



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

**Τεχνικές συγχρονισμού διασυνδεδεμένων μετατροπέων
για συστήματα μίας φάσης**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Καλογερόπουλος

Επιβλέπων Καθηγητής: Νικόλαος Χατζηαργυρίου

Αθήνα, 2015



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

Τεχνικές συγχρονισμού διασυνδεδεμένων μετατροπέων για συστήματα μίας φάσης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Καλογερόπουλος

Επιβλέπων Καθηγητής: Νικόλαος Χατζηαργυρίου

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή τον Μάρτιο του 2015.

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Νικόλαος Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Γεώργιος Κορρές
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Μάρτιος 2015

Κωνσταντίνος Καλογερόπουλος

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

Copyright © Κωνσταντίνος Καλογερόπουλος, 2015.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Ευχαριστίες

Η εκπόνηση αυτής της διπλωματικής εργασίας έγινε υπό την επίβλεψη του καθηγητή του Ε.Μ.Π. Νικόλαου Χατζηαργυρίου, τον οποίο ευχαριστώ για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε, δίνοντάς μου την ευκαιρία να επεκτείνω τις γνώσεις μου στο χώρο των Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας και να ανακαλύψω το ενδιαφέρον μου για νέες πτυχές τους που στο παρελθόν αγνοούσα.

Ευχαριστώ, επίσης, τους ερευνητές Νάσο Βασιλάκη και Αλέξανδρο Ρήγα για τις συμβουλές τους και την καθοδήγησή τους καθ' όλη τη διάρκεια της προσπάθειας αυτής.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους συμφοιτητές μου, φίλους και συνοδοιπόρους κατά τη διάρκεια της κοινής μας φοίτησης στο Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, για τη στήριξή τους και την εμπιστοσύνη τους στις ικανότητές μου και στις προοπτικές μου. Πιο συγκεκριμένα, τους: Αντώνη Αναστασόπουλο, Χρήστο Αντωνακόπουλο, Γιώργο Βαγενά, Κωστή Γκιόκα, Βαγγέλη Γρούμπα, Όλγα Κάγιαλη, Γιώργο Κανέλλο και Χρήστο Κηπουρό.

Τέλος, ευχαριστώ εκ βαθέων τον πατέρα μου Νίκο, τη μητέρα μου Σοφία και τις αδελφές μου, Άσπα και Εύη, για την αγάπη τους, τη διαρκή εμπύχωσή τους, την επιμονή τους και την πίστη τους σε εμένα χωρίς τους οποίους τίποτα από όλα αυτά δε θα είχε υλοποιηθεί.

Περίληψη

Τα ηλεκτρικά δίκτυα είναι σύνθετα και δυναμικά συστήματα που επηρεάζονται από ποικίλα ενδεχόμενα όπως η συνεχής σύνδεση και αποσύνδεση των φορτίων, διαταραχές και συντονισμοί που προκύπτουν από τις αρμονικές ρευμάτων που ρέουν μέσα από τις γραμμές, τα σφάλματα που οφείλονται σε κεραυνούς και λάθη στη λειτουργία του ηλεκτρολογικού εξοπλισμού. Κατά συνέπεια, οι μεταβλητές δικτύου δε μπορεί να θεωρηθούν ως σταθερά μεγέθη όταν ένας μετατροπέας ισχύος είναι συνδεδεμένος με το δίκτυο, αλλά θα πρέπει να παρακολουθούνται συνεχώς ώστε να εξασφαλίζεται ότι η κατάσταση δικτύου είναι κατάλληλη για τη σωστή λειτουργία του μετατροπέα.

Η παρακολούθηση των μεταβλητών δικτύου λοιπόν είναι ένα απαραίτητο έργο που πρέπει να εφαρμοστεί στη διάταξη του μετατροπέα ισχύος διασύνδεσης των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στο δίκτυο. Για το σκοπό αυτό πολλές διαφορετικές τεχνικές έχουν αναπτυχθεί παγκοσμίως για συγχρονισμό διασυνδεδεμένων μετατροπέων για συστήματα μίας ή τριών φάσεων στηριζόμενες πάνω σε διαφορετικές λογικές, με τις περισσότερες εξ αυτών να έχουν ως πυρήνα τους το βρόχο κλειδωμένης φάσης (PLL).

Στα πλαίσια της διπλωματικής αυτής εργασίας αναζητήθηκαν στην βιβλιογραφία οι τεχνικές PLL που εφαρμόζονται στο συγχρονισμό διασυνδεδεμένων μετατροπέων για συστήματα μίας φάσης. Τις σημαντικότερες εξ αυτών τις υλοποιήσαμε στο περιβάλλον προσομοίωσης MATLAB/SIMULINK. Πιο συγκεκριμένα υλοποιήθηκαν δύο τεχνικές που βασίζονται σε PLL με ανίχνευση φάσης μέσω γεννήτριας τετραγωνισμού του σήματος (T/4 PLL, Park PLL), μία τεχνική PLL με ανίχνευση φάσης μέσω προσαρμοστικού φίλτρου (EPLL), μία τεχνική βρόχου κλειδωμένης συχνότητας (FLL), (SOGI-FLL), και τέλος η τεχνική PLL που στηρίζεται στον αλγόριθμο Kalman Filter (KF PLL).

Για όλες τις τεχνικές παρουσιάζονται στην εργασία οι διατάξεις που σχεδιάστηκαν για την υλοποίησή τους και περιγράφονται αναλυτικά οι τιμές των παραμέτρων τους και ο τρόπος με τον οποίο αυτές επιλέχθηκαν.

Στη συνέχεια εξετάζονται οι διατάξεις μέσω προσομοιώσεων ως προς την ευρωστία και την επίδοση τους σε διάφορες μεταβατικές καταστάσεις του ηλεκτρικού δικτύου. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων αυτών παρουσιάζονται αρχικά για κάθε περίπτωση διαγραμματικά και τελικά με συγκεντρωτικό πίνακα όλων των περιπτώσεων.

Τέλος, οι διάφορες τεχνικές αξιολογήθηκαν ανάλογα με την αξιοπιστία, την ταχύτητα απόκρισης τους και την ευκολία υλοποίησή τους και εξήχθησαν τα κατάλληλα συμπεράσματα που επέτρεψαν την ταξινόμησή τους και τον ορισμό μελλοντικών προοπτικών.

Λέξεις κλειδιά : Συγχρονισμός, μονοφασικά συστήματα, PLL, QSG, προσαρμοστικό φίλτράρισμα, FLL, φίλτρο Kalman

Abstract

Electrical grids are complex and dynamic systems affected by multiple eventualities such as continuous connection and disconnection of loads, disturbances and resonances resulting from the harmonic currents flowing through the lines, faults due to lightning strikes and mistakes in the operation of electrical equipment. Consequently, grid variables cannot be considered as constant magnitudes when a power converter is connected to the grid, but they should be continuously monitored in order to ensure that the grid state is suitable for the correct operation of the power converter.

Monitoring of the grid variables is therefore a necessary task to be implemented in the power converter interfacing renewable energy sources to the grid. For this purpose, many different techniques have been developed around the world for synchronizing grid connected converters for one or three phase systems, relying on different contexts, with most of them having phase locked loop (PLL) as their core.

In the context of this thesis the PLL techniques applied in grid connected inverters for single phase systems were sought to pre-existing literature. The most important of these techniques have been implemented on MATLAB/SIMULINK simulation environment. More specifically two PLL techniques with phase detection through quadrature signal generation (T/4 PLL, Park PLL), one PLL technique with phase detection through adaptive filtering (EPLL), one frequency locked loop (FLL) technique (SOGI-FLL), and finally the PLL technique based on the algorithm Kalman Filter (KF PLL) were implemented.

For all the techniques, the structures that were designed for their implementation are presented in this thesis and the parameters and the way in which they were selected are analyzed.

Then the structures are examined through simulations, concerning their robustness and their performance when typical transient states of the electrical grid occur. The results of these simulations are presented initially in each case by diagrams and finally by a matrix summarizing all cases.

Finally the different techniques were evaluated according to reliability, response speed and ease of implementation and by this evaluation the appropriate conclusions were drawn, which allowed their classification and the delineation of future prospects.

Keywords: Synchronization, single-phase systems, PLL, QSG, adaptive filtering, FLL, Kalman filter

Πίνακας Περιεχομένων

Ευχαριστίες	5
Περίληψη	7
Abstract.....	9
Κεφάλαιο 1.....	13
1.1 Σκοπός και Αντικείμενο	14
1.2 Δομή Διπλωματικής Εργασίας.....	16
Κεφάλαιο 2.....	17
2.1 Εισαγωγή	18
2.2 Συγχρονισμός με το δίκτυο χρησιμοποιώντας PLL	18
2.3 Βασική Δομή ενός PLL	20
2.3.1 Βασικές εξισώσεις του PLL.....	21
2.3.2 Γραμμικοποιημένο Μοντέλο Ασθενούς Σήματος ενός PLL	23
2.4 Ανίχνευση Φάσης Βασισμένη σε Σήματα σε Τετραγωνισμό	24
2.5 PLLs βασισμένα σε In-Quadrature Signal Generation	28
2.5.1 PLL βασισμένο σε Καθυστέρηση Μεταφοράς Εισόδου κατά $T / 4$	28
2.5.2 PLL βασισμένο στον Αντίστροφο Μετασχηματισμό Park.....	29
2.5.3 Γραμμικοποίηση PLL βασισμένου στον Αντίστροφο Μετασχηματισμό Park	31
2.6 PLLs βασισμένα σε προσαρμοστικό φιλτράρισμα	33
2.6.1 Το Ενισχυμένο PLL (EPLL).....	34
2.6.2 Δεύτερης Τάξης Προσαρμοζόμενο Φίλτρο.....	36
2.6.3 Δεύτερης Τάξης Γενικευμένος Ολοκληρωτής.....	39
2.6.4 Ο SOGI-PLL	42
2.6.5 Ο SOGI-FLL.....	43
2.6.6 Ανάλυση του SOGI-FLL.....	44
2.7 Kalman Filter	48
2.7.1 Αλγόριθμος Kalman Filter	49
2.7.2 Extended Kalman Filter (EKF).....	59
2.7.3 Εξαγωγή μοντέλου μονοφασικού KF PLL	52
Κεφάλαιο 3.....	55
3.1 PLL βασισμένο σε Καθυστέρηση Μεταφοράς Εισόδου κατά $T / 4$	56
3.2 PLL βασισμένο στον Αντίστροφο Μετασχηματισμό Park	57

3.2.1 Ευστάθεια	57
3.2.2 Μεταβατική Απόδοση.....	59
3.2.3 Απόρριψη Διαταραχής.....	62
3.3 Το Ενισχυμένο PLL (EPLL)	65
3.4 Ο SOGI βρόχος κλειδωμένης συχνότητας (SOGI-FLL)	66
3.5 Kalman Filter PLL.....	67
Κεφάλαιο 4.....	71
4.1 Επιλογή Πειραματικών Προσομοιώσεων.....	72
4.2 Διαγραμματική Παρουσίαση Πειραματικών Προσομοιώσεων ανά Διάταξη PLL	77
4.2.1 PLL βασισμένο σε Καθυστέρηση Μεταφοράς Εισόδου κατά $T / 4$	77
4.2.2 PLL βασισμένο στον Αντίστροφο Μετασχηματισμό Park.....	87
4.2.3 Ενισχυμένο PLL (EPLL).....	97
4.2.4 SOGI-FLL L	107
4.2.5 Kalman Filter PLL.....	117
4.3 Παρουσίαση χρόνων αποκατάστασης σε πίνακα	128
Κεφάλαιο 5.....	129
5.1 Συμπεράσματα.....	130
5.2 Προοπτικές	132
Βιβλιογραφία	133

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Σκοπός και Αντικείμενο

Τα ηλεκτρικά δίκτυα είναι πολύπλοκα και δυναμικά συστήματα που επηρεάζονται από πολλαπλά ενδεχόμενα όπως η συνεχής σύνδεση και αποσύνδεση των φορτίων, διαταραχές και συντονισμοί που προκύπτουν από τις αρμονικές ρευμάτων που ρέουν μέσα από τις γραμμές, σφάλματα που οφείλονται σε κεραυνούς και λάθη στη λειτουργία του ηλεκτρολογικού εξοπλισμού. Κατά συνέπεια, οι μεταβλητές δικτύου δε μπορεί να θεωρηθούν ως σταθερά μεγέθη όταν ένας μετατροπέας ισχύος είναι συνδεδεμένος με το δίκτυο, αλλά θα πρέπει να παρακολουθούνται συνεχώς ώστε να εξασφαλίζεται ότι η κατάσταση δικτύου είναι κατάλληλη για τη σωστή λειτουργία του μετατροπέα ισχύος. Επιπλέον, όταν η ισχύς που διαχειρίζεται ο μετατροπέας ισχύος δεν μπορεί να αμεληθεί σε σχέση με την ονομαστική ισχύ του δικτύου στο σημείο σύνδεσης, οι μεταβλητές δικτύου μπορεί να επηρεαστούν σημαντικά από τη δράση ενός τέτοιου μετατροπέα. Ως εκ τούτου, οι μετατροπείς ισχύος δεν μπορεί να θεωρηθούν ως απλός διασυνδεδεμένος εξοπλισμός με το δίκτυο δεδομένου ότι έχουν μια διαδραστική σχέση με το δίκτυο και μπορούν να συμμετέχουν ενεργά στην υποστήριξη της συχνότητας και της τάσης του δικτύου. Αυτό σημαίνει, ωστόσο, ότι οι συνθήκες σταθερότητας και ασφάλειας του δικτύου μπορεί να επηρεαστούν σοβαρά σε δίκτυα με εκτεταμένη χρήση των μετατροπέων ισχύος, όπως είναι η περίπτωση των καταναμημένων ενεργειακών συστημάτων που βασίζονται σε ανανεώσιμες πηγές ενέργειας. Για το λόγο αυτό, πολλοί διεθνείς κώδικες δικτύου έχουν τεθεί σε ισχύ κατά τη διάρκεια των τελευταίων ετών, προκειμένου να ρυθμίζουν τη συμπεριφορά των φωτοβολταϊκών και ενεργειακών συστημάτων αιολικής ενέργειας και στη σταθερή κατάσταση και σε μεταβατικές συνθήκες, π.χ. με την παρουσία των βλαβών στο δίκτυο.

Η παρακολούθηση των μεταβλητών δικτύου είναι ένα απαραίτητο έργο που πρέπει να εφαρμοστεί στη διάταξη του μετατροπέα ισχύος διασύνδεσης των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στο δίκτυο. Οι κώδικες δικτύου αναφέρουν τα όρια τάσης και συχνότητας εντός των οποίων τα φωτοβολταϊκά και οι ανεμογεννήτριες θα πρέπει να παραμένουν συνδεδεμένα με το δίκτυο, διασφαλίζοντας παράλληλα σταθερή λειτουργία. Ως εκ τούτου, ο μετατροπέας ισχύος των εν λόγω συστημάτων ανανεώσιμων πηγών ενέργειας θα πρέπει να παρακολουθεί με ακρίβεια τις μεταβλητές δικτύου στο σημείο κοινής ζεύξης προκειμένου να ξεκινά η διαδικασία αποσύνδεσης όταν πηγαίνουν πέρα από τα όρια που καθορίζονται από τους κώδικες του δικτύου. Αυτοί οι κώδικες δικτύου προσδιορίζουν επίσης ορισμένες δυναμικές απαιτήσεις στη σύνδεση με το δίκτυο των καταναμημένων γεννητριών. Κατά συνέπεια, οι αλγόριθμοι ελέγχου του δικτύου που πρέπει να εφαρμοστούν σε διασυνδεδεμένους μετατροπείς θα πρέπει να ανιχνεύουν την κατάσταση του δικτύου με ένα γρήγορο και ακριβή τρόπο, προκειμένου να εκπληρώνουν τις απαιτήσεις τόσο ως προς την ακρίβεια όσο και ως προς το χρόνο απόκρισης που απαιτούν οι κώδικες δικτύου. Η εποπτεία του δικτύου και ο συγχρονισμός του δικτύου είναι δύο έννοιες στενά συνδεδεμένες. Στην πραγματικότητα, ο συγχρονισμός με το δίκτυο ενός μετατροπέα ενέργειας δεν είναι τίποτα άλλο από μια στιγμιαία παρακολούθηση της κατάστασης του δικτύου στο οποίο ο μετατροπέας ισχύος είναι συνδεδεμένος. Ο συγχρονισμός με το δίκτυο είναι μια προσαρμοστική διαδικασία μέσω της οποίας ένα εσωτερικό σήμα αναφοράς που

δημιουργείται από τον αλγόριθμο ελέγχου ενός συνδεδεμένου με το δίκτυο μετατροπέα ισχύος ευθυγραμμίζεται με μία συγκεκριμένη μεταβλητή δικτύου, συνήθως με τη θεμελιώδη συνιστώσα της τάσης του δικτύου.

Ο συγχρονισμός με το δίκτυο είναι ένα θεμελιώδες θέμα στη σύνδεση των μετατροπέων ηλεκτρικού ρεύματος στο δίκτυο, δεδομένου ότι επιτρέπει στο δίκτυο και στο συγχρονισμένο μετατροπέα ισχύος να εργαστούν από κοινού. Πληροφορίες που παράγονται από τον αλγόριθμο συγχρονισμού δικτύου χρησιμοποιούνται σε διάφορα επίπεδα του συστήματος ελέγχου ενός συνδεδεμένου στο δίκτυο μετατροπέα. Πληροφορίες σχετικά με τη γωνία της φάσης της τάσης δικτύου είναι απαραίτητες για τη μετατροπή των μεταβλητών δικτύου από το φυσικό πλαίσιο αναφοράς στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς, το οποίο καθιστά δυνατή τη χρήση DC μεταβλητών στη ρύθμιση των AC ρευμάτων ή τάσεων που παρέχονται στο δίκτυο από τον μετατροπέα ισχύος. Επίσης, η γνώση του μεγέθους και της γωνίας φάσεως της τάσης δικτύου επιτρέπει τη ρύθμιση της ενεργού και άεργου ισχύος που τροφοδοτείται στο δίκτυο. Ο σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι να εισαγάγει τη βάση του προβλήματος συγχρονισμού σε μονοφασικά συστήματα και να παρουσιάσει και να συγκρίνει μερικές από τις πιο διαδεδομένες δομές των συστημάτων συγχρονισμού που χρησιμοποιούνται σε μονοφασικά συστήματα.

1.2 Δομή Διπλωματικής Εργασίας

Παρουσιάζονται κάτωθι τα κεφάλαια και το περιεχόμενό τους.

Κεφάλαιο 1ο: *Εισαγωγή*

Πρόκειται για το παρόν κεφάλαιο όπου ο αναγνώστης έρχεται σε πρώτη επαφή με το περιεχόμενο της διπλωματικής εργασίας. Αναφέρονται περιληπτικά το θεωρητικό υπόβαθρο της εργασίας καθώς και το πρόβλημα στο οποίο εστιάσαμε.

Κεφάλαιο 2ο: *Τεχνικές Συγχρονισμού με το Δίκτυο για Μονοφασικά Συστήματα*

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο γίνεται μια ανάλυση των βασικών αρχών που διέπουν τα συστήματα PLL. Παράλληλα, αναλύονται σε βάθος η δομή και ο τρόπος λειτουργίας των διαφόρων διατάξεων PLL που θα παρουσιαστούν στην παρούσα διπλωματική εργασία.

Κεφάλαιο 3ο: *Σχεδίαση και παρουσίαση των επιλεγμένων διατάξεων PLL*

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο γίνεται μια παρουσίαση των τελικών διατάξεων PLL που επιλέχθηκαν και σχεδιάστηκαν προκειμένου να δοκιμαστούν πειραματικά μέσω προσομοιώσεων MATLAB/SIMULINK. Επιπλέον καταδεικνύεται και ο τρόπος που επιλέχθηκαν οι τιμές των διαφόρων παραμέτρων σε καθεμία διάταξη ξεχωριστά.

Κεφάλαιο 4ο: *Πειραματική Εφαρμογή και Αποτελέσματα*

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι ενδεικτικές δοκιμές που επιλέχθηκαν για να αξιολογηθούν μέσω προσομοιώσεων οι επιδόσεις των διαφόρων κατά από διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας του δικτύου, μεταβατικές και μη. Στη συνέχεια τα αποτελέσματα αυτά που προέκυψαν από τις προσομοιώσεις αυτές παρουσιάζονται διαγραμματικά.

Κεφάλαιο 5ο: *Συμπεράσματα και Προοπτικές*

Με βάση τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τις επιλεγμένες διατάξεις PLL, εξάγονται τα απαραίτητα συμπεράσματα της εργασίας. Παράλληλα, αναφέρονται μελλοντικές προοπτικές έρευνας.

Κεφάλαιο 2

Τεχνικές Συγχρονισμού με το Δίκτυο για Μονοφασικά Συστήματα

2.1 Εισαγωγή

Ο συγχρονισμός με το δίκτυο των διασυνδεδεμένων μονοφασικών μετατροπέων έγκειται στην ακριβή ανίχνευση των χαρακτηριστικών της τάσης του δικτύου, προκειμένου να συντονιστεί ο εσωτερικός ταλαντωτής του ελεγκτή του μετατροπέα ισχύος με τη δυναμική ταλάντωσης που επιβάλλεται από το δίκτυο. Συνήθως, τα κύρια σημεία ενδιαφέροντος για τη διασύνδεση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στο δίκτυο με τη χρήση μετατροπέων ισχύος είναι το πλάτος και η γωνία φάσεως της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης του δικτύου. Ωστόσο, η ανίχνευση άλλων αρμονικών συνιστωσών μπορεί επίσης να είναι ενδιαφέρουσα για την εφαρμογή επιπλέον λειτουργιών στο διασυνδεδεμένο μετατροπέα ισχύος των κατανεμημένων γεννητριών, όπως η απόσβεση συντονισμού ή η ανίχνευση της σύνθετης αντίστασης του δικτύου. Ως εκ τούτου, οι τεχνικές συγχρονισμού με το δίκτυο φέρουν μια ορισμένη ομοιότητα με τις μεθόδους ανίχνευσης αρμονικών που χρησιμοποιούνται σε συστήματα ισχύος και μπορούν να ταξινομηθούν σε δύο κύριες ομάδες, δηλαδή τις μεθόδους ανίχνευσης στο πεδίο συχνοτήτων και τις μεθόδους ανίχνευσης στο πεδίο του χρόνου.

Οι μέθοδοι ανίχνευσης στο πεδίο της συχνότητας είναι συνήθως βασισμένες σε κάποια διακριτή εφαρμογή των αρχών της ανάλυσης Fourier. Οι σειρές Fourier, ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier (DFT) και ο αναδρομικός διακριτός μετασχηματισμός Fourier (RDFT) είναι μερικές δυνατές τεχνικές συγχρονισμού με το δίκτυο σε μονοφασικά συστήματα. Εξ ορισμού, η ανάλυση συχνότητας υποθέτει ότι η θεμελιώδης συχνότητα του επεξεργασμένου σήματος είναι ένα καλά γνωστό και σταθερό μέγεθος. Η συχνότητα δειγματοληψίας του επεξεργαστή σήματος θα πρέπει να είναι ένα ακέραιο πολλαπλάσιο της θεμελιώδους συχνότητας δικτύου.

Οι μέθοδοι ανίχνευσης στο πεδίο του χρόνου βασίζονται σε κάποιο είδος προσαρμοζόμενου βρόχου που επιτρέπει σε έναν εσωτερικό ταλαντωτή να παρακολουθεί τη συνιστώσα ενδιαφέροντος του σήματος εισόδου. Η πιο διαδεδομένη μέθοδος συγχρονισμού σε μηχανολογικές εφαρμογές είναι ο βρόχος κλειδωμένης φάσης (PLL). Η εφαρμογή μιας απλής δομής PLL για συγχρονισμό με την τάση χαμηλής συχνότητας ενός συμβατικού δικτύου (50/60 Hz) θα παράσχει αποδείξεις για την ανάγκη να βελτιωθεί η δομή του, χρησιμοποιώντας κάποιο είδος γεννήτριας τετραγωνικού σήματος QSG).

2.2 Συγχρονισμός με το δίκτυο χρησιμοποιώντας PLL

Ένας βρόχος κλειδωμένης φάσης (Phase-Locked Loop) είναι ένα σύστημα κλειστού βρόχου στο οποίο ένας εσωτερικός ταλαντωτής ελέγχεται για να κρατήσει το χρόνο κάποιου εξωτερικού περιοδικού σήματος, χρησιμοποιώντας το βρόχο ανάδρασης. Είμαστε πολύ συνηθισμένοι να χρησιμοποιούμε αυτό το είδος συστήματος στην καθημερινή μας ζωή. Κάθε φορά που ακούμε ραδιόφωνο, συντονίζουμε έναν εσωτερικό ταλαντωτή στη συχνότητα του φέροντος σήματος επί του οποίου ο αγαπημένος μας ραδιοφωνικός σταθμός εκπέμπει τα προγράμματά του.

Οι τεχνικές PLL χρησιμοποιούνται ευρέως σε τομείς όπως οι επικοινωνίες, οι υπολογιστές και τα σύγχρονα ηλεκτρονικά. Μπορούν να δημιουργήσουν σταθερές συχνότητες συγχρονισμένες με εξωτερικά περιοδικά γεγονότα, να ανακτήσουν επιθυμητά σήματα από πηγές με παραμόρφωση ή να παρέχουν παλμούς χρονισμού ρολογιού σε πολύπλοκα συστήματα ελέγχου.

Ένας διασυνδεδεμένος μετατροπέας ισχύος ταιριάζει απόλυτα με τη φιλοσοφία του PLL, δεδομένου ότι θα πρέπει να λειτουργεί σε αρμονία με το δίκτυο. Θα πρέπει να υπάρχει κλείδωμα φάσεως του εσωτερικού ταλαντωτή του μετατροπέα με κάποιο συγκεκριμένο σήμα ισχύος του δικτύου προκειμένου ο μετατροπέας να δημιουργήσει ένα συνεκτικό ως προς το πλάτος και τη φάση εσωτερικό σήμα που χρησιμοποιείται από διαφορετικά μπλοκ του συστήματος ελέγχου του. Οι πρώτοι διασυνδεδεμένοι μετατροπείς ισχύος βασίστηκαν σε ανορθωτές ελεγχόμενους από πυρίτιο. Αυτοί οι μετατροπείς ισχύος πρόσφεραν χαμηλό βαθμό ελέγχου και συγχρονίζονταν με το δίκτυο μέσω ανίχνευσης του μηδενισμού της τάσης του δικτύου.

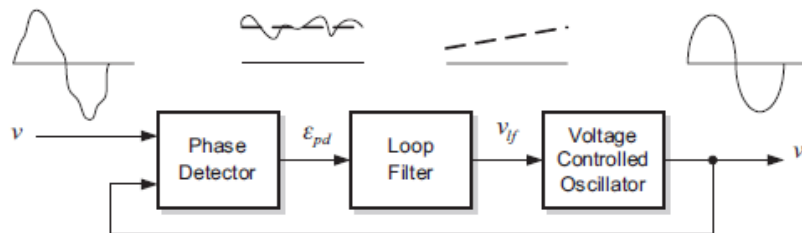
Η μέθοδος ανίχνευσης μηδενισμού χρησιμοποιεί συγκριτές για την ανίχνευση αλλαγών στην πολικότητα της τάσης του δικτύου. Αυτή η τεχνική ανίχνευσης παρουσιάζει ορισμένα μειονεκτήματα, όπως ανακρίβεια και ανίχνευση πολλαπλών μηδενικών διελεύσεων σε περίπτωση παραμορφωμένης τάσης δικτύου. Τέτοια μειονεκτήματα είναι ακόμη πιο σημαντικά στην περίπτωση ασθενών δικτύων (δίκτυα με υψηλή σύνθετη αντίσταση) μιας και η τάση δικτύου τους είναι επιρρεπής σε παραμορφώσεις κυρίως από τις αρμονικές, τις ασυνέχειες μεταγωγής και το θόρυβο. Για το λόγο αυτό, τροποποιημένες μέθοδοι που βασίζονται σε κυκλώματα συγκριτών με δυναμική υστέρηση, προσέγγιση καμπύλης ή προγνωστικούς αλγορίθμους ψηφιακού φιλτραρίσματος έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία για την ακύρωση καθυστερήσεων στην ανίχνευση μηδενικής διέλευσης και για να μειωθούν οι αρνητικές συνέπειες που προκύπτουν από τον θόρυβο και τις ασυνέχειες μεταγωγής της τάσης δικτύου. Μερικές από αυτές τις τεχνικές είναι σχετικά πολύπλοκες και η απόδοσή τους δεν είναι απολύτως ικανοποιητική, όταν η τάση του δικτύου επηρεάζεται από αρμονικές χαμηλής συχνότητας ή αξιοσημείωτες διακυμάνσεις συχνότητας.

Επί του παρόντος, οι διασυνδεδεμένοι μετατροπείς ισχύος βασίζονται σε σύγχρονες συσκευές ημιαγωγών (ακόμη και μετατροπείς της τάξης των μεγαβάτ) οι οποίες επιτρέπουν έναν υψηλό βαθμό ελέγχου. Εξελιγμένα σύγχρονα συστήματα ελέγχου, στηριγμένα σε γρήγορα και ακριβή PLLs, εφαρμόζονται σε αυτούς τους μετατροπείς. Αν ένας σύγχρονος ελεγκτής που περιστρέφεται με τη θεμελιώδη συχνότητα του δικτύου παρατηρηθεί από ένα σταθερό πλαίσιο αναφοράς, δεν αναμένεται να υπάρξει σχετική διαφορά μεταξύ της συχνότητας των εσωτερικών μεταβλητών του ελεγκτή και των θεμελιωδών μεταβλητών δικτύου - η επίδραση των αρμονικών αμελείται εδώ. Ως εκ τούτου, οι AC μεταβλητές δικτύου μοιάζουν με τις μεταβλητές DC για ένα σωστά ρυθμισμένο σύγχρονο ελεγκτή. Ως αποτέλεσμα, γνωστοί DC ελεγκτές μπορεί να χρησιμοποιηθούν για να ρυθμίσουν AC μεγέθη που ταλαντώνονται στη θεμελιώδη συχνότητα του δικτύου, το οποίο καθιστά τη διαδικασία συντονισμού ευκολότερη. Επιπλέον, καθυστερήσεις που εισάγονται από στοιχεία που ενεργούν ως διαμορφωτές του μετατροπέα ισχύος και ως αισθητήρες μπορούν να αντισταθμιστούν απλά με προώθηση της φάσης-γωνίας που ανιχνεύεται από το PLL. Επιπλέον, το PLL παρέχει συνεχείς πληροφορίες σχετικά με τη

φάση-γωνία και το πλάτος του μεγέθους που μας ενδιαφέρει, εν γένει τη θεμελιώδη τάση δικτύου, οι οποίες επιτρέπουν σε ελεγκτές και ρυθμιστές που βασίζονται σε διανύσματα χώρου να υλοποιηθούν, ακόμη και όταν χρησιμοποιούνται σε μονοφασικά σήματα.

2.3 Βασική Δομή ενός PLL

Η βασική δομή ενός βρόχου κλειδωμένης φάσης (PLL) φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 2.1 : Βασική δομή ενός PLL [2]

Αποτελείται από τρία βασικά στοιχεία:

- Ο ανιχνευτής φάσης (PD). Αυτό το μπλοκ παράγει ένα σήμα εξόδου ανάλογο προς τη διαφορά φάσης μεταξύ του σήματος εισόδου v , και του σήματος που παράγεται από το εσωτερικό του ταλαντωτή του PLL, v' . Ανάλογα με τον τύπο του PD, εμφανίζονται υψηλής συχνότητας AC συνιστώσες μαζί με το DC σήμα διαφοράς φάσης-γωνίας.
- Το φίλτρο βρόχου (LF). Αυτό το μπλοκ παρουσιάζει χαρακτηριστική βαθυπερατού φίλτρου για να μετριάσει τις AC συνιστώσες υψηλής συχνότητας που προέρχονται από την έξοδο του ανιχνευτή φάσης (PD). Τυπικά, αυτό το μπλοκ αποτελείται από ένα βαθυπερατό φίλτρο πρώτης τάξεως ή έναν PI ελεγκτή.
- Ελεγχόμενος από τάση ταλαντωτής (VCO). Αυτό το μπλοκ παράγει στην έξοδό του ένα AC σήμα του οποίου η συχνότητα μετατοπίζεται σε σχέση με μία δεδομένη κεντρική συχνότητα, ω_c , συναρτήσει της τάσης εισόδου που παρέχεται από το LF.

Διάφορες τεχνικές μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να υλοποιηθεί κάθε ένα από τα μπλοκ που αποτελούν ένα PLL. Οι βασικές εξισώσεις που περιγράφουν τη συμπεριφορά ενός στοιχειώδους PLL θα αναπτυχθούν ακολούθως.

2.3.1 Βασικές εξισώσεις του PLL



Σχήμα 2.2 : Διάγραμμα ενός στοιχειώδους PLL

Το διάγραμμα μπλοκ ενός στοιχειώδους PLL δείχνεται στο Σχήμα 2.2. Στην περίπτωση αυτή, ο PD εφαρμόζεται μέσω ενός απλού πολλαπλασιαστή, το LF βασίζεται σε έναν ελεγκτή PI και ο VCO αποτελείται από μια ημιτονοειδή συνάρτηση που παρέχεται από ένα γραμμικό ολοκληρωτή [2].

Εάν το σήμα εισόδου που εφαρμόζεται σε αυτό το σύστημα δίδεται από

$$v = V \sin(\theta) = V \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.1)$$

και το σήμα που παράγεται από το VCO δίνεται από

$$v' = \cos(\theta') = \cos(x) \quad (2.2)$$

το σήμα σφάλματος φάσης από τον πολλαπλασιαστή εξόδου PD μπορεί να γραφτεί ως

$$\begin{aligned} \varepsilon_{pd} &= V k_{pd} \sin(\omega t + \varphi) \cos(\omega' t + \varphi') \\ &= \frac{V k_{pd}}{2} \left[\underbrace{\sin((\omega - \omega')t + (\varphi - \varphi'))}_{\text{όρος χαμηλής συχνότητας}} + \underbrace{\sin((\omega + \omega')t + (\varphi + \varphi'))}_{\text{όρος υψηλής συχνότητας}} \right] \end{aligned} \quad (2.3)$$

Δεδομένου ότι η συνιστώσα υψηλής συχνότητας του σήματος σφάλματος του PD θα ακυρωθεί από το LF, μόνο ο όρος χαμηλής συχνότητας ($\sin((\omega - \omega')t + (\varphi - \varphi'))$) θα πρέπει να θεωρείται από τώρα και στο εξής. Ως εκ τούτου, το σήμα σφάλματος από τον PD που λογίζεται στην παρούσα ανάλυση είναι

$$\bar{\varepsilon}_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} [\sin((\omega - \omega')t + (\varphi - \varphi'))] \quad (2.4)$$

Αν υποτεθεί ότι ο VCO είναι καλά συντονισμένος στη συχνότητα εισόδου, δηλαδή $\omega \approx \omega'$, ο όρος DC του σήματος σφάλματος φάσης δίνεται από

$$\bar{\varepsilon}_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} [\sin(\varphi - \varphi')] \quad (2.5)$$

Μπορεί να παρατηρηθεί από την (2.5) ότι ο PD πολλαπλασιαστής παράγει μη γραμμική ανίχνευση φάσης λόγω της ημιτονοειδούς συνάρτησης. Εντούτοις, όταν το σφάλμα φάσης είναι πολύ μικρό, δηλαδή όταν $\varphi \approx \varphi'$, η έξοδος του πολλαπλασιαστή PD μπορεί να γραμμικοποιηθεί στην περιοχή ενός τέτοιου σημείου λειτουργίας από το $\sin(\varphi - \varphi') \approx \sin(\theta - \theta') \approx (\theta - \theta')$. Ως εκ τούτου, όταν το PLL κλειδώνεται, ο σχετικός όρος του σήματος σφάλματος φάσης δίνεται από

$$\bar{\varepsilon}_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} (\theta - \theta') \quad (2.6)$$

Η εξίσωση μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να εξαχθεί ένα γραμμικό μοντέλο ασθενούς σήματος του PD πολλαπλασιαστή [2]. Στην κλειδωμένη κατάσταση, το μοντέλο αυτό αντιπροσωπεύει ένα μπλοκ μηδενικής τάξης το κέρδος του οποίου εξαρτάται από το πλάτος του σήματος εισόδου.

Από την πλευρά της, η μέση συχνότητα του VCO προσδιορίζεται με

$$\bar{\omega}' = (\omega_c + \Delta\bar{\omega}') = (\omega_c + k_{VCO} \bar{v}_{lf}) \quad (2.7)$$

όπου ω_c είναι η κεντρική συχνότητα του VCO και τροφοδοτείται στο PLL ως παράμετρος ευθείας τροφοδότησης εξαρτημένη από το φάσμα των συχνοτήτων που πρόκειται να ανιχνευθεί. Ως εκ τούτου, οι μικρές μεταβολές του σήματος στη συχνότητα του VCO δίνονται από

$$\tilde{\omega}' = k_{VCO} \bar{v}_{lf} \quad (2.8)$$

και οι μεταβολές στη φάση-γωνία που ανιχνεύονται από το PLL μπορούν να γραφτούν ως

$$\tilde{\theta}'(t) = \int \tilde{\omega}' dt = \int k_{VCO} \bar{v}_{lf} dt \quad (2.9)$$

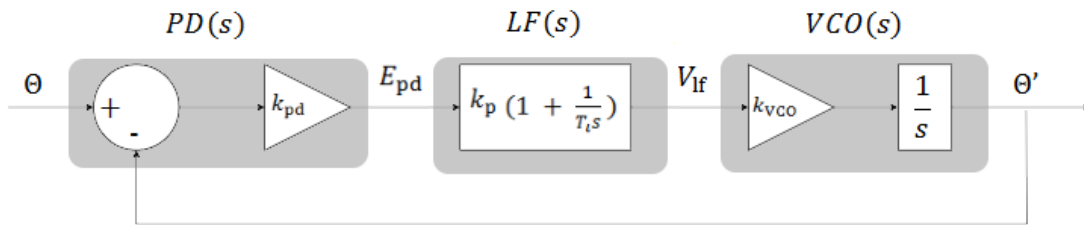
2.3.2 Γραμμικοποιημένο Μοντέλο Ασθενούς Σήματος ενός PLL

Οι προηγούμενες εξισώσεις στο πεδίο του χρόνου μπορούν άκοπα να μεταφερθούν στο πεδίο μιγαδικής συχνότητας χρησιμοποιώντας το μετασχηματισμό Laplace. Εάν θεωρηθεί ότι η $k_{PD} = k_{VCO} = 1$, οι ακόλουθες εκφράσεις λαμβάνονται για τα σήματα ενδιαφέροντος για το PLL:

• Ανιχνευτής φάσης:
$$E_{pd}(s) = \frac{V}{2} (\Theta(s) - \Theta'(s)) \quad (2.10)$$

• Το φίλτρο βρόχου:
$$V_{if}(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \varepsilon_{pd}(s) \quad (2.11)$$

• Ελεγχόμενος από τάση ταλαντωτής:
$$\Theta'(s) = \frac{1}{s} V_{if}(s) \quad (2.12)$$



Σχήμα 2.3 : Λειτουργία ασθενούς σήματος ενός στοιχειώδους PLL

Ως εκ τούτου, μπορεί να συναχθεί το παραπάνω διάγραμμα που απεικονίζει το μοντέλο ασθενούς σήματος του PLL. Μια απλή ανάλυση αυτού του συστήματος κλειστού βρόχου (με $k_{PD} = k_{VCO} = 1$ και $V = 1$), δίνει τις ακόλουθες χαρακτηριστικές συναρτήσεις μεταφοράς [2] :

Συνάρτηση μεταφοράς φάσης ανοιχτού βρόχου:

$$FOL(s) = PD(s) \cdot LF(s) \cdot VCO(s) = \frac{k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right)}{s} = \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2} \quad (2.13)$$

Συνάρτηση μεταφοράς φάσεως κλειστού βρόχου:

$$H_{\theta}(s) = \frac{\theta'(s)}{\theta(s)} = \frac{LF(s)}{s + LF(s)} = \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2 + k_p s + \frac{k_p}{T_i}} \quad (2.14)$$

Συνάρτηση μεταφοράς σφάλματος κλειστού βρόχου :

$$E_{\theta}(s) = \frac{E_{pd}(s)}{\theta(s)} = 1 - H_{\theta}(s) = \frac{s}{s + LF(s)} = \frac{s^2}{s^2 + k_p s + \frac{k_p}{T_i}} \quad (2.15)$$

Οι προηγούμενες συναρτήσεις μεταφοράς επιτρέπουν ορισμένα προκαταρκτικά συμπεράσματα σχετικά με την επίδοση του PLL. Η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου δείχνει ότι το PLL είναι ένα σύστημα δεύτερης τάξης, με δύο πόλους, το οποίο σημαίνει ότι

είναι σε θέση να ανιχνεύει ακόμα και μια ράμπα σταθερής κλίσης στη φάση-γωνία εισόδου χωρίς σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Από την πλευρά της, η συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού βρόχου αποκαλύπτει ότι το PLL παρουσιάζει χαρακτηριστική βαθυπερατού φίλτρου στην ανίχνευση της φάσης-γωνίας εισόδου, το οποίο είναι ένα πολύ ενδιαφέρον χαρακτηριστικό για την εξασθένηση του σφάλματος ανίχνευσης που προκαλείται από πιθανό θόρυβο και υψηλής τάξης αρμονικές στο σήμα εισόδου.

Αυτές οι συναρτήσεις μεταφοράς δεύτερης τάξης μπορούν να γραφτούν με έναν κανονικοποιημένο τρόπο ως εξής:

$$H_{\theta}(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.16)$$

$$E_{\theta}(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.17)$$

όπου

$$\omega_n = \sqrt{k_i} \quad \text{και} \quad \zeta = \sqrt{\frac{k_p^2}{4k_i}}$$

$$k_p = 2\zeta\omega_n \quad k_i = \omega_n^2 \quad k_i = \frac{k_p}{T_i}$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι οι παραπάνω σχέσεις για τη ρύθμιση του PI ελεγκτή εξήχθησαν έχοντας υποθέσει ότι έχουμε μοναδιαίο πλάτος του σήματος τάσης εισόδου, δηλαδή $V = 1$. Σε αντίθετη περίπτωση πρέπει να διαιρεθούν με V .

2.4 Ανίχνευση Φάσης Βασισμένη σε Σήματα σε Τετραγωνισμό

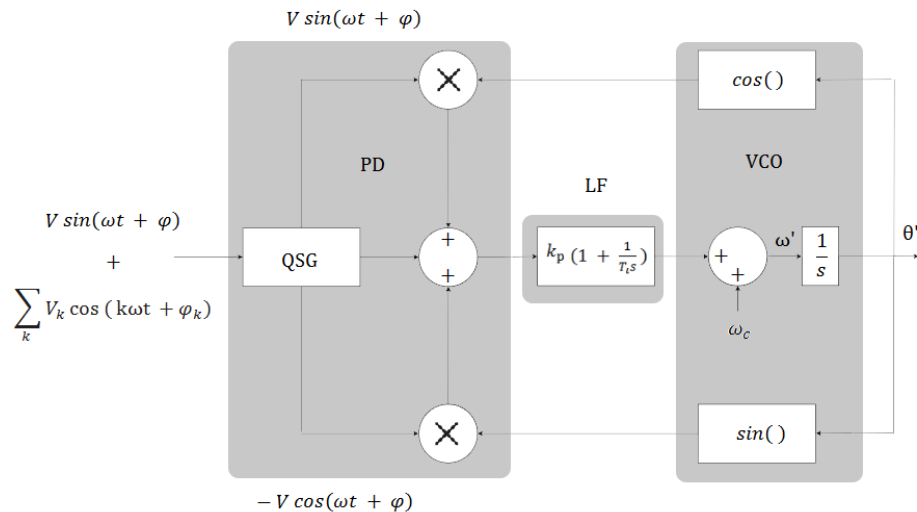
Το βασικό PLL παρουσιάζει ένα σημαντικό μειονέκτημα όσον αφορά τον υπολογισμό των βασικών παραμέτρων του όταν χρησιμοποιείται για διασυνδεδεμένες εφαρμογές. Οι σχέσεις για τον υπολογισμό τους, έχουν ληφθεί με ένα απλοποιημένο τρόπο, ύστερα από τη θεώρηση ορισμένων υποθέσεων. Μία από αυτές τις υποθέσεις ήταν ότι η συχνότητα του σήματος που θέλουμε να φέρουμε σε κλείδωμα φάσης είναι πολύ υψηλότερη από το εύρος ζώνης του PLL. Υπό την υπόθεση αυτή, ο όρος υψηλής συχνότητας του σήματος σφάλματος φάσης που παρέχεται από τον πολλαπλασιαστή PD μπορεί να αγνοηθεί όταν μελετάται η κυρίαρχη δυναμική απόκριση του PLL. Σε μια διασυνδεδεμένη εφαρμογή, ωστόσο, η συχνότητα του δικτύου είναι πολύ κοντά στη συχνότητα αποκοπής του PLL. Όταν το PLL κλειδώνεται, οι ταλαντώσεις υψηλής συχνότητας στο σήμα σφάλματος φάσης-γωνίας είναι μόνο δύο φορές η συχνότητα εισόδου. Με αυτές τις πολύ κοντινές συχνότητες, η υπόθεση για την πλήρη

κατάργηση του όρου υψηλής συχνότητας (2.3) από το LF δεν μπορεί πλέον να γίνει αποδεκτή ως έγκυρη υπόθεση. Ως εκ τούτου, ένας νέος PD, διαφορετικός από τον απλό PD πολλαπλασιαστή, θα πρέπει να χρησιμοποιείται κατά το σχεδιασμό ενός PLL για διασυνδεδεμένες εφαρμογές, προκειμένου να ακυρώσει τις ταλαντώσεις σε συχνότητα διπλάσια από αυτή του δικτύου στο σήμα σφάλματος φάσης-γωνίας.

Το Σχήμα 2.4 δείχνει έναν PD βασισμένο σε ένα σετ από τετραγωνικά σήματα. Η γεννήτρια τετραγωνισμού του σήματος (QSG) αυτού του σχεδιαγράμματος υποτίθεται ότι είναι ιδανική, δηλαδή είναι σε θέση να εξάγει ένα σύνολο από καθαρά τετραγωνικά σήματα, χωρίς να επιφέρει καμιά καθυστέρηση σε οποιαδήποτε συχνότητα, από ένα δεδομένο παραμορφωμένο σήμα εισόδου.

Το σήμα σφάλματος φάσης-γωνίας που προκύπτει από αυτόν τον ιδανικό σε τετραγωνισμού PD δίνεται από

$$\begin{aligned} \varepsilon_{pd} &= V \sin(\omega t + \varphi) \cos(\omega' t + \varphi') - V \cos(\omega t + \varphi) \sin(\omega' t + \varphi') \\ &= V \sin((\omega - \omega')t + (\varphi - \varphi')) = V \sin(\theta - \theta') \end{aligned} \quad (2.18)$$



Σχήμα 2.4 : Διάγραμμα ενός PLL με ιδανικό PD σε τετραγωνισμό

Σύμφωνα με την εξίσωση αυτή, όταν το PLL είναι καλά συγχρονισμένο, δηλαδή με $\omega = \omega'$, ο PD σε τετραγωνισμό δεν δημιουργεί κανέναν όρο ταλάντωσης στη μόνιμη κατάσταση, γεγονός το οποίο επιτρέπει στο εύρος ζώνης του PLL να αυξηθεί και να υπερνικά τις προαναφερθείσες αποκλίσεις όσον αφορά τον υπολογισμό των βασικών παραμέτρων του PLL.

Μια ανασκόπηση της τριγωνομετρικής παράσταση της (2.18) αποκαλύπτει ότι αυτή είναι ένα μέρος του μετασχηματισμού Park. Ως εκ τούτου, το διάγραμμα του Σχήματος 2.4 μπορεί να επανασχεδιαστεί όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.5, όπου το $\alpha\beta$ σε dq μπλοκ μετασχηματισμού ανταποκρίνεται στον ακόλουθο πίνακα μετασχηματισμού:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & \sin(\theta') \\ -\sin(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

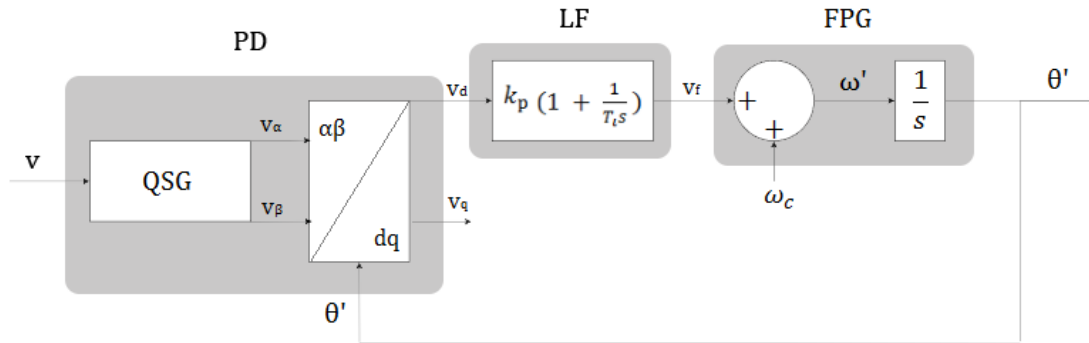
Στο Σχήμα 2.5 ο ελεγχόμενος από τάση ταλαντωτής (VCO) έχει αφαιρεθεί και ένα νέο μπλοκ, που ονομάζεται γεννήτρια συχνότητας/φάσης-γωνίας (FPG) [2], έχει προστεθεί για να δώσει τη φάση-γωνία για τις ημιτονοειδείς συναρτήσεις του μετασχηματισμού Park, το οποίο μπορεί να θεωρηθεί ένα είδος σύγχρονου ανιχνευτή φάσης (PD).

Εάν η τάση εισόδου του PLL δίδεται από

$$v = V \sin(\theta) = V \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.20)$$

τα σήματα εξόδου από τη γεννήτρια τετραγωνισμού του σήματος (QSG) εκφράζονται από το ακόλουθο διάνυσμα τάσεως

$$v_{(\alpha\beta)} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ -\cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$



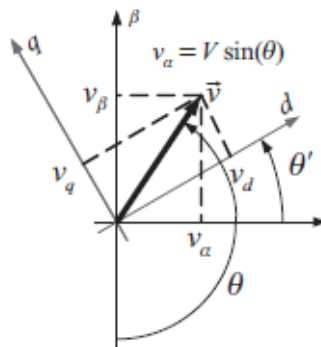
Σχήμα 2.5 : PD με βάση τη γεννήτρια τετραγωνισμού του σήματος και το μετασχηματισμό Park

Ως εκ τούτου, αντικαθιστώντας την (2.21) στην (2.19), η έξοδος του PD του Σχήματος 2.5 δίνεται από το διάνυσμα τάσεως της ακόλουθης εξίσωσης, η οποία θα είναι απαλλαγμένη από ταλαντώσεις, εάν το PLL είναι καλά συντονισμένο στη συχνότητα εισόδου, δηλαδή όταν $\omega \approx \omega'$

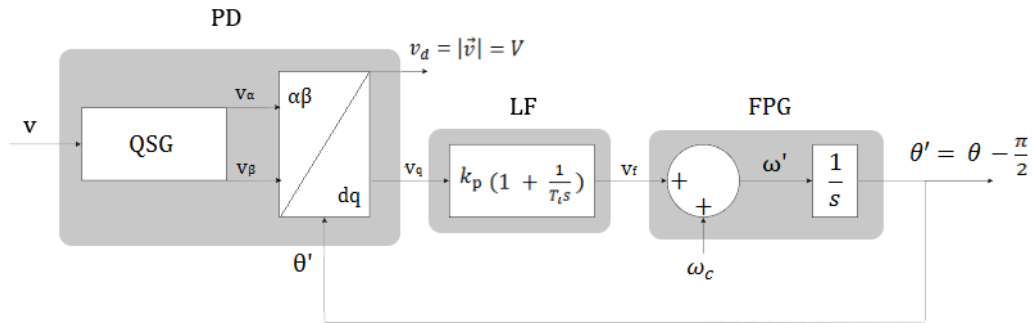
$$v_{(dq)} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \sin(\theta - \theta') \\ -\cos(\theta - \theta') \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Η χρήση μιας QSG στο PLL του Σχήματος 2.5 επιτρέπει να υιοθετηθεί μια διανυσματική προσέγγιση όταν ασχολούμαστε με ένα μονοφασικό σύστημα [2]. Στο Σχήμα 2.6, τα σήματα εξόδου της QSG (2.21) αναπαρίστανται σε ένα ορθογώνιο και σταθερό πλαίσιο αναφοράς που ορίζεται από τους άξονες $\alpha\beta$, το οποίο σχηματίζει το εικονικό διάνυσμα εισόδου v . Παρομοίως, τα σήματα εξόδου του μετασχηματισμού Park που αναπαρίστανται από τις προβολές του διανύσματος τάσης v σε ένα ορθογώνιο και περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς που ορίζεται από τους άξονες dq . Εάν η τάση εισόδου ορίζεται από $v_\alpha = V \sin(\theta)$, μπορεί να γίνει αντιληπτή ως η προβολή της τάσεως εισόδου στο σταθερό άξονα α . Η γωνιακή θέση του περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς dq , θ' , δίνεται από το PLL. Όταν το PLL είναι καλά συντονισμένο στη συχνότητα εισόδου ($\omega \approx \omega'$), το εικονικό διάνυσμα εισόδου και το πλαίσιο αναφοράς dq έχουν την ίδια γωνιακή ταχύτητα.

Όταν το PLL είναι τέλεια κλειδωμένο, ο ένας από τους άξονες του πλαισίου αναφοράς dq θα επικαλύπτει το εικονικό διάνυσμα εισόδου v . Σύμφωνα με το Σχήμα 2.5, ο ρυθμιστής PI του LF θα καθορίσει την γωνιακή θέση του πλαισίου αναφοράς dq για να κάνει το $v_d = 0$ στη μόνιμη κατάσταση, το οποίο σημαίνει ότι το διάνυσμα εισόδου v θα περιστρέφεται ορθογώνια στο d άξονα του περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς. Στην περίπτωση όπου ο ρυθμιστής PI συνδέεται με την v_q έξοδο του PD, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.7, το εικονικό διάνυσμα εισόδου v θα περιστρέφεται, επικαλύπτοντας τον άξονα d του πλαισίου αναφοράς dq στη μόνιμη κατάσταση. Σε μια τέτοια περίπτωση, το v_d σήμα θα παρέχει το πλάτος του διανύσματος τάσης εισόδου και η φάση-γωνία που ανιχνεύεται από το PLL θα είναι σε φάση με το εικονικό διάνυσμα εισόδου v , το οποίο σημαίνει ότι η ανιχνευθείσα φάση-γωνία θα υστερεί κατά 90° σε σχέση με εκείνη της ημιτονοειδούς τάσης εισόδου, δηλαδή $\theta' = \theta - \pi / 2$.



Σχήμα 2.6 : Διανυσματική αναπαράσταση των σημάτων εξόδου της QSG [2]



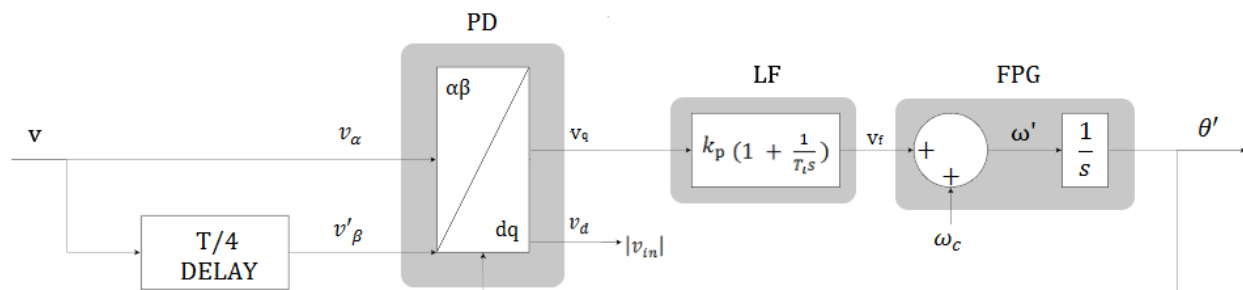
Σχήμα 2.7 : PLL με το LF στον άξονα q της QSG

2.5 PLLs βασισμένα σε In-Quadrature Signal Generation

Λαμβάνοντας υπόψη τη σημασία της QSG στο σχεδιασμό των PLLs που εφαρμόζονται στο συγχρονισμό με μονοφασικό δίκτυο, στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής θα αναλυθούν και θα αξιολογηθούν οι εξής τεχνικές δημιουργίας σημάτων για συγχρονισμό με μονοφασικό δίκτυο: η καθυστέρηση μεταφοράς εισόδου κατά $T/4$, ως μια από τις πρώτες και πιο απλοϊκές και κατανοητές τεχνικές και ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park ως την πιο διαδεδομένη τεχνική σε εφαρμογή.

2.5.1 PLL βασισμένο σε Καθυστέρηση Μεταφοράς Εισόδου κατά $T/4$

Η τεχνική καθυστέρησης μεταφοράς της εισόδου κατά $T/4$, με T την περίοδο της θεμελιώδους συχνότητας του δικτύου, είναι ίσως ο ευκολότερος τρόπος κατασκευής μιας QSG, Σχήμα 2.8. Καθυστερώντας την είσοδο $v_\alpha = V_{in} * \sin\theta$ κατά $T/4$ δημιουργείται η απαραίτητη για το συγχρονισμό ορθογώνια συνιστώσα $v_\beta = -V_{in} * \cos\theta$ (σύμφωνα με την ανάλυση που προηγήθηκε). Το μπλοκ καθυστέρησης μεταφοράς μπορεί να προγραμματιστεί εύκολα μέσω της χρήσης ενός first-in-first-out (FIFO) buffer [2], το μέγεθος του οποίου ρυθμίζεται στο ένα τέταρτο του αριθμού των δειγμάτων που περιέχονται σε ένα κύκλο της θεμελιώδους συχνότητας.



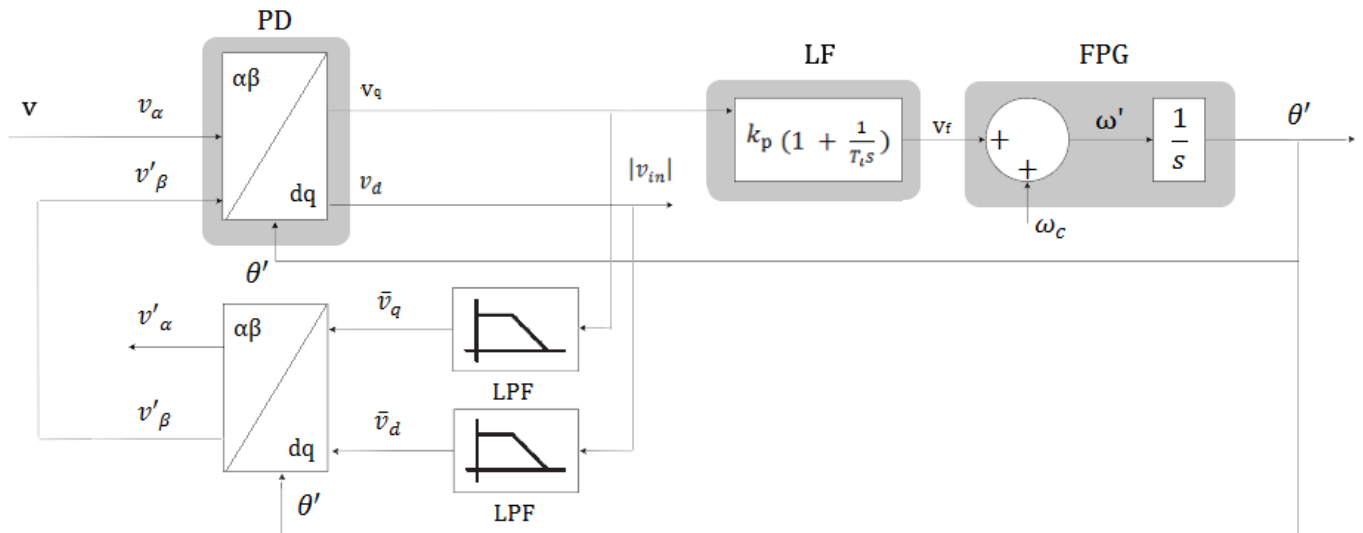
Σχήμα 2.8 : PLL που βασίζεται σε καθυστέρηση μεταφοράς της εισόδου κατά $T/4$

Η QSG βασισμένη στην τεχνική αυτή λειτουργεί ικανοποιητικά, εάν η τάση εισόδου είναι μια καθαρά ημιτονοειδής κυματομορφή με συχνότητα ίση με την ονομαστική συχνότητα του δικτύου. Εάν η συχνότητα της τάσης του δικτύου μεταβληθεί σε σχέση με την ονομαστική τιμή της, τα σήματα εξόδου αυτής της γεννήτριας δεν θα είναι απόλυτα ορθογώνια, γεγονός το οποίο θα οδηγήσει σε σφάλματα συγχρονισμού του PLL.

Αυτή η τεχνική QSG δεν παρέχει καμία δυνατότητα φιλτραρίσματος, οπότε αν η μονοφασική τάση εισόδου εμπεριέχει αρμονικές συνιστώσες, αυτές θα ενεργούν ως διαταραχή του PLL. Επιπλέον, τα ορθογώνια σήματα που παράγονται από την QSG που βασίζεται σε μπλοκ καθυστέρησης μεταφοράς της εισόδου κατά $T / 4$ δεν θα είναι πραγματικά σε τετραγωνισμό, δεδομένου ότι κάθε μία από τις αρμονικές συνιστώσες του σήματος εισόδου υπόκειται σε καθυστέρηση ίση με το ένα τέταρτο της θεμελιώδους περιόδου.

2.5.2 PLL βασισμένο στον Αντίστροφο Μετασχηματισμό Park

Ο μετασχηματισμός Park χρησιμοποιείται συνήθως ως ένα εργαλείο για να προβάλλουμε ένα διάνυσμα τάσης εισόδου, ορισμένο από σήματα σε τετραγωνισμό στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς αβ, στους ορθογώνιες άξονες του σύγχρονου πλαισίου αναφοράς dq.



Σχήμα 2.9 : PLL με βάση τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park

Για μία δεδομένη γωνιακή θέση, η μήτρα μετασχηματισμού Park που ορίζεται από την (2.19) είναι ένας γραμμικός μετασχηματισμός που μπορεί εύκολα να αντιστραφεί ως εξής:

$$v_{(\alpha\beta)} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & -\sin(\theta') \\ \sin(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Ως εκ τούτου, η αναπαράσταση σε μορφή σήματος σε τετραγωνισμό ενός μονοφασικού σήματος εισόδου μπορεί να επιτευχθεί εισάγοντας ένα φίλτρο σε ένα βρόχο που αποτελείται από τον ευθύ και τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park, όπως παρουσιάζεται στην αναφορά [5] και φαίνεται στο Σχήμα 2.9. Μια διαισθητική εξήγηση της αρχής λειτουργίας του μπορεί να δοθεί αν υποτεθεί ότι το PLL είναι καλά συντονισμένο στην συχνότητα του σήματος εισόδου. Κάτω από αυτές τις συνθήκες λειτουργίας, εάν τα v_α και v'_β δεν είναι σε τετραγωνισμό, το διάνυσμα εικονικής εισόδου που προκύπτει από αυτά τα σήματα δε θα έχει ούτε σταθερό πλάτος, ούτε σταθερή ταχύτητα περιστροφής. Ως εκ τούτου, οι v_d και v_q κυματομορφές που προκύπτουν από την άμεσο μετασχηματισμό Park θα έχουν ταλαντώσεις. Αυτές οι ταλαντώσεις θα εξασθενήσουν από ένα βαθυπερατό φίλτρο (LPF), που θα οδηγήσει στα \bar{v}_d και \bar{v}_q σήματα. Ως εκ τούτου, τα v'_α και v'_β σήματα που προκύπτουν από την εφαρμογή του αντιστρόφου μετασχηματισμού Park στα \bar{v}_d και \bar{v}_q θα είναι σε τετραγωνισμό, αν και τα v_α και v'_α δε θα είναι σε φάση αν το PLL δεν είναι τέλεια συγχρονισμένο. Καθώς το PLL κλειδώνει στη φάση-γωνία του σήματος εισόδου, το v_α θα έρθει τόσο σε φάση με το v'_α όσο και σε τετραγωνισμό με το v'_β .

Για να αναλύσουμε την QSG του Σχήματος 2.9, θα ξεκινήσουμε με το γράψιμο του μετασχηματισμού Park του (2.19) χρησιμοποιώντας τον τύπου Euler [2], με $\theta' = \omega' t$, ως εξής:

$$v_{(dq)} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (e^{j\omega' t} + e^{-j\omega' t}) & -j(e^{j\omega' t} - e^{-j\omega' t}) \\ j(e^{j\omega' t} - e^{-j\omega' t}) & (e^{j\omega' t} + e^{-j\omega' t}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v'_\beta \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Με τη χρήση του μετασχηματισμού Laplace, η (2.24) μπορεί να γραφεί στο πεδίο μιγαδικών συχνοτήτων, ως εξής

$$\begin{bmatrix} V_d(s) \\ V_q(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (V_\alpha(s + j\omega') + V_\alpha(s - j\omega')) & -j(V'_\beta(s + j\omega') - V'_\beta(s - j\omega')) \\ j(V_\alpha(s + j\omega') - V_\alpha(s - j\omega')) & (V'_\beta(s + j\omega') + V'_\beta(s - j\omega')) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Επομένως, τα σήματα που εφαρμόζονται στην είσοδο του αντίστροφου μετασχηματισμού Park δίνονται από

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_d(s) \\ \bar{V}_q(s) \end{bmatrix} = \frac{\omega_p}{s + \omega_p} \begin{bmatrix} V_d(s) \\ V_q(s) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

όπου θεωρούμε ότι το LPF είναι ένα πρώτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής ω_p .

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park μπορεί να γραφτεί με χρήση του τύπου Euler

$$v'_{(\alpha\beta)} = \begin{bmatrix} v'_{\alpha} \\ v'_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (e^{j\omega't} + e^{-j\omega't}) & j(e^{j\omega't} - e^{-j\omega't}) \\ -j(e^{j\omega't} - e^{-j\omega't}) & (e^{j\omega't} + e^{-j\omega't}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

από την οποία οδηγούμαστε στην ακόλουθη έκφραση στο πεδίο μιγαδικών συχνοτήτων:

$$\begin{bmatrix} V'_{\alpha}(s) \\ V'_{\beta}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (\bar{V}_d(s + j\omega') + \bar{V}_d(s - j\omega')) & j(\bar{V}_q(s + j\omega') - \bar{V}_q(s - j\omega')) \\ -j(\bar{V}_d(s + j\omega') - \bar{V}_d(s - j\omega')) & (\bar{V}_q(s + j\omega') + \bar{V}_q(s - j\omega')) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Με αντικατάσταση της (2.26) στην (2.28) οδηγούμαστε στην ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς [2]

$$G'_{\beta}(s) = \frac{V'_{\beta}}{V_{\alpha}}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + sk\omega' + \omega'^2} \quad \text{όπου} \quad k = \frac{\omega_p}{\omega'} \quad (2.29)$$

Παρατηρούμε ότι

$$v'_{\alpha} = \frac{1}{\omega'} \frac{d}{dt} v'_{\beta} \quad \text{και έτσι στο πεδίο της συχνότητας} \quad V'_{\alpha}(s) = \frac{s}{\omega'} V'_{\beta} \quad (2.30)$$

Ως εκ τούτου, μπορεί επίσης να γραφτεί η ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς:

$$G'_{\alpha}(s) = \frac{V'_{\alpha}}{V_{\alpha}}(s) = \frac{sk\omega'}{s^2 + sk\omega' + \omega'^2} \quad \text{όπου} \quad k = \frac{\omega_p}{\omega'} \quad (2.31)$$

Οι συναρτήσεις μεταφοράς (2.29) και (2.31) περιγράφουν την απόδοση της QSG που έχει σχεδιαστεί με βάση τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park. Λειτουργεί ταυτόχρονα ως ζωνοπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης (2.29) και ως βαθυπερατό φίλτρο (2.31). Η κεντρική συχνότητα αυτών των φίλτρων, ω_c , δίνεται από την ταχύτητα περιστροφής του σύγχρονου πλαισίου αναφοράς dq, ενώ ο συντελεστής απόσβεσης, ζ , δίνεται από τον συντελεστή k και ισχύει $k = 2\zeta$. Στις εφαρμογές για ευρωπαϊκά δίκτυα έχουμε το $\omega_c = 2\pi \cdot 50 \text{ rad / s}$.

2.5.3 Γραμμικοποίηση PLL βασισμένου στον Αντίστροφο Μετασχηματισμό Park

Σε αυτή την ενότητα, θα εξάγουμε ένα γραμμικοποιημένο μοντέλο για το Park-PLL [4]. Για χάρη της εξαγωγής του γραμμικοποιημένου μοντέλου θα υποθέσουμε τα ακόλουθα:

- 1) Η εκτιμώμενη συχνότητα είναι σχεδόν ίση με την πραγματική (δηλαδή, $\omega \approx \omega'$)
- 2) Υπάρχει μικρή διαφορά μεταξύ της πραγματικής και της εκτιμώμενης φάσης-γωνίας, ως εκ τούτου, $\sin(\varphi - \varphi') \approx 0$ και $\cos(\varphi - \varphi') \approx 1$
- 3) Η τάση εισόδου είναι μολυσμένη με αρμονικές και εκπροσωπείται από τη σχέση:

$$v_i = V \cos(\omega t + \varphi) + \sum_{h=3,5,7,\dots} V_h \cos(h\omega t + \varphi_h) \quad (2.32)$$

όπου V_h και φ_h είναι το πλάτος και η φάση-γωνία της $h^{\text{στης}}$ αρμονικής συνιστώσας, αντίστοιχα.

Αρχικά, ας παραμελήσουμε τις αρμονικές συνιστώσες και να εξετάσουμε ένα καθαρό ημιτονοειδές κύμα, όπως την τάση εισόδου. Στην περίπτωση αυτή, το σήμα εξόδου του PD (δηλαδή, v_q) εκφράζεται στη μόνιμη κατάσταση ως $V * (\varphi - \varphi')$. Συνεπώς, για βηματική μεταβολή της φάσης, το σήμα εξόδου του PD μπορεί να προσεγγιστεί στο πεδίο Laplace ως:

$$v_q \approx \frac{V}{\tau_p s + 1} \varphi_e(s) \quad (2.33)$$

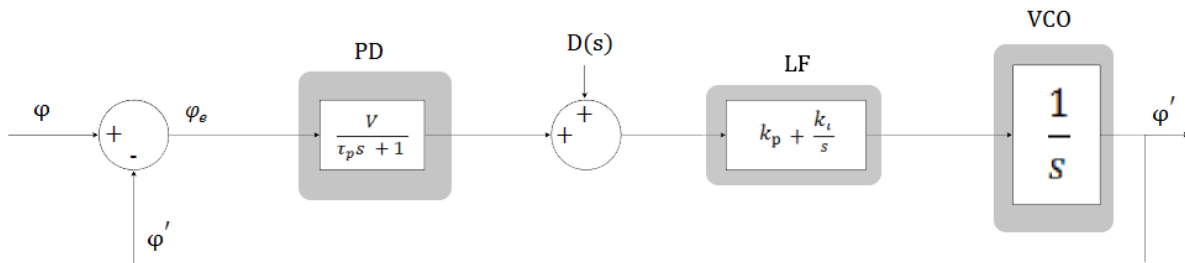
όπου $\varphi_e = \varphi - \varphi'$ και $\tau_p = 2 / \omega_p$.

$$\text{Δηλαδή, } PD(s) = \frac{1}{\tau_p s + 1} \quad (2.34)$$

Μόλις προσδιοριστεί η απόκριση του PD σε μια είσοδο καθαρού ημιτονοειδούς κύματος, το επόμενο βήμα είναι να λάβουμε υπόψη τις αρμονικές συνιστώσες. Σημείωση, μας απασχολεί μόνο η επίδραση μόνιμης κατάστασης των αρμονικών της εισόδου στον εκτιμώμενον από το PLL μεταβλητών. Στη μόνιμη κατάσταση, μία αρμονική συνιστώσα της εισόδου (τάξης h) οδηγεί σε δύο διαφορετικές συνιστώσες (τάξεων $h \pm 1$) μετά το PD. Αν εκφράσουμε τη συνολική συνεισφορά όλων των αρμονικών της εισόδου ως $D(s)$ το σήμα εξόδου του PD πρέπει να ξαναγραφεί με τον εξής τρόπο:

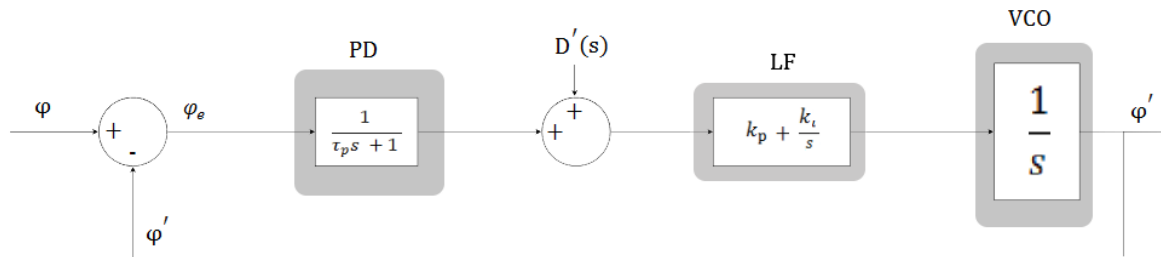
$$v_q \approx \frac{V}{\tau_p s + 1} \varphi_e(s) + D(s) \quad (2.35)$$

Αν ενσωματώσουμε τα αποτελέσματα της παραπάνω ανάλυσης στο γραμμικοποιημένο μοντέλο του βασικό PLL του Σχήματος 2.3, το γραμμικοποιημένο μοντέλο του Park PLL μπορεί να ληφθεί όπως δείχνεται στο Σχήμα 2.10. Σημειώνεται ότι η $D(s)$ εμφανίζεται ως είσοδος διαταραχής στο γραμμικοποιημένο μοντέλο Park PLL.



Σχήμα 2.10 : Γραμμικοποιημένο μοντέλο PARK PLL [4]

Προς χάριν απλότητας του γραμμικοποιημένου μοντέλου, το πλάτος της τάσης εισόδου, V , θα υποθεθεί ότι είναι ίσο με τη μονάδα. Η υπόθεση αυτή μπορεί να πραγματοποιηθεί απλά με τη διαίρεση του σήματος εξόδου του PD με την εκτίμηση του πλάτους της τάσης εισόδου προτού αυτό τροφοδοτηθεί εντός του LF. Στην περίπτωση αυτή, η είσοδος διαταραχής του γραμμικοποιημένου μοντέλου (δηλαδή, $D(s)$), πρέπει να αντικατασταθεί από $D'(s)$, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.11, όπου $D'(s) = D(s) / V$



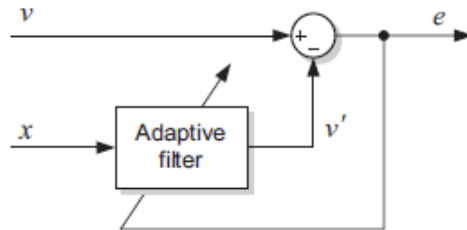
Σχήμα 2.11 : Τροποποιημένο γραμμικοποιημένο μοντέλο PARK PLL [4]

2.6 PLLs βασισμένα σε Προσαρμοστικό Φιλτράρισμα

Ένα συμβατικό φίλτρο είναι σχεδιασμένο να εξασθενεί ένα δεδομένο εύρος συχνοτήτων. Η ψηφιακή υλοποίηση της συνάρτησης μεταφοράς ενός τέτοιου φίλτρου δημιουργεί ένα μαθηματικό αλγόριθμο με μια σειρά στατικών συντελεστών, οι οποίοι καθορίζονται συνήθως στη φάση του σχεδιασμού. Σε αντίθεση, ένα προσαρμοστικό φίλτρο είναι ένα φίλτρο που έχει τη δυνατότητα να προσαρμόζει τις παραμέτρους του αυτόματα σύμφωνα με έναν αλγόριθμο βελτιστοποίησης, και ο σχεδιασμός του απαιτεί ελάχιστη ή καθόλου εκ των προτέρων γνώση

του σήματος που πρόκειται να φιλτράρεται. Σε γενικές γραμμές, ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης περιλαμβάνει τη χρήση μιας συνάρτησης κόστους, η οποία καθορίζει την απόδοση του φίλτρου (π.χ. ελαχιστοποίηση μιας συγκεκριμένης συνιστώσας θορύβου της εισόδου) για να καθορίσει πώς θα τροποποιηθούν οι συντελεστές του φίλτρου για να ελαχιστοποιηθεί το κόστος για την επόμενη επανάληψη. Προσαρμοστικά φίλτρα έχουν εφαρμοστεί σε πολλούς τομείς ελέγχου και επικοινωνίας, όπως η ταυτοποίηση συστημάτων, οι προσαρμοστικοί ελεγκτές και οι ελεγκτές πρόβλεψης και ακύρωση θορύβου.

Ένα βασικό διάγραμμα που περιγράφει την ιδέα της προσαρμοστικής ακύρωσης θορύβου μέσω (ANC), φαίνεται στο Σχήμα 2.12. Σε αυτό το διάγραμμα, το σήμα που θα φιλτράρεται εφαρμόζεται στην είσοδο v . Αυτό το σήμα εισόδου αποτελείται από ένα πρωτεύον s σήμα συν ένα θόρυβο n_0 , ασυσχέτιστο με το σήμα s . Ένα βοηθητικό σήμα αναφοράς n_1 , συσχετισμένο με το σήμα θορύβου n_0 , εφαρμόζεται στην είσοδο x . Το σήμα αναφοράς n_1 φιλτράρεται προσαρμοστικά για να παράγει ένα σήμα εξόδου v' που να είναι όσο το δυνατόν κοντινό αντίγραφο του θορύβου n_0 . Αυτό το σήμα εξόδου v' αφαιρείται από την κύρια είσοδο v για να παράγει το σήμα εξόδου e . Ως αποτέλεσμα, ο πρωτογενής θόρυβος n_0 εξαλείφεται από την ακύρωση. Όταν η τεχνική ANC χρησιμοποιείται για να ακυρώσει συγκεκριμένες συνιστώσες συχνότητας του σήματος εισόδου, αυτή η τεχνική φιλτραρίσματος καλείται επίσης προσαρμοστικό ζωνοφρακτικό φιλτράρισμα (ANF) [2].



Σχήμα 2.12 : Προσαρμοστικό σύστημα ακύρωσης θορύβου (ANC) [2]

Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής θα αναλύσουμε και θα προσομοιάσουμε το ενισχυμένο PLL (EPLL) που είναι η τεχνική PLL που προκύπτει αν συνδυάσουμε το βασικό PLL με την προσαρμοστική ακύρωση θορύβου (ANC).

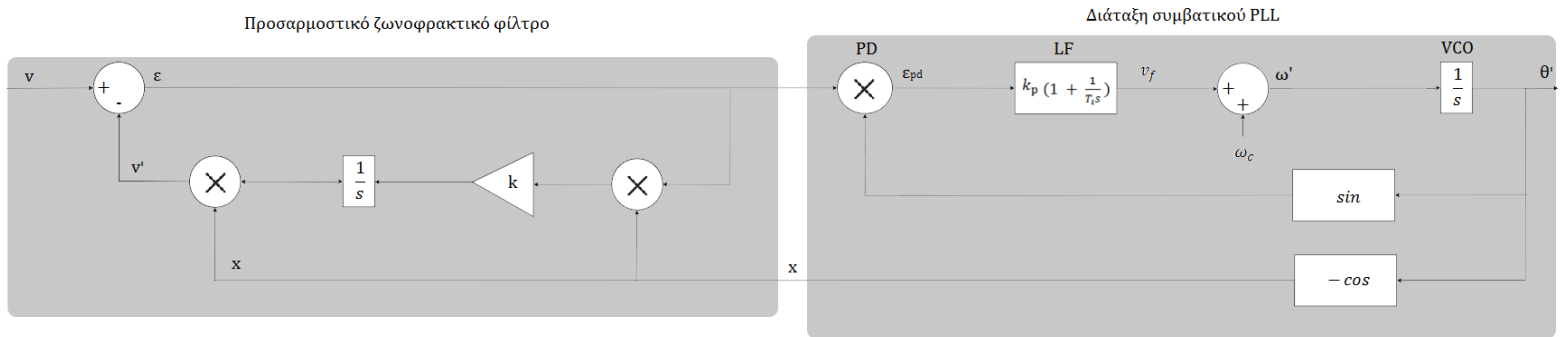
2.6.1 Το Ενισχυμένο PLL (EPLL)

Το ANC σύστημα μπορεί να εφαρμοστεί για ενίσχυση της απόδοσης του πολλαπλασιαστή που λειτουργεί ως ανιχνευτής φάσης (PD) στο συμβατικό μονοφασικό PLL. Σε μία τέτοια εφαρμογή, το σύστημα ANC λειτουργεί ως ένα προσαρμοστικό ζωνοφρακτικό φίλτρο (ANF), στην οποία

το σήμα της τάσης δικτύου εφαρμόζεται στην είσοδο v και ένα μοναδιαίο ημιτονοειδές σήμα, που παρέχεται από τον ελεγχόμενο από τάση ταλαντωτή (VCO) του PLL, εφαρμόζεται προς την είσοδο x ως σήμα αναφοράς. Το σύστημα συγχρονισμού που προκύπτει από το συνδυασμό ενός ANF και ενός συμβατικού μονοφασικού PLL δείχνεται στο Σχήμα 2.13 και είναι γνωστό ως το ενισχυμένο PLL (EPLL).

Στο EPLL, η έξοδος του ANF γίνεται ίση με μηδέν καθώς η συχνότητα και η φάση-γωνία του σήματος αναφοράς που παράγεται από τον VCO, $x = \cos(\theta')$, ταιριάζουν με εκείνα του σήματος εισόδου v . Ως αποτέλεσμα, οι ταλαντώσεις του σήματος στην έξοδο του πολλαπλασιαστή PD ακυρώνονται εντελώς και η φάση-γωνία του σήματος εισόδου ανιχνεύεται σωστά από το συμβατικό μονοφασικό PLL. Αξίζει να σημειωθεί, ωστόσο, ότι θα υπάρχει μια μετατόπιση φάσεως 90° μεταξύ θ και θ' στην σταθερή κατάσταση, δηλαδή $\theta' = \theta - \pi / 2$, λόγω της επίδρασης του πολλαπλασιαστή PD.

Το Σχήμα 2.13 εμφανίζει το μπλοκ διάγραμμα του EPLL. Αυτό το PLL όπως προαναφέραμε βασίζεται στη θεωρία των προσαρμοστικών φίλτρων. Βασικά, ανασυγκροτεί σε πραγματικό χρόνο τη θεμελιώδη συνιστώσα του σήματος εισόδου με τον υπολογισμό του πλάτους του, της



Σχήμα 2.13 : Διάγραμμα του ενισχυμένου PLL (EPLL) [2]

φάσης, και της συχνότητας μέσω του αλγορίθμου απότομης καθόδου. Το κέρδος K ελέγχει την ταχύτητα σύγκλισης του V' , δηλαδή του εκτιμώμενου πλάτους της τάσης της γραμμής. Υποθέτοντας, για την εξαγωγή της συνάρτησης μεταφοράς, μία καθαρά ημιτονοειδή τάση εισόδου με τη μορφή $V \cos \theta$, το στατικό κέρδος του PD μπορεί να βρεθεί από τη σύνταξη της έκφρασης της e_d εξόδου του ως μία συνάρτηση των θ , θ' και V [3], έχουμε

$$e_{pd} = \frac{V}{2} \sin(\theta' - \theta) + \frac{V}{2} \sin(\theta' + \theta) - \frac{V'}{2} \sin 2\theta' \quad (2.36)$$

Λαμβάνοντας υπόψη ότι $\theta' = \omega' t + \varphi'$, $\theta = \omega t + \varphi$ και θεωρώντας $\omega' \approx \omega$, (2.36) μπορεί να προσεγγιστεί από την (2.37), αν $V' \approx V$

$$e_{pd} \approx \frac{V}{2} (\varphi' - \varphi) \quad (2.37)$$

Παρατηρούμε ότι η διαφορά φάσης $\varphi' - \varphi$ είναι άμεσα διαθέσιμη στην έξοδο του PD χωρίς καμία χρονική καθυστέρηση. Οι όροι ταλάντωσης των οποίων η συχνότητα είναι περίπου διπλάσια της συχνότητας εισόδου, όπως μπορεί να συναχθεί από (2.36), θα υπάρχουν μόνο κατά την διάρκεια μεταβατικών συνθηκών, θα σβήσουν καθώς το V' συγκλίνει με το V και η διαφορά $\varphi' - \varphi$ πηγαίνει στο μηδέν στη σταθερή κατάσταση. Ως εκ τούτου, παραμελώντας τη δυναμική συμπεριφορά του PD και λαμβάνοντας τη φάση φ ως είσοδο, για μικρές διαφορές φάσης $\varphi' - \varphi$, η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του EPLL μπορεί να προσεγγιστεί [3] από τη σχέση

$$\frac{\varphi'(s)}{\varphi(s)} \approx k_v \frac{sk_p + k_i}{s^2 + sk_vk_p + k_vk_i} \quad (2.38)$$

όπου $k_v = \frac{V}{2}$ είναι το στατικό κέρδος του PD.

2.6.2 Δεύτερης Τάξης Προσαρμοζόμενο Φίλτρο

Όπως παρουσιάζεται στο προηγούμενο τμήμα, όταν ένα ημιτονοειδές σήμα μονής συχνότητας εφαρμόζεται στην είσοδο v του ANC, το σήμα σφάλματος εξόδου e είναι ίσο με το μηδέν (μετά από μια μεταβατική περίοδο) μόνο εάν η συχνότητα και η φάση-γωνία του ημιτονοειδούς σήματος v ταιριάζουν με εκείνα του ημιτονοειδούς σήματος αναφοράς x . Υπάρχουν κάποιες εφαρμογές, εν τούτοις, στις οποίες είναι ενδιαφέρον το σήμα σφάλματος εξόδου e να είναι ίσο με το μηδέν ακριβώς όταν η συχνότητα του v και του x είναι ίσες, ανεξαρτήτως της φάσης-γωνίας του.

Το Σχήμα 2.14 (α) δείχνει ένα ANC μονής συχνότητας, δηλαδή ένα ANF, χρησιμοποιώντας έναν αλγόριθμο LMS με δύο προσαρμοστικά βάρη. Σε αυτό το φίλτρο, δύο μετατοπισμένα κατά 90° ημιτονοειδή σήματα στη συχνότητα ενδιαφέροντός του, ω , χρησιμοποιούνται ως σήματα αναφοράς για τον προσαρμοστικό αλγόριθμο. Δεδομένου ότι οι συσσωρευτές του αλγορίθμου LMS μπορεί να νοηθούν ως ευθείς διακριτοί ολοκληρωτές, το διακριτό σύστημα του Σχήματος 2.14 (α) μπορεί να μετασχηματιστεί στο ισοδύναμο συνεχές σύστημα του Σχήματος 2.14 (β), το οποίο έχει διαταχθεί σύμφωνα με την τυπική δομή ενός προσαρμοστικού συστήματος ακύρωσης θορύβου. Σε αυτό το σύστημα, τα μπλοκ ημιτόνου και συνημίτονου είναι ενσωματωμένα στη δομή του προσαρμοζόμενου φίλτρου (AF) και η συχνότητα που πρέπει να φιλτράρεται, ω' , θεωρείται ως το σήμα αναφοράς. Επιπλέον, το σήμα σφάλματος επηρεάζεται από ένα κέρδος $k = \alpha / T_s$, με T_s να είναι η συχνότητα δειγματοληψίας του αρχικού διακριτού ANF. Στην συνέχεια,

το AF του Σχήματος 2.14 (β) αναλύεται με σκοπό την εξαγωγή της συνάρτησης μεταφοράς του [2].

Ορίζουμε $g = k\varepsilon_v$, τα v_d και v_q σήματα του Σχήματος 2.14 (β) μπορούν να γραφτούν ως

$$v_d = g \cos(\omega't) = \frac{1}{2} g [e^{j\omega't} + e^{-j\omega't}] \quad (2.39)$$

$$v_q = g \sin(\omega't) = \frac{1}{2j} g [e^{j\omega't} - e^{-j\omega't}] \quad (2.40)$$

Οι A_d και A_q μεταβλητές οι οποίες αντιστοιχούν στην έξοδο των ολοκληρωτών για v_d και v_q μπορούν να εκφραστούν στο πεδίο Laplace ως

$$A_d(s) = \frac{1}{s} v_d(s) = \frac{1}{2s} [g(s + j\omega't) + g(s - j\omega't)] \quad (2.41)$$

$$A_q(s) = \frac{1}{s} v_q(s) = \frac{1}{j2s} [g(s + j\omega't) - g(s - j\omega't)] \quad (2.42)$$

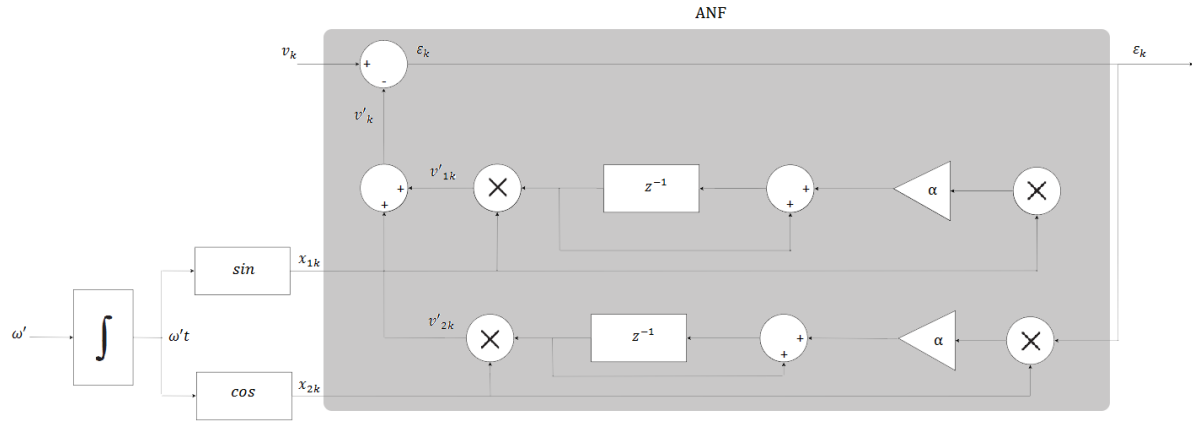
Ομοίως, ο μετασχηματισμός Laplace των μεταβλητών v'_d και v'_q δίνεται από

$$\begin{aligned} v'_d(s) &= \frac{1}{2} [A_d(s + j\omega't) + A_d(s - j\omega't)] \\ &= \frac{1}{4(s + j\omega')} [g(s) + g(s + 2j\omega't)] + \frac{1}{4(s - j\omega')} [g(s) + g(s - 2j\omega't)] \end{aligned} \quad (2.43)$$

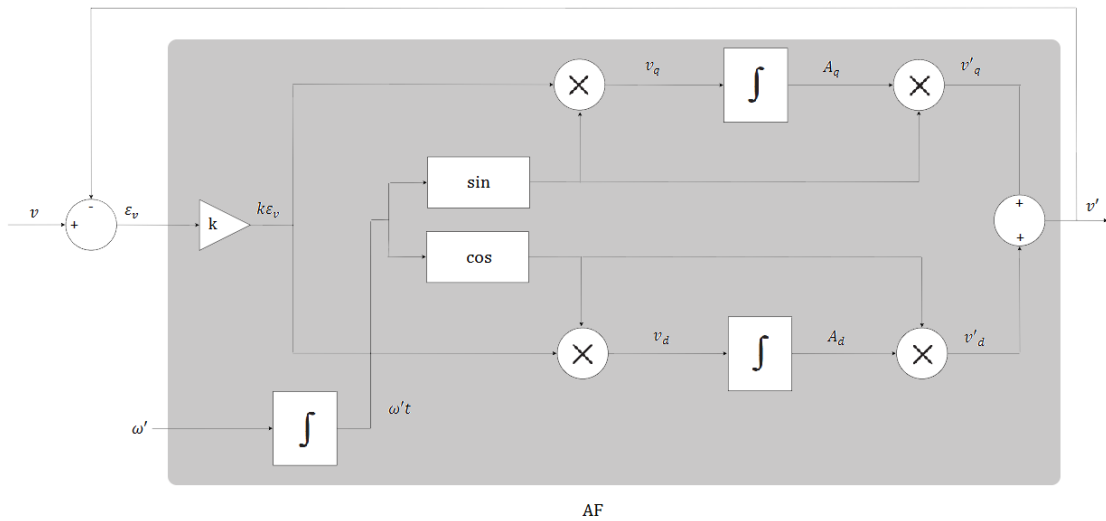
$$\begin{aligned} v'_q(s) &= \frac{1}{2j} [A_q(s + j\omega't) - A_q(s - j\omega't)] \\ &= \frac{1}{4(s + j\omega')} [g(s) - g(s + 2j\omega't)] + \frac{1}{4(s - j\omega')} [g(s) - g(s - 2j\omega't)] \end{aligned} \quad (2.44)$$

Τέλος, η πρόσθεση των $v'_d(s)$ και $v'_q(s)$ δημιουργεί την έξοδο του AF, v' , ως εξής:

$$v'(s) = v'_d(s) + v'_q(s) = \frac{s}{s^2 + \omega'^2} g(s) \quad (2.45)$$



(α)



(β)

Σχήμα 2.14 : (α) ANF βασισμένο σε αλγόριθμο LMS με δύο προσαρμοστικά βάρη και (β) διάγραμμα ενός δεύτερης τάξης AF στο πεδίο του συνεχούς χρόνου [2]

Συνεπώς, η συνάρτηση μεταφοράς της δομής AF του Σχήματος 2.14 (β) δίνεται από

$$AF(s) = \frac{v'}{k\varepsilon_v}(s) = \frac{s}{s^2 + \omega'^2} \quad (2.46)$$

Ως εκ τούτου, η απόκριση του συστήματος του Σχήματος 2.14 (β) ορίζεται από δύο συναρτήσεις μεταφοράς δεύτερης τάξης, δηλαδή ένα προσαρμοζόμενο ζωνοπερατό φίλτρο (ABPF) και ένα προσαρμοζόμενο ζωνοφρακτικό φίλτρο (ANF), ως εξής:

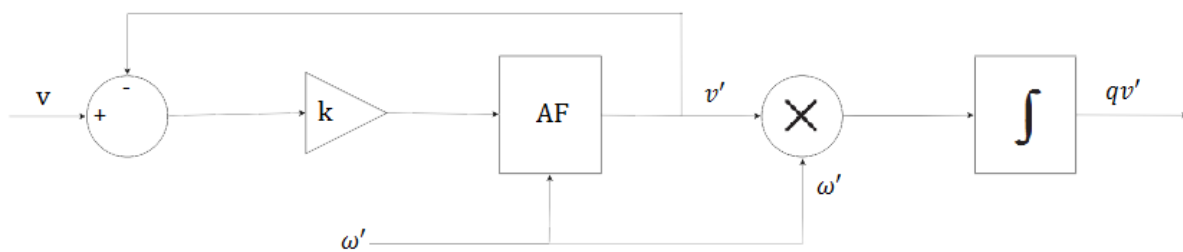
$$ABPF(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{AF(s)}{1 + AF(s)} = \frac{ks}{s^2 + ks + \omega'^2} \quad (2.47)$$

$$\text{ANF}(s) = \frac{\varepsilon v}{v}(s) = 1 - \text{ABPF}(s) = \frac{s^2 + \omega'^2}{s^2 + ks + \omega'^2} \quad (2.48)$$

Το χαρακτηριστικό του ζωνοπερατού φιλτραρίσματος του προσαρμοζόμενου φίλτρου του Σχήματος 2.14 (β) υποδεικνύει ότι είναι δυνατόν να εξαχθεί μία συγκεκριμένη συνιστώσα στη συχνότητα ενδιαφέροντος ω' , ακόμη και αν το σήμα εισόδου v' επηρεάζεται από παραμόρφωση. Επιπλέον, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.15, το σύστημα αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως γεννήτρια σημάτων σε τετραγωνισμό (QSG) με απλή πρόσθεση ενός ολοκληρωτή στην έξοδο της δομής προσαρμοστικού φιλτραρίσματος του Σχήματος 2.14 (β). Σε αυτό το σύστημα, τα σήματα v και qv' είναι μετατοπισμένα κατά 90° . Ως εκ τούτου, μπορούν να εφαρμόζονται στην είσοδο οποιουδήποτε ανιχνευτή φάσεως βασισμένου σε QSG, βελτιώνοντας την απόδοση του συμβατικού μονοφασικού PLL.

2.6.3 Δεύτερης Τάξης Γενικευμένος Ολοκληρωτής

Το AF μπλοκ του Σχήματος 2.15, του οποίου η συνάρτηση μεταφοράς δίνεται από την (2.46), παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον, όταν ασχολούμαστε με ημιτονοειδή σήματα. Η απόκριση του συστήματος που ορίζεται από τη συνάρτηση μεταφοράς που δίνεται από την (2.46), με δύο φανταστικούς μιγαδικούς πόλους τοποθετημένους στο $\pm j\omega'$, είναι σαν αυτή ενός αντηχείου που ταλαντώνεται στη συχνότητα ω' . Όπως φαίνεται περαιτέρω, αυτό το χαρακτηριστικό μπορεί να είναι πολύ χρήσιμο για την υλοποίηση του μπλοκ του ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση (VCO) σε μια διάταξη PLL.



Σχήμα 2.15 : QSG βασισμένη σε ένα δεύτερης τάξης AF [2]

Όπως είναι γνωστό, οι μετασχηματισμοί Laplace των συναρτήσεων του ημιτόνου και του συνημίτονου δίνονται από

$$L[\sin(\omega't)] = \frac{\omega'}{s^2 + \omega'^2} \quad (2.49)$$

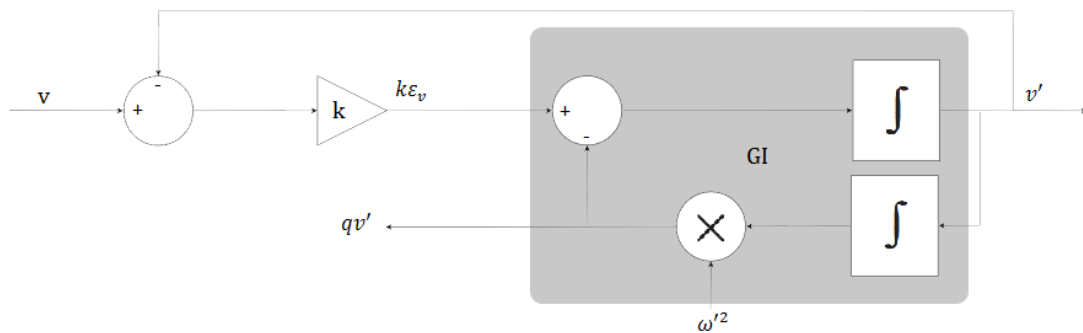
$$L [\cos(\omega't)] = \frac{s}{s^2 + \omega'^2} \quad (2.50)$$

ως εκ τούτου, ο χρόνος απόκρισης του συστήματος που χαρακτηρίζεται από την (2.46), υπό την παρουσία ημιτονοειδών εισόδων δίδεται από

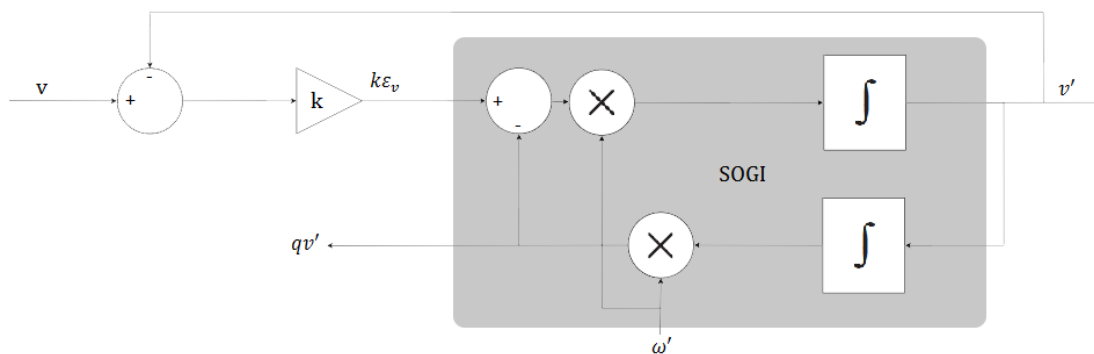
$$L^{-1} \left(\frac{\omega'}{s^2 + \omega'^2} \frac{s}{s^2 + \omega'^2} \right) = \frac{1}{2} t \sin(\omega't) \quad (2.51)$$

$$L^{-1} \left(\frac{s}{s^2 + \omega'^2} \frac{s}{s^2 + \omega'^2} \right) = \frac{1}{2} \left[\frac{\sin(\omega't)}{\omega'} + t \cos(\omega't) \right] \quad (2.52)$$

Όπως αποδεικνύεται στην (2.52), το σύστημα με τη συνάρτηση μεταφοράς (2.46) δεν ενεργεί ως ένα ιδανικός ολοκληρωτή πλάτους για κάθε είδους ημιτονοειδές σήμα εισόδου με συχνότητα ω' , αλλά, ανάλογα με τη φάση-γωνία του σήματος εισόδου, η έξοδος του περιέχει ένα σφάλμα σταθερής κατάστασης. Ωστόσο, το πλάτος αυτού του σφάλματος είναι αρκετά χαμηλό ώστε να θεωρείται αμελητέο στις περισσότερες από τις εφαρμογές, γεγονός το οποίο είναι ο λόγος που το σύστημα που ορίζεται από τη συνάρτηση μεταφοράς δίνεται από την (2.46), πολλαπλασιαζόμενο επί 2, είναι κοινώς γνωστό ως γενικευμένος ολοκληρωτής (GI).



(α)



(β)

Σχήμα 2.16 : (α) Δεύτερης τάξης AF βασισμένο σε GI και (β) δεύτερης τάξης AF βασισμένο σε SOGI (SOGI-QSG)

Δεδομένου ότι η συνάρτηση μεταφοράς του GI παρέχει ένα άπειρο κέρδος κατά τη συχνότητα συντονισμού, επιτρέπει σε κάθε σφάλμα σταθερής κατάστασης να ακυρωθεί κατά τον έλεγχο ημιτονοειδών σημάτων με συχνότητα ίση με τη συχνότητα συντονισμού. Αυτό το ενδιαφέρον χαρακτηριστικό καθιστά το GI πυρήνα των λεγόμενων αναλογικών ελεγκτών συντονισμού.

Όπως δείχνεται προηγουμένως, η δομή AF του Σχήματος 2.14 δημιουργεί τη συνάρτηση μεταφοράς του (2.46). Ωστόσο, αυτός δεν είναι ο μόνος τρόπος για να υλοποιηθεί ένας GI, υπάρχουν και άλλες λύσεις, όπως αναφέρεται στη βιβλιογραφία, διάφορες άμεσες διακριτές υλοποιήσεις αυτού του συστήματος συντονισμού μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη μείωση της υπολογιστικής του επιβάρυνσης. Το Σχήμα 2.16 (α) δείχνει ένα διάγραμμα ενός δεύτερης τάξης AF που βασίζεται σε μία πολύ αποδοτική εφαρμογή του GI. Η δομή συντονισμού που δημιουργεί ο GI του Σχήματος 2.16 (α) έχει χρησιμοποιηθεί σε διαφορετικά συστήματα για σκοπούς παρακολούθησης του δικτύου και συγχρονισμού. Οι χαρακτηριστικές συναρτήσεις μεταφοράς του προσαρμοζόμενου φίλτρου του Σχήματος 2.16 (α) δίνονται από

$$GI(s) = \frac{v'}{k\varepsilon_v}(s) = \frac{s}{s^2 + \omega'^2} \quad (2.53)$$

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{ks}{s^2 + ks + \omega'^2} \quad (2.54)$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + ks + \omega'^2} \quad (2.55)$$

Όπως ήταν αναμενόμενο, η συνάρτηση μεταφοράς (2.53) για το GI είναι ταυτόσημη με εκείνη του (2.46) για το AF. Ωστόσο, η υλοποίηση του GI του Σχήματος 2.16 (α) είναι πολύ πιο απλή από ότι στη δομή AF του Σχήματος 2.14. Ο GI δεν χρησιμοποιεί συναρτήσεις ημιτόνου / συνημίτονου, που απαιτούν συνήθως μεγάλους πίνακες αναζήτησης που αυξάνουν το χρόνο υπολογισμού και εισάγουν επιπλέον θόρυβο κβαντισμού στο διακριτό σύστημα.

Εξάλλου, όπως προκύπτει από τις συναρτήσεις μεταφοράς (2.54) και (2.55), η δομή προσαρμοστικού φιλτραρίσματος του Σχήματος 2.16 (α) παράγει δύο μετατοπισμένα κατά 90° σήματα εξόδου, v' και qv' , γεγονός το οποίο την καθιστά κατάλληλη για την εφαρμογή ενός PLL που βασίζεται στην παραγωγή σημάτων σε τετραγωνισμό. Αυτές οι συναρτήσεις μεταφοράς δείχνουν επίσης ότι το εύρος ζώνης του ζωνοπερατού φίλτρου που δίνεται από την (2.54) και το στατικό κέρδος του βαθυπερατού φίλτρου του (2.55) δεν είναι μόνο μία συνάρτηση του κέρδους k , αλλά εξαρτάται επίσης από την κεντρική συχνότητα του φίλτρου, ω' . Αυτό το θέμα μπορεί να αποτελέσει πρόβλημα κατά το σχεδιασμό συστημάτων μεταβλητής συχνότητας, όπως είναι η περίπτωση ενός PLL. Αυτό το πρόβλημα μπορεί να ξεπεραστεί με τροποποίηση του διαγράμματος ροής του συστήματος προσαρμοστικού φιλτραρίσματος. Μία άλλη πολύ απλή λύση μπορεί να ληφθεί με τροποποίηση της δομής του ίδιου του GI. Ο εναλλακτικός

ημιτονοειδής ολοκληρωτής είναι γνωστός ως δεύτερης τάξης γενικευμένος ολοκληρωτής (SOGI) για να διαφοροποιηθεί από τον συμβατικό GI [2]. Η δομή προσαρμοστικού φίλτραρίσματος με βάση τον SOGI δείχνεται στο Σχήμα 2.16 (β) και οι χαρακτηριστικές συναρτήσεις μεταφοράς του δίνονται από:

$$\text{SOGI}(s) = \frac{v'}{k\varepsilon_v}(s) = \frac{\omega' s}{s^2 + \omega'^2} \quad (2.56)$$

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k\omega' s}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2} \quad (2.57)$$

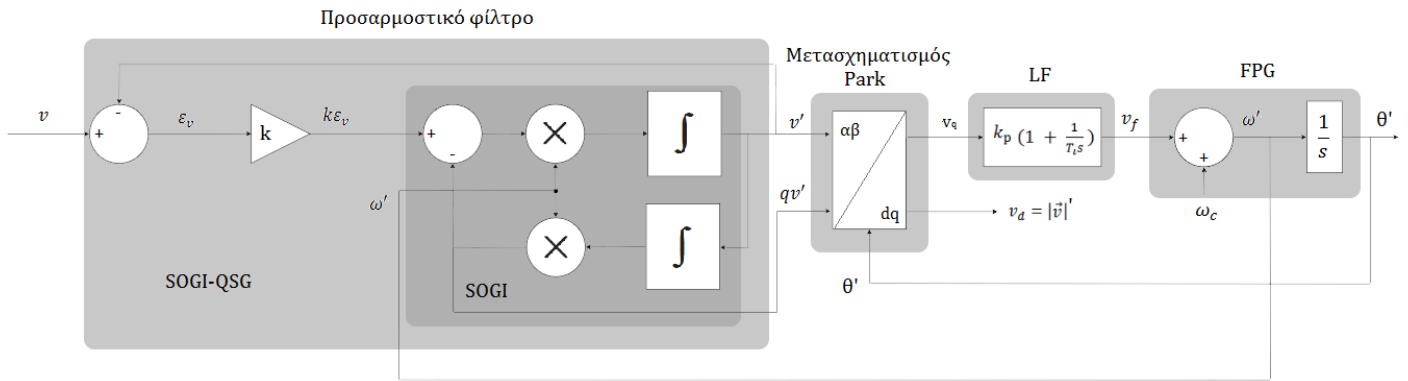
$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2} \quad (2.58)$$

Οι συναρτήσεις μεταφοράς δείχνουν ότι το εύρος ζώνης του προσαρμοζόμενου φίλτρου βασισμένο σε SOGI δεν είναι συνάρτηση της κεντρικής συχνότητας ω' , αλλά εξαρτάται μόνο από το κέρδος k , γεγονός το οποίο το καθιστά κατάλληλο για εφαρμογές μεταβλητής συχνότητας. Επιπλέον, το πλάτος των σημάτων σε τετραγωνισμό, v' και qv' , ταιριάζει με το πλάτος του σήματος εισόδου v , όταν η κεντρική συχνότητα του φίλτρου, ω' , ταιριάζει με τη συχνότητα εισόδου, ω . Συνεπώς, εάν από κάποιο μηχανισμό προβλέπεται ότι $\omega' = \omega$, η δομή φίλτραρίσματος με βάση τον SOGI του Σχήματος 2.16 (β) μπορεί να θεωρηθεί ως μία πολύ καλή μέθοδος QSG.

2.6.4 Ο SOGI-PLL

Η SOGI-QSG του Σχήματος 2.16 (β) μπορεί να εφαρμοστεί ευθέως στην υλοποίηση ενός PLL βασισμένου στην παραγωγή σήματος σε τετραγωνισμό, όπως αυτό που φαίνεται στο Σχήμα 2.17, το οποίο είναι γνωστό ως το SOGI-PLL [2]. Αυτό το σύστημα έχει ένα διπλό βρόχο ανάδρασης, δηλαδή η γεννήτρια συχνότητας/φάσης παρέχει τόσο τη φάση-γωνία στο μετασχηματισμό Park και την κεντρική συχνότητα στην SOGI-QSG.

Η SOGI-QSG και το PLL αλληλεπιδρούν μεταξύ τους και η προκύπτουσα απόκριση είναι ένας συνδυασμός της δράσης των δύο συστημάτων. Η απόκριση του SOGI-PLL διαφέρει από εκείνη της EPLL αφού στην περίπτωση αυτή ο βρόχος ανάδρασης τόσο για το προσαρμοστικό φίλτρο όσο και για το PLL εξαρτιόνταν από την ίδια μεταβλητή, δηλαδή την ανιχνευθείσα φάση-γωνία.



Σχήμα 2.17 : Διάγραμμα του SOGI-PLL

Για το λόγο αυτό, τα ANF και PLL μπλοκ του EPLL φθάνουν σε συνθήκες σταθερής κατάστασης. Η απόκριση του SOGI-PLL είναι πολύ κοντά σε εκείνη του PLL βασισμένου στον αντίστροφο μετασχηματισμό Park [4]. Στην πραγματικότητα, αυτό φαίνεται λογικό, δεδομένου ότι, όπως αποδεικνύεται από (2.31), μια τέτοια δομή βασισμένη στον αντίστροφο μετασχηματισμό Park συμπεριφέρεται και σαν ένα προσαρμοζόμενο φίλτρο.

2.6.5 Ο SOGI-FLL

Παραπάνω, ο SOGI χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση μιας γεννήτριας σήματος σε τετραγωνισμό (QSG), η οποία βελτίωσε την ανίχνευση φάσης-γωνίας σε ένα συμβατικό PLL. Αυτό το PLL κλείδωνε τη φάση-γωνία του εσωτερικού του ταλαντωτή σε αυτή του σήματος εισόδου την ίδια στιγμή που εντοπιζόταν η συχνότητα εισόδου, γεγονός το οποίο επέτρεπε στην SOGI-QSG να παραμένει σωστά ρυθμισμένη. Ωστόσο, ο εγγενής συντονιστικός χαρακτήρας του SOGI τον κάνει να λειτουργεί από μόνος του ως ένας ελεγχόμενος από τάση ταλαντωτής, γεγονός το οποίο προκαλεί κάποιον να σκεφτεί το σχεδιασμό ενός απλού βρόχου ελέγχου για την αυτόματη προσαρμογή της κεντρικής συχνότητας του συντονιστή SOGI με τη συχνότητα εισόδου και την αφαίρεση του μπλοκ PLL από τη δομή SOGI-PLL. Αυτή είναι η βασική ιδέα που υποστηρίζει τη μελέτη του βρόχου κλειδωμένης συχνότητας (FLL) [2].

Το πρώτο πράγμα που πρέπει να κάνουμε, προκειμένου να κάνουμε τη δομή SOGI-QSG αυτορυθμιζόμενη, είναι να αναλύσουμε το σήμα σφάλματος ε_v , και να μελετήσουν πώς η κεντρική συχνότητα του SOGI-QSG μπορεί να ρυθμίζεται από τη χρήση αυτού του σήματος σφάλματος. Η συνάρτηση μεταφοράς από το σήμα εισόδου v προς το σήμα σφάλματος ε_v δίνεται από

$$E(s) = \frac{\varepsilon_v}{v}(s) = \frac{s^2 + \omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (2.59)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς στη (2.59) ανταποκρίνεται σε ένα ζωνοφρακτικό φίλτρο δεύτερης τάξης, με μηδενική απολαβή στην κεντρική συχνότητα. Ένα ενδιαφέρον χαρακτηριστικό αυτής της συνάρτησης μεταφοράς είναι ότι η φάση-γωνία του σήματος εξόδου βιώνει ένα άλμα 180° όταν η συχνότητα του σήματος εισόδου, ω , αλλάζει από χαμηλότερη σε υψηλότερη από την κεντρική συχνότητα της SOGI-QSG, ω' . Αυτό το χαρακτηριστικό χρησιμοποιείται στα ακόλουθα για τη σύγκριση της τιμής των δύο συχνοτήτων.

Από τη μελέτη των συναρτήσεων μεταφοράς $E(s)$ και $Q(s)$, η τελευταία δίνεται από την (2.58), μπορούν να εξαχθούν συμπεράσματα για τη σχέση μεταξύ των ε_v και q_v' . Τα σήματα ε_v και q_v' είναι σε φάση, όταν η συχνότητα εισόδου είναι χαμηλότερη από τη συχνότητα συντονισμού SOGI ($\omega < \omega'$) και βρίσκονται σε αντίθεση φάσης στην αντίθετη περίπτωση, δηλαδή όταν $\omega > \omega'$.

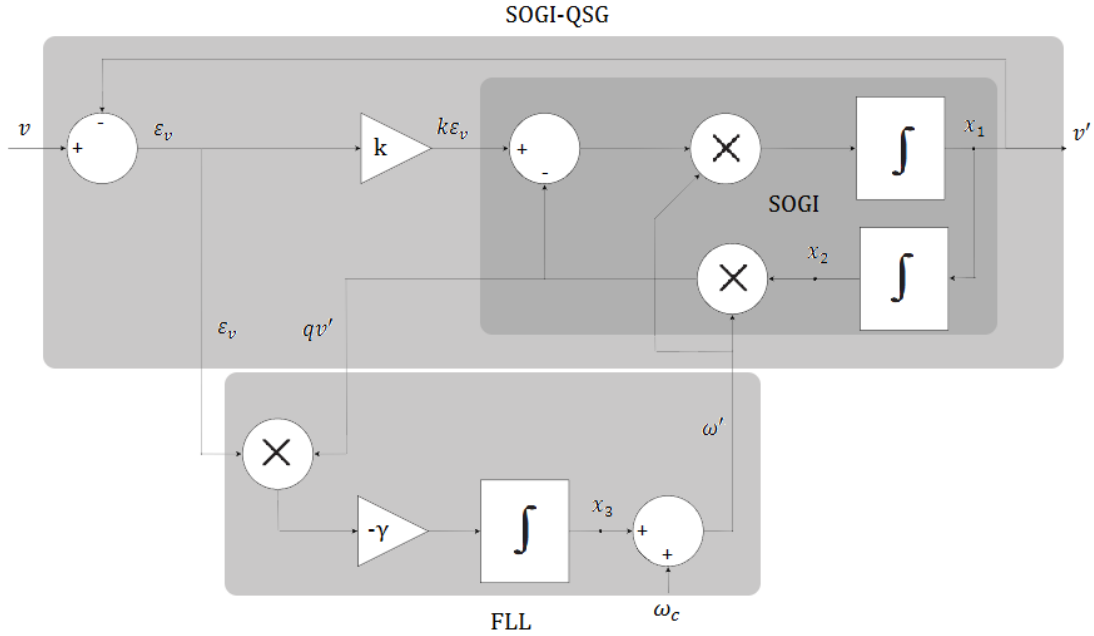
Επομένως, μία μεταβλητή σφάλματος συχνότητας ε_f μπορεί να οριστεί ως το γινόμενο μεταξύ q_v' και ε_v . Η μέση τιμή της ε_f θα είναι θετική, όταν $\omega < \omega'$, μηδέν όταν $\omega = \omega'$ και αρνητική όταν $\omega > \omega'$. Αυτή η μεταβλητή σφάλματος συχνότητας επιτρέπει σε ένα απλό βρόχο κλειδωμένης συχνότητας (FLL) να σχεδιαστεί, όπως αυτή που φαίνεται στο Σχήμα 2.18. Σε αυτό το βρόχο, ο ολοκληρωτικός ελεγκτής με αρνητικό κέρδος $-\gamma$ χρησιμοποιείται για να κάνει την DC συνιστώσα της ε_f μηδέν με τη μετατόπιση της κεντρικής συχνότητας της SOGI-QSG, ω' , μέχρι να ταιριάζει με τη συχνότητα εισόδου, ω . Επιπλέον, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.18, η ονομαστική τιμή της συχνότητας δικτύου προστίθεται στην έξοδο του FLL ως μεταβλητή ευθείας τροφοδότησης, ω_c για να επιταχύνει την αρχική διαδικασία συγχρονισμού. Ο συνδυασμός της SOGI-QSG και του FLL σύμφωνα με την Σχήμα 2.18 δημιουργεί ένα σύστημα συγχρονισμού μονοφασικού δικτύου που ονομάστηκε SOGI-FLL. Στο SOGI-FLL, η συχνότητα εισόδου ανιχνεύεται άμεσα από το FLL, ενώ η εκτίμηση της φάσης-γωνίας και του πλάτους του «εικονικού διανύσματος» εισόδου μπορεί να υπολογιστεί έμμεσα με

$$|v'| = \sqrt{(v')^2 + (qv')^2} \quad \arg(v') = \arctan \frac{qv'}{v'} \quad (2.60)$$

2.6.6 Ανάλυση του SOGI-FLL

Η απόδοση και η δυναμική απόκριση του SOGI-FLL εξαρτάται κυρίως από την κατάλληλη επιλογή των παραμέτρων ελέγχου k και γ . Στην ενότητα αυτή, οι εξισώσεις του SOGI-FLL θα αναλυθούν εν συντομία προκειμένου να καθοριστούν κατάλληλες τιμές για τα k και γ για να επιτευχθεί μια επιθυμητή απόδοση στην ανίχνευση του πλάτους και της συχνότητας του σήματος εισόδου [2].

Από το διάγραμμα του SOGI-FLL του Σχήματος 2.18, οι παρακάτω εξισώσεις κατάστασης μπορούν να γραφούν:



Σχήμα 2.18 : Διάγραμμα του SOGI-FLL

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bv} = \begin{bmatrix} -k\omega' & -\omega'^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k\omega' \\ 0 \end{bmatrix} v \quad (2.61)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} v' \\ qv' \end{bmatrix} = \mathbf{Cx} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & \omega' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

$$\dot{\omega}' = -\gamma x_2 \omega' (v - x_1) \quad (2.63)$$

όπου $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$ και $\mathbf{y} = [v', qv']^T$ είναι αντίστοιχα τα διανύσματα κατάστασης και εξόδου της SOGI-QSG. Η εξίσωση κατάστασης που περιγράφει τη συμπεριφορά του FLL δίνεται από την (2.63).

Λαμβάνοντας υπόψη τις σταθερές συνθήκες λειτουργίας με το FLL ρυθμισμένο σωστά, το οποίο υπαινίσσεται $\dot{\omega}' = 0$, $\omega = \omega'$ και $x_1 = v$, το διάνυσμα κατάστασης της SOGI-QSG σε σταθερή κατάσταση δίνεται από

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}}|_{\dot{\omega}'=0} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega'^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

όπου οι μεταβλητές σταθερής κατάστασης έχουν προσδιορισθεί από μία μπάρα άνωθεν. Οι ιδιοτιμές της Ιακωβιανής που λαμβάνεται από την (2.64) είναι συζυγείς μιγαδικές με μηδενικό πραγματικό μέρος, κάτι που επιβεβαιώνει τη συντονιστική συμπεριφορά του συστήματος, μιας

και η απόκριση σε σταθερή κατάσταση παραμένει σε περιοδική τροχιά στη συχνότητα ω' . Ως εκ τούτου, για ένα δεδομένο ημιτονοειδές σήμα εισόδου $v = V \sin(\omega t + \varphi)$, το διάνυσμα εξόδου σε σταθερή κατάσταση, θα πρέπει να δίνεται από

$$\bar{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} v' \\ qv' \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \varphi) \\ -\cos(\omega t + \varphi) \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

Εάν το FLL ήταν σκόπιμα «παγωμένο» σε συχνότητα ω' διαφορετική από τη συχνότητα εισόδου ω , π.χ. κάνοντας το $\gamma = 0$, το διάνυσμα εξόδου της SOGI-QSG θα εξακολουθούσε να διατηρείται σε σταθερή τροχιά που ορίζεται από

$$\bar{\mathbf{y}}' = V |D(j\omega)| \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \varphi + \arg(D(j\omega))) \\ -\frac{\omega'}{\omega} \cos(\omega t + \varphi + \arg(D(j\omega))) \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

όπου $|D(j\omega)|$ και $\arg(D(j\omega))$ μπορούν να ληφθούν από την (2.57) και δίνονται από

$$|D(j\omega)| = \frac{k\omega\omega'}{\sqrt{(k\omega\omega')^2 + (\omega^2 - \omega'^2)^2}} \quad (2.67)$$

$$\arg(D(j\omega)) = \arctan \frac{\omega'^2 - \omega^2}{k\omega\omega'} \quad (2.68)$$

Όπως αναφέρεται στην (2.66), αν το σήμα εισόδου θεωρηθεί ημιτονοειδές στη συχνότητα ω , και παρόλο που $\omega \neq \omega'$, οι μεταβλητές κατάστασης της SOGI-QSG διατηρούν την ακόλουθη σχέση:

$$\dot{\bar{x}}_1 = -\omega^2 \bar{x}_2 \quad (2.69)$$

Ως εκ τούτου, από την (2.61), το σήμα σφάλματος συγχρονισμού στη σταθερή κατάσταση μπορεί να γραφτεί ως

$$\bar{\varepsilon}_v = (v - \bar{x}_1) = \frac{1}{k\omega'} (\dot{\bar{x}}_1 + \omega'^2 \bar{x}_2) \quad (2.70)$$

και αντικαθιστώντας την (2.69) στη (2.70), το σήμα σφάλματος συχνότητας στη σταθερή κατάσταση δίνεται από

$$\bar{\varepsilon}_f = \omega' \bar{x}_2 \bar{\varepsilon}_v = \frac{\bar{x}_2^2}{k} (\omega'^2 - \omega^2) \quad (2.71)$$

Η εξίσωση (2.71) αποδεικνύει ότι το ε_f σήμα σίγουρα συλλέγει πληροφορίες για το σφάλμα, κατά την εκτίμηση της συχνότητας, γεγονός το οποίο το καθιστά κατάλληλο για να λειτουργήσει ως σήμα ελέγχου του FLL. Ωστόσο, αυτή η έκφραση είναι εξαιρετικά μη γραμμική, πράγμα που σημαίνει ότι οι τεχνικές ανάλυσης γραμμικού ελέγχου δεν μπορεί να εφαρμοστούν άμεσα για να ρυθμιστεί η τιμή του κέρδους του FLL, γ . Ως εκ τούτου, θα πρέπει να γίνουν ορισμένες παραδοχές για τον προσδιορισμό της απόδοσης του FLL.

Με τον τρόπο αυτό, η τοπική δυναμική συμπεριφορά του FLL μπορεί να μελετηθεί θεωρώντας συνθήκες σταθερής κατάστασης, δηλαδή $\omega' \approx \omega$. Σε μια τέτοια περίπτωση, η ποσότητα $\omega'^2 - \omega^2$ μπορεί να προσεγγιστεί από τη σχέση $2(\omega' - \omega)\omega'$, και η απόδοση ασθενούς σήματος του FLL μπορεί να περιγραφεί ως εξής:

$$\dot{\omega}' = -\gamma \bar{\varepsilon}_f = \frac{\gamma}{k} \bar{x}_2^2 (\omega'^2 - \omega^2) \approx -2 \frac{\gamma}{k} \bar{x}_2^2 (\omega' - \omega) \omega' \quad (2.72)$$

Επιπλέον, λαμβάνοντας $v = V \sin(\omega t + \varphi)$ ως σήμα εισόδου για το SOGI-FLL, το τετράγωνο της κατάστασης \bar{x}_2 μπορεί να γραφτεί από την (2.66) ως

$$\bar{x}_2^2 = \frac{V^2}{2\omega^2} |D(j\omega)|^2 [1 + \cos(2(\omega t + \varphi + \arg(D(j\omega))))] \quad (2.73)$$

Σύμφωνα με την (2.67) και την (2.68), οι όροι $|D(j\omega)|$ και $\arg(D(j\omega))$ στην (2.73) τείνουν προς το 1 και το 0, αντίστοιχα, καθώς η ανιχνευθείσα από το FLL συχνότητα κλειδώνει στη συχνότητα εισόδου ($\omega' \rightarrow \omega$). Ως εκ τούτου, πέριξ της σταθερής κατάστασης λειτουργίας του FLL, η \bar{x}_2^2 θα παρουσιάσει μια DC συνιστώσα ίση με $V^2/(2\omega^2)$ συν έναν AC όρο ταλάντωσης διπλάσιας συχνότητας από τη συχνότητα εισόδου. Ως αποτέλεσμα, η μέση δυναμική του FLL με $\omega' \approx \omega$ μπορεί να περιγραφεί από την ακόλουθη εξίσωση, όπου η AC συνιστώσα της \bar{x}_2^2 έχει αμεληθεί:

$$\dot{\bar{\omega}}' = -\frac{\gamma V^2}{k\omega'} (\bar{\omega}' - \omega) \quad (2.74)$$

Η εξίσωση (2.74) είναι πολύ ενδιαφέρουσα, γιατί ξεκαθαρίζει την υπάρχουσα σχέση μεταξύ της δυναμικής απόκρισης του FLL, του κέρδους της SOGI-QSG και τις παραμέτρους του σήματος εισόδου. Αυτή η εξίσωση υποδεικνύει την κανονικοποίηση της τιμής του γ , σύμφωνα με την (2.75), με τη χρήση μεταβλητών ανάδρασης, έτσι ώστε να επιτευχθεί ένα πρώτης τάξης γραμμικοποιημένο σύστημα προσαρμοζόμενης συχνότητας όπως αυτό που φαίνεται στο Σχήμα 2.19. Αυτό το γραμμικοποιημένο σύστημα δεν εξαρτάται από τις μεταβλητές, είτε του δικτύου είτε του κέρδους SOGI-QSG, και ο χρόνος απόκρισής του ορίζεται τέλεια από την τιμή του κέρδους Γ :

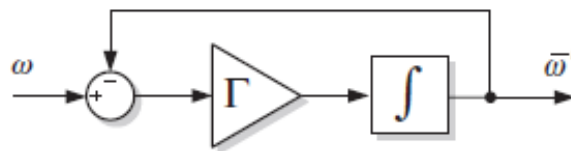
$$\gamma = \frac{\omega'}{kV^2} \Gamma \quad (2.75)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του βρόχου κλειδωμένης συχνότητας πρώτης τάξης του Σχήματος 2.19 δίνεται από

$$\frac{\bar{\omega}}{\omega} = \frac{\Gamma}{s+\Gamma} \quad (2.76)$$

και ο χρόνος διευθέτησής του μπορεί γενικά να οριστεί ως εξής:

$$ts_{(FLL)} \approx \frac{4.6}{\Gamma} \quad (2.77)$$



Σχήμα 2.19 : Απλοποιημένο σύστημα προσαρμογής της συχνότητας του FLL [2]

2.7 Kalman Filter

Το φιλτράρισμα Kalman, επίσης γνωστό ως γραμμική τετραγωνική εκτίμηση (LQE), είναι ένας αλγόριθμος που χρησιμοποιεί μια σειρά μετρήσεων που παρατηρήθηκαν κατά την πάροδο του χρόνου, που περιέχει θόρυβο (τυχαίες παραλλαγές) και άλλες ανακρίβειες, και παράγει εκτιμήσεις των αγνώστων μεταβλητών, που τείνουν να είναι πιο ακριβείς από εκείνες που βασίζονται σε μία μοναδική μέτρηση μόνο. Πιο τυπικά, το φίλτρο Kalman λειτουργεί

αναδρομικά σε ροές δεδομένων από θορυβώδη είσοδο για να παράγει τη στατιστικά βέλτιστη εκτίμηση της υποκείμενης κατάστασης του συστήματος. Το φίλτρο πήρε το όνομά του από τον Rudolf E. Kalman, έναν από τους κύριους δημιουργούς της θεωρίας του.

Τα χαρακτηριστικά και οι δυνατότητες του φίλτρου Kalman, σε περιορισμένο βαθμό, αξιοποιούνται επίσης σε ορισμένες εφαρμογές του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας, όπως οι PLL διατάξεις συστημάτων μίας φάσης. Επιπλέον, το KF PLL μπορεί επίσης να εφαρμοστεί σε συστήματα τριών φάσεων με κατάλληλο μοντέλο.

2.7.1 Αλγόριθμος Kalman Filter

Θεωρώντας ένα μοντέλο συστήματος μέσω μεταβλητών κατάστασης [1]

$$\begin{cases} x_k = A \cdot x_{k-1} + w_{k-1} \\ y_k = C \cdot x_k + z_k \end{cases} \quad (2.78)$$

Όπου:

- k είναι το βήμα υπολογισμού,
- x_k είναι ένα $n \times 1$ διάνυσμα κατάστασης του συστήματος στο βήμα k ,
- y_k είναι ένα $m \times 1$ διάνυσμα της μέτρησης στο βήμα k ,
- A είναι ένας τετραγωνικός $n \times n$ πίνακας που αποτελεί τον πίνακα μετάβασης της κατάστασης από το βήμα $k-1$ στο βήμα k ,
- C είναι ένας $m \times n$ πίνακας που συνδέει την κατάσταση με το διάνυσμα μετρήσεων,
- w_{k-1} είναι ένα $n \times 1$ διάνυσμα που αντιπροσωπεύει το θόρυβο διαδικασίας (λόγω διαταραχών και ανακρίβειας του δυναμικού μοντέλου), που θεωρείται ότι αντιπροσωπεύεται από πολυμεταβλητή κανονική κατανομή μηδενικής μέσης τιμής και συνδιακύμανσης Q , δηλαδή θεωρείται, $w \sim N(0, Q)$,
- z_k είναι ένα $m \times 1$ διάνυσμα που αντιπροσωπεύει το θόρυβο μέτρησης (λόγω της ανακρίβειας των μετατροπών και των κυκλωμάτων διαμόρφωσης τους σήματος) για τα σήματα που θα ψηφιοποιηθούν, που θεωρείται ότι αντιπροσωπεύεται από λευκό θόρυβο Gauss μηδενικής μέσης τιμής και συνδιακύμανσης R , δηλαδή θεωρείται, $z \sim N(0, R)$.

Έστω τώρα $\hat{x}_{k/k-1} \in \mathcal{R}^n$ το a priori εκτιμώμενο διάνυσμα κατάστασης του βήματος k , γνωρίζοντας την διαδικασία μέχρι το βήμα k και $\hat{x}_k \in \mathcal{R}^n$ το a posteriori διάνυσμα εκτίμησης στο βήμα k , γνωρίζοντας την μέτρηση y_k . Στην συνέχεια ορίζονται αντίστοιχα το a priori και a posteriori σφάλμα εκτίμησης

$$e_{k/k-1} = x_k - \hat{x}_{k/k-1} \quad (2.79)$$

$$e_k = x_k - \hat{x}_k \quad (2.80)$$

Επίσης αντίστοιχα ορίζονται και οι a priori και a posteriori πίνακες συνδιακύμανσης σφάλματος εκτίμησης

$$P_{k/k-1} = \{e_{k/k-1} e_{k/k-1}^T\} \quad (2.81)$$

$$P_k = \{e_k e_k^T\} \quad (2.82)$$

Προκειμένου να παραχθούν οι εξισώσεις του φίλτρου χρειάζεται μια σχέση, η οποία να υπολογίζει την a posteriori εκτίμηση της κατάστασης ως γραμμικό συνδυασμό της a priori εκτίμησης και μιας διαφοράς της πραγματικής μέτρησης και της πρόβλεψης της μέτρησης $C \cdot \hat{x}_{k/k-1}$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k/k-1} + K_k (y_k - C \cdot \hat{x}_{k/k-1}) \quad (2.83)$$

Η σχέση αυτή αναπαριστά τη διαφορά ανάμεσα στην πρόβλεψη μέτρησης και την πραγματική μέτρηση και μηδενική τιμή σημαίνει ότι η πρόβλεψη συμπίπτει με την πραγματική μέτρηση. Ο $n \times m$ πίνακας K είναι το κέρδος του φίλτρου Kalman.

Το κέρδος K ελαχιστοποιεί τον a posteriori πίνακα συνδιακύμανσης σφάλματος εκτίμησης. Η ελαχιστοποίηση επιτυγχάνεται ως εξής, με αντικατάσταση της (2.83) στην (2.80)

$$e_k = x_k - \hat{x}_k (1 + K_k \cdot C) - K_k y_k \quad (2.84)$$

Στην συνέχεια η (2.84) αντικαθίσταται στην (2.82) και το ίχνος του αποτελέσματος ως προς K τίθεται ίσο με μηδέν. Το K_k , το οποίο ελαχιστοποιεί την (2.82) μπορεί να γραφεί και στην μορφή

$$K_k = P_{k/k-1} \cdot C^T \cdot (C \cdot P_{k-1} \cdot C^T + R)^{-1} \quad (2.85)$$

η σχέση (2.85) είναι γνωστή και ως διαφορική εξίσωση Riccati (RDE).

Με πιο απλά λόγια, η εκτίμηση της κατάστασης \hat{x}_k που βασίζεται σε μετρήσεις y_k , επιτυγχάνεται σε δύο μέρη: ένα βήμα πρόβλεψης και ένα στάδιο διόρθωσης. Το πρώτο βήμα εκτιμά την μελλοντική κατάσταση και προωθεί την συνδιακύμανση σφάλματος. Το δεύτερο υπολογίζει το κέρδος Kalman, επικαιροποιεί την εκτίμηση με τη μέτρηση και ενημερώνει τη συνδιακύμανση σφάλματος. Τα παραπάνω απεικονίζονται στον Πίνακα 2.1 που ακολουθεί.

2.7.2 Extended Kalman Filter (EKF)

Ο αλγόριθμος Kalman που παρουσιάστηκε μέχρι στιγμής αφορά την περίπτωση κατά την οποία οι εξισώσεις, οι οποίες περιγράφουν την διαδικασία μέτρησης και την δυναμική κατάσταση του συστήματος είναι γραμμικές. Στη περίπτωση μη γραμμικών συστημάτων (όπως είναι το PLL μονοφασικού δικτύου λόγω της ύπαρξης των τριγωνομετρικών συναρτήσεων) εφαρμόζεται μια επέκταση του απλού φίλτρου, που καλείται εκτεταμένο φίλτρο Kalman [17] - [18]. Στο EKF γίνεται γραμμικοποίηση της εκτίμησης γύρω από την τρέχουσα εκτίμηση με χρήση μερικών παραγώγων της συνάρτησης μέτρησης και της συνάρτησης διαδικασίας, κατά αντιστοιχία με τις σειρές Taylor.

Πρόβλεψη	Διόρθωση
1. Προώθηση της κατάστασης $\hat{x}_{k/k-1} = \mathbf{A} \cdot \hat{x}_{k-1}$	3. Υπολογισμός του κέρδους Kalman $\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k/k-1} \cdot \mathbf{C}^T \cdot (\mathbf{C} \cdot \mathbf{P}_{k-1} \cdot \mathbf{C}^T + \mathbf{R})^{-1}$
2. Προώθηση της συνδιακύμανσης σφάλματος $\mathbf{P}_{k/k-1} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{P}_{k-1} \cdot \mathbf{A}^T + \mathbf{Q}$	4. Ενημέρωση εκτίμησης με τη μέτρηση $\hat{x}_k = \hat{x}_{k/k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{C} \cdot \hat{x}_{k/k-1})$
	5. Ενημέρωση συνδιακύμανσης σφάλματος $\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \cdot \mathbf{C}) \cdot \mathbf{P}_{k/k-1}$

Πίνακας 2.1: Πίνακας παρουσίασης βημάτων υλοποίησης αλγορίθμου Kalman Filter [1]

Έστω ότι έχουμε μη γραμμικό σύστημα με τις εξής εξισώσεις κατάστασης

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k, k) + w_k \\ y_k = g(x_k, k) + z_k \end{cases} \quad (2.86)$$

Σε αυτήν την περίπτωση το εκτεταμένο φίλτρο Kalman (EFK) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την εκτίμηση του x_k . Το EFK δίνεται από

$$\hat{x}_{k+1} = f(\hat{x}_k, k) + K_k \cdot (y_k - g(\hat{x}_k, k)) \quad (2.87)$$

Το κέρδος Kalman K_k εξακολουθεί να υπολογίζεται μέσω της διαφορικής εξίσωσης Riccati (RDE) ενώ οι πίνακες του συστήματος είναι τώρα αποτέλεσμα γραμμικοποιήσεων των συναρτήσεων f και g οι οποίες δίνουν ως αποτέλεσμα

$$A_k = \left. \frac{\partial f(x, k)}{\partial x} \right|_{x = \hat{x}_k} \quad (2.88) \quad C_k = \left. \frac{\partial g(x, k)}{\partial x} \right|_{x = \hat{x}_k} \quad (2.89)$$

2.7.3 Εξαγωγή μοντέλου μονοφασικού KF PLL

Αν υποθέσουμε ότι έχουμε το εξής διακριτό σήμα S_k με περίοδο δειγματοληψίας T_s που αντιπροσωπεύει τη θεμελιώδη συνιστώσα μονοφασικού συστήματος [16]

$$S_k = V_k \sin \theta_k = V_k \sin(\omega_k t_k + \varphi_k) \quad (2.90)$$

όπου, V_k τιμή του πλάτους του σήματος σε Volt, θ_k η τιμή της γωνίας του σήματος σε rad, ω_k η τιμή της κυκλικής συχνότητας του σήματος σε rad/s και φ_k η τιμή της φάσης του σήματος σε rad.

Αρχικά, θεωρούμε ότι $V_{k+1} \approx V_k$, $\omega_{k+1} \approx \omega_k$ και $\varphi_{k+1} \approx \varphi_k$. Στην επόμενη χρονική στιγμή $t_{k+1} = t_k + T_s$ το σήμα S_{k+1} μπορεί να γραφτεί ως

$$S_{k+1} = V_k \sin \theta_{k+1} = V_k \sin(\omega_k t_k + \omega_k T_s + \varphi_k) = V_k \sin(\theta_k + T_s \omega_k) \quad (2.91)$$

Θεωρήσαμε μοντέλο EKF για την ανίχνευση της πραγματικής θεμελιώδους συνιστώσας ενός μονοφασικού συστήματος ισχύος με διάνυσμα κατάστασης που περιλαμβάνει τις εξής τρεις μεταβλητές: V_k , θ_k και ω_k . Σύμφωνα με την παραπάνω ανάλυση, το μοντέλο μας περιγράφουν οι εξής εξισώσεις

$$V_{k+1} = V_k + w_{V_k} \quad (2.92)$$

$$\theta_{k+1} = \theta_k + T_s \omega_k + w_{\theta_k} \quad (2.93)$$

$$\omega_{k+1} = \omega_k + w_{\omega_k} \quad (2.94)$$

Για ευκολία ορίσαμε $x(1) \triangleq V$, $x(2) \triangleq \theta$ και $x(3) \triangleq \omega$, άρα από (2.85)-(2.87) πλέον έχουμε

$$x(1)_{k+1} = x(1)_k + w_{(1)_k} \quad (2.95)$$

$$x(2)_{k+1} = x(2)_k + T_s x(3)_k + w_{(2)_k} \quad (2.96)$$

$$x(3)_{k+1} = x(3)_k + w_{(3)_k} \quad (2.97)$$

Η έξοδος μας έχει την εξής μορφή

$$[y_k] = [x(1)_k \cos(x(2)_k)] + z_k \quad (2.98)$$

Με διάνυσμα κατάστασης $x = [x(1) \ x(2) \ x(3)]^T$, έχουμε το εξής μοντέλο εξισώσεων κατάστασης εκτεταμένου φίλτρο Kalman

$$\begin{cases} x_{k+1} = A \cdot x_k + w_k \\ y_k = g(x_k, k) + z_k \end{cases} \quad (2.99)$$

όπου $w_k = [w_{V_k} \ w_{\theta_k} \ w_{\omega_k}]^T = [w_{(1)_k} \ w_{(2)_k} \ w_{(3)_k}]^T$

$$A = \frac{\partial f(x, k)}{\partial x} \Big|_{x = \hat{x}_k} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{x}(1)}{\partial \hat{x}(1)} & \frac{\partial \hat{x}(1)}{\partial \hat{x}(2)} & \frac{\partial \hat{x}(1)}{\partial \hat{x}(3)} \\ \frac{\partial [\hat{x}(2) + T_s \hat{x}(3)]}{\partial \hat{x}(1)} & \frac{\partial [\hat{x}(2) + T_s \hat{x}(3)]}{\partial \hat{x}(2)} & \frac{\partial [\hat{x}(2) + T_s \hat{x}(3)]}{\partial \hat{x}(3)} \\ \frac{\partial \hat{x}(3)}{\partial \hat{x}(1)} & \frac{\partial \hat{x}(3)}{\partial \hat{x}(2)} & \frac{\partial \hat{x}(3)}{\partial \hat{x}(3)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.100)$$

και $g(x_k, k) = [x(1)_k \cos(x(2)_k)] \quad (2.101)$

Άρα για τον πίνακα C του αλγορίθμου εκτεταμένου Kalman filter έχουμε

$$C = \frac{\partial g(x, k)}{\partial x} \Big|_{x = \hat{x}_k} = \left[\frac{\partial[\hat{x}(1) \cos(\hat{x}(2))]}{\partial \hat{x}(1)} \quad \frac{\partial[\hat{x}(1) \cos(\hat{x}(2))]}{\partial \hat{x}(2)} \quad \frac{\partial[\hat{x}(1) \cos(\hat{x}(2))]}{\partial \hat{x}(3)} \right]$$

$$C = [\cos(\hat{x}(2)) \quad -\hat{x}(1) \cdot \sin(\hat{x}(2)) \quad 0] \quad (2.102)$$

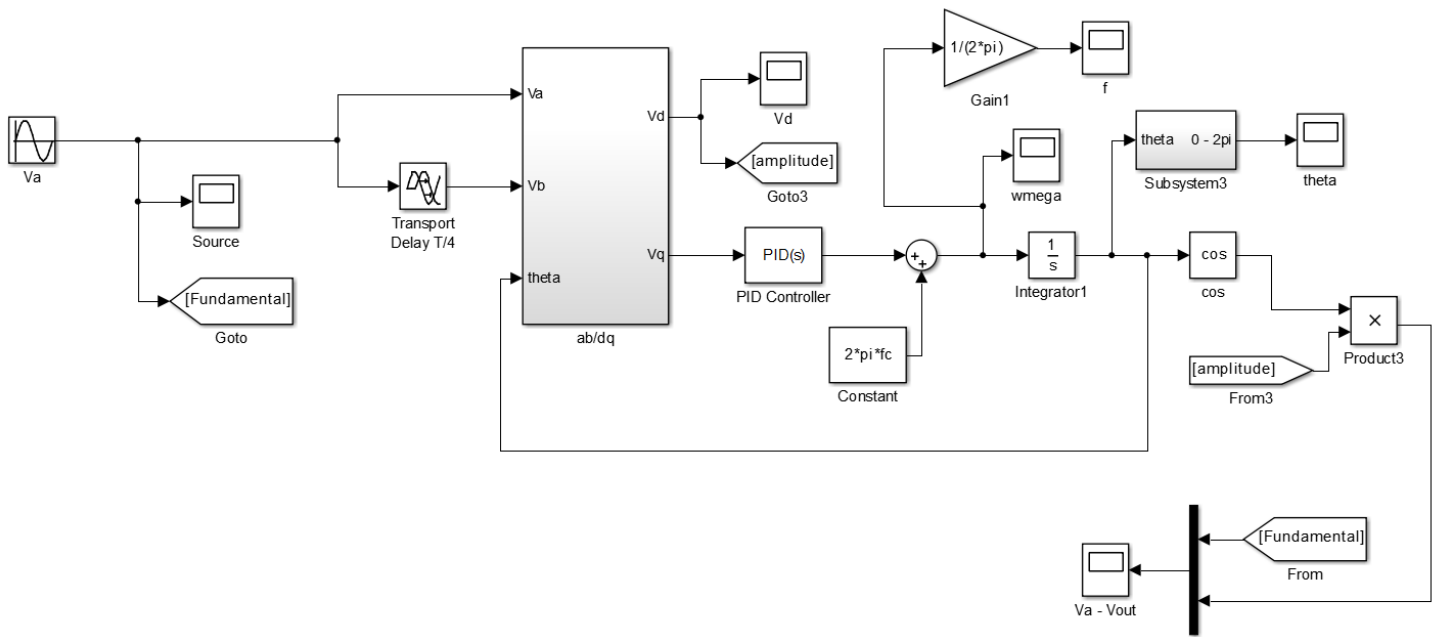
Στη διπλωματική αυτή εργασία οι αρμονικές συνιστώσες δεν συμπεριλαμβάνονται με ένα ντετερμινιστικό τρόπο στο μοντέλο (δηλαδή στον Πίνακα A). Θα θεωρούνται διαταραχές και υπό αυτό το πρίσμα, θα μοντελοποιούνται με τους θορύβους μέτρησης και διαδικασίας. Το να λάβει κανείς υπόψη τις αρμονικές στον Πίνακα A, ακόμη και αν περιορίζε τη μέγιστη τάξη, θα αύξανε κατά πολύ τον αριθμό των μεταβλητών κατάστασης.

Κεφάλαιο 3

Σχεδίαση και παρουσίαση των επιλεγμένων προς πειραματική δοκιμή διατάξεων PLL

3.1 PLL βασισμένο σε Καθυστέρηση Μεταφοράς Εισόδου κατά $T / 4$

Αρχικά θα παρουσιαστεί η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση της τεχνικής PLL βασισμένη στην καθυστέρηση μεταφοράς εισόδου κατά $T / 4$ και ο τρόπος που έγινε η ρύθμιση των παραμέτρων της. Η τεχνική αυτή επιλέχθηκε ως μια από τις πρώτες και πιο απλοϊκές και κατανοητές τεχνικές βασισμένες σε QSG, προκειμένου να ελεγχθούν οι επιδόσεις της και να εκτιμηθεί η πρόοδος που προήλθε από την μετέπειτα σχεδίαση και δημιουργία πιο σύνθετων και αποτελεσματικών διατάξεων. Σχεδιάστηκε η εξής διάταξη σύμφωνα με τις αρχές που αναλύθηκαν προηγουμένως



Σχήμα 3.1 : Διάταξη προσομοίωσης SIMULINK PLL βασισμένου στην καθυστέρηση μεταφοράς της εισόδου κατά $T / 4$

Το επόμενο βήμα για να ολοκληρωθεί η σχεδίαση του εν λόγω PLL ήταν η βέλτιστη επιλογή των τιμών των παραμέτρων του PI ελεγκτή, K_p και K_i . Η επιλογή αυτή έγινε για απαίτηση μέγιστης επί της εκατό υπερπήδησης $M_p \leq 5\%$ και χρόνου αποκατάστασης $t_s = 0.02s$ με τη βοήθεια των προσεγγιστικών σχέσεων για συστήματα δεύτερης τάξης [24] :

$$M_p = e^{\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (3.1)$$

$$t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} \quad (3.2)$$

Από την απαίτηση $M_p = 5\%$ πήραμε $\zeta \approx 0.707$ και από την απαίτηση $t_s = 0.02s$ προέκυψε $\omega_n \approx 283$. Τέλος αξιοποιήσαμε τις σχέσεις που έχουν προαναφερθεί:

$$K_p = 2\zeta\omega_n \quad K_i = \omega_n^2$$

και καταλήξαμε στις τιμές $K_p \approx 400$ και $K_i \approx 80000$. Αξίζει να σημειωθεί ότι έγινε ένας συμβιβασμός μεταξύ της απαίτησης για ταχύ χρόνο αποκατάστασης και την ανάγκη για ικανότητα απόρριψης τυχών αρμονικών συνιστωσών του σήματος εισόδου από τη διάταξη PLL.

3.2 PLL βασισμένο στον Αντίστροφο Μετασχηματισμό Park

Η επόμενη τεχνική PLL βασισμένη σε QSG που σχεδιάσαμε ήταν το βασισμένο στον αντίστροφο μετασχηματισμό Park PLL, καθώς είναι μία από τις πιο διαδεδομένες, αποτελεσματικές και απλές στην υλοποίηση τεχνικές. Σύμφωνα με τη θεωρία που προηγήθηκε η διάταξη που σχεδιάσαμε ήταν αυτή που απεικονίζεται στο Σχήμα 3.2.

Όπως μπορεί εύκολα να διαπιστωθεί, στη διάταξη αυτή έμενε να προσδιοριστεί η τιμή τριών παραμέτρων, της συχνότητας αποκοπής ω_p των βαθυπερατών φίλτρων που χρησιμοποιήθηκαν στους άξονες d και q για την αποκοπή της 2^{ης} αρμονικής που παράγεται εσωτερικά από το PLL και άλλων ανώτερων αρμονικών που πιθανόν να υπάρχουν παρασιτικά στο σήμα εισόδου και των παραμέτρων του PI ελεγκτή K_p και K_i . Εδώ για τη σχεδίαση ακολουθήθηκε άλλη λογική και έγινε με κύριο γνώμονα την ευστάθεια, την απόδοση σε μεταβατική κατάσταση και κυρίως την αποκοπή των αρμονικών, καθώς εκεί στηρίζεται και η λειτουργία της διάταξης.

3.2.1 Ευστάθεια

Ο κύριος στόχος αυτής της ενότητας είναι ο υπολογισμός τιμών των παραμέτρων έτσι ώστε να επιτευχθεί το μέγιστο δυνατό περιθώριο ευστάθειας για το PLL [4]. Από το απλοποιημένο γραμμικοποιημένο μοντέλο της διάταξης (Σχήμα 2.11), θεωρώντας $k_p/k_i = \tau_z$, η συνάρτηση

$$G_{ol}(s) = \frac{\varphi'(s)}{\varphi_e(s)} \Big|_{D'(s)=0} = \frac{k_i (\tau_z s + 1)}{s^2 (\tau_p s + 1)} \quad (3.3)$$

Από την (3.3), το περιθώριο φάσης (PM) μπορεί απλά να ληφθεί ως

$$PM = \underbrace{\tan^{-1}(\tau_z \omega_{cr})}_{\varphi_z} - \underbrace{\tan^{-1}(\tau_p \omega_{cr})}_{\varphi_p} \quad (3.4)$$

όπου ω_{cr} είναι η συχνότητα crossover και καθορίζεται από

$$\omega_{cr} = k_p \frac{\cos(\varphi_p)}{\sin(\varphi_z)} \quad (3.5)$$

Λαμβάνοντας την παράγωγο της (3.4) ως προς ω_{cr} , και εξισώνοντας το αποτέλεσμα με μηδέν, παίρνουμε

$$\omega_{cr} = \frac{1}{\sqrt{\tau_z \tau_p}} \quad (3.6)$$

Αντικαθιστώντας την (3.6) στην (3.5) προκύπτει

$$\omega_{cr} = k_p \quad (3.7)$$

Από την (3.6) και (3.7), μπορεί να συναχθεί το συμπέρασμα ότι, για δεδομένες τιμές των τ_z και τ_p , το PLL PM μεγιστοποιείται, εάν η συχνότητα crossover ω_{cr} είναι ίση με το αναλογικό κέρδος k_p .

Από την (3.6), αν υποθεθεί ότι $\tau_z = b^2 \tau_p$, όπου b είναι μια σταθερά χρόνου, μπορούμε να πάρουμε

$$\begin{cases} \tau_z \omega_{cr} = b \\ \tau_p \omega_{cr} = \frac{1}{b} \end{cases} \quad (3.8)$$

αντικαθιστώντας την (3.8) στην (3.4) και μετά από μερικούς μαθηματικούς χειρισμούς, έχουμε

$$PM = \tan^{-1}\left(\frac{b^2-1}{2b}\right) \quad (3.9)$$

Τυπικά, ένα PM εντός της περιοχής από $30^\circ - 60^\circ$ συνιστάται. Για να επιτευχθεί αυτό, απαιτείται να ισχύει $1.732 < b < 3.732$.

3.2.2 Μεταβατική Απόδοση

Η κύρια εστίαση της ενότητας αυτής είναι η ελαχιστοποίηση του χρόνου αποκατάστασης (settling time) του PLL, αποκρινόμενο σε βηματική αλλαγή της φάσης και της συχνότητας [4].

Αντικαθιστώντας τις (3.7) και (3.8) στην (3.3), η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου $G_{ol}(s)$ μπορεί να γραφεί ως

$$G_{ol}(s) = \frac{b\omega_{cr}^2 s + \omega_{cr}^3}{s^2 (s + b\omega_{cr})} \quad (3.10)$$

Σημειώνεται ότι η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου στην (3.10) περιγράφει ένα δεύτερης τάξης σύστημα (δηλαδή υπάρχουν δύο πόλοι). Ως εκ τούτου, το PLL ανιχνεύει και ακολουθεί τόσο άλμα φάσης (βηματική είσοδος) όσο και άλμα συχνότητας (είσοδος ράμπα) με μηδενικό σφάλμα σταθερής κατάστασης.

Από το Σχήμα 2.11, η συνάρτηση μεταφοράς σφάλματος φάσης που συσχετίζει το σφάλμα φάσης φ_e με τη φάση εισόδου φ μπορεί να ληφθεί ως

$$G_e(s) = \left. \frac{\varphi_e(s)}{\varphi(s)} \right|_{D'(s)=0} = \frac{1}{1 + G_{ol}(s)} \quad (3.11)$$

Αντικαθιστώντας την (3.10) στην (3.11) και μετά από μερικούς μαθηματικούς χειρισμούς, έχουμε

$$G_e(s) = \frac{s^2(s + b\omega_{cr})}{(s + \omega_{cr})(s^2 + (b-1)\omega_{cr}s + \omega_{cr}^2)} \quad (3.12)$$

Υποθέτοντας ότι $\omega_{cr} = \omega_n$ και $\zeta = (b - 1)/2$, η (3.12) μπορεί να ξαναγραφτεί ως

$$G_e(s) = \frac{s^2(s+(2\zeta+1)\omega_n)}{(s+\omega_n)(s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2)} \quad (3.13)$$

όπου ω_n είναι η φυσική συχνότητα και ζ είναι ο συντελεστής απόσβεσης. Χρησιμοποιώντας την (3.13), ο μετασχηματισμός Laplace του σφάλματος φάσης ως απόκριση σε άλματα φάσης και συχνότητας μπορεί απλά να ληφθεί όπως εκφράζεται στις (3.14) και (3.15), αντίστοιχα

$$\varphi_e^{\Delta\varphi}(s) = \frac{\Delta\varphi}{s} G_e(s) = \frac{s(s+(2\zeta+1)\omega_n) \Delta\varphi}{(s+\omega_n)(s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2)} \quad (3.14)$$

$$\varphi_e^{\Delta\omega}(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2} G_e(s) = \frac{(s+(2\zeta+1)\omega_n) \Delta\omega}{(s+\omega_n)(s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2)} \quad (3.15)$$

λαμβάνοντας τον αντίστροφο μετασχηματισμό Laplace από (3.14) και (3.15) προκύπτουν οι (3.16) και (3.17), αντίστοιχα, που φαίνονται παρακάτω.

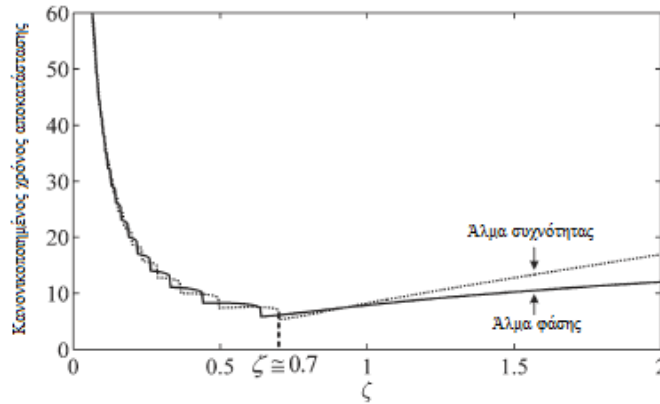
$$\varphi_e^{\Delta\varphi}(t) = \begin{cases} \frac{\Delta\varphi}{\zeta-1} \left[\zeta e^{-\omega_n t} - e^{-\zeta\omega_n t} \cos(\omega_n t \sqrt{1-\zeta^2}) \right], & \zeta < 1 \\ \Delta\varphi e^{-\omega_n t} (1 + \omega_n t - \omega_n^2 t^2), & \zeta = 1 \\ \frac{\Delta\varphi}{\zeta-1} \left[\zeta e^{-\omega_n t} - \frac{1}{2} e^{-(\zeta-\sqrt{\zeta^2-1})\omega_n t} - \frac{1}{2} e^{-(\zeta+\sqrt{\zeta^2-1})\omega_n t} \right], & \zeta > 1 \end{cases} \quad (3.16)$$

$$\varphi_e^{\Delta\omega}(t) = \begin{cases} \frac{\Delta\omega}{(1-\zeta)\omega_n} \left[\zeta e^{-\omega_n t} + e^{-\zeta\omega_n t} \left\{ -\zeta \cos(\omega_n t \sqrt{1-\zeta^2}) + \sqrt{1-\zeta^2} \sin(\omega_n t \sqrt{1-\zeta^2}) \right\} \right], & \zeta < 1 \\ \frac{\Delta\omega}{\omega_n} e^{-\omega_n t} (\omega_n t + \omega_n^2 t^2), & \zeta = 1 \\ \frac{\Delta\omega}{(1-\zeta)\omega_n} \left[\zeta e^{-\omega_n t} - \frac{\zeta+\sqrt{\zeta^2-1}}{2} e^{-(\zeta-\sqrt{\zeta^2-1})\omega_n t} - \frac{\zeta-\sqrt{\zeta^2-1}}{2} e^{-(\zeta+\sqrt{\zeta^2-1})\omega_n t} \right], & \zeta > 1 \end{cases} \quad (3.17)$$

Από (3.16) και (3.17), είναι σαφές ότι, και για άλματα φάσης και άλματα συχνότητας και για όλες τις τιμές του ζ , η μεταβατική ταχύτητα απόκρισης του Park PLL είναι ανάλογη με τη φυσική συχνότητα ω_n . Έτσι, για να επιτευχθεί μια ταχύτερη μεταβατική απόκριση, η ω_n πρέπει να επιλεγεί όσο το δυνατόν υψηλότερη. Ωστόσο, μια υψηλή τιμή της ω_n υποβαθμίζει την ικανότητα απόρριψη διαταραχής του PLL. Ως εκ τούτου, πρέπει να βρεθεί ένας ικανοποιητικός συμβιβασμός.

Αποδείχθηκε στην προηγούμενη ενότητα ότι η σωστή λειτουργία του PLL από την άποψη της ευστάθειας απαιτεί $1.732 < b < 3.732$ και, συνεπώς, $0.366 < \zeta < 1.366$. Μπορεί να αποδειχθεί απλά ότι, γι' αυτό το εύρος των διακυμάνσεων, το ζ έχει μια σχετικά μικρή επίδραση στην ικανότητα απόρριψης διαταραχής του PLL. Για το λόγο αυτό, η ω_n πρέπει να επιλέγεται ώστε

να πληρούνται οι απαιτήσεις απόρριψης διαταραχής του PLL, και το ζ πρέπει να επιλέγεται για να εξασφαλίζεται μια γρήγορη μεταβατική απόκριση, καθώς και μια ευσταθής λειτουργία.



Σχήμα 3.5 : Κανονικοποιημένος χρόνος αποκατάστασης ως συνάρτηση του ζ , τόσο για άλμα φάσης (συνεχής γραμμή) όσο και για άλμα συχνότητας (διακεκομμένη γραμμή) [4]

Το Σχήμα 3.5 δείχνει τον κανονικοποιημένο χρόνο αποκατάστασης ως συνάρτηση του ζ που προέκυψε ύστερα από προσομοίωση, τόσο για άλμα φάσης (συνεχής γραμμή) όσο και για άλμα συχνότητας (διακεκομμένη γραμμή). Ο παράγοντας κανονικοποίησης είναι η φυσική συχνότητα ω_n . Σαφώς, για καταστάσεις υποκρίσιμης απόσβεσης (δηλαδή, $\zeta < 1$), σχεδόν ίδιος χρόνος αποκατάστασης μπορεί να παρατηρηθεί για άλματα φάσης και άλματα συχνότητας. Ωστόσο, για καταστάσεις υπεραπόσβεσης (δηλαδή, $\zeta > 1$), μεγαλύτερος χρόνος αποκατάστασης παρατηρείται για το άλμα συχνότητας. Ο ελάχιστος χρόνος αποκατάστασης τόσο για άλματα φάσης και συχνότητας προκύπτει περίπου στο $\zeta = 0.7$. Έτσι, όσον αφορά το χρόνο αποκατάστασης, η τιμή $\zeta = 0.7$ είναι η βέλτιστη.

Για να βεβαιωθούμε ότι η τιμή $\zeta = 0.7$ είναι επίσης μια καλή επιλογή από την άποψη της ευστάθειας, θα υπολογίσουμε το PM για αυτήν την τιμή του ζ . Αντικαθιστώντας $b = 2.4$ (το οποίο αντιστοιχεί στο $\zeta = 0.7$) στην (3.9) έχουμε

$$PM|_{b=2.4} = 44.76^\circ \tag{3.18}$$

τιμή η οποία μπορεί να ερμηνευθεί ως μια τέλεια σταθερότητα.

3.2.3 Απόρριψη Διαταραχής

Ο στόχος αυτής της ενότητας είναι η επιλογή της φυσικής συχνότητας ω_n με τέτοιο τρόπο ώστε να επιτυγχάνεται η επιθυμητή εξασθένηση σε όλες τις συχνότητες διαταραχής (δηλαδή, $2\omega, 4\omega, 6\omega, \dots$) [4].

Λόγω των βαθυπερατών χαρακτηριστικών φιλτραρίσματος του PLL, παρέχοντας επαρκή εξασθένηση στην χαμηλότερη συχνότητα διαταραχής (εδώ, 2ω) διασφαλίζεται υψηλή εξασθένηση και στις υπόλοιπες. Η κατάλληλη εξασθένηση στο 2ω (η οποία εξαρτάται από το επίπεδο παραμόρφωσης της τάσης εισόδου και επίσης από την εφαρμογή όπου χρησιμοποιείται το PLL) επιλέγεται να είναι 20 dB, σε αυτή τη διπλωματική εργασία.

Θυμούμενοι ότι το $D'(s) = D(s) / V$, και ότι στη μόνιμη κατάσταση, μία αρμονική συνιστώσα της εισόδου (τάξης h) οδηγεί σε δύο διαφορετικές συνιστώσες (τάξεων $h \pm 1$) μετά το PD (άρα η συχνότητα ενδιαφέροντος εδώ θα είναι η $h+1$, δηλαδή 3ω) το πλάτος της δεύτερης τάξης εισόδου διαταραχής στο γραμμικοποιημένο μοντέλο του PLL μπορεί να ληφθεί ως

$$V_{d2} = 2 \frac{V_3}{V} |G_b(3j\omega)| = \left| \frac{\omega_p \omega}{s^2 + \omega_p s + \omega^2} \right|_{s=3j\omega} = 2 \frac{V_3}{V} \left| \frac{\omega_p}{-8\omega + \omega_p 3j\omega} \right| \quad (3.19)$$

Αντικαθιστώντας $\omega_p = 2/\tau_p = 2b\omega_{cr}$ στην (3.19) έχουμε

$$V_{d2} = \left| \frac{2b\omega_n}{-4\omega + j3b\omega_n} \right| \frac{V_3}{V} \quad (3.20)$$

Μόλις καθοριστεί το V_{d2} , το επόμενο βήμα είναι να εξάγουμε τη συνάρτηση μεταφοράς διαταραχής, που συσχετίζει την εκτιμώμενη φάση $\varphi'(s)$ με την είσοδο διαταραχής $D'(s)$. Από το Σχήμα 2.11, αυτή μπορεί απλά να ληφθεί ως εξής:

$$G_d(s) = \frac{\varphi'(s)}{D'(s)} \Big|_{\varphi(s)=0} = \frac{(k_p s + k_i)(\tau_p s + 1)}{\tau_p s^3 + s^2 + k_p s + k_i} \quad (3.21)$$

Αντικαθιστώντας τις (3.7) και (3.8) στην (3.21) και μετά από μερικούς χειρισμούς, η συνάρτηση μεταφοράς διαταραχής $G_d(s)$ μπορεί να ξαναγραφτεί ως

$$G_d(s) = \omega_n \frac{(s + \omega_n/(2\zeta+1))(s + \omega_n(2\zeta+1))}{(s + \omega_n)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (3.22)$$

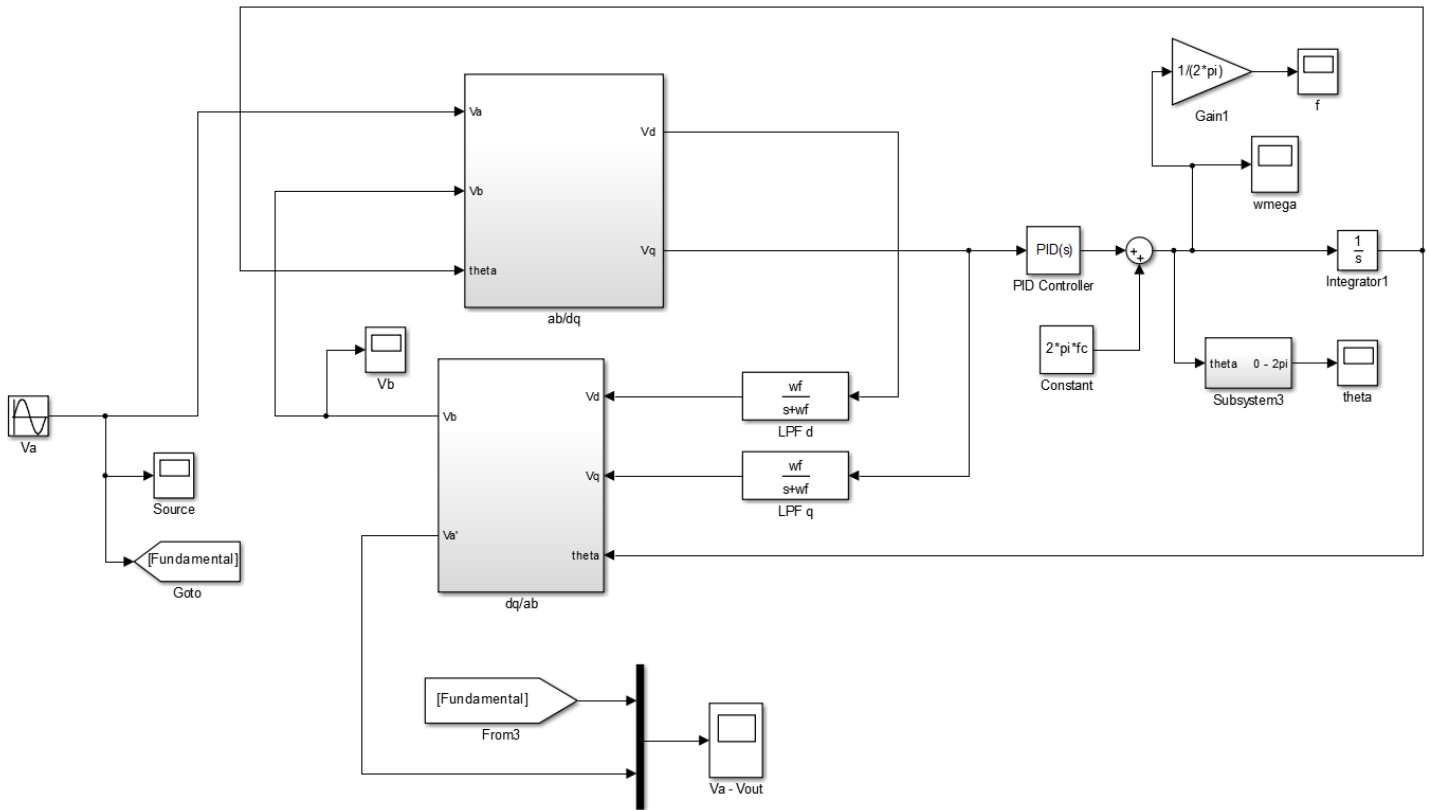
Με βάση τις (3.20) και (3.22), η εξασθένηση που παρέχεται από το PLL στο 2ω μπορεί να ληφθεί ως

$$\text{Atten}@2\omega = \left| \frac{2b\omega_n}{-4\omega + j3b\omega_n} \right| |G_d(j2\omega)| \quad (3.23)$$

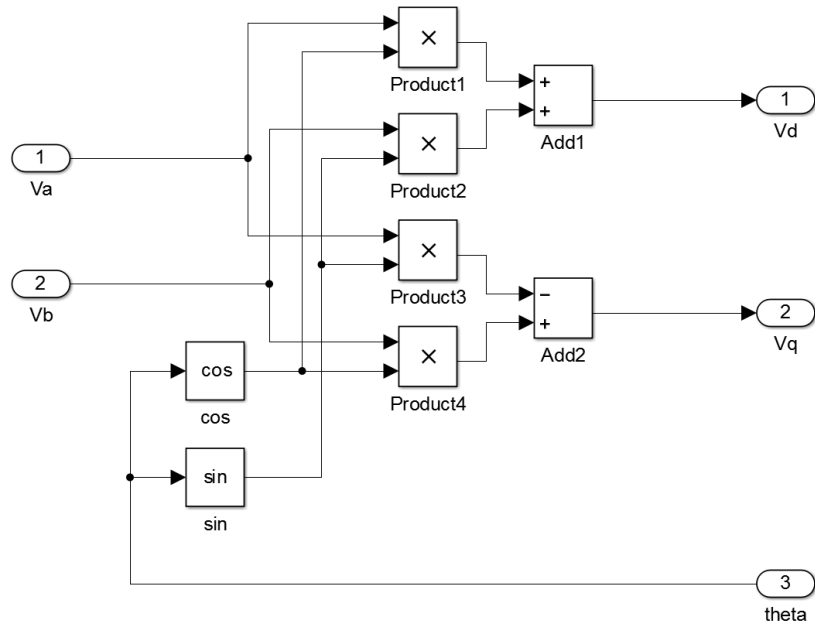
Για την επίτευξη 20-dB εξασθένησης στο 2ω και έχοντας υπολογίσει $\zeta = 0.7$, απαιτούμε, επιλύοντας την (3.23), ότι $\omega_n = 2\pi \cdot 21.88 \text{ rad/s}$.

Λαμβάνοντας υπόψη ότι $b = 2.4$ και $\omega_{cr} = 2\pi \cdot 21.88 \text{ rad/s}$, οι παράμετροι του Park PLL λαμβάνονται ως

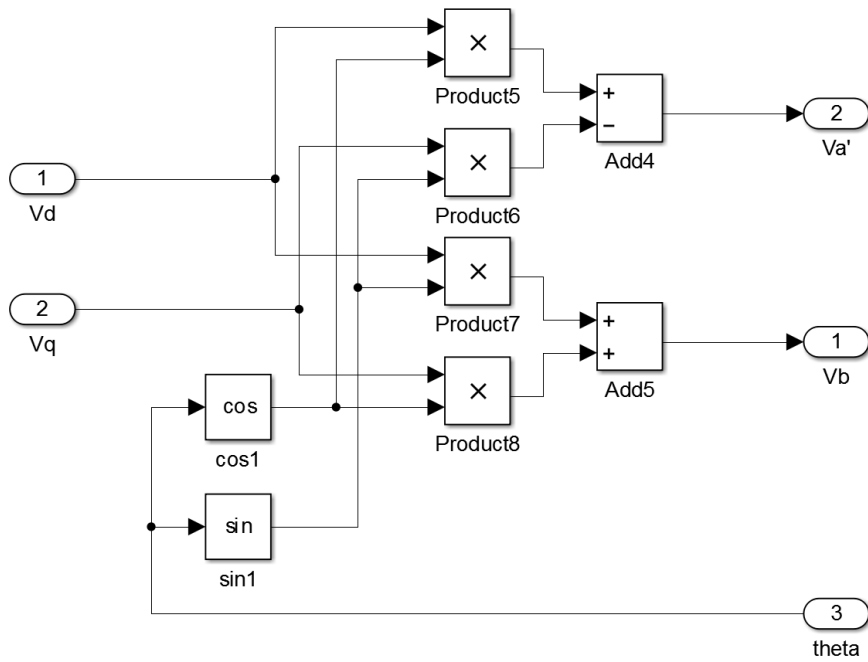
$$\begin{cases} K_p = \omega_{cr} = 137.5 \\ K_i = \frac{\omega_{cr}^2}{b} = 7878 \\ \omega_p = 2b\omega_{cr} = 660 \text{ rad/s} = 105 \text{ Hz} \end{cases}$$



Σχήμα 3.2 : Διάταξη προσομοίωσης SIMULINK PLL βασισμένου στον αντίστροφο μετασχηματισμό Park



Σχήμα 3.3 : Υποσύστημα υπολογισμού εθού μετασχηματισμού Park



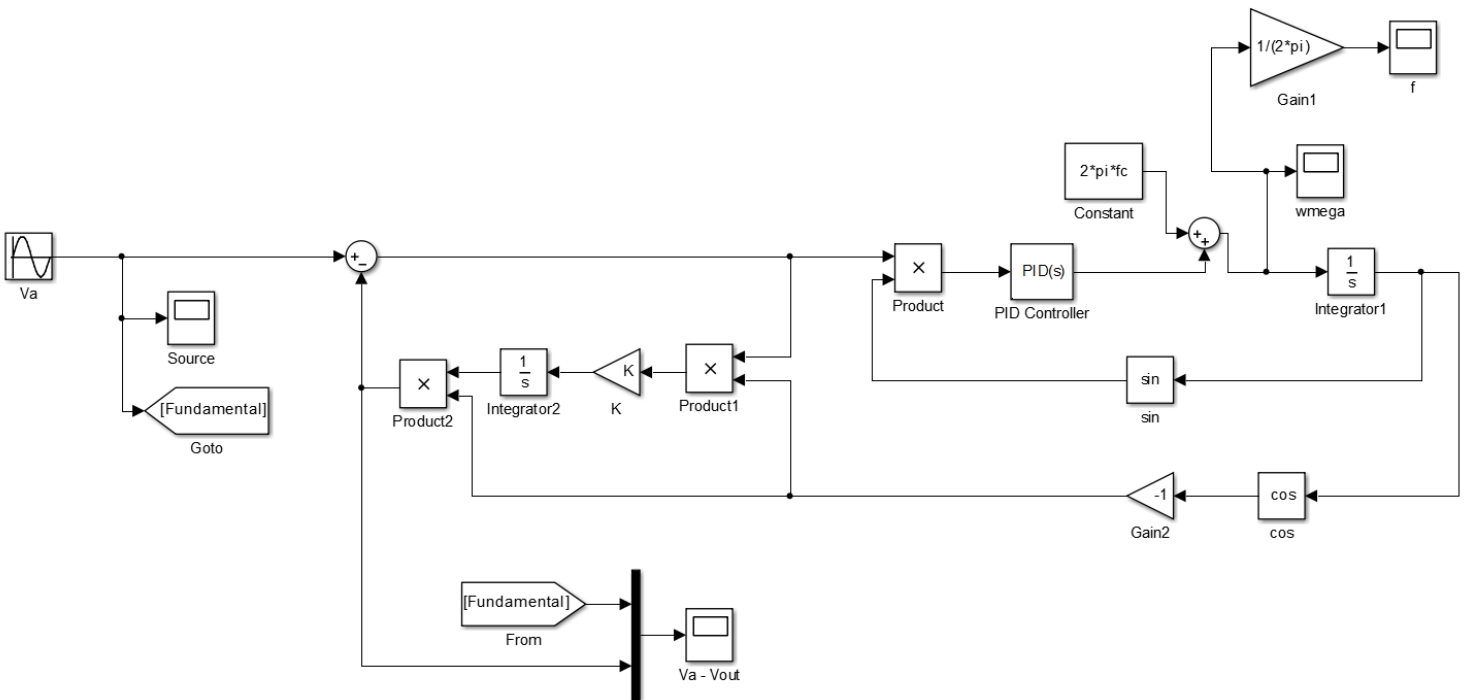
Σχήμα 3.4 : Υποσύστημα υπολογισμού αντίστροφου μετασχηματισμού Park

3.3 Το Ενισχυμένο PLL (EPLL)

Το Ενισχυμένο PLL (EPLL) επιλέχθηκε ως μία πρώτη τεχνική βασισμένη στο προσαρμοστικό φιλτράρισμα για να παρουσιαστεί και να προσομοιωθεί πειραματικά. Σύμφωνα με τη θεωρία που προηγήθηκε η διάταξη που σχεδιάσαμε ήταν αυτή του Σχήματος 3.6.

Στη διάταξη αυτήν, τρεις ήταν οι παράμετροι των οποίων η επιθυμητή τιμή έπρεπε να υπολογιστεί, του κέρδους K που ελέγχει την ταχύτητα σύγκλισης του V' , δηλαδή του εκτιμώμενου πλάτους της τάσης της γραμμής και των παραμέτρων του PI ελεγκτή K_p και K_i . Για το κέρδος K διαπιστώθηκε ότι η τιμή του μπορεί να κυμανθεί ανάμεσα σε αρκετά μεγάλα περιθώριο χωρίς ιδιαίτερα σημαντικές μεταβολές στα τελικά αποτελέσματα, έτσι επιλέχθηκε τιμή $K = 200$ που εκτιμήθηκε ότι οδηγεί σε αρκετά ικανοποιητικά αποτελέσματα. Όπως αποδείξαμε ήδη, το Ενισχυμένο PLL (EPLL) έχει συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{\varphi'(s)}{\varphi(s)} \approx K_v \frac{sk_p + k_i}{s^2 + sk_vk_p + k_vk_i}$$



Σχήμα 3.6 : Διάταξη προσομοίωσης SIMULINK Ενισχυμένου PLL (EPLL)

Στη συνέχεια έγινε επιλογή παραμέτρων του PI ελεγκτή K_p και K_i με τη βοήθεια των γνωστών σχέσεων

$$t_s = \frac{4}{\zeta \omega_n}$$

$$\omega_n = \frac{4}{\zeta t_s}$$

Από την απαίτηση $M_p = 5\%$ πήραμε $\zeta \approx 0.707$ και από την απαίτηση $t_s = 0.02s$ προέκυψε $\omega_n \approx 283$. Τέλος αξιοποιήσαμε τις σχέσεις που έχουν προαναφερθεί:

$$K_v K_p = 2\zeta \omega_n \quad K_v K_i = \omega_n^2 \quad K_v = V/2 = 0.5$$

και καταλήξαμε στις τιμές $K_p \approx 800$ και $K_i \approx 160000$.

3.4 Ο SOGI βρόχος κλειδωμένης συχνότητας (SOGI-FLL)

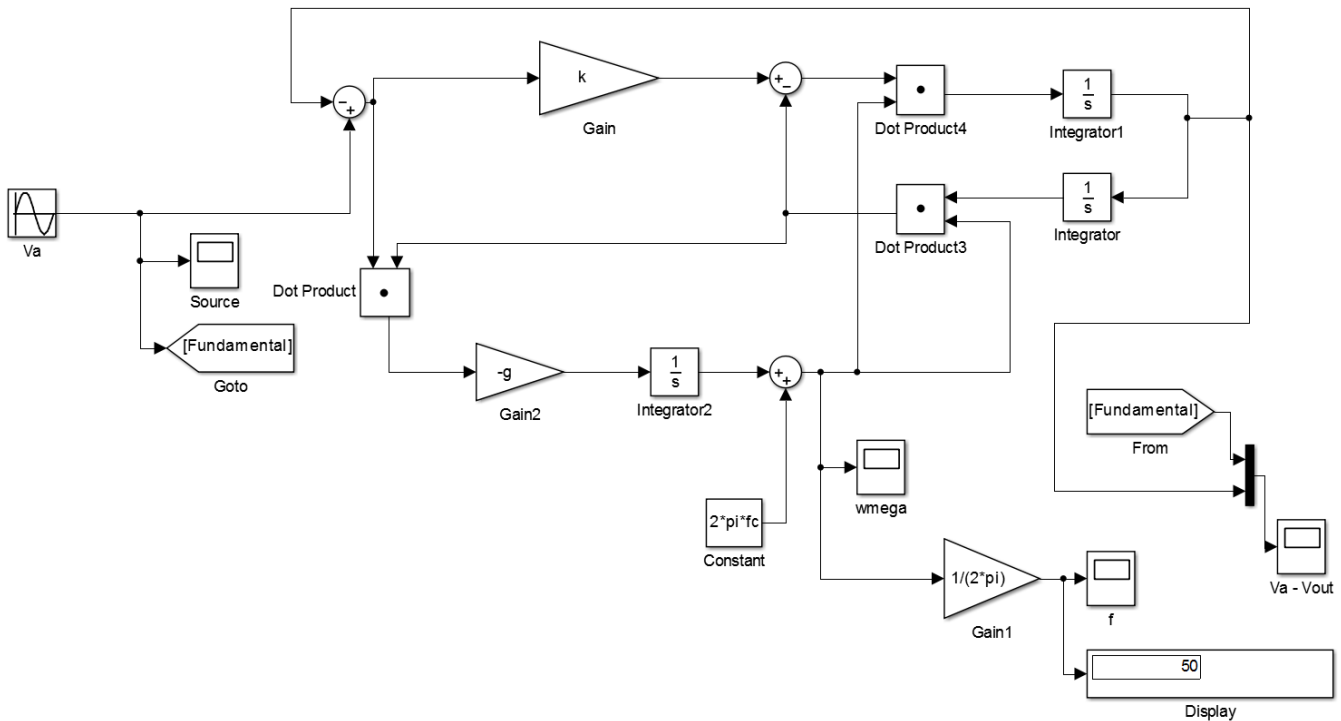
Ο SOGI βρόχος κλειδωμένης συχνότητας (SOGI-FLL) επιλέχθηκε ως μία δεύτερη τεχνική βασισμένη στο προσαρμοστικό φιλτράρισμα για να παρουσιαστεί και να προσομοιωθεί πειραματικά λόγω της απλής της σχεδίασης και της αποτελεσματικότητάς της. Σύμφωνα με τη θεωρία που προηγήθηκε η διάταξη που σχεδιάσαμε ήταν αυτή που απεικονίζεται στο Σχήμα 3.7.

Στην διάταξη αυτή οι παράμετροι που έπρεπε να προσδιοριστούν οι τιμές τους ήταν οι παράμετροι k και γ . Για την παράμετρο k με απαίτηση σχεδίασης $t_{s(SOGI)} = 0.02s$ και αξιοποιώντας την προσεγγιστική σχέση που αποδείξαμε προηγουμένως:

$$k = \frac{9.2}{t_{s(SOGI)} \omega'}$$

πήραμε $k = \sqrt{2}$. Για την παράμετρο γ με προδιαγραφή σχεδίασης $t_{s(FLL)} = 0.02s$ και σύμφωνα με την προσεγγιστική σχέση που προέκυψε από τη θεωρητική ανάλυση του SOFI-FLL

$$\gamma = \frac{\omega'}{k V^2 t_{s(FLL)}} \quad \text{πήραμε την τιμή } \gamma \approx 51093.$$



Σχήμα 3.7 : Διάταξη προσομοίωσης SIMULINK SOGI βρόχος κλειδωμένης συχνότητας (SOGI-FLL)

3.5 Kalman Filter PLL

Για το KF PLL έπρεπε να προσδιοριστούν οι εξής παράμετροι: η περίοδος δειγματοληψίας, T_s , η αρχική τιμή του διανύσματος κατάστασης του συστήματος, X_{init} , οι αρχικές τιμές των στοιχείων του πίνακα συνδιακύμανσης του σφάλματος εκτίμησης, P_{init} , τα στοιχεία του πίνακα συνδιακύμανσης του θορύβου διαδικασίας Q και τέλος, τη συνδιακύμανση του θορύβου μέτρησης R . Για την περίοδο δειγματοληψίας, επιλέχθηκε η τιμή $T_s = 1/10000$ ως ικανοποιητική.

Για την αρχικοποίηση του διανύσματος κατάστασης του συστήματος X_{init} , επιλέχθηκαν οι τιμές φυσιολογικής λειτουργίας του δικτύου που έχουμε ως είσοδο

$$X_{init} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 2\pi * 50 \end{bmatrix}$$

Για τον πίνακα συνδιακύμανσης του σφάλματος εκτίμησης P , συνηθίζεται η επιλογή πολύ μεγάλων αρχικών τιμών γιατί συχνά η αρχική εκτίμηση χαρακτηρίζεται από μεγάλη

αβεβαιότητα. Όταν μπορούμε να επιλέξουμε πιο αληθοφανείς τιμές προφανώς θα έχουμε και πιο γρήγορη εκτίμηση. Στο μοντέλο μας, σύμφωνα με τις τιμές που βρέθηκαν από αντίστοιχες εφαρμογές, αλλά και με προσαρμογή αυτών σύμφωνα με την τεχνική trial and error, επιλέχθηκαν οι εξής τιμές:

$$P_{init} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 3.28987 & 0 \\ 0 & 0 & 3.28987 \end{bmatrix}$$

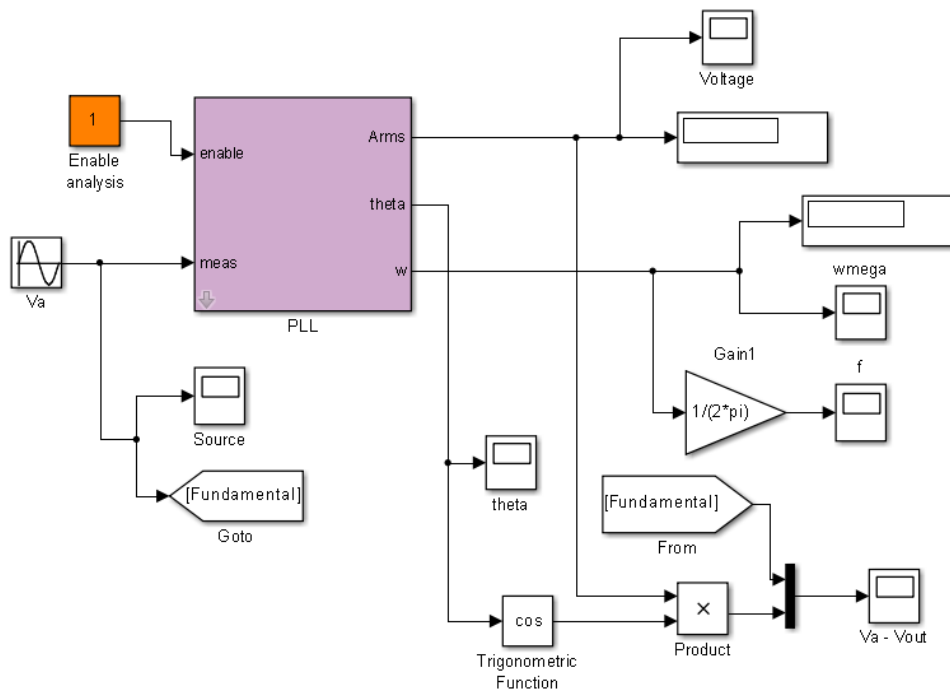
Τα χαρακτηριστικά φιλτραρίσματος και η ταχύτητα σύγκλισης του φίλτρου ορίζονται από το θόρυβο μέτρησης και το θόρυβο διαδικασίας. Όταν ο θόρυβος μέτρησης είναι υψηλός, ανάλογα υψηλό θα είναι και το ίχνος του \mathbf{R} και τα στοιχεία του \mathbf{K}_k θα έχουν μικρές τιμές. Έτσι, η σχετική στάθμιση του \mathbf{y}_k θα πρέπει να μειωθεί στο επόμενο υπολογισμό της εκτίμησης, γεγονός το οποίο κάνει αργή τη σύγκλιση. Από την άλλη πλευρά, όταν ο θόρυβος μέτρησης είναι χαμηλός, έτσι ανάλογα χαμηλό θα είναι το ίχνος του \mathbf{R} και τα στοιχεία του \mathbf{K}_k θα έχουν μεγάλες τιμές, εξασφαλίζοντας μια καλύτερη εμπιστοσύνη προς το \mathbf{y}_k και μια γρήγορη δυναμική απόκριση. Όταν ο θόρυβος διαδικασίας είναι υψηλός, το ίχνος των \mathbf{Q} και $\mathbf{P}_{k/k-1}$ και τα στοιχεία του \mathbf{K}_k θα έχουν μεγάλες τιμές, με αποτέλεσμα μεγάλη αξιοπιστία για τις μετρήσεις του \mathbf{y}_k στο επόμενο στάδιο εκτίμησης. Εάν ο θόρυβος διαδικασίας είναι μικρός, το ίχνος των \mathbf{Q} και $\mathbf{P}_{k/k-1}$ και τα στοιχεία του \mathbf{K}_k θα έχουν μικρές τιμές, με αποτέλεσμα ένα μικρό βάρος για το \mathbf{y}_k και μια αργή σύγκλιση του αλγορίθμου [1].

Ως εκ τούτου, ο σχεδιασμός του KF εξαρτάται από κατάλληλο συμβιβασμό μεταξύ επιθυμητής ακρίβειας και δυναμικής απόκρισης, ο οποίος μπορεί να επιτευχθεί με την κατάλληλη επιλογή των μητρών \mathbf{Q} και \mathbf{R} , λαμβάνοντας υπόψη τις παραμορφώσεις της κυματομορφής εισόδου και τα επιθυμητά χαρακτηριστικά των τελικών εφαρμογών.

Με τον πίνακα \mathbf{Q} , ουσιαστικά επιλέγουμε πόσο ακριβές είναι το μοντέλο μας. Δηλαδή τον θόρυβο που εισάγει στο σύστημα το μοντέλο. Αν θεωρούμε ότι το μοντέλο που σχεδιάσαμε είναι πολύ κοντά στην πραγματικότητα επιλέγουμε πολύ μικρές τιμές για τα στοιχεία του πίνακα. Με τον τρόπο αυτό, ρυθμίζουμε δηλαδή τον αλγόριθμο να βασίζεται περισσότερο στο μοντέλο παρά στην μέτρηση. Αν πάλι, δεν έχουμε μεγάλη ακρίβεια στη μοντελοποίηση που σχεδιάσαμε, τότε, αυξάνουμε τις τιμές των στοιχείων του πίνακα \mathbf{Q} , βασιζόμενοι έτσι περισσότερο στις τιμές των μετρήσεων για τον υπολογισμό της εκτίμησης. Στο μοντέλο μας, σύμφωνα με τις τιμές που βρέθηκαν από αντίστοιχες εφαρμογές, αλλά και με προσαρμογή αυτών σύμφωνα με την τεχνική trial and error, επιλέχθηκαν οι εξής τιμές:

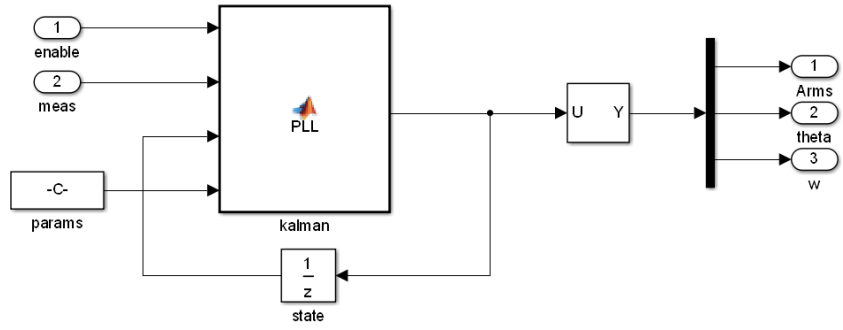
$$Q_n = \begin{bmatrix} 0.00014 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6.8539 \end{bmatrix}$$

Για τον πίνακα συνδιακύμανσης του θορύβου μέτρησης R , πρέπει να ξέρουμε το σφάλμα που εισάγει το μετρητικό μας όργανο το οποίο και αναγράφεται στο datasheet του οργάνου. Δηλαδή βρίσκουμε την διασπορά του αισθητήρα μέτρησης και αυτό χρησιμοποιούμε ως τιμή του πίνακα R . Στην υλοποίησή μας οι μετρήσεις έχουν τέλεια ακρίβεια καθώς οι τιμές των μεταβλητών μας μετρούνται απευθείας από τον ψηφιακό προσομοιωτή του περιβάλλοντος προσομοίωσης MATLAB/SIMULINK. Όμως όπως έχει προαναφερθεί μέσω και του πίνακα R μοντελοποιείται η επίδραση των αρμονικών στο μοντέλο μας, οπότε προσπαθώντας για έναν βέλτιστο συνδυασμό ανάμεσα στις απαιτήσεις για γρήγορη ταχύτητα σύγκλισης και φιλτράρισμα και εφαρμόζοντας τη μέθοδο trial and error καταλήξαμε στην τιμή $R_n = [0.03125]$



Σχήμα 3.8 : Διάταξη προσομοίωσης SIMULINK Kalman Filter PLL (KF-PLL)

Οι παραπάνω αρχικοποιήσεις μαζί με του πίνακες των σχέσεων (2.100) και (2.102) τροφοδοτήθηκαν σε κώδικα γλώσσας C που επίλυε μέσα στο περιβάλλον προσομοίωσης MATLAB/SIMULINK τον αλγόριθμο που παρουσιάζεται στον Πίνακα 2.1. Στο τέλος του κάθε βήματος υπολογισμού φροντίσαμε η τιμή της γωνίας θ να περιορίζεται στο διάστημα $[0, 2\pi]$.



Σχήμα 3.9 : Διάγραμμα εσωτερικού κυκλώματος του KF-PLL

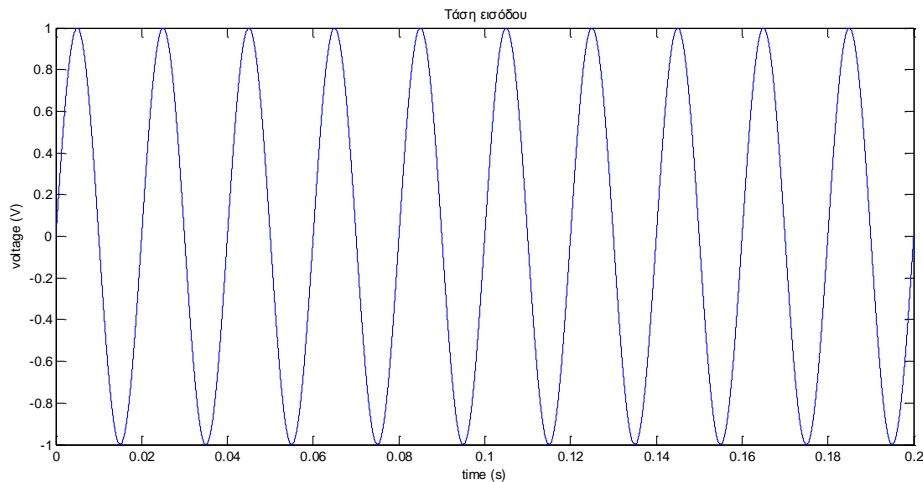
Κεφάλαιο 4

Πειραματική Εφαρμογή και Αποτελέσματα

4.1 Επιλογή Πειραματικών Προσομοιώσεων

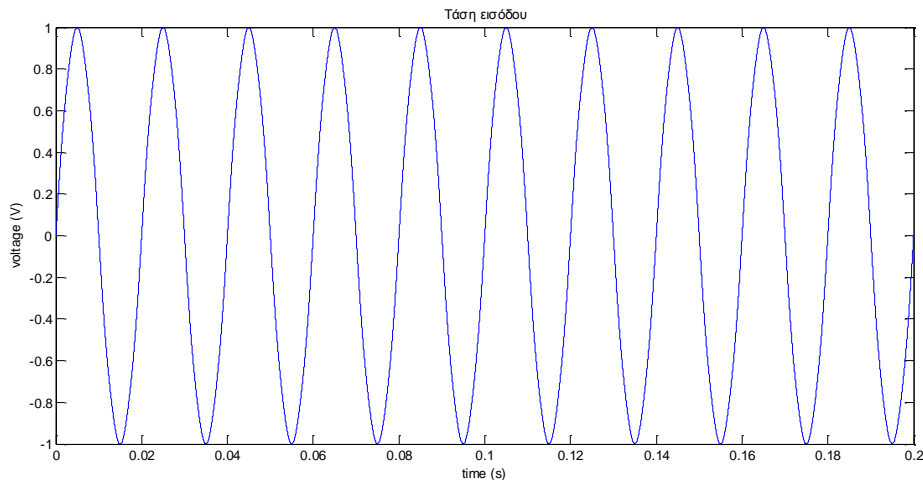
Για όλες τις διατάξεις PLL που σχεδιάστηκαν σε περιβάλλον MATLAB/SIMULINK αποφασίσαμε να ελέγξουμε μέσω προσομοίωσης την επίδοση και την ευρωστία τους κάτω από διάφορες τυπικές μεταβατικές και μη, πιθανές καταστάσεις του ηλεκτρικού δικτύου. Πιο συγκεκριμένα τις ελέγξαμε έχοντας ως είσοδο:

- **Ημίτονο συχνότητας 50 Hz, πλάτους 1 Volt και THD 0%**



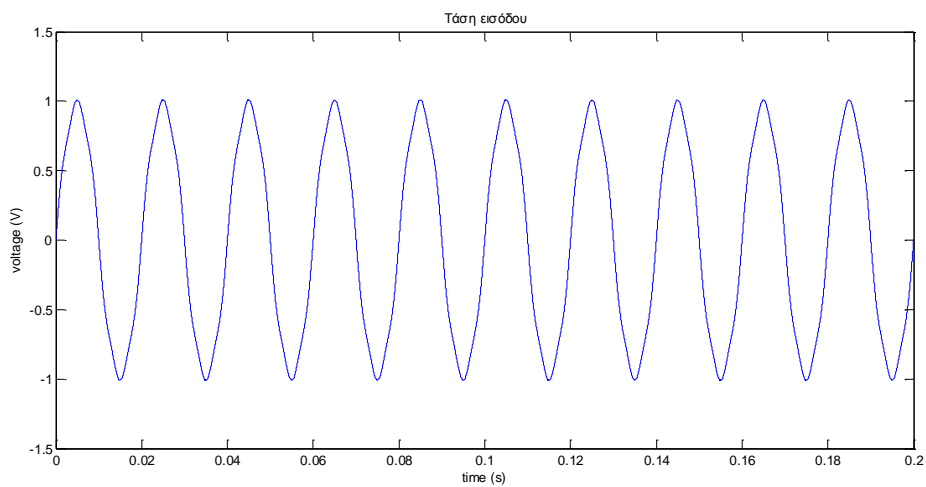
Σχήμα 4.1 : V_a απλό ημίτονο

- **Ημίτονο με παρασιτικό αρμονικό περιεχόμενο 3^{ης} και 5^{ης} αρμονικής με συνολικό THD 2%**



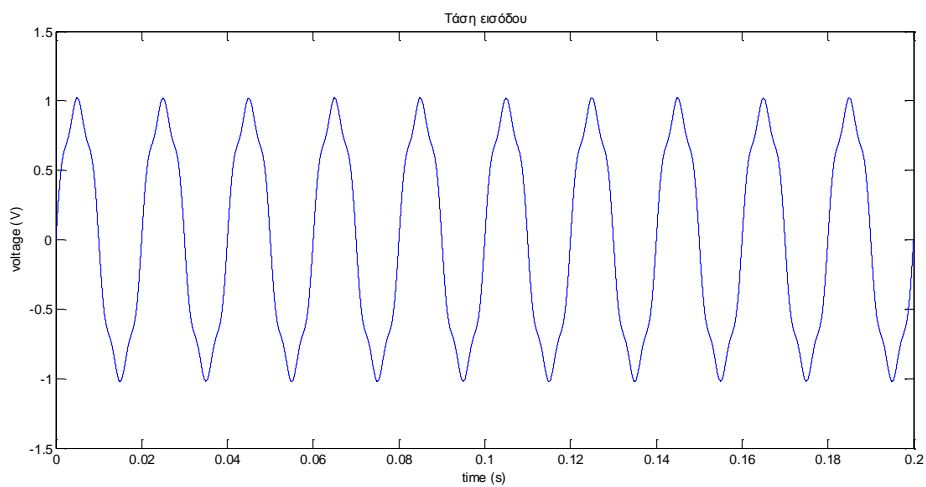
Σχήμα 4.2 : V_a με THD 2%

- **Ημίτονο με παρασιτικό αρμονικό περιεχόμενο 3^{ης} και 5^{ης} αρμονικής συνολικού THD 5%**



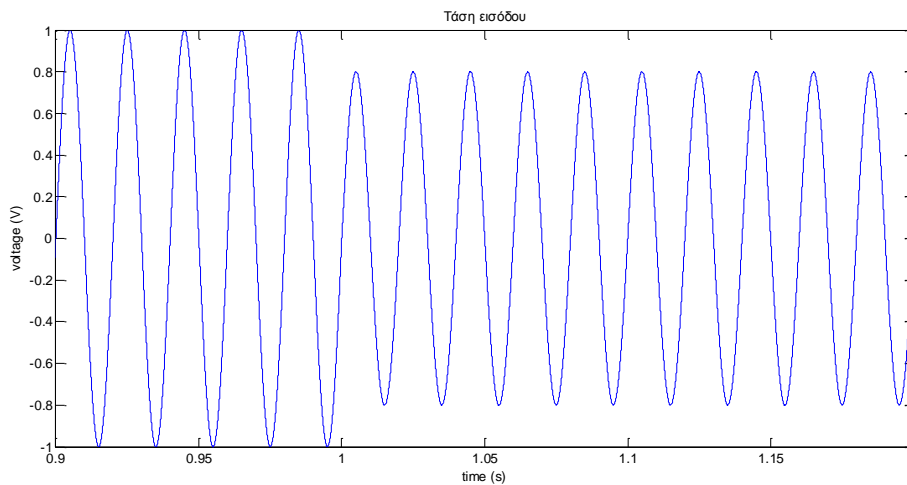
Σχήμα 4.3 : V_a με THD 5%

- **Ημίτονο με παρασιτικό αρμονικό περιεχόμενο 3^{ης} και 5^{ης} αρμονικής συνολικού THD 10%**



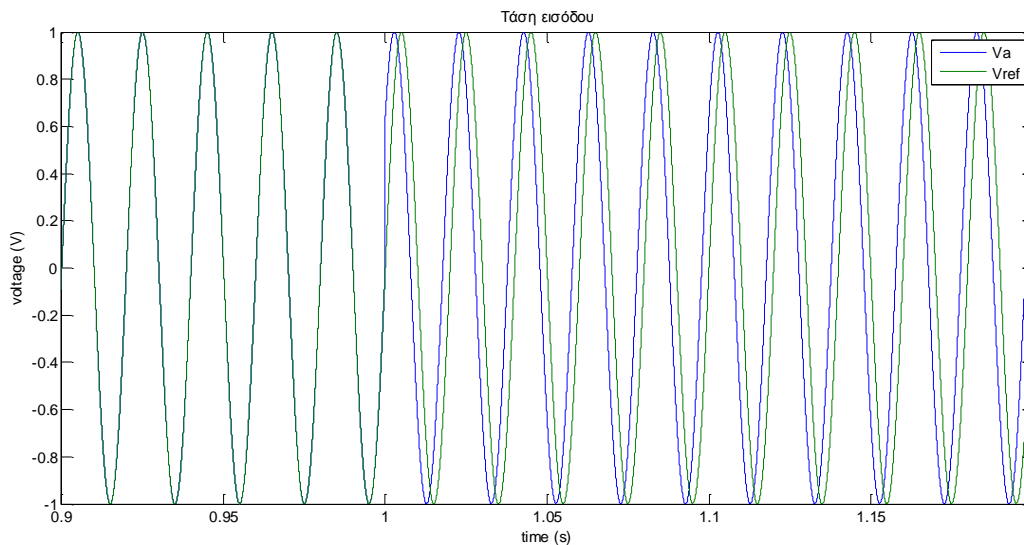
Σχήμα 4.4 : V_a με THD 10%

- Ημίτονο με πτώση τάσης 20% ύστερα από χρόνο προσομοίωσης $t=1s$



Σχήμα 4.5 : V_a με πτώση τάσης 20%

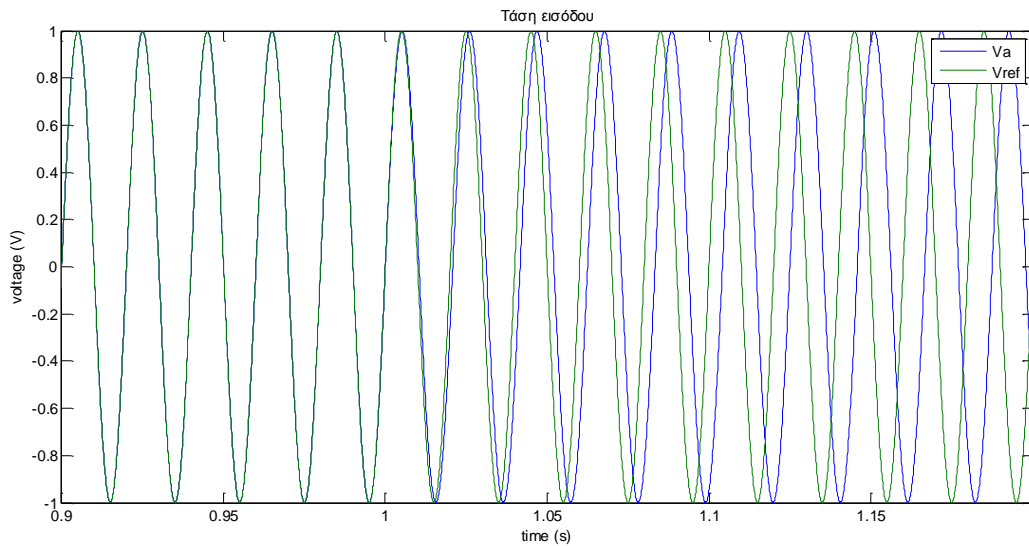
- Ημίτονο με άλμα φάσης 40 μοιρών ύστερα από χρόνο προσομοίωσης $t=1s$



Σχήμα 4.6 : V_a με άλμα φάσης 40°

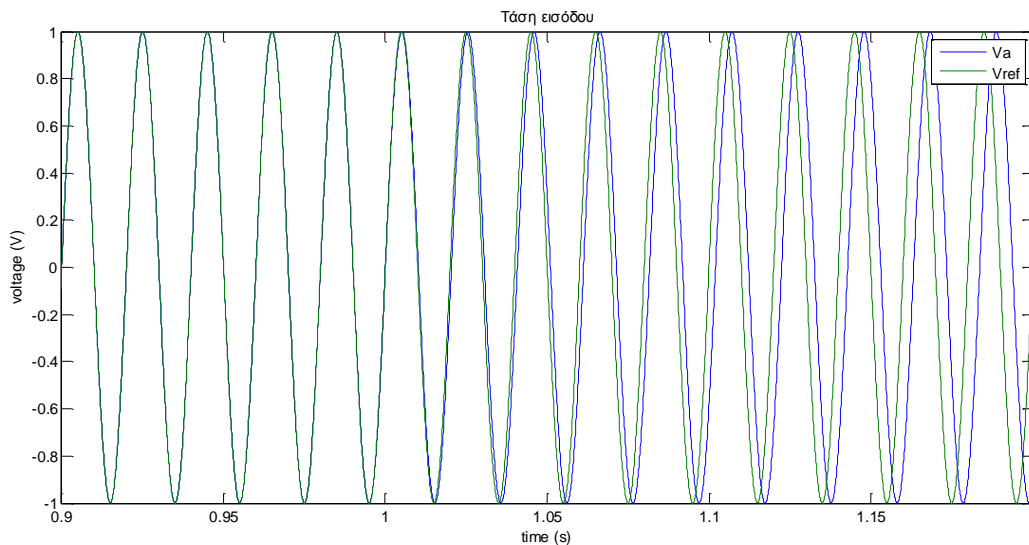
Σε όλες τις παραπάνω περιπτώσεις ο χρόνος αποκατάστασης (settling time) υπολογίστηκε όταν η συχνότητα της τάσης εξόδου περιορίστηκε ανάμεσα στα όρια του $\pm 2\%$ της κεντρικής συχνότητας.

- **Ημίτονο με άλμα συχνότητας στα 48 Hz ύστερα από χρόνο προσομοίωσης t=1s**



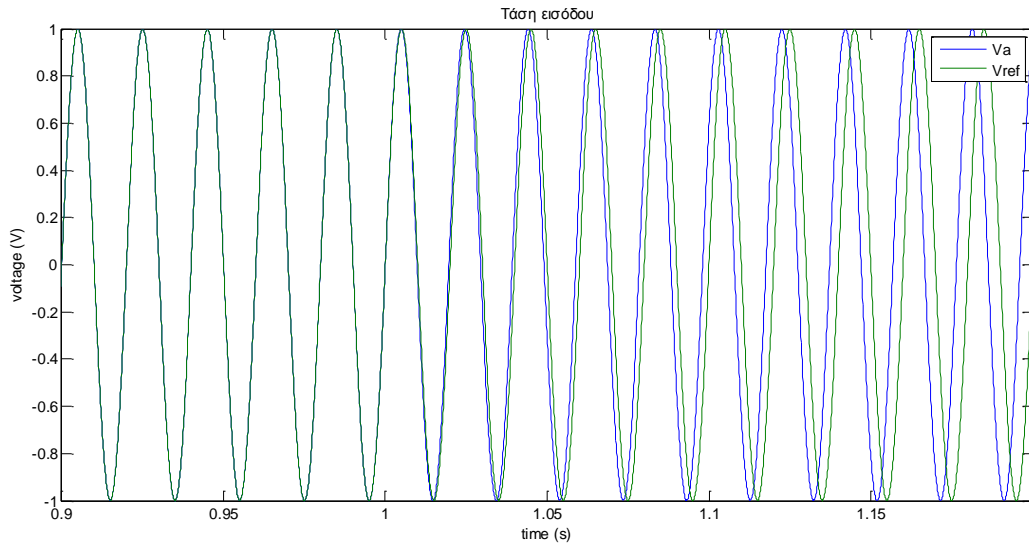
Σχήμα 4.7 : V_a με άλμα συχνότητας στα 48 Hz

- **Ημίτονο με άλμα συχνότητας στα 49 Hz ύστερα από χρόνο προσομοίωσης t=1s**



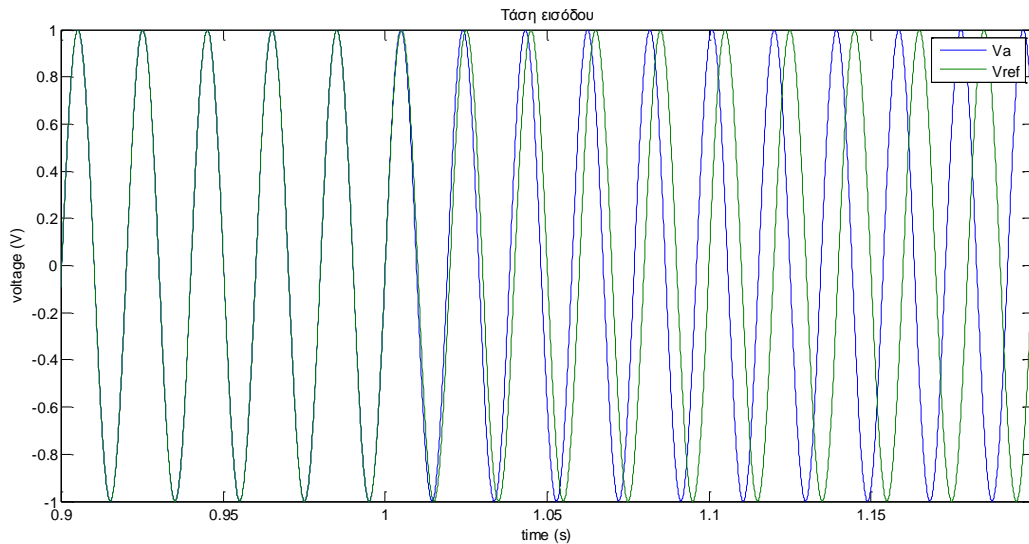
Σχήμα 4.8 : V_a με άλμα συχνότητας στα 49 Hz

- **Ημίτονο με άλμα συχνότητας στα 51 Hz ύστερα από χρόνο προσομοίωσης t=1s**



Σχήμα 4.9 : V_a με άλμα συχνότητας στα 51 Hz

- **Ημίτονο με άλμα συχνότητας στα 52 Hz ύστερα από χρόνο προσομοίωσης t=1s**



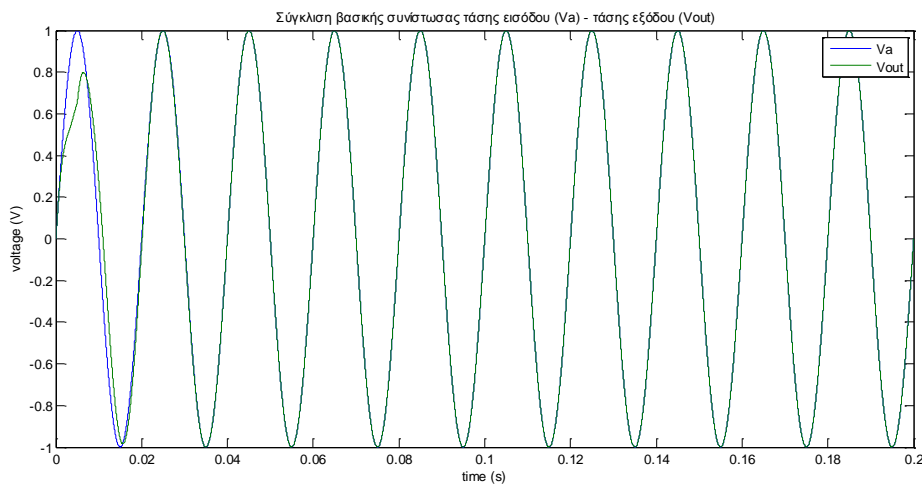
Σχήμα 4.10 : V_a με άλμα συχνότητας στα 52 Hz

Σε όλες τις παραπάνω περιπτώσεις ο χρόνος αποκατάστασης (settling time) υπολογίστηκε όταν η συχνότητα της τάσης εξόδου περιορίστηκε ανάμεσα στα όρια του $\pm 2\%$ της εκάστοτε μεταβολής της κεντρικής συχνότητας.

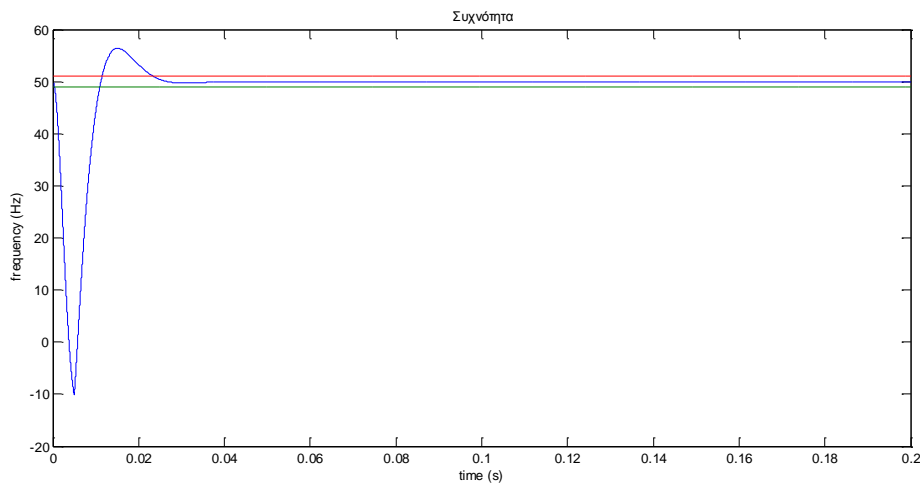
4.2 Διαγραμματική Παρουσίαση Πειραματικών Προσομοιώσεων ανά Διάταξη PLL

4.2.1 PLL βασισμένο σε Καθυστέρηση Μεταφοράς Εισόδου κατά $T/4$

- Απλή ημιτονική είσοδος 50 Hz

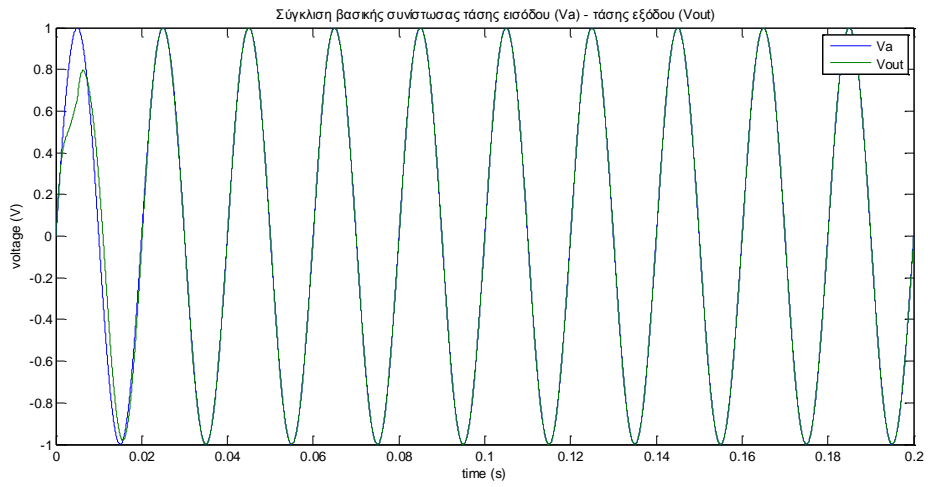


Σχήμα 4.11 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για ημιτονική είσοδο 50 Hz, T/4 PLL

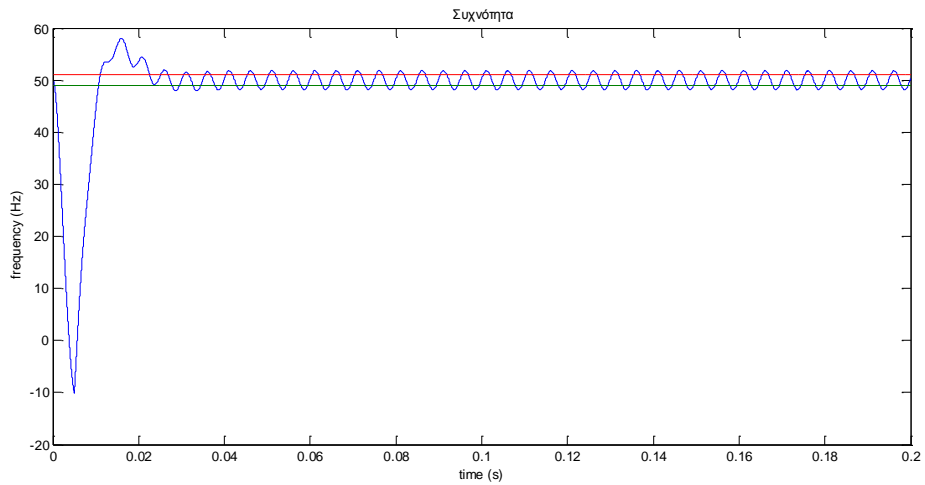


Σχήμα 4.12 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για ημιτονική είσοδο 50 Hz, T/4 PLL

- **THD 2%**

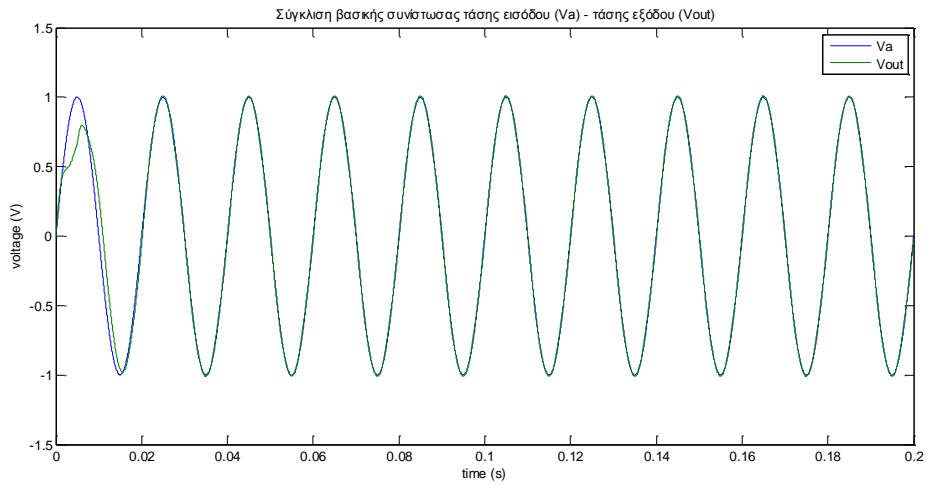


Σχήμα 4.13 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 2%, T/4 PLL

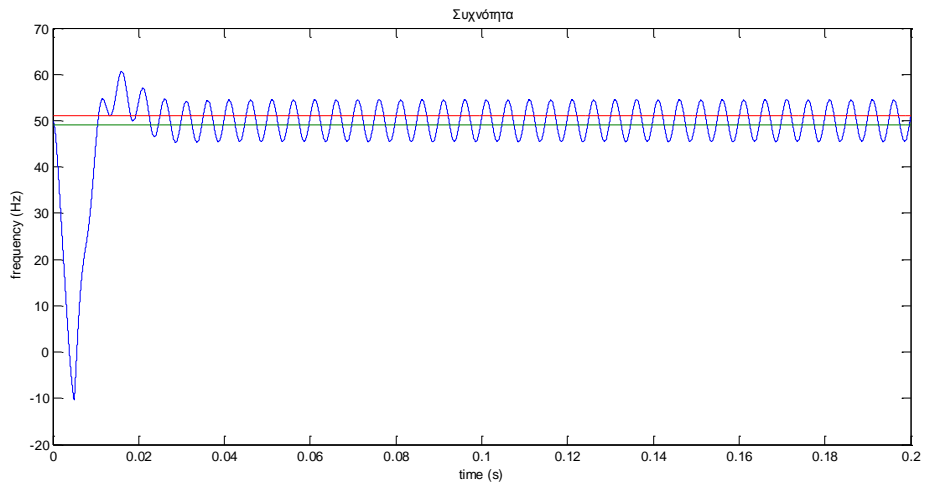


Σχήμα 4.14 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 2%, T/4 PLL

- **THD 5%**

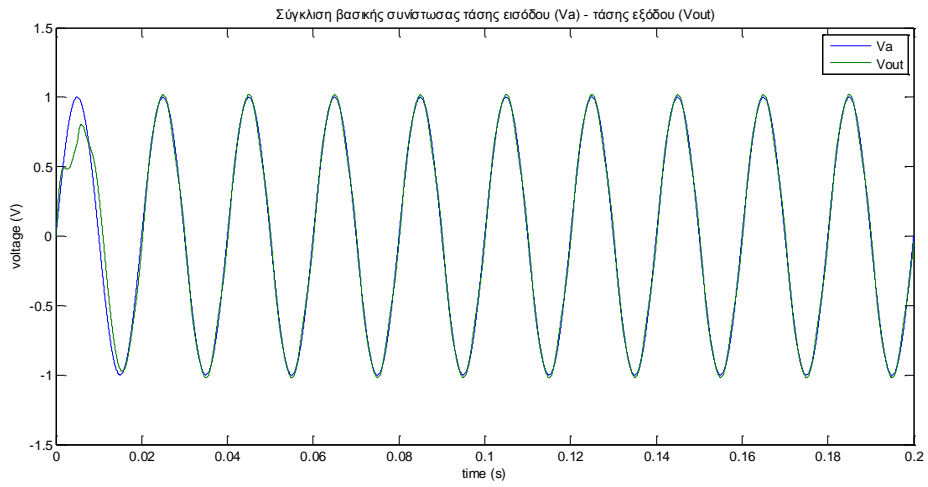


Σχήμα 4.15 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 5%, T/4 PLL

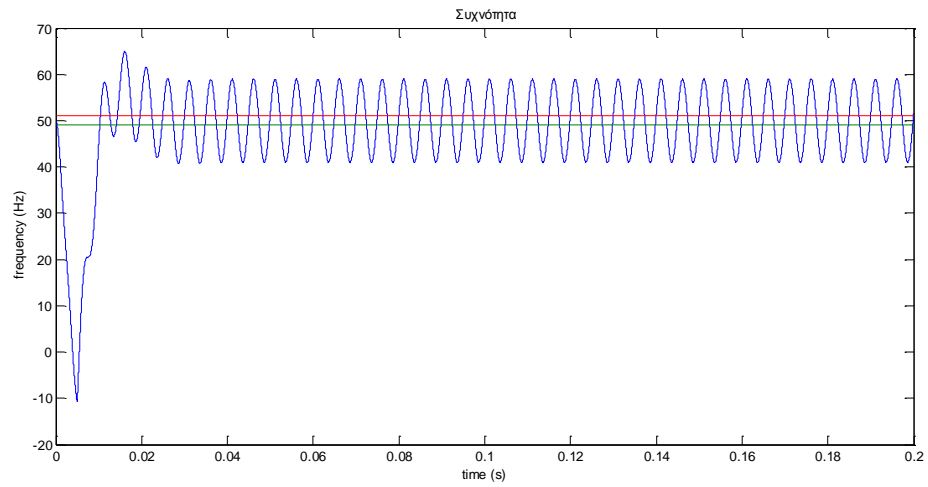


Σχήμα 4.16 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 5%, T/4 PLL

- **THD 10%**

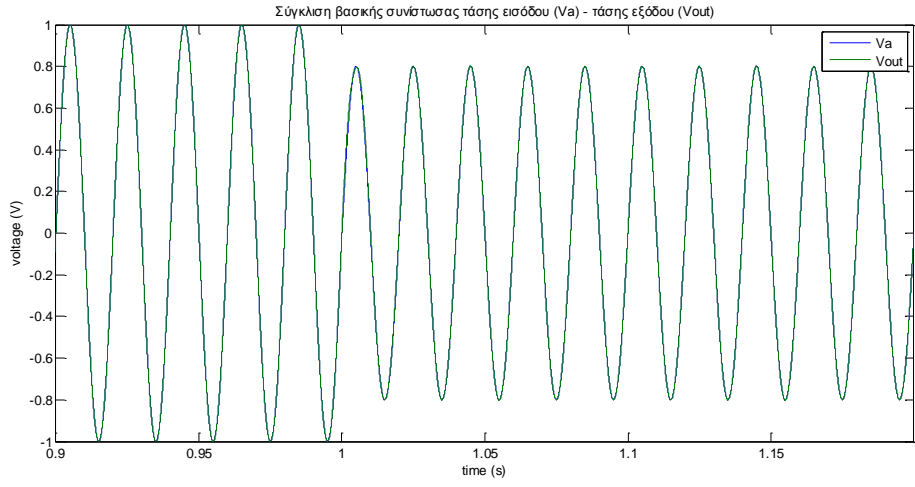


Σχήμα 4.17 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 10%, T/4 PLL

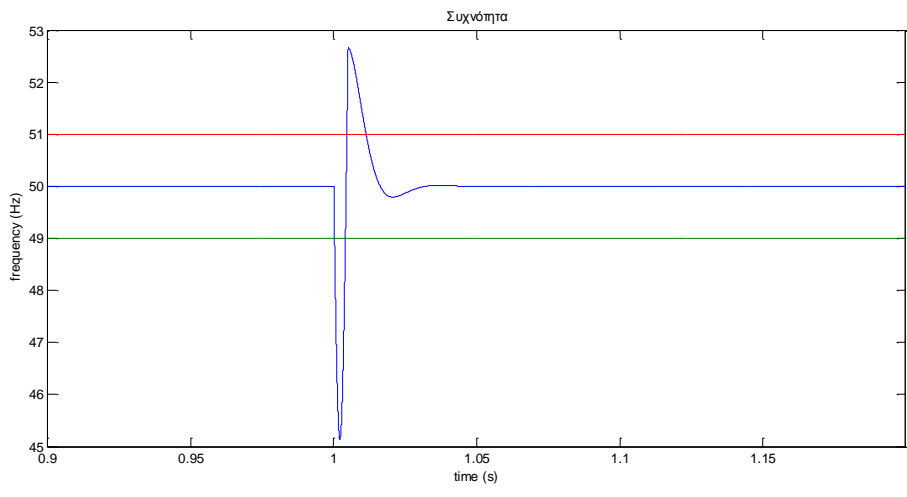


Σχήμα 4.18 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 10%, T/4 PLL

- Πτώση τάσης 20%

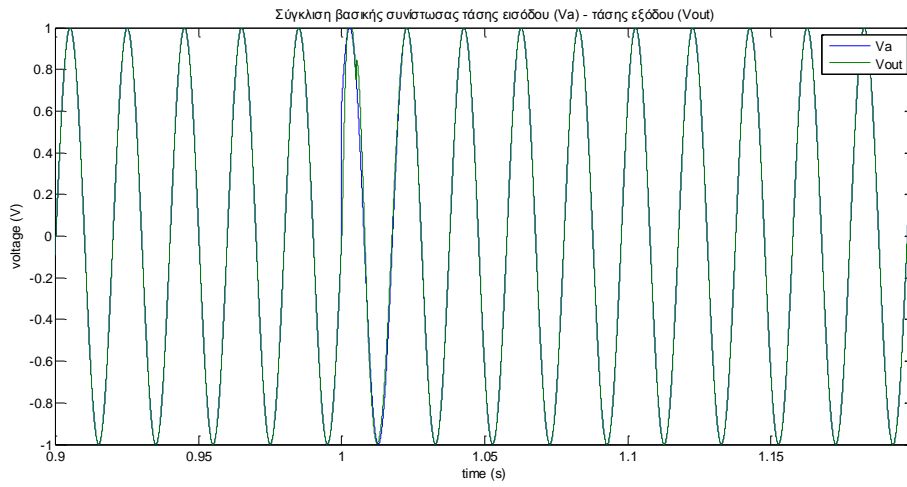


Σχήμα 4.19 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για πτώση τάσης 20%, T/4 PLL

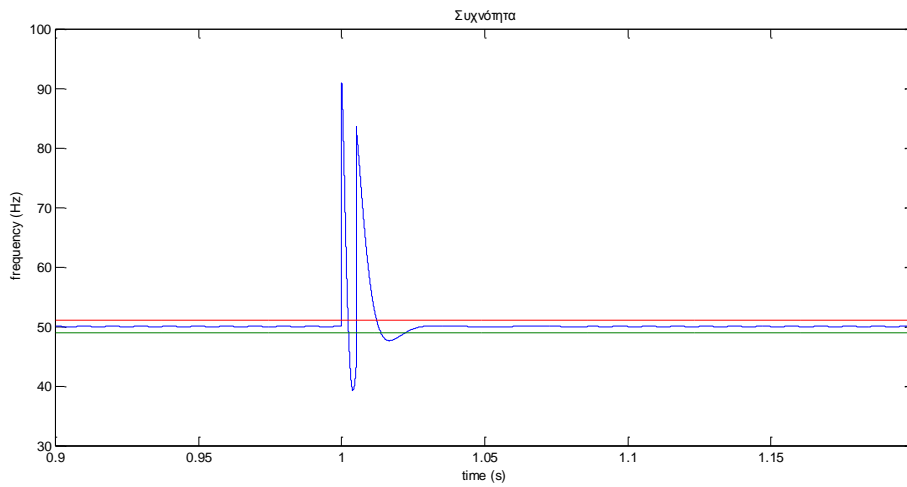


Σχήμα 4.20 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για πτώση τάσης 20%, T/4 PLL

- Άλμα φάσης 40°

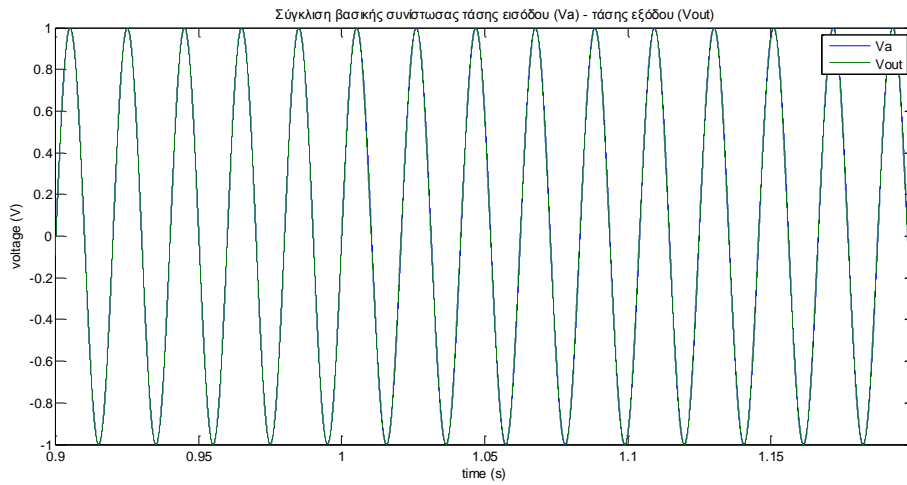


Σχήμα 4.21 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα άλμα φάσης 40°, T/4 PLL

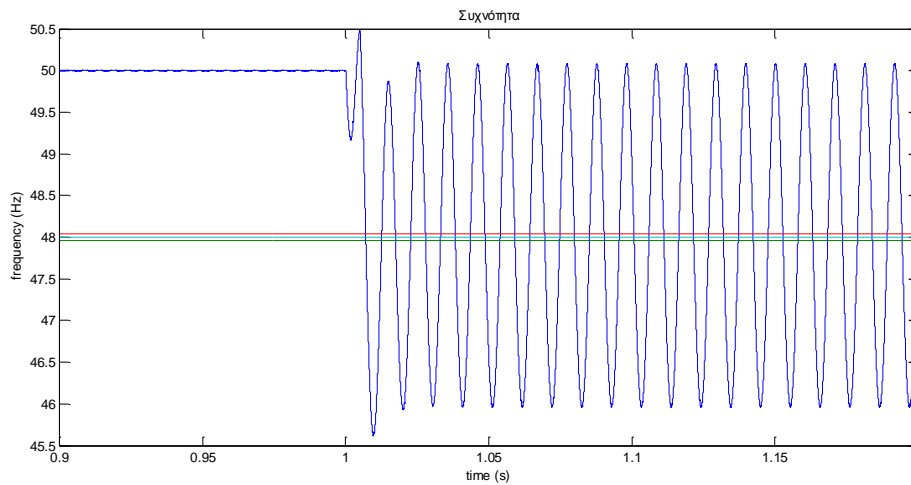


Σχήμα 4.22 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα φάσης 40°, T/4 PLL

- **Άλλα συχνότητας στα 48 Hz**

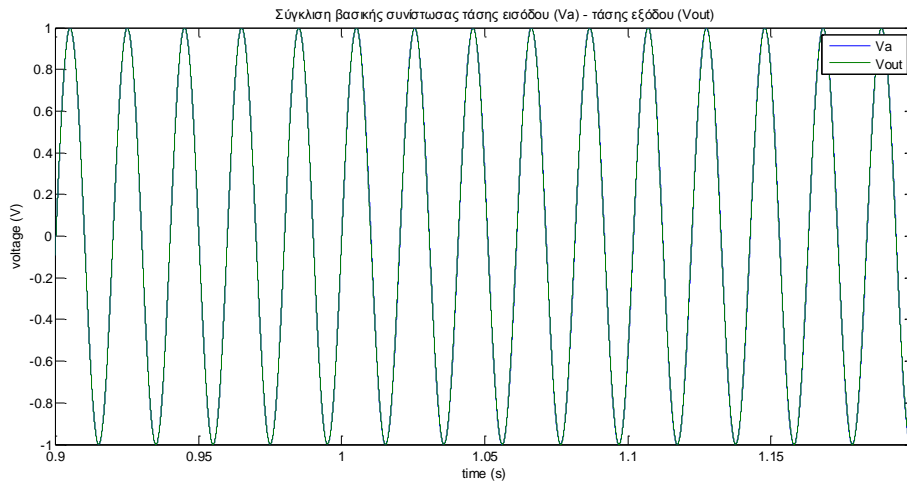


Σχήμα 4.23 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 48 Hz, T/4 PLL

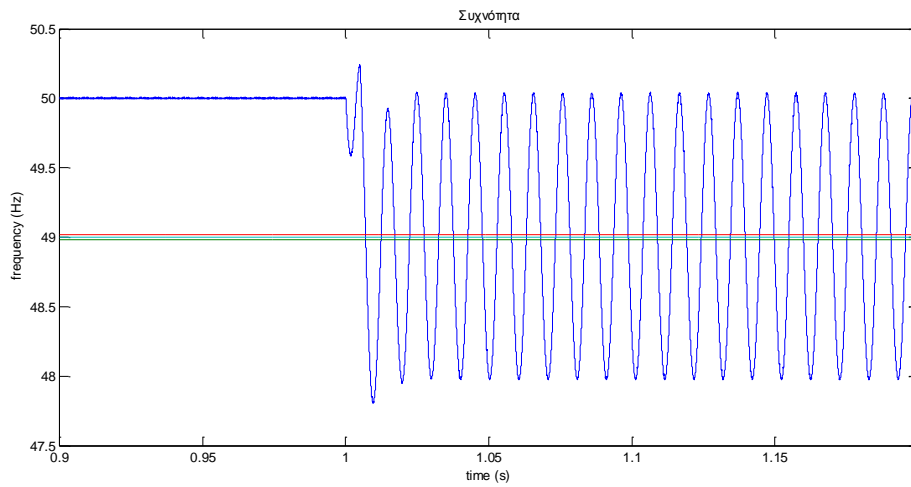


Σχήμα 4.24 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 48 Hz, T/4 PLL

- Άλλα συχνότητας στα 49 Hz

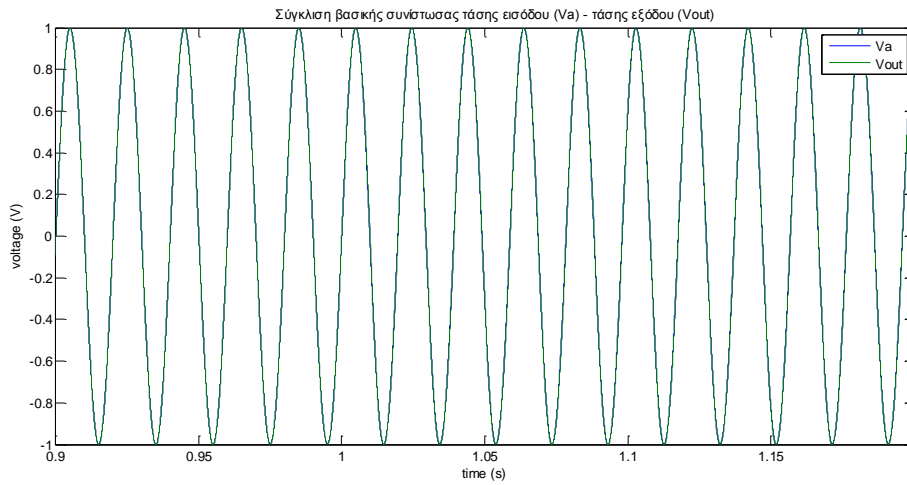


Σχήμα 4.25 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 49 Hz, T/4 PLL

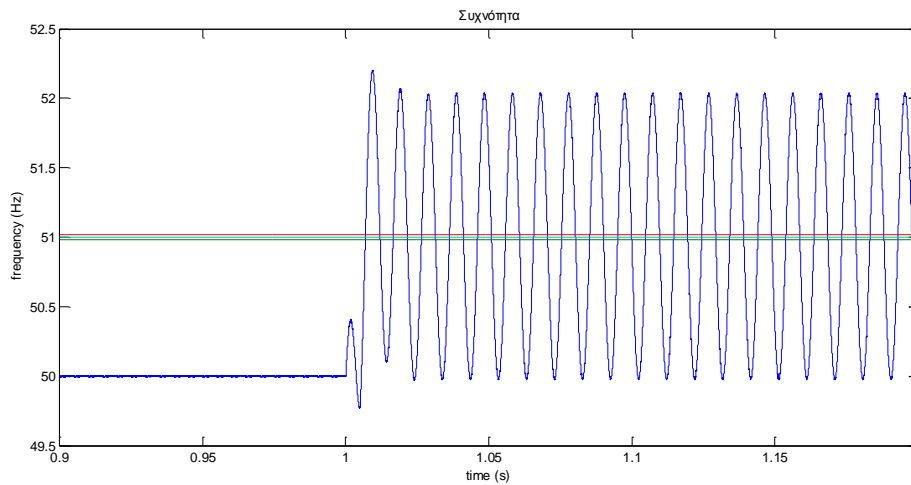


Σχήμα 4.26 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 49 Hz, T/4 PLL

- **Άλλα συχνότητας στα 51 Hz**

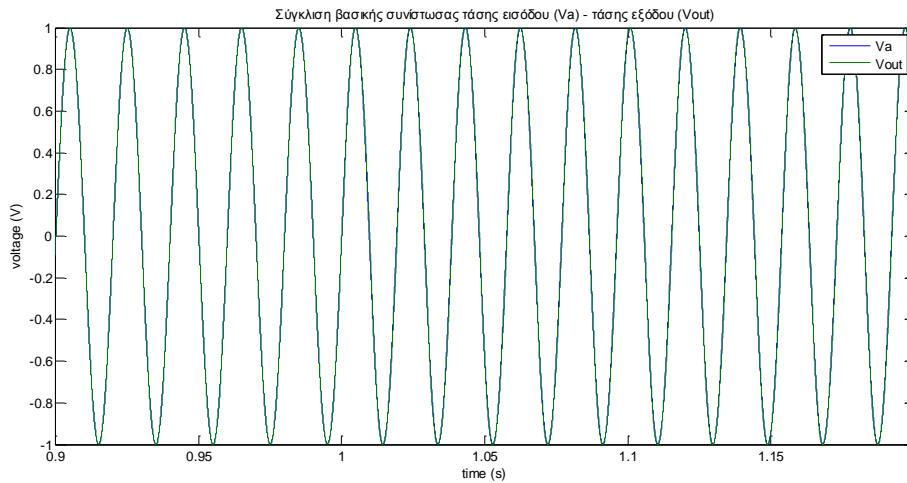


Σχήμα 4.27 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 51 Hz, T/4 PLL

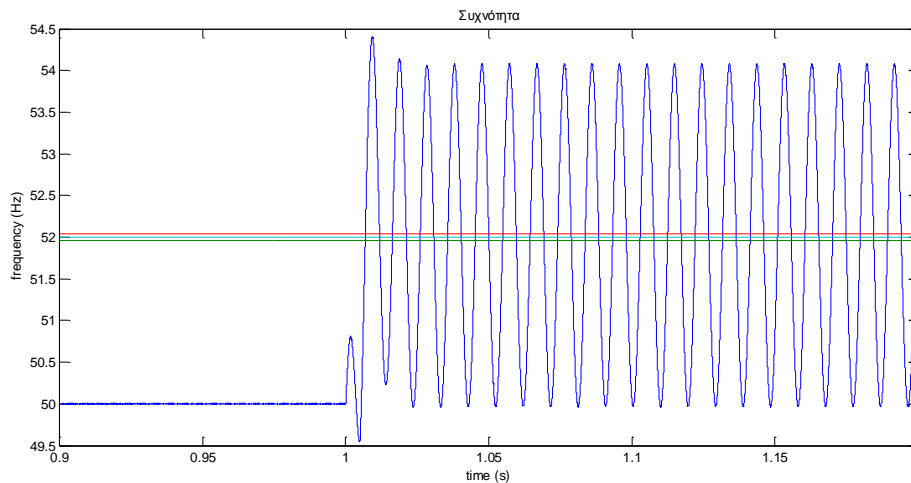


Σχήμα 4.28 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 51 Hz, T/4 PLL

- **Άλλα συχνότητας στα 52 Hz**



Σχήμα 4.29 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 52 Hz, T/4 PLL

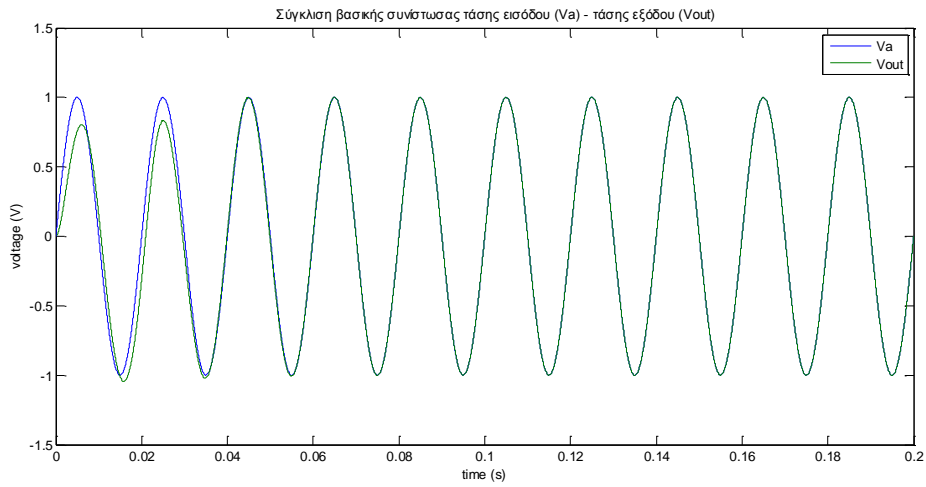


Σχήμα 4.30 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 52 Hz, T/4 PLL

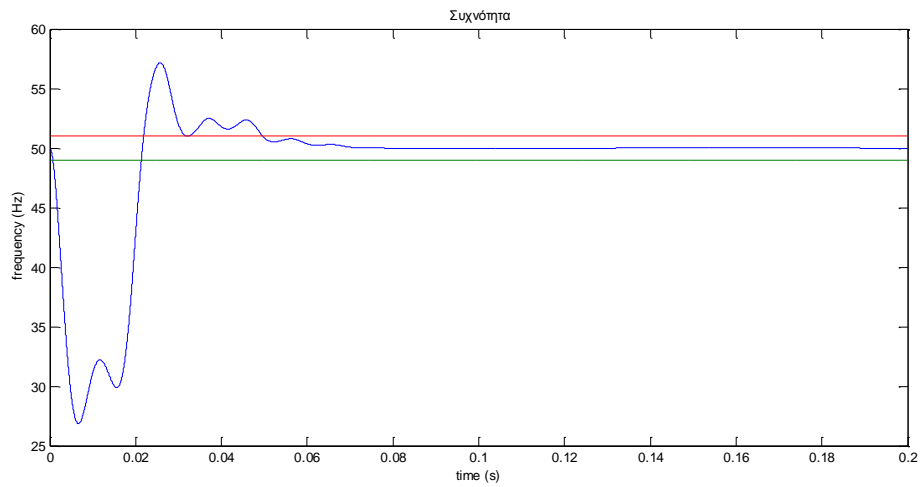
Στα παραπάνω διαγράμματα διαπιστώνουμε και μέσω προσομοιώσεων αυτό που γνωρίζαμε ήδη θεωρητικά. Το PLL βασισμένο σε καθυστέρηση μεταφοράς της εισόδου κατά T/4 έχει αρκετά γρήγορο χρόνο απόκρισης στις περιπτώσεις που η είσοδος του είναι καθαρή ημιτονική είσοδος της προκαθορισμένης κεντρικής συχνότητας, αλλά σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση, αδυνατεί να παράγει το επιθυμητό αποτέλεσμα καθώς δε δημιουργεί το σωστό σε τετραγωνισμό σήμα (V_β).

4.2.2 PLL βασισμένο στον Αντίστροφο Μετασχηματισμό Park

- Απλή ημιτονική είσοδος 50 Hz

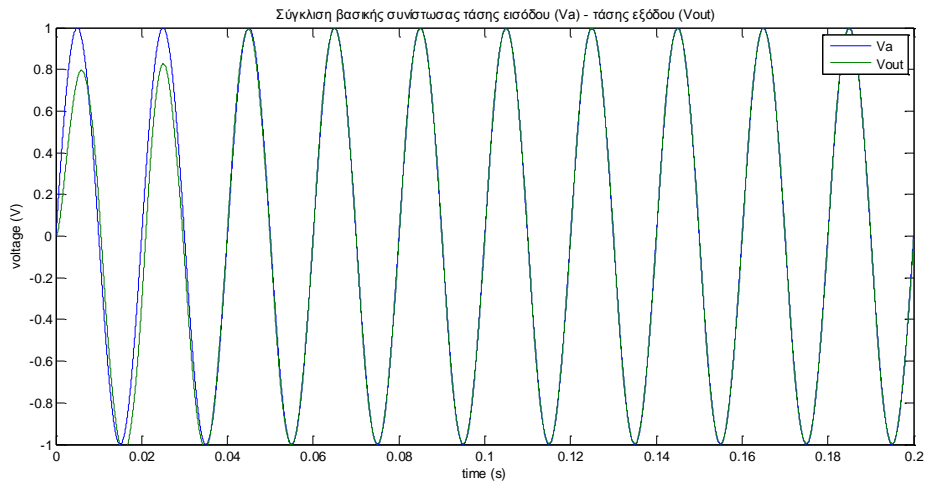


Σχήμα 4.31 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για ημιτονική είσοδο 50 Hz, PARK PLL

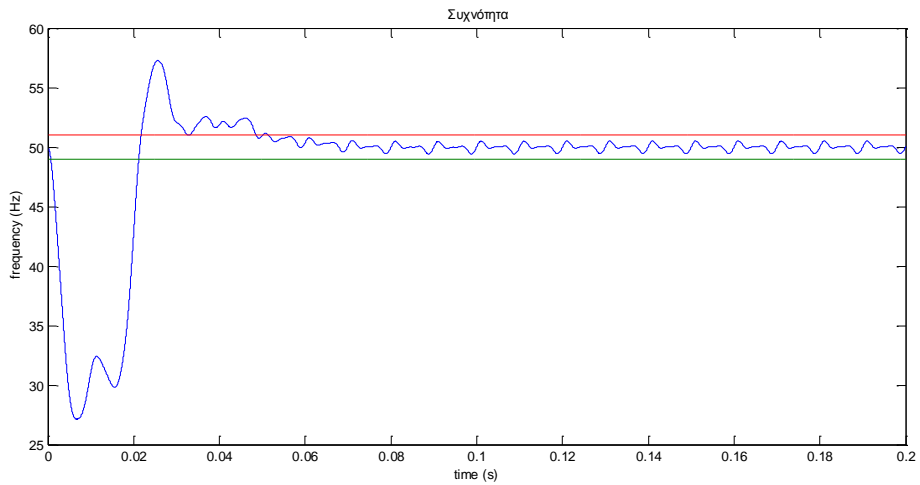


Σχήμα 4.32 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για ημιτονική είσοδο 50 Hz, PARK PLL

- **THD 2%**

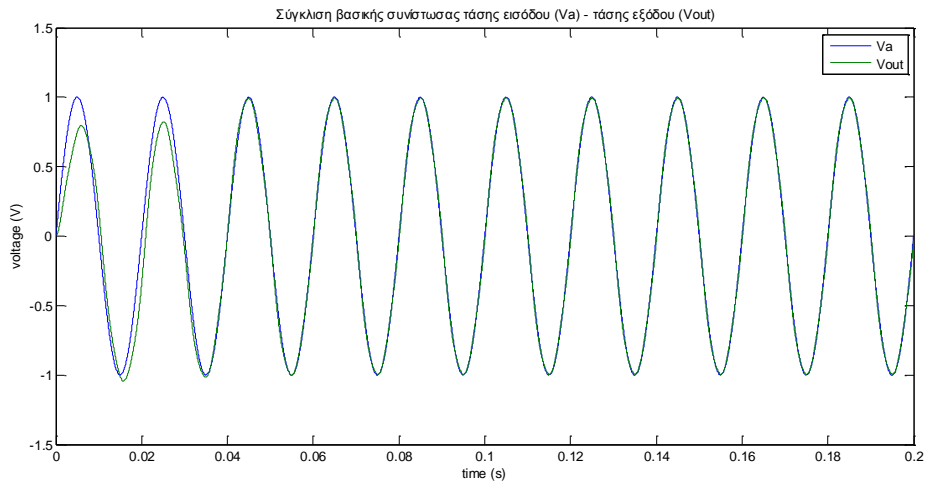


Σχήμα 4.33 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 2%, PARK PLL

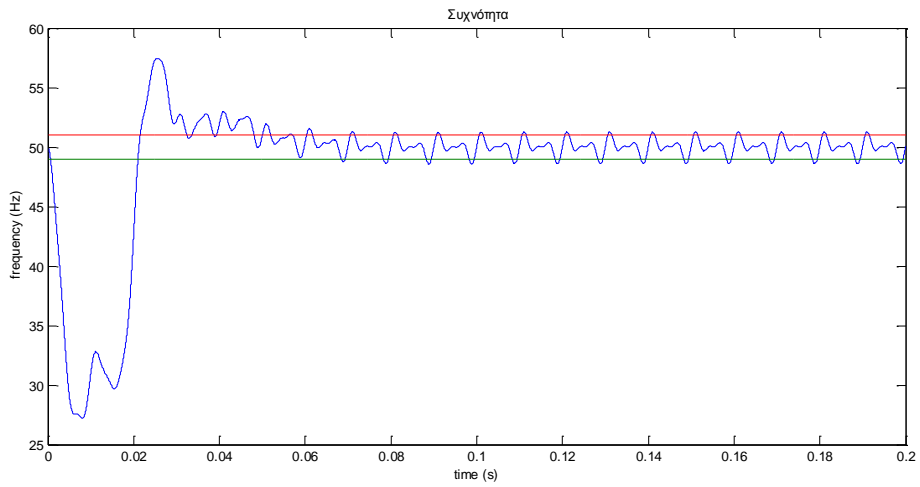


Σχήμα 4.34 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 2%, PARK PLL

- **THD 5%**

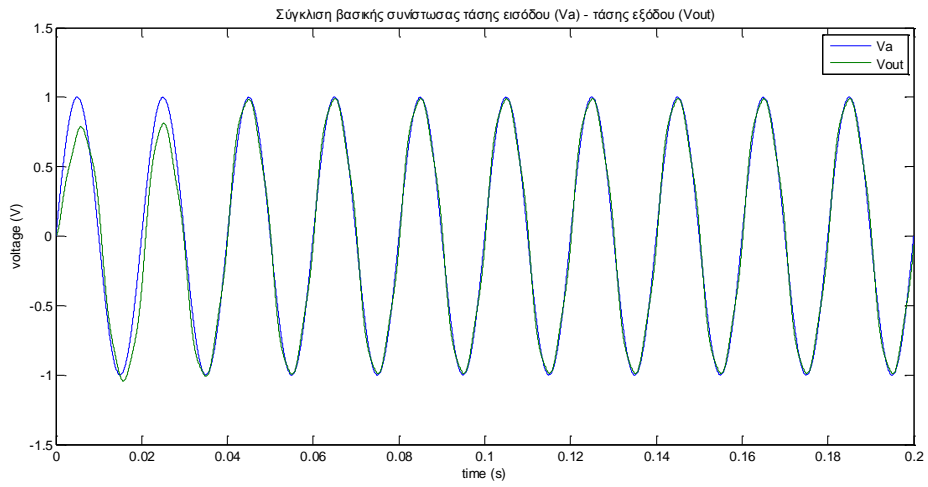


Σχήμα 4.35 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 5%, PARK PLL

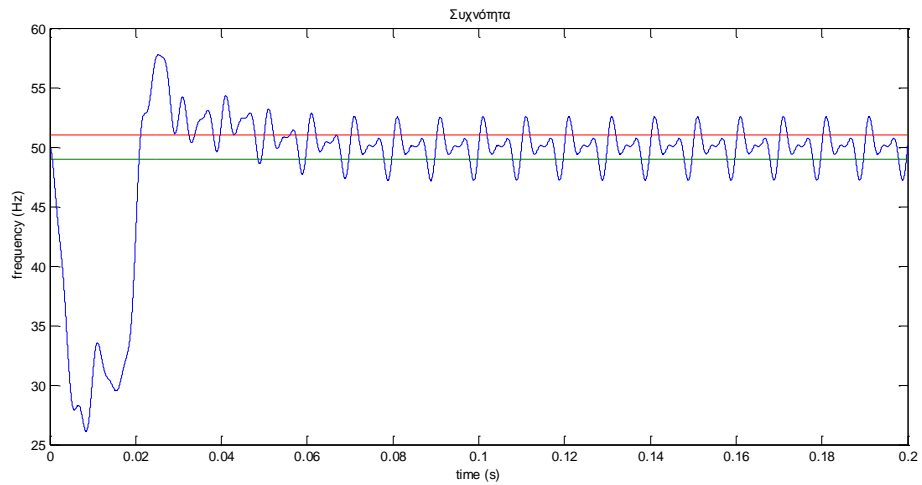


Σχήμα 4.36 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 5%, PARK PLL

- **THD 10%**

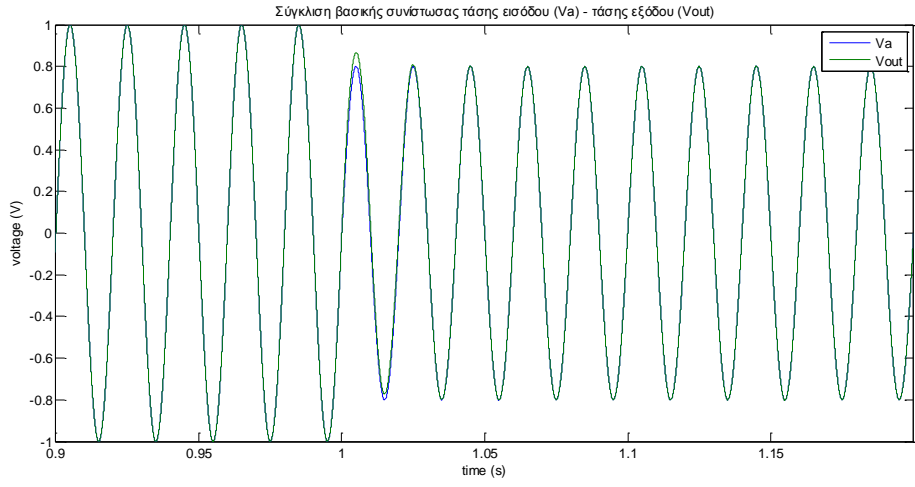


Σχήμα 4.37 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 10%, PARK PLL

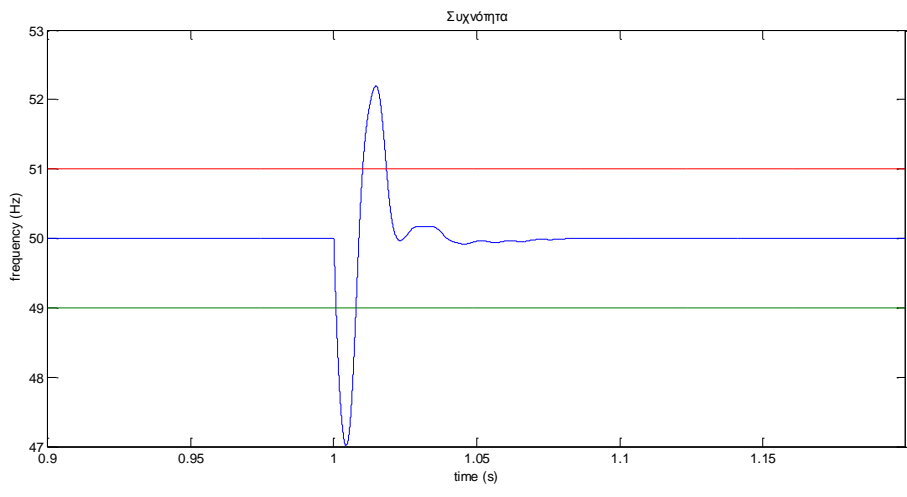


Σχήμα 4.38 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 10%, PARK PLL

- Πτώση τάσης 20%

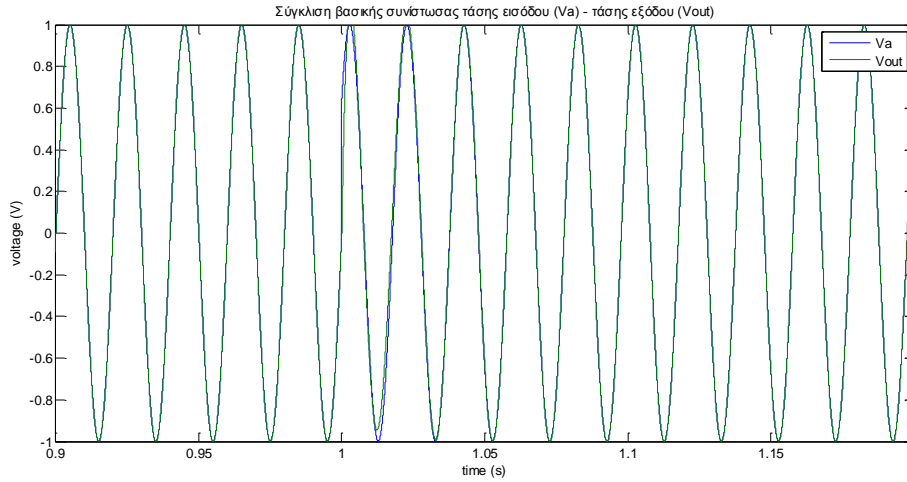


Σχήμα 4.39 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για πτώση τάσης 20%, PARK PLL

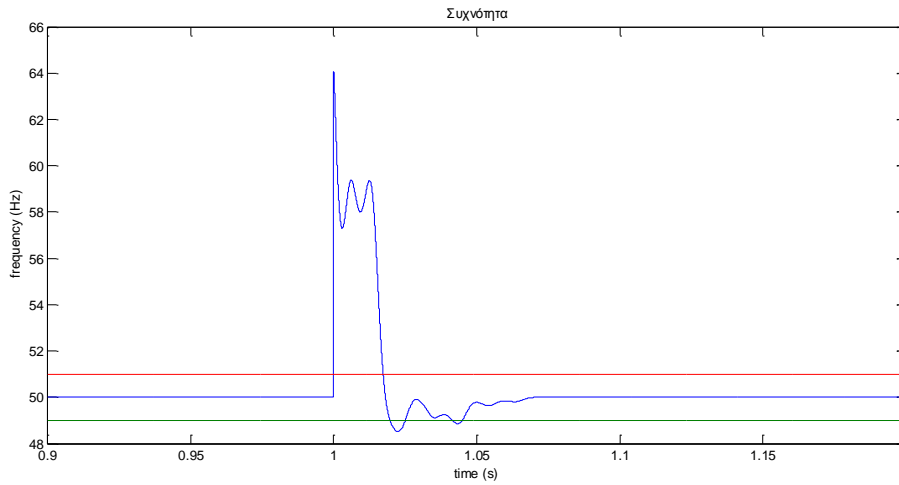


Σχήμα 4.40 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για πτώση τάσης 20%, PARK PLL

- Άλλα φάσης 40°

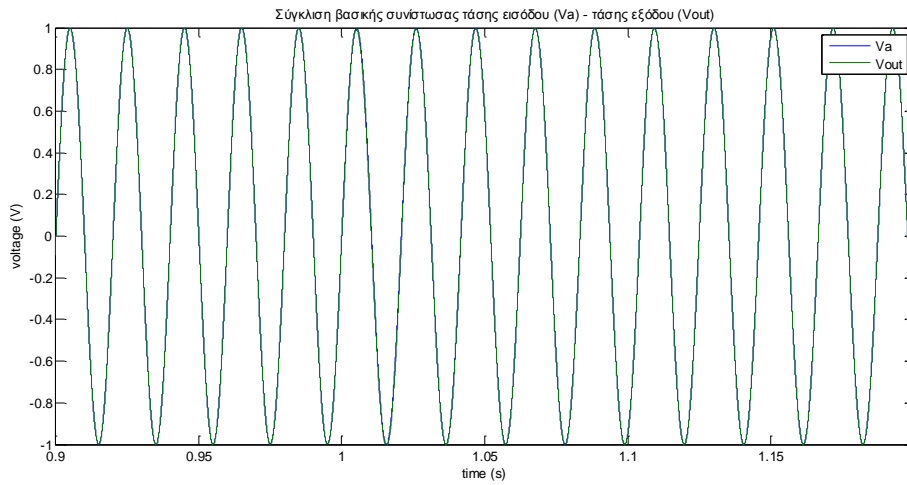


Σχήμα 4.41 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα φάσης 40°, PARK PLL

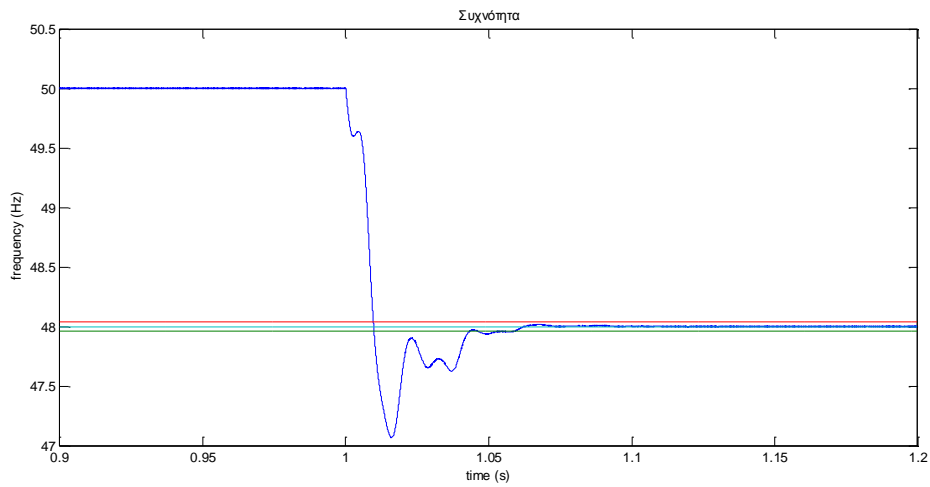


Σχήμα 4.42 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα φάσης 40°, PARK PLL

- Άλλα συχνότητας στα 48 Hz

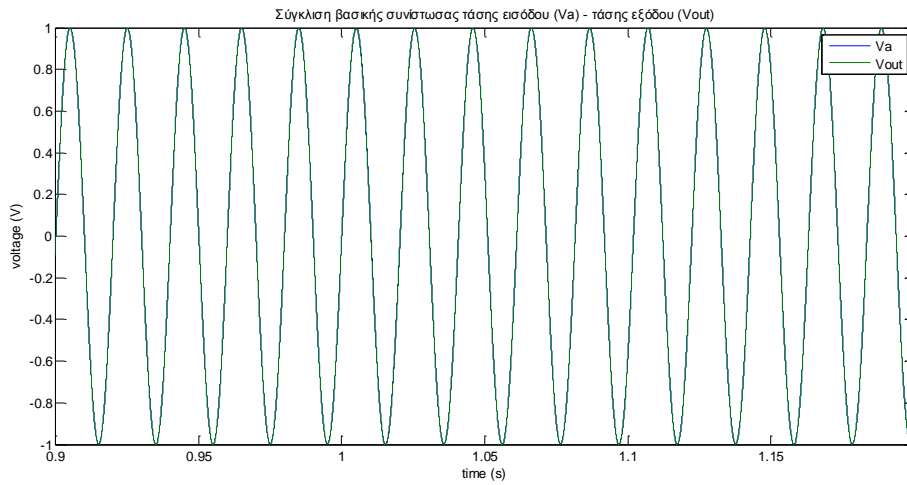


Σχήμα 4.43 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 48 Hz, PARK PLL

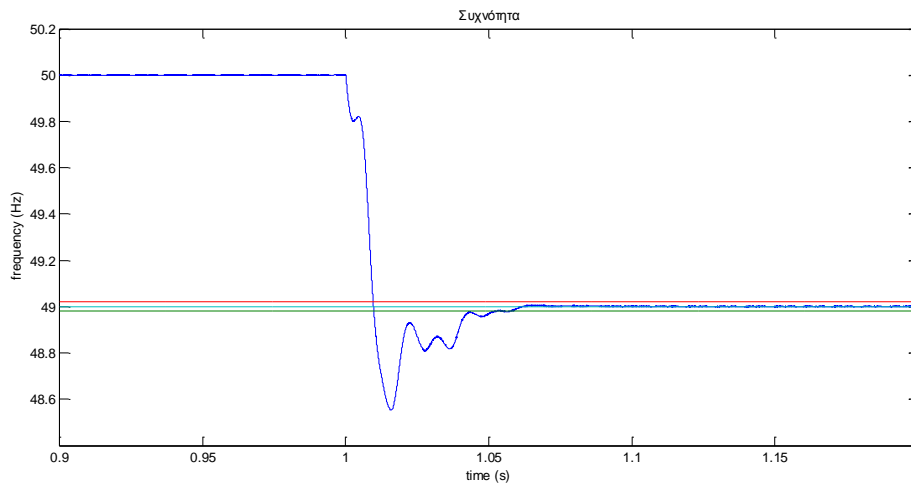


Σχήμα 4.44 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 48 Hz, PARK PLL

- Άλλα συχνότητας στα 49 Hz

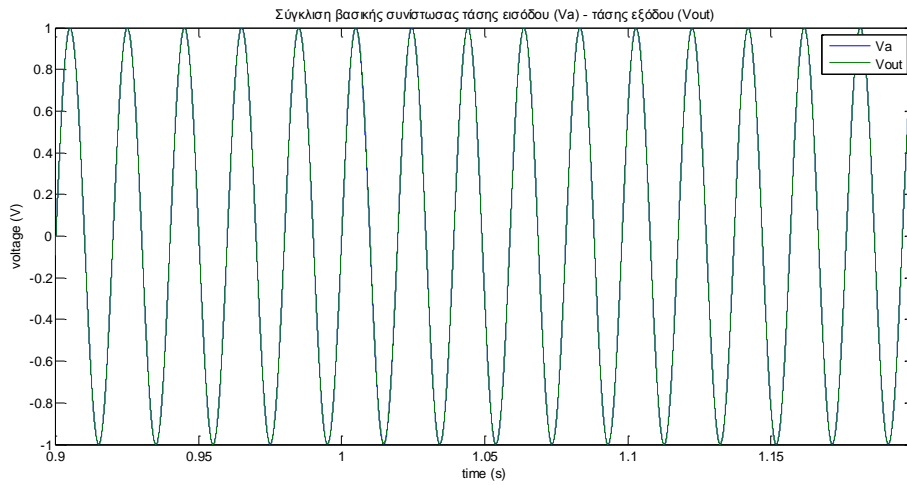


Σχήμα 4.45 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 49 Hz, PARK PLL

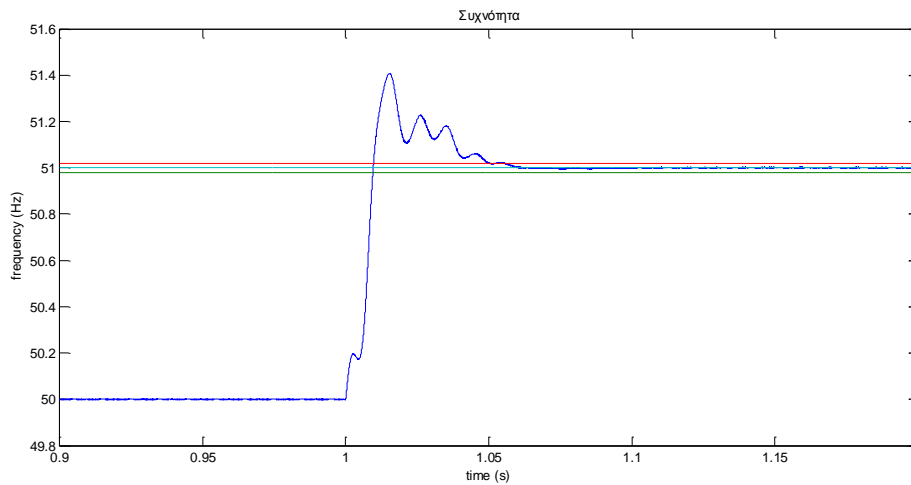


Σχήμα 4.46 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 49 Hz, PARK PLL

- **Άλλα συχνότητας στα 51 Hz**

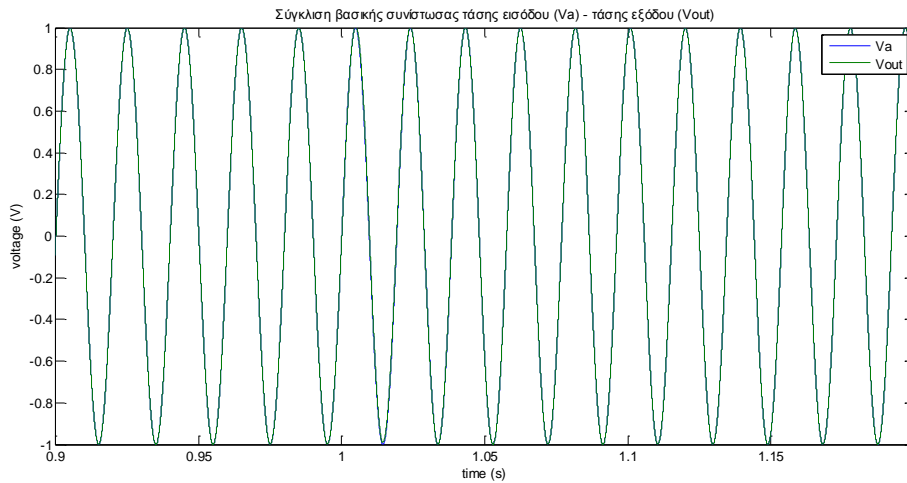


Σχήμα 4.47 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 51 Hz, PARK PLL

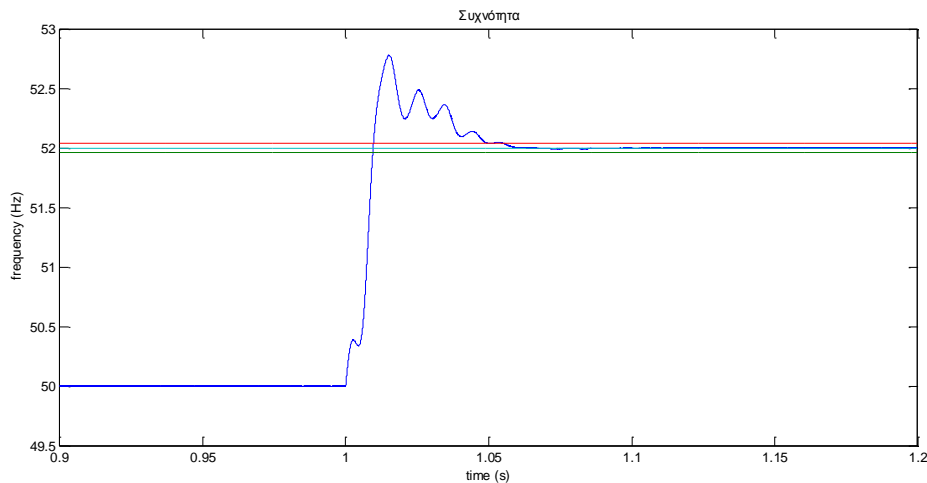


Σχήμα 4.48 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 51 Hz, PARK PLL

- **Άλλα συχνότητας στα 52 Hz**



Σχήμα 4.49 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 52 Hz, PARK PLL

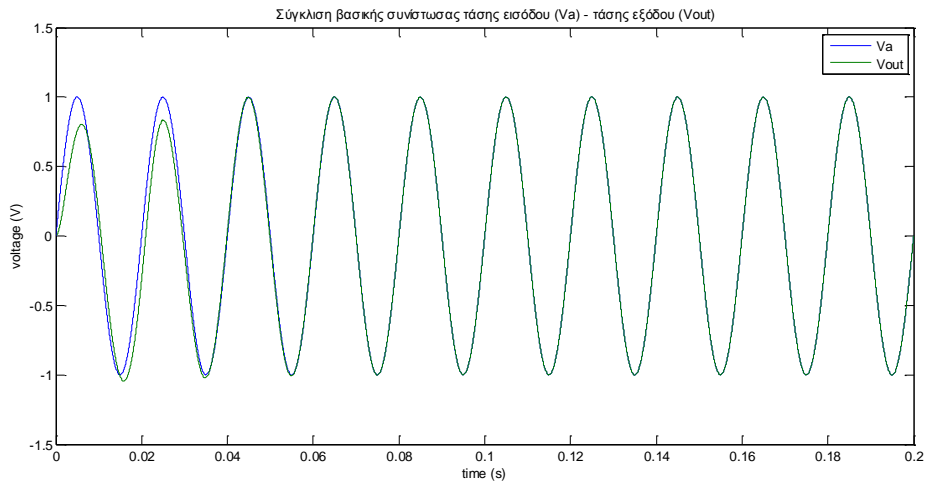


Σχήμα 4.50 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 52 Hz, PARK PLL

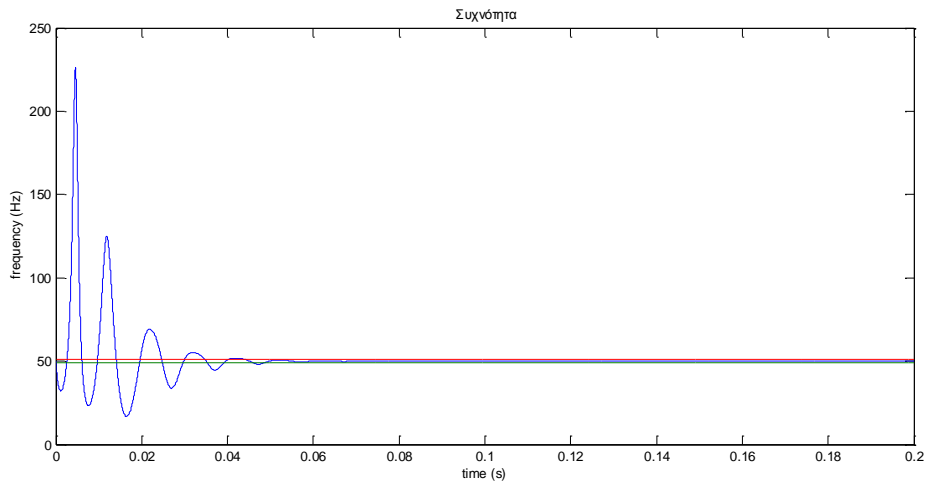
Σύμφωνα με τα παραπάνω διαγράμματα διαπιστώνουμε ότι στο Park PLL, η ανίχνευση φάσης μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Park βελτιώνει τη λειτουργία του PLL ως προς την ευρωστία του καθώς πλέον μπορεί και ανταποκρίνεται σε άλματα συχνότητας και λόγω της παρουσίας και των βαθυπερατών φίλτρων, να απορρίπτει σε ένα βαθμό τις υπάρχουσες παρασιτικές αρμονικές.

4.2.3 Ενισχυμένο PLL (EPLL)

- Απλή ημιτονική είσοδος 50 Hz

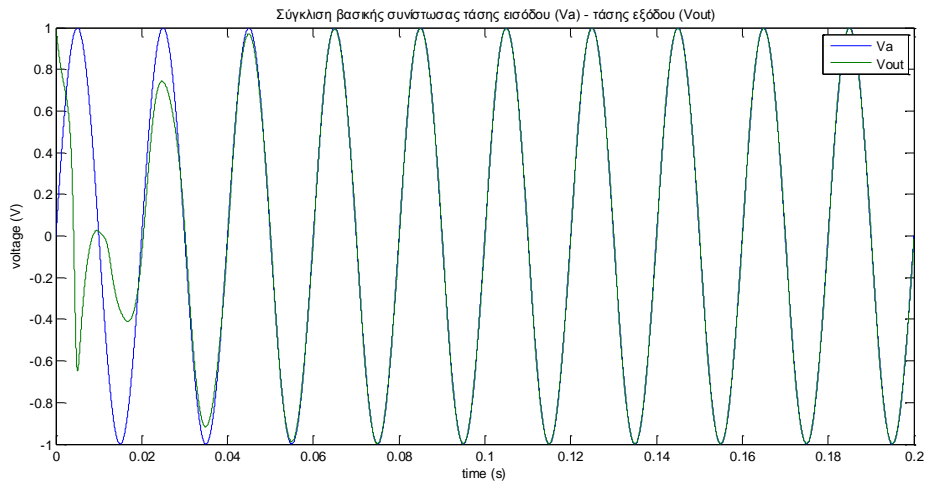


Σχήμα 4.51 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για ημιτονική είσοδο 50 Hz, EPLL

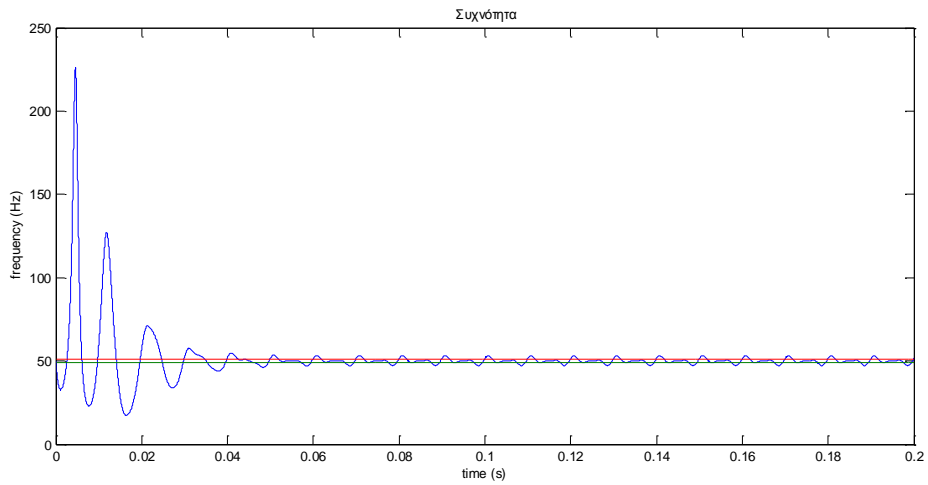


Σχήμα 4.52 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για ημιτονική είσοδο 50 Hz, EPLL

- **THD 2%**

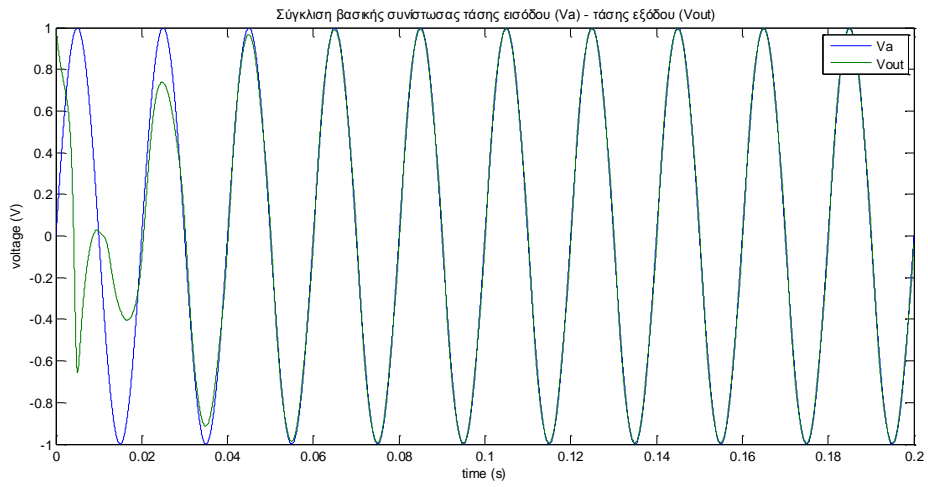


Σχήμα 4.53 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 2%, EPLL

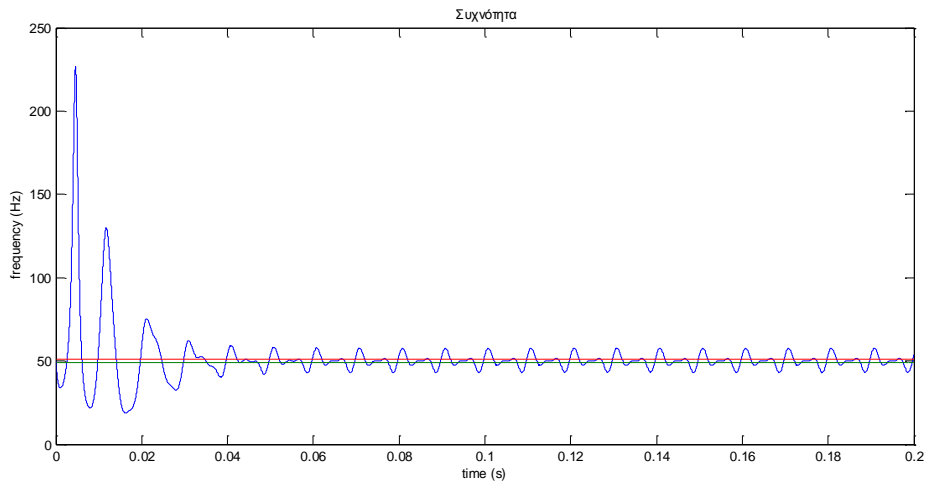


Σχήμα 4.54 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 2%, EPLL

- **THD 5%**

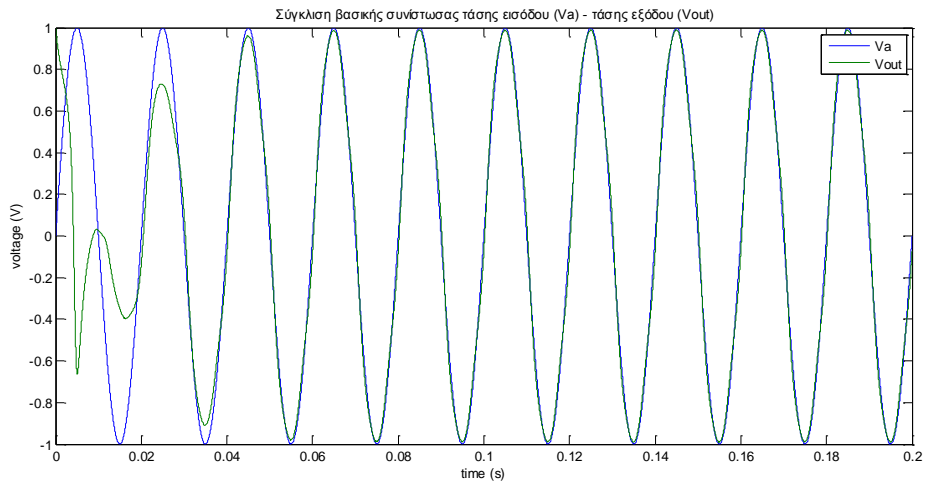


Σχήμα 4.55 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 5%, EPLL

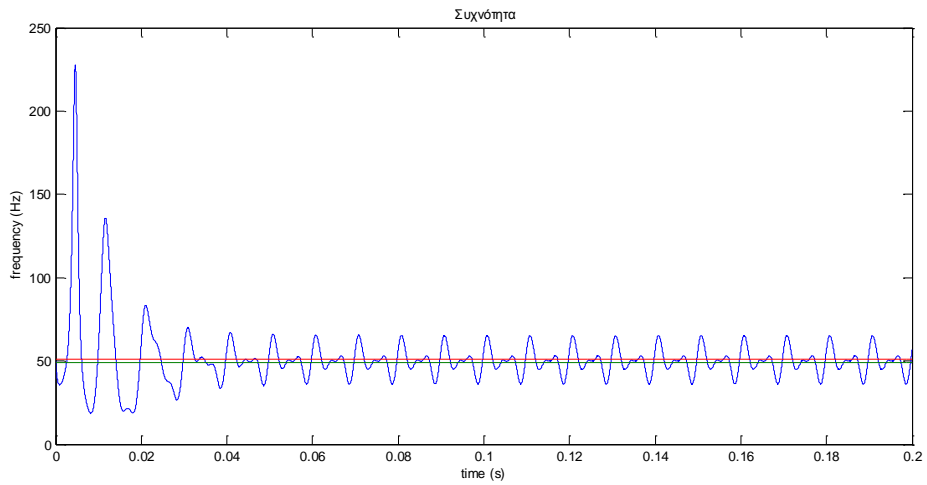


Σχήμα 4.56 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 5%, EPLL

- **THD 10%**

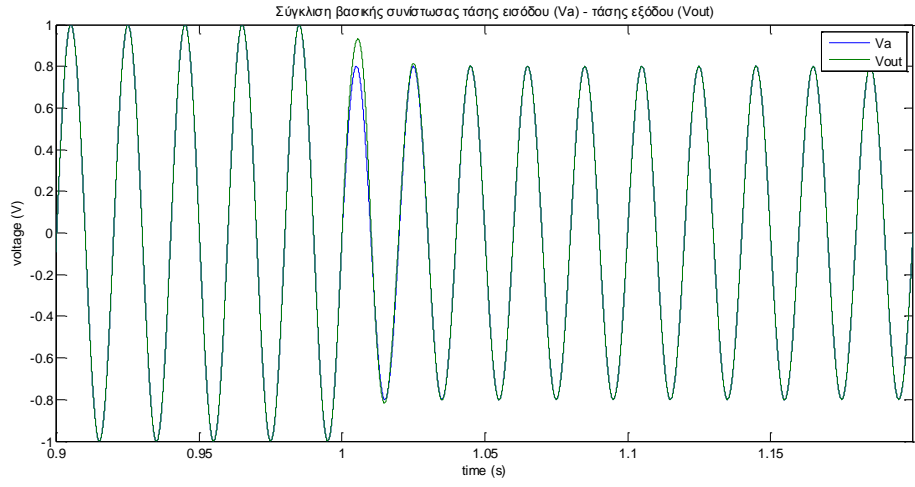


Σχήμα 4.57 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 10%, EPLL

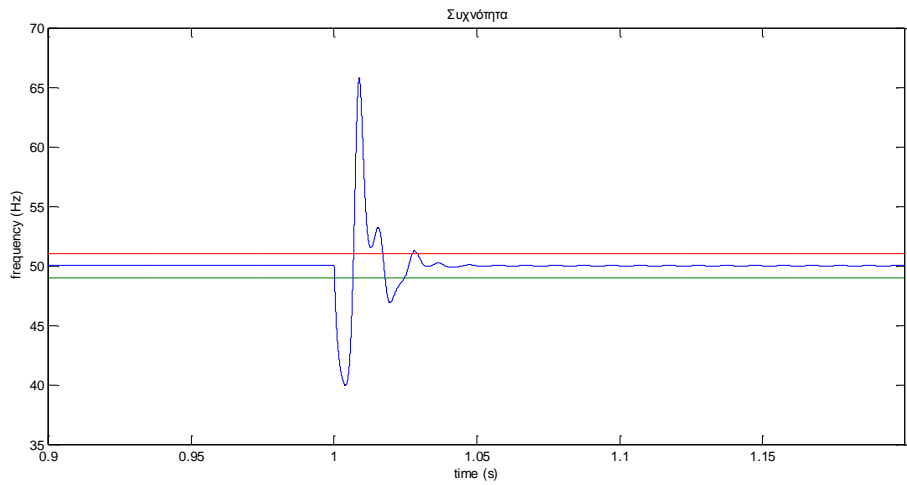


Σχήμα 4.58 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 10%, EPLL

- Πτώση τάσης 20%

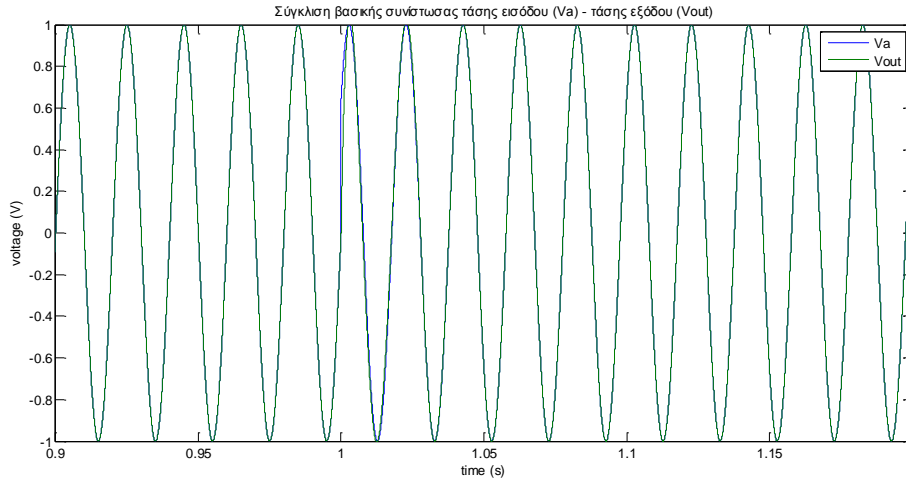


Σχήμα 4.59 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για πτώση τάσης 20%, EPLL

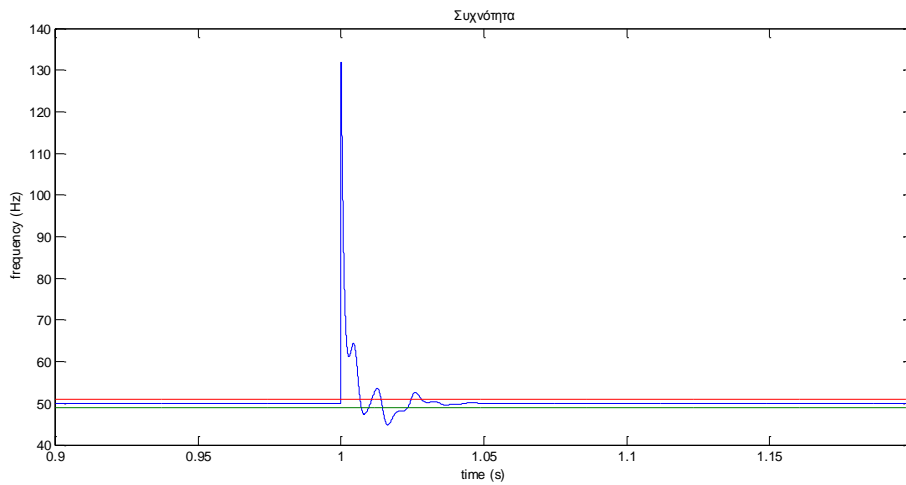


Σχήμα 4.60 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για πτώση τάσης 20%, EPLL

- Άλμα φάσης 40°

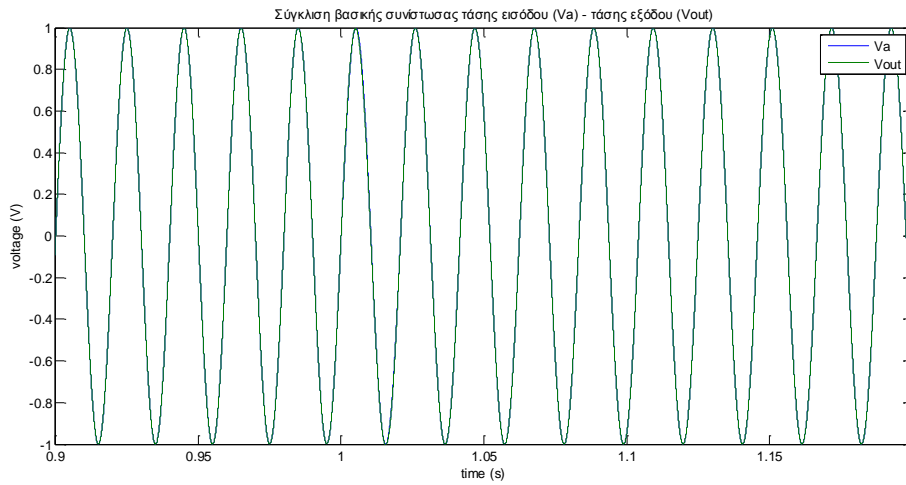


Σχήμα 4.61 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα φάσης 40°, EPLL

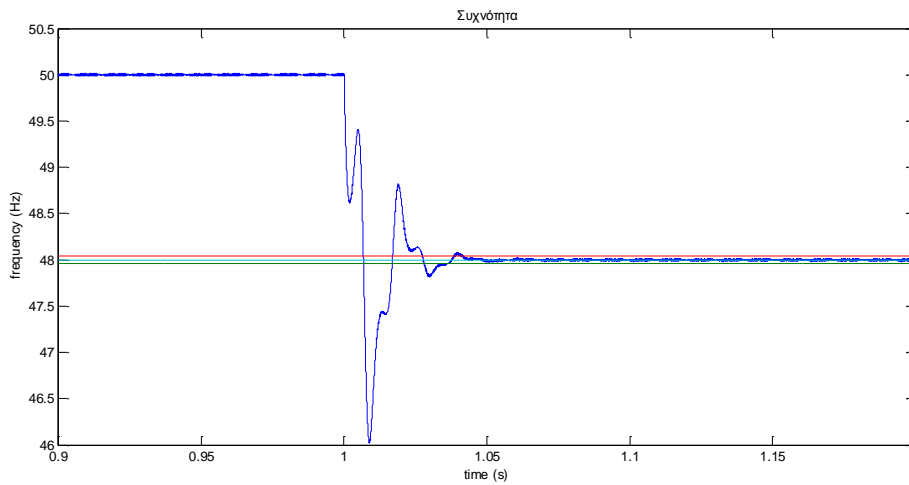


Σχήμα 4.62 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα φάσης 40°, EPLL

- Άλλα συχνότητας στα 48 Hz

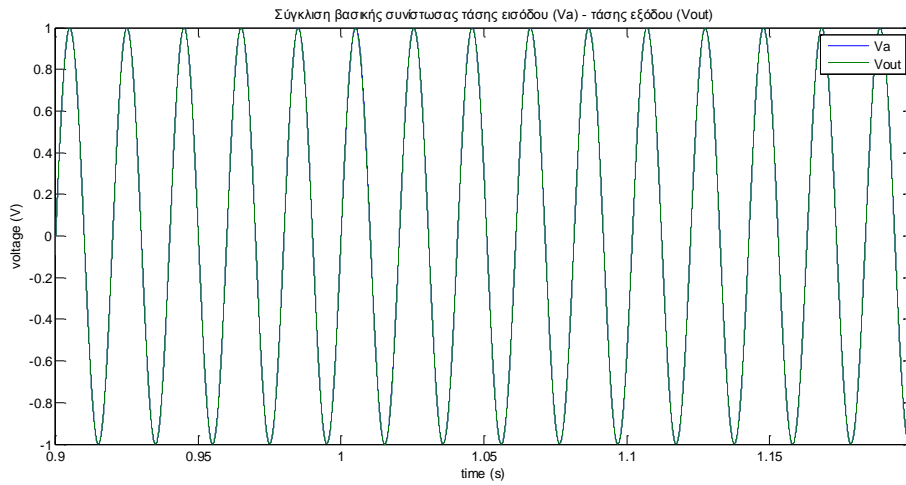


Σχήμα 4.63 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 48 Hz, EPLL

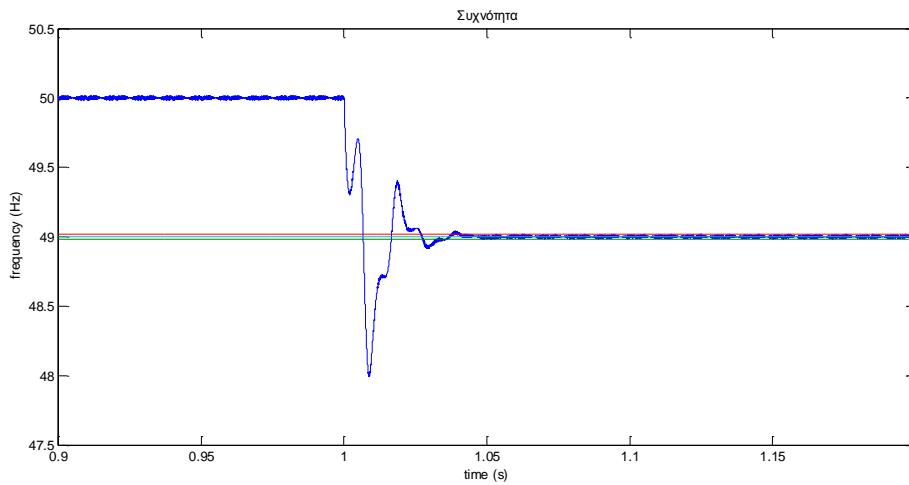


Σχήμα 4.64 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 48 Hz, EPLL

- Άλλα συχνότητας στα 49 Hz

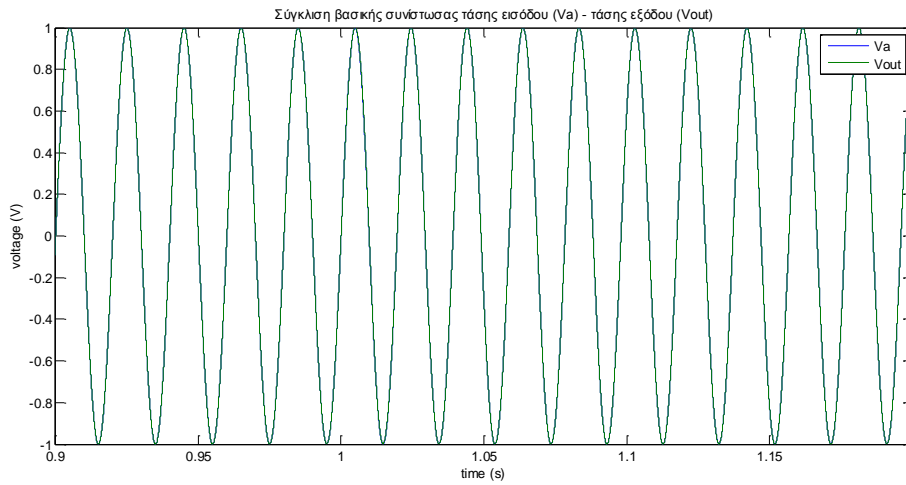


Σχήμα 4.65 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 49 Hz, EPLL

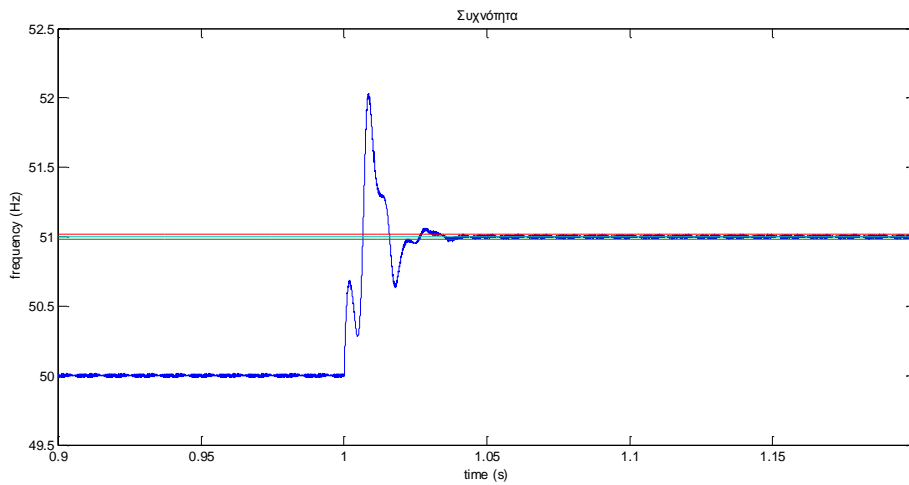


Σχήμα 4.66 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 49 Hz, EPLL

- Άλλα συχνότητας στα 51 Hz

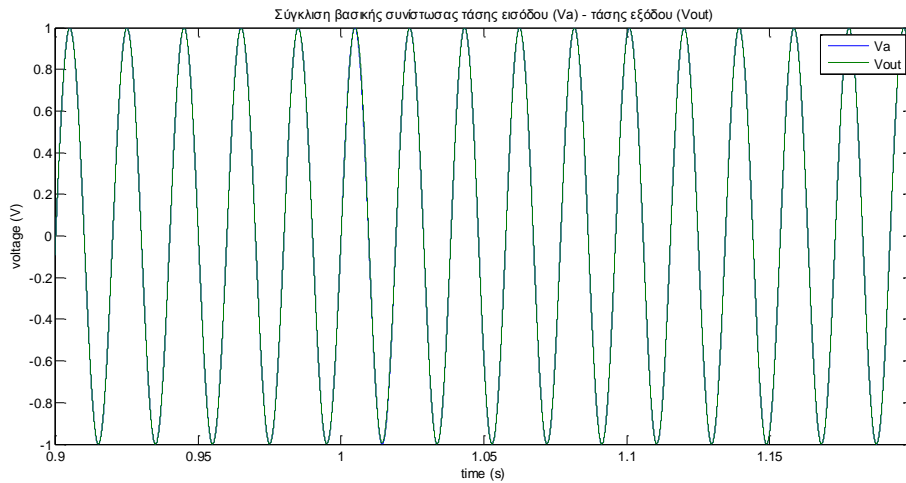


Σχήμα 4.67 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 51 Hz, EPLL

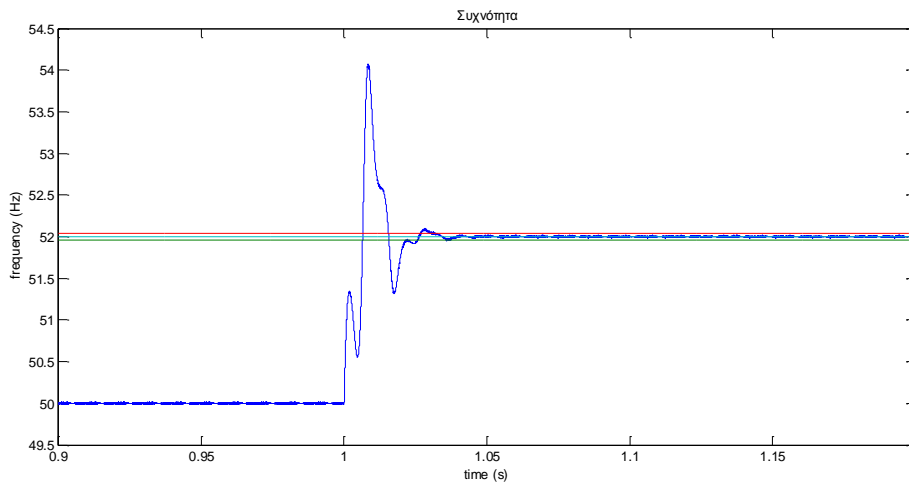


Σχήμα 4.68 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 51 Hz, EPLL

- Άλλα συχνότητας στα 52 Hz



Σχήμα 4.69 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 52 Hz, EPLL

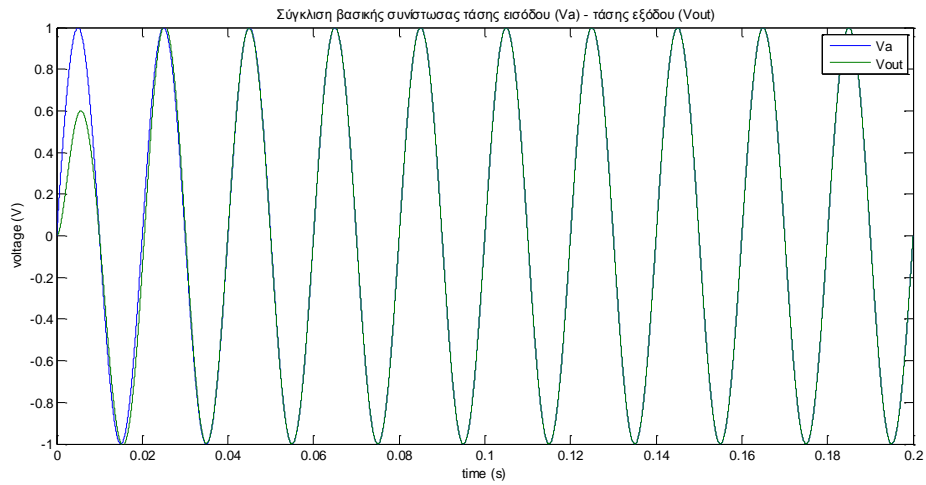


Σχήμα 4.70 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 52 Hz, EPLL

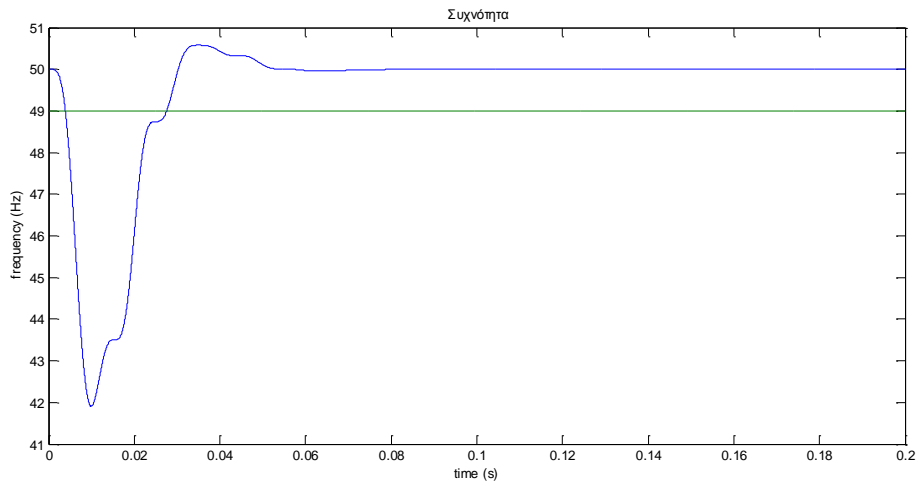
Στα παραπάνω διαγράμματα διαπιστώνουμε και μέσω προσομοίωσης ότι η ανίχνευση φάσης στο EPLL μέσω της ακύρωσης της επίδρασης της 2^{ης} αρμονικής με τη χρήση του προσαρμοστικού φίλτρου βελτιώνει σημαντικά την απόδοση του βασικού PLL όσον αφορά την ευρωστία και ταυτόχρονα με αρκετά ικανοποιητικούς χρόνους απόκρισης. Εκεί που αδυνατεί το EPLL να ανταποκριθεί είναι το φιλτράρισμα ανώτερων αρμονικών της εισόδου.

4.2.4 SOGI-FLL

- Απλή ημιτονική είσοδος 50 Hz

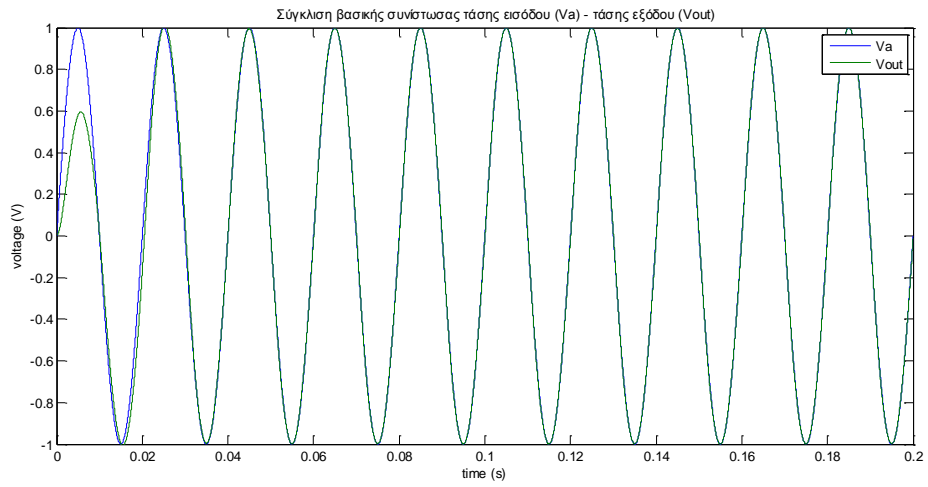


Σχήμα 4.71 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για ημιτονική είσοδο 50 Hz, SOGI-FLL

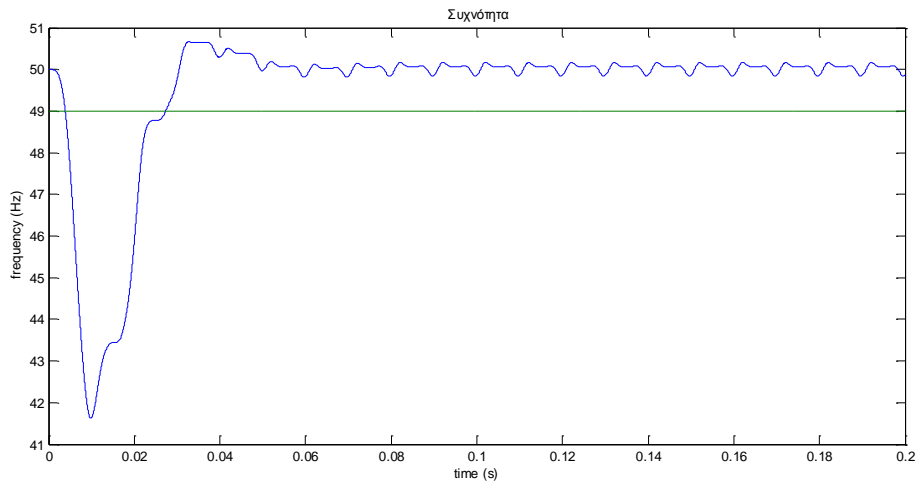


Σχήμα 4.72 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για ημιτονική είσοδο 50 Hz, SOGI-FLL

- **THD 2%**

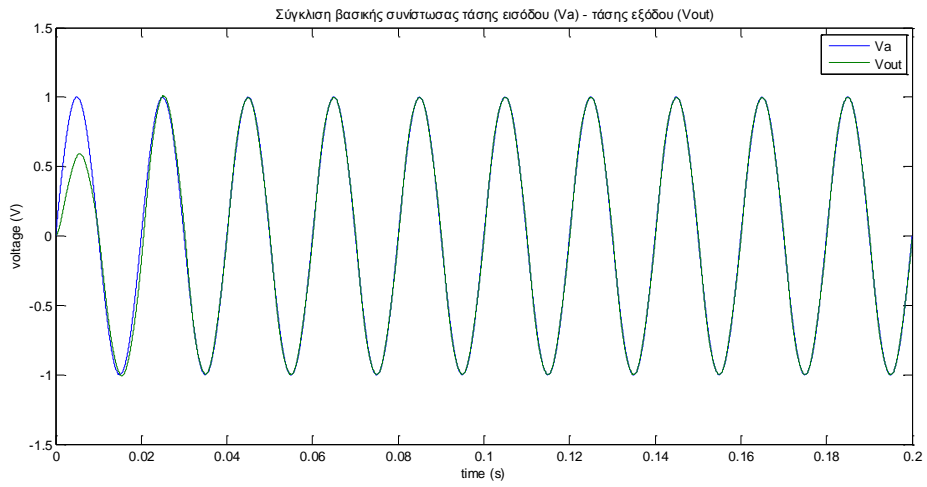


Σχήμα 4.73 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 2%, SOGI-FLL

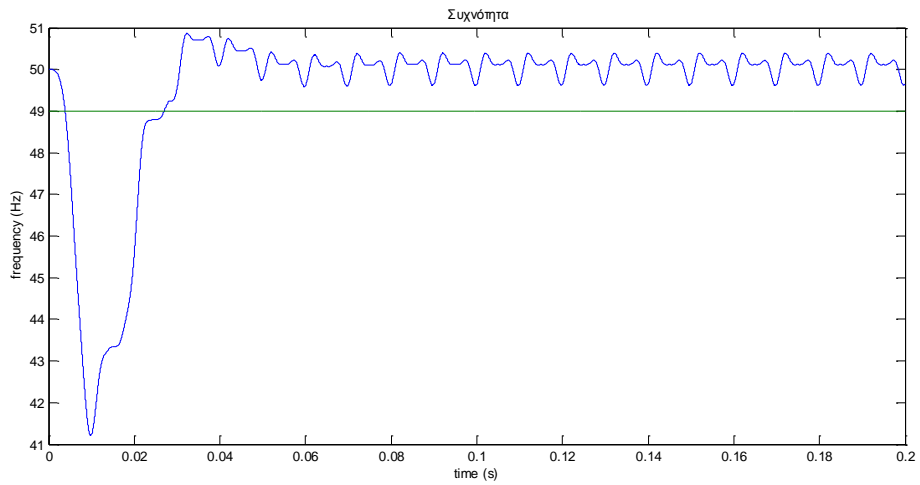


Σχήμα 4.74 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 2%, SOGI-FLL

- **THD 5%**

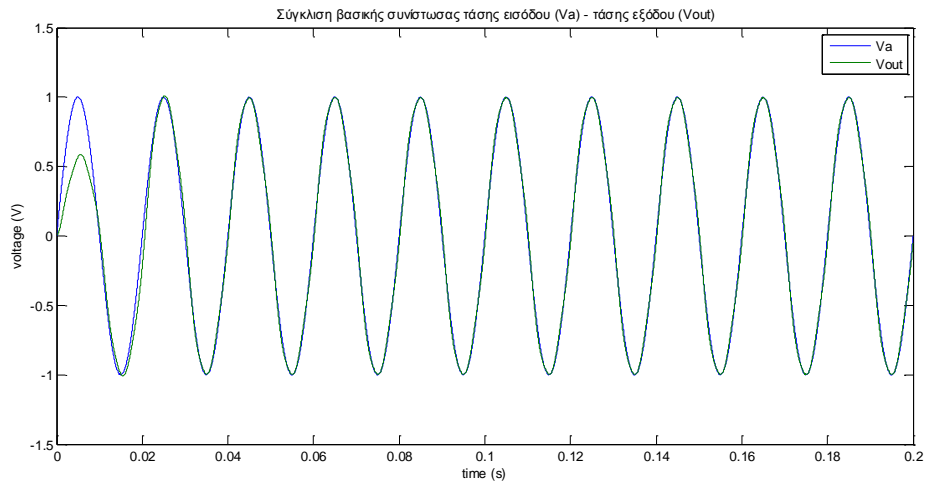


Σχήμα 4.75 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 5%, SOGI-FLL

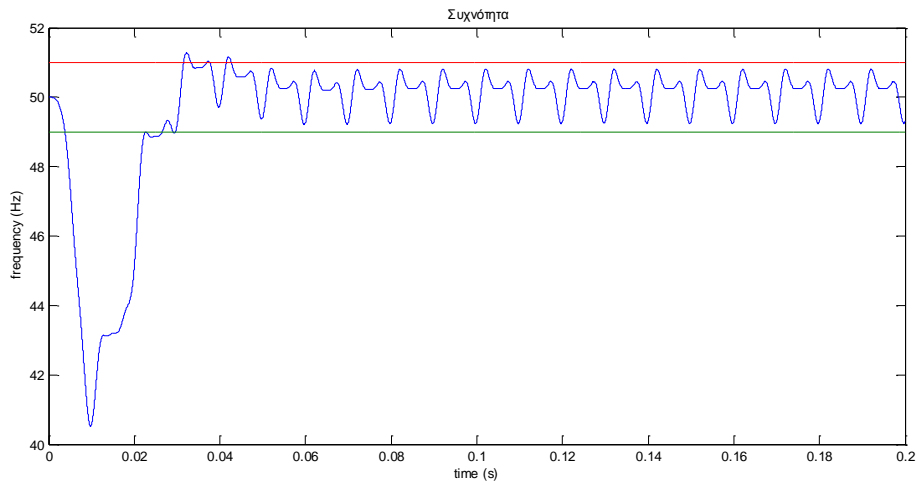


Σχήμα 4.76 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 5%, SOGI-FLL

- **THD 10%**

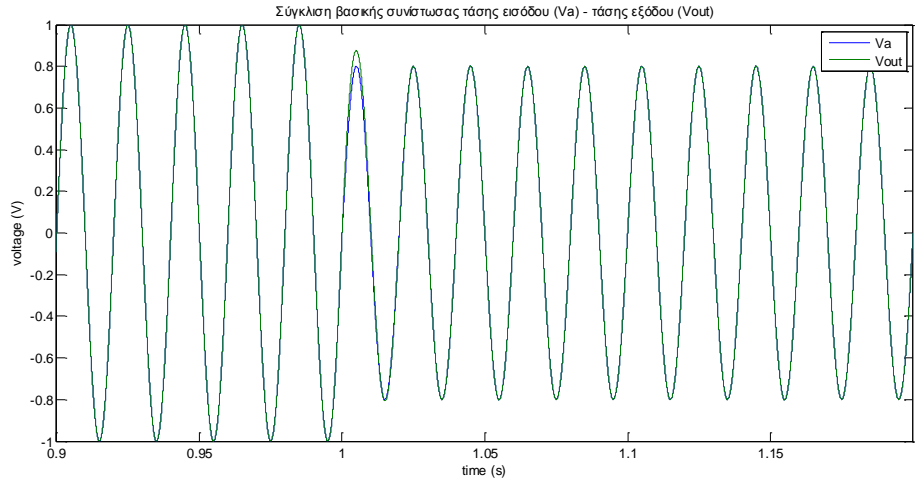


Σχήμα 4.77 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 10%, SOGI-FLL

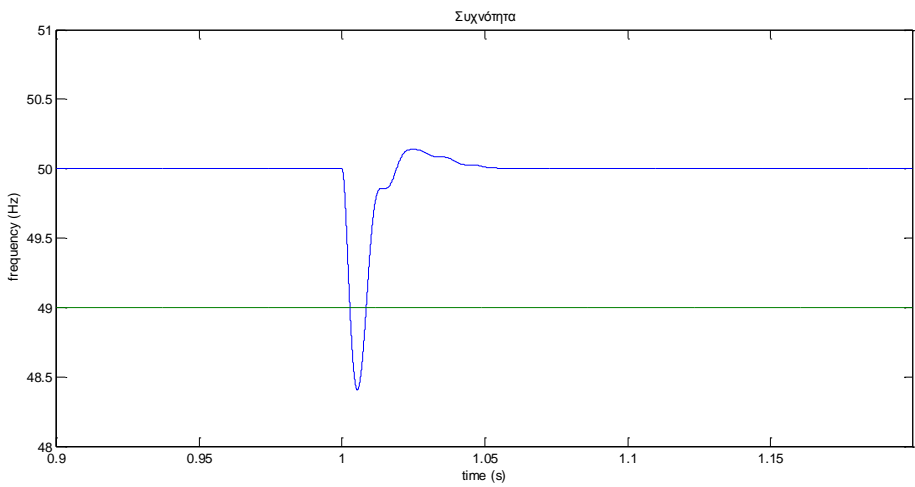


Σχήμα 4.78 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 10%, SOGI-FLL

- Πτώση τάσης 20%

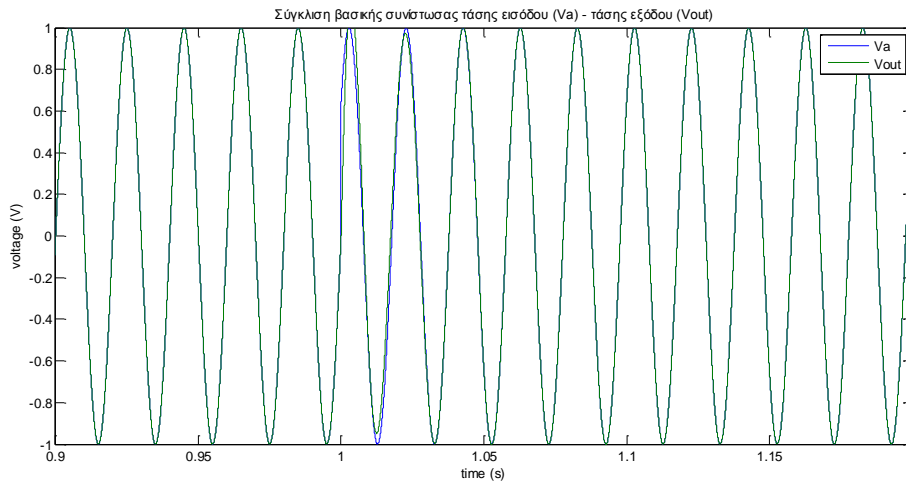


Σχήμα 4.79 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για πτώση τάσης 20%, SOGI-FLL

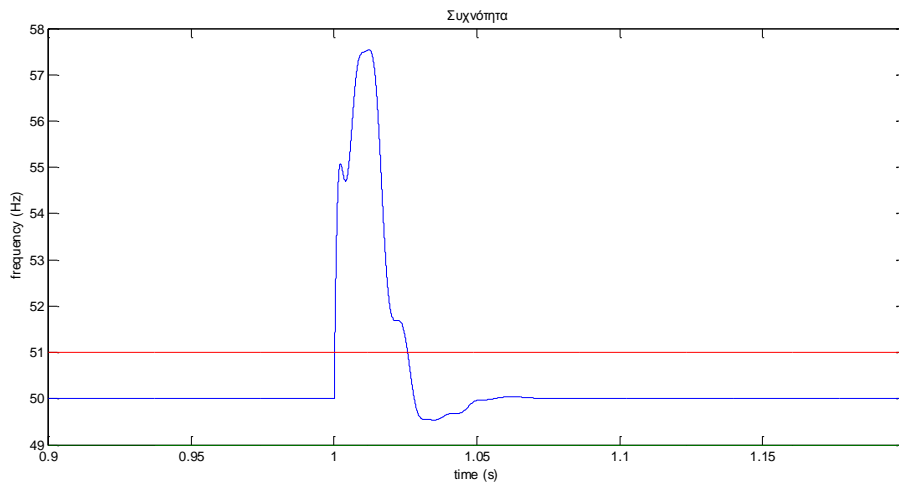


Σχήμα 4.80 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για πτώση τάσης 20%, SOGI-FLL

- Άλμα φάσης 40°

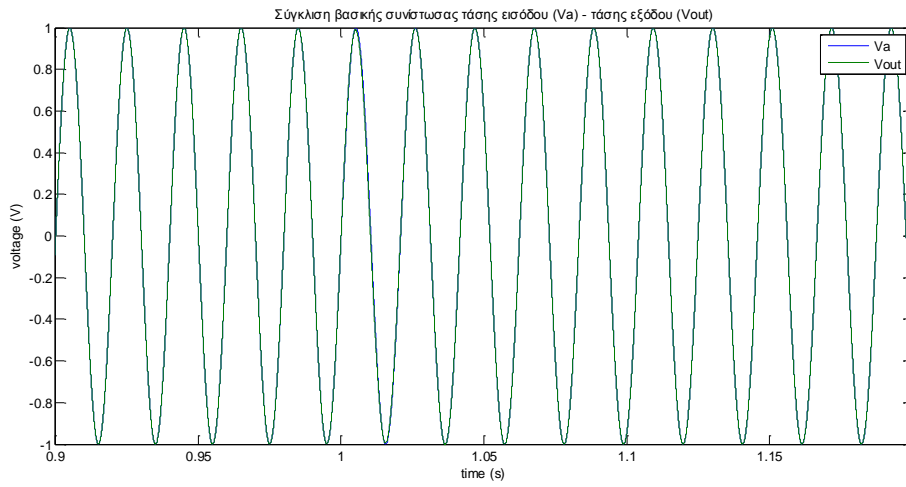


Σχήμα 4.81 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα φάσης 40°, SOGI-FLL

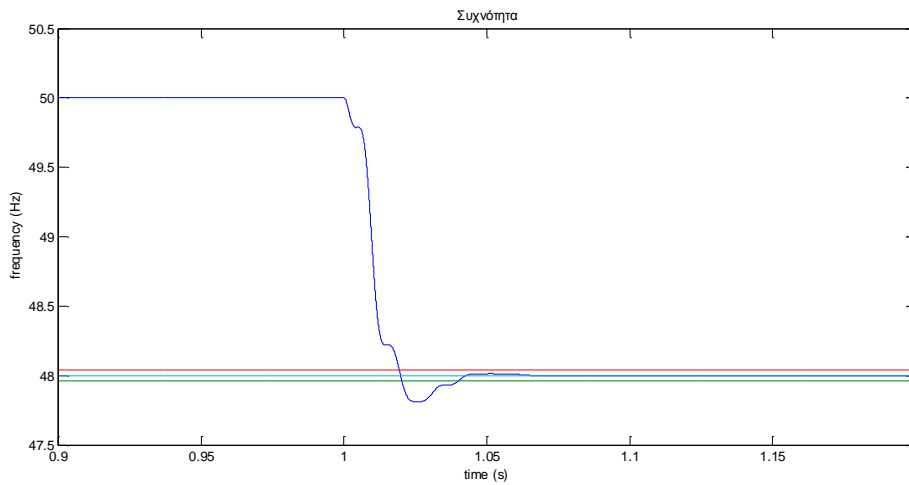


Σχήμα 4.82 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα φάσης 40°, SOGI-FLL

- Άλλα συχνότητας στα 48 Hz

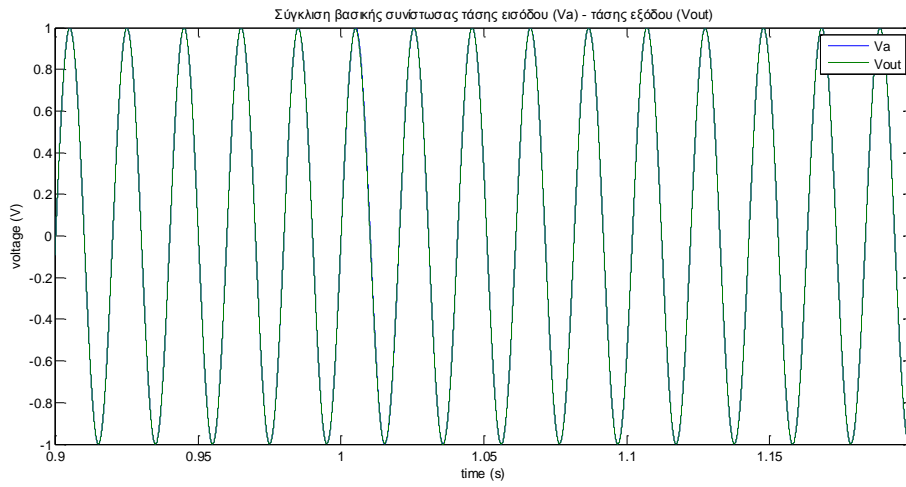


Σχήμα 4.83 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 48 Hz, SOGI-FLL

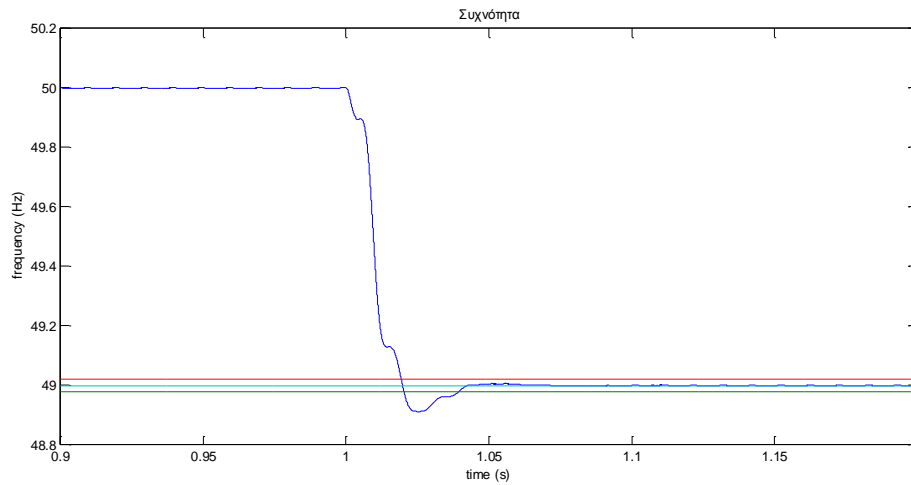


Σχήμα 4.84 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 48 Hz, SOGI-FLL

- Άλλα συχνότητας στα 49 Hz

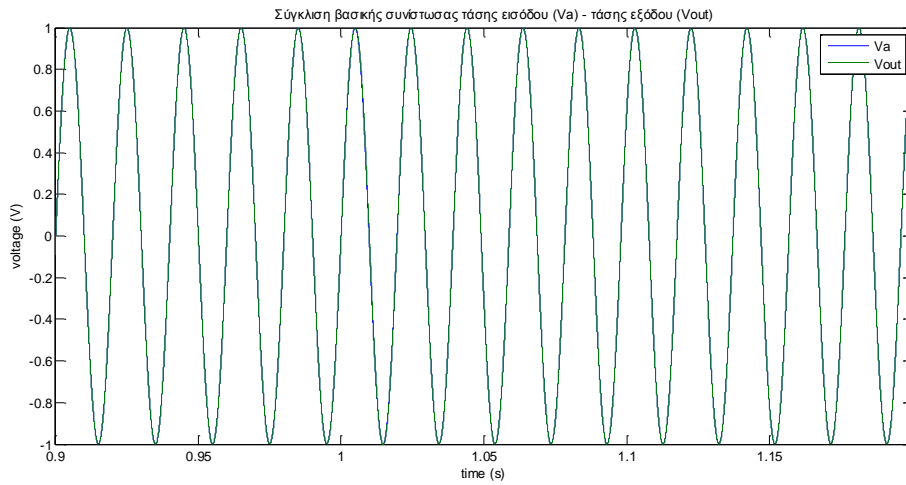


Σχήμα 4.85 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 49 Hz, SOGI-FLL

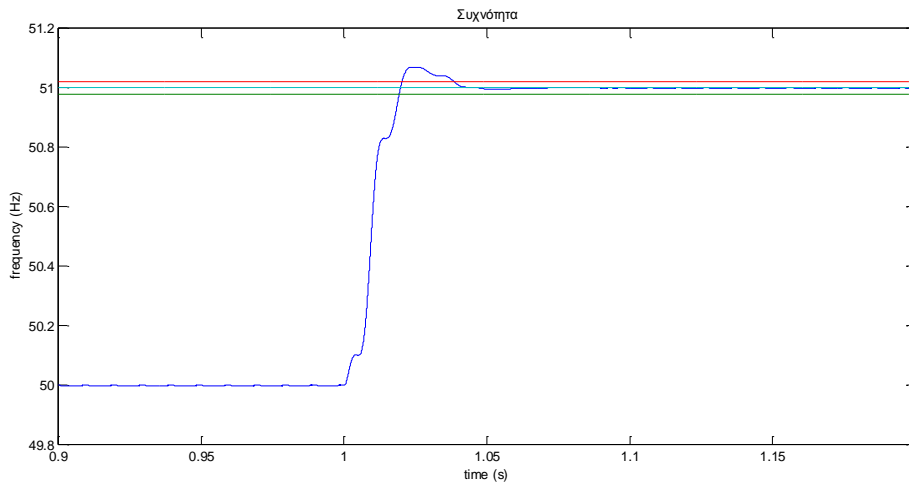


Σχήμα 4.86 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 49 Hz, SOGI-FLL

- Άλλα συχνότητας στα 51 Hz

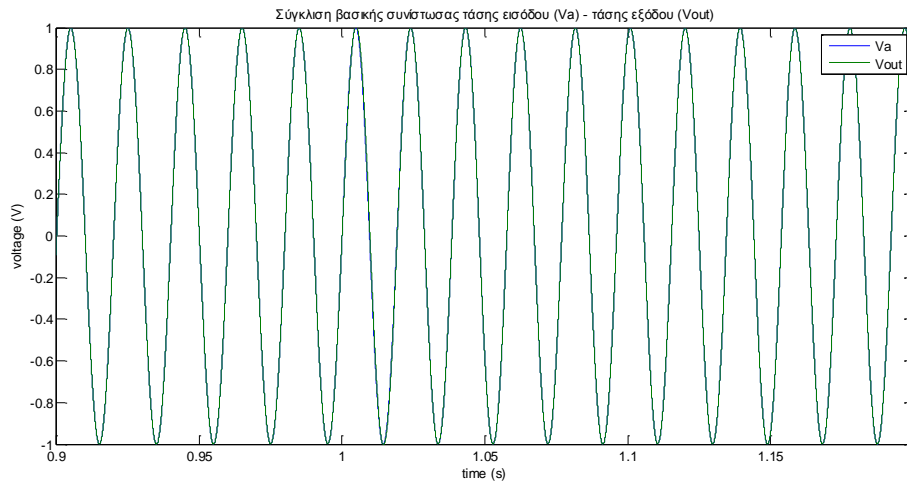


Σχήμα 4.87 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 51 Hz, SOGI-FLL

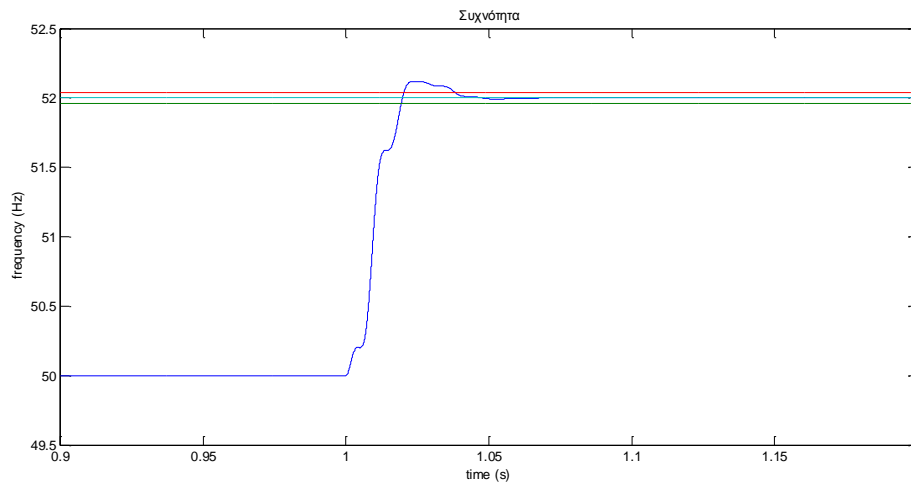


Σχήμα 4.88 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 51 Hz, SOGI-FLL

- **Άλμα συχνότητας στα 52 Hz**



Σχήμα 4.89 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 52 Hz, SOGI-FLL

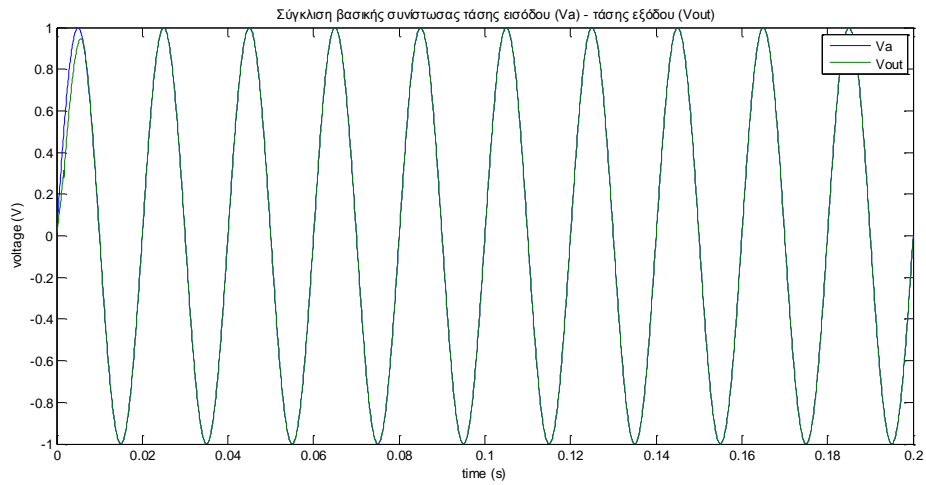


Σχήμα 4.90 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 52 Hz, SOGI-FLL

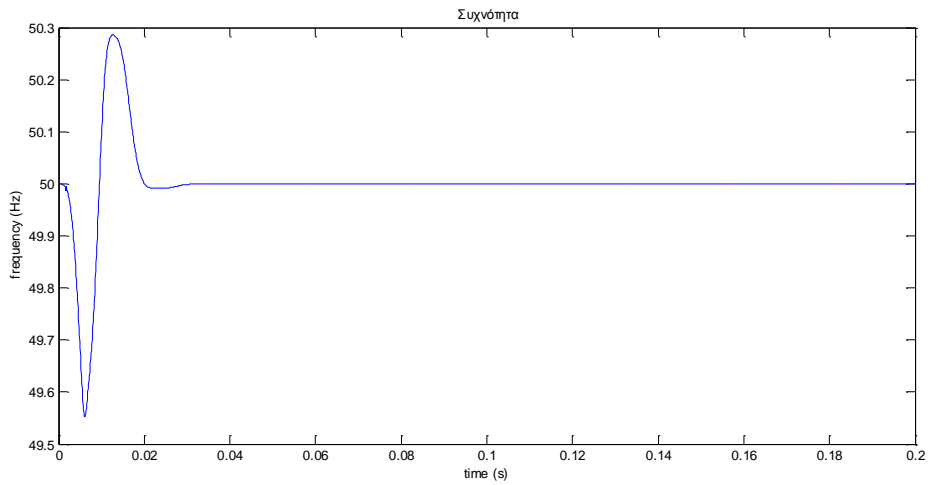
Σύμφωνα με τα διαγράμματα που απεικονίζονται παραπάνω, εξάγουμε το συμπέρασμα ότι στο SOGI-FLL, ο συγχρονισμός μέσω της αφαίρεσης του PLL και της χρήσης της τεχνικής FLL, οδηγεί σε πολύ ικανοποιητικούς χρόνους απόκρισης σε όλες τις δοκιμές (εξαιρετική απόδοση ως προς την ευρωστία) και κυρίως στις δοκιμές αλμάτων φάσης, όπως και αναμέναμε.

4.2.5 Kalman Filter PLL

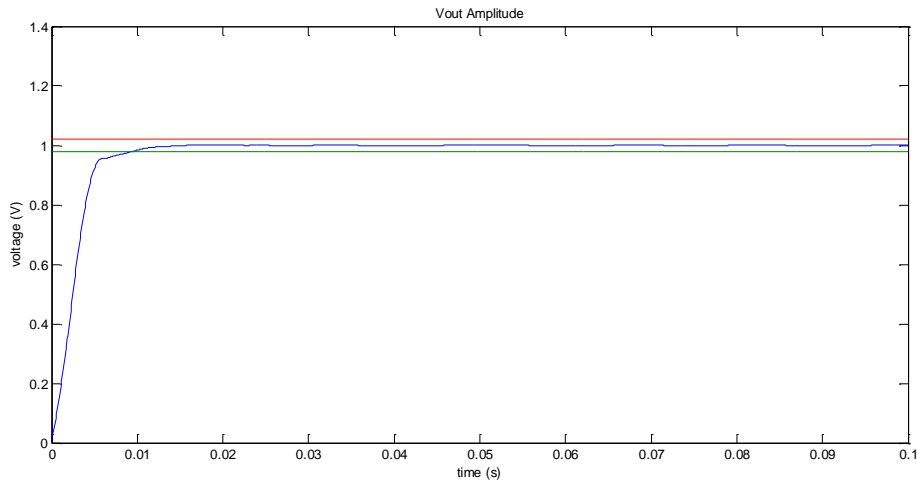
- Απλή ημιτονική είσοδος 50 Hz



Σχήμα 4.91 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για ημιτονική είσοδο 50 Hz, KF PLL



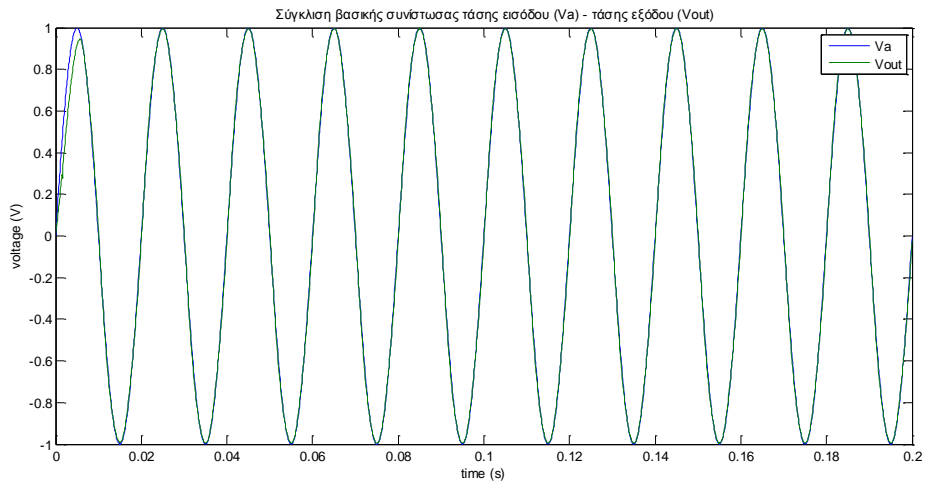
Σχήμα 4.92 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για ημιτονική είσοδο 50 Hz, KF PLL



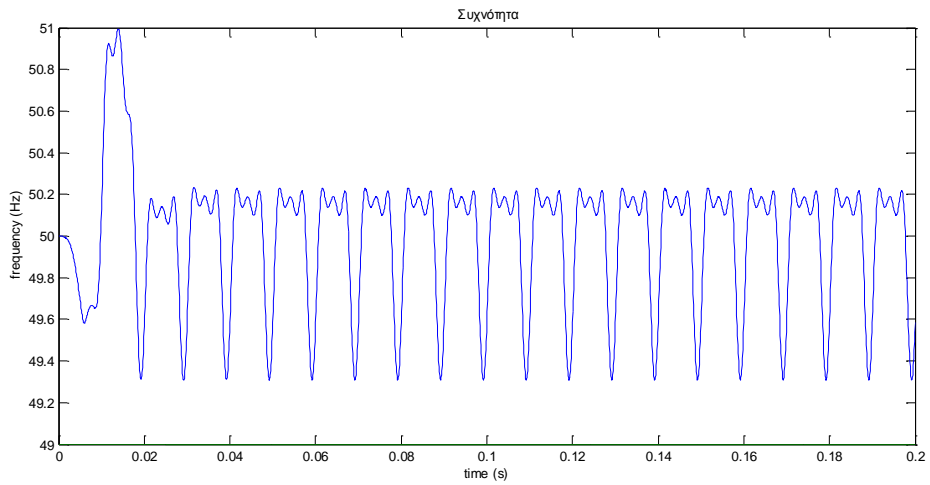
Σχήμα 4.93 : Πλάτος τάσης εξόδου V_{out} για ημιτονική είσοδο 50 Hz, KF PLL

Καθώς το φίλτρο Kalman υπολογίζει ξεχωριστά την κάθε μεταβλητή κατάστασης στην περίπτωση της απλής ημιτονικής εισόδου 50 Hz και μόνο χρησιμοποιήθηκε ως κριτήριο προσδιορισμού του χρόνου αποκατάστασης (settling time) η στιγμή που η τάση έφτασε στα όρια $\pm 2\%$ καθώς ήταν και η τελευταία χρονικά μεταβλητή που απέκτησε την επιθυμητή τιμή της.

- **THD 2%**

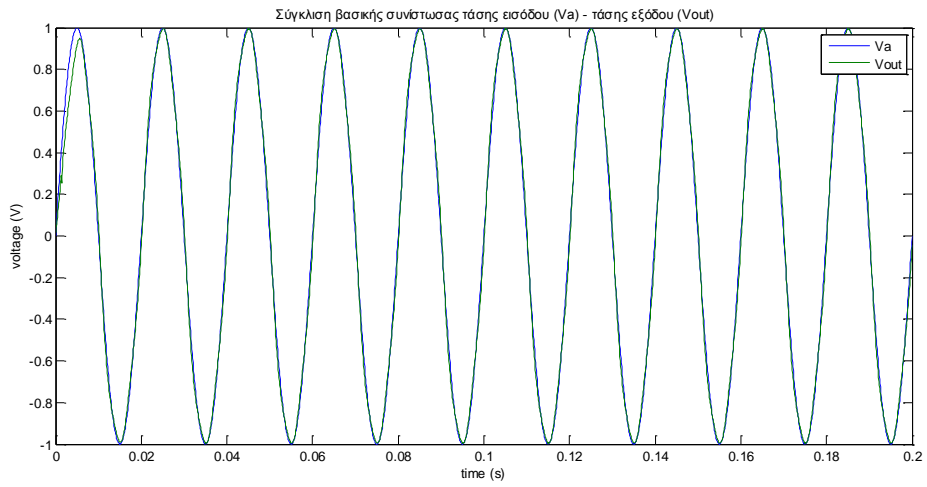


Σχήμα 4.94 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 2%, KF PLL

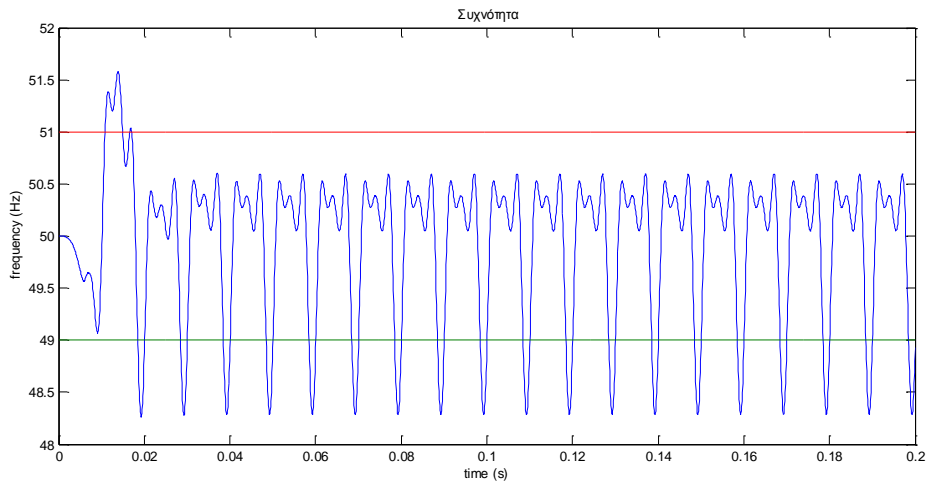


Σχήμα 4.95 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 2%, KF PLL

- **THD 5%**

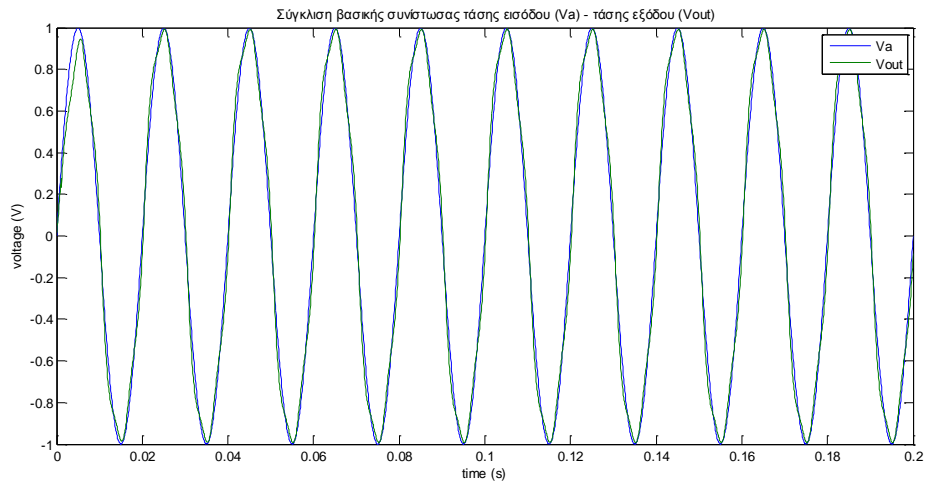


Σχήμα 4.96 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 5%, KF PLL

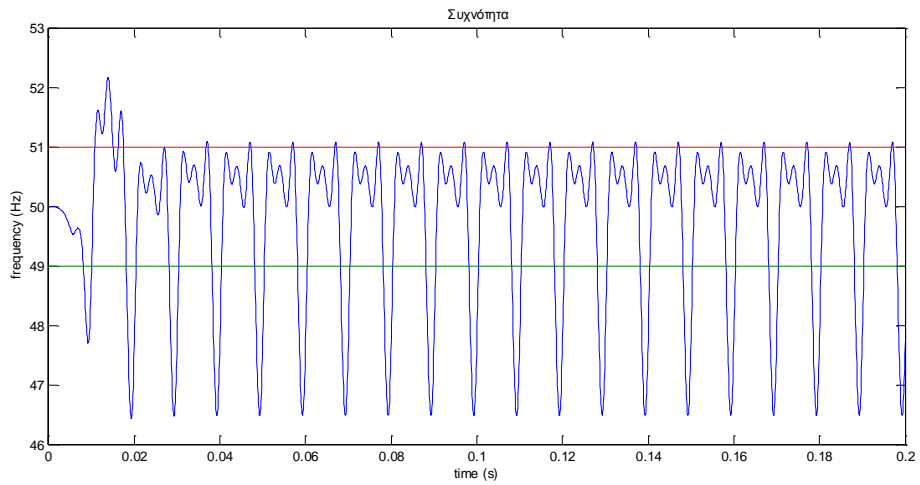


Σχήμα 4.97 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 5%, KF PLL

- **THD 10%**

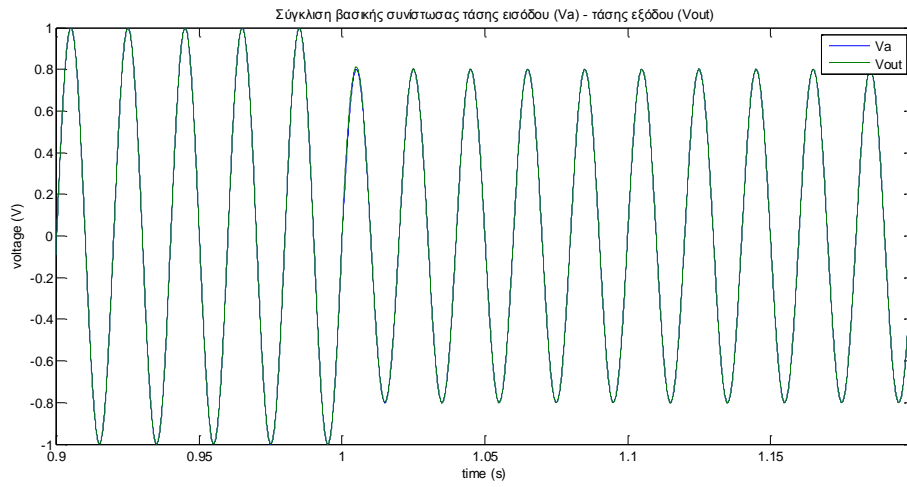


Σχήμα 4.98 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για THD 10%, KF PLL

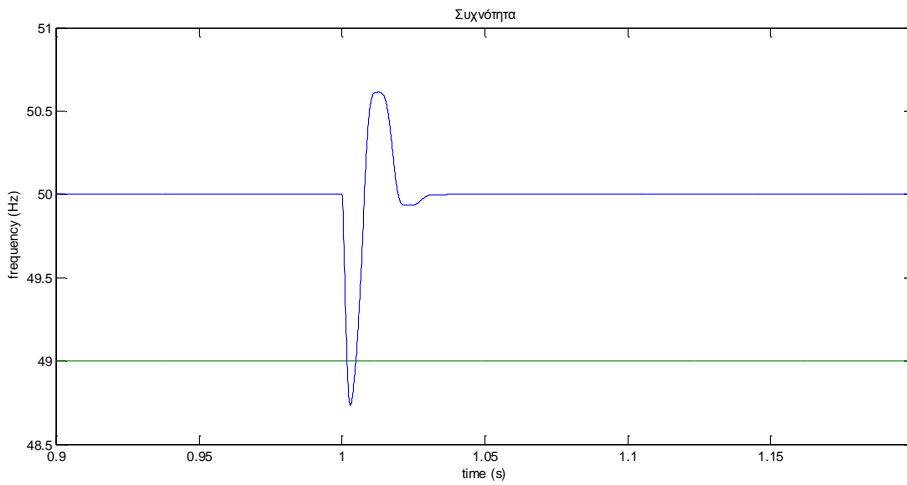


Σχήμα 4.99 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για THD 10%, KF PLL

- Πτώση τάσης 20%

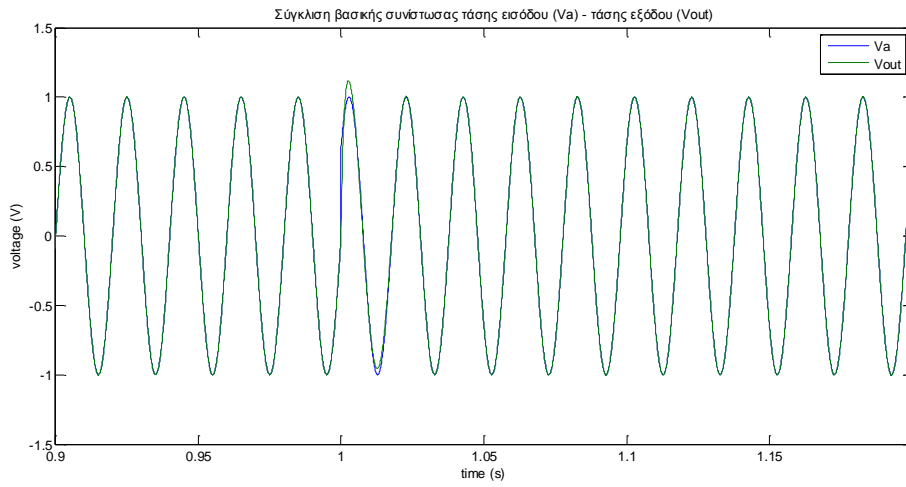


Σχήμα 4.100 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για πτώση τάσης 20%, KF PLL

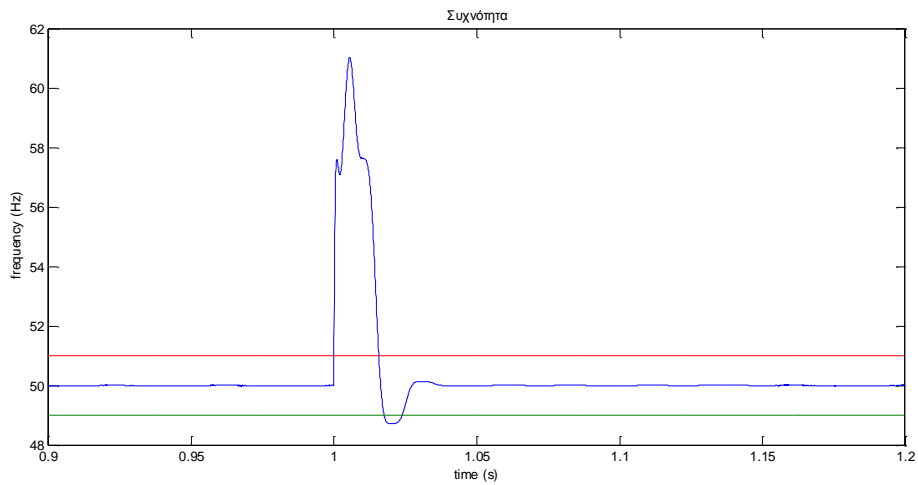


Σχήμα 4.101 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} για πτώση τάσης 20%, KF PLL

- Άλμα φάσης 40°

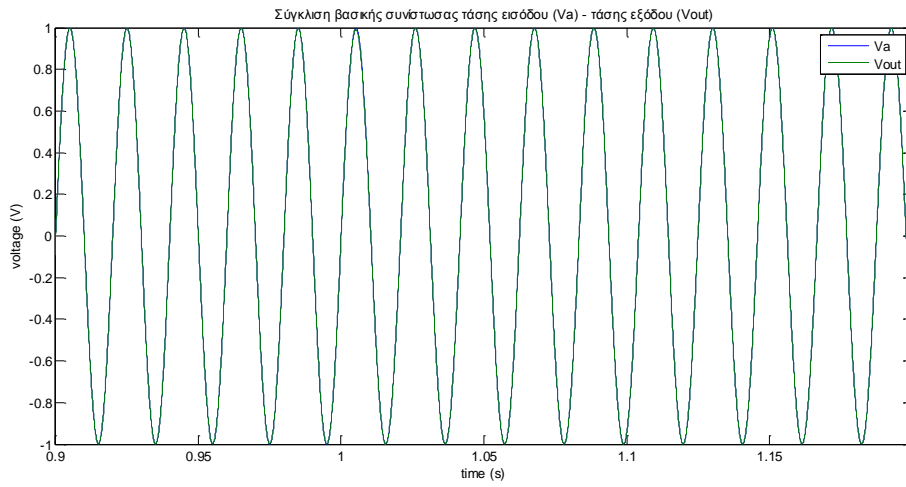


Σχήμα 4.102 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα φάσης 40°, KF PLL

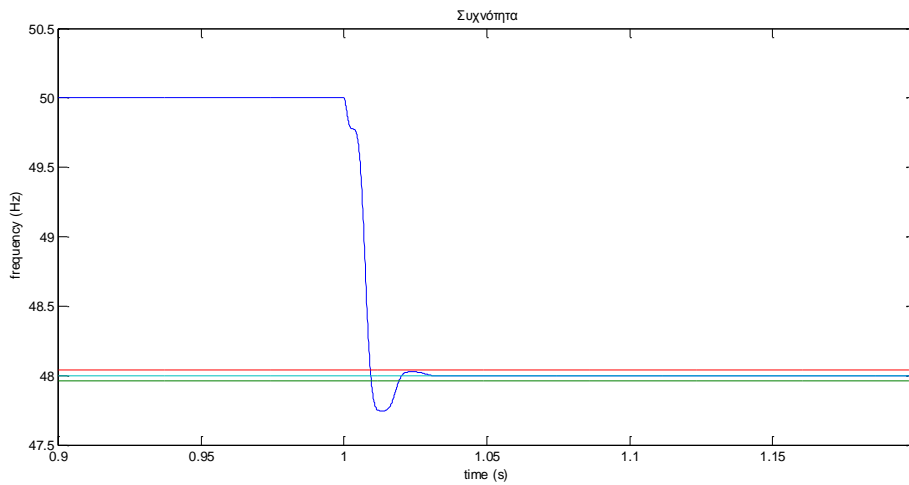


Σχήμα 4.103 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα φάσης 40°, KF PLL

- **Άλλα συχνότητας στα 48 Hz**

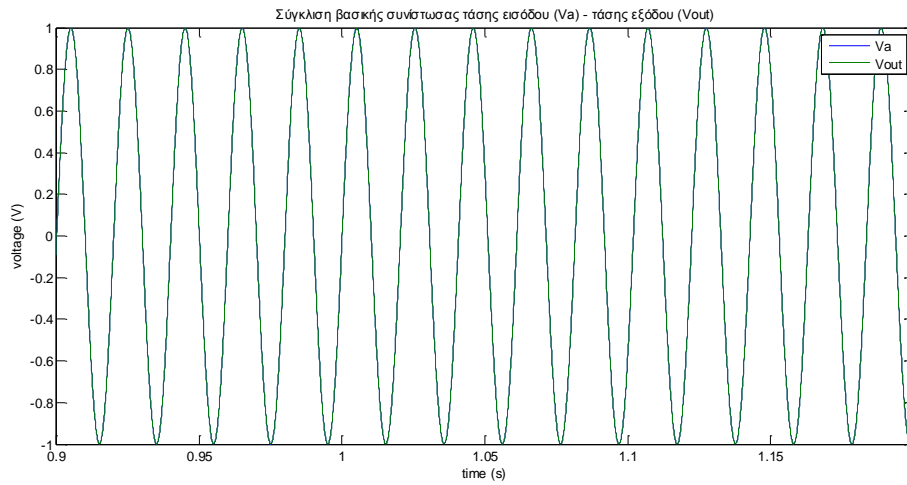


Σχήμα 4.104 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 48 Hz, KF PLL

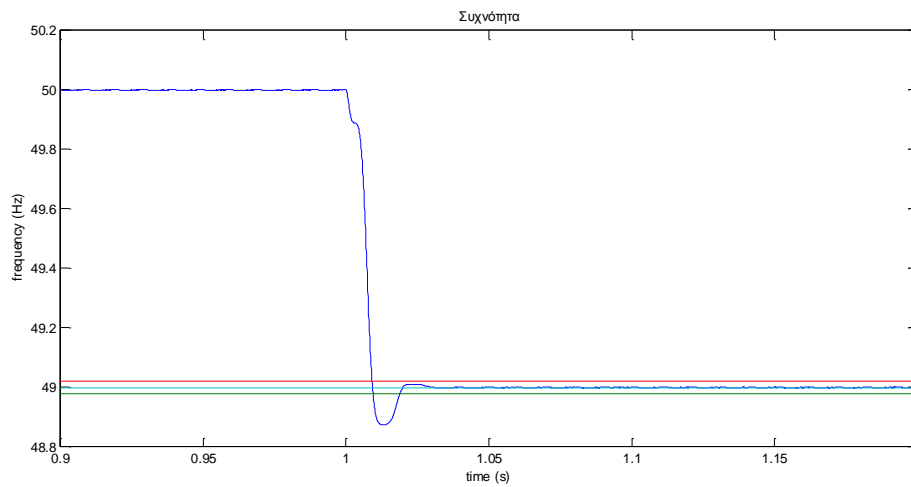


Σχήμα 4.105 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 48 Hz, KF PLL

- Άλλα συχνότητας στα 49 Hz

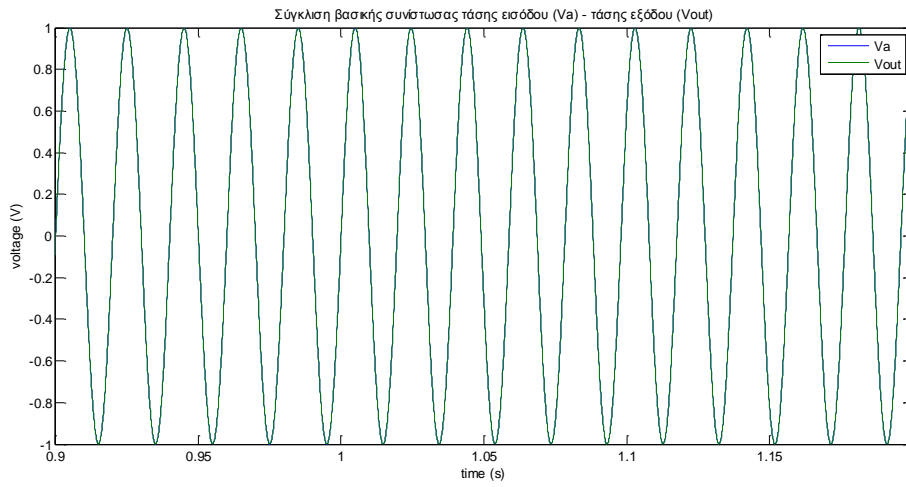


**Σχήμα 4.106 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για
άλλα συχνότητας στα 49 Hz, KF PLL**

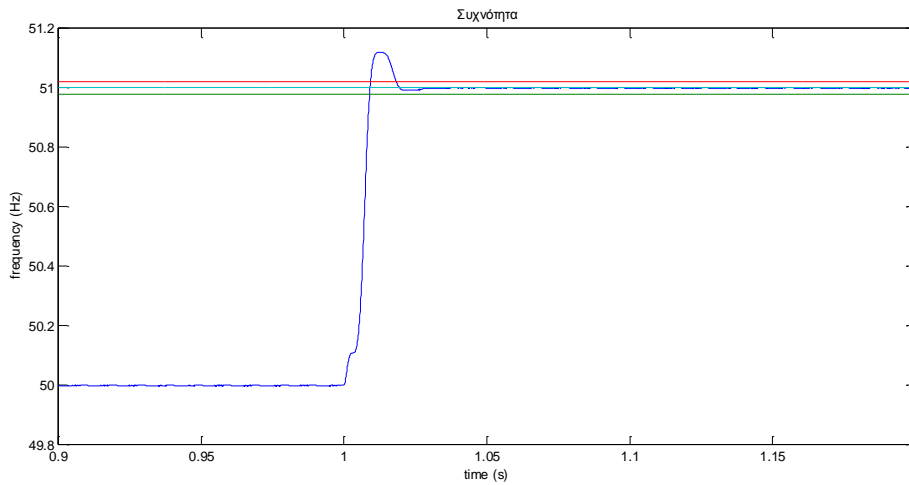


Σχήμα 4.107 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλλα συχνότητας στα 49 Hz, KF PLL

- Άλλα συχνότητας στα 51 Hz

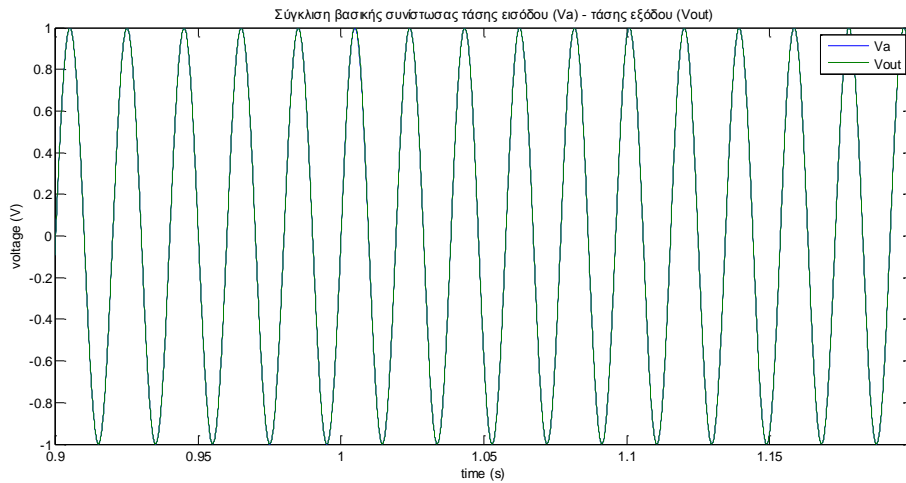


Σχήμα 4.108 : Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για
 άλλα συχνότητας στα 51 Hz, KF PLL

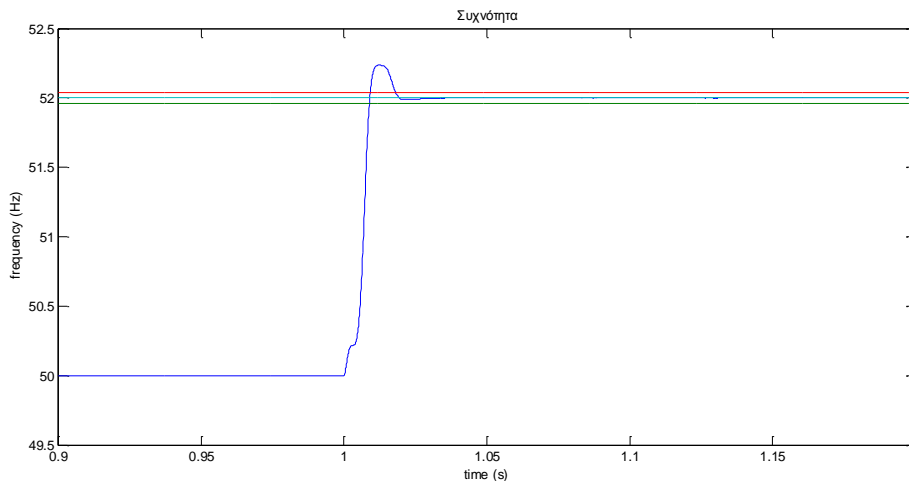


Σχήμα 4.109 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλλα συχνότητας στα 51 Hz, KF PLL

- **Άλλα συχνότητας στα 52 Hz**



Σχήμα 4.110: Κοινό διάγραμμα τάσης εισόδου V_a – τάσης εξόδου V_{out} για άλμα συχνότητας στα 52 Hz, KF PLL



Σχήμα 4.111 : Συχνότητα f τάσης εξόδου V_{out} άλμα συχνότητας στα 52 Hz, KF PLL

Στα παραπάνω διαγράμματα διαπιστώνουμε ότι ο συγχρονισμός μέσω της τελείως διαφορετικής τεχνικής της χρήσης του Kalman Filter μας αποφέρει σε αρκετό βαθμό τις επιδόσεις που προσδοκούσαμε. Ο συγχρονισμός όταν έχουμε ως εισόδους καθαρά ημιτονικά σήματα με συχνότητα ίση με την κεντρική, γίνεται σε εξαιρετικά γρήγορο χρόνο, η ανίχνευση των αλμάτων συχνότητας γίνεται ταχύρρυθμα και σχεδόν γραμμικά, ενώ γίνεται και απόρριψη των παρασιτικών αρμονικών, όχι πάντα στον επιθυμητό βαθμό.

4.3 Παρουσίαση χρόνων αποκατάστασης σε πίνακα

	T/4 Delay PLL	Park PLL	EPLL	SOGI FLL	KF PLL
50Hz, 1 Volt, THD 0%	24	49.5	48.5	28	9.5
49Hz	∞	57.5	40	40	19
51Hz	∞	55	38	38.5	18.5
48Hz	∞	59	41	40	19
52Hz	∞	55	37	38.5	18
40° phase jump	22.5	45	28	26	24
0.8 voltage sag	11	18.5	29	8.5	5
THD 2%	∞	51.5	∞	27	14
THD 5%	∞	∞	∞	27	∞
THD 10%	∞	∞	∞	43	∞

Πίνακας 4.1 : Συγκεντρωτικός πίνακας παρουσίασης χρόνων αποκατάστασης (σε ms) όλων των προσομοιώσεων

Κεφάλαιο 5

Συμπεράσματα και Προοπτικές

5.1 Συμπεράσματα

Όπως προαναφέρθηκε, σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας ήταν να εισαγάγει τη βάση του προβλήματος συγχρονισμού σε μονοφασικά συστήματα και να παρουσιάσει και να συγκρίνει μερικές από τις πιο διαδεδομένες δομές των συστημάτων συγχρονισμού που χρησιμοποιούνται σε μονοφασικά συστήματα. Ύστερα από αναλυτική ανάπτυξη του θεωρητικού υπόβαθρου τους σχεδιάστηκαν και δοκιμάστηκαν μέσω προσομοιώσεων οι εξής διατάξεις : T/4 PLL, Park PLL, EPLL, SOGI-FLL και KF PLL. Εκτιμώντας τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που διενεργήθηκαν, αξιολογήσαμε και ταξινομήσαμε τις διατάξεις σύμφωνα με τρία κριτήρια : την ταχύτητα απόκρισης, την ευρωστία και την ευκολία υλοποίησή τους. Για κάθε κριτήριο βαθμολογήσαμε την κάθε διάταξη σύμφωνα με κλίμακα πέντε βαθμοί : Very Low, Low, Medium, High, Very High. Τα αποτελέσματα της βαθμολόγησης απεικονίζονται στον παρακάτω πίνακα

	Ταχύτητα απόκρισης	Ευρωστία	Ευκολία υλοποίησης
T/4 Delay PLL	High	Very Low	Very High
Park PLL	Medium	Medium	Medium
EPLL	Medium	Medium	High
SOGI FLL	High	Very High	High
KF PLL	Very High	High	Very Low

Πίνακας 5.1 : Συγκεντρωτικός πίνακας αξιολόγησης των διατάξεων συγχρονισμού για μονοφασικά συστήματα

Σύντομα, για κάθε διάταξη καταλήξαμε στις εξής παρατηρήσεις

T/4 PLL : Εξ αρχής είχε ειπωθεί ότι η τεχνική αυτή είναι μια από τις πρώτες, πιο απλοϊκές και κατανοητές τεχνικές, που παρουσιάζει όμως πολλές αδυναμίες και ο λόγος που παρουσιάζεται σε αυτήν την διπλωματική είναι ως βάση σύγκρισης. Η σχεδιάσή της και η επιλογή των παραμέτρων ήταν αρκετά εύκολη και σαφής. Στις προσομοιώσεις διαπιστώσαμε αυτό που αναμέναμε, το T/4 PLL έχει αρκετά γρήγορο χρόνο απόκρισης στις περιπτώσεις που η είσοδος του είναι καθαρή ημιτονική είσοδος της προκαθορισμένης κεντρικής συχνότητας αλλά σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση, αδυνατεί να παράγει το επιθυμητό αποτέλεσμα καθώς δε δημιουργεί το σωστό σε τετραγωνισμό σήμα (V_{β}).

Park PLL : Το Park PLL είναι μια αρκετά διαδεδομένη διάταξη μεταξύ των διατάξεων PLL που βασίζονται σε γεννήτριες τετραγωνισμού του σήματος (QSG). Η σχεδιάσή της είχε ορισμένες περιορισμένες προκλήσεις όσον αφορά τον υπολογισμό του αντίστροφου μετασχηματισμού Park και την εξαγωγή των σχέσεων προσδιορισμού των παραμέτρων της. Στο Park PLL, η ανίχνευση φάσης μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Park βελτιώνει τη λειτουργία του PLL ως προς

την ευρωστία του καθώς πλέον λόγω της συνάρτησης μεταφοράς του μπορεί και ανταποκρίνεται τόσο σε άλματα συχνότητας όσο και σε άλματα φάσης. Λόγω της παρουσίας και των βαθυπερατών φίλτρων μπορεί να απορρίπτει σε ένα βαθμό τις υπάρχουσες παρασιτικές αρμονικές. Ο χρόνος απόκρισης του κρίνεται ως οριακά ικανοποιητικός.

EPLL : Το EPLL είναι μία αρκετά απλή ως προς τη σύλληψή της και αποτελεσματική τεχνική βασισμένη στο προσαρμοστικό φιλτράρισμα. Δεν αντιμετωπίσαμε δυσκολίες στη σχεδίαση και στον υπολογισμό των παραμέτρων της διάταξης προσομοίωσης. Στις προσομοιώσεις παρατηρήσαμε η ανίχνευση φάσης στο EPLL μέσω της ακύρωσης της επίδρασης της 2^{ης} αρμονικής με τη χρήση του προσαρμοστικού φίλτρου βελτιώνει σημαντικά την απόδοση του βασικού PLL όσον αφορά την ευρωστία και ταυτόχρονα με αρκετά ικανοποιητικούς χρόνους απόκρισης. Εκεί που αδυνατεί το EPLL να ανταποκριθεί είναι το φιλτράρισμα ανώτερων αρμονικών της εισόδου.

SOGI-FLL : Το SOGI-FLL είναι μια διαφορετική, πιο εξελιγμένη υλοποίηση QSG. Η σχεδίαση της διάταξης ήταν εξαιρετικά απλή, όπως και η επιλογή των παραμέτρων της. Συνυπολογίζοντας τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων της, εξάγουμε το συμπέρασμα ότι ο συγχρονισμός μέσω της αφαίρεσης του PLL και της χρήσης του FLL οδηγεί σε πολύ ικανοποιητικούς χρόνους απόκρισης σε όλες τις δοκιμές (κυρίως στις δοκιμές αλμάτων φάσης, όπως και αναμέναμε) και κορυφαία επίδοση ως προς την απόρριψη των αρμονικών. Παρουσιάζει δηλαδή εξαιρετική απόδοση και ως προς την ευρωστία. Τα παραπάνω χαρακτηριστικά, την καθιστούν ως την κορυφαία επιλογή για διάταξη συγχρονισμού, ανάμεσα σε αυτές που υλοποιήσαμε.

KF PLL : Το KF PLL είναι μια, αρκετά διαφορετική από τις υπόλοιπες, τεχνική που βασίζεται στην εκτίμηση των μεταβλητών της κυματομορφής του μονοφασικού δικτύου μέσω του αλγορίθμου του Kalman filter. Η ανάλυση, η σχεδίαση και η επίλυσή της, όπως και η επιλογή των παραμέτρων της αποδείχτηκαν σημαντικές και επίπονες προκλήσεις. Σύμφωνα με τις προσομοιώσεις, στο KF PLL, ο συγχρονισμός όταν έχουμε ως εισόδους καθαρά ημιτονικά σήματα με συχνότητα ίση με την κεντρική, γίνεται σε εξαιρετικά γρήγορο χρόνο, η ανίχνευση των αλμάτων συχνότητας γίνεται ταχύρρυθμα και σχεδόν γραμμικά, ενώ γίνεται και απόρριψη των παρασιτικών αρμονικών, όχι πάντα στον επιθυμητό βαθμό. Ενώ οι επιδόσεις του είναι συγκρίσιμες με του SOGI-FLL και σε ορισμένες περιπτώσεις καλύτερες, η δυσκολία υλοποίησής της είναι ένας σημαντικός ανασταλτικός παράγοντας επιλογής της.

5.2 Προοπτικές

Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

- Δοκιμή των διατάξεων που σχεδιάστηκαν, στη μονάδα ελέγχου πραγματικού inverter με τη βοήθεια συστήματος RTDS
- Επέκταση της έρευνας σε εφαρμογές των μεθόδων σε συστήματα τριών φάσεων
- Μελέτη της συμπεριφοράς και της επίδοσης τροποποιημένων διατάξεων με ειδική πρόβλεψη για την ανίχνευση ανώτερων αρμονικών.

Βιβλιογραφία

- [1] M. S. Pádua, S. M. Deckmann, G. S. Sperandio, F. P. Marafão and D. Colón. Comparative analysis of Synchronization Algorithms based on PLL, RDFT and Kalman Filter. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pages 964 – 970, Vigo, Jun. 2007.
- [2] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Intersci. Publ. John Wiley & Sons Inc., Chichester, West Sussex, UK, 1st edition, 2011.
- [3] Rubens M. Santos Filho, Paulo F. Seixas, Porfirio C. Cortizo, Leonardo A. B. Torres, and André F. Souza. Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 8, pages 2923 – 2932, Aug. 2008.
- [4] Saeed Golestan, Mohammad Monfared, Francisco D. Freijedo, and Josep M. Guerrero. Dynamics Assessment of Advanced Single-Phase PLL Structures. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 6, pages 2167 – 2177, Jun. 2013.
- [5] Sidelmo M. Silva, Bruno M. Lopes, Braz J. Cardoso Filho, Rodrigo P. Campana and Wallace C. Boaventura. Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-phase Grid-connected Systems. Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE, Vol.4, pages 2259 – 2263, Oct. 2004.
- [6] Xiao-Qiang Guo, Wei-Yang and Wu He-Rong Gu. Phase locked loop and synchronization methods for grid interfaced converters: a review. Electrical Review, ISSN 0033-2097, R. 87 NR 4/2011.
- [7] Yongheng Yang and Frede Blaabjerg. Synchronization in Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems under Grid Faults. 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), pages 476 – 482, Jun. 2012.
- [8] M. Karimi-Ghartemani and M.R. Iravani. A New Phase-Locked Loop (PLL) System. Proceedings of the 44th IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems MWSCAS, Vol.1, pages 421 – 424, August 2001.
- [9] Alvaro Luna, Joan Rocabert, Ignacio Candela, Pedro Rodriguez, Remus Teodorescu and Frede Blaabjerg. Advanced Structures for Grid Synchronization of Power Converters in Distributed Generation Applications. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, pages 2769 – 2776, Sept. 2012.
- [10] Adrian V. Timbus, Remus Teodorescu, Marco Liserre and Pedro Rodriguez. PLL Algorithm for Power Generation Systems Robust to Grid Voltage Faults. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06, pages 1 – 7, Jun. 2006.

- [11] Mihail Antchev, Ivailo Pandiev, Mariya Petkova, Eltimir Stoimenov, Angelina Tomova, and Hristo Antchev. PLL for Single Phase Grid Connected Inverters, *International Journal of Electrical Engineering and Technology (IJEET)*, Vol. 4, Issue 5, pages 56 – 77, Sept. /Oct. 2013.
- [12] Hilmy Awad, Jan Svensson, and M. J. Bollen. Tuning Software Phase-Locked Loop for Series-Connected Converters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 20, No. 1, pages 300 – 308, Jan. 2005
- [13] L. N. Arruda, B. J. Cardoso Filho, S. M. Silva, S. R. Silva and A. S.A.C. Diniz. Wide Bandwidth Single and Three-phase PLL Structures for Grid-Tied PV Systems. *Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, 2000, pages 1660 – 1663, Sept. 2000.
- [14] O. Carranza, C. L Trujillo, R. Ortega and J. Rodríguez. Synchronization to the Grid Using Linear Kalman Filter Applied to Single-Phase Inverters. *VII Simposio Internacional sobre Calidad de la Energia Electrica SICEL*, Colombia, Nov. 2013.
- [15] Frede Blaabjerg, Remus Teodorescu, Marco Liserre and Adrian V. Timbus. Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 5, pages 1398 – 1409, Oct. 2006.
- [16] R. Cardoso, R.F. de Camargo, H. Pinheiro and H.A. Gründling, Kalman Filter Based Synchronisation Methods. *IET Generation, Transmission & Distribution*, Vol. 2, Issue 4, pages 542 – 555, Jul. 2008.
- [17] K. De Brabandere, T. Loix, K. Engelen, B. Bolsens, J. Van den Keybus, J. Driesen and R. Belmans. Design and Operation of a Phase-Locked Loop with Kalman Estimator-Based Filter for Single-Phase Applications. *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pages 525 – 530, Paris, Nov. 2006.
- [18] L. Harnefors. Speed Estimation from Noisy Resolver Signals. *Sixth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (Conf. Publ. No. 429)*, pages 279 – 282, Sept. 1996
- [19] Magnus Linderöth, Kristian Soltesz, Anders Robertsson, and Rolf Johansson. Initialization of the Kalman Filter without Assumptions on the Initial State. *2011 IEEE International Conference on Robotics and Automation Shanghai International Conference Center, Shanghai*, pages 4992 – 4997, China, May 2011
- [20] Cornell University, Subject MI63: Kalman Filter Tank Filling. *Kalman Filter Applications*. Sept. 2008.

- [21] Lennart Ljung. Asymptotic Behavior of the Extended Kalman Filter as a Parameter Estimator for Linear Systems. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 24, Issue 1, pages 36 – 50, Feb. 1979.
- [22] W. Rebizant, D. Bak and J. Szafran. High-speed Measurements with Adaptive Kalman Filter. Eighth IEEE International Conference on Developments in Power System Protection, Vol. 1, pages 52 – 55, April 2004.
- [23] S. Liu. An Adaptive Kalman Filter for Dynamic Estimation of Harmonic Signals. 8th International Conference On Harmonics and Quality of Power Proceedings, Vol. 2, pages 636 – 640, Oct. 1998.
- [24] Richard C. Dorf and Robert H. Bishop. Modern Control Systems., Tziolas Publications, 9th Edition, 2003.