



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Μελέτη Ευστάθειας και Ακρίβειας της τεχνικής Power- Hardware-In-the-Loop για δοκιμές διεσπαρμένης παραγωγής

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτριος Μπαράκος

Επιβλέπων : Νικόλαος Δ. Χατζηαργυρίου

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2014



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Μελέτη Ευστάθειας και Ακρίβειας της τεχνικής Power-Hardware-In-the-Loop για δοκιμές διεσπαρμένης παραγωγής

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτριος Μπαράκος

Επιβλέπων : Νικόλαος Δ. Χατζηαργυρίου

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 9^η Ιουλίου 2014.

.....
Ν. Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σ. Παπαθανασίου
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Π. Γεωργιλάκης
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2014

.....
Δημήτριος Μπαράκος

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Δημήτριος Μπαράκος, 2014

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνεύονται ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση της διπλωματικής μου εργασίας θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους όσους με βοήθησαν κατά την εκπόνησή της.

Ευχαριστώ θερμά τον Καθηγητή μου κ. Νικόλαο Χατζηαργυρίου για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντάς μου την εργασία αυτή, και κυρίως για τις γνώσεις που μου μετέδωσε κατά τη διάρκεια των σπουδών μου.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες οφείλω στον υποψήφιο Διδάκτορα Κοτσαμπόπουλο Πάνο για τη συνεχή του καθοδήγηση και την εξαιρετική μας συνεργασία, που ήταν καθοριστικής σημασίας για την ολοκλήρωση της εργασίας. Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τους Βασίλη Κλεφτάκη, Αθανάσιο Βασιλάκη και Αλέξανδρο Ρήγα για την πολύτιμη βοήθειά τους.

Επιπλέον θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Τάσο Τσιάμη για τις πολύτιμες συμβουλές του, καθώς επίσης και την αδερφή μου Φανή για την πολύτιμη βοήθειά της.

Τέλος, θα ήθελα να αφιερώσω την εργασία αυτή στην οικογένειά μου, η οποία με στηρίζει όλα αυτά τα χρόνια.

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάζεται η προσομοίωση πραγματικών πειραμάτων ισχύος η οποία γίνεται σε πραγματικό χρόνο και με δοκίμια πραγματικό εργαστηριακό εξοπλισμό. Η εν λόγω τεχνική ονομάζεται Power-Hardware-In-the-Loop (PHIL) και αποτελεί ένα πρωτοποριακό εργαλείο για την προσομοίωση και τη διεξαγωγή πειραμάτων καθώς επιτρέπει τη διασύνδεση πραγματικού εξοπλισμού (Hardware Under Test - HUT) με ένα προσομοιωμένο σύστημα (Simulated System). Η διασύνδεση επιτυγχάνεται με τη χρήση ενός ενισχυτή ισχύος (Power Interface).

Το πρώτο στάδιο της εργασίας περιλαμβάνει μία εισαγωγή στις Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας (ΑΠΕ) και τα μικροδίκτυα καθώς αυτό είναι σύνηθες αντικείμενο διεξαγωγής PHIL πειραμάτων, όπως γίνεται και στο εργαστήριο Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας.

Στη συνέχεια περιγράφεται συνοπτικά ο ψηφιακός προσομοιωτής πραγματικού χρόνου (Real Time Digital Simulator-RTDS) ο οποίος προσομοιώνει το σύστημα στο οποίο θα συνδεθεί το δοκίμιο (HUT), και ακολουθεί συνοπτική παρουσίαση της τεχνικής PHIL καθώς επίσης και των κρίσιμων ζητημάτων της ευστάθειας και της ακρίβειας της PHIL προσομοίωσης. Γίνεται αναφορά στα κριτήρια ευστάθειας Nyquist, Routh και τον Γεωμετρικό Τόπο Ριζών (ΓΤΡ) τα οποία χρησιμοποιούνται για τον καθορισμό της PHIL ευστάθειας.

Το δεύτερο στάδιο της εργασίας περιλαμβάνει την μοντελοποίηση του εργαστηριακού PWM ενισχυτή ισχύος (TRIPHASE) με δύο τρόπους. Αρχικά, θεωρητικά με χρήση του φίλτρου εξόδου του και στη συνέχεια με τη διεξαγωγή πειραμάτων μεταβολής της τάσης θεωρώντας τον ως «μαύρο κουτί» και χρησιμοποιώντας το Matlab Identification toolbox για την επεξεργασία των αποτελεσμάτων. Στη συνέχεια παρουσιάζονται και συγκρίνονται πέντε μέθοδοι για τον καθορισμό της PHIL ευστάθειας, ονομαστικά: τα κριτήρια ευστάθειας Nyquist, Routh, και ο ΓΤΡ καθώς και η χρήση δύο προσομοιωμένων συστημάτων στο Matlab simulink, τη δυναμική προσομοίωση του ηλεκτρικού κυκλώματος (SimPower-System simulated circuit) και την προσομοίωση του θεωρητικού συστήματος (προσομοίωση του μπλοκ διαγράμματος, Signal-flow simulation). Καταδεικνύονται ελλείψεις και σφάλματα των υπαρχόντων μεθόδων και προτείνονται νέοι πιο αξιόπιστοι μέθοδοι εκτίμησης της PHIL ευστάθειας. Ακολουθεί η παρουσίαση και η σύγκριση δύο μεθόδων από τη βιβλιογραφία για τον καθορισμό της PHIL ακρίβειας και καταδεικνύεται η ισοδυναμία τους. Στη συνέχεια εξετάζεται η ακρίβεια για το κύκλωμα του διαιρέτη τάσης με και χωρίς την προσθήκη του ενισχυτή ισχύος.

Τέλος, γίνεται αναφορά στο Low Voltage Ride Through (LVRT) Διεσπαρμένης Παραγωγής και με βάση τα παραπάνω ακολουθεί μελέτη ευστάθειας για PHIL πείραμα με τον εργαστηριακό φωτοβολταϊκό αντιστροφέα ως δοκίμιο.

Πραγματοποιείται PHIL δοκιμή χρησιμοποιώντας προτεινόμενο LVRT δίκτυο από διεθνή πρότυπα και εξετάζεται η συμπεριφορά του πραγματικού αντιστροφέα σε βυθίσεις τάσης.

Λέξεις κλειδιά: Power-Hardware-In-the-Loop (PHIL), μικροδίκτυο, ενισχυτής ισχύος (Power Interface), ψηφιακός προσομοιωτής πραγματικού χρόνου (Real Time Digital Simulator-RTDS) , δοκίμιο προς εξέταση (Hardware Under Test - HUT) , προσομοιωμένο σύστημα (Simulated System) , Nyquist, Routh και τον Γεωμετρικός Τόπος Ριζών , Low Voltage Ride Through (LVRT), φωτοβολταϊκός αντιστροφέας

Abstract

This diploma thesis presents a technique for simulating and testing of power devices in real time with real laboratory equipment. This technique is called Power-Hardware-In-the-Loop (PHIL) and is a novel tool for testing as it features the interconnection of a piece of hardware in the real world, called the Hardware Under Test (HUT) with a Simulated System running in a Real-Time Simulator. A Power Amplifier (interface) is necessary to perform the coupling of the hardware and simulated system.

The first section, of the thesis, contains general information about Renewable Energy Sources and microgrids since this is a useful environment for conducting PHIL experiments.

Moreover the Real Time Digital Simulator (RTDS), that emulates the simulated system, is briefly described followed by a summary of the PHIL technique as well as issues related to PHIL simulation stability and accuracy. Reference is made to the criteria Nyquist, Routh and Root Locus, which are used for determining the PHIL stability.

The second section of this thesis begins with the characterization of the laboratory power amplifier in two different ways. Theoretically considering its output filter, and practically through experiments in steady state and dynamic conditions, assuming that is a “black box”, using Matlab Identification toolbox in order to process the data. Then we present and compare five different methods in order to examine PHIL stability, namely: Nyquist, Routh and Root Locus stability criteria, SimPower-System simulation circuit (simulink implementation with SimPowerSystems library) and Signal flow simulation (simulink implementation with Simulink library.). The comparison shows gaps and errors of existing methods and new methods for determining the PHIL stability are proposed. Then followed the presentation and comparison of two methods from literature for determining the PHIL accuracy and the accuracy of the voltage divider circuit is examined with and without the addition of the power amplifier.

Finally, the Low Voltage Ride Through capability of Distributed Generation is presented and taking into account all the above the stability of a PHIL experiment with the laboratory photovoltaic inverter as HUT is examined. PHIL tests are executed using a LVRT simulated network according to standards and the behaviour of the physical inverter during voltage dips is examined.

Key words : Power-Hardware-In-the-Loop (PHIL), microgrid, Power Amplifier (Interface), Real Time Digital Simulator (RTDS) , Hardware Under Test (HUT) ,

Simulated System , Nyquist, Routh, Root Locus, Low Voltage Ride Through (LVRT), photovoltaic inverter

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ	5
ΠΕΡΙΛΗΨΗ	7
ABSTRACT	9
ΛΙΣΤΑ ΕΙΚΟΝΩΝ	13
ΛΙΣΤΑ ΠΙΝΑΚΩΝ	16
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	17
ΑΝΑΝΕΩΣΙΜΕΣ ΠΗΓΕΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ	17
1.1 Γενικά	17
1.2 Ανεμογεννήτριες	18
1.3 Φωτοβολταϊκά Συστήματα	20
1.3.1 Φωτοβολταϊκό Φαινόμενο	20
1.4 Ισοδύναμο κύκλωμα Φ/Β στοιχείου	22
1.5 Κατηγορίες Φωτοβολταϊκών	25
1.6 Σύνδεση Φωτοβολταϊκών στο δίκτυο	25
1.6.1 Αυτόνομο Φωτοβολταϊκό σύστημα (Stand Alone)	25
1.6.2 Διασυνδεδεμένο Φωτοβολταϊκό σύστημα (Grid connected)	27
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	28
ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΑ	28
2.1 Γενικά	28
2.2 Πλεονεκτήματα Μικροδικτύων	30
2.3 Μειονεκτήματα Μικροδικτύων	32
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	35
ΨΗΦΙΑΚΟΣ ΕΞΟΜΟΙΩΤΗΣ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΧΡΟΝΟΥ RTDS	35
3.1 Εισαγωγή	35
3.2 Τεχνικά χαρακτηριστικά RTDS (hardware)	36
3.3 Λογισμικό RTDS (software)	39
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	42
HARDWARE-IN-THE-LOOP	42
4.1 Προσομοίωση Hardware-In-the-Loop	42
4.1.1 Control Hardware-In-the-Loop	43
4.1.2 Power Hardware-In-the-Loop	44
4.1.2.1 Το ζήτημα της Ευστάθειας PHIL	46
4.1.2.2 Το ζήτημα της Ακρίβειας PHIL	52
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	53
ΕΥΡΕΣΗ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΙΣΧΥΟΣ	53
5.1 Εισαγωγή	53
5.2 Εύρεση Συνάρτησης Μεταφοράς του ενισχυτή από το φίλτρο εξόδου του	53
5.3 Πειραματική εύρεση Συνάρτησης μεταφοράς ενισχυτή	57
5.3.1 Πειραματική διάταξη σε ανοιχτό βρόχο (open loop)	57
5.3.1.1 Συνάρτηση μεταφοράς G_{Amp1}	63
5.3.1.2 Συνάρτηση μεταφοράς G_{Amp2}	64
5.3.2 Πειραματική διάταξη σε κλειστό βρόχο (closed loop)	66
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	71
ΜΕΛΕΤΗ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΚΑΙ ΑΚΡΙΒΕΙΑΣ PHIL	71

6.1	Σύγκριση μεθόδων για τον καθορισμό της Ευστάθειας	71
6.1.1	Κριτήριο ευστάθειας Nyquist	71
6.1.2	Κριτήριο Ευστάθειας Routh	73
6.1.2.1	Pade Approximation πρώτης τάξης	73
6.1.2.2	Pade Approximation δεύτερης τάξης	77
6.1.3	Γεωμετρικός Τόπος Ριζών.....	83
6.1.4	Δυναμική προσομοίωση ηλεκτρικού κυκλώματος (SimPower-System simulation)	84
6.1.5	Προσομοίωση μπλοκ διαγράμματος (Signal-flow Simulation)	91
6.2	Ακρίβεια PHIL προσομοίωσης	92
6.2.1	Υπολογισμός ακρίβειας - 1 ^η Μέθοδος	92
6.2.1.1	Διαταραχή τύπου TFP (Transfer Function Perturbation)	93
6.2.1.2	Διαταραχή τύπου NP (Noise Perturbation)	94
6.2.2	Υπολογισμός ακρίβειας - 2 ^η Μέθοδος	95
6.2.3	Σύγκριση των δύο μεθόδων.....	96
6.2.4	Μελέτη θεωρητικής Ακρίβειας σε διαιρέτη τάσης	97
6.2.5	Μελέτη θεωρητικής Ακρίβειας σε διαιρέτη τάσης με ιδανικό ενισχυτή	103
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7	105
ΠΕΙΡΑΜΑ LOW-VOLTAGE-RIDE-THROUGH		105
7.1	Εισαγωγή.....	105
7.2	Low Voltage Ride Through Capabilities	105
7.3	Μελέτη ευστάθειας PHIL σε πείραμα LVRT	107
7.3.1	Προσομοιωμένο δίκτυο	107
7.3.2	HUT-Μοντελοποίηση εργαστηριακού αντιστροφέα.....	108
7.4	Μελέτη ευστάθειας του PHIL πειράματος	109
7.4.1	Μελέτη ευστάθειας με χρήση του Sim-Power-System simulation circuit	110
7.4.2	Μελέτη ευστάθειας με χρήση της Signal flow προσομοίωσης.....	111
7.4.3	Μελέτη ευστάθειας με χρήση του διαγράμματος Nyquist	114
7.5	Low voltage ride through PHIL experiment	114
7.5.1	LVRT πείραμα για βύθιση τάσης 25% για 0,1sec	115
7.5.2	LVRT πείραμα για βύθιση τάσης 25% για 0,4sec	116
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8	118
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....		118
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ		120
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ		123

Λίστα Εικόνων

ΕΙΚΟΝΑ 1.1 ΚΑΤΗΓΟΡΙΕΣ ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΩΝ	19
ΕΙΚΟΝΑ 1.2 ΔΟΜΗ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΟΡΙΖΟΝΤΙΟΥ ΑΞΟΝΑ [5]	20
ΕΙΚΟΝΑ 1.3 ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΣ ΕΚΔΗΛΩΣΗΣ ΤΟΥ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΦΑΙΝΟΜΕΝΟΥ	22
ΕΙΚΟΝΑ 1.4 ΑΠΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΕΝΟΣ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ [6].....	23
ΕΙΚΟΝΑ 1.5 ΤΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ I-V ΕΝΟΣ ΗΛΙΑΚΟΥ ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ ΚΑΙ ΤΑ ΚΥΡΙΟΤΕΡΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΑ ΜΕΓΕΘΗ ΠΟΥ ΤΟ ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΖΟΥΝ. ΤΟ ΣΗΜΕΙΟ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΑΝΤΙΣΤΟΙΧΕΙ ΣΤΗ ΘΕΣΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ (ΤΙΜΗ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ ΦΟΡΤΙΟΥ) ΠΟΥ ΤΟ ΓΙΝΟΜΕΝΟ $I_m \cdot V_m$ ΜΕΓΙΣΤΟΠΟΙΕΙΤΑΙ. Η ΑΠΟΔΙΔΟΜΕΝΗ ΜΕΓΙΣΤΗ ΙΣΧΥΣ ΑΝΤΙΣΤΟΙΧΕΙ ΣΧΗΜΑΤΙΚΑ ΣΤΗ ΜΕΓΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΓΡΑΜΜΟΣΚΙΑΣΜΕΝΟΥ ΕΜΒΑΔΟΥ, ΤΟΥ ΠΑΡΑΛΛΗΛΟΓΡΑΜΜΟΥ. [6].....	24
ΕΙΚΟΝΑ 1.6 ΤΟ ΠΛΗΡΕΣ ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΕΝΟΣ Φ/Β ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ [6]	25
ΕΙΚΟΝΑ 1.7 ΑΠΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΑΥΤΟΝΟΜΟΥ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ. [7].....	26
ΕΙΚΟΝΑ 1.8 ΑΠΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΔΙΑΣΥΝΔΕΔΕΜΕΝΟΥ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ. [7].....	27
ΕΙΚΟΝΑ 2.1 ΤΥΠΙΚΟ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΟ [7]	29
ΕΙΚΟΝΑ 3.1 ΨΗΦΙΑΚΟΣ ΕΞΟΜΟΙΩΤΗΣ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΧΡΟΝΟΥ (RTDS).....	36
ΕΙΚΟΝΑ 3.2 TPC ΚΑΡΤΑ [16].....	37
ΕΙΚΟΝΑ 3.3 WIF ΚΑΡΤΑ [15].....	38
ΕΙΚΟΝΑ 3.4 ΤΥΠΙΚΟ RACK ΤΟΥ ΕΞΟΜΟΙΩΤΗ [14]	38
ΕΙΚΟΝΑ 3.5 ΣΤΑΔΙΟ DRAFT ΤΟΥ RSCAD. [16].....	40
ΕΙΚΟΝΑ 3.6 ΣΤΑΔΙΟ RUN TIME ΤΟΥ RSCAD. [16].....	40
ΕΙΚΟΝΑ 4.1 ΚΥΡΙΟΙ ΤΟΜΕΙΣ ΣΤΟΥΣ ΟΠΟΙΟΥΣ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΕΙΤΑΙ Η ΗΠΙΛ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ.	43
ΕΙΚΟΝΑ 4.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ CONTROL HARDWARE-IN-THE-LOOP. [33].....	44
ΕΙΚΟΝΑ 4.3 ΙΣΤΟΡΙΚΗ ΕΞΕΛΙΞΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ. [18]	44
ΕΙΚΟΝΑ 4.4 ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ [19].....	45
ΕΙΚΟΝΑ 4.5 ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΑΙΡΕΤΗ ΤΑΣΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ. [20]	46
ΕΙΚΟΝΑ 4.6 BLOCK ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ.	47
ΕΙΚΟΝΑ 4.7 BLOCK ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΓΙΑ ΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΤΟΥ ΔΙΑΙΡΕΤΗ ΤΑΣΗΣ.	47
ΕΙΚΟΝΑ 4.8 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ NYQUIST ΓΙΑ ΤΟ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΤΟΥ ΔΙΑΙΡΕΤΗ ΤΑΣΗΣ ΓΙΑ $R_1/R_2=2$. 48	
ΕΙΚΟΝΑ 4.9 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ NYQUIST ΓΙΑ ΤΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΤΗΣ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΤΟΥ ΔΙΑΙΡΕΤΗ ΤΑΣΗΣ ΓΙΑ $R_1/R_2=2$	49
ΕΙΚΟΝΑ 4.10 Η ΚΑΜΠΥΛΗ NYQUIST ΠΑΡΟΥΣΙΑΖΕΤΑΙ ΩΣ ΣΥΜΠΑΓΗΣ ΓΡΑΜΜΗ. [21]	50
ΕΙΚΟΝΑ 4.11 ΣΥΣΤΗΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΛΛΟΜΕΝΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟ Κ. [21].....	52
ΕΙΚΟΝΑ 5.1 ΦΙΛΤΡΟ ΕΞΟΔΟΥ LCL ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ.	53
ΕΙΚΟΝΑ 5.2 ΚΥΚΛΩΜΑ ΓΙΑ ΕΥΡΕΣΗ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ.....	54
ΕΙΚΟΝΑ 5.3 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BODE ΤΗΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΓΙΑ ΔΙΑΦΟΡΕΣ ΤΙΜΕΣ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ R.....	56
ΕΙΚΟΝΑ 5.4 ΔΙΑΤΑΞΗ ΠΕΙΡΑΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΕΥΡΕΣΗ ΤΗΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΤΟΥ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ.	57
ΕΙΚΟΝΑ 5.5 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΙΣΟΔΟΥ ΚΑΙ ΕΞΟΔΟΥ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΜΕ ΚΕΝΟ ΦΟΡΤΙΟ.....	58
ΕΙΚΟΝΑ 5.6 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΙΣΟΔΟΥ ΚΑΙ ΕΞΟΔΟΥ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΜΕ ΦΟΡΤΙΟ $R=50\Omega$	59
ΕΙΚΟΝΑ 5.7 ΚΥΚΛΩΜΑ ΣΥΓΚΡΙΣΗΣ ΤΩΝ ΔΥΟ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΩΝ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΓΙΑ ΤΟ ΠΕΙΡΑΜΑ ΣΕ ΚΕΝΟ ΦΟΡΤΙΟ, ΟΠΟΥ V_{IN} ΕΙΝΑΙ Η ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΚΑΙ V_{OUT} Η ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ ΤΟΥ (ΓΙΑ ΤΗΝ ΙΔΙΑ ΕΙΣΟΔΟ).	59
ΕΙΚΟΝΑ 5.8 ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ, ΑΠΟ ΤΟ ΠΕΙΡΑΜΑ ΑΝΟΙΧΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΣΕ ΚΕΝΟ ΦΟΡΤΙΟ, ΜΕ ΠΡΑΣΙΝΟ ΧΡΩΜΑ ΚΑΙ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΑΠΟ ΤΗΝ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ G_{AMP1} ΜΕ ΜΠΛΕ ΧΡΩΜΑ	60

ΕΙΚΟΝΑ 5.9 ΜΕΓΕΘΥΝΣΗ ΤΗΣ ΕΙΚΟΝΑΣ 5.8 ΣΤΟ ΣΗΜΕΙΟ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ.	60
ΕΙΚΟΝΑ 5.10 ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ, ΑΠΟ ΤΟ ΠΕΙΡΑΜΑ ΑΝΟΙΧΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΣΕ ΚΕΝΟ ΦΟΡΤΙΟ, ΜΕ ΠΡΑΣΙΝΟ ΧΡΩΜΑ ΚΑΙ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΑΠΟ ΤΗΝ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ G_{AMP2} ΜΕ ΚΟΚΚΙΝΟ ΧΡΩΜΑ	61
ΕΙΚΟΝΑ 5.11 ΜΕΓΕΘΥΝΣΗ ΤΗΣ ΕΙΚΟΝΑΣ 5.10 ΣΤΟ ΣΗΜΕΙΟ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ.	61
ΕΙΚΟΝΑ 5.12 ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ, ΑΠΟ ΤΟ ΠΕΙΡΑΜΑ ΑΝΟΙΧΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΜΕ ΦΟΡΤΙΟ $R=50\Omega$, ΜΕ ΠΡΑΣΙΝΟ ΧΡΩΜΑ ΚΑΙ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΑΠΟ ΤΗ ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΜΩΒ ΧΡΩΜΑ.....	62
ΕΙΚΟΝΑ 5.13 ΜΕΓΕΘΥΝΣΗ ΤΗΣ ΕΙΚΟΝΑΣ 5.12 ΣΤΟ ΣΗΜΕΙΟ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ.	63
ΕΙΚΟΝΑ 5.14 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΒΟΔΕ ΤΗΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ G_{AMP1}	63
ΕΙΚΟΝΑ 5.15 STEP RESPONSE ΤΗΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ G_{AMP1}	64
ΕΙΚΟΝΑ 5.16 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΒΟΔΕ ΤΗΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ G_{AMP2}	65
ΕΙΚΟΝΑ 5.17 STEP RESPONSE ΤΗΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ G_{AMP2}	66
ΕΙΚΟΝΑ 5.18 ΔΙΑΤΑΞΗ PHIL ΠΕΙΡΑΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΕΠΑΛΗΘΕΥΣΗ ΤΩΝ ΔΥΟ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΩΝ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΤΟΥ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ.	66
ΕΙΚΟΝΑ 5.19 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΙΣΟΔΟΥ ΚΑΙ ΕΞΟΔΟΥ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΓΙΑ ΤΟ ΔΕΥΤΕΡΟ ΠΕΙΡΑΜΑ ΣΕ PHIL ΔΙΑΤΑΞΗ.....	67
ΕΙΚΟΝΑ 5.20 ΚΥΚΛΩΜΑ ΣΥΓΚΡΙΣΗΣ ΤΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΤΩΝ ΔΥΟ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΩΝ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΓΙΑ ΤΟ ΠΕΙΡΑΜΑ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ, ΟΠΟΥ V_{IN} ΕΙΝΑΙ Η ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΚΑΙ V_{OUT} Η ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ ΤΟΥ.....	68
ΕΙΚΟΝΑ 5.21 ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΑΠΟ ΤΟ ΠΕΙΡΑΜΑ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΜΕ ΠΡΑΣΙΝΟ ΧΡΩΜΑ ΚΑΙ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΑΠΟ ΤΗΝ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ G_{AMP1} ΜΕ ΜΠΛΕ ΧΡΩΜΑ.....	68
ΕΙΚΟΝΑ 5.22 ΜΕΓΕΘΥΝΣΗ ΤΗΣ ΕΙΚΟΝΑΣ 5.21 ΣΤΟ ΣΗΜΕΙΟ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ.	69
ΕΙΚΟΝΑ 5.23 ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΑΠΟ ΤΟ ΠΕΙΡΑΜΑ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΜΕ ΠΡΑΣΙΝΟ ΧΡΩΜΑ ΚΑΙ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΑΠΟ ΤΗΝ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ G_{AMP1} ΜΕ ΚΟΚΚΙΝΟ ΧΡΩΜΑ.....	69
ΕΙΚΟΝΑ 5.24 ΜΕΓΕΘΥΝΣΗ ΤΗΣ ΕΙΚΟΝΑΣ 5.23 ΣΤΟ ΣΗΜΕΙΟ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ.	70
ΕΙΚΟΝΑ 6.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ NYQUIST ΓΙΑ ΤΗ ΔΙΑΤΑΞΗ ΤΗΣ ΕΙΚΟΝΑΣ 5.18, ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΗΣ G_{AMP1} ΜΕ ΜΠΛΕ ΧΡΩΜΑ, ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΗΣ G_{AMP2} ΜΕ ΚΟΚΚΙΝΟ ΧΡΩΜΑ.....	72
ΕΙΚΟΝΑ 6.2 BLOCK ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ PHIL ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ.	72
ΕΙΚΟΝΑ 6.3 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ NYQUIST ΟΠΟΥ ΔΕΝ ΜΠΟΡΟΥΜΕ ΝΑ ΑΠΟΦΑΝΘΟΥΜΕ ΓΙΑ ΤΟΝ ΚΑΘΟΡΙΣΜΟ ΤΗΣ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ.	73
ΕΙΚΟΝΑ 6.4 BLOCKΔΙΑΓΡΑΜΜΑ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΠΡΩΤΗΣ ΤΑΞΗΣ RADE APPROXIMATION $R_{1/1}(-sT)$	74
ΕΙΚΟΝΑ 6.5 BLOCK ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΠΡΩΤΗΣ ΤΑΞΗΣ RADE APPROXIMATION $R_{2/2}(Z)$	77
ΕΙΚΟΝΑ 6.6 ΣΥΣΤΗΜΑ ΓΙΑ ΜΕΛΕΤΗ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ ΓΕΩΜΕΤΡΙΚΟΥ ΤΟΠΟΥ ΡΙΖΩΝ.	83
ΕΙΚΟΝΑ 6.7 ΓΕΩΜΕΤΡΙΚΟΣ ΤΟΠΟΣ ΡΙΖΩΝ ΓΙΑ RADE APPROXIMATION 6ΗΣ ΤΑΞΗΣ.	84
ΕΙΚΟΝΑ 6.8 ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΔΙΑΙΡΕΤΗ ΤΑΣΗΣ.....	85
ΕΙΚΟΝΑ 6.9 PHIL ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΔΙΑΙΡΕΤΗ ΤΑΣΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ SIMPOWER-SYSTEM.	85
ΕΙΚΟΝΑ 6.10 ΚΥΚΛΩΜΑ ΠΟΥ Η ΕΥΣΤΑΘΕΙΑ ΤΟΥ ΕΞΑΡΤΑΤΑΙ ΑΠΟ ΤΗΝ ΠΕΡΙΟΔΟ ΔΕΙΓΜΑΤΟΛΗΨΙΑΣ ΤΟΥ SIMULINK.....	86
ΕΙΚΟΝΑ 6.11 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ NYQUIST ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΕΙΚΟΝΑΣ 6.8.....	87
ΕΙΚΟΝΑ 6.12 ΤΑΣΗ ΣΤΑ ΑΚΡΑ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ Z_2 ΜΕ ΠΕΡΙΟΔΟ ΔΕΙΓΜΑΤΟΛΗΨΙΑΣ 50MS.....	88
ΕΙΚΟΝΑ 6.13 ΤΑΣΗ ΣΤΑ ΑΚΡΑ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ Z_2 ΜΕ ΠΕΡΙΟΔΟ ΔΕΙΓΜΑΤΟΛΗΨΙΑΣ 10MS.	88
ΕΙΚΟΝΑ 6.14 ΚΥΚΛΩΜΑ ΠΟΥ Η ΕΥΣΤΑΘΕΙΑ ΤΟΥ ΕΞΑΡΤΑΤΑΙ ΑΠΟ ΤΗΝ ΤΙΜΗ ΤΗΝ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ R_1	89
ΕΙΚΟΝΑ 6.15 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ NYQUIST ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΕΙΚΟΝΑΣ 6.12.....	90
ΕΙΚΟΝΑ 6.16 ΤΑΣΗ ΣΤΑ ΑΚΡΑ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ Z_2 ΜΕ ΠΕΡΙΟΔΟ ΔΕΙΓΜΑΤΟΛΗΨΙΑΣ 10MS ΚΑΙ $R_1=10E15 \Omega$. 91	
ΕΙΚΟΝΑ 6.17 ΣΥΣΤΗΜΑ ΤΗΣ SIGNAL FLOW ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΣΤΟ MATLAB SIMULINK ΓΙΑ RLC ΣΤΗΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΙ ΣΤΟ HUT.....	91

ΕΙΚΟΝΑ 6.18 ΟΙ ΔΥΟ ΤΥΠΟΙ ΔΙΑΤΑΡΑΧΩΝ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΣΕ ΜΙΑ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ [18]	92
ΕΙΚΟΝΑ 6.19 Η ΔΙΑΤΑΡΑΧΗ ΤΥΠΟΥ TFP ΣΕ ΕΝΑ PHIL ΣΥΣΤΗΜΑ. [26]	93
ΕΙΚΟΝΑ 6.20 Η ΔΙΑΤΑΡΑΧΗ ΤΥΠΟΥ NP ΣΕ ΜΙΑ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ. [26][18]	94
ΕΙΚΟΝΑ 6.21 BLOCK ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΙΔΑΝΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕ ΕΞΟΔΟ ΤΗΝ ΤΑΣΗ ΣΤΑ ΑΚΡΑ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ Z_2	95
ΕΙΚΟΝΑ 6.22 BLOCK ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΤΗΣ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΜΕ ΕΞΟΔΟ ΤΗΝ ΤΑΣΗ ΣΤΑ ΑΚΡΑ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ Z_2	96
ΕΙΚΟΝΑ 6.23 BLOCK ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΤΗΣ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΕΞΟΔΟ Y_1	96
ΕΙΚΟΝΑ 6.24 BLOCK ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΤΗΣ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΜΕ ΕΞΟΔΟ ΤΗΝ ΤΑΣΗ ΣΤΑ ΑΚΡΑ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ Z_2	98
ΕΙΚΟΝΑ 6.25 ΠΟΣΟΣΤΟ ΤΟΥ ΜΕΓΙΣΤΟΥ ΣΦΑΛΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΤΗΣ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΑΠΟ ΤΗΝ ΙΔΑΝΙΚΗ.	98
ΕΙΚΟΝΑ 6.26 ΜΕΓΙΣΤΗ ΤΙΜΗ ΣΦΑΛΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΣΤΟ ΦΟΡΤΙΟ Z_2 ΓΙΑ ΔΙΑΦΟΡΕΣ ΤΙΜΕΣ ΧΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΘΥΣΤΕΡΗΣΗΣ ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 50Hz	99
ΕΙΚΟΝΑ 6.27 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΩΝ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΣΤΑ ΑΚΡΑ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ Z_2 (ΑΝΑ ΜΟΝΑΔΑ) ΣΤΗΝ ΙΔΑΝΙΚΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ ΜΕ ΜΠΛΕ ΧΡΩΜΑ ΚΑΙ ΣΤΗΝ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ ΕΦΑΡΜΟΓΗΣ ΤΗΣ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΜΕ ΚΟΚΚΙΝΟ ΧΡΩΜΑ, ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 50Hz.	100
ΕΙΚΟΝΑ 6.28 Η ΔΙΑΦΟΡΑ ΤΩΝ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΩΝ ΤΗΣ ΕΙΚΟΝΑΣ 6.25 ΚΑΘΕ ΧΡΟΝΙΚΗ ΣΤΙΓΜΗ.	100
ΕΙΚΟΝΑ 6.29 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΩΝ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΣΤΑ ΑΚΡΑ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ Z_2 (ΑΝΑ ΜΟΝΑΔΑ) ΣΤΗΝ ΙΔΑΝΙΚΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ ΜΕ ΜΠΛΕ ΧΡΩΜΑ ΚΑΙ ΣΤΗΝ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ ΕΦΑΡΜΟΓΗΣ ΤΗΣ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΜΕ ΚΟΚΚΙΝΟ ΧΡΩΜΑ, ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 158Hz.	101
ΕΙΚΟΝΑ 6.30 Η ΔΙΑΦΟΡΑ ΤΩΝ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΩΝ ΤΗΣ ΕΙΚΟΝΑΣ 6.27 ΚΑΘΕ ΧΡΟΝΙΚΗ ΣΤΙΓΜΗ.	101
ΕΙΚΟΝΑ 6.31 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΩΝ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΣΤΑ ΑΚΡΑ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ Z_2 (ΑΝΑ ΜΟΝΑΔΑ) ΣΤΗΝ ΙΔΑΝΙΚΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ ΜΕ ΜΠΛΕ ΧΡΩΜΑ ΚΑΙ ΣΤΗΝ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ ΕΦΑΡΜΟΓΗΣ ΤΗΣ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΜΕ ΚΟΚΚΙΝΟ ΧΡΩΜΑ, ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 4kHz.	102
ΕΙΚΟΝΑ 6.32 Η ΔΙΑΦΟΡΑ ΤΩΝ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΩΝ ΤΗΣ ΕΙΚΟΝΑΣ 6.29 ΚΑΘΕ ΧΡΟΝΙΚΗ ΣΤΙΓΜΗ.	102
ΕΙΚΟΝΑ 6.33 ΠΟΣΟΣΤΟ ΤΟΥ ΜΕΓΙΣΤΟΥ ΣΦΑΛΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΤΗΣ PHIL ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΑΠΟ ΤΗΝ ΙΔΑΝΙΚΗ	103
ΕΙΚΟΝΑ 6.34 ΜΕΓΙΣΤΗ ΤΙΜΗ ΣΦΑΛΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΣΤΟ ΦΟΡΤΙΟ Z_2 ΓΙΑ ΔΙΑΦΟΡΕΣ ΤΙΜΕΣ ΧΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΘΥΣΤΕΡΗΣΗΣ ΓΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ 50Hz	104
ΕΙΚΟΝΑ 7.1 COPPER MOUNTAIN SOLAR FACILITY ΣΤΗ NEVADA ΜΕ ΕΓΚΑΤΕΣΤΗΜΕΝΗ ΙΣΧΥ 150MW.	106
ΕΙΚΟΝΑ 7.2 ΑΠΑΙΤΗΣΕΙΣ LOW VOLTAGE RIDE THROUGH (LVRT) ΓΙΑ ΔΙΑΦΟΡΕΣ ΧΩΡΕΣ [28]	106
ΕΙΚΟΝΑ 7.3 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΔΙΚΤΥΟ.	107
ΕΙΚΟΝΑ 7.4 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ.	109
ΕΙΚΟΝΑ 7.5 ΤΟ ΣΥΝΟΛΙΚΟ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΔΙΚΤΥΟ.	109
ΕΙΚΟΝΑ 7.6 ΜΕΛΕΤΗ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΤΗΣ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ SIMPOWER-SYSTEM SIMULATION CIRCUIT.	110
ΕΙΚΟΝΑ 7.7 Η ΤΑΣΗ V_2 ΣΤΑ ΑΚΡΑ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ (HUT) ΓΙΑ ΤΟ ΙΔΑΝΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΜΠΛΕ ΧΡΩΜΑ ΚΑΙ ΓΙΑ ΤΗΝ PHIL ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ SIMPOWER-SYSTEM SIMULATION CIRCUIT ΜΕ ΚΟΚΚΙΝΟ ΧΡΩΜΑ.	111
ΕΙΚΟΝΑ 7.8 ΜΕΛΕΤΗ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΤΗΣ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ SIGNAL-FLOW SIMULATION	113
ΕΙΚΟΝΑ 7.9 Η ΤΑΣΗ V_2 ΣΤΑ ΑΚΡΑ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΓΙΑ ΤΟ ΙΔΑΝΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΜΠΛΕ ΧΡΩΜΑ ΚΑΙ ΓΙΑ ΤΗΝ PHIL ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ SIGNAL-FLOW SIMULATION ΜΕ ΚΟΚΚΙΝΟ ΧΡΩΜΑ.	113
ΕΙΚΟΝΑ 7.10 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ NYQUIST ΤΟΥ PHIL ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ.	114
ΕΙΚΟΝΑ 7.11 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ LVRT ΠΕΙΡΑΜΑΤΟΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΗΣ ΤΕΧΝΙΚΗΣ PHIL. [30]	115
ΕΙΚΟΝΑ 7.12 LVRT ΠΕΙΡΑΜΑ ΓΙΑ ΒΥΘΙΣΗ ΤΑΣΗΣ 25% ΓΙΑ ΧΡΟΝΟ $t=0,1$ SEC	116
ΕΙΚΟΝΑ 7.13 LVRT ΠΕΙΡΑΜΑ ΓΙΑ ΒΥΘΙΣΗ ΤΑΣΗΣ 25% ΓΙΑ ΧΡΟΝΟ $t=0,4$ SEC	116

Λίστα Πινάκων

ΠΙΝΑΚΑΣ 5.1 ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΑΠΟΚΟΠΗΣ ΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΕΞΟΔΟΥ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ.....	56
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.1 ΓΙΑ $L_2=6\text{MH}$, $L_1=5\text{MH}$	76
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.2 ΓΙΑ $L_2=10\text{MH}$, $L_1=5\text{MH}$	76
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.3 ΓΙΑ $L_2=0,6\text{MH}$, $L_1=0,5\text{MH}$	77
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.4 ΓΙΑ $L_2=1\text{MH}$, $L_1=0,5\text{MH}$	77
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.5 ΓΙΑ $L_2=6\text{MH}$, $L_1=5\text{MH}$	80
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.6 ΓΙΑ $L_2=10\text{MH}$, $L_1=5\text{MH}$	80
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.7 ΓΙΑ $L_2=50\text{MH}$, $L_1=5\text{MH}$	80
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.8 ΓΙΑ $L_2=51\text{MH}$, $L_1=50\text{MH}$	81
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.9 ΓΙΑ $L_2=60\text{MH}$, $L_1=50\text{MH}$	81
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.10 ΓΙΑ $L_2=100\text{MH}$, $L_1=50\text{MH}$	81
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.11 ΓΙΑ $L_2=0,6\text{MH}$, $L_1=0,5\text{MH}$	82
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.12 ΓΙΑ $L_2=1\text{MH}$, $L_1=0,5\text{MH}$	82
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.13 ΓΙΑ $L_2=5\text{MH}$, $L_1=0,5\text{MH}$	82

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας

1.1 Γενικά

Τα τελευταία χρόνια παρατηρείται μία τάση για ολοένα και περισσότερη και αποδοτικότερη χρησιμοποίηση των πηγών ενέργειας και ειδικά των ανανεώσιμων πηγών (ΑΠΕ). Αυτό οφείλεται όχι μόνο γιατί το καύσιμο των συμβατικών σταθμών αντιμετωπίζει τον ορατό κίνδυνο εξάντλησης και ελαττώνεται η αξιοπιστία εφοδιασμού καυσίμων των κρατών αλλά, κυρίως, γιατί οι περιβαλλοντικές τους επιπτώσεις είναι σοβαρές λόγω των επικίνδυνων καταλοίπων και αποβλήτων τους (π.χ. φαινόμενο του θερμοκηπίου λόγω CO₂, τρύπα του όζοντος κ.α.). Έτσι, οι τεχνολογικά ανεπτυγμένες, κυρίως, χώρες στρέφονται στην ανάπτυξη κατάλληλων τεχνικών έτσι ώστε να βελτιστοποιείται η αξιοποίηση των ΑΠΕ στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας και να επιτυγχάνεται όσο το δυνατόν χαμηλότερο κόστος παραγωγής, ώστε αυτές να μπορούν να ανταγωνίζονται τις συμβατικές πηγές.[1]
[2]

Στον όρο ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (ΑΠΕ) περιλαμβάνονται οι παρακάτω:

- Η αιολική ενέργεια, η οποία αξιοποιείται μέσω των ανεμογεννητριών μετατρέποντας την κινητική ενέργεια του ανέμου σε ηλεκτρική.
- Η ηλιακή ενέργεια, η οποία αξιοποιείται μέσω των φωτοβολταϊκών γεννητριών μετατρέποντας την ηλιακή ενέργεια σε ηλεκτρική και μέσω των ηλιακών συλλεκτών με τη συγκέντρωση υψηλών θερμοκρασιών και εν τέλει την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας.
- Τα μικρά υδροηλεκτρικά, τα οποία εκμεταλλεύονται τα υδάτινα ρεύματα και τα ατμοσφαιρικά κατακρημνίσματα.
- Η γεωθερμική ενέργεια η οποία αναφέρεται στην θερμότητα του εδάφους της γης και αξιοποιείται με κατάλληλες διατάξεις, όταν υπάρχουν συγκεκριμένες γεωλογικές συνθήκες.
- Η βιομάζα, η οποία αναφέρεται σε γεωργικά αλλά και δασικά υπολείμματα, από τα οποία μπορεί με ειδική κατεργασία να εξαχθούν καύσιμα.
- Οι κυψέλες καυσίμου, οι οποίες με τη χρήση ηλεκτρολυτών και διάφορων διατάξεων μετατρέπουν τη χημική ενέργεια σε ηλεκτρική.
- Η ενέργεια των θαλασσιών κυμάτων, της οποίας η αξιοποίηση βρίσκεται, ακόμη, σε φάση έρευνας ώστε να μετατρέπεται η κινητική τους ενέργεια σε ηλεκτρική.[2]

Οι ΑΠΕ εξασφαλίζουν την ενέργειά τους από την υπάρχουσα ροή ενέργειας μέσω φυσικών διαδικασιών, όπως ο ήλιος, ο άνεμος, τα κύματα, η δύναμη από το νερό που τρέχει (υδροηλεκτρική ενέργεια), οι βιολογικές διεργασίες, όπως η βιομάζα και η γεωθερμική ροή ενέργειας. Οι περισσότερες ανανεώσιμες μορφές ενέργειας, εκτός από τη γεωθερμική και την παλιρροϊκή ενέργεια, τελικά προέρχονται από την ηλιακή ενέργεια. Η ενέργεια από βιομάζα προέρχεται από φυτικό υλικό που παράγεται από τη φωτοσύνθεση χρησιμοποιώντας την ενέργεια του ήλιου. Η αιολική ενέργεια προέρχεται από την αιολική δραστηριότητα, η οποία δημιουργείται από την άνιση θέρμανση της ατμόσφαιρας από τον ήλιο. Η υδροηλεκτρική ενέργεια εξαρτάται από τη βροχή, η οποία δημιουργείται από την εξάτμιση του νερού μέσω του ηλιακού φωτός.

Οι ΑΠΕ έχουν δύο χαρακτηριστικά που τις διαφοροποιούν σε σχέση με τις συμβατικές μορφές ενέργειας: είναι από τη φύση τους κατανεμημένες και δεν μπορούν να ελεγχθούν. Αν και οι ΑΠΕ βρίσκονται σε μεγάλες ποσότητες στη φύση, δεν είναι γεωγραφικά κατανεμημένες και παρουσιάζουν χαμηλή ενεργειακή πυκνότητα σε κάθε μονάδα ηλεκτροπαραγωγής. Για την αξιοποίηση της ενέργειας αυτής θα πρέπει να εξαπλωθούν σε πολλές περιοχές του συστήματος μικρής κλίμακας μετατροπείς. Η πραγματική συνεισφορά των μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής στο σύστημα είναι η άθροιση ενός μεγάλου αριθμού αυτών. Ανάλογα με το επίπεδο συγκέντρωσης, αυτές οι μικρής κλίμακας μονάδες παραγωγής μπορούν να συνδεθούν σε διαφορετικά επίπεδα τάσης στο σύστημα, συμπεριλαμβανομένου και του δικτύου διανομής. Η χρήση των ΑΠΕ εισάγει στο ενεργειακό μείγμα τη χρήση νέων πηγών ενέργειας, όπως ο ήλιος, ο άνεμος, τα κύματα και η υδροηλεκτρική ενέργεια από τη ροή των ποταμών. Η ισχύς των εν λόγω σταθμών ηλεκτροπαραγωγής εξαρτάται κυρίως από τη διαθεσιμότητα των πηγών ενέργειας και όχι από το διαχειριστή του συστήματος. Άρα εισάγεται ένας βαθμός αβεβαιότητας στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας.[3]

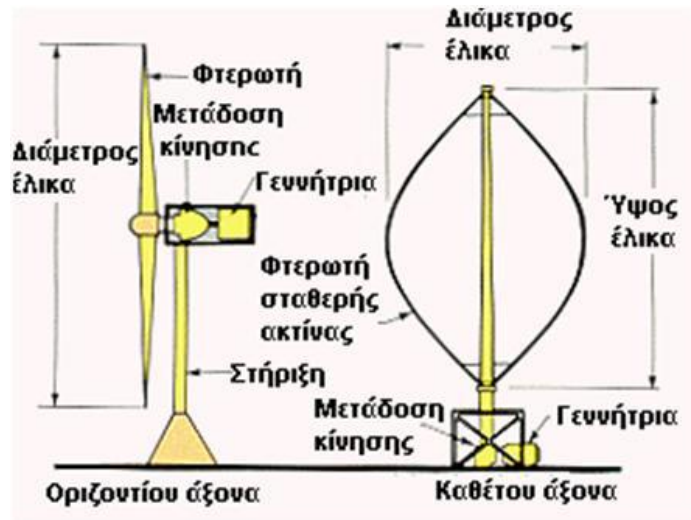
1.2 Ανεμογεννήτριες

Μια ανεμογεννήτρια παράγει ηλεκτρική ενέργεια από τη μετατροπή της κινητικής ενέργειας του ανέμου που περνά μέσα από τις λεπίδες της. Η αιολική ενέργεια είναι μια από τις πλέον υποσχόμενες μορφές ανανεώσιμων πηγών ενέργειας που χρησιμοποιείται για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας. Το αυξανόμενο ενδιαφέρον για την αξιοποίηση των ανεμογεννητριών έγκειται στην άπειρη διαθεσιμότητα της αιολικής ενέργειας, τις περιορισμένες περιβαλλοντικές επιπτώσεις και το ανταγωνιστικό κόστος παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας.[4]

Υπάρχουν πολλών ειδών ανεμογεννήτριες οι οποίες κατατάσσονται σε δύο βασικές κατηγορίες:

- Οριζόντιου άξονα, των οποίων ο δρομέας είναι τύπου έλικα και βρίσκεται συνεχώς παράλληλος με την κατεύθυνση του ανέμου του εδάφους.

- Κατακόρυφου άξονα, ο οποίος παραμένει σταθερός και είναι κάθετος προς την επιφάνεια του εδάφους.



Εικόνα 1.1 Κατηγορίες Ανεμογεννητριών

Κάθε ανεμογεννήτρια αποτελείται από τα παρακάτω τμήματα: [2]

- Τον πύργο
- Την έλικα με δύο ή τρία πτερύγια
- Το κιβώτιο ταχυτήτων (πολλαπλασιαστή στροφών)
- Το μηχανισμό ελέγχου του βήματος των πτερυγίων
- Το μηχανισμό περιστροφής και προσανατολισμού
- Το μηχανικό φρένο
- Τη γεννήτρια
- Τον ηλεκτρικό πίνακα και τον πίνακα ελέγχου

Η ενέργεια που παράγεται από μια ανεμογεννήτρια (με την προϋπόθεση ότι η ταχύτητα του ανέμου u είναι μεταξύ των τιμών $4 < u < 12 \text{ m/s}$) μπορεί να εκφραστεί από την ακόλουθη σχέση:

$$P = \frac{1}{2} C_p \rho u^3 A \quad (1.1)$$

όπου

$$C_p = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u}{u_0} \right) \left[1 - \left(\frac{u}{u_0} \right)^2 \right] \quad (1.2)$$

και όπου

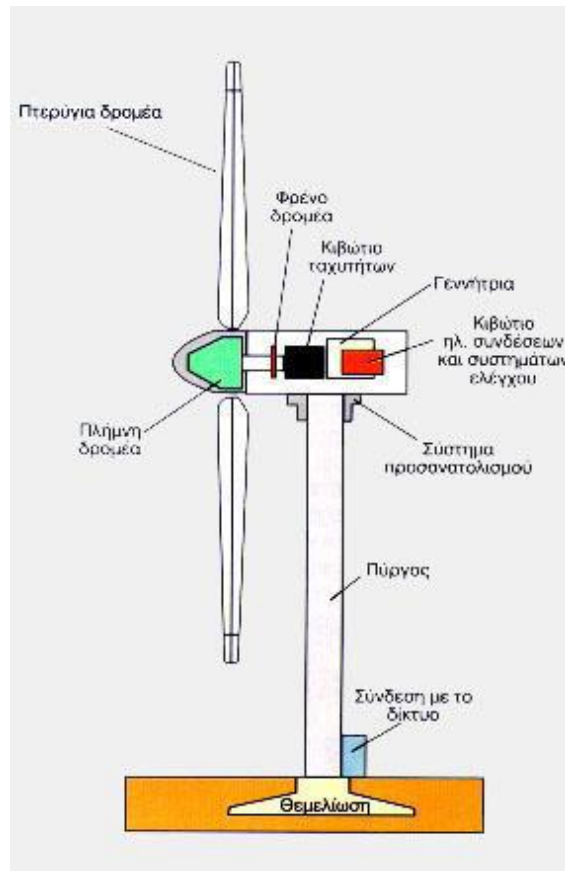
P: ισχύς εξόδου (W)

C_p : αεροδυναμικός συντελεστής ισχύος

ρ : πυκνότητα αέρα (kg/m^3)

u : ταχύτητα ανέμου (m/s)

A: επιφάνεια δρομέα (πR^2) (m^2)



Εικόνα 1.2 Δομή γεννήτριας οριζόντιου άξονα [5]

Στην πράξη, τα ρ , A και C_p είναι ντετερμινιστικές σταθερές τιμές. Έτσι, η ισχύς που παράγεται από μια ανεμογεννήτρια χαρακτηρίζεται κυρίως από την ταχύτητα του ανέμου. Η ταχύτητα του ανέμου από μόνη της έχει μια στοχαστική συμπεριφορά, οποιαδήποτε ταχύτητα του ανέμου μπορεί να συμβεί οποιαδήποτε στιγμή. Επιπλέον, όταν η ταχύτητα του ανέμου είναι κάτω από το επιτρεπόμενο ελάχιστο ή πάνω από το μέγιστο (το επιτρεπόμενο όριο είναι $4 < u < 12 \text{ m/s}$), η ισχύς εξόδου της ανεμογεννήτριας είναι 0. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να παράγεται μια στοχαστική ισχύς εξόδου.

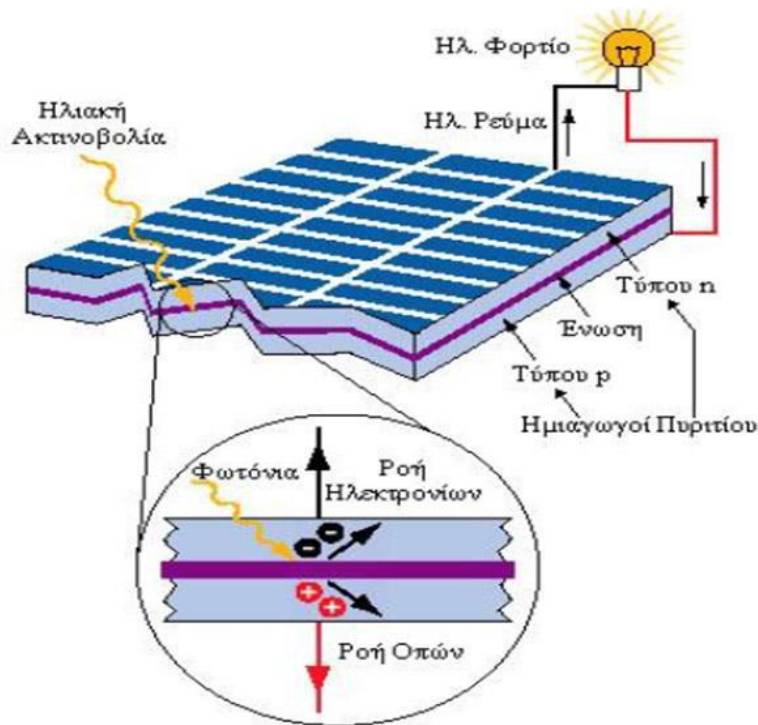
1.3 Φωτοβολταϊκά Συστήματα

1.3.1 Φωτοβολταϊκό Φαινόμενο

Το φωτοβολταϊκό (Φ/Β) φαινόμενο αφορά την μετατροπή της ηλιακής ενέργειας σε ηλεκτρική. Πρόκειται για την απορρόφηση της ενέργειας του φωτός από τα ηλεκτρόνια των ατόμων του Φ/Β στοιχείου και την απόδραση των ηλεκτρονίων αυτών από τις κανονικές τους θέσεις με αποτέλεσμα τη δημιουργία ρεύματος.

Τα ηλιακά στοιχεία (μια ένωση p-n) βασίζουν τη δημιουργία τους στη δημιουργία ενός ηλεκτροστατικού φράγματος δυναμικού το οποίο εκτείνεται σε όλο το πλάτος του στοιχείου που δέχεται την ηλιακή ακτινοβολία. Το φράγμα δυναμικού βρίσκεται κατανομημένο σε μικρό βάθος από την επιφάνεια και τοποθετείται από την πλευρά κατά την οποία προσπίπτει το φως. Κάθε φωτόνιο της προσπίπτουσας ακτινοβολίας με ενέργεια μεγαλύτερη ή ίση από το ενεργειακό διάκενο του ημιαγωγού, έχει τη δυνατότητα να απορροφηθεί από ένα χημικό δεσμό και να δημιουργήσει ένα ζεύγος ελεύθερων φορέων, δηλαδή ένα ηλεκτρόνιο στη ζώνη αγωγιμότητας και μία οπή στη ζώνη σθένους. Οι φορείς αυτοί καθώς κυκλοφορούν στο στερεό και εφόσον δεν επανασυνδεθούν με φορείς αντίθετου πρόσημου, μπορεί να βρεθούν στην περιοχή της ένωσης p-n οπότε θα δεχτούν την επίδραση του ενσωματωμένου της ηλεκτροστατικού πεδίου.

Τα ελεύθερα ηλεκτρόνια εκτρέπονται προς το τμήμα τύπου n και οι οπές εκτρέπονται προς το τμήμα τύπου p, με αποτέλεσμα να δημιουργηθεί μία διαφορά δυναμικού ανάμεσα στους ακροδέκτες των δύο τμημάτων της διόδου. Δηλαδή, η διάταξη αποτελεί μία πηγή ηλεκτρικού ρεύματος που διατηρείται όσο διαρκεί η πρόσπτωση του ηλιακού φωτός πάνω στην επιφάνεια του στοιχείου. Για την κατανόηση του μηχανισμού μπορεί να θεωρηθεί ότι τα ηλεκτρόνια συμπεριφέρονται σαν σφαίρες μάζας m_e που κυλούν πάνω σε κεκλιμένο επίπεδο ενώ οι οπές συμπεριφέρονται σαν φυσαλίδες που αιωρούνται μέσα σε ένα υγρό. Στο μοντέλο αυτό το ηλεκτρόνιο ελαχιστοποιεί τη δυναμική του ενέργεια κινούμενο προς τα κάτω ενώ η φυσαλίδα ελαχιστοποιεί τη δυναμική της ενέργεια κινούμενη προς τα πάνω σε ένα διάγραμμα δυναμικής ενέργειας. Η εκδήλωση της διαφοράς δυναμικού ανάμεσα στις δύο όψεις του φωτιζόμενου δίσκου, η οποία αντιστοιχεί σε ορθή πόλωση της διόδου, ονομάζεται φωτοβολταϊκό φαινόμενο. Η αποδοτική λειτουργία των ηλιακών φωτοβολταϊκών στοιχείων παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας στηρίζεται στην πρακτική εκμετάλλευση του παραπάνω φαινομένου. Εκτός από τις προσμίξεις των τμημάτων p και n μίας ομοένωσης, δηλαδή υλικού από τον ίδιο βασικά ημιαγωγό, το ενσωματωμένο ηλεκτροστατικό πεδίο, που είναι απαραίτητη προϋπόθεση για την πραγματοποίηση ενός ηλιακού στοιχείου αλλά και κάθε φωτοβολταϊκής διάταξης μπορεί να προέρχεται επίσης και από διόδους άλλων ειδών, πχ. από διόδους ετεροενώσεων p-n διαφορετικών ημιαγωγών ή από διόδους Schottky που σχηματίζονται όταν έρθουν σε επαφή ένας ημιαγωγός με ένα μέταλλο.

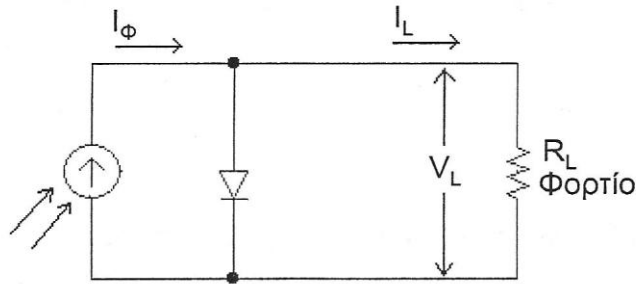


Εικόνα 1.3 Μηχανισμός εκδήλωσης του Φωτοβολταϊκού Φαινομένου

Στα φωτοβολταϊκά στοιχεία δεν είναι δυνατή η μετατροπή σε ηλεκτρική ενέργεια του συνόλου της ηλιακής ακτινοβολίας που δέχονται στην επιφάνειά τους. Ένα μέρος από την ακτινοβολία ανακλάται πάνω στην επιφάνεια του στοιχείου και διαχέεται πάλι προς το περιβάλλον. Στην συνέχεια από την ακτινοβολία που διεισδύει στον ημιαγωγό, προφανώς δεν μπορεί να απορροφηθεί το μέρος εκείνο που αποτελείται από φωτόνια με ενέργεια μικρότερη από το ενεργειακό διάκενο του ημιαγωγού. Για τα φωτόνια αυτά ο ημιαγωγός συμπεριφέρεται σαν διαφανές σώμα. Έτσι η αντίστοιχη ακτινοβολία διαπερνά άθικτη το ημιαγωγίμο υλικό του στοιχείου και απορροφάται τελικά στο μεταλλικό ηλεκτρόδιο που καλύπτει την πίσω όψη του με αποτέλεσμα να το θερμαίνει. Αλλά και από τα φωτόνια που απορροφά ο ημιαγωγός, μόνο το μέρος εκείνο της ενέργειάς τους που ισούται με το ενεργειακό διάκενο συμβάλλει στην εκδήλωση του φωτοβολταϊκού φαινομένου. Το υπόλοιπο μεταφέρεται σαν κινητική ενέργεια στο ηλεκτρόνιο που ελευθερώθηκε από τον δεσμό και τελικά μετατρέπεται επίσης σε θερμότητα.[6]

1.4 Ισοδύναμο κύκλωμα Φ/Β στοιχείου

Για να μελετηθούν τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του φωτοβολταϊκού στοιχείου, θα θεωρηθεί αρχικά ως μία πηγή ρεύματος που ελέγχεται από μία δίοδο και περιγράφεται από το διάγραμμα της Εικόνα 1.4.



Εικόνα 1.4 Απλοποιημένο ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός φωτοβολταϊκού στοιχείου [6]

Εφαρμόζοντας τον νόμο ρευμάτων Kirchhoff στην Εικόνα 1.4, προκύπτει ότι, ισχύει η σχέση $I_\phi = I_L + I_D$ όπου, I_ϕ είναι το φωτόρρευμα που είναι ανάλογο προς τα φωτόνια που απορροφά το ηλιακό στοιχείο, I_D το ρεύμα που διαρρέει τον κλάδο της διόδου, και I_L το ρεύμα που διαρρέει το εξωτερικό φορτίο.

$$I_L = I_\phi - I_0 \left[\exp\left(\frac{eV_L}{kT}\right) - 1 \right] \quad (1.3)$$

όπου

I_0 = το ανάστροφο ρεύμα κόρου της διόδου

e = το φορτίο του ηλεκτρονίου = $1,602 \times 10^{-19}$ coulomb

k = η σταθερά Boltzman = $1,38 \times 10^{-23}$ joules/Kelvin

T = η απόλυτη θερμοκρασία σε Kelvin

V_L = η τάση που δημιουργείται στα άκρα της διόδου από την πρόσπτωση του φωτός

Σε συνθήκες ανοιχτού κυκλώματος ($R_L \rightarrow \infty$) βρίσκουμε ότι η τιμή της τάσης του στοιχείου θα είναι V_{oc} :

$$V_{oc} = \frac{kT}{e} \ln\left(\frac{I_\phi}{I_0} + 1\right) \quad (1.4)$$

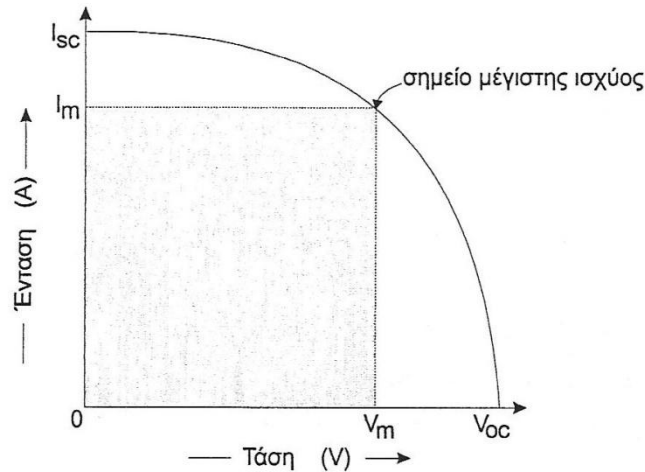
Στην άλλη ακραία περίπτωση, δηλαδή σε συνθήκες βραχυκύκλωσης ανάμεσα στις δύο όψεις του στοιχείου, το ρεύμα I_{sc} θα ισούται με το παραγόμενο φωτόρρευμα:

$$I_{sc} = I_\phi \quad (1.5)$$

Όταν όμως το κύκλωμα του Φ/Β στοιχείου κλείσει, διαμέσου μίας εξωτερικής αντίστασης R_L το ρεύμα θα πάρει μία μικρότερη τιμή I_L που βρίσκεται με τη λύση της εξίσωσης (1.3).

Προφανώς θα υπάρχει κάποια τιμή της αντίστασης (δηλαδή του φορτίου του κυκλώματος) για την οποία η ισχύς που παράγει το Φ/Β στοιχείο θα γίνεται μέγιστη.

$$P_m = I_m \times V_m \quad (1.6)$$



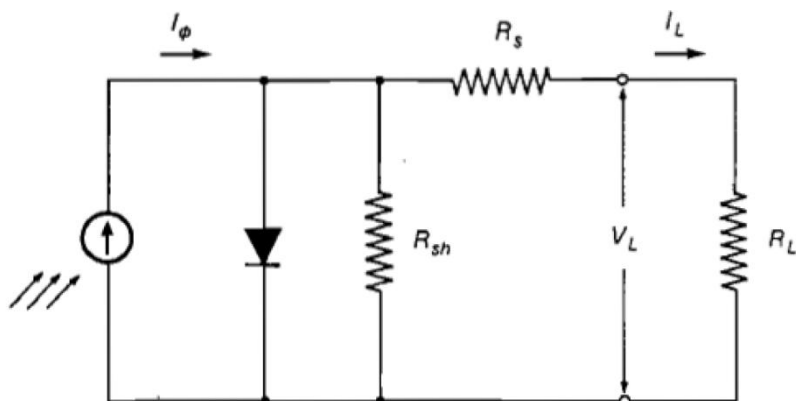
Εικόνα 1.5 Το διάγραμμα I-V ενός ηλιακού στοιχείου και τα κυριότερα ηλεκτρικά μεγέθη που το προσδιορίζουν. Το σημείο μέγιστης ισχύος αντιστοιχεί στη θέση λειτουργίας (τιμή αντίστασης φορτίου) που το γινόμενο $I_m \cdot V_m$ μεγιστοποιείται. Η αποδιδόμενη μέγιστη ισχύς αντιστοιχεί σχηματικά στη μεγιστοποίηση του γραμμοσκιασμένου εμβαδού, του παραλληλόγραμμου. [6]

Οι τρεις παραπάνω παράμετροι, δηλαδή ο P_m , I_{sc} και V_{oc} είναι από τους κυριότερους παραμέτρους αξιολόγησης της συμπεριφοράς και της λειτουργίας των Φ/Β στοιχείων και καθορίζουν την απόδοσή τους. Ο συντελεστής απόδοσης n ορίζεται από τον λόγο μεταξύ της μέγιστης αποδιδόμενης ηλεκτρικής ισχύος, προς την προσπίπτουσα φωτεινή ισχύ, ανά μονάδα επιφάνειας. Συνεπώς δίδεται από τη σχέση:

$$n = \frac{P_m}{H \times A} = \frac{I_m \times V_m}{H \times A} \quad (1.7)$$

Όπου H , η ένταση (πυκνότητα ισχύος) της ακτινοβολίας που δέχεται όλη η επιφάνεια του ηλιακού (Φ/Β) στοιχείου, και A = το εμβαδόν της επιφάνειας του ηλιακού (Φ/Β) στοιχείου. [6]

Όμως το παραπάνω μοντέλο φωτοβολταϊκού, περιγράφει ιδανικές συνθήκες που δεν υπάρχουν στα πραγματικά φωτοβολταϊκά στοιχεία. Μία σωστότερη προσέγγιση αποτελεί το ισοδύναμο κύκλωμα της Εικόνα 1.6, διότι περιέχει και τις αναπόφευκτες αντιστάσεις R_s (series resistance) που παρεμβάλλονται στην κίνηση των φορέων μέσα στον ημιαγωγό (κυρίως στο εμπρός επιφανειακό στρώμα του) και στις επαφές με τα ηλεκτρόδια. Ακόμα, επειδή η αντίσταση διαμέσου της διόδου δεν έχει άπειρη τιμή αφού λόγω επίσης αναπόφευκτων κατασκευαστικών ελαττωμάτων γίνονται διαρροές ρεύματος, το ισοδύναμο κύκλωμα περιέχει και την παράλληλη αντίσταση R_{sh} (shunt resistance). Συνήθως, στα φωτοβολταϊκά στοιχεία του εμπορίου η R_s είναι μικρότερη από 5Ω και η R_{sh} είναι μεγαλύτερη από 500Ω . Πάντως επηρεάζουν αισθητά την τιμή της τάσης φορτίου και του ρεύματος που διαρρέει το φορτίο του κυκλώματος με αποτέλεσμα την αντίστοιχη μείωση της απόδοσης του στοιχείου. [6]



Εικόνα 1.6 Το πλήρες ισοδύναμο ενός Φ/Β στοιχείου [6]

1.5 Κατηγορίες Φωτοβολταϊκών

Τα φωτοβολταϊκά στοιχεία χωρίζονται ανάλογα με το υλικό κατασκευής τους σε τρεις βασικές κατηγορίες: [6]

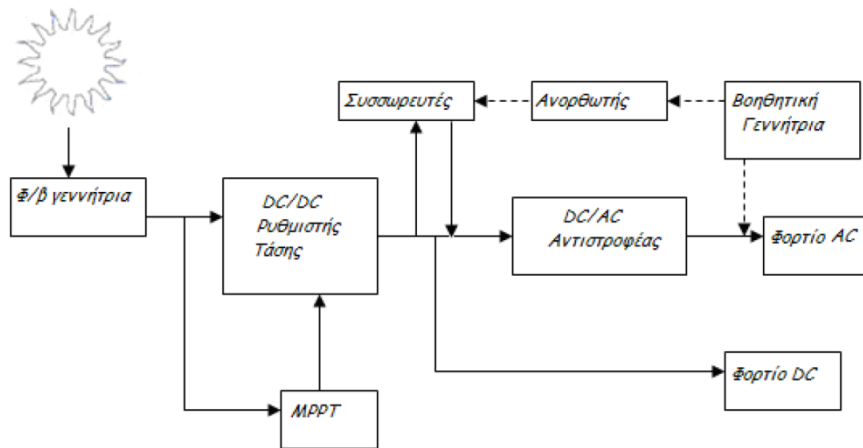
- Φωτοβολταϊκά συστήματα πυριτίου "μεγάλου πάχους":
 - Μονοκρυσταλλικού πυριτίου
 - Πολυκρυσταλλικού πυριτίου
 - Φωτοβολταϊκά στοιχεία ταινίας πυριτίου.
- Φωτοβολταϊκά υλικά λεπτών επιστρώσεων, thin film:
 - Άμορφου Πυριτίου
 - Δισεληνοϊνδιούχου χαλκού ($CuInSe^2$ ή CIS, με προσθήκη γαλλίου CIGS)
 - Τελουριούχου Κάδμιου (CdTe)
 - Αρσενικούχου Γαλλίου (GaAs)
- Υβριδικά Φωτοβολταϊκά στοιχεία και άλλες τεχνολογίες (οργανικά/πολυμερή στοιχεία, νανοκρυσταλλικά στοιχεία πυριτίου, nc- Si)

1.6 Σύνδεση Φωτοβολταϊκών στο δίκτυο

Τα Φωτοβολταϊκά συστήματα διακρίνονται ανάλογα με την σύνδεση τους στο δίκτυο σε δύο βασικές κατηγορίες, τα απομονωμένα (Stand-alone) ή εκτός δικτύου (Off grid) συστήματα και τα συνδεδεμένα στο δίκτυο (Grid connected). Τα απομονωμένα Φωτοβολταϊκά συστήματα διακρίνονται επίσης σε αυτόνομα και υβριδικά.

Όσο αφορά στη λειτουργία τους, τα Φωτοβολταϊκά συστήματα διακρίνονται σε συστήματα με αποθήκευση και χωρίς αποθήκευση. Τέλος, χωρίζονται σε διάσπαρτα ή αποκεντρωμένα (Decentralized), κεντρικού σταθμού (Centralized) και κατανεμημένα (Distributed).

1.6.1 Αυτόνομο Φωτοβολταϊκό σύστημα (Stand Alone)

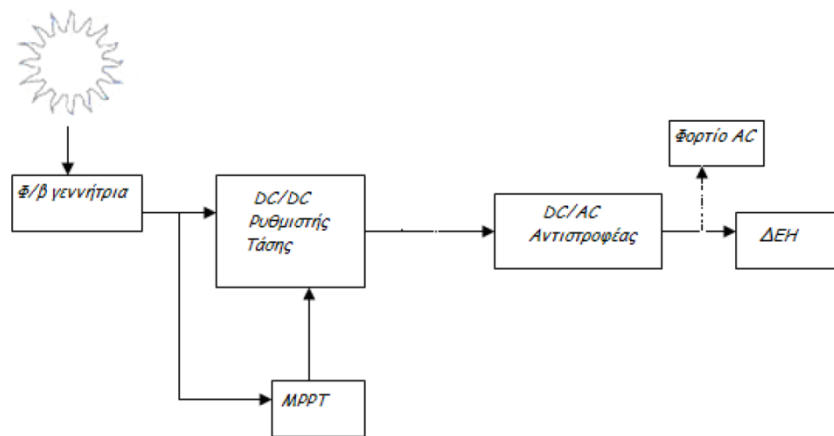


Εικόνα 1.7 Απλοποιημένο διάγραμμα αυτόνομου Φωτοβολταϊκού συστήματος. [7]

Οι αυτόνομες ηλεκτρικές εγκαταστάσεις αποτελούν τις συνηθέστερες εφαρμογές της φωτοβολταϊκής τεχνολογίας. Είναι εγκαταστάσεις που λειτουργούν αυτοδύναμα για την τροφοδότηση καθορισμένων καταναλώσεων, χωρίς να συνδέονται με μεγάλα κεντρικά ηλεκτρικά δίκτυα διανομής, από τα οποία θα μπορούσαν να αντλούν συμπληρωματική ηλεκτρική ενέργεια ή να στέλνουν την περίσσεια της παραγόμενης φωτοβολταϊκής ηλεκτρικής ενέργειας. Αποτελούν την ιδανικότερη λύση για περιοχές που βρίσκονται μακριά από το κεντρικό δίκτυο και στις οποίες η διασύνδεσή τους με αυτό θα απαιτούσε τεράστια οικονομικά κεφάλαια. Ειδικότερα για τον ελλαδικό χώρο, ο οποίος έχει πολυάριθμα μικρά νησιά και μικρούς οικισμούς, τα αυτόνομα φωτοβολταϊκά συστήματα έχουν βρει πολλές εφαρμογές, ενώ υπάρχουν ακόμα πολλές δυνατότητες ανάπτυξης.

Το βασικότερο συστατικό του αυτόνομου φωτοβολταϊκού συστήματος είναι η φωτοβολταϊκή γεννήτρια, στους ηλιακούς συλλέκτες της οποίας γίνεται η μετατροπή της ηλιακής ακτινοβολίας σε ηλεκτρική ενέργεια. Έπειτα το αυτόνομο σύστημα περιλαμβάνει, ανάλογα με το είδος της κατανάλωσης και τον βαθμό της απαιτούμενης αξιοπιστίας, συσσωρευτές για την αποθήκευση της περισσειας της παραγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας ώστε να χρησιμοποιηθεί όταν η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας είναι ανεπαρκής ή μηδενική, διατάξεις για την ρύθμιση και την μετατροπή της τάσης και τη ρύθμιση της ισχύος της παραγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας, ώστε να αυξηθεί η απόδοση του συστήματος, άλλες διατάξεις προστασίας και ελέγχου και συχνά μία βοηθητική γεννήτρια, συνήθως ένα ηλεκτροπαραγωγό ζεύγος που να λειτουργεί με καύση βενζίνης ή πετρελαίου Diesel για την αντιμετώπιση έκτακτων περιστάσεων (συντήρηση ή βλάβη του συστήματος, τροφοδότηση πρόσθετων φορτίων, επικουρική λειτουργία σε απρόβλεπτα μεγάλες περιόδους χαμηλής ηλιακής ακτινοβολίας). [7]

1.6.2 Διασυνδεδεμένο Φωτοβολταϊκό σύστημα (Grid connected)



Εικόνα 1.8 Απλοποιημένο διάγραμμα διασυνδεδεμένου Φωτοβολταϊκού συστήματος. [7]

Μια διαφορετική προσέγγιση της φωτοβολταϊκής τεχνολογίας είναι η εφαρμογή των διασυνδεδεμένων φωτοβολταϊκών συστημάτων, στα οποία η ηλεκτρική ενέργεια τροφοδοτείται στο δίκτυο. Υπάρχουν δύο διαφορετικές υλοποιήσεις, ανάλογα με το αν τροφοδοτείται κάποιο φορτίο απευθείας από το σύστημα ή όχι. Σε ένα διασυνδεδεμένο σύστημα το δίκτυο ενεργεί όπως μια μπαταρία με απεριόριστη ικανότητα αποθήκευσης. Επομένως, η συνολική αποδοτικότητα ενός διασυνδεδεμένου φωτοβολταϊκού συστήματος, θα είναι καλύτερη από την αποδοτικότητα ενός αυτόνομου συστήματος, αφού το δίκτυο έχει πρακτικά απεριόριστη ικανότητα αποθήκευσης και επομένως η παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια μπορεί πάντοτε να αποθηκεύεται. Αντιθέτως, στις αυτόνομες εφαρμογές, οι συσσωρευτές θα είναι ενίοτε πλήρως φορτισμένοι, όποτε η παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια θα πρέπει με κάποιο τρόπο να αποβάλλεται. [7]

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Μικροδίκτυα

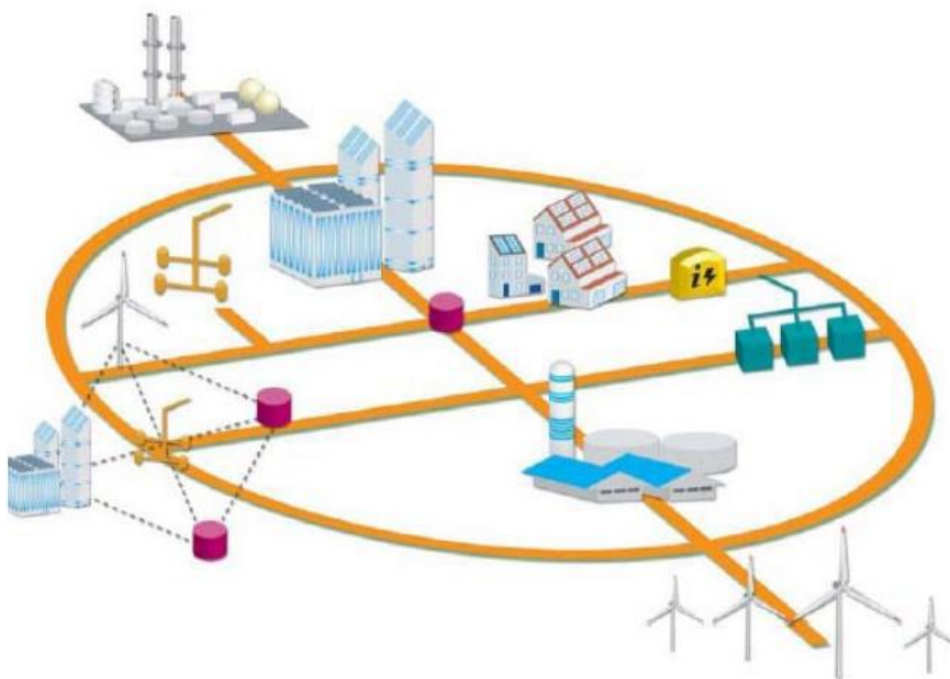
2.1 Γενικά

Τα μικροδίκτυα (Microgrids – μGrids) είναι ένα είδος συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας που στο μέλλον αναμένεται να διαδραματίσουν σημαντικό ρόλο. Ένα μικροδίκτυο προσδιορίζεται ως ένα εν δυνάμει ηλεκτρικά απομονωμένο σύνολο γεννητριών που τροφοδοτούν κατ' αποκλειστικότητα όλη τη ζήτηση ενός συνόλου καταναλωτών. Συμπεριλαμβάνουν πηγές διεσπαρμένης παραγωγής ισχύος από λίγα kW μέχρι 1-2 MW, συσκευές αποθήκευσης - όπως πυκνωτές, μπαταρίες, σφονδύλους - και ελέγξιμα φορτία.

Ο σχεδιασμός του μικροδικτύου είναι ανεξάρτητος από το κεντρικό δίκτυο, ωστόσο μπορεί να υπάρχει διασύνδεση με αυτό, για ανταλλαγή ενέργειας. Τυπικές πηγές ενός μικροδικτύου είναι οι γεννήτριες ντίζελ ή φυσικού αερίου, συμπαραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας και ζεστού νερού (γεννήτριες, μικροστρόβιλοι), οι ανεμογεννήτριες, τα φωτοβολταϊκά, οι κυψέλες καυσίμου, οι γεωθερμικοί και οι ηλιοθερμικοί σταθμοί, τα μικρά υδροηλεκτρικά, οι μονάδες που χρησιμοποιούν ως πρώτη ύλη βιομάζα, βιοντίζελ ή οποιαδήποτε άλλη πηγή ενέργειας. Ένα μικροδίκτυο μπορεί να εγκατασταθεί εκεί όπου υπάρχει διαθέσιμη μια από τις παραπάνω φυσικές πηγές ενέργειας και να καλύπτει τις καταναλώσεις της περιοχής που εγκαθίσταται. Η κλίμακα του μικροδικτύου ποικίλει, από μια οικία που χρησιμοποιεί ένα υβριδικό σύστημα φωτοβολταϊκών και γεννήτριας ντίζελ ή βιοκαυσίμων, ένα νοσοκομείο που χρησιμοποιεί κυψέλες καυσίμου για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας και ζεστού νερού, μέχρι και μια πόλη που τροφοδοτείται από σταθμούς βιομάζας, γεννήτριες ντίζελ και αιολικά πάρκα. Μια συνδυασμένη μάλιστα χρήση των νέων τεχνολογιών συμπαραγωγής και ανανεώσιμων πηγών, θα μπορούσε ίσως να κάνει την τιμή της ηλεκτρικής ενέργειας στο μικροδίκτυο ανταγωνιστική αυτής των κεντρικών δικτύων [8].

Δεδομένης της μικρής ισχύος των περισσότερων μονάδων ενός μικροδικτύου, η παραγωγή και διανομή της ηλεκτρικής ενέργειας γίνεται στη χαμηλή τάση, όπου ούτως ή άλλως δεν απαιτείται η μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας σε μεγάλες αποστάσεις. Το μέγεθος δηλαδή των μονάδων παραγωγής είναι ουσιαστικά αυτό που σε τελική ανάλυση καθορίζει την στάθμη λειτουργίας. Το μέγεθος συνολικότερα των μονάδων παραγωγής και των φορτίων, καθορίζει εξάλλου και τον τρόπο διασύνδεσής του με άλλα μικροδίκτυα ή με το κεντρικό δίκτυο, στην μέση ή στην χαμηλή τάση. Είναι προφανές ότι η διασύνδεση στη μέση τάση απαιτεί μεγαλύτερη ισχύ [9].

Βασικό γνώρισμα των μικροδικτύων είναι ο συντονισμένος έλεγχος τους, ώστε τελικά να εμφανίζονται στο ανάντη δίκτυο ως μία ενιαία οντότητα με το δικό της αποκεντρωμένο σύστημα ελέγχου το οποίο δεν επιβαρύνει τα συστήματα ελέγχου του ανάντη ευρισκόμενου δικτύου με τον έλεγχο κάθε μιας μονάδας ξεχωριστά. Ένα άλλο εξίσου βασικό, όσο και πρωτοποριακό, γνώρισμα των μικροδικτύων είναι η δυνατότητα τους να λειτουργούν όχι μόνο διασυνδεδεμένα με το ανάντη δίκτυο, που είναι και η συνήθης λειτουργία τους, αλλά και απομονωμένα (ή νησιδοποιημένα) όταν διακοπεί η διασύνδεση με το κύριο δίκτυο, με οργανωμένο και ελεγχόμενο τρόπο παρέχοντας στους καταναλωτές αυξημένη αξιοπιστία και βελτιωμένα επίπεδα ποιότητα ισχύος. Αυτή η δυνατότητα βεβαίως απαιτεί εξελιγμένες υποδομές προστασίας, ελέγχου και τηλεπικοινωνιών, προκειμένου να είναι σε θέση να απομονώσουν το μικροδίκτυο και να παράσχουν σταθερή, αυτόνομη λειτουργία. Η διαρκής όμως πρόοδος στον τομέα των τηλεπικοινωνιών και ελεγκτών των πηγών διεσπαρμένης παραγωγής συμβάλλει ώστε τέτοια λειτουργία να γίνεται ολοένα και περισσότερο εύκολο να επιτευχθεί τόσο τεχνικά όσο και οικονομικά.



Εικόνα 2.1 Τυπικό Μικροδίκτυο [7]

Από την πλευρά του δικτύου, ένα μικροδίκτυο μπορεί να θεωρηθεί σαν μια ελεγχόμενη οντότητα μέσα στο σύστημα ενέργειας που μπορεί να λειτουργεί όπως ένα συγκεντρωμένο φορτίο, μια μικρή πηγή ενέργειας ή σαν μια βοηθητική υπηρεσία που υποστηρίζει το δίκτυο. Από την πλευρά του καταναλωτή, τα μικροδίκτυα εκπληρώνουν τις ανάγκες τους σε θερμότητα και ηλεκτρισμό, όμοια με τα παραδοσιακά δίκτυα διανομής Μέσης Τάσης, αλλά επιπροσθέτως ενισχύουν και την τοπική αξιοπιστία, μειώνουν τις εκπομπές αερίων του θερμοκηπίου και βελτιώνουν την ποιότητα ενέργειας υποστηρίζοντας την τάση και μειώνοντας τις βυθίσεις της. Επίσης, δυναμικά, «ρίχνουν» τις τιμές του αποθέματος ενέργειας. Το πιο σημαντικό χαρακτηριστικό του μικροδικτύου είναι ότι, ενώ υπό ομαλές συνθήκες λειτουργεί

διασυνδεδεμένο με το δίκτυο, μπορεί αυτόματα να τεθεί σε απομονωμένη λειτουργία σε περιπτώσεις σφαλμάτων του ανάντη δικτύου. Συνεπώς ένα μικροδίκτυο για το ανάντη ευρισκόμενο δίκτυό του αντιμετωπίζεται, τόσο από άποψης αγοράς, όσο και από τεχνική άποψη σαν ένα ενιαίο φορτίο ή σαν μία ενιαία παραγωγή η οποία με τα κατάλληλα οικονομικά κίνητρα μπορεί να προσφέρει και κάποιες βοηθητικές υπηρεσίες στο δίκτυο διανομής ιδιαίτερα σε περιόδους αιχμής ακόμη και τοπικού επιπέδου. Οι καταναλωτές που βρίσκονται συνδεδεμένοι στο μικροδίκτυο, όχι μόνο μπορούν όπως και πριν να ικανοποιήσουν τις ηλεκτρικές και θερμικές τους ανάγκες, αλλά μπορούν να απολαύσουν υψηλότερα επίπεδα αξιοπιστίας, καλύτερη ποιότητα ισχύος με εξομαλυσμένη καμπύλη τάσης και να επιτύχουν ακόμη και ευνοϊκότερους οικονομικά όρους για την ικανοποίηση των αναγκών τους [10 [11].

Κάποιες από τις μεταβλητές που επηρεάζουν τις δυνατότητες ενός μικροδικτύου, από οικονομικής και τεχνικής απόψεως, είναι [11] [12]:

- Ο τύπος του φορτίου (οικιακό, βιομηχανικό, εμπορικό ή συνδυασμός τους).
- Ο αριθμός των καταναλωτών.
- Ο τύπος των πηγών διανεμημένης παραγωγής (φωτοβολταϊκές πηγές, αιολική ενέργεια, κυψέλη καυσίμου/fuel cell κτλ.).
- Το μέγεθος και ο αριθμός των μονάδων παραγωγής.
- Το επίπεδο της αξιοπιστίας του συστήματος. Ένας τρόπος μέτρησης του συγκεκριμένου μεγέθους μπορεί να είναι το ποσοστό ανεπάρκειας τροφοδοσίας των προβλεπόμενων φορτίων.

2.2 Πλεονεκτήματα Μικροδικτύων

Τα πλεονεκτήματα που μπορεί να παρέχει στη λειτουργία του συστήματος ένα μικροδίκτυο συμπεριλαμβάνουν ένα ευρύ φάσμα περιοχών, όπως [13[12]:

Περιβαλλοντικά:

- Η ανάπτυξη μικροδικτύων και η ευρεία χρήση συστημάτων διεσπαρμένης παραγωγής μπορούν να συμβάλλουν στη μείωση του φαινομένου του θερμοκηπίου και το μετριασμό της αλλαγής του κλίματος. Αυτό συμβαίνει επειδή η λειτουργία των μικροδικτύων είναι βασισμένη σε μεγάλο βαθμό στις ανανεώσιμες πηγές και σε μικρές μονάδες παραγωγής που χαρακτηρίζονται από πολύ χαμηλές εκπομπές αερίων του θερμοκηπίου.
- Σημαντικό πλεονέκτημα των μικροδικτύων είναι η χρησιμοποίηση τοπικά της θερμότητας που αποβάλλεται κατά την μετατροπή του καυσίμου σε ηλεκτρική ενέργεια. Η χρήση αυτής της θερμότητας μειώνει τις εκπομπές αερίων ρύπων και αυξάνει την αποδοτικότητα της χρήσης πρωτογενών πηγών ενέργειας κατά 30% περίπου. Σήμερα, συναντώνται μεσαίου μεγέθους εφαρμογές συμπαραγωγής σε βιομηχανικά συστήματα σε διάφορες χώρες και έχει σημειωθεί σημαντική πρόοδος στην ανάπτυξη μικρότερης κλίμακας εφαρμογών συμπαραγωγής, ακόμα και για οικιακή χρήση. Αυτά τα

συστήματα αναμένεται να διαδραματίσουν πολύ σημαντικό ρόλο στα μικροδίκτυα των Βορείων χωρών της ΕΕ. Αντίστοιχα, οι φωτοβολταϊκοί συλλέκτες αναμένεται να γίνουν όλο και περισσότερο δημοφιλείς στις Νότιες χώρες της ΕΕ.

- Επιπλέον, η λειτουργία των μικροδικτύων συμβάλλει στη μείωση των απωλειών και επομένως στην περαιτέρω ορθολογική διαχείριση της παραχθείσας ηλεκτρικής ενέργειας. Η Ευρωπαϊκή Επιτροπή έχει προσδιορίσει τις απώλειες, ως βασικό στόχο για τα προγράμματα έρευνας και ανάπτυξης, αναγνωρίζοντας ότι πρόκειται για μια από τις προτεραιότητες για τη βελτιωμένες ενεργειακή αποδοτικότητα και τη συμβολή στο μετριασμό της αλλαγής του κλίματος. Η λειτουργία των μικροδικτύων μπορεί να μειώσει τις απώλειες στα δίκτυα μεταφοράς και διανομής από 2 έως 4%, συμβάλλοντας σε μια μείωση 20 εκατομμυρίων τόνων ετησίως του CO₂.

Τεχνικά:

- Η συνέχιση της παροχής ηλεκτρικής ενέργειας εντός του μικροδικτύου σε περιπτώσεις κατάρρευσης του κεντρικού δικτύου παροχής ηλεκτρικής ενέργειας. Η δυνατότητα απομονωμένης λειτουργίας μπορεί να εξασφαλίσει στον καταναλωτή που ανήκει στο εκάστοτε μικροδίκτυο την αδιάλειπτη λειτουργία την ίδια ώρα όπου το ανάντη δίκτυο διανομής μπορεί να είναι σε ασταθή κατάσταση ή να έχει καταρρεύσει προσωρινά (black out).
- Το μικροδίκτυο μπορεί να ρυθμιστεί ώστε να παίζει υποστηρικτικό ρόλο ως προς το δίκτυο, λειτουργία η οποία μπορεί για παράδειγμα να σημαίνει ότι το μικροδίκτυο θα απορροφά ή θα παρέχει ενεργό ή άεργο ισχύ όταν χρειάζεται για το κεντρικό δίκτυο.
- Η αποδοτικότερη παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, η ελαχιστοποίηση των απωλειών και η βελτίωση της ποιότητας ισχύος με την ενσωμάτωση μονάδων συμπαραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας και θερμότητας (CHP), καθώς και με την εγκατάσταση αυτών κοντά στους καταναλωτές. Η τοπική κάλυψη του φορτίου συνεπάγεται ότι δεν παρεμβάλλονται ούτε μεγάλα μήκη γραμμών ούτε πολλοί ενδιάμεσοι καταναλωτές που αλλοιώνουν με τη χωρητική (ή επαγωγική αν πρόκειται για φορτία) συμπεριφορά τους τον συντελεστή ισχύος.
- Πιο αξιόπιστη παροχή ηλεκτρικής ενέργειας στους καταναλωτές εντός αυτού, το οποίο είναι ύψιστης σημασίας ζήτημα ιδιαίτερα για τους καταναλωτές, όπως νοσοκομεία κτλ, για τους οποίους είναι σημαντική η αδιάλειπτη παροχή ενέργειας.
- Βελτίωση της αξιοπιστίας και της προσαρμοστικότητας του συστήματος, αφού τα μικροδίκτυα ακολουθούν την αρχή της διεσπαρμένης παραγωγής, με αποτέλεσμα η ηλεκτρική ενέργεια να μην παράγεται αποκλειστικά από λίγες μεγάλες μονάδες.

- Ενεργός διαχείριση των φορτίων (απόρριψη φορτίων), διαδικασία η οποία είναι σε θέση να βοηθά σημαντικά στην ευστάθεια του δικτύου αλλά και στην οικονομική λειτουργία του συστήματος.
- Από την πλευρά του χειριστή του Δικτύου Διανομής Μέσης Τάσης ή της Επιχείρησης Διανομής Ηλεκτρικής Ενέργειας, η δυνατότητα τοπικής κάλυψης του φορτίου από το μικροδίκτυο προσφέρει αρκετά πλεονεκτήματα. Η δυνατότητα αναβολής επενδύσεων προς ενίσχυση του δικτύου και των κεντρικών σταθμών παραγωγής καθώς επίσης και η μεγαλύτερη ευελιξία στον έλεγχο του δικτύου, ιδιαίτερα κατά τον χειρισμό των συμφορήσεων και την επαναφορά του συστήματος μετά από σβέση, είναι μερικά από αυτά.

Οικονομικά:

- Από την πλευρά του καταναλωτή, παραγωγή σε τοπικό επίπεδο σε περιβάλλον πλήρως απελευθερωμένης αγοράς μπορεί να σημαίνει αύξηση της μείωσης του κόστους κάλυψης των ενεργειακών του αναγκών με ευέλικτους τρόπους διαχείρισης της τοπικής παραγωγής, όταν οι τιμές στην ελεύθερη αγορά ενέργειας την καθιστούν οικονομικά συμφέρουσα.
- Η δυνατότητα οργάνωσης της τοπικής παραγωγής του καταναλωτή και συμμετοχής της στην ελεύθερη αγορά ενέργειας μέσω κάποιου παροχέα ενεργειακών υπηρεσιών ανοίγει περαιτέρω δυνατότητες αύξησης του εισοδήματος του και συνεισφέρει στο άνοιγμα της αγοράς.

2.3 Μειονεκτήματα Μικροδικτύων

Το μικροδίκτυο είναι σχεδιασμένο για λειτουργία τόσο σε διασύνδεση με το δίκτυο όσο και σε απομονωμένη κατάσταση, σε έκτακτες περιπτώσεις (interconnected or emergency mode). Η δυνατότητα διασύνδεσης με το κεντρικό δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας σε παραλληλισμένη λειτουργία καθιστά δυνατή την ανταλλαγή ενέργειας. Δηλαδή, την παροχή πλεονάζουσας ενέργειας σε αυτό ή την απορρόφηση ενέργειας όταν οι μονάδες του μικροδικτύου δεν επαρκούν να καλύψουν τη ζήτηση. Σε περιπτώσεις παραλληλισμένης λειτουργίας με το κεντρικό δίκτυο, αυτό που πρωτίστως επιδιώκεται είναι να μην προκαλεί το μικροδίκτυο προβλήματα. Αυτό σημαίνει ότι η ποιότητα της τάσης πρέπει να ανταποκρίνεται στις προδιαγραφές του δικτύου και η απορροφώμενη ενέργεια να μην ξεπερνά τις απαιτήσεις ενός τυπικού καταναλωτή.

Η εισαγωγή μονάδων παραγωγής στο επίπεδο την χαμηλής και μέσης τάσης δεν είναι απλό θέμα από τεχνικής πλευράς ειδικά αν αυτή ενταθεί στο μέλλον. Δημιουργούνται έτσι, μία σειρά από τεχνικά ζητήματα τα οποία αναφέρονται συνοπτικά παρακάτω.

- Μεταβολές στην τάση του δικτύου:

Για κάθε δίκτυο διανομής έχουν τεθεί συγκεκριμένα όρια για την τάση. Αυτά τα όρια σε κάθε περίπτωση είναι σημαντική παράμετρος τόσο για την επέκταση του δικτύου όσο και για το κόστος που αυτό συνεπάγεται. Το πλέον επικίνδυνο σενάριο από την παρουσία μικροπηγών στο επίπεδο της χαμηλής και μέσης τάσης είναι η πιθανότητα η τάση να υπερβεί τα μέγιστα επιτρεπτά όρια. Το σενάριο αυτό θα συμβεί στην περίπτωση που το φορτίο τοπικά είναι στο ελάχιστο και παράλληλα έχουμε σημαντική παραγωγή από την μονάδα. Το πρόβλημα εντείνεται στην χαμηλή τάση δεδομένου ότι εκεί η τιμή της αντίστασης των καλωδίων είναι σχετικά μεγάλη οπότε στην τιμή της τάσης εμπλέκεται και η ενεργός ισχύς. Μία προτεινόμενη λύση σε αυτήν την περίπτωση είναι η αύξηση της ζήτησης άεργου ισχύος από την πλευρά της μονάδας ενώ μία άλλη λύση είναι η χρήση με αντισταθμιστικό τρόπο των λήψεων του μετασχηματιστή (tap changer).

- Αύξηση στη στάθμη βραχυκυκλώσεως του δικτύου:
Η χρήση στρεφόμενων κυρίως μηχανών στις μονάδες παραγωγής προφανώς θα έχει επίπτωση στο επίπεδο του σφάλματος. Η αύξηση του επιπέδου του σφάλματος πιθανών να απαιτεί αλλαγές στους διακόπτες του δικτύου κάτι που συνεπάγεται σημαντική αύξηση του κόστους ειδικά αν τις όποιες αναβαθμίσεις είναι υποχρεωμένος να τις αναλάβει ο ιδιοκτήτης της μονάδας. Μια λύση είναι η εγκατάσταση μίας αντίδρασης (μετασχηματιστή ή πηνίο) μεταξύ της γεννήτριας και του δικτύου με αύξηση όμως των απωλειών και των μεταβολών στην τάση.
- Ποιότητα ισχύος:
Η ποιότητα της ισχύος είναι ένα σημαντικό θέμα στην εισαγωγή των μικρομονάδων στο δίκτυο για αυτό και αναλύεται διεξοδικά αργότερα. Η ποιότητα ισχύος περιλαμβάνει μία σειρά από φαινόμενα:
 - Μεταβολή της τάσης (Voltage variation)
 - Απότομη αλλαγή της τάσης (Rapid voltage change)
 - Διακύμανση της τάσης (Voltage fluctuation)
 - Φλίκερ (flicker)
 - Προσωρινή Υπέρταση (Temporary Power Frequency Overvoltage or Swell)
 - Αρμονικές στην Τάση (Harmonic Voltage)
 - Ασυμμετρία στην Τάση (Voltage Unbalance)

Τα φαινόμενα αυτά μπορεί να προέλθουν από την παρουσία στρεφόμενων μηχανών, ηλεκτρονικών ισχύος αλλά και από απότομη σύνδεση ή αποσύνδεση μονάδων.

- Προστασία:
Η προστασία των συσκευών του μικροδικτύου είναι ένα σύνθετο θέμα αφού αφορά τόσο την λειτουργία των υπαρχόντων προστασιών αλλά και των αλλαγών που θα πρέπει να γίνουν στο σύστημα διανομής. Ειδικότερα θα

πρέπει να μελετηθεί το θέμα των γειώσεων, των προστασιών που θα πρέπει να έχουν οι μονάδες αλλά και τη λειτουργία του συστήματος σε κατάσταση νησίδιας.

- Ευστάθεια του δικτύου:

Το θέμα της ευστάθειας του συστήματος αφορά κυρίως την περίπτωση που η εκτεταμένη χρήση της διεσπαρμένης παραγωγής αλλά και των μικρομονάδων χρησιμοποιείται για την ενίσχυση της ασφάλειας του δικτύου. Το βασικό πρόβλημα σε αυτήν την περίπτωση είναι η συμπεριφορά των διεσπαρμένων μονάδων μετά από μία απώλεια μίας μεγάλης μονάδος ή μίας μεγάλης γραμμής μεταφοράς.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Ψηφιακός εξομοιωτής πραγματικού χρόνου RTDS

3.1 Εισαγωγή

Ο ψηφιακός εξομοιωτής πραγματικού χρόνου (RTDS), που κατασκευάζεται από το RTDS Technology INC, είναι ένας ψηφιακός εξομοιωτής του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας. Ο εξομοιωτής χρησιμοποιείται για τη διεξαγωγή δοκιμών κλειστού βρόγχου (HIL), σε πραγματικό χρόνο, διάφορων συσκευών, από συσκευές προστασίας και συσκευές αυτόματου ελέγχου μέχρι αντιστροφών ισχύος ή και ολόκληρων συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας. Επίσης, χρησιμοποιείται σε αναλυτικές μελέτες συστημάτων όπως και στην εκπαίδευση χειριστών, μηχανικών και φοιτητών. Είναι ένα αποτελεσματικό εργαλείο που μπορεί να αντικαταστήσει τους αναλυτές της μεταβατικής κατάστασης των δικτύων και τους αναλογικούς εξομοιωτές. Ο εξομοιωτής επιτρέπει στο χειριστή του να διερευνήσει τις επιπτώσεις των διαταραχών στον εξοπλισμό του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας ώστε να ληφθούν μέτρα για την αντιμετώπιση τυχόν προβλημάτων ή και καταστροφών.

Ο εξομοιωτής είναι ένας συνδυασμός εξελιγμένου υπολογιστικού υλικού και εξεζητημένου λογισμικού. Τα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας σχεδιάζονται στην οθόνη του υπολογιστή από τις βιβλιοθήκες έτοιμων ηλεκτρικών στοιχείων που περιέχει το λογισμικό του εξομοιωτή (RSCAD). Το λογισμικό είναι το κύριο στοιχείο επικοινωνίας του χειριστή με τον εξομοιωτή και είναι σχεδιασμένο ώστε να επιτρέπει στο χρήστη να εκτελεί όλα τα 60 απαραίτητα βήματα για την προετοιμασία και την εκτέλεση της εξομοίωσης καθώς και να διεξάγει δοκιμές και να αναλύει τις εξόδους του εξομοιωτή. Ο εξομοιωτής είναι πλήρως επεκτάσιμος, επιτρέποντας μας έτσι να δουλέψουμε ακόμα και με τα πιο πολύπλοκα και ακριβή μοντέλα του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας.

Το σημαντικότερο χαρακτηριστικό του RTDS είναι το γεγονός ότι ο εξομοιωτής δουλεύει σε συνεχή σταθερό πραγματικό χρόνο. Αυτό είναι εφικτό επειδή ο εξομοιωτής μπορεί να επιλύσει τις εξισώσεις του συστήματος αρκετά γρήγορα ώστε η έξοδος του να αντιπροσωπεύει συνεχώς και ρεαλιστικά τις συνθήκες στο πραγματικό δίκτυο. Ακριβώς επειδή η επίλυση του δικτύου γίνεται σε πραγματικό χρόνο, ο εξομοιωτής μπορεί να συνδεθεί με διατάξεις αυτομάτου ελέγχου του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας καθώς και με ηλεκτρονόμους προστασίας.

Στις μέρες μας ο εξομοιωτής χρησιμοποιείται σε πολλούς τομείς, τυπικά στην ανάπτυξη, δοκιμή και μελέτη μεθόδων προστασίας με ηλεκτρονόμους, ενσωματωμένης προστασίας και συστημάτων αυτόματου ελέγχου. Επίσης, χρησιμοποιείται για συστήματα ελέγχου για HVDC, SVC, σύγχρονες μηχανές και συσκευές FACTS, για γενικές λειτουργίες συστημάτων AC και DC και για την αλληλεπίδραση διάφορων ηλεκτρικών εγκαταστάσεων. Επίσης, ο εξομοιωτής έχει πολύτιμη συνεισφορά στην εκπαίδευση και στις επιδείξεις.[14]



Εικόνα 3.1 Ψηφιακός εξομοιωτής πραγματικού χρόνου (RTDS)

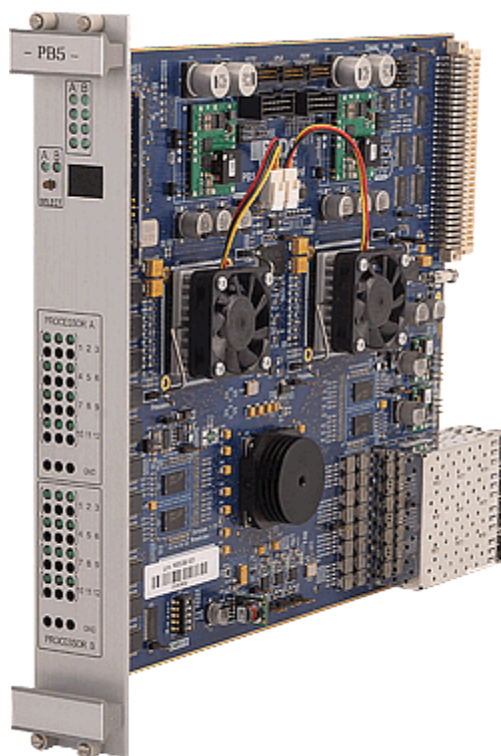
3.2 Τεχνικά χαρακτηριστικά RTDS (hardware)

Ο εξομοιωτής εκμεταλλεύεται την αρχιτεκτονική της παράλληλης επεξεργασίας χρησιμοποιώντας πολλαπλούς επεξεργαστές που βρίσκονται σε ανεξάρτητες μονάδες που ονομάζονται racks. Κάθε rack αποτελείται από διάφορες κάρτες. Η σύνθεση ενός εξομοιωτή εξαρτάται από τις ανάγκες επεξεργασίας και εισόδων - εξόδων (I/O) της κάθε εφαρμογής. Ένα backbone συνδέει όλες τις κάρτες ενός rack και διεκπεραιώνει την ανταλλαγή δεδομένων μεταξύ τους.

Υπάρχουν διαθέσιμες πολλές διαφορετικές κάρτες στις οποίες περιλαμβάνονται και οι ακόλουθες: GPC (Giga Processor Card), 3PC (Triple Processor Card), IRC (Workstation Inter-Rack Communications Card), WIF (Workstation InterFace Card), TPC (Tandem Processor Card) κτλ.

Οι τρεις βασικοί τύποι καρτών είναι:

1. Tandem Processor Card (TPC) : Αποτελούν τις κύριες κάρτες επεξεργασίας. Κάθε TCP κάρτα φέρει δύο ανεξάρτητους ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος NEC77240. Ο συνολικός αριθμός καρτών επεξεργασίας που βρίσκονται σε κάθε βάση είναι δεκαοχτώ (18).



Εικόνα 3.2 TPC κάρτα [16]

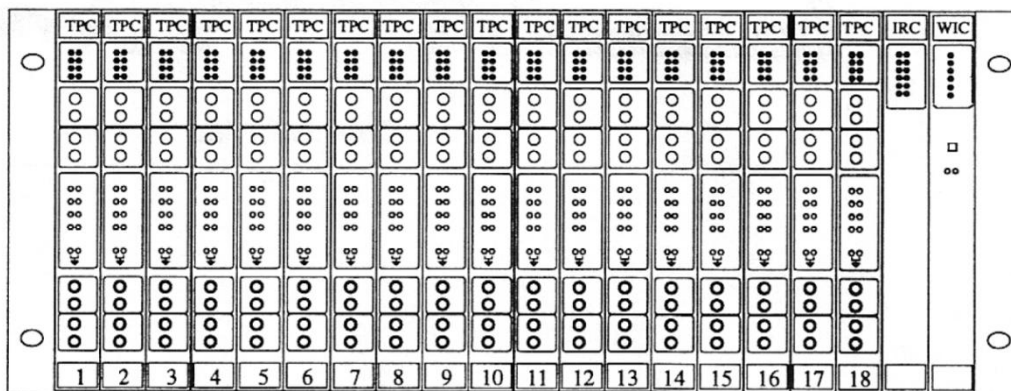
2. Workstation Interface Card (WIF): είναι η κάρτα που επιτρέπει την επικοινωνία μεταξύ της γραφικής διεπιφάνειας του λογισμικού που είναι εγκατεστημένο σε ένα σταθμό εργασίας (PC) και τη βάση (rack) του RTDS. Η κάρτα WIC διαθέτει έναν ελεγκτή Ethernet που είναι σε θέση να διαβάζει πακέτα δεδομένων μεταξύ του σταθμού εργασίας και του RTDS. Με αυτόν τον τρόπο παρέχει τη δυνατότητα στο χρήστη να φορτώνει, να ξεκινά, να σταματά και να ελέγχει τις προσομοιώσεις στο RTDS.



Εικόνα 3.3 WIF κάρτα [15]

3. Inter-Rack Communication Card (IRC): πρόκειται για την κάρτα που ανταλλάσσει δεδομένα μεταξύ επεξεργαστών που βρίσκονται σε διαφορετικές βάσεις (racks). Κάθε κάρτα περιλαμβάνει έναν αριθμό από κανάλια εκπομπού-δέκτη, επιτρέποντας έτσι της απευθείας επικοινωνία μεταξύ πολλών βάσεων (racks).[15]

Η μονάδα εξομοιωτή που διαθέτει το εργαστήριο συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας αποτελείται από ένα rack με 18 κάρτες επεξεργασίας TPC (Tandem Processor Cards) και μια κάρτα WIC (Workstation Interface Card).



Εικόνα 3.4 Τυπικό rack του εξομοιωτή [14]

Κάθε κάρτα TPC διαθέτει δύο επεξεργαστές καθώς και αναλογικές και ψηφιακές εισόδους και εξόδους. Οι αναλογικές έξοδοι βρίσκονται στην πρόσοψη του εξομοιωτή και μπορούν να συνδεθούν με εξωτερικό υλικό είτε με ακροδέκτες τύπου "μπανάνα" , είτε με ομοαξονικά καλώδια. Κάθε επεξεργαστής διαθέτει 4 τέτοιες εξόδους. Οι ψηφιακές εισοδοί-έξοδοι βρίσκονται στην πίσω όψη του εξομοιωτή.

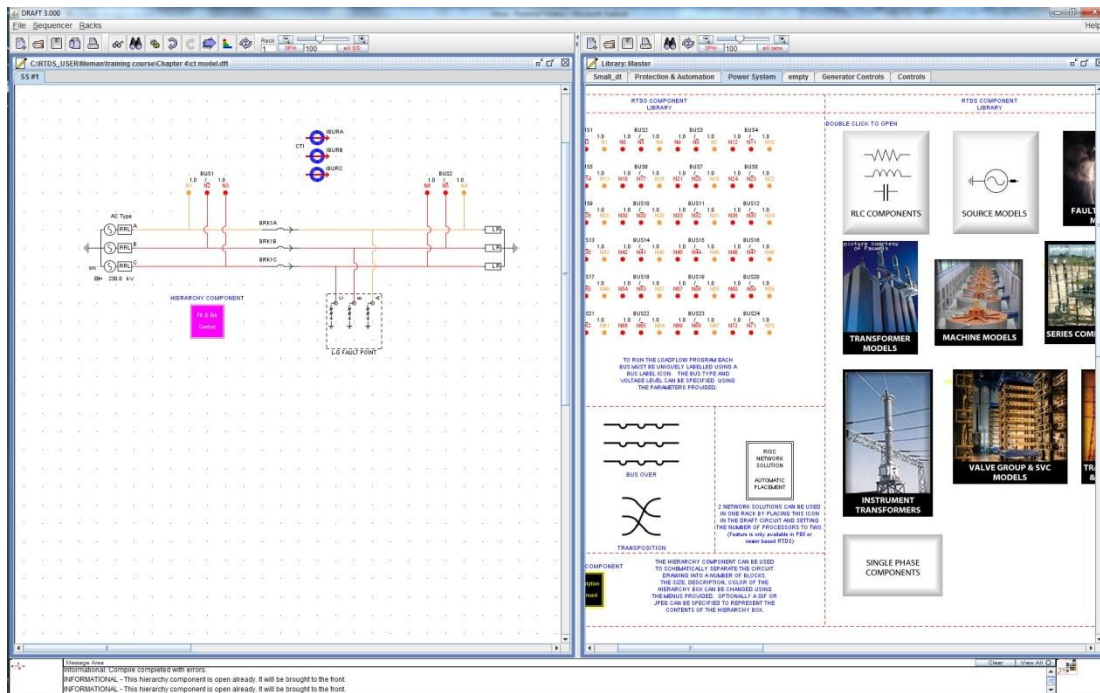
Οι υποδοχές είναι θυρίδες των 34 ακροδεκτών οι οποίες μπορούν να συνδεθούν με εξωτερικές συσκευές με τη χρήση καλωδίου κορδέλας. Κάθε υποδοχή αποτελείται από 2 στήλες 17 ακροδεκτών, μια για τις εισόδους και μια για τις εξόδους κάθε επεξεργαστή. Η κάθε στήλη μπορεί να φέρει μέχρι 16 ψηφιακά σήματα με τον 17ο ακροδέκτη, που βρίσκεται στη βάση της υποδοχής, να είναι ο ακροδέκτης αναφοράς (γης).[14]

3.3 Λογισμικό RTDS (software)

Ο εξομοιωτής συνοδεύεται από ένα εύχρηστο, γραφικό λογισμικό που ονομάζεται RSCAD. Αυτό το πρόγραμμα είναι το κύριο μέσο επικοινωνίας του χειριστή με τον εξομοιωτή.

Το λογισμικό αποτελείται από δύο διακριτά επίπεδα: τη γραφική διεπιφάνεια (Graphical User Interface-GUI) και το μεταγλωττιστή (compiler).

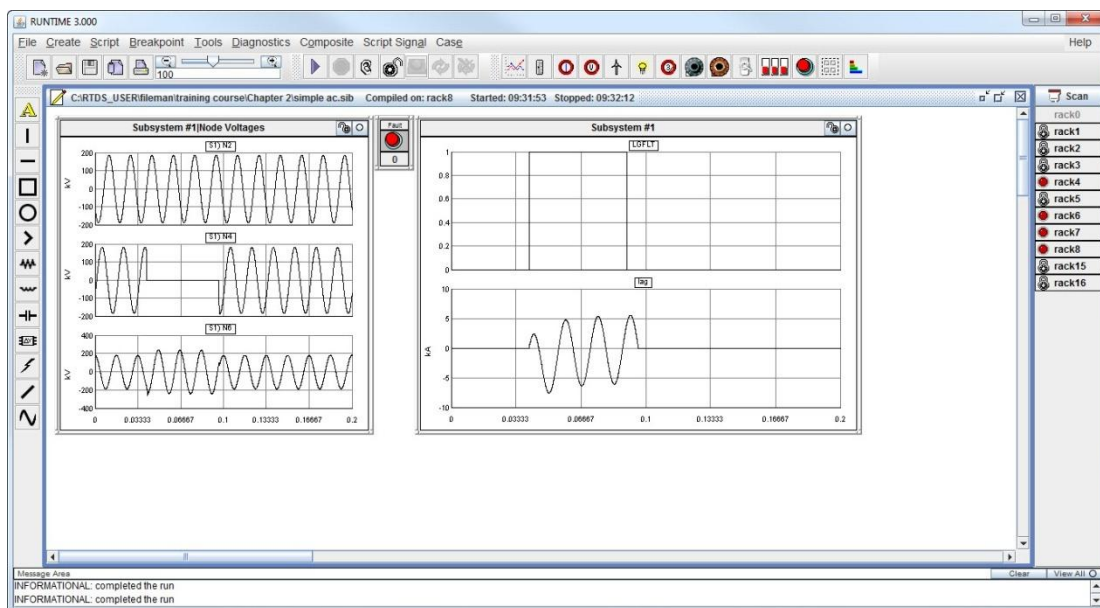
Η γραφική διεπιφάνεια χρήστη (GUI) είναι υπεύθυνη για την επικοινωνία του RTDS με το χρήστη και επιτυγχάνεται μέσω ενός γραφικού περιβάλλοντος υψηλού επιπέδου, του RSCAD. Δύο βασικά τμήματα του RSCAD είναι το Draft και το Run time. Στο στάδιο Draft γίνεται ο σχεδιασμός του προσομοιωμένου δικτύου ενώ στο στάδιο Run time γίνεται η προσομοίωση και λαμβάνονται τα αποτελέσματα.



Εικόνα 3.5 Στάδιο Draft του RSCAD. [16] Κλεφτάκης Β., "Μελέτη προσομοίωσης Power Hardware In the Loop και διερεύνηση ανύψωσης της τάσης εξαιτίας της διείδυσης φωτοβολταϊκών στη Χαμηλή Τάση", διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2011.

[16]

Στο στάδιο Run time ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να επέμβει δυναμικά στην εξομοίωση, μεταβάλλοντας παραμέτρους, αλλάζοντας τη θέση διακοπών κτλ.



Εικόνα 3.6 Στάδιο Run time του RSCAD. [16]

Ο μεταγλωττιστής (compiler) του RTDS δέχεται ως είσοδο τα δεδομένα του ηλεκτρικού δικτύου που εισάγει ο χρήστης και ως έξοδο παράγει τον εκτελέσιμο κώδικα παράλληλης επεξεργασίας που απαιτείται για τους ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος.[15]

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Hardware-In-the-Loop

4.1 Προσομοίωση Hardware-In-the-Loop

Η Hardware-In-the-Loop (HIL) προσομοίωση είναι μια καινοτόμα διαδικασία η οποία έχει δημιουργηθεί και χρησιμοποιείται μόλις την τελευταία εικοσαετία, με ρίζες που πηγάζουν από την αεροπορική βιομηχανία. Ο βασικός λόγος που η HIL προσομοίωση γίνεται όλο και πιο διαδεδομένη στη βιομηχανία τα τελευταία χρόνια είναι η μείωση του χρόνου και του κόστους για τη διάθεση ενός προϊόντος στην αγορά.[17]

Πιο συγκεκριμένα η HIL προσομοίωση είναι μια τεχνική στην οποία έχουμε τη δυνατότητα διασύνδεσης μιας μονάδας πραγματικού εξοπλισμού με ένα προσομοιωμένο σύστημα με σκοπό τη μελέτη την καταγραφή και την πλήρη κατανόηση της αλληλεπίδρασής τους. Συνεπώς παρέχει πληθώρα πλεονεκτημάτων έναντι άλλων μεθόδων προσομοίωσης καθώς επιτρέπει την ενδελεχή και εις βάθος εξέταση μιας συσκευής σε συνθήκες δοκιμών πολύ κοντά στις πραγματικές, μειώνοντας έτσι το κόστος και το ρίσκο έρευνας ακόμα και ακραίων φαινομένων, τα οποία πιθανώς να οδηγούσαν σε βλάβη ή ακόμα και καταστροφή της συσκευής σε περίπτωση πραγματικών πειραμάτων. Συνεπώς με αυτό τον τρόπο μπορούν να αναγνωριστούν κρυφά ελαττώματα του εξοπλισμού προτού κυκλοφορήσει στην αγορά.

Η HIL προσομοίωση είναι μια προσομοίωση που γίνεται σε πραγματικό χρόνο, η διαφορά της όμως από τις άλλες προσομοιώσεις πραγματικού χρόνου είναι ότι επιτρέπει την προσθήκη ενός πραγματικού στοιχείου (εξοπλισμού) στο βρόχο, όπως μια ηλεκτρονική μονάδα ελέγχου.

Το HIL σύστημα αποτελείται από τρία ξεχωριστά αλλά άρρηκτα συνδεδεμένα μεταξύ τους μέρη, το προσομοιωμένο σύστημα (simulated system), το κομμάτι του εξοπλισμού που εξετάζεται (Hardware Under Test - HUT) και τέλος μια συσκευή (interface) που συνδέει το HUT με το προσομοιωμένο σύστημα.

Παρακάτω παρατίθενται κύριοι λόγοι που επιβάλουν τη χρήση HIL προσομοίωσης:

- I) Υψηλό κόστος πραγματικών πειραμάτων
- II) Επιπλέον κόστος σε περίπτωση ζημιάς του εξοπλισμού
- III) Διαθεσιμότητα του απαραίτητου εξοπλισμού

IV) Επαναληψιμότητα πειραμάτων

V) Αύξηση της αξιοπιστίας και της ποιότητας

Κύριοι τομείς στους οποίους χρησιμοποιείται η HIL προσομοίωση είναι: [17]

1. η Αυτοκινητοβιομηχανία
2. η Αεροναυπηγική
3. τα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας
4. τα Βιομηχανικά Μηχανήματα
5. τα Ιατρικά Μηχανήματα
6. οι λευκές ηλεκτρικές συσκευές



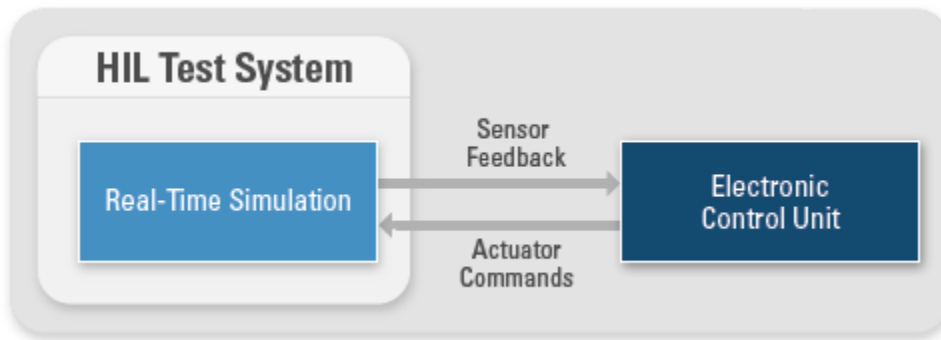
Εικόνα 4.1 Κύριοι τομείς στους οποίους χρησιμοποιείται η HIL προσομοίωση.

Η HIL προσομοίωση χωρίζεται σε δύο κατηγορίες οι οποίες θα αναλυθούν παρακάτω, το Control Hardware-In-the-Loop και το Power Hardware-In-the-Loop.

4.1.1 Control Hardware-In-the-Loop

Το Control Hardware-In-the-Loop αφορά HIL προσομοιώσεις στις οποίες το προσομοιωμένο κύκλωμα και το HUT επικοινωνούν χρησιμοποιώντας σήματα σε χαμηλό επίπεδο τάσης, κάποιες τυπικές τιμές είναι για τιμές τάσης μεταξύ $\pm 10V$ και τιμές ρεύματος μικρότερες των $50mA$. Συνεπώς γίνεται αντιληπτό ότι στο Control

Hardware-In-the-Loop δεν έχουμε μεταφορά ενέργειας στο HUT αλλά η αλληλεπίδρασή του με το προσομοιωμένο κύκλωμα γίνεται μεταδίδοντας αναλογικά ή ψηφιακά ηλεκτρικά σήματα.[18]

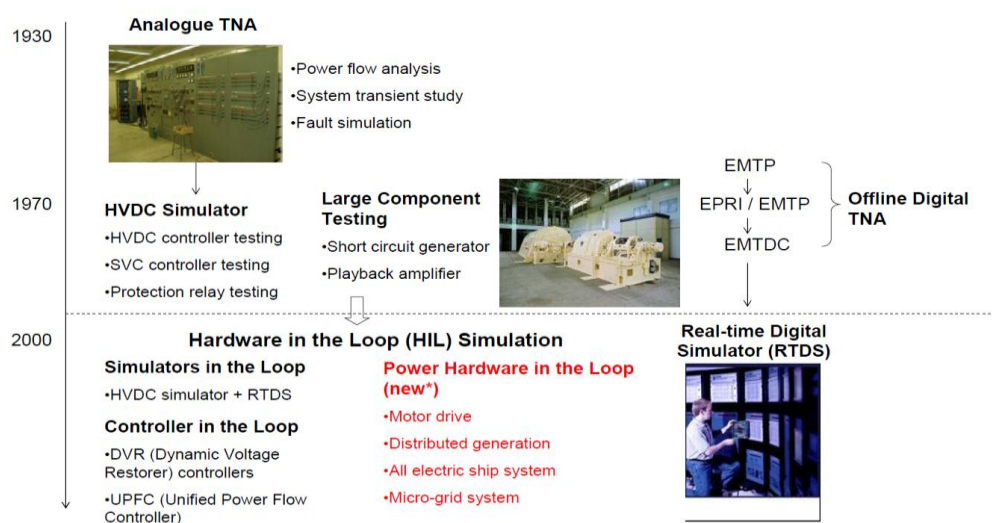


Εικόνα 4.2 Τοπολογία Control Hardware-In-the-Loop. [33]

4.1.2 Power Hardware-In-the-Loop

Το Power Hardware-In-the-Loop διαφέρει από το Control Hardware-In-the-Loop καθώς επιτρέπει τη σύνδεση πραγματικών συσκευών ισχύος ως HUT , όπως ένας κινητήρας, ένας φωτοβολταϊκός ή αιολικός αντριστροφείας κτλ με προσομοιωμένα ηλεκτρικά δίκτυα. Για αυτή τη διασύνδεση κρίνεται απαραίτητη η χρήση μιας συσκευής (interface) για την διακίνηση της ισχύος μεταξύ του προσομοιωμένου δικτύου και του HUT.

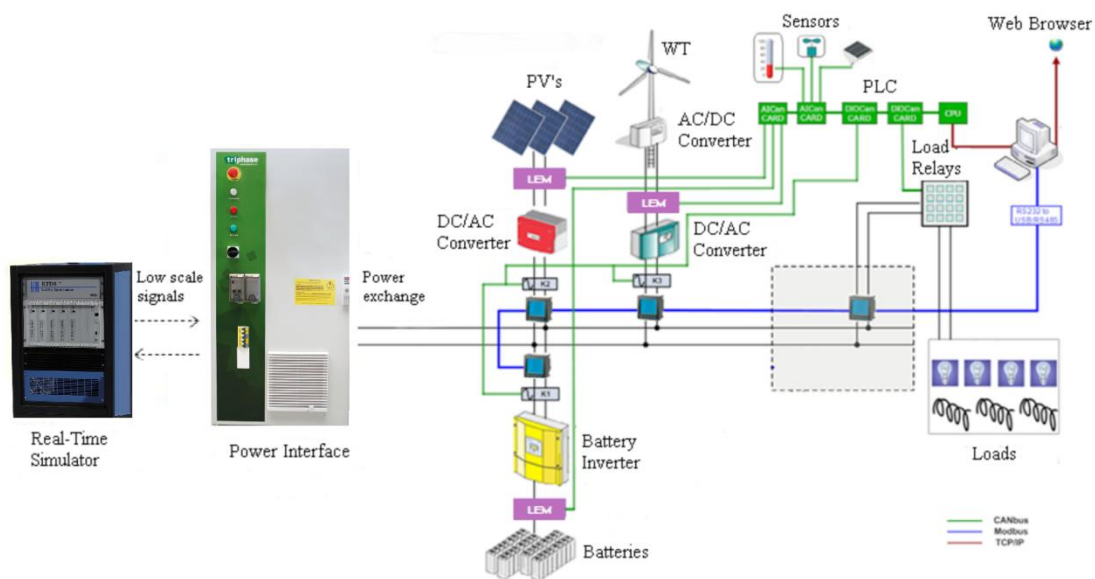
Το Power Hardware-In-the-Loop αποτελεί την τελευταία λέξη της τεχνολογίας στις προσομοιώσεις συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας όπως φαίνεται και στην Εικόνα 4.3, όπου βλέπουμε συνοπτικά την ιστορική εξέλιξη προσομοιώσεων Συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας.[18]



Εικόνα 4.3 Ιστορική εξέλιξη προσομοιώσεων Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας. [18]

Στο Power Hardware-In-the-Loop το προσομοιωμένο σύστημα ισχύος, που έχει κατασκευαστεί σε ηλεκτρονικό υπολογιστή με χρήση κατάλληλου λογισμικού π.χ. R-SCAD, και επιλύεται σε πραγματικό χρόνο (Real-time) από τον ψηφιακό προσομοιωτή πραγματικού χρόνου (RTDS), επικοινωνεί με το interface (ενισχυτής) χρησιμοποιώντας σήματα σε χαμηλό επίπεδο τάσης η οποία στη συνέχεια ενισχύεται και οδηγείται στη συσκευή ισχύος προς εξέταση (HUT). Το ρεύμα που ρέει προς το HUT μετράται από τα μετρητικά του ενισχυτή και επιστρέφει ως ανατροφοδότηση πίσω στο RTDS. [35]

Το περιβάλλον PHIL προσομοίωσης του εργαστηρίου Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας φαίνεται παρακάτω:



Εικόνα 4.4 Περιβάλλον PHIL προσομοίωσης εργαστηρίου Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας [19]

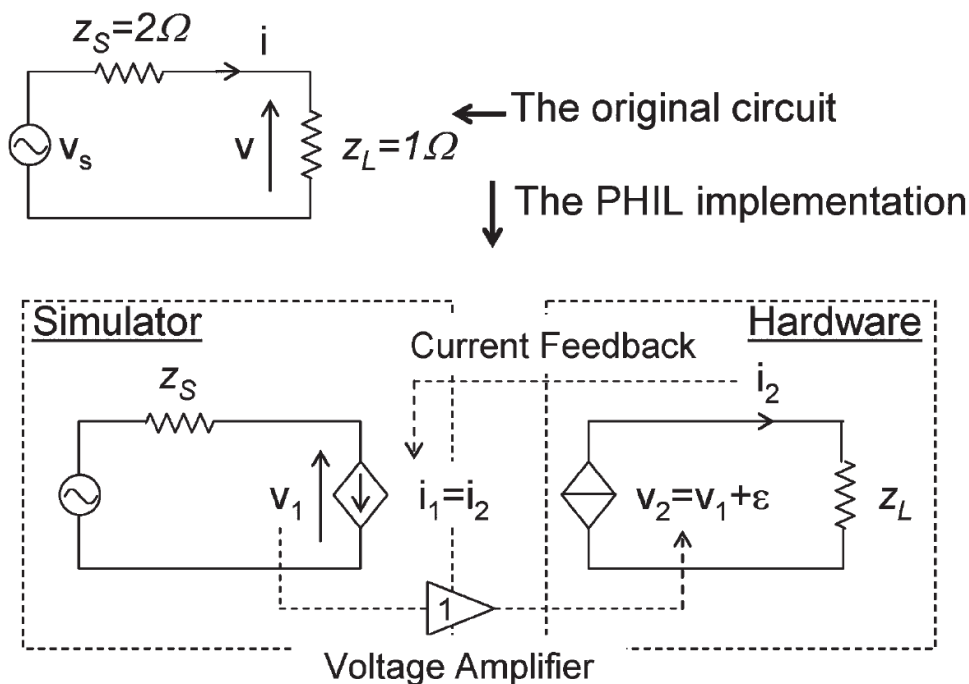
Στο εργαστήριο το power interface που χρησιμοποιείται για την παραγωγή ισχύος είναι ένας AC/DC/AC ενισχυτής της εταιρίας Triphase. [34]

Στην ιδανική περίπτωση το interface (ενισχυτής) που χρησιμοποιείται στην PHIL προσομοίωση πρέπει να έχει μοναδιαίο κέρδος, άπειρο bandwidth και μηδενική χρονική καθυστέρηση έτσι ώστε να μην επηρεάζει τα αποτελέσματα της. Στην πραγματικότητα όμως αυτό δεν μπορεί να επιτευχθεί με αποτέλεσμα οι PHIL προσομοιώσεις να περιέχουν σφάλματα, ή ακόμα και το σύστημά μας να οδηγείται σε αστάθεια, λόγω της μη ιδανικότητας του interface. Συνεπώς τίθενται δύο ζητήματα προς ανάλυση, το ζήτημα της ευστάθειας και το ζήτημα της ακρίβειας της PHIL προσομοίωσης.

4.1.2.1 Το ζήτημα της Ευστάθειας PHIL

Το πιο σημαντικό κομμάτι για την πραγματοποίηση μιας PHIL προσομοίωσης είναι η μελέτη της ευστάθειας του συστήματος κλειστού βρόχου. Όπως αναφέραμε και παραπάνω η χρονική καθυστέρηση που εισάγεται από τον ενισχυτή (ο χρόνος που χρειάζεται για να ενισχύσει την τάση) από τα όργανα καθώς και από τον ψηφιακό προσομοιωτή πραγματικού χρόνου (RTDS), η εισαγωγή ανώτερων αρμονικών από την ενίσχυση και το περιορισμένο εύρος ζώνης του μπορούν να επηρεάσουν την ευστάθεια του συστήματος οδηγώντας ακόμα και ευσταθή συστήματα σε αστάθεια.

Μια εξήγηση για αυτό το φαινόμενο δίνεται υπό την προϋπόθεση ότι η προσομοίωση γίνεται σε διακριτό χρόνο, όπως και γίνεται σε όλα τα πειράματα πραγματικού χρόνου.



Εικόνα 4.5 Υλοποίηση διαιρέτη τάσης με χρήση PHIL προσομοίωσης. [20]

Στο κύκλωμα του διαιρέτη τάσης που φαίνεται παραπάνω θεωρούμε ότι τη χρονική στιγμή t_k , ένα σφάλμα εισάγεται στην ενίσχυση της τάσης V_2 . Αυτό το σφάλμα στην τάση V_2 στη συνέχεια μεταφέρεται στο ρεύμα I_2 καθώς:

$$V_1 = V_S - I_1 \cdot Z_S \quad (4.1)$$

$$V_2 = V_1 + \varepsilon \quad (4.2)$$

$$I_2 = \frac{V_2}{Z_L} = \frac{V_1}{Z_L} + \frac{\varepsilon}{Z_L} \quad (4.3)$$

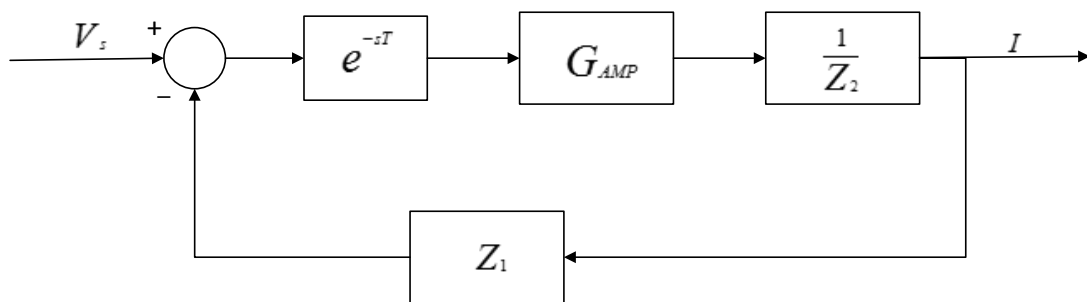
Όταν το ρεύμα επιστρέφει πίσω στην προσομοίωση θα προκαλέσει με τη σειρά του ένα επιπλέον σφάλμα στην τάση V_1 :

$$V_1' = V_S - I_1 \cdot Z_S = V_S - I_2 \cdot Z_S = V_1 + \varepsilon \left(-\frac{Z_S}{Z_L} \right) \quad (4.4)$$

Από τη σχέση (4.4) βλέπουμε ότι το σφάλμα ε ενισχύθηκε κατά τον παράγοντα $-(Z_S/Z_L)$. Συνεπώς αν $Z_S/Z_L > 1$ τότε λόγω της επαναληπτικής διαδικασίας το σφάλμα τείνει στο άπειρο. [20]

Ένα σύστημα PHIL μπορεί να αναπαρασταθεί από ένα block διάγραμμα συναρτήσεων μεταφοράς.

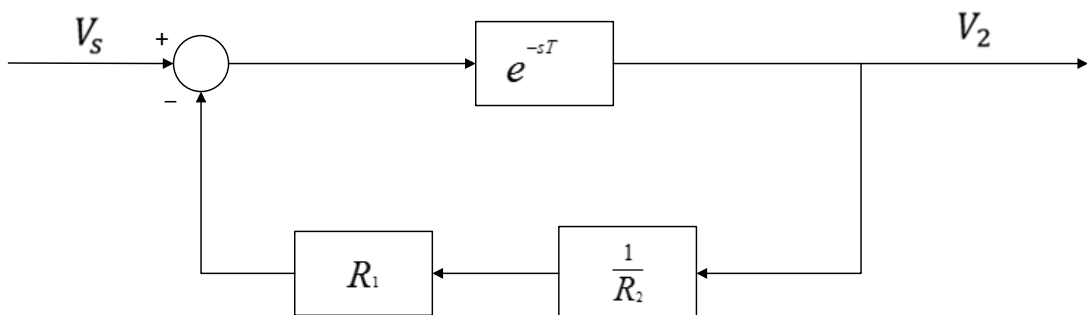
Το block διάγραμμα για το γενικό PHIL σύστημα του διαιρέτη τάσης φαίνεται παρακάτω στη Εικόνα 4.6:



Εικόνα 4.6 Block διάγραμμα PHIL προσομοίωσης.

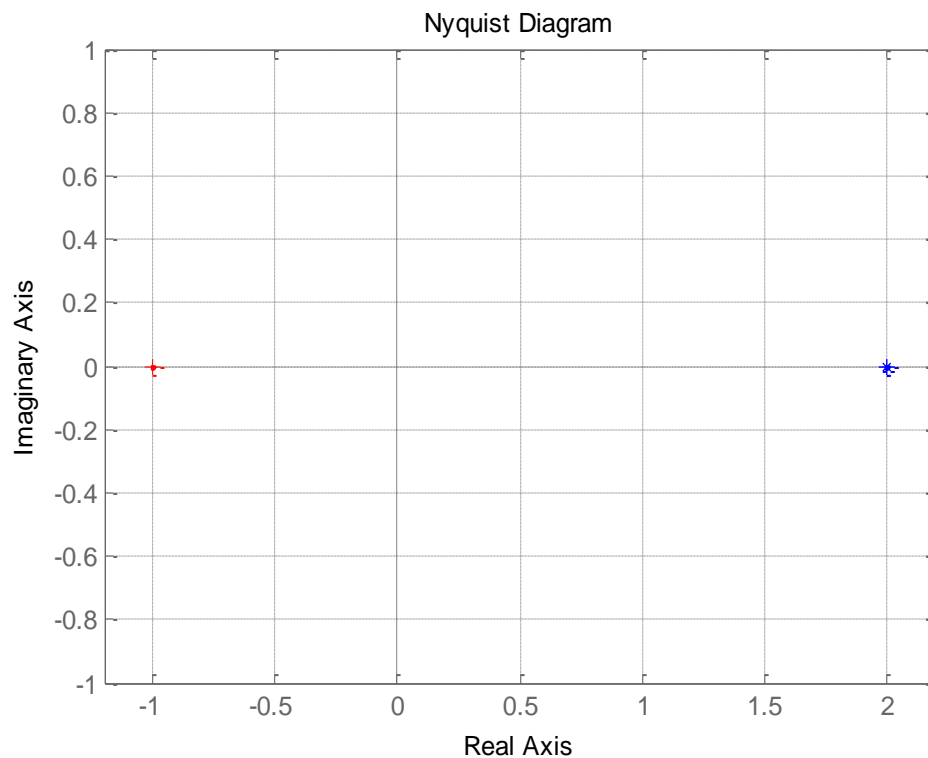
Όπου Z_2 είναι το HUT, Z_1 το προσομοιωμένο κύκλωμα, G_{AMP} η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου του ενισχυτή (interface) και T η συνολική χρονική καθυστέρηση του συστήματος.

Το πρόβλημα μπορεί να απλοποιηθεί θεωρώντας το σύστημα ενός απλού διαιρέτη τάσης, που φαίνεται παρακάτω, όπου η αντίσταση R_1 είναι προσομοιωμένη ενώ η αντίσταση R_2 είναι το HUT. Θεωρούμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή είναι ίση με «1», δηλαδή έχουμε μια ιδανική ενίσχυση.

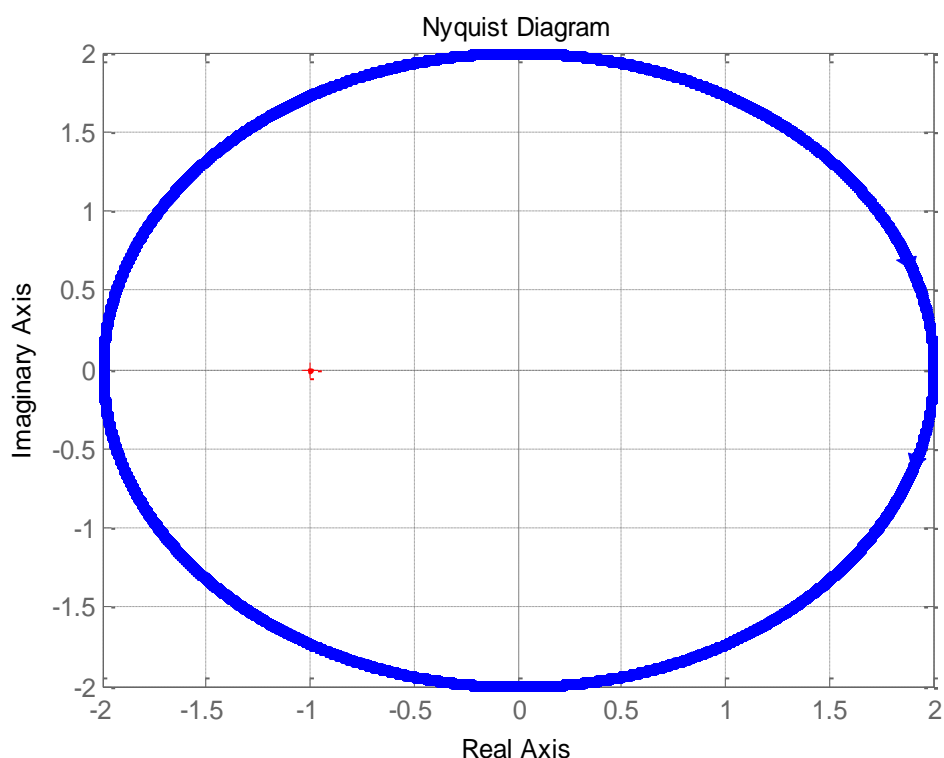


Εικόνα 4.7 Block διάγραμμα PHIL προσομοίωσης για το κύκλωμα του διαιρέτη τάσης.

Όπως δείξαμε και νωρίτερα ακόμα και αν το πραγματικό σύστημα του διαιρέτη τάσης είναι γνωστό ότι είναι ευσταθές, η PHIL υλοποίηση του δεν είναι αν η τιμή του R_1 είναι μεγαλύτερη από την τιμή του R_2 , δηλαδή για $R_1 > R_2$ εξαιτίας της χρονικής καθυστέρησης. Ενώ το διάγραμμα Nyquist του πραγματικού κυκλώματος που φαίνεται στην Εικόνα 4.8 είναι ένα σημείο στον πραγματικό άξονα με τιμή ίση με το λόγο R_1 / R_2 , στην PHIL προσομοίωση η χρονική καθυστέρηση προκαλεί μια συνεχή μετατόπιση στη γωνία του R_1 / R_2 όσο η συχνότητα αυξάνεται με αποτέλεσμα να προκύπτουν άπειροι κύκλοι με ακτίνα ίση με τον λόγο R_1 / R_2 όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.9 με συνέπεια το σύστημά να είναι ασταθές.



Εικόνα 4.8 Διάγραμμα Nyquist για το πραγματικό σύστημα του διαιρέτη τάσης για $R_1 / R_2 = 2$.



Εικόνα 4.9 Διάγραμμα Nyquist για το σύστημα της PHIL προσομοίωσης του διαιρέτη τάσης για $R_1/R_2=2$.

4.1.2.1.1 Κριτήριο ευστάθειας Nyquist

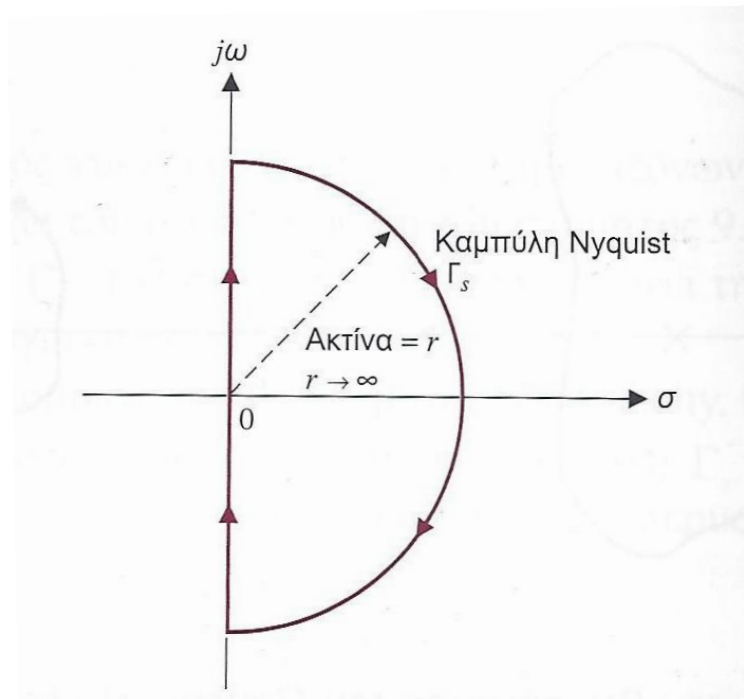
Σύμφωνα με το κριτήριο ευστάθειας Nyquist για να μελετήσουμε την ευστάθεια ενός συστήματος ελέγχου, θεωρούμε τη χαρακτηριστική εξίσωση, $F(s)=0$:

$$F(s) = 1 + L(s) = \frac{K \prod_{i=1}^n (s+z_i)}{\prod_{k=1}^M (s+p_k)} = 0 \quad (4.5)$$

Για να είναι ευσταθές το σύστημα πρέπει όλα τα μηδενικά της $F(s)$ να βρίσκονται στο αριστερό μιγαδικό ημιεπίπεδο- s . Με άλλα λόγια, οι ρίζες ενός ευσταθούς συστήματος (δηλαδή τα μηδενικά της $F(s)$) πρέπει να βρίσκονται αριστερά του άξονα $j\omega$. Αν λοιπόν επιλέξουμε μια καμπύλη Γ_S τέτοια ώστε να περικλείει ολόκληρο το δεξί μιγαδικό ημιεπίπεδο- s και στη συνέχεια χρησιμοποιώντας το θεώρημα του Cauchy, μπορούμε να ελέγξουμε αν υπάρχουν μηδενικά της $F(s)$ εντός της περιοχής που περικλείει η Γ_S .

Η καμπύλη Nyquist που περικλείει όλο το δεξί μιγαδικό ημιεπίπεδο- s παρουσιάζεται στην Εικόνα 1.1. Η καμπύλη Γ_S διασχίζει τον άξονα $j\omega$ από το $-j\omega$ έως το $+j\omega$. Η καμπύλη συμπληρώνεται από μια ημιπεριφέρεια ακτίνας r , όπου $r \rightarrow \infty$ και συνεπώς

αυτό το τμήμα της καμπύλης απεικονίζεται τυπικά, σ' ένα σημείο. Η καμπύλη απεικόνισης Γ_F , είναι γνωστή ως διάγραμμα Nyquist. [21]



Εικόνα 4.10 Η καμπύλη Nyquist παρουσιάζεται ως συμπαγής γραμμή. [21]

Ο αριθμός των ριζών της $F(s)$ στο δεξί ημιεπίπεδο υπολογίζεται από την εξίσωση:

$$Z = N + P \quad (4.6)$$

Όπου

N =ο αριθμός των περικυκλώσεων του σημείου $(-1,0)$ από το διάγραμμα Nyquist (θετική θεωρούμε τη δεξιά φορά)

P =ο αριθμός των πόλων της $L(s)$ στο δεξί μιγαδικό ημιεπίπεδο.

4.1.2.1.2 Κριτήριο ευστάθειας Routh-Hurwitz

Το κριτήριο ευστάθειας Routh-Hurwitz θέτει τις αναγκαίες και ικανές συνθήκες ευστάθειας των γραμμικών συστημάτων. Η μέθοδος αρχικά αναπτύχθηκε με χρήση οριζουσών. Εδώ θα χρησιμοποιήσουμε τον συμβολισμό πινάκων που θεωρείτε εν γένει πιο βολικός.

Το κριτήριο ευστάθειας Routh-Hurwitz βασίζεται στην διάταξη των συντελεστών της χαρακτηριστικής εξίσωσης.

$$q(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_1 s + a_0 = 0 \quad (4.7)$$

σε μια διατεταγμένη περιοχή:

$$\begin{array}{l|l} s^n & a_n \ a_{n-2} \ a_{n-4} \ \dots \\ s^{n-1} & a_{n-1} \ a_{n-3} \ a_{n-5} \ \dots \end{array} \quad (4.8)$$

Μπορούμε να συμπληρώσουμε τις γραμμές στον πίνακα ακολούθως:

$$\begin{array}{l|l} s^n & a_n \ a_{n-2} \ a_{n-4} \ \dots \\ s^{n-1} & a_{n-1} \ a_{n-3} \ a_{n-5} \ \dots \\ s^{n-2} & b_{n-1} \ b_{n-3} \ b_{n-5} \ \dots \\ s^{n-3} & c_{n-1} \ c_{n-3} \ c_{n-5} \ \dots \\ \vdots & \vdots \ \vdots \ \vdots \\ s^0 & h_{n-1} \ \dots \end{array} \quad (4.9)$$

Όπου:

$$\begin{aligned} b_{n-1} &= \frac{a_{n-1}a_{n-2} - a_n a_{n-3}}{a_{n-1}} = -\frac{1}{a_{n-1}} \begin{vmatrix} a_n & a_{n-2} \\ a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix} \\ b_{n-3} &= -\frac{1}{a_{n-1}} \begin{vmatrix} a_n & a_{n-4} \\ a_{n-1} & a_{n-5} \end{vmatrix} \\ c_{n-1} &= -\frac{1}{b_{n-1}} \begin{vmatrix} a_n & a_{n-3} \\ b_{n-1} & b_{n-3} \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (4.10)$$

και ούτω καθεξής. Ο αλγόριθμος υπολογισμού των στοιχείων που εισάγουμε πρόσθετα στον πίνακα βασίζεται στο χειρισμό των οριζουσών ή στην εξίσωση που υπολογίζει το b_{n-1} .

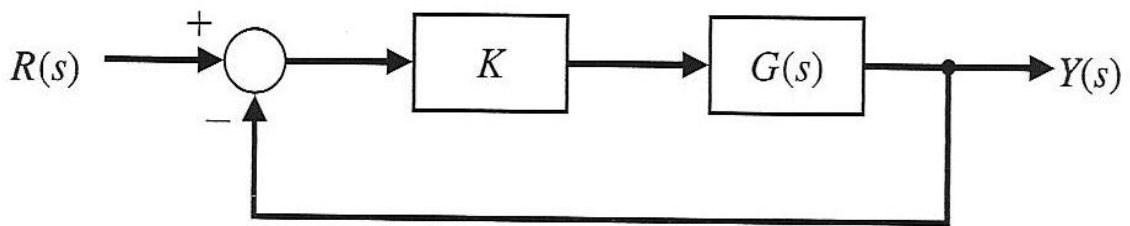
Σύμφωνα με το κριτήριο Routh-Hurwitz ο αριθμός των ριζών της χαρακτηριστικής εξίσωσης $q(s)$ που έχουν θετικό πραγματικό μέρος ισούται με τις μεταβολές προσήμου στην πρώτη στήλη του πίνακα Routh.

Συνεπώς ένα σύστημα είναι ευσταθές όταν δεν υπάρχουν αλλαγές προσήμου στην πρώτη στήλη του πίνακα. Η συνθήκη αυτή είναι αναγκαία και ικανή. [21]

4.1.2.1.3 Γεωμετρικός τόπος ριζών

Η σχετική ευστάθεια και η μεταβατική συμπεριφορά ενός συστήματος κλειστού βρόχου συνδέονται άμεσα με τις θέσεις των ριζών της αντίστοιχης χαρακτηριστικής εξίσωσης κλειστού, βρόχου στο μιγαδικό επίπεδο. Συχνά για να επιτύχουμε κατάλληλες θέσεις των ριζών, είναι απαραίτητη η ρύθμιση των τιμών μιας ή περισσότερων παραμέτρων του συστήματος. Συνεπώς, αξίζει τον κόπο να προσδιορίσουμε τον τρόπο κίνησης των ριζών της χαρακτηριστικής εξίσωσης στο μιγαδικό επίπεδο κατά την μεταβολή των παραμέτρων. Δηλαδή, είναι χρήσιμο να προσδιορίζουμε, κάθε φορά, το γεωμετρικό τόπο των ριζών στο μιγαδικό επίπεδο

καθώς μια παράμετρος μεταβάλλεται. Όπως έχει αναφερθεί και προηγουμένως το σύστημά μας είναι ευσταθές όταν δεν έχει ρίζες στο θετικό μιγαδικό ημιεπίπεδο.



Εικόνα 4.11 Σύστημα ελέγχου κλειστού βρόχου με μεταβαλλόμενη παράμετρο K . [21]

Ο γεωμετρικός τόπος ριζών παρέχει απεικονιστική πληροφορία. Συνεπώς, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την κατάρτιση σκαριφημάτων που προσδιορίζουν τα ποιοτικά χαρακτηριστικά ευστάθειας και συμπεριφοράς (απόδοσης) του συστήματος. Πρόσθετο πλεονέκτημα της μεθόδου αποτελεί το γεγονός ότι ο γεωμετρικός τόπος ριζών της χαρακτηριστικής εξίσωσης ενός συστήματος πολλαπλών βρόχων μπορεί να μελετηθεί τόσο απλά όσο και ο αντίστοιχος ενός συστήματος απλού βρόχου. [21]

4.1.2.2 Το ζήτημα της Ακρίβειας PHIL

Το δεύτερο ζήτημα που μας απασχολεί σε μια PHIL προσομοίωση είναι το ζήτημα της ακρίβειας. Δηλαδή δεν μας φτάνει το σύστημα να είναι ευσταθές αλλά θέλουμε να αντιπροσωπεύει με ακρίβεια το ιδανικό σύστημα.

Παράγοντες που επηρεάζουν την ακρίβεια των αποτελεσμάτων ενός PHIL είναι κυρίως η μη ιδανικότητα του ενισχυτή και η χρονική καθυστέρηση.

Η ακρίβεια της PHIL προσομοίωσης παρουσιάζεται αναλυτικά στη συνέχεια και συγκεκριμένα στο κεφάλαιο Ακρίβεια PHIL προσομοίωσης 6.2.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Εύρεση Συνάρτησης Μεταφοράς Ενισχυτή Ισχύος

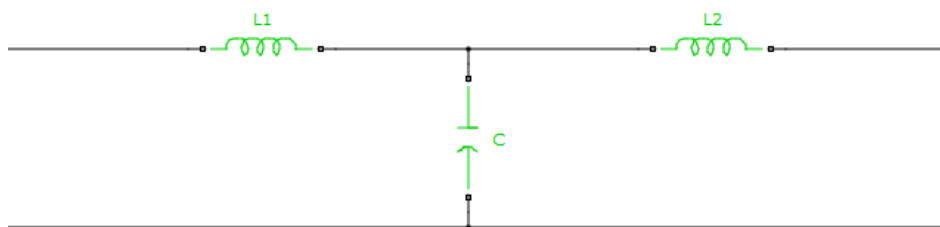
5.1 Εισαγωγή

Ο ενισχυτής αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι της PHIL προσομοίωσης παρέχοντας την διασύνδεση μεταξύ του HUT και του προσομοιωμένου κυκλώματος. Συνεπώς η μοντελοποίηση του είναι πολύ σημαντική για τον σχεδιασμό και τον καθορισμό της τη ευστάθειας και της ακρίβειας της PHIL προσομοίωσης.

Η εύρεση της συνάρτησης μεταφοράς του ενισχυτή του εργαστηρίου Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας (της εταιρίας TRIPHASE) υπολογίστηκε με δύο τρόπους: i) θεωρητικά, λαμβάνοντας υπόψη το φίλτρο εξόδου του, και ii) πειραματικά μελετώντας τη συμπεριφορά του σε μεταβολές της τάσης.

5.2 Εύρεση Συνάρτησης Μεταφοράς του ενισχυτή από το φίλτρο εξόδου του

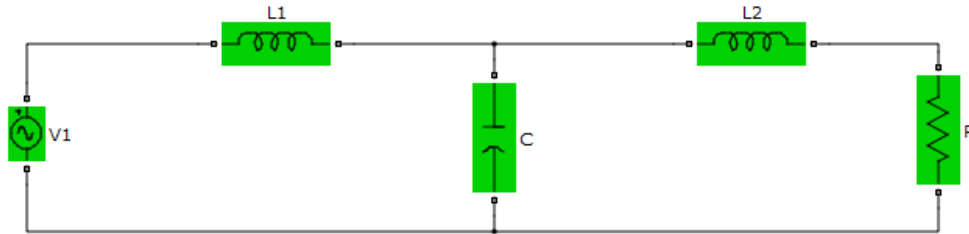
Έχει προταθεί στην βιβλιογραφία [18] [22] [23] ότι οι ενισχυτές που χρησιμοποιούν διακοπτικά (μεταγωγικούς διακόπτες) για την ενίσχυση της τάσης (switched-mode power amplifiers), όπως αυτός του εργαστηρίου, μπορούν να μοντελοποιηθούν ικανοποιητικά χρησιμοποιώντας μια αναπαράσταση του φίλτρου εξόδου τους. Το φίλτρο εξόδου του ενισχυτή του εργαστηρίου αποτελείται από ένα LCL φίλτρο όπως φαίνεται στην εικόνα.



Εικόνα 5.1 Φίλτρο εξόδου LCL του ενισχυτή.

Όπου $L_1=4.6$ mH , $C=5$ μ F και $L_2=1.86$ mH

Επειδή όμως η συμπεριφορά του ενισχυτή επηρεάζεται και από το φορτίο που είναι συνδεδεμένο στην έξοδό του (δηλαδή το HUT) το συμπεριλάβαμε στην ανάλυσή μας όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.2. [24]



Εικόνα 5.2 Κύκλωμα για εύρεση συνάρτησης μεταφοράς του ενισχυτή.

Η επίλυση του συστήματος έγινε με χρήση εξισώσεων κατάστασης:

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{V_{L1}}{L1} = \frac{V1}{L1} - \frac{V_C}{L1} \quad (5.1)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{I_C}{C} = \frac{I_{L1}}{C} - \frac{I_{L2}}{C} \quad (5.2)$$

$$\frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{V_{L2}}{L2} = \frac{V_C}{L2} - \frac{V_R}{L2} = \frac{V_C}{L2} - \frac{I_{L2} \cdot R}{L2} \quad (5.3)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_C \\ I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} V_C \\ I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} + B V_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{L2} & 0 & -\frac{R}{L2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_C \\ I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L1} \\ 0 \end{bmatrix} V_1 \quad (5.4)$$

Θεωρώντας ως έξοδο την τάση στα άκρα του φορτίου R έχουμε:

$$V_R = C \begin{bmatrix} V_C \\ I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} + D V_1 = [0 \quad 0 \quad R] \begin{bmatrix} V_C \\ I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} + [0] V_1 \quad (5.5)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος δίνεται από τον τύπο:

$$G(s) = C[sI - A]^{-1}B + D \quad (5.6)$$

Το χαρακτηριστικό πολυώνυμο $\psi(s)$ είναι ίσο με:

$$\begin{aligned}
\psi(s) &= \det[sI - A] = \det \begin{bmatrix} s & -\frac{1}{C} & \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L_1} & s & 0 \\ -\frac{1}{L_2} & 0 & s + \frac{R}{L_2} \end{bmatrix} = \\
&= (-1)^{1+3} \left(-\frac{1}{L_2}\right) \begin{vmatrix} -\frac{1}{C} & \frac{1}{C} \\ s & 0 \end{vmatrix} + (-1)^{3+3} \left(s + \frac{R}{L_2}\right) \begin{vmatrix} s & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L_1} & s \end{vmatrix} = \\
&= \left(-\frac{1}{L_2}\right) \left(-\frac{s}{C}\right) + \left(s + \frac{R}{L_2}\right) \left(s^2 + \frac{1}{CL_1}\right) \Rightarrow \\
\psi(s) &= s^3 + s^2 \frac{R}{L_2} + s \left(\frac{L_1+L_2}{CL_1L_2}\right) + \frac{R}{CL_1L_2} \quad (5.7)
\end{aligned}$$

Όπου I ο μοναδιαίος πίνακας.

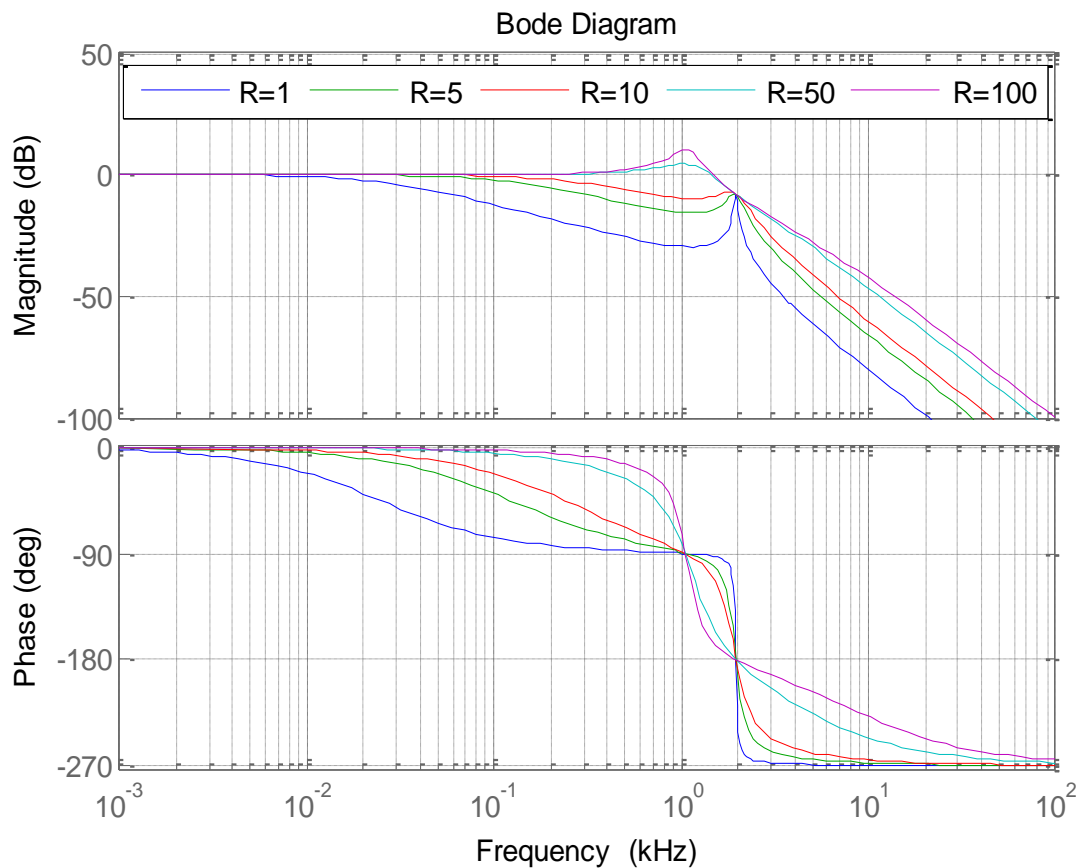
Για να βρούμε την συνάρτηση μεταφοράς δεν χρειάζεται να βρούμε όλο τον αντίστροφο πίνακα $[sI - A]^{-1}$ αλλά μόνο το στοιχείο α_{32} καθώς τα υπόλοιπα μηδενίζονται.

$$\alpha_{32} = (-1)^{3+2} \frac{1}{\psi(s)} \begin{vmatrix} s & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L_2} & 0 \end{vmatrix} = \frac{1}{\psi(s)CL_2} \quad (5.8)$$

Συνεπώς σύμφωνα με τις σχέσεις (5.7), (5.8) η σχέση (5.6) γίνεται:

$$G(s) = R \cdot \alpha_{32} \cdot \frac{1}{L_1} = \frac{R}{\psi(s)CL_2L_1} = \frac{R}{(CL_2L_1)s^3 + (CRL_1)s^2 + (L_2+L_1)s + R} \quad (5.9)$$

Παρατηρούμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή είναι ένα βαθυπερατό φίλτρο με κέρδος 1 (DC κέρδος) ενώ η συχνότητα αποκοπής του εξαρτάται από το φορτίο R. Στην Εικόνα 5.3 παραθέτουμε το διάγραμμα bode της $G(s)$ για διάφορες τιμές του φορτίου R. [25]



Εικόνα 5.3 Διάγραμμα Bode της συνάρτησης μεταφοράς του ενισχυτή για διάφορες τιμές του φορτίου R

Από την Εικόνα 5.3 βλέπουμε ότι ο ενισχυτής αποκόπτει πιο γρήγορα για μικρές τιμές της αντίστασης του φορτίου ενώ όσο το φορτίο αυξάνεται μεγαλώνει και η συχνότητα αποκοπής (-3db, δηλαδή πέφτει στο $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,7071$ σε απόλυτα μεγέθη).

Χαρακτηριστικά από την Εικόνα 5.3 βρήκαμε ότι για φορτίο R=1Ω η συχνότητα αποκοπής είναι στα 50Hz ενώ για R=100Ω στα 1630Hz.

Πίνακας συχνοτήτων αποκοπής του ενισχυτή για τα παραπάνω φορτία R.

Πίνακας 5.1 Συχνότητα αποκοπής του φίλτρου εξόδου του ενισχυτή.

R (Ω)	Συχνότητα αποκοπής (Hz)
1	25
5	125
10	265
50	1610
100	1630

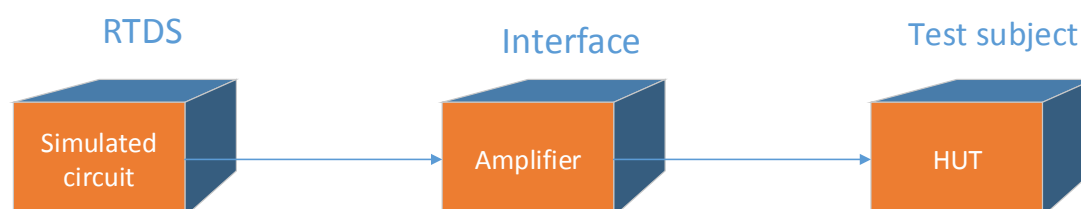
5.3 Πειραματική εύρεση Συνάρτησης μεταφοράς ενισχυτή

Για μια πιο πιστή μοντελοποίηση του ενισχυτή είναι απαραίτητη η εύρεση της συνάρτησης μεταφοράς του και πειραματικά. Στην ιδανική περίπτωση για την πειραματική εύρεση της συνάρτησης μεταφοράς του ενισχυτή εφαρμόζεται ένας παλμός dc τάσης στην είσοδο του και από την βηματική απόκρισή που προκύπτει υπολογίζεται η συνάρτηση μεταφοράς του. [23]

Το πείραμα αυτό δεν ήταν δυνατό να πραγματοποιηθεί στον ενισχυτή του εργαστηρίου καθώς δέχεται ως είσοδο μόνο AC τάση. Συνεπώς για την εύρεση της συνάρτησης μεταφοράς του ενισχυτή προσπαθήσαμε να βρούμε την βηματική του απόκριση (step response) σε απότομες μεταβολές AC τάσης.

5.3.1 Πειραματική διάταξη σε ανοιχτό βρόχο (open loop)

Στο πρώτο πείραμα η διάταξή μας ήταν η εξής:



Εικόνα 5.4 Διάταξη πειράματος για την εύρεση της συνάρτησης μεταφοράς του εργαστηριακού ενισχυτή.

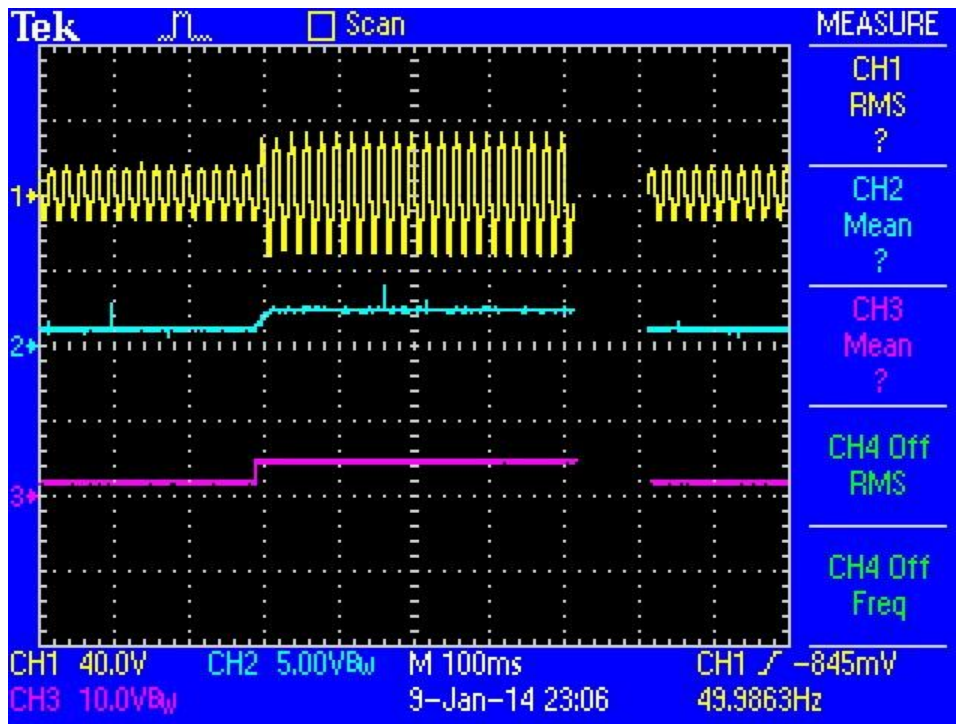
Το προσομοιούμενο κύκλωμα ,που τρέχει στο RTDS,αποτελείται από μια πηγή τάσης σε σειρά με μια αντίσταση, το οποίο στη συνέχεια συνδέεται με τον ενισχυτή, χωρίς όμως να υπάρχει ανατροφοδότηση από τον ενισχυτή πίσω στο RTDS, δηλαδή το πείραμα γίνεται σε ανοιχτό βρόχο (open loop). Αρχικά ως φορτίο στην έξοδο του ενισχυτή χρησιμοποιήθηκε μια αντίσταση 50Ω ενώ στη συνέχεια το πείραμα επαναλήφθηκε σε κενό φορτίο. Σκοπός του εν λόγω πειράματος ήταν η εύρεση της απόκρισης του ενισχυτή σε μια μεταβολή της AC τάσης. Έτσι αρχικά επιβάλαμε μια AC τάση 100 V (rms) 50Hz στην είσοδο του ενισχυτή και στη συνέχεια την αυξήσαμε ακαριαία στα 230 V(rms) 50 Hz έτσι ώστε να δούμε την συμπεριφορά του στην απότομη αύξηση της τάσης.

Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν από τον παλμογράφο techtronix του εργαστηρίου (2250 σημεία για χρονικό περιθώριο 0,9 sec, με περίοδο δειγματοληψίας 0,0004sec) και αφορούσαν την τάση στην είσοδο και την έξοδο του ενισχυτή.

Στην

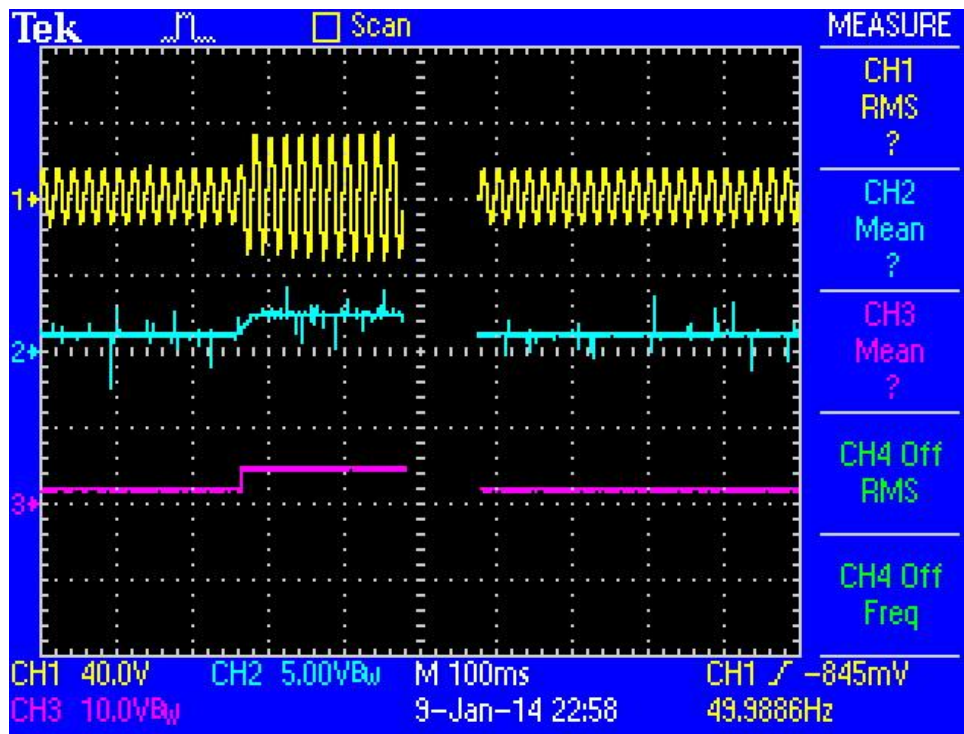
Εικόνα 5.5 φαίνονται οι μετρήσεις που πήραμε από τον techtronix στο πείραμα χωρίς φορτίο. Στο κανάλι 1 (channel 1) είναι η τάση εξόδου του ενισχυτή, στο κανάλι 2 (channel 2) είναι η RMS τιμή της τάσης εξόδου η οποία υπολογίζεται εσωτερικά από

τον techtronix και στο κανάλι 3 (channel 3) είναι η RMS τιμή της τάσης εισόδου του ενισχυτή.



↑t=0 (sec)

Εικόνα 5.5 Μετρήσεις της Τάσης εισόδου και εξόδου του ενισχυτή με κενό φορτίο.



↑t=0 (sec)

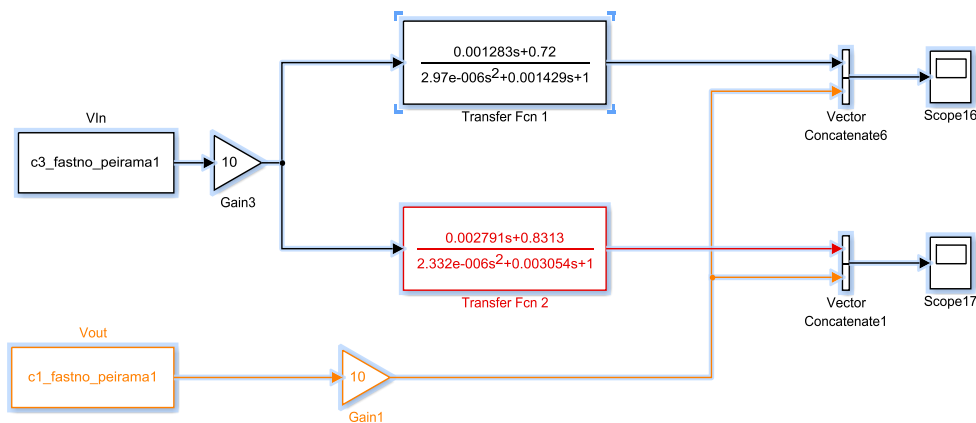
Εικόνα 5.6 Μετρήσεις της Τάσης εισόδου και εξόδου του ενισχυτή με φορτίο R=50Ω.

Τα δεδομένα που πήραμε και από τα δύο πειράματα τα εισάγαμε στο Matlab και χρησιμοποιήσαμε το System Identification toolbox έτσι ώστε να βρούμε την συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή. Το System Identification toolbox δέχεται ως δεδομένα την είσοδο και την έξοδο ενός συστήματος και βρίσκει την συνάρτηση μεταφοράς που προσομοιώνει το συγκεκριμένο σύστημα. Συνεπώς σαν είσοδο στο System Identification toolbox τοποθετήσαμε την AC τάση εισόδου του ενισχυτή, ενισχυμένη όμως ώστε το κέρδος του ενισχυτή να είναι ίσο με τη μονάδα, και σαν έξοδο τοποθετήσαμε την AC τάση εξόδου του. Στη συνέχεια μεταβάλλοντας διάφορες παραμέτρους, όπως το πλήθος των πόλων και των μηδενικών, την εισχώρηση χρονικής καθυστέρησης καθώς επίσης και την ύπαρξη μιγαδικών ή πραγματικών ριζών βρήκαμε δύο συναρτήσεις μεταφοράς όπου η έξοδός τους ήταν πολύ κοντά στην έξοδο του ενισχυτή.

$$G_{Amp1}(s) = \frac{0.001283s+0.72}{2.97 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 1.429 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1} \quad (5.10)$$

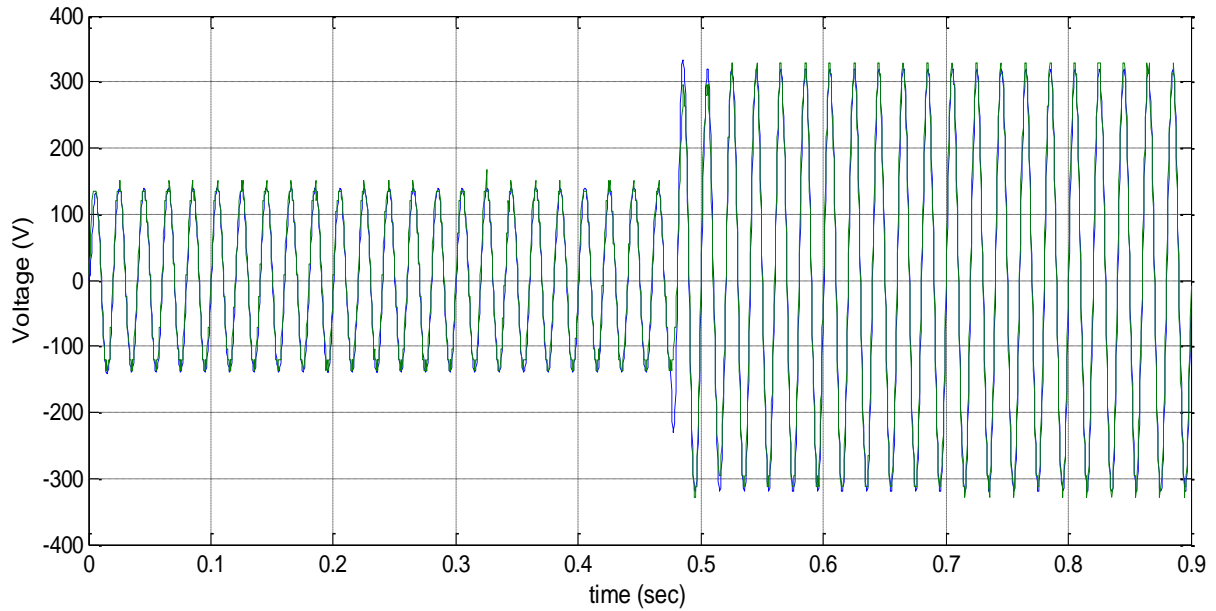
$$G_{Amp2}(s) = \frac{0.002789s+0.8313}{2.332 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 3.054 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1} \quad (5.11)$$

Για επαλήθευση των αποτελεσμάτων από το System Identification δημιουργήσαμε ένα κύκλωμα στο matlab Simulink για τη σύγκριση της τάσης εξόδου του ενισχυτή με την έξοδο των δύο συναρτήσεων μεταφοράς το οποίο φαίνεται στην Εικόνα 5.7:



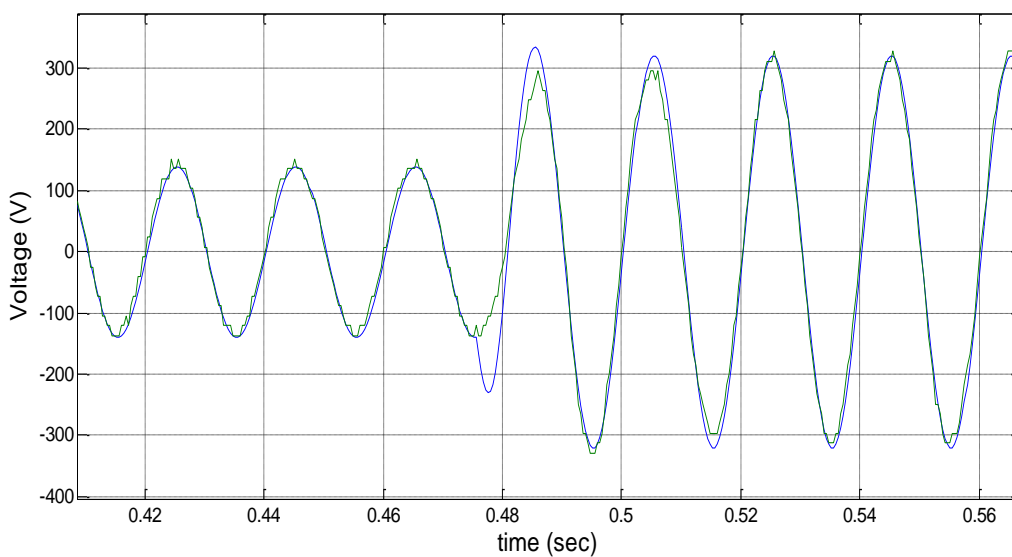
Εικόνα 5.7 Κύκλωμα σύγκρισης των δύο συναρτήσεων μεταφοράς με την έξοδο του ενισχυτή για το πείραμα σε κενό φορτίο, όπου V_{in} είναι η τάση εισόδου του ενισχυτή και V_{out} η τάση εξόδου του (για την ίδια είσοδο).

Στην Εικόνα 5.8 παρουσιάζεται με πράσινο χρώμα η τάση εξόδου του ενισχυτή στο πείραμα ανοιχτού βρόχου σε κενό φορτίο και με μπλε χρώμα η τάση από την έξοδο της συνάρτησης μεταφοράς $G_{\text{Amp1}}(s)$.



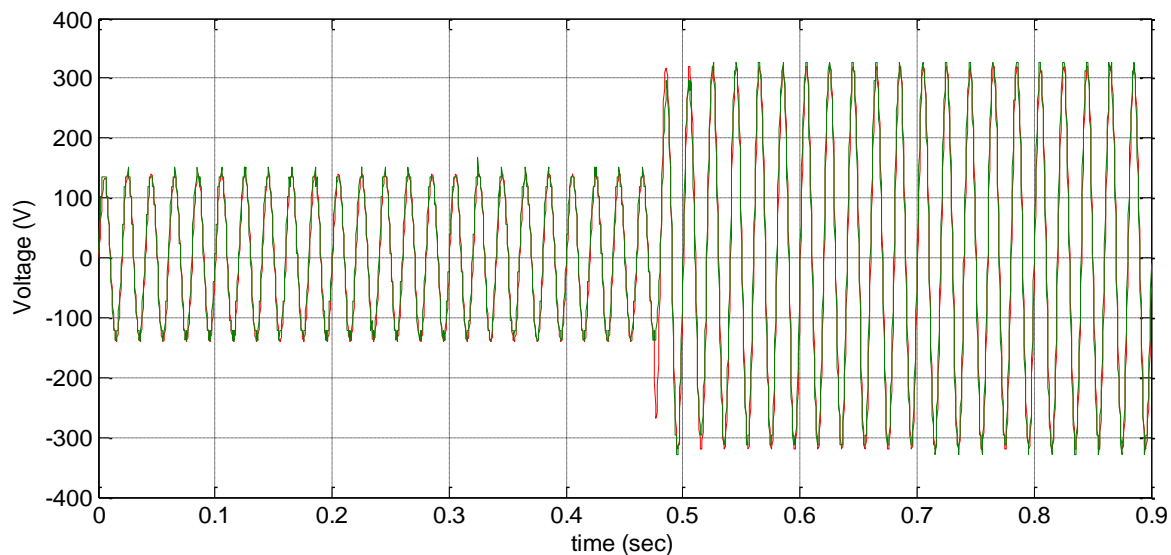
Εικόνα 5.8 Κυματομορφή της τάσης εξόδου του ενισχυτή, από το πείραμα ανοιχτού βρόχου σε κενό φορτίο, με πράσινο χρώμα και της τάσης εξόδου από την συνάρτηση μεταφοράς G_{Amp1} με μπλε χρώμα

Στην Εικόνα 5.9 παρουσιάζεται μια μεγέθυνση της Εικόνας 5.8 κατά το μεταβατικό φαινόμενο.



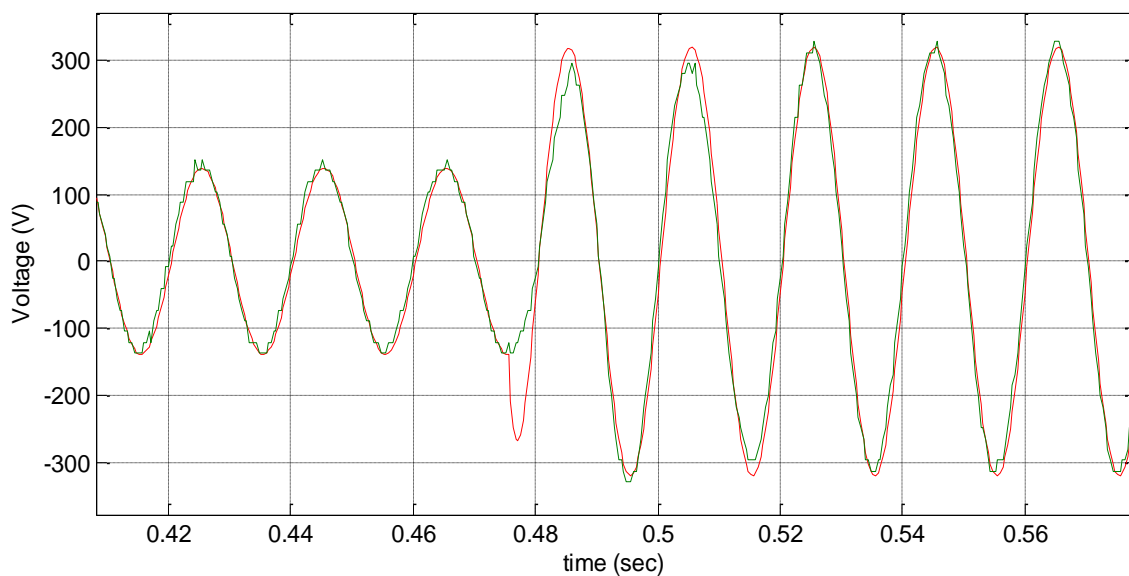
Εικόνα 5.9 Μεγέθυνση της εικόνας 5.8 στο σημείο μεταβολής της τάσης.

Στην Εικόνα 5.10 παρουσιάζεται με πράσινο χρώμα η τάση εξόδου του ενισχυτή στο πείραμα ανοιχτού βρόχου σε κενό φορτίο και με κόκκινο χρώμα η τάση από την έξοδο της συνάρτησης μεταφοράς $G_{\text{Amp}2}(s)$.



Εικόνα 5.10 Κυματομορφή της τάσης εξόδου του ενισχυτή, από το πείραμα ανοιχτού βρόχου σε κενό φορτίο, με πράσινο χρώμα και της τάσης εξόδου από την συνάρτηση μεταφοράς $G_{\text{Amp}2}$ με κόκκινο χρώμα

Στην Εικόνα 5.11 παρουσιάζεται μια μεγέθυνση της Εικόνας 5.10

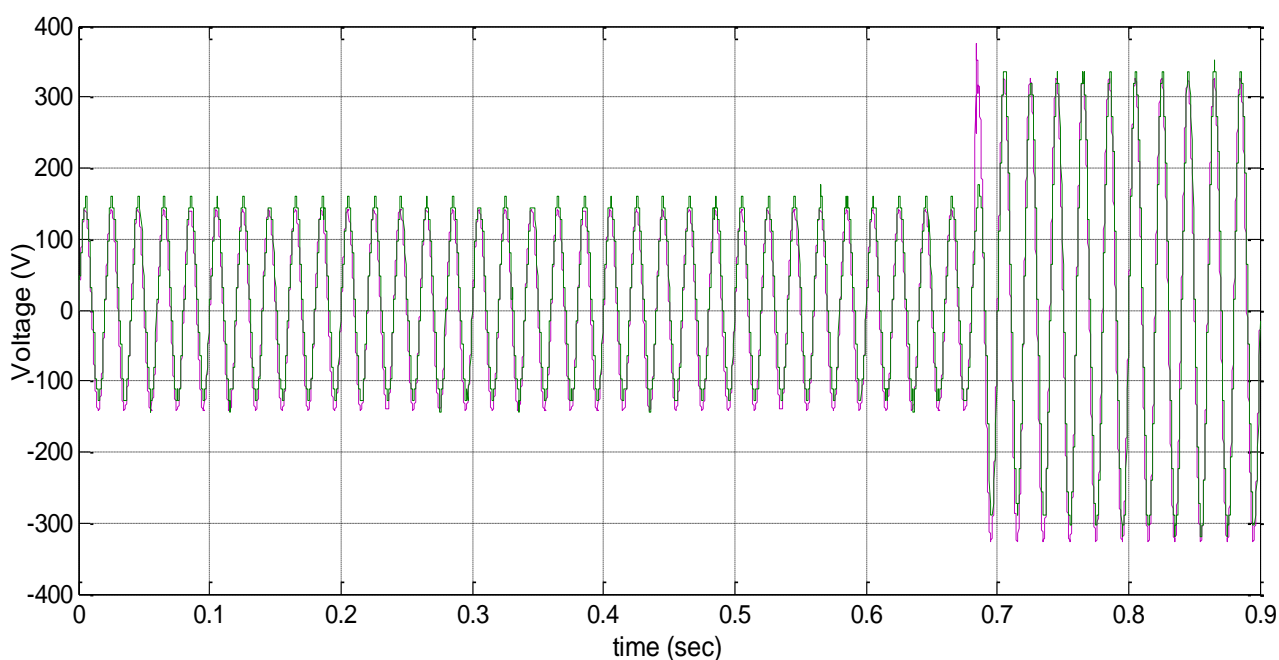


Εικόνα 5.11 Μεγέθυνση της εικόνας 5.10 στο σημείο μεταβολής της τάσης.

Παρατηρούμε ότι και στις δύο περιπτώσεις οι συναρτήσεις μεταφοράς που βρήκαμε προσομοιώνουν με πολύ καλή ακρίβεια τη λειτουργία του ενισχυτή. Κατά το μεταβατικό φαινόμενο βέβαια βλέπουμε ότι ο ενισχυτής αργεί να ακολουθήσει την απότομη αύξηση τάσης γεγονός το οποίο οφείλεται σε ένα εικονικό φίλτρο στον αλγόριθμο ελέγχου του το οποίο εξομαλύνει την μετάβαση του εξασφαλίζοντας με αυτόν τον τρόπο την ομαλή λειτουργία του ενισχυτή. Σε αντίθετη περίπτωση η απότομη αύξηση της τάσης θα οδηγούσε σε αποσύνδεση του ενισχυτή καθώς ενεργοποιείται το κύκλωμα προστασίας του.

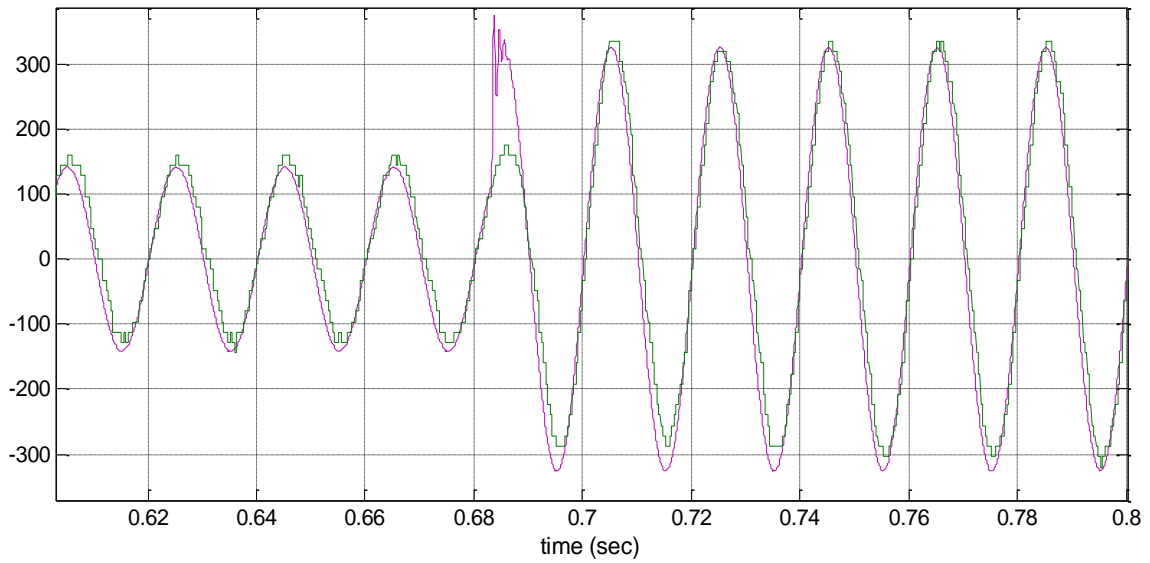
Τέλος παραθέτουμε τα αποτελέσματα της θεωρητικής συνάρτησης μεταφοράς του ενισχυτή, που προέκυψε από το φίλτρο εξόδου του, για είσοδο την είσοδο του ενισχυτή στο πείραμα ανοιχτού βρόχου με φορτίο $R=50\Omega$.

Στην Εικόνα 5.12 παρουσιάζεται με πράσινο χρώμα η τάση εξόδου του ενισχυτή στο πείραμα ανοιχτού βρόχου με φορτίο $R=50\Omega$ και με μωβ χρώμα η τάση από την έξοδο της θεωρητικής συνάρτησης μεταφοράς.



Εικόνα 5.12 Κυματομορφή της τάσης εξόδου του ενισχυτή, από το πείραμα ανοιχτού βρόχου με φορτίο $R=50\Omega$, με πράσινο χρώμα και της τάσης εξόδου από τη θεωρητική συνάρτηση μεταφοράς με μωβ χρώμα.

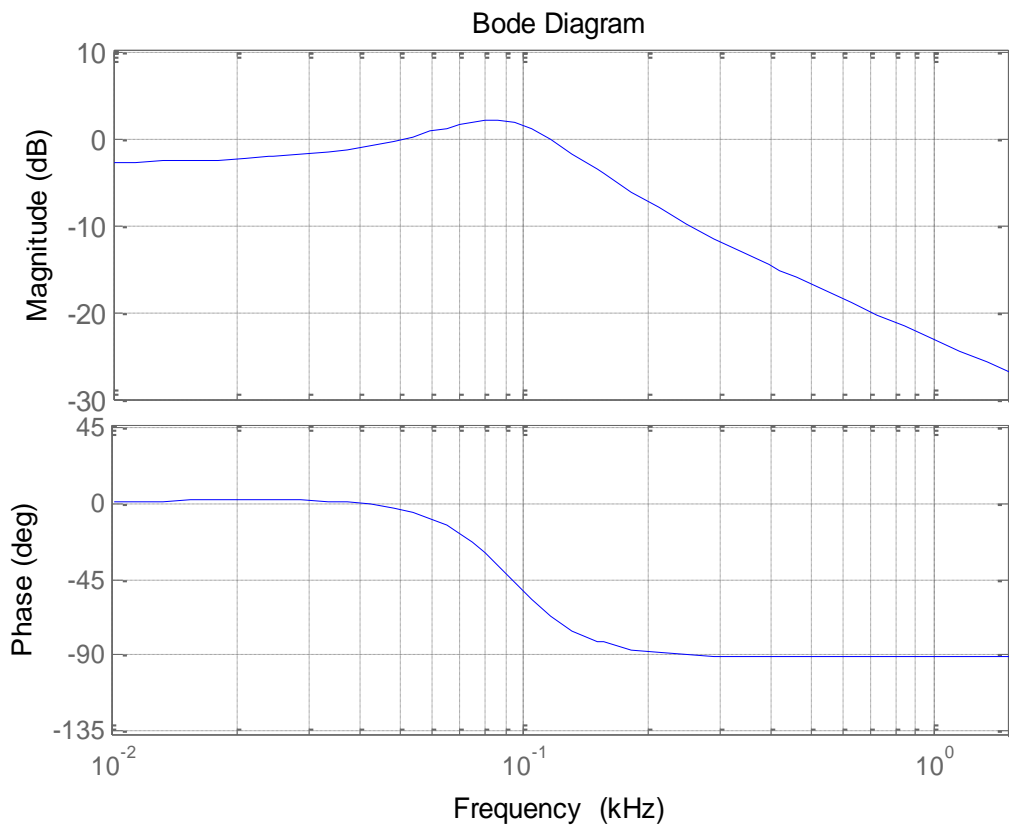
Στην Εικόνα 5.13 παρουσιάζεται μια μεγέθυνση της Εικόνας 5.12



Εικόνα 5.13 Μεγέθυνση της εικόνας 5.12 στο σημείο μεταβολής της τάσης.

5.3.1.1 Συνάρτηση μεταφοράς G_{Amp1}

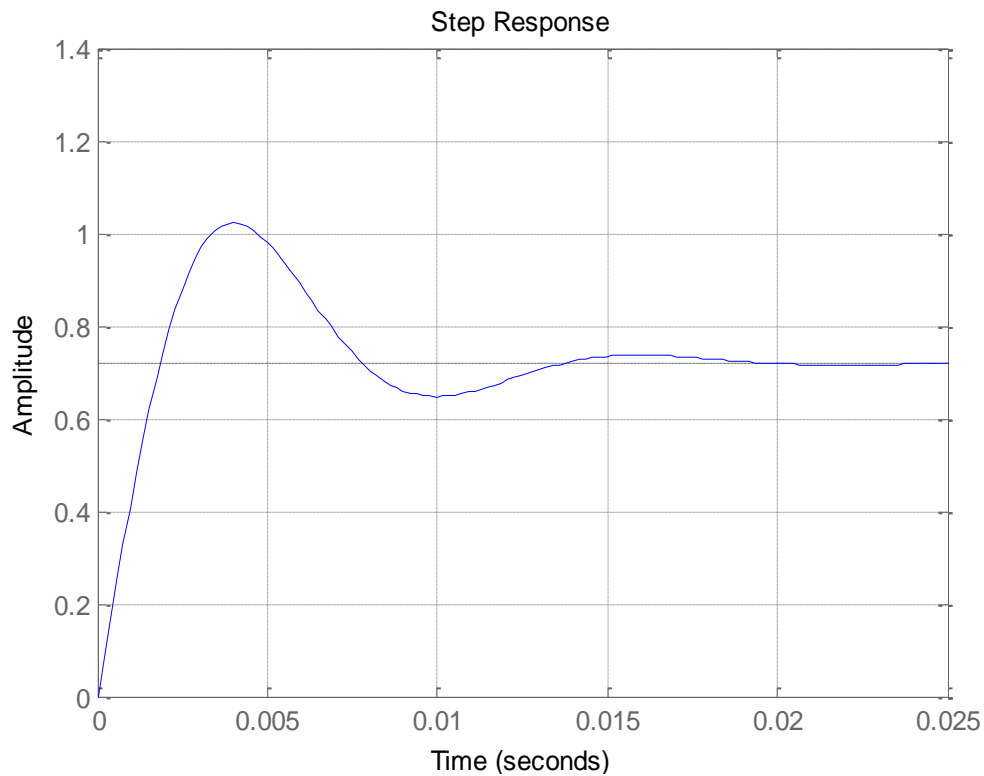
Η συνάρτηση μεταφοράς $G_{\text{Amp1}}(s)$ είναι ένα φίλτρο δεύτερης τάξης με αρχικό κέρδος (dc κέρδος) 0,72 σε απόλυτα μεγέθη. Το διάγραμμα bode της $G_{\text{Amp1}}(s)$ παρουσιάζεται στην Εικόνα 5.14.



Εικόνα 5.14 Διάγραμμα Bode της συνάρτησης μεταφοράς G_{Amp1}

Παρατηρούμε το κέρδος του φίλτρου αυξάνεται μετά τα 15 Hz φτάνοντας στη μέγιστη τιμή του στα 85Hz (1.27 σε απόλυτα μεγέθη) και στη συνέχεια μειώνεται. Για συχνότητα 50 Hz το κέρδος είναι σχεδόν ίσο με τη μονάδα, συγκεκριμένα 0.9867, ενώ η συχνότητα αποκοπής του (-3db) είναι τα 144 Hz.

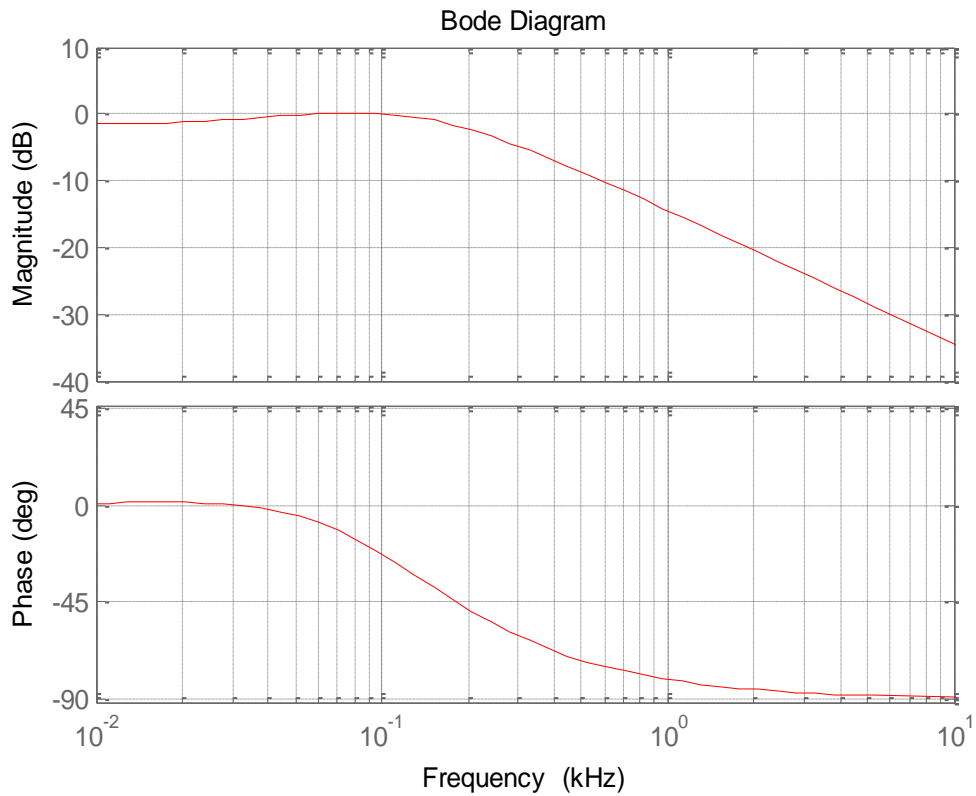
Στην Εικόνα 5.15 παρουσιάζεται η βηματική απόκριση (step response) της $G_{Amp1}(s)$



Εικόνα 5.15 Step response της συνάρτησης μεταφοράς G_{Amp1}

5.3.1.2 Συνάρτηση μεταφοράς G_{Amp2}

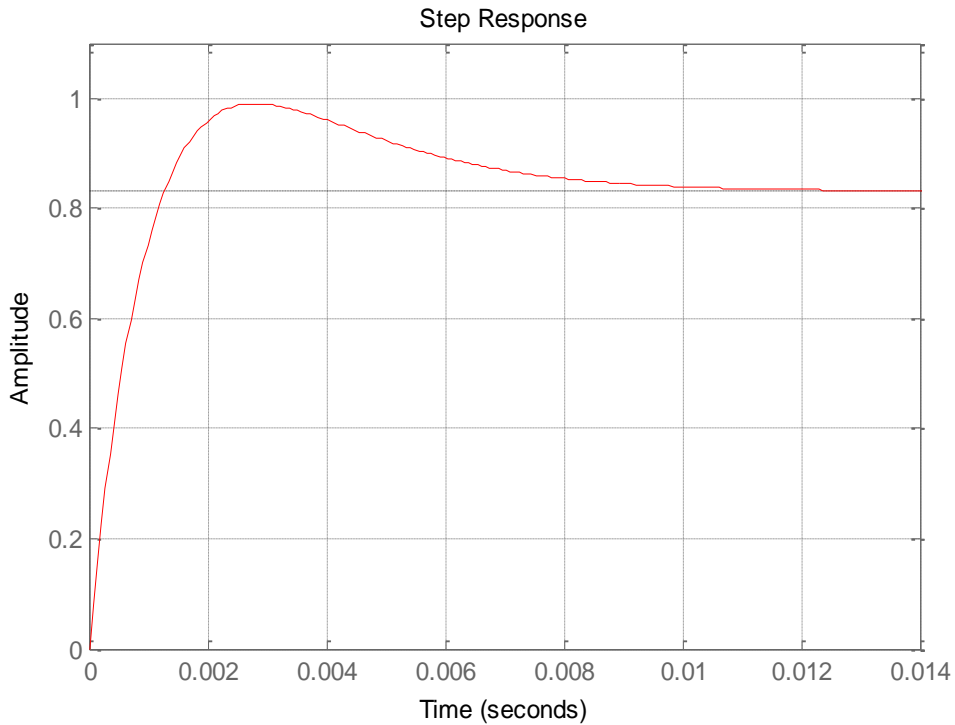
Η συνάρτηση μεταφοράς $G_{Amp2}(s)$ είναι επίσης ένα φίλτρο δεύτερης τάξης με αρχικό κέρδος (dc κέρδος) 0.8313 σε απόλυτα μεγέθη. Το διάγραμμα bode της $G_{Amp2}(s)$ παρουσιάζεται στην Εικόνα 5.16.



Εικόνα 5.16 Διάγραμμα Bode της συνάρτησης μεταφοράς G_{Amp2}

Παρατηρούμε ότι το κέρδος του φίλτρου αυξάνεται μετά τα 12 Hz φτάνοντας στη μέγιστη τιμή του στα 82Hz (1.03 σε απόλυτα μεγέθη) και στη συνέχεια μειώνεται. Για συχνότητα 50 Hz το κέρδος είναι κοντά στη μονάδα, συγκεκριμένα 0.9544, ενώ η συχνότητα αποκοπής του (-3db) είναι 227 Hz.

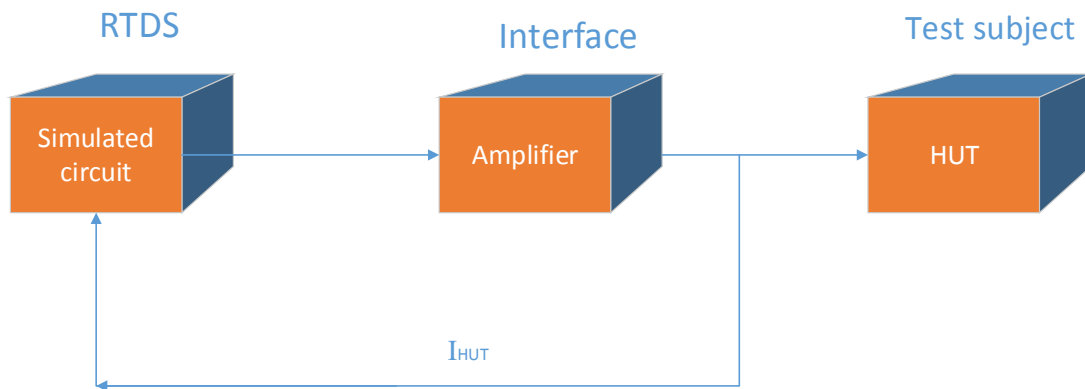
Στην Εικόνα 5.17 παρουσιάζεται η βηματική απόκριση (step response) της $G_{Amp2}(s)$



Εικόνα 5.17 Step response της συνάρτησης μεταφοράς G_{Amp2}

5.3.2 Πειραματική διάταξη σε κλειστό βρόχο (closed loop)

Για να επαληθεύσουμε τα αποτελέσματα που βγάλαμε από το πρώτο πείραμα πραγματοποιήθηκε και ένα δεύτερο παρόμοιο πείραμα. Επιβάλαμε μια AC τάση 100V (rms) 50Hz στην είσοδο του ενισχυτή και στη συνέχεια την αυξήσαμε ακαριαία στα 230 V(rms) 50Hz, αυτή τη φορά όμως σε PHIL διάταξη (closed loop). Στο δεύτερο πείραμα η διάταξή μας ήταν η εξής:



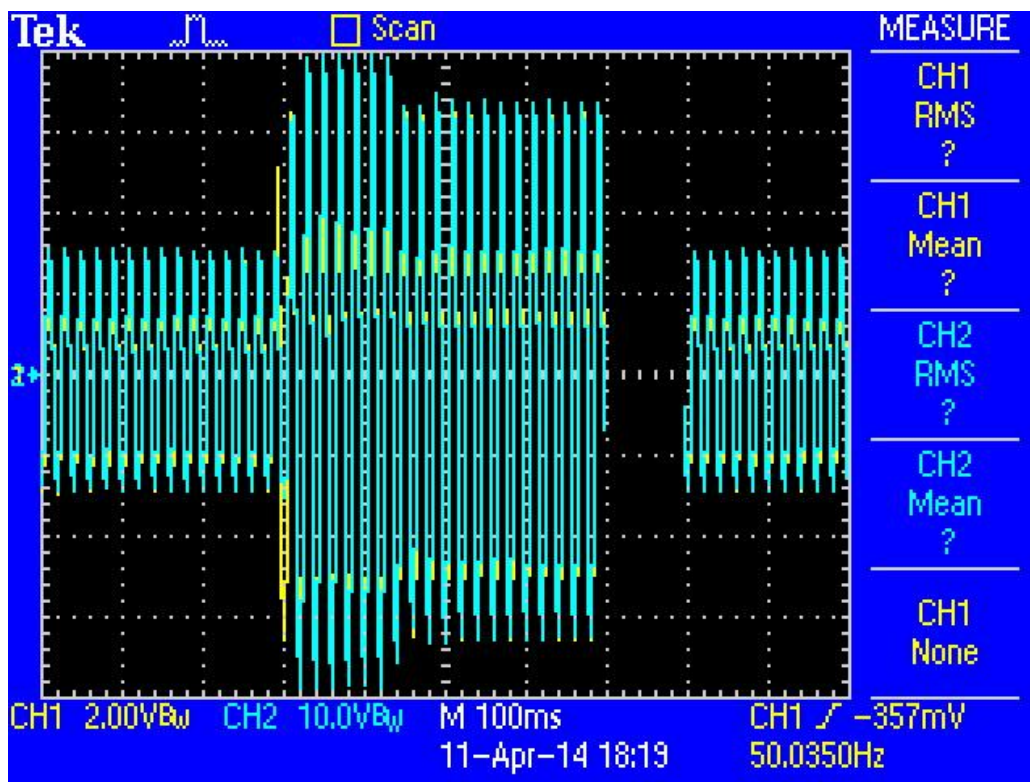
Εικόνα 5.18 Διάταξη PHIL πειράματος για την επαλήθευση των δύο συναρτήσεων μεταφοράς του εργαστηριακού ενισχυτή.

Το προσομοιωμένο κύκλωμα αποτελείται από μια πηγή τάσης και μια αντίσταση $R_1=5\Omega$ ενώ το HUT από μια αντίσταση $R_2=20\Omega$ και ένα πηνίο $L_2=368,7\text{mH}$.

Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν από τον παλμογράφο techtronix του εργαστηρίου (2250 σημεία για χρονικό περιθώριο 0,9 sec, με περίοδο δειγματοληψίας 0,0004sec) και αφορούσαν την τάση στην είσοδο και την έξοδο του ενισχυτή.

Στην

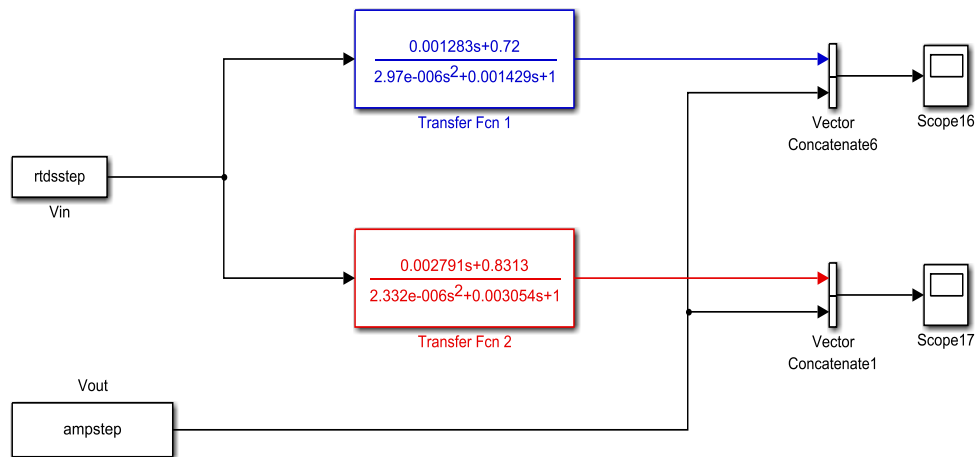
Εικόνα 5.19 φαίνονται οι μετρήσεις που πήραμε από τον techtronix. Στο κανάλι 1 (channel 1) με κίτρινο χρώμα είναι η τάση εισόδου του ενισχυτή και στο κανάλι 2 (channel 2) με γαλάζιο χρώμα είναι η τάση εξόδου του.



↑t=0 (sec)

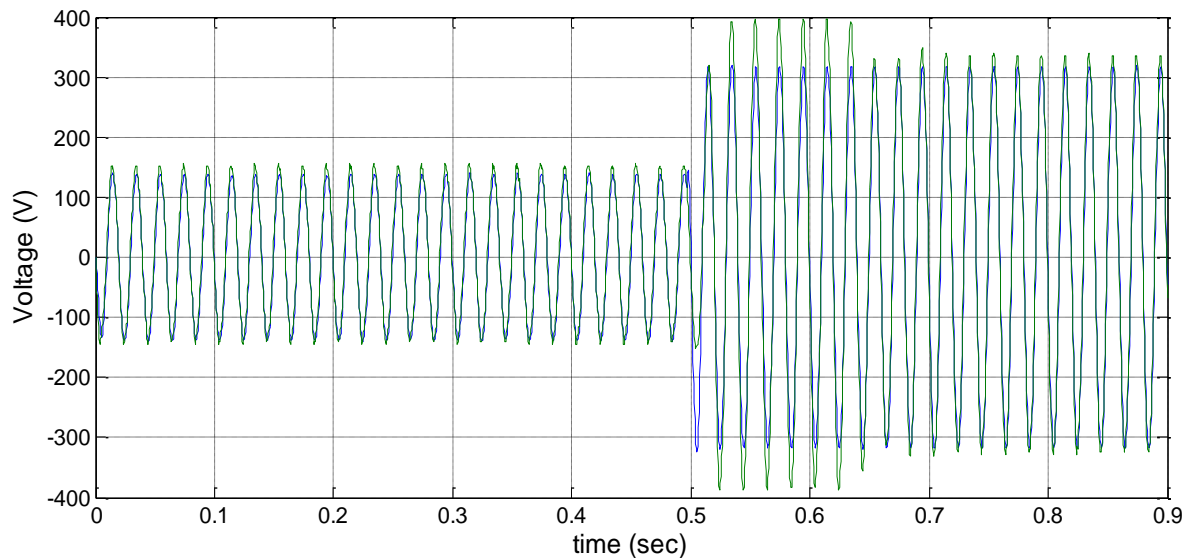
Εικόνα 5.19 Μετρήσεις της Τάσης εισόδου και εξόδου του ενισχυτή για το δεύτερο πείραμα σε PHIL διάταξη.

Τα δεδομένα που πήραμε τα εισαγάγαμε στο Matlab και με τη χρήση του κυκλώματος που φαίνεται στην Εικόνα 5.20 που κατασκευάσαμε στο simulink συγκρίναμε την τάση εξόδου του ενισχυτή με την τάση εξόδου των συναρτήσεων μεταφοράς G_{Amp1} και G_{Amp2} βάζοντας τους ως είσοδο την τάση εισόδου του ενισχυτή.

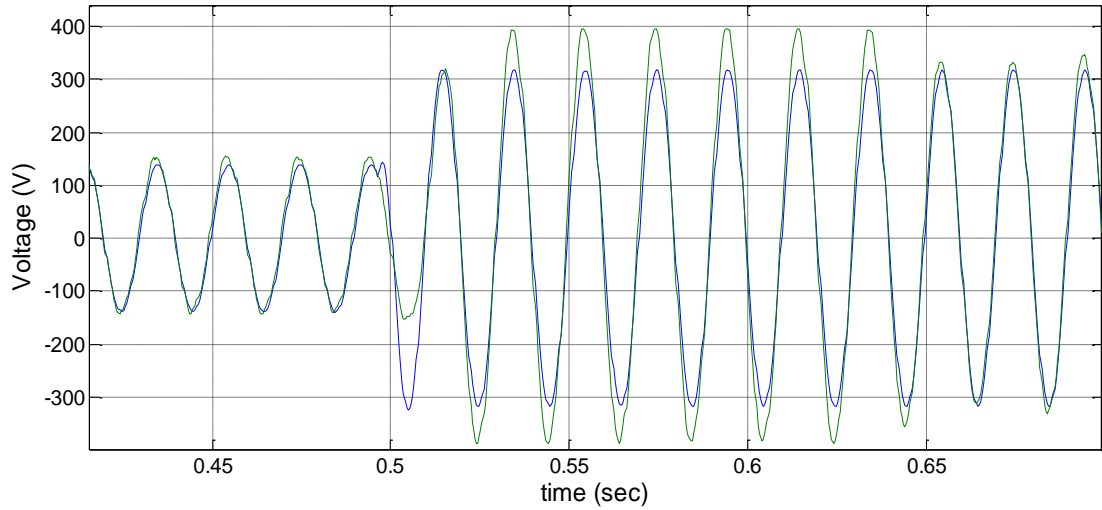


Εικόνα 5.20 Κύκλωμα σύγκρισης της εξόδου των δύο συναρτήσεων μεταφοράς με την έξοδο του ενισχυτή για το πείραμα κλειστού βρόχου, όπου V_{in} είναι η τάση εισόδου του ενισχυτή και V_{out} η τάση εξόδου του.

Στην Εικόνα 5.21 παρουσιάζεται με πράσινο χρώμα η τάση εξόδου του ενισχυτή καθώς επίσης και με μπλε χρώμα η τάση από την έξοδο της συνάρτησης μεταφοράς $G_{Amp1}(s)$.

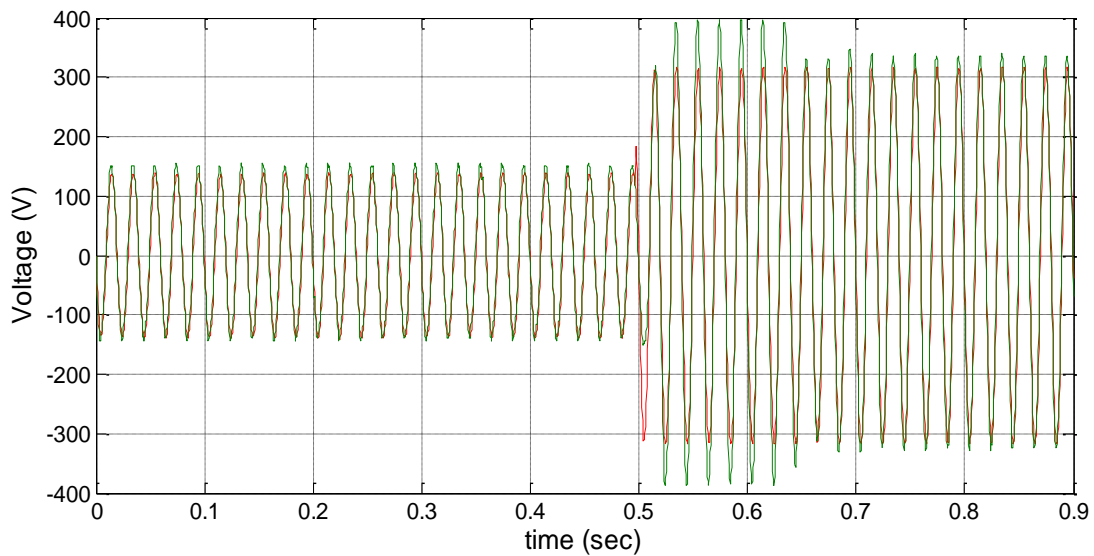


Εικόνα 5.21 Κυματομορφή της τάσης εξόδου του ενισχυτή από το πείραμα κλειστού βρόχου με πράσινο χρώμα και της τάσης εξόδου από την συνάρτηση μεταφοράς G_{Amp1} με μπλε χρώμα

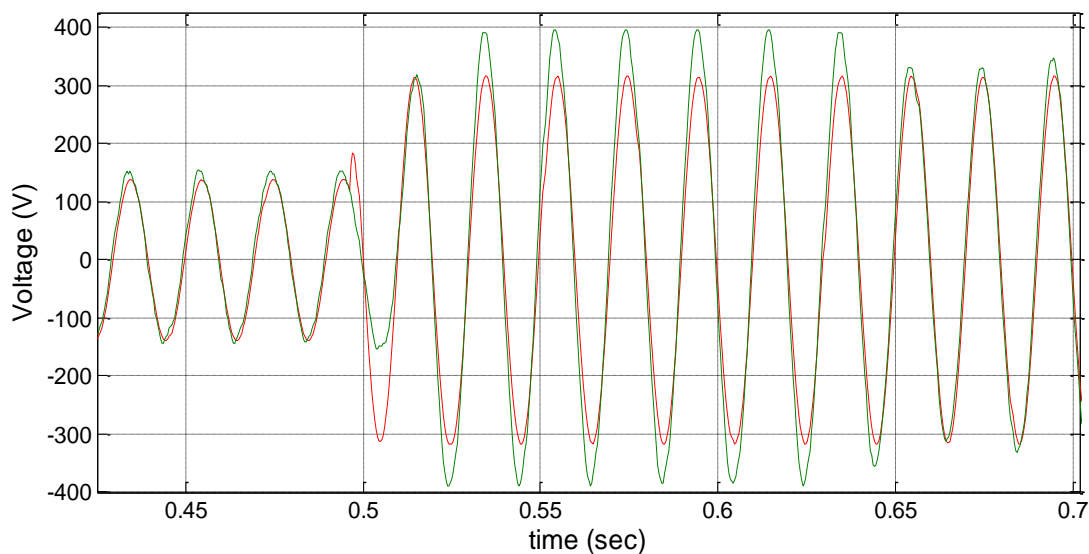


Εικόνα 5.22 Μεγέθυνση της εικόνας 5.21 στο σημείο μεταβολής της τάσης.

Στην Εικόνα 5.23 παρουσιάζεται με πράσινο χρώμα η τάση εξόδου του ενισχυτή καθώς επίσης και με κόκκινο χρώμα η τάση από την έξοδο της συνάρτησης μεταφοράς $G_{Amp2}(s)$.



Εικόνα 5.23 Κυματομορφή της τάσης εξόδου του ενισχυτή από το πείραμα κλειστού βρόχου με πράσινο χρώμα και της τάσης εξόδου από την συνάρτηση μεταφοράς G_{Amp1} με κόκκινο χρώμα



Εικόνα 5.24 Μεγέθυνση της εικόνας 5.23 στο σημείο μεταβολής της τάσης.

Παρατηρούμε ότι και οι δύο συναρτήσεις G_{Amp1} και G_{Amp2} προσημείωσαν ικανοποιητικά την έξοδο του ενισχυτή του εργαστηρίου. Συνεπώς καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η μοντελοποίηση του από το πρώτο πείραμα ανταποκρίνεται σε μεγάλο βαθμό στην πραγματικότητα.

Πάλι φαίνεται ότι κατά τη μεταβολή της τάσης από τα 100V(RMS) στα 230V(RMS) ο ενισχυτής παρουσιάζει μια πιο αργή μετάβαση (Εικόνα 5.24, Εικόνα 5.22), γεγονός το οποίο οφείλεται στο εικονικό φίλτρο στον αλγόριθμο ελέγχου του που αναφέραμε και νωρίτερα. Ενδιαφέρον παρουσιάζει και το γεγονός ότι μετά την αύξηση της τάσης ο ενισχυτής παρουσίασε μια περαιτέρω ανύψωσή για 6 περιόδους μέχρι να σταθεροποιηθεί στην επιθυμητή τιμή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

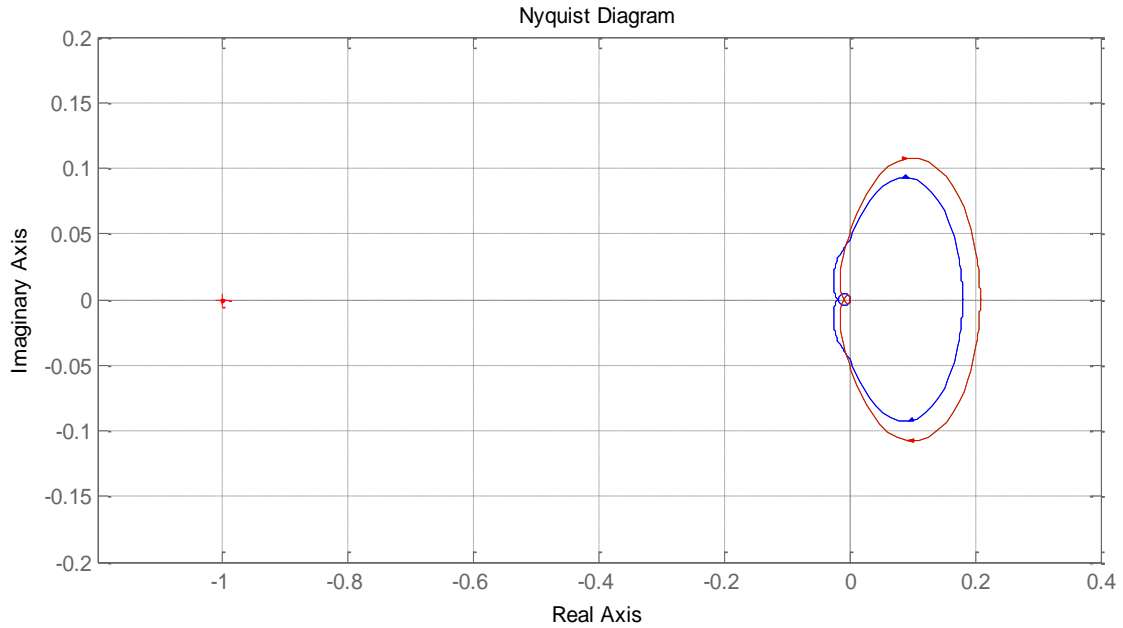
Μελέτη Ευστάθειας και Ακρίβειας PHIL

6.1 Σύγκριση μεθόδων για τον καθορισμό της Ευστάθειας

Ο καθορισμός της PHIL ευστάθειας κλειστού βρόχου είναι κυρίαρχης σημασίας για την διεξαγωγή PHIL πειραμάτων. Γι' αυτό το λόγο αναλύσαμε και συγκρίναμε διάφορες μεθόδους για τον καθορισμό της ευστάθειας PHIL προσομοιώσεων, και συγκεκριμένα: τα κριτήρια ευστάθειας Nyquist, Routh και γεωμετρικό τόπο ριζών καθώς επίσης και δύο προσομοιώσεων που υλοποιήθηκαν στο Matlab Simulink, τη δυναμική προσομοίωση SimPower-System simulation circuit (υλοποιήθηκε με τη χρήση της βιβλιοθήκης SimPowerSystems του Simulink) και τη προσομοίωση μπλοκ διαγράμματος Signal Flow simulation (υλοποιήθηκε με τη χρήση της βιβλιοθήκης Simulink).

6.1.1 Κριτήριο ευστάθειας Nyquist

Το κριτήριο ευστάθειας Nyquist είναι η συχνότερα χρησιμοποιούμενη μέθοδος για τον καθορισμό της ευστάθειας μιας PHIL προσομοίωσης [31][35]. Η συγκεκριμένη μέθοδος είναι σχετικά εύκολο να υλοποιηθεί με τη χρήση κατάλληλου λογισμικού (όπως το Matlab). Αν η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή είναι γνωστή και δεν έχει πόλους στο δεξί ημιεπίπεδο (όπως αυτές που βρήκαμε στο Κεφάλαιο 5) τότε αν το διάγραμμα Nyquist δεν περικυκλώνει το σημείο $(-1,0)$ μπορούμε με ασφάλεια να συμπεράνουμε ότι το σύστημά μας είναι ευσταθές. Στην Εικόνα 6.1 φαίνεται το διάγραμμα Nyquist για το κύκλωμα του δεύτερου πειράματος (PHIL πείραμα) που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 5.3.2 και η διάταξη του φαίνεται στην Εικόνα 5.18. ($R_1=5\Omega$, $R_2=20\Omega$ και $L_2=368,7mH$)

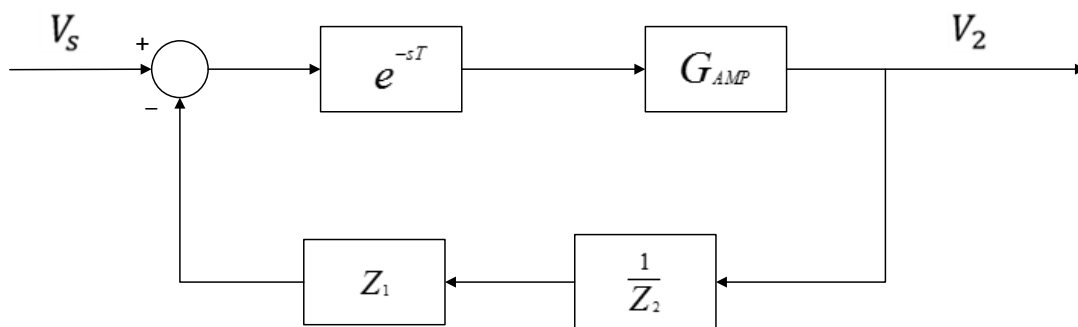


Εικόνα 6.1 Διάγραμμα Nyquist για τη διάταξη της Εικόνας 5.18, με χρήση της G_{AMP1} με μπλε χρώμα, με χρήση της G_{AMP2} με κόκκινο χρώμα.

Όπως βλέπουμε το διάγραμμα Nyquist δεν περικυκλώνει το σημείο $(-1,0)$ συνεπώς συμπεραίνουμε το σύστημά μας είναι ευσταθές, όπως συνέβη και στο πραγματικό PHIL πείραμα.

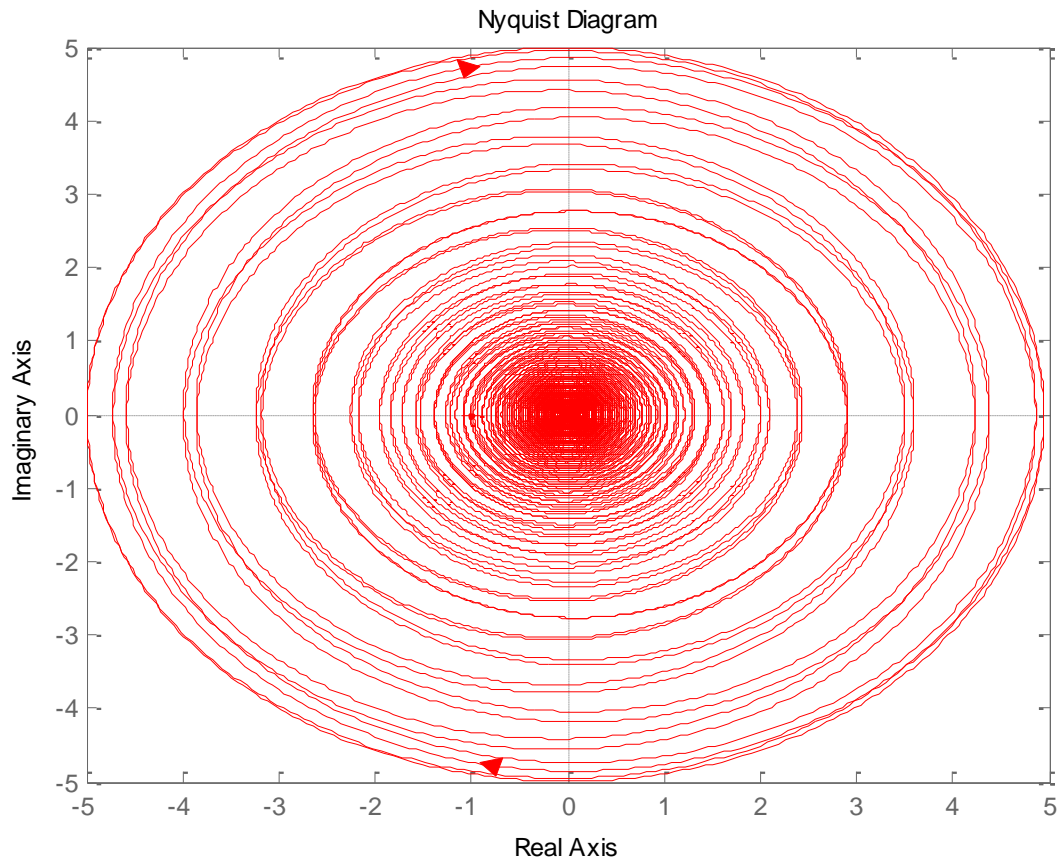
Σε αντίθετη περίπτωση, δηλαδή αν το σημείο $(-1,0)$ περικυκλώνεται από το διάγραμμα Nyquist, τότε πρέπει να βρεθεί ο αριθμός των περικυκλώσεων καθώς επίσης και η φορά περιστροφής τους, ώστε να μπορούμε να αποφανθούμε για την ευστάθεια του συστήματος.

Ενώ σε πολλές περιπτώσεις το διάγραμμα Nyquist είναι ικανό για τον καθορισμό της ευστάθειας ενός συστήματος, σε άλλες, όπως για το σύστημα που φαίνεται στην Εικόνα 6.2 ο καθορισμός της ευστάθειας από το διάγραμμα Nyquist δεν θεωρείται ούτε εφικτός ούτε πρακτικός.



Εικόνα 6.2 Block διάγραμμα PHIL συστήματος.

Όπου το προσομοιωμένο κύκλωμα αποτελείται από την πηγή τάσης V_0 και αντίσταση $Z_1=R_1=1\Omega$ ενώ το ΗΥΤ από φορτίο Z_2 (RLC) με $R_2=0.2\Omega$, $L_2=5\mu\text{H}$, $C_2=1\mu\text{F}$. Η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή θεωρείται ιδανική (ίση με τη μονάδα "1") και η συνολική χρονική καθυστέρηση $T=750\mu\text{sec}$. Το διάγραμμα Nyquist του παραπάνω κυκλώματος φαίνεται στην Εικόνα 6.3.



Εικόνα 6.3 Διάγραμμα Nyquist όπου δεν μπορούμε να αποφανθούμε για τον καθορισμό της ευστάθειας.

Συνεπώς σε τέτοιες περιπτώσεις δεν μπορούμε να αποφανθούμε για την ευστάθεια του συστήματος με το κριτήριο Nyquist και έτσι κρίνεται αναγκαία η εύρεση άλλου τρόπου για τον καθορισμό της.

6.1.2 Κριτήριο Ευστάθειας Routh

Για τον καθορισμό της ευστάθειας από το κριτήριο ευστάθειας Routh είναι απαραίτητη η χρήση μιας προσέγγισης για την χρονική καθυστέρηση (e^{-sT}).

6.1.2.1 Pade Approximation πρώτης τάξης

Η πιο απλή προσέγγιση είναι το πρώτης τάξης pade approximation $R_{1/1}(z)$ το οποίο έχει χρησιμοποιηθεί από τον Hong et al [22] .

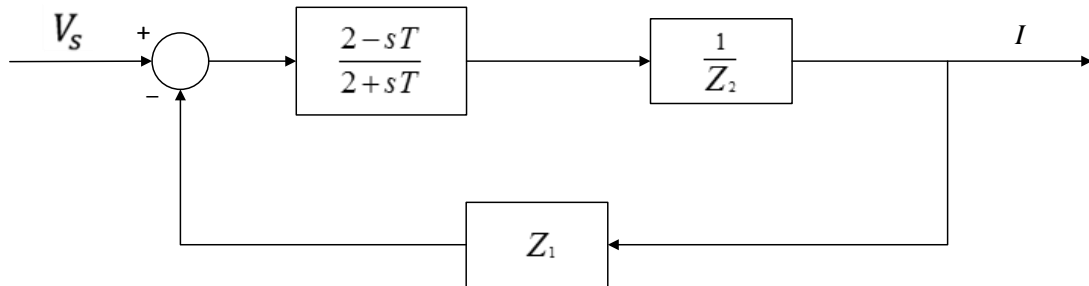
Το πρώτης τάξης *padé* Approximation για την εκθετική συνάρτηση e^z δίνεται από τον τύπο [36]:

$$e^z = R_{1/1}(z) = \frac{1 + \frac{1}{2}z}{1 - \frac{1}{2}z} \quad (6.1)$$

Συνεπώς για $z = -sT$, η σχέση (7.1) γίνεται:

$$e^{-sT} = R_{1/1}(-sT) = \frac{1 + \frac{1}{2}(-sT)}{1 - \frac{1}{2}(-sT)} = \frac{2-sT}{2+sT} \quad (6.2)$$

Με τη χρήση του *padé* Approximation πρώτης τάξης $R_{1/1}(-sT)$ επιλύσαμε το κριτήριο ευστάθειας Routh για το σύστημα που φαίνεται στην Εικόνα 6.4.



Εικόνα 6.4 Blockδιάγραμμα PHIL προσομοίωσης με χρήση πρώτης τάξης *padé* Approximation $R_{1/1}(-sT)$

Όπου $Z_1 = R_1 + s \cdot L_1$ είναι το προσομοιωμένο κύκλωμα (R_1 σε σειρά με L_1) και $Z_2 = R_2 + s \cdot L_2$ το HUT (R_2 σε σειρά με L_2) .

Η συνάρτηση κλειστού βρόχου του συστήματος είναι:

$$G_{cl}(s) = \frac{\frac{2-sT}{2+sT} \cdot \frac{1}{Z_2}}{1 + \frac{2-sT}{2+sT} \cdot \frac{Z_1}{Z_2}} = \frac{2-sT}{Z_2(2+sT) + Z_1(2-sT)} \quad (6.3)$$

Το χαρακτηριστικό πολυώνυμο που προκύπτει είναι:

$$\begin{aligned} \psi(s) &= Z_2(2 + sT) + Z_1(2 - sT) = (R_2 + sL_2)(2 + sT) + (R_1 + sL_1)(2 - sT) = \\ &= s^2T(L_2 - L_1) + s(2L_2 + 2L_1 + TR_2 - TR_1) + 2(R_1 + R_2) \end{aligned} \quad (6.4)$$

Εφαρμόζουμε το κριτήριο ευστάθειας Routh:

$$\begin{array}{l} s^2 \\ s^1 \\ s^0 \end{array} \left| \begin{array}{cc} T(L_2 - L_1) & 2(R_1 + R_2) \\ (2L_2 + 2L_1 + TR_2 - TR_1) & 0 \\ 2(R_1 + R_2) & \end{array} \right. \quad (6.5)$$

Για να είναι το σύστημα ευσταθές πρέπει οι όροι της πρώτης στήλης να είναι ομόσημοι. Και επειδή $2(R_1 + R_2) \geq 0$ πρέπει και οι άλλοι δύο όροι να είναι θετικοί.

Συνεπώς οι συνθήκες που πρέπει να πληρούνται για να είναι το σύστημα ευσταθές είναι:

$$L_2 - L_1 > 0 \quad (6.6)$$

$$\frac{2}{T}(L_2 + L_1) > R_1 - R_2 \quad (6.7)$$

Μετά από πολλές προσομοιώσεις στο matlab χρησιμοποιώντας το πρώτης τάξης pade approximation, και συγκρίνοντας τα αποτελέσματα με τα αποτελέσματα της «πραγματικής» χρονικής καθυστέρησης e^{-sT} (με χρήση Nyquist και signal flow) βρήκαμε ότι:

i) Για $L_2 > L_1$ τα αποτελέσματα από το pade Approximation πρώτης τάξης $R_{1/1}(-sT)$ ήταν σωστά μιας και το σύστημα οδηγούνταν πάντα σε αστάθεια τόσο στο σύστημα με την πραγματική χρονική καθυστέρηση όσο και σε αυτό με το πρώτης τάξης pade approximation.

ii) Για $L_2 > L_1$, επιλύσαμε τη σχέση (6.7) ως προς την R_1 , θεωρώντας όλους τους άλλους όρους γνωστούς. Στη συνέχεια τρέξαμε πολλές προσομοιώσεις στο Matlab έτσι ώστε να βρούμε την απόκλιση του πρώτης τάξης pade approximation $R_{1/1}(-sT)$ από το πραγματικό κύκλωμα.

Οι τιμές που δόθηκαν στα L_2 , L_1 , R_2 , και T δεν ήταν τυχαίες αλλά λογικές τιμές που μπορούν να συναντηθούν σε μια PHIL προσομοίωση. Δηλαδή για χρονική καθυστέρηση T της τάξης των μs (από 5-1000 μs), για πηνία L_2 , L_1 της τάξης των mH (0,5-100 mH) και αντίσταση R_2 της τάξης των μερικών Ω (0-100 Ω).

Το σφάλμα που υπολογίζουμε αφορά την ανοχή του συστήματος στην τιμή της αντίστασης R_1 , δηλαδή βρίσκουμε την μέγιστη τιμή του R_1 που το σύστημα παραμένει ευσταθές για την χρονική καθυστέρηση e^{-sT} και για το pade approximation πρώτης τάξης, για μεγαλύτερες τιμές του το σύστημα μεταβαίνει από ευστάθεια σε αστάθεια.

Το σφάλμα ισούται με την διαφορά του R_1 που προκύπτει από την χρονική καθυστέρηση e^{-sT} και του pade approximation πρώτης τάξης, προς την τιμή του R_1 που προκύπτει από την χρονική καθυστέρηση e^{-sT} .

$$\text{Δηλαδή: } \text{Σφάλμα}(\%) = \frac{R_1(e^{-sT}) - R_1(\text{pade})}{R_1(e^{-sT})} \cdot 100\%$$

Μετά από πολλές προσομοιώσεις στο matlab καταλήξαμε στο συμπέρασμα ότι τα αποτελέσματα του πρώτης τάξης pade approximation παρουσιάζουν μεγάλη απόκλιση από τα πραγματικά όπως φαίνεται και στους παρακάτω πίνακες.

Παραθέτουμε ένα παράδειγμα για τους πίνακες.

Στον πίνακα 6.1 $L_1=5\text{mH}$, $L_2=6\text{mH}$ για τιμή $R_2=0\Omega$ και χρονική καθυστέρηση $T=750\mu\text{sec}$ το pade approximation πρώτης τάξης βγάζει ότι πρέπει $R_1<29,33\Omega$ ώστε να είναι το σύστημα ευσταθές, ενώ για η πραγματική χρονική καθυστέρηση βγάζει ότι πρέπει $R_1<11,3\Omega$. Συνεπώς το σφάλμα προκύπτει 159,56%.

Πίνακας 6.1 Για $L_2=6\text{mH}$, $L_1=5\text{mH}$

$R_2[\Omega]$	$L_1[\text{H}]$	$L_2[\text{H}]$	$T=750\text{E-}06$ [sec]			$T=100\text{E-}06$ [sec]			$T=10\text{E-}06$ [sec]		
			pade $R_{1/1}(z)$	e^{-sT}		pade $R_{1/1}(z)$	e^{-sT}		pade $R_{1/1}(z)$	e^{-sT}	
			$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %		$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %		$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	
0	5,00E-3	6,00E-3	29,33	11,3	159,56	220	84,9	159,13	2200	847	159,74
1			30,33	11,55	162,60	221	85	160,00	2201	847,5	159,71
10			39,33	16,05	145,05	230	87,3	163,46	2210	850	160,00
100			129,33	100,9	28,18	320	139	130,22	2300	872,5	163,61

Πίνακας 6.2 Για $L_2=10\text{mH}$, $L_1=5\text{mH}$

$R_2[\Omega]$	$L_1[\text{H}]$	$L_2[\text{H}]$	$T=750\text{E-}06$ [sec]			$T=100\text{E-}06$ [sec]			$T=10\text{E-}06$ [sec]		
			pade $R_{1/1}(z)$	e^{-sT}		pade $R_{1/1}(z)$	e^{-sT}		pade $R_{1/1}(z)$	e^{-sT}	
			$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %		$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %		$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	
0	5,00E-3	1,00E-2	40	24,1	65,98	300	182	64,84	3000	1813,5	65,43
1			41	24,55	67,01	301	182,3	65,11	3001	1813,8	65,45
10			50	29,15	71,53	310	186	66,67	3010	1817,5	65,61
100			140	59,5	135,29	400	234	70,94	3100	1854,5	67,16

Πίνακας 6.3 Για $L_2=0,6\text{mH}$, $L_1=0,5\text{mH}$

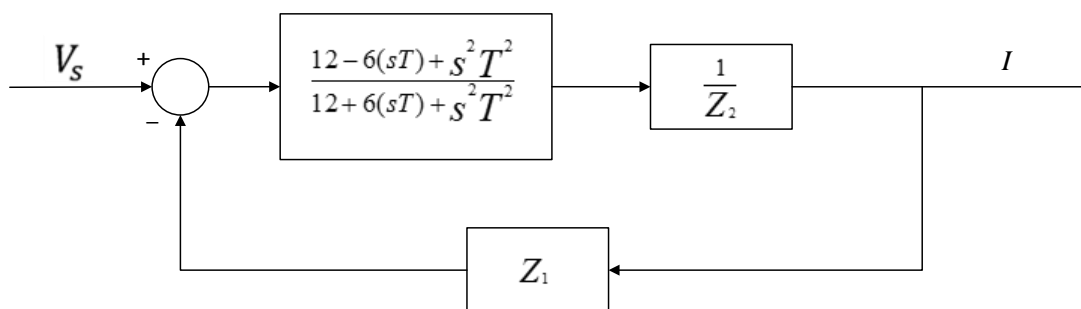
$R_2[\Omega]$	$L_1[\text{H}]$	$L_2 [\text{H}]$	$T=750\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=100\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=10\text{E-}06 [\text{sec}]$		
			pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}	
			$R_{1/1}(z)$			$R_{1/1}(z)$			$R_{1/1}(z)$		
			$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	
0	5,00E-4	6,00E-4	2,93	1,12	161,88	22	8,53	157,91	220	84,6	160,05
1			3,93	1,61	144,29	23	8,87	159,30	221	84,8	160,61
10			12,93	10,05	28,69	32	13,85	131,05	230	87,3	163,46
100			102,93	99,98	2,95	122	100,53	21,36	320	138,3	131,38

Πίνακας 6.4 Για $L_2=1\text{mH}$, $L_1=0,5\text{mH}$

$R_2[\Omega]$	$L_1[\text{H}]$	$L_2 [\text{H}]$	$T=750\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=100\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=10\text{E-}06 [\text{sec}]$		
			pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}	
			$R_{1/1}(z)$			$R_{1/1}(z)$			$R_{1/1}(z)$		
			$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	
0	5,00E-4	1,00E-3	4	2,41	65,98	30	18,13	65,47	300	181	65,75
1			5	2,91	71,82	31	18,55	67,12	301	181,5	65,84
10			14	10,55	32,70	40	23,38	71,09	310	185	67,57
100			104	100,05	3,95	130	103,25	25,91	400	233,7	71,16

6.1.2.2 Pade Approximation δεύτερης τάξης

Για αποτελέσματα πιο κοντά στα πραγματικά λύσαμε το σύστημα το οποίο φαίνεται στην Εικόνα 6.5 χρησιμοποιώντας pade Approximation δεύτερης τάξης $R_{2/2}(z)$.



Εικόνα 6.5 Block διάγραμμα PHIL προσομοίωσης με χρήση πρώτης τάξης pade Approximation $R_{2/2}(z)$

Όπου $Z_1 = R_1 + s \cdot L_1$ είναι το προσομοιωμένο κύκλωμα και $Z_2 = R_2 + s \cdot L_2$ το HUT .

Το δεύτερης τάξης παde Approximation $R_{2/2}(z)$ (με δεύτερη τάξη και για αριθμητή και για παρονομαστή) για την εκθετική συνάρτηση e^z δίνεται από τον τύπο:

$$e^z = R_{2/2}(z) = \frac{12+6z+z^2}{12-6z+z^2} \quad (6.8)$$

Συνεπώς για $z = -sT$, η σχέση (7.1) γίνεται:

$$e^{-sT} = R_{2/2}(-sT) = \frac{12-6(sT)+s^2T^2}{12+6(sT)+s^2T^2} \quad (6.9)$$

Η συνάρτηση κλειστού βρόχου του συστήματος είναι:

$$G_{cl}(s) = \frac{\frac{12-6(sT)+s^2T^2}{12+6(sT)+s^2T^2} \cdot \frac{1}{Z_2}}{1 + \frac{12-6(sT)+s^2T^2}{12+6(sT)+s^2T^2} \cdot \frac{Z_1}{Z_2}} = \frac{12-6(sT)+s^2T^2}{Z_2(12+6(sT)+s^2T^2)+Z_1(12-6(sT)+s^2T^2)} \quad (6.10)$$

Το χαρακτηριστικό πολυώνυμο που προκύπτει είναι:

$$\psi(s) = Z_2(12 + 6(sT) + s^2T^2) + Z_1(12 - 6(sT) + s^2T^2) = (R_2 + sL_2)(12 + 6(sT) + s^2T^2) + (R_1 + sL_1)(12 - 6(sT) + s^2T^2) = s^3T^2(L_2 + L_1) + s^2T(6L_2 - 6L_1 + TR_2 + TR_1) + 12(R_1 + R_2) \quad (6.11)$$

Εφαρμόζουμε το κριτήριο ευστάθειας Routh:

$$\begin{array}{l|ll} s^3 & T^2(L_2 + L_1) & (12L_2 + 12L_1 + 6TR_2 - 6TR_1) \\ s^2 & T(6L_2 - 6L_1 + TR_2 + TR_1) & 12(R_1 + R_2) \\ s^1 & \Sigma_1 & 0 \\ s^0 & 12(R_1 + R_2) & \end{array} \quad (6.12)$$

Όπου

$$\begin{aligned} \Sigma_1 &= -\frac{1}{T(6L_2 - 6L_1 + TR_2 + TR_1)} \begin{vmatrix} T^2(L_2 + L_1) & (12L_2 + 12L_1 + 6TR_2 - 6TR_1) \\ T(6L_2 - 6L_1 + TR_2 + TR_1) & 12(R_1 + R_2) \end{vmatrix} \\ &= \frac{(12L_2 + 12L_1 + 6TR_2 - 6TR_1) \cdot T(6L_2 - 6L_1 + TR_2 + TR_1) - T^2(L_2 + L_1) \cdot 12(R_1 + R_2)}{T(6L_2 - 6L_1 + TR_2 + TR_1)} \end{aligned} \quad (6.13)$$

Για να είναι το σύστημα ευσταθές πρέπει οι όροι της πρώτης στήλης να είναι ομόσημοι. Και επειδή $12(R_1 + R_2) \geq 0$ πρέπει και οι άλλοι τρεις όροι να είναι θετικοί.

Συνεπώς οι συνθήκες που πρέπει να πληρούνται για να είναι το σύστημα ευσταθές είναι:

$$T^2(L_2 + L_1) > 0 \quad (6.14)$$

$$L_2 - L_1 + T \left(\frac{R_2 + R_1}{6} \right) > 0 \quad (6.15)$$

$$2 \cdot T(L_2^2 - L_1^2) + 6 \cdot T^2(L_2 R_2 + L_1 R_1 - L_1 R_2 - L_2 R_1) + T^3(R_2^2 - R_1^2) > 0 \quad (6.16)$$

Παρατηρούμε ότι η συνθήκη (6.14) ισχύει πάντα.

Μετά από πολλές προσομοιώσεις στο matlab χρησιμοποιώντας το δεύτερης τάξης *pade approximation*, και συγκρίνοντας τα αποτελέσματα με τα αποτελέσματα της «πραγματικής» χρονικής καθυστέρησης e^{-sT} (με χρήση Nyquist και signal flow) βρήκαμε ότι:

i) Για $L_1 > L_2$ τα αποτελέσματα από το *pade Approximation* δεύτερης τάξης $R_{2/2}(-sT)$ δεν ήταν πάντα σωστά γιατί ενώ τα αποτελέσματα της «πραγματικής» χρονικής καθυστέρησης e^{-sT} οδηγούσαν πάντα σε αστάθεια, υπήρχαν περιπτώσεις όπου οι συνθήκες του *pade Approximation* δεύτερης τάξης $R_{2/2}(-sT)$ οδηγούσαν σε ευστάθεια. Συνεπώς για $L_1 > L_2$ προτείνουμε τη χρήση του *pade Approximation* πρώτης τάξης $R_{1/1}(-sT)$ το οποίο οδηγεί πάντα σε αστάθεια, δηλαδή η συνθήκη ευστάθειας $L_1 < L_2$

ii) Για $L_2 > L_1$, θεωρώντας όλους τους όρους γνωστούς εκτός από την R_1 τρέξαμε πολλές προσομοιώσεις στο Matlab έτσι ώστε να βρούμε την απόκλιση του δεύτερης τάξης *pade approximation* $R_{2/2}(-sT)$ από το πραγματικό κύκλωμα.

Ομοίως με τις προσομοιώσεις για το *pade approximation* πρώτης τάξης οι τιμές που δόθηκαν στα L_2 , L_1 , R_2 , και T δεν ήταν τυχαίες αλλά λογικές τιμές που μπορούν να συναντηθούν σε μια PHIL προσομοίωση. Δηλαδή για χρονική καθυστέρηση T της τάξης των μs (από 5-1000 μs), για πηνία L_2 , L_1 της τάξης των mH (0,5-100 mH) και αντίσταση R_2 της τάξης των μερικών Ω (0-100 Ω).

Το σφάλμα που υπολογίζουμε αφορά την ανοχή του συστήματος στην τιμή της αντίστασης R_1 , δηλαδή βρίσκουμε την μέγιστη τιμή του R_1 που το σύστημα παραμένει ευσταθές για την χρονική καθυστέρηση e^{-sT} και για το *pade approximation* δεύτερης τάξης, για μεγαλύτερες τιμές του το σύστημα μεταβαίνει από ευστάθεια σε αστάθεια.

Το σφάλμα ισούται με την διαφορά του R_1 που προκύπτει από την χρονική καθυστέρηση e^{-sT} και του *pade approximation* δεύτερης τάξης, προς την τιμή του R_1 που προκύπτει από την χρονική καθυστέρηση e^{-sT} .

$$\text{Δηλαδή: } \text{Σφάλμα}(\%) = \frac{R_1(e^{-sT}) - R_1(\text{pade})}{R_1(e^{-sT})} \cdot 100\%$$

Παραθέτουμε ένα παράδειγμα για τους πίνακες.

Στον πίνακα 6.5 $L_1=5\text{mH}$, $L_2=6\text{mH}$ για τιμή $R_2=0\Omega$ και χρονική καθυστέρηση $T=750\mu\text{sec}$ το *pade approximation* δεύτερης τάξης βγάζει ότι πρέπει $R_1 < 11,8\Omega$ ώστε να είναι το σύστημα ευσταθές, ενώ για η πραγματική χρονική καθυστέρηση βγάζει ότι πρέπει $R_1 < 11,3\Omega$. Συνεπώς το σφάλμα προκύπτει 4,42%.

Έτσι προέκυψαν τα παρακάτω διαγράμματα:

Πίνακας 6.5 Για $L_2=6\text{mH}$, $L_1=5\text{mH}$

$R_2[\Omega]$	$L_1[\text{H}]$	$L_2 [\text{H}]$	$T=750\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=100\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=10\text{E-}06 [\text{sec}]$		
			pade $R_{2/2}(z)$	e^{-sT}		pade $R_{2/2}(z)$	e^{-sT}		pade $R_{2/2}(z)$	e^{-sT}	
			$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %		$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %		$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	
0	5.00E-3	6.00E-3	11.8	11.3	4.42	88.7	84.9	4.48	887.4	847	4.77
1			12.09	11.55	4.68	88.95	85	4.65	887.65	847.5	4.74
10			16.73	16.05	4.24	91.6	87.3	4.93	890	850	4.71
100			101.1	100.9	0.20	143.4	139	3.17	916.5	872.5	5.04

Πίνακας 6.6 Για $L_2=10\text{mH}$, $L_1=5\text{mH}$

$R_2[\Omega]$	$L_1[\text{H}]$	$L_2 [\text{H}]$	$T=750\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=100\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=10\text{E-}06 [\text{sec}]$		
			pade $R_{2/2}(z)$	e^{-sT}		pade $R_{2/2}(z)$	e^{-sT}		pade $R_{2/2}(z)$	e^{-sT}	
			$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %		$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %		$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	
0	5.00E-3	1.00E-2	24.67	24.1	2.37	185.4	182	1.87	1853	1813.5	2.18
1			25	24.55	1.83	185.7	182.3	1.87	1854	1813.8	2.22
10			29.99	29.15	2.88	189.9	186	2.10	1858	1817.5	2.23
100			60.4	59.5	1.51	240.4	234	2.74	1897	1854.5	2.29

Πίνακας 6.7 Για $L_2=50\text{mH}$, $L_1=5\text{mH}$

$R_2[\Omega]$	$L_1[\text{H}]$	$L_2 [\text{H}]$	$T=750\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=100\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=10\text{E-}06 [\text{sec}]$		
			pade $R_{2/2}(z)$	e^{-sT}		pade $R_{2/2}(z)$	e^{-sT}		pade $R_{2/2}(z)$	e^{-sT}	
			$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %		$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %		$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	
0	5.00E-3	5.00E-2	111.8	110.6	1.08	839.1	833	0.73	8390	8311.5	0.94
1			112.4	111.4	0.90	839.7	833.3	0.77	8391	8312.5	0.94
10			118.1	116.7	1.20	845.2	839	0.74	8397	8318.5	0.94
100			145	142.5	1.75	902.15	894	0.91	8453	8372	0.97

Πίνακας 6.8 Για $L_2=51\text{mH}$, $L_1=50\text{mH}$

$R_2[\Omega]$	$L_1[\text{H}]$	$L_2 [\text{H}]$	$T=750\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=100\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=10\text{E-}06 [\text{sec}]$		
			pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}	
			$R_{2/2}(z)$			$R_{2/2}(z)$			$R_{2/2}(z)$		
			$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %			
0	5.00E-2	5.10E-2	42.5	39.4	7.87	319.4	297.9	7.22	3193	2955	8.05
1			42.7	39.5	8.10	319.5	298	7.21	3194	2957	8.01
10			44.4	41	8.29	320.4	298.5	7.34	3195.1	2958.5	8.00
100			67.15	64.60	3.95	341.55	318	7.41	3204.2	2966	8.03

Πίνακας 6.9 Για $L_2=60\text{mH}$, $L_1=50\text{mH}$

$R_2[\Omega]$	$L_1[\text{H}]$	$L_2 [\text{H}]$	$T=750\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=100\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=10\text{E-}06 [\text{sec}]$		
			pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}	
			$R_{2/2}(z)$			$R_{2/2}(z)$			$R_{2/2}(z)$		
			$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %			
0	5.00E-2	6.00E-2	118.2	113	4.60	887.3	849	4.51	8874	8470	4.77
1			118.5	113.1	4.77	887.6	850	4.42	8874.5	8475	4.71
10			121	115.5	4.76	889.9	851	4.57	8876.8	8478	4.70
100			167.40	160.80	4.10	916.5	873	4.98	8900	8497	4.74

Πίνακας 6.10 Για $L_2=100\text{mH}$, $L_1=50\text{mH}$

$R_2[\Omega]$	$L_1[\text{H}]$	$L_2 [\text{H}]$	$T=750\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=100\text{E-}06 [\text{sec}]$			$T=10\text{E-}06 [\text{sec}]$		
			pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}	
			$R_{2/2}(z)$			$R_{2/2}(z)$			$R_{2/2}(z)$		
			$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %			
0	5.00E-2	1.00E-1	247.1	241.5	2.32	1854.05	1812	2.32	18540	18135	2.23
1			247.5	242	2.27	1854.15	1813	2.27	18541	18137	2.23
10			251.7	245.5	2.53	1858	1817.5	2.23	18550	18141	2.25
100			300	291.6	2.88	1899	1853.5	2.45	18585.5	18178	2.24

Πίνακας 6.11 Για $L_2=0,6mH$, $L_1=0,5mH$

$R_2[\Omega]$	$L_1[H]$	$L_2 [H]$	T=750E-06 [sec]			T=100E-06 [sec]			T=10E-06 [sec]		
			pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}	
			$R_{2/2}(z)$			$R_{2/2}(z)$			$R_{2/2}(z)$		
			$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %			
0	5.00E-4	6.00E-4	1.18	1.12	5.36	8.86	8.53	3.87	88.7	84.6	4.85
1			1.67	1.61	3.73	9.16	8.87	3.27	88.9	84.8	4.83
10			10.10	10.05	0.50	14.33	13.85	3.47	91.6	87.3	4.93
100			99.99	99.98	0.01	100.63	100.53	0.10	143.4	138.3	3.69

Πίνακας 6.12 Για $L_2=1mH$, $L_1=0,5mH$

$R_2[\Omega]$	$L_1[H]$	$L_2 [H]$	T=750E-06 [sec]			T=100E-06 [sec]			T=10E-06 [sec]		
			pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}	
			$R_{2/2}(z)$			$R_{2/2}(z)$			$R_{2/2}(z)$		
			$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %			
0	5.00E-4	1.00E-3	2.46	2.41	2.07	18.54	18.13	2.26	185.3	181	2.38
1			2.98	2.91	2.41	18.98	18.55	2.32	185.8	181.5	2.37
10			10.64	10.55	0.85	24.04	23.38	2.82	189.9	185	2.65
100			100.07	100.05	0.02	103.8	103.25	0.53	240.4	233.7	2.87

Πίνακας 6.13 Για $L_2=5mH$, $L_1=0,5mH$

$R_2[\Omega]$	$L_1[H]$	$L_2 [H]$	T=750E-06 [sec]			T=100E-06 [sec]			T=10E-06 [sec]		
			pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}		pade	e^{-sT}	
			$R_{2/2}(z)$			$R_{2/2}(z)$			$R_{2/2}(z)$		
			$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %	$R_1 < [\Omega]$	Σφάλμα %			
0	5.00E-4	5.00E-3	11.17	11.07	0.90	83.9	83.2	0.84	839	830.7	1.00
1			11.8	11.67	1.11	84.53	83.6	1.11	839.7	831.5	0.99
10			18.21	17.91	1.68	90.2	89.2	1.12	845.2	837	0.98
100			102.2	101.8	0.39	156.4	153.9	1.62	902.1	892	1.13

Παρατηρούμε ότι τα αποτελέσματα είναι αρκετά κοντά στα πραγματικά μιας και το σφάλμα στην τιμή της αντίστασης R_1 δεν ξεπερνά το 8% και στις περισσότερες περιπτώσεις κυμαίνεται μεταξύ 2-5% .

Συνεπώς καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι για το σύστημά μας το pade Approximation δεύτερης τάξης $R_{2/2}(-sT)$ αποτελεί μια καλή προσέγγιση της χρονικής καθυστέρησης για $L_2 > L_1$ όπου η σχέση (6.16) θεωρείται αξιόπιστη.

Οπότε συνολικά προκύπτει ότι πρέπει να πληρούνται οι σχέσεις

$$L_2 > L_1 \text{ και (6.16)}$$

Το πλεονέκτημα που προσφέρει το κριτήριο ευστάθειας Routh έναντι των άλλων μεθόδων για τον καθορισμό της ευστάθειας ενός PHIL συστήματος είναι ότι δίνει απτές σχέσεις για τον καθορισμό της, συνεπώς μας δίνει μια εικόνα για το τι επηρεάζει την ευστάθεια.

Από τις συνθήκες που πρέπει να πληρούνται καθώς επίσης και από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρατηρούμε ότι:

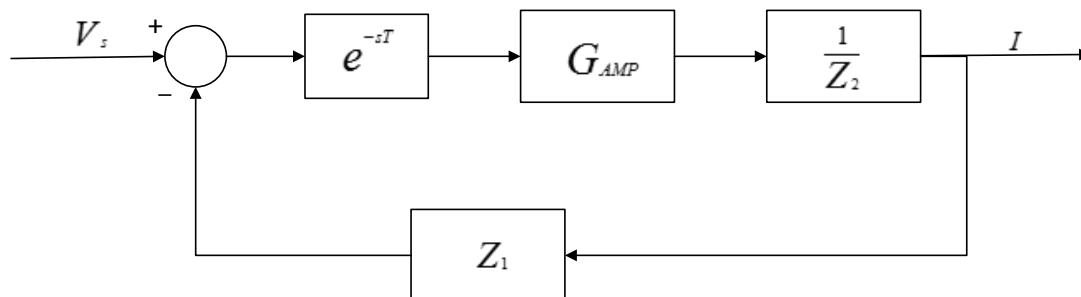
- I) Όσο μικρότερη είναι η χρονική καθυστέρηση τόσο πιο ευσταθές είναι το σύστημα
- II) Όσο μεγαλύτερο είναι το L_2 από το L_1 τόσο πιο ευσταθές είναι το σύστημα
- III) Όσο μεγαλύτερο είναι το άθροισμα L_2+L_1 τόσο πιο ευσταθές είναι το σύστημα
- IV) Όσο μεγαλύτερο είναι το R_2 τόσο πιο ευσταθές είναι το σύστημα
- V) Όσο μικρότερο είναι το R_1 τόσο πιο ευσταθές είναι το σύστημα

6.1.3 Γεωμετρικός Τόπος Ριζών

Η μελέτη της ευστάθειας ενός PHIL συστήματος με τη χρήση του γεωμετρικού τόπου ριζών (ΓΤΡ) είναι σχετικά εύκολο να υλοποιηθεί με τη χρήση κατάλληλου λογισμικού (όπως το Matlab). Ο ΓΤΡ στο Matlab παράγει τα ίδια αποτελέσματα με το κριτήριο ευστάθειας Routh καθώς χρησιμοποιεί *rade approximation* για την χρονική καθυστέρηση (e^{-sT}). Συνεπώς αποτελεί ένα πρακτικό και αξιόπιστο τρόπο για να επαληθεύσουμε τα αποτελέσματα από το κριτήριο Routh.

Επειδή όμως χρησιμοποιεί προσέγγιση για το e^{-sT} δεν θεωρείται απόλυτα αξιόπιστη μέθοδος για τον καθορισμό της ευστάθειας. Μπορούμε βέβαια να χρησιμοποιήσουμε μεγάλης τάξης *rade Approximation* (ένατης τάξης $R_{9,9}(-sT)$) για μικρότερο σφάλμα.

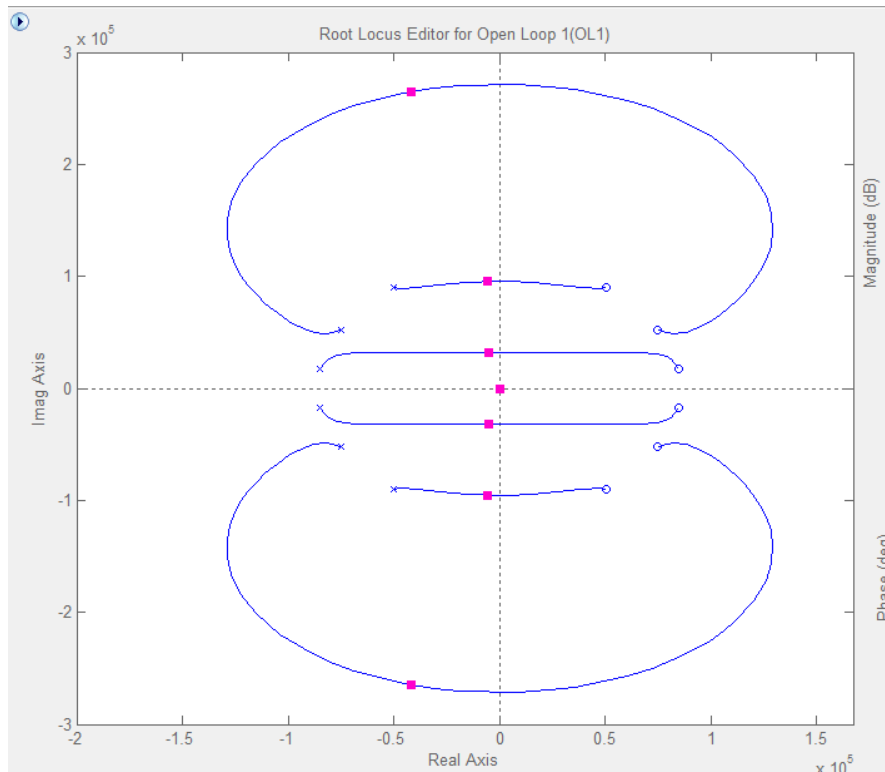
Ένα παράδειγμα του ΓΤΡ για την μελέτη της ακρίβειας παρουσιάζεται για το παρακάτω σύστημα:



Εικόνα 6.6 Σύστημα για μελέτη ευστάθειας με χρήση του Γεωμετρικού τόπου ριζών.

Όπου το προσομοιωμένο κύκλωμα αποτελείται από το $Z_1=R_1+sL_1$ ($R_1=2\Omega$, $L_1=3mH$) ενώ το HUT από φορτίο $Z_2= R_1+sL_1$ με $R_2=3\Omega$, $L_2=5mH$. Η χρονική καθυστέρηση θεωρείται $T=100\mu sec$ και η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή μονάδα "1", δηλαδή μια ιδανική ενίσχυση.

Ο γεωμετρικός τόπος των ριζών του συστήματος φαίνεται στην Εικόνα 6.7:

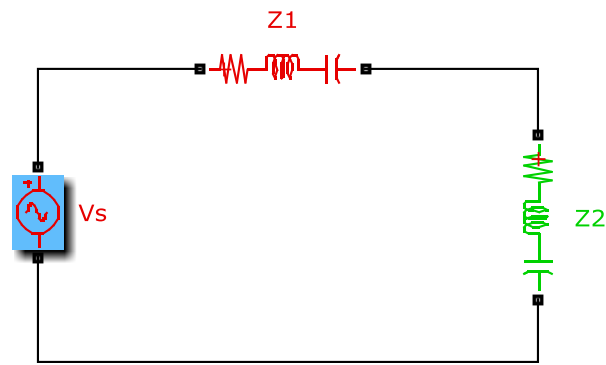


Εικόνα 6.7 Γεωμετρικός τόπος ριζών για pade approximation 6ης τάξης.

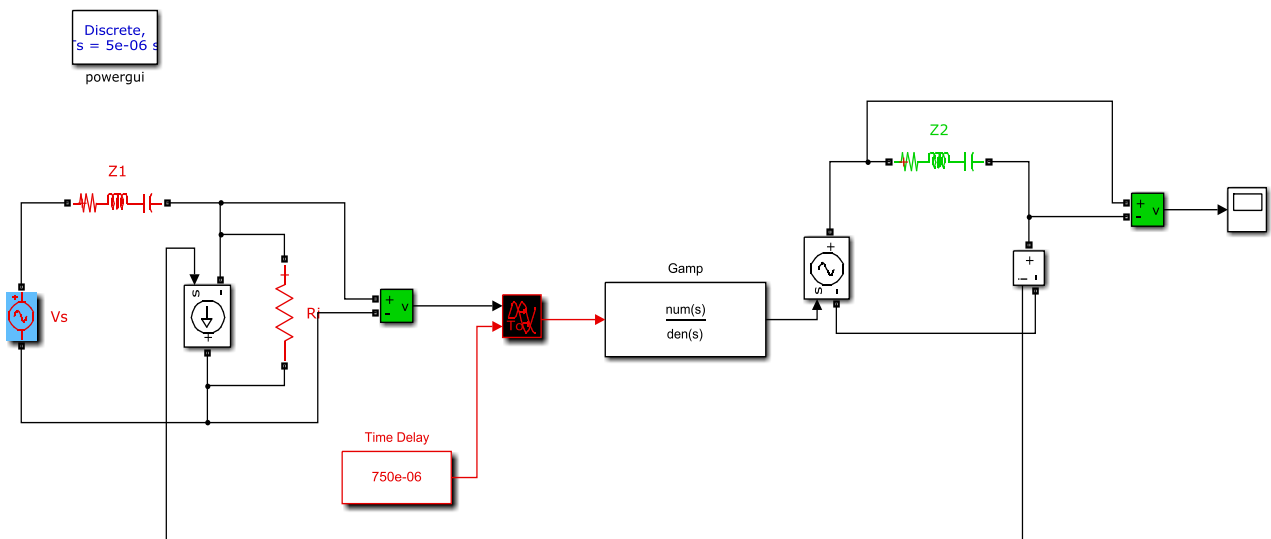
Παρατηρούμε ότι όλοι οι πόλοι του συστήματος βρίσκονται στο αριστερό ημιεπίπεδο, συνεπώς το σύστημα είναι ευσταθές.

6.1.4 Δυναμική προσομοίωση ηλεκτρικού κυκλώματος (SimPower-System simulation)

Το SimPower-System simulation circuit είναι ένα κύκλωμα που υλοποιήσαμε στο Matlab Simulink χρησιμοποιώντας την βιβλιοθήκη SimPowerSystems και αποτελεί μια «δυναμική» προσομοίωση του πραγματικού κυκλώματος σε ένα PHIL πείραμα. Για το ιδανικό κύκλωμα της Εικόνα 6.5 Block διάγραμμα PHIL προσομοίωσης με χρήση πρώτης τάξης pade Approximation $R_{2/2}(z)$ Εικόνα 6.8 το SimPower-System simulation circuit φαίνεται στην Εικόνα 6.9



Εικόνα 6.8 Πραγματικό κύκλωμα διαιρέτη τάσης



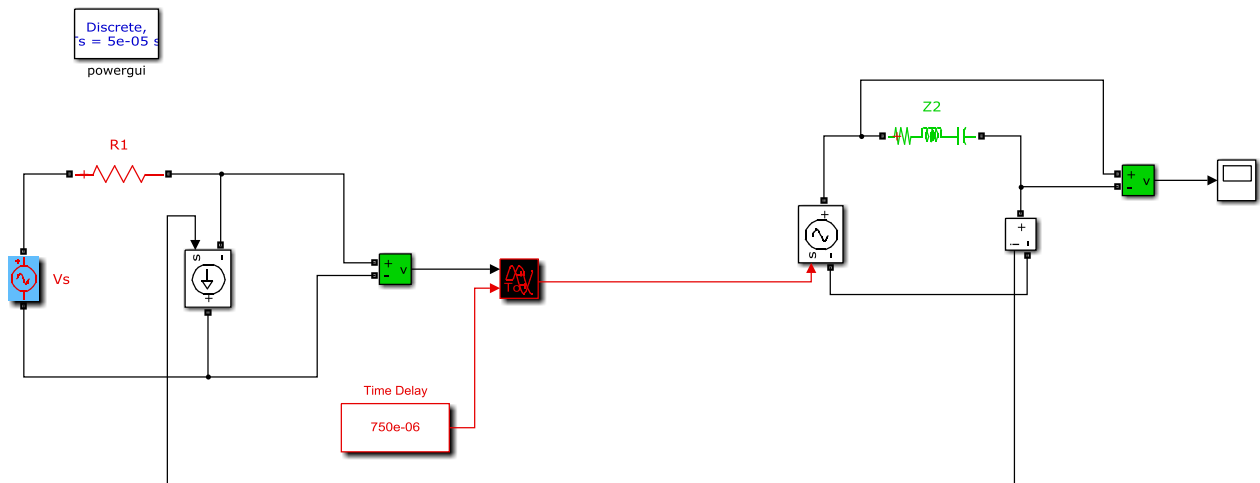
Εικόνα 6.9 PHIL υλοποίηση του κυκλώματος διαιρέτη τάσης με χρήση του κυκλώματος SimPower-System.

Όπου στο SimPower-System simulation circuit το προσομοιωμένο κύκλωμα αποτελείται από την πηγή V_S και το στοιχείο Z_1 , ενώ το HUT από το φορτίο Z_2 . Η τάση μετά το στοιχείο Z_1 μετράται και δίνεται ως είσοδος στον ενισχυτή (με συνάρτηση μεταφοράς G_{Amp}) όπου ενισχύεται και εφαρμόζεται στο HUT φορτίο Z_2 . Στη συνέχεια το ρεύμα μετράται και επιστρέφει ως ανατροφοδότηση στο RTDS για να κλείσει ο βρόχος. Επίσης έχουμε την εισχώρηση της χρονικής καθυστέρησης από το RTDS ($T_D=2\text{time-step}=100\mu\text{s}$) [31] από τον ενισχυτή και από τα μετρητικά του ενισχυτή (αμπεροτσιμπίδα), από τα οποία προκύπτει συνολικά $T=750\mu\text{s}$.

Το SimPower-System simulation circuit αποτελεί μια αρκετά πιστή αναπαράσταση του πραγματικού κυκλώματος αλλά υπάρχουν ορισμένοι παράγοντες που επηρεάζουν τον καθορισμό της ευστάθειας του κυκλώματος.

1) Συγκεκριμένα ένας παράγοντας που επηρεάζει την ευστάθεια του SimPower-System simulation circuit είναι η περίοδος δειγματοληψίας (fixed step size-sample time). Όπως είναι αναμενόμενο όσο μικρότερη είναι η περίοδος δειγματοληψίας τόσο τα αποτελέσματα του SimPower-System simulation circuit ως προς την ευστάθεια του κυκλώματος είναι πιο κοντά στα πραγματικά.

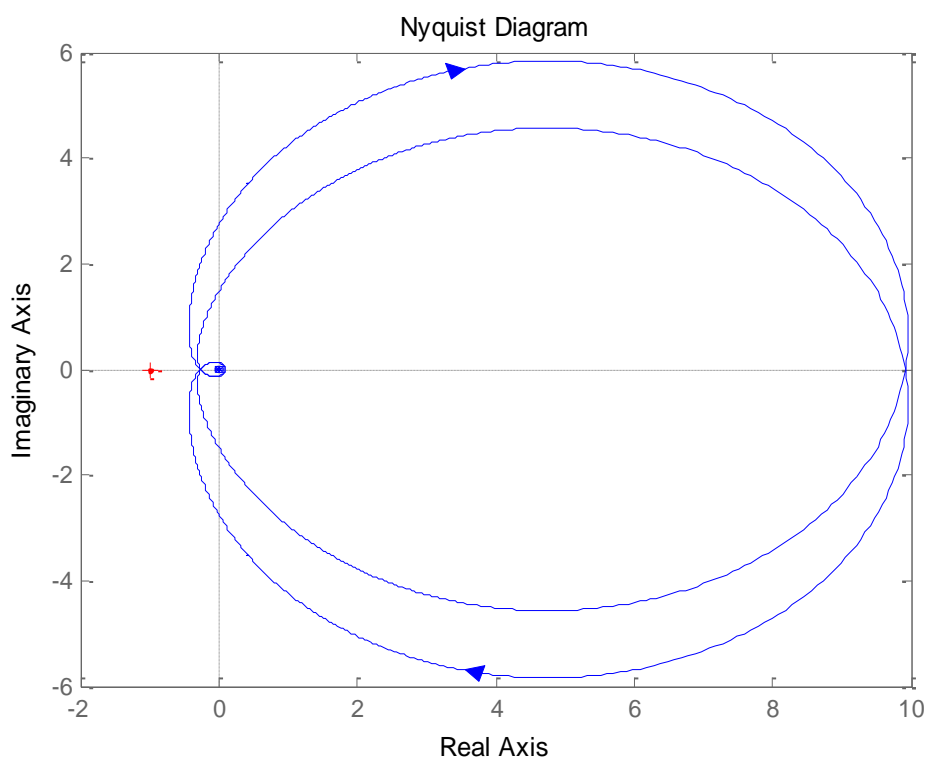
Ένα παράδειγμα που επιβεβαιώνει τον παραπάνω ισχυρισμό είναι για το κύκλωμα που φαίνεται στην Εικόνα 6.10:



Εικόνα 6.10 Κύκλωμα που η ευστάθεια του εξαρτάται από την περίοδο δειγματοληψίας του simulink

Όπου το προσομοιωμένο κύκλωμα αποτελείται από την πηγή V_s και την αντίσταση $R_1=1\Omega$ ενώ το HUT από το φορτίο Z_2 (R-L-C) με $R_2=0,1\Omega$, $L_2=0,9\text{mH}$ και $C_2=1\mu\text{F}$. Η χρονική καθυστέρηση θεωρείται $T=750\mu\text{s}$. Θεωρούμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή είναι ίση με τη μονάδα, δηλαδή μια ιδανική ενίσχυση.

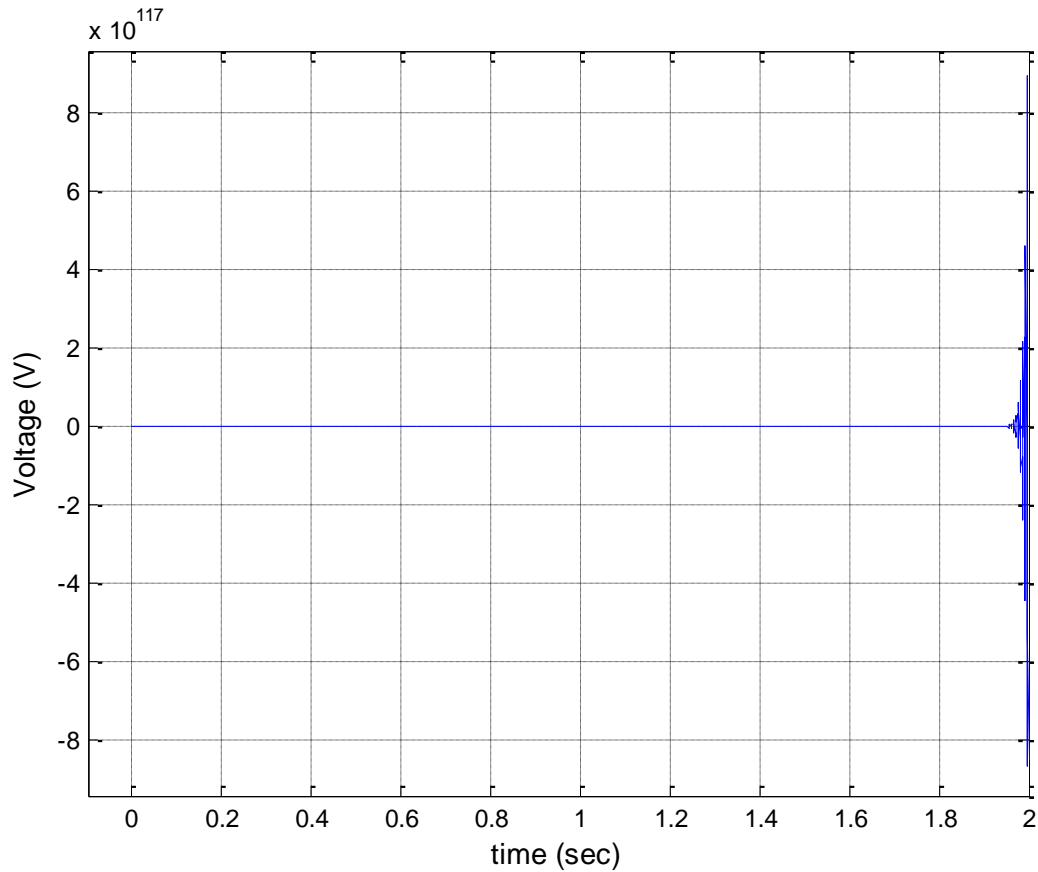
Το διάγραμμα Nyquist του παραπάνω συστήματος φαίνεται στην Εικόνα 6.11:



Εικόνα 6.11 Διάγραμμα Nyquist του συστήματος της εικόνας 6.8.

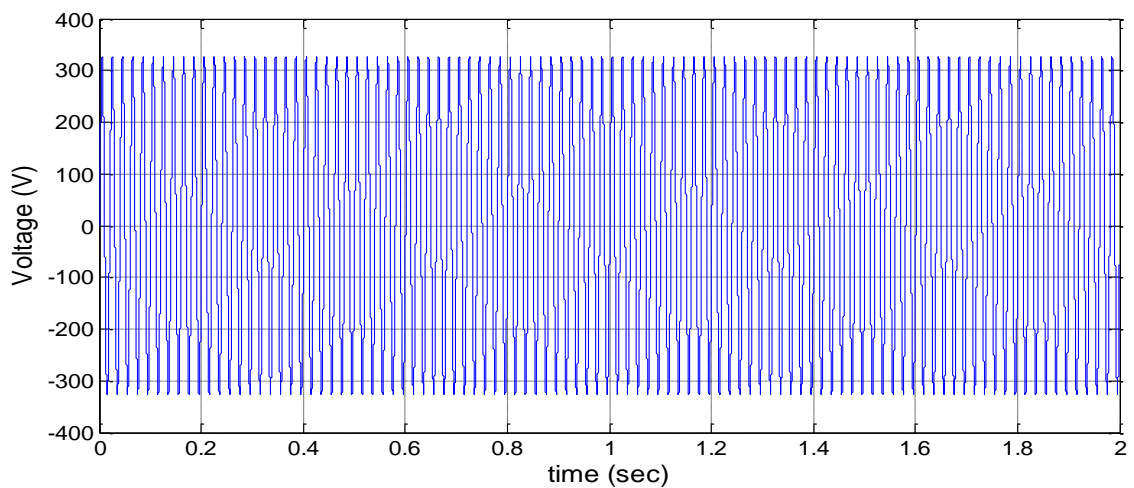
Όπως βλέπουμε το σημείο $(-1,0)$ δεν περικυκλώνεται και επειδή η συνάρτηση ανοιχτού βρόχου του συστήματος μας δεν έχει πόλους στο δεξί ημιεπίπεδο συμπεραίνουμε ότι το σύστημα μας (κλειστού βρόχου δηλαδή) είναι ευσταθές.

Με χρήση του SimPower-System simulation circuit για περίοδο δειγματοληψίας $50\mu\text{s}$ το κύκλωμα φαίνεται να είναι ασταθές όπως βλέπουμε και στην Εικόνα 6.12 που δείχνει την τάση στα άκρα του φορτίου Z_2 .



Εικόνα 6.12 Τάση στα άκρα του φορτίου Z_2 με περίοδο δειγματοληψίας 50μs

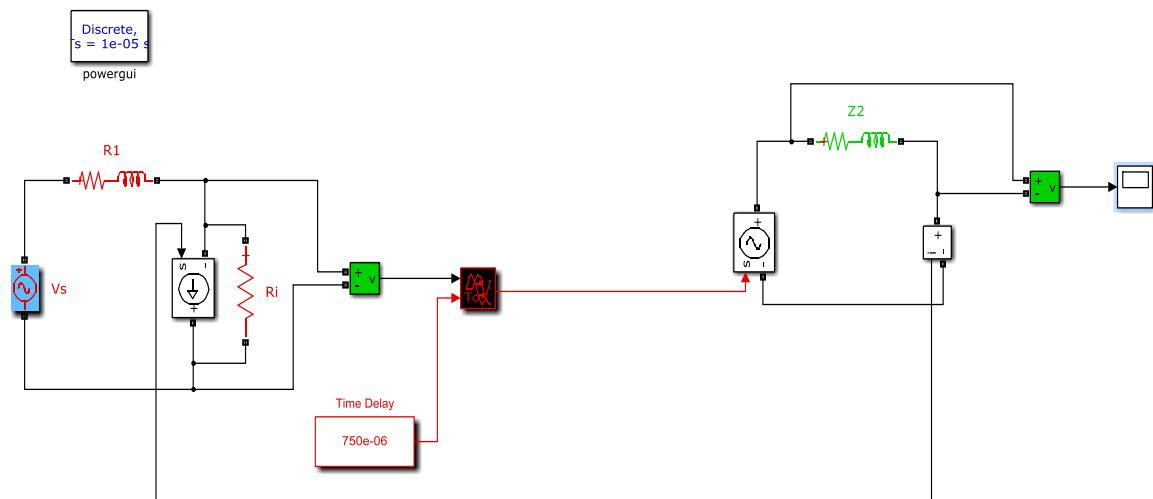
Αντίθετα για περίοδο δειγματοληψίας 10μs το κύκλωμα φαίνεται να είναι ευσταθές, (όπως θα έπρεπε να είναι) όπως βλέπουμε και στην Εικόνα 6.13 που δείχνει την τάση στα άκρα του φορτίου.



Εικόνα 6.13 Τάση στα άκρα του φορτίου Z_2 με περίοδο δειγματοληψίας 10μs.

Συνεπώς καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η περίοδος δειγματοληψίας είναι ένας παράγοντας που επηρεάζει την ευστάθεια του SimPower-System simulation circuit. Σημειώνουμε πως στις παραπάνω προσομοιώσεις η συνολική χρονική καθυστέρηση θεωρήθηκε σταθερή ώστε να μελετηθεί το ζήτημα ανεξάρτητα ($2 * \text{time-step} = 100 \mu\text{sec}$ ανεξάρτητα του τρέχοντος time-step)

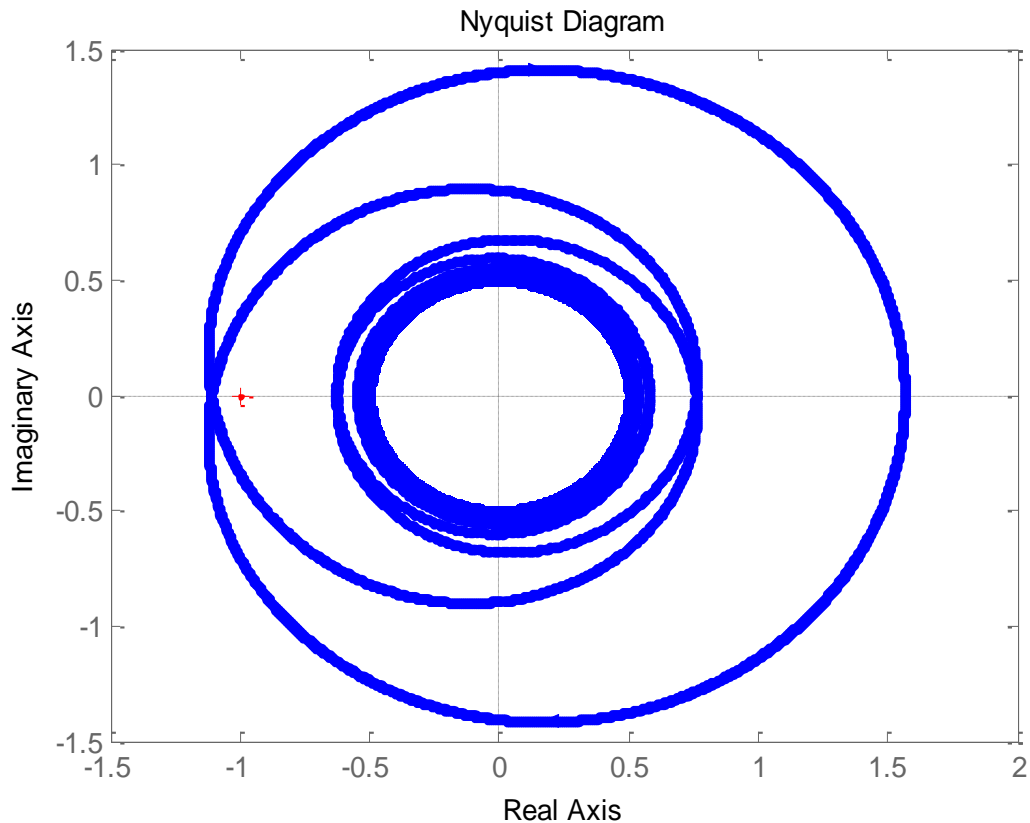
2) Επιπλέον ένας περιορισμός που τίθεται από το Matlab_Simulink είναι ότι μια πηγή ρεύματος δεν μπορεί να συνδεθεί σε σειρά με ένα πηνίο εκτός και αν συνδέσουμε παράλληλα στην πηγή ρεύματος μια μεγάλη αντίσταση R_i . Κατά συνέπεια αν έχουμε πηνίο στο προσομοιωμένο κύκλωμα πρέπει να συνδέσουμε παράλληλα στην πηγή ρεύματος μια αντίσταση R_i . Από προσομοιώσεις που πραγματοποιήσαμε παρατηρήθηκε ότι το μέγεθος της R_i επηρεάζει την ευστάθεια του κυκλώματος, και σε συγκεκριμένες περιπτώσεις όσο το μέγεθος της R_i μεγαλώνει ακόμα και ασταθή συστήματα οδηγούνται σε ευστάθεια. Ένα παράδειγμα που επιβεβαιώνει τον παραπάνω ισχυρισμό παρουσιάζεται παρακάτω για το κύκλωμα της Εικόνα 6.14:



Εικόνα 6.14 Κύκλωμα που η ευστάθεια του εξαρτάται από την τιμή την αντίστασης R_i .

Το προσομοιωμένο κύκλωμα αποτελείται από την πηγή V_S την αντίσταση $R_1=5\Omega$ και το πηνίο $L_1=0,5\text{mH}$ ενώ το HUT από το φορτίο R-L με $R_2=3,2\Omega$ και $L_2=1\text{mH}$. Η χρονική καθυστέρηση θεωρείται $T=750\mu\text{s}$. Θεωρούμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή είναι ίση με τη μονάδα, δηλαδή μια ιδανική ενίσχυση.

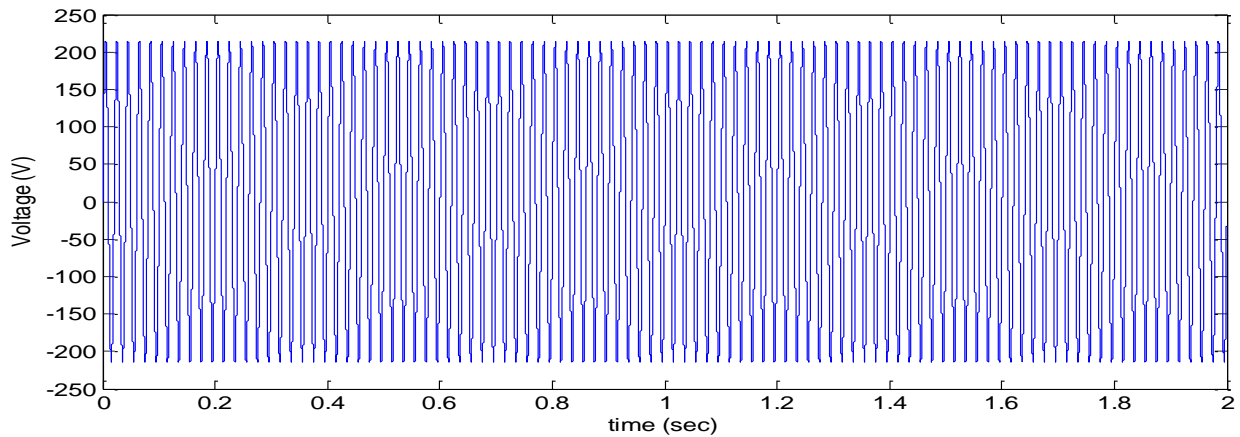
Το διάγραμμα Nyquist του παραπάνω συστήματος φαίνεται στην Εικόνα 6.15:



Εικόνα 6.15 Διάγραμμα Nyquist του συστήματος της εικόνας 6.12.

Όπως βλέπουμε το σημείο $(-1,0)$ περικυκλώνεται 2 φορές δεξιόστροφα και επειδή η συνάρτηση ανοιχτού βρόχου του συστήματος μας δεν έχει πόλους στο δεξί ημιεπίπεδο συμπεραίνουμε ότι το σύστημα μας (κλειστού βρόχου δηλαδή) είναι ασταθές.

Με χρήση του SimPower-System simulation circuit για περίοδο δειγματοληψίας $10\mu\text{s}$ και $R_i=10^{12}$ το σύστημα είναι ασταθές, όπως βρήκαμε και από το κριτήριο Nyquist ενώ για $R_i=10^{15}\Omega$ το κύκλωμα φαίνεται να είναι ευσταθές όπως βλέπουμε και στην Εικόνα 6.16 που δείχνει την τάση στα άκρα του φορτίου R-L.

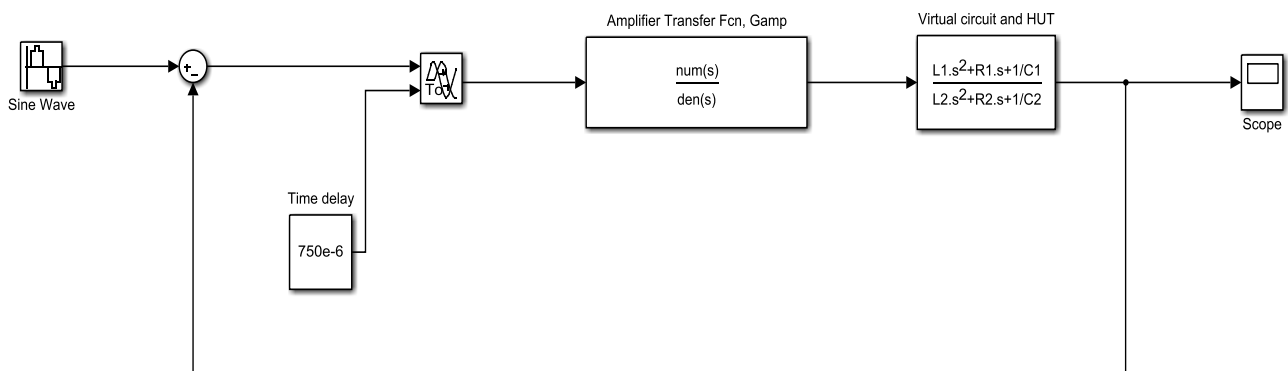


Εικόνα 6.16 Τάση στα άκρα του φορτίου Z_2 με περίοδο δειγματοληψίας $10\mu\text{s}$ και $R_i=10e15 \Omega$.

Εξαιτίας αυτών των δύο παραγόντων που επηρεάζουν την ευστάθεια του SimPower-System simulation circuit αναζητήσαμε ένα άλλο «κύκλωμα προσομοίωσης» για την μελέτη της ευστάθειας PHIL προσομοιώσεων.

6.1.5 Προσομοίωση μπλοκ διαγράμματος (Signal-flow Simulation)

Η signal flow προσομοίωση υλοποιήθηκε στο Matlab Simulink χρησιμοποιώντας την βιβλιοθήκη Simulink και αποτελεί μια προσομοίωση του θεωρητικού συστήματος σε ένα PHIL πείραμα όπως φαίνεται και στην Εικόνα 6.17:



Εικόνα 6.17 Σύστημα της Signal flow προσομοίωσης στο Matlab simulink για RLC στην προσομοίωση και στο HUT.

Ως είσοδο έχουμε μια ημιτονική πηγή (Sin Wave) στη συνέχεια έχουμε τη χρονική καθυστέρηση του συστήματος (Time delay), τη συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή G_{Amp} , το προσομοιωμένο και το πραγματικό (HUT) φορτίο και το βρόχο ανατροφοδότησης.

Η signal flow προσομοίωση παράγει τα ίδια αποτελέσματα με τα κριτήριο ευστάθειας Nyquist καθώς όπως είπαμε και προηγουμένως αντικατοπτρίζει το θεωρητικό σύστημα, με τη διαφορά όμως ότι δεν υπάρχουν περιπτώσεις για τις οποίες δεν μπορούμε να αποφανθούμε για την ευστάθεια του συστήματος όπως συμβαίνει μερικές φορές από το διάγραμμα Nyquist καθώς στην συγκεκριμένη περίπτωση η αστάθεια μεταφράζεται ως ραγδαία αύξηση στην έξοδο του συστήματος (είτε στην τάση είτε στο ρεύμα).

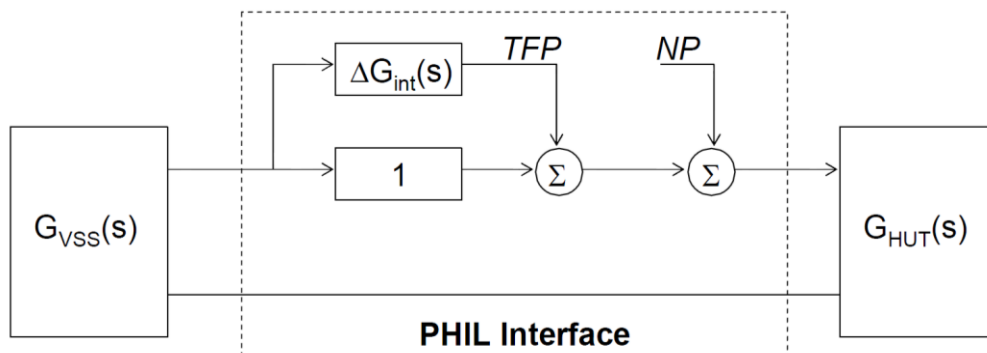
Συνεπώς καταλήγουμε ότι η Signal flow προσομοίωση αποτελεί ιδανικό τρόπο για τον καθορισμό της θεωρητικής ευστάθειας του συστήματος ενός PHIL πειράματος.

6.2 Ακρίβεια PHIL προσομοίωσης

Η ακρίβεια των αποτελεσμάτων PHIL πειραμάτων είναι πολύ σημαντική έτσι ώστε να διασφαλίζεται η αξιοπιστία και η εγκυρότητα τους. Παρακάτω περιγράφουμε και συγκρίνουμε δύο μεθόδους για τον υπολογισμό της ακρίβειας σε ένα πείραμα PHIL οι οποίες έχουν διατυπωθεί στο παρελθόν στην βιβλιογραφία.

6.2.1 Υπολογισμός ακρίβειας - 1^η Μέθοδος

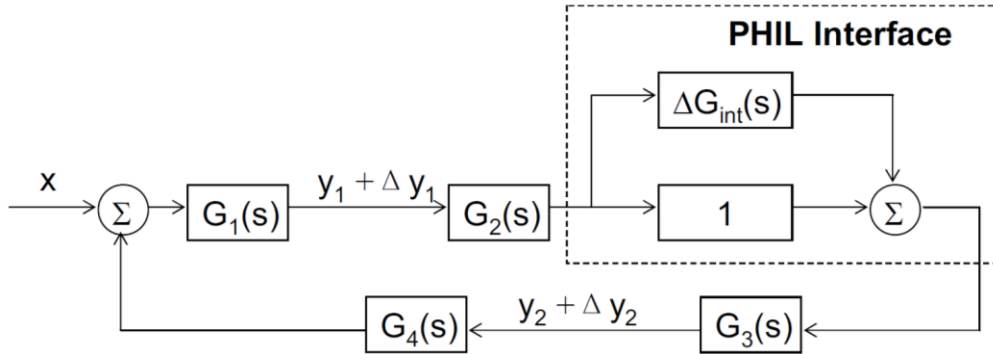
Ο Wei Ren στο διδακτορικό του [18] διατυπώνει ότι η ακρίβεια ενός PHIL πειράματος επηρεάζεται από δύο διαταραχές. Την διαταραχή τύπου TFP (transfer function perturbation) η οποία οφείλεται στη μη ιδανικότητα του ενισχυτή, επειδή η συνάρτηση μεταφοράς του δεν είναι μονάδα και εισάγει και μια χρονική καθυστέρηση στο σύστημα. Και την διαταραχή τύπου NP (noise perturbation) η οποία οφείλεται σε εξωτερικούς θορύβους που εισάγονται στην προσομοίωση, όπως ο θόρυβος στον αισθητήρα μέτρησης του σήματος ανατροφοδότησης του ενισχυτή καθώς επίσης και η εισαγωγή ανώτερων αρμονικών που παράγονται από την PWM διαμόρφωση.



Εικόνα 6.18 Οι δύο τύποι διαταραχών του ενισχυτή σε μια PHIL προσομοίωση [18]

6.2.1.1 Διαταραχή τύπου TFP (Transfer Function Perturbation)

Στην Εικόνα 6.19 παρουσιάζεται ένα γενικευμένο block διάγραμμα ενός συστήματος PHIL. Ως PHIL Interface ορίζεται ο ενισχυτής και το μετρητικό σύστημα. Επειδή ο «ιδανικός» PHIL ενισχυτής έχει μοναδιαίο κέρδος, άπειρο bandwidth και μηδενική χρονική καθυστέρηση θεωρούμε την ιδανική συνάρτηση μεταφοράς του μονάδα «1». Ως ΔG_{int} ορίζουμε τις διαταραχές που εισάγει ο πραγματικός PHIL ενισχυτής. Ως εξόδους του συστήματος θεωρούμε τις y_1 , y_2 ενώ τα G_1 - G_4 αντιπροσωπεύουν τα στοιχεία του συστήματός μας.



Εικόνα 6.19 Η διαταραχή τύπου TFP σε ένα PHIL σύστημα. [26]

Για είσοδο :

$$x(t) = x_0 e^{j\omega t} \quad (6.17)$$

Η έξοδος y_1 στην ιδανική περίπτωση ισούται με :

$$y_1(t) = \frac{G_1(j\omega)}{1 - G_1(j\omega)G_2(j\omega)G_3(j\omega)G_4(j\omega)} x_0 e^{j\omega t} = \frac{G_1(j\omega)}{1 - G_{LP}(j\omega)} x_0 e^{j\omega t} \quad (6.18)$$

Όπου $G_{LP}(j\omega)$ είναι η συνάρτηση ανοιχτού βρόχου του ιδανικού συστήματος.

Επίσης στην εν λόγω επίλυση θεωρούμε θετική ανάδραση, σε αντίθεση με τα προηγούμενα που έχουμε αρνητική ανάδραση.

Η πραγματική έξοδος $y_1 + \Delta y_1$ ισούται με :

$$\begin{aligned} y_1(t) + \Delta y_1(t) &= \frac{G_1(j\omega)}{1 - (1 + \Delta G_{int}(j\omega))G_1(j\omega)G_2(j\omega)G_3(j\omega)G_4(j\omega)} x_0 e^{j\omega t} = \\ &= \frac{G_1(j\omega)}{1 - G_{LP}(j\omega) \cdot (1 + \Delta G_{int}(j\omega))} x_0 e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (6.19)$$

Όπου

$$\Delta G_{int} = G_{int} - 1 \quad (6.20)$$

Από τις σχέσεις 6.18 και 6.19 προκύπτει :

$$\Delta y_1(t) = \frac{G_1(j\omega)}{1-G_{LP}(j\omega)} \cdot \frac{G_{LP}(j\omega)\Delta G_{int}(j\omega)}{1-G_{LP}(j\omega)\cdot(1+\Delta G_{int}(j\omega))} \cdot x_0 e^{j\omega t} \quad (6.21)$$

Οπότε το σφάλμα προκύπτει:

$$E_{TFP_y_1} = \frac{\Delta y_1(t)}{y_1(t)} = \left| W_0(j\omega) \cdot \frac{G_{LP}(j\omega)\Delta G_{int}(j\omega)}{1-G_{LP}(j\omega)\cdot(1+\Delta G_{int}(j\omega))} \right| \quad (6.22)$$

Όπου $W_0(j\omega)$ είναι μια συνάρτηση η οποία δίνει διαφορετική «βαρύτητα» σε διαφορετικές συχνότητες.

Αντίστοιχα αν πάρουμε ως έξοδο την y_2 έχουμε :

$$E_{TFP_y_2} = \frac{\Delta y_2(t)}{y_2(t)} = \left| W_0(j\omega) \cdot \frac{\Delta G_{int}(j\omega)}{1-G_{LP}(j\omega)\cdot(1+\Delta G_{int}(j\omega))} \right| \quad (6.23)$$

Η χρήση των $E_{TFP_y_1}$ και $E_{TFP_y_2}$ εξαρτάται από το μέγεθος που θέλουμε να μετρήσουμε κάθε φορά και το συνολικό σφάλμα προσομοίωσης είναι το μέγιστο των δύο μεγεθών. [18]

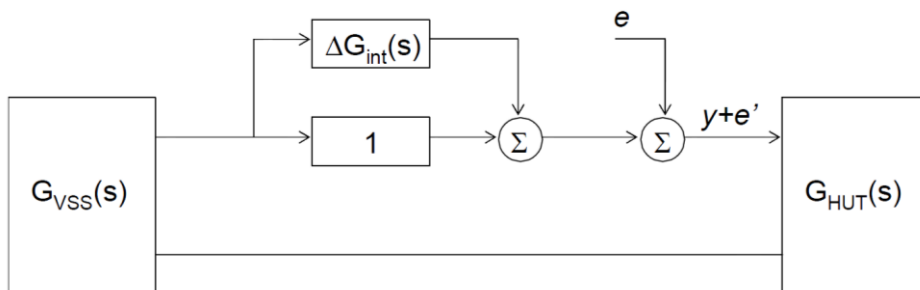
6.2.1.2 Διαταραχή τύπου NP (Noise Perturbation)

Αντίθετα με την διαταραχή από την συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή (TFP) η διαταραχή τύπου NP (noise perturbation) οφείλεται σε εξωτερικούς θορύβους οι οποίοι μπορούν να επηρεάσουν την ακρίβεια στην έξοδο του συστήματός μας.

Το σφάλμα από την διαταραχή NP δίνεται από τη σχέση:

$$E_{NP} = \left| W_0 \frac{e'}{e} W_I \right| = \left| \frac{W_0 \cdot W_I}{1-G_{LP}(j\omega)\cdot(1+\Delta G_{int}(j\omega))} \right| \quad (6.24)$$

Ως W_I ορίζεται ένας συντελεστής βαρύτητας, όπου στην περίπτωσή μας ισούται με το μέγιστο θόρυβο του αισθητήρα που μετράει το ρεύμα του ενισχυτή και το επιστρέφει ως ανατροφοδότηση στο RTDS.



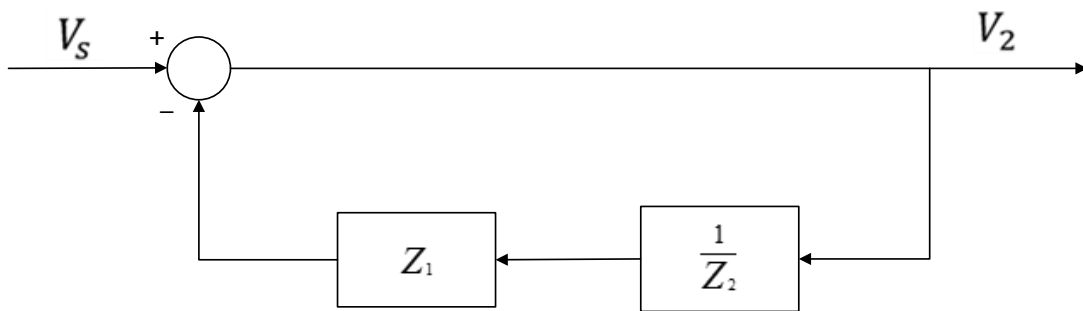
Εικόνα 6.20 Η διαταραχή τύπου NP σε μια PHIL προσομοίωση. [26][18]

Το τελικό σφάλμα προκύπτει από το άθροισμα των δύο παραπάνω σφαλμάτων, δηλαδή:

$$E = E_{TFP_{y_1}} + E_{NP} \quad (6.25)$$

6.2.2 Υπολογισμός ακρίβειας - 2^η Μέθοδος

Για τον υπολογισμό της ακρίβειας μιας PHIL προσομοίωσης αρχικά θεωρούμε το ιδανικό σύστημα που φαίνεται στην Εικόνα 6.21:



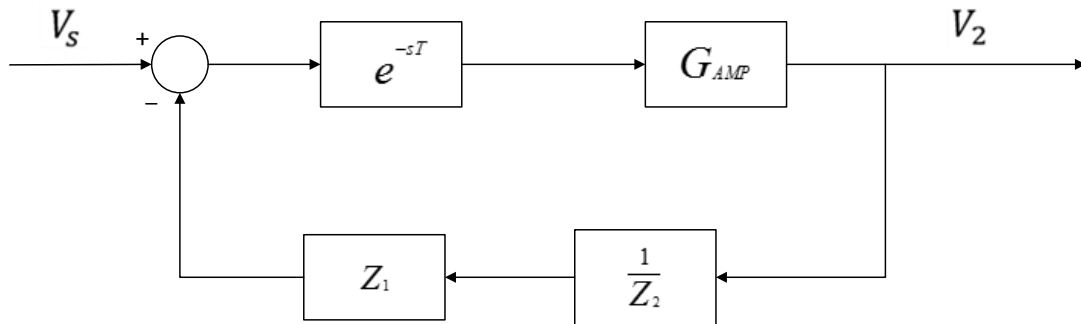
Εικόνα 6.21 Block διάγραμμα ιδανικού συστήματος με έξοδο την τάση στα άκρα του φορτίου Z_2 .

Όπου Z_1 είναι το προσομοιωμένο σύστημα και Z_2 το HUT.

Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του ιδανικού συστήματος είναι:

$$G_{IDEAL} = \frac{1}{1 + \frac{Z_1(s)}{Z_2(s)}} = \frac{Z_2(s)}{Z_2(s) + Z_1(s)} \quad (6.26)$$

Με την εισαγωγή της χρονικής καθυστέρησης και της συνάρτησης μεταφοράς του ενισχυτή συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος γίνεται :



Εικόνα 6.22 Block διάγραμμα της PHIL προσομοίωσης με έξοδο την τάση στα άκρα του φορτίου Z_2 .

$$G_{REAL} = \frac{G_{Amp}(s) \cdot e^{-sT}}{1 + \frac{Z_1(s)}{Z_2(s)} \cdot G_{Amp}(s) \cdot e^{-sT}} = \frac{Z_2(s)}{Z_2(s) + Z_1(s) \cdot G_{Amp}(s) \cdot e^{-sT}} \cdot G_{Amp}(s) \cdot e^{-sT} \quad (6.27)$$

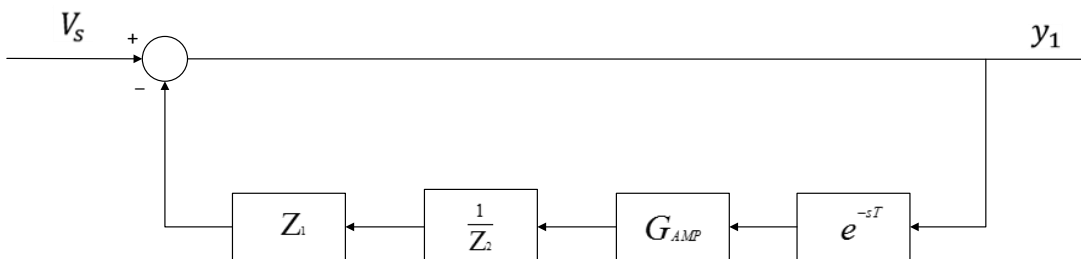
Συνεπώς το σφάλμα δίνεται από τον τύπο: [23]

$$T(j\omega) = \left| \frac{G_{IDEAL}(j\omega) - G_{REAL}(j\omega)}{G_{IDEAL}(j\omega)} \right| \cdot 100\% \quad (6.28)$$

Η σχέση 6.28 αποτελεί γενικό τύπο για τον προσδιορισμό του σφάλματος, συνεπώς ανάλογα με το που θεωρήσουμε την έξοδο το σφάλμα αλλάζει καθώς αλλάζουν οι συναρτήσεις μεταφοράς κλειστού βρόχου.

6.2.3 Σύγκριση των δύο μεθόδων

Για το σύστημα της Εικόνα 6.23 το σφάλμα από την διαταραχή τύπου TFP, θεωρώντας $W_0=1$, δίνεται από τη σχέση:



Εικόνα 6.23 Block διάγραμμα της PHIL προσομοίωσης για την έξοδο y_1 .

$$\begin{aligned}
E_{TFPy_1} &= \left| \frac{G_{LP}(j\omega)\Delta G_{int}(j\omega)}{1-G_{LP}(j\omega)\cdot(1+\Delta G_{int}(j\omega))} \right| = \left| \frac{\frac{Z_1(j\omega)}{Z_2(j\omega)}(G_{Amp}(j\omega)\cdot e^{-j\omega T}-1)}{1+\frac{Z_1(j\omega)}{Z_2(j\omega)}(G_{Amp}(j\omega)\cdot e^{-j\omega T})} \right| = \\
&= \left| \frac{Z_1(j\omega)\cdot G_{Amp}(j\omega)\cdot e^{-j\omega T}-Z_1(j\omega)}{Z_2(j\omega)+Z_1(j\omega)\cdot G_{Amp}(j\omega)\cdot e^{-j\omega T}} \right| \quad (6.29)
\end{aligned}$$

Όπου $G_{LP}(j\omega) = -\frac{Z_1(j\omega)}{Z_2(j\omega)}$ σύμφωνα με το κεφάλαιο 6.2.1

Για το ίδιο σύστημα το σφάλμα T για έξοδο την y_1 δίνεται από τη σχέση:

$$\begin{aligned}
T(s) &= \left| \frac{\frac{Z_2(s)}{Z_2(s)+Z_1(s)} - \frac{Z_2(s)}{Z_2(s)+Z_1(s)\cdot G_{Amp}(s)\cdot e^{-sT}}}{\frac{Z_2(s)}{Z_2(s)+Z_1(s)}} \right| = \\
&= \left| 1 - \frac{Z_2(s)+Z_1(s)}{Z_2(s)+Z_1(s)\cdot G_{Amp}(s)\cdot e^{-sT}} \right| = \left| \frac{Z_1(s)\cdot G_{Amp}(s)\cdot e^{-sT} - Z_1(s)}{Z_2(s)+Z_1(s)\cdot G_{Amp}(s)\cdot e^{-sT}} \right| \Rightarrow \\
T(j\omega) &= E_{TFPy_1} = \left| \frac{Z_1(j\omega)\cdot G_{Amp}(j\omega)\cdot e^{-j\omega T} - Z_1(j\omega)}{Z_2(j\omega)+Z_1(j\omega)\cdot G_{Amp}(j\omega)\cdot e^{-j\omega T}} \right| \quad (6.30)
\end{aligned}$$

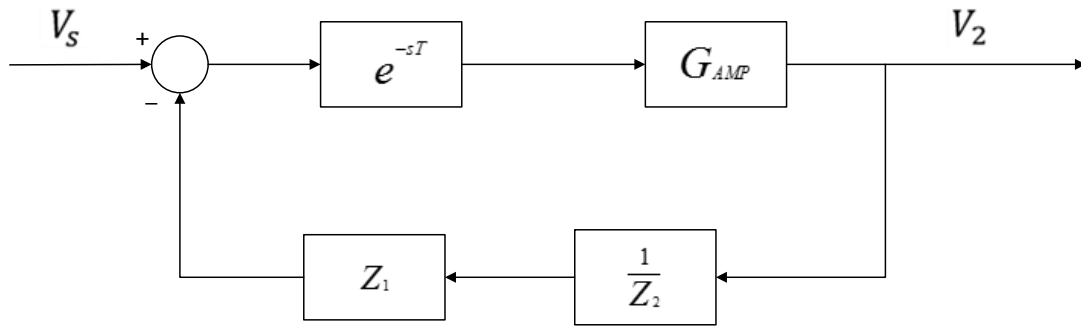
Συνεπώς καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι τα αποτελέσματα των δύο μεθόδων είναι κατά βάση τα ίδια με τις διαφορές ότι ο Ren χρησιμοποιεί και μια συνάρτηση W_0 σαν ειδικό βάρος για τις διάφορες συχνότητες, η οποία απλά αποκόπτει τις μεγάλες συχνότητες, και εισάγει και ένα επιπλέον σφάλμα, το E_{NP} , το οποίο όμως είναι πολύ μικρό καθώς η τιμή του W_1 θεωρείται ίση με 0,5%.

Ομοίως αν πάρουμε την έξοδο μετά τη χρονική καθυστέρηση και τη συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή το σφάλμα προκύπτει:

$$T(j\omega) = E_{TFPy_2} = \left| \frac{Z_2(j\omega) - Z_2(j\omega)\cdot G_{Amp}(j\omega)\cdot e^{-j\omega T}}{Z_2(j\omega)+Z_1(j\omega)\cdot G_{Amp}(j\omega)\cdot e^{-j\omega T}} \right| \quad (6.31)$$

6.2.4 Μελέτη θεωρητικής Ακρίβειας σε διαιρέτη τάσης

Για το κύκλωμα του διαιρέτη τάσης που φαίνεται παρακάτω:



Εικόνα 6.24 Block διάγραμμα της PHIL προσομοίωσης με έξοδο την τάση στα άκρα του φορτίου Z_2 .

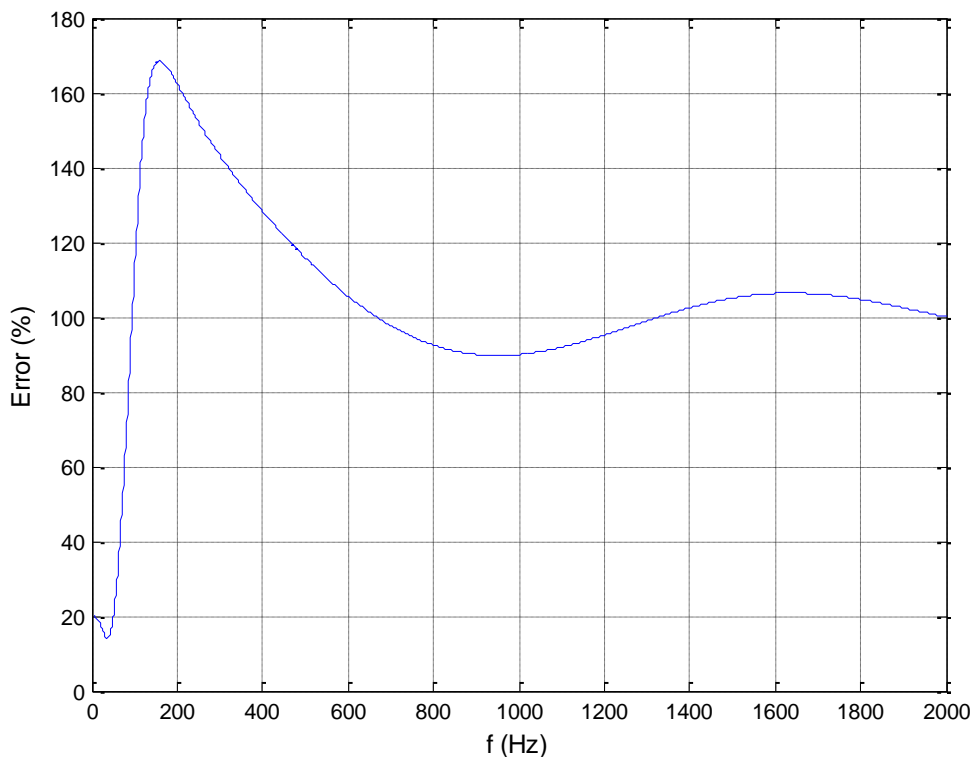
το σφάλμα της τάσης στα άκρα της αντίστασης R_2 δίνεται από τη σχέση:

$$T(j\omega) = E_{TFPy_2} = \left| \frac{Z_2(j\omega) - Z_2(j\omega) \cdot G_{Amp}(j\omega) \cdot e^{-j\omega T}}{Z_2(j\omega) + Z_1(j\omega) \cdot G_{Amp}(j\omega) \cdot e^{-sj\omega}} \right| \quad (6.32)$$

Για $Z_1=R_1+sL_1$ ($R_1=1\Omega$, $L_1=0,5mH$) , $Z_2=R_2+sL_2$ ($R_2=2\Omega$, $L_2=1mH$), $T=750\mu s$ και

$$G_{AMP} = G_{Amp1} = \frac{0.001283s+0.72}{2.97 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 1.429 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1}$$

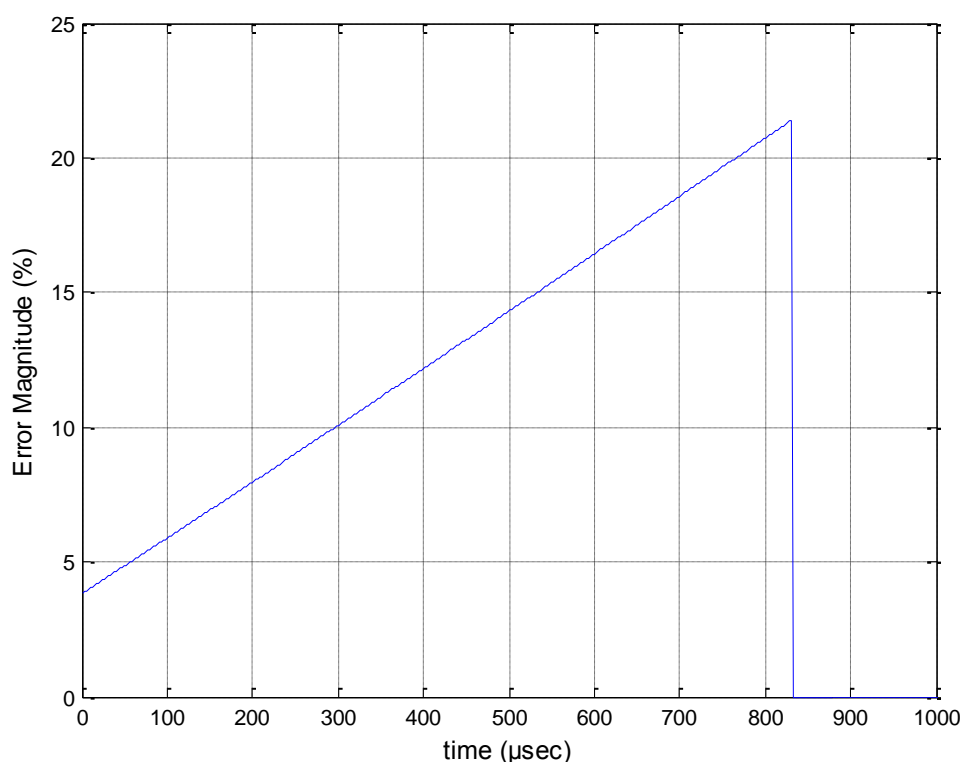
(η πρώτη πειραματική συνάρτηση μεταφοράς που υπολογίσαμε στο κεφάλαιο 5.3.1) υπολογίσαμε το σφάλμα στην τάση εξόδου για συχνότητες από 0-2 kHz , το οποίο φαίνεται στην Εικόνα 6.25:



Εικόνα 6.25 Ποσοστό του μέγιστου σφάλματος της τάσης εξόδου της PHIL προσομοίωσης από την ιδανική.

Παρατηρούμε ότι το σφάλμα της τάσης στα άκρα του Z_2 για συχνότητα 50Hz (που είναι και του δικτύου) είναι ίσο με 19,56%. Στα 158 Hz παρουσιάζει μέγιστο με τιμή 168,5%. Στη συνέχεια το σφάλμα μειώνεται και για συχνότητες μετά τα 2kHz σταθεροποιείται γύρω από το 100%, αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ο ενισχυτής αποκόπτει μετά τα 144 Hz (-3db) και όσο αυξάνεται η συχνότητα το κέρδος του τείνει στο μηδέν.

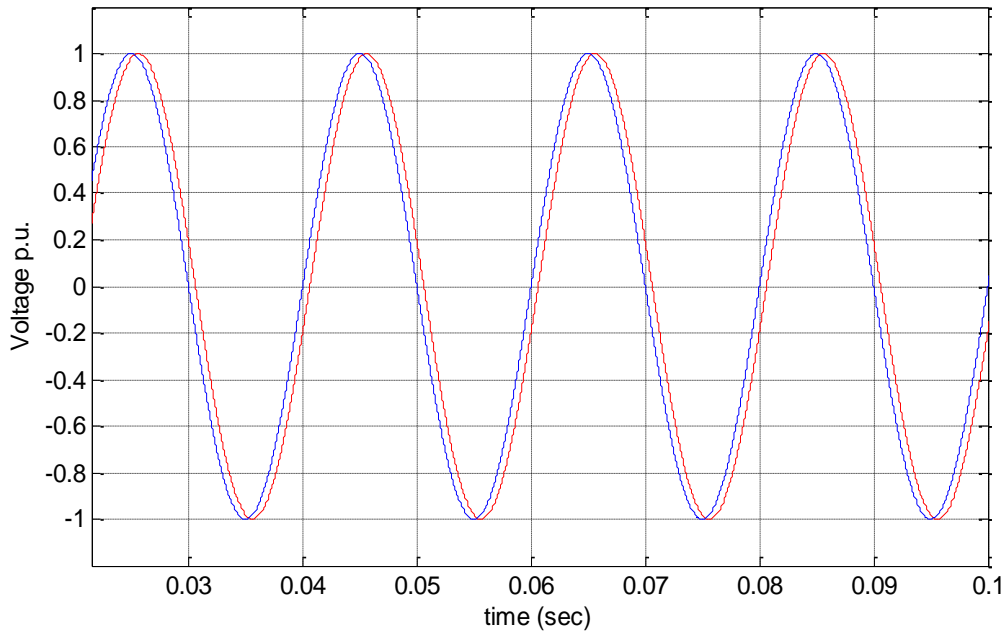
Η μεγάλη αυτή τιμή στο σφάλμα οφείλεται στην μεγάλη χρονική καθυστέρηση της εργαστηριακής μας διάταξης. Για συχνότητα $f=50\text{Hz}$ αν θέλουμε το σφάλμα να είναι κάτω από 10% πρέπει η χρονική καθυστέρηση να είναι μικρότερη από 300 μs ενώ αν θέλουμε το σφάλμα να είναι κάτω από 5% η χρονική καθυστέρηση να είναι μικρότερη από 59 μs όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.26:



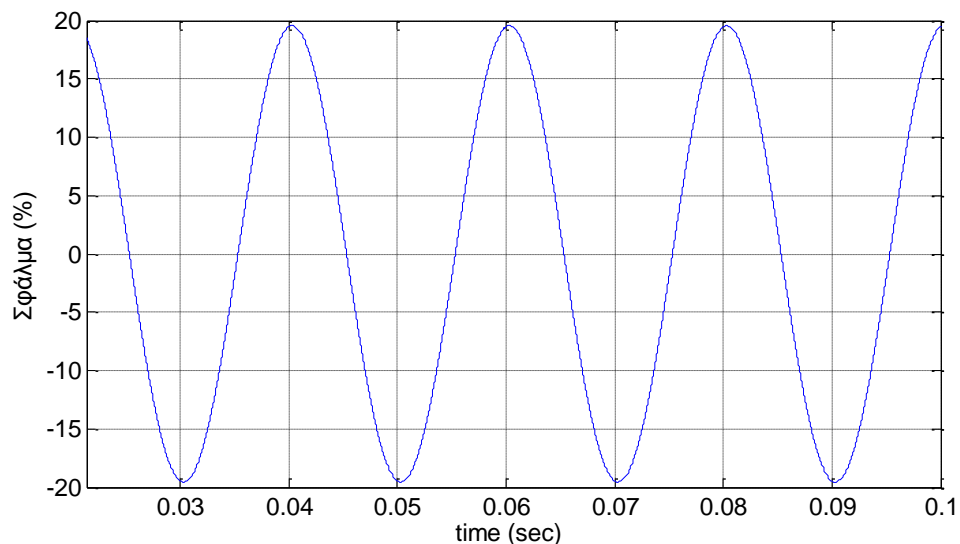
Εικόνα 6.26 Μέγιστη τιμή σφάλματος της τάσης στο φορτίο Z_2 για διάφορες τιμές χρονικής καθυστέρησης για συχνότητα 50Hz

Αν συγκρίνουμε όμως την έξοδο για το σύστημα της Εικόνα 6.24 με το ιδανικό σύστημα για συχνότητα $f=50\text{Hz}$ παρατηρούμε ότι το σφάλμα που υπολογίσαμε παραπάνω οφείλεται στη διαφορά φάσης που δημιουργεί η χρονική καθυστέρηση και όχι στη μεταβολή του πλάτους της τάσης στα άκρα του φορτίου Z_2 . Ισα ίσα όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.27 το πλάτος της τάσης του ιδανικού κυκλώματος (με μπλε χρώμα) και το πλάτος της PHIL προσομοίωσης (με κόκκινο χρώμα) είναι σχεδόν το

ίδιο, 1 ανά μονάδα για το ιδανικό κύκλωμα ενώ 0,9996 ανά μονάδα στην περίπτωση εφαρμογής της PHIL προσομοίωσης.



Εικόνα 6.27 Σύγκριση των κυματομορφών της τάσης στα άκρα του φορτίου Z_2 (ανά μονάδα) στην ιδανική περίπτωση με μπλε χρώμα και στην περίπτωση εφαρμογής της PHIL προσομοίωσης με κόκκινο χρώμα, για συχνότητα 50Hz.

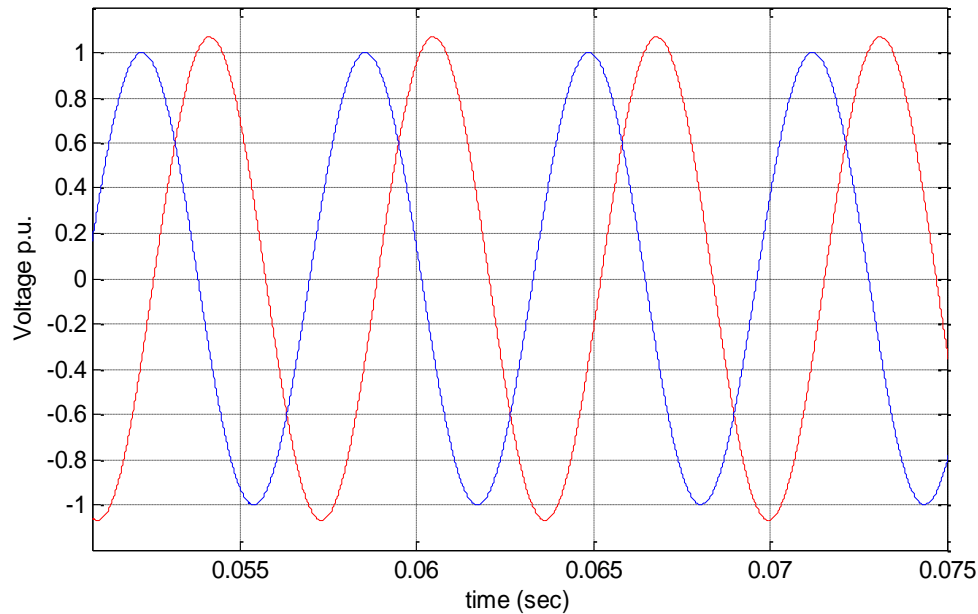


Εικόνα 6.28 Η διαφορά των κυματομορφών της εικόνας 6.25 κάθε χρονική στιγμή.

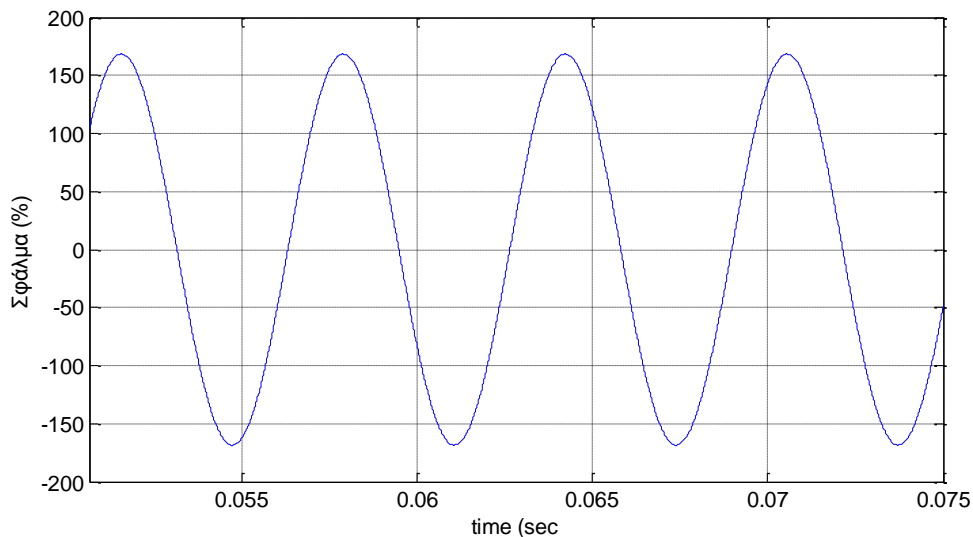
Όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.28 το προσομοιούμενο μέγιστο στιγμιαίο σφάλμα (πλάτος του σφάλματος της τάσης στα άκρα του φορτίου Z_2), είναι περίπου το

19,55% του πλάτους της ιδανικής τάσης (1 ανά μονάδα) όταν έχουμε χρονική καθυστέρηση 750μs, ακριβώς το ίδιο με αυτό που υπολογίστηκε από τη σχέση (6.32).

Αντίστοιχα για συχνότητα $f=158$ Hz έχουμε:



Εικόνα 6.29 Σύγκριση των κυματομορφών της τάσης στα άκρα του φορτίου Z_2 (ανά μονάδα) στην ιδανική περίπτωση με μπλε χρώμα και στην περίπτωση εφαρμογής της PHL προσομοίωσης με κόκκινο χρώμα, για συχνότητα 158Hz.

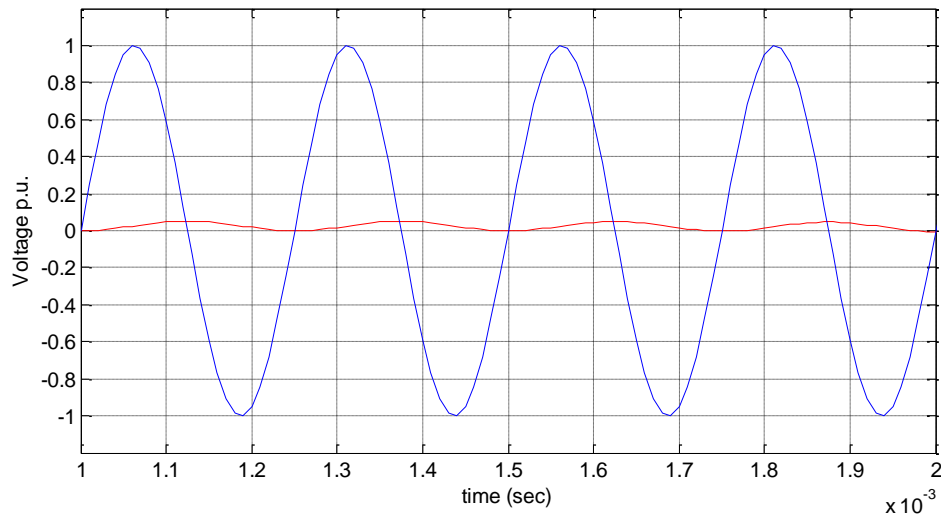


Εικόνα 6.30 Η διαφορά των κυματομορφών της εικόνας 6.27 κάθε χρονική στιγμή.

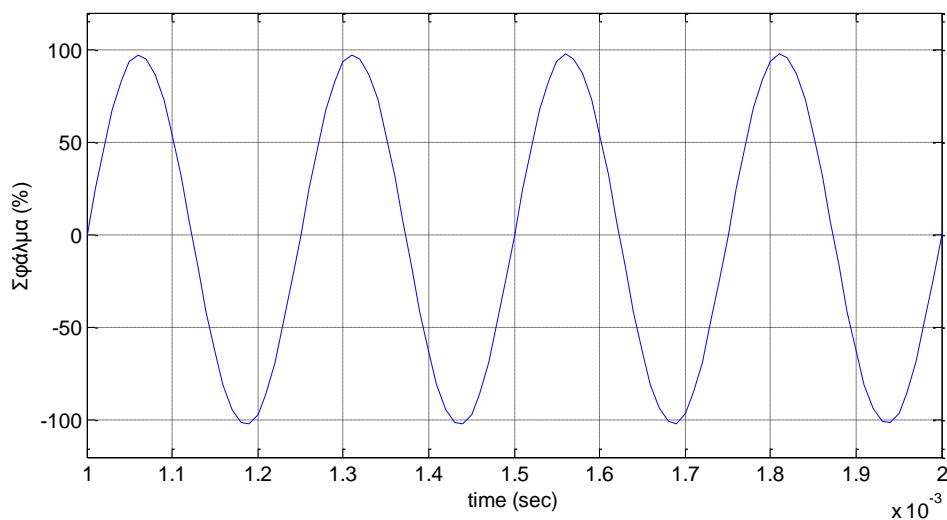
Όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.30 το προσομοιούμενο μέγιστο στιγμιαίο σφάλμα (πλάτος του σφάλματος της τάσης στα άκρα του φορτίου Z_2), είναι περίπου το

19,55% του πλάτους της ιδανικής τάσης (1 ανά μονάδα) όταν έχουμε χρονική καθυστέρηση 750μs, ακριβώς το ίδιο με αυτό που υπολογίστηκε από τη σχέση (6.32).

Τέλος για πολύ μεγάλες συχνότητες όπως τα 4kHz έχουμε:



Εικόνα 6.31 Σύγκριση των κυματομορφών της τάσης στα άκρα του φορτίου Z_2 (ανά μονάδα) στην ιδανική περίπτωση με μπλε χρώμα και στην περίπτωση εφαρμογής της PHIL προσομοίωσης με κόκκινο χρώμα, για συχνότητα 4kHz.



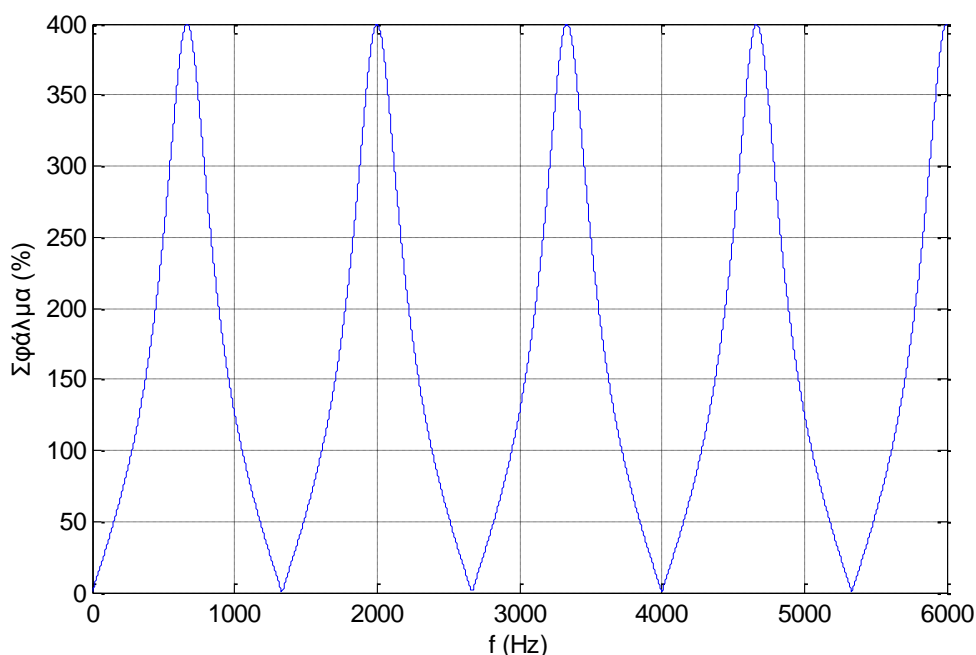
Εικόνα 6.32 Η διαφορά των κυματομορφών της εικόνας 6.29 κάθε χρονική στιγμή.

Παρατηρούμε ότι η τάση εξόδου της PHIL προσομοίωσης είναι πολύ κοντά στο μηδέν γεγονός το οποίο οφείλεται στη συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή η οποία αποκόπτει (έχει κέρδος -3db) μετά τα 144Hz ενώ για συχνότητα 4kHz όπως στη συγκεκριμένη προσομοίωση το κέρδος τείνει στο μηδέν. Κατά συνέπεια το σφάλμα προκύπτει κοντά στο 100% όπως ήταν αναμενόμενο.

Με βάση τα παραπάνω καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η τιμή του σφάλματος (για συχνότητες που δεν αποκόπτει ο ενισχυτής) δεν αντικατοπτρίζει τη διαφορά του πλάτους της τάσης της PHIL προσομοίωσης από το ιδανικό κύκλωμα αλλά οφείλεται κυρίως στην διαφορά φάσης μεταξύ τους, η οποία προκαλείται από τη χρονική καθυστέρηση.

6.2.5 Μελέτη θεωρητικής Ακρίβειας σε διαιρέτη τάσης με ιδανικό ενισχυτή

Για το ίδιο σύστημα που παρουσιάσαμε στο κεφάλαιο 6.2.4 αν θεωρήσουμε ότι ο ενισχυτής μας είναι ιδανικός, δηλαδή έχει συνάρτηση μεταφοράς μονάδα, το σφάλμα μεταξύ της ιδανικής και της PHIL προσομοιωμένης τάσης στα άκρα του φορτίου Z_2 για συχνότητες από 0-6 kHz προκύπτει:

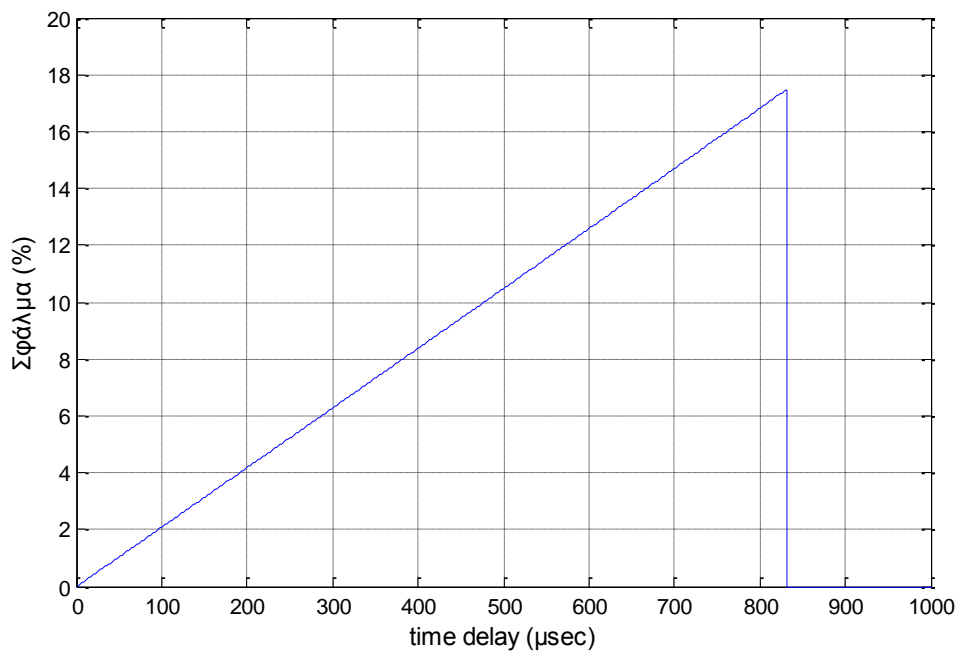


Εικόνα 6.33 Ποσοστό του μέγιστου σφάλματος της τάσης εξόδου της PHIL προσομοίωσης από την ιδανική

Παρατηρούμε ότι για διάφορες τιμές της συχνότητας το σφάλμα κινείται μεταξύ 0-400% . Εκτός από την διαφορά φάσης παρουσιάζεται και αύξηση στο πλάτους της τάσης της PHIL προσομοίωσης.

Για συχνότητα $f=50\text{Hz}$ αν θέλουμε το σφάλμα να είναι κάτω από 10% πρέπει η χρονική καθυστέρηση να είναι μικρότερη από 478 μs ενώ αν θέλουμε το σφάλμα να

είναι κάτω από 5% η χρονική καθυστέρηση να είναι μικρότερη από 240 μ s όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.34:



Εικόνα 6.34 Μέγιστη τιμή σφάλματος της τάσης στο φορτίο Z_2 για διάφορες τιμές χρονικής καθυστέρησης για συχνότητα 50Hz

Παρατηρούμε ότι για μηδενική χρονική καθυστέρηση το σφάλμα είναι μηδέν σε αντίθεση με το σφάλμα της Εικόνα 6.26 (που δείχνει το ίδιο απλά με την προσθήκη του ενισχυτή) που είναι 3,832% γεγονός που οφείλεται στη μη ιδανικότητα του ενισχυτή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

Πείραμα Low-Voltage-Ride-Through

7.1 Εισαγωγή

Στα πρώιμα χρόνια παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές (ανεμογεννήτριες, φωτοβολταϊκά κτλ), όπου η διείσδυση ισχύος που παρείχαν στο σύστημα ήταν ακόμα χαμηλή, αντιμετωπιζόνταν από το σύστημα σαν "αρνητικά φορτία" και όχι σαν σταθμοί παραγωγής, οι οποίοι επιβάλλεται να συμβάλουν στον έλεγχο και την ευστάθειά του.

Κατά συνέπεια σε μη κανονικές συνθήκες του δικτύου, όπως πτώση τάσης εξαιτίας βραχυκυκλώματος, ενδεδειγμένη λύση θεωρούνταν η αποσύνδεση των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ), καθώς δεν δημιουργούσε κάποιο πρόβλημα στο υπόλοιπο δίκτυο.

Με το πέρασμα των χρόνων όμως, όταν η παραγωγή από ΑΠΕ άρχισε να γίνεται υπολογίσιμη, πρωτίστως από μεγάλα αιολικά και τώρα τελευταία και από μεγάλα φωτοβολταϊκά πάρκα, η παλαιότερη αντιμετώπισή τους έπαψε να είναι αποδεκτή. Σύμφωνα με τα νέα δεδομένα η κατά προτεραιότητα ένταξη των ΑΠΕ στο σύστημα, σε περιπτώσεις διαταραχών, επηρεάζει την ένταξη και την φόρτιση των συμβατικών μονάδων, τη ρύθμιση της τάσης και γενικότερα την δυναμική συμπεριφορά του συστήματος.

Συνεπώς άρχισαν να τίθενται απαιτήσεις για την συμμετοχή των ΑΠΕ στη ρύθμιση τον έλεγχο και την ευστάθεια του συστήματος, στο πρότυπο των συμβατικών μονάδων που αντικαθιστούσαν, προκειμένου να διασφαλίζεται η ομαλή λειτουργία του συστήματος. [29]

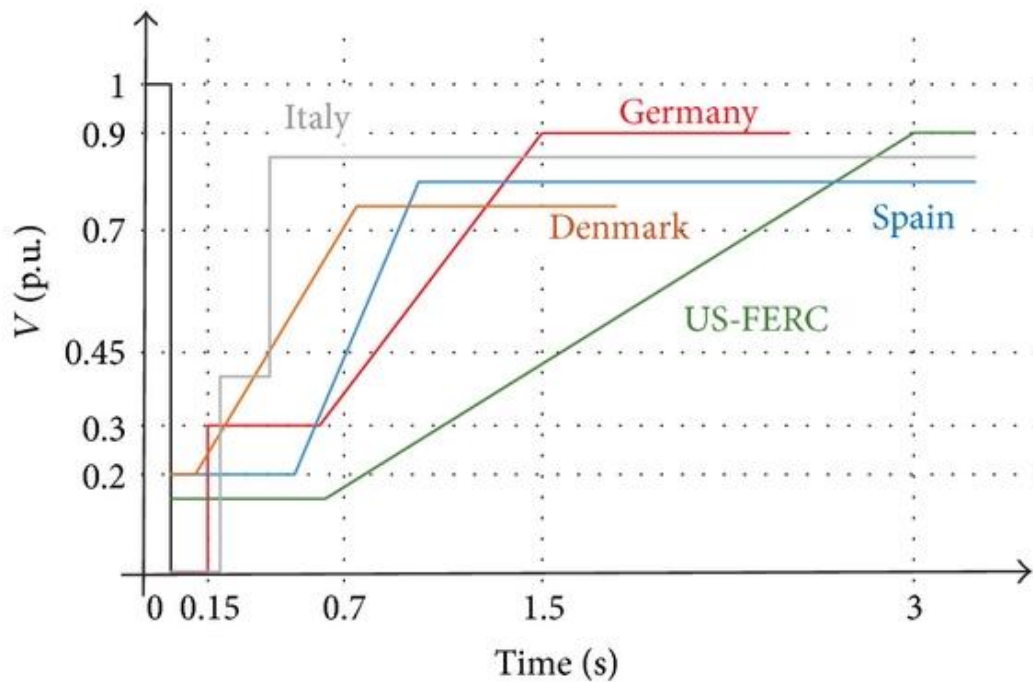
7.2 Low Voltage Ride Through Capabilities

Με την διείσδυση μεγάλης ισχύος από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (ΑΠΕ) στα συστήματα, αιολικά πάρκα από δεκάδες μέχρι χιλιάδες MW και φωτοβολταϊκά πάρκα από μερικές μονάδες μέχρι εκατοντάδες MW, γίνεται φανερό ότι η απότομη αποσύνδεσή τους λόγω σφαλμάτων - βυθίσεων τάσης επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό την ευστάθεια του συστήματος.



Εικόνα 7.1 Copper Mountain Solar Facility στη Nevada με εγκατεστημένη ισχύ 150MW.

Για το λόγο αυτό, οι σύγχρονοι κώδικες προβλέπουν συγκεκριμένα και αυστηρά μέτρα για την δυνατότητα παραμονής τους στο σύστημα σε περιπτώσεις βυθίσεως τάσης του δικτύου. Οι απαιτήσεις που προβλέπονται είναι γνωστές ως Fault Ride Through (FRT) ή Low Voltage Ride Through (LVRT) Capability και εκφράζονται στη μορφή καμπυλών τάσης-χρόνου.

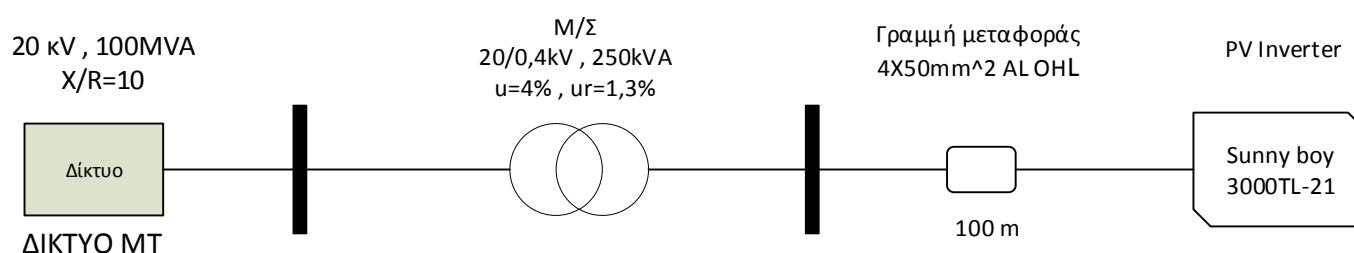


Εικόνα 7.2 Απαιτήσεις Low Voltage Ride Through (LVRT) για διάφορες χώρες [28]

Για βυθίσεις πάνω από τα όρια που προβλέπει το διάγραμμα οι ΑΠΕ θα πρέπει να παραμείνουν συνδεδεμένες στο δίκτυο και μόνο σε περιπτώσεις όπου οι βυθίσεις βρίσκονται κάτω από τα προβλεπόμενα όρια επιτρέπεται η αποσύνδεσή τους [29].

7.3 Μελέτη ευστάθειας PHIL σε πείραμα LVRT

Για την υλοποίηση πειράματος LVRT θεωρήσαμε ότι ο εργαστηριακός φωτοβολταϊκός αντιστροφέας συνδέεται στο δίκτυο όπως φαίνεται στην Εικόνα 7.3:



Εικόνα 7.3 Πειραματικό δίκτυο.

Όπου το προσομοιωμένο κύκλωμα αποτελείται από το δίκτυο μέσης τάσης, μετασχηματιστή MT/XT και γραμμή χαμηλής τάσης, ενώ το HUT από τον εργαστηριακό φωτοβολταϊκό αντιστροφέα.

7.3.1 Προσομοιωμένο δίκτυο

Το δίκτυο μέσης τάσης αποτελείται από μια ιδανική πηγή τάσης και μια σύνθετη αντίσταση λόγω της ισχύος βραχυκύκλωσης του δικτύου μέσης τάσης.

I• Δίκτυο Μέσης τάσης:

Η ισχύς βραχυκύκλωσης στο ζυγό μέσης τάσης θεωρείται ίση με 100MVA οπότε έχουμε:

$$X_S = \frac{V_{XT}^2}{S_{sc}} = \frac{400^2}{100 \cdot 10^6} = 16 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (7.1)$$

Όπου 400 V είναι η πολική τάση.

$$L_S = \frac{X_S}{2\pi \cdot 50} = 5,09296 \cdot 10^{-6} H \quad (7.2)$$

$$R_S = 0,1 \cdot X_S = 16 \cdot 10^{-5} \Omega \quad (7.4)$$

II• Μετασχηματιστής MT/XT:

Ο μετασχηματιστής έχει τάση βραχυκύκλωσης $u=4\%$ και ονομαστική ισχύ $S_{M/\Sigma}=250\text{KVA}$ συνεπώς

$$Z_{M/\Sigma} = 0,04 \cdot \frac{V_{XT}^2}{S_{M/\Sigma}} = 0,04 \cdot \frac{400^2}{250 \cdot 10^3} = 2,56 \cdot 10^{-2} \Omega \quad (7.5)$$

Η σχετική ωμική τάση βραχυκύκλωσης είναι $u_r=1,3\%$ οπότε

$$R_{M/\Sigma} = 0,013 \cdot \frac{V_{XT}^2}{S_{M/\Sigma}} = 0,013 \cdot \frac{400^2}{250 \cdot 10^3} = 8,32 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (7.6)$$

$$X_{M/\Sigma} = \sqrt{Z_{M/\Sigma}^2 - R_{M/\Sigma}^2} = 2,4221 \cdot 10^{-2} \Omega \quad (7.7)$$

$$L_{M/\Sigma} = \frac{X_{M/\Sigma}}{2\pi \cdot 50} = 7,706 \cdot 10^{-5} \text{ H} \quad (7.8)$$

III• Εναέρια γραμμή:

Η εναέρια γραμμή που χρησιμοποιήθηκε είναι γυμνός αγωγός αλουμινίου $4 \times 50\text{mm}^2$ με αντίσταση $R_{ΓΡ}=0,397 \Omega/\text{km}$ και επαγωγική αντίδραση $X_{ΓΡ}=0,279 \Omega/\text{km}$.

Για αγωγό μήκους 100 μέτρων έχουμε:

$$R_{ΓΡ} = 0,1 \cdot 0,397 = 3,97 \cdot 10^{-2} \Omega \quad (7.9)$$

$$X_{ΓΡ} = 0,1 \cdot 0,279 = 2,79 \cdot 10^{-2} \Omega \quad (7.10)$$

$$L_{ΓΡ} = 88,8085 \cdot 10^{-6} \text{ H} \quad (7.11)$$

Λαμβάνοντας υπόψη όλα τα παραπάνω προκύπτει ότι για κάθε φάση έχουμε:

$$R_{ΟΛ} = 0,04818 \Omega \quad (7.12)$$

$$X_{ΟΛ} = 0,053628 \Omega \quad (7.13)$$

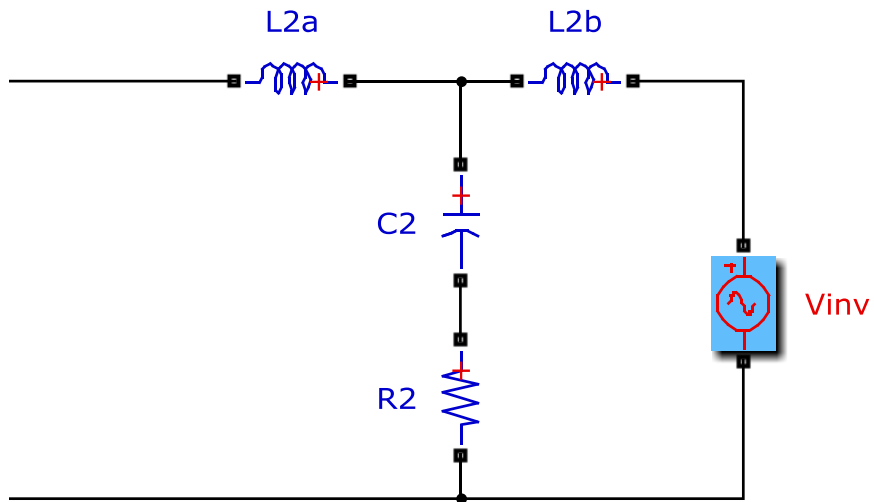
$$L_{ΟΛ} = 1,7096 \cdot 10^{-4} \text{ H} \quad (7.14)$$

Συνεπώς το προσομοιωμένο κύκλωμα στο RTDS θα αποτελείται από μια πηγή τάσης και μια σύνθετη αντίσταση $R_{ΟΛ}$ - $L_{ΟΛ}$.

7.3.2 HUT-Μοντελοποίηση εργαστηριακού αντιστροφέα

Το δοκίμιο προς εξέταση αποτελεί ο εργαστηριακός

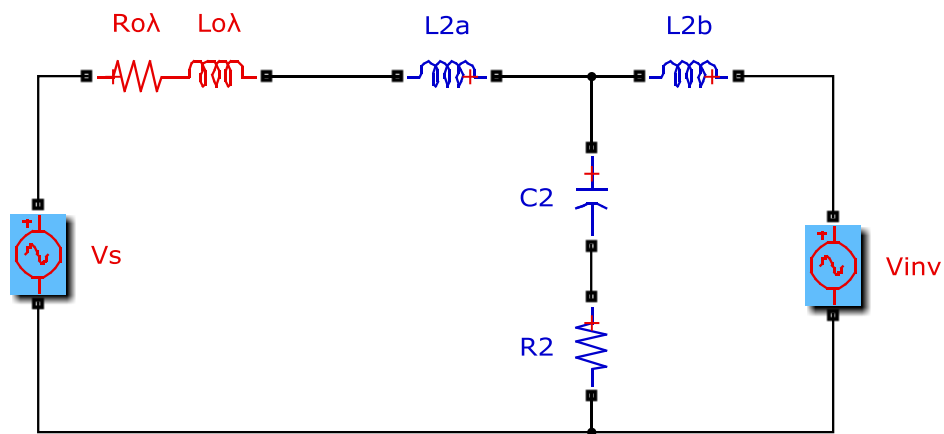
Η μοντελοποίηση του εργαστηριακού αντιστροφέα ξεπερνάει το πλαίσιο της παρούσας εργασίας, ωστόσο μια απλή μοντελοποίηση θεωρεί τον αντιστροφέα ως μια πηγή τάσης συνδεδεμένη με το φίλτρο εξόδου του αντιστροφέα στην A/C μεριά (LCL φίλτρο) όπως φαίνεται στην Εικόνα 7.4.



Εικόνα 7.4 Μοντελοποίηση του εργαστηριακού αντιστροφέα.

Όπου $L_{2a}=3,68\text{mH}$, $L_{2b}=11,49\text{mH}$, $C_2=3,31\mu\text{F}$ και $R_2=9,673\Omega$

συνεπώς το συνολικό κύκλωμα θα είναι :



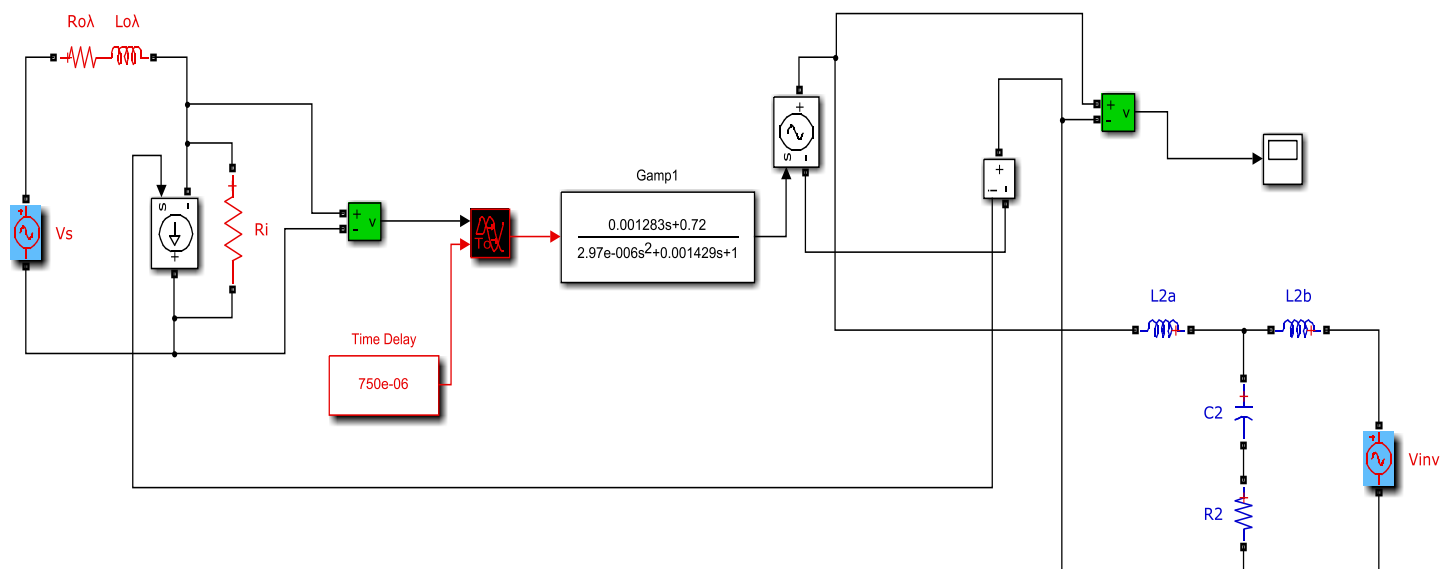
Εικόνα 7.5 Το συνολικό Πειραματικό Δίκτυο.

7.4 Μελέτη ευστάθειας του PHIL πειράματος

Στη συνέχεια θα εξετάσουμε την ευστάθεια του συστήματος μας.

7.4.1 Μελέτη ευστάθειας με χρήση του Sim-Power-System simulation circuit

Χρησιμοποιώντας το SimPowerSystem simulation circuit που φαίνεται παρακάτω ελέγξαμε την ευστάθεια του συστήματος.

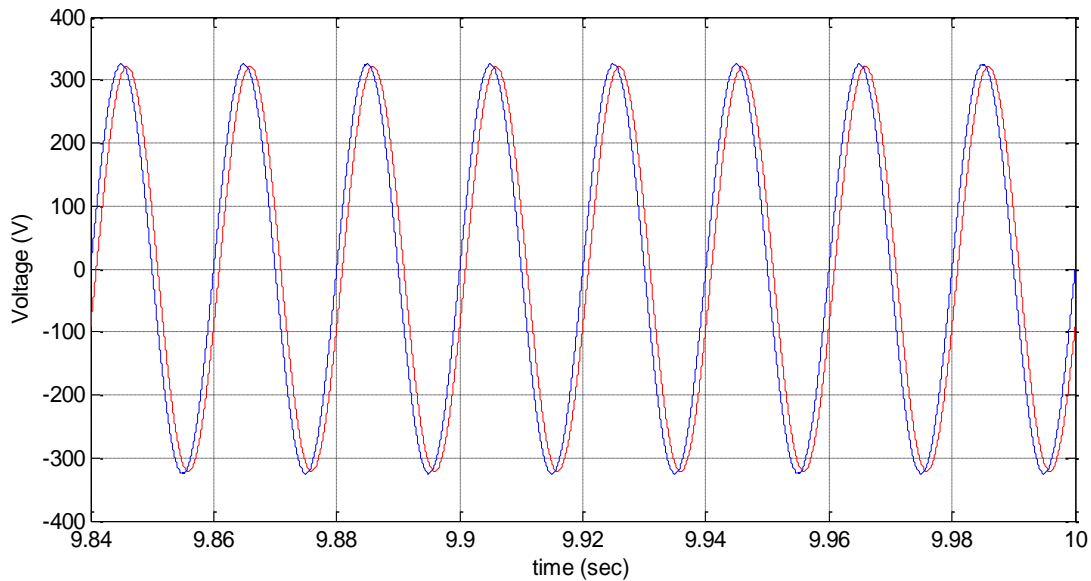


Εικόνα 7.6 Μελέτη ευστάθειας της πειραματικής διάταξης με χρήση του SimPower-System Simulation Circuit.

Όπου η πηγή V_S το R_{OL} και L_{OL} αποτελούν το προσομοιωμένο κύκλωμα ενώ ο αντιστροφείας είναι το HUT με $L_{2a}=3,68\text{mH}$, $L_{2b}=11,49\text{mH}$, $C_2=3,31\mu\text{F}$ και $R_2=9,673\Omega$.

Ως συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή χρησιμοποιήσαμε την G_{Amp1} (από το κεφάλαιο 5). Η χρονική καθυστέρηση του συστήματός μας ισούται με $750\mu\text{s}$ καθώς τόσο έχει βρεθεί σε παλαιότερα πειράματα από το εργαστήριο.

Η τάση V_2 στα άκρα του αντιστροφέα φαίνεται στην Εικόνα 7.7:



Εικόνα 7.7 Η τάση V_2 στα άκρα του αντιστροφέα (HUT) για το ιδανικό σύστημα με μπλε χρώμα και για την PHIL υλοποίηση του με χρήση του SimPower-System Simulation Circuit με κόκκινο χρώμα.

Από την τάση στα άκρα του αντιστροφέα (HUT) παρατηρούμε ότι όχι μόνο το σύστημα είναι ευσταθές, αλλά και το πλάτος της τάσης της PHIL υλοποίησης παρουσιάζει ελάχιστη απόκλιση από το ιδανικό κύκλωμα, πιο συγκεκριμένα 1% απόκλιση.

7.4.2 Μελέτη ευστάθειας με χρήση της Signal flow προσομοίωσης

Όπως βλέπουμε στην Εικόνα 7.5 το σύστημά μας έχει δύο εισόδους. Συνεπώς μπορούμε να αγνοήσουμε αρχικά την πηγή V_{inv} και την άλλη φορά την πηγή V_S και να κάνουμε επαλληλία των δύο επιμέρους κυκλωμάτων. Επειδή όμως η ευστάθεια του κυκλώματος εξαρτάται καθαρά από το χαρακτηριστικό πολώνυμο του συστήματος και επειδή και τα δύο επιμέρους κυκλώματα έχουν το ίδιο χαρακτηριστικό πολώνυμο καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι αν ένα από τα δύο είναι ευσταθές τότε θα είναι και το άλλο και συνεπώς και η επαλληλία τους.

Απόδειξη:

Σύστημα 1

Αν αγνοήσουμε (βραχυκυκλώσουμε) τη V_{inv} για έξοδο την τάση στα άκρα του αντιστροφέα (HUT) έχουμε:

$$V_2 = V_S - I(sL_1 + R_1) = \frac{V_S Z_{\Sigma 1} - V_S (sL_1 + R_1)}{Z_{\Sigma 1}} \quad (7.15)$$

Όπου $Z_{\Sigma 1}$ η συνολική σύνθετη αντίσταση του συστήματος 1, $R_1=R_{O\Lambda}$, $L_1=L_{O\Lambda}$ και $I = \frac{V_S}{Z_{\Sigma 1}}$.

Για τον καθορισμό της ευστάθειας μας ενδιαφέρει μόνο το χαρακτηριστικό πολυώνυμο συνεπώς υπολογίζουμε το $Z_{\Sigma 1}$:

$$Z_{\Sigma 1} = \left[sL_{2b} // \left(\frac{1}{sC_2} + R_2 \right) \right] + (sL_1 + R_1 + sL_{2a}) \quad (7.16)$$

Μετά από πράξεις προκύπτει το χαρακτηριστικό πολυώνυμο:

$$\begin{aligned} \psi_1(s) = & s^3 C_2 L_{2b} \cdot (L_1 + L_{2a}) + s^3 C_2 \cdot (R_1 L_{2b} + R_2 L_{2b} + L_1 R_2 + L_{2a} R_2) + \\ & + s \cdot (L_1 + L_{2a} + L_{2b} + R_1 R_2 C_2) + R_1 \end{aligned} \quad (7.17)$$

Σύστημα 2

Αν αγνοήσουμε (βραχυκυκλώσουμε) τη V_S για έξοδο την τάση στα άκρα του αντιστροφέα (HUT) έχουμε:

$$V_2 = I(sL_1 + R_1) = \frac{V_{inv}(sL_1 + R_1)}{Z_{\Sigma 2}} \quad (7.18)$$

Όπου $Z_{\Sigma 2}$ η συνολική σύνθετη αντίσταση του συστήματος 2, $R_1=R_{O\Lambda}$, $L_1=L_{O\Lambda}$ και $I = \frac{V_S}{Z_{\Sigma 1}}$.

Για τον καθορισμό της ευστάθειας μας ενδιαφέρει μόνο το χαρακτηριστικό πολυώνυμο συνεπώς υπολογίζουμε το $Z_{\Sigma 2}$:

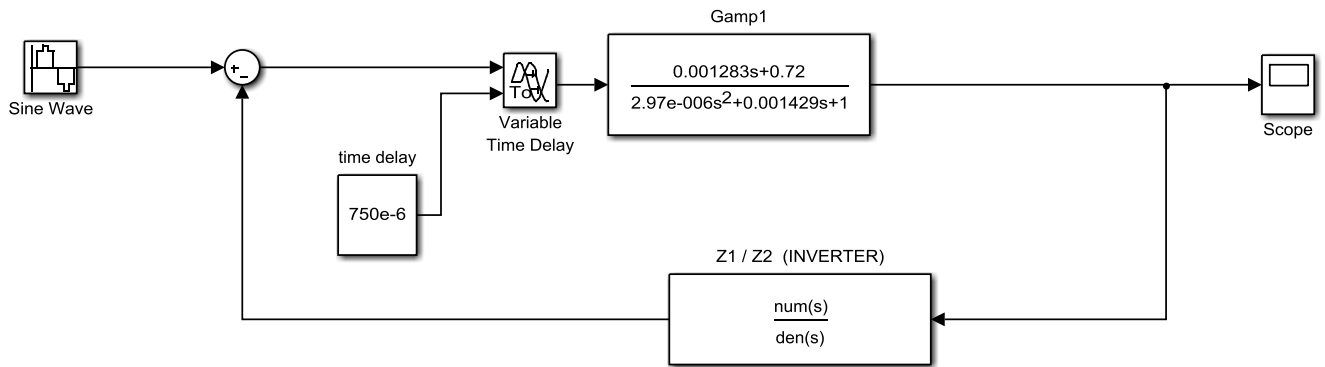
$$Z_{\Sigma 2} = \left[(sL_1 + R_1 + sL_{2a}) // \left(\frac{1}{sC_2} + R_2 \right) \right] + sL_{2b} \quad (7.19)$$

Μετά από πράξεις προκύπτει το χαρακτηριστικό πολυώνυμο :

$$\begin{aligned} \psi_2(s) = & s^3 C_2 L_{2b} \cdot (L_1 + L_{2a}) + s^3 C_2 \cdot (R_1 L_{2b} + R_2 L_{2b} + L_1 R_2 + L_{2a} R_2) + \\ & + s \cdot (L_1 + L_{2a} + L_{2b} + R_1 R_2 C_2) + R_1 \end{aligned} \quad (7.20)$$

Από τις σχέσεις (7.17) και (7.20) βλέπουμε ότι και τα δύο επιμέρους κυκλώματα έχουν το ίδιο χαρακτηριστικό πολυώνυμο. Κατά συνέπεια αν ένα από τα δύο είναι ευσταθές τότε θα είναι και το άλλο καθώς επίσης και η επαλληλία τους.

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω μελετάμε την ευστάθεια του συστήματος αγνοώντας την πηγή V_{inv} (θεωρούμε ότι η χρονική καθυστέρηση και η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή δεν επηρεάζουν τα παραπάνω συμπεράσματα, γεγονός το οποίο χρήζει μελλοντικής διερεύνησης) οπότε το σύστημά μας φαίνεται παρακάτω:



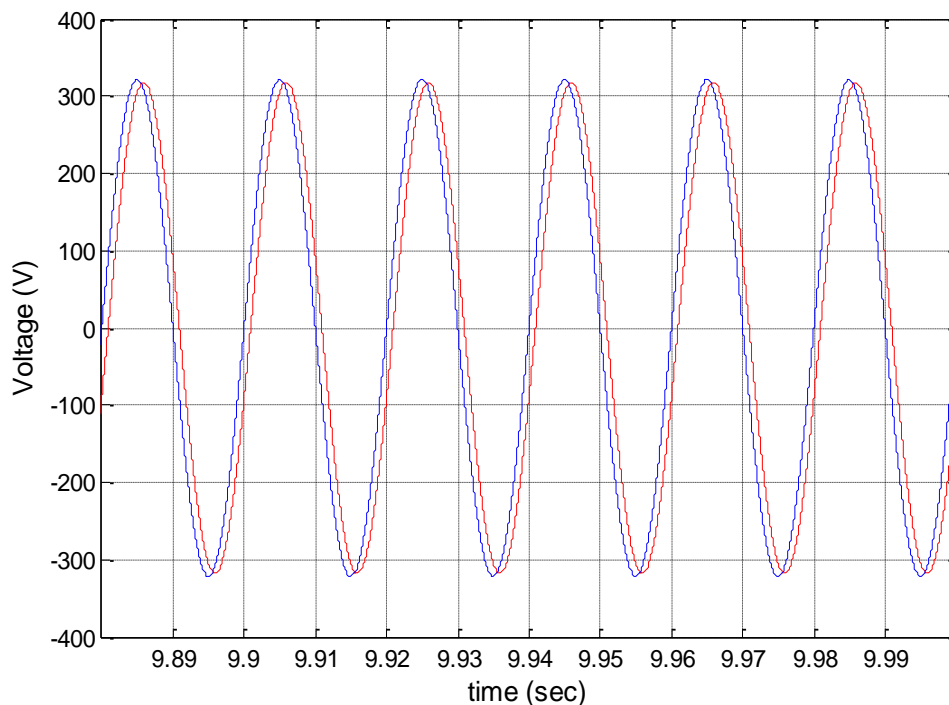
Εικόνα 7.8 Μελέτη ευστάθειας της πειραματικής διάταξης με χρήση του Signal-flow Simulation

Όπου για το L-C-L φίλτρο του αντιστροφέα προκύπτει:

$$Z_2 = sL_{2a} \cdot \frac{sL_{2b} \cdot \left(R_2 + \frac{1}{sC_2} \right)}{R_2 + \frac{1}{sC_2} + sL_{2b}} =$$

$$= \frac{s^3(L_{2b} \cdot L_{2a} \cdot C_2) + s^2 R_2 C_2 (L_{2b} + L_{2a}) + s(L_{2b} + L_{2a})}{s^2 L_{2b} C_2 + s R_2 C_2 + 1} \quad (8.15)$$

Η τάση στα άκρα του HUT φαίνεται στην Εικόνα 7.9:

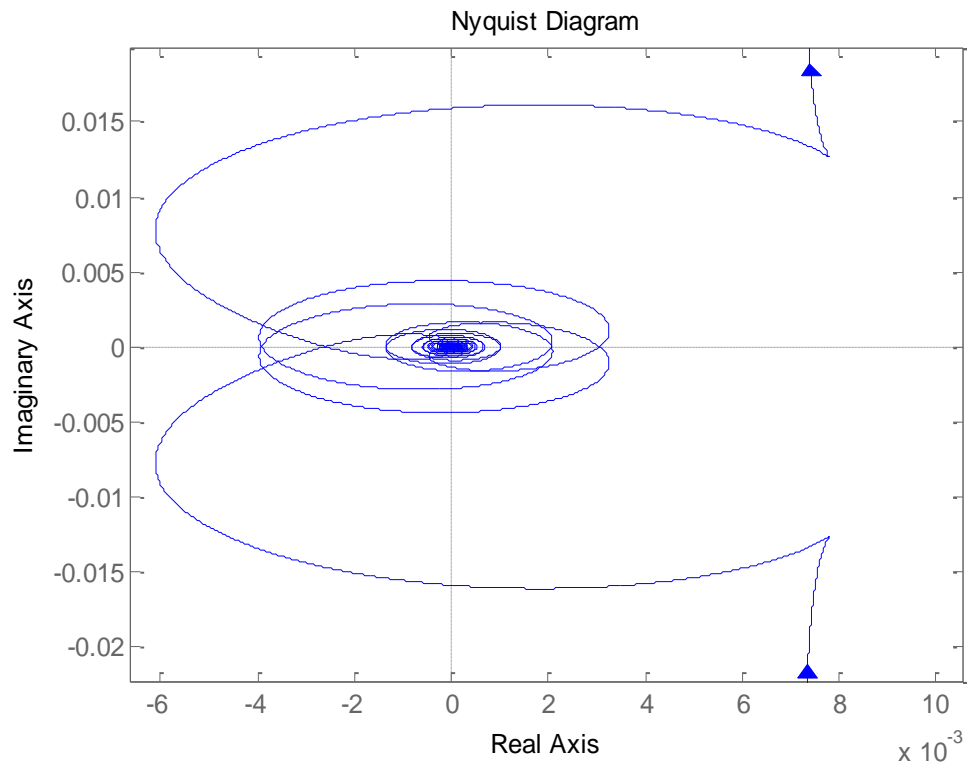


Εικόνα 7.9 Η τάση V_2 στα άκρα του αντιστροφέα για το ιδανικό σύστημα με μπλε χρώμα και για την PHIL υλοποίηση του με χρήση του Signal-flow Simulation με κόκκινο χρώμα.

Πάλι παρατηρούμε ότι το σύστημα είναι ευσταθές.

7.4.3 Μελέτη ευστάθειας με χρήση του διαγράμματος Nyquist

Για το σύστημα που φαίνεται Εικόνα 7.8 βρίσκουμε το διάγραμμα Nyquist.

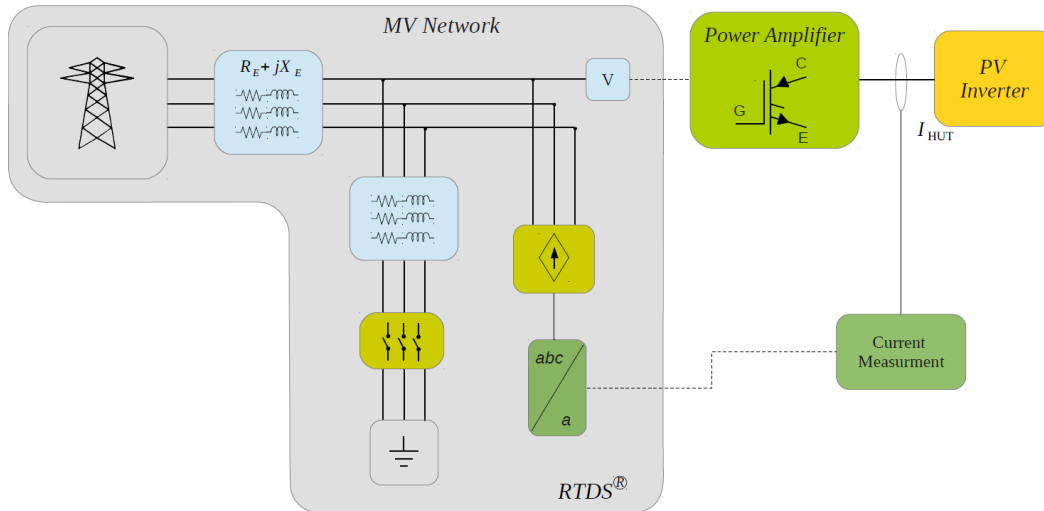


Εικόνα 7.10 Διάγραμμα Nyquist του PHIL συστήματος της πειραματικής διάταξης.

Παρατηρούμε και πάλι ότι το σύστημά μας είναι ευσταθές καθώς το σημείο $(-1,0)$ δεν περικυκλώνεται.

7.5 Low voltage ride through PHIL experiment

Η τοπολογία του κυκλώματος για το LVRT PHIL πείραμα φαίνεται παρακάτω



Εικόνα 7.11 Τοπολογία LVRT πειράματος με χρήση της τεχνικής PHIL. [30]

Για να δημιουργήσουμε μια βύθιση τάσης στο δίκτυο τοποθετήσαμε έναν παράλληλο κλάδο σε κάθε φάση.

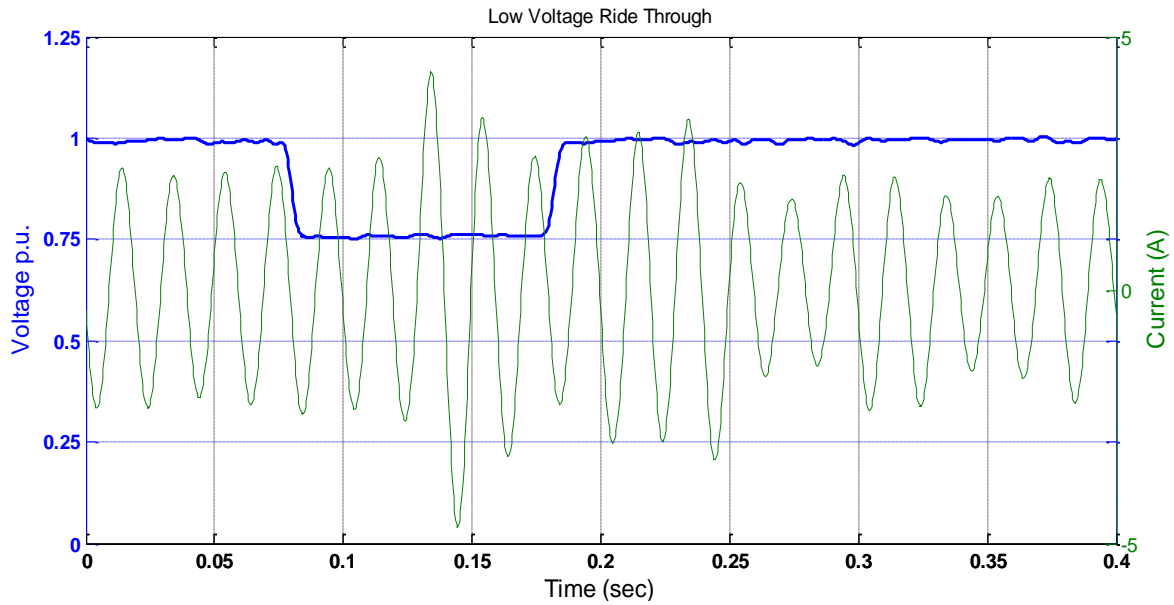
Για τον παράλληλο κλάδο οι τιμές των στοιχείων που επιλέχθηκαν ήταν τετραπλάσιες των R_{OL} , L_{OL} έτσι ώστε όταν κλείσει το κύκλωμα να δημιουργηθεί πτώση τάσης κοντά στο 25% στον αντιστροφέα.

Οι τεχνικές προδιαγραφές του αντιστροφέα Sunny Boy 3000TL-21 οι οποίες ακολουθούν το πρότυπο VDE0126-1-1 αναφέρουν ότι για βυθίσεις τάσης μεγαλύτερες από το 20% (± 3) της ονομαστικής τάσης λειτουργίας, ο αντιστροφέας αποσυνδέεται από το δίκτυο μετά από χρόνο $t=0,2\text{sec}$. [37]

Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι το ρεύμα στην είσοδο του μονοφασικού αντιστροφέα που επιστρέφει ως ανατροφοδότηση από τα μετρητικά του ενισχυτή στο RTDS χρησιμοποιείται ως είσοδος σε μια προσομοιωμένη τριφασική πηγή ρεύματος χρησιμοποιώντας ένα κύκλωμα μετασχηματισμού από μονοφασική σε τριφασική, μετατοπίζοντας τη φάση κατά ± 120 μοίρες. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ο μονοφασικός αντιστροφέας να έχει συνδεθεί στο δίκτυο σαν μια τριφασική συσκευή. [30]

7.5.1 LVRT πείραμα για βύθιση τάσης 25% για 0,1sec

Στο πρώτο πείραμα επιβάλαμε μια βύθιση τάσης 25% της ονομαστικής για χρόνο $t=0,1\text{sec}$ και μετρήσαμε την τάση και το ρεύμα του αντιστροφέα όπως φαίνεται και στην Εικόνα 7.12:

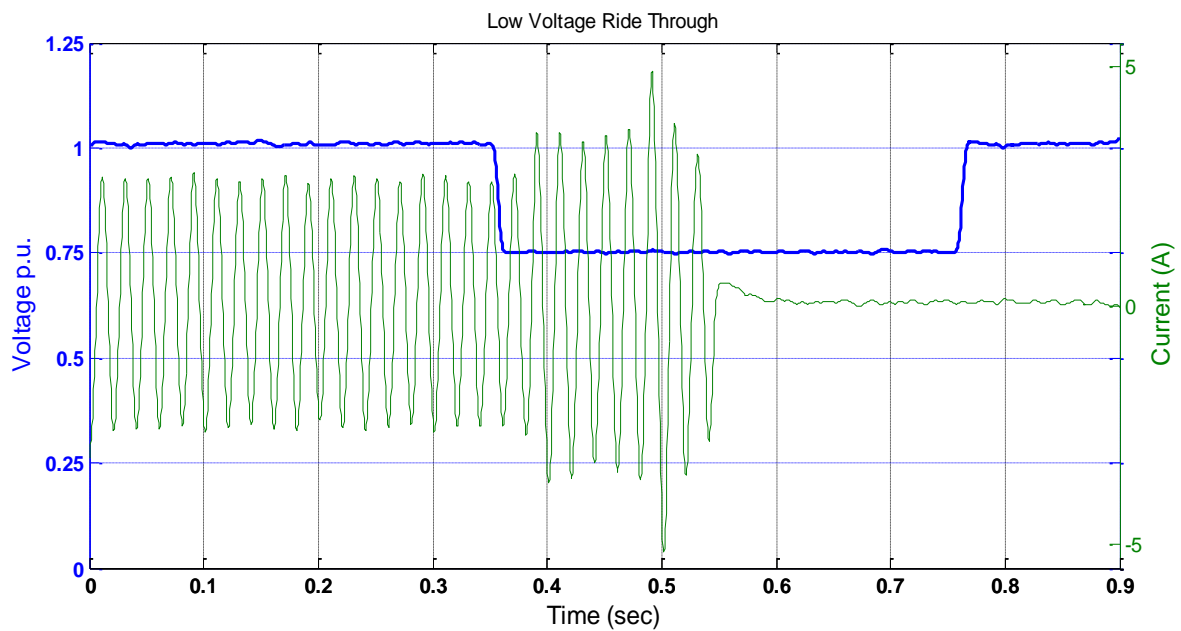


Εικόνα 7.12 LVRT πείραμα για βύθιση τάσης 25% για χρόνο $t=0,1$ sec

Παρατηρούμε ότι ο αντιστροφέας παρέμεινε συνδεδεμένος στο δίκτυο καθώς το ρεύμα του δεν μηδενίστηκε, όπως δηλαδή θα περιμέναμε να συμπεριφερθεί σύμφωνα με το πρότυπο VDE0126-1-1. [37]

7.5.2 LVRT πείραμα για βύθιση τάσης 25% για 0,4sec

Στο δεύτερο πείραμα επιβάλαμε μια βύθιση τάσης 25% της ονομαστικής για χρόνο $t=0,4$ sec όπως φαίνεται και στην Εικόνα 7.13:



Εικόνα 7.13 LVRT πείραμα για βύθιση τάσης 25% για χρόνο $t=0,4$ sec

Παρατηρούμε ότι ο αντιστροφέας αποσυνδέθηκε από το δίκτυο καθώς όπως βλέπουμε το ρεύμα του μηδενίστηκε μετά από χρόνο $t=200\text{msec}$, όπως δηλαδή θα περιμέναμε να συμπεριφερθεί σύμφωνα με το πρότυπο VDE0126-1-1. [37]

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

Συμπεράσματα

Η τεχνική Power-Hardware-In-the-Loop αποτελεί ένα πρωτοποριακό εργαλείο για την διεξαγωγή πειραμάτων ισχύος σε πραγματικό χρόνο καθώς επιτρέπει τη διασύνδεση ενός πραγματικού δοκιμίου με ένα προσομοιωμένο σύστημα. Συνεπώς γίνεται αντιληπτό ότι παρέχει σημαντικές δυνατότητες επιλογών και ευελιξία για την διεξαγωγή χρήσιμων πειραμάτων.

Η PHIL προσομοίωση είναι εξαιρετικά χρήσιμη για μελέτες μικροδικτύων διεσπαρμένης παραγωγής καθώς επιτρέπει την διεξαγωγή πληθώρας πειραμάτων ακόμα και σε ακραίες συνθήκες, έτσι ώστε να παρατηρηθεί η απόκριση του μικροδικτύου σε συνθήκες πολύ κοντά στις πραγματικές χωρίς όμως να έχει συνδεθεί στο πραγματικό δίκτυο και χωρίς το ρίσκο της βλάβης ή ακόμα και της καταστροφής εργαστηριακού εξοπλισμού.

Αναπόσπαστο μέρος της PHIL προσομοίωσης είναι ο ψηφιακός προσομοιωτής πραγματικού χρόνου (RTDS) καθώς επίσης και ο ενισχυτής ισχύος (Power Amplifier) ο οποίος καθιστά δυνατή τη διασύνδεση του προσομοιωμένου δικτύου με το δοκίμιο προς εξέταση (HUT).

Στην παρούσα εργασία εξετάστηκαν διεξοδικά τα σημαντικά ζητήματα της Ευστάθειας και της Ακρίβειας της PHIL προσομοίωσης, τα οποία δεν έχουν ακόμα θεμελιωθεί πλήρως από την επιστημονική κοινότητα

Για τις μεθόδους μελέτης της Ευστάθειας της PHIL προσομοίωσης καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι, το διάγραμμα Nyquist αποτελεί έναν εύκολο και ακριβή τρόπο για την αξιολόγηση της PHIL ευστάθειας (με χρήση κατάλληλου λογισμικού, π.χ. Matlab), αλλά σε ορισμένες περιπτώσεις δεν οδηγεί σε ασφαλές συμπέρασμα, συνεπώς απαιτείται η χρήση και άλλης μεθόδου. Το κριτήριο ευστάθειας Routh, που χρησιμοποιεί Pade Approximation για την αναπαράσταση της χρονικής καθυστέρησης, παρέχει απτές σχέσεις που καθορίζουν τη ευστάθεια του συστήματος, συνεπώς δίνει μια εικόνα για τους παράγοντες που την επηρεάζουν, αλλά η ακρίβεια των αποτελεσμάτων εξαρτάται από την ακρίβεια της προσέγγισης. Στην εργασία δείξαμε πως το Pade Approximation 1ης τάξης που χρησιμοποιείται στην βιβλιογραφία δεν αποτελεί αξιόπιστο κριτήριο, και προτείναμε την χρήση προσέγγισης 2ης τάξης που παρέχει καλύτερα αποτελέσματα. Ο Γεωμετρικός Τόπος των Ριζών είναι ένας εύκολος τρόπος για την μελέτη της ευστάθειας PHIL προσομοιώσεων με τη χρήση κατάλληλου λογισμικού. Στο Matlab παράγει τα ίδια αποτελέσματα με το κριτήριο ευστάθειας Routh καθώς χρησιμοποιεί Pade Approximation για την αναπαράσταση της χρονικής καθυστέρησης, συνεπώς

αποτελεί ένα καλό εργαλείο για την επαλήθευση των αποτελεσμάτων του κριτηρίου Routh. Επίσης επιτρέπει τη χρησιμοποίηση μεγάλης τάξης Pade Approximation για καλύτερη ακρίβεια. Το κύκλωμα προσομοίωσης SimPower-System αντιπροσωπεύει το πραγματικό κύκλωμα της PHIL προσομοίωσης αλλά σε οριακές καταστάσεις μπορεί να επηρεαστεί από διάφορους παράγοντες όπως το time-step και την αντίσταση που εισάγεται παράλληλα στην πηγή ρεύματος στην προσομοίωση. Τέλος, η Signal-flow προσομοίωση που προτάθηκε στα πλαίσια της εργασίας αντιπροσωπεύει το θεωρητικό σύστημα και παράγει ακριβή αποτελέσματα για την μελέτη της PHIL ευστάθειας.

Για την Ακρίβεια της PHIL προσομοίωσης καταλήξαμε στο συμπέρασμα ότι είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με τη χρονική καθυστέρηση και το σφάλμα διαμορφώνεται κυρίως από τη διαφορά φάσης μεταξύ της ιδανικής εξόδου και της εξόδου της PHIL προσομοίωσης και λιγότερο από διαφορά στο πλάτος τους. Δηλαδή όσο μικρότερη χρονική καθυστέρηση έχουμε, τόσο καλύτερη είναι και η ακρίβεια, και αυτό γιατί μειώνεται η διαφορά φάσης. Επιπλέον δείξαμε πως οι δύο κύριοι μέθοδοι υπολογισμού της ακρίβειας στην βιβλιογραφία είναι ισοδύναμοι.

Προοπτικές συνέχισης για μελλοντική εργασία αποτελεί η εύρεση της μήτρας συναρτήσεων μεταφοράς του ενισχυτή ισχύος από το κύκλωμά του, το οποίο είναι διαθέσιμο στο εργαστήριο Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας, για μια πιο πιστή αναπαράστασή του. Επίσης με βάση τις μεθόδους καθορισμού της PHIL ευστάθειας μπορούν να αξιολογηθούν μέθοδοι για την βελτίωσή της (π.χ. εισαγωγή επιπλέον φίλτρου στην ανατροφοδότηση του συστήματος) καθώς επίσης και το αντίκτυπο που θα επιφέρουν στην ακρίβεια της PHIL προσομοίωσης. Επιπλέον, θα ήταν χρήσιμη η μελέτη ακρίβειας συστήματος με δύο εισόδους π.χ. για δοκίμιο αντιστροφέα διεσπαρμένης παραγωγής. Η ευστάθεια όσο και η ακρίβεια της PHIL προσομοίωσης παραμένουν ακόμα «ανοιχτές» ερευνητικές περιοχές.

Βιβλιογραφία

- [1] “Ετήσια έκθεση 2008”, ΚΑΠΕ.
- [2] Μιχ. Π. Παπαδόπουλου, “Παραγωγή Ενέργειας από Ανανεώσιμες Πηγές”, Εκδόσεις ΕΜΠ, Αθήνα 1997.
- [3] Ρίζου Γ., "Επίδραση φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων στα μεγέθη ενός μικροδικτύου με αυξημένη διείσδυση Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας", διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2012.
- [4] J. G. Slootweg, "Wind Power: Modelling and Impact on Power Systems Dynamics", PhD thesis, Delft University of Technology, Delft, the Netherlands, 2003.
- [5] ΚΑΠΕ – Κέντρο Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας website:
<http://www.cres.gr/kape>.
- [6] Κ. Δέρβος, "Εισαγωγή στα ημιαγώγιμα υλικά και φωτοβολταϊκές διατάξεις", Ε.Μ.Π, Αθήνα 2009.
- [7] Πιερή Γ., "Η Επίδραση των Διαφορετικών Πολιτικών Λειτουργίας στα Μεγέθη ενός Μικροδικτύου με Αυξημένη Διείσδυση Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας", διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2012.
- [8] Paulo Moises Costa, Manuel A. Matos, J.A. Pecas Lopes, "Regulation of microgeneration and microgrids", Energy Policy 36, 2008.
- [9] R. Caire, N. Retiere, S. Martino, C. Andrieu, N. Hadjsaid, “Impact assessment of LV distributed on MV distribution network”, Power Engineering Society Summer Meeting, IEEE, 2002.
- [10] Nikos Hatziargyriou, "MIGROGRIDS – Large Scale Integration of Micro – Generation to Low Voltage Grids", NTUA, School of Electrical and Computer Engineering, 2000.
- [11] D. Pudjiant, G. Strbac, V.O. Frank, A.I.S. Androuso, L. Zigor, J.T. Saraiva, "Investigation of regulatory, commercial, economic and environmental issues in mGrids", International Conference on Future Power Systems, 2005.
- [12] M. Philippe, A.F. Dominique, L. Marie – Laure, "Prices versus quantities: choosing policies for promoting the development of renewable energy", Energy Policy 31, 2003.
- [13] Α. Βαβαλάκη, “Επίδραση της τιμολόγησης των ΑΠΕ στα Μικροδίκτυα”, Διπλωματική Εργασία, Ε.Μ.Π., Αθήνα, Απρίλιος 2010.

- [14] Αδάμου Γ., "Έλεγχος ρυθμίσεων ηλεκτρονόμου διαφορικής προστασίας με τον ψηφιακό εξομοιωτή πραγματικού χρόνου", διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2008.
- [15] Κλεφτάκης Β., "Μελέτη προσομοίωσης Power Hardware In the Loop και διερεύνηση ανύψωσης της τάσης εξαιτίας της διείσδυσης φωτοβολταϊκών στη Χαμηλή Τάση", διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2011.
- [16] Ιστοσελίδα RTDS: <http://www.rtds.com/index/index.html>
- [17] Ιστοσελίδα OPAL-RT TECHNOLOGIES: <http://www.opal-rt.com/about-hardware-in-the-loop-and-hardware-in-the-loop-simulation>
- [18] Wei Ren, "Accuracy evaluation of power-hardware-in-the-loop (PHIL) simulation", PhD thesis, Florida state university, 2007.
- [19] Ιστοσελίδα SmartRue:
<http://www.smartrue.gr/Default.aspx?tabid=436&language=el-GR>
- [20] W. Ren, M. Steurer, and T. L. Baldwin, "Improve the stability and the accuracy of power hardware-in-the-loop simulation by selecting appropriate interface algorithms", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 4, pp. 1286 – 1294, 2008.
- [21] Richard C. Dorf, Robert H. Bishop, "Σύγχρονα συστήματα αυτομάτου ελέγχου", Εκδόσεις Τζιόλα, 2009
- [22] M. Hong, S. Horie, Y. Miura, T. Ise, and C. Dufour, "A method to stabilize a power hardware-in-the-loop simulation of inductor coupled systems", International Conference on Power System Transients (IPST 2009)(2009-6), 2009.
- [23] A. Viehweider, G. Lauss, and L. Felix, "Stabilization of power hardware-in-the-loop simulations of electric energy systems", Simulation Modeling Practice and Theory, vol. 19, no. 7, p. 1699-1708, 2011.
- [24] Blake R. Lundstrom, "An advanced platform for development and evaluation of grid interconnection systems using Hardware-In-the-Loop", PhD thesis, Colorado School of Mines, 2013.
- [25] Ψυχαλινός Κ., "Εισαγωγή στα ηλεκτρονικά φίλτρα", Πανεπιστήμιο Πατρών, 2005
- [26] W. Ren, M. Steurer, T. L. Baldwin, "An Effective Method for Evaluating the Accuracy of Power Hardware-In-the-Loop Simulations", Industry Applications, IEEE Transactions, Volume 45, Issue 4, 2009.
- [27] W. Ren, M. Steurer, S. Woodruff, "Accuracy Evaluation in Power Hardware-In-the-Loop Simulation", Summer Computer Simulation Conference, Society

- for Computer Simulation International San Diego, CA, USA, 2007, pp. 489-493.
- [28] Y, Young, F. Blaabjerg, "Low-Voltage Ride-Through Capability of a Single-Stage Single-Phase Photovoltaic System Connected to the Low-Voltage Grid", *International Journal of Photoenergy*, Volume 2013.
- [29] Σ. Παπαθανασίου, Μ. Τσίλη, "Τεχνικές απαιτήσεις για τη σύνδεση αιολικών σταθμών στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας-Επισκόπηση κωδικών άλλων χωρών και διαθέσιμων τεχνολογιών ανεμογεννητριών", ΕΜΠ-ΕΠΙΣΕΥ, Αθήνα, Δεκέμβριος 2006.
- [30] V. Kleftakis, A. Rigas, A. Vassilakis, P. Kotsampopoulos, N. Hatziargyriou, "Power-Hardware-in-the-loop simulation of a D-STATCOM equipped MV network interfaced to an actual PV inverter", *IEEE PES, Innovative Smart Grid Technologies ISGT Europe 2013*, Copenhagen, October 2013
- [31] G. Lauss, F. Lehfuss, A. Viehweider, and T. Strasser, "Power hardware in the loop simulation with feedback current filtering for electric systems," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2011, pp. 3725 – 3730.
- [32] H. Leite, P. Ramalho, B. Silva, R. Fitero, "Distributed Generation Protection Scheme to Permit Ride-Through Fault", *20th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution*, Prague, June 2009
- [33] Ιστοσελίδα National Instruments: <http://www.ni.com/newsletter/51468/en/>
- [34] P. Kotsampopoulos, A. Kapetanaki, G. Messinis, V. Kleftakis, N. Hatziargyriou, "A PHIL facility for Microgrids", *International Journal of Distributed Energy Resources*, Vol. 9, No. 1, pp. 71-86, January-March 2013P.
- [35] P. Kotsampopoulos, V. Kleftakis, G. Messinis, N. Hatziargyriou, "Design, development and operation of a PHIL environment for Distributed Energy Resources", *38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'2012)*, October 25-28 2012, Montreal, Canada
- [36] Ιστοσελίδα Wolfram Mathworld:
<http://mathworld.wolfram.com/PadeApproximant.html>
- [37] "DIN VDE V 0126-1-1: Automatic disconnection device between a generator and the public low-voltage grid," Feb. 2006.

Παράρτημα

I•

% Υπολογισμός PHIL Ακρίβειας ανάλογα με τη συχνότητα

%Element Values

```
R1=0.0485;
R2=9.673;
LA=3.68e-3;
LB=11.49e-03;
C=3.31e-06;
L1=1.707e-4;
L2=1e-3;
```

```
a=zeros(1,6000);
b=zeros(1,6000);
```

```
%Loop for calculating PHIL Accuracy according to frequency
for f=1:6000 %frequency limit
```

```
    %s=jω
    s=1i*f*2*pi;
```

```
    %Power Amplifier Transfer function
    Gamp=((0.001283*s)+(0.72))/((s^2)*(2.97e-006)+0.001429*s+1);
    % Gamp=((0.002791*s)+(0.8313))/((s^2)*(2.332e-
    006)+0.003054*s+1);
    % Gamp=1;
```

```
    %Z Φορτίου HUT
    %PV INVERTER as HUT
    %
    Z2=((s^3)*C*LA*LB)+(s^2)*C*R2*(LA+LB)+s*(LA+LB)/((s^2)*LB*C+s*R2*C
    +1);
```

```
    %Voltage divider as HUT
    Z2=s*L2+R2;
```

```
    %Z of the simulated system
    Z1=s*L1+R1;
```

```
    %Value for ideal system
    q1=Z2/(Z1+Z2);
```

```
    %Value for PHIL implementation
    q2=(Z2*Gamp*exp(-s*(750*10^-6)))/((Z1*Gamp*exp(-s*(750*(10^-
    6))))+Z2);
```

```
    %Angle difference in degrees
    a(f)=(360/(2*pi))*(angle(q2)-angle(q1));
```

```

    %Error
    b(f)=abs((q1-q2)/q1)*100;

%for z=1:2000000
end

% plot(a)
plot(b)

```

NEXT

II•

% Υπολογισμός PHIL Ακρίβειας αναλογα με τη χρονική καθυστέρηση

```

%Element Values
R1=0.0485;
R2=9.673;
LA=3.68e-3;
LB=11.49e-03;
C=3.31e-06;
L1=1.707e-4;
L2=1e-3;

%Time delay in µsec
T=0:1:830;

a=zeros(1,6000);
b=zeros(1,6000);

%Loop for calculating PHIL Accuracy according to time delay
for k=1:831 %time delay limit in µsec

    %s=jω input the desired frequency
    s=1i*50*2*pi;

    %Power Amplifier Transfer function
    Gamp=((0.001283*s)+(0.72))/((s^2)*(2.97e-006)+0.001429*s+1);
    % Gamp=((0.002791*s)+(0.8313))/((s^2)*(2.332e-
006)+0.003054*s+1);
    % Gamp=1;

    %Z Φορτίου HUT
    %PV INVERTER as HUT
    %
Z2=((s^3)*C*LA*LB)+(s^2)*C*R2*(LA+LB)+s*(LA+LB)/((s^2)*LB*C+s*R2*C
+1);
    %Voltage divider as HUT
    Z2=s*L2+R2;

    %Z of the simulated system
    Z1=s*L1+R1;

    %Value for ideal system
    q1=Z2/(Z1+Z2);

```



```

    %Value for PHIL implementation
    q2=(Z2*Gamp*exp(-s*(T(k)*10^-6)))/((Z1*Gamp*exp(-s*(T(k)*(10^-
6))))+Z2);

    %Angle difference in degrees
    a(k)=(360/(2*pi))*(angle(q2)-angle(q1));

    %Error
    b(k)=abs((q1-q2)/q1)*100;

%for z=1:2000000
end

% plot(a)
plot(b)

```

NEXT

III•

%NYQUIST DIAGRAM FOR Voltage Divider

```

%Time delay
s=tf('s');
T=750e-06;
delay=exp(-s*T);

%Element Values
Ra=5;
La=5e-03;
Za=Ra+s*La;
Rb=100;
Lb=10e-03;
Zb=Rb+Lb*s;

%Power Amplifier Transfer Function
G1=tf([0.001283 , 0.72],[2.97e-006 , 0.001429 , 1]);
G2=tf([0.002791 ,0.8313],[2.332e-006, 0.003054 , 1] );

%System Open Loop Transfer Function
Gol1=delay*1*(Za/Zb);
Gol2=delay*G2*(Za/Zb);

%Nyquist plot
freqVec = logspace(-1, 100, 1000000);
nyquist(Gol1,'b', freqVec * (2*pi));
hold on
% nyquist(Gol2,'r', freqVec * (2*pi));

```

NEXT

IV•

%NYQUIST DIAGRAM FOR PV INVERTER AS HUT

```

s=tf('s');

```

```

%Time delay
T=750e-06;
delay=exp(-s*T);

%Element Values
L2b=11.49e-03;
L2a=3.68e-03;
R2=9.673;
C2=3.31e-6;
R1=0.0485;
L1=1.707e-4;

%Z1/Z2 Transfer Function
g=tf([L2b*C2*L1 L2b*C2*R1+R2*C2*L1 L1+R1*C2*R2 R1],[L2b*L2a*C2
(L2a*R2*C2+L2b*R2*C2) (L2a+L2b) 0]);

%Power Amplifier Transfer Function
Gamp1=tf([0.001283 , 0.72],[2.97e-006 , 0.001429 , 1]);
%Gamp2=tf([0.002791 ,0.8313],[2.332e-006, 0.003054 , 1] );

%System Open Loop Transfer Function
glvrt=g*delay*Gamp1;

%Nyquist Diagram
freqVec = logspace(-1, 100, 2000000);
nyquist(glvrt,'b', freqVec * (2*pi));

```

NEXT

V•

```

%Second Order Pade Approximation Stability Conditions
%for R-L Voltage Divider

%Elements Values
%Ra=4;
La=5e-03;
Rb=0;
Lb=5.1e-03;
T=10e-06;

%Limits for virtual resistor Ra
Ra=0:0.01:20000;

Y1=zeros(1,2000001);
Y2=zeros(1,2000001);

for i=1:2000001

    %First Stability Condition
    Y1(i)=72*Lb^2*T-36*Lb*Ra(i)*T^2+36*Lb*Rb*T^2-
    72*La^2*T+36*La*Ra(i)*T^2-36*La*Rb*T^2-6*Ra(i)^2*T^3+6*Rb^2*T^3;

    %Second Stability Condition
    Y2(i)=Lb-La+(T*((Ra(i)+Rb)/6));
end
plot(Ra,Y1)
hold on

```

```
plot(Ra,Y2,'r')
```

NEXT

VI•

%Bode Diagram for theoretical Power Amplifier transfer function according to the load resistor value

```
%Element Values
```

```
C=0.5e-5;  
L1=4.6e-3;  
L2=1.86e-03;
```

```
% Load Value
```

```
R=100;
```

```
%Power Amplifier Transfer Function
```

```
G=tf(R,[C*L1*L2 C*L1*R (L1+L2) R]);  
hold on  
bode(G)
```

NEXT

VII•

```
% Nyquist DIM
```

```
% Setting values for Nyquist Circle
```

```
w=logspace(0,100,2000000)-1;
```

```
%For positive Frequences
```

```
g=zeros(1,2000000);
```

```
%For negative Frequences
```

```
a=zeros(1,2000000);
```

```
for z=1:2000000
```

```
% Nyquist for Gamp1 with Time delay=750µsec
```

```
g(z)=exp((-750e-06)*1i*w(z))* (0.001283*1i*w(z) + 0.72)/(  
2.97e-006*(1i*(w(z)))^2 + 0.001429*1i*w(z) + 1) ;
```

```
a(z)=(exp((-750e-06)*(-1i*w(z))) * (0.001283*(-1i*w(z)) +  
0.72)/(2.97e-006*(1i*(w(z)))^2 + 0.001429*(-1i*w(z)) + 1) ;
```

```
% Nyquist for Gamp1 with Time delay=750µsec
```

```
g(z)=(1/10)*exp((-1000e-  
06)*(1i*w(z)))*2.221e007/((1i*(w(z)))^2 + 6597*1i*w(z) +  
2.221e007) ;
```

```

% a(z)=(1/10)*exp((-1000e-06)*(-1i*w(z)))*2.221e007/((-
1i*(w(z)))^2 - 6597*1i*w(z) + 2.221e007) ;

%Nyquist for Voltage divider R/R-L-C and time delay=750µsec

% g(z)=exp((-750e-06)*(1i*w(z)))/(1/((1e-06)*1i*(w(z))) +
(0.3e-05)*1i*w(z) +0.1);

% a(z)=exp((-750e-06)*(-1i*w(z)))/(1/((-1e-06)*1i*(w(z))) +
(-0.3e-05)*1i*w(z) +0.1);

% Nyquist for Voltage divider R-L/R-L time delay=750µsec

% g(z)=(exp((-750e-06)*(1i*w(z)))*((5e-03)*1i*w(z)+24))/((10e-
03)*1i*w(z)+0);

% a(z)=(exp((-750e-06)*(-1i*w(z)))*((5e-03)*(-1i*w(z))
+24))/((10e-03)*(-1i*w(z))+0);

end

plot(real(g),imag(g));
hold on
plot(real(a),imag(a));

```