
ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών & Μηχανικών Η/Υ

Εργαστήριο : Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων & Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας



ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Έρευνα για την εφαρμογή ενός υβριδικού συστήματος
διαχείρισης Ήπιων Μορφών Ενέργειας σε οικιακή / βιομηχανική
κλίμακα με τη χρήση Ασαφούς Λογικής.**

Μανδουραράκης Ιωάννης

Εξεταστική Επιτροπή :

Σταυρακάκης Γ., Καθηγητής (Επιβλέπων)

Καλαϊτζάκης Κ., Καθηγητής

Μπούχερ Μ., Επίκουρος Καθηγητής

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Για την εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας οφείλω να ευχαριστήσω τον Καθηγητή του τμήματος Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ κύριο Γεώργιο Σταυρακάκη για την πολύτιμη βοήθεια και καθοδήγησή του καθώς και την ερευνήτρια Τριανταφυλλιά Νικολάου για την εισήγηση του θέματος και την συνεργασία της στα πρώτα στάδια της έρευνας.

Επίσης ευχαριστώ την Χαιρέτη Στέλα, βιβλιοθηκονόμο του Πολυτεχνείου Κρήτης, για την πολύτιμη βοήθειά της στη συγκέντρωση, διάρθρωση και επεξεργασία όλου του βιβλιογραφικού ερευνητικού υλικού.

Τέλος, ευχαριστώ τους γονείς μου για την υποστήριξή τους όλα αυτά τα χρόνια.

Χανιά, Φεβρουάριος 2011

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 γραπτώς προς τον συγγραφέα.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Οι ανανεώσιμες μορφές ενέργειας αποτελούν ένα ταχύτατα αναπτυσσόμενο πεδίο έρευνας τόσο για την ακαδημαϊκή κοινότητα όσο και για την βιομηχανική εφαρμογή. Έρχονται ως απάντηση στο πρόβλημα της μείωσης των αποθεμάτων των συμβατικών μορφών ενέργειας και κυρίως της διαφαινόμενης οικολογικής καταστροφής. Ήδη εδώ και κάποια χρόνια έχουν ξεκινήσει να θεσπίζονται παγκόσμιες διακρατικές διατάξεις που ορίζουν τον τρόπο εκμετάλλευσης και διακίνησης των ανάλογων πόρων ενώ παράλληλα επενδύονται υψηλά κονδύλια για την παραγωγή των εμπορικών συστημάτων διαχείρισης αυτού του ‘πλούτου’.

Με δεδομένη αυτή την τάση η παρούσα εργασία ασχολείται με την σχεδίαση ενός υβριδικού συστήματος διαχείρισης των πόρων ήπιων μορφών ενέργειας αποτελούμενο από τρεις διαφορετικούς παροχείς και την κατάλληλη λογική ελέγχου τους. Συγκεκριμένα, το μοντέλο απαρτίζεται από μια ανεμογεννήτρια, μια συστοιχία φωτοβολταϊκών κυττάρων ($\Sigma/\Phi/B$) και μια συστοιχία κυψελών καυσίμου ($\Sigma/K/K$), διασυνδεδεμένες μεταξύ τους βάσει της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής. Οι πηγές μετατρέπουν την αιολική, την ηλιακή και τη χημική ενέργεια σε ηλεκτρική και το σύστημα αναλαμβάνει την αποδοτική και ανελλιπή τροφοδότηση των φορτίων της εκάστοτε εγκατάστασης. Για την αποδοτική διαχείριση των διαθέσιμων πόρων αναπτύσσεται η κατάλληλη πολιτική διαμοιρασμού. Το σύστημα μπορεί να λειτουργήσει είτε ως αυτόνομο (προβλέπεται η χρήση συσσωρευτών) είτε συνδεδεμένο με το ηλεκτρικό δίκτυο.

Σημασία δόθηκε στον τρόπο με τον οποίο το κύκλωμα ελέγχου θα φροντίσει για την αδιάλειπτη παροχή σταθερής ισχύος (ρυθμού ενεργειακής κατανάλωσης) στην έξοδο, που να εξασφαλίζει την εξυπηρέτηση του εκάστοτε φορτίου ανεξάρτητα από τη στάθμη ισχύος των εισόδων του συστήματος οι οποίες συνήθως χαρακτηρίζονται από αστάθεια. Η αστάθεια αυτή είναι συνέπεια διάφορων αστάθμητων παραγόντων (όπως νηνεμία, συννεφιά, θερμοκρασία περιβάλλοντος, απότομες αλλαγές έντασης και κατεύθυνσης του ανέμου, ανομοιογένεια στη σύνθεση καυσίμου) που δίνουν τυχαία σήματα εισόδου, ενώ δεν αποκλείεται και το ενδεχόμενο αστοχίας υλικού συντήρησης ή/και βλάβης στο σύστημα.

Ακριβώς επειδή διατρέχουν τέτοια σενάρια όπως τα παραπάνω, επιλέχθηκε ο έλεγχος των ενεργειακών παροχών να γίνεται με τη χρήση Ασαφούς Λογικής (*Fuzzy Logic* ή *FL*). Αυτός εφαρμόζεται αποκεντρωμένα, δηλαδή σε διαφορετικά σημεία του συστήματος, όπου εξετάζεται και διαπιστώνεται ότι υπερτερεί έναντι των συμβατικών μεθόδων ελέγχου.

Η χρήση της FL προτιμάται για την ικανότητά της να προσομοιώνει μη-γραμμικά φαινόμενα εύκολα και γρήγορα ενώ παράλληλα επιδεικνύει συνέπεια εξόδου και ευστάθεια ακόμα και σε περιπτώσεις μη αναμενόμενων ή εσφαλμένων τιμών εισόδου (*fault tolerance*).

Σε περιόδους που το σύστημα στερείται / υπολείπεται ενεργειακών πόρων πχ. λόγω συννεφιάς και νηνεμίας, το κύκλωμα ελέγχου, που τροφοδοτείται αρχικά από την μπαταρία, ξεκινά να αποδίδει ενέργεια στο φορτίο καταναλώνοντας την αποθηκευμένη ενέργεια που υπάρχει συσσωρευμένη στις κυψέλες καυσίμου, φροντίζοντας φυσικά για την όσο το δυνατόν αποδοτικότερη εκμετάλλευση του συνόλου των παρεχόμενων πόρων. Η μπαταρία μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για να ικανοποιήσει, σε περίπτωση ανάγκης το ανώτατο σημείο ενεργειακής κατανάλωσης (*peak power demand*). Αντίθετα, σε περιόδους ηλιοφάνειας και αιολικής δραστηριότητας, το όποιο πλεόνασμα ενέργειας, αποδίδεται επίσης από το κύκλωμα ελέγχου, στην μπαταρία και στις κυψέλες καυσίμου. Η απόδοση στα κυψέλες καυσίμου γίνεται με τη χρήση κατάλληλης μονάδας ηλεκτρόλυσης, η οποία παράγει εκ νέου καύσιμο υλικό (συνήθως υδρογόνο) μέσω ηλεκτρόλυσης κάποιας κατάλληλης ουσίας (συνήθως βασισμένης σε σάκχαρο). Το σύστημα διαχειρίζεται την περίσσεια ενέργειας αποδίδοντάς την αρμονικά στα διάφορα φορτία ή/και προς το ηλεκτρικό δίκτυο.

Τις αποφάσεις του πως θα συμπεριφέρεται (ηλεκτρομηχανικά) η όλη εγκατάσταση, αναλαμβάνουν να εφαρμόσουν διάφοροι Ελεγκτές Ασαφούς Λογικής καθώς και πρόσθετα Νευρωνικά Δίκτυα, τα οποία με μια σχετικά μικρή εκπαίδευση μπορούν να αναγνωρίσουν αναλόγως των περιστάσεων (σενάρια) ποιες αποκρίσεις πρέπει να δώσουν, συμβάλλοντας στην ευστάθεια του συστήματος.

Προϋπόθεση για το σωστό σχεδιασμό της διάταξης είναι η ύπαρξη στατιστικών στοιχείων για τις δεδομένες υπό εξέταση περιοχές. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκαν κλιματικά δεδομένα από την περιοχή του Ακρωτηρίου Χανίων (ένταση ανέμου – συλλογή 2007-2008) και του San Angelo του Texas (ημερήσια θερμοκρασία & ηλιοφάνεια – συλλογή 2005).

Η προσομοίωση που χρησιμοποιείται για την εξέταση της απόδοσης καθώς και της συμπεριφοράς των αλγορίθμων του Fuzzy Logic Control γίνεται στο περιβάλλον του MATLAB με τη βοήθεια του πακέτου Simulink.

Έχουν απαριθμηθεί και μοντελοποιηθεί (τόσο με λεπτομερή όσο και με γενικευμένα μοντέλα) όλα τα στοιχεία που συνθέτουν το προτεινόμενο υβριδικό σύστημα. Τα δεδομένα που προκύπτουν, πιστοποιούν την ορθή λειτουργία του συστήματος, και στη συνέχεια συγκρίνονται και σχολιάζονται προσφέροντας χρήσιμα και αξιοποιήσιμα συμπεράσματα στις ρεαλιστικές υλοποιήσεις. Τέλος, προτείνονται μέθοδοι και τακτικές για μελλοντικές επεκτάσεις.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

1.	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	1
1.1.	ΣΤΟΧΟΙ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	1
1.2.	ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	1
1.3.	ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΚΑΙ ΥΠΟΔΟΜΗ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	3
1.4.	ΑΝΑΝΕΩΣΙΜΕΣ ΠΗΓΕΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ	3
1.5.	ΑΙΟΛΙΚΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ	7
1.6.	ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΑ	13
1.7.	ΚΥΨΕΛΕΣ ΚΑΥΣΙΜΟΥ	15
2.	ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΥΤΟΜΑΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ	19
2.1.	ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΗ ΕΞΕΛΙΞΗ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΩΝ	19
2.1.1.	Συμβατικός (Κλασικός) Έλεγχος	19
2.1.2.	Μη-συμβατικός (Πρακτικός) Έλεγχος	19
2.1.3.	Ευφυής Έλεγχος	21
2.1.4.	Εύκαμπτος Έλεγχος – Έμπειρα Συστήματα - Υπολογιστική Νοημοσύνη	22
2.1.5.	Αυτόματος Έλεγχος – Μοντελοποίηση	23
2.2.	ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΣ ΚΛΑΣΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ	24
2.3.	ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΣΥΜΒΑΤΙΚΩΝ (PID) ΕΛΕΓΚΤΩΝ	25
2.3.1.	Πρακτικό Παράδειγμα	26
2.3.2.	Ρυθμιστικές Μέθοδοι Συμβατικών (PID) Ελεγκτών	35
2.3.3.	Περιορισμοί Συμβατικών Ελεγκτών	39
2.3.4.	Αυτόματη ρύθμιση (PID) με χρήση Η/Υ	39
2.3.5.	Ευστάθεια (PID) Ελεγκτών	42
3.	ΑΣΑΦΗΣ ΕΛΕΓΧΟΣ.....	45
3.1.	ΑΣΑΦΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ	45
3.1.1.	Εισαγωγή	45
3.1.2.	Πρακτικό παράδειγμα 1	45
3.1.3.	Πρακτικό παράδειγμα 2	46
3.2.	ΒΑΣΙΚΟΙ ΟΡΙΣΜΟΙ ΑΣΑΦΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ	46
3.2.1.	Στοιχεία και βασικοί όροι των ασαφών συνόλων	46
3.2.2.	Πράξεις στα ασαφή σύνολα	48
3.2.3.	Ιδιότητες των ασαφών συνόλων	49
3.2.4.	Αλγεβρικό γινόμενο και άθροισμα των ασαφών συνόλων	49
3.3.	ΕΞΑΡΤΗΜΕΝΕΣ ΔΗΛΩΣΕΙΣ ΚΑΙ ΑΣΑΦΕΙΣ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ	50
3.3.1.	Συνδετικά	50
3.3.2.	Υπολογισμός ασαφών συνεπαγωγών	51
3.4.	ΔΟΜΗ ΚΑΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΣΑΦΟΥΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	52

3.4.1.	Αρχιτεκτονική Ασαφούς Συστήματος.....	52
3.4.2.	Επεξήγηση Λειτουργίας Ασαφούς Συστήματος	53
3.5.	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΓΙΑ ΔΟΜΗ ΑΣΑΦΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ.....	57
3.6.	ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΕΛΕΓΚΤΩΝ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ (FLC).....	58
3.6.1.	Τοπολογίες.....	58
3.6.2.	Πρακτικό Παράδειγμα.....	59
3.7.	ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ & ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ	84
3.7.1.	Πλεονεκτήματα	84
3.7.2.	Μειονεκτήματα	84
3.7.3.	Ευφυείς Ελεγκτές - Ασαφής Έλεγχος & Τεχνητά Νευρωνικά Δίκτυα	85
4.	ΤΕΧΝΗΤΑ ΝΕΥΡΩΝΙΚΑ ΔΙΚΤΥΑ.....	87
4.1.	ΘΕΩΡΙΑ ΤΕΧΝΗΤΩΝ ΝΕΥΡΩΝΙΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ	87
4.1.1.	Ορισμός και Εισαγωγή	87
4.1.2.	Αρχιτεκτονική των Τεχνητών Νευρωνικών Δικτύων (ΤΝΔ)	87
4.1.3.	Αρχή Λειτουργίας.....	88
4.1.4.	Μοντέλα	89
4.1.5.	Γενικές Εφαρμογές.....	89
4.2.	ΕΚΠΑΙΔΕΥΣΗ ΤΕΧΝΗΤΩΝ ΝΕΥΡΩΝΙΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ.....	90
4.2.1.	Ο αλγόριθμος Widrow-Hoff.....	91
4.2.2.	Ο αλγόριθμος Δέλτα.....	94
4.2.3.	Ο αλγόριθμος Οπισθόδρομης Διάδοσης (Back Propagation algorithm).....	96
4.3.	ΧΡΗΣΗ ΤΕΧΝΗΤΩΝ ΝΕΥΡΩΝΙΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ ΩΣ ΕΛΕΓΚΤΕΣ	101
4.3.1.	Μέθοδοι Σχεδίασης.....	101
4.3.2.	Πρακτικό Παράδειγμα.....	106
5.	ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΙΣΧΥΟΣ.....	113
5.1.	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	113
5.2.	ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ	114
5.2.1.	Κατηγορίες και Τύποι ηλεκτρονικών διακοπών	114
5.2.2.	Κατηγορίες Μετατροπών Ισχύος και Εφαρμογές.....	119
5.3.	ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΩΝ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ	121
5.3.1.	Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD).....	121
5.3.2.	Η μέθοδος Fourier.....	121
5.3.3.	Μέση και Ενεργός τιμή μιας συνάρτησης.....	123
5.4.	ΑΝΟΡΘΩΤΕΣ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ	128
5.4.1.	Μονοφασικοί Ανορθωτές πλήρους κύματος	128
5.4.2.	Αναστροφή Ισχύος	131
5.5.	ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ.....	132
5.5.1.	Κατηγορίες και Αρχή λειτουργίας των μετατροπών συνεχούς ρεύματος.....	132

5.5.2.	Στρατηγική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM).....	133
5.5.3.	Τροφοδοτικά Συνεχούς Ρεύματος.....	134
5.5.4.	Διακοπτικά Τροφοδοτικά.....	135
5.5.5.	Είδη Μετατροπών Συνεχούς Ρεύματος με απομόνωση.....	136
5.5.6.	Χαρακτηριστικά μεγέθη των τροφοδοτικών.....	137
5.5.7.	Ο Μετατροπέας Υποβιβασμού Τάσης (Buck ή Step-Down Converter).....	138
5.5.8.	Ο Μετατροπέας Ανύψωσης Τάσης (Boost ή Step-Up Converter).....	145
5.5.9.	Ο Μετατροπέας Υποβιβασμού-Ανύψωσης Τάσης (Buck-Boost Converter).....	152
5.5.10.	Ο Μετατροπέας Συνεχούς Ρεύματος με Πλήρη Γέφυρα.....	161
5.6.	ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΔΙΑΚΟΠΤΟΜΕΝΟΥ ΤΥΠΟΥ.....	162
5.6.1.	Αντιστροφείς Πηγής Τάσης.....	162
5.6.2.	Αντιστροφείς Πηγής Ρεύματος.....	169
5.6.3.	Σύγκριση των Αντιστροφέων Πηγής Ρεύματος και Πηγής Τάσης.....	171
6.	ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ.....	173
6.1.	ΜΟΝΤΕΛΑ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ.....	173
6.1.1.	Εισαγωγή.....	173
6.1.2.	Ανορθωτές AC-DC.....	173
6.1.3.	Μετατροπείς DC-DC (Boost).....	176
6.1.4.	Μετατροπείς DC-DC (Buck-Boost).....	187
6.1.5.	Αντιστροφέας DC-AC (ειδικά για grid-connected σύστημα).....	195
6.1.6.	Διαιρέτης (ή κατανεμητής) DC Ισχύος.....	207
7.	ΗΛΕΚΤΡΟΜΗΧΑΝΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ.....	215
7.1.	ΓΕΝΝΗΤΡΙΕΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ.....	215
7.1.1.	Γεννήτριες Συνεχούς Ρεύματος.....	215
7.1.2.	Γεννήτριες Εναλλασσόμενου Ρεύματος.....	218
7.1.3.	Διαφορές και ομοιότητες γεννητριών συνεχούς και εναλλασσόμενου ρεύματος.....	225
7.2.	ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΟΝΤΕΛΟΥ.....	228
8.	ΜΟΝΤΕΛΟ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ.....	250
8.1.	ΤΟ ΜΗΧΑΝΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ.....	251
8.2.	ΤΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ.....	255
8.3.	ΤΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ MPPT.....	260
9.	ΜΟΝΤΕΛΟ ΔΕΣΜΗΣ ΚΥΨΕΛΩΝ ΚΑΥΣΙΜΟΥ.....	285
9.1.	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	285
9.2.	ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΜΟΝΤΕΛΟΥ.....	285
9.2.1.	Στρατηγική Ελέγχου.....	285
9.2.2.	Το Δυναμικό Μοντέλο.....	286
9.2.3.	Καμπύλες Πόλωσης και Στιγμοτυπική Χαρακτηριστική.....	288

9.2.4.	Τέλειος Έλεγχος Κυψελών Καυσίμου	294
9.2.5.	Παραδοχές και Ενδεχόμενοι Περιορισμοί.....	295
9.2.6.	Κυψέλες Καυσίμου και DC-DC Μετατροπείς.....	295
9.2.7.	Έλεγχος του DC-DC μετατροπέα.....	297
9.2.8.	Τεχνική Ολισθαίνοντος Ελέγχου (SMC)	298
9.2.9.	Κανόνες Διακοπτικού Ελέγχου.....	298
9.2.10.	Σχεδίαση μοντέλου στο Simulink του MATLAB	302
10.	ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟ ΥΒΡΙΔΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ.....	313
10.1.	ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΜΟΝΤΕΛΟΥ	313
10.1.1.	Συστατικά μέρη.....	313
10.1.2.	Χαρακτηριστικά Πηγών.....	315
10.1.3.	Κατανομή Παραγόμενης Ισχύος	316
10.1.4.	Παραλληλισμός εξόδων DC-DC μετατροπέων.....	318
10.1.5.	Επιμέρους συνδέσεις και εξαρτήματα	320
10.1.6.	Υψηλή απαίτηση ισχύος.....	323
10.1.7.	Αισθητήρας ρεύματος.....	324
10.1.8.	Σύνοψη (Προτεινόμενη Αρχιτεκτονική).....	325
10.2.	ΤΕΧΝΙΚΟΟΙΚΟΝΟΜΙΚΑ	326
10.2.1.	Εισαγωγή	326
10.2.2.	Συστοιχία μπαταριών.....	327
10.2.3.	Ανεμογεννήτριες.....	327
10.2.4.	Φωτοβολταϊκά.....	329
10.2.5.	Κυψέλες Καυσίμου	333
10.2.6.	Συμπεράσματα.....	334
11.	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΕΠΙΛΟΓΟΣ.....	337
11.1.	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	337
11.2.	ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	338
11.3.	ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗ & ΠΡΟΟΠΤΙΚΗ.....	339
11.4.	ΕΠΙ ΜΕΡΟΥΣ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	340
11.5.	ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΕΣ ΕΠΕΚΤΑΣΕΙΣ - ΑΝΑΒΑΘΜΙΣΕΙΣ.....	342
BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	345	
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ `Α - Σχεδιασμός των FLC		
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ `Β - Προσομοιώσεις		
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ `Γ - Κώδικας MATLAB.....		

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1. ΣΤΟΧΟΙ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Η εύκαμπτη πληροφορική (*soft computing*) εφαρμόζεται με επιτυχία στη βιομηχανία εδώ και χρόνια ενώ μόλις πρόσφατα άρχισαν να σχεδιάζονται ευφυή συστήματα ελέγχου για τον νεο-αναπτυσσόμενο τομέα των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ). Τα υβριδικά συστήματα του τομέα των ΑΠΕ αποτελούν τους πρωταρχικούς υποψήφιους για την έρευνα και την ανάπτυξη νέων, φθηνών και οικονομικά προσιτών σχεδιαστικών προτάσεων, καθώς χώρες πλούσιες σε ηλιοφάνεια και ανέμους όπως η Ελλάδα, επιχειρούν τις ανάλογες επενδύσεις. Στόχος της παρούσας εργασίας είναι ο σχεδιασμός μιας υβριδικής αρχιτεκτονικής ΑΠΕ και εν συνεχεία ο εντοπισμός των σημείων εκείνων όπου κρίνεται ότι ο ασαφής έλεγχος μπορεί να δώσει γρηγορότερες και αμεσότερες λύσεις έναντι του συμβατικού. Χρησιμοποιώντας τα κατάλληλα μαθηματικά εργαλεία, και λαμβάνοντας υπόψη τα πορίσματα πρόσφατων μελετών, εφαρμόζονται οι εξομοιώσεις στο προτεινόμενο σύστημα, καταλήγοντας σε χρήσιμα συμπεράσματα σχετικά με τις επιδόσεις, την ευκολία υλοποίησης καθώς και τη βιωσιμότητα ενός παρόμοιου έργου.

1.2. ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Η δομή της εργασίας έχει ως εξής :

- Στο Κεφάλαιο 1 αρχικά παρατίθεται μια συνοπτική πληροφόρηση σχετικά με τους στόχους, τη δομή και το περιβάλλον μοντελοποίησης της εργασίας. Στη συνέχεια επιχειρείται μια πρώτη εισαγωγική παρουσίαση των Συστημάτων Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας, χρήση των οποίων γίνεται στην παρούσα μελέτη.
- Στο Κεφάλαιο 2 γίνεται μια εισαγωγή στη Θεωρία Αυτομάτου Ελέγχου και την εξέλιξη των αυτοματισμών στις βιομηχανικές εφαρμογές. Δίνεται ιδιαίτερη βαρύτητα στην μελέτη των συμβατικών τεχνικών ελέγχου (PID) και αναπτύσσεται ανάλογο πρακτικό παράδειγμα.
- Στο Κεφάλαιο 3 παρουσιάζονται τα κυριότερα χαρακτηριστικά της θεωρίας Ασαφούς Ελέγχου, επεξηγούνται σχετικές έννοιες και διατυπώνονται οι μαθηματικοί ορισμοί τους. Στη συνέχεια περιγράφεται η λειτουργία συστημάτων βασισμένων σε αυτή την τακτική ελέγχου και δίνονται παραδείγματα εφαρμογής. Τέλος παρουσιάζονται τα κυριότερα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα τέτοιων συστημάτων και προτείνεται η συνεργασία με τα Τεχνητά Νευρωνικά Δίκτυα.

-
- Στο Κεφάλαιο 4 παρουσιάζεται η Αρχιτεκτονική των Τεχνητών Νευρωνικών Δικτύων, αναλύεται η λειτουργία τους και αναπτύσσονται οι πιο γνωστοί αλγόριθμοι εκπαίδευσης. Στη συνέχεια μελετάται και πρακτικό παράδειγμα εφαρμογής τους.
 - Στο Κεφάλαιο 5 παρατίθενται αναλυτικά οι σημαντικότεροι τύποι μετατροπών ισχύος, περιγράφονται οι αρχές λειτουργίας τους και τα μαθηματικά τους μοντέλα.
 - Στο Κεφάλαιο 7 περιγράφονται τα Μηχανικά, Ηλεκτρικά και Ηλεκτρονικά μοντέλα της Ανεμογεννήτριας, απαριθμούνται και επεξηγούνται τα σημαντικότερα από τα συστατικά μέρη της και αναπτύσσονται οι στρατηγικές ελέγχου που επιλέχθηκαν για την αξιόπιστη και αποδοτικότερη οδήγησή της, επάνω στο Σημείο Μέγιστης Ισχύος (MPP) ανεξαρτήτως καιρικών συνθηκών.
 - Στο Κεφάλαιο 8 περιγράφεται το Ηλεκτρονικό μοντέλο της Φωτοβολταϊκής Διάταξης και παρατίθεται ένα προτεινόμενο σύστημα ανίχνευσης και παρακολούθησης των ακτίνων του Ήλιου. Και εδώ αναπτύσσεται ο τρόπος με τον οποίο οδηγείται η όλη διάταξη ώστε να βρίσκεται συνεχώς επάνω στο Σημείο Μέγιστης Ισχύος (MPP), ανεξαρτήτως καιρικών συνθηκών.
 - Στο Κεφάλαιο 9 αναπτύσσεται το Ηλεκτρονικό μοντέλο της Συστοιχίας των Κυψελών Καυσίμου και επεξηγείται επίσης ο τρόπος που επιλέχθηκε για να εξασφαλίζει τη συνεχή λειτουργία του στο Σημείο Μέγιστης Ισχύος (MPP).
 - Στο Κεφάλαιο 10 παρουσιάζεται η Προτεινόμενη Υβριδική Συνδεσμολογία του Συστήματος. Αναλύεται το σκεπτικό των επιλογών για το σχεδιασμό του μοντέλου, αναπτύσσονται τα συστατικά του μέρη και ο τρόπος που αλληλεπιδρούν, παρουσιάζεται η προτεινόμενη πολιτική διαμοιρασμού της παραγόμενης ισχύος και παρατίθεται ένα παράδειγμα που επεξηγεί και πιστοποιεί τη σωστή λειτουργία του. Το κεφάλαιο κλείνει με την παράθεση των κύριων παραγόντων που επηρεάζουν τις επιχειρηματικές επενδύσεις τέτοιων έργων καθώς και τα τρέχοντα τεχνικοοικονομικά δεδομένα για κάθε μια από τις σχετικές τεχνολογίες.
 - Στο Κεφάλαιο 11 γίνεται σύνοψη της παρούσας εργασίας, εκτίθενται τα συμπεράσματα που προέκυψαν από αυτήν, και προτείνονται θέματα για μελλοντικές επεκτάσεις.
 - Στο Παράρτημα 'Α αναλύεται ο τρόπος λειτουργίας των (αποκεντρωμένων) Ασαφών Ελεγκτών του Συστήματος, παραθέτοντας παράλληλα τις συναρτήσεις συμμετοχής και τους γλωσσικούς κανόνες που εφαρμόζονται σε κάθε ένα εξ' αυτών. Όπου κρίνεται αναγκαίο παρέχεται ερμηνεία και δικαιολόγηση των σχεδιαστικών επιλογών.
 - Στο Παράρτημα 'Β συγκεντρώνονται τα αποτελέσματα όλων των προσομοιώσεων.
 - Στο Παράρτημα 'Γ συγκεντρώνονται τα αρχεία κώδικα MATLAB.
-

1.3. ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΚΑΙ ΥΠΟΔΟΜΗ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Η υλοποίηση του μοντέλου καθώς και οι προσομοιώσεις του, έγιναν με τη βοήθεια του Electronic Workbench v10.0.144 της National Instruments (NI Multisim) και στην πλειονότητά τους χρησιμοποιώντας το μαθηματικό εργαλείο Simulink* του MATLAB της Mathworks.

Ο αρχικός σχεδιασμός έγινε στην 64-bit έκδοση του MATLAB R2008a (v7.6.0) με το λειτουργικό Microsoft® Windows Vista Ultimate™ 64-bit SP2 σε ένα PC με τον Intel® Core™ 2 Duo 2.66GHz (64-bit) επεξεργαστή και 8GB DDR2 (800MHz) RAM. Η σωστή λειτουργία του project επιβεβαιώθηκε σε μια 32-bit έκδοση του MATLAB R2009b (v7.9.0) και σε μια 64-bit έκδοση του MATLAB R2010a (v7.10.0) με το αντίστοιχο λειτουργικό στα 32-bit σε έναν AMD Athlon™ II X2 2.7GHz επεξεργαστή με 2GB DDR3 (1066MHz) RAM.

* Το περιβάλλον του Simulink αποτελεί ένα εικονικό επιστημονικό εργαστήριο που προσφέρει τα κατάλληλα εργαλεία για την δημιουργία εξομοιωτικών μοντέλων τα οποία στηρίζονται στην μαθηματική ανάλυση συστημάτων επεξεργασίας σημάτων. Η δημιουργία των μοντέλων στηρίζεται στην ανάπτυξη διαγραμμάτων μέσω της σύνδεσης διαφόρων πακέτων (blocks) μεταξύ τους. Κάθε block επιτελεί κάποια λειτουργία επεξεργασίας σήματος, λαμβάνοντας κάποια σήματα στις εισόδους του και παράγοντας κάποια άλλα στις εξόδους του. Για να τρέχουν σωστά τα .mdl αρχεία του Simulink πρέπει να γίνει μια προεργασία ώστε να φορτωθούν τα απαραίτητα αποτελέσματα των μεταβλητών στη μνήμη του MATLAB (workspace). Αυτό μπορεί να γίνει αντιγράφοντας τα αρχεία του project στον προκαθορισμένο φάκελο επεξεργασίας του MATLAB ή ορίζοντας μια νέα διαδρομή (set path) που θα δείχνει στο μέρος όπου βρίσκονται τα αρχεία του project. Αν παρόλα αυτά κάποια από τα .mdl αρχεία παρουσιάζουν αδυναμία εύρεσης των απαραίτητων δεδομένων τότε το πρόβλημα διορθώνεται τρέχοντας αρχικά όλα τα .m αρχεία του project από μια φορά και στη συνέχεια φορτώνοντας τα .fis αρχεία. Τα αρχεία .fis περιέχουν τους κανόνες και τις συναρτήσεις συμμετοχής των ελεγκτών ασαφούς λογικής και φορτώνονται στο workspace μέσα από τον anfiseditor του MATLAB. ('Open from file' και εν συνεχεία 'extract to workspace').

1.4. ΑΝΑΝΕΩΣΙΜΕΣ ΠΗΓΕΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

Γενικά Εισαγωγικά (Ορισμός, Τρέχοντα Δεδομένα)

Ως Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας (ΑΠΕ) ορίζονται οι ενεργειακές πηγές, οι οποίες υπάρχουν εν αφθονία στο φυσικό περιβάλλον και πρακτικά είναι ανεξάντλητες. Συνήθως για την εκμετάλλευσή τους δεν απαιτείται κάποια έντονα ενεργητική παρέμβαση (πχ εξόρυξη, άντληση, καύση) όπως με τις μέχρι τώρα χρησιμοποιούμενες πηγές ενέργειας, αλλά απλώς η αξιοποίηση της ήδη υπάρχουσας ροής ενέργειας στη φύση. Η χρήση τους δεν ρυπαίνει το περιβάλλον και η αξιοποίησή τους έγκειται μόνο στην ανάπτυξη αξιόπιστων και οικονομικά αποδεκτών τεχνολογιών που θα δεσμεύουν το δυναμικό τους. Ως "ανανεώσιμες πηγές" θεωρούνται γενικά οι εναλλακτικές των παραδοσιακών πηγών ενέργειας (π.χ. του πετρελαίου ή του άνθρακα), όπως

η ηλιακή και η αιολική. Οι ΑΠΕ βασίζονται στην ουσία στην ηλιακή ακτινοβολία, με εξαίρεση τη γεωθερμική ενέργεια, η οποία είναι ροή ενέργειας από το εσωτερικό του φλοιού της γης, και την ενέργεια απ' τις παλίρροιες που προέρχεται από τη βαρύτητα. Οι βασιζόμενες στην ηλιακή ακτινοβολία ήπιες πηγές ενέργειας είναι ανανεώσιμες, μιας και δεν πρόκειται να εξαντληθούν όσο υπάρχει ο ήλιος, δηλαδή για μερικά ακόμα δισεκατομμύρια χρόνια. Ουσιαστικά πρόκειται για ηλιακή ενέργεια "συσκευασμένη" κατά τον ένα ή τον άλλο τρόπο: η βιομάζα είναι ηλιακή ενέργεια δεσμευμένη στους ιστούς των φυτών μέσω της φωτοσύνθεσης και της ίζηματοποίησης, η αιολική εκμεταλλεύεται τους ανέμους που προκαλούνται απ' τη θέρμανση του αέρα ενώ αυτές που βασίζονται στο νερό εκμεταλλεύονται τον κύκλο εξάτμισης-συμπύκνωσης του νερού και την κυκλοφορία του. Η γεωθερμική ενέργεια δεν είναι ανανεώσιμη, καθώς τα γεωθερμικά πεδία κάποια στιγμή εξαντλούνται.

Οι ΑΠΕ στη σύγχρονη εποχή χρησιμοποιούνται είτε άμεσα (κυρίως για θέρμανση) είτε έμμεσα μετατρέπομενες σε άλλες μορφές ενέργειας (κυρίως ηλεκτρική ή μηχανική ενέργεια). Υπολογίζεται ότι το τεχνικά εκμεταλλεύσιμο ενεργειακό δυναμικό απ' τις ήπιες μορφές ενέργειας είναι πολλαπλάσιο της παγκόσμιας συνολικής κατανάλωσης ενέργειας. Η υψηλή όμως μέχρι πρόσφατα τιμή των νέων ενεργειακών εφαρμογών, τα τεχνικά προβλήματα εφαρμογής καθώς και πολιτικές και οικονομικές σκοπιμότητες που έχουν να κάνουν με τη διατήρηση του παρόντος status quo στον ενεργειακό τομέα εμπόδισαν την εκμετάλλευση έστω και μέρους αυτού του δυναμικού. Στον Ελλαδικό χώρο όπου η μορφολογία και το κλίμα είναι κατάλληλα για νέες ενεργειακές εφαρμογές, η εκμετάλλευση αυτού του ενεργειακού δυναμικού υπόσχεται πολλά στην ενεργειακή αυτονομία της χώρας.

Το ενδιαφέρον για τις ήπιες μορφές ενέργειας πρωτοεκδηλώθηκε ουσιαστικά τη δεκαετία του 1970, προκαλούμενο κυρίως από τις απανωτές πετρελαϊκές κρίσεις της εποχής, αλλά και την υποβάθμιση του περιβάλλοντος και της ποιότητας ζωής από τη χρήση των κλασικών πηγών ενέργειας. Ιδιαίτερα ακριβές στην αρχή, ξεκίνησαν σαν πειραματικές εφαρμογές. Ωστόσο, σήμερα οι ΑΠΕ λαμβάνονται υπόψη στους επίσημους σχεδιασμούς των ανεπτυγμένων κρατών για την ενέργεια και, αν και αποτελούν πολύ μικρό ποσοστό της ενεργειακής παραγωγής, ετοιμάζονται βήματα για παραπέρα αξιοποίησή τους. Το κόστος δε των εφαρμογών ήπιων μορφών ενέργειας μειώνεται προοδευτικά τα τελευταία είκοσι χρόνια. Έτσι ειδικά η αιολική και υδροηλεκτρική ενέργεια, αλλά και η βιομάζα, μπορούν πλέον να ανταγωνίζονται επί ίσοις όροις παραδοσιακές πηγές ενέργειας όπως ο άνθρακας και η πυρηνική ενέργεια. Ενδεικτικά, στις Η.Π.Α. ένα 6% της ενέργειας προέρχεται από ανανεώσιμες πηγές, ενώ στην Ευρωπαϊκή Ένωση το 2010 το 25% της ενέργειας θα προέρχεται από ανανεώσιμες πηγές (κυρίως υδροηλεκτρικά και βιομάζα).

Είδη Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας

- **Αιολική ενέργεια :** Χρησιμοποιήθηκε παλιότερα για την άντληση νερού από πηγάδια καθώς και για μηχανικές εφαρμογές (π.χ. την άλεση στους ανεμόμυλους). Έχει αρχίσει να χρησιμοποιείται ευρέως για ηλεκτροπαραγωγή.
- **Ηλιακή ενέργεια :** (με υποτομείς τα ενεργητικά ηλιακά συστήματα, τα παθητικά ηλιακά συστήματα και τη φωτοβολταϊκή μετατροπή). Χρησιμοποιείται περισσότερο για θερμικές εφαρμογές (ηλιακοί θερμοσίφωνες και φούρνοι) ενώ η χρήση της για την παραγωγή ηλεκτρισμού έχει αρχίσει να κερδίζει έδαφος, με την βοήθεια της πολιτικής προώθησης των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας από το ελληνικό κράτος και την Ευρωπαϊκή Ένωση.
- **Υδατοπτώσεις :** Πρόκειται για τα υδροηλεκτρικά έργα, που στο πεδίο των ήπιων μορφών ενέργειας εξειδικεύονται περισσότερο στα μικρά υδροηλεκτρικά. Είναι η πιο διαδεδομένη μορφή ανανεώσιμης ενέργειας. Παλιότερα χρησιμοποιήθηκε επίσης για μηχανικές εφαρμογές (π.χ. άλεση σε υδρόμυλους ή λειτουργία μικρών βιοτεχνιών κυρίως στην Ευρώπη).
- **Βιομάζα :** Πρόκειται για παραγωγή θερμικής ή χημικής ενέργειας με την επεξεργασία βιοκαυσίμων, τη χρήση υπολειμμάτων δασικών εκμεταλλεύσεων και την αξιοποίηση βιομηχανικών αγροτικών (φυτικών και ζωικών) και αστικών αποβλήτων. Τα παράγωγα (όπως π.χ. βιοαιθανόλη και βιοαέριο) είναι, σε σχέση με τα παραδοσιακά καύσιμα, πιο φιλικά προς το περιβάλλον.
- **Γεωθερμική ενέργεια** (γεωθερμική ενέργεια υψηλής και χαμηλής ενθαλπίας) : Προέρχεται από τη θερμότητα που παράγεται απ' τη ραδιενεργό μετάπτωση των πετρωμάτων της γης. Είναι εκμεταλλεύσιμη εκεί όπου η θερμότητα αυτή ανεβαίνει με φυσικό τρόπο στην επιφάνεια, π.χ. στους θερμοπίδακες ή στις πηγές ζεστού νερού. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε απευθείας για θερμικές εφαρμογές είτε για την παραγωγή ηλεκτρισμού.
- **Ενέργεια από παλίρροιες :** Αξιοποίηση των φαινομένων που προκαλεί η βαρύτητα του Ήλιου και της Σελήνης, ανυψώνοντας τη στάθμη του νερού. Το νερό αποθηκεύεται καθώς ανεβαίνει και για να ξανακατέβει αναγκάζεται να περάσει μέσα από μια τουρμπίνα, παράγοντας ηλεκτρισμό.
- **Ενέργεια από κύματα :** Αξιοποίηση της κινητικής ενέργειας των κυμάτων της θάλασσας, συνήθως με τη χρήση ειδικών πλωτήρων.

-
- **Ενέργεια από τους ωκεανούς :** Εκμεταλλεύεται τη διαφορά θερμοκρασίας ανάμεσα στα στρώματα του ωκεανού, κάνοντας χρήση θερμικών κύκλων. Βρίσκεται στο στάδιο εντατικών ερευνών.

Πλεονεκτήματα

- Είναι πολύ φιλικές προς το περιβάλλον και τον άνθρωπο, έχοντας ουσιαστικά μηδενικά κατάλοιπα και απόβλητα.
- Είναι πρακτικά ανεξάντλητες πηγές ενέργειας και συμβάλλουν στη μείωση της εξάρτησης από τους εξαντλήσιμους συμβατικούς ενεργειακούς πόρους.
- Έχουν συνήθως χαμηλό λειτουργικό κόστος, το οποίο επιπλέον δεν επηρεάζεται από τις διακυμάνσεις της διεθνούς οικονομίας και ειδικότερα των τιμών των συμβατικών καυσίμων.
- Ο εξοπλισμός είναι απλός στην κατασκευή και τη συντήρηση και έχει μεγάλο χρόνο ζωής.
- Οι εγκαταστάσεις εκμετάλλευσης των ΑΠΕ διατίθενται σε μικρά μεγέθη και έχουν μικρή διάρκεια κατασκευής, επιτρέποντας έτσι τη γρήγορη ανταπόκριση της προσφοράς προς τη ζήτηση ενέργειας, με επαναλαμβανόμενα συστήματα σε πολλές περιπτώσεις.
- Είναι εγχώριες πηγές ενέργειας και συνεισφέρουν στην ενίσχυση της ενεργειακής ανεξαρτησίας και της ασφάλειας του ενεργειακού εφοδιασμού σε εθνικό επίπεδο. Έτσι, μπορούν να βοηθήσουν την ενεργειακή αυτάρκεια μικρών και αναπτυσσόμενων χωρών, καθώς και να αποτελέσουν την εναλλακτική πρόταση σε σχέση με την οικονομία του πετρελαίου.
- Μπορούν να αποτελέσουν σε πολλές περιπτώσεις πυρήνα για την αναζωογόνηση οικονομικά και κοινωνικά υποβαθμισμένων περιοχών και πόλο για την τοπική ανάπτυξη, με την προώθηση επενδύσεων που στηρίζονται στη συμβολή των ΑΠΕ (π.χ. θερμοκηπιακές καλλιέργειες με γεωθερμική ενέργεια).
- Είναι γεωγραφικά διεσπαρμένες και οδηγούν στην αποκέντρωση του ενεργειακού συστήματος, δίνοντας τη δυνατότητα να καλύπτονται οι ενεργειακές ανάγκες σε τοπικό και περιφερειακό επίπεδο, ανακουφίζοντας τα συστήματα υποδομής και μειώνοντας τις απώλειες μεταφοράς ενέργειας. Υπό αυτή την έννοια είναι η ουσιαστική απάντηση στο πρόβλημα της ενεργειακής αυτονομίας την νησιωτικής Ελλάδας.
- Επιδοτούνται από τις περισσότερες κυβερνήσεις.
- Οι επενδύσεις των ΑΠΕ είναι εντάσεως εργασίας, δημιουργώντας πολλές θέσεις απασχόλησης ιδιαίτερα σε τοπικό επίπεδο.

Μειονεκτήματα

- Έχουν αρκετά μικρό συντελεστή απόδοσης, της τάξης του 30% ή και χαμηλότερο. Συνεπώς απαιτείται αρκετά μεγάλο αρχικό κόστος εφαρμογής σε μεγάλη επιφάνεια γης. Γι' αυτό το λόγο μέχρι τώρα χρησιμοποιούνται σαν συμπληρωματικές πηγές ενέργειας. Για τον ίδιο λόγο δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την κάλυψη των αναγκών μεγάλων αστικών κέντρων.
- Το κόστος επένδυσης ανά μονάδα εγκατεστημένης ισχύος σε σύγκριση με τις σημερινές τιμές των συμβατικών καυσίμων είναι ακόμη υψηλό (μεγάλος χρόνος απόσβεσης).
- Παρουσιάζουν συχνά διακυμάνσεις στη διαθεσιμότητά τους που μπορεί να είναι μεγάλης διάρκειας απαιτώντας την εφεδρεία άλλων ενεργειακών πηγών ή γενικά δαπανηρές μεθόδους αποθήκευσης. Η χαμηλή διαθεσιμότητά τους συνήθως οδηγεί σε χαμηλό συντελεστή χρησιμοποίησης των εγκαταστάσεων εκμετάλλευσής τους.
- Το διεσπαρμένο δυναμικό τους είναι δύσκολο να συγκεντρωθεί σε μεγάλα μεγέθη ισχύος, να μεταφερθεί και να αποθηκευθεί.
- Έχουν χαμηλή πυκνότητα ισχύος και ενέργειας και συνεπώς για μεγάλες ισχύς απαιτούνται συχνά εκτεταμένες εγκαταστάσεις.
- Η παροχή και απόδοση της αιολικής, υδροηλεκτρικής και ηλιακής ενέργειας εξαρτάται από την εποχή του έτους αλλά και από το γεωγραφικό πλάτος και το κλίμα της περιοχής στην οποία εγκαθίστανται.
- Προβληματισμοί του κοινού σχετικά με την αισθητική των χώρων (ειδικά για τις αιολικές μηχανές και τα φωτοβολταικά) καθώς και για τον ακουστικό θόρυβο. Ωστόσο, με την εξέλιξη της τεχνολογίας και την προσεκτικότερη επιλογή χώρων εγκατάστασης (π.χ. σε πλατφόρμες στην ανοιχτή θάλασσα) αυτά τα προβλήματα έχουν σχεδόν λυθεί.

1.5. ΑΙΟΛΙΚΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ

Τύποι και κατατάξεις Αιολικών Μηχανών

Οι αιολικές μηχανές αποτελούν ανθρώπινες επινοήσεις, που έχουν σαν σκοπό την αξιοποίηση του μεγαλύτερου δυνατού ποσοστού της κινητικής ενέργειας του ανέμου. Τελικός στόχος είναι η μετατροπή της αιολικής ενέργειας σε ωφέλιμη ενέργεια, δηλαδή σε οποιαδήποτε εύχρηστη μορφή ενέργειας, άμεσα απολήψιμης από τον άνθρωπο. Λέγεται δε ότι μέχρι σήμερα έχουν επινοηθεί και εφαρμοστεί περισσότεροι τύποι ανεμοκινητήρων από οποιαδήποτε άλλο τύπο εφεύρεσης, χωρίς όμως να επιτευχθεί μέχρι σήμερα ο επιθυμητός βαθμός εκμετάλλευσης της ενέργειας του ανέμου.

Οι επικρατέστεροι τύποι ανεμογεννητριών ταξινομούνται κυρίως σύμφωνα με τον προσανατολισμό των αξόνων τους σε σχέση με τη ροή του ανέμου. Διακρίνονται έτσι σε ανεμογεννήτριες ‘*οριζόντιου*’ και σε ανεμογεννήτριες ‘*κατακόρυφου*’ άξονα. Οι ανεμογεννήτριες οριζόντιου άξονα έχουν συνήθως τον άξονα τους παράλληλο προς την κατεύθυνση του ανέμου (*head on*). Ωστόσο υπάρχουν και ανεμογεννήτριες των οποίων ο άξονας είναι παράλληλος προς την επιφάνεια της γης και κάθετος προς την κατεύθυνση του ανέμου (*cross-wind*). Οι ανεμογεννήτριες κατακόρυφου άξονα εμφανίζουν το σημαντικό πλεονέκτημα της αυτόματης προσαρμογής στη διεύθυνση του ανέμου, δεδομένου ότι ο άξονάς των είναι κάθετος σε αυτή καθώς και στην επιφάνεια της γης. Επίσης έχουν επινοηθεί και άλλοι τύποι ανεμοκινητήρων, όπως για παράδειγμα οι ανεμογεννήτριες τύπου μεταφοράς, αποτελούμενες από οχήματα που κινούνται σε μια καθορισμένη διαδρομή και είναι συνδεδεμένα με ηλεκτρογεννήτριες.

Οι υφιστάμενες αιολικές μηχανές κατατάσσονται επίσης σε πολύστροφες και σε ολιγόστροφες, ανάλογα με την ταχύτητα περιστροφής των ή ακριβέστερα ανάλογα με την τιμή του λόγου ταχύτητας ακροπτερυγίου ‘λ’. Η ταχύτητα περιστροφής μιας ανεμογεννήτριας εξαρτάται εκτός από τις αεροδυναμικές παραμέτρους και από το μέγεθος των πτερυγίων της μηχανής, δεδομένου ότι πρέπει να ληφθούν υπόψη λόγοι στατικής αντοχής, φαινόμενα δυναμικών καταπονήσεων και ταλαντώσεων, φυγόκεντρες δυνάμεις κ.λ.π. Επιπλέον, καθοριστικό ρόλο παίζει και η διασύνδεση ή μη της εγκατάστασης με το ηλεκτρικό δίκτυο, δεδομένου ότι σε περιπτώσεις σύγχρονων ηλεκτρογεννητριών διασυνδεδεμένων με το δίκτυο, το παραγόμενο ηλεκτρικό ρεύμα πρέπει να έχει τη συχνότητα του κεντρικού δικτύου, δηλαδή 50Hz για τη χώρα μας και τις χώρες της Ε.Ε., και 60Hz για τις Η.Π.Α.

Ανάλογα με τη μηχανική ισχύ που παρέχουν οι ανεμοκινητήρες στην έξοδό τους κατατάσσονται από πλευράς μεγέθους ως :

- Μικροί όταν η ονομαστική τους ισχύ κυμαίνεται μεταξύ 50W και 30kW
- Μεσαίοι όταν η ονομαστική τους ισχύ κυμαίνεται μεταξύ 30KW και 200kW
- Μεγάλοι όταν η ονομαστική τους ισχύ κυμαίνεται μεταξύ 200KW και 4MW

Επίσης, οι υφιστάμενες μηχανές κατατάσσονται και βάσει του αριθμού των πτερυγίων που διαθέτει ο ρότορας τους. Ως εκ τούτου οι ανεμογεννήτριες διαχωρίζονται σε πολυπτέρυγες, όπως οι παραδοσιακοί ανεμόμυλοι χαμηλών ταχυτήτων περιστροφής, και οι ολιγοπτέρυγες που αποτελούν την πλειοψηφία των σύγχρονων ανεμογεννητριών οριζόντιου και κάθετου άξονα, με αριθμό πτερυγίων που κυμαίνεται από ένα έως τρία.

Χαρακτηριστικά Αιολικής Ενέργειας

Ένα μέρος της κινητικής ενέργειας του ανέμου μένει αναξιοποίητο, δεδομένου ότι για μικρές ταχύτητες ανέμου η ανεμογεννήτρια δεν περιστρέφεται, επειδή οι απώλειες κενού φορτίου της εγκατάστασης (τριβές στον άξονα, στο μειωτήρα κ.λπ.) είναι μεγαλύτερες από την παραγόμενη ισχύ της μηχανής. Συνεπώς η παραγωγή ωφέλιμης ενέργειας ξεκινάει όταν η ισχύς του ανεμοκινητήρα υπερβεί τις απώλειες *νεκρού φορτίου* " N_c ". Η ταχύτητα του ανέμου στην οποία αρχίζει η λειτουργία της ανεμογεννήτριας λέγεται **ταχύτητα ενάρξεως λειτουργίας** " V_c " (*cut-in speed*). Συνεπώς, για ταχύτητες ανέμου μικρότερες της ταχύτητας ενάρξεως λειτουργίας η ισχύς του ανέμου παραμένει αναξιοποίητη. Επειδή οι μικρές ταχύτητες του ανέμου παρουσιάζουν σαφώς μεγαλύτερη συχνότητα εμφάνισης από τις υψηλότερες ταχύτητες η απώλεια της κινητικής ενέργειας δεν είναι διόλου ευκαταφρόνητη. Θα έπρεπε συνεπώς να ληφθεί υπόψη και η πιθανότητα εμφάνισης ταχυτήτων ανέμου μικρότερων της ταχύτητας ενάρξεως λειτουργίας.

Οι τυπικές τιμές της ταχύτητας ενάρξεως λειτουργίας κυμαίνονται μεταξύ των 2.5 m/sec (1.5 Beaufort) και των 5 m/sec (3.0 Beaufort). Συνήθως οι μεγαλύτερες ανεμογεννήτριες εμφανίζουν μεγαλύτερες τιμές ταχύτητας ενάρξεως λειτουργίας από τις μικρότερες, και συνεπώς ελαφρύτερες, αιολικές μηχανές. Τα τελευταία χρόνια δίνεται ολοένα και μεγαλύτερη έμφαση στην αξιοποίηση και των χαμηλών ταχυτήτων του ανέμου (ασθενέστερων από 3 Beaufort), λόγω της σημαντικής συχνότητας εμφάνισής τους, μετατοπίζοντας έτσι τα χαρακτηριστικά λειτουργίας των ανεμογεννητριών σε μικρότερες τιμές ταχύτητας ανέμου.

Από μια τιμή της ταχύτητας του ανέμου και μετά η ωφέλιμη ισχύς της ανεμογεννήτριας παραμένει για λειτουργικούς λόγους περίπου σταθερή, με αποτέλεσμα να χάνεται ένα σημαντικό μέρος της ενέργειας του ανέμου ιδιαίτερα σε υψηλές ταχύτητες (π.χ. $V=15$ m/sec και πάνω). Πράγματι, η ωφέλιμη ισχύς του ανεμοκινητήρα αυξάνεται με την ταχύτητα του ανέμου μέχρι να επιτευθεί η **ονομαστική ισχύς** " N_o " της μηχανής. Από το σημείο αυτό και μετά η ισχύς εξόδου της ανεμογεννήτριας διατηρείται σταθερή (ή περίπου σταθερή) μέσω κατάλληλων μηχανισμών με συνηθέστερο τον αυτοματισμό που ελέγχει το βήμα της πτερωτής.

Η μικρότερη ταχύτητα του ανέμου που καθιστά την γεννήτρια ικανή να παράγει ισχύ ίση με την ονομαστική ισχύ της μηχανής ονομάζεται **ονομαστική ταχύτητα** (*rated-speed*) και συμβολίζεται ως " V_R ". Για ταχύτητες ανέμου μεγαλύτερες της ονομαστικής ταχύτητας λειτουργίας, ($V > V_R$) ένα σημαντικό ποσοστό της αιολικής ενέργειας παραμένει αναξιοποίητο. Συγκεκριμένα, από το σημείο για το οποίο είναι $V = V_R$ και μετά, όσο αυξάνει η ταχύτητα (V) του ανέμου, τόσο περισσότερο μειώνεται το ποσοστό της προσλαμβανόμενης αιολικής ισχύος. Συνεπώς, η

παραγόμενη μηχανική ισχύς, ναι μεν αυξάνεται αλλά σε καμία περίπτωση δεν ακολουθεί τους ρυθμούς που επιβάλλει ο κυβικός νόμος μεταβολής της ισχύος του ανέμου. Οι τυπικές τιμές της ονομαστικής ταχύτητας λειτουργίας ανεμογεννητριών κυμαίνονται μεταξύ 8m/sec και 14m/sec.

Λόγοι ασφάλειας της εγκατάστασής επιβάλλουν τη διακοπή της λειτουργίας της μηχανής σε πολύ υψηλές ταχύτητες ανέμων (π.χ. άνω των 9 Beaufort). **Η ταχύτητα διακοπής λειτουργίας "V_F" (furling-speed)** κυμαίνεται μεταξύ των 20m/sec για μικρές μηχανές, έως και 30m/sec για ιδιαίτερα στιβαρές κατασκευές. Στην περίπτωση αυτή, ολόκληρη η ισχύς του ανέμου παραμένει τελείως ανεκμετάλλευτη. Βέβαια για να μην υπερεκτιμηθεί η εν λόγω απώλεια ενέργειας, θα πρέπει επίσης να ληφθεί υπόψη και η πιθανότητα εμφάνισης ανέμων αντίστοιχης εντάσεως στις υπό μελέτη περιοχές.

Η ισχύς εξόδου μιας ανεμογεννήτριας υπολείπεται της αντίστοιχης ισχύος του ανέμου λόγω απωλειών ενέργειας επάνω στα πτερύγια της πτερωτής. Τέτοιες είναι : οι απώλειες λόγω τριβών ρευστού και πτερυγίων (απώλειες οριακού στρώματος), απώλειες λειτουργίας εκτός σημείου σχεδιασμού των πτερυγίων (off-design loss), καθώς και οι απώλειες στροβιλισμού. Το σύνολο των εν λόγω απωλειών ονομάζονται **‘αεροδυναμικές απώλειες της πτερωτής’** μιας ανεμογεννήτριας και αντιπροσωπεύουν σημαντικό ποσοστό της διαθέσιμης κινητικής ενέργειας. Οι αεροδυναμικές απώλειες μιας ανεμογεννήτριας μετρώνται μέσω του αεροδυναμικού συντελεστή ισχύος ‘C_p’ της πτερωτής, τυπικές τιμές του οποίου κυμαίνονται στο 0.35 έως 0.45, ενώ σπάνια κάποιες υλοποιήσεις αγγίζουν το 0.5 και σε καμία περίπτωση δεν μπορούν να υπερβούν τη θεωρητική τιμή 0.593 (=16/27), που αποτελεί και το όριο του **Betz**.

Επιπλέον των αεροδυναμικών απωλειών πρέπει να αφαιρεθούν οι μηχανικές απώλειες στον άξονα, στο μειωτήρα καθώς και οι ηλεκτρικές απώλειες της γεννήτριας, προτού να υπολογιστεί η τελική ισχύς εξόδου της εγκατάστασης. Οι ηλεκτρομηχανολογικές απώλειες είναι σχετικά περιορισμένες (της τάξεως του 3% με 10%) και λαμβάνονται συνήθως ίσες με τις απώλειες κενού φορτίου.

Τέλος, για την ακριβή εκτίμηση της παραγόμενης ενέργειας από την κινητική ενέργεια του ανέμου, είναι χρήσιμο να ληφθεί υπόψη και η διαθεσιμότητα δ της εγκατάστασης. Στον όρο διαθεσιμότητα περιλαμβάνεται ο πραγματικός αριθμός των ωρών ετήσιας λειτουργίας μιας αιολικής εγκατάστασης, λαμβανομένων υπόψη και τυχόν απρόβλεπτων βλαβών οι οποίες θέτουν εκτός λειτουργίας την εγκατάσταση, καθώς και τυχόν προγραμματισμένων διακοπών λειτουργίας της εγκατάστασης για την απαραίτητη περιοδική συντήρησή της. Όπως είναι κατανοητό, οι απώλειες ενέργειας σε περίπτωση βλαβών εξαρτώνται και από την ένταση του

ανέμου κατά την περίοδο επισκευής, γι' αυτό η τακτική συντήρηση προγραμματίζεται συνήθως σε περιόδους άπνοιας, ώστε να ελαχιστοποιείται η απώλεια της παραγόμενης αιολικής ενέργειας. Τα τελευταία χρόνια η αξιοπιστία των αιολικών μηχανών έχει βελτιωθεί σημαντικά, με αποτέλεσμα η διαθεσιμότητα των αιολικών πάρκων να έχει αυξηθεί. Για παράδειγμα η μέση διαθεσιμότητα των αιολικών πάρκων των Η.Π.Α. αυξήθηκε από 60% το 1981 σε πλέον του 95% σήμερα.

Γενικά και Εγγώρια Πλεονεκτήματα Αξιοποίησης της Αιολικής Ενέργειας

- Η αιολική ενέργεια αποτελεί **ανανεώσιμη πηγή ενέργειας**, συνεπώς δεν εξαντλείται σε αντίθεση με το σύνολο των συμβατικών καυσίμων.
- Η αιολική ενέργεια αποτελεί **καθαρή μορφή ενέργειας, ήπια προς το περιβάλλον**. Η χρήση της δεν επιβαρύνει τα οικοσυστήματα των περιοχών εγκατάστασης και παράλληλα αντικαθιστά ιδιαίτερα ρυπογόνες πηγές ενέργειας.

Επιπλέον ειδικά για τον ελληνικό χώρο ισχύουν και τα ακόλουθα :

- **Η Ελλάδα διαθέτει πολύ υψηλό αιολικό δυναμικό** (κυρίως τα νησιωτικά συμπλέγματα του Αιγαίου) και μάλιστα άριστης ποιότητας, συνεπώς η αξιοποίησή του κρίνεται ιδιαίτερα επικερδής
- **Η μέχρι σήμερα περιορισμένη συμβολή των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας** στο εθνικό ενεργειακό ισοζύγιο, με αμελητέα μάλιστα τη συμμετοχή της αιολικής ενέργειας, καθιστά προφανείς τις σχεδόν απεριόριστες δυνατότητες σύστασης αιολικών εγκαταστάσεων παραγωγής ενέργειας, σε μια αγορά με σημαντικό αριθμό αναξιοποίητων θέσεων εγκατάστασης.
- **Η ισχυρή εξάρτηση της Ελλάδας από εισαγόμενα καύσιμα** και ιδιαίτερα από το εισαγόμενο πετρέλαιο, που προέρχεται κυρίως από χώρες υψηλού πολιτικο-οικονομικού κινδύνου και οι οποίες εμπλέκονται αρκετά συχνά σε πολιτικές και στρατιωτικές κρίσεις. Με τον τρόπο αυτό το μεσοπρόθεσμο κόστος παραγωγής ενέργειας, η οποία αποτελεί τον κυριότερο ίσως παραγωγικό συντελεστή για πλήθος βασικών αγαθών, δεν μπορεί να προβλεφθεί με λογικά σενάρια, πράγμα που οδηγεί σε υπερβολική αβεβαιότητα τον αντίστοιχο σχεδιασμό της εθνικής οικονομίας.
- **Η σημαντική διασπορά και ανομοιομορφία του κόστους παραγωγής** της ηλεκτρικής ενέργειας στα διάφορα τμήματα της χώρας μας. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, ότι ακόμα και σε περίπτωση που η μέση τιμή διάθεσης της ηλεκτρικής ενέργειας στη χώρα μας θα είναι ελαφρώς κατώτερη του οριακού κόστους της παραγόμενης

αιολικής kWh, σε αρκετά νησιά της χώρας μας το κόστος παραγωγής της ηλεκτρικής ενέργειας είναι πολλαπλάσιο, ενίοτε και υπερδεκαπλάσιο, του οριακού κόστους παραγωγής της Δ.Ε.Η.

- **Η δυνατότητα αξιοποίησης επενδυτικών προγραμμάτων**, που χρηματοδοτούνται εν μέρει από ελληνικούς και κοινοτικούς φορείς, δεδομένου του συγκριτικά χαμηλού κόστους και των υψηλών επιχορηγήσεων που συνοδεύουν παρόμοιες επενδύσεις σε τομείς αξιοποίησης των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας.
- **Η δυνατότητα αποκεντρωμένης ανάπτυξης** μέσα από αυτόνομα συστήματα παραγωγής ενέργειας, γεγονός που μπορεί να ενισχύσει σημαντικά την οικονομική δραστηριότητα των τοπικών κοινωνιών και την ωφέλιμη επιχειρηματική δραστηριότητα για τη χώρα.

Μειονεκτήματα Αξιοποίησης Αιολικής Ενέργειας

- **Η χαμηλή ροή** αξιοποιήσιμης κινητικής ενέργειας του ανέμου (Watt/m^2) κατατάσσει την αιολική ενέργεια στις "αραιές" μορφές ενέργειας. Τυπικές τιμές ροής της αξιοποιούμενης αιολικής ισχύος κυμαίνονται μεταξύ 200W/m^2 και 400W/m^2 . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη χρήση είτε μεγάλου αριθμού ανεμογεννητριών είτε τη χρήση μηχανών μεγάλων διαστάσεων, για την παραγωγή της επιθυμητής ποσότητας ενέργειας.
- **Η αδυναμία ακριβούς πρόβλεψης** της ταχύτητας και της διεύθυνσης των ανέμων δεν δίνει τη δυνατότητα της χρησιμοποίησης της απαραίτητης αιολικής ενέργειας τη στιγμή που προσφέρεται. Το γεγονός αυτό δημιουργεί την υποχρέωση της χρησιμοποίησης των αιολικών μηχανών κυρίως σαν εφεδρικές πηγές ενέργειας σε συνδυασμό πάντοτε με κάποια άλλη πηγή ενέργειας.
- **Σε περιπτώσεις διασύνδεσης** της αιολικής εγκατάστασης με το ηλεκτρικό δίκτυο η παραγόμενη ενέργεια δεν πληροί πάντοτε τις τεχνικές απαιτήσεις του δικτύου, με αποτέλεσμα να είναι απαραίτητη η τοποθέτηση αυτοματισμών ελέγχου, μηχανημάτων ρύθμισης τάσεως και συχνότητας, καθώς και ελέγχου της άεργης ισχύος, αυξάνοντας το κόστος και μειώνοντας τον αριθμό των διαθέσιμων περιοχών για τα μεγάλα έργα εγκατάστασης.
- **Σε περιπτώσεις αυτόνομων μονάδων** είναι απαραίτητη η ύπαρξη συστημάτων αποθήκευσης της παραγόμενης ενέργειας, σε μια προσπάθεια να επιτευχθεί ο συγχρονισμός της ζήτησης και της διαθέσιμης ενέργειας. Το γεγονός αυτό συνεπάγεται αυξημένο αρχικό κόστος (λόγω της προσθήκης του συστήματος αποθήκευσης ενέργειας)

και βέβαια επιπλέον απώλειες ενέργειας κατά τις φάσεις μετατροπής και αποθήκευσης, καθώς και αυξημένες υποχρεώσεις συντήρησης και εξασφάλισης της ομαλής λειτουργίας.

1.6. ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΑ

Βασική δομή

Το βασικό δομικό στοιχείο ενός φωτοβολταϊκού συστήματος είναι η ηλιακή κυψέλη (*solar cell*). Μια σύγχρονη ηλιακή κυψέλη παράγει μικρή ποσότητα ισχύος που είναι ίση με 1 έως 2W. Για να αυξηθεί η ισχύς στην έξοδο των κυψελών, τοποθετούνται πολλές κυψέλες μαζί. Ενώνοντας την θετική επαφή του ενός με την αρνητική του επόμενου, δηλαδή εν σειρά, αυξάνεται η τάση, ενώ ενώνοντας τις θετικές μεταξύ τους και τις αρνητικές μεταξύ τους, δηλαδή παράλληλα, αυξάνεται το ρεύμα. Έτσι δημιουργούνται τα φωτοβολταϊκά πλαίσια. Με την συνένωση πολλών πλαισίων μαζί δημιουργούνται μονάδες μεγαλύτερης ισχύος που λέγονται συστοιχίες. Συνεχίζοντας αυτήν την διαδικασία μπορεί να επιτευχθεί οποιαδήποτε ηλεκτρική ισχύς γίνει απαιτητή όσο μικρή ή μεγάλη κι είναι.

Το βασικό στοιχείο στο εμπόριο είναι το φωτοβολταϊκό (PV) πλαίσιο (*module*). Το μέγεθος ενός PV πλαισίου χαρακτηρίζεται από την ισχύ που μπορεί να παράγει και συγκεκριμένα με βάση την ισχύ που δίνει υπό καθορισμένες συνθήκες θερμοκρασίας PV κυττάρου (25°C) και ακτινοβολίας (1000W/m^2) και είναι γνωστή ως «ισχύς αιχμής» (peak Watt, Wp). Για παράδειγμα, όταν μια φωτοβολταϊκή γεννήτρια δύναται να παράγει 10 Wp αυτό σημαίνει ότι παράγει 10W για ηλιακή ακτινοβολία 1000W/m^2 και θερμοκρασία κυττάρου 25°C .

Μηχανισμός Κίνησης Πλαισίων

Ο μηχανισμός της κίνησης του φωτοβολταϊκού πλαισίου μπορεί να επιτρέπει την κίνηση σε έναν ή σε δύο άξονες (βαθμούς ελευθερίας).

- **Τα συστήματα ενός άξονα** είναι σχεδιασμένα να ακολουθούν την πορεία του ήλιου από την ανατολή στη δύση. Χρησιμοποιούνται κυρίως με συστήματα επίπεδων φωτοβολταϊκών πλαισίων και μερικές φορές με συστήματα συγκεντρωτικών φωτοβολταϊκών πλαισίων.
- **Τα συστήματα δύο αξόνων** όχι μόνο κάνουν την παραπάνω λειτουργία, αλλά και παρακολουθούν την μεταβολή της απόκλισης του ήλιου κατά την διάρκεια του έτους. Χρησιμοποιούνται κυρίως με συγκεντρωτικά πλαίσια. Τα συστήματα δύο αξόνων είναι

πιο πολύπλοκα, πιο ακριβά και χρειάζονται μεγαλύτερη συντήρηση σε σύγκριση με αυτά του ενός άξονα.

Πλεονεκτήματα

Η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας με γεννήτριες φωτοβολταϊκών πλαισίων συνοδεύεται από πολλά πλεονεκτήματα, τα σημαντικότερα εκ των οποίων είναι :

- Λειτουργούν χωρίς κινητά μέρη και είναι απλά, απαιτούν ελάχιστη συντήρηση και έχουν μεγάλη αξιοπιστία καθώς και μεγάλη διάρκεια ζωής (20 έως 30 χρόνια).
- Λειτουργούν αθόρυβα και χωρίς την χρήση καυσίμων που τα καθιστά φιλικά προς το περιβάλλον.
- Είναι ευέλικτα ως προς την αρχιτεκτονική και επεκτάσιμα. Εύκολα μπορεί να επιτευχθεί οποιαδήποτε ηλεκτρική ισχύς όσο μικρή ή μεγάλη κι αν είναι (από mW μέχρι MW).
- Εγκαθίστανται εύκολα, ακόμα και από τον ίδιο το χρήστη.
- Λειτουργούν ακόμα και με νεφελώδη ουρανό αξιοποιώντας την διάχυτη ακτινοβολία.
- Δεν απαιτούν διαρκή τροφοδότηση και πρόσθετα κόστη μεταφορών όπως τα ορυκτά καύσιμα.

Μειονεκτήματα

Ωστόσο, η τεχνολογία των φωτοβολταϊκών πλαισίων αντιμετωπίζει και κάποια μειονεκτήματα, τα σημαντικότερα εκ των οποίων είναι :

- Το σχετικά υψηλό αρχικό κόστος επένδυσης. Σε αντίθεση με το ασήμαντο λειτουργικό κόστος, το κόστος αγοράς μιας φωτοβολταϊκής συστοιχίας λειτουργεί αποτρεπτικά για τον οικιακό καταναλωτή, ειδικότερα στην Ελλάδα όπου η έλλειψη κρατικών και κοινοτικών επιδοτήσεων ευνοούν μόνο στη δημιουργία μεγάλων έργων. Μια ενδεικτική τιμή είναι 8500 € ανά εγκατεστημένο kW ηλεκτρικής ισχύος λαμβάνοντας υπόψη ότι μια τυπική οικιακή κατανάλωση απαιτεί από 1.5 έως 3.5 kW.
- Ο χαμηλός βαθμός απόδοσης των σύγχρονων φωτοβολταϊκών συσκευών (5 έως 17% σε εξαιρετικές περιπτώσεις με τυπικές τιμές 12 έως 15%) καθώς και ο ρυθμός πτώσης του βαθμού απόδοσής τους (0.5 έως 1% κάθε χρόνο) επιτάσσουν την ανάγκη γρήγορης απόσβεσης της αρχικής επένδυσης.
- Απαιτούν σχετικά μεγάλες επιφάνειες εγκατάστασης. Μια τυπική τιμή είναι τα 15 m² γης για κάθε 1 kW εγκατεστημένης ισχύος.

1.7. ΚΥΨΕΛΕΣ ΚΑΥΣΙΜΟΥ

Βασική δομή

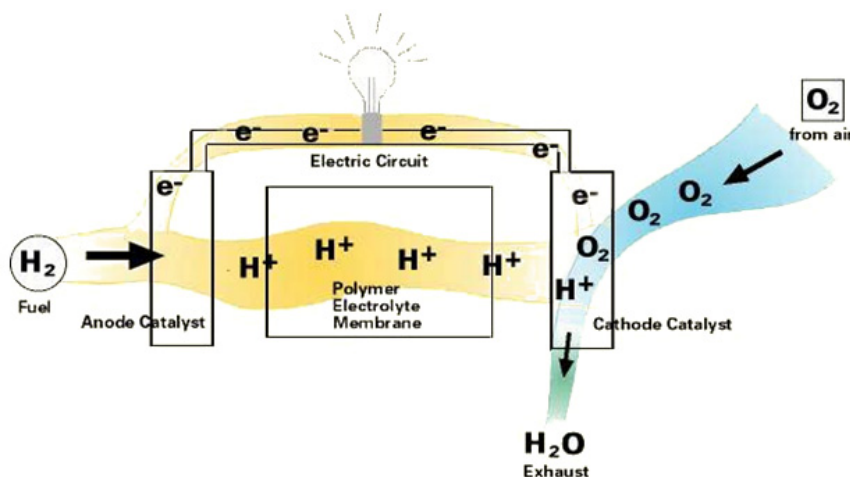
Κυψέλες καυσίμου είναι ηλεκτροχημικές διατάξεις αποτελούμενες από δύο ηλεκτρόδια και ένα ηλεκτρολύτη, οι οποίες μπορούν να μετατρέψουν την ενέργεια μιας χημικής αντίδρασης απευθείας σε ηλεκτρική και ένα μικρό ποσοστό της σε θερμότητα. Το ένα ηλεκτρόδιο αποτελεί την άνοδο του συστήματος και τροφοδοτείται συνεχώς με αναγωγικό υλικό (καύσιμο), ενώ το άλλο ηλεκτρόδιο αποτελεί την κάθοδο όπου τροφοδοτείται συνεχώς με οξειδωτικό. Τα καύσιμα που συνήθως χρησιμοποιούνται είναι αέρια (H_2 , CO , φυσικό αέριο), ενώ το πιο διαδεδομένο οξειδωτικό είναι το οξυγόνο του ατμοσφαιρικού αέρα. Ο ηλεκτρολύτης μπορεί να είναι ένα υγρό ή ένα στερεό και εκτός του ότι λειτουργεί ως μια ιοντική γέφυρα μεταξύ των δύο ηλεκτροδίων, από πρακτική άποψη διαδραματίζει και τον ρόλο του διαχωριστή των αντιδρώντων στα δύο μέρη του κελιού και μονώνει ηλεκτρονικά την άνοδο από την κάθοδο.

Τα ηλεκτρόδια μπορεί να είναι μέταλλα, οξείδια μετάλλων, με ή χωρίς ‘ντοπάρισμα’, έτσι ώστε να αποτελούν έναν άριστο καταλύτη για τις αντιδράσεις μεταφοράς φορτίου. Θα πρέπει, επομένως, να είναι πολύ καλοί ιοντικοί και ηλεκτρικοί αγωγοί. Οι ηλεκτροκαταλύτες αυτοί πρέπει να παρέχουν τις απαραίτητες ενεργές-επιφανειακές θέσεις σε μικρό ολικό όγκο για την επιτέλεση των αντιδράσεων μεταφοράς φορτίου σε μεγάλα ρεύματα. Γι’ αυτό το λόγο τα μεταλλικά ηλεκτρόδια που χρησιμοποιούνται πρέπει να είναι πολύ πορώδη. Επίσης τα ηλεκτρόδια αυτά πρέπει να έχουν μικρό σχετικά πάχος στις στοιβάδες διάχυσης για να εξασφαλίζουν όσο το δυνατό μικρότερη αντίσταση. Τέλος, τα ηλεκτρόδια πρέπει να μονώνουν φυσικά τον ηλεκτρολύτη εμποδίζοντας το κύριο σώμα του ρεύματος τροφοδοσίας να έρθει σε άμεση επαφή μαζί του. Η μηχανική αντοχή είναι επίσης επιθυμητή και ορισμένες φορές παρέχεται από τα ηλεκτρόδια που συνήθως είναι τα πιο γερά μέρη της διάταξης. Η τάση από μία μόνο κυψέλη είναι περίπου 0.7 Volt, ακριβώς όση απαιτείται για το άναμμα ενός αρκετά ελαφρύ λαμπτήρα. Όταν οι κυψέλες συσσωρεύονται σε μια σειρά, η τάση αυξάνει σε ακέραια πολλαπλάσια (των 0.7) προκαλώντας μια σειρά από επιθυμητές τάσεις ανάλογα με την εφαρμογή.

Αρχή λειτουργίας

Σε γενικές γραμμές, μια κυψέλη καυσίμων λειτουργεί όπως μια μπαταρία. Αντίθετα όμως από μια μπαταρία, μια κυψέλη καυσίμου δεν αποφορτίζεται αλλά παράγει ‘εξ αεί’ ηλεκτρική ενέργεια και θερμότητα εφ’ όσον φυσικά της παρέχονται τα αντιδρώντα ‘καύσιμα’. Η κυψέλη καυσίμου δεν μπορεί να φορτιστεί εξωτερικά, τουλάχιστον όχι με τάση όπως τα κοινά ηλεκτροχημικά στοιχεία που αποτελούν τις συνήθεις επαναφορτιζόμενες μπαταρίες. Μια κυψέλη

καυσίμων αποτελείται από δύο ηλεκτρόδια που πρακτικά ‘στριμώνονται’ γύρω από έναν ηλεκτρολύτη. Το οξυγόνο περνά πάνω από το ένα ηλεκτρόδιο και το υδρογόνο πάνω από το άλλο, παράγοντας ηλεκτρική ενέργεια, νερό και θερμότητα, όπως δείχνει πολύ γενικευμένα το σχήμα 1.15.



Σχήμα 1.15 : Τυπικό κύκλωμα κυψέλης καυσίμου που παρουσιάζει τη δράση των κύριων χημικών διεργασιών κατά τη λειτουργία της.

Τα καύσιμα υδρογόνου τροφοδοτούνται στην ‘άνοδο’ της κυψέλης καυσίμων. Το οξυγόνο (ή αέρας) εισέρχεται στην κυψέλη καυσίμων μέσω της καθόδου. Με τη χρήση ενός καταλύτη, το άτομο υδρογόνου χωρίζεται σε ένα πρωτόνιο και ένα ηλεκτρόνιο, τα οποία ακολουθούν διαφορετικές πορείες στην κάθοδο. Τα πρωτόνια διαπερνούν τον ηλεκτρολύτη ενώ τα ηλεκτρόνια δημιουργούν ένα χωριστό ρεύμα που μπορεί να χρησιμοποιηθεί προτού να επιστρέψουν στην κάθοδο, για να επανασυνδεθούν με το υδρογόνο και το οξυγόνο σε ένα μόριο νερού. Έτσι συντελείται μια οξειδοαναγωγική ελεγχόμενη χημική αντίδραση που παράγει την κίνηση ηλεκτρονίων δια μέσου των ορισμένων οδών, δημιουργώντας το κλειστό ηλεκτρικό κύκλωμα που στη συνέχεια χρησιμοποιείται ως σύστημα για την παραγωγή και αξιοποίηση ηλεκτρικής ενέργειας.

Δεδομένου ότι η κυψέλη καυσίμων στηρίζεται στις ελεγχόμενες χημικές αντιδράσεις και όχι στην βίαια καύση, οι εκπομπές από αυτόν τον τύπο ενός συστήματος είναι πολύ μικρότερες από τις εκπομπές ακόμα και από τις καθαρότερες διαδικασίες καύσης καυσίμων. Έτσι η τεχνολογία αυτή καθίσταται αποδοτική και ιδιαίτερα οικολογική.

Πρόσθετες συνοδευτικές συσκευές

Εκτός από τον κύριο θάλαμο ανταλλαγής ιόντων, που συχνά αναφέρεται ως **μονάδα ηλεκτρόλυσης** (*electrolyzer*), μια συστοιχία κυψελών καυσίμου συχνά συνοδεύεται από κάποιες πρόσθετες συσκευές που αναλαμβάνουν την πρό- και την μετ- επεξεργασία των παραγόμενων ουσιών. Έτσι, για την χρησιμοποίηση καυσίμων εκτός από το καθαρό υδρογόνο, χρησιμοποιείται ένας κατάλληλος επεξεργαστής των καυσίμων υλών, ο οποίος ονομάζεται **ανασχηματιστής ή μεταρρυθμιστής** (*reformer*). Πρόκειται για μια συσκευή που παράγει υδρογόνο από τα καύσιμα όπως η βενζίνη, η μεθανόλη, η αιθανόλη, η νάφθα ή το φυσικό αέριο ώστε να μπορεί ένα σύστημα κυψελών καυσίμων που τον περιλαμβάνει να χρησιμοποιήσει το υδρογόνο άμεσα από οποιαδήποτε καύσιμα υδρογονανθράκων. Επίσης, για την αποθήκευση αλλά και την ευκολότερη κυκλοφορία του παραγόμενου από την μονάδα ηλεκτρόλυσης υδρογόνου χρησιμοποιείται ένας **συμπιεστής** (*compressor*) που μετατρέπει το χαμηλής πίεσης υδρογόνο σε υδρογόνο υψηλής πίεσης. Τέλος, η παραγόμενη χημική ενέργεια αποθηκεύεται σε ειδικές **δεξαμενές** (*dispensers*).

Εφαρμογές

Οι πιο διαδεδομένες εφαρμογές είναι αυτές που πρωτοχρησιμοποιήθηκαν, για συμπαραγωγή ενέργειας και θερμότητας (κυρίως σε νοσοκομεία και ξενοδοχεία). Στη συνέχεια, ακολούθησε η αποκεντρωμένη παραγωγή ισχύος στην βιομηχανία, και στους δημόσιους χώρους (φώτα απομακρυσμένων περιοχών, σταθμοί επικοινωνιών και μετεωρολογικοί σταθμοί). Τα τελευταία χρόνια χρησιμοποιούνται και στις μεταφορές (διαστημόπλοια, υποβρύχια, τραίνα, λεωφορεία, αυτοκίνητα) ενώ πρόσφατα ήρθαν στην αγορά και φορητές συσκευές ισχύος.

Πλεονεκτήματα

- Πετυχαίνουν καλή απόδοση στη μετατροπή ηλεκτρισμού της τάξης του 40-65% και σε σχέση με τις συμβατικές μηχανές εσωτερικής καύσης είναι πιο αποδοτικές κατά 30% έως 40% σε συστήματα αναμόρφωσης, ανάλογα με το καύσιμο που επιλέγεται.
- Παράγουν ελάχιστες εκπομπές ρύπων.
- Λειτουργούν αθόρυβα, καθώς απουσιάζουν τα κινούμενα μηχανικά μέρη.
- Είναι ευέλικτα και έχουν προσαρμοζόμενο σχεδιασμό για εφαρμογές από watt μέχρι Megawatt.
- Έχουν τη δυνατότητα να έχουν άμεση απόκριση σε απαιτήσεις φορτίου.
- Η διηπειρωτική μετακίνηση που υδρογόνου (ως συμπιεσμένο αέριο) με τη βοήθεια σωλήνων, κοστίζει λιγότερο, από ένα ισοδύναμο ποσό ηλεκτρικής ενέργειας.

Μειονεκτήματα

- Έχουν υψηλό κόστος κατασκευής.
- Απαιτούν μεγάλο κόστος συντήρησης σε σχέση με τη διάρκεια ζωής τους, από ειδικευμένους τεχνικούς με ειδικά εργαλεία.
- Παρουσιάζουν δυσκολία στην αποθήκευση, στη διανομή και στη μετάγγιση (επειδή το καύσιμό τους είναι αέριο πρέπει να συμπιέζεται και να μεταφέρεται υγρό, κάτι που εγείρει και θέματα ασφάλειας όπως και κάθε άλλο ασταθές εκρηκτικό).
- Απαιτούν προεπεξεργασία της αρχικής πηγής ενέργειας προς παραγωγή υδρογόνου που οδηγεί σε μείωση της απόδοσης του καθαρού υδρογόνου (περίπου στο 80%).

2. ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΥΤΟΜΑΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

2.1. ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΗ ΕΞΕΛΙΞΗ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΩΝ

2.1.1. Συμβατικός (Κλασικός) Έλεγχος

Ο αυτόματος έλεγχος διαδόθηκε ευρύτατα όταν αναπτύχθηκε η κλασική θεωρία ελέγχου (με την συμβολή των Nyquist, Evans, Bode) για την ανάλυση και σύνθεση ελεγκτών και αντισταθμιστών και παράλληλα αξιόπιστος εξοπλισμός για την υλοποίησή των. Για πολλά χρόνια το ενδιαφέρον εστιαζόταν σε ποσοτικές περιγραφές και τη κατασκευή κατάλληλων συσκευών ελέγχου, κατά κανόνα γραμμικών.

Ακόμη και σήμερα, παρά την σημαντική πρόοδο στη θεωρία αυτομάτου ελέγχου, ο έλεγχος βιομηχανικών διαδικασιών βασίζεται στη γνώση, την εμπειρία και την ευσυνειδησία των χειριστών του. Η εμπειρία τους οδηγεί στην αξιοποίηση των δεδομένων και τη σωστή ερμηνεία των ενδείξεων που λαμβάνουν, βάσει των οποίων αποφασίζουν ποια στρατηγική ελέγχου θα ακολουθήσουν ώστε να επιτύχουν το στόχο τους, δηλαδή την εξασφάλιση της ποιότητας του προϊόντος τους και την ασφαλή λειτουργία της διαδικασίας.

Στο παρελθόν, η βιομηχανία δεν είχε άλλη επιλογή παρά το *συμβατικό (κλασικό) έλεγχο* που βασίζεται σε απλά μακροσκοπικά πρότυπα ελεγχόμενης διαδικασίας. Χαρακτηριστικό παράδειγμα τέτοιων προγραμματιστικών δυσκολιών αποτελούν οι *ελεγκτές πεδίου τριών όρων (PID)* που σε μεγάλες βιομηχανικές ‘σειρές’ η καλή λειτουργία της διαδικασίας εξαρτάται από το σωστό τους συντονισμό.

Βασική προϋπόθεση για την εφαρμογή της κλασικής θεωρίας ελέγχου είναι η ύπαρξη πλήρους πιστού μικροσκοπικού προτύπου της ελεγχόμενης διαδικασίας, προϋπόθεση που με ελάχιστες εξαιρέσεις δεν ικανοποιείται στην πράξη, λόγω της αβεβαιότητας και της ασάφειας του περιβάλλοντος των βιομηχανικών διαδικασιών.

Η λύση του προβλήματος του ελέγχου δόθηκε στα μέσα της δεκαετίας του 1960 με την εισαγωγή της Ασαφούς Λογικής από τον Zadeh. Δέκα περίπου χρόνια μετά ακολούθησε η πρώτη πρακτική εφαρμογή της θεωρίας από τον Mamdani που απλούστευσε τον μηχανισμό συμπερασμού και έδωσε εντυπωσιακά αποτελέσματα.

2.1.2. Μη-συμβατικός (Πρακτικός) Έλεγχος

Στα επόμενα σαράντα χρόνια παρατηρήθηκε μια μεγάλη προσπάθεια εξεύρεσης νέων τεχνικών ελέγχου που να μπορούν να ενισχύσουν τις συμβατικές. Έτσι, με την πάροδο των χρόνων, στις

συμβατικές τεχνικές προστέθηκαν και οι νέες τεχνικές του μη-συμβατικού ελέγχου, δημιουργώντας ένα νέο πεδίο, τον **πρακτικό έλεγχο**. Στην ταχύτατη εφαρμογή των νέων θεωριών συνέβαλε καταλυτικά και η σχετικά πρόσφατη επανάσταση των ημιαγωγών, κάνοντας εφικτή την ευρεία διάθεση φτηνών, ταχύτατων και αξιόπιστων υπολογιστικών συστημάτων.

Η τάση στο σχεδιασμό συστημάτων ελέγχου σήμερα είναι η αύξηση την ποιότητας ελέγχου που παρέχουν, που σημαίνει αυξημένη απόδοση και ευελιξία, επεκτασιμότητα, μείωση κόστους παραγωγής και ενέργειας καθώς και μείωση της ρύπανσης του περιβάλλοντος.

Η σύγχρονη προσέγγιση στη σχετική έρευνα, φιλοδοξεί να κατανοήσει και να αναπαράγει κατά το δυνατόν, στοιχεία που θυμίζουν την ανθρώπινη ευφυΐα ώστε να αναπτύξει ευέλικτους μηχανισμούς συμπερασμού και να τα εφαρμόσει σε πολύπλοκα συστήματα ελέγχου. Τα σύγχρονα ευφυή συστήματα ενσωματώνουν ιδέες και τεχνικές από διάσπαρτες ειδικότητες όπως η νευρολογία, η ψυχολογία, η επιχειρησιακή έρευνα, η θεωρία συμβατικού ελέγχου, η βιομηχανική πληροφορική και οι επικοινωνίες.

Η συνέργια των παραπάνω ειδικοτήτων οδηγεί στη ραγδαία ανάπτυξη διαφόρων νέων μεθόδων για την επεξεργασία της ασάφειας, του **επαγωγικού συλλογισμού** (*inductive reasoning*) και του **συνδεσμισμού** (*connectionism*) ή της **παράλληλα κατανεμημένης επεξεργασίας** (*parallel distributed processing*). Η περιοχή αυτή είναι πιο γνωστή σήμερα ως **εύκαμπτη πληροφορική** (*soft computing*) που ασχολείται με ασαφείς και εμπειρικές καταστάσεις.

Οι σχέσεις μεταξύ των εισόδων (δηλ. των αιτιών) και των εξόδων (δηλ. των συμπερασμάτων ή των αποφάσεων) ενός ευφυούς ελεγκτή προσδιορίζονται σε :

- **άμεσες** από τη σχέση μεταξύ των εισόδων και των εξόδων της ελεγχόμενης διαδικασίας μέσω ενός *αλγορίθμου* συσχέτισης, ενός *πίνακα* συσχέτισης ή μιας *βάσης* λεκτικών κανόνων ή
- **έμμεσες** από ένα σύνολο υποδειγμάτων μάθησης,

οι δε χώροι στους οποίους ορίζονται οι παραπάνω περιγραφές, μπορεί να είναι πεπερασμένοι, διακριτοί, συνεχείς ή πολυδιάστατοι. Η πρώτη περίπτωση αφορά τα **Ασαφή Συστήματα** ενώ η δεύτερη τα **Τεχνητά Νευρωνικά Δίκτυα**.

Τα ευφυή Συστήματα κατατάσσονται ανάλογα με την ικανότητά τους να συμπεραίνουν τη δράση ελέγχου από εμπειρικές υποδείξεις και χωρίς αναφορά σε μικροσκοπικά πρότυπα της ελεγχόμενης διαδικασίας. Αυτή είναι και η βασική διαφορά από τα συμβατικά συστήματα.

Οι ευφυείς ελεγκτές χαρακτηρίζονται από τις εξής ιδιότητες :

- ελέγχουν τον ίδιο χώρο κατάστασης
- βασίζονται σε παράλληλα κατανεμημένους συνειρμικούς επεξεργαστές
- εξασφαλίζουν γενίκευση
- κωδικοποιούν και επεξεργάζονται ασαφή δεδομένα

2.1.3. Ευφυής Έλεγχος

Ο κυρίαρχος στόχος ενός ευφυούς ελεγκτή είναι να λειτουργεί όπως ο άνθρωπος-χειριστής και με τους ίδιους κανόνες αλλά χωρίς τις ελλείψεις και τις αδυναμίες του, αποφεύγοντας ταυτόχρονα την ασυνέπεια, αναξιοπιστία, παροδική κόπωση, που είναι συνυφασμένα με τις αντίξοες συνθήκες του εργασιακού περιβάλλοντος. Όπως και ο άνθρωπος-χειριστής, οι ευφυείς ελεγκτές μπορούν να λειτουργήσουν κάτω από συνθήκες ασάφειας και αβεβαιότητας, κάτι που αφορά τόσο την ελεγχόμενη διαδικασία όσο και το ‘πολυπαραμετρικό’ περιβάλλον τους.

Οι ευφυείς ελεγκτές είναι ικανοί να αντισταθμίσουν αποκλίσεις των μεταβλητών της διαδικασίας από τις επιθυμητές και να επαναφέρουν σταδιακά τη διαδικασία στην ονομαστική της κατάσταση χωρίς παρέμβαση του χειριστή. Μπορούν επίσης να προσαρμόζονται σε απρόβλεπτες καταστάσεις όπως οι χειριστές τους οποίους μιμούνται. Είναι προφανές ότι ένας ευφυής ελεγκτής μπορεί να φτάσει τις ικανότητες του καλύτερου χειριστή εφόσον η διαδικασία λειτουργεί στο χώρο για τον οποίο έχει σχεδιαστεί. Το χαρακτηριστικό που του λείπει όμως είναι η ικανότητα προσαρμογής και μάθησης νέων κανόνων, ικανότητες που ο άνθρωπος-χειριστής κατέχει φυσικά. Ο τελευταίος είναι αυτός που οφείλει να επαναπρογραμματίσει τον ελεγκτή στην περίπτωση που αυτός αλλάξει αντικείμενο ελέγχου. Ήδη πάντως έχουν ξεκινήσει οι σχεδιασμοί προσαρμοστικών ελεγκτών (adaptive FLCs) οι οποίοι καταφέρνουν και αυξάνουν την ευελιξία τους καθώς αλλάζουν οι αρχικά θεωρημένες ως σταθερές προγραμματιστικές συνθήκες.

Κάθε αρχιτεκτονική Ευφυούς Συστήματος θα πρέπει να υποστηρίζει τα παρακάτω χαρακτηριστικά :

- Την **ορθότητα** (*correctness*), δηλαδή την ικανότητα εκτέλεσης των λειτουργικών απαιτήσεων του συστήματος με απόλυτη ασφάλεια.
- Την **σθεναρότητα ή ευρωστία** (*robustness*), δηλαδή την ικανότητα του συστήματος να παραμένει λειτουργικό κάτω από απρόβλεπτες και αντίξοες συνθήκες είτε αυτές είναι ενδογενείς είτε εξωγενείς. Σε κάθε επίπεδο της ιεραρχίας θα πρέπει να υπάρχει το απαραίτητο περιθώριο για την αντιμετώπιση προσωρινών αναγκών.

-
- Την **επεκτασιμότητα** (*extendibility*), δηλαδή την ικανότητα της αρχιτεκτονικής να επιτρέπει επέκταση τόσο του υλικού όσο και του λογισμικού χωρίς επανασχεδιασμό συστήματος.
 - Την **επαναχρησιμότητα** (*reusability*), δηλαδή την ικανότητα της αρχιτεκτονικής να χρησιμοποιεί τα ίδια υπολογιστικά υποσυστήματα (ειδικά το λογισμικό) σε παρόμοιες εφαρμογές. Για να επιτευχθούν αυτά τα χαρακτηριστικά, η αρχιτεκτονική του συστήματος θα πρέπει να είναι ανοιχτή.

2.1.4. Εύκαμπτος Έλεγχος – Έμπειρα Συστήματα - Υπολογιστική Νοημοσύνη

Ο εύκαμπτος έλεγχος (*soft control*) είναι ένα σύνολο τεχνικών ελέγχου που βασίζονται στην ανθρώπινη γνώση και εμπειρία και σχετίζεται άμεσα με την Εύκαμπτη Πληροφορική. Αντίθετα, ο συμβατικός έλεγχος στηρίζεται όπως προαναφέρθηκε, σε αναλυτικές μεθόδους της κλασικής κυρίως και κάποτε της σύγχρονης θεωρίας του αυτομάτου ελέγχου.

Ο μη-συμβατικός έλεγχος που ακολούθησε τα τελευταία σαράντα χρόνια περίπου, προσέφερε νέες προοπτικές σε ένα συνεχώς διευρυνόμενο αριθμό εφαρμογών και διαδικασιών. Σχεδόν ταυτόχρονα, αλλά ανεξάρτητα αναπτύχθηκε και η τεχνική των Έμπειρων Συστημάτων, που αποτέλεσε την πιο επιτυχημένη έκβαση της Τεχνητής Νοημοσύνης (Artificial Intelligence). Τα Έμπειρα Συστήματα, όπως και η Ασαφής Λογική, βασίζονται σε **λεκτικούς κανόνες** και **ποιοτικό συλλογισμό**. (*qualitative reasoning*). Οι λεκτικοί κανόνες αποκτώνται από εμπειρογνώμονες και κωδικοποιούνται κατάλληλα για να επεξεργαστούν από τους μηχανισμούς συμπερασμού των συστημάτων. Τα Έμπειρα Συστήματα έχουν εφαρμοστεί σε πλήθος βιομηχανιών, ειδικά για τη πρόγνωση και διάγνωση βλαβών του εξοπλισμού, το σχεδιασμό προϊόντων, τον έλεγχο και τη διαχείριση της παραγωγής, της ενέργειας κ.ά.

Η δεύτερη τεχνική της Υπολογιστικής Νοημοσύνης εμφανίστηκε στα τέλη της δεκαετίας του 1980 και βασίστηκε στα Τεχνητά Νευρωνικά Δίκτυα (*TND*). Τα TND είχαν δύσκολη πορεία μέχρι να αναπτυχθούν κατάλληλοι αλγόριθμοι μάθησης. Σήμερα ωστόσο, χρησιμοποιούνται με επιτυχία σε ένα ευρύτατο φάσμα εφαρμογών στη βιομηχανία. Παράλληλα γίνεται μεγάλη προσπάθεια ανάπτυξης νέων υβριδικών στρατηγικών που να συνδυάζονται με τις τεχνικές της Ασαφούς Λογικής, αξιοποιώντας τα καλύτερα χαρακτηριστικά κάθε ερευνητικού τομέα.

Υπάρχει μια στενή σχέση μεταξύ των τεχνικών των Έμπειρων Συστημάτων, της Ασαφούς Λογικής και των Τεχνητών Νευρωνικών Δικτύων. Η Υπολογιστική Νοημοσύνη διαφέρει από την Τεχνητή Νοημοσύνη λόγω του τρόπου με τον οποίο αντιμετωπίζεται η ανθρώπινη γνώση και εμπειρία και τους μηχανισμούς που χρησιμοποιούνται για την εξαγωγή των συμπερασμάτων. Το

χαρακτηριστικό αυτό μπορεί να εφαρμοστεί σε Ευφυή Συστήματα στα οποία κατά κανόνα τα δεδομένα είναι ποσοτικά αβέβαια ή ασαφή.

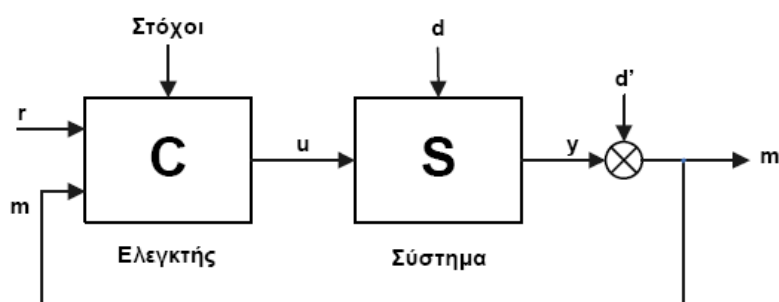
Οι τεχνικές Υπολογιστικής Νοημοσύνης έχουν τα εξής κοινά στοιχεία :

- χρησιμοποιούν αριθμητική επεξεργασία της γνώσης αντί της συμβολικής,
- επιδεικνύουν προσαρμοστικότητα και ανοχή σε σφάλματα και
- διαθέτουν ταχύτητα επεξεργασίας συγκρίσιμη με τις ανθρώπινες διαδικασίες νόησης.

Η Υπολογιστική Νοημοσύνη θεωρείται σήμερα ως μια από τις πιο καινοτόμες και ελπιδοφόρες κατευθύνσεις του των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου, αφού προσφέρεται για την ανάπτυξη λύσεων σε πολύπλοκα προβλήματα της βιομηχανίας που δεν επιλύονται από τις συμβατικές τεχνικές, τουλάχιστον όχι με την ίδια ευκολία και απλότητα.

2.1.5. Αυτόματος Έλεγχος – Μοντελοποίηση

Στον αυτόματο έλεγχο, το γενικό πρόβλημα είναι η επίτευξη μιας συνολικής προκαθορισμένης συμπεριφοράς (r) ενός συστήματος (S) (εντός ορισμένων ορίων διαταραχών εισόδου (d) με την ταυτόχρονη ικανοποίηση συγκεκριμένων απαιτήσεων, όπως: ευστάθεια, προσαρμοστικότητα, μικρή ευαισθησία, σθεναρότητα κλπ. Για την επίτευξη της επιθυμητής συμπεριφοράς, μετρούνται (m) διάφορες μεταβλητές κατάστασης ή εξόδου (y) του συστήματος και χρησιμοποιούνται για τον προσδιορισμό και υπολογισμό των μεταβλητών (σημάτων) ελέγχου (u). Το γενικό σχήμα ελέγχου έχει τη μορφή του σχήματος 2.1 :



Σχήμα 2.1 : Γενικό δομικό σχήμα αυτομάτου ελέγχου.

(r : σήμα αναφοράς, u : σήμα ελέγχου, y : έξοδος συστήματος, d : διαταραχή, d' : θόρυβος μέτρησης, m : μετρούμενο σήμα)

Όλες οι μέθοδοι ελέγχου βασίζονται στο συνδυασμό τριών στοιχείων:

- ενός **μοντέλου** που αντικατοπτρίζει την πληροφορία για τη λειτουργία του συστήματος και τις διαταραχές,
- ενός **κριτηρίου** που καθορίζει την επιθυμητή συμπεριφορά του συστήματος είτε υπό μορφή προδιαγραφών της εξόδου είτε υπό μορφή συνάρτησης κόστους / συμπεριφοράς και

-
- μιας **στρατηγικής ελέγχου** που καθορίζει τον τρόπο ικανοποίησης των απαιτήσεων του κριτηρίου όταν είναι γνωστό το μοντέλο του συστήματος και των διαταραχών.

Μοντέλο

Η διαδικασία μοντελοποίησης συνίσταται στη δημιουργία ενός παραμετρικού μοντέλου το οποίο έχει την ίδια δυναμική συμπεριφορά με το φυσικό σύστημα. Ωστόσο, σε περίπτωση που το σύστημα είναι πολύπλοκο, είναι πολύ δύσκολο να προκύψουν οι διάφοροι μαθηματικοί ή φυσικοί νόμοι που περιγράφουν τη συμπεριφορά του. Ένα άλλο θέμα είναι η μοντελοποίηση της ασάφειας στο σύστημα που προέρχεται τόσο από το θόρυβο των μετρήσεων όσο και από το αβέβαιο περιβάλλον στο οποίο λειτουργεί το σύστημα, αλλά και από το ίδιο το μοντέλο του συστήματος, σε περίπτωση που αυτό προήλθε από την εξέταση πεπερασμένων ζευγών εισόδων-εξόδων. Υπό αυτό το πρίσμα, ακρίβεια στη μοντελοποίηση δεν είναι μόνο η ικανότητα παραγωγής μιας αριθμητικής τιμής η οποία ελαχιστοποιεί (για παράδειγμα) το μέσο τετραγωνικό σφάλμα αλλά και η ορθή και δίκαιη απόδοση της αβεβαιότητάς της.

Κριτήριο

Το κριτήριο (συνάρτηση συμπεριφοράς ή κριτήριο συμπεριφοράς) μπορεί να έχει ποικίλες μορφές, από καθαρά μαθηματικές μέχρι καθαρά λογικές και γλωσσικές. Γενικά, εκφράζει ένα δείκτη ή μέτρο της ποιότητας του αποτελέσματος (προϊόντος, εξόδου) που δίνει το σύστημα, κάτω από την επίδραση της στρατηγικής ή νόμου ελέγχου (ελεγκτή).

Στρατηγική ελέγχου

Δυστυχώς, τα εργαλεία που εξασφαλίζουν έλεγχο με αλγοριθμικό τρόπο είναι εφαρμόσιμα σε γραμμικά μόνο μοντέλα συστημάτων, ενώ αρκετές φορές προκύπτει η ανάγκη ελέγχου πολύπλοκων συστημάτων με μη γραμμική συμπεριφορά.

2.2. ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΣ ΚΛΑΣΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

Τα αυτόματα συστήματα αλλά και οι ελεγκτές τους μπορούν να χωριστούν σε δύο μεγάλες κατηγορίες βάσει του τρόπου ελέγχου (οδήγησης) της εξόδου τους. Αν η έξοδός τους μπορεί να βρεθεί σε δύο μόνο διακριτές καταστάσεις (πχ. on-off) τότε ανήκουν στην κατηγορία διακοπτικού ελέγχου, ενώ αν μπορεί να λάβει ένα εύρος τιμών (πχ. το πεντάλ του γκαζιού του αυτοκινήτου), τότε ανήκει στην κατηγορία του συνεχούς ελέγχου.

Τα αυτόματα συστήματα συνεχούς ελέγχου συνήθως διακρίνονται σε δύο επί μέρους κατηγορίες, ανοιχτού και κλειστού βρόχου. Όταν ένα σύστημα μπορεί να διαμορφώσει τη συμπεριφορά του λαμβάνοντας υπόψη του το αποτέλεσμα των πράξεων του, τότε ονομάζεται κλειστού βρόχου. Διαφορετικά, όταν η συμπεριφορά του διαμορφώνεται βάσει πληροφοριών που δεν σχετίζονται με τις πράξεις του, ονομάζεται ανοιχτού βρόχου.

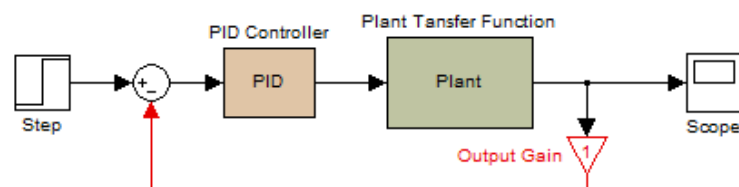
Τα συστήματα κλειστού βρόχου έχουν την δυνατότητα αυτοδιόρθωσης, μιας ιδιότητας ιδιαίτερα επιθυμητής στους αυτοματισμούς. Γι' αυτό και στην συντριπτική τους πλειονότητα, οι αυτοματισμοί ανατροφοδοτούν πληροφορία της εξόδου τους σε μια είσοδο. Η πληροφορία αυτή ονομάζεται ανάδραση και χρησιμοποιείται από τον ελεγκτή για να αποκτήσει ένα συγκριτικό μέγεθος που θα του δείχνει το βαθμό απόκλισης της εξόδου του από την επιθυμητή τιμή. Όταν η διαφορά της *επιθυμητής τιμής* (*set value*) και της μετρούμενης από την *ανάδραση* (*measured value*) είναι μεγάλη, τότε η αλλαγή της εξόδου είναι δραστική ενώ όταν η διαφορά είναι μικρή, η αλλαγή της εξόδου είναι ήπια. Οι αλλαγές στην τιμή της εξόδου γίνονται πάντα με τέτοιο τρόπο ώστε να άρουν το αίτιο που προκαλεί τη μεγάλη διαφορά. Για τις αλλαγές αυτές υπεύθυνος είναι ένας κατάλληλα ρυθμισμένος ελεγκτής.

Οι ελεγκτές των αυτομάτων συστημάτων σχεδιάζονται να δρουν με τέτοιο τρόπο ώστε να διατηρούν το ελεγχόμενο μέγεθος όσο γίνεται πλησιέστερα στην επιθυμητή τιμή ανεξάρτητα από τις απρόβλεπτες αλλαγές (*διαταραχές*) στο περιβάλλον ή την ίδια την εγκατάσταση.

2.3. ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΣΥΜΒΑΤΙΚΩΝ (PID) ΕΛΕΓΚΤΩΝ

Ακόμα και πριν την ευρεία ανάπτυξη των προσωπικών υπολογιστών, είχαν αναπτυχθεί, βάσει της μαθηματικής ανάλυσης της συμπεριφοράς των αυτομάτων συστημάτων, συγκεκριμένες δράσεις ελέγχου που μπορούσαν εύκολα να υλοποιηθούν τόσο μηχανικά όσο και –κυρίως– ηλεκτρονικά. Ο πλέον δημοφιλής τρόπος ελέγχου που χρησιμοποιείται ακόμη και σήμερα, υλοποιούμενος από Η/Υ, είναι ο λεγόμενος έλεγχος τριών όρων : Αναλογικός – Ολοκληρωτικός – Διαφορικός (Proportional – Integral – Derivative ή αλλιώς PID). Οι τρεις αυτοί όροι ορίζουν τις τρεις διαφορετικές δράσεις ελέγχου, την αναλογική, την ολοκληρωτική και την διαφορική.

Στο σχήμα 2.2 παρατίθεται η αναπαράσταση ενός συστήματος ανοιχτού βρόχου και με κόκκινο τονίζεται η δρομολόγηση της ανάδρασης που μετατρέπει το σύστημα σε κλειστού βρόχου. Η ενίσχυση της εξόδου (*output gain*) είναι ίση με 1 που σημαίνει πως το επίπεδο της εξόδου ανατροφοδοτείται ως έχει στην είσοδο του ελεγκτή.

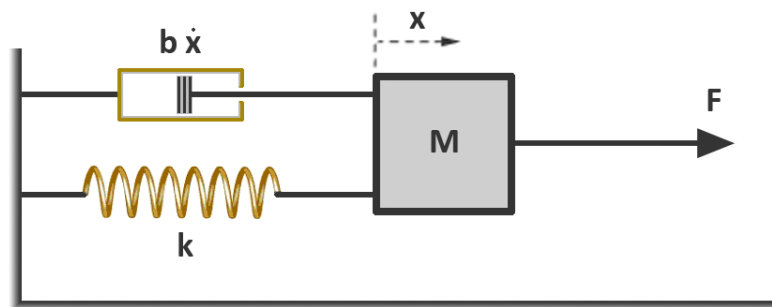


Σχήμα 2.2 : Simulink μοντέλο ενός συστήματος ανοιχτού βρόχου. Με κόκκινο τονίζεται η δρομολόγηση της ανάδρασης που μετατρέπει το σύστημα σε κλειστού βρόχου.

Όπως είναι αναμενόμενο, η δράση του ελεγκτή εξαρτάται από την συμπεριφορά (απόκριση) του συστήματος στα διάφορα ερεθίσματα των εισόδων του (διεγέρσεις). Στα συστήματα αυτομάτου ελέγχου ο καθιερωμένος τρόπος περιγραφής της συμπεριφοράς ενός κλειστού συστήματος γίνεται βάσει της συνάρτησης μεταφοράς του και ως διεγερση εισόδου συνήθως χρησιμοποιείται η βηματική συνάρτηση. Έτσι, προκύπτει η χαρακτηριστική βηματική απόκριση ενός συστήματος από τη μελέτη της οποίας μπορούν να προκύψουν πολύ χρήσιμα συμπεράσματα για το ίδιο το σύστημα αλλά και τον τρόπο ελέγχου του.

2.3.1. Πρακτικό Παράδειγμα

Έστω λοιπόν, ένα σύστημα (εκτός βαρυτικού πεδίου) που αποτελείται από μια μάζα M προσκολλημένη σε ένα ελατήριο το οποίο είναι με τη σειρά του προσκολλημένο σε ένα ακλόνητο σημείο, έναν αποσβεστήρα συνδεδεμένο όπως και το ελατήριο (στη μάζα και το ακλόνητο σημείο) και μια δύναμη F που εφαρμόζεται κατά τον άξονα επιμήκυνσης του ελατηρίου.



Σχήμα 2.3 : Το σύστημα υπό έλεγχο. Η κίνηση του συστήματος περιορίζεται κατά τον οριζόντιο άξονα.

Θεωρώντας ότι ο συντελεστής απόσβεσης του αποσβεστήρα είναι b και ότι το ελατήριο περιγράφεται από το Νόμο του Hook και έχει σταθερά επιμήκυνσης k , η εξίσωση δυναμικής ισορροπίας που περιγράφει το σύστημα είναι :

$$M\ddot{x} + b\dot{x} + kx = F \quad (2.1)$$

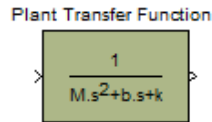
Το παρόν παράδειγμα αναφέρεται σε ένα γραμμικό, χρονικά αμετάβλητο σύστημα δευτέρας τάξης, και συνεπώς ο μετασχηματισμός Laplace της εξίσωσης (2.1) γίνεται :

$$Ms^2 X(s) + bsX(s) + kX(s) = F(s) \quad (2.2)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς που προκύπτει ανάμεσα στη μετατόπιση (έξοδο) $X(s)$ και στη δύναμη (είσοδο) $F(s)$ είναι :

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{1}{Ms^2 + bs + k} \quad (2.3)$$

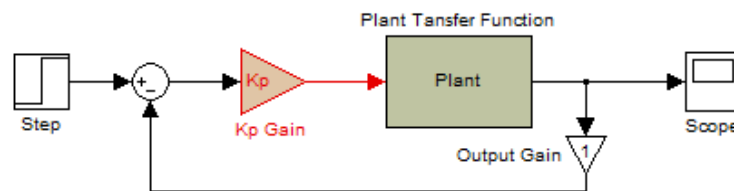
Στο Simulink του MATLAB αυτό το σύστημα περιγράφεται με το block του σχήματος 2.4 :



Σχήμα 2.4 : Block στο Simulink που παριστάνει τη συνάρτηση μεταφοράς ενός συστήματος.

Αναλογική Δράση Ελέγχου

Η βασικότερη δράση ελέγχου είναι η αναλογική. Στο σχήμα 2.5 φαίνεται ένα σύστημα κλειστού βρόχου όπου η μονάδα ελέγχου απαρτίζεται από έναν μόνο παράγοντα, τον πολλαπλασιασμό επί μια σταθερά K_p της διαφοράς της πραγματικής από την επιθυμητή τιμή. Η διαφορά αυτή ονομάζεται σφάλμα, ενώ η σταθερά K_p ονομάζεται κέρδος.



Σχήμα 2.5 : Simulink μοντέλο ελεγκτή ενός όρου (P controller).

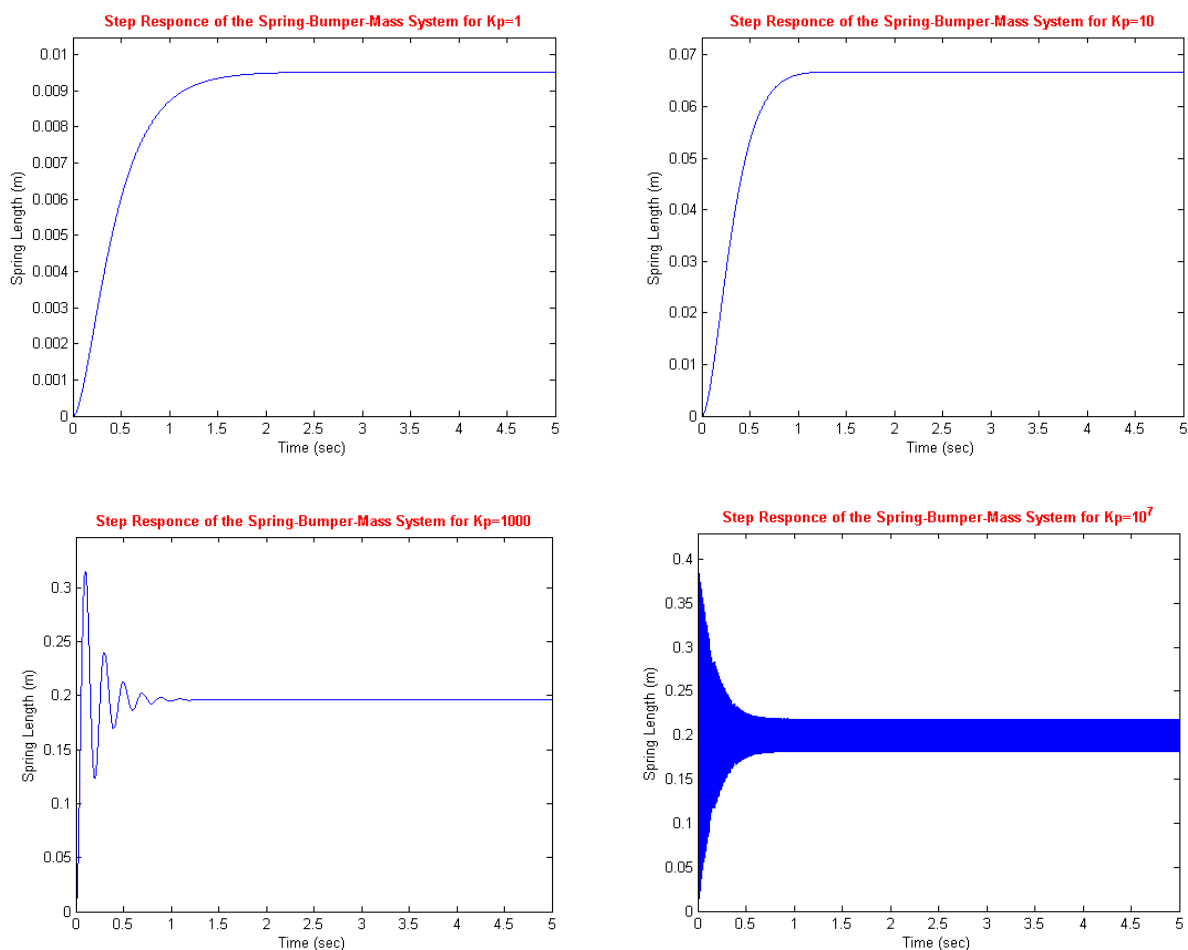
Έστω ότι για το σύστημα του παραπάνω παραδείγματος ισχύει ότι $M=1$ kgr, $b=10$ Ns/m, $k=20$ N/m, και $F(s)=1$. Έστω επίσης ότι το κέρδος K_p έχει την τιμή 1 και ότι το ελατήριο απαιτείται να επιμηκυνθεί στα 0.2 m. Τότε στο σύστημα θα πρέπει να εφαρμοστεί (η επιθυμητή) δύναμη $k \cdot x = 4$ N. Τη δεδομένη τυχαία στιγμή το σύστημα έχει ήδη μια τυχαία άγνωστη επιμήκυνση. Έστω ότι για να ‘καλυφθεί’ αυτή η επιμήκυνση από το σύστημα χρειάζεται να αποδοθεί από το ελατήριο στη μάζα δύναμη 1 N. Τότε αναγκαστικά η πρόσθετη δύναμη θα προκύψει ως : $(4 \text{ N} - \text{πρόσθετη δύναμη}) \cdot K_p = 1 \text{ N}$. Άρα εκείνη τη στιγμή η εφαρμοζόμενη δύναμη προς τη μάζα είναι 3 N και η επιμήκυνση 0.15 m. Αν, η ίδια πρόσθετη δύναμη προέκυπτε από ένα σύστημα όπου το κέρδος K_p ήταν ίσο με 10, αυτό θα σήμαινε ότι η εφαρμοζόμενη δύναμη εκείνη τη στιγμή θα ήταν 3.9 N και η επιμήκυνση 0.195 m. Είναι φανερό ότι όταν το κέρδος K_p αυξάνεται, η τιμή της επιμήκυνσης προσεγγίζει περισσότερο την επιθυμητή.

Ωστόσο, το κέρδος K_p δεν μπορεί να γίνει υπερβολικά μεγάλο και το όριο τίθεται από τις απαιτήσεις ευστάθειας του κάθε συστήματος. Για πολύ μεγάλες τιμές κέρδους το σύστημα αντιδρά πολύ γρήγορα σε πολύ μικρές μεταβολές είτε της εντολής είτε της ανάδρασης, καταλήγοντας υπερευαίσθητο και άρα πιθανά ασταθές. Το να αντιδρά γρήγορα ένα σύστημα ελέγχου είναι γενικά επιθυμητό, αρκεί όμως να παραμένει ευσταθές.

Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος με αναλογικό ελεγκτή γίνεται :

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{K_p}{s^2 + 10s + (20 + K_p)} \quad (2.3)$$

Για να γίνει αντιληπτό και εποπτικά το πως διαμορφώνεται η βηματική απόκριση του υπό-έλεγχου συστήματος για διάφορες τιμές του κέρδους K_p παρατίθενται παρακάτω τα γραφήματα του σχήματος 2.6 που δείχνουν την επιμήκυνση του ελατηρίου στο χρόνο.



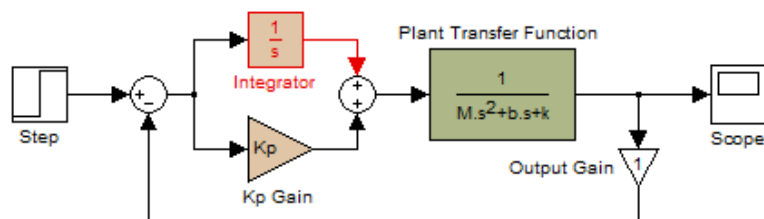
Σχήμα 2.6 : Βηματική απόκριση του συστήματος για το ίδιο ερέθισμα αλλά διαφορετικές τιμές του K_p .

Από την παρατήρηση των γραφημάτων μπορούν να εξαχθούν πολλά ενδιαφέροντα συμπεράσματα. Πρώτον, από τα δύο πρώτα γραφήματα φαίνεται ξεκάθαρα ότι για μικρές τιμές κέρδους, το σύστημα ισορροπεί σε πολύ διαφορετικό σημείο από το επιθυμητό. Το σφάλμα αυτό ονομάζεται σφάλμα μόνιμης κατάστασης και μικραίνει όσο αυξάνει η τιμή του κέρδους K_p . Ο χρόνος αποκατάστασης της ισορροπίας μικραίνει όσο αυξάνεται το K_p αλλά από κάποιες τιμές και μετά εμφανίζεται μια αποσβένουσα ταλάντωση και ο χρόνος αποκατάστασης της ισορροπίας ξαναμεγαλώνει.. Μάλιστα για ακόμα μεγαλύτερες τιμές του K_p , η ταλάντωση αρχικά απέχει όλο και περισσότερο από το σημείο ισορροπίας, εμφανίζεται δηλαδή το φαινόμενο της υπερύψωσης. Τέλος, για υπερβολικά πολύ μεγάλες τιμές του K_p , η ταλάντωση δεν αποσβένει πλήρως. Το φαινόμενο της μη-αποσβένουσας ταλάντωσης γίνεται τόσο πιο έκδηλο όσο πιο μεγάλη υστέρηση παρουσιάζει ο ελεγκτής κατά την επιβολή των όποιων αλλαγών.

Αναλογική και Ολοκληρωτική Δράση Ελέγχου

Όπως προέκυψε από την παραπάνω ανάλυση, η ρύθμιση της ελεγχόμενης ποσότητας θα πρέπει, αν είναι δυνατόν, να γίνεται με τρόπο τέτοιο που να εξαλείφει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Κάτι τέτοιο μπορεί να γίνει με τον ολοκληρωτικό έλεγχο που έχει την ιδιότητα να καταστέλλει το σφάλμα αυτό στο μηδέν. Ο ολοκληρωτικός έλεγχος δεν εφαρμόζεται ποτέ από μόνος του, αλλά σε συνδυασμό τουλάχιστον με τον αναλογικό.

Στο σχήμα 2.7 προσθέτεται τώρα και ο ολοκληρωτικός παράγοντας. Ο ολοκληρωτικός παράγοντας στη βιβλιογραφία συμβολίζεται ως $\int dt$ ενώ στο Simulink του MATLAB είναι το τονισμένο με κόκκινο χρώμα block.



Σχήμα 2.7 : Simulink μοντέλο ελεγκτή δύο όρων (PI controller) χωρίς ενίσχυση του ολοκληρωτικού παράγοντα.

Ο έλεγχος τώρα εκτός από τον όρο του αναλογικού κέρδους περιλαμβάνει και ένα άλλο όρο που κάνει ολοκλήρωση του σφάλματος e στο χρόνο. Η εντολή προς την εγκατάσταση είναι τότε :

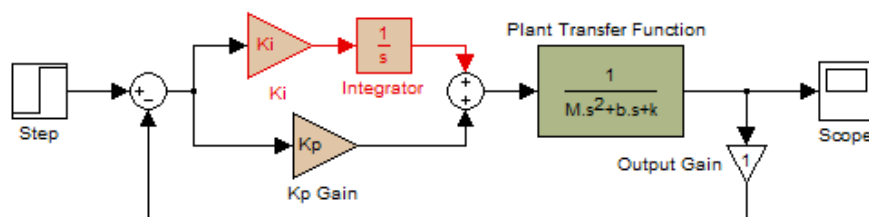
$$\text{Εντολή} = K_p * e(t) + 1/T_i * \int e(t)dt \quad (2.4)$$

Το ολοκλήρωμα μιας συνάρτησης, εν προκειμένω της συνάρτησης του σφάλματος (συναρτήσει του χρόνου) είναι το εμβαδόν μεταξύ της καμπύλης της γραφικής παράστασης της συνάρτησης και του άξονα της ανεξάρτητης μεταβλητής. Το εμβαδόν αυτό, προοδευτικά προς το χρόνο, θα αυξάνει έως ότου το σφάλμα γίνει κάποια στιγμή μηδέν, οπότε και σταθεροποιείται.

Έστω ότι ζητείται από το σύστημα μια επιθυμητή τιμή και ότι αυτό, μετά το μεταβατικό φαινόμενο, βρίσκει μια κατάσταση ισορροπίας. Στην κατάσταση αυτή ούτε η πραγματική τιμή μεταβάλλεται, άρα ούτε και το σφάλμα, ούτε και η εντολή προς την εγκατάσταση. Αυτό σημαίνει ότι και το ολοκλήρωμα έχει άρει μια σταθερή τιμή, και άρα το σφάλμα είναι αναγκαστικά μηδέν, σε κάθε περίπτωση, ανεξάρτητα των όποιων διαταραχών.

Η εισαγωγή του ολοκληρωτικού όρου λύνει το πρόβλημα του σφάλματος μόνιμης κατάστασης αλλά συνήθως επιδεινώνει την κατάσταση από άποψη ευστάθειας, δηλαδή τώρα το σύστημα είναι πιο πιθανό να οδηγηθεί σε ταλαντώσεις. Έτσι πρέπει σχεδόν πάντα να μειώνεται το K_p .

Για να ενισχυθεί η επιρροή του ολοκληρωτικού όρου θα προστεθεί ένας πολλαπλασιαστικός παράγοντας, το K_i , όπως φαίνεται στο σχήμα 2.8.



Σχήμα 2.8 : Simulink μοντέλο ελεγκτή δύο όρων (PI controller).

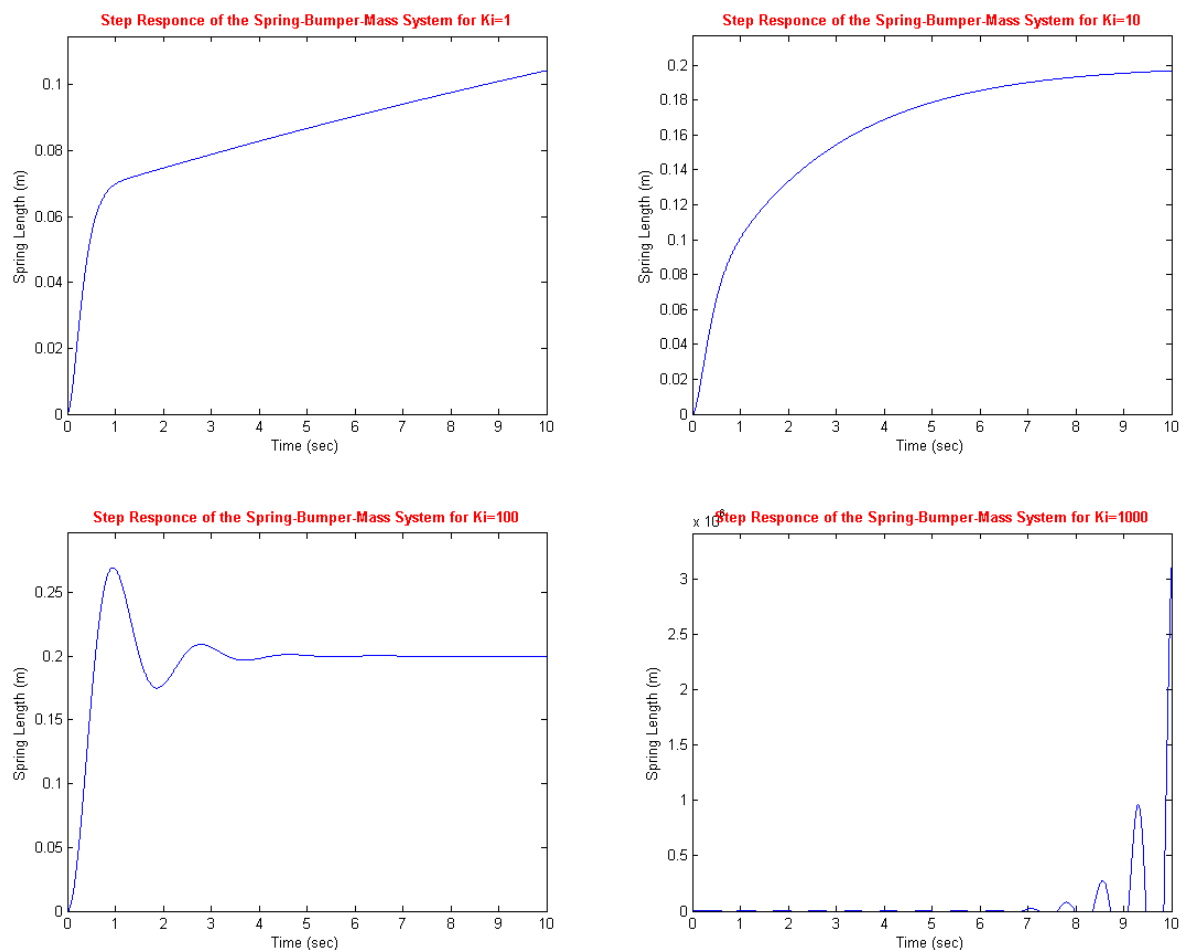
Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος με αναλογικό – ολοκληρωτικό ελεγκτή γίνεται :

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{K_p * s + K_i}{s^3 + 10s^2 + (20 + K_p) * s + K_i} \quad (2.5)$$

Όπως και προηγουμένως, στο σχήμα 2.9 παρατίθενται τα γραφήματα της βηματικής απόκρισης του υπό-έλεγχου συστήματος για διάφορες τιμές του κέρδους K_i και για $K_p=10$, μια σχετικά μικρή τιμή.

Όπως ήταν αναμενόμενο, οι σχετικά μικρές τιμές του K_i βελτίωσαν την κατάσταση μικραίνοντας το σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Από το τρίτο γράφημα γίνεται ήδη εμφανές ότι ο ολοκληρωτικός παράγοντας ενεργεί καταλυτικά στη δημιουργία ή ενίσχυση των όποιων ταλαντώσεων, ωστόσο εξαλείφει πλήρως το σφάλμα μόνιμης κατάστασης και καταφέρνει να

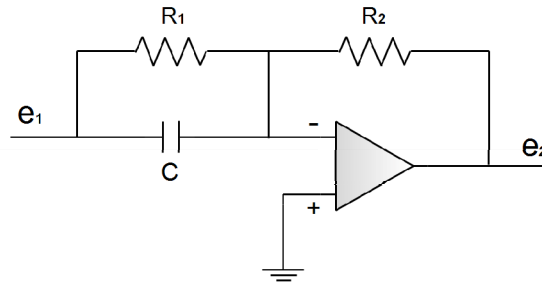
κρατήσει το σύστημα σταθερό. Αντίθετα, στο τέταρτο γράφημα, όπου η τιμή του K_i είναι ιδιαίτερα υψηλή, το σύστημα βγαίνει σχεδόν αμέσως εκτός ελέγχου.



Σχήμα 2.9 : Βηματική απόκριση του συστήματος για το ίδιο ερέθισμα αλλά διαφορετικές τιμές των K_i και K_p .

Διαφορικός Έλεγχος

Θεωρώντας τον αναλογικό ως τον βασικό τύπο ελέγχου, ο ολοκληρωτικός έλεγχος μπορεί να προστεθεί προκειμένου να εξαλείψει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Όπως όμως αναφέρθηκε, αυτό μπορεί να αποβεί σε βάρος της ευστάθειας του συστήματος. Άρα, γίνεται αντιληπτό ότι η γρήγορη απόκριση και η γρήγορη καταστολή των όποιων διαταραχών, δηλαδή το μεγάλο κέρδος σε κάθε μορφής έλεγχου, παρουσιάζουν το ρίσκο της οδήγησης του συστήματος σε ταλαντώσεις, κάτι που είναι εντελώς ανεπιθύμητο. Για αυτές τις περιπτώσεις και προκειμένου να βελτιωθεί η ευστάθεια του συστήματος εφαρμόζεται ένας τρίτος τύπος ελέγχου, ο διαφορικός έλεγχος. Κατ' αναλογία με τα προαναφερθέντα, η συσκευή που απαιτείται για αυτό τον τύπο πρέπει να διαφορίζει το σήμα του σφάλματος. Ο διαφορικός έλεγχος δεν χρησιμοποιείται ποτέ μόνος του, αλλά σε συνδυασμό με αναλογικό τουλάχιστον. Ένα ηλεκτρικό κύκλωμα που υλοποιεί το συνδυασμό αυτό είναι το παρακάτω (σχήμα 2.10) :



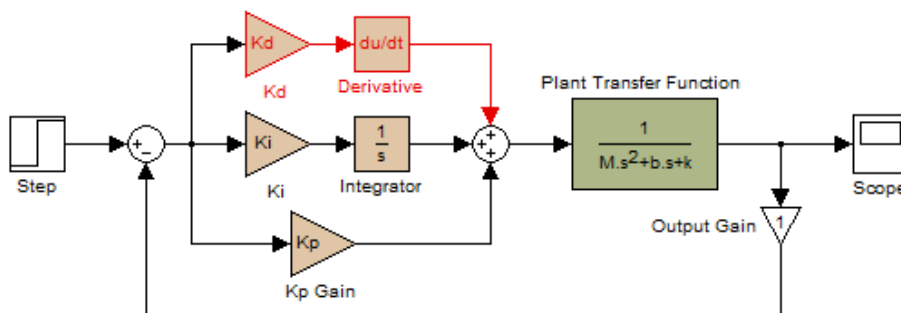
Σχήμα 2.10 : Μοντελοποίηση του διαφορικού ελέγχου με τη χρήση αναλογικού ηλεκτρονικού κυκλώματος.

Η λειτουργία του κυκλώματος είναι η εξής : ο μεν βρόχος της αντίστασης R_1 λειτουργεί καθαρά ως αναλογικός ελεγκτής ενώ ο βρόχος μέσω του πυκνωτή ενεργοποιείται μόνο όσο χρόνο το σήμα εισόδου μεταβάλλεται, συνεισφέροντας μια τάση στην έξοδο που είναι ανάλογη του ρυθμού μεταβολής του σήματος εισόδου. Για την τάση e_2 αποδεικνύεται ότι ισχύει :

$$e_2 = -[(R_2 / R_1) * e_1 + (R_2 * C) * (de_1 / dt)] \quad (2.6)$$

Η ποσότητα R_2 / R_1 είναι και πάλι το αναλογικό κέρδος, ενώ η ποσότητα $R_2 * C$ είναι η χρονική σταθερά διαφορίσης.

Σε ένα σύστημα αυτομάτου ελέγχου, το σήμα εισόδου στον ελεγκτή είναι το σφάλμα. Συνεπώς ο διαφορικός έλεγχος έχει την ιδιότητα να λαμβάνει υπ' όψη του μεταβολές του σφάλματος. Επομένως, όταν το σφάλμα αυξάνει με ταχύ ρυθμό, ο ελεγκτής διαμορφώνει το σήμα επιστρέφοντας υψηλές τιμές καταφέροντας να αποκαθιστά άμεσα την όποια παρέκκλιση από την επιθυμητή τιμή. Έτσι, ο διαφορικός έλεγχος βελτιώνει την ευστάθεια του συστήματος επιτρέποντας στο αναλογικό κέρδος να πάρει μεγαλύτερες τιμές αυξάνοντας και την ταχύτητα απόκρισης.



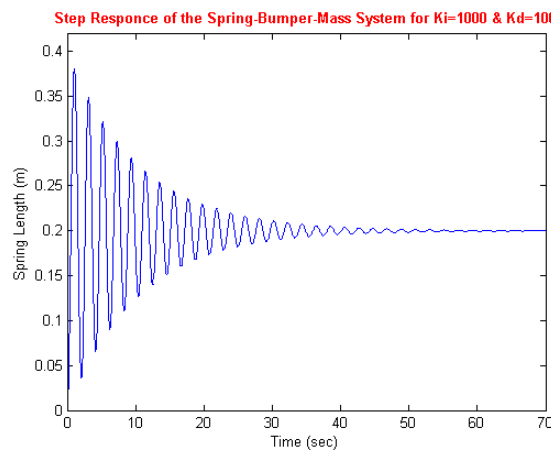
Σχήμα 2.11 : Simulink μοντέλο ελεγκτή τριών όρων (PID controller).

Το μειονέκτημα του διαφορικού ελέγχου είναι ότι ενισχύει το θόρυβο που ενδεχομένως υπάρχει στο σήμα εισόδου. Γι' αυτό και αποφεύγεται σε εφαρμογές που τα σήματα στο σύστημα

παρουσιάζουν υψηλό θόρυβο. Για λόγους συνέπειας, στο σχήμα 2.11 παρατίθεται η αναπαράσταση του γνωστού συστήματος μάζας-ελατηρίου με τη προσθήκη του διαφορικού όρου, του οποίου η επιρροή ενισχύεται από έναν πολλαπλασιαστικό παράγοντα, το K_d . Οι προσθήκες, όπως και προηγουμένως, τονίζονται με κόκκινο χρώμα.

Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος με PID ελεγκτή γίνεται :

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{K_d * s^2 + K_p * s + K_i}{s^3 + (10 + K_d)s^2 + (20 + K_p)s + K_i} \quad (2.7)$$



Σχήμα 2.12 : Βηματική απόκριση του συστήματος για $K_d=100$, $K_i=1000$ και $K_p=10$.

Στο σχήμα 2.12 παρουσιάζεται το γράφημα της βηματικής απόκρισης του υπό-έλεγχου συστήματος για $K_d=100$, $K_i=1000$ και $K_p=10$. Όπως ήταν αναμενόμενο, ο διαφορικός ελεγκτής βοήθησε να αποκατασταθεί η ευστάθεια στο σύστημα, προκαλώντας μια αποσβένουσα ταλάντωση γύρω από το σημείο ισορροπίας.

Αναλογικός – Ολοκληρωτικός – Διαφορικός Έλεγχος (PID Control)

Από τα προηγούμενα είναι πλέον σαφές ότι ο κάθε τύπος ελέγχου συνεισφέρει κατά συγκεκριμένο τρόπο στην συμπεριφορά ενός συστήματος. Ο ελεγκτής ο οποίος είναι σε θέση να συνδυάσει και τις τρεις βασικές αυτές μορφές ελέγχου, ονομάζεται PID controller (αναλογικός – ολοκληρωτικός – διαφορικός ελεγκτής) και εφαρμόζεται συνήθως σε συστήματα που υπόκεινται σε ξαφνικές και έντονες διαταραχές, εκεί δηλαδή που δεν θα επαρκούσε ελεγκτής δύο όρων.

Όπως κάθε σύστημα έτσι και ο PID ελεγκτής χαρακτηρίζεται από μια συνάρτηση μεταφοράς. Αυτή είναι η ακόλουθη :

$$K_p + \frac{K_i}{s} + K_d * s = \frac{K_d * s^2 + K_p * s + K_i}{s} \quad (2.8)$$

Θεωρώντας ότι e είναι το σφάλμα παρακολούθησης, δηλαδή η διαφορά ανάμεσα στην τιμή της επιθυμητής εισόδου και σε εκείνη της πραγματικής εξόδου, το σήμα u αμέσως μετά τον ελεγκτή είναι ίσο με το αναλογικό κέρδος (K_p) επί την τιμή του σφάλματος, συν το ολοκληρωτικό κέρδος (K_i) επί το ολοκλήρωμα του σφάλματος, συν το διαφορικό κέρδος (K_d) επί την παράγωγο του σφάλματος. Άρα είναι :

$$u = K_p * e + K_i \int e dt + K_d \frac{de}{dt} \quad (2.9)$$

Σύνοψη

Η χρησιμοποίηση ενός αναλογικού ελεγκτή (K_p), θα έχει ως αποτέλεσμα την ελάττωση του χρόνου ανύψωσης και τη μείωση, αλλά ποτέ την εξάλειψη, του μόνιμου σφάλματος. Ο ολοκληρωτικός έλεγχος (K_i) θα εξαλείψει το μόνιμο σφάλμα, αλλά θα χειροτερέψει τη μεταβατική απόκριση και θα αυξήσει τον αριθμό των ταλαντώσεων μέχρι την τελική ισορροπία του συστήματος. Ο διαφορικός έλεγχος (K_d) θα έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της σταθερότητας του συστήματος, μειώνοντας την υπερύψωση (overshoot) και βελτιώνοντας την μεταβατική απόκριση. Τα αποτελέσματα της επίδρασης καθενός από τους ελεγκτές K_p , K_i και K_d σε ένα σύστημα κλειστού βρόχου, συνοψίζονται στον πίνακα 2.1.

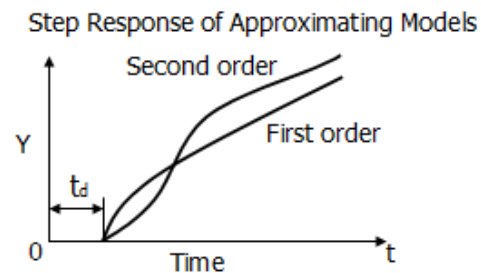
Πίνακας 2.1 – Επίδραση των όρων K_p, K_i και K_d στην απόκριση ενός συστήματος.				
Αντίδραση Ελεγκτή	Χρόνος Ανύψωσης	Υπερύψωση	Χρόνος Αποκατάστασης	Μόνιμο Σφάλμα
K_p	Μείωση	Αύξηση	Μικρή Αλλαγή	Μείωση
K_i	Μείωση	Αύξηση	Αύξηση	Εξάλειψη
K_d	Μικρή Αλλαγή	Μείωση	Μείωση	Μικρή Αλλαγή

Ας σημειωθεί ότι αυτοί οι συσχετισμοί μπορεί να μην είναι πολύ ακριβείς, επειδή οι ελεγκτές K_p , K_i και K_d αλληλεξαρτώνται. Στην πραγματικότητα η αλλαγή μιας από αυτές τις μεταβλητές μπορεί να αλλάξει την επίδραση και των άλλων δύο μεταβλητών. Για το λόγο αυτό ο πίνακας 2.1 θα πρέπει να χρησιμοποιείται μόνο ως σημείο αναφοράς κατά τον χειροκίνητο προσδιορισμό των τιμών των τριών όρων του PID ελεγκτή.

2.3.2. Ρυθμιστικές Μέθοδοι Συμβατικών (PID) Ελεγκτών

Η ρύθμιση ενός PID ελεγκτή, δηλαδή η διαδικασία επιλογής των παραμέτρων των τριών όρων, (του αναλογικού κέρδους, της σταθεράς ολοκλήρωσης και της σταθεράς διαφόρισης) είναι γενικά δύσκολη υπόθεση. Στη φάση της σχεδίασης του συστήματος συνήθως χρησιμοποιούνται τεχνικές προσομοίωσης του συστήματος με τη βοήθεια του υπολογιστή. Αυτό σημαίνει ότι δημιουργείται κάποιο μαθηματικό μοντέλο της εγκατάστασης (όταν αυτό είναι δυνατό) και στη συνέχεια με τη βοήθεια δοκιμών επιλέγονται εκείνες οι τιμές των σταθερών του PID ελεγκτή που δίνουν ικανοποιητική δυναμική συμπεριφορά στο μοντέλο, και άρα πιθανότατα και στο σύστημα. Στην περίπτωση που είναι δυνατή η εύρεση κατάλληλου μαθηματικού μοντέλου τότε μπορούν να εφαρμοστούν και καθαρά μαθηματικές μέθοδοι ανάλυσης και στη συνέχεια σχεδιασμού του συστήματος. Σε διαφορετική περίπτωση, επιλέγονται προσεγγιστικές μέθοδοι. Οι επόμενες μέθοδοι παραμετροποίησης των PID ελεγκτών ακολουθούν μια προσεγγιστική διαδικασία βασισμένη στην εκτίμηση ότι το σύστημα παρουσιάζει συμπεριφορά που περιγράφεται ικανοποιητικά από την βηματική απόκριση των μοντέλων συστημάτων 1^{ου} ή 2^{ου} βαθμού. Ο όρος χρονικής καθυστέρησης για προσομοιώσεις συστημάτων 1^{ου} βαθμού γίνεται :

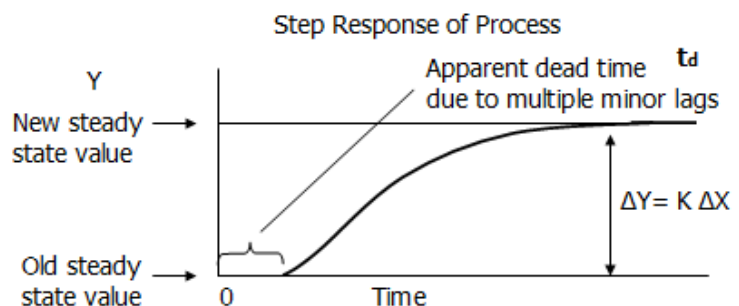
$$e^{-t_d * s} \approx \frac{1 - \frac{t_d * s}{2}}{1 + \frac{t_d * s}{2}} \quad (2.10)$$



Σχήμα 2.13 : Βηματική απόκριση συστημάτων 1^{ου} και 2^{ου} βαθμού.

Ομοίως, για προσομοιώσεις συστημάτων 2^{ου} βαθμού, ο όρος χρονικής καθυστέρησης γίνεται :

$$e^{-t_d * s} \approx \frac{t_d^2 * s^2 - 6 * t_d * s + 12}{t_d^2 * s^2 + 6 * t_d * s + 12} \quad (2.11)$$



Σχήμα 2.13 : Βηματική απόκριση της προσεγγιστικής διαδικασίας.

Μέθοδος Ziegler-Nichols (Μέθοδος Ορίου Σταθερότητας ή Ευαισθησίας)

Οι πρώτοι κανόνες ρύθμισης ενός PID ελεγκτή προτάθηκαν από τους Ziegler και Nichols το 1942 και στηρίζονται στη διερεύνηση των βηματικών αποκρίσεων ενός συστήματος. Στη μέθοδο αυτή μηδενίζονται αρχικά οι συντελεστές K_i και K_d . Το K_p αυξάνεται έως ότου φτάσει την κρίσιμη τιμή K_c στην οποία η έξοδος αρχίζει να ταλαντώνεται. Τότε το K_c και η περίοδος ταλάντωσης P_c χρησιμοποιούνται για να οριστούν οι όροι (K_p , K_i και K_d) σύμφωνα με τον πίνακα 2.2.

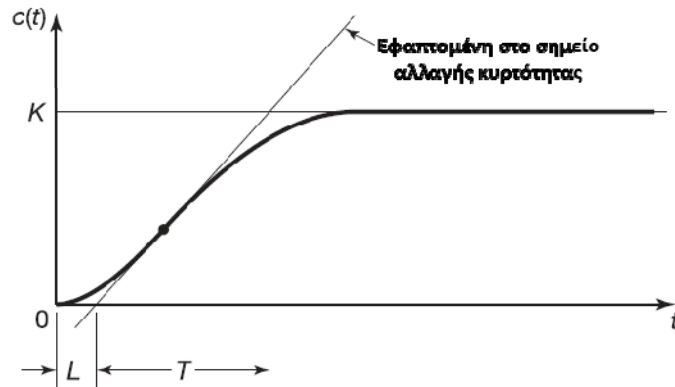
Πίνακας 2.2 – Μέθοδος Ziegler–Nichols (I)			
<i>Control Type</i>	K_p	K_i	K_d
P	$0.50 \cdot K_c$	-	-
PI	$0.45 \cdot K_c$	$1.2 \cdot K_p / P_c$	-
PID	$0.60 \cdot K_c$	$2 \cdot K_p / P_c$	$K_p \cdot P_c / 8$

Η μέθοδος αυτή δεν παρέχει τη βέλτιστη λύση αλλά προτείνει μια πολύ γρήγορη και σχετικά εύκολα υπολογίσιμη αποδεκτή εκδοχή. Αφού λοιπόν γίνει η αρχική ρύθμιση του PID ελεγκτή στο μοντέλο και βεβαιωθεί ότι η λειτουργία του συστήματος είναι η επιθυμητή, μπορεί να ακολουθήσει η τελική **λεπτομερής ρύθμιση** (*fine tuning*) στο πραγματικό πλέον σύστημα ώστε η απόκριση να πλησιάζει τη βέλτιστη.

Κατά το χειροκίνητο σχεδιασμό ενός PID ελεγκτή που δεν έχουν γίνει υπολογισμοί μια καλή τακτική είναι να εισάγεται πρώτα ο αναλογικός έλεγχος ώστε να βελτιώνεται ο χρόνος ανύψωσης, στη συνέχεια ο διαφορικός έλεγχος για να βελτιώνεται η υπέρβαση και τέλος ο ολοκληρωτικός έλεγχος για την εξάλειψη του μόνιμου σφάλματος.

Μέθοδος Ziegler-Nichols (Μέθοδος Βηματικής Απόκρισης)

Μια ακόμα μέθοδος των Ziegler και Nichols που βρίσκει πεδίο εφαρμογής στα εγκατεστημένα βιομηχανικά συστήματα όπου δεν είναι πάντα εφικτό να οδηγηθούν σε ταλάντωση είναι η ακόλουθη και βασίζεται στην ανάλυση της βηματικής απόκρισης του συστήματος που συνήθως είναι πιο απλή και δεν παρουσιάζει προβλήματα. Σε αυτή τη μέθοδο οι κανόνες προκύπτουν κατευθείαν από την κλίση K_p / T της εφαπτομένης στο σημείο αλλαγής κυρτότητας και την χρονική καθυστέρηση L της βηματικής απόκρισης. Οι παράμετροι L και T της βηματικής απόκρισης, φαίνονται γραφικά στο σχήμα 2.15.



Σχήμα 2.15 : Γραφική απεικόνιση των παραμέτρων L και T της βηματικής απόκρισης.

Η συνάρτηση μεταφοράς ενός συστήματος με τη συγκεκριμένη απόκριση μπορεί να προσεγγιστεί από την ακόλουθη μαθηματική έκφραση που αφορά στα συστήματα 1^{ης} τάξης με καθυστέρηση :

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{K * e^{-Ls}}{Ts + 1} \quad (2.12)$$

όπου K η επιθυμητή τιμή, όπως φαίνεται και από το σχήμα 2.15.

Πίνακας 2.3 – Μέθοδος Ziegler–Nichols (II)			
Control Type	K_p	K_i	K_d
P	T/L	∞	0
PI	0.9 * T/L	L / 0.3	0
PID	1.2 * T /L	2*L	0.5*L

Τέλος, η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή PID με τις παραμέτρους L και T γίνεται :

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i * s} + T_d * s \right) = 1.2 * \frac{T}{L} * \left(1 + \frac{1}{2 * L * s} + 0.5 * L * s \right) = 0.6 * T * \frac{\left(s + \frac{1}{L} \right)^2}{s} \quad (2.13)$$

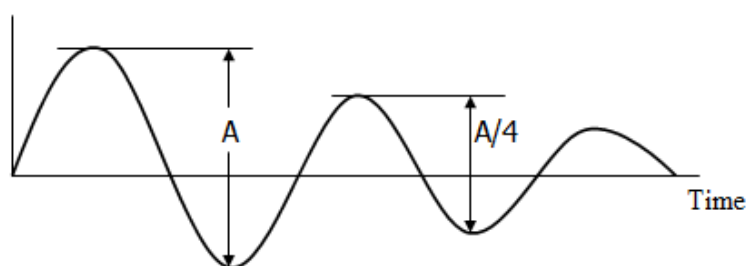
Μέθοδος Cohen-Coon

Ανάλογη με την παραπάνω μέθοδο υπολογισμού είναι και η διαδικασία που προτείνουν οι Cohen και Coon. Σύμφωνα με αυτή, ο υπολογισμός των παραμέτρων K , L και T όπως και προηγουμένως μπορεί να προκύψει από την καμπύλη χρονικής απόκρισης του συστήματος (σε βηματική διέγερση) που ονομάζεται και καμπύλη εκτίμησης. Και οι δύο εκδοχές που προτείνουν στηρίζονται σε προσεγγιστικούς τύπους βασισμένους στη γραφική ανάλυση της καμπύλης εκτίμησης.

Μέθοδος τροποποίησης (Modified Method)

Σε αυτή τη μέθοδο μεταβάλλεται το κέρδος K_p μέχρι η έξοδος να έχει τη μορφή φθίνουσας ταλάντωσης με εύρος στη δεύτερη περίοδο ίση με το $1/4$ του εύρους της πρώτης. Υπολογίζεται το κέρδος A και η περίοδος T_0 . Από τις εξισώσεις υπολογίζονται οι παράμετροι :

$$K_p = 1/A, \quad T = T_0 / 1.5, \quad L = T_0 / 6$$



Σχήμα 2.16 : Αναπαράσταση του τρόπου υπολογισμού του κέρδους A και της περιόδου T_0 .

Απ'ευθείας Υπολογιστικός Έλεγχος (Direct Digital Control – Hardware in the loop)

Από τη στιγμή που έχουν εκτιμηθεί και δοκιμαστεί οι σωστές παράμετροι των ελεγκτών σε επίπεδο λογισμικού, το επόμενο βήμα είναι να μειωθεί το χάσμα μεταξύ της θεωρητικής προσομοίωσης και της πραγματικής εφαρμογής εξετάζοντας την αλληλεπίδραση του συστήματος με το πραγματικό περιβάλλον σε ρεαλιστικές συνθήκες. Αυτό συνήθως γίνεται με την παρεμβολή ενός Η/Υ μεταξύ των αισθητηρίων οργάνων (sensors) και των εκτελεστικών μηχανισμών (actuators) του συστήματος. Τα δεδομένα των αισθητήρων εισάγονται (σε πραγματικό χρόνο) μέσω κάποιας διεπαφής στον υπολογιστή που με τη βοήθεια κατάλληλου λογισμικού προσομοιώνει έναν ελεγκτή. Έτσι ο σχεδιαστής έχει την ευχέρεια να διαμορφώσει τις παραμέτρους του ελεγκτή και των αλγορίθμων του λογισμικού, αρκετές φορές έως ότου λάβει τις επιθυμητές εντολές προς τα στοιχεία ελέγχου. Επίσης, ο σχεδιαστής έχει τη δυνατότητα να δώσει εντολές προς τα στοιχεία ελέγχου απ' ευθείας από τον υπολογιστή και ανεξάρτητα από τις τιμές που λαμβάνουν οι πραγματικοί αισθητήρες, απομονώνοντας κατά βούληση την είσοδο από την έξοδο του συστήματος.

Σε κάθε περίπτωση, ανάλογα με τη λογική ελέγχου που έχει προγραμματιστεί ή βρίσκεται στη μνήμη του υπολογιστή, ελέγχεται άμεσα η απόκριση των εκτελεστικών μηχανισμών και διαπιστώνεται αν είναι η επιθυμητή. Μέσα από αυτή τη διαδικασία των επαναληπτικών πειραμάτων, ο σχεδιαστής καταλήγει διαδοχικά στην καλύτερη παραμετροποίηση του τελικού, φυσικού εφαρμοσμένου πλέον, ελεγκτή.

2.3.3. Περιορισμοί Συμβατικών Ελεγκτών

Ορισμένες φορές και ανάλογα με τη φύση του προβλήματος, ένα σύστημα ελέγχου στηριζόμενο αποκλειστικά σε PID ελεγκτές, όπως περιγράφηκαν παραπάνω, μπορεί να κριθεί ανεπαρκές, καθώς ο τρόπος με τον οποίο συμπεριφέρεται ένα σύνθετο σύστημα (όπως για παράδειγμα το υβριδικό σύστημα της παρούσας μελέτης), ειδικά σε ακραίες συνθήκες, είναι δύσκολο να προσεγγιστεί μαθηματικά με ικανοποιητικό τρόπο. Για παράδειγμα, κάποιες εφαρμογές απαιτούν τα κέρδη (K_p , K_i και K_d) να είναι μειωμένα αρκετά ώστε να μην προκληθεί υπερύψωση ή ταλάντωση, έστω και μικρού πλάτους, γύρω από την επιθυμητή τιμή. Ωστόσο μια τέτοια επιλογή θα σήμαινε αργή ανταπόκριση και ενδεχόμενη αστάθεια. Οι επιδόσεις των PID ελεγκτών σε τέτοιες περιπτώσεις μπορούν να βελτιωθούν συνδυάζοντας τα κυκλώματα ανατροφοδότησης ή κλειστού βρόχου (feedback or closed loop) με κυκλώματα εμπρόσθιας τροφοδότησης ή ανοιχτού βρόχου (feed-forward or open loop). Ωστόσο για να εφαρμοστεί σωστά η εμπρόσθια τροφοδότηση ώστε να λειτουργήσει ενισχυτικά, απαιτείται κάποια γνώση σχετικά με τα φυσικά χαρακτηριστικά του συστήματος υπό μελέτη όπως για παράδειγμα οι σχετικές αδράνειες και οι επιθυμητές επιταχύνσεις. Αν τέτοια χαρακτηριστικά είναι γνωστά ή εύκολα υπολογίσιμα, τότε ο συνδυασμός αυτών των δύο τεχνικών αυξάνει την αξιοπιστία του συστήματος, αρκεί αυτό να συμπεριφέρεται γραμμικά. Επειδή όμως πολλά φυσικά φαινόμενα εκδηλώνονται με μη-γραμμικό τρόπο και η τιθάσευσή τους με γραμμικούς ελεγκτές απαιτεί ενδελεχή μελέτη και ιδιαίτερο σχεδιασμό, έχουν αναπτυχθεί άλλες τεχνικές, που υλοποιούνται με τη χρήση ελεγκτών ασαφούς λογικής (fuzzy logic controllers) είτε σε αποκλειστικότητα είτε σε συνεργασία με τους PID ελεγκτές.

2.3.4. Αυτόματη ρύθμιση (PID) με χρήση H/Y

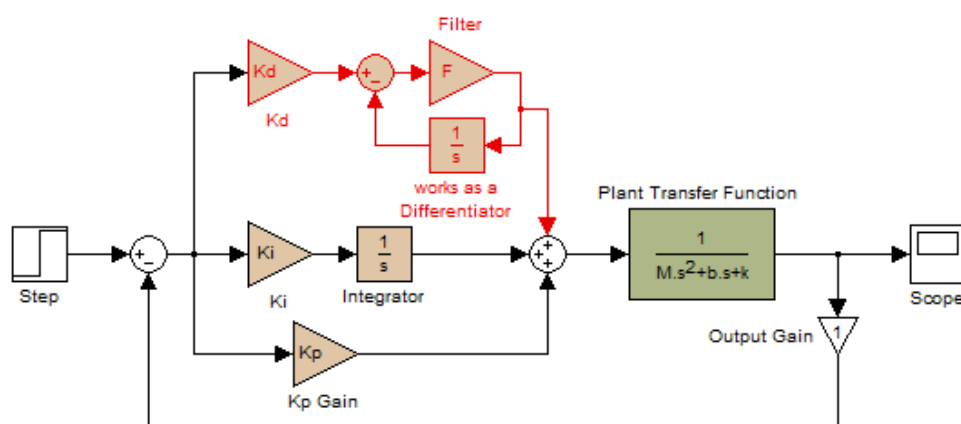
Η σύγχρονη βιομηχανία σπάνια ρυθμίζει τους ελεγκτές χειροκίνητα ή κάνοντας χρήση των παραπάνω μεθόδων. Αντίθετα, χρησιμοποιεί κατάλληλο λογισμικό που αναλαμβάνει την εξαγωγή των ενδεδειγμένων παραμέτρων για τη ρύθμιση κάθε ελεγκτή ανά περίπτωση. Τα λογισμικά αυτά πακέτα, αναλαμβάνουν τη συλλογή των απαραίτητων δεδομένων, αναπτύσσουν μοντέλα της διαδικασίας ελέγχου και προτείνουν τη βέλτιστη δυνατή λύση. Ορισμένα από τα πακέτα έχουν τη δυνατότητα να αναπτύξουν το μοντέλο της διαδικασίας ελέγχου αποκλειστικά και μόνο από τη συλλογή των δεδομένων που προκύπτουν αναφορικά προς τις αλλαγές των μεταβλητών του συστήματος.

Σε αυτό το πλαίσιο του εκσυγχρονισμού με την αγορά αλλά και την ακαδημαϊκή έρευνα, η νέα έκδοση του μαθηματικού εργαλείου MATLAB της Mathworks v7.9.0 (R2009b), εμπλούτισε το

block του PID Controller της στο Simulink με τη δυνατότητα της αυτόματης ρύθμισης (auto-tuning). Ο αλγόριθμος που φροντίζει για την αυτόματη εξαγωγή των τριών όρων για τη ρύθμιση του ελεγκτή (K_p , K_i και K_d) δεν στηρίζεται στις παραπάνω μεθόδους αλλά στην κατοχυρωμένη τεχνολογία BESTune. Το αντικείμενο του PID ελεγκτή που προκύπτει μπορεί να εφαρμοστεί σε όλων των ειδών τα μοντέλα είτε είναι συνεχούς είτε διακριτού χρόνου και έχει σχεδιαστεί ώστε να λαμβάνει υπόψη του κατά την εξαγωγή των αποτελεσμάτων την επίδραση που προκαλεί ο δειγματολήπτης (sampling effect).

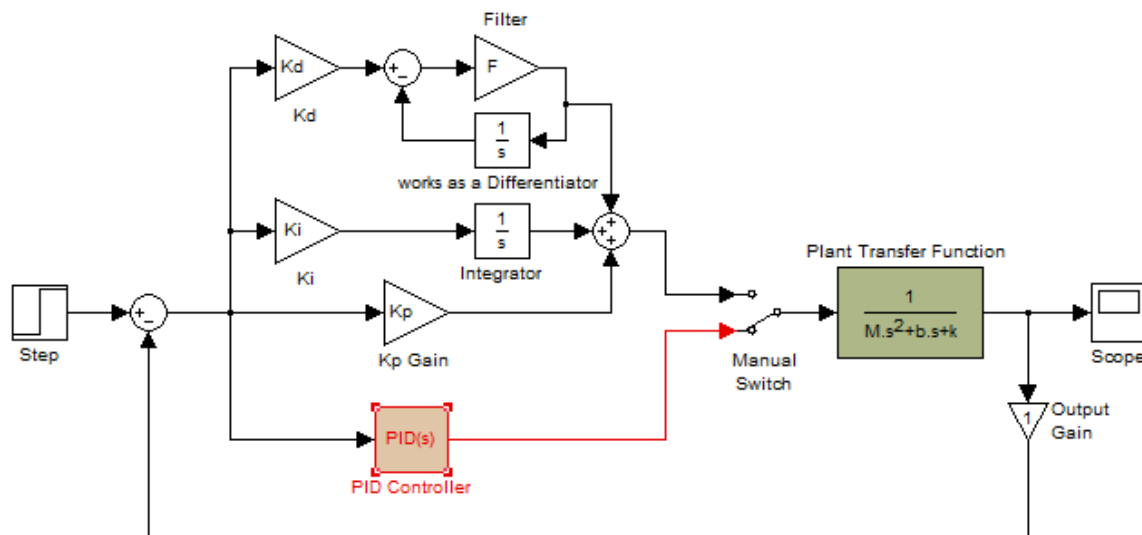
Το γραφικό περιβάλλον που αναδύεται μετά την αυτόματη εύρεση των ‘βέλτιστων’ όρων για το εκάστοτε κύκλωμα PID ελεγκτή παρέχει τη δυνατότητα στο χρήστη να ‘πειραματιστεί’ γύρω από ένα εύρος τιμών για κάθε παράμετρο. Ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να κρατήσει τον προτεινόμενο σχεδιασμό ή να μεταλλάξει κάπως την απόκριση του ελεγκτή λαμβάνοντας υπόψη του τυχόν φυσικούς περιορισμούς της εκάστοτε εφαρμογής. Έτσι, ο τελικός σχεδιασμός διαμορφώνεται εστιάζοντας στα επιθυμητά χαρακτηριστικά του ελεγκτή όπως πχ. τη μικρή υπερύψωση ή τον μικρό χρόνο ανύψωσης, τον υψηλό λόγο απόρριψης θορύβου ή την ευαισθησία κ.α.

Στο σχήμα 2.17 παρατίθεται το γνωστό μοντέλο του PID ελεγκτή με μια μικρή αλλαγή στον παράγοντα διαφορίσης ώστε να γίνει ρεαλιστικότερος και να μπορεί να συγκριθεί με τον έτοιμο αυτορυθμιζόμενο ελεγκτή του Simulink. Το φίλτρο που προστέθηκε κάνει ομαλότερη την μεταβατική απόκριση του ελεγκτή σε πιθανές αλλαγές της εισόδου του, δηλαδή της επιθυμητής τιμής, όπως επίσης βοηθά στην απόρριψη τυχόν διαταραχών.



Σχήμα 2.17 : Το μέρος του κυκλώματος που είναι τονισμένο με κόκκινο χρώμα αποτελεί το νέο παράγοντα διαφορίσης.

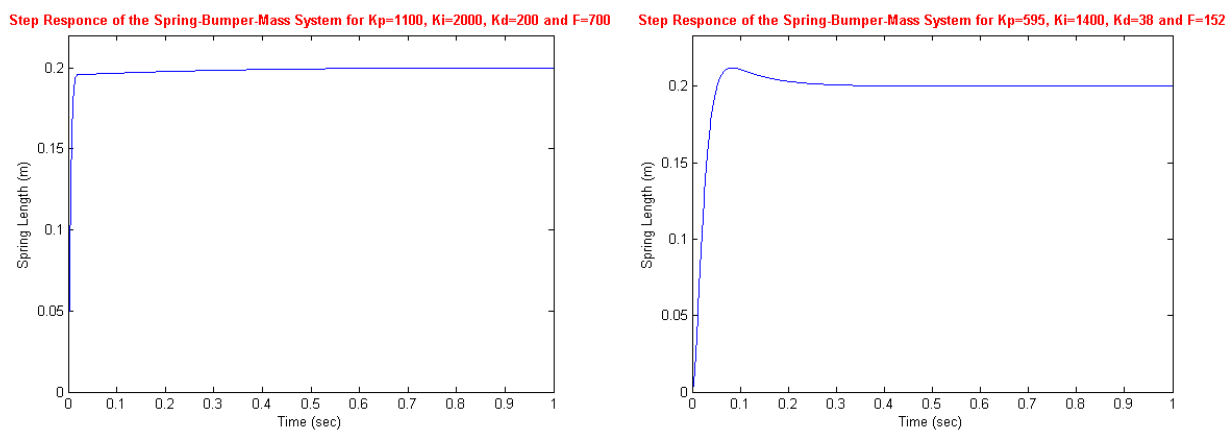
Η σύγκριση των αποτελεσμάτων που εξάγονται κάνοντας χρήση των κλασσικών μεθόδων ρύθμισης και της μεθόδου του Simulink έγινε με τη βοήθεια του μοντέλου του σχήματος 2.18. Ο αυτορυθμιζόμενος PID ελεγκτής έχει τονιστεί με κόκκινο χρώμα.



Σχήμα 2.18 : Το μέρος του κυκλώματος που είναι τονισμένο με κόκκινο χρώμα αποτελεί τον αυτορυθμιζόμενο PID ελεγκτή.

Στο σχήμα 2.19 παρατίθενται οι βηματικές αποκρίσεις του συστήματος των δύο PID ελεγκτών.

Η γραφική παράσταση στα αριστερά ανήκει στον ελεγκτή που ρυθμίστηκε βάσει της μεθόδου Ziegler-Nichols και εν συνεχεία βελτιστοποιήθηκε χειροκίνητα. Για το αποτέλεσμα αυτό χρειάστηκαν περίπου 20 λεπτά πειραματισμών. Η γραφική παράσταση στα δεξιά του σχήματος 2.19 ανήκει στον ελεγκτή που ρυθμίστηκε αυτόματα βάσει των αλγορίθμων βελτιστοποίησης του Simulink της MATLAB v7.9.0. Το αποτέλεσμα εξήχθη αυτόματα σε μερικά δευτερόλεπτα.



Σχήμα 2.19 : Βηματικές αποκρίσεις συστημάτων που ελέγχονται από τον χειροκίνητα ρυθμιζόμενο (αριστερά) και αυτορυθμιζόμενο (δεξιά) PID ελεγκτή.

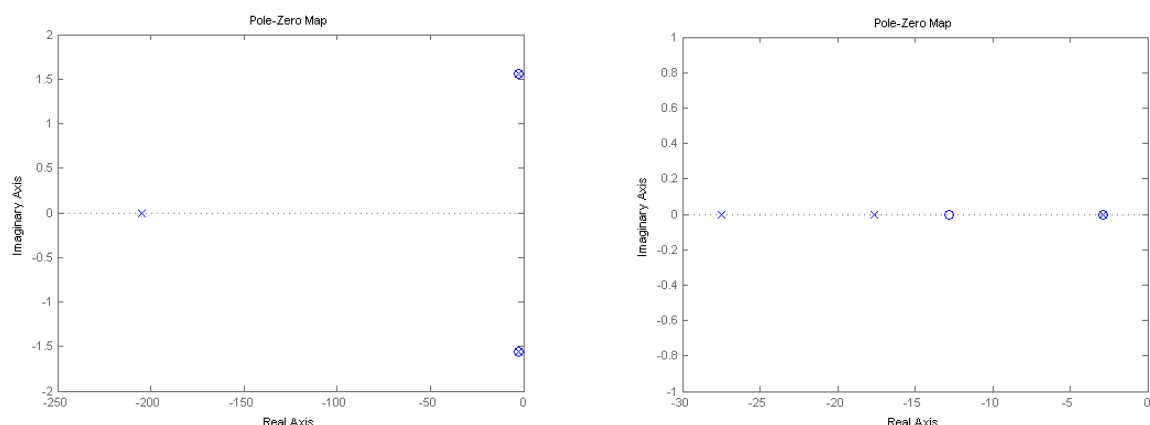
Όπως γίνεται άμεσα φανερό, τα αποτελέσματα μοιάζουν εξίσου ικανοποιητικά και για τους δύο ελεγκτές. Μάλιστα, με μια γρήγορη ματιά, και κρίνοντας μόνο από τα γραφήματα των βηματικών αποκρίσεων, ο ελεγκτής που ρυθμίστηκε χειροκίνητα μοιάζει να παρουσιάζει καλύτερες επιδόσεις.

Στον αυτορρυθμιζόμενο ελεγκτή η ισορροπία αποκαθίσταται ταχύτερα (στο 1/3 του χρόνου αποκατάστασης του άλλου) αλλά παρουσιάζει μεγαλύτερο χρόνο ανύψωσης και μεγαλύτερη υπερύψωση. Ο χειροκίνητος ελεγκτής μοιάζει να έχει ταχύτερη απόκριση αλλά το μόνιμο σφάλμα που παρουσιάζει (περίπου 2% της επιθυμητής τιμής) είναι υψηλότερο εκείνου του αυτορρυθμιζόμενου ελεγκτή. Μάλιστα παρέμεινε υψηλότερο καθ' όλη τη διάρκεια της ρύθμισης και δεν κατέστη δυνατό να εξαλειφθεί ικανοποιητικά διατηρώντας παράλληλα χαμηλές τιμές στην υπερύψωση και το χρόνο απόκρισης.

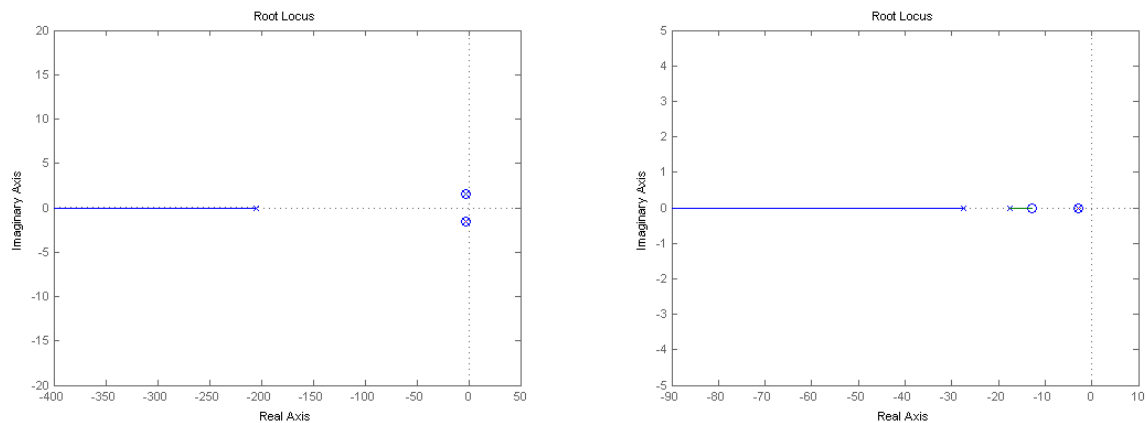
2.3.5. Ευστάθεια (PID) Ελεγκτών

Εξαιρώντας όμως το μικρό μόνιμο σφάλμα, κάποιες ανάλογες ποιοτικές διαφορές σε σχέση με τα αναμενόμενα παρουσιάζονται και σε ότι αφορά όρους ευστάθειας. Πιο συγκεκριμένα :

Το σύστημα μάζας-ελατηρίου-αποσβεστήρα είναι ένα γραμμικό, χρονικά αμετάβλητο (Linear and Time Invariant ή αλλιώς LTI) σύστημα και συνεπώς η ευστάθεια είναι ανεξάρτητη από τις τιμές που λαμβάνουν η είσοδος και η έξοδος του. Με τη βοήθεια του MATLAB (αρχείο manual_vs_auto.m) προκύπτει ότι ο γεωμετρικός τύπος των ριζών του χαρακτηριστικού πολυωνύμου, δηλαδή της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος, βρίσκεται και για τις δύο περιπτώσεις, στο αριστερό μιγαδικό ημιεπίπεδο, και άρα και τα δύο συστήματα, είναι ευσταθή. Σύμφωνα όμως με το κριτήριο σχετικής ευστάθειας του Nyquist, το σύστημα με τον αυτορρυθμιζόμενο ελεγκτή προκύπτει να είναι περισσότερο ευσταθές καθώς οι ρίζες του ($z_{21} = -12.77$ και $z_{22} = -2.88$) βρίσκονται πιο μακριά από τον άξονα των φανταστικών αριθμών απ' ότι οι ρίζες του συστήματος με τον χειροκίνητο ελεγκτή ($z_{11} = -2.75 + 1.56i$ και $z_{12} = -2.75 - 1.56i$).



Σχήμα 2.20 : Σχετικές θέσεις των μηδενικών (O) και των πόλων (X) των δύο PID ελεγκτών. Το αριστερό γράφημα αφορά στον χειροκίνητα ρυθμιζόμενο ελεγκτή ενώ το δεξί γράφημα αφορά στον αυτορρυθμιζόμενο.

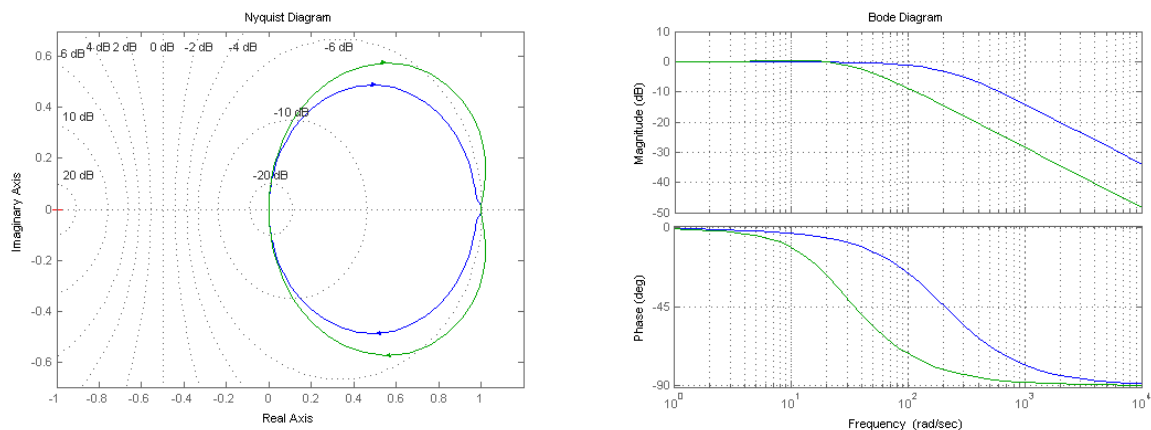


Σχήμα 2.21 : Γεωμετρικός τόπος των ριζών των δύο PID ελεγκτών για διαφορετικές τιμές της ενίσχυση σήματος. Το αριστερό γράφημα αφορά στον χειροκίνητα ρυθμιζόμενο ελεγκτή ενώ το δεξί γράφημα αφορά στον αυτορυθμιζόμενο.

Από τα γραφήματα των βηματικών αποκρίσεων προκύπτει ότι ο χρόνος ανύψωσης του αυτορυθμιζόμενου ελεγκτή είναι μεγαλύτερος και άρα το εύρος ζώνης του θα είναι μικρότερο. Αυτό συνέβη διότι το αναδυόμενο παράθυρο του Simulink κατά το σχεδιασμό του αυτορυθμιζόμενου ελεγκτή παρέχει τη δυνατότητα στο χρήστη να θέσει συγκεκριμένους φυσικούς περιορισμούς όπως το εύρος ζώνης (BW) και το περιθώριο φάσης (phase margin) του ελεγκτή. Στο παρόν παράδειγμα τέθηκε $BW = 41.6 \text{ rad/sec}$ και $\text{phase margin} = 74 \text{ μοίρες}$. Κατά τη χειροκίνητη ρύθμιση του ελεγκτή δεν ήταν εμφανής η διαμόρφωση του BW του ελεγκτή σε σχέση με το χρόνο ανύψωσης και έτσι δεν τηρήθηκε κάποιος ανάλογος φυσικός περιορισμός. Έτσι, ο χρήστης στην προσπάθειά του να βελτιώσει τις επιδόσεις του ελεγκτή στο πεδίο του χρόνου, τον έθεσε εκτός περιοχής λειτουργίας στο πεδίο της συχνότητας. Από τα παραπάνω γίνεται αντιληπτό πως στην περίπτωση της χειροκίνητης ρύθμισης, απαιτείται σε κάθε αλλαγή των παραμέτρων ο εκ-νέου έλεγχος για την τήρηση των ορίων των όποιων φυσικών περιορισμών, κάτι που σημαίνει παραπάνω χρόνο και πρόσθετη πολυπλοκότητα υπολογισμών.

Τα δύο διαγράμματα του σχήματος 2.22 (Nyquist και Bode) παρέχουν με εποπτικό τρόπο πληροφορίες για την ευστάθεια, για τα περιθώρια ενίσχυσης και φάσης και για το εύρος συχνότητας του συστήματος υπό έλεγχο, βοηθώντας στην εκτίμηση των αποτελεσμάτων που θα έχουν οι μεταβολές των παραμέτρων κατά τη σχεδίαση του ελεγκτή. Τα διαγράμματα Nyquist και Bode παρέχουν τις ίδιες πληροφορίες για το σύστημα, με τη μόνη διαφορά ότι τα διαγράμματα Bode είναι διπλά, ξεχωρίζοντας την ενίσχυση πλάτους από την ενίσχυση φάσης. Το μπλε χρώμα αναφέρεται στον χειροκίνητα ρυθμιζόμενο ελεγκτή ενώ το πράσινο χρώμα στον αυτορυθμιζόμενο ελεγκτή. Όπως φαίνεται και από το διάγραμμα Nyquist οι δύο ελεγκτές παρουσιάζουν αρκετά ευσταθή συμπεριφορά αφού βρίσκονται μακριά από το κρίσιμο σημείο $(-1, j0)$. Με κατάλληλες εντολές του MATLAB (αρχείο `manual_vs_auto.m`) προέκυψε ότι και οι

δύο ελεγκτές έχουν πεπερασμένο αλλά πολύ υψηλό περιθώριο ενίσχυσης πλάτους ενώ σε ότι αφορά το περιθώριο ενίσχυσης φάσης, ο χειροκίνητα ρυθμιζόμενος έχει περιθώριο 180 μοίρες (στα 0 rad/sec), ενώ ο αυτορυθμιζόμενος έχει περιθώριο φάσης 154 μοίρες (στα 19.5 rad/sec). Τέλος, όπως φαίνεται και από το σχήμα 2.22, ακριβώς επειδή ο αυτορυθμιζόμενος ελεγκτής υπακούει στον περιορισμό του BW, παρουσιάζει σχετικά χαμηλότερη ενίσχυση τόσο στο πλάτος όσο και στη φάση του, ειδικά για τις συχνότητες > 25 rad/sec.



Σχήμα 2.22 : Δεξιά : Διάγραμμα Bode που συγκρίνει την ενίσχυση πλάτους και φάσης των δύο ελεγκτών σε ξεχωριστά γραφήματα.

Αριστερά : Διάγραμμα Nyquist που συγκρίνει την ενίσχυση πλάτους και φάσης των δύο ελεγκτών σε κοινό γράφημα.

Τα μπλε διαγράμματα αφορούν τον χειροκίνητα ρυθμιζόμενο ελεγκτή ενώ τα πράσινα τον αυτορυθμιζόμενο.

Από τη σύγκριση των δύο διαδικασιών ρύθμισης αλλά κρίνοντας και εκ του αποτελέσματος, γίνεται αντιληπτό πως η μέθοδος της αυτόματης ρύθμισης που συνοδεύεται εν συνεχεία από χειροκίνητη αναπροσαρμογή, υπερτερεί έναντι της αμιγούς χειροκίνητης καθώς υπερκαλύπτει την αδυναμία του ανθρώπου να τηρήσει τους σχεδιαστικούς περιορισμούς βελτιώνοντας ταυτόχρονα τις επιδόσεις του ελεγκτή υπό μελέτη. Επίσης, η διαδικασία που στηρίζεται στην αυτόματη ρύθμιση των ελεγκτών είναι πολύ ταχύτερη ενώ παράλληλα προσφέρει ικανοποιητικά ευσταθείς λύσεις, προσαρμοσμένες επακριβώς στις εκάστοτε ανάγκες.

Στη σύγχρονη βιομηχανία οι ελεγκτές που χρησιμοποιούνται έχουν συνήθως ενσωματωμένο στο υλικό τους ένα μέρος του λογισμικού (embedded software ή αλλιώς firmware) που συνδυάζει διαφορετικές λογικές ελέγχου, βασισμένες στο συμβατικό (κλασικό) αλλά και τον εύκαμπτο έλεγχο. Οι ελεγκτές που παράγονται μέσα από αυτή τη διαδικασία είναι ιδιαίτερα ευπροσάρμοστοι στις αλλαγές του περιβάλλοντός τους και συνεπώς πιο αξιόπιστοι αφού διατηρούν την ευστάθειά τους, ακόμα και σε περιοχές όπου το ελεγχόμενο σύστημα συμπεριφέρεται μη-γραμμικά. Η θεωρία του εύκαμπτου ελέγχου, από τον οποίο πηγάζει οι θεωρία αλλά και οι μέθοδοι εφαρμογής του Ασαφούς Ελέγχου και των Τεχνικών Νευρωνικών Δικτύων αναπτύσσονται στα επόμενα κεφάλαια. (3^ο και 4^ο αντίστοιχα).

3. ΑΣΑΦΗΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

3.1. ΑΣΑΦΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

3.1.1. Εισαγωγή

Η ασαφής λογική είναι ένα ευρύ επιστημονικό πεδίο που δημιουργήθηκε από την ανάγκη για παράκαμψη της αυστηρής παραδοσιακής δυαδικής λογικής, στην οποία υπάρχουν μόνο οι καταστάσεις του αληθούς ή του ψευδούς. Η ασαφής λογική επιτρέπει τον ορισμό βαθμών αλήθειας, οι οποίοι μετρούν το κατά πόσο κάποιο αντικείμενο συμμετέχει σε ένα ασαφές σύνολο. Οι τιμές βαθμού αλήθειας ορίζονται από τις συναρτήσεις συμμετοχής, οι οποίες παίρνουν τιμές μεταξύ 0 και 1 ώστε να περιγράψουν κατά πόσο συμμετέχει κάποιο αντικείμενο σε ένα ασαφές σύνολο. Επιπλέον, τα ασαφή σύνολα χρησιμοποιούν λεκτικές μεταβλητές, οι οποίες υπάρχουν στην ανθρώπινη γλώσσα. Και ενώ με τη συνήθη λογική δεν μπορεί να χαρακτηριστεί ένας άνθρωπος ύψους 1.80m ‘ψηλός’ ή ‘μη ψηλός’, καθώς αυτό είναι υποκειμενικό ζήτημα, με την ασαφή λογική λέγεται πως αυτός ο άνθρωπος ανήκει στο ασαφές σύνολο ‘μη ψηλός’ με τιμή αλήθειας 20% και στο ασαφές σύνολο ‘ψηλός’ σε μια τιμή αλήθειας 80%. Έτσι οι ασαφείς μέθοδοι χρησιμοποιούνται για την απ’ ευθείας κωδικοποίηση (έμπειρης) γνώσης σε διάφορες εφαρμογές.

3.1.2. Πρακτικό παράδειγμα 1

Για παράδειγμα, έστω ένα σύστημα ελέγχου στο μετρό στον τομέα των φρένων των οχημάτων. Οι ενέργειες ελέγχου των φρένων, δηλαδή το πόση πίεση θα ασκηθεί στα φρένα, με τα κλασικά συστήματα ελέγχου προκύπτουν από σύνθετους μαθηματικούς υπολογισμούς. Σε αντίθεση, με τη χρήση ενός ασαφούς συστήματος οι ενέργειες ελέγχου μπορούν να περιγραφούν με τη χρήση μερικών ασαφών κανόνων, της EAN .. (αιτία), TOTE .. (συμπέρασμα) όπως :

- Εάν η ταχύτητα είναι ΓΡΗΓΟΡΗ και ο επόμενος σταθμός είναι ΚΟΝΤΑ, εφαρμόσε στα φρένα ΜΕΓΑΛΗ πίεση.
- Εάν η ταχύτητα είναι ΑΡΓΗ και ο επόμενος σταθμός είναι ΚΟΝΤΑ, εφαρμόσε στα φρένα ΧΑΜΗΛΗ πίεση.
- Εάν η ταχύτητα είναι ΜΕΤΡΙΑ και ο επόμενος σταθμός είναι ΜΑΚΡΙΑ, εφαρμόσε στα φρένα ΚΑΝΟΝΙΚΗ πίεση.

Τα **ασαφή σύνολα** {ΓΡΗΓΟΡΗ, ΑΡΓΗ, ΜΕΤΡΙΑ} κωδικοποιούν την τιμή μιας μεταβλητής εισόδου όπως η *ταχύτητα*, το ασαφές σύνολο {ΚΟΝΤΑ, ΜΑΚΡΙΑ} κωδικοποιεί την *απόσταση* από τον επόμενο σταθμό και το ασαφές σύνολο {ΜΕΓΑΛΗ, ΧΑΜΗΛΗ, ΚΑΝΟΝΙΚΗ}

κωδικοποιεί την μεταβλητή εξόδου *πίεση* στα φρένα του οχήματος. Όλα τα ασαφή σύνολα είναι φυσικά στενά συνδεδεμένα και ορίζονται από τις συναρτήσεις συμμετοχής, οι οποίες θα δοθούν αρχικά από τους έμπειρους ανθρώπους (πχ. μηχανικοί του μετρώ) και θα τελειοποιηθούν από τους κατασκευαστές του έμπειρου συστήματος.

3.1.3. Πρακτικό παράδειγμα 2

Η έννοια του ασαφούς αριθμού έχει μεγάλη σημασία στην παράσταση και τη διαχείριση των *γλωσσικών μεταβλητών (linguistic variables)*. Έστω η λέξη *ηλικία*. Αυτή η λέξη είναι μια γλωσσική μεταβλητή και με βάσει κάποιο συντακτικό γραμματικό κανόνα δίνονται σε αυτή κάποιες *γλωσσικές τιμές (linguistic terms)*. Έστω ότι οι τιμές που δίνονται είναι *νεαρή ηλικία*, *μέση ηλικία*, *μεγάλη ηλικία*. Αν αυτές οι τιμές αποτελέσουν στοιχεία ενός συνόλου τότε προκύπτει ένα *σύνολο* $T = \{\text{ΝΕΑΡΗΣ ΗΛΙΚΙΑΣ}, \text{ΜΕΣΗΣ ΗΛΙΚΙΑΣ}, \text{ΜΕΓΑΛΗΣ ΗΛΙΚΙΑΣ}\}$. Θεωρώντας ότι η γλωσσική μεταβλητή *ηλικία* αφορά τους ανθρώπους λαμβάνεται μια πραγματική μεταβλητή x με τιμές στο $[0, +\infty)$ που περιλαμβάνει όλες τις δυνατές ηλικίες των ανθρώπων. Βάση ενός *σημασιολογικού κανόνα (semantic rule)* που συμβολίζεται με m αποδίδεται σε κάθε γλωσσική τιμή t του T η σημασία της ή το νόημά της που είναι ένας ασαφής αριθμός $m: T \rightarrow \mathcal{F}(X)$ ώστε για κάθε $t \rightarrow m(t): [0, +\infty) \rightarrow [0, 1]$.

Κάθε γλωσσική μεταβλητή είναι *πλήρως χαρακτηρισμένη από την πεντάδα (n, T, X, g, m)* όπου n είναι το όνομα της μεταβλητής, T είναι το σύνολο των γλωσσικών τιμών της, X είναι το σύνολο αναφοράς της αντίστοιχης πραγματικής με τη γλωσσική μεταβλητή, g είναι ο *συντακτικός γραμματικός κανόνας (syntactic rule)* από τον οποίο προκύπτουν οι γλωσσικές τιμές της μεταβλητής και m είναι ο σημασιολογικός κανόνας που αποδίδει σε κάθε γλωσσική τιμή ένα ασαφή αριθμό. Ως παράδειγμα μιας γλωσσικής μεταβλητής δίδεται η «ηλικία».

3.2. ΒΑΣΙΚΟΙ ΟΡΙΣΜΟΙ ΑΣΑΦΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

3.2.1. Στοιχεία και βασικοί όροι των ασαφών συνόλων

Ένα ασαφές σύνολο (fuzzy set) A ορίζεται από την αντίστοιχη συνάρτηση συμμετοχής $\mu_A(x)$, η οποία δίνει το βαθμό που συμμετέχει ένα αντικείμενο x στο A . Ορίζεται ως :

$$A = \int \{\mu_A(x) / x\} \quad (3.1)$$

για την συνεχή και για την διακριτή περίπτωση αντιστοίχως. Οι τιμές της $\mu_A(x)$ βρίσκονται στο σύνολο $[0,1]$ που δηλώνουν κατά πόσο το κάθε x συμμετέχει στο ασαφές σύνολο A . Η τιμή

$\mu_A(x)=0$ σημαίνει πως το x δεν συμμετέχει καθόλου, ενώ το $\mu_A(x)=1$ σημαίνει πως το x συμμετέχει πλήρως. Τα κλασικά σύνολα μπορούν να θεωρηθούν ως ειδικές περιπτώσεις ασαφών συνόλων με την αντίστοιχη συνάρτηση συμμετοχής να έχει τις τιμές 0 ή 1. Να σημειωθεί ότι το σύμβολο $\int$ στην (3.1) δεν αντιστοιχεί στο κλασικό σύμβολο του ολοκληρώματος αλλά εκφράζει το ‘σύνολο’.

Για τις ανάγκες της σύγκρισης και του χαρακτηρισμού των ασαφών συνόλων χρησιμοποιούνται κάποιες χαρακτηριστικές τιμές – έννοιες. Μία τέτοια είναι το **σύνολο στήριξης** (*support set*) , το οποίο ορίζεται ως :

$$\text{sup } p(A) = \{x \in X \mid \mu_A(x) > 0\} \quad (3.2)$$

Πρόκειται δηλαδή για τα στοιχεία του ασαφούς συνόλου A για τα οποία η συνάρτηση συμμετοχής έχει θετικές τιμές.

Άλλη μία χαρακτηριστική τιμή είναι το **ύψος** (*height*) και πρόκειται για την μέγιστη (sup ή supremum) τιμή από τις τιμές των συναρτήσεων συμμετοχής,

$$\text{htg}(A) = \sup_{x \in X} \mu_A(x) \quad (3.3)$$

Τα ασαφή σύνολα με ύψος ίσο με τη μονάδα ονομάζονται **κανονικά** (ή κανονικοποιημένα) , ενώ ονομάζονται **υποκανονικά** αυτά των οποίων το ύψος δεν φτάνει τη μονάδα. Η κανονικοποίηση ενός συνόλου A σημαίνει την κανονικοποίηση της συνάρτησης συμμετοχής του μ_A , πχ. διαιρώντας με το ύψος, δηλαδή $\frac{\mu_A(x)}{\max \mu_A(x)}$. Ορίζονται επίσης τα σύνολα α -level ή α -cut ως το αυστηρό (*crisp*) σύνολο στοιχείων που συμμετέχει στο A με βαθμό τουλάχιστον α , όπου το α ανήκει στο $[0,1]$,

$$A_\alpha = \{x \in X \mid \mu_A(x) \geq \alpha\} , \quad \alpha \in [0,1] \quad (3.4)$$

και επίσης ορίζεται το **δυνατό α -level** ή α -cut (*strong α -cut*) ως

$$A_\alpha = \{x \in X \mid \mu_A(x) > \alpha\} , \quad \alpha \in [0,1] \quad (3.5)$$

Τα α -cut με $\alpha=1$, δηλαδή τα A_1 ονομάζονται **πυρήνας** (*kernel*) ή **κόρος** (*core*), πρόκειται δηλαδή για το σύνολο :

$$A_1 = \{x \in X \mid \mu_A(x) = 1\} \quad (3.6)$$

3.2.2. Πράξεις στα ασαφή σύνολα

Ένα ασαφές σύνολο A θεωρείται κενό εάν η συνάρτηση συμμετοχής του είναι μηδενική παντού, δηλαδή :

$$A = \emptyset \Leftrightarrow \mu_A(x) = 0 \quad \forall \quad x \in A \quad (3.7)$$

Έστω τα ασαφή σύνολα A και B τα οποία βρίσκονται σε ένα υπερσύνολο U ,

$$A = \{(x, \mu_A(x))\}, \quad \mu_A(x) \in [0,1] \quad (3.8)$$

$$B = \{(x, \mu_B(x))\}, \quad \mu_B(x) \in [0,1] \quad (3.9)$$

Οι πράξεις μεταξύ των A και B ορίζονται ως πράξεις μεταξύ των συναρτήσεών τους συμμετοχής, $\mu_A(x)$ και $\mu_B(x)$.

Ισότητα

Τα δύο σύνολα A και B είναι ίσα, δηλαδή $A=B$ αν και μόνο αν για κάθε $x \in U$ ισχύει,

$$\mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (3.10)$$

Υποσύνολο

Το ασαφές σύνολο A είναι υποσύνολο του ασαφούς συνόλου B , δηλαδή $A \subseteq B$ αν για κάθε $x \in U$ ισχύει,

$$\mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (3.11)$$

Συμπλήρωμα

Τα ασαφή σύνολα A και $\bar{A}$ είναι συμπληρωματικά αν

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad \text{ή} \quad \mu_A(x) + \mu_{\bar{A}}(x) = 1 \quad (3.12)$$

Η συνάρτηση συμμετοχής της $\mu_{\bar{A}}(x)$ είναι συμμετρική με την $\mu_A(x)$ ως προς τον άξονα $\mu=0.5$.

Τομή

Η πράξη της τομής μεταξύ των A και B συμβολίζεται με $A \cap B$ και ορίζεται ως :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad , \quad x \in U \quad (3.13)$$

Ένωση

Η πράξη της ένωσης μεταξύ των A και B συμβολίζεται με $A \cup B$ και ορίζεται ως :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad , \quad x \in U \quad (3.14)$$

Διαφορά

Η πράξη της διαφοράς συμβολίζεται με $A - B$ και ορίζεται ως :

$$\mu_{A - B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_{\bar{B}}(x)) \quad , \quad x \in U \quad (3.15)$$

ή διαφορετικά

$$\mu_{A - B}(x) = \mu_A \cap \bar{B}(x) \quad (3.16)$$

ή και

$$\mu_{B - A}(x) = \min(\mu_B(x), \mu_{\bar{A}}(x)) = \mu_{\bar{A} - B}(x) \quad (3.17)$$

3.2.3. Ιδιότητες των ασαφών συνόλων

Θεωρώντας τα ασαφή σύνολα A , B και Γ ισχύουν οι εξής ιδιότητες :

- $\left. \begin{array}{l} A \cup A = A \\ A \cap A = A \end{array} \right\} \text{Αδύναμη πράξη}$
- $\left. \begin{array}{l} A \cap (U \times [0,1]) = A \\ A \cup \emptyset = A \end{array} \right\} \text{Ταυτοποίηση}$
- $\left. \begin{array}{l} A \cap \emptyset = \emptyset \\ A \cup (U \times [0,1]) = U \end{array} \right\}$
- $\left. \begin{array}{l} A \cup B = B \cup A \\ A \cap B = B \cap A \end{array} \right\} \text{Μεταθετική ιδιότητα}$
- $\left. \begin{array}{l} (A \cup B) \cup \Gamma = A \cup (B \cup \Gamma) \\ (A \cap B) \cap \Gamma = A \cap (B \cap \Gamma) \end{array} \right\} \text{Προσεταιριστική ιδιότητα}$
- $\left. \begin{array}{l} A \cup (B \cap \Gamma) = (A \cup B) \cap (A \cup \Gamma) \\ A \cap (B \cup \Gamma) = (A \cap B) \cup (A \cap \Gamma) \end{array} \right\} \text{Επιμεριστική ιδιότητα}$
- $\overline{\overline{A}} = A \text{ Νόμος της διπλής άρνησης}$
- $\left. \begin{array}{l} \overline{A \cap B} = \overline{A} \cup \overline{B} \\ \overline{A \cup B} = \overline{A} \cap \overline{B} \end{array} \right\} \text{Νόμος του De Morgan}$

3.2.4. Αλγεβρικό γινόμενο και άθροισμα των ασαφών συνόλων

Αλγεβρικό Γινόμενο

Το αλγεβρικό γινόμενο των ασαφών συνόλων A και B συμβολίζεται με $A \cdot B$ και ορίζεται ως :

$$\mu_{A \cdot B}(x) = \mu_A(x) \mu_B(x) \quad , \quad x \in U \quad (3.18)$$

Αλγεβρικό Άθροισμα

Το αλγεβρικό άθροισμα των A και B συμβολίζεται $A \oplus B$ και ορίζεται από

$$\mu_{A \oplus B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) \mu_B(x) \quad , \quad x \in U \quad (3.19)$$

3.3. ΕΞΑΡΤΗΜΕΝΕΣ ΔΗΛΩΣΕΙΣ ΚΑΙ ΑΣΑΦΕΙΣ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ

Οι τιμές μιας *ασαφούς μεταβλητής* (*fuzzy variable*) μπορούν να θεωρηθούν ως *ετικέτες* (*labels*) ασαφών συνόλων. Έτσι ένα μέγεθος όπως η ΤΑΧΥΤΗΤΑ μπορεί να θεωρηθεί ως ασαφή μεταβλητή και αυτή να πάρει *λεκτικές τιμές*, όπως *γρήγορη*, *αργή*, *μέτρια*. Οι τιμές αυτές περιγράφονται από τα ασαφή σύνολα.

Στις τιμές μιας ασαφούς μεταβλητής γίνεται να εφαρμοστούν κάποιοι λεκτικοί τελεστές ώστε να παράχθούν λεκτικοί όροι που να προσδιορίζουν ακριβέστερα την μεταβλητή. Τέτοιοι είναι οι *τροποποιητές* (*modifiers*) και οι *φράκτες* (*hedges*). Αν δηλαδή στην μεταβλητή ΤΑΧΥΤΗΤΑ χρησιμοποιηθεί η τιμή *γρήγορη*, δύναται να παραχθούν οι τιμές :

‘πολύ γρήγορη’

‘πάρα πολύ γρήγορη’

‘ελαφρώς γρήγορη’

Η εξάρτηση μιας λεκτικής μεταβλητής από μια άλλη (ανεξάρτητη) περιγράφεται από μια *ασαφή εξαρτημένη δήλωση* (*fuzzy conditional statement*) που έχει τη μορφή :

$R : \text{EAN } \Delta_1 \text{ TOTE } \Delta_2$ ή συμβολικά

$\Delta_1 \rightarrow \Delta_2$, όπου Δ_1 και Δ_2 είναι *ασαφείς δηλώσεις* της μορφής

$\Delta : X \text{ είναι } A$, με A να είναι ένα ασαφές υποσύνολο.

Δύο ή περισσότερες ασαφείς εξαρτημένες δηλώσεις μπορούν να συνδυαστούν ώστε να σχηματίσουν μια ασαφή εξαρτημένη δήλωση της μορφής :

$R : \text{EAN } \Delta_1 \text{ TOTE } (\text{EAN } \Delta_2 \text{ TOTE } \Delta_3)$

Η προηγούμενη δήλωση μπορεί να εκφραστεί και ως δύο επιμέρους δηλώσεις :

$R^1 : \text{EAN } \Delta_1 \text{ TOTE } R^2$

και

$R^2 : \text{EAN } \Delta_2 \text{ TOTE } \Delta_3$

Έτσι δύο ή περισσότερες ασαφείς εξαρτημένες δηλώσεις μπορούν να συνδυαστούν με ένα συνδετικό ΕΙΤΕ και να σχηματίσουν ένα ασαφή αλγόριθμο (*fuzzy algorithm*) R^N της μορφής :

$R^N : R^1 \text{ ΕΙΤΕ } R^2 \text{ ΕΙΤΕ } R^1 \dots \text{ ΕΙΤΕ } R^n$.

3.3.1. Συνδετικά

Η άρνηση ΟΧΙ και τα συνδετικά ΚΑΙ και Ή μπορούν να οριστούν μέσω των πράξεων του συμπληρώματος, της τομής και της ένωσης αντίστοιχα. Συνήθως το ΚΑΙ χρησιμοποιείται με

μεταβλητές που έχουν διαφορετικά υπερσύνολα αναφοράς (universe of discourse). Έτσι, έστω τα ασαφή σύνολα :

$$A = \{\mu_A(x) \mid x \in X\}$$

$$B = \{\mu_B(y) \mid y \in Y\}$$

$$\text{τότε } A \text{ ΚΑΙ } B = \mu_{A \cap B}(x, y)$$

Το συνδετικό Ή συνδέει λεκτικές τιμές της ίδιας μεταβλητής, προφανώς οι δύο μεταβλητές ανήκουν στο ίδιο υπερσύνολο αναφοράς, αν είναι :

$$A = \{\mu_A(x) \mid x \in X\}$$

$$B = \{\mu_B(x) \mid x \in X\}$$

$$\text{τότε } A \text{ Ή } B = \mu_{A \cup B}(x)$$

Η πράξη ΟΧΙ είναι συνώνυμη με την άρνηση στη φυσική γλώσσα, οπότε για το

$$A = \{\mu_A(x) \mid x \in X\} \quad \text{είναι το} \quad \text{ΟΧΙ } A = \bar{A} = \{1 - \mu_A(x) \mid x \in X\} \quad (3.20)$$

Έτσι μπορούν να δημιουργηθούν επιπλέον ασαφή σύνολα με τη χρήση των *συνδετικών* και των *τροποποιητών*.

3.3.2. Υπολογισμός ασαφών συνεπαγωγών

Μία ασαφής εξαρτημένη σχέση ορίζεται ως εξής :

$$R : \text{ΕΑΝ } A \text{ ΤΟΤΕ } B \equiv A \times B$$

Όπου $A \times B$ είναι το καρτεσιανό γινόμενο των δύο υπερσυνόλων αναφοράς $X \times Y$ και ορίζεται για την περίπτωση του τελεστή τομής ως :

$$A \times B = \int_{X \times Y} \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (3.21)$$

και για την περίπτωση του αλγεβρικού γινομένου από την πράξη :

$$A \times B = \int_{X \times Y} \mu_A(x) \cdot \mu_B(y) \quad (3.22)$$

(το σύμβολο $\int$ δεν αναφέρεται στο μαθηματικό ολοκλήρωμα, αλλά στη συλλογή των επιμέρους συνόλων)

Συνεπαγωγή του Zadeh

Η συνεπαγωγή του Zadeh με τελεστές max και min, που παρουσίασε στην πρώτη δημοσίευσή του ορίζεται ως :

$$R = (A \times B) \cup (\bar{A} \times X)$$

και

$$\mu_R(x,y) = \max(\min(\mu_A(x), \mu_B(y)), 1 - \mu_A(x)) \quad (3.23)$$

Η συνεπαγωγή αυτή είναι δύσχρηστη και δεν αποδέχεται εύκολη υπολογιστική λύση. Ο Mamdani δέκα χρόνια αργότερα παρουσιάζει μια απλούστευσή του.

Συνεπαγωγή Mamdani

Η συνεπαγωγή του Mamdani χρησιμοποιεί μόνο τον τελεστή min και ορίζεται ως :

$$R = A \times B \quad \text{και} \\ \mu_R(x,y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (3.24)$$

Ο συνδυασμός N εξαρτημένων σχέσεων γίνεται με το συνδετικό Ή, δηλαδή :

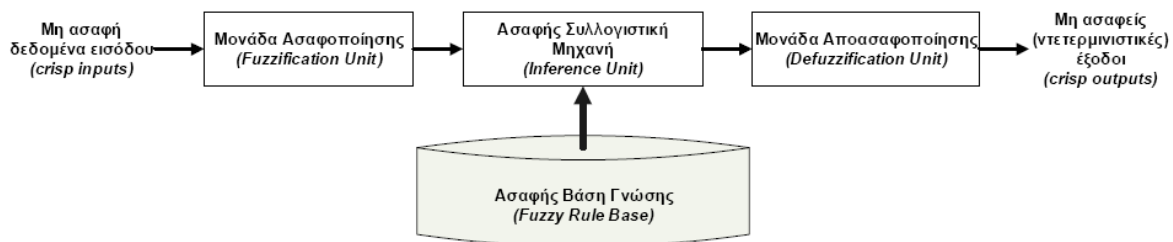
$$R^N = \vee_k R^k, \text{ όπου } k=1,2, \dots, N \text{ και} \\ \mu_R^N(x,y) = \min_k(\max(\mu_A^k(x), \mu_B^k(y))) \quad (3.25)$$

3.4. ΔΟΜΗ ΚΑΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΣΑΦΟΥΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

3.4.1. Αρχιτεκτονική Ασαφούς Συστήματος

Η γενική αρχιτεκτονική (δομή) των ασαφών συστημάτων εικονίζεται στο σχήμα 3.1 και περιλαμβάνει τις παρακάτω μονάδες:

- μία **βάση ασαφών κανόνων** της μορφής IF-THEN (*IF-THEN rules*) η οποία αντιπροσωπεύει τη γνώση της λειτουργίας του συστήματος,
- μία **μονάδα ασαφοποίησης** η οποία μετατρέπει τα δεδομένα εισόδου σε ασαφή σύνολα,
- μία **ασαφή συλλογιστική μηχανή** η οποία αποτελεί το μηχανισμό εξαγωγής ασαφών συμπερασμάτων και
- μια **μονάδα απο-ασαφοποίησης** η οποία μετατρέπει τα ασαφή συμπεράσματα/αποφάσεις σε σαφώς καθορισμένη μορφή.



Σχήμα 3.1 : Γενική αρχιτεκτονική Ασαφούς Συστήματος.

3.4.2. Επεξήγηση Λειτουργίας Ασαφούς Συστήματος

Όπως γίνεται αντιληπτό από την περιγραφή της παραπάνω δομής, ένα ασαφές σύστημα αποτελείται από τέσσερις μονάδες, τρεις λειτουργικές (*Ασαφοποίησης, Ασαφούς Συνεπαγωγής, Απο-ασαφοποίησης*) και μια αναφοράς (*Ασαφής Βάση Γνώσης*) που αποτελεί το σύνολο των κανόνων βάσει των οποίων λειτουργούν οι υπόλοιπες. Παρακάτω επεξηγείται ο τρόπος με τον οποίο λειτουργούν και συνεργάζονται.

1. Ασαφής Βάση Γνώσης (Fuzzy Rule Base)

Πρακτικά, η μονάδα αυτή αποτελεί ένα τρόπο αναπαράστασης της λειτουργίας του συστήματος. Πιο αναλυτικά, αποτελείται από ένα σύνολο κανόνων της μορφής:

$$R^l : IF x_1 \text{ is } A_1^l \text{ AND } \dots \text{ AND } x_n \text{ is } A_n^l \text{ THEN } y \text{ is } B^l$$

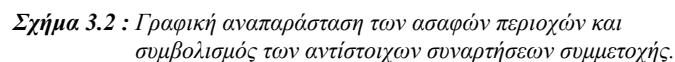
(πχ. *ΕΑΝ* x_1 *είναι* “Μικρό” *ΚΑΙ* x_2 *είναι* “Μεγάλο” *ΤΟΤΕ* y *είναι* “Μεσαίο”)

όπου τα A_i^l και B^l είναι ασαφή σύνολα (*fuzzy sets*) επί των $X_i \subset R$ και $Y \subset R$ αντίστοιχα, και $x = [x_1, \dots, x_n] \subset X_1 \times \dots \times X_n$, $y \subset Y$ είναι οι γλωσσικές μεταβλητές (*linguistic variables*). Οι αριθμητικές τιμές των γλωσσικών μεταβλητών προκύπτουν από τις συναρτήσεις συμμετοχής (*membership functions*) των αντίστοιχων ασαφών συνόλων. Ο δείκτης n αναφέρεται στον αριθμό των υποθέσεων (*antecedents*) του κανόνα. Ένας κανόνας για να έχει νόημα πρέπει να έχει τουλάχιστον μία υπόθεση αλλά όχι περισσότερες από τις εισόδους του ασαφούς συστήματος. Πρέπει, επίσης, να έχει τουλάχιστον ένα συμπέρασμα (*consequent*) αλλά όχι περισσότερα από τις εξόδους του ασαφούς συστήματος. Ο τύπος του κανόνα που παρουσιάστηκε έχει απλοϊκή μορφή χωρίς ωστόσο να χάνει τη γενικότητά του καθώς πολύπλοκες μορφές κανόνων (πχ. *multiple-consequents, incomplete, mixed, statement, comparative, unless, quantifier rules*) μπορούν να αναχθούν σε αυτή. Ο δείκτης l , τέλος, αναφέρεται στον αριθμό του κανόνα ο οποίος δεν μπορεί να ξεπερνάει το αριθμό των δυνατών συνδυασμών μεταξύ των ασαφών συνόλων των εισόδων. Οι κανόνες μπορούν να προκύψουν είτε από τη γνώση/εμπειρία του χειριστή (*model-based approach*) είτε από την εξέταση ζευγών εισόδων-εξόδων (*model-free approach*).

2. Μονάδα Ασαφοποίησης (Fuzzification Unit)

Πρακτικά, η μονάδα αυτή χρειάζεται ώστε να ενεργοποιεί τους κανόνες. Συγκεκριμένα, απεικονίζει κάθε πραγματική είσοδο $x_i \in X_i \subset R$ (*crisp input*) σε ένα αριθμό ασαφών συνόλων A_{ij} , $\text{supp}(A_{ij}) = X_i$ με τον ορισμό ισάριθμων συναρτήσεων συμμετοχής (*membership functions*) $\mu_{ij}(x_i)$. Ο δείκτης j αναφέρεται στον αριθμό των ασαφών συνόλων που αντιστοιχούν σε μία πραγματική είσοδο του συστήματος. Ένας τυπικός διαχωρισμός μιας εισόδου ορισμένης στο

Η μέθοδος ασαφοποίησης συνίσταται στην επιλογή των συναρτήσεων συμμετοχής. Τυπικές επιλογές τέτοιων συναρτήσεων είναι: τριγωνικές (*Triangular*), τραπεζοειδείς (*Trapezoidal*) και γκαουσιανές (*Gaussian*) . Γενικά ενδιαφέρει να έχουν όσο το δυνατόν μικρότερο υπολογιστικό κόστος και να καλύπτουν μεγάλο εύρος περιπτώσεων χρησιμοποιώντας λίγες παραμέτρους. Στις εφαρμογές, συνήθως προτιμάται η τραπεζοειδής η οποία εμπεριέχει την τριγωνική, είναι εύκολα υπολογίσιμη και η εμπειρία έχει δείξει ότι οδηγεί σε καλύτερα αποτελέσματα από την γκαουσιανή.



Πρακτικά, η μονάδα αυτή αποτελεί τον πυρήνα του ασαφούς συστήματος και περιέχει τη λογική λήψης αποφάσεων. Πιο αναλυτικά, είναι μια απεικόνιση από τα ασαφή σύνολα του χώρου των εισόδων $X_1 \times \dots \times X_n$ του συστήματος στα ασαφή σύνολα του χώρου της εξόδου Y .

Η διαδικασία εξαγωγής συμπεράσματος από το σύνολο των κανόνων χωρίζεται σε τρεις φάσεις, εκ των οποίων η τελευταία είναι προαιρετική καθώς σχετίζεται με τη μεθοδολογία απο-ασαφοποίησης.

i. Συσσωρευση (Aggregation)

Πρώτα, υπολογίζεται η προσαρμοστικότητα/δύναμη (*firing strength*) του κάθε κανόνα:

$$\mu_1(x_1, \dots, x_n) = \mu_{A_1'}(x_1) * \dots * \mu_{A_n'}(x_n) \quad (3.26)$$

Ο τελεστής “*” αποτελεί τη μαθηματική υλοποίηση του “AND” και είναι μια *t-norm* (είναι μια συνάρτηση στο $[0,1]$ που ικανοποιεί την αντιμεταθετική και προσεταιριστική ιδιότητα, είναι μονότονη με ουδέτερο στοιχείο το 1). Το αποτέλεσμα αντιπροσωπεύει το βαθμό με τον οποίο ικανοποιείται η υπόθεση του *l* κανόνα και είναι πραγματικός αριθμός.

Τα πιο γνωστά “μέτρα” (“νόρμες”) που έχουν προταθεί είναι:

- Łukasiewicz t-norm : $x *_L y = \max(0, x + y - 1)$
- Gödel t-norm (νόρμα ελαχίστου) : $x *_G y = \min(x, y)$
- Product t-norm (νόρμα γινομένου) : $x *_\Pi y = x \cdot y$

Στις εφαρμογές συνήθως χρησιμοποιείται η Gödel t-norm η οποία έχει το λιγότερο υπολογιστικό κόστος και είναι η μόνη από τις τρεις που είναι μοναδιαία.

ii. Συνεπαγωγή (Implication)

Έπειτα, από κάθε κανόνα προκύπτει το συνεπαγόμενο ασαφές σύνολο (*implied fuzzy set*) :

$$\mu_{B^l}(y) = \mu_1(x_1, \dots, x_n) * \mu_{B^l}(y) \quad (3.27)$$

Ο τελεστής “*” είναι και εδώ μια *t-norm*. Στις εφαρμογές συνήθως χρησιμοποιείται η *Product t-norm*. Σημειώνεται ότι η απαίτηση για χρησιμοποίηση *t-norm*, δηλαδή για υλοποίηση του λογικού “AND” μεταξύ της πίστης της υπόθεσης ($\mu_1(x_1, \dots, x_n)$) και του συμπεράσματος ($\mu_{B^l}(y)$) προέρχεται από τον “γενικευμένο κανόνα του θέτειν” (*Generalized Modus Ponens*). Το συνεπαγόμενο ασαφές σύνολο $\hat{B}^l$ έχει στήριγμα (*support*) το πεδίο ορισμού $Y \subset R$ της εξόδου *y*.

iii. Ολική Συνεπαγωγή (Overall Implication)

Συνδυάζοντας όλα τα συνεπαγόμενα ασαφή σύνολα κάθε κανόνα σε ένα, δημιουργείται το ολικό συνεπαγόμενο ασαφές σύνολο (*overall implied fuzzy set*):

$$\mu_{\hat{B}}(y) = \mu_{\hat{B}^1}(y) + \dots + \mu_{\hat{B}^k}(y), \text{ όπου } k \text{ ο αριθμός των κανόνων.}$$

Ο τελεστής “+” αποτελεί τη μαθηματική υλοποίηση του “OR” και είναι μια *t-conorm* (ή *s-norm*) (είναι μια συνάρτηση στο $[0,1]$ που ικανοποιεί την αντιμεταθετική και προσεταιριστική ιδιότητα, είναι μονότονη με ουδέτερο στοιχείο το 0).

Οι πιο γνωστές νόρμες που έχουν προταθεί είναι οι ακόλουθες:

- Bounded sum t-conorm : $x +_L y = \min(1, x + y)$
- Maximum t-conorm : $x +_G y = \max(x, y)$
- Probabilistic sum t-conorm : $x +_{\Pi} y = x + y - x \cdot y$

Στις εφαρμογές συνήθως χρησιμοποιείται η *Bounded sum t-conorm*.

4. Μονάδα απο-ασαφοποίησης (Defuzzification Unit)

Πρακτικά, διαμορφώνει την έξοδο του συστήματος. Πιο αναλυτικά, αποτελεί μια απεικόνιση από το χώρο των συνεπαγόμενων ασαφών συνόλων ή του ολικού συνεπαγόμενου ασαφούς συνόλου, στο πραγματικό χώρο κάθε εξόδου. Έχουν προταθεί διάφοροι αλγόριθμοι απο-ασαφοποίησης χωρίς ωστόσο να υπάρχουν επιστημονικά κριτήρια που να επιβάλουν συγκεκριμένη επιλογή αλγορίθμου. Αυτοί οι αλγόριθμοι χωρίζονται σε δύο κατηγορίες :

1η κατηγορία

Αλγόριθμοι οι οποίοι χρησιμοποιούν τα συνεπαγόμενα ασαφή σύνολα. (Συνεπώς, παραλείπεται το 3ο βήμα στην ασαφή συλλογιστική μηχανή). Παραδείγματα τέτοιων αλγορίθμων είναι οι εξής:

- Το κέντρο βαρύτητας (Center of Gravity – COG)

$$y = \frac{\sum_{l=1}^k (b_l * \int_Y \mu_{B^l}(y) dy)}{\sum_{l=1}^k (\int_Y \mu_{B^l}(y) dy)}, \text{ όπου } b_l \text{ το κέντρο περιοχής του } B^l \quad (3.28)$$

- Το κέντρο Μέσου Όρου (Center-Average)

$$y = \frac{\sum_{l=1}^k (b_l * \sup_Y \{ \mu_{B^l}(y) \})}{\sum_{l=1}^k (\sup_Y \{ \mu_{B^l}(y) \})}, \text{ όπου } b_l \text{ το κέντρο περιοχής του } B^l \quad (3.29)$$

2η κατηγορία

Αλγόριθμοι οι οποίοι χρησιμοποιούν το ολικό συνεπαγόμενο ασαφές σύνολο. (Συνεπώς, συμπεριλαμβάνεται το 3ο βήμα στην ασαφή συλλογιστική μηχανή). Παραδείγματα τέτοιων αλγορίθμων είναι οι εξής :

- **Αποασαφοποίηση μεγίστου** (Max Criterion): εξετάζεται η σύνθετη συνάρτηση συμμετοχής του συμπεράσματος και επιλέγεται ως έξοδος η τιμή της μεταβλητής y όπου το $\mu_{\hat{B}}(y)$ είναι μέγιστο, δηλαδή :

$$y = \sup_Y \{ \mu_{\hat{B}}(y) \} \quad (3.30)$$

όπου Y το σύνολο στήριξης (*support set*) της συνάρτησης $\mu_{\hat{B}}(y)$.

Η μέθοδος δεν δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα όταν υπάρχουν πολλαπλά μέγιστα.

- **Αποασαφοποίηση με μέσο όρο των μεγίστων** (Mean of Maximum) : εδώ εξετάζεται η συνάρτηση συμμετοχής του συμπεράσματος $\mu_{\hat{B}}(y)$ και βρίσκονται οι τιμές του y όπου η $\mu_{\hat{B}}(y)$ είναι μέγιστη, στη συνέχεια υπολογίζεται ο μέσος όρος των τιμών που αντιστοιχούν στα μέγιστα, δηλαδή :

$$y_{COA} = \frac{\int_Y y \mu_{\hat{B}}(y) dy}{\int_Y \mu_{\hat{B}}(y) dy} \quad (3.31)$$

$$\text{όπου } \mu_{\hat{B}}(y) = \begin{cases} 1, & \mu_{\hat{B}}(y) = \sup_Y \{\mu_{\hat{B}}(y)\} \\ 0, & \text{διαφορετικά} \end{cases}$$

- **Αποασαφοποίηση κεντρικής τιμής** (Center of Area) : εδώ υπολογίζεται το κέντρο βάρους (ομογενούς υλικού) της κατανομής του ασαφούς συνόλου το οποίο δίνεται από τη σχέση :

$$y_{COA} = \frac{\int_Y y \mu_{\hat{B}}(y) dy}{\int_Y \mu_{\hat{B}}(y) dy} \quad (3.32)$$

Στην περίπτωση των διακριτών συνόλων (όπως για παράδειγμα κατά την υλοποίηση του σχεδιασμού ψηφιακών ελεγκτών), τα ολοκληρώματα των τύπων απο-ασαφοποίησης μετατρέπονται σε αθροίσματα. Για παράδειγμα, σχέση (3.32) γίνεται :

$$y_{COA} = \frac{\sum_{i=1}^I y_i \mu_{\hat{B}}(y_i)}{\sum_{i=1}^I \mu_{\hat{B}}(y_i)} \quad (3.33)$$

3.5. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΓΙΑ ΔΟΜΗ ΑΣΑΦΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

Από την περιγραφή της δομής τους συμπεραίνονται τα εξής για τα ασαφή συστήματα:

- χωρίζουν το χώρο κάθε εισόδου σε περιοχές ανάλογα με την επιλογή των ασαφών συνόλων.
- αποτελούν μη γραμμικές απεικονίσεις από το χώρο των εισόδων στο χώρο των εξόδων.
- προσφέρονται πάρα πολλές εναλλακτικές απεικονίσεις με διαφορετική επιλογή των συναρτήσεων συμμετοχής των ασαφών συνόλων των εισόδων του συστήματος, των

t -norm του *aggregation* και *implication*, της t -conorm της *overall implication*, των *IF-THEN* κανόνων και της μεθόδου απο-ασαφοποίησης.

- είναι καθολικοί προσεγγιστές (*universal approximators*), πράγμα το οποίο πρακτικά σημαίνει ότι με κατάλληλη επιλογή και ρύθμιση (*tuning*) των παραμέτρων μπορεί να επιτευχθεί η επιθυμητή συμπεριφορά (χωρίς ωστόσο να υπάρχει καθορισμένος τρόπος επιλογής των παραμέτρων).
- μοντελοποιούν την ασάφεια με μαθηματικά εύκολο τρόπο χρησιμοποιώντας ασαφή σύνολα, χωρίς να αυξάνουν την υπολογιστική πολυπλοκότητα.
- είναι υβριδικά συστήματα καθώς χρησιμοποιούν τόσο αριθμητικά δεδομένα (*numerical data*) όσο και γλωσσική γνώση (*linguistic knowledge*) για την περιγραφή του συστήματος.
- ισοδυναμούν με ένα νευρωνικό δίκτυο με δύο κρυμμένα στρώματα.

3.6. ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΕΛΕΓΚΤΩΝ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ (FLC)

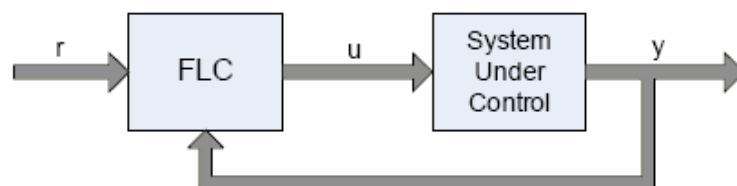
Όπως και για τους PID ελεγκτές έτσι και τους ελεγκτές ασαφούς λογικής, δεν υπάρχει μια γενικά αποδεκτή και σαφώς οριζόμενη συστηματική μέθοδος σχεδίασης. Οι ρυθμιστικές μέθοδοι που υιοθετούνται από τους εκάστοτε μηχανικούς ποικίλουν αλλά τα στοιχειώδη εισαγωγικά βήματα που ακολουθούνται είναι κοινά και σχετίζονται με τη διατύπωση και μοντελοποίηση του προβλήματος.

Η υπεροχή των ασαφών ελεγκτών έναντι των συμβατικών γίνεται ιδιαίτερα έκδηλη κυρίως σε εφαρμογές όπου το σύστημα έχει πολλαπλές μη-γραμμικές εισόδους και ειδικότερα όταν αυτές έχουν άγνωστο ή ευμετάβλητο (αλλά με πεπερασμένα όρια) πεδίο τιμών.

3.6.1. Τοπολογίες

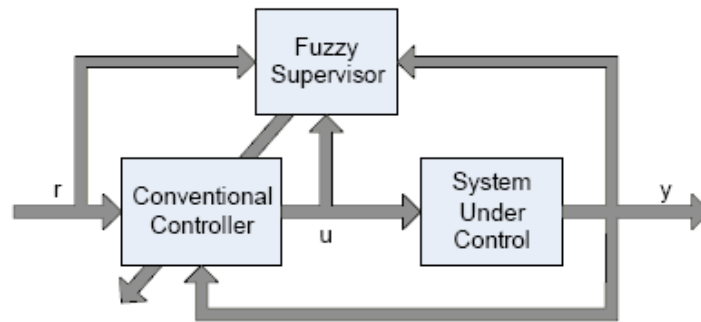
Υπάρχουν διάφορες τοπολογίες που χρησιμοποιούνται για τον ασαφή έλεγχο ενός συστήματος, οι πιο διαδεδομένες εκ των οποίων παρατίθενται στα σχήματα 3.3, 3.4 και 3.5. Έτσι, ένας ελεγκτής ασαφούς λογικής μπορεί να σχεδιαστεί :

- ως κομμάτι του κλειστού συστήματος (*Fuzzy Logic Controller – FLC*)



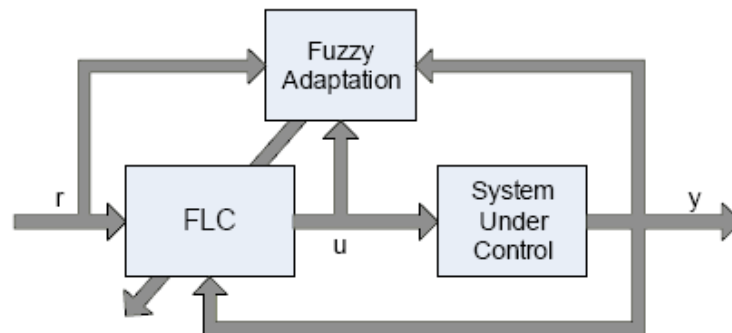
Σχήμα 3.3 : Το ασαφές σύστημα αποτελεί κομμάτι του κλειστού συστήματος.

- ως επιτηρητής ενός συμβατικού μη-ασαφούς ελεγκτή (*Fuzzy supervisor*)



Σχήμα 3.4 : Το ασαφές σύστημα επιτηρεί/ρυθμίζει ένα συμβατικό ελεγκτή.

- ως προσαρμοστικός ελεγκτής (*Fuzzy Adaptation*) αποτελούμενος από ένα βασικό ασαφές σύστημα, κατευθυνόμενο/προσαρμοζόμενο από έναν ασαφή επιτηρητή/επόπτη (πχ *control rule modifier*)

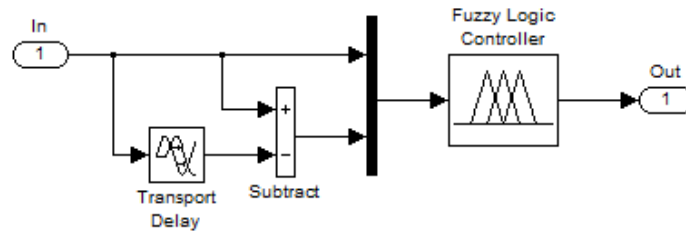


Σχήμα 3.5 : Ο ασαφής ελεγκτής κατευθύνεται/ρυθμίζεται από έναν ασαφή προσαρμοστικό μηχανισμό.

3.6.2. Πρακτικό Παράδειγμα

Σε αυτό το σημείο θα παρουσιαστεί ο τρόπος σχεδιασμού ενός Ελεγκτή Ασαφούς Λογικής (FLC) για το σύστημα μάζας-ελατηρίου-αποσβεστήρα (που πρωτοαναφέρθηκε στην ενότητα 2.3.1) κάνοντας χρήση του εργαλείου Anfis-Editor του MATLAB.

Όπως και στον PID ελεγκτή έτσι και στον FLC ως είσοδος δίνεται το σφάλμα που προκύπτει από τη διαφορά της τρέχουσας τιμής από την επιθυμητή. Ο FLC χρησιμοποιεί ακόμα μια πληροφορία που προκύπτει από τη διαφόριση ως προς το χρόνο της μοναδικής εισόδου του. Αυτό βρίσκεται κατά κάποιο τρόπο σε αναλογία με την μετεπεξεργασία που κάνει ένας PID ελεγκτής, παράγοντας τρεις διαφορετικούς ανατροφοδότες με διαφορετικό μερίδιο συμμετοχής έκαστος. Ο FLC αναπτύσσει με αυτόν τον τρόπο άλλη μια είσοδο που του παρέχει την πρόσθετη πληροφορία του ρυθμού αλλαγής του σφάλματος. Το block diagram του ελεγκτή υπό μελέτη σχεδιάζεται στο Simulink βάσει του σχήματος 3.6.



Σχήμα 3.6 : Fuzzy Logic Controller με την δεύτερη είσοδό του να παρέχει το ρυθμό αλλαγής της πρώτης.
Και οι δύο είσοδοι τροφοδοτούνται στον FLC με τη χρήση ενός δικάναλου πολυπλέκτη (Multiplexor ή Mux).

Ασαφείς Μεταβλητές και Γλωσσικές Τιμές

Οι δύο αυτές είσοδοι κατά τη διαδικασία της ασαφοποίησης αντιστοιχίζονται σε δύο ασαφείς μεταβλητές. Οι λεκτικοί όροι που προσδιορίζουν αυτές τις **ασαφείς μεταβλητές** επιλέγονται αυθαίρετα αλλά συνήθως παράγονται βάσει των φυσικών μεγεθών που περιγράφουν οι αντίστοιχες είσοδοι. Έτσι η πρώτη ασαφής μεταβλητή θα μπορούσε να ονομαστεί ‘ΑΠΟΜΑΚΡΥΝΣΗ’ και η δεύτερη ‘ΤΑΧΥΤΗΤΑ’. Ωστόσο, χάριν γενικότητας σε αυτό το παράδειγμα η ονομασία τους θα περιοριστεί στους όρους ‘σφάλμα’ (error) και ‘ρυθμός σφάλματος’ (error-rate) αντίστοιχα. Οι **γλωσσικές τιμές** για τις δύο μεταβλητές επιλέχθηκαν επίσης αυθαίρετα αλλά δεν υπολείπονται νοήματος, αντιθέτως συνάδουν με την κατάσταση του σφάλματος τη στιγμή της δειγματοληψίας. Για την πρώτη είσοδο (error) οι γλωσσικές τιμές της μεταβλητής είναι : NegativeError, NoError, PositiveError ενώ για την δεύτερη (error-rate) είναι : ErrorDrop, SteadyErrorRate, ErrorRise. Όπως είναι προφανές, το ασαφές σύνολο {NegativeError, NoError, PositiveError} κωδικοποιεί την τιμή της πρώτης μεταβλητής που αντιστοιχεί στο φυσικό μέγεθος του μήκους. Αντίστοιχα, το ασαφές σύνολο {ErrorDrop, SteadyErrorRate, ErrorRise} κωδικοποιεί την τιμή της δεύτερης μεταβλητής που αντιστοιχεί στο φυσικό μέγεθος της ταχύτητας. Η ασαφής μεταβλητή της εξόδου του FLC ονομάστηκε ‘ΑΣΑΦΗΣ ΕΞΟΔΟΣ’ (FuzzyOutput) και το αντίστοιχο φυσικό μέγεθος που περιγράφει είναι το μήκος. Οι γλωσσικές τιμές της είναι DecreaseFast, Decrease, OK, Increase, IncreaseFast.

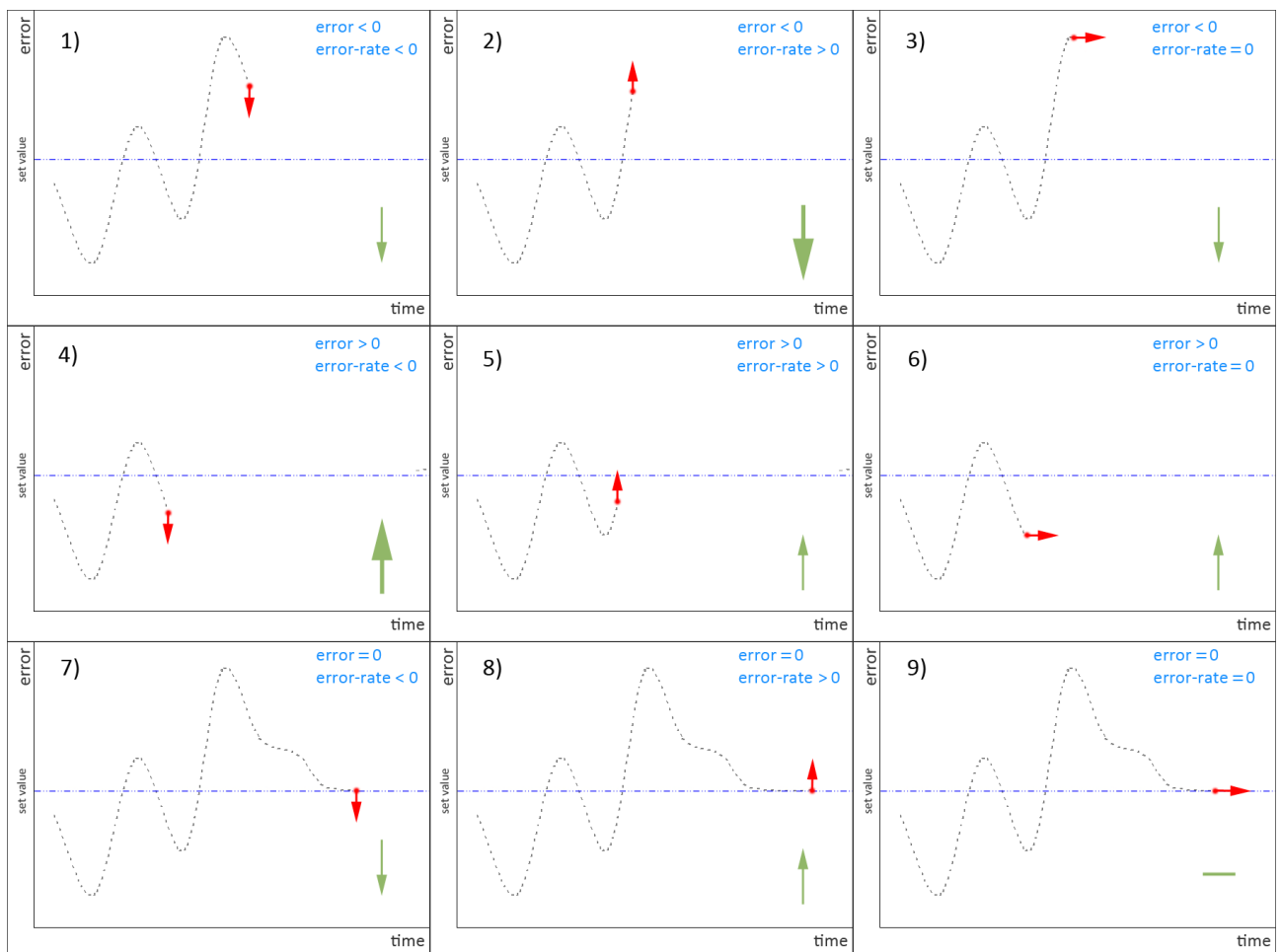
Συναρτήσεις Συμμετοχής

Οι συναρτήσεις συμμετοχής επιλέγονται με λογικό τρόπο ώστε να αποδίδουν το φυσικό νόημα του προβλήματος, αντιστοιχίζοντας τις γλωσσικές τιμές των ασαφών μεταβλητών με κάποιες αριθμητικές τιμές, βάσει ενός σημασιολογικού κανόνα. Το εύρος διακύμανσης των αριθμητικών τιμών κάθε μεταβλητής μπορεί να επιλεγεί αυθαίρετα αλλά καλό είναι αρχικά να ταυτίζεται με το εύρος τιμών που λαμβάνει η αντίστοιχη είσοδος/έξοδος. Έτσι, η μεταβλητή ‘error’ θεωρήθηκε ότι κινείται στην περιοχή (-1, 1) ενώ η μεταβλητή ‘error-rate’ θεωρήθηκε ότι κινείται

στην περιοχή $(-0.005, 0.005)$. Το εύρος των αριθμητικών τιμών της επιλέχθηκε αρχικά να είναι $(-20, 20)$ αλλά στην πορεία διαμορφώθηκε ως $(-2 \cdot 10^4, 2 \cdot 10^4)$ για να ενισχυθεί η άμεση απόκριση του ελεγκτή.

Οι ενέργειες ελέγχου του FLC περιγράφονται από τους ακόλουθους ασαφείς κανόνες :

- 1) **Εάν** το σφάλμα είναι *αρνητικό* **και** ο ρυθμός σφάλματος *πέφτει* **τότε** η έξοδος να *μειωθεί*.
- 2) **Εάν** το σφάλμα είναι *αρνητικό* **και** ο ρυθμός σφάλματος *αυξάνει* **τότε** η έξοδος να *μειωθεί γρήγορα*.
- 3) **Εάν** το σφάλμα είναι *αρνητικό* **και** ο ρυθμός σφάλματος *είναι σταθερός* **τότε** η έξοδος να *μειωθεί*.
- 4) **Εάν** το σφάλμα είναι *θετικό* **και** ο ρυθμός σφάλματος *πέφτει* **τότε** η έξοδος να *αυξηθεί γρήγορα*.
- 5) **Εάν** το σφάλμα είναι *θετικό* **και** ο ρυθμός σφάλματος *αυξάνει* **τότε** η έξοδος να *αυξηθεί*.
- 6) **Εάν** το σφάλμα είναι *θετικό* **και** ο ρυθμός σφάλματος *είναι σταθερός* **τότε** η έξοδος να *αυξηθεί*.
- 7) **Εάν** το σφάλμα είναι *μηδενικό* **και** ο ρυθμός σφάλματος *πέφτει* **τότε** η έξοδος να *μειωθεί*.
- 8) **Εάν** το σφάλμα είναι *μηδενικό* **και** ο ρυθμός σφάλματος *αυξάνει* **τότε** η έξοδος να *αυξηθεί*.
- 9) **Εάν** το σφάλμα είναι *μηδενικό* **και** ο ρυθμός σφάλματος *είναι σταθερός* **τότε** η έξοδος να *γίνει μηδέν*.



Σχήμα 3.7 : Γραφική αποτύπωση του νοηματικού περιεχομένου των 9 γλωσσικών κανόνων.

Ως γενική αρχή στους αυτοματισμούς εΐθισται οι ενέργειες ελέγχου να επιλέγονται με τρόπο τέτοιο που ο συνδυασμός τους σε βάθος χρόνου να άρει το αίτιο που έθεσε το σύστημα εκτός ισορροπίας. Έτσι, η σωστή επιλογή αλλά και η ορθή σύνταξη των γλωσσικών κανόνων είναι καίριας σημασίας για τη σχεδίαση καθώς σε αυτές στηρίζεται η ανάπτυξη της διακριτικής ικανότητας του ελεγκτή αλλά και ο τρόπος δράσης του.

Σχεδιαστική Μεθοδολογία – Συμβάσεις

Το σχήμα 3.7 αποτελείται από 9 γραφικές παραστάσεις που αντιστοιχούν μια προς μια στους 9 ασαφείς γλωσσικούς κανόνες που ορίζουν τις ενέργειες ελέγχου του FLC ανά περίπτωση. Το σχήμα αναπαριστά με εποπτικό τρόπο την συμπεριφορά του ελεγκτή στα διαφορετικά σενάρια που προκύπτουν από το συνδυασμό των γλωσσικών τιμών των δύο εισόδων του (3 για το error και 3 για το error-rate, όπου $error = set\ value - output\ value$ και $error\ rate = d(error) / dt$). Οι γκρι διακεκομμένες καμπύλες παριστάνουν την εξέλιξη της τιμής της εξόδου του συστήματος στο χρόνο και είναι όλες της αυτής μορφής καθώς δεν προσφέρουν πρόσθετη πληροφορία στον ελεγκτή της παρούσας σχεδίασης. Τα κόκκινα σημεία στο τέλος κάθε διακεκομμένης καμπύλης παριστάνουν το πιο πρόσφατο δείγμα (της τιμής της εξόδου) που έλαβε ο ελεγκτής. Τα κόκκινα διανύσματα παριστάνουν την τάση της τιμής της εξόδου, που προκύπτει από τον ρυθμό σύγκλισης ή απόκλισης της από την επιθυμητή τιμή (set value). Όπως κάθε διάνυσμα, έτσι και αυτά, ορίζονται βάσει των τριών χαρακτηριστικών κάθε διανύσματος, δηλαδή έχουν *σημείο εφαρμογής*, *φορά* και *μέτρο*. Τα σημεία εφαρμογής των διανυσμάτων (κόκκινα σημεία) σχετίζονται άμεσα με την εκάστοτε απόκλιση της τιμής εξόδου του συστήματος από την επιθυμητή τιμή, δηλαδή με το μέτρο αλλά και το πρόσημο του σφάλματος. Η επιθυμητή τιμή αναπαρίσταται (στο σχήμα) με μπλε διακεκομμένη γραμμή. Η φορά των κόκκινων διανυσμάτων αναπαριστά την τάση που έχει η έξοδος να προσεγγίσει ή να απομακρυνθεί από την επιθυμητή τιμή και ταυτίζεται (σε κάθε στιγμιότυπο) με το πρόσημο του ρυθμού του σφάλματος, καθώς αυτό μειώνεται ή αυξάνεται, αντίστοιχα. Τέλος, το μέτρο των διανυσμάτων ταυτίζεται με το μέτρο της προαναφερθείσας τάσης της εξόδου να συγκλίνει ή να αποκλίνει από την επιθυμητή τιμή και, όπως είναι αναμενόμενο, ταυτίζεται με το μέτρο του ρυθμού του σφάλματος. Τόσο το σφάλμα (error) όσο και ο ρυθμός του σφάλματος (error rate) χρειάζονται δύο μεγέθη για να περιγραφούν πλήρως, το μέτρο και το πρόσημο. Συνεπώς, κάθε δειγματοληπτικό στιγμιότυπο προσφέρει 4 διαφορετικά μεγέθη προς επεξεργασία, το μέτρο του σφάλματος, το πρόσημο του σφάλματος, το μέτρο του ρυθμού του σφάλματος και το πρόσημο του ρυθμού του σφάλματος, που συνοπτικά αποτυπώνονται με εποπτικό τρόπο στα κόκκινα διανύσματα των 9 γραφημάτων του σχήματος 3.7.

Με δεδομένη την παραπάνω διαπίστωση, για την κατά το δυνατόν απλούστερη αλλά και αποδοτικότερη επεξεργασία της πληροφορίας, υιοθετήθηκε η σχεδιαστική προσέγγιση που θέλει τα πρόσημα του σφάλματος και του ρυθμού σφάλματος να αποτελούν τα κριτήρια επιλογής βάσει των οποίων θα ‘αντιδρά’ ο FLC (αγνοώντας προς το παρόν τα μέτρα τους).

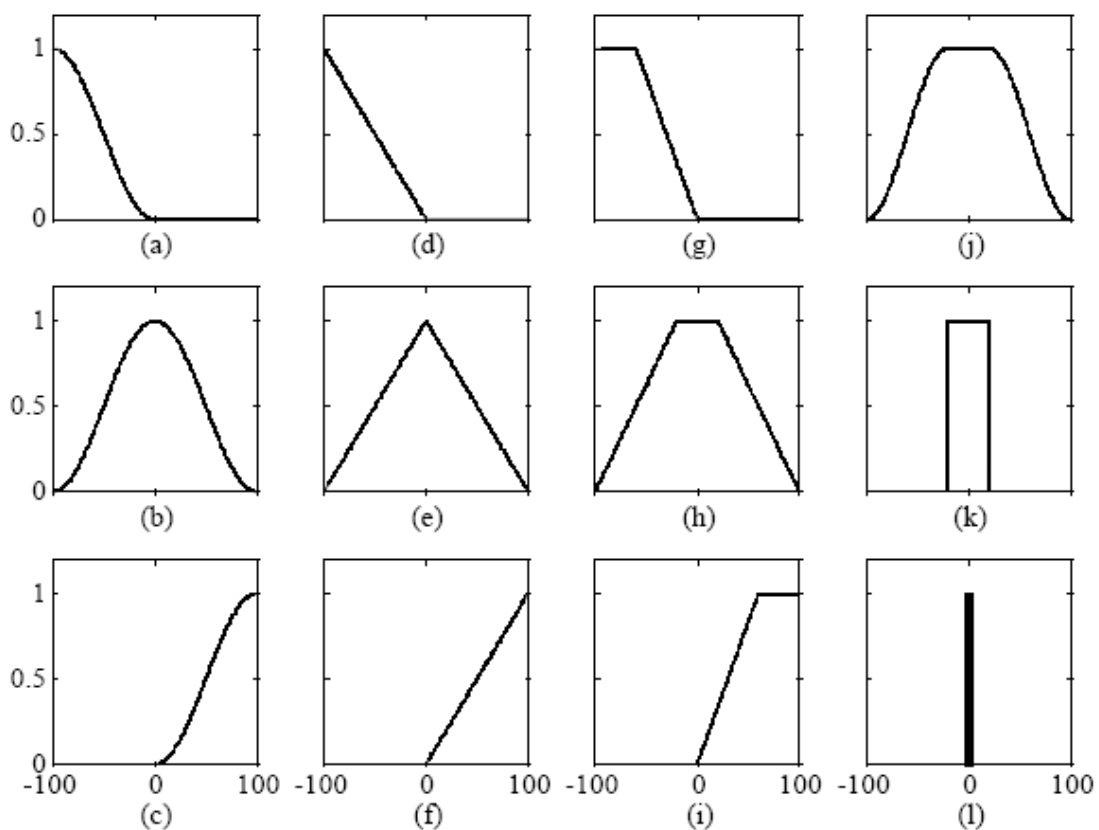
Η ικανότητα του ελεγκτή να διακρίνει μεταξύ των 9 παραπάνω καταστάσεων αποτελεί μια ‘εικονική λογική’ που αναπτύσσεται στον FLC με τη σύνταξη των 9 αντίστοιχων γλωσσικών κανόνων. Η σύγκριση των τιμών των δύο εισόδων (error και error-rate) του FLC με το μηδέν γίνεται σε αναλογία με την αλγεβρική μέθοδο, μέσα από μια ανάλογη διερεύνηση που λαμβάνει χώρα κατά τις διαδικασίες ελέγχου και ανάδειξης λογικών αποφάσεων της *ασαφούς συλλογιστικής μηχανής*, εξετάζοντας τις τιμές που λαμβάνουν οι γλωσσικές μεταβλητές (σφάλμα, ρυθμός σφάλματος). Στο σημείο αυτό θα πρέπει να είναι πλέον προφανής η σχέση των γλωσσικών τιμών των ασαφών συνόλων {NegativeError, NoError, PositiveError} και {ErrorDrop, SteadyErrorRate, ErrorRise} με τους αντίστοιχους συγκριτικούς τελεστές (<, =, >). Ως ένδειξη των αποτελεσμάτων αυτών των συγκρίσεων χρησιμοποιείται το γαλάζιο υπόμνημα πάνω δεξιά σε κάθε ένα από τα 9 γραφήματα.

Με βάσει όλα τα προαναφερθέντα, τα πρόσημα των δύο εισόδων του ελεγκτή φαντάζουν ως τα κυρίαρχα κριτήρια απόφασης βάσει των οποίων δρα ο FLC της συγκεκριμένης σχεδίασης. Αν και αυτό είναι αλήθεια, σε καμία περίπτωση δεν πρέπει να επισκιάζει τη συνεισφορά των μέτρων του σφάλματος και του ρυθμού του σφάλματος, των οποίων η σημασία γίνεται αντιληπτή μέσα από τον ενεργό ρόλο που διαδραματίζουν στη διαμόρφωση της εξόδου, με τη χρήση των συναρτήσεων συμμετοχής. Ωστόσο, είναι γεγονός ότι στη συγκεκριμένη σχεδίαση τα μέτρα των δύο εισόδων δεν μπορούν να συνεισφέρουν στην κατηγοριοποίηση που συνθέτουν οι γλωσσικοί κανόνες αφού πρόκειται για μια ‘ποιοτική’ διαδικασία. Η ανεξαρτησία των μέτρων των δύο εισόδων από την σύνταξη των γλωσσικών κανόνων αποτυπώνεται και στα γραφήματα του σχήματος 3.7 όπου τα κόκκινα διανύσματα επιλέχθηκε να έχουν α.‘ κοινό μέτρο και β.‘ αφετηρίες με τυχαίες αποστάσεις από την επιθυμητή τιμή. Σε αυτό το σημείο να σημειωθεί ότι παρόλο που τα οριζόντια κόκκινα διανύσματα θα έπρεπε να στερούνται φοράς και μέτρου τελικά αυτά διατηρήθηκαν για να συμβολιστεί (διαγραμματικά) η στασιμότητα από απόψεως του ενός ερεθίσματος (error-rate).

Στην παρούσα σχεδίαση οι γκρίζες διακεκομμένες καμπύλες του σχήματος 3.7 περιορίζονται στο να παρέχουν μια πολύ μικρή πληροφόρηση στον ελεγκτή σχετικά με την παρελθούσα κατάσταση στην οποία βρισκόταν. Συγκεκριμένα, αρκεί το μόλις προηγούμενο δείγμα της εξόδου για να σχηματιστεί μια εικόνα για τη φορά και το ρυθμό αλλαγής του σφάλματος ενώ

όλα τα υπόλοιπα δείγματα μένουν αναξιοποίητα. Αυτό συμβαίνει γιατί η πλειονότητα των τεχνικών προβλημάτων που χρήζουν της βοήθειας ενός αυτόματου ελεγκτικού μηχανισμού για την επιβολή κάποιου είδους ισορροπίας, λύνονται εστιάζοντας απλώς στη μέτρηση αυτού του ζεύγους πληροφορίας, δηλαδή το σφάλμα και το ρυθμό του σφάλματος μιας ή περισσότερων από τις μεταβλητές παραμέτρους του συστήματος. Ωστόσο, για κάποιες ειδικές περιπτώσεις και όταν κάτι τέτοιο κρίνεται αναγκαίο, υπάρχουν πιο σύνθετοι σχεδιαστικοί μηχανισμοί που αξιοποιούν αυτό το καταγεγραμμένο ‘ιστορικό’ έχοντας ως στόχο την αύξηση της ταχύτητας απόκρισης του ελεγκτή μέσα από την ανάπτυξη προγνωστικών αποτελεσμάτων. Τέτοιες εφαρμογές αυτοματισμών στηρίζονται στα Τεχνητά Νευρωνικά Δίκτυα των οποίων η θεωρία αναπτύσσεται στο επόμενο κεφάλαιο.

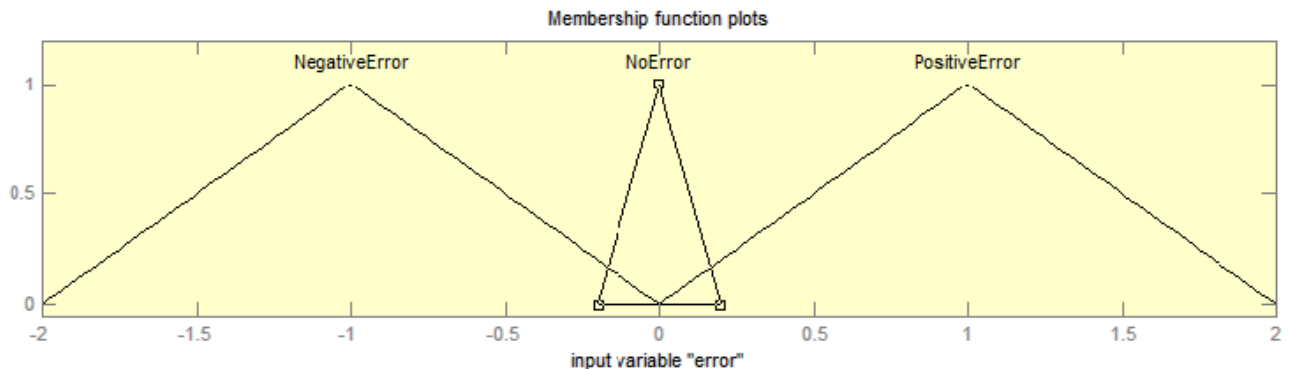
Για την ‘ποσοτική’ μέτρηση των εισόδων υπεύθυνες είναι οι συναρτήσεις συμμετοχής οι οποίες μεταφράζουν τις αριθμητικές τιμές τους σε γλωσσικές, μέσα από τη διαδικασία της ασαφοποίησης. Στο σχήμα 3.8 παρουσιάζονται διάφορα είδη τέτοιων συναρτήσεων.



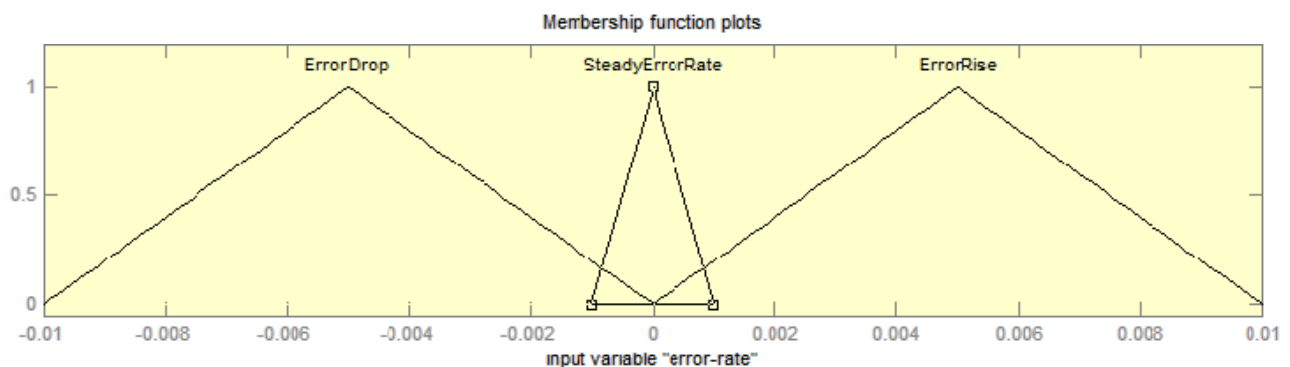
Σχήμα 3.8 : Παραδείγματα συναρτήσεων συμμετοχής. Διαβάζοντας από πάνω προς τα κάτω, αριστερά προς τα δεξιά :
(a) z-συνάρτηση, (b) π-συνάρτηση, (c) s-συνάρτηση, (d-f) τριγωνικές εκδοχές, (g-i) τραπεζοειδής εκδοχές,
(j) επίπεδη π-συνάρτηση, (k) ορθογώνια συνάρτηση, (l) singleton συνάρτηση.

Για τον ελεγκτή υπό μελέτη επιλέχθηκαν οι τριγωνικές συναρτήσεις συμμετοχής διότι παρουσιάζουν το μικρότερο υπολογιστικό κόστος και καλύπτουν μεγάλο εύρος περιπτώσεων χρησιμοποιώντας λίγες παραμέτρους.

Στα σχήματα 3.9 και 3.10 παρατίθενται οι συναρτήσεις συμμετοχής που διαμορφώνουν τη σχετική ευαισθησία των ασαφών μεταβλητών (error και error-rate) του ελεγκτή σύμφωνα με τις αριθμητικές τιμές (μέτρα) των εισόδων του :



Σχήμα 3.9 : Εποπτική αναπαράσταση των συναρτήσεων συμμετοχής της ασαφούς μεταβλητής 'σφάλμα' (error) που περιγράφει το βαθμό συσχετισμού των γλωσσικών τιμών της με τις αριθμητικές τιμές της 1^{ης} εισόδου του FLC.



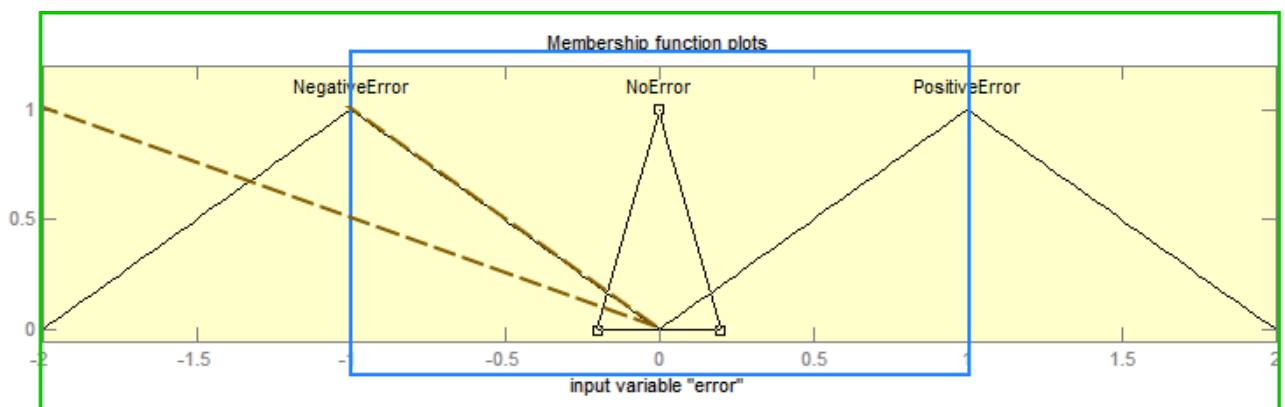
Σχήμα 3.10 : Εποπτική αναπαράσταση των συναρτήσεων συμμετοχής της ασαφούς μεταβλητής 'ρυθμός σφάλματος' (error-rate) που περιγράφει το βαθμό συσχετισμού των γλωσσικών τιμών της με τις αριθμητικές τιμές της 2^{ης} εισόδου του FLC.

Όπως είναι φανερό και τα δύο σχήματα έχουν παρόμοια μορφή αν και διαφέρουν στις τιμές των οριζόντιων αξόνων τους. Αυτό συμβαίνει διότι οι περιοχές μέσα στις οποίες κινούνται οι αριθμητικές τιμές των δύο εισόδων του FLC είναι διαφορετικές. Γενικά δεν υπάρχει τυποποιημένη μέθοδος για την εκτίμηση των πεδίων διακύμανσης αυτών των τιμών. Το υπό μελέτη πρόβλημα είναι γραμμικό και ως εκ τούτου το πεδίο ορισμού του σφάλματος είναι εύκολο να υπολογιστεί με αλγεβρικές μεθόδους. Ωστόσο, για την πληρότητα της αντιμετώπισης ελέγχου εφαρμογών ποικίλης πολυπλοκότητας (σύνθετα, μη-γραμμικά συστήματα) προτιμήθηκε η ανάπτυξη μιας άλλης μεθόδου, γενικότερης εφαρμογής. Κατά το σχεδιασμό ενός FLC, λόγω

της πρακτικής αδυναμίας να προσδιοριστεί εκ των προτέρων το πεδίο τιμών του σφάλματος και του ρυθμού του, μια καλή μέθοδος είναι μια πρώτη εκτίμηση μέσω διαδοχικών προσεγγίσεων (try and error). Μια τέτοια διαδικασία αποκτά ιδιαίτερη αξία αν ληφθεί υπόψη ότι σε τέτοιου είδους δύσκολα συστήματα (σύνθετης φύσης ή μη γραμμικά) η αντιμετώπιση μέσω συμβατικών μεθόδων του κλασσικού αυτομάτου ελέγχου θεωρείται αμφίβολης αποτελεσματικότητας.

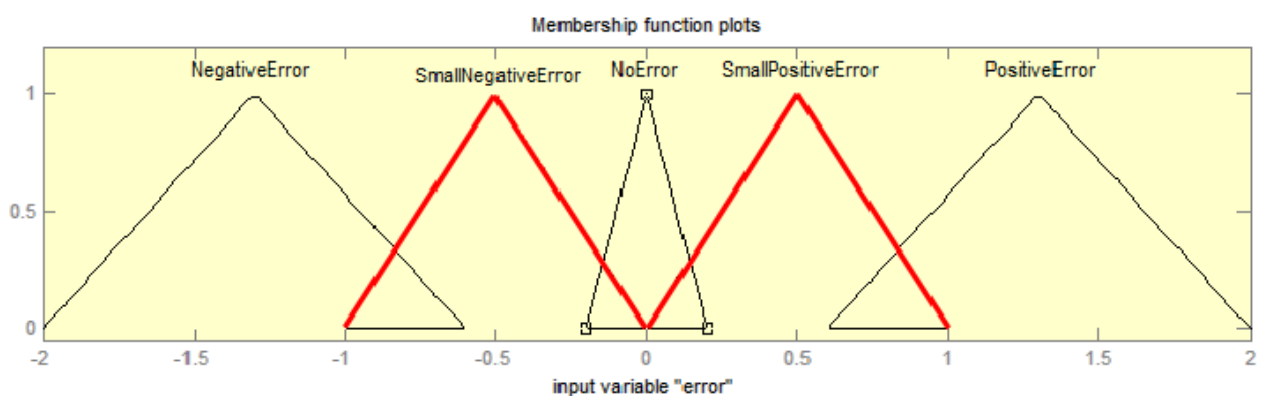
Διαμόρφωση Συναρτήσεων Συμμετοχής (Ευαισθησία και Ευστάθεια)

Έτσι, προέκυψε ότι το πεδίο τιμών του σφάλματος περιορίζεται στο διάστημα $(-1,1)$ σε αντίθεση με το πεδίο ορισμού της εξόδου του συστήματος που είναι το $(-2,2)$. Κάτι ανάλογο επιλέχθηκε και για το ρυθμό του σφάλματος. Η κορυφή των τριγώνων ορίστηκε να είναι στα σημεία $(-1,1)$ και $(1,1)$ που σημαίνει ότι σε αυτές τις τιμές απαντάται η μεγαλύτερη ευαισθησία της πρώτης εισόδου. Ομοίως για τα σημεία $(-0.005,1)$ και $(0.005,1)$ της δεύτερης εισόδου. Η ευαισθησία μειώνεται γραμμικά ως προς την απόσταση από αυτά τα σημεία, και μάλιστα, με ρυθμό τέτοιο που σχετίζεται με την κλίση του αντίστοιχου τριγώνου. Συνεπώς αν παρουσιαστεί μια τιμή σφάλματος με μέτρο μεγαλύτερο του 1, πχ. επειδή η έξοδος έλαβε απότομα μια τέτοια τιμή πριν προλάβει να την αντισταθμίσει ο ελεγκτής, ενδέχεται να παρουσιαστεί αστάθεια στο σύστημα. Για αυτό το λόγο, στα κλειστά συστήματα με ανάδραση, τα σημεία στα οποία τοποθετούνται οι κορυφές των εξωτερων τριγώνων βρίσκονται συνήθως πολύ κοντά στα άκρα του πεδίου ορισμού της εξόδου. Κάτι τέτοιο όμως μειώνει την ευαισθησία των αντίστοιχων ασαφών μεταβλητών που ελέγχουν οι συναρτήσεις συμμετοχής. Στο σχήμα 3.11 οι διακεκομμένες γραμμές δείχνουν τον τρόπο με τον οποίο η διεύρυνση της περιοχής όπου απαντάται το σφάλμα, έχει ως αποτέλεσμα τη σχετική μείωση της κλίσης του τριγώνου και κατ' αναλογία της ευαισθησίας του ελεγκτή σε αυτή την περιοχή.



Σχήμα 3.11 : Γραφική απεικόνιση της σχετικής ευαισθησίας του ελεγκτή ανά περιοχή.

Επειδή η ευστάθεια και η ευαισθησία αποτελούν ανταγωνιστικούς παράγοντες, επιλέγεται μια σχεδιαστική προσέγγιση που να αποτελεί τη χρυσή τομή μεταξύ των δύο. Έτσι, η σχεδίαση ενός FLC ξεκινάει με τρόπο που να εξασφαλίζεται η μέγιστη δυνατή ευστάθεια στο σύστημα. Η πράσινη περιγεγραμμένη περιοχή στο σχήμα 3.11 δείχνει αυτή την πρώτη προσέγγιση. Στη συνέχεια, με διαδοχικές δοκιμές, το εύρος τιμών περιορίζεται στη γαλάζια περιγεγραμμένη περιοχή αυξάνοντας σταδιακά την ευαισθησία του ελεγκτή. Σε κάθε αναδιαμόρφωση του εύρους τιμών οι δοκιμές εξασφαλίζουν πως το έλλειμμα ευστάθειας που προκύπτει κάθε φορά, δεν είναι ικανό να θέσει εκτός ελέγχου το σύστημα του παραδείγματος. Στην περίπτωση που η παραπάνω τεχνική δεν είναι δυνατό να αποδώσει μια ικανοποιητική προσέγγιση που να καλύπτει ταυτόχρονα τις προδιαγραφές ευστάθειας και ευαισθησίας που απαιτεί το σύστημα, προτείνεται η αύξηση του πλήθους των συναρτήσεων συμμετοχής σε μια ή περισσότερες από τις γλωσσικές μεταβλητές του ελεγκτή. Αυτό σημαίνει την εισαγωγή πρόσθετων γλωσσικών τιμών που συνήθως γίνεται ανά ζεύγη για λόγους συμμετρίας, όπως θα επεξηγηθεί παρακάτω. Στην περίπτωση που μια τέτοια ανάγκη διαφαινόταν για το σύστημα του υπό μελέτη παραδείγματος, η γλωσσική μεταβλητή 'error' θα αποκτούσε δύο πρόσθετες τιμές (έστω τις SmallNegativeError και SmallPositiveError) των οποίων η ευαισθησία θα εστιάζόταν στις αριθμητικές τιμές που βρίσκονται μεταξύ των περιοχών που ορίζουν οι NegativeError, NoError και PositiveError. Ο τρόπος με τον οποίο αυξάνεται η ευαισθησία του συστήματος εξασφαλίζοντας ταυτόχρονα την ευστάθειά του, παρουσιάζεται στο σχήμα 3.12.



Σχήμα 3.12 : Η εισαγωγή των δύο επιπλέον συναρτήσεων συμμετοχής αυξάνει την σχετική ευαισθησία του ελεγκτή σε συγκεκριμένες περιοχές.

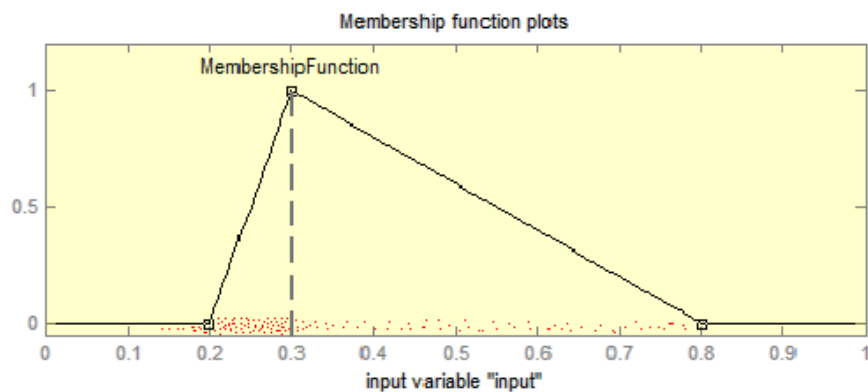
Τα πρόσθετα κόκκινα τρίγωνα τοποθετούνται με τρόπο που να καλύπτουν τις περιοχές ενδιάμεσα στα ήδη τοποθετημένα 'εκτοπίζοντας' τη βάση των εξώτερων τριγώνων σε υψηλότερες, κατ' απόλυτο, τιμές. Τα εξώτερα τρίγωνα αποκτούν μικρότερο εύρος τιμών και αυξημένη κλίση, κάτι που μεταφράζεται σε μεγαλύτερη ευαισθησία του ελεγκτή στη νέα υπό έλεγχο περιοχή.

Η παραπάνω τακτική θεωρητικά αυξάνει τις επιδόσεις του ελεγκτή αλλά στην πράξη εισάγει το τίμημα της αυξημένης υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Μάλιστα η γραμμική αύξηση του πλήθους των τριγώνων (δηλαδή των συναρτήσεων συμμετοχής και των αντίστοιχων γλωσσικών τιμών), συνεπάγεται ανάλογη αύξηση στους γλωσσικούς κανόνες και συνολικά εκθετική αύξηση στη δυσκολία των υπολογισμών. Αυτό συμβαίνει λόγω της συνδυαστικής πολυπλοκότητας που ενέχει η επεξεργασία των γλωσσικών κανόνων. Συνεπώς, η αξιοποίηση της παραπάνω τεχνικής είναι θεμιτή αλλά η εκτεταμένη χρήση της, πρέπει να εξετάζεται ανά περίπτωση. Για παράδειγμα δεν ενδείκνυται σε εφαρμογές όπου η συχνότητα δειγματοληψίας πρέπει να παραμένει πολύ υψηλή όπως πχ. στις πραγματικού χρόνου (real-time applications).

Στην εποπτική αναπαράσταση των αρχικών συναρτήσεων συμμετοχής γίνεται φανερό ότι το τρίγωνο που διαμορφώνει τη συνάρτηση συμμετοχής της γλωσσικής τιμής 'NoError' είναι αρκετά πιο οξύ από τα άλλα δύο εκατέρωθέν του. Αυτό συμβαίνει διότι η περιοχή γύρω από το επιθυμητό σημείο ισορροπίας (που για το 'σφάλμα' είναι η γειτονιά του μηδέν) πρέπει να είναι αρκετά ευαίσθητη ώστε να αποσβεστούν άμεσα οι όποιες τάσεις ταλάντωσης γύρω από αυτήν. Αντίθετα, τα τρίγωνα των απομακρυσμένων περιοχών είναι πιο αμβλεία και τούτο διότι η εντολή επαναφοράς πρέπει να χαρακτηρίζεται από μεγαλύτερη 'αδράνεια' και μικρότερη 'ταχύτητα' για την αποφυγή πρόκλησης εναλλασσόμενων διορθωτικών ενεργειών.

Επίσης, γίνεται φανερό ότι και τα δύο σχήματα παρουσιάζουν συμμετρία κατοπτρικού ειδώλου με άξονα συμμετρίας ένα κάθετο άξονα που διέρχεται από το μηδέν. Αυτό σχετίζεται με τη φύση του προβλήματος και συμβαίνει επειδή η απομάκρυνση του συστήματος μάζας-ελατηρίου-αποσβεστήρα από το σημείο ισορροπίας είναι συμμετρική, ανεξαρτήτως φοράς (προσήμου), είτε πρόκειται για παραμόρφωση θλιπτική (βράχυνση) είτε για εφελκυστική (επιμήκυνση).

Κάτι ανάλογο ισχύει και σε κάθε ένα εκ των τριγώνων που όπως παρατηρείται στα παραπάνω παραδείγματα επιλέχθηκαν να είναι ισοσκελή. Αυτό συμβαίνει διότι η διασπορά των αριθμητικών τιμών που παρουσιάζεται εκατέρωθεν της κορυφής τους είναι περίπου η ίδια. Σε διαφορετική περίπτωση, μια πυκνότερη διασπορά θα απαιτούσε την εστιασμένη προσοχή του ελεγκτή (ή αλλιώς την αυξημένη ευαισθησία του) στην αντίστοιχη περιοχή. Συνεπώς η κορυφή του τριγώνου, δηλαδή το σημείο όπου απαντάται η μεγαλύτερη ευαισθησία, θα πλησίαζε με στόχο η προβολή της οξείας πλευράς του να καλύψει την πυκνότερη περιοχή, ενώ η προβολή της αμβλείας πλευράς του να καλύψει την αραιότερη, 'γέρνοντας' το τρίγωνο όπως φαίνεται στο σχήμα 3.13.



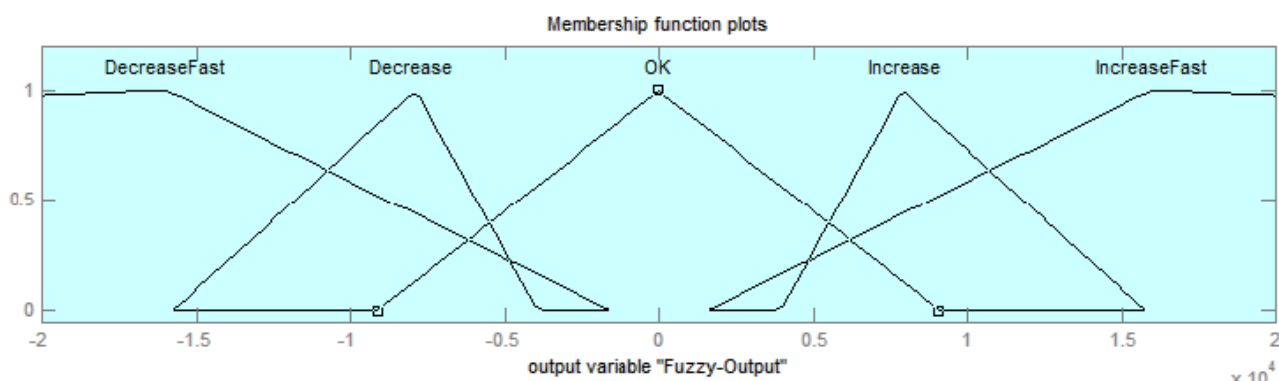
Σχήμα 3.13 : Η προβολή της πλευράς του σκαληνού τριγώνου με τη μεγαλύτερη κλίση πρέπει να συμπίπτει με την περιοχή όπου απαντάται η πυκνότερη διασπορά αριθμητικών τιμών.

Όλα τα παραπάνω σημειώνονται με σκοπό να τονιστεί για ακόμη μια φορά πως οι σχεδιαστικές επιλογές που διαμορφώνουν τη συμπεριφορά του ελεγκτή στηρίζονται αρχικά στην ποιοτική μελέτη της συμπεριφοράς του συστήματος, και εστιάζουν εκ των υστέρων στην ποσοτική προσέγγιση των μεγεθών υπό έλεγχο. Με τον τρόπο αυτό εξασφαλίζεται κατ' αρχάς η αξιοπιστία και στη συνέχεια η ακρίβεια των διορθωτικών παρεμβάσεων (finetuning).

Η μεθοδολογία που ακολουθείται για τη διαμόρφωση των συναρτήσεων συμμετοχής της εξόδου του ελεγκτή είναι ανάλογη αυτής που εφαρμόστηκε για τη διαμόρφωση των συναρτήσεων συμμετοχής των εισόδων του. Οι συνολικά 5 συναρτήσεις συμμετοχής που προέκυψαν αποτελούν προϊόν της σύνταξης των 9 γλωσσικών κανόνων, καθένας εκ των οποίων περιγράφει μια από τις 9 πιθανές διακριτές καταστάσεις στις οποίες μπορεί να βρεθεί το σύστημα, απαιτώντας από τον ελεγκτή μια εκ των 5 διαφορετικών δράσεων που περιγράφονται από το ασαφές σύνολο {DecreaseFast, Decrease, OK, Increase, IncreaseFast}. Τα πράσινα διανύσματα που εμφανίζονται στην κάτω δεξιά γωνία καθενός από τα 9 γραφήματα του σχεδίου, απεικονίζουν την δράση που προτείνεται από τους κανόνες για κάθε περίπτωση. Έτσι, σε πλήρη αναλογία με το νοηματικό περιεχόμενο των γλωσσικών τιμών της ασαφούς μεταβλητής της εξόδου, το μεγάλο διάνυσμα υπονοεί την υποστήριξη μιας έντονης δράσης (θετικής ή αρνητικής ανάλογα με τη φορά του), το μικρό διάνυσμα την υποστήριξη μιας ήπιας δράσης (που επίσης συμβαδίζει με τη φορά του), ενώ η πράσινη οριζόντια παύλα υπονοεί την υποστήριξη αδράνειας (απουσία δράσης).

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι συναρτήσεις συμμετοχής επιλέγονται με λογικό τρόπο ώστε να αποδίδουν το φυσικό νόημα της σχεδίασης, αντιστοιχίζοντας τις γλωσσικές τιμές των ασαφών μεταβλητών με κάποιες αριθμητικές τιμές, βάσει ενός σημασιολογικού κανόνα. Σε αντίθεση όμως με τις εισόδους του ελεγκτή υπό μελέτη όπου το εύρος των αριθμητικών τιμών κάθε

συνάρτησης συμμετοχής επιλέγεται ώστε να περιγράφει τη σχετική ‘ευαισθησία’ της αντίστοιχης γλωσσικής τιμής, οι συναρτήσεις συμμετοχής της εξόδου του, επιλέγονται ώστε το εύρος των αντίστοιχων αριθμητικών τιμών τους, να περιγράφει τη σχετική ‘δραστικότητα’ της. Στην πρώτη περίπτωση ο σημασιολογικός κανόνας αφορά στην *ευαισθησία* του ελεγκτή και εφαρμόζεται κατά την ασαφοποίηση των μεταβλητών των εισόδων του, ενώ στη δεύτερη περίπτωση αφορά στην *δραστικότητα* του και εφαρμόζεται κατά την απο-ασαφοποίηση της μεταβλητής της εξόδου του.



Σχήμα 3.14 : Εποπτική αναπαράσταση των συναρτήσεων συμμετοχής της ασαφούς μεταβλητής της εξόδου (FuzzyOutput) που περιγράφει το βαθμό συσχετισμού των γλωσσικών τιμών της με τις αριθμητικές τιμές της εξόδου του FLC.

Τα τρίγωνα του σχήματος 3.14 αναπαριστούν τη σχετική δραστικότητα κάθε γλωσσικής τιμής της ασαφούς μεταβλητής FuzzyOutput και επικαλυπτόμενα συνθέτουν την περιοχή δράσης της εξόδου του ελεγκτή. Τα εξώτερα τρίγωνα σχεδιάστηκαν να διαχειρίζονται ένα εκτεταμένο εύρος αριθμητικών τιμών (και μάλιστα υψηλών κατ’ απόλυτο τιμή) ώστε να εξασφαλιστεί η κυριαρχία της εντολής δράσης τους έναντι οποιασδήποτε άλλης βρεθεί χρονικά κοντά της (στο ίδιο χρονικό ‘παράθυρο’). Έτσι, το σχήμα των εξώτερων τριγώνων εξασφαλίζει την ακύρωση οποιασδήποτε ‘παρεμβατικής’ εντολής μικρής διάρκειας (noise cancellation) ενώ παράλληλα φροντίζει για τον συνυπολογισμό των ιδιαίτερα επίμονων εντολών δράσης. Ο λόγος για τον οποίο επιλέχτηκε αυτός ο σχεδιασμός σχετίζεται με το περιεχόμενο των γλωσσικών κανόνων 2 και 4. Οι δύο αυτοί κανόνες επιστρέφουν θετικό αποτέλεσμα στον ελεγκτή μόνο εφόσον οι είσοδοι διαισθανθούν επιβεβαίωση των ανάλογων δύο σεναρίων που θέλουν το σφάλμα του συστήματος να αυξάνει κατ’ απόλυτο τιμή. Σε μια τέτοια περίπτωση, και ασχέτως των συνθηκών που το προκάλεσαν, ο ελεγκτής πρέπει να δράσει άμεσα και αποτελεσματικά ώστε να αναχαιτίσει το συντομότερο δυνατόν την αποκλίνουσα από την επιθυμητή τιμή τάση της εξόδου, διαφορετικά το σύστημα κινδυνεύει να βρεθεί εκτός ελέγχου. Κάθε μια άλλη εκ των υπολοίπων 7 περιπτώσεων δεν συνιστά σημαντική ‘απειλή’ σε θέματα ευστάθειας, τουλάχιστον όχι τόσο όσο οι προαναφερθείσες δύο περιπτώσεις, και γι’ αυτό οι εντολές των αντίστοιχων κανόνων συνιστούν

μια πιο ήπια δράση. Από τα 3 εσωτερικά τρίγωνα, το μεσαίο είναι αυτό που ενεργοποιείται στην περίπτωση που ο ελεγκτής διαισθανθεί ότι επήλθε ισορροπία (κανόνας 9) και βρίσκεται στη γειτονιά του μηδέν ώστε η όποια επιρροή του να είναι η μικρότερη δυνατή. Τα δύο ενδιάμεσα τρίγωνα ενεργοποιούνται σε κάθε άλλη περίπτωση όπου απαιτείται κάποια μικρή διορθωτική παρέμβαση (κανόνες 1,3,5,6,7,8). Το μεσαίο τρίγωνο είναι αμβλύ, με τη βάση του να αντιστοιχεί σε μεγάλο εύρος αριθμητικών τιμών, ώστε, όπως και τα εξώτερα τρίγωνα, να ακυρώνει τις ‘τυχαίες’ ‘παρεμβατικές’ εντολές μικρής διάρκειας. Τα δύο ενδιάμεσα τρίγωνα είναι οξεία, έχουν σχετικά μικρή βάση και είναι στραμμένα προς το σημείο ισορροπίας όπου και εστιάζουν τη δράση τους. Τα 5 τρίγωνα αλληλεπικαλύπτονται σε μεγάλο ποσοστό ώστε να φιλτράρουν τις απότομες μεταγωγές μεταξύ των γλωσσικών κανόνων διαμορφώνοντας μια ομαλή γενικά έξοδο. Η εμπειρία έχει δείξει πως για τον ομαλότερο έλεγχο γραμμικών φαινομένων που είναι απαλλαγμένα από ειδικές περιπτώσεις και συνεπώς απουσιάζουν περιοχές ασυνέχειας, η καλύτερη δυνατή διάταξη των τριγώνων είναι αυτή που προκύπτει από τη συμμετρική μορφή του σχήματος 3.23 που θα εξεταστεί στη συνέχεια.

Επιπλέον χαρακτηριστικά και ιδιαιτερότητες των γλωσσικών κανόνων

Σε αυτό το σημείο αξίζει να γίνει μια σχετική αναφορά για τη δράση των κανόνων 7 και 8. Όπως φαίνεται και από τα γραφήματά τους (όπου τα κόκκινα και πράσινα διανύσματα έχουν την ίδια φορά) αυτοί οι δύο κανόνες είναι οι μοναδικοί που παρουσιάζουν μια τόσο ανορθόδοξη συμπεριφορά. Με μια πρώτη ματιά μοιάζουν σαν η προτεινόμενη δράση τους να έχει ως σκοπό την μεγέθυνση του σφάλματος αντί της σμίκρυνσής του. Για να γίνει κατανοητός ο λόγος για τον οποίο έχει επιλεγθεί αυτή η φορά δράσης θα πρέπει να τονιστεί ότι οι κανόνες 7 και 8 περιγράφουν καταστάσεις όπου το σφάλμα έχει μηδενιστεί και το μόνο που μένει πλέον για να επέλθει η πλήρης ισορροπία είναι η άρση του αιτίου που προκαλεί την όποια απόκλιση από την επιθυμητή τιμή. Είναι προφανές λοιπόν ότι οι κανόνες 7 και 8 ενεργοποιούνται σε καταστάσεις όπου έχει επέλθει (στιγμιαία) μια στατική ισορροπία αλλά όχι και δυναμική. Μένει πλέον να βρεθεί η φορά που έχει το αίτιο που προκαλεί την όποια απόκλιση. Κρίνοντας από την πορεία (γκρι διακεκομμένη καμπύλη) που είχε η τιμή της εξόδου μέχρι και τη στιγμή που εξισώθηκε με την επιθυμητή τιμή προκύπτει ότι η φορά του αιτίου πρέπει να είναι τέτοια που να αντιτίθεται στη διορθωτική τάση του ελεγκτή (κόκκινο διάνυσμα). Συνεπώς, η φορά του αιτίου που προκαλεί την απόκλιση του σφάλματος είναι αντίθετη από αυτή του κόκκινου διανύσματος και έτσι η δράση του ελεγκτή πρέπει να συνεχίσει προς την ίδια φορά, παρά το γεγονός ότι το σφάλμα μηδενίστηκε. Για αυτό το λόγο παρατηρείται στους κανόνες 7 και 8 η ίδια φορά στα κόκκινα και πράσινα διανύσματα. Σε διαφορετική περίπτωση, η δυναμική συμπεριφορά του

αιτίου που προκαλούσε το σφάλμα θα ενισχυόταν συνεχώς από τους ίδιους τους κανόνες, προκαλώντας μια διαρκή ταλάντωση της τιμής της εξόδου γύρω από την επιθυμητή τιμή. Το πλάτος μιας τέτοιας ταλάντωσης εξαρτάται από τα σημεία στα οποία τέμνονται τα κεντρικά τρίγωνα εισόδων και εξόδου με τα γειτονικά τους.

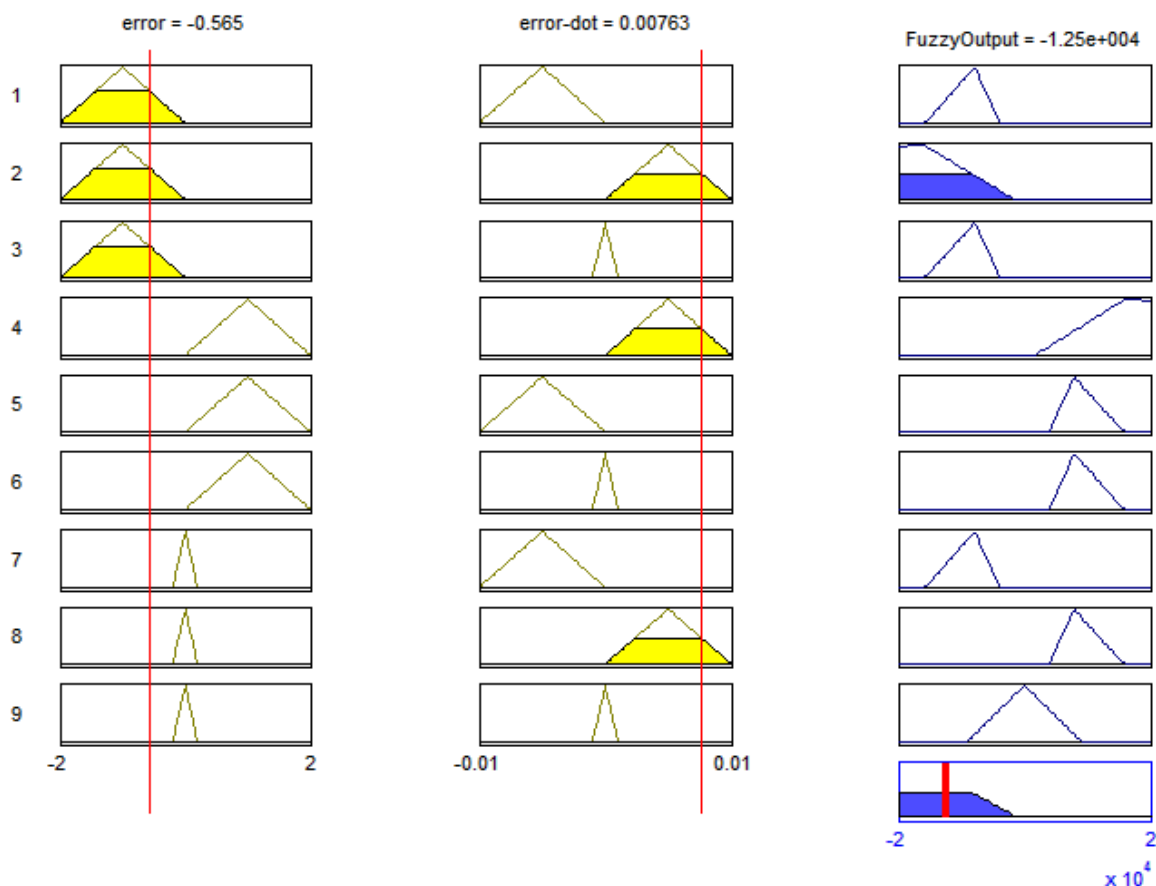
Οι κανόνες 7 και 8 σε αυτού του τύπου τη σχεδίαση FLC λειτουργούν κατ' αναλογία του ολοκληρωτή που τοποθετείται στην έξοδο των PID controllers για να εξαλείψει το μόνιμο σφάλμα. Στους PID ελεγκτές ο ολοκληρωτής ενεργοποιείται μόνο εφόσον διαπιστωθεί κάποια απόκλιση η οποία αμέσως αυτοαναιρείται μέσω του κλειστού βρόχου ανατροφοδότησης με τη διαδικασία της ολοκλήρωσης. Ομοίως, στην προτεινόμενη σχεδίαση FLC, άπαξ και η τιμή της εξόδου του συστήματος εισέλθει στην περιοχή της επιθυμητής τιμής, δηλαδή από τη στιγμή που το σφάλμα θα πλησιάσει τη γειτονιά του μηδενός, το σύστημα μεταβαίνει σε κατάσταση συντήρησης του μηδενικού σφάλματος, κάνοντας χρήση των κανόνων 7, 8 και 9. Η έλλειψη του ολοκληρωτή από την έξοδο μιας τέτοιας σχεδίασης FLC κάνει τους ελεγκτές αυτούς να είναι ταχύτεροι από τους PID, αλλά απαιτεί παράλληλα τη δυνατότητα της εξόδου να λαμβάνει ένα διευρυμένο πεδίο τιμών.

Τόσο η θεωρία όσο και ο σχεδιασμός των Ελεγκτών Ασαφούς Λογικής, επιτρέπουν τη διαμόρφωση των σχετικών 'βαρών' (*firing strength*) των γλωσσικών κανόνων με τρόπο τέτοιο ώστε κάποιοι εξ' αυτών να κυριαρχούν έναντι κάποιων άλλων. Αυτό αποδεικνύεται ιδιαίτερα χρήσιμο σε περιπτώσεις που ο ελεγκτής πρέπει να έχει την ικανότητα να διαισθανθεί άμεσα και να επέμβει δραστικά (αποφασιστικά). Ο τρόπος για να διασφαλιστεί αυτό είναι η πρόβλεψη κανόνων που περιγράφουν εξαιρετικά σπάνιες ή ακραίες συνθήκες με ανάλογη ενίσχυση των βαρών τους.

Ωστόσο, γενικά αποφεύγεται η διαφοροποίηση των βαρών των κανόνων αν δεν κρίνεται απολύτως απαραίτητη. Και τούτο διότι μια τέτοια επιλογή θα επηρέαζε ταυτόχρονα τις σχετικές συναρτήσεις συμμετοχής τόσο της εισόδου όσο και τις εξόδου του συστήματος παρόλο ότι ενδεχομένως θα ενδιέφερε ο επηρεασμός μόνο μιας εκ των δύο μεμονωμένα.

Στιγμιότυπική αναπαράσταση δράσης ελεγκτή

Το σχήμα 3.15 αναπαριστά ένα στιγμιότυπο υπολογισμού των γλωσσικών κανόνων του ελεγκτή του παραδείγματος. Το σχήμα αποτελείται από συνολικά $3 \cdot 9 + 1 = 28$ γραφήματα. Εξαιρώντας το γράφημα κάτω δεξιά, τα υπόλοιπα 27 έχουν διαταχθεί σε 3 στήλες και 9 γραμμές. Οι δύο πρώτες στήλες αφορούν τις εισόδους (error και error-rate) ενώ η τρίτη στήλη την έξοδο (FuzzyOutput).

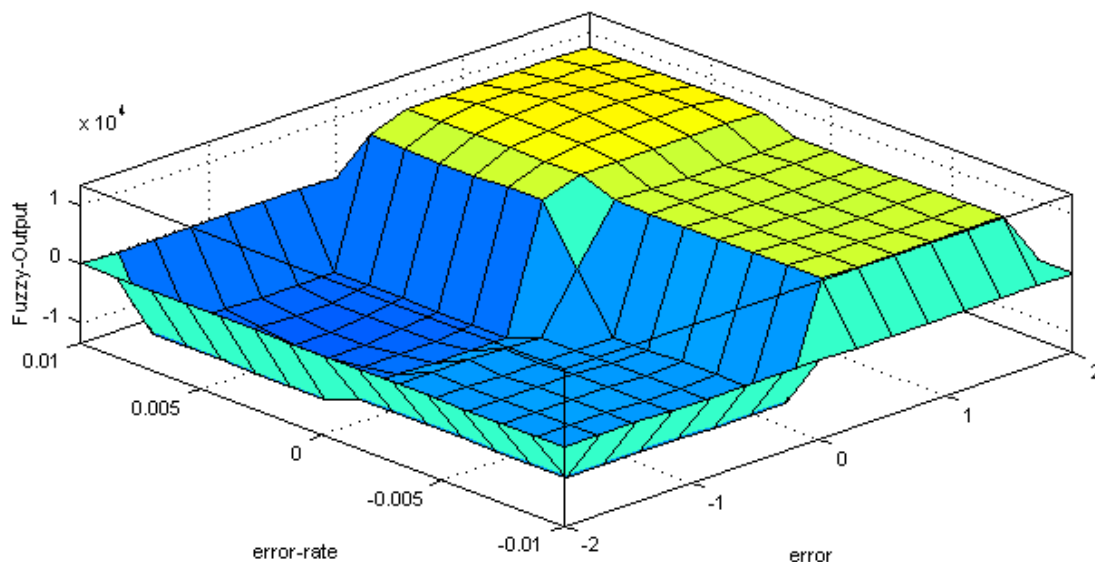


Σχήμα 3.15 : Στιγμιότυπο υπολογισμού των γλωσσικών κανόνων του ελεγκτή του παραδείγματος.

Κάθε μια εκ των 9 γραμμών προκύπτει από το νοηματικό περιεχόμενο του αντίστοιχου γλωσσικού κανόνα. Σε όλα τα διαγράμματα της αυτής στήλης η τιμή στην οποία η αντίστοιχη κόκκινη κάθετη ευθεία τέμνει τους οριζόντιους άξονες των διαγραμμάτων είναι κοινή. Αυτή η τιμή είναι η αριθμητική τιμή της αντίστοιχης εισόδου για τη χρονική στιγμή που λήφθηκε το στιγμιότυπο. Κάθε ένα από τα γραφήματα απεικονίζει σε ένα τρίγωνο μια γλωσσική τιμή. Ο βαθμός πλήρωσης της επιφάνειας του τριγώνου αντιστοιχεί στον βαθμό συμμετοχής της αντίστοιχης γλωσσικής τιμής κατά την υπό εξέταση στιγμή. Η υπό εξέταση στιγμή αντιστοιχεί στη θέση της κόκκινης γραμμής καθώς αυτή σαρώνει τους αντίστοιχους οριζόντιους άξονες. Το μοντέλο πλήρωσης των τριγώνων παριστάνει τη διαδικασία ασαφοποίησης του ελεγκτή. Ο βαθμός πλήρωσης των τριγώνων της τρίτης στήλης (που εκφράζει το είδος και το μέγεθος ανταπόκρισης του ελεγκτή) προκύπτει από λογικές πράξεις συσχετισμού των βαθμών πλήρωσης των αντίστοιχων ανά κανόνα τριγώνων των εισόδων. Το γράφημα του σχήματος 3.15 αποτυπώνει σε μορφή μοβ επιφανειών το λογικό εξαγόμενο των συνιστωσών προτάσεων (προς δράση) των επιμέρους κανόνων. Η αριθμοποίηση αυτών των περιοχών μέσα από τη διαδικασία της απο-ασαφοποίησης προσδιορίζει την αριθμητική τιμή της εξόδου για το συγκεκριμένο στιγμιότυπο η οποία παριστάνεται με την κόκκινη κάθετη μπάρα στο ίδιο διάγραμμα.

Συγκεντρωτική αναπαράσταση δράσης ελεγκτή

Για να αποδοθεί συγκεντρωτικά ο τρόπος δράσης του ελεγκτή χρησιμοποιείται η σχηματική τρισδιάστατη αναπαράσταση του σχήματος 3.16.

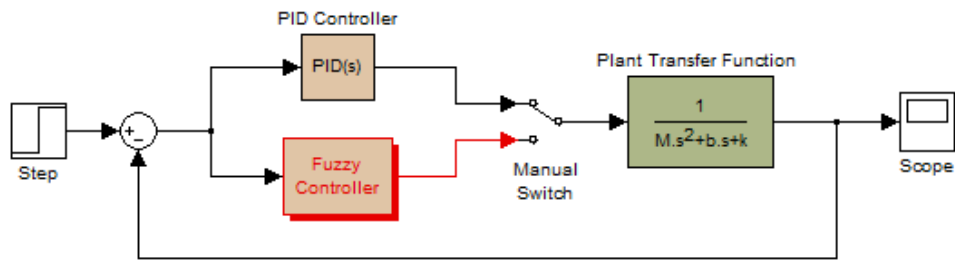


Σχήμα 3.16 : Συγκεντρωτική τρισδιάστατη αναπαράσταση της δράσης του ελεγκτή υπό μελέτη.

Σε αυτό το σχήμα είναι δυνατό να αποτυπωθεί το είδος και το μέγεθος της δράσης του ελεγκτή για κάθε συνδυασμό αριθμητικών τιμών των δύο εισόδων του. Στην περίπτωση που το πλήθος των παραμέτρων που αποτυπώνει το σχήμα, δηλαδή το άθροισμα των εισόδων συν των εξόδων του ελεγκτή είναι μεγαλύτερο του 3, η τρισδιάστατη αναπαράσταση περιορίζεται αναγκαστικά σε κάποιο συνδυασμό τριών εκ των παραπάνω παραμέτρων. Για να αποδοθεί μια καλύτερη ‘εικόνα’ του τρόπου δράσης του ελεγκτή σε τέτοιες περιπτώσεις, χρησιμοποιούνται περισσότερες της μιας τρισδιάστατες αναπαραστάσεις, επιλέγοντας τις παραμετρικές τριάδες που παρουσιάζουν το περισσότερο ενδιαφέρον.

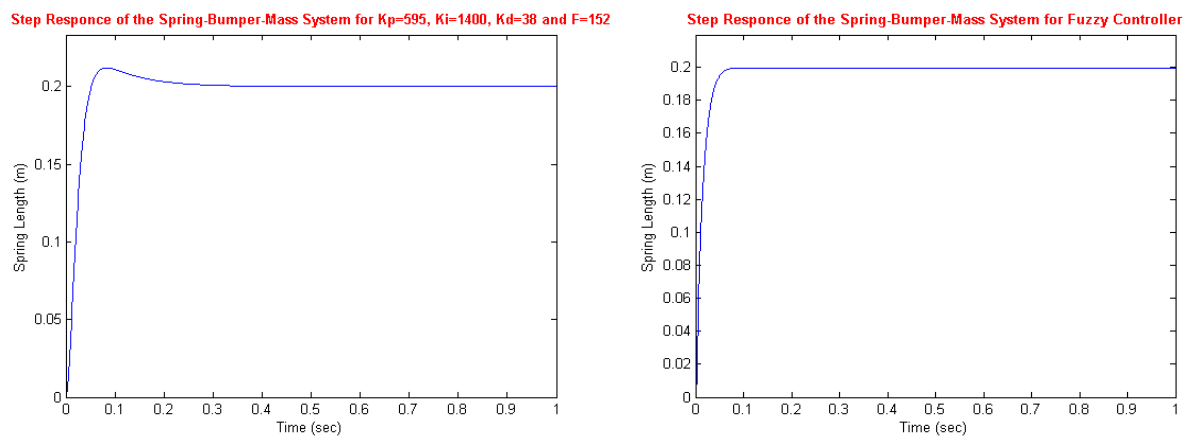
Σύγκριση λειτουργίας και ρύθμισης PID και FLC ελεγκτών σε LTI σύστημα

Για να μπορέσει να υπάρξει ένα μέτρο αποτίμησης της απόδοσης του υπό σχεδίαση FLC (αρχείο PIDVSFLC.fis), χρησιμοποιήθηκε η συγκριτική διάταξη που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.17. Στο Simulink μοντέλο του σχήματος που ακολουθεί επιλέγεται κάθε φορά με τη χρήση ενός διακόπτη το είδος του υπό ενεργοποίηση ελεγκτή, ενώ το σύστημα (μάζας-ελατηρίου-αποσβέστη) υπό έλεγχο παραμένει το ίδιο με αυτό του αρχικού παραδείγματος. Η σύγκριση γίνεται μεταξύ του αυτορυθμιζόμενου PID ελεγκτή της ενότητας 2.3.4 και του ελεγκτή ασαφούς λογικής που στηρίχθηκε στις σχεδιαστικές επιλογές της παρούσας.

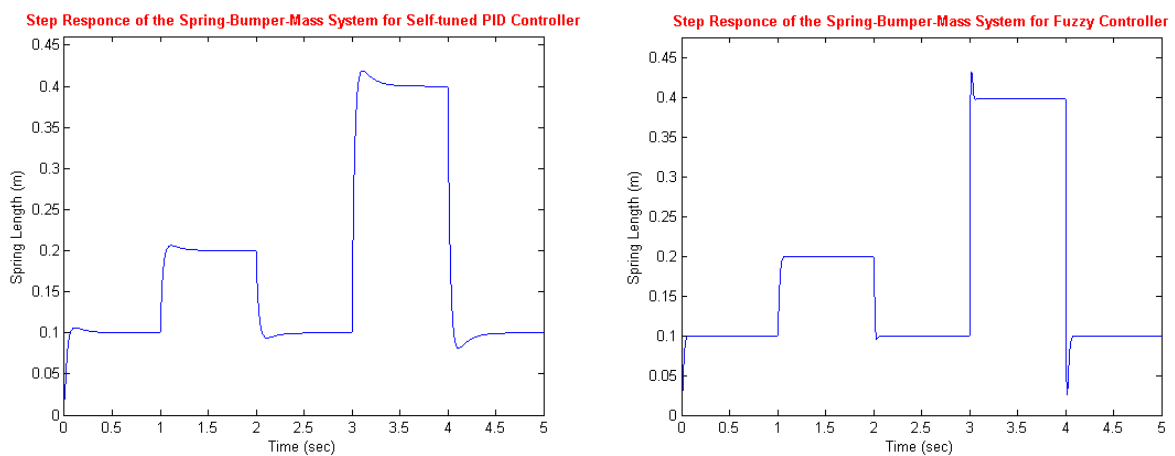


Σχήμα 3.17 : Το μοντέλο Simulink για τη σύγκριση των δύο ελεγκτών. Το μέρος του κυκλώματος που είναι τονισμένο με κόκκινο χρώμα αποτελεί τη νέα προσθήκη στα προηγούμενα και αφορά τον FLC υπό εξέταση.

Για τη σύγκριση των ελεγκτών αναπτύσσονται δύο σενάρια. Στο πρώτο σενάριο ως είσοδος τροφοδοτείται η γνωστή βηματική συνάρτηση. Στο δεύτερο σενάριο ως είσοδος επιλέγεται η ακολουθία 5 πιο ‘απότομων’ βηματικών συναρτήσεων. Όπως γίνεται φανερό από τα γραφήματα του σχήματος 3.18, ο ελεγκτής ασαφούς λογικής παρουσιάζει πολύ ταχύτερη ανταπόκριση (0.07 sec έναντι 0.33 sec) με πρακτικά μηδενική υπερύψωση.



Σχήμα 3.18 : Γραφήματα σύγκρισης της βηματικής απόκρισης ενός σταδίου (1^ο σενάριο) του αυτορυθμιζόμενου PID ελεγκτή (αριστερά) σε σχέση με τον FLC (δεξιά).



Σχήμα 3.19 : Γραφήματα σύγκρισης της πενταπλής βηματικής απόκρισης των 5 σταδίων (2^ο σενάριο) του αυτορυθμιζόμενου PID ελεγκτή (αριστερά) σε σχέση με τον FLC (δεξιά).

Η ακολουθία των 5 ‘απότομων’ βηματικών συναρτήσεων επιλέχθηκε με στόχο να αναδειχθούν οι δυνατότητες λειτουργίας των δύο ελεγκτών σε μια ευρύτερη περιοχή από αυτήν για την οποία σχεδιάστηκαν. Όπως φαίνεται από τα αντίστοιχα γραφήματα του σχήματος 3.19, η προσαρμοστικότητα του FLC σε ακραίες συνθήκες είναι αρκετά ικανοποιητική καθώς οι επιδόσεις του, του επιτρέπουν ιδιαίτερη αμεσότητα ελέγχου.

Ωστόσο, η σχετική υπερευαισθησία των εισόδων του και ειδικότερα η δραστικότητα της εξόδου του δημιουργεί περιοχές έντονης υπερύψωσης και υπερβύθισης. Ανάλογα με την εφαρμογή, μια τέτοια συμπεριφορά μπορεί να είναι από αδιάφορη έως ανεπιθύμητη. Αντίθετα, ο PID ελεγκτής μοιάζει να αντιδρά πιο συντηρητικά, αδυνατώντας όμως να ισορροπήσει πλήρως το σύστημα μέσα στο διαθέσιμο χρονικό ‘παράθυρο’. Συνεπώς, στο σημείο αυτό, το ποιος ελεγκτής υπερτερεί έναντι του άλλου, κρίνεται ανά περίπτωση, δηλαδή σύμφωνα με τους πρόσθετους πιθανούς φυσικούς περιορισμούς που θέτει το σύστημα υπό έλεγχο. Για παράδειγμα ο συγκεκριμένος PID ενδείκνυται για τον έλεγχο συστημάτων ευαίσθητων σε ακραία φόρτιση, ενώ ο FLC ενδείκνυται για τον έλεγχο συστημάτων ευαίσθητων σε κόπωση (εναλλασσόμενη φόρτιση έστω και μικρού πλάτους - fatigue).

Για ακόμη μια φορά γίνεται φανερό πως η ευαισθησία και η ευστάθεια αποτελούν ανταγωνιστικούς παράγοντες, με τον FLC να έχει εστιάσει στην ευαισθησία και τον αυτορυθμιζόμενο PID ελεγκτή στην ευστάθεια. Λαμβάνοντας υπόψη τις ελαφρώς διαφορετικές προδιαγραφές σχεδίασης, η εκδήλωση μιας τέτοιας διαφοροποίησης θα πρέπει να είναι αναμενόμενη, δεδομένου μάλιστα ότι στο δεύτερο σενάριο και οι δύο ελεγκτές υποβάλλονται σε συνθήκες εκτός της περιοχής λειτουργίας τους. Σύμφωνα με τις αναφορές όλων των ερευνητών στην βιβλιογραφία, δεν τίθεται θέμα επιδόσεων σε ότι αφορά τη *μαθηματική ακρίβεια* ή την *πολυπλοκότητα* μεταξύ των δύο διαφορετικών τεχνικών ελέγχου (PID και Fuzzy Logic) όταν εξετάζεται η συμπεριφορά τους στον έλεγχο *γραμμικών* συστημάτων. Για αυτόν ακριβώς το λόγο γίνεται λοιπόν παραδεκτό πως και οι δύο τεχνολογίες δύναται (με κατάλληλη σχεδίαση) να παρέχουν εξίσου ικανοποιητικά αποτελέσματα.

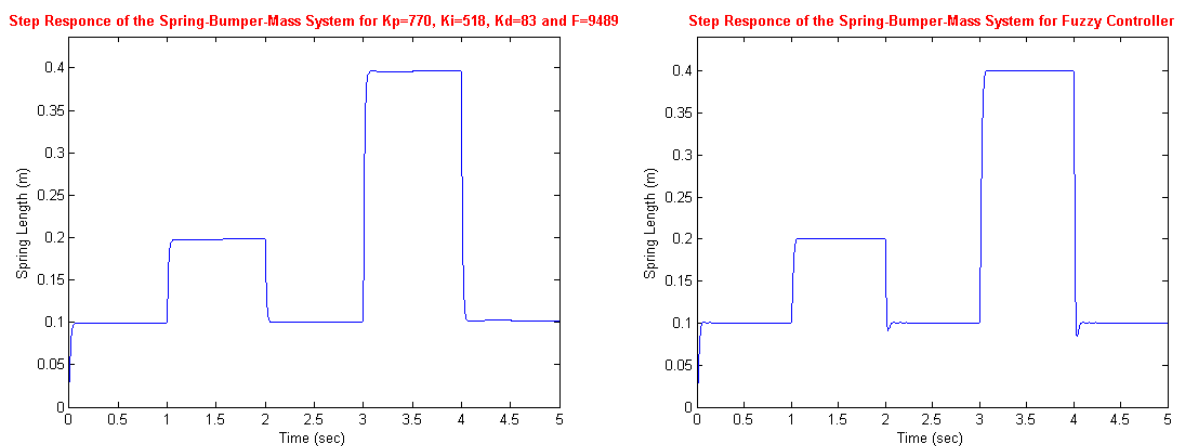
Όπως θα αποδειχθεί και στη συνέχεια, ουσιαστικά δεν υπάρχει *καλός* ή *κακός* ελεγκτής αλλά *κατάλληλος* ελεγκτής. Η παρούσα ενότητα επιχειρεί να κωδικοποιήσει τα κριτήρια βάσει των οποίων ένας εξειδικευμένος μελετητής θα επιλέξει τη σχεδιαστική μέθοδο που ενδείκνυται για το εκάστοτε υπό ρύθμιση σύστημα. Βασικά, μεταξύ άλλων, κριτήρια είναι παραδείγματος χάριν

η ευχέρεια μοντελοποίησης, η δυνατότητα επαναπρογραμματισμού, η προσαρμοστικότητα και μεταφερσιμότητα, η αξιοπιστία, η οικονομία κτλ.

Αναπροσαρμογή παραμέτρων – Ρύθμιση ελεγκτών εκ νέου

Επιστρέφοντας στη διερεύνηση της συμπεριφοράς των ελεγκτών στις νέες συνθήκες διαπιστώνεται ότι για την αναβάθμιση της αποτελεσματικότητάς τους, απαιτείται αναπροσαρμογή των παραμέτρων τους. Η εξομάλυνση των αιχμών υπερύψωσης και υπερβύθισης του FLC μπορούν να διορθωθούν εύκολα κάνοντάς τον και πάλι ανταγωνιστικό, διαμορφώνοντας εκ νέου το εύρος διακύμανσης των εισόδων και της εξόδου του. Μια γρήγορη μέθοδος στηρίζεται στην ανάλογη αύξηση του εύρους τόσο των εισόδων όσο και της εξόδου (πχ. κατά μια τάξη μεγέθους) συνοδευόμενη εν συνεχεία από επαναπροσδιορισμό της σχέσης μεταξύ ευαισθησίας εισόδων και δραστηκότητας εξόδου.

Έτσι, στο συγκεκριμένο παράδειγμα, αρχικά το εύρος διακύμανσης του error από (-2,2) έγινε (-20,20), αντίστοιχα του error-rate από (-0.01,0.01) έγινε (-0.1,0.1) και του FuzzyOutput από $(-2 \cdot 10^4, 2 \cdot 10^4)$ έγινε $(-2 \cdot 10^5, 2 \cdot 10^5)$. Για την βελτίωση της ανταπόκρισης του αυτορυθμιζόμενου PID controller έγινε, με βάση τα νέα δεδομένα εισόδου, επαναπροσδιορισμός των παραμέτρων P,I,D και F, με τη χρήση της διεπαφής (interface) του αντίστοιχου εργαλείου του Simulink της MATLAB. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα παρακάτω γραφήματα.

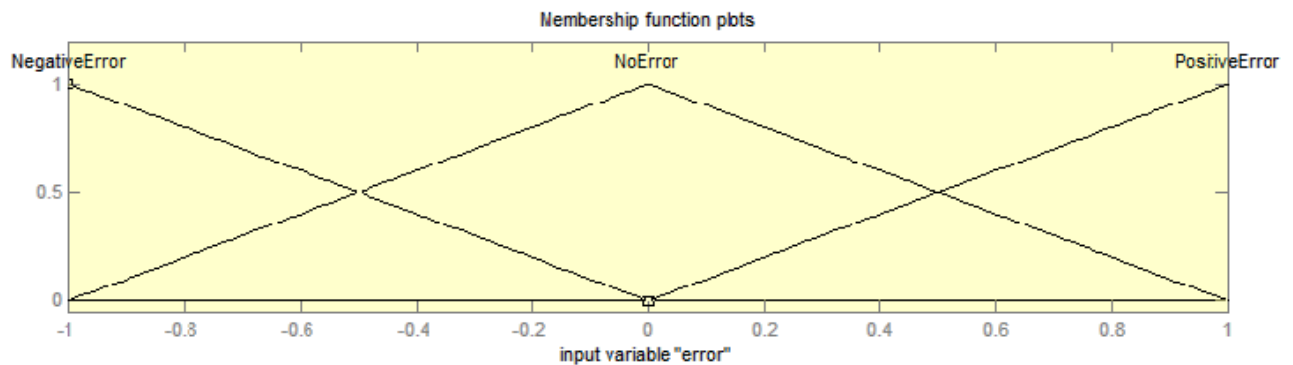


Σχήμα 3.20 : Γραφήματα σύγκρισης της πενταπλής βηματικής απόκρισης (2^ο σενάριο) μετά από τον επαναπρογραμματισμό των ελεγκτών. Αριστερά : αυτορυθμιζόμενος PID ελεγκτής - Δεξιά : FLC.

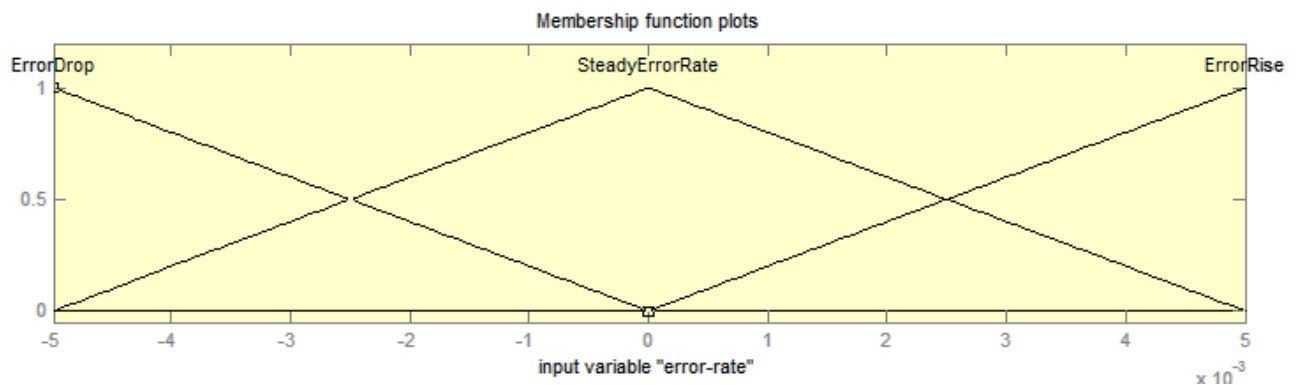
Μετά την επαναπροσαρμογή των παραμέτρων και οι δύο ελεγκτές παρουσιάζουν βελτιωμένες αποκρίσεις. Μέσα από πειραματισμούς που ακολούθησαν διαπιστώθηκε πως η νέα ρύθμιση των παραμέτρων του PID διεύρυνε ακόμα περισσότερο το πεδίο τιμών που μπορούν να διαχειριστούν οι είσοδοί του. Επίσης, το πρόβλημα των αιχμών του FLC διορθώθηκε αρκετά

αλλά αντικαταστάθηκε από μια μικρή κυμάτωση γύρω από το σημείο ισορροπίας. Το πρόβλημα της κυμάτωσης είναι ενδεικτικό του ότι πρέπει να ακολουθήσει η διαδικασία επαναπροσδιορισμού της σχέσης μεταξύ ευαισθησίας εισόδων και δραστικότητας εξόδου του FLC. Η μέθοδος στηρίζεται στην υποδιαίρεση του εύρους διακύμανσης των εισόδων σε μικρότερα κομμάτια με μια διαδικασία που θυμίζει τη μέθοδο διχοτόμησης του Bolzano. Ο λόγος για τον οποίο επιλέγεται η υποδιαίρεση να αφορά το εύρος διακύμανσης των εισόδων και όχι της εξόδου είναι διότι η δραστικότητα της εξόδου επηρεάζεται και από την ευαισθησία των εισόδων, αποτελεί δηλαδή εξαρτημένη μεταβλητή. Σύμφωνα με αυτή τη μέθοδο στο συγκεκριμένο παράδειγμα το εύρος του error από $(-20,20)$ γίνεται $(-10,10)$ και του error-rate από $(-0.1,0.1)$ γίνεται $(-0.05,0.05)$, ενώ του FuzzyOutput παραμένει το ίδιο. Στο επόμενο βήμα οι περιοχές που εξετάζονται είναι τα ζευγάρια $(-15,15)$ & $(-0.075,0.075)$ και $(-5,5)$ & $(-0.025,0.025)$ για το εύρος διακύμανσης των error & error-rate, αντίστοιχα. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα, η πρώτη διχοτόμηση δίνει το καλύτερο αποτέλεσμα και έτσι η διερεύνηση για τη βελτίωση της σχέσης μεταξύ της ευαισθησίας των εισόδων και της δραστικότητας της εξόδου λαμβάνει γρήγορα τέλος. Αυτή η μέθοδος έχει ως αποτέλεσμα τη βελτίωση της συνολικής απόκρισης του FLC, εξαλείφοντας ικανοποιητικά την όποια αναδυόμενη κυμάτωση προκύπτει από την εφαρμογή του πρώτου βήματος της μεθόδου που αφορά την εκ νέου διαμόρφωση του εύρους διακύμανσης των εισόδων και της εξόδου του. Η βελτιωμένη απόκριση παρουσιάζεται στο δεξί γράφημα του σχήματος 3.20. Αν και το αποτέλεσμα είναι εξίσου ικανοποιητικό με αυτό που προκύπτει από τον αυτορυθμιζόμενο PID ελεγκτή, είναι ξεκάθαρο πως η διαδικασία σχεδίασης ενός FLC είναι πολύ πιο επίπονη από αυτήν που ακολουθείται για την εξαγωγή μέσω του αυτορυθμιζόμενου PID. Δεδομένου μάλιστα ότι η σχεδίαση έγινε για ένα γραμμικό σύστημα, χωρίς να ληφθεί υπόψη αυτή η εξειδίκευση, εξαλείφθηκε εξ' αρχής το όποιο συγκριτικό πλεονέκτημα παρουσιάζει αυτή η μέθοδος έναντι των συμβατικών. Πριν παρουσιαστεί κάποιο καταληκτικό συμπέρασμα, πρέπει να τονιστεί ότι σκοπός της παρούσας ενότητας ήταν η παρουσίαση μιας προτεινόμενης γενικευμένης μεθοδολογίας βάσει της οποίας σχεδιάζεται βήμα προς βήμα ένας ελεγκτής ασαφούς λογικής. Στην ειδική περίπτωση που η σχεδίαση ενός FLC ξεκινήσει με την παραδοχή ότι περιορίζεται στον έλεγχο ενός γραμμικού συστήματος και μόνο, η όλη διαδικασία απλουστεύεται κατά πολύ. Λόγω της λανθάνουσας συμμετρίας που παρουσιάζει ένα γραμμικό σύστημα όπως αυτό του παραδείγματος, οι συναρτήσεις συμμετοχής εισόδων και εξόδου του ελεγκτή απλοποιούνται αρκετά. Παραμένουν ίδιες σε πλήθος αλλά απαλλάσσονται από την ανάγκη να εστιάζουν σε συγκεκριμένες περιοχές μεταβλητής ευαισθησίας ή δραστικότητας. Έτσι, η αντίστοιχη σχηματική τους αναπαράσταση, εξωραϊζεται

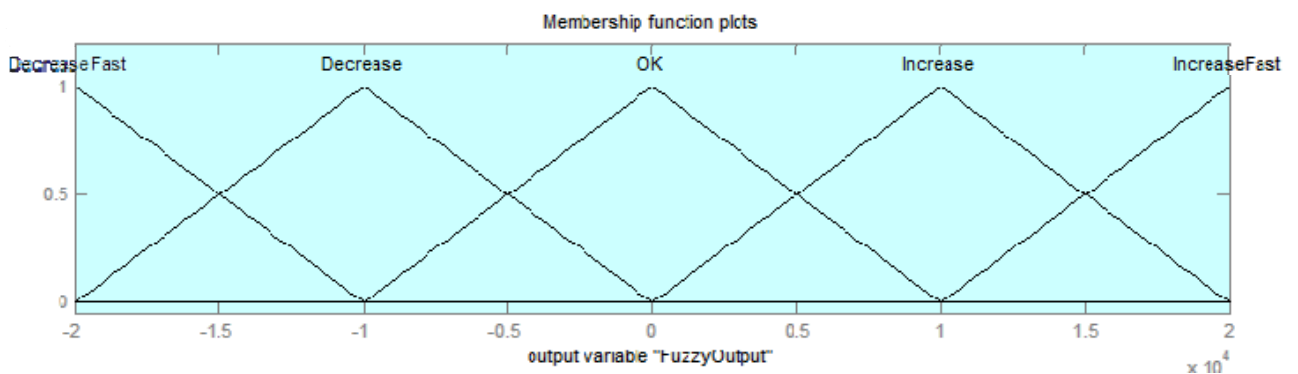
από σύνθετα σχήματα τα οποία δίνουν τη θέση τους σε ομοιόμορφα αλληλεπικαλυπτόμενα τρίγωνα όπως αυτά που παρουσιάζονται στα τρία ακόλουθα σχήματα 3.21, 3.22 και 3.23.



Σχήμα 3.21 : Οι συναρτήσεις συμμετοχής της εισόδου error του απλοποιημένου ελεγκτή, όπως διαμορφώνονται με τη νέα σχεδίαση.

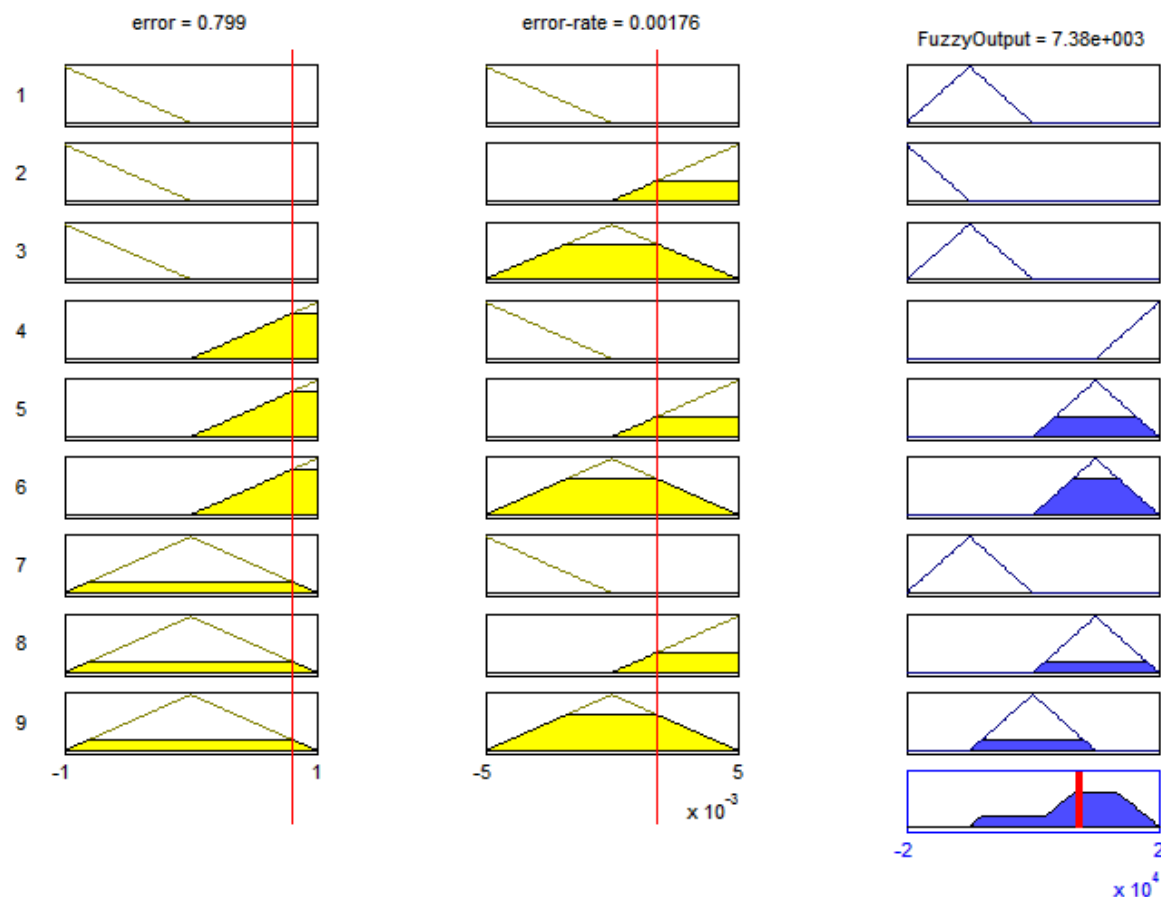


Σχήμα 3.22 : Οι συναρτήσεις συμμετοχής της εισόδου error-rate του απλοποιημένου ελεγκτή, όπως διαμορφώνονται με τη νέα σχεδίαση.



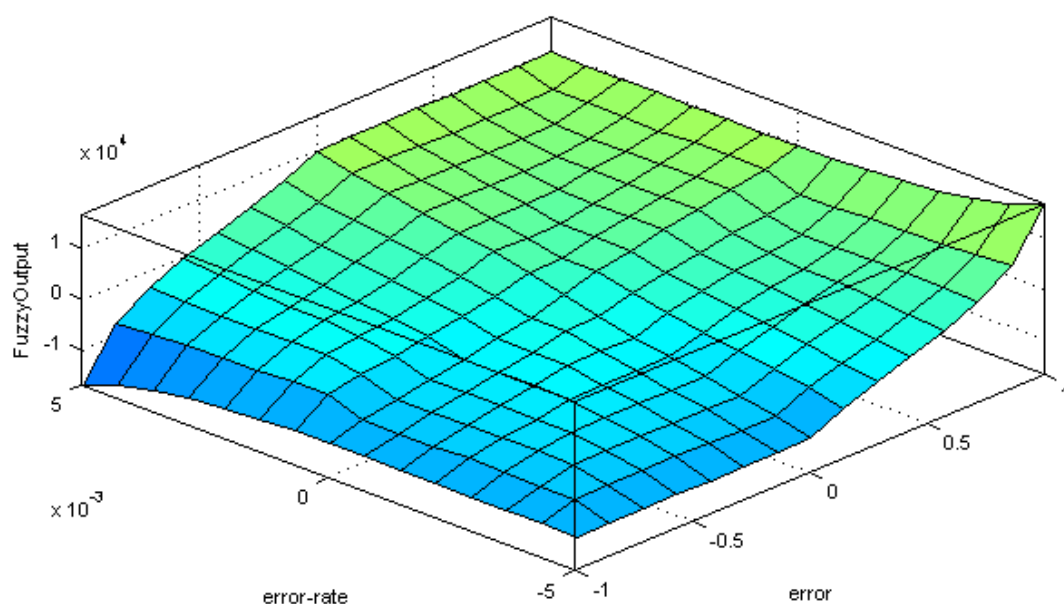
Σχήμα 3.23 : Οι συναρτήσεις συμμετοχής της εξόδου FuzzyOutput του απλοποιημένου ελεγκτή, όπως διαμορφώνονται με τη νέα σχεδίαση.

Όπως φαίνεται και από τους οριζόντιους άξονες των γραφημάτων των σχημάτων 3.21, 3.22 και 3.23, το εύρος διακύμανσης εισόδων και εξόδων διατηρείται ως έχει. Το ίδιο φυσικά συμβαίνει και με το σύνολο των γλωσσικών κανόνων καθώς και τη διατύπωσή τους.



Σχήμα 3.24 : Στιγμιότυπο υπολογισμού των γλωσσικών κανόνων του ελεγκτή του παραδείγματος.

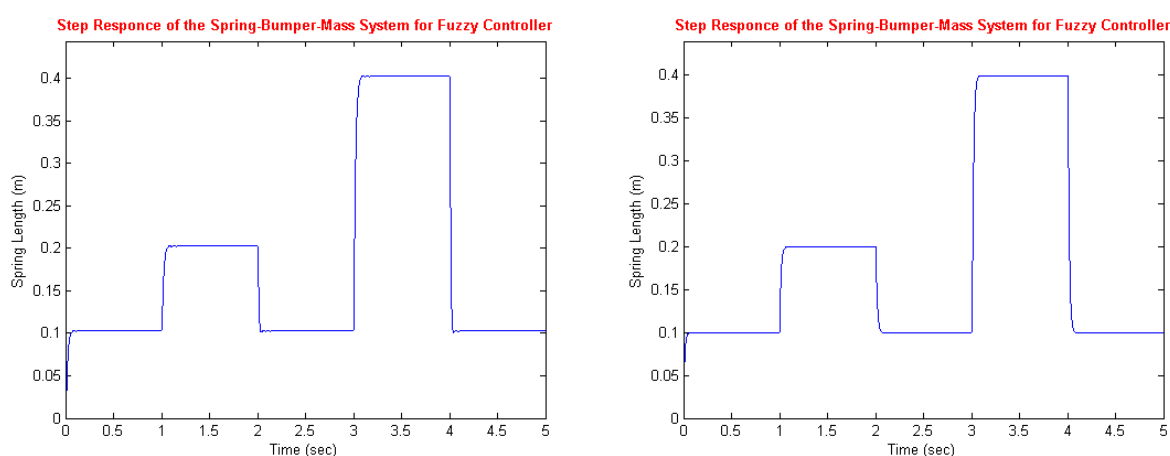
Στο σχήμα 3.25 ακολουθεί γράφημα με τη συγκεντρωτική τρισδιάστατη αναπαράσταση της δράσης του νέου απλοποιημένου FLC. Η εξομάλυνση της επιφάνειας είναι αποτέλεσμα της συμμετρικής συνέργειας των συναρτήσεων συμμετοχής.



Σχήμα 3.25 : Συγκεντρωτική τρισδιάστατη αναπαράσταση της δράσης του νέου απλοποιημένου FLC.

Λαμβάνοντας υπόψη ότι ο ελεγκτής προορίζεται για ένα γραμμικό σύστημα 2^{ου} βαθμού (χρονικά αμετάβλητου), μια τέτοια εικόνα είναι αναμενόμενη. Πιο ανάγλυφες επιφάνειες απαντιούνται σε σχεδιάσεις ελεγκτών που συνήθως έχουν ως στόχο τη διαχείριση σύνθετων μη-γραμμικών συστημάτων.

Η απόκριση του νέου FLC, φαίνεται στο δεξί γράφημα του σχήματος 3.26. Στα αριστερά, παρουσιάζεται η απόκριση που είχε ο ελεγκτής ρυθμισμένος σύμφωνα με την μόλις προηγούμενη γενικευμένη σχεδιαστική εκδοχή. Όπως φαίνεται και από τη σύγκριση των γραφημάτων, στη νέα σχεδίαση εξαλείφθηκε τελείως η όποια εναπομένουσα κυμάτωση γύρω από το σημείο ισορροπίας.



Σχήμα 3.26 : Γραφήματα σύγκρισης της πενταπλής βηματικής απόκρισης πριν (αριστερά) και μετά (δεξιά) από την σχεδιαστική απλοποίηση που θέλει τον FLC να διαχειρίζεται αποκλειστικά και μόνο γραμμικά συστήματα.

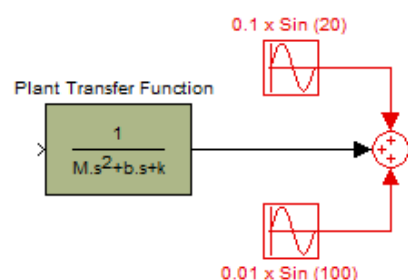
Η πράξη έχει δείξει πως το πλήθος των γλωσσικών κανόνων της προτεινόμενης σχεδίασης είναι υπεραρκετό για να περιγράψει πλήρως τα περισσότερα από τα γραμμικά συστήματα εφαρμογών παρόμοιων σε πολυπλοκότητα με αυτή του παραδείγματος. Ακόμα όμως και αν αλλάξει το πλήθος των κανόνων (πχ. επειδή άλλαξε το πλήθος των εισόδων ή και των εξόδων), η φιλοσοφία πίσω από αυτούς θα παραμείνει η ίδια και άρα η σύνταξή τους θα προκύψει απλά και φυσικά αφού στηρίζεται σε λεκτικές ανθρώπινες εκφράσεις. Διατηρώντας και τις συναρτήσεις συμμετοχής ως έχουν, το μόνο που χρειάζεται να αναδιαμορφώνεται κάθε φορά είναι το εύρος διακύμανσης εισόδων και εξόδων. Αυτή η προσαρμοστικότητα των FLC διευρύνει τη συμβατότητα και άρα τη χρησιμότητά τους, καθώς επιτρέπει στους ειδικούς την μεταφορά της σχεδίασης, ενδεχομένως και του ίδιου του ελεγκτή (ως φυσικό αντικείμενο), σε μια άλλη, παρόμοια εφαρμογή, μειώνοντας στο ελάχιστο τον χρόνο και τον κόπο εγκατάστασης και προσαρμογής.

Συμπερασματικά, στην περίπτωση που το σύστημα ανήκει στην κατηγορία των γραμμικών (και ειδικότερα των χρονικά αμετάβλητων) συστημάτων, τότε προτιμότερο είναι να χρησιμοποιηθεί ένας αυτορυθμιζόμενος PID ελεγκτής διότι προσαρμόζεται άμεσα και βέλτιστα λύνοντας εύκολα το εκάστοτε ζήτημα. Στην περίπτωση όμως που δεν προσφέρεται η δυνατότητα αυτόματης ρύθμισης στον PID ελεγκτή, είναι προτιμότερο αντί αυτού να χρησιμοποιηθεί ένας FLC, διότι παρουσιάζει τον ίδιο ή και μικρότερο βαθμό δυσκολίας κατά την εγκατάσταση. Ο FLC που είναι εξ' αρχής ταγμένος να επιλύσει γραμμικά προβλήματα ρυθμίζεται ευκολότερα, δεν απαιτεί κάποια ιδιαίτερη προεργασία αριθμητικής ανάλυσης, και συνήθως δίνει ικανοποιητικό αποτέλεσμα μέσα σε λίγες πειραματικές επαναλήψεις.

Επίσης να σημειωθεί ότι κανένα φαινόμενο στη φύση δεν είναι αμιγώς γραμμικό παρά προσομοιάζεται ως τέτοιο σε ένα συγκεκριμένο εύρος τιμών. Συνεπώς, σε εφαρμογές όπου το εύρος αυτό είναι μεγάλο ή που μεταπίπτει σε άλλη περιοχή (πχ. λόγω παλαίωσης των υλικών), ένας FLC που σχεδιάζεται ανεξάρτητα από τις παραμέτρους του συστήματος (όπως πχ τα M, b και k του παραδείγματος) εξασφαλίζει ότι εξακολουθούν να πληρούνται οι αρχικές προδιαγραφές, απαλλάσσοντας το συνεργείο συντήρησης από πρόσθετα έξοδα και το χειριστή από διορθωτικές παρεμβάσεις. Το αρθρωτό σύστημα σύνταξης των γλωσσικών κανόνων, επιτρέπει στο σχεδιαστή να προσθέσει, ακόμα και αν δεν το είχε προβλέψει, επικουρικούς ελέγχους ώστε να εξειδικεύσει τη δράση του ελεγκτή όπως επιβάλλουν οι νέες συνθήκες (πχ. κανόνες ασφαλείας, φυσικοί περιβαλλοντικοί περιορισμοί κτλ).

Σύγκριση λειτουργίας PID και FLC ελεγκτών σε μη-γραμμικό σύστημα

Στην περίπτωση που το σύστημα υπό έλεγχο ανήκει στην ευρύτερη κατηγορία των μη-γραμμικών συστημάτων, τότε η χρήση ενός FLC είναι σχεδόν επιβεβλημένη. Οι μεθοδολογίες του συμβατικού ελέγχου προκειμένου να διαχειριστούν τέτοια συστήματα επιχειρούν την 'γραμμικοποίησή' τους. Κάτι τέτοιο όμως δεν εγγυάται την ακρίβεια προσομοίωσης ούτε εξασφαλίζει την βέλτιστη επίδοση.



Σχήμα 3.27 : Το μέρος του κυκλώματος που είναι τονισμένο με κόκκινο χρώμα αποτελεί τη νέα προσθήκη που μετέτρεψε το σύστημα του παραδείγματος σε μη-γραμμικό, χρονικά μεταβαλλόμενο.

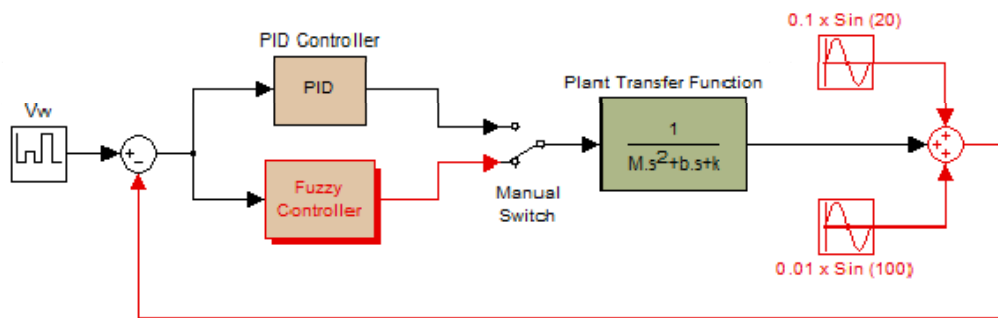
Για να γίνει περισσότερο κατανοητό το παραπάνω, χρησιμοποιήθηκε ένα μη-γραμμικό σύστημα που στηρίχθηκε στο αρχικό παράδειγμα μάζας-ελατηρίου-αποσβέστη. Έστω λοιπόν ότι το σύστημα αυτό διεγείρεται εξωτερικά από έναν παράγοντα που επηρεάζει την κινητική του κατάσταση σύμφωνα με την ακόλουθη εξίσωση :

$$M\ddot{x} + b\dot{x} + kx + f(t) = F' \quad (3.34)$$

όπου $f(t) = a * \sin(b * t) + c * \sin(d * t)$ με $a=0.1$, $b=20$, $c=0.01$, $d=100$

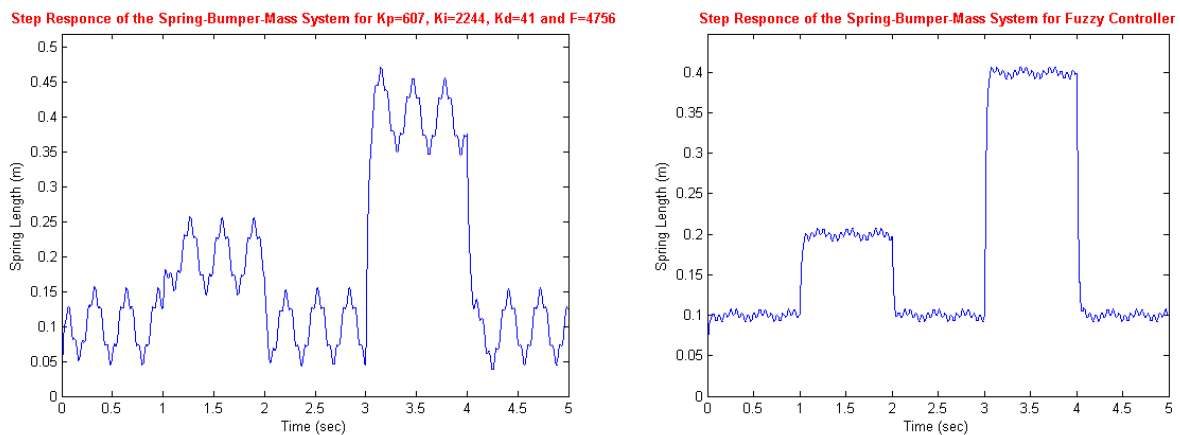
Αυτή η προσθήκη περιγράφεται στο Simulink με το τροποποιημένο block του σχήματος 3.27.

Έτσι , το νέο μη-γραμμικό σύστημα μοντελοποιείται στο περιβάλλον του Simulink όπως φαίνεται στο σχήμα 3.28.



Σχήμα 3.28 : Πειραματική διάταξη για τη σύγκριση των επιδόσεων των δύο ελεγκτών όταν ‘οδηγούν’ ένα μη-γραμμικό σύστημα.

Όπως φαίνεται και από τα διαγράμματα του σχήματος 3.29, ο αυτορυθμιζόμενος PID ελεγκτής δεν μπόρεσε να προσαρμοστεί στη νέα μη-γραμμική συμπεριφορά του συστήματος, διατηρώντας σχεδόν αφιltrάριστα τα σήματα της ημιτονοειδούς παρεμβολής. Αντίθετα, ο FLC κατάφερε να μειώσει την επίδρασή τους (πλάτος) σε ποσοστό 93% (έναντι 40% του PID).



Σχήμα 3.29 : Γραφήματα σύγκρισης των επιδόσεων του αυτορυθμιζόμενου PID (αριστερά) και του FLC (δεξιά) κατά τον έλεγχο ενός μη-γραμμικού συστήματος.

Συνεπώς, διαπιστώνεται και πειραματικά ότι ο ελεγκτής ασαφούς λογικής έχει την ικανότητα να απορρίπτει πληρέστερα τις όποιες πιθανές μη-γραμμικές αλλοιώσεις υπεισέρχονται στο σήμα εξόδου και συνήθως αναγνωρίζονται ως θόρυβος.

Σε ότι αφορά θέματα ευστάθειας των ελεγκτών ασαφούς λογικής που χειρίζονται μη-γραμμικά συστήματα έχουν προταθεί αρκετές μέθοδοι μεταξύ των οποίων : α) το κριτήριο ευστάθειας του Ρορον (*Popov's stability criterion*), β) το κριτήριο του κύκλου (*the circle criterion*), γ) η άμεση μέθοδος του Λυαпунов (*direct Lyapunov's method*), δ) η μέθοδος των φραγμένων διαστημάτων εισόδου-εξόδου (*Bounded Input Bounded Output*).

3.7. ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ & ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ

3.7.1. Πλεονεκτήματα

Η ασαφής λογική μπορεί να μετατρέπει πολύπλοκα προβλήματα σε απλούστερα χρησιμοποιώντας τη λογική της προσέγγισης. Ένα σύστημα περιγράφεται με τους κανόνες και τις συναρτήσεις συμμετοχής της ασαφούς λογικής χρησιμοποιώντας την γλώσσα των ανθρώπων και τις λεκτικές μεταβλητές. Έτσι κάποιος μπορεί εύκολα και αποτελεσματικά να χρησιμοποιήσει την γνώση του για να περιγράψει την συμπεριφορά του συστήματος.

Μια ασαφής ‘περιγραφή’ μπορεί να μοντελοποιήσει αποτελεσματικά την αβεβαιότητα και τη μη γραμμικότητα ενός συστήματος, από την άλλη είναι υπερβολικά δύσκολη, αν όχι αδύνατη, η δημιουργία ενός μαθηματικού μοντέλου που μπορεί να περιγράψει την αβεβαιότητα, τη μη γραμμικότητα και τη μεταβλητότητα κάθε στιγμή. Η ασαφής λογική αποφεύγει όλα αυτά τα σύνθετα μαθηματικά μοντέλα.

Ακόμη είναι εύκολη η υλοποίηση της ασαφούς λογικής χρησιμοποιώντας λογισμικό στους υπάρχοντες επεξεργαστές ή σε ειδικά σχεδιασμένο υλικό (*hardware*). Έτσι οι λύσεις που βασίζονται στην ασαφή λογική έχουν επικρατήσει σε ένα μεγάλο φάσμα εφαρμογών (όπως οι οικιακές εφαρμογές) σε σχέση με τις παραδοσιακές μεθόδους.

3.7.2. Μειονεκτήματα

Η ασαφής λογική έχει καταφέρει με επιτυχία να λύσει προβλήματα τα οποία τα συνήθη μαθηματικά μοντέλα είναι είτε πολύ δύσκολο να κατασκευαστούν είτε αναποτελεσματικά και κοστίζουν, παρόλο τον εύκολο σχεδιασμό των ασαφών ελεγκτών, δημιουργούνται κάποια σημαντικά προβλήματα. Όσο η πολυπλοκότητα του συστήματος αυξάνεται, γίνεται ιδιαίτερα δύσκολη η εύρεση του σωστού συνόλου κανόνων και συναρτήσεων συμμετοχής που απαιτούνται για την αποτελεσματική περιγραφή του συστήματος. Έτσι απαιτείται σημαντική

έρευνα και προσπάθεια ώστε οι κανόνες και οι συναρτήσεις συμμετοχής να ρυθμιστούν για ένα καλό αποτέλεσμα. Στα πολύπλοκα συστήματα που απαιτούνται περισσότεροι κανόνες είναι επίσης πολύ δύσκολο να επιτευχθεί μία συσχέτιση μεταξύ τους. Η ικανότητα προς συσχέτιση των κανόνων μειώνεται σημαντικά όταν το πλήθος τους αρχίζει να ξεπερνά περίπου τους δεκαπέντε. Αν και μπορεί να χρησιμοποιηθεί μία ιεραρχική βάση κανόνων, το πρόβλημα παραμένει καθώς είναι δύσκολη η συσχέτιση κανόνων μεταξύ διαφορετικών ιεραρχιών. Σε πολλά συστήματα είναι αδύνατο να βρεθεί ένα σύνολο κανόνων και συναρτήσεων συμμετοχής για την περιγραφή τους.

Η ασαφής λογική χρησιμοποιεί ευριστικούς αλγόριθμους για την αποασαφοποίηση και την εκτίμηση των κανόνων. Το μειονέκτημα των ευρεστικών αλγορίθμων είναι ότι οι λύσεις που δίνουν δεν μπορούν να ανταποκριθούν αποτελεσματικά σε όλες τις πιθανές συνθήκες. Η ικανότητα γενίκευσης της ασαφούς λογικής είναι πολύ φτωχή σε σχέση με τα νευρωνικά δίκτυα. Είναι σημαντικό να υπάρχει η δυνατότητα της γενίκευσης ώστε να μπορεί το μοντέλο να ανταποκριθεί σε καταστάσεις και δεδομένα που δεν έχει ξαναδεί. Δυνατότητα εκπαίδευσης των γλωσσικών κανόνων παρουσιάζουν τα προσαρμόσιμα ασαφή συστήματα (Adaptive Fuzzy Control Systems).

3.7.3. Ευφυείς Ελεγκτές - Ασαφής Έλεγχος & Τεχνητά Νευρωνικά Δίκτυα

Ένας απλός Λεκτικός Ελεγκτής (Linguistic Controller) μπορεί εύκολα να υλοποιηθεί με ένα σύνολο διαδοχικών εντολών της μορφής IF, THEN, ELSE γραμμένος σε οποιαδήποτε γλώσσα (δομημένου κατά προτίμηση) σειριακού προγραμματισμού. Το σύστημα είναι ικανό να δώσει απόφαση μόνο εφόσον έχουν περιληφθεί όλες οι πιθανές συνθήκες των αιτιών. Στην αντίθετη περίπτωση, το σύστημα δεν είναι σε θέση να εξάγει συμπεράσματα, κατάσταση που δεν είναι αποδεκτή στην πράξη. Αντίθετα με τους Λεκτικούς Ελεγκτές και τα Έμπειρα Συστήματα Ελέγχου, οι Ευφυείς Ελεγκτές, που βασίζονται στην Υπολογιστική Νοημοσύνη, έχουν την έμφυτη ικανότητα να συνάγουν αποφάσεις ακόμη και σε συνθήκες ελλιπούς γνώσης ασάφειας και αβεβαιότητας των δεδομένων.

Οι Ασαφείς Ελεγκτές βασίζονται στη θεωρία της ασαφούς λογικής και οι Νευρωνικοί Ελεγκτές στα εκπαιδευόμενα Τεχνητά Νευρωνικά Δίκτυα. Και οι δύο τεχνικές παρέχουν μηχανισμούς που επιτρέπουν την εξαγωγή συμπερασμάτων ακόμη και όταν δεν υπάρχει κανόνας για τις συγκεκριμένες συνθήκες της διαδικασίας. Αυτή είναι η ιδιότητα της παρεμβολής (extrapolation) που μοιράζονται με τα Τεχνητά Νευρωνικά Δίκτυα.

Η ανάπτυξη ενός Ασαφούς Ελεγκτή βασίζεται σε μεθόδους αναπαράστασης της γνώσης και μηχανισμούς ανεύρεσης αποφάσεων Ασαφούς Λογικής. Οι κανόνες, που είναι κατάλληλα κωδικοποιημένοι, καταχωρούνται σε μια βάση γνώσης και τα δεδομένα της διαδικασίας (μετρήσεις των μεταβλητών, παράμετροι, συντελεστές αισθητήρων και ενεργοποιητών της ελεγχόμενης διαδικασίας) σε μια Βάση Δεδομένων Πραγματικού Χρόνου (Real Time Data Base). Ο πυρήνας ενός ασαφούς Ελεγκτή, είναι ο μηχανισμός συμπερασμού, ικανός να συμπεραίνει και να υποστηρίζει τις αποφάσεις που εξάγει.

Η δεύτερη μορφή των Ευφών Ελεγκτών βασίζεται στα Τεχνητά Νευρωνικά δίκτυα (ΤΝΔ). Η πιο γνωστή κατηγορία των ΤΝΔ είναι το δίκτυα πρόσθιας τροφοδότησης (feed-forward networks). Όπως και με τους ασαφείς ελεγκτές, η διασύνδεση των νευρωνικών ελεγκτών με την ελεγχόμενη διαδικασία γίνεται μέσω της ίδιας δομής όπως και με τους ασαφείς ελεγκτές. Σε αντίθεση ωστόσο, με τους Ασαφείς Ελεγκτές, οι Νευρωνικοί Ελεγκτές δεν περιέχουν ανεξάρτητη βάση γνώσης εφόσον στην περίπτωση αυτή η γνώση εμπεριέχεται στα βάρη του δικτύου και είναι αποτέλεσμα εκπαίδευσης. Συνεπώς, κάθε τροποποίηση ενός λεκτικού κανόνα απαιτεί την εκπαίδευση του δικτύου εκ νέου.

4. ΤΕΧΝΗΤΑ ΝΕΥΡΩΝΙΚΑ ΔΙΚΤΥΑ

4.1. ΘΕΩΡΙΑ ΤΕΧΝΗΤΩΝ ΝΕΥΡΩΝΙΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ

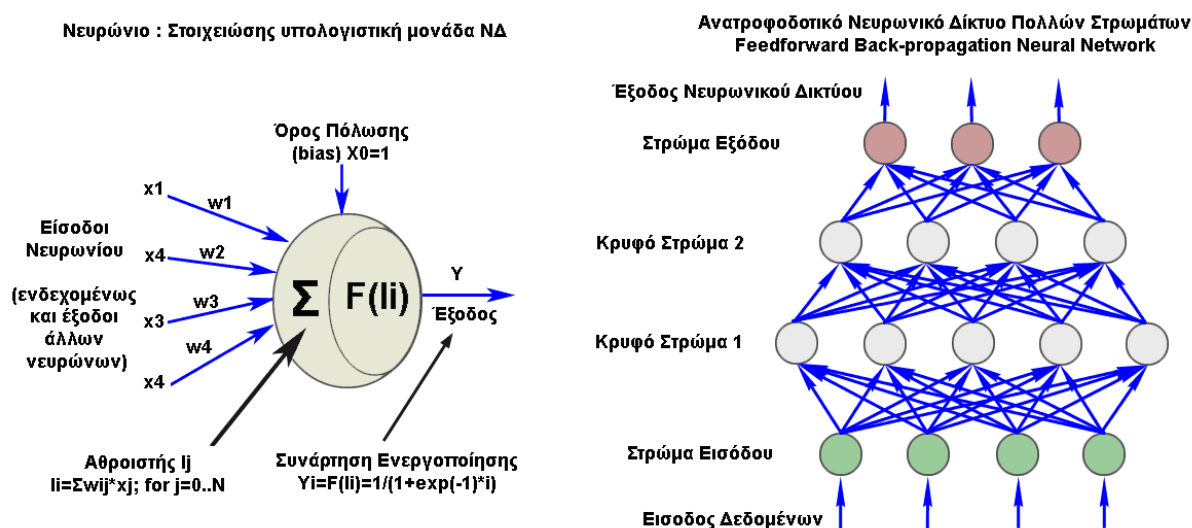
4.1.1. Ορισμός και Εισαγωγή

Η θεωρία των *Τεχνητών Νευρωνικών Δικτύων* (*Artificial Neural Networks* ή *ANN*) δημιουργήθηκε με στόχο να προτείνει μεθόδους επίλυσης μιας ειδικής κατηγορίας μαθηματικών προβλημάτων που οι μέχρι πρόσφατα συμβατικές τεχνικές αδυνατούσαν να προσεγγίσουν. Αναπτύχθηκαν έτσι τα ισχυρά εκείνα εργαλεία που επέτρεψαν στους μηχανικούς να μοντελοποιήσουν ζητούμενα που σχετίζονται με τη διατύπωση προβλέψεων, ταξινομήσεων, διαβαθμίσεων και αναγνωρίσεων, εισάγοντας για πρώτη φορά στο μαθηματικό formalism έννοιες όπως η λογική και η μνήμη. Τα Τεχνητά Νευρωνικά Δίκτυα (ΤΝΔ) έχουν την ιδιότητα να μαθαίνουν από μόνα τους βασιζόμενα σε δεδομένα που ονομάζονται πρότυπα εκπαίδευσης. Τα ΤΝΔ εφαρμόζονται σε πολλούς σύγχρονους τομείς του αυτομάτου ελέγχου και σε περιπτώσεις όπου α) η σχέση μεταξύ διαφόρων δεδομένων στοιχείων και συμβάντων δεν είναι γνωστή και β) υπάρχει διαθέσιμο ένα αντιπροσωπευτικό σύνολο ιστορικών παραδειγμάτων για αυτή την άγνωστη σχέση. Τα σύγχρονα ΤΝΔ έχουν αντικαταστήσει τα παραδοσιακά συστήματα που χρησιμοποιούν στατιστικές και γραμμικές ή μη γραμμικές μεθόδους και ολοκληρώνονται με έμπειρα συστήματα ως προ-επεξεργαστές ή μετεπεξεργαστές τους. Έχουν την ικανότητα να προσαρμόζονται άμεσα στις νέες συνθήκες καθώς αυτοοργανώνονται σε καινούργια στοιχεία (δεδομένα) τα οποία επεξεργάζονται σε πραγματικό χρόνο. Μπορούν τέλος να γενικεύουν ώστε θόρυβοι, αβεβαιότητες και ασήμαντες πληροφορίες στα δεδομένα να μην επηρεάζουν την απόδοσή τους.

4.1.2. Αρχιτεκτονική των Τεχνητών Νευρωνικών Δικτύων (ΤΝΔ)

Το ΤΝΔ είναι ένα σύνολο από στοιχειώδεις υπολογιστικές μονάδες που ονομάζονται νευρώνια. Κάθε νευρόνιο αποτελείται από πολλές *εισόδους*, *συντελεστές βάρους* (*weights W_{ij}*), έναν *όρο πόλωσης* (*bias*), έναν *αθροιστή*, μία *συνάρτηση ενεργοποίησης* και μία *έξοδο*. Η αρχιτεκτονική του νευρωνικού δικτύου αποτελείται από τρία ή περισσότερα στρώματα το καθένα με ορισμένο αριθμό νευρώνων. Το πρώτο στρώμα ονομάζεται *στρώμα εισόδου*, τα ενδιάμεσα ονομάζονται *κρυφά στρώματα* και το τελευταίο *στρώμα εξόδου*. Οι εξοδοί των νευρώνων κάθε στρώματος αφού πρώτα πολλαπλασιαστούν με κάποιο συντελεστή βάρους καταλήγουν ως είσοδοι στον αθροιστή σε όλα τα νευρώνια του επόμενου στρώματος. Σε μερικά μοντέλα νευρωνικών δικτύων οι εξοδοί των νευρώνων επιτρέπεται επιπλέον να καταλήγουν ως είσοδοι και στους αθροιστές νευρώνων του ιδίου στρώματος καθώς και στους αθροιστές των εαυτών τους ως ανατροφοδότησή τους. Κάθε νευρωνικό δίκτυο έχει επίσης και έναν όρο πόλωσης (*bias*) που είναι πάντα ίσος με την μονάδα και αφού πρώτα πολλαπλασιαστεί με κάποια βάρη καταλήγει ως

είσοδος στους αθροιστές των νευρώνων όλων των στρωμάτων εκτός της εισόδου. Το σήμα εξόδου του νευρωνικού δικτύου παράγεται με την τροφοδότηση ενός σήματος στο στρώμα εισόδου και στην συνέχεια την επεξεργασία και μετάδοσή του μέσω των κρυφών στρωμάτων προς το στρώμα εξόδου. Η διαστρωματική και συνδυαστική πολυεπεξεργασία της πληροφορίας των εισόδων καθιστά τα ΤΝΔ πολυδύναμους σχηματισμούς καλύπτοντας πεδία στα οποία κρίνονται ανεπαρκείς οι συμβατικοί επεξεργαστές.



Σχήμα 4.1 : Στο σχήμα πάνω αριστερά παρατίθεται το σχέδιο ενός νευρονίου, ενώ δεξιά η αρχιτεκτονική ενός ΤΝΔ.

4.1.3. Αρχή Λειτουργίας

Η τυπική λειτουργία ενός νευρωνικού δικτύου χωρίζεται στα στάδια της **εκπαίδευσης** (*training*) και **ενθύμησης** (*recall*). Κατά την εκπαίδευση πρέπει να υπάρχει μία ακολουθία διανυσμάτων εισόδων και εξόδων που ονομάζονται πρότυπα εκπαίδευσης. Τα πρότυπα εκπαίδευσης αποτελούνται από ιστορικά στοιχεία δεδομένων παραγόντων για την είσοδο (πρότυπο διάνυσμα εισόδου) και διαφόρων συμβάντων ή αποτελεσμάτων για την έξοδο (πρότυπο διάνυσμα εξόδου). Κάθε πρότυπο διάνυσμα εισόδου αφού μεταδοθεί μέσα από το νευρωνικό δίκτυο προκαλεί ένα νευρωνικό διάνυσμα εξόδου το οποίο συγκρίνεται με το αντίστοιχο πρότυπο διάνυσμα εξόδου, και παράγεται μία αντίστοιχη τιμή σφάλματος. Ανάλογα με τον αλγόριθμο που χρησιμοποιείται, η διαδικασία της εκπαίδευσης μπορεί να χωριστεί σε επιμέρους στάδια.

Με την εκπαίδευση οι συντελεστές βάρους του νευρωνικού δικτύου, που αρχικά ήταν μικροί τυχαίοι αριθμοί, αναπροσαρμόζονται με κάποια **μέθοδο κλίσης** (*gradient*), ώστε να ελαχιστοποιείται η τιμή σφάλματος μεταξύ του διανύσματος της εξόδου του νευρωνικού δικτύου ως προς το επιθυμητό πρότυπο διάνυσμα εξόδου, που προέρχεται από τα ιστορικά στοιχεία. Η προσαρμογή αυτή γίνεται με ανατροφοδότηση του σφάλματος προς τα πίσω από το στρώμα

εξόδου (μέσω του κρυφού στρώματος) προς το στρώμα της εισόδου υπολογίζοντας την *ευαισθησία/κλίση* του σφάλματος ως προς τα βάρη του νευρωνικού δικτύου. Η διαδικασία αυτή ακολουθείται για όλα τα πρότυπα εκπαίδευσης επαναληπτικά μέχρι να ικανοποιηθεί κάποιο κριτήριο σύγκλισης όπως η προκαθορισμένη μέση τιμή σφάλματος. Είναι δε σχετικά χρονοβόρα ιδίως όταν τα πρότυπα εισόδου-εξόδου είναι πολλά και συνήθως γίνεται σε μη πραγματικό χρόνο. Μετά την εκπαίδευση αρχίζει το στάδιο της ενθύμησης που το νευρωνικό δίκτυο για κάθε διάνυσμα εισόδου υπολογίζει το αντίστοιχο διάνυσμα εξόδου. Οι γνωστές πλέον τιμές των διασυνδετικών βαρών μεταξύ των νευρώνων που προσδιορίστηκαν κατά την εκπαίδευσή του καθιστούν τη λειτουργία ενθύμησης πολύ γρήγορη με τους σύγχρονους ηλεκτρονικούς υπολογιστές. Το στάδιο της ενθύμησης χρησιμοποιείται για την αξιολόγηση της επίδοσης του νευρωνικού δικτύου με πραγματικά δεδομένα από μετρήσεις της εξόδου. Η αξιολόγηση επίδοσης γίνεται με κάποια κριτήρια σύγκρισης ενός συνόλου πραγματικών τιμών με τις αντίστοιχες τιμές εξόδου του δικτύου. Εάν η απόδοση είναι ικανοποιητική το δίκτυο υλοποιείται ως λύση στο σύστημα, εάν όχι τότε δοκιμάζεται ο σχεδιασμός ενός νέου μοντέλου.

4.1.4. Μοντέλα

Τα μοντέλα των ΤΝΔ διαφέρουν μεταξύ τους ως προς την αρχιτεκτονική τους, δηλαδή τον αριθμό νευρώνων, τη συνάρτηση ενεργοποίησης, και τον τρόπο διασύνδεσής τους καθώς και ως προς τον αλγόριθμο εκμάθησής τους. Συνολικά έχουν αναπτυχθεί περισσότερα από 28 διαφορετικά μοντέλα αρχιτεκτονικών ΤΝΔ. Τα κυριότερα από αυτά είναι τα : *Back Propagation Network (BPN)*, *Brain-State-in-a-Box*, *Bi-directional Associative Memories (BAM)*, *Hopfield Network*, *Adaline (Madaline) Network*, *Counter-Propagation Network*, *Spatio-temporal Pattern Recognition*, *Adaptive-Resonance-Theory (ART)*, *Boltzmann Machine (Completion & Input-Output)*, *Neocognitron*, *specialized Higher Order*.

4.1.5. Γενικές Εφαρμογές

Τα νευρωνικά δίκτυα έχουν προσφέρει αποτελεσματικές λύσεις σε πολλούς τομείς όπως στην **βιομηχανία** (για μοντελοποιήσεις και έλεγχο συστημάτων ή διαδικασιών παραγωγής, ποιοτικό και μη καταστρεπτικό έλεγχο, διάγνωση και πρόγνωση βλαβών), στο **χρηματιστήριο** και τους **οικονομικούς κλάδους** (για διαχείριση επενδύσεων και προβλέψεις πορείας μετοχών, στις τράπεζες για εκδόσεις πιστωτικών καρτών, δανείων και πρόγνωση απάτης ή χρεοκοπίας), στις **ασφαλιστικές εταιρίες** (για αξιολόγηση πιστώσεων πελατών), στις **διαφημιστικές εταιρίες** (για προώθηση προϊόντων της δυναμικής της αγοράς - target groups), στις **τεχνικές εταιρίες** (για πρόβλεψη ή αξιολόγηση πορείας έργων), στην **ιατρική** (για διαγνώσεις ασθενειών), στα **συστήματα ασφαλείας και άμυνας**, στην **πρόγνωση του καιρού κ.α.**

4.2. ΕΚΠΑΙΔΕΥΣΗ ΤΕΧΝΗΤΩΝ ΝΕΥΡΩΝΙΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ

Όπως γίνεται κατανοητό από τα παραπάνω, η γνώση που ενσωματώνει ένα ΤΝΔ εξαρτάται από τα βάρη των συνδέσεων (συνάψεων) του δικτύου. Τα συναπτικά βάρη και ο αριθμός των στρωμάτων ενός ΤΝΔ ουσιαστικά καθορίζουν τη σχέση μεταξύ των εισόδων και των εξόδων, δηλαδή τη γενικευμένη 'συνάρτηση μεταφοράς' του δικτύου, η οποία μπορεί να είναι στατική ή δυναμική, γραμμική ή μη-γραμμική. Έτσι, ένα ΤΝΔ είναι δυνατό να 'μάθει' την επιθυμητή απόκριση ενός συστήματος σε διάφορα ερεθίσματα ώστε να συμπεριφέρεται ως ελεγκτής. Όπως θα δειχθεί, για παράδειγμα, στην παράγραφο 4.3, αν τροφοδοτηθεί ένα κατάλληλα σχεδιασμένο ΤΝΔ δύο εισόδων και μιας εξόδου με το διάνυσμα που αποτελείται από τις τριάδες των τιμών (error, error-rate και fuzzy output) που διαμορφώνουν την επιφάνεια δράσης του FLC του σχήματος 3.25 της ενότητας 3.6.2, θα γενικεύσει ώστε να μιμηθεί την συμπεριφορά του αντίστοιχου ελεγκτή ασαφούς λογικής.

Οι τεχνικές μάθησης αποτελούν βασική συνιστώσα των ΤΝΔ και διαχωρίζονται ως μάθηση :

- **με εποπτεία** (*supervised learning*) και
- **χωρίς εποπτεία** (*unsupervised learning*)

Στην πρώτη περίπτωση η μάθηση γίνεται κάτω από την καθοδήγηση ενός επόπτη ή εκπαιδευτή που κατέχει τη σχετική γνώση της σχέσης μεταξύ των εισόδων και των εξόδων του ΤΝΔ ενώ στη δεύτερη περίπτωση η μάθηση γίνεται από δεδομένα, δηλαδή ζεύγη επιθυμητών εισόδων και εξόδων. Στόχος των αλγορίθμων μάθησης είναι η συστηματική και ταχεία εύρεση των συναπτικών βαρών του δικτύου ώστε να ελαχιστοποιείται κάποιο από τα μέτρα του σφάλματος μεταξύ των πραγματικών και των επιθυμητών εξόδων του δικτύου. Στη δεύτερη κατηγορία ανήκουν τα **Perceptron**, που χρησιμοποιούν στοιχεία κατωφλίου και τα πρότυπα **ADALINE** (*ADaptive LINEar elements*) που χρησιμοποιούν γραμμικά στοιχεία.

Για τη μάθηση χωρίς εποπτεία δεν παρέχεται στο δίκτυο καμία πληροφορία σχετικά με την επιθυμητή έξοδο που αντιστοιχεί σε κάθε είσοδο. Αντίθετα, το δίκτυο αυτοοργανώνεται και μαθαίνει να αποκρίνεται ανάλογα με τα χαρακτηριστικά της εισόδου.

Μια πολύ γνωστή εφαρμογή της κατηγορίας αυτής είναι τα δίκτυα **ανίχνευσης χαρακτηριστικών** (*feature detection*) και **ομαδοποίησης** (*clustering*) δεδομένων. Παραδείγματα αλγορίθμων μάθησης χωρίς εποπτεία είναι ο αλγόριθμος του *Hebb*, η **ανταγωνιστική μάθηση** (*competitive learning*), οι **αυτοοργανούμενοι χάρτες** (*self organizing maps*) του *Kohonen* και η θεωρία του **προσαρμοστικού συντονισμού** (*adaptive resonance theory*) του *GROSSBERG*. Πολλές τοπολογίες νευρωνικών δικτύων, όπως τα δίκτυα *Hopfield*, *Hamming* και *Boltzman* επίσης

χρησιμοποιούν παρόμοια μέθοδο μάθησης. Γενικά, με την ικανότητα τους να υλοποιούν αυθαίρετες σχέσεις εισόδου-εξόδου, τα πρότυπα αυτά χρησιμοποιούνται ως *συνδετικές μνήμες* (*associative memories*) ή *ταξινομητές δεδομένων* (*classifiers*).

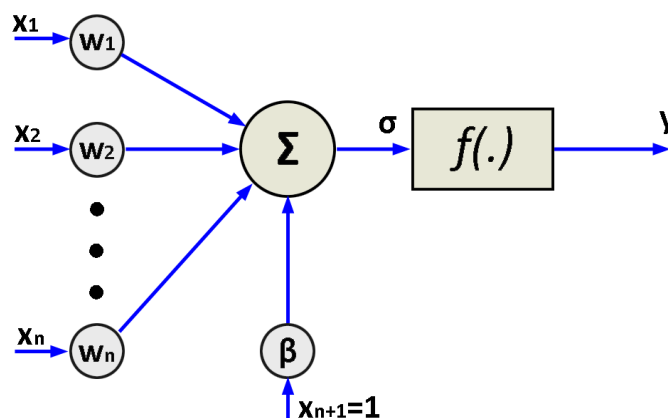
Στις αρχές της δεκαετίας του 1960 όταν ξεπεράστηκαν τα προβλήματα που προέκυψαν με τις μέχρι τότε τεχνικές, ο χώρος των ΤΝΔ άνθισε και αναπτύχθηκαν νέες τεχνικές μάθησης και (παράλληλα με τις εξελίξεις στην εφαρμογή της ασαφούς λογικής στη βιομηχανία διαδικασιών) προκάλεσαν την επανάσταση στο μη-συμβατικό έλεγχο. Στην τελευταία δεκαετία ο χώρος των ασαφών, των νευρωνικών και των υβριδίων νευρο-ασαφών συστημάτων θεωρείται πεδίο αιχμής της νέας γενιάς Προηγμένων Συστημάτων Ελέγχου.

Ιδιαίτερη θέση στο θέμα της εκπαίδευσης ενός ΤΝΔ έχουν οι αλγόριθμοι των *Widrow* και *Hoff* και ο αλγόριθμος μάθησης **Οπισθόδρομης Διάδοσης** (*Back Propagation* ή *BP*), που αναφέρονται στις επόμενες ενότητες. Στόχος των τεχνικών μάθησης είναι η συστηματική προσαρμογή των συναπτικών βαρών του ΤΝΔ ώστε κάποιο μέτρο, συνήθως το τετράγωνο του σφάλματος μεταξύ της επιθυμητής και της πραγματικής εξόδου, να μειώνεται με την εξέλιξη του αλγορίθμου.

4.2.1. Ο αλγόριθμος Widrow-Hoff

Οι *Widrow* και *Hoff* ήταν οι πρώτοι που παρουσίασαν έναν αλγόριθμο μάθησης για γραμμικούς νευρώνες, τη θεμελιώδη κατηγορία προσαρμοζόμενων στοιχείων *ADALINE* που εφάρμοσαν στο πρόβλημα του ελέγχου ενός *ανεστραμμένου εκκρεμούς* (*inverted pendulum*) που αποτελεί ένα από τα πιο κλασικά προβλήματα αυτομάτου ελέγχου. Στη συνέχεια οι γραμμικοί νευρώνες συνδυάστηκαν για να σχηματίσουν πολύπλοκα δίκτυα που ονομάστηκαν *MADALINE* τα οποία χρησιμοποιήθηκαν στα πρώτα συστήματα ταξινόμησης δεδομένων θέτοντας έτσι τα θεμέλια της εξέλιξης προς τα μη-γραμμικά τεχνητά νευρωνικά δίκτυα.

Θεωρώντας ένα νευρώνα όπως αυτόν του σχήματος 4.2 με έξοδο y ,



Σχήμα 4.2 : Ο Προσαρμοζόμενος Τεχνητός Νευρώνας πολλαπλών εισόδων.

οι μεταβλητές εισόδου $\{x_1, x_2, x_n\}$ μπορεί να λάβουν δυαδικές (1,0) ή πραγματικές τιμές ενώ τα συναπτικά βάρη $\{w_1, w_2, w_n\}$ και η σταθερά πόλωσης $\beta = w_{n+1}$, λαμβάνουν πραγματικές τιμές, θετικές ή αρνητικές. Συνεπώς, το σταθμισμένο άθροισμα σ στην έξοδο του αθροιστή είναι :

$$\sigma = \sum_{i=1}^n w_i * x_i + \beta_i = \sum_{i=1}^{n+1} w_i * x_i \quad \text{και} \quad x_{n+1} = 1, \beta = w_{n+1} \quad (4.1)$$

Στην περίπτωση ενός γραμμικού προσαρμοζόμενου νευρώνα (ΠΓΝ) η έξοδος δίνεται ως :

$$y = f(\sigma) = \sigma = \langle w, x \rangle \quad (4.2)$$

όπου w είναι το διάνυσμα των συναπτικών βαρών μήκους $n+1$ ενώ το σφάλμα μεταξύ της επιθυμητής και της πραγματικής εξόδου του νευρώνα είναι :

$$e = d - y = d - \langle w, x \rangle \quad (4.3)$$

Ο θεμελιώδης αλγόριθμος των *Widrow* και *Hoff* που ονομάστηκε *LMS (Least Mean Squares)*, έχει στόχο την εύρεση των συναπτικών βαρών του ΠΓΝ που θα ελαχιστοποιεί την **αντικειμενική συνάρτηση (objective function)** :

$$J = \sum_{i=1}^m e_i^2 \quad (4.4)$$

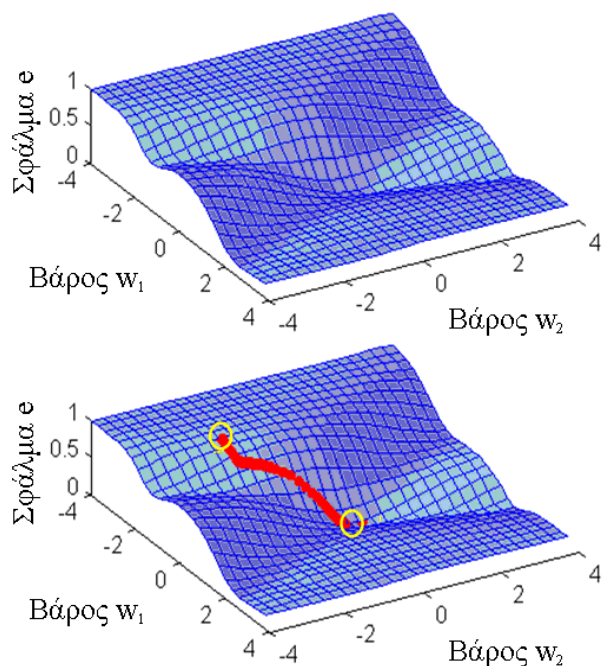
- Η διαδικασία της εκπαίδευσης ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους.

$$E[w] = \frac{1}{2} * \sum_{\mu i} \left[\zeta_{i\mu} - O_{i\mu} \right]^2$$

ή

$$E[w] = \frac{1}{2} * \sum_{\mu} \left[\zeta_{\mu} - g \left(\sum_{k=1}^2 (w_k * \zeta_{\mu k}) \right) \right]^2$$

- Η συνάρτηση κόστους αποτελεί μέτρο του μέσου τετραγωνικού σφάλματος του νευρωνικού δικτύου.



Σχήμα 4.3 : Γεωμετρική Αναπαράσταση της εκπαίδευσης.

Με τον τρόπο αυτό το πρόβλημα της μάθησης των βαρών του ΤΝΔ ανάγεται σε πρόβλημα ελαχιστοποίησης μιας αντικειμενικής συνάρτησης, δηλαδή $\min J$ που επιτυγχάνεται θέτοντας τις μερικές παραγώγους :

$$\frac{\partial J}{\partial w} = \nabla_w J = 0$$

που υπολογίζονται για όλα τα στοιχεία του **συνόλου μάθησης** (*training set*).

Οι *Widrow* και *Hoff* πρότειναν το πλήθος των δεδομένων που απαιτούνται για την εκμάθηση του δικτύου να είναι τουλάχιστον δεκαπλάσιο του αριθμού των συναπτικών βαρών. Το τετράγωνο του σφάλματος συνεπώς είναι :

$$e^2 = d^2 - 2 * d < w, x > + < w, < x, x > w > \quad (4.5)$$

όπου $< i, j >$ είναι το εσωτερικό γινόμενο των διανυσμάτων. Η αναμενόμενη τιμή (*expectation*) του τετραγώνου του σφάλματος είναι αντίστοιχα :

$$E(e^2) = -2 * E(d, < w, x >) = E(w, < x, x > w >) \quad (4.6)$$

Η μερική παράγωγος του τετραγώνου του σφάλματος είναι :

$$\frac{\partial E(e^2)}{\partial w} = -2 * p + 2 * R_w \quad (4.7)$$

όπου $p = E(dx)$ είναι η αναμενόμενη τιμή του γινομένου της επιθυμητής εξόδου και του διανύσματος εισόδου x , και $R = E(< i, j >)$ η μήτρα των αναμενόμενων τιμών των ισχύων των εισόδων (δηλαδή των συνόλων εκπαίδευσης). Συνάγεται ότι το βέλτιστο διάνυσμα των συναπτικών βαρών είναι όμοιο με την κλασική λύση *Wiener* :

$$w^* = R^{-1} * p \quad (4.8)$$

Βασική προϋπόθεση για την εύρεση των βέλτιστων συναπτικών βαρών είναι η γνώση των αναμενόμενων τιμών των εισόδων του δικτύου, προϋπόθεση που δεν είναι εφαρμόσιμη. Όμως οι *Widrow* και *Hoff* παρατήρησαν ότι χρησιμοποιώντας το τετράγωνο του σφάλματος αντί τις αναμενόμενες τιμές ως μέτρο, προέκυπτε κατά μέσο όρο το ίδιο αποτέλεσμα. Έτσι όρισαν την ‘ευαισθησία τετραγώνου σφάλματος’ ως προς τα συναπτικά βάρη συναρτήσει του τετραγώνου σφάλματος και όχι της αναμενόμενης τιμής του, δηλαδή :

$$\nabla_k = \frac{\partial e_k^2}{\partial w_k} = 2 * e_k^2 * \frac{\partial e_k}{\partial w_k} = -2 * e_k * \frac{\partial}{\partial w_k} (d_k - < w_k, x_k >) = -2 * e_k * w_k \quad (4.9)$$

όπου k είναι ο δείκτης επανάληψης του αλγορίθμου. Έτσι πρότειναν την αναδρομική σχέση :

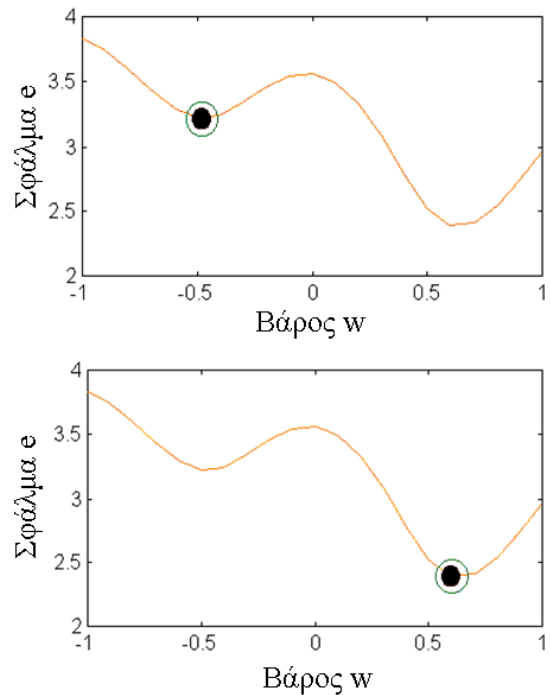
$$w_{k+1} = w_k - \mu * \nabla_k = w_k + 2 * \mu * e_k * w_k \quad (4.10)$$

- Προσδίδοντας σε κάθε συναπτικό βάρος κάποια αδράνεια, υποβοηθάται η κατωφερική ολίσθηση της διαδικασίας μάθησης.
- Η ορμή υλοποιείται προσθέτοντας στην τρέχουσα διόρθωση βάρους, την προηγούμενη διόρθωση βάρους σταθμισμένη από την παράμετρο ορμής (μ).

$$\Delta w_{ij}^m(t) = n * \delta_i^m * V_{m-1}^j + \mu * \Delta w_{ij}^m * (t-1),$$

$$\mu \in [0,1]$$

- Με χρήση της ορμής επιτυγχάνεται η αποφυγή των τοπικών ελαχίστων και απόσβεση των ταλαντώσεων γύρω από κάποια λύση.



Σχήμα 4.4 : Τοπικά ελάχιστα και ορμή (μ ή m).

Η τιμή της σταθεράς μ ελέγχει το ρυθμό σύγκλισης του αλγορίθμου. Γενικά δεν υπάρχει τρόπος εύρεσης της σταθεράς μ η οποία και βρίσκεται πειραματικά, αρχίζοντας από κάποια μικρή τιμή, π.χ. 10^{-3} που αυξάνεται σταδιακά μέχρι να παρατηρηθούν μεγάλες διακυμάνσεις τόσο του μέτρου, όσο και των στοιχείων του διανύσματος των συναπτικών βαρών.

Ο θεμελιώδης αλγόριθμος *Widrow* και *Hoff* είναι απλός αλλά πάσχει λόγω της αργής και συχνά αβέβαιης σύγκλισης του. Αρκετά χρόνια αργότερα, στη δεκαετία του 1980 αναπτύχθηκαν πολλοί πιο εξελιγμένοι αλγόριθμοι μάθησης που αποδείχθηκαν πολύ πιο αποτελεσματικοί παρουσιάζοντας σημαντικά ταχύτερη σύγκλιση.

4.2.2. Ο αλγόριθμος Δέλτα

Δίκτυα αποτελούμενα από Προσαρμοζόμενους Γραμμικούς Νευρώνες (ΠΓΝ) με μη-γραμμικά στοιχεία έχουν εφαρμογή στο χώρο του αυτομάτου ελέγχου όπου τα σήματα εισόδου του ΤΝΔ προέρχονται από αισθητήρες της ελεγχόμενης διαδικασίας. Το μη-γραμμικό στοιχείο του νευρώνα πρέπει να είναι 'ομαλό', δηλαδή η $f(\sigma)$ να υπάρχει στο πρώτο και τρίτο τεταρτημόριο μόνο ενώ η παράγωγος $f'(\sigma) > 0$ παντού.

Η είσοδος του μη-γραμμικού στοιχείου είναι, όπως και στην περίπτωση του ΠΓΝ, το σταθμισμένο γινόμενο σήμα $\sigma = \langle w, x \rangle$. Η έξοδος του είναι η $y = f(\sigma)$ (όπου $f(\cdot)$ η καλούμενη

συνάρτηση συμπίεσης). Όπως και στην περίπτωση του ΠΓΝ, αγνοώντας όμως τον δείκτη επανάληψης k , υπολογίζεται η **ευαισθησία τετραγώνου σφάλματος** ως προς τα συνναπτικά βάρη:

$$\nabla = \frac{\partial e^2}{\partial w} = 2 * e^2 * \frac{\partial e}{\partial w} \quad (4.11)$$

Το σφάλμα μεταξύ της επιθυμητής και της πραγματικής τιμής γίνεται :

$$e = d - y = d - f(\sigma) \quad (4.12)$$

Επίσης η **ευαισθησία** (*sensitivity*) του σφάλματος ως προς τα συνναπτικά βάρη, χρησιμοποιώντας τον κανόνα αλυσιδωτής παραγωγίσης, γίνεται :

$$\frac{\partial e}{\partial w} = -\frac{\partial y}{\partial w} = -\frac{\partial f(\sigma)}{\partial w} = -\frac{\partial f}{\partial w} * \frac{\partial \sigma}{\partial w} = -g(\sigma) * x \quad (4.13)$$

Είναι ευνόητο ότι για να οριστεί η ευαισθησία παντού, η σχέση εισόδου-εξόδου του μη-γραμμικού στοιχείου πρέπει να είναι παραγωγίσιμη, οπότε η παράγωγος $g(\sigma) = f'(\sigma)$ ορίζεται για όλες τις τιμές του σ . Στην περίπτωση ενός ΠΓΝ η παράγωγος $g(\sigma) = 1$ και στην περίπτωση ενός μη-γραμμικού στοιχείου με χαρακτηριστικό κατωφλιού η παράγωγος είναι μηδέν εκτός αν $\sigma = 0$ οπότε και δεν ορίζεται. Για αυτόν ακριβώς το λόγο αναχαιτίστηκε η εξέλιξη των *Μηχανών Μάθησης* (*Learning Machines*) που εξελίχθηκαν ραγδαία τη δεκαετία του 1960 για την **αναγνώριση προτύπων** (*pattern recognition*).

Η εξέλιξη του θεμελιώδους αλγορίθμου μάθησης *Widrow-Hoff* σε μη-γραμμικούς νευρώνες είναι παρόμοια με αυτή ενός ΠΓΝ που αναπτύχθηκε στις προηγούμενες σελίδες. Το σφάλμα μεταξύ της επιθυμητής και της πραγματικής εξόδου ενός νευρώνα είναι :

$$e = d - f(\sigma) = d - f(< w, x >) \quad (4.14)$$

Ακολουθώντας τα ίδια βήματα, η μερική παράγωγος του τετραγώνου σφάλματος ως προς τα συνναπτικά βάρη είναι το διάνυσμα :

$$\frac{\partial e^2}{\partial w} = 2 * e * \frac{\partial e}{\partial w} = -2 * e * \frac{\partial f}{\partial w} = -2 * e * \frac{\partial f}{\partial w} * \frac{\partial \sigma}{\partial w} = -2 * e * g(\sigma) * x \quad (4.15)$$

Εδώ φαίνεται πως παρεμβάλλεται η παράγωγος g της συνάρτησης συμπίεσης f με αποτέλεσμα ο αλγόριθμος μάθησης *Δέλτα* να εκφράζεται ως :

$$w_{k+1} = w_k + \Delta w_k = w_k - \mu * \frac{\partial e_k^2}{\partial w_k} = w_k + 2 * \mu * e_k * g_k * x_k \quad (4.16)$$

Όπως και στην περίπτωση ενός ΠΓΝ, ο συντελεστής μ επιλέγεται αυθαίρετα. Πολύ μικρός συντελεστής σημαίνει ότι η σύγκλιση του αλγορίθμου θα είναι αργή και, αντίστροφα, μεγάλος συντελεστής μπορεί να προκαλέσει απόκλιση ή και αστάθεια.

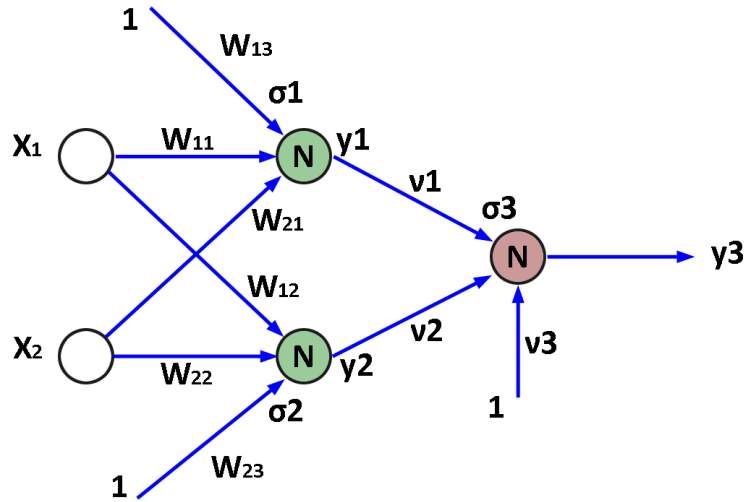
Υπάρχουν πολλές τεχνικές για να επισπευσθεί η σύγκλιση με αυτόματη μεταβολή του συντελεστή μ ανάλογα με την πορεία της μάθησης. Ένας απλός τρόπος είναι να αρχίσει η μάθηση με κάποιο συντηρητικό συντελεστή μ . Μετά τις πρώτες επαναλήψεις του αλγορίθμου εξετάζεται η εξέλιξη του μέτρου. Αν ο ρυθμός εξέλιξης της νόρμας είναι μικρότερος κάποιου προκαθορισμένου ορίου ε τότε η τιμή του συντελεστή μ διπλασιάζεται ενώ όταν ο ρυθμός εξέλιξης αυξάνεται πέραν κάποιου δεύτερου ορίου δ τότε ο συντελεστής μ μειώνεται στο μισό.

4.2.3. Ο αλγόριθμος Οπισθόδρομης Διάδοσης (Back Propagation algorithm)

Ένα πολυστρωματικό ΤΝΔ εμπρόσθιας τροφοδότησης αποτελείται από πολλά στρώματα νευρώνων κάθε έξοδος των οποίων συνδέεται διαδοχικά με κάθε είσοδο του επόμενου νευρώνα. Έχει αποδειχθεί ότι τρία στρώματα, το στρώμα της εισόδου, ένα κρυφό ενδιάμεσο στρώμα και το στρώμα της εξόδου επαρκούν για όλες τις πιθανές περιπτώσεις. Δεν είναι όμως γνωστός εκ των προτέρων ο αριθμός των νευρώνων που απαιτείται σε κάθε στρώμα και συνεπώς χρειάζεται πειραματισμός αν επιβάλλεται να βρεθεί ο ελάχιστος αριθμός των νευρώνων που αποδίδει την επιθυμητή σχέση μεταφοράς.

Στον έλεγχο διαδικασιών, βασική απαίτηση είναι η απλότητα. Συνεπώς είναι επιθυμητή η ελαχιστοποίηση τόσο του αριθμού των στρωμάτων (επιπέδων) όσο και του αριθμού των νευρώνων, ώστε η μάθηση να γίνεται όσο το δυνατόν πιο γρήγορα. Ευτυχώς, συχνά στην πράξη, το κρυφό επίπεδο μπορεί να παραλειφθεί και έτσι ο αριθμός των νευρώνων να παραμείνει μικρός. Το πρόβλημα της μάθησης με εποπτεία σε ένα πολυστρωματικό ΤΝΔ μεταφράζεται ουσιαστικά σε πρόβλημα συστηματικής εξεύρεσης των συναπτικών βαρών των νευρώνων στα διάφορα στρώματα με δεδομένα τις επιθυμητές και πραγματικές εξόδους.

Ο αλγόριθμος μάθησης για πολλαπλά στρώματα είναι παραλλαγή του αλγορίθμου *Widrow-Hoff* για ένα νευρώνα που παρουσιάστηκε παραπάνω, με τη διαφορά ότι τα διανύσματα στην επαναληπτική σχέση τώρα γίνονται μήτρες, οι διαστάσεις των οποίων εξαρτώνται από τον αριθμό των στρωμάτων και τον αριθμό των νευρώνων σε κάθε στρώμα. Τα ΤΝΔ με πολλαπλά στρώματα χαρακτηρίζονται από τον αριθμό των νευρώνων σε κάθε στρώμα. Έτσι ένα ΤΝΔ με χαρακτηρισμό 3-15-2 έχει 3 νευρώνες στο στρώμα εισόδου, 15 στο κρυφό στρώμα και 2 στο στρώμα εξόδου. Είθισται μάλιστα στον παραπάνω χαρακτηρισμό οι συνάψεις εισόδου να μην προσμετρώνται ως νευρώνες, οπότε η αντίστοιχη έκφραση γίνεται 15-2 (όπως π.χ. στο Σχ. 4.5).



Σχήμα 4.5 : Παράδειγμα ενός TNA τύπου 2-1. Ορίζεται ως TNA 2 επιπέδων, διότι δεν προσμετρούνται οι εισόδοι ως νευρώνες.

Για να κατανοηθεί ο αλγόριθμος μάθησης οπισθόδρομης διάδοσης (*back propagation*), θεωρείται σκόπιμο να παρουσιαστεί μέσω ενός απλού (αλλά συχνά χρησιμοποιούμενου στην πράξη) παραδείγματος που αναφέρεται σε ένα δίκτυο δύο στρωμάτων με δύο μόνο νευρώνες στο στρώμα εισόδου και ένα νευρώνα στο στρώμα εξόδου, όπως διακρίνεται στο σχήμα 4.5.

Η γενίκευση του αλγορίθμου είναι σχετικά απλή, αλλά απαιτούνται πολλαπλοί δείκτες στα συναπτικά βάρη. Για το λόγο αυτό η μελέτη θα περιοριστεί στο απλό TNA του σχήματος 4.5 που έχει δύο εισόδους και μία μόνο έξοδο. Αν και ιδιαίτερα απλό, δίκτυα όπως αυτό χρησιμοποιούνται με επιτυχία στο βιομηχανικό έλεγχο όπου η απλότητα και η ταχύτητα εκτέλεσης είναι βασικά αιτήματα. Στη δεδομένη περίπτωση οι σταθμισμένες εισόδοι και εξόδοι των νευρώνων του πρώτου στρώματος είναι :

$$\begin{aligned}\sigma_1 &= w_{11} * x_1 + w_{21} * x_2 + w_{13} \quad : \quad y_1 = f(\sigma_1) \\ \sigma_2 &= w_{12} * x_1 + w_{22} * x_2 + w_{23} \quad : \quad y_2 = f(\sigma_2)\end{aligned}\tag{4.17}$$

η δε σταθμισμένη έξοδος του δευτέρου στρώματος είναι :

$$\sigma_3 = v_1 * y_1 + v_2 * y_2 + v_3 \quad : \quad y_3 = f(\sigma_3)\tag{4.18}$$

Το σφάλμα βάσει του οποίου θα αναπτυχθεί ο αλγόριθμος μάθησης, όπως και στην περίπτωση του TNA με ένα νευρώνα, είναι η διαφορά μεταξύ της επιθυμητής και της πραγματικής εξόδου του δικτύου, δηλαδή :

$$e = d - f(\sigma_3)\tag{4.19}$$

και συνεπώς πρέπει να οριστεί η μερική παράγωγος του τετραγώνου σφάλματος ως προς τα συναπτικά βάρη. Στο 2^ο στρώμα η μερική παράγωγος του τετραγώνου του σφάλματος είναι :

$$\begin{aligned}\frac{\partial e^2}{\partial w_{ij}} &= 2 * e * \frac{\partial e}{\partial w_{ij}} \quad : \quad i=1,2 \quad : \quad j=1,2,3 \\ \frac{\partial e^2}{\partial v_i} &= 2 * e * \frac{\partial e}{\partial v_i} \quad : \quad i=1,2,3\end{aligned}\quad (4.20)$$

Ο επαναληπτικός αλγόριθμος μάθησης του στρώματος εισόδου εκφράζεται ως :

$$W_{k+1} = W_k + \Delta W_k = W_k - \mu * \frac{\partial e_k^2}{\partial W_k} = W_k + 2 * \mu * e_k * \frac{\partial e_k}{\partial W_k} \quad (4.21)$$

όπου W είναι η μήτρα των συναπτικών βαρών. Αντίστοιχα, το διάνυσμα των συναπτικών βαρών του στρώματος εξόδου είναι :

$$v_{k+1} = v_k + \Delta v_k = v_k - \mu * \frac{\partial e_k^2}{\partial v_k} = v_k + 2 * \mu * e_k * \frac{\partial e_k}{\partial v_k} \quad (4.22)$$

Ο αλγόριθμος μάθησης απαιτεί τον υπολογισμό των μερικών παραγώγων (δηλαδή ευαισθησιών) του σφάλματος ως προς τα συναπτικά βάρη των διασυνδέσεων των νευρώνων

$$\frac{\partial e}{\partial w_{ij}} \quad \text{και} \quad \frac{\partial e}{\partial v_{ij}}.$$

Οι πρώτες 3 μερικές παράγωγοι υπολογίζονται χρησιμοποιώντας τον αλυσιδωτό κανόνα :

$$\left. \begin{aligned}\frac{\partial e}{\partial w_{11}} &= -\frac{\partial y}{\partial w_{11}} = -\frac{\partial f(\sigma_3)}{\partial \sigma_3} * \frac{\partial \sigma_3}{\partial w_{11}} = \frac{\partial f(\sigma_3)}{\partial \sigma_3} * \frac{\partial \sigma_3}{\partial f(\sigma_1)} * \frac{\partial f(\sigma_1)}{\partial \sigma_1} * \frac{\partial \sigma_1}{\partial w_{11}} \\ \frac{\partial e}{\partial w_{12}} &= -\frac{\partial y}{\partial w_{12}} = -\frac{\partial f(\sigma_3)}{\partial \sigma_3} * \frac{\partial \sigma_3}{\partial w_{12}} = \frac{\partial f(\sigma_3)}{\partial \sigma_3} * \frac{\partial \sigma_3}{\partial f(\sigma_1)} * \frac{\partial f(\sigma_1)}{\partial \sigma_1} * \frac{\partial \sigma_1}{\partial w_{12}} \\ \frac{\partial e}{\partial w_{13}} &= -\frac{\partial y}{\partial w_{13}} = -\frac{\partial f(\sigma_3)}{\partial \sigma_3} * \frac{\partial \sigma_3}{\partial w_{13}} = \frac{\partial f(\sigma_3)}{\partial \sigma_3} * \frac{\partial \sigma_3}{\partial f(\sigma_1)} * \frac{\partial f(\sigma_1)}{\partial \sigma_1} * \frac{\partial \sigma_1}{\partial w_{13}}\end{aligned}\right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \left\{ \begin{aligned}\frac{\partial e}{\partial w_{11}} &= -g(\sigma_3) * g(\sigma_3) * v_1 * x_1 \\ \frac{\partial e}{\partial w_{12}} &= -g(\sigma_3) * g(\sigma_3) * v_2 * x_2 \\ \frac{\partial e}{\partial w_{13}} &= -g(\sigma_3) * g(\sigma_3) * v_3\end{aligned}\right. \quad (4.23)$$

Στην περίπτωση όπου το στοιχείο συμπίεσης του νευρώνα είναι σιγμοειδές, δηλαδή

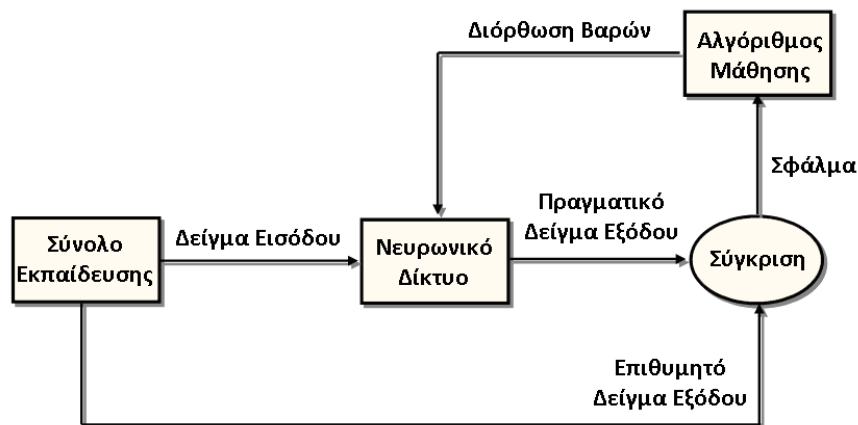
$$f(\sigma) = \frac{1 - e^{-\sigma}}{1 + e^{-\sigma}} \quad \text{τότε ισχύει ότι} \quad \frac{\partial f(\sigma)}{\partial \sigma} = g(\sigma) = \frac{2 * \sigma}{(1 + e^{-\sigma})^2} \quad (4.24)$$

Με τον ίδιο τρόπο υπολογίζονται οι μερικές παράγωγοι του σφάλματος ως προς τα συναπτικά βάρη του δεύτερου στρώματος, δηλαδή :

$$\begin{aligned}\frac{\partial e}{\partial v_1} &= \frac{\partial y_3}{\partial v_1} = -\frac{\partial f(\sigma_3)}{\partial \sigma_3} * \frac{\partial \sigma_3}{\partial v_1} = -g(\sigma_3) * y_1 \\ \frac{\partial e}{\partial v_2} &= \frac{\partial y_3}{\partial v_2} = -\frac{\partial f(\sigma_3)}{\partial \sigma_3} * \frac{\partial \sigma_3}{\partial v_2} = -g(\sigma_3) * y_2 \\ \frac{\partial e}{\partial v_3} &= \frac{\partial y_3}{\partial v_3} = -\frac{\partial f(\sigma_3)}{\partial \sigma_3} * \frac{\partial \sigma_3}{\partial v_3} = -g(\sigma_3) * y_3\end{aligned}\quad (4.25)$$

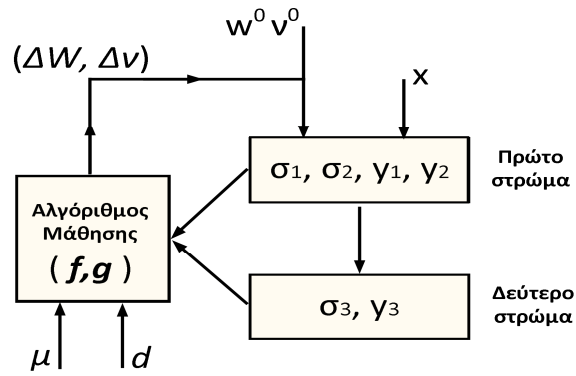
Οι εξισώσεις αυτές έχουν ιδιαίτερα απλή μορφή, εφόσον διατρέχεται μόνο ένα στρώμα.

Ο αλγόριθμος μάθησης με οπισθόδρομη διάδοση παίρνει το όνομα του από το γεγονός ότι για να υπολογιστούν τα συναπτικά βάρη κάθε στρώματος γίνεται ανάκληση στη ροή του υπολογισμού. Έτσι δίνοντας τυχαίες αρχικές τιμές στα συναπτικά βάρη όλων των στρωμάτων (με τις δεδομένες τιμές των εισόδων) γίνεται η πρώτη διαδρομή στην οποία υπολογίζονται οι μεταβλητές $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ και συνεπώς οι y_1, y_2, y_3 . Στη συνέχεια υπολογίζονται οι συναρτήσεις των μη-γραμμικών σχέσεων εισόδου-εξόδου και οι παραγωγοί τους.



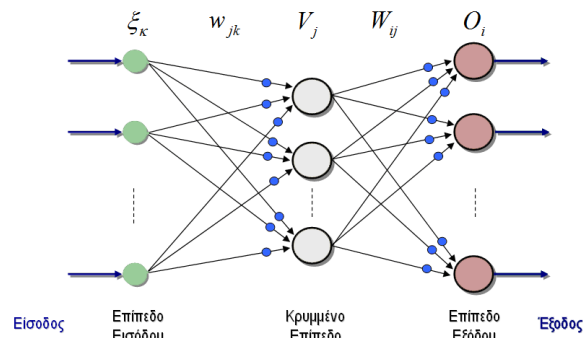
Σχήμα 4.6 : Διάγραμμα της ροής της πληροφορίας σε ένα ΤΝΔ που λειτουργεί με εποπτευόμενη μάθηση.

Σε κάθε επανάληψη του αλγορίθμου υπολογίζονται οι διορθώσεις ΔW^m στα συναπτικά βάρη του στρώματος εισόδου και Δv^m του στρώματος εξόδου. Οι μεταβολές αυτές προστίθενται στις προηγούμενες τιμές των βαρών για να επαναληφθεί η διαδικασία (*try and error*) μέχρι να φθάσει το μέτρο του σφάλματος σε κάποια αποδεκτή τιμή οπότε και η διαδικασία μάθησης τερματίζεται. Για σύνθετα ΤΝΔ είναι ευνόητο ότι απαιτούνται δεκάδες χιλιάδες επαναλήψεις για τη μάθηση των βαρών και συνεπώς η διαδικασία είναι χρονοβόρα και απαιτεί ταχύτατους υπολογιστές. Το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου μάθησης βασισμένου στην οπισθόδρομη διάδοση φαίνεται στο σχήμα 4.7.

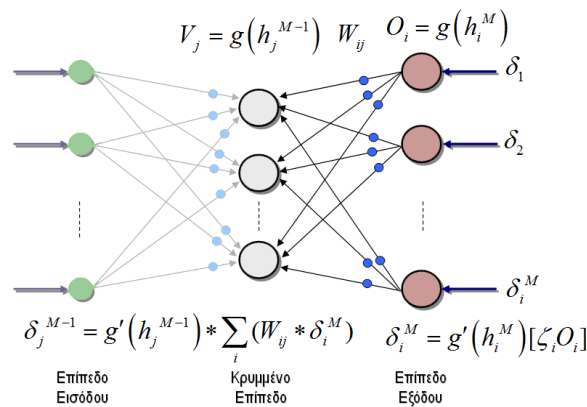


Σχήμα 4.7 : Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου μάθησης οπισθόδρομης διάδοσης.

Τέλος, ο αλγόριθμος **εποπτευόμενης μάθησης** (*supervised learning*) οπισθόδρομης διάδοσης, αν και ευρύτατα διαδεδομένος, συγκλίνει αργά και η χρήση του γίνεται προβληματική για μεγάλα δίκτυα. Μια παραλλαγή του παραπάνω αλγορίθμου είναι ο **αλγόριθμος μάθησης με ορμή** (*momentum*) που είναι ιδιαίτερα χρήσιμος για τη μάθηση νευρωνικών ελεγκτών. Την περίπτωση αυτή στην εξίσωση αναπροσαρμογής των βαρών προστίθεται ένας ακόμη όρος που είναι ανάλογος της μεταβολής των βαρών, με αποτέλεσμα τη σημαντική επιτάχυνση του αλγορίθμου, όπως επεξηγήθηκε και στην περίπτωση του αλγορίθμου Δέλτα (Σχ. 4.4).



Σχήμα 4.8 : Νευρωνικό δίκτυο ευθείας τροφοδότησης.



Σχήμα 4.9 : Νευρωνικό δίκτυο με ανάστροφη διάδοση σφάλματος.

4.3. ΧΡΗΣΗ ΤΕΧΝΗΤΩΝ ΝΕΥΡΩΝΙΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ ΩΣ ΕΛΕΓΚΤΕΣ

4.3.1. Μέθοδοι Σχεδίασης

Στην παράγραφο 3.6.2 αναπτύχθηκε ο τρόπος σχεδιασμού ενός FLC και παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα της δράσης του κατά τον έλεγχο δύο συστημάτων, ενός γραμμικού και ενός μη-γραμμικού. Το πρώτο σύστημα υπό έλεγχο ήταν αυτό του παραδείγματος της ενότητας 2.3.1 ενώ η μη-γραμμική εκδοχή του βασίστηκε στην προσθήκη δύο ημιτονοειδών σημάτων όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.28.

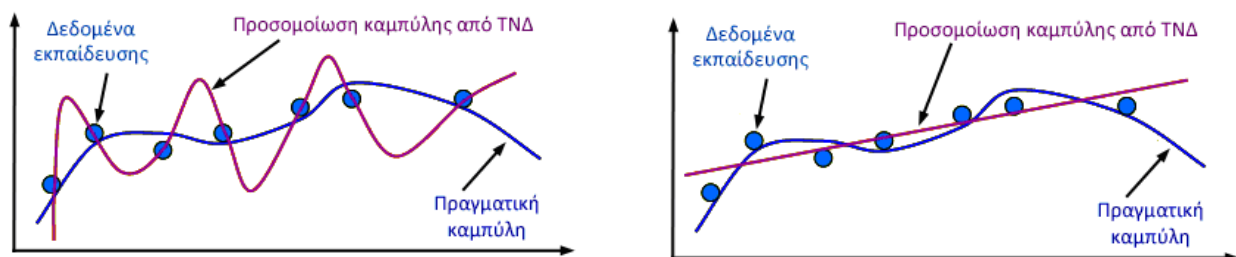
Στην ενότητα 4.3.2 περιγράφεται ο τρόπος με τον οποίο μπορεί να αξιοποιηθεί ένα Τεχνητό Νευρωνικό Δίκτυο στον αυτόματο έλεγχο συστημάτων επιτελώντας ρόλο ελεγκτή. Για τον σκοπό αυτό ως σύστημα υπό έλεγχο θα χρησιμοποιηθεί η μη-γραμμική εκδοχή του γνωστού παραδείγματος μάζας-αποσβέστη-ελατηρίου.

Τα δεδομένα που θα εισαχθούν ώστε να αποκτήσει την κατάλληλη γνώση για τον έλεγχο του συστήματος προκύπτουν από την επιφάνεια δράσης των κανόνων του FLC που αναπαριστάται στο σχήμα 3.25. Η τρισδιάστατη αναπαράσταση της δράσης του αντίστοιχου ελεγκτή ασαφούς λογικής δημιουργήθηκε από το MATLAB με κατάλληλη τροφοδότηση των εισόδων του FLC με ένα πλήθος από ζεύγη τιμών και λήψη των αντίστοιχων τιμών της εξόδου του. Στους άξονες x και y παρουσιάζονται οι τιμές των εισόδων (error και error-rate), ενώ στον άξονα z οι τιμές της εξόδου (FuzzyOutput). Έτσι, αυτή η επιφάνεια συγκεντρώνει επάνω της την αναπαράσταση όλης της απαραίτητης γνώσης, αποτελεί δηλαδή ένα **γνωστικό χάρτη** (*cognitive map*), βάσει του οποίου ένας ελεγκτής αντιλαμβάνεται πως θα δράσει ανάλογα με τα ερεθίσματα που αισθάνεται. Αυτή ακριβώς η πληροφορία, που περιγράφει την επιθυμητή συμπεριφορά ενός ελεγκτή για το υπό μελέτη σύστημα, είναι που θα εξαχθεί ώστε να χρησιμοποιηθεί για τα δεδομένα εκπαίδευσης του τεχνητού νευρωνικού δικτύου.

Το MATLAB δημιούργησε το γράφημα του σχήματος 3.25 κάνοντας χρήση της μεθόδου της συμπερασματικής εξαγωγής (extrapolation), λαμβάνοντας συνολικά $15 \times 15 = 225$ δείγματα τιμών και στη συνέχεια σχεδίασε το γράφημα για να δείχνει συνεχές με τη γραφική μέθοδο της παρεμβολής ενδιάμεσων εικονοστοιχείων (pixel interpolation). Τα πραγματικά δεδομένα είναι αυτά που παρουσιάζονται στις τομές των γραμμών του πλέγματος (grid) του σχήματος 3.25 και άρα ο αριθμός των δειγμάτων, δηλαδή των τριάδων της μορφής (input1, input2, output) είναι σχετικά μικρός. Αν και ένα νευρωνικό δίκτυο έχει την ικανότητα να **γενικεύσει**, δηλαδή να συμπεράνει για τη σχέση (συνάρτηση) μεταξύ των δεδομένων λαμβάνοντας γνώση μόνο ενός υποσυνόλου τους, στο συγκεκριμένο παράδειγμα θα χρησιμοποιηθούν περισσότερα δείγματα,

ώστε να γίνει πιο έκδηλος ο τρόπος σχεδίασης του ελεγκτή καθώς και η μαθησιακή ικανότητα των ΤΝΔ γενικότερα.

Το πλήθος των νευρώνων που πρέπει να έχει ένα ΤΝΔ ώστε να καταστεί ικανό να υιοθετήσει την επιθυμητή συμπεριφορά είναι ανάλογο του πλήθους των δεδομένων που εμπλέκονται στη διαδικασία της μάθησης. Όμως όπως και στους ελεγκτές ασαφούς λογικής έτσι και εδώ, δεν έχει καθιερωθεί κάποια συστηματική μέθοδος σχεδίασης αλλά έχουν προταθεί διάφορες τεχνικές. Ωστόσο, οι γενικές αρχές που διέπουν τη μάθηση των ΤΝΔ είναι κοινές. Ο στόχος είναι η εύρεση μιας ικανοποιητικής προσομοίωσης της στοχαστικής διαδικασίας που παρήγαγε τα δεδομένα. Πρόκειται για αυτό που προηγουμένως ορίστηκε ως γενίκευση, δηλαδή η εδραίωση της ικανότητας της εκτίμησης της σωστής εξόδου για δεδομένα που δεν παρουσιάστηκαν κατά την εκπαίδευση του ΤΝΔ. Αν χρησιμοποιηθούν πολλοί νευρώνες τότε το δίκτυο θα καταλήξει να περιγράφει ιδιαίτερα δύσκολες καμπύλες ή επιφάνειες (*υπερμοντελοποίηση*) ενώ αν χρησιμοποιηθούν λίγοι τότε το δίκτυο θα καταλήξει να περιγράφει απλές καμπύλες ή επιφάνειες (*υπόμοντελοποίηση*) όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.10 που ακολουθεί.



Σχήμα 4.10 : Αριστερά : Υπερμοντελοποίηση (*over-modeling*) του ΤΝΔ.

Δεξιά : Υπόμοντελοποίηση (*under-modeling*) του ΤΝΔ.

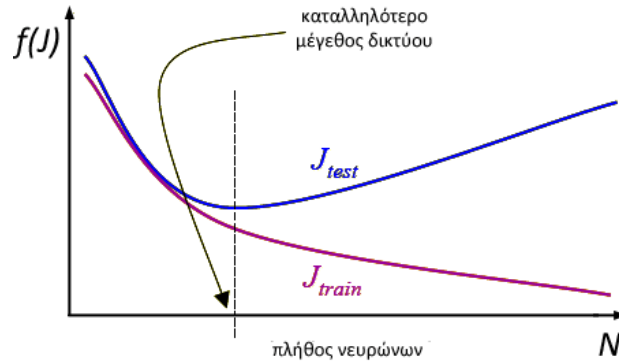
Επίσης, άλλο ένα θέμα που τίθεται σχετικά με την εκπαίδευση του ΤΝΔ έχει να κάνει με την επιλογή του αλγορίθμου εκπαίδευσης και των παραμέτρων αυτού. Ένας από τους πιο διαδεδομένους αλγορίθμους εκπαίδευσης είναι ο αλγόριθμος εμπρόσθιας τροφοδότησης με οπισθόδρομη διάδοση (*Feed Forward Back Propagation*) και μια από τις σημαντικότερες παραμέτρους μάθησης σχετίζεται με το πλήθος των *εποχών* (δηλαδή των επαναλήψεων εισαγωγής των δεδομένων (τριάδων στην δεδομένη περίπτωση) που σε τελική ανάλυση μεταφράζεται σε πολλαπλάσια του πλήθους των δειγμάτων. Το πλήθος αυτό ονομάζεται πλήθος *προτύπων* και για να υπολογιστεί ο βαθμός μοντελοποίησης (δηλαδή ο αριθμός των εποχών) που προσφέρει την καλύτερη δυνατή γενίκευση, χρησιμοποιούνται δύο συναρτήσεις κόστους που υπολογίζουν το σφάλμα της εκπαίδευσης. Η διαδικασία της εκπαίδευσης σταματά τις επαναλήψεις των εποχών όταν το υπολογιζόμενο σφάλμα γίνει το μικρότερο δυνατό. Ο ορισμός συναρτήσεων κόστους παρουσιάζεται στις εξισώσεις (4.26) και (4.27).

$$J_{train} = \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^M \left(d_i^{(p)} - y_i^{(p)} \right)^2 \quad (4.26)$$

όπου P είναι το πλήθος των προτύπων στα οποία εκπαιδεύτηκε το δίκτυο (*training set*), M το πλήθος των εξόδων του δικτύου και τέλος $d_i^{(p)}$ και $y_i^{(p)}$ είναι οι στόχοι και οι έξοδοι του δικτύου αντίστοιχα για το πρότυπο p .

$$J_{test} = \sum_{t=1}^T \sum_{i=1}^M \left(d_i^{(p)} - y_i^{(p)} \right)^2 \quad (4.27)$$

όπου T είναι το πλήθος των προτύπων στα οποία δεν εκπαιδεύτηκε το δίκτυο αλλά χρησιμοποιήθηκαν για τον έλεγχο της γενίκευσης (*test set*), M το πλήθος των εξόδων του δικτύου και τέλος $d_i^{(p)}$ και $y_i^{(p)}$ είναι οι στόχοι και οι έξοδοι του δικτύου αντίστοιχα για το πρότυπο p . Το γράφημα του σχήματος 4.11 δείχνει την εξελικτική πορεία των δύο συναρτήσεων κόστους σε σχέση με το πλήθος των νευρώνων. Αν ο άξονας των x αλλάξει ώστε να παρουσιάζει το πλήθος των προτύπων υπό εκπαίδευση ή των εποχών, οι καμπύλες διατηρούν την ίδια μορφή.



Σχήμα 4.11 : Το σημείο όπου ελαχιστοποιείται η συνάρτηση του σφάλματος ελέγχου επιδεικνύει το κατάλληλο μέγεθος για το $TN\Delta$.

Για να υπολογιστεί το σφάλμα ελέγχου J_{test} χρησιμοποιείται η **μέθοδος της διασταύρωσης** (*cross-validation*). Βάσει αυτής αρχικά απαιτείται ένας πεπερασμένος αριθμός δεδομένων από P ζεύγη της μορφής $[x^{(p)}, d^{(p)}]$ με $p=1,2,\dots,P$. Στη συνέχεια τεμαχίζεται το σύνολο των δεδομένων σε S ισομεγέθη τμήματα $\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_S$ και το δίκτυο εκπαιδεύεται κάνοντας χρήση των δεδομένων από τα $S-1$ τμήματα αφήνοντας το τμήμα που δεν χρησιμοποιήθηκε για έλεγχο. Το πείραμα επαναλαμβάνεται αφήνοντας αυτή τη φορά κάποιο άλλο τμήμα για έλεγχο (χωρίς να χρησιμοποιηθεί στην εκπαίδευση) ενώ τα υπόλοιπα $S-1$ τμήματα εισάγονται κανονικά στην εκπαίδευση. Η διαδικασία επαναλαμβάνεται έως ότου το σφάλμα υπολογιστεί συνολικά S φορές, αφήνοντας κάθε φορά και ένα διαφορετικό τμήμα για έλεγχο. Στο τέλος υπολογίζεται ο

μέσος όρος που προκύπτει από τον υπολογισμό όλων των επιμέρους σφαλμάτων. Αν η μέθοδος εφαρμοστεί σε μια σειρά από διαφορετικά δίκτυα, θα διαμορφωθεί μια εικόνα για το ποια από αυτά τείνουν να εξάγουν τα δεδομένα με το μικρότερο δυνατό σφάλμα ελέγχου. Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου έγκειται στο γεγονός ότι μπορεί να δώσει μια καλή εκτίμηση για το μέγεθος του δικτύου ενώ μπορεί να λειτουργήσει και με ένα υποσύνολο των δεδομένων.

Για την αποφυγή της υπερμοντελοποίησης προσθέτεται συνήθως ένας επιπλέον όρος Ω στο σφάλμα εκπαίδευσης με τρόπο τέτοιο ώστε να είναι μεγάλος όταν το δίκτυο είναι μεγάλο και μικρός όταν είναι μικρό, σύμφωνα με την εξίσωση (4.28).

$$\tilde{J} = J + \lambda * \Omega \quad (4.28)$$

Η σχετική ‘βαρύτητα’ του όρου ρυθμίζεται με την παράμετρο **κανονικοποίησης** λ . Έτσι, το δίκτυο μαθαίνει να αποφεύγει τους πολλούς νευρώνες. Ο όρος Ω ορίζεται από τη σχέση (4.29).

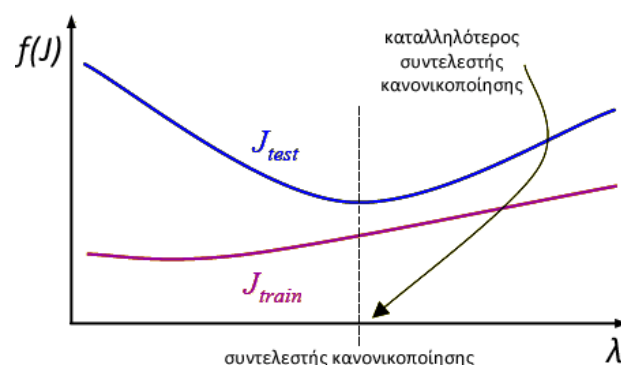
$$\Omega = \frac{1}{2} * \sum_i w_i^2, \text{ όπου } w_i \text{ τα συναπτικά βάρη του δικτύου.} \quad (4.29)$$

Η εισαγωγή της τεχνικής της κανονικοποίησης διαμορφώνει το τετραγωνικό σφάλμα J καθώς και τον κανόνα Back-Propagation όπως φαίνεται στις εξισώσεις (4.30) και (4.31). Οι επιπλέον όροι της κανονικοποίησης είναι αυτοί που προστίθενται στο τέλος κάθε μιας εκ των εξισώσεων.

$$J = \sum_{p=1}^P \|d^{(p)} - y^{(p)}\|^2 + \frac{\lambda}{2} * \sum_i w_i^2 \quad (4.30)$$

$$w_{ij}(k+1) = w_{ij}(k) + \beta * \Delta w_{ij} - \lambda * w_{ij}(k) \quad (4.31)$$

Η επίδραση της τεχνικής της **κανονικοποίησης** (*regulation*) παρουσιάζεται στο γράφημα 4.12.



Σχήμα 4.12 : Το σημείο όπου ελαχιστοποιείται η συνάρτηση του σφάλματος ελέγχου επιδεικνύει το κατάλληλο συντελεστή λ .

Μια ακόμα μέθοδος ρύθμισης του μεγέθους ενός ΤΝΔ σχετίζεται με την **ανάπτυξη** (*growing*) ή το **κλάδεμα** (*pruning*) ενός δικτύου, δηλαδή την προσθήκη ή την αφαίρεση κόμβων από το

δίκτυο και πρόκειται για μια πολύ απλή μέθοδο που μάλιστα χρησιμοποιείται συχνά. Αρχικά ορίζεται ένα **MLP δίκτυο** (*Multilayer Perceptron*) δύο στρωμάτων με M κρυφούς νευρώνες, και υποβάλλεται σε εκπαίδευση. Στη συνέχεια αυξάνονται οι κρυφοί νευρώνες και επανεκπαιδεύεται έως ότου το σφάλμα ελέγχου J_{test} βρεθεί κάτω από ένα προεπιλεγμένο όριο.

Μια άλλη μέθοδος παρόμοια με την προαναφερθείσα ονομάζεται τεχνική **διαδοχικής συσχέτισης** (*cascade-correlation*) και ξεκινά ενώνοντας όλες τις εισόδους με όλες τις εξόδους του δικτύου χωρίς δηλαδή την ύπαρξη κρυφού στρώματος. Στη συνέχεια εκπαιδεύεται το δίκτυο, προσθέτεται ένας κρυφός νευρώνας και υπολογίζονται τα βάρη που ενώνουν τις εισόδους με τον κρυφό νευρώνα κάνοντας χρήση ενός κανόνα συσχέτισης. Μετά ‘παγώνονται’ τα βάρη του κρυφού νευρώνα και εκπαιδεύονται τα βάρη που ενώνουν τον κρυφό νευρώνα με τις εξόδους καθώς και τα βάρη που ενώνουν τις εισόδους με τις εξόδους. Η διαδικασία συνεχίζεται προσθέτοντας κρυφούς νευρώνες έως ότου ικανοποιηθεί, όπως και προηγουμένως, κάποιο συνολικό κριτήριο τερματισμού.

Μέθοδοι Κλαδέματος

Η κεντρική ιδέα πίσω από τις μεθόδους κλαδέματος βασίζεται στην αρχική εκπαίδευση ενός μεγάλου δικτύου με σταδιακή αφαίρεση κόμβων ή συναπτικών βαρών. Σε κάθε αφαίρεση το ΤΝΔ επανεκπαιδεύεται και επανελέγχεται έως ότου η τιμή του σφάλματος ικανοποιήσει το προεπιλεγμένο κριτήριο τερματισμού. Μερικές μέθοδοι κλαδέματος παρουσιάζονται παρακάτω :

Η μέθοδος της **εξαφάνισης βαρών** (*weight elimination*) κάνει χρήση της ακόλουθης εξίσωσης κανονικοποίησης, όπου c μια σταθερά που επιλέγεται από τον σχεδιαστή :

$$\Omega = \frac{1}{2} * \sum_{p=1}^P \frac{w_i^2}{c^2 + w_i^2} \quad (4.32)$$

Το δίκτυο εκπαιδεύεται κανονικά ενώ αφαιρούνται όλα τα βάρη που είναι μικρότερα από c .

Η μέθοδος της **σημαντικότητας βαρών** (*weight saliency*) εκπαιδεύει ένα μεγάλο δίκτυο μέχρι να συγκλίνει και στη συνέχεια υπολογίζει τη ‘σημαντικότητα’ κάθε συναπτικού βάρους βάσει της διαφοράς :

$$S_{ij} = J(\text{χωρίς το βάρος } w_{ij}) - J(\text{με το βάρος } w_{ij}) \quad (4.33)$$

Το δίκτυο εκπαιδεύεται κανονικά ενώ αφαιρούνται όλα τα βάρη των οποίων η σημαντικότητα είναι μικρότερη από κάποιο προεπιλεγμένο ελάχιστο όριο (κατώφλι). Ωστόσο, αυτή η διαδικασία απαιτεί πολύ υπολογιστικό φόρτο.

Η μέθοδος της **βέλτιστης εγκεφαλικής βλάβης** (*optimal brain damage*) είναι όμοια με την προηγούμενη μέθοδο, καθώς βασίζεται στη σημαντικότητα των βαρών αλλά τους υπολογισμούς τους κάνει προσεγγιστικά κάνοντας χρήση των στοιχείων H_{ij} του πίνακα Hess :

$$H_{ij} = \frac{\partial^2 J}{\partial w_i * \partial w_j} \quad (4.34)$$

Η σημαντικότητα των βαρών υπολογίζεται από τον τύπο $H_{ij} * w_i^2 / 2$.

Η μέθοδος του **κλαδέματος των νευρώνων** βασίζεται στην εύρεση της σημαντικότητας του κάθε νευρώνα βάσει της διαφοράς :

$$S_i = J(\text{χωρίς το νευρώνα } i) - J(\text{με το νευρώνα } i) \quad (4.35)$$

Αν η αύξηση του κόστους J χωρίς το νευρώνα i είναι μηδαμινή, τότε ο νευρώνας μπορεί να αποκοπεί. Εναλλακτικά, χρησιμοποιείται μια συνάρτηση ενεργοποίησης f τέτοια ώστε $f(0)=0$. Για παράδειγμα $f(u) = \tanh(u) = (e^u - e^{-u}) / (e^u + e^{-u})$. Με κάθε νευρώνα i συνδέεται μια μεταβλητή γ_i μεταξύ 0 και 1 η οποία είναι 0 αν επιβάλλεται να ακυρωθεί ο νευρώνας ή 1 αν επιβάλλεται να διατηρηθεί. Η ενεργοποίηση του νευρώνα γίνεται βάσει της εξίσωσης (4.36) :

$$\alpha_i = f\left(\gamma_i * \left(\sum_j w_{ij} * a_j + w_{i0}\right)\right) \quad (4.36)$$

Έτσι είναι :

$$\gamma_i = 0 \quad \Rightarrow \quad \alpha_i = f(0) = 0 \quad \text{και ο νευρώνας είναι να μην υπάρχει.}$$

$$\gamma_i = 1 \quad \Rightarrow \quad \alpha_i = f\left(\sum_j w_{ij} * a_j + w_{i0}\right) \quad \text{και ο νευρώνας είναι όπως όλοι οι άλλοι.}$$

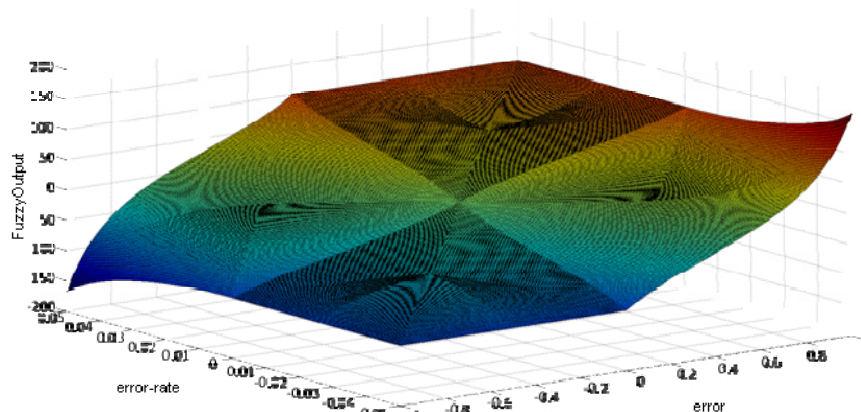
Οι συντελεστές γ_i θα πρέπει να εκπαιδεύονται όπως και τα συναπτικά βάρη.

4.3.2. Πρακτικό Παράδειγμα

Όπως φαίνεται και από την ανάπτυξη των διαφόρων μεθόδων εκπαίδευσης των ΤΝΔ, ο πλεονασμός δεδομένων είναι θεμιτός από τη στιγμή που έχουν επιλεχθεί τα κατάλληλα κριτήρια ελέγχου ώστε να εξασφαλίζεται η γενίκευση. Έτσι, με βάση αυτό το σκεπτικό, χρησιμοποιήθηκε το αρχείο `extract_data_from_the_rule_surface.m` του MATLAB (του οποίου ο κώδικας παρατίθεται στο Παράρτημα Γ) ώστε να εξαχθούν τα δεδομένα του FLC (FUZZY_PowerDiv.fis) της ενότητας 3.6.2 που στη συνέχεια θα χρησιμοποιηθούν για την εκπαίδευση ενός ΤΝΔ.

Το πλήθος των τριάδων (*triplets*) (input1, input2, output) που θα εισαχθούν στο ΤΝΔ και είναι της μορφής (error, error-rate, FuzzyOutput) επιλέχθηκε να είναι $250 \times 250 = 62.500$ δείγματα. Ο κώδικας του αρχείου φροντίζει έτσι ώστε να προηγηθεί κανονικοποίηση των δειγμάτων ώστε ο μέσος τους να είναι 0 και η τυπική απόκλιση να βρίσκεται στο διάστημα (-1,+1). Τα δεδομένα χωρίστηκαν σε 3 σύνολα, ένα της *εκπαίδευσης* (*training set*) ένα της *αξιολόγησης* (*validation set*) και ένα του *ελέγχου* (*test set*). Το testing set ξεκινάει από τη 2^η τριάδα και συνεχίζει ανά 4 τριάδες, δηλαδή έχει ως στοιχεία τις τριάδες ($Input1_i, Input2_i, Output_i$) για τις οποίες $i = 2, 6, 10, 14 \dots 62498$. Το validation set ξεκινάει από τη 4^η τριάδα και συνεχίζει ανά 4 τριάδες, δηλαδή έχει ως στοιχεία τις τριάδες ($Input1_i, Input2_i, Output_i$) για τις οποίες $i = 4, 8, 12, 16 \dots 62500$. Όλες οι υπόλοιπες τριάδες χρησιμοποιούνται στο training set.

Άρα το 50% των προτύπων θα χρησιμοποιηθεί στην εκπαίδευση, το 25% στην αξιολόγηση και το 25% στον έλεγχο. Στο σχήμα 4.13 παρουσιάζεται η επιφάνεια δράσης ελέγχου του FLC (ή αλλιώς ο γνωστικός χάρτης του ΤΝΔ) με μεγαλύτερη λεπτομέρεια και πυκνότερο πλέγμα από αυτό του σχήματος 3.25 αφού πλέον αποτελείται από 62.500 στοιχεία (3D συντεταγμένες).



Σχήμα 4.13 : 3D συγκεντρωτική απεικόνιση της επιφάνειας δράσης ελέγχου του FLC ή αλλιώς του γνωστικού χάρτη του ΤΝΔ.

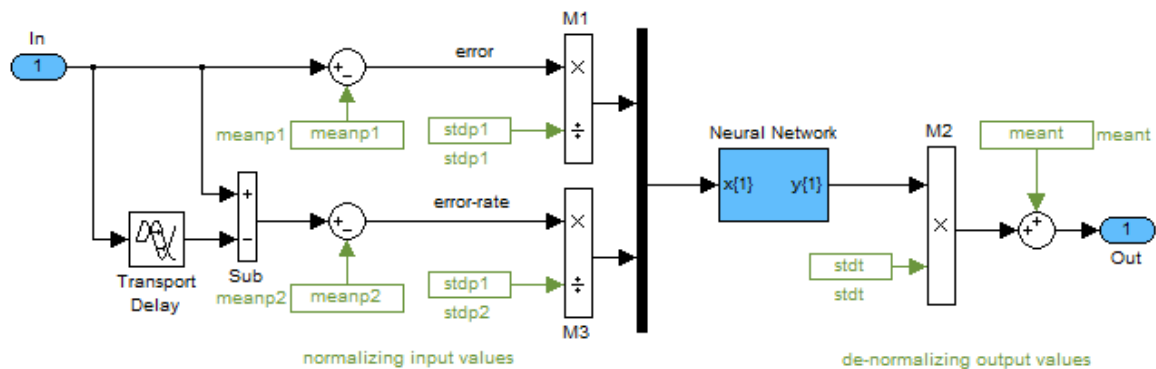
Το ΤΝΔ επιλέχθηκε να έχει συνολικά 3 κρυφά επίπεδα (layers), με 11 νευρώνες στο πρώτο, 9 στο δεύτερο και 11 στο τρίτο και οι συναρτήσεις μεταφοράς όλων να είναι σιγμοειδείς της

εφαπτομένης (*tansig*), δηλαδή της μορφής : $P(t) = \frac{1}{1 + e^{-t}}$ όπου t η ένταση του ερεθίσματος και

$P(t)$ η επιρροή στην αλλαγή του βάρους των νευρώνων. Για την έξοδο χρησιμοποιήθηκε ως συνάρτηση μεταφοράς η γραμμική συνάρτηση (*purelin*) για την οποία κατ' αντιστοιχία ισχύει :

$P(t) = t$. Τέλος, για την εκπαίδευση του δικτύου χρησιμοποιήθηκε μια μορφή Back Propagation αλγόριθμου που δίνει πολύ γρήγορα αποτελέσματα (αν και χρησιμοποιεί πολύ μνήμη) που βασίζεται στην βελτιστοποίηση των Levenberg και Marquardt (*trainlm*).

Το αρχείο `extract_data_from_the_rule_surface.m` δημιουργήσε επίσης το κατάλληλο Simulink block που θα επιτελέσει το ρόλο του ελεγκτή ώστε να εξεταστεί η απόκρισή του και να συγκριθεί με αυτή του αντίστοιχου FLC. Το block αυτό διακρίνεται στο κέντρο του σχήματος 4.14, ονομάζεται ‘Neural Network’ και είναι τονισμένο με γαλάζιο χρώμα. Το ίδιο αρχείο παρήγαγε και τις τιμές των μεταβλητών που χρησιμοποιούμενες κατάλληλα στο Simulink θα είναι υπεύθυνες για να κανονικοποιούν τα δεδομένα που εισάγονται στον ελεγκτή και στη συνέχεια θα αποκανονικοποιούν τα αντίστοιχα δεδομένα της εξόδου του. Τα ‘constant blocks’ που τονίζονται με πράσινο χρώμα στο μοντέλο του σχήματος 4.14 αναλαμβάνουν να παρέχουν τις τιμές των μεταβλητών για αυτούς τους δύο υπολογισμούς.

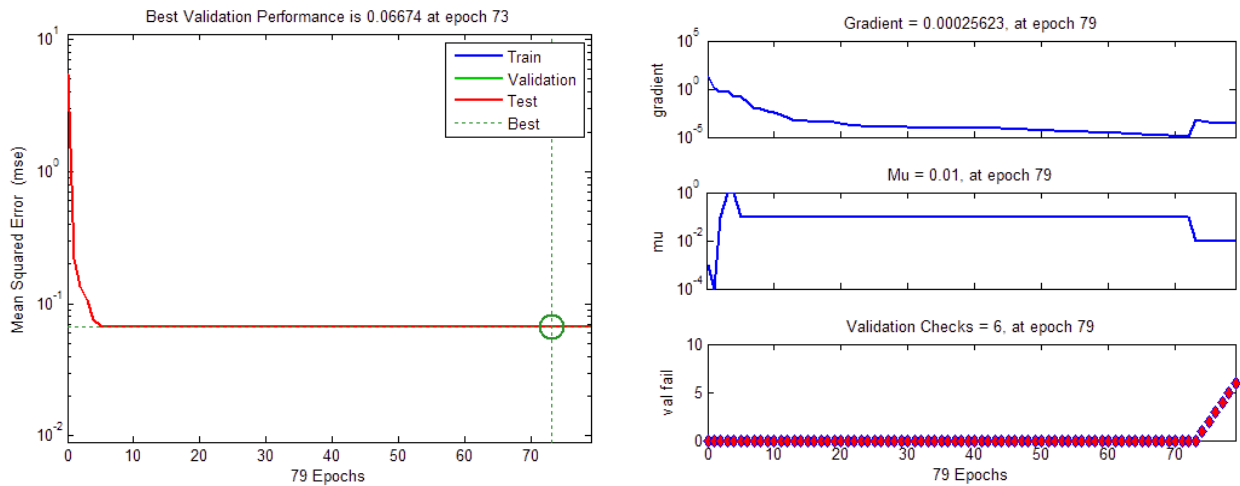


Σχήμα 4.14 : Το block που υλοποιεί το υπό μελέτη ΤΝΔ (γαλάζιο χρώμα) με τα συνοδευτικά περιφερειακά κυκλώματα κανονικοποίησης και αποκανονικοποίησης (πράσινο χρώμα).

Έτσι καθίσταται δυνατή η ρύθμιση της ευαισθησίας καθώς και της δραστηκότητας του ΤΝΔ ελεγκτή ώστε να προσεγγίζουν τις τιμές του FLC. Οι μεταβλητές αυτές είναι η τυπική απόκλιση των πρότυπων (p) της εισόδου 1 ($stdp1$), η τυπική απόκλιση των πρότυπων (p) της εισόδου 2 ($stdp2$), ο μέσος των πρότυπων (p) της εισόδου 1 ($meanp1$), ο μέσος των πρότυπων (p) της εισόδου 2 ($meanp2$), η τυπική απόκλιση των πρότυπων (t) της εξόδου ($stdt$) και ο μέσος των πρότυπων (t) της εξόδου ($meant$). Πιο συγκεκριμένα, για το ΤΝΔ υπό μελέτη οι τιμές των μεταβλητών αυτών είναι :

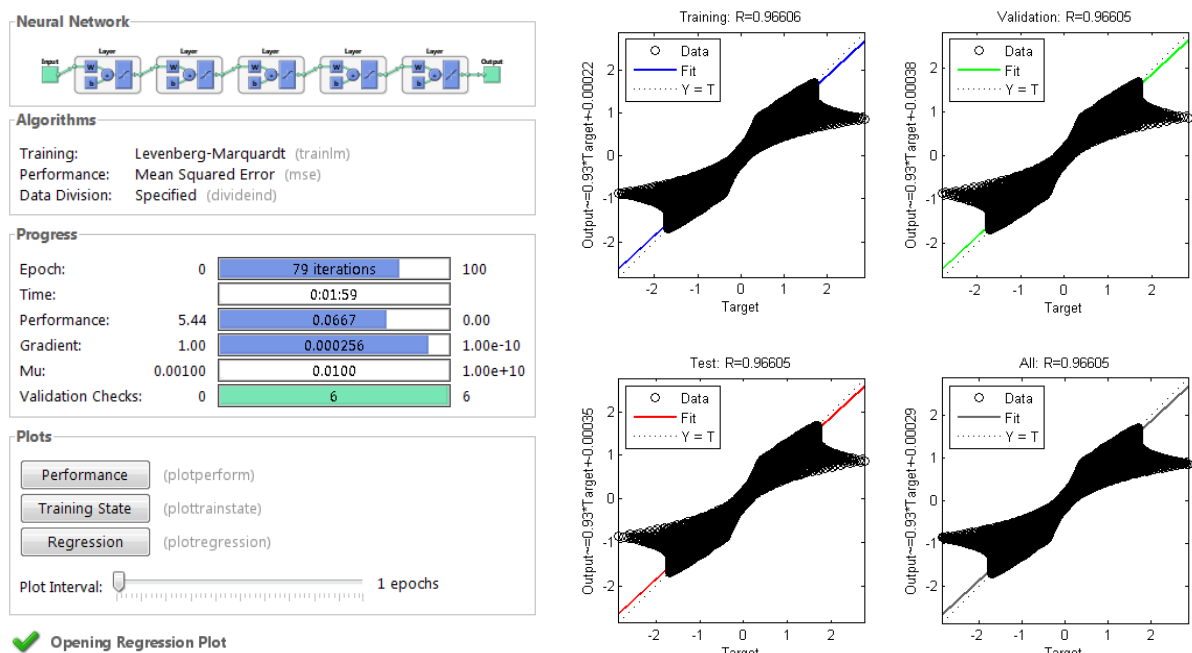
$$stdp1 = 0.58, \quad meanp1 = 0, \quad stdp2 = 0.029, \quad meanp2 = 0, \quad stdt = 58.92 \quad \text{και} \quad meant = 0.0161.$$

Όπως φαίνεται και στο αριστερό γράφημα του σχήματος 4.15 ο αλγόριθμος του ΤΝΔ γενίκευσε στην εποχή 73 για την οποία προέκυψε από το σύνολο αξιολόγησης ότι το μέσο τετραγωνικό σφάλμα ήταν περίπου 0.668. Τελικά η εκπαιδευτική διαδικασία σταμάτησε όπως ορίστηκε, μετά από 6 συνεχόμενες αποτυχημένες επαναλήψεις, καθώς το μέσο τετραγωνικό σφάλμα, από εκείνο το σημείο και μετά, κράτησε αυξητική πορεία, όπως διακρίνεται και στο δεξί γράφημα του σχήματος 4.15.



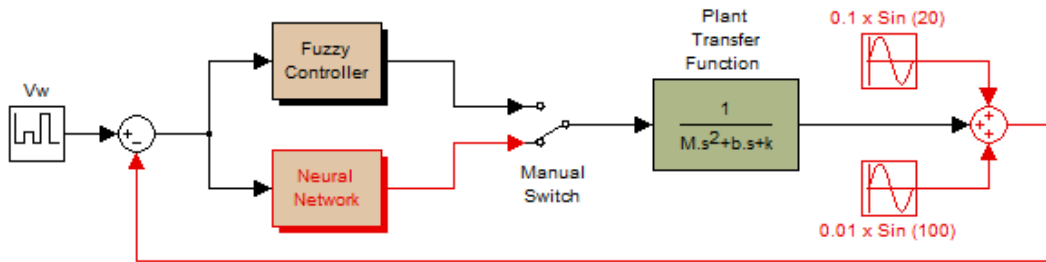
Σχήμα 4.15 : Αριστερά : Εξέλιξη μέσου τετραγωνικού σφάλματος ανά Εποχή. Δεξιά : Εξέλιξη α) της μεταβολής της κλίσης (gradient), β) της παραμετρικής αδράνειας μ του αλγορίθμου εκπαίδευσης και γ) του αριθμού των συνολικών αποτυχιών.

Στα αριστερά του σχήματος 4.16 παρουσιάζεται το τελικό στιγμιότυπο από την κονσόλα του Neural Network Training Tool, που αποτελεί τη γραφική διεπαφή του εργαλείου εκπαίδευσης ΤΝΔ του MATLAB. Στα δεξιά του ίδιου σχήματος παρουσιάζονται 4 γραφήματα, εκ των οποίων τα 3 πρώτα αφορούν στα 3 σύνολα των προτύπων (εκπαίδευσης, αξιολόγησης και ελέγχου) ενώ το τελευταίο αφορά στην ένωσή τους, δηλαδή σε όλα τα πρότυπα μαζί. Η σύγκλιση που επιτεύχθηκε για κάθε ένα από τα 4 σύνολα σχετίζεται με την κατανομή του σφάλματος (για κάθε πρότυπο ξεχωριστά) και είναι αντιστρόφως ανάλογη της απόστασης των μαύρων κύκλων (πρότυπα) από τη χρωματισμένη ευθεία. Τα μαύρα σχέδια που αποτελούνται από σμήνη μαύρων κύκλων αλλάζουν μορφή πλησιάζοντας προς την ευθεία όσο καλύτερα εκπαιδεύεται το ΤΝΔ.



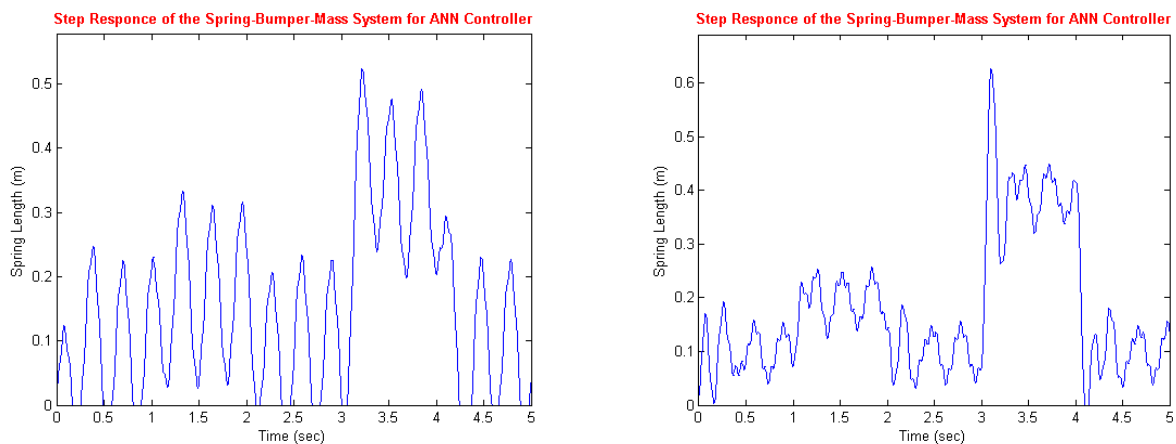
Σχήμα 4.16 : Αριστερά : Το Neural Network Training Tool. Δεξιά : Κατανομές του σφάλματος των triplets των 4ων sets.

Το κύκλωμα του σχήματος 4.14 εισάγεται σε μια ‘μάσκα’ του Simulink, δηλαδή σε ένα νέο block με όνομα ‘Neural Network’, το οποίο έχει μια είσοδο και μια έξοδο. Το ίδιο ακριβώς συνέβη και στο block του FLC του σχήματος 3.6 το οποίο εισήχθη στη μάσκα ‘Fuzzy Controller’ του σχήματος 3.17. Το σχήμα 4.17 παρουσιάζει τον τρόπο συνδεσμολογίας της διάταξης που θα χρησιμεύσει στη σύγκριση της απόκρισης του ΤΝΔ με τον γνωστό FLC.

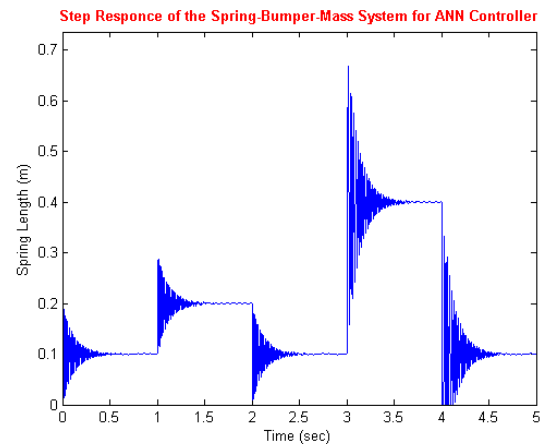
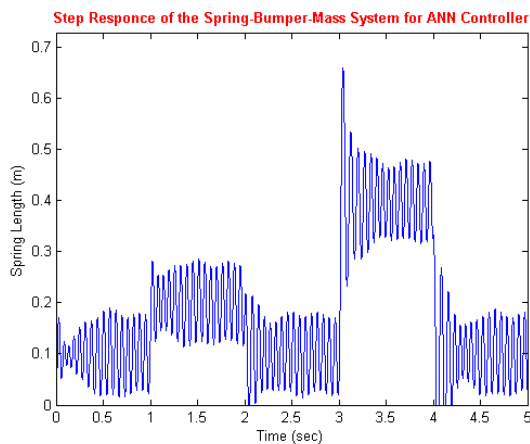


Σχήμα 4.17 : Πειραματική διάταξη για τη σύγκριση των επιδόσεων του FLC σε σχέση με το ΤΝΔ ‘αντίγραφο’.

Τα αρχικά αποτελέσματα δεν είναι ικανοποιητικά όπως φαίνεται στο αριστερό γράφημα του σχήματος 4.18. Αυτό οφείλεται στην διαφορετική υπολογιστική πολυπλοκότητα των δύο μετατροπών και στο γεγονός ότι αντιμετωπίζονται διαφορετικά από το πρόγραμμα εξομοίωσης. Αυτό το πρόβλημα διορθώνεται επεμβαίνοντας στην ευαισθησία και την δραστηριότητα του νέου ελεγκτή, ενισχύοντας κατάλληλα τις αντίστοιχες παραμέτρους. Έτσι, αν οι τιμές της τυπικής απόκλισης των εισόδων και της εξόδου διαιρεθούν και πολλαπλασιαστούν αντίστοιχα με τον παράγοντα 3, τότε προκύπτει μια βελτιωμένη απόκριση που αποτυπώνεται στο δεξί γράφημα του σχήματος 4.18. Αν οι τιμές αυτές αλλαχθούν ακόμα πιο έντονα, δηλαδή κατά μια τάξη μεγέθους, προκύπτει η κυματομορφή του αριστερού γραφήματος του σχήματος 4.19. Τελικά, μετά από μια σειρά διαδοχικών μετατροπών, προκύπτει μια πολύ ικανοποιητική απόκριση που παρουσιάζεται στο δεξί γράφημα του σχήματος 4.20. Στα σχήματα 4.18, 4.19 και 4.20 που ακολουθούν αποτυπώνονται οι αποκρίσεις όλων των διαδοχικών σταδίων έως ότου επιτευχθεί η επιθυμητή.

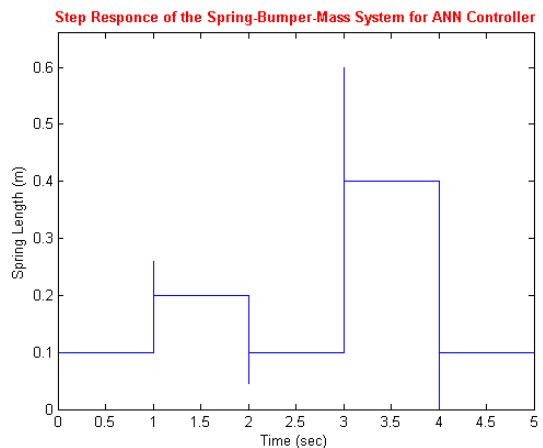
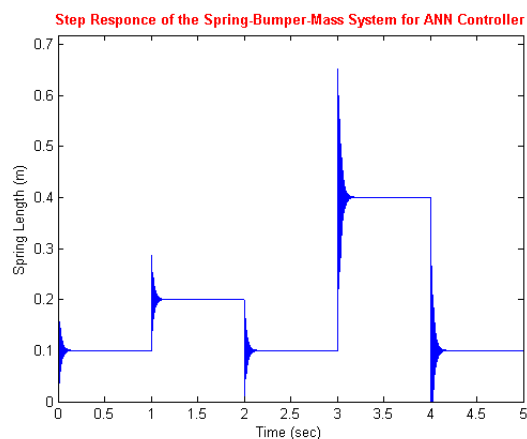


Σχήμα 4.18 : Αριστερά : Αρχική απόκριση ΤΝΔ ελεγκτή. Δεξιά : Απόκριση με ενίσχυση ευαισθησίας x3, δραστηριότητας x3.



Σχήμα 4.19 : Αριστερά : Απόκριση με ενίσχυση ευαισθησίας $\times 10$, δραστηκότητας $\times 10$.

Δεξιά : Απόκριση με ενίσχυση ευαισθησίας $\times 10$, δραστηκότητας $\times 100$.



Σχήμα 4.20 : Αριστερά : Απόκριση με ενίσχυση ευαισθησίας $\times 10$, δραστηκότητας $\times 1.000$.

Δεξιά : Πολύ ικανοποιητική απόκριση με ενίσχυση ευαισθησίας $\times 100$, δραστηκότητας $\times 10.000$.

Η τελική απόκριση του ελεγκτή που βασίστηκε στη χρήση του ΤΝΔ αποδεικνύεται πολύ καλύτερη από αυτή του FLC, καθώς κατάφερε να απορρίψει πλήρως τον ημιτονοειδή θόρυβο. Ωστόσο, προκαλεί φαινόμενα μεγάλης υπερύψωσης/υπερβύθισης σε κάθε βηματική αλλαγή που διαρκούν όμως πολύ μικρό χρονικό διάστημα. Το μειονέκτημα είναι πως τόσο μεγάλοι βαθμοί ενίσχυσης είναι αρκετά δύσκολο να επιτευχθούν στις πρακτικές εφαρμογές χωρίς την εμφάνιση αστάθειας ή άλλων δυσάρεστων παρενεργειών.

Πρόσθετα Συμπεράσματα – Επιτροπές Δικτύων

Μετά από πειραματισμούς που έγιναν για να διαπιστωθεί η επιρροή δύο εκ των σημαντικότερων παραμέτρων στη διαδικασία της εκπαίδευσης των ΤΝΔ, δηλαδή του αριθμού των προτύπων και του αριθμού των νευρώνων (για τη συγκεκριμένη δομή επιπέδων του ΤΝΔ υπό μελέτη), προέκυψε ότι, υπάρχουν κάποια κατάλληλα ζεύγη αυτών των δύο παραμέτρων που δίνουν τις καλύτερες δυνατές επιδόσεις. Δηλαδή για κάθε τιμή της πρώτης, υπάρχει μια κατάλληλη τιμή

της δεύτερης που σε συνδυασμό δίνουν το καλύτερο δυνατό αποτέλεσμα σε ότι αφορά την απόκριση του υπό μελέτη ελεγκτή.

Για παράδειγμα, ένα μικρό δείγμα τριάδων (πχ. 900 έναντι 62.500) ήταν αρκετό για να εκπαιδεύσει ένα μεγαλύτερο δίκτυο (με 20, 15 και 20 νευρώνες ανά κρυφό επίπεδο) δημιουργώντας έναν ελεγκτή με καλύτερες επιδόσεις που παρουσίασε μικρότερη κυμάτωση γύρω από το σημείο ισορροπίας και μικρότερη υπερύψωση/υπερβύθιση κατά τις βηματικές αλλαγές. Επίσης, ενδεικτικά αναφέρεται, πως σε ότι αφορά τις εκπαιδευτικές επιδόσεις (όχι τη γενίκευση του ΤΝΔ), το MATLAB έδωσε σε αυτό τον ελεγκτή επίδοση 8.1 έναντι 5.44 αυτού που παρουσιάστηκε στην παρούσα ενότητα. Από τους διάφορους συνδυασμούς που δοκιμάστηκαν προκύπτει ότι συνήθως (χωρίς να είναι απόλυτο) οι επιδόσεις στο θέμα της εκπαίδευσης σχετίζονται με τα σχετικά μεγέθη των δύο παραμέτρων. Όταν δηλαδή ο αριθμός των προτύπων προς εκπαίδευση είναι μεγάλος, τότε και ο αριθμός των νευρώνων πρέπει να είναι ανάλογα μεγάλος, και αντίστροφα. Επίσης παρατηρήθηκε ότι το μέσο τετραγωνικό σφάλμα παραμένει σχεδόν το ίδιο (τιμές από 0,06 έως 0,08) ασχέτως του πλήθους των προτύπων (από 900 έως 62.500) ή των νευρώνων (13 έως 85, σε διάφορες τοπολογίες ΤΝΔ) που έλαβαν μέρος στην εκπαίδευση. Όταν λοιπόν υπάρχει πληθώρα προτύπων προς εκπαίδευση και στόχος είναι η επίτευξη της καλύτερης δυνατής επίδοσης (ενώ παράλληλα μπορούν να διατεθούν οι απαραίτητοι υπολογιστικοί πόροι), φρόνιμο είναι να γίνονται μια σειρά από συνδυασμούς ώστε να βρεθεί το καταλληλότερο ζεύγος των παραπάνω δύο παραμέτρων.

Προς αυτή ακριβώς την κατεύθυνση αναπτύχθηκαν οι **επιτροπές δικτύων** (*committees of networks*). Αυτή η εκπαιδευτική μέθοδος στηρίζεται στην τροφοδότηση πολλών δικτύων με τα ίδια δεδομένα. Τα διαφορετικά δίκτυα μπορεί να έχουν διαφορετικό πλήθος νευρώνων, διαφορετική τοπολογία, ακόμα και διαφορετικό κανόνα εκπαίδευσης. Έτσι για τα ίδια πρότυπα εισόδου υπολογίζεται η έξοδος κάθε δικτύου και στο τέλος λαμβάνεται ο μέσος όρος όλων των εξόδων. Τελικά, μέσα από μια διαδικασία που ονομάζεται QBC (*query by committee*) επιλέγεται το ΤΝΔ που γενίκευσε καλύτερα στο δεδομένο ερώτημα, δηλαδή αναγνώρισε σωστότερα τα συγκεκριμένα πρότυπα εισόδου.

Έτσι, αν $J_1, J_2, \dots, J_N$ τα σφάλματα εκπαίδευσης ή τα σφάλματα ελέγχου των N δικτύων, αποδεικνύεται ότι το σφάλμα J_{com} της επιτροπής είναι μικρότερο από το μέσο σφάλμα των δικτύων :

$$J_{com} < \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N J_i$$

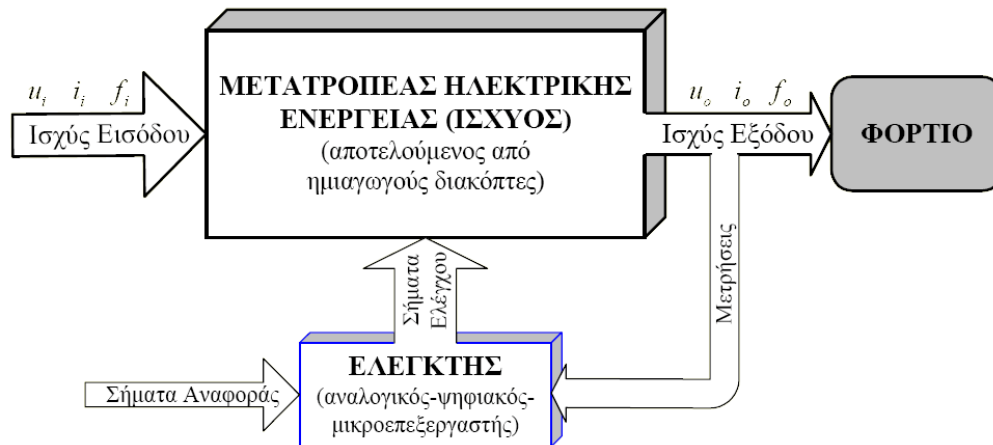
Αξίζει να σημειωθεί ότι τα ΤΝΔ της παρούσας εργασίας είναι **Οπισθοδρόμης Διάδοσης** (*BackPropagation Networks*) και τα δεδομένα με τα οποία τροφοδοτήθηκαν έχουν χωριστεί σε 3 κατηγορίες (εκπαίδευσης, ελέγχου και αξιολόγησης).

5. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΙΣΧΥΟΣ

5.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα συστήματα παραγωγής των ΑΠΕ, τα τελευταία χρόνια χαίρουν ιδιαίτερης ανάπτυξης καθώς και μεγάλης αποδοχής από την ευρύτερη αγορά. Σε μεγάλο βαθμό αυτό οφείλεται στην ανάπτυξη των συσκευών που είναι υπεύθυνες για τη σωστή διαχείριση της παραγόμενης ενέργειας, τους μετατροπείς ισχύος. Πρόκειται για εκείνες τις ηλεκτρονικές συσκευές που αναλαμβάνουν να επεξεργαστούν την ηλεκτρική ενέργεια που τους παρέχουν οι ΑΠΕ και με τη σειρά τους να την αποδώσουν προς τα συνδεδεμένα φορτία ή το ηλεκτρικό δίκτυο με τον τρόπο που θεωρείται ασφαλέστερος και αποδοτικότερος.

Οι σύγχρονες κατασκευές μετατροπών ισχύος είναι σχετικά φθηνές, μικρές αλλά και ταχύτατης απόκρισης, είναι δε ικανές να διαχειριστούν πολύ αξιόπιστα, μεγάλες ποσότητες ηλεκτρικής ισχύος. Σε αυτό βοήθησαν και βοηθούν οι μελέτες πάνω στη χημεία των ημιαγωγικών εξαρτημάτων και οι μεγάλες επενδύσεις στη σχετική τεχνολογική έρευνα που δημιούργησαν στοιχεία ικανά να άγουν και να διακόπτουν τεράστια ρεύματα σε πολύ μικρούς χρόνους αντέχοντας συγχρόνως μεγάλες τάσεις στα άκρα τους.



Σχήμα 5.1 : Γενικό λειτουργικό διάγραμμα των μετατροπών ηλεκτρικής ενέργειας.

Υπό φυσιολογικές συνθήκες λειτουργίας, τα εξαρτήματα διεγείρονται κατάλληλα ώστε να μεταβαίνουν ακαριαία μεταξύ δύο ‘οριακών’ καταστάσεων (on και off), λειτουργώντας ως διακόπτες. Έτσι ελέγχουν τη ροή ισχύος που τα διαπερνά αλλάζοντας τις χρονικές διάρκειες κατά τις οποίες άγουν ή όχι. Συνήθως οι συχνότητες λειτουργίας τους είναι πολύ υψηλότερες από αυτές του σήματος που θέλουν να ελέγξουν (τουλάχιστον υπερδιπλάσιες βάσει της θεωρίας του Nyquist και πρακτικά τάξεις μεγέθους μεγαλύτερες). Έτσι, ένας πλήρης κύκλος (από την κατάσταση on, στην κατάσταση off έως και λίγο πριν την αποκατάσταση του on ξανά) διαρκεί

κλάσματα της ‘ιδιοπεριόδου’ του ελεγχόμενου μεγέθους, φροντίζοντας ώστε η όποια αλλαγή γίνεται, να γίνεται ομαλά και με τους ελάχιστους δυνατούς παρασιτικούς θορύβους.

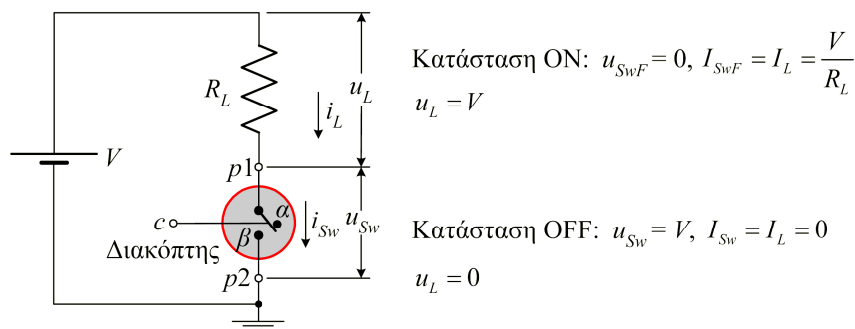
Η στρατηγική ελέγχου αυτών των διακοπτικών εξαρτημάτων ονομάζεται **Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM)** και οι αρχές λειτουργίας της, αναπτύσσονται στην παράγραφο 5.5.3. Τα συστατικά και οι ιδιότητες των εξαρτημάτων από τα οποία αποτελούνται τα ηλεκτρονικά κυκλώματα των μετατροπέων ισχύος παρουσιάζονται εν συντομία στις επόμενες παραγράφους.

5.2. ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ

5.2.1. Κατηγορίες και Τύποι ηλεκτρονικών διακοπών

Ένας ηλεκτρονικός διακόπτης ονομάζεται ιδανικός όταν :

- σε κατάσταση αγωγής έχει μηδενική τάση στα άκρα του,
- σε κατάσταση αποκοπής έχει μηδενική ροή ρεύματος και όταν
- ο χρόνος μετάβασης μεταξύ των δύο καταστάσεων είναι μηδενικός.



Σχήμα 5.2 : Στοιχειώδες ηλεκτρονικό σχέδιο κυκλώματος ισχύος με ιδανικό διακόπτη.

Η διαδικασία μετάβασης ενός διακόπτη από την κατάσταση αποκοπής, στην οποία ο διακόπτης δεν επιτρέπει τη ροή του ρεύματος, στην κατάσταση αγωγιμότητας όπου ο διακόπτης διαρρέεται από το υψηλό ρεύμα του φορτίου, ονομάζεται **έναυση (turn on)**.

Η μετάβαση του διακόπτη από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής ονομάζεται **σβέση (turn off)**.

Ανάλογα με τον τρόπο έναυσης και σβέσης διακρίνονται οι εξής τρεις κατηγορίες ημιαγωγικών διακοπών.

- Μη ελεγχόμενοι διακόπτες : Η έναυση και η σβέση επιβάλλονται από το κύκλωμα ισχύος. Οι μη ελεγχόμενοι διακόπτες δεν έχουν ακροδέκτη ελέγχου. (*Δίοδος, DIAC*)

- Πλήρως ελεγχόμενοι διακόπτες : Η έναυση και η σβέση ορίζονται από ένα σήμα οδήγησης με μορφή παλμού, το οποίο επιβάλλεται στον ακροδέκτη ελέγχου. (*Διπολικό transistor BJT, MOSFET, IGBT, GTO*)
- Μερικώς ελεγχόμενοι ή ημιελεγχόμενοι διακόπτες : Μέσω του ακροδέκτη ελέγχου ορίζεται μόνο η έναυση. Η σβέση του διακόπτη επιβάλλεται από την τάση ή το ρεύμα του κυκλώματος ισχύος. (*SCR, TRIAC*)

Τα χαρακτηριστικά μερικών εκ' των κυριότερων διακοπτικών ελεγκτικών μηχανισμών που προαναφέρθηκαν, παρουσιάζονται παρακάτω.

Δίοδος Επαφής (P-N)

Στην ηλεκτρονική, η δίοδος είναι ένα στοιχείο που περιορίζει τη κατευθυντήρια ροή των φορέων αγωγιμότητας (charge carriers). Ουσιαστικά, η δίοδος επιτρέπει στο ηλεκτρικό ρεύμα να περάσει από τη μια διεύθυνση, αλλά μπλοκάρει την κίνηση από την αντίθετη διεύθυνση. Έτσι, η δίοδος μπορεί να θεωρηθεί ως μια ηλεκτρονική εκδοχή της βαλβίδας. Τα κυκλώματα που απαιτούν ροή προς μία μόνο κατεύθυνση περιλαμβάνουν μία ή περισσότερες διόδους στη σχεδίαση του κυκλώματος. Η δίοδος αποτελεί την πρώτη προσέγγιση για τη κατασκευή ενός ηλεκτρικού διακόπτη. Οι περισσότερες σύγχρονες διόδους είναι κατασκευασμένες από υλικά ημιαγωγών όπως πυρίτιο ή γερμάνιο.

Οι περισσότερες σύγχρονες διόδους βασίζονται στον ημιαγωγό p-n επαφών. Σε μια p-n δίοδο, συμβατικό ρεύμα μπορεί να ρέει από τη μεριά τύπου p (η άνοδος) στην άλλη μεριά τύπου n (η κάθοδος), αλλά δεν μπορεί να ρέει κατά την αντίθετη κατεύθυνση.

Η χαρακτηριστική καμπύλη ρεύματος-τάσης ή I-V μιας διόδου ημιαγωγού αποδίδεται στη συμπεριφορά της περιοχής κατάρρευσης η οποία υπάρχει στην επαφή p-n μεταξύ των διαφορετικών ημιαγωγών. Όταν αρχικά δημιουργήθηκε η επαφή p-n, ηλεκτρόνια της ζώνης αγωγιμότητας (conduction band) της νοθευμένης-N (N-doped) περιοχής διαχέονται στη νοθευμένη-P (P-doped) περιοχή όπου υπάρχει ένας μεγάλος αριθμός από οπές (μέρη για τα ηλεκτρόνια στα οποία δεν βρίσκεται κανένα ηλεκτρόνιο) με τις οποίες τα ηλεκτρόνια ανασυνδυάζονται. Όταν ένα ελεύθερο ηλεκτρόνιο συνδυάζεται με μια οπή, η οπή εξαφανίζεται και το ηλεκτρόνιο παύει να είναι ελεύθερο. Επομένως δυο φορείς αγωγιμότητας εξαφανίστηκαν. Η περιοχή γύρω από την επαφή p-n ελαττώνεται από φορείς αγωγιμότητας και επομένως λειτουργεί ως μονωτής. Παρόλα αυτά, το πλάτος κατάρρευσης (depletion width) δεν μπορεί να μεγαλώσει απεριόριστα. Για κάθε ζεύγος ηλεκτρονίου-οπής που ανασυνδυάζονται, ένα θετικά φορτισμένο 'νοθευμένο' (dopant) ιόν αφήνεται πίσω στη νοθευμένη-N περιοχή και ένα αρνητικά

φορτισμένο ‘νοθευμένο’ ιόν αφήνεται στη νοθευμένη-P (P-doped) περιοχή. Καθώς προχωρούν οι ανασυνδυασμοί και παράγονται περισσότερα ιόντα, αναπτύσσεται ένα αυξανόμενο ηλεκτρικό πεδίο στη ζώνη κατάρρευσης το οποίο επιδρά στην επιβράδυνση και τελικά στη διακοπή των ανασυνδυασμών. Σε αυτό το σημείο, υπάρχει μια ενσωματωμένη διαφορά δυναμικού στην ζώνη κατάρρευσης. Αν μια εξωτερική τάση εφαρμοστεί στη δίοδο με την ίδια πολικότητα με την ενσωματωμένη διαφορά δυναμικού, η ζώνη κατάρρευσης συνεχίζει να λειτουργεί ως μονωτής εμποδίζοντας τη διέλευση σημαντικής ποσότητας ηλεκτρικού ρεύματος. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται ανάστροφη πόλωση. Αντίθετα, αν η πολικότητα της εξωτερικής τάσης είναι αντίθετη με την ενσωματωμένη διαφορά δυναμικού, θα συνεχίσουν οι ανασυνδυασμοί με αποτέλεσμα να υπάρξει διέλευση ηλεκτρικού ρεύματος μέσω της επαφής p-n. Για τις διόδους από πυρίτιο, η εσωτερική τάση είναι περίπου ίση με 0.6 V. Επομένως, αν ένα εξωτερικό ρεύμα περάσει από τη δίοδο, θα δημιουργηθεί στη δίοδο μια πτώση τάσης περίπου 0.6 V έτσι ώστε η νοθευμένη-P περιοχή να είναι θετική σε σχέση με τη νοθευμένη-N περιοχή. Τότε η δίοδος χαρακτηρίζεται ως ανοικτή, αφού είναι πολωμένη ορθά.

Η ισότητα Shockley της ιδεατής διόδου είναι η χαρακτηριστική I-V μιας ιδανικής διόδου είτε σε ορθή είτε σε ανάστροφη πόλωση. Προκύπτει από την παραδοχή ότι οι μόνες διαδικασίες που προκαλούν ρεύμα σε μια δίοδο είναι η μετακίνηση των φορέων φορτίου (drift) (λόγω του ηλεκτρικού πεδίου), η διάδοση και ο θερμικός ανασυνδυασμός-παραγωγή (recombination-generation R-G). Επίσης θεωρεί ότι το ρεύμα του R-G πεδίο κατάρρευσης είναι αμελητέο. Η εξίσωση του ‘νόμου της διόδου’ είναι η παρακάτω :

$$I = I_S \left(e^{V_D/n*V_T} - 1 \right) \quad (5.1)$$

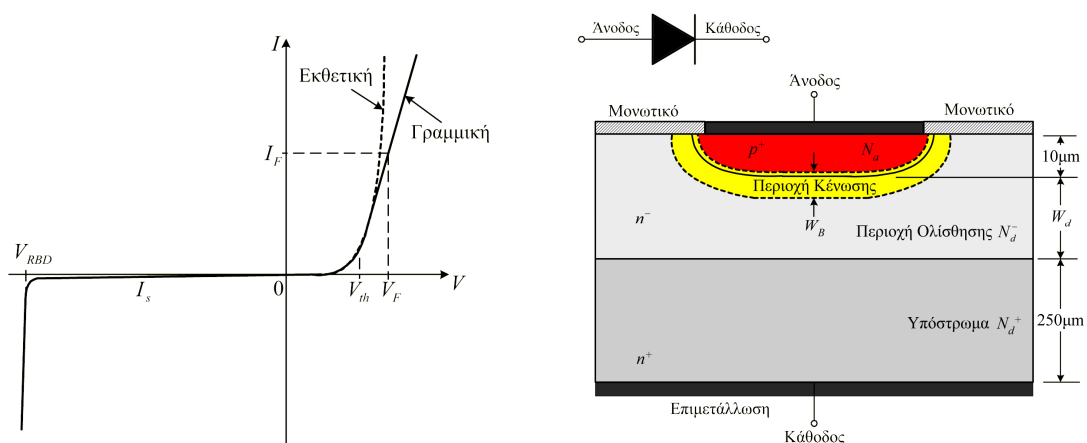
όπου I είναι το ρεύμα της διόδου, I_S ένας παράγοντας που ονομάζεται ρεύμα κορεσμού, V_D η τάση της διόδου, V_T η θερμική τάση και n ο παράγοντας εκπομπής, γνωστός και ως ιδεατός παράγοντας. Οι τιμές του παράγοντα εκπομπής n ποικίλουν από 1 μέχρι 2 ανάλογα με τη διαδικασία κατασκευής και το υλικό του ημιαγωγού. Σε πολλές περιπτώσεις θεωρείται ότι είναι περίπου ίσος περίπου με 1 οπότε παραλείπεται. Η θερμική τάση V_T είναι περίπου 25.7 mV σε θερμοκρασία δωματίου (25 °C ή 298 K) και θεωρείται σταθερά. Η θερμική τάση ορίζεται ως :

$$V_T = \frac{k * T}{q} \quad (5.2)$$

όπου q είναι το μέτρο του φορτίου ενός ηλεκτρονίου, k είναι η σταθερά του Boltzmann και T είναι η απόλυτη θερμοκρασία της επαφής p-n.

Τα χαρακτηριστικά μεγέθη μιας διόδου ισχύος είναι η **ανάστροφη τάση διάσπασης** V_{RBD} (reverse breakdown), δηλαδή η μέγιστη δυνατή τάση ανάστροφης πόλωσης, το **ρεύμα αγωγής** I_F και η **τάση κατωφλιού** V_{th} (threshold voltage), δηλαδή η τάση στην οποία αρχίζει να άγει το στοιχείο MOS (metal oxide semiconductor). Για τάσεις μικρότερες της τάσης κατωφλιού το κανάλι βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής.

Στο σχήμα 5.3 που ακολουθεί παρουσιάζεται η I-V χαρακτηριστική μιας διόδου ισχύος καθώς και η χημική σύσταση των διαφόρων υποστρωμάτων της.



Σχήμα 5.3 : Αριστερά : Χαρακτηριστική I-V της διόδου ισχύος κατά την ορθή και την ανάστροφη πόλωση.

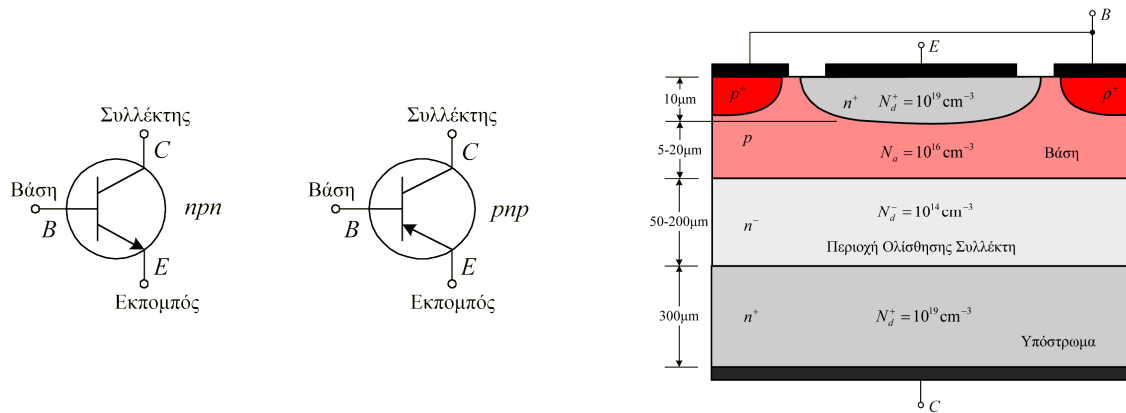
Δεξιά : Σύμβολο και κατασκευαστική δομή της διόδου ισχύος.

Διπολικό Transistor Επαφής (BJT)

Το τρανζίστορ ενώσεως σχηματίζεται όταν στον κρύσταλλο ημιαγωγού ενός τύπου παρεμβληθεί σώμα κρυστάλλου διαφορετικού τύπου ημιαγωγού. Δημιουργείται έτσι μια διπλή ένωση pnp ή npn. Η ένωση μεταξύ των δύο διαφορετικού τύπου ημιαγωγών διέπεται από τις ίδιες ιδιότητες που περιγράφηκαν στην ένωση μιας απλής διόδου. Η δομή της κατασκευής ενός τρανζίστορ (με την τεχνολογία της διαχύσεως) καθώς και το σύμβολό του παριστάνονται στο σχήμα 5.4. Το βέλος στο ένα άκρο που λέγεται **εκπομπός** δείχνει τη φορά του ρεύματος. Τα άλλα δύο ηλεκτρόδια είναι η **βάση** (στο μέσο) και ο **συλλέκτης**. Η ένωση του εκπομπού-βάσης πολώνεται ορθά, ενώ η ένωση συλλέκτη-βάσης ανάστροφα.

Ανάλογη είναι και η κατασκευή ενός pnp τρανζίστορ. Σε ένα pnp το ρεύμα στον εκπομπό κατευθύνεται προ το σώμα του τρανζίστορ και συνεπώς το βέλος είναι αντίθετης φοράς. Για τη διακοπτική λειτουργία ενός τρανζίστορ αρκεί η εφαρμογή μιας τάσης κατάλληλης πολικότητας στην βάση του στοιχείου. Η αντίσταση μεταξύ συλλέκτη (C) και εκπομπού (E) είναι συνάρτηση του ορθού ρεύματος μεταξύ βάσης (B) και εκπομπού (E). Χωρίς ρεύμα μεταξύ βάσης και εκπομπού (ανάστροφη πόλωση) η αντίσταση συλλέκτη-εκπομπού είναι πολύ υψηλή οπότε το

τρανζίστορ δεν άγει, λειτουργώντας ως ανοιχτό κύκλωμα. Με την εφαρμογή μιας θετικής τάσης στη βάση, προκαλείται ένα μικρό ρεύμα μεταξύ βάσης και εκπομπού (ορθή πόλωση) και το τρανζίστορ άγει, λειτουργώντας ως κλειστό κύκλωμα.

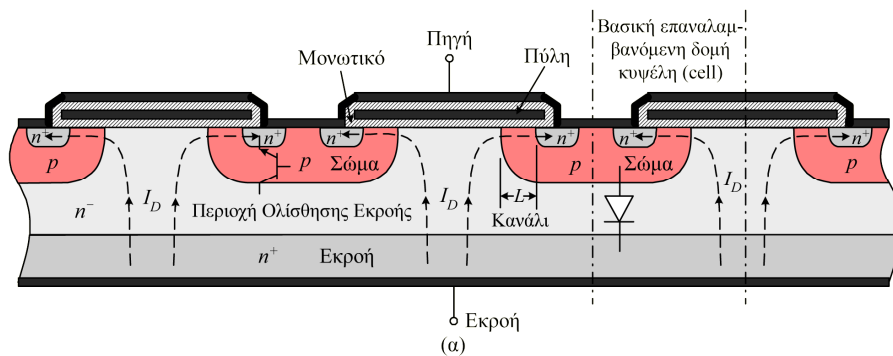


Σχήμα 5.4 : Αριστερά : Σύμβολα των npn και pnp BJT. Δεξιά : κατασκευαστική δομή μιας κυψέλης BJT ισχύος τύπου npn. Διακρίνεται η περιοχή ολίσθησης του συλλέκτη.

MOSFET ισχύος

Στα MOSFET ο ακροδέκτης της πύλης είναι απομονωμένος από τον ημιαγωγό με ένα στρώμα μονωτικού υλικού. Έτσι, η οδήγηση του στοιχείου γίνεται με σήμα της τάσης στην πύλη, αντί για ρεύμα όπως στα BJT, με αποτέλεσμα η ισχύς ενεργοποίησης να είναι πολύ μικρή. Η τάση της πύλης πρέπει να υπερβεί μια τιμή **κατωφλιού** V_{GSth} για την έναυση του στοιχείου.

Τα MOSFET έχουν, λόγω κατασκευής, μια εσωτερική δίοδο (*intrinsic diode*) σε αντιπαράλληλη σύνδεση με την κυρίως δομή τους, η οποία είναι πολύ χρήσιμη σε κάποια είδη μετατροπών, όπως είναι οι αντιστροφείς. Επομένως, η ροή του ρεύματος μέσω του στοιχείου είναι αμφίδρομη. Στην πράξη τα MOSFET ισχύος συνήθως χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές χαμηλής τάσης (200V και λιγότερο).

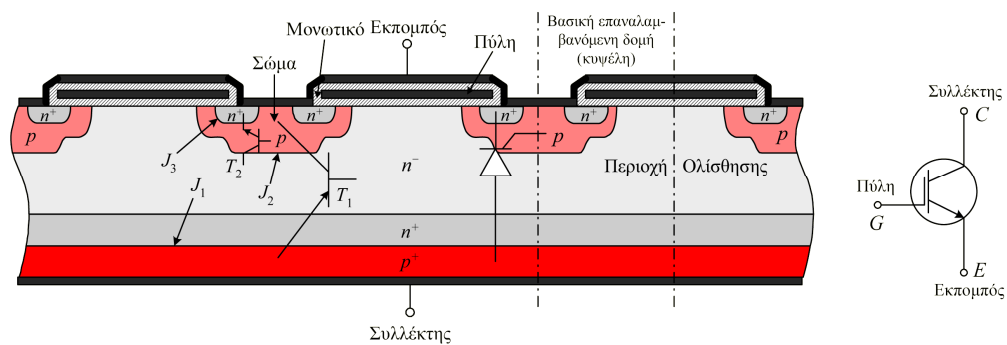


Σχήμα 5.5 : Κατασκευαστική δομή του MOSFET ισχύος, όπου διακρίνεται η εσωτερική δίοδος.

IGBT

Το διπολικό transistor μονωμένης πύλης (*Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT*) είναι ένας διακόπτης που συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των MOSFET με τις μικρές τάσεις αγωγιμότητας των BJT σε τάσεις μεγαλύτερες από 300V. Οι τρεις ακροδέκτες του είναι η πύλη (*gate*), ο εκπομπός (*emitter*) και ο συλλέκτης (*collector*), αντί της πύλης (*gate*), του απαγωγού (*drain*) και της πηγής (*source*) του MOSFET, αντίστοιχα. Οι παράμετροι και τα σύμβολα είναι ίδια με εκείνα του MOSFET εκτός από το ότι οι δείκτες για πηγή και απαγωγό τροποποιούνται σε εκπομπό και συλλέκτη αντίστοιχα.

Οι προδιαγραφές ενός απλού IGBT φτάνουν τα 400 A, 1200 V με συχνότητα οδήγησης τα 20 KHz. Τα IGBT κατασκευάζονται συνήθως ως καναλιού-n ή καναλιού-p και διακρίνονται ανάλογα με την κατασκευή τους σε IGBT με διάτρηση (PT-IGBT) και σε IGBT χωρίς διάτρηση (NPT-IGBT). Κάποια είδη IGBT υποστηρίζουν και ανάστροφες τάσεις.



Σχήμα 5.6 : Κατασκευαστική δομή του IGBT καναλιού-n. Διακρίνονται τα δύο παρασιτικά BJT, τα οποία σχηματίζουν το παρασιτικό SCR του στοιχείου. Στα δεξιά παρατίθεται το κυκλωματικό σύμβολο.

5.2.2. Κατηγορίες Μετατροπέων Ισχύος και Εφαρμογές

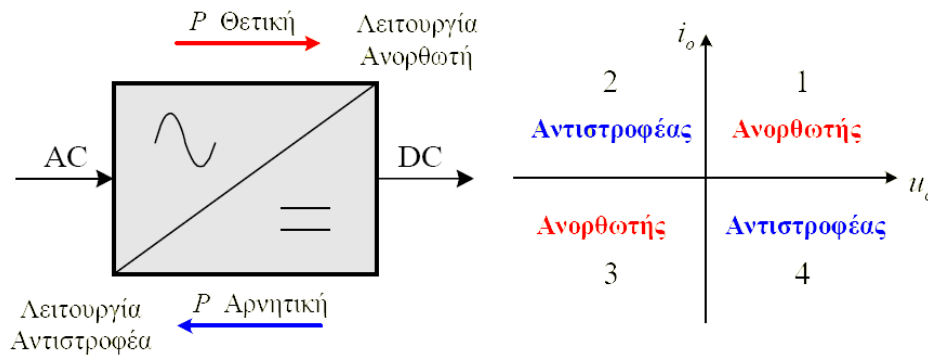
Οι μετατροπείς ισχύος ανάλογα με τη μορφή ισχύος εισόδου και εξόδου χωρίζονται σε 4 μεγάλες κατηγορίες (με τις υποκατηγορίες τους) :

- **AC-DC ή Rectifiers** (Ανορθωτές – εναλλασσόμενο σε συνεχές)
 - Μονοφασικοί και πολυφασικοί (συνήθως τριφασικοί).
 - Ελεγχόμενοι και μη ελεγχόμενοι.
- **DC-AC ή Inverters** (Αντιστροφείς - συνεχές σε εναλλασσόμενο)
 - Μονοφασικοί και πολυφασικοί.
 - Με ρύθμιση είτε μόνο της συχνότητας εξόδου ή και της τάσης (PWM).
- **DC-DC ή Converters** (Μετατροπείς - συνεχές σε συνεχές)
 - Υποβιβασμού (*step down*) ή/και ανύψωσης (*step up*) τάσης. (Buck, Boost, BuckBoost)
 - Χωρίς απομόνωση και με απομόνωση της εξόδου.

- **AC-AC ή Cycloconverters** (Κυκλομετατροπείς – εναλλ. σε εναλλ.)

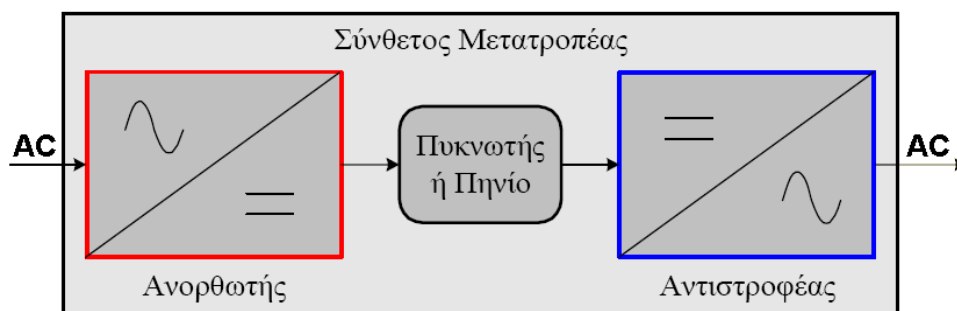
- Υποβιβασμού συχνότητας και ανύψωσης συχνότητας.

Ανάλογα με τον τρόπο μετάβασης των διακοπών τους διακρίνονται, σε μετατροπείς με **φυσική μετάβαση**, με **εξαναγκασμένη μετάβαση** και **συντονισμό**.



Σχήμα 5.7 : Αμφίδρομη ροή ισχύος στους διάφορους μετατροπείς. Ο συμβατικός ανορθωτής μπορεί να λειτουργήσει μόνο στα τεταρτημόρια 1 και 3, ενώ ο αντιστροφείας στα 2 και 4.

Στο σχήμα 5.7 παρατίθεται ως παράδειγμα το χαρακτηριστικό σύμβολο ενός AC/DC μετατροπέα, ένα ορθογώνιο διαχωρισμένο στην κύρια διαγώνιό του. Η επάνω αριστερή τριγωνική περιοχή συμβολίζει την μορφή της εισόδου (εδώ AC) ενώ η κάτω δεξιά συμβολίζει την μορφή της εξόδου (εδώ DC). Κάποιοι μετατροπείς συνδεόμενοι σε σειρά (με κάποιο αποθηκευτικό στοιχείο ενέργειας να μεσολαβεί ανάμεσά τους) μπορούν να σχηματίσουν μεγαλύτερους, σύνθετους μετατροπείς, όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.8.



Σχήμα 5.8 : Λειτουργικό διάγραμμα ενός σύνθετου μετατροπέα, ο οποίος αποτελείται από έναν ανορθωτή και ένα αντιστροφείας.

Οι πιο διαδεδομένες εφαρμογές μετατροπέων ισχύος είναι στις Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας, στα δίκτυα μεταφοράς ενέργειας, στα διακοπτικά τροφοδοτικά συνεχούς ρεύματος, στα συστήματα αδιάλειπτης παροχής ενέργειας (Uninterruptible Power Supplies, UPS) και στον έλεγχο ηλεκτρικών κινητήρων.

5.3. ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΩΝ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ

5.3.1. Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD)

Οι μετατροπείς ισχύος αποτελούνται από ημιαγωγά στοιχεία, τα οποία λειτουργούν ως διακόπτες. Ως συνέπεια, οι τάσεις και τα ρεύματα στην είσοδο των μετατροπέων δεν έχουν καθαρά ημιτονοειδή μορφή όταν είναι εναλλασσόμενα μεγέθη και αντίστοιχα απόλυτα σταθερή τιμή όταν είναι συνεχή μεγέθη. Οι τάσεις και τα ρεύματα παρουσιάζουν αρμονικές συνιστώσες, σε συχνότητες πολλαπλάσιες της θεμελιώδους. Σε ορισμένους τύπους μετατροπέων ισχύος οι αρμονικές συνιστώσες εμφανίζονται σε συχνότητες εκατοντάδες ή και χιλιάδες φορές μεγαλύτερες της θεμελιώδους και με πλάτη συγκρίσιμα αυτής. Οι αρμονικές συνιστώσες του ρεύματος προκαλούν παραμορφώσεις της τάσης του δικτύου, εξαιτίας της εσωτερικής σύνθετης αντίστασης. Αν η παραμόρφωση της τάσης του δικτύου είναι σημαντική, θα επηρεαστεί αρνητικά η λειτουργία άλλων συσκευών (φορτίων) που συνδέονται σε αυτό. Ακόμη, τα αρμονικά ρεύματα προκαλούν πρόσθετη θέρμανση, επιδερμικά φαινόμενα, υπερτάσεις από φαινόμενα συντονισμού και ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή.

Η ολική αρμονική παραμόρφωση (*total harmonic distortion* ή *THD*) είναι ένας δείκτης που εκτιμά το ύψος αυτής της παραμόρφωσης και ορίζεται ως ο λόγος που προκύπτει από το κλάσμα του αθροίσματος της ισχύος όλων των αρμονικών συνιστωσών προς την ισχύ της θεμελιώδους συχνότητας. Όταν η είσοδος είναι μια καθαρή ημιτονοειδής κυματομορφή, τότε ο δείκτης *THD* περιγράφεται μαθηματικά από την εξίσωση 5.3.

$$THD = \frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1} = \frac{\sum_{n=2}^{n \rightarrow \infty} P_n}{P_1} \quad \text{ή αλλιώς} \quad THD = \frac{P_{total} - P_1}{P_1} \quad (5.3)$$

5.3.2. Η μέθοδος Fourier

Στον υπολογισμό του αρμονικού περιεχομένου των τάσεων και των ρευμάτων χρησιμοποιείται η μέθοδος *Fourier*. Κάθε περιοδική συνάρτηση $f(t)$, μπορεί να εκφραστεί ως άθροισμα άπειρου πλήθους ημιτονοειδών συναρτήσεων, σύμφωνα με τις :

$$f(t) = \frac{1}{2} * a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \{a_n * \cos(n * \omega_s * t) + b_n * \sin(n * \omega_s * t)\} \quad (5.4)$$

$$f(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (c_n * \cos(n * \omega_s * t - \varphi_n)) \quad (5.5)$$

$$f(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (c_n * \sin(n * \omega_s * t + \theta_n)) \quad (5.6)$$

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\mathbf{F}_n * e^{j * n * \omega_s * t}) \quad (5.7)$$

Οι πρώτες σχέσεις (5.4), (5.5), (5.6) αποτελούν τις τρεις διαφορετικές εκφράσεις της τριγωνομετρικής μορφής της σειράς *Fourier* και η τέταρτη (5.7) είναι η εκθετική μορφή της σειράς. Οι συντελεστές *Fourier* a_n , b_n , F_n υπολογίζονται από τις σχέσεις :

$$a_n = \frac{1}{\pi} * \int_0^{2\pi} f(t) * \cos(n * \omega_s * t) d(\omega_s * t) \quad (5.8)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} * \int_0^{2\pi} f(t) * \sin(n * \omega_s * t) d(\omega_s * t) \quad (5.9)$$

$$F_n = \frac{1}{2\pi} * \int_0^{2\pi} f(t) * \mathbf{F}_n * e^{-j * n * \omega_s * t} d(\omega_s * t) \quad (5.10)$$

Οι συντελεστές *Fourier* συνδέονται μεταξύ τους με τις παρακάτω σχέσεις :

$$c_0 = \mathbf{F}_0 = \frac{1}{2} * a_0 \quad \varphi_n = \tan^{-1} \left(\frac{b_n}{a_n} \right) \quad a_n = \mathbf{F}_n + \mathbf{F}_{-n} \quad (5.11)$$

$$c_n = 2|\mathbf{F}_n| = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \theta_n = \tan^{-1} \left(\frac{a_n}{b_n} \right) \quad b_n = j(\mathbf{F}_n - \mathbf{F}_{-n}) \quad (5.12)$$

Οι συντελεστές $\mathbf{F}_n$ της εκθετικής σειράς *Fourier* είναι μιγαδικοί αριθμοί. Οι συντελεστές c_n είναι τα πλάτη των αρμονικών συχνοτήτων. Οι γωνίες φ_n και είναι θ_n είναι οι φάσεις των αντίστοιχων όρων. Η συνεχής συνιστώσα εκφράζεται από τους όρους a_0 , c_0 , $\mathbf{F}_0$.

Ο υπολογισμός των συντελεστών της σειράς *Fourier* απλοποιείται σημαντικά όταν η συνάρτηση έχει κάποιο είδος συμμετρίας.

Μια συνάρτηση ονομάζεται **άρτια** όταν ισχύει : $f(t) = f(-t)$. Τότε $b_n = 0$ και

$$a_n = \frac{2}{\pi} * \int_0^{\pi} f(t) * \cos(n * \omega_s * t) d(\omega_s * t) \quad (5.13)$$

Μια συνάρτηση ονομάζεται **περιττή** όταν ισχύει : $f(t) = -f(-t)$. Τότε $a_n = 0$ και

$$b_n = \frac{2}{\pi} * \int_0^{\pi} f(t) * \sin(n * \omega_s * t) d(\omega_s * t) \quad (5.14)$$

Η συνάρτηση $f(t)$ έχει συμμετρία μισού κύματος όταν ισχύει : $f(t) = -f(t + \frac{T_s}{2})$

Τότε η συνάρτηση έχει μόνο περιττές αρμονικές, δηλαδή :

$$\begin{aligned} a_n &= \begin{cases} 0, & n \rightarrow \text{άρτιο} \\ \frac{2}{\pi} * \int_0^{\pi} f(t) * \cos(n * \omega_s * t) d(\omega_s * t), & n \rightarrow \text{περιττό} \end{cases} \\ b_n &= \begin{cases} 0, & n \rightarrow \text{άρτιο} \\ \frac{2}{\pi} * \int_0^{\pi} f(t) * \sin(n * \omega_s * t) d(\omega_s * t), & n \rightarrow \text{περιττό} \end{cases} \end{aligned} \quad (5.16)$$

Σε μια άρτια συνάρτηση με συμμετρία μισού κύματος, ισχύει $b_n = 0$ και

$$a_n = \begin{cases} 0, & n \rightarrow \text{άρτιο} \\ \frac{4}{\pi} * \int_0^{\pi/2} f(t) * \cos(n * \omega_s * t) d(\omega_s * t), & n \rightarrow \text{περιττό} \end{cases} \quad (5.17)$$

Σε μια περιττή συνάρτηση με συμμετρία μισού κύματος, ισχύει $a_n = 0$ και

$$b_n = \begin{cases} 0, & n \rightarrow \text{άρτιο} \\ \frac{4}{\pi} * \int_0^{\pi/2} f(t) * \sin(n * \omega_s * t) d(\omega_s * t), & n \rightarrow \text{περιττό} \end{cases} \quad (5.18)$$

Συχνά μια συνάρτηση η οποία δεν είναι συμμετρική, αποκτά κάποιο είδος συμμετρίας με τη μετακίνηση του οριζόντιου ή κατακόρυφου άξονα. Η μετακίνηση των αξόνων δεν μεταβάλλει τις αρμονικές συνιστώσες της σειράς Fourier ή τα πλάτη τους c_n . Η μετατόπιση του κατακόρυφου άξονα προκαλεί αλλαγή στις φασικές γωνίες.

5.3.3. Μέση και Ενεργός τιμή μιας συνάρτησης

Η μέση και ενεργός τιμή μιας συνάρτησης $f(t)$, με περίοδο T_s υπολογίζεται ως εξής :

$$F_{av} = \frac{1}{T_s} * \int_0^{T_s} f(t) dt \quad (5.19)$$

Ο όρος c_0 της σειράς Fourier ισούται με τη μέση τιμή της συνάρτησης.

Η ενεργός ή μέση τετραγωνική τιμή (root mean square, RMS) της περιοδικής συνάρτησης $f(t)$ ορίζεται ισοδύναμα από τις σχέσεις :

$$F_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} * \int_0^T f^2(t) dt} \quad F_{rms} = \sqrt{c_0^2 + \frac{1}{2} * \sum_{n=1}^{\infty} c_n^2} \quad F_{rms} = \sqrt{C_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n^2} \quad (5.20)$$

όπου $C_0 = c_0$ είναι η συνεχής συνιστώσα της συνάρτησης και C_n είναι οι ενεργές (RMS) τιμές των αρμονικών όρων $c_n = C_n * \sqrt{2}$.

Η ενεργός τιμή ρεύματος, είναι αυτή που καθορίζει τις απώλειες ισχύος σε μια αντίσταση ή σ' ένα ημιαγωγό διακόπτη ισχύος.

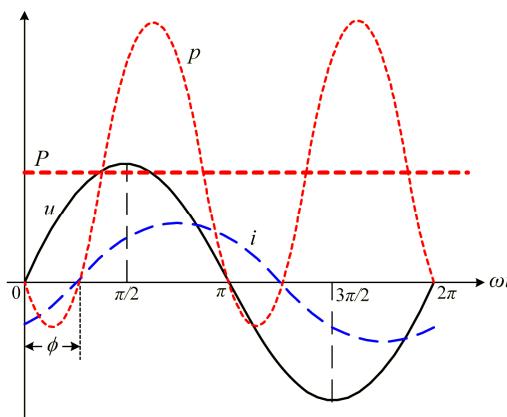
Υπολογισμός της ισχύος σε κυκλώματα με ημιτονοειδή διέγερση

Σε ένα παθητικό AC ηλεκτρικό κύκλωμα με επαγωγική συμπεριφορά, η στιγμιαία ισχύς ορίζεται από τις σχέσεις :

$$p(t) = u * i = V_m * \sin(\omega_s * t) * I_m * \sin(\omega_s * t - \varphi) \quad (5.21)$$

$$p(t) = \frac{1}{2} * V_m * I_m * [\cos \varphi - \cos(2 * \omega_s * t - \varphi)] \quad (5.22)$$

Το σχήμα 5.9 παρουσιάζει με εποπτικό τρόπο τα αποτελέσματα των μαθηματικών εξισώσεων (5.21), (5.22) και (5.23)



Σχήμα 5.9 : Κυματομορφές της τάσης τροφοδοσίας u , του ρεύματος i και της ισχύος p , στην περίπτωση κυκλώματος με επαγωγική συμπεριφορά (R-L).

Η μέση ή ενεργός ισχύς είναι ίση με το σταθερό όρο της στιγμιαίας ισχύος, η οποία περιλαμβάνει ένα συνημιτονοειδή όρο με συχνότητα διπλάσια από εκείνη των τάσεων και των ρευμάτων.

$$P_{av} = \frac{1}{2} * V_m * I_m * \cos \varphi = V * I * \cos \varphi \quad (5.23)$$

Η *άεργος* (Q) και η *φαινόμενη* (S) *ισχύς* είναι αντίστοιχα :

$$Q = V * I * \sin \varphi \quad S = V * I = \sqrt{P_{av}^2 + Q^2} \quad (5.24)$$

Η ενεργός ισχύς μετράται σε W (watt), η άεργος ισχύς σε VAr (Volt-Ampere reactive) και η φαινόμενη ισχύς σε VA (Volt-Ampere). Ο συντελεστής ισχύος ορίζεται από την παρακάτω σχέση και ονομάζεται *μεταπορείας* (*lagging*) όταν το ρεύμα καθυστερεί της τάσης και *προπορείας* (*leading*) όταν το ρεύμα προπορεύεται της τάσης.

$$PF = \frac{P_{av}}{S} = \cos \varphi \quad (5.25)$$

Υπολογισμός της ισχύος σε κυκλώματα με μη-ημιτονοειδή διέγερση

Η στιγμιαία ισχύς σε κυκλώματα με μη-ημιτονοειδή διέγερση ορίζεται από τη σχέση :

$$p(t) = u(t) * i(t) \Rightarrow$$

$$p(t) = \left[V_0 + \sqrt{2} * \sum_{n=1}^{\infty} (V_n * \sin(n * \omega_s * t + \theta_n)) \right] * \left[I_0 + \sqrt{2} * \sum_{n=1}^{\infty} (I_n * \sin(n * \omega_s * t + \xi_n)) \right] \quad (5.26)$$

ενώ η μέση ισχύς είναι ίση με :

$$P_{av} = \frac{1}{T_s} * \int_0^{T_s} p(t) dt = V_0 * I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (V_n * I_n * \cos \varphi_n) \quad \text{όπου} \quad \varphi_n = \theta_n - \xi_n \quad (5.27)$$

Στη μέση ισχύ συνεισφέρουν μόνο οι όροι τάσης και ρεύματος με την ίδια τάξη n .

Η φαινόμενη ισχύς είναι ίση με το γινόμενο της ενεργού τιμής τάσης και ρεύματος :

$$S = V * I = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} * \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (5.28)$$

Η ολική άεργος ισχύς αποτελείται από τη συνιστώσα Q_n , η οποία οφείλεται στις αρμονικές της τάσης και του ρεύματος με την ίδια τάξη n και την *ισχύ παραμόρφωσης* D (*distortion power*) που προκαλείται από τις αρμονικές της τάσης και του ρεύματος με διαφορετική τάξη.

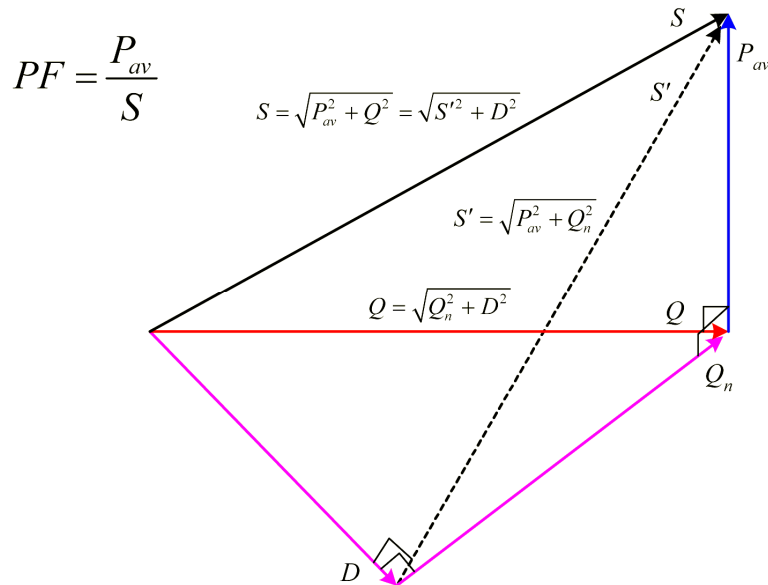
Η ενεργός, η φαινόμενη και η άεργος ισχύς συνδέονται με την έκφραση :

$$S^2 = P_{av}^2 + Q^2 = P_{av}^2 + Q_n^2 + D^2 = S'^2 + D^2 \quad (5.29)$$

$$\text{όπου} \quad Q_n = \sum_{n=1}^{\infty} (V_n * I_n * \sin \varphi_n) \quad Q = \sqrt{Q_n^2 - D^2} \quad S' = \sqrt{P_{av}^2 + Q_n^2}$$

Ο συντελεστής ισχύος ορίζεται από το λόγο της ενεργού προς τη φαινόμενη ισχύ (σχήμα 5.10) :

$$PF = \frac{P_{av}}{S} = \frac{V_1 * I_1 * \cos \varphi_1}{V_1 * I_1} = \frac{I_1}{I} * \cos \varphi \quad (5.32)$$

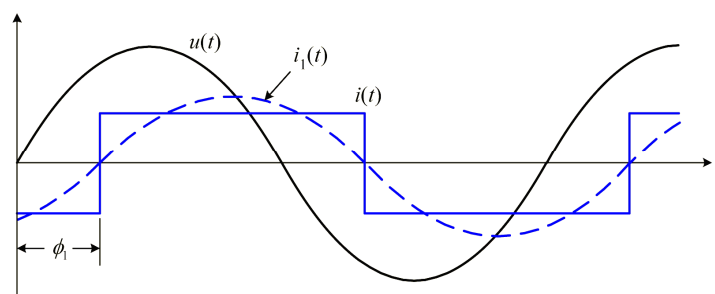


Σχήμα 5.10 : Γραφική παράσταση σε τρεις διαστάσεις της ενεργού ισχύος, των δύο συνιστωσών της άεργης ισχύος και της φαινόμενης ισχύος, σε κυκλώματα με ημιτονοειδή διέγερση.

Όταν η τάση της πηγής είναι ημιτονοειδής $u(t) = \sqrt{2} * V_1 * \sin(\omega_s * t)$ και μόνο το ρεύμα περιέχει αρμονικές, ισχύουν οι σχέσεις :

$$\begin{aligned} P_{av} &= V_1 * I_1 * \cos \varphi_1 & S &= V_1 * I = V_1 * \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \\ Q_n &= V_1 * I_1 * \sin \varphi_1 & D &= V_1 * \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \end{aligned} \quad (5.30)$$

$$Q = \sqrt{Q_n^2 + D^2} = \sqrt{S^2 - P_{av}^2} = \sqrt{(V_1 * I)^2 - (V_1 * I_1 * \cos \varphi_1)^2} \quad (5.31)$$



Σχήμα 5.11 : Κυματομορφές της τάσης τροφοδοσίας $u(t)$, του περιοδικού ρεύματος $i(t)$ και της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος $i_1(t)$.

Ο όρος $\frac{I_1}{I}$ ονομάζεται **συντελεστής παραμόρφωσης** (*distortion factor*) και ο όρος $\cos\varphi_1$ **συντελεστής μετατόπισης** (*displacement factor*).

Ο συντελεστής μετατόπισης ισούται με το συντελεστή ισχύος, όταν οι τάσεις και τα ρεύματα είναι ημιτονοειδείς συναρτήσεις. Ο όρος $\frac{I_1}{I}$ είναι μικρότερος της μονάδας. Έτσι, οι αρμονικές σε ένα δίκτυο προκαλούν τη μείωση του συντελεστή ισχύος καθώς παράγουν άεργη ισχύ.

Όσο μεγαλύτερη είναι η παραμόρφωση του ρεύματος, τόσο μικρότερος είναι ο συντελεστής ισχύος και μεγαλύτερη η κατανάλωση άεργης ισχύος.

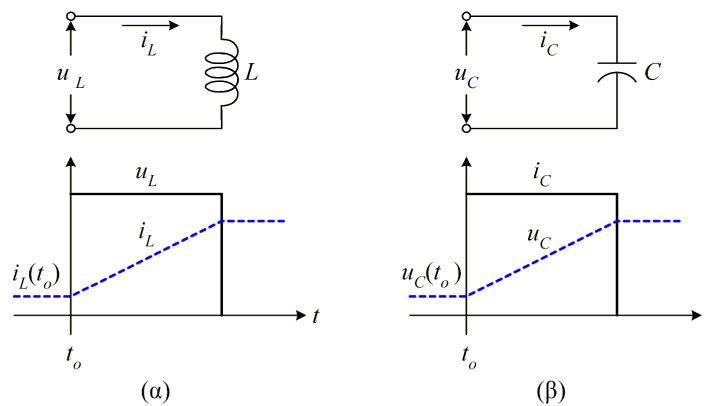
Η **ολική αρμονική παραμόρφωση** (*Total Harmonic Distortion*) THD και ο **συντελεστής κορυφής** (*Crest Factor*) CF ενός σήματος $f(t)$ ορίζονται από τις σχέσεις :

$$THD = \frac{\sqrt{F^2 - F_1^2}}{F_1} = \frac{\sqrt{F^2 + \sum_{n=2}^{\infty} F_n^2}}{F_1} \quad CF = \frac{F_{peak}}{F} \quad (5.33)$$

Απόκριση επαγωγικού και χωρητικού φορτίου σε παλμική διέγερση

Το ρεύμα σε μια επαγωγή μεταβάλλεται γραμμικά όταν διεγείρεται από παλμό τάσης, και ακριβώς αντίστοιχα, η τάση στα άκρα του πυκνωτή μεταβάλλεται γραμμικά όταν διεγείρεται από παλμό ρεύματος.

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{1}{L} * \int_{t_0}^t u_L d\xi \quad u_C(t) = u_C(t_0) + \frac{1}{C} * \int_{t_0}^t i_C d\xi \quad (5.34)$$



Σχήμα 5.12 : Απόκριση της επαγωγής (α) και του πυκνωτή (β), σε παλμό τάσης και ρεύματος αντίστοιχα.

Επομένως, η τάση στα άκρα μιας επαγωγής μεταβάλλεται βηματικά, ενώ το ρεύμα δεν μπορεί να αλλάξει ακαριαία. Αντίστοιχα, το ρεύμα σ' ένα πυκνωτή μπορεί να μεταβάλλεται βηματικά, όχι όμως και η τάση.

Στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας, η μέση τιμή της τάσης στα άκρα της επαγωγής είναι μηδέν, όπως μηδέν είναι και η μέση τιμή του ρεύματος στον πυκνωτή.

$$\int_t^{t+T} u_L d\xi = 0 \qquad \int_t^{t+T} i_C d\xi = 0 \qquad (5.35)$$

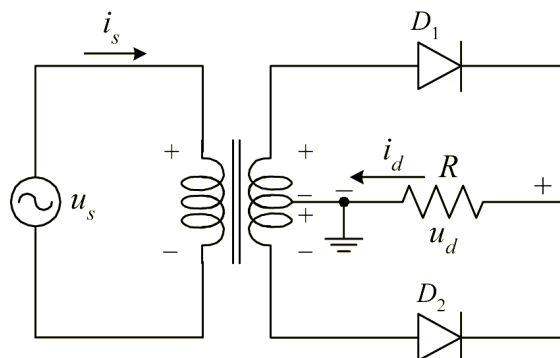
5.4. ΑΝΟΡΘΩΤΕΣ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

5.4.1. Μονοφασικοί Ανορθωτές πλήρους κύματος

Οι διατάξεις *απλής ανόρθωσης* (μισού κύματος) δεν παρουσιάζουν πρακτικό ενδιαφέρον, καθώς εμφανίζουν δύο σημαντικά μειονεκτήματα. Πρώτον, η μέση τιμή του ρεύματος στο δίκτυο είναι μη-μηδενική και δεύτερον κατά τη μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή, εκμεταλλευόμαστε μόνο τη μία από τις ημιπεριόδους της τάσης του δικτύου. Τα μειονεκτήματα αυτά εξαλείφονται με τους μετατροπείς *διπλής ανόρθωσης* ή αλλιώς *πλήρους κύματος* (*full wave*). Οι μετατροπείς διπλής ανόρθωσης διακρίνονται σε δύο κατηγορίες, στους *μετατροπείς με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης* και στους *μετατροπείς γέφυρας*.

Ο ανορθωτής με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης

Ο ανορθωτής με μετασχηματιστή, το δευτερεύον τύλιγμα του οποίου έχει μεσαία λήψη, περιλαμβάνει δύο διατάξεις απλής ανόρθωσης οι οποίες είναι παράλληλα συνδεδεμένες. Οι τάσεις στα δύο τυλίγματα του δευτερεύοντος έχουν διαφορά φάσης 180° . Κατά τη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου άγει η δίοδος D_1 , ενώ κατά την αρνητική ημιπερίοδο άγει η D_2 .



Σχήμα 5.13 : Ανορθωτής με Μ/Σ μεσαίας λήψης.

Το ρεύμα στο φορτίο i_d έχει πάντα την ίδια φορά, ενώ το ρεύμα στο πρωτεύον i_s αλλάζει φορά, όταν αλλάζει η ημιπερίοδος. Επομένως, η συνεχής συνιστώσα του ρεύματος στο δίκτυο είναι μηδέν. Το μειονέκτημα των ανορθωτών με Μ/Σ μεσαίας λήψης είναι ότι η τάση στο φορτίο είναι η μισή της τάσης στο δευτερεύον τύλιγμα.

Ο ανορθωτής γέφυρας με διόδους και ωμικό φορτίο

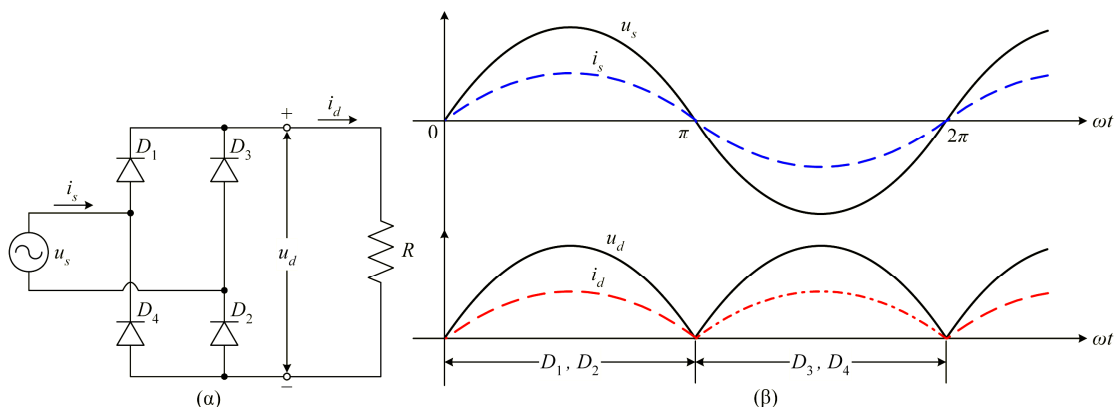
Οι ανορθωτές γέφυρας είναι οι περισσότερο διαδεδομένοι μετατροπείς της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου σε συνεχή τάση. Δεν απαιτούν μετασχηματιστή για τη λειτουργία τους, αλλά χρησιμοποιούν για τη μετατροπή της AC τάσης 4 διακόπτες. Όταν δεν απαιτείται η ρύθμιση της τάσης εξόδου, χρησιμοποιούνται ως διακόπτες οι διόδοι ισχύος. Σε εφαρμογές όπου ο έλεγχος του πλάτους της συνεχούς τάσης είναι αναγκαίος, οι ανορθωτές γέφυρας αποτελούνται από SCR (*Silicon Controlled Rectifiers*).

Κατά τη θετική ημιπερίοδο της τάσης δικτύου u_s , άγουν οι διόδοι D_1 και D_2 . Η τάση εξόδου είναι $u_d = u_s$ και το ρεύμα εισόδου ισούται με το ρεύμα εξόδου, 180° . Οι διόδοι D_3 , D_4 είναι ανάστροφα πολωμένες. Στην αρνητική ημιπερίοδο της τάσης, το ρεύμα του φορτίου μεταβαίνει από τις διόδους D_1 , D_2 στις D_3 και D_4 . Τώρα, η τάση εξόδου είναι $u_d = -u_s$ και το ρεύμα εισόδου $i_s = -i_d$.

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι ίση με :

$$V_{fdo} = \frac{1}{\pi} * \int_0^\pi V_{sm} * \sin(\omega_s * t) d(\omega_s * t) = \frac{2 * V_{sm}}{\pi} \quad (5.36)$$

Δηλαδή η διπλάσια από εκείνου του απλού ανορθωτή, για την ίδια τάση u_s .



Σχήμα 5.14 : (α) Ανορθωτής γέφυρας με διόδους και ωμικό φορτίο.

(β) Κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων.

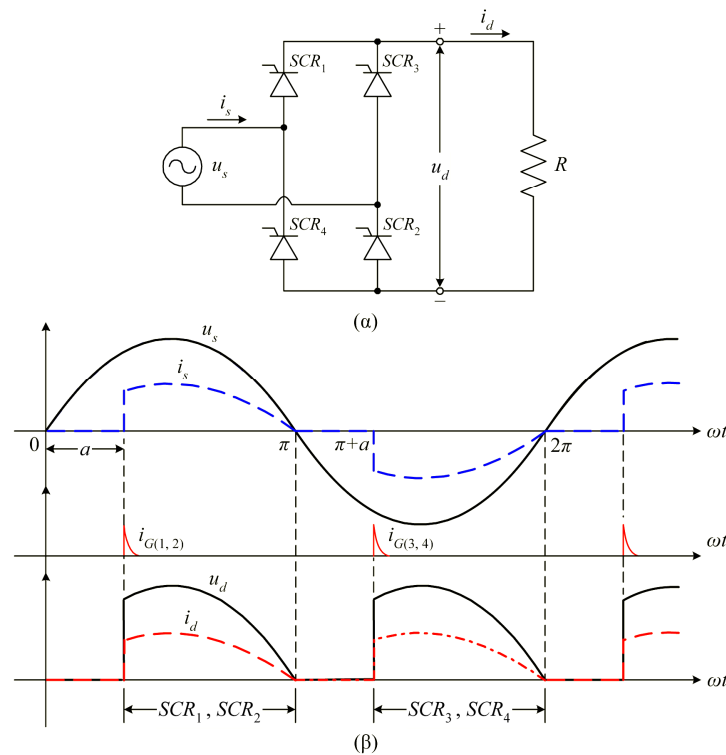
Όταν το φορτίο είναι ωμικό, το ρεύμα εισόδου i_s είναι ημιτονοειδές και ο συντελεστής ισχύος ισούται με τη μονάδα ($PF=1$). Η θεμελιώδης αρμονική της τάσης εξόδου u_d , έχει συχνότητα διπλάσια από τη συχνότητα του δικτύου f_s .

Ο ανορθωτής γέφυρας με SCR και ωμικό φορτίο

Στον ανορθωτή γέφυρας με SCR, στο διάστημα 0 έως a και π έως $\pi+a$, όπου a είναι η γωνία έναυσης των SCR, δεν άγει κανένας διακόπτης. Τα ρεύματα εισόδου και φορτίου είναι μηδέν. Στο διάστημα a έως π άγουν οι SCR_1 και SCR_2 . Στο διάστημα $\pi+a$ έως 2π άγουν οι SCR_3 και SCR_4 . Η μέση τιμή της τάσης στο φορτίο u_d ρυθμίζεται με έλεγχο της γωνίας έναυσης των SCR, από 0 έως 180 μοίρες, σύμφωνα με τη σχέση :

$$V_{fdo} = \frac{1}{\pi} * \int_a^{\pi} V_{sm} * \sin(\omega_s * t) d(\omega_s * t) = \frac{V_{sm}}{\pi} * (1 + \cos a) \quad (5.37)$$

Ο συντελεστής ισχύος δεν είναι πλέον ίσος με τη μονάδα, όπως στον ανορθωτή με διόδους, καθώς το ρεύμα i_s είναι παραμορφωμένο.



Σχήμα 5.15 : (α) Ανορθωτής γέφυρας με SCR και ωμικό φορτίο.

(β) Κυματομορφές ανορθωτή γέφυρας με SCR.

5.4.2. Αναστροφή Ισχύος

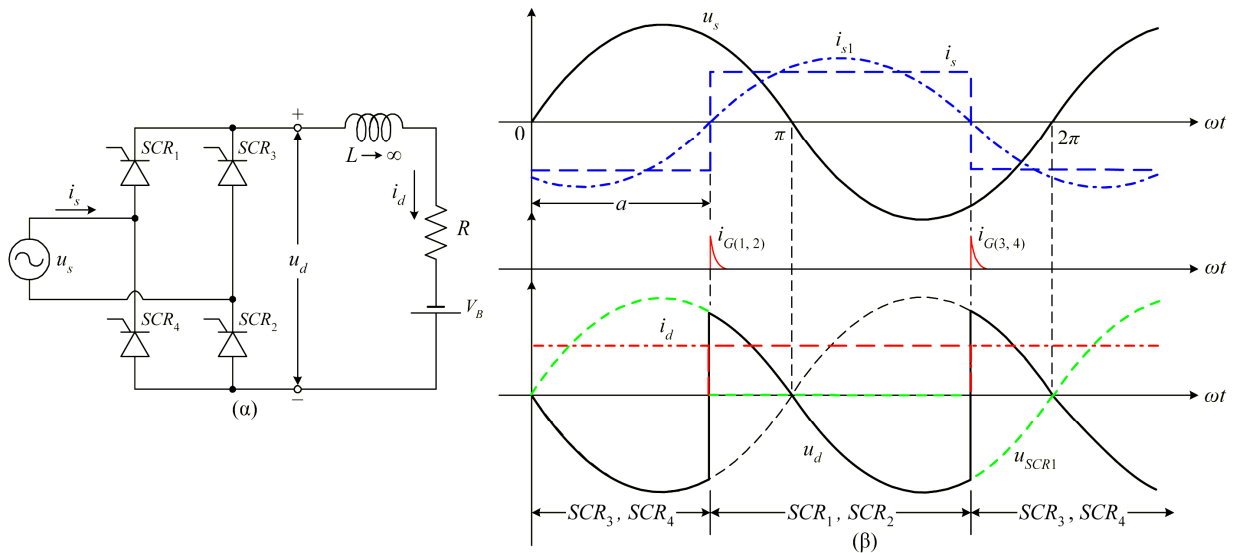
Η αναστροφή ισχύος (power inversion) στο μετατροπέα γέφυρας συμβαίνει συνεχώς, μόνο όταν στην έξοδο του μετατροπέα υπάρχει μια πηγή ισχύος με την κατάλληλη πολικότητα V_B . Η πηγή V_B παρέχει την αναγκαία DC ισχύ, την οποία ο μετατροπέας μεταφέρει στο δίκτυο.

Η πηγή V_B με εσωτερική αντίσταση R , μπορεί να είναι μια μπαταρία, η τάση που παράγεται από φωτοβολταϊκά στοιχεία ή από μια ανεμογεννήτρια. Για τη λειτουργία του μετατροπέα γέφυρας ως αντιστροφέα, η γωνία έναυσης ρυθμίζεται έτσι ώστε να επιτευχθεί το κατάλληλο ρεύμα i_d και η επιθυμητή ισχύς P_s .

$$I_d = \frac{V_{f_{da}} - V_B}{R} \quad \begin{aligned} P_{d|a>\pi/2} &= P_s = V_{f_{da}} * I_d \Rightarrow \\ P_{d|a>\pi/2} &= V_{f_{do}} * I_d * \cos a = V_s * I_{s1} * \cos \varphi_1 < 0 \end{aligned} \quad (5.38)$$

Σημείωση : οι τάσεις $V_{f_{da}} = V_{f_{do}} * \cos a$ και V_B είναι αρνητικές, επομένως η τάση εξόδου του

μετατροπέα $|V_{f_{da}}|$ πρέπει να είναι απόλυτα μικρότερη από την τάση της πηγής $|V_B|$.



Σχήμα 5.16 : (α) Μετατροπέας γέφυρας κατάλληλος για την αναστροφή ισχύος
(β) Κυματομορφές μετατροπέα γέφυρας κατά την αναστροφή ισχύος.

5.5. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

5.5.1. Κατηγορίες και Αρχή λειτουργίας των μετατροπέων συνεχούς ρεύματος

Οι μετατροπείς συνεχούς ρεύματος επιτελούν τη μετατροπή μιας τάσης συνεχούς μορφής, σε συνεχή τάση με ρυθμιζόμενο σταθερό πλάτος ή και πολικότητα. Ειδικότερα, η συνεχής τάση εισόδου μετατρέπεται σε μεταβαλλόμενη τάση υψηλής συχνότητας, με τη χρήση διακοπών. Η ελεγχόμενη συνεχής τάση εξόδου λαμβάνεται με το φιλτράρισμα ή/και την ανόρθωση της εσωτερικά παραγόμενης τάσης υψηλής συχνότητας.

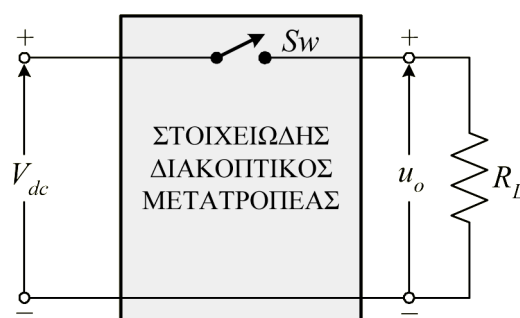
Κατηγορίες μετατροπέων συνεχούς ρεύματος

Οι μετατροπείς συνεχούς ρεύματος διακρίνονται σε δύο κατηγορίες, ανάλογα με το αν η τάση εξόδου τους είναι γαλβανικά απομονωμένη από την είσοδο. Σε **μετατροπείς συνεχούς ρεύματος χωρίς γαλβανική απομόνωση** και σε **μετατροπείς συνεχούς ρεύματος με μετασχηματιστή απομόνωσης**.

Οι δύο κύριες κατηγορίες μετατροπέων συνεχούς ρεύματος χωρίς απομόνωση είναι ο **μετατροπέας υποβιβασμού τάσης** (*step-down, buck*) και ο **μετατροπέας ανύψωσης τάσης** (*step-up, boost*). Παραλλαγές των μετατροπέων αυτών είναι οι **μετατροπείς υποβιβασμού-ανύψωσης τάσης** (*buck-boost*) με ένα ή δύο διακόπτες ελέγχου. Ακόμη, ο **μετατροπέας πλήρους γέφυρας** (*full bridge*) χρησιμοποιείται ως μετατροπέας συνεχούς ρεύματος.

Αρχή λειτουργίας μετατροπέων συνεχούς ρεύματος

Ο στοιχειώδης διακοπτικός μετατροπέας συνεχούς ρεύματος αποτελείται από ένα διακόπτη και τροφοδοτεί ένα ωμικό φορτίο. Η συνεχής τάση στην είσοδο του μετατροπέα προέρχεται από μπαταρίες ή (συνηθέστερα) από την ανόρθωση της τάσης του δικτύου, η οποία εξομαλύνεται με πυκνωτές. Στην παρούσα εργασία η συνεχής αυτή τάση προκύπτει από την ανορθωμένη τάση της ανεμογεννήτριας, την τάση των φωτοβολταϊκών στοιχείων και την τάση της συστοιχίας κυψελών καυσίμου.



Σχήμα 5.17 : Στοιχειώδης μετατροπέας συνεχούς ρεύματος.

Σκοπός του μετατροπέα είναι η ρύθμιση της τάσης εξόδου u_o στην επιθυμητή τιμή, η οποία πρέπει να διατηρείται σταθερή ανεξάρτητα από τις μεταβολές της τάσης εισόδου V_{dc} και του φορτίου R_L . Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με έλεγχο των χρόνων αγωγής και αποκοπής του διακόπτη, οπότε η τάση εξόδου αποκτά παλμική μορφή.

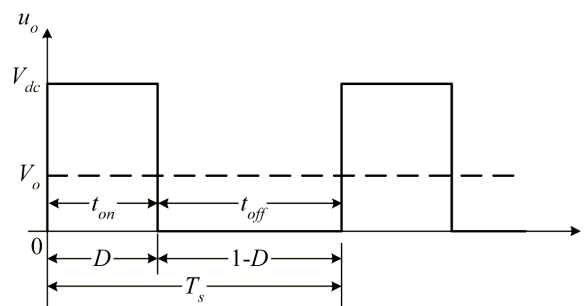
Η μέση τιμή της τάσης εξόδου V_o διατηρείται στην επιθυμητή τιμή, με έλεγχο της σχετικής διάρκειας αγωγής του διακόπτη (duty cycle) D , ενώ η συχνότητα μετάβασης (switching frequency) f_s παραμένει σταθερή. Το duty cycle ορίζεται από τη σχέση :

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad \text{όπου, } T_s \text{ είναι η περίοδος μετάβασης } T_s = T_{on} + T_{off} = \frac{1}{f_s} \quad (5.39)$$

Το duty cycle, όπως δηλώνει και ο ορισμός του εκφράζεται σε ποσοστό επί τις εκατό και περιγράφει το κλάσμα του χρόνου που ο διακόπτης είναι ανοιχτός προς τον ολικό χρόνο αποκοπής + αγωγής.

5.5.2. Στρατηγική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM)

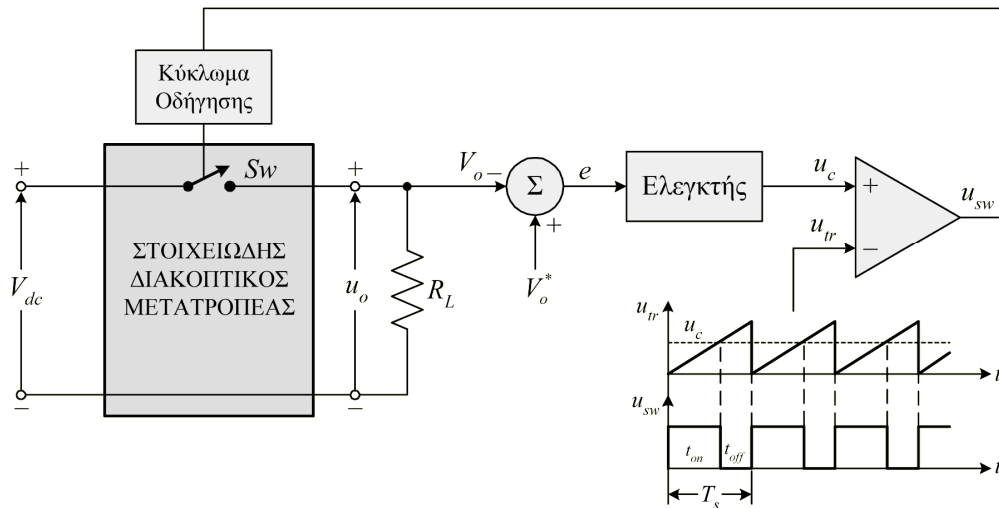
Αυτή η τεχνική ελέγχου του διακόπτη ονομάζεται, *διαμόρφωση εύρους παλμών* (*Pulse Width Modulation* ή *PWM*) και είναι η πλέον χρησιμοποιούμενη σε όλους τους τύπους διακοπτικών μετατροπέων.



Σχήμα 5.18 : Κυματομορφή της τάσης εξόδου του στοιχειώδη μετατροπέα.

Μια τυπική μέθοδος ελέγχου του duty cycle παρουσιάζεται στο σχήμα 5.19. Η τάση εξόδου του μετατροπέα u_o συγκρίνεται με την επιθυμητή τιμή της τάσης. Το σήμα σφάλματος επεξεργάζεται από έναν ελεγκτή, συνήθως τύπου PID ή FLC, όπως στην παρούσα εργασία. Ο ελεγκτής παράγει το σήμα ελέγχου u_c , το οποίο συγκρίνεται με μια περιοδική κυματομορφή, συνήθως πριονωτής ή τριγωνικής μορφής που εισάγει και λιγότερες αρμονικές. Από τη σύγκριση του σήματος ελέγχου με την περιοδική κυματομορφή, παράγονται οι παλμοί οδήγησης του

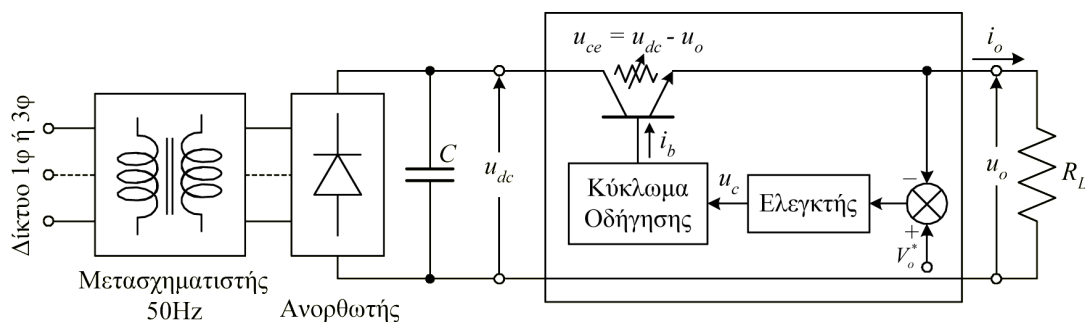
διακόπτη με το κατάλληλο duty cycle. Η συχνότητα της περιοδικής κυματομορφής καθορίζει τη συχνότητα μετάβασης του μετατροπέα. Στο σχήμα 5.19 παρουσιάζεται εν συντομία το κύκλωμα που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο συστημάτων με τη χρήση αυτής της τεχνικής.



Σχήμα 5.19 : Έλεγχος του διακοπτικού μετατροπέα σε κλειστό βρόχο με την τεχνική PWM.

5.5.3. Τροφοδοτικά Συνεχούς Ρεύματος

Οι μετατροπείς συνεχούς ρεύματος χρησιμοποιούνται στην υλοποίηση διατάξεων τροφοδοσίας, οι οποίες χαρακτηρίζονται ως **διακοπτικά τροφοδοτικά** ή **παλμοτροφοδοτικά**. Η δεύτερη κατηγορία τροφοδοτικών διατάξεων είναι τα **γραμμικά τροφοδοτικά**, τα οποία χρησιμοποιήθηκαν αρχικά για τις ανάγκες τροφοδοσίας των ηλεκτρονικών διατάξεων με συνεχές ρεύμα. Τα διακοπτικά τροφοδοτικά άρχισαν να εκτοπίζουν τα γραμμικά τα τελευταία χρόνια, με τη ραγδαία πρόοδο στην τεχνολογία κατασκευής ημιαγωγών διακοπών ικανών να λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες. Στα γραμμικά τροφοδοτικά η ηλεκτρική απομόνωση της συνεχούς τάσης εξόδου από την τάση του δικτύου εξασφαλίζεται με ένα μετασχηματιστή. Ο μετασχηματιστής λειτουργεί στη συχνότητα του δικτύου (50Hz) και ο λόγος μετασχηματισμού του, επιλέγεται ανάλογα με την επιθυμητή τιμή της τάσης εξόδου.



Σχήμα 5.20 : Λειτουργικό διάγραμμα των γραμμικών τροφοδοτικών με είσοδο από το δίκτυο.

Η εναλλασσόμενη τάση από το δευτερεύον του μετασχηματιστή μετατρέπεται σε συνεχή, μέσω ενός ανορθωτή με διόδους και εξομαλύνεται από ένα πυκνωτή μεγάλης χωρητικότητας. Η φιλτραρισμένη ανορθωμένη τάση u_{dc} ρυθμίζεται και σταθεροποιείται στην επιθυμητή τιμή u_0 μέσω ενός transistor, το οποίο λειτουργεί στη γραμμική (ενεργό) περιοχή. Η τάση εξόδου συγκρίνεται με την τάση αναφοράς και το σήμα σφάλματος μέσω ενός ελεγκτή και του κυκλώματος οδήγησης, ελέγχει το ρεύμα βάσης του ρυθμιστικού transistor ισχύος. Το transistor ισχύος στα γραμμικά τροφοδοτικά λειτουργεί ως μεταβλητή αντίσταση, η πτώση τάσης στα άκρα της οποίας είναι ίση με :

$$u_{CE} = u_{dc} - u_0 \quad (5.40)$$

Αν i_0 είναι το ρεύμα στο φορτίο, οι απώλειες ισχύος στο transistor είναι ίσες με

$$P_{sw_{loss}} = u_{CE} * i_0 \quad (5.41)$$

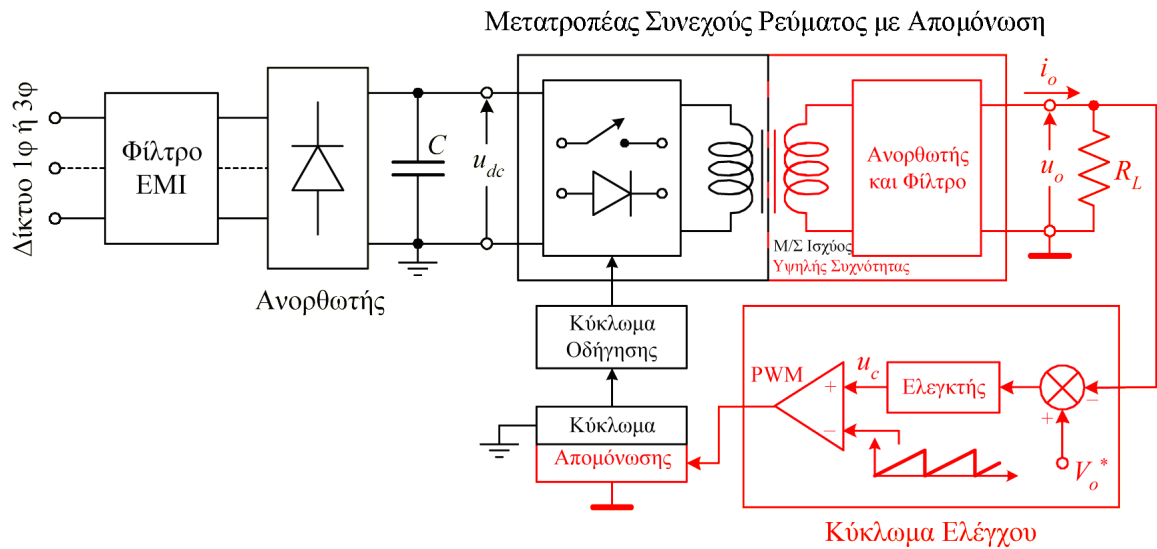
Προκειμένου οι απώλειες ισχύος στο transistor να είναι περιορισμένες, η τάση στο δευτερεύον του μετασχηματιστή πρέπει να επιλεγεί προσεκτικά, έτσι ώστε η μικρότερη τιμή της τάσης u_{dc} να είναι μόλις λίγο μεγαλύτερη της (σταθερής) τάσης εξόδου u_0 .

5.5.4. Διακοπτικά Τροφοδοτικά

Η διαφορά των διακοπτικών από τα γραμμικά τροφοδοτικά έγκειται στον τρόπο λειτουργίας των transistors ισχύος. Στα διακοπτικά τροφοδοτικά τα transistors ισχύος λειτουργούν ως διακόπτες σε υψηλή συχνότητα. Λειτουργώντας τα transistors στις περιοχές κόρου και αποκοπής, αντί στην ενεργό περιοχή, επιτυγχάνονται πολύ μικρότερες απώλειες ισχύος.

Το κύριο τμήμα των παλμοτροφοδοτικών με είσοδο από το δίκτυο είναι ο μετατροπέας συνεχούς ρεύματος με απομόνωση. Η συνεχής τάση στην είσοδο του μετατροπέα προέρχεται από την απευθείας ανόρθωση της τάσης του δικτύου, την οποία εξομαλύνει ο πυκνωτής C. Η μετατροπή της συνεχούς τάσης εισόδου u_{dc} , στην επιθυμητή σταθεροποιημένη τάση εξόδου u_0 , επιτελείται σε δύο στάδια. Αρχικά, με την βοήθεια των διακοπών, η συνεχής τάση εισόδου μετατρέπεται σε μεταβαλλόμενη τάση υψηλής συχνότητας. Με τη μεταβαλλόμενη τάση οδηγείται το πρωτεύον ενός μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας. Ο μετασχηματιστής αυτός, επειδή λειτουργεί σε συχνότητες της τάξης των εκατοντάδων kHz, έχει εξαιρετικά μικρές διαστάσεις για δεδομένη ισχύ, σε σχέση με το συμβατικό μετασχηματιστή 50-60Hz των γραμμικών τροφοδοτικών. Η μεταβαλλόμενη τάση στο δευτερεύον του μετασχηματιστή ανορθώνεται από διόδους υψηλής ταχύτητας και φιλτράρεται, για την λήψη της συνεχούς τάσης εξόδου. Η ρύθμιση και η

σταθεροποίηση της τάσης εξόδου πραγματοποιείται από το κύκλωμα ελέγχου. Η τάση ελέγχου u_c από τον ελεγκτή συγκρίνεται με μια περιοδική κυματομορφή, η οποία ορίζει τη συχνότητα μετάβασης των διακοπών. Το PWM σήμα που παράγεται στην έξοδο του συγκριτή απομονώνεται, πριν χρησιμοποιηθεί στην οδήγηση των διακοπών. Η απομόνωση στο βρόχο ανάδρασης επιτελείται (σήμερα πλέον) συνήθως με οπτικό τρόπο (opto-coupling). Στο σχήμα 5.21 που ακολουθεί παρουσιάζεται το λειτουργικό διάγραμμα των εν λόγω τροφοδοτικών.



Σχήμα 5.21 : Λειτουργικό διάγραμμα των διακοπικών τροφοδοτικών με είσοδο από το δίκτυο.

Τα διακοπικά τροφοδοτικά συγκρινόμενα με τα γραμμικά εμφανίζουν πολύ μεγαλύτερο βαθμό απόδοσης και έχουν μικρότερο όγκο. Μειονεκτήματα είναι η πολυπλοκότερη κατασκευή, η αυξημένη κυμάτωση της τάσης εξόδου, και τα πιθανά προβλήματα ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής από τη διακοπτική λειτουργία των transistors.

5.5.5. Είδη Μετατροπέων Συνεχούς Ρεύματος με απομόνωση

Το κρίσιμότερο τμήμα των μετατροπέων συνεχούς ρεύματος με απομόνωση είναι ο μετασχηματιστής υψηλής συχνότητας, ο πυρήνας του οποίου κατασκευάζεται από φερρίτη (ένα κατάλληλο υλικό που παρουσιάζει πολύ μικρή μαγνητική υστέρηση) για την επίτευξη μικρών απωλειών. Οι απώλειες στον πυρήνα αυξάνουν με τη συχνότητα λειτουργίας και την πυκνότητα ροής. Ωστόσο, όσο μεγαλύτερη είναι η συχνότητα, τόσο μικρότερος σε όγκο και σε βάρος μπορεί να γίνει ο πυρήνας. Η σχεδίαση του Μ/Σ είναι ιδιαίτερα κρίσιμη και εξαρτάται από την τοπολογία του μετατροπέα. Ανάλογα με τον τρόπο διέγερσης του πυρήνα του Μ/Σ, οι μετατροπείς συνεχούς ρεύματος με απομόνωση διακρίνονται σε δύο κατηγορίες :

- Μετατροπείς με μονοκατευθυντική διέγερση του πυρήνα, όπου αξιοποιείται μόνο το πρώτο τεταρτημόριο του βρόχου υστέρησης. Στην κατηγορία αυτή ανήκουν οι μετατροπείς τύπου *forward* και *flyback*.
- Μετατροπείς με αμφίδρομη διέγερση του πυρήνα, όπου χρησιμοποιούνται και τα δύο τεταρτημόρια του βρόχου υστέρησης. Εδώ περιλαμβάνονται οι μετατροπείς *push-pull*, μισής γέφυρας (*half bridge*) και πλήρους γέφυρας (*full bridge*).

5.5.6. Χαρακτηριστικά μεγέθη των τροφοδοτικών

Σε μια διάταξη τροφοδοσίας πέντε είναι τα χαρακτηριστικά μεγέθη που καθορίζουν την ποιότητα λειτουργίας :

- ο βαθμός απόδοσης (efficiency - η)
- η κυμάτωση της τάσης εξόδου (ripple - Δu_o)
- η ρύθμιση εισόδου (line regulation - Reg_{line})
- η ρύθμιση φορτίου (load regulation - Reg_{load}) και
- η δυναμική απόκριση (line, load transient response)

Ο βαθμός απόδοσης εκφράζει την ικανότητα μετατροπής ισχύος της διάταξης. Όσο μεγαλύτερος είναι ο βαθμός απόδοσης, τόσο λιγότερες είναι οι απώλειες ισχύος στο μετατροπέα. Η κυμάτωση της τάσης εξόδου (u_o) ορίζεται σε ορισμένη τάση εισόδου (V_{dc}) και ρεύμα εξόδου (i_o). Η ρύθμιση εισόδου (Reg_{line}) αναφέρεται στη μεταβολή της τάσης εξόδου του μετατροπέα, λόγω μεταβολής της τάσης εισόδου. Η ρύθμιση εισόδου ορίζεται σε κάποια τιμή του ρεύματος εξόδου, σύμφωνα με τη σχέση :

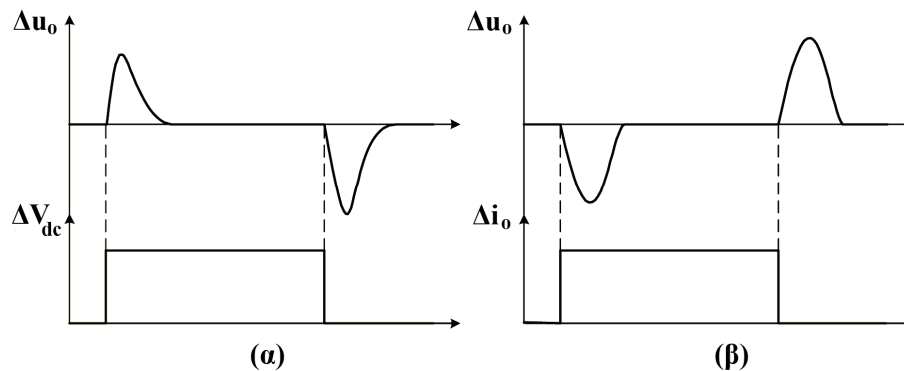
$$\text{Reg}_{line} \Big|_{I_o} = \frac{u_o * V_{dc, \max} - u_o * V_{dc, \min}}{u_o * V_{dc, \min}} * 100\% \quad (5.42)$$

Η ρύθμιση φορτίου (Reg_{load}) αναφέρεται στη μεταβολή της τάσης εξόδου, εξαιτίας της μεταβολής του ρεύματος στο φορτίο, σε κάποια ορισμένη τάση εισόδου, σύμφωνα με τη σχέση :

$$\text{Reg}_{load} \Big|_{V_o} = \frac{u_o * i_{o, \min} - u_o * i_{o, \max}}{u_o * i_{o, \min}} * 100\% \quad (5.43)$$

Η δυναμική συμπεριφορά του μετατροπέα ορίζεται από τη διαταραχή στην τάση εξόδου, την οποία προκαλούν βηματικές μεταβολές της τάσης εισόδου ή του ρεύματος φορτίου. Στη

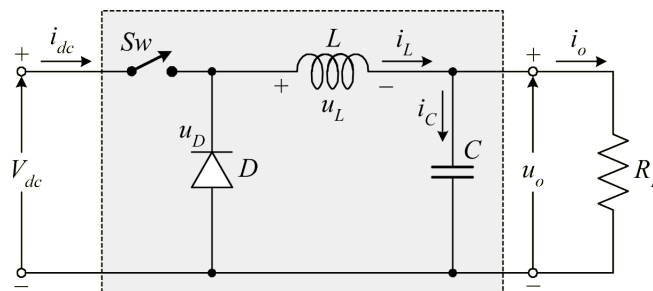
δυναμική απόκριση των διακοπτικών μετατροπέων καθοριστικός παράγοντας είναι η συχνότητα μετάβασης.



Σχήμα 5.22 : Απόκριση του μετατροπέα σε βηματική μεταβολή της τάσης εισόδου (α) και του ρεύματος φορτίου (β)

5.5.7. Ο Μετατροπέας Υποβιβασμού Τάσης (Buck ή Step-Down Converter)

Ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (Buck ή Step-Down ή Forward Converter) είναι ένας DC-DC μετατροπέας ο οποίος υποβιβάζει την DC τάση από τη σταθερή υψηλή τιμή της σε μια επιθυμητή, χαμηλότερης τιμής. Αποτελείται από τον κύριο διακόπτη, τη δίοδο ελεύθερης ροής και το βαθυπερατό LC φίλτρο. Ο διακόπτης Sw είναι συνήθως μία ηλεκτρονική συσκευή που λειτουργεί είτε στην κατάσταση αγωγής (conduction mode ή on), είτε στην κατάσταση αποκοπής (cut-off mode ή off) και θεωρείται ιδανικός, δηλαδή με άπειρη αγωγιμότητα και μηδενικούς χρόνους έναυσης και σβέσης. Οι περίοδοι αγωγής και αποκοπής (on και off) ελέγχονται από τα κατάλληλα σχεδιασμένα κυκλώματα οδήγησης της πύλης, τα οποία συνήθως δεν παρουσιάζονται. Στο κυκλωματικό σύμβολο των διακόπτη, το βέλος δείχνει την επιτρεπόμενη φορά του ρεύματος μέσω του πραγματικού πλήρως ελεγχόμενου διακόπτη, ο οποίος συνήθως είναι τεχνολογίας MOSFET. Στο χρονικό διάστημα που ο διακόπτης είναι κλειστός, η πηγή εισόδου παρέχει ενέργεια στο πηνίο και στο φορτίο, ενώ η δίοδος ελεύθερης ροής είναι ανάστροφα πολωμένη και δεν άγει. Η κυκλωματική δομή του μετατροπέα δίνεται στο ηλεκτρονικό σχέδιο του σχήματος 5.23.



Σχήμα 5.23 : Κυκλωματική δομή του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

Ο χρόνος αγωγής του διακόπτη είναι ένα κλάσμα της περιόδου παλμοδότησης τέτοιος ώστε να ισχύει $T_{on} = D * T_s$, όπου D είναι η σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle). Κατά την περίοδο αποκοπής $T_{off} = (1 - D) * T_s$, η διόδος ελεύθερης διέλευσης (freewheeling diode D), παρέχει μία διέξοδο του ρεύματος εξαιτίας του πηνίου, προκειμένου να διατηρηθεί η συνέχεια του ρεύματος. Το πηνίο βοηθάει στον έλεγχο της *επί τοις εκατό* κυμάτωσης του ρεύματος και καθορίζει αν αυτό θα είναι διακοπτόμενο ή συνεχές. Ο πυκνωτής C φιλτράρει την τάση εξόδου με αποτέλεσμα την εξομάλυνση του ρεύματος του φορτίου. Η τιμή του επιλέγεται να είναι πολύ μεγάλη έτσι ώστε η κυμάτωση της τάσης εξόδου να είναι πολύ μικρή.

Είναι προφανές από το σχήμα 5.23 ότι υπάρχουν δύο στοιχεία που αποθηκεύουν ενέργεια τα L και C . Αυτά τα στοιχεία έχουν ως αποτέλεσμα, την ύπαρξη μίας διαφορικής εξίσωσης δεύτερης τάξης συναρτήσει της τάσης του πυκνωτή ή συναρτήσει του ρεύματος του πηνίου. Η διαφορική εξίσωση συναρτήσει της τάσης του πυκνωτή, όταν ο διακόπτης Sw είναι κλειστός μπορεί να γραφεί ως :

$$L * C * \frac{d^2 V_C(t)}{dt^2} + \frac{L}{R} * \frac{dV_C(t)}{dt} + V_C(t) = V_{dc} \quad (5.44)$$

Η λύση της διαφορικής εξίσωσης δεύτερης τάξης (5.44) δίνει την τάση στο χρονικό διάστημα όπου ο διακόπτης είναι κλειστός. Μία παρόμοια εξίσωση μπορεί να γραφεί όταν ο διακόπτης Sw είναι ανοικτός. Η διαφορική εξίσωση (5.44) μπορεί να απλοποιηθεί υποθέτοντας ότι η τάση πάνω στο φορτίο, και επομένως πάνω στον πυκνωτή είναι σχεδόν σταθερή. Η διαφορική εξίσωση συναρτήσει του ρεύματος του πηνίου, όταν ο διακόπτης Sw είναι κλειστός, μπορεί να γραφεί ως :

$$L * \frac{di_L(t)}{dt} = V_{dc} - u_o \quad (5.45)$$

Ας υποθεθεί ότι το κύκλωμα λειτουργεί για αρκετά μεγάλο χρονικό διάστημα στη μόνιμη κατάσταση. Επίσης λίγο πριν το κλείσιμο του διακόπτη Sw υπάρχει το ελάχιστο ρεύμα στο πηνίο $I_{L.min}$, (αρχική συνθήκη, $t=0$ $I_L = I_{L.min}$). Με βάσει αυτά η λύση της διαφορικής εξίσωσης (5.45) για το χρονικό διάστημα $0 \leq t \leq T_{on} = D * T_s$ είναι :

$$i_L(t) = \frac{V_{dc} - u_o}{L} * t + I_{L.min} \quad (5.46)$$

Το ρεύμα του πηνίου αυξάνεται γραμμικά με το χρόνο και φτάνει στη μέγιστη τιμή του $I_{L.\max}$ όταν $t = T_{on} = D * T_S$ και ισούται με :

$$I_{L.\max} = \frac{V_{dc} - u_o}{L} * D * T_S + I_{L.\min} \quad (5.47)$$

Ορίζοντας την μεταβολή του ρεύματος από την ελάχιστη τιμή του στη μέγιστη ως κυμάτωση ρεύματος από κορυφή σε κορυφή (peak-to-peak current ripple) ΔI_L , η εξίσωση (5.47) δίνει την τιμή του ΔI_L , η οποία είναι :

$$\Delta I_L = I_{L.\max} - I_{L.\min} = \frac{V_{dc} - u_o}{L} * D * T_S \quad (5.48)$$

Σημειώνεται ότι η κυμάτωση του ρεύματος είναι ανάλογη της σχετικής διάρκειας αγωγής D , η οποία δεν δύναται να ελεγχθεί όταν η τάση της πηγής V_{dc} και η τάση εξόδου u_o στο φορτίο είναι σταθερές. Από την άλλη, η κυμάτωση του ρεύματος είναι αντιστρόφως ανάλογη της αυτεπαγωγής L και επομένως, με την κατάλληλη επιλογή της, η κυμάτωση του ρεύματος μπορεί να διατηρηθεί στα όριά της.

Όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός, το ρεύμα του πηνίου ρέει μέσω της διόδου ελεύθερης διέλευσης. Η αντίστοιχη διαφορική εξίσωση για το χρονικό διάστημα $0 \leq t \leq T_{off}$ είναι :

$$L * \frac{d_{iL}(t)}{dt} = -u_o \quad (5.49)$$

Από τη λύση της διαφορικής εξίσωσης (5.49) πρώτης τάξης, έπεται :

$$i_L(t) = -\frac{u_o}{L} * t + I_{L.\max} \quad (5.50)$$

όπου $I_{L.\max}$ είναι η μέγιστη τιμή του ρεύματος του πηνίου κατά το άνοιγμα του διακόπτη ή στην αρχή της περιόδου αποκοπής (αρχική συνθήκη $t = T_{on}$, $I_L = I_{L.\max}$). Καθώς περνά ο χρόνος το ρεύμα του πηνίου μειώνεται στη μικρότερη του τιμή $I_{L.\min}$ δηλαδή την χρονική στιγμή $t = T_S$ το ρεύμα του πηνίου θα είναι $I_L = I_{L.\min}$ και θα δίνεται από την σχέση :

$$I_{L.\min} = -\frac{u_o}{L} * (1 - D) * T_S + I_{L.\max} \quad (5.51)$$

Έτσι προκύπτει άλλη έκφραση για τη κυμάτωση ρεύματος από κορυφή σε κορυφή :

$$\Delta I_L = I_{L.\max} - I_{L.\min} = \frac{u_o}{L} * (1 - D) * T_S \quad (5.52)$$

Η συχνότητα αποκοπής του LC φίλτρου είναι :

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * C}} \quad (5.53)$$

και επομένως, η κυμάτωση ορίζεται από τη σχέση :

$$\Delta I_L = \frac{\pi^2}{2} * u_o * (1 - D) * \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^2 \quad (5.54)$$

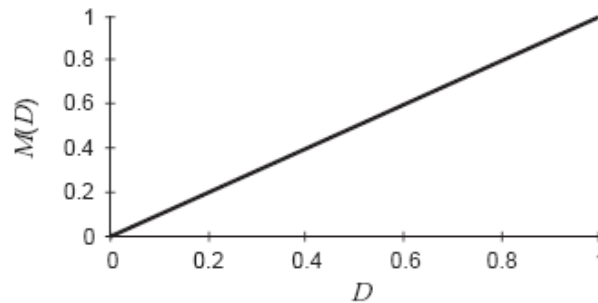
Η κυμάτωση του ρεύματος η οποία δίνεται από τη σχέση (5.48) πρέπει να είναι η ίδια με αυτή που δίνεται από τη σχέση (5.52). Επομένως εξισώνοντάς τις προκύπτει :

$$\frac{V_{dc} - u_o}{L} * D * T_S = \frac{u_o}{L} * (1 - D) * T_S \quad (5.55)$$

Η εξίσωση (5.55) μετά από απλοποιήσεις γράφεται ως :

$$u_o = D * V_{dc} \quad (5.56)$$

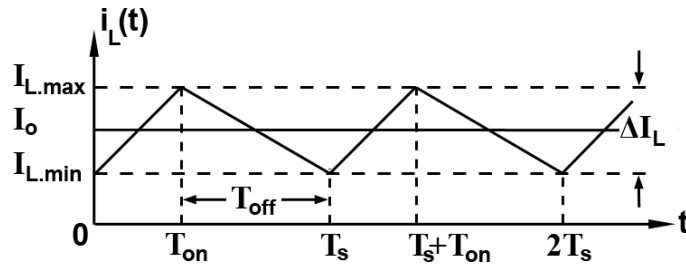
Ορίζοντας ως λόγο μετασχηματισμού $M(D)$ το κλάσμα του πλάτους της τάσης εξόδου προς την τάση εισόδου ενός μετατροπέα, $\left(M(D) = \frac{u_o}{V_{dc}} \right)$ προκύπτει ότι για τον buck converter είναι $M(D) = D$. Στο σχήμα 5.24 παρουσιάζεται ο λόγος μετασχηματισμού $M(D)$ συναρτήσει του D .



Σχήμα 5.24 : Ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης συμπεριφέρεται ως μετασχηματιστής συνεχούς ρεύματος με ηλεκτρονικά ρυθμιζόμενο λόγο μετασχηματισμού D .

Η σχέση (5.56) δηλώνει ότι η τάση εξόδου του μετατροπέα υποβιβασμού είναι ανάλογη της σχετικής διάρκειας αγωγής και της τάσης της πηγής. Επομένως, αφού η σχετική διάρκεια

αγωγής του στοιχείου είναι μικρότερη της μονάδας, η τάση εξόδου είναι μικρότερη από την τάση της πηγής (τάση εισόδου). Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο ο DC-DC μετατροπέας υποβιβασμού τάσης λέγεται και *step-down converter*. Εφόσον η ροή της ισχύος γίνεται από τη πηγή προς το φορτίο και δεν υπάρχει ροή ισχύος πίσω προς την πηγή, ο μετατροπέας αυτός ονομάζεται και *forward converter*.



Σχήμα 5.25 : Ρεύμα πηνίου μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

Το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο όπως δίνεται από την εξίσωση (5.46) κατά τη διάρκεια αγωγής και από την εξίσωση (5.50) κατά τη διάρκεια αποκοπής παρουσιάζεται στο σχήμα 5.25. Το μέσο ρεύμα του πηνίου πρέπει να είναι ίσο με το DC ρεύμα που διαρρέει το φορτίο. Δηλαδή :

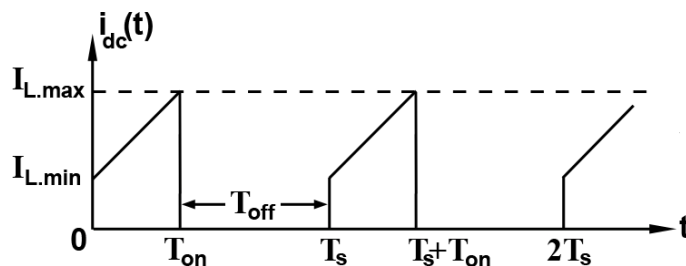
$$I_{L.avg} = I_o = \frac{u_o}{R_L} \quad (5.57)$$

Οι εκφράσεις για το μέγιστο και ελάχιστο ρεύμα που διαρρέει το πηνίο μπορούν να γραφούν ως :

$$I_{L.max} = I_{L.avg} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{u_o}{R_L} + \frac{u_o}{2 * L} * (1 - D) * T_s \quad (5.58)$$

$$I_{L.min} = I_{L.avg} - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{u_o}{R_L} - \frac{u_o}{2 * L} * (1 - D) * T_s \quad (5.59)$$

Το ρεύμα i_{dc} που δίνει η πηγή στο χρονικό διάστημα όπου ο διακόπτης είναι κλειστός μεταβάλλεται από $I_{L.min}$ σε $I_{L.max}$ όπως φαίνεται στο σχήμα 5.26.



Σχήμα 5.26 : Ρεύμα πηγής μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

Αν τώρα ο διακόπτης, το πηνίο και ο πυκνωτής θεωρηθούν ως ιδανικά στοιχεία, η μέση ισχύς που καταναλώνεται από αυτά είναι μηδέν. Επομένως, η μέση ισχύς που παρέχεται από την πηγή πρέπει να είναι ίση με τη μέση ισχύ που καταναλώνει το φορτίο. Δηλαδή :

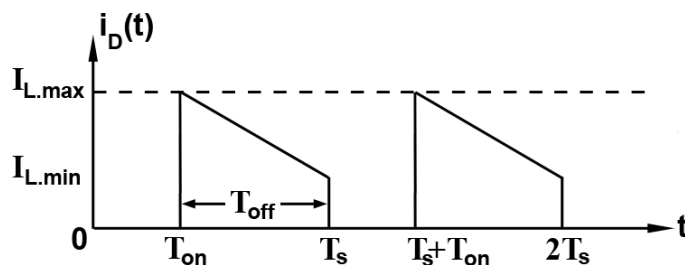
$$V_{dc} * i_{dc} = u_o * i_o = D * V_{dc} * i_o \quad (5.60)$$

Με τη σχέση 5.60 το μέσο ρεύμα της πηγής μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει του μέσου ρεύματος του φορτίου ως :

$$i_{dc} = D * i_o \quad (5.61)$$

Το ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο ελεύθερης διέλευσης φαίνεται στο σχήμα 5.27 και η μέση τιμή του είναι :

$$I_D = (1 - D) * i_o \quad (5.62)$$



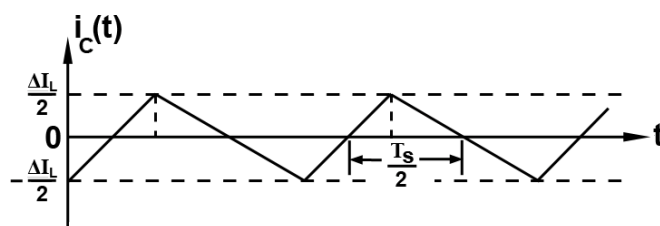
Σχήμα 5.27 : Ρεύμα διόδου ελεύθερης διέλευσης πηγής μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

Όταν το ρεύμα του φορτίου αφαιρείται από το ρεύμα του πηνίου τότε προκύπτει το χρονικά μεταβαλλόμενο ρεύμα που διαρρέει τον πυκνωτή. Η μέγιστη και η ελάχιστη τιμή του από τις (5.58) και (5.59) είναι :

$$I_{C,max} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{u_o}{2 * L} * (1 - D) * T_s \quad (5.63)$$

$$I_{C,min} = -\frac{\Delta I_L}{2} = -\frac{u_o}{2 * L} * (1 - D) * T_s \quad (5.64)$$

Η αντίστοιχη κυματομορφή για το ρεύμα του πυκνωτή φαίνεται στο Σχήμα 5.28. Το μέσο ρεύμα που διαρρέει τον πυκνωτή είναι μηδέν.



Σχήμα 5.28 : Ρεύμα πυκνωτή μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

Η κυματομορφή του ρεύματος έτσι όπως φαίνεται στο σχήμα 5.28, είναι χρήσιμη γιατί καθορίζει την αλλαγή της τάσης πάνω στον πυκνωτή. Κατά τη διάρκεια της μισής περιόδου, το ρεύμα φορτίζει τον πυκνωτή και η αύξηση του ηλεκτρικού του φορτίου μπορεί να υπολογιστεί από το σχήμα 5.28 ως :

$$\Delta Q = \frac{1}{2} * \frac{\Delta I_L}{2} * \frac{T_s}{2} = \frac{1}{8} * \Delta I_L * T_s \quad (5.65)$$

Αντικαθιστώντας το ΔI_L από την (5.52), λαμβάνεται η έκφραση για την αύξηση του ηλεκτρικού φορτίου του πυκνωτή ως :

$$\Delta Q = \frac{u_o}{8 * L} * (1 - D) * T_s^2 \quad (5.66)$$

Επομένως, η αύξηση της τάσης του πυκνωτή είναι :

$$\Delta u_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1 - D}{8 * L * C} * u_o * T_s^2 = \frac{1 - D}{8 * L * C * f_s^2} * u_o \quad \text{όπου} \quad f_s = \frac{1}{T_s} \quad (5.67)$$

Ορίζοντας την κυμάτωση του πυκνωτή ως το λόγο της αύξησης της τάσης του πυκνωτή προς τη μέση τιμή του, η εξίσωση (5.67) εκφράζεται ως :

$$\frac{\Delta u_o}{u_o} = \frac{1 - D}{8 * L * C * f_s^2} \quad (5.68)$$

Η κυμάτωση τάσης από κορυφή σε κορυφή για τον μετατροπέα υποβιβασμού θα είναι διπλάσια από αυτή που δίνεται από την εξίσωση (5.68). Η εξίσωση (5.68) μπορεί να θεωρηθεί ως η κυμάτωση της τάσης προς τη μία μεριά.

Ο μετατροπέας υποβιβασμού μπορεί να λειτουργεί είτε σε κατάσταση συνεχούς αγωγής ρεύματος είτε σε κατάσταση διακοπτόμενης αγωγής ρεύματος. Όταν ο μετατροπέας λειτουργεί σε κατάσταση συνεχούς αγωγής ρεύματος, υπάρχει πάντα ρεύμα στο πηνίο. Υπάρχει όμως η οριακή περίπτωση στην οποία το ρεύμα παίρνει την τιμή μηδέν την χρονική στιγμή στην οποία ο διακόπτης μεταβαίνει από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής. Σε αυτή την περίπτωση το ελάχιστο ρεύμα είναι μηδέν. Συνεπώς, η ελάχιστη τιμή του πηνίου, ώστε να βρίσκεται σε κατάσταση συνεχούς αγωγής ρεύματος μπορεί να υπολογιστεί από την εξίσωση (5.59) θέτοντας το $I_{L.\min}$ ίσο με το μηδέν.

$$\frac{u_o}{R_L} - \frac{u_o}{2 * L_{\min}} * (1 - D) * T_s = 0 \quad (5.69)$$

Επομένως,

$$L_{\min} = \frac{1-D}{2} * R_L * T_S = \frac{1-D}{2 * f_s} * R_L \quad (5.70)$$

Από την εξίσωση (5.70) υπολογίζεται η ελάχιστη τιμή της επαγωγής του πηνίου που θα εγκατασταθεί στον DC-DC μετατροπέα υποβιβασμού λαμβάνοντας υπόψη το φορτίο, την συχνότητα παλμοδότησης και τη διάρκεια αγωγής του στοιχείου (διακόπτη).

Έχοντας υπόψη την τιμή του πηνίου από την εξίσωση (5.70) και λαμβάνοντας υπόψη και το όριο της επιθυμητής διακύμανσης της τάσεως στην έξοδο υπολογίζεται η χωρητικότητα του πυκνωτή στην έξοδο του μετατροπέα.

Από την κυμάτωση ρεύματος (από κορυφή σε κορυφή), εξάγεται άλλη μία σχέση για την κυμάτωση του ρεύματος (%CR) (current ripple).

$$\%CR = \frac{\Delta I_L}{I_{L,avg}} * 100 = \frac{100 * (1-D)}{L * f_s} * R_L \quad (5.71)$$

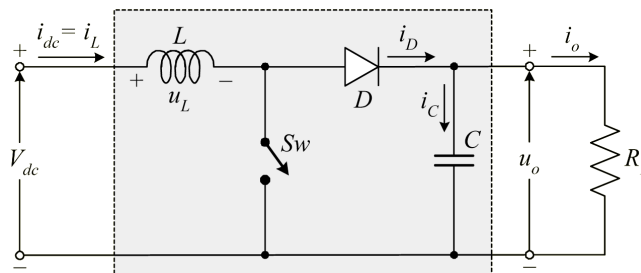
Για την οριακή περίπτωση της ελάχιστης μέσης τιμής ρεύματος του πηνίου λαμβάνεται υπόψη η εξίσωση (5.52). Για τη οριακή αυτή περίπτωση το ελάχιστο ρεύμα του πηνίου είναι μηδέν ($I_{L,\min} = 0$) και επομένως θα ισχύει η σχέση :

$$I_{L, \arg \min} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{u_o}{2 * L * f_s} * (1-D) = \frac{V_{dc}}{2 * L * f_s} * D * (1-D) \quad (5.72)$$

και το ελάχιστο ρεύμα προς το φορτίο θα είναι : $i_{o \arg \min} = I_{L \arg \min}$

5.5.8. Ο Μετατροπέας Ανύψωσης Τάσης (Boost ή Step-Up Converter)

Ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης (Boost ή Step-Up Converter) είναι ένας DC-DC μετατροπέας ο οποίος ανυψώνει την DC τάση από τη σταθερή χαμηλή τιμή της σε μια επιθυμητή, υψηλότερης τιμής. Επίσης ονομάζεται και *fly-back converter* επειδή η μεταφορά της ενέργειας, από την πηγή προς το φορτίο γίνεται μόνο κατά τη διάρκεια της περιόδου αποκοπής του διακόπτη. Η κυκλωματική δομή του μετατροπέα δίνεται στο ηλεκτρονικό σχέδιο του σχήματος 5.29.



Σχήμα 5.29 : Κυκλωματική δομή του μετατροπέα ανύψωσης τάσης.

Ο διακόπτης S_w είναι ένας ελεγχόμενος ηλεκτρονικός διακόπτης ή ένα ελεγχόμενο ημιαγωγίμο στοιχείο που λειτουργεί είτε στην κατάσταση αγωγής (conduction mode ή on), είτε στην κατάσταση αποκοπής (cut-off mode ή off). Οι περίοδοι αγωγής και αποκοπής (on και off) ελέγχονται από τα κατάλληλα σχεδιασμένα κυκλώματα οδήγησης της πύλης. Ο χρόνος αγωγής του διακόπτη είναι ένα κλάσμα της περιόδου παλμοδότησης T_s τέτοιος ώστε να ισχύει $T_{on} = D * T_s$, όπου D είναι η σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle). Κατά την περίοδο αγωγής, το ρεύμα του πηνίου αυξάνει από την ελάχιστη στη μέγιστη τιμή του. Δηλαδή, η ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στο πηνίο, αυξάνεται με τη διάρκεια που είναι κλειστός ο διακόπτης S_w . Κατά την περίοδο αποκοπής $T_{off} = (1 - D) * T_s$, που ο διακόπτης είναι ανοικτός το ρεύμα του πηνίου ρέει προς το φορτίο μέσω της διόδου D . Έτσι το ρεύμα του πηνίου φορτίζει τον πυκνωτή και ενισχύει το ρεύμα του φορτίου. Η διόδος D εμποδίζει την ροή ρεύματος προς την πηγή, όταν ο διακόπτης είναι κλειστός αλλά και την εμφάνιση της τάσης του φορτίου πάνω στο διακόπτη S_w . Επίσης, το πηνίο βοηθάει στον έλεγχο της *επί τοις εκατό* κυμάτωσης του ρεύματος και καθορίζει αν αυτό θα είναι διακοπτόμενο ή συνεχές. Η τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή υπολογίζεται έτσι ώστε η κυμάτωση της τάσης εξόδου να είναι πολύ μικρή. Έτσι, εξαιτίας του πυκνωτή C οι αρμονικές του ρεύματος προς το φορτίο ελαττώνονται. Εάν το κύκλωμα λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση τότε το ρεύμα του πηνίου μεταβάλλεται μεταξύ της ελάχιστης και της μέγιστης τιμής του σαν συνάρτηση του χρόνου.

Κατά την ανάλυση λειτουργίας της διάταξης εξετάζονται οι δύο λειτουργικές καταστάσεις της. Δηλαδή τη λειτουργική κατάσταση στην οποία ο διακόπτης S_w είναι κλειστός και τη λειτουργική κατάσταση στην οποία είναι ανοικτός. Ξεκινώντας την ανάλυση του κυκλώματος στο χρονικό διάστημα στο οποίο ο διακόπτης S_w είναι κλειστός και λαμβάνοντας υπόψη ότι το ρεύμα του πηνίου έχει την ελάχιστη τιμή τη χρονική στιγμή $t=0$ τότε για το χρονικό διάστημα $0 \leq t \leq T_{on} = D * T_s$ θα ισχύει η παρακάτω διαφορική εξίσωση με την αντίστοιχη λύση της :

$$L * \frac{di_L(t)}{dt} = V_{dc}$$

$$i_L(t) = -\frac{V_{dc}}{L} * t + I_{L.min} \quad (5.73)$$

Σύμφωνα με την εξίσωση (5.73), το ρεύμα του πηνίου αυξάνεται γραμμικά και παίρνει τη μέγιστη τιμή του $I_{L.max}$ την χρονική στιγμή $t = T_{on} = D * T_s$ και ισούται με :

$$I_{L.\max} = \frac{V_{dc}}{L} * D * T_S + I_{L.\min} \quad (5.74)$$

Ορίζοντας ως ΔI_L τη μεταβολή του ρεύματος από την ελάχιστη τιμή του στη μέγιστη (peak-to-peak current ripple), η εξίσωση (5.74) δίνει για το ΔI_L τη σχέση :

$$\Delta I_L = I_{L.\max} - I_{L.\min} = \frac{V_{dc}}{L} * D * T_S \quad (5.75)$$

Μόλις το ρεύμα του πηνίου φτάσει στη μέγιστη τιμή του, ο διακόπτης ανοίγει. Όταν ανοίξει ο διακόπτης εμφανίζεται η άλλη λειτουργική κατάσταση στην οποία το ρεύμα του πηνίου αρχίζει να διαρρέει το φορτίο και να φορτίζει τον πυκνωτή. Σε αυτό το χρονικό διάστημα θα ισχύει η παρακάτω διαφορική εξίσωση.

$$L * \frac{d i_L(t)}{dt} = V_{dc} - u_o$$

Η λύση της τελευταίας είναι :

$$i_L(t') = \frac{V_{dc} - u_o}{L} * (t - D * T_S) + I_{L.\max} \quad (5.76)$$

Σύμφωνα με αυτή την εξίσωση, το ρεύμα του πηνίου μειώνεται γραμμικά από τη μέγιστη τιμή του τη χρονική στιγμή $t = T_{on}$ στην ελάχιστη τιμή του την χρονική στιγμή $t = T_S$.

$$I_{L.\min} = \frac{V_{dc} - u_o}{L} * (1 - D) * T_S + I_{L.\max} \quad (5.77)$$

Η κυμάτωση του ρεύματος στην περίπτωση αυτή θα είναι :

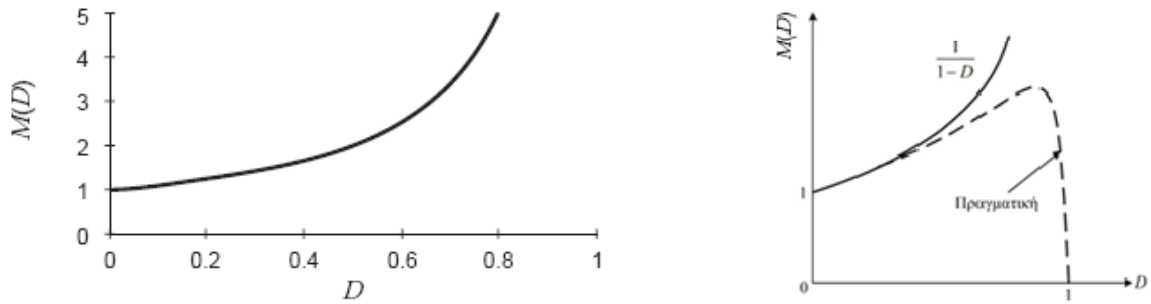
$$\Delta I_L = I_{L.\max} - I_{L.\min} = -\frac{V_{dc} - u_o}{L} * (1 - D) * T_S \quad (5.78)$$

Η κυμάτωση του ρεύματος που δίνεται από την εξίσωση (5.75) θα πρέπει να είναι ίδια με αυτή που δίνεται από την εξίσωση (5.78). Εξισώνοντας τις (5.75) και (5.78), προκύπτει :

$$\frac{V_{dc}}{L} * D * T_S = -\frac{V_{dc} - u_o}{L} * (1 - D) * T_S \quad \text{και συνεπώς,}$$

$$u_o = V_{dc} * \frac{1}{1 - D}. \quad \text{Αρα για τον boost converter ισχύει ότι : } M(D) = \frac{u_o}{V_{dc}} = \frac{1}{1 - D} \quad (5.79)$$

Η γραφική απεικόνιση της διαμόρφωσης του λόγου μετασχηματισμού $M(D)$ συναρτήσει του D παρουσιάζεται στο γράφημα αριστερά του σχήματος 5.30. Ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης λειτουργεί συνήθως σε περιοχές όπου ο λόγος μετασχηματισμού διατηρείται μικρός. Στον πρακτικό μετατροπέα τα παρασιτικά στοιχεία που σχετίζονται με τους ημιαγωγούς, το πηνίο και τον πυκνωτή, προκαλούν αντί για αύξηση της τάσης εξόδου, τη μείωση της, καθώς το D τείνει στη μονάδα (δεξί γράφημα σχήματος 5.30).



Σχήμα 5.30 : Γραφήματα λόγου μετασχηματισμού $M(D)$ συναρτήσει του D για έναν boost converter.

Αριστερά : Θεωρητική προσέγγιση. Δεξιά : Πραγματική διαμόρφωση.

Μετά από απλοποιήσεις προκύπτει :

$$I_{L.avg} = I_o = \frac{u_o}{R_L} \quad (5.80)$$

Η εξίσωση (5.79) δηλώνει πως η τάση εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης τάσης είναι αντιστρόφως ανάλογη του $(1-D)$ και ανάλογη της τάσης της πηγής. Επειδή η σχετική διάρκεια αγωγής D είναι μικρότερη της μονάδας, η τάση εξόδου u_o είναι μεγαλύτερη από την εφαρμοζόμενη τάση V_{dc} .

Αν ο διακόπτης, το πηνίο και ο πυκνωτής θεωρηθούν ως ιδανικά στοιχεία, τότε η μέση ισχύς που καταναλώνεται σε αυτά είναι μηδέν. Συνεπώς, η μέση ισχύς που παρέχει η πηγή πρέπει να είναι ίση με τη μέση ισχύ που καταναλώνει το φορτίο. Άρα είναι :

$$V_{dc} * i_{dc} = u_o * i_o = \frac{V_{dc}}{1-D} * i_o \quad (5.81)$$

Αυτή η εξίσωση είναι χρήσιμη καθώς εκφράζει το μέσο ρεύμα της πηγής συναρτήσει του μέσου ρεύματος του φορτίου.

$$i_{dc} = \frac{i_o}{1-D} \quad (5.82)$$

Εφόσον το ρεύμα του φορτίου είναι ακριβώς το ίδιο με το ρεύμα του πηνίου, το μέσο ρεύμα του πηνίου είναι :

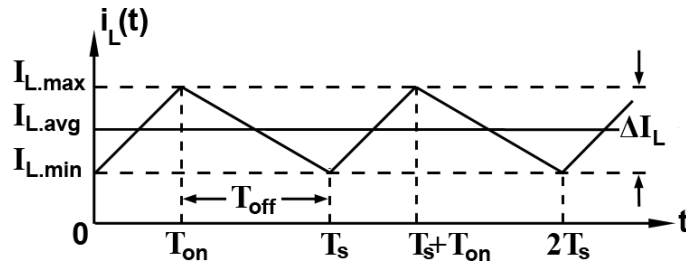
$$I_{L.avg} = i_{dc} = \frac{i_o}{1-D} \quad (5.83)$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι το μέσο ρεύμα του πηνίου για τον μετατροπέα ανύψωσης δεν είναι ίδιο με το μέσο ρεύμα του φορτίου. Οι εκφράσεις για το μέγιστο και το ελάχιστο ρεύμα που διαρρέει το πηνίο μπορούν να γραφούν ως :

$$I_{L.max} = I_{L.avg} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{u_o}{R_L * (1-D)} + \frac{u_o}{2 * L * f_s} * (1-D) * D \quad (5.84)$$

$$I_{L.min} = I_{L.avg} - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{u_o}{R_L * (1-D)} - \frac{u_o}{2 * L * f_s} * (1-D) * D \quad (5.85)$$

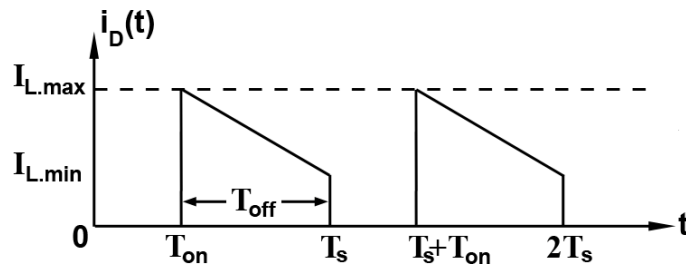
Στο σχήμα 5.31 φαίνεται η κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου η οποία είναι ίση με το ρεύμα της πηγής.



Σχήμα 5.31 : Ρεύματα πηνίου και πηγής μετατροπέα ανύψωσης τάσης.

Η κυμάτωση ρεύματος μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει της τάσης εξόδου, συνδυάζοντας τις σχέσεις (5.75) , (5.84) και (5.85), ως εξής :

$$\Delta I_L = \frac{V_{dc}}{L} * D * T_s = \frac{u_o}{L * f_s} * (1-D) * D \quad (5.86)$$



Σχήμα 5.32 : Ρεύματα διόδου μετατροπέα ανύψωσης τάσης.

Το ρεύμα που διαρρέει τη διόδο φαίνεται στο σχήμα 5.32. Η μέση τιμή του είναι :

$$I_{D.avg} = \frac{I_{L.max} + I_{L.min}}{2} * \frac{T_{off}}{T_S} = \frac{u_o}{R_L} \quad (5.87)$$

Αφού το μέσο ρεύμα της διόδου είναι ίσο με το μέσο ρεύμα που διαρρέει το φορτίο (την αντίσταση R_L), το μέσο ρεύμα του πυκνωτή είναι μηδέν.

Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, ο πυκνωτής τροφοδοτεί το ρεύμα του φορτιού. Επομένως, για το χρονικό διάστημα $0 \leq t \leq T_{on} = D * T_S$, το ρεύμα του πυκνωτή είναι :

$$i_C(t) = -i_o = -\frac{u_o}{R_L} \quad (5.88)$$

Όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός, το πηνίο τροφοδοτεί με ρεύμα τόσο το φορτίο όσο και τον πυκνωτή. Έτσι για το χρονικό διάστημα $T_{on} \leq t' \leq T_S$, το ρεύμα του πυκνωτή είναι :

$$i_C(t) = -i_L(t) - i_o \quad (5.89)$$

Οι μέγιστη και η ελάχιστη τιμή του ρεύματος του πυκνωτή, όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός είναι :

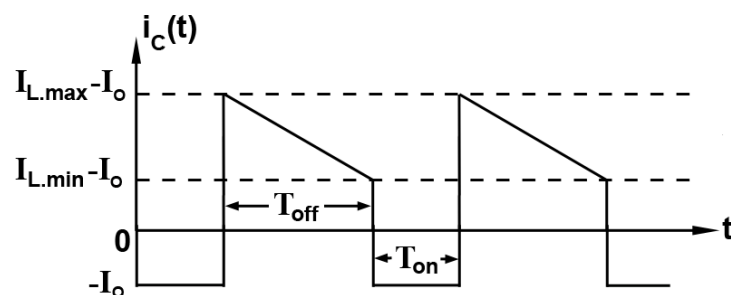
$$I_{C.max} = I_{L.max} - i_o = \frac{u_o * D}{R_L * (1-D)} + \frac{u_o}{2 * L * f_S} * (1-D) * D \quad (5.90)$$

$$I_{C.min} = I_{L.min} - i_o = \frac{u_o * D}{R_L * (1-D)} - \frac{u_o}{2 * L * f_S} * (1-D) * D \quad (5.91)$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι :

$$\Delta I_L = I_{C.max} - I_{C.min} \quad (5.92)$$

Η κυματομορφή του ρεύματος του πυκνωτή φαίνεται στο σχήμα 5.33.



Σχήμα 5.33 : Ρεύματα που διαρρέει τον πυκνωτή του μετατροπέα ανύψωσης τάσης.

Η κυματομορφή αυτή βοηθάει στον υπολογισμό της αλλαγής της τάσης πάνω στον πυκνωτή. Κατά το χρονικό διάστημα που ο διακόπτης είναι κλειστός, το ηλεκτρικό φορτίο στον πυκνωτή μειώνεται επειδή ο πυκνωτής τροφοδοτεί το φορτίο με ρεύμα. Η αλλαγή στο ηλεκτρικό φορτίο του πυκνωτή είναι :

$$\Delta Q = -i_o * T_{on} = -\frac{u_o}{R_L} * D * T_S \quad (5.93)$$

Η αλλαγή στο ηλεκτρικό φορτίο του πυκνωτή έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της τάσης του, από τη μέση τάση u_o . Το πλάτος της αλλαγής στην τάση του είναι :

$$|\Delta u_o| = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{u_o}{R_L * C} * D * T_S \quad (5.94)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι κατά το χρονικό διάστημα όπου ο διακόπτης είναι ανοικτός, η συνιστώσα του ρεύματος του πηνίου που διαρρέει τον πυκνωτή θα αυξήσει την τάση του πυκνωτή κατά την ίδια ποσότητα. Έτσι, η κυμάτωση του πυκνωτή μπορεί να διατυπωθεί ως ο λόγος της αύξησης της τάσης του πυκνωτή προς τη μέση της τιμή. Δηλαδή, η κυμάτωση της τάσης του πυκνωτή μπορεί να εκφραστεί ως :

$$\left| \frac{\Delta u_o}{u_o} \right| = \frac{D * T_S}{R_L * C} = \frac{D}{R_L * C * f_S} \quad (5.95)$$

Επίσης αξίζει να σημειωθεί ότι η κυμάτωση του ρεύματος στον πυκνωτή που καθορίζεται από την εξίσωση (5.90) δεν είναι η ίδια με την κυμάτωση τάσης από κορυφή σε κορυφή για τον ανορθωτή. Η κυμάτωση τάσης από κορυφή σε κορυφή για τον μετατροπέα ανύψωσης θα είναι διπλάσια από αυτή που δίνεται από την εξίσωση (5.90). Η εξίσωση (5.90) μπορεί να θεωρηθεί ως η κυμάτωση της τάσης προς τη μία μεριά.

Ο μετατροπέας ανύψωσης μπορεί να λειτουργεί είτε σε κατάσταση συνεχούς αγωγής ρεύματος είτε σε κατάσταση διακοπτόμενης αγωγής ρεύματος. Όταν ο μετατροπέας λειτουργεί σε κατάσταση συνεχούς αγωγής ρεύματος, υπάρχει πάντα ρεύμα στο πηνίο. Σε αυτήν την οριακή περίπτωση το ελάχιστο ρεύμα γίνεται μηδέν κατά την χρονική στιγμή που ο διακόπτης μεταβαίνει σε κατάσταση αγωγής. Συνεπώς, για αυτή την οριακή περίπτωση η ελάχιστη τιμή του ρεύματος του πηνίου μπορεί να υπολογιστεί από την εξίσωση (5.85) θέτοντας το $I_{L.min}$ ίσο με το μηδέν.

$$\frac{u_o}{R_L * (1 - D)} - \frac{u_o}{2 * L_{min} * f_S} * (1 - D) * D = 0$$

Επομένως,

$$L_{\min} = \frac{R_L}{2 * f_s} * D * (1 - D)^2 \quad (5.96)$$

Από την εξίσωση (5.96) υπολογίζεται η ελάχιστη τιμή της επαγωγής του πηνίου συναρτήσει της ελάχιστης επιτρεπτής τιμής του D και της τιμής της συχνότητας παλμοδότησης (f_s). Επίσης από την εξίσωση (5.95) υπολογίζεται η ελάχιστη τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή λαμβάνοντας υπόψη τη μέγιστη τιμή του D και την συχνότητα παλμοδότησης. Από τις εξισώσεις (5.84) και (5.85) υπολογίζεται η μεταβολή του ρεύματος του πηνίου η οποία θα είναι :

$$\Delta I_L = I_{L.\max} - I_{L.\min} = \frac{u_o}{L * f_s} * (1 - D) * D \quad (5.97)$$

Για την οριακή περίπτωση της ελάχιστης μέσης τιμής του πηνίου θα είναι:

$$I_{L.\arg\min} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{u_o}{2 * L * f_s} * (1 - D) * D = \frac{V_{dc}}{2 * L * f_s} * D \quad (5.98)$$

Βάσει της εξίσωσης (5.82) η ελάχιστη μέση τιμή του ρεύματος του φορτίου θα είναι :

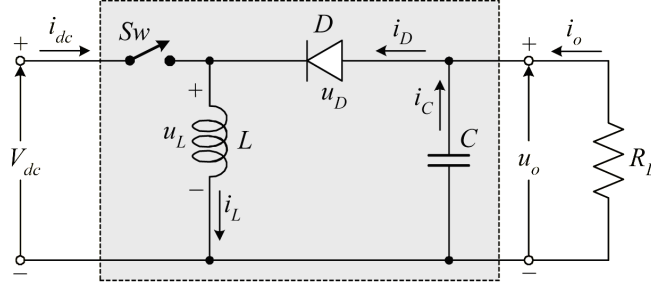
$$i_{o.\arg\min} = \frac{u_o}{2 * L * f_s} * D * (1 - D)^2 = \frac{V_{dc}}{2 * L * f_s} * D * (1 - D) \quad (5.99)$$

Από την σχέση (5.96), εξάγεται άλλη μία σχέση για την κυμάτωση του ρεύματος :

$$\%CR = \frac{\Delta I_L}{I_{L.\avg}} * 100 = \frac{100 * R_L}{L * f_s} * D * (1 - D)^2 = 100 * \frac{2 * L_{\min}}{L} \quad (5.100)$$

5.5.9. Ο Μετατροπέας Υποβιβασμού-Ανύψωσης Τάσης (Buck-Boost Converter)

Ο μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης τάσης ή αλλιώς μικτός μετατροπέας (Buck-Boost Converter) είναι ένας DC-DC μετατροπέας, ο οποίος έχει τη δυνατότητα υποβιβασμού ή ανύψωσης της τάσης εξόδου του σε σχέση με την τάση εισόδου. Με άλλα λόγια, η τάση εξόδου (output voltage) μπορεί να είναι μεγαλύτερη ή μικρότερη της τάσης εισόδου (ή τάσης πηγής – input voltage or source voltage). Ο συγκεκριμένος μετατροπέας χαρακτηρίζεται και ως *έμμεσος* μετατροπέας, καθώς η τάση πηγής ποτέ δεν συνδέεται άμεσα με το φορτίο. Το πηνίο στο κύκλωμα του μικτού DC-DC μετατροπέα είναι αυτό που ελέγχει τη ροή ενέργειας από την πλευρά της εισόδου στην πλευρά της εξόδου. Το σχήμα 5.34 παρουσιάζει το κύκλωμα του μικτού DC-DC μετατροπέα στην απλούστερη μορφή του. Ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί στις φορές των ρευμάτων που ρέουν στον πυκνωτή και στην αντίσταση φορτίου, καθώς και στην πολικότητα της τάσης εξόδου.

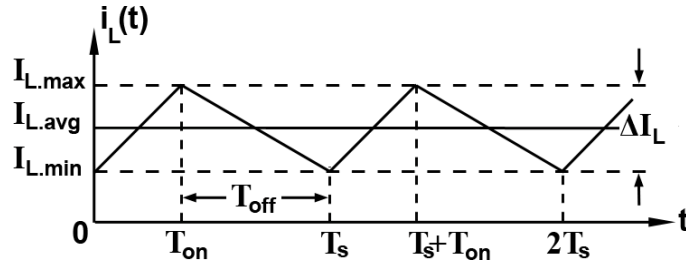


Σχήμα 5.34 : Απλό ισοδύναμο κύκλωμα μικτού DC σε DC μετατροπέα

Ο διακόπτης Sw είναι συνήθως μια ηλεκτρονική συσκευή που λειτουργεί είτε στην κατάσταση αγωγής (διακόπτης Sw κλειστός) είτε στην κατάσταση αποκοπής (διακόπτης Sw ανοικτός). Οι περίοδοι αγωγής και αποκοπής ελέγχονται από κατάλληλα σχεδιασμένα κυκλώματα οδήγησης της πύλης (gating circuits), τα οποία συνήθως δεν παρουσιάζονται. Ο χρόνος αγωγής (T_{on}) του διακόπτη είναι ένα κλάσμα της περιόδου παλμοδότησης T_s , έτσι ώστε να ισχύει η σχέση $T_{on} = D * T_s$, όπου D είναι η σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle). Κατά τη διάρκεια του χρόνου αποκοπής (T_{off}), όπου ο διακόπτης είναι ανοικτός, ισχύει η σχέση $T_{off} = (1 - D) * T_s$ και το ρεύμα του πηνίου ρέει προς το φορτίο μέσω της διόδου D . Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, η διόδος D δεν επιτρέπει την άμεση ροή του ρεύματος από την πηγή προς το φορτίο. Κατά τη διάρκεια του χρόνου αυτού, το ρεύμα της πηγής ρέει εξ' ολοκλήρου μέσω του πηνίου, το οποίο αποταμιεύει ενέργεια, ενώ ο πυκνωτής παρέχει ρεύμα στο φορτίο και εκφορτίζεται μερικώς. Μόνο όταν ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής το ρεύμα πηνίου ρέει προς το φορτίο και τον πυκνωτή. Η διόδος D συμβάλλει στη διατήρηση της συνέχειας του ρεύματος πηνίου. Για τη μαθηματική ανάλυση του μετατροπέα, μπορεί να γίνει η υπόθεση ότι το κύκλωμα έχει λειτουργήσει για μεγάλο χρονικό διάστημα και το ρεύμα του πηνίου μεταβάλλεται μεταξύ της ελάχιστης και μέγιστης τιμής του κατά τη διάρκεια κάθε ημιπεριόδου. Για την πραγματοποίηση της ανάλυσης του μετατροπέα, θεωρείται ότι το ρεύμα πηνίου έχει πάρει την ελάχιστη τιμή του και ο διακόπτης Sw είναι κλειστός. Κατά τη χρονική περίοδο αγωγής, η διαφορική εξίσωση που ισχύει για το ρεύμα του πηνίου και η λύση της είναι αντίστοιχα :

$$L * \frac{d_{iL}(t)}{dt} = V_{dc} \quad \text{για} \quad 0 \leq t \leq T_{on} \quad \text{με} \quad T_{on} = D * T_s$$

$$i_L(t) = \frac{V_{dc}}{L} * t + I_{L.min} \quad \text{για} \quad 0 \leq t \leq T_{on} \quad \text{με} \quad T_{on} = D * T_s \quad (5.101)$$



Σχήμα 5.35 : Κυματομορφή ρεύματος πηνίου μικτού μετατροπέα..

Σύμφωνα με την εξίσωση (5.101), το ρεύμα του πηνίου αυξάνει γραμμικά λαμβάνοντας τη μέγιστη τιμή του $I_{L.max}$ τη χρονική στιγμή $t = T_{on} = D * T_s$ έτσι ώστε :

$$I_{L.max} = \frac{V_{dc}}{L} * (D * T_s) + I_{L.min} \quad (5.102)$$

Ορίζοντας τη μεταβολή του ρεύματος από την ελάχιστη στη μέγιστη τιμή του ως κυμάτωση ρεύματος από κορυφή σε κορυφή (peak-to-peak current ripple) ΔI_L , η τελευταία εξίσωση δίνει την παρακάτω σχέση :

$$\Delta I_L = I_{L.max} - I_{L.min} = \frac{V_{dc}}{L} * (D * T_s) \quad (5.103)$$

Μόλις το ρεύμα του πηνίου φτάσει τη μέγιστη τιμή του, ο διακόπτης ανοίγει. Το ρεύμα του πηνίου αρχίζει τώρα να τροφοδοτεί με ρεύμα το φορτίο και να φορτίζει τον πυκνωτή σύμφωνα με την ακόλουθη διαφορική εξίσωση :

$$\Delta I_L = I_{L.max} - I_{L.min} = \frac{V_{dc}}{L} * (D * T_s) \quad \text{για} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad \text{με} \quad T_{on} = D * T_s$$

Η λύση της τελευταίας είναι :

$$i_L(t) = -\frac{u_o}{L} * t + A \quad \text{για} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad \text{με} \quad T_{on} = D * T_s \quad (5.104)$$

όπου A είναι η σταθερά που προκύπτει από την ολοκλήρωση και υπολογίζεται με βάση την αρχική συνθήκη για $t = T_{on}$ ισχύει $i_L(t) = I_{L.max}$. Με την εφαρμογή της αρχικής συνθήκης στην τελευταία εξίσωση (5.104), προκύπτει :

$$I_{L.max} = -\frac{u_o}{L} * (D * T_s) + A \quad (5.105)$$

Από αυτή την εξίσωση υπολογίζεται η σταθερά A :

$$A = I_{L.max} + \frac{u_o}{L} * (D * T_s) \quad (5.106)$$

Και επομένως, η εξίσωση του ρεύματος πηνίου γίνεται :

$$i_L(t) = -\frac{u_o}{L} * t + I_{L.\max} + \frac{u_o}{L} * (D * T_S) \quad (5.107)$$

Σύμφωνα με την εξίσωση (5.107), το ρεύμα του πηνίου ελαττώνεται γραμμικά από τη μέγιστη τιμή του και λαμβάνει την ελάχιστη τη χρονική στιγμή $t = T_S$. Οπότε :

$$\begin{aligned} I_{L.\min} &= -\frac{u_o}{L} * T_S + I_{L.\max} + \frac{u_o}{L} * (D * T_S) \Rightarrow \\ I_{L.\min} &= -\frac{u_o}{L} * (1 - D) * T_S + I_{L.\max} \end{aligned} \quad (5.108)$$

Σε αυτή την περίπτωση, η κυμάτωση του ρεύματος είναι :

$$\Delta I_L = I_{L.\max} - I_{L.\min} = \frac{u_o}{L} * (1 - D) * T_S \quad (5.109)$$

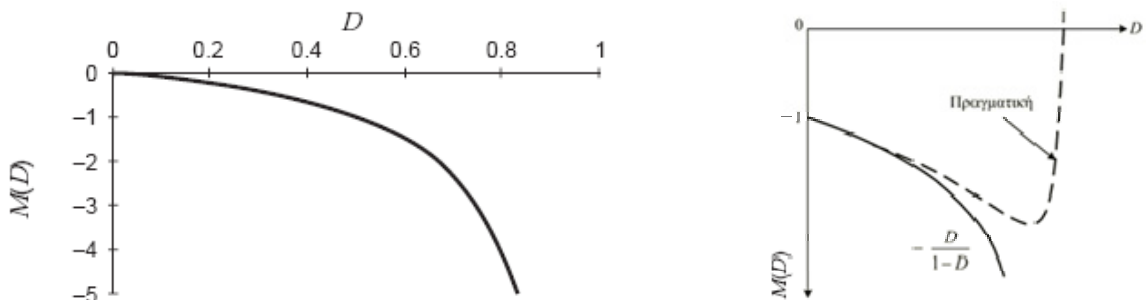
Να σημειωθεί ότι οι τιμές της κυμάτωσης ρεύματος που προκύπτουν από τις σχέσεις (5.103) και (5.109) πρέπει να είναι ίδιες. Εξισώνοντας λοιπόν τις σχέσεις (5.103) και (5.109) προκύπτει :

$$\frac{V_{dc}}{L} * (D * T_S) = \frac{u_o}{L} * (1 - D) * T_S \quad (5.110)$$

Η τελευταία σχέση μετά από απλοποιήσεις γίνεται :

$$u_o = \frac{D}{1 - D} * V_{dc} \quad (5.111)$$

Η γραφική απεικόνιση της διαμόρφωσης του λόγου μετασχηματισμού $M(D)$ συναρτήσει του D παρουσιάζεται στο γράφημα αριστερά του σχήματος 5.36. Ο μικτός μετατροπέας λειτουργεί συνήθως σε περιοχές όπου ο λόγος μετασχηματισμού διατηρείται μικρός. Στον πρακτικό μετατροπέα τα παρασιτικά στοιχεία που σχετίζονται με τους ημιαγωγούς, το πηνίο και τον πυκνωτή, προκαλούν αντί για αύξηση της τάσης εξόδου, τη μείωση της, καθώς το D τείνει στη μονάδα (δεξί γράφημα σχήματος 5.36).



Σχήμα 5.36 : Γραφήματα λόγου μετασχηματισμού $M(D)$ συναρτήσει του D για έναν buck-boost converter.

Αριστερά : Θεωρητική προσέγγιση. Δεξιά : Πραγματική διαμόρφωση.

Η σχέση (5.111) φανερώνει ότι η τάση εξόδου του μικτού μετατροπέα είναι ευθέως ανάλογη του D και αντιστρόφως ανάλογη του $(1 - D)$. Στην περίπτωση που η σχετική διάρκεια αγωγής είναι $D = 0.5$, η τάση εξόδου είναι ίση με την τάση που εφαρμόζεται στην είσοδο του μετατροπέα. Η τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη της τάσης εισόδου όταν η σχετική διάρκεια αγωγής είναι $D > 0.5$, που αντιστοιχεί στη λειτουργία ανύψωσης. Από την άλλη μεριά, ο μικτός μετατροπέας συμπεριφέρεται σαν μετατροπέας υποβιβασμού τάσης, με την τάση εξόδου να είναι μικρότερη της τάσης εισόδου, όταν η σχετική διάρκεια αγωγής είναι $D < 0.5$.

Όταν ο διακόπτης, το πηνίο και ο πυκνωτής θεωρηθούν ως ιδανικά, η ισχύς που καταναλώνεται στα στοιχεία αυτά είναι μηδέν. Συνεπώς, η μέση ισχύς τροφοδοσίας της πηγής πρέπει να είναι ίση με τη μέση τιμή της ισχύος που παρέχεται στο φορτίο. Από αυτό το συλλογισμό προκύπτει η παρακάτω σχέση :

$$V_{dc} * i_{dc} = u_o * i_o = \frac{V_{dc}}{1-D} * i_o \quad (5.112)$$

Η τελευταία εξίσωση συμβάλλει στην εξαγωγή μιας σχέσης μεταξύ της μέσης τιμής του ρεύματος της πηγής και της μέσης τιμής του ρεύματος του φορτίου και είναι η εξής :

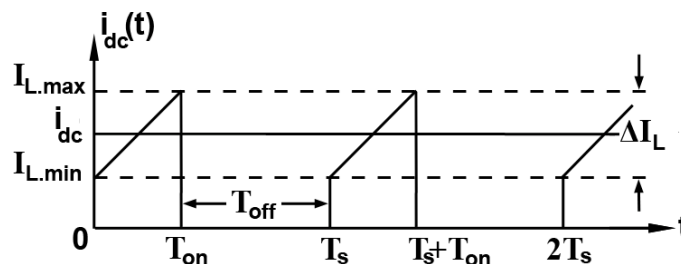
$$i_{dc} = \frac{D}{1-D} * i_o \quad (5.113)$$

Το ρεύμα εξόδου, δίνεται από τη σχέση :

$$i_o = \frac{u_o}{R_L} = \left[\frac{D}{1-D} \right] * \frac{V_{dc}}{R_L} \quad (5.114)$$

Από τις εξισώσεις (5.113) και (5.114) προκύπτει το ρεύμα εισόδου συναρτήσει της σχετικής διάρκειας αγωγής D που φαίνεται παρακάτω :

$$i_{dc} = \frac{V_{dc}}{R_L} * \left[\frac{D}{1-D} \right]^2 \quad (5.115)$$



Σχήμα 5.37 : Κυματομορφή ρεύματος πηγής σε μικτό μετατροπέα..

Το ρεύμα εισόδου σε σχέση με το χρόνο φαίνεται στο σχήμα 5.37. Πρόκειται για την κυματομορφή του ρεύματος πηνίου όπως αυτή προκύπτει από τη σχέση (5.101) όταν ο διακόπτης είναι κλειστός. Η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου δίνεται από τη σχέση :

$$i_{dc} = \frac{1}{T_S} \int_0^{D*T_S} \left(\frac{V_{dc}}{L} * t + I_{L.min} \right) dt = \left(I_{L.min} + \frac{V_{dc}}{2*L} * D * T_S \right) * D \quad (5.116)$$

Από την κυματομορφή του ρεύματος πηνίου, είναι φανερό ότι ισχύει :

$$I_{L.min} + \frac{V_{dc}}{2*L} * D * T_S = I_{L.min} + \frac{\Delta I_L}{2*L} = I_{L.avg} \quad (5.117)$$

Άρα, οι μέσες τιμές του ρεύματος πηγής και του ρεύματος πηνίου, συνδέονται ως εξής :

$$i_{dc} = D * I_{L.avg} \quad (5.118)$$

Από τις σχέσεις (5.115) και (5.118) προκύπτει η σχέση που ακολουθεί για τη μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου :

$$I_{L.avg} = \frac{V_{dc}}{R_L} * \frac{D}{(1-D)^2} \quad (5.119)$$

Οι σχέσεις της μέγιστης και ελάχιστης τιμής του ρεύματος πηνίου μπορούν να γραφούν ως :

$$I_{L.max} = I_{L.avg} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{D * V_{dc}}{R_L * (1-D)^2} + \frac{D * V_{dc}}{2 * L * f_S} \quad (5.120)$$

$$I_{L.min} = I_{L.avg} - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{D * V_{dc}}{R_L * (1-D)^2} - \frac{D * V_{dc}}{2 * L * f_S} \quad (5.121)$$

Η κυμάτωση ρεύματος από κορυφή σε κορυφή (peak-to-peak current ripple) ΔI_L μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει των τάσεων εισόδου και εξόδου όπως φαίνεται παρακάτω :

$$\Delta I_L = \frac{V_{dc}}{L * f_S} * D = \frac{u_o}{L * f_S} * (1-D) \quad (5.122)$$

Όταν σε μια εφαρμογή είναι γνωστά τα όρια της μεταβολής της τάσεως εισόδου V_{dc} και η τάση του φορτίου u_o πρέπει να είναι σταθερή, από την σχέση (5.111) γίνεται να υπολογιστούν οι τιμές του D , οι οποίες θα δίνονται από την σχέση :

$$D = \frac{u_o}{u_o + V_{dc}} \quad (5.123)$$

Όταν $V_{dc} = V_{dc.min}$ τότε $D = D_{max}$ και αντίθετα όταν $V_{dc} = V_{dc.max}$ τότε $D = D_{min}$. Για την οριακή περίπτωση του ελάχιστου μη διακοπτόμενου ρεύματος του πηνίου θα είναι :

$$I_{L.arg\ min} = \frac{\Delta I_L}{2} \text{ και } I_{L.arg\ min} = \frac{V_{dc}}{2 * L * f_s} * D = \frac{u_o}{2 * L * f_s} * (1 - D) \quad (5.124)$$

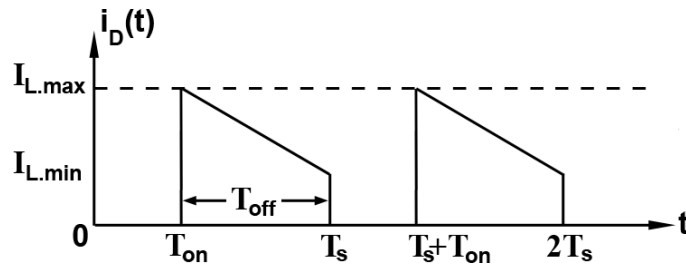
Από την εξίσωση (5.113) προκύπτει ότι :

$$I_{L.arg\ min} = i_{o.arg\ min} * \frac{1}{1 - D} \quad (5.125)$$

Από τις σχέσεις (5.124) και (5.125) προκύπτει ότι :

$$i_{o.arg\ min} = \frac{V_{dc}}{2 * L * f_s} * D * (1 - D) = \frac{u_o}{2 * L * f_s} * (1 - D)^2 \quad (5.126)$$

Από τις εξισώσεις (5.124) και (5.126) υπολογίζονται, για ένα συγκεκριμένο σύστημα, οι ελάχιστες οριακές μέσες τιμές του ρεύματος του πηνίου και του φορτίου αντίστοιχα, για δεδομένες τιμές του L , του D και της συχνότητας παλμοδότησης f_s του στοιχείου.



Σχήμα 5.38 : Κυματομορφή ρεύματος διόδου σε μικτό μετατροπέα..

Στο σχήμα 5.38 φαίνεται το ρεύμα που ρέει μέσω της διόδου. Η μέση τιμή του ρεύματος διόδου είναι ίδια με τη μέση τιμή του ρεύματος φορτίου και μπορεί να υπολογιστεί από την παρακάτω σχέση :

$$I_{D.avg} = \frac{I_{L.max} + I_{L.min}}{2} * \frac{T_{off}}{T_s} = \frac{u_o}{R_L} \quad (5.127)$$

Εφόσον η μέση τιμή του ρεύματος διόδου είναι ίση με τη μέση τιμή του ρεύματος που διαρρέει την αντίσταση φορτίου R_L , η μέση τιμή του ρεύματος του πυκνωτή είναι μηδέν. Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, ο πυκνωτής τροφοδοτεί το φορτίο. Επομένως, για το χρονικό διάστημα αγωγής του διακόπτη, το ρεύμα του πυκνωτή είναι :

$$i_C(t) = -i_o = -\frac{u_o}{R_L} \quad \text{για} \quad 0 \leq t \leq T_{on} \quad (5.128)$$

Όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός, το ρεύμα του πηνίου τροφοδοτεί και τον πυκνωτή και το φορτίο. Για το λόγο αυτό, για το χρονικό διάστημα $0 \leq t \leq T_{off}$, το ρεύμα του πυκνωτή δίνεται από τη σχέση :

$$i_C(t) = -i_L(t) - i_o \quad (5.129)$$

Η μέγιστη και η ελάχιστη τιμή του ρεύματος του πυκνωτή, κατά το διάστημα που ο διακόπτης είναι ανοικτός, δίνονται από τις σχέσεις :

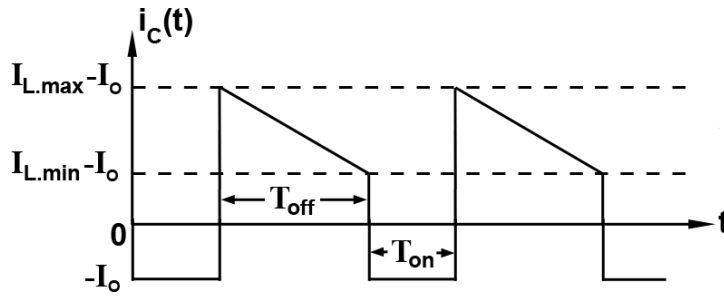
$$I_{C,max} = I_{L,max} - i_o = \frac{V_{dc}}{R_L} \left(\frac{D}{1-D} \right)^2 + \frac{V_{dc}}{2 * L * f_s} * D \quad (5.130)$$

$$I_{C,min} = I_{L,min} - i_o = \frac{V_{dc}}{R_L} \left(\frac{D}{1-D} \right)^2 - \frac{V_{dc}}{2 * L * f_s} * D \quad (5.131)$$

Σε αυτό το σημείο, πρέπει να σημειωθεί ότι η κυμάτωση ρεύματος πυκνωτή από κορυφή σε κορυφή (peak-to-peak current ripple) ΔI_C είναι :

$$\Delta I_C = I_{C,max} - I_{C,min} \quad (5.132)$$

Η κυματομορφή του ρεύματος του πυκνωτή φαίνεται στο σχήμα 5.39 :



Σχήμα 5.39 : Κυματομορφή ρεύματος πυκνωτή σε μικτό μετατροπέα..

Από την κυματομορφή του ρεύματος πυκνωτή, είναι δυνατό να καθοριστεί η μεταβολή της τάσης που εφαρμόζεται στον πυκνωτή. Κατά το διάστημα που ο διακόπτης είναι κλειστός, το φορτίο του πυκνωτή μειώνεται, δεδομένου ότι ο πυκνωτής τροφοδοτεί το φορτίο στη συγκεκριμένη περίπτωση. Η μεταβολή του φορτίου του πυκνωτή είναι :

$$\Delta Q = -i_o * t_{on} = -\frac{u_o}{R_L} * (D * T_s) \quad (5.133)$$

Η μείωση του φορτίου του πυκνωτή έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της τάσης του. Επομένως, το πλάτος της μεταβολής της τάσης του πυκνωτή διαμορφώνεται ως εξής :

$$|\Delta u_o| = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{u_o}{R_L * C} * (D * T_s) \quad (5.134)$$

Να αναφερθεί ότι κατά το διάστημα που ο διακόπτης είναι ανοικτός, η συνιστώσα του ρεύματος πηνίου που ρέει μέσω του πυκνωτή θα προκαλέσει αύξηση της τάσης του πυκνωτή κατά την ίδια ποσότητα, που δίνεται από τη σχέση (5.134). Για το λόγο αυτό, όταν η κυμάτωση του πυκνωτή ορίζεται ως ο λόγος της αύξησης της τάσης του πυκνωτή προς τη μέση τιμή της τάσης του πυκνωτή, τότε προκύπτει ότι :

$$\left| \frac{\Delta u_o}{u_o} \right| = \frac{D * T_s}{R_L * C} = \frac{D}{R_L * C * f_s} \quad (5.135)$$

Να σημειωθεί ότι η κυμάτωση του πυκνωτή που ορίζεται από την (5.135) δεν είναι ίδια με την κυμάτωση τάσης από κορυφή σε κορυφή για τους ανορθωτές (peak-to-peak voltage ripple for the rectifiers). Η κυμάτωση τάσης από κορυφή σε κορυφή για το μικτό μετατροπέα θα είναι διπλάσια από αυτή που δίνεται από την (5.135). Η σχέση αυτή μπορεί να θεωρηθεί σαν μονόπλευρη κυμάτωση τάσης (one-sided voltage ripple).

Ο μικτός μετατροπέας μπορεί να λειτουργήσει σε κατάσταση συνεχούς ή διακοπτόμενης αγωγής. Όταν λειτουργεί στην κατάσταση συνεχούς αγωγής, το πηνίο διαρρέεται πάντα από ρεύμα. Το ελάχιστο ρεύμα πηνίου στην κατάσταση συνεχούς αγωγής μπορεί να πάρει την οριακή τιμή μηδέν, τη χρονική στιγμή αλλαγής κατάστασης του διακόπτη. Επομένως, υπάρχει μια ελάχιστη τιμή αυτεπαγωγής που εξασφαλίζει συνεχή αγωγή του μετατροπέα. Η τιμή αυτή μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση (5.121) αν αντικατασταθεί το $I_{L.min}$ με 0. Άρα :

$$\frac{u_o}{R_L * (1-D)} - \frac{u_o}{2 * L_{min} * f_s} * (1-D) = 0$$

Γίνεται αντικατάσταση του V_{dc} με u_o , γιατί μετά τη αλλαγή της κατάστασης του διακόπτη από κλειστός σε ανοικτό, η τάση του πηνίου θα είναι ίση με την τάση εξόδου. Τελικά η ελάχιστη αυτεπαγωγή για λειτουργία συνεχούς αγωγής δίνεται από τον τύπο :

$$L_{min} = \frac{R_L}{2 * f_s} * (1-D)^2 \quad (5.136)$$

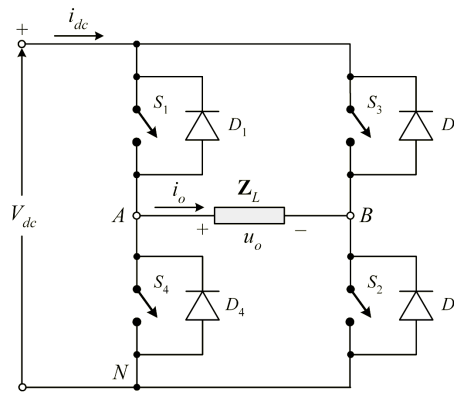
Από τις εξισώσεις (5.135) και (5.136) υπολογίζονται οι ελάχιστες τιμές της χωρητικότητας του πυκνωτή και της επαγωγής του πηνίου του συστήματος. Από την κυμάτωση ρεύματος από κορυφή σε κορυφή, προκύπτει η εκατοστιαία κυμάτωση ρεύματος, η οποία δίνεται από την παρακάτω σχέση :

$$\%CR = \frac{\Delta I_L}{I_{L,avg}} * 100 = \frac{100 * R_L}{L * f_s} * (1 - D)^2 = 100 * \frac{2 * L_{min}}{L} \quad (5.137)$$

5.5.10. Ο Μετατροπέας Συνεχούς Ρεύματος με Πλήρη Γέφυρα

Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας (Full-Bridge DC-DC Converter), αποτελείται από δύο σκέλη (legs), το A και το B. Κάθε σκέλος περιλαμβάνει δύο διακόπτες, αντιπαράλληλα με τους οποίους συνδέονται δίοδοι.

Από τους δύο διακόπτες κάθε σκέλους, ο ένας πρέπει να βρίσκεται σε κατάσταση αγωγιμότητας και ο άλλος σε αποκοπή. Όταν συμβαίνει αυτό, η τάση εξόδου του σκέλους V_{AN} και V_{BN} αντίστοιχα, εξαρτάται μόνο από την κατάσταση των διακοπών και είναι ανεξάρτητη από τη φορά του ρεύματος στο φορτίο i_o . Η ροή του ρεύματος φορτίου, μέσω του διακόπτη ή της αντιπαράλληλης διόδου, εξαρτάται από τη φορά του.



Σχήμα 5.40 : Κυκλωματική δομή του μετατροπέα πλήρους γέφυρας

Αν στο μετατροπέα γέφυρας χρησιμοποιηθούν ως διακόπτες τα MOSFET ισχύος, τότε η παρασιτική δίοδος του MOSFET εκπληρώνει το ρόλο της αντιπαράλληλης διόδου.

Ακόμη, τα IGBT κατασκευάζονται με ενσωματωμένη την αντιπαράλληλη δίοδο, έτσι ώστε να μπορούν να χρησιμοποιηθούν εύκολα στους μετατροπείς γέφυρας. Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας μπορεί να επιτελέσει κάθε είδους μετατροπή ενέργειας και να χειρισθεί μεγάλα ποσά ισχύος και στα 4 τεταρτημόρια του επιπέδου $u_o - i_o$.

Με το μετατροπέα πλήρους γέφυρας είναι δυνατή η μετατροπή της συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη, της εναλλασσόμενης σε συνεχή και η μετατροπή της συνεχούς τάσης σε συνεχή με ρυθμιζόμενο πλάτος και πολικότητα. Το είδος της μετατροπής, εξαρτάται από τον τρόπο ελέγχου των τεσσάρων διακοπών.

Στον έλεγχο των διακοπών αυτού του είδους μετατροπέα, χρησιμοποιούνται δύο τεχνικές. Η διαμόρφωση εύρους παλμών με διπολική τάση εξόδου (*PWM with bipolar voltage switching*) και η διαμόρφωση εύρους παλμών με μονοπολική τάση εξόδου (*PWM with unipolar voltage switching*).

5.6. ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΔΙΑΚΟΠΤΟΜΕΝΟΥ ΤΥΠΟΥ

Οι διατάξεις ισχύος που μετατρέπουν την ηλεκτρική ενέργεια συνεχούς μορφής (DC), σε εναλλασσόμενη μορφή (AC), ονομάζονται αντιστροφείς (inverters). Αυτές οι συσκευές χρησιμοποιούνται μεταξύ άλλων, σε εφαρμογές ελέγχου της ταχύτητας των AC κινητήρων, (όπως των επαγωγικών και των σύγχρονων, *adjustable speed AC drives*), στην επαγωγική θέρμανση (*induction heating*), στο φωτισμό με λυχνίες φθορισμού και στα τροφοδοτικά αδιάλειπτης παροχής (*uninterruptible power supplies, UPS*),.

Οι αντιστροφείς διακρίνονται σε δύο κύριες κατηγορίες, ανάλογα με τη μορφή της πηγής εισόδου :

- τους **αντιστροφείς πηγής τάσης** και
- τους **αντιστροφείς πηγής ρεύματος**.

5.6.1. Αντιστροφείς Πηγής Τάσης

Οι αντιστροφείς πηγής τάσης (*voltage-source, voltage-fed inverters*) τροφοδοτούνται από μια πηγή συνεχούς τάσης, ιδανικά με μηδενική εσωτερική σύνθετη αντίσταση. Η τάση της πηγής εισόδου μπορεί να είναι σταθερή ή μεταβλητή. Η συνεχής τάση εισόδου προέρχεται από μπαταρίες, από φωτοβολταϊκά στοιχεία, ή συνηθέστερα από την ανόρθωση της τάσης του δικτύου. Η έξοδος των αντιστροφέων πηγής τάσης εμφανίζει χαρακτηριστικά πηγής τάσης.

Οι αντιστροφείς διακρίνονται ακόμη σε **μονοφασικούς** και **πολυφασικούς**, ανάλογα με τη μορφή της εναλλασσόμενης εξόδου. Από τους πολυφασικούς αντιστροφείς, οι τριφασικοί είναι οι πλέον διαδεδομένοι.

Σε όλους τους αντιστροφείς υπάρχει η δυνατότητα ρύθμισης της συχνότητας εξόδου. Η ρύθμιση του πλάτους των τάσεων εξόδου επιτυγχάνεται είτε με **κατάλληλο έλεγχο των διακοπών του αντιστροφέα**, ή με **έλεγχο της συνεχούς τάσης εισόδου**. Αρχικά, η εξέταση αυτών των

διατάξεων γίνεται υποθέτοντας ότι δεν υπάρχει η απαίτηση για ηλεκτρική απομόνωση και πως η αρμονική παραμόρφωση της εναλλασσόμενης εξόδου είναι πολύ μικρή (κάτι που συμβαίνει για παράδειγμα, αν το συνδεδεμένο φορτίο είναι ένας AC κινητήρας). Αντίθετα, στην έξοδο των αντιστροφών που χρησιμοποιούνται στα UPS υπάρχει συνήθως ένας μετασχηματιστής απομόνωσης και φίλτρα, για την παραγωγή ημιτονοειδούς τάσης με πολύ μικρή *ολική αρμονική παραμόρφωση (THD)*.

Έλεγχος Αντιστροφών Πηγής Τάσης

Ο έλεγχος της συχνότητας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα είναι πολύ απλός.

Για τη ρύθμιση του πλάτους της τάσης εξόδου χρησιμοποιούνται δύο μέθοδοι :

- ο έλεγχος των διακοπών του αντιστροφέα πηγής τάσης με την τεχνική PWM
- ο έλεγχος της συνεχούς τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα

Στην πρώτη περίπτωση ο έλεγχος της τάσης εξόδου επιτελείται εντός του αντιστροφέα. Έτσι, η συνεχής τάση στην είσοδο των PWM αντιστροφών είναι σταθερή. Για τον έλεγχο της τάσης εξόδου των αντιστροφών έχουν παρουσιαστεί αρκετές PWM τεχνικές. Η ημιτονοειδής PWM τεχνική (*sinusoidal PWM technique*) είναι ιδιαίτερα δημοφιλής σε βιομηχανικές εφαρμογές, όπως και η τεχνική PWM με έλεγχο του ρεύματος (*current controlled PWM*). Άλλες διαδεδομένες τεχνικές βασίζονται στα μοντέλα των θεωριών των *harmonic elimination*, *minimum ripple current* και *space vector*.

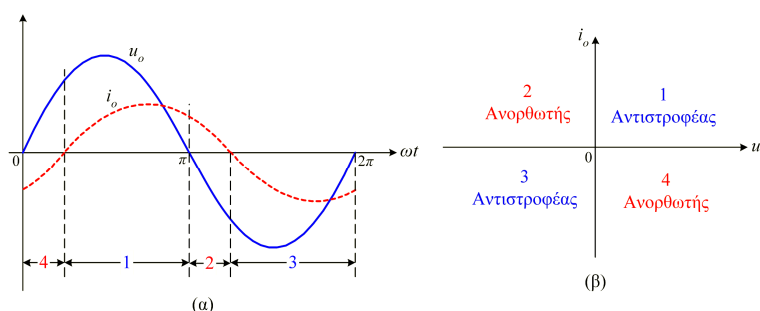
Στην δεύτερη περίπτωση, ο αντιστροφέας ελέγχει μόνο τη συχνότητα της τάσης εξόδου. Το πλάτος της AC τάσης εξόδου καθορίζεται από τη DC τάση εισόδου. Οι διακόπτες του αντιστροφέα λειτουργούν σε χαμηλή συχνότητα, ίση με τη συχνότητα της AC τάσης εξόδου. Επειδή η τάση εξόδου έχει τετραγωνική μορφή, οι μετατροπείς αυτοί ονομάζονται αντιστροφείς με τετραγωνική κυματομορφή (*square-wave inverters*).

Στους PWM αντιστροφείς, η συνεχής τάση εισόδου είναι σταθερή και λαμβάνεται μέσω ενός ανορθωτή με διόδους. Ένας πυκνωτής μεγάλης χωρητικότητας τοποθετείται μεταξύ του ανορθωτή και του αντιστροφέα (DC-link). Ο πυκνωτής εξομαλύνει την ανορθωμένη τάση και μειώνει την εσωτερική αντίσταση της πηγής εισόδου.

Στους αντιστροφείς με τετραγωνική κυματομορφή, η ρύθμιση της συνεχούς τάσης εισόδου επιτυγχάνεται είτε μέσω ενός ελεγχόμενου ανορθωτή με SCR, ή με ένα ανορθωτή με διόδους ακολουθούμενο από ένα μετατροπέα συνεχούς ρεύματος χωρίς απομόνωση. Με τη δομή αυτή αποφεύγεται ο χαμηλός συντελεστής ισχύος του ελεγχόμενου ανορθωτή σε μικρές DC τάσεις.

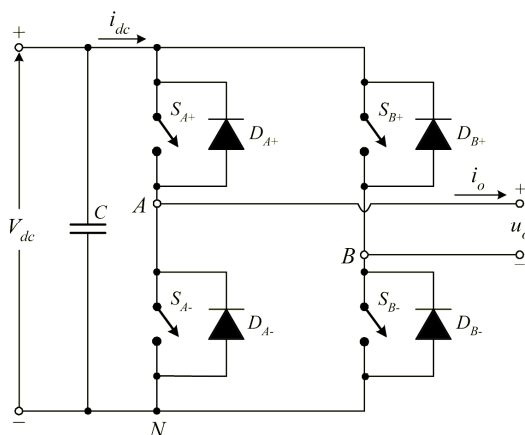
Δομή των Αντιστροφών Πηγής Τάσης

Ως αντιστροφείς πηγής τάσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν μόνο μετατροπείς τεσσάρων τεταρτημορίων, καθώς η φιλτραρισμένη τάση και το επαγωγικό φορτίο έχουν τη μορφή του σχήματος 5.41. Στα χρονικά διαστήματα 1 και 3, το γινόμενο της στιγμιαίας τάσης και του στιγμιαίου ρεύματος είναι θετικό. Επομένως, η στιγμιαία ισχύς ρέει από την είσοδο προς την έξοδο του μετατροπέα (λειτουργία αντιστροφέα). Στα χρονικά διαστήματα 4 και 2, οι τιμές της τάσης και του ρεύματος είναι ετερόσημες και η στιγμιαία ισχύς είναι αρνητική. Στα διαστήματα 2 και 4 η ισχύς ρέει από την AC έξοδο προς την DC είσοδο και ο μετατροπέας λειτουργεί ως ανορθωτής.



Σχήμα 5.41 : Κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος στην έξοδο του μονοφασικού αντιστροφέα (α), οι οποίες απαιτούν τη λειτουργία του και στα τέσσερα τεταρτημόρια του επιπέδου V-I (β)

Η απαίτηση για λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων επιβάλλει τη χρήση του μετατροπέα πλήρους γέφυρας στους μονοφασικούς αντιστροφείς. Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας αποτελείται από δύο σκέλη, καθένα από τα οποία φέρει δύο διακόπτες. Ένας τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης αποτελείται από τρία σκέλη, ένα για κάθε φάση. Έτσι, ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης περιλαμβάνει 6 διακόπτες.



Σχήμα 5.42 : Μονοφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης

Μονοφασικός Αντιστροφέας ελεγχόμενος με την ημιτονοειδή PWM τεχνική

Στους μονοφασικούς αντιστροφείς, οι διακόπτες της πλήρους γέφυρας ελέγχονται από τους παλμούς που προκύπτουν από τη σύγκριση μιας τριγωνικής κυματομορφής υψηλής συχνότητας με την ημιτονοειδή τάση ελέγχου $u_c = V_c * \sin(\omega * t)$.

Η συχνότητα της ημιτονοειδούς τάσης ελέγχου καθορίζει τη θεμελιώδη συχνότητα της τάσης εξόδου, η οποία έχει παλμική μορφή. Επομένως, η τάση εξόδου δεν είναι τέλεια ημιτονοειδής, αλλά περιέχει αρμονικές. Οι αρμονικές είναι ελάχιστες όταν η τάση ελέγχου έχει ημιτονοειδή μορφή (ημιτονοειδής PWM τεχνική). Η συχνότητα της πριονωτής κυματομορφής ονομάζεται φέρουσα συχνότητα f_c (carrier frequency). Ο λόγος της φέρουσας συχνότητας προς τη θεμελιώδη ονομάζεται συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας k_f .

$$k_f = \frac{f_c}{f_1} \quad (5.138)$$

Ο λόγος του πλάτους του σήματος ελέγχου προς το πλάτος του τριγωνικού σήματος, ονομάζεται συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους k_a .

$$k_a = \frac{V_c}{V_{tri}} \quad (5.139)$$

Ημιτονοειδής PWM τεχνική με διπολική τάση εξόδου

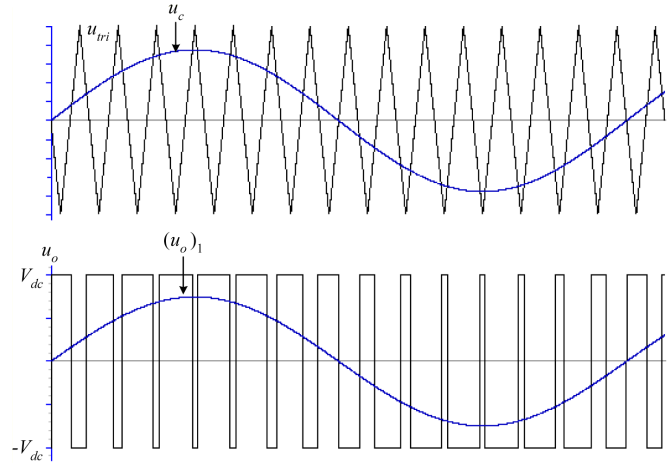
Στην ημιτονοειδή PWM τεχνική με διπολική τάση εξόδου, οι διακόπτες S_{A+} , S_{B-} και S_{B+} , S_{A-} ελέγχονται ως ζεύγη. Όταν η ημιτονοειδής τάση ελέγχου είναι μεγαλύτερη της τριγωνικής τάσης, άγει το ζεύγος διακοπών S_{A+} , S_{B-} και η τάση εξόδου είναι ίση με την τάση εισόδου $u_0 = V_{dc}$. Αντίθετα, όταν $u_c < u_{tri}$ άγουν οι διακόπτες, S_{B+} , S_{A-} και η τάση εξόδου είναι ίση με $u_0 = -V_{dc}$.

Όταν ο συντελεστής k_f είναι ένας ακέραιος περιττός αριθμός μεγαλύτερος από το 9, η ανάλυση Fourier της τάσης εξόδου δείχνει ότι, πρώτον, η τάση εξόδου έχει μόνο περιττές αρμονικές και δεύτερον, ότι εφόσον ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους είναι μικρότερος της μονάδας, η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με την τάση ελέγχου :

$$(\hat{V}_0)_1 = k_a * V_{dc}, \quad k_a \leq 1 \quad (5.140)$$

Επίσης δείχνει ότι οι αρμονικές συχνότητες εμφανίζονται ως πλευρικές ζώνες γύρω από τη φέρουσα συχνότητα και τα πολλαπλάσιά της και δεν εξαρτώνται από την τιμή του k_f .

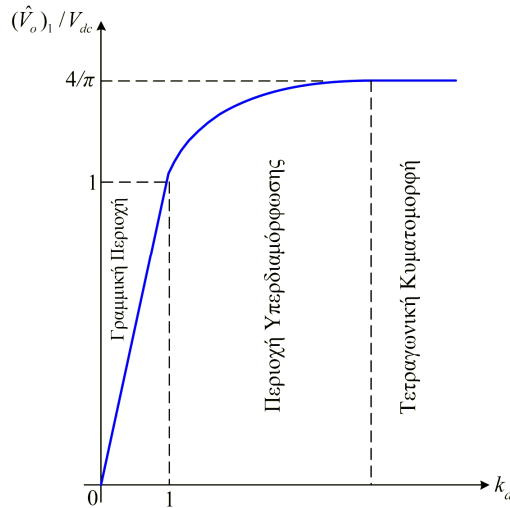
$$f_h = (jk_f \pm i) * f_1 \quad \text{για} \quad k_f > 9 \quad (5.141)$$



Σχήμα 5.43 : Κυματομορφές στο μονοφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης, με την ημιτονοειδή PWM τεχνική με διπολική τάση εξόδου ($k_f=15$, $k_a=0.75$)

Όταν ο συντελεστής k_f έχει μεγάλη τιμή, οι αρμονικές συχνότητες στην έξοδο του αντιστροφέα φιλτράρονται ικανοποιητικά από τις αυτεπαγωγές του φορτίου όταν οι τελευταίες είναι όπως θεωρήθηκε υψηλές, (πχ. για AC κινητήρα) και το ρεύμα του φορτίου έχει σχεδόν ημιτονοειδή μορφή. Παράλληλα όμως, αυξάνεται η συχνότητα μετάβασης των διακοπών και η κατανάλωση ισχύος στον αντιστροφέα. Έτσι, η επιλογή της φέρουσας συχνότητας είναι ένας συμβιβασμός των παραπάνω δύο αντικρουόμενων συνθηκών. Όταν ο συντελεστής k_f δεν είναι ακέραιος, εμφανίζονται στην τάση εξόδου ‘υποαρμονικές’ της θεμελιώδους συχνότητας, οι οποίες έχουν μικρό πλάτος, όταν ο συντελεστής k_f έχει μεγάλες τιμές. Όταν $k_a > 1$, η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου δεν μεταβάλλεται γραμμικά με το σήμα ελέγχου. Σε αυτή την περιοχή λειτουργίας, η οποία ονομάζεται περιοχή υπερδιαμόρφωσης, το πλάτος των αρμονικών εξαρτάται από την τιμή του k_f .

Το φάσμα της τάσης εξόδου τροποποιείται δραστικά, με κυριότερο χαρακτηριστικό την εμφάνιση αρμονικών συχνοτήτων σε χαμηλές τιμές, οι οποίες ενισχύονται με την αύξηση του k_a . Στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης ο συντελεστής k_f πρέπει να είναι ακέραιος. Η περιοχή αυτή δεν χρησιμοποιείται στα UPS επειδή εκεί το φασματικό περιεχόμενο της τάσης εξόδου χειροτερεύει. Αντίθετα, χρησιμοποιείται στα AC κινητήρια συστήματα, καθώς αυξάνει τη θεμελιώδη τάση εξόδου.



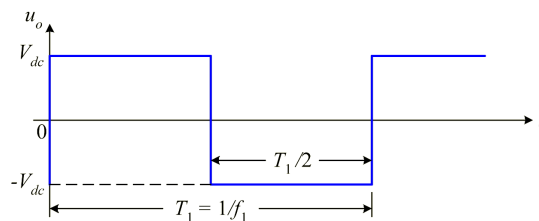
Σχήμα 5.44 : Μεταβολή της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, με το συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους.

Λειτουργία με την τετραγωνική κυματομορφή (bipolar switching)

Όταν η τάση ελέγχου γίνει τόσο μεγάλη, ώστε να τέμνει την τριγωνική κυματομορφή μόνο στα σημεία διασταύρωσης με το μηδέν, ο PWM αντιστροφέας εκφυλίζεται σε αντιστροφέα με τετραγωνική κυματομορφή. Η τετραγωνική κυματομορφή παρέχει τη μέγιστη θεμελιώδη τάση εξόδου, για δεδομένη τάση εισόδου :

$$(\hat{V}_{sq})_1 = \frac{4}{\pi} * V_{dc} \quad (5.142)$$

Η τετραγωνική κυματομορφή εμφανίζει περιττές αρμονικές συνιστώσες χαμηλής τάξης, με αποτέλεσμα η κυμάτωση του ρεύματος στο φορτίο να είναι μεγάλη σε σχέση με τους PWM αντιστροφέες. Η ρύθμιση της τάσης εξόδου μπορεί να γίνει μόνο με τον έλεγχο της τάσης στην είσοδο. Οι διακόπτες του αντιστροφέα μεταβαίνουν με τη χαμηλή θεμελιώδη συχνότητα εξόδου. Έτσι, οι αντιστροφέες με τετραγωνική κυματομορφή είναι κατάλληλοι σε εφαρμογές μεγάλης ισχύος.



Σχήμα 5.45 : Λειτουργία του PWM αντιστροφέα με την τετραγωνική κυματομορφή.

Ημιτονοειδής PWM τεχνική με μονοπολική τάση εξόδου (unipolar switching)

Στην ημιτονοειδή PWM τεχνική με μονοπολική τάση εξόδου, η τριγωνική κυματομορφή συγκρίνεται με την τάση ελέγχου u_c και το αρνητικό της $-u_c$. Από τη σύγκριση της ημιτονοειδούς τάσης u_c με την u_{tri} προκύπτουν οι παλμοί οδήγησης των διακοπών του σκέλους Α.

$$\begin{aligned} u_c > u_{tri} & \quad S_{A+} \rightarrow on, \quad S_{A-} \rightarrow off \\ u_c < u_{tri} & \quad S_{A+} \rightarrow off, \quad S_{A-} \rightarrow off \end{aligned} \quad (5.143)$$

Από τη σύγκριση της αρνητικής τάσης ελέγχου $-u_c$ με την u_{tri} προκύπτουν οι παλμοί οδήγησης των διακοπών του σκέλους Β.

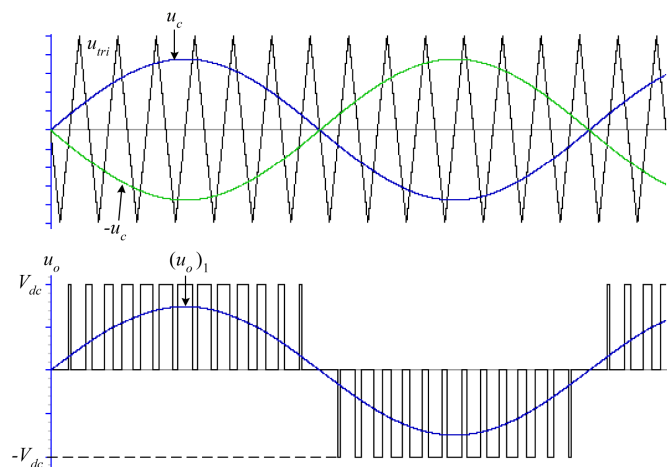
$$\begin{aligned} -u_c > u_{tri} & \quad S_{B+} \rightarrow on, \quad S_{B-} \rightarrow off \\ -u_c < u_{tri} & \quad S_{B+} \rightarrow off, \quad S_{B-} \rightarrow on \end{aligned} \quad (5.144)$$

Στα χρονικά διαστήματα που η τάση εξόδου είναι μηδέν, άγουν είτε οι διακόπτες, S_{A+} , S_{B+} είτε οι S_{A-} , S_{B-} . Οι διακόπτες αυτοί βραχυκυκλώνουν το φορτίο, οπότε το ρεύμα εισόδου είναι 0.

Το πλεονέκτημα της PWM τεχνικής με μονοπολική τάση εξόδου είναι ο διπλασιασμός της συχνότητας των αρμονικών στην τάση εξόδου, με σχέση με τη φέρουσα. Στη γραμμική περιοχή ισχύει η εξίσωση (5.139). Στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης ισχύει :

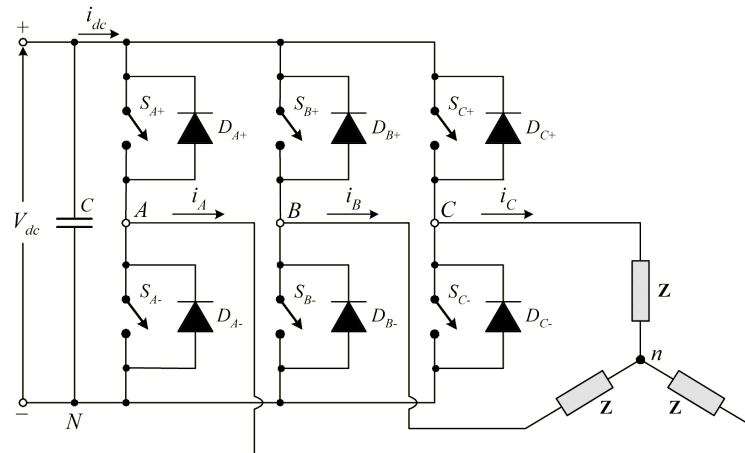
$$V_{dc} \leq (\hat{V}_0)_1 \leq \frac{4}{\pi} * V_{dc}, \quad k_a > 1 \quad (5.145)$$

Ο συντελεστής k_f λαμβάνει άρτιες τιμές, ενώ σε μεγάλες τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους, η τάση εξόδου μεταβαίνει στην τετραγωνική κυματομορφή.



Σχήμα 5.46 : Κυματομορφές στο μονοφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης, με την ημιτονοειδή PWM τεχνική με μονοπολική τάση εξόδου ($k_f=14$, $k_a=0.75$)

Ο τριφασικός αντιστροφέας αποτελείται από 3 σκέλη, 1 για κάθε φάση και 6 διακόπτες. Στον έλεγχο των διακοπών του τριφασικού αντιστροφέα ελεγχόμενο με την ημιτονοειδή PWM τεχνική συγκρίνονται τρία ημιτονοειδή σήματα ελέγχου ίσου πλάτους και με διαφορά φάσης 120 μοίρες, με μια τριγωνική περιοδική κυματομορφή.



Σχήμα 5.47 : Κυκλωματική δομή του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης.

Οι διακόπτες κάθε σκέλους ελέγχονται με παρόμοιες συγκρίσεις σημάτων όπως και στον αντίστοιχο μονοφασικό αντιστροφέα. Στους τριφασικούς αντιστροφείς, ο συντελεστής διαμόρφωσης εκλέγεται περιττός και πολλαπλάσιος του 3, έτσι ώστε το φασματικό περιεχόμενο των τάσεων εξόδου να είναι μειωμένο.

5.6.2. Αντιστροφείς Πηγής Ρεύματος

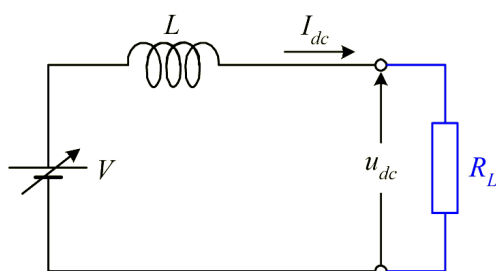
Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος (*current-source* ή *current-fed inverters*) τροφοδοτούνται από μια μεταβλητή πηγή συνεχούς ρεύματος, ιδανικά με άπειρη εσωτερική σύνθετη αντίσταση. Αντίστοιχα με τους αντιστροφείς πηγής τάσης, η εναλλασσόμενη έξοδος των αντιστροφέων πηγής ρεύματος παρουσιάζει τα χαρακτηριστικά πηγής ρεύματος. (Οι αντιστροφείς αυτού του τύπου χρησιμοποιούνται κυρίως στον έλεγχο AC κινητήρων πολύ μεγάλης ισχύος).

Η συχνότητα των AC ρευμάτων εξόδου, εξαρτάται από την ταχύτητα μετάβασης των διακοπών του αντιστροφέα. Το πλάτος των AC ρευμάτων καθορίζεται από το μέγεθος του συνεχούς ρεύματος εισόδου. Έτσι, η τεχνική PWM χρησιμοποιείται μόνο για τη βελτίωση της κυματομορφής των ρευμάτων εξόδου στις χαμηλές συχνότητες, και όχι στη ρύθμιση του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας. Η τάση εξόδου σε αυτούς τους αντιστροφείς εξαρτάται από την απόκριση του φορτίου στο επιβαλλόμενο ρεύμα.

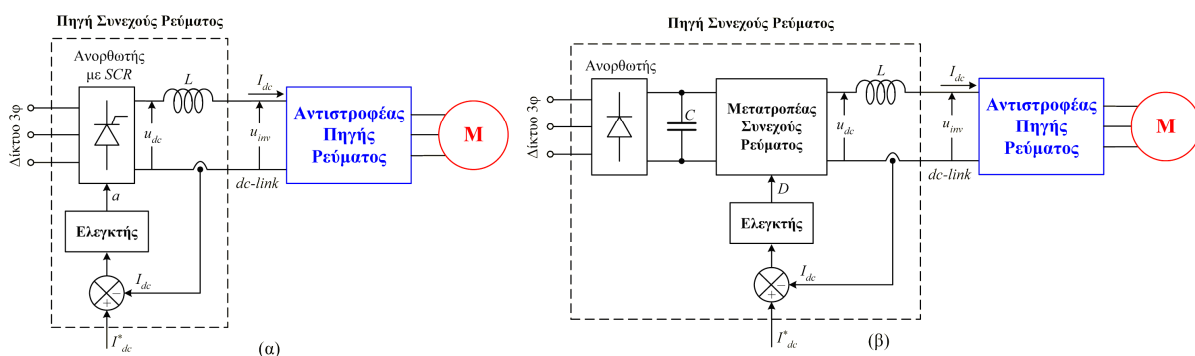
Έλεγχος Αντιστροφών Πηγής Ρεύματος

Μια ελεγχόμενη πηγή συνεχούς ρεύματος υλοποιείται μέσω μιας ρυθμιζόμενης πηγής συνεχούς τάσης, σε σειρά με ένα πηνίο υψηλής αυτεπαγωγής. Το πηνίο εξασφαλίζει την εξομάλυνση του ρεύματος της πηγής. Προκειμένου το ρεύμα της πηγής I_{dc} να είναι ανεξάρτητο από τις μεταβολές του φορτίου, η τάση u_{dc} πρέπει να ρυθμίζεται μέσω ενός κλειστού βρόχου ρεύματος. Στην υλοποίηση μιας πηγής ρεύματος από την AC τάση του δικτύου χρησιμοποιείται είτε ένας ελεγχόμενος ανορθωτής με SCR, είτε ένας ανορθωτής με διόδους ακολουθούμενος από ένα μετατροπέα συνεχούς ρεύματος. Και στις δύο περιπτώσεις ένας κλειστός βρόχος ρεύματος και μια αυτεπαγωγή μεγάλης τιμής, χρησιμοποιείται στην υλοποίηση της πηγής συνεχούς ρεύματος.

Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος, όπως και οι αντιστροφείς πηγής τάσης, επιτρέπουν την αμφίδρομη ροή της ισχύος. Όμως, η μεταφορά της ενέργειας από την πέδηση (regenerated power) στο AC δίκτυο γίνεται χωρίς πρόσθετες διατάξεις, καθώς πρέπει να αντιστραφεί η πολικότητα της τάσης u_{dc} , ενώ το ρεύμα στο DC-link έχει μόνο μια φορά.



Σχήμα 5.48 : Υλοποίηση της πηγής συνεχούς ρεύματος με ρυθμιζόμενη πηγή τάσης και μεγάλη αυτεπαγωγή σειράς.

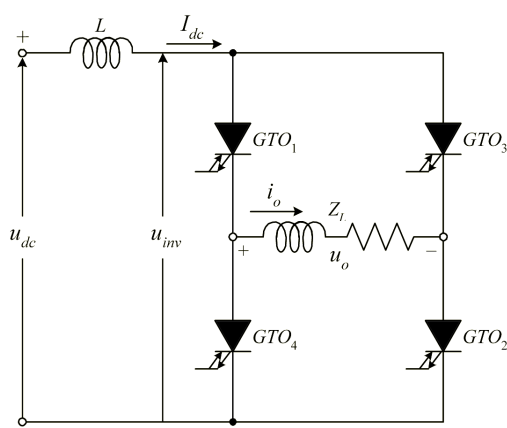


Σχήμα 5.49 : Υλοποίηση της ελεγχόμενης πηγής ρεύματος για την τροφοδοσία των αντιστροφών.

Πηγές ρεύματος, μέσω ελεγχόμενου ανορθωτή με SCR (α) και μέσω μετατροπέα συνεχούς ρεύματος (β)

Δομή μονοφασικού Αντιστροφέα Πηγής Ρεύματος

Στον αντιστροφέα πηγής ρεύματος δεν υπάρχουν οι αντιπαράλληλες με τους διακόπτες διόδους των αντιστροφέων πηγής τάσης. Έτσι, το ρεύμα I_{dc} δεν μπορεί να αντιστραφεί. Αντίθετα, μπορεί να αντιστραφεί η πολικότητα της τάσης εισόδου u_{inv} . Οι διακόπτες των αντιστροφέων αυτού του τύπου πρέπει να αντέχουν ανάστροφες τάσεις. Η απαίτηση αντοχής σε ανάστροφες τάσεις και μεγάλη ισχύ, επιβάλλει τη χρήση GTO ή SCR ως διακόπτες. Οι διακόπτες του μονοφασικού αντιστροφέα ελέγχονται σε ζεύγη: GTO_1 , GTO_2 και GTO_3 , GTO_4 .



Σχήμα 5.50 : Μονοφασικός αντιστροφέας πηγής ρεύματος με πλήρως ελεγχόμενους διακόπτες (GTO) και παθητικό φορτίο R-L.

5.6.3. Σύγκριση των Αντιστροφέων Πηγής Ρεύματος και Πηγής Τάσης

Το κυριότερο πλεονέκτημα των αντιστροφέων πηγής ρεύματος είναι ο έλεγχος του ρεύματος εισόδου σε κλειστό βρόχο, με αυτεπαγωγή σειράς η οποία έχει υψηλή τιμή. Αυτή η δομή εξασφαλίζει μεγάλη αξιοπιστία, ειδικά στα κινητήρια συστήματα, καθώς η αυτεπαγωγή σειράς περιορίζει την ταχύτητα μεταβολής των ρευμάτων σφάλματος. Αντίθετα, οι αντιστροφείς πηγής τάσης είναι ιδιαίτερα ευαίσθητοι σε βραχυκυκλώματα της εξόδου και σε εσφαλμένες μεταβάσεις των διακοπών (*shoot-through fault*).

Όμως η δυναμική συμπεριφορά του κινητήριου συστήματος με αντιστροφείς πηγής τάσης είναι ανώτερη, καθώς δεν υπάρχει η μεγάλη αυτεπαγωγή σειράς, ενώ είναι δυνατή η οδήγηση πολλών φορτίων σε παράλληλη σύνδεση, και ειδικά αν αυτά είναι κινητήρες, με ταχύτητα αρκετές φορές μεγαλύτερη της ονομαστικής.

Η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας των αντιστροφέων πηγής ρεύματος είναι περιορισμένη, εξαιτίας της απαίτησης για αργή μετάβαση των ρευμάτων, ώστε να μειωθεί το πλάτος αιχμών τάσης και η τάση αντοχής των διακοπών.

Τα ρεύματα εξόδου στους αντιστροφείς πηγής ρεύματος έχουν τη μορφή των πολικών τάσεων των αντιστροφέων πηγής τάσης με τετραγωνική κυματομορφή. Επομένως υπάρχουν αρμονικές χαμηλής τάξης και γι' αυτό χρησιμοποιούνται τεχνικές PWM προσανατολισμένες στην εξάλειψη των αρμονικών σε μικρές συχνότητες. Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος, όπως και οι αντιστροφείς πηγής τάσης, επιτρέπουν την αμφίδρομη ροή της ισχύος μεταξύ εισόδου-εξόδου.

Σε μια ρεαλιστική υλοποίηση ενός υβριδικού συστήματος, όπως αυτό που περιγράφεται στην παρούσα εργασία, ο τύπος των αντιστροφέων θα πρέπει να επιλεγεί ανάλογα με το είδος των φορτίων υπό τροφοδότηση. Συνήθως, σε τυπικές οικιακές εφαρμογές χρησιμοποιούνται αντιστροφείς πηγής τάσης ενώ σε βιομηχανικές εφαρμογές που εμπλέκονται φορτία μεγάλης ισχύος και αυτεπαγωγής επιλέγονται αντιστροφείς πηγής ρεύματος. Σε κάθε περίπτωση οι αντιστροφείς του υβριδικού συστήματος θα πρέπει να επιλεγούν και να σχεδιαστούν προσεχτικά έτσι ώστε να παρουσιάζουν

- χαμηλό συντελεστή παραμόρφωσης (*distortion factor*)
- χαμηλό συντελεστή μετατόπισης (*displacement factor*) καθώς και
- μικρή ολική αρμονική παραμόρφωση (*THD*)

όπως αυτά ορίστηκαν στην παράγραφο 5.3.3.

Στο κεφάλαιο 6 που ακολουθεί αναπτύσσεται η μοντελοποίηση των αντιστροφέων μόνο για την ειδική περίπτωση που το υβριδικό σύστημα συνδέεται με το ηλεκτρικό δίκτυο. Ο έλεγχος του ρεύματος εξόδου γίνεται χρησιμοποιώντας την ημιτονοειδή PWM τεχνική (με διπολική τάση εξόδου) όπως αναπτύχθηκε σε αυτό το κεφάλαιο. Η χρήση κατάλληλου FLC για την οδήγηση των αντιστροφέων δεν επεκτάθηκε σε ξεχωριστό μοντέλο για την περίπτωση ενός αυτόνομου υβριδικού συστήματος. Και τούτο διότι η μελέτη του είναι αρκετά πιο σύνθετη και ξεφεύγει του αντικειμένου της εργασίας που επικεντρώνεται στο βαθμό συνεισφοράς των FLC στα υποσυστήματα του μοντέλου.

6. ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

6.1. ΜΟΝΤΕΛΑ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

6.1.1. Εισαγωγή

Η αρχιτεκτονική του προτεινόμενου υβριδικού μοντέλου της εργασίας απαρτίζεται, ανεξαρτήτως της εκδοχής, από παρόμοια κυκλώματα ηλεκτρονικών ισχύος, όπως ανορθωτές, DC-DC μετατροπείς, αντιστροφείς και διαμοιραστές ρεύματος. Σε αυτό το κεφάλαιο αναπτύσσεται ο τρόπος σχεδιασμού των μοντέλων αυτών των κυκλωμάτων.

Οι DC-DC μετατροπείς (με εξαίρεση αυτόν που χρησιμοποιήθηκε για τη διαχείριση της ενέργειας της συστοιχίας κυψελών καυσίμου) είναι όλοι της ίδιας τοπολογίας (boost converters) και περιγράφονται από ένα κοινό μοντέλο. Ο DC-DC μετατροπέας της συστοιχίας κυψελών καυσίμου προτιμήθηκε να είναι μικτός (buck-boost) ακολουθώντας τη σχεδιαστική επιλογή του μοντέλου των F.Zenith και S.Skogestad [91,92]. Αυτή η γενίκευση είναι θεμιτή αφού δεν επηρεάζει το σχεδιασμό της αρχιτεκτονικής του προτεινόμενου υβριδικού μοντέλου. Άλλωστε ενδέχεται, σε μια πραγματική εφαρμογή, οι επιλογές της τοπολογίας ή της τεχνικής ελέγχου των ηλεκτρονικών ισχύος να διαφέρουν καθώς εξαρτώνται από την προσφερόμενη ποσότητα αλλά και την επιθυμητή ποιότητα της διαχειριζόμενης ισχύος.

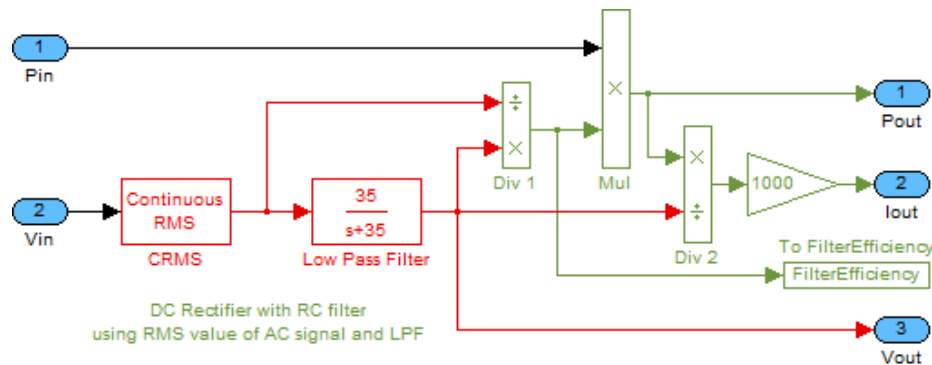
6.1.2. Ανορθωτές AC-DC

Όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 5.2.2, δύο είναι τα κύρια κριτήρια κατηγοριοποίησης των ανορθωτών : α) το πλήθος των φάσεων που ανορθώνουν και β) το κατά πόσο είναι ελεγχόμενοι (SCR) οι μη. Στόχος του ελέγχου είναι το ρεύμα εισόδου που απορροφάται από τον ανορθωτή να είναι σε φάση με την τάση εξόδου του ώστε ο συντελεστής ισχύος να είναι ο μέγιστος δυνατός. Στην παρούσα εργασία μοντελοποιήθηκε ένας μονοφασικός μη-ελεγχόμενος ανορθωτής πλήρους γέφυρας, ακολουθούμενος από το κατάλληλο βαθυπερατό φίλτρο, που εξασφάλισε μια πολύ μικρή κυμάτωση στην έξοδο. Επιλέχθηκε να είναι μη-ελεγχόμενος διότι τόσο η σύνθετη αντίσταση της Α/Γ (εισόδου του) όσο και η σύνθετη αντίσταση του κυκλώματος του DC-DC μετατροπέα που ακολουθεί (εξόδου του) έχουν έντονα τα ωμικά χαρακτηριστικά, διατηρώντας τον συντελεστή ισχύος κοντά στη μονάδα. Στην περίπτωση που η AC ηλεκτρογεννήτρια (*alternator*) της Α/Γ παρουσιάσει επαγωγική συμπεριφορά, εξετάζεται αν ο συντελεστής ισχύος μπορεί να βελτιωθεί με την τοποθέτηση ακυρωτικών χωρητικών φορτίων κατάλληλης τάξης. Εάν όχι, ακολουθεί η διόρθωση κάνοντας χρήση ενός SCR ανορθωτή.

Το εύρος συχνοτήτων που καλείται να ανορθώσει ο συγκεκριμένος ανορθωτής κυμαίνεται από 25 έως 75 Hz ενώ το πλάτος των τάσεων από 45 έως 250 Volts (RMS), στοιχεία τα οποία θα

πρέπει να ληφθούν υπόψη στο κόστος του αντίστοιχου ανορθωτή. Σε κάθε περίπτωση, η ποιότητα του ανορθωμένου ρεύματος επιτρέπεται να είναι μέτρια, διότι ακολουθεί το φιλτράρισμα από έναν DC-DC μετατροπέα. Συνεπώς η πρακτική υλοποίηση κάθε συσκευής μπορεί να στηρίζεται σε μια απλή και φθηνή σχεδίαση αρκεί φυσικά να μην είναι τόσο μέτρια ώστε να κινδυνεύει να καταστρέψει τον μετατροπέα. Να σημειωθεί πως το ζεύγος RC που χρησιμοποιήθηκε ως φίλτρο στο συγκεκριμένο ανορθωτή δεν επιλέχθηκε με βάση την αναμενόμενη συχνότητα αποκοπής των 50 Hz αλλά αντιθέτως ως περιορισμός τέθηκε το κριτήριο του κόστους της πρακτικής εφαρμογής στην μεγαλύτερη δυνατή ανεκτή κυμάτωση.

Η προσομοίωση των ανορθωτών έγινε στο Simulink του MATLAB με βάση τη σχεδίαση του μοντέλου που παρουσιάζεται στο σχήμα 6.1. Τα 2 blocks που τονίζονται με κόκκινο χρώμα αφορούν το λειτουργικό μέρος του κυκλώματος διαμόρφωσης της ισχύος (*power conditioner*). Τα τονισμένα με πράσινο χρώμα blocks χρησιμοποιούνται για επιμέρους υπολογισμούς που αφορούν στην απόδοση του φίλτρου. Το block 'CRMS' υπολογίζει σε πραγματικό χρόνο την ενεργό τιμή της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου (V_{in}) επιστρέφοντας την ανορθωμένη DC τιμή της τάσης (V_{out}), ενώ το block 'Low Pass Filter' προσομοιώνει το RC φίλτρο του ανορθωτή υπολογίζοντας σε πραγματικό χρόνο τις απώλειες ισχύος που αυτό προκαλεί.



Σχήμα 6.1 : Το Simulink μοντέλο που υλοποιεί τον AC-DC power conditioner (rectifier) της εργασίας.

Για το σχεδιασμό του φίλτρου, ως συνάρτηση μεταφοράς (*transfer function*) θεωρήθηκε η

$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ η οποία περιγράφει το κύκλωμα RC στο πεδίο Laplace σύμφωνα με την εξίσωση :

$$H(s) = \frac{1/(R*C)}{s + 1/(R*C)} \quad (6.1)$$

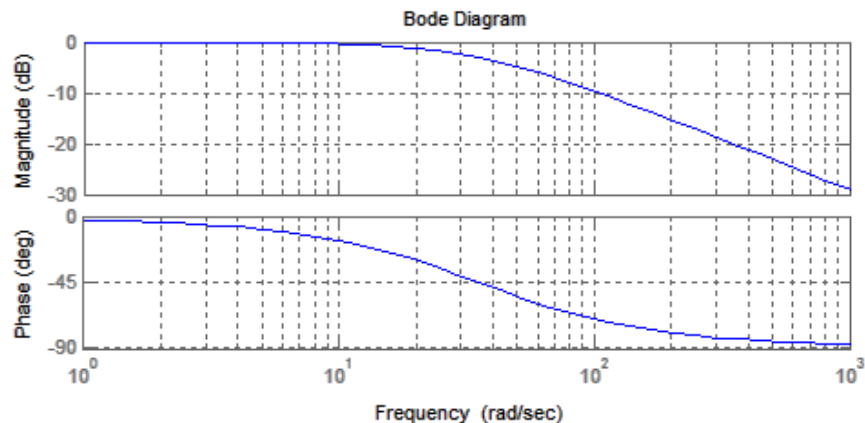
Η εξίσωση (6.1) γίνεται $H(s) \approx \frac{1/R*C}{j*\omega + 1/R*C}$ αφού για ημιτονοειδή σήματα είναι : $s \approx j*\omega$.

Η γωνιακή συχνότητα $\omega = 1/R*C$, ονομάζεται **συχνότητα αποκοπής** (*cut-off frequency*) και τότε ισχύει ότι $|H(s)| = 0,707$ ή αλλιώς $|H(s)| = -3dB$.

Θεωρώντας ότι το RC φίλτρο αποτελείται από έναν αντιστάτη των $1.43\ \Omega$ (τυπικό φορτίο εξόδου) και από έναν πυκνωτή χωρητικότητας $20.000\ \mu\text{F} = 20\ \text{mF}$, προκύπτει ότι :

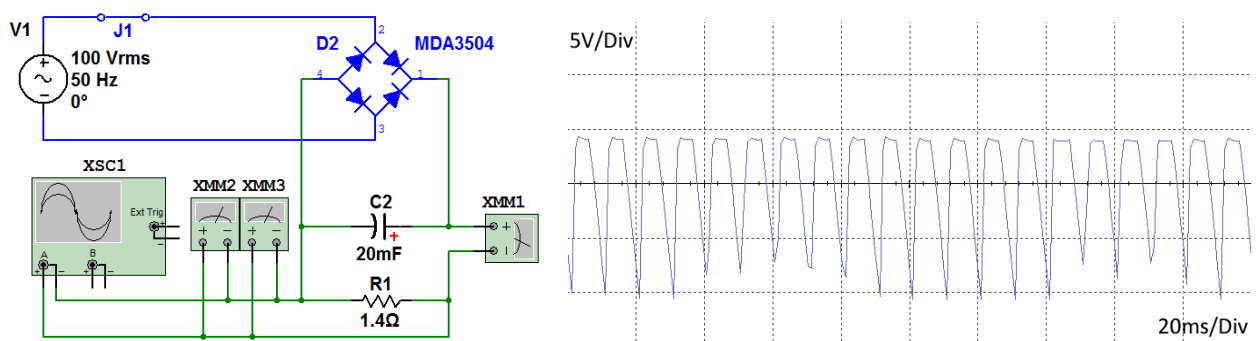
$$\omega_{cut-off} = 1/0.0286 = 35\ \text{rad/sec}, \text{ δηλαδή } f_{cut-off} = \frac{\omega_{cut-off}}{2 * \pi} = 5.56\ \text{Hz}.$$

Τα γραφήματα του σχήματος 6.2 περιγράφουν τα διαγράμματα Bode για τη διαμόρφωση του πλάτους και της φασικής μετατόπισης της εξόδου του βαθυπερατού φίλτρου (*low-pass filter*) στις συχνότητες από 1 Hz έως 1 KHz.



Σχήμα 6.2 : Διαγράμματα Bode του πλάτους και της φασικής μετατόπισης της εξόδου του βαθυπερατού φίλτρου υπό μελέτη.

Για να προσεγγιστεί το ύψος της κυμάτωσης της εξόδου του ανορθωτή σε μια πραγματική εφαρμογή χρησιμοποιήθηκε το ηλεκτρονικό κύκλωμα του σχήματος 6.3 (Rectifier 7 kW.ms10) που σχεδιάστηκε στο Electronic Workbench v10.0.144 της National Instruments (NI Multisim).



Σχήμα 6.3 : Αριστερά : Ηλεκτρονικό κύκλωμα του ανορθωτή. Δεξιά : Κυματομορφή κυμάτωσης εξόδου.

Στο κύκλωμα αυτό η εναλλασσόμενη τάση εισόδου (V1) θεωρείται σταθερού πλάτους και συχνότητας, με ενεργό τιμή 100 V και συχνότητα 50 Hz. Από το πολύμετρο 'XMM1' προκύπτει πως η ένταση του συνεχούς ρεύματος που διαρρέει τον αντιστάτη των $1.43\ \Omega$ είναι 68.1 A. Η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου του ανορθωτή μετρήθηκε από το 'XMM2' να είναι 95.35 V. Συνεπώς η ανορθωμένη ισχύς αγγίζει τα 6.5 kW, δηλαδή σχεδόν την ονομαστική ισχύ της ανεμογεννήτριας. Σε αυτή την ισχύ η κυμάτωση της εξόδου μετρήθηκε από το πολύμετρο

‘XMM3’ να είναι 4.88 V (RMS AC), ενώ όπως φαίνεται και από το στιγμιότυπο του παλμογράφου ‘XSC1’ στο σχήμα 6.3, η τιμή του πλάτους της από κορυφή σε κορυφή (V_{pp}) είναι περίπου 15 V, δηλαδή 15% της φέρουσας DC.

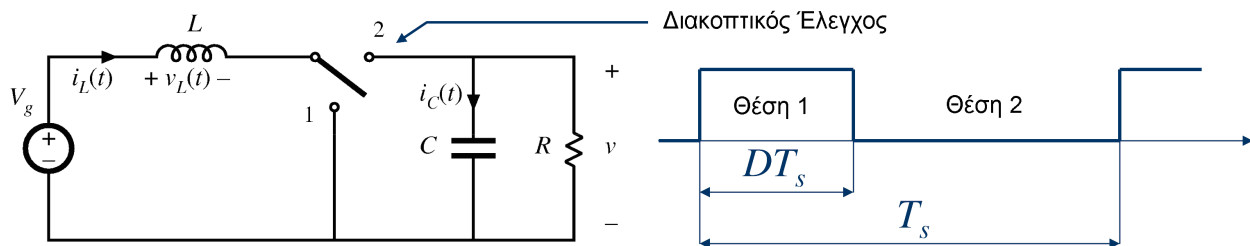
Ενδεικτικά αναφέρεται πως τα υλικά του κυκλώματος που επιλέχθηκαν προς προσομοίωση στο περιβάλλον του NI Multisim είναι ικανά να υλοποιήσουν ανορθωτές ισχύος $>20\text{kW}$. Από αυτά τα υλικά τα σημαντικότερα και ακριβότερα εξαρτήματα που μοντελοποιήθηκαν ήταν α) ένας ανορθωτής ($D2$) τύπου γέφυρας πλήρους κύματος (*full-wave bridge*) της DIOTEC Electronics corp. με κωδικό MDA3504, που αντέχει ρεύματα εντάσεως έως 100A και τάσεις έως 400V αξίας \$10 και β) δύο πυκνωτές Powerlytic ($C2$) των 10 mF / 400 V έκαστος συνολικής αξίας \$60.

Συνεπώς, ένας ανορθωτής ισχύος μπορεί, με σχετικά χαμηλό κόστος, να ελέγξει υψηλά ρεύματα και τάσεις με χαμηλή σχετικά κυμάτωση εξόδου. Το ίδιο ισχύει και για τις υλοποιήσεις γεφυρών ολοκληρωμένων με τις τεχνολογίες SCR (1200V, 100A, \$10) ή IGBT (600V, 100A, \$10).

6.1.3. Μετατροπείς DC-DC (Boost)

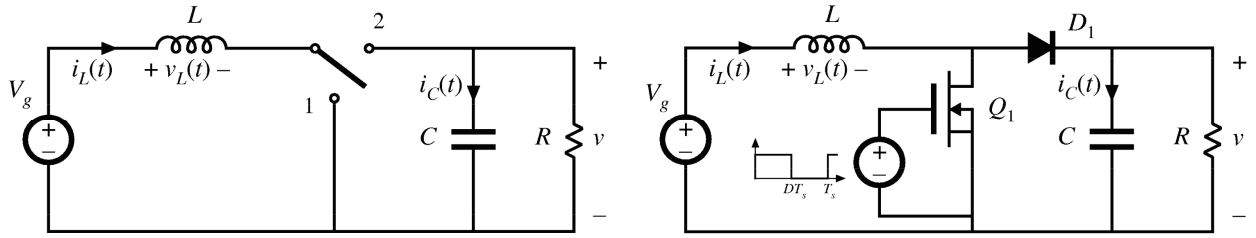
Το μοντέλο των DC-DC μετατροπέων ανύψωσης τάσης που χρησιμοποιήθηκαν για να διατηρούν τη λειτουργία της ανεμογεννήτριας και της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών στο μέγιστο σημείο ισχύος στηρίζεται στο κύκλωμα του σχήματος 6.4.

Σε αυτή την παράγραφο ως V_g συμβολίζεται η τάση εισόδου του μετατροπέα, ως V ή V_{out} ή v η τάση της εξόδου του, ως T_s η περίοδος εναλλαγών του διακόπτη του και ως f_s η συχνότητα εναλλαγών του. Ως I_g συμβολίζεται το ρεύμα εισόδου και ως I_{out} το ρεύμα εξόδου. Το πηνίο του κυκλώματος είναι αυτεπαγωγής L , ο πυκνωτής χωρητικότητας C και ο αντιστάτης παρουσιάζει ωμική αντίσταση R . Τα ίδια σύμβολα χρησιμοποιούνται και ως δείκτες στα ηλεκτρικά μεγέθη που αφορούν τα αντίστοιχα ηλεκτρονικά εξαρτήματα. Ως R_L συμβολίζεται η ωμική αντίσταση του πηνίου, ως I_{sw} το ρεύμα απωλειών λόγω της διακοπτικής λειτουργίας του κυκλώματος και ως n η απόδοση του μετατροπέα.



Σχήμα 6.4 : Αριστερά : Κύκλωμα ανύψωσης τάσης με ιδανικό διακόπτη. Δεξιά : Γραφική απεικόνιση του duty cycle.

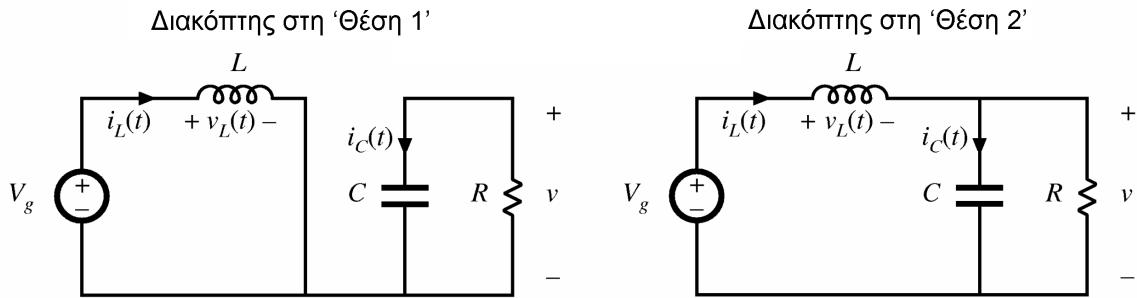
Η περίοδος εναλλαγών του διακόπτη είναι η T_s για την οποία ισχύει ότι $T_s = \text{χρονικό διάστημα με διακόπτη στη 'Θέση 1' + χρονικό διάστημα με διακόπτη στη 'Θέση 2'}$.



Σχήμα 6.5 : Σύγκριση κυκλωμάτων με ιδανικό διακόπτη (αριστερά) και διακόπτη με power MOSFET και δίοδο (δεξιά).

$$\text{Άρα είναι : } T_s = (t \text{ στη 'Θέση 1'} + (t \text{ στη 'Θέση 2'})) \quad (6.2)$$

Συνεπώς D (duty cycle), είναι το ποσοστό του χρόνου για το οποίο διακόπτης βρίσκεται στη 'Θέση 1' για χρόνο ίσο με T_s και άρα ισχύει ότι $D = (t \text{ στη 'Θέση 1'}) / T_s$. Επίσης είναι $f_s = 1 / T_s$.



Σχήμα 6.6 : Ισοδύναμο κύκλωμα όταν ο διακόπτης είναι στη 'Θέση 1' (αριστερά) ή στη 'Θέση 2' (δεξιά).

Κάνοντας την παραδοχή ότι η παραγόμενη, στα εξεταζόμενα μεγέθη, κυμάτωση που προκαλείται από τη διακοπτική λειτουργία του κυκλώματος είναι πολύ μικρού πλάτους (*small ripple approximation*) προκύπτουν τα εξής :

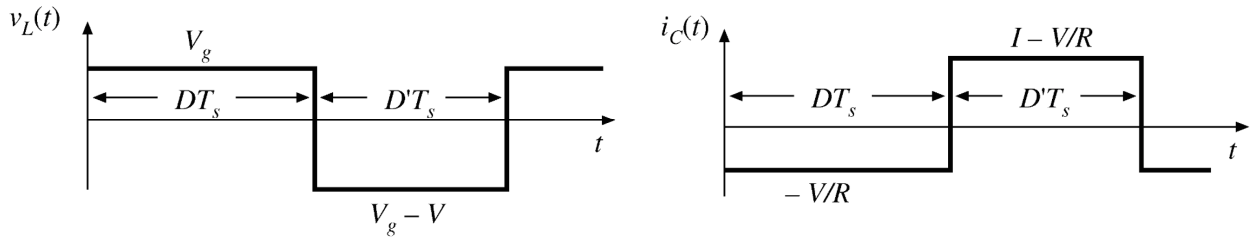
Όταν ο διακόπτης βρίσκεται στη 'Θέση 1' η τάση στο πηνίο και το ρεύμα στον πυκνωτή είναι :

$$V_L = V_g \quad \text{και} \quad i_C = -\frac{V_{out}}{R} \quad \text{ενώ} \quad (6.3)$$

όταν ο διακόπτης βρίσκεται στη 'Θέση 2' η τάση στο πηνίο και το ρεύμα στον πυκνωτή είναι :

$$V_L = V_g - V_{out} \quad \text{και} \quad i_C = i_L - \frac{V_{out}}{R} \quad (6.4)$$

Η ισορροπία μεταξύ των volt-second της επαγωγής, καθώς και η ισορροπία φόρτισης και αποφόρτισης στον πυκνωτή, μεταξύ των θέσεων 1 και 2, για κάθε στοιχείο ξεχωριστά, δείχνουν ότι η μέση τάση στην επαγωγή καθώς και το μέσο ρεύμα του πυκνωτή είναι ίσα με το μηδέν.



Σχήμα 6.7 : Κυματομορφές της κυμαινόμενων μεγεθών υπό μελέτη (τάσης πηνίου και ρεύματος πυκνωτή) κατά το χρονικό διάστημα μιας περιόδου (T_s) όπου ο διακόπτης μεταβαίνει μεταξύ των Θέσεων 1 και 2 για D^*T_s και $(1-D)^*T_s$ sec, αντίστοιχα.

Οι κυματομορφές των γραφημάτων του σχήματος 6.7 αποτυπώνουν με γραφικό τρόπο την δράση των εξισώσεων (6.3) και (6.4) θεωρώντας ότι $D' = (1-D)$. Με δεδομένο το παραπάνω ισοζύγιο, προκύπτει ότι η ενέργεια που συσσωρεύεται στα προαναφερθέντα δύο στοιχεία (θεωρώντας τα ιδανικά) είναι αθροιστικά μηδέν, για το χρονικό διάστημα μιας περιόδου. Μέσα από αυτό το ισοζύγιο και με μαθηματικές πράξεις που περιγράφονται στην παράγραφο 5.5.8 προκύπτει η σχέση (6.5) που περιγράφει το **λόγο μετατροπής τάσης** (*step-ratio*) M συναρτήσει του D και είναι αντίστοιχη της (5.79).

$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_g} = \frac{1}{1-D} \quad (6.5)$$

Άρα, για το μοντέλο, θεωρώντας ότι $V_{in} \equiv V_g$ και $V_{setpoint} = V_{out}$ είναι :

$$\frac{V_{setpoint}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \Rightarrow D = V_{setpoint} - \frac{V_{in}}{V_{setpoint}} \quad (6.6)$$

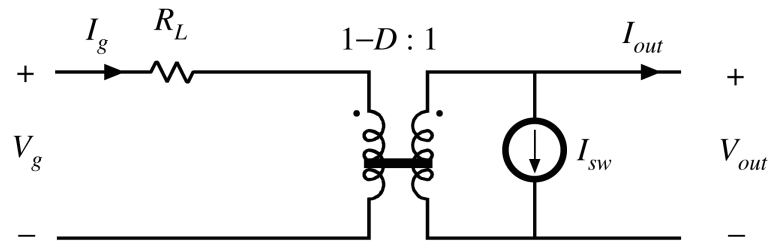
Έτσι, ο DC-DC μετατροπέας που περιγράφεται, ανυψώνει την DC τάση στην είσοδό του κατά το λόγο M , ο οποίος είναι προσαρμόσιμος ηλεκτρονικά, αλλάζοντας το duty ratio.

Για ιδανικό DC-DC μετατροπέα ανύψωσης τάσης, χωρίς απώλειες ισχύουν οι σχέσεις :

$$V_{out} = \frac{1}{1-D} * V_g \quad (6.7) \quad I_g = (1-D) * I_{out} \quad (6.8) \quad V_g * I_g = V_{out} * I_{out} \quad (6.9)$$

Στη συνέχεια εξετάζεται μια πιο ρεαλιστική εκδοχή του ίδιου μοντέλου το οποίο παρουσιάζει απώλειες. Αυτές οφείλονται στις γρήγορες εναλλαγές ενός διακόπτη και την εσωτερική αντίσταση του πηνίου και του transistor. Οι γρήγορες εναλλαγές ενός διακόπτη προκαλούν την απώλεια ενέργειας κατά τον χρόνο μετάβασης από την μια κατάσταση στην άλλη, και εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από την ισχύ εξόδου ενώ είναι ανάλογες της συχνότητας εναλλαγής. Οι απώλειες των μη-ιδανικών διακοπτικών συσκευών προσομοιώνονται με ένα διαφυγόν ρεύμα I_{sw} που στο κύκλωμα του σχήματος 6.8 συμβολίζεται με μια πηγή ρεύματος

παράλληλα στην έξοδο, της οποίας το ρεύμα αντιτίθεται στη συμβατική φορά. Μέσα στο ίδιο διαφυγόν ρεύμα μπορούν να ενταχθούν και άλλες απώλειες όπως αυτές που αφορούν στην ενέργεια που λειτουργεί ως **κατώφλι** (*bias*) για να διατηρούνται τα ‘ενεργά’ ηλεκτρονικά όπως το transistor και η δίοδος στην περιοχή λειτουργίας τους.



Σχήμα 6.8 : Το ηλεκτρονικό κύκλωμα του γενικευμένου μοντέλου που συμπεριλαμβάνει και τις κυριότερες απώλειες.

Η εν σειρά αντίσταση R_L στην είσοδο του μετατροπέα του ίδιου κυκλώματος, περιγράφει τις απώλειες αγωγιμότητας του πηνίου, αλλά στην ίδια μπορούν να ενταχθούν και απώλειες που σχετίζονται με την εσωτερική αντίσταση των υπόλοιπων εξαρτημάτων καθώς και αυτές που οφείλονται στη σκέδαση των μαγνητικών γραμμών του πεδίου του πηνίου (που εκτείνονται στο άπειρο και μένουν αναξιοποίητες).

Η απόδοση, συμπεριλαμβανομένων των παραπάνω απωλειών, όταν το ρεύμα εξόδου είναι γνωστό, δίνεται από τη σχέση :

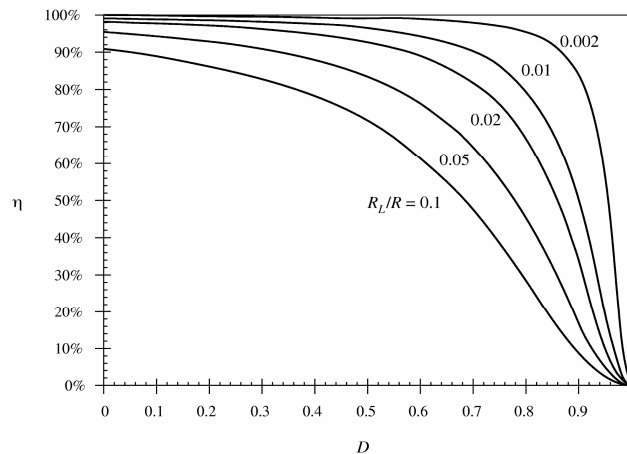
$$n = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{(1-D)^2} * \frac{(I_{out} + I_{sw})^2}{V_{out} * I_{out}} + \frac{I_{sw}}{I_{out}}} \quad (6.10)$$

Η συμπεριφορά της απόδοσης σε σχέση με τον λόγο D , για διάφορες τιμές της αντίστασης των απωλειών, στην είσοδο του υπό εξέταση μετατροπέα, θεωρώντας ότι στην έξοδο είναι συνδεδεμένο ένα ωμικό φορτίο για το οποίο ισχύει $R = V_{out} / I_{out}$, περιγράφεται από τη σχέση :

$$n = \frac{1}{1 + \frac{1}{(1-D)^2} * \frac{R_L}{R}} \quad (6.11)$$

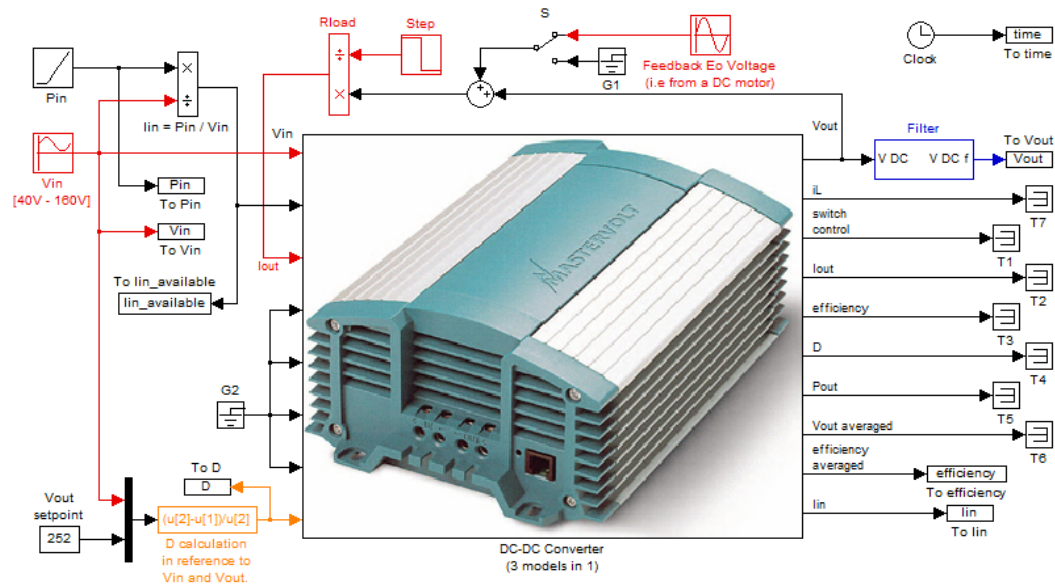
Η γραφική παράσταση του σχήματος 6.9 προκύπτει λύνοντας την εξίσωση (6.11) ως προς D αντιστοιχώντας διάφορες τιμές στο λόγο R_L / R . Όπως γίνεται αντιληπτό η απόδοση του μετατροπέα μειώνεται όσο αυξάνει η εσωτερική του αντίσταση και αυξάνεται όσο αυξάνεται αυτή του φορτίου του. Για αυτό το λόγο οι κατασκευαστές προτείνουν οι συσκευές τους να λειτουργούν φορτωμένες τουλάχιστον κατά το 20% της ονομαστικής τους ισχύος. Στην παρούσα

εργασία αυτό το ποσοστό εξασφαλίζεται με το σκεπτικό ότι το ηλεκτρικό δίκτυο είναι ακόρεστο και απαιτητικό σε ισχύ, και άρα οι μετατροπείς θα λειτουργούν συνεχώς υπό φορτίο και σχεδόν ποτέ ‘εν κενώ’. Στην περίπτωση που το υβριδικό σύστημα υλοποιηθεί αυτόνομο, τότε θα πρέπει να προβλεφθεί κατάλληλο **φορτίο απόρριψης** (*dump load*) ώστε να διοχετεύεται η περίσσεια της παραγόμενης ενέργειας όταν δεν τυγχάνει κάποιας πρακτικής αξιοποίησης.

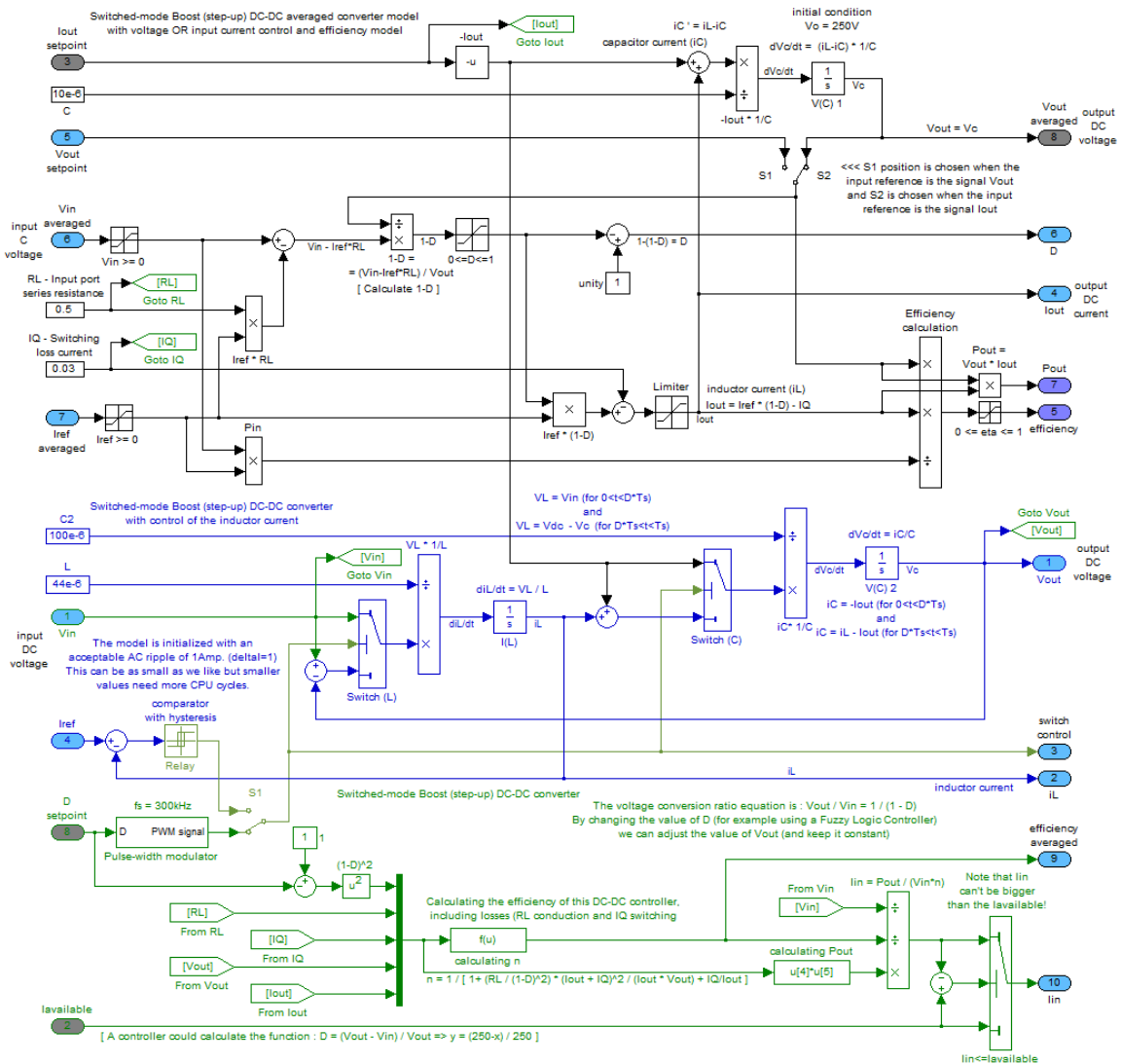


Σχήμα 6.9 : Διαμόρφωση της απόδοσης του μετατροπέα σε σχέση με το D και παραμετρικά ως προς τον λόγο εσωτερικής αντίστασης προς φορτίο. Όσο μεγαλύτερο είναι το φορτίο και όσο μικρότερη η εσωτερική αντίσταση τόσο αυξάνει η απόδοση.

Παρακάτω παρατίθενται τα σχέδια του Simulink μοντέλου (Project_DCDC_Boost.mdl) του boost DC-DC μετατροπέα που χρησιμοποιήθηκε στην εργασία. Στο κέντρο του σχήματος 6.10 παρουσιάζεται η μάσκα του DC-DC converter μαζί με κάποια εξωτερικά συνοδευτικά blocks. Με πορτοκαλί χρώμα παρουσιάζεται το block που διαμορφώνει τη τιμή του D συναρτήσει του πλάτους της τάσης εισόδου και της επιθυμητής τιμής της τάσης εξόδου. Με κόκκινο χρώμα τονίζονται τα blocks που διαμορφώνουν τις διαταραχές της εξόδου που σχετίζονται α) με τη βηματική αλλαγή του φορτίου R_{load} τις χρονικές στιγμές $0.2 \cdot t$ sec όπου $t=1,2,\dots,5$ και $R_{load} = (5,10,30,55,100) \Omega$ και β) με μια υψηλή ηλεκτρεγερτική δύναμη πλάτους 100 V και συχνότητας 40 Hz που μοντελοποιεί το θόρυβο που δημιουργείται στην τάση εξόδου από τα συνδεδεμένα φορτία όπως π.χ. από την οδήγηση ενός μοτέρ. Με μπλε χρώμα τονίζεται το block που φιλτράρει την κυμάτωση (συχνότητας 30 kHz) που προκαλείται στην τάση εξόδου από το διακοπτικό κύκλωμα. Το εσωτερικό κύκλωμα του μετατροπέα παρουσιάζεται στο σχήμα 6.11 όπου διακρίνονται 3 διαφορετικοί τομείς τονισμένοι με μαύρο, μπλε και πράσινο χρώμα. Επίσης διακρίνονται τα επεξηγηματικά σχόλια της εφαρμογής των εξισώσεων της παρούσας ενότητας. Με μαύρο χρώμα τονίζεται το γενικευμένο μοντέλο του μετατροπέα, με μπλε χρώμα το μοντέλο που ελέγχει την τάση εξόδου βάσει κάποιου διακοπτικού ελέγχου (όπως η PWM τεχνική ή ο **συγκριτής υστέρησης** που αναλύεται στην παράγραφο 6.1.5) και με πράσινο χρώμα το κύκλωμα που υπολογίζει τις απώλειες ισχύος και την απόδοση του μετατροπέα.



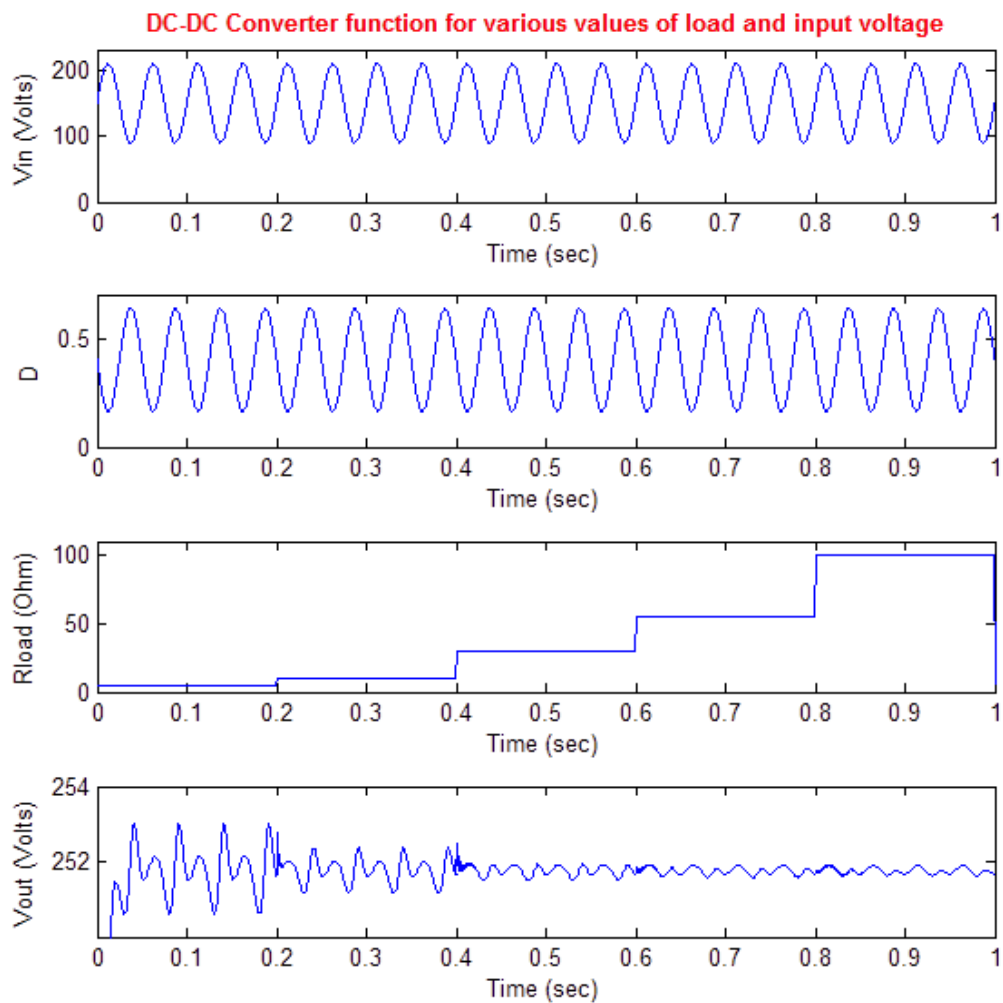
Σχήμα 6.10 : Simulink μοντέλο όπου διακρίνεται η μάσκα του boost DC-DC converter με κάποια εξωτερικά blocks.



Σχήμα 6.11 : Κύκλωμα του step-up DC-DC μετατροπέα. Στα αριστερά συγκεντρώνονται οι εισόδοι και στα δεξιά οι εξόδοι. Για το παρόν κύκλωμα η αυτεπαγωγή του πηνίου και η χωρητικότητα του πυκνωτή είναι αντίστοιχα : $L=44\mu H$ και $C=100\mu F$.

Οι απώλειες ισχύος προσομοιώνονται από τους όρους $I_Q=0.03\text{ A}$ και $RL=0.5\ \Omega$. Ο όρος I_Q αφορά στο ρεύμα που καταναλώνεται στα τρανζίστορ λόγω της υψίσυχνης διακοπτικής λειτουργίας τους ενώ ο όρος RL αφορά κυρίως στις ωμικές απώλειες του αγωγού του πηνίου.

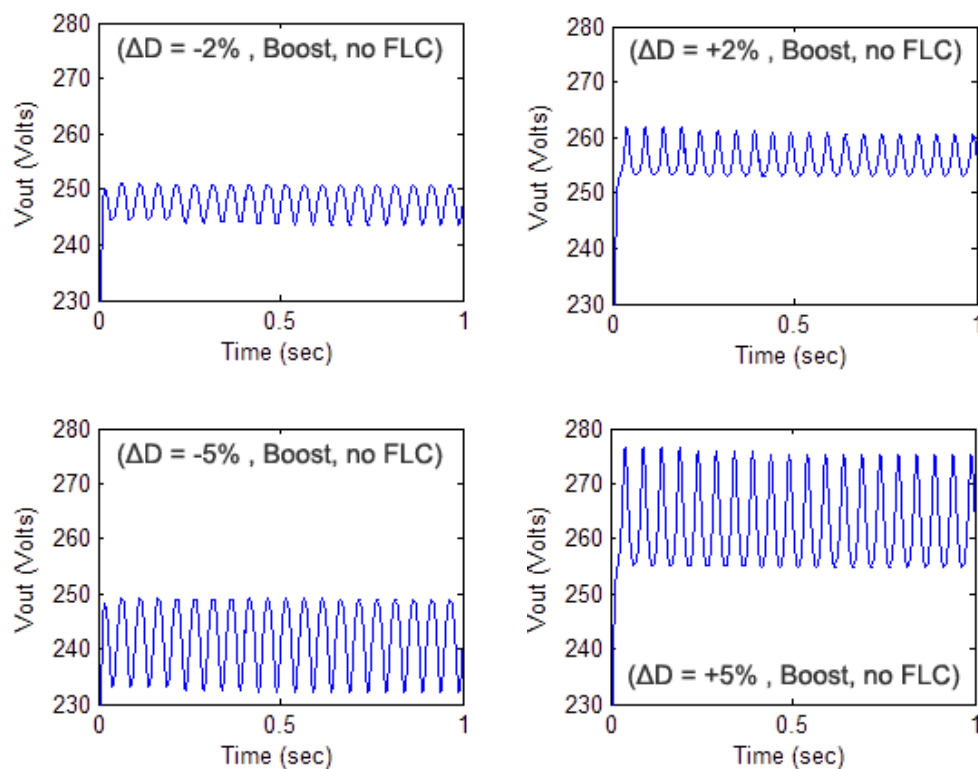
Στα γραφήματα του σχήματος 6.12 παρουσιάζεται η συμπεριφορά του μετατροπέα σε σχέση με την τάση εισόδου του (η οποία ποικίλει ημιτονοειδώς με συχνότητα 20 Hz από 90 έως 210 V) και τις αλλαγές του φορτίου. Τα γραφήματα επιβεβαιώνουν την ορθή λειτουργία του μετατροπέα αφού καταφέρνει να αποκαταστήσει άμεσα τις όποιες διαταραχές, διατηρώντας την τάση εξόδου σχεδόν σταθερή, στα 252 V με μέγιστη κυμάτωση περίπου 2.5 Vpp.



Σχήμα 6.12 : Κυματομορφές της τάσης εξόδου, του duty cycle και της απόδοσης του μετατροπέα ανύψωσης τάσης για διάφορες τιμές της τάσης εισόδου και του φορτίου.

Στον μετατροπέα που μόλις παρουσιάστηκε θεωρήθηκε ως δεδομένη η ύπαρξη ενός κυκλώματος το οποίο υπολογίζει τον λόγο μετασχηματισμού D με αυτόματο τρόπο (πορτοκαλί block στο σχήμα 6.10). Μάλιστα θεωρήθηκε ότι για τον υπολογισμό του αρκεί η υιοθέτηση της εξωραϊσμένης από απώλειες σχέσης της εξίσωσης (6.5). Στην πράξη η υλοποίηση αυτού του

κυκλώματος είναι πολύ απλή και περιορίζεται σε έναν **μικροελεγκτή γενικού σκοπού** (*microcontroller*) υψηλής δειγματοληψίας και έναν αισθητήρα τάσης. Ωστόσο, μια τέτοια προσέγγιση δεν λαμβάνει υπόψη της φαινόμενα τα οποία (όπως οι απώλειες και η ανύψωση της θερμοκρασίας) ενδέχεται να αλλοιώσουν ελαφρώς τη σχέση της εξίσωσης (6.5) προκαλώντας σε κάποιο βαθμό τη μόνιμη απόκλιση της τάσης εξόδου του μετατροπέα από την επιθυμητή. Για παράδειγμα, στα γραφήματα του σχήματος 6.13 φαίνεται η κυματομορφή της τάξης εξόδου στην περίπτωση που το D ενισχυθεί ή εξασθενήσει κατά 2 % και 5 % αντίστοιχα. Οι άξονες των γραφημάτων διατηρήθηκαν σταθεροί για εποπτικούς λόγους ώστε να είναι πιο εύκολη η σύγκριση μεταξύ τους αλλά και με τους αντίστοιχους του σχήματος 6.15.



Σχήμα 6.13 : Κυματομορφές της τάσης εξόδου του μετατροπέα **ανύψωσης** για διάφορους βαθμούς αλλοίωσης του D .

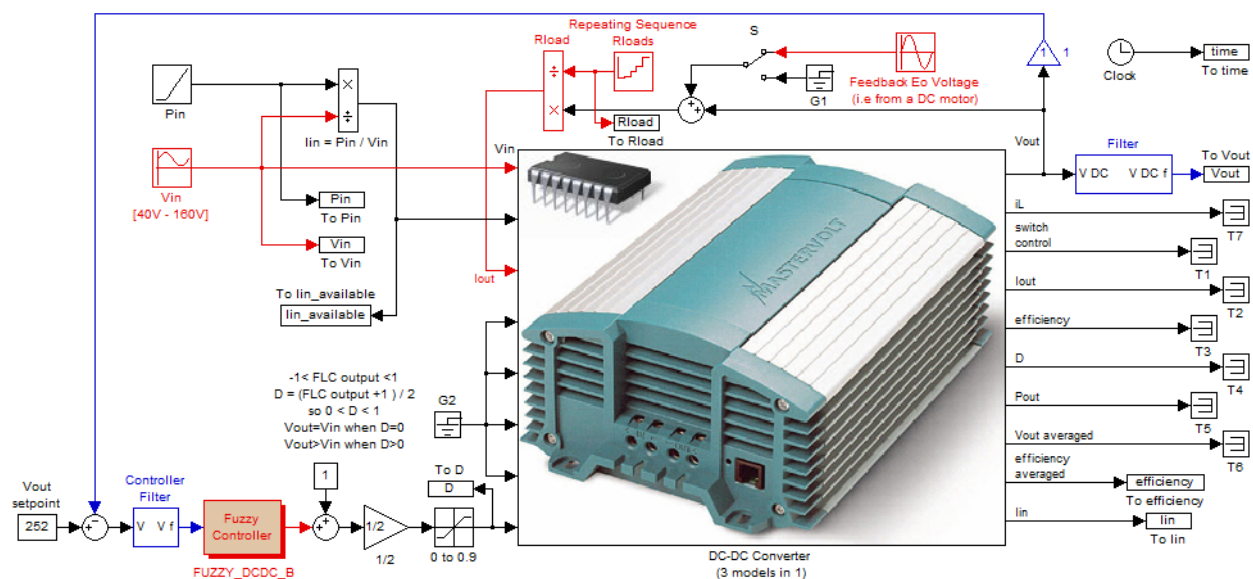
Από αριστερά προς τα δεξιά και από πάνω προς τα κάτω τα ποσοστά αλλοίωσης είναι -2%, +2%, -5% και +5%.

Το κυριότερο πρόβλημα που παρουσιάζεται σε μια ενδεχόμενη αλλοίωση του D είναι το γεγονός ότι η τάση εξόδου αποκλίνει κατά πολύ από την επιθυμητή τιμή (252 V). Εκτός όμως από αυτό, ιδιαίτερο πρόβλημα αποτελεί και η υψηλή κυμάτωση της εξόδου. Στον πίνακα 6.1 που ακολουθεί παρατίθενται συγκεντρωτικά τα σχετικά αποτελέσματα για την κάθε περίπτωση.

Πίνακας 6.1 – Επιρροή του D στην τάση εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης				
Αλλοίωση D (%)	-2	+2	-5	+5
Απόκλιση (V)	-5	+5	-11	+13
Κυμάτωση (V_{pp})	7	8	16	20

Με αφορμή λοιπόν την παραπάνω διαπίστωση, προτείνεται η χρήση ενός ελεγκτή ο οποίος θα διαμορφώνει το D λαμβάνοντας ως μετρήσιμο μέγεθος μόνο την τάση εξόδου του συστήματος. Ιδανικός για τον έλεγχο ενός τέτοιου συστήματος είναι ένας FLC ο οποίος θα επιχειρήσει να διατηρεί την τάση εξόδου του μετατροπέα στο επιθυμητό επίπεδο, αγνοώντας την οποιαδήποτε μαθηματική σχέση τη συνδέει με το ελεγχόμενο ή οποιοδήποτε άλλο μέγεθος.

Στο σχήμα 6.14 φαίνονται οι αλλαγές που έγιναν δημιουργώντας ένα νέο μοντέλο (Project_DCDC_Boost_FLC.mdl) εισάγοντας το νέο block του ελεγκτή (FUZZY_DCDC_B.fis). Το εσωτερικό διάγραμμα της μάσκας του Fuzzy Controller είναι όμοιο με αυτό που παρουσιάστηκε στο σχήμα 3.6, δηλαδή ο FLC είναι δύο εισόδων και μιας εξόδου. Ως εισόδους λαμβάνει α) τη διαφορά μεταξύ της επιθυμητής τάσης εξόδου και της τρέχουσας τιμής της που ονομάζεται εν συντομία σφάλμα και β) τον ρυθμό αυτού του σφάλματος. Η σύνταξη των κανόνων καθώς και ο σχεδιασμός των συναρτήσεων συμμετοχής του συγκεκριμένου FLC περιγράφεται λεπτομερώς στο Παράρτημα 'Α.



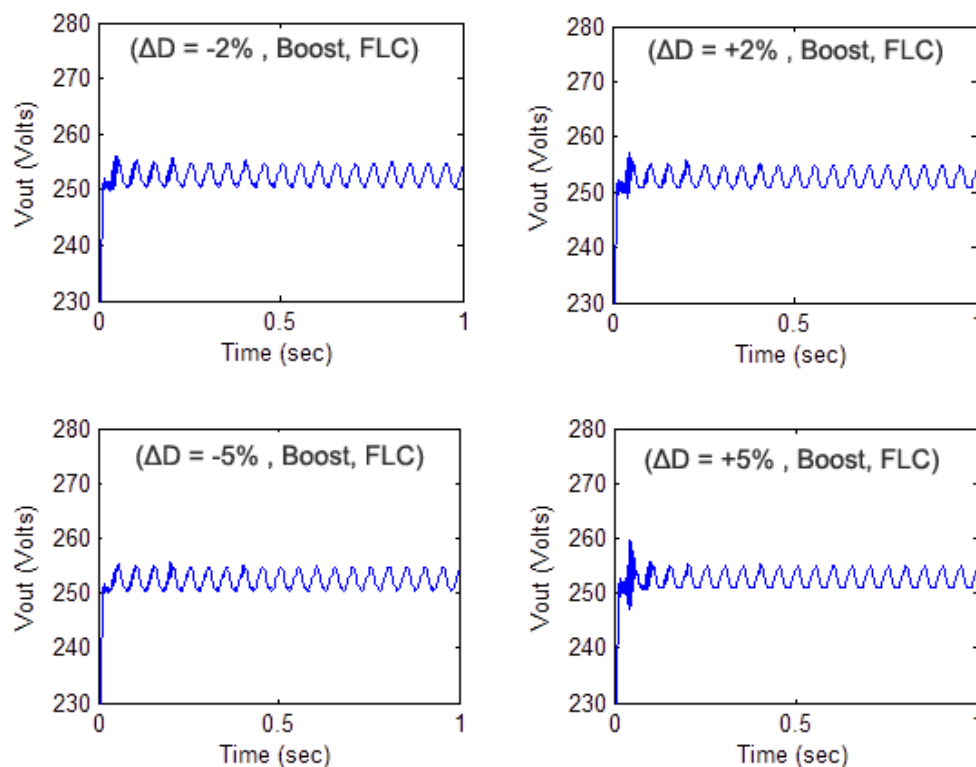
Σχήμα 6.14 : Simulink μοντέλο όπου διακρίνεται η μάσκα του (FLC) boost DC-DC μετατροπέα με κάποια εξωτερικά blocks.

Τα τονισμένα με μπλε χρώμα blocks αφορούν στην υλοποίηση δύο διαφορετικών φίλτρων, το ένα για να εξομαλύνει την τάση εξόδου του μετατροπέα και το άλλο για να απορρίπτει τις παρασιτικές συχνότητες που επηρεάζουν αρνητικά τη λειτουργία του ελεγκτή. Αυτές οι συχνότητες πηγάζουν άμεσα από τη λειτουργία της PWM γεννήτριας τριγωνικών παλμών αλλά προκύπτουν και έμμεσα ως αρμονικές που εξάγονται από τα παθητικά στοιχεία του converter λόγω της διακοπτικής του λειτουργίας. Ειδικά το φίλτρο του ελεγκτή (Controller Filter) είναι απαραίτητο διότι ενισχύει την ευστάθειά του και συνεπώς και τη λειτουργική ευαισθησία του. Εξίσου σημαντικό είναι να διατηρείται η συχνότητα δειγματοληψίας του controller μια με δύο

τάξεις μεγέθους υψηλότερα από τη συχνότητα του converter (στην προκειμένη περίπτωση ο FLC δειγματοληπτεί στο 1MHz ενώ οι PWM παλμοί έχουν συχνότητα 30kHz).

Τα blocks που μεσολαβούν μεταξύ της εξόδου του ελεγκτή και της εισόδου του μετατροπέα επεξεργάζονται το σήμα του ώστε να κινείται στο κατάλληλο πεδίο ορισμού ($0 < D < 0.9$). Η έξοδος του ελεγκτή κινείται στο διάστημα $(-1,1)$, δηλαδή ισχύει ότι $-1 < FLC\ output < 1$. Προσθέτοντας και στα 3 μέλη το 1 και διαιρώντας στη συνέχεια με 2 προκύπτει ότι το D , όπου $D = (FLC\ output + 1) / 2$ κινείται στο διάστημα $0 < D < 1$. Ο τελικός περιορισμός του κορεσμού των τιμών στο 0.9 αντί για το 1 γίνεται διότι πρακτικά από εκείνο το σημείο και μετά το V_{out} γίνεται υπερβολικά μεγάλο τείνοντας προς το άπειρο. Σε μια πρακτική εφαρμογή ο κορεσμός αυτός είναι απαραίτητος και πιθανότατα να πρέπει να είναι και αυστηρότερος, π.χ. ώστε $D_{max} = 0.75$.

Στο σχήμα 6.15 που ακολουθεί παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσης εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης όταν ελέγχεται μέσω του FLC. Όπως φαίνεται και στα 4 γραφήματα, η τάση εξόδου παραμένει στα 252 V, ενώ η κυμάτωση είναι κοινή και περίπου ίση με 4 Vpp.

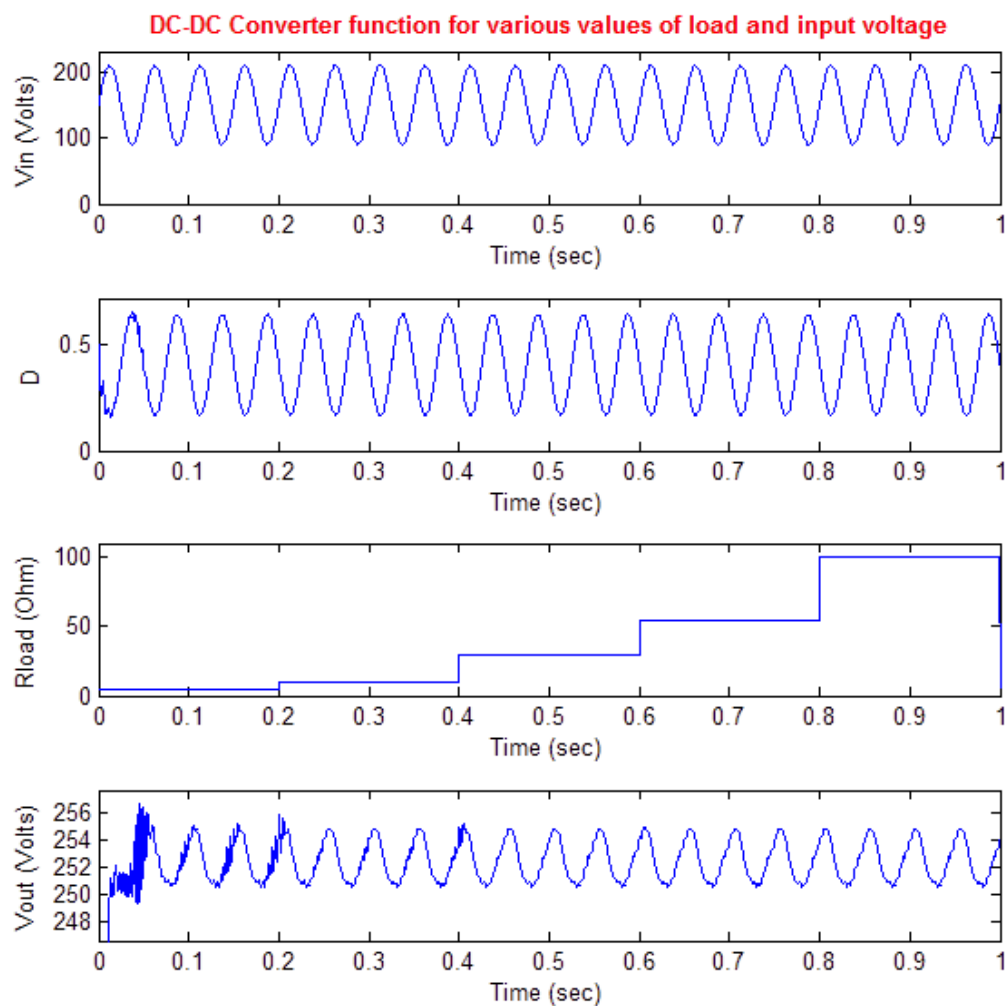


Σχήμα 6.15 : Κυματομορφές της τάσης εξόδου του μετατροπέα *ανύψωσης* ελεγχόμενου από FLC για διάφορους βαθμούς αλλοίωσης του D . Από αριστερά προς τα δεξιά και από πάνω προς τα κάτω τα ποσοστά αλλοίωσης είναι -2%, +2%, -5% και +5%.

Από πειράματα που έγιναν διαπιστώθηκε ότι συγκρίσιμα αποτελέσματα σε ότι αφορά το πλάτος της κυμάτωσης προκύπτουν για αλλοίωση του D της τάξης του 1 %. Ωστόσο όμως η μετατόπιση

του σημείου της επιθυμητής τάσης γίνεται αμέσως αισθητή μόλις η αλλοίωση φτάσει το 2 %. Επίσης, όπως φαίνεται και από το τελευταίο γράφημα του σχήματος 6.12, η κυμάτωση της τάσης εξόδου αποκτά μια αισθητή αρμονική παραμόρφωση, και ειδικότερα όταν το συνδεδεμένο φορτίο είναι μικρό.

Αρα συνοψίζοντας, αποδεικνύεται ότι σε κάθε περίπτωση που οι απώλειες του μετατροπέα είναι ακαθόριστες ή έστω προσεγγίζονται με κάποια τεχνική της οποίας η ακρίβεια δεν υπολογίζει το αντίστοιχο D ικανοποιητικά, η εναλλακτική λύση της χρήσης ενός FLC φαντάζει επιτακτική, ειδικά αν ενδιαφέρει ιδιαίτερα η κυματομορφή της τάσης εξόδου του μετατροπέα. Σε διαφορετική περίπτωση ο FLC μπορεί να παραμένει αδρανής για το μεγαλύτερο χρονικό διάστημα και να τίθεται σε λειτουργία μόνο εφόσον διαπιστωθεί ότι το σύστημα εξάγει τιμές τάσης με σφάλμα που ξεπερνά κάποιο προκαθορισμένο όριο. Το μόνο ίσως δίλημμα που τίθεται σχετίζεται με την ευστάθεια ενός τέτοιου συστήματος αλλά ακόμα και αυτή μετριάζεται με αλληπάλληλες εξομοιώσεις και κατάλληλη παραμετροποίηση ανά περίπτωση.



Σχήμα 6.16 : Κυματομορφές της τάσης εξόδου, του duty cycle και της απόδοσης του μετατροπέα ανύψωσης τάσης για διάφορες τιμές της τάσης εισόδου και του φορτίου.

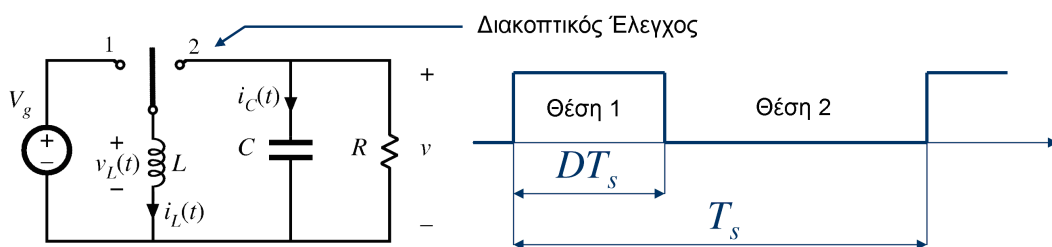
Επίσης, δικλείδα ασφαλείας αποτελεί και ο προηγούμενος μηχανισμός ο οποίος επιτρέπει την επιλεκτική μετάβαση της λειτουργίας του μετατροπέα με ή χωρίς τη χρήση του ελεγκτή. Βεβαίως το πρόσθετο κόστος του ελεγκτή συνεκτιμάται σε κάθε περίπτωση.

Στο σχήμα 6.16 παρατίθενται τα γραφήματα που πιστοποιούν την ικανοποιητική λειτουργία του FLC που κατορθώνει να διατηρήσει την ενεργό τιμή τάσης εξόδου, στο επιθυμητό επίπεδο ταυτίζοντάς την σχεδόν με την επιθυμητή ενώ παράλληλα εξάγει μια πολύ μικρή κυμάτωση με σχεδόν αρμονική συμπεριφορά.

6.1.4. Μετατροπείς DC-DC (Buck-Boost)

Παρακάτω ακολουθεί η παρουσίαση του μοντέλου του μικτού DC-DC μετατροπέα που επιλέχθηκε για να διατηρεί τη λειτουργία της συστοιχίας κυψελών καυσίμου στο μέγιστο σημείο ισχύος. Κατ' αναλογία των παραπάνω, το μοντέλο στηρίζεται στο κύκλωμα του σχήματος 6.17.

Η πηγή τάσης συνδέεται παράλληλα μέσω ενός διακόπτη σε ένα πηνίο, αυτεπαγωγής L . Όταν ο διακόπτης είναι στη 'Θέση 1' (on) το πηνίο συσσωρεύει ενέργεια αποθηκεύοντας την στο μαγνητικό του πεδίο. Το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο ποικίλει συνεχώς καθώς αποτελεί μια κατάσταση. Όταν ο διακόπτης είναι στη 'Θέση 2' (off) το ρεύμα εξαναγκάζεται να περάσει στον πυκνωτή με τον οποίο το πηνίο είναι τώρα σε παραλληλία. Έτσι μεταφέρεται αλλά και μετατρέπεται η ενέργεια του μαγνητικού πεδίου του πηνίου σε ενέργεια ηλεκτροστατικού πεδίου του πυκνωτή. Ανεξάρτητα από την θέση του διακόπτη, ο πυκνωτής συνεχώς ανταλλάσσει ενέργεια με το εξωτερικό φορτίο R .



Σχήμα 6.17 : Αριστερά : Κύκλωμα μικτού μετατροπέα με ιδανικό διακόπτη. Δεξιά : Γραφική απεικόνιση του duty cycle.

Εφόσον η συστοιχία κυψελών καυσίμου μπορεί να αποδώσει άμεσα την ισχύ της, οι όποιοι περιορισμοί εγείρονται σχετικά με τις επιδόσεις της τελικά σχετίζονται με τις παραμέτρους του συνδεδεμένου στην έξοδό της μικτού DC-DC μετατροπέα. Χαμηλές τιμές για τη χωρητικότητα και την αυτεπαγωγή αυξάνουν τους χρόνους μετάβασης, μικραίνοντας τους χρόνους απόκρισης, αλλά ταυτόχρονα απαιτούν και μεγαλύτερη f_s , η οποία με τη σειρά της προσθέτει απώλειες στα ψηφιακά ηλεκτρονικά κυκλώματα ελέγχου. Στην παρούσα υλοποίηση θα χρησιμοποιηθούν οι

τιμές που δανείστηκαν οι F.Zenith και S.Skogestad από τους Caux et al. στο [11], δηλαδή $L=0.94$ mH και $C=3.2$ mF.

Παρακάτω παρατίθενται οι εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα όταν η κυψέλη καυσίμων είναι συνδεδεμένη με τον μετατροπέα και ο διακόπτης είναι στη θέση :

1 (on), δηλαδή η έξοδος της FC συνδεδεμένη παράλληλα με το πηνίο :

$$V_L = V_g \quad \text{και} \quad i_C = -I_{out} \quad \text{ενώ} \quad (6.12)$$

2 (off), δηλαδή το πηνίο συνδεδεμένο παράλληλα με τον πυκνωτή :

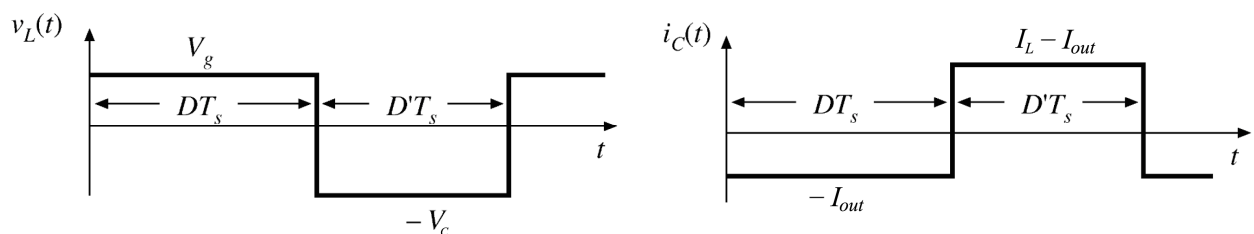
$$V_L = -V_C \quad \text{και} \quad i_C = i_L - I_{out} \quad (6.13)$$

Οι εξισώσεις (6.12) και (6.13) προέκυψαν όπως και οι (6.3) και (6.4), λαμβάνοντας υπόψη ότι :

$$i_C = C * \frac{dV_C}{dt} \quad \text{και} \quad V_L = L * \frac{dI_L}{dt}$$

Σε πλήρη αναλογία με τα όσα έχουν αναφερθεί για τον step-up converter, η ισορροπία των volt-second της επαγωγής καθώς και η ισορροπία φόρτισης και αποφόρτισης στον πυκνωτή, μεταξύ των θέσεων 1 και 2, για κάθε στοιχείο ξεχωριστά, δείχνουν ότι η μέση τάση στην επαγωγή καθώς και το μέσο ρεύμα στον πυκνωτή είναι ίσα με το μηδέν. Θεωρώντας ότι $D'=(1-D)$ όπου D το ποσοστό του χρόνου T_s για το οποίο ο διακόπτης βρίσκεται στη θέση 1, και αναφορικά προς τα αποτελέσματα των εξισώσεων (6.12) και (6.13), προκύπτουν τα γραφήματα του σχήματος 6.18 σε αναλογία με αυτά του σχήματος 6.7.

Αντίστοιχα λοιπόν με το ισοζύγιο του step-up converter, έτσι και εδώ, προκύπτει ότι η ενέργεια που συσσωρεύεται στα στοιχεία L και C (θεωρώντας τα ιδανικά) είναι αθροιστικά μηδέν, για το χρονικό διάστημα μιας περιόδου.



Σχήμα 6.18 : Κυματομορφές της κυμαινόμενων μεγεθών υπό μελέτη (τάσης πηνίου και ρεύματος πυκνωτή) κατά το χρονικό διάστημα μιας περιόδου (T_s) όπου ο διακόπτης μεταβαίνει μεταξύ των θέσεων 1 και 2 για $D*T_s$ και $(1-D)*T_s$ sec, αντίστοιχα.

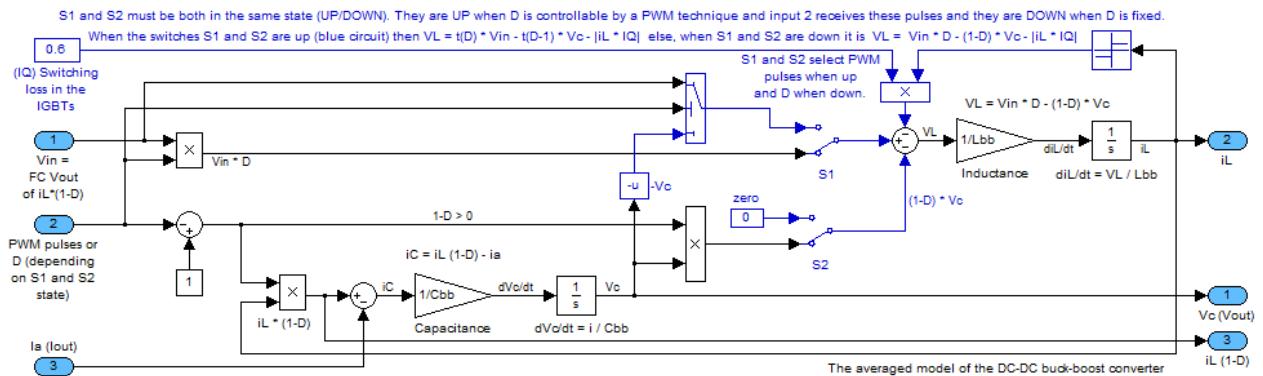
Μέσα από το ισοζύγιο που παρουσιάζεται στο σχήμα 6.18 και με μαθηματικές πράξεις που περιγράφονται στην παράγραφο 5.5.9 προκύπτει η σχέση (6.14) που περιγράφει το **λόγο μετατροπής τάσης (step-ratio) M** συναρτήσει του D και είναι αντίστοιχη της (5.111).

$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_g} = \frac{D}{1-D} \quad (6.14)$$

Ολοκληρώνοντας στα κατάλληλα διαστήματα τις κυματομορφές που περιγράφονται από το σχήμα 6.18 προκύπτουν οι σχέσεις :

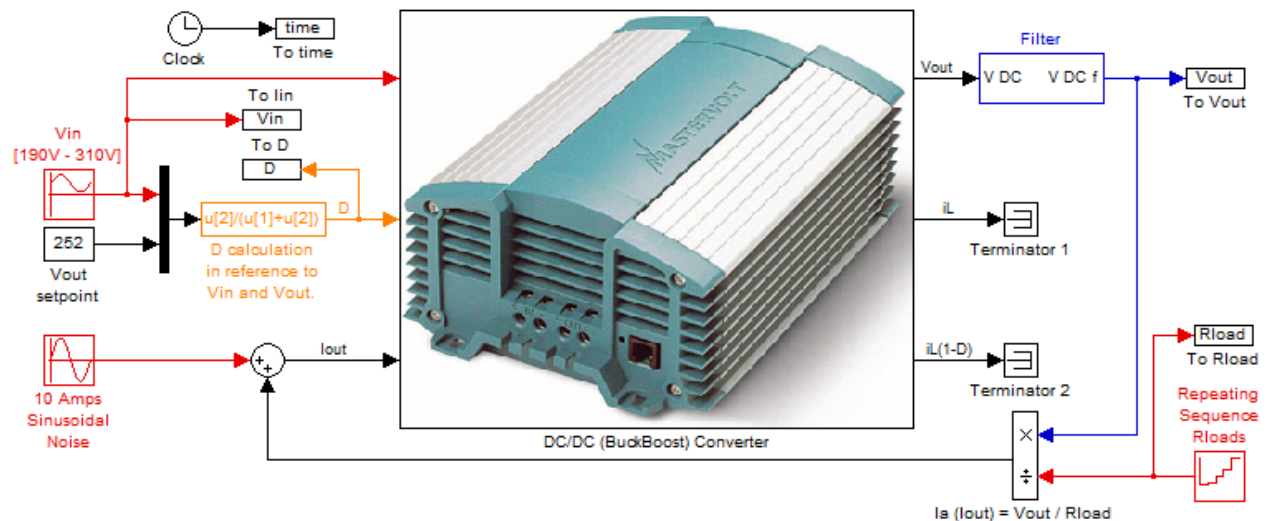
$$\begin{aligned} V_L &= V_g * D - (1-D) * V_C \\ i_C &= i_L * (1-D) - I_{out} \end{aligned} \quad (6.15)$$

που χρησιμοποιούνται για να μοντελοποιηθούν στο Simulink το κύκλωμα του σχήματος 6.19.



Σχήμα 6.19 : Κύκλωμα του μικτού DC-DC μετατροπέα. Στα αριστερά συγκεντρώνονται οι εισόδους και στα δεξιά οι εξόδους.

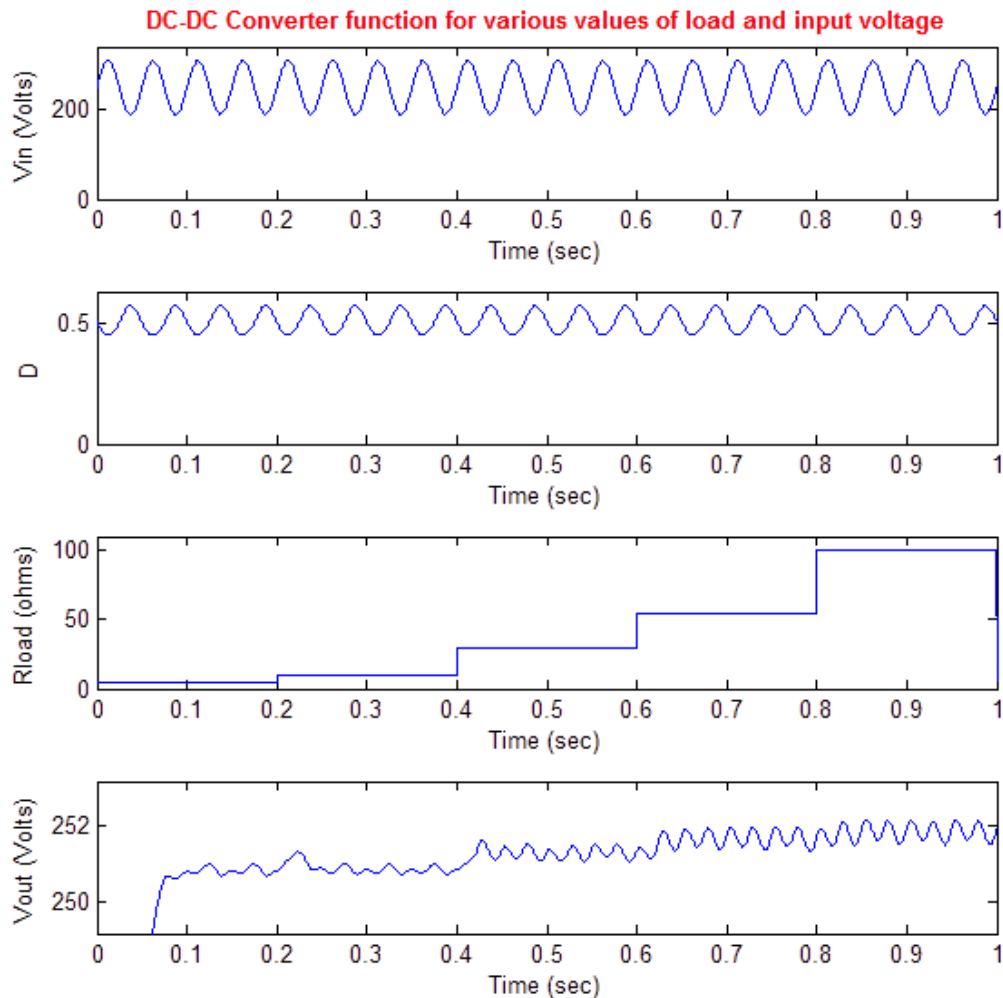
Η επαγωγή του πηνίου και η χωρητικότητα του πυκνωτή συμβολίζονται στο μοντέλο ως L_{bb} και C_{bb} αντίστοιχα. Ο όρος $I_Q=0.6$ A είναι ανάλογος του ρεύματος του πηνίου και προσομοιώνει τις απώλειες που προκύπτουν από την διακοπτική λειτουργία των τρανζίστορ.



Σχήμα 6.20 : Simulink μοντέλο όπου διακρίνεται η μάσκα του buck-boost DC-DC μετατροπέα με κάποια εξωτερικά blocks.

Το κομμάτι του κυκλώματος στο σχήμα 6.19 που είναι τονισμένο με μπλε χρώμα αφορά στους επιλογείς βάσει των οποίων κρίνεται αν το κύκλωμα του μετατροπέα θα είναι ελεγχόμενο από κάποιον μηχανισμό βασισμένο στην PWM τεχνική ή όχι. Στην πρώτη περίπτωση η

μοντελοποίηση συμπεριλαμβάνει και το κύκλωμα παλμοδότησης (όπως για παράδειγμα έγινε στον μετατροπέα ανύψωσης) ενώ στην δεύτερη περίπτωση περιορίζεται στην άμεση ρύθμιση του D . Για $D > 0.5$ ο μετατροπέας λειτουργεί ως step-converter ενώ για $D < 0.5$ ο μετατροπέας λειτουργεί ως step-down converter.



Σχήμα 6.21 : Κυματομορφές της τάσης εξόδου και του duty cycle του **μικτού** μετατροπέα για διάφορες τιμές της τάσης εισόδου και του φορτίου.

Στο σχήμα 6.20 παρατίθεται το Simulink μοντέλο (Project_DCDC_BuckBoost.mdl) του buck-boost DC-DC μετατροπέα όπου στο κέντρο του διακρίνεται η μάσκα που περιέχει το κύκλωμα του σχήματος 6.15 συνοδευόμενη από κάποια εξωτερικά blocks. Ακολουθώντας τον ίδιο χρωματικό κώδικα με τον boost DC-DC converter, το block που διαμορφώνει τη τιμή του D συναρτήσει του πλάτους της τάσης εισόδου και της επιθυμητής τιμής της τάσης εξόδου τονίζεται με πορτοκαλί χρώμα. Με κόκκινο χρώμα τονίζονται τα blocks που διαμορφώνουν τις διαταραχές της εξόδου που σχετίζονται όπως και στον προηγούμενο μετατροπέα α) με τη βηματική αλλαγή του φορτίου R_{load} τις χρονικές στιγμές $0.2 \cdot t$ sec όπου $t=1,2,\dots,5$ και $R_{load} = (5,10,30,55,100) \Omega$

και β) με ένα υψηλό ρεύμα εξόδου πλάτους 10 A και συχνότητας 40 Hz που μοντελοποιεί το θόρυβο που δημιουργείται στο ρεύμα εξόδου από τα συνδεδεμένα φορτία. Με μπλε χρώμα τονίζεται το block που φιλτράρει την κυμάτωση (από 10 kHz έως 625Hz) που προκαλείται στην τάση εξόδου από το διακοπτικό κύκλωμα του μετατροπέα. Όπως και στον προηγούμενο μετατροπέα, έτσι και εδώ, η τάση εισόδου μεταβάλλεται με ημιτονοειδή τρόπο από 310 έως 190 V και συχνότητα 20 Hz.

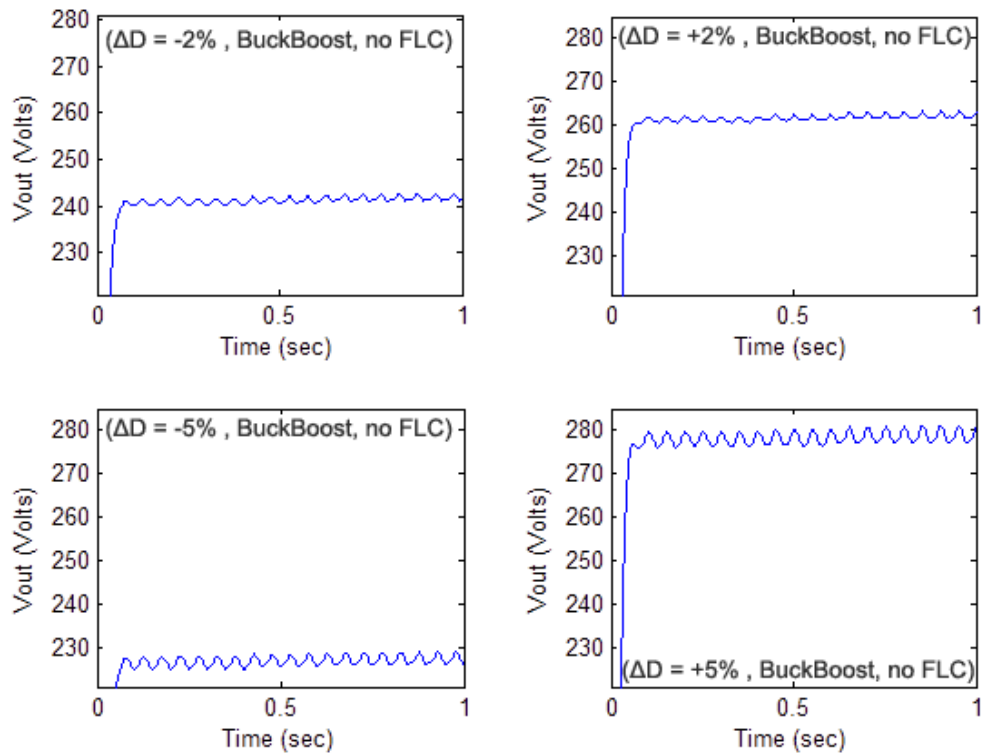
Επειδή δεν μεσολαβεί κάποιος actuator για τη ρύθμιση του D στο παραπάνω κύκλωμα, οι επιλογείς μεταφέρθηκαν στην αντίστοιχη θέση. Επίσης άλλαξαν ελαφρώς οι τιμές της επαγωγής του πηνίου και της χωρητικότητας του πυκνωτή ώστε να μειωθεί η κυμάτωση των ταλαντώσεων που θα προκαλούσαν οι βηματικές αλλαγές. Έτσι έγιναν $L_{bb} = 44 \mu\text{H}$ και $C_{bb} = 100 \mu\text{F}$.

Στο σχήμα 6.21 παρουσιάζονται τα γραφήματα που επιβεβαιώνουν την ορθή λειτουργία του μοντέλου αφού καταφέρνει να αποκαταστήσει άμεσα τις όποιες διαταραχές, διατηρώντας την τάση εξόδου σχεδόν σταθερή, στα 252 V με την ενεργό τιμή της κυμάτωσης να είναι 2.84 V.

Ακολουθώντας την ίδια συλλογιστική με αυτήν που διατυπώθηκε και στην παράγραφο 6.1.3, υπενθυμίζεται πως η σχεδίαση του μικτού μετατροπέα της παρούσης, έχει θεωρήσει ως δεδομένη την εξιδανικευμένη σχέση του λόγου μετασχηματισμού του D που προκύπτει μέσα από τη σχέση της εξίσωσης (6.14). Ωστόσο, μια τέτοια προσέγγιση πηγάζει από απλοποιήσεις που θεωρούν μηδαμινές τις ενεργειακές απώλειες του μετατροπέα κάτι που σε μια πραγματική υλοποίηση συνήθως δεν ευσταθεί. Η διαφοροποίηση που προκύπτει μεταξύ της εξιδανικευμένης θεωρητικής τιμής του D και της πραγματικής του, προκαλεί σε κάποιο βαθμό τη μόνιμη απόκλιση της τάσης εξόδου του μετατροπέα από την επιθυμητή.

Μάλιστα, όπως φαίνεται και από τα γραφήματα που σχήματος 6.22, στον μικτό μετατροπέα οι αποκλίσεις της τάσεως εξόδου για τις διάφορες τιμές αλλοίωσης του D αποδεικνύεται να είναι συγκριτικά πολύ μεγαλύτερες από τις αντίστοιχες του μετατροπέα ανύψωσης. Ωστόσο, σε αντίθεση με την συμπεριφορά του μετατροπέα ανύψωσης, ο μικτός μετατροπέας διατηρεί σε χαμηλά επίπεδα το ύψος της κυμάτωσης της τάσεως εξόδου. Όπως φαίνεται και από τον πίνακα 6.2 που συγκεντρώνει τα αποτελέσματα όλων των εξομοιώσεων, η κυμάτωση κυμάνθηκε για τις 4 περιπτώσεις εξομοίωσης από 1.3 V έως 3.25 V.

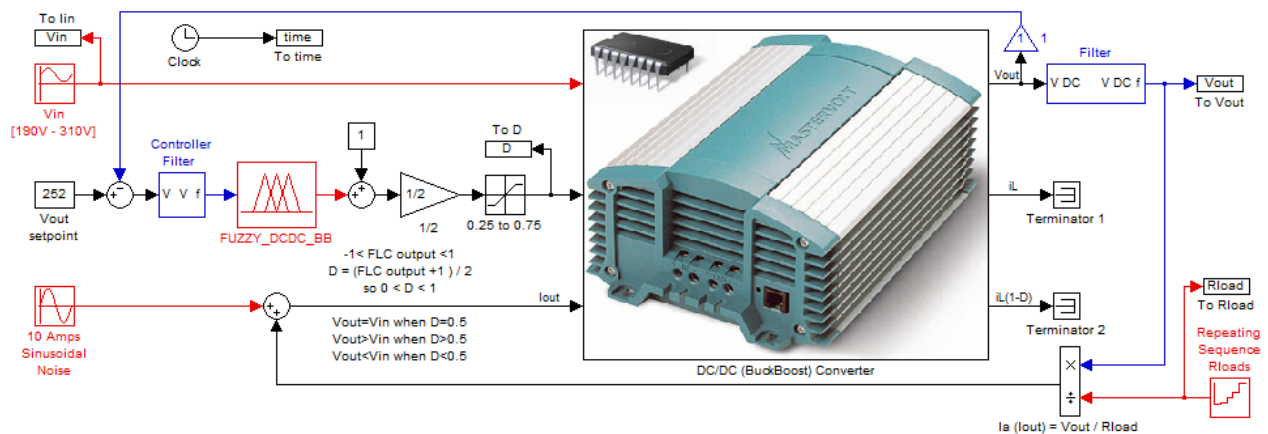
Πίνακας 6.2 – Επιρροή του D στην τάση εξόδου του μικτού μετατροπέα				
Αλλοίωση D (%)	-2	+2	-5	+5
Απόκλιση (V)	-10.5	+10.5	-24.5	+24.5
Κυμάτωση (V_{pp})	1.3	1.3	3.25	3.25



Σχήμα 6.22 : Κυματομορφές της τάσης εξόδου του **μικτού** μετατροπέα για διάφορους βαθμούς αλλοίωσης του D . Από αριστερά προς τα δεξιά και από πάνω προς τα κάτω τα ποσοστά αλλοίωσης είναι -2% , $+2\%$, -5% και $+5\%$.

Η προτεινόμενη λύση που θα βοηθήσει στην δραματική μείωση της τόσο υψηλής απόκλισης στηρίζεται όπως και προηγουμένως στη σχεδίαση και τη χρήση ενός κατάλληλου FLC.

Στο σχήμα 6.23 παρατίθενται το διάγραμμα που περιέχει τις προσθήκες του νέου μοντέλου (Project_DCDC_BuckBoost_FLC.mdl) με κύρια αυτή του block του FLC (FUZZY_DCDC_BB.fis). Ο FLC λαμβάνει ως είσοδο τη διαφορά της επιθυμητής τάσης εξόδου από την τρέχουσα τιμή της. Η σύνταξη των κανόνων καθώς και ο σχεδιασμός των συναρτήσεων συμμετοχής του συγκεκριμένου FLC περιγράφεται λεπτομερώς στο Παράρτημα `Α.

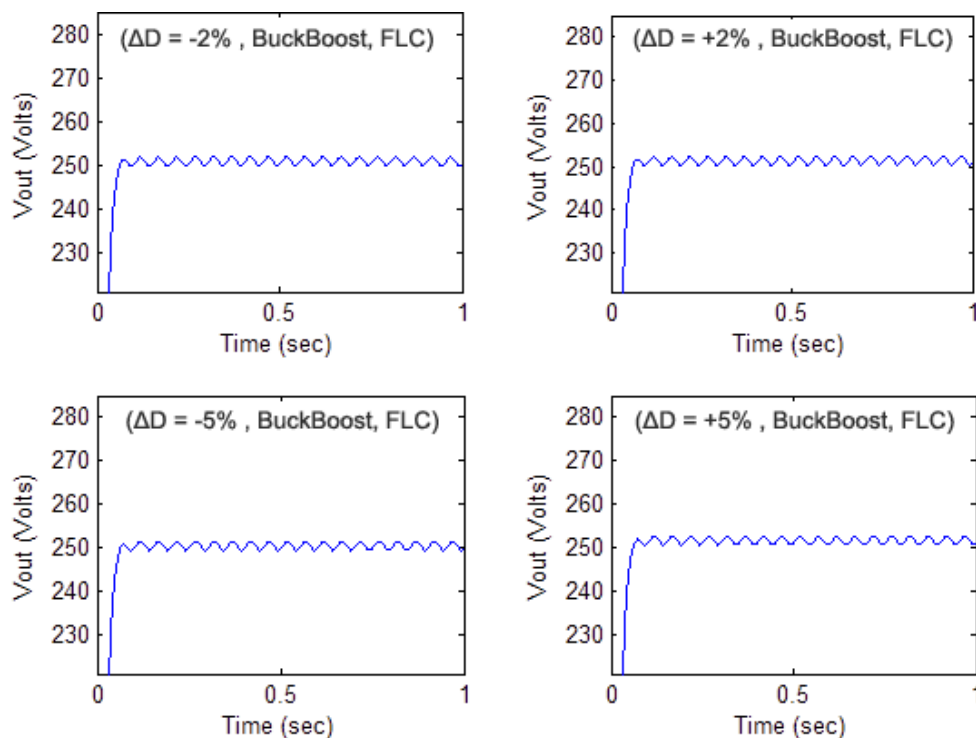


Σχήμα 6.23 : Simulink μοντέλο όπου διακρίνεται η μάσκα του (FLC) buck-boost DC-DC μετατροπέα με κάποια εξωτερικά blocks.

Τα τονισμένα με μπλε χρώμα blocks αφορούν όπως και προηγουμένως την υλοποίηση δύο διαφορετικών φίλτρων, το ένα για να εξομαλύνει την τάση εξόδου του μετατροπέα και το άλλο για να απορρίπτει τις παρασιτικές συχνότητες που επηρεάζουν αρνητικά τη λειτουργία του ελεγκτή. Η συχνότητα δειγματοληψίας του controller ορίστηκε στο 1MHz ώστε να βρίσκεται αρκετά υψηλότερα από αυτή που αντιστοιχεί στη διακοπτική λειτουργία του converter.

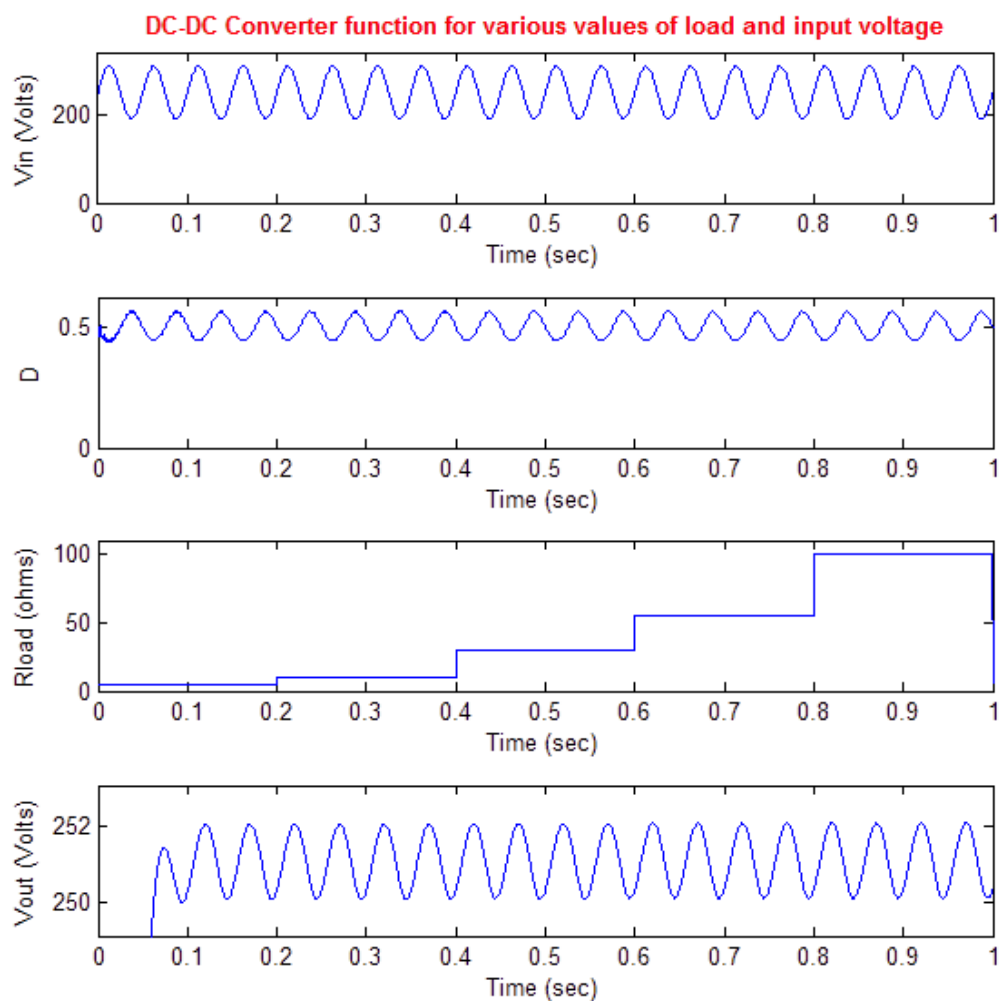
Τα blocks που μεσολαβούν μεταξύ της εξόδου του ελεγκτή και της εισόδου του μετατροπέα επεξεργάζονται το σήμα του ώστε να κινείται στο κατάλληλο πεδίο ορισμού, που όμως αυτή τη φορά έχει περιοριστεί στο διάστημα ($0.25 < D < 0.75$). Πέρα από αυτά τα όρια η τάση εξόδου V_{out} του μετατροπέα τείνει να αυξηθεί ραγδαία ή να μηδενιστεί, σενάρια που είναι και τα δύο πρακτικά ανεφάρμοστα.

Στο σχήμα 6.24 που ακολουθεί παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσης εξόδου του μικτού DC-DC μετατροπέα όταν ελέγχεται μέσω του FLC. Όπως φαίνεται και στα 4 γραφήματα, η τάση εξόδου παραμένει σχεδόν σταθερή στα 252 V, αποκλίνοντας από -0.2 V (για την +5 % αλλοίωση του D) έως -1.5 V (για την -5 % αλλοίωση του D) ενώ η κυμάτωση σε κάθε περίπτωση είναι κοινή και μικρότερη από 2 V_{pp}.



Σχήμα 6.24 : Κυματομορφές της τάσης εξόδου του **μικτού** μετατροπέα ελεγχόμενου από FLC για διάφορους βαθμούς αλλοίωσης του D . Από αριστερά προς τα δεξιά και από πάνω προς τα κάτω τα ποσοστά αλλοίωσης είναι -2%, +2%, -5% και +5%.

Από πειραματικές προσομοιώσεις που έγιναν στον μικτό μετατροπέα όταν δεν συνοδεύεται από FLC (σχήμα 6.20), διαπιστώθηκε ότι συγκρίσιμα με τα παραπάνω αποτελέσματα σε ότι αφορά το πλάτος της κυμάτωσης προκύπτουν όταν η αλλοίωση του D είναι της τάξης του 2.5 %. Αυτό σημαίνει πως η προκαλούμενη κυμάτωση της τάσης εξόδου σε μια ενδεχόμενη αλλοίωση του D παραμένει αρκετά μικρή και δεν αποτελεί από μόνη της ισχυρό κίνητρο για να προστεθεί ένας FLC. Ωστόσο, η μετατόπιση του σημείου της επιθυμητής τάσης γίνεται ανεπαίσθητη (μικρότερη από 0.3 V) μόνο όταν η αλλοίωση πέσει στο 2 ‰, που σημαίνει πως αν το ζητούμενο είναι η μικρή απόκλιση της τάσης εξόδου του μετατροπέα από την επιθυμητή τότε η χρήση του FLC κρίνεται απαραίτητη.



Σχήμα 6.25 : Κυματομορφές της τάσης εξόδου, του duty cycle και της απόδοσης του **μικτού** μετατροπέα για διάφορες τιμές της τάσης εισόδου και του φορτίου.

Να σημειωθεί τέλος πως η χρήση του FLC εξαλείφει τις αρμονικές παραμορφώσεις από την κυμάτωση της εξόδου (οι οποίες όπως και στον μετατροπέα ανύψωσης είναι υψηλές όταν το φορτίο είναι μικρό) ενώ παράλληλα την σταθεροποιεί σε μια τιμή πολύ κοντά σε αυτή των

252 V, κάτι που φαίνεται και από τις κυματομορφές της τάσης εξόδου V_{out} των γραφημάτων των σχημάτων 6.21 και 6.25. Η σταθερή απόκλιση -1 V που παρουσιάζει η τάση εξόδου του ελεγχόμενου από FLC μετατροπέα (όπως φαίνεται και στο σχετικό γράφημα του σχήματος 6.25) οφείλεται στην μετατόπιση που προκαλεί η χρήση του Controller Filter και μπορεί να διορθωθεί εύκολα αυξάνοντας κατά 1 V την τάση $V_{out\ setpoint}$.

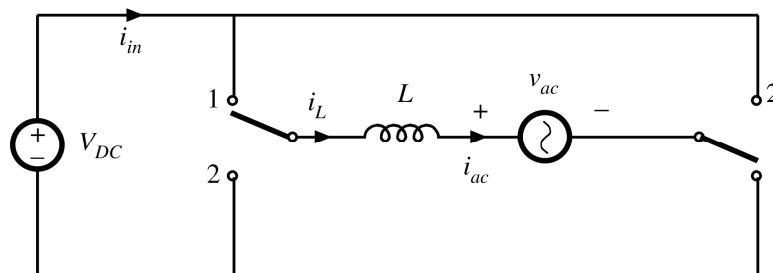
Αρα συνοψίζοντας, αποδεικνύεται ότι σε κάθε περίπτωση που οι απώλειες του μετατροπέα είναι δύσκολο να προσεγγιστούν από κάποια μαθηματική φόρμουλα ικανοποιητικής ακρίβειας, η εναλλακτική λύση της χρήσης ενός FLC φαντάζει επιτακτική, ειδικά αν ενδιαφέρει ιδιαίτερα η απόκλιση της τάσης εξόδου του μικτού μετατροπέα. Σε διαφορετική περίπτωση ο FLC μπορεί να παραμένει αδρανής και να τίθεται σε λειτουργία μόνο εφόσον διαπιστωθεί μια ιδιαίτερα υψηλή αλλοίωση του λόγου μετασχηματισμού.

Για να εξασφαλιστεί η ευστάθεια ενός τέτοιου συστήματος αρκεί να γίνουν μια σειρά από εξομοιώσεις αναπτύσσοντας ειδικά σενάρια και στη συνέχεια να εφαρμοστούν οι ενδεδειγμένες ανά περίπτωση παραμετροποιήσεις. Ο μηχανισμός της επιλεκτικής μετάβασης της λειτουργίας του μετατροπέα με ή χωρίς τη χρήση του ελεγκτή, αποτελεί αποδοτική δικλίδα ασφαλείας.

Το μόνο θέμα που τίθεται εν τέλει σχετίζεται με το πρόσθετο κόστος του ελεγκτή και αν αυτό υπερκαλύπτεται από τα οφέλη που προσφέρει.

6.1.5. Αντιστροφείς DC-AC (ειδικά για grid-connected σύστημα)

Στην ειδική περίπτωση που το υβριδικό σύστημα συνδέεται με το ηλεκτρικό δίκτυο, το μοντέλο των αντιστροφέων της εργασίας μπορεί να στηριχθεί στο κύκλωμα του σχήματος 6.26.



Σχήμα 6.26 : Θεωρητικό κύκλωμα του αντιστροφέα της εργασίας.

Οι διακόπτες του κυκλώματος εναλλάσσονται ταυτόχρονα μεταξύ των θέσεων 1 και 2. Όπως ήδη αναφέρθηκε για τους DC-DC μετατροπείς, έτσι και εδώ, οι διακόπτες μένουν στην 'Θέση 1' για χρόνο ίσο με $D * T_s$ και στη 'Θέση 2' για χρόνο $(1 - D) * T_s$. Η συχνότητα εναλλαγής είναι $f_s = 1 / T_s$ και πολύ μεγαλύτερη από τη συχνότητα της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου (50Hz).

Με το κύκλωμα του σχήματος 6.26 καθίσταται δυνατό, να παραχθεί ένα ημιτονοειδές εναλλασσόμενο ρεύμα i_{ac} (με μια μικρή πρόσθετη εναλλασσόμενη κυμάτωση) που να βρίσκεται σε φάση με την εναλλασσόμενη τάση, ελέγχοντας την διακοπτική λειτουργία των διακοπών (δηλαδή αλλάζοντας το D). Για να συμβεί αυτό θα πρέπει η DC τάση V_{dc} να είναι υψηλότερη από το επιθυμητό πλάτος της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου v_{ac} , δηλαδή $V_{dc} > v_{ac(pp)}$.

Όταν οι διακόπτες βρίσκονται στη ‘Θέση 1’ η τάση και το ρεύμα στο πηνίο είναι αντίστοιχα :

$$v_L = V_{dc} - v_{ac} \text{ και } i_L = i_{ac} \text{ (και το ρεύμα στην είσοδο } i_{in} = i_L \text{)} \quad (6.16)$$

Όταν οι διακόπτες βρίσκονται στη ‘Θέση 2’ η τάση και το ρεύμα στο πηνίο είναι αντίστοιχα :

$$v_L = -V_{dc} - v_{ac} \text{ και } i_L = i_{ac} \text{ (και το ρεύμα στην είσοδο } i_{in} = -i_L \text{)} \quad (6.17)$$

Θεωρώντας ότι οι διακόπτες οδηγούνται σε συχνότητα πολύ μεγαλύτερη από αυτή της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου του αντιστροφέα, είναι θεμιτή η παραδοχή ότι κατά τη διάρκεια μιας πλήρους διακοπτικής περιόδου η τάση εξόδου είναι σταθερή και περιγράφεται από την κλαδική εξίσωση (6.18).

$$v_L = \begin{cases} +V_{dc} - v_{ac}, & 0 \leq t \leq D * T_s \\ -V_{dc} - v_{ac}, & D * T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (6.18)$$

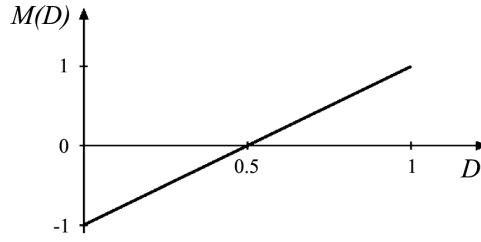
Εφαρμόζοντας κι εδώ, όπως και στις παραγράφους 6.1.3 και 6.1.4, την σχέση της ισορροπίας των volt-second της επαγωγής (μεταξύ των διακοπτικών θέσεων 1 και 2) και ολοκληρώνοντας στα κατάλληλα διαστήματα, όπως υποδεικνύει η εξίσωση (6.19) προκύπτει η σχέση (6.20) που δίνει το λόγο μετατροπής της τάσης (*step-ratio*) M ενός inverter.

$$v_L = \frac{1}{T_s} * \int_0^{T_s} v_L(t) dt = D * (V_{dc} - v_{ac}) + (1 - D) * (-V_{dc} - v_{ac}) = (2D - 1) * V_{dc} - v_{ac} = 0 \quad (6.19)$$

$$M(D) = \frac{v_{ac}}{V_{dc}} = 2 * D - 1 \quad (6.20)$$

Η εξίσωση (6.20) δείχνει ότι ο λόγος μετατροπής της τάσης M κυμαίνεται μεταξύ των τιμών -1 και 1, δηλαδή : $-1 \leq M(D) \leq 1$.

Η σχέση του λόγου M συναρτήσει του D παρουσιάζεται στο γράφημα του σχήματος 6.27.

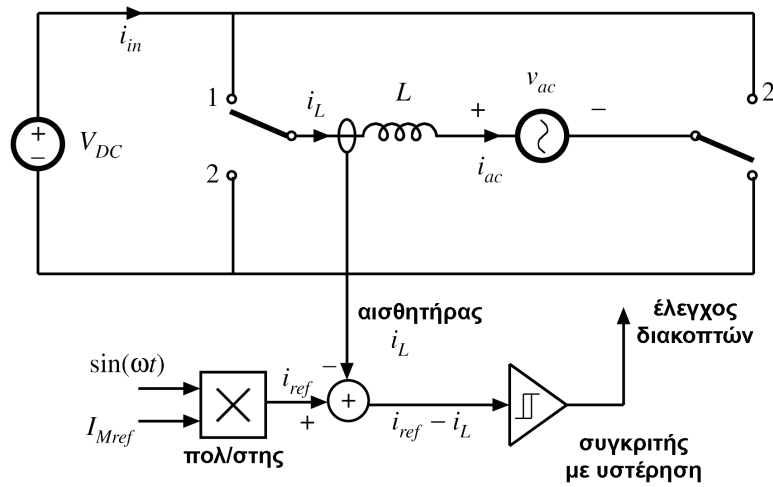


Σχήμα 6.27 : Step-ratio του inverter της παρούσας εργασίας.

Στόχος του διακοπτικού ελέγχου είναι επίσης να μπορεί να μεταβάλλει και την ενεργό τιμή του ρεύματος στην έξοδο, ώστε να ελέγχεται η ενέργεια που μεταφέρεται στην AC γραμμή.

Για την ισχύ της εξόδου του αντιστροφέα ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις :

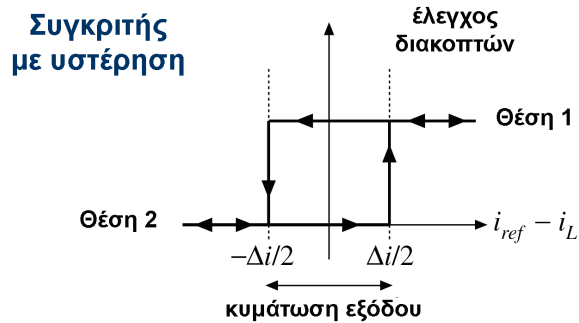
$$\begin{aligned}
 v_{ac}(t) &= \sqrt{2} * V_{RMS} * \sin(\omega * t) \\
 i_{ac}(t) &= \sqrt{2} * I_{RMS} * \sin(\omega * t) \\
 P_{ac}(t) &= v_{ac}(t) * i_{ac}(t) = V_{RMS} * I_{RMS} * (1 - \cos(2 * \omega * t)) \\
 P_{ac}(t) &= V_{RMS} * I_{RMS}
 \end{aligned} \tag{6.21}$$



Σχήμα 6.28 : Παρουσίαση του τρόπου εγκατάστασης του συγκριτή στο κύκλωμα του αντιστροφέα.

Για να είναι δυνατόν να ελεγχθεί το πλάτος του ρεύματος εξόδου I_{Mref} , αρχικά χρησιμοποιήθηκε ένας **συγκριτής υστέρησης** (*hysteresis comparator* ή *HC*) ο οποίος ελέγχει τους δύο διακόπτες αναγκάζοντάς τους να μεταπίπτουν ταυτόχρονα μεταξύ των θέσεων 1 ή 2 αναλόγως των τιμών που λαμβάνει στην είσοδό του. Ο τρόπος εγκατάστασης και λειτουργίας του συγκριτή περιγράφεται στα σχήματα 6.28 και 6.29 αντίστοιχα. Ως είσοδος στο συγκριτή παρέχεται η διαφορά του ρεύματος αναφοράς i_{ref} με το τρέχον ρεύμα i_L που διαρρέει το πηνίο.

Ως i_{ref} ορίζεται το επιθυμητό ρεύμα που πρέπει να διατρέχει το πηνίο, για το οποίο ισχύει ότι :
 $i_{ref} = I_{Mref} * \sin(\omega * t)$. Ακολουθεί η επεξήγηση της λειτουργίας του συγκριτή υστέρησης.



Σχήμα 6.29 : Σχέση μετάβασης των διακοπών στις θέσεις 1 και 2 αναλόγως με τη σχέση των ρευμάτων i_{ref} , i_L .

Οι διακόπτες μεταφέρονται στη ‘Θέση 1’ όταν είναι : $i_L < i_{ref} - \frac{di}{2}$

Οι διακόπτες μεταφέρονται στη ‘Θέση 2’ όταν είναι : $i_L > i_{ref} - \frac{di}{2}$

Στο μοντέλο που δημιουργήθηκε στο Simulink ο όρος di ελέγχει μια σταθερά με όνομα $deltaI$. Προκαλώντας την έξοδο του συγκριτή να λαμβάνει τιμές μόνο στην περίπτωση που το ρεύμα γίνει μικρότερο από μια τιμή a ή μεγαλύτερο από μια τιμή b γίνεται εφικτό να διατηρείται το ρεύμα στην έξοδο μεταξύ των τιμών $i_{ref} - |a| < i_{ref} < i_{ref} + |b|$.

Η παραπάνω τακτική ελέγχου εκμεταλλεύεται το φαινόμενο της μαγνητικής υστέρησης του πηνίου, δηλαδή την αδράνεια που αυτό παρουσιάζει λόγω της αυτεπαγωγής του, στην αλλαγή του ρεύματος που το διαρρέει. Με τον ίδιο τρόπο ελέγχεται και η διακοπτική λειτουργία του μετατροπέα ανύψωσης τάσης της παραγράφου 6.1.3.

Η πρόσθετη κυμάτωση στην έξοδο έχει συχνότητα τη συχνότητα εναλλαγής των διακοπών (που εξαρτάται από την τιμή της επαγωγής του πηνίου) και πλάτος τη διαφορά $|b| - |a|$. Μειώνοντας τα όρια a και b προκαλείται μεγαλύτερη συχνότητα εναλλαγής των διακοπών και μικρότερο πλάτος κυμάτωσης στο ρεύμα εξόδου. Μειώνοντας την αυτεπαγωγή L του πηνίου αυξάνεται η συχνότητα εναλλαγής των διακοπών αλλά το πλάτος κυμάτωσης του ρεύματος εξόδου παραμένει σχεδόν το ίδιο. Στην παρούσα υλοποίηση επιλέχθηκε $L = 2$ mH. Όπως μετρήθηκε από την προσομοίωση του μοντέλου που περιγράφεται από τα σχήματα 6.30 και 6.31, για $deltaI = 0.05A$, η συχνότητα εναλλαγής των διακοπών είναι περίπου 900 kHz.

The diagram illustrates the control system for a DC-AC Inverter. It features a physical inverter unit with a digital display and several control ports. The system is modeled in a software environment, showing the flow of signals and data between various blocks. Key components include a feedback loop with a 'Detect Change' block, a load change input, a discrete total harmonic distortion calculation, and energy calculation blocks for input and output power. The final outputs include THD, efficiency, and energy values.

[illegible]

199

Έτσι γίνεται η παραδοχή πως το φορτίο της εξόδου R_{load} παρουσιάζει μόνο ωμικά χαρακτηριστικά.

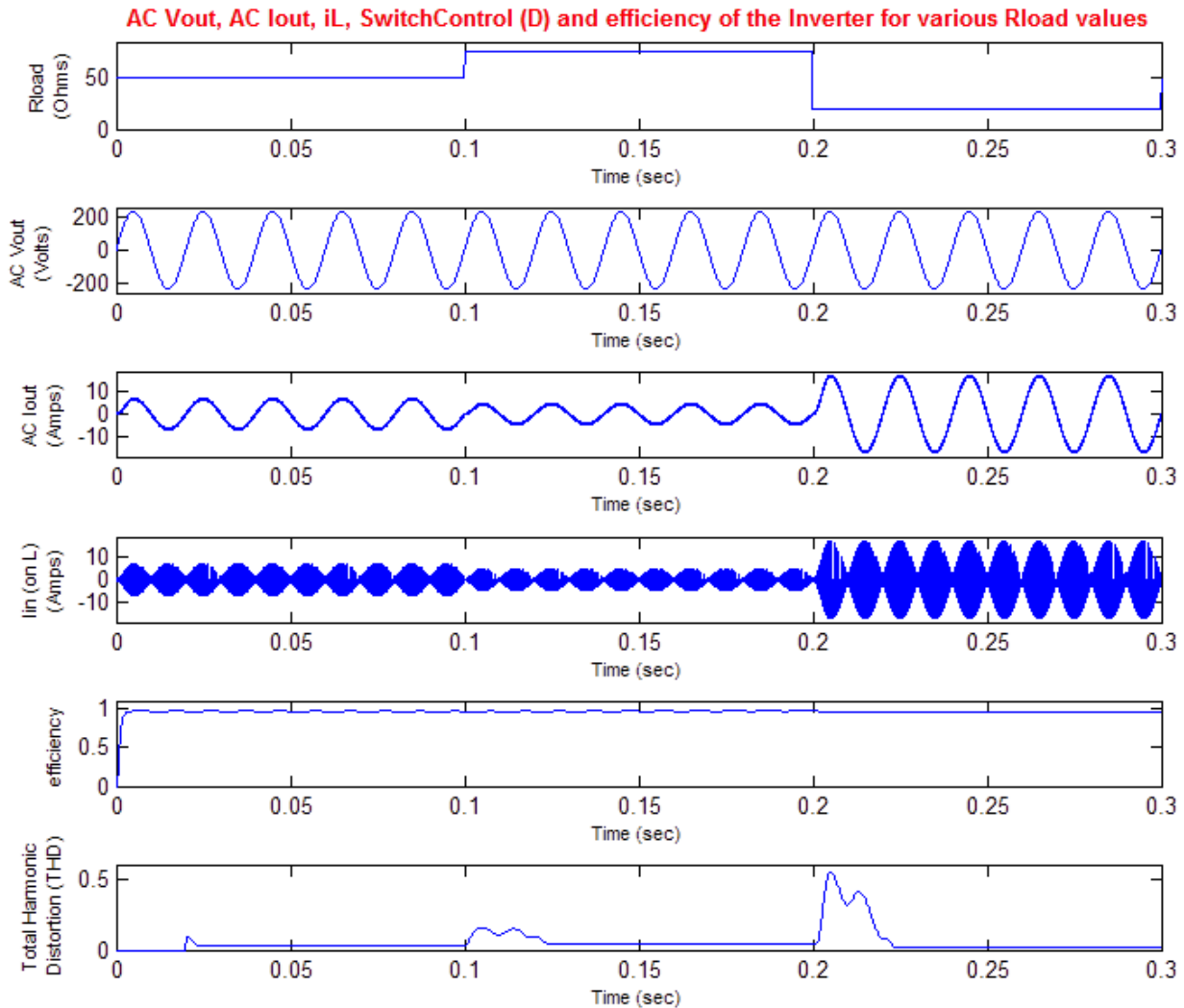
Στο σχήμα 6.30 παρουσιάζεται το Simulink μοντέλο (Project_DCAC.mdl) που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση των inverter της εργασίας. Τα blocks που είναι τονισμένα με κόκκινο χρώμα φροντίζουν για την βηματική αλλαγή (σε τρία στάδια) του συνδεδεμένου στην έξοδο φορτίου. Οι τιμές που αυτό λαμβάνει αλλάζουν ανά 0.1 sec και είναι 50, 75 και 20 Ω . Τα τονισμένα με μπλε χρώμα blocks αναλαμβάνουν τις μετρήσεις διαφόρων μεγεθών, όπως τη μέση απόδοση του αντιστροφέα και την ολική αρμονική παραμόρφωση της εξόδου του. Μετά από πειραματισμούς παρατηρήθηκε ότι για διαφορετικές τιμές του δI σημειώθηκαν διαφορετικές τιμές THD , με αυτό να αυξάνει σχεδόν γραμμικά ως προς το δI , ενώ η ληφθείσα και αποδοθείσα ενέργεια, καθώς και η απόδοση του μετατροπέα παρέμειναν σταθερές. Συγκεκριμένα η απόδοση του μετατροπέα διατηρήθηκε σε κάθε περίπτωση στο 95.12 % , ενώ η ληφθείσα ενέργεια για το χρονικό διάστημα (0.3 sec) της εξομοίωσης ήταν πάντοτε 32.51 J και η αποδοθείσα 30.92 J. Τα πειραματικά αποτελέσματα που περιγράφουν τη σχέση μεταξύ του δI και του THD παρατίθενται συγκεντρωτικά στον πίνακα 6.3.

Πίνακας 6.3 – Διαμόρφωση του THD συναρτήσει του δI					
δI (A)	1	0.5	0.1	0.05	0.01
THD (%)	2.511	1.255	0.2512	0.126	0.02502

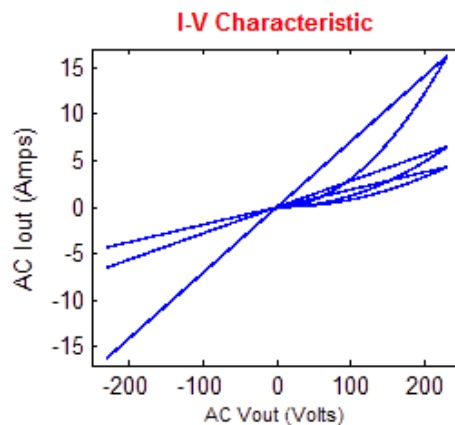
Στο σχήμα 6.31 παρουσιάζεται το εσωτερικό κύκλωμα της μάσκας του DC-AC μετατροπέα, το οποίο χωρίζεται σε δύο τομείς. Ο πάνω τομέας που είναι τονισμένος με μαύρο χρώμα συνιστά το γενικευμένο μοντέλο του μετατροπέα ενώ το κάτω μέρος αποτελεί το μαθηματικό μοντέλο του διακοπτικού κυκλώματος (μπλε χρώμα) και του κυκλώματος ελέγχου (πράσινο χρώμα). Με πορτοκαλί χρώμα είναι τονισμένο το κοινό και για τους δύο τομείς κύκλωμα που είναι υπεύθυνο για τη δημιουργία της κυματομορφής της αναφορικής τάσης του ηλεκτρικού δικτύου. Τέλος, όπως και σε όλα τα υπόλοιπα μοντέλα, έτσι και εδώ προστέθηκαν σε όσα σημεία κρίθηκε αναγκαίο τα κατάλληλα επεξηγηματικά σχόλια της εφαρμογής των εξισώσεων της τρέχουσας ενότητας ώστε να καταστεί σαφής ο τρόπος δράσης των διασυνδεδεμένων blocks.

Όπως και στους DC-DC μετατροπείς, έτσι και εδώ, ο όρος $I_Q = 0.04$ A συμβολίζει τις απώλειες που προκύπτουν από την διακοπτική λειτουργία των τρανζίστορ ενώ ο όρος $RL = 0.8$ Ω αφορά κυρίως στις ωμικές απώλειες του πηνίου. Τέλος, ως τάση αναφοράς ορίζεται η $V_{ref} = 230 * (1/\sqrt{2}) = 162.6$ V καθώς αυτή είναι η ενεργός τιμή της ημιτονοειδούς τάσης με πλάτος τα 230 V για τη συχνότητα των 50 Hz. Στο σχήμα 6.32 παρουσιάζεται η συμπεριφορά

του αντιστροφέα της εργασίας σε σχέση με τις αλλαγές του συνδεδεμένου φορτίου R_{load} για $\Delta I = 0.05$ A. Τα γραφήματα επιβεβαιώνουν την ορθή λειτουργία του μετατροπέα που καταφέρνει να αποκαταστήσει άμεσα τις όποιες διαταραχές.



Σχήμα 6.32 : Κυματομορφές του ρεύματος εξόδου, του ρεύματος του πηνίου, της απόδοσης και της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του inverter για διάφορες τιμές του διασυνδεδεμένου φορτίου R_{load} .



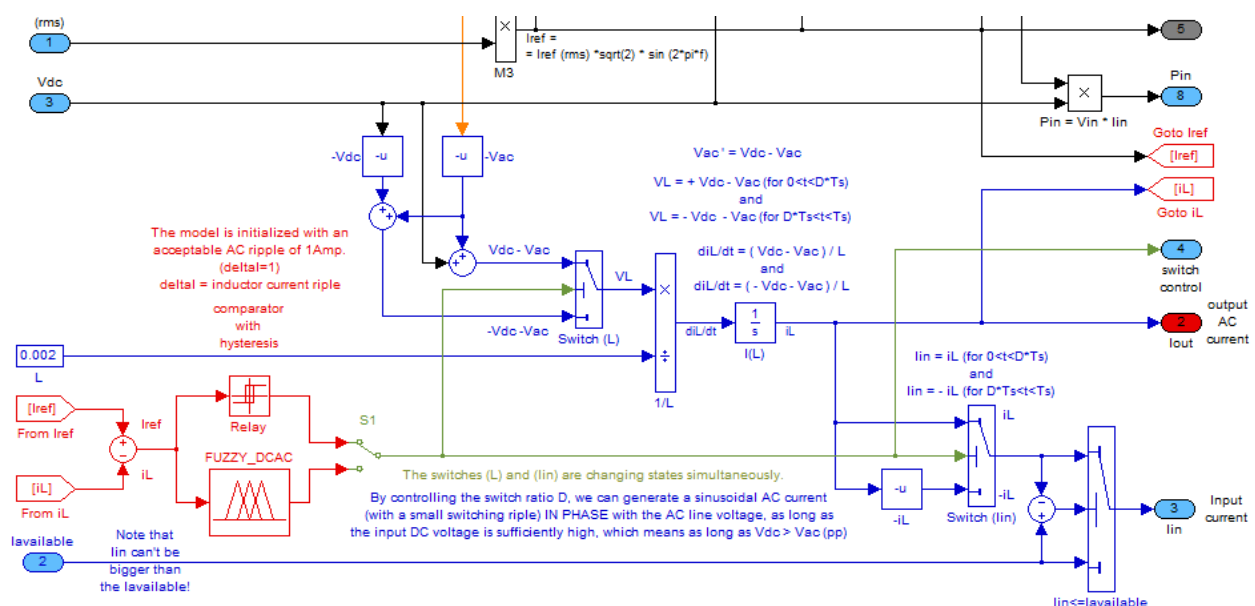
Σχήμα 6.33 : Χαρακτηριστική ρεύματος και τάσης εξόδου του inverter για διάφορες τιμές του διασυνδεδεμένου φορτίου R_{load} .

Όπως διακρίνεται και από τα γραφήματα των σχημάτων 6.32 και 6.33, το ρεύμα εξόδου διατηρείται συμφασικό με την τάση αναφοράς του ηλεκτρικού δικτύου ενώ παράλληλα η κυμάτωση της τάσης εξόδου λόγω της διακοπτικής λειτουργίας του μετατροπέα παραμένει χαμηλή ακόμα και για τις μικρές τιμές του διασυνδεδεμένου φορτίου.

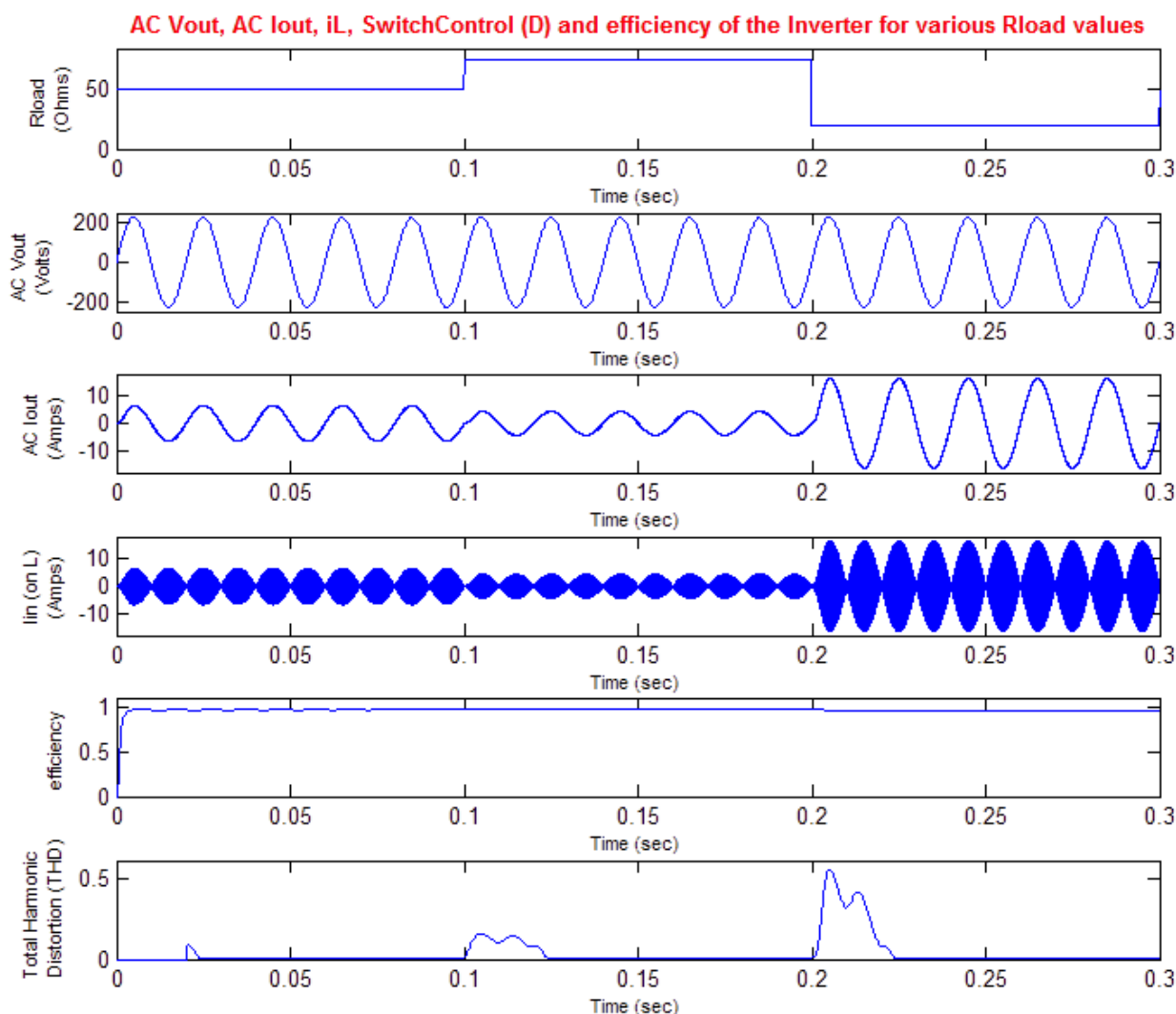
Παρακάτω αναπτύσσεται ο τρόπος με τον οποίο μπορεί να προσαρμοστεί ένας απλός ελεγκτής ασαφούς λογικής ώστε να λειτουργεί βασισμένος στην τεχνική που μόλις αναπτύχθηκε δηλαδή ως συγκριτής υστέρησης. Οι σχεδιαστικές λεπτομέρειες που αφορούν τη σύνταξη των κανόνων καθώς και τη διαμόρφωση των συναρτήσεων συμμετοχής του ελεγκτή (FUZZY_DCAC.fis) αναπτύσσονται στην αντίστοιχη παράγραφο του Ά Παραρτήματος.

Στο σχήμα 6.34 που ακολουθεί παρατίθεται το διάγραμμα που εστιάζει στις μετατροπές που έγιναν ώστε να προστεθεί δίπλα στο block του συγκριτή υστέρησης και αυτό του FLC με τρόπο μάλιστα που να επιτρέπει τη σύγκρισή τους. Το διάγραμμα του νέου μοντέλου (Project_DCAC_FLC.mdl) εστιάζει μόνο στο δεύτερο μισό (κάτω μέρος) του κυκλώματος του σχήματος, καθώς όλο το υπόλοιπο είναι ίδιο. Με κόκκινο χρώμα τονίζονται όσα blocks προστέθηκαν ή άλλαξαν θέση κατά τη δημιουργία του νέου μοντέλου.

Στο σχήμα 6.35 παρατίθενται οι γραφικές παραστάσεις που πιστοποιούν την ορθή λειτουργία του νέου κυκλώματος το οποίο παρουσιάζει όμοια συμπεριφορά με αυτή της μόλις προηγούμενης εκδοχής. Η ολική αρμονική παραμόρφωση είναι της τάξης του **0.614 %**, το οποίο αντιστοιχεί σε μια κυμάτωση ρεύματος μεταξύ 0.1 και 0.5 A όπως φαίνεται και από τον πίνακα 6.3. Η συχνότητα της κυμάτωσης μετρήθηκε να είναι περίπου 900 kHz.



Σχήμα 6.34 : Διάγραμμα που εστιάζει στις μετατροπές του κυκλώματος για την εισαγωγή του FLC (αντικαταστάτη του HC).

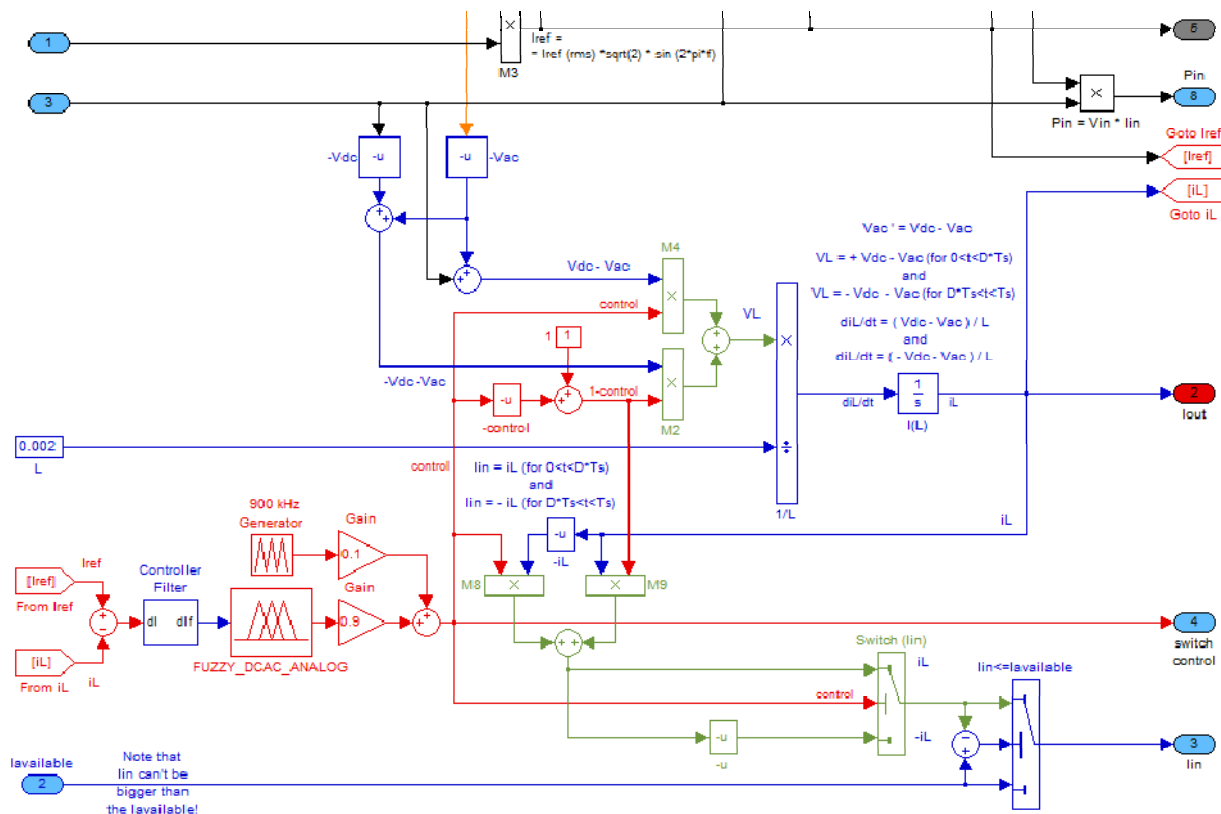


Σχήμα 6.35 : Κυματομορφές του ρεύματος εξόδου, του ρεύματος του πηνίου, της απόδοσης και της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ελεγχόμενου από FLC inverter για διάφορες τιμές του διασυνδεδεμένου φορτίου R_{load} .

Όπως γίνεται εμφανές και από την απόκριση του νέου μετατροπέα, η ευελιξία της σχεδίασης ενός ελεγκτή ασαφούς λογικής του επιτρέπει την ανάπτυξη μιας απόλυτα διακριτής συμπεριφοράς αν κάτι τέτοιο είναι επιθυμητό, όπως για παράδειγμα στην υπό μελέτη περίπτωση όπου απαιτείται η προσομοίωση της διακριτής επιλογής μεταξύ δύο ακραίων καταστάσεων (on και off).

Στην πράξη, για τον έλεγχο διακριτών καταστάσεων συνήθως υπάρχουν διαθέσιμες πολύ απλούστερες αντιπροτάσεις, και έτσι η υιοθέτηση μιας τέτοιας τεχνικής ελέγχου δεν βρίσκει πρακτικό αντίκρισμα. Ωστόσο, στα ηλεκτρονικά συστήματα αυτές οι ακραίες και ταχύτατες μεταβάσεις μεταξύ διακριτών καταστάσεων ορισμένες φορές δημιουργούν ανεπιθύμητες παρενέργειες και τότε η προσαρμοστικότητα ενός FLC ενδέχεται να μπορεί να προσφέρει μια ικανοποιητική πρακτική λύση.

Οι σχεδιαστικές λεπτομέρειες που αφορούν τη σύνταξη των κανόνων καθώς και τη διαμόρφωση των συναρτήσεων συμμετοχής του ελεγκτή (FUZZY_DCAC_ANALOG.fis) αναπτύσσονται στην αντίστοιχη παράγραφο του Ά Παραρτήματος. Στο σχήμα 6.35 που ακολουθεί παρατίθεται το διάγραμμα που εστιάζει στις νέες μετατροπές.



Σχήμα 6.36 : Διάγραμμα που εστιάζει στις μετατροπές του κυκλώματος για την εισαγωγή του νέου (αναλογικής λειτουργίας) FLC.

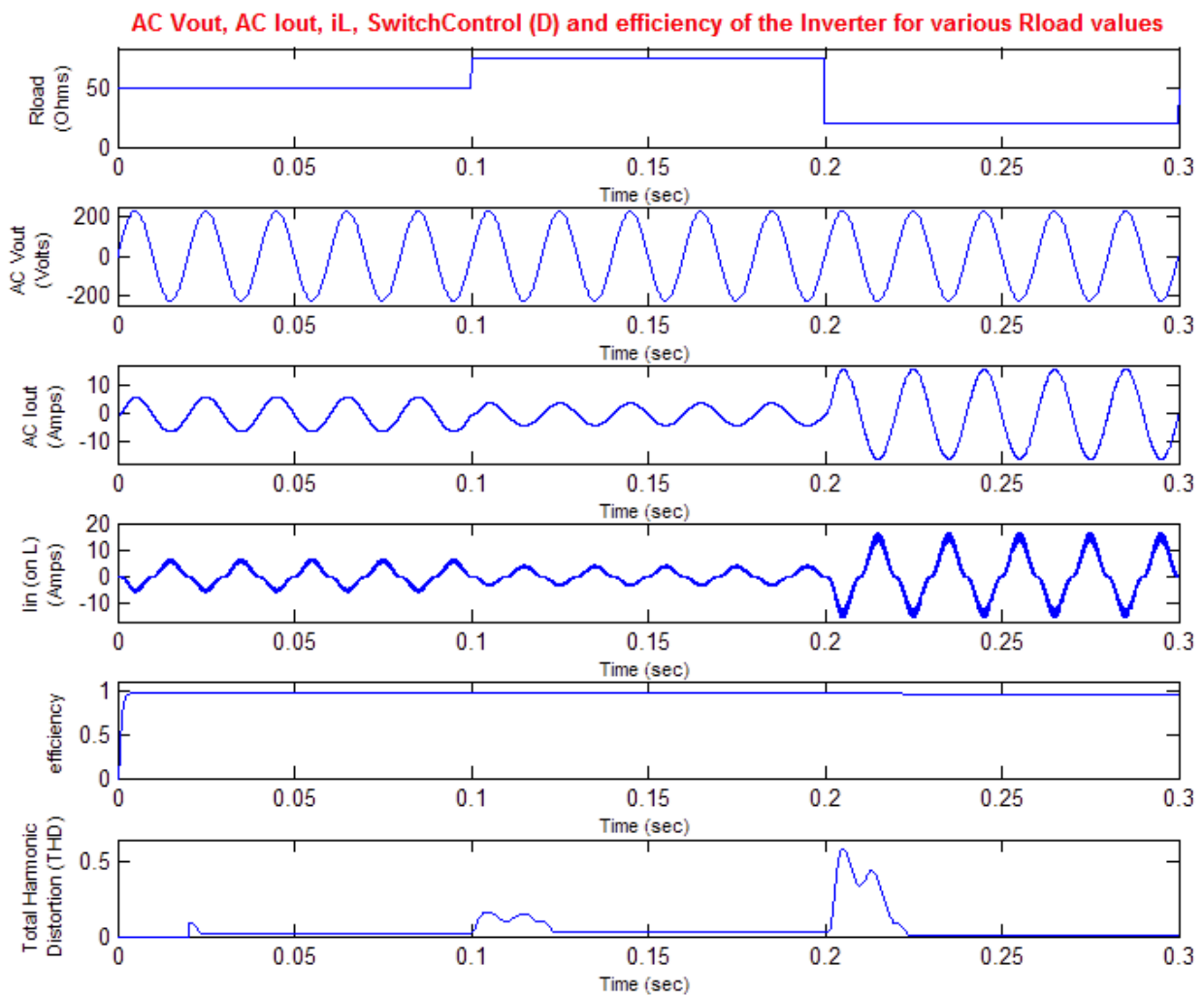
Το κομμάτι του κυκλώματος που είναι τονισμένο με κόκκινο χρώμα συμβολίζει όπως και προηγουμένως το κύκλωμα ελέγχου. Με πράσινο χρώμα τονίζεται το διακοπτικό κύκλωμα που σε αντίθεση με το αντίστοιχο προηγούμενο τώρα παρουσιάζει αναλογική συμπεριφορά. Το τονισμένο με μπλε χρώμα block (Controller Filter) που τροφοδοτεί τον FLC αποκόπτει από το σήμα $i_{ref} - i_L$ την υψίσυχνη συνιστώσα που προκαλεί το block της γεννήτριας (Generator). Όλο το υπόλοιπο κύκλωμα έχει παραμείνει το ίδιο. Οι τιμές της εξόδου του ελεγκτή κυμαίνονται από 0 έως 1, με το 0 να συμβολίζει την κατάσταση αποκοπής και το 1 την κατάσταση κορεσμού.

Η νέα αυτή σχεδίαση η οποία στηρίζεται αποκλειστικά στον FLC για την οδήγηση των IGBT τρανζίστορ κάνει τη συχνότητα εναλλαγής f_s μεταξύ των καταστάσεων να είναι η μικρότερη δυνατή δηλαδή όμοια με αυτήν της τάσεως του ηλεκτρικού δικτύου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την γρήγορη άντληση της ενέργειας του πηνίου και την αδυναμία διατήρησης του ρεύματος εξόδου στο επιθυμητό επίπεδο. Για το λόγο αυτό, προστέθηκε στο κύκλωμα ένα κατάλληλο block (Generator) που προκαλεί μια εξαναγκασμένη ταλάντωση σταθερής συχνότητας και με πλάτος ταλάντωσης το 25 % του εύρους ελέγχου του FLC. Η f_s επιλέχθηκε να είναι όμοια με αυτή των προηγούμενων κυκλωμάτων ώστε η εξομοιούμενη υστέρηση να βρίσκεται κοντά στην φυσική χρονική σταθερά του κυκλώματος. Το πλάτος της εξαναγκασμένης ταλάντωσης μπορεί να φτάσει έως και το 100 % του εύρους ελέγχου του FLC, έτσι ώστε η γεννήτρια και ο ελεγκτής να συνεισφέρουν καθένα ξεχωριστά το 50 % του προκύπτοντος σήματος ελέγχου. Το πλάτος της ταλάντωσης σχετίζεται με τα ηλεκτρονικά χαρακτηριστικά του πηνίου και είναι τόσο ψηλό όσο απαιτούν οι συνθήκες λειτουργίας του.

Στη νέα σχεδίαση ο FLC είναι τροποποιημένος έτσι ώστε το σήμα της εξόδου του αθροιζόμενο με αυτό της γεννήτριας να ενισχύει ή να μετριάξει το σήμα οδήγησης των τρανζίστορ, επηρεάζοντας έτσι τη χρονική στιγμή της μετάβασής τους από την μια κατάσταση στην άλλη. Συνεπώς, οι εντολές του FLC προκαλούν ταλαντώσεις τέτοιες που αθροιζόμενες με αυτές της γεννήτριας να διαμορφώνουν μια κυματομορφή παρόμοια με αυτή που δημιουργεί η PWM τεχνική. Η κύρια διαφορά έγκειται στο ότι αυτή η κυματομορφή θα αποτελείται από πιο ομαλές μεταβάσεις μεταξύ των δύο οριακών καταστάσεων. Η τελική τιμή των δύο αθροιζόμενων σημάτων, δηλαδή η τελική εντολή οδήγησης αποτελεί μια διαφορετική έκφραση του μέσου όρου του D , όπως αυτό ορίστηκε στις προηγούμενες παραγράφους.

Αν και ο συγκεκριμένος σχεδιασμός και το μοντέλο του κυκλώματος είναι αρκετά γενικευμένα, η αρχή της προτεινόμενης σχεδίασης μπορεί να εφαρμοστεί σε μια πραγματική υλοποίηση. Στο σχήμα 6.37 παρατίθενται οι κυματομορφές του τροποποιημένου κυκλώματος που στηρίζεται

στην αναλογική οδήγηση των τρανζίστορ. Όπως είναι αναμενόμενο, το ρεύμα του πηνίου πλέον παρουσιάζει μικρότερες διακυμάνσεις και η ολική αρμονική παραμόρφωση είναι πολύ μικρότερη και συγκεκριμένα της τάξης του **0.369 %**. Η τιμή του μετρούμενου THD της προσομοίωσης δεν είναι αντιπροσωπευτική ενός πραγματικού κυκλώματος αλλά χρησιμοποιείται ενδεικτικά ως συγκριτικό μέγεθος μεταξύ των διαφορετικών προτεινόμενων σχεδιαστικών εκδοχών του αντιστροφέα.



Σχήμα 6.37 : Κυματομορφές του ρεύματος εξόδου, του ρεύματος του πηνίου, της απόδοσης και της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ελεγχόμενου από FLC inverter για διάφορες τιμές του διασυνδεδεμένου φορτίου R_{load} .

Να σημειωθεί τέλος πως μια τέταρτη σχεδιαστική εκδοχή στηρίζεται στην αντικατάσταση του συγκριτή υστέρησης (HC) με έναν ελεγκτή FLC ο οποίος οδηγεί το διακοπτικό κύκλωμα του αντιστροφέα κάνοντας χρήση της PWM τεχνικής. Παράδειγμα αντικατάστασης του συγκριτή υστέρησης με ένα block παραγωγής PWM παλμών παρουσιάζεται στο τονισμένο με πράσινο χρώμα μέρος του κυκλώματος του σχήματος 6.11. Τέλος, ως παράδειγμα οδήγησης αυτού του block μέσω ενός FLC μπορεί να αναφερθεί το κύκλωμα του σχήματος 6.14. Η παράγραφος 6.1.3 που προηγήθηκε αποτελεί ένα καλό ανάλογο των όσων θα ισχύουν σε μια τέτοια περίπτωση.

6.1.6. Διαιρέτης (ή κατανεμητής) DC Ισχύος

Ο διαιρέτης ισχύος είναι ένα από τα σημαντικότερα κυκλώματα ηλεκτρονικών που αναπτύσσονται για τον έλεγχο και τη διατήρηση της ευστάθειας του υβριδικού συστήματος της παρούσας εργασίας. Συνολικά προβλέπεται να χρησιμοποιηθεί 1 συσκευή η οποία θα ελέγχει την παροχή ισχύος των 2 ανανεώσιμων πηγών ενέργειας (ΑΠΕ) των οποίων η συμπεριφορά δεν είναι προβλέψιμη. Αυτές είναι η ανεμογεννήτρια και η συστοιχία φωτοβολταϊκών στοιχείων των οποίων η διαθέσιμη ισχύς εξαρτάται από τις καιρικές συνθήκες, δηλαδή ποικίλει ανάλογα με το αιολικό δυναμικό και την ηλιοφάνεια αντίστοιχα. Η τρίτη πηγή, δηλαδή η συστοιχία κυψελών καυσίμου θα λειτουργεί απολύτως ελεγχόμενα και μόνο επικουρικά, δηλαδή μόνο εφόσον η διαθέσιμη ισχύς των άλλων δύο πηγών δεν επαρκεί, ενώ η έξοδός της δεν θα συνδέεται με το ηλεκτρικό δίκτυο. Ο λεπτομερής τρόπος συνδεσμολογίας όλων των απαραίτητων ηλεκτρονικών ισχύος που αναπτύσσονται στην παρούσα ενότητα περιγράφεται με σαφήνεια στο 10^ο Κεφάλαιο.

Αν και στη παγκόσμια βιβλιογραφία έχουν αναπτυχθεί αρκετές διαφορετικές τοπολογίες υβριδικών συστημάτων στις οποίες θεωρείται θεμιτός ο παραλληλισμός των εξόδων των πηγών μέσω των αντίστοιχων μετατροπέων, τεχνικά είθισται να αποφεύγεται μια τέτοιου είδους πρακτική και ειδικότερα όταν η ονομαστική ισχύς και οι μετατροπείς των συσχετισμένων πηγών διαφέρουν αρκετά μεταξύ τους. Ο παραλληλισμός των εξόδων των DC-DC μετατροπέων είναι γενικά εφικτός αλλά συνήθως αποδίδει καλύτερα όταν οι ηλεκτρικές ιδιότητες (όπως αντίσταση εξόδου, κυμάτωση τάσης, αρμονικό περιεχόμενο) των δύο καναλιών είναι παραπλήσιες και τουλάχιστον μια εκ των δύο πηγών παρουσιάζει προβλέψιμη συμπεριφορά. Ο κατανεμητής ισχύος που παρουσιάζεται σε αυτή την παράγραφο αντιπροτείνεται ως μια ικανοποιητική λύση στη γενική περίπτωση που ο σχεδιασμός μιας εναλλακτικής φαντάζει σύνθετος και δαπανηρός.

Έτσι, στόχος του κατανεμητή είναι, αφενός να φροντίζει ώστε η διανομή της ισχύος προς το κοινό φορτίο (που συνδέεται στο υβριδικό σύστημα) να γίνεται με τρόπο που να αποφεύγεται η παράλληλη σύνδεση των εξόδων των αντίστοιχων DC-DC μετατροπέων και αφετέρου να αξιοποιούνται στο ίδιο ποσοστό οι δύο πηγές. Θεωρώντας λοιπόν ότι η συνολική διαθέσιμη ισχύς των δύο πηγών υπερεπαρκεί για να τροφοδοτήσει τα συνδεδεμένα φορτία, και ότι οι δύο πηγές δεν αποδίδουν ακριβώς την ίδια ισχύ, τίθεται το ζήτημα εύρεσης μεθόδου βάσει της οποίας έκαστη πηγή θα επιβαρυνθεί σε ποσοστό φόρτου τέτοιο που να αναλογεί στο βαθμό συνεισφοράς της στη συνολικά παραγόμενη ισχύ.

Αν για παράδειγμα, μια δεδομένη στιγμή, η ανεμογεννήτρια παράγει $P_{avail.1} = 20 \text{ kW}$ και η συστοιχία των φωτοβολταϊκών παράγει $P_{avail.2} = 10 \text{ kW}$, τότε η συνολικά διαθέσιμη ισχύς είναι

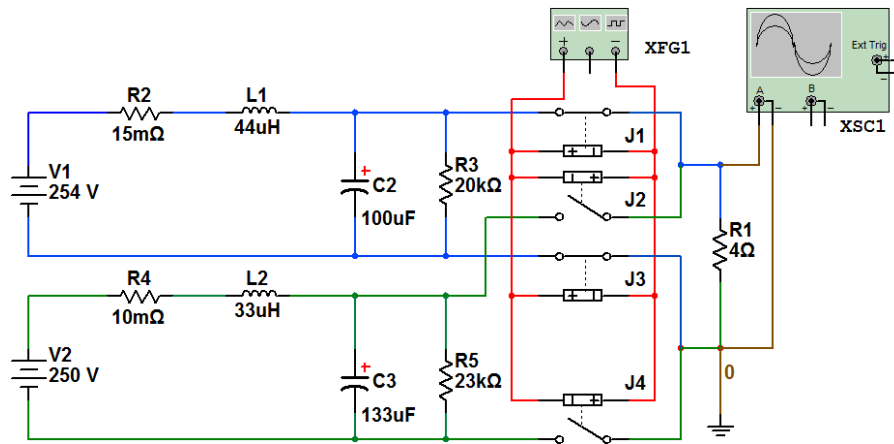
το άθροισμά τους, δηλαδή $P_{avail.} = P_{avail.1} + P_{avail.2} = 30 \text{ kW}$ και ο **βαθμός συνεισφοράς** της καθεμίας είναι αντίστοιχα : $n_{contr.1} = P_{avail.1} / P_{avail.} = 2/3$ και $n_{contr.2} = P_{avail.2} / P_{avail.} = 1/3$. Έστω τώρα ότι το συνολικό φορτίο είναι $R_{load} = 4 \Omega$. Τότε, λαμβάνοντας ως δεδομένο το ότι η τάση εξόδου των DC/DC μετατροπέων των πηγών είναι κοινή (252 V) έστω V, το συνολικό απαιτούμενο ρεύμα $I_{demanded}$ θα είναι $I_{demanded} = I_{demanded.1} + I_{demanded.2} = V / R_{load}$ και αντίστοιχα η απαιτούμενη ισχύς $P_{demanded} = P_{demanded.1} + P_{demanded.2} = V^2 / R_{load} = 15.88 \text{ kW}$. Το **ποσοστό φόρτου** n_{load} έκαστης πηγής ορίζεται τότε ως το κλάσμα της απαιτούμενης ισχύος προς την παραγόμενη ισχύ της, δηλαδή $n_{load.1} = P_{demanded.1} / P_{avail.1}$ και $n_{load.2} = P_{demanded.2} / P_{avail.2}$. Για να ισχύει λοιπόν ότι $n_{load.1} = n_{load.2}$ πρέπει να είναι $P_{demanded.1} / P_{avail.1} = P_{demanded.2} / P_{avail.2}$ που μετασχηματίζεται στη σχέση $P_{demanded.1} / P_{demanded.2} = P_{avail.1} / P_{avail.2}$. Άρα $P_{demanded.1} / P_{demanded.2} = n_{contr.1} / n_{contr.2}$ η οποία γράφεται επίσης ως : $I_{demanded.1} / I_{demanded.2} = P_{avail.1} / P_{avail.2} = n_{contr.1} / n_{contr.2}$. (6.22)

Για να επιβαρυνθούν σε ίδιο ποσοστό οι δύο πηγές έτσι ώστε να αξιοποιούνται στον ίδιο βαθμό αρκεί να δημιουργηθεί ένα κύκλωμα που να φροντίζει έτσι ώστε το μέσο ρεύμα που απαιτείται να αποδοθεί προς το R_{load} από τα κυκλώματα των DC-DC μετατροπέων κάθε πηγής να ακολουθεί τη σχέση 6.22. Για το παράδειγμα που χρησιμοποιήθηκε θα πρέπει να είναι $I_{demanded.1} / I_{demanded.2} = 2$. Άρα $I_{demanded} = 3 * I_{demanded.2}$ που συνεπάγεται πως για το παράδειγμα θα πρέπει να είναι $P_{demanded.2} = 5.29 \text{ kW}$ και $P_{demanded.1} = 10.58 \text{ kW}$.

Όταν οι δύο ανανεώσιμες πηγές παράγουν περισσότερη ισχύ από όση απαιτείται, τότε για την πλεονάζουσα ισχύ είναι $P_{surplus} = P_{surplus.1} + P_{surplus.2} = P_{avail.} - P_{demanded}$, ενώ για τις $P_{surplus.1}$, $P_{surplus.2}$ ισχύει η σχέση : $P_{surplus.1} / P_{surplus.2} = n_{contr.2} / n_{contr.1}$. (6.23)

Η πλεονάζουσα ισχύς της ανεμογεννήτριας και της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών αξιοποιείται με το να αποδίδεται στο ηλεκτρικό δίκτυο. Στην περίπτωση ύπαρξης ηλεκτρικού δικτύου ή κάποιου άλλου είδους συσσωρευτή το πραγματικό ποσοστό φόρτου κάθε πηγής είναι 100 %. Το γεγονός του ότι το ηλεκτρικό δίκτυο (ή ο αντίστοιχος συσσωρευτής) μπορεί να απορροφά την πλεονάζουσα ισχύ χωρίς να επιβάλλει κάποιο πρόσθετο περιορισμό στη σχέση (6.23), επιτρέπει την ύπαρξη κυκλώματος που να διαχειρίζεται τα ρεύματα της σχέσης (6.22).

Το διάγραμμα ενός τέτοιου κυκλώματος περιγράφεται στο σχήμα 6.38 (30kWPrDiv.ms10) όπου εικονίζονται οι δύο DC/DC μετατροπείς (με γαλάζιο και πράσινο χρώμα), το κοινό φορτίο $R_{load} = R1$ και το κύκλωμα των διακοπτικών μεταγωγών (κόκκινο χρώμα). Για λόγους απλοποίησης παραλείπεται αρχικά το φορτίο που παρουσιάζεται στη σύνδεση με το ηλ. δίκτυο.



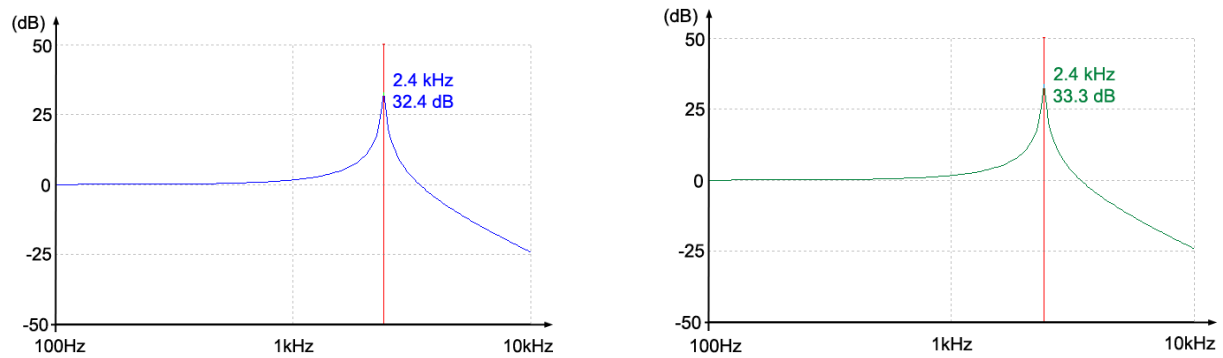
Σχήμα 6.38 : Ηλεκτρονικό κύκλωμα του κατανεμητή ισχύος στο οποίο εξετάζεται η διακοπτική του λειτουργία.

Οι μετατροπείς που χρησιμοποιήθηκαν στο παράδειγμα είναι ίδιας τοπολογίας (ανύψωσης τάσης) και παρόμοιων ηλεκτρικών χαρακτηριστικών με αυτούς που προτάθηκαν για τον έλεγχο των συγκεκριμένων ΑΠΕ. Η απόκλιση των στοιχειωδών R,L,C χαρακτηριστικών τους επιλέχθηκε αυθαίρετα να είναι της τάξης του 30 %, αν και εμπορικές συσκευές με μεγάλη διαφορά στην ονομαστική τους ισχύ ενδέχεται να παρουσιάζουν και μεγαλύτερες αποκλίσεις. Επίσης επιλέχθηκε να παρουσιάζουν απόκλιση 4 V (1.5 %) στην μεταξύ τους παρεχόμενη τάση.

Για να αποδοθεί το απαιτούμενο ρεύμα στο φορτίο $R1$ με μια προκαθορισμένη σχέση μεταξύ των επί μέρους ρευμάτων των μετατροπέων, επιλέγεται να χρησιμοποιηθεί η PWM τεχνική. Αν ως T_s οριστεί η περίοδος μεταξύ των εναλλαγών των μεταγωγών και ως D (duty cycle) οριστεί το ποσοστό του χρόνου για τον οποίο οι μεταγωγείς συνδέουν το φορτίο με τον πρώτο μετατροπέα, τότε ως $1-D$ ορίζεται το κλάσμα του χρόνου για τον οποίο οι μεταγωγείς συνδέουν το φορτίο με τον δεύτερο μετατροπέα. Επίσης ισχύει ότι $I_{demanded,1} / I_{demanded,2} = D / (1-D)$. Άρα, για το κύκλωμα του αρχικού παραδείγματος, η γεννήτρια συχνοτήτων XFG1 θα πρέπει να είναι ρυθμισμένη ώστε $D = 1/3 = 33 \%$. Την αυτόματη ρύθμιση του D , ώστε να διατηρείται κοινό το ποσοστό φόρτου μεταξύ των δύο πηγών, ανεξάρτητα από α) τις αλλαγές στην παραγόμενη ισχύ έκαστης και β) τις τιμές που λαμβάνει το φορτίο, αναλαμβάνει ένας ελεγκτής ασαφούς λογικής του οποίου η συμπεριφορά μελετάται από το Simulink μοντέλο 'Project_PowerDivider.mdl'. Το διάγραμμα του μαθηματικού μοντέλου του ελεγκτή παρατίθεται στο σχήμα 6.44.

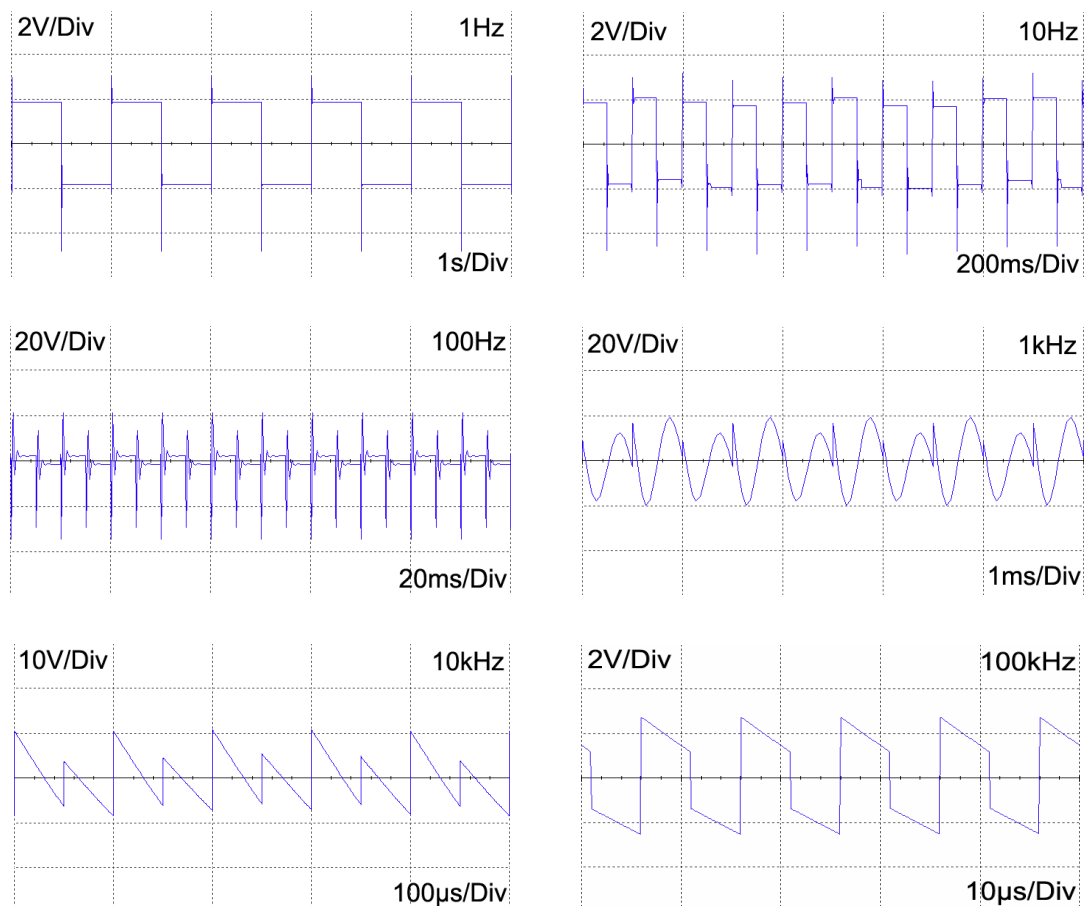
Ένα ζήτημα που τίθεται και πρέπει να εξεταστεί σχετίζεται με τη συμπεριφορά του κυκλώματος σε διάφορες τιμές της συχνότητας μεταγωγής $f_s = 1/T_s$. Όπως φαίνεται και από τα Bode διαγράμματα του σχήματος 6.39 που προέκυψαν από τον Bode Plotter του Multisim, τα κυκλώματα των μετατροπέων συμπεριφέρονται ως βαθυπερατά φίλτρα με ιδιοσυχνότητα και παρόμοια ενίσχυση στα 2.4 kHz. Ταυτόχρονη αύξηση ή μείωση των L,C τιμών ενός εκ των

μετατροπέων κατά μια τάξη μεγέθους, δημιουργεί ίδιας τάξης διαφορά στην ιδιοσυχνότητα, όπως άλλωστε προκύπτει και από τη γνωστή σχέση $f_0 = 1 / 2 * \pi * \sqrt{L * C}$. Η μικρή διαφορά του πλάτους ενίσχυσης, που είναι εμφανής ιδιαίτερα στο σημείο της μέγιστης ενίσχυσης, σχετίζεται με τη διαφορά μεταξύ των εσωτερικών αντιστάσεων των δύο μετατροπέων (R2 και R4).



Σχήμα 6.39 : Διαγράμματα Bode των DC/DC μετατροπέων του σχήματος 6.37 (τηρείται η χρωματική αντιστοιχία).

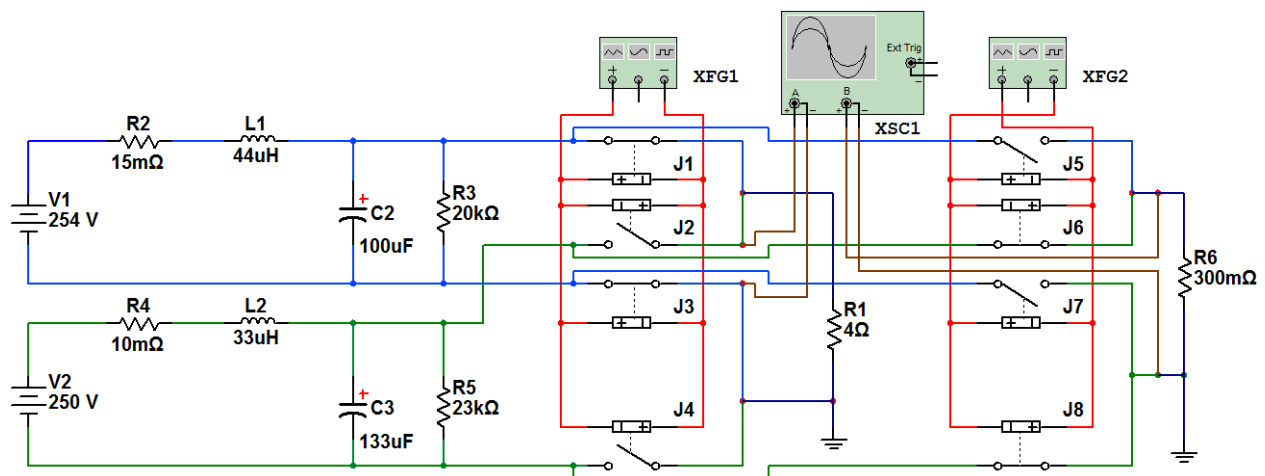
Θέτοντας το κύκλωμα σε λειτουργία και εξετάζοντας μόνο την εναλλασσόμενη συνιστώσα της τάσης που εφαρμόζεται επάνω στο φορτίο, προέκυψαν οι κυματομορφές του σχήματος 6.40.



Σχήμα 6.40 : Κυματομορφές της εναλλασσόμενης συνιστώσας της τάσης στο φορτίο $R_l=4 \Omega$, για διάφορες τιμές της f_s και $D=0.5$.

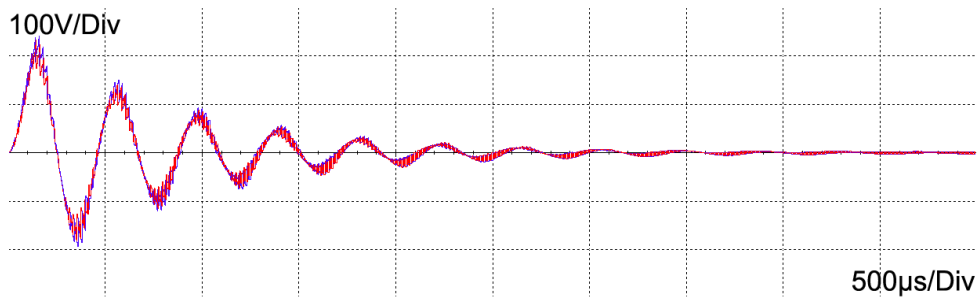
Όπως φαίνεται σε αυτές, οι πολύ χαμηλές συχνότητες δίνουν ικανοποιητικά αποτελέσματα ενώ παρουσιάζουν μικρές υπερυψώσεις και υπερβυθίσεις. Οι μέσες συχνότητες (με «cut-off» frequency από 1.3 kHz έως 3.1 kHz) παρουσιάζουν σημαντική ενίσχυση της εναλλασσόμενης συνιστώσας, ενώ οι υψηλές συχνότητες, εξαλείφουν σταδιακά τις υπερυψώσεις και υπερβυθίσεις προσφέροντας ένα καθαρό σήμα που διατηρεί φυσικά την αρχική DC διαφορά μεταξύ των δύο μετατροπέων (4 V). Τέλος, από μετρήσεις που έγιναν εξετάζοντας τη συμπεριφορά του συστήματος σε διάφορες τιμές του D , παρατηρήθηκε ότι όταν αυτό βρίσκεται σε τιμές πολύ κοντά στο 0.5, η βηματική απόκριση της τάσης εξόδου ισορροπεί γρηγορότερα στο επιθυμητό σημείο απ' ότι όταν το D βρίσκεται κοντά στις ακραίες τιμές 0 και 1. Πιο συγκεκριμένα, για $D = 0.5$ το σύστημα ισορροπεί σε 14 msec, ενώ για $D = 0.05$ ή $D = 0.95$, το σύστημα ισορροπεί σε 32 msec. Σε κάθε περίπτωση πάντως, η απόκριση του συστήματος κρίνεται ιδιαίτερα ικανοποιητική, δεδομένου μάλιστα ότι μετριέται 'εν κενώ', δηλαδή χωρίς φορτίο. Το ίδιο ικανοποιητικά ήταν και τα αποτελέσματα των μετρήσεων στο διαμοιρασμό των DC ρευμάτων.

Στο σχήμα του κυκλώματος 6.38 θεωρήθηκε ότι οι ανοιχτοί διακόπτες μετάγουν το πλεονάζον ρεύμα προς το δίκτυο χωρίς όμως να έχει σχεδιαστεί το αντίστοιχο κύκλωμα ή να έχει εξεταστεί ο τρόπος δράσης του. Στο σχήμα 6.41 παρατίθεται το πλήρες διάγραμμα του κυκλώματος (αρχείο 30kWPrDiv(onGRID).ms10) όπου φαίνονται οι απαραίτητες προσθήκες.

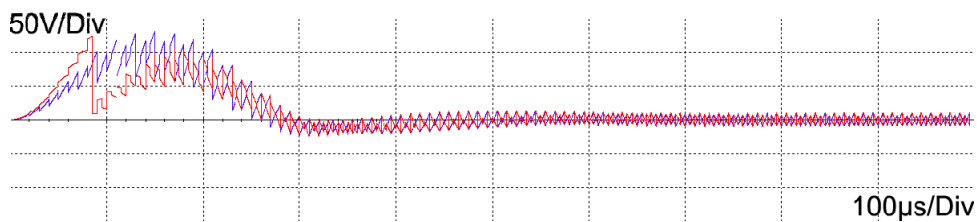


Σχήμα 6.41 : Το πλήρες διάγραμμα του ηλεκτρονικού κυκλώματος του διαιρέτη ισχύος (χωρίς φίλτρα στις εξόδους των converters).

Το φορτίο $R6$ που συμβολίζει την εσωτερική αντίσταση του ηλεκτρικού δικτύου συνήθως παρουσιάζει πολύ χαμηλές τιμές αντίστασης, της τάξης των 0.3 Ω. Η χαμηλή αυτή τιμή εξασφαλίζει ότι η περίσσεια ρεύματος (δηλαδή η πλεονάζουσα ισχύς των πηγών) θα τυγχάνει πάντα αξιοποίησης, ακόμα και για πολύ χαμηλές τιμές του συνδεδεμένου φορτίου $R1$.



Σχήμα 6.42 : Βηματική απόκριση της τάσης εξόδου των μετατροπέων του κυκλώματος 6.41 για $R1=R6=4\ \Omega$. Με μοβ χρώμα τονίζεται η κυματομορφή του μετατροπέα που συνδέεται στο φορτίο $R1$ ενώ με κόκκινο χρώμα αυτός που συνδέεται στο $R6$.

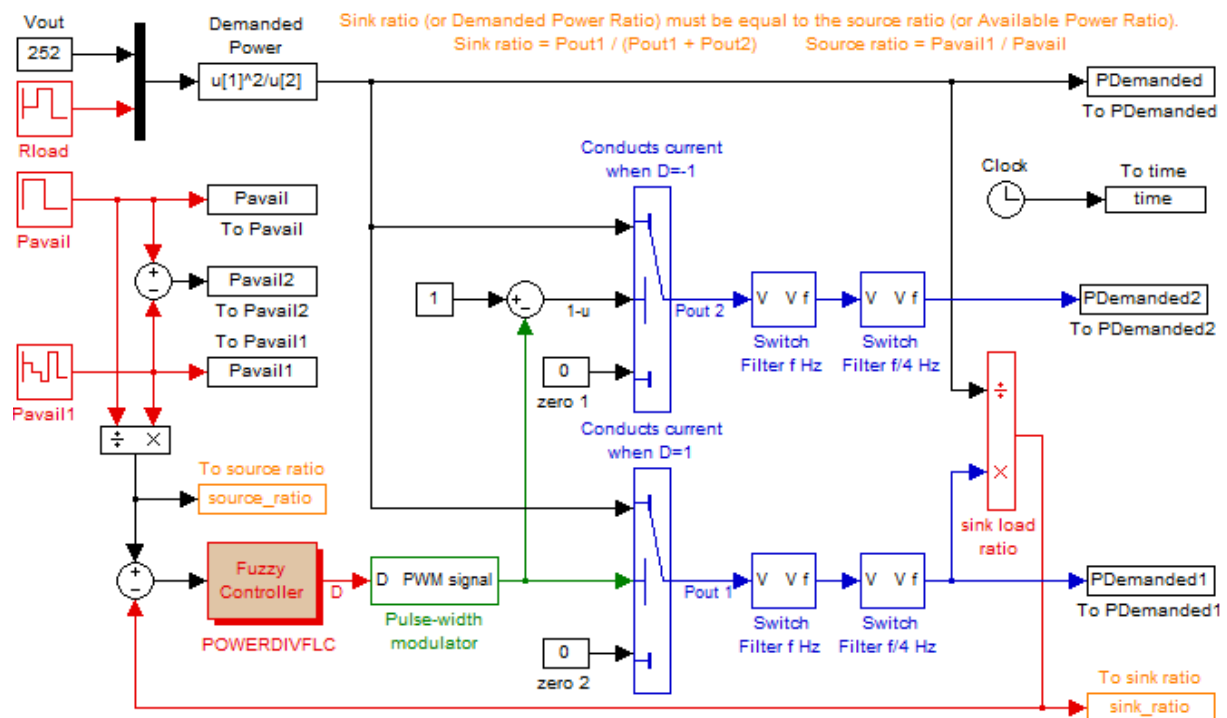


Σχήμα 6.43 : Βηματική απόκριση της τάσης εξόδου των μετατροπέων του κυκλώματος 6.41 για $R1=4\ \Omega$ και $R6=0.3\ \Omega$. Με μοβ χρώμα τονίζεται η κυματομορφή του μετατροπέα που συνδέεται στο φορτίο $R1$ ενώ με κόκκινο χρώμα αυτός που συνδέεται στο $R6$.

Επίσης, η χαμηλή τιμή της αντίστασης του φορτίου όπως φαίνεται και από τη σύγκριση των γραφημάτων των σχημάτων 6.42 και 6.43 όπου παρατίθενται οι βηματικές αποκρίσεις του κυκλώματος του σχήματος 6.41 (κατά το ξεκίνημα της λειτουργίας του) έχει ως αποτέλεσμα την ταχύτερη καταστολή των ταλαντώσεων της εναλλασσόμενης συνιστώσας και στις δύο εξόδους αλλά δυστυχώς προκαλεί παράλληλα την ιδιαίτερη ενίσχυσή του πλάτους της ($18\ V_{pp}$), κάτι που παρατηρείται για όλες τις τιμές του D . Συνεπώς, κρίνεται απαραίτητη η χρήση κατάλληλων βαθυπερατών φίλτρων που να καταστέλλουν τις παρασιτικές συχνότητες γύρω τη διακοπτική συχνότητα f_s η οποία στο συγκεκριμένο παράδειγμα ρυθμίστηκε στα $100\ kHz$. Εξίσου απαραίτητη κρίνεται και η χρήση διόδων power zener (ή TVS diodes) τοποθετημένων παράλληλα στην έξοδο κάθε μετατροπέα καθώς και decoupling διόδων τοποθετημένων σε σειρά με τον θετικό πόλο της εξόδου, για την αποφυγή καταπόνησης των ηλεκτρονικών κατά την εκδήλωση των ανάστροφων τάσεων, βραχυκύκλωσης ή κάποιου είδους αστοχίας.

Σε ότι αφορά σε επίπεδο εξομοίωσης, η τοποθέτηση δύο πυκνωτών χωρητικότητας $450\ \mu F$ και $330\ \mu F$, παράλληλα στις αντιστάσεις $R1$ και $R6$ μπόρεσε να επαναφέρει την στάθμη της εναλλασσόμενης συνιστώσας των τάσεων εξόδου στα επιθυμητά επίπεδα, δηλαδή σε τιμή μικρότερη από $4\ V_{pp}$. Η προσθήκη δύο διόδων ισχύος (όπως η 1N3663) σε σειρά με το θετικό πόλο της εξόδου των μετατροπέων, έριξε την κυμάτωση της τάσης που μετρήθηκε στην $R1$ κάτω από το $1\ V_{pp}$ και αντίστοιχα στην $R6$ στα $2\ V_{pp}$, χωρίς να παρατηρηθεί σημαντική πτώση του

παρεχόμενου ρεύματος. Το κόστος των υλικών για την κατασκευή των δύο φίλτρων ανέρχεται περίπου στα \$150. Οι 4 dual IGBT μεταγωγείς στοιχίζουν περίπου \$240 (FUJI 2MBI100N-060).

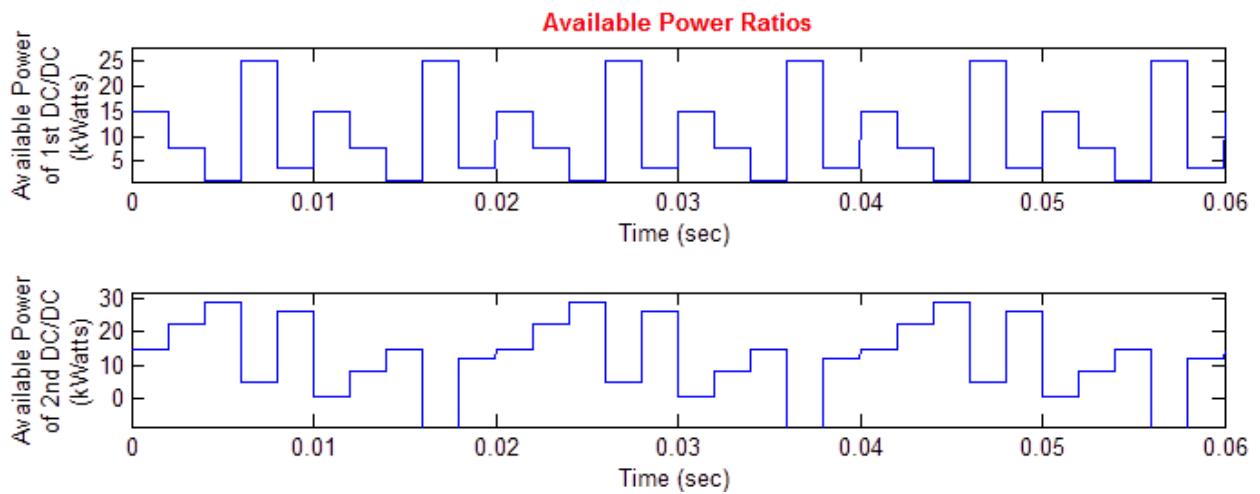


Σχήμα 6.44 : Simulink μοντέλο που εστιάζει στην μελέτη της συμπεριφοράς του ελεγκτικού μηχανισμού (FLC).

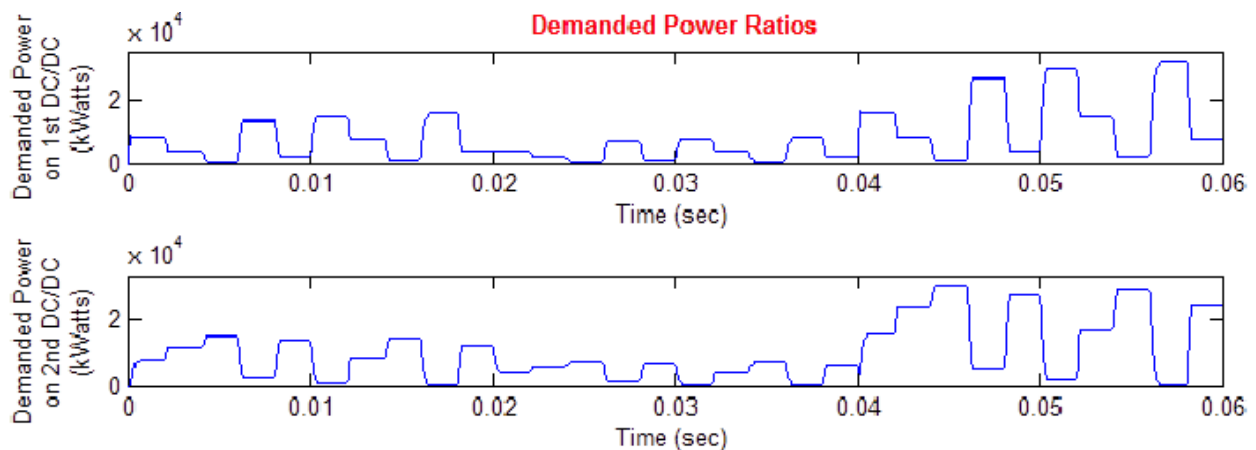
Για να εξεταστεί ο έλεγχος της διακοπτικής λειτουργίας των μεταγωγών δημιουργήθηκε στο Simulink το μοντέλο του σχήματος 6.44. Το κύκλωμα των μεταγωγών με τα φίλτρα τους είναι τονισμένο με μπλε χρώμα, και η γεννήτρια των PWM παλμών με πράσινο χρώμα. Με κόκκινο χρώμα τονίζονται τα blocks που εισάγουν τις μεταβλητές που επηρεάζουν τη διαθέσιμη και απαιτούμενη ισχύ και το block του ελεγκτή ασαφούς λογικής (FUZZY_PowerDiv.fis). Ο ελεγκτής στο εσωτερικό του είναι όμοιος με αυτόν που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.6, δέχεται δηλαδή δύο εισόδους, το σφάλμα και το ρυθμό του σφάλματος. Ως σφάλμα εδώ ορίζεται η διαφορά μεταξύ των λόγων διαθέσιμης και απαιτούμενης ισχύος, δηλαδή είναι $error = source\ ratio - sink\ ratio$. Οι σχεδιαστικές λεπτομέρειες του ελεγκτή παρατίθενται στην αντίστοιχη παράγραφο του `Α Παραρτήματος.

Στα σχήματα 6.45, 6.46 και 6.47 που ακολουθούν παρουσιάζονται οι κυματομορφές που πιστοποιούν την ευσταθή και άμεση ανταπόκριση του ελεγκτή. Όπως φαίνεται και από τα γραφήματα ακόμα και σε απότομες βηματικές αλλαγές της ισχύος, ο ελεγκτής προλαβαίνει να ισορροπήσει στο κατάλληλο D , ταχύτερα απ' ό,τι απαιτούν οι χρονικές σταθερές των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων. Συγκεκριμένα, η πιο αργή αποκατάσταση γίνεται σε $0.8\ msec$, ενώ

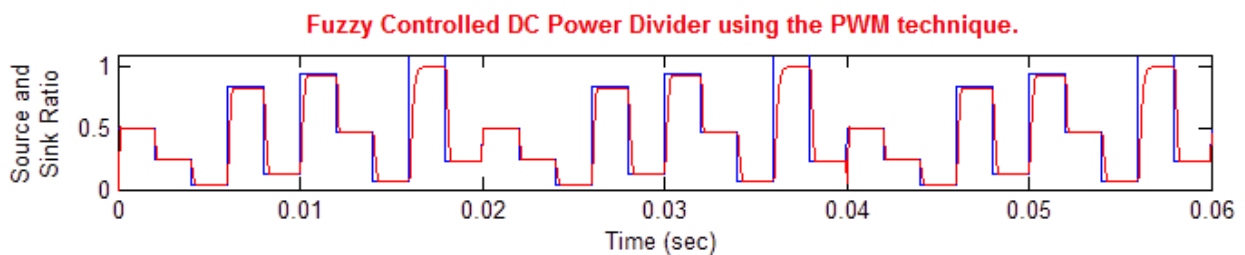
ο αντίστοιχος χρόνος για το κύκλωμα του σχήματος 6.41 μετρήθηκε να είναι 1 msec για αφιλτράριστο και 4 msec για φιλτραρισμένο.



Σχήμα 6.45 : Κυματομορφές της επιμέρους διαθέσιμης ισχύος για τους δύο DC/DC μετατροπείς υπό μελέτη.



Σχήμα 6.46 : Κυματομορφές της επιμέρους απαιτούμενης ισχύος από τους δύο DC/DC μετατροπείς υπό μελέτη.



Σχήμα 6.47 : Πρόοδος της ταύτισης των λόγων του source (μπλε) και sink (κόκκινο) ratio.

Αξιοσημείωτη παρατήρηση αποτελεί το γεγονός ότι η μέγιστη τιμή του sink ratio (κόκκινη κυματομορφή, σχήμα 6.47) διατηρείται στη μονάδα όπως ακριβώς επιβάλλεται σε μια τέτοια περίπτωση, δηλαδή όπως όταν απαιτείται περισσότερη ενέργεια από όση διατίθεται συνολικά.

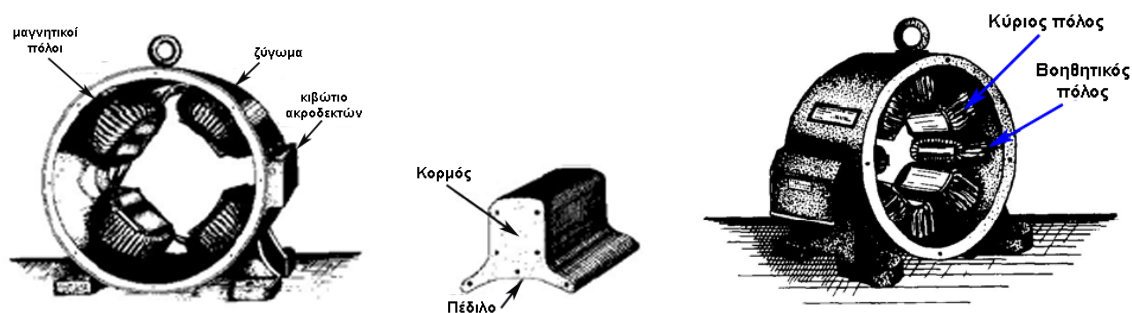
7. ΗΛΕΚΤΡΟΜΗΧΑΝΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ

Πριν την παρουσίαση του τρόπου σχεδίασης των ελεγκτικών μηχανισμών της ανεμογεννήτριας της εργασίας, προηγείται η παράθεση των ηλεκτρικών και μηχανικών χαρακτηριστικών των γεννητριών και των μαθηματικών τύπων που θα χρησιμοποιηθούν για την περαιτέρω μελέτη.

7.1. ΓΕΝΝΗΤΡΙΕΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

7.1.1. Γεννήτριες Συνεχούς Ρεύματος

Μια γεννήτρια (μηχανή-δυναμό) συνεχούς ρεύματος αποτελείται από ένα ακίνητο τμήμα που λέγεται **στάτης** (ή στάτορας) και ένα κινητό που λέγεται **δρομέας** (ή ρότορας, ή οπλισμός). Ο στάτης αποτελείται από το ζύγωμα, τους μαγνητικούς πόλους, τους βοηθητικούς πόλους, τον ψηκτροφορέα με τις ψήκτρες και τα δύο καλύμματα. Το **ζύγωμα** αποτελεί τον κορμό της μηχανής και ενώνει μηχανικά και μαγνητικά τους μαγνητικούς πόλους. Έχει κυλινδρικό σχήμα και αποτελεί τη βάση στήριξης της μηχανής στο κάτω μέρος. Κατασκευάζεται από χυτοχάλυβα ή ελατό σίδηρο.



Σχήμα 7.1 : Στα αριστερά διακρίνεται το ζύγωμα και οι μαγνητικοί πόλοι του στάτη. Στη μέση του σχήματος παρατίθεται το σχέδιο ενός πυρήνα μαγνητικού πόλου και στα δεξιά το ζύγωμα τετραπολικής μηχανής με τους κύριους και βοηθητικούς πόλους.

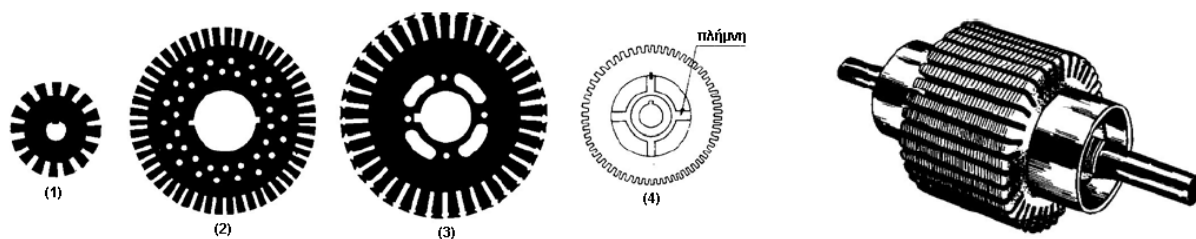
Οι **μαγνητικοί πόλοι** δίνουν την απαραίτητη μαγνητική ροή στο διάκενο ανάμεσα στα πέδιλά τους και το επαγωγικό τύμπανο. Κάθε πόλος αποτελείται από τον πυρήνα και το τύλιγμά του, που είναι μονωμένα μεταξύ τους. Ο **πυρήνας** συγκροτείται από μονωμένα ειδικά ελάσματα σιδήρου. Το πλατύτερο μέρος τοποθετείται προς το μέρος του επαγωγικού τύμπανου και λέγεται **πέδιλο**. Ο βασικός σκοπός του είναι να οδηγεί τη ροή σε ένα μεγαλύτερο μέρος της περιφέρειας του δρομέα και να υποβαστάζει το τύλιγμα του πόλου. Το **τύλιγμα** κάθε πόλου αποτελείται από πολλές σπείρας χάλκινου μονωμένου σύρματος που τυλίγονται γύρω από τον πυρήνα κάθε πόλου τυλιγμένες με βαμβακερή ταινία και εμβαπτισμένες σε μονωτικό βερνίκι. Τα άκρα του τυλίγματος μένουν ελεύθερα για την ηλεκτρική του σύνδεση. Το σύνολο των τυλιγμάτων των μαγνητικών πόλων λέγεται **τύλιγμα διέγερσης** της μηχανής. Σε πολλές μηχανές συνεχούς ρεύματος υπάρχουν δύο τυλίγματα σε κάθε πόλο, το καθένα ανεξάρτητο από το άλλο. Τότε το

ένα τύλιγμα αποτελείται από πολλές σπείρες λεπτού σύρματος και λέγεται **παράλληλο τύλιγμα** και το άλλο από λίγες σπείρες χοντρού σύρματος και λέγεται **τύλιγμα σειράς**. Το σύνολο λέγεται **σύνθετο τύλιγμα** και πάντα μένουν ελεύθερα τα άκρα των δύο τυλιγμάτων αφού αυτά τυλιχθούν και μονωθούν.

Ο αριθμός των μαγνητικών πόλων κάθε ηλεκτρικής μηχανής είναι πάντα άρτιος και συνήθως η αναφορά γίνεται σε ‘ζεύγη πόλων’. Οι βοηθητικοί πόλοι τοποθετούνται μεταξύ των κύριων πόλων και χρησιμεύουν στην αποφυγή των σπινθηρισμών του συλλέκτη. Η κατασκευή τους είναι ίδια με των κύριων πόλων αλλά είναι μικρότεροι. Τα τυλίγματά τους αποτελούνται από λίγες σπείρες χοντρού σύρματος και συνδέονται σε σειρά με το τύλιγμα επαγωγικού τύμπανου.

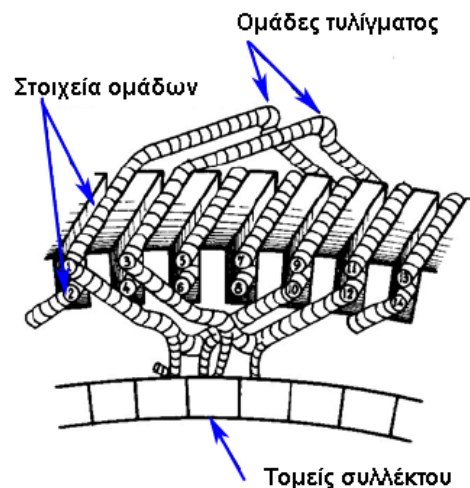
Ο ψηκτροφορέας αποτελείται από σιδερένιο δακτύλιο, τους βραχίονες των ψηκτροθηκών και τις ψηκτροθήκες. Οι ψήκτρες κατασκευάζονται από σκληρό άνθρακα, από γραφίτη ή από μίγμα άνθρακα και χαλκού. Στο ένα άκρο της ψήκτρας στερεώνεται ευλύγιστο χάλκινο σύρμα για να οδηγεί το ηλεκτρικό ρεύμα στην ψηκτροθήκη και από εκεί στον αγωγό που την συνδέει με έναν από τους ακροδέκτες της μηχανής. Οι ψήκτρες πιέζονται στον συλλέκτη με μικρά ελατήρια που βρίσκονται στις ψηκτροθήκες. Τα **καλύμματα** του στάτη στερεώνονται με βίδες στο ζύγωμα και χρησιμεύουν στην υποστήριξη του άξονα του δρομέα και του ψηκτροφορέα και στην προφύλαξη του εσωτερικού της μηχανής.

Ο δρομέας αποτελείται από τον άξονα, το επαγωγικό τύμπανο, τον συλλέκτη και τον ανεμιστήρα. Ο άξονας του δρομέα έχει στερεωμένα επάνω του το επαγωγικό τύμπανο (πυρήνα και τύλιγμα), τον συλλέκτη και τον ανεμιστήρα, τα οποία στρέφονται πάντα μαζί του. Ο πυρήνας του επαγωγικού τύμπανου παρέχει ένα δρόμο μικρής μαγνητικής αντίστασης για να περνούν οι μαγνητικές γραμμές του πεδίου των πόλων και φέρει το τύλιγμα του τύμπανου. Κατασκευάζεται από πολλά μαγνητικά ελάσματα των μορφών που παρουσιάζονται στα αριστερά του σχήματος 7.2. Η τελική μορφή του πυρήνα μιας μηχανής μικρής σχετικά ισχύος φαίνεται στα δεξιά του σχήματος 7.2.



Σχήμα 7.2 : Αριστερά : Διάφοροι τύποι σιδερο-μαγνητικών ελασμάτων για την κατασκευή του πυρήνα του επαγωγικού τύμπανου.
Δεξιά : Τελική μορφή του πυρήνα του επαγωγικού τύμπανου για μηχανή μικρής σχετικά ισχύος.

Το τύλιγμα του επαγωγικού τύμπανου κατασκευάζεται από μονωμένο χάλκινο αγωγό κυκλικής ή ορθογωνικής διατομής για μηχανές μικρής και μεγάλης ισχύος αντίστοιχα. Στις μικρές διπολικές μηχανές οι σπείρες τυλίγονται με το χέρι στον πυρήνα αφού τοποθετηθεί στα διάκενα των οδοντώσεων μονωτικό χαρτί. (χειροποίητα τυλίγματα). Στις μεγαλύτερες μηχανές οι σπείρες διαμορφώνονται πρώτα σε ομάδες σε ειδικά καλούπια και μετά τοποθετούνται στα διάκενα των οδοντώσεων. Στο σχήμα 7.3 φαίνεται η τοποθέτηση των στοιχείων των ομάδων στις οδοντώσεις.



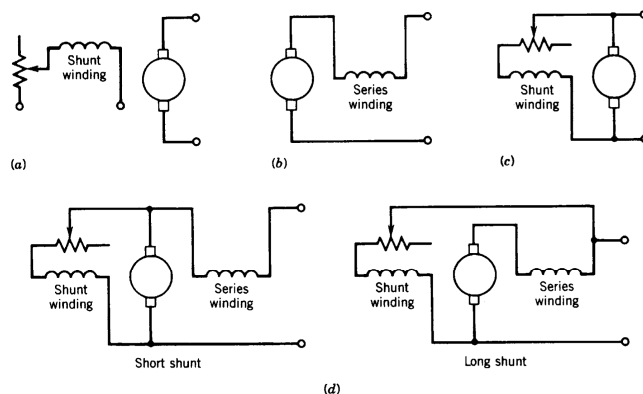
Σχήμα 7.3 : Τοποθέτηση στοιχείων ομάδων στις κατάλληλες οδοντώσεις.

Ο **συλλέκτης** κατασκευάζεται από πολλά χάλκινα ελάσματα κατάλληλα διαμορφωμένα και λέγονται τομείς συλλέκτη. Αυτά τα ελάσματα συγκρατούνται μεταξύ δύο χαλύβδινων κοίλων κυλινδρικών τμημάτων αφού μονωθούν τόσο μεταξύ τους όσο και προς τα χαλύβδινα τεμάχια συγκράτησης. Ο **ανεμιστήρας** στερεώνεται στον άξονα και κατά την περιστροφή δημιουργεί ρεύμα αέρα που εισάγεται στη μηχανή από το άνοιγμα του ενός καλύμματος και εξάγεται από το άνοιγμα του άλλου, ψύχοντας το εσωτερικό της μηχανής.

Το τύλιγμα διέγερσης (μαγνητικών πόλων) της γεννήτριας τροφοδοτείται είτε από ξένη πηγή (συνεχούς ρεύματος) είτε από την ίδια τη γεννήτρια. Ανάλογα με τον τρόπο με τον οποίο συνδέεται το τύλιγμα διέγερσης με το τύλιγμα του επαγωγικού τύμπανου, οι γεννήτριες διακρίνονται σε τέσσερις κατηγορίες :

- Γεννήτριες **ξένης διέγερσης** (*separated excitation*)
- Γεννήτριες **παράλληλης διέγερσης** (*shunt excitation*)
- Γεννήτριες με **διέγερση σειράς** (*series excitation*)
- Γεννήτριες **σύνθετης διέγερσης** (*compound excitation*)

Ο τρόπος της ηλεκτρικής σύνδεσης της τροφοδοσίας παρουσιάζεται στο σχήμα 7.4.



Σχήμα 7.4 : Τρόποι σύνδεσης μεταξύ των τυλιγμάτων ρότορα και στάτορα. Τα ηλεκτρικά κυκλώματα *a* έως *d* αντιστοιχούν στις προαναφερθείσες κατηγορίες γεννητριών.

7.1.2. Γεννήτριες Εναλλασσόμενου Ρεύματος

Οι γεννήτριες εναλλασσόμενου ρεύματος είναι δύο ειδών :

- οι σύγχρονες γεννήτριες ή εναλλακτήρες και
- οι ασύγχρονες γεννήτριες

Οι σύγχρονες γεννήτριες παράγουν εναλλασσόμενο ρεύμα σε συχνότητα ανάλογη της ταχύτητας περιστροφής της μηχανής ενώ η διέγερσή τους τροφοδοτείται με συνεχές ρεύμα. Οι ασύγχρονες γεννήτριες παράγουν εναλλασσόμενο ρεύμα του οποίου η συχνότητα είναι ανεξάρτητη της ταχύτητας περιστροφής και η διέγερσή τους τροφοδοτείται με εναλλασσόμενο ρεύμα. Στους σταθμούς παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας χρησιμοποιούνται πάντοτε σύγχρονες γεννήτριες ενώ οι ασύγχρονες χρησιμοποιούνται σπάνια. Στη συνέχεια θα εξετασθούν μόνο οι σύγχρονες γεννήτριες ή εναλλακτήρες.

Από κατασκευαστική άποψη οι εναλλακτήρες διακρίνονται σε δύο κατηγορίες :

- εναλλακτήρες με εξωτερικούς πόλους
- εναλλακτήρες με εσωτερικούς ή περιστρεφόμενους πόλους (στροβιλοεναλλακτήρες)

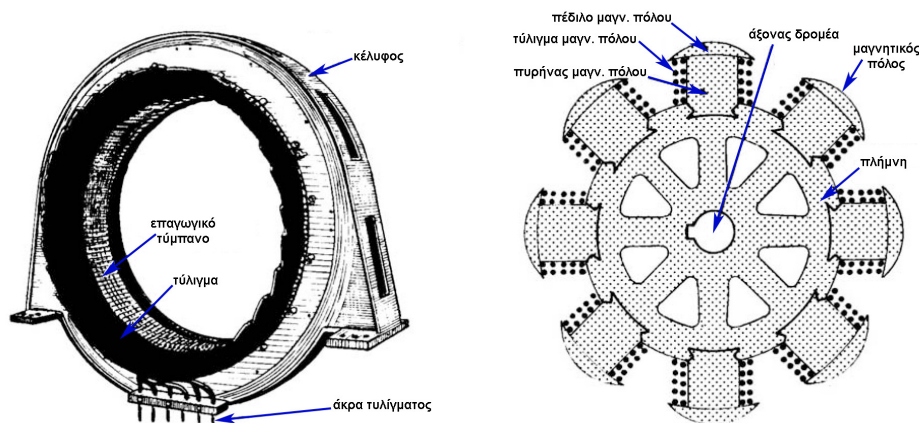
Εναλλακτήρες με εξωτερικούς πόλους

Σε αυτού του τύπου εναλλακτάρων η διέγερση της μηχανής γίνεται από μαγνητικούς πόλους στερεωμένους στο εσωτερικό του ζυγώματος του στάτη, όπως και στις μηχανές συνεχούς ρεύματος. Τα τυλίγματα των πόλων τροφοδοτούνται με συνεχές ρεύμα από πηγή συνεχούς ρεύματος είτε γεννήτρια συνεχούς ρεύματος ή ανορθωτική διάταξη. Ο δρομέας φέρει το επαγωγικό τύμπανο όπως και η μηχανή συνεχούς ρεύματος και το τύλιγμα του τοποθετείται στα αυλάκια του πυρήνα. Αντί συλλέκτη υπάρχουν δακτύλιοι κατασκευασμένοι από ορείχαλκο στερεωμένοι στον άξονα του δρομέα σε αριθμό ίσο με τον αριθμό των φάσεων του εναλλακτάρη

που συνδέονται με το τύλιγμα του επαγωγικού τύμπανου. Στους δακτυλίους εφάπτονται ψήκτρες συνδεδεμένες στο ακίνητο τμήμα της μηχανής που οδηγούν το παραγόμενο ρεύμα έξω από την μηχανή. Βασικά μειονεκτήματα της κατασκευής είναι ότι ολόκληρο το ρεύμα φορτίου πρέπει να περνά από τις ψήκτρες και η ισχυρή καταπόνηση των τυλιγμάτων λόγω περιστροφής τους σε πολύστροφους εναλλακτήρες. Για τους παραπάνω δύο λόγους αυτός ο τύπος εναλλακτήρα κατασκευάζεται μόνο για μικρές τιμές ισχύος και χαμηλή τάση.

Εναλλακτήρες με εσωτερικούς πόλους

Στους εναλλακτήρες αυτού του τύπου το επαγωγικό τύμπανο είναι τοποθετημένο στο ακίνητο μέρος της μηχανής, τον στάτη. Οι μαγνητικοί πόλοι τοποθετούνται ακτινικά στον άξονα του περιστρεφόμενου δρομέα και για τον λόγο αυτό ονομάζονται και εναλλακτήρες με περιστρεφόμενους πόλους. Ο στάτης αποτελείται από εξωτερικό κέλυφος κατασκευασμένο από χαλύβδινα ελάσματα μέσα στο οποίο τοποθετείται το επαγωγικό τύμπανο που αποτελείται από τον πυρήνα και το τύλιγμα. Ο πυρήνας κατασκευάζεται από πολλούς δίσκους ελασμάτων με κατάλληλο σχήμα ώστε να σχηματιστούν τα αυλάκια (όταν τοποθετούνται παράλληλα) μέσα στο οποία εισάγεται το τύλιγμα, τα άκρα του οποίου καταλήγουν απ' ευθείας στους ακροδέκτες χωρίς την παρεμβολή ψηκτρών και δακτυλίων.



Σχήμα 7.5 : Αριστερά : Στάτορας εναλλακτών. Δεξιά : Ρότορας εναλλακτών.

Ο δρομέας των εναλλακτών με εσωτερικούς πόλους φέρει τους μαγνητικούς πόλους στερεωμένους ακτινικά. Στους τριφασικούς εναλλακτήρες των σταθμών παραγωγής οι πυρήνες και τα πέδιλα των πόλων κατασκευάζονται από συμπαγή μαλακό χάλυβα. Το διάκενο με πάχος μερικά χιλιοστά του μέτρου, επιτρέπει την ελεύθερη περιστροφή του δρομέα μέσα στον στάτη. Τα τυλίγματα των πόλων τοποθετούνται στους πυρήνες πριν μπουν τα πέδιλα και συνδέονται μεταξύ τους έτσι ώστε να δημιουργούνται διαδοχικά μαγνητικοί πόλοι με αντίθετη πολικότητα. Τα τυλίγματα των πόλων τροφοδοτούνται με συνεχές ρεύμα από την διεγέρτρια μηχανή

(γεννήτρια συνεχούς ρεύματος) μέσω ψηκτρών και δύο δακτυλίων στερεωμένων στον άξονα του δρομέα. Το ρεύμα αυτό και η τάση του είναι πολύ μικρά σε σχέση με τα αντίστοιχα μεγέθη του επαγωγικού τύμπανου και επομένως η κατασκευή δεν καταπονείται ιδιαίτερα. Η όλη διάταξη είναι κατάλληλη για μηχανές με μικρή σχετικά ταχύτητα περιστροφής και χρησιμοποιούνται σε συστήματα παραγωγής με κινητήρια μηχανή, όπως πχ οι αιολικές, οι υδροστρόβιλοι και οι μηχανές εσωτερικής καύσης.

Συχνότητα και ταχύτητα περιστροφής

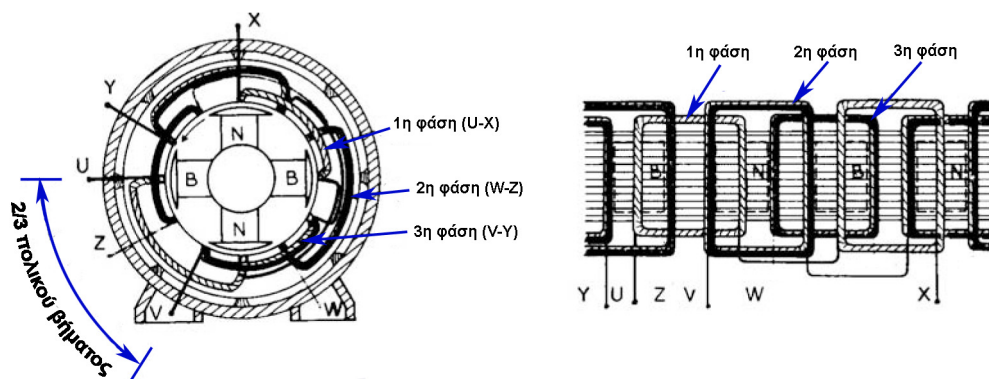
Η συχνότητα f της παραγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης αποδεικνύεται ότι είναι :

$$f = P * w_e / 2 * \pi \quad (7.1)$$

όπου P ο αριθμός των ζευγών των μαγνητικών πόλων και $w_e / 2 * \pi$ ο αριθμός των στροφών του εναλλακτήρα ανά sec.

Τριφασικοί εναλλακτήρες

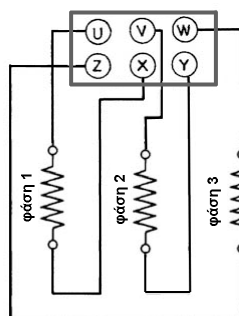
Οι τριφασικοί εναλλακτήρες φέρουν στο επαγωγικό τύμπανο τρία όμοια και ανεξάρτητα μεταξύ τους μονοφασικά τυλίγματα, τις τρεις φάσεις του εναλλακτήρα. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ένας απλός τριφασικός εναλλακτήρας και το ανάπτυγμα του επαγωγικού τύμπανου.



Σχήμα 7.6 : Τριφασικός εναλλακτήρας με ανάπτυγμα τυλίγματος τύμπανου.

Στα τριφασικά τυλίγματα υπάρχουν 6 άκρα, τρεις αρχές U,V,W και τρία πέρατα X,Y,Z. Έτσι το τύλιγμα U-X αποτελεί την πρώτη φάση, το τύλιγμα V-Y την δεύτερη και το W-Z την τρίτη. Οι εναλλασσόμενες ΗΕΔ που αναπτύσσονται στις τρεις φάσεις έχουν το ίδιο μέγεθος (ενεργές τιμές) και την ίδια συχνότητα και λέγονται φασικές ΗΕΔ. Οι φασικές ΗΕΔ έχουν μεταξύ τους φασική μετατόπιση 120 μοιρών. Τα έξι ελεύθερα άκρα της μηχανής συνδέονται στους έξι ακροδέκτες της μηχανής όπως φαίνεται στο σχήμα 7.7. Οι τρεις φάσεις είναι εντελώς ανεξάρτητες μεταξύ τους και το σύστημα που προκύπτει λέγεται ανεξάρτητο τριφασικό

σύστημα. Πρακτικά όμως τα τυλίγματα των τριών φάσεων συνδέονται μεταξύ τους με αποτέλεσμα το συνδεδεμένο τριφασικό σύστημα.

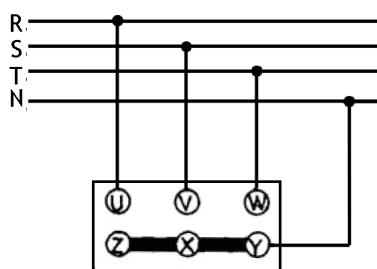


Σχήμα 7.7 : Ανεξάρτητο τριφασικό σύστημα.

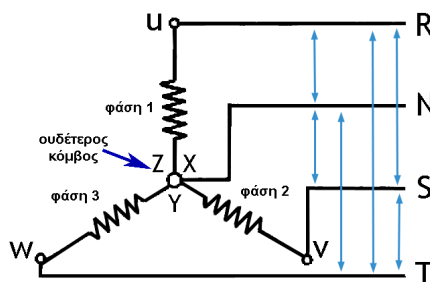
Υπάρχουν δύο τρόποι σύνδεσης των φάσεων, η **σύνδεση σε αστέρα** και η **σύνδεση σε τρίγωνο**. Στην σύνδεση σε αστέρα συνδέονται οι ακροδέκτες Z,X,Y που αποτελούν έτσι τον ουδέτερο κόμβο της μηχανής και οι άλλοι τρεις ακροδέκτες U,V,W συνδέονται στο τριφασικό δίκτυο. Όταν το τριφασικό δίκτυο είναι τεσσάρων αγωγών, ο τέταρτος αγωγός συνδέεται στον ουδέτερο κόμβο της μηχανής. Μεταξύ του ακροδέκτη μιας φάσεως και του ουδέτερου υπάρχει η φασική ΗΕΔ του εναλλακτήρα E_ϕ και μεταξύ δύο φάσεων υπάρχει η πολική ΗΕΔ E_π και ισχύει ότι :

$$E_\pi = \sqrt{3 * E_\phi} = 1.73 * E_\phi \quad (7.2)$$

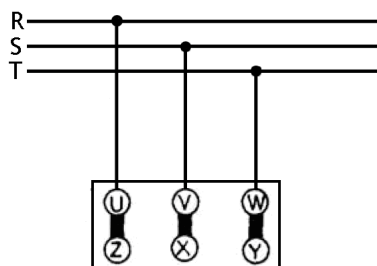
Τριφασικό δίκτυο τεσσάρων αγωγών



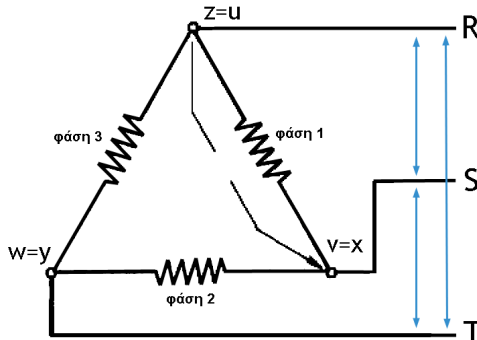
Σύνδεση Αστέρα



Τριφασικό δίκτυο τριών αγωγών



Σύνδεση τριγώνου



Σχήμα 7.8 : Συνδέσεις σε αστέρα και τρίγωνο.

Η **σύνδεση σε τρίγωνο** πραγματοποιείται με σύνδεση των ακροδεκτών των φάσεων έτσι ώστε η Z να συνδέεται με τη U, η W με την Y και η V με την X. Στην περίπτωση αυτή η φασική ΗΕΔ είναι ίση με την πολική ΗΕΔ, δηλαδή $E_{\pi} = E_{\varphi}$. Οι συνδέσεις σε αστέρα και τρίγωνο παρουσιάζονται στο σχήμα 7.8. Η ενεργός τιμή της φασικής ΗΕΔ δίνεται από την σχέση :

$$E_{\varphi} = K * f * w_0 * \Phi(V) \quad (7.3)$$

όπου K σταθερά εξαρτώμενη από το τύλιγμα με τιμές μεταξύ 1.9 έως 3.4, f η συχνότητα της παραγόμενης τάσης, Φ η μαγνητική ροή ανά πόλο (Wb / m^2) και w_0 ο αριθμός των σε σειρά αγωγών του τυλίγματος της φάσης (αριθμός αυλακών επί τον αριθμό των αγωγών ανά αυλάκι).

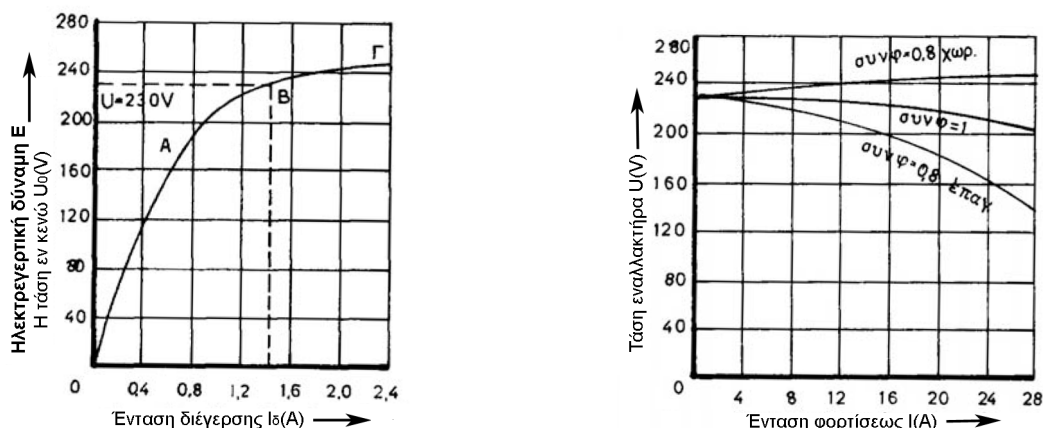
Ρύθμιση τάσης εναλλακτήρα

Η μεταβολή της ΗΕΔ εναλλακτήρα μπορεί να γίνει είτε με μεταβολή της ταχύτητας περιστροφής ή της μαγνητικής ροής Φ σύμφωνα με τον παραπάνω τύπο της ΗΕΔ, ενώ οι άλλες παράμετροι αποκλείονται λόγω του ότι εξαρτώνται από κατασκευαστικά στοιχεία. Η μεταβολή της ταχύτητας στις σύγχρονες γεννήτριες δεν είναι επιτρεπτή αφού έτσι αλλάζει η συχνότητα της παραγόμενης τάσης. Στην περίπτωση που η παραγόμενη τάση δεν καταλήγει απευθείας σε κάποιο σύστημα ανόρθωσης αλλά χρησιμοποιείται για την τροφοδότηση φορτίων που λειτουργούν σε δεδομένη συχνότητα αυτή η τακτική δεν είναι αποδεκτή. Επομένως η μόνη πρακτική δυνατότητα μεταβολής είναι εκείνη της μαγνητικής ροής Φ που εξαρτάται από το ρεύμα διέγερσης. Στους μεγάλους εναλλακτήρες, λόγω του ότι το ρεύμα διέγερσης έχει σημαντικές τιμές η ρύθμιση της διέγερσης δεν γίνεται με ροοστάτη διεγέρσεως στο τύλιγμα της διεγέρτριας μηχανής αλλά με τροφοδοσία του τυλίγματος της διεγέρτριας από άλλη γεννήτρια συνεχούς ρεύματος (τη διεγέρτρια πιλότο).

Η καμπύλη μεταβολής της ΗΕΔ εναλλακτήρα (που είναι η τάση χωρίς φορτίο) όταν μεταβάλλεται η ένταση διέγερσης για σταθερή ταχύτητα περιστροφής λέγεται *χαρακτηριστική στο κενό* ή *στατική χαρακτηριστική* του εναλλακτήρα, και θυμίζει τη χαρακτηριστική κορεσμού των γεννητριών συνεχούς ρεύματος. Σε αυτή τη χαρακτηριστική διακρίνονται δύο τμήματα :

- Η **γραμμική περιοχή** όπου η μαγνητική ροή Φ και κατά συνέπεια η ΗΕΔ είναι ανάλογη του ρεύματος διέγερσης και
- η **περιοχή κορεσμού** όπου σημαντική αύξηση του ρεύματος διέγερσης έχει σαν αποτέλεσμα μικρή μόνο αύξηση της μαγνητικής ροής Φ και κατά συνέπεια μικρή αύξηση της ΗΕΔ.

Στην χαρακτηριστική καμπύλη των εναλλακτών δεν παρατηρείται **περιοχή μόνιμης μαγνήτισης** όπως στους κινητήρες συνεχούς ρεύματος και αυτό διότι η φορά των μαγνητικών γραμμών που διαπερνάνε τους πυρήνες εναλλάσσεται συνεχώς. Οι εναλλακτήρες όπως και οι γεννήτριες συνεχούς ρεύματος κατασκευάζονται ώστε να λειτουργούν στην αρχή της περιοχής κορεσμού στο ονομαστικό σημείο λειτουργίας.



Σχήμα 7.9 : Αριστερά : Στατική χαρακτηριστική ενός εναλλακτήρα. Διακρίνεται η γραμμική περιοχή (το κομμάτι της καμπύλης που ξεκινά από την αρχή των αξόνων και φτάνει έως το Α) και η περιοχή κορεσμού (το κομμάτι της καμπύλης που ξεκινά από το Β και φτάνει έως το Γ). Η περιοχή από το Α έως το Β αποτελεί το 'γόνατο' της καμπύλης, δηλαδή την επιθυμητή περιοχή λειτουργίας της γεννήτριας. Δεξιά : Διάφορες χαρακτηριστικές υπό φορτίο για διαφορετικό είδος φορτίου (διαφορετικός συντελεστή ισχύος (συνφ)).

Λειτουργία υπό φορτίο

Όταν ο εναλλακτήρας λειτουργεί στο κενό με τις ονομαστικές στροφές, η τάση στα άκρα του είναι ίση με την ΗΕΔ και εξαρτάται μόνο από την τιμή της έντασης διέγερσης. Συνδέοντας φορτίο (σύνθετες αντιστάσεις) και κρατώντας σταθερή την διέγερση η τάση του εναλλακτήρα μεταβάλλεται και εξαρτάται εκτός των άλλων και από το είδος του φορτίου (ωμικό, επαγωγικό ή χωρητικό) που εκφράζεται με τον συντελεστή ισχύος του. Έτσι προκύπτουν χαρακτηριστικές υπό φορτίο με μορφή όπως αυτή του γραφήματος που παρατίθεται στα δεξιά του σχήματος 7.9.

Οι σχέσεις τάσεων και ρευμάτων για τις συνδεσμολογίες σε αστέρα και τρίγωνο είναι αντίστοιχα :

$$\underline{\text{Αστέρας}} : U_{\phi} = \frac{U}{1.73} \quad \text{και} \quad I_{\phi} = I \quad \underline{\text{Τρίγωνο}} : U_{\phi} = U \quad \text{και} \quad I_{\phi} = \frac{I}{1.73}$$

Ένα άλλο σημαντικό μέγεθος του εναλλακτήρα είναι η διακύμανση τάσεως από το κενό (U_0) μέχρι το ονομαστικό φορτίο (U_N) που ορίζεται ως :

$$\varepsilon\% = \frac{U_0 - U_N}{U_N} * 100 \quad (7.4)$$

Η ρύθμιση τάσης του εναλλακτήρα όταν μεταβάλλεται το φορτίο του γίνεται πάντα μέσω της έντασης διέγερσης και πραγματοποιείται με αυτόματο ρυθμιστή που προσαρμόζει πάντα την διέγερση ώστε να υπάρχει στην έξοδο η σταθερή ονομαστική τάση. Έτσι, ανάλογα με το είδος του φορτίου ο εναλλακτήρας υπερδιεγείρεται σε επαγωγικά φορτία και υποδιεγείρεται σε χωρητικά φορτία.

Χαρακτηριστικά στοιχεία εναλλακτήρων

Με τη βοήθεια των οργάνων που έχει κάθε εγκατάσταση εναλλακτήρα μπορεί να μετρηθεί κατά την λειτουργία του η πολική τάση U , η ένταση γραμμής I και η πραγματική ισχύς P που αποδίδεται στο δίκτυο. Από τα μεγέθη αυτά μπορεί να υπολογισθεί η φαινόμενη ισχύς S και η άεργος ισχύς Q που παρέχει ο εναλλακτήρας όπως και συντελεστής ισχύος $\cos \varphi$ με τις σχέσεις που ακολουθούν στον πίνακα 7.1. Οι εναλλακτήρες κατασκευάζονται για μια ορισμένη ονομαστική τάση λειτουργίας που δίνεται πάντα από τον κατασκευαστή σαν πολική τάση (π.χ. 380V ή 15kV). Το μέγεθος ενός εναλλακτήρα χαρακτηρίζεται από την ονομαστική του ισχύ που είναι η φαινόμενη ισχύς που ο εναλλακτήρας μπορεί να δίνει συνεχώς στην ονομαστική του τάση χωρίς κίνδυνο καταστροφής των μονώσεών του από υπερθέρμανση.

Πίνακας 7.1 – Σχέσεις υπολογισμού της ισχύος			
	Μονοφασικός εναλλακτήρας	Τριφασικός εναλλακτήρας	Για Μονοφασικό και Τριφασικό εναλλακτήρα
Φαινόμενη Ισχύς (VA)	$S = U * I$	$S = 1.73 * U * I$	$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$ $S = \frac{P}{\cos \varphi}$
Πραγματική Ισχύς (W)	$P = U * I * \cos \varphi$	$P = 1.73 * U * I * \cos \varphi$	$P = \sqrt{S^2 - Q^2}$ $P = S * \cos \varphi$
Άεργος Ισχύς (VAR)	$Q = U * I * \sin \varphi$	$Q = 1.73 * U * I * \sin \varphi$	$Q = \sqrt{S^2 - P^2}$ $Q = S * \sin \varphi$
Συντελεστής Ισχύος	$\cos \varphi = \frac{P}{U * I}$	$\cos \varphi = \frac{P}{1.73 * U * I}$	$\cos \varphi = \frac{P}{S}$

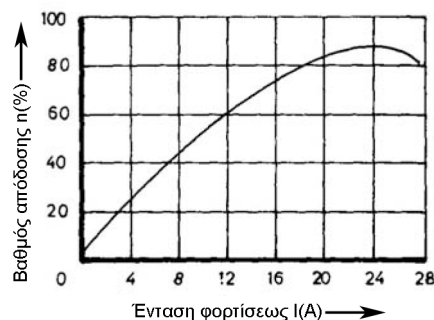
Απώλειες και βαθμός απόδοσης εναλλακτήρα

Οι απώλειες των εναλλακτήρων που λειτουργούν με σταθερή συχνότητα διακρίνονται στις σταθερές απώλειες P_1 που είναι οι μηχανικές απώλειες, οι μαγνητικές απώλειες και οι ηλεκτρικές απώλειες διέγερσης $U_\delta * I_\delta$ που δεν εξαρτώνται από το φορτίο και στις μεταβλητές απώλειες P_2 που είναι οι ηλεκτρικές απώλειες του τυλίγματος στάτη. Αν R είναι η ωμική αντίσταση ανά φάση του τυλίγματος τύμπανου και I η ένταση γραμμής τριφασικού εναλλακτήρα, τότε οι μεταβλητές απώλειες είναι για σύνδεση αστερά : $P_2 = 3 * R * I^2$ και για σύνδεση τριγώνου : $P_2 = R * I^2$

$$\text{Οι συνολικές απώλειες είναι } \sum P = P_1 + P_2 \text{ και ο βαθμός απόδοσης είναι } n = \frac{P}{P + \sum P} \quad (7.5)$$

με P την αποδιδόμενη πραγματική ισχύ στο δίκτυο.

Ο βαθμός απόδοσης είναι μικρότερος της μονάδας και εξαρτάται από το φορτίο του εναλλακτήρα. Η καμπύλη του σχήματος 7.10 δείχνει πως μεταβάλλεται ο βαθμός απόδοσης ενός εναλλακτήρα καθώς μεταβάλλεται το ρεύμα φορτίου του με σταθερό συντελεστή ισχύος. Ο βαθμός απόδοσης μεγιστοποιείται όταν αποδίδει την ονομαστική ένταση με τον ονομαστικό συντελεστή ισχύος και μπορεί να φτάσει έως και 95 % στους μεγάλους εναλλακτήρες.



Σχήμα 7.10 : Μεταβολή βαθμού απόδοσης εναλλακτήρα σε σχέση με την ένταση του ρεύματος που διαπερνά το φορτίο του.

7.1.3. Διαφορές και ομοιότητες γεννητριών συνεχούς και εναλλασσόμενου ρεύματος

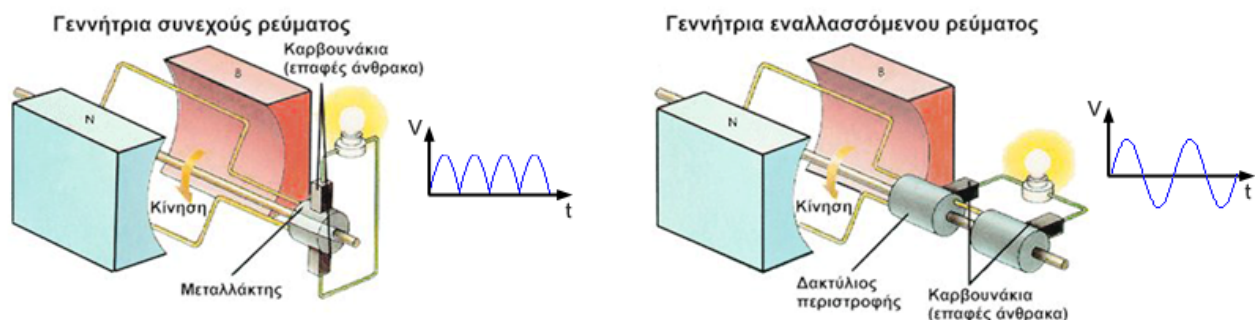
Τόσο στις γεννήτριες συνεχούς όσο και στις γεννήτριες εναλλασσόμενου ρεύματος η επαγόμενη ηλεκτρεγερτική δύναμη (ΗΕΔ) στα άκρα κάθε τυλίγματος, όταν ο ρότορας περιστρέφεται με σταθερή γωνιακή ταχύτητα, παρουσιάζει ημιτονοειδή μορφή. Αυτό συμβαίνει διότι η σταθερή κυκλική κίνηση του πλαισίου μέσα στο μαγνητικό πεδίο προκαλεί την ημιτονοειδή αυξομείωση του πλήθους των μαγνητικών γραμμών που διατρέχουν κάθετα το νοητό επίπεδο των τυλιγμάτων του δρομέα στο πέρασμα του χρόνου. Έτσι, θεωρώντας αρχικά για λόγους απλότητας, ότι ο στάτορας αποτελείται από ένα ζευγάρι πόλων και πως ο δρομέας έχει μόνο ένα τύλιγμα με N σπείρες, από το νόμο του Faraday προκύπτει πως η ΗΕΔ που αναπτύσσεται στα άκρα του δρομέα είναι ίση με :

$$E_a = N * B * A * \omega_e * \sin(\omega_e * t) \quad (7.6)$$

όπου N οι σπείρες του τυλίγματος, B η ένταση του μαγνητικού πεδίου, A η επιφάνεια του πλαισίου, και ω_e η γωνιακή ταχύτητα του δρομέα.

Η κύρια διαφορά μεταξύ των δύο τύπων γεννητριών έγκειται στον τρόπο με τον οποίο συλλέγουν την ηλεκτρική ισχύ, δηλαδή στον τρόπο με τον οποίο είναι κατασκευασμένοι οι συλλέκτες και οι ψήκτρες τους. Οι ψήκτρες στις γεννήτριες συνεχούς ρεύματος έχουν σχεδιαστεί και τοποθετηθεί έτσι ώστε να ανορθώνουν το ρεύμα, προκαλώντας την αλλαγή φοράς της τάσης

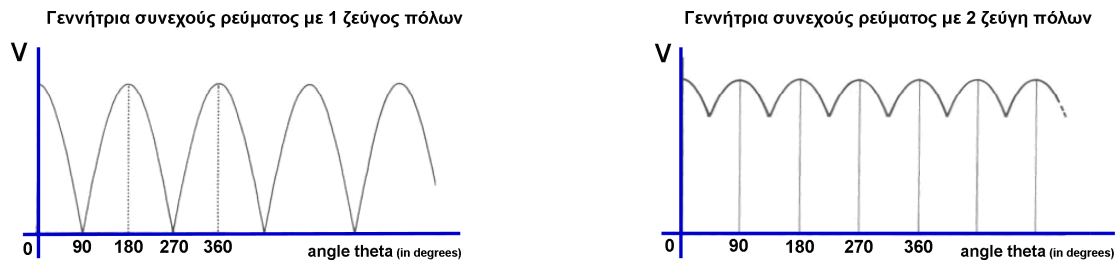
κάθε 180 μοίρες περιστροφής του δρομέα, διατηρώντας με αυτό τον τρόπο την πολικότητα της ληφθείσας τάσης σταθερή και το ρεύμα συνεχές. Το εξάρτημα που φροντίζει για την ανόρθωση της τάσης ονομάζεται **μεταλλάκτης** ή **εναλλάκτης** (*commutator*) και αποτελείται από έναν διχοτομημένο δακτύλιο, πάνω στον οποίο ακουμπούν συνεχώς οι ψήκτρες. Κάθε ένας από τους ημικυλίνδρους του δακτυλίου είναι ηλεκτρικά συνδεδεμένος με ένα από τα δύο άκρα του περιστρεφόμενου τυλίγματος. Το αγωγίμο τμήμα του δακτυλίου, που λόγω της διχοτόμησης λείπει ώστε να γίνεται δυνατή η αλλαγή της πολικότητας, προκαλεί για ένα πολύ μικρό χρονικό διάστημα τη διακοπή της αγωγής του ρεύματος όταν οι ψήκτρες περνούν από πάνω του. Αυτό δεν αποτελεί σημαντικό πρόβλημα διότι συμβαίνει τη χρονική στιγμή που το πλαίσιο του τυλίγματος βρίσκεται παράλληλα στις γραμμές του μαγνητικού πεδίου και συνεπώς δεν χάνεται σημαντικό ποσό ενέργειας. Στις γεννήτριες εναλλασσόμενου ρεύματος, δεν προβλέπεται η χρήση κάποιου εξαρτήματος για να διατηρείται η πολικότητα της τάσης σταθερή και αντί του μεταλλάκτη χρησιμοποιούνται δύο **δακτύλιοι περιστροφής** (slip rings), συνδεδεμένοι ο καθένας με ένα άκρο του τυλίγματος ώστε να εξασφαλίζεται η ηλεκτρική αγωγιμότητα καθ' όλη τη διάρκεια της περιστροφής.



Σχήμα 7.11 : Η διαφορά μεταξύ των δύο τύπων γεννητριών έγκειται στον τρόπο τοποθέτησης των ακροδεκτών συλλογής ρεύματος. Για καλύτερη εποπτεία, το τύλιγμα του ρότορα αποτελείται και στις δύο περιπτώσεις από μια μόνο σπείρα.

Στο σχήμα 7.11 διακρίνονται οι δύο διαφορετικές συνδεσμολογίες του συλλέκτη και των ψηκτρών καθώς και οι μορφές της αναπτυσσόμενης ΗΕΔ σε κάθε περίπτωση. Διατηρώντας όλες τις υπόλοιπες παραμέτρους της εγκατάστασης κοινές, είναι προφανές ότι η μόνη διαφορά έγκειται στην ανορθωμένη μορφή που παρουσιάζει η τάση της γεννήτριας συνεχούς ρεύματος. Στις υλοποιήσεις των πραγματικών γεννητριών συνεχούς ρεύματος, όπου η κυμάτωση του πλάτους της τάσης εξόδου δεν είναι επιθυμητή, κατασκευάζονται μηχανές με πολλαπλά τυλίγματα ή/και ζεύγη μαγνητικών πόλων. Όσα πιο πολλά είναι τα ζεύγη των τυλιγμάτων του ρότορα, δηλαδή όσο πιο πολλά είναι τα ζεύγη των πόλων από τους οποίους αποτελείται, τόσο πιο ομοιόμορφη είναι η τάση εξόδου και τόσο μικρότερος ο παράγοντας της κυμάτωσης που πλησιάζει τη μονάδα $\sin(\omega_e * t) \cong 1$.

Στο σχήμα 7.12 παρουσιάζεται η βελτίωση που παρατηρείται με την προσθήκη μόλις ενός ακόμα ζεύγους πόλων στη γεννήτρια που αναπτύχθηκε παραπάνω. Ακολουθώντας την ίδια τακτική, η προσθήκη περισσότερων ζευγών επιτρέπει, σε συνδυασμό με την τοποθέτηση κατάλληλων χωρητικοτήτων παράλληλα στην έξοδο, την πλήρη εξάλειψη οποιουδήποτε κυματισμού. Έτσι, η εξίσωση που περιγράφει την ΗΕΔ που αναπτύσσεται στα άκρα του δρομέα τελικά γίνεται : $E_a = N * B * A * w_e$.



Σχήμα 7.12 : Βελτίωση κυματομορφής γεννήτριας συνεχούς ρεύματος με εισαγωγή επιπλέον μαγνητικών πόλων.

Ένας άλλος τρόπος αναπαράστασης και υπολογισμού της ΗΕΔ μιας γεννήτριας συνεχούς ρεύματος δίνεται από τη σχέση :

$$E_a = \frac{N * P}{\pi * a} * \Phi * w_e = K_a * \Phi * w_e \quad \text{με} \quad K_a = \frac{N * P}{\pi * a} = \frac{Z * P}{2 * \pi * a} \quad (7.7)$$

όπου

K_a : σταθερά εξαρτώμενη από τα κατασκευαστικά στοιχεία του καλύμματος του οπλισμού,

Φ : η μαγνητική ροή ανά πόλο,

w_e : η γωνιακή ταχύτητα του δρομέα,

N : ο αριθμός των στροφών σε κάθε τύλιγμα (coil) του οπλισμού (armature winding) επί τον αριθμό των τυλιγμάτων (slots),

Z : ο συνολικός αριθμός των αγωγών ($=2 * N$),

P : ο αριθμός των μαγνητικών πόλων και

a : ο αριθμός των παράλληλων διαδρομών ($a=2$ για wave windings, $a=P$ για lap windings).

Η προηγούμενη σχέση δείχνει ότι η παραγόμενη τάση της γεννήτριας (E_a) είναι ανάλογη των στροφών της μηχανής που την περιστρέφει (w_e) και της μαγνητικής ροής ανά πόλο (Φ) η οποία κυρίως εξαρτάται από το ρεύμα διέγερσης της γεννήτριας που διαρρέει το τύλιγμα των μαγνητικών πόλων (i_f). Ένα μέγεθος που χρησιμοποιείται συχνά για τη μέτρηση της γωνιακής ταχύτητας ενός ρότορα μιας γεννήτριας, είναι οι στροφές ανά λεπτό (RPM) και ισχύει η σχέση :

$$RPM = \frac{w_e}{2 * \pi} * \frac{1}{60} \quad (7.8)$$

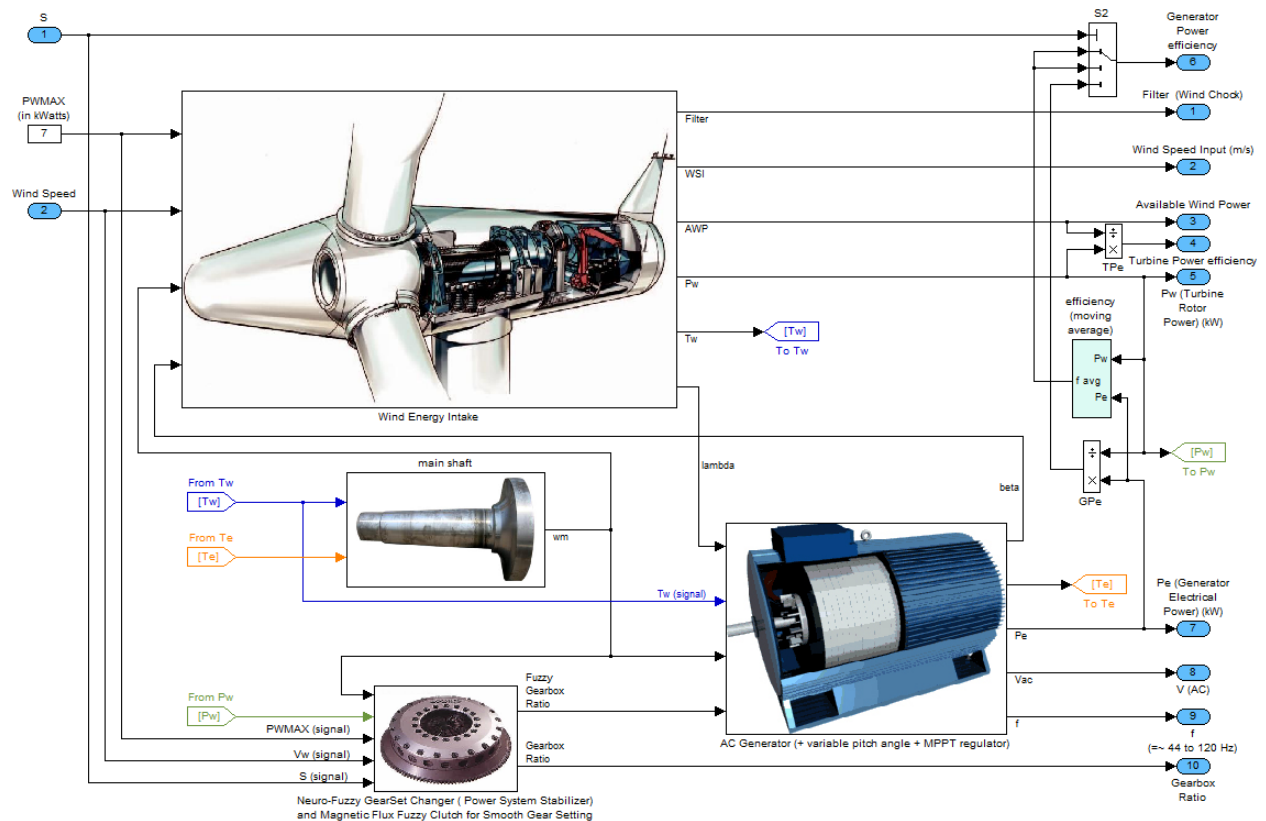
7.2. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΟΝΤΕΛΟΥ

Συστατικά Μέρη

Τα κύρια συστατικά μέρη της ανεμογεννήτριας (Α/Γ) που μοντελοποιήθηκαν είναι τέσσερα :

- το σύστημα συλλογής της αιολικής ενέργειας ,
- το σύστημα μετάδοσης κίνησης (μέσω του κύριου άξονα της Α/Γ),
- το σύστημα του εναλλάκτη ταχυτήτων μαζί με τον συμπλέκτη και
- το σύστημα της γεννήτριας ηλεκτρικής ενέργειας.

Στο σχήμα 7.13 παρατίθεται το γενικό μοντέλο της ανεμογεννήτριας (Project_WT.mdl) όπου ξεχωρίζουν οι μάσκες των τεσσάρων προαναφερθέντων κύριων συστατικών μερών (blocks με ονόματα : ‘Wind Energy Intake’, ‘main shaft’, ‘Neuro-Fuzzy Clutch’ και ‘Generator’).



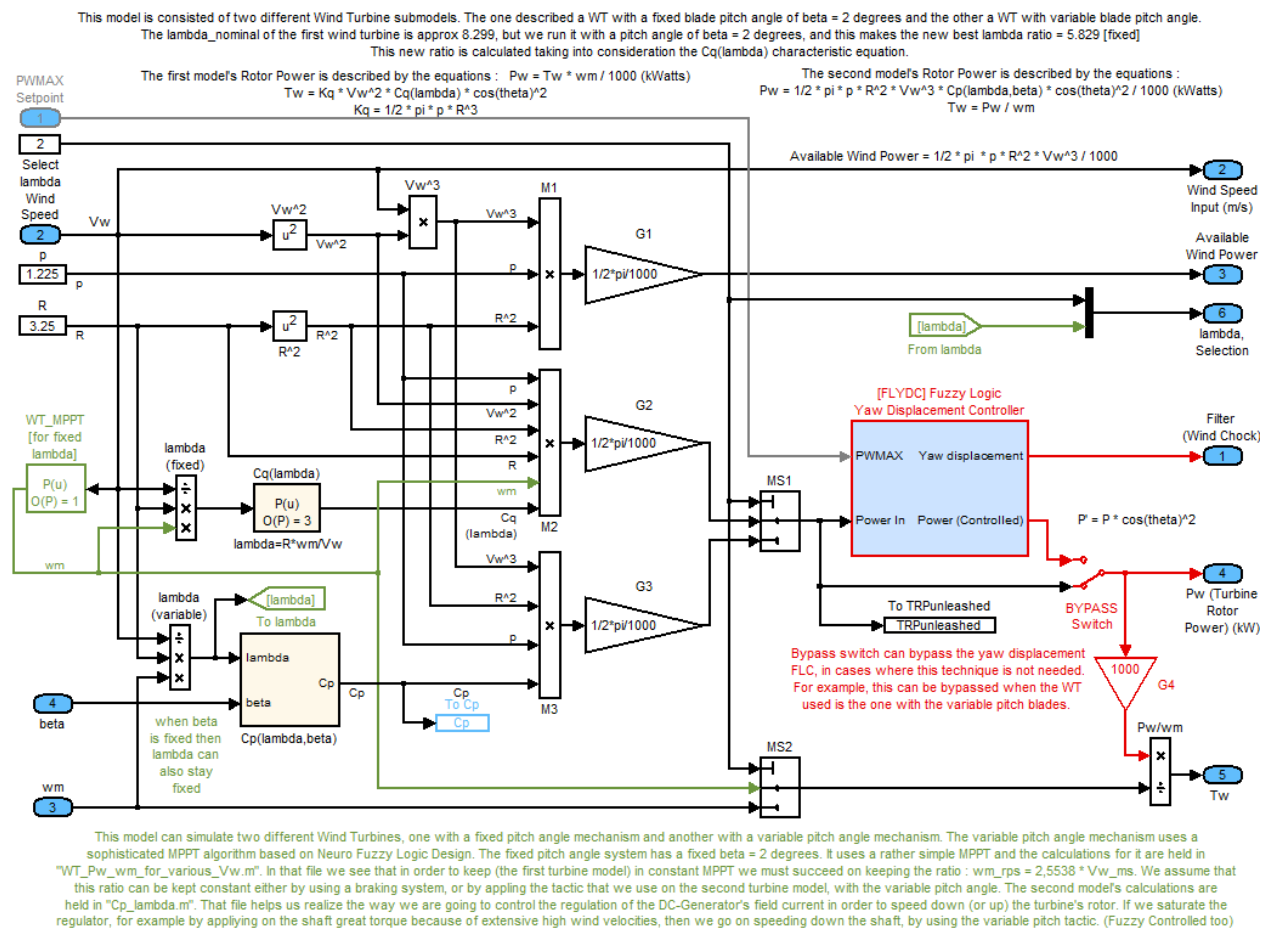
Σχήμα 7.13 : Simulink διάγραμμα που παραθέτει τα 4 κύρια συστατικά μέρη της Α/Γ καθώς και τον τρόπο σύνδεσης μεταξύ τους.

Το σύστημα συλλογής αιολικής ενέργειας

Στην παρούσα εργασία υλοποιήθηκαν δύο διαφορετικά μοντέλα για την περιγραφή του μηχανικού συστήματος συλλογής της αιολικής ενέργειας, κάθε ένα εκ των οποίων περιγράφει διαφορετικά χαρακτηριστικά των πτερωτών, αναλόγως του αν υπάρχει η δυνατότητα ελέγχου της **γωνίας κλίσης** (*pitch angle or beta*) ή όχι. Ο FLC που διαχειρίζεται το κύκλωμα αλλαγής της

κλίσης β των πτερωτών περιγράφεται στο υποσύστημα της ηλεκτρογεννήτριας διότι συνεργάζεται με το ρυθμιστή ισχύος της (επίσης υλοποιημένο από FLC).

Για να εξασφαλιστεί η αποφυγή των οποιονδήποτε σεναρίων υπερτροφοδότησης του στελέχους αλλά και της ηλεκτρογεννήτριας, επιπλέον σχεδιάστηκε ένα σύστημα εκτροπής του πύργου της αιολικής μηχανής από τη μέση φορά του ανέμου (*yaw displacement*) το οποίο μπορεί να ενεργοποιείται και να απενεργοποιείται κατά βούληση. Αυτή η πρακτική δεν έχει σκοπό να αποτρέψει αλλά να καταστήσει λιγότερο απαραίτητη την εγκατάσταση και χρήση κάποιου πρόσθετου συστήματος πέδησης πάνω στον κύριο άξονα της ανεμογεννήτριας, το οποίο μπορεί να είναι είτε ηλεκτρικό (*dump load*) είτε μηχανικό.



Σχήμα 7.14 : Simulink διάγραμμα του μοντέλου του μηχανικού συστήματος συλλογής αιολικής ενέργειας.

Στο σχήμα 7.14 παρουσιάζεται το εσωτερικό της μάσκας 'Wind Energy Intake'. Το μεγάλο ορθογώνιο γαλάζιο block (FLYDC) προσομοιώνει το σύστημα εκτροπής του πύργου. Με πράσινο και κίτρινο χρώμα τονίζονται τα σήματα ανίχνευσης και τα block υπολογισμού των τιμών (λ , β , C_q , και C_p) αντίστοιχα, των οποίων η γνώση είναι απαραίτητη διότι αποτελούν τις μεταβλητές κατάστασης βάσει των οποίων οι αρμόδιοι ελεγκτές αποφασίζουν για

τις ενέργειες που πρέπει να γίνουν ώστε η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας της A/G να διατηρηθεί στο σημείο μέγιστης ισχύος (Maximum Power Point ή MPP εν συντομία).

Παρακάτω παρατίθενται αναλυτικά οι μαθηματικές εξισώσεις του μοντέλου για όλα τα υποσυστήματά του. Για να γίνεται κατανοητή η δράση τους και κατά την παρατήρηση των Simulink αρχείων συμπεριλαμβάνονται σε κατάλληλα σημεία και μέσα σε αυτά συνοδευόμενες από τα ανάλογα επεξηγηματικά σχόλια.

Ως *beta* ή β ορίζεται η **γωνία κλίσης των πτερωτών** η οποία σε πραγματικές υλοποιήσεις A/G μπορεί να είναι είτε σταθερή είτε μεταβλητή και σκοπό έχει να διατηρήσει την απορροφούμενη ενέργεια στα επίπεδα που μπορεί να διαχειριστεί η αιολική μηχανή. Για την πληρότητα της μελέτης το μοντέλο της A/G σχεδιάστηκε ώστε να μπορεί να προσομοιώνει κατ' επιλογή κάθε μια από τις δύο περιπτώσεις. Τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της A/G ορίστηκαν σύμφωνα με τις επιλογές του M.T.Iqbal στο [32] όπου το σύστημα περιγράφεται ως σταθερής κλίσης με γωνία πτερωτών $\beta=2$ μοίρες. Το παρόν μοντέλο εμπλουτίζεται συμπεριλαμβάνοντας κατάλληλο επιλογέα ώστε να εξετάζει και την περίπτωση των πτερωτών μεταβλητής κλίσης με εύρος γωνίας από 0 έως 55 μοίρες. Δημιουργήθηκαν λοιπόν δύο ανεξάρτητα μηχανικά υποσυστήματα και αντίστοιχα μελετήθηκαν οι τεχνικές που μπορούν να υιοθετηθούν σε κάθε περίπτωση ώστε η λειτουργία της A/G να διατηρείται στο σημείο όπου ο συντελεστής ισχύος είναι ο μέγιστος, ή αλλιώς στο MPP. Η σημασία του *συντελεστή ισχύος*, του *συντελεστή ροπής*, του *λόγου ακροπτερυγίου* καθώς και των λοιπών χαρακτηριστικών μιας A/G επεξηγείται παρακάτω.

Η διαθέσιμη αιολική ισχύς που προσπίπτει στην κυκλική διατομή που προκύπτει από τη σάρωση των πτερωτών της ανεμογεννήτριας λειτουργώντας ως επιβατικές ακτίνες του υποτιθέμενου προαναφερόμενου κύκλου, δίνεται από την εξίσωση :

$$P_{available} = \frac{1}{2} * \pi * \varepsilon * R^2 * V_w^3 \quad (7.9)$$

όπου R η ακτίνα των πτερωτών, ε ή ρ η πυκνότητα του αέρα και V_w η ταχύτητα του ανέμου στη μετώπη της ανεμογεννήτριας. Μόνο ένα μέρος της διαθέσιμης αιολικής ισχύος που περιγράφει η εξίσωση (7.9) μπορεί να μετατραπεί σε μηχανική ενέργεια. Η αναλογία δίνεται από το συντελεστή ισχύος :

$$C_p = P_w / P_{available} \quad (7.10)$$

Ο C_p έχει ένα θεωρητικό ανώτατο όριο της τάξης του 16/27, δηλαδή περίπου 0.593 γνωστό και ως **όριο του Betz (Albert Betz)**. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ο άνεμος δεν μπορεί να στερηθεί εντελώς ενέργειας, αλλιώς η ταχύτητά του στη μετώπη της αιολικής μηχανής θα μηδενιζόταν και η περιστροφή των πτερυγίων θα σταματούσε. Οι αποδοτικότερες σύγχρονες αιολικές μηχανές

μπορούν να φτάσουν το ύψος της απόδοσης του 50% περίπου, το οποίο θεωρείται το καλύτερο δυνατό αποτέλεσμα για ανεμογεννήτριες σταθερού οριζόντιου άξονα.

Η αεροδυναμική (μηχανική) ροπή που ασκείται από τον άνεμο στον άξονα της μηχανής δίνεται από τον τύπο :

$$T_w = K_q * V_w^2 * C_q(\lambda) * \cos^2(\theta) \quad (7.11)$$

όπου θ η γωνία του οριζόντιου άξονα της αιολικής μηχανής με τη διεύθυνση του ανέμου και

$$K_q = \frac{1}{2} * \varepsilon * \pi * R^3, \quad (7.12)$$

και σχετίζεται με την αεροδυναμική (μηχανική) ισχύ της αιολικής μηχανής με τη σχέση :

$$P_w = T_w * \omega_m \quad (7.13)$$

Τόσο ο **συντελεστής ροπής** C_q όσο και ο **συντελεστής ισχύος** C_p εξαρτώνται από τα τεχνικά χαρακτηριστικά των πτερωτών και από το **λόγο (ταχύτητας) ακροπτερυγίου**

$$\lambda = \frac{R * \omega_m}{V_w} \quad (7.14)$$

όπου ω_m η γωνιακή ταχύτητα του άξονα της μηχανής.

Οι δύο συντελεστές C_p και C_q , επηρεάζονται επίσης από τη γωνία κλίσης β . Ο πλήρης τύπος που δίνει την ισχύ του άξονα της αιολικής μηχανής είναι :

$$P_w = \frac{1}{2} * \varepsilon * \pi * R^2 * V_w^3 * C_p(\lambda, \beta) * \cos^2(\theta) \quad (7.15)$$

Στην παρούσα εργασία ο συντελεστής ισχύος του μοντέλου της ανεμογεννήτριας με τις πτερωτές μεταβλητής κλίσης δίνεται από τον παρακάτω τύπο του $C_p(\lambda, \beta)$:

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 * \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 * \beta - c_4 \right) * e^{\frac{c_5}{\lambda_i}} + c_6 * \lambda \quad (7.16)$$

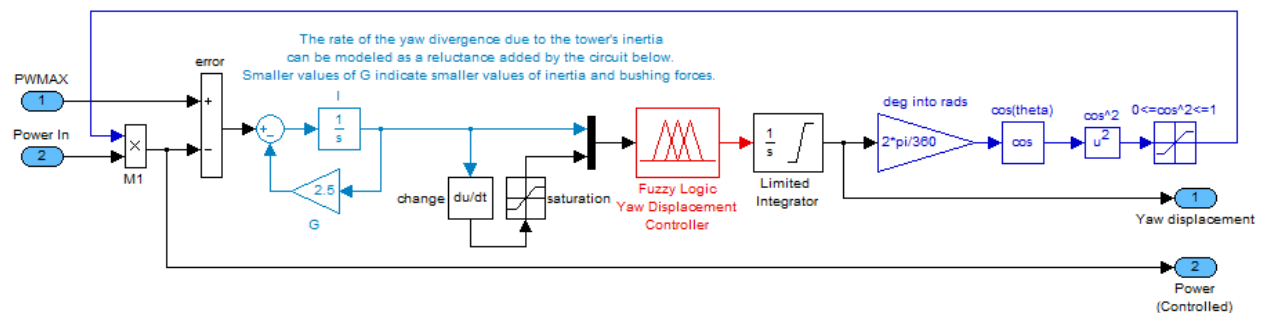
$$\text{όπου} \quad \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08 * \beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (7.17)$$

Οι τιμές των c_1 έως c_6 (που ορίζονται ως οι συντελεστές του $C_p(\lambda, \beta)$ στη σχέση (7.16)) είναι :

$$c_1 = 0.5176 \quad c_2 = 116 \quad c_3 = 0.4 \quad c_4 = 5 \quad c_5 = 21 \quad c_6 = 0.0068$$

Στο σχήμα 7.15 παρατίθεται το εσωτερικό της μάσκας του 'FLYDC'. Στο κέντρο διακρίνεται το κόκκινο block του FLC (FUZZY_DegreesSet.fis) το οποίο φροντίζει για τον έλεγχο του βαθμού εκτροπής του πύργου (από 0 έως 90 μοίρες σε σχέση με το μέτωπο ανέμου) λαμβάνοντας υπ' όψη του το βαθμό απόκλισης από το ανώτατο επιτρεπτό όριο προσλαμβανόμενης αιολικής ισχύος. Με γαλάζιο χρώμα τονίζεται το μέρος του κυκλώματος που προσομοιώνει την αδράνεια που παρουσιάζει ο πύργος στην αλλαγή της κινητικής του κατάστασης ενώ με μπλε χρώμα τονίζονται τα blocks που μετασχηματίζουν την εντολή εκτροπής από μοίρες σε rad. Ο ελεγκτής ασαφούς λογικής δέχεται ως εισόδους τη διαφορά και το ρυθμό της διαφοράς της τρέχουσας προσλαμβανόμενης ισχύος από την προκαθορισμένη μέγιστη επιθυμητή ισχύ 'P_{WMAX}'.

Οι σχεδιαστικές λεπτομέρειες του FLC περιγράφονται στην αντίστοιχη παράγραφο του 'Α Παραρτήματος.



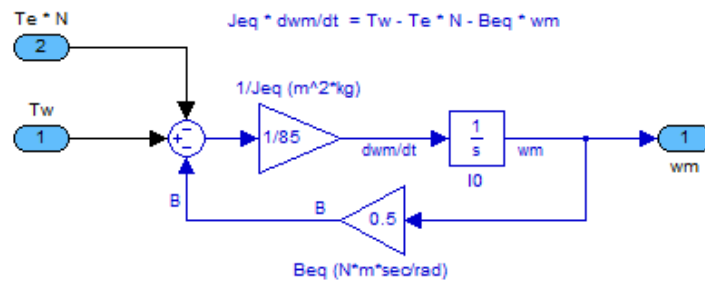
Σχήμα 7.15 : Simulink διάγραμμα του συστήματος ελέγχου εκτροπής του πύργου της αιολικής μηχανής.

Ο κύριος άξονας της ανεμογεννήτριας

Το μοντέλο του *κύριου άξονα* (*main shaft*) περιγράφει το ισοζύγιο μεταξύ των αντίρροπων δυνάμεων που εξασκούνται επάνω του, και προσομοιώνει τη δυναμική της κινητήριας συμπεριφοράς του, σε σχέση με την αδράνεια που παρουσιάζει όλο το κινητήριο σύστημα της εγκατάστασης. Οι ροπές που εφαρμόζονται ανά πάσα στιγμή, οφείλονται στην ανάπτυξη τριών ειδών δύναμης : της αιολικής μηχανικής (που προκύπτει από την ενέργεια του ανέμου), της ηλεκτρικής Lorentz (που προκύπτει από τις αντίρροπες δυνάμεις που αναπτύσσονται από τα μαγνητικά πεδία του οπλισμού της γεννήτριας) και της συνισταμένης των διάφορων μηχανικών τριβών που παρουσιάζονται στα διάφορα σημεία εξάρτησης του κύριου άξονα από το φέρον σύστημα. Η εξίσωση (7.18) περιγράφει τη σχέση μεταξύ αυτών των δυνάμεων και υπολογίζει την κινητική κατάσταση του κύριου άξονα της Α/Γ, σε σχέση με την αδράνειά του (J).

$$J * \frac{dw_m}{dt} = T_w - T_e - B * w_m \quad (7.18)$$

όπου dw_m / dt η γωνιακή επιτάχυνση, T_e η ηλεκτρική ροπή και B ο συντελεστής τριβής.



Σχήμα 7.16 : Simulink διάγραμμα του συστήματος μετάδοσης κίνησης (μέσω του κύριου άξονα) της A/T.

Στο σχήμα 7.16 παρουσιάζεται το εσωτερικό της μάσκας του block ‘main shaft’ το οποίο υλοποιεί τη σχέση της εξίσωσης (7.18). Αυτό το block αποτελεί το συνδετικό κρίκο μεταξύ του μηχανικού και ηλεκτρικού μέρους της A/T.

Ο εναλλάκτης ταχυτήτων και ο συμπλέκτης

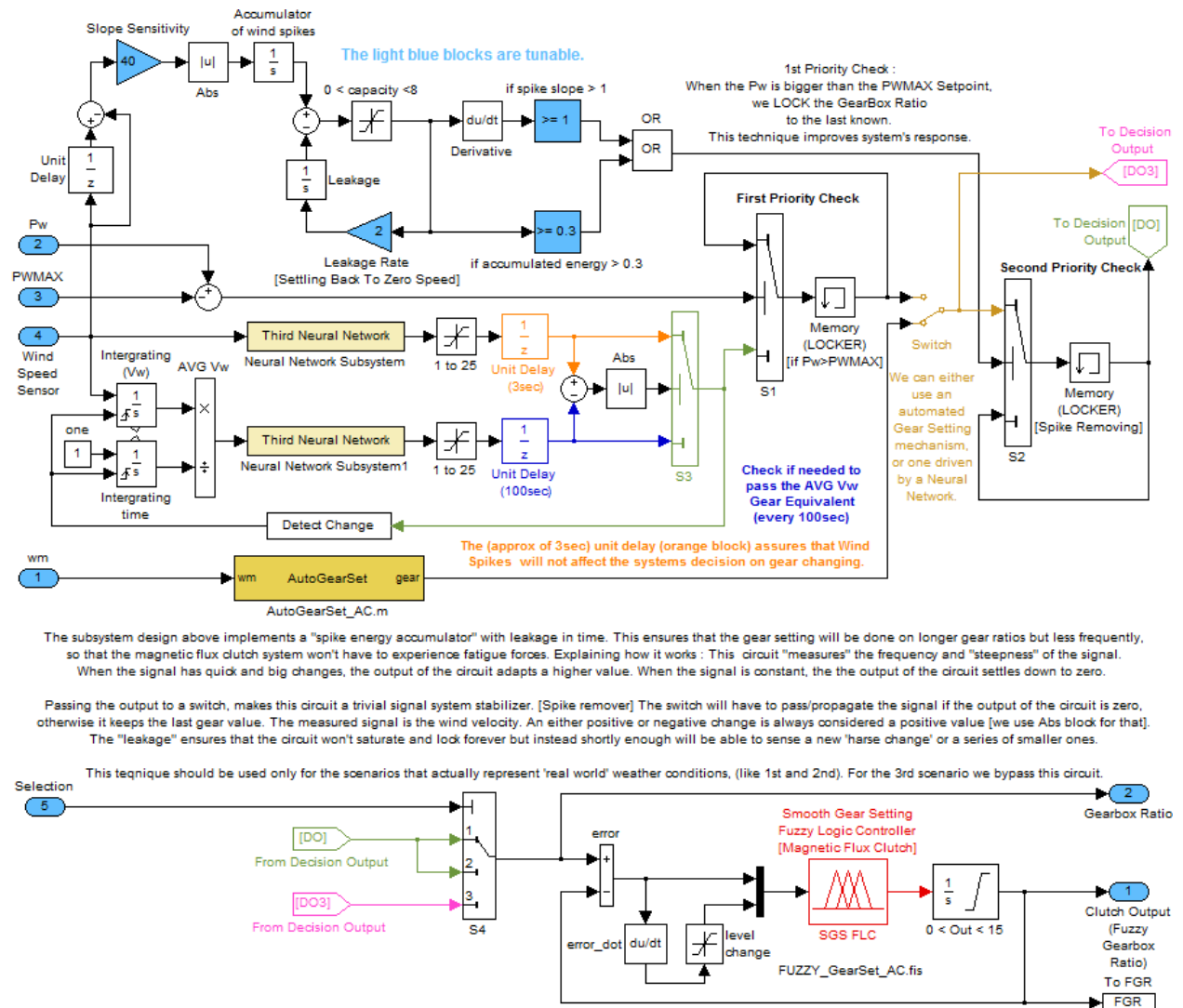
Ο εναλλάκτης ταχυτήτων, εγκαθίσταται μόνο στην περίπτωση που η χρησιμοποιούμενη ηλεκτρική γεννήτρια παράγει εναλλασσόμενο ηλεκτρικό ρεύμα, ενώ παραλείπεται στην περίπτωση που η χρησιμοποιούμενη ηλεκτρική γεννήτρια παράγει συνεχές ηλεκτρικό ρεύμα. Σκοπό έχει να αλλάζει τη σχέση των μεταξύ γωνιακών ταχυτήτων του κύριου άξονα και του ρότορα της γεννήτριας ώστε να διατηρεί τις στροφές της γεννήτριας και κατ’ επέκταση τη συχνότητα του παραγόμενου ηλεκτρικού ρεύματος σε μια μικρή περιοχή κοντινών τιμών. Ιδιαίτερη μέριμνα λαμβάνεται έτσι ώστε οι εναλλαγές των ταχυτήτων να συμβαίνουν μόνο εφόσον κάτι τέτοιο βελτιώνει την τελική απόδοση και δεν καταπονεί το σύστημα σύμπλεξης.

Στο σχήμα 7.17 παρατίθεται το διάγραμμα του εσωτερικού του block ‘Neuro-Fuzzy GearSet Changer’ όπου διακρίνονται δύο επιμέρους κυκλώματα. Το επάνω μέρος του διαγράμματος φροντίζει για την απόρριψη των εντολών μεταβολής της σχέσης μετάδοσης όταν αυτές προκύπτουν από έντονες ριπές ανέμου ενώ το κάτω κύκλωμα αναλαμβάνει να φέρει εις πέρας την ομαλή σύμπλεξη και αποσύμπλεξη των γραναζιών.

Τα 4 γαλάζια blocks επάνω αριστερά αποτελούν τις ρυθμιστικές μεταβλητές βάσει των οποίων καθορίζεται η ευαισθησία ανίχνευσης των ριπών ανέμου. Το κόκκινο block (SGS FLC) κάτω δεξιά αποτελεί τον ελεγκτή ασαφούς λογικής (FUZZY_GearSet_AC.fis) που διαμορφώνει την ομαλή μετάβαση μεταξύ των σχέσεων μετάδοσης. Οι είσοδοί του είναι το σφάλμα και ο ρυθμός σφάλματος που προκύπτει από τη διαφορά της τρέχουσας από την επιθυμητή σχέση μετάδοσης.

Η εντολή της αλλαγής των σχέσεων προκύπτει με δύο διαφορετικούς τρόπους. Ο πρώτος τρόπος στηρίζεται στην αυτόματη αλλαγή που συμβαίνει εφόσον ανιχνευθεί μια σημαντική διαφορά μεταξύ της επιθυμητής και της μετρούμενης ηλεκτρικής συχνότητας w_e . Στο Simulink μοντέλο

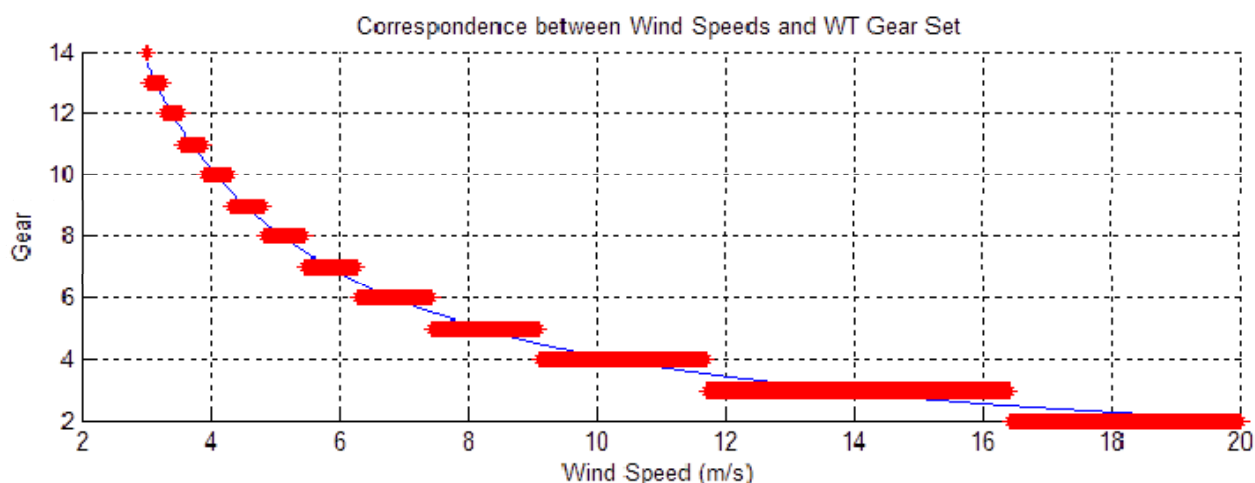
αυτός ο αυτοματισμός υλοποιείται με τη χρήση του κεντρικού κίτρινου block 'AutoGearSet' το οποίο στηρίζει τους υπολογισμούς του στον κώδικα του αρχείου AutoGearSet_AC.m. Ο κώδικας του αρχείου ελέγχεται ανα 5 δευτερόλεπτα και μπορεί πολύ εύκολα να μεταφερθεί σε κατάλληλο μικροελεγκτή. Η εντολή για αύξηση ή μείωση της (ακέραιας) σχέσης μετάδοσης προκύπτει συγκρίνοντας (με μαθηματικούς υπολογισμούς) την απόκλιση της τρέχουσας ηλεκτρικής συχνότητας (w_e) που προκαλεί η τρέχουσα σχέση μετάδοσης (Current Gear) από την ιδανική (50 Hz) με την απόκλιση που θα παρουσιαστεί αν ο αυτοματισμός αυξήσει ή μειώσει κατά 1 τη σχέση μετάδοσης λαμβάνοντας υπόψη του την τρέχουσα τιμή της γωνιακής ταχύτητας του κύριου άξονα της ανεμογεννήτριας (w_m). Αν η τρέχουσα τιμή του w_m είναι τέτοια που σε συνδυασμό με την πιθανή αύξηση ή μείωση (κατά μια ακέραια μονάδα) της σχέσεως μετάδοσης προκαλέσει νέα απόκλιση στην ηλεκτρική συχνότητα μεγαλύτερη από την τρέχουσα, τότε μένει αδρανής, διαφορετικά αποφασίζει ανάλογα την αύξηση ή μείωση της σχέσης μετάδοσης.



Σχήμα 7.17: Simulink διάγραμμα του συστήματος εναλλαγής και σύμπλεξης ταχυτήτων.

Ο δεύτερος τρόπος βασίζεται στη χρήση ενός *γνωστικού πίνακα* ή *πίνακα αντιστοίχισης* (lookup table) που μπορεί να προκύψει είτε με μαθηματικούς υπολογισμούς είτε αντιγράφοντας τη συμπεριφορά του πρώτου τρόπου. Αυτός ο πίνακας αντιστοίχισης στηρίζεται στην εκπαίδευση ενός ΤΝΔ (Third Neural Network) και στην προκειμένη περίπτωση στηρίχθηκε στα δεδομένα που προκύπτουν από τους μαθηματικούς υπολογισμούς του αρχείου gearFLC.m.

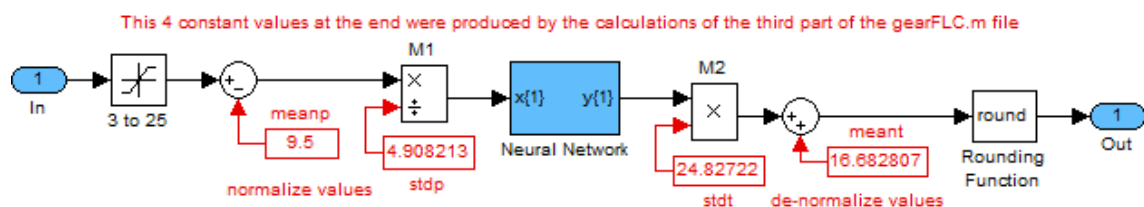
Το αρχείο gearFLC.m δέχεται ως δεδομένα το εύρος της ταχύτητας των ανέμων (από 3 έως 20 m/sec για την ανεμογεννήτρια υπό μελέτη) και την εξίσωση της καμπύλης $P(u)$ που περιγράφει την ιδανική σχέση που πρέπει να έχει η γωνιακή ταχύτητα του κύριου άξονα της αιολικής μηχανής (ω_m) συναρτήσει της ταχύτητας του ανέμου (V_w) ώστε να διατηρείται συνεχώς στο MPP. Για την ανεμογεννήτρια σταθερής γωνίας κλίσης $\beta = 2^\circ$ είναι $P(u) = 2.5538$.



Σχήμα 7.18 : Αντιστοίχιση μεταξύ ταχύτητας ανέμου και ιδανικής σχέσης μετάδοσης στο (συνεχές ή διακριτό) κιβώτιο ταχυτήτων. Τα πραγματικά κιβώτια ταχυτήτων των Α/Γ συνήθως χρησιμοποιούν 3 με 4 διαφορετικές ‘ταχύτητες’. Την ομαλή μεταβολή της σχέσεως μετάδοσης καθώς εναλλάσσονται οι ‘ταχύτητες’ αναλαμβάνει ένα διαφορεικό σύστημα ελέγχου της παραγώμενης ροπής αποτελούμενο από ένα πλανητικό σύστημα από ‘ελικοειδή’ ή ‘ατέρμονου άξονα’ γρανάζια (helical or worm gears).

Το σχήμα 7.18 παρουσιάζει τις γραφικές παραστάσεις των αποτελεσμάτων που προέκυψαν τροφοδοτώντας το αρχείο gearFLC.m με τα προαναφερθέντα δεδομένα. Η μπλε καμπύλη δείχνει την αναλογική σχέση μετάδοσης (η οποία μπορεί να εφαρμοστεί σε ειδικές συσκευές τεχνολογίας *συνεχώς μεταβαλλόμενης σχέσης μετάδοσης – CVT*) ενώ οι κόκκινες ευθείες γραμμές δείχνουν τα σημεία τα οποία διατρέχουν τα κλασσικά κιβώτια ταχυτήτων διακριτών γραναζιών. Το νευρωνικό δίκτυο εκπαιδεύτηκε χρησιμοποιώντας τα ζεύγη των συντεταγμένων των κόκκινων σημείων, δημιουργώντας έτσι τον συγκεκριμένο πίνακα αντιστοίχισης. Βεβαίως, στην περίπτωση που αντί του κλασσικού κιβωτίου χρησιμοποιηθεί μια CVT συσκευή, τότε το ΤΝΔ μπορεί εξίσου εύκολα να εκπαιδευτεί με τα ζεύγη των συντεταγμένων των μπλε σημείων. Αυτό το ΤΝΔ, το οποίο εκπαιδεύτηκε με τα δεδομένα του αρχείου WT_ANN.mat (το οποίο με τη σειρά του παράχθηκε από το WT_ANN.mdl), ονομάστηκε ‘Third Neural Network’.

Το αρχείο gearFLC.m εκτός των προαναφερθέντων αποτελεσμάτων παράγει επίσης τη δομή του εκπαιδευμένου ΤΝΔ καθώς και τις απαραίτητες παραμέτρους κανονικοποίησης και αποκανονικοποίησης των εισόδων και των εξόδων του αντίστοιχα. Το εσωτερικό διάγραμμα της μάσκας του ΤΝΔ παρατίθεται στο σχήμα 7.19. Συνολικά χρησιμοποιούνται 2 ΤΝΔ blocks και ένας μηχανισμός που συγκρίνει την τιμή της σχέσης μετάδοσης που ορίζει το πρώτο ΤΝΔ σύμφωνα με το τρίτο πιο πρόσφατο δείγμα V_w (ταχύτητας αέρα) με την τιμή της σχέσης μετάδοσης που προβλέπει το δεύτερο ΤΝΔ σύμφωνα με το μέσο όρο των τελευταίων 100 δειγμάτων V_w . Εάν αυτή η διαφορά είναι μεγαλύτερη του 5 κατ' απόλυτο τιμή, τότε επιβάλλεται η σχέση μετάδοσης που ορίζει ο μέσος όρος των 100 δειγμάτων V_w . Έτσι, δημιουργείται όπως και προηγουμένως μια τεχνική απόρριψης των απότομων αλλαγών της σχέσης μετάδοσης που προκαλούν οι ριπές ανέμου ενώ παράλληλα αγνοούνται οι επανειλημμένες εντολές εναλλαγής της σχέσης μετάδοσης όταν αυτές είναι συχνές και γειτονικές.



Σχήμα 7.19 : Simulink διάγραμμα του συστήματος εναλλαγής και σύμπλεξης ταχυτήτων.

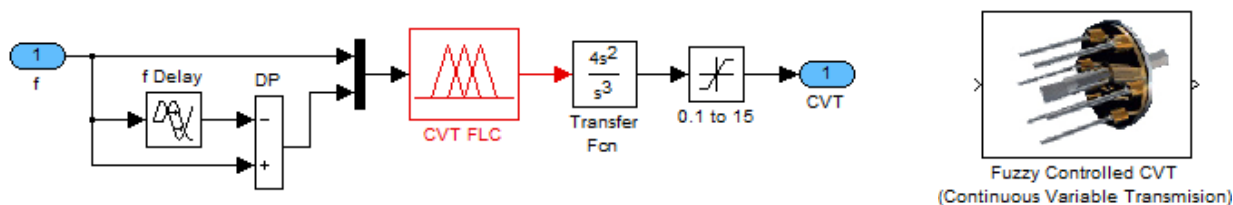
Στην περίπτωση που η γωνία κλίσης, ή αλλιώς το βήμα των πτερωτών είναι μεταβλητό, η τιμή του $P(u)$ που περιγράφει την ιδανική σχέση μεταξύ των V_w και w_m συνεχώς διαφοροποιείται και έτσι ο γνωστικός πίνακας, δηλαδή επί του προκειμένου τα εκπαιδευτικά δεδομένα του ΤΝΔ, θα πρέπει να εμπλουτιστούν με όλες τις δυνατές σχέσεις που προκύπτουν καθώς το β κινείται σε ένα εύρος τιμών από 0 έως 55 μοίρες.

Σε μια τέτοια περίπτωση το γράφημα του σχήματος 7.18 αποκτά και τρίτο άξονα (αυτόν του β) και οι μπλε και κόκκινες καμπύλες του μετατρέπονται σε αντίστοιχη γνωστική επιφάνεια ή αλλιώς **γνωστικό χάρτη**. Τα ΤΝΔ τότε λαμβάνουν δύο εισόδους, το V_w και το β . Στην παρούσα μελέτη η σχεδίαση των ΤΝΔ περιορίστηκε στον έλεγχο του συστήματος σύμπλεξης μόνο για την περίπτωση που το β είναι σταθερό, ενώ για την περίπτωση που το β είναι μεταβλητό επιλέχθηκε η χρήση του αυτοματισμού που στηρίζεται στο block 'AutoGearSet'. Από τις προσομοιώσεις που έγιναν προέκυψε ότι για ένα σύστημα σταθερής κλίσης, τα ΤΝΔ ανταποκρίνονται εξίσου καλά δίνοντας συγκρίσιμα αποτελέσματα ενώ παράλληλα ρυθμίζονται εύκολα έτσι ώστε να μετριάσουν τη συχνότητα εναλλαγών σχέσεως μετάδοσης. Ένα σημαντικό πλεονέκτημα των τεχνικών που βασίζονται σε εναλλαγές σχέσεων μετάδοσης βάσει κάποιου γνωστικού πίνακα

(όπως τα ΤΝΔ) είναι ότι σε απότομες αυξομειώσεις της ταχύτητας του ανέμου υποδεικνύουν άμεσα την ιδανική σχέση στο κιβώτιο ταχυτήτων ώστε να μη χρειαστεί η διαδοχική εναλλαγή όλων των σχέσεων έως ότου προσεγγιστεί η καταλληλότερη. Αυτή η τακτική μπορεί να ενισχυθεί με τον αυτοματισμό που προαναφέρθηκε και επιτρέπει την εναλλαγή των σχέσεων σε προκαθορισμένες χρονικές στιγμές αυξάνοντας έτσι περαιτέρω τον εκτιμώμενο χρόνο συντήρησης του όλου μηχανισμού.

Όπως μπορεί να παρατηρήσει κανείς στο γράφημα του σχήματος 7.18, οι σχέσεις μετάδοσης του κιβωτίου ταχυτήτων της παρούσας εργασίας έχουν μόνο ακέραιες και διαδοχικές τιμές. Αυτή η επιλογή είναι σκόπιμη και υιοθετήθηκε με το σκεπτικό να κάνει πιο έκδηλο τον τρόπο με τον οποίο επιλέγονται οι τελικές σχέσεις μεταξύ των γραναζιών σε ένα κιβώτιο ταχυτήτων. Όπως είναι φανερό λοιπόν, σε μικρές ταχύτητες ανέμου, οι (ακέραιες) σχέσεις αλλάζουν συχνά, ενώ αντίθετα στις υψηλές ταχύτητες ανέμου, αλλάζουν πιο σπάνια. Επειδή όμως συνήθως απαιτείται ακρίβεια στην τιμή της συχνότητας του παραγόμενου εναλλασσόμενου ρεύματος όταν αυτό έχει υψηλές τιμές, είναι προτιμότερο οι εναλλαγές των σχέσεων μετάδοσης να γίνονται πιο σπάνια στις μικρές ταχύτητες ανέμου και πιο συχνά στις υψηλές. Για το λόγο αυτό, μια καλύτερη προσέγγιση θα ήταν, για παράδειγμα, να αφαιρεθούν από το κιβώτιο ταχυτήτων τα γρανάζια των ταχυτήτων '1/9', '1/11' και '1/13' και να προστεθούν οι σχέσεις '1/2.5', '1/3.5' και '1/4.5'.

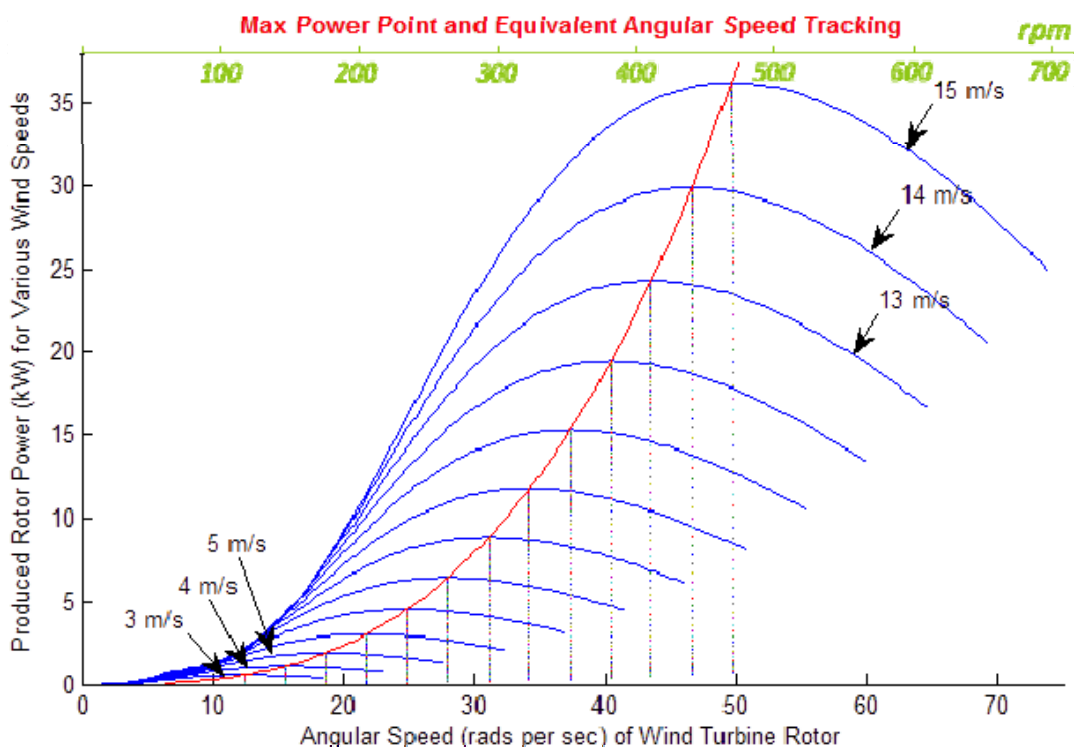
Στην περίπτωση τώρα που επιλεγεί η χρήση ενός CVT ώστε αντί για διακριτές σχέσεις μετάδοσης να υπάρχει μια συνεχής (αρχείο REPORT_WT_SCENARIOS_AC_CVT.mdl), όλα τα παραπάνω απλοποιούνται κατά πολύ. Στα δεξιά του σχήματος 7.20 παρουσιάζεται η μάσκα του block που αντικαθιστά το προηγούμενο κιβώτιο ταχυτήτων, ενώ στα αριστερά του σχήματος παρατίθεται το εσωτερικό του block. Όπως είναι φανερό το νέο διάγραμμα είναι πολύ πιο απλό καθώς περιέχει μόνο τον ελεγκτή ασαφούς λογικής (FUZZY_CVT.fis) που οδηγεί το σύστημα. Μετά από σχετικές δοκιμές, το εύρος των σχέσεων μετάδοσης του CVT κιβωτίου επιλέχθηκε να είναι από 1/0.1 έως 1/15 ενώ η δειγματοληψία του CVT FLC ρυθμίστηκε στο 1 kHz.



Σχήμα 7.20 : Δεξιά : Simulink block του κιβωτίου ταχυτήτων τεχνολογίας CVT. Αριστερά : Simulink διάγραμμα του CVT.

Από εξομειώσεις που έγιναν προέκυψε, όπως ήταν αναμενόμενο, ότι το νέο κιβώτιο εξασφαλίζει μικρότερες διακυμάνσεις στη συχνότητα του παραγόμενου ρεύματος καθώς και μεγαλύτερη συλλεκτική ικανότητα, η οποία κυμαίνεται, αναλόγως σεναρίου, από 0.8 % έως 3.4 %.

Το πολυώνυμο $P(u) = V_w / w_m$ υπολογίζεται από τα κατάλληλα ζεύγη των V_w και w_m για τα οποία η αιολική μηχανή πετυχαίνει το MPP. Για να δοθεί μια εποπτική αναπαράσταση της σχέσης αυτής παρατίθεται το γράφημα του σχήματος 7.21 που αποτυπώνει τις καμπύλες που περιγράφουν τη σχέση μεταξύ της μηχανικής ισχύος της Α/Γ (*Rotor Power*) και της γωνιακής ταχύτητας του κύριου άξονά της (w_m) για διάφορες τιμές ταχύτητας ανέμου (V_w) και για συγκεκριμένη γωνία κλίσης ($\beta = 2^\circ$). Η παραμετρική σχέση $P(u) = f(\beta)$ (για μεταβλητή γωνία κλίσης) εκτιμάται στο αρχείο beta_to_Pu.m. (αναλυτικά στο τέλος του Γ Παραρτήματος).

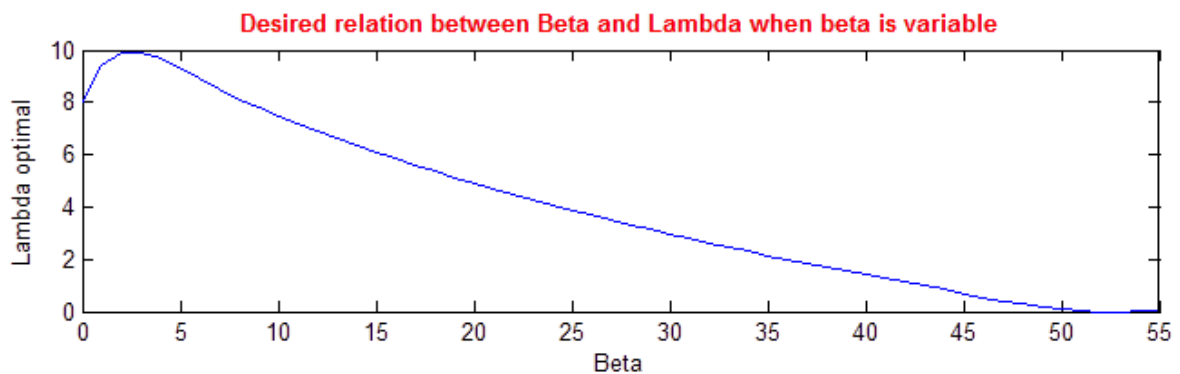


Σχήμα 7.21 : Σχέση της μηχανικής ισχύος της Α/Γ με τη γωνιακή ταχύτητά του άξονά της για διάφορες τιμές ταχύτητας ανέμου.

Η κόκκινη καμπύλη του σχήματος περνά από τις συντεταγμένες εκείνες για τις οποίες η μηχανική ισχύς του κινητήρα γίνεται η μέγιστη δυνατή παραμετρικά ως προς την ταχύτητα του ανέμου. Στο γράφημα συνολικά έχουν ενδεικτικά σχεδιαστεί 13 μπλε καμπύλες, μια για κάθε μια από τις ακέραιες τιμές της ταχύτητας του ανέμου στο διάστημα από 3 έως 15 m/sec. Από το ολικό μέγιστο κάθε καμπύλης, έχουν χαραχθεί κάθετες ευθείες γραμμές οι οποίες δείχνουν για τη δεδομένη ταχύτητα ανέμου την αντίστοιχη τιμή της γωνιακής ταχύτητας που πρέπει να έχει ο κύριος άξονας της Α/Γ ώστε να βρίσκεται στο σημείο μέγιστης παραγόμενης μηχανικής ισχύος (MPP). Παρατηρώντας προσεκτικά την απόσταση μεταξύ των κάθετων γραμμών διαπιστώνεται ότι αυτή είναι σταθερή και όπως υπολογίστηκε ίση με 2.5538 rad/sec. Το γράφημα του σχήματος 7.21, το πολυώνυμο πρώτου βαθμού $P(u)$ καθώς και το $C_{p,max} = 0.48$ (το οποίο αποτελεί το μέγιστο συντελεστή ισχύος για τη συγκεκριμένη ανεμογεννήτρια) υπολογίζονται

από τα αρχεία WT_MPPT.m και WT_MPPT.m_beta_variable. Από το ίδιο εξάγεται και η προτεινόμενη γωνιακή εκτροπή (*yaw*) του άξονα της αιολικής μηχανής, στην περίπτωση που δεν χρησιμοποιείται ο FLC του block FLYDC (Fuzzy Logic Yaw Displacement Controller). Η λεπτομερής παραμετροποίηση των CVT και FLYDC ελεγκτών παρατίθεται αναλυτικά στην αντίστοιχη παράγραφο του `Α Παραρτήματος. Ο κώδικας των αρχείων AutoGearSet\_AC.m, gearFLC.m, WT\_MPPT.m και WT\_MPPT.m\_beta\_variable παρατίθεται στο Παράρτημα `Γ.

Το μοντέλο της Α/Γ είναι σχεδιασμένο ώστε να διατηρεί το λόγο ακροπτερυγίου (*lambda* ή λ) στην τιμή $\lambda = \lambda_{optimal}$, όπου $\lambda_{optimal}$ η τιμή για την οποία $C_p = C_{pmax}$ (δηλαδή στο σημείο όπου ο συντελεστής ισχύος είναι μέγιστος, ή αλλιώς στο MPP, και για τις δύο ξεχωριστές υλοποιήσεις, τόσο της σταθερής όσο και της μεταβλητής κλίσης (β)). Η σχέση που πρέπει να τηρείται μεταξύ του λ και του β έτσι ώστε το σύστημα να λειτουργεί στο MPP υπολογίστηκε από τον κώδικα του αρχείου Cp_lambda.m και αποτυπώνεται στο γράφημα του σχήματος 7.22.

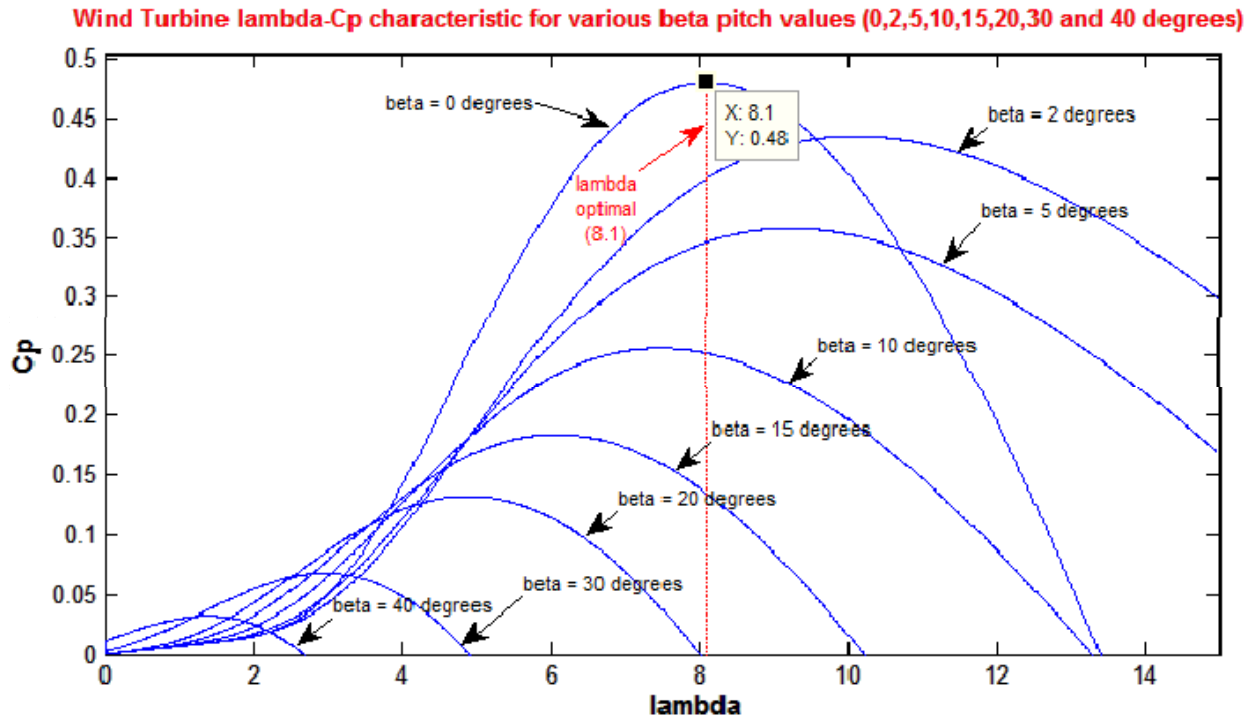


Σχήμα 7.22 : Ιδανική σχέση γωνίας κλίσης πτερωτών β και λόγου ταχύτητας ακροπτερυγίου λ ώστε η Α/Γ να λειτουργεί στο MPP.

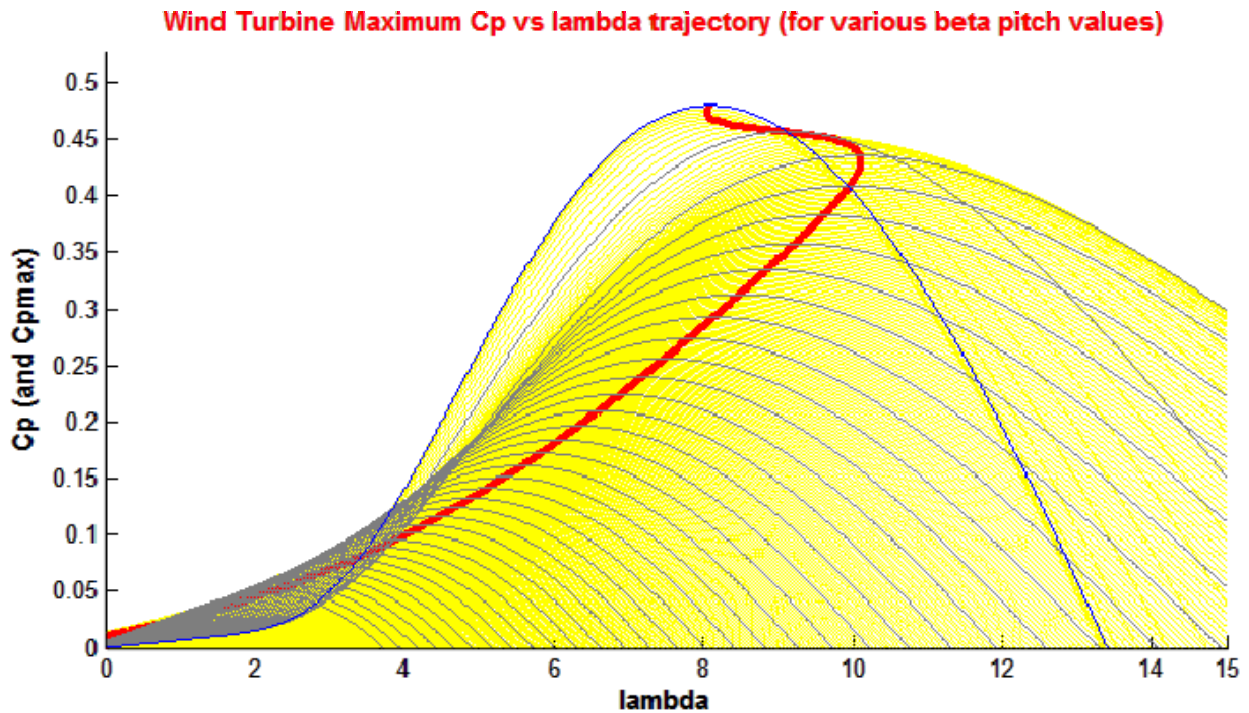
Όπως φαίνεται και από το γράφημα, οι τιμές του β για τις οποίες το λ είναι θετικό βρίσκονται στο διάστημα 0 έως 55 μοίρες. Αυτός είναι και ο λόγος για τον οποίο επιλέχτηκε εξ' αρχής το συγκεκριμένο διάστημα τιμών. Από τις 55 περίπου μοίρες και μετά, η οποιαδήποτε αύξηση της κλίσης του β (ή αλλιώς του βήματος των πτερυγίων) δεν προκαλεί καμία αξιοποιήσιμη μεταβολή. Μάλιστα, στην πράξη οι κλίσεις του β απέχουν κατά πολύ από το θεωρητικό μέγιστο που προκύπτει από τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά κάθε Α/Γ διότι προκαλούν ιδιαίτερη καταπόνηση στα πτερύγια και κατ' επέκταση στο σκελετό της αιολικής μηχανής.

Για να γίνει αντιληπτό το πως προκύπτει η παραπάνω σχέση που αποτυπώνεται στο γράφημα του σχήματος 7.22, παρατίθεται αρχικά το γράφημα του σχήματος 7.23 το οποίο δημιουργήθηκε μεταφέροντας τις εξισώσεις (7.16) και (7.17) στο υπολογιστικό μοντέλο Cp_lambda_beta.mdl. Στη συνέχεια παρατίθεται το λεπτομερέστερο γράφημα του σχήματος 7.24 (αρχείο Cp_lambda.m) όπου διακρίνεται η κόκκινη καμπύλη παρόμοιας μορφής με αυτήν του σχήματος

7.22 και διατρέχει τα σημεία για τα οποία το λ είναι το ιδανικό (δηλ. $\lambda = \lambda_{optimal}$ όπου τοπικά $C_p = C_{pmax}$) για τις διάφορες τιμές του β . Η μεγαλύτερη τιμή του $\lambda_{optimal}$ (διακεκομμένη κάθετη γραμμή στο σχήμα 7.23) παρατηρείται, όπως είναι λογικό, για $\beta=0$ μοίρες.

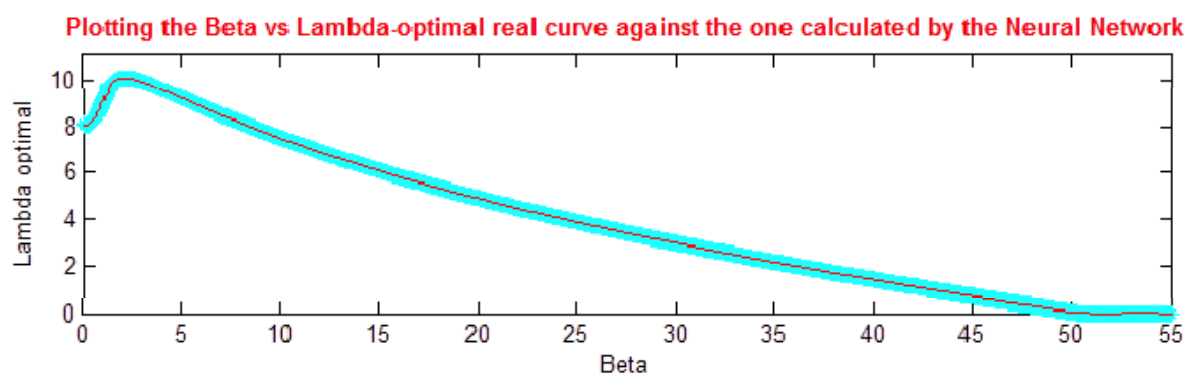


Σχήμα 7.23 : Χαρακτηριστικές του συντελεστή ισχύος C_p σε σχέση με το λόγο ακροπερυγίου λ για διάφορες γωνίες κλίσης (β).



Σχήμα 7.24 : Η κόκκινη καμπύλη δείχνει την ιδανική σχέση μεταξύ του συντελεστή ισχύος C_p και του λόγου ακροπερυγίου λ ώστε η A/T να λειτουργεί στο σημείο μέγιστης παραγωγής ισχύος για κάθε τιμή της γωνίας κλίσης των περυγίων β . (οι μοβ καμπύλες σχεδιάστηκαν με βήμα 1 μοίρας ενώ οι κίτρινες με βήμα 0.1 μοίρες).

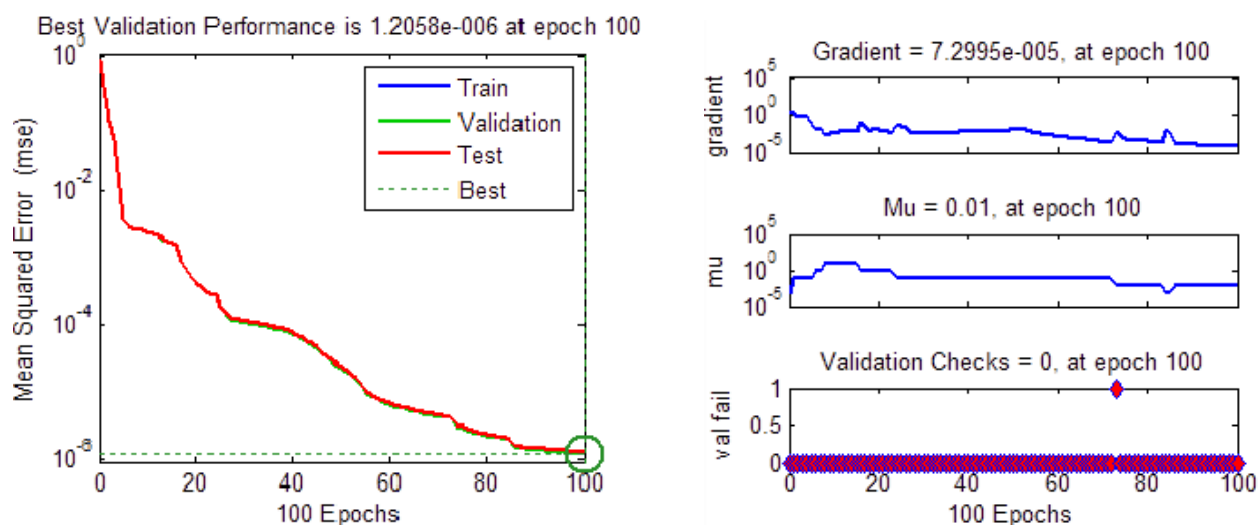
Όπως λοιπόν φαίνεται από τα γραφήματα των σχημάτων 7.23 και 7.24, σε αντίθεση με το σύστημα σταθερής κλίσης όπου ο MPPT αλγόριθμος είναι σχετικά απλός και μπορεί να υλοποιηθεί με διάφορες μεθόδους και αλγόριθμους που έχουν προταθεί στη σχετική βιβλιογραφία, ο έλεγχος του συστήματος μεταβλητής κλίσης είναι πιο σύνθετος και πολυπαραμετρικός. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται 2 διαφορετικοί ελεγκτές ασαφούς λογικής, ένας για να μεταβάλει κατάλληλα την κλίση των πτερυγίων (β) ώστε να αποτρέπει τον κύριο άξονα της Α/Γ να αναπτύξει υψηλές στροφές (w_m) όταν η ταχύτητα του ανέμου (V_w) είναι υπερβολικά μεγάλη και ένας για να ενισχύει ή να εξασθενεί την ηλεκτρομαγνητική πέδηση που δημιουργείται καθώς στρέφεται ο ρότορας της ηλεκτρογεννήτριας ώστε να επαναφέρει τη σχέση μεταξύ w_m και V_w στον ιδανικό λόγο σύμφωνα με τη σχέση που περιγράφεται από τις καμπύλες που εξετάστηκαν νωρίτερα. Ο τρόπος που σχεδιάστηκαν και λειτουργούν τα blocks (FLBS και FLGRC) αυτών των δύο ελεγκτών περιγράφεται στις επόμενες παραγράφους όπου αναλύεται η μελέτη του ηλεκτρικού υποσυστήματος της Α/Γ.



Σχήμα 7.25 : Πραγματική (κόκκινη) και υλοποιημένη από ΤΝΔ (γαλάζια) χαρακτηριστική επιθυμητής σχέσης των β και $\lambda_{optimal}$.

Για την υποβοήθηση της απόκρισης των δύο FLC και ειδικότερα αυτού που ελέγχει τη γωνία κλίσης των πτερυγίων (FLBS) αναπτύχθηκε το block του ΤΝΔ ‘beta to lambda_optimal Neural Network’. Η έξοδος του ΤΝΔ συγκρίνεται με την τρέχουσα τιμή του lambda και η διαφορά που προκύπτει τροφοδοτείται προς τους δύο ελεγκτές οι οποίοι συνυπολογίζοντας και άλλες παραμέτρους, διαμορφώνουν κατάλληλα τα υπό έλεγχο μεγέθη. Η εκπαίδευση του ΤΝΔ έγινε τροφοδοτώντας το με τα ζεύγη των συντεταγμένων που διατρέχει η κόκκινη καμπύλη του σχήματος 7.25. Η εκπαίδευση διακόπηκε στην εποχή 100 εφόσον διαπιστώθηκε ότι το ΤΝΔ είχε γενικεύσει ικανοποιητικά, όπως φαίνεται και από τα γραφήματα του σχήματος 7.26. Ο κώδικας εκπαίδευσης και δημιουργίας της δομής του ΤΝΔ περιέχεται στο αρχείο Cp_lambda.m και παρατίθεται στο Παράρτημα ‘Γ. Το εσωτερικό υποσύστημα που φιλοξενεί η μάσκα είναι παρόμοιο με αυτό που παρουσιάζεται στο σχήμα 7.19. Οι τιμές κανονικοποίησης και απο-κανονικοποίησης στην είσοδο και την έξοδο του ΤΝΔ είναι :

stdp = 25.985, meanp = 45, stdt = 3.096 και meant = 2.42.



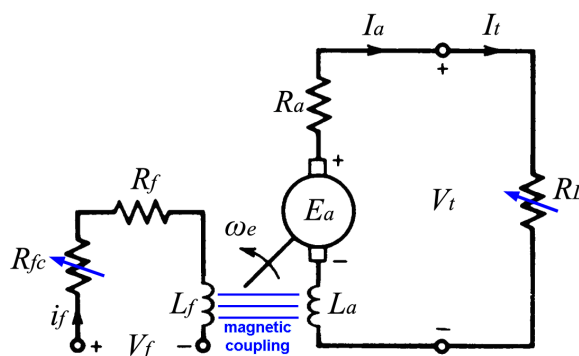
Σχήμα 7.26 : Αποτύπωση της εκπαιδευτικής διαδικασίας των TNA. Αριστερά : Εξέλιξη μέσου τετραγωνικού σφάλματος ανά εποχή. Δεξιά : Εξέλιξη α) της μεταβολής της κλίσης (gradient), β) της παραμετρικής αδράνειας μ του αλγορίθμου εκπαίδευσης και γ) του αριθμού των συνολικών αποτυχιών.

Η γεννήτρια ηλεκτρικού ρεύματος

Στην παρούσα εργασία εξετάστηκαν δύο διαφορετικά μοντέλα γεννητριών παραγωγής ηλεκτρικού ρεύματος, ένα συνεχούς (δυναμό - *DC Generator*) και ένα εναλλασσόμενου (*AC Generator* ή *Alternator*). Και στα δύο μοντέλα οι στάτορες των γεννητριών αποτελούνται από ηλεκτρομαγνήτες οι οποίοι τροφοδοτούνται με συνεχές ρεύμα από μια εξωτερική πηγή. Στο υβριδικό σύστημα υπό εξέταση, το ρεύμα που απαιτείται για την τροφοδότηση των ηλεκτρομαγνητών, επιλέχθηκε να παρέχεται από τη συστοιχία κυψελών καυσίμου. Και στις δύο περιπτώσεις, το ηλεκτρικό ρεύμα που διαρρέει τα πηνία του στάτορα της γεννήτριας, ελέγχεται από έναν Regulator. Στην πράξη αυτός ο ροοστάτης μπορεί να λειτουργεί με οποιαδήποτε μέθοδο συνοδευόμενος από τον κατάλληλο εξοπλισμό και ένα φορτίο απόρριψης, ελέγχοντας το ρεύμα είτε άμεσα, λειτουργώντας ως ροοστάτης, είτε έμμεσα, εφαρμόζοντας σειριακά στο κύκλωμα την κατάλληλη πτώση τάσης.

α) Η Γεννήτρια Συνεχούς Ρεύματος της εργασίας

Η γεννήτρια συνεχούς ρεύματος που χρησιμοποιείται στην παρούσα εργασία ανήκει στην κατηγορία των γεννητριών των οποίων τα πηνία του στάτορα διεγείρονται από ξένη πηγή διότι κατ' αυτόν τον τρόπο παρατηρούνται μικρότερες απώλειες και ο αυτόματος έλεγχος γίνεται ευκολότερος. Το ισοδύναμο ηλεκτρονικό κύκλωμα παρατίθεται στο σχήμα 7.27. Πρόκειται για δύο διακριτά RL ηλεκτρικά κυκλώματα τα οποία βρίσκονται σε ισχυρή μαγνητική σύζευξη. Στη συνέχεια ακολουθεί η σύντομη επεξήγηση των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών της γεννήτριας.



Σχήμα 7.27 : Το ηλεκτρικό ανάλογο του κυκλώματος της γεννήτριας συνεχούς ρεύματος της εργασίας.

Ως R_L συμβολίζεται το ηλεκτρικό (ωμικό) φορτίο που εφαρμόζεται στην έξοδο της γεννήτριας, το οποίο μεταβάλλεται στο χρόνο σε μια περιοχή τιμών ανάλογη των αναγκών της εκάστοτε εγκατάστασης. Ως R_a και R_f συμβολίζονται οι εσωτερικές αντιστάσεις των πηνίων του ρότορα και του στάτορα αντίστοιχα.

Ο ροοστάτης R_{fc} συμβολίζει τον ρυθμιστή ρεύματος i_f και μπορεί να κατασκευαστεί με πολλές διαφορετικές τεχνικές, είτε ελέγχοντας το ρεύμα i_f άμεσα (μέσω αντίστασης) είτε έμμεσα, (μέσω της τάσης τροφοδοσίας V_f η οποία είναι ανάλογη με αυτή που εφαρμόζεται στα άκρα του πηνίου διέγερσης αυτεπαγωγής L_f). Στην παρούσα μελέτη εξετάστηκαν και οι δύο τεχνικές ελέγχου. Αρχικά μεταβάλλοντας το ρεύμα άμεσα (με έναν regulator που επέτρεπε τη ροή από 0% έως 100%) και εν συνεχεία έμμεσα μεταβάλλοντας την τάση V_f , κάνοντας χρήση μιας πηγής τάσης οδηγούμενης βάσει της σχέσης, $V_f = K_f * V_{fi}$, όπου K_f ο λόγος ενίσχυσης και V_{fi} η τάση ελέγχου.

Η μαγνητική σύζευξη του πηνίου του ρότορα (αυτεπαγωγής L_a) με το πηνίο του στάτορα, εξασφαλίζει ότι η αλλαγή της έντασης του μαγνητικού πεδίου του τελευταίου, θα μεταβάλει το πλάτος της **ηλεκτρεγερτικής δύναμης** (HEΔ ή αλλιώς *electromagnetic force - EMF*) E_a που αναπτύσσεται στα άκρα του πηνίου του πρώτου. Στη συνέχεια ακολουθεί η περιγραφή της δυναμικής συμπεριφοράς των δύο κυκλωμάτων (στάτορα και ρότορα).

Η περιέλιξη του στάτορα που δημιουργεί το μαγνητικό πεδίο της γεννήτριας (το οποίο και ρυθμίζεται κατά βούληση μέσω ενός Fuzzy Logic Regulator) είναι ένα RL κύκλωμα που περιγράφεται από τη διαφορική εξίσωση (7.19).

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{K_f * V_{fi} - R_f * i_f}{L_f} \quad \text{και} \quad V_f = R_f * i_f \quad \text{με} \quad K_f = \frac{V_f}{V_{fi}} \quad (7.19)$$

όπου V_f είναι η τάση που εφαρμόζεται στα άκρα της περιέλιξης, και R_f η ωμική της αντίσταση, L_f η αυτεπαγωγή της και i_f το ρεύμα που τη διαρρέει. Όπως προαναφέρθηκε, η V_{fi} είναι η τάση ελέγχου. Η HEA που αναπτύσσεται από το τύλιγμα που ρότορα υπολογίζεται ως :

$$E_a = K_g * w_e * f(i_f) \quad (7.20)$$

όπου το K_g είναι μια σταθερά εξαρτώμενη από το τύλιγμα και w_e η γωνιακή ταχύτητα του ρότορα. Η σχέση $f(i_f)$ είναι μια εξίσωση που περιγράφει τα χαρακτηριστικά κόρου των μαγνητικών πόλων της γεννήτριας και η οποία δίνεται από τον κατασκευαστή. Η διαφορική εξίσωση που περιγράφει το ρεύμα που διαρρέει το τύλιγμα του ρότορα, δίνεται από τη σχέση:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{E_a - (R_L + R_a) * i_a}{L_a} \quad (7.21)$$

όπου R_L είναι το (ωμικό) φορτίο στην έξοδο της γεννήτριας, L_a είναι η αυτεπαγωγή του τυλίγματος του ρότορα και R_a η ωμική αντίσταση που αυτό παρουσιάζει.

Η ηλεκτρική (αντί)ροπή που εφαρμόζεται πάνω στον άξονα μιας γεννήτριας είναι :

$$T_e = \frac{E_a * i_a}{w_m * N} \quad (7.22)$$

όπου με N παριστάνεται η σχέση του κιβώτιου ταχυτήτων (*gear ratio*) μεταξύ της γωνιακής ταχύτητας του ρότορα της αιολικής μηχανής (w_m) και της γωνιακής ταχύτητας της γεννήτριας (w_e), οι οποίες συνδέονται με τη σχέση : $w_e = N * w_m$ (7.23)

Η χρήση του κιβώτιου ταχυτήτων στην περίπτωση που η αιολική μηχανή χρησιμοποιεί μια γεννήτρια συνεχούς ρεύματος, δεν είναι απαραίτητη, συνεπώς τότε ισχύει $N = 1$ και $w_e = w_m$.

Η ηλεκτρική ισχύς που καταναλώνεται επάνω σε ωμικό φορτίο R_L που είναι συνδεδεμένο σε γεννήτρια συνεχούς ρεύματος είναι ίση με : $P_e = R_L * i_a^2$ (7.24)

Το τύλιγμα του δρομέα της γεννήτριας, κάτω από συνθήκες φόρτου, διαρρέεται από ρεύμα i_a το οποίο λόγω των επαγωγικών δυνάμεων Lorentz αναπτύσσει στον άξονα του ρότορα της

γεννήτριας ροπή T_e της οποίας η φορά αντιτίθεται στο κινητήριο αίτιο και είναι ίση με :

$$T_e = \frac{N * \Phi * P}{\pi * a} * i_a = K_a * \Phi * i_a \quad (7.25)$$

(a : το πλήθος των παράλληλων μονοπατιών στο τύλιγμα, Φ : η μαγνητική ροή, P : τα ζεύγη των μαγνητικών πόλων)

Από τη σχέση $T_e = K_a * \Phi * i_a$ και τη σχέση $E_a = K_a * \Phi * \omega_e$ προκύπτει ότι :

$$E_a * i_a = K_a * \Phi * \omega_e * i_a = T_e * \omega_e \quad (7.26)$$

Η εξίσωση αυτή ονομάζεται και **συνθήκη ισορροπίας της γεννήτριας** και περιγράφει το ισοζύγιο μεταξύ μηχανικής και ηλεκτρικής ενέργειας, ή αλλιώς τη σχέση μετασχηματισμού μεταξύ των δύο μορφών, θεωρώντας μηδενικές ηλεκτρικές, μηχανικές και μαγνητικές απώλειες.

Από την παραπάνω συνθήκη προκύπτει πως, όταν αυξάνει η γωνιακή ταχύτητα ω_e , αναλόγως αυξάνει και η τάση E_a , για σταθερό φορτίο R_L . Αντίστροφα, για σταθερή γωνιακή ταχύτητα, όταν αυξάνει το φορτίο R_L , μειώνεται το ρεύμα i_a και αυξάνει και η τάση E_a , έως ότου επέλθει και πάλι η προαναφερθείσα ισορροπία ισχύος.

Συνεπώς, σε κάθε αυξομείωση του φορτίου R_L , ο ρυθμιστής του ρεύματος i_f φροντίζει έτσι ώστε το ρεύμα που άγει το πηνίο αυτεπαγωγής L_f να δημιουργήσει κατάλληλο μαγνητικό πεδίο ροής Φ τέτοιας ώστε να αυξομειωθεί αναλόγως και το πλάτος της τάσης E_a . Εάν δεν συνέβαινε αυτό, η γωνιακή ταχύτητα του ρότορα ω_e θα μειωνόταν έως το νέο σημείο ισορροπίας με αποτέλεσμα η Α/Γ να βγει εκτός του σημείου μέγιστης ισχύος. Αυτό θα συνέβαινε διότι για τη δεδομένη σταθερή ταχύτητα ανέμου V_w , ο λόγος ακροπερυγίου

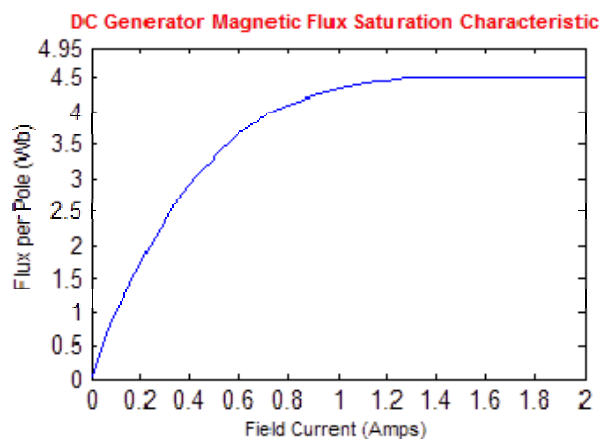
$$\lambda = R * \omega_m / V_w \quad (7.27)$$

με $\omega_m = \omega_e$ θα λάμβανε μια νέα τιμή για την οποία ο συντελεστής που εκφράζει το ποσοστό μετατροπής της αιολικής ισχύος σε μηχανική C_p δεν θα ήταν ο μέγιστος δυνατός. Ο ελεγκτής που αναλαμβάνει τη ρύθμιση του ρεύματος i_f στην προσπάθειά του να κρατήσει σταθερό το γινόμενο $E_a * i_a$, ώστε να διατηρήσει (για δεδομένη ταχύτητα ανέμου) το $C_p = C_{pmax}$, καταλήγει να δημιουργεί εμμέσως αρκετά υψηλές τάσεις E_a , όταν το φορτίο R_L στα άκρα της γεννήτριας μειώνει αρκετά το i_a .

Για το ρεύμα i_f του μαγνητικού πεδίου του στάτη της γεννήτριας της εργασίας ισχύει η σχέση :

$$E_a = K_g * w_e * f(i_f) \quad (7.28)$$

η οποία είναι της μορφής $E_a = K_a * w_e * F(i_f)$ με $K_a = 100 * K_g$ και $F(i_f) = \frac{f(i_f)}{100}$ όπου η συνάρτηση $F(i_f)$ δίνεται από τον κατασκευαστή της μηχανής και περιγράφει την εξάρτηση της μαγνητικής ροής Φ από το ρεύμα διέγερσης i_f όπως φαίνεται στο σχήμα 7.28.



Σχήμα 7.28 : Μεταβολή της μαγνητικής ροής κάθε πόλου της γεννήτριας, συνάρτησι του ρεύματος διέγερσης.

Όπως διακρίνεται από την καμπύλη του σχήματος 7.28, η ένταση του μαγνητικού πεδίου που διαρρέει κάθε πόλο του στάτορα, αν και αρχικά αυξάνει σχεδόν γραμμικά με την αύξηση του ρεύματος αγωγής των αντίστοιχων πηνίων, από ένα σημείο και μετά (το γόνατο της καμπύλης) αρχίζει να μεταβάλλεται όλο και πιο αργά, για να φτάσει να σταθεροποιηθεί σε μια ανώτατη τιμή, την τιμή κορεσμού της. Η ίδια καμπύλη δεν περνά από την αρχή των αξόνων αφού για μηδενικό ρεύμα αγωγής, υπάρχει ένα πολύ μικρό παραμένον μαγνητικό πεδίο το οποίο οφείλεται στο μαγνητισμό του σιδήρου, υλικό από το οποίο αποτελούνται οι πόλοι της γεννήτριας.

Έτσι, η χαρακτηριστική καμπύλη χωρίζεται σε τρεις περιοχές:

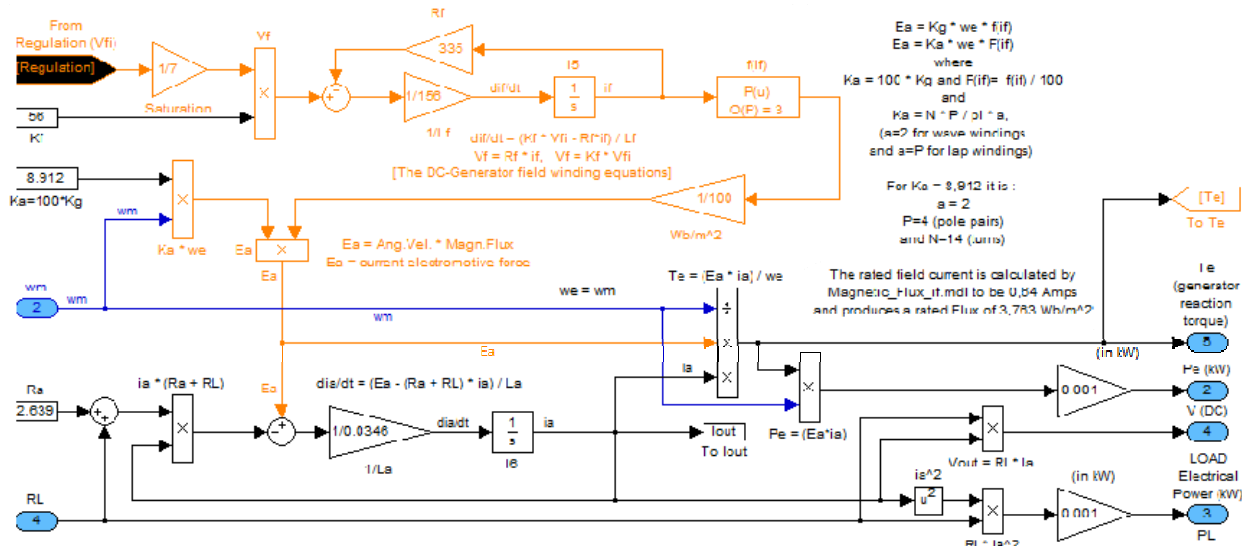
- την **περιοχή παραμένοντος μαγνητισμού**
- τη **γραμμική περιοχή** και
- την **περιοχή κορεσμού**

Οι ελεγκτές που ρυθμίζουν το ρεύμα που άγει το πηνίο διέγερσης είναι παραμετροποιημένοι έτσι ώστε να λειτουργούν στη γραμμική περιοχή όπου η μαγνητική ροή που αναπτύσσει το πηνίο μεταβάλλεται σχεδόν γραμμικά με την αυξομείωση του ρεύματος. Στην παρούσα εργασία το ρεύμα και η μαγνητική ροή στο 'γόνατο' της καμπύλης είναι αντίστοιχα 0.64 A και $3.76 \text{ Wb} / \text{m}^2$. Το γράφημα καθώς και οι σχετικές μετρήσεις προέκυψαν από το αρχείο Magnetic_Flux_if.mdl).

Όταν το ρεύμα i_a είναι σταθερό, από το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα της γεννήτριας γίνεται αντιληπτό πως η τάση V_t που τροφοδοτεί το φορτίο R_L είναι μικρότερη από την ηλεκτρεγερτική δύναμη E_a κατά τον παράγοντα $I_a * R_a$, δηλαδή την πτώση τάσης στα άκρα του πηνίου λόγω της εσωτερικής ωμικής του αντίστασης. Έτσι, στην κατάσταση σταθερής λειτουργίας της γεννήτριας το ρεύμα που διαρρέει την εσωτερική αντίσταση του πηνίου R_a και το ρεύμα που διαρρέει το φορτίο R_L είναι ίσα. Τότε το R_L συμπεριφέρεται στην έξοδο ως διαιρέτης τάσης και συνεπώς ισχύει η σχέση :

$$\frac{R_L}{R_L + R_a} = \frac{V_t}{E_a} \quad (7.29)$$

Αυτό, σε συνδυασμό με τη συμπεριφορά του ελεγκτή που προσπαθεί να διατηρεί την παραγόμενη ισχύ συνεχώς στο MPP, σημαίνει πως όταν το συνδεδεμένο ωμικό φορτίο στα άκρα της γεννήτριας έχει χαμηλή τιμή, τότε το ίδιο συμβαίνει και με την απόδοση της μηχανής. Αντίθετα, όταν το συνδεδεμένο ωμικό φορτίο στα άκρα της γεννήτριας έχει μεγάλη τιμή, τότε η απόδοση πλησιάζει την απόδοση μετασχηματισμού της γεννήτριας, δηλαδή μια τιμή πολύ κοντά στη μονάδα. Ωστόσο, οι μεγάλες τιμές στο R_L , όπως έχει προαναφερθεί σημαίνουν και μεγάλες τιμές στην τάση E_a , και κατά συνέπεια και στην τάση V_t που εφαρμόζεται στα άκρα του φορτίου. Η V_t μπορεί να αυξηθεί αρκετά, κατά την προσπάθεια του ρυθμιστή του i_f να διατηρήσει την παραγόμενη ισχύ $E_a * I_a$ στο ίδιο επίπεδο που βρισκόταν και πριν την αύξηση της τιμής του R_L . Επειδή το πλάτος της τάσης V_t ποικίλει έντονα σε σχέση με το εφαρμοζόμενο φορτίο, προτείνεται η σύνδεση της DC ηλεκτρογεννήτριας σε έναν μετατροπέα συνεχούς ρεύματος τοπολογίας buck-boost, ο οποίος θα είναι ικανός είτε να μειώνει, είτε να αυξάνει την τάση κατά το δοκούν, αυξομειώνοντας αντίστοιχα το ρεύμα, διατηρώντας έτσι την ολική προσληφθείσα ισχύ σταθερή. Η χρήση ενός κιβώτιου ταχυτήτων που θα άλλαζε τη σχέση μεταξύ των γωνιακών ταχυτήτων του ρότορα της αιολικής μηχανής (w_m) και του δρομέα της γεννήτριας (w_e) θα μπορούσε επίσης να εξασφαλίσει την παραγωγή τάσης V_t ίσης με ένα σταθερό προκαθορισμένο πλάτος, αλλά δεν θα μπορούσε να μετασχηματίσει την ισχύ, όπως για παράδειγμα κάνει ένας μετατροπέας συνεχούς ρεύματος, διαμορφώνοντας αντίστοιχα το ρεύμα και έτσι θα κατέληγε σε απώλεια ισχύος για όλες τις τάσεις V_t μεγαλύτερες του προκαθορισμένου πλάτους. Στο σχήμα 7.29 παρατίθεται το Simulink μοντέλο της DC γεννήτριας όπου ξεχωρίζουν δύο κύρια κυκλώματα, αυτό του στάτορα (τονισμένο με πορτοκαλί χρώμα) και αυτό του ρότορα (τονισμένο με μαύρο χρώμα). Το κύκλωμα ελέγχεται ρυθμίζοντας το πλάτος της τάσης διέγερσης V_f .



Σχήμα 7.29 : Διάγραμμα του Simulink μαθηματικού μοντέλου της DC ηλεκτρογεννήτριας.

β) Η Γεννήτρια Εναλλασσόμενου Ρεύματος της εργασίας

Το μοντέλο της AC ηλεκτρογεννήτριας που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία μοιράζεται πολλά από τα τεχνικά χαρακτηριστικά της DC υλοποίησης αλλά έχει και αρκετές διαφορές, με κυριότερη την προσθήκη του κυκλώματος που αφορά στη σχέση μετάδοσης (Gearbox Ratio).

Η τάση που παρουσιάζεται στην έξοδο της AC γεννήτριας (μιας φάσης) είναι :

$$V = K_v \cdot V_s \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \quad (7.30)$$

όπου

$$V_s = \sqrt{E_a^2 - (Z_L \cdot i_a)^2} \quad (7.31)$$

K_v σταθερά πτώσης τάσης λόγω μαγνητικής υστέρησης και $Z_L = L_a \cdot \omega_e$ η εμπέδηση που παρουσιάζει ο ρότορας καθώς περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα ω_e . Η συχνότητα του παραγόμενου ηλεκτρικού ρεύματος προκύπτει από τη σχέση :

$$f = \frac{P \cdot g \cdot \omega_m}{4 \cdot \pi} \quad (7.32)$$

όπου g το μέγεθος που συμβολίζει την (ομαλά μεταβαλλόμενη λόγω της σύμπλεξης και αποσύμπλεξης που προηγείται) σχέση στο κιβώτιο ταχυτήτων, και $P/2$ τα ζεύγη των μαγνητικών πόλων της ηλεκτρικής γεννήτριας.

Στο σχήμα 7.30 παρατίθεται το μοντέλο της AC γεννήτριας όπου διατηρείται η ίδια, όπως και προηγουμένως, χρωματική κωδικοποίηση. Σε αντίθεση όμως με το προηγούμενο κύκλωμα, τώρα ο έλεγχος πραγματοποιείται ρυθμίζοντας το πλάτος του ρεύματος διέγερσης i_f . Μια μικρή διαφοροποίηση που αξίζει να τονιστεί σχετίζεται με το ορθογώνιο πορτοκαλί block $f(i_f)$ το

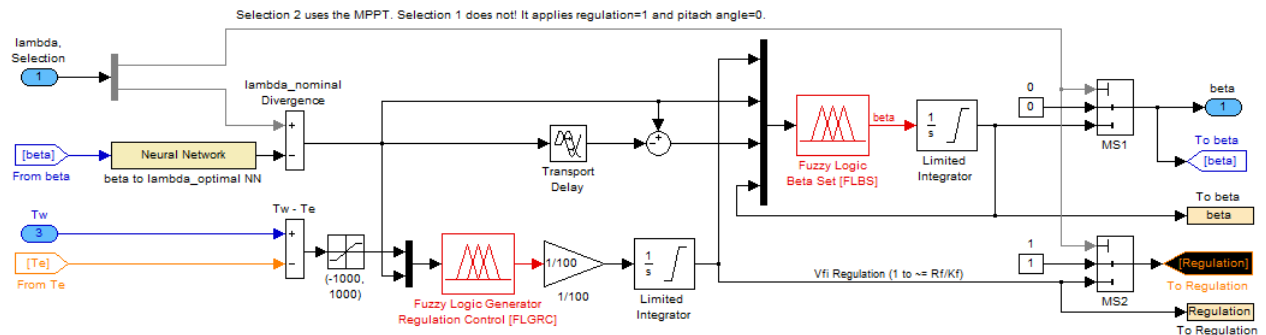
The diagram illustrates the dynamic model of a DC generator, showing the interaction between its electrical and mechanical parts. The following table summarizes the key variables and their values or formulas as shown in the model:

Variable / Component	Value / Formula
Field Voltage (V_f)	15
Field Constant (K_f)	58
Field Winding Resistance (R_f)	335
Field Current (I_f)	Calculated from V_f and R_f
Armature Circuit Resistance (R_a)	2.639
Armature Inductance (L_a)	0.0346
Field Winding Inductance (L_f)	156
Field Winding Time Constant (τ_f)	1/156
Armature Circuit Time Constant (τ_a)	1/156
Armature Current (I_a)	Calculated from V_f and R_f
Electromotive Force (E_a)	$E_a = \text{Ang.Vel.} * \text{Magn.Flux}$
Electromagnetic Torque (T_e)	$T_e = E_a * I_a / \omega_m / N$
Mechanical Torque (T_m)	2.639
Angular Speed (ω_e)	Calculated from T_m and T_e
Shaft Speed (ω_m)	Calculated from ω_e and GearBox
Frequency (f)	Calculated from ω_m
Terminal Voltage (V)	Calculated from E_a and I_a
Electrical Power (P_e)	Calculated from V and I_a
Armature Resistance Loss (P_{RL})	Calculated from I_a and R_a
Output Power (P)	8
Output Frequency (f)	Calculated from ω_m

γ) Ο κοινός ρυθμιστής ισχύος (Regulator)

249

ανίχνευσης του MPP με τη βοήθεια των δύο FLC ελεγκτών FLBS και FLGRC (τονισμένα με κόκκινο χρώμα blocks) και του ΤΝΔ ‘beta to lambda_optimal’ (block κίτρινου χρώματος).



Σχήμα 7.31 : Το Simulink μοντέλο του υποσυστήματος ανίχνευσης του MPP με τη βοήθεια των ελεγκτών FLBS και FLGRC.

Ο FLGRC που ελέγχει τη διέγερση του κυκλώματος του στάτορα της ηλεκτρογεννήτριας τροφοδοτείται από 2 εισόδους, τη διαφορά μεταξύ των ροπών $T_w - T_e$ και τη διαφορά μεταξύ του τρέχοντος και του ιδεατού λ ($\lambda - \lambda_{optimal}$) ενώ ο FLBS που ελέγχει τη γωνία κλίσης των περωτών, τροφοδοτείται από 4 εισόδους : το ποσοστό της διέγερσης (% Regulation), τη διαφορά καθώς και το ρυθμό της διαφοράς μεταξύ του τρέχοντος και του ιδεατού λ ($\lambda - \lambda_{optimal}$) και της τρέχουσας τιμής της γωνιακής κλίσης των περωτών β . Ο FLGRC μεταβάλλει την ένταση του μαγνητικού πεδίου μεταξύ ρότορα και στάτορα, αλλάζοντας τη συσχέτιση των δυνάμεων που αναπτύσσονται μεταξύ τους, ρυθμίζοντας το ρεύμα που διαρρέει το τύλιγμα των πηνίων των ηλεκτρομαγνητών. Έτσι μεταβάλλει τη γωνιακή ταχύτητα ω_e κατά προέκταση την ω_m , μετατοπίζοντας το λόγο λ προς την κατεύθυνση κατά την οποία αυξάνεται ο συντελεστής ισχύος C_p . Ο FLBS αναλαμβάνει δράση δίνοντας εντολή για την εξάσκηση της κατάλληλης αεροδυναμικής πέδησης μόνο στην περίπτωση που ο FLGRC εξαντλήσει τα δικά του περιθώρια ελέγχου. Αντίστοιχα, ο FLYDC, ο οποίος αναλαμβάνει την εκτροπή των περωτών από το μέτωπο του ανέμου, μπορεί να δίνει τις ανάλογες εντολές μόνο σε ,παρατεταμένες χρονικά, ακραίες καιρικές συνθήκες.

Ο συνδυασμός των παραπάνω αυτοματισμών εξασφαλίζει τη διατήρηση της λειτουργίας της Α/Γ στο MPP ενώ παράλληλα προστατεύει τα ευαίσθητα μηχανικά της μέρη από έντονες καταπονήσεις. Οι εξομοιώσεις που πιστοποιούν την αρμονική συνεργασία των παραπάνω υποσυστημάτων και την ορθή λειτουργία ανίχνευσης και διατήρησης του MPP δημιουργήθηκαν από μια πλειάδα εκδοχών των αρχείων DC_Test_Bench.mdl, AC_Test_Bench.mdl και AC_CVT_Test_Bench.mdl. Τα αποτελέσματά τους παρατίθενται αναλυτικά στο Παράρτημα 'B.

8. ΜΟΝΤΕΛΟ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ

Τα κύρια συστατικά μέρη του μοντέλου του φωτοβολταϊκού (Φ/Β) συστήματος είναι τρία :

- το ηλεκτρομηχανικό σύστημα υποβοήθησης της ιχνηλατικής διαδικασίας (ηλιοστάτης),
- το σύστημα μετατροπής της φωτεινής ενέργειας σε ηλεκτρική και
- το ηλεκτρονικό σύστημα που εξασφαλίζει τη λειτουργία της φωτοβολταϊκής διάταξης στο σημείο μέγιστης παραγωγής ισχύος (*Maximum Power Point Tracking*).

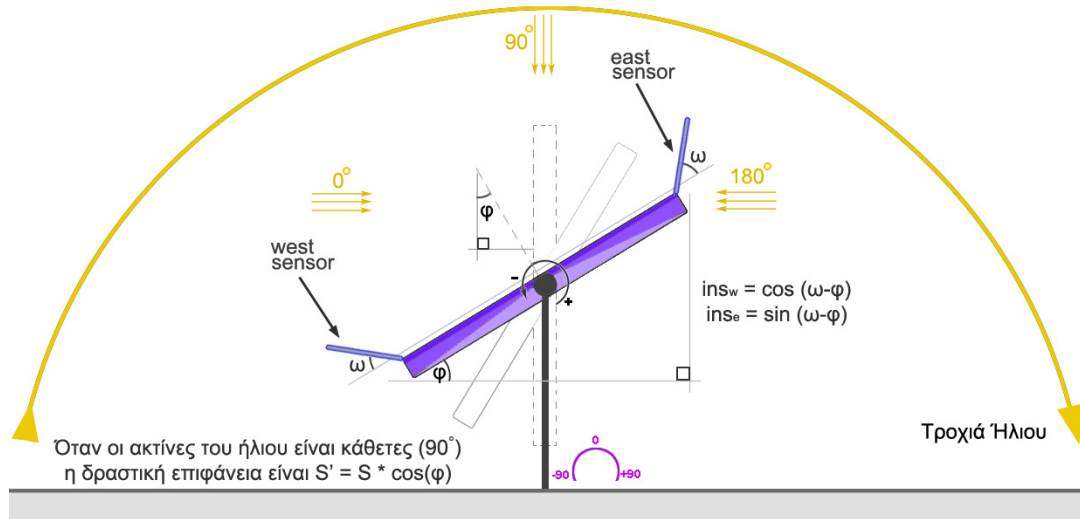
8.1. ΤΟ ΜΗΧΑΝΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ

Η περιστροφή της Γης γύρω από τον ήλιο (ή του ήλιου γύρω από τη Γη με βάση τη γεωκεντρική θεώρηση) αποδεικνύεται ιδιαίτερα πολύπλοκη καθώς συνίσταται από αρκετές σύνθετες κινήσεις. Ωστόσο, για την ιχνηλάτιση του ήλιου στον εικονικό ουράνιο θόλο, οι περισσότερες εξ' αυτών των κινήσεων μπορούν να αγνοηθούν, με μόνη ίσως εξαίρεση (εκτός της βασικής από Ανατολή προς Δύση) την εκτροπή της τροχιάς του στη διαδοχή των εποχών. Επομένως, για να καταστεί δυνατή η παρακολούθηση των ακτίνων του κατά τη συνηθέστερη των κινήσεων του (Ανατολή προς Δύση), αρκεί ένας μόλις άξονας (ένας βαθμός ελευθερίας), ενώ στην ειδική περίπτωση που πρέπει να ληφθεί υπόψη και η εποχιακή αλλαγή της τροχιάς του (κίνηση παράλληλα στους μεσημβρινούς), απαιτείται ένας ακόμα, κάθετος στον προηγούμενο (δύο βαθμοί ελευθερίας).

Κατά περίπτωση, η προσθήκη ενός βαθμού ελευθερίας σε στατικά συστήματα αναβαθμίζει δραστικά την απόδοσή τους (αναλόγως της τεχνολογίας των φωτοβολταϊκών κυψελών έως και 58% επιπλέον απόδοση) δικαιολογώντας έτσι το επιπρόσθετο κόστος τοποθέτησης και συντήρησης του μηχανισμού. Ωστόσο τα συστήματα δύο βαθμών ελευθερίας χρησιμοποιούνται πιο σπάνια διότι η επιπλέον απόδοση δεν δικαιολογεί πάντα τα αντίστοιχα κόστη. Έτσι, τα συστήματα στήριξης των φωτοβολταϊκών πλαισίων που βρίσκονται πολύ κοντά στον Ισημερινό συνήθως λειτουργούν ικανοποιητικά περιοριζόμενα σε ελεγκτές ανίχνευσης των ηλιακών ακτίνων ενός μόνο βαθμού ελευθερίας. Τα συστήματα χωρίς ηλιοστάτες ή με ηλιοστάτες ενός βαθμού ελευθερίας έχουν γωνία που υπολογίζεται σύμφωνα με το γεωγραφικό πλάτος κάθε περιοχής και για τον ελληνικό χώρο η μέση βέλτιστη κλίση είναι οι 30 μοίρες περίπου.

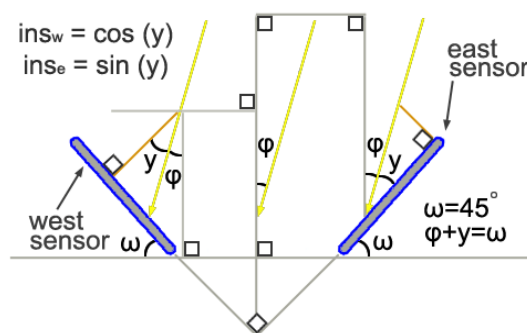
Στην παρούσα εργασία αναπτύχθηκε για το δεδομένο σύστημα ένας FLC (PVPB) ο οποίος έχει την ικανότητα να ανιχνεύει μικρές διαφορές έντασης φωτός (μεταξύ δύο κατάλληλα τοποθετημένων αισθητήρων) και να στρέφει το πλαίσιο κάθετα στην κατεύθυνση των ακτίνων του ήλιου. Η διάταξη είναι αρκετά απλή στην υλοποίηση και μπορεί να επεκταθεί με τέτοιο τρόπο ώστε η ανίχνευση να πραγματοποιείται και κατά τον κάθετο άξονα (2 βαθμοί ελευθερίας).

Στο σχήμα 8.1 παρουσιάζεται ο τρόπος εγκατάστασης των αισθητήρων επάνω στο Φ/Β πλαίσιο. Η γωνία ω που σχηματίζεται μεταξύ της βάσης του πλαισίου και των αισθητήρων είναι 45° . Η τοποθέτησή τους έχει γίνει έτσι ώστε οι φωτοευαίσθητες επιφάνειές τους να είναι αντικριστά, η μια στραμμένη προς την Ανατολή (*East sensor*) και η άλλη προς τη Δύση (*West sensor*).



Σχήμα 8.1 : Η διάταξη περιγράφει τον τρόπο εγκατάστασης των αισθητήρων καθώς και τις γωνίες εκτροπής του φωτοβολταϊκού πλαισίου σε σχέση με τη θέση του ήλιου στον ορίζοντα. Θεωρώντας, για παράδειγμα, ότι οι ακτίνες πέφτουν κάθετα στην επιφάνεια του εδάφους (δηλαδή ότι είναι μεσημέρι και ο ήλιος βρίσκεται στη θέση « 90° »), για το στιγμιότυπο του σχήματος υπολογίζεται η διέγερση των αισθητήρων (ins_w και ins_e) καθώς και η νέα δραστηκή επιφάνεια του πλαισίου ($S' = S * \sin \varphi$).

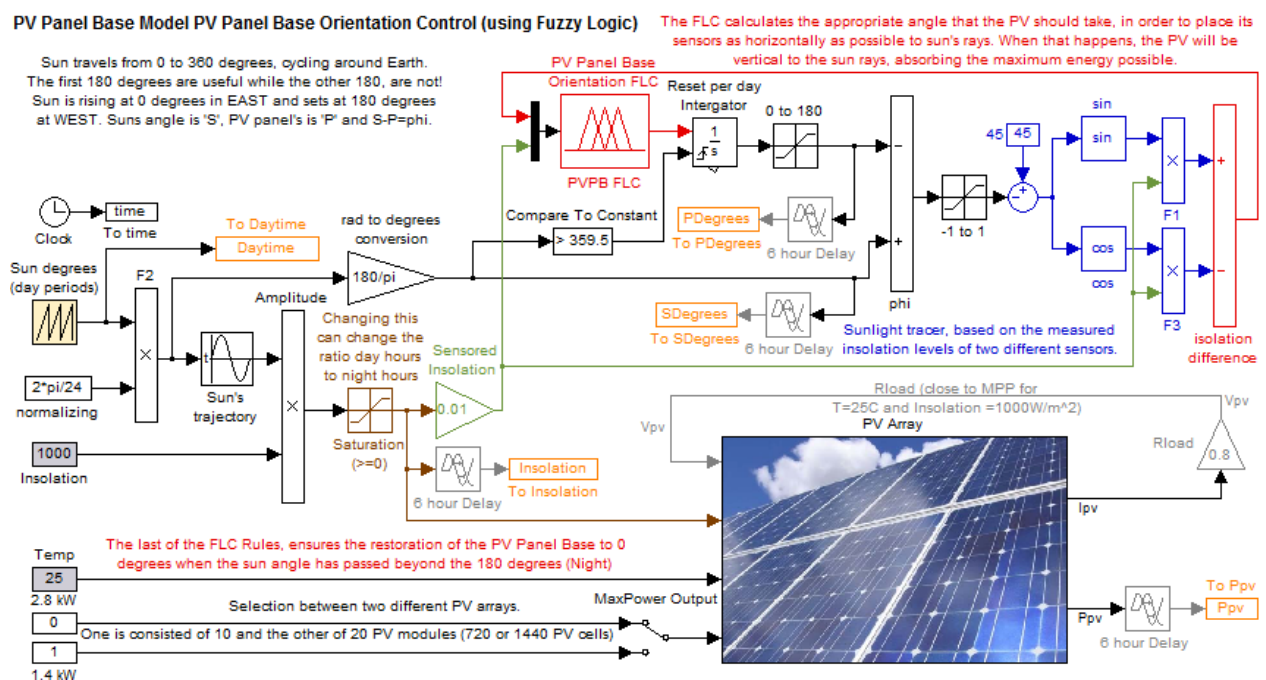
Ο ελεγκτής πληροφορείται τις εντάσεις που προκύπτουν από τους δύο αισθητήρες φωτός και στρέφει το πλαίσιο προς την κατεύθυνση που θα εξισορροπήσει την προσπίπτουσα στους αισθητήρες ακτινοβολία, αυξάνοντας ταυτόχρονα την ποσότητα αυτής που απορροφάται από την κάθετη, προς το φωτοβολταϊκό πλαίσιο, συνιστώσα. Η φορά στρέψης γίνεται αντιληπτή συγκρίνοντας τα σήματα που λαμβάνονται από τους δύο αισθητήρες. Το πρόσημο της διαφοράς μεταξύ των εντάσεων της ακτινοβολίας που προσπίπτει σε κάθε μια από τις δύο φωτοευαίσθητες επιφάνειες μεταφράζεται από τον FLC σε κατάλληλη φορά στρέψης προς την κατεύθυνση του Ήλιου. Ο τρόπος σχεδίασης του ελεγκτή (FUZZY_Orientation.fis) παρατίθεται στο παράρτημα 'Α.



Σχήμα 8.2 : Γεωμετρική ανάλυση των τριγωνομετρικών σχέσεων που υπολογίζουν τη μετρήσιμη φωτεινή ενέργεια.

Στο σχήμα 8.2 περιγράφεται ο γεωμετρική ανάλυση των τριγωνομετρικών σχέσεων που υπολογίζουν το ποσό της φωτεινής ενέργειας που λαμβάνεται και κατ' επέκταση διεγείρει τους δύο αισθητήρες. Τα κίτρινα βέλη παριστάνουν τις παράλληλες ακτίνες του ήλιου οι οποίες προσπίπτουν στην επιφάνεια του εδάφους υπό γωνία φ (σε σχέση με έναν νοητό κατακόρυφο άξονα). Τα πορτοκαλί ευθύγραμμα τμήματα παριστάνουν με εποπτικό τρόπο τη συνιστώσα της φωτεινής ακτίνας η οποία είναι μετρήσιμη από τον αντίστοιχο αισθητήρα.

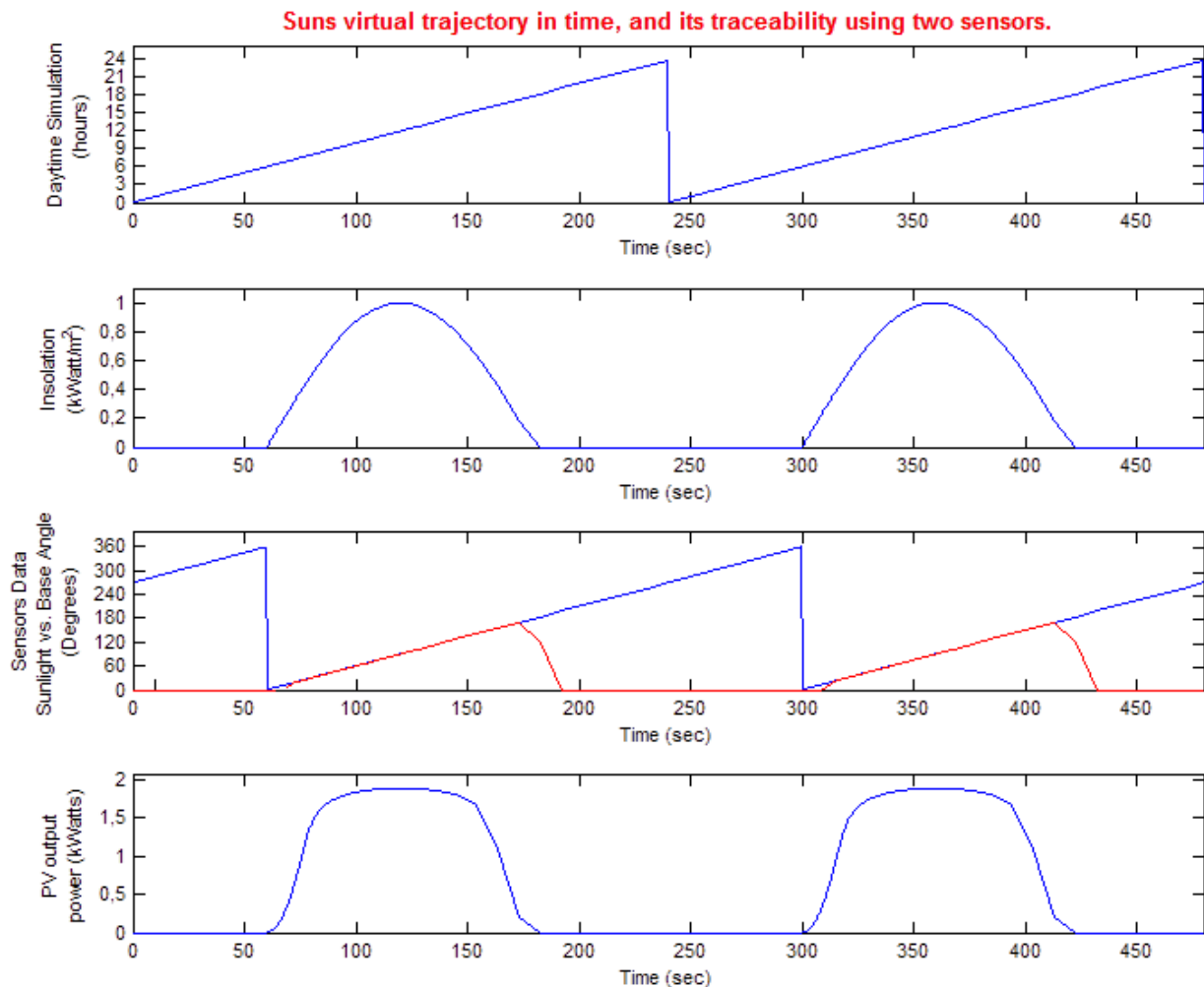
Το μαθηματικό μοντέλο (Project_PV_Orientation.mdl) που χρησιμοποιήθηκε για την εξομοίωση του συστήματος ιχνηλάτισης περιγράφεται από το διάγραμμα του σχήματος 8.3. Η κίνηση του ήλιου θεωρήθηκε ως μια τέλεια κυκλική κίνηση. Επίσης θεωρήθηκε ότι η ένταση της ακτινοβολίας του ήλιου ακολουθεί ημιτονοειδή μορφή, πως η διάρκεια της ημέρας είναι ίση με τη διάρκεια της νύχτας (12 ώρες έκαστη) και πως ο ήλιος ανατέλλει στις 6:00 το πρωί και δύει στις 18:00 το βράδυ. Όλες οι παραπάνω συμβάσεις έγιναν για να διατηρηθεί το μοντέλο απλό και δεν επηρεάζουν με κανέναν τρόπο την αρχή λειτουργίας του ελεγκτή, ο οποίος είναι υλοποιημένος έτσι ώστε να μπορεί να ανιχνεύει (σε έναν άξονα) οποιαδήποτε σύνθετη κίνηση ενός τυχαία κινούμενου φωτεινού ουράνιου σώματος, ασχέτως ωραρίου, φοράς κίνησης ή διακύμανσης της φωτεινής του εντάσεως.



Σχήμα 8.3 : Simulink διάγραμμα του συστήματος ιχνηλάτισης.

Το ωράριο ανατολής και δύσης καθώς και η διάρκεια της ημέρας μπορούν να διαμορφωθούν ρυθμίζοντας τα 4 τονισμένα με γκρι χρώμα blocks '6 hour delay' ενώ η διάρκεια ημέρας και νύχτας μπορούν να διαμορφωθούν από το σημείο κορεσμού του τονισμένου με καφέ χρώμα

block 'Saturation'. Το αριστερό μέρος του διαγράμματος υλοποιεί την προσομοίωση της συμπεριφοράς του ήλιου ενώ το κάτω δεξιά μέρος αφορά το ηλεκτρικό μέρος του φωτοβολταϊκού πλαισίου το οποίο θα αναπτυχθεί στη συνέχεια. Το πάνω δεξιά κομμάτι του διαγράμματος αφορά το block του FLC (κόκκινο χρώμα) που αποφασίζει για τη γωνία εκτροπής της βάσης του Φ/Β και τους δύο αισθητήρες (μπλε χρώμα) που τροφοδοτούν την πρώτη είσοδο του FLC με τα κατάλληλα δεδομένα. Πιο συγκεκριμένα, η πρώτη είσοδος του FLC είναι η διαφορά $ins_e - ins_w = \sin(45 - \varphi) - \cos(45 - \varphi)$. Θεωρώντας ότι η γωνία $\varphi = 0$ όταν οι ακτίνες του ήλιου πέφτουν κάθετα επάνω στο πλαίσιο, η διαφορά $ins_e - ins_w$ γίνεται θετική όταν η γωνία φ κινείται από στο διάστημα $(-45,0)$ μοίρες ενώ γίνεται αρνητική όταν κινείται στο διάστημα $(0,45)$ μοίρες. Ο FLC αποφασίζει για τη φορά εκτροπής του πλαισίου λαμβάνοντας υπόψη του αυτή τη διαφορά. Η δεύτερη είσοδος του FLC χρησιμοποιείται για την ανίχνευση των διαστημάτων συσκότισης. Έτσι, εφόσον ο ήλιος δύσει, το πλαίσιο προετοιμάζεται για την ανατολή κλίνοντας προς την αντίστοιχη κατεύθυνση.



Σχήμα 8.4 : Κυματομορφές που πιστοποιούν την ορθή λειτουργία του συστήματος ιχνηλάτισης.

Στο σχήμα 8.4 παρουσιάζονται οι κυματομορφές που πιστοποιούν την ορθή λειτουργία του ελεγκτικού μηχανισμού που περιγράφηκε στο διάγραμμα του σχήματος 8.3. Η εξομοίωση αφορά 2 ημέρες λειτουργίας αλλά στο Simulink μελετήθηκε η ίδια συμπεριφορά μέσα σε αντίστοιχο χρόνο 480 δευτερολέπτων. Αυτό αναλογεί, στην ιχνηλάτιση ενός αντικειμένου που παρουσιάζει 360 φορές μεγαλύτερη συχνότητα περιστροφής από αυτή του ήλιου. Βεβαίως, κάτι τέτοιο δεν αποτελεί πρόβλημα στην εξομοίωση και μόνο θετικά μπορεί να ερμηνευτεί ως προς την απόκριση του FLC, ο οποίος, όπως φαίνεται και από το 3^ο γράφημα του σχήματος 8.4, ακολούθησε πιστά την τροχιά του φωτεινού αντικειμένου. Για να γίνεται εύκολα η αναγωγή των καμπυλών στο διάστημα ενός 24ώρου χρησιμοποιείται το πρώτο γράφημα του σχήματος 8.4. Το 2^ο γράφημα παρουσιάζει τη διακύμανση της φωτεινής έντασης των ηλιακών ακτίνων, ενώ στο 4^ο γράφημα αποτυπώνεται η παραγόμενη, από το Φ/Β σύστημα, ισχύς τα αντίστοιχα χρονικά διαστήματα. Να σημειωθεί πως στο 3^ο γράφημα η κόκκινη καμπύλη περιγράφει την (απόλυτη) γωνία εκτροπής της βάσης του Φ/Β πλαισίου ενώ η μπλε καμπύλη την αντίστοιχη γωνία του ήλιου στον ουράνιο θόλο. Οι δυο καμπύλες παύουν να ταυτίζονται όταν ο ήλιος δύει και έχει αρκετά χαμηλή ένταση (στις 172 μοίρες περίπου) και το πλαίσιο επιστρέφει στην αρχική θέση. Κάτι ανάλογο συμβαίνει και κατά την ανατολή όπου η ιχνηλάτιση ξεκινά μόνο εφόσον η φωτεινή ένταση των ηλιακών ακτίνων γίνει αρκετά υψηλή και αντιληπτή από τους αισθητήρες.

8.2. ΤΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ

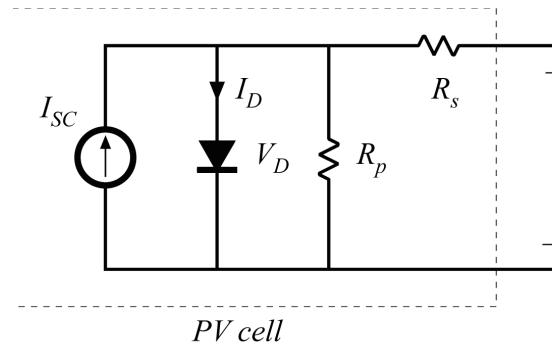
Συνολικά αναπτύχθηκαν δύο διαφορετικά μοντέλα για να περιγράψουν τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά ενός φωτοβολταϊκού στοιχείου. Επίσης έγιναν οι κατάλληλες τροποποιήσεις προβλέποντας τόσο τη σειριακή όσο και την παράλληλη συνδεσμολογία μεταξύ των στοιχείων, ώστε, με κατάλληλους συνδυασμούς των αντίστοιχων blocks, να μπορούν να προκύψουν και να μελετηθούν όλα τα απαραίτητα επίπεδα διατάξεων (*cell, panel, module, array*).

Και στις δύο περιπτώσεις, οι παράμετροι που θεωρήθηκαν δεδομένες είναι αυτές που προσφέρονται και στα data-sheet των PV modules, δηλαδή :

- το ρεύμα βραχυκύκλωσης I_{SC} ή I_{ph} (όταν η τάση στα άκρα του Φ/Β μηδενιστεί),
- η τάση ανοιχτοκύκλωσης V_{OC} (όταν το ρεύμα που διαρρέει το Φ/Β είναι μηδενικό),
- το ρεύμα λειτουργίας I_R (ή I_m) στο σημείο μέγιστης ισχύος (MPP) και
- η τάση λειτουργίας V_R (ή V_m) στο σημείο μέγιστης ισχύος (MPP),

κάτω από σταθερές και δεδομένες συνθήκες μετρήσεως, οι οποίες, σύμφωνα με τα κοινώς αποδεκτά βιομηχανικά πρότυπα, είναι για πυκνότητα ισχύος 1 kW/m^2 στους 25°C (1.5AM).

Το μαθηματικό μοντέλο στο οποίο βασίστηκαν όλες οι προσομοιώσεις μπορεί να περιοριστεί σε μόλις μια σύνθετη εξίσωση, οι οποία προκύπτει από την ανάλυση του ισοδύναμου ηλεκτρικού κυκλώματος ενός φωτοβολταϊκού κυττάρου που περιγράφεται στο σχήμα 8.5.



Σχήμα 8.5 : Το απλό ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα ενός φωτοβολταϊκού κυττάρου.

$$\text{Ο κανόνας Kirchhoff για τα ρεύματα δίνει : } I_{SC} - I_D - \frac{V_D}{R_p} - I_{PV} = 0 \quad (8.1)$$

$$\text{Ο κανόνας Kirchhoff για τις τάσεις δίνει : } V_{PV} = V_D - R_s * I_{PV} \quad (8.2)$$

$$\text{Η χαρακτηριστική της διόδου είναι : } I_D = I_0 * (e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1), \quad V_D = V_{PV} \quad (8.3)$$

$$\text{Επίσης όμως ισχύει ότι : } I_{PV} = I_{SC} - I_D \quad (8.4)$$

Από τις εξισώσεις (8.1), (8.2), (8.3) και (8.4) προκύπτει σχέση (8.5) :

$$I_{PV} = I_{SC} - I_0 * \left(e^{\frac{V_{PV} + R_s * I_{PV}}{k_B * T * \frac{n}{q}}} - 1 \right) - \frac{V_{PV} - R_s * I_{PV}}{R_p} \quad (8.5)$$

όπου I_{PV} το ρεύμα που διαρρέει την κυψέλη, V_{PV} η τάση που εφαρμόζεται στα άκρα της και

I_{SC} : το ρεύμα που δημιουργείται από το ηλιακό φως (φωτόρρευμα),

I_0 : το ρεύμα ανάστροφης πόλωσης (ρεύμα κόρου),

I_D : το ρεύμα αγωγής της διόδου,

q : το φορτίο του ηλεκτρονίου,

V_D : η τάση στα άκρα του στοιχείου,

V_T : η θερμική τάση (η πτώση τάσης σε σχέση με την αύξηση της θερμοκρασίας),

k_B : η σταθερά Boltzmann,

T : η θερμοκρασία του στοιχείου σε βαθμούς Kelvin και

n : ο συντελεστής ιδανικότητας της διόδου.

Εάν ισχύει $R_p \gg R_s$ (όπως συμβαίνει συνήθως) η εξίσωση απλοποιείται σημαντικά καθώς ο τελευταίος όρος της εξίσωσης μπορεί να αγνοηθεί, δεν παύει όμως να χρειάζεται κατάλληλο αναδρομικό προσεγγιστικό αλγόριθμο για να υπολογιστεί, όπως επίσης δεν παύει να αποτελεί μια μη γραμμική συνάρτηση.

Στην περίπτωση που κρίνεται σκόπιμη η εισαγωγή κατάλληλης προστατευτικής διόδου για την περίπτωση ανομοιόμορφης σκίασης στο μοντέλο προστίθεται και η εξίσωση (8.6).

$$V_{D_{bypass}} = V_t * \ln \left(\frac{I_{D_{bypass}}}{I_0} + 1 \right) \quad (8.6)$$

Συνήθως ωστόσο, η προστατευτική αυτή διόδος αναδρομολόγησης του ρεύματος, δεν προστίθεται σε κάθε στοιχείο, αφού δεν συντρέχει τόσο σημαντικός λόγος και ούτε η σκίαση είναι τόσο ‘επιλεκτική’ οπότε και χρησιμοποιείται ανά μερικά cells, π.χ. ανά 12άδα ή ανά 8άδα.

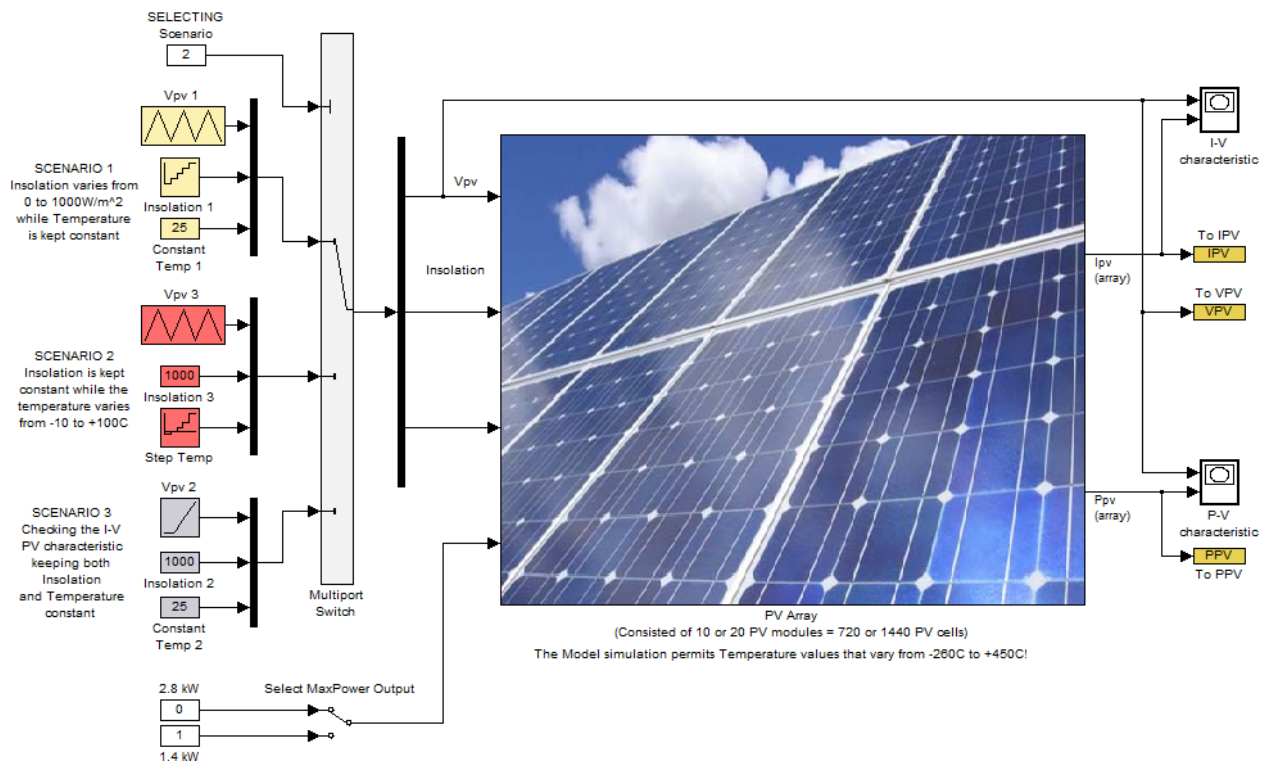
Η χαρακτηριστική εξίσωση του PV

Τα μοντέλα σχεδιάστηκαν με βάση την απλοποιημένη χαρακτηριστική εξίσωση (8.7), που δίνει το ρεύμα που παράγει το φωτοβολταϊκό στοιχείο, κάτω από οποιεσδήποτε συνθήκες.

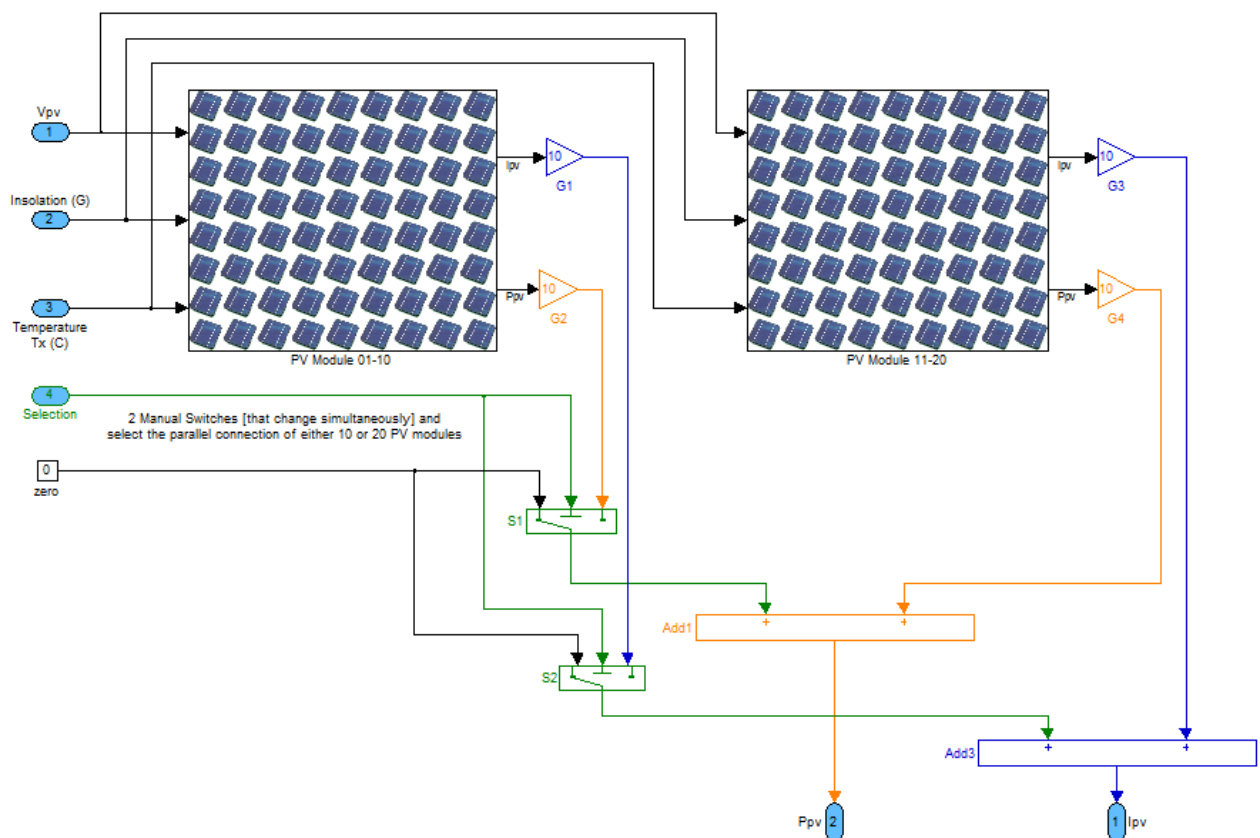
$$I_{PV} = I_{SC} - \left(e^{\frac{V_{PVcell} + R_s * I_{PV}}{k_B * T * \frac{n}{q}}} - 1 \right) \quad (8.7)$$

Για τη μαθηματική μοντελοποίηση της σύνθετης έκφρασης αυτής της εξίσωσης χρησιμοποιήθηκε ένας προσεγγιστικός αναδρομικός αλγόριθμος, με ειδικούς τερματιστές στο Simulink ώστε να γίνεται εφικτός ο υπολογισμός των χαρακτηριστικών καμπυλών του φωτοβολταϊκού στοιχείου υπό διάφορες συνθήκες ηλιακής ακτινοβολίας και θερμοκρασίας. Τα block των τερματιστών (algebraic constraints) με τα απαραίτητα συνοδευτικά σχόλια τονίζονται με πορτοκαλί χρώμα στα διαγράμματα των σχημάτων 8.8 και 8.9. Η αξιοπιστία των μοντέλων πιστοποιήθηκε συγκρίνοντας τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων με τις διαθέσιμες καμπύλες στα data-sheets πραγματικών μοντέλων κατασκευαστών (όπως η SHIELCO LTD).

Στο διάγραμμα του σχήματος 8.6 παρουσιάζεται το μοντέλο (Project_PV_Array.mdl) που περιγράφει τη συστοιχία των Φ/Β πλαισίων η οποία μπορεί να εξάγει αθροιστικά ισχύ 1.4 ή 2.8 kW. Το ίδιο μοντέλο χρησιμοποιείται για την εξομοίωση της συμπεριφοράς του Φ/Β κάτω από διαφορετικά σενάρια συνθηκών (αυτά που περιγράφονται στα αριστερά του διαγράμματος).

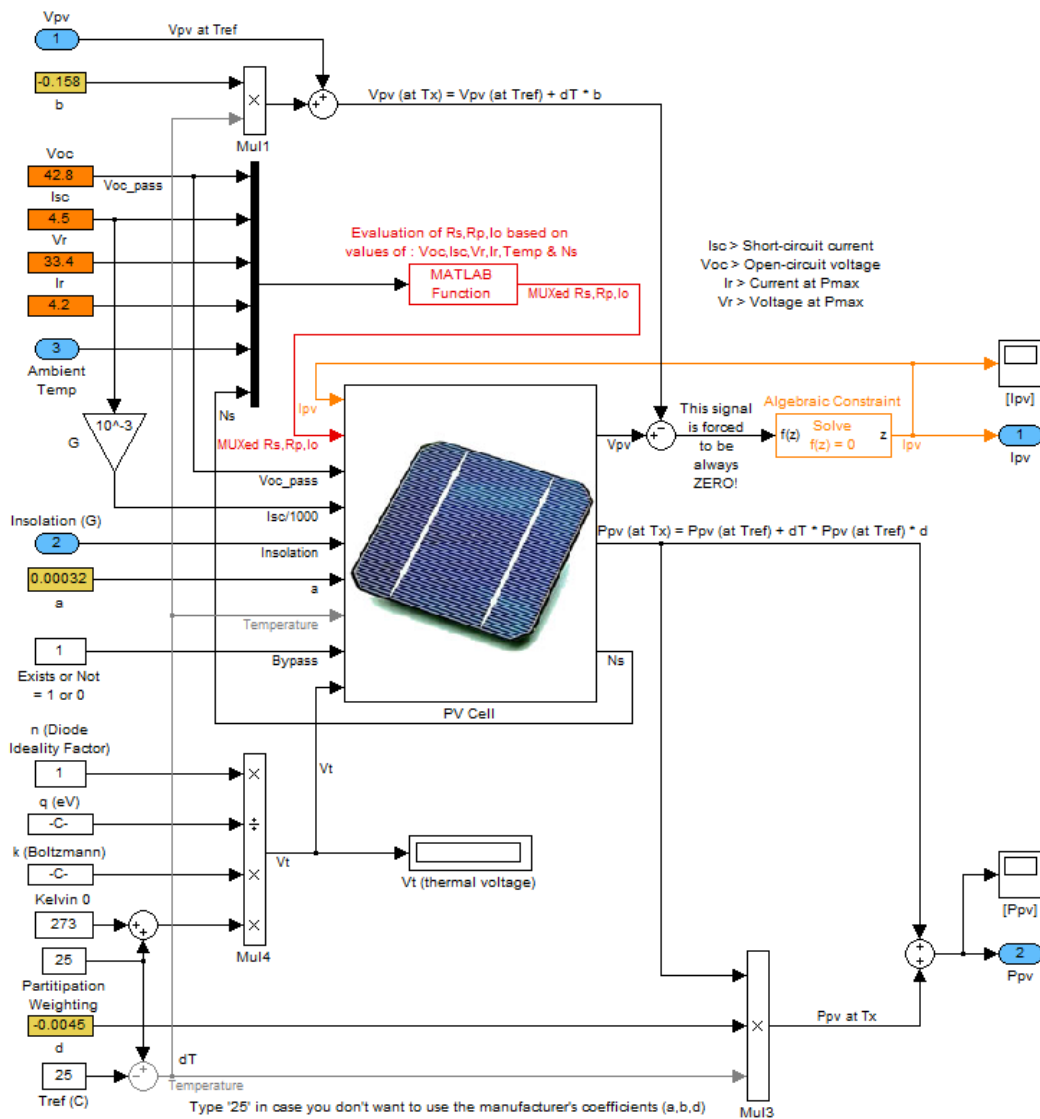


Σχήμα 8.6 : Το Simulink μοντέλο που χρησιμοποιείται για την εξομίωση της Φ/Β συστοιχίας. Το εσωτερικό της μάσκας 'PV Array' παρουσιάζεται στο σχήμα 8.7.



Σχήμα 8.7 : Το εσωτερικό της Φ/Β συστοιχίας 'PV Array'. Αποτελείται από 2 υπομονάδες (modules) των 10 πλαίσιων (panels) έκαστη, συνδεδεμένων παράλληλα. Τα πλαίσια αποτελούνται από 72 Φ/Β κυψέλες (cells) συνδεδεμένες σε σειρά (Diode Voltage = 0.596 V και Voc = 42.8 V, άρα Ns = 72). Η παραγόμενη τάση στην ονομαστική ισχύ είναι περίπου 164 V.

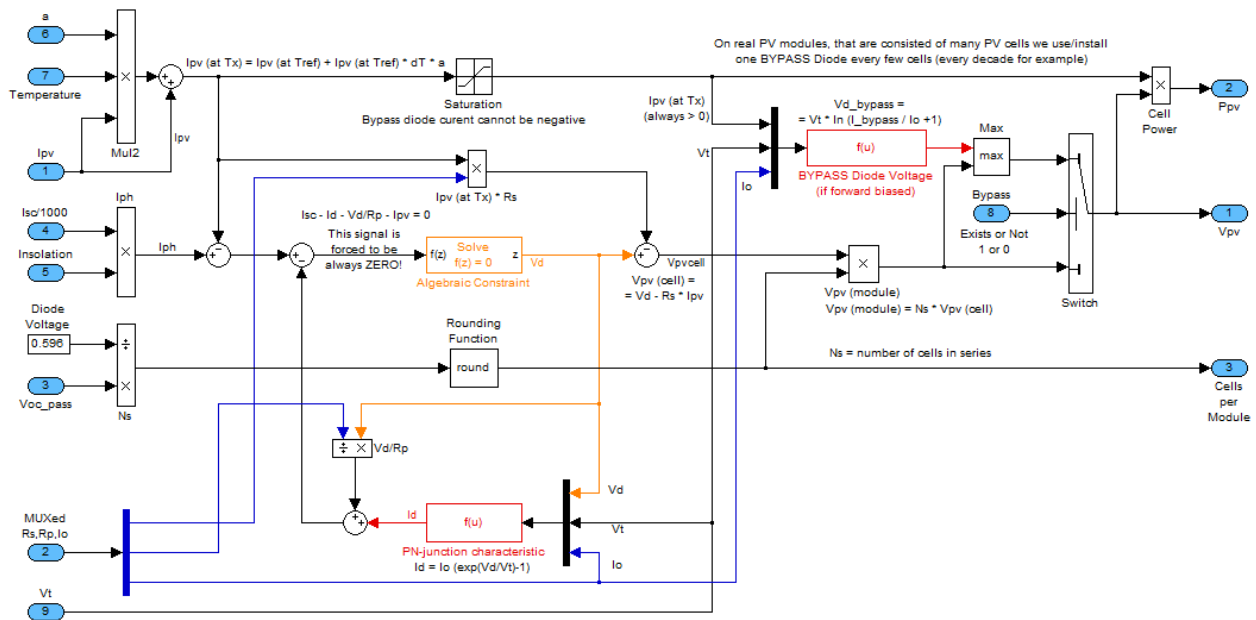
Στο διάγραμμα του σχήματος 8.7 παρουσιάζεται το εσωτερικό της Φ/Β συστοιχίας. Όπως είναι φανερό αποτελείται από δύο υπομονάδες (modules) των 10 πλαισίων έκαστη. Κάθε ένα από τα πλαίσια αυτά περιγράφεται από το διάγραμμα του σχήματος 8.8. Όπως σε όλα τα μοντέλα της εργασίας έτσι και εδώ, η αριστερή πλευρά του διαγράμματος περιέχει τις σταθερές και μεταβλητές εισόδου ενώ στα δεξιά παρατίθενται τα αποτελέσματα των υπολογισμών (όπου I_{pv} και P_{pv} το ρεύμα και η ισχύς εξόδου του Φ/Β πλαισίου αντίστοιχα). Στο κέντρο του διαγράμματος παρατίθεται η μάσκα 'PV Cell' η οποία περιέχει το μαθηματικό μοντέλο μιας Φ/Β κυψέλης όπως αυτό παρουσιάζεται στο διάγραμμα του σχήματος 8.9.



Σχήμα 8.8 : Το μαθηματικό μοντέλο ενός Φ/Β πλαισίου.

Πάνω από τη μάσκα 'PV cell' έχει τονιστεί με κόκκινο χρώμα το block του οποίου οι υπολογισμοί βασίζονται στον κώδικα του MATLAB αρχείου pv_parameters.m. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι τιμές των εσωτερικών αντιστάσεων R_p και R_s της φωτοδιόδου καθώς και το

ρεύμα ανάστροφης πόλωσης I_0 , υπολογίζονται προσεγγιστικά κάνοντας χρήση ενός κατάλληλου αναδρομικού αλγόριθμού. Αυτός ο αλγόριθμος υλοποιείται εντός του προαναφερθέντος αρχείου και μπορεί να μελετηθεί, μαζί με τον υπόλοιπο κώδικα, στην αντίστοιχη ενότητα του ΄Γ Παραρτήματος.



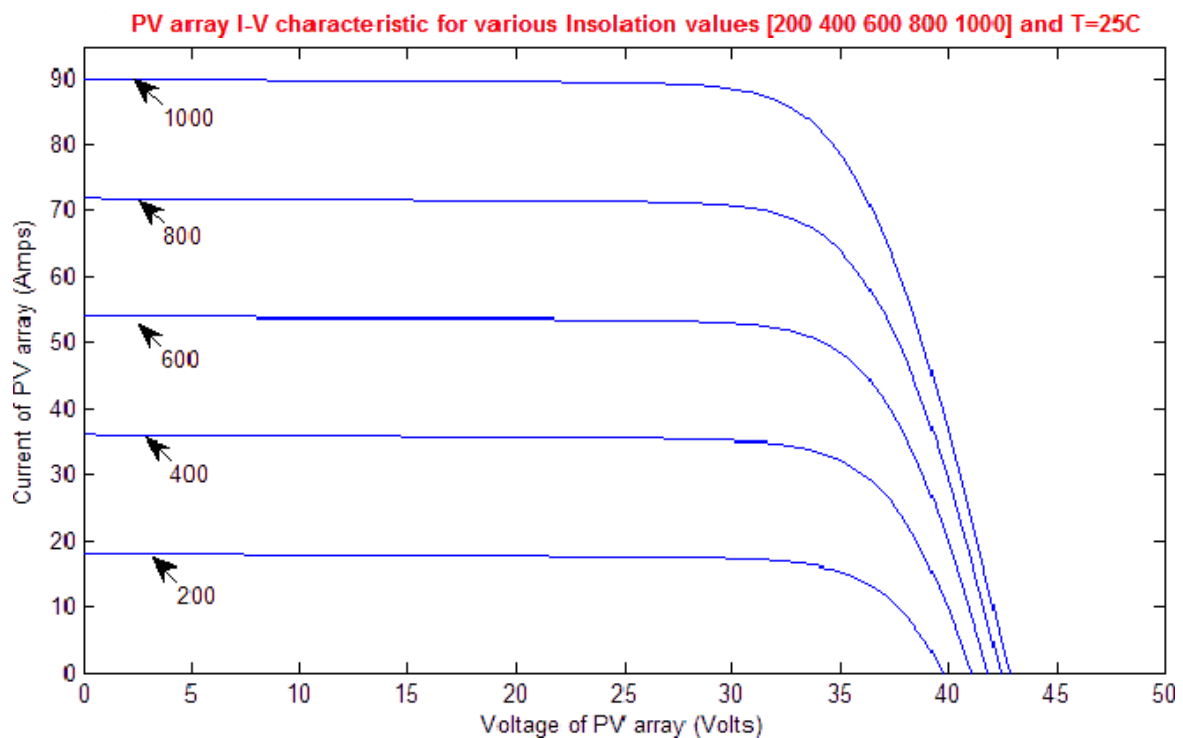
Σχήμα 8.9 : Το μαθηματικό μοντέλο μιας Φ/B κυψέλης.

Οι τιμές που υπολογίζονται από το παραπάνω αρχείο, εισάγονται πολυπλεγμένες στη δεύτερη είσοδο του Φ/B κελιού όπως φαίνεται και το διάγραμμα του σχήματος 8.9 (μπλε σήματα). Τα κόκκινα blocks που βρίσκονται στο ίδιο διάγραμμα πάνω δεξιά και κάτω αριστερά, υλοποιούν τις συναρτήσεις των εξισώσεων (8.6) και (8.3) αντίστοιχα.

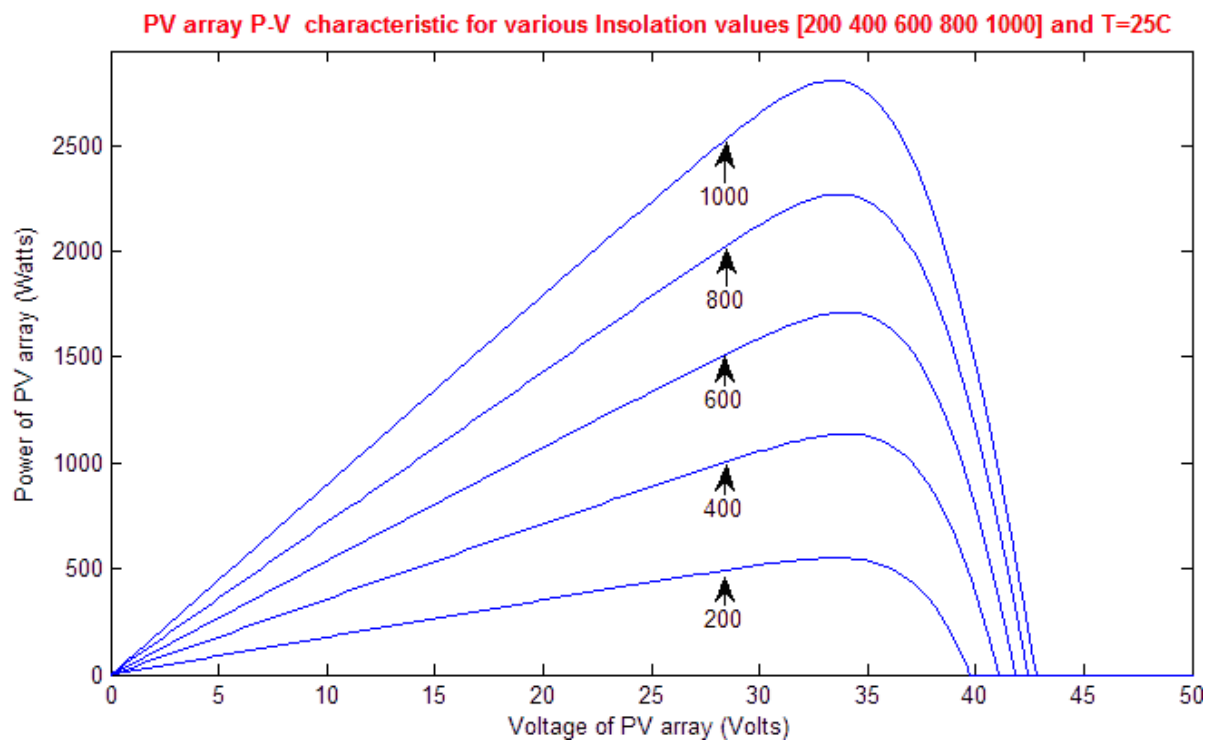
8.3. ΤΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ MPPT

Οι χαρακτηριστικές καμπύλες I-V μιας φωτοβολταϊκής μονάδας υπό διάφορες εντάσεις ηλιακής ακτινοβολίας παρουσιάζονται στο γράφημα του σχήματος 8.10. Ομοίως, για τις ίδιες τιμές ηλιακής ακτινοβολίας στο σχήμα 8.11 παρουσιάζεται γράφημα με τις χαρακτηριστικές καμπύλες P-V. Στο γράφημα του σχήματος 8.12 αποτυπώνονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες I-V υπό διάφορες τιμές θερμοκρασίας πλαισίου και σταθερή ένταση ακτινοβολίας 1000 W/m^2 . Τέλος, στο σχήμα 8.13 παρουσιάζεται το αντίστοιχο γράφημα με τις χαρακτηριστικές καμπύλες P-V. Όπως είναι φανερό από το γράφημα 8.10, η αλλαγή της πυκνότητας φωτεινής ισχύος επηρεάζει κυρίως το ρεύμα που παράγει το Φ/B πλαίσιο, αφήνοντας την αναπτυσσόμενη τάση στα άκρα του σχεδόν ανεπηρέαστη. Κατ' αναλογία από το γράφημα 8.12 γίνεται φανερό ότι η αλλαγή της

θερμοκρασίας πλαισίου επηρεάζει κυρίως την τάση εξόδου του, αφήνοντας το παραγόμενο ρεύμα σχεδόν ανεπηρέαστο.

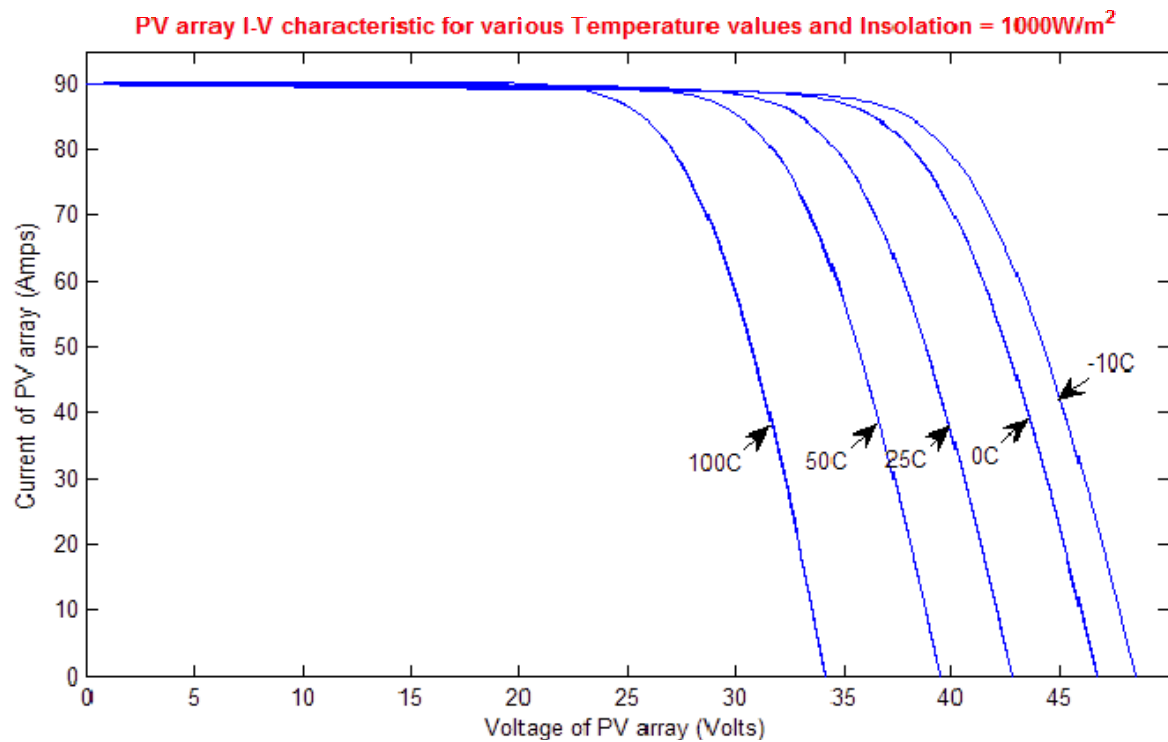


Σχήμα 8.10 : Χαρακτηριστική I-V Φ/B μονάδας για διάφορες τιμές έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας (και θερμοκρασία 25°C).

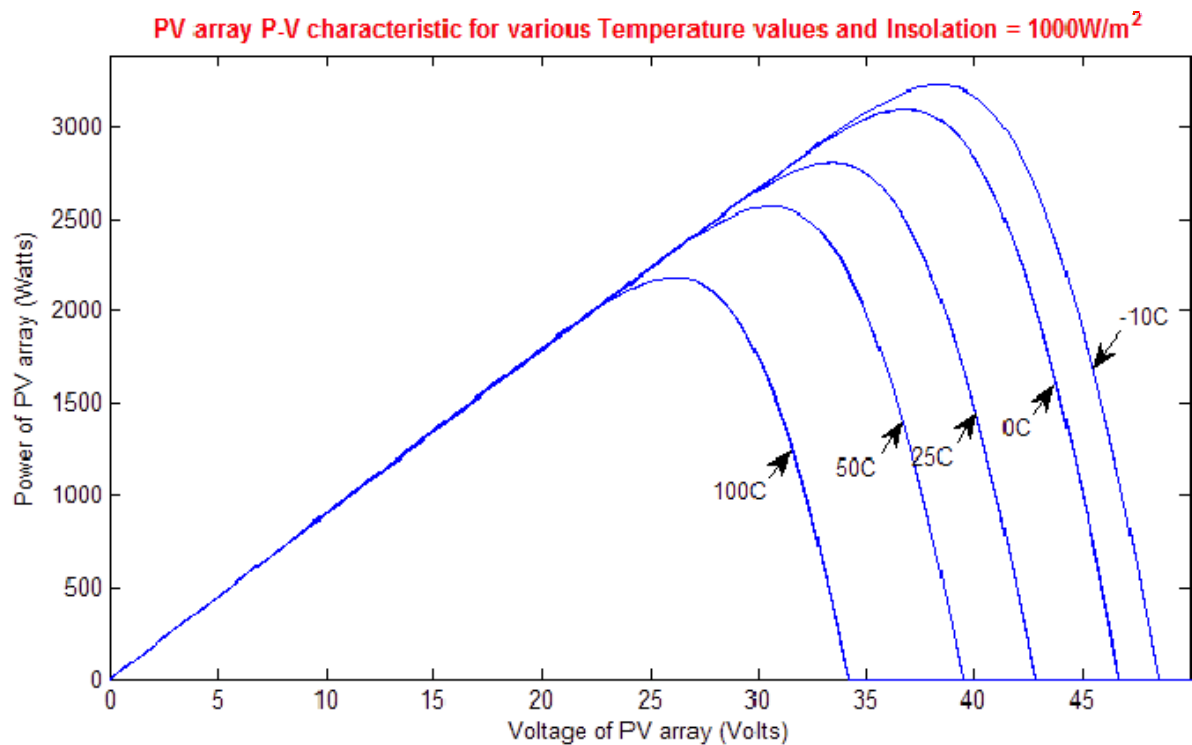


Σχήμα 8.11 : Χαρακτηριστική P-V Φ/B μονάδας για διάφορες τιμές έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας (και θερμοκρασία 25°C).

Από το σχήμα 8.11 προκύπτει ότι για δεδομένη ένταση ηλιακής ακτινοβολίας υπάρχει ένα συγκεκριμένο ζεύγος τιμών I και V που δίνει το μέγιστο γινόμενο ισχύος $P = I \cdot V$.



Σχήμα 8.12 : Χαρακτηριστική $I-V$ Φ/B μονάδας για σταθερή ακτινοβολία ($1000 \text{ W} / \text{m}^2$) σε διάφορες τιμές θερμοκρασίας.

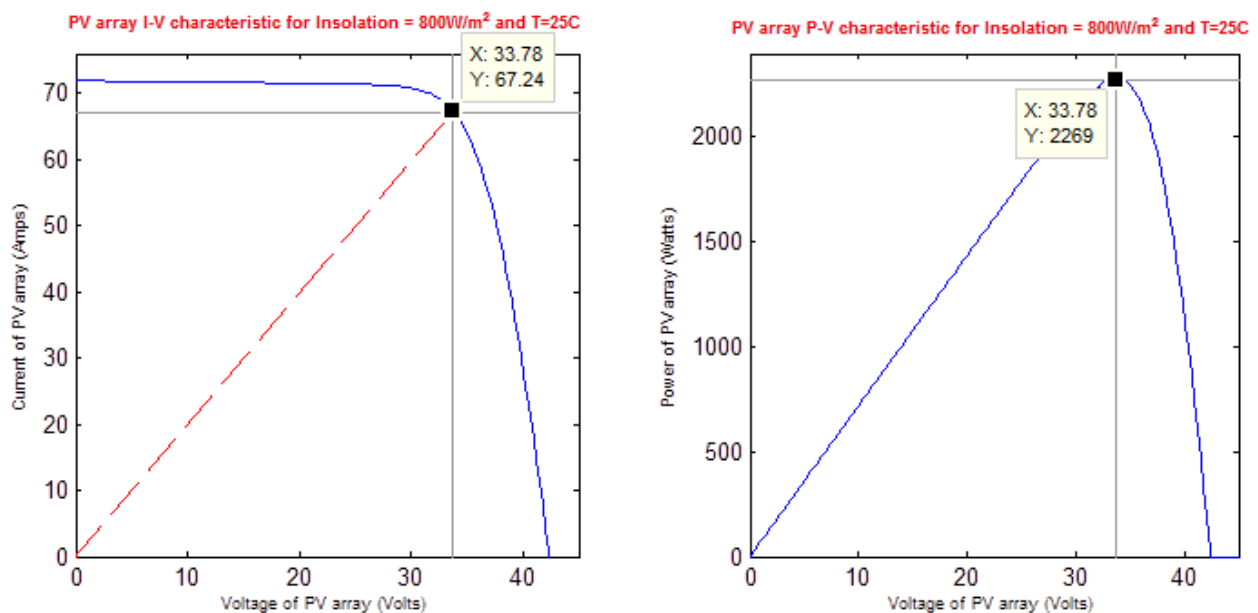


Σχήμα 8.13 : Χαρακτηριστική $P-V$ Φ/B μονάδας για σταθερή ακτινοβολία ($1000 \text{ W} / \text{m}^2$) σε διάφορες τιμές θερμοκρασίας.

Ομοίως, από το σχήμα 8.13 προκύπτει ότι για δεδομένη θερμοκρασία υπάρχει ένα συγκεκριμένο ζεύγος τιμών I και V που δίνει το μέγιστο γινόμενο ισχύος $P = I \cdot V$.

Τα σημεία μέγιστης ισχύος εντοπίζονται στο γόνατο των καμπυλών των σχημάτων 8.10 και 8.12 και στα ολικά μέγιστα των καμπυλών των σχημάτων 8.11 και 8.13.

Αν η φωτεινή ακτινοβολία και η θερμοκρασία θεωρηθούν σταθερές, τότε μπορεί να υπολογιστεί κατάλληλη αντίσταση φορτίου R_{load} τέτοια ώστε να ισχύει $R_{load} = V / I$, (όπου I, V το συγκεκριμένο ζεύγος τιμών), το οποίο προσαρτούμενο στην έξοδο του κυκλώματος του σχήματος 8.5, θα προκαλέσει τη μέγιστη δυνατή αξιοποίηση της παραγόμενης, για τη δεδομένη ακτινοβολία, ισχύος από το Φ/Β. Η γραφική λύση του παραπάνω προβλήματος θα ήταν η εύρεση μιας ευθείας που περνά από την αρχή των αξόνων (χαρακτηριστική ρεύματος ωμικού αντιστάτη) με κατάλληλη κλίση (τιμή R_{load}) ώστε να διέρχεται από το σημείο (I, V) για το οποίο η ισχύς είναι η μέγιστη. Το παράδειγμα μιας τέτοιας λύσης, θεωρώντας σταθερή ένταση φωτεινής ακτινοβολίας ίση με 800 W/m^2 και σταθερή θερμοκρασία ίση με 25°C , παρουσιάζεται στα γραφήματα του σχήματος 8.14 που ακολουθεί.



Σχήμα 8.14 : Χαρακτηριστική P - V Φ/Β μονάδας για σταθερή ακτινοβολία (800 W/m^2) σε διάφορες τιμές θερμοκρασίας.

Στο πρώτο γράφημα η διακεκομμένη κόκκινη ευθεία γραμμή αντιπροσωπεύει την χαρακτηριστική I - V του αντιστάτη R_{load} και τέμνει την χαρακτηριστική I - V του Φ/Β πλαισίου ακριβώς στο σημείο μέγιστης ισχύος, όπου για το ιδανικό ζεύγος (I, V) , όπως αποτυπώθηκε και στο αρχείο PV_800.mat, ισχύει ότι $V_{p \max} = 33.78 \text{ V}$, $I_{p \max} = 67.74 \text{ A}$ και $P_{p \max} = 2.269 \text{ W}$.

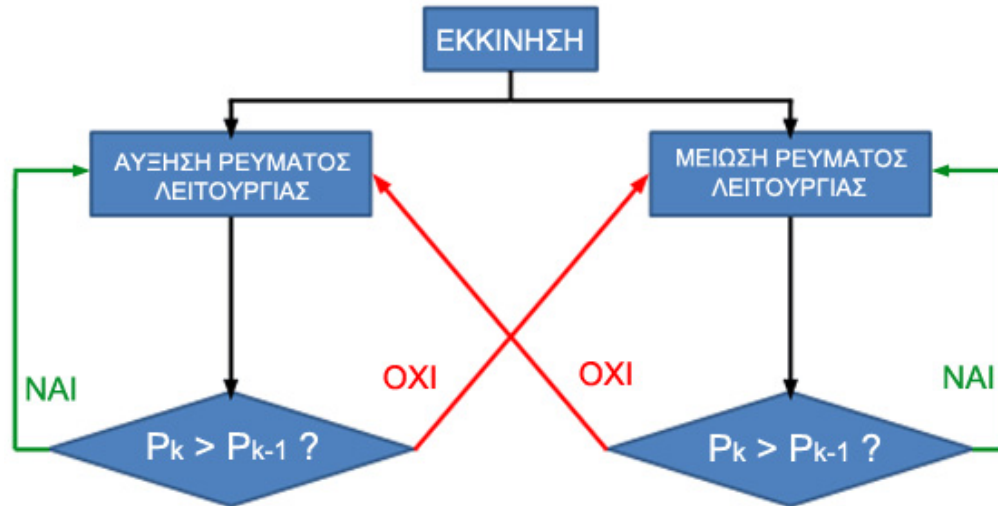
Δυστυχώς στην πράξη, η ηλιακή ακτινοβολία καθώς και η θερμοκρασία δεν είναι σταθερές και στην περίπτωση που απαιτείται η διαρκής λήψη της μέγιστης δυνατής ισχύος, ο αντιστάτης του παραπάνω παραδείγματος θα πρέπει να είναι μεταβλητός και μάλιστα με τρόπο εξαρτημένο από την προσλαμβάνουσα φωτεινή ένταση και θερμοκρασία, ενώ συνήθως το επιθυμητό είναι αυτός να ποικίλει ανεξάρτητα από τις τιμές προαναφερθέντων μεταβλητών μεγεθών, διότι ο βαθμός των ηλεκτρικών οικιακών καταναλώσεων δεν ακολουθεί την μεταβολή των καιρικών συνθηκών.

Από τα παραπάνω παραδείγματα γίνεται αντιληπτό πως η εκμετάλλευση της παραγόμενης ισχύος, καθώς ποικίλουν η ακτινοβολία, η θερμοκρασία αλλά και το συνδεδεμένο φορτίο, γίνεται η μέγιστη δυνατή για ένα συγκεκριμένο ζεύγος τιμών I και V κάθε φορά. Συνεπώς, για να αποδίδεται διαρκώς η μέγιστη δυνατή ισχύς προς το φορτίο, θα πρέπει να δημιουργηθεί κατάλληλος αυτοματισμός που να διατηρεί τις τιμές τάσεως και ρεύματος του Φ/B σε ευνοϊκές τιμές για τις συνθήκες της κάθε χρονικής στιγμής. Οι διατάξεις που περιέχουν τέτοιους αυτοματισμούς καλούνται MPPT (*Maximum Power Point Trackers*) και συνήθως συνεργάζονται με κάποιον DC-DC μετατροπέα που μετασχηματίζει την ισχύ έτσι ώστε η είσοδός του να διαμορφώνεται σύμφωνα με τις δυνατότητες του Φ/B (καιρικές συνθήκες) και η έξοδός του σύμφωνα με τις απαιτήσεις του φορτίου (οικιακές καταναλώσεις).

Στη βιβλιογραφία έχουν αναπτυχθεί αρκετοί MPPT αλγόριθμοι για τον έλεγχο Φ/B διατάξεων. Σύμφωνα με τους Patrick L. Chapman και Trishan Esram στο [26] καθώς και τους Roberto Faranda και Sonia Leva στο [118] υπάρχουν πάνω από 19 διαφορετικοί τρόποι ελέγχου και οι περισσότεροι εξ' αυτών στηρίζονται σε **τεχνικές αναρρίχησης** (*hill-climbing techniques*). Κάθε μια από αυτές τις τεχνικές παρουσιάζει κάποια χαρακτηριστικά πλεονεκτήματα και κάποια μειονεκτήματα, διαμορφώνοντας έτσι όλες μαζί στο σύνολό τους μια σειρά από εφαρμογές για τις οποίες είναι κατάλληλες να χρησιμοποιηθούν. Τα κριτήρια βάσει των οποίων γίνεται η επιλογή αφορούν στην **ευκολία υλοποίησης** και στις **επιδόσεις** του εκάστοτε ελεγκτή, στο **τελικό κόστος** και στην πιθανή απαίτηση ρυθμιστικών προσαρμογών (**επαναπρογραμματισμού**).

Από τους πιο διαδεδομένους MPPT αλγόριθμους που χρησιμοποιούνται στον έλεγχο των Φ/B διατάξεων είναι ο '**Διατάραξης και Παρατήρησης**' (***Perturb and Observe***) ή εν συντομία ***P&O***. Όπως υπονοεί και η ονομασία του, αυτός ο αλγόριθμος λειτουργεί σε δύο στάδια. Αρχικά διαταράσσει (με γνωστό τρόπο) το ελεγχόμενο μέγεθος (ρεύμα ή τάση του Φ/B) και στη συνέχεια αξιολογεί το αποτέλεσμα αυτής της διατάραξης. Για παράδειγμα, όπως φαίνεται και από το διάγραμμα ροής του σχήματος 8.15, η διατάραξη μπορεί να στηρίζεται στη μικρή περιοδική αυξομείωση του ρεύματος που διαρρέει το Φ/B και στη συνέχεια να ακολουθεί η διαπίστωση αν αυτή η αλλαγή τελικά συνέβαλε στην αύξηση ή τη μείωση της παραγόμενης

ισχύος του Φ/Β (συγκρίνοντας τις τιμές της πριν και μετά τη διατάραξη). Αν η προεπιλεγμένη φορά της διατάραξης προκαλεί την αύξηση της παραγόμενης ισχύος (που είναι και το επιθυμητό αποτέλεσμα) τότε ο αλγόριθμος την διατηρεί ενώ διαφορετικά την αλλάζει.



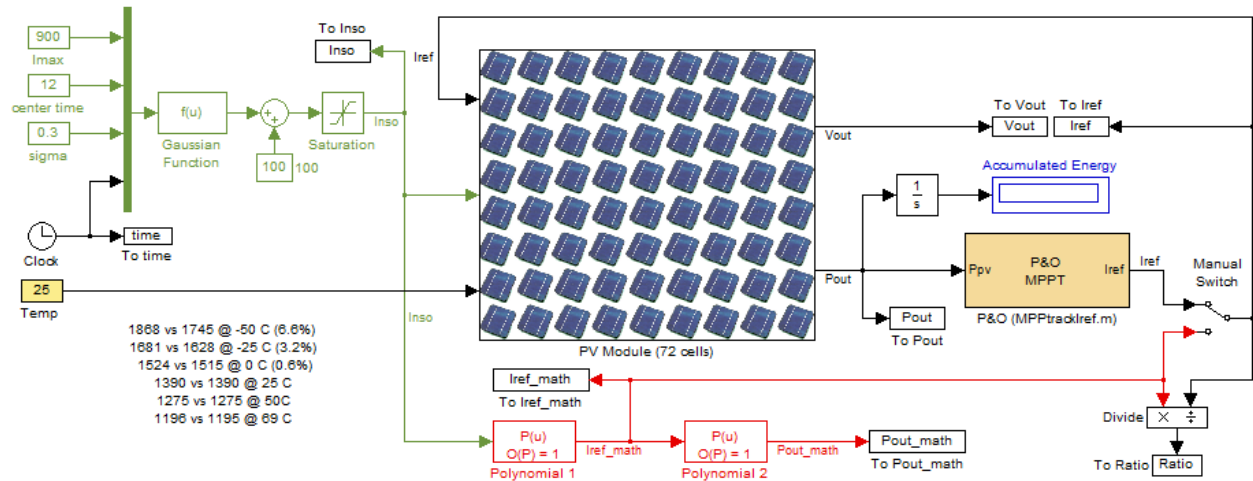
Ως P_k συμβολίζεται η τρέχουσα τιμή ισχύος και ως P_{k-1} η προηγούμενη τιμή ισχύος.

Σχήμα 8.15 : Βασικό διάγραμμα ροής P&O αλγορίθμου.

Για να μειωθεί το πλάτος των ταλαντώσεων που δημιουργούνται όταν η ανίχνευση πλησιάζει το επιθυμητό σημείο ισορροπίας και για να αυξηθεί η σταθερότητα του ελεγκτή, ο αλγόριθμος αυξομειώνει το ελεγχόμενο μέγεθος σε πολύ μικρά βήματα (*steps*) που συνήθως είναι της τάξης του ενός εκατοστού ή ενός χιλιοστού του επιτρεπτού εύρους λειτουργίας. Επίσης, για να αυξηθεί η ταχύτητα απόκρισης του αλγορίθμου αυξάνεται η συχνότητα δειγματοληψίας και εκτέλεσης εντολών του ελεγκτή. Η αύξηση της συχνότητας επαναλήψεων του αλγορίθμου βοηθά επίσης στην αποδοτικότερη απόρριψη των εξωγενών διαταραχών του ελεγχόμενου μεγέθους, κάτι που συντελεί στην περαιτέρω ενίσχυση της σταθερότητας του συστήματος.

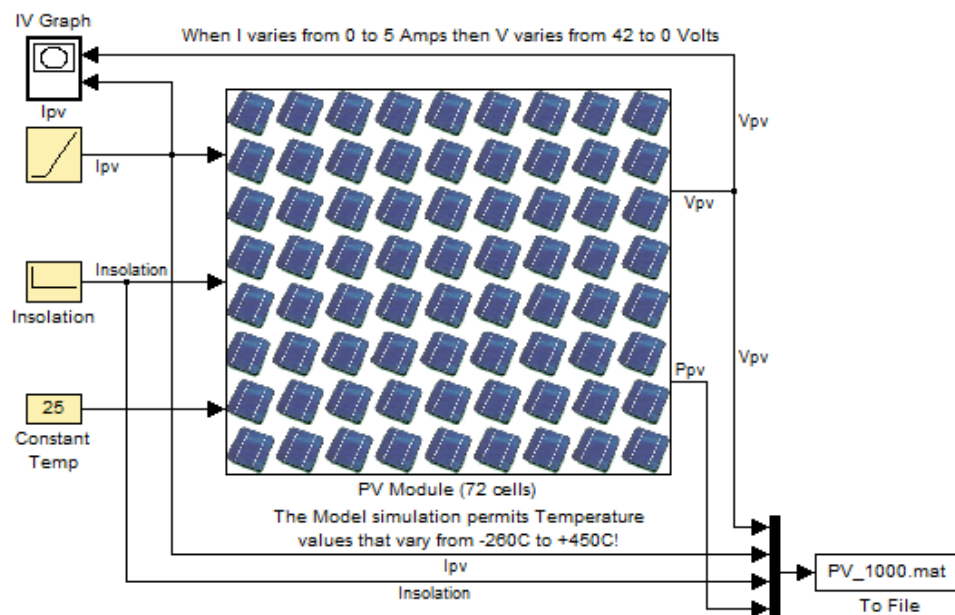
Ο κώδικας του αρχείου MPPTTrackIref.m που υλοποιεί τον P&O αλγόριθμο παρατίθεται αναλυτικά στο Παράρτημα Γ. Το Simulink μοντέλο MPPT_PO.mdl, που χρησιμοποιήθηκε για τη μελέτη και προσομοίωση του P&O MPPT αλγορίθμου, παρατίθεται στο διάγραμμα του σχήματος 8.16 το οποίο χωρίζεται σε 4 μέρη : στα αριστερά του σχήματος με πράσινο χρώμα τονίζονται τα blocks που διαμορφώνουν την διακύμανση της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας στη διάρκεια της ημέρας (Γκαουσιανή συνάρτηση), στο κέντρο έχει τοποθετηθεί η φωτοβολταϊκή διάταξη 'PV Module' που μοντελοποιεί ένα πλαίσιο των 72 κυψελών ικανό να παράγει 140 Wp, στα δεξιά βρίσκεται τονισμένο με κίτρινο χρώμα το P&O MPPT block υλοποίησης του αλγορίθμου και στο κάτω μέρος του διαγράμματος τονισμένα με κόκκινο χρώμα είναι προσαρτημένα τα blocks που υπολογίζουν την ιδανική σχέση μεταξύ προσπίπτουσας

ηλιακής ακτινοβολίας και εντάσεως του ρεύματος ώστε το Φ/Β να βρίσκεται συνεχώς στο σημείο μέγιστης ισχύος (MPP). Τα blocks αυτά είναι ιδιαίτερα σημαντικά για την εκτίμηση των επιδόσεων του P&O MPPT αλγόριθμου και τη σύγκρισή του με τον αντίστοιχο του FLC MPPT ελεγκτή, διότι διαμορφώνουν το ιδανικό πρότυπο συμπεριφοράς των controllers.



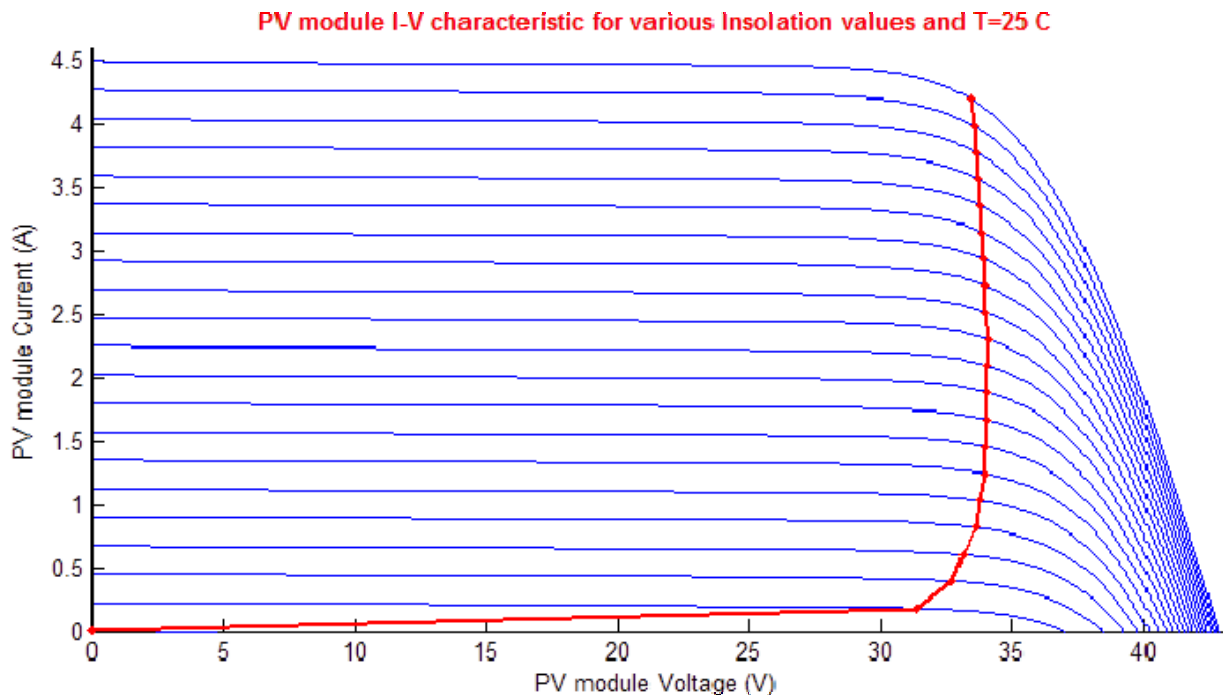
Σχήμα 8.16 : Simulink μοντέλο της διάταξης P&O MPPT για οδήγηση ενός Φ/Β πλαισίου.

Για τη δημιουργία αυτού του ιδανικού προτύπου, αρχικά σχεδιάστηκε η διάταξη που παρουσιάζεται στο σχήμα 8.17 (αρχείο REPORT_PV_Workbench_Iref.mdl). Το Φ/Β πλαίσιο στο μοντέλο εκτέθηκε σε 21 διαφορετικές εντάσεις ακτινοβολίας (από 1 έως 1000 W/m^2 σε βήματα των 50 W/m^2) και σταθερή θερμοκρασία περιβάλλοντος.



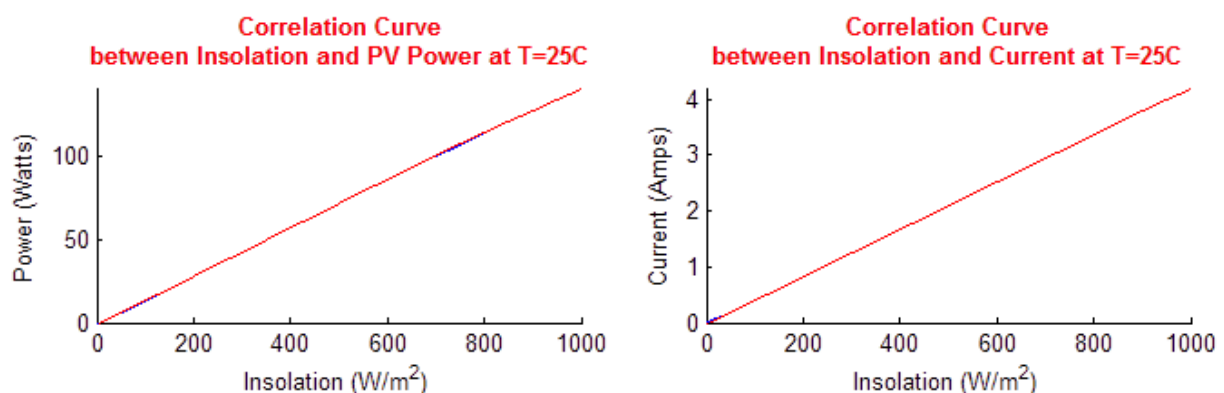
Σχήμα 8.17 : Διάταξη μελέτης της συμπεριφοράς του Φ/Β πλαισίου κατά την έκθεσή του σε διάφορες εντάσεις ηλιακής ακτινοβολίας, σε σταθερή θερμοκρασία.

Τα δεδομένα που συγκεντρώθηκαν χρησιμοποιήθηκαν ώστε να εξαχθούν κάποια χρήσιμα συμπεράσματα σχετικά με την απόκριση του Φ/Β πλαισίου σε διάφορες εντάσεις ηλιακής ακτινοβολίας (και θερμοκρασία 25 °C). Οι χαρακτηριστικές I-V καμπύλες του Φ/Β πλαισίου παρουσιάζονται στο γράφημα του σχήματος 8.18. Στο ίδιο σχήμα έχει σχεδιαστεί και η κόκκινη καμπύλη που ενώνει όλα τα σημεία για τα οποία η παραγόμενη ισχύς του Φ/Β μεγιστοποιείται.



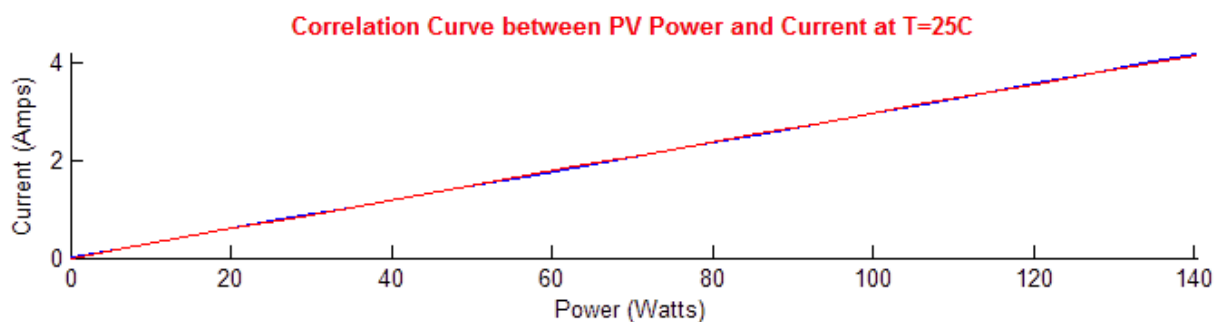
Σχήμα 8.18 : Χαρακτηριστικές I-V καμπύλες του Φ/Β πλαισίου για διάφορα πλάτη εντάσεως ηλιακής ακτινοβολίας. Με κόκκινο χρώμα τονίζεται η καμπύλη που διατρέχει τα σημεία I,V για τα οποία η ισχύς του Φ/Β μεγιστοποιείται.

Στο σχήμα 8.19 που ακολουθεί έχουν αποτυπωθεί οι καμπύλες δύο πολύ χρήσιμων σχέσεων που προέκυψαν από τα δεδομένα που συγκεντρώθηκαν (21 .mat αρχεία της μορφής PV_XXX.mat).



Σχήμα 8.19 : Χαρακτηριστικές καμπύλες συσχέτισης - Αριστερά (α') : της μέγιστης παραγόμενης ισχύος του Φ/Β πλαισίου για διάφορες τιμές εντάσεως της ηλιακής ακτινοβολίας και Δεξιά (β') : της έντασης του ηλεκτρικού ρεύματος όταν η παραγόμενη ισχύς του Φ/Β πλαισίου μεγιστοποιείται για τις δεδομένες τιμές εντάσεως ηλιακής ακτινοβολίας.

Αυτές είναι : η σχέση που συναρτά τη μέγιστη παραγόμενη ισχύ του Φ/Β πλαισίου με τις διάφορες τιμές εντάσεως της (προσπίπτουσας στο Φ/Β πλαίσιο) ηλιακής ακτινοβολίας και η σχέση που συναρτά την ένταση του ηλεκτρικού ρεύματος που διαρρέει το Φ/Β τη στιγμή που η παραγόμενη ισχύς του μεγιστοποιείται με τις δεδομένες τιμές εντάσεως της (προσπίπτουσας στο Φ/Β πλαίσιο) ηλιακής ακτινοβολίας. Από τις δύο παραπάνω σχέσεις προκύπτει και η πολύ χρήσιμη (παραμετρική ως προς την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας) σχέση που αποτυπώνεται στη καμπύλη του σχήματος 8.20 και παριστάνει τη συσχέτιση μεταξύ της μέγιστης παραγόμενης ισχύος του Φ/Β πλαισίου και της έντασης του ρεύματος που το διαρρέει για τις αντίστοιχες τιμές εντάσεως ηλιακής ακτινοβολίας.

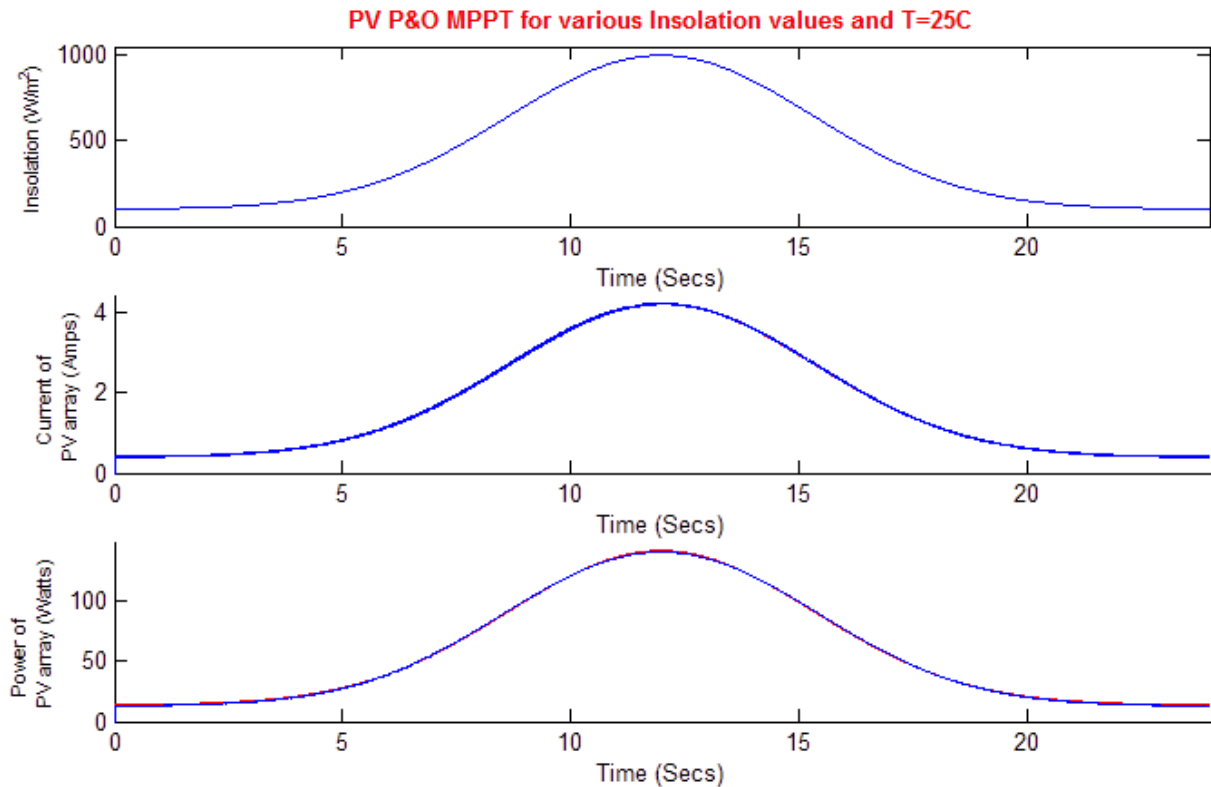


Σχήμα 8.20 : Καμπύλη της (παραμετρικής ως προς την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας) συνάρτησης που αποτυπώνει τη συσχέτιση της μέγιστης δυνατής παραγόμενης ισχύος του Φ/Β πλαισίου με τις τιμές εντάσεως του ρεύματος που το διαρρέει για τις αντίστοιχες τιμές εντάσεως της ηλιακής ακτινοβολίας.

Τα γραφήματα των σχημάτων 8.19 και 8.20 (που προέκυψαν από το αρχείο PV_ANN_approx.m του οποίου ο κώδικας παρατίθεται αναλυτικά στο Παράρτημα Γ) αποτυπώνουν επάνω τους κάθε ένα εξ' αυτών από δύο γραμμές, μια μπλε και μια κόκκινη. Η μπλε γραμμή έχει προκύψει από τα εξαγχθέντα δεδομένα (των .mat αρχείων), ενώ η κόκκινη γραμμή σχηματίζεται από την πολυωνυμική προσέγγιση (polyfit) αυτών των δεδομένων με τη χρήση του MATLAB αρχείου. Όπως είναι φανερό, η προσαρμογή των πολυωνυμικών προσεγγίσεων επάνω στα δεδομένα είναι άριστη αφού οι κόκκινες γραμμές σχεδόν ταυτίζονται με τις μπλε. Οι προκύπτουσες (απλές) μαθηματικές σχέσεις (Σχ. 8.19 β' & 8.20) αξιοποιούνται στο σχεδιασμό του πρότυπου ελεγκτή του σχήματος 8.16 με τη δημιουργία των κόκκινων blocks (πολυωνυμικά μοντέλα 1^{ου} βαθμού) .

Για τη γενική περίπτωση , που οι παραπάνω συσχετίσεις μεταξύ των τριών μεγεθών (έντασης ηλιακής ακτινοβολίας, μέγιστης ισχύος και έντασης ηλ. ρεύματος) δεν είναι αρκετά γραμμικές αλλά αποδεικνύονται πιο σύνθετες , υπάρχει στο ίδιο αρχείο (PV_ANN_approx.m) κώδικας που υλοποιεί και εκπαιδεύει ένα κατάλληλο block ΤΝΔ ελεγκτή (PV_ANN.mdl) ο οποίος λειτουργεί με τρόπο παρόμοιο με αυτό που αναπτύχθηκε στην ενότητα 7.2.1 (σχήμα 7.25).

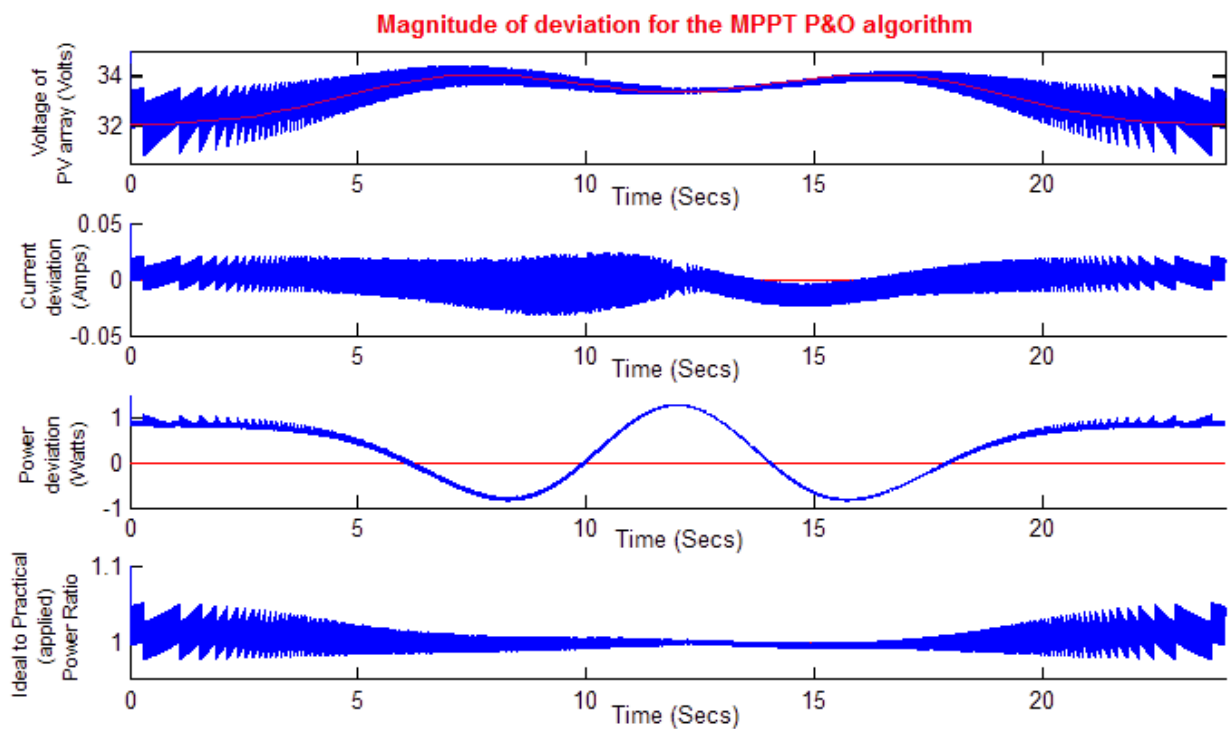
Η γραμμική σχέση μεταξύ των προαναφερθέντων μεγεθών γίνεται αντιληπτή και από τη σύγκριση της μορφής των τριών γραφημάτων του σχήματος 8.21 που ακολουθεί.



Σχήμα 8.21 : Συμπεριφορά δράσης του P&O MPPT αλγορίθμου στη διάρκεια της ημέρας (τα 24 sec αναλογούν σε 24 ώρες) όταν δηλαδή η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας ακολουθεί την εξέλιξη μιας Γκαουσιανής συνάρτησης με το χρόνο.

Τα γραφήματα του σχήματος 8.21 παρουσιάζουν τον τρόπο δράσης του P&O MPPT αλγορίθμου στη διάρκεια μόλις 24 δευτερολέπτων, τα οποία χάριν απλότητας μπορεί να θεωρηθεί ότι αντιστοιχούν στις 24 ώρες της ημέρας. Αυτή η αυθαίρετη σύμβαση είναι δόκιμη διότι δεν αλλοιώνει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης ενώ αντιθέτως, εξυπηρετεί προς την επιθυμητή κατεύθυνση η οποία είναι η μελέτη της συμπεριφοράς του αλγορίθμου που γίνεται πολύ πιο έκδηλη (απαιτεί 3600 φορές ταχύτερη απόκριση) όσο πιο έντονα δραστηριοποιείται ο ελεγκτής.

Στο τρίτο γράφημα αποτυπώνονται δύο διαφορετικές καμπύλες, μια χρώματος μπλε και μια χρώματος κόκκινου. Όπως και προηγουμένως, έτσι και τώρα, η κόκκινη καμπύλη αποτυπώνει τη μέγιστη δυνατή ισχύ που μπορεί να αντληθεί από το Φ/Β πλαίσιο για τη δεδομένη ένταση ηλιακής ακτινοβολίας ενώ η μπλε καμπύλη αποτυπώνει την ισχύ που αντλείται τη δεδομένη στιγμή με τη χρήση του P&O MPPT ελεγκτή. Όπως είναι φανερό οι δύο καμπύλες σχεδόν ταυτίζονται που αυτό σημαίνει πως ο αλγόριθμος λειτουργεί αρκετά ικανοποιητικά. Για να γίνει αισθητή και εποπτικά η όποια απόκλιση από τον πρότυπο ελεγκτή (κόκκινα blocks σχήματος 8.16), παρατίθενται παρακάτω τα γραφήματα του σχήματος 8.22.

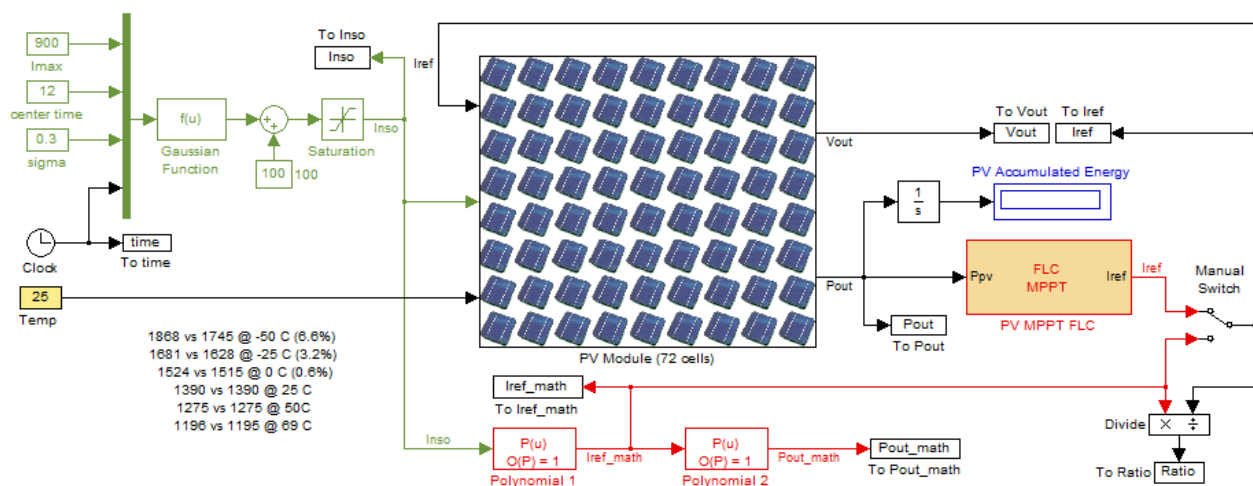


Σχήμα 8.22 : Αποτελέσματα οδήγησης Φ/Β με τον P&O MPPT αλγόριθμο.
Βαθμός απόκλισης από το ιδανικό για τα υπο-έλεγχο μεγέθη.

Στο πρώτο γράφημα αποτυπώνεται το εύρος διακύμανσης της τάσης οδήγησης του Φ/Β πλαισίου για εντάσεις ηλιακής ακτινοβολίας που ξεκινούν από τα 100 και φτάνουν έως τα $1000 \text{ W} / \text{m}^2$. Η αντιστοιχία αυτής της διακύμανσης γίνεται επίσης αισθητή παρατηρώντας τη συμπεριφορά της κόκκινης καμπύλης του σχήματος 8.18 για τις αντίστοιχες τιμές εντάσεως ηλιακής ακτινοβολίας. Η προβολή της στον άξονα των τάσεων αντιστοιχεί στο ίδιο εύρος τιμών. Η κόκκινη καμπύλη αποτελεί την ιδανική τροχιά πάνω στην οποία είναι επιθυμητό να οδεύει η τάση του Φ/Β πλαισίου, ενώ η μπλε καμπύλη αποτελεί την πραγματική τροχιά που ακολούθησε η τάση του Φ/Β πλαισίου. Όπως είναι φανερό, η αρχή λειτουργίας του P&O MPPT ελεγκτή δημιουργεί έντονες αναταράξεις γύρω από την επιθυμητή τροχιά της τάσης. Κάτι ανάλογο συμβαίνει και με τα υπόλοιπα μεγέθη όπως φαίνεται και στα δύο επόμενα γραφήματα. Οι αναταράξεις αποτυπώνονται τόσο στις τιμές της έντασης του ρεύματος που διαρρέει το Φ/Β πλαίσιο όσο και στις τιμές της παραγόμενης ηλεκτρικής ισχύος του, σε σχέση με το χρόνο. Το τελευταίο γράφημα παρουσιάζει την ποσοστιαία απόκλιση της παραγόμενης ισχύος από την ιδανική, που όπως φαίνεται μοιάζει να είναι μεγαλύτερη στις χαμηλές εντάσεις ηλιακής ακτινοβολίας.

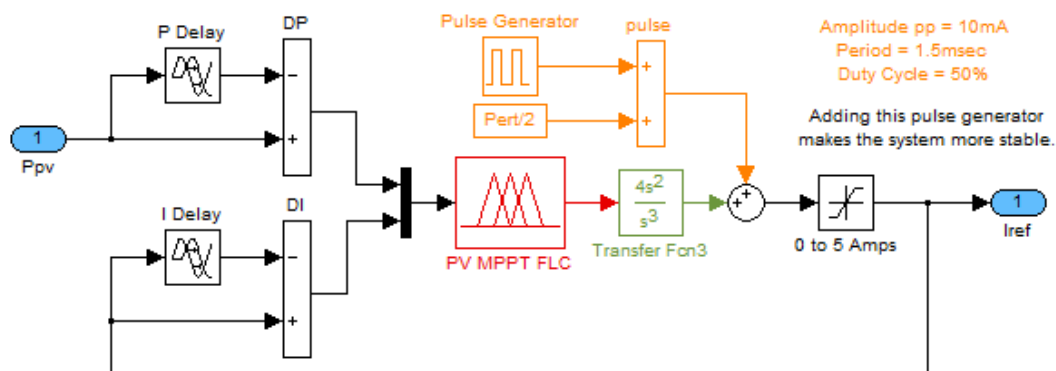
Αν και το πλάτος των αναταράξεων (περιοδικής συχνότητας) μπορεί να μειωθεί με κατάλληλο φίλτρο (όταν απομονωθεί το φορτίο από το Φ/Β πλαίσιο με τη χρήση ενός DC-DC Converter)

ωστόσο, η πριονωτή μορφή τους θα παραμείνει αναλλοίωτη διότι οφείλεται στην βηματική αλλαγή του υπό έλεγχο μεγέθους. Αυτή η διακριτή αυξομείωση προκαλεί εκτός από πρόσθετο θόρυβο και μερική απώλεια ισχύος. Για το λόγο αυτό προτείνεται η αντικατάσταση του P&O MPPT ελεγκτή από έναν ανάλογο που θα λειτουργεί με παρόμοιο αλγόριθμο αναρρίχησης, υλοποιημένο όμως μέσω ενός FLC. Όπως θα αποδειχθεί και στη συνέχεια, ο ελεγκτής ασαφούς λογικής θα μπορέσει να υλοποιήσει τον ίδιο αλγόριθμο με καλύτερο τρόπο, παρουσιάζοντας ταχύτερη απόκριση (κάτι που τελικά μεταφράζεται σε μεγαλύτερη συλλογή ενέργειας) και μικρότερο θόρυβο. Κατ' αναλογία λοιπόν με το σχήμα 8.16, στο σχήμα 8.23 παρουσιάζεται (με κόκκινο περίγραμμα) το νέο block που υλοποιεί τον FLC MPPT ελεγκτή.



Σχήμα 8.23: Simulink μοντέλο της διάταξης FLC MPPT για οδήγηση ενός Φ/Β πλαισίου.

Για την αντικειμενική σύγκριση των αποτελεσμάτων, οι δύο ελεγκτές έχουν σχεδιαστεί με παρόμοια χαρακτηριστικά, δηλαδή ίδια συχνότητα δειγματοληψίας (1 kHz), κοινό σημείο εκκίνησης (0.1 Amps), και κοινό εύρος τιμών εξόδου (0 έως 5 Amps). Το εσωτερικό του block του FLC MPPT ελεγκτή παρατίθεται στο σχεδιάγραμμα του σχήματος 8.24 που ακολουθεί.



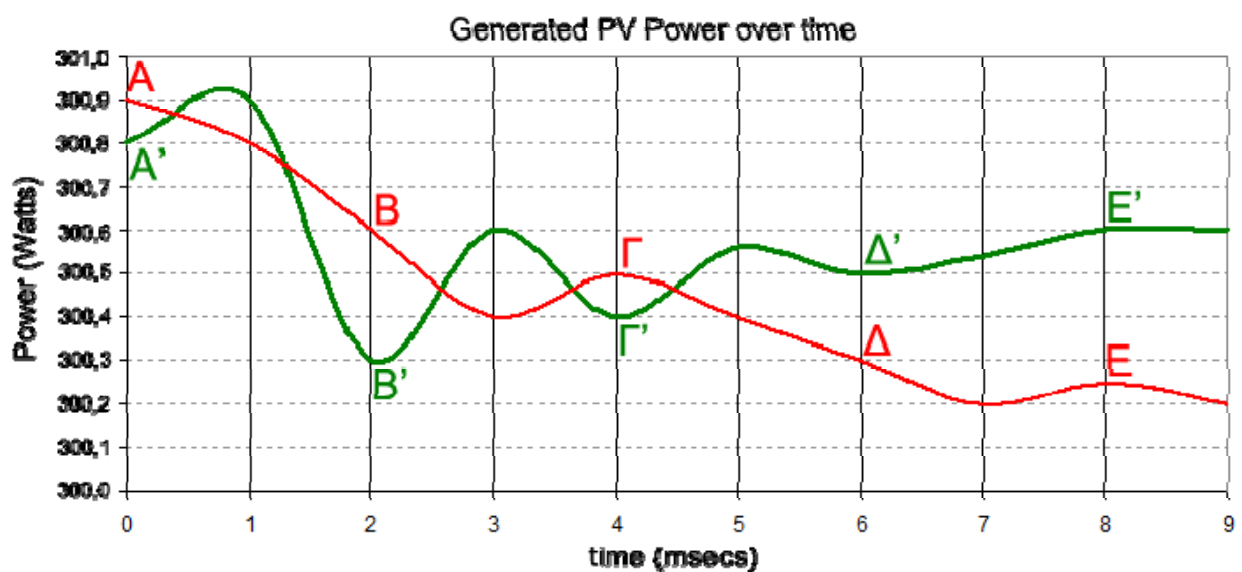
Σχήμα 8.24: Simulink διάγραμμα της μάσκας-block του FLC MPPT ελεγκτή.

Τα blocks στα αριστερά του σχήματος 8.24 παριστάνουν τους αισθητήρες του συστήματος που δειγματοληπτεί και αναφέρει προς τον ελεγκτή το ρυθμό μεταβολής της παραγόμενης ισχύος και του ελεγχόμενου ρεύματος. Όπως και ο P&O MPPT αλγόριθμος έτσι και ο FLC MPPT στηρίζονται στην ίδια αρχή βάσει της οποίας οι αποφάσεις σχετικά με την οδήγηση του ελεγχόμενου μεγέθους (πλάτος ρεύματος) εξαρτώνται από τις επιπτώσεις (μεταβολή παραγόμενης ισχύος) που είχε η μόλις προηγούμενη δράση επάνω του. Έτσι, οι ασαφείς κανόνες του FLC συντάσσονται με τρόπο που να ευνοούνται μόνο οι αλλαγές στο πλάτος του ρεύματος που αυξάνουν την απόδοση της προσλαμβάνουσας ισχύος και να ακυρώνονται όλες οι υπόλοιπες. Οι σχεδιαστικές λεπτομέρειες του FUZZY_PV_MPPT.fis που φιλοξενείται από το block “PV MPPT FLC” περιγράφονται στην αντίστοιχη παράγραφο του `Α Παραρτήματος.

Στα δεξιά του σχήματος 8.24, συνδεδεμένα με την έξοδο του FLC είναι α. ένα τονισμένο με πράσινο χρώμα block το οποίο υλοποιεί μια συνάρτηση συμμετοχής που ως στόχο έχει την προσθήκη μιας μικρής υστέρησης στο βρόχο ελέγχου και β. τρία πορτοκαλί blocks τα οποία προσθέτουν μια μικρή ανατάραξη στο ελεγχόμενο (φέρον) σήμα. Το πράσινο block είναι απαραίτητο στο συγκεκριμένο σχεδιασμό διότι έτσι απομονώνεται ο ελεγκτής από το ελεγχόμενο μέγεθος ενώ παράλληλα προσφέρεται στο Simulink ο απαραίτητος χρόνος ώστε να τηρηθούν οι διαδικασίες αναπροσαρμογής και υπολογισμού του I_{PV} (εξίσωση 8.7). Η προσθήκη των πορτοκαλί blocks έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του θορύβου στην έξοδο του ελεγκτή, ο οποίος όμως μέσω της δράσης του φροντίζει να διατηρεί το πλάτος της ταλάντωσης μικρό. Παρά τη μικρή αύξηση του θορύβου, όπως θα δειχθεί παρακάτω, τα blocks αυτά βοηθούν στην ενίσχυση της ευαισθησίας και άρα την αύξηση της σταθερότητας του FLC. Μάλιστα κρίνονται ιδιαίτερα απαραίτητα στις περιπτώσεις όπου οι μεταβολές των μετρούμενων μεγεθών είναι τόσο έντονες που δεν είναι ξεκάθαρο αν και κατά πόσο οι διακυμάνσεις οφείλονται στις διορθωτικές ενέργειες του ελεγκτή ή σε εξωγενείς παράγοντες (πχ. μεταβολές ηλιακής ακτινοβολίας).

Για να γίνει αντιληπτή η συνεισφορά της πρόσθετης ταλάντωσης στην έξοδο του FLC θα χρησιμοποιηθεί το γράφημα του σχήματος 8.25. Στον οριζόντιο άξονα του γραφήματος τοποθετείται ο χρόνος και στον κάθετο άξονα η τρέχουσα παραγόμενη ισχύς. Η πράσινη καμπύλη αντιστοιχεί στο σύστημα που προβλέπει την παρουσία πρόσθετων παλμών στην έξοδο του FLC ενώ η κόκκινη καμπύλη αντιστοιχεί σε ένα σύστημα στο οποίο απουσιάζει ένας τέτοιος μηχανισμός. Η πράσινη καμπύλη που παριστάνει την ισχύ του Φ/Β έχει σχεδόν ημιτονοειδή μορφή (στην πραγματικότητα είναι πιο πριονωτή) και όχι τετραγωνική όπως το υπερτιθέμενο σήμα ελέγχου του ρεύματός του, διότι στην πράξη η λειτουργία του αλγορίθμου προκαλεί μια εξομαλυσμένη απόκριση, όπως αυτή που προκαλείται από τους πυκνωτές εξομάλυνσης.

Στο παράδειγμα του σχήματος θεωρείται ότι η δειγματοληψία συμβαίνει κάθε 2 msec και πως η περίοδος των παλμών διατάραξης είναι μόλις 1 msec, ενώ το πλάτος τους είναι κατά μία τάξη μεγέθους μικρότερο από το βήμα που χρησιμοποιείται στον αντίστοιχο P&O αλγόριθμο. Να σημειωθεί ότι η συχνότητα των παλμών ανατάραξης μπορεί να είναι και μικρότερη της δειγματοληπτικής (όπως συμβαίνει με τον FLC της εργασίας) και πως στο παράδειγμα του σχήματος 8.25 οι τιμές επιλέχθηκαν έτσι για την καλύτερη σύλληψη και κατανόηση του γραφήματος. Επίσης, να σημειωθεί ότι η συχνότητα που χρησιμοποιήθηκε στον MPPT FLC του σχήματος 8.23 είναι μικρότερη από τη συχνότητα δειγματοληψίας του (κατά 50 %) και συνεπώς δεν αλλοιώνει τα αποτελέσματα της σύγκρισης με τον αντίστοιχο P&O ελεγκτή (σχήμα 8.16).

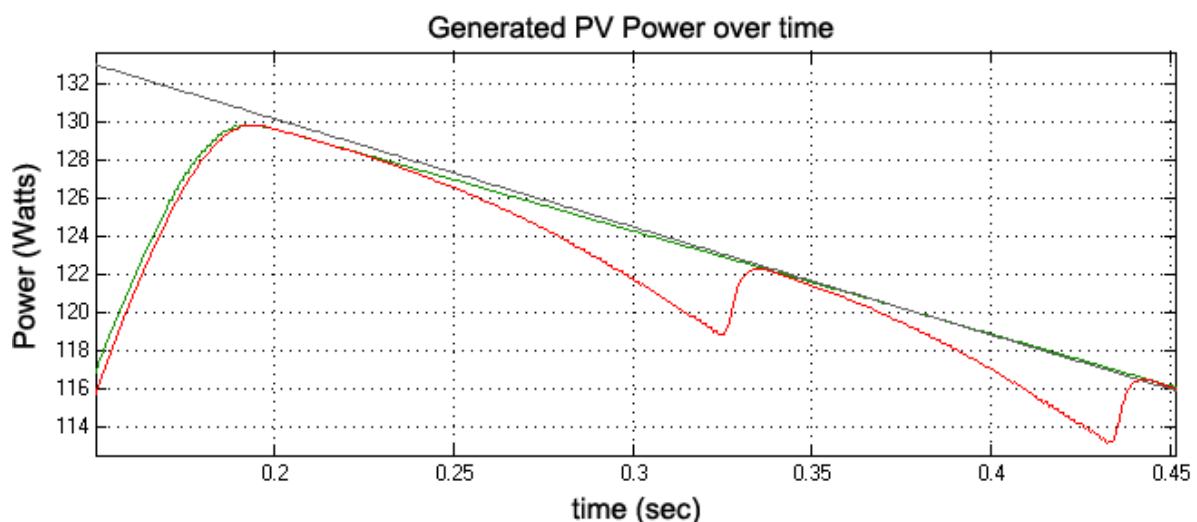


Σχήμα 8.25: Λεπτομερές γράφημα του παραδείγματος που στόχο έχει να επεξηγήσει τη διαφοροποίηση της δράσης των δύο FLC MPPT ελεγκτών (με και χωρίς γεννήτρια παλμών στην έξοδο).

Πίνακας 8.1 – Χειρισμός κατάστασης από έναν FLC <u>χωρίς</u> Pulse Generator				
Χρονικό Διάστημα	A – B	B – Γ	Γ – Δ	Δ – Ε
Μεταβολή Ισχύος	Μείωση	Μείωση	Μείωση	Μείωση
Αλλαγή φοράς δράσης;	NAI	NAI	NAI	NAI
Προηγούμενη Δράση	Αύξηση Ρεύματος	Μείωση Ρεύματος	Αύξηση Ρεύματος	Μείωση Ρεύματος

Πίνακας 8.2 – Χειρισμός κατάστασης από έναν FLC <u>με</u> Pulse Generator				
Χρονικό Διάστημα	A' – B'	B' – Γ'	Γ' – Δ'	Δ' – Ε'
Μεταβολή Ισχύος	Μείωση	Αύξηση	Αύξηση	Αύξηση
Αλλαγή φοράς δράσης;	NAI	OXI	OXI	OXI
Προηγούμενη Δράση	Αύξηση Ρεύματος	Μείωση Ρεύματος	Μείωση Ρεύματος	Μείωση Ρεύματος

Στο γράφημα του παραδείγματος του σχήματος 8.25 αναπτύσσεται το εξής δυσμενές σενάριο : θεωρείται ότι η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας, κατά τη χρονική περίοδο υπό μελέτη, μειώνεται με αυξημένο ρυθμό. Όπως λοιπόν φαίνεται και από τις δράσεις ελέγχου των πινάκων 8.1 και 8.2, στο χρονικό διάστημα ΒΓ ή (Β'Γ') οι δύο ελεγκτές θα συμπεριφερθούν τελείως διαφορετικά. Η πρώτη υλοποίηση του FLC θα καθηλωθεί σε ένα 'εικονικό' τοπικό μέγιστο, από το οποίο θα βγει αρκετά δευτερόλεπτα αργότερα (κάτι που δεν παρουσιάζεται σε αυτό το σχήμα), ενώ ο ενισχυμένος με pulse generator FLC που παρουσιάζει μια πιο δραστήρια συμπεριφορά θα βοηθήσει το σύστημα στο να κατασταλάξει ταχύτερα στο νέο σημείο ισορροπίας (Ε'). Ο λόγος για τον οποίο ο πρώτος αλγόριθμος αποτυγχάνει είναι διότι δεν κατανοεί πως η δράση του (να μειώσει το πλάτος του ρεύματος τη χρονική περίοδο ΒΓ) είχε συνεισφέρει προς την σωστή κατεύθυνση. Δεν το κατανοεί διότι η δειγματοληψία συμβαίνει μόνο κατά τις χρονικές στιγμές Β και Γ και το αποτέλεσμα εξακολουθεί να παραμένει αρνητικό. Όταν όμως το αποτέλεσμα είναι πτώση ισχύος, ο αλγόριθμος αλλάζει φορά δράσης και έτσι στην επόμενη χρονική περίοδο εντείνει το πρόβλημα. Στο χρονικό διάστημα ΔΕ η δράση του είναι και πάλι προς την σωστή κατεύθυνση αλλά δυστυχώς δεν είναι αρκετά ισχυρή ώστε να υπερπηδήσει την ήδη αμβλυμένη διαφορά. Ακολουθεί το γράφημα του σχήματος 8.26 το οποίο αποτυπώνει ένα στιγμιότυπο δημιουργημένο από την εξομοίωση του μοντέλου PV_FLC_vs_FLC.mdl στο οποίο παρουσιάζεται το φαινόμενο που περιγράφεται στο παράδειγμα του σχήματος 8.25.

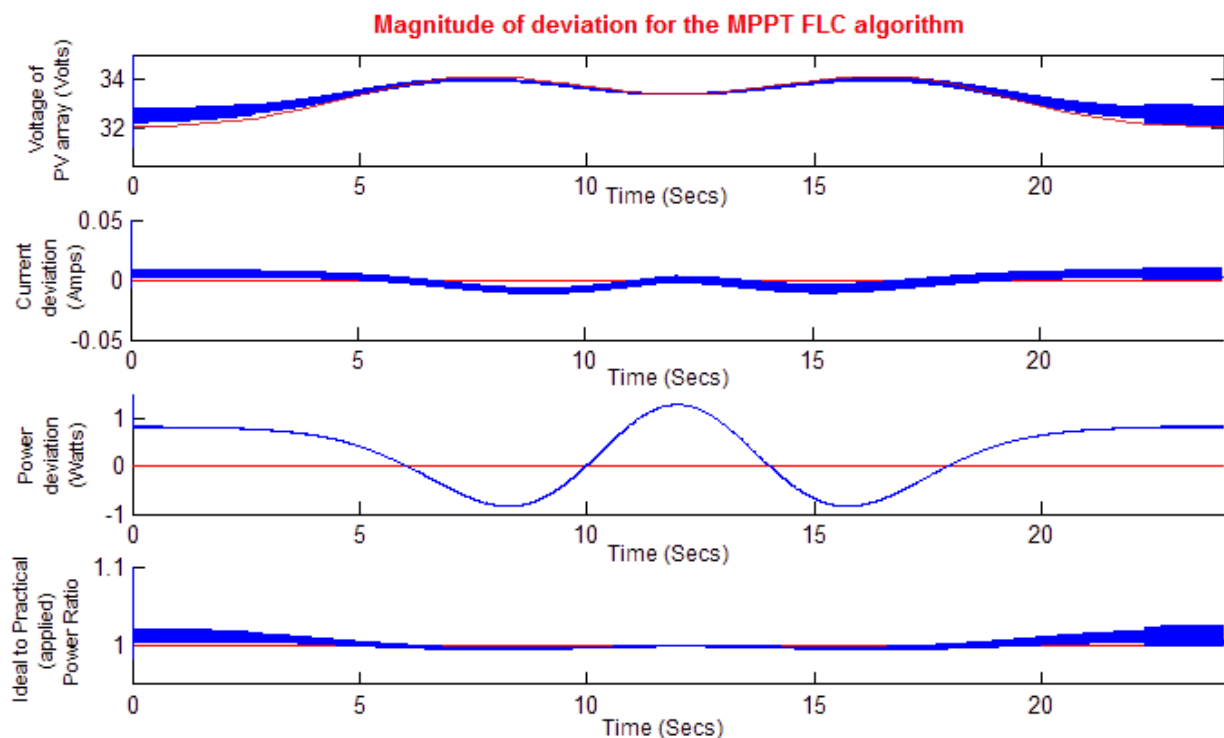


Σχήμα 8.26: Σύγκριση της συμπεριφοράς των δύο FLC MPPT ελεγκτών (με και χωρίς γεννήτρια παλμών στην έξοδο).

Στο σχήμα 8.26 η γκρι καμπύλη αναπαριστά την ισχύ που μπορεί να παραχθεί από το Φ/Β πλαίσιο ανά πάσα χρονική στιγμή αν αυτό οδηγηθεί ιδανικά, δηλαδή αποτυπώνει τη μέγιστη δυνατή εκμεταλλεύσιμη ισχύ ή αλλιώς την ισχύ που αντλεί το σύστημα που λειτουργεί με τον πρότυπο ελεγκτή. Οι δύο χρωματιστές καμπύλες καταγράφουν την ισχύ που τελικά τυγχάνει

αξιοποίησης από τους δύο FLC ελεγκτές. Όπως είναι φανερό η έλλειψη γεννήτριας παλμών στην έξοδο του πρώτου ελεγκτή (κόκκινη καμπύλη) τον καθιστά πιο ευάλωτο και ασταθή από τον δεύτερο (πράσινη καμπύλη). Η κόκκινη τροχιά δείχνει ότι ο ελεγκτής αρκετά σύντομα επανακάμπτει, παρακολουθώντας συνεχώς την κίνηση του σημείου μέγιστης ισχύος, αλλά η διαρκής ταλάντευσή του γύρω από το επιθυμητό σημείο ισορροπίας έχει μακροπρόθεσμα αρνητικό αντίκτυπο στη συλλογή ηλιακής ενέργειας. Πιο συγκεκριμένα, από τις εξομοιώσεις του μοντέλου PV_FLC_vs_FLC.mdl, το οποίο δημιουργήθηκε αποκλειστικά για τη σύγκριση αυτών των δύο FLC, προκύπτει ότι η απώλεια ενέργειας είναι της τάξης του 1 %. Το ποσοστό αυτό αυξάνεται ακόμη περισσότερο (> 2.4 %) για τις ημέρες που παρουσιάζουν εντονότερη ηλιακή δραστηριότητα με συχνές αυξομειώσεις της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας.

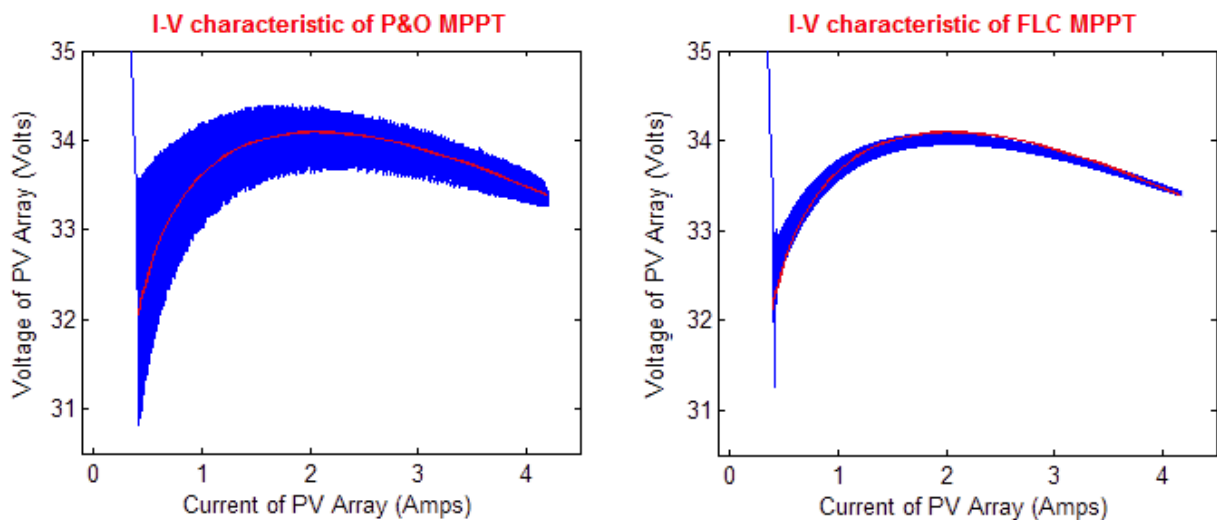
Επιστρέφοντας στο σχεδιασμό του FLC, να τονιστεί αρχικά ότι τα γραφήματα που προκύπτουν από την εξομοίωση του PV MPPT FLC μοντέλου (Σχ. 8.23) και περιγράφουν την συμπεριφορά της δράσης του αλγορίθμου στη διάρκεια της ημέρας είναι πανομοιότυπα με αυτά του σχήματος 8.21 και παραλείπονται διότι δεν μπορεί να εξαχθεί κάποιο χρήσιμο συμπέρασμα από την παρατήρησή τους. Αντιθέτως, ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν τα γραφήματα του σχήματος 8.27 στα οποία αποτυπώνεται η απόκλιση των διάφορων μεγεθών υπό έλεγχο από την ιδανική συμπεριφορά του πρότυπου ελεγκτή (κόκκινα blocks).



Σχήμα 8.27 : Αποτελέσματα οδήγησης Φ/Β με τον FLC MPPT αλγόριθμο.
Βαθμός απόκλισης από το ιδανικό για τα υπο-έλεγχο μεγέθη.

Συγκρίνοντας τα γραφήματα του σχήματος 8.27 με τα αντίστοιχα του σχήματος 8.22 γίνεται αμέσως αντιληπτό πως η πριονωτή συμπεριφορά των ελεγχόμενων μεγεθών απουσιάζει παντελώς. Επίσης έχει μειωθεί αισθητά και η μέση απόκλιση των διαφόρων μεγεθών.

Για να γίνει αισθητή η μείωση της μέσης απόκλισης χρησιμοποιήθηκε η σύγκριση των I-V χαρακτηριστικών των δύο ελεγκτών εστιάζοντας στην ταλάντωση του σημείου λειτουργίας κατά την ανίχνευση του MPP των δύο συστημάτων. Τα αποτελέσματα αυτής της σύγκρισης παρατίθενται στα γραφήματα του σχήματος 8.28.



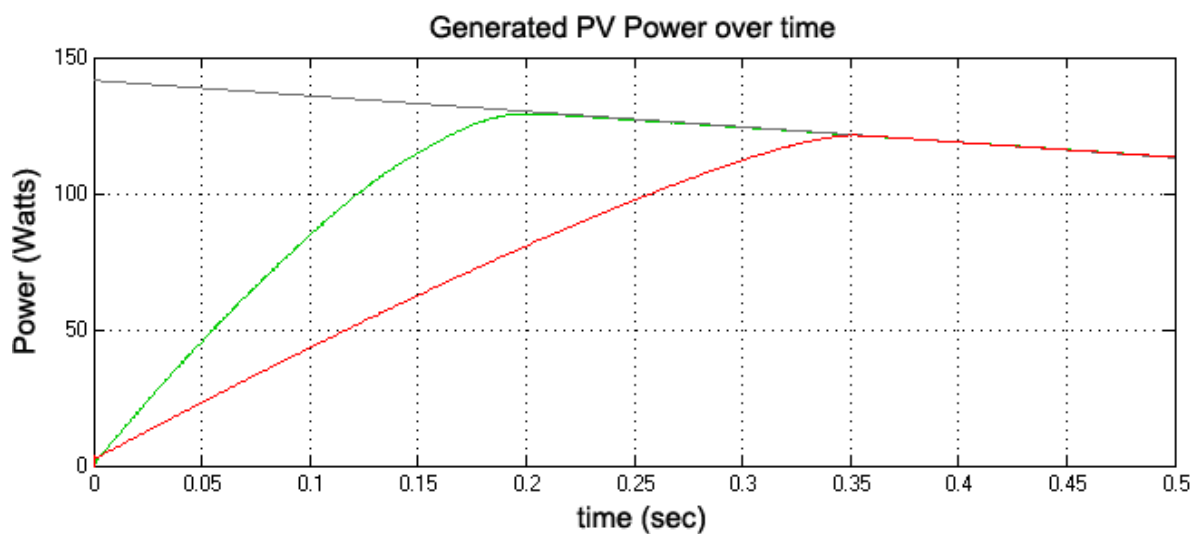
Σχήμα 8.28 : Σύγκριση των I-V χαρακτηριστικών καμπυλών του συστήματος κατά τη λειτουργία των δύο ελεγκτών.

Αριστερά : P&O MPPT – Δεξιά : FLC MPPT

Στον πίνακα 8.3 συγκεντρώνονται τα σημεία στα οποία εντοπίζονται οι ενδεικτικότερες από τις διαφορές των κυματομορφών που παρουσιάστηκαν στα γραφήματα των σχημάτων 8.22 και 8.27. Η σύγκριση των αριθμών έρχεται να επιβεβαιώσει το αναμενόμενο, με τον FLC να παρουσιάζεται, για τις παρακάτω μετρικές, από 2 έως 5 φορές λιγότερο ‘θορυβώδης’.

Πίνακας 8.3 – Σύγκριση των αποτελεσμάτων των δύο τεχνικών ελέγχου		
Αλγόριθμος	P&O MPPT	FLC MPPT
Διακύμανση Τάσης (ΔV)	30.8 V έως 34.4 V = 3.6 Vpp	32.3 V έως 34.1 V = 1.8 Vpp
Μέγιστη Κυμάτωση Τάσης (ΔV_{max})	2.2 V	0.8 V
Ελάχιστη Κυμάτωση Τάσης (ΔV_{min})	80 mV	40 mV
Μέγιστη Κυμάτωση Ρεύματος (ΔI_{max})	50 mA	10 mA
Μέγιστη Κυμάτωση Ισχύος (ΔP_{max})	220 mW	20 mW
Απόκλιση από ιδανικό λόγο ισχύος	-2.2 % έως +5 %	-0.3 % έως +2.6 %

Στο ίδιο αποτέλεσμα καταλήγει και η σύγκριση της απόκρισης των δύο ελεγκτών όπως φαίνεται και από το γράφημα του σχήματος 8.29. Το γράφημα αυτό προέκυψε από την εξομοίωση του μοντέλου του αρχείου PV_PO_vs_FLC.mdl το οποίο δημιουργήθηκε αποκλειστικά για αυτό το σκοπό. Όπως και στο σχήμα 8.26, έτσι και εδώ, η γκρι καμπύλη αναπαριστά την ισχύ που αντλεί το σύστημα που λειτουργεί με τον πρότυπο ελεγκτή, ενώ οι χρωματιστές καμπύλες καταγράφουν την ισχύ που τελικά τυγχάνει αξιοποίησης από τους δύο ελεγκτές. Η πράσινη καμπύλη αντιστοιχεί στην απόκριση του FLC ενώ η κόκκινη καμπύλη στην απόκριση του P&O. Όπως είναι φανερό ο FLC έχει ταχύτερη απόκριση αφού προσεγγίζει την ιδανική τιμή στα 0.2 sec έναντι του P&O που προσεγγίζει την ιδανική τιμή στα 0.35 sec.



Σχήμα 8.29: Σύγκριση της απόκρισης των δύο MPPT ελεγκτών (FLC πράσινη καμπύλη / P&O κόκκινη καμπύλη).

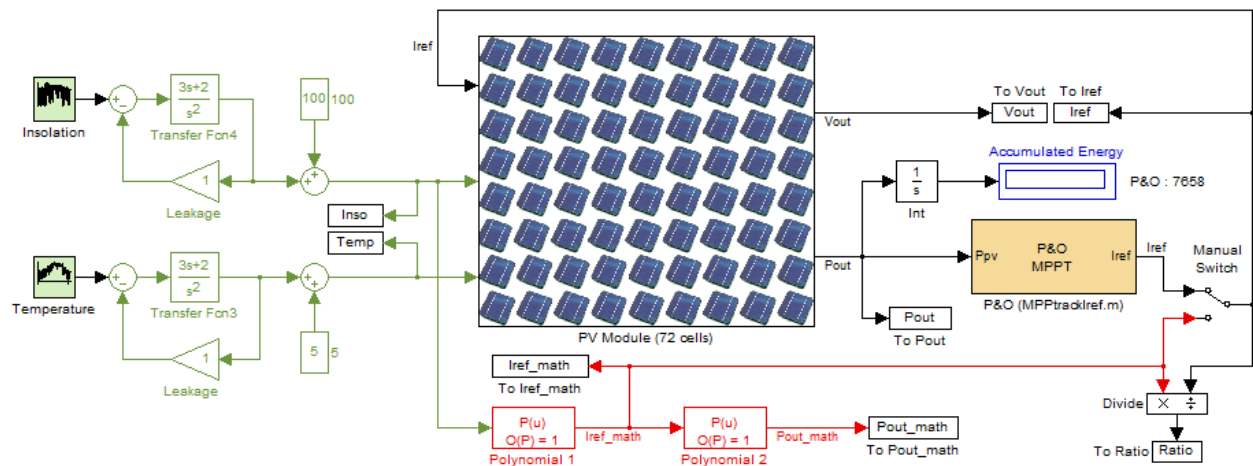
Παρακάτω θα εξεταστεί αν αυτή η διαφορά απόκρισης της τάξης του $[(0.35/0.2) - 1] * 100 \% = 75 \%$ επηρεάζει, και σε ποιο βαθμό, την απόδοση που παρουσιάζουν τα δύο διαφορετικά συστήματα στη συλλογή ενέργειας υπό πραγματικές συνθήκες.

Για το σκοπό αυτό δημιουργήθηκαν δύο μοντέλα, ένα για κάθε ελεγκτή, τα οποία παρατίθενται στα σχήματα 8.30 και 8.31 που ακολουθούν (αρχεία MPPT_PO_Real_Data.mdl και MPPT_FLC_Real_Data.mdl). Πρόκειται για τα ίδια PV συστήματα που παρουσιάστηκαν στα σχήματα 8.16 και 8.23 αντίστοιχα, με τη διαφορά ότι τώρα μελετάται η συμπεριφορά τους καθώς υπόκεινται σε ρεαλιστική προσομοίωση έντονων μεταβολών των καιρικών συνθηκών.

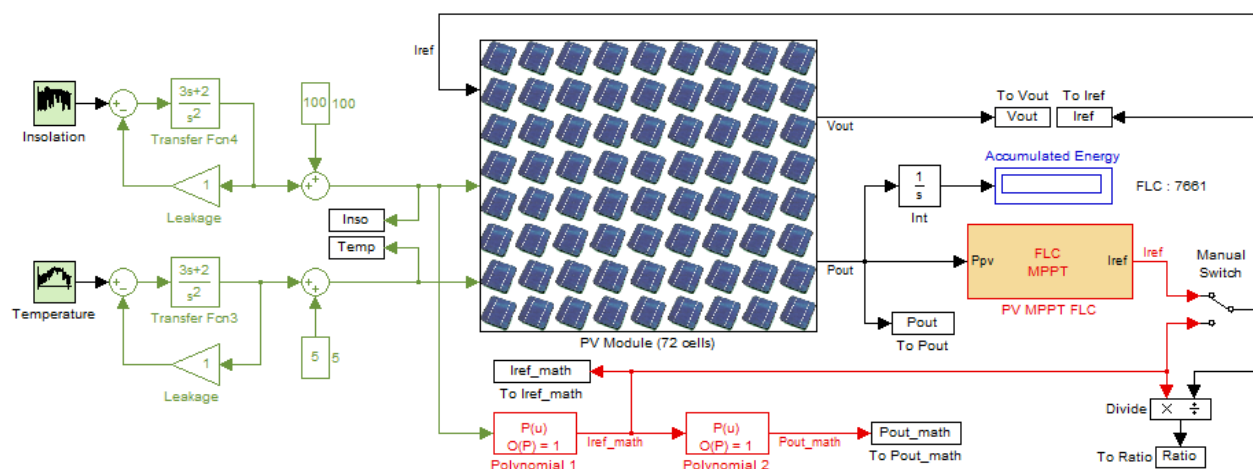
Σε αυτό το σημείο υπενθυμίζεται ότι οι πολυωνυμικές προσεγγίσεις που συνέβαλαν στη δημιουργία του πρότυπου ελεγκτή στηρίχθηκαν σε δεδομένα τα οποία θεώρησαν την θερμοκρασία σταθερή και ίση με 25 °C. Συνεπώς πρέπει να εξεταστεί το αν και κατά πόσο η

διαφοροποίηση της θερμοκρασίας (από αυτήν των 25°C) επηρεάζει τις σχέσεις που αναπαρίστανται γραφικά στο σχήμα 8.19, δηλαδή σε ποιο βαθμό αποκλίνουν τα προσεγγιστικά πολυώνυμα από τις πραγματικές σχέσεις μεταξύ των μεγεθών όταν η θερμοκρασία ποικίλει.

Ένας γρήγορος και αποδοτικός τρόπος για να μετρηθεί αυτή η απόκλιση είναι η σύγκριση της ενέργειας που καταφέρνει να συλλέξει κάθε ένας εκ των τριών ελεγκτών. Όπως είναι γνωστό, ο πρότυπος αλγόριθμος ελέγχου στηρίζεται σε μια μαθηματική σχέση και αδυνατεί να παρεκκλίνει από αυτή διότι δεν έχει βαθύτερη γνώση των συνθηκών που τον επέβαλλαν άρα αδυνατεί να αναπροσαρμοστεί όταν αυτές μεταβληθούν. Αντίθετα, οι άλλοι δύο αλγόριθμοι, έχουν σχεδιαστεί ώστε να ανιχνεύουν τις συνθήκες που επικρατούν ανά πάσα στιγμή και βάσει αυτών να αποφασίζουν για τη δράση τους. Ο βαθμός της απόκλισης του πρότυπου αλγορίθμου όταν η θερμοκρασία μεταβάλλεται από -50°C έως $+69^{\circ}\text{C}$, αποτυπώνεται στον πίνακα 8.4.



Σχήμα 8.30: Simulink μοντέλο της διάταξης P&O MPPT για οδήγηση ενός Φ/Β πλαισίου (σε πραγματικές καιρικές συνθήκες).



Σχήμα 8.31: Simulink μοντέλο της διάταξης FLC MPPT για οδήγηση ενός Φ/Β πλαισίου (σε πραγματικές καιρικές συνθήκες).

Πίνακας 8.4 – Σύγκριση συλλεκτικής ικανότητας αλγορίθμων				
Θερμοκρασία	Ideal (at 25 °C) (W*sec)	P&O MPPT (W*sec)	FLC MPPT (W*sec)	Απόκλιση (%)
-50 °C	1745	1868	1868	6.6
-25 °C	1628	1681	1681	3.2
0 °C	1515	1524	1524	0.6
25 °C	1390	1390	1390	0
50 °C	1275	1275	1275	0
69 °C	1195	1196	1196	0

Από τα στοιχεία του πίνακα προκύπτει ότι α) οι αλγόριθμοι P&O και FLC είναι εξίσου αποδοτικοί σε όλες τις θερμοκρασίες αρκεί η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας να μεταβάλλεται με χαμηλό ρυθμό, όπως για παράδειγμα ορίζει η Γκαουσιανή συνάρτηση της εξίσωσης (8.8) και β) ότι ο πρότυπος αλγόριθμος προσεγγίζει πολύ ικανοποιητικά τις ιδανικές σχέσεις μεταξύ των σχετικών μεγεθών σε μεγάλο φάσμα θερμοκρασιών, ξεκινώντας από τους -5 °C με απόκλιση μόλις 1 % και συνεχίζοντας με μηδενική απόκλιση από τους 0 °C έως τους 69 °C. Συνεπώς, η χρήση αυτού του ιδανικού ελεγκτή παραμένει δόκιμη σε ένα μεγάλο εύρος θερμοκρασιών.

Η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας στη διάρκεια της ημέρας προσεγγίστηκε με τη βοήθεια της παρακάτω συνάρτησης, για την οποία είναι $a=900$, $d=100$, $b=12$ και $c=0.3$

$$f(t) = a * e^{-\frac{(t-b)^2}{2*c^2}} + d \quad (8.8)$$

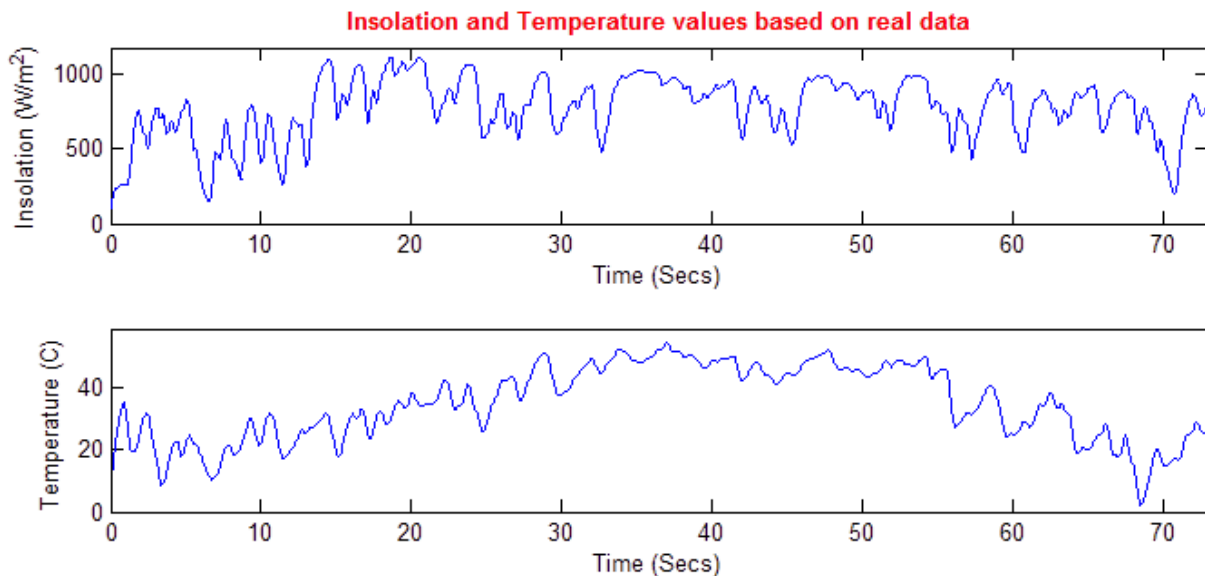
Όπως λοιπόν προαναφέρθηκε, εφόσον η απόκλιση του πρότυπου αλγόριθμου (από το θεωρητικά ιδανικό) για τις θερμοκρασίες στις οποίες εφαρμόζεται η προσομοίωση (-2 °C έως 55 °C) είναι μηδαμινή, προκύπτει το συμπέρασμα πως η χρήση του αντίστοιχου ελεγκτή εξακολουθεί να είναι θεμιτή καθώς αποτελεί ικανοποιητικό πρότυπο αναφοράς.

Για την απόδοση ρεαλισμού στην προσομοίωση, τα δεδομένα που εισάγονται μέσω των blocks ‘Insolation’ και ‘Temperature’ στα μοντέλα των συστημάτων των σχημάτων 8.30, 8.31, 8.33 και 8.34, έχουν προκύψει από την επεξεργασία συλλογής πραγματικών κλιματικών δειγμάτων. (Μέση ημερήσια ηλιοφάνεια & θερμοκρασία στο San Angelo του Texas για τη χρονιά 2005).

Τα δύο διανύσματα των συνολικά 365 τιμών έκαστο, υποβλήθηκαν σε κατάλληλη επεξεργασία και χρησιμοποιήθηκαν σε αρκετές εξομοιώσεις, ώστε να μοντελοποιήσουν διάφορα σενάρια, περισσότερο ή λιγότερο άστατων καιρικών μεταβολών, αναγόμενα στα ανάλογα χρονικά

διαστήματα κάθε φορά. Προτιμήθηκαν τα πραγματικά δεδομένα έναντι αυτών που θα προέκυπταν από μια γεννήτρια τυχαίων σημάτων διότι η μορφή των πρώτων είναι κάπως πιο ρεαλιστική και η χρήση τους εξίσου εύκολη, αν όχι ευκολότερη.

Από όλες τις εξομοιώσεις που έγιναν, αυτή που παρουσιάζει μεγαλύτερο ενδιαφέρον και ενδείκνυται για τη σύγκριση των δύο τεχνικών ελέγχου, είναι αυτή που στηρίζεται στα δεδομένα όπως αυτά διαμορφώθηκαν στα γραφήματα του σχήματος 8.32 (αρχείο Real_Data.mdl).

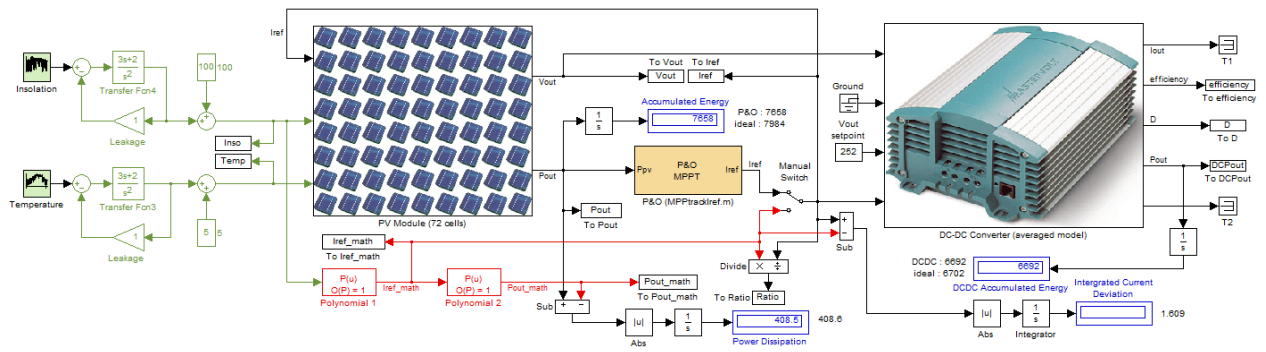


Σχήμα 8.32: Μεταβολή της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας και της θερμοκρασίας των κυψελών στη μονάδα του χρόνου.

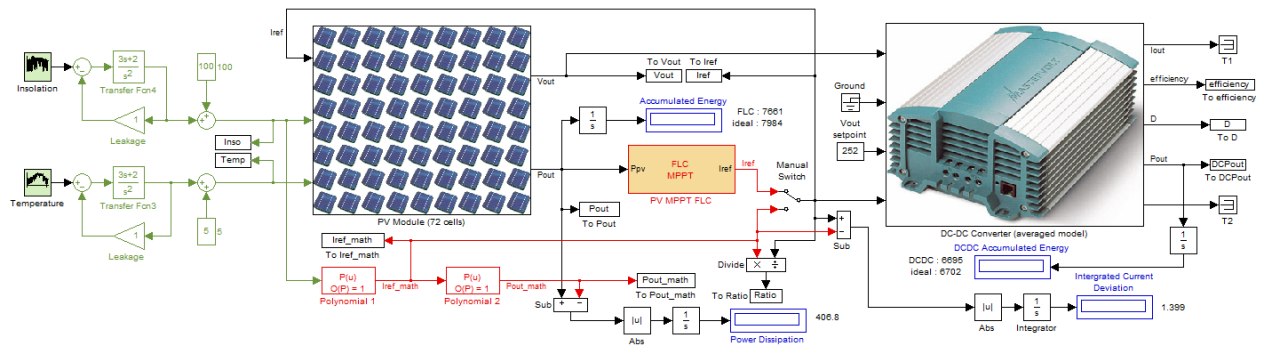
Εδώ οι δύο μεταβλητές εισόδου του συστήματος διαμορφώθηκαν έτσι ώστε να προσομοιάσουν μια πολύ έντονη καιρική δραστηριότητα (πχ. παρουσία νεφών, ανέμου και βροχόπτωσης) πολύ πιο άστατη από αυτή που παρατηρείται συνήθως στο περιβάλλον, αλλά ταυτόχρονα και ιδανική για την εκδήλωση των όποιων διαφορών παρουσιάζουν οι δύο ελεγκτές σε ακραίες συνθήκες.

Για την πληρέστερη μελέτη της συμπεριφοράς των Φ/Β συστημάτων, προστέθηκε και ο κατάλληλος τελικός DC-DC μετατροπέας όπως φαίνεται στα μοντέλα των σχημάτων 8.33 και 8.34 (αρχεία MPPT_PO_RD_DCDC.mdl και MPPT_FLC_RD_DCDC.mdl, αντίστοιχα).

Στο σχήμα 8.35 παρατίθεται το γράφημα της I-V χαρακτηριστικής του πρότυπου ελεγκτή, καθώς αυτός ανιχνεύει το MPP για το χρονικό διάστημα των 73 sec που διαρκεί η εξομοίωση του συστήματος που τροφοδοτείται με τα δεδομένα του σχήματος 8.32. Αυτό το γράφημα αποτελεί και το σημείο αναφοράς για τους P&O και FLC ελεγκτές οι οποίοι είναι σχεδιασμένοι ώστε να διαμορφώνουν ανάλογη δράση αναπτύσσοντας έτσι παρόμοιες I-V χαρακτηριστικές. Γενικά, όσο περισσότερο πλησιάζει μια I-V χαρακτηριστική σε αυτή του πρότυπου ελεγκτή, τόσο καλύτερες επιδόσεις υπόσχεται να έχει η αντίστοιχη υλοποίηση.

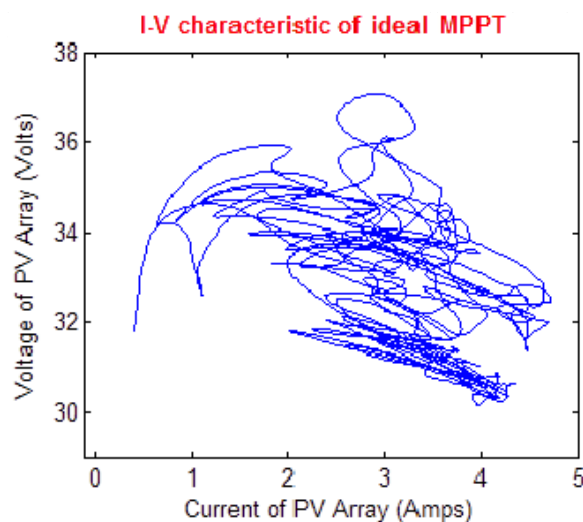


Σχήμα 8.33: Προσθήκη ενός DC-DC μετατροπέα στο PV σύστημα του σχήματος 8.30.

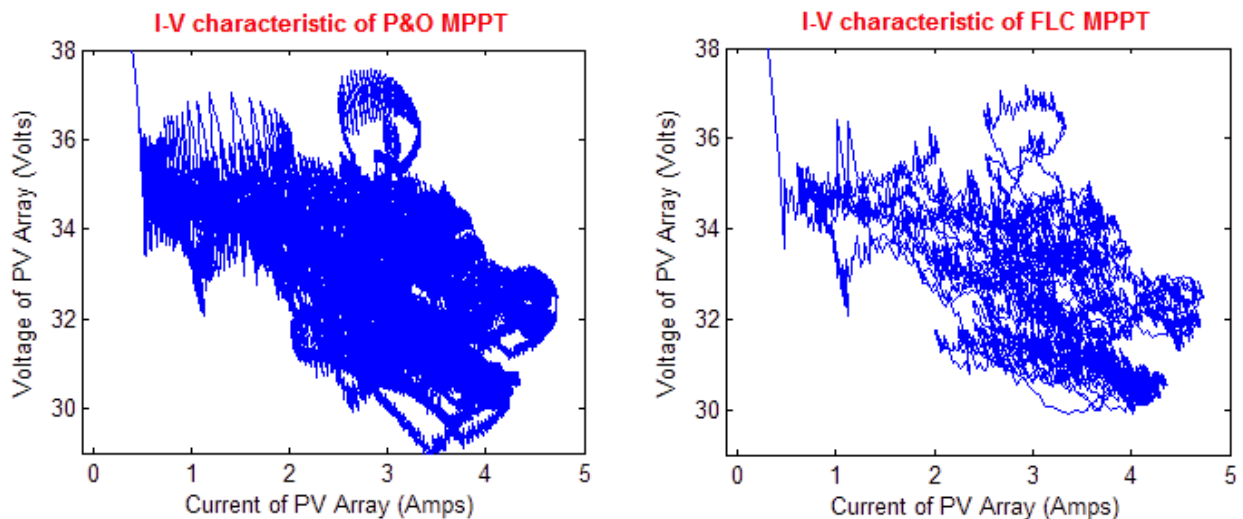


Σχήμα 8.34: Προσθήκη ενός DC-DC μετατροπέα στο PV σύστημα του σχήματος 8.31.

Οι MPPT controllers συνήθως στην πράξη χρησιμοποιούν για τη ρύθμιση του ρεύματος ή της τάσης (current or voltage regulators) κατάλληλα διαμορφωμένους DC-DC μετατροπείς. Ο DC-DC μετατροπέας που αναφέρεται παραπάνω (σχήματα 8.33 και 8.34) χρησιμεύει στην σταθεροποίηση της τάσης στα 252 V DC και δεν αποτελεί μέρος του ρυθμιστή ρεύματος.



Σχήμα 8.35: I-V χαρακτηριστική καμπύλη του Φ/Β συστήματος κατά τη λειτουργία του πρότυπου ελεγκτή.



*Σχήμα 8.36: Σύγκριση των I-V χαρακτηριστικών καμπυλών του συστήματος κατά τη λειτουργία των δύο ελεγκτών.
Αριστερά : P&O MPPT – Δεξιά : FLC MPPT*

Οι χαρακτηριστικές I-V των συστημάτων που παρουσιάζονται στα σχήματα 8.33 και 8.34 παρατίθενται στα γραφήματα του σχήματος 8.36. Όπως προκύπτει με μια πρόχειρη παρατήρηση, ο P&O ελεγκτής παρουσιάζει πιο έντονη ταλάντωση γύρω από το επιθυμητό σημείο λειτουργίας απ' ότι ο FLC, κάτι που διαισθητικά μεταφράζεται σε μεγαλύτερες απώλειες για τον P&O.

Πράγματι, σε ότι αφορά τη συλλεκτική ικανότητα των δύο τεχνικών (σε αυτές τις καιρικές συνθήκες) προκύπτει ότι ο FLC είναι ελαφρά αποδοτικότερος από τον P&O. Συγκεκριμένα η καταγεγραμμένη μείωση στις απώλειες ενέργειας έφτασε το 0.5 %, ποσοστό που φαντάζει αρκετά μικρό, ειδικά εάν συνυπολογιστεί το ότι η μέση κυμάτωση του ρεύματος μειώθηκε κατά 13 %. Εκτιμάται ωστόσο ότι σε μια πραγματική εφαρμογή το ποσοστό μείωσης των απωλειών θα είναι υψηλότερο και αυτό διότι τα συγκεκριμένα μοντέλα δεν είναι σχεδιασμένα ώστε να προσομοιώνουν την συμπεριφορά των φυσικών εξαρτημάτων όταν αυτά υπόκεινται σε ηλεκτρικές καταπονήσεις. Η σχεδίαση ενός τέτοιου μοντέλου είναι ιδιαίτερα σύνθετη και πολύ λεπτομερής και απαιτεί τη γνώση των χαρακτηριστικών ιδιοτήτων μιας πληθώρας εξαρτημάτων τα οποία ποικίλουν από κατασκευαστή σε κατασκευαστή.

Στην παρούσα μελέτη έγινε η παραδοχή ότι τα ηλεκτρικά εξαρτήματα των συστημάτων παρουσιάζουν ιδανική συμπεριφορά στις διακυμάνσεις ρεύματος και τάσεως και το ενδιαφέρον εστιάστηκε στην σύγκριση των δύο MPPT τεχνικών. Από τις προσομοιώσεις που ακολούθησαν (των οποίων τα αποτελέσματα παρατίθενται λεπτομερώς στο Παράρτημα `B) προέκυψε ότι ο FLC μπορεί να συλλέξει ελαφρώς περισσότερη ενέργεια από τον P&O προκαλώντας όμως πολύ μικρότερες διαταράξεις στα ελεγχόμενα μεγέθη. Συνεπώς, σε ότι αφορά θέματα επιδόσεων, είναι

πλέον ξεκάθαρο ότι ο FLC κυριαρχεί έναντι του P&O, ενώ επιπρόσθετα εκτιμάται ότι στην πράξη οι διαφορές μεταξύ τους θα είναι ακόμα εντονότερες.

Κρίνεται σκόπιμο τέλος να αναφερθεί ότι και οι δύο ελεγκτές επέδειξαν συλλεκτική ικανότητα που έφτασε το 96 % σε σχέση με αυτή του πρότυπου ελεγκτή, ο οποίος δεν απέχει και πολύ από το θεωρητικό μέγιστο για αυτές τις θερμοκρασίες. Αυτό το 4 % στη διαφορά της απόδοσης από το θεωρητικό μέγιστο, μικραίνει ακόμα περισσότερο στην έξοδο του DC-DC μετατροπέα, φτάνοντας το 1 % και αυτό διότι ο ίδιος ο μετατροπέας εισάγει μια πρόσθετη μερική απώλεια ισχύος. Στην προκειμένη περίπτωση, η μέση απόδοση του DC-DC μετατροπέα (οδηγούμενου από τον ιδανικό ελεγκτή) είναι περίπου 89 %, με αποτέλεσμα πρακτικά αυτό να μεταφράζεται σε τελική απόδοση 85 % περίπου της θεωρητικά μέγιστης δυνατής συλλέξιμης ενέργειας. Τα γραφήματα που παρουσιάζουν το duty cycle, την ισχύ εξόδου του DC-DC μετατροπέα αλλά και την απόδοσή του σε σχέση με το χρόνο, παρατίθενται και αυτά λεπτομερώς στο Παράρτημα `B.

9. ΜΟΝΤΕΛΟ ΔΕΣΜΗΣ ΚΥΨΕΛΩΝ ΚΑΥΣΙΜΟΥ

9.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Εφαρμογές

Οι κυψέλες καυσίμου (Fuel Cells ή FC εν συντομία) είναι γεννήτριες ηλεκτρικού ρεύματος, οι οποίες μετατρέπουν τη χημική ενέργεια σε ηλεκτρική, χωρίς όμως κατά τη μετάβαση να μεσολαβεί κάποιο στάδιο ‘εκρηκτικής’ καύσης όπως αυτή νοείται με τη συμβατική έννοια του όρου, δηλαδή όπως π.χ. συμβαίνει στους θαλάμους εσωτερικής καύσης των ντιζελομηχανών. Το αποτέλεσμα είναι μια ελεγχόμενη χημική αντίδραση, με ελάχιστα υποπροϊόντα και μια συσκευή που λειτουργεί με καλή απόδοση και αθόρυβα, καθώς οι απώλειες είναι κυρίως θερμικές και δεν υπάρχουν κινούμενα μηχανικά μέρη. Η θερμική ενέργεια που εκλύεται κατά τη λειτουργία των FC, μπορεί να τύχει περαιτέρω αξιοποίησης με κατάλληλο πρόσθετο εξοπλισμό και έτσι η ολική απόδοση του συστήματος να αυξηθεί ακόμα περισσότερο. Σε μεγάλες εγκαταστάσεις η εκλυόμενη θερμότητα συνήθως χρησιμοποιείται για τη θέρμανση του νερού που κυκλοφορεί στα κοντινά οικιακά συγκροτήματα. Ωστόσο, σε περιπτώσεις που το σύστημα είναι τοποθετημένο μακριά από κατοικημένες περιοχές όπου κυρίαρχο μέλημα αποτελεί η παραγωγή ρεύματος ενώ ο πρόσθετος θόρυβος δεν είναι πρόβλημα, η εκλυόμενη θερμότητα χρησιμοποιείται για τη λειτουργία ηλεκτροπαραγωγών ατμομηχανών.

Σήμερα, οι εμπορικά διαθέσιμες συσκευές βασισμένες στις FC έχουν τη δυνατότητα να αποδίδουν την παραγόμενη ενέργεια σε καταναλώσεις πολύ διαφορετικές μεταξύ τους, όπως αυτοκίνητα, φορητοί υπολογιστές, κινητά τηλέφωνα ή και στο ίδιο το ηλεκτρικό δίκτυο. Τα μεγαλύτερα κονδύλια κατατίθενται από τις αυτοκινητοβιομηχανίες και τα διαστημικά προγράμματα, προωθώντας την έρευνα προς την κατεύθυνση της παραγωγής όσο το δυνατόν ισχυρότερων και ελαφρύτερων συσκευών. Ωστόσο, οι πιο διαδεδομένες σύγχρονες εμπορικές εφαρμογές σχετίζονται με την παραγωγή ‘συστοιχιών’ FC που αναλαμβάνουν την τροφοδότηση κτιριακών εγκαταστάσεων ή βιομηχανικού εξοπλισμού των οποίων η αδιάλειπτη λειτουργία είναι ζωτικής σημασίας και η χρήση άλλου τύπου συσσωρευτών εκτιμάται ασύμφορη.

9.2. ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΜΟΝΤΕΛΟΥ

9.2.1. Στρατηγική Ελέγχου

Το απλοποιημένο δυναμικό μοντέλο που αναπτύχθηκε στη παρούσα εργασία βασίζει τον έλεγχο της παραγόμενης ενέργειας σε μια σειρά από κανόνες διακοπτόμενης λειτουργίας, όπως αυτοί περιγράφονται στο [92] με την παραδοχή ότι διατίθενται οι όποιες πρόσθετες συσκευές

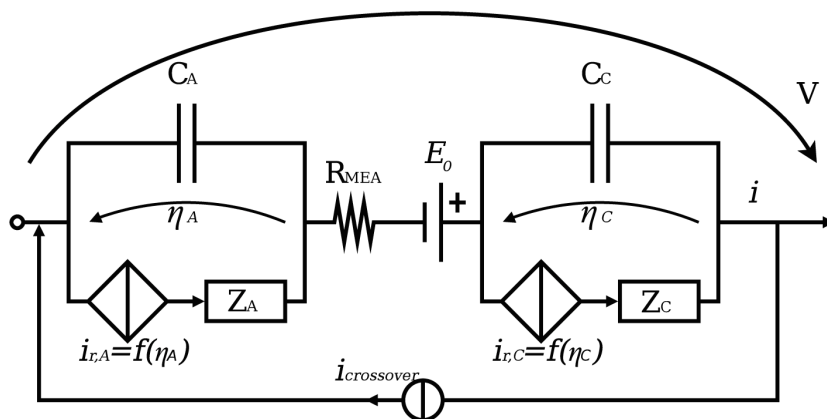
υποστήριξης και ελέγχου για τη ροή των καυσίμων υλών, τη θερμοκρασία των κυψελών, τη λειτουργία των ανατροφοδοτών, καθώς και όποιες άλλες μεταβλητές μπορεί να απαιτηθούν ανά υλοποίηση. Τα περισσότερα από τα δυναμικά μοντέλα που περιγράφονται στη βιβλιογραφία θεωρούν την ένταση του ρεύματος ως είσοδο του συστήματος αντιμετωπίζοντας την ως μια ελεγχόμενη μεταβλητή. Ωστόσο, το παραγόμενο ρεύμα συνήθως αποτελεί το ελεγχόμενο μέγεθος και όχι τη μεταβλητή ελέγχου και συνεπώς τα μοντέλα που υπάρχουν στη βιβλιογραφία θα πρέπει να προσαρμοστούν στη χρήση των κατάλληλων ελεγχόμενων εισόδων πριν να μπορέσουν να είναι χρήσιμα στη ρύθμιση μιας διαδικασίας ελέγχου μιας FC.

Αν και πολλά μοντέλα προτείνουν τον έλεγχο της ροής του καυσίμου στην είσοδο ώστε να ελέγχεται η στάθμη ισχύος στην έξοδο, αυτό αποδεικνύεται πως δεν αποτελεί καλή επιλογή. Μια καλύτερη στρατηγική ελέγχου είναι αυτή της άμεση διαχείρισης της ισχύος εξόδου από το διασυνδεδεμένο φορτίο. Όμως, επειδή όπως προαναφέρθηκε αυτό δεν μπορεί να συμβεί ελέγχοντας άμεσα το ρεύμα και την τάση εξόδου, καθώς αυτές εξαρτώνται από το ίδιο το φορτίο, γίνεται χρήση ενός ενδιάμεσου DC-DC μετατροπέα που φροντίζει για την έμμεση διαχείριση των παραπάνω μεγεθών. Στην παρούσα εργασία η λειτουργία αυτού του μετατροπέα εξαρτάται από την έκβαση του αποτελέσματος μιας σειράς κανόνων. Οι κανόνες αυτοί, θα ονομάζονται εφ' εξής *κανόνες διακοπτόμενης λειτουργίας*. Αν και στη σχετική μελέτη επιλέχθηκε η χρήση ενός buck-boost DC-DC μετατροπέα όπως αυτός που περιγράφηκε στην παράγραφο 6.1.4, είναι δυνατή η χρήση οποιασδήποτε τοπολογίας ανά περίπτωση, ανάλογα με την απαιτούμενη σχέση των τάσεων εισόδου και εξόδου του.

9.2.2. Το Δυναμικό Μοντέλο

Το παρακάτω σχήμα παρουσιάζει το πως δύναται να διαμορφωθεί το μοντέλο μιας FC για την αναπαράσταση των δυναμικών ιδιοτήτων του που σχετίζονται με τις ηλεκτροχημικές μεταβολές της. Το μοντέλο αυτό είναι αρκετά διαδεδομένο στην ηλεκτροχημεία και απαρτίζεται από :

- μια πηγή τάσης, E_0 (για Κ.Σ. πίεσης και θερμοκρασίας και με καθαρά αντιδρώντα)
- μια εσωτερική αντίσταση, R_{MEA}
- δύο ηλεκτρόδια (την κάθοδο και την άνοδο) καθένα με χωρητικότητες C_A και C_C αντίστοιχα, παράλληλα συνδεδεμένα με μια πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση και μια εμπέδηση (Z_A και Z_C αντίστοιχα) και
- μια πηγή ρεύματος, $i_{crossover}$, που εξαναγκάζει τη ροή συγκεκριμένου ρεύματος μέσα από την κυψέλη, ακόμα και όταν αυτή λειτουργεί εν-κενώ.



Σχήμα 9.1 : Λεπτομερές ηλεκτρονικό ανάλογο μιας κυψέλης καυσίμου, με μοντελοποιημένα και τα δύο ηλεκτρόδιά της.

Σε κάποια από τα μοντέλα της βιβλιογραφίας παραλείπεται η άνοδος, απλουστεύοντας έτσι ακόμα περισσότερο το μοντέλο, κάνοντας όμως την παραδοχή ότι η ροή υδρογόνου δεν πρόκειται να μολυνθεί με χημικές ενώσεις δηλητήρια όπως το CO.

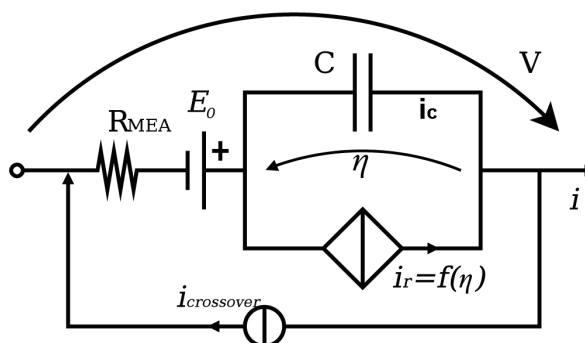
Η πηγή τάσης E_0 συμβολίζει το αντίστροφο δυναμικό. Εξαρτάται από τη θερμοκρασία και τη συγκέντρωση των αντιδρώντων στοιχείων στις προβλεπόμενες επιφάνειες αντίδρασης. Η αντίσταση σε σειρά R_{MEA} εκπροσωπεί την αντίσταση της αγωγής των πρωτονίων κατά τη διέλευσή τους μέσα από την συνθετική μεμβράνη, καθώς και οποιεσδήποτε άλλες αντιστάσεις σε σειρά με αυτή όπως π.χ. οι ωμικές απώλειες που αναπτύσσονται στο αντίστοιχο ηλεκτρονικό κύκλωμα της κυψέλης. Η χωρητικότητα κάθε ενός από τα ηλεκτρόδια (C_A και C_C) αντιπροσωπεύει μια σειρά από φαινόμενα, όπως περιγράφονται στη βιβλιογραφία του [92]. Θεωρείται σταθερή αν και μελέτες δείχνουν ότι είναι σε κάποιο βαθμό μεταβλητή.

Οι ελεγχόμενες από τάση πηγές ρεύματος $i_{r,A}$ και $i_{r,C}$ σε παραλληλία με τις αντίστοιχες χωρητικότητες, αναπαριστούν τα αποτελέσματα των εξισώσεων των Butler-Volmer τα οποία εξαρτώνται εκθετικά, και όχι γραμμικά, από την υπέρταση n , ενώ μπορούν να επηρεαστούν και από πολλούς άλλους παράγοντες όπως π.χ. τη θερμοκρασία, τις συγκεντρώσεις των αντιδρώντων, την παρουσία CO κ.α. Οι σύνθετες αντιστάσεις Z_A και Z_C εκπροσωπούν την εμπέδηση Warburg, που παριστά τις απώλειες και τη χρονική καθυστέρηση που εισάγεται στη ροή ρεύματος μέσα στη κυψέλη κατά τα μεταβατικά φαινόμενα της ώσμωσης. Συνήθως η παρουσία των Z_A και Z_C γίνεται αντιληπτή, αποτελώντας υπολογίσιμο παράγοντα, σε μεγάλες εντάσεις ρεύματος, όταν οι συγκεντρώσεις των αντιδρώντων στοιχείων στις προβλεπόμενες επιφάνειες είναι μικρή. Ο υπολογισμός αυτών των δύο αντιστάσεων κάνοντας χρήση ενός μαθηματικού μοντέλου είναι αρκετά σύνθετος ενώ δεν εξυπηρετεί στην εποπτεία κάποιων πρόσθετων φαινομένων κατά την κανονική λειτουργία του συστήματος αφού αυτά

εκδηλώνονται σε συνθήκες που η κυψέλη καυσίμου δεν θα έπρεπε να λειτουργεί. Γι' αυτό και γίνεται η παραδοχή πως αυτές δεν μετέχουν σε αυτό το μοντέλο.

Η πηγή ρεύματος $i_{crossover}$ αναπαριστά το άθροισμα από μια σειρά ρευμάτων απωλειών που οφείλονται σε διάφορα φαινόμενα όπως για παράδειγμα της διαπότισης της μεμβράνης με υδρογόνο ή άλλα αντιδρώντα στοιχεία, της ηλεκτρονικής αγωγιμότητας της μεμβράνης και άλλα παρόμοια. Η τιμή της είναι συνήθως μικρή αλλά έχει μια σημαντική επίδραση : η υπέρταση n , ειδικά της καθόδου, αυξάνεται γρήγορα στις χαμηλές τιμές του ρεύματος και έτσι η παρουσία αυτού του έστω και μικρού ρεύματος απωλειών μειώνει την τάση ανοιχτοκύκλωσης από τη μέγιστη θεωρητική της τιμή, E_0 . Η τιμή $i_{crossover}$ θεωρείται σταθερή. Η E_0 όπως υπολογίζεται από θερμοδυναμικά δεδομένα προκύπτει να είναι περίπου 1.22 V και θεωρείται επίσης σταθερή.

Παρακάτω παρουσιάζεται το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός μόνο ηλεκτροδίου και συγκεκριμένα της καθόδου, που αποτελεί και το σημαντικότερο ηλεκτρόδιο υπό εξέταση. Στην παρούσα εργασία έχουν μοντελοποιηθεί και τα δύο ηλεκτρόδια αλλά για χάρη απλότητας και δεδομένης της συμμετρίας, όσα αναπτύσσονται παρακάτω αφορούν το ηλεκτρόδιο της καθόδου.



Σχήμα 9.2 : Το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα του απλοποιημένου μοντέλου μιας FC, με ένα μόνο ηλεκτρόδιο (σε αυτή την περίπτωση της καθόδου). Η υπέρταση n , σε αντίθεση με το τι υπονοεί ο όρος, αντιστέκεται στην αύξηση του δυναμικού της.

9.2.3. Καμπύλες Πόλωσης & Στιγμοτυπική Χαρακτηριστική

Στην ηλεκτροχημεία, η σχέση μεταξύ της πυκνότητας του ρεύματος i και της τάσης V σε μια κυψέλη καυσίμου είναι ευρέως γνωστή ως καμπύλη πόλωσης. Οι **καμπύλες πόλωσης** (*polarization curves*) αντιπροσωπεύουν την απόκριση του συστήματος όταν η κυψέλη βρίσκεται σε σταθερή κατάσταση και δεν περιέχουν πληροφορίες για τον τρόπο που η FC θα συμπεριφέρεται κατά τη διάρκεια αιφνίδιων μεταβολών. Για να συμπεριληφθούν και αυτές οι πληροφορίες στο ίδιο σχέδιο εισάγεται η έννοια των **iso-n γραμμών**, ή αλλιώς **στιγμοτυπική χαρακτηριστική (καμπύλη)** (*instantaneous characteristic*) και ορίζεται να είναι ο γεωμετρικός τύπος όλων εκείνων των σημείων επάνω στο επίπεδο i - V που ενδέχεται να προκύψουν στιγμιαία

από την FC. Για να καθοριστεί είναι σημαντικό να σημειωθεί το πως και ποιοι όροι της καμπύλης πόλωσης πρόκειται να αλλάξουν σε μια μεταβολή. Η στιγμιοτυπική χαρακτηριστική προέρχεται από την εξίσωση (9.1), όπου οι όροι i και V μπορούν να αλλάζουν σταδιακά.

$$\text{Τάση στα άκρα της κυψέλης : } V = E_0 - n - R_{MEA} * (i + i_c) \quad (9.1)$$

Ως κατάσταση ενός συστήματος ορίζεται το σύνολο των μεταβλητών που απαιτούνται για να περιγράψουν πλήρως ένα δυναμικό σύστημα σε μια δεδομένη χρονική στιγμή. Όπως φαίνεται και από το παραπάνω σχήμα που παρουσιάζει το απλοποιημένο ηλεκτρονικό ανάλογο μιας FC, η τάση n στα άκρα του πυκνωτή είναι μια κατάσταση, δεδομένου ότι αντιπροσωπεύει το φορτίο που συσσωρεύεται σε αυτόν και η οποία εξελίσσεται συνεχώς στο χρόνο σύμφωνα με την :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{i + i_c - i_r}{C}, \text{ ενώ είναι γνωστό ότι : } \frac{dV}{dt} = \frac{i}{C} \quad (9.2)$$

Το ρεύμα της αντίδρασης i_r , που αναπαριστά την κατανάλωση των αντιδρώντων στοιχείων, είναι μια συνεχής αυστηρά αυξανόμενη συνάρτηση της τάσης n . Σύμφωνα με την εξίσωση (9.3) των Butler-Volmer, είναι συνεχής στο χρόνο όπως και η n και αποτελεί ακόμα μια κατάσταση.

$$\text{Εξίσωση των Bulter-Volmer : } i_r = i_0 * \left(e^{\frac{a * n * F}{R * T} * h} - e^{-(1-a) * \frac{n * F}{R * T} * h} \right) \quad (9.3)$$

όπου a ένας συντελεστής συμμετρίας (αδιάστατος), n ο αριθμός ηλεκτρονίων που έλαβαν μέρος στην αντίδραση, i_0 η πυκνότητα ρεύματος ανταλλαγής (A / m^2), h το πρόσθετο δυναμικό του ηλεκτροδίου (Volts), F η σταθερά Faraday ($amp * sec / mol$ ή C / mol), R η παγκόσμια σταθερά των τελείων αερίων ($J/mol/Kelvin$) και T η (απόλυτη) θερμοκρασία της κυψέλης (Kelvin). Να σημειωθεί πως το σύμβολο της υπέρτασης n τονίζεται ώστε να μην συγχέεται με το σύμβολο που χρησιμοποιείται για να περιγράψει τον αριθμό των ηλεκτρονίων n).

Σε κάθε τιμή της υπέρτασης n αντιστοιχεί μια και μόνο μια τιμή του i_r έτσι ώστε η κατάσταση της FC να μπορεί να περιγραφεί τόσο από την i_r όσο και από την n . Είναι επίσης δυνατό να εκφραστεί η καθεμία συναρτήσει της άλλης. Ωστόσο, η εξίσωση δεν μπορεί να λυθεί μοναδικά για την n , και γι' αυτό απαιτείται κατάλληλος επαναληπτικός βρόχος.

Οι επαναληπτικοί υπολογισμοί αυτού του βρόχου μπορούν να επιταχυνθούν κάνοντας χρήση της προσεγγιστικής φόρμουλας Tafel όπως αυτή περιγράφεται στη βιβλιογραφία των Larminie και Dicks [116]. Η φόρμουλα αυτή προσφέρει μια πολύ καλή προσέγγιση της $n = f(i_r)$, ειδικά για ικανοποιητικά μεγάλα i_r .

$$n_{act} = \frac{R * T}{a * n * F} * \ln\left(\frac{i_r}{i_0}\right), \text{ όπου } \frac{R * T}{a * n * F} \text{ η επονομαζόμενη 'κλίση Tafel'} \quad (9.4)$$

Πιο συγκεκριμένα στην παρούσα εργασία, οι πρώτες εκτιμήσεις των συγκεντρώσεων υπολογίζονται σύμφωνα με τις εξής παραδοχές :

$$\text{για την άνοδο : Εάν } i_r < i_{0_a} \text{ τότε } n=0, \text{ διαφορετικά } n_{act} = \frac{R * T}{a_a * n_a * F} * \ln\left(\frac{i_r}{i_{0_a}}\right) \quad (9.5)$$

$$\text{για την κάθοδο : Εάν } i_r < i_{0_c} \text{ τότε } n=0, \text{ διαφορετικά } n_{act} = \frac{R * T}{a_c * n_c * F} * \ln\left(\frac{i_r}{i_{0_c}}\right) \quad (9.6)$$

όπου a_a και a_c οι συντελεστές ανοδικής και καθοδικής συμμετρίας αντίστοιχα (αδιάστατοι), n_a και n_c ο αριθμός των ηλεκτρονίων που ανταλλάσσονται στις επιφάνειες όπου εξελίσσονται η ανοδική και καθοδική αντίδραση αντίστοιχα, i_{0_a} και i_{0_c} οι πυκνότητες των ρευμάτων ανταλλαγής (A/m^2) και n_{act} η υπέρταση των **απωλειών ενεργοποίησης** (activation losses) (V).

Ενώ το ρεύμα αντίδρασης i_r , κυμαίνεται συνεχώς ως συνάρτηση της τάσης n καθώς και άλλων μεταβλητών, δεν συμβαίνει το ίδιο με το ρεύμα i που εξέρχεται από την FC. Το ρεύμα που διατρέχει τον πυκνωτή δεν αποτελεί κατάσταση της FC και αλλάζει με μη-γραμμικό τρόπο. Στο στατικό μοντέλο η n πρέπει να είναι σταθερή εξ' ορισμού και το ρεύμα που διαρρέει τον πυκνωτή μηδέν, κάτι που υπονοεί πως σε μια τέτοια περίπτωση το $i + i_{crossover}$ θα είναι ίσο με το i_r . Όταν κάποια μεταβλητή (τάση, ρεύμα, ή αντίσταση φορτίου) αλλάζει με ασυνεχή τρόπο, ή βηματικά, η υπέρταση n , θα διατηρήσει μια συνεχή κυμάτωση και δεν θα αλλάξει τιμή την χρονική στιγμή της αλλαγής. Δεδομένου ότι ούτε το αναστρέψιμο δυναμικό E_0 αλλάζει ασυνεχώς κατά τη χρονική στιγμή της αλλαγής, μόνο η τάση στα άκρα της αντίστασης R_{MEA} μένει για να αλλάζει συναρτήσει του ρεύματος. Αυτό σημαίνει πως η στιγμιοτυπική χαρακτηριστική για ένα δεδομένο σημείο λειτουργίας με ρεύμα αντίδρασης i_r είναι

$$V_{inst}(i_r, i) = E_0 - n(i_r) - R_{MEA} * i \quad (9.7)$$

Καθώς η n ποικίλει συνεχώς με το χρόνο, η καμπύλη της στιγμιοτυπικής χαρακτηριστικής μπορεί να ειπωθεί ως μια γραμμή που θα ανεβαίνει ή θα κατεβαίνει επάνω στο επίπεδο i - V , ανάλογα με την εκτίμηση που προκύπτει από τη συνάρτηση $n(i_r)$. Εάν η αντίσταση R_{MEA}

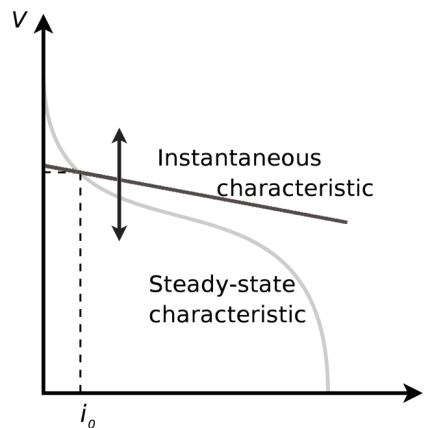
θεωρηθεί σταθερή, η στιγμιοτυπική χαρακτηριστική θα είναι μια ευθεία γραμμή και θα τέμνει τον άξονα V στο σημείο (E_0, n) .

Σύμφωνα με τα παραπάνω, η εξίσωση που δίνει την τάση στα άκρα της FC μπορεί να ξαναγραφτεί τονίζοντας το στατικό και δυναμικό μέρος όπως παρακάτω :

$$V(t, i) = \underbrace{E_0 - n}_{V_{static}(t)} - \underbrace{R_{MEA} * (i + i_c)}_{V_{dynamic}(i)} \quad (9.8)$$

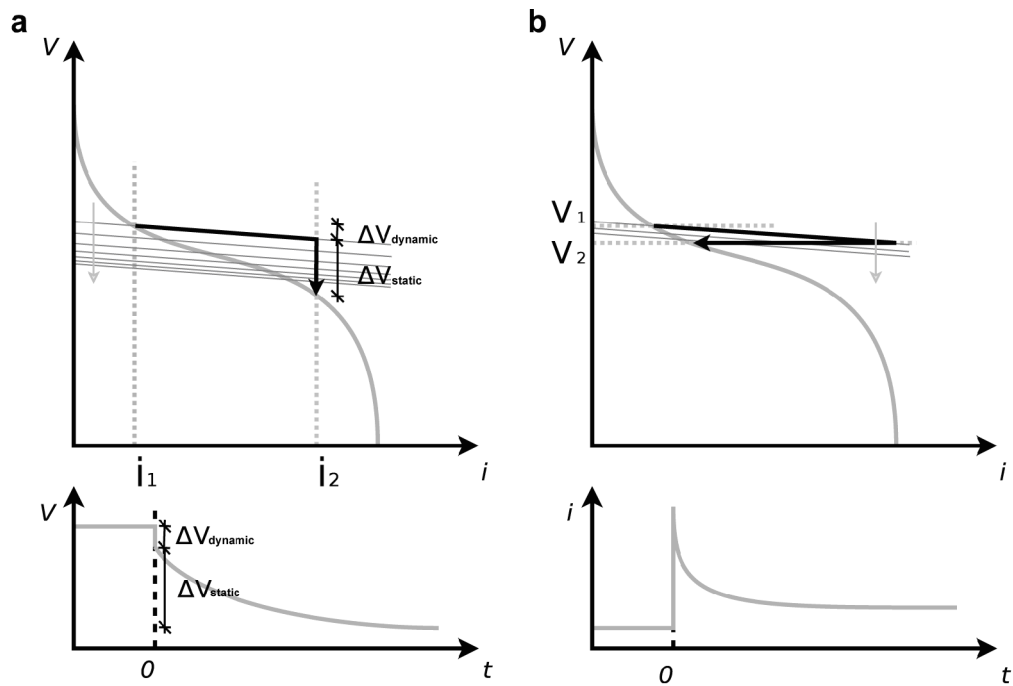
Η εξίσωση (9.8) δείχνει πως σε μια βηματική αλλαγή του ρεύματος i σε χρόνο $t=0$, ο όρος V_{static} θα παραμείνει συνεχής και θα έχει μια μοναδική τιμή σε εκείνη τη χρονική στιγμή ενώ αντίθετα ο όρος $V_{dynamic}$ θα μεταβληθεί ακαριαία συναρτήσει του i .

Σε γενικές γραμμές, το σημείο λειτουργίας θα βρίσκεται στο σημείο τομής μεταξύ της στιγμιοτυπικής χαρακτηριστικής της FC και της χαρακτηριστικής του φορτίου. Εάν το σημείο τομής δεν βρίσκεται επάνω στην καμπύλη πόλωσης του στατικού μοντέλου, τότε η στιγμιοτυπική χαρακτηριστική θα ανέβει ή θα κατέβει έως ότου το σημείο λειτουργίας βρεθεί στην τομή ανάμεσα στις δύο προαναφερθείσες καμπύλες. Γενικά, το φορτίο θα μπορούσε να αναπαρασταθεί και αυτό με μια στιγμιοτυπική χαρακτηριστική, ειδικά στην περίπτωση που ήταν σύνθετο, αλλά για χάρη απλότητας στην παρούσα μελέτη θεωρούνται καθαρά ωμικά φορτία, χωρίς κατάσταση.

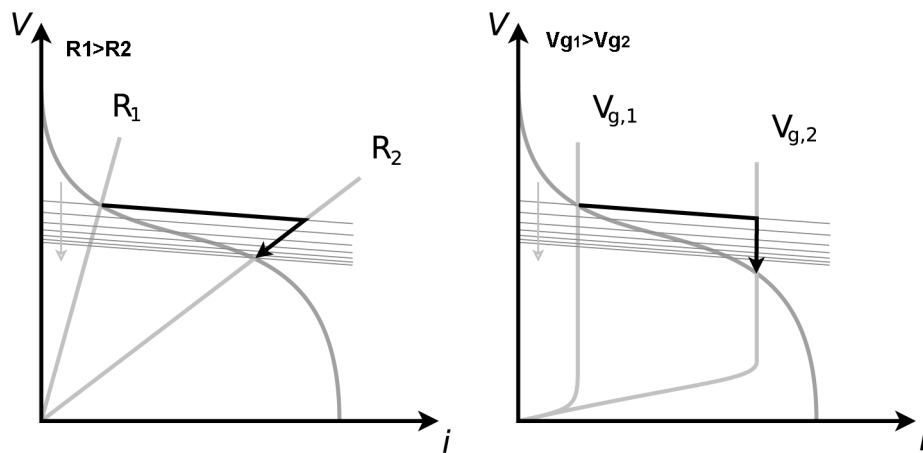


Σχήμα 9.3 : Η καμπύλη πόλωσης σταθερής κατάστασης και η στιγμιοτυπική χαρακτηριστική στο i - V επίπεδο. Η στιγμιοτυπική χαρακτηριστική μπορεί να κινηθεί επάνω ή κάτω ανάλογα με την τιμή της υπέρτασης n .

Στα παρακάτω δύο σχήματα παρουσιάζονται μερικές απλές περιπτώσεις μετάβασης του σημείου λειτουργίας. Όλες ξεκινούν από ένα σημείο που βρίσκεται επάνω στην καμπύλη πόλωσης και απεικονίζουν τη διαδρομή που αυτό ακολουθεί έως ότου εναρμονιστεί ξανά στις νέες συνθήκες φτάνοντας το νέο σημείο λειτουργίας, δηλαδή τη νέα τομή μεταξύ των δύο χαρακτηριστικών καμπυλών.



Σχήμα 9.4 : Απεικόνιση της τροχιάς που ακολουθεί το σημείο λειτουργίας, επάνω στο επίπεδο i - V και στο αντίστοιχο χρονοδιάγραμμα για την περίπτωση βηματικής αλλαγής (α) του ρεύματος και (β) της τάσης μιας κυψέλης καυσίμου, χρησιμοποιώντας π.χ. έναν ρυθμιστή ρεύματος και τάσης αντίστοιχα.



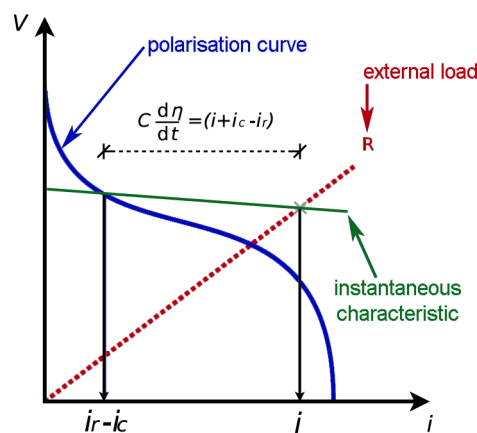
Σχήμα 9.5 : Αριστερά : απεικόνιση της τροχιάς που ακολουθεί το σημείο λειτουργίας, επάνω στο επίπεδο i - V για την περίπτωση βηματικής αλλαγής της αντίστασης φορτίου από R_1 σε R_2 με $R_1 > R_2$. Δεξιά : απεικόνιση της τροχιάς που ακολουθεί το σημείο λειτουργίας, επάνω στο επίπεδο i - V για την περίπτωση βηματικής αλλαγής της τάσης της πύλης ενός MOSFET (συνδεδεμένου στην FC έξοδο), από $V_{g,1}$ σε $V_{g,2}$ με $V_{g,1} > V_{g,2}$.

Όπως μπορεί ήδη να παρατηρηθεί, οι απότομες αλλαγές του σημείου λειτουργίας μπορούν να καταλήξουν σε μεγάλους σκανδαλισμούς ισχύος κατά τις χρονικές στιγμές της μετάβασης, κάτι που ενδέχεται να έχει σημαντικές επιπτώσεις στον έλεγχο της FC. Στο πρώτο γράφημα του σχήματος 9.5 θεωρείται δεδομένη η παρουσία μιας κατάλληλης πηγής τάσης ή ρεύματος και ως εκ τούτου η χρήση κατάλληλης τροφοδοσίας, ενώ στο δεύτερο γράφημα του ίδιου σχήματος

θεωρείται δεδομένη η παρουσία των κατάλληλων φορτίων που μπορούν να λειτουργήσουν με ελάχιστη (για το MOSFET) έως καθόλου (για την ωμική αντίσταση) τροφοδοσία.

Η καταλυτική υπέρταση ποικίλει σύμφωνα με την εξίσωση :
$$\frac{dn}{dt} = \frac{i + i_C - i_r}{C} = \frac{i - (i_r - i_C)}{C} \quad (9.9)$$

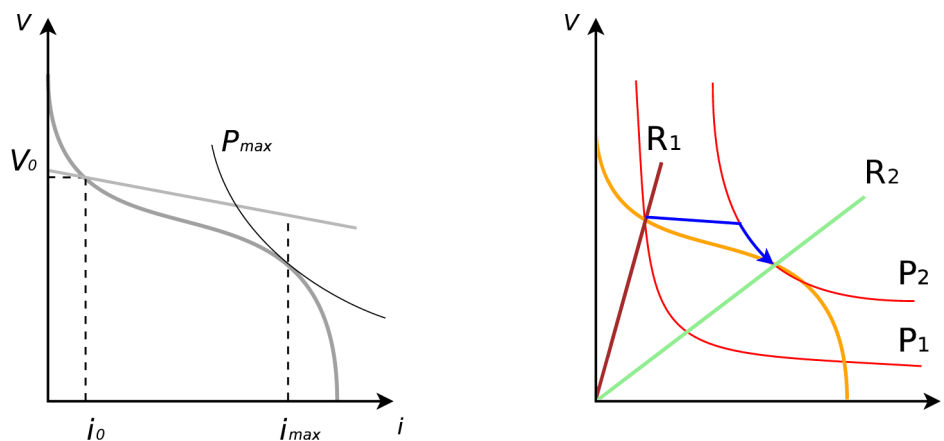
Από τη στιγμή που το ‘ύψος’ της στιγμιοτυπικής χαρακτηριστικής καθορίζεται από την τιμή της n , η δεξιά πλευρά της εξίσωσης (9.9) αναπαριστά επίσης και τον ρυθμό ή την ‘ταχύτητα’ με την οποία η χαρακτηριστική αυτή κινείται κάθετα επάνω στο επίπεδο i - V . Είναι σχετικά εύκολο να βρεθεί το i και το $i_r - i_C$ γραφικά. Το ρεύμα του κυκλώματος, i , βρίσκεται στην τομή της στιγμιοτυπικής χαρακτηριστικής με τη χαρακτηριστική του φορτίου. Το ρεύμα αντίδρασης μείον το ρεύμα απωλειών βρίσκεται στην τομή της στιγμιοτυπικής χαρακτηριστικής με την καμπύλη πόλωσης. Η τελευταία αναπαριστά τα σημεία λειτουργίας του στατικού μοντέλου ενώ η στιγμιοτυπική χαρακτηριστική αναπαριστά όλα τα σημεία με το ίδιο ζευγάρι (n, i_r) και συνεπώς η τομή τους θα είναι το σημείο για το οποίο ισχύουν ταυτόχρονα και οι δύο παραπάνω δεσμεύσεις. Μια ενδιαφέρουσα παρενέργεια είναι ότι μερικές μεταβατικές καταστάσεις μπορούν να έχουν διαφορετικές χρονικές σταθερές ανάλογα με το πόσο κοντά στην καμπύλη πόλωσης βρίσκεται η τροχιά τους. Εάν κατά τη μεταβατική κατάσταση τα σημεία της τροχιάς που δημιουργείται βρίσκονται κοντά στην καμπύλη πόλωσης, η κατευθυντήρια δύναμη της παραπάνω εξίσωσης, δηλαδή η διαφορά μεταξύ i και το $i_r - i_C$ είναι μικρή και έτσι ο ρυθμός μετάβασης μικρότερος. Αυτό έχει διαπιστωθεί και πειραματικά και η προσομοίωση δείχνει ότι είναι σύνηθες ένα ανοιχτό κύκλωμα να φτάνει σε σταθερή κατάσταση σε χρόνους της τάξεως των 10 sec. Οι τυπικοί χρόνοι σταθεροποίησης κυμαίνονται από 10 sec έως 0.1 sec συνήθως.



Σχήμα 9.6 : Η απόσταση μεταξύ των σημείων τομής της στιγμιοτυπικής χαρακτηριστικής με το εξωτερικό φορτίο και με την καμπύλη πόλωσης παριστάνει την κατευθυντήρια δύναμη που προκαλεί την μετάβαση.

9.2.4. Τέλειος Έλεγχος Κυψελών Καυσίμου

Σύμφωνα με το θεώρημα των Federico Zenith και Sigurd Skogestad στο [92] σε θεωρητικό επίπεδο είναι δυνατός ο τέλειος έλεγχος των κυψελών καυσίμου. Πιο συγκεκριμένα το θεώρημα λέει ότι : Δεδομένου μιας FC η οποία στην σταθερή κατάσταση περιγράφεται από την εξίσωση $V(i) = E_0 - n(i_r) - R_{MEA}(i) * (i + i_c)$ με υπέρταση $n(i_r)$ αυστηρώς αυξανόμενη με το i_r , και με εσωτερική αντίσταση $R_{MEA}(i)$ συνεχή με το i , είναι πάντα δυνατόν η ισχύς εξόδου να μεταβεί ακαριαία σε οποιαδήποτε τιμή μεταξύ του μηδενός και της μέγιστης δυνατής (υπολογιζόμενη στη σταθερή κατάσταση), από οποιοδήποτε σημείο λειτουργίας, τόσο σταθερό όσο και μεταβατικό, που βρίσκεται επάνω σε μια στιγμιοτυπική χαρακτηριστική τεμνόμενη από τη γραμμή πόλωσης σε κάποιο i το οποίο ανήκει στο διάστημα 0 έως i_{max} .



Σχήμα 9.7 : Αριστερά : Για ρεύμα i_{max} , όπου η ισχύς εξόδου σταθερής κατάστασης είναι η μέγιστη, η στιγμιοτυπική χαρακτηριστική στο σημείο (i_0, V_0) έχει μεγαλύτερη τάση από την καμπύλη πόλωσης. Δεξιά : Ανίχνευση του ιδανικού σημείου λειτουργίας. Το μπλε βέλος δείχνει την τροχιά που ακολουθείται καθώς το συνδεδεμένο φορτίο αλλάζει τιμή από R_1 σε R_2 (με $R_1 > R_2$). Έτσι η FC οδηγείται ώστε να αποδίδει πάντα τη μέγιστη δυνατή τιμή της απαιτούμενης ισχύος.

Το θεώρημα αυτό εξασφαλίζει λοιπόν ότι είναι δυνατή η ακαριαία μετάβαση από οποιαδήποτε τιμή σε όλο το εύρος ισχύος εξόδου που μπορεί να παρέχει μια FC, κάτω από πολύ γενικές συνθήκες. Αυτό σημαίνει με τη σειρά του, πως δεν υπάρχουν εγγενείς περιορισμοί στο πόσο γρήγορα δύναται να γίνει η μεταβολή του σημείου λειτουργίας της FC. Άρα πρακτικά, οι όποιοι περιορισμοί προκύπτουν προέρχονται από τους χρόνους αντίδρασης του κυκλώματος ελέγχου, οι οποίοι με τη σειρά τους είναι εξαρτώμενοι από τη συχνότητα δειγματοληψίας και τους χρόνους υπολογισμού των δεδομένων. Σε αυτό το σημείο και σύμφωνα με τα παραπάνω θα πρέπει να τονιστεί πως στην περίπτωση που ο έλεγχος μιας FC δεν γίνει προσεκτικά είναι πολύ πιθανό να δημιουργηθούν στην έξοδο μεγάλες διακυμάνσεις ισχύος οι οποίες μπορούν να καταστρέψουν τον συνδεδεμένο εξοπλισμό (φορτίο).

9.2.5. Παραδοχές και Ενδεχόμενοι Περιορισμοί

Επίσης θα πρέπει να ληφθεί υπόψη πως κατά τη διατύπωση του παραπάνω θεώρηματος έχουν γίνει κάποιες υποθέσεις-παραδοχές. Η σημαντικότερη σχετίζεται με τη μορφή της καμπύλης πόλωσης για την οποία γίνεται παραδεκτό ότι συναρτάται μόνο με τη λειτουργία των ρευμάτων του κυκλώματος, ενώ άλλοι παράγοντες όπως η θερμοκρασία της κυψέλης, η δηλητηρίαση των καταλυτών και οι συγκεντρώσεις των αντιδρώντων δεν λαμβάνονται υπόψη. Επομένως το θεώρημα ισχύει για ένα ορισμένο σύνολο καταστάσεων που καθορίζουν την καμπύλη πόλωσης. Το βέβαιο συμπέρασμα στο οποίο κατέληξαν οι F.Zenith και S.Skogestad είναι πως η ακαριαία μετάβαση από ένα σημείο λειτουργίας σε ένα άλλο είναι δυνατή, θεωρώντας όμως ότι η μέγιστη παραγωγή ενέργειας θα είναι μικρότερη από την ονομαστική παραγωγή ενέργειας που δύναται να παρέχει η FC σε συνθήκες όπως αυτές προβλέπονται από τον κατασκευαστή.

Παρουσιάζοντας το παραπάνω θεώρημα γίνεται σαφές ότι η ηλεκτροχημεία στις κυψέλες καυσίμων δεν επιβάλλει κανέναν εγγενή περιορισμό στο ρυθμό με τον οποίο μπορεί να αλλάζει η ισχύς εξόδου τους, και έτσι πλέον μένει να εξεταστεί ο τρόπος με τον οποίο θα γίνεται η διαχείριση αυτής της ισχύος ώστε να είναι σύμφωνος με τις απαιτήσεις μιας εφαρμογής. Αν και θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν MOSFET σε τέτοια συνδεσμολογία ώστε να γίνεται εφικτός ο γραμμικός έλεγχος της τάσης στα άκρα του φορτίου ή του ρεύματος που θα το διέρρεε, καταλήγει αν και απλός να είναι ανεπαρκής καθώς ένα μεγάλο ποσό ενέργειας θα καταναλώνεται επάνω στα MOSFET ενώ η τάση εξόδου δεν θα μπορεί να λάβει μεγαλύτερες τιμές από το πλάτος τάσης εξόδου της FC. Έχοντας ως στόχο την όσο το δυνατόν αποδοτικότερη μετατροπή ισχύος από την FC στο συνδεδεμένο φορτίο στην έξοδο, επιλέχθηκε η εφαρμογή ενός ενδιάμεσου DC-DC μετατροπέα.

9.2.6. Κυψέλες Καυσίμου και DC-DC Μετατροπείς

Σύμφωνα με τους F.L.Luo, H.Ye και M.Rashid [46] σήμερα υπάρχουν διαθέσιμες πάνω από 500 διαφορετικές τοπολογίες μετατροπέων, ανάμεσα στις οποίες οι απλούστερες είναι οι μετατροπείς έξοδο και ανύψωσης (buck και boost converter) καθώς και ο συνδυασμός τους (buck-boost converter). Στη μελέτη των F.Zenith και S.Skogestad επιλέχθηκε η τοπολογία buck-boost καθώς δεν επηρεάζει το σχεδιασμό του συστήματος, ενώ προσφέρει παράλληλα τη δυνατότητα μετατροπής της ισχύος σε ένα μεγάλο εύρος τάσεων, τόσο πάνω όσο και κάτω από την τάση εξόδου της FC. Στην παρούσα εργασία ο buck-boost μετατροπέας που χρησιμοποιήθηκε περιγράφεται στην παράγραφο 6.1.4. Οι DC-DC μετατροπείς συνήθως λειτουργούν διαρρεόμενοι από ένα ασυνεχές ρεύμα στην είσοδό τους, όπου στην υπό εξέταση περίπτωση

παρέχεται από την FC. Από τη στιγμή που η συχνότητα εναλλαγής των διακοπών (*switching frequency*, f_s) του μετατροπέα είναι πολύ μεγαλύτερη από αυτή που αντιστοιχεί στις χρονικές αποκρίσεις των ελεγχόμενων μεγεθών της κυψέλης, είναι κοινή πρακτική η μοντελοποίηση του συστήματος στηριζόμενη σε μέσες τιμές. (γενικευμένο μοντέλο).

Ορίζοντας ως D το κλάσμα του χρόνου (γνωστό και ως duty ratio) για το οποίο οι διακόπτες είναι κλειστοί με τρόπο τέτοιο ώστε η συστοιχία κυψελών καυσίμου να διαρρέεται για εκείνο το χρονικό διάστημα από ρεύμα I , προκύπτει ότι στο γενικευμένο μοντέλο το μέσο ρεύμα που σχετίζεται με την κατανάλωση των αντιδρώντων είναι $I_r = I * D$. Θεωρώντας ότι η συχνότητα εναλλαγής των διακοπών f_s είναι αρκετά μεγαλύτερη από το ηλεκτροχημικό δυναμικό της κυψέλης, γίνεται παραδεκτό ότι η υπέρταση που δημιουργείται εντός της κυψέλης είναι ανάλογη του παραπάνω γινομένου, δηλαδή $n \approx n(i * D)$. Ωστόσο, η πτώση τάσης στα άκρα της κυψέλης που οφείλεται στην εσωτερική αντίστασή της R_{MEA} , εξαρτάται άμεσα από το ρεύμα, άσχετα με το ότι εφαρμόζεται μόνο για κάποιο κλάσμα της περιόδου. Έτσι, ορίζοντας ως V_g την τάση που λαμβάνεται από μια FC η οποία λειτουργεί κάτω από συνθήκες γρήγορων εναλλαγών του ρεύματος, το οποίο έχει την τιμή I για D κλάσμα χρόνου, ισχύει ότι :

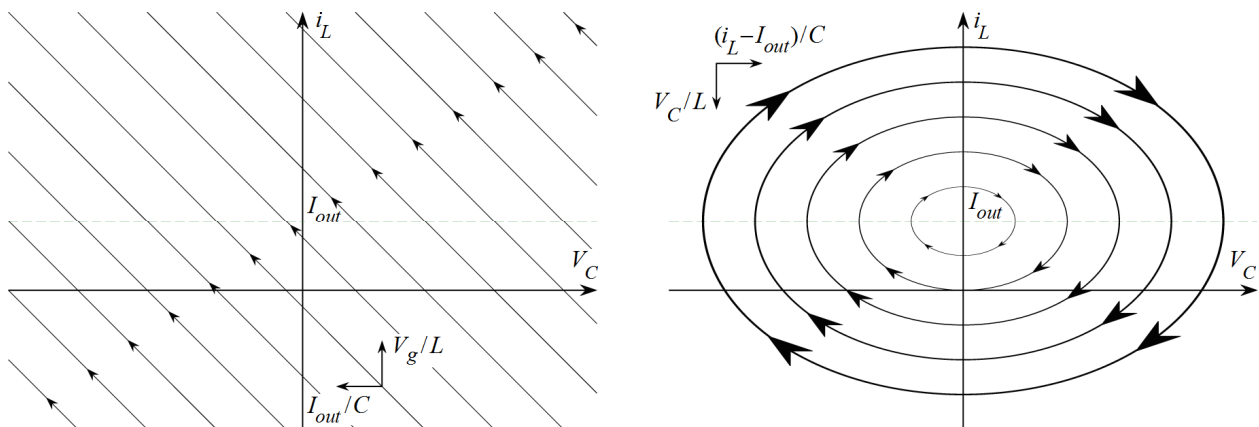
$$V_g = E - n(i * D) - R * I \quad (9.10)$$

όπου V_g η τάση που εφαρμόζεται στην είσοδο του DC-DC μετατροπέα και E μια ηλεκτρεγερτική δύναμη που εξαρτάται από την (απόλυτη) θερμοκρασία και την συγκέντρωση των αντιδρώντων, (οι οποίες επίσης εξαρτώνται από το ρεύμα I).

Οι τροχιές (καμπύλες) που περιγράφονται από τις εξισώσεις (6.12) και (6.13) είναι μια σειρά από ελλείψεις, με κέντρο $(0, I_{out})$, των οποίων η παραμετρική εξίσωση δίνεται από τη σχέση :

$$\frac{1}{2} * L * (i_L - i_c)^2 + \frac{1}{2} * C * V_C^2 = k, \quad k \in \mathfrak{R}_{0+} \quad (9.11)$$

Η τιμή του k στην εξίσωση (9.11) μπορεί να συμβολιστεί μαθηματικά ως η αναπαράσταση της ενέργειας του συστήματος. Τα V_g και I_{out} θεωρούνται ξένα προς τον μετατροπέα μεγέθη και υποτίθεται ότι διατηρούν θετικό πρόσημο. Οι τροχιές που περιγράφονται από αυτές τις εξισώσεις είναι ευθείες γραμμές, καθώς γίνεται παραδεκτό ότι τα I_{out} και V_g δεν εξαρτώνται άμεσα από τα i_L ή V_C . Οι τροχιές που προκύπτουν από τις παραπάνω σχέσεις παρατίθενται στα γραφήματα του σχήματος 9.9.



Σχήμα 9.9 : Οι τροχιές των μεταβλητών κατάστασης σε έναν Buck-Boost μετατροπέα στο επίπεδο V_C - i_L για δεδομένες τιμές των εξωτερικών διαταραχών V_g και I_{out} . Αριστερά για τη θέση ON και δεξιά για τη θέση OFF.

9.2.7. Έλεγχος του DC-DC μετατροπέα

Σκοπός του ελέγχου του DC-DC μετατροπέα που σχεδιάστηκε για το συγκεκριμένο σύστημα είναι η ρύθμιση της τάσης εξόδου του V_C , ώστε να βρίσκεται κοντά στην επιθυμητή τιμή V_{ref} , διαμορφώνοντας κατάλληλα τη συχνότητα εναλλαγής του διακόπτη του, με τρόπο ανεπηρέαστο από τις διαταραχές της εισόδου του V_g η οποία εξαρτάται από τη λειτουργία της FC, και του I_{out} που εξαρτάται από το φορτίο. Ο έλεγχος του μετατροπέα δεν είναι απλό ζήτημα. Ένα θέμα που εγείρεται σχετίζεται με το γεγονός ότι και οι δύο θέσεις του διακόπτη του μετατροπέα καταλήγουν στο να μη μεταφέρεται ενέργεια από την FC στο φορτίο όταν η FC βρίσκεται σε σταθερή κατάσταση. Οι πιο διαδεδομένες τεχνικές ελέγχου ενός μετατροπέα είναι η **διαμόρφωση εύρους παλμών** (pulse width modulation, PWM) και η **τεχνική ολισθαίνοντος ελέγχου** (sliding mode control, SMC).

Στην PWM τεχνική, ένα κλάσμα χρόνου D , το οποίο αναπαριστά το χρονικό διάστημα για το οποίο ο διακόπτης του μετατροπέα βρίσκεται στη θέση ON, λαμβάνει τιμές από 0 έως 1, ρυθμίζοντας τη μετατροπή ισχύος. Αντίθετα, στην SMC τεχνική, η ρύθμιση της μετατροπής της ισχύος, γίνεται με τον διακόπτη να μεταβαίνει στις θέσεις ON και OFF σύμφωνα με μια σειρά λογικών κανόνων, των οποίων το αποτέλεσμα ελέγχεται ανά τακτά χρονικά διαστήματα.

Στην παρούσα εργασία θα υιοθετηθεί η SMC τεχνική καθώς η χρήση της συνάδει περισσότερο με τη θεωρία της ασαφούς λογικής. Παρακάτω θα οριστούν αυτοί οι λογικοί κανόνες που αλλιώς ονομάζονται και **κανόνες διακοπτικού ελέγχου**. Αντί για τη χρήση των συνηθισμένων σταθερών επιφανειών ολίσθησης όπως αυτές περιγράφονται από τους Spiazzi και Mattavelli, οι F.Zenith και S.Skogestad επινόησαν μια σειρά από μεταβλητές επιφάνειες για να εκμεταλλευτούν τη

μορφή των τροχιών του συστήματος στο επίπεδο $i_L - V_C$. Αυτό αποδείχθηκε αρκετά χρήσιμο καθώς το σχήμα τους μπορεί να αλλάξει έντονα, ανάλογα με τις εξωτερικές διαταραχές που εισάγουν τα I_{out} και V_g . Τα δύο αυτά μεγέθη, όπως προαναφέρθηκε, περιγράφουν το ρεύμα που διαρρέει ένα τυχαίο φορτίο στην έξοδο του μετατροπέα και την μεταβαλλόμενη τάση τροφοδοσίας στην είσοδο του μετατροπέα, αντίστοιχα.

9.2.8. Τεχνική Ολισθαίνοντος Ελέγχου (SMC)

Η SMC τεχνική είναι ιδιαίτερα διαδεδομένη στον έλεγχο DC-DC μετατροπέων. Η τεχνική αυτή στηρίζεται στη χρήση ενός ή περισσοτέρων διακοπών (συνήθως της μορφής IGBT ή MOSFET) οι οποίοι ανοίγουν και κλείνουν σύμφωνα με μια σειρά λογικών κανόνων. Οι κανόνες αυτοί είναι σχεδιασμένοι ώστε να διατηρούν το σημείο λειτουργίας του συστήματος επάνω σε μια επιφάνεια, την επονομαζόμενη **επιφάνεια ολίσθησης**, συνήθως ορίζοντας την κατάσταση των διακοπών συναρτήσει της θέσης που βρίσκεται το σημείο λειτουργίας σε σχέση με την επιφάνεια ολίσθησης. Δεδομένου ότι έχουν σχεδιαστεί οι κατάλληλοι κανόνες και ότι χρησιμοποιείται ορθά η παραπάνω τεχνική, εξασφαλίζεται ότι το σημείο λειτουργίας θα κινείται πάντα προς την επιφάνεια ολίσθησης και όντας πλέον επάνω της, θα την διατρέχει πλησιάζοντας προς το νέο επιθυμητό σημείο λειτουργίας.

9.2.9. Κανόνες Διακοπτικού Ελέγχου

Όπως προαναφέρθηκε και παραπάνω, στόχος του ελέγχου του μετατροπέα που είναι η ρύθμιση της τάσης εξόδου του (V_C) ελέγχοντας τον διακόπτη του με τρόπο τέτοιο ώστε αυτή να βρίσκεται συνεχώς κοντά στην επιθυμητή τιμή V_{ref} , ανεξάρτητα από τις διαταραχές των V_g και I_{out} . Με άλλα λόγια θα επιχειρηθεί να διατηρηθεί η τιμή V_C όσο το δυνατόν πιο κοντά στην τάση αναφοράς V_{ref} , εναλλάσσοντας καταλλήλως τον διακόπτη μεταξύ των δύο θέσεων του.

Ο αλγόριθμος ελέγχου που φροντίζει ώστε η κυψέλη καυσίμου να βρίσκεται συνεχώς στο σημείο μέγιστης ισχύος της (MPP) αποτελείται από τους παρακάτω 5 κανόνες :

Κανόνας 1 - Έλεγχος Ενεργειακού Επιπέδου : Εάν η τιμή του k στην εξίσωση (9.11) που περιγράφει το ενεργειακό απόθεμα του συστήματος δεν είναι αρκετά υψηλή, οι ελλειπτικές τροχιές της κατάστασης OFF δεν θα είναι σε θέση να φτάσουν την τάση V_{ref} . Άρα η μόνη δυνατότητα που μένει είναι η μεταπήδηση στις γραμμικές τροχιές της κατάστασης ON έως ότου επιτευχθεί ένα ικανοποιητικά υψηλό ενεργειακό επίπεδο. Το *ικανοποιητικά υψηλό* ενεργειακό

επίπεδο δεν είναι όμως αυτό που αντιστοιχεί στην έλλειψη που έχει το ανώτατο σημείο της στην V_{ref} . Αν ήταν έτσι, δεν θα ήταν δυνατό να διατηρηθεί το σημείο λειτουργίας σε εκείνη την τιμή μεταπηδώντας στην κατάσταση ON. Η κατάσταση ON, η οποία γενικά έχει μια μη-μηδενική συνιστώσα κατά μήκος του άξονα V_C , θα ανάγκαζε το σύστημα να φτάσει σε ένα χαμηλότερο ενεργειακό επίπεδο, στο οποίο θα έπρεπε να διατηρήσει την κατάσταση ON έως ότου να φτάσει και πάλι σε ένα αρκετά υψηλό ενεργειακό επίπεδο. Κάτι τέτοιο θα οδηγούσε σε έναν κύκλο υστέρησης (και χρονικής καθυστέρησης) το οποίο φυσικά αποτελεί μια ανεπιθύμητη συμπεριφορά. Το σωστό ενεργειακό επίπεδο είναι λοιπόν, αυτό που αντιστοιχεί στην έλλειψη που, για τάση αναφοράς V_{ref} , είναι εφαιπτόμενη στις γραμμές που ορίζει η κατάσταση ON. Εντούτοις, η αναπόφευκτη ανακρίβεια στον υπολογισμό και εκτίμηση των σχετικών παραμέτρων θα οδηγήσει σε μια μικρή ταλάντωση γύρω από την τιμή της V_{ref} . Η μαθηματική περιγραφή του κανόνα είναι :

$$\frac{1}{2} * C * V_C^2 + \frac{1}{2} * L * (i_L - i_{out})^2 < \frac{1}{2} * C * V_{ref}^2 + \frac{1}{2} * L * \frac{(V_{ref} * i_{out})^2}{V_g} \Rightarrow ON \quad (9.12)$$

Κανόνας 2 – Διακοπή Υψηλής Τάσης : Σε τάσεις υψηλότερες της V_{ref} , η επιφάνεια πάνω στην οποία εξελίσσεται η κίνηση από μια υποδομή σε μια άλλη δίνεται από την εφαιπτόμενη γραμμή που αναχωρεί από την έλλειψη που περιγράφεται παραπάνω, στην τάση V_{ref} . Δεδομένου ότι αυτή η γραμμή είναι από κατασκευής παράλληλη στις γραμμές που ορίζει η κατάσταση ON, μόλις τα σημεία λειτουργίας, που κινούνται κατά μήκος των ελλείψεων κατάστασης OFF διασχίσουν αυτή τη γραμμή, δεν είναι πλέον εφικτό να γυρίσουν πίσω. Αυτό είναι σημαντικό, καθώς δεν υπάρχει κάποια εγγύηση ότι οι διαφορικοί όροι των παραγώγων της κατάστασης ON, κατά μήκος μιας δεδομένης γραμμής, είναι μεγαλύτεροι από τους αντίστοιχους της κατάστασης OFF, επειδή οι πρώτοι αποτελούν διαταραχές που δεν ελέγχονται άμεσα. Η μαθηματική περιγραφή του κανόνα είναι :

$$V_C > V_{ref} \quad \text{και} \quad i_L - i_{out} < \frac{V_{ref} * i_{out}}{V_g} - \frac{C * V_g}{L * i_{out}} * (V_C - V_{ref}) \Rightarrow ON \quad (9.13)$$

Κανόνας 3 – Διακοπή Χαμηλής Τάσης : Δεν είναι απίθανο, κατά τις μεταβάσεις, η τάση V_C να λάβει αρνητικές τιμές. Μάλιστα, αποτελεί ένα αρκετά σύνηθες φαινόμενο, αν και διαρκεί για ένα σύντομο χρονικό διάστημα. Ένας εύλογος στόχος ελέγχου είναι να ελαχιστοποιηθεί η αντίστροφη απόκριση κατά τη διαδικασία μιας μετάβασης. Επομένως, αν κατά τη διάρκεια μιας

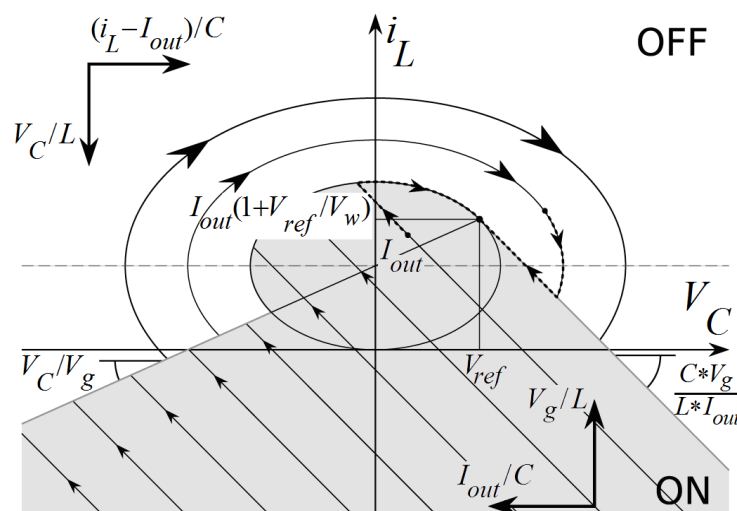
τέτοιας μεταβολής η V_C είναι μικρότερη από το μηδέν, και το ενεργειακό επίπεδο είναι ικανοποιητικό όπως καθορίζεται και από τα προαναφερθέντα, ο διακόπτης θα πρέπει να μεταβεί από την κατάσταση ON στην κατάσταση OFF, στο χρονικό εκείνο σημείο όπου συμβαίνει οι γραμμές που ορίζει η κατάσταση ON να είναι εφαπτόμενες στην έλλειψη, η οποία βρίσκεται στο χαμηλότερο ενεργειακό επίπεδο, που οι γραμμές πρόκειται να φτάσουν. Η μαθηματική περιγραφή του κανόνα είναι :

$$V_C < 0 \quad \text{και} \quad i_L - i_{out} < \frac{V_C * i_{out}}{V_g} \Rightarrow OFF \quad (9.14)$$

Κανόνας 4 - Μόνο θετικά ρεύματα : Ένας επιπρόσθετος κανόνας μπορεί να εφαρμοστεί εύκολα εφόσον είναι επιθυμητή η αποφυγή των αρνητικών τιμών του ρεύματος i_L , αν και η σύντομη διάρκεια των αρνητικών αυτών ρευμάτων μάλλον δεν αποτελεί ρεαλιστική απειλή αντίστροφης ηλεκτρόλυσης. Εντούτοις, αν υπήρχε πρακτικό πρόβλημα, θα μπορούσε να εφαρμοστεί ο παρακάτω κανόνας του οποίου η μαθηματική περιγραφή είναι :

$$i_L < 0 \Rightarrow OFF \quad (9.15)$$

Συνδυάζοντας τους κανόνες : Οι τρεις πρώτοι κανόνες (εκτός δηλαδή από τον κανόνα περί αρνητικού ρεύματος) σχεδιάζονται και αναπαρίστανται γραφικά στο επόμενο σχήμα. Στην περίπτωση που η κατάσταση λειτουργίας δεν καλύπτεται από κανέναν κανόνα, ο διακόπτης μένει στη θέση OFF.

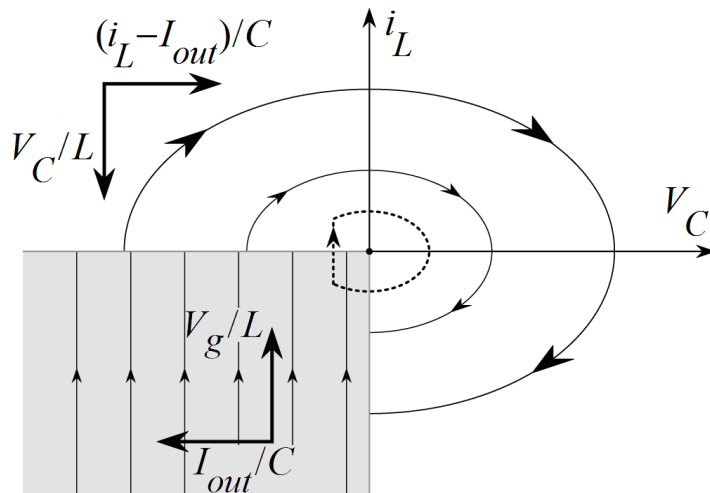


Σχήμα 9.10 : Γραφική αναπαράσταση των διακοπτικών κανόνων ελέγχου ενός DC-DC buck-boost μετατροπέα. Ας σημειωθεί ότι η κλίση των γραμμών που ορίζει η κατάσταση ON (γκρι περιοχή), η κλίση των γραμμών μετάβασης σε χαμηλή και υψηλή τάση και το μέγεθος καθώς και η κάθετη τοποθέτηση του κέντρου των ελλείψεων, όλα εξαρτώνται από τις τιμές της τάσης αναφοράς V_{ref} και τις εξωτερικές διαταραχές (V_g , I_{out}). Με διακεκομμένη γραμμή σχεδιάζονται δύο πιθανές τροχιές που ξεκινούν από υψηλές και από χαμηλές τιμές της V_C και καταλήγουν και οι δύο στην V_{ref} .

Κανόνας 5 - Θετική τάση αναφοράς : Αν και το ανώτατο όριο στο V_C είναι αυθαίρετο καθώς ποικίλει από υλοποίηση σε υλοποίηση, υπό κανέναν όρο δεν πρέπει να αφεθεί ελεύθερο το ενδεχόμενο ο ελεγκτής να απαιτήσει μια αρνητική τάση από τον μετατροπέα. Αυτό θα σήμαινε ότι η ισχύς δεν αποδίδεται προς το φορτίο αλλά απορροφάται από τη συστοιχία των FC. Έτσι, θα ξεκινούσε η αντίστροφη ηλεκτρόλυση και μια σειρά από άλλα καταστρεπτικά για το σύστημα φαινόμενα. Ένα άλλο ζήτημα προκύπτει όταν ο μετατροπέας καλείται να παράγει ακριβώς 0 volts, ακόμα και αν το i_{out} είναι θετικό, κάτι που συμβαίνει σε περιπτώσεις που το φορτίο αποτελείται από σύνθετη αντίσταση και μεταβάλλεται συνεχώς. Οι διακοπτικοί κανόνες του μετατροπέα εκφυλίζονται σε μια ειδική περίπτωση : η τάση εξόδου ταλαντεύεται, γύρω από την αρχή των αξόνων με ασύμμετρο τρόπο, όπως σκιαγραφείται από τη διακεκομμένη γραμμή στο σχήμα 9.11, με συνέπεια μια καθαρή μέση θετική τιμή του V_C . Οι ταλαντώσεις μπορούν να μειωθούν αυξάνοντας τη συχνότητα των διακοπτικών εναλλαγών f_s αλλά σε καμιά περίπτωση δεν πρόκειται να μηδενιστεί εντελώς η μέση τιμή της V_C η οποία θα διατηρεί πάντα μια θετική μέση τιμή. Έτσι εισάγεται ένας τελευταίος κανόνας, του οποίου η μαθηματική περιγραφή είναι :

$$V_{ref} \leq 0 \Rightarrow OFF \quad \text{ή αλλιώς} \quad V_{ref} > 0 \Rightarrow ON \quad (9.16)$$

Ο πέμπτος αυτός κανόνας υλοποιείται μέσα στον αλγόριθμο με τρόπο τέτοιο ώστε να ηγείται των υπολοίπων τεσσάρων προαναφερθέντων, καθώς υπάρχουν περιπτώσεις που υπό τις κατάλληλες συνθήκες ενδέχεται να έρθει σε ρήξη με αυτούς. Το πρακτικό νόημα του κανόνα έγκειται στην ανάγκη της FC να αποσυνδέεται από το σύστημα όποτε διαφαίνεται ότι ο στόχος είναι ανεπιτυχώς χαμηλός, και συνεπώς δεν απαιτείται η ισχύς της. Η επιρροή του πέμπτου κανόνα στις τροχιές του επιπέδου $i_L - V_C$ φαίνεται στο σχήμα 9.11.

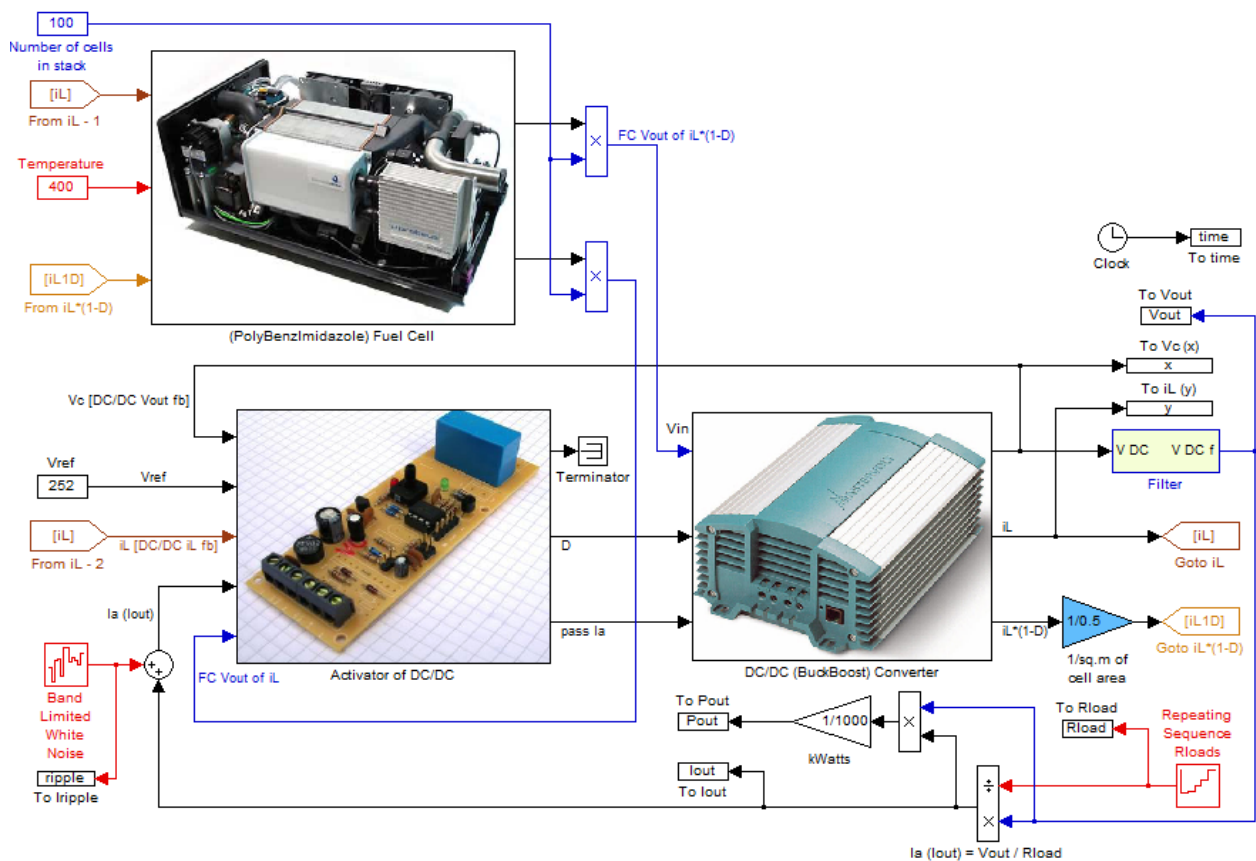


Σχήμα 9.11 : Η προσεγγιστική τροχιά του σημείου λειτουργίας όταν $V_{ref} = 0$ και $I_{out} = 0$.

Οι μαθηματικές εξισώσεις των κανόνων που αναπτύχθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο, μπορούν να μετατραπούν πολύ εύκολα σε λογικές εκφράσεις ώστε να εισαχθούν στον κατάλληλα παραμετροποιημένο Fuzzy Logic Controller. Αυτός με τη σειρά του, ελέγχοντας τη λειτουργία του DC-DC μετατροπέα, θα διασφαλίσει τη μέγιστη άντληση ισχύος από την συστοιχία κυψελών καυσίμου.

9.2.10. Σχεδίαση μοντέλου στο Simulink του MATLAB

Για τη μελέτη της εφαρμογής των δύο προτεινόμενων ελεγκτικών μηχανισμών (SMC και FLC) στη λειτουργία μιας συστοιχίας K/K, δημιουργήθηκαν δύο λεπτομερή μαθηματικά μοντέλα στο Simulink του MATLAB (Project_FC_DCDC.mdl και Project_FC_DCDC_FUZZY.mdl).

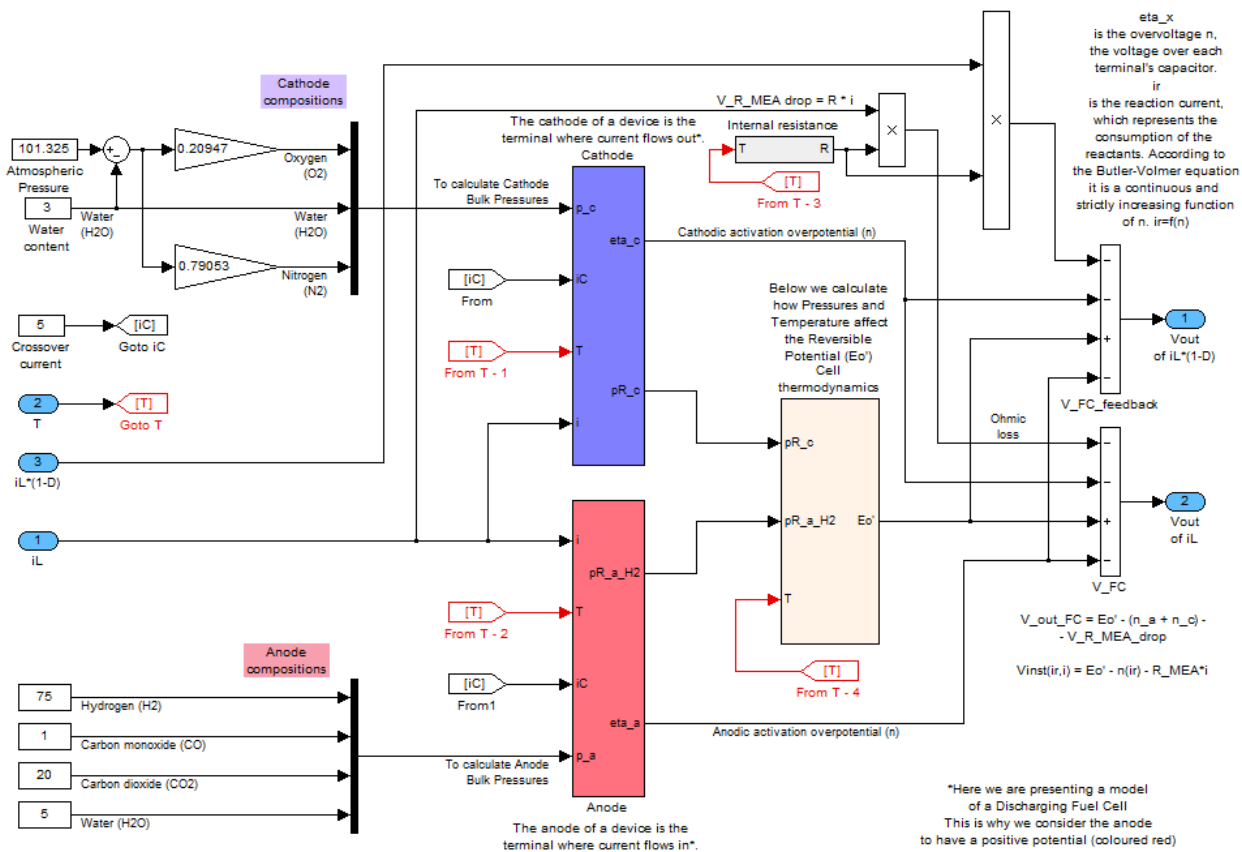


Σχήμα 9.12 : Ο τρόπος συνδεσμολογίας του μικτού DC/DC μετατροπέα και του ελεγκτή του (Activator) με την FC τύπου PEM.

Τα δύο αυτά μοντέλα διαφέρουν μόνο στην υλοποίηση του block 'Activator of DC/DC' το οποίο αναλαμβάνει τον έλεγχο του duty cycle (D) του μικτού DC/DC μετατροπέα. Το block αυτό είναι ένα από τα 3 κύρια blocks που απαρτίζουν το μοντέλο μιας ελεγχόμενης FC. Τα άλλα δύο είναι α) το block 'DC/DC (Buckboost) Converter' που υλοποιεί έναν μικτό DC/DC μετατροπέα όμοιο με αυτόν που περιγράφηκε στην παράγραφο 6.1.4, και β) το block '(PolyBenzImidazole) Fuel

Cell' που υλοποιεί μια κυψέλη καυσίμου τύπου PEM με ημιπερατή μεμβράνη από πολυβενζιμιδαζόλιο (PBI). Ο τρόπος συνδεσμολογίας αυτών των τριών κύριων blocks (masks) παρουσιάζεται στο διάγραμμα του σχήματος 9.12.

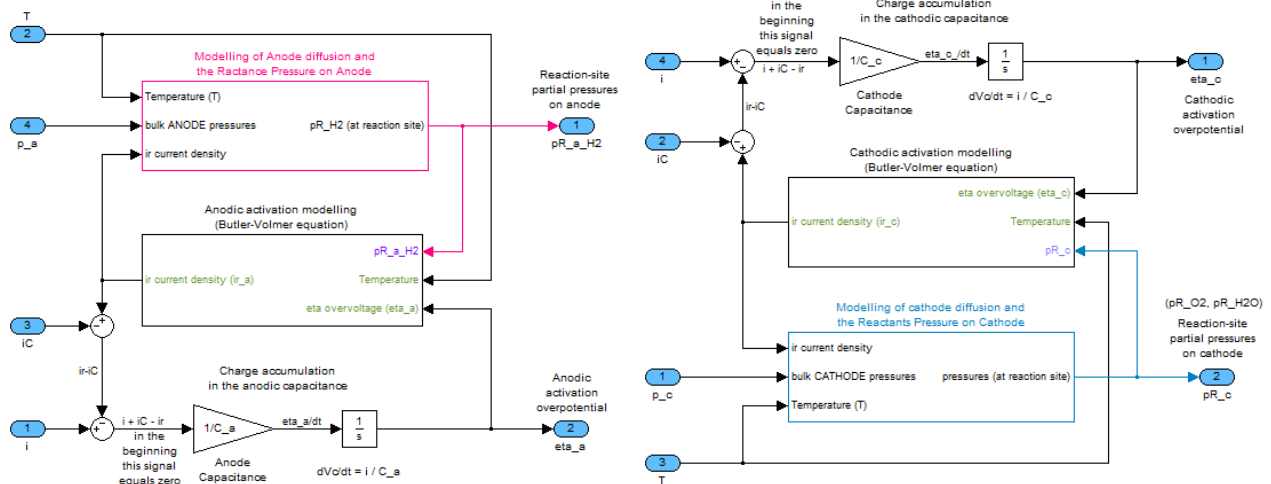
Το εσωτερικό κύκλωμα της μάσκας του '(PolyBenzImidazole) Fuel Cell' block παρουσιάζεται στο σχήμα 9.13. Σε αυτό διακρίνονται δύο κεντρικά blocks χρωματισμένα κατάλληλα ώστε να κωδικοποιούν το τμήμα της ανόδου (κόκκινο) και της καθόδου (μοβ) της μονάδας ηλεκτρόλυσης. Η άνοδος δηλώνει το στοιχείο εισαγωγής του ρεύματος ενώ η κάθοδος το στοιχείο εξαγωγής. Η παραπάνω σύμβαση έγινε με το σκεπτικό πως το μοντέλο της FC εξετάζεται κυρίως ως συσκευή που αποφορτίζεται, μετατρέποντας την χημική ενέργεια σε ηλεκτρική, και γι' αυτό η άνοδος παρουσιάζει θετικό δυναμικό.



Σχήμα 9.13 : Το μαθηματικό μοντέλο αναπαράστασης των χημικών διεργασιών που αναπτύσσονται στο περιβάλλον των ηλεκτροδίων της FC της εργασίας.

Στα αριστερά του σχήματος 9.13 διακρίνονται τα blocks που μοντελοποιούν τη σύσταση του μίγματος αερίων που λαμβάνουν μέρος στη δημιουργία των πιέσεων γύρω από τα ηλεκτρόδια στο θάλαμο των αντιδρώντων. Η αναπτυσσόμενη πίεση μαζί με τη θερμοκρασία αλλά και το ρυθμό κατανάλωσης των αντιδρώντων αποτελούν τις τρεις σημαντικότερες παραμέτρους που διαμορφώνουν το σημείο της δυναμικής ισορροπίας της χημικής αντίδρασης ανταλλαγής ιόντων.

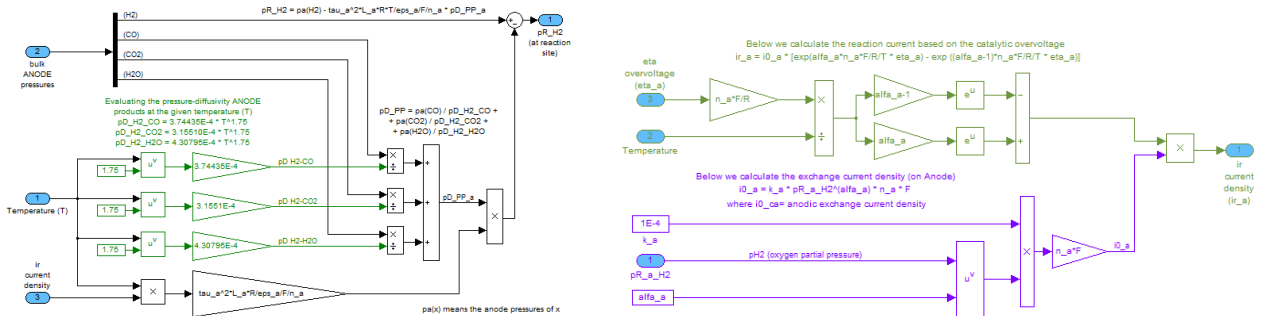
Τα χρωματισμένα με μοβ και κόκκινο χρώμα blocks υπολογίζουν βάσει των προαναφερθέντων παραμέτρων, την υπέρταση n καθώς και τη μερική πίεση που αναπτύσσεται σε κάθε ένα από τα ηλεκτρόδια ξεχωριστά. Τα μαθηματικά μοντέλα που περιγράφουν τα υποσυστήματα των εν λόγω ηλεκτροδίων αναπτύσσονται στα κυκλώματα του σχήματος 9.14.



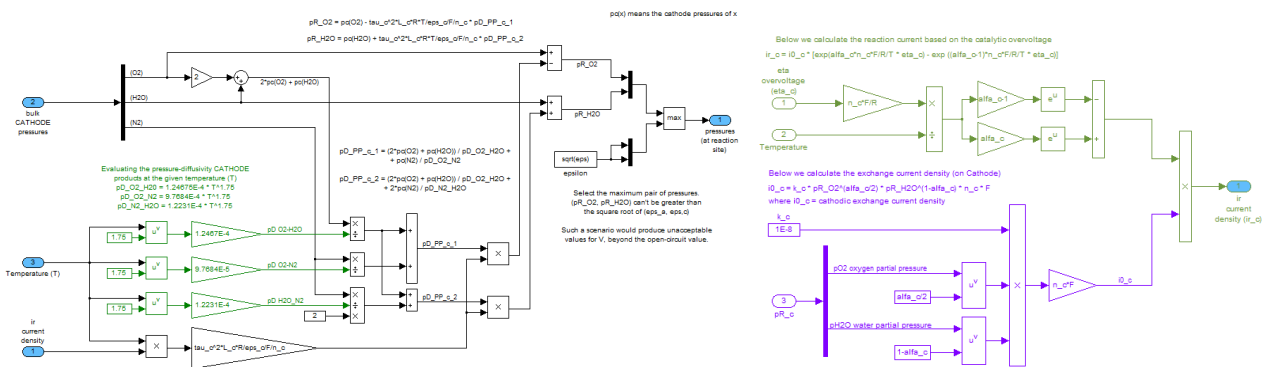
Σχήμα 9.14 : Μαθηματικό μοντέλο του υποσυστήματος των ηλεκτροδίων της ανόδου (αριστερά) και της καθόδου (δεξιά) της FC της εργασίας.

Η εξίσωση των Butler-Volmer (9.3) περιγράφει την εξάρτηση του ρεύματος σε ένα ηλεκτρόδιο από το δυναμικό που αναπτύσσεται στο ίδιο λόγω των οξειδοαναγωγικών φαινομένων που προκαλούνται κατά την εξέλιξη μιας χημικής αντίδρασης. Σύμφωνα με αυτή την εξίσωση, το ρεύμα i_r , που αναπαριστά την κατανάλωση των αντιδρώντων στοιχείων, αποτελεί μια αυστηρώς αυξανόμενη συνάρτηση της υπέρτασης n , όπως άλλωστε αναφέρεται και στην παράγραφο 9.2.4 από τους Federico Zenith και Sigurd Skogestad σχετικά με τον τέλειο έλεγχο των FC. Ο διαφορικός τρόπος εξάρτησης αυτών των δύο μεγεθών, i_r και $n(i_r)$, σε ένα κλειστό σύστημα, φαίνεται από τους βρόχους των κυκλωμάτων του σχήματος 9.14. Τα ορθογώνια χρωματισμένα με ροζ και μπλε χρώμα blocks μοντελοποιούν τη διάχυση των αντιδρώντων καθώς και την μερική αναπτυσσόμενη πίεση που δημιουργείται στην περιοχή της ανόδου και της καθόδου αντίστοιχα. Οι μερικές πιέσεις που αναπτύσσονται σε κάθε ηλεκτρόδιο ξεχωριστά εξαρτώνται από την πυκνότητα του ρεύματος i_r , την ολική πίεση και τη θερμοκρασία. Τα ορθογώνια blocks με το μαύρο περίγραμμα εφαρμόζουν την εξίσωση Butler-Volmer υπολογίζοντας το ρεύμα i_r , συναρτήσει των επιμέρους πιέσεων, της θερμοκρασίας και της υπέρτασης n που παρουσιάζονται στο εκάστοτε ηλεκτρόδιο. Τέλος, τα εναπομείναντα blocks (κάτω αριστερά και πάνω δεξιά) μοντελοποιούν την χωρητική συμπεριφορά (C_A και C_C) που αναπτύσσει κάθε ηλεκτρόδιο λόγω

της συγκέντρωσης θετικών και αρνητικών φορτίων γύρω από αυτό. Στα σχήματα 9.15 και 9.16 αναλύονται τα λεπτομερή υπο-κυκλώματα των τεσσάρων ορθογωνίων blocks (masks) που παρουσιάστηκαν στο σχήμα 9.14.



Σχήμα 9.15 : Αριστερά : Κύκλωμα υπολογισμού των μερικών πιέσεων της *άνόδου* βάσει του βαθμού συμμετοχής των αντίστοιχων αντιδρώντων αερίων. Δεξιά : Κύκλωμα υπολογισμού του i_r της *άνόδου* κάνοντας χρήση της εξίσωσης Butler-Volmer.



Σχήμα 9.16 : Αριστερά : Κύκλωμα υπολογισμού των μερικών πιέσεων της *καθόδου* βάσει του βαθμού συμμετοχής των αντίστοιχων αντιδρώντων αερίων. Δεξιά : Κύκλωμα υπολογισμού του i_r της *καθόδου* κάνοντας χρήση της εξίσωσης Butler-Volmer.

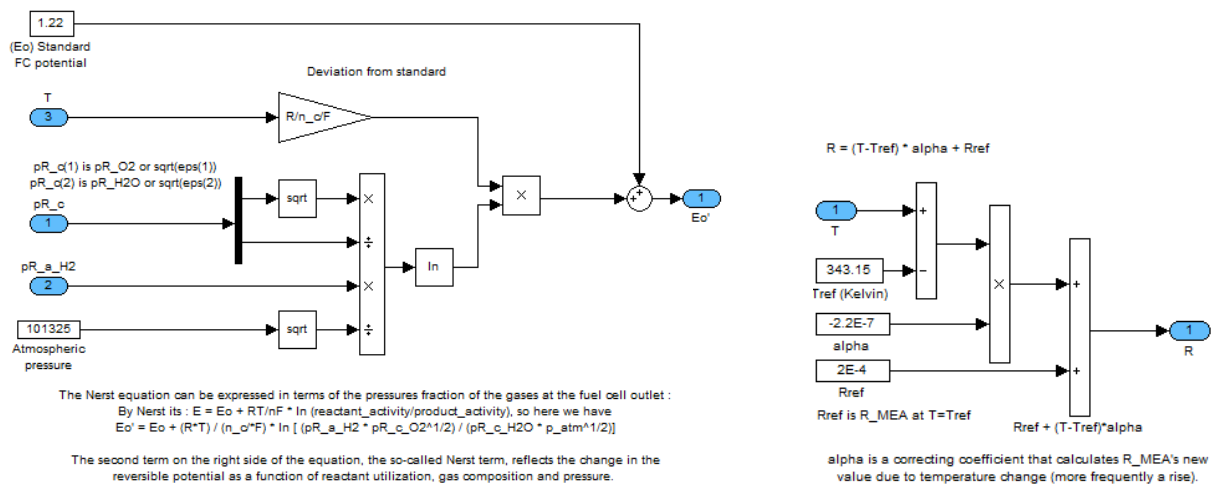
Πιο συγκεκριμένα, στα αριστερά τους παρουσιάζονται τα υπο-κυκλώματα των ροζ και μπλε blocks αντίστοιχα, τα οποία υπολογίζουν, βάσει ενός βαθμού συμμετοχής κάθε αερίου για τη δεδομένη θερμοκρασία (σκοποράσια (σκροράσια πράσινα blocks), τις τιμές των επιμέρους πιέσεων στην άνοδο και την κάθοδο. Στα δεξιά των σχημάτων 9.15 και 9.16 παρουσιάζεται το σύστημα που υπολογίζει το i_r για το κάθε ηλεκτρόδιο αντίστοιχα εφαρμόζοντας όπως προαναφέρθηκε την εξίσωση των Butler-Volmer. Με ανοιχτό πράσινο χρώμα τονίζεται το τμήμα του κυκλώματος που υπολογίζει το εκθετικό μέρος της εξίσωσης (λαμβάνοντας στις εισόδους του τιμές για τις μεταβλητές της υπέρταση n και της θερμοκρασίας), ενώ με μοβ χρώμα τονίζεται το τμήμα που υπολογίζει το αντίστοιχο i_0 το οποίο παριστάνει την πυκνότητα του κυκλοφορούντος ρεύματος και εκφράζεται σε ροή φορτίου ανά μονάδα επιφάνειας (A / m^2).

Εκτός από τα δύο κεντρικά blocks της ανόδου και της καθόδου στο διάγραμμα του σχήματος 9.13, ξεχωρίζουν άλλα δύο blocks (masks) τονισμένα με μπέζ και γκρι χρώμα. Το πρώτο εξ' αυτών περιγράφει τον τρόπο με τον οποίο επηρεάζεται το αναστρέψιμο δυναμικό E από τις διάφορες θερμοδυναμικές συνθήκες στις επιφάνειες αντίδρασης, όπως η (απόλυτη) θερμοκρασία και η πίεση σε κάθε ένα από τα δύο τμήματα, αντιδρώντων και προϊόντων. Για τους υπολογισμούς του E εφαρμόζεται η εξίσωση του Nernst η οποία υλοποιείται στο αριστερό κύκλωμα του σχήματος 9.17. Ο σταθερός όρος E_0 , όπως έχει προαναφερθεί, θεωρείται ίσος με 1.22V. Ο ρυθμός αλλαγής του E , ή αλλιώς όρος του Nernst, υπολογίζεται από το δεύτερο μέλος της εξίσωσης (9.17) με αναγωγή του λόγου των συγκεντρώσεων στον αντίστοιχο των μερικών πιέσεων.

Εξίσωση Nernst :

$$E = E_0 + \frac{R * T}{z * F} * \ln \frac{C_{reactant}}{C_{product}} \quad (9.17)$$

όπου z ο αριθμός των moles των ανταλασσόμενων ηλεκτρονίων κατά τη διαδικασία της χημικής αντίδρασης, $C_{reactant}$ ένας δείκτης (συνήθως το γινόμενο) των συγκεντρώσεων των αντιδρώντων και $C_{product}$ ο αντίστοιχος δείκτης των συγκεντρώσεων των προϊόντων.

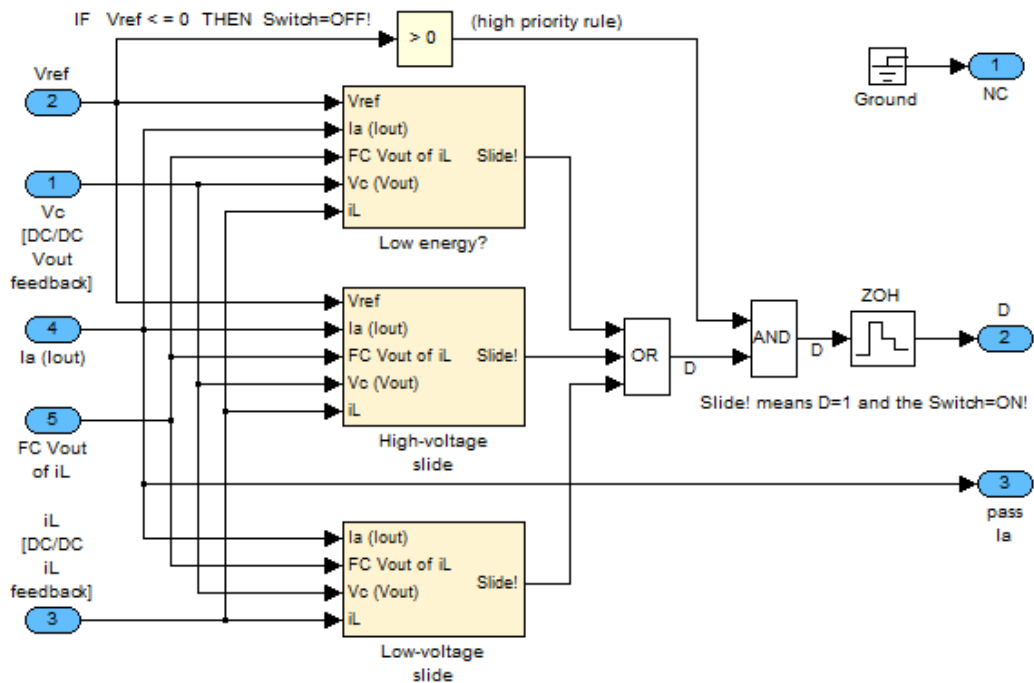


Σχήμα 9.17 : Αριστερά : Υλοποίηση της εξίσωσης Nernst. Δεξιά : Υπολογισμός της R_{MEA} συναρτήσει της απόλυτης θερμοκρασίας T .

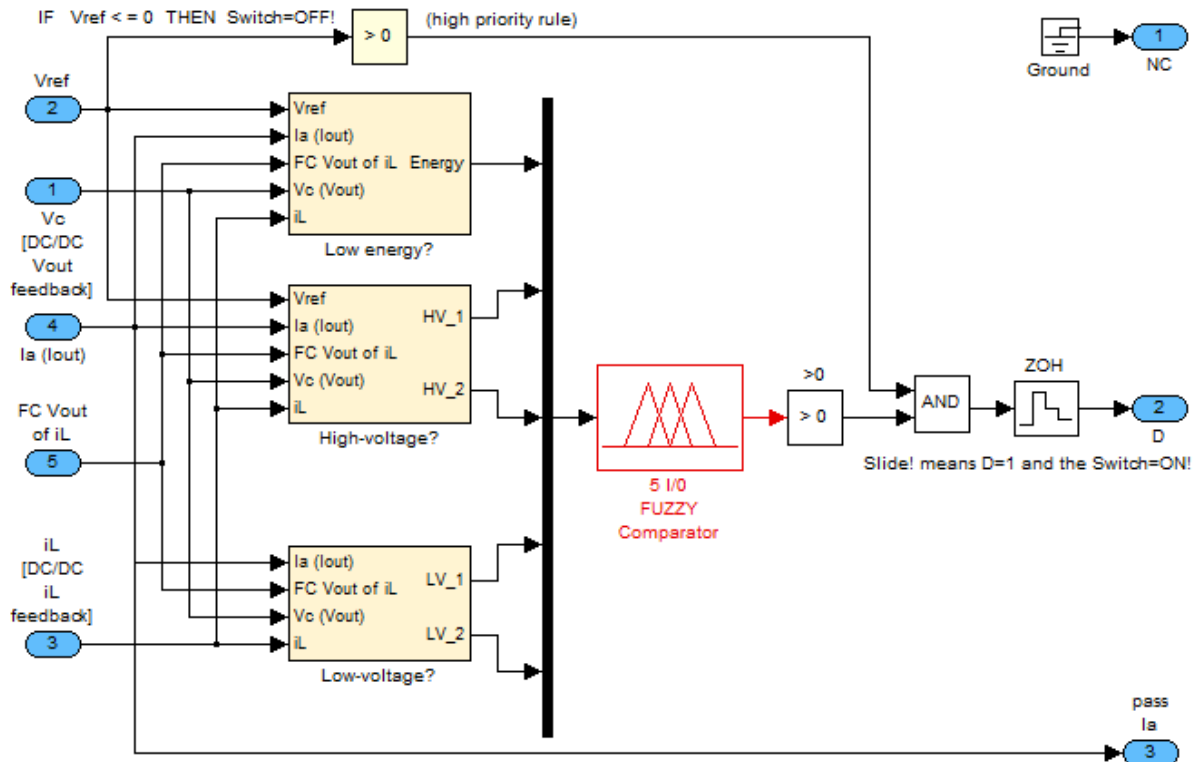
Στα δεξιά του σχήματος 9.17 παρατίθεται το εσωτερικό του γκρι block, το που είναι υπεύθυνο για τον υπολογισμό της εσωτερικής αντίστασης R_{MEA} , συναρτήσει της (απόλυτης) θερμοκρασίας της κυψέλης.

Τέλος, στα δεξιά του σχήματος 9.13 υλοποιείται η εξίσωση (9.8) η οποία δίνει την τάση εξόδου της FC που στη συνέχεια χρησιμοποιείται ως τάση εισόδου του DC/DC μετατροπέα και ως τάση αναφοράς στον activator του.

Στη συνέχεια θα εξεταστεί ο τρόπος σχεδιασμού και εφαρμογής των δύο διαφορετικών τεχνικών ελέγχου (SMC και FLC) στο block του activator του μικτού DC/DC μετατροπέα. Τα σχήματα 9.18 και 9.19 που ακολουθούν, παραθέτουν το εσωτερικό κύκλωμα της μάσκας του activator για κάθε μια από τις αντίστοιχες δύο εκδοχές.



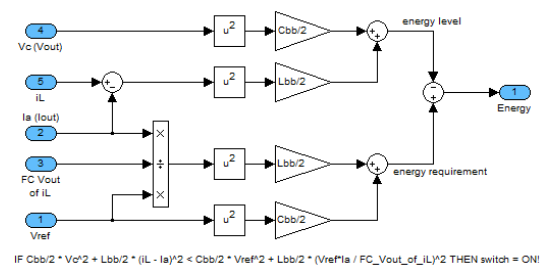
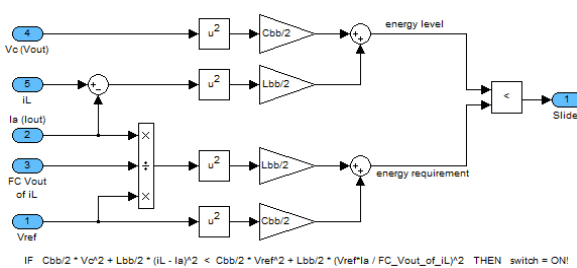
Σχήμα 9.18 : Εκδοχή του εσωτερικού του block του activator που υλοποιεί την **SMC** τεχνική ελέγχου.



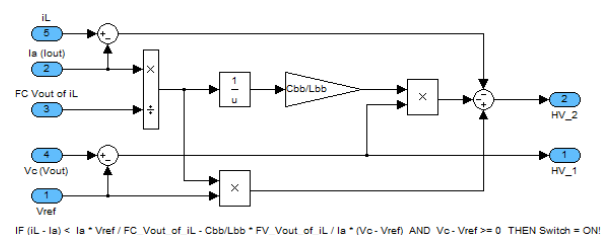
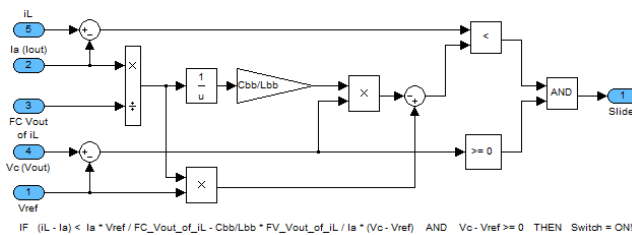
Σχήμα 9.19 : Εκδοχή του εσωτερικού του block του activator που υλοποιεί την **FLC** τεχνική ελέγχου.

Όπως γίνεται άμεσα αντιληπτό από την παρατήρηση των δύο σχημάτων, οι διαφορετικές εκδοχές του activator παρουσιάζουν παρόμοια σύνθεση και τοπολογία. Ξεκινώντας από τις ομοιότητες, να σημειωθεί ότι και στα δύο σχήματα διακρίνονται 4 χρωματισμένα blocks, ένα μικρό τετράγωνο και τρία μεγαλύτερα ορθογώνια. Το πρώτο block υλοποιεί τον 5^ο κανόνα διατήρησης της θετικής τάσης αναφοράς, που περιγράφεται από την εξίσωση (9.16). Τα υπόλοιπα τρία ορθογώνια μπεζ blocks (masks) προσομοιώνουν τις εξισώσεις των κανόνων 1, 2 και 3, όπως αυτοί περιγράφονται από τις εξισώσεις (9.12), (9.13) και (9.14) αντίστοιχα. Ο 4^{ος} κανόνας που αποτρέπει την αντίστροφη ηλεκτρολύση δεν υλοποιήθηκε σε καμία εκδοχή διότι όπως προέκυψε από τα πειραματικά αποτελέσματα, ο χρόνος για τον οποίο παρουσιάζονται τα αρνητικά ρεύματα δεν είναι ικανός να δημιουργήσει πρόβλημα σε μια πραγματική υλοποίηση.

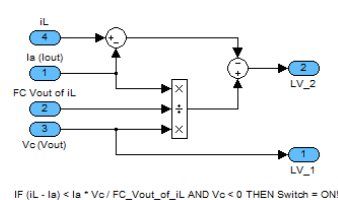
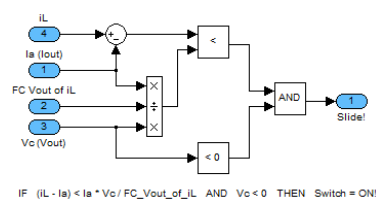
Τα εσωτερικά των 3^{ων} ορθογωνίων blocks για κάθε εκδοχή, παρατίθενται στα σχήματα 9.20, 9.21 και 9.22. Στα αριστερά των σχημάτων παρουσιάζονται οι υλοποιήσεις των κανόνων με βάση την SMC τεχνική, ενώ στα δεξιά τους παρουσιάζονται οι αντίστοιχες υλοποιήσεις με βάση την FLC τεχνική.



Σχήμα 9.20 : Εσωτερικό του block 'Low energy?' που εφαρμόζει τον 1^ο κανόνα στην SMC (αριστερά) και την FLC (δεξιά) τεχνική.



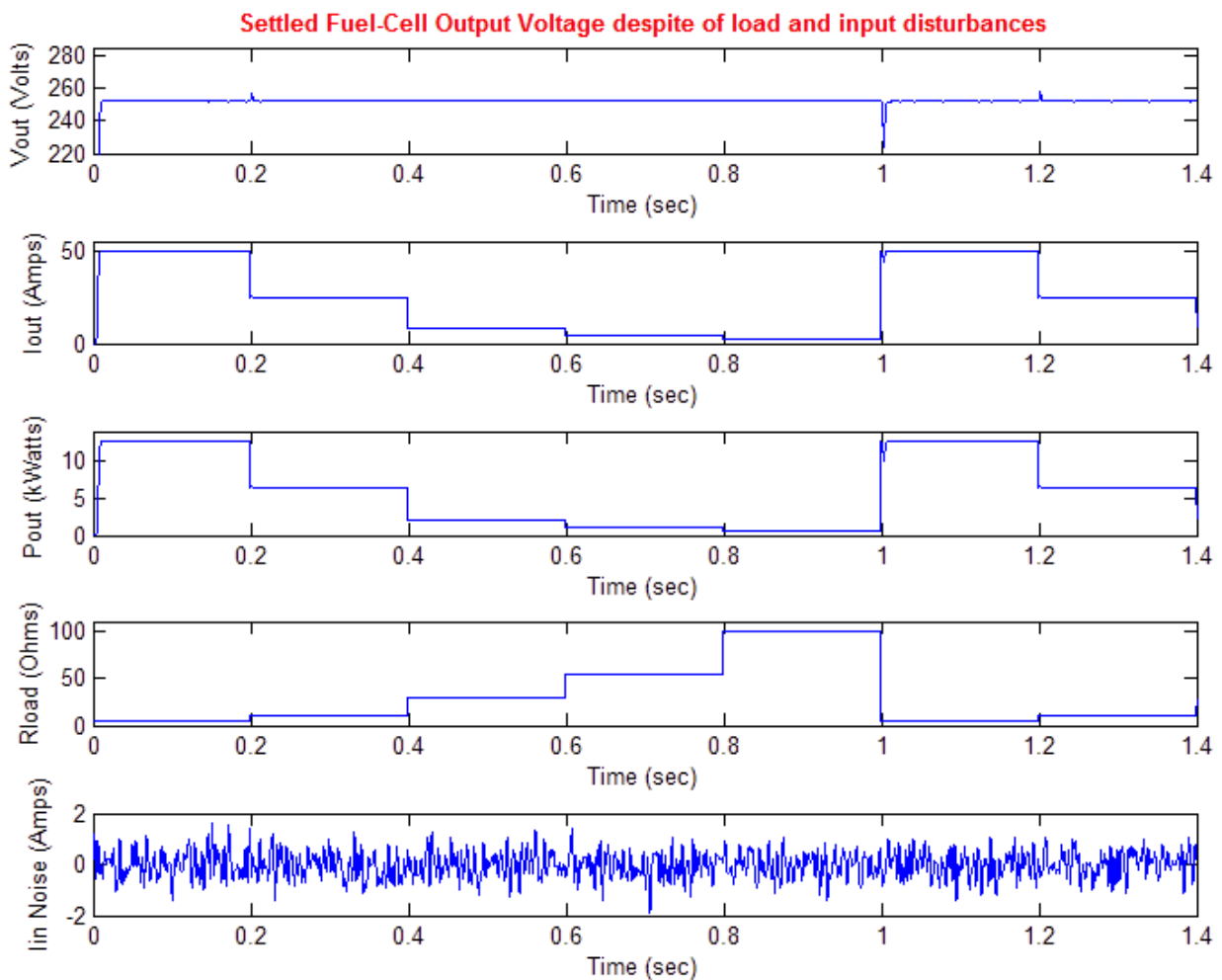
Σχήμα 9.21 : Εσωτερικό του block 'High-voltage?' που εφαρμόζει τον 2^ο κανόνα στην SMC (αριστερά) και την FLC (δεξιά) τεχνική.



Σχήμα 9.22 : Εσωτερικό του block 'Low-voltage?' που εφαρμόζει τον 3^ο κανόνα στην SMC (αριστερά) και την FLC (δεξιά) τεχνική.

Η διαφορά μεταξύ των δύο υλοποιήσεων έγκειται στο γεγονός ότι η SMC τεχνική χρησιμοποιεί την boolean λογική για την εξέταση της αληθείας των κανόνων, δημιουργώντας διακριτές τιμές σημάτων, ενώ η FLC τεχνική διατηρεί μια σχετική ασάφεια της αλήθειας των κανόνων διατηρώντας συνεχείς τις τιμές των σημάτων, τουλάχιστον έως ότου αποφανθεί για το αποτέλεσμα των συγκρίσεων. Τα αποτελέσματα των δύο τεχνικών είναι εξίσου ικανοποιητικά και οι κυματομορφές των μετρούμενων μεγεθών σχεδόν ταυτίζονται.

Και οι δύο ελεγκτικοί μηχανισμοί απέδειξαν ότι το σύστημα είναι ιδιαίτερα ευσταθές ακόμα και κάτω από την επιρροή ταυτόχρονων διαταραχών στην είσοδο και την έξοδο της FC. Οι διαταραχές της εξόδου σχετίζονται με τις έντονες βηματικές αλλαγές του συνδεδεμένου φορτίου ανά 0.2 sec, ενώ οι διαταραχές της εισόδου μοντελοποιήθηκαν ως τυχαίες διακυμάνσεις του ρεύματος τροφοδοσίας της FC (π.χ. λόγω ανομοιογένειας στα υλικά των πρώτων υλών. Τα blocks που μοντελοποίησαν αυτές τις διαταραχές τονίζονται με κόκκινο χρώμα στο διάγραμμα του σχήματος 9.12.

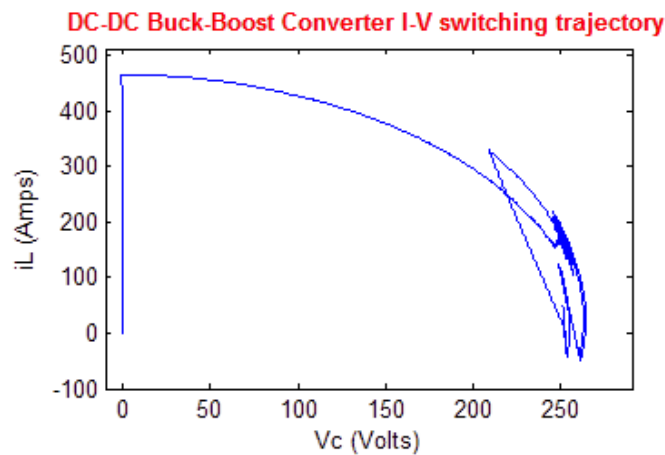


Σχήμα 9.23 : Κυματομορφές της τάσης εξόδου και της ισχύος της FC για διάφορες τιμές του διασυνδεδεμένου φορτίου R_{load} .

Διακρίνεται επίσης η κυματομορφή του εφαρμοζόμενου λευκού θορύβου που διαταράσσει την ένταση του ρεύματος εισόδου της FC.

Τα γραφήματα του σχήματος 9.23 πιστοποιούν την ορθή λειτουργία των δύο τεχνικών αφού όπως φαίνεται η τάση εξόδου της FC παραμένει σταθερή και σχεδόν ταυτίζεται με την επιθυμητή τιμή καθ' όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης (1.4 sec). Ο ελεγκτής καταφέρνει να αποκαταστήσει άμεσα τις όποιες διαταραχές δημιουργούνται από τη βηματική αλλαγή του συνδεδεμένου φορτίου (το οποίο παίρνει διαδοχικά τις τιμές 5, 10, 30, 55, 100, 5, και 10 Ω) καθώς και του εφαρμοζόμενου (λευκού) θορύβου στην είσοδο της FC.

Στο σχήμα 9.24 παρατίθεται η χαρακτηριστική I-V του μικτού DC/DC μετατροπέα καταγράφει την αναμενόμενη τροχιά ελέγχου όπως αυτή περιγράφεται στο σχήμα 9.11. Στο γράφημα διακρίνονται οι διαφορετικές περιοχές ισορροπίας των i_L και V_C στις οποίες κατασταλάζει το σύστημα για τις διάφορες τιμές του συνδεδεμένου φορτίου R_{load} .



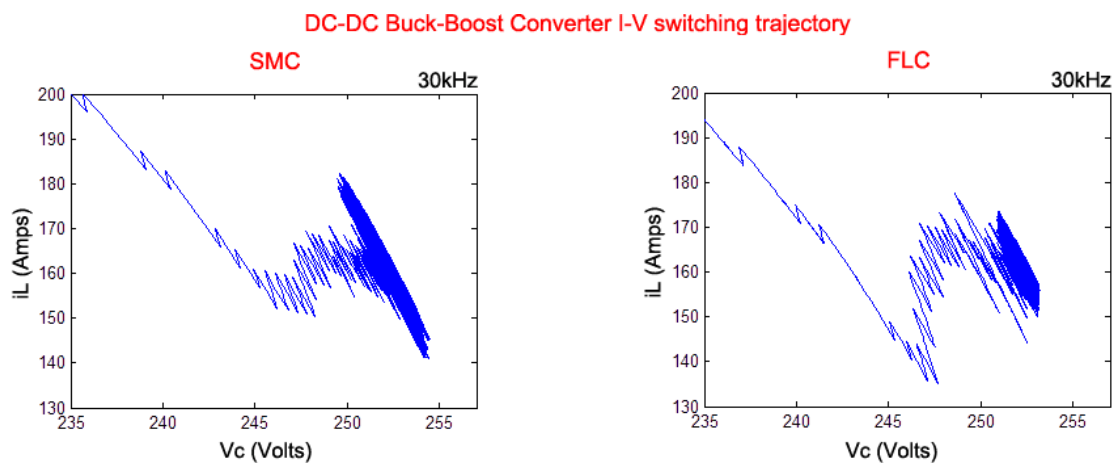
Σχήμα 9.24 : Χαρακτηριστική ρεύματος και τάσης εξόδου του μικτού DC/DC μετατροπέα που ελέγχει και διατηρεί την FC στο σημείο μέγιστης ισχύος για διάφορες τιμές του διασυνδεδεμένου φορτίου R_{load} .

Για να γίνουν σαφείς οι όποιες μικρές διαφοροποιήσεις παρουσιάζονται στην συμπεριφορά των δύο ελεγκτικών μηχανισμών επιλέχθηκε η κοινή εστίαση σε μια μικρή περιοχή της χαρακτηριστικής I-V του μικτού μετατροπέα κοντά στο σημείο ισορροπίας. Για να παραμείνουν ευδιάκριτες οι προσεγγιστικές ταλαντώσεις των ελεγκτών, αφαιρέθηκαν οι διαταραχές εισόδου και εξόδου και ο χρόνος εξομοίωσης περιορίστηκε σε ένα μικρό κλάσμα του αρχικού, δηλαδή σε μερικές εκατοντάδες msec. Το συνδεδεμένο φορτίο επιλέχθηκε να είναι σταθερό και ίσο με 5 Ω.

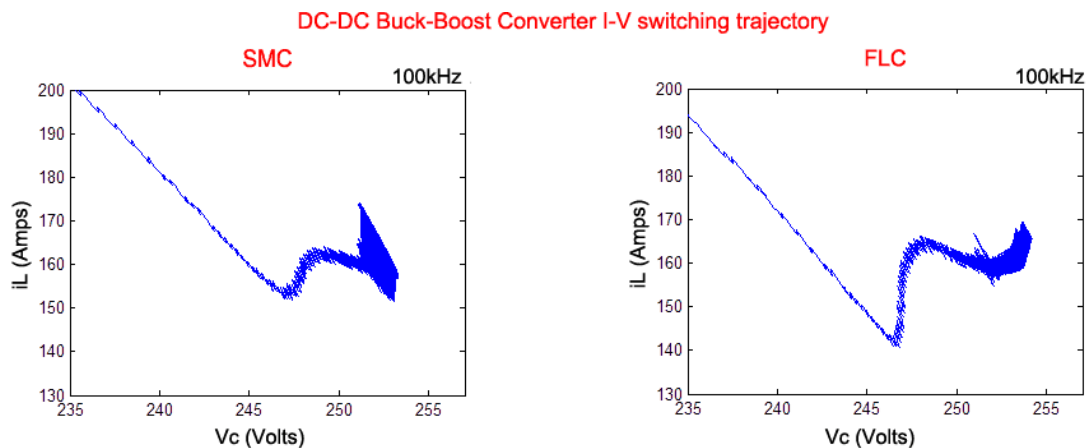
Ας σημειωθεί σε αυτό το σημείο πως, σε κάθε περίπτωση, το γινόμενο του πλάτους του ρεύματος επί του πλάτους της τάσης που παρατηρείται στην I-V χαρακτηριστική ενός μετατροπέα, δεν αντιπροσωπεύει κάποιο πραγματικό μέγεθος ισχύος αφού πρόκειται για μεγέθη που αφορούν δύο διαφορετικά ηλεκτρονικά στοιχεία. Εκτός αυτού, η ισχύς που μετράται σε κάθε ένα εξ' αυτών (της τάξης μερικών kWatt στο συγκεκριμένο σύστημα) είναι άεργη και δεν

καταναλώνεται στο φορτίο. Η φαινόμενη αυτή ισχύς δημιουργείται από την διακοπτική λειτουργία του μετατροπέα που προκαλεί τη μεταφορά ενέργειας από το ένα αποθηκευτικό στοιχείο στο άλλο.

Για να διαφανεί μεταξύ άλλων και η επίδραση της συχνότητας διακοπτικής λειτουργίας στη μορφή των προσεγγιστικών ταλαντώσεων, κρίθηκε σκόπιμο να γίνουν συνολικά δύο εξομοιώσεις. Η πρώτη έγινε με $f_s = 30 \text{ kHz}$ και για χρονικό διάστημα 176 msec ενώ η δεύτερη με $f_s = 100 \text{ kHz}$ και για χρονικό διάστημα 230 msec.



Σχήμα 9.25 : Χαρακτηριστική ρεύματος και τάσης εξόδου του μικτού DC/DC μετατροπέα όταν ο έλεγχος του MPPT στηρίζεται στην SMC τεχνική (αριστερά) και την FLC τεχνική (δεξιά). [$f_s = 30 \text{ kHz}$, $t=176 \text{ msec}$]



Σχήμα 9.26 : Χαρακτηριστική ρεύματος και τάσης εξόδου του μικτού DC/DC μετατροπέα όταν ο έλεγχος του MPPT στηρίζεται στην SMC τεχνική (αριστερά) και την FLC τεχνική (δεξιά). [$f_s = 100 \text{ kHz}$, $t=230 \text{ msec}$]

Όπως ήταν αναμενόμενο και φαίνεται και από τα σχήματα 9.25 και 9.26, η αύξηση της συχνότητας της διακοπτικής λειτουργίας προκαλεί ταλαντώσεις μικρότερου πλάτους συμβάλλοντας στην εξομάλυνση του ρεύματος και της τάσης εξόδου του μετατροπέα. Συγκρίνοντας τις κυματομορφές των γραφημάτων που βρίσκονται στην αριστερή πλευρά των

σχημάτων 9.25 και 9.26 με τα αντίστοιχα της δεξιάς πλευράς (SMC έναντι FLC τεχνικής), παρατηρείται ότι η FLC παρουσιάζει μια ελαφρά καλύτερη προσέγγιση του σημείου ισορροπίας. Ωστόσο, στη συχνότητα των 100kHz, η τροχιά της FLC τεχνικής παρουσιάζει μια αργή αλλά σταθερή απόκλιση από την επιθυμητή τάση των 252 V η οποία πρόκειται να διορθωθεί με μια ακαριαία μεταβολή του ρεύματος σε μεταγενέστερο χρόνο. Κάτι ανάλογο με αυτό συμβαίνει κάθε φορά που αλλάζει απότομα το διασυνδεδεμένο φορτίο, δηλαδή το σημείο ισορροπίας όπως φαίνεται και από τα διακριτά τόξα του σχήματος 9.24. Αυτές οι απότομες διορθωτικές κινήσεις είναι απαραίτητες για να διατηρηθούν οι ταλαντώσεις κοντά στο σημείο ισορροπίας και (όπως παρατηρήθηκε στην FLC), συμβαίνουν συχνότερα όταν το πλάτος των ταλαντώσεων είναι μικρό. Επομένως η επιλογή της συχνότητας f_s πρέπει να γίνεται έτσι ώστε οι ταλαντώσεις να είναι όσο το δυνατόν μικρότερου πλάτους αλλά ταυτόχρονα αρκετά υψηλού ώστε τα διορθωτικά τόξα να συμβαίνουν σπάνια. Αυτός ο συμβιβασμός μεταξύ των ακραίων συμπεριφορών των δύο διαφορετικών τεχνικών θυμίζει κατά κάποιο τρόπο το συμπέρασμα που προέκυπτε στην παράγραφο 3.6.2 από τη σύγκριση των δύο ελεγκτών του σχήματος 3.19.

Για τους συγκεκριμένους ελεγκτές υπό μελέτη, ο FLC μοιάζει να λειτουργεί πιο αποδοτικά από τον αντίστοιχο SMC όταν οδηγείται από μια συχνότητα κοντά στα 30kHz.

Από λεπτομερείς παρατηρήσεις και συγκρίσεις των αποτελεσμάτων προέκυψε ότι η FLC τεχνική προσφέρει τουλάχιστον 62 % μείωση στο πλάτος της κυμάτωσης του ρεύματος και της τάσης εξόδου, 77 % μείωση της μέσης απόκλισης από την τάση εξόδου και 0.3 % αύξηση της ενεργειακής συλλεκτικής ικανότητας της συστοιχίας.

Ο τρόπος σχεδίασης των συναρτήσεων συμμετοχής και των κανόνων του ελεγκτή ασαφούς λογικής που περιγράφηκε στην παρούσα ενότητα (αρχείο FUZZY_FC.fis) αναπτύσσεται στο Παράρτημα `Α.

10. ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟ ΥΒΡΙΔΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ

10.1. ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΜΟΝΤΕΛΟΥ

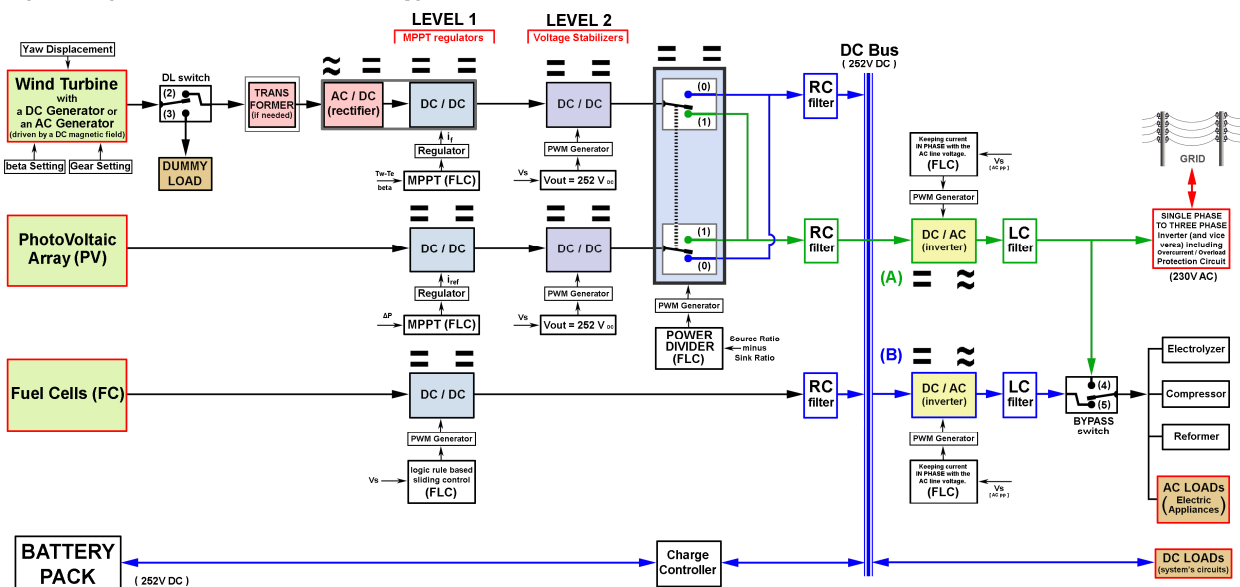
10.1.1. Συστατικά μέρη

Το υβριδικό μοντέλο υπό εξέταση αποτελεί τη σύνθεση των κυκλωμάτων που αναπτύχθηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια βάσει της συνδεσμολογίας που θα αναπτυχθεί παρακάτω. Το σύστημα απαρτίζεται από 3 ΑΠΕ (Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας) ή αλλιώς από 4 πηγές τροφοδοσίας συμπεριλαμβανόμενης και της συστοιχίας των μπαταριών μολύβδου. Κάθε μια από τις πηγές λειτουργεί ανεξάρτητα από τις άλλες παρέχοντας διαφορετικής ‘ποιότητας’ ηλεκτρική ενέργεια ανά πάσα στιγμή. Οι 3 ΑΠΕ που συνδυάστηκαν στο δεδομένο σύστημα είναι :

- μια ανεμογεννήτρια (Α/Γ ή Wind Turbine),
- μια συστοιχία φωτοβολταϊκών διατάξεων (Φ/Β ή Photovoltaic Array) και
- μια συστοιχία κυψελών καυσίμου (συστοιχία Κ/Κ, Fuel Cells ή FC).

Στο διάγραμμα του σχήματος 10.1 παρατίθεται το λεπτομερές σχέδιο της προτεινόμενης τοπολογίας. Ο χρωματισμός κάποιων εκ των συστατικών εξαρτημάτων γίνεται με σκοπό την διευκόλυνση του αναγνώστη. Τα βέλη βοηθούν στην παρουσίαση του τρόπου διασύνδεσης των επιμέρους κυκλωμάτων καταδεικνύοντας τη φορά της ροής της ισχύος ή των σημάτων ελέγχου.

Hybrid System - Proposed Topology



Σχήμα 10.1 : Λεπτομερές σχέδιο της προτεινόμενης τοπολογίας του υβριδικού συστήματος.

Η σχεδίαση έγινε λαμβάνοντας υπόψη της την ικανοποίηση δύο διαφορετικών ζητουμένων. Αφενός τη δυνατότητα συλλογής και διαχείρισης της παραγόμενης ενέργειας και αφετέρου την ηλεκτρική απομόνωση των επιμέρους συστημάτων. Τα δύο αυτά ζητήματα συσχετιζόμενα προκάλεσαν την ανάγκη της συνολικής αύξησης της ευελιξίας του κυκλώματος ώστε να μπορεί να συνδυάζει τις 3 διαφορετικές πηγές ενέργειας ακόμα και αν αυτές λειτουργούν ταυτόχρονα καθώς θα διαρρέονται από διαφορετικά ρεύματα και θα αναπτύσσουν διαφορετικές τάσεις στα άκρα τους καθώς και στα επιμέρους κυκλώματα ελέγχου.

Η ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ των τριών πηγών και των αντίστοιχων καναλιών του κυκλώματος καθώς και η δυνατότητα λήψης, επεξεργασίας, και διάθεσης της συνολικής ηλεκτρικής ενέργειας βάσει των απαιτήσεων των συνδεδεμένων φορτίων, δημιούργησαν την ανάγκη ανάπτυξης ενός ελεγκτικού μηχανισμού σύμφωνου με τον επιβαλλόμενο διττό ρόλο που ορίζουν τα παραπάνω. Η πρόσδοση ενός τέτοιου διττού ρόλου στο κύκλωμα ελέγχου του υβριδικού μοντέλου της παρούσας εργασίας επιτεύχθηκε κάνοντας χρήση μιας σειράς από κατάλληλα ηλεκτρονικά ισχύος.

Έτσι, οι κύριες ηλεκτρονικές διατάξεις που απαντώνται στο σύστημα του σχήματος 10.1 είναι :

- 1 ανορθωτής (*rectifier*) AC-DC,
- 5 μετατροπείς (*converters*) DC-DC,
- 1 κατανεμητής ή διαιρέτης ισχύος (*power divider*) και
- 2 αντιστροφείς (*inverters*) DC-AC.

Το κύκλωμα του προτεινόμενου ηλεκτρομηχανικού υβριδικού μοντέλου θεωρείται ότι λειτουργεί μονοφασικά. Για τη σύνδεσή του με το δίκτυο χρησιμοποιεί κατάλληλους inverters οι οποίοι μετατρέπουν το μονοφασικό ρεύμα σε τριφασικό, και αντίστροφα. Ο ανορθωτής που αναφέρθηκε καθώς και ο μετασχηματιστής που τον τροφοδοτεί και σκοπό έχει να ανυψώσει την τάση που λαμβάνει από την ανεμογεννήτρια κοντά στα 250 V (blocks τονισμένα με ροζ χρώμα) χρησιμοποιούνται μόνο στην περίπτωση που η ανεμογεννήτρια παράγει εναλλασσόμενο ρεύμα (AC Generator), το οποίο μάλιστα ανάγεται σε μονοφασικό πριν διοχετευθεί στο σύστημα. Σε διαφορετική περίπτωση, δηλαδή όταν η ανεμογεννήτρια παράγει συνεχές ρεύμα (DC Generator), τα δύο αυτά blocks παραλείπονται.

Το υβριδικό μοντέλο είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε να λειτουργεί αυτόνομα, αλλά διατηρεί παράλληλα τη δυνατότητα σύνδεσης με το ηλεκτρικό δίκτυο αν κάτι τέτοιο κριθεί απαραίτητο. Επίσης, παραμετροποιείται εύκολα, είναι **αρθρωτό** (*modular*) και αρκετά δεκτικό σε μελλοντικές **επεκτάσεις και αναβαθμίσεις** (*scalable*).

Τα κατανεμημένα ηλεκτρονικά ισχύος έχουν τοποθετηθεί έτσι ώστε τα συνδεδεμένα φορτία να αξιοποιούν στο μέγιστο επιτρεπτό βαθμό το ενεργειακό δυναμικό του συστήματος, ενώ παράλληλα προστατεύουν την όλη διάταξη από τις αρνητικές επιπτώσεις που ενδέχεται να προκαλέσουν τα ακραία καιρικά φαινόμενα ή η αστοχία κάποιου υλικού.

Σε όλο το κύκλωμα έχουν σχεδιαστεί συνολικά 4 διακόπτες, δύο καταστάσεων (*ON-ON*). Ονομάζονται έτσι γιατί βρίσκονται συνεχώς σε κατάσταση αγωγής αφού διακόπτουν το ένα κύκλωμα για να ξεκινήσουν τη λειτουργία ενός άλλου. Εκ των 4 διακοπτών οι 2 λειτουργούν συγχρονισμένα (μεταβαίνουν στις καταστάσεις '0' ή '1' ταυτόχρονα) και συνιστούν μέρος του διαιρέτη ισχύος, ενώ οι άλλοι δύο λειτουργούν ανεξάρτητα και χρησιμοποιούνται μόνο στην περίπτωση κάποιας *επείγουσας κατάστασης* με σκοπό να προστατεύσουν τα φορτία και το σύστημα από πιθανές βλάβες και κατάρρευση. Ως επείγουσες καταστάσεις θεωρούνται :

- η αδυναμία κάλυψης των αναγκών τροφοδότησης των διασυνδεδεμένων φορτίων,
- ή έλλειψη πρώτης ύλης για την τροφοδότηση του **αναμορφωτή** (*reformer*) του **συμπιεστή** (*compressor*) και της **μονάδας ηλεκτρόλυσης** (*electrolyzer*) της Σ/Κ/Κ,
- η ανάγκη συντήρησης της **συστοιχίας των μπαταριών** (*battery pack*) και
- η ανάγκη εκτροπής της πλεονάζουσας ενέργειας της ανεμογεννήτριας.

Στις 3 πρώτες περιπτώσεις τίθεται σε λειτουργία ο διακόπτης **παράκαμψης** (*bypass switch* ή *BP*), μεταβαίνοντας από την κατάσταση '5' στην κατάσταση '4'. Στην 4^η περίπτωση, τίθεται σε λειτουργία ο διακόπτης **παθητικής κατανάλωσης** (*dummy load switch* ή *DL*), μεταβαίνοντας από την κατάσταση '2' στην κατάσταση '3'. Ο *BP* διακόπτης φροντίζει ώστε να τροφοδοτηθούν τα συνδεδεμένα φορτία από το ηλεκτρικό δίκτυο ενώ ο διακόπτης *DL* δρομολογεί την πλεονάζουσα παραγόμενη ισχύ της ανεμογεννήτριας σε ένα παθητικό φορτίο. Επίσης γίνεται η παραδοχή ότι το κύκλωμα έχει εξοπλιστεί με τα κατάλληλα φίλτρα και αυτοματισμούς (ασφάλειες, relay, διόδους αντεπιστροφής κτλ) ώστε να προστατευθούν οι ευαίσθητες διατάξεις.

10.1.2. Χαρακτηριστικά Πηγών

Από τις πηγές ενέργειας που είναι συνδεδεμένες με το σύστημα, η συστοιχία κυψελών καυσίμου και η μπαταρία μολύβδου παρουσιάζουν μεγάλη **χωρητική ικανότητα** (*energy capacitance*), σε αντίθεση με τις άλλες δύο (ανεμογεννήτρια και συστοιχία φωτοβολταϊκών) που παρουσιάζουν μεγάλη **παραγωγική ικανότητα** (*power generation*). Για αυτό το λόγο το υβριδικό σύστημα είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε οι συνδεδεμένες καταναλώσεις να αξιοποιούν πρωταρχικά την ισχύ που παράγουν η ανεμογεννήτρια και η συστοιχία των φωτοβολταϊκών. Εάν η παραγόμενη ισχύς

από αυτές τις δύο πηγές είναι υψηλότερη από το άθροισμα των AC καταναλώσεων (AC Loads), τότε η πλεονάζουσα ισχύς χρησιμοποιείται για την φόρτιση των μπαταριών μολύβδου και την παραγωγή 'καυσίμου' υλικού για την FC, ενώ το υπόλοιπο δρομολογείται προς το ηλεκτρικό δίκτυο. Εάν η υλοποίηση δεν προβλέπει τη χρήση ηλεκτρικού δικτύου τότε αυτό το ενεργειακό υπόλοιπο μπορεί είτε να μένει ανεκμετάλλευτο ή να αποθηκεύεται σε έναν άλλο κατάλληλα διαμορφωμένο συσσωρευτή. Στην περίπτωση που η παραγόμενη ισχύς δεν επαρκεί για να καλύψει την ανάγκες των καταναλώσεων, τότε ενεργοποιείται η FC (συστοιχία κυψελών καυσίμου) για να προσφέρει το υπολειπόμενο των ενεργειακών απαιτήσεων. Η μπαταρία μολύβδου χρησιμοποιείται για να καλύπτει κυρίως τις ενεργειακές ανάγκες της λειτουργίας των ηλεκτρονικών του ίδιου του κυκλώματος (DC Loads) αλλά μπορεί να συμβάλει παράλληλα και στην κάλυψη κάποιων σποραδικών αλλά ακραίων απαιτήσεων ισχύος, βοηθώντας έτσι εμμέσως και στη σμίκρυνση της χωρητικότητας της συστοιχίας K/K. Για το λόγο αυτό θα πρέπει να προβλέπεται κατάλληλος ελεγκτής που να παύει την λειτουργία του συσσωρευτή ως βοηθητικής τροφοδοσίας εφόσον εκτιμάται ότι η περίσσεια ενέργειας ξεπέρασε το κατώφλι οριακής επάρκειας για τη λειτουργία των κυκλωμάτων του ίδιου του συστήματος. Ο τρόπος υπολογισμού του ύψους του κατωφλίου καθώς και του κόστους των επιμέρους ηλεκτρονικών ισχύος είναι αρκετά σύνθετος και προκύπτει μετά από μελέτη που εκτιμά τη μέγιστη επιτρεπτή ημερήσια κατανάλωση που με τη σειρά της βασίζεται σε παραδοχές σχετικά με την διακύμανση της ηλιοφάνειας και της έντασης του ανέμου στην περιοχή εγκατάστασης. Όσο πιο ελπιδοφόρες είναι οι εκτιμήσεις, τόσο πιο υψηλή είναι η μέγιστη επιτρεπτή κατανάλωση που ορίζουν οι προδιαγραφές και αντίστοιχα τόσο πιο χαμηλό το κόστος των αποθηκευτικών μέσων και πιο υψηλό το κόστος των παραγωγικών μέσων.

10.1.3. Κατανομή Παραγόμενης Ισχύος

Για να εξασφαλιστεί η παραλληλία στη λειτουργία των παραγωγικών μέσων (Α/Γ και Φ/Β) αλλά και η αξιοποίηση των δύο πηγών σε παρόμοιο ποσοστό, αναπτύχθηκε η διάταξη που περιγράφεται ως Κατανεμητής Ισχύος (Power Divider) στο διάγραμμα του σχήματος 10.1. Η λειτουργία του κατανεμητή ισχύος παρουσιάζεται αναλυτικά στην παράγραφο 6.1.6 και το ηλεκτρονικό του κύκλωμα αναπτύσσεται λεπτομερώς στο σχήμα 6.41. Ένας FLC αναλαμβάνει τη σωστή οδήγηση των διακοπών του έτσι ώστε η διαθέσιμη ισχύς των δύο πηγών να κατανέμεται με αποδοτικό τρόπο μεταξύ συνδεδεμένων φορτίων και ηλεκτρικού δικτύου.

Ανάλογα με τη σχέση της απαιτούμενης ισχύος από τα AC φορτία και της συνολικά διαθέσιμης ισχύος από τις κύριες παραγωγικές μονάδες (Α/Γ και Φ/Β) καθώς και της σχέσης μεταξύ της

παραγόμενης ισχύος κάθε μιας εκ των δύο μονάδων, διακρίνονται 3 περιοχές λειτουργίας του καταναμητή ισχύος.

Έτσι, στην περίπτωση που η απαιτούμενη ισχύς είναι μικρότερη και από τη μικρότερη επιμέρους έξοδο (είτε αυτή είναι της Α/Γ είτε της Φ/Β διάταξης), ο καταναμητής λειτουργεί σε μια εκ των δύο ακραίων καταστάσεων ($\text{duty cycle} = 0\%$ ή $\text{duty cycle} = 100\%$). Το αν ο duty cycle (D) θα είναι 0% ή 100% εξαρτάται απλώς από τη διάταξη των πηγών, δηλαδή ποια είναι συνδεδεμένη στην πρώτη είσοδό του και ποια στη δεύτερη. Στην περίπτωση που η απαιτούμενη ισχύς βρίσκεται μεταξύ των τιμών που ορίζουν οι παρεχόμενες ισχύς των δύο πηγών, ο καταναμητής λειτουργεί εντός των δύο ακραίων καταστάσεων με το D να κυμαίνεται μεταξύ 0% και 100% . Τέλος, στην περίπτωση που η απαιτούμενη ισχύς είναι μεγαλύτερη από την μεγαλύτερη επιμέρους έξοδο, ο καταναμητής λειτουργεί στην συμπληρωματική της πρώτης περίπτωσης ακραία κατάσταση ($\text{duty cycle} = 100\%$ ή $\text{duty cycle} = 0\%$).

Για να γίνει καλύτερα αντιληπτός ο τρόπος λειτουργίας του καταναμητή, χρησιμοποιείται ένα αριθμητικό παράδειγμα. Έστω λοιπόν ότι η Α/Γ παράγει 10 kW και η Φ/Β διάταξη 5 kW . Επίσης έστω ότι η Α/Γ έχει συνδεθεί την πρώτη είσοδο και η Φ/Β διάταξη στην δεύτερη είσοδό του καταναμητή με τρόπο τέτοιο ώστε όταν $D = 100\%$ να δρομολογείται προς τα φορτία όλη η ενέργεια της Α/Γ ενώ όταν $D = 0\%$ να δρομολογείται προς τα φορτία όλη η ενέργεια των Φ/Β.

Αν η απαιτούμενη ενέργεια είναι μεταξύ 0 και 5 kW (έστω 4 kW) τότε θα είναι $D = 0\%$ και όλη η ενέργεια προς το φορτίο θα παρέχεται από τα Φ/Β. Η ενέργεια της Α/Γ θα δρομολογείται όλη προς το ηλεκτρικό δίκτυο. Η όποια περίσσεια ενέργειας προκύψει από τα Φ/Β (στην περίπτωση αυτή το 1 kW) θα τροφοδοτήσουν την μπαταρία μολύβδου καθώς και τα DC Loads άμεσα.

Αν η απαιτούμενη ενέργεια είναι μεταξύ 5 και 10 kW (έστω 8 kW) τότε θα είναι :

$$D * 10 + (1 - D) * 5 = 8 \Rightarrow 10 * D - 5 * D = 8 - 5 \Rightarrow 5 * D = 3 \Rightarrow D = 60\%$$

και συνεπώς το 60% της απαιτούμενης ενέργειας θα παρέχεται από την Α/Γ και το άλλο 40% από τα Φ/Β. Το υπόλοιπο 40% της Α/Γ και το 60% των Φ/Β θα δρομολογούνται προς το ηλεκτρικό δίκτυο. Τέλος, αν η απαιτούμενη ενέργεια είναι μεγαλύτερη των 10 kW (έστω 12 kW) τότε διακρίνονται δύο περιπτώσεις, αναλόγως του αν η παραλληλία που υφίσταται μεταξύ των εξόδων των αντίστοιχων DC-DC μετατροπέων γίνεται με ή χωρίς **διαμοιρασμό ισχύος** (*load sharing* ή *load balancing*).

Στην περίπτωση που είναι εφικτός ο διαμοιρασμός ισχύος θα είναι $D = 100\%$ οπότε η Α/Γ θα παρέχει όλη της την ισχύ στο φορτίο και η Φ/Β διάταξη όλη της την ισχύ στο ηλεκτρικό δίκτυο, ενώ το υπόλοιπο της απαιτούμενης ισχύος (2 kW) θα παρέχεται από την συστοιχία Κ/Κ.

Εάν ο διαμοιρασμός ισχύος δεν είναι εφικτός τότε, εφόσον δημιουργηθεί κατάλληλος αυτοματισμός που να διατηρεί το D στην ακραία τιμή (σε αυτό το παράδειγμα είναι το 100 %) για όσο χρονικό διάστημα η απαιτούμενη ισχύς είναι μεγαλύτερη της μεγαλύτερης διαθέσιμης, η πηγή με τη μεγαλύτερη απόδοση ισχύος, δηλαδή η Α/Γ, θα μοιράζεται ισομερώς την ισχύ της με τη συστοιχία Κ/Κ. Ο μηχανισμός που θα δημιουργεί αυτή την εξαίρεση στη λειτουργία του κατανεμητή ισχύος, δηλαδή αυτός που θα διατηρεί το D στην κατάλληλη ακραία τιμή, είναι απαραίτητος στις περιπτώσεις που η απαιτούμενη ισχύς είναι μεγαλύτερη και από τη μεγαλύτερη διαθέσιμη. Σε αυτές τις περιπτώσεις η Φ/Β διάταξη θα παρέχει όλη της την ισχύ στο ηλεκτρικό δίκτυο αλλά η Α/Γ δεν θα μπορεί αντίστοιχα να διαθέσει όλη της την ενέργεια προς τα ΑC φορτία. Ο αμοιβαίος διαμοιρασμός μεταξύ των DC-DC μετατροπέων της Α/Γ και της συστοιχίας Κ/Κ απαιτεί την αξιοποίηση μόνο των $12 / 2 = 6 \text{ kW}$ από τα διαθέσιμα 10 kW της Α/Γ. Τα υπόλοιπα 4 kW μένουν αναξιοποίητα ενώ θέτουν και την αντίστοιχη ΑΠΕ εκτός MPP.

10.1.4. Παραλληλισμός εξόδων DC-DC μετατροπέων

Επειδή συνήθως τέτοιες συμπεριφορές δεν είναι επιθυμητές, ο διαμοιρασμός ισχύος θεωρείται επιβεβλημένος σε τόσο σύνθετα υβριδικά συστήματα. Επομένως η σχεδίαση του υβριδικού συστήματος πρέπει να προβλέπει την ύπαρξη κατάλληλου μηχανισμού που να επιτρέπει τον παραλληλισμό της συστοιχίας Κ/Κ με μια εκ των δύο άλλων ΑΠΕ όπως επίσης να εξασφαλίζει την κατάλληλη απόδοση ισχύος προς τα φορτία που την απαιτούν. Τέλος, θα πρέπει η ενεργοποίηση του μηχανισμού να γίνεται μόνο όταν η απαιτούμενη από τα ΑC φορτία ισχύς είναι μεγαλύτερη από αυτή που μπορεί να προσφέρει η πιο παραγωγική ΑΠΕ τη δεδομένη στιγμή, και μόνο εφόσον η συνολικά απαιτούμενη ισχύς ξεπερνά ένα εκ των προτέρων ορισμένο επίπεδο ισχύος. Ο τελευταίος περιορισμός τίθεται διότι συνήθως όταν το επίπεδο παραγωγής ισχύος, τόσο στην Α/Γ όσο και στα Φ/Β, γίνεται αρκετά μικρό, συνοδεύεται από μεγάλα χρονικά διαστήματα ασυνέχειας και διακεκομμένης ροής, κάτι που ενεργοποιεί συχνά το μηχανισμό παραλληλισμού και καταπονεί μηχανικά και ηλεκτρικά το σύστημα.

Γενικά, η παράλληλη συνδεσμολογία μεταξύ των εξόδων των DC-DC μετατροπέων είναι δυνατό να επιτευχθεί στην πράξη μόνο εφόσον καλύπτονται μια σειρά από προϋποθέσεις και έχει προηγηθεί σχετική μελέτη. Στην βιβλιογραφία έχουν προταθεί πολλοί διαφορετικοί τρόποι παραλληλισμού των εξόδων των DC-DC μετατροπέων, με απλούστερο τον παραλληλισμό του **περιορισμού ρεύματος** (*Current Limit Paralleling*). Σε αυτή την περίπτωση όλο το ρεύμα παρέχεται από τον μετατροπέα με την μεγαλύτερη τάση εξόδου (έστω και αν αυτή είναι μερικά μόλις volts μεγαλύτερη από τις άλλες) έως ότου επιτευχθεί το όριο παροχής ισχύος του. Καθώς

ένας μετατροπέας παρέχει όλο και περισσότερο ρεύμα πλησιάζοντας σταδιακά την ονομαστική του ισχύ, η τάση εξόδου του πέφτει. Έτσι εξετάζοντας έναν μετατροπέα ο οποίος ανήκει σε ένα σύνολο παράλληλα συνδεδεμένων μετατροπέων που παρουσιάζουν όλοι τους ελαφρώς χαμηλότερη τάση εξόδου από αυτόν, διαπιστώνεται ότι αυτός παρέχει σχεδόν εξ' ολοκλήρου το απαιτούμενο ρεύμα στο φορτίο. Εάν τώρα το ρεύμα που απαιτείται από το φορτίο αυξάνει συνεχώς, τότε κάποια στιγμή ο μετατροπέας αγγίζει το όριο παροχής ισχύος του και η τάση εξόδου του πέφτει έως τη στάθμη της αμέσως υψηλότερης τάσης εξόδου ενός άλλου παράλληλα συνδεδεμένου μετατροπέα. Αυτός ο δεύτερος μετατροπέας ξεκινά να παρέχει το απαιτούμενο πλεόνασμα ρεύματος (ή αλλιώς ισχύος) έως ότου κάποια στιγμή πλησιάσει και αυτός το όριο παροχής του (ή καλύτερα την ονομαστική του ισχύ). Αυτό το φαινόμενο επαναλαμβάνεται έως ότου χρησιμοποιηθούν όλοι οι διαθέσιμοι μετατροπείς ή έως ότου καλυφθεί η συνολική απαίτηση ισχύος του φορτίου.

Συνεπώς, για να αξιοποιείται η αποθηκευμένη ενέργεια της συστοιχίας K/K μόνο όταν χρειάζεται, δηλαδή όταν οι άλλες δύο πηγές δεν παρέχουν την απαιτούμενη ισχύ (είτε αυτή η απαίτηση προκύπτει από το φορτίο είτε από το εκ των προτέρων ορισμένο επίπεδο ισχύος), αρκεί να ρυθμιστεί η τάση εξόδου του αντίστοιχου μετατροπέα λίγα μόλις *volts* κάτω από την τάση του κοινού DC-Bus (252 V). Επίσης, σε ότι αφορά τον σχετικό αυτοματισμό, η νέα στάθμη της τάσης εξόδου της συστοιχίας K/K μπορεί είτε να είναι προκαθορισμένη, είτε να υπολογίζεται με τη χρήση ενός FLC ο οποίος θα είναι προγραμματισμένος να μειώνει την τάση εξόδου της αναλόγως της απόκλισης από το επιθυμητό αποτέλεσμα, δηλαδή του ποσοστού κάλυψης της απαιτούμενης ισχύος.

Αν και η μέθοδος αυτή δεν είναι αμιγώς παραλληλιστική, με την έννοια ότι δεν εξυπηρετεί στην ταυτόχρονη αξιοποίηση του αποθεματικού όλων των πηγών, αλλά εξαντλεί κάθε μια από αυτές διαδοχικά, στην προκειμένη περίπτωση αποτελεί την ιδανική επιλογή διότι λειτουργεί όπως ακριβώς είναι και το επιθυμητό. Δηλαδή φροντίζει ώστε η χρήση της συστοιχίας K/K να γίνεται μόνο εφόσον οι άλλες δύο πηγές έχουν σχεδόν εξαντληθεί. Έτσι η FC λειτουργεί μόνο ως συμπληρωματική πηγή. Με τον ίδιο τρόπο επεμβαίνει και η μπαταρία μολύβδου τις στιγμές που η FC αγγίζει με τη σειρά της το μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα εξόδου (*maximum current surge*).

Την εφαρμογή αυτής της πολύ απλής στην υλοποίησή της τεχνικής παραλληλισμού κάνει εφικτή η χρήση της προτεινόμενης συνδεσμολογίας του κατανεμητή ισχύος. Εάν δεν υπήρχε η δυνατότητα να χρησιμοποιηθεί αυτό το εξάρτημα τότε θα έπρεπε να εκπονηθεί μια πιο σύνθετη μελέτη η οποία θα στηριζόταν, ανάλογα με την τοπολογία των DC-DC μετατροπέων σε μεθόδους παραλληλισμού όπως της πτώσης τάσης εξόδου (*output voltage droop*), του κοινού

σημείου ελέγχου τάσης (*common point voltage-mode control*), του κλειστού βρόχου ρεύματος (*closed loop current mode control or Master/Slave current mode control*), της ανεξάρτητης συμμετοχής ρεύματος (*independent current sharing*) και του αυτόματου επιμερισμού του μέσου ρεύματος (*automatic average output current sharing*) κάνοντας χρήση βοηθητικών τεχνικών όπως η επιλεκτική ενεργοποίηση των MPPT βελτιστοποιητών και η μαγνητική σύζευξη των πηνίων των μετατροπέων (*inductive coupling*).

10.1.5. Επιμέρους συνδέσεις και εξαρτήματα

Παρατηρώντας προσεχτικά το σχήμα 10.1 διακρίνονται 2 επίπεδα συνδεσμολογίας των DC-DC μετατροπέων. Οι 3 μετατροπείς (ένας για κάθε ΑΠΕ) του πρώτου επιπέδου χρησιμεύουν στην ανίχνευση του MPP (*MPPT Regulators*) ενώ οι άλλοι 2 μετατροπείς του δεύτερου επιπέδου λειτουργούν ως σταθεροποιητές τάσης (*Voltage Stabilizers*). Το κανάλι της FC, σε αντίθεση με τα άλλα δύο, έχει μόνο έναν μετατροπέα αφού μέσα στην ίδια μονάδα περιέχεται τόσο ο MPPT ελεγκτής όσο και ο ρυθμιστής της τάσης εξόδου της (που όπως έχει προαναφερθεί μπορεί να ποικίλει ανάλογα με τον επιθυμητό διαμοιρασμό ισχύος).

Ο ανορθωτής που όπως έχει αναφερθεί, εγκαθίσταται μόνο εφόσον η Α/Γ παράγει εναλλασσόμενο ρεύμα, πρέπει να είναι σχεδιασμένος ώστε να μπορεί να λειτουργεί σε μια ευρεία γκάμα συχνοτήτων διότι η συχνότητα της τάσης της ανεμογεννήτριας ενδέχεται να ποικίλει. Συγκεκριμένα, στο μοντέλο της παρούσας εργασίας κυμαίνεται από 40 Hz έως 120 Hz. Επίσης, στην περίπτωση που το σύστημα υλοποιηθεί ώστε να λειτουργεί αυτόνομα, εκτός ηλεκτρικού δικτύου, η εγκατάστασή του παθητικού φορτίου (*dummy or dump load*) είναι επιβεβλημένη, διότι δεν υπάρχει άλλος τρόπος διαφυγής της πλεονάζουσας ενέργειας της Α/Γ.

Ο διακόπτης *DL*, μεταβαίνει από την κατάσταση 2 στην κατάσταση 3, όταν η ανεμογεννήτρια κριθεί ότι κινδυνεύει από την πλεονάζουσα προσλαμβανόμενη ενέργεια του ανέμου, την οποία θα πρέπει να αποδώσει στο φορτίο απόρριψης ώστε να μην καταπονείται η ηλεκτρική γεννήτριά της. Στην περίπτωση που η ανεμογεννήτρια χρησιμοποιεί άλλες μεθόδους αποτροπής της δεδομένης υπερτροφοδότησης, όπως για παράδειγμα κάποιο αυτόματο φρένο ή την εκτροπή του άξονά της από το μέτωπο του ανέμου, αυτός ο έλεγχος περιττεύει. Ωστόσο, αποτελεί μια πολύ καλή πρακτική σε οικιακές εφαρμογές διότι έτσι δύναται να αξιοποιηθεί η πλεονάζουσα αιολική ενέργεια θερμαίνοντας μέσω της παθητικής αντίστασης του φορτίου απόρριψης μεγάλες ποσότητες αέρος ή νερού. Έτσι η παραγόμενη θερμότητα μπορεί να αποθηκευτεί σε έναν θερμοσίφωνα ώστε να αξιοποιηθεί αργότερα από τους κατοίκους του σπιτιού.

Η συστοιχία των μπαταριών (ή απλούστερα η μπαταρία) είναι συνδεδεμένη με έναν φορτιστή (*charge controller*) ο οποίος τροφοδοτείται από τις ΑΠΕ. Σκοπός της μπαταρίας είναι να εξασφαλίσει την αυτονομία του συστήματος διατηρώντας τα σημαντικά κυκλώματα σε λειτουργία όταν οι ΑΠΕ δεν αποδίδουν ικανοποιητική ισχύ καθώς επίσης και να ενισχύσει την ηλεκτρική παροχή του συστήματος όταν απαιτούνται στιγμιαία υψηλά ρεύματα. Σκοπός του φορτιστή της είναι να καλύπτει τους προβλεπόμενους κύκλους φόρτισης και εκφόρτισής της, ώστε ο χρόνος ζωής της να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερος. Στην περίπτωση που η παρουσία ακραία υψηλών ρευμάτων είναι ιδιαίτερα συχνή, προτείνεται η προσθήκη ενός υπερ-πυκνωτή (*super capacitor*) που θα προστατεύει την μπαταρία και τα κυκλώματα από τα ηλεκτρικά σοκ.

Σε συστήματα όπως το υβριδικό του παραδείγματος συνήθως χρησιμοποιούνται μπαταρίες βαθιάς εκφόρτισης ώστε να διατηρείται η τάση της σταθερή σε μεγαλύτερο βάθος χρόνου. Για το σχεδιασμό της παρούσας εργασίας επιλέχθηκε το πλάτος της DC τάσης να είναι τα 252 V ώστε να βρίσκεται λίγο πιο ψηλά από το πρότυπο πλάτος της εναλλασσόμενης τάσης του ελληνικού ηλεκτρικού δικτύου (230 V) και παράλληλα να αποτελεί ακέραιο πολλαπλάσιο της τάσης των 12 V (21 υπομονάδες) και των 14 V (18 υπομονάδες), δύο τυπικές τιμές τάσης που απαντώνται κατά τη λειτουργία και τη φόρτιση των συσσωρευτών μολύβδου-οξέως. Οι μπαταρίες μολύβδου-οξέως (*lead-acid*), που θεωρούνται μια καλή επιλογή για μια τυπική εφαρμογή ΑΠΕ, αναπτύσσουν 12.6 V στα άκρα τους ενώ η ιδανική τάση φόρτισής τους είναι στα 14.4 V. Το υψηλό πλάτος της DC τάσης εγγυάται την ομαλή λειτουργία των αντιστροφέων των οποίων ο σχεδιασμός απαιτεί την DC τάση εισόδου τους να είναι ελαφρώς μεγαλύτερη από το πλάτος της AC τάσης εξόδου τους. Το αν η συστοιχία των μπαταριών θα αποτελείται από 21 ή 18 κυψέλες ή αν αυτές θα είναι μολύβδου-οξέως ή κάποιας άλλης τεχνολογίας, εξαρτάται από την εκάστοτε εφαρμογή και από μια σειρά κριτηρίων που σχετίζονται με την εκάστοτε υλοποίηση που σε καμία περίπτωση δεν αποτελεί δεσμευτικό παράγοντα για την υπόλοιπη σχεδίαση. Αυτό που παίζει σημαντικό ρόλο στη συνολική σχεδίαση είναι η μελέτη που φροντίζει για την επιλογή των κατάλληλων υλικών, το οποίων το κόστος θα συμμορφώνεται σε σχέση με την αναγκαιότητά τους σε κάθε περίπτωση ξεχωριστά. Για παράδειγμα, ο αντιστροφέας B θα πρέπει να επιλεγεί ώστε να είναι σε θέση να διαχειριστεί συνολική ισχύ που θα ξεπερνά το μέγιστο της παροχής της FC και της ισχυρότερης εκ των Α/Γ και Φ/Β αθροιστικά. Η εκτίμηση του μεγέθους και συνεπώς και του κόστους του αντιστροφέα A, αποτελεί ένα σύνθετο πρόβλημα του οποίου η λύση μπορεί να προκύψει από την μελέτη της σχέσης μεταξύ των κατανομών της συνολικής παροχής και της κατανάλωσης ισχύος του συστήματος σε ρεαλιστικές συνθήκες. Έτσι, εκτιμάται το μέγιστο ποσό πλεονάζουσας ισχύος που μπορεί να προκύψει έστω και

στιγμιαία ορίζοντας εμμέσως το μέγεθος και άρα και το κόστος του αντιστροφέα. Μια απλούστερη αλλά και πιο δαπανηρή λύση θα ήταν ο αντιστροφέας να επιλεγεί ώστε να μπορεί να οδηγήσει την ισχύ της ισχυρότερης από τις δύο παραγωγικότερες ΑΠΕ (είτε αυτή θα είναι η Α/Γ ή η συστοιχία των Φ/Β).

Οι διακόπτες που εμφανίζονται στο σχέδιο 10.1 της προτεινόμενης τοπολογίας συμβολίζονται με το μηχανικό τους ανάλογο αλλά στην πράξη υλοποιούνται από ηλεκτρονικά κυκλώματα ισχύος βασισμένα σε IGBTs ή TRIACs όπως αυτά που μελετήθηκαν στο κεφάλαιο 5.2. Σε σχέση με τα μηχανικά relays, αυτές οι τεχνολογίες παρουσιάζουν αρκετά καλύτερες επιδόσεις, έχουν αυξημένη αξιοπιστία, πολύ μεγαλύτερο χρόνο ζωής και δεν απαιτούν συντήρηση. Τα κυκλώματα ελέγχου που αναλαμβάνουν να οδηγούν τα παραπάνω transistors είναι σχετικά απλά στην υλοποίησή τους και έχουν την ικανότητα να επεκταθούν σε μια μελλοντική υλοποίηση ώστε να συμπεριλάβουν και άλλες καταστάσεις.

Η φύση των φορτίων που τροφοδοτούνται από το σύστημα είναι τόσο DC όσο και AC. Η μπαταρία καθώς και τα κυκλώματα ελέγχου (DC loads) τροφοδοτούνται από το κοινό DC-Bus. Η πλεονάζουσα ισχύς παρέχεται στον πρώτο (Α) inverter (τονισμένο με πράσινο χρώμα) και εν συνεχεία στο δίκτυο. Στον δεύτερο (Β) inverter (τονισμένο με μπλε χρώμα) συνδέονται τα AC φορτία των ηλεκτρικών συσκευών των χρηστών (AC loads) καθώς και τα κυκλώματα παραγωγής και τροφοδότησης των αντιδραστηρίων της συστοιχίας K/K (ιδιοκατανάλωση).

Όπως έχει δειχθεί στα Κεφάλαια 5 και 6, ο έλεγχος των inverters της εργασίας βασίζεται στη διαχείριση του ρεύματος που τους διαρρέει μέσω ενός ελεγκτή ασαφούς λογικής χρησιμοποιώντας την PWM τεχνική. Ο ελεγκτής φροντίζει έτσι ώστε το ρεύμα του αντιστροφέα να βρίσκεται συνεχώς σε φάση με την τάση εξόδου του. Στο θεωρητικό μοντέλο αυτό γίνεται λαμβάνοντας ως αναφορά (δηλαδή ως επιθυμητή τιμή) το στιγμιότυπο της τιμής ενός σήματος πρότυπου συνημιτόνου. Σε μια πραγματική εφαρμογή όμως το ρεύμα είναι προτιμότερο να ακολουθεί τις τυχαίες διακυμάνσεις του πλάτους και της συχνότητας της τάσης αναφοράς, γι' αυτό και στην πράξη αυτή προκύπτει από τη δειγματοληψία της αντίστοιχης κυματομορφής του ηλεκτρικού δικτύου της ΔΕΗ.

Για τον καθαρισμό των ηλεκτρικών αγωγών από τους όποιους τυχόν ηλεκτρομαγνητικούς θορύβους δημιουργούν οι μετατροπείς λόγω της PWM οδήγησής τους, προβλέπονται τα κατάλληλα φίλτρα (*RC & LC filters*). Επίσης, σε ότι αφορά τους inverters γίνεται η παραδοχή πως δεν αντιμετωπίζουν πρόβλημα υπέρτασης στην DC είσοδό τους και πως έχει προβλεφθεί το κατάλληλο κύκλωμα προστασίας στο εσωτερικό τους. Σε ότι αφορά τους DC-DC converters

γίνεται η παραδοχή ότι έχουν τοποθετηθεί οι προβλεπόμενες δίοδοι αντεπιστροφής στο θετικό ακροδέκτη της εξόδου τους και πως γενικά έχουν εξασφαλιστεί οι σωστές γειώσεις καθώς και η απαραίτητη γαλβανική προστασία όλων των υλικών προς εγκατάσταση. Επιπρόσθετα, λαμβάνοντας ως δεδομένο το ότι το σύστημα κάποια στιγμή θα πάψει να λειτουργεί αυτόνομα, σε μια πραγματική υλοποίηση καλό είναι να προβλέπεται τρόπος αυτόματης αποσύνδεσης των εισόδων των αντιστροφικών ώστε να μη λειτουργούν ‘εν κενώ’. Το ίδιο αφορά φυσικά και στους μετατροπείς στην περίπτωση που δεν έχει εγκατασταθεί κάποια άλλου είδους προστασία.

Οι DC-DC μετατροπείς του υβριδικού συστήματος επιλέγονται να είναι τεχνολογίας buck, boost ή buck-boost, ανάλογα με τη σχέση των τάσεων που παρουσιάζονται μεταξύ της εισόδου και της εξόδου έκαστου. Στην παρούσα υλοποίηση, λαμβάνοντας υπόψη το ύψος των τάσεων που παρέχει η κάθε ΑΠΕ, επιλέχθηκε το πρώτο επίπεδο να δίνει έξοδο πάντα μεγαλύτερη της εισόδου, και συγκεκριμένα, σταθερή στα 252 V. Επομένως για το πρώτο επίπεδο, οι μετατροπείς της ανεμογεννήτριας και της φωτοβολταϊκής συστοιχίας επιλέχθηκαν να είναι boost, ενώ ο μετατροπέας συστοιχίας των κυψελών καυσίμου επιλέχθηκε να είναι buck-boost λόγω της φύσης του MPPT αλγορίθμου που χρησιμοποιεί. Στο δεύτερο επίπεδο οι σταθεροποιητές τάσης υλοποιούνται από μετατροπείς τοπολογίας buck-boost ώστε να διαθέτουν την απαραίτητη ευελιξία που απαιτεί ο ρόλος τους.

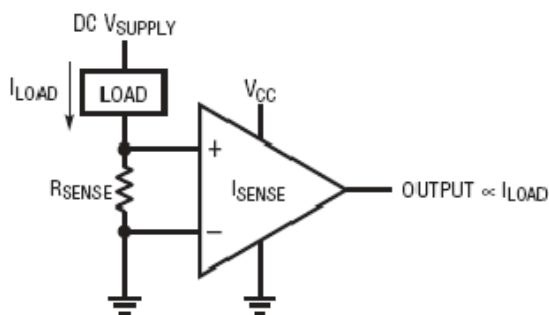
10.1.6. Υψηλή απαίτηση ισχύος

Ενδέχεται μια δεδομένη στιγμή τα φορτία να απαιτήσουν παραπάνω ρεύμα από αυτό που μπορεί, την ίδια στιγμή, να τους παρασχεθεί από το σύστημα είτε επειδή η συνολικά διαθέσιμη ισχύς είναι πολύ μικρή, είτε επειδή το αναγκαίο ρεύμα χαρακτηρίζεται ως υπερβολικό για τις προδιαγραφές του συστήματος. Σε κάθε περίπτωση και ασχέτως αιτίας, η παρεχόμενη ισχύς είναι χαμηλότερη της απαιτούμενης και η κατάσταση χαρακτηρίζεται ως επείγουσα (*over-current state*). Για τον εντοπισμό και την πρόληψη τέτοιων καταστάσεων υπεύθυνος είναι ένας αισθητήρας τοποθετημένος στην έξοδο της συστοιχίας K/K ο οποίος μετρά ανά πάσα στιγμή την τιμή του ρεύματος που αυτή προσφέρει και το συγκρίνει με αυτό που αναφέρεται ως μέγιστο επιτρεπτό από τις προδιαγραφές της. Αν λοιπόν το ρεύμα που απαιτείται από τα συνδεδεμένα φορτία φτάσει να είναι τέτοιου ύψους που οι 3 ΑΠΕ αθροιστικά να μην μπορούν να το προσφέρουν, ο αισθητήρας εκπέμπει ένα κατάλληλο σήμα προς το κύκλωμα ελέγχου, θέτοντας τον BP διακόπτη σε state = 4. Έτσι γίνεται αναδρομολόγηση στην τροφοδότηση των φορτίων, και η ευθύνη επαρκούς παροχής ισχύος μεταφέρεται στο ηλεκτρικό δίκτυο και στο κανάλι πλεονάζουσας ισχύος. Αυτόματα ανεβαίνει η σύνθετη αντίσταση του DC-Bus και έτσι η

FC μειώνει ή και παύει εντελώς την λειτουργία της ενώ παράλληλα ο καταναμητής ισχύος αναδιανέμει την ισχύ των Α/Γ και Φ/Β σύμφωνα με τις νέες συνθήκες. Στο σημείο αυτό να σημειωθεί ότι η απεμπλοκή των απαιτητικών φορτίων από το σύστημα και η αναδιανομή της ηλεκτρικής ισχύος ενδέχεται να αφήσει αναξιοποίητο ένα μέρος της παραγόμενης ισχύος μιας εκ των ΑΠΕ (της Α/Γ ή της συστοιχίας των Φ/Β), ειδικά στην περίπτωση που αυτή η ισχύς είναι πολύ μεγαλύτερη από αυτή που απαιτείται από τη μπαταρία και τα DC φορτία του συστήματος, κάτι που είναι και το πιθανότερο σενάριο. Έτσι, για την ειδική περίπτωση που ο *BP* διακόπτης τίθεται σε $state = 4$, ώστε το δίκτυο να παρέχει την ισχύ που απαιτείται από τα AC φορτία, θα πρέπει να προβλέπεται κατάλληλος έλεγχος που να εξασφαλίζει ότι ο καταναμητής ισχύος ευνοεί την δρομολόγηση προς το κανάλι της πλεονάζουσας ενέργειας, εκείνης της ΑΠΕ με την μεγαλύτερη παραγωγή ισχύος αφού, συνήθως αν όχι πάντα, οι ανάγκες των συνδεδεμένων φορτίων είναι μεγαλύτερες από αυτές της ιδιοκατανάλωσης των ηλεκτρονικών του συστήματος. Τέλος, αναφέρεται ότι τα διάφορα φορτία δεν αντιμετωπίζουν πρόβλημα τροφοδότησης κατά τη μετάβαση του *BP* διακόπτη διότι οι χρόνοι αποκατάστασης της παροχής είναι πολύ μικροί σε σχέση με την υστέρηση που παρουσιάζουν τα διάφορα ηλεκτρικά μεγέθη του συστήματος.

10.1.7. Αισθητήρας ρεύματος

Ένας αισθητήρας ανίχνευσης των over-current states όπως αυτός που περιγράφεται στην προηγούμενη ενότητα συνήθως ονομάζεται **αισθητήρας ρεύματος** (*current sensor*) και μπορεί να υλοποιηθεί με χαμηλό κόστος συνδυάζοντας κατάλληλα μια αντίσταση και ένα συγκριτή τάσης όπως φαίνεται στο κύκλωμα του σχήματος 10.2. Ειδικά για την ανίχνευση υψηλών ρευμάτων συνήθως χρησιμοποιείται ένας αισθητήρας που αντικαθιστά την αντίσταση (R_{SENSE}) με ένα πηνίο που περιβάλλει τον αγωγό υπό έλεγχο ώστε να εξασφαλίζεται η πλήρης ηλεκτρική απομόνωση του ενισχυτή από το κύκλωμα ισχύος (και να αποφεύγονται άκυρες διεγέρσεις). Το πηνίο, σύμφωνα με το φαινόμενο Hall, περιβάλλεται από μαγνητικό πεδίο ανάλογο της έντασης του ρεύματος που διαπερνά τον αγωγό. Στην δεξιά εικόνα του σχήματος 10.2 φαίνεται το δαχτυλίδι που συγκεντρώνει τη μαγνητική ροή του αγωγού εστιάζοντάς τη στο πηνίο που βρίσκεται στην άκρη του ορθογωνίου κελύφους. Το υπόλοιπο κέλυφος περιέχει τον ενισχυτή και τις επαφές των ακροδεκτών του αισθητήρα. Σύμφωνα με τον Edwin Hall που ανακάλυψε αυτό το φαινόμενο το 1879, η ένταση του μαγνητικού πεδίου που εφαρμόζεται κάθετα στη ροή των ηλεκτρονίων τα ‘αναταράσσει’ με τρόπο τέτοιο που αν αυτά βρίσκονται εντός ενός αγωγού (πχ. πηνίο), να παρουσιάζεται μια μικρή διαφορά τάσης στα άκρα του (τάση Hall).



Current Sense Circuit



Hall effect sensor

Σχήμα 10.2 : Στα αριστερά : ηλεκτρικό κύκλωμα αισθητήρα ρεύματος
Δεξιά : Εξάρτημα αισθητήρα βασισμένο στο φαινόμενο Hall (8mm opening, 25A).

Το υπόλοιπο κύκλωμα ελέγχου, που διαχειρίζεται τα σήματα των αισθητήρων και φροντίζει να ανοιγοκλείνει τα διακοπτικά transistors μπορεί να κατασκευαστεί διαμορφώνοντας κατάλληλα τις εισόδους και τις εξόδους ενός έτοιμου μικροελεγκτή ή να προγραμματιστεί σε κυκλώματα αναδιατασσόμενης λογικής (FPGA).

Παρόμοιοι αισθητήρες μπορούν να τοποθετηθούν σε όλα εκείνα τα σημεία που απαιτείται από τους ελεγκτές η μέτρηση του παρεχόμενου ρεύματος (ή ισχύος) κάποιου επιμέρους βρόχου.

10.1.8. Σύνοψη (Προτεινόμενη Αρχιτεκτονική)

Στο κεφάλαιο αυτό εξετάστηκε ένα από τα κυριότερα ζητήματα ενεργειακής διαχείρισης που εγείρεται σε ένα υβριδικό σύστημα ΑΠΕ που αφορά στην επιλογή της πολιτικής διαμοιρασμού της διαθέσιμης ενέργειας προς τα φορτία. Αν και κατά καιρούς έχουν προταθεί πολλές διαφορετικές αρχιτεκτονικές και έχουν γίνει οι σχετικές έρευνες πάνω στον τρόπο συνδεσμολογίας των ηλεκτρονικών ισχύος για συστήματα τα οποία αποτελούνται από πολλές πηγές τροφοδοσίας, ωστόσο ελάχιστη έρευνα έχει γίνει προς την κατεύθυνση των ΑΠΕ, εξετάζοντας δηλαδή τη λειτουργία πηγών των οποίων τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά αλλάζουν συχνά, λόγω των άστατων καιρικών συνθηκών. Για το λόγο αυτό, σε αυτό το κεφάλαιο επιχειρήθηκε μια πρώτη προσέγγιση διερευνώντας μεθόδους διαμοιρασμού των διαθέσιμων πόρων διατηρώντας συγχρόνως όσο το δυνατόν περισσότερο ανεπηρέαστους τους αλγόριθμους MPPT της λειτουργίας των πηγών. Όπως προέκυψε στην προτεινόμενη αρχιτεκτονική, εκτός από τους κατανεμημένους αλγόριθμους που σκοπό έχουν να διατηρούν τις πηγές στο σημείο μέγιστης ισχύος, επιπρόσθετα απαιτείται η χρήση ενός κεντρικού ελεγκτή που θα φροντίζει ώστε η παραλληλία των εξόδων των ανάλογων μετατροπέων θα γίνεται με τον αποδοτικότερο τρόπο επηρεάζοντας κατά το ελάχιστο δυνατό τα MPPT συστήματα.

10.2. ΤΕΧΝΙΚΟΟΙΚΟΝΟΜΙΚΑ

10.2.1. Εισαγωγή

Μια τεχνικοοικονομική μελέτη ενός τόσο σύνθετου επενδυτικού έργου όπως αυτό του υβριδικού συστήματος της παρούσας εργασίας μπορεί να καλύψει από μόνη της έκταση πολλών δεκάδων αν όχι εκατοντάδων σελίδων καθώς αποτελεί ξεχωριστό αντικείμενο και χρήζει ιδιαίτερης ανάλυσης. Για το λόγο αυτό, η παρούσα παράγραφος περιορίζεται σε μια συνοπτική παρουσίαση των μεθόδων και των κριτηρίων που ως γενικές αρχές υιοθετούνται και διέπουν τις σχετικές επενδύσεις της αγοράς.

Συνήθως, ως βασική αρχή, προτείνεται τα ηλεκτρονικά ισχύος, που αποτελούν τον κύριο διαχειριστή της διαθέσιμης ενέργειας που παράγεται από το σύστημα, να μπορούν να εγκατασταθούν σε κατάλληλα δομημένες τοπολογίες ώστε να αναπτύσσονται επάνω στην αρχιτεκτονική με τέτοιο τρόπο που, η επεξεργασία της ισχύος να γίνεται πρωταρχικά με σκοπό την φθηνότερη παραγόμενη ενέργεια και εν συνεχεία αυτής με την υψηλότερη απόδοση. Και αυτό διότι ο εξαναγκασμός της λειτουργίας ενός συστήματος σε οριακές συνθήκες, με στόχο τις υψηλές επιδόσεις για τη γρήγορη απόσβεση του υψηλού αρχικού επενδυτικού κόστους, δεν εξασφαλίζει και τη σίγουρη απόσβεση του τελευταίου. Έτσι, η εγκατάσταση ενός υβριδικού συστήματος ΑΠΕ υπαγορεύει στις όποιες επιχειρηματικές επενδύσεις να γίνονται με γνώμονα την *ελαχιστοποίηση των κύκλων συντήρησης* και τη *μεγιστοποίηση της διαθεσιμότητας*, αφού τόσο οι σχετικές μελέτες όσο και η πείρα συνηγορούν προς αυτή την κατεύθυνση. Αυτό φυσικά δεν σημαίνει πως κάτω από ειδικές κλιματικές συνθήκες, ένα σύστημα που στοχεύει στις υψηλές επιδόσεις, δεν θα αποτελέσει επενδυτικό δέλεαρ, καθώς υπάρχουν περιοχές όπου οι σχετικές έρευνες δείχνουν το αντίθετο, σίγουρα όμως δεν είναι ο κανόνας.

Οι σημαντικότεροι παράγοντες που λαμβάνονται υπόψη για την τεχνικοοικονομική μελέτη ενός έργου όπως αυτό της παρούσας εργασίας είναι οι ακόλουθοι :

- Οι απαιτήσεις ηλεκτρικής ενέργειας (ποιοτικές & ποσοτικές) και το είδος της κατανάλωσης.
- Το κόστος ηλεκτρονικών συσκευών (σχετικό με την αρχιτεκτονική του συστήματος).
- Η κλίμακα του έργου (optimum form factor) και η εδαφική έκταση του εργοταξίου.
- Η γεωγραφική περιοχή και η μορφολογία του εδάφους πάνω σε αυτή.
- Τα στατιστικά στοιχεία των κλιματικών δεδομένων της περιοχής υπό εξέταση καθώς και οι συνήθειες επικρατούσες καιρικές συνθήκες τα πιο πρόσφατα χρόνια.
- Η έκταση και η ένταση των ακραίων καιρικών φαινομένων, αν υφίστανται τέτοια.
- Το τρέχον κόστος ρεύματος (πώληση,αγορά) και οι διαφαινόμενες τάσεις διαμόρφωσής του.

-
- Ο συνολικός εκτιμώμενος χρόνος υλοποίησης του έργου και ο ρυθμός απόσβεσης του αρχικού κεφαλαίου.
 - Οι ενδεχόμενοι κίνδυνοι τεχνολογικής παλαιώσης κατά τη διάρκεια του χρόνου απόσβεσης σε συνδυασμό με δυνατότητα εκσυγχρονισμού και επικαιροποίησης (δεδομένου ότι πρόκειται για τεχνολογία αιχμής).
 - Το λειτουργικό κόστος και το κόστος συντήρησης.
 - Ο χρόνος ζωής του έργου και η εξέλιξη του βαθμού απόδοσης των επί μέρους συστημάτων αλλά και όλης της επένδυσης κατά τη διάρκεια της εκμετάλλευσής.
 - Οι τρέχουσες κρατικές & κοινοτικές επιδοτήσεις.
 - Η σχετική νομοθεσία περί των αδειοδοτήσεων.
 - Η προοπτική και η ευελιξία μελλοντικής επεκτασιμότητας.

10.2.2. Συστοιχία μπαταριών

Όπως αναφέρεται και στην ενότητα 10.1.5, οι μπαταρίες που χρησιμοποιούνται συνήθως σε συστήματα ΑΠΕ είναι βαθιάς εκφόρτισης. Οι μπαταρίες βαθιάς εκφόρτισης δίνουν την ονομαστική τους τάση σχεδόν μέχρι την πλήρη εκφόρτισή τους. Έχουν μέσο όρο εκφόρτισης 80% και αντέχουν έως 1000 κύκλους φόρτισης/εκφόρτισης. Ο πιο συνηθισμένος τύπος σε αυτή την κατηγορία είναι οι μπαταρίες μολύβδου οξέως (μέσα σε υγρό ηλεκτρολύτη). Αυτές αποτελούν την πιο οικονομική λύση αλλά απαιτούν συντήρηση με τη προσθήκη νερού, αφού χάνουν υγρό κατά τη φόρτιση. Επίσης, ανά τακτά χρονικά διαστήματα πρέπει να υπόκεινται σε εξισωτική φόρτιση, ώστε να φορτιστούν εξίσου όλες οι μπαταρίες που συνδέονται στη συστοιχία. Οι μπαταρίες τύπου AGM δεν χρειάζονται συντήρηση, αλλά είναι πιο ακριβές. Είναι κατάλληλες για διασυνδεδεμένα συστήματα, όπου η χρήση των μπαταριών είναι λιγότερο συχνή, αφού οι AGM παρουσιάζουν λιγότερο από 2 % αυτοεκφόρτιση σε περιόδους αποθήκευσης (όταν δηλαδή δεν φορτίζονται και εκφορτίζονται συνεχώς). Επίσης, δεν απαιτούν συντήρηση με προσθήκη νερού και δεν χρειάζονται εξισωτική φόρτιση. Οι μπαταρίες τύπου sealed gel-cell έχουν τα πλεονεκτήματα των AGM, αλλά η φόρτισή τους είναι πιο αργή. Προτιμούνται σε μη θερμαινόμενους χώρους λόγω της αντοχής τους στις χαμηλές θερμοκρασίες.

10.2.3. Ανεμογεννήτριες

Η καταλληλότητα κάποιας γεωγραφικής θέσης για την εγκατάσταση μιας ή περισσότερων ανεμογεννητριών έχει ως κύριο κριτήριό της την ύπαρξη αξιόλογου αιολικού δυναμικού, σε συνδυασμό με τα ειδικότερα χαρακτηριστικά του ανέμου (διακυμάνσεις, ακραίες

μετεωρολογικές συνθήκες κλπ). Προκειμένου να προσεγγισθεί σε επίπεδο χώρας το συνολικό εκμεταλλεύσιμο αιολικό δυναμικό, γίνεται παραδεκτό ότι, με βάση τα τεχνικά και λειτουργικά χαρακτηριστικά των δυνατοτήτων εγκατάστασης και λειτουργίας αιολικών σταθμών και με δεδομένες τις περιορισμένες δυνατότητες δημοσίων ενισχύσεων, με τις σημερινές συνθήκες αγοράς, ως κατάλληλη θεωρείται καταρχήν η περιοχή, που διαθέτει αιολικό δυναμικό με μέση ετήσια ταχύτητα ανέμου $> 5.5 \text{ m/sec}$, μέχρι 1900 μέτρα υψόμετρο και σε εδάφη με κλίσεις μικρότερες από 15 %, για λόγους καθαρά τεχνικούς ή/και λειτουργικούς (εκμεταλλευσιμότητας & απόδοσης εγκατάστασης, προσπέλασης, σύνδεσης με το δίκτυο μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας). Πρέπει να επισημανθεί ότι οι πιο πάνω τιμές (υψόμετρο και κλίσης) χρησιμοποιούνται στη μελέτη μόνο σαν δεδομένα για τον προσδιορισμό από το υπολογιστικό μοντέλο του αιολικού δυναμικού. Αυτό γίνεται για να υπάρξει ένα «φίλτρο», για τον προσδιορισμό ενός υποσυνόλου των περιοχών με αιολικό δυναμικό και δεν σημαίνει σε καμία περίπτωση ότι, αυτά τα μεγέθη, αποτελούν μεγέθη αποκλεισμού έργων.

Η διαπίστωση του εκμεταλλεύσιμου αιολικού δυναμικού σε μία συγκεκριμένη θέση, προκύπτει μόνο από επιτόπιες μακροχρόνιες μετρήσεις, οι οποίες είναι απαραίτητες για την λήψη της οριστικής επιχειρηματικής απόφασης. Περαιτέρω, προκειμένου να υπάρξουν προκαταρκτικές ενδείξεις, που μπορεί πιθανά να οδηγήσουν σε απόφαση για την πραγματοποίηση αντίστοιχης μελέτης, το εκμεταλλεύσιμο αιολικό δυναμικό έχει εκτιμηθεί στο σύνολο του ελλαδικού χώρου με χρήση μαθηματικών μοντέλων και δεδομένων, από το ΚΑΠΕ.

Λαμβανομένου υπόψη του ανάγλυφου του ελλαδικού χώρου και των κλιματολογικών συνθηκών, διαπιστώνεται ότι, η ύπαρξη εκμεταλλεύσιμου αιολικού δυναμικού, εντοπίζεται κυρίως στις υψηλότερες εξάρσεις του ανάγλυφου της ηπειρωτικής χώρας (κορυφογραμμές), στα νησιά του Αιγαίου και εν μέρει του Ιονίου, σε περιοχές που τοπογραφικά είναι εκτεθειμένες κυρίως στους βόρειους και βόρειο-ανατολικούς ανέμους.

Έχοντας οριοθετήσει την περιοχή, δηλαδή τον διαθέσιμο χώρο εγκατάστασης αιολικών έργων, το 'εν δυνάμει' εκμεταλλεύσιμο δυναμικό της περιοχής (εκφρασμένο σε MWe εγκατεστημένης ισχύος), προκύπτει από τον συσχετισμό του εμβαδού του συνόλου των εκμεταλλεύσιμων ζωνών της περιοχής (όπως έχει οριοθετηθεί) και του μέσου εμβαδού, του απαραίτητου για την εγκατάσταση αιολικού σταθμού ισχύος ενός MWe . Το μοναδιαίο αυτό εμβαδόν, με βάση τα χαρακτηριστικά μιας τυπικής ανεμογεννήτριας ($d = 85 \text{ m}$), τις μέχρι σήμερα εμπειρίες και τις απαιτήσεις ασφάλειας και λειτουργίας της τρέχουσας τεχνολογίας, καθορίζεται σε 75.86 στρέμματα / MWe , λαμβανομένης υπόψη της δυσμενέστερης (από απόψεως αναγκαίου χώρου εγκατάστασης) ανάπτυξης των αιολικών μονάδων παράλληλα με την διεύθυνση του

κυρίαρχου ανέμου. Έτσι προκύπτει το ‘εν δυνάμει’ εκμεταλλεύσιμο δυναμικό της περιοχής. Ανάλογη είναι και η μεθοδολογία, όταν πρόκειται για συγκεκριμένο χώρο προτεινόμενης μεμονωμένης εγκατάστασης, οπότε προκύπτει το ‘εν δυνάμει’ εκμεταλλεύσιμο δυναμικό του συγκεκριμένου γηπέδου. Στα παραπάνω κριτήρια χωροθέτησης λαμβάνεται τέλος υπόψη και η εκτίμηση του βαθμού συμβατότητας των αιολικών μονάδων με τους θεσμοθετημένους αρχαιολογικούς χώρους, τους χώρους περιβαλλοντικού ενδιαφέροντος, τις ζώνες παραγωγικών δραστηριοτήτων και τις οικιστικές περιοχές. Ειδικά για τις τελευταίες η ασυμβατότητα προκύπτει από λόγους που σχετίζονται με τον θόρυβο, την ασφάλεια του κοινού και τα φαινόμενα της ‘επισκίασης’ και του ‘στροφοσκοπισμού’, που προκαλούν οι ανεμογεννήτριες. Από καθαρά επιχειρηματική σκοπιά, οι συγκεκριμένες αδειοδοτήσεις διαμορφώνουν καθοριστικά το χώρο και το χρόνο και άρα και το τελικό κόστος μιας ανάλογης επένδυσης.

Τρέχοντα τεχνικοοικονομικά δεδομένα Ανεμογεννητριών

Σχετικά με τη συντήρηση και τη διάρκεια ζωής τους, οι ανεμογεννήτριες έχουν μόνο 3-4 κινούμενα μέρη, που σημαίνει μόνο ένα ετήσιο έλεγχο και λίπανση. Συνήθως έχουν διάρκεια ζωής από 20 έως 40 έτη. Σχετικά με το κόστος και τα προκύπτοντα επιμέρους κοστολόγια ακολουθούν δύο παραδείγματα εφαρμογής ανεμογεννητριών, μιας off-grid και μιας connected-to-grid. Μια ανεμογεννήτρια 10 kW με πτερύγια διαμέτρου 7 m σε πύργο 30 m παράγει περίπου 15.000 kWh/έτος, αποφεύγοντας την έκλυση περίπου 14 τόνων διοξειδίου του άνθρακα κατ’ έτος. Στις ΗΠΑ κοστίζει περίπου \$ 35.000 , ενώ μια διασυνδεδεμένη με το ηλεκτρικό δίκτυο 3 kW, με 4.5 m διάμετρο πτερυγίων σε πύργο 7 m (που δεν συνιστάται), παράγει περίπου 5.000 kWh/έτος, εξοικονομεί έκλυση περίπου 3.8 τόνων διοξειδίου του άνθρακα και κοστίζει περίπου \$ 10.000. Στην Ελλάδα οι τιμές είναι αρκετά ακριβότερες.

10.2.4. Φωτοβολταϊκά

Οι απομονωμένες (*off-grid*) φωτοβολταϊκές εγκαταστάσεις που λειτουργούν ως αυτόνομα συστήματα και καλύπτουν το σύνολο των ενεργειακών αναγκών ενός σπιτιού ή μιας επαγγελματικής στέγης, κατά κανόνα εξυπηρετούν απομονωμένες χρήσεις, σε σημεία όπου δεν υπάρχει ηλεκτρικό δίκτυο επειδή στις περιπτώσεις αυτές η οικονομική βιωσιμότητα του συστήματος είναι πολύ πιο εμφανής. Αυτές ακριβώς είναι και οι περιπτώσεις που η εναλλακτική λύση μιας ανεμογεννήτριας αποδεικνύεται μακροπρόθεσμα εξαιρετικά ακριβή.

Στην Ελλάδα προσπίπτουν ημερησίως, κατά μέσο όρο, 4.3 kWh ηλιακής ενέργειας σε κάθε τετραγωνικό μέτρο οριζόντιας επιφάνειάς της. Στο μεγαλύτερο τμήμα της Ελλάδας, η ηλιοφάνεια διαρκεί περισσότερες από 2.700 ώρες το χρόνο. Στη δυτική Μακεδονία και την

Ήπειρο εμφανίζει τις μικρότερες τιμές της, κυμαινόμενη από 2.200 ως 2.300 ώρες, ενώ στη Ρόδο και τη νότια Κρήτη ξεπερνά τις 3.100 ώρες ετησίως. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να είναι δυνατή, σε όλη την ελληνική επικράτεια, η οικονομική επωφελής εκμετάλλευση της ηλιακής ακτινοβολίας για θερμικές χρήσεις, όπως είναι η ευρεία διάδοση των ηλιακών θερμικών συστημάτων (θερμοσίφωνες). Όσον αφορά στα φωτοβολταϊκά οι αποδόσεις σε ηλεκτρική ενέργεια είναι πολύ πιο χαμηλές. Ανάλογα με τη δομή των κυψελών (άμορφες, πολυκρυσταλικές ή μονοκρυσταλικές), η απόδοση σε ηλεκτρική ενέργεια σε σχέση με την προσπίπτουσα ηλιακή κυμαίνεται από 7 % μέχρι 14 %. Εργαστηριακά έχουν επιτευχθεί αποδόσεις που πλησιάζουν το 30% με την εκτίμηση ότι σε εφαρμοσμένη κλίμακα θα προσεγγίσει το 25 %.

Τρέχοντα τεχνικοοικονομικά δεδομένα Φωτοβολταϊκών

Το κόστος των σύγχρονων φωτοβολταϊκών συστημάτων, παρά τις τεχνολογικές εξελίξεις, παραμένει ακόμη αρκετά υψηλό. Μια γενική ενδεικτική τιμή είναι 6.000 € ανά εγκατεστημένο κιλοβάτ (kW) ηλεκτρικής ισχύος. Λαμβάνοντας υπόψη ότι μια τυπική οικιακή κατανάλωση απαιτεί από 1.5 έως 3.5 kW , το κόστος της εγκατάστασης δεν είναι αμελητέο. Ωστόσο, το ποσό αυτό μπορεί να αποσβεστεί σε περίπου 5 με 10 χρόνια και το φωτοβολταϊκό σύστημα θα συνεχίσει να παράγει δωρεάν ενέργεια για τουλάχιστον άλλα 15 χρόνια.

Η Ευρωπαϊκή Ένωση έχει θέσει ως στόχο της για το 2020 το 20 % της κατανάλωσης ενέργειας να προέρχεται από ΑΠΕ, ενώ μετά τη ψήφιση του νέου νόμου Ν.3851/2010 ως εθνικός στόχος ορίστηκε η κάλυψη τουλάχιστον του 40 % της ακαθάριστης κατανάλωσης ηλεκτρικής ενέργειας. Σε σχέση με τους προηγούμενους νόμους πλέον γίνεται προσπάθεια ώστε να απλοποιηθούν κάποιες από τις παλιές διαδικασίες αδειοδότησης σε τομείς όπως η παραγωγή, η οικοδόμηση και το περιβάλλον. Οι τιμές πώλησης της παραγόμενης ηλιακής κιλοβατώρας καθορίζονται στον πίνακα 10.1. Οι τιμές αυτές αναπροσαρμόζονται κάθε έτος κατά ποσοστό 25 % του δείκτη τιμών καταναλωτή του προηγούμενου έτους. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι επιδοτήσεις του αναπτυξιακού νόμου για τα Φ/Β έχουν σταματήσει από το Φεβρουάριο του 2010. Με δεδομένη όμως την πτώση που παρατηρείται και αναμένεται να συνεχιστεί μακροχρόνια, οι επενδύσεις εξακολουθούν να θεωρούνται βιώσιμες και κερδοφόρες.

Σε ότι αφορά τους οικιακούς καταναλωτές που επιθυμούν να εγκαταστήσουν Φ/Β ισχύος έως 10 KWp στον οικιακό-κτιριακό τομέα, από την 1^η Ιουλίου του 2009 ισχύει ένα πρόγραμμα που δίνει κίνητρα με τη μορφή ενίσχυσης της παραγόμενης ηλιακής κιλοβατώρας, ώστε ο επενδυτής να κάνει απόσβεση του συστήματος που εγκατέστησε και να έχει ένα λογικό κέρδος. Δυστυχώς,

η πρώτη φάση του προγράμματος ισχύει μόνο για το ηπειρωτικό δίκτυο και για τα νησιά εκείνα που είναι διασυνδεδεμένα στο δίκτυο αυτό.

Πίνακας 10.1 – Τιμές πώλησης παραγόμενης ηλιακής KWh					
Έτος	Συστήματα σε οικιακές και εμπορικές στέγες έως 10KW (€/MWh)	Μήνας	Ηπειρωτικό δίκτυο (€/MWh)		Μη διασυνδεδεμένα νησιά (€/MWh)
			>100KWp	≤100KWp	Ανεξαρτήτως ισχύος
2009	550	Φεβ.	400	450	450
		Αύγ.			
2010		Φεβ.	392.04	441.05	441.05
		Αύγ.			
2011	522.5	Φεβ.	372.83	419.43	419.43
		Αύγ.			
2012		Φεβ.	333.81	375.53	375.53
		Αύγ.			
2013	496.38	Φεβ.	298.38	336.23	336.23
		Αύγ.			
2014	471.56	Φεβ.	268.94	302.56	302.56
		Αύγ.			
Για κάθε νέο έτος ν από το 2015 και μετά	-5 % ετησίως	1,3 * $\mu\text{OTS}_{\nu-1}$		1,4 * $\mu\text{OTS}_{\nu-1}$	1,4 * $\mu\text{OTS}_{\nu-1}$
Διάρκεια σύμβασης	25 έτη	20 έτη			

$\mu\text{OTS}_{\nu-1}$ = μέση Οριακή Τιμή Συστήματος κατά το προηγούμενο έτος ν-1

Όλη η παραγόμενη από το φωτοβολταϊκό ηλεκτρική ενέργεια διοχετεύεται στο δίκτυο της ΔΕΗ και ο οικιακός μικροπαραγωγός ενέργειας **πληρώνεται γι' αυτή 0.55 €/kWh, τιμή που είναι εγγυημένη για 25 χρόνια**. Ο οικιακός μικροπαραγωγός ενέργειας συνεχίζει να αγοράζει ρεύμα από τη ΔΕΗ και να το πληρώνει στην τιμή που το πληρώνει και σήμερα (0.10 έως 0.12 €/kWh). Μια ιδιαίτερα σημαντική ρύθμιση είναι ότι ο οικιακός παραγωγός ηλιακού ηλεκτρισμού **δεν θεωρείται πια επιτηδευματίας**, με άλλα λόγια απαλλάσσεται από το άνοιγμα βιβλίων στην εφορία. Όπως αναφέρει η σχετική κοινή υπουργική απόφαση, “δεν υφίστανται για τον κύριο του φωτοβολταϊκού συστήματος φορολογικές υποχρεώσεις για τη διάθεση της ενέργειας αυτής στο δίκτυο”. Με άλλα λόγια, τα έσοδα από την πώληση της ενέργειας δεν φορολογούνται. Η μόνη άδεια που χρειάζεται είναι η **έγκριση εκτέλεσης εργασιών μικρής κλίμακας** που την παίρνει κανείς από την πολεοδομία.

Σε ότι αφορά τις εμπορικές / βιομηχανικές στέγες, από τις 4 Ιουνίου του 2010 επιτρέπεται η εγκατάσταση φωτοβολταϊκών συστημάτων κάθε ισχύος σε στέγες κτιρίων και στέγαστρα. Για τα συστήματα αυτά δεν απαιτείται περιβαλλοντική αδειοδότηση, ενώ για συστήματα ισχύος έως 1 MWp δεν απαιτείται και άδεια παραγωγής ή άλλη διαπιστωτική απόφαση. Για συστήματα

>1 MWp απαιτείται άδεια παραγωγής από τη ΡΑΕ. Τα μόνα βήματα που απαιτούνται είναι η προσφορά όρων σύνδεσης από τον ΔΕΣΜΗΕ (Διαχειριστής Ελληνικού Συστήματος Μεταφοράς Ηλεκτρικής Ενέργειας) και μία έγκριση εκτέλεσης εργασιών μικρής κλίμακας από την Πολεοδομία. Τα παραπάνω ισχύουν μόνο για το ηπειρωτικό δίκτυο, αφού τα αυτόνομα νησιωτικά δίκτυα θεωρούνται κορεσμένα και θα υπάρχουν κατά διαστήματα ειδικές ρυθμίσεις γι' αυτά. Σχετικά με τις παλαιές αιτήσεις που είχαν κατατεθεί στη ΡΑΕ για έκδοση άδειας παραγωγής Φ/Β σταθμού, ο νέος νόμος αναμένεται να επιταχύνει κάπως τις διαδικασίες.

Το κόστος των φωτοβολταϊκών συστημάτων εκφράζεται συνήθως σε ευρώ αιχμής (€/Wp). Η κυριότερη συνιστώσα του συνολικού κόστους είναι το κόστος των φωτοβολταϊκών πλαισίων. Το κόστος των φωτοβολταϊκών πλαισίων κρυσταλλικού πυριτίου κυμαίνεται στα 5 €/Wp. Σε σχέση με την επιφάνεια που καλύπτουν, το κόστος κυμαίνεται στα 587 €/m². Επίσης, η μεγαλύτερη κλίμακα εφαρμογής των διασυνδεδεμένων συστημάτων επιδρά θετικά στο κόστος ανά Wp.

Από στοιχεία του 1998 προκύπτει, ότι από τα 157.8 MWp των διακινηθέντων φωτοβολταϊκών γεννητριών ανά τον κόσμο, το 85.5% αυτών ήταν κρυσταλλικού πυριτίου (μονό ή πολύ-κρυσταλλικό). Ένα ποσοστό 13 % αφορούσε φωτοβολταϊκές γεννήτριες Άμορφου-Πυριτίου, 0.14 % CdTe (Τελλουριούχου Καδμίου) και 0.01 % CIS (Δισελινιούχου Ινδικού Χαλκού).

Μια γενική διάκριση στο κόστος των φωτοβολταϊκών συστημάτων, αφορά στα αυτόνομα και τα διασυνδεδεμένα με το δίκτυο συστήματα. Το κόστος είναι συνήθως χαμηλότερο για τα τελευταία και η διαφορά οφείλεται στην αποφυγή του κόστους για το σύστημα αποθήκευσης ενέργειας. Ωστόσο, η επιλογή της μορφής της επένδυσης πάντοτε συνιστά πόρισμα συνεκτίμησης όλων των αναφερθέντων παραγόντων στην εισαγωγή του κεφαλαίου.

Από υπολογισμούς προκύπτει ότι το κόστος ενός Φ/Β συστήματος κατανέμεται ως εξής :

- Φωτοβολταϊκά πλαίσια: 40-60 %.
- Συσσωρευτές: 15-25 %.
- Αντιστροφείς: 10-15 %.
- Υποδομή στήριξης: 10-15 %.
- Σχεδιασμός και εγκατάσταση: 8-12 %.

Οι εγγυήσεις που δίνονται από τις διάφορες εταιρείες είναι: 20-25 χρόνια για τα φωτοβολταϊκά πλαίσια, 2 χρόνια για τον αντιστροφέα, 12 μήνες για το σύστημα. Οι συσσωρευτές αντικαθίστανται κάθε 4 με 5 χρόνια.

Το κόστος στην Ελλάδα των αυτόνομων φωτοβολταϊκών συστημάτων, (συμπεριλαμβανομένων των συσσωρευτών) είναι της τάξεως των 8.200 με 9.400 €/KWp, ενώ το κόστος των συνδεδεμένων με το δίκτυο φωτοβολταϊκών συστημάτων είναι της τάξεως των 7.350 €. Πρόσφατες εκτιμήσεις αναφέρουν ότι το κόστος παραγόμενης ενέργειας από φωτοβολταϊκά ανέρχεται στα 0.44 €/kWh για συνδεδεμένο σύστημα και στα 0.65 €/kWh για αυτόνομο σύστημα λίγων kW εγκατεστημένης ισχύος. Σημειώνεται, όμως, πως η αγορά και η εγκατάσταση οικιακών φωτοβολταϊκών συστημάτων επιδοτείται από το κράτος μέσω της φοροαπαλλαγής ποσού ίσου μέχρι και του 75 % του κόστους τους. Υπάρχουν επίσης επιδοτήσεις (όχι ακόμα σε ατομικούς καταναλωτές) στο πλαίσιο του Επιχειρησιακού Προγράμματος Ενέργειας (ΕΠΕ).

10.2.5. Κυψέλες Καυσίμου

Σε αντίθεση με τις ανεμογεννήτριες και τα φωτοβολταϊκά στοιχεία όπου ο χώρος τοποθέτησης τους αποτελεί μείζον επενδυτικό κριτήριο, στις κυψέλες καυσίμου δεν υφίσταται τέτοιο πρόβλημα. Τα τεχνικοοικονομικά επενδυτικά κριτήρια διαμορφώνονται βάση των ανταγωνιστικών προτάσεων έναντι των κυψελών καυσίμου σε σχέση με την αποθηκευτική τους ικανότητα, τη συχνότητα συντήρησης, τον αναμενόμενο χρόνο ζωής τους και την ποιότητα του ρεύματος που αποδίδουν. Γι' αυτό και επιλέγονται σε εφαρμογές όπου η αυτονομία, το μέγεθος και το βάρος παίζουν σημαντικό ρόλο.

Τρέχοντα τεχνικοοικονομικά δεδομένα Κυψελών Καυσίμου

Αν και η τεχνολογία των κυψελών καυσίμου είναι γνωστή από το 1839 (Sir William Grove) η συστηματική έρευνα ξεκίνησε μόλις το 1960 ενώ η εμπορική της αξιοποίηση επεκτάθηκε σε αστικές εφαρμογές μόλις την τελευταία δεκαετία. Το αρχικά υψηλό κόστος των κυψελών σήμερα πια κυμαίνεται στα 500 έως 2.500 € ανά kW παραγόμενης ισχύος. Για να υπάρξει ένα συγκριτικό στοιχείο, αναφέρεται ότι το αντίστοιχο σημερινό κόστος για μηχανές εσωτερικής καύσης είναι 10 έως 35 € ανά kW.

Η απόδοσή των σύγχρονων κυψελών καυσίμου ποικίλει ανάλογα με τον τύπο τους (PEMFC, PAFC, MCFC, SOFC) ξεκινώντας από το 10 % και φτάνοντας κατά περίπτωση έως και το 70 % (τελικές αποδόσεις ολοκληρωμένου συστήματος). Χωρίς να αποτελεί κανόνα, συνήθως οι τεχνολογίες των κυψελών που έχουν την δυνατότητα να παρέχουν την μεγαλύτερη μέγιστη ισχύ, πετυχαίνουν και τις καλύτερες αποδόσεις. Μια τυπική τιμή απόδοσης κυμαίνεται κοντά στο 35 με 45 %, ενώ οι ισχείς ξεκινούν από μερικά mW και φτάνουν έως και τα 100 MW. Για εφαρμογές υποστήριξης (*back-up*) συστημάτων ανανεώσιμων πηγών ενέργειας μια τυπική τιμή ισχύος κυμαίνεται από 50 έως 200 kW. Όπως οι θερμοκρασίες και οι διαθέσιμες ισχείς των

κυψελών ποικίλουν ανά τεχνολογία, το ίδιο συμβαίνει και με τις θερμοκρασίες λειτουργίας τους, που ξεκινούν από τους -20 και φτάνουν τους 1.100 βαθμούς Κελσίου. Για εφαρμογές που στόχο έχουν την ικανοποίηση των αναγκών ενός συστήματος όπως αυτό της εργασίας, η τεχνολογία των PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel Cell) που λειτουργούν από 50 έως 220 βαθμούς Κελσίου με τελικές αποδόσεις 30 % έως 50 % για το σύστημα, και παράγουν από 100 W έως 500 kW, αποτελεί την ενδεδειγμένη και συνηθέστερη επιλογή.

Αυτό όμως σε καμία περίπτωση δεν πρέπει να θεωρηθεί δεσμευτικό καθώς σχεδόν όλα τα εμπορικά μοντέλα, βρίσκονται ταυτόχρονα και σε ερευνητικό επίπεδο, με αποτέλεσμα οι τάσεις της αγοράς να αναδιαμορφώνονται συνεχώς. Εξαίρεση αποτελεί η ειδική περίπτωση των κυψελών ψευδαργύρου-αέρος (*zinc-air fuel cells*) που έχουν χρησιμοποιηθεί εκτεταμένα ως συσσωρευτές ενέργειας για τα ακουστικά βαρηκοΐας και επαναφορτίζονται με το οξυγόνο του αέρα. Είναι αρκετά φθηνά στην κατασκευή τους αλλά δυστυχώς δεν είναι ικανά να παρέχουν μεγάλες τιμές ρεύματος (*low current carrying capacity* ή *ampacity*) σε σχέση με τον όγκο τους και έτσι έχουν και πολύ περιορισμένες εφαρμογές (ωκεανογραφικά πειράματα & σηματοδότες).

Στον Ελλαδικό χώρο, οι προτεινόμενες ενδεικτικές τιμές πώλησης της ηλεκτρικής ενέργειας για συστήματα κυψελών καυσίμου έχουν χωριστεί σε 3 επίπεδα, μικρά (έως 5 kW), μεσαία (από 5 έως 100 kW) και μεγάλα (άνω των 100 kW) που χρεώνουν την kWh στα 0.45 €, 0.4 €, και 0.35 € αντίστοιχα. Ωστόσο, ο Νόμος 3468/2006 καθώς και το νέο Σχέδιο Νόμου προβλέπουν μεν επιδοτούμενα τιμολόγια για την ενέργεια που παράγεται από όλες τις μορφές ΑΠΕ, δεν περιλαμβάνουν ωστόσο τα συστήματα κυψελών καυσίμου.

Ο χρόνος ζωής των fuel cells ποικίλει ανά εφαρμογή από 5 έως 30 χρόνια με τα 10 χρόνια να αποτελούν μια τυπική τιμή για εφαρμογές όπως της παρούσας υπό εξέταση.

10.2.6. Συμπεράσματα

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω στοιχεία διαπιστώνεται, κάτι που διαισθητικά ήταν εμφανές εξ' αρχής, ότι δηλαδή σε ό,τι αφορά τα φωτοβολταϊκά συστήματα και τις ανεμογεννήτριες, ο χώρος όπου θα τοποθετηθούν αποτελεί σημαντικό επενδυτικό κριτήριο, είτε πρόκειται για ένα off-grid είτε για ένα connected-to-grid σύστημα. Το κλίμα, τα μορφολογικά χαρακτηριστικά του εδάφους και οι αδειοδοτήσεις είναι όλα άμεσα συσχετισμένα με την περιοχή εγκατάστασης για αυτές τις δύο τεχνολογίες. Επίσης γίνεται περισσότερο αντιληπτό πλέον το γιατί δεν αποτελεί συμφέρουσα επένδυση (τουλάχιστον με τα σημερινά δεδομένα) η εγκατάσταση ενός συστήματος εξ' ολοκλήρου βασισμένο σε κυψέλες καυσίμου εκτός και αν συντρέχουν ειδικοί λόγοι όπως πχ. να μην είναι δυνατόν να εφαρμοστούν λύσεις άλλων ανταγωνιστικών μορφών

ΑΠΕ. Η τιμή τους είναι πολύ υψηλή, οι συνθήκες λειτουργίας τους αρκετά ιδιαίτερες και οι τεχνολογίες που βρίσκονται ακόμα σε ερευνητικό επίπεδο είναι ποικίλες, καθιστώντας τα ικανά να δώσουν άριστες λύσεις αλλά σε πολύ συγκεκριμένες εφαρμογές. Έτσι, σε ένα υβριδικό σύστημα που απαιτείται η αδιάλειπτη παροχή ενέργειας, μια συστοιχία κυψελών καυσίμου, αν και ακριβότερη ανά *kWh* από τους κοινούς συσσωρευτές, μπορεί, υπό συνθήκες, να αποτελέσει ένα συμφέρον σύστημα υποστήριξης. Στα θετικά χαρακτηριστικά αναφέρεται ότι μια συστοιχία Κ/Κ περιέχει μεγαλύτερο αποθεματικό ενέργειας στον ίδιο όγκο και λειτουργεί αδιάλειπτα για μεγαλύτερο χρονικό διάστημα από έναν κοινό συσσωρευτή. Ενδεικτικός είναι ο Πίνακας 10.2 που συγκρίνει την πυκνότητα ενέργειας, κατά μάζα και κατ' όγκο, διαφόρων συσσωρευτών.

Πίνακας 10.2 – Σύγκριση χαρακτηριστικών διαφόρων συσσωρευτών		
Είδος Συσσωρευτή	Πυκνότητα Ενέργειας	
	κατά βάρος (MJ/kg)	κατ' όγκο (MJ/ltr)
Μπαταρία Νικελίου Καδμίου	0.14	1.08
Μπαταρία Μολύβδου-Οξέος	0.14	0.36
Μπαταρία Λιθίου-Ιόντων	0.46-0.72	0.83-0.9
Μπαταρία Νικελίου-Μετάλλου Υδριδίου (τύπος για τα συνήθη ηλεκτρονικά)	0.4	1.55
Μπαταρία Νικελίου-Μετάλλου Υδριδίου (τύπος για τα αυτοκίνητα)	0.250	0.493
Κυψέλη Καυσίμου Ψευδαργύρου-Αέρος	1.59	6.02
Κυψέλη Καυσίμου Υδρογόνου (κλειστού κύκλου)	1.62	4.2

11. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΕΠΙΛΟΓΟΣ

11.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η πρόκληση για την κατανόηση της φύσης, με απώτερο στόχο τη διαχείρισή της προς όφελος των κοινωνιών και της ανθρωπότητας αποτελεί τον τροφοδότη της τεχνολογίας. Κύριο εργαλείο στη διάθεση του ερευνητή και του μηχανικού προς αυτή την κατεύθυνση είναι τα μαθηματικά και οι επιστήμες που βασίζονται πάνω σ' αυτά. Η μαθηματική λογική με την αυστηρότητα και την ανελαστικότητα που τη διακρίνει εξασφαλίζει αδιαμφισβήτητη λύση σχεδόν σε κάθε τιθέμενο πρόβλημα. Ωστόσο οι αυξημένες απαιτήσεις της σύγχρονης τεχνολογίας αναδεικνύουν σήμερα τις δύο βασικές αδυναμίες της παραδοσιακής μαθηματικής μεθοδολογίας.

Η πρώτη αδυναμία αφορά στην ανάγκη θέσης του εκάστοτε προς αντιμετώπιση ζητήματος. Τα μαθηματικά μοντέλα ξεκινούν από εκεί που σταμάτησε η διατύπωση, ο προσδιορισμός και η θέση του προβλήματος, εισάγοντας έτσι αναπόφευκτα ένα συντελεστή σχετικής αξιοπιστίας στην προκύπτουσα λύση. Δηλαδή, παρά το ότι η ανάπτυξη αυτοματοποιημένων διαδικασιών επίλυσης προβλημάτων και η χρήση γρήγορων υπολογιστών συστημάτων προσέφεραν αμεσότητα στην παράδοση των πολυπλόκτων αποτελεσμάτων, η ορθότητα των λύσεων εξακολουθεί ακόμα να επαφίεται στην συνέπεια με την οποία συντάχθηκε εξ' αρχής το μοντέλο. Έτσι, εξυπακούεται ότι η όποια προκύπτουσα λύση σε ένα πρόβλημα παραμένει πάντα κατά κάποιο τρόπο δρομολογημένη και 'προκατειλημμένη' από τον αρχιτέκτονα και τα εργαλεία του.

Και στο σημείο αυτό εισάγεται η δεύτερη αδυναμία η οποία συνδέεται με την ακαμψία που χαρακτηρίζει τα κλασσικά μαθηματικά, καθώς αυτά περιορίζονται σε υπολογιστικές λειτουργίες και στερούνται κανόνων που διαχειρίζονται όρους και προϋποθέσεις. Για την αντιμετώπιση συνθετότερων καταστάσεων θα πρέπει να δημιουργηθεί ένα σύστημα κανόνων και διαδικασιών που θα διαχειρίζεται μεγέθη που η φύση τους και η αστάθειά τους δεν επιτρέπουν τη μοντελοποίησή τους, χωρίς παραδοχές σε έκταση που θα αλλοίωνε την πραγματική συμπεριφορά τους.

Όπως φάνηκε και από την εφαρμογή της στην παρούσα εργασία, η θεωρία Ασαφούς Ελέγχου αποτελεί μια ευφυή απάντηση σ' αυτό το πρόβλημα. Ενώ και αυτή αναπτύσσει μεθόδους μοντελοποίησης, χαρακτηρίζεται από ελαστικότητα και ευελιξία, με αποτέλεσμα η εφαρμογή της στα συστήματα αυτομάτου ελέγχου να τους προσδίδει ή να τους ενισχύει τη δυναμική αναπροσαρμογής τους ανάλογα με τις διαφαινόμενες αποκλίσεις ή/και τάσεις αποκλίσεων από τον τεθέντα στόχο. Πράγματι, σε όσα σημεία εντοπίσθηκε η δυνατότητα χρήσης ασαφούς

ελέγχου παρατηρήθηκε αύξηση των επιδόσεων σε σύγκριση με τα αντίστοιχα συμβατικά. Ωστόσο, όπως προέκυψε εξετάζοντας και τους υπόλοιπους καθοριστικούς παράγοντες σχετικούς με την απόφαση υιοθέτησης μιας τεχνολογίας, τα ως άνω συστήματα ενώ καλύπτουν το δυσαναπλήρωτο κενό των κλασσικών μαθηματικών μοντέλων, προσφέροντας ικανοποιητικές λύσεις σε εξειδικευμένες περιπτώσεις, γενικά δεν αποτελούν πανάκεια. Ο βασικός λόγος είναι ότι απαιτούν το χρόνο ενός εξειδικευμένου και έμπειρου σχεδιαστή αφού η σωστή θέσπιση των προαναφερθέντων κανόνων αποτελεί μια επίπονη και πολυσταδιακή διαδικασία. Συγκεκριμένα, θα πρέπει να εντοπισθούν οι παράγοντες που επηρεάζουν το πρόβλημα, να αξιολογηθεί με ακρίβεια η βαρύτητα του καθενός, η αστάθεια οι ακρότητες αλλά και η τυχαιότητα του μεγέθους τους, καθώς και ο βαθμός αλληλεπίδρασής τους. Ο σωστός λοιπόν προγραμματισμός τέτοιων συστημάτων, είναι εκτεθειμένος σε μεγάλο βαθμό στην υποκειμενικότητα του προγραμματιστή. Προϋπόθεση είναι η άριστη γνώση, η μεγάλη εμπειρία και η βαθιά κατανόηση των εμπλεκόμενων φυσικών αρχών και παραμέτρων, σε ρεαλιστικό επίπεδο, εξωραϊσμένων από θεωρητικές απλουστεύσεις. Τέλος, πριν την εφαρμογή απαιτείται πλήθος δοκιμών και πειραματισμοί.

11.2. ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Τα συμπεράσματα από το υβριδικό μοντέλο της παρούσας εργασίας προέκυψαν μετά από αναλυτική διερεύνηση των επιμέρους παραμέτρων του προβλήματος με συμβατικές μεθόδους καθώς και από πλήθος αναδρομικών προσεγγίσεων. Έτσι έγινε κατανοητός ο τρόπος λειτουργίας αυτών των συστημάτων, και η μεθοδολογία μοντελοποίησής τους. Αποκτήθηκε ένα είδος ‘προσανατολιστικής διαίσθησης’ για την κατάστρωση του εκάστοτε σχεδιασμού. Πρόκειται για ένα απαραίτητο βήμα, το οποίο στηρίζεται σε μεθόδους κλασσικής αριθμητικής ανάλυσης, που περιορίζει τον απαιτούμενο κόπο για επόμενους σχεδιασμούς, αλλά και που επιτρέπει την μεγαλύτερη δυνατή προσέγγιση στη βέλτιστη λύση αναδεικνύοντας την ιδανική σχέση μεταξύ ακρίβειας και ευστάθειας. Συνεπώς :

- Ο Ασαφής Έλεγχος δεν αποτελεί μια εναλλακτική λύση αλλά αντίθετα αποτελεί τη μοναδική λύση εκεί όπου τα παραδοσιακά μοντέλα είναι εντελώς ανεπαρκή, ή ο σχεδιασμός τους απαιτεί εκτεταμένες παραδοχές και απλουστεύσεις, σε βαθμό που θα αλλοίωνε τη φύση του προβλήματος, ή θα μείωνε την αποδοτικότητα και αξιοπιστία του συστήματος.
- Απαιτείται δεξιοτεχνία και βαθιά γνώση συνοδευόμενη από μακρά εμπειρία, τόσο για τον εντοπισμό και την αξιολόγηση των παραμέτρων του προβλήματος, όσο και για το σχεδιασμό και τη σύνθεση των κανόνων που θα τεθούν για την υλοποίηση των μοντέλων.

-
- Ειδικό χαρακτηριστικό των συστημάτων Ασαφούς Ελέγχου είναι η δυνατότητα αναδιαμόρφωσης και προσαρμογής ενός υφιστάμενου μοντέλου για την υλοποίηση μιας παρόμοιας (σε μεγαλύτερο ή μικρότερο βαθμό) νέας εφαρμογής.
 - Έτσι, παρά την αρχική δυσκολία που αντιμετωπίζεται κατά το σχεδιασμό και την υλοποίηση ενός αξιόπιστου μοντέλου Ασαφούς Ελέγχου, προοδευτικά η αποκτηθείσα εμπειρία διευρύνεται και οι επόμενες υλοποιήσεις απαιτούν λιγότερο κόπο και χρόνο, ενισχύοντας την ανταγωνιστικότητα της μεθόδου έναντι των συμβατικών τεχνικών.
 - Η τελική επιλογή και ο σχεδιασμός του συστήματος διέπονται από διαχειριστικές αρχές που εναρμονίζουν την επιδιωκόμενη ακρίβεια με την απαιτούμενη ευστάθεια, αλλά και το διατιθέμενο κόστος. Κατά τούτο, τα συστήματα που αναπτύσσονται με Fuzzy Logic διακρίνονται από ευελιξία και ελαστικότητα στην υλοποίησή τους, συγκριτικά με τα συμβατικά μαθηματικά μοντέλα.

11.3. ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗ & ΠΡΟΟΠΤΙΚΗ

Στα υβριδικά συστήματα ΑΠΕ, όπου η πολυπλοκότητα των συστημάτων είναι αυξημένη, η χρήση απλών και αξιόπιστων τεχνικών ελέγχου, φιλικών προς τον εμπειρογνώμονα αλλά και το χρήστη, κρίνεται απαραίτητη. Η θεωρία Ασαφούς Ελέγχου καθώς και οι εφαρμογές της, αποτελούν μια καλή πρόταση, ειδικά σε περιπτώσεις όπου η εγκατάσταση του συστήματος γίνεται σε περιοχές που χαρακτηρίζονται από μεγάλη διασπορά στις τιμές των κλιματικών τους δεδομένων.

Η προτεινόμενη αρχιτεκτονική δημιουργεί ένα πρότυπο πάνω στο οποίο βασίζονται τα πλήρως παραμετροποιήσιμα επιμέρους συστήματα και εντοπίζει βάσει αυτού του προτύπου, τα σημεία αυτομάτου ελέγχου που χρήζουν ιδιαίτερης προσοχής, ώστε να γίνει σαφής ο τρόπος αλλά και το μέγεθος κατά το οποίο διαφορετικές στρατηγικές επηρεάζουν προς την μια ή την άλλη κατεύθυνση, αυτής της υψηλής επίδοσης ή/και αυτής της υψηλής απόδοσης. Με τον όρο επίδοση εννοείται η ικανότητα εξαγωγής μεγάλης ηλεκτρικής ισχύος, καλής ποιότητας, ενώ ως απόδοση ορίζεται η εξασφάλιση ενέργειας, έστω και ήπιας ισχύος μέτριας ποιότητας για μεγαλύτερο βάθος χρόνου. Η τελική επιλογή του σημείου ανάμεσα στις δύο παραπάνω ακραίες περιπτώσεις, που κρίνεται πως αποτελεί τη ‘χρυσή τομή’ ανά σενάριο, λαμβάνει υπόψη της μια σειρά από τεχνικοοικονομικά κριτήρια ανάμεσα στα οποία κύριο λόγω έχουν τα κλιματικά στατιστικά μιας δεδομένης περιοχής, το κόστος υλικών σε σχέση με τις μηχανικές/ηλεκτρικές αντοχές τους, καθώς και την κλίμακα της εγκατάστασης.

Η παρούσα εργασία, συμβάλει προς την κατεύθυνση εύρεσης αυτού του σημείου. Κάνοντας την παραδοχή ότι οι μηχανικές αντοχές των εξαρτημάτων είναι οι τυπικές, εστιάζει στα ηλεκτρικά και ηλεκτρονικά χαρακτηριστικά των εξαρτημάτων της αρχιτεκτονικής. Προτείνει μια απλουστευμένη πολιτική διαμοιρασμού των διαθέσιμων πόρων ανά συσκευή, εξασφαλίζοντας το ίδιο ποσοστό φόρτου των ηλεκτρονικών ισχύος, ώστε να αποτρέπει την ακραία λειτουργία κάποιου εξ' αυτών, ενώ παράλληλα αφήνει ανεπηρέαστες τις τεχνικές που φροντίζουν για την ανίχνευση των σημείων λειτουργίας μέγιστης ισχύος των ΑΠΕ.

Η σχεδίαση της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής, φροντίζει ώστε οι τυχαίες και μη-γραμμικές διακυμάνσεις της ισχύος στις εισόδους του συστήματος να μη μεταφέρονται στην έξοδο, ενώ παράλληλα εξασφαλίζει πως οι αλλαγές των συνδεδεμένων φορτίων στην έξοδο δεν θα επηρεάζουν την ευστάθεια των αλγόριθμων ανίχνευσης του σημείου μέγιστης παραγωγής ισχύος των ΑΠΕ και κατά συνέπεια την αποδοτικότητα του συστήματος.

Αν και η τεχνολογική ανάπτυξη και η επιχειρηματική ανταγωνιστικότητα δημιουργούν πτωτικές τάσεις στο κόστος όλων των υλικών και επιμέρους εξαρτημάτων από τα οποία αποτελείται ένα υβριδικό σύστημα ΑΠΕ, η πτώση των τιμών των ηλεκτρονικών μερών είναι εντονότερη από αυτή των μηχανικών. Συνεπώς η αγορά που μέχρι πρόσφατα εκδήλωνε την προτίμησή της στην ανάπτυξη έργων μεγάλης κλίμακας πλέον αρχίζει να διευρύνει το ενδιαφέρον της και προς τα έργα μικρότερης κλίμακας.

Φιλοδοξώντας πως αυτές οι τάσεις θα συνεχιστούν και στο μέλλον, και ο λόγος του κόστους των τροφοδοτών ενέργειας των ΑΠΕ (ανεμογεννήτριες, συστοιχίες φωτοβολταϊκών, δέσμες κυψελών καυσίμου) προς το κόστος των συσκευών διαχείρισης (ηλεκτρονικά ισχύος), θα αυξάνει συνεχώς, κρίνεται πως η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική θα αποτελεί συμφέρουσα επενδυτική προσέγγιση για όλα τα έργα, τόσο οικιακής όσο και βιομηχανικής κλίμακας.

11.4. ΕΠΙ ΜΕΡΟΥΣ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Τα συμπεράσματα που προέκυψαν από τη χρήση των Ελεγκτών Ασαφούς Λογικής (FLC) κατά τη διάρκεια της σχεδίασης και μελέτης του υβριδικού συστήματος συνοψίζονται στα εξής :

- Η τεχνολογία των FLC μπορεί να αξιοποιηθεί στην πληθώρα των υποσυστημάτων και αυτοματισμών που συγκροτούν το υβριδικό σύστημα της εργασίας, καθώς τα πεδία εφαρμογής τους είναι πολλαπλά και διαφορετικά μεταξύ τους.
- Διακρίνοντας αυθαίρετα δύο κατηγορίες, οι υλοποιήσεις των ελεγκτικών μηχανισμών μπορούν να χωριστούν σε αυτές που χειρίζονται 'απλά' και σε αυτές που χειρίζονται πιο

‘σύνθετα’ συστήματα. Συγκρίνοντας τώρα τους FLC με τους PID, διαπιστώθηκε ότι στα απλούστερα συστήματα οι FLC παρουσίασαν εξίσου καλές επιδόσεις με τους PID αλλά οι χρόνοι σχεδίασης και ρύθμισης ήταν αρκετά μεγαλύτεροι από αυτούς των αυτορυθμιζόμενων PID. Αντίθετα, στα πιο σύνθετα συστήματα οι FLC επέδειξαν καλύτερες επιδόσεις και ευκολότερη παραμετροποίηση. Επίσης, σε σύγκριση με τους PID η σχεδίαση των σύνθετων FLC μπόρεσε να λάβει υπόψη της και ειδικές περιπτώσεις (λειτουργώντας με διαφορετικό τρόπο υπό συνθήκες), κάτι που είναι δύσκολο αν όχι ανέφικτο, να συμπεριληφθεί ως χαρακτηριστικό στην υλοποίηση των PID.

- Όπως λοιπόν διαπιστώθηκε και από τις αντίστοιχες εξομοιώσεις, σε κάθε περίπτωση τα συστήματα που ελέγχονταν από FLC επέδειξαν (έστω και ελάχιστα) καλύτερες επιδόσεις. Ειδικά στην περίπτωση των μη-γραμμικών συστημάτων με αυξημένη πολυπλοκότητα τα συστήματα με FLC αποδείχθηκαν ιδιαίτερα σταθερά παρουσιάζοντας υψηλή απόρριψη θορύβου, καλύτερη απόκριση και ικανοποιητική ευστάθεια.
- Όπως προέκυψε και κατά τη διαδικασία των εξομοιώσεων, η πολυπλοκότητα και κατ’ επέκταση η επεξεργαστική ισχύς που απαιτείται για τους υπολογισμούς της συμπεριφοράς ενός μοντέλου αυξάνουν ραγδαία καθώς πληθαίνουν οι είσοδοι και οι έξοδοι των FLC ελεγκτών. Στα σύγχρονα υπολογιστικά συστήματα των PC το φαινόμενο εκδηλώνεται όταν οι λεκτικοί κανόνες των ελεγκτών ξεπερνούν τους 20. Σε πραγματικές εφαρμογές, όπου οι κανόνες βρίσκονται ενσωματωμένοι σε ειδικούς ψηφιακούς μικροεπεξεργαστές (real-time embedded DSMP), το πρόβλημα δεν εκδηλώνεται τόσο έντονα αλλά εξακολουθεί να υφίσταται. Για το λόγο αυτό προτείνεται, κατά τη διαδικασία της σχεδίασης, ο εντοπισμός των σημείων εκείνων όπου το μαθηματικό μοντέλο θα μπορούσε να αναλυθεί σε δύο ή περισσότερα απλούστερα.
- Στις ειδικές περιπτώσεις (όπως για παράδειγμα στο υποσύστημα της Α/Γ) όπου η τοπολογία απαιτεί τη συνδυαστική δραστηριοποίηση δύο ή περισσότερων άμεσα αλληλοεμπλεκόμενων FLC, η μεταξύ τους συνεργασία αποδείχθηκε άριστη.
- Απο τις 3 ΑΠΕ η μόνη που παρουσιάζει μεγάλο χρόνο απόκρισης και αποκατάστασης (response & settling time) είναι η Α/Γ, λόγω της υψηλής ροπής αδράνειας των κινητών μηχανικών μερών της. Η διαπίστωση αυτής της ιδιαιτερότητας θα μπορούσε να αποδειχθεί ιδιαίτερα χρήσιμη σε μια μελλοντική μελέτη της συμπεριφοράς του συνόλου του υβριδικού συστήματος αφού επιτρέπει την απλοποίηση των μαθηματικών μοντέλων των άλλων δύο πηγών και ενδεχομένως και τη χρήση γενικευμένων μοντέλων των ηλεκτρονικών ισχύος.

11.5. ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΕΣ ΕΠΕΚΤΑΣΕΙΣ - ΑΝΑΒΑΘΜΙΣΕΙΣ

Σε μια προσπάθεια αναβάθμισης της παρούσας εργασίας σε επίπεδο και σε έκταση π.χ. (μεταπτυχιακή διατριβή) θα μπορούσε αυτή να συμπληρωθεί με την έρευνα και διαμόρφωση μοντέλων που θα διαχειρίζονται επιπλέον τα ακόλουθα πεδία :

- Μελέτη της συμπεριφοράς του κυκλώματος στην περίπτωση που επάνω στους αντιστροφείς της εξόδου του αυτόνομου συστήματος συνδεθούν αρκετά υψηλά επαγωγικά ή χωρητικά φορτία, καθώς επίσης και τη συμπεριφορά του κυκλώματος στην περίπτωση που η τοπολογία του αντιστροφέα είναι διαφορετική και δεν προβλέπει διόρθωση του συντελεστή ισχύος.
- Μελέτη για τη χρήση FLC ελεγκτών σε 3 ακόμα σημεία της παρούσας αρχιτεκτονικής : α) στον φορτιστή των συσσωρευτών μολύβδου, β) στην οδήγηση των SCR διόδων του ανορθωτή για την περίπτωση που η A/Γ τον τροφοδοτεί με ρεύμα χαμηλού συντελεστή ισχύος και γ) στην οδήγηση των αντιστροφέων για την περίπτωση που το δεδομένο υβριδικό σύστημα λειτουργεί ως αυτόνομο (χωρίς την τάση αναφοράς του ηλ. δικτύου).
- Έρευνα, ανάπτυξη και ενσωμάτωση φθινών και πρακτικών μεθόδων για την πλήρη ηλεκτρική απομόνωση των εισόδων από τις εξόδους του ευρύτερου συστήματος για κάθε είδους σύνθετο συνδεδεμένο φορτίο, επαγωγικό ή χωρητικό.
- Εφόσον στο μέλλον η επεξεργαστική ισχύς των υπολογιστικών συστημάτων το επιτρέπει, περαιτέρω διερεύνηση-τεκμηρίωση της συνεργασίας μεταξύ των επιμέρους κυκλωμάτων του συστήματος, κάνοντας χρήση των μοντέλων Simulink της εργασίας. Επιπλέον, προτείνεται η προσθήκη του μοντέλου ενός συμβατικού συσσωρευτή (μιας μπαταρίας) ώστε να εξεταστεί το μέγεθος του φόρτου στον οποίο υπόκειται τόσο αυτή όσο και η συστοιχία κυψελών καυσίμου όταν τα εισαχθέντα κλιματικά δεδομένα είναι ρεαλιστικά.
- Συγκέντρωση στατιστικών μεγεθών και κλιματικών δεδομένων που θα περιγράφουν πλήρως τις περιβαλλοντικές συνθήκες μιας περιοχής και που στη συνέχεια θα εφαρμοστούν σε ένα ενιαίο ρεαλιστικό μοντέλο της παραπάνω αρχιτεκτονικής για να υπολογιστεί ο μέσος βαθμός απόδοσης του υβριδικού συστήματος.
- Προσθήκη κατάλληλων προσαρμοστικών αλγορίθμων (Adaptive Fuzzy Control Algorithms) ώστε να αυτοματοποιηθεί πλήρως η διαδικασία μάθησης των controllers, να τυποποιηθεί η διαδικασία προγραμματισμού τους και να αυξηθεί η αξιοπιστία τους στην περίπτωση που κάποια ΑΠΕ στο σύστημα χρειαστεί να αντικατασταθεί με μια διαφορετικών χαρακτηριστικών (λόγω συντήρησης ή αναβάθμισης).

-
- Χρησιμοποιώντας την προτεινόμενη αρχιτεκτονική της εργασίας, μια προσθήκη στο σχεδιασμό του υβριδικού μοντέλου, ώστε να εξεταστεί η πιθανή βελτίωση της γενικής απόκρισης του συστήματος, είναι η χρήση των Ασαφών Γνωστικών Χαρτών (Cognitive Fuzzy Maps). Οι Ασαφείς Γνωστικοί Χάρτες αποτελούν μια συστηματική διαδικασία συλλογής, κωδικοποίησης και εξέλιξης πληροφοριών σε σχέση με διάφορα φαινόμενα στην περιοχή μοντελοποίησης και την αλληλεπίδρασή τους, τόσο εσωτερική, όσο και εξωτερική με το περιβάλλον, συνδυάζοντας αρχές, μοντέλα και τεχνικές από το χώρο της Ασαφούς Λογικής και των Τεχνητών Νευρωνικών Δικτύων. Ως αντικείμενο περαιτέρω μελέτης λοιπόν, προτείνεται να εξεταστεί ο τρόπος εφαρμογής τους σε ένα παρόμοιο υβριδικό μοντέλο της δεδομένης αρχιτεκτονικής ώστε να γίνουν οι σχετικές συγκρίσεις και να εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα σχετικά με την σταθερότητα και την αξιοπιστία της νέας πλέον εκδοχής του υβριδικού διαχειριστικού συστήματος.
 - Ενδελεχής μελέτη του τρόπου διαμοιρασμού της παραγόμενης ενέργειας υιοθετώντας μια από τις μεθόδους παραλληλισμού που αναφέρονται στο 10^ο Κεφάλαιο.
 - Πρόταση για περαιτέρω διερεύνηση και μελέτη για την εφαρμογή μιας αναβαθμισμένης τοπολογίας σύμφωνα με την οποία αντί για κοινό DC Bus θα αναπτυχθεί κοινό AC Bus, πάνω στο οποίο θα συνδέονται μέσω μαγνητικής σύζευξης όλες οι έξοδοι των inverters.
 - Τέλος, αφορμή για θέμα μιας νέας διπλωματικής θέσης θα μπορούσε να αποτελέσει και η τεχνικοοικονομική μελέτη που θα βασίζεται επάνω στην εγκατάσταση ενός ρεαλιστικού μοντέλου της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής.

BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] A. A. Al Yousef, "Fuzzy controller for photovoltaic maximum power point tracking", Dissertation, Dept. Electrical Engineering, King Saud Univ., College of Engineering, 2008. [Online]. Available at : <http://faculty.ksu.edu.sa/eltamaly/Pages/Alyousof.aspx>
- [2] H. Altas and A. M. Sharaf, "A novel photovoltaic on-line search algorithm for maximum energy utilization", in *Proc. The International Conference of Communication, Computer and Power (ICCCP'07)*.
- [3] I. H. Altas and A. N. Sharaf, "A fuzzy logic power tracking controller for a photovoltaic energy conversion scheme", *Electric Power Systems Research*, vol. 25, pp. 227-238, Jun. 1992
- [4] N. Y. Al-Zahrani, "Study of using induction generator in wind-energy applications", King Saud Univ., Kingdom of Saudi Arabia, 2005. [Online]. Available at : <http://faculty.ksu.edu.sa/eltamaly/Documents/Student%20projects/Naief%20elzahrany/naief.pdf>
- [5] Md. Arifujjaman, M. T. Iqbal, J. E. Quaicoe, "Emulation of a small wind turbine system with a separately-excited DC machine", *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 8(1), pp. 569-579, Mar. 2008.
- [6] Md. Arifujjaman, M. T. Iqbal, J. E. Quaicoe, "Energy capture by a small wind-energy conversion system", *Applied Energy*, vol. 85(1), pp. 41-51, Jan. 2008. [Online]. Available at : http://www.sciencedirect.com/science?_ob=ArticleURL&_udi=B6V1T-4PK8B8T-2&_user=10&_rdoc=1&_fmt=&_orig=search&_sort=d&view=c&_acct=C000050221&_version=1&_urlVersion=0&_userid=10&md5=34ba1f3e425584ef8ead157aca0bd336
- [7] D. Bandekas [et al.], "Optimum selection based on the energy capacity between different types of renewable sources using a controller", *Electronics and Electrical Engineering*, vol. 8(80), pp. 9-12, 2007
- [8] D. Biel, E. Fossas and J. M. Olm, "Robust step-up DC/AC conversion with a full-bridge non-inverting buck-boost", in *Proc. 2007 16th IEEE Inter. Conf. on Control Applications, IEEE multi-conf. on Systems and Control*, pp. 593-597
- [9] C. Boccaletti [et al.], "Simulation models of fuel cell systems", in *Proc. 2006 International Conf. on Electrical Machines*, Chania.
- [10] Carnegie Mellon, "Control Tutorials for MATLAB". [Online]. Available at : <http://www.me.cmu.edu/ctms/>
- [11] S. Caux [et al.], "Modelling and control of a fuel cell system and storage elements in transport applications", *Journ. of Process Control*, vol. 15, pp. 481-491, 2005
- [12] S. L. Chee, "A residential DC distribution system with photovoltaic array intergration", Bc. Thesis, Dept. of Science in Electrical and Electronics Engineering, Oregon State Univ., Honors College, 2008
- [13] M. S. A. Cheikh [et al.], "Maximum power point tracking using a fuzzy logic control scheme", *Revue des Energies Renouvelables*, vol. 10(3), pp. 387-395, Sept. 2007
- [14] M. Chetty and N. Trajkoski, "A discrete mode fuzzy power system stabilizer". [Online]. Available at: <http://www.itee.uq.edu.au/~aupec/aupec99/chetty99.pdf>
- [15] O. Curea, L. Vechiu, H. Camblong, "Design of a test bench for the analysis of a hybrid power system", presented at the EWEA, London, UK, 2004. [Online]. Available at : <http://www.2004ewec.info/find.php?mode=topics&fuzzy=off&term=Autonomous+and+%2F+or+Hybrid+Systems&tracks=Scientific&start=a&end=z>

-
- [16] A. J. Davis and Z. M. Salameh, "Fuzzy logic modeling of a grid-connected wind/photovoltaic system with battery storage", in *Proc. 2004 Large Engineering systems Conf. on Power Engineering, LESCOPE-04*, pp. 129-135. [Online]. Available at : http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=1356286
- [17] J. J. Ding, J. S. Buckeridge, "Design considerations for a sustainable hybrid energy system", *IPENZ Trans.*, vol. 27(1), pp. 1-5, May 2000
- [18] EG&G Services (Science Applications International Corporation), *Fuel cell handbook*, 5th ed., Morgan Town, West Virginia : US Department of Energy. Office of Fossil Energy. National Energy Technology Laboratory, 2000
- [19] A. El-Shafy [et al.], "Maximum-power operation stand-alone PV system using fuzzy logic control", *Int. J. Numer. Model.*, vol. 15, pp. 385-398, May 2002
- [20] T. F. El-Shater, "Fuzzy controller based for photovoltaic maximum power tracking", in *proc. 37th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference*, 2002, pp 239-241.
- [21] T. F. El-Shater, "Power management of PV/fuel cell system", in *Proc. 3rd World Conf. on Photovoltaic Energy Conversion*, pp. 2389-2392
- [22] T. F. El-Shatter, M. N. Eskander, M. T. El-Hagry, "Energy flow and management of a hybrid wind/PV/fuel cell generation system", *Energy Conversion and Management*, vol. 47, pp. 1264-1280, Nov. 2005
- [23] R. W. Erickson, "DC-DC Power Converters", *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 5, pp. 53-63, 1999
- [24] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed., [s.l.]:[s.n],[2000?]
- [25] M. N. Eskander, T. F. El-Shatter, M.T. El-Hagry, "Energy flow and management of a hybrid wind-PV-fuel cell generation system", *Energy Conversion and Management*, vol. 47(9-10), pp. 1264-1280, Jun. 2006. [Online]. Available at : http://www.sciencedirect.com/science?_ob=ArticleURL&_udi=B6V2P-4HNYM7F-1&_user=10&_rdoc=1&_fmt=&_orig=search&_sort=d&_view=c&_acct=C000050221&_version=1&_urlVersion=0&_userid=10&md5=662359d7d5d2ca123412f9f6ca2c0e97
- [26] T. Esum, P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 22(2), pp. 439-449, Jun. 2007
- [27] M. Faisal, "Microgrid modeling and simulation", Dept. of Automation and Systems Technology, Helsinki Univ. of Technology, Switzerland, 2006
- [28] L. C. Henriksen, *Model predictive control of a wind turbine*, Kongens Lyngby, Denmark : [s.n.], 2007
- [29] Y. Huang and C. K. Tse, "Classification of parallel DC/DC converters part 1 : circuit theory", in *Proc. 18th European Conference on Circuit Theory and Design, ECCTD*, 2007, pp. 1010-1013
- [30] S. Huth, "DC/DC-converters in parallel operation with digital load distribution control", in *Proc. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE*, vol. 2, pp. 808-813, 1996.
- [31] Introduction to Power Electronics. [Online]. Available at : http://ece.colorado.edu/~ecen2060/materials/lecture_notes/PEintro.pdf
- [32] M. T. Iqbal, "Modeling and control of a wind fuel cell hybrid energy system", *Renewable Energy*, vol. 28, pp. 223-237, Jan. 2002
- [33] M. T. Iqbal, "Simulation of a small wind fuel cell hybrid energy system", *Renewable Energy*, vol. 28, pp. 511-522, Jun. 2002
-

-
- [34] R. T. Jagaduri, "Modeling and control of distributed generation systems including PEM fuel cell and gas turbine". [Online]. Available at : http://english.iranvtto.ir/%5Cuploads%5C92_44_ahmadloo.pdf =.pdf
- [35] M. Jamshihi, N. Vadiiee, T. J. Ross, *Fuzzy logic and control : software and hardware applications*, Englewood Cliffs, N.J. : Prentice Hall, c1993
- [36] K. S. Jeong, W. Y. Lee, C. S. Kim, "Energy management strategies of a fuel cell/battery hybrid system using fuzzy logics", *Journ. of Power Sources*, vol. 145, pp. 319-326, Jun. 2005
- [37] J. A. Jiang [et al.], "Maximum power tracking for photovoltaic power systems", *Tamkang Journ. Of Science and Engineering*, vol. 8(2), pp. 147-153, 2005
- [38] G. L. Johnson, *Wind Energy Systems*, : Englewood Cliffs, N.J. : Prentice Hall, 1985
- [39] A. D. Karlis, T. L. Kottas, Y. S. Boutalis, "A novel maximum power point tracking method for PV systems using fuzzy cognitive networks (FCN)", *Electric Power Systems Research*, vol. 77, pp. 315-327, Apr. 2006
- [40] M. J. Khan, M. T. Iqbal, "Dynamic modeling and simulation of a small wind-fuel cell hybrid energy system", *Renewable Energy*, vol. 30, pp. 421-439, 2005
- [41] R. E. King, *Ευφυής Έλεγχος*. Θεσσαλονίκη : Τζιόλα, c2004.
- [42] M. C. Knauff [et al.], "Simulink model for hybrid power system test-bed", in *Proc. 2007 IEEE Electric Ship Technologies Symp., ESTS*, pp. 421-427. [Online]. Available at : <http://en.scientificcommons.org/26061260>
- [43] H. N. Koivo, *Neural Networks : basics using MATLAB neural network toolbox [s.l]:[s.n]*, [c2006]
- [44] H. M. Kojabadi, L. Chang, and T. Boutot, "Development of a novel wind turbine simulator for wind energy conversion systems using an inverter-controlled induction motor", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 19(3), pp. 547-552 Sept. 2004
- [45] T. L. Kottas, Y. S. Boutalis, A. D. Karlis, "New maximum power point tracker for PV arrays using fuzzy controller in close cooperation with fuzzy cognitive networks", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 21(3), pp. 793-803, Sept. 2006
- [46] F. L. Luo, H. Ye, M. Rashid, *Digital power electronics and applications*, Amsterdam : Elsevier Academic Press, c2005
- [47] B. J. Lurie, P. J. Enright, *Classical feedback control : with MATLAB*, New York, NY : Marcel Dekker, c2000
- [48] M. A. S. Masoum and M. Sarvi, "Design, simulation and implementation of a fuzzy based MPP tracker under variable insolation and temperature conditions", *Iranian Journal of Science and Technology, Trans. B, Engineering*, vol. 29(B1), pp. 127-132, 2005
- [49] *MATLAB & Simulink : SimPowerSystems 4 : Reference*, Natick, MA : The Mathworks, c2008
- [50] Matlab/Simulink Tutorial. [Online]. Available at : http://ece.colorado.edu/~ecen2060/materials/simulink/tutorial/MATLAB_Simulink_tutorial.pdf
- [51] L. Max, S. Lundberg, "System Efficiency of a DC/DC converter based wind turbine grid system", presented at the Nordic Wind Power Conference, ESPOO, Finland, 2006
- [52] S. K. Mazumder, "Stability analysis of parallel DC-DC converters", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 42(1), pp. 50-68, Jan. 2006
- [53] A. Mellit [et al.], "Control of stand-alone photovoltaic system using fuzzy-logic controller", in *Proc. 2008, H&H - Symposium on Improving Building Systems in Hot and Humid Climates*.
-

-
- [54] A. Mirecki, X. Roboam, F. Richardeau, "Architecture complexity and energy efficiency of small wind turbines", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54(1), pp. 660-669, Febr. 2007.
- [55] N. Mohan, T. A. Undeland, W.P.Robbins, *Ηλεκτρονικά Ισχύος : μετατροπείς, εφαρμογές, σχεδίαση*, 2^η έκδ., τ.Β', Θεσσαλονίκη : Τζιόλα, c1996
- [56] A. Moussi [et al.], "Photovoltaic pumping systems technologies trends", *Larhyss Journ.*, n. 2, pp. 127-150, Jun. 2003
- [57] E. Muljadi and C. P. Butterfield, "Pitch-controlled variable speed wind turbine generation", in *Proc. 1999 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Colorado : National Renewable Energy Laboratory, 2000
- [58] I. Munteanu [et al.], "Using a nonlinear controller to optimise a variable speed wind power system", *Advanced Control Systems Research Centr., Univ. of Galati, Romania*, [200-]
- [59] R. Il. Ovando, J. Aguayo, M. Cotorogea, "Emulation of a low power wind turbine with a DC motor in Matlab/Simulink", in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf., PESC 2007*, pp. 859-864. [Online]. Available at : http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=4342101
- [60] N. Patcharaprakiti, S. Premrudeepreechacharn, Y. Sriuthaisiriwong, "Maximum power point tracking using adaptive fuzzy logic control for grid-connected photovoltaic system", *Renewable Energy*, vol. 30, pp. 1771-1788, Jan. 2005
- [61] Power Electronics and Control in Grid-Connected PV Systems. [Online]. Available at : http://ece.colorado.edu/~ecen2060/materials/lecture_notes/GridPVsystem.pdf
- [62] PV Module Simulink models. [Online]. Available at : http://ece.colorado.edu/~ecen2060/materials/simulink/PV/PV_module_model.pdf
- [63] V. T. Raganathan, R. Datta, "A method of tracking the peak power points for a variable speed wind energy conversion system", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 18(1), pp. 163-168, Mar. 2003.
- [64] M. H. Rashid, ed., *Power Electronics Handbook : devices, circuits and applications*, Amsterdam : Elsevier, [1997], pp. 673-716
- [65] A. Sakhare, A. Davari, A. Feliachi, "Fuzzy logic control of a fuel cell for stand-alone and grid connection", *Journ. of Power Sources*, vol. 135, pp.165-176, Jul. 2004
- [66] V. Salas [et al.], "Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems", *Solar Energy Materials & Solar Cells*, vol. 90, pp. 1555-1578, 2006
- [67] A. Sathyan, K. A. Kiszynski, S. Al-Hallaj, "Hybrid wind-PV-fuel cell generation system", in *Proc. Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conf.*, pp. 495-500. [Online]. Available at : http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=1554604
- [68] D. Sera, R. Teodorescu, T. Kerekes, "Teaching maximum power point trackers using a photovoltaic array model with graphical user interface", in *Proc. International Workshop on Teaching Photovoltaics, IWTPV 2006*. [Online]. Available at : <http://www.iet.aau.dk/~des/papers/IWTPV2006.pdf>
- [69] A. M. Sharaf, "Low cost stand-alone renewable photovoltaic/wind energy utilization schemes". [Online]. Available at : http://www.ece.unb.ca/sharaf/publications_down_ppt.html
- [70] A. M. Sharaf, "Standalone wind energy utilization scheme and novel control strategies". [Online]. Available at : http://www.ece.unb.ca/sharaf/publications_down_ppt.html
-

-
- [71] M. G. Simoes, N. N. Franceschetti, M. Friedhofer, "A Fuzzy logic based photovoltaic peak power tracking controller", in *Proc. ISIE '98. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1998*, pp. 300-305
- [72] J. Simon, F. W. Fuchs, "Dynamic operation and energy gain of a wind power station with converter fed permanent magnet synchronous machine", presented at 2006 Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, NORPIE, Lund, Sweden. [Online]. Available at : <http://www.tf.uni-kiel.de/etit/LEA/?a=forschung&b=veroeffentlichungen>
- [73] *Simulink : Dynamic System Simulation for MATLAB*, 3rd ed., Natick, MA : The Mathworks, c1999
- [74] S. N. Sivanandam, S. Sumathi and S. N. Deepa, *Introduction to fuzzy logic using MATLAB*, Berlin : Springer, c2007
- [75] M. Sokolov, D. Shmilovitz, "Photovoltaic maximum power point tracking based on an adjustable matched virtual load", in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 – 22nd Annual IEEE*, pp. 1480-1484
- [76] T. Suergevil, E. Akpmar, "Modelling of a 5-kW wind energy conversion system with induction generator and comparison with experimental results", *Renewable Energy*, vol. 30(6), pp. 913-929, May 2005. [Online]. Available at : http://www.sciencedirect.com/science?_ob=ArticleURL&_udi=B6V4S-4DV1GJ4-4&_user=10&_rdoc=1&_fmt=&_orig=search&_sort=d&_view=c&_acct=C000050221&_version=1&_urlVersion=0&_userid=10&md5=1cdd37360e1d79995f8c10ab35c4de78
- [77] B. Suprianto [et al.], "Uniform current distribution control using fuzzy logic for parallel connected non identical DC-DC converters", in *Proc. 2nd International Conference on Innovative Computing, Information and Control, ICICIC*, 2007, pp.435
- [78] T. Takahara, Y. Yamanouchi and H. Kawaguchi, "Maximum power control for a photovoltaic power generator not requiring detailed system information", *Intern. Journ. Of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 13, pp. 171-180, c2002
- [79] K. Tanaka, H. O. Wang, *Fuzzy controls system design and analysis : a linear matrix inequality approach*, New York, NY : Wiley, c2001
- [80] M. Tekin [et al.], "Energy-management strategy for embedded fuel-cell systems using fuzzy logic", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54(1), Febr. 2007
- [81] B. Tomescu and H. F. VanLandingham, "Improved large-signal performance of paralleled DC-DC converters current sharing using fuzzy logic control", *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 14(3), pp. 573-577, May 1999
- [82] F. Turoni [et al.], "Model based design of a controller for fuel cell systems", in *Proc. 1st World Conference, European Fuel Cell Technology and Applications, EFC*, 2005
- [83] L. Umanand, "DC Generators Part 1", Power Electronics Group, CEDT, Indian Institute of Science (IISc.), Bangalore, 2006. [Online]. Available at : <http://nptel.iitm.ac.in/showVideo.php?v=6dF3LDzb-tE>, <http://nptel.iitm.ac.in/video.php?courseId=1032&p=3&sub=electrical&sem=Semester%201>
- [84] L. Umanand, "DC Generators Part 2", Power Electronics Group, CEDT, Indian Institute of Science (IISc.), Bangalore, 2006. [Online]. Available at : <http://nptel.iitm.ac.in/showVideo.php?v=0v2qCOT3yA>, <http://nptel.iitm.ac.in/video.php?courseId=1032&p=3&sub=electrical&sem=Semester%201>
- [85] L. Umanand, "DC Motors Part 1", Power Electronics Group, CEDT, Indian Institute of Science (IISc.), Bangalore, 2006. [Online]. Available at : <http://nptel.iitm.ac.in/showVideo.php?v=1OfLgpFq6Rc>, <http://nptel.iitm.ac.in/video.php?courseId=1032&p=3&sub=electrical&sem=Semester%201>
-

-
- [86] L. Vechiu [et al.], "Dynamic simulation model of a hybrid power system : performance analysis", presented at the EWEA, London, UK, 2004. [Online]. Available at : <http://www.2004ewec.info/find.php?mode=topics&fuzzy=off&term=Autonomous+and+%2F+or+Hybrid+Systems&tracks=Scientific&start=a&end=z>
- [87] S. R. Vocen, J. O. Keller, "Hybrid energy storage systems for stand-alone electric power systems : optimization of system performance and cost through control strategies", *International Journ. of Hydrogen Energy*, vol. 24, pp. 1139-1156, 1999
- [88] G. Walker, "Evaluating MPPT converter topologies using a MATLAB PV model", *Journal of Electrical & Electronics Engineering*, vol. 21(1), pp. 49-55, Aug. 2008. [Online]. Available at : <http://search.informit.com.au/documentSummary;dn=537020271845747;res=IELENG>
- [89] C. Yi, "Mathematical models of DC-DC converters". [Online]. Available at: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/loadFile.do?objectId=18833>
- [90] K. Zenger, A. Altowatti, T. Suntio, "Stability and performance of interconnected DC/DC converter systems" in *Proc. Advances in Computer, Information, and Systems Sciences, and Engineering, IETA 2005, TeNe 2005 and EIAE 2005*, pp. 13-18, 2006
- [91] F. Zenith and S. Skogestad, "Control of a Fuel-Cell Powered DC Electric Vehicle Motor", *presented at the AIChE Annual Meeting*, Trondheim, Norway, 2005. [Online]. Available at: http://www.ntnu.no/users/skoge/publications/2005/zenith_aiche-annual-05/Presentation_zenith_AIChE2005.pdf
- [92] F. Zenith and S. Skogestad, "Control of fuel cell power output", *Journ. Of Process Control*, vol. 17, pp. 333-347, 2007
- [93] Ι. Βιπώριας, "Ασαφή Συστήματα", Τμ. Ηλεκτρονικών Μηχ. και Μηχ. Η/Υ, Αριστοτέλειο Πανεπ. Θεσσ., Θεσσαλονίκη
- [94] Σ. Ευσταθίου, "Τεχνολογίες και τεχνικές ελέγχου φωτοβολταϊκών διατάξεων", Μεταπτ. Διατριβή, Τμήμα. Μηχ. Παραγ. Διοίκ., Πολυτεχνείο Κρήτης, 2005
- [95] Κ. Λ. Κοββαντζής, "Ηλεκτρολυτική παραγωγή υδρογόνου με τη χρήση ΑΠΕ", Μεταπτ. Διατριβή, Τμήμα. Μηχ. Περιβάλλ., Πολυτεχνείο Κρήτης, [2006]
- [96] Ά. Κορνελάκης, "Βελτιστοποίηση σχεδιασμού και αξιολόγηση συστήματος φωτοβολταϊκών στοιχείων για την παραγωγή ενέργειας σε ηλεκτρικά δίκτυα", Διπλ. Διατριβή, Τμήμα. Ηλ. Μηχ. και Μηχ. Η/Υ., Πολυτεχνείο Κρήτης, 2008
- [97] Ε. Κουτρούλης, "Design Methodology for a generalized energy management system for photovoltaic and wind generator applications", Ph.D. Dissertation, Dept. Electr. and Comp. Engin., Technical Univ. Crete, 2002
- [98] Δ. Λαμπρίδης, Π. Ντοκόπουλος, Γ. Παπαγιάννης, *Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας*, τ.Α', Θεσσαλονίκη : Ζήτη, c2006
- [99] Β. Μπαλαδάκης, "Προσομοίωση διαφόρων τοπολογιών υβριδικού φωτοβολταϊκού-αιολικού συστήματος και ανάπτυξη αλγορίθμων διαχείρισης της ενέργειας σε αυτό (Energy Management System)", Διπλ. Διατριβή, Τμήμα. Ηλ. Μηχ. και Μηχ. Η/Υ., Πολυτεχνείο Κρήτης, 1998
- [100] Γ. Χαριπάντης, *Αναλογικά Ηλεκτρονικά : Κυκλώματα-τεχνικές σχεδιασμού και εξομείωσης*, Αθήνα : Παπασωτηρίου, 2001
-

-
- [101] Γ. Ασημακόπουλος, "Εκοτεχνικά", Ειδικό Πλαίσιο Χωροταξικού Σχεδιασμού για τις Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας (Ν. 2742/1999,) Α΄ Φάση: Υποστηρικτική Μελέτη, Υπουργείο Περιβάλλοντος Χωροταξίας και Δημόσιων Έργων, Αθήνα, 2007
- [102] Greenpeace, "Ηλιακός ηλεκτρισμός στο σπίτι σας: ένας πρακτικός οδηγός από την Greenpeace για την εγκατάσταση φωτοβολταϊκών συστημάτων". [Online]. Available at : <http://www.scribd.com/doc/2192202/Greenpeace->
- [103] Βικιπαίδεια, "Φωτοβολταϊκό Σύστημα". [Online]. Available at: http://el.wikipedia.org/wiki/Φωτοβολταϊκό_σύστημα
- [104] Β. Στεργιόπουλος, Π. Τσιακάρας, "Οικονομία υδρογόνου και κυψέλες καυσίμου", Μεταπτ. Διατριβή Τμήμα Μηχ. Μηχ/κων, Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας, 2007. [Online]. Available at : http://library.tee.gr/digital/kdth/kdth_3460/kdth_3460_stergiopoulos.pdf
- [105] Wikipedia, "Energy density". [Online]. Available at : http://en.wikipedia.org/wiki/Energy_density
- [106] Jan Jantzen, "Design of Fuzzy Controllers". [Online]. Available at : <http://www.iau.dtu.dk/~jj/pubs/design.pdf>
- [107] Microstar Laboratories. "From PID to fuzzy control: taking the plunge cautiously". [Online]. Available at : <http://www.mstarlabs.com/control/fuzzypid.html>
- [108] Wikipedia, "Controller: control theory". [Online]. Available at: [http://en.wikipedia.org/wiki/Controller_\(control_theory\)](http://en.wikipedia.org/wiki/Controller_(control_theory))
- [109] Cuthbert A. Nyack, "PID Controller". [Online]. Available at: http://controlcan.homestead.com/files/Controller/controlcontroller2p_t1t2_pid.htm
- [110] Φαίδων-Ιωσήφ Ε. Νενεδάκης, "Αρχιτεκτονική Σχεδίαση Ασαφούς Ελεγκτή σε VHDL", Διπλ. Διατριβή, Τμήμα. Ηλ. Μηχ. και Μηχ. Η/Υ., Πολυτεχνείο Κρήτης, 2005
- [111] Kevin M.Passino and Stephen Yurkovich, *Fuzzy Control*, Menlo Park, Calif.: Prentice Hall, 1997. [Online]. Available at: <http://www2.ece.ohio-state.edu/~passino/FCbook.pdf>
- [112] Abdullah I. Al-Odienat and Ayman A. Al-Lawama. "The advantages of PID fuzzy controllers over the conventional types", American Journal of Applied Sciences, vol. 5(6), pp. 653-658, Jun. 2008. [Online]. Available at: <http://www.scipub.org/fulltext/ajas/ajas56653-658.pdf>
- [113] Υπουργείο ανάπτυξης. Γενική διεύθυνση ενέργειας. Διεύθυνση ανανεώσιμων πηγών και εξοικονόμησης ενέργειας. "Νόμος 3468/2006". [Online]. Available at: http://www.ypan.gr/docs/N_3468-2006_APE.doc
- [114] James H. Taylor, "Tutorial guide: enhanced MATLAB tools for linear and nonlinear system stability analysis". [Online]. Available at: http://www.ee.unb.ca/jtaylor/distrib02/stab_manual.pdf
- [115] Wikipedia, "Hall effect". [Online]. Available at: http://en.wikipedia.org/wiki/Hall_effect
- [116] Larminie, James and Dicks, Andrew, *Fuel Cell Systems Explained*, 2nd ed., West Sussex, England: Wiley, 2003. [Online]. Available at: <http://klpcb.cnu.edu.cn/Shiwu/UpLoad/200722810917.pdf>
- [117] Παπατσώρης, Αναστάσιος Δ. [κ.ά] "Διερεύνηση κατάλληλης συνδεσμολογίας φωτοβολταϊκών μονάδων και τεχνικών σχεδιασμού dc-dc προσαρμογέων για βέλτιστη προσαρμογή του φωτοβολταϊκού συστήματος σε διάφορα φορτία", ΕΠΕΑΕΚ II, : Αρχιμήδης Ι - Ενίσχυση των ερευνητικών ομάδων στα ΤΕΙ, ΤΕΙ Σερρών: Σέρρες, 2007. [Online]. Available at: http://www.teiser.gr/arximidis/pdf/ΜΠΑΛΟΥΚΤΖΗΣ/paradoteo_3_1.pdf
-

-
- [118] Faranda, Roberto and Leva, Sonia, "Energy comparison of MPPT techniques for PV systems", *WSEAS transactions on power systems*, vol. 3(6), pp. 446-455, Jun. 2008. [Online]. Available at: <http://www.wseas.us/e-library/transactions/power/2008/27-545.pdf>
- [119] Mammano, Bob, *Load Sharing with Paralleled Power Supplies*, Texas: Texas Instruments, c2001. [Online]. Available at: <http://focus.ti.com/lit/ml/slup094/slup094.pdf>
- [120] Samson, G.T. Undeland, T.M. Ullberg, O. Vie, P.J.S., "Optimal Load Sharing Strategy in a Hybrid Power System based on PV/Fuel Cell/Battery/Supercapacitor", *2009 International Conference on Clean Electrical Power*, pp. 141-146. [Online]. Available at: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=05212070>
- [121] Υπουργείο Ανάπτυξης. Τομέας Ενέργειας και Φυσικών Πόρων, "Αιολική ενέργεια: μύθοι και πραγματικότητα". [Online]. Available at: <http://www.ypan.gr/ape/energeia.php?cat=aioliki&subcat=mithoi>
- [122] Κέντρο Ανανεώσιμων Πηγών και Εξοικονόμησης Ενέργειας. [Online]. Available at: www.cres.gr
- [123] Ρυθμιστική Αρχή Ενέργειας. [Online]. Available at: www.rae.gr
- [124] ΑΤΕΙ Κρήτης. Σχολή Τεχνικών Εφαρμογών. Τμήμα Ηλεκτρολογίας. Εργαστήριο Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας. [Online]. Available at: <http://eed.stef.teicrete.gr/labs/eps/>
- [125] ΔΕΗ Α.Ε. [Online]. Available at: <http://www.dei.gr/>
- [126] Υπουργείο Ανάπτυξης. Νόμος 3468/2006, *Παραγωγή Ηλεκτρικής Ενέργειας από Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας και Συμπαράγωγή Ηλεκτρισμού και Θερμότητας Υψηλής Απόδοσης και λοιπές διατάξεις*, Φ.Ε.Κ. Α' 129/27.06.2006. [Online]. Available at: http://www.ypan.gr/docs/N_3468-2006_APE.doc

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ `Α - Σχεδιασμός των FLC

Για την σχεδίαση των συναρτήσεων συμμετοχής των FLC χρησιμοποιήθηκε το γραφικό περιβάλλον του anfis editor του MATLAB. Η παραμετροποίηση των Ασαφών Ελεγκτών έγινε (για όλες τις περιπτώσεις) βάσει των παρακάτω επιλογών :

AND Method : **min**, OR Method : **max**, Implication : **min**, Aggregation : **max**, Defuzzification : **Centroid**

Η ανάλυση και εξαγωγή των λογικών συμπερασμάτων (inference method) έγινε με τη μέθοδο Mamdani. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται συχνά σε **ελεγκτές ανάδρασης** (*feedback controllers*) και επιλέχτηκε α. για την προσαρμοστικότητα και καθολικότητα που παρουσιάζει στις εφαρμόσιμες λύσεις της και β. για την ευκολία σχεδίασης και ρύθμισης των ελεγκτών της. Η αντίδραση ελέγχου, που προκύπτει από κατάλληλη παρέμβαση στο σύστημα με διαμόρφωση των τιμών της εξόδου των FLC, διαμορφώνεται ανάλογα με τις τιμές που λαμβάνουν οι μετρικές των μεταβλητών που ορίστηκαν ως 'σφάλμα' στις εισόδους του εκάστοτε ελεγκτή.

Μαθηματικά αυτό εκφράζεται ως : $u(t) = K_c * e(t) + u_0$, όπου το $u(t)$ αναπαριστά τη δράση ελέγχου στο χρόνο, το $e(t) = y_s(t) - y(t)$ αναπαριστά το σφάλμα στο χρόνο, το K_c συμβολίζει το κέρδος του ελεγκτή και το u_0 την πόλωση εξόδου, δηλαδή την τιμή που πρέπει να έχει η έξοδος όταν δεν ανιχνεύεται σήμα λάθους στην είσοδο του ελεγκτή ώστε το σύστημα να λειτουργεί κανονικά. Είναι ιδιαίτερα σημαντικό η δράση ελέγχου u να συμμορφώνεται σύμφωνα με τις αλλαγές της ελεγχόμενης μεταβλητής y (αρνητική ανάδραση). Ανάλογα με το πρόσημο του κέρδους του ελεγκτή διακρίνονται δύο περιπτώσεις. Στην πρώτη περίπτωση που το κέρδος θεωρείται θετικό η αύξηση της μετρούμενης μεταβλητής y απαιτεί ανάλογη μείωση της δράσης ελέγχου u (reverse-acting control). Στην δεύτερη περίπτωση που το κέρδος θεωρείται αρνητικό η αύξηση της μετρούμενης μεταβλητής y απαιτεί ανάλογη αύξηση της δράσης ελέγχου u (direct-acting control).

Η σχεδίαση ενός FLC απαιτεί αρκετές σχεδιαστικές επιλογές σχετικά με τους **γλωσσικούς κανόνες** (*linguistic rules*), τη **μηχανή συμπερασμάτων** (*inference engine*), την **αποασαφοποίηση** (*defuzzification*) και την **προ- και μετ- επεξεργασία των δεδομένων** (*pre- & post- data processing*). Δυστυχώς, παρά την πλούσια βιβλιογραφία γύρω από τη θεωρία των Ασαφών Συστημάτων, δεν έχει αναπτυχθεί κάποια κοινά αποδεκτή πρότυπη συστημική διαδικασία που να υποδεικνύει τον τρόπο προσέγγισης του προβλήματος εύρεσης των αντίστοιχων σχεδιαστικών αποφάσεων. Έτσι, υπάρχουν κάποιοι ελάχιστοι γενικοί κανόνες παραμετροποίησης των Ασαφών Ελεγκτών.

Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκαν κυρίως μέθοδοι **αριθμητικής ανάλυσης** και **ημι-μηχανιστικού μοντελισμού**. Επίσης αναπτύχθηκαν μέθοδοι υποβοήθησης που στηρίχθηκαν σε αναδρομικές προσεγγίσεις μέσω ΤΝΔ και υιοθετήθηκαν λύσεις όπως οι σχεδιαστικές επιλογές του Jan Jantzen [106] που βασίζονται στη χρήση PID ελεγκτών. Οι FLC που προέκυψαν μπορούν να χωριστούν σε δύο κύριες κατηγορίες. Αυτούς των οποίων η δράση συμβάλει στην αύξηση της συλλεκτικής απόδοσης του συστήματος (MPPT) και σε αυτούς που εστιάζουν στην ποιοτική και εύρωστη λειτουργία του (φίλτρα). Οι είσοδοι όλων των ελεγκτών της εργασίας τροφοδοτούνται από σήματα ‘λάθους’ που ορίζονται ως η διαφορά μεταξύ της **επιθυμητής τιμής** (*set value*) και της **τρέχουσας τιμής** (*current or measured value*).

PIDVSFLC.fis

```
[Input1]
Name='error'
Range=[-2 2]
MF1='NegativeError':'trimf',[-2 -1 0]
MF2='NoError':'trimf',[-0.2 0 0.2]
MF3='PositiveError':'trimf',[0 1 2]

[Input2]
Name='error-rate'
Range=[-0.01 0.01]
MF1='ErrorDrop':'trimf',[-0.01 -0.005 1.735e-018]
MF2='ErrorRise':'trimf',[1.735e-018 0.005 0.01]
MF3='SteadyErrorRate':'trimf',[-0.001 1.735e-018 0.001]

[Output1]
Name='FuzzyOutput'
Range=[-20000 20000]
MF1='DecreaseFast':'trimf',[-182000 -16000 -1600]
MF2='OK':'trimf',[-9088 0 9093]
MF3='IncreaseFast':'trimf',[1600 16000 182000]
MF4='Decrease':'trimf',[-15750 -7880 -3940]
MF5='Increase':'trimf',[3940 7884 15760]

[Rules]
1 1, 4 (1) : 1
1 2, 1 (1) : 1
1 3, 4 (1) : 1
3 2, 3 (1) : 1
3 1, 5 (1) : 1
3 3, 5 (1) : 1
2 1, 4 (1) : 1
2 2, 5 (1) : 1
2 3, 2 (1) : 1
```

FUZZY_PowerDiv.fis

```
[Input1]
Name='error'
Range=[-1 1]
MF1='NegativeError':'trimf',[-2.498 -1 0]
MF2='NoError':'trimf',[-1 0 1]
MF3='PositiveError':'trimf',[0 1 2.5]

[Input2]
Name='error-rate'
Range=[-0.008 0.008]
MF1='ErrorDrop':'trimf',[-8 -0.008 -3.636e-006]
MF2='ErrorRise':'trimf',[-3.636e-006 0.008 7.999]
MF3='SteadyErrorRate':'trimf',[-0.008 -3.636e-006 0.008]

[Output1]
Name='FuzzyOutput'
Range=[-300 300]
MF1='DecreaseFast':'trimf',[-450.3 -300 -150]
MF2='Decrease':'trimf',[-300 -150 0]
MF3='OK':'trimf',[-150 0 150.2]
MF4='Increase':'trimf',[0 150.2 300]
MF5='IncreaseFast':'trimf',[150.2 300 449.7]
```

```
[Rules]
1 1, 2 (1) : 1
1 2, 1 (1) : 1
1 3, 2 (1) : 1
3 1, 5 (1) : 1
3 2, 4 (1) : 1
3 3, 4 (1) : 1
2 1, 2 (1) : 1
2 2, 4 (1) : 1
2 3, 3 (1) : 1
```

FUZZY_DCDC_B.fis

```
[Input1]
Name='error'
Range=[-100 100]
MF1='NegativeError':'trimf',[-2001 -15 0]
MF2='NoError':'trimf',[-15 0 15]
MF3='PositiveError':'trimf',[0 15 2001]

[Input2]
Name='error-rate'
Range=[-0.1 0.1]
MF1='ErrorDrop':'trimf',[-100 -0.01 0]
MF2='ErrorRise':'trimf',[0 0.01 100]
MF3='SteadyErrorRate':'trimf',[-0.01 0 0.01]

[Output1]
Name='FuzzyOutput'
Range=[-5 5]
MF1='DecreaseFast':'trimf',[-50 -3.7 -1.8]
MF2='Decrease':'trimf',[-5 -1.666 0]
MF3='OK':'trimf',[-1.666 0 1.666]
MF4='Increase':'trimf',[0 1.666 5]
MF5='IncreaseFast':'trimf',[1.8 3.7 50]

[Rules]
1 1, 2 (1) : 1
1 2, 1 (1) : 1
1 3, 2 (1) : 1
3 1, 5 (1) : 1
3 2, 4 (1) : 1
3 3, 4 (1) : 1
2 1, 2 (0) : 1
2 2, 4 (0) : 1
2 3, 3 (1) : 1
```

FUZZY_DCDC_BB.fis

```
[Input1]
Name='error'
Range=[-1000 1000]
MF1='N':'trimf',[-10000 -50 10]
MF2='0':'trimf',[-100 0 100]
MF3='P':'trimf',[-10 60 10000]

[Output1]
Name='FuzzyOutput'
Range=[-2 2]
MF1='Dec':'trimf',[-40 -0.3 -0.1]
MF2='OK':'trimf',[-0.2 0 0.2]
MF3='Inc':'trimf',[0.1 0.3 40]

[Rules]
1, 1 (1) : 1
3, 3 (1) : 1
2, 2 (1) : 1
```

FUZZY_DCAC.fis

```
[Input1]
Name='error'
Range=[-0.5 0.5]
MF1='Neg':'trimf',[-3.75 -0.05 -0.05]
MF2='HZ':'trimf',[-0.1 0 0.1]
MF3='Pos':'trimf',[0.05 0.05 3.75]

[Output1]
Name='ControlSignal'
Range=[-1 1]
MF1='-':'trimf',[-2.5 -0.025 -0.025]
MF2='0':'trimf',[-0.005167 0 0.004833]
MF3='+':'trimf',[0.025 0.025 2.5]
```

```
[Rules]
1, 1 (1) : 1
3, 3 (1) : 1
2, 2 (1) : 1
```

FUZZY_DCAC_ANALOG.fis

```
[Input1]
Name='Iref-iL'
Range=[-2 2]
MF1='Neg': 'trimf', [-5 -2 0]
MF2='OK': 'trimf', [-2 0 2]
MF3='Pos': 'trimf', [0 2 5]
```

```
[Output1]
Name='control'
Range=[-10 10]
MF1='-': 'trimf', [-50 -10 0]
MF2='0': 'trimf', [-10 0 10]
MF3='+': 'trimf', [0 10 50]
```

```
[Rules]
1, 1 (1) : 1
3, 3 (1) : 1
2, 2 (1) : 1
```

FUZZY_DegreesSet.fis

```
[Input1]
Name='Power'
Range=[-2 2]
MF1='OVERLIMIT!': 'trimf', [-8 -2 0.05]
MF2='OK!': 'trimf', [-1 0 1]
MF3='UnderLimit': 'trimf', [-0.05 2 8]
```

```
[Input2]
Name='change'
Range=[-1 1]
MF1='Negative': 'trimf', [-1.1 -1 -0.8]
MF2='Zero': 'trimf', [-0.8 0 0.8]
MF3='Positive': 'trimf', [0.8 1 1.1]
```

```
[Output1]
Name='Degrees'
Range=[-80 80]
MF1='OK': 'trimf', [-1.785 0 1.785]
MF2='ChockMORE': 'trimf', [60 80 240]
MF3='LoosenMORE': 'trimf', [-240 -80 -60]
MF4='Loosen': 'trimf', [-50 -40 -30]
MF5='Chock': 'trimf', [30 40 50]
```

```
[Rules]
2 2, 1 (1) : 1
3 0, 3 (1) : 1
1 0, 2 (1) : 1
2 3, 5 (1) : 1
2 1, 4 (1) : 1
```

FUZZY_GearSet_AC.fis

```
[Input1]
Name='error'
Range=[-20 20]
MF1='Negative': 'trimf', [-40 -20 0]
MF2='NOerror': 'trimf', [-10 0 10]
MF3='Positive': 'trimf', [0 20 40]
```

```
[Input2]
Name='error-dot'
Range=[-20 20]
MF1='Negativechange': 'trimf', [-60 -20 0]
MF2='Positivechange': 'trimf', [0 20 60]
MF3='NOchange': 'trimf', [-10 0 10]
```

```
[Output1]
Name='RPSChanger'
Range=[-15 15]
MF1='DecreaseMORE': 'trimf', [-30 -15 -10]
MF2='OK': 'trimf', [-5 0 5]
MF3='Increase': 'trimf', [0 6.706 15]
MF4='Decrease': 'trimf', [-15 -7.5 0]
MF5='IncreaseMORE': 'trimf', [10 15 45]
```

```
[Rules]
1 1, 4 (1) : 1
2 1, 3 (1) : 1
3 1, 5 (1) : 1
1 3, 4 (1) : 1
2 3, 2 (1) : 1
3 3, 3 (1) : 1
1 2, 1 (1) : 1
2 2, 4 (1) : 1
3 2, 3 (1) : 1
```

FUZZY_CVT.fis

```
[Input1]
Name='error'
Range=[0 100]
MF1='NegativeError':'trimf',[-75 0 50]
MF2='NoError':'trimf',[0 50 100]
MF3='PositiveError':'trimf',[50 100 175]

[Input2]
Name='error-rate'
Range=[-0.1 0.1]
MF1='ErrorDrop':'trimf',[-100 -0.1 0]
MF2='ErrorRise':'trimf',[0 0.1 100]
MF3='SteadyErrorRate':'trimf',[-0.1 0 0.1]

[Output1]
Name='FuzzyOutput'
Range=[-1 1]
MF1='DecreaseFast':'trimf',[-1.5 -1 -0.5]
MF2='Decrease':'trimf',[-1 -0.5 0]
MF3='OK':'trimf',[-0.5 0 0.5]
MF4='Increase':'trimf',[0 0.5 1]
MF5='IncreaseFast':'trimf',[0.5 1 1.5]

[Rules]
1 1, 4 (1) : 1
1 2, 5 (1) : 1
1 3, 4 (1) : 1
3 1, 1 (1) : 1
3 2, 2 (1) : 1
3 3, 2 (1) : 1
2 1, 4 (1) : 1
2 2, 2 (1) : 1
2 3, 3 (1) : 1
```

FUZZY_Beta_AC.fis

```
[Input1]
Name='Regulator'
Range=[0 1]
MF1='Normal':'trimf',[-1 0 0.999]
MF2='High':'trimf',[0.9995 1 2]

[Input2]
Name='Divergence'
Range=[-15 15]
MF1='NH':'trimf',[-27 -5 -2]
MF2='Zero':'trimf',[-0.01 0 0.01]
MF3='PH':'trimf',[2 5 27]
MF4='PS':'trimf',[0.04762 1.505 2.505]
MF5='NS':'trimf',[-2.495 -1.495 -0.04762]

[Input3]
Name='DivergenceDot'
Range=[-5 5]
MF1='N':'trimf',[-9 -5 -1.2]
MF2='Zero':'trimf',[-1.5 0 1.5]
MF3='P':'trimf',[1.2 5 9]

[Input4]
Name='betaFeedback'
Range=[0 55]
MF1='P':'trimf',[0.01 5 500]

[Output1]
Name='Beta'
Range=[-30 30]
MF1='MuchLowerAngle':'trimf',[-60 -30 -15]
MF2='OK':'trimf',[-0.02727 0 0.02727]
MF3='MuchHigherAngle':'trimf',[15 30 60]
MF4='HigherAngle':'trimf',[0.02727 7.5 15]
MF5='LowerAngle':'trimf',[-15 -7.5 -0.02727]
```

```
[Rules]
2 2 2 0, 2 (1) : 1
2 4 -2 0, 2 (1) : 1
2 5 -2 0, 2 (1) : 1
2 5 2 0, 5 (1) : 1
2 1 2 0, 1 (1) : 1
2 4 2 -1, 4 (1) : 1
2 3 2 -1, 3 (1) : 1
1 2 0 0, 2 (1) : 1
1 -2 0 0, 1 (1) : 1
1 0 0 1, 1 (1) : 1
```

FUZZY_Beta_DC.fis

```
[Input1]
Name='Regulator'
Range=[0 6]
MF1='Normal': 'trimf', [-6 0 5.994]
MF2='High': 'trimf', [5.997 6 12]

[Input2]
Name='Divergence'
Range=[-15 15]
MF1='NH': 'trimf', [-27 -5 -2]
MF2='Zero': 'trimf', [-0.01 0 0.01]
MF3='PH': 'trimf', [2 5 27]
MF4='PS': 'trimf', [0.04762 1.505 2.505]
MF5='NS': 'trimf', [-2.495 -1.495 -0.04762]

[Input3]
Name='DivergenceDot'
Range=[-5 5]
MF1='N': 'trimf', [-9 -5 -1.2]
MF2='Zero': 'trimf', [-1.5 0 1.5]
MF3='P': 'trimf', [1.2 5 9]

[Input4]
Name='betaFeedback'
Range=[0 55]
MF1='P': 'trimf', [0.01 5 500]

[Output1]
Name='Beta'
Range=[-30 30]
MF1='MuchLowerAngle': 'trimf', [-60 -30 -15]
MF2='OK': 'trimf', [-0.02727 0 0.02727]
MF3='MuchHigherAngle': 'trimf', [15 30 60]
MF4='HigherAngle': 'trimf', [0.02727 7.5 15]
MF5='LowerAngle': 'trimf', [-15 -7.5 -0.02727]

[Rules]
2 2 2 0, 2 (1) : 1
2 4 -2 0, 2 (1) : 1
2 5 -2 0, 2 (1) : 1
2 5 2 0, 5 (1) : 1
2 1 2 0, 1 (1) : 1
2 4 2 -1, 4 (1) : 1
2 3 2 -1, 3 (1) : 1
1 2 0 0, 2 (1) : 1
1 -2 0 0, 1 (1) : 1
1 0 0 1, 1 (1) : 1
```

FUZZY_Reg_AC.fis

```
[Input1]
Name='Tw-Te'
Range=[-300 300]
MF1='NH': 'trimf', [-1000 -210 -147]
MF2='Zero': 'trimf', [-12 0 12]
MF3='NS': 'trimf', [-150 -110 -77]
MF4='PS': 'trimf', [77 110 150]
MF5='PH': 'trimf', [147 210 1000]
MF6='NZ': 'trimf', [-80 -40 -10]
MF7='PZ': 'trimf', [10 40 80]

[Input2]
Name='IdealRatioDivergence'
Range=[-5 5]
MF1='MuchLowerThanIdeal': 'trimf', [-9 -5 -0.97]
MF2='OK': 'trimf', [-0.0215606936416182 -0.0115606936416182 -0.00156069364161816]
MF3='MuchHigherThanIdeal': 'trimf', [0.97 5 9]
MF4='LowerThanIdeal': 'trimf', [-1 -0.5 -0.009]
MF5='HigherThanIdeal': 'trimf', [0.009 0.5 1]
```

```
[Output1]
Name='Regulation'
Range=[-50 50]
MF1='DercMORE': 'trimf', [-500 -50 -9.9]
MF2='Incr': 'trimf', [0.08 5 10]
MF3='IncrMORE': 'trimf', [9.9 50 500]
MF4='OK': 'trimf', [-0.1 0 0.1]
MF5='Decr': 'trimf', [-10 -5 -0.08]
```

```
[Rules]
1 0, 1 (1) : 1
3 0, 5 (1) : 1
5 0, 3 (1) : 1
4 0, 2 (1) : 1
6 0, 5 (1) : 1
7 0, 2 (1) : 1
7 1, 1 (1) : 1
6 1, 1 (1) : 1
7 3, 3 (1) : 1
6 3, 3 (1) : 1
7 4, 5 (1) : 1
6 4, 5 (1) : 1
7 5, 2 (1) : 1
6 5, 2 (1) : 1
2 3, 3 (1) : 1
2 5, 2 (1) : 1
2 4, 5 (1) : 1
2 1, 1 (1) : 1
2 2, 4 (1) : 1
2 2, 4 (1) : 1
```

FUZZY_Reg_DC.fis

```
[Input1]
Name='Tw-Te'
Range=[-100 100]
MF1='NH': 'trimf', [-333.4 -70 -49]
MF2='Zero': 'trimf', [-4 0 4]
MF3='NS': 'trimf', [-50 -36.67 -25.66]
MF4='PS': 'trimf', [25.65 36.65 50]
MF5='PH': 'trimf', [49 70 333.3]
MF6='NZ': 'trimf', [-26.66 -13.34 -3.335]
MF7='PZ': 'trimf', [3.35 13.35 26.65]

[Input2]
Name='IdealRatioDivergence'
Range=[-5 5]
MF1='MuchLowerThanIdeal': 'trimf', [-9 -5 -0.97]
MF2='OK': 'trimf', [-0.0215606936416182 -0.0115606936416182 -0.00156069364161816]
MF3='MuchHigherThanIdeal': 'trimf', [0.97 5 9]
MF4='LowerThanIdeal': 'trimf', [-1 -0.5 -0.009]
MF5='HigherThanIdeal': 'trimf', [0.009 0.5 1]
```

```
[Output1]
Name='Regulation'
Range=[-10 10]
MF1='DercMORE': 'trimf', [-100 -10 -1.98]
MF2='Incr': 'trimf', [0.016 1 2]
MF3='IncrMORE': 'trimf', [1.98 10 100]
MF4='OK': 'trimf', [-0.02 0 0.02]
MF5='Decr': 'trimf', [-2 -1 -0.016]
```

```
[Rules]
1 0, 1 (1) : 1
3 0, 5 (1) : 1
5 0, 3 (1) : 1
4 0, 2 (1) : 1
6 0, 5 (1) : 1
7 0, 2 (1) : 1
7 1, 1 (1) : 1
6 1, 1 (1) : 1
7 3, 3 (1) : 1
6 3, 3 (1) : 1
7 4, 5 (1) : 1
6 4, 5 (1) : 1
7 5, 2 (1) : 1
6 5, 2 (1) : 1
2 3, 3 (1) : 1
2 5, 2 (1) : 1
2 4, 5 (1) : 1
2 1, 1 (1) : 1
2 2, 4 (1) : 1
2 2, 4 (1) : 1
```

FUZZY_Orientation.fis

```
[Input1]
Name='sin-cos'
Range=[-10 10]
MF1='neg': 'trimf', [-30 -10 0]
MF2='0': 'trimf', [-10 0 10]
MF3='pos': 'trimf', [0 10 23.34]

[Input2]
Name='insolation'
Range=[0 10]
MF1='zero': 'trimf', [-4 0 0.1]
MF2='medium': 'trimf', [0 0.2 0.4]
MF3='intense': 'trimf', [0.3 0.4 100]

[Output1]
Name='output'
Range=[-90 90]
MF1='East': 'trimf', [-180 -90 0]
MF2='OK': 'trimf', [-90 0 90]
MF3='West': 'trimf', [0 90 180]
MF4='east-80': 'trimf', [-30 -20 -10]

[Rules]
3 0, 1 (1) : 1
1 0, 3 (1) : 1
2 2, 2 (1) : 1
2 3, 2 (1) : 1
2 1, 4 (1) : 1
```

FUZZY_PV_MPPT.fis

```
[Input1]
Name='dP'
Range=[-1 1]
MF1='NB': 'trimf', [-2.5 -1 -0.5]
MF2='ZZ': 'trimf', [-0.5 0 0.5]
MF3='PB': 'trimf', [0.5 1 2.5]
MF4='NS': 'trimf', [-1 -0.5 0]
MF5='PS': 'trimf', [0 0.5 1]

[Input2]
Name='dI'
Range=[-0.01 0.01]
MF1='N': 'trimf', [-9.996 -0.01 0]
MF2='P': 'trimf', [0 0.01 9.992]
MF3='Z': 'trimf', [-0.01 0 0.01]

[Output1]
Name='Iref'
Range=[-7 7]
MF1='NB': 'trimf', [-9.332 -7 -4.662]
MF2='NM': 'trimf', [-7 -4.662 -2.332]
MF3='NS': 'trimf', [-4.662 -2.332 0.001812]
MF4='ZZ': 'trimf', [-2.332 0.001812 2.332]
MF5='PS': 'trimf', [0.001812 2.332 4.666]
MF6='PM': 'trimf', [2.332 4.666 7]
MF7='PB': 'trimf', [4.666 7 9.33]

[Rules]
3 2, 7 (1) : 1
5 2, 6 (1) : 1
3 1, 1 (1) : 1
5 1, 2 (1) : 1
1 2, 1 (1) : 1
4 2, 2 (1) : 1
1 1, 7 (1) : 1
4 1, 6 (1) : 1
3 3, 6 (0.5) : 1
5 3, 5 (0.5) : 1
1 3, 2 (0.5) : 1
4 3, 3 (0.5) : 1
2 2, 5 (0.5) : 1
2 1, 3 (0.5) : 1
2 3, 4 (0.25) : 1
```

Ο παραπάνω αλγόριθμος ασαφούς λογικής αναζητά το σημείο μέγιστης ισχύος με heuristic μέθοδο (δηλαδή μια μέθοδο που ανακαλύπτει λύσεις χωρίς κρίση) σύμφωνα με τον μετα-κανόνα : «Εαν η προηγούμενη αλλαγή στο ρεύμα αναφοράς (*Iref*) προκάλεσε αυξηση της παραγόμενης ισχύος, τότε διατήρησε την ίδια φορά επέμβασης, διαφορετικά, εάν προκάλεσε την πτώση της παραγόμενης ισχύος, τότε άλλαξε τη φορά επέμβασης.» Η λογική ελέγχου που περιγράφεται παραπάνω αποτυπώνεται στους 8 πρώτους κανόνες του πεδίου [Rules].

Οι κανόνες 9 έως 12 προστίθενται επειδή οι χαρακτηριστικές καμπύλες ενδέχεται να αλλάξουν με τη θερμοκρασία και την ένταση του ηλιακού φωτός, μετακινώντας το MPP.

Από τις εξομοιώσεις διαπιστώθηκε ότι ένα σημαντικό χαρακτηριστικό που πρέπει επίσης να προστεθεί είναι αυτό που θα προσφέρει μια τεχνητή αδράνεια στον ελεγκτή ώστε να αποτραπεί κάποια απότομη παύση του αλγορίθμου σε σημεία όπου ανιχνεύσει zero-crossing (πχ. λόγω κβαντοποίησης των μετρούμενων μεγεθών). Η ψηφιοποίηση μιας καμπύλης προκαλεί την κατάρτιση της σε μια σειρά από υψίπεδα, μεγαλύτερου ή μικρότερου πλάτους ανάλογα με την τοπική κλίση της καμπύλης. Όσο πιο μεγάλη είναι η καμπύλη, τόσο πιο μεγάλο και το πλάτος του υψίπεδου. Επειδή λοιπόν το MPP ικανοποιεί τη συνθήκη $dP/dI_{ref}=0$, ενδέχεται ο ελεγκτής να αναγνωρίζει ένα πλατύ υψίπεδο ως το σημείο MPP. Για να αποτραπεί μια τέτοια εσφαλμένη διαπίστωση, προστίθενται οι κανόνες 13 και 14.

Τέλος, ο κανόνας 15 προστίθεται για να σταθεροποιεί το σύστημα όταν πια έχει ανακαλυφθεί το MPP.

FUZZY_FC.fis

```
[Input1]
Name='EnergyIN'
Range=[-150 150]
MF1='Neg': 'trimf', [-150 -30 0]
MF2='0': 'trimf', [-0.01 0 0.01]
MF3='Pos': 'trimf', [0 30 150]

[Input2]
Name='HV_1IN'
Range=[-15 15]
MF1='Neg': 'trimf', [-15 -3 0]
MF2='0': 'trimf', [-0.01 0 0.01]
MF3='Pos': 'trimf', [0 3 15]

[Input3]
Name='HV_2IN'
Range=[-150 150]
MF1='Neg': 'trimf', [-150 -30 0]
MF2='0': 'trimf', [-0.01 0 0.01]
MF3='Pos': 'trimf', [0 30 150]

[Input4]
Name='LV_1IN'
Range=[-265 265]
MF1='Neg': 'trimf', [-265 -53 0]
MF2='0': 'trimf', [-0.01 0 0.01]
MF3='Pos': 'trimf', [0 53 265]

[Input5]
Name='LV2_IN'
Range=[-150 150]
MF1='Neg': 'trimf', [-150 -30 0]
MF2='0': 'trimf', [-0.01 0 0.01]
MF3='Pos': 'trimf', [0 30 150]

[Output1]
Name='EnergyOUT'
Range=[-0.2 0.2]
MF1='-1': 'trimf', [-5 -0.1 -0]
MF2='0': 'trimf', [-0.03 -0.02 -0.01]
MF3='1': 'trimf', [0 0.1 5]

[Rules]
1 0 0 0 0, 1 (1) : 1
2 0 0 0 0, 3 (1) : 1
3 0 0 0 0, 3 (1) : 1
0 0 0 1 1, 1 (0.01) : 1
0 0 0 2 1, 1 (0.01) : 1
0 0 0 3 1, 1 (0.01) : 1
0 0 0 1 2, 1 (0.01) : 1
0 0 0 2 2, 3 (1) : 1
0 0 0 3 2, 3 (1) : 1
0 0 0 1 3, 1 (0.01) : 1
0 0 0 2 3, 3 (1) : 1
0 0 0 3 3, 3 (1) : 1
0 1 1 0 0, 1 (0.01) : 1
0 2 1 0 0, 1 (0.01) : 1
0 3 1 0 0, 1 (0.01) : 1
0 1 2 0 0, 1 (0.01) : 1
0 2 2 0 0, 1 (0.01) : 1
0 3 2 0 0, 1 (0.01) : 1
0 1 3 0 0, 1 (0.01) : 1
0 2 3 0 0, 3 (1) : 1
0 3 3 0 0, 3 (1) : 1
```

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ `B - Προσομοιώσεις

Για τη μελέτη της συμπεριφοράς του Fuzzy MPPT αλγορίθμου της Α/Γ, εξετάστηκαν συνολικά 4 διαφορετικά σενάρια κλιματικών συνθηκών (*Wind Gusts, Statistical Data, Steady Slope, Stepwise*) τα οποία εφαρμόστηκαν σε 3 διαφορετικές εκδοχές της (*AC Generator, AC Generator with CVT gearbox, DC Generator*). Όπως προέκυψε από τις εξομοιώσεις, ο Fuzzy MPPT αλγόριθμος λειτούργησε άψογα σε όλες τις περιπτώσεις. Και οι 3 εκδοχές της Α/Γ ανταποκρίθηκαν εξίσου καλά, με τις μέσες μηχανικές αποδόσεις να κυμαίνονται από 22 % έως 47 % και τις μέσες ηλεκτρικές αποδόσεις από 81 % έως 84 % (δεν περιέχονται οι απώλειες του Μ/Σ που εκτιμήθηκαν στο 7 %).

Όπως ήταν αναμενόμενο, και οι 3 εκδοχές των Α/Γ παρουσίασαν καλύτερη συλλεκτική ικανότητα (περίπου 46 %) στο 4^ο σενάριο όπου υποβλήθηκαν σε ανέμους των οποίων η ταχύτητα άλλαζε βηματικά αλλά επίσης έμενε σταθερή για ένα μεγάλο ποσοστό του συνολικού χρόνου εξομοίωσης. Χειρότερη συλλεκτική ικανότητα (26 %) παρουσίασαν στο 2^ο σενάριο όπου υποβλήθηκαν σε ανέμους των οποίων η ταχύτητα άλλαζε πολύ συχνά. Στο 1^ο σενάριο όπου υποβλήθηκαν σε ριπές ανέμου ακολουθούμενες από μεγάλα χρονικά διαστήματα μέσης αιολικής δραστηριότητας η συλλεκτική ικανότητα έφτασε το 38 %, δηλαδή κάπου ανάμεσα στις μέσες επιδόσεις που παρουσίασαν οι Α/Γ κατά την εφαρμογή των δύο προαναφερθέντων σεναρίων. Στο 3^ο σενάριο και οι 3 Α/Γ υποβλήθηκαν σε ανέμους των οποίων η ταχύτητα αυξανόταν σταθερά (από 3 m/sec έως 20 m/sec) προκαλώντας ήδη από το δεύτερο μισό της εξομοίωσης συνθήκες που βρίσκονταν εκτός των ονομαστικών τιμών λειτουργίας των Α/Γ. Σε αυτό το ακραίο περιβάλλον καλύτερη συμπεριφορά παρουσίασε η Α/Γ με την ηλεκτρογεννήτρια συνεχούς ρεύματος, κυρίως επειδή η λειτουργία της δεν απαιτεί τη χρήση κάποιου κιβώτιου ταχυτήτων και το παραγόμενο ρεύμα δεν απαιτεί κάποιου είδους ανόρθωση. Στις υπόλοιπες περιπτώσεις, την καλύτερη συλλεκτική ικανότητα, ασχέτως σεναρίου, την παρουσίασε η Α/Γ που φέρει το CVT κιβώτιο ταχυτήτων.

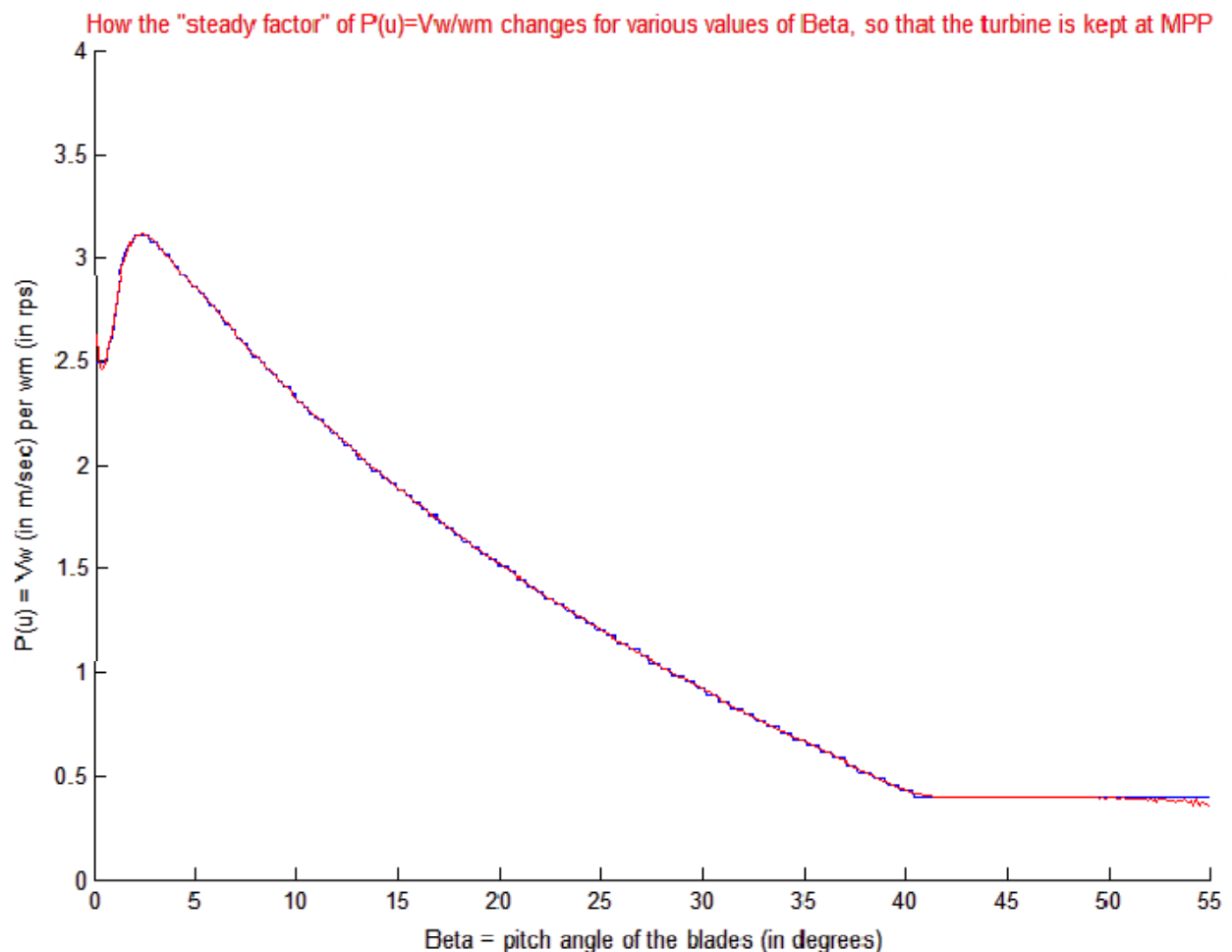
Οι εξομοιώσεις επιβεβαιώνουν επίσης την άψογη συνεργασία μεταξύ των FLGRC και FLBS ελεγκτών, οι οποίοι λειτουργούν ακριβώς όπως σχεδιάστηκαν, με τον 1^ο (ηλεκτρικό ρυθμιστή διέγερσης στάτορα) να έχει την προτεραιότητα των επεμβάσεων έναντι του 2^{ου} (μηχανικού ρυθμιστή κλίσης πτερυγίων).

Εξίσου καλά λειτουργεί και ο FLYDC ελεγκτής που (όταν ενεργοποιείται) αναλαμβάνει την εκτροπή του πύργου της Α/Γ ώστε να διατηρήσει την πρόσληψη της ενέργειας του ανέμου κάτω από ένα προκαθορισμένο όριο (PWMAX) ώστε να μην καταπονηθούν έντονα τα μηχανικά μέρη του συστήματος.

Τέλος, οι εκδόσεις των Α/Γ που λειτουργούν με το κιβώτιο ταχυτήτων ελεγχόμενο από ΤΝΔ, παρουσιάζουν ικανοποιητική συλλεκτική ικανότητα ηλεκτρικής ενέργειας η οποία όμως υπολείπεται έναντι των εκδόσεων με το αυτόματο κιβώτιο ταχυτήτων κατά ένα ποσοστό. Πιο συγκεκριμένα : κατά -0.5 % για τις ριπές ανέμου (1^ο σενάριο), -4.3 % για ρεαλιστική (και σχετικά έντονη) αιολική δραστηριότητα (2^ο σενάριο), -12 % για ανέμους που αυξάνονται σταθερά λαμβάνοντας ακραίες τιμές (3^ο σενάριο) και -1.1 % για τις βηματικές αλλαγές (4^ο σενάριο).

Αυτά τα τελευταία αποτελέσματα οφείλονται σε κάποιο βαθμό και στο ότι τα ΤΝΔ ήταν σχεδιασμένα για να εκτιμούν τις κατάλληλες σχέσεις ταχυτήτων για την εκδοχή της Α/Γ που διατηρούσε την κλίση των πτερυγίων της (pitch angle ή beta) σταθερή (και συγκεκριμένα ίση με 2 μοίρες). Όπως λοιπόν αναφέρθηκε και στην παράγραφο 7.2, για την πληρέστερη πληροφόρηση των ελεγκτών σχετικά με το πως διαμορφώνονται τα αεροδυναμικά χαρακτηριστικά της Α/Γ για κάθε τιμή της γωνίας κλίσης των πτερυγίων, απαιτείται ο υπολογισμός του $P(u)$ πολυωνύμου ($P(u) = V_w / w_m$) παραμετρικά ως προς το beta.

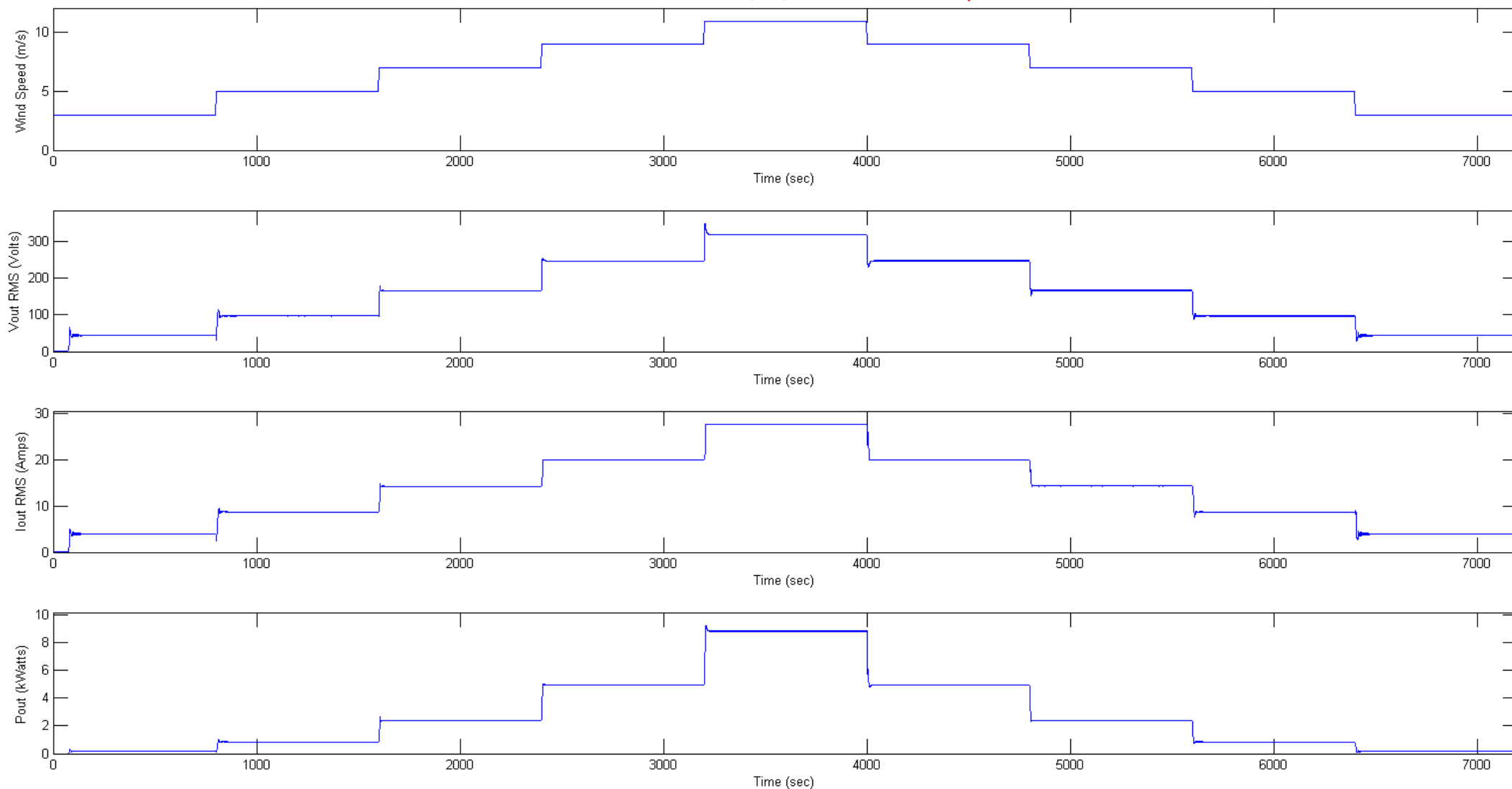
Ο κώδικας του αρχείου που δημιουργήθηκε για να υπολογίσει την συμπεριφορά του $P(u)$ παραμετρικά ως προς το beta, ώστε να μελετηθεί ο κατάλληλος αριθμός αυξομείωσης της γωνιακής ταχύτητας του άξονα της Α/Γ σε σχέση με την ταχύτητα του ανέμου στην μετώπη της εξασφαλίζοντας την μέγιστη δυνατή παραγωγή ισχύος της Α/Γ σε κάθε περίπτωση, παρατίθεται αναλυτικά στο τέλος του παραρτήματος Γ (beta_to_Pu.m). Στο ακόλουθο σχήμα παρουσιάζεται η γραφική παράσταση στην οποία αποτυπώνεται η σχέση του V_w / w_m , παραμετρικά ως προς την γωνία κλίσης beta.



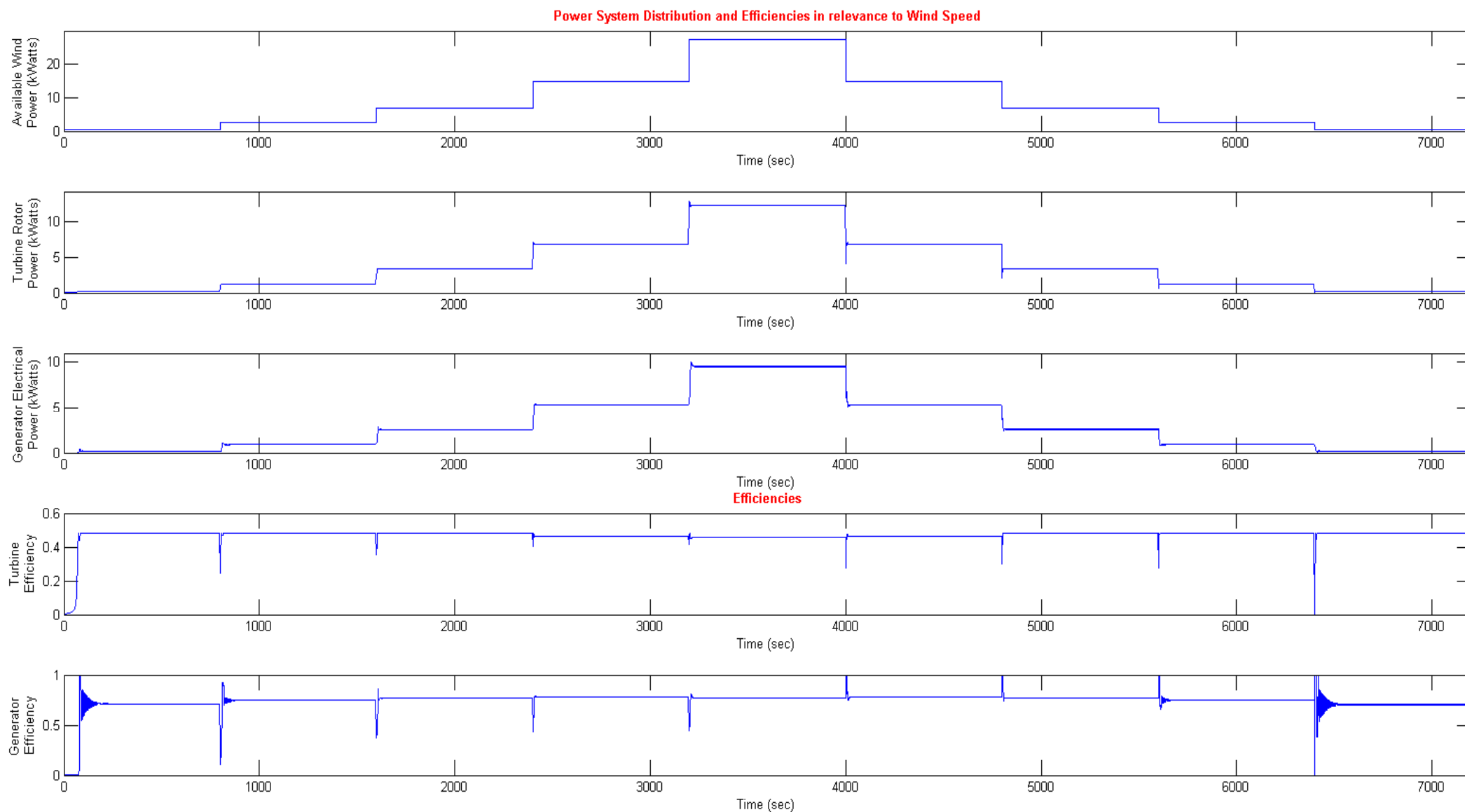
‘AC GEN SIMS’ > Scenario 4 - Stepwise (Figure 1, 2, 3, 4) [Generator : AC / Gear Setting : AUTO / Yaw Displacement : OFF]

Για καθαρά εποπτικούς λόγους επιλέχθηκε να παρουσιαστούν πρώτα τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του 4^{ου} σεναρίου, διότι οι βηματικές αλλαγές του ανέμου είναι διακριτές, βοηθώντας στην ξεκάθαρη αποτύπωση των μεταβολών και των υπόλοιπων μεγεθών. Στις γραφικές παραστάσεις που ακολουθούν αρχικά παρουσιάζεται το μέτρο της ταχύτητας του ανέμου και στη συνέχεια η τάση και ένταση του ρεύματος εξόδου καθώς και η παραγόμενη ηλεκτρική ισχύς. Με εξαίρεση την πρώτη γραφική παράσταση, οι επόμενες 3 παρουσιάζουν μια μικρή χρονική καθυστέρηση (≈ 80 sec). Αυτή η καθυστέρηση (η οποία μάλιστα γίνεται έκδηλη στα περισσότερα γραφήματα που ακολουθούν) οφείλεται στην ενέργεια που απορροφάται καθώς επιταχύνονται τα διάφορα κινητά τμήματα του συστήματος.

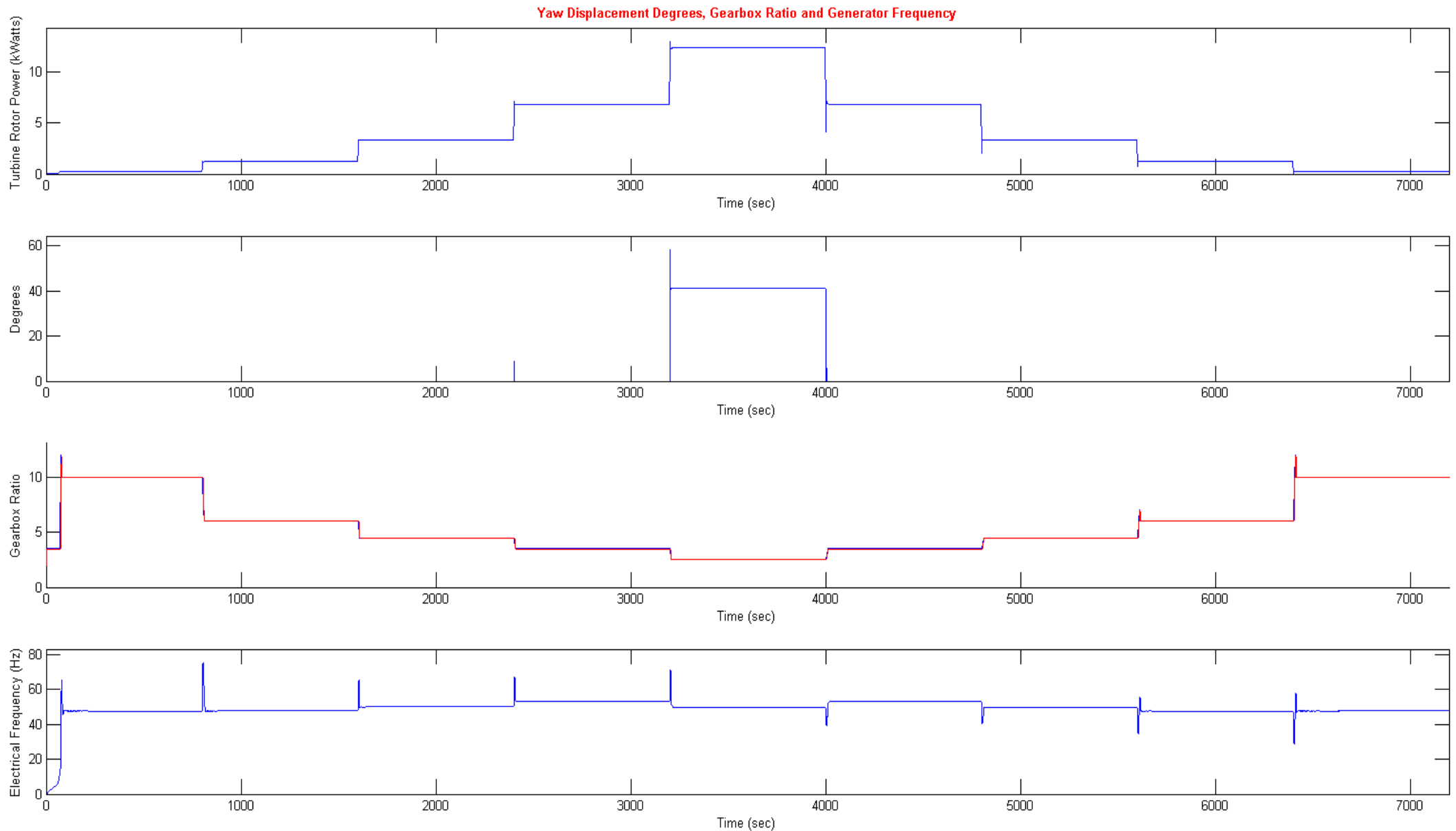
Wind Turbine extracted Vout, Iout, Pout in relevance to Wind Speed



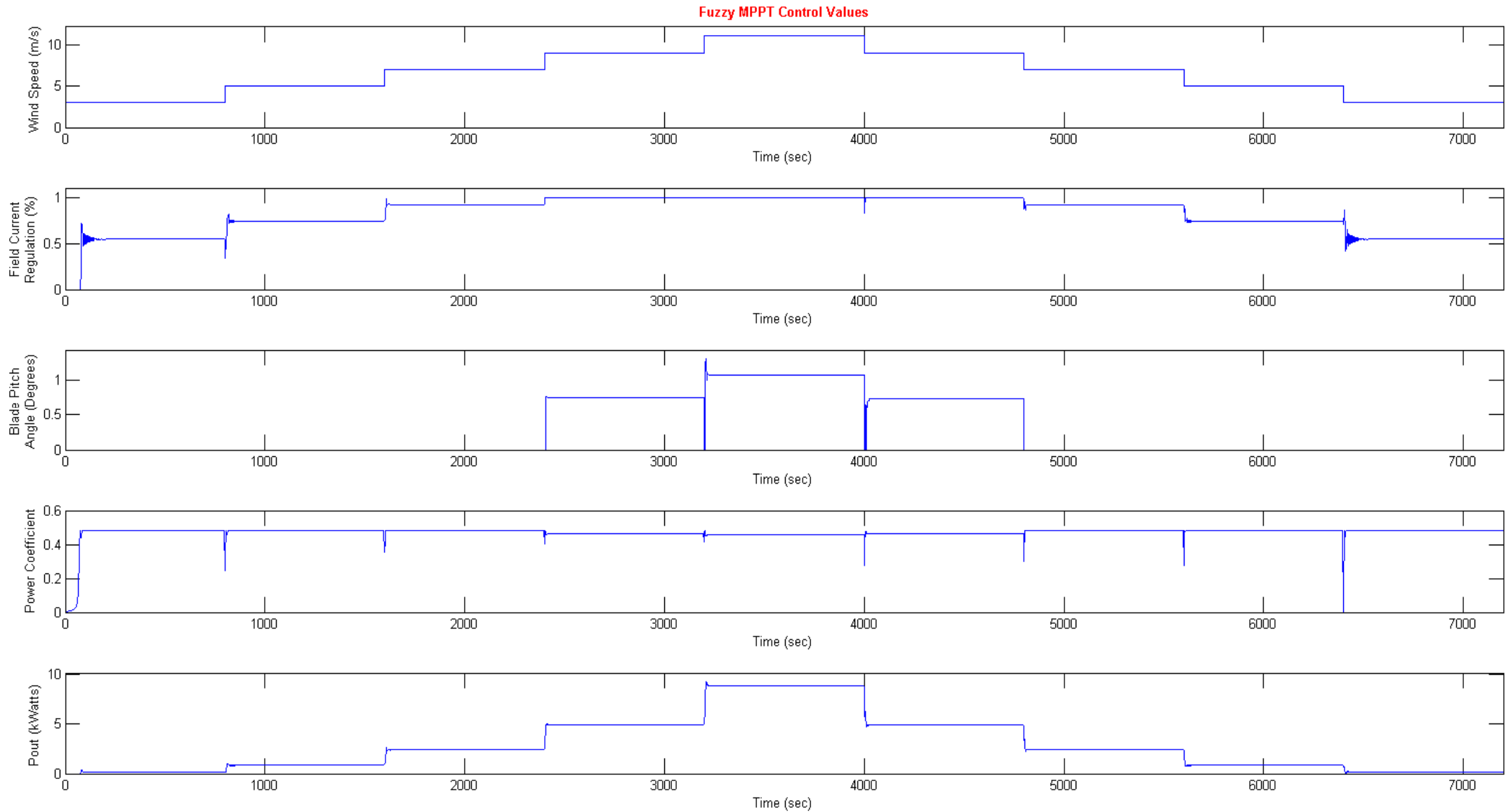
Στο γράφημα που ακολουθεί οι 3 πρώτες γραφικές παραστάσεις αποτυπώνουν την ποσότητα της ενέργειας που προσλαμβάνεται σε κάθε στάδιο καθώς αυτή μετατρέπεται από α) αιολική σε β) μηχανική (επάνω στο ρότορα του συστήματος) και τέλος γ) σε ηλεκτρική (μέσω της ηλεκτρογεννήτριας). Οι τελευταίες δύο γραφικές παραστάσεις αποτυπώνουν την απόδοση που εμφανίζει το σύστημα μετατροπής της ισχύος, αρχικά από αιολική σε μηχανική (όριο του Betz = 0.593) και στη συνέχεια από μηχανική σε ηλεκτρική (συνυπολογίζοντας και 7 % απώλειες ισχύος στο μετασχηματιστή). Οι στιγμιαίες εξάρσεις της απόδοσης της ηλεκτρογεννήτριας οι οποίες παρατηρούνται κατά τις βηματικές αλλαγές της ταχύτητας του ανέμου, ωθούνται σε τιμές μεγαλύτερες από τη μονάδα, κάτι που δεν είναι λογικό. Αυτό οφείλεται στην μηχανική υστέρηση που παρουσιάζει το σύστημα λόγω της ροπής αδράνειας των κινητών μερών του. Η αποκατάσταση της σωστής τιμής επέρχεται μετά από ≈ 80 sec.



Η προσλαμβανόμενη αιολική ισχύς για ταχύτητα ανέμου 9 m/sec είναι 6.83 kW ενώ για 11 m/sec είναι 12.33 kW. Όπως είναι αναμενόμενο, ο ελεγκτής FLYDC προτείνει την εκτροπή του μετώπου του πύργου (κατά 41.1 μοίρες) ώστε να επανέλθει στο προκαθορισμένο όριο PWMAX που στην παρούσα εργασία ορίστηκε για όλες τις Α/Γ στα 7 kW. Τα δύο τελευταία γραφήματα παρουσιάζουν τη μεταβολή της σχέσεως μετάδοσης και πως τελικά επιτυγχάνεται η διατήρηση της συχνότητας της ηλεκτρογεννήτριας κοντά στα 50 Hz.

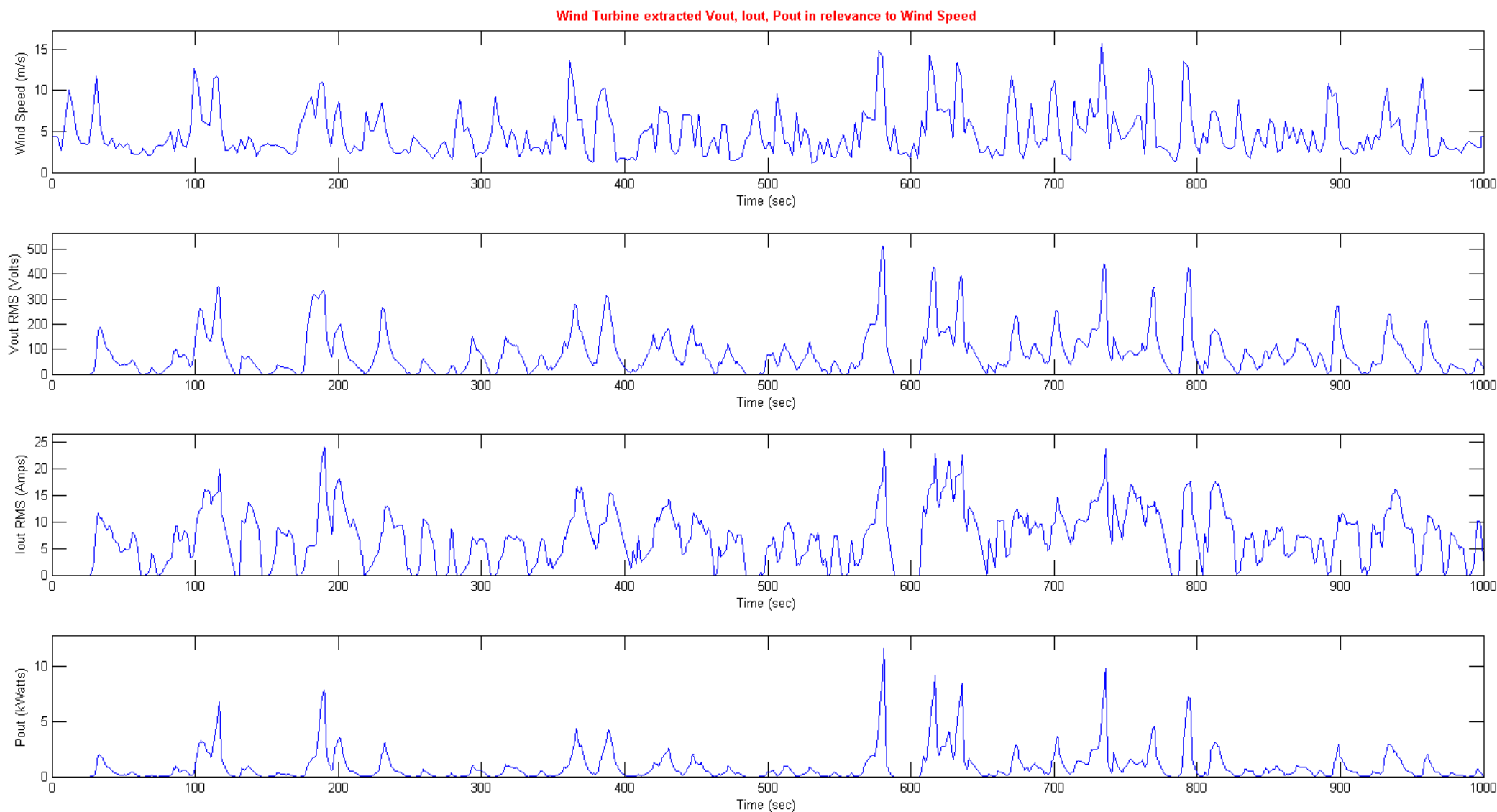


Στη 2^η και 3^η γραφική παράσταση του παρακάτω γραφήματος παρουσιάζεται η ορθή λειτουργία των ελεγκτών ασαφούς λογικής FLGRC και FLBS οι οποίοι υλοποιούν τον MPPT αλγόριθμο του συστήματος σε όλες τις εκδόσεις των Α/Γ. Επειδή σε αυτή τη προσομοίωση το σύστημα εκτροπής του πύργου είναι απενεργοποιημένο, την επιβράδυνση του ρότορα (ώστε να διατηρήσει τις ιδανικές RPM) αναλαμβάνουν μόνοι τους οι προαναφερθέντες FLC. Ο FLBS ξεκινά να λαμβάνει δράση (προκαλώντας την κατάλληλη κλίση στα περύγια) για όσο χρονικό διάστημα ο FLGRC βρίσκεται στο σημείο κόρου (από 2400 sec έως 4800 sec). Συνεπώς ο FLBS ενεργοποιείται όπως ακριβώς έχει σχεδιαστεί, δηλαδή αυτόματα και μόνο εφόσον η δράση του FLGRC κριθεί ανεπαρκής. Σε αυτό το χρονικό διάστημα η μηχανική απόδοση μειώνεται ελαφρά.



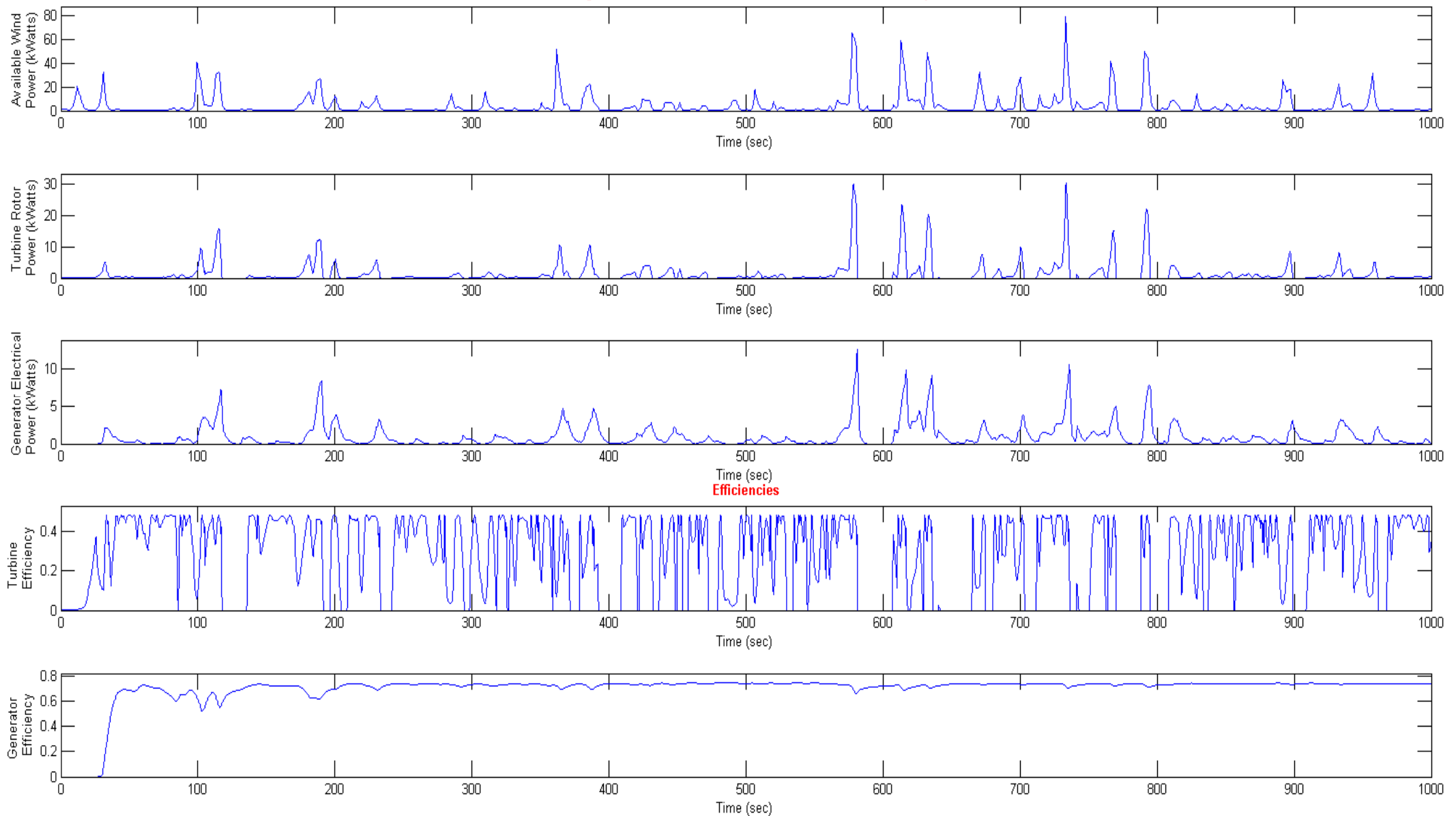
‘AC GEN SIMS’ > Scenario 2 – Real Statistical Data (Figure 1, 2, 3, 4) | Generator : AC / Gear Setting : AUTO / Yaw Displacement : OFF |

Στα 4 γραφήματα που θα ακολουθήσουν στις επόμενες 4 σελίδες παρουσιάζεται η συμπεριφορά του συστήματος κάτω από ρεαλιστικές συνθήκες και πιο συγκεκριμένα για σχετικά έντονη αιολική δραστηριότητα που διαρκεί 1000 δευτερόλεπτα (16.6 λεπτά). Αν και η ονομαστική ταχύτητα της Α/Γ είναι μόλις 6.5 m/sec, στην παρούσα εργασία οι εξομοιώσεις έγιναν με ταχύτητες ανέμου που εκτείνονται σε ένα αρκετά μεγάλο εύρος τιμών (από 3 m/sec έως 15 m/sec) ώστε να εκδηλωθούν εντονότερα οι όποιοι μηχανικοί περιορισμοί και να πιστοποιηθεί πληρέστερα η σωστή λειτουργία και ικανοποιητική ευστάθεια των διαφόρων αυτοματισμών (MPPT, Yaw Displacement και Smooth Clutch).

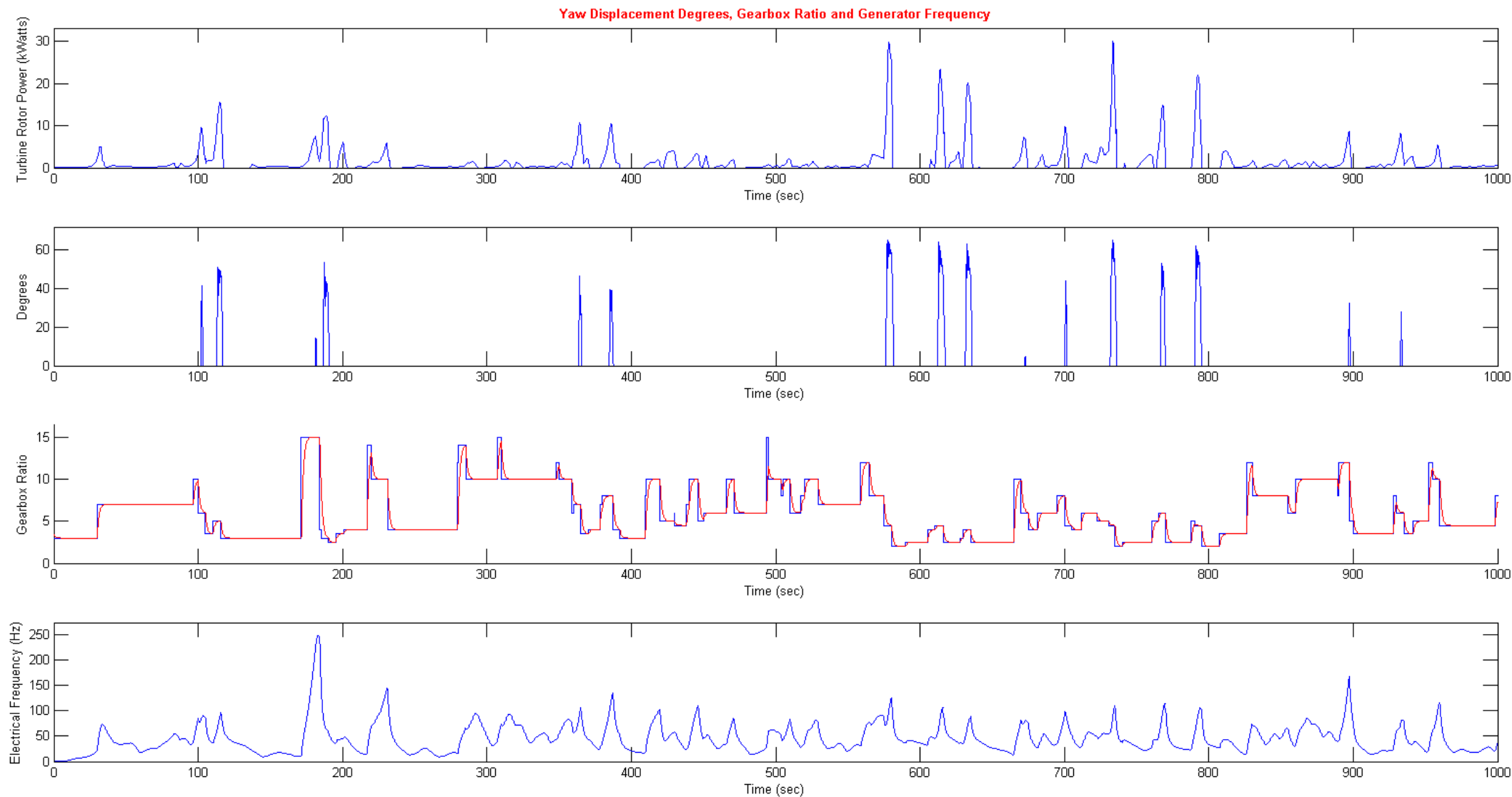


Όπως είναι φανερό από την 4^η γραφική παράσταση του 2^{ου} (και 4^{ου}) γραφήματος, ο μεγαλύτερος συντελεστής απόδοσης (C_p) που μπορεί να επιτευχθεί από τις Α/Γ της παρούσας εργασίας είναι 0.48. Αυτή η τιμή προκύπτει από τους σχεδιαστικούς περιορισμούς που επιβάλλει η αεροδυναμική των πτερυγίων του συγκεκριμένου μοντέλου και συνεπώς η λειτουργία της Α/Γ σε αυτό το ύψος μηχανικής απόδοσης θα πρέπει να θεωρείται ιδιαίτερα ικανοποιητική. Η ηλεκτρική απόδοση στη τελευταία γραφική παράσταση προκύπτει ανα πάσα στιγμή ως η τρέχουσα μέση τιμή βάσει των προηγούμενων δειγμάτων.

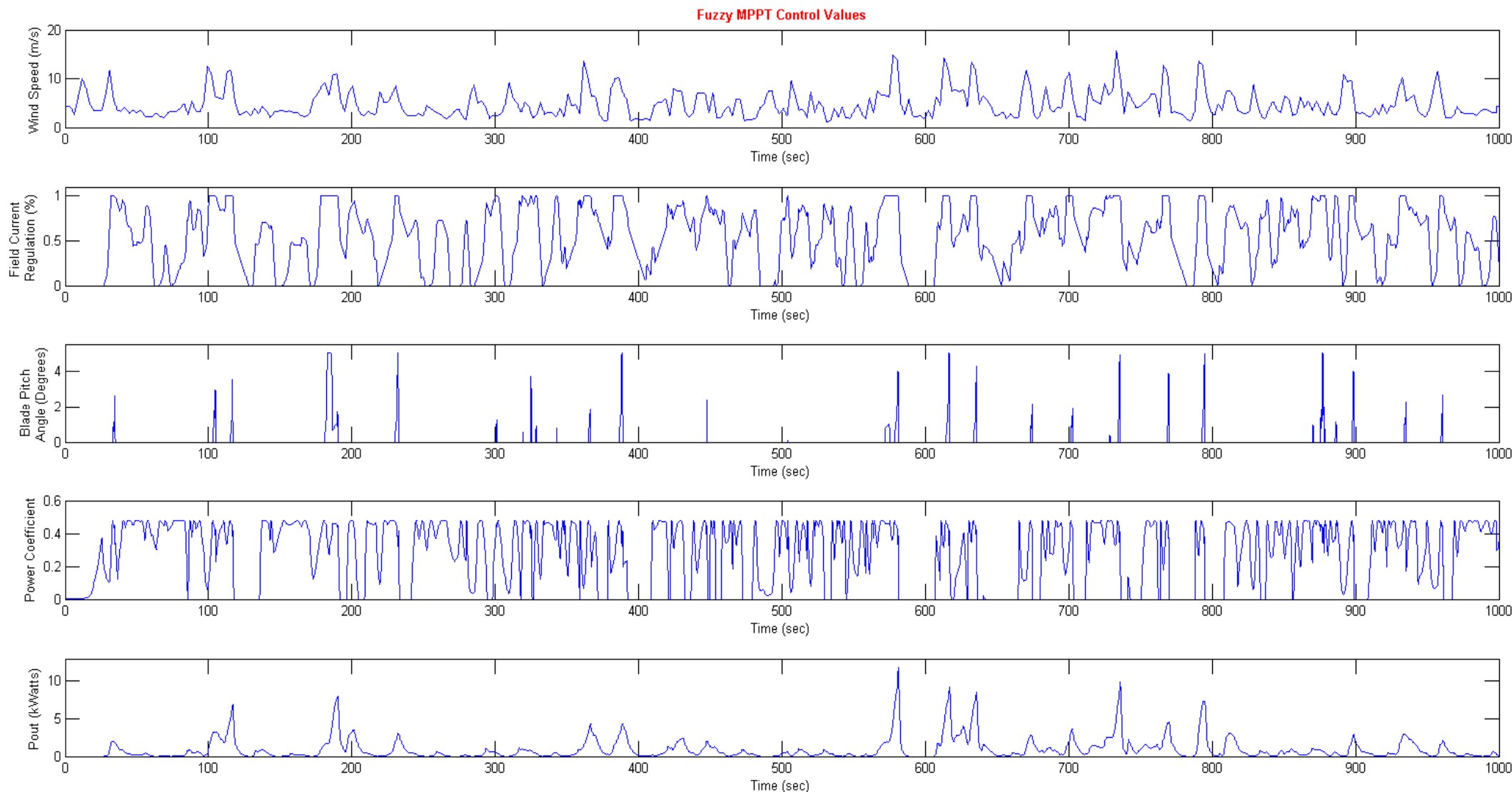
Power System Distribution and Efficiencies in relevance to Wind Speed



Όπως φαίνεται από την 1^η και 2^η γραφική παράσταση του παρακάτω γραφήματος, οι απότομες αυξήσεις στην προσλαμβανόμενη ισχύ (η οποία ξεπερνάει το προκαθορισμένο όριο $PW_{MAX} = 7 \text{ kW}$) προκαλεί ανάλογες εκτροπές (yaw) του μετώπου του πύργου της Α/Γ, επιβεβαιώνοντας την ορθή λειτουργία του FLYDC. Στην 3^η γραφική παράσταση αποτυπώνονται 2 γραμμές, μια μπλε και μια κόκκινη. Η μπλε υποδεικνύει τις ακέραιες και διακριτές σχέσεις των ταχυτήτων του αυτόματου κιβωτίου (AutoGearSet), ενώ η κόκκινη την πιο ομαλή μετάβαση μεταξύ αυτών, όπως υπολογίζεται από τον SGS FLC. Στην 4^η γραφική παράσταση αποτυπώνεται η μεταβολή στη συχνότητα εξόδου, η οποία ποικίλει έντονα γύρω από τα 50 Hz. Το πρόβλημα αυτό διορθώνεται εύκολα με τη χρήση ενός CVT. Για την περίπτωση όμως που η Α/Γ λειτουργεί με ένα συμβατικό κιβώτιο ταχυτήτων απαιτείται ένας ανορθωτής ο οποίος θα μπορεί να λειτουργεί σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων (πχ. από 5 Hz έως 250 Hz).

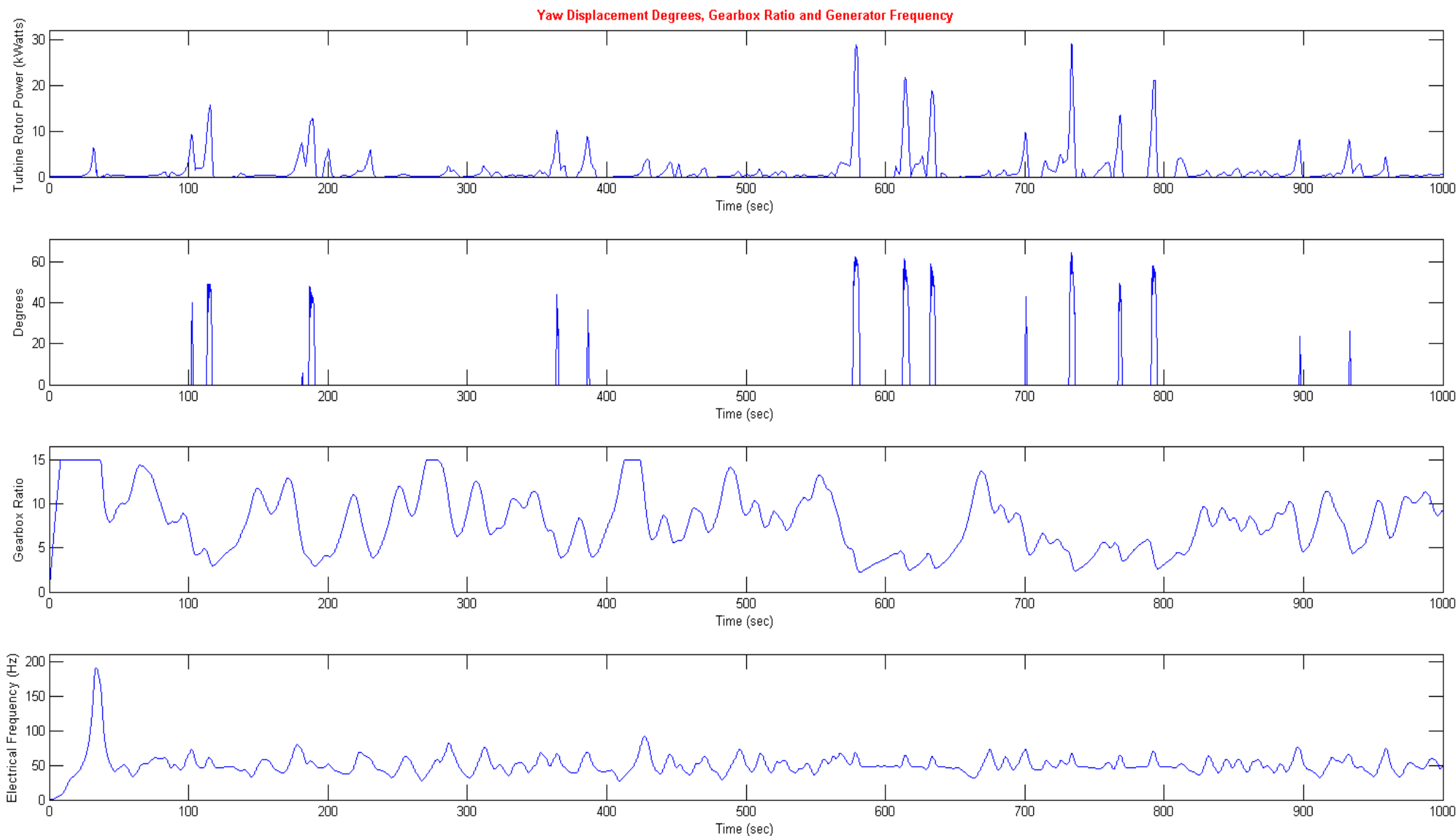


Από τη σύγκριση των πρώτων δύο γραφικών παραστάσεων προκύπτει ότι η απόκριση των FLGRC και FLBS στις αλλαγές του ανέμου είναι σχεδόν ακαριαία και ελάχιστη επηρεάζεται από την μηχανική υστέρηση που παρουσιάζουν τα κινούμενα μέρη της Α/Γ. Συγκρίνοντας τώρα τη 2^η και 3^η γραφική παράσταση, φαίνεται ξεκάθαρα ο συνεπικουρικός ρόλος του FLBS. Ο FLBS για ακόμη μια φορά, λειτουργεί όπως σχεδιάστηκε, δηλαδή να μειώνει τις στροφές του ρότορα, αυξάνοντας κατάλληλα την κλίση (pitch) των πτερυγίων, μόνο στην περίπτωση που η αντι-ροπή που παράγει ο FLGRC μέσω της αναπτυσσόμενης ΗΕΔ φτάσει σε κόρο (Current regulation = 100 %). Όπως πρόχειρα προκύπτει από την παρατήρηση των κορυφογραμμών κάθε μιας από τις γραφικές παραστάσεις των παραπάνω γραφημάτων, τα διάφορα μεγέθη υπό μελέτη μεταβάλλονται σχεδόν ανάλογα και σχεδόν ταυτόχρονα, κάτι που επιβεβαιώνει για ακόμη μια φορά την ορθή λειτουργία και ευστάθεια των μηχανικών μερών και των αυτοματισμών του συστήματος.



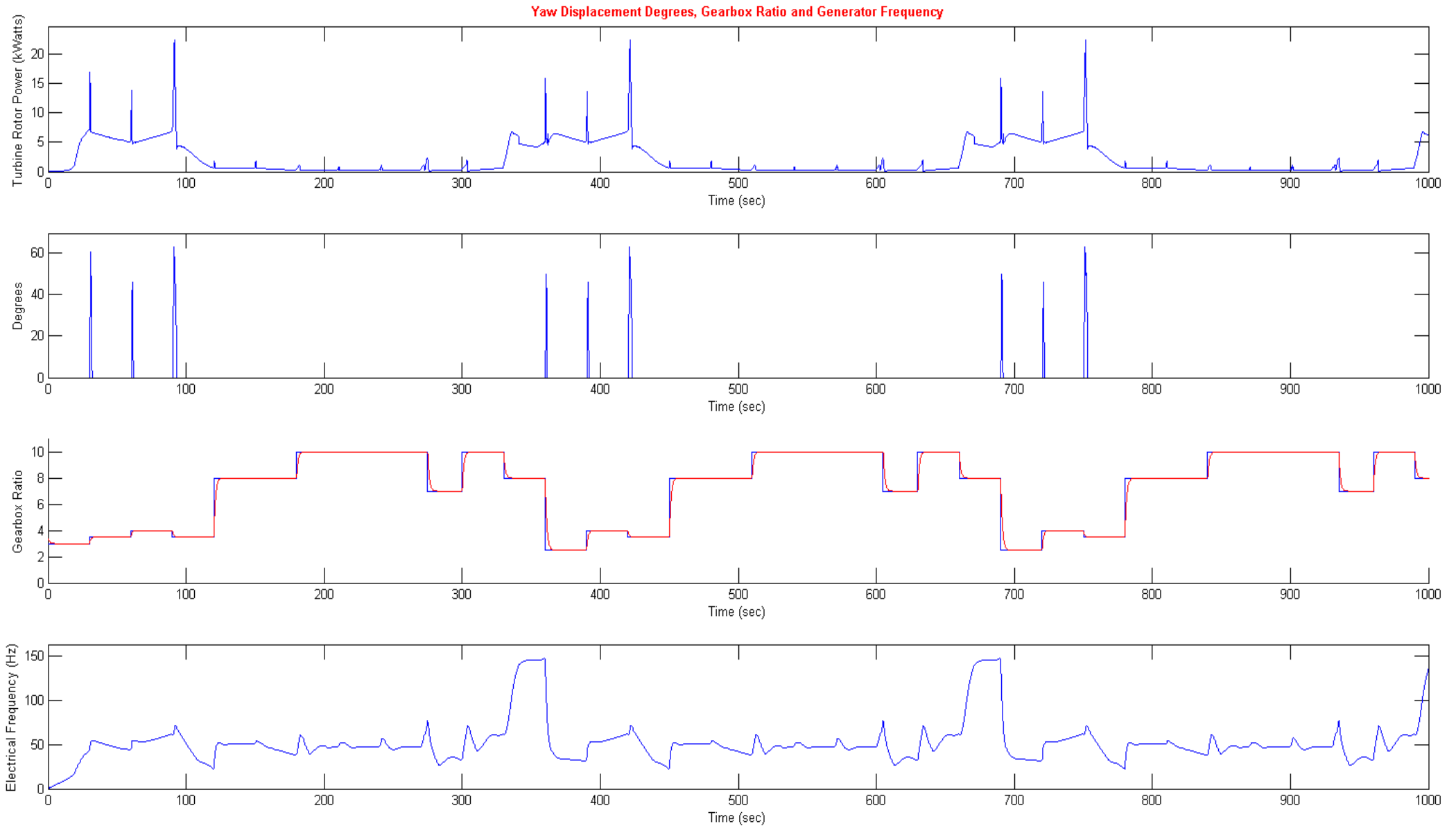
‘AC CVT GEN SIMS’ > Scenario 2 – Real Statistical Data (Figure 3) | Generator : AC CVT / Gear Setting : AUTO / Yaw Displacement : OFF |

Στην τρίτη γραφική παράσταση του παρακάτω γραφήματος παρουσιάζεται η συνεχής σχέση μετάδοσης του CVT κιβωτίου ταχυτήτων (ελεγχόμενου από τον CVT FLC) ενώ στην τέταρτη γραφική παράσταση παρουσιάζεται το, μειωμένο πλέον κατά πολύ (σε σχέση με το κλασικό κιβώτιο ταχυτήτων διακριτών σχέσεων), εύρος διακύμανσης της συχνότητας του παραγόμενου ρεύματος. Στα επόμενα 2 γραφήματα ακολουθεί ανάλογη σύγκριση μεταξύ των 2 κιβωτίων ταχυτήτων υπό διαφορετικό όμως σενάριο.



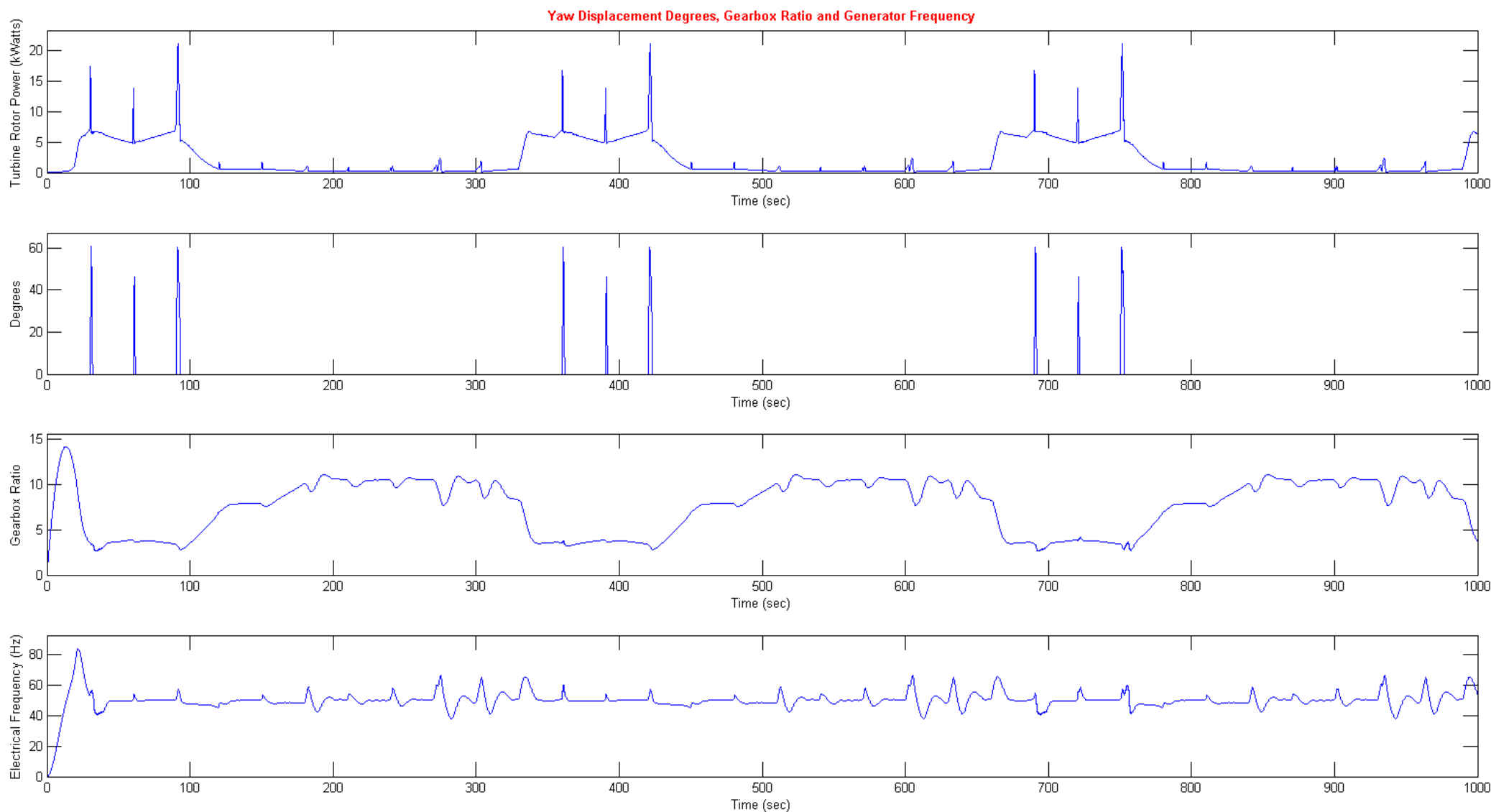
'AC GEN SIMS' > Scenario 1 – Gusts (Figure 3) | Generator : AC / Gear Setting : AUTO / Yaw Displacement : OFF |

Στην παρούσα προσομοίωση εξετάζεται η συμπεριφορά του συστήματος μετάδοσης των σχέσεων ενός κλασσικού κιβώτιου ταχυτήτων διακριτών θέσεων για το (1^ο) σενάριο σύμφωνα με το οποίο η μετώπη της Α/Γ εκτίθεται σε διαδοχικές ριπές ανέμου. Στο γράφημα που ακολουθεί παρουσιάζεται η εναλλαγή των διακριτών σχέσεων μετάδοσης και η προκύπτουσα συχνότητα (f) του παραγόμενου ηλ. ρεύματος (3^η και 4^η γρ. παράσταση αντίστοιχα). Η διακύμανση της f κυμαίνεται από 25 έως 150 Hz.



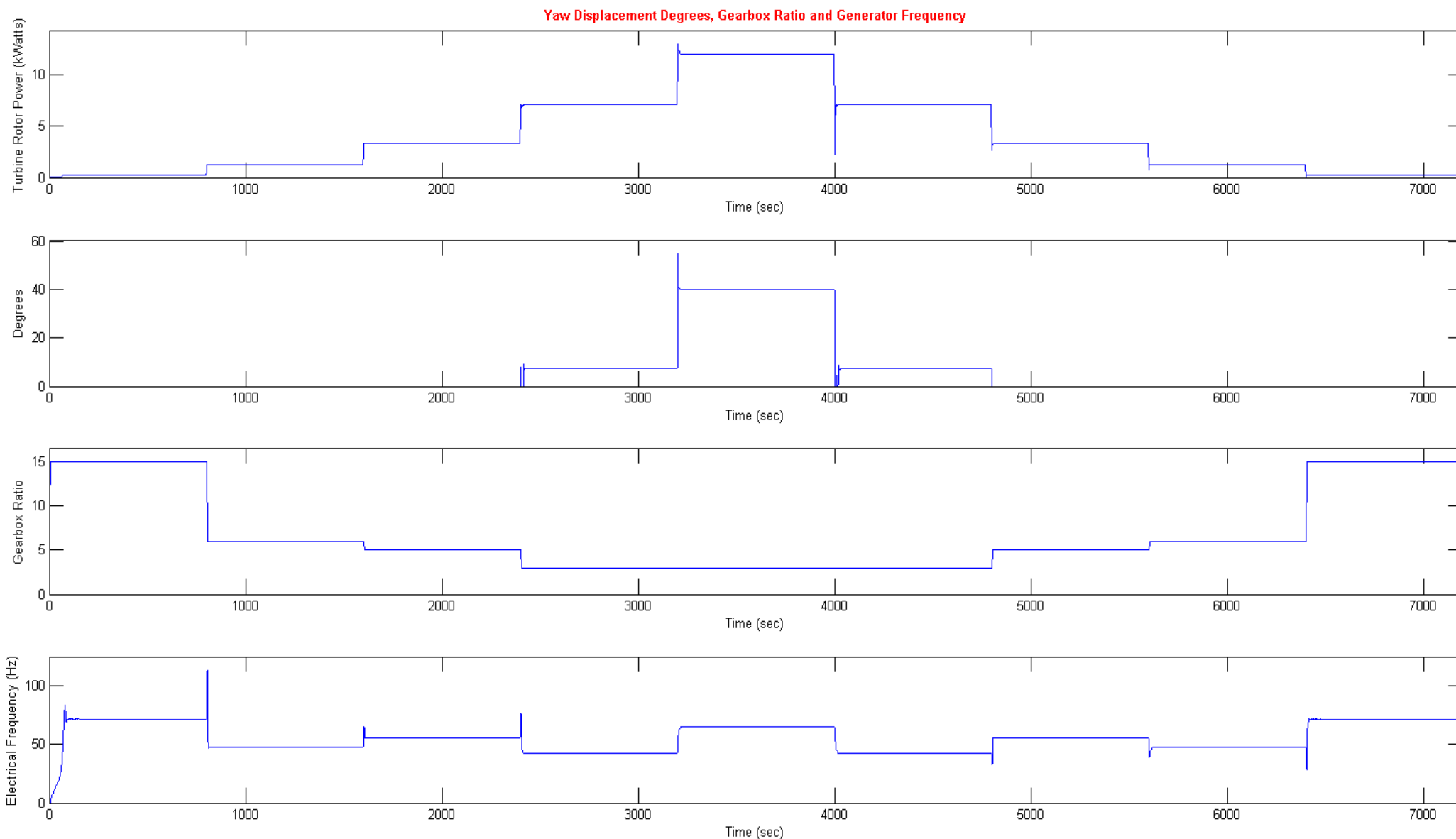
‘AC CVT GEN SIMS’ > Scenario 1 – Gusts (Figure 3) [Generator : AC CVT / Gear Setting : AUTO / Yaw Displacement : OFF]

Διατηρώντας το ίδιο σενάριο όπως και προηγουμένως, σε μια εκδοχή της Α/Γ που αντί για το κλασικό κιβώτιο ταχυτήτων φέρει ένα CVT, το εύρος διακύμανσης της συχνότητας του ηλ. ρεύματος (f) μικραίνει αισθητά ποικίλλοντας από 40 έως 65 Hz. Στην περίπτωση που το αυτόματο κιβώτιο ταχυτήτων διακριτών θέσεων αντικατασταθεί από ένα άλλο, επίσης διακριτών θέσεων, υλοποιούμενο όμως από ένα ΤΝΔ αυτή τη φορά (όπως αυτό αναπτύχθηκε στην παράγραφο 7.2 και υλοποιήθηκε από το σύστημα που περιγράφεται στο άνω τμήμα του σχεδίου 7.17), η εναλλαγή των σχέσεων διαμορφώνεται όπως περιγράφεται στην 3^η γραφική παράσταση του επόμενου γραφήματος.



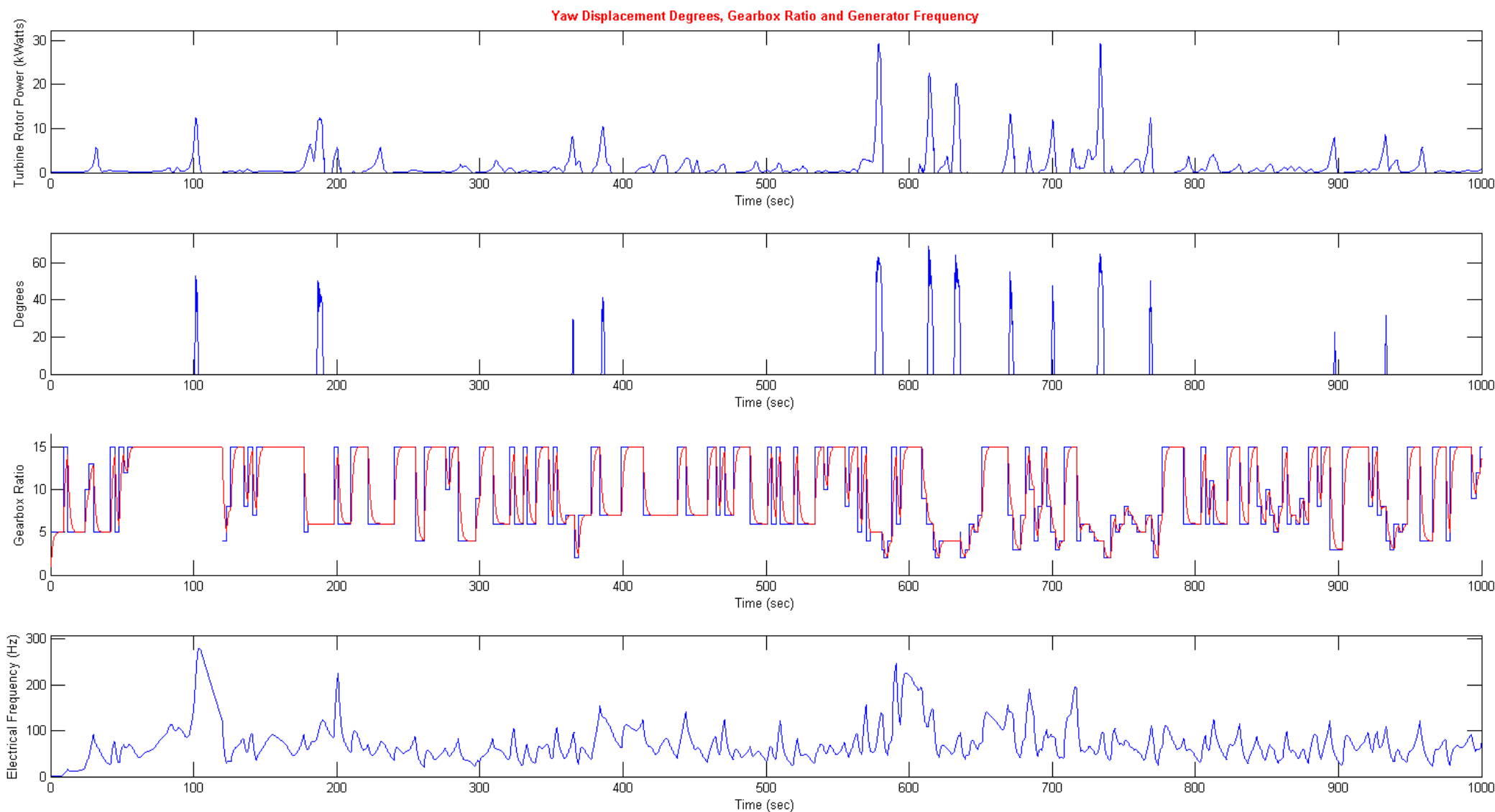
‘AC ANN Gearbox Test Bench’ > Scenario 4 – Stepwise (without gust rejection) (Figure 3) [Generator : AC / Gear Setting : ANN / Yaw Displacement : OFF]

Στα 3 γραφήματα που ακολουθούν εξετάζεται για 3 διαφορετικά σενάρια (4, 2 και 1) η συμπεριφορά της Α/Γ όταν το αυτόματο κιβώτιο ταχυτήτων αντικατασταθεί με ένα ελεγχόμενο από ΤΝΔ. Στο ακόλουθο γράφημα αναπτύσσεται το (4^ο) σενάριο σύμφωνα με το οποίο η μετώπη της Α/Γ εκτίθεται σε ανέμους οι οποίοι αλλάζουν βηματικά. Από την 4^η γρ. παράσταση προκύπτει ότι το εύρος διακύμανσης αυξήθηκε, σε σχέση του αυτόματου κιβωτίου, κατά 6 φορές. Τα αποτελέσματα μπορούν να βελτιωθούν αν προστεθούν και άλλοι είσοδοι στο ΤΝΔ όπως π.χ. το ‘ β ’ (η κλίση των πτερυγίων) ή/και το w_m (η γωνιακή ταχύτητα του κυρίου άξονα της Α/Γ).



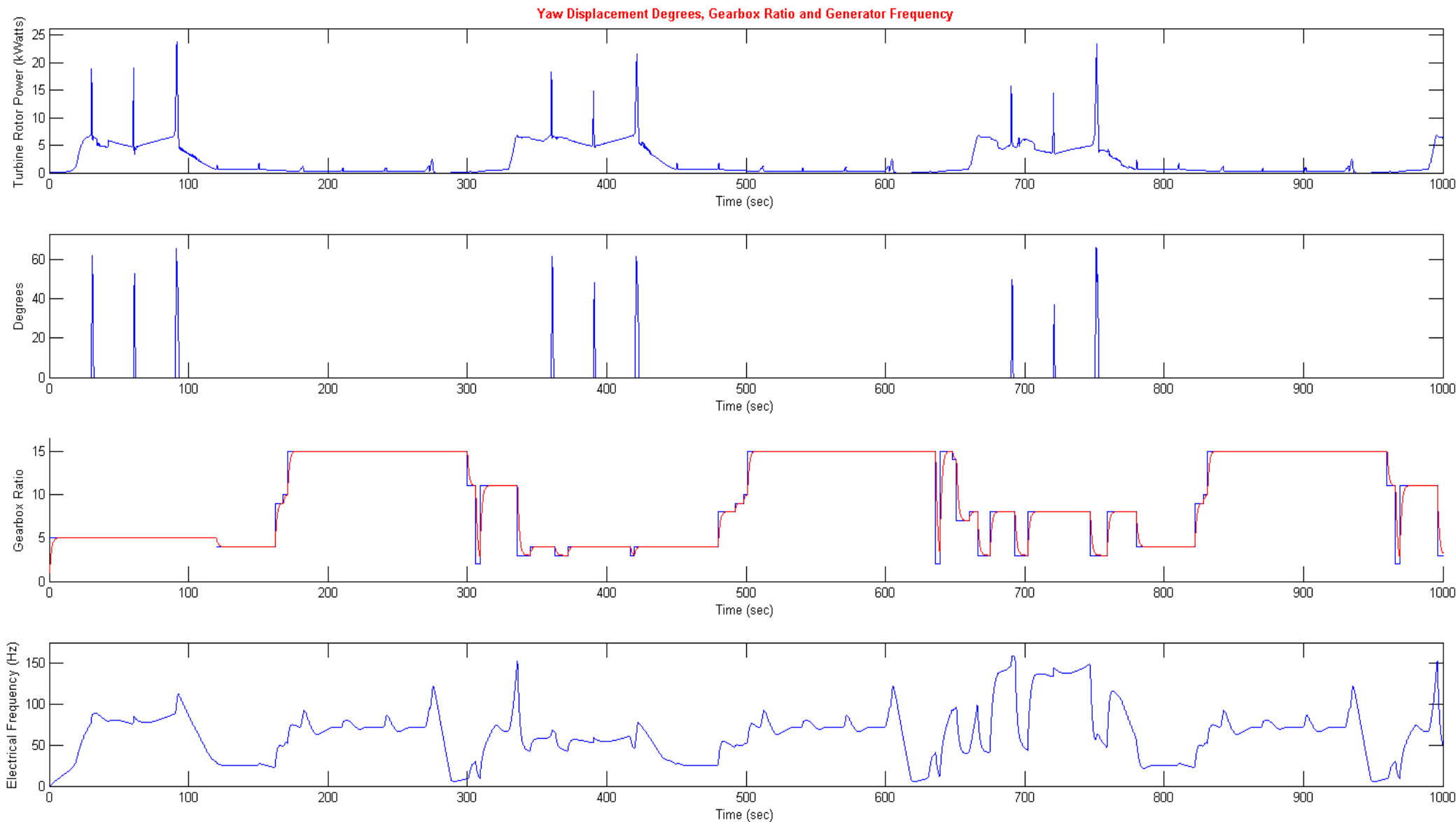
‘AC ANN Gearbox Test Bench’ > Scenario 2 – Real Statistical Data (Figure 3) | Generator : AC / Gear Setting : ANN / Yaw Displacement : OFF]

Η εναλλαγή των σχέσεων μετάδοσης που αποτυπώνεται στην 3^η γρ. παράσταση του παρακάτω γραφήματος παρουσιάζει υψηλή συχνότητα εναλλαγών αλλά αυτό είναι κάτι που ρυθμίζεται από τα συνοδευτικά blocks του TND (άνω τμήμα Σχ. 7.17). Τα ίδια blocks αναλαμβάνουν την δειγματοληψία της τρέχουσας και τον υπολογισμό της ‘μέσης πρόσφατης’ ταχύτητας ανέμου, ώστε να μειώσουν τις άσκοπες εναλλαγές των σχέσεων μετάδοσης. Στο ίδιο σχήμα, τα γαλάζια blocks φιλτράρουν, αν κριθεί σκόπιμο, τις σύντομες ριπές ανέμου. Από τις εξομοιώσεις προκύπτει ότι το όλο σύστημα παρουσιάζει μειωμένη συλλεκτική ικανότητα κατά 4.3 % (σε σχέση με το αυτόματο κιβώτιο ταχυτήτων για το ίδιο σενάριο) ενώ το εύρος διακύμανσης της συχνότητας του παραγόμενου ρεύματος είναι αυξημένο κατά $\approx 20\%$.



‘AC ANN Gearbox Test Bench’ > Scenario 1 – Gusts (Figure 3) [Generator : AC / Gear Setting : ANN / Yaw Displacement : OFF]

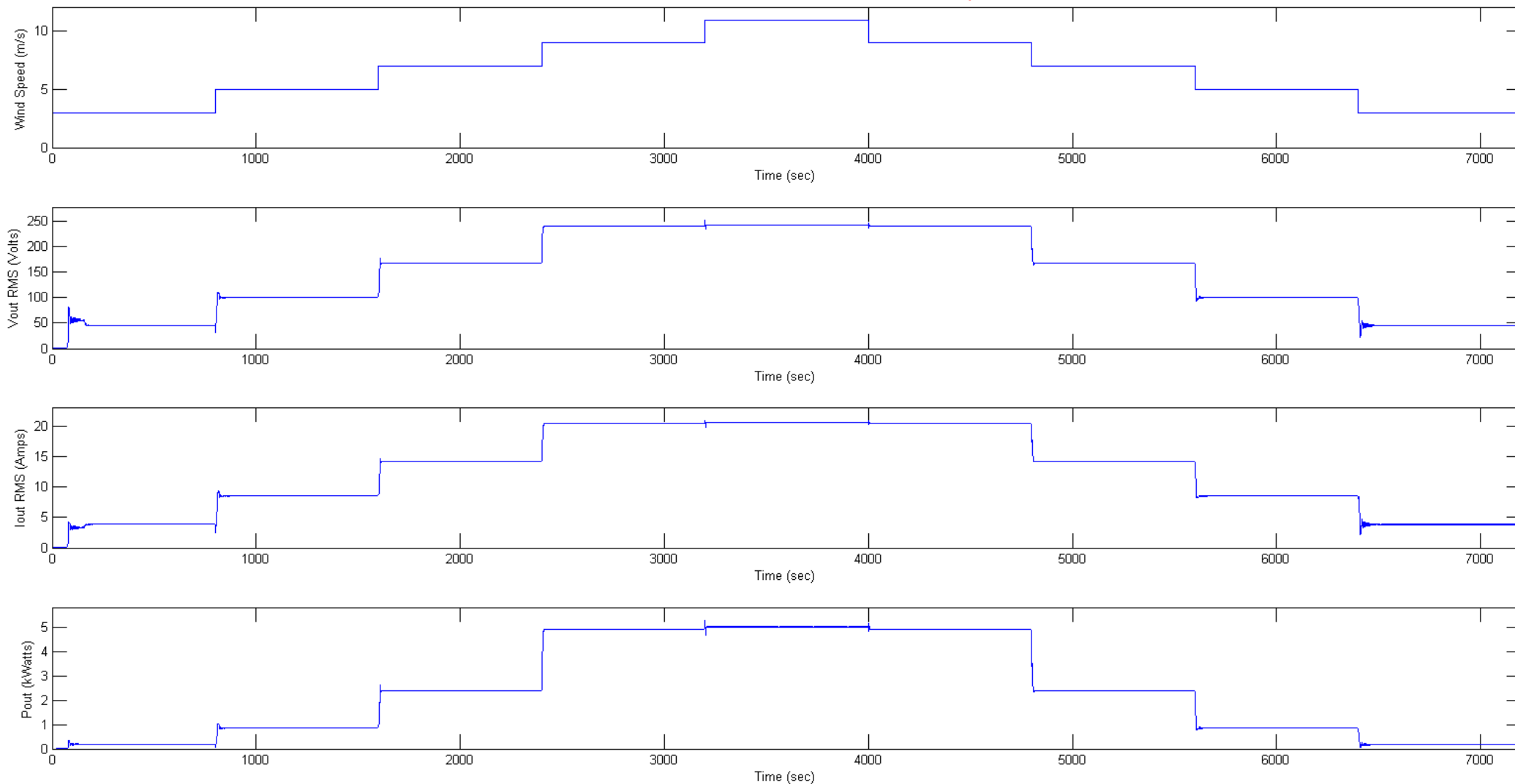
Όπως και στο προηγούμενο γράφημα, έτσι και εδώ εξετάζεται η συμπεριφορά της Α/Γ όταν φέρει το ελεγχόμενο από ΤΝΔ κιβώτιο ταχυτήτων, αυτή τη φορά όμως για την περίπτωση που η μετώπη της Α/Γ εκτίθεται σε παροδικές ριπές ανέμου (1^ο σενάριο). Από τη μελέτη της εξομοίωσης προέκυψε ότι το όλο σύστημα παρουσιάζει μειωμένη συλλεκτική ικανότητα κατά 1.1 % (σε σχέση με το αυτόματο κιβώτιο ταχυτήτων για το ίδιο σενάριο) ενώ το εύρος διακύμανσης της συχνότητας του παραγόμενου ρεύματος είναι αυξημένο κατά $\approx 50\%$.



‘AC CVT Yaw Displace’ > Scenario 4 – Stepwise (Figure 1, 2, 3, 4) | Generator : AC CVT / Gear Setting : AUTO / Yaw Displacement : ON]

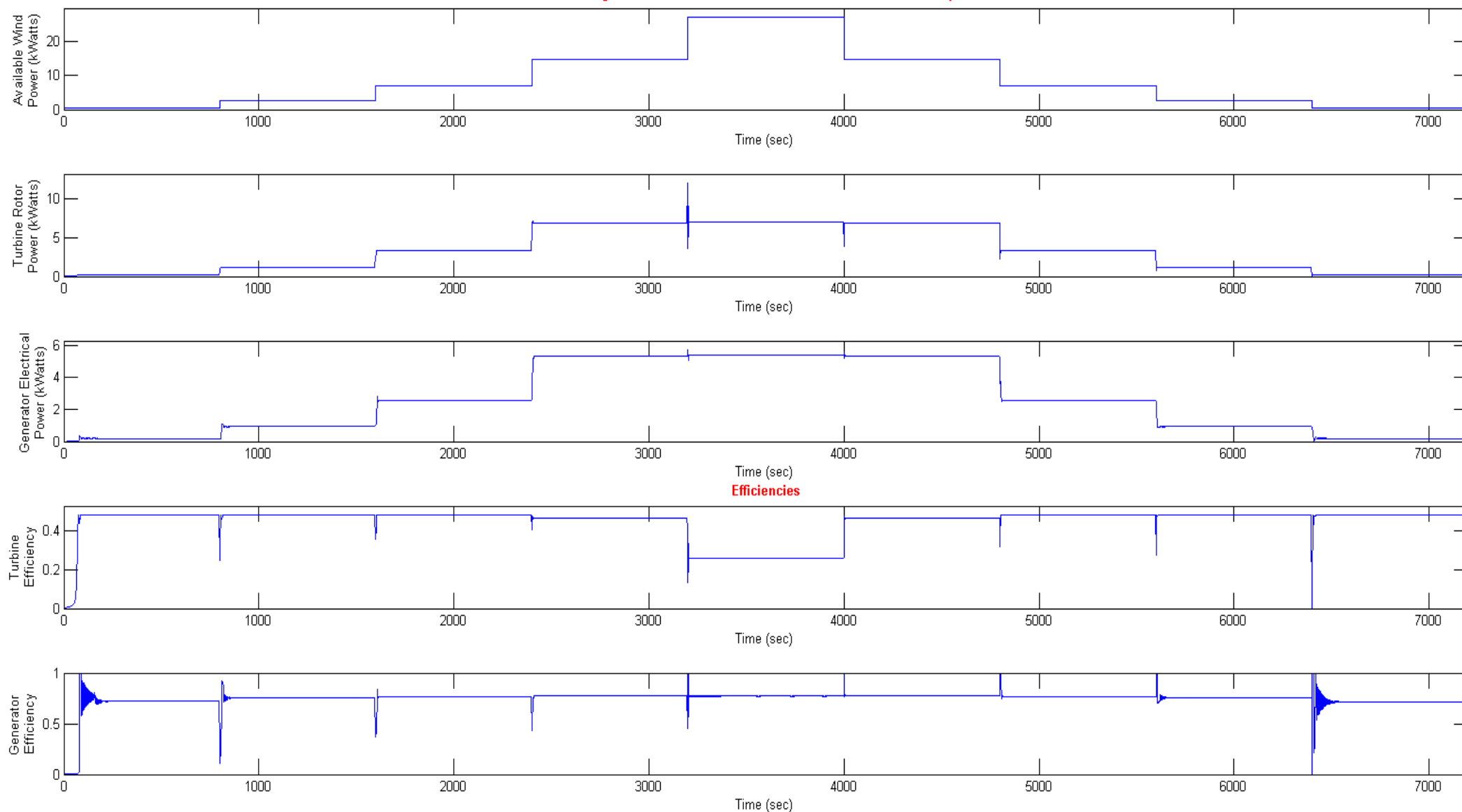
Οι επόμενες 2 τετράδες γραφημάτων που ακολουθούν αφορούν τα αποτελέσματα ισάριθμων εξομοιώσεων που έγιναν για να μελετηθεί η συμπεριφορά των Α/Γ όταν ο ελεγκτής FLYDC είναι ενεργοποιημένος. Η πρώτη τετράδα εξετάζει το (4^ο) σενάριο σύμφωνα με το οποίο η Α/Γ εκτίθεται σε άνεμο του οποίου η ταχύτητα μεταβάλλεται με βηματικό τρόπο, ενώ η δεύτερη τετράδα εξετάζει το (2^ο) σενάριο σύμφωνα με το οποίο η Α/Γ εκτίθεται σε ταχύτητες ανέμου που απαντώνται σε ρεαλιστικές συνθήκες. Ο FLYDC φροντίζει (μέσω κατάλληλης εκτροπής του μετώπου της Α/Γ) ώστε η αναπτυσσόμενη μηχανική ισχύς να μην ξεπερνά το (προκαθορισμένο) κατώφλι $PW_{MAX} = 7 \text{ kW}$. Η δράση του γίνεται αντιληπτή από το ‘ψαλίδισμα’ που παρατηρείται στις κορυφές της 2^{ης}, 3^{ης} και 4^{ης} γραφικής παράστασης του παρακάτω γραφήματος.

Wind Turbine extracted Vout, Iout, Pout in relevance to Wind Speed

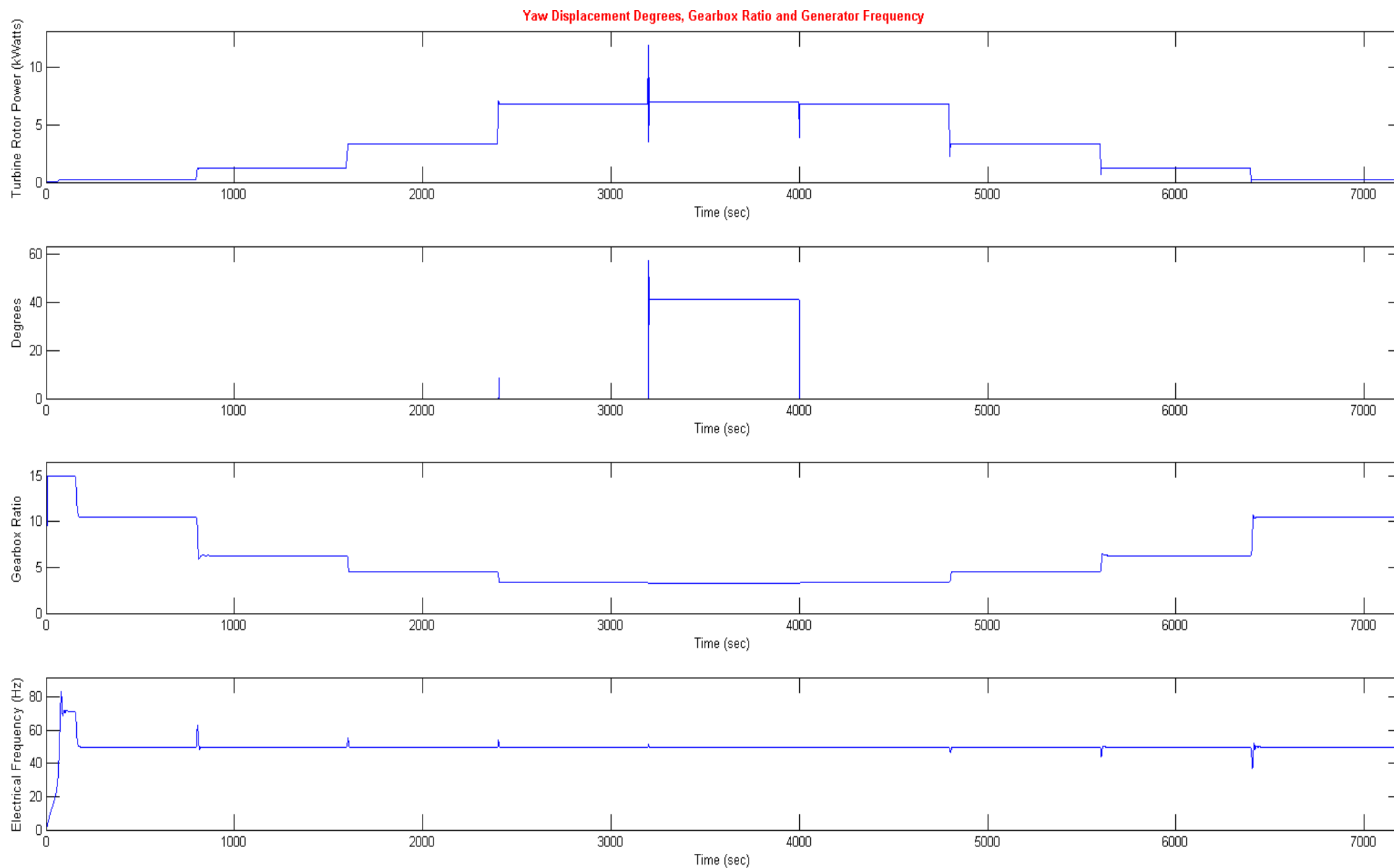


Η σωστή λειτουργία του FLYDC επιβεβαιώνεται από τη 2^η γραφική παράσταση του παρακάτω γραφήματος όπου η προσλαμβανόμενη μηχανική (και όχι αιολική!) ισχύς δεν ξεπερνά το προκαθορισμένο όριο των 7 kW. Όπως είναι αναμενόμενο, το ‘ψαλίδισμα’ αυτό μεταφέρεται και στην 3^η γραφική παράσταση που αποτυπώνει τον μετασχηματισμό της μηχανικής ενέργειας σε ηλεκτρική. Η ‘εικονική’ πτώση της μηχανικής απόδοσης που παρατηρείται στο μέσο της 4^{ης} γραφικής παράστασης συμβαίνει διότι η πλεονάζουσα διαθέσιμη αιολική ενέργεια δεν έτυχε (λόγω ‘ψαλιδίσματος’) ανάλογης αξιοποίησης.

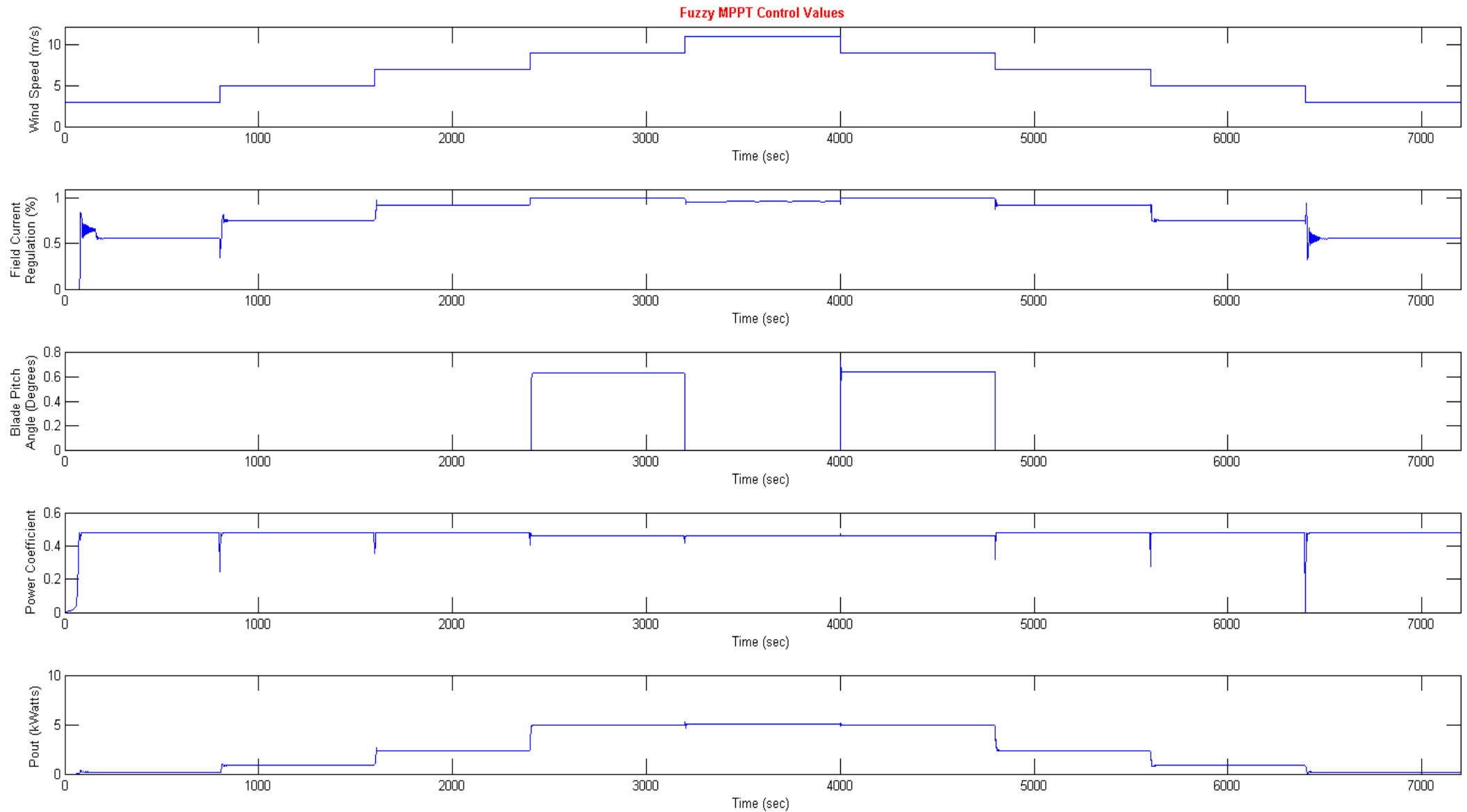
Power System Distribution and Efficiencies in relevance to Wind Speed



Στο μέσο της 2^{ης} γραφικής παράστασης του παρακάτω γραφήματος αποτυπώνεται (σε μοίρες) η τιμή της απαιτούμενης εκτροπής του μετώπου της Α/Γ ώστε να διατηρηθεί η προσλαμβάνουσα αιολική ενέργεια στο μέγιστο δυνατό επιτρεπτό όριο.



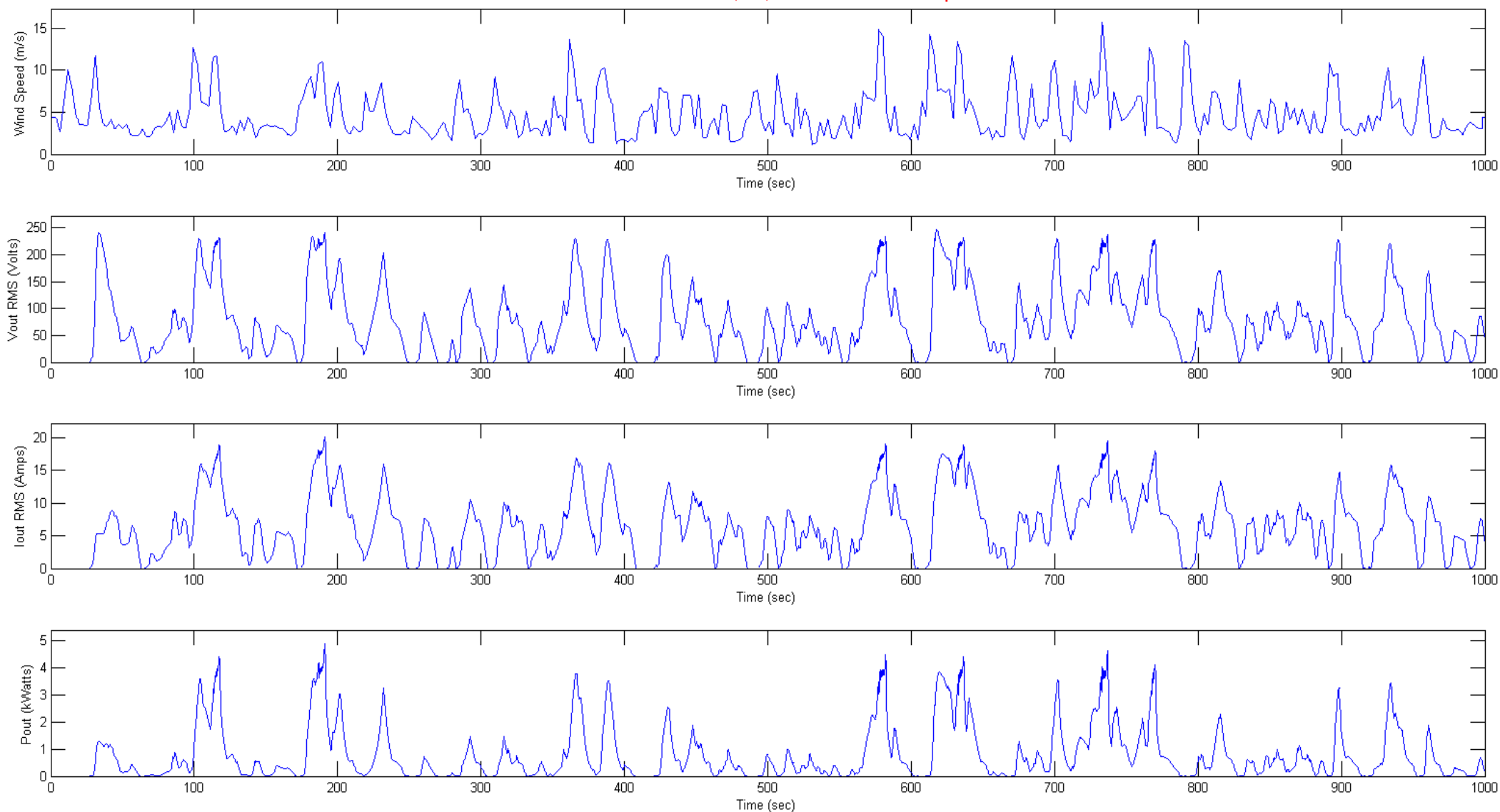
Όπως φαίνεται και από την 2^η και 3^η γραφική παράσταση του γραφήματος που ακολουθεί οι FLGRC και FLBS μείωσαν ακαριαία την δράση (πέδη) τους κατά το 'ψαλίδισμα' της πλεονάζουσας ισχύος. Αυτή άλλωστε είναι και η επιθυμητή συμπεριφορά του αυτοματισμού : να ανιχνεύει ταχύτατα το νέο MPP και να επιτρέπει την άμεση αναπροσαρμογή του συστήματος στις νέες συνθήκες. Ο FLBS μηδένισε την κλίση των πτερυγίων ώστε να ανεβάσει στο μέγιστο την αεροδυναμική της Α/Γ και κατά συνέπεια να αυξήσει τη μηχανική απόδοση του συστήματος, ενώ ο FLGRC διαμόρφωσε εκ νέου την ποσότητα του ρεύματος διέγερσης του στάτορα. Να σημειωθεί σε αυτό το σημείο πως η ποσοστιαία διαφορά μεταξύ παλαιάς και νέας ρύθμισης του 'Regulation' είναι μικρή διότι οι RPM των κινητών τμημάτων της Α/Γ παραμένουν υψηλές επειδή το ίδιο συμβαίνει και με τη ροπή αδράνειας του συστήματος.



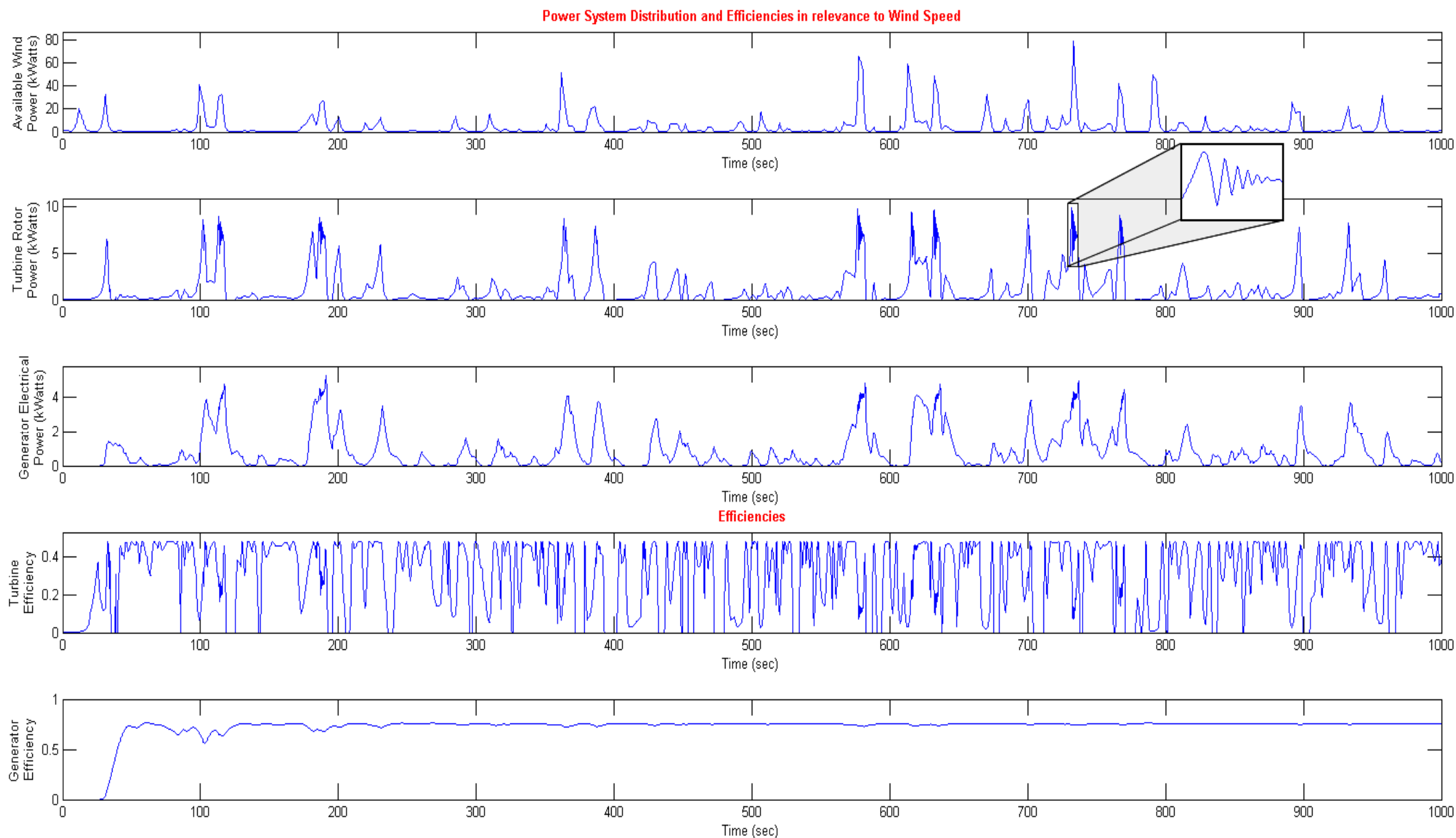
‘AC CVT Yaw Displace’ > Scenario 2 – Real Statistical Data (Figure 1, 2, 3, 4) | Generator : AC CVT / Gear Setting : AUTO / Yaw Displacement : ON |

Ακολουθεί η δεύτερη τετράδα γραφημάτων η οποία προέκυψε από την προσομοίωση που εξετάζει τη συμπεριφορά του συστήματος της Α/Γ όταν αυτή εκτίθεται σε ταχύτητες ανέμου που απαντώνται σε ρεαλιστικές συνθήκες (2^ο σενάριο) ενώ παράλληλα έχει ενεργοποιημένο τον FLYDC. Ο ελεγκτής αυτός αναλαμβάνει την εκτροπή του μετώπου της Α/Γ όταν η προσλαμβανόμενη αιολική ισχύς ξεπερνά το προκαθορισμένο όριο. Η παρέμβαση του FLYDC είναι καθοριστική αφού καταφέρνει και καταστέλλει τις κορυφές της αναπτυσσόμενης τάσης εξόδου από τα 500 V στα 250 V και τις κορυφές του παραγόμενου ρεύματος από τα 25 A στα 20 A.

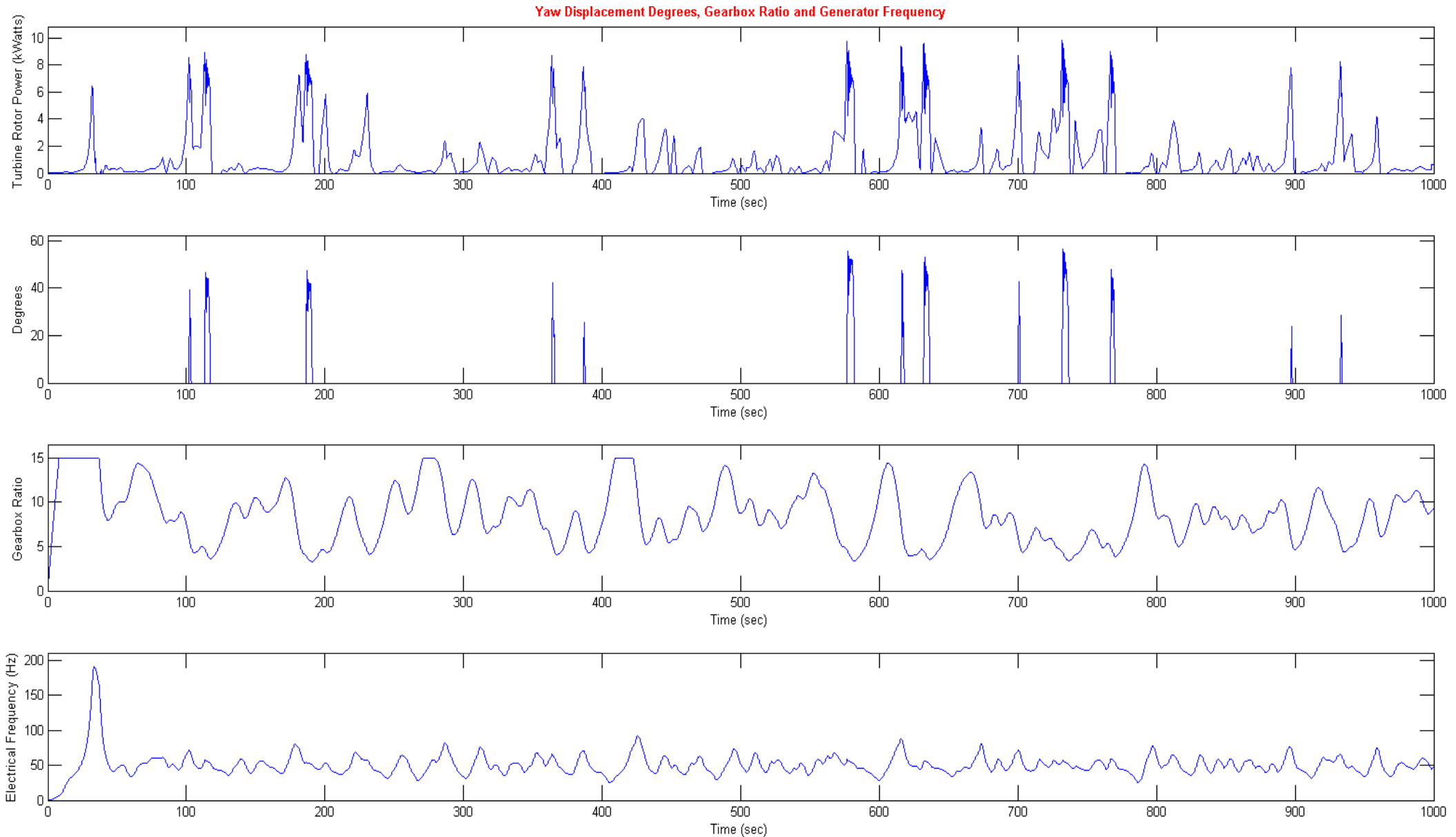
Wind Turbine extracted Vout, Iout, Pout in relevance to Wind Speed



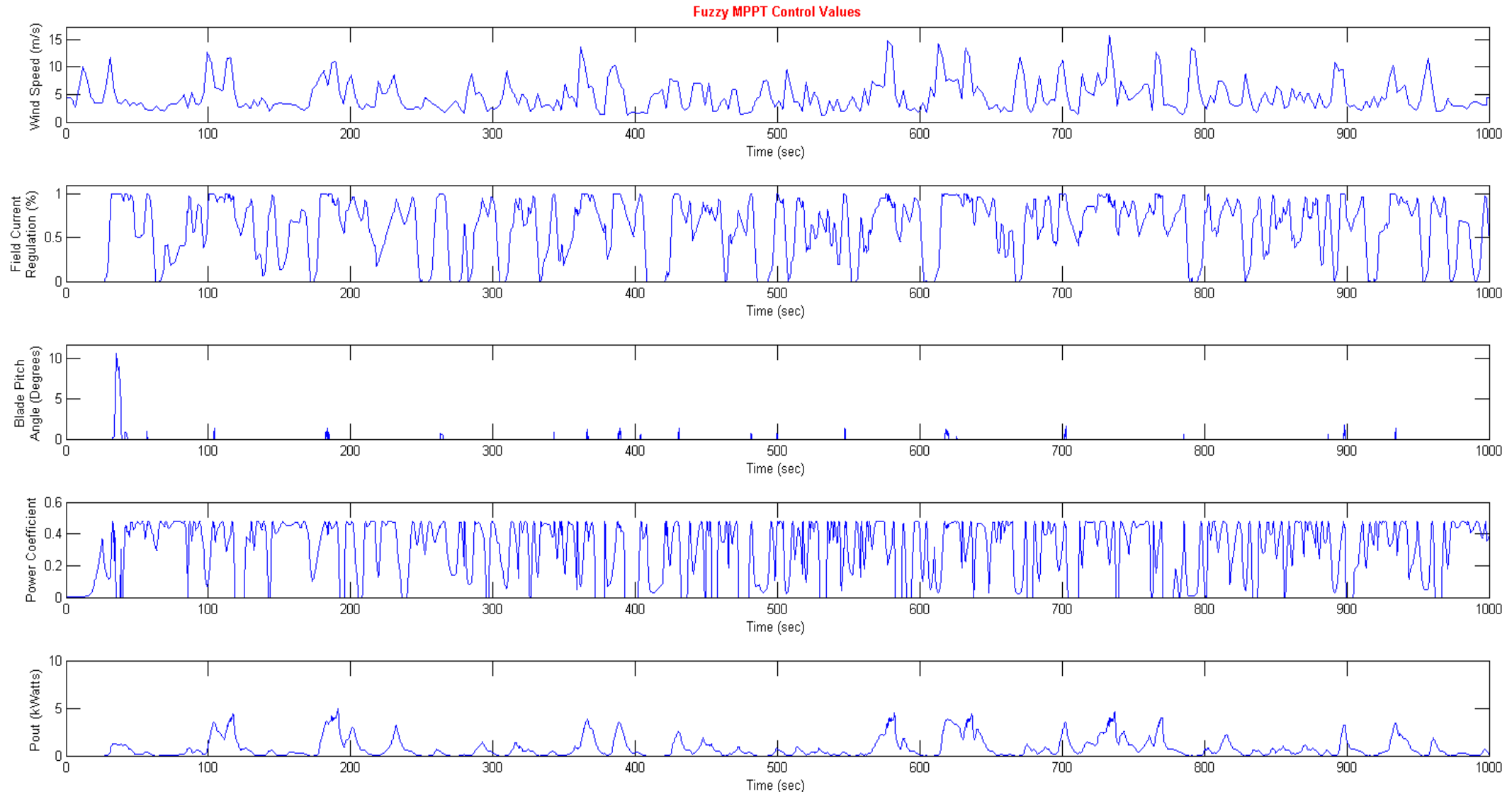
Η καταστολή των ακραίων τιμών της αναπτυσσόμενης μηχανικής ισχύος αποτυπώνεται ξεκάθαρα στη 2^η γραφική παράσταση του παρακάτω γραφήματος. Όπως φαίνεται και από τη μεγεθυμένη λεπτομέρεια, οι εξάρσεις μηχανικής ισχύος κατασταλάζουν σχετικά γρήγορα (≈ 8 sec) από τη στιγμή τη δημιουργία τους, στην επιθυμητή προκαθορισμένη τιμή (7 kW).



Στη 2^η γραφική παράσταση του παρακάτω γραφήματος παρουσιάζεται ο βαθμός εκτροπής της μετώπης της Α/Γ ανά το χρόνο. Όπως είναι αναμενόμενο, οι χρονικές περίοδοι που παρατηρείται εντονότερη γωνιακή εκτροπή συμπίπτουν με τις χρονικές περιόδους που η αναπτυσσόμενη μηχανική ισχύς ξεπερνά το προκαθορισμένο όριο P_{WMAX}. Από την 4^η γραφική παράσταση είναι φανερό ότι το εύρος διακύμανσης της συχνότητας (f) του παραγόμενου ηλ. ρεύματος είναι σχετικά μέτριο (συγκεκριμένα κυμαίνεται από 35 Hz έως 80 Hz) και συγκρίσιμο με τις τιμές που μετρήθηκαν για παρόμοια εκδοχή της Α/Γ με απενεργοποιημένο τον FLYDC.



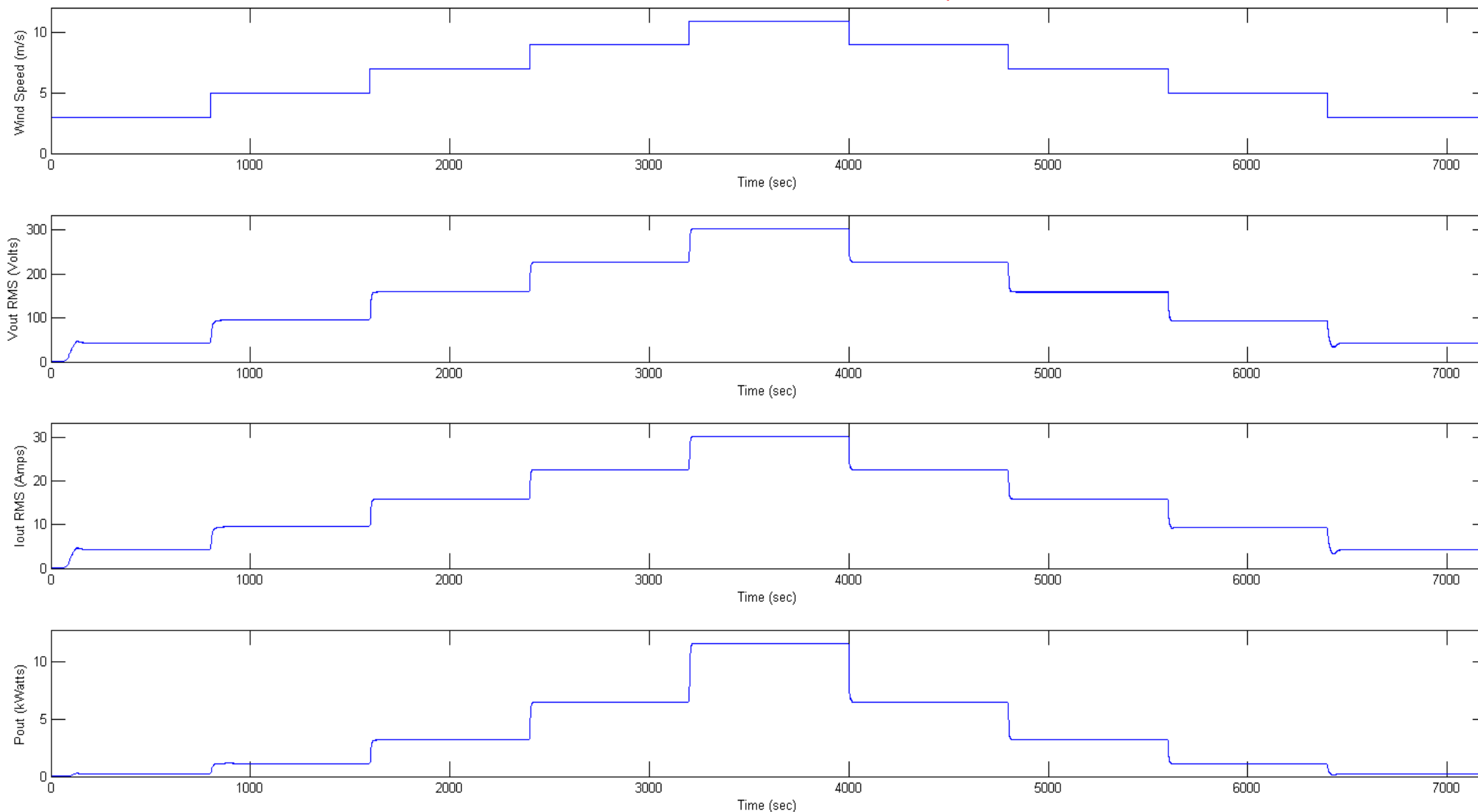
Συγκρίνοντας την 2^η και 3^η γραφική παράσταση του παρακάτω γραφήματος προκύπτει και πάλι, όπως και προηγουμένως, ότι οι FLGRC και FLBS συνεργάζονται όπως ακριβώς σχεδιάστηκε, δηλαδή με τον FLBS να δρα μόνο εφόσον ο FLGRC φτάσει σε κόρο (Regulation = 100 %). Επίσης, συγκρίνοντας τις κορυφές της 3^{ης} γραφικής παράστασης (beta pitch) του παρόντος γραφήματος με αυτές της 2^{ης} γραφικής παράστασης του προηγούμενου γραφήματος (yaw displacement) διαπιστώνεται μια κάποια αντιστοιχία. Αυτή οφείλεται στο γεγονός ότι οι αποκρίσεις (και συνεπώς και οι αναδράσεις) και των τριών ελεγκτών παρουσιάζουν μια πολύ μικρή υστέρηση με αποτέλεσμα να σπεύδουν να ‘φρενάρουν’ και οι 3 τους ταυτόχρονα την Α/Τ (ο καθένας με τον δικό του τρόπο). Πολύ σύντομα όμως, παρουσία του FLYDC, αποσύρονται οι FLGRC και FLBS, όπως ακριβώς είναι και το επιθυμητό.



'DC GEN SIMS (with Saturation)' > Scenario 4 – Stepwise (Figure 1, 2, 3, 4) | Generator : DC / Gear Setting : AUTO / Yaw Displacement : OFF |

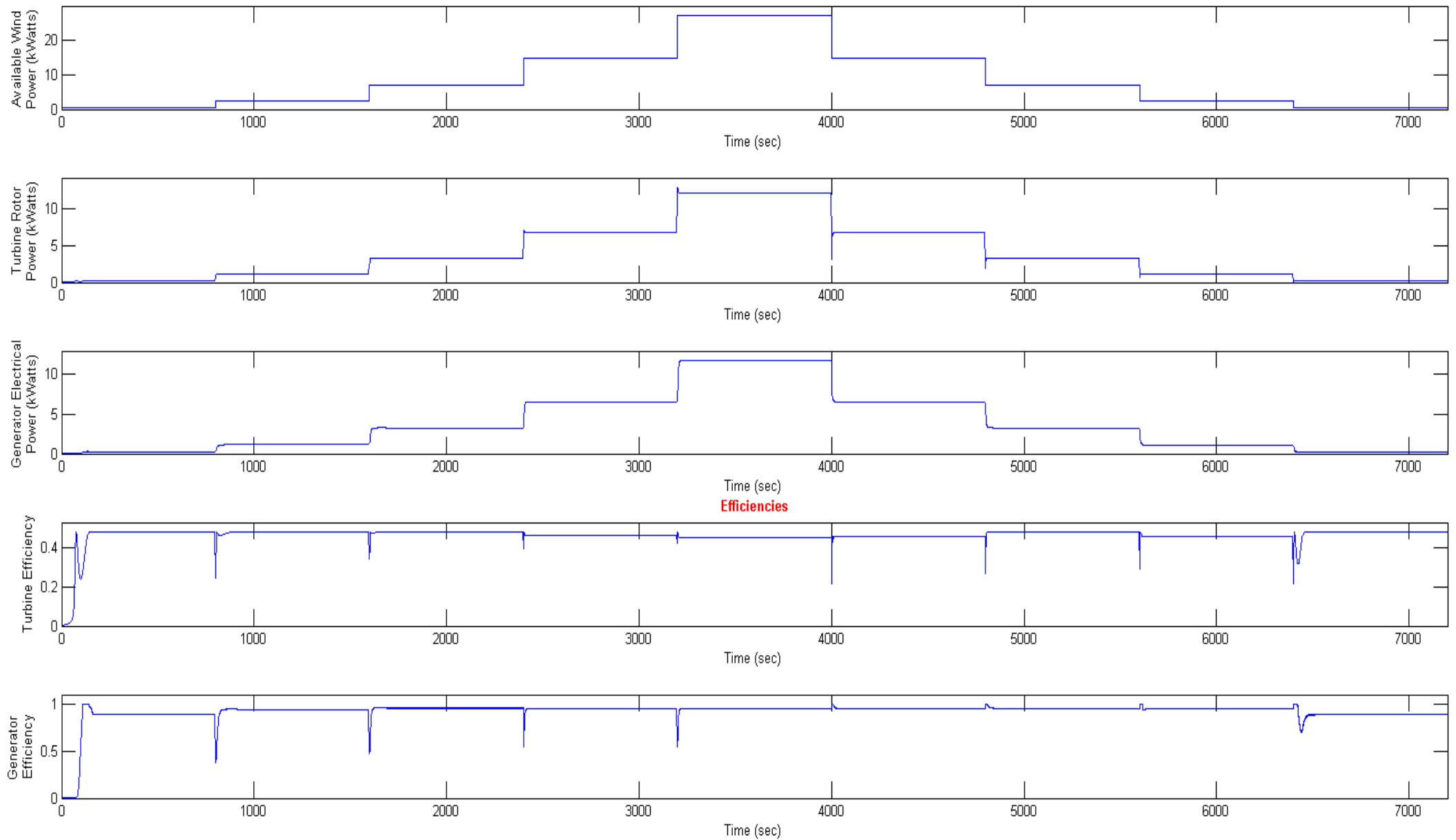
Στις 2 τριάδες γραφημάτων που ακολουθούν εξετάζεται η εκδοχή της Α/Γ που φέρει την ηλεκτροπαραγωγό γεννήτρια συνεχούς ρεύματος. Στην πρώτη τριάδα εξετάζεται το 4^ο σενάριο σύμφωνα με το οποίο η ταχύτητα του ανέμου αλλάζει βηματικά, ενώ στην δεύτερη τριάδα εξετάζεται το 2^ο σενάριο σύμφωνα με το οποίο η ταχύτητα του ανέμου μεταβάλλεται με ρεαλιστικό τρόπο. Σε αντίθεση με τις προηγούμενες Α/Γ, στην παρούσα εκδοχή, αφενός απουσιάζει το κιβώτιο ταχυτήτων και αφετέρου η ηλεκτρομαγνητική πέδηση του ρότορα ελέγχεται μέσω της τάσης που εφαρμόζεται στο τύλιγμα του στάτορα (και όχι μέσω του ρεύματος που τον διαρρέει).

Wind Turbine extracted Vout, Iout, Pout in relevance to Wind Speed

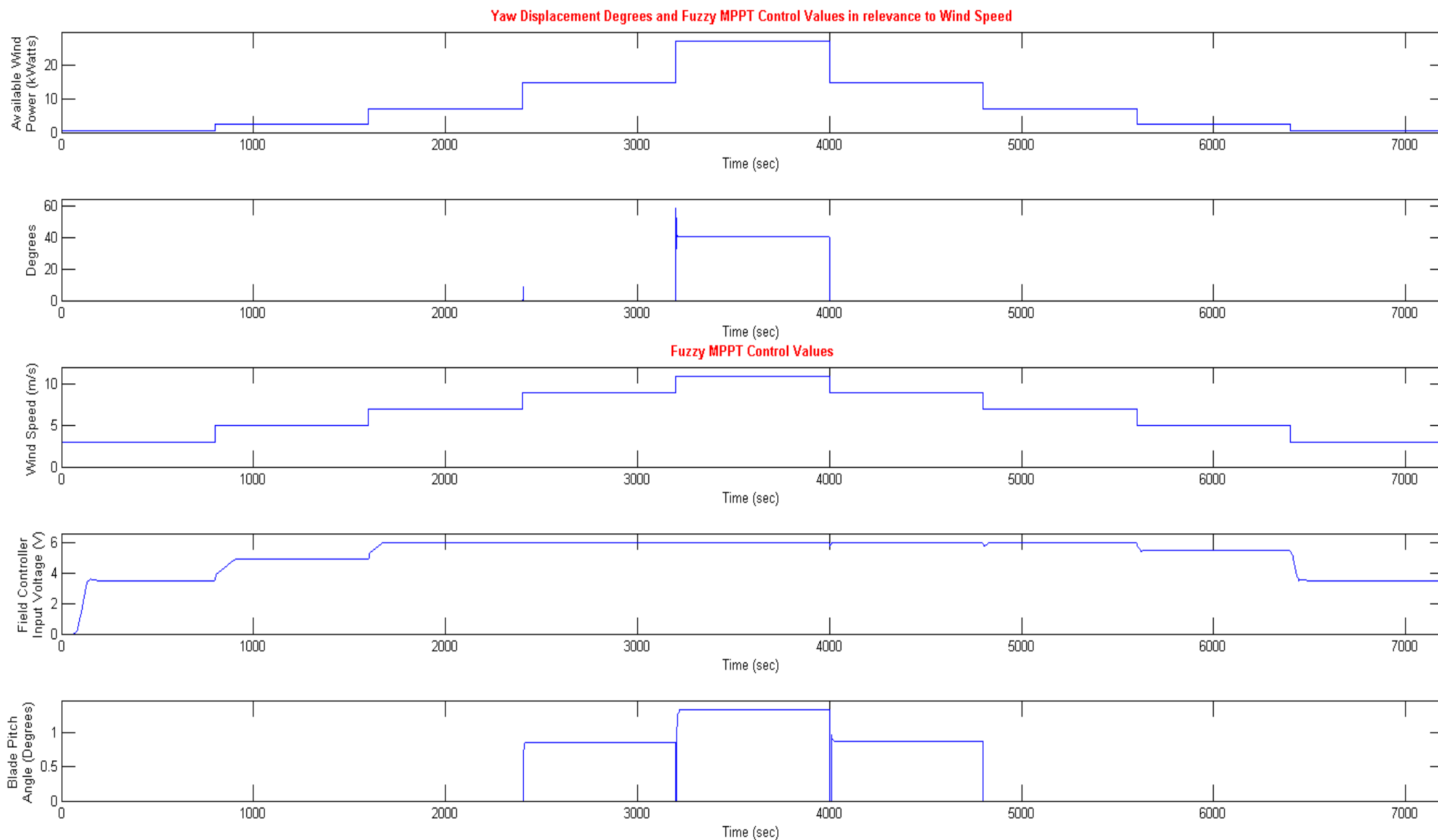


Από τη σύγκριση των εξομοιώσεων των δύο διαφορετικών εκδοχών της ηλεκτροπαραγωγού γεννήτριας παρατηρούνται παρόμοια αποτελέσματα σε ότι αφορά την συλλεκτική τους ικανότητα, την κατανομή ισχύος τους και τις επιμέρους αποδόσεις των μηχανικών και ηλεκτρικών συστημάτων τους.

Power System Distribution and Efficiencies in relevance to Wind Speed



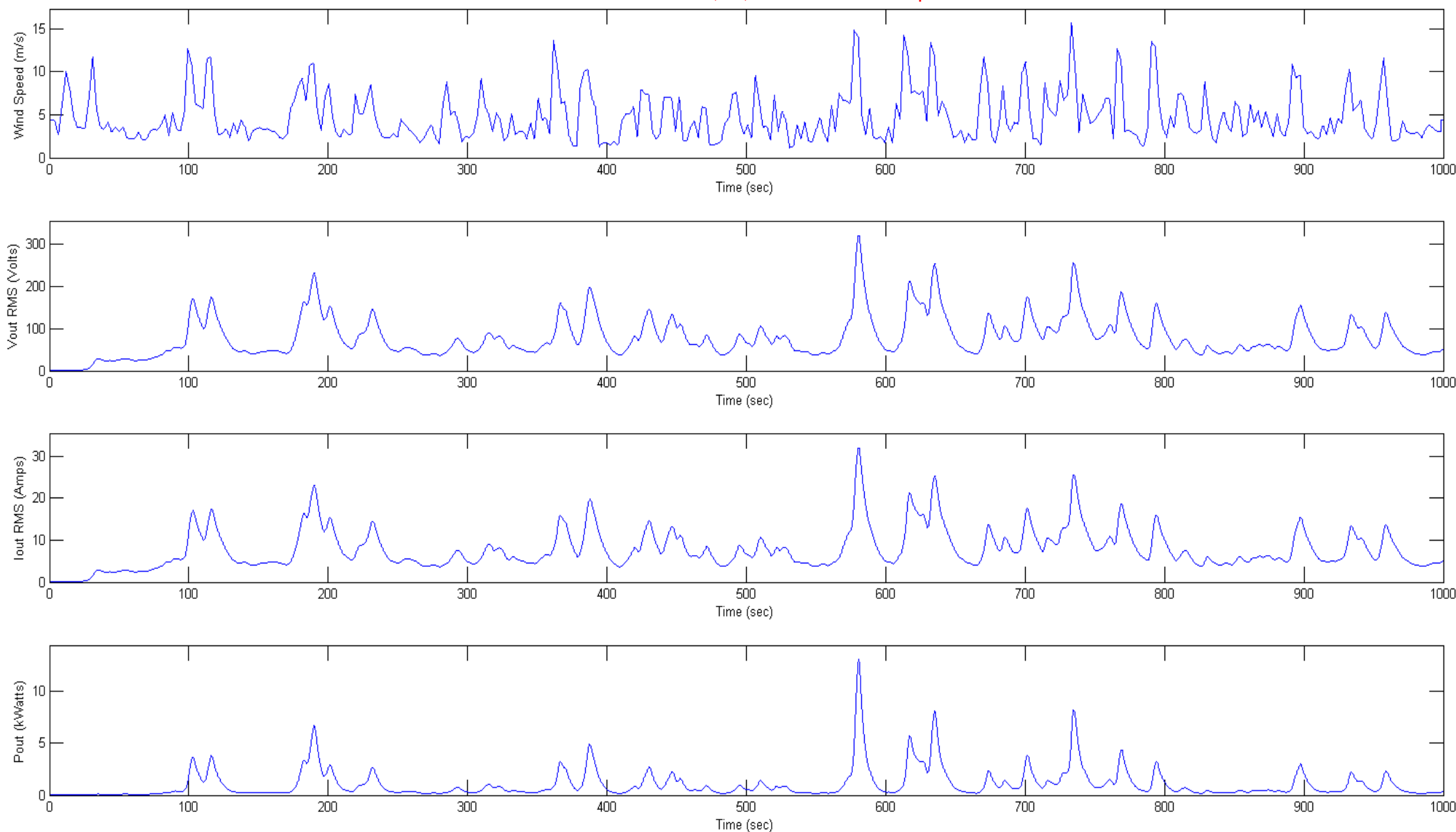
Σε αντιστοιχία με τα όσα έχουν αναφερθεί για την AC γεννήτρια και τον FLGRC ελεγκτή παρατηρείται ότι ο κορεσμός εδώ προκύπτει όταν η τάση που αναπτύσσεται στο τύλιγμα του στάτορα φτάσει τα περίπου 6 V. Η επιβεβαίωση της επιτυχούς λειτουργίας του FLYDC καθώς και της άπογης συνεργασίας του ζεύγους FLGRC και FLBS αποτυπώνεται στην 2^η, 4^η και 5^η γραφική παράσταση αντίστοιχα.



'DC GEN SIMS (with Saturation)' > Scenario 2 – Realistic Data (Figure 1, 2, 3, 4) | Generator : DC / Gear Setting : AUTO / Yaw Displacement : OFF |

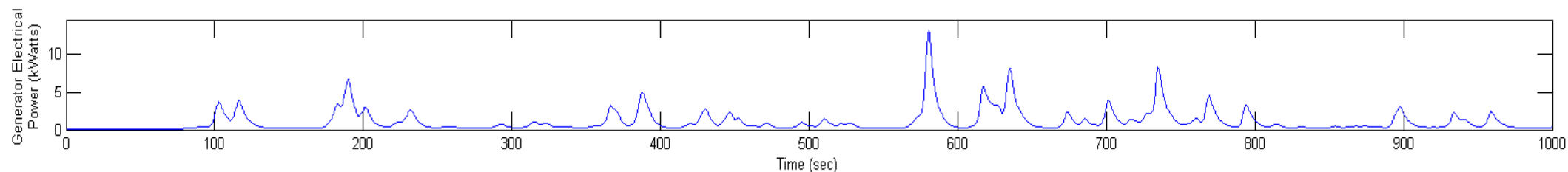
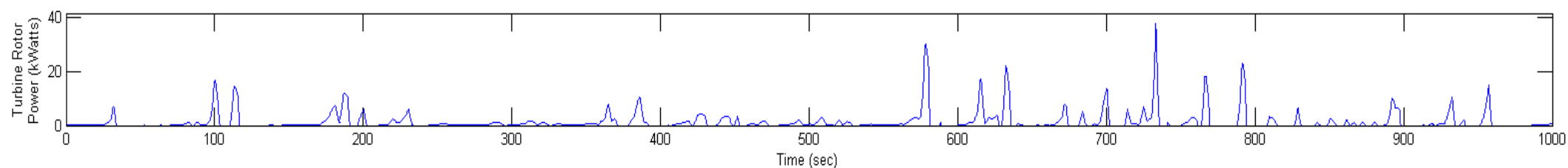
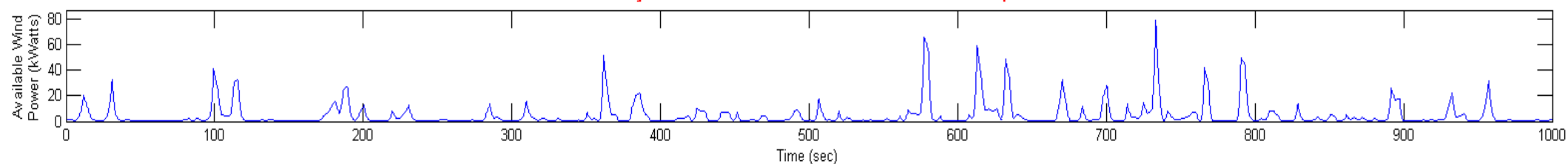
Στα 3 γραφήματα που ακολουθούν εξετάζεται η συμπεριφορά της εκδοχής της Α/Γ που φέρει την ηλεκτροπαραγωγό γεννήτρια συνεχούς ρεύματος για το 2^ο σενάριο σύμφωνα με το οποίο η ταχύτητα του ανέμου μεταβάλλεται με ρεαλιστικό τρόπο. Παρακάτω παρατίθενται τα αποτελέσματα της αντίστοιχης εξομοίωσης.

Wind Turbine extracted Vout, Iout, Pout in relevance to Wind Speed

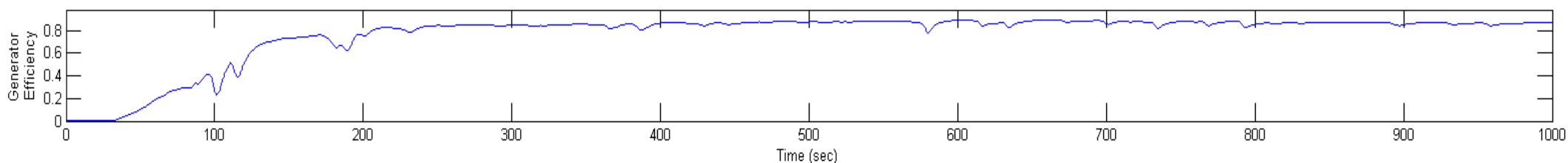
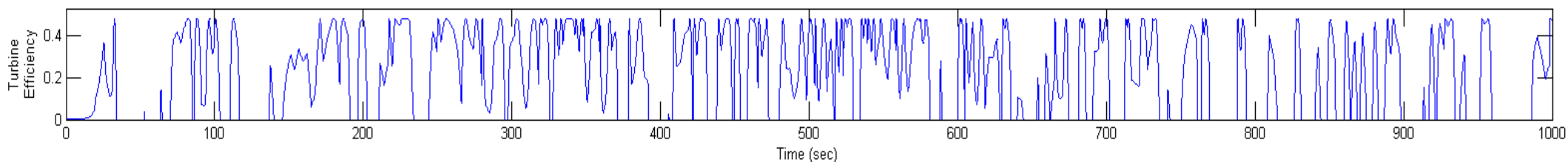


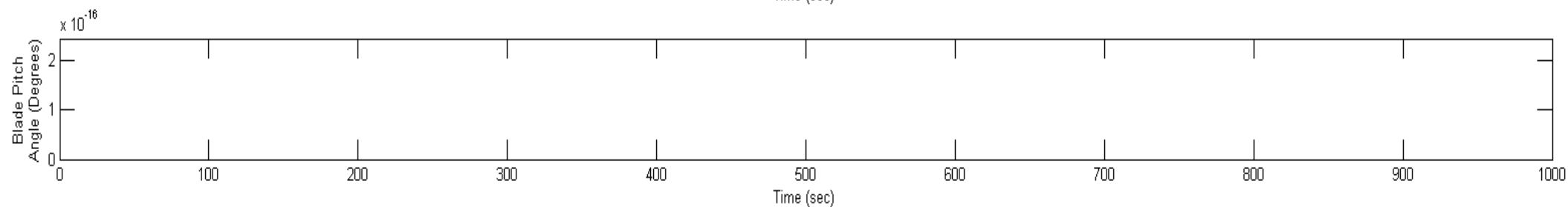
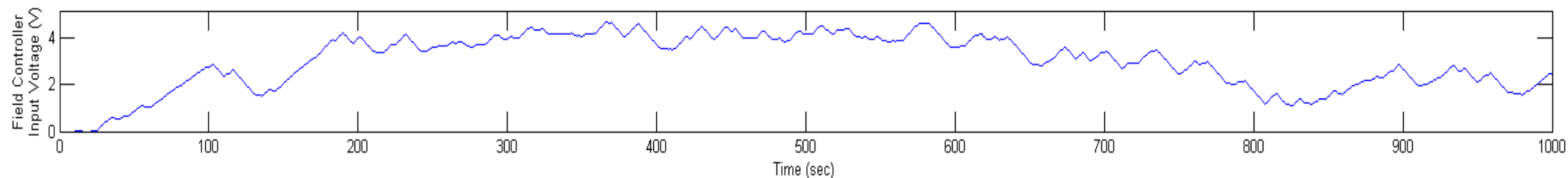
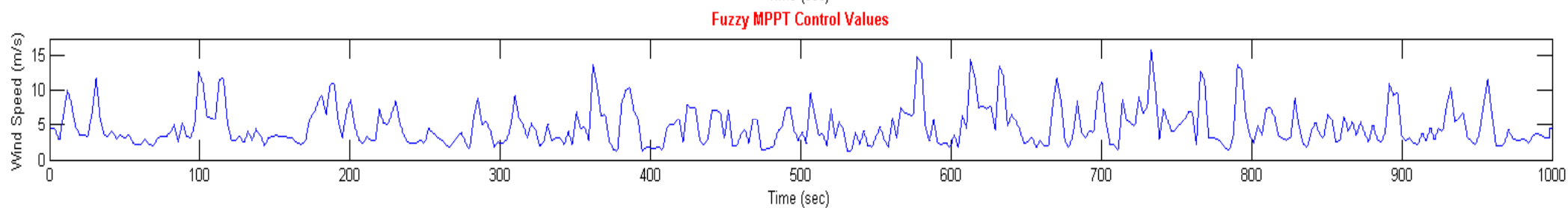
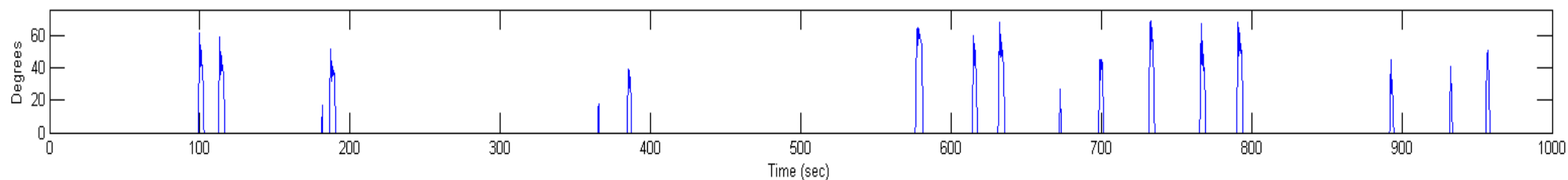
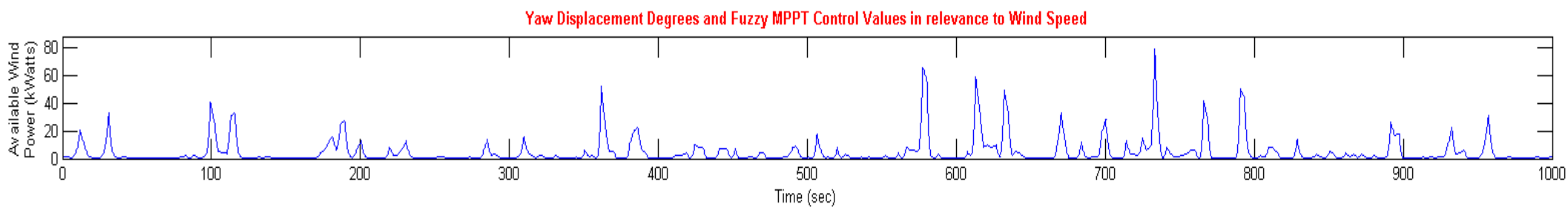
Συγκρίνοντας τις γραφικές παραστάσεις των 3 γραφημάτων της παρούσας ενότητας με τα αντίστοιχα της ενότητας που αναφέρεται στην ηλεκτροπαραγωγό γεννήτρια εναλλασσόμενου ρεύματος διαπιστώνονται πολλές ομοιότητες, παρά το ότι τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των δύο μηχανών δεν είναι τα ίδια.

Power System Distribution and Efficiencies in relevance to Wind Speed



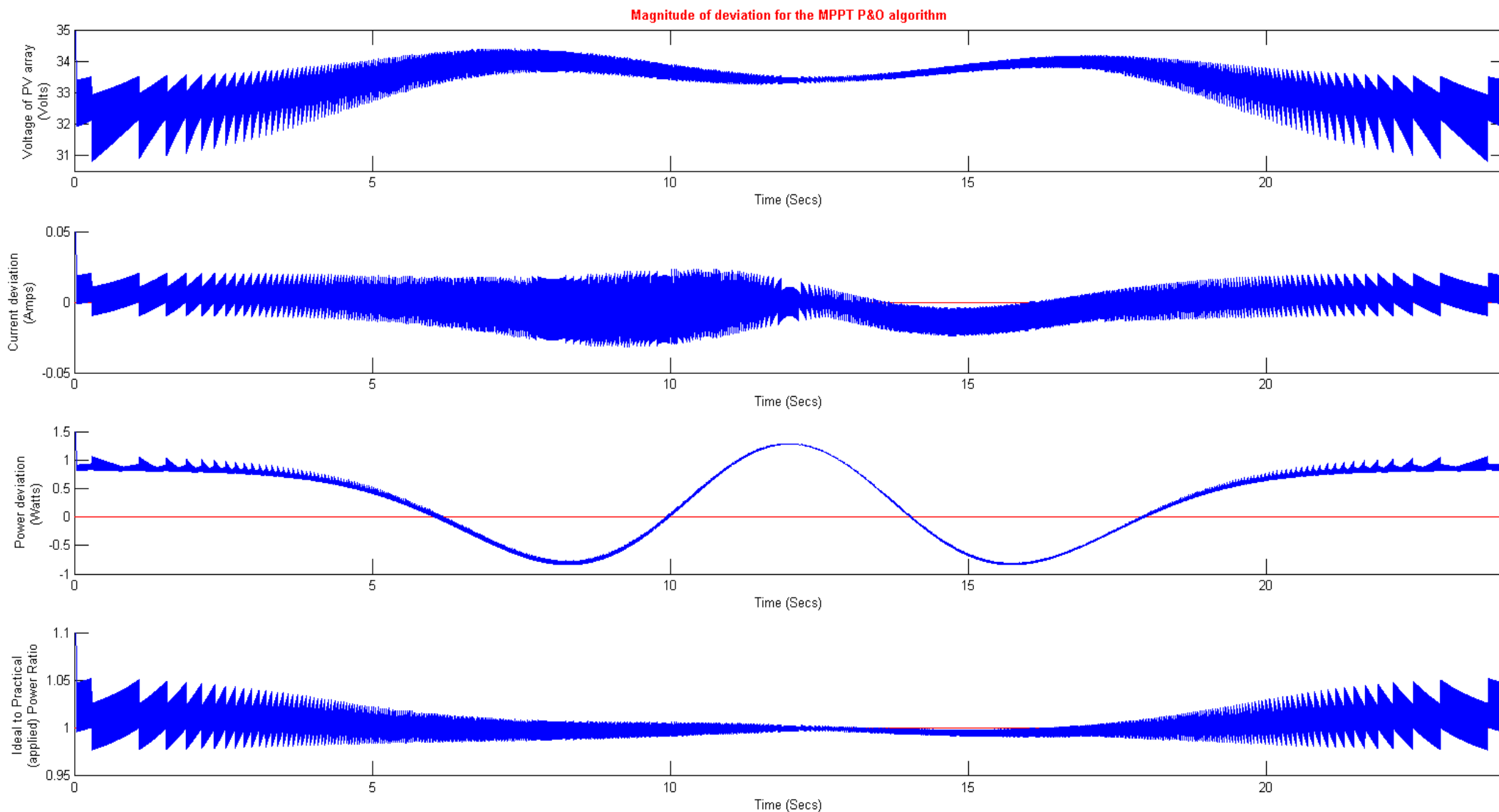
Efficiencies



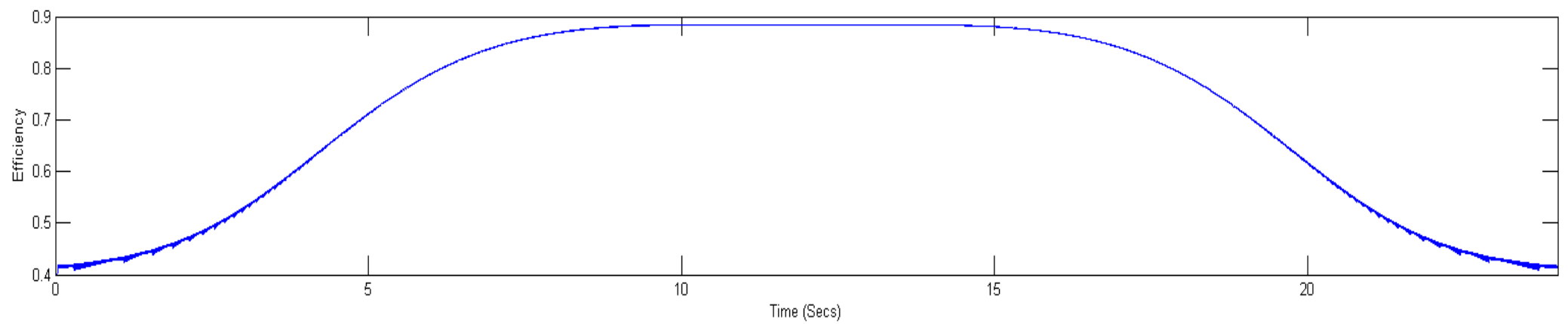
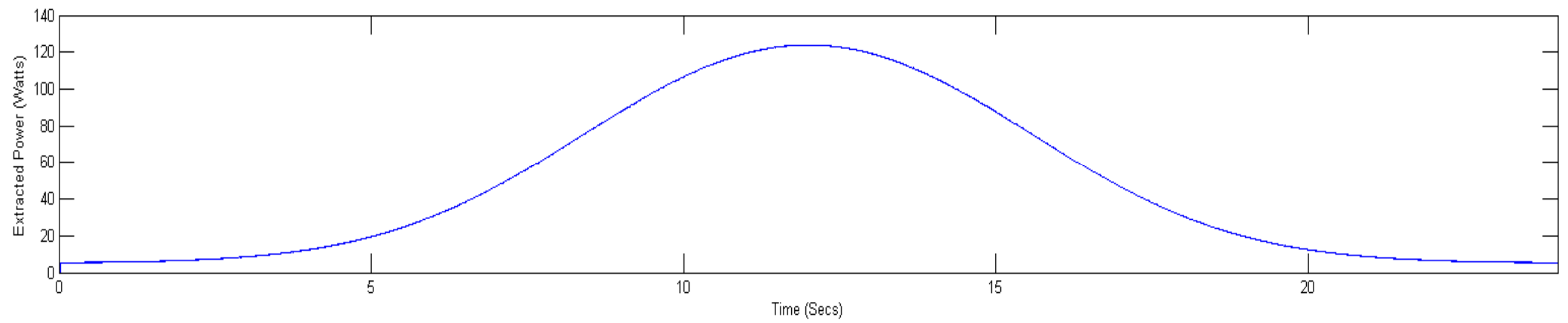
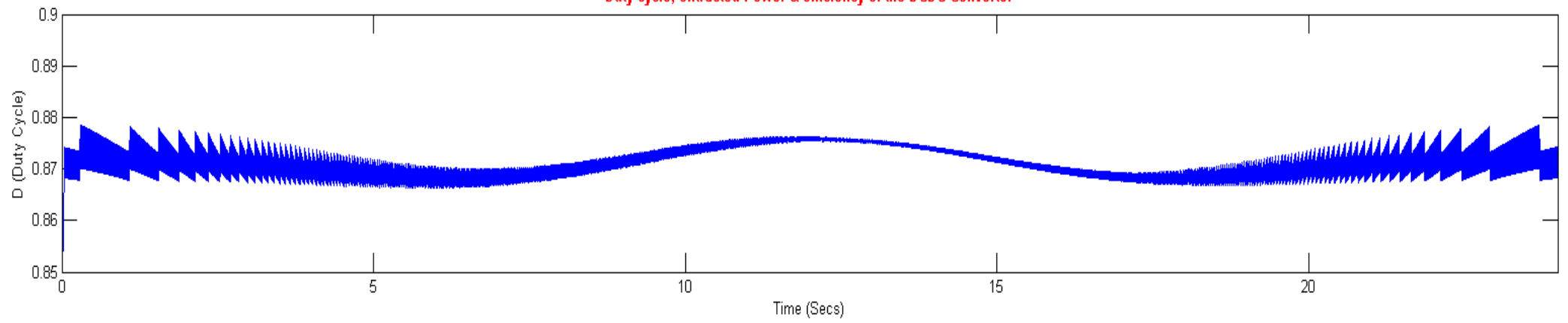


'PV One Day Simulation (P&O)' - Data (Figure 2, 4) | with DC-DC Converter |

Στα 8 γραφήματα που ακολουθούν εξετάζεται η συμπεριφορά του φωτοβολταϊκού συστήματος της εργασίας για 2 διαφορετικά σενάρια και 2 διαφορετικές υλοποιήσεις των MPPT αλγορίθμων. Στα 4 πρώτα γραφήματα εξετάζεται η συμπεριφορά του MPPT αλγορίθμου (2 για τον P&O και 2 για τον FLC) καθώς η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας ακολουθεί μια Γκαουσιανή καμπύλη όπως αυτή περιγράφεται στην παράγραφο 8.3 (Σχήμα 8.21) ενώ η θερμοκρασία μένει σταθερή στους 25 βαθμούς Κελσίου. Στα 4 τελευταία γραφήματα γίνεται το ίδιο αλλά για την περίπτωση που η ακτινοβολία και η θερμοκρασία παρουσιάζουν έντονες διακυμάνσεις.

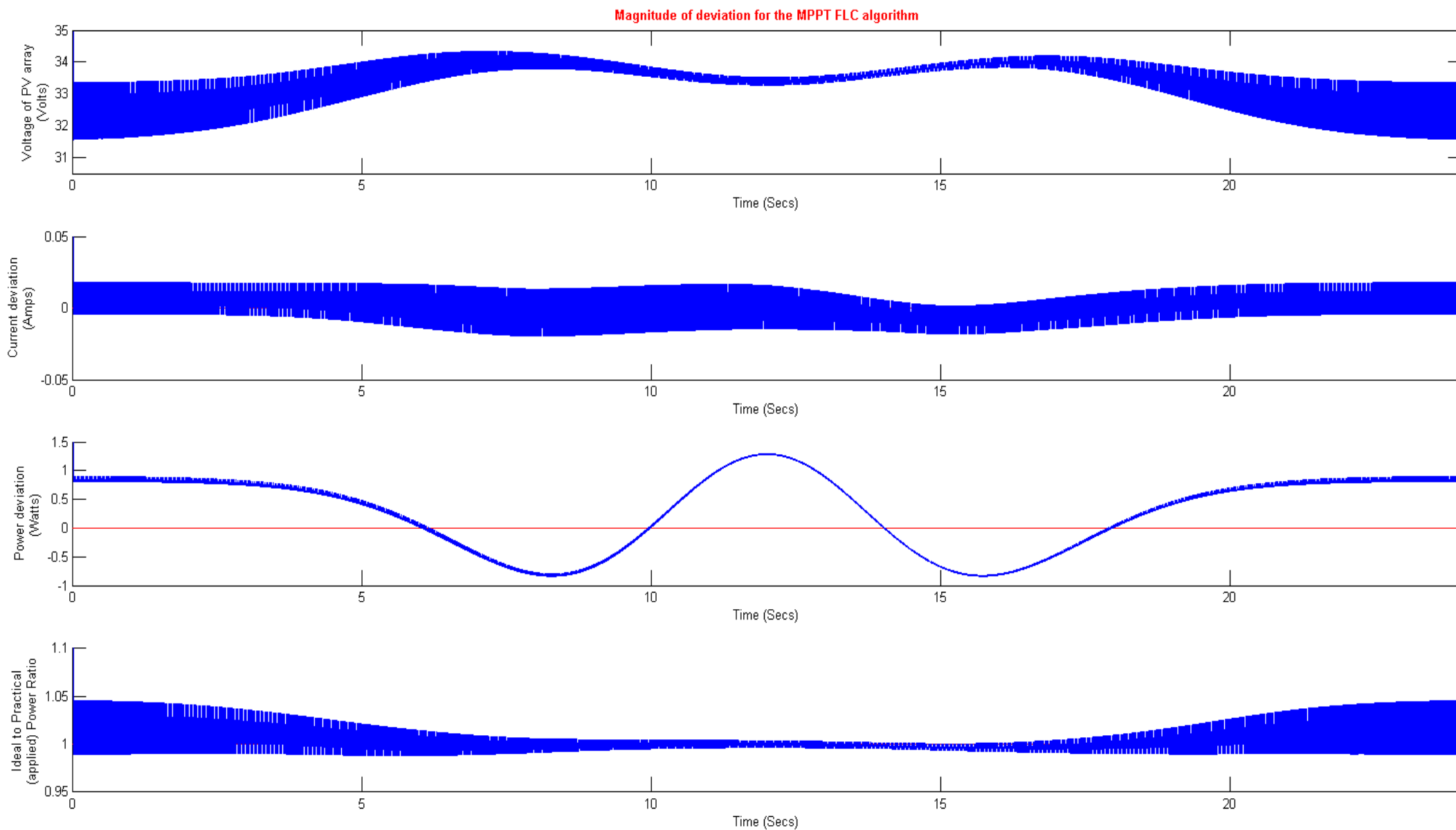


Duty cycle, extracted Power & efficiency of the DCDC Converter

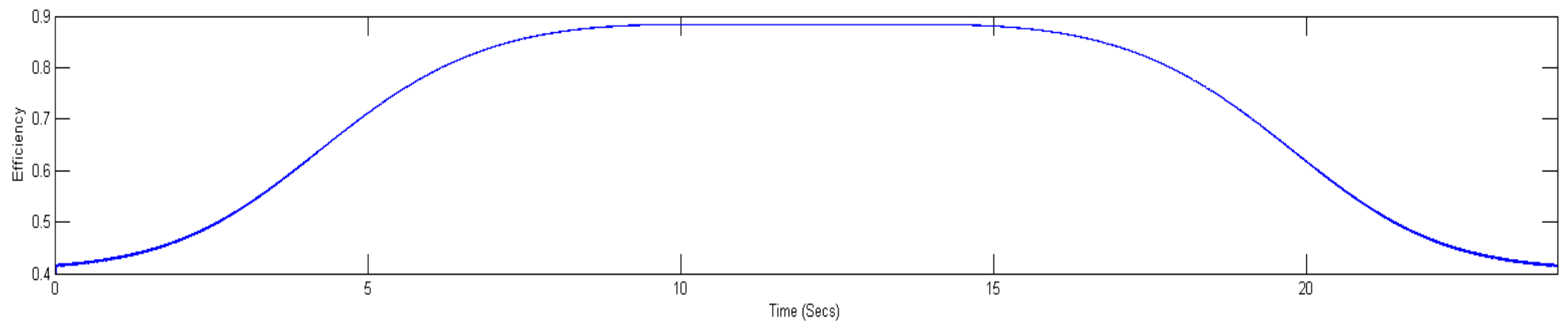
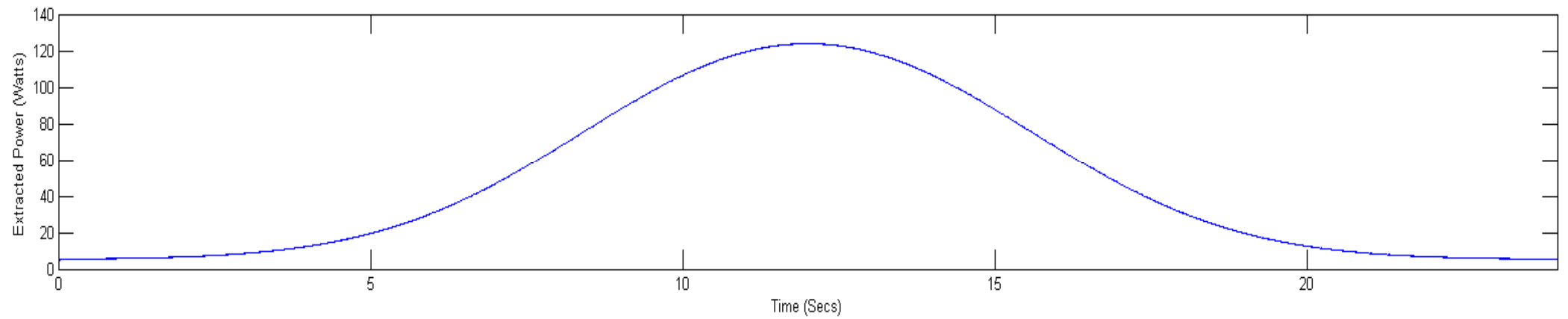
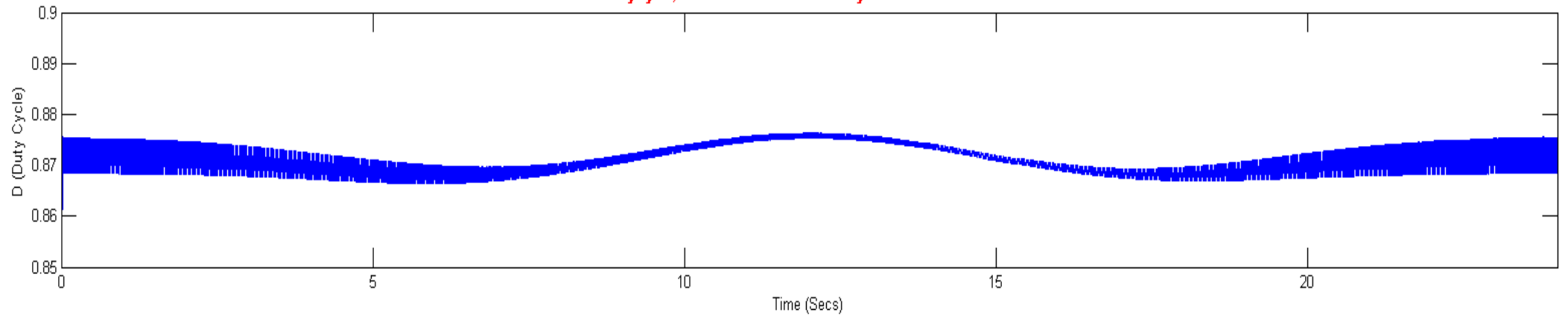


'PV One Day Simulation (FLC)' - Data (Figure 2, 4) [with DC-DC Converter]

Συγκρίνοντας τις γραφικές παραστάσεις της παρούσας ενότητας με τις αντίστοιχες της προηγούμενης, δηλαδή του Φ/Β συστήματος που ελέγχεται από τον FLC έναντι του αυτού που ελέγχεται από τον P&O ελεγκτή, γίνεται αμέσως προφανές ότι οι διακυμάνσεις των επιμέρους μεγεθών, καθώς και οι μέσες αποκλίσεις από τις επιθυμητές τιμές είναι πολύ μικρότερες για τις ίδιες συνθήκες (insolation, temperature).

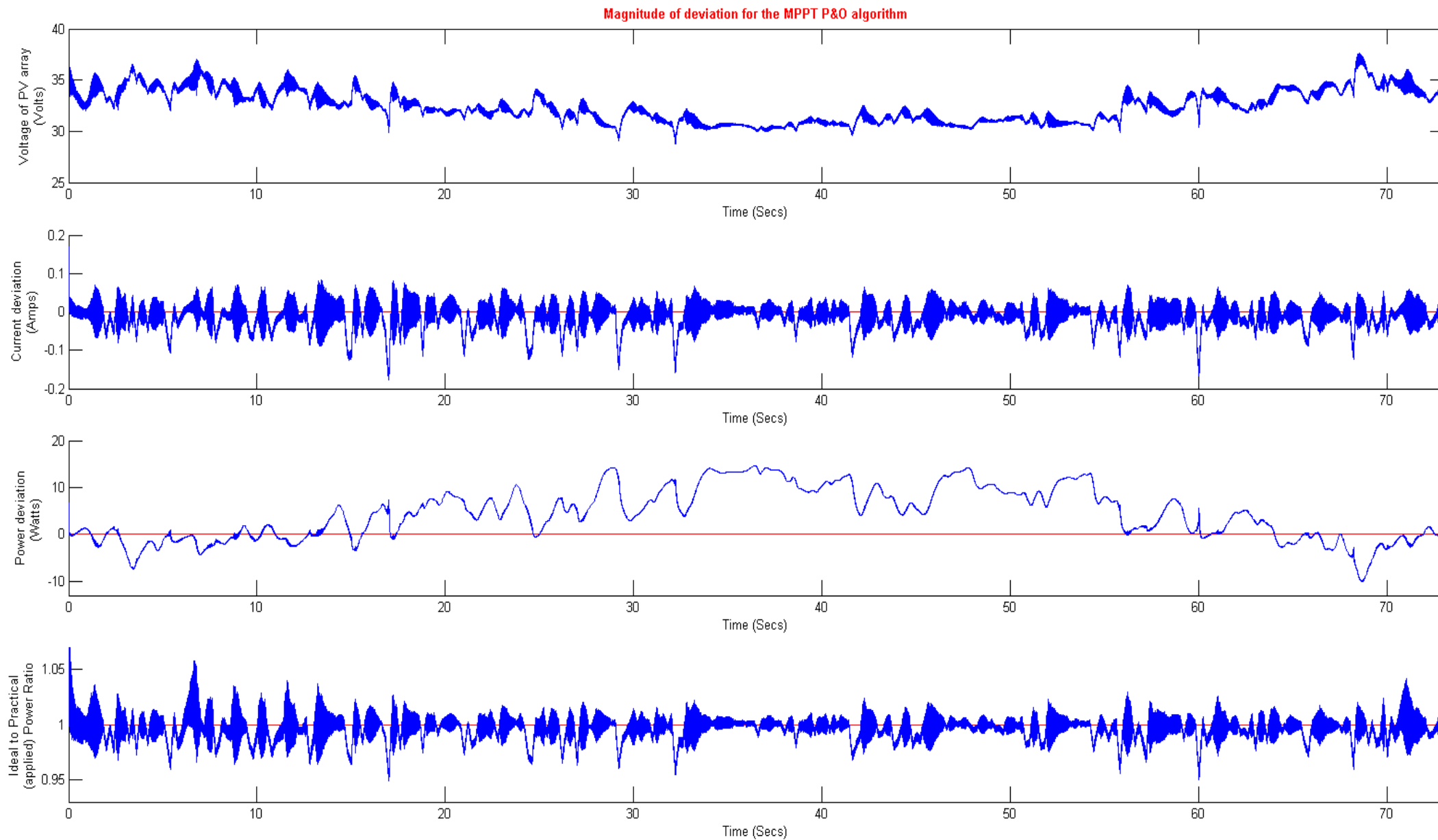


Duty cycle, extracted Power & efficiency of the DCDC Converter

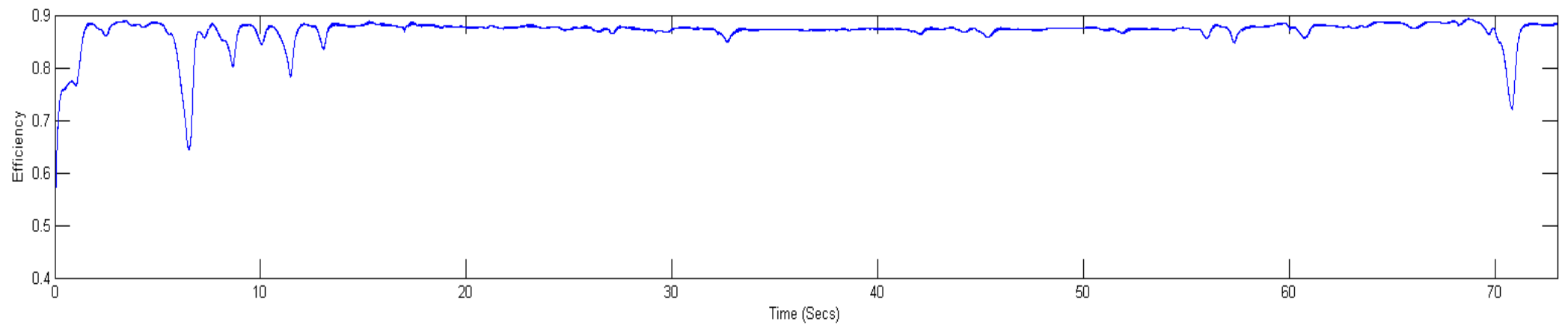
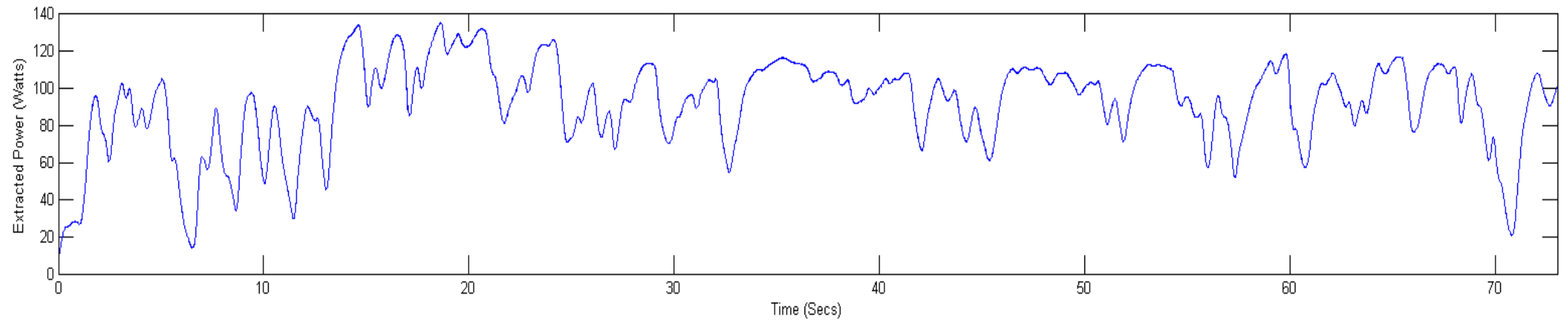
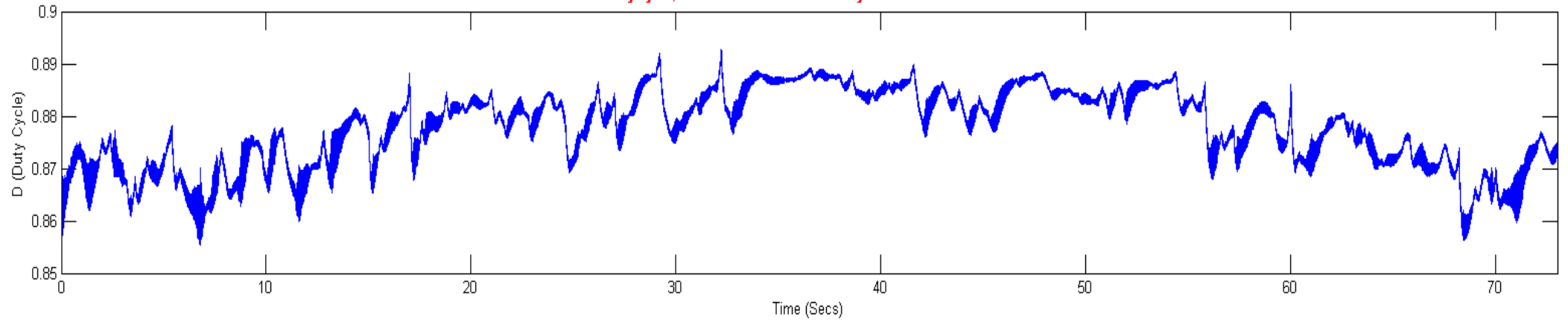


'PV Real Data Simulation (P&O)' - Data (Figure 2, 4) | with DC-DC Converter – 1 kHz Sampling

Στα παρακάτω 2 γραφήματα εξετάζεται η συμπεριφορά του P&O αλγορίθμου για έντονες διακυμάνσεις της ηλιακής ακτινοβολίας και περιβαλλοντικής θερμοκρασίας.

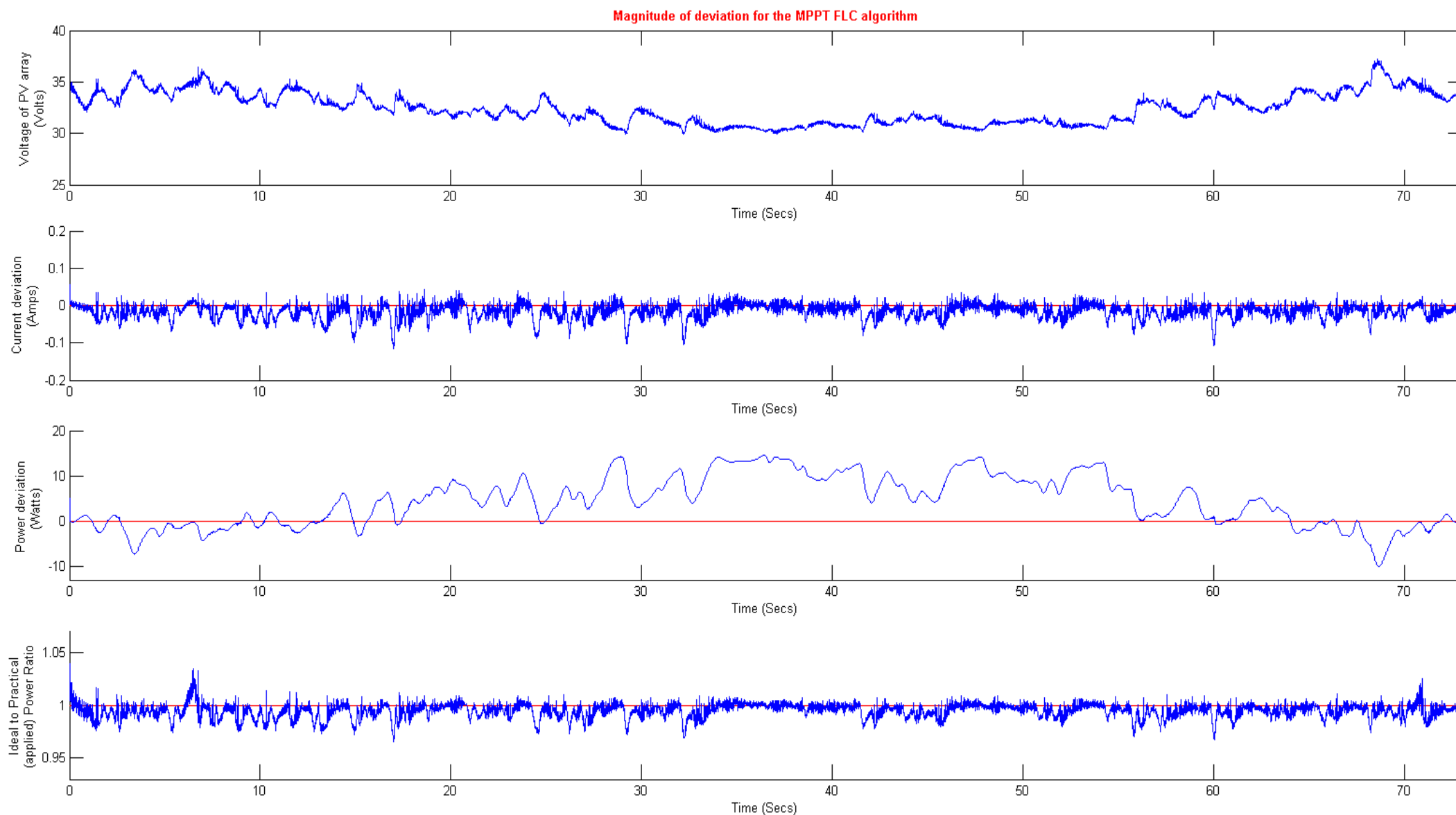


Duty cycle, extracted Power & efficiency of the DCDC Converter



‘PV Real Data Simulation (FLC)’ - Data (Figure 2, 4) [with DC-DC Converter – 1 kHz Sampling]

Στα παρακάτω 2 γραφήματα εξετάζεται η συμπεριφορά του FLC αλγορίθμου για έντονες διακυμάνσεις της ηλιακής ακτινοβολίας και περιβαλλοντικής θερμοκρασίας. Όπως είναι φανερό, οι διακυμάνσεις των επιμέρους μεγεθών, καθώς και οι μέσες αποκλίσεις από τις επιθυμητές τιμές είναι πολύ μικρότερες για τις ίδιες συνθήκες (insolation, temperature) σε σχέση με αυτές που παρατηρούνται κατά την εξομοίωση του P&O αλγορίθμου παραπάνω.



Duty cycle, extracted Power & efficiency of the DCDC Converter

