F (°C)	$\lambda_{b,r}$	T_F (°C)	$\lambda_{b,r}$
30	0.0083	85	0.0320
35	0.0088	90	0.0410
40	0.0095	95	0.0520
45	0.0100	100	0.0690
50	0.0110	105	0.0940
55	0.0130	110	0.1300
60	0.0140	115	0.1900
65	0.0160	120	0.2900
70	0.0190	125	0.4500
75	0.0220	130	0.7400
80	0.0270	135	1.3000

$$\lambda_{b,r} = 0.00535 \exp\left(\frac{T_F + 273}{334}\right)^{8.5}$$

T_F = Θερμοκρασία πλαισίου (°C)
 Αν η θερμοκρασία του πλαισίου είναι άγνωστη,
 υποθέστε $T_F = 40^\circ\text{C} + T_{\text{περιβάλλοντος}}$

Παράγοντας αριθμού ψηφίων - π_{nr}

Αριθμός ψηφίων	π_{nr}
≤ 2	1.4
3	2.5
4	3.2

Παράγοντας περιβάλλοντος - π_e

Περιβάλλον	π_e
G _B	1.00
G _F	2.00
G _M	12.00
N _S	7.00
N _U	18.0
A _{IC}	4.0
A _{IF}	6.0
A _{UC}	16.0
A _{UF}	25.0
A _{RW}	26.0
S _F	0.50
M _F	14.0
M _L	36.0
C _L	680

Παράγοντας μεγέθους - π_{sr}

Τύπος συσκευής	π_{sr}		
	Μέγεθος 8 ή μικρότερο	Μέγεθος 10 - 16	Μέγεθος 18 ή μεγαλύτερο
Synchro	2.00	1.50	1.00
Resolver	3.00	2.25	1.50

4.2.6 Υπολογισμός ρυθμού αστοχίας ηλεκτρικής μηχανής (γεννήτριας) κατά MIL-HDBK-217F

$$\lambda_{pg} = \left[\frac{\lambda_1}{Aa_B} + \frac{\lambda_2}{Ba_W} \right] \times 10^6 \quad (4.32)$$

Χαρακτηριστική ζωής Ρουλεμάν και Τυλιγμάτων - a_B και a_W					
T_A (°C)	a_B (Hr.)	a_W (Hr.)	T_A (°C)	a_B (Hr.)	a_W (Hr.)
0	3600	6.4e+06	70	22000	1.1e+05
10	13000	3.2e+06	80	14000	7.0e+04
20	39000	1.6e+06	90	9100	4.6e+04
30	78000	8.9e+05	100	6100	3.1e+04
40	80000	5.0e+05	110	4200	2.1e+04
50	55000	2.9e+05	120	2900	1.5e+04
60	35000	1.8e+05	130	2100	1.0e+04
			140	1500	7.5e+03

$$a_B = \left[10^{\left(\frac{2.534 - \frac{2357}{T_A + 273}}{10^{\left(\frac{20 - \frac{4500}{T_A + 273}}{10} \right) + 300}} \right)} \right]^{-1}$$

$$a_W = 10^{\left[\frac{2357}{T_A + 273} - 1.83 \right]}$$

a_B = Χαρακτηριστική ζωής Weibull, για τα ρουλεμάν της μηχανής
 a_W = Χαρακτηριστική ζωής Weibull, για τα τυλίγματα της μηχανής
 T_A = Θερμοκρασία περιβάλλοντος (°C)

ΣΗΜΕΙΩΣΗ: Σε περίπτωση που η θερμοκρασία δεν είναι σταθερή, ακολουθήστε τη μέθοδο υπολογισμού κυμαινόμενης θερμοκρασίας που αναφέρεται παρακάτω.

Προσδιορισμός A και B

Τύπος μηχανής	A	B
Ηλεκτρική (γενικά)	1.90	1.10
Αισθητήρας	0.48	0.29
Σερβοκινητήρας	2.40	1.70
Βηματική	11.0	5.40

Προσδιορισμός λ_1 και λ_2

$\frac{LC}{a_B}$ ή $\frac{LC}{a_W}$	λ_1 ή λ_2
0.00 – 0.10	0.13
0.11 – 0.20	0.15
0.21 – 0.30	0.23
0.31 – 0.40	0.31
0.41 – 0.50	0.41
0.51 – 0.60	0.51
0.61 – 0.70	0.61
0.71 – 0.80	0.68
0.81 – 0.90	0.76
> 1.00	1.00

LC είναι ο κύκλος ζωής του συστήματος (ώρες) ή το διάστημα προληπτικής συντήρησης της μηχανής, εάν οι μηχανές αντικαθίστανται περιοδικά ή ανακατασκευάζονται. Ο διακριτός προσδιορισμός του λ_1 και του λ_2 βασίζεται στους αντίστοιχους λόγους $\frac{LC}{a_B}$ και $\frac{LC}{a_W}$.

Υπολογισμός a για κυμαινόμενη θερμοκρασία

Η ακόλουθη εξίσωση, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό μιας σταθμισμένης χαρακτηριστικής διάρκειας ζωής, για τα ρουλεμάν και τα τυλιγμάτα (Π.χ., για τα ρουλεμάν χρησιμοποιείστε την τιμή του συντελεστή a_B για όλους τους συντελεστές a_i στην εξίσωση).

$$a = \frac{h_1 + h_2 + h_3 + \dots + h_m}{\frac{h_1}{a_1} + \frac{h_2}{a_2} + \frac{h_3}{a_3} + \dots + \frac{h_m}{a_m}}$$

Όπου:

a = είτε a_B ή a_W

h_1 = Χρόνος λειτουργίας υπό θερμοκρασία T_1

h_2 = Χρόνος για την αύξηση της θερμοκρασίας (από T_1 σε T_3)

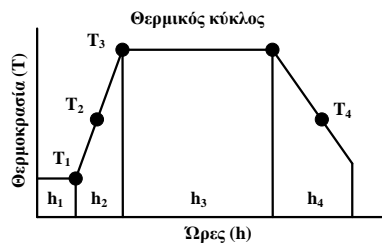
h_3 = Χρόνος λειτουργίας υπό θερμοκρασία T_3

h_m = Χρόνος λειτουργίας υπό θερμοκρασία T_m

a_1 = Διάρκεια ζωής ρουλεμάν (ή τυλιγμάτων) στη θερμοκρασία T_1

a_2 = Διάρκεια ζωής ρουλεμάν (ή τυλιγμάτων) στη θερμοκρασία T_2

ΣΗΜΕΙΩΣΗ: $T_2 = \frac{T_1 + T_3}{2}$, $T_4 = \frac{T_3 + T_1}{2}$



4.2.7 Υπολογισμός ρυθμού αστοχίας ηλεκτρικής μηχανής κατά Handbook of Reliability Prediction Procedures for Mechanical Equipment

Εναλλακτικά της μεθοδολογίας υπολογισμού που περιγράφηκε στην παράγραφο 4.2.6, η αξιοπιστία των ηλεκτρικών μηχανών μπορεί να υπολογισθεί αναλυτικότερα βάσει της μεθοδολογίας που προτείνεται στο εγχειρίδιο «Handbook of Reliability Prediction Procedures for Mechanical Equipment». Η μεθοδολογία αυτή συνοψίζεται στην παρακάτω μαθηματική έκφραση:

$$\lambda_M = \lambda_{M,B} C_{SF} + \lambda_{WI} + \lambda_{BS} + \lambda_{ST} + \lambda_{AS} + \lambda_{BE} + \lambda_{GR} + \lambda_C \quad (4.33)$$

Όπου:

λ_M = Συνολικός ρυθμός αστοχίας του συστήματος της ηλεκτρικής μηχανής

$\lambda_{M,B}$ = Βασικός ρυθμός αστοχίας της ηλεκτρικής μηχανής

C_{SF} = Παράγοντας συντήρησης της ηλεκτρικής μηχανής

λ_{WI} = Ρυθμός αστοχίας των τυλιγμάτων της ηλεκτρικής μηχανής

λ_{BS} = Ρυθμός αστοχίας των ψηκτρών

λ_{ST} = Ρυθμός αστοχίας του περιβλήματος του στάτη

λ_{AS} = Ρυθμός αστοχίας του άξονα μετάδοσης

λ_{BE} = Ρυθμός αστοχίας των ρουλεμάν

λ_{GR} = Ρυθμός αστοχίας των γραναζιών

λ_C = Ρυθμός αστοχίας του πυκνωτή

Εξαιτίας του μεγάλου όγκου εξισώσεων, πινάκων και διαγραμμάτων που χρησιμοποιούνται για την εύρεση της αξιοπιστίας της ηλεκτρικής μηχανής με τη χρήση αυτής της μεθοδολογίας, δε θα παρατεθούν επιπλέον στοιχεία. Για περισσότερες πληροφορίες μπορεί κανείς να ανατρέξει στο εν λόγω εγχειρίδιο [49].

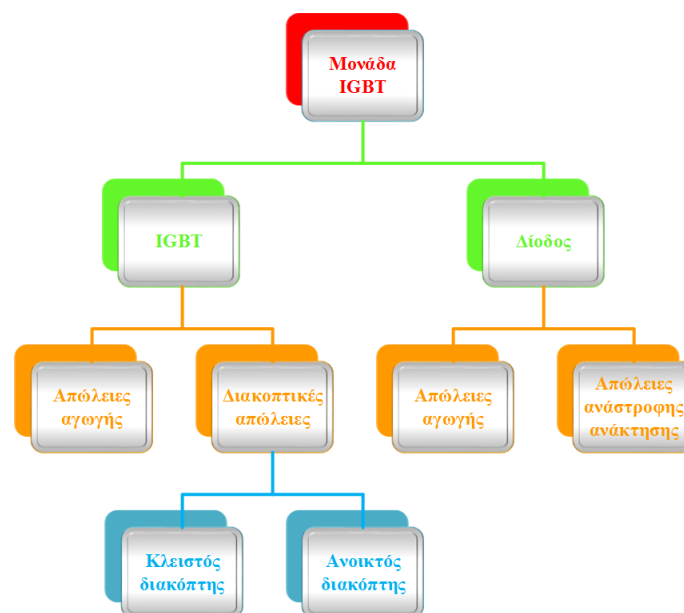
Περιβάλλον λειτουργίας	Παράγοντας περιβάλλοντος - π_e	Ισοδύναμος κατά MIL-HDBK-217E, Notice 1 Παράγοντας περιβάλλοντος - π_e	Περιγραφή
Επίγειο, Σταθερό	G_B	G_B, G_{MS}	Σταθερά, ελεγχόμενης θερμοκρασίας και υγρασίας περιβάλλοντα, εύκολα προσβάσιμα για συντήρηση. Περιλαμβάνουν εργαστηριακά όργανα κι εξοπλισμό δοκιμών, ιατρικό ηλεκτρονικό εξοπλισμό, επιστημονικά συγκροτήματα και συγκροτήματα επιχειρήσεων, πυραύλους κι εξοπλισμό υποστήριξης σε επίγεια σιλό εκτόξευσης.
Επίγειο, Προσαρμοσμένο	G_F	G_F	Μερικώς ελεγχόμενα περιβάλλοντα όπως εγκαταστάσεις σε σταθερά ράφια με επαρκή αέρα για ψύξη και πιθανώς εγκαταστάσεις σε μη θερμαινόμενα κτήρια. Περιλαμβάνουν μόνιμες εγκαταστάσεις ραντάρ για τον έλεγχο της εναέριας κυκλοφορίας και εγκαταστάσεις επικοινωνιών.
Επίγειο, Κινητό	G_M	G_M, M_P	Εξοπλισμός εγκατεστημένος σε τροχοφόρα ή ερπυστριοφόρα οχήματα και εξοπλισμός μεταφερόμενος από ανθρώπους. Περιλαμβάνει επίγειο εξοπλισμό υποστήριξης τακτικών πυραύλων, φορητό εξοπλισμό επικοινωνιών, ανιχνευτές λέιζερ, συστήματα ελέγχου πυρκαγιάς και ανιχνευτές απόστασης.
Ναυτικό, Προστατευμένο	N_S	N_S, N_{SB}	Περιλαμβάνει προστατευόμενες ή κάτω από τα κατάστρωμα συνθήκες σε πλοία επιφανείας κι εξοπλισμό εγκατεστημένο σε υποβρύχια.
Ναυτικό, Χωρίς προστασία	N_U	N_U, N_{UU}, N_H	Απροστάτευτο εξοπλισμό πλοίων επιφανείας, εκτεθειμένους στις καιρικές συνθήκες κι εξοπλισμό βυθισμένο σε θαλασσινό νερό. Περιλαμβάνει εξοπλισμό σόναρ κι εξοπλισμό που εγκαθίσταται σε υδροπτέρυγα σκάφη.
Μεταγωγικό αεροσκάφος, με ιπτάμενο προσωπικό	A_{IC}	A_{IC}, A_{IT}, A_{IB}	Τυπικές συνθήκες σε μεταγωγικά αεροσκάφη με πλήρωμα. Ακραίες συνθήκες περιβάλλοντος υψηλής πίεσης, θερμοκρασίας και δονήσεων κατ' ελάχιστο. Για παράδειγμα αεροσκάφη μεγάλων αποστολών όπως το C130, το C5, το B52 και το C141. Αυτή η κατηγορία ισχύει επίσης και για χαμηλότερης απόδοσης μικρά αεροσκάφη χωρίς πλήρωμα, όπως το T38.
Πολεμικό αεροσκάφος, χωρίς ιπτάμενο προσωπικό	A_{IF}	A_{IF}, A_{IA}	Ομοίως με το AIC, αλλά εγκατεστημένα σε υψηλής απόδοσης αεροσκάφη, όπως μαχητικά και καταδιωκτικά. Για παράδειγμα αεροσκάφη τύπου F15, F16, F11, F/A18 και A10.
Μεταγωγικό αεροσκάφος, χωρίς ιπτάμενο προσωπικό	A_{UC}	A_{UC}, A_{UT}, A_{UB}	Ανεξέλεγκτες συνθήκες περιβάλλοντος, σε σημεία στα οποία δεν έχει πρόσβαση το ιπτάμενο προσωπικό κατά τη διάρκεια της πτήσης. Ακραίες περιβαλλοντικές συνθήκες πίεσης, θερμοκρασίας και δονήσεων. Για παράδειγμα σημεία μη προσβάσιμα αεροσκαφών μεγάλων αποστολών, όπως το C130, το C5, το B52 και το C141. Αυτή η κατηγορία ισχύει επίσης και για χαμηλότερης απόδοσης μικρά αεροσκάφη χωρίς πλήρωμα, όπως το T38.
Πολεμικό αεροσκάφος, χωρίς πλήρωμα	A_{UF}	A_{UF}, A_{UA}	Ομοίως με το AUC, αλλά εγκατεστημένα σε υψηλής απόδοσης αεροσκάφη, όπως μαχητικά και καταδιωκτικά. Για παράδειγμα αεροσκάφη τύπου F15, F16, F11, F/A18 και A10.
Ελικόπτερο	A_{RW}	A_{RW}	Εξοπλισμός εγκατεστημένος σε ελικόπτερα. Ισχύει για εσωτερικά κι εξωτερικά τοποθετημένο εξοπλισμό, όπως ανιχνευτές λέιζερ, συστήματα ελέγχου πυρκαγιάς κι εξοπλισμούς επικοινωνιών.
Διαστημικό	S_F	S_F	Περιβάλλοντα σε τροχιά γύρω από τη γη. Προσεγγίζουν τις ελεγχόμενες επίγειες συνθήκες. Σκάφη σε τροχιά γύρω από τη γη, όχι κατά την επανείσοδό τους στην ατμόσφαιρα, περιλαμβάνει δορυφόρους και διαστημικά λεωφορεία.
Πύραυλος εν πτήση	M_F	M_{FF}, M_{FA}	Συνθήκες σχετιζόμενες με πτήσεις σε τροχιά γύρω από τη γη αεροπροωθούμενων πυραύλων.
Εκτόξευση πυραύλου	M_L	M_L, U_{SL}	Ακραίες συνθήκες σχετιζόμενες με την εκτόξευση πυραύλων (αέρος, ξηράς και θάλασσας), ώθηση διαστημικών οχημάτων σε τροχιά και επανείσοδο οχημάτων και προσγείωση με αλεξίπτωτο.
Εκτόξευση σε βοηθητικά σολήνα (σιλό)	C_L	C_L	Εξαιρετικά ακραίες συνθήκες που σχετίζονται με εκτόξευση από κανόνια των 155 mm και 5 inch καθοδηγούμενων βλημάτων. Οι συνθήκες ισχύουν από την εκτόξευση του βλήματος μέχρι και την προσβολή του στόχου.

4.3 Ανάλυση της θερμικής καταπόνησης των ηλεκτρονικών διακοπών ισχύος

Το τμήμα του συστήματος ανάκτησης ενέργειας από τα καυσαέρια του αεροσκάφους που δέχεται τη μεγαλύτερη καταπόνηση, είναι ο ηλεκτρονικός αντιστροφέας τάσης. Τούτος, όπως ειπώθηκε προηγουμένως, απαρτίζεται από μονάδες IGBT.

Είναι γνωστό ότι όταν ένας (ημι)αγωγός ή μια συσκευή διαρρέεται από ηλεκτρικό ρεύμα παρατηρείται αύξηση της θερμοκρασίας του. Συνεπώς, το διερχόμενο ρεύμα από αυτές τις μονάδες δημιουργεί άνοδο της θερμοκρασίας των στοιχείων τους (τρανζίστορ IGBT και αντιπαράλληλες δίοδοι) και συνεπώς απώλειες με τη μορφή της θερμότητας.

Γνωρίζοντας λοιπόν τις λειτουργικές συνθήκες καθώς και τις παραμέτρους των μονάδων IGBT, είναι δυνατός ο υπολογισμός των απωλειών και ως εκ τούτου των θερμοκρασιών των ημιαγωγικών στοιχείων τους. Τις απώλειες ισχύος ενός τρανζίστορ IGBT συνθέτουν οι απώλειες αγωγής και οι διακοπτικές απώλειες. Στις απώλειες όμως της μονάδας IGBT, συμπεριλαμβάνονται και οι απώλειες των διόδων και είναι, ουσιαστικά, απώλειες ανάστροφης ανάκτησης. Εάν όλες αυτές οι επιμέρους απώλειες των ημιαγωγικών στοιχείων που απαρτίζουν τη μονάδα IGBT προστεθούν, τότε προκύπτουν οι συνολικές απώλειες της μονάδας. Στο Σχήμα 1.4 παρουσιάζεται σχηματικά η κατανομή των προαναφερθεισών απωλειών, μίας μονάδας τρανζίστορ IGBT.



Σχήμα 4.5 Κατανομή απωλειών σε μία μονάδα τρανζίστορ IGBT.

4.3.1 Μοντέλο υπολογισμού απωλειών μονάδας τρανζίστορ IGBT

Οι απώλειες αγωγής στα τρανζίστορ IGBT και στις αντιπαράλληλες διόδους ελεύθερης διέλευσης, είναι προϊόν της ροής ρεύματος μέσω του συλλέκτη ή της ανόδου και της τάσης κορεσμού, κατά τη διάρκεια της περιόδου αγωγής. Από την άλλη, οι διακοπτικές απώλειες οφείλονται στις απώλειες ισχύος κατά τη μετάβαση από την κατάσταση λειτουργίας στην κατάσταση αποκοπής [50], [51], [52].

4.3.1.1 Μοντέλο υπολογισμού απωλειών τρανζίστορ IGBT

Οι απώλειες αγωγής των τρανζίστορ IGBT εξαρτώνται από τον λόγο κατάμησης (Duty Cycle), το ρεύμα του φορτίου και τη θερμοκρασία λειτουργίας, ενώ οι διακοπτικές απώλειες εξαρτώνται από το ρεύμα του φορτίου, την τάση του DC Link, τη θερμοκρασία λειτουργίας και τη διακοπτική συχνότητα, f_{sw} . Συνεπώς, με την αύξηση της διακοπτικής συχνότητας αυξάνονται και οι απώλειες.

Η μέση συνολική ισχύς του τρανζίστορ IGBT δίδεται από την παρακάτω σχέση:

$$P_{avg,IGBT} = P_{cond} + P_{on} + P_{off} \quad (4.34)$$

όπου:

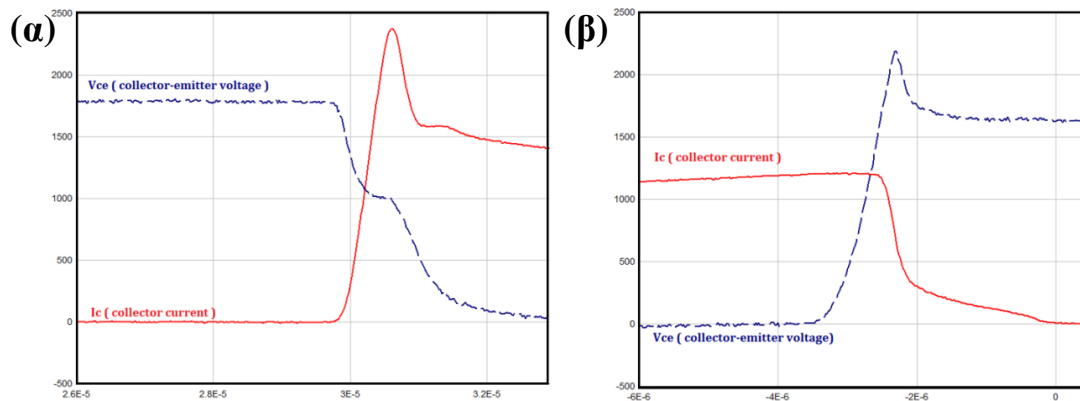
$$P_{cond} = \text{Οι απώλειες λόγω αγωγής}$$

$$P_{on} = \text{Οι απώλειες έναυσης}$$

$$P_{off} = \text{Οι απώλειες σβέσης}$$

Κατά την έναυση του τρανζίστορ IGBT το ρεύμα του συλλέκτη αυξάνεται ραγδαία και η τάση στα άκρα του συλλέκτη-εκπομπού μειώνεται. Κατά τη διάρκεια αυτής της μετάβασης, το ρεύμα χρειάζεται κάποιον χρόνο για να μεταβεί από το μηδέν στο ρεύμα λειτουργίας, ενώ είναι πιθανό να παρατηρηθούν φαινόμενα υπερέντασης του ρεύματος λόγω της αναστροφής ανάκτησης της διόδου ελεύθερης διέλευσης. Επομένως, αυτή η μετάβαση δημιουργεί απώλειες ισχύος οι οποίες ονομάζονται απώλειες έναυσης, P_{on} . Όσον αφορά τις απώλειες

σβέσης, P_{off} , η τα αντίστροφα φαινόμενα λαμβάνουν χώρα. Οι δύο παραπάνω περιπτώσεις φαίνονται γραφικά, στο Σχήμα 2.6.



Σχήμα 4.6 (α) Μετάβαση σε κατάσταση αγωγής, (β) Μετάβαση σε κατάσταση αποκοπής.

Από την άλλη, οι απώλειες αγωγής προκύπτουν με το ολοκλήρωμα στη διάρκεια μιας περιόδου του γινομένου της πτώσης τάσης κατά τη λειτουργία $V_{CE(sat)}$ και του ρεύματος αγωγής I_C . Εφόσον, είναι γνωστές η μέση και η ενεργός τιμή του ρεύματος του τρανζίστορ, $I_{avg,IGBT}$ και $I_{rms,IGBT}$, οι απώλειες αγωγής προκύπτουν από την παρακάτω σχέση:

$$P_{cond,IGBT} = V_{o,IGBT} \cdot I_{avg,IGBT} + R_{o,IGBT} \cdot I_{rms,IGBT}^2 \quad (4.35)$$

όπου:

$V_{o,IGBT}$: η πτώση τάσης του τρανζίστορ IGBT, σε κατάσταση αγωγής, για μηδενικό ρεύμα συλλέκτη

$R_{o,IGBT}$: η αντίσταση του τρανζίστορ IGBT, σε κατάσταση αγωγής

$I_{avg,IGBT}$: το μέσο ρεύμα που διέρχεται από το τρανζίστορ IGBT

$I_{rms,IGBT}$: η ενεργός τιμή του ρεύματος που διέρχεται από το τρανζίστορ IGBT

Η σχέση (4.35) προκύπτει από την επίλυση του ακόλουθου ολοκληρώματος:

$$P_{cond,IGBT} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{cond}} V_{ce} \cdot I_c \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{cond}} V_o + R_o \cdot I_c \cdot I_c \cdot dt \Leftrightarrow$$

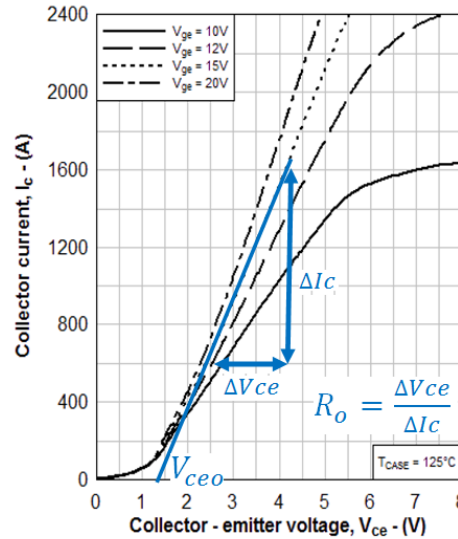
$$P_{cond,IGBT} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{cond}} V_o \cdot I_c \cdot t + R_o \cdot I_c^2 \cdot t \cdot dt \Leftrightarrow$$

$$P_{cond,IGBT} = V_o \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{cond}} I_c \cdot t \cdot dt + R_o \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{cond}} I_c^2 \cdot t \cdot dt \Leftrightarrow$$

$$P_{cond,IGBT} = V_{o,IGBT} \cdot I_{avg,IGBT} + R_{o,IGBT} \cdot I_{rms,IGBT}^2$$

Η αντίσταση του τρανζίστορ IGBT προκύπτει με τη βοήθεια ενός διαγράμματος όπως αυτό στο Σχήμα 2.7, από την παρακάτω σχέση:

$$R_{o,IGBT} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{I_{C2} - I_{C1}} \quad (4.36)$$



Σχήμα 4.7 Χαρακτηριστική εξόδου τρανζίστορ IGBT.

Η τιμή της τάσης συλλέκτη-εκπομπού, $V_{CE,sat}$, προκύπτει από τη σχέση (4.37) και θα πρέπει να συμφωνεί με την τιμή του τεχνικού φυλλαδίου, ώστε να επιβεβαιωθεί η ορθότητα του υπολογισμού από το διάγραμμα στο Σχήμα 2.7.

$$V_{CE,sat} = V_{CEo} + R_o \cdot I_C \quad (4.37)$$

Από την άλλη πλευρά, οι διακοπτικές απώλειες του τρανζίστορ IGBT προκύπτουν από την ακόλουθη σχέση:

$$P_{sw,IGBT} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{rms} \cdot f_{sw} \cdot V_{dc}}{\pi \cdot I_{nom} \cdot V_{nom}} \cdot E_{on} + E_{off} \quad (4.38)$$

όπου:

I_{rms} : η ενεργός τιμή του ρεύματος που διαρρέει το τρανζίστορ

f_{sw} : η διακοπτική συχνότητα

V_{dc} : η DC τάση αποκοπής του τρανζίστορ

I_{nom} : το ονομαστικό ρεύμα αγωγής του τρανζίστορ

V_{nom} : η ονομαστική τάση αποκοπής του τρανζίστορ

E_{on} : η μέγιστη ενέργεια μετάβασης του τρανζίστορ σε κατάσταση αγωγής

E_{off} : η μέγιστη ενέργεια μετάβασης του τρανζίστορ σε κατάσταση αποκοπής

Επομένως, οι συνολικές απώλειες του τρανζίστορ IGBT θα είναι:

$$P_{avg,IGBT} = P_{cond,IGBT} + P_{sw,IGBT} \quad (4.39)$$

4.3.1.2 Μοντέλο υπολογισμού απωλειών της αντιπαράλληλης διόδου ελεύθερης διέλευσης

Η διόδος είναι ηλεκτρονικός διακόπτης δύο ακροδεκτών, την άνοδο και την κάθοδο. Επιτρέπει τη διέλευση του ρεύματος μόνο προς μία κατεύθυνση (κατάσταση αγωγής), ενώ αποκόπτει τη διέλευση ρεύματος ανάστροφης φοράς. Η ισχύς των απωλειών της αντιπαράλληλης διόδου δίδεται από την παρακάτω σχέση:

$$P_{avg,Diode} = P_{cond,Diode} + P_{rr,Diode} \quad (4.40)$$

Οι απώλειες αγωγής της διόδου, προκύπτουν από την παρακάτω σχέση:

$$P_{cond,Diode} = V_{Do} \cdot I_{avg,Diode} + R_D \cdot I_{rms,Diode}^2 \quad (4.41)$$

όπου:

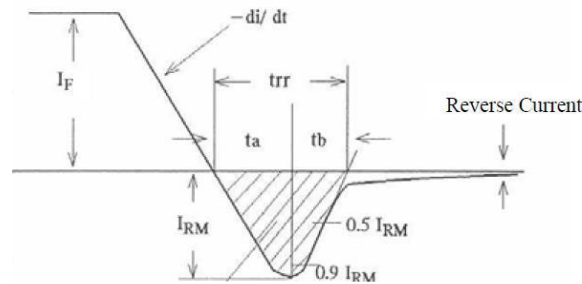
V_{Do} : η πτώση τάση της διόδου σε κατάσταση αγωγής, για μηδενικό ρεύμα αγωγής

R_D : η αντίσταση της διόδου σε κατάσταση αγωγής

$I_{avg,IGBT}$: το μέσο ρεύμα αγωγής της διόδου

$I_{rms,IGBT}$: η ενεργός τιμή του ρεύματος αγωγής της διόδου

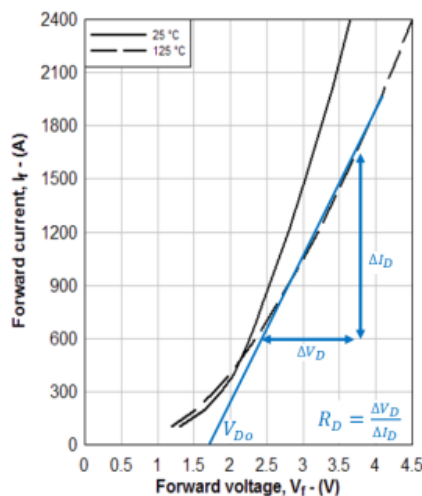
Κατά τη μετάβαση της διόδου από κατάσταση αγωγής σε κατάσταση αποκοπής, το συσσωρευμένο ηλεκτρικό φορτίο της ενδιάμεσης ημιαγωγικής περιοχής αραίωσης απομακρύνεται, με τη μορφή ανάστροφου ρεύματος, προτού η διόδος ανακτήσει το φράγμα δυναμικού. Το φαινόμενο αυτό που ονομάζεται ανάστροφη ανάκτηση, διαρκεί ένα πεπερασμένο χρονικό διάστημα που καλείται χρόνος ανάστροφης ανάκτησης, t_{rr} . Το φαινόμενο της ανάστροφης ανάκτησης απεικονίζεται ποιοτικά στο Σχήμα 3.9, συνοδεύεται δε από απώλειες ισχύος που ονομάζονται απώλειες ανάστροφης ανάκτησης.



Σχήμα 4.8 Το φαινόμενο της ανάστροφης ανάκτησης.

Σε αντιστοιχία με τα τρανζίστορ IGBT, η αντίσταση της διόδου προκύπτει με τη βοήθεια ενός διαγράμματος όπως αυτό στο Σχήμα 1.6, από την παρακάτω σχέση:

$$R_{Diode} = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} = \frac{V_{f2} - V_{f1}}{I_{f2} - I_{f1}} \quad (4.42)$$



Σχήμα 4.9 Χαρακτηριστική καμπύλη αγωγής διόδου ισχύος.

Τα όρια της ανάστροφης τάσης της διόδου προκύπτουν από διαγράμματα, αντίστοιχα με αυτό στο Σχήμα 1.6, ενώ η πτώση τάσης αγωγής μπορεί να επιβεβαιωθεί με τη χρήση της σχέσης (4.43):

$$V_f = V_{D0} + R_D \cdot I_C \quad (4.43)$$

Οι διακοπτικές απώλειες της διόδου προκύπτουν από την ακόλουθη σχέση:

$$P_{rr,Diode} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{rms} \cdot f_{sw} \cdot V_{dc}}{\pi \cdot I_{nom} \cdot V_{nom}} \cdot E_{rr} \quad (4.44)$$

όπου:

I_{rms} : η ενεργός τιμή του ρεύματος αγωγής της διόδου

f_{sw} : η διακοπτική συχνότητα

V_{dc} : η ανάστροφη τάση λειτουργίας

I_{nom} : το ονομαστικό ρεύμα αγωγής της διόδου

V_{nom} : η μέγιστη ανάστροφη τάση της διόδου

E_{rr} : η μέγιστη ενέργεια ανάστροφης ανάκτησης της διόδου

Επομένως, οι συνολικές απώλειες της διόδου είναι:

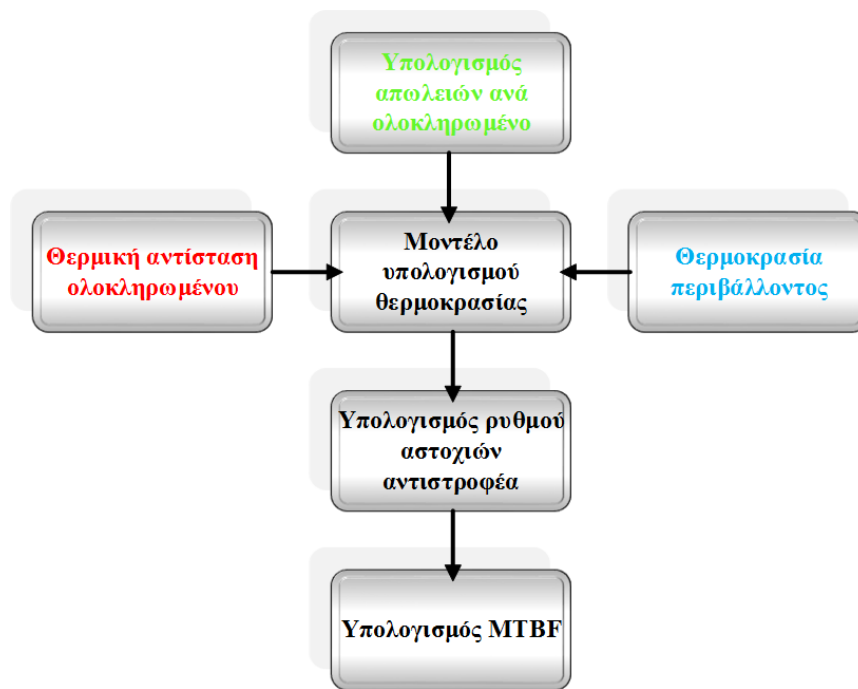
$$P_{avg,Diode} = P_{cond,Diode} + P_{rr,Diode} \quad (4.45)$$

4.3.2 Σημειακό μοντέλο προσδιορισμού της θερμοκρασίας των ημιαγωγικών διακοπών της μονάδας τρανζίστορ IGBT

Η ανάλυση των θερμικών απωλειών μιας μονάδας τρανζίστορ IGBT αποτελεί την κύρια είσοδο οποιουδήποτε μοντέλου προσδιορισμού της θερμοκρασίας των ημιαγωγικών στοιχείων (τρανζίστορ IGBT, διόδοι ελεύθερης διέλευσης) που απαρτίζουν μια μονάδα τρανζίστορ IGBT. Ο προσδιορισμός της θερμοκρασίας των ημιαγωγικών διακοπών είναι μείζονος σημασίας για τον σχεδιασμό και τον υπολογισμό της αξιοπιστίας ενός αντιστροφέα, σύμφωνα με το Σχήμα 1.7.

Σύμφωνα με το σημειακό μοντέλο, η θερμοκρασία για κάθε ημιαγωγικό στοιχείο προσδιορίζεται με τη χρήση μαθηματικών εκφράσεων. Αξίζει να σημειωθεί ότι δεν

λαμβάνεται υπ' όψιν η θερμική αλληλεπίδραση που έχουν οι ημιαγωγικοί διακόπτες μεταξύ τους, ενώ παράλληλα δεν είναι δυνατή η διερεύνηση πιθανών σημείων στα οποία η θερμοκρασία υπερβαίνει την υπολογιζόμενη τιμή (hot spots). Στη συνέχεια, θα παρουσιασθεί το σημειακό μοντέλο για τον προσδιορισμό της θερμοκρασίας για κάθε τρανζίστορ IGBT και δίοδο.



Σχήμα 4.10 Διάγραμμα ροής του σημειακού μοντέλου προσδιορισμού της θερμοκρασίας των ημιαγωγικών διακοπών της μονάδας τρανζίστορ IGBT.

Η θερμοκρασία για κάθε τρανζίστορ IGBT [53], [54], δίνεται από την εξίσωση που ακολουθεί:

$$T_{j,IGBT} = T_a + \theta_{j-c,IGBT} \cdot P_{avg,IGBT} + \theta_{c-a,Module} \cdot P_{avg,Module} \quad (4.46)$$

όπου:

T_a : η θερμοκρασία περιβάλλοντος

$\theta_{j-c,IGBT}$: η θερμική αντίσταση μεταξύ του ημιαγωγού του τρανζίστορ IGBT και της βάσης της μονάδας τρανζίστορ IGBT

$P_{avg,IGBT}$: οι συνολικές απώλειες του ημιαγωγού του τρανζίστορ IGBT

$\theta_{c-a,Module}$: η θερμική αντίσταση μεταξύ της βάσης της μονάδας τρανζίστορ IGBT και του περιβάλλοντος

$P_{avg,Module}$: οι συνολικές απώλειες της μονάδας τρανζίστορ IGBT

Η θερμοκρασία για κάθε δίοδο ελεύθερης διέλευσης [53], [54], δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$T_{j,Diode} = T_a + \theta_{j-c,Diode} \cdot P_{avg,Diode} + \theta_{c-a,Module} \cdot P_{avg,Module} \quad (4.47)$$

όπου:

T_a : η θερμοκρασία περιβάλλοντος

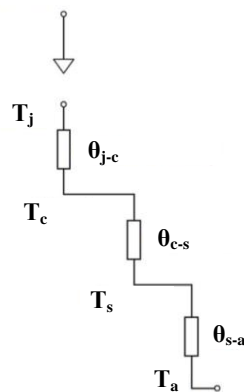
$\theta_{j-c,IGBT}$: η θερμική αντίσταση μεταξύ του ημιαγωγού της διόδου και της βάσης της μονάδας τρανζίστορ IGBT

$P_{avg,IGBT}$: οι συνολικές απώλειες του ημιαγωγού της διόδου

$\theta_{c-a,Module}$: η θερμική αντίσταση μεταξύ της βάσης της μονάδας τρανζίστορ IGBT και του περιβάλλοντος

$P_{avg,Module}$: οι συνολικές απώλειες της μονάδας τρανζίστορ IGBT

Απώλειες μονάδας τρανζίστορ IGBT

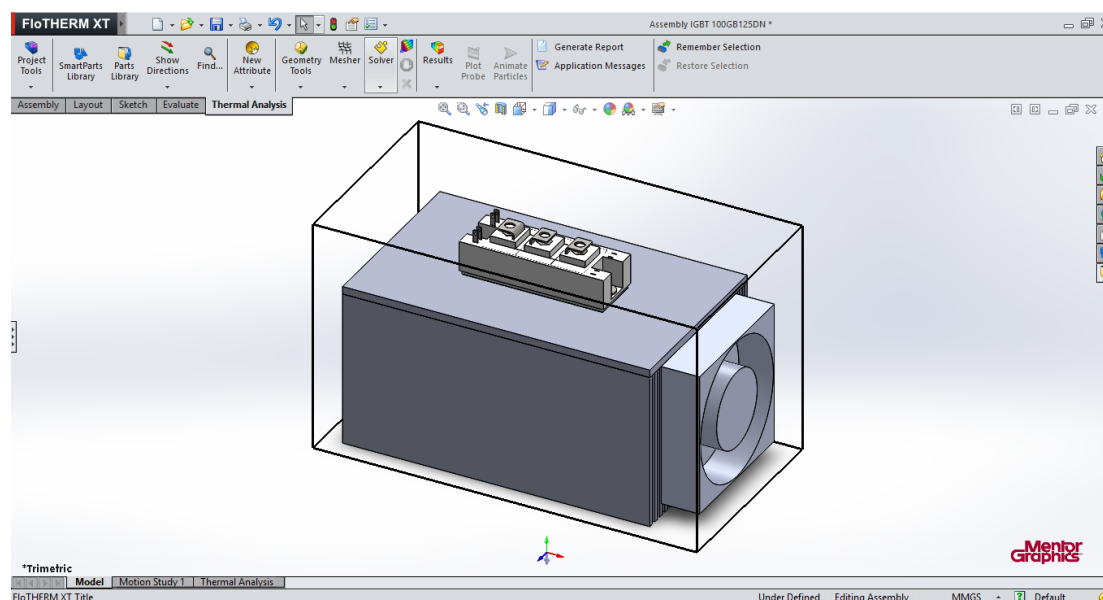


Σχήμα 4.11 Σημειακό θερμικό μοντέλο.

4.3.3 Πλήρες μοντέλο εξομοίωσης – προσδιορισμού της θερμοκρασίας των ημιαγωγικών στοιχείων της μονάδας τρανζίστορ IGBT

Το πλήρες μοντέλο εξομοίωσης για τον προσδιορισμό της θερμοκρασίας των ημιαγωγών μιας μονάδας IGBT, βασίζεται στην ανάλυση με τη χρήση πεπερασμένων στοιχείων. Στην παρούσα μεταπτυχιακή διατριβή, το λογισμικό που χρησιμοποιήθηκε για την ανάλυση της μονάδας τρανζίστορ IGBT είναι το FloTHERM XT, της Mentor Graphics, Εικόνα 4.1.

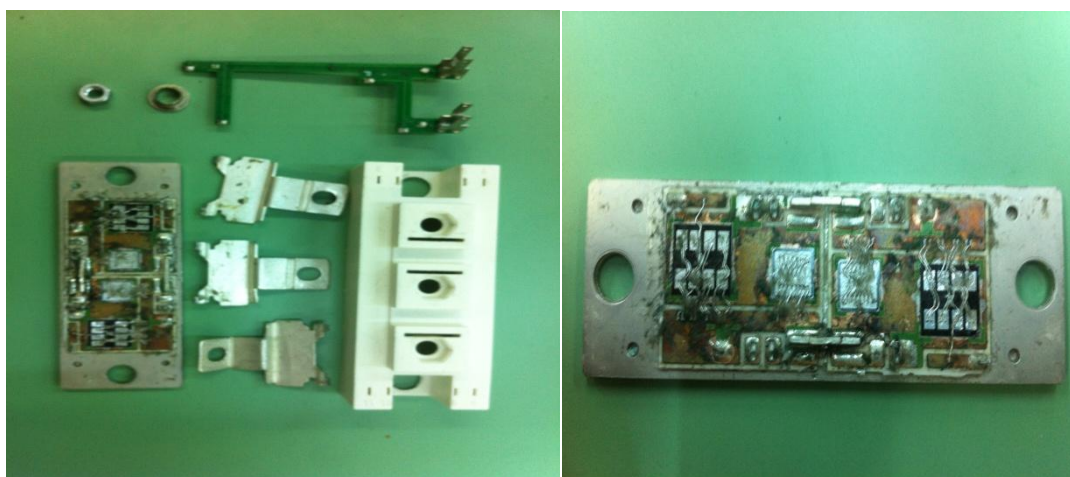
Αυτό το μοντέλο, πλεονεκτεί εν συγκρίσει με το σημειακό, εξαιτίας της δυνατότητας μελέτης της συμπεριφοράς όλων των εξαρτημάτων που αποτελούν μια μονάδα τρανζίστορ IGBT. Το συγκεκριμένο μοντέλο έχει επίσης ως είσοδο της θερμικές απώλειες κάθε ενός από τα ημιαγωγικά στοιχεία. Εντούτοις, υπερέχει του σημειακού διότι λαμβάνει υπ' όψιν τη θερμική αλληλεπίδραση μεταξύ των στοιχείων. Επιπλέον, ο χρήστης αυτού του μοντέλου έχει τη δυνατότητα διερεύνησης πιθανών σημείων όπου η θερμοκρασία ξεπερνά τη μέση θερμοκρασία των στοιχείων. Τέλος, δίνεται η δυνατότητα εισαγωγής παραμέτρων στο μοντέλο (π.χ. η πίεση του περιβάλλοντος μέσα στο οποίο λειτουργεί το διερευνώμενο μοντέλο) που πιθανόν να επηρεάζουν τη θερμική συμπεριφορά, ενώ επίσης συμπεριλαμβάνεται στα αποτελέσματα που προκύπτουν και η μεταβολή των ιδιοτήτων των υλικών ανάλογα με τη θερμοκρασία (π.χ. η θερμική αγωγιμότητα των υλικών που μεταβάλλεται με τη μεταβολή της θερμοκρασίας) [55], [56], [57].



Εικόνα 4.1 Σχεδιαστικό περιβάλλον του λογισμικού FloTHERM XT.

Τα βήματα που ακολουθήθηκαν, για τον όσο το δυνατόν σωστότερο σχεδιασμό και εν συνεχεία τη θερμική προσομοίωση της μονάδας τρανζίστορ IGBT, είναι τα εξής: (α) επιλογή

της μονάδας IGBT τρανζίστορ, (β) διερεύνηση της δομής και μέτρηση των διαστάσεων όλων των στοιχείων εσωτερικά της μονάδας, εφαρμόζοντας καταστρεπτική μέθοδο ελέγχου, (γ) σχεδιασμός των επιμέρους στοιχείων της μονάδας στο περιβάλλον σχεδίασης του λογισμικού FloTHERM XT, (δ) εισαγωγή του υλικού και των ιδιοτήτων σε κάθε ένα από τα στοιχεία, (ε) δημιουργία περιβαλλοντικών συνθηκών λειτουργίας της μονάδας και εισαγωγή όλων των απαραίτητων δεδομένων και (στ) προσομοίωση του μοντέλου και εξαγωγή των θερμοκρασιών σε όλον τον χώρο της μονάδας IGBT για κάθε μία από τις περιπτώσεις λειτουργίας της συσκευής.

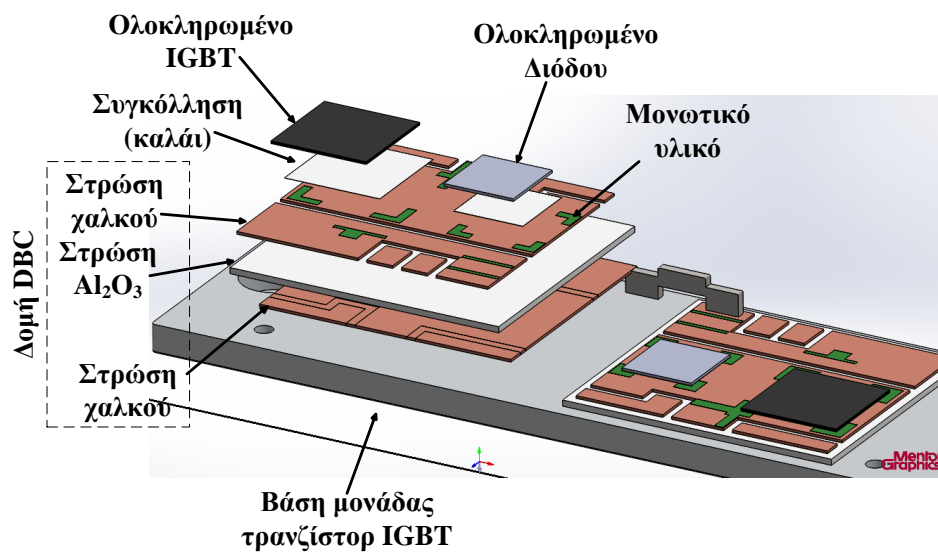


Εικόνα 4.2 Άποψη της dual pack μονάδας τρανζίστορ IGBT SKM100GB125DN της εταιρείας SEMIKRON μετά τον καταστρεπτικό έλεγχο.

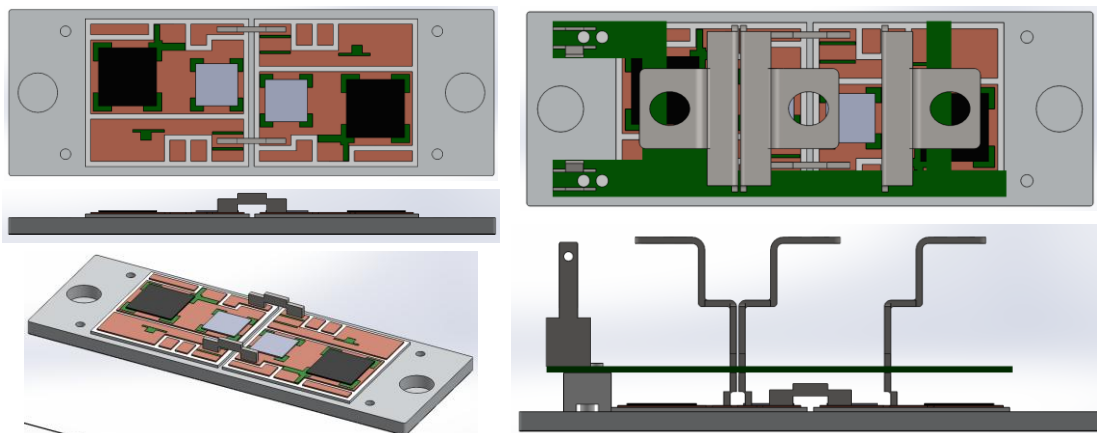
Αφού επιλέχθηκε η μονάδα τρανζίστορ IGBT που θα χρησιμοποιηθεί (SKM100GB125DN – εταιρεία SEMIKRON), ανοίχθηκε το κάλυμμα της προκειμένου να μετρηθούν οι εσωτερικές διαστάσεις όλων των στοιχείων (βλ Εικόνα 4.2), που δεν ήταν διαθέσιμες από την κατασκευάστρια εταιρεία. Ακολούθως, αφού λήφθηκαν όλα τα απαραίτητα στοιχεία, σχεδιάστηκε η μονάδα στο λογισμικό FloTHERM XT, που χρησιμοποιεί την πλατφόρμα σχεδιασμού SolidWorks. Τα τμήματα της μονάδας σχεδιάστηκαν χωριστά και στη συνέχεια συναρμολογήθηκαν (Εικόνα 4.3 έως Εικόνα 4.5), προκειμένου να προκύψει το τελικό μοντέλο (Εικόνα 4.6). Ο Πίνακας 4.2, δίνει πληροφορίες για τις διαστάσεις και το υλικό κατασκευής των βασικότερων στοιχείων του τελικού μοντέλου [58], [40], [59], [41]. Αξίζει να σημειωθεί ότι σχεδιάστηκε μια τυπική ψήκτρα, για την ικανοποίηση των αναγκών ψύξης της μονάδας και δεν ανταποκρίνεται σε κάποια συγκεκριμένη εμπορική. Κλείνοντας, ο ανεμιστήρας που επιλέχθηκε για τη βελτίωση της ψύξης του μοντέλου ανήκει στην εταιρεία EBMPAPST και για περισσότερα τεχνικά χαρακτηριστικά, μπορούν να αναζητηθούν στο ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.

Στοιχείο	Διαστάσεις (mm)	Υλικό
Βάση μονάδας τρανζίστορ IGBT	92.00 x 31.50 x 3.00	Αλουμίνιο
Τρανζίστορ IGBT	11.00 x 11.00 x 0.30	Κεραμικό
Αντιπαράλληλη δίοδος	8.00 x 8.00 x 0.30	Κεραμικό
Συγκολλήσεις	-	Au 80% - Sn 20%
Κάλυμμα μονάδας	-	Πλαστικό
Ψήκτρα	220.00 x 120.00 x 105.00	Αλουμίνιο
Ανεμιστήρας	92.00 x 92.00 x 38.00	Fiberglass

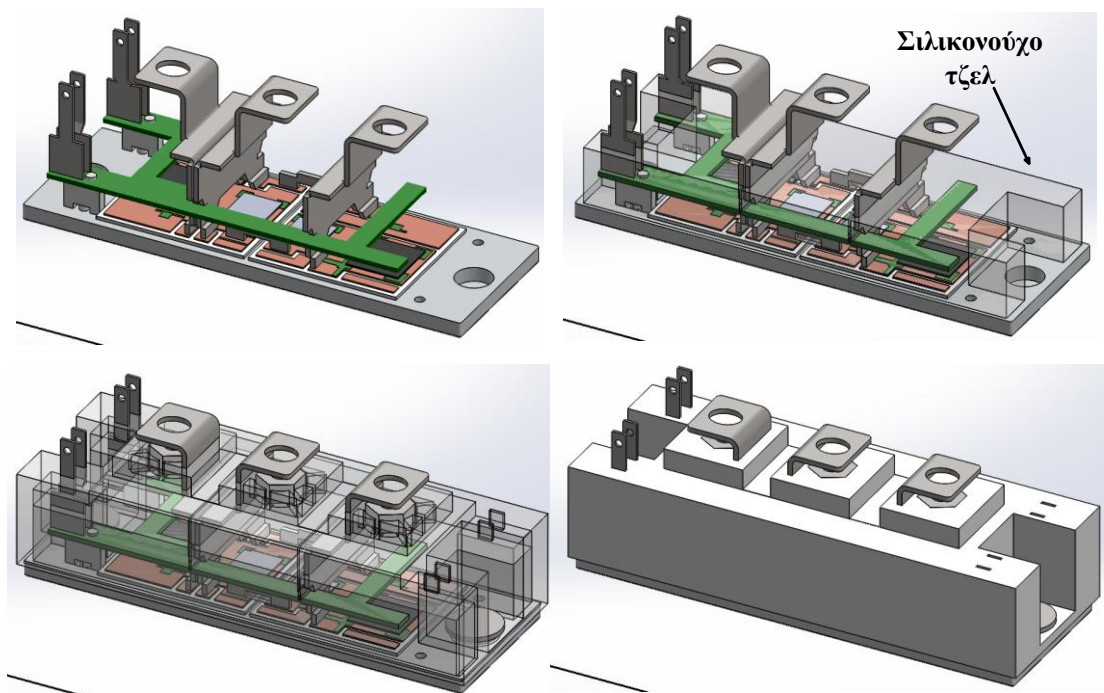
Πίνακας 4.2 Διαστάσεις και υλικό κατασκευής βασικότερων στοιχείων που απαρτίζουν τη μονάδα τρανζίστορ IGBT.



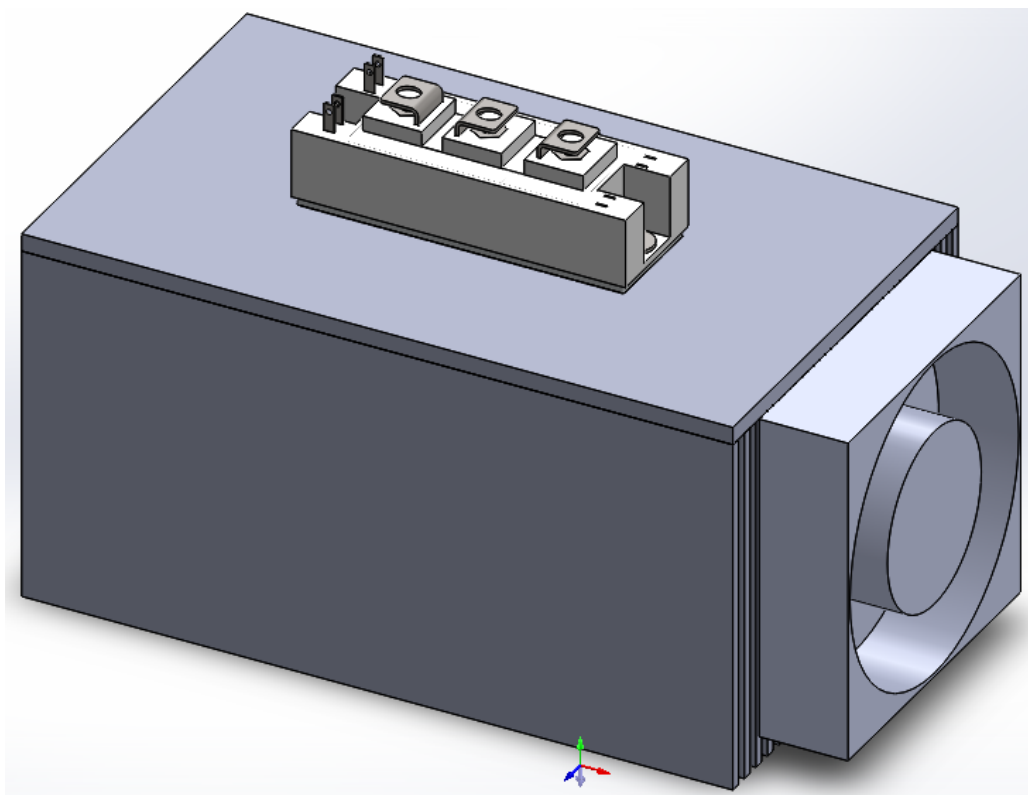
Εικόνα 4.3 Στάδιο του σχεδιασμού της μονάδας τρανζίστορ IGBT.



Εικόνα 4.4 Διάφορες όψεις της μονάδας τρανζίστορ IGBT, κατά τη διάρκεια της συναρμολόγησής της.



Εικόνα 4.5 Απόψεις κατά την τελική φάση συναρμολόγησης της μονάδας τρανζίστορ IGBT.

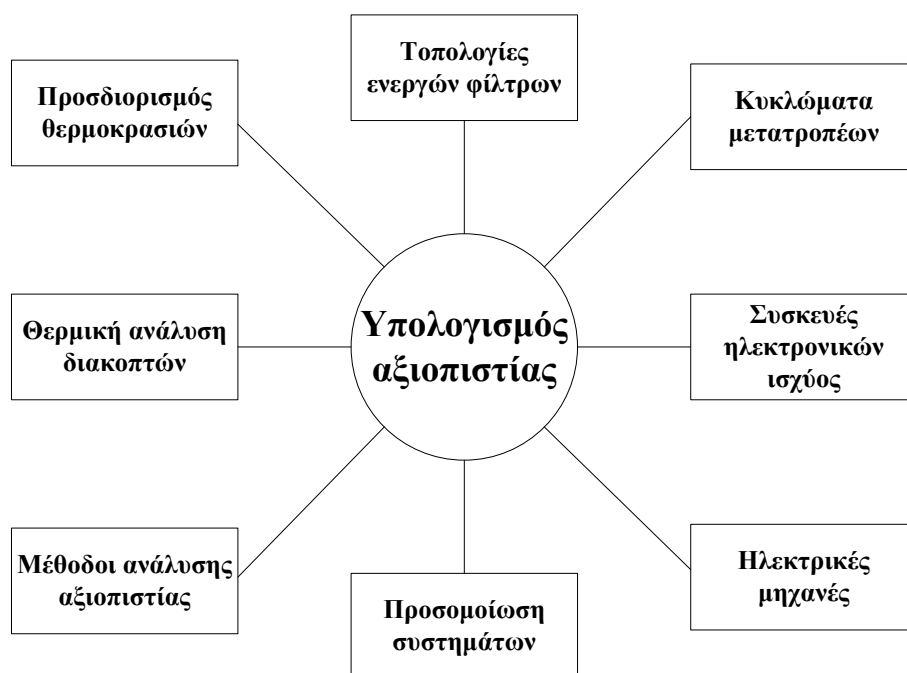


Εικόνα 4.6 Τελικό μοντέλο της μονάδας τρανζίστορ IGBT, μαζί με την ψήκτρα και τον ανεμιστήρα.

Κεφάλαιο 5^ο

5. ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ ΑΞΙΟΠΙΣΤΙΑΣ ΣΕ ΔΙΑΤΑΞΗ ΕΝΕΡΓΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΓΙΑ ΤΗ ΔΥΝΑΜΙΚΗ ΑΝΑΚΤΗΣΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ ΑΠΟ ΤΑ ΚΑΥΣΑΕΡΙΑ ΑΕΡΟΣΚΑΦΩΝ

Τα συστήματα δυναμικής ανάκτησης ενέργειας από τα καυσαέρια αεροσκαφών μελετήθηκαν με αφορμή το ερευνητικό πρόγραμμα RENERGISE του Ευρωπαϊκού Προγράμματος Πλαισίου CLEAN SKY. Σε αυτό το Κεφάλαιο, θα παρουσιαστούν και θα συζητηθούν τα αποτελέσματα αυτής συμπεριλαμβανομένου και του προτεινόμενου εναλλακτικού σχήματος δυναμικής ανάκτησης ενέργειας, το οποίο βασίζεται στην αντικατάσταση της σύγχρονης γεννήτριας από ασύγχρονη γεννήτρια κλωβού. Επιπρόσθετα, τα δύο σχήματα δυναμικής ανάκτησης θα αναλυθούν διεξοδικά και θα παρουσιαστούν οι δείκτες της αξιοπιστίας τους, σύμφωνα με το Κεφάλαιο 3, για διάφορα σενάρια λειτουργίας τους. Στο Σχήμα 1.1 παρουσιάζονται σχηματικά τα βήματα που ακολουθήθηκαν για τον υπολογισμό της αξιοπιστίας του συστήματος ανάκτησης ενέργειας.



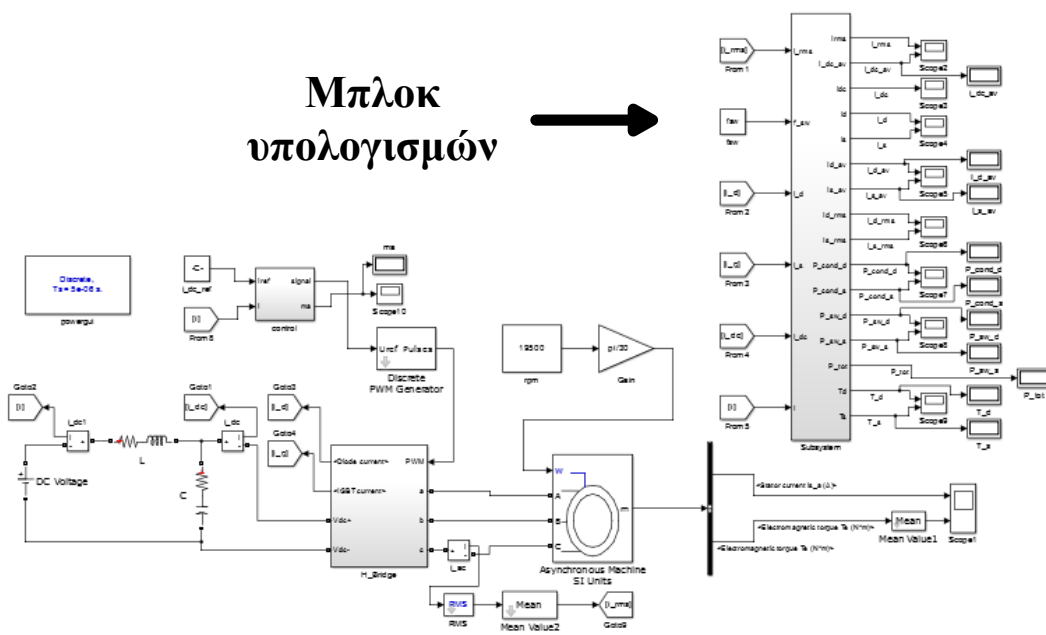
Σχήμα 5.1 Σχηματικό διάγραμμα βημάτων για τον υπολογισμό της αξιοπιστίας των συστημάτων ανάκτησης ενέργειας.

Κύριος στόχος αυτού το Κεφαλαίου είναι ο καθορισμός των ορίων λειτουργίας των δύο συστημάτων, μεταβάλλοντας διάφορες λειτουργικές παραμέτρους. Αφού βρεθούν τα όρια για κάθε σενάριο λειτουργίας, θα γίνει ο υπολογισμός των δεικτών της αξιοπιστίας. Έτσι, θα

δοθεί μια απάντηση στο ερώτημα, «Ποιο εκ των δύο συστημάτων είναι το καταλληλότερο για τη συγκεκριμένη εφαρμογή και ποιο είναι το πιο αξιόπιστο;».

5.1 Προσομοίωση συστήματος στο λογισμικό MATLAB/Simulink

Όπως προαναφέρθηκε στο 3^ο Κεφάλαιο, το λογισμικό που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση των συστημάτων και την εξαγωγή των απαραίτητων λειτουργικών δεδομένων, προκειμένου να υπολογιστεί η αξιοπιστία τους, είναι το MATLAB/Simulink. Σε αυτή την ενότητα θα γίνει η παρουσίαση και η ανάλυση του μπλοκ υπολογισμών (βλ. Σχήμα 2.7), που χρησιμοποιήθηκε για την εξαγωγή των μετρούμενων ρευμάτων και τάσεων, καθώς και των υπολογισμένων μεγεθών απωλειών και θερμοκρασιών, καθενός από τα συστήματα. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι χρησιμοποιήθηκε το ίδιο μπλοκ υπολογισμού για τα δύο συστήματα ανάκτησης ενέργειας. Τέλος, θα δοθούν ενδεικτικά διαγράμματα που προέκυψαν για το σενάριο προσομοίωσης του συστήματος της ασύγχρονης γεννήτριας, με διακοπτική συχνότητα 30 kHz και ταχύτητα περιστροφής του άξονα της γεννήτριας στις 19500 rpm.

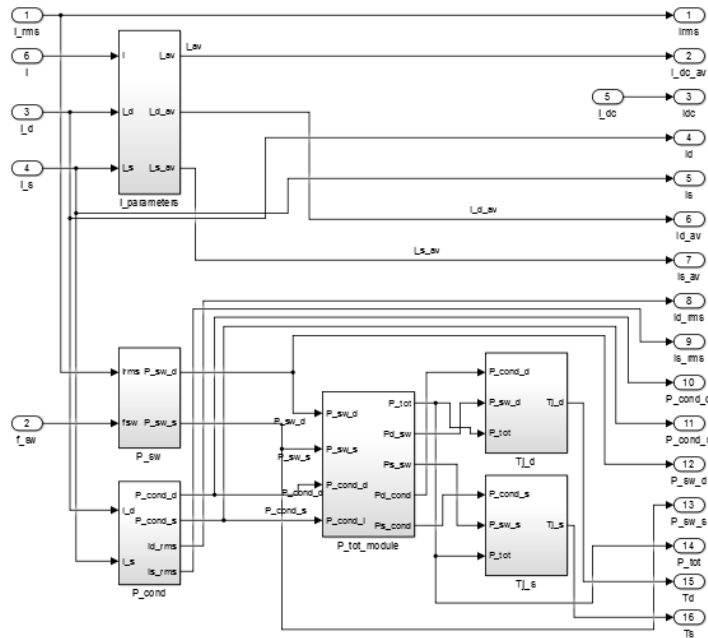


Σχήμα 5.2 Άποψη της μοντελοποίησης του συστήματος ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου δρομέα, μαζί με το μπλοκ υπολογισμών, σε περιβάλλον MATLAB/Simulink.

5.1.1 Παρουσίαση και ανάλυση του μπλοκ υπολογισμών

Για λόγους ευκολίας και παρακολούθησης των δεδομένων που μετρούνταν (τάσεις, ρεύματα), καθώς και του υπολογισμού των απωλειών και των θερμοκρασιών σε πραγματικό

χρόνο, σχεδιάστηκε ένα μπλοκ το οποίο λαμβάνει σαν εισόδους τα μετρούμενα μεγέθη και υπολογίζει τις τιμές των απωλειών και των θερμοκρασιών σε πραγματικό χρόνο. Το μπλοκ υπολογισμών παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.6.

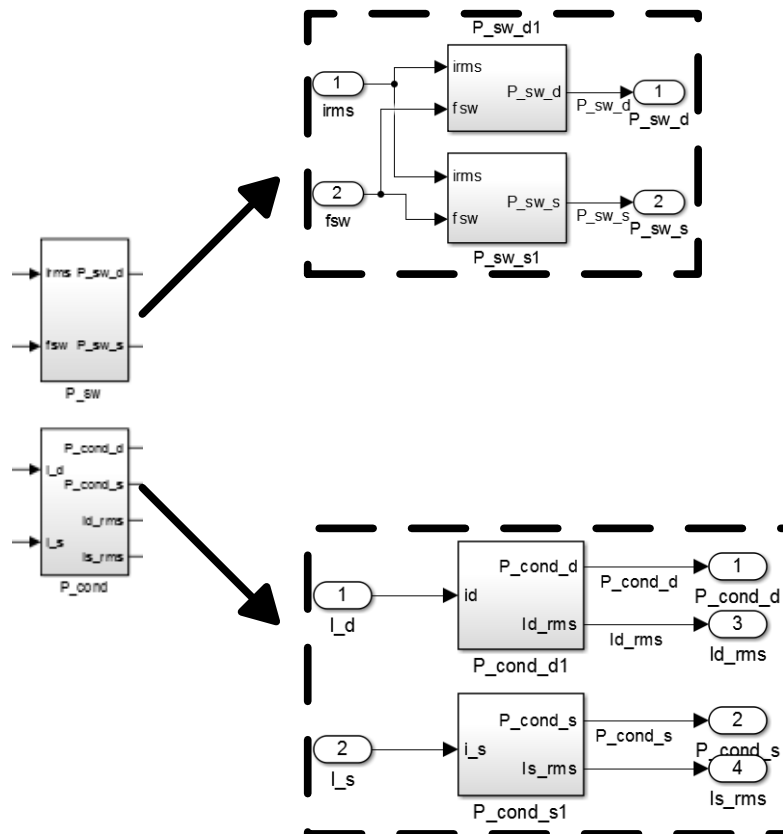


Σχήμα 5.3 Αποψη του μπλοκ υπολογισμών.

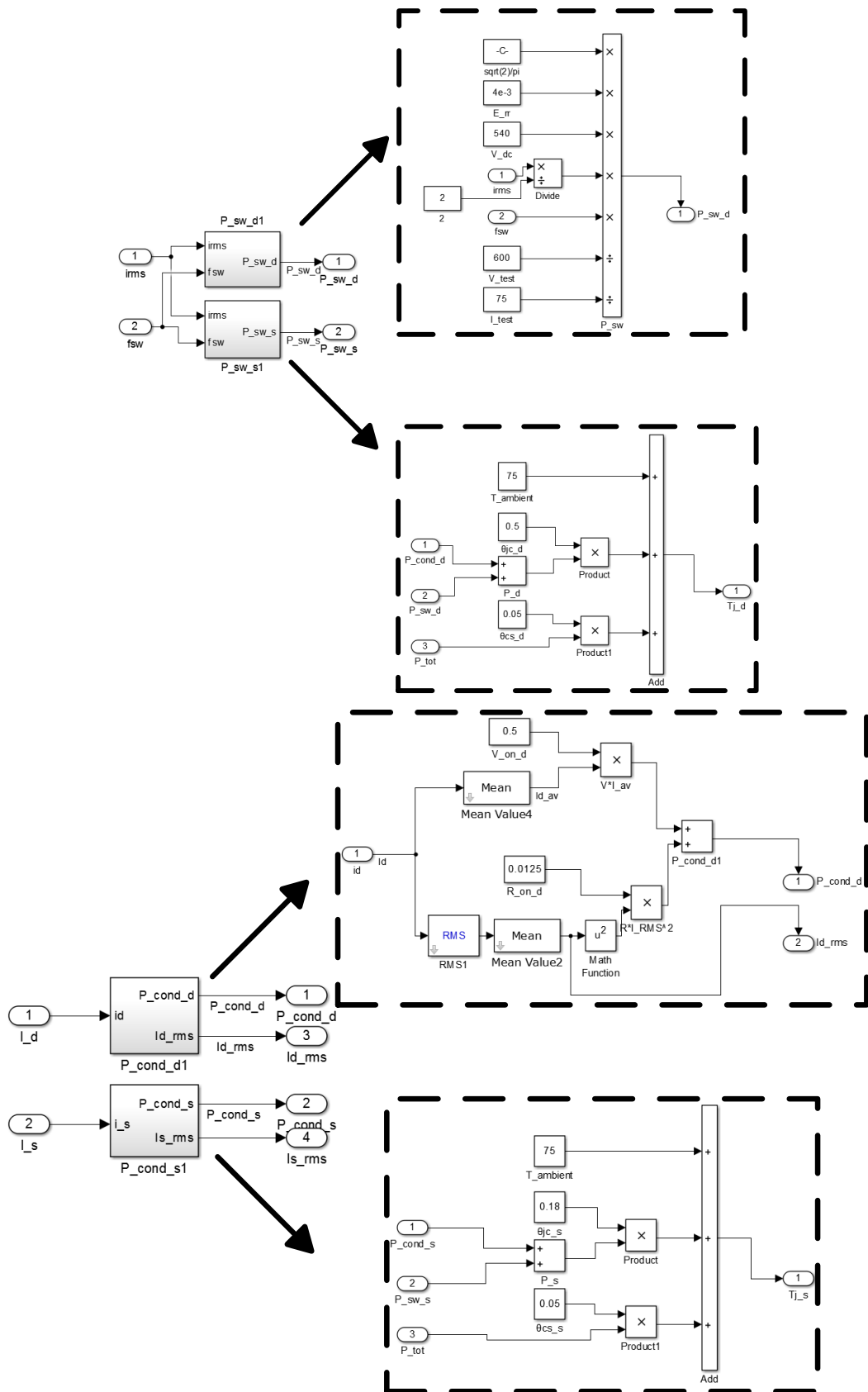
	Σύμβολο	Περιγραφή		Σύμβολο	Περιγραφή
Είσοδοι	I_{rms}	Ενεργός τιμή ρεύματος φάσης C	Έξοδοι	I_{rms}	Ενεργός τιμή ρεύματος φάσης C
	I	Στιγμιαία τιμή ρεύματος στον ζυγό Σ.Τ.		I_{dc_av}	Μέση τιμή ρεύματος στον ζυγό Σ.Τ.
	I_d	Στιγμιαία τιμή ρεύματος διόδου		I_{dc}	Στιγμιαία τιμή ρεύματος στον ζυγό Σ.Τ.
	I_s	Στιγμιαία τιμή ρεύματος IGBT		I_d	Στιγμιαία τιμή ρεύματος διόδου
	f_{sw}	Διακοπτική συχνότητα		I_s	Στιγμιαία τιμή ρεύματος IGBT
				I_{d_av}	Μέσο ρεύμα διόδου
				I_{s_av}	Μέσο ρεύμα IGBT
				I_{d_rms}	Ενεργός τιμή ρεύματος διόδου
				I_{s_rms}	Ενεργός τιμή ρεύματος IGBT
				P_{cond_d}	Απώλειες αγωγής διόδου
				P_{cond_s}	Απώλειες αγωγής IGBT
				P_{sw_d}	Διακοπτικές απώλειες διόδου
				P_{sw_s}	Διακοπτικές απώλειες IGBT
				P_{tot}	Συνολικές απώλειες μονάδας IGBT
				T_d	Θερμοκρασία διόδου
				T_s	Θερμοκρασία IGBT

Πίνακας 5.1 Είσοδοι κι έξοδοι του μπλοκ υπολογισμών.

Οι είσοδοι και οι έξοδοι του μπλοκ υπολογισμών, παρατίθενται συγκεντρωτικά στον Πίνακα 5.1, ενώ στο Σχήμα 5.4 και στο Σχήμα 5.5 παρουσιάζονται τα υποσυστήματα υπολογισμού των απωλειών ισχύος. Ουσιαστικά, κάθε υποσύστημα περιέχει τις εξισώσεις για τον υπολογισμό των απωλειών και θερμοκρασιών που παρουσιάστηκαν αναλυτικά στην τρίτη ενότητα του 4^{ου} Κεφαλαίου.



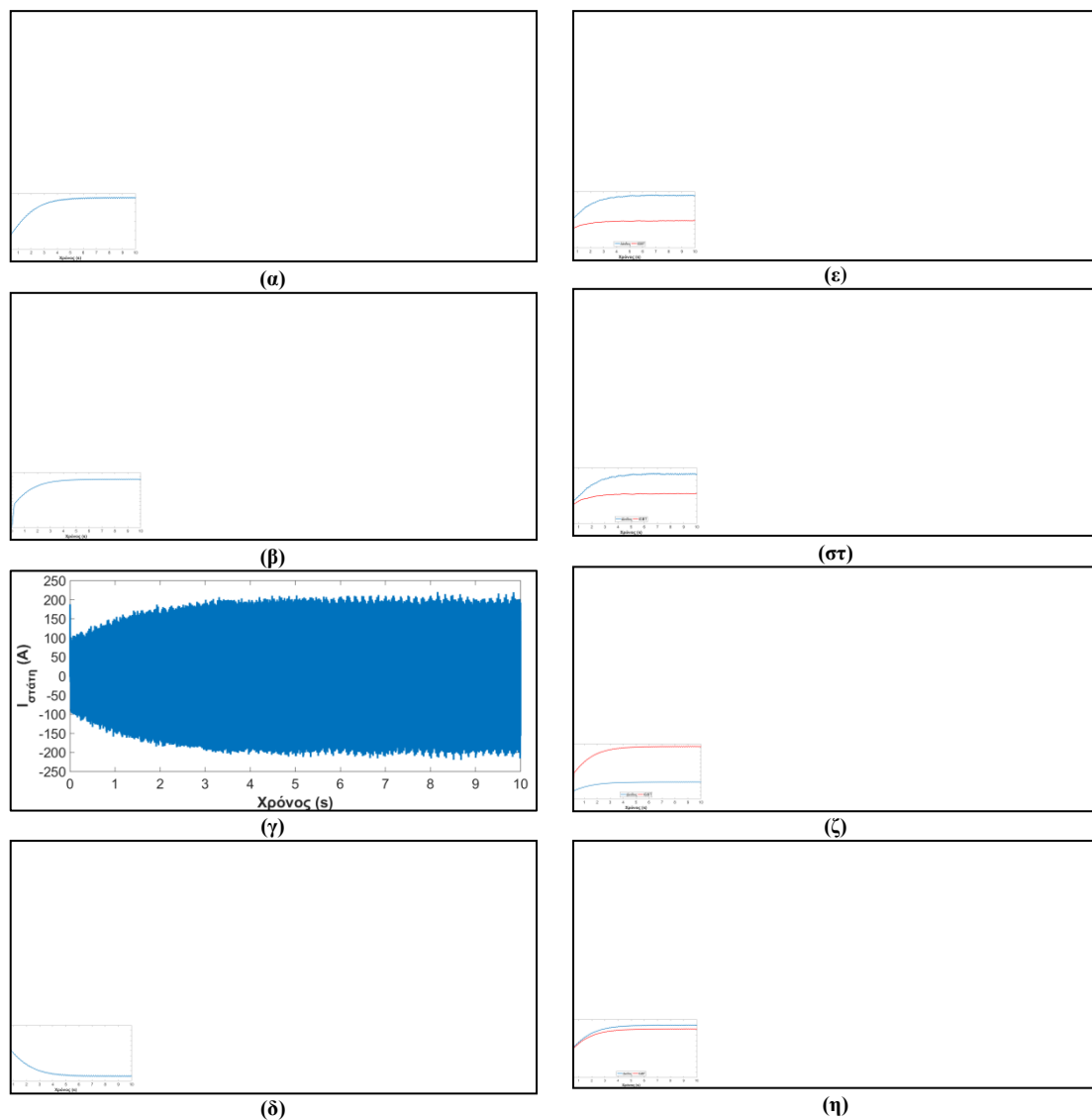
Σχήμα 5.4 Μπλοκ υπολογισμού απωλειών αγωγής και διακοπτικών απωλειών των τρανζίστορ IGBT και διόδων, της μονάδας IGBT.



Σχήμα 5.5 Μπλοκ υπολογισμού απωλειών αγωγής και διακοπτικών απωλειών των τρανζίστορ IGBT και διόδων, της μονάδας IGBT (συνέχεια).

5.1.2 Ενδεικτικές κυματομορφές ρευμάτων, απωλειών και θερμοκρασιών

Σε αυτή την υποενότητα, θα παρουσιαστούν ενδεικτικά οι κυματομορφές των ρευμάτων, των απωλειών, των θερμοκρασιών, καθώς και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, που προέκυψαν από την εξομοίωση του συστήματος ασύγχρονης γεννήτριας. Αυτές οι κυματομορφές αφορούν στην περίπτωση που παλμοδότησης της γέφυρας με διακοπτική συχνότητα 30 kHz, για με ταχύτητα περιστροφής του άξονα της γεννήτριας, 19500 rpm.



Σχήμα 5.6 Ενδεικτικές κυματομορφές: (α) Μέσης τιμής ρεύματος στον ζυγό Σ.Τ., (β) Ενεργού τιμής ρεύματος φάσης C, (γ) Ρεύματος στίφη, (δ) Ηλεκτρομαγνητικής ροπής, (ε) Ενεργού τιμής ρεύματος IGBT και διόδου, (στ) Απωλειών αγωγής IGBT και διόδου, (ζ) Διακοπτικών απωλειών IGBT και διόδου, (η) Θερμοκρασίας IGBT και διόδου.

Όπως διαπιστώνουμε από το Σχήμα 3.9, το πρώτο μικρό διάστημα που χαρακτηρίζεται από έντονα μεταβατικά φαινόμενα αφορά στην εκκίνηση της γεννήτριας. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι ο χρόνος προσομοίωσης του κάθε συστήματος ήταν 10 δευτερόλεπτα, χρόνος ικανοποιητικός ώστε το σύστημα να φτάσει σε κατάσταση ισορροπίας.

5.2 Υπολογισμός των λειτουργικών χαρακτηριστικών και της απόδοσης του συστήματος

Σε αυτήν την ενότητα θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα κάθε σεναρίου που προσομοιώθηκε, προκειμένου να προσδιοριστούν τα βέλτιστα λειτουργικά χαρακτηριστικά των συστημάτων (βέλτιστο σημείο λειτουργίας για κάθε σενάριο λειτουργίας) κι έπειτα να υπολογιστεί η αξιοπιστία κάθε σεναρίου.

Βασική παράμετρος κάθε σεναρίου λειτουργίας είναι η διακοπτική συχνότητα παλμοδότησης του αντιστροφέα, εκτός από την περίπτωση του συστήματος ανάκτησης ενέργειας με τη χρήση σύγχρονης γεννήτριας. Τρεις είναι οι συχνότητες παλμοδότησης (10 kHz, 20 kHz και 30 kHz) που επιλέχθηκαν για κάθε ένα από τα σενάρια του Πίνακα 3.5, όπως αποτυπώνονται στον Πίνακα 5.2.

Σενάριο	Συχνότητα παλμοδότησης αντιστροφέα		
	10 kHz	20 kHz	30 kHz
A1*	-	-	A1/30
A2*	-	-	A2/30
A3*	A3/10	A3/20	A3/30
A4*	A4/10	A4/20	A4/30
Σ1**	Σ1		

*: σενάρια που αφορούν στην ασύγχρονη γεννήτρια, **: σενάρια που αφορούν στη σύγχρονη γεννήτρια

Πίνακας 5.2 Ονομασίες σεναρίων με παράμετρο τη συχνότητα λειτουργίας.

Μια άλλη παράμετρος που χρησιμοποιήθηκε για τον προσδιορισμό των ορίων λειτουργίας για κάθε σενάριο σε κάθε μία από τις τρεις συχνότητες, είναι η ταχύτητα περιστροφής του άξονα της γεννήτριας. Έτσι, οι τέσσερις πρώτοι Πίνακες (Πίνακας 5.3, Πίνακας 5.4, Πίνακας 5.5 και Πίνακας 5.6) αφορούν στην προσομοίωση των σεναρίων A1, A2, A3, A4, για διάφορες τιμές ταχύτητας του άξονα της ασύγχρονης γεννήτριας. Στο σενάριο A1/30 (Πίνακας 5.3), το οποίο αφορά στις πραγματικές τιμές αντιστάσεων κι επαγωγών της επαγωγική μηχανής ονομαστικής ισχύος 45 kW, παρατηρείται ότι το εύρος του αριθμού στροφών στο οποίο μπορεί η μηχανή να αποδώσει την ονομαστική ηλεκτρική ισχύ των 30 kW στον ζυγό Σ.Τ. είναι εξαιρετικά περιορισμένο και συγκεκριμένα κυμαίνεται από τις 19000 μέχρι και τις 19500 rpm.

Θα πρέπει να διευκρινιστεί, ότι V_{DC} και I_{DC} είναι οι μέσες τιμές τάσης και ρεύματος στον ζυγό Σ.Τ. αντίστοιχα, m_a είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης της SPWM παλμοδότησης, I_{rms}

είναι η ενεργός τιμή του ρεύματος στη φάση C, T είναι η ηλεκτρομαγνητική ροπή, ω είναι η γωνιακή ταχύτητα, P_{DC} είναι η ισχύς στον ζυγό Σ.Τ., P_m είναι η μηχανική ισχύς της γεννήτριας, P_e είναι η ηλεκτρική ισχύς της γεννήτριας, $\cos\phi$ είναι ο συντελεστής ισχύος της γεννήτριας και η είναι ο βαθμός απόδοσης του συστήματος.

Στροφές (rpm)	V_{DC} (V)	I_{DC} (A)	m_a	I_{rms} (A)	T (N·m)	ω (rad/s)	P_{DC} (W)	P_m (W)	P_e (W)	$\cos\phi$	η
18750	540	49.93	0.92	62.2	15.42	1963	26962	30262	28077	0.86	92.78%
19000	540	55.44	0.92	76.1	17.30	1989	29938	34404	31309	0.78	91.00%
19200	540	55.48	0.91	84.0	17.50	2010	29959	35168	31508	0.72	89.59%
19250	540	55.48	0.91	86.0	17.55	2015	29959	35360	31543	0.70	89.20%
19500	540	55.44	0.92	94.5	18.10	2041	29938	36942	31655	0.64	85.69%
19750	540	52.79	0.92	100.5	17.26	2067	28507	35679	30336	0.57	85.02%
20000	540	49.39	0.92	104.9	16.45	2093	26671	34435	28583	0.52	83.00%
20500	540	42.39	0.92	110.6	14.65	2146	22891	31434	24914	0.43	79.26%

Πίνακας 5.3 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A1/30).

Στροφές (rpm)	V_{DC} (V)	I_{DC} (A)	m_a	I_{rms} (A)	T (N·m)	ω (rad/s)	P_{DC} (W)	P_m (W)	P_e (W)	$\cos\phi$	η
18100	540	27.63	0.90	31.0	8.40	1894	14920	15914	15470	0.97	97.21%
18200	540	53.23	0.90	60.0	15.90	1905	28744	30288	29819	0.96	98.45%
18250	540	55.47	0.84	68.6	16.65	1910	29954	31804	31184	0.94	98.05%
18500	540	55.72	0.70	98.2	17.05	1936	30089	33014	31874	0.81	96.55%
19000	540	55.36	0.74	141.4	17.70	1989	29894	35199	32499	0.55	92.33%
19500	540	55.47	0.84	175.8	18.25	2041	29954	37248	33253	0.39	89.27%
20000	540	48.92	0.90	194.0	16.70	2093	26417	34959	30106	0.30	86.12%
20500	540	38.39	0.90	197.0	13.80	2146	20731	29610	24487	0.24	82.70%

Πίνακας 5.4 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A2/30).

Όσον αφορά στο δεύτερο σενάριο λειτουργίας (A2/30), όπου ουσιαστικά η ονομαστική ισχύς της γεννήτριας αυξάνεται, το εύρος του αριθμού στροφών μεγαλώνει και πιο συγκεκριμένα κυμαίνεται από τις 18250 έως και τις 19500 rpm, σύμφωνα με τον Πίνακα 5.4. Εντούτοις, το εύρος του αριθμού στροφών υπό το οποίο μπορεί η γεννήτρια να αποδώσει την επιθυμητή ισχύ στην έξοδο συνεχίζει να παραμένει αρκετά περιορισμένο, με αποτέλεσμα το σύστημα να μην επιδέχεται μεγάλες μεταβολές στην ταχύτητα περιστροφής του άξονα.

Επομένως, σε περίπτωση που η ταχύτητα του στροβιλοκινητήρα μειωθεί ή αυξηθεί

σημαντικά, η γεννήτρια δεν μπορεί να υποστηρίξει το ονομαστικό ηλεκτρικό φορτίο των 30 kW.

Για το σενάριο A3/30, παρατηρούμε ότι το εύρος λειτουργίας αυξάνεται κατά πολύ και κυμαίνεται από τις 18400 μέχρι και τις 21500 rpm, δίδοντας αρκετά μεγάλα περιθώρια μεταβολής των στροφών, σύμφωνα με τον Πίνακα 5.5.

Στροφές (rpm)	V_{DC} (V)	I_{DC} (A)	m_a	I_{rms} (A)	T (N·m)	ω (rad/s)	P_{DC} (W)	P_m (W)	P_e (W)	$\cos\varphi$	η
18100	540	16.1	0.92	18.4	5.05	1894	8694	9567	9018	0.93	94.27%
18200	540	33.15	0.92	36.1	10.02	1905	17901	19087	18541	0.97	97.14%
18350	540	55.45	0.91	61.4	16.65	1921	29943	31979	31042	0.97	97.07%
18400	540	55.77	0.86	65.8	16.80	1926	30116	32355	31299	0.96	96.74%
18500	540	55.33	0.79	73.8	16.90	1936	29878	32724	31204	0.93	95.35%
19000	540	55.94	0.67	106.3	17.55	1989	30208	34901	32148	0.79	92.11%
19250	540	56.01	0.66	120.0	17.90	2015	30245	36066	32446	0.71	89.96%
19500	540	55.93	0.67	132.2	18.15	2041	30202	37044	32641	0.64	88.11%
20000	540	55.59	0.72	155.2	18.70	2093	30019	39145	32902	0.52	84.05%
20500	540	55.12	0.78	176.0	19.30	2146	29765	41411	33059	0.42	79.83%
21000	540	55.6	0.84	196.0	19.95	2198	30024	43850	33739	0.36	76.94%
21500	540	55.48	0.91	215.0	20.55	2250	29959	46244	34080	0.31	73.70%
22000	540	49.18	0.92	221.2	19.02	2303	26557	43797	30803	0.26	70.33%

Πίνακας 5.5 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A3/30).

Ο Πίνακας 5.6 παρουσιάζει τα όρια λειτουργίας για το σενάριο A4/30. Σε αυτήν την περίπτωση παρατηρείται το μεγαλύτερο εύρος αριθμού στροφών υπό το οποίο μπορεί να αποδοθεί η ηλεκτρική ισχύς των 30 kW. Συγκεκριμένα, οι ο αριθμός στροφών του άξονα της γεννήτριας μπορεί να μεταβληθεί από τις 18350 έως και τις 22000 rpm. Όπως διαπιστώνεται από τα αποτελέσματα των τεσσάρων πρώτων σεναρίων λειτουργίας στα 30 kHz, όσο αυξάνεται η ονομαστική ισχύς της μηχανής τόσο διευρύνεται η περιοχή τιμών του αριθμού στροφών υπό τον οποίο μπορεί να αποδοθεί το ονομαστικό ηλεκτρικό φορτίο που έχει τεθεί ως στόχος.

Έχοντας ως βάση αυτά τα τέσσερα πρώτα σενάρια, επιλέχθηκε να εξομοιωθούν και να εξαχθούν τα αποτελέσματα για τις περιπτώσεις των 20 kHz και 10 kHz μόνο των δύο τελευταίων σεναρίων (A3, A4), που μπορούν να προσφέρουν πιο ρεαλιστικές τιμές και πιο

μεγάλο εύρος λειτουργίας στο σύστημα ανάκτησης ενέργειας με τη χρήση ασύγχρονης γεννήτριας.

Στροφές (rpm)	V_{DC} (V)	I_{DC} (A)	m_a	I_{rms} (A)	T (N·m)	ω (rad/s)	P_{DC} (W)	P_m (W)	P_e (W)	$\cos\phi$	η
18100	540	16.1	0.92	18.3	5.02	1894	8694	9510	9019	0.93	94.83%
18200	540	32.97	0.92	35.8	9.90	1905	17804	18859	18440	0.98	97.78%
18350	540	55.48	0.92	61.0	16.45	1921	29959	31594	31053	0.97	98.29%
18400	540	55.68	0.87	65.4	16.55	1926	30067	31873	31241	0.96	98.02%
18500	540	55.4	0.80	73.3	16.65	1936	29916	32240	31234	0.93	96.88%
19000	540	55.09	0.67	105.0	17.00	1989	29749	33807	31664	0.78	93.66%
19250	540	56.05	0.66	117.5	17.25	2015	30267	34756	32421	0.73	93.28%
19500	540	55.93	0.67	129.0	17.25	2041	30202	35207	32578	0.66	92.53%
20000	540	55.78	0.71	150.0	17.50	2093	30121	36633	32907	0.54	89.83%
20500	540	55.2	0.76	169.0	17.70	2146	29808	37978	32950	0.45	86.76%
21000	540	55.29	0.81	186.0	17.90	2198	29857	39344	33356	0.39	84.78%
21500	540	55.75	0.86	202.0	18.15	2250	30105	40844	33949	0.34	83.12%
22000	540	55.47	0.91	217.0	18.30	2303	29954	42139	34112	0.30	80.95%
22500	540	50.08	0.92	221.0	16.90	2355	27043	39800	31285	0.27	78.61%

Πίνακας 5.6 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A4/30).

Στροφές (rpm)	V_{DC} (V)	I_{DC} (A)	m_a	I_{rms} (A)	T (N·m)	ω (rad/s)	P_{DC} (W)	P_m (W)	P_e (W)	$\cos\phi$	η
18100	540	17.93	0.92	18.8	5.54	1894	9682	10495	9916	1.00	94.48%
18200	540	36.59	0.92	37.5	11.00	1905	19759	20954	20227	1.02	96.53%
18350	540	55.53	0.87	61.4	16.70	1921	29986	32075	30764	1.00	95.91%
18400	540	55.55	0.84	65.5	16.78	1926	29997	32316	30820	0.97	95.37%
18500	540	55.40	0.83	73.6	16.94	1936	29916	32792	30901	0.89	94.23%
19000	540	55.37	0.68	106.2	17.51	1989	29900	34812	31258	0.75	89.79%
19250	540	55.48	0.67	119.6	17.82	2015	29959	35904	31511	0.69	87.76%
19500	540	55.30	0.70	131.8	18.06	2041	29862	36867	31583	0.60	85.67%
20000	540	55.52	0.80	154.7	18.72	2093	29981	39187	32021	0.45	81.71%
20500	540	55.60	0.81	176.4	19.33	2146	30024	41476	32386	0.40	78.08%
21000	540	55.55	0.83	196.5	19.96	2198	29997	43872	32665	0.35	74.46%
21500	540	55.55	0.87	215.2	20.65	2250	29997	46458	32956	0.31	70.94%
22000	540	54.24	0.92	231.7	20.89	2303	29290	48103	32512	0.27	67.59%

Πίνακας 5.7 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A3/20).

Συγκρινόμενα τα σενάρια A3/20 και A4/20, που αφορούν στη διακοπτική συχνότητα των 20 kHz, με τα αντίστοιχα σενάρια που εξομοιώθηκαν για την περίπτωση των 30 kHz, διαπιστώνεται ότι το εύρος λειτουργίας αυξάνεται οριακά. Συγκεκριμένα, ο Πίνακας 5.7 δείχνει ότι το εύρος του αριθμού στροφών για το σενάριο A3/20 κυμαίνεται από τις 18350 μέχρι και τις 21500 rpm, ενώ για το σενάριο A4/20 οι στροφές κυμαίνονται από τις 18350 έως τις 22500 rpm, σύμφωνα με τον Πίνακας 5.8. Από την άλλη πλευρά παρατηρείται μείωση του βαθμού απόδοσης, γεγονός που μπορεί να αποδοθεί στην αύξηση της κυμάτωσης του ρεύματος και άρα και των απωλειών χαλκού (για τη μηχανή) – αγωγής (για τους διακόπτες).

Στροφές (rpm)	V_{DC} (V)	I_{DC} (A)	m_a	I_{rms} (A)	T (N·m)	ω (rad/s)	P_{DC} (W)	P_m (W)	P_e (W)	$\cos\phi$	η
18100	540	17.86	0.92	18.7	5.51	1894	9644	10431	9877	1.00	94.69%
18200	540	36.37	0.92	37.2	10.88	1905	19640	20720	20105	1.02	97.03%
18350	540	55.56	0.88	61.3	16.62	1921	30002	31921	30768	1.00	96.39%
18400	540	55.49	0.85	66.0	16.68	1926	29965	32123	30773	0.96	95.80%
18500	540	55.59	0.82	73.1	16.67	1936	30019	32279	30953	0.91	95.89%
19000	540	55.38	0.69	104.0	16.96	1989	29905	33718	31231	0.76	92.63%
19250	540	55.38	0.67	117.3	17.08	2015	29905	34413	31423	0.70	91.31%
19500	540	55.34	0.69	128.4	17.19	2041	29884	35093	31547	0.62	89.90%
20000	540	55.52	0.80	149.4	17.47	2093	29981	36571	31943	0.47	87.35%
20500	540	55.54	0.81	168.6	17.71	2146	29992	38000	32236	0.41	84.83%
21000	540	55.55	0.82	186.0	17.94	2198	29997	39432	32503	0.37	82.43%
21500	540	55.55	0.84	202.2	18.18	2250	29997	40900	32753	0.34	80.08%
22000	540	55.56	0.87	217.8	18.41	2303	30002	42381	33002	0.30	77.87%
22500	540	55.22	0.92	231.5	18.53	2355	29819	43643	33038	0.27	75.70%

Πίνακας 5.8 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A4/20).

Τέλος, για την περίπτωση της ασύγχρονης γεννήτριας μελετήθηκε και το ενδεχόμενο παλμοδότησης του αντιστροφέα με διακοπτική συχνότητα 10 kHz. Έτσι λοιπόν, στο σενάριο A3/10 τα όρια λειτουργίας κυμαίνονται μεταξύ 18350 rpm και 21500 rpm, σύμφωνα με τον Πίνακας 5.9. Στο σενάριο A4/10, τα όρια βρίσκονται μεταξύ των τιμών 18350 rpm και 22000 rpm, σύμφωνα με τον Πίνακας 5.10. Συμπερασματικά λοιπόν και στην περίπτωση των 10 kHz δεν παρατηρείται ουσιαστική μεταβολή του περιθωρίου λειτουργίας του συστήματος. Επιπρόσθετα, ο βαθμός απόδοσης μειώνεται περαιτέρω, λόγω της αύξησης της κυμάτωσης του ρεύματος.

Στροφές (rpm)	V_{DC} (V)	I_{DC} (A)	m_a	I_{rms} (A)	T (N·m)	ω (rad/s)	P_{DC} (W)	P_m (W)	P_e (W)	$\cos\varphi$	η
18100	540	16.20	0.92	18.7	5.08	1894	8748	9624	8870	0.90	92.17%
18200	540	33.30	0.92	36.6	10.08	1905	17982	19202	18228	0.95	94.93%
18350	540	55.55	0.90	61.8	16.70	1921	29997	32075	30445	0.95	94.92%
18400	540	55.48	0.85	66.4	16.75	1926	29959	32258	30448	0.94	94.39%
18500	540	55.52	0.81	74.3	16.94	1936	29981	32792	30521	0.89	93.07%
19000	540	55.55	0.65	106.4	17.58	1989	29997	34961	30803	0.78	88.11%
19250	540	55.56	0.65	119.8	17.86	2015	30002	35985	30913	0.70	85.91%
19500	540	55.57	0.66	132.2	18.15	2041	30008	37044	31021	0.62	83.74%
20000	540	55.46	0.71	154.8	18.72	2093	29948	39181	31167	0.50	79.55%
20500	540	55.49	0.80	177.0	19.33	2146	29965	41476	31389	0.39	75.68%
21000	540	55.54	0.83	195.9	19.95	2198	29992	43850	31602	0.34	72.07%
21500	540	55.23	0.89	215.9	20.64	2250	29824	46456	31632	0.29	68.09%
22000	540	49.38	0.92	222.0	19.13	2303	26665	44050	28559	0.24	64.83%

Πίνακας 5.9 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A3/10).

Στροφές (rpm)	V_{DC} (V)	I_{DC} (A)	m_a	I_{rms} (A)	T (N·m)	ω (rad/s)	P_{DC} (W)	P_m (W)	P_e (W)	$\cos\varphi$	η
18100	540	16.15	0.92	18.7	5.05	1894	8721	9567	8843	0.90	92.43%
18200	540	33.11	0.92	36.3	9.97	1905	17879	18983	18124	0.95	95.48%
18350	540	55.59	0.91	61.2	16.51	1921	30019	31700	30458	0.95	96.08%
18400	540	55.49	0.85	65.8	16.56	1926	29965	31892	30454	0.95	95.49%
18500	540	55.51	0.81	73.6	16.67	1936	29975	32269	30502	0.90	94.52%
19000	540	55.58	0.65	104.7	17.00	1989	30013	33807	30799	0.79	91.10%
19250	540	55.56	0.65	117.5	17.13	2015	30002	34514	30894	0.71	89.51%
19500	540	55.53	0.65	129.2	17.25	2041	29986	35207	30977	0.64	87.98%
20000	540	55.52	0.69	150.3	17.49	2093	29981	36606	31163	0.52	85.13%
20500	540	55.51	0.78	168.6	17.69	2146	29975	37957	31321	0.42	82.52%
21000	540	55.52	0.81	186.1	17.94	2198	29981	39432	31494	0.36	79.87%
21500	540	55.52	0.85	203.1	18.16	2250	29981	40866	31663	0.32	77.48%
22000	540	55.55	0.91	218.0	18.40	2303	29997	42369	31835	0.28	75.14%
22500	540	50.29	0.92	221.8	16.98	2355	27157	39976	29046	0.25	72.66%

Πίνακας 5.10 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο A4/10).

Ο Πίνακας 5.11 αφορά στα λειτουργικά χαρακτηριστικά του συστήματος ανάκτησης ενέργειας με τη χρήση σύγχρονης γεννήτριας. Σε αυτήν την περίπτωση παρατηρείται ότι δεν

υπάρχει κάποιος περιορισμός στο εύρος του αριθμού των στροφών. Επίσης, παρατηρείται ότι οι μεταβολές στα λειτουργικά χαρακτηριστικά του συστήματος είναι αμελητέες, ακόμη και για μεγάλες μεταβολές του αριθμού των στροφών της γεννήτριας. Αξίζει να σημειωθεί, ότι η τάση στον ζυγό Σ.Τ. αυτού του συστήματος είναι 270 V εν αντιθέσει με το σύστημα της ασύγχρονης γεννήτριας που είναι 540 V, ενώ σε αυτήν την περίπτωση χρησιμοποιούνται τρεις μονάδες IGBT σε σχέση με το σύστημα ασύγχρονης γεννήτριας που χρησιμοποιούνται έξι μονάδες.

Στροφές (rpm)	V_{DC} (V)	I_{DC} (A)	Γωνία (°)	$I_{a,rms}$ (A)	$V_{ab,rms}$ (V)	T (N·m)	ω (rad/s)	P_{DC} (W)	P_m (W)	P_e (W)	$\cos\phi$	η
18000	270	111.1	95.26	125.7	302.6	17.90	1884	30000	33718	30275	0.92	89.79%
18100	270	111.1	95.13	126.0	302.5	17.80	1894	30000	33722	30274	0.92	89.78%
18200	270	111.1	94.99	125.3	302.3	17.70	1905	30000	33717	30275	0.92	89.79%
18350	270	111.1	94.78	124.5	302.3	17.56	1921	30000	33721	30275	0.93	89.78%
18400	270	111.1	94.71	126.0	303.1	17.51	1926	30000	33722	30275	0.92	89.78%
18500	270	111.1	94.58	126.2	302.4	17.42	1936	30000	33723	30276	0.92	89.78%
19000	270	111.1	93.89	125.5	302.4	16.96	1989	30000	33728	30275	0.92	89.76%
19250	270	111.1	93.54	125.6	302.4	16.74	2015	30000	33732	30276	0.92	89.75%
19500	270	111.1	93.19	125.9	303.1	16.53	2041	30000	33738	30276	0.92	89.74%
20000	270	111.1	92.68	126.5	302.0	16.13	2093	30000	33765	30277	0.92	89.67%
20500	270	111.1	91.76	126.3	302.5	15.73	2146	30000	33751	30277	0.92	89.71%
21000	270	111.1	91.04	127.3	303.1	15.36	2198	30000	33761	30278	0.91	89.68%
21500	270	111.1	90.32	125.5	302.5	15.01	2250	30000	33773	30279	0.92	89.65%
22000	270	111.1	89.61	126.8	302.0	14.67	2303	30000	33785	30279	0.91	89.62%
22500	270	111.1	88.84	127.0	302.2	14.35	2355	30000	33794	30280	0.91	89.60%

Πίνακας 5.11 Λειτουργικά χαρακτηριστικά συστήματος (σενάριο Σ1).

Μετά την παραπάνω ανάλυση, επιλέχθηκε μία ενδεικτική τιμή αριθμού στροφών του άξονα της γεννήτριας, που εξυπηρετεί όλα τα σενάρια λειτουργίας, όλων των συστημάτων. Ο αριθμός των στροφών που επιλέχθηκε είναι οι 19500 rpm και ο Πίνακας 5.12 παρουσιάζει τις τιμές του ρεύματος, της τάσης και της ισχύος στον ζυγό Σ.Τ., τις τιμές της μηχανικής και ηλεκτρικής ισχύος της γεννήτριας, τις τιμές του συντελεστή ισχύος και τέλος τις τιμές του βαθμού απόδοσης, ανά σενάριο λειτουργίας κάθε συστήματος. Είναι εύκολα αντιληπτό, ότι από άποψης βαθμού απόδοσης και συντελεστή ισχύος το σενάριο Σ1 (σύστημα ανάκτησης με σύγχρονη γεννήτρια) είναι αυτό που αποτελεί το πιο ελκυστικό για τη συγκεκριμένη εφαρμογή.

Σ ενάρια	V_{DC} (V)	I_{DC} (A)	P_{DC} (W)	P_m (W)	P_e (W)	$\cos\varphi$	η
A3/30	540	55.93	30202	37044	32641	0.64	88.11%
A4/30	540	55.93	30202	35207	32578	0.66	92.53%
A3/20	540	55.30	29862	36867	31583	0.60	85.67%
A4/20	540	55.34	29884	35093	31547	0.62	89.90%
A3/10	540	55.57	30008	37044	31021	0.62	83.74%
A4/10	540	55.53	29986	35207	30977	0.64	87.98%
$\Sigma 1$	270	111.1	30000	33738	30276	0.92	89.74%

Πίνακας 5.12 Συγκεντρωτικά λειτουργικά χαρακτηριστικά ανά σενάριο, στις 19500 rpm.

Στην επόμενη ενότητα, θα δοθούν οι τιμές των απωλειών του αντιστροφέα, για κάθε ένα από τα επτά σενάρια (Πίνακας 5.12), καθώς και οι θερμοκρασίες των στοιχείων της μονάδας IGBT.

5.3 Υπολογισμός των απωλειών και των θερμοκρασιών των συστημάτων

Αφού έγινε ο προσδιορισμός των λειτουργικών χαρακτηριστικών των δύο συστημάτων, ακολούθησε ο υπολογισμός των απωλειών ισχύος (αγωγής και διακοπτικές) κάθε συστήματος. Για τον υπολογισμό των απωλειών χρησιμοποιήθηκαν οι σχέσεις που περιγράφηκαν αναλυτικά στο 4^ο Κεφάλαιο. Επισημαίνεται ότι οι απώλειες των ηλεκτρικών μηχανών δεν συμπεριλαμβάνονται στην παρούσα μελέτη, καθώς αυτή εστιάζει στον ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος.

Σενάριο	Διακοπτικές απώλειες / Απώλειες αγωγής IGBT (W)	Διακοπτικές απώλειες / Απώλειες αγωγής διόδου (W)	Συνολικές απώλειες μονάδας IGBT (W)	Συνολικές απώλειες αντιστροφέα (W)	Θερμοκρασία IGBT (°C)	Θερμοκρασία διόδου (°C)	Θερμοκρασία πλάτης μονάδας IGBT (°C)
A3/30	134.5 / 9.73	43.03 / 16.02	406.5	2439.0	130.66	134.23	104.07
A4/30	131.2 / 9.09	41.97 / 15.87	395.9	2375.4	128.58	132.25	103.33
A3/20	89.00 / 8.72	28.48 / 17.22	286.8	1720.8	113.33	118.59	95.74
A4/20	86.69 / 9.91	27.74 / 14.29	277.3	1663.8	112.38	116.01	94.99
A3/10	44.64 / 9.96	14.28 / 15.50	168.8	1012.8	97.29	102.35	87.46
A4/10	43.61 / 8.74	13.96 / 16.24	165.1	990.6	96.53	102.21	87.108
Σ1	0.98 / 1.29	0.31 / 43.43	92.3	276.9	82.57	104.03	82.16

Πίνακας 5.13 Απώλειες ισχύος και θερμοκρασίες ημιαγωγικών στοιχείων ανά σενάριο, στις 19500 rpm, υπολογισμένες με το σημειακό μοντέλο.

Ο Πίνακας 5.13 παρουσιάζει αναλυτικά τις απώλειες και τις τιμές των θερμοκρασιών κάθε σεναρίου, για τα τρανζίστορ IGBT και τις διόδους χωριστά, καθώς και τις συνολικές απώλειες κάθε μονάδας IGBT. Επίσης, παρουσιάζονται οι συνολικές απώλειες του αντιστροφέα για κάθε σενάριο. Θα πρέπει να σημειωθεί, όπως αναφέρθηκε στην περιγραφή των συστημάτων στο Κεφάλαιο 3, ότι για τα έξι πρώτα σενάρια (A3/30 έως και A4/10) ο αντιστροφέας αποτελείται από έξι μονάδες IGBT (δύο ανά φάση), ενώ ο αντιστροφέας του συστήματος που χρησιμοποιεί ασύγχρονη γεννήτρια (σενάριο Σ1), αποτελείται από τρεις μονάδες IGBT. Επομένως, για τα σενάρια A3/30 έως A4/10 τέσσερα τρανζίστορ IGBT λειτουργούν σε κάθε διάστημα αγωγής του αντιστροφέα έξι παλμών, ενώ για το σενάριο Σ1 λειτουργούν δύο τρανζίστορ IGBT ανά διάστημα αγωγής του επίσης εξαπαλμικού αντιστροφέα. Επιπροσθέτως, θα πρέπει να αναφερθεί ότι ο Πίνακας 5.13 παραθέτει στοιχεία,

τα οποία προέκυψαν από τις προσομοιώσεις στο λογισμικό Simulink/MATLAB για το σημειακό μοντέλο υπολογισμού των θερμοκρασιών.

Όπως διαπιστώνεται, οι τιμές των συνολικών απωλειών του αντιστροφέα ξεκινούν από περίπου 2.5 kW για το σενάριο A3/30, που αφορά στην περίπτωση του συστήματος ασύγχρονης γεννήτριας με διακοπτική συχνότητα 30kHz και καταλήγουν σε περίπου 1 kW, για την περίπτωση του σεναρίου A4/10 (σύστημα ασύγχρονης γεννήτριας, με διακοπτική συχνότητα 10 kHz). Προφανώς, αυτό είναι απολύτως λογικό, καθώς με τη μείωση της διακοπτικής συχνότητας οι διακοπτικές απώλειες μειώνονται σημαντικά, έχοντας ως φυσικό επακόλουθο τη μείωση των θερμοκρασιών που υπολογίζονται για τα τρανζίστορ IGBT και τις διόδους. Επισημαίνεται ότι οι υπολογισμοί αυτοί σε συνδυασμό με τους υπολογισμούς του συνολικού βαθμού απόδοσης του συστήματος (που παρατέθηκαν στους προηγούμενους πίνακες), αναδεικνύουν το γεγονός ότι η μείωση της διακοπτικής συχνότητας επιβαρύνει ιδιαίτερα τις απώλειες χαλκού της ασύγχρονης μηχανής.

Το σύστημα του σεναρίου Σ1 από την άλλη πλευρά, έχει τελείως διαφορετική συμπεριφορά, αφού η διακοπτική συχνότητα είναι στο επίπεδο των 325 Hz κι επομένως οι απώλειες του αντιστροφέα δεν ξεπερνούν τα 300W. Σε αυτή την περίπτωση, το στοιχείο που παρουσιάζει τις υψηλότερες απώλειες είναι η διάδος, κατά το διάστημα της αγωγής της, λόγω της αντίστροφης ροής ενέργειας προς τον ζυγό Σ.Τ. και επομένως την επιμήκυνση των διαστημάτων αγωγής των διόδων ελεύθερης διέλευσης. Συνεπώς, οι διόδοι εμφανίζουν και τις μεγαλύτερες θερμοκρασίες. Μάλιστα, υπάρχει πολύ μεγάλη θερμοκρασιακή διαφορά ανάμεσα στις διόδους και στα τρανζίστορ IGBT, απόρροια και της υψηλότερης θερμικής αντίστασης των διόδων, γεγονός που δεν παρατηρείται στα σενάρια του συστήματος της ασύγχρονης γεννήτριας (όπου οι απώλειες ισχύος κατανέμονται πιο ισορροπημένα ανάμεσα στις διόδους και στα IGBT). Το γεγονός αυτό μας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι το συγκεκριμένο σενάριο με τη σύγχρονη μηχανή ενδέχεται να αντιμετωπίσει σοβαρά ζητήματα αξιοπιστίας σε επίπεδο διόδων ισχύος, λόγω των τεχνικών χαρακτηριστικών των μονάδων IGBT (όπου το βάρος δίνεται στην ψύξη των τρανζίστορ IGBT). Επισημαίνεται ότι στο σημειακό μοντέλο η θερμική αντίσταση για κάθε τμήμα της μονάδας IGBT λαμβάνει μία σταθερή τιμή η οποία δίδεται από το τεχνικό φυλλάδιο (βλ. Παράρτημα). Για τη συγκεκριμένη μονάδα IGBT (SKM 100GB125DN), η θερμική αντίσταση ανάμεσα στο στοιχείο IGBT και την πλάτη της μονάδας είναι 0.18 K/W, ενώ ανάμεσα στη διάοδο και την πλάτη είναι 0.5 K/W. Επιπρόσθετα, η θερμική αντίσταση της πλάτης της μονάδας προς την ψήκτρα είναι 0.05 K/W, για θερμοκρασία περιβάλλοντος 25 °C. Αυτές οι τιμές προφανώς μεταβάλλονται με τη μεταβολή της θερμοκρασίας του στοιχείου, καθώς και από τη θερμοκρασία περιβάλλοντος, που για τη συγκεκριμένη εφαρμογή είναι ίση ή και υψηλότερη από 75 °C.

Ο Πίνακας 5.14 παρουσιάζει τη σύγκριση μεταξύ των θερμοκρασιών που προέκυψαν από τους υπολογισμούς του σημειακού μοντέλου προσδιορισμού των θερμοκρασιών και των αναλυτικών υπολογισμών που εξήχθησαν από τη μοντελοποίηση της μονάδας IGBT με τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων, στο λογισμικό FloThermXT. Διαπιστώνεται ότι οι θερμοκρασίες που προέκυψαν για το κάθε στοιχείο IGBT της μονάδας από το μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων έχουν σημαντική απόκλιση σε σχέση με αυτές του σημειακού μοντέλου.

Σενάριο	Θερμοκρασία πλάτης μονάδας IGBT (°C)	Σημειακό μοντέλο		Μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων			
		Θερμοκρασία IGBT (°C)	Θερμοκρασία διόδου (°C)	Θερμοκρασία IGBT (°C)	Μέση θερμοκρασία IGBT (°C)	Θερμοκρασία διόδου (°C)	Μέση θερμοκρασία διόδου (°C)
A3/30	104.07	130.66	134.23	149.25	141.92	136.05	131.53
A4/30	103.33	128.58	132.25	147.28	140.15	131.64	130.21
A3/20	95.74	113.33	118.59	126.21	121.39	120.58	117.06
A4/20	94.99	112.38	116.01	125.22	120.41	117.78	114.55
A3/10	87.46	97.29	102.35	104.49	101.71	103.64	101.37
A4/10	87.108	96.53	102.21	103.46	100.78	103.57	101.22
Σ1	82.16	82.57	104.03	83.64	82.21	106.53	102.99

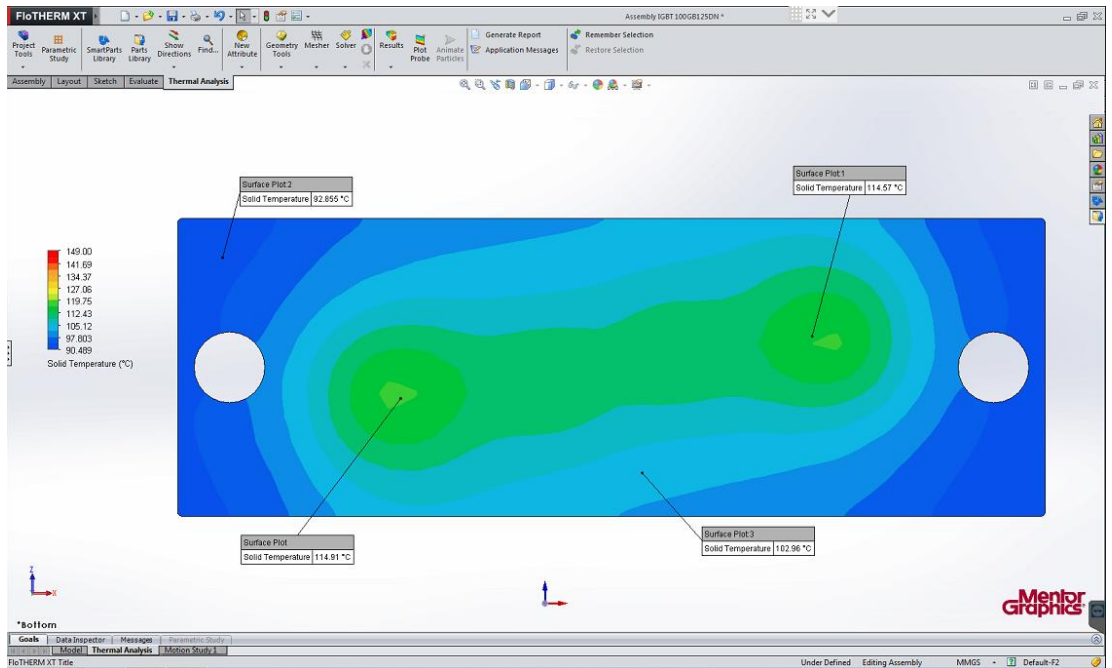
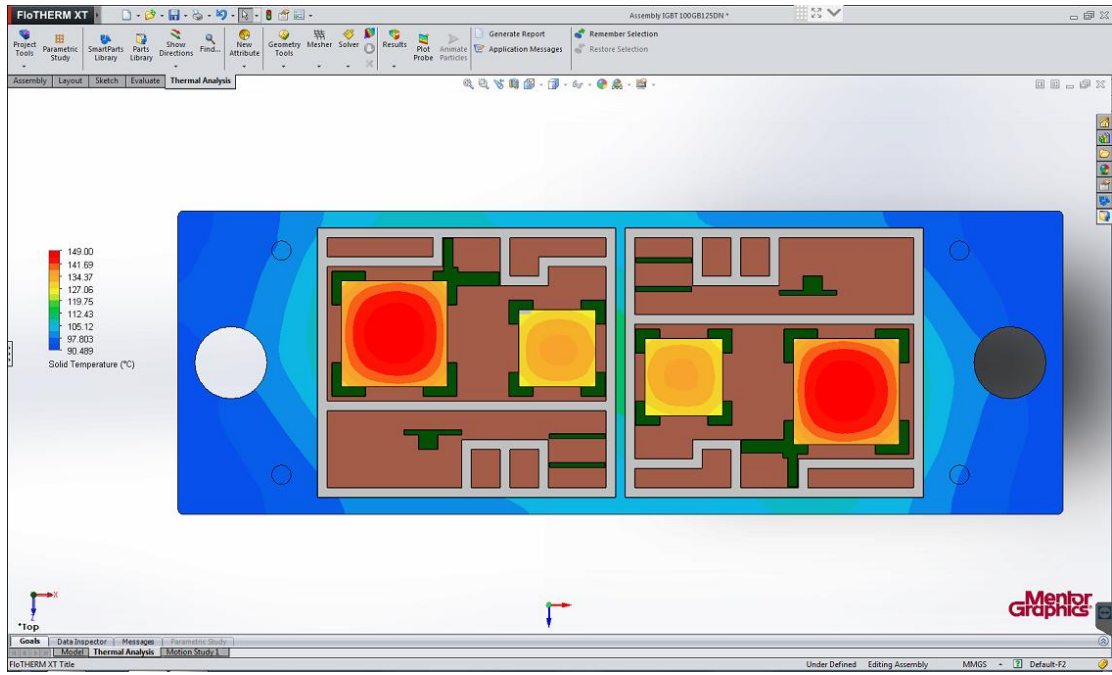
Πίνακας 5.14 Τιμές θερμοκρασιών τρανζίστορ IGBT και διόδων με τη χρήση του σημειακού μοντέλου και του μοντέλου προσομοίωσης με πεπερασμένα στοιχεία, για τα διάφορα σενάρια.

Πιο αναλυτικά, ενώ οι θερμοκρασίες λειτουργίας σύμφωνα με το σημειακό μοντέλο, βρίσκονται κάτω από το μέγιστο όριο των 125°C που έχουν τεθεί από την κατασκευάστρια εταιρεία SEMIKRON, για τα σενάρια A3/20 έως και A4/10 για την περίπτωση της ασύγχρονης γεννήτριας και για το σενάριο Σ1 που αφορά στη σύγχρονη γεννήτρια, στην περίπτωση του αναλυτικού μοντέλου μόνο τα σενάρια A3/10, A4/10 και Σ1 ικανοποιούν το ανώτατο όριο θερμοκρασιακής λειτουργίας. Είναι προφανές, ότι η θερμοκρασιακή διαφορά ανάμεσα στα δύο μοντέλα οφείλεται στο ότι η θερμική αντίσταση είναι ένα μέγεθος που εξαρτάται από πάρα πολλές παραμέτρους, με κύρια παράμετρο αυτή της θερμοκρασίας. Στο σημειακό μοντέλο οι τιμές της θερμικής αντίστασης είναι σταθερές, εν αντιθέσει με τις τιμές της θερμικής αντίστασης του κάθε υλικού στο πλήρες μοντέλο, που μεταβάλλονται με τη μεταβολή της θερμοκρασίας (στο Παράρτημα παρατίθενται οι τιμές της θερμικής

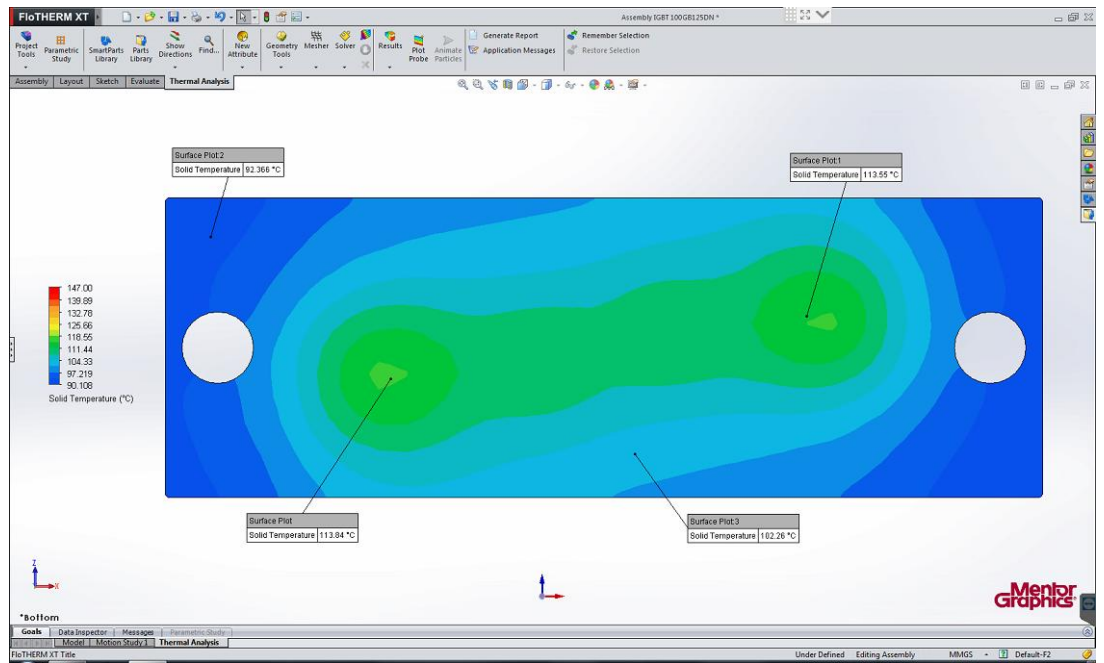
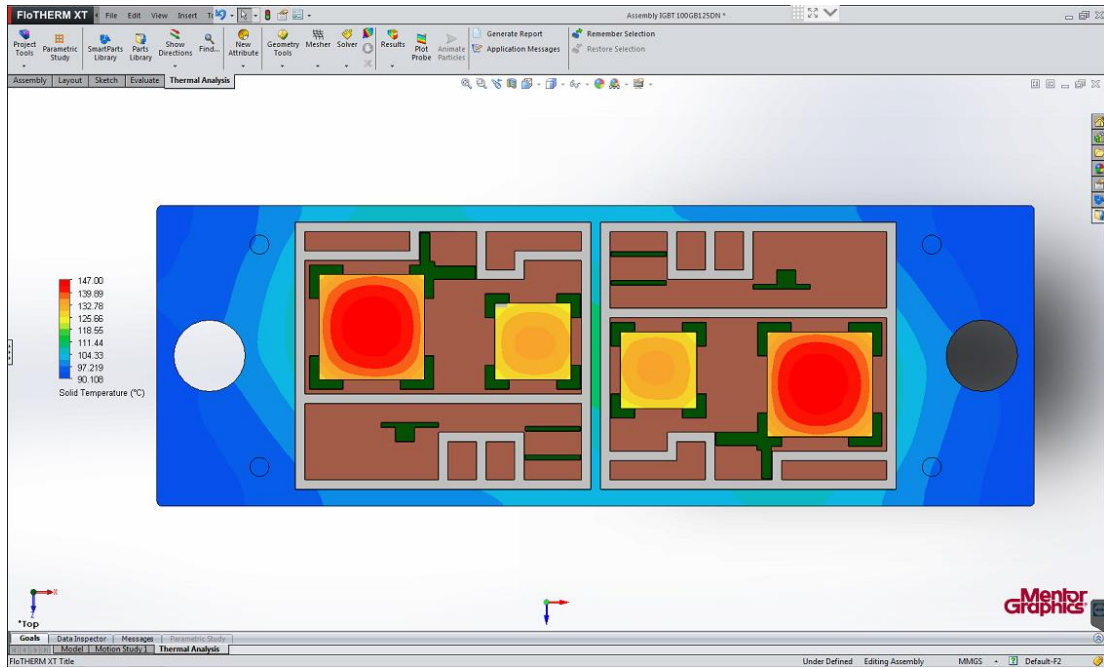
αντίστασης, στο υπόδειγμα των αποτελεσμάτων που εξάγεται από το λογισμικό εξομίωσης FloTherm XT). Ένας άλλος λόγος, στον οποίον οφείλεται αυτή η μεγάλη διαφορά ανάμεσα στα δύο μοντέλα, είναι ότι στο σημειακό μοντέλο δεν λαμβάνεται υπόψη η αλληλεπίδραση μεταξύ των στοιχείων της μονάδας IGBT. Συγκεκριμένα, τα ημιαγωγικά στοιχεία (IGBT και δίοδοι) ανταλλάσσουν θερμότητα μεταξύ τους, δεδομένου ότι οι αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων είναι πολύ μικρές.

Κλείνοντας, θα πρέπει να σημειωθεί ότι η μεγαλύτερες αποκλίσεις ανάμεσα στις θερμοκρασίες των δύο μοντέλων, παρατηρούνται για τις μεγαλύτερες τιμές της ισχύος απωλειών κι επομένως μεγαλύτερες θερμοκρασίες στα στοιχεία, ενώ όσο η ισχύς των απωλειών μειώνεται, τόσο περισσότερο τείνουν να συγκλίνουν τα δύο μοντέλα. Επιπροσθέτως, θα πρέπει να αναφερθεί ότι για να είναι συγκρίσιμα τα μεγέθη θερμοκρασιών των δύο μοντέλων θεωρήθηκε κοινή μέση θερμοκρασία πλάτης και για τα δύο μοντέλα, για κάθε σενάριο. Συγκεκριμένα, η μέση θερμοκρασία του πλάτης που εξήχθη από το λογισμικό FloTherm XT, χρησιμοποιήθηκε ως δεδομένο στο σημειακό μοντέλο, ώστε να καταλήξουμε σε συγκρίσιμα αποτελέσματα.

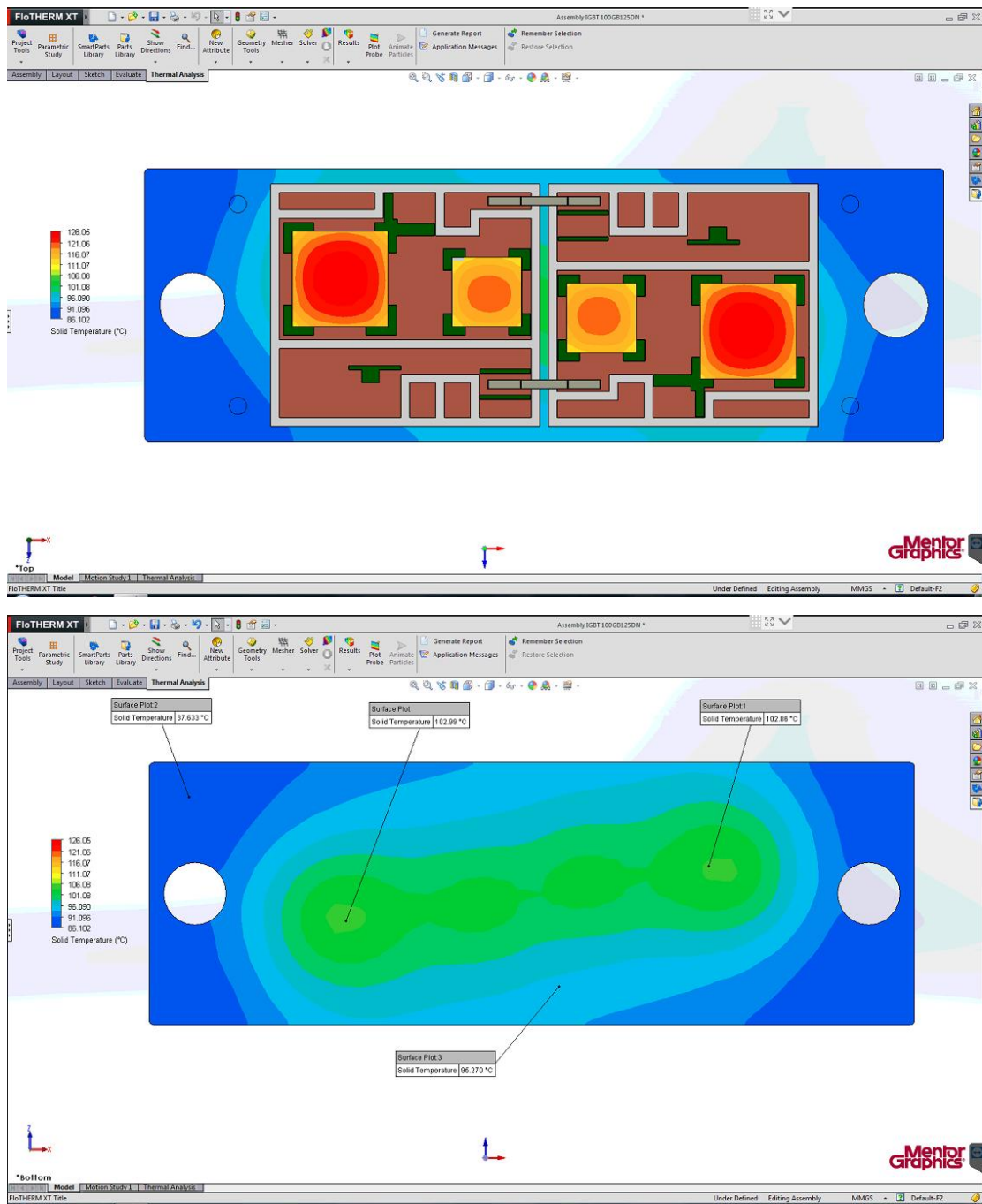
Στα σχήματα που ακολουθούν, παρουσιάζονται τα θερμοκρασιακά προφίλ της μονάδας IGBT, για όλα τα σενάρια λειτουργίας, ώστε να υπάρξει μία καλύτερη κατανόηση των φαινομένων που περιγράφηκαν παραπάνω (Σχήμα 1.6 έως και Σχήμα 5.14). Επισημαίνεται ότι στο Σχήμα 2.12 αναδεικνύεται το φαινόμενο της εμφάνισης θερμών σημείων (hot spots), διότι επιλέχθηκε η εμφάνιση της κατανομής θερμοκρασίας μόνο στα στοιχεία της μονάδας IGBT, χωρίς την πλάτη. Το εύρος διακύμανσης της θερμοκρασίας είναι μεταξύ 96 °C και 105 °C, εν αντιθέσει με τις άλλες περιπτώσεις, όπου η πλάτη εμφανίζει τιμές θερμοκρασίας κοντά στους 85 °C, με αποτέλεσμα στην απεικόνιση των θερμοκρασιών να εμφανίζεται μικρότερη διαφορά.



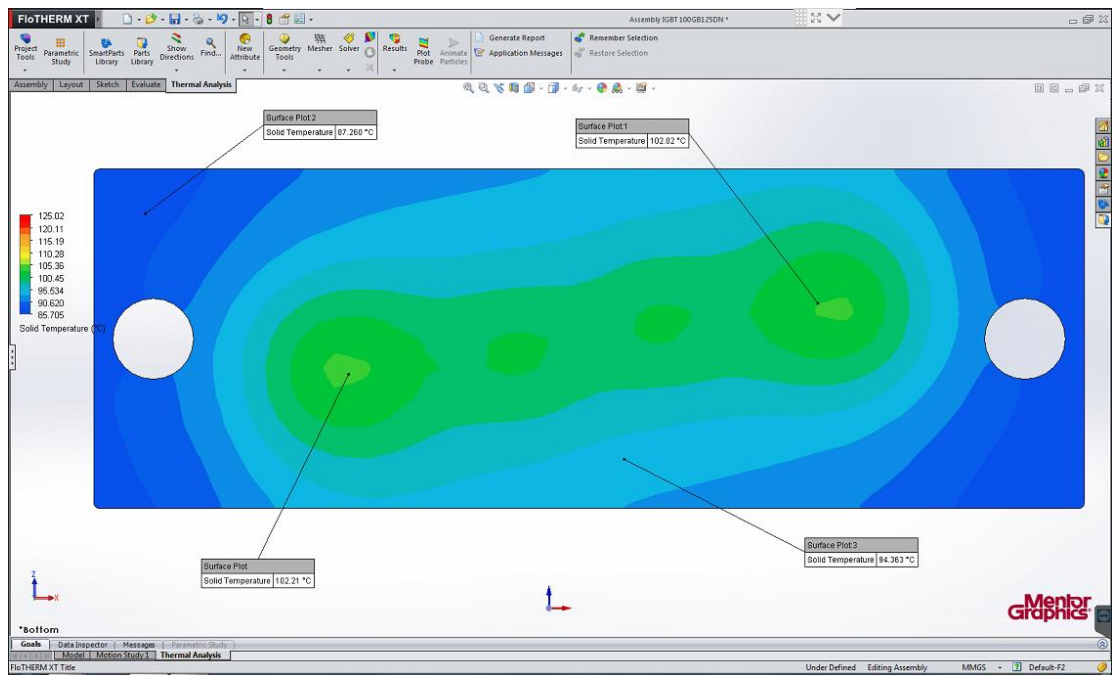
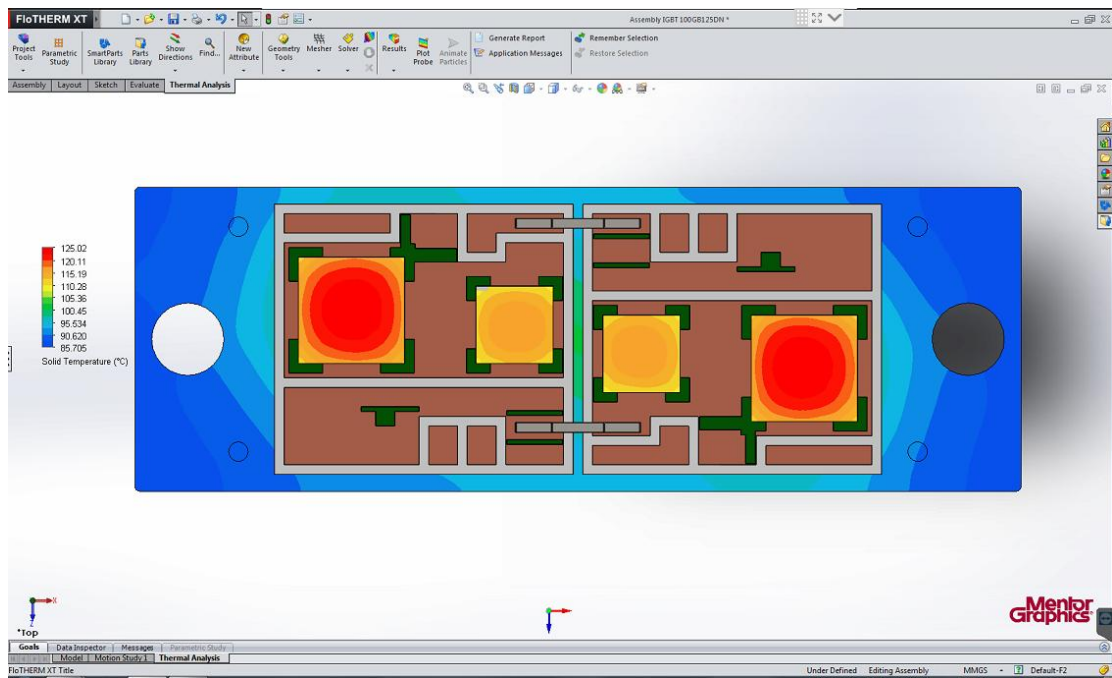
Σχήμα 5.7 Κατανομή θερμοκρασιών των τρανζίστορ IGBT, των Διόδων και της πλάτης της μονάδας IGBT, για το σενάριο A3/30.



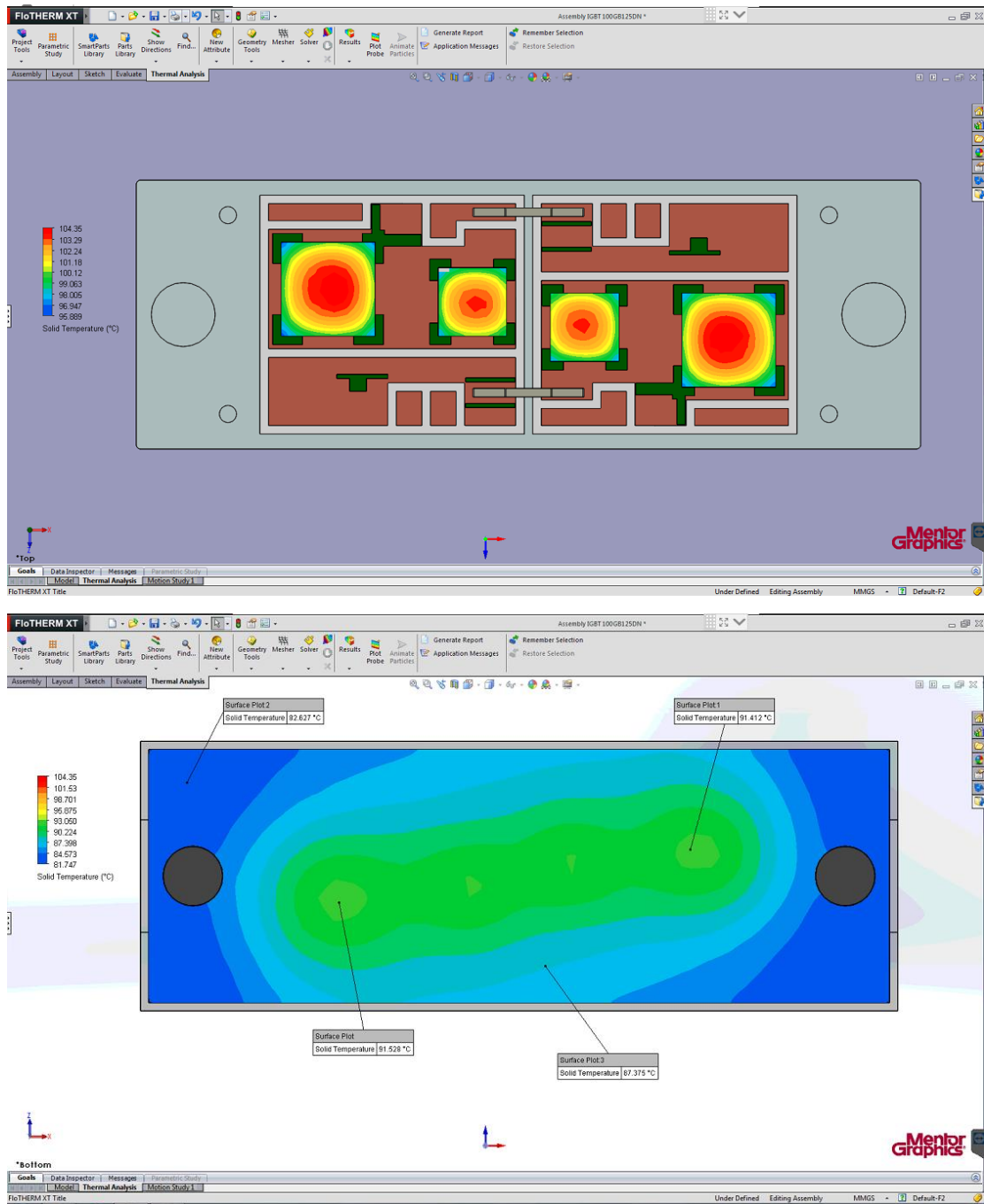
Σχήμα 5.8 Κατανομή θερμοκρασιών των τρανζίστορ IGBT, των Διόδων και της πλάτης της μονάδας IGBT, για το σενάριο A4/30.



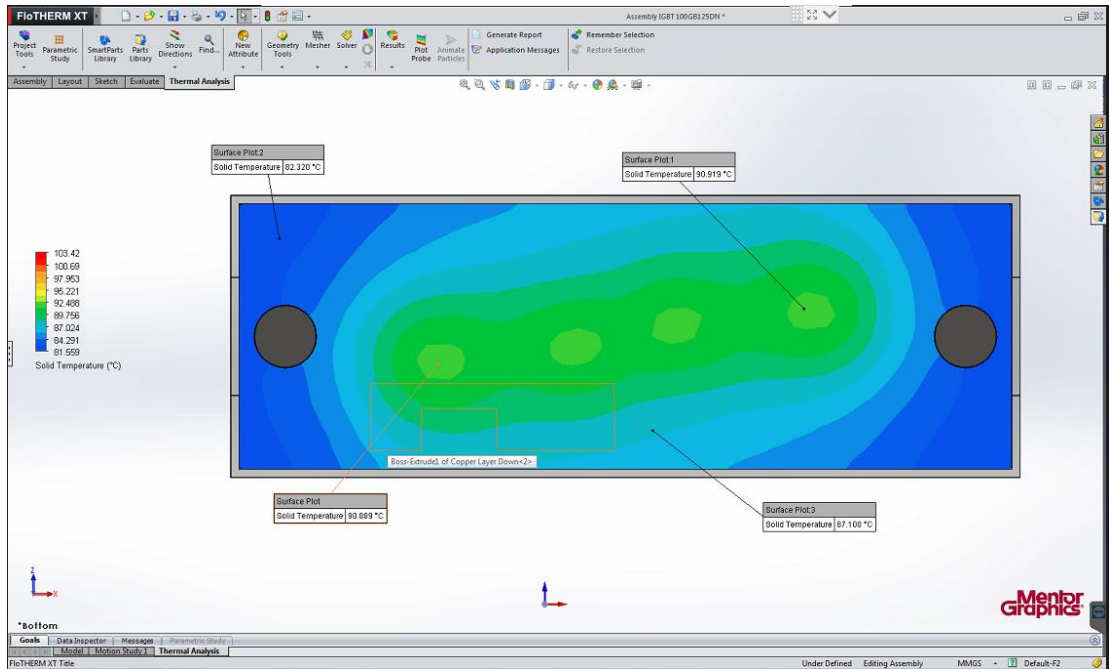
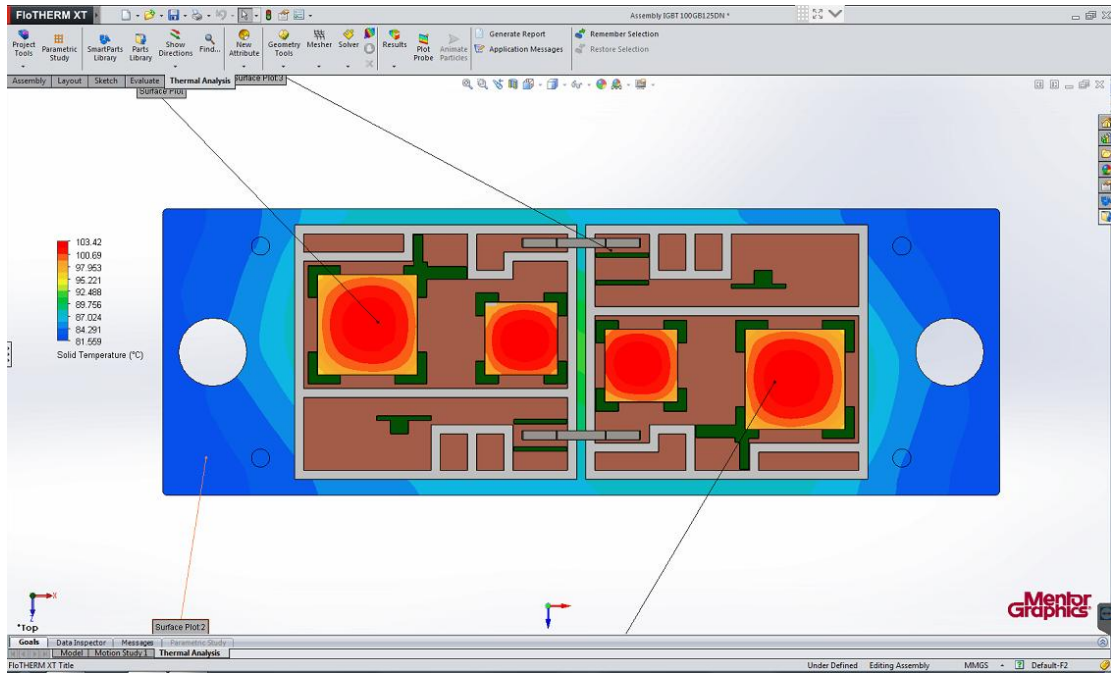
Σχήμα 5.9 Κατανομή θερμοκρασιών των τρανζίστορ IGBT, των Διόδων και της πλάτης της μονάδας IGBT, για το σενάριο A3/20.



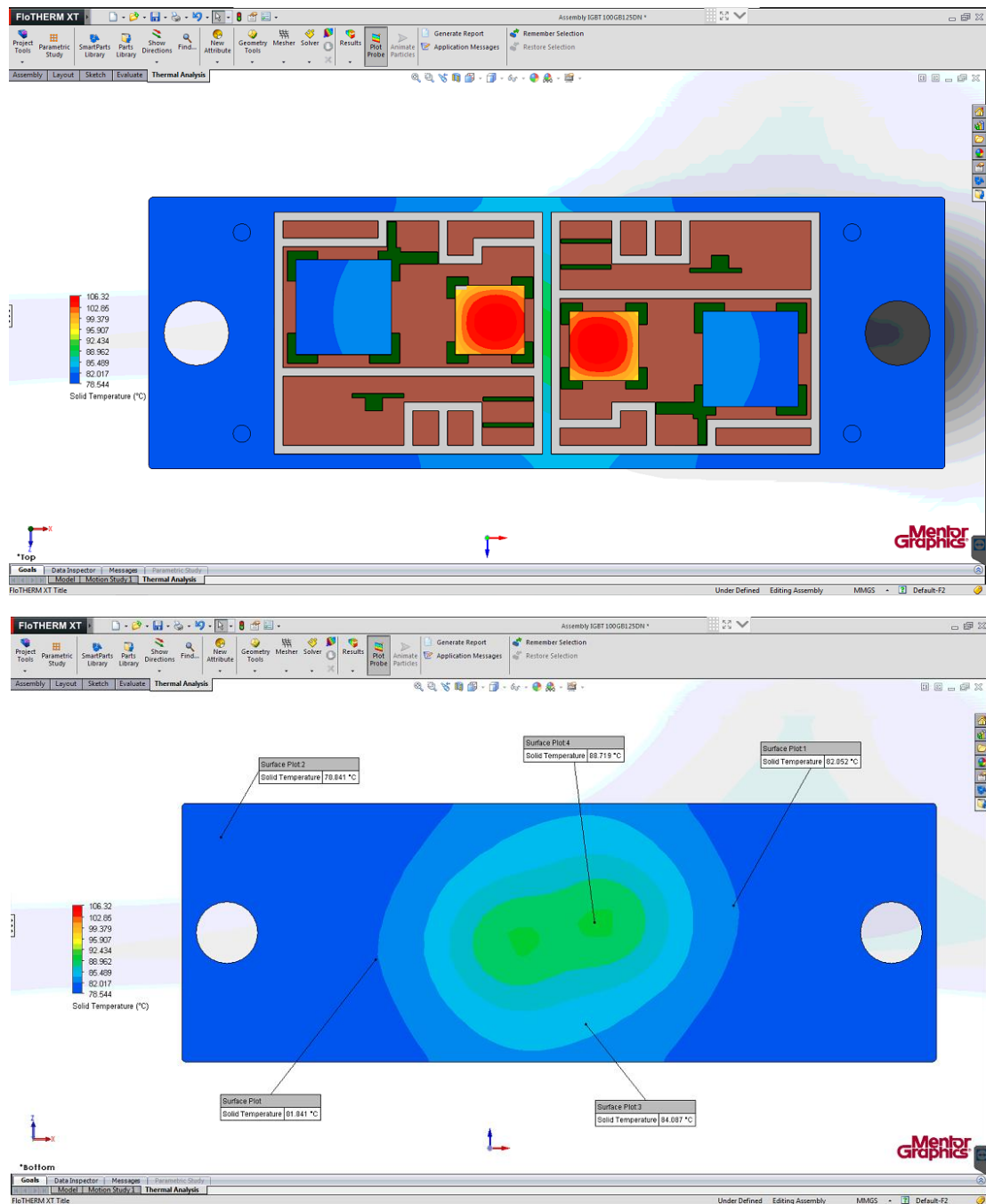
Σχήμα 5.10 Κατανομή θερμοκρασιών των τρανζίστορ IGBT, των Διόδων και της πλάτης της μονάδας IGBT, για το σενάριο A4/20.



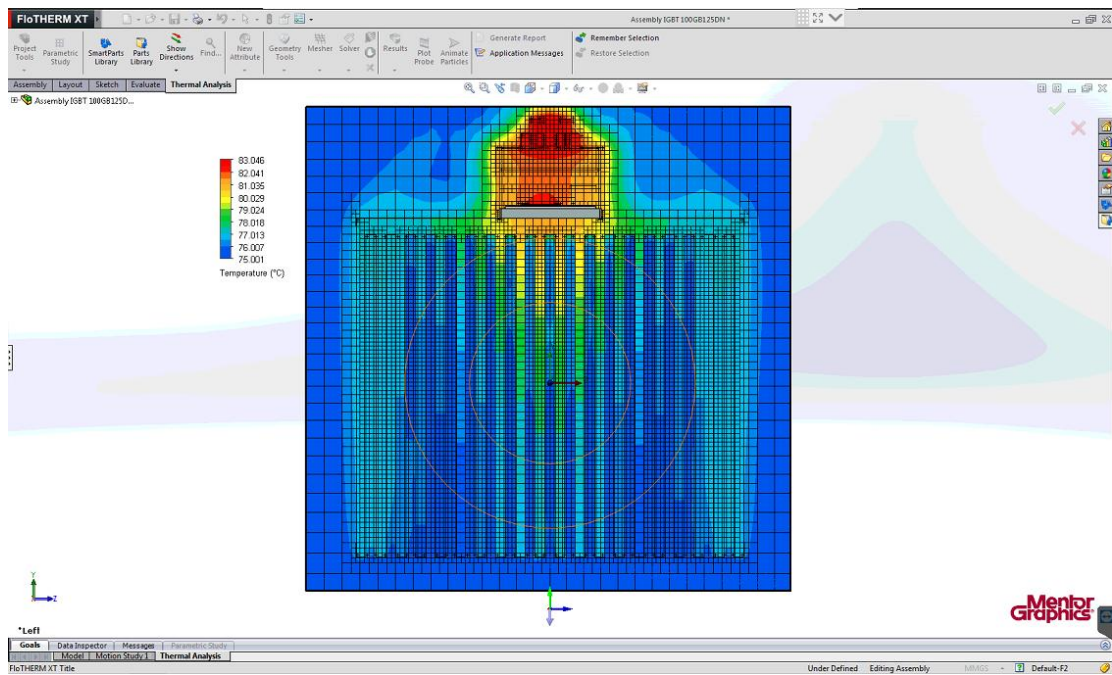
Σχήμα 5.11 Κατανομή θερμοκρασιών των τρανζίστορ IGBT, των Διόδων και της πλάτης της μονάδας IGBT, για το σενάριο A3/10.



Σχήμα 5.12 Κατανομή θερμοκρασιών των τρανζίστορ IGBT, των Διόδων και της πλάτης της μονάδας IGBT, για το σενάριο A4/10.



Σχήμα 5.13 Κατανομή θερμοκρασιών των τρανζίστορ IGBT, των Διόδων και της πλάτης της μονάδας IGBT, για το σενάριο Σ1.



Σχήμα 5.14 Θερμοκρασιακό προφίλ πλάγιας όψης του συστήματος, μετά την προσομοίωση με το λογισμικό FloThermXT της εταιρείας Mentor Graphics.

5.4 Υπολογισμός της αξιοπιστίας των συστημάτων

Μετά τον προσδιορισμό των θερμοκρασιών για κάθε στοιχείο, υπολογίστηκε αρχικά ο ρυθμός σφαλμάτων για τα τρανζίστορ IGBT και τις διόδους της μονάδας IGBT. Ο Πίνακας 5.15 και ο Πίνακας 5.17 παρουσιάζουν τις τιμές των συντελεστών που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό του ρυθμού σφαλμάτων για το σημειακό μοντέλο, ενώ ο Πίνακας 5.16 και ο Πίνακας 5.18 παρουσιάζουν τις αντίστοιχες τιμές για το αναλυτικό μοντέλο υπολογισμού των θερμοκρασιών. Οι μαθηματικοί τύποι και οι αντίστοιχοι πίνακες από όπου προκύπτουν οι συντελεστές αξιοπιστίας μπορούν να αναζητηθούν στο 4^ο Κεφάλαιο. Αξίζει να σημειωθεί ότι όπου T_j είναι η μέγιστη θερμοκρασία του εκάστοτε ημιαγωγού για κάθε σενάριο, ενώ όπου απαιτήθηκε η θερμοκρασία περιβάλλοντος, θεωρήθηκε ότι η τιμή της είναι 75°C. Σημειώνεται ότι το σενάριο των 100°C δεν αφορά στον αντιστροφέα, καθώς αυτός θεωρείται ότι εγκαθίσταται σε ικανή απόσταση από την πηγή θερμής ισχύος (καυσαέρια). Τέλος, ο παράγοντας περιβάλλοντος που επιλέχθηκε είναι ο A_{UC} , ο οποίος αφορά σε ανεξέλεγκτες συνθήκες περιβάλλοντος, σε σημεία στα οποία δεν έχει πρόσβαση το ιπτάμενο προσωπικό κατά τη διάρκεια της πτήσης. Σε αυτά τα σημεία, επικρατούν ακραίες περιβαλλοντικές συνθήκες πίεσης, θερμοκρασίας και δονήσεων.

Σενάριο	T_j (°C)	$\lambda_{b,ps}$	π_{ts}	π_{as}	π_{rs}	π_{ss}	π_e	π_q	λ_{ps} (σφάλματα / 10 ⁶ ώρες)
A3/30	130.66	0.00074	6.40	0.70	18.08	0.18	1.00	20.00	0.218
A4/30	128.58	0.00074	6.23	0.70	18.08	0.18	1.00	20.00	0.212
A3/20	113.33	0.00074	5.06	0.70	18.08	0.18	1.00	20.00	0.172
A4/20	112.38	0.00074	4.99	0.70	18.08	0.18	1.00	20.00	0.170
A3/10	97.29	0.00074	3.99	0.70	18.08	0.18	1.00	20.00	0.136
A4/10	96.53	0.00074	3.95	0.70	18.08	0.18	1.00	20.00	0.134
Σ1	82.57	0.00074	3.15	0.70	23.37	0.09	1.00	20.00	0.069

Πίνακας 5.15 Υπολογισμός του ρυθμού σφαλμάτων των τρανζίστορ IGBT της μονάδας IGBT, για κάθε σενάριο, με το σημειακό μοντέλο.

Σενάριο	T_J (°C)	$\lambda_{b,ps}$	π_{ts}	π_{as}	π_{rs}	π_{ss}	π_e	π_q	λ_{ps} (σφάλματα / 10^6 ώρες)
A3/30	149.25	0.00074	8.06	0.70	18.08	0.18	1.00	20.00	0.274
A4/30	140.29	0.00074	7.23	0.70	18.08	0.18	1.00	20.00	0.246
A3/20	121.39	0.00074	5.66	0.70	18.08	0.18	1.00	20.00	0.193
A4/20	120.41	0.00074	5.59	0.70	18.08	0.18	1.00	20.00	0.190
A3/10	103.62	0.00074	4.40	0.70	18.08	0.18	1.00	20.00	0.150
A4/10	103.46	0.00074	4.39	0.70	18.08	0.18	1.00	20.00	0.149
Σ1	83.64	0.00074	3.21	0.70	23.37	0.09	1.00	20.00	0.070

Πίνακας 5.16 Υπολογισμός του ρυθμού σφαλμάτων των τρανζίστορ IGBT της μονάδας IGBT, για κάθε σενάριο, με το αναλυτικό μοντέλο.

Σενάριο	T_J (°C)	$\lambda_{b,d}$	π_{td}	π_{sd}	π_q	π_e	λ_{pd} (σφάλματα / 10^6 ώρες)
A3/30	134.23	0.025	16.15	0.14	1.00	20.00	1.160
A4/30	132.25	0.025	15.57	0.14	1.00	20.00	1.118
A3/20	118.59	0.025	11.93	0.14	1.00	20.00	0.857
A4/20	116.01	0.025	11.32	0.14	1.00	20.00	0.813
A3/10	102.35	0.025	8.48	0.14	1.00	20.00	0.609
A4/10	102.21	0.025	8.45	0.14	1.00	20.00	0.607
Σ1	104.03	0.025	8.80	0.03	1.00	20.00	0.117

Πίνακας 5.17 Υπολογισμός του ρυθμού σφαλμάτων των διόδων της μονάδας IGBT, για κάθε σενάριο, με το σημειακό μοντέλο.

Σενάριο	T_J (°C)	$\lambda_{b,d}$	π_{td}	π_{sd}	π_q	π_e	λ_{pd} (σφάλματα / 10^6 ώρες)
A3/30	136.05	0.025	16.71	0.14	1.00	20.00	1.200
A4/30	130.21	0.025	14.98	0.14	1.00	20.00	1.076
A3/20	117.06	0.025	11.57	0.14	1.00	20.00	0.831
A4/20	114.55	0.025	10.99	0.14	1.00	20.00	0.789
A3/10	101.74	0.025	8.37	0.14	1.00	20.00	0.601
A4/10	101.22	0.025	8.27	0.14	1.00	20.00	0.594
Σ1	106.53	0.025	9.28	0.03	1.00	20.00	0.124

Πίνακας 5.18 Υπολογισμός του ρυθμού σφαλμάτων των διόδων της μονάδας IGBT, για κάθε σενάριο, με το αναλυτικό μοντέλο.

Ο Πίνακας 5.19 συνοψίζει τους υπολογισμούς και συγκρίνει τον ρυθμό σφαλμάτων του αντιστροφέα για κάθε σενάριο λειτουργίας του συστήματος, καθώς και για κάθε μοντέλο υπολογισμού της θερμοκρασίας των ημιαγωγών. Παρατηρούμε ότι το σενάριο Σ1 έχει τον μικρότερο ρυθμό σφαλμάτων, λόγω των χαμηλών ημιαγωγικών απωλειών. Στον αντίποδα, το σενάριο A3/30 εμφανίζει τον μεγαλύτερο ρυθμό σφαλμάτων (και τις υψηλότερες ημιαγωγικές απώλειες ισχύος).

Ο ρυθμός σφαλμάτων του κάθε αντιστροφέα προκύπτει εάν πολλαπλασιαστεί ο ρυθμός σφαλμάτων που υπολογίστηκε για κάθε στοιχείο χωριστά, με τον συνολικό αριθμό στοιχείων από τα οποία αποτελείται ο αντιστροφέας. Όπως προαναφέρθηκε, ο αντιστροφέας στην περίπτωση του συστήματος ανάκτησης ενέργειας με τη χρήση ασύγχρονης γεννήτριας αποτελείται από έξι μονάδες IGBT (παραλληλισμένες ανά ζεύγη). Καθεμία από αυτές αποτελείται από δύο τρανζίστορ IGBT και δύο αντιπαράλληλες διόδους, ενώ ο αντιστροφέας του συστήματος σύγχρονης γεννήτριας αποτελείται από τρεις όμοιες μονάδες με αυτές του συστήματος ασύγχρονης γεννήτριας. Ως εκ τούτου, ο αντιστροφέας της ασύγχρονης γεννήτριας αποτελείται από δώδεκα τρανζίστορ IGBT και δώδεκα διόδους, ενώ ο αντιστροφέας της σύγχρονης γεννήτριας έχει, έξι IGBT κι έξι διόδους αντίστοιχα.

Υπολογισμός αξιοπιστίας ανά αντιστροφέα		
	λ_{gm} (σφάλματα / 10^6 ώρες)	
Σενάριο	Σημειακό μοντέλο	Πλήρες μοντέλο
A3/30	16.536	17.693
A4/30	15.960	15.862
A3/20	12.349	12.280
A4/20	11.795	11.750
A3/10	8.938	9.005
A4/10	8.896	8.918
Σ1	1.117	1.164

Πίνακας 5.19 Σύγκριση του ρυθμού σφαλμάτων του αντιστροφέα κάθε σεναρίου, για τα δύο μοντέλα υπολογισμού των θερμοκρασιών των στοιχείων των μονάδων IGBT.

Ο Πίνακας 5.20 παρουσιάζει τις τιμές των παραγόντων του ρυθμού αστοχιών για τη γεννήτρια. Επιλέχθηκε να υπολογισθεί ο ρυθμός σφαλμάτων για δύο σενάρια περιβαλλοντικής θερμοκρασίας λειτουργίας (75 °C και 100 °C) του κάθε τύπου γεννήτριας.

Αυτό έγινε, επειδή δεν υπήρχαν διαθέσιμα δεδομένα για τις περιβαλλοντικές συνθήκες λειτουργίας της γεννήτριας.

Ο ρυθμός σφαλμάτων της σύγχρονης και της ασύγχρονης γεννήτριας (Πίνακας 5.13) είναι ακριβώς ο ίδιος για όλα τα σενάρια, εξαιτίας της μη ύπαρξης κάποιας παραμέτρου που διαχωρίζει τον τύπο ηλεκτρικής μηχανής που χρησιμοποιείται. Και αυτό είναι λογικό, διότι από κατασκευαστικής απόψεως και οι δύο τύποι ηλεκτρικών μηχανών είναι ακριβώς οι ίδιοι.

Το εντυπωσιακό σε αυτή την περίπτωση, είναι ότι για μια σχετικά μικρή μεταβολή της θερμοκρασίας του περιβάλλοντος στο οποίο λειτουργεί η ηλεκτρική μηχανή, μόλις 15°C, ο ρυθμός σφαλμάτων υπερδιπλασιάζεται. Επιπρόσθετα, επειδή πρόκειται για εφαρμογή η οποία αφορά τα αεροσκάφη, οι παράγοντες λ_1 και λ_2 λαμβάνουν την τιμή 1.00.

Θερμοκρασία περιβάλλοντος λειτουργίας 75 °C							
Σενάριο	λ_1	λ_2	A	B	a_B	a_W	λ_{pg} (σφάλματα / 10 ⁶ ώρες)
A3/30	1.00	1.00	1.90	1.10	17311.9	87697.76	40.77
A4/30	1.00	1.00	1.90	1.10	17311.9	87697.76	40.77
A3/20	1.00	1.00	1.90	1.10	17311.9	87697.76	40.77
A4/20	1.00	1.00	1.90	1.10	17311.9	87697.76	40.77
A3/10	1.00	1.00	1.90	1.10	17311.9	87697.76	40.77
A4/10	1.00	1.00	1.90	1.10	17311.9	87697.76	40.77
Σ1	1.00	1.00	1.90	1.10	17311.9	87697.76	40.77
Θερμοκρασία περιβάλλοντος λειτουργίας 100 °C							
Σενάριο	λ_1	λ_2	A	B	a_B	a_W	λ_{pg} (σφάλματα / 10 ⁶ ώρες)
A3/30	1.00	1.00	1.90	1.10	6095.43	30834.35	115.83
A4/30	1.00	1.00	1.90	1.10	6095.43	30834.35	115.83
A3/20	1.00	1.00	1.90	1.10	6095.43	30834.35	115.83
A4/20	1.00	1.00	1.90	1.10	6095.43	30834.35	115.83
A3/10	1.00	1.00	1.90	1.10	6095.43	30834.35	115.83
A4/10	1.00	1.00	1.90	1.10	6095.43	30834.35	115.83
Σ1	1.00	1.00	1.90	1.10	6095.43	30834.35	115.83

Πίνακας 5.20 Υπολογισμός του ρυθμού σφαλμάτων της γεννήτριας για κάθε σενάριο, για τις δύο εναλλακτικές τιμές θερμοκρασίας περιβάλλοντος.

Όσον αφορά στον ρυθμό σφαλμάτων του αισθητήρα θέσης του άξονα της γεννήτριας, παρατηρείται το ίδιο φαινόμενο με τον ρυθμό σφαλμάτων της γεννήτριας. Θα πρέπει να σημειωθεί, ότι αισθητήρα θέσης του άξονα έχει μόνο το σύστημα της σύγχρονης γεννήτριας και γι' αυτόν τον λόγο δεν υπάρχουν τιμές στα σενάρια της σύγχρονης γεννήτριας.

Ο ρυθμός σφαλμάτων του αισθητήρα, στην περίπτωση που η θερμοκρασία στο περιβάλλον λειτουργίας του βρίσκεται στους 75 °C είναι σχετικά μικρός και προφανώς η συνεισφορά του θα είναι σχετικά μικρή στον τελικό ρυθμό σφαλμάτων ολόκληρου του συστήματος. Αντιθέτως, στην περίπτωση που το περιβάλλον λειτουργίας βρίσκεται στους 100 °C, ο ρυθμός σφαλμάτων δεκαπλασιάζεται και αυτό έχει ως επακόλουθο την καθοριστικής σημασίας επίδρασή του στον συνολικό ρυθμό αστοχιών του συστήματος της σύγχρονης γεννήτριας.

Σενάριο	Θερμοκρασία περιβάλλοντος λειτουργίας 75 °C					Θερμοκρασία περιβάλλοντος λειτουργίας 100 °C				
	$\lambda_{b,r}$	π_{sr}	π_{nr}	π_e	λ_{pr} (σφάλματα / 10 ⁶ ώρες)	$\lambda_{b,r}$	π_{sr}	π_{nr}	π_e	λ_{pr} (σφάλματα / 10 ⁶ ώρες)
A3/30	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
A4/30	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
A3/20	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
A4/20	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
A3/10	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
A4/10	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Σ1	0.19	1.50	1.00	16.00	4.58	2.33	1.50	1.00	16.00	55.98

Πίνακας 5.21 Υπολογισμός του ρυθμού σφαλμάτων για τον αισθητήρα θέσης του άξονα της γεννήτριας για κάθε σενάριο, για τις δύο εναλλακτικές τιμές θερμοκρασίας περιβάλλοντος.

Ο συνολικός ρυθμός σφαλμάτων του κάθε σεναρίου, λ_s , προκύπτει αθροίζοντας τους επιμέρους ρυθμούς σφαλμάτων (του αντιστροφέα λ_{pm} , της γεννήτριας λ_{pg} και του αισθητήρα θέσης του άξονα λ_{pr}). Ο Πίνακας 5.22 παρουσιάζει όλους τους επιμέρους ρυθμούς σφαλμάτων των υποσυστημάτων, για τις δύο διαφορετικές θερμοκρασίες λειτουργίας της γεννήτριας και του αισθητήρα. Υπενθυμίζουμε ότι η θερμοκρασία περιβάλλοντος λειτουργίας του αντιστροφέα είναι 75°C και είναι ανεξάρτητη από τη θερμοκρασία του περιβάλλοντος στο οποίο λειτουργεί η γεννήτρια (75 και 100 °C).

Όπως αποδεικνύεται, στην περίπτωση που λειτουργούν η γεννήτρια και ο αισθητήρας σε περιβάλλον 75°C ο ρυθμός σφαλμάτων του σεναρίου Σ1 είναι ο μικρότερος και για τα δύο μοντέλα υπολογισμού των θερμοκρασιών (σημειακό, αναλυτικό), μολονότι ο αισθητήρας θέσης του άξονα της σύγχρονης γεννήτριας επιβαρύνει τον συνολικό ρυθμό αστοχίας. Όσο επιβαρύνεται το περιβάλλον λειτουργίας του αισθητήρα, τόσο περισσότερα σφάλματα προσθέτει στον τελικό ρυθμό σφαλμάτων. Επομένως, στην περίπτωση του περιβάλλοντος των 100°C, ο ρυθμός αυτός γίνεται εξαιρετικά υψηλός, επιβαρύνοντας την αξιοπιστία του συστήματος.

Θερμοκρασία περιβάλλοντος λειτουργίας γεννήτριας / αισθητήρα 75 °C						
Σενάριο	Σημειακό μοντέλο λ_{pm}	Αναλυτικό μοντέλο	λ_{pr}	λ_{pg}	Σημειακό μοντέλο λ_s (σφάλματα / 10 ⁶ ώρες)	Αναλυτικό μοντέλο
A3/30	16.54	17.69	-	40.77	57.30	58.46
A4/30	15.96	15.86	-	40.77	56.73	56.63
A3/20	12.35	12.28	-	40.77	53.12	53.05
A4/20	11.80	11.75	-	40.77	52.56	52.52
A3/10	8.94	9.00	-	40.77	49.71	49.77
A4/10	8.90	8.92	-	40.77	49.66	49.69
Σ1	1.12	1.16	4.58	40.77	46.47	46.51
Θερμοκρασία περιβάλλοντος λειτουργίας γεννήτριας / αισθητήρα 100 °C						
Σενάριο	Σημειακό μοντέλο λ_{pm}	Αναλυτικό μοντέλο	λ_{pr}	λ_{pg}	Σημειακό μοντέλο λ_s (σφάλματα / 10 ⁶ ώρες)	Αναλυτικό μοντέλο
A3/30	16.54	17.69	-	115.83	132.36	133.52
A4/30	15.96	15.86	-	115.83	131.79	131.69
A3/20	12.35	12.28	-	115.83	128.18	128.11
A4/20	11.80	11.75	-	115.83	127.62	127.58
A3/10	8.94	9.00	-	115.83	124.77	124.83
A4/10	8.90	8.92	-	115.83	124.73	124.75
Σ1	1.12	1.16	55.98	115.83	172.93	172.97

Πίνακας 5.22 Σύγκριση του ρυθμού σφαλμάτων για κάθε υποσύστημα, καθώς και του συνολικού συστήματος, για κάθε σενάριο και μοντέλο υπολογισμού των θερμοκρασιών.

Στη συνέχεια, παρουσιάζεται η αξιοπιστία κάθε συστήματος (Πίνακας 5.23 και Πίνακας 5.24) λαμβάνοντας τις τιμές του ρυθμού σφαλμάτων που προέκυψαν στον παραπάνω πίνακα,

για διάφορα χρονικά διαστήματα λειτουργίας των συστημάτων. Όπως παρατηρούμε, η αξιοπιστία και άρα η πιθανότητα ένα σύστημα να μην εμφανίσει κάποιο σφάλμα μειώνεται σημαντικά, όσο περισσότερο μεγαλώνει η περίοδος για την οποία σχεδιάζεται να λειτουργεί το σύστημα.

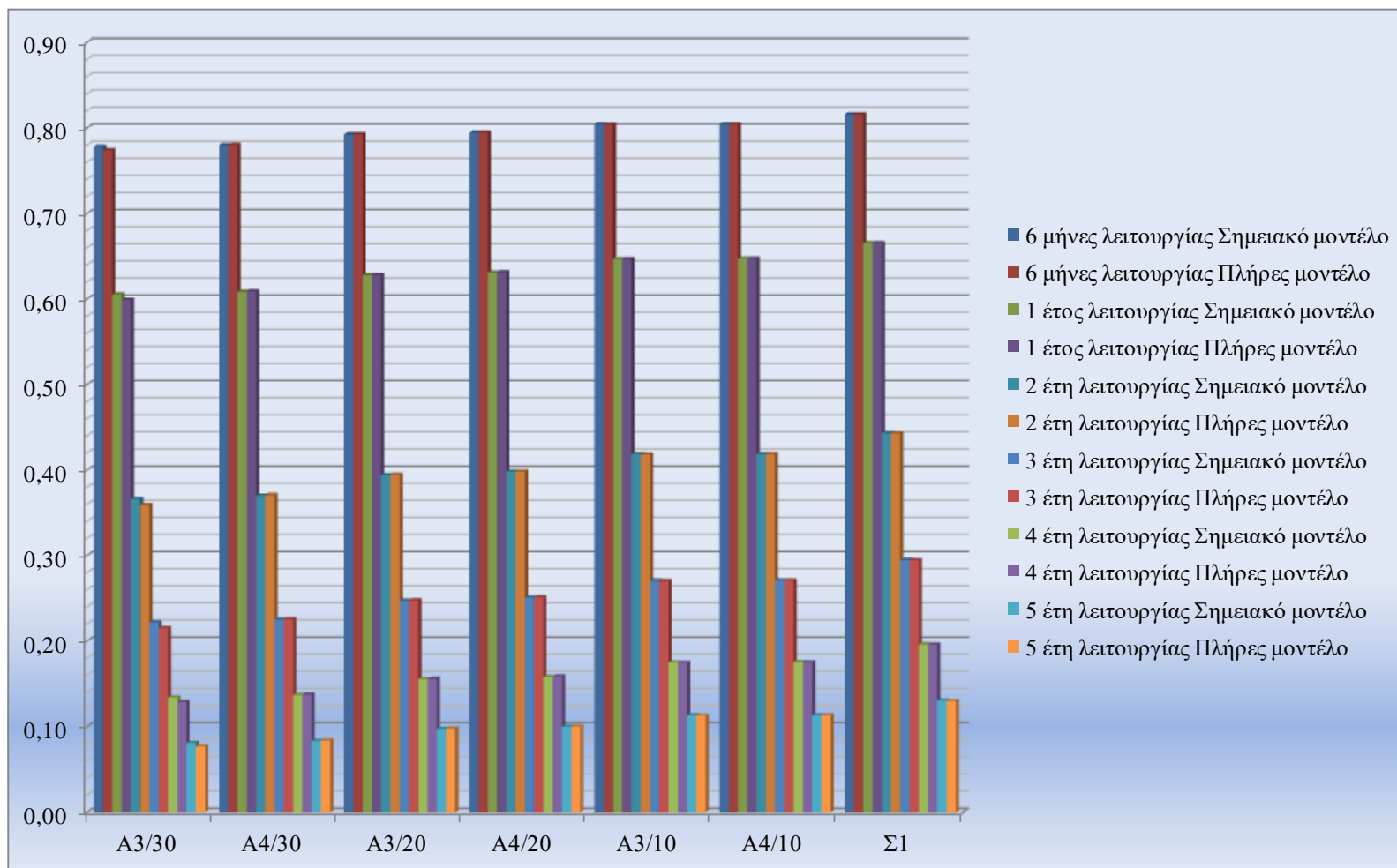
Εδώ παρατηρείται αυτό που προαναφέρθηκε για το σενάριο Σ1, δηλαδή για τη θερμοκρασία των 75 °C το σενάριο Σ1 είναι το πιο αξιόπιστο, όταν όμως η θερμοκρασία του περιβάλλοντος λειτουργίας της γεννήτριας και κατ' επέκταση του αισθητήρα αγγίζει τους 100°C, τότε το σενάριο της σύγχρονης γεννήτριας γίνεται αυτό με τη χειρότερη τιμή αξιοπιστίας. Οι πίνακες 5.22 και 5.24 παρουσιάζονται και γραφικά στο Σχήμα 5.15 και στο Σχήμα 5.16.

Σενάριο	6 μήνες λειτουργίας		1 έτος λειτουργίας		2 έτη λειτουργίας		3 έτη λειτουργίας		4 έτη λειτουργίας		5 έτη λειτουργίας	
	Σ. Μ.	Π. Μ.	Σ. Μ.	Π. Μ.	Σ. Μ.	Π. Μ.	Σ. Μ.	Π. Μ.	Σ. Μ.	Π. Μ.	Σ. Μ.	Π. Μ.
A3/30	77.80%	77.41%	60.53%	59.92%	36.64%	35.91%	22.18%	21.52%	13.43%	12.89%	8.13%	7.73%
A4/30	78.00%	78.03%	60.84%	60.89%	37.01%	37.08%	22.52%	22.58%	13.70%	13.75%	8.34%	8.37%
A3/20	79.24%	79.27%	62.79%	62.83%	39.43%	39.48%	24.76%	24.81%	15.55%	15.59%	9.76%	9.79%
A4/20	79.44%	79.45%	63.10%	63,12%	39.82%	39.85%	25.12%	25.15%	15.85%	15.88%	10.00%	10.02%
A3/10	80.44%	80.41%	64.70%	64,66%	41.86%	41.81%	27.08%	27.04%	17.52%	17.48%	11.34%	11.30%
A4/10	80.45%	80.44%	64.72%	64.71%	41.89%	41.87%	27.11%	27.10%	17.55%	17.53%	11.36%	11.35%
Σ1	81.59%	81.57%	66.56%	66.53%	44.30%	44.27%	29.49%	29.45%	19.63%	19.60%	13.06%	13.04%

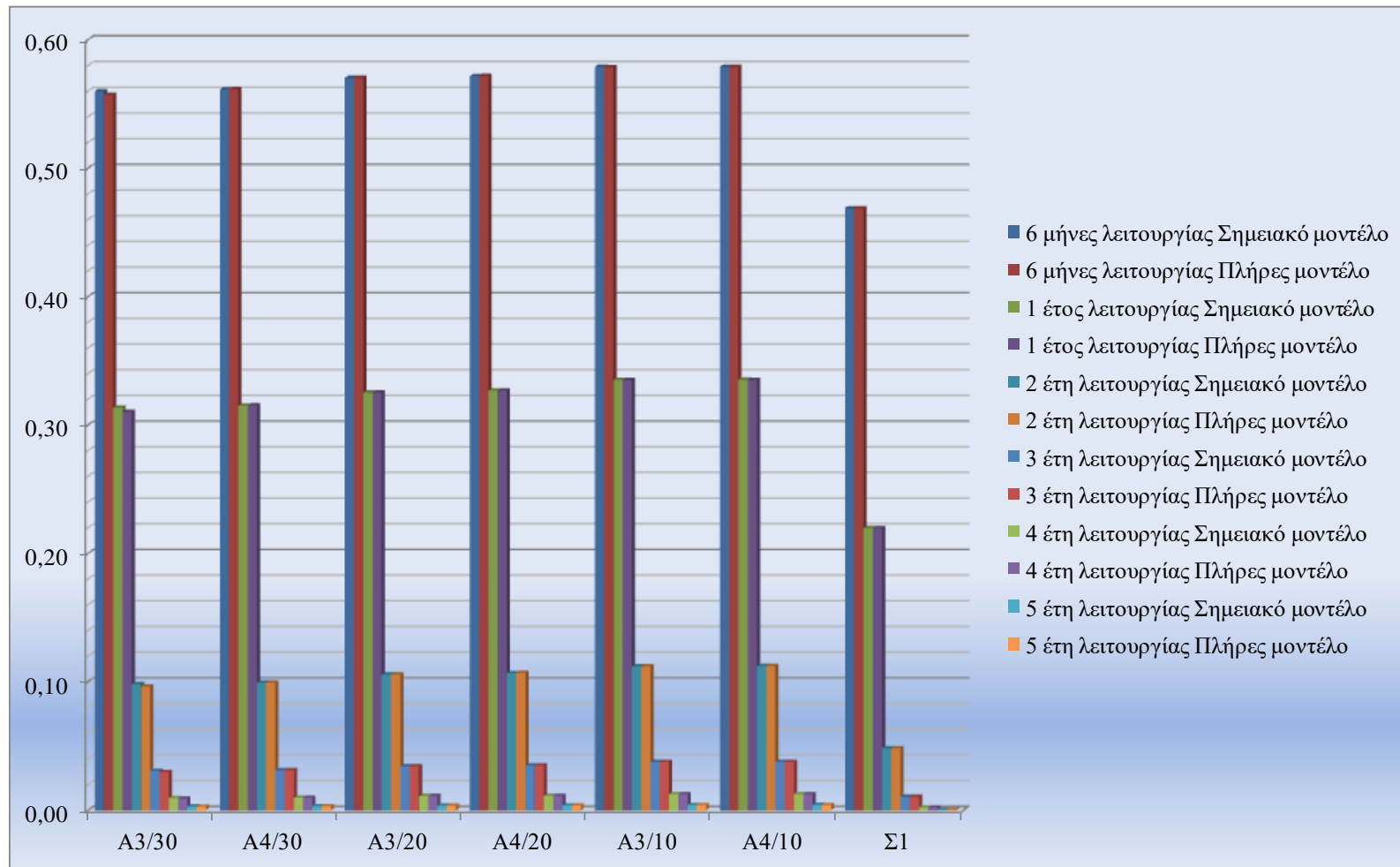
Πίνακας 5.23 Τιμές αξιοπιστίας ανά σενάριο λειτουργίας, μοντέλο υπολογισμού και χρόνο λειτουργίας του συστήματος, για περιβάλλον λειτουργίας γεννήτριας 75 °C.

Σενάριο	6 μήνες λειτουργίας		1 έτος λειτουργίας		2 έτη λειτουργίας		3 έτη λειτουργίας		4 έτη λειτουργίας		5 έτη λειτουργίας	
	Σ. Μ.	Π. Μ.	Σ. Μ.	Π. Μ.	Σ. Μ.	Π. Μ.	Σ. Μ.	Π. Μ.	Σ. Μ.	Π. Μ.	Σ. Μ.	Π. Μ.
A3/30	56,00%	55,72%	31,36%	31,05%	9,84%	9,64%	3,09%	2,99%	0,97%	0,93%	0,30%	0,29%
A4/30	56,14%	56,17%	31,52%	31,55%	9,94%	9,95%	3,13%	3,14%	0,99%	0,99%	0,31%	0,31%
A3/20	57,04%	57,06%	32,54%	32,56%	10,59%	10,60%	3,44%	3,45%	1,12%	1,12%	0,36%	0,37%
A4/20	57,18%	57,19%	32,69%	32,71%	10,69%	10,70%	3,49%	3,50%	1,14%	1,14%	0,37%	0,37%
A3/10	57,90%	57,88%	33,52%	33,50%	11,24%	11,22%	3,77%	3,76%	1,26%	1,26%	0,42%	0,42%
A4/10	57,91%	57,90%	33,53%	33,53%	11,25%	11,24%	3,77%	3,77%	1,26%	1,26%	0,42%	0,42%
Σ1	46,89%	46,88%	21,98%	21,98%	4,83%	4,83%	1,06%	1,06%	0,23%	0,23%	0,05%	0,05%

Πίνακας 5.24 Τιμές αξιοπιστίας ανά σενάριο λειτουργίας, μοντέλο υπολογισμού και χρόνο λειτουργίας του συστήματος, για περιβάλλον λειτουργίας γεννήτριας 100 °C.



Σχήμα 5.15 Τιμές αξιοπιστίας σε μορφή γραφήματος, για κάθε σενάριο λειτουργίας, μοντέλο προσδιορισμού των θερμοκρασιών των ημιαγωγών και διάστημα λειτουργίας, για περιβάλλον λειτουργίας γεννήτριας κι αισθητήρα 75 °C.



Σχήμα 5.16 Τιμές αξιοπιστίας σε μορφή γραφήματος, για κάθε σενάριο λειτουργίας, μοντέλο προσδιορισμού των θερμοκρασιών των ημιαγωγών και διάστημα λειτουργίας, για περιβάλλον λειτουργίας γεννήτριας κι αισθητήρα 100 °C.

Κεφάλαιο 6^ο

6. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ

6.1 Συμπεράσματα

Στην παρούσα μεταπτυχιακή διατριβή αρχικά έγινε η ανάλυση των βασικών τοπολογιών των ενεργών φίλτρων. Ακολούθως, έγινε περιγραφή της δομής του εξηλεκτρισμένου αεροσκάφους και των διαφόρων μεθόδων που χρησιμοποιούνται για την ανάκτηση ενέργειας από τα καυσαέρια των στροβιλοκινητήρων. Αναλύθηκαν οι τοπολογίες των συστημάτων που προτείνονται για την ανάκτηση ενέργειας κι έπειτα ακολούθησε η διερεύνηση των μεθόδων που χρησιμοποιήθηκαν για την ανάλυση της αξιοπιστίας των συστημάτων. Τέλος, πραγματοποιήθηκε η προσομοίωση των προτεινόμενων συστημάτων προκειμένου να μελετηθεί η αξιοπιστία τους σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας.

Οι νέες γενεές των αεροσκαφών, πρόκειται να χρησιμοποιούν όλο και περισσότερα συστήματα που θα τροφοδοτούνται με ηλεκτρική ενέργεια, έτσι ώστε να μειωθεί η κατανάλωση καυσίμων, να βελτιωθεί η απόδοση των συστημάτων και προφανώς να αυξηθεί η αξιοπιστία τους. Η ανάκτηση ενέργειας από τα καυσαέρια των αεροσκαφών, παρόλο που είναι σε πρώιμα στάδια (υπό διερεύνηση), θα διαδραματίσει εξαιρετικά σημαντικό ρόλο στα μελλοντικά αεροσκάφη.

Οι απαιτήσεις σε ηλεκτρική ενέργεια, η οποία θα πρέπει να καλύπτει την απαιτούμενη ισχύ για τη λειτουργία όλων αυτών των συστημάτων, είναι πολύ μεγάλες κι επομένως η χρήση των ηλεκτρονικών διατάξεων ενεργών φίλτρων κρίνεται επιβεβλημένη, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται ο μεγαλύτερος δυνατός βαθμός απόδοσης αυτών των συστημάτων καθώς και η βέλτιστη δυνατή ποιότητα ισχύος. Νέες τοπολογίες ενεργών φίλτρων καλούνται να εκτελούν ταυτόχρονα πολλαπλές λειτουργίες, πέραν της κλασικής που είναι η αντιστάθμιση της άεργου ισχύος.

Η αξιοπιστία όλων των συστημάτων είναι ζωτικής σημασίας, ιδιαίτερα σε εφαρμογές αεροσκαφών. Ως εκ τούτου, η μελέτη της αξιοπιστίας και ιδιαίτερα για συστήματα τα οποία πρόκειται να εφαρμοστούν σε μελλοντικά αεροσκάφη, κρίνεται απαραίτητη. Δύο είναι τα κύρια συστήματα ανάκτησης ενέργειας, τα οποία μελετώνται στην παρούσα μεταπτυχιακή διατριβή. Το ένα εξ' αυτών χρησιμοποιεί σύγχρονη γεννήτρια για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας (συμβατικό σύστημα), ενώ το άλλο χρησιμοποιεί ασύγχρονη γεννήτρια βραχυκυκλωμένου δρομέα (προτεινόμενο σύστημα).

Όσον αφορά στα λειτουργικά χαρακτηριστικά και στον βαθμό απόδοσης των δύο συστημάτων, πιο εύρωστο από ενεργειακής απόψεως αποδεικνύεται ότι είναι το σύστημα ανάκτησης ενέργειας με

τη χρήση σύγχρονης γεννήτριας. Η σύγχρονη γεννήτρια δίδει το πλεονέκτημα της λειτουργίας για μεγάλο εύρος αριθμού στροφών του άξονά της, προκειμένου να παραχθεί η απαιτούμενη ενέργεια που θα τροφοδοτεί τα φορτία που συνδέονται στον ζυγό Σ.Τ. Αντιθέτως, η ασύγχρονη γεννήτρια μπορεί να αποδώσει την απαιτούμενη ενέργεια στον ζυγό Σ.Τ. σε περιορισμένο εύρος αριθμού στροφών. Επιπλέον, οι απώλειες του συστήματος της ασύγχρονης γεννήτριας είναι ιδιαίτερες υψηλές εξαιτίας της μεγάλης διακοπτικής συχνότητας με την οποία λειτουργεί ο αντιστροφέας αυτού του συστήματος, εν αντιθέσει με το σύστημα της σύγχρονης γεννήτριας. Εξαιτίας των υψηλών απωλειών, μονόδρομος είναι η χρήση περισσότερων μονάδων IGBT ανά φάση, για την περίπτωση στις ασύγχρονης γεννήτριας. Τέλος, διαπιστώθηκε ότι στην περίπτωση της σύγχρονης γεννήτριας το ημιαγωγικό στοιχείο της μονάδας IGBT που δέχεται τη μεγαλύτερη καταπόνηση είναι η αντιπαράλληλη δίοδος, εξαιτίας της μεγαλύτερης θερμικής αντίστασης που έχει και του επιμηκυμένου διαστήματος αγωγής της. Το γεγονός αυτό οδήγησε στο συμπέρασμα ότι το συγκεκριμένο σενάριο με τη σύγχρονη μηχανή ενδέχεται να αντιμετωπίσει σοβαρά ζητήματα αξιοπιστίας σε επίπεδο διόδων ισχύος, λόγω των τεχνικών χαρακτηριστικών των εμπορικών μονάδων IGBT (όπου το βάρος δίνεται στην ψύξη των τρανζίστορ IGBT).

Τα μοντέλα που χρησιμοποιήθηκαν για τον προσδιορισμό της θερμικής καταπόνησης των ηλεκτρονικών διακοπών ισχύος των αντιστροφέων είναι το σημειακό, όπου οι θερμοκρασίες των ηλεκτρονικών διακοπών υπολογίζονται χρησιμοποιώντας ως βάση γραμμικές εξισώσεις, ενώ στο αναλυτικό μοντέλο υπολογισμού, με τη χρήση πεπερασμένων στοιχείων, ο προσδιορισμός των θερμοκρασιών γίνεται με τη χρήση λογισμικού ανάλυσης με πεπερασμένα στοιχεία. Σε χαμηλά επίπεδα ισχύος και για περιβάλλοντα λειτουργίας που δεν είναι ιδιαίτερες απαιτητικά, το σημειακό μοντέλο υπολογίζει με ικανοποιητική ακρίβεια τις θερμοκρασίες των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα. Όμως, σε περιβάλλοντα όπου οι θερμοκρασίες και γενικά οι συνθήκες που επικρατούν είναι ακραίες, καθώς επίσης και σε εφαρμογές μεγάλης ισχύος, το σημειακό μοντέλο έχει περιορισμένη ακρίβεια και επομένως ο προσδιορισμός των θερμοκρασιών θα πρέπει να γίνεται με τη χρήση της μεθόδου ανάλυσης με πεπερασμένα στοιχεία.

Όσον αφορά στην αξιοπιστία του αντιστροφέα, ο αντιστροφέας που παρουσιάζει τη μεγαλύτερη αξιοπιστία είναι αυτός του συστήματος της ασύγχρονης γεννήτριας. Παρόλα αυτά, στην περίπτωση του συνολικού συστήματος (αντιστροφέας, γεννήτρια κι αισθητήρας γωνίας θέσης του άξονα) η συμβολή του αντιστροφέα στο συνολικό σύστημα είναι σχετικά μικρή. Στον υπολογισμό της συνολικής αξιοπιστίας του συστήματος, για την περίπτωση που το περιβάλλον λειτουργίας της γεννήτριας και του αισθητήρα βρίσκεται στους 75°C, το σύστημα της σύγχρονης γεννήτριας έχει υψηλότερη αξιοπιστία, ενώ στην περίπτωση των 100°C το σενάριο της ασύγχρονης γεννήτριας έχει τη βέλτιστη αξιοπιστία. Το γεγονός αυτό αναδεικνύει τον καθοριστικό ρόλο της θερμοκρασίας περιβάλλοντος και τα πλεονεκτήματα που έχει το προτεινόμενο σχήμα ενεργού αντιστάθμισης με τη

χρήση ασύγχρονης γεννήτριας. Από την άλλη πλευρά, το σενάριο αυτό απαιτεί προσεκτικό σχεδιασμό της μηχανής προκειμένου να επιτευχθεί υψηλός βαθμός απόδοσης.

6.2 Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

Κατά τη μοντελοποίηση και τη μελέτη των συστημάτων στην παρούσα μεταπτυχιακή διατριβή ανάκυσαν τα εξής ζητήματα που χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης:

- Μελέτη και εφαρμογή μονάδων IGBT μεγαλύτερης ισχύος, που θα καθιστούν τον αντιστροφέα περισσότερο αξιόπιστο καθώς και διερεύνηση μεθόδων ψύξης των μονάδων.
- Διερεύνηση για το ποια τοπολογία αντιστροφέα είναι καταλληλότερη για τη συγκεκριμένη εφαρμογή.
- Ανάλυση της αξιοπιστίας των ηλεκτρικών μηχανών σύμφωνα με το εγχειρίδιο Handbook of Reliability Prediction Procedures for Mechanical Equipment, καθώς και διερεύνηση του βέλτιστου σχεδιασμού της ηλεκτρικής γεννήτριας.
- Διερεύνηση μεθόδων ψύξης των ηλεκτρικών μηχανών ή μείωσης των θερμοκρασιών του περιβάλλοντος λειτουργίας τους.
- Λεπτομερέστερη ανάλυση της αξιοπιστίας του συνολικού συστήματος ανάκτησης ενέργειας, συμπεριλαμβάνοντας και το LC φίλτρο στην πλευρά Σ.Τ. του αντιστροφέα.
- Μελέτη της δυνατότητας αξιοποίησης μονάδων θερμοηλεκτρικής ψύξης για την αύξηση της αξιοπιστίας.
- Διεξαγωγή εκτεταμένων πειραματικών δοκιμών για την αξιολόγηση των θερμοκρασιακών υπολογισμών με το σημειακό και με το αναλυτικό μοντέλο.

Βιβλιογραφία

- [1] H. Akagi, "Modern active filters and traditional passive filters," *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, vol. 54, no. 3, pp. 255-269, 2006.
- [2] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp. 1312-1322, 1996.
- [3] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, NJ, Piscataway: IEEE Press, 2007.
- [4] P. Paul, "Shunt Active and Series Active Filters-Based Power Quality Conditioner for Matrix Converter," *Advances in Power Electronics 2011*, Article ID 930196 2011.
- [5] A. Teke, L. Saribulut, E. M. Meral, M. Tunay, "Active power filter: review of converter topologies and control strategies," *Journal of Science Gazi University*, vol. 2, no. 2, pp. 283-289, 2011.
- [6] W. Tangtheerajaronwong, T. Hatada, K. Wada, H. Akagi, "A Transformerless Hybrid Active Filter Using a Three-Level Diode-Clamped PWM Converter," *PCC'07-Power Conversion Conference*, 2007.
- [7] D. Voglitsis, G. Adamidis, N. Papanikolaou, "Investigation of the control scheme of a single phase Cascade H-Bridge multilevel converter capable for grid interconnection of a PV park along with reactive power regulation and maximum power point tracking," *2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Galway, Ireland, 2014.
- [8] G. Tsengenes, G. Adamidis, "Investigation of the behavior of a three phase grid-connected photovoltaic system to control active and reactive power," *Electric Power Systems Research* 81, pp. 177-184, 2011.
- [9] J. Rodriguez, J. S. Lai, F. Z. Peng, "Multilevel inverters: survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 49, no. 4, p. pp. 724–738, August 2002.
- [10] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, "Multilevel converters as a utility interface for renewable energy systems," in *Proc. 2000 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 1, pp. 1271–1274, 2000.
- [11] E. Lapova, *A Novel Control Technique for Active Shunt Power Filters for Aircraft Applications*, PhD Thesis, Nottingham: University of Nottingham, 2011.
- [12] Xiuxian Xia, *Dynamic Power Distribution Management for All Electric Aircraft*, MSc Thesis, USA: School of Engineering, Cranfield University, 2011.

- [13] Z. Chen , M. Chen, "Active filter solutions with high reliability for more electric aircraft," in *Proc. IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Montreal, QC, October 2012, pp. 197–203.
- [14] J. A. Rosero, J. A. Ortega, E. Aldabas, L. Romeral, "Moving towards a more electric aircraft," *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, vol. 22, no. 3, pp. 3-9, Mar. 2007.
- [15] M Bair, M. Sinnett, J. Mason, "Building the Dream: Boeing 787 and 787 No-Bleed Systems: Saving Fuel and Enhancing Operational Efficiencies," *AERO*, <http://www.boeing.com/commercial/aeromagazine>, pp. 3-18.
- [16] A. A. Abd-Elhafez, A. J. Forsyth, "A review of more-electric aircraft," in *13th Int. Conf. Aerospace Sciences and Aviation Technology*, Cairo, Egypt, 2009.
- [17] P. W. Wheeler, J. C. Clare, A. Trentin, S. Bozhko, "An overview of the more electrical aircraft," *Proc IMechE Part G: J Aerospace Engineering*, vol. 227, pp. 578-585, 2012.
- [18] D. Izquierdo, R. Azcona, F. J López del Cerro, C. Fernández, J. Insenser, "Electrical Power Distribution Architecture," in *27th International Congress of the Aeronautical Sciences*, Nice, France, 2010.
- [19] A. Abdel-Hafez, "Power Generation and Distribution System for a More Electric Aircraft - A Review," *Recent Advances in Aircraft Technology*, 2012.
- [20] I. Moir, A. Seabridge, *Aircraft Systems: Mechanical, Electrical and avionics subsystems integration*, 3th ed., John Wiley & Sons Ltd, 2008.
- [21] X. Zhao, J. M. Guerrero, X. Wu, "Review of aircraft electric power systems and architectures," in *IEEE International Energy Conference (EnergyCon'14)*, Dubrovnik Proc., 2014.
- [22] Military Standard, "Aircraft Electrical Power Characteristics," in *MIL-STD-704E*, USA, Department of Defense, 1980, p. 26.
- [23] S. Pasini, U. Ghezzi, R. Andriani, L. Degli Antoni Ferri, "Heat Recovery from Aircraft Engines," in *35th intersociety energy conversion engineering conference & exhibit (IECEC)*, Las Vegas, Nevada, 2000.
- [24] C. Schallert, A. Pfeiffer, J. Bals, "Generator power optimisation for a more-electric aircraft by use of a virtual iron bird," in *25TH INTERNATIONAL CONGRESS OF THE AERONAUTICAL SCIENCES*, Hamburg, Germany, 2006.
- [25] Rolls-Royce Plc, "More Electric Engines for More Electric Aircraft". *IET - Institution of Engineering and Technology*.
- [26] M. Hirst, A. McLoughlin, P.J. Norman, S.J. Galloway, "Demonstrating the more electric engine: a step towards the power optimised aircraft," *IET Electr. Power Appl.*, Vol. 5, Iss. 1, p. 3–13, 2011.
- [27] J. Spanoudakis, "RENERGISE, Innovative management of energy recovery for electrical power

- consumption on fuel," Clean Sky, Athens, Greece, 2014.
- [28] C. A. Luongo, P. J. Masson, T. Nam, D. Mavris, H. D. Kim, G. V. Brown, M. Waters, D. Hall, "Next generation more-electric aircraft: A potential application for HTS superconductors," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 19, no. 3, pp. 1055-1068, June 2009.
- [29] I. S. Akmandor, "RECYCLE, the Rmal Energy reCoverY eleCtrical systEms," Clean Sky, Ankara, Turkey, 2013.
- [30] D. Schlabe, J. Lienig, "Energy Management of Aircraft Electrical Systems State of the Art and Further Directions," *IEEE-Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion-ESARS*, pp. 1-6, 2012.
- [31] S. Wiak, A. Pyć, M. Pyć, "Electrical machines in the military More Electric Aircraft and their impact on the environment," *Przegląd Elektrotechniczny*, 2012.
- [32] G. RINI, Analysis and design of high performance multiphase electric drives for vehicle and aircraft applications, PhD Thesis, Bologna, Italy: Università di Bologna, 2015.
- [33] T. Feehally, Electro-mechanical Interacion in Gas Turbine-generator Systems for More-electric Aircraft, PhD Thesis, 2012.
- [34] H.C. Lahne, D. Gerling, D. Staton, Y. C. Chong, "Design of a 50000 rpm high-speed high-power six-phase PMSM for use in aircraft applications," in *Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER) 2016 Eleventh International Conference*, pp. 1-11, Monte Carlo, Monaco, 2016.
- [35] A.I. Bertinov, Translation: Aircraft Electrical Generators, Ohio: AIR FORCE SYSTEMS COMMAND, 1959.
- [36] Infineon Technologies AG, *AN2011-05 Industrial IGBT Modules*, Infineon Technologies AG, 2011-.
- [37] MITSUBISHI ELECTRIC, *MITSUBISHI Semiconductors Power Modules MOS using IGBT Modules*, MITSUBISHI ELECTRIC, 1998.
- [38] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann, *Application Manual Power Semiconductors*, Germany: SEMIKRON International GmbH, 2011.
- [39] A. Petterteig, R. Pittini, M. Hernes & Holt Øystein, "Pressure tolerant power IGBTs for subsea applications," in *13th International European Power Electronics Conference and Exhibition*, Barcelona, Spain, 2009.
- [40] R. Ott, M. Bäbler, R. Tschirbs, D. Siepe, "New superior assembly technologies for modules with highest power densities," in *PCIM 2010*, Nuremberg, Germany, pp.528-531, 2010.
- [41] Y. Nishimura, E. Mochizuki, Y. Takahashi, "Development of a next-generation IGBT module using a new insulating substrate," *Fuji Electric Review*, vol. 1, no. 2, 2004.

- [42] J. G. Vaidya and E. Gregory, "High-Speed Induction Generator for Applications in Aircraft Power Systems," in *SAE Power Systems Conference*, pp. 1830-1836, document Number: 2004-01-3174, 2004.
- [43] J. Yijiang, Induction Generator Based More Electric Architectures for Commercial Transport Aircraft. PhD Thesis, Dallas, USA: University of Texas, 2016.
- [44] Y. Jia, K. Rajashekara, "An induction generator based ac/dc hybrid electric power generation system for more electric aircraft," in *Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting 2015*, pp. 1-7, Dallas, USA, 2015.
- [45] Military Standard, Military Handbook - Electronic Reliability Design Handbook, MIL-HDBK-338B, Department of Defence, USA, 1998.
- [46] J.C. Laprie, "Dependable computing and fault-tolerance: Concepts and terminology," in *Proc. FTCS-15*, pp. 2-11, Michigan, USA, 1985.
- [47] D. I. Heimann, N. Mittal, K. S. Trivedi, "Availability and reliability modeling for computer systems," *Advances in Comput.*, vol. 31, pp. 175-233, 1990.
- [48] Military Handbook, Reliability Prediction of Electronic Equipment, MIL-HDBK-217F, Notice 2, Department of Defense, USA, 1991.
- [49] L. Tyrone, T. L. Jones, Handbook of Reliability Prediction Procedures for Mechanical Equipment, Naval Surface Warfare Center West Bethesda, Maryland, NSWC-11, May, 2011.
- [50] N. Rao, D. Chamund, "Calculating Power Losses in an IGBT Module, Application Note 6156-1," DYNEX, 2014.
- [51] U. Nicolai, A. Wintrich, "Determining switching losses of SEMIKRON IGBT modules, Application Note 1403," SEMIKRON, 2014.
- [52] A. Wintich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann, "Application Manual Power Semiconductors," SEMIKRON International GmbH, 2011.
- [53] S. Saridakis, N. Papanikolaou, D. Voglitsis, E. Koutroulis, E. Tatakis, G. Christidis, I. Karatzaferis, "Reliability Analysis for a Waste Heat Recovery Power Electronic Interface Applied at All-Electric Aircrafts," in *Proc. ESARS*, Aachen, Germany, 2015.
- [54] Hitachi Power Semiconductor Device, Ltd., "HIGH VOLTAGE IGBT MODULE, Application Manual," Hitachi Power Semiconductor Device, Ltd., 2009.
- [55] S. Hartmann, V. Sivasubramaniam, D. Guillon, D. E. Hajas, R. Schütz, D. Trüssel, C. Papadopoulos, "Packaging technology platform for next generation high power IGBT modules," in *PCIM Europe*, 2014.
- [56] MITSUBISHI ELECTRIC, "IGBT Modules Application Note, The 5th Generation [CSTBTM] IGBT Chip use 12NF/24NF/24A series," MITSUBISHI ELECTRIC, 2014.

- [57] A. Wintrich, "Power modules for electric and hybrid vehicles," in *Bodo's Power Systems*, 2009, p. 33.
- [58] M. Di Lella, R. Ramin, V. Demuth, "Technical Explanation, SEMITOP," SEMIKRON, 2014.
- [59] T. Kurosu, K. Khoo, Y. Nakamura, K. Ozaki, N. Ishikawa, J. Onuki, "Reliability Enhancement of Thick AlCu in IGBT Modules Using Al₂Cu Precipitates," *Materials Transactions*, Vol. 53, No. 2, p. 453 to 456, 2012.
- [60] J. Korhonen, Active Inverter Output Filtering, Lappeenranta: Lappeenranta University of Technology, 2012.
- [61] G. Superti-Furga, G. Todeschini, "Discussion on instantaneous p-q strategies for control of active filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1945-1955, July, 2008.
- [62] A. Griffio, J. Wang, D. Howe, "Stability analysis of electric power systems for 'more electric' aircraft," in *3rd IC-SCCE*, Athens, Greece, 2008.
- [63] R. Perrymam, L.M.C. Mhango, "High efficiency high speed PM motors for the more electric aircraft," in *Proc. Sixth WSEAS Int. Conf. on Power Systems*, Lisbon, Portugal, p. 368–375, 2006.
- [64] I. Moir, A. Seabridge, Aircraft Systems: Mechanical Electrical and Avionics Subsystem Integration, U.K., London: Professional Eng., 2001.
- [65] P. Wheeler, "The More Electric Aircraft: why Aerospace Needs Power Electronics?," in *EPE'09 Conf*, Barcelona, Spain, 2009.
- [66] D Xiao, On Modern IGBT Modules: Characterization, Reliability and Failure Mechanisms, MsC Thesis, Trondheim, Norway: Norwegian University of Science and Technology - Department of Electric Power Engineering, 2010.
- [67] Department of Defense USA, MIL-HDBK-338B, Military Handbook Eelectronic Reliability Design Handbook, Department of Defense USA, 1998.
- [68] Military Standard, Military Specification Semiconductor Devices, MIL -S- 19500J ,Department of Defense, USA, 1990.
- [69] R. Wu, H. Wang, K. Ma, P. Ghimire, F. Iannuzzo, F. Blaabjerg, "A temperature-dependent thermal model of IGBT modules suitable for circuit-level simulations," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 2901-2908, Pittsburgh, USA, 2014.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ 1

Οι συνιστώσες ενεργού και άεργου ισχύος

Η στιγμιαία ισχύς στους άξονες α και β (του στατικού ορθογώνιου συστήματος αναφοράς Clarke) ορίζεται ως p_α και p_β , αντίστοιχα και υπολογίζεται από τις στιγμιαίες τάσεις και ρεύματα από την παρακάτω σχέση:

$$\begin{bmatrix} P_\alpha \\ P_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha i_\alpha \\ v_\beta i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha i_{\alpha p} \\ v_\beta i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha i_{\alpha q} \\ v_\beta i_{\beta q} \end{bmatrix}$$

Η πραγματική ισχύς μπορεί να υπολογιστεί ως το άθροισμα των p_α και p_β . Ως εκ τούτου, αναλύοντας το άθροισμα της παραπάνω σχέσης, προκύπτει η ακόλουθη εξίσωση:

$$\begin{aligned} p &= v_\alpha i_{\alpha p} + v_\beta i_{\beta p} + v_\alpha i_{\alpha q} + v_\beta i_{\beta q} \\ &= \frac{v_\alpha^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p + \frac{v_\beta^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p + \frac{v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q + \frac{-v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \end{aligned}$$

Στην παραπάνω σχέση, υπάρχουν δύο σημαντικά σημεία. Το ένα είναι ότι η στιγμιαία πραγματική ισχύς p δίνεται μόνο από την έκφραση:

$$v_\alpha i_{\alpha p} + v_\beta i_{\beta p} = p_{\alpha p} + p_{\beta p} = p$$

Το άλλο σημαντικό σημείο, είναι ότι η ακόλουθη σχέση ισχύει μόνο για παράγοντες που εξαρτώνται από το q :

$$v_\alpha i_{\alpha q} + v_\beta i_{\beta q} = p_{\alpha q} + p_{\beta q} = 0$$

Οι παραπάνω εξισώσεις προτείνουν τον διαχωρισμό της στιγμιαίας ισχύος στις ακόλουθες συνιστώσες:

Στιγμιαία ενεργός ισχύς στον άξονα α , $p_{\alpha p}$:

$$p_{\alpha p} = v_\alpha i_{\alpha p} = \frac{v_\alpha^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p$$

Στιγμιαία άεργος ισχύς στον άξονα α , $p_{\alpha q}$:

$$p_{\alpha q} = v_\alpha i_{\alpha q} = \frac{v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q$$

Στιγμιαία ενεργός ισχύς στον άξονα β , $p_{\beta p}$:

$$P_{\beta p} = v_{\beta} i_{\beta p} = \frac{v_{\beta}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} P$$

Στιγμιαία άεργος ισχύς στον άξονα β , $P_{\beta q}$:

$$P_{\beta q} = v_{\beta} i_{\beta q} = \frac{-v_{\alpha} v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q$$

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως μονάδα μέτρησης όλων των συνιστωσών $P_{\alpha p}$, $P_{\alpha q}$, $P_{\beta p}$ και $P_{\beta q}$, το Watt [W], επειδή κάθε ισχύς ορίζεται ως το γινόμενο της στιγμιαίας τάσης στον έναν άξονα με μία συνιστώσα του στιγμιαίου ρεύματος στον ίδιο άξονα.

Οι παραπάνω σχέσεις οδηγούν στα παρακάτω σημαντικά συμπεράσματα:

- Το στιγμιαίο ρεύμα i_{α} διαιρείται σε στιγμιαία ενεργή, $i_{\alpha p}$ και στιγμιαία άεργη συνιστώσα, $i_{\alpha q}$. Ο ίδιος διαχωρισμός ισχύει και για το ρεύμα του β άξονα.
- Το άθροισμα της στιγμιαίας ενεργού ισχύος στον α άξονα, $P_{\alpha p}$ και της στιγμιαίας ενεργού ισχύος στον β άξονα, $P_{\beta p}$, αντιστοιχεί στη στιγμιαία πραγματική ισχύ p .
- Το άθροισμα των $P_{\alpha q}$ και $P_{\beta q}$ είναι πάντα μηδενικό. Επομένως, δεν συνεισφέρουν στη στιγμιαία, ούτε στη μέση ροή ισχύος μεταξύ της πηγής και του φορτίου ενός τριφασικού κυκλώματος. Αυτός είναι και ο λόγος, για τον οποίο ονομάζονται στιγμιαίες άεργες συνιστώσες ισχύος στους άξονες α και β . Η στιγμιαία φανταστική ισχύς q είναι η ποσότητα που δίνει το μέτρο των συνιστωσών $P_{\alpha q}$, $P_{\beta q}$.
- Επειδή το άθροισμα $P_{\alpha q}$ και $P_{\beta q}$ είναι πάντα μηδενικό, η αντιστάθμισή τους δεν απαιτεί κάποιο σύστημα αποθήκευσης ενέργειας.

Αν οι μεταβλητές α , β , της στιγμιαίας φανταστικής ισχύος q αντικατασταθούν από την ισοδύναμη έκφραση που αφορά στο φυσικό σύστημα abc (ομοίως και τα ρεύματα), προκύπτει η ακόλουθη σχέση:

$$q = v_{\beta} i_{\alpha} - v_{\alpha} i_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} [v_{\alpha} - v_{\beta}] i_c + v_{\beta} - v_c i_a + v_c - v_{\alpha} i_b = \frac{1}{\sqrt{3}} v_{ab} i_c + v_{bc} i_a + v_{ca} i_b$$

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ 2

Ενδεικτική αναφορά προσομοίωσης από το
λογισμικό FloTherm XT

Sunday, March 12, 2017 7:17:35 PM

FloTHERM XT - Full Project Report

General Information

Project Name	Assembly IGBT 100GB125DN
Project Path	C:\Users\idvogiltsi\Desktop\FloTherm Simulations\Synchronous\IGBT SKM 100GB125DN (19500 rpm-1)\IGBT SKM 100GB125DN(75C)\Assembly IGBT 100GB125DN.SLDASM

Model Data

Solution Type	Flow And Heat Transfer
Analysis Type	Steady State
Turbulence Type	Laminar and Turbulent Flow
Reference Pressure [Pa]	1.0133E+05
Thermal Radiation	Off
Gravity	Normal Gravity
Gravity Axis	Negative Y Direction
Value Type	Default Gravity
Show Vector	On

Overall Domain

Domain Type	Internal And External
Mode	Start And Size
X Position [mm]	-70.000
Y Position [mm]	-85.000
Z Position [mm]	2.0000
X Size [mm]	250.00
Y Size [mm]	150.00
Z Size [mm]	150.00
Fluid	Air
Ambient	Default Ambient
X High Boundary Type	Open Boundary
X Low Boundary Type	Open Boundary
Y High Boundary Type	Open Boundary
Y Low Boundary Type	Open Boundary
Z High Boundary Type	Open Boundary
Z Low Boundary Type	Open Boundary

Initialization Values

Initial Values From:	Uniform Initial values
----------------------	------------------------

Components

Base Plate-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Aluminum

IGBT-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Silicon IGBT
Thermal	IGBT Power Loss

IGBT-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Silicon IGBT
Thermal	IGBT Power Loss

Diode-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Silicon Diode
Thermal	DIODE Power Loss

Diode-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Silicon Diode
Thermal	DIODE Power Loss

IGBT connection-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Solder (Au 80%/Sn 20%)

IGBT connection-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Solder (Au 80%/Sn 20%)

Diode connection-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Solder (Au 80%/Sn 20%)

Diode connection-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Solder (Au 80%/Sn 20%)

Copper Layer-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Copper

Copper Layer-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Copper

Copper Layer Down-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Copper

Copper Layer Down-3

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off

Material	Copper
----------	--------

Al2O3-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Alumina (Typical)

Al2O3-3

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Alumina (Typical)

Cover-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Typical Plastic Package

PCB upper-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	FR4

Silicon-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Silicone Gel

Heat Sink - Plate Fin-1

Fabrication Details	Extruded/Cast
Base Material	Aluminum
Base Configuration	With Base
Base Length [mm]	200.00
Base Width [mm]	120.00
Base Thickness [mm]	5.0000
Show Component Orientation	Off
Center Gap And Fin Configuration	No Center Gap
Number Of Fins	20
Fin Width [mm]	3.0000
Fin Height [mm]	100.00
Fin Tapering	No Taper

Θερμοαγωγιμη Πάστα-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Thermal Paste

Μεταλλικός Ακροδέκτης-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Aluminum

Μεταλλικός Ακροδέκτης-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Aluminum

Μεταλλικός Ακροδέκτης-3

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Aluminum

Στήριγμα PCB-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Typical Plastic Package

Στήριγμα PCB-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Typical Plastic Package

Μικροί ακροδέκτες (ακριανοί)-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Aluminum

Μικροί ακροδέκτες (ακριανοί)-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Aluminum

Μικροί Ακροδέκτες (μεσαίοι)-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Aluminum

Μικροί Ακροδέκτες (μεσαίοι)-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Aluminum

Περιστίνι-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Steel Stainless 321

Περιστίνι-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Steel Stainless 321

Παξιμάδι-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Iron

Παξιμάδι-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Iron

Παξιμάδι-3

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Iron

Connector-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Aluminum

Connector-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Aluminum

Μόνωση 0,50x5.80mm-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 0,50x5.80mm-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 0,50x5.80mm-3

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 0,50x5.80mm-4

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 2,49mm DIODE-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 2,49mm DIODE-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 2,49mm DIODE-3

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 2,49mm DIODE-4

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 2,50mm DIODE-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 2,50mm DIODE-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 2,50mm DIODE-3

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 2,50mm DIODE-4

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 3,5mm IGBT-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 3,5mm IGBT-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 3,5mm IGBT-3

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 3,5mm IGBT-4

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 3,5mm IGBT-5

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση 3,5mm IGBT-6

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση IGBT-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση IGBT-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

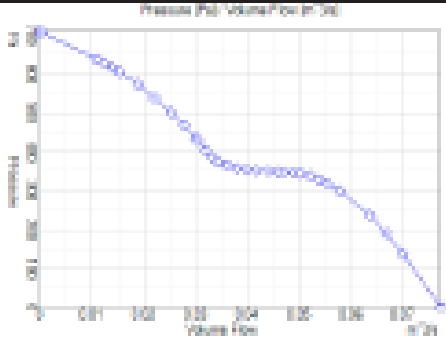
Μόνωση πάνω από IGBT-1

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Μόνωση πάνω από IGBT-2

General Shape Region	Off
Show Component Orientation	Off
Material	Insulator

Fan1-1

Fan Type	Internal Fan
Fan Length [mm]	92.000
Fan Depth [mm]	25.000
Show Component Orientation	On
Fan Outer Diameter [mm]	90.000
Fan Hub Diameter [mm]	50.000
Fan Derating Factor	1.0000
Flow Specification	Fan Curve
Fan Curve	
Flow Type	Normal
Fan Power	On
Fan Power [W]	50.000
Derated Fan Power [W]	50.000
Fan Noise (dB)	73.000
Material	Polystyrene

Attributes

Ambient

Default Ambient

Ambient Temperature [°C]	75.000
Gauge Pressure [Pa]	1.0133E+05
Heat Transfer Coefficient [W/(m²·K)]	25.000
X Direction Velocity [m/s]	0.0000
Y Direction Velocity [m/s]	0.0000
Z Direction Velocity [m/s]	0.0000
Use default values	On

Fluid

Air

Fluid Type	Gas
Molecular Mass	28.960
Ratio Of Specific Heats	1.3990
Conductivity	
Specific Heat	
Dynamic Viscosity	

Thermal

IGBT Power Loss

Thermal Type	Total Power
Total Power [W]	2.2613


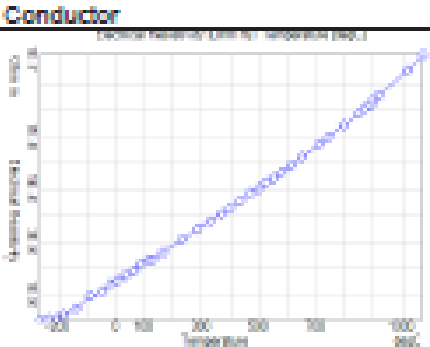
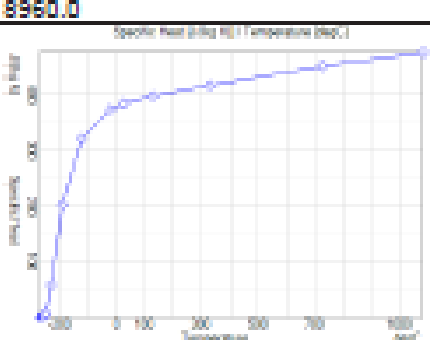
DIODE Power Loss

Thermal Type	Total Power
Total Power [W]	43.742

Material

Copper


Conductivity Type	Isotropic
-------------------	-----------

Conductivity	
Electrical Resistivity Type Resistivity	Conductor 
Density [kg/m³] Specific Heat	8960.0 
Thermal Radiation Transparency Solar Transparency	Off Off

Insulator

Conductivity Type	Isotropic
Conductivity [W/m K]	0.0000
Electrical Resistivity Type	Dielectric
Density [kg/m³]	1000.0
Specific Heat [J/kg K]	1000.0
Thermal Radiation Transparency	Off
Solar Transparency	Off

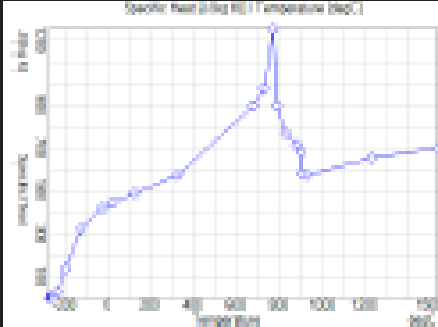
Aluminum

Conductivity Type	Isotropic
Conductivity	

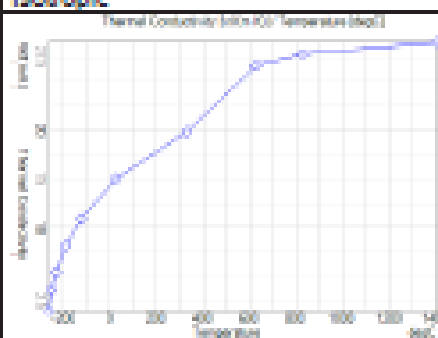
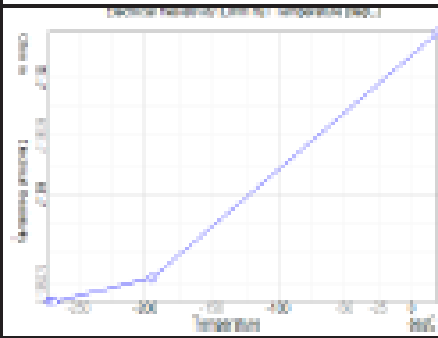
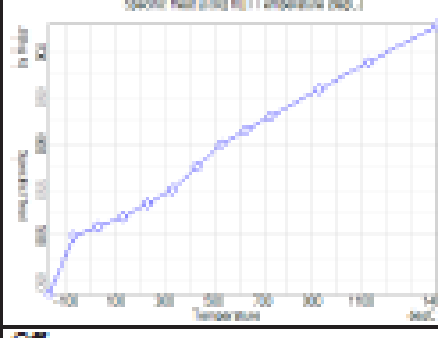
Electrical Resistivity Type	Conductor
Resistivity	
Density [kg/m³]	2688.9
Specific Heat	
Thermal Radiation Transparency	Off
Solar Transparency	Off

Iron

Conductivity Type	Isotropic
Conductivity	
Electrical Resistivity Type	Conductor
Resistivity	
Density [kg/m³]	7874.0

Specific Heat	
Thermal Radiation Transparency	Off
Solar Transparency	Off

Steel Stainless 321

Conductivity Type	Isotropic
Conductivity	
Electrical Resistivity Type	Conductor
Resistivity	
Density [kg/m³]	8100.0
Specific Heat	
Thermal Radiation Transparency	Off
Solar Transparency	Off

Polystyrene

Conductivity Type	Isotropic
Conductivity [W/(m K)]	0.082000
Electrical Resistivity Type	Dielectric
Density [kg/m³]	1075.0

Specific Heat	<p>Specific Heat (J/kg K) Temperature (deg C)</p>
Thermal Radiation Transparency	Off
Solar Transparency	Off

Alumina (Typical)

Conductivity Type	Isotropic
Conductivity [W/(m K)]	16.000
Electrical Resistivity Type	Dielectric
Density [kg/m ³]	3970.0
Specific Heat [J/(kg K)]	765.00
Thermal Radiation Transparency	Off
Solar Transparency	Off

FR4

Conductivity Type	Isotropic
Conductivity [W/(m K)]	0.30000
Electrical Resistivity Type	Dielectric
Density [kg/m ³]	1200.0
Specific Heat [J/(kg K)]	880.00
Thermal Radiation Transparency	Off
Solar Transparency	Off

Solder (Au 80%/Sn 20%)

Conductivity Type	Isotropic
Conductivity [W/(m K)]	59.000
Electrical Resistivity Type	Conductor
Resistivity [Ohm m]	1.74E-07
Density [kg/m ³]	14500
Specific Heat [J/(kg K)]	151.00
Thermal Radiation Transparency	Off
Solar Transparency	Off

Typical Plastic Package

Conductivity Type	Isotropic
Conductivity [W/(m K)]	5.0000
Electrical Resistivity Type	Conductor
Resistivity [Ohm m]	0.0000
Density [kg/m ³]	2000.0
Specific Heat [J/(kg K)]	395.00
Thermal Radiation Transparency	Off
Solar Transparency	Off

Silicone Gel

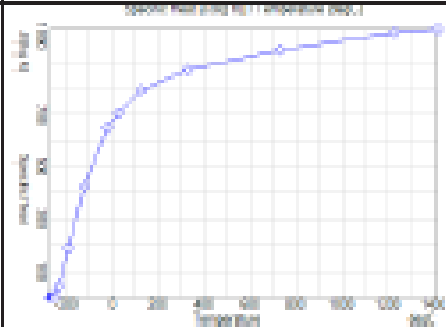
Conductivity Type	Isotropic
Conductivity [W/(m K)]	0.18000
Electrical Resistivity Type	Conductor
Resistivity [Ohm m]	1.7E+13
Density [kg/m ³]	1005.0
Specific Heat [J/(kg K)]	1200.0

Thermal Radiation Transparency	Off
Solar Transparency	Off

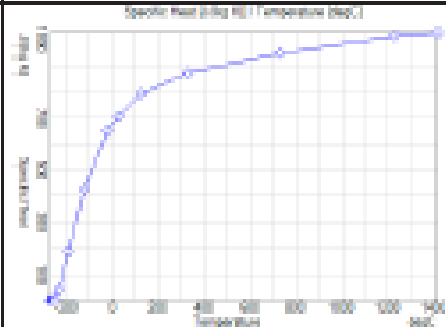
Thermal Paste

Conductivity Type	Isotropic
Conductivity [W/(m K)]	5.0000
Electrical Resistivity Type	Conductor
Resistivity [Ohm m]	9E-08
Density [kg/m ³]	2500.0
Specific Heat [J/(kg K)]	1000.0
Thermal Radiation Transparency	Off
Solar Transparency	Off

Silicon Diode

Conductivity Type	Isotropic
Conductivity [W/(m K)]	93.750
Electrical Resistivity Type	Dielectric
Density [kg/m ³]	2330.0
Specific Heat	
Thermal Radiation Transparency	Off
Solar Transparency	Off

Silicon IGBT

Conductivity Type	Isotropic
Conductivity [W/(m K)]	137.74
Electrical Resistivity Type	Dielectric
Density [kg/m ³]	2330.0
Specific Heat	
Thermal Radiation Transparency	Off
Solar Transparency	Off

Mesh Control

Mesh Level	Standard Resolution
------------	---------------------

Solution Control

Number Of CPUs	4
Reach Maximum Iterations	Off
Reach Maximum Calculation Time	Off

Reach Maximum Travel	Off
Goal Satisfied	On
Goal Calculation Type	Automatic Value
Save During Solve	Off
Freeze Flow	Off
Radiation View Factor Resolution	3

Mesh Results

Total cell count	1452024
Fluid cell count	436003
Solid cell count	355582
Partial cell count	660439

Results

Other solid geometry

Base Plate-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0523E+05	1.0187E+05	793.69
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	1.2962E-06	1370.7	4.3624	793.69
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-6.7422E+05	1.5113E+05	-0.32863	6486.2
Temperature (Fluid) [°C]	78.542	84.493	80.302	793.69
Temperature (Solid) [°C]	78.537	92.584	81.900	6486.2
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-0.0021316	6486.2

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	78.542	92.310	82.159	8.4055E-06

IGBT-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-65975	85689	8861.1	255.20
Temperature (Solid) [°C]	80.962	83.629	82.183	255.20
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			2.2614	255.20

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	80.965	83.625	82.195	3.63E-08

IGBT-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
-----------	---------	---------	---------------	----------------------------

Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-61879	78735	8860.6	255.20
Temperature (Solid) [°C]	80.969	83.645	82.204	255.20
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			2.2612	255.20

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	80.973	83.641	82.216	3.63E-08

Diode-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.1447E+05	1.1447E+05	1.1447E+05	2.4000
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.57387	2366.2	110.10	2.4000
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-52093	1.8008E+06	3.2389E+05	135.03
Temperature (Fluid) [°C]	94.946	99.704	98.227	2.4000
Temperature (Solid) [°C]	94.825	106.44	102.34	135.03
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			43.736	135.03

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	94.946	106.46	102.99	1.9176E-08

Diode-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.1451E+05	1.1451E+05	1.1451E+05	2.2660
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	2.7541	820.74	105.99	2.2660
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	59.643	2.0109E+06	3.2796E+05	133.35
Temperature (Fluid) [°C]	94.493	99.641	98.077	2.2660
Temperature (Solid) [°C]	94.298	106.53	102.33	133.35
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			43.734	133.35

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	94.493	106.53	102.99	1.9002E-08

IGBT connection-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-85689	2.4015E+06	0.58476	242.88

Temperature (Solid) [°C]	80.947	83.651	82.172	242.88
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.00014203	242.88

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	80.956	83.639	82.172	2.42E-09

IGBT connection-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-98051	99521	-0.54004	242.88
Temperature (Solid) [°C]	80.949	83.669	82.193	242.88
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-0.00013116	242.88

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	80.960	83.654	82.193	2.42E-09

Diode connection-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.1451E+05	1.1451E+05	1.1451E+05	0.14794
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.27788	466.39	53.911	0.14794
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-2.0109E+06	2.1619E+06	0.95983	127.12
Temperature (Fluid) [°C]	94.079	97.263	96.475	0.14794
Temperature (Solid) [°C]	93.848	105.48	101.82	127.12
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.00012202	127.12

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	94.079	105.37	101.84	1.2668E-09

Diode connection-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.1447E+05	1.1447E+05	1.1447E+05	0.16000
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.14438	1253.1	92.834	0.16000
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-1.8008E+06	2.7382E+06	0.14059	128.32
Temperature (Fluid) [°C]	94.614	97.536	96.762	0.16000
Temperature (Solid) [°C]	94.392	105.41	101.84	128.32

Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			1.804E-05	128.32
--	--	--	-----------	--------

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	94.614	105.30	101.86	1.2784E-09

Copper Layer-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0572E+05	1.1451E+05	1.077E+05	2.4533
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	1.672E-05	86.305	9.3174	2.4533
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-2.1519E+05	5.3057E+05	-0.79278	1435.3
Temperature (Fluid) [°C]	82.495	96.893	87.098	2.4533
Temperature (Solid) [°C]	80.205	105.26	85.585	1435.3
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-0.0011379	1435.3

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	80.215	105.26	85.677	1.954E-07

Copper Layer-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0572E+05	1.1447E+05	1.0676E+05	1.5550
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	1.0166E-05	525.19	9.3732	1.5550
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-2.7382E+05	5.0385E+05	-1.8204	1428.6
Temperature (Fluid) [°C]	82.500	97.292	84.232	1.5550
Temperature (Solid) [°C]	80.184	105.19	85.581	1428.6
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-0.0026007	1428.6

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	80.192	105.19	85.674	1.9435E-07

Copper Layer Down-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0522E+05	1.0522E+05	1.0522E+05	15.276
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.00054545	87.776	1.3726	15.276
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-4.9821E+05	6.7422E+05	-0.1113	1576.6

Temperature (Fluid) [°C]	79.951	84.322	81.316	16.276
Temperature (Solid) [°C]	79.950	92.923	83.981	1576.6
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-0.00017548	1576.6

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	79.951	92.739	84.054	2.1992E-07

Copper Layer Down-3

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0508E+05	1.0508E+05	1.0508E+05	16.141
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.0033074	114.87	1.0913	16.141
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-4.9784E+05	4.7961E+05	207.35	1552.5
Temperature (Fluid) [°C]	79.975	84.761	81.615	16.141
Temperature (Solid) [°C]	79.953	92.855	84.027	1552.5
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.32191	1552.5

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	79.954	92.666	84.083	2.1649E-07

Al2O3-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0522E+05	1.0803E+05	1.0539E+05	40.136
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	2.0015E-05	23.498	2.2009	40.136
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-5.3057E+05	4.9821E+05	-0.067279	1849.2
Temperature (Fluid) [°C]	79.871	89.372	81.852	40.136
Temperature (Solid) [°C]	79.698	104.82	84.398	1849.2
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-0.00012441	1849.2

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	79.726	102.24	84.354	3.6404E-07

Al2O3-3

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0508E+05	1.0764E+05	1.0522E+05	52.224
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	5.5835E-05	47.902	2.4741	52.224

Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-5.0385E+05	4.9784E+05	0.025117	1849.2
Temperature (Fluid) [°C]	79.870	86.536	81.729	52.224
Temperature (Solid) [°C]	79.667	104.75	84.380	1849.2
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			4.6447E-05	1849.2

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	79.705	102.38	84.338	3.6404E-07

Cover-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0515E+05	1.0134E+05	15404
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.0000	297.42	3.0480	15404
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-19000	47477	0.96324	20754
Temperature (Fluid) [°C]	78.654	84.376	81.173	15404
Temperature (Solid) [°C]	78.654	84.408	81.148	20754
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.019991	20754

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	78.654	84.387	80.921	1.4278E-05

PCB upper-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0133E+05	1.0133E+05	0.25145
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.016679	13.591	2.1470	0.25145
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-2157.2	4174.0	0.019878	1613.9
Temperature (Fluid) [°C]	83.048	83.528	83.272	0.25145
Temperature (Solid) [°C]	79.167	85.831	81.473	1613.9
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			3.2082E-05	1613.9

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	79.175	85.728	81.528	6.4843E-07

Silicon-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.1451E+05	1.0137E+05	2298.9

Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	2.6194E-05	223.50	0.80203	2298.9
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-18397	12921	-1.3756	11834
Temperature (Fluid) [°C]	78.751	99.693	82.067	2298.9
Temperature (Solid) [°C]	78.673	106.53	82.069	11834
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-0.016279	11834

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	78.688	106.00	82.764	2.4103E-05

Θερμοαγωγιμη Πόσσα-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0373E+05	1.0319E+05	112.50
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.0023234	87.167	4.9667	112.50
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-1.5113E+05	1.5097E+05	-0.0019406	5820.2
Temperature (Fluid) [°C]	78.193	83.084	79.207	112.50
Temperature (Solid) [°C]	78.068	89.145	81.534	5820.2
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-1.1294E-05	5820.2

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	78.193	87.633	81.541	2.8978E-07

Μεταλλικός Ακροδέκτης-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0133E+05	1.0133E+05	1086.6
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	5.5613E-07	40.554	3.5309	1086.6
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-2.7644E+05	42877	-0.15362	1563.5
Temperature (Fluid) [°C]	82.609	83.114	82.751	1086.6
Temperature (Solid) [°C]	82.583	83.610	82.787	1563.5
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-0.00024019	1563.5

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	82.610	83.588	82.784	6.9499E-07

Μεταλλικός Ακροδέκτης-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface (mm ²)
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0615E+05	1.0133E+05	817.31
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.00028011	296.50	2.4138	817.31
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-98650	16012	-0.02217	1562.3
Temperature (Fluid) [°C]	83.162	83.392	83.231	817.31
Temperature (Solid) [°C]	83.162	84.277	83.310	1562.3
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-3.4635E-05	1562.3

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume (m ³)
Temperature (Solid) [°C]	83.162	84.245	83.302	6.9536E-07

Μεταλλικός Ακροδέκτης-3

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface (mm ²)
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.061E+05	1.0133E+05	817.76
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	2.6952E-07	257.62	2.7457	817.76
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-2.4222E+05	64736	-0.022813	1564.7
Temperature (Fluid) [°C]	83.033	83.362	83.152	817.76
Temperature (Solid) [°C]	82.739	83.781	83.204	1564.7
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-3.5696E-05	1564.7

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume (m ³)
Temperature (Solid) [°C]	82.802	83.872	83.207	6.9624E-07

Στήριγμα PCB-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface (mm ²)
Pressure [Pa]	1.0386E+05	1.0386E+05	1.0386E+05	3.0851
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.00066463	3.0534	0.50311	3.0851
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-8580.4	2150.2	-0.00094105	175.39
Temperature (Fluid) [°C]	79.194	79.501	79.354	3.0851
Temperature (Solid) [°C]	78.987	79.881	79.460	175.39
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-1.6505E-07	175.39

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	79.094	79.877	79.465	9.6223E-08

Στήριγμα PCB-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0392E+05	1.0392E+05	1.0392E+05	3.0741
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.011684	3.2761	0.52484	3.0741
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-8258.5	2328.9	-0.001039	175.49
Temperature (Fluid) [°C]	79.286	79.636	79.467	3.0741
Temperature (Solid) [°C]	79.052	80.057	79.578	175.49
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-1.8234E-07	175.49

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	79.177	80.050	79.583	9.5751E-08

Μικροί ακροδέκτες (ακριανοί)-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0133E+05	1.0133E+05	113.73
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	2.4577E-05	32.076	3.3788	113.73
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-11170	5613.4	0.0030506	203.18
Temperature (Fluid) [°C]	79.492	79.531	79.512	113.73
Temperature (Solid) [°C]	79.492	79.532	79.514	203.18
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			6.1981E-07	203.18

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	79.492	79.531	79.515	4.3459E-08

Μικροί ακροδέκτες (ακριανοί)-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0133E+05	1.0133E+05	113.73
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.0011951	42.546	3.4704	113.73
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-3784.0	1421.5	0.053431	203.18
Temperature (Fluid) [°C]	79.575	79.616	79.597	113.73
Temperature (Solid) [°C]	79.575	79.617	79.600	203.18

Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			1.0856E-05	203.18
--	--	--	------------	--------

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	79.575	79.616	79.601	4.3459E-08

Μικροί Ακροδέκτες (μεσαίοι)-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0133E+05	1.0133E+05	119.84
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.00010011	32.055	2.6051	119.84
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-12241	19000	0.039853	206.29
Temperature (Fluid) [°C]	79.616	79.649	79.630	119.84
Temperature (Solid) [°C]	79.616	79.651	79.630	206.29
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			8.2211E-06	206.29

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	79.616	79.649	79.630	4.3462E-08

Μικροί Ακροδέκτες (μεσαίοι)-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0133E+05	1.0133E+05	119.52
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	3.2031E-06	29.123	2.6078	119.52
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-12044	16714	0.012304	205.97
Temperature (Fluid) [°C]	79.542	79.574	79.555	119.52
Temperature (Solid) [°C]	79.542	79.575	79.555	205.97
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			2.5342E-06	205.97

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	79.542	79.575	79.555	4.3462E-08

Περιοχή-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0378E+05	1.0244E+05	238.39
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	1.8679E-06	222.46	2.2301	238.39
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-15523	11879	-0.09715	305.53

Temperature (Fluid) [°C]	78.829	79.727	79.210	238.39
Temperature (Solid) [°C]	78.825	79.743	79.211	305.53
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-2.9883E-05	305.53

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	78.827	79.733	79.209	2.6433E-07

Περιοχή-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0376E+05	1.0243E+05	238.42
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.0000	161.31	1.8739	238.42
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-15520	12429	0.094527	305.58
Temperature (Fluid) [°C]	78.794	79.682	79.174	238.42
Temperature (Solid) [°C]	78.792	79.698	79.173	305.58
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			2.8886E-05	305.58

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	78.794	79.682	79.172	2.6439E-07

Περιοχή-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0133E+05	1.0133E+05	96.481
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	1.0674E-05	6.3248	0.38723	96.481
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-2575.2	1680.9	-0.019826	246.91
Temperature (Fluid) [°C]	82.685	82.848	82.763	96.481
Temperature (Solid) [°C]	82.682	82.863	82.764	246.91
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-4.8953E-05	246.91

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	82.685	82.862	82.764	1.7185E-07

Περιοχή-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0133E+05	1.0133E+05	96.509
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.00038502	2.3871	0.22557	96.509

Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-1121.6	491.42	0.0049710	246.94
Temperature (Fluid) [°C]	83.104	83.147	83.125	96.509
Temperature (Solid) [°C]	83.104	83.155	83.125	246.94
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			1.2275E-06	246.94

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	83.104	83.154	83.125	1.7185E-07

Παξιμόδι-3

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0133E+05	1.0133E+05	1.0133E+05	96.496
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.0018891	5.0382	0.36146	96.496
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-2357.9	1545.9	0.0016804	246.92
Temperature (Fluid) [°C]	82.312	82.459	82.383	96.496
Temperature (Solid) [°C]	82.310	82.481	82.383	246.92
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			4.1492E-07	246.92

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	82.312	82.479	82.383	1.7184E-07

Connector-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-2.4512E+05	2.547E+05	-0.0058379	95.226
Temperature (Solid) [°C]	84.745	88.899	86.666	95.226
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-5.5592E-07	95.226

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	85.090	88.234	86.664	2.973E-08

Connector-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	-41884	67365	-0.069109	95.226
Temperature (Solid) [°C]	84.189	84.756	84.524	95.226

Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			-6.581E-06	95.226
--	--	--	------------	--------

Volumetric Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Volume [m ³]
Temperature (Solid) [°C]	84.280	84.694	84.524	2.973E-08

Μόρφοη 0,50x5.80mm-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	7.0600
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	7.0600

Μόρφοη 0,50x5.80mm-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	7.0600
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	7.0600

Μόρφοη 0,50x5.80mm-3

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	7.0600
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	7.0600

Μόρφοη 0,50x5.80mm-4

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	7.0600
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	7.0600

Μόρφοη 2,49mm DIODE-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	8.9480
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	8.9480

Μόρφοη 2,49mm DIODE-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	8.9480

Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	8.9480
--	--	--	--------	--------

Μόνοση 2,49mm DIODE-3

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	8.9480
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	8.9480

Μόνοση 2,49mm DIODE-4

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	8.9480
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	8.9480

Μόνοση 2,50mm DIODE-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.1447E+05	1.1447E+05	1.1447E+05	0.015117
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.0000	0.0000	0.0000	0.015117
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	9.0013
Temperature (Fluid) [°C]	95.010	97.044	96.238	0.015117
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	9.0013

Μόνοση 2,50mm DIODE-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.1447E+05	1.1447E+05	1.1447E+05	0.015204
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.0000	0.0000	0.0000	0.015204
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	9.0007
Temperature (Fluid) [°C]	94.488	96.761	95.823	0.015204
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	9.0007

Μόνοση 2,50mm DIODE-3

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.1451E+05	1.1451E+05	1.1451E+05	0.014447
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.0000	0.0000	0.0000	0.014447

Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	9.0003
Temperature (Fluid) [°C]	94.794	96.875	96.007	0.014447
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	9.0003

Μόνοση 2,50mm DIODE-4

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.1451E+05	1.1451E+05	1.1451E+05	0.010341
Heat Transfer Coefficient [W/(m ² K)]	0.0000	0.0000	0.0000	0.010341
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	9.0005
Temperature (Fluid) [°C]	94.086	96.061	95.257	0.010341
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	9.0005

Μόνοση 3,5mm IGBT-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	13.400
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	13.400

Μόνοση 3,5mm IGBT-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	13.400
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	13.400

Μόνοση 3,5mm IGBT-3

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	13.400
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	13.400

Μόνοση 3,5mm IGBT-4

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	13.400
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	13.400

Μόνωση 3,5mm IGBT-5

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	13.400
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	13.400

Μόνωση 3,5mm IGBT-6

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	13.401
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	13.401

Μόνωση IGBT-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0572E+05	1.0621E+05	1.0609E+05	0.59082
Heat Transfer Coefficient [W/m ² K]	0.0000	0.0000	0.0000	0.59082
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	32.300
Temperature (Fluid) [°C]	82.501	83.685	83.184	0.59082
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	32.300

Μόνωση IGBT-2

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Pressure [Pa]	1.0572E+05	1.0627E+05	1.0614E+05	0.59082
Heat Transfer Coefficient [W/m ² K]	0.0000	0.0000	0.0000	0.59082
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	32.300
Temperature (Fluid) [°C]	82.491	83.907	83.267	0.59082
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	32.300

Μόνωση πάνω από IGBT-1

Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	13.600
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	13.600

Μόνωση πάνω από IGBT-2

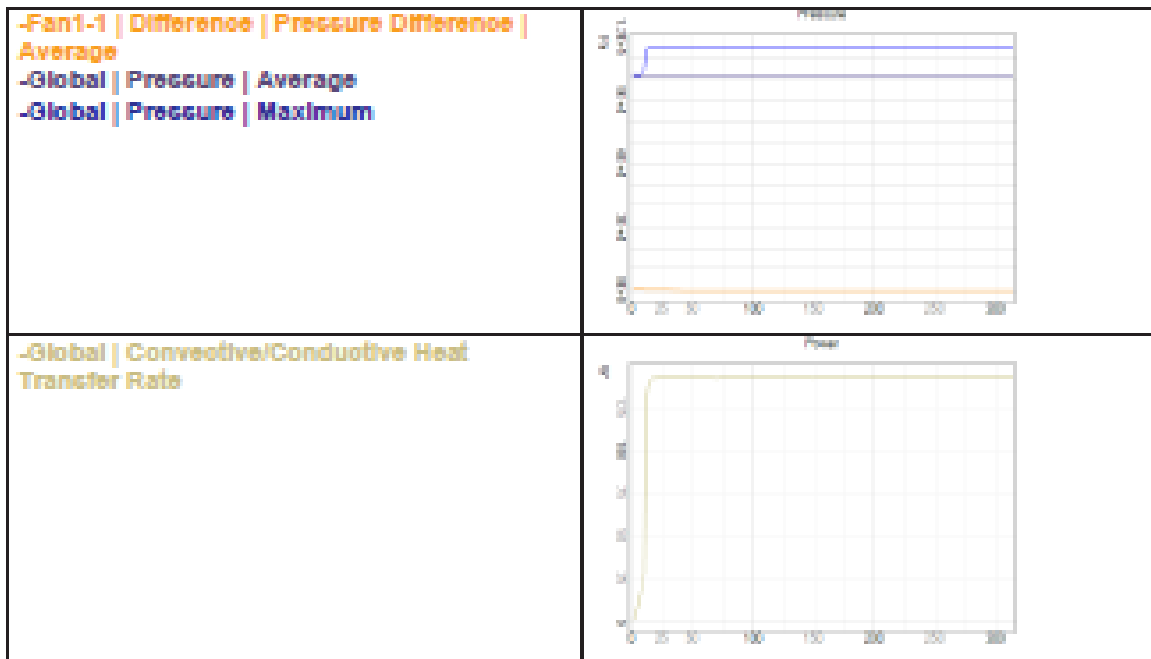
Surface Parameters

Parameter	Minimum	Maximum	Average/Total	Surface [mm ²]
Convective/Conductive Heat Flux [W/m ²]	0.0000	0.0000	0.0000	13.600
Convective/Conductive Heat Transfer Rate [W]			0.0000	13.600

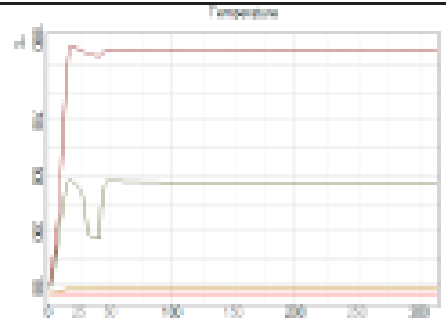
Goals Profile

Name	Type	Parameter	Calculation	Value	Unit	%
Fan1-1	Difference	Pressure Difference	Average	49.295	Pa	
Glo Convective/Conductive Heat Transfer Rate	Global	Convective/Conductive Heat Transfer Rate		142.13	W	
Glo Fluid Temp Ave	Global	Fluid Temperature	Average	75.595	°C	100
Glo Fluid Temp Max	Global	Fluid Temperature	Maximum	474.40	°C	
Glo Press Ave	Global	Pressure	Average	1.0131E+05	Pa	100
Glo Press Max	Global	Pressure	Maximum	1.1451E+05	Pa	
Glo Solid Temp Ave	Global	Solid Temperature	Average	90.371	°C	100
Glo Solid Temp Max	Global	Solid Temperature	Maximum	952.51	°C	
Glo Vel Ave	Global	Velocity	Average	4.8455	m/s	100
Glo Vel Max	Global	Velocity	Maximum	33.882	m/s	
Fan1-1	Surface	Volume Flow Rate		0.073295	m ³ /s	

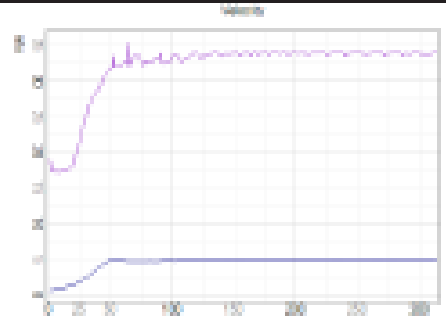
Goals Plot



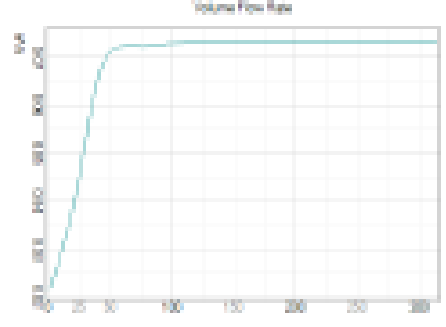
-Global | Fluid Temperature | Average
-Global | Fluid Temperature | Maximum
-Global | Solid Temperature | Average
-Global | Solid Temperature | Maximum



-Global | Velocity | Average
-Global | Velocity | Maximum

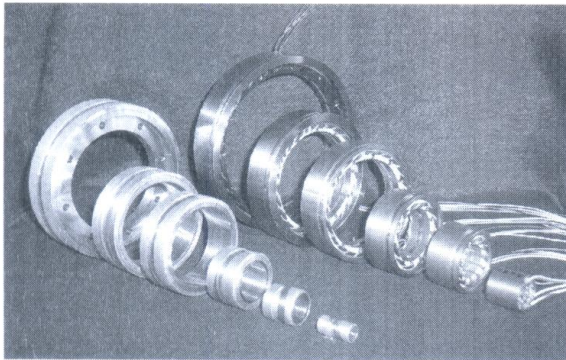


-Fan1-1 | Surface | Volume Flow Rate



ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ 3

Τεχνικά φυλλάδια



Solid rotor, variable reluctance, frameless, brushless resolvers for severe applications.

Admotec RO Series Rotasyn variable reluctance frameless resolvers provide high performance in measurement and feedback applications where traditional resolvers fail. Perfect for aerospace, down-hole, nuclear, and other severe applications, these solid-rotor resolvers offer original equipment manufacturers reliable solutions at any quantity—from prototype units all the way up to high-volume production.

The Rotasyn has fewer parts and a solid rotor without windings, making it much simpler than traditional brushless resolvers. Since the solid rotor has no coils and the stator has only half the number of windings of a traditional brushless resolver, reliability is significantly increased. And the solid rotor allows operation with the rotor immersed in hydraulic oil or other liquids.

The Rotasyn resolver is mechanically and electrically compatible with traditional brushless resolvers and can replace them as original equipment or in existing applications. And if our standard products don't meet your needs, custom versions can be quickly designed for your application.

Admotec—motion and position sensing for original equipment manufacturers.



TYPICAL APPLICATIONS

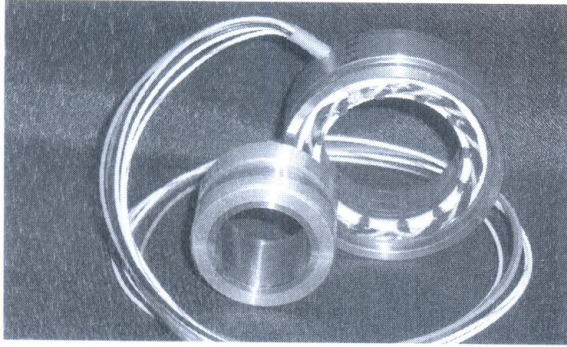
- Industrial tachometer
- Motor feedback
- Angle measurement
- Aerospace
- Downhole (oilwell)
- High-speed spindles
- AC and DC servo motors
- Flight control systems
- Hydraulic pumps
- Nuclear environments

FEATURES & BENEFITS

Non-contact design	No wear or aging
Rugged construction	Tolerates vibration and shock
Solid rotor	Higher speed, lower inertia
Lower impedance	Better noise immunity
Fewer coils	Higher reliability
Functionally equivalent to traditional brushless resolvers	Higher performance replacement for obsolete or unavailable devices
Absolute over 360°	No homing at power up

GENERAL SPECIFICATIONS

Operating Temperature		
ROxxx-M	-40 to +135	°C
ROxxx-K	-70 to +200	°C
Shock	20	G
Vibration	10	G (10–500 Hz, 0.5 Hr)
Radial Air Gap	0.3	mm nominal
Excitation Frequency	5 to 50	kHz typical
	10	kHz recommended
Excitation Amplitude	2 to 12	Vrms typical
Transformation Ratio	0.50	V/V ±10%
Accuracy	±60	arc-minutes
Insulation Resistance	100	MΩ minimum
Dielectric Strength (Hipot)		
Winding to Winding	300	Vac (50Hz for 1 minute)
Winding to Housing	500	Vac (50Hz for 1 minute)
Lead Wire Size	26	AWG
Lead Length	300	mm

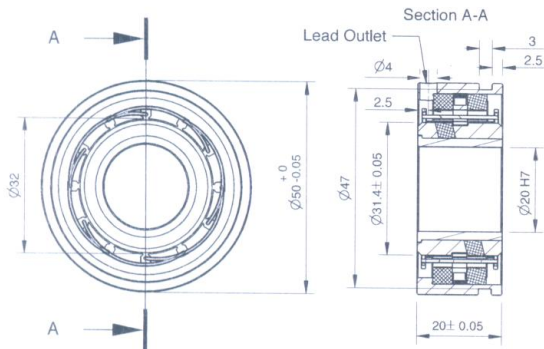


Series RO5032 is a frameless size 21 solid-rotor resolver with a 50mm stator OD and a 32mm airgap diameter. It fits shafts up to 20mm diameter.

RO5032 SPECIFICATIONS

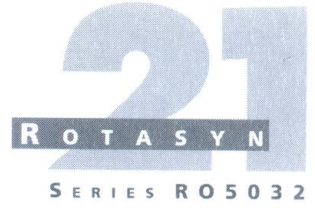
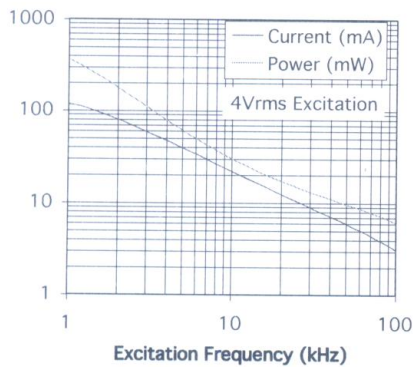
Mass (Weight)	190	grams
Maximum Speed		
RO5032-x-R Models	60	kRPM
RO5032-x-V Models	65	kRPM
Rotor Moment of Inertia		
RO5032-x-R Models	140	gram•cm ²
RO5032-x-V Models	200	gram•cm ²
Primary DC Resistance	20	$\Omega \pm 10\%$
Secondary DC Resistance	27	$\Omega \pm 10\%$

RO5032 OUTLINE & MOUNTING DIMENSIONS*

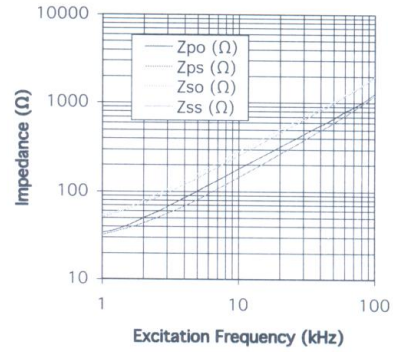


* All dimensions in mm.

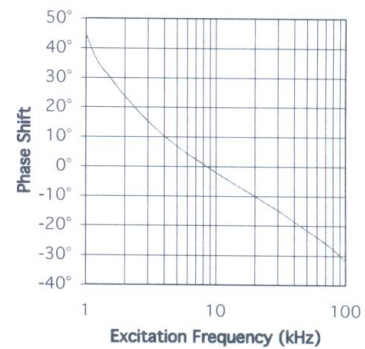
RO5032 PRIMARY CURRENT AND POWER



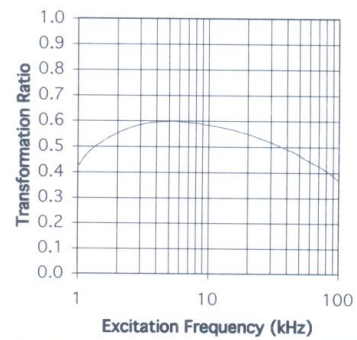
RO5032 IMPEDANCES



RO5032 PHASE SHIFT



RO5032 TRANSFORMATION RATIO



RO5032 ORDERING INFORMATION

RO5032 - -

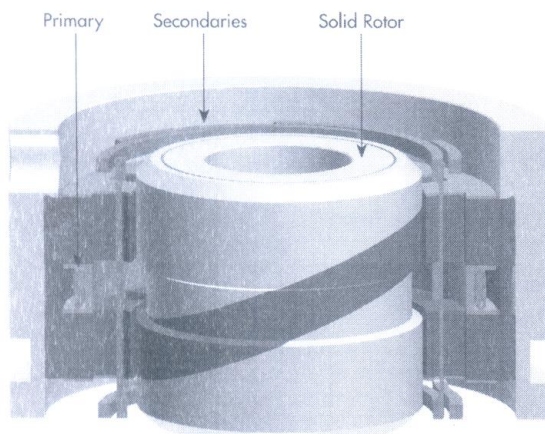
Stator Construction
M = Standard
K = Hi Temp/Hi Rad (Kapton insulation)
Custom constructions available

Rotor Bore (mm)
020 = 20mm (Standard)
Smaller bores available.

Rotor Construction
R = Standard
V = Hi Speed

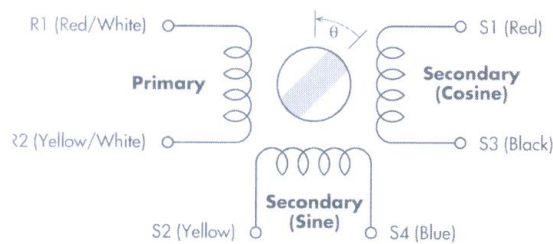
PRINCIPLE OF OPERATION

Unlike traditional brushless resolvers, the Rotasyn has both primary and secondary windings in the stator and thus no transformer is required—the Rotasyn is intrinsically brushless. The transferred energy remains magnetic from the primary coil through the airgap to the sinusoidally shaped poles of the solid rotor.



The Rotasyn is similar to a rotary variable differential rotary transformer (RVDT) in which the rotor acts as a magnetic valve completing the flux path. The total flux through the gap is constant—the rotor determines the angular position within the stator bore where the coupling occurs, and thus the relative amplitudes of the output signals.

ELECTRICAL SCHEMATIC



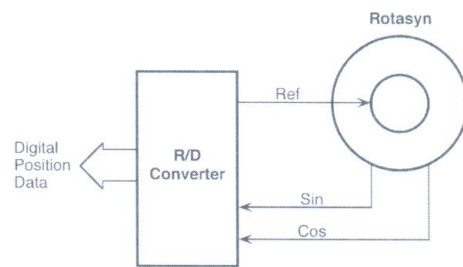
$$V_{(S1-S3)} = V_{(R1-R2)} \times TR \times \cos(\theta)$$

$$V_{(S2-S4)} = V_{(R1-R2)} \times TR \times \sin(\theta)$$

θ increases for CCW rotation when viewed from lead exit end

TYPICAL APPLICATION

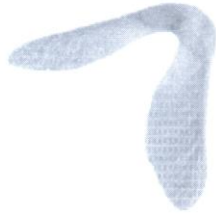
Rotasyns can be used directly with all commercially available Resolver-to-Digital (R/D) converters to provide digital angle and speed information.



CUSTOM ROTASYNs

In addition to the standard versions, Series RO Rotasyn resolvers may be fully customized to your needs. Available customization options include (but are not limited to) those shown below. Contact us with your requirements for customized versions.

- Size 35, 40, 50, and 60 models
- Customized housings for different stator mounting
- Larger airgap (up to 1mm)
- Flooded rotor to eliminate rotating seal
- Different windings for modified electrical characteristics
- Bifilar winding for electrical redundancy
- Duplex units for complete redundancy
- Aerospace qualification testing
- Multispeed (multipole) design
- Enclosed units with bearings and shaft (Series DG)



THALES

**> Générateur-démarreur grande vitesse
AGV50**

M.MARTINEZ
20 septembre 2011

Thales Avionics Electrical Systems



Générateur-Démarrateur Grande Vitesse AGV50

➤ Κύρια Χαρακτηριστικά:

- » Δρομέας με μαγνήτες από σαμάριο-κοβάλτιο,
- » Δαχτυλίδι από ίνες άνθρακα και εποξειδικής ρητίνης,
- » Λεπτά ελάσματα στάτη με χαμηλές απώλειες σιδήρου,
- » Ταχογεννήτρια μεγάλης ταχύτητας για την ανίχνευση της στιγμιαίας θέσης του δρομέα,
- » Ψύξη μέσω κυκλοφορίας του αέρα.

➤ Επιδόσεις εκκινητή (starter):

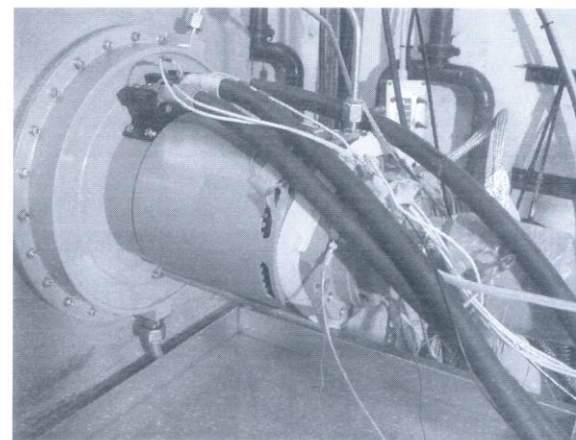
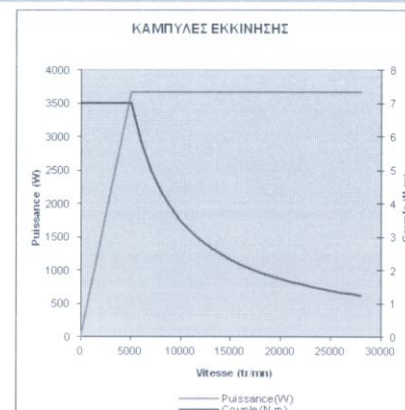
- » Σταθερή ροπή: **7 N.m** από 0 έως 5 000 tr/mn,
- » Σταθερή ισχύς: **3,7 kW** από 5 000 έως 28 000 tr/min.

➤ Επιδόσεις γεννήτριας:

- » Ονομαστική ταχύτητα: **46 000 έως 52 000 tr/mn**,
- » Παρεχόμενη ισχύς στο μετατροπέα: **53 kW** (παρεχόμενη ισχύς στο δίκτυο 50 kW),
- » Ονομαστική ροπή: **9 έως 11 N.m**.

➤ Μάζα :

- » Εναλλάκτης εκκίνησης: **19 kg**.



Εναλλάκτης εκκίνησης πάνω στον πειραματικό πάγκο TAES

THALES

Générateur-Démarreur Grande Vitesse AGV50

➤ Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά:

- Τριφασικό τύλιγμα αστέρα χωρίς ουδέτερο,
- Αριθμός ζευγαριών πόλων: 3,
- Αντίσταση φάσης-ουδέτερου: 13,3 mΩ στους 20°C,
- Επαγωγιμότητα φάσης ουδέτερου(Ld = Lq): 32 μH,
- Λειτουργία γεννήτριας με έλεγχο της συνεχούς ανορθωμένης τάσης τάσης με τη βοήθεια ενός ενεργού ανορθωτή.
 - » Περιοχή ονομαστικής ταχύτητας της γεννήτριας: 46000 – 52000 tr/min,
 - » Συχνότητα τάσεων και ρευμάτων σε λειτουργία γεννήτριας: βρίσκεται μεταξύ 2300 και 2600 Hz,
 - » Τάση φάσης ουδέτερου εν κενώ: 127 V_{eff} στις 45000 tr/min,
 - » Συντελεστής Ke (E₀eff/Ω): 0,027 V/(rad/s),
 - » Τριφασικό ρεύμα βραχυκύκλωσης: 285 A_{eff},
 - » Ονομαστική ηλεκτρική ισχύς: 53 kW εντός της περιοχής ονομαστικής ταχύτητας,
 - » Ονομαστική τάση στα 53 kW: 120 V_{eff},
 - » Ονομαστικό ρεύμα στα 53 kW: 145 A_{eff}.

Générateur-Démarreur Grande Vitesse AGV50

➤ Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά (συνέχεια):

- Λειτουργία εκκινήτη με έλεγχο των φασικών ρευμάτων με τη βοήθεια μιας αδιάλειπτης παροχής ισχύος στο MLI(?).
 - » Σταθερή μέγιστη ροπή: 7 N.m μεταξύ 0 και 5000 tr/min,
 - » Σταθερή μέγιστη ισχύς: 2,7 kW μεταξύ 5000 και 28000 tr/min,
 - » Σταθερά K_c (Cém/leff): 0,081 N.m/A (= 3 Ke).

Générateur-Démarreur Grande Vitesse AGV50

➤ **Caractéristiques mécaniques :**

- » Inertie du rotor: $2,32 \cdot 10^{-3}$ kg.
- » Frottement visqueux: $\sim 8 \cdot 10^{-5}$ N.m/(rad/s)
- » Plan d'encombrement:

Adobe Acrobat
Document_P032704

» **Plan du manchon cannelé d'accouplement:**

Adobe Acrobat
Document_EX321-50-114-01



Générateur-Démarreur Grande Vitesse AGV50

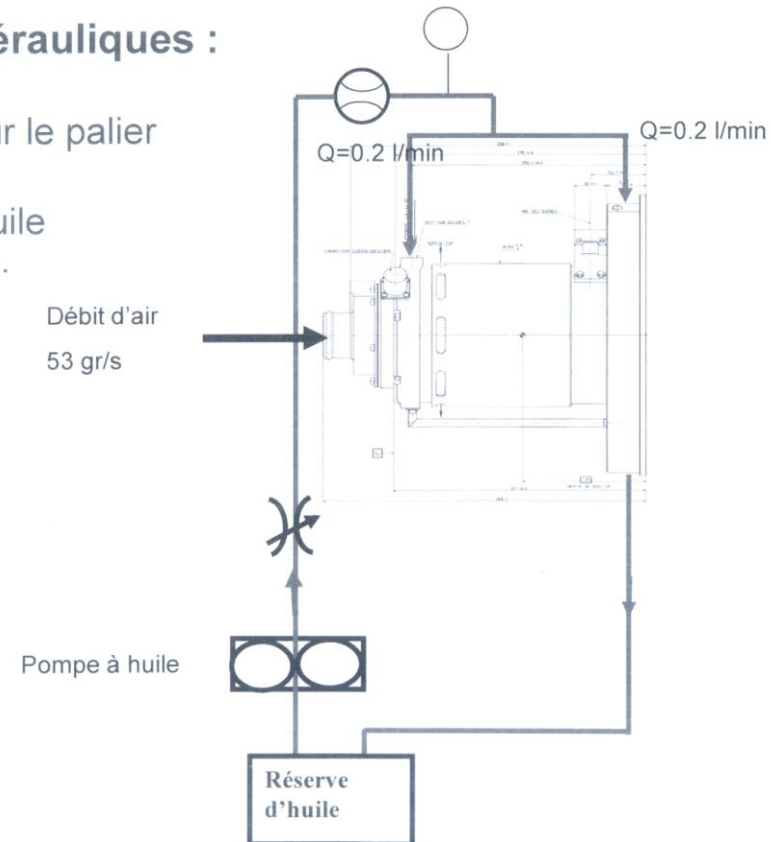
➤ Χαρακτηριστικά της ταχογεννήτριας:

- » Αριθμός ζευγαριών πόλων: 1,
- » Συχνότητα τάσης τροφοδοσίας: 6-12 kHz,
- » Τάση στους ακροδέκτες του πρωτεύοντος τυλίγματος: 4-12 Veff,
- » Λόγος μετασχηματισμού: 1:0,5,
- » Αντίσταση πρωτεύοντος τυλίγματος: 18 Ω,
- » Αντίσταση των δύο δευτερεύοντων τυλιγμάτων: 26 Ω.,
- » Type: resolver ADMOTEC size 21 P/N R05032 M300 E001 R020/0.3 ROTASYN.

Générateur-Démarrateur Grande Vitesse AGV50

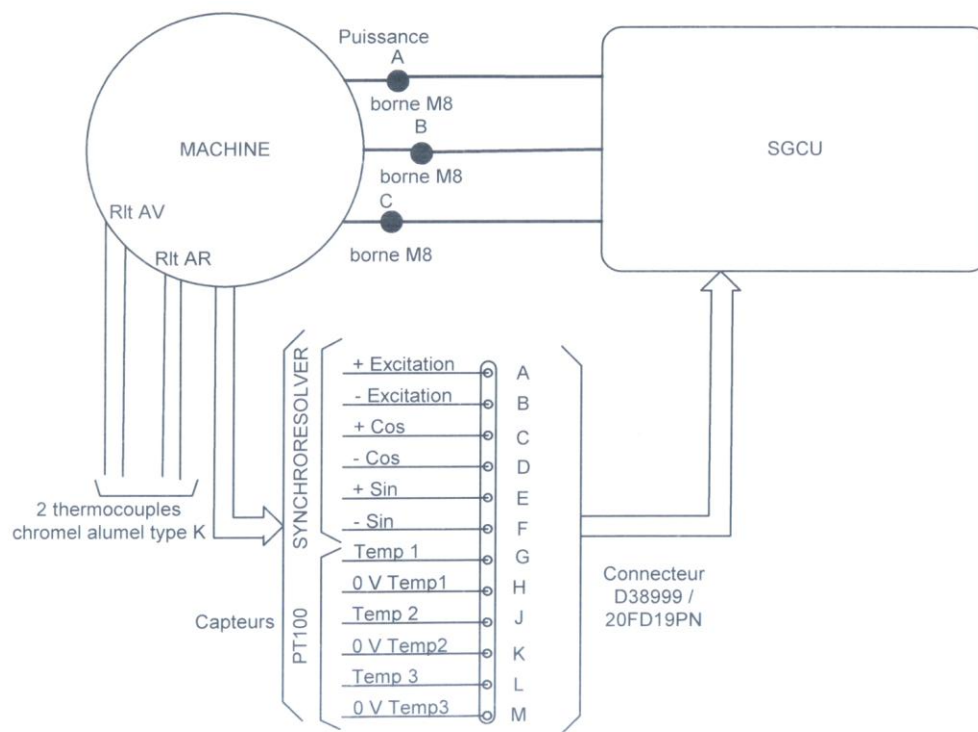
➤ Interfaces hydrauliques et aérauliques :

- » Refroidissement par air forcé arrivant dans une buse fixée sur le palier arrière.
- » Lubrification par circulation d'huile des roulements avant et arrière.



Générateur-Démarrateur Grande Vitesse AGV50

Schéma de branchement:



Reference

TECHNICAL DATA SHEET

Motortype: KS 110.24-2

Motor No:

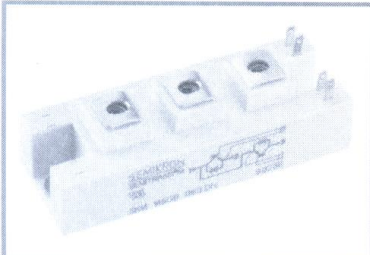
Frequency	300	Hz
Voltage	Delta 400	V
Output	45	kW
Current	75	A
Speed load	17900	RPM
Speed no load	18000	RPM
Torque	24	Nm
Max. Torque	81	Nm at 17375 RPM
Power Factor	0,93	
Current, no load	17,7	A
Rate		S1
Insulation Class		F
Protection		P 54
Rule		EN 60034

Resistances are given at 300 Hz and a temperature of 20 °C

Primary Resistance (Stator)	r1	0,0297	Ω
Secondary Resistance(Rotor)	r2	0,0352	Ω
Primary Leakage Reaktance(Stator)	x1	0,745	Ω
Secondary Leakage Reaktance(Rotor)	x2	0,705	Ω
Core Loss Resistance	rm	425	Ω
Magnetizing Leakage Reaktance	xm	39,4	Ω
Slip		2,6	%
Inductance		20,9	mH
Moment of Inertia		0,054	kgm ²

DATA SHEET 1863

SKM 100GB125DN



SEMITRANS® 2N

Ultra Fast IGBT Module

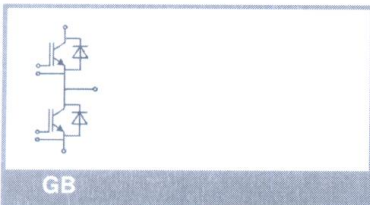
SKM 100GB125DN

Features

- N channel, homogeneous Si
- Low inductance case
- Short tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting to $6 \times I_{Cnom}$
- Fast & soft inverse CAL diodes
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Technology
- Large clearance (10 mm) and creepage distances (20 mm)

Typical Applications*

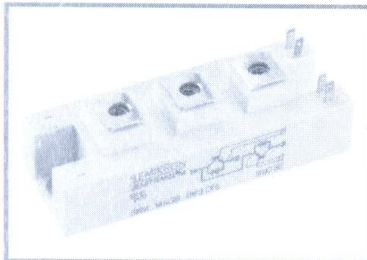
- Switched mode power supplies at $f_{sw} > 20$ kHz
- Resonant inverters up to 100 kHz
- Inductive heating
- Electronic welders at $f_{sw} > 20$ kHz



Absolute Maximum Ratings		$T_c = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified		
Symbol	Conditions	Values		Units
IGBT				
V_{CES}	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1200		V
I_C	$T_j = 150^\circ\text{C}$	$T_{case} = 25^\circ\text{C}$	100	A
		$T_{case} = 85^\circ\text{C}$	80	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$	150		A
V_{GES}		± 20		V
t_{psc}	$V_{CC} = 600\text{ V}; V_{GE} \leq 20\text{ V}; V_{CES} < 1200\text{ V}; T_j = 125^\circ\text{C}$	10		μs
Inverse Diode				
I_F	$T_j = 150^\circ\text{C}$	$T_{case} = 25^\circ\text{C}$	95	A
		$T_{case} = 80^\circ\text{C}$	65	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$	150		A
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms}; \text{sin.}; T_j = 150^\circ\text{C}$	720		A
Module				
$I_{t(RMS)}$		200		A
T_{vj}		- 40 ... + 150		$^\circ\text{C}$
T_{stg}		125		$^\circ\text{C}$
V_{isol}	AC, 1 min.	4000		V

Characteristics		$T_c = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified			
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
IGBT					
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}; I_C = 2\text{ mA}$	4,5	5,5	6,5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0\text{ V}; V_{CE} = V_{CES}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	0,15		mA
		$T_j = 125^\circ\text{C}$	0,45		mA
V_{CE0}		$T_j = 25^\circ\text{C}$			V
		$T_j = 125^\circ\text{C}$			V
r_{CE}	$V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$			$\text{m}\Omega$
		$T_j = 125^\circ\text{C}$			$\text{m}\Omega$
$V_{CE(sat)}$	$I_{Cnom} = 75\text{ A}; V_{GE} = 15\text{ V}; T_j = ^\circ\text{C}_{chiplev.}$		3,3	3,85	V
C_{res}	$V_{CE} = 25\text{ V}; V_{GE} = 0\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	5		6,6	nF
C_{oes}		0,72		0,9	nF
C_{res}		0,38		0,5	nF
Q_G	$V_{GE} = 0 - +20\text{ V}$	650			nC
R_{Gint}	$T_j = ^\circ\text{C}$	5			Ω
$t_{d(on)}$	$R_{Gon} = 8\ \Omega$	$V_{CC} = 600\text{ V}$	80		ns
t_r			40		ns
E_{on}			9		mJ
$t_{d(off)}$	$R_{Goff} = 8\ \Omega$	$T_j = 125^\circ\text{C}$	360		ns
			$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$	20	
E_{off}		3,5		mJ	
$R_{th(j-c)}$	per IGBT			0,18	K/W

SKM 100GB125DN



SEMITRANS® 2N

Ultra Fast IGBT Module

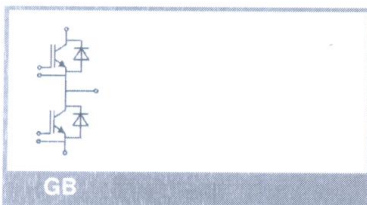
SKM 100GB125DN

Features

- N channel, homogeneous Si
- Low inductance case
- Short tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting to $6 \times I_{cnom}$
- Fast & soft inverse CAL diodes
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Technology
- Large clearance (10 mm) and creepage distances (20 mm)

Typical Applications*

- Switched mode power supplies at $f_{sw} > 20$ kHz
- Resonant inverters up to 100 kHz
- Inductive heating
- Electronic welders at $f_{sw} > 20$ kHz

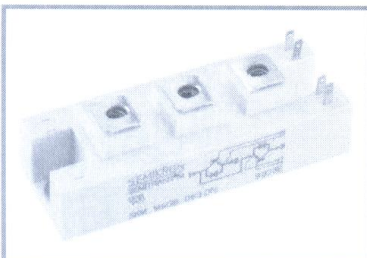


Characteristics						
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units	
Inverse Diode						
$V_F = V_{EC}$	$I_{Fnom} = 75$ A; $V_{GE} = 0$ V	$T_J = 25$ °C _{chiplev.}	2	2,5	V	
		$T_J = 125$ °C _{chiplev.}	1,8		V	
V_{F0}		$T_J = 25$ °C	1,1	1,2	V	
		$T_J = 125$ °C			V	
r_F		$T_J = 25$ °C	12	17,3	mΩ	
		$T_J = 125$ °C			mΩ	
I_{RRM}	$I_F = 75$ A	$T_J = 125$ °C	50		A	
Q_{rr}	$di/dt = 800$ A/μs		11,5		μC	
E_{rr}	$V_{GE} = 0$ V; $V_{CC} = 600$ V		4		mJ	
$R_{th(j-c)D}$	per diode			0,5	K/W	
Module						
L_{CE}			20	25	nH	
R_{CC+EE}	res., terminal-chip	$T_{case} = 25$ °C	0,75		mΩ	
		$T_{case} = 125$ °C	1		mΩ	
$R_{th(c-s)}$	per module			0,05	K/W	
M_s	to heat sink M6		3	5	Nm	
M_t	to terminals M5		2,5	5	Nm	
w				160	g	

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, Chapter IX.

* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our staff.

SKM 100GB125DN



SEMITRANS® 2N

Ultra Fast IGBT Module

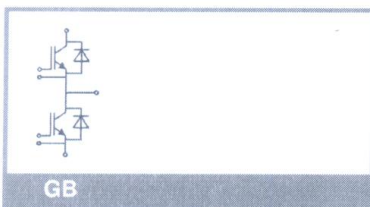
SKM 100GB125DN

Features

- N channel, homogeneous Si
- Low inductance case
- Short tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting to $6 \times I_{cnom}$
- Fast & soft inverse CAL diodes
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Technology
- Large clearance (10 mm) and creepage distances (20 mm)

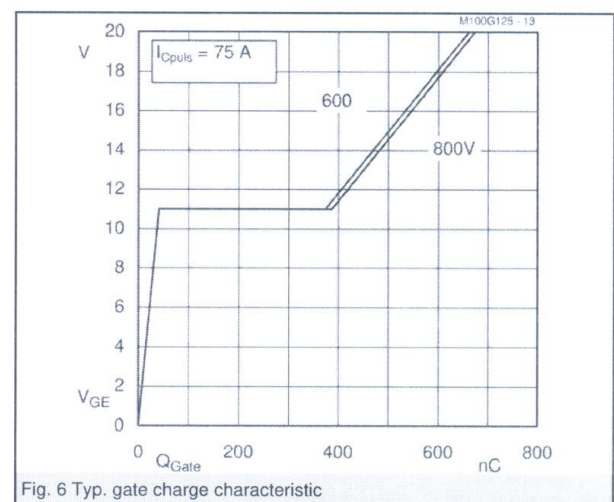
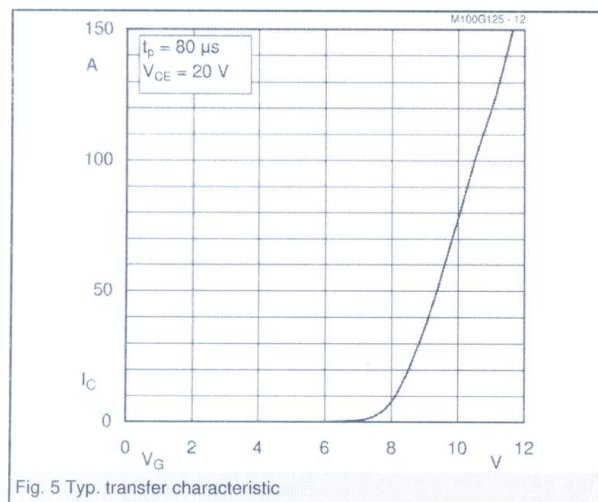
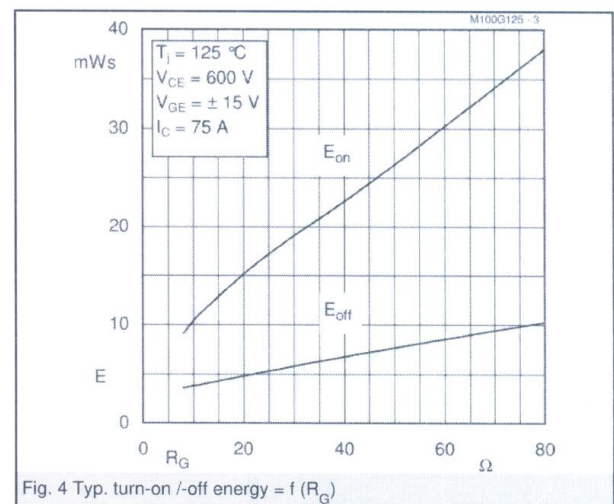
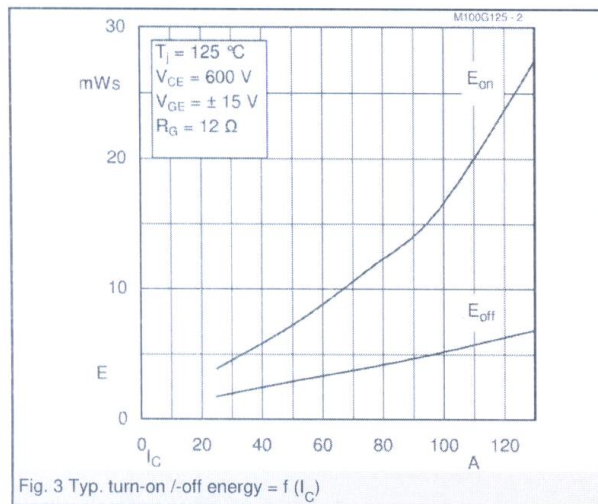
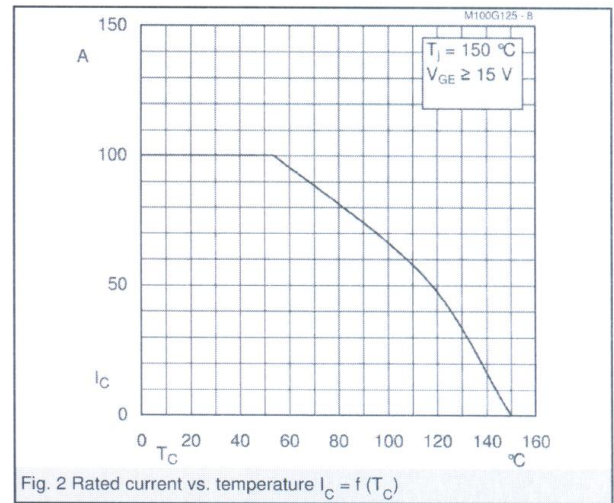
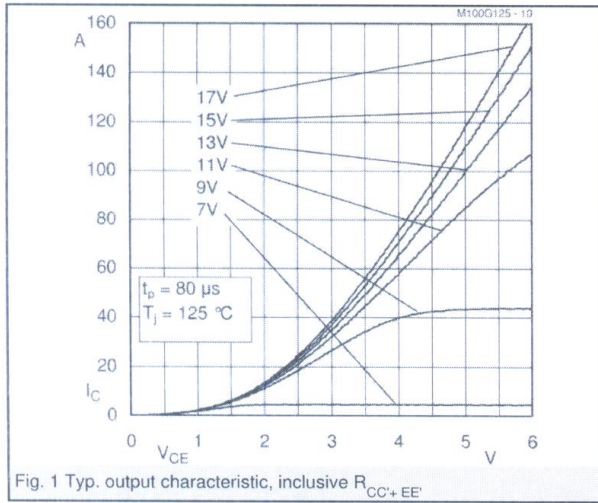
Typical Applications*

- Switched mode power supplies at $f_{sw} > 20$ kHz
- Resonant inverters up to 100 kHz
- Inductive heating
- Electronic welders at $f_{sw} > 20$ kHz

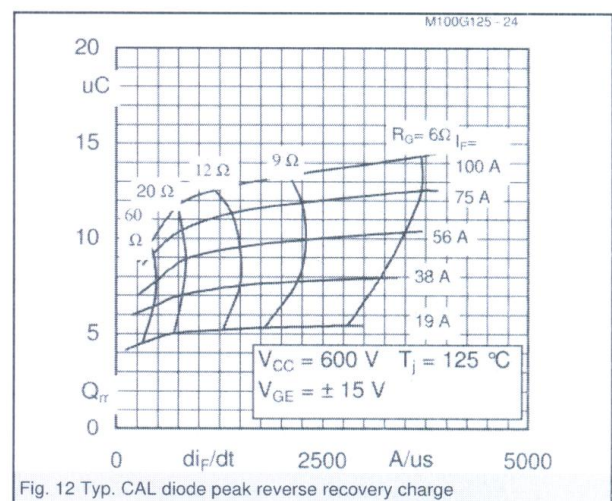
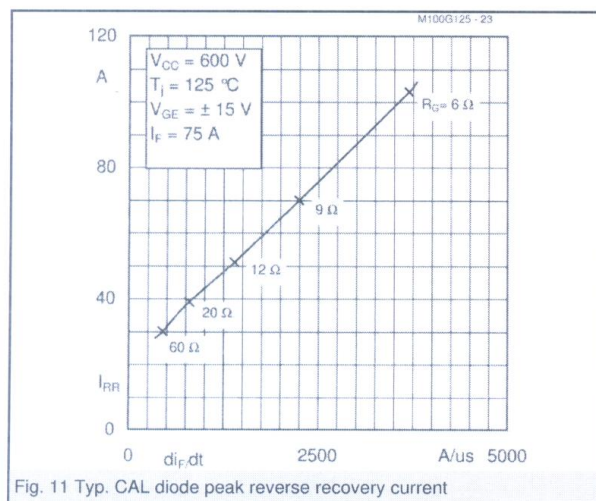
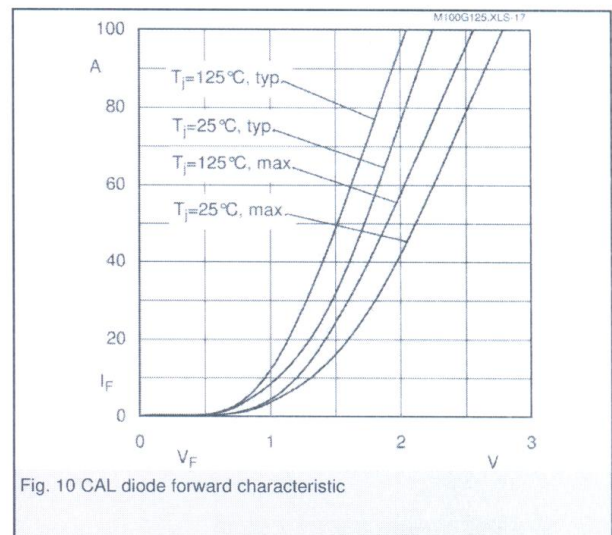
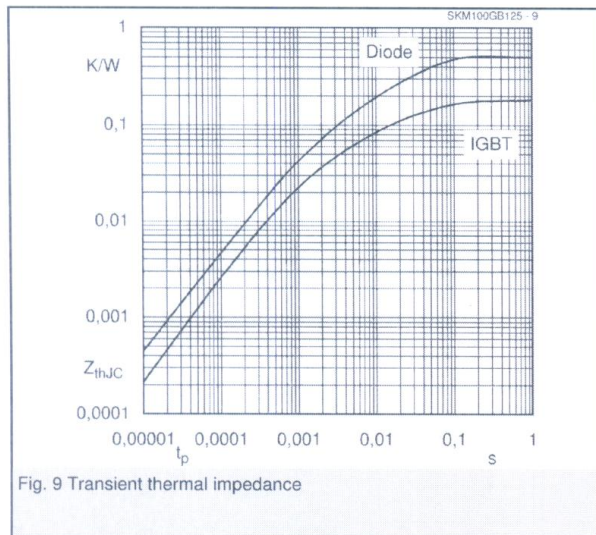
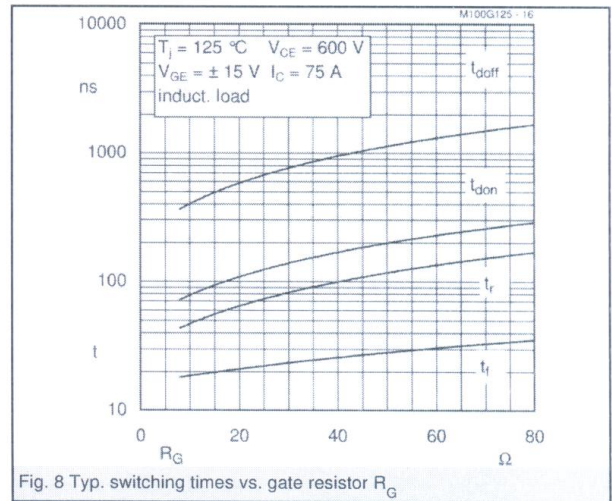
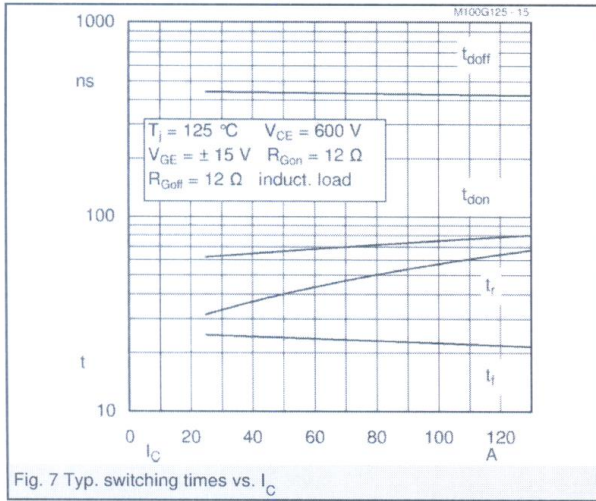


Z_{th}			
Symbol	Conditions	Values	Units
$Z_{th(j-c)I}$			
$R_{\theta j-c1}$	$i = 1$	95	mk/W
$R_{\theta j-c2}$	$i = 2$	65	mk/W
$R_{\theta j-c3}$	$i = 3$	17,5	mk/W
$R_{\theta j-c4}$	$i = 4$	2,5	mk/W
τ_{th1}	$i = 1$	0,0327	s
τ_{th2}	$i = 2$	0,008	s
τ_{th3}	$i = 3$	0,0017	s
τ_{th4}	$i = 4$	0,008	s
$Z_{th(j-c)D}$			
$R_{\theta j-c1D}$	$i = 1$	300	mk/W
$R_{\theta j-c2D}$	$i = 2$	160	mk/W
$R_{\theta j-c3D}$	$i = 3$	36	mk/W
$R_{\theta j-c4D}$	$i = 4$	4	mk/W
τ_{th1D}	$i = 1$	0,054	s
τ_{th2D}	$i = 2$	0,001	s
τ_{th3D}	$i = 3$	0,0015	s
τ_{th4D}	$i = 4$	0,1	s

SKM 100GB125DN



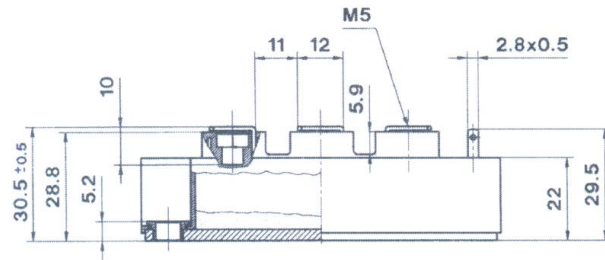
SKM 100GB125DN



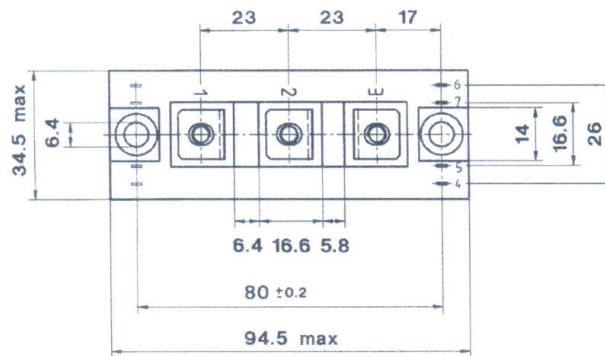
SKM 100GB125DN

UL Recognized

File 63 532



CASE093



Case D 93

