



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

---

Προσομοίωση και Έλεγχος Συστημάτων Αποθήκευσης  
Υδρογόνου για Συμμετοχή στη Ρύθμιση Συχνότητας

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

---

Δημήτριος Χ. Ζάρρας

Επιβλέπων: Σταύρος Παπαθανασίου, Καθηγητής ΕΜΠ  
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

Αθήνα, Οκτώβριος 2020





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

---

Προσομοίωση και Έλεγχος Συστημάτων Αποθήκευσης  
Υδρογόνου για Συμμετοχή στη Ρύθμιση Συχνότητας

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

---

Δημήτριος Χ. Ζάρρας

**Επιβλέπων:** Σταύρος Παπαθανασίου, Καθηγητής ΕΜΠ  
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή, την 22<sup>η</sup> Οκτωβρίου 2020:

.....  
Σταύρος Παπαθανασίου  
Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Νικόλαος Χατζηαργυρίου  
Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Αντώνιος Αντωνόπουλος  
Επικουρος Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Οκτώβριος 2020



.....  
**ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ Χ. ΖΑΡΡΑΣ**

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών ΕΜΠ

Copyright © ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ Χ. ΖΑΡΡΑΣ, 2020

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



*Στους γονείς μου, Χρήστο και Καλομοίρα  
και στον άνθρωπό μου, τη Χριστίνα.*





# ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η ραγδαία ανάπτυξη των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ) σε συνδυασμό με την αυξανόμενη διείσυσή τους στα ηλεκτρικά δίκτυα διεγείρει ζητήματα, τόσο ως προς την ευστάθεια αυτών, όσο και σχετικά με τις αναγκαιότητες αποθήκευσης ενέργειας. Η μείωση της αδράνειας των συστημάτων λόγω υψηλών διεισδύσεων ΑΠΕ αποτελεί γεγονός ιδιαίτερα αισθητό στις περιπτώσεις αυτόνομων ηλεκτρικών συστημάτων. Η αποθήκευση δύναται να αποτελέσει τη λύση στα παραπάνω, όταν συνοδεύεται από κατάλληλο έλεγχο ρύθμισης της συχνότητας. Το, πλέον, προωθητικό περιβάλλον για το Υδρογόνο και τα πλεονεκτήματά του καθιστούν την αποθήκευσή του για ηλεκτρική ενέργεια πιο δελεαστική από ποτέ.

Στην παρούσα Διπλωματική Εργασία αναπτύσσονται πρωτότυπες στρατηγικές ελέγχου των συνιστωσών ενός ολοκληρωμένου συστήματος Αποθήκευσης Υδρογόνου, με σκοπό τη συμμετοχή του στη ρύθμιση συχνότητας. Το εν λόγω σύστημα αποτελείται από Δεξαμενή Αποθήκευσης του Υδρογόνου (*Hydrogen Storage Tank*), Κυψέλη Καυσίμου (*Fuel Cell*) και Ηλεκτρολύτη (*Electrolyzer*), με τις δύο τελευταίες συνιστώσες να συνεισφέρουν στην ευστάθεια συχνότητας του μελετώμενου απομονωμένου μικροδικτύου.

Αρχικά, πραγματοποιείται μια σύντομη ανάλυση των διαφόρων τεχνολογιών Υδρογόνου σε *fuel cells* και *electrolyzers* με το ενδιαφέρον να επικεντρώνεται στα πλεονεκτήματα των τεχνολογιών PEM (Proton Exchange Membrane), οι οποίες και αξιοποιούνται.

Στη συνέχεια, αναλύονται τα στάδια ρύθμισης της συχνότητας και οι θεμελιώδεις αρχές των ελεγκτών στροφών και τάσεως των σύγχρονων γεννητριών με τη θεωρία που τους πλαισιώνει. Πραγματοποιείται, ακόμη, εκτενής διερεύνηση των χρόνων απόκρισης των PEM *fuel cells* και *electrolyzers* σύμφωνα με ερευνητικά και βιομηχανικά δεδομένα, προς κατάδειξη της δυνατότητάς τους για συμβολή σε επικουρικές λειτουργίες στήριξης της συχνότητας.

Ακολούθως, θεμελιώνεται ο έλεγχος του τριφασικού μετατροπέα ισχύος του Συστήματος Αποθήκευσης Υδρογόνου. Ο ελεγκτής ρεύματος στο  $dq$  πλαίσιο αναφοράς θεωρείται η πλέον κατάλληλη επιλογή για τον ανεξάρτητο έλεγχο της ροής ενεργού και άεργου ισχύος από τον μετατροπέα, προς και από το δίκτυο. Ενδιαφέρον παρουσιάζει η ανάλυση του ελέγχου που υλοποιείται στο ανά μονάδα ( $\alpha. \mu.$ ) σύστημα.

Κατόπιν, αναλύεται ο τρόπος προσομοίωσης των συνιστωσών Υδρογόνου και επαληθεύονται τα μοντέλα μέσω παραμετρικών διαγραμμάτων. Ειδικά επισημαίνεται ο μετασχηματισμός του μοντέλου του Ηλεκτρολύτη κατά *prodlog Lambert W.* με την τάση να καθίσταται ως η ανεξάρτητη μεταβλητή ελέγχου. Επιπρόσθετα, εισάγεται η έννοια του *State of Fill (SOF)* για την αποθήκευση του Υδρογόνου.

Η εργασία συνεχίζεται με την εξέταση προτεινόμενων τοπολογιών ανάλογων συστημάτων  $H_2$ . Έμφαση αποδίδεται στον τρόπο σύνδεσης του Ηλεκτρολύτη (τοπολογία DC ή AC ζυγού). Βιβλιογραφικά εξετάζονται και βασικές απαιτήσεις σύγχρονων Κωδικών Συχνότητας.

Ύστερα, περιγράφεται η τοπολογία του υπό μελέτη μικροδικτύου και παρουσιάζονται τόσο οι επιμέρους συνιστώσες του, όσο και οι στρατηγικές ελέγχου που τις συνοδεύουν. Αυτές αφορούν τον έλεγχο MPPT της Κυψέλης Καυσίμου, τον πρωτότυπο έλεγχο Power to Gas (P2G) του Ηλεκτρολύτη και τον έλεγχο συχνότητας αυτών, ο οποίος συντίθεται σε έλεγχο πρωτεύουσας ρύθμισης συχνότητας και εικονικής αδρανειακής απόκρισης.

Για την αξιολόγηση του συστήματος πραγματοποιούνται προσομοιώσεις στο λογισμικό του MATLAB/Simulink, οι οποίες αφορούν ακραίες βηματικές αυξομειώσεις του φορτίου του συστήματος με και χωρίς τη συνεισφορά των συνιστωσών Υδρογόνου στην ευστάθεια της συχνότητας, αλλά και αυξομειώσεις καυσίμου, προς επαλήθευση της λειτουργίας του 3Φ Μετατροπέα και των MPPT και P2G ελέγχων του *fuel cell* και του *electrolyzer*, αντίστοιχα. Μελετάται η επίδραση των παραμέτρων στατισμού και εικονικής αδράνειας και εξετάζεται η βέλτιστη απόκριση μέσω συνδυαστικού ελέγχου. Τα αποτελέσματα αναλύονται και σχολιάζονται.

Τέλος, γίνεται μνεία στην ερευνητική πρωτοτυπία της εργασίας, σε πιθανές μελλοντικές προεκτάσεις της και συζητώνται τα συμπεράσματά της, που καταδεικνύουν ότι νέες μονάδες Υδρογόνου δύνανται να συμβάλλουν καταλυτικά στη βελτίωση της συχνотικής απόκρισης ενός αυτόνομου ηλεκτρικού συστήματος.

## **ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ**

Υδρογόνο, Αποθήκευση Ηλεκτρικής Ενέργειας, Κυψέλη Καυσίμου, Ηλεκτρολύτης, PEM, Ρύθμιση Συχνότητας, Στατισμός, Εικονική Αδρανειακή Απόκριση, Συνδυαστικός Έλεγχος, Κώδικες Δικτύου, MPPT, P2G, Τοπολογία DC Ζυγού, Μετατροπέας Ισχύος, Μικροδίκτυο, Αυτόνομο Ηλεκτρικό Σύστημα



# ABSTRACT

The rapid development of Renewable Energy Sources (RES) in combination with their increasing penetration in the electric grids results in stability issues, as well as the need for energy storage. The decrease of system inertia due to high RES penetration constitutes a well-known technical issue, especially in the case of autonomous electrical systems. Energy storage is capable of providing a solution, when combined with proper frequency regulation control. The current promoting conditions on Hydrogen and its advantages make its usage for storing electricity more appealing than ever.

The present Diploma Thesis deals with the development of novel control strategies for the components of a complete Hydrogen Storage System, with the purpose of participating to frequency regulation. The system comprises a *Hydrogen Storage Tank*, a *Fuel Cell* and an *Electrolyzer*, of which the latter two contribute to the frequency stability of the studied isolated microgrid ( $\mu G$ ).

Initially, a concise analysis of different Hydrogen technologies regarding *fuel cells* and *electrolyzers* is established. The interest is focused on PEM (Proton Exchange Membrane) technologies, which are the ones that are simulated in this Thesis.

Subsequently, the frequency regulation stages are analyzed along with the fundamental principles of the governors and automatic voltage regulators of synchronous generators. A thorough investigation of PEM *fuel cells*' and *electrolyzers*' response times is carried out, aiming to evince their potential of contributing to subsidiary frequency regulation services.

Additionally, the control of the three-phase power converter of the Hydrogen Storage System is established. The current controller in the  $dq$  reference frame is considered as the most appropriate choice for the independent control of the active and reactive power flow of the converter. The analysis of the control, which is performed in the per unit (*p. u.*) system, is also of interest.

Furthermore, the simulation of the Hydrogen components is analyzed and the models are verified through parametric diagrams. The transformation of the Electrolyzer model via the *prolog Lambert W.* function is specifically stressed, due to which the voltage becomes the independent control variable. The concept of *State Of Fill (SOF)* is also introduced for the Hydrogen storage station.

The Thesis continues with the examination of recommended topologies for similar  $H_2$  systems. Particular emphasis is attributed to the connection options of the Electrolyzer (DC or AC bus topology). Bibliography of the basic requirements of grid Frequency Codes is also examined.

Afterwards, the topology of the studied  $\mu G$  is studied and its numerous components along with their control strategies are presented. These refer to the MPPT control of the Fuel Cell, the novel Power to Gas (P2G) control of the Electrolyzer and their frequency control, which is composed of primary frequency regulation and virtual inertial response.

For the evaluation of the proposed system, simulations with the MATLAB/Simulink software are performed. The case studies include extreme system load step-changes with and without the contribution of Hydrogen components to frequency stability, as well as fuel step variations for the verification of the proper operation of all the modelled subsystems, such as the three-phase Converter and the MPPT and P2G controls of the *fuel cell* and the *electrolyzer*, respectively. The effect of the droop and virtual inertia coefficients is studied and the optimal response through a combinatorial control method is investigated. The results are analyzed and annotated.

Finally, the research originality of the Thesis is discussed along with its possible future extensions. Its conclusions are also underlined, which demonstrate that modern Hydrogen units are able of catalytically improving the frequency response of an autonomous electrical system.

## **KEY WORDS**

Hydrogen, Electrical Energy Storage, Fuel Cell, Electrolyzer, PEM, Frequency Regulation, Droop, Virtual Inertial Response, Combinatorial Control, Grid Codes, MPPT, P2G, DC Bus Topology, Power Converter, Microgrid, Autonomous Electrical System



# ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η εκπόνηση της Διπλωματικής μου Εργασίας σηματοδοτεί το πέρας των σπουδών μου στη Σχολή των Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου (ΕΜΠ). Μέσα σε ένα διάστημα 5 ετών επετεύχθησαν δύσκολοι στόχοι, κατακτήθηκαν γνώσεις και εμπειρίες και αποκτήθηκαν πολλοί και καλοί φίλοι.

Στην προσπάθεια της επιτυχούς περάτωσης των σπουδών μου έλαβα αμέριστη στήριξη και καθοδήγηση από πολλούς ανθρώπους, στους οποίους χρωστώ ένα μεγάλο Ευχαριστώ.

Πρωτίστως, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον κ. Σταύρο Παπαθανασίου, Καθηγητή ΕΜΠ και επιβλέποντα της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας, για τη δυνατότητα που μου έδωσε να απασχοληθώ ερευνητικά με ένα τόσο καιρικό και ενδιαφέρον θέμα. Τον ευχαριστώ, ακόμη, από καρδιάς για την έμπνευση και όλες τις γνώσεις που μου μετέδωσε μέσω της διδασκαλίας του, αλλά και για την ευρύτερη καθοδήγηση και στήριξη του τα τελευταία χρόνια.

Ευχαριστώ, επίσης, τον κ. Νικόλαο Χατζηαργυρίου, Καθηγητή ΕΜΠ και Διευθυντή του Τομέα Ηλεκτρικής Ισχύος της σχολής, τόσο για τη διδασκαλία του πάνω στον θεμελιώδη τομέα της Ανάλυσης ΣΗΕ, όσο και για την εμπιστοσύνη που έδειξε στο πρόσωπό μου.

Επιπρόσθετα, ευχαριστώ τον κ. Αντώνιο Αντωνόπουλο, Επίκουρο Καθηγητή ΕΜΠ, για την διδασκαλία του, την όρεξή του και τη σημαντική συμβολή του στη θεμελίωση του προσωπικού μου ενδιαφέροντος στον τομέα των Ηλεκτρονικών Ισχύος.

Πολλές ευχαριστίες οφείλω ιδιαίτερος στον κ. Αποστόλη Παπακωνσταντίνου, Υποψήφιο Διδάκτορα ΕΜΠ, για την άψογη συνεργασία μας, την επιμονή του και τη διαρκή και ειλικρινή διάθεσή του να βοηθήσει σε οποιαδήποτε δυσκολία παρουσιάστηκε κατά τη διάρκεια της εκπόνησης της Διπλωματικής μου Εργασίας. Του εύχομαι, πραγματικά, τα καλύτερα στη συνέχεια της επαγγελματικής και ακαδημαϊκής του πορείας.

Ευχαριστώ βαθύτατα ακόμη:

Τους γονείς μου, που μου έμαθαν να στοχεύω τον ουρανό με τα πόδια στο έδαφος. Τους ευχαριστώ για όλη την αγάπη τους και την αδιάλειπτη στήριξή τους. Τον αδελφό μου και συνάδελφο, Γιάννη, στον οποίο εύχομαι, επίσης, επιτυχή ολοκλήρωση των σπουδών του. Την αρραβωνιαστικιά μου, Χριστίνα, η οποία με βοηθάει να είμαι η καλύτερη εκδοχή του εαυτού μου και με υποστηρίζει συνεχώς σε κάθε μου προσπάθεια, αλλά και την οικογένειά της, για την αγάπη τους. Ιδιαίτερα ευχαριστώ όλους τους φίλους μου, για τις όμορφες στιγμές που μοιραστήκαμε, μοιραζόμαστε και θα μοιραζόμαστε, καθώς και για την ειλικρινή αγάπη και υποστήριξή τους. Τέλος, ευχαριστώ το Θεό, που είναι πάντα δίπλα μου και μου δίνει τη δύναμη να συνεχίζω.

Δημήτρης Ζάρρας,  
Οκτώβριος 2020





# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>ΠΕΡΙΛΗΨΗ</b> .....	<b>1</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>4</b>
<b>ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ</b> .....	<b>7</b>
<b>ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ</b> .....	<b>9</b>
<b>1. Εισαγωγή</b> .....	<b>13</b>
1.1 Διεθνής Ανάπτυξη των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας.....	13
1.2 Στόχοι Ενεργειακής Πολιτικής σε Ευρώπη και Ελλάδα .....	15
1.2.1 Νέοι Ευρωπαϊκοί Στόχοι για το Υδρογόνο.....	16
1.3 Ελληνικό Ενεργειακό Μείγμα .....	17
1.4 Συσχέτιση ΑΠΕ και Ευστάθειας ΣΗΕ.....	18
1.5 Αγορές Ηλεκτρικής Ενέργειας.....	21
1.6 Αποθήκευση Ενέργειας – Αναφορά στις Προοπτικές του Υδρογόνου.....	23
1.7 Αντικείμενο & Δομή Εργασίας.....	25
<b>2. Τεχνολογίες <math>H_2</math> – Θεωρητική Προσέγγιση και Ανάλυση</b> .....	<b>30</b>
2.1 Πλεονεκτήματα του Υδρογόνου.....	30
2.2 Θεωρητικό Υπόβαθρο Συνιστωσών $H_2$ .....	33
2.3 Σημασία Πίεσης και Θερμοκρασίας στο PEM Fuel Cell .....	37
<b>3. Ρύθμιση Συχνότητας &amp; Χρόνοι Απόκρισης Τεχνολογιών <math>H_2</math></b> .....	<b>40</b>
3.1 Στάδια Ρύθμισης Συχνότητας.....	40
3.1.1 Πρωτεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας.....	41
3.1.2 Δευτερεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας .....	42
3.1.3 Τριτεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας .....	42
3.2 Έλεγχος Συχνότητας–Ενεργού Ισχύος .....	43
3.2.1 Θεμελιώδεις Αρχές στον Έλεγχο Στροφών.....	43
3.2.2 Απομονωμένη Γεννήτρια – Συνεργασία Γεννητριών .....	49
3.2.3 Έλεγχος Δευτερεύουσας Ρύθμισης .....	55
3.3 Σχεδίαση Αυτόματου Ρυθμιστή Τάσεως.....	58
3.4 Χρόνοι Απόκρισης Συνιστωσών $H_2$ που αλληλεπιδρούν με το Δίκτυο .....	62
3.4.1 Χρονική Απόκριση των <i>PEMFCs</i> .....	64
3.4.2 Χρονική Απόκριση των <i>PEMELZs</i> .....	66
<b>4. Έλεγχος του Τριφασικού Μετατροπέα Ισχύος Πηγής Τάσης</b> .....	<b>74</b>
4.1 Ορισμός του Space Phasor .....	74
4.2 Γενική Αναπαράσταση της Ισχύος.....	79
4.3 Πλαίσια Δύο Διαστάσεων .....	81
4.3.1 Παρουσίαση του $\alpha\beta$ –Πλαισίου .....	82

4.3.2	Παρουσίαση του $dq$ –Πλαισίου .....	86
4.4	Έλεγχος του Μετατροπέα στο $dq$ –Πλαίσιο .....	92
4.5	Ανάλυση Τάσεων Δύο Πλευρών του Μετατροπέα .....	102
4.6	Έλεγχος Τάσης του DC Ζυγού .....	106
4.7	Υλοποίηση Ελέγχου του Μετατροπέα στο $\alpha. \mu.$ σύστημα.....	109
4.7.1	Αποτύπωση $\alpha. \mu.$ μεγεθών του Μετατροπέα .....	109
4.7.2	Υλοποίηση $\alpha. \mu.$ Ελέγχου.....	111
<b>5.</b>	<b>Προσομοίωση Συνιστωσών Υδρογόνου του Συστήματος.....</b>	<b>120</b>
5.1	Ανάλυση προσομοίωσης της Κυψέλης Καυσίμου .....	120
5.1.1	Επαλήθευση αναλυτικού μοντέλου – Εξαγωγή καμπυλών για μεταβαλλόμενα: $V_{fuel}, P_{fuel}, T$ .....	128
5.2	Ανάλυση προσομοίωσης του Ηλεκτρολύτη .....	132
5.2.1	Ελεγχόμενος από Τάση Ηλεκτρολύτη .....	137
5.2.2	Σχηματισμός του Μοντέλου .....	141
5.2.3	Επαλήθευση τροποποιημένου μοντέλου – Εξαγωγή καμπυλών για μεταβαλλόμενα: $A, N_c, T$ .....	144
5.2.4	Απλοποίηση προσομοίωσης του τροποποιημένου μοντέλου.....	146
5.3	Ανάλυση προσομοίωσης της Αποθήκης Υδρογόνου .....	147
5.3.1	Ορισμός του <i>SOF (State Of Fill)</i> .....	151
5.3.2	Επιλεχθείσες παράμετροι και επαλήθευση λειτουργίας.....	152
<b>6.</b>	<b>Βιβλιογραφική Ανασκόπηση Τοπολογιών Υδρογόνου &amp; Κωδικών Συχνότητας... 156</b>	
6.1	Τοπολογίες Συστημάτων Υδρογόνου.....	156
6.2	Κώδικες Συχνότητας και RoCoF Ευρωπαϊκών Δικτύων.....	163
<b>7.</b>	<b>Υπό Μελέτη Σύστημα – Προτεινόμενες Στρατηγικές Ελέγχου .....</b>	<b>170</b>
7.1	Τοπολογία Μικροδικτύου .....	170
7.2	Σύγχρονη Γεννήτρια .....	172
7.2.1	Έλεγχος της Σύγχρονης Γεννήτριας.....	173
7.3	PEM Κυψέλη Καυσίμου.....	176
7.3.1	Boost DC/DC Μετατροπέας και Έλεγχος κατά MPPT.....	176
7.3.2	Έλεγχος Συχνότητας–Ισχύος <i>PEMFC</i> .....	180
7.4	PEM Ηλεκτρολύτης.....	183
7.4.1	Buck DC/DC Μετατροπέας και Έλεγχος κατά ζητούμενο $H_2$ (P2G) .....	183
7.4.2	Έλεγχος Συχνότητας–Ισχύος <i>PEMELZ</i> .....	186
7.5	Δεξαμενή Αποθήκευσης Υδρογόνου .....	188
7.6	Τριφασικός Μετατροπέας Ισχύος.....	188
7.7	$L$ φίλτρο εξόδου Συστήματος $H_2$ .....	191
7.8	Μετασχηματιστές Ισχύος και Γραμμή Μεταφοράς ACSR – 95.....	192
7.9	Φορτίο Μικροδικτύου .....	194
<b>8.</b>	<b>Αποτελέσματα Δυναμικών Προσομοιώσεων .....</b>	<b>197</b>
8.1	Δυναμικές Προσομοιώσεις PEM Fuel Cell ( <i>PEMFC</i> ).....	197
8.1.1	Επαλήθευση ελέγχου MPPT και ορθής λειτουργίας Αντιστροφέα.....	198

8.1.2 Έλεγχος Συχνότητας <i>PEMFC</i> – Αύξηση Φορτίου Απομονωμένου Μικροδικτύου.....	204
8.1.3 Έλεγχος Συχνότητας <i>PEMFC</i> – Μείωση Φορτίου Απομονωμένου Μικροδικτύου.....	218
8.2 Δυναμικές Προσομοιώσεις PEM Electrolyzer ( <i>PEMELZ</i> ).....	227
8.2.1 Επαλήθευση P2G ελέγχου κατά ζητούμενο Υδρογόνο.....	227
8.2.2 Έλεγχος Συχνότητας <i>PEMELZ</i> – Αύξηση Φορτίου Απομονωμένου Μικροδικτύου.....	230
8.2.3 Έλεγχος Συχνότητας <i>PEMELZ</i> – Μείωση Φορτίου Απομονωμένου Μικροδικτύου.....	240
<b>9. Επίλογος .....</b>	<b>247</b>
9.1 Σύνοψη .....	247
9.2 Συμπεράσματα.....	248
9.3 Συμβολή & Πρωτοτυπία της Εργασίας.....	250
9.4 Μελλοντικές Προτάσεις & Προεκτάσεις .....	251
<b>Παράρτημα: Ηλεκτρικά Χαρακτηριστικά Σύγχρονης Γεννήτριας .....</b>	<b>254</b>
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ .....</b>	<b>256</b>



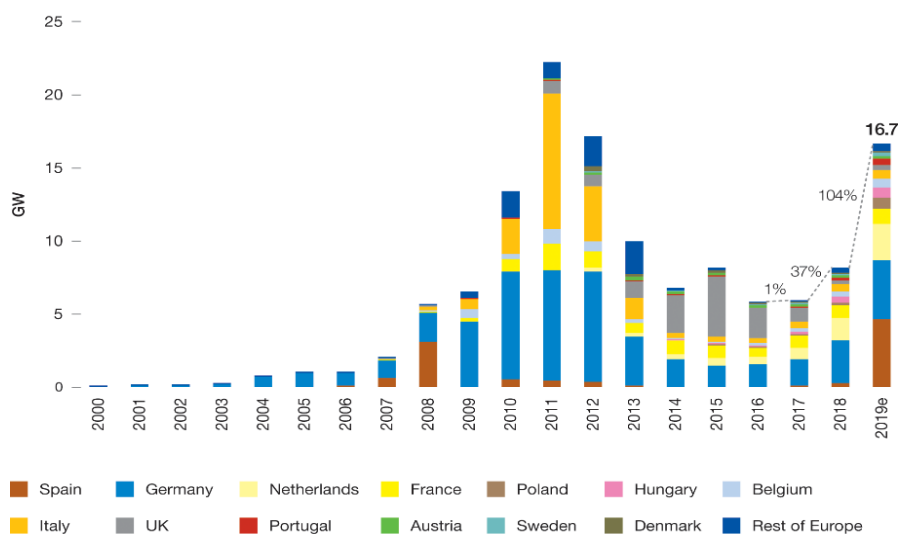
# Κεφάλαιο 1

## Εισαγωγή

### 1.1 Διεθνής Ανάπτυξη των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας

Τις τελευταίες δεκαετίες, ο χώρος της ηλεκτρικής ενέργειας έχει υποστεί ριζικές αλλαγές σε παγκόσμιο επίπεδο. Κύριο χαρακτηριστικό των μεταβολών αυτών αποτελεί η μαζική διείσδυση Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ) στα επιμέρους δίκτυα. Η σταδιακή μείωση των συνολικών αποθεμάτων συμβατικών καυσίμων, καθώς και η επείγουσα ανάγκη για μείωση των αερίων του θερμοκηπίου έστρεψαν την προσοχή της διεθνούς κοινότητας σε τρόπους αξιοποίησης φυσικών πόρων για παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας με τρόπο τόσο φιλικό προς το περιβάλλον, όσο και αέναο, δηλαδή χωρίς να υπάρχει ανησυχία μελλοντικής εξάντλησης των αξιοποιούμενων αυτών πόρων. Οι θεμελιώδεις αυτοί φυσικοί πόροι σήμερα συνοψίζονται κυρίως στον ήλιο και τον αέρα, οι οποίοι ως γνωστόν παρέχουν φωτεινή και αιολική ενέργεια προς μετατροπή στο τελικό στάδιο της ηλεκτρικής ενέργειας.

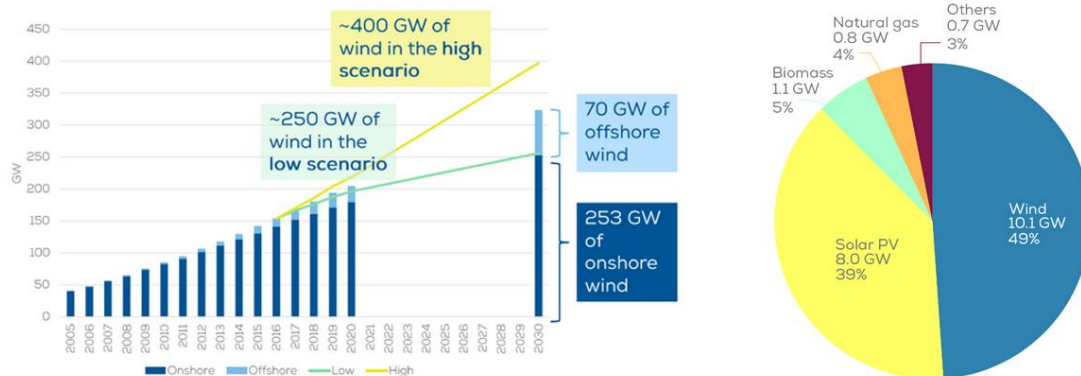
Ο ρυθμός διείσδυσης των τεχνολογιών αυτών στα ενεργειακά συστήματα παρουσιάζει αισθητή αύξηση την τελευταία δεκαετία. Παρακάτω παρουσιάζεται η εξέλιξη στην αγορά των φωτοβολταϊκών (Φ/Β) σε Ευρωπαϊκό επίπεδο από τη SolarPower Europe [1]:



Σχήμα 1.1: Ετησίως εγκαθιστάμενη Φ/Β ισχύς στην Ευρώπη 2000 – 2019 [1].

Τα Φ/Β παρουσίασαν μια εκπληκτική πορεία στις αρχές της τελευταίας δεκαετίας, με ισχυρές επιδοτήσεις που πρωοδοτούσαν σημαντικά τους παραγωγούς (όπως το πρόγραμμα των Φ/Β στη στέγη), ύστερα, όμως, η εξάπλωσή τους περιορίστηκε λόγω της σημαντικής μείωσης των επιδοτούμενων τιμών αγοράς ηλεκτρικής ενέργειας από Φ/Β. Στα Ελληνικά αυτόνομα συστήματα, επιπλέον παράγοντας που συνέβαλε στον περιορισμό της εγκατάστασης νέων Φ/Β ήταν η αύξηση των περικοπών παραγωγής σταθμών ΑΠΕ. Τα τελευταία έτη η ανάπτυξη των ΑΠΕ επανεκκινείται πιο δυναμική από ποτέ, με την εγκατεστημένη ισχύ Φ/Β τον τελευταίο χρόνο να υπερβαίνει το 100% σε αύξηση (βλ. Σχήμα 1.1), σημειώνοντας τη μεγαλύτερη άνοδο μέχρι σήμερα.

Αντίστοιχα αισιόδοξο είναι το άμεσο μέλλον και για την αιολική ενέργεια, καθώς ανεμογεννήτριες (Α/Γ) εγκαθίστανται συνεχώς σε στεριά και θάλασσα, με τους Ευρωπαϊκούς δείκτες να αναδεικνύουν την αιολική ισχύ ως την πλέον ανερχόμενη τεχνολογία ΑΠΕ, όπως φαίνεται και από στοιχεία της WindEurope [2, 3]:



**Σχήμα 1.2:** Προβλεπόμενα σενάρια συνολικής αιολικής ισχύος στην Ευρώπη μέχρι το 2030 (αριστερά, [2]) και μορφές ισχύος που εγκαταστάθηκαν στην Ευρώπη το 2018 (δεξιά, [3]).

Οι ΑΠΕ διακατέχονται από το χαρακτηριστικό της “μη–συνεχούς διαθεσιμότητας”, καθώς η πρωτογενής πηγή σε αυτές τις περιπτώσεις χαρακτηρίζεται από στοχαστικότητα και συχνά από ολική μη–διαθεσιμότητα (π.χ. νυχτερινές ώρες για τα Φ/Β ή άπνοια ανέμου για τις Α/Γ). Αυτό οδηγεί στην αναγκαιότητα αποθήκευσης της ηλεκτρικής ενέργειας προερχόμενης από ΑΠΕ τις ώρες υψηλής διαθεσιμότητας παραγωγής, ώστε αυτή να αποδοθεί στο φορτίο τις ώρες αυξημένης ζήτησης. Έτσι, η αποθήκευση της ενέργειας αυτής συντελεί στην έμμεση αύξηση της διαθεσιμότητας των ΑΠΕ στην ηλεκτροπαραγωγή, ενώ συχνά καλείται να συνδράμει και σε επικουρικές υπηρεσίες στη συχνότητα και στην ποιότητα ισχύος. Τα ορυκτά καύσιμα που χρησιμοποιούνται στην ηλεκτροπαραγωγή (π.χ. λιγνίτης, φυσικό αέριο κ.τ.λ.) είναι κατά κανόνα “συνεχούς διαθεσιμότητας” και μόνο μέλημα για την επάρκειά τους είναι ο έγκαιρος εφοδιασμός στις μονάδες παραγωγής που τα αξιοποιούν. Αρνητικό παράγοντα για το παραγωγικό μοντέλο των κρατών που αξιοποιούν σε μεγάλο βαθμό ορυκτά καύσιμα αποτελεί η ενεργειακή τους εξάρτηση από χώρες, οι οποίες έχουν μεγάλα αποθέματα των εν λόγω καυσίμων. Αντιθέτως, οι ΑΠΕ ενισχύουν την ενεργειακή αυτονομία των κρατών, καθώς ο άνεμος και ο ήλιος είναι πόροι σχεδόν παντού διαθέσιμοι. Αυτό το χαρακτηριστικό αποτελεί τον λόγο σταδιακής θεμελίωσης των ΑΠΕ σε αναπτυσσόμενες χώρες, όπου η οικονομική δυσχέρεια απαιτεί την ενεργειακή αυτάρκεια. Ηλεκτρική ενέργεια μεταφέρεται και μεταξύ γειτονικών κρατών μέσω εξωτερικών διασυνδέσεων.

## 1.2 Στόχοι Ενεργειακής Πολιτικής σε Ευρώπη και Ελλάδα

Σήμερα, η Ευρώπη αντιμετωπίζει μια σειρά από επιμέρους γενικές προκλήσεις [4]: (α) αυξανόμενη ζήτηση για ενέργεια, (β) αστάθεια των ενεργειακών τιμών, (γ) διαταραχές στον ενεργειακό εφοδιασμό και φυσικά (δ) επιδίωξη δραστικής μείωσης των εκπομπών αερίων του θερμοκηπίου. Επομένως, πρέπει να υπάρξει σημαντική μείωση του αντίκτυπου του τομέα της ενέργειας στο περιβάλλον και στην κλιματική αλλαγή. Για την αντιμετώπιση των προκλήσεων αυτών, η ενεργειακή πολιτική της Ευρωπαϊκής Ένωσης (Ε.Ε.) βασίζεται σε τρεις κύριους πυλώνες: ασφάλεια εφοδιασμού, ανταγωνιστικότητα & βιωσιμότητα και αντιμετώπιση της κλιματικής αλλαγής.

Η Ευρωπαϊκή Επιτροπή έχει ήδη εφαρμόσει μια σειρά σχεδίων για μια Ευρωπαϊκή Ενεργειακή Ένωση. Με αυτόν τον τρόπο, αναμένεται να εξασφαλισθεί ασφαλής, οικονομικά προσιτή και φιλοπεριβαλλοντική ενέργεια για όλους τους πολίτες και τις επιχειρήσεις της ένωσης. Η Ενεργειακή Ένωση έχει ως βάση την υφιστάμενη ενεργειακή πολιτική της Ε.Ε., η οποία περιλαμβάνει ένα Πλάνο Δράσης (Action Plan) για την Ενέργεια και το Κλίμα με ορίζοντα το 2030 και τη στρατηγική για την ενεργειακή ασφάλεια. Πιο συγκεκριμένα, η Ε.Ε. έχει θέσει ενεργειακούς και κλιματικούς στόχους για το 2020, το 2030 και το 2050 [4].

### Στόχοι 2020 (γνωστοί ως στόχοι “20 – 20 – 20”):

- Μείωση εκπομπών αερίου του θερμοκηπίου κατά τουλάχιστον 20% σε σύγκριση με τα επίπεδα του 1990.
- Αύξηση του μεριδίου των ΑΠΕ τουλάχιστον στο 20% της τελικής κατανάλωσης ενέργειας.
- Βελτίωση της ενεργειακής αποδοτικότητας κατά τουλάχιστον 20%.

### Στόχοι 2030 :

- Μείωση εκπομπών αερίου του θερμοκηπίου κατά 40% σε σύγκριση με τα επίπεδα του 1990.
- Αύξηση του μεριδίου των ΑΠΕ τουλάχιστον στο 32% της τελικής κατανάλωσης ενέργειας.
- Βελτίωση της ενεργειακής αποδοτικότητας κατά τουλάχιστον 32,5%.
- Προώθηση ηλεκτρικών διασυνδέσεων σε ποσοστό 15% (δηλαδή το 15% της ενέργειας που παράγεται στην Ε.Ε. πρέπει να μπορεί να μεταφέρεται και προς άλλες χώρες της Ε.Ε.).

### Στόχοι 2050 :

- Μείωση των εκπομπών αερίων του θερμοκηπίου κατά 80 – 95% σε σύγκριση με τα επίπεδα του 1990.

Η παγκόσμια δυσχερής συγκυρία αναφορικά με την κλιματική αλλαγή καθιστά αδήριτη την ανάγκη θέσπισης στόχων τόσο σε διακρατικό, όσο και σε κρατικό επίπεδο. Έτσι, στο πλαίσιο χάραξης μιας ενιαίας Ευρωπαϊκής ενεργειακής πολιτικής έχουν τεθεί συγκεκριμένοι στόχοι για κάθε κράτος μέλος της Ε.Ε., κατά βάση κοινά σύμφωνα με τους ανωτέρω στόχους, ωστόσο δύνανται να υπάρχουν περιθώρια διαφοροποίησης

αναλόγως με τα συγκριτικά πλεονεκτήματα κάθε χώρας ως προς τους διαθέσιμους εγχώριους πόρους (π.χ. ΑΠΕ, ενεργειακή αποδοτικότητα, παραγωγή υδρογονανθράκων, κ.τ.λ.).

Οι στόχοι της ενεργειακής πολιτικής της Ελλάδας –συμβατοί με αυτούς της Ε.Ε.– συνοψίζονται στα εξής [4]:

- τουλάχιστον 20% συνεισφορά των ΑΠΕ στην ακαθάριστη τελική κατανάλωση ενέργειας μέχρι το τέλος του 2020 (2% μεγαλύτερος από το στόχο 18% της Ε.Ε.),
- τουλάχιστον 20% συνεισφορά των ΑΠΕ στην ακαθάριστη τελική κατανάλωση ενέργειας για θέρμανση και ψύξη μέχρι το τέλος του 2020,
- τουλάχιστον 10% συνεισφορά των ΑΠΕ στην ακαθάριστη τελική κατανάλωση ενέργειας στις μεταφορές μέχρι το τέλος του 2020,
- 20% μείωση στις εκπομπές αερίων του θερμοκηπίου μέχρι το 2020 σε σύγκριση με τα επίπεδα του 1990 και τουλάχιστον 40% μείωση μέχρι το 2030,
- έναν στόχο –δεσμευτικό σε επίπεδο Ε.Ε.– για κατά τουλάχιστον 32% επίτευξη του μεριδίου της κατανάλωσης ενέργειας από ΑΠΕ για το 2030,
- έναν στόχο –σε επίπεδο Ε.Ε.– για κατά τουλάχιστον 32,5% βελτίωση της ενεργειακής αποδοτικότητας για το 2030,
- μείωση των εκπομπών αερίων του θερμοκηπίου κατά 16% σε σχέση με τα αντίστοιχα επίπεδα εκπομπών του έτους 2005 (για τους τομείς εκτός του συστήματος εμπορίας δικαιωμάτων εκπομπών) μέχρι το 2030,
- τουλάχιστον 30% συμμετοχή των ΑΠΕ στην ακαθάριστη τελική κατανάλωση ενέργειας μέχρι το 2030 και τέλος,
- τουλάχιστον 30% εξοικονόμηση στην τελική κατανάλωση ενέργειας μέχρι το 2030.

Από τα παραπάνω είναι σαφές ότι η Ελλάδα απομακρύνεται ταχέως από λιγνιτικούς σταθμούς παραγωγής και άλλα ρυπογόνα είδη ηλεκτροπαραγωγής, όπως η καύση πετρελαιοιδών, που διαδραματίζουν τον πιο καθοριστικό ρόλο στις εκπομπές CO<sub>2</sub> και άλλων αερίων του θερμοκηπίου.

## 1.2.1 Νέοι Ευρωπαϊκοί Στόχοι για το Υδρογόνο

Στις 8 Ιουλίου του 2020 ανακοινώθηκε από την Ευρωπαϊκή Επιτροπή η **Στρατηγική Υδρογόνου για μια κλιματικά–ουδέτερη Ευρώπη του 2050** [32]. Η στρατηγική επικεντρώνεται στο «Ανανεώσιμο ή Καθαρό Υδρογόνο», για το οποίο πιο αναλυτική συζήτηση γίνεται στην Ενότητα 1.6, ιδιαίτερα σε μια προσπάθεια απανθρακοποίησης τομέων δύσκολων να απανθρακοποιηθούν, που παραδοσιακά βασίζονται σε ορυκτά καύσιμα και όπου ο εξηλεκτρισμός δεν αποτελεί επιλογή (π.χ. αέριες μεταφορές). Σύμφωνα με την Επιτροπή, το Ανανεώσιμο H<sub>2</sub> αποτελεί το χαμένο κομμάτι στο παζλ της απανθρακοποιημένης οικονομίας. Η στρατηγική προβλέπει μια σταδιακή τροχιά υλοποίησης, με τρεις φάσεις ανάπτυξης της οικονομίας καθαρού H<sub>2</sub>, με διαφορετική ταχύτητα μεταξύ των διαφόρων βιομηχανικών τομέων [32]:

- **1<sup>η</sup> φάση (2020 – 2024)**: Αντικείμενο–στόχο αποτελεί η απανθρακοποίηση/καθαροποίηση της ήδη υπάρχουσας παραγωγής H<sub>2</sub> για τωρινές εφαρμογές, όπως στο χημικό τομέα και η προώθησή του για νέες εφαρμογές. Η φάση αυτή βασίζεται στην εγκατάσταση τουλάχιστον **6 GW** Ηλεκτρολυτών Ανανεώσιμου



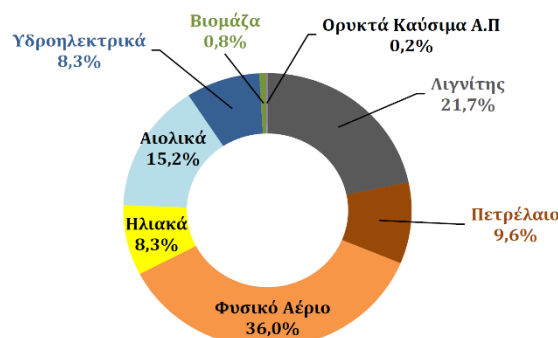
Υδρογόνου στην Ε.Ε. μέχρι το 2024 και στοχεύει στην παραγωγή μέχρι 1 εκ. τόνων Ανανεώσιμου  $H_2$ . Σήμερα, η εγκατεστημένη ισχύς ηλεκτρολυτών στην Ε.Ε. είναι περίπου ίση με 1  $GW$ .

- **2<sup>η</sup> φάση (2024 – 2030):** Το  $H_2$  χρειάζεται να αποτελέσει πλέον ένα ουσιαστικό κομμάτι ενός ολοκληρωμένου ενεργειακού συστήματος με στρατηγικό αντικείμενο—στόχο την εγκατάσταση τουλάχιστον **40  $GW$**  Ηλεκτρολυτών Ανανεώσιμου Υδρογόνου μέχρι το 2030 και την παραγωγή μέχρι και 10 εκ. τόνων Ανανεώσιμου  $H_2$  στην Ε.Ε.. Η χρήση του υδρογόνου θα επεκταθεί σταδιακά σε νέους τομείς, συμπεριλαμβανομένων των φορτηγών, των σιδηροδρόμων, των μεταφορών ναυτιλίας, της δημιουργίας ατσαλιού κ.ά.. Το  $H_2$  και πάλι θα παράγεται κυρίως κοντά στην κατανάλωση ή κοντά σε εγκαταστάσεις με ΑΠΕ.
- **3<sup>η</sup> φάση (2030 – 2050):** Οι τεχνολογίες Ανανεώσιμου Υδρογόνου φτάνουν πλέον την τεχνοοικονομική **ωριμότητα** και πρέπει να αναπτύσσονται σε μεγάλη κλίμακα (deployment at large – scale), ώστε να καλύπτουν όλους τους δύσκολους προς απανθρακοποίηση τομείς, όπου πλέον εναλλακτικές λύσεις μπορεί να μην είναι περιβαλλοντικά βιώσιμες και εφικτές ή να έχουν υψηλότερα κόστη.

Η Ευρώπη είναι ιδιαίτερα ανταγωνιστική στη βιομηχανοποίηση τεχνολογιών  $H_2$  και πρόκειται να επωφεληθεί σημαντικά από την παγκόσμια ανάπτυξή τους, με το Καθαρό Υδρογόνο ως βασικό φορέα ενέργειας. Οι σωρευτικές επενδύσεις στο Ανανεώσιμο Υδρογόνο στην Ευρώπη αναμένεται να ανέλθουν μεταξύ €180 δις και €470 δις μέχρι το 2050 και στο εύρος €3 – 18 δις για  $H_2$  χαμηλών εκπομπών. Επίσης, αναλυτές εκτιμούν ότι το Καθαρό  $H_2$  μπορεί να καλύπτει το 24% της παγκόσμιας ζήτησης ενέργειας μέχρι το 2050, με ετήσιες πωλήσεις της τάξης των €630 δις [32].

## 1.3 Ελληνικό Ενεργειακό Μείγμα

Το ενεργειακό μείγμα παραγωγής της Ελλάδος για το έτος 2019 φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 1.3: Ελληνικό ενεργειακό μείγμα ηλεκτροπαραγωγής (2019) [5].

Παραδοσιακά, η Ελλάδα στήριζε την ηλεκτροπαραγωγή της στον λιγνίτη, ένα ορυκτό πλούσιο στον Ελλαδικό χώρο. Οι λιγνιτικές μονάδες χρησιμοποιούνταν ως «μονάδες βάσης», με τα φορτία αιχμής να καλύπτονται από μονάδες φυσικού αερίου και υδροηλεκτρικούς σταθμούς (ΥΗΣ) και τις μονάδες ΑΠΕ να έχουν πολύ περιορισμένη συμμετοχή στο ενεργειακό μείγμα. Η σημαντική αύξηση των τιμών προστίμου στις εκπομπές CO<sub>2</sub> σε συνδυασμό με τους αυστηρούς στόχους της Ε.Ε. για όλα τα κράτη μέλη,

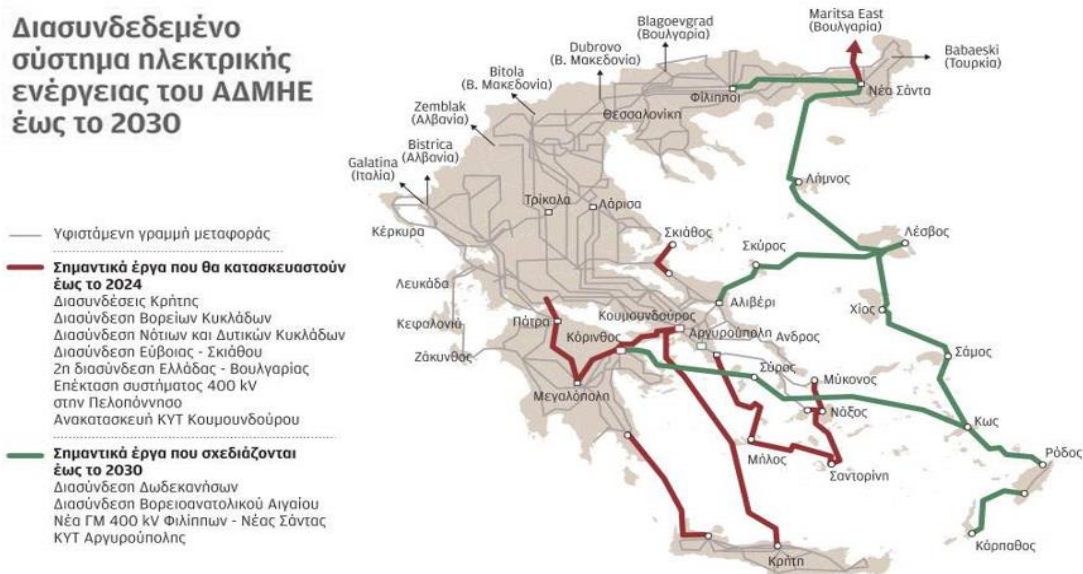
Ωστόσο, το Ελληνικό ενεργειακό μείγμα (βλ. Σχήμα 1.3) αλλάζει ριζικά τα τελευταία έτη, με την κάλυψη σημαντικού ποσοστού του από ΑΠΕ, στις οποίες συχνά εντάσσονται ως υποκατηγορία και οι ΥΗΣ. Μάλιστα, ως το 2023 αναμένεται να αποσυρθούν όλες οι εν λειτουργία λιγνιτικές μονάδες, ενώ η νέα μονάδα της Πτολεμαΐδας (Πτολεμαΐδα V) αναμένεται να λειτουργήσει μέχρι και το 2028 [6]. Αν τα παραπάνω πραγματοποιηθούν, η Ελλάδα, περί το 2030 μεταβαίνει πλήρως στη μετά-λιγνίτη εποχή. Εξαιρετικά σημαντικό ρόλο σε αυτήν την προσπάθεια έρχεται να διαδραματίσει και η σταδιακή μείωση του απαιτούμενου χρόνου αδειοδότησης επενδύσεων ΑΠΕ, μια διαδικασία η οποία στη χώρα μας κρατούσε έως και πολλά χρόνια, σε αντίθεση με τα Ευρωπαϊκά δεδομένα και πρότυπα.

## 1.4 Συσχέτιση ΑΠΕ και Ευστάθειας ΣΗΕ

Η μεγαλύτερη διαχρονική πρόκληση και ανάγκη στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας (ΣΗΕ) είναι η ακριβής κάλυψη του φορτίου, ήτοι η συνεχής διατήρηση του ισοζυγίου παραγωγής και κατανάλωσης. Σε περίπτωση που η ισορροπία αυτή διαταραχθεί, προκαλούνται μεταβατικά φαινόμενα στη συχνότητα των ΣΗΕ. Με την ήδη στοχαστική φύση του συνεχώς μεταβαλλόμενου φορτίου σε ένα ηλεκτρικό δίκτυο, τα φαινόμενα ανισορροπίας στο ισοζύγιο παραγωγής-ζήτησης ενισχύονται, φυσικά, από τη στοχαστικότητα και της ηλεκτρικής ισχύος εξόδου που παράγουν οι ΑΠΕ, καθώς αυτή είναι ανάλογη της στοχαστικής πρωτογενούς ισχύος εισόδου (π.χ. η αιολική ισχύς στην περίπτωση των Α/Γ).

Τα παραδοσιακά ΣΗΕ διέπονταν από ένα βασικό χαρακτηριστικό: την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από μεγάλες σύγχρονες γεννήτριες. Οι μονάδες αυτές προσδίδουν αδράνεια στο δίκτυο, λόγω της στιβαρής τους φύσης και των ογκωδών μαζών που χαρακτηρίζουν τους κινούμενους τους άξονες, ενώ πραγματοποιείται και απευθείας σύνδεση της ηλεκτρικής μηχανής στο σύστημα, με την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα να συνδέεται με την ηλεκτρική συχνότητα της τάσεως. Πρόκειται, δηλαδή, για αδράνεια εκ μηχανικής φύσεως. Με τον τρόπο αυτό, οι γεννήτριες συνεισφέρουν σε αυξομειώσεις φορτίου (που αντιστοιχούν αντιστρόφως σε αυξομειώσεις στη συχνότητα) μέσω μεταβολών στην “αποθηκευόμενη” κινητική ενέργεια στις στρεφόμενες μάζες τους, όπως θα φανεί αναλυτικά στο Κεφάλαιο 3. Η δυνατότητα αυτή ονομάζεται **Σύγχρονη Αδρανειακή Απόκριση** (*Synchronous Inertial Response, SIR*) [7]. Προκειμένου

να αντιδράσουν σε απότομες μεταβολές με τον τρόπο της αδρανειακής απόκρισης, οι σύγχρονες γεννήτριες θα πρέπει ήδη να βρίσκονται εν λειτουργία [7], κάτι που εξασφαλίζεται, φυσικά, όταν τηρούνται τα τεχνικά τους ελάχιστα (λειτουργία πάντα πάνω από ένα τεχνικό ελάχιστο ως ποσοστό της ονομαστικής/μέγιστης ισχύος τους, συνήθως 20 – 40% αυτής, αναλόγως της εκάστοτε τεχνολογίας). Η απευθείας σύνδεση πολλών σύγχρονων γεννητριών σε ένα ηλεκτρικό σύστημα τού προσδίδει αυξημένη αδράνεια, καθιστώντας το πιο “στιβαρό”, υπό την έννοια ότι οι διαταραχές στο ισοζύγιο παραγωγής–ζήτησης έχουν μικρή επίπτωση στην ηλεκτρική του συχνότητα (απόκλιση από την ονομαστική τιμή). Η παρουσία διασυνδέσεων μεταξύ ηλεκτρικών συστημάτων οδηγεί, από την άλλη, σε ένα πρακτικά “ενιαίο” σύστημα με μία συχνότητα και πολύ μεγάλη αδράνεια. Αντιθέτως, μη διασυνδεδεμένα συστήματα αποτελούν δίκτυα πολύ πιο επιρρεπή σε μεταβολές, καθώς διαθέτουν πολύ μικρότερη συνολική αδράνεια. Τέτοια συστήματα συναντώνται ευρέως στον Ελλαδικό χώρο και πιο συγκεκριμένα, στα Ελληνικά νησιά κυρίως του Αιγαίου, γνωστά και ως **αυτόνομα νησιωτικά συστήματα** ή **Μη Διασυνδεδεμένα Νησιά (ΜΔΝ)**. Ένα τέτοιο αυτόνομο σύστημα εξετάζεται και στην παρούσα διπλωματική εργασία. Παρακάτω απεικονίζεται το πλάνο του Ανεξάρτητου Διαχειριστή Μεταφοράς Ηλεκτρικής Ενέργειας (ΑΔΜΗΕ) για τη διασύνδεση μεγάλου μέρους των Ελληνικών ΜΔΝ εντός των επόμενων ετών [8]:

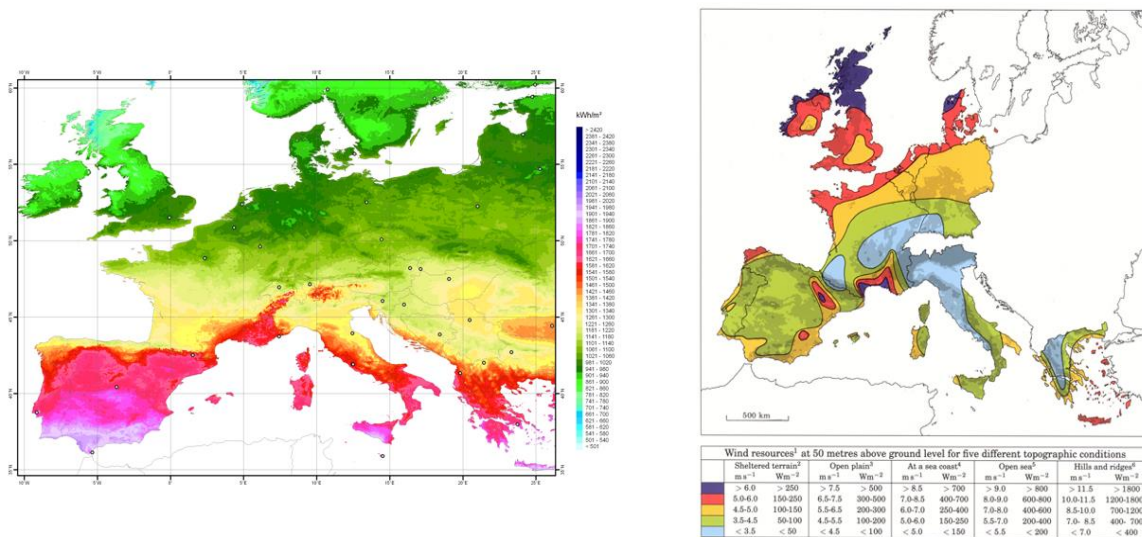


Σχήμα 1.4: Διασυνδεδεμένο Σύστημα ΑΔΜΗΕ έως το 2030 [8].

Οι διασυνδέσεις ΜΔΝ στοχεύουν στην οικονομικότερη και αποδοτικότερη ηλεκτροδότηση των νησιών αυτών, με ισχυροποίηση της ευστάθειας των απομονωμένων δικτύων τους. Ωστόσο, αποτελούν επενδύσεις μεγάλης εντάσεως κεφαλαίου, αφού απαιτούν την κατασκευή υποβρύχιων διασυνδέσεων πολλών χιλιομέτρων και για το λόγο αυτό, αναζητούνται διεθνώς και εναλλακτικοί τρόποι τοπικής ισχυροποίησης απομονωμένων ηλεκτρικών συστημάτων, όπως εξηγείται παρακάτω.

Τα αυτόνομα νησιωτικά συστήματα της Ελλάδος ευνοούν εξαιρετικά τη μεγάλη διείσδυση ΑΠΕ σε αυτά, λόγω της προνομιακής γεωγραφικής τους θέσης. Το ηλιακό δυναμικό στα νησιά του Αιγαίου είναι ένα από τα καλύτερα σε Ευρωπαϊκό επίπεδο και

το ίδιο ισχύει για το αιολικό δυναμικό (δυνατοί άνεμοι, γνωστοί και ως μελέτνια του Αιγαίου πελάγους). Αυτό φαίνεται και στις ακόλουθες εικόνες, δείχνοντας τη γεωστρατηγική θέση που κατέχει η Ελλάδα στον Ευρωπαϊκό χάρτη των ΑΠΕ [9]:



**Σχήμα 1.5:** Ευρώπη – Ηλιακό δυναμικό (αριστερά) & Αιολικό δυναμικό (δεξιά) [9].  
Η προνομιά της θέσης των νησιών –κυρίως ΜΔΝ– του Αιγαίου.

Πέρα από τη στοχαστικότητα που εισάγουν οι ΑΠΕ στην παραγόμενη ισχύ ενός δικτύου, αρνητικό τους στοιχείο αποτελεί και η συμβολή τους στη μείωση της αδράνειας του Συστήματος αυτού. Λόγος αυτού του σημαντικού αρνητικού παράγοντα είναι η σύνδεση των περισσότερων σταθμών ΑΠΕ στο δίκτυο με ασύγχρονα μέσα (Ηλεκτρονικά Ισχύος). Εξαιρέση αποτελούν οι παλαιότερης τεχνολογίας Α/Γ σταθερών στροφών, οι οποίες, αν και υπάρχουν ακόμη στα ηλεκτρικά συστήματα, αντικαθίστανται σταδιακά από Α/Γ μεταβλητών στροφών, οι οποίες πάντα συνοδεύονται από ελεγχόμενες ηλεκτρονικές διατάξεις. Τα Ηλεκτρονικά Ισχύος αποζευγνύουν το μηχανικό άξονα των Α/Γ από το ηλεκτρικό δίκτυο, ενώ στην περίπτωση των Φ/Β δεν τίθεται θέμα αξόνων, αφού δεν υπάρχουν στρεφόμενα μέρη και άρα, η αδράνεια είναι εκ φύσεως απύσχα. Έτσι, η ισοδύναμη συνολική αδράνεια του Συστήματος με διείσδυση ΑΠΕ προκύπτει μικρότερη από αυτήν του προγενέστερου Συστήματος, χωρίς ΑΠΕ. Μειωμένη αδράνεια σημαίνει εντονότερες διακυμάνσεις στη συχνότητα της τάσης. Προκύπτουν, λοιπόν, ανάγκες υιοθέτησης μεθόδων σχεδιασμού στον έλεγχο νέων εισαγόμενων μονάδων –ΑΠΕ ή αποθήκευσης–, ώστε να προσομοιώνεται κάποια μορφή **Εικονικής Αδρανεϊακής Απόκρισης** (*Virtual Inertial Response, VIR*). Πράγματι, πλέον τέτοιες τακτικές ακολουθούνται ολοένα και περισσότερο και συχνά επιβάλλονται στον έλεγχο ΑΠΕ και μονάδων αποθήκευσης, ώστε να παρέχεται/απορροφάται ισχύς κατά τα μεταβατικά φαινόμενα, προσομοιώνοντας τη λειτουργία των σύγχρονων γεννητριών. Με τον τρόπο αυτό, οι εντασσόμενες μονάδες των μοντέρνων ΣΗΕ συμμετέχουν και αυτές στη ρύθμιση της συχνότητας μέσω αδρανεϊακής απόκρισης και ενισχύεται τεχνητά η αδράνεια του Συστήματος, άρα και η σταθερότητα αυτού.

## 1.5 Αγορές Ηλεκτρικής Ενέργειας

Την τελευταία δεκαετία γίνεται προσπάθεια ενοποίησης και ολοκλήρωσης των αγορών ηλεκτρικής ενέργειας στην Ευρωπαϊκή Ήπειρο [10]. Είναι φανερό ότι κύριο λόγο για τη δημιουργία μιας ενιαίας Πανευρωπαϊκής Αγοράς, καθώς και προαπαιτούμενο αποτελεί η ανάπτυξη διασυνδέσεων μεταξύ των Ευρωπαϊκών χωρών. Για τους λόγους αυτούς η Ε.Ε. έχει θέσει στόχους όσον αφορά τη «διασυνδεσιμότητα» μεταξύ των χωρών. Από την άλλη, η επιδίωξη ολοκλήρωσης της εσωτερικής αγοράς μέσω της θέσπισης κοινών κανόνων λειτουργίας των αγορών και της ενίσχυσης των εσωτερικών και των εξωτερικών διασυνδέσεων των κρατών μελών έχει οδηγήσει σε αύξηση του ανταγωνισμού και μακροπρόθεσμα σε πτώση των τιμών χονδρεμπορικής των αγορών ηλεκτρικής ενέργειας. Οι κοινοί κανόνες ρυθμίζουν θέματα που αφορούν τόσο τη λειτουργία του Συστήματος, όσο και την αγορά, δύο πυλώνες που διακατέχονται από εξαιρετικά στενή σχέση.

Η ενοποίηση των αγορών ηλεκτρικής ενέργειας συνιστά, βάσει του Ευρωπαϊκού ρυθμιστικού πλαισίου, νομική υποχρέωση των κρατών-μελών. Συγκεκριμένα, στον Κανονισμό (ΕΚ) 714/2009 τίθεται στόχος για «σύζευξη» (coupling) των αγορών ηλεκτρικής ενέργειας [10]. Προκειμένου ο στόχος αυτός να επιτευχθεί, προαπαιτούμενο είναι η χρήση ενός κοινού μοντέλου λειτουργίας των αγορών σε κάθε χώρα. Η Ε.Ε. έχει αναπτύξει τέτοιο μοντέλο, το οποίο είναι γνωστό ως «**Μοντέλο Στόχος**» («**Target Model**») και ήδη στην Ευρώπη έχει επιτευχθεί η σύζευξη διαφόρων περιοχών. Το «Μοντέλο Στόχος» παρέχει τις βασικές αρχές τις οποίες πρέπει να υιοθετούν τα κράτη μέλη προκειμένου να επιτευχθεί ο Ευρωπαϊκός στόχος και η υλοποίησή του βασίζεται στη δημιουργία τεσσάρων επιμέρους διακριτών αγορών για τη διαχείριση της ηλεκτρικής ενέργειας [10]:

- την Προθεσμιακή Αγορά Μελλοντικής Παράδοσης Ενέργειας/Χονδρεμπορική Αγορά Προθεσμιακών Προϊόντων (*Forward Market*),
- την Αγορά Επόμενης Ημέρας (*Day – Ahead Market*),
- την Ενδοημερήσια Αγορά (*Intra – Day Market*) και
- την Αγορά Εξισορρόπησης (*Balancing Market*).

Στον τομέα ηλεκτρικής ενέργειας στην Ελλάδα σήμερα εφαρμόζεται ένα μοντέλο «υποχρεωτικής κοινοπραξίας» (mandatory pool) των παραγωγών και λειτουργεί μόνο αγορά επόμενης ημέρας (day – ahead), καθώς η αγορά μελλοντικής παράδοσης (forward) εφαρμόζεται μερικώς μόνο μέσω δημοπρασιών προθεσμιακών προϊόντων με φυσική παράδοση (NOME), ενώ το κόστος εξισορρόπησης του Συστήματος αποτυπώνεται οικονομικά μόνο εκ των υστέρων στην αγορά εξισορρόπησης/αποκλίσεων. Στο πλαίσιο εναρμόνισης της Ελληνικής χονδρεμπορικής αγοράς ηλεκτρικής ενέργειας με το Target Model, τα τελευταία έτη έχουν γίνει συνεχείς νομοθετικές και ρυθμιστικές παρεμβάσεις προκειμένου να αποτυπωθούν οι ρόλοι και οι αρμοδιότητες των εμπλεκόμενων φορέων, αλλά και για να καθοριστούν οι αντίστοιχες αγορές και να δρομολογηθεί η πορεία υλοποίησής τους [10].

Μια κομβική αλλαγή στην Ελληνική χονδρεμπορική αγορά ηλεκτρικής ενέργειας αποτελεί η ίδρυση του Ελληνικού Χρηματιστηρίου Ενέργειας (ΕΧΕ Α.Ε.). Αρμοδιότητα του νεοσύστατου φορέα είναι η οργάνωση και λειτουργία της χονδρεμπορικής αγοράς προθεσμιακών προϊόντων, της αγοράς επόμενης μέρας και της ενδοημερήσιας αγοράς

[10]. Στη χονδρεμπορική αφορά προθεσμιακών προϊόντων θα διαπραγματεύονται μελλοντικά προϊόντα ηλεκτρικής ενέργειας με φυσική παράδοση, αλλά και αποκλειστικά χρηματοπιστωτικά προϊόντα. Στην αγορά επόμενης ημέρας διαπραγματεύεται ο κύριος όγκος της ηλεκτρικής ενέργειας που θα αγοραστεί και θα πουληθεί κατά την επόμενη ημέρα φυσικής παράδοσης, ενώ η ενδοημερήσια αγορά δίνει στους συμμετέχοντες τη δυνατότητα διόρθωσης της θέσης που κατέχουν από την αγορά επόμενης ημέρας ανάλογα με τις επικαιροποιημένες εκτιμήσεις τους για την ημέρα φυσικής παράδοσης. Επομένως, οι αγορές που διαχειρίζεται το ΕΧΕ αποτελούν πρακτικά αγορές μελλοντικής εκπλήρωσης, καθώς οι συναλλαγές που πραγματοποιούνται σε αυτές αφορούν παράδοση ενέργειας στο μέλλον. Σε αντίθεση με τις ανωτέρω αγορές, η αγορά εξισορρόπησης αντιμετωπίζει τις συναλλαγές που πραγματοποιούνται σε (ή σχεδόν σε) πραγματικό χρόνο για τη διατήρηση του ισοζυγίου ζήτησης και παραγωγής. Επιπρόσθετα, η αγορά εξισορρόπησης πρέπει να εξασφαλίζει επαρκή οικονομικά κίνητρα στους συμμετέχοντες, προκειμένου να υπάρχουν επαρκείς διαθέσιμοι πόροι στο Σύστημα για τη διατήρηση της ασφαλούς και αξιόπιστης λειτουργίας του. Για το λόγο αυτό, η λειτουργία της αγοράς εξισορρόπησης αποτελεί σημαντικότατο παράγοντα για την εύρυθμη λειτουργία του Συστήματος και έχει ανατεθεί αποκλειστικά στο Διαχειριστή του Συστήματος Μεταφοράς (ΑΔΜΗΕ). Είναι μια ιδιαίτερα πολύπλοκη και τεχνική αγορά που αποτελεί ουσιαστικά το συνδεδεμένο κρίκο ανάμεσα στη λειτουργία και την αγορά, ενοποιώντας διαδικασίες, καθώς καλείται να ενσωματώσει μηχανισμούς και διαδικασίες που σχετίζονται και είναι κρίσιμες για την ασφάλεια του Συστήματος. Η διαδικασία εξισορρόπησης αποτελεί την κρισιμότερη «επικουρική» υπηρεσία για τη διατήρηση της καλής και ασφαλούς λειτουργίας. Αν και η δομή και λειτουργία αγορών που σχετίζονται με άλλες επικουρικές υπηρεσίες δεν έχουν ακόμα αποσαφηνιστεί και είναι υπό σχεδιασμό και διαπραγμάτευση σε Ευρωπαϊκό επίπεδο, η αγορά εξισορρόπησης έχει ήδη ενταχθεί στο σχεδιασμό του Target Model λόγω της κρισιμότητάς της για την ασφάλεια του Συστήματος και την ομαλή λειτουργία των άλλων αγορών ενέργειας.

Η αγορά εξισορρόπησης στην Ελλάδα βασίζεται στην αρχή του κεντρικού προγραμματισμού και κατανομής ανά μονάδα (*unit based/central dispatching model*): ο Διαχειριστής του Συστήματος με βάση τις προσφορές –δίνονται ανά μονάδα παραγωγής– επιλέγει σύμφωνα με ένα αλγόριθμο βελτιστοποίησης τις οικονομικότερες προσφορές και εκδίδει αντίστοιχες εντολές προς κάθε μια μονάδα παραγωγής που έχει επιλεγεί για την παροχή κάθε υπηρεσίας [10].



**Σχήμα 1.6:** Χρονική διαδοχή αγορών βάσει του Μοντέλου Στόχου [10].

Συγκεκριμένα, σε πρώτο στάδιο εξασφαλίζεται ότι στο Σύστημα υπάρχει επαρκής διαθέσιμη ισχύς για παροχή υπηρεσιών εξισορρόπησης ή εφεδρείας σύμφωνα με τις εκτιμήσεις του Διαχειριστή και στη συνέχεια, όταν αυτό απαιτείται, εκδίδονται οι απαιτούμενες εντολές προς τις οντότητες που παρέχουν τις υπηρεσίες αυτές. Αυτές

υποβάλλουν προσφορές στην αγορά ανά μονάδα, ανά ζώνη φορτίου και ανά σύνορο διασύνδεσης. Η αποζημίωση των συμμετεχόντων για την ποσότητα ισχύος εξισορρόπησης που τους αντιστοιχεί από την επίλυση της αγοράς πραγματοποιείται βάσει της τιμής προσφοράς (pay – as – bid) ανά μισάωρο και οι συμμετέχοντες είναι υποχρεωμένοι να δεσμεύσουν την αντίστοιχη ισχύ, προκειμένου να διατηρείται ασφαλές περιθώριο για την εξισορρόπηση του Συστήματος σε πραγματικό χρόνο.

Το μοντέλο αυτό χρησιμοποιείται σε πολλές Ευρωπαϊκές χώρες, αποτελεί φυσική συνέχεια του σημερινού μοντέλου κατανομής που εφαρμόζεται στη χώρα μας και έχει αποδείξει ότι διασφαλίζει στο μεγαλύτερο δυνατό βαθμό την ασφάλεια του Συστήματος [10].

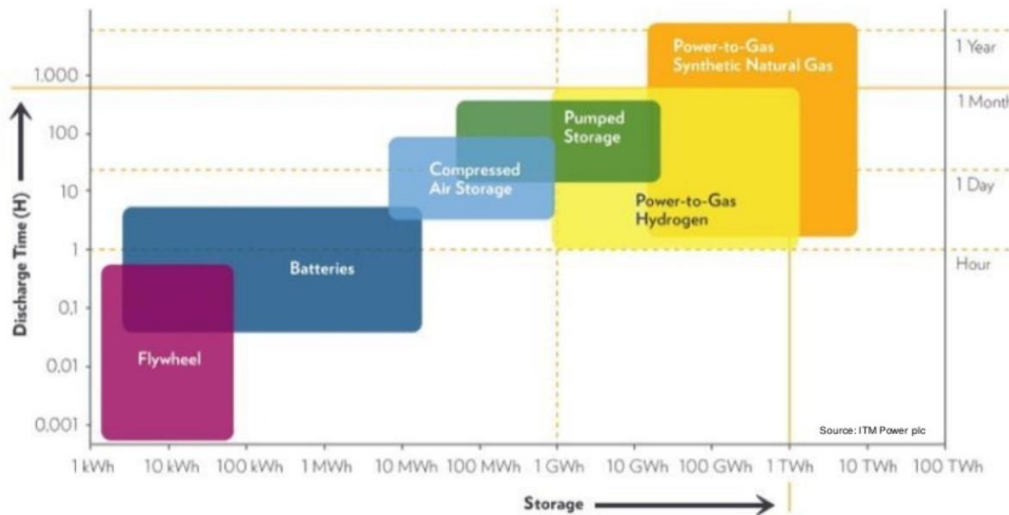
## 1.6 Αποθήκευση Ενέργειας – Αναφορά στις Προοπτικές του Υδρογόνου

Η βασική λειτουργία των συστημάτων αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας συνίσταται σε αυτό που αναφέρθηκε και στην Ενότητα 1.1., ήτοι στην αποθήκευση ενέργειας όταν υπάρχει περίσσεια ισχύος στο υπόψη δίκτυο και στην απόδοση ήδη αποθηκευμένης ενέργειας, όταν υπάρχει έλλειμμα ισχύος στο εν λόγω δίκτυο. Έτσι, δεδομένου ενός μικρού χρόνου απόκρισης των συνιστωσών του συστήματος αποθήκευσης, δύναται να επιτυγχάνεται ακριβής παρακολούθηση του προφίλ ζήτησης σε πραγματικό χρόνο. Η δυνατότητα της αποθήκευσης μπορεί να αξιοποιείται πλέον και στρατηγικά σε ημερήσια κλίμακα, δηλαδή να αποθηκεύεται ηλεκτρική ενέργεια κατά τις ώρες χαμηλού κόστους (νυχτερινά τιμολόγια) και να αποδίδεται σε ώρες αιχμής (arbitrage). Όσον αφορά τον τομέα της παραγωγής, τα συστήματα αποθήκευσης ενέργειας συχνά χρησιμοποιούνται ως μονάδες ταχείας εφεδρείας για την άμεση εξυπηρέτηση της κατανάλωσης, συμβάλλοντας στον έλεγχο της συχνότητας του Συστήματος και συχνά και της τάσεως, με κατάλληλη ρύθμιση των χρησιμοποιούμενων αντιστροφών [11].

Οι προοπτικές διεθνούς κυριαρχίας των ΑΠΕ επωφελούνται από τη σταδιακή μείωση στο κόστος των τεχνολογιών αποθήκευσης. Οι τεχνολογίες ποικίλλουν και σχετίζονται κατά βάση με την πρωτογενή ενεργειακή μορφή στην οποία κάθε φορά αποθηκεύεται η ηλεκτρική ενέργεια. Έτσι, πρέπει να παρεμβάλλεται μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας σε κάποια πρωτογενή μορφή και αντιστρόφως, με αντίστοιχες απώλειες σε κάθε μετατροπή. Πρωτογενείς μορφές ενέργειας αποτελούν [11]:

- η μηχανική ενέργεια (π.χ. αντλησιοταμίευση, πεπεσμένος αέρας),
- η ηλεκτροχημική και ηλεκτροστατική ενέργεια (π.χ. κυψέλες καυσίμου, συσσωρευτές, υπερπυκνωτές, υπεραγωγοί),
- η θερμική και θερμοχημική ενέργεια (π.χ. θερμότητα θερμική ή λανθάνουσα) και
- η χημική ενέργεια (π.χ. υδρογόνο, βιομάζα).

Το ακόλουθο Σχήμα 1.6 παρουσιάστηκε πρώτη φορά το έτος 2014 σε παρουσίαση της εταιρίας ITM Power, κατασκευαστή συστημάτων αποθήκευσης τεχνολογίας Υδρογόνου ( $H_2$ ) [12]. Η εικόνα αναπαριστά σχηματικά τα εύρη εφαρμογών μεταξύ διαφορετικών τεχνολογιών αποθήκευσης, ως προς τους χρόνους πλήρους εκφόρτισης και το μέγεθος της εγκατεστημένης ενέργειας αποθήκευσης:



Σχήμα 1.6: Εύρη εφαρμογών τεχνολογιών Αποθήκευσης Ενέργειας [12].

Φαίνεται πως το  $H_2$  συγκαταλέγεται στις μεγάλες—μακροχρόνιες αποθηκεύσεις, δηλαδή σε εφαρμογές αποθήκευσης μεγάλης σχετικά εγκατεστημένης ενέργειας αποθήκευσης και αρκετών ωρών εκφόρτισης. Πέραν από το αυξημένο μέγεθος της αποθήκευσης των τεχνολογιών  $H_2$  —που αποτελεί προφανώς ένα θετικό χαρακτηριστικό—, όπως θα συζητηθεί αναλυτικά και σε επόμενα κεφάλαια πολλά έχουν αλλάξει τα τελευταία χρόνια και ως προς τους χρόνους απόκρισης των τεχνολογιών  $H_2$  σε εργαστηριακές και εμπορικές εφαρμογές, με αυτούς συχνά να φτάνουν κάτω του 1 sec. Επομένως, θα δούμε ότι το υδρογόνο μπορεί πλέον να συμμετέχει και σε αγορές εξισορρόπησης, με πλήρεις επικουρικές λειτουργίες στήριξης της συχνότητας. Είναι, δηλαδή, ικανό να επιτρέπει εφαρμογές αποθήκευσης, όχι μόνο μεγάλης χωρητικότητας, αλλά και γρήγορων αποκρίσεων, συνδυάζοντας έτσι τα θετικά χαρακτηριστικά των αργών αλλά μεγάλων αποθηκών (π.χ. αντλιοσταμείωση) και των γρήγορων αλλά μικρών αποθηκών (π.χ. μπαταρίες). Αυτή η δυνατότητα το καθιστά μια τεχνολογία συγκρίσιμη με άλλες αποθηκεύσεις, ως προς τις εφαρμογές της, παρ' όλο που δεν είναι ακόμα εντελώς ώριμη και οικονομικά προσιτή.

Στο παρελθόν έχουν προκύψει στιγμές έντονου ενδιαφέροντος στο κομμάτι του  $H_2$ , αλλά δεν ευδοκίμησαν ιδιαίτερα, σε αντίθεση με το τοπίο σήμερα. Η ραγδαία μείωση του κόστους των ΑΠΕ και των τεχνολογιών τους, καθώς και η ανάγκη να μειωθούν οι εκπομπές ρύπων σε όλους τους τομείς ανοίγουν νέες ευκαιρίες [32].

Στο άμεσο μέλλον αναμένεται η αντικατάσταση του φυσικού αερίου (Φ.Α.) στα ήδη υπάρχοντα pipelines και σταθμούς του με  $H_2$ . Η διοχέτευση αυτή του  $H_2$  στο δίκτυο Φ.Α. θα επιφέρει βελτιώσεις στο περιβαλλοντικό αποτύπωμά του, αφού πρόκειται για ένα καύσιμο που εκπέμπει μηδενικούς ρύπους κατά την καύση του. Μάλιστα, το υδρογόνο



παρουσιάζει και ιδιαίτερα περιβαλλοντικά πλεονεκτήματα όταν χρησιμοποιείται ως **Ανανεώσιμο Υδρογόνο** ("Renewable Hydrogen") και η αξιοποίησή του με αυτόν τον τρόπο προσελκύει, πλέον, το ενδιαφέρον της διεθνούς κοινότητας, ως ένα φιλοπεριβαλλοντικό καύσιμο. Η χρήση του ως τέτοιο έχει ως ακολούθως: α) Αξιοποιούνται ΑΠΕ με σκοπό την παραγωγή καθαρού  $H_2$  από το νερό μέσω της διαδικασίας της ηλεκτρόλυσης. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται ειδικές συσκευές, στις οποίες επιτελείται η χημική αυτή διαδικασία, οι Ηλεκτρολύτες (*Electrolyzers, ELZ*). β) Ύστερα, το παραγόμενο  $H_2$  ως αέριο μπορεί να αποθηκεύεται σε πεπιεσμένη μορφή εντός κατάλληλων Δεξαμενών Υδρογόνου (*Hydrogen Tanks*) για πολύ μεγάλα χρονικά διαστήματα. γ) Σε τελικό στάδιο, το ήδη αποθηκευμένο  $H_2$  αξιοποιείται ως καύσιμο για ηλεκτροπαραγωγή μέσω κυψελών καυσίμου (*Fuel Cells, FC*) ή μικροτουρμπίνων (*microturbines*). Στο πρώτο στάδιο, η παραγωγή  $H_2$  μέσω της ηλεκτρικής ενέργειας στους *electrolyzers* είναι διεθνώς γνωστή και ως "**Power to Gas**" ή **P2G**. Μεταξύ Νοεμβρίου 2019 και Μαρτίου 2020 οι επενδύσεις στο P2G αυξήθηκαν από 3,2 *GW* σε 8,2 *GW* παγκοσμίως (εκ των οποίων το 57% στην Ευρώπη) [32].

Προφανώς, ένα συνολικό σύστημα Ανανεώσιμου Υδρογόνου, όπως αυτό που προαναφέρθηκε, μπορεί να αποτελέσει μια καθαρή «μπαταρία υδρογόνου», όπου ηλεκτρική ενέργεια δύναται να απορροφάται ή να προσφέρεται ανάλογα τις αντίστοιχες ανάγκες του δικτύου. Το ενδιάμεσο στάδιο που καθιστά την παρομοίωση με μπαταρία δόκιμη είναι η αποθήκη του υδρογόνου στη δεξαμενή. Σημειώνεται, ότι η όλη διαδικασία δεν παράγει καθόλου αέρια του θερμοκηπίου, αλλά πρόκειται πρακτικά για μια ηλεκτροχημική διεργασία του νερού. Έτσι, το πλήρες σύστημα  $H_2$  (ηλεκτρολύτης, δεξαμενή αποθήκευσης και κυψέλη καυσίμου) μπορεί να ενσωματωθεί στο δίκτυο (ή και σε ένα απομονωμένο μικροδίκτυο) με μηδενικό ανθρακικό αποτύπωμα.

Το ενδιαφέρον, λοιπόν, επικεντρώνεται στον τρόπο που οι δύο τεχνολογίες «επαφής» του υδρογόνου με το ηλεκτρικό δίκτυο μπορούν να αποκριθούν σε μεταβολές του φορτίου του Συστήματος. Πρόκειται κατά βάση για τις τεχνολογίες του ηλεκτρολύτη και των κυψελών καυσίμου, τεχνολογίες στις οποίες και θα γίνει η εστίαση.

## 1.7 Αντικείμενο & Δομή Εργασίας

Αφουγκράζοντας την ανάγκη των σύγχρονων ΣΗΕ για επικουρικές λειτουργίες στήριξης συχνότητας από μονάδες αποθήκευσης σε απρόσμενες διαταραχές φορτίου/παραγωγής, προς αντιμετώπιση της συνεχώς μειούμενης αδράνειας των συστημάτων αυτών —ιδίως των αυτόνομων συστημάτων— λόγω μεγάλης διεύθυνσης ΑΠΕ, καθώς και το ιδιαίτερα έντονο πλέον ενδιαφέρον της παγκόσμιας κοινότητας ενέργειας για τις νέες τεχνολογίες αποθήκευσης μέσω της αξιοποίησης του «πράσινου» Υδρογόνου, η παρούσα Διπλωματική Εργασία:

Αποσκοπεί στην πλήρη αναλυτική δυναμική προσομοίωση ενός τέτοιου Απομονωμένου

Μικροδικτύου, που συντελείται από μονάδα ηλεκτροπαραγωγής (ντιζελογεννήτρια), η οποία εγκαθιστά τη συχνότητα του δικτύου, καθώς και πλήρες συνολικό σύστημα αποθήκευσης μέσω  $H_2$  για περαιτέρω στήριξη της συχνότητας σε περιπτώσεις απότομων μεταβολών του φορτίου. Επεξηγείται διεξοδικά η διάταξη του αυτόνομου συστήματος που μελετάται, οι μέθοδοι που οδηγούν στη μοντελοποίηση των συνιστωσών του συστήματος και οι στρατηγικές ελέγχου κάθε μίας εξ αυτών. Έμφαση αποδίδεται σε συγκεκριμένες παραμέτρους, που επαφίενται στενά με τη συνεισφορά των μονάδων  $H_2$  στη βελτίωση της Ευστάθειας του Μικροδικτύου ως προς τη Ρύθμιση Συχνότητας (στατισμός  $R$ , συντελεστής αδρανείας  $H$  και Συνδυαστικός Έλεγχος). Οι μονάδες αυτές είναι τόσο η Κυψέλη Καυσίμου (ηλεκτροπαραγωγή μέσω του αποθηκευμένου  $H_2$  – ρύθμιση/μεταβολή προσφερόμενου καυσίμου για στήριξη συχνότητας), όσο και ο Ηλεκτρολύτης (μεταβαλλόμενο φορτίο που παράγει  $H_2$  προς αποθήκευση – ρύθμιση/μεταβολή της κατανάλωσης ηλεκτρικής ισχύος για στήριξη συχνότητας).

Στόχος της εργασίας είναι, λοιπόν, να θεμελιωθεί και να παρουσιαστεί η χρήση συστημάτων Υδρογόνου και για λειτουργίες στήριξης συχνότητας μέσω ταχέων αποκρίσεων, αφού πρώτα έχει παρατεθεί επαρκής βιβλιογραφία πρόσφατων ερευνητικών και πρακτικών δεδομένων, που υποστηρίζουν τις δυνατότητες αυτές για τις εν λόγω τεχνολογίες. Οι προσομοιώσεις που καθιστούν εφικτή τη συγκεκριμένη μελέτη πραγματοποιήθηκαν με χρήση του προγράμματος MATLAB/Simulink, το οποίο ενδεικνύεται για τέτοιου είδους αναλύσεις. Στο πρόγραμμα σχεδιάζεται και αναλύεται ένα ολοκληρωμένο σύστημα ισχύος, το οποίο ομοιάζει εξαιρετικά με αντίστοιχα πραγματικά πλήρη συστήματα Υδρογόνου της αγοράς. Αποκαλυπτική είναι, εν τέλει, η κατάδειξη της βελτίωσης της συχνотικής απόκρισης του εν λόγω μικροδικτύου με τη συνεισφορά των επιμέρους συνιστωσών Υδρογόνου του συστήματος βάσει συγκεκριμένων δεικτών. Για την απεικόνιση αυτής της αριστοποίησης σε συχνотικές μεταβολές με τη σημαντική συνεισφορά του  $H_2$  πραγματοποιούνται βηματικές μεταβολές στο φορτίο του συστήματος, για τις πλέον ακραίες περιπτώσεις, βάσει κωδικών του ENTSO – E και άλλων Ευρωπαϊκών φορέων. Έτσι, διαφαίνεται πως η επιπρόσθετη στήριξη που προσφέρει το σύστημα Υδρογόνου καθιστά τους κρίσιμους δείκτες της συχνότητας θεμιτούς, δηλαδή εντός των ορίων που θέτουν τα σχετικά πανευρωπαϊκά πρότυπα, ακόμη και στις ακραίες μεταβολές του φορτίου.

Πιο συγκεκριμένα, η παρούσα Διπλωματική Εργασία δομείται από τα παρακάτω κεφάλαια:

- **Κεφάλαιο 1:** Στο παρόν κεφάλαιο αναγράφεται η ευρύτερη εισαγωγή της εργασίας, ξεκινώντας από τις διεθνείς συνθήκες ανάπτυξης των ΑΠΕ και καταλήγοντας στις Ευρωπαϊκές εξελίξεις και τελικά, στην Ελλάδα. Επ' αυτού, γίνεται αναφορά και στους ενεργειακούς στόχους της Ε.Ε. για τα επόμενα χρόνια, καθώς και ειδικότερα, σε ό,τι αφορά το Υδρογόνο. Συνοψίζεται, ακόμη, η λειτουργία των αγορών ηλεκτρικής ενέργειας και παρουσιάζονται προβλήματα και προκλήσεις των μεγάλων διεισδύσεων ΑΠΕ. Ως λύσεις αναγνωρίζονται η προώθηση της αποθήκευσης ενέργειας και η υιοθέτηση συγκεκριμένων μεθόδων ελέγχου. Επιπρόσθετα, αναφέρονται οι προοπτικές του Υδρογόνου στον τομέα αυτό. Στο τέλος παρουσιάζεται το αντικείμενο, ο στόχος και η δομή της εργασίας.
- **Κεφάλαιο 2:** Στο δεύτερο κατά σειρά κεφάλαιο πραγματοποιείται μια θεωρητική προσέγγιση στα χαρακτηριστικά των τεχνολογιών του  $H_2$  και παρουσιάζονται τα βασικότερα πλεονεκτήματά του στοιχείου και των εφαρμογών αυτού στον τομέα

της ηλεκτρικής ισχύος. Η ανάλυση επικεντρώνεται στις PEM τεχνολογίες της Κυψέλης Καυσίμου και του Ηλεκτρολύτη, ενώ, επίσης, η πρώτη εξετάζεται ως προς τη λειτουργία της, αναφορικά με κρίσιμες παραμέτρους, όπως η πίεση και η θερμοκρασία.

- **Κεφάλαιο 3:** Το τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζει, αρχικά, τα στάδια ρύθμισης της συχνότητας και αναλύει διεξοδικά τις θεμελιώδεις αρχές για τον έλεγχο συχνότητας–ενεργού ισχύος, οι οποίες συνιστούν ένα απαραίτητο θεωρητικό υπόβαθρο, ώστε ο αναγνώστης να παρακολουθήσει τη συνέχεια της εργασίας. Παρουσιάζονται, ακόμη, οι γενικές μορφές των ελεγκτών στροφών και τάσεως, που συμπληρώνουν τη θεωρία. Τέλος, πραγματοποιείται μια εκτενής βιβλιογραφική ανασκόπηση πάνω στους χρόνους απόκρισης των *Fuel Cells* και *Electrolyzers* τεχνολογίας PEM, προκειμένου να ελεγχθεί η δυνατότητα συμμετοχής τους σε επικουρικές λειτουργίες στήριξης της συχνότητας. Για το σκοπό αυτό, εξετάζονται τόσο ερευνητικά, όσο και πειραματικά δεδομένα πραγματικών εγκαταστάσεων  $H_2$  και τεχνολογιών του εμπορίου.
- **Κεφάλαιο 4:** Το κεφάλαιο αυτό πραγματεύεται τη θεμελίωση του ελέγχου του 3Φ αντιστροφέα που χρησιμοποιείται και στην εργασία. Γίνεται παρουσίαση του  $\alpha\beta$ –πλαισίου, αλλά και του  $dq$ –πλαισίου με βάση το οποίο καταστρώνεται ο έλεγχος. Στο τελευταίο μέρος του κεφαλαίου αναλύεται ο υλοποιημένος έλεγχος, ο οποίος αναπτύσσεται στο  $\alpha. \mu.$  σύστημα.
- **Κεφάλαιο 5:** Εδώ αναλύεται ο τρόπος προσομοίωσης των συνιστωσών  $H_2$  του υπό μελέτη συστήματος, μέσα από την παρουσίαση των μαθηματικών μοντέλων, που εν τέλει αξιοποιούνται. Για τη βέλτιστη κατανόηση από μεριάς αναγνώστη, σχηματίζονται τα αντίστοιχα block διαγράμματα, παρατίθενται αποτελέσματα που επαληθεύουν τα διαμορφωμένα μοντέλα και αναφέρονται επιλεχθείσες παράμετροι των συνιστωσών (*fuel cell*, *electrolyzer* και *hydrogen storage tank*). Επισημαίνεται ο μετασχηματισμός του μοντέλου του ηλεκτρολύτη κατά *prodlog Lambert W.*, προς διευκόλυνση του ελέγχου του μέσω της τάσης. Τέλος, εισάγεται η έννοια του *State Of Fill (SOF)*.
- **Κεφάλαιο 6:** Σε αυτό το κεφάλαιο της Διπλωματικής Εργασίας πραγματοποιείται μια ανασκόπηση της βιβλιογραφίας σε δύο τομείς. Πρώτον, εξετάζονται οι τοπολογίες ανάλογων συστημάτων Υδρογόνου, όπως το μελετώμενο. Έμφαση αποδίδεται στη διάταξη των Ηλεκτρονικών Ισχύος και κυρίως, στον τρόπο σύνδεσης του Ηλεκτρολύτη (DC or AC bus topology). Δεύτερον, γίνεται μια σύντομη αναφορά σε βασικές απαιτήσεις των σύγχρονων Κωδικών Συχνότητας, οι οποίες και λαμβάνονται υπόψη στα επόμενα κεφάλαια.
- **Κεφάλαιο 7:** Στο έβδομο κεφάλαιο περιγράφεται η τοπολογία του υπό μελέτη μικροδικτύου με τη λεπτομερή παρουσίαση όλων των επιμέρους συνιστωσών του. Παρατίθενται, επίσης, οι αναλύσεις των στρατηγικών ελέγχου που σχεδιάστηκαν και χρησιμοποιήθηκαν στην εργασία.
- **Κεφάλαιο 8:** Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται, αναλύονται και σχολιάζονται τα αποτελέσματα των δυναμικών προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν στο

μελετώμενο σύστημα. Οι προσομοιώσεις αφορούν ακραίες αυξομειώσεις του φορτίου του συστήματος κατά τη λειτουργία είτε της Κυψέλης Καυσίμου, είτε του Ηλεκτρολύτη με συνεισφορά στην ευστάθεια της συχνότητας, αλλά και επαλήθευση επιμέρους λειτουργιών αυτών, όπως η ορθή λειτουργία του Τριφασικού Μετατροπέα Ισχύος, η λειτουργία MPPT της Κυψέλης Καυσίμου και η λειτουργία Power to Gas (P2G) του Ηλεκτρολύτη.

- **Κεφάλαιο 9:** Η Διπλωματική Εργασία κλείνει με μια σύνοψη, συζήτηση των συμπερασμάτων, αναφορά στη συμβολή και στην ερευνητική της πρωτοτυπία και τέλος, στις μελλοντικές προτάσεις και προεκτάσεις, στις οποίες μπορεί να κατευθυνθεί ο ενδιαφερόμενος μελετητής της.



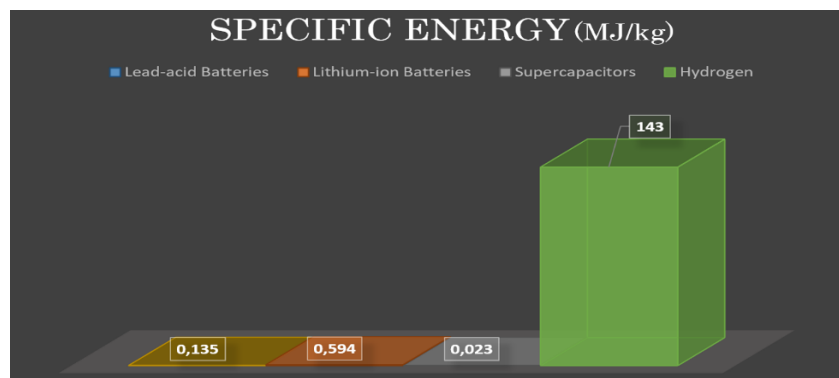
# Κεφάλαιο 2

## Τεχνολογίες $H_2$ – Θεωρητική Προσέγγιση και Ανάλυση

Με τελικό στόχο να αναπτυχθούν οι εφαρμογές των τεχνολογιών του Υδρογόνου ( $H_2$ ) σε επόμενα κεφάλαια, κρίνεται σκόπιμο να γίνει πρώτα μια αναφορά σε θεωρητικά σημεία του. Αυτά περιλαμβάνουν τα πλεονεκτήματά του έναντι άλλων μορφών αποθήκευσης καθώς και τις δυνατότητες συνδυασμού του με άλλα τέτοια αποθηκευτικά μέσα, τη σύγκριση μεταξύ των επιμέρους τεχνολογιών  $H_2$  που συναντώνται στην αγορά, την ανάλυση των συνδεόμενων με το δίκτυο συνιστωσών του (κυψέλη καυσίμου και ηλεκτρολύτης), τις σχετικές χημικές αντιδράσεις που επισυμβαίνουν σε αυτές και άλλα τεχνικά χαρακτηριστικά σημαντικού ενδιαφέροντος.

### 2.1 Πλεονεκτήματα του Υδρογόνου

Το Υδρογόνο αποτελεί το καύσιμο του μέλλοντος, παρουσιάζοντας ιδιαίτερο ενδιαφέρον λόγω της ικανότητάς του να συμβάλλει στην ασφάλεια και γενικότερα στη διαφοροποίηση των πηγών τροφοδοσίας, στην αποκεντρωμένη παραγωγή, καθώς και στο περιβάλλον [13]. Προκειμένου να αντιμετωπιστεί η διακοπτόμενη φύση που εισάγουν οι ΑΠΕ στο δίκτυο, η παραγωγή και αποθήκευση  $H_2$  θα πρέπει να είναι μια δελεαστική και αποδοτική λύση. Πράγματι, αυτό ισχύει, λόγω της τεράστιας ειδικής του ενέργειας:



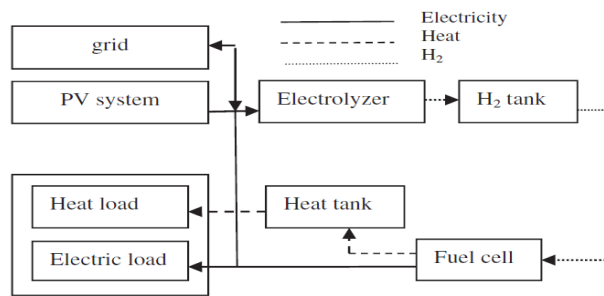
Σχήμα 2.1: Σύγκριση Ειδικής Ενέργειας μέσω Αποθήκευσης.

Το υδρογόνο έχει **θεαματικά υψηλότερη ειδική ενέργεια από τις κλασικές συσκευές αποθήκευσης** του εμπορίου, όπως οι μπαταρίες και οι υπερπυκνωτές. Αυτό φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα, το οποίο δημιουργήθηκε από δεδομένα της δημοσίευσης [14] και αντικατοπτρίζει αυτήν την μεγάλη διαφορά. Μικρή ποσότητα  $H_2$  σε  $kg$  είναι ικανή να αποδώσει μεγάλα ποσά ενέργειας ( **$143 MJ/kg$**  [14], **σχεδόν τριπλάσια από στέρεα καύσιμα  $\sim 50 MJ/kg$**  [15]), γεγονός που επιτρέπει την αποθήκευση πληθώρας ενέργειας μέσω της αποθήκευσης  $H_2$ . Θεωρείται, επίσης, ο πιο αποδοτικός και οικολογικός φορέας ενέργειας και μπορεί να ληφθεί από διάφορες πηγές ακατέργαστων υλικών, όπως και από το νερό, γεγονός που το καθιστά μια αέναη/ανανεώσιμη πηγή ενέργειας [15].

Οι μπαταρίες/συσσωρευτές (μολύβδου οξέος ή ιόντων λιθίου) αποτελούν πλέον κλασικές μεθόδους αποθήκευσης ανά τον κόσμο και χρησιμοποιούνται για χρόνια ως λύσεις σε απομονωμένα συστήματα. Παρά την χαμηλή τους ειδική ενέργεια και πυκνότητα ενέργειας, το χαμηλό τους λόγο ενέργειας—όγκου και τις διαρροές εξαιτίας των αυτοεκφορτίσεων με την πάροδο των ετών, οι μπαταρίες έχουν σχετικά υψηλό λόγο ισχύος—βάρους και διακρίνονται διεθνώς ως ιδιαίτερα ελκυστικές για **βραχυχρόνια αποθήκευση** (*short – term storage*). Περίπου το ίδιο ισχύει και για τους υπερπυκνωτές, οι οποίοι προτιμώνται για δυναμικές λειτουργίες παροχής ισχύος πολύ σύντομης διάρκειας. Δεν περιλαμβάνουν τοξικά υλικά και άρα, αποτελούν μια σχετικά «καθαρή» συσκευή αποθήκευσης. Μετά την πλήρη τους φόρτιση σταματούν να δέχονται παραπάνω φορτίο, οι απώλειες σε αναμονή είναι εξαιρετικά μικρές και μπορούν να εκφορτιστούν και επαναφορτιστούν εκατομμύρια φορές, με πολύ μεγάλη διάρκεια ζωής. Ωστόσο, τόσο οι μπαταρίες όσο και οι υπερπυκνωτές έχουν πολύ μικρή χωρητικότητα αποθήκευσης συγκριτικά με τις δυνατότητες του υδρογόνου [14], του οποίου μάλιστα η χωρητικότητα αποθήκευσης δύναται να αυξάνει δραματικά, όταν αυτό αποθηκεύεται σε πεπιεσμένη μορφή, μέχρι και πολύ μεγάλες πιέσεις. Η **μακροχρόνια αποθήκευση** (*long – term storage*) του  $H_2$  με *FCs* και *ELZs* είναι γεγονός, αφού **δεν υπάρχουν απώλειες** —όπως αυτοεκφορτίσεις— **κατά τη μακροχρόνια διατήρησή του σε δεξαμενές**, είναι εύκολο να εγκατασταθεί οπουδήποτε και αποτελεί μια πολλά υποσχόμενη και δελεαστική λύση αποθήκευσης σε περιπτώσεις ταυτόχρονης απουσίας ΑΠΕ και αυξημένης ζήτησης φορτίου [14, 16]. Αξιοσημείωτο είναι, επίσης, ότι **η αποθήκευση του  $H_2$  δεν παρουσιάζει μειονεκτήματα σχετικά με κινδύνους υπερφόρτισης/πλήρους εκφόρτισης, όπως οι μπαταρίες** [23]. Ένα αυτο-επαρκές σύστημα με ΑΠΕ ενδεικνύεται πλέον να περιλαμβάνει τόσο *short – term*, όσο και *long – term* αποθήκευση [16].

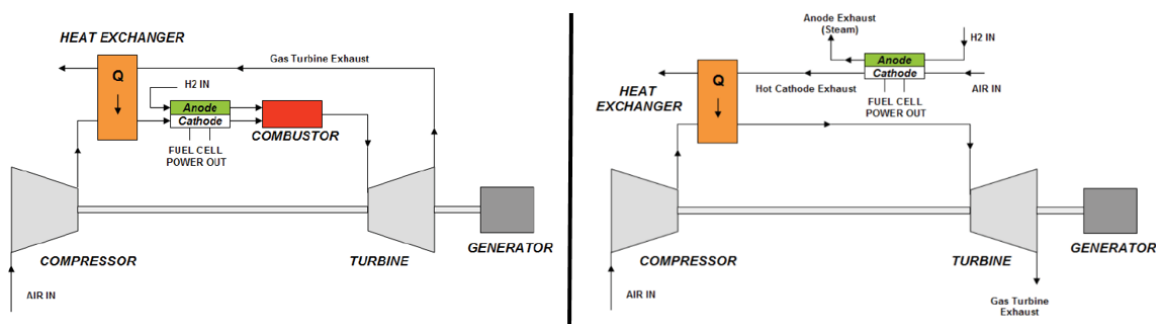
Αναφορικά με την αποθήκευση του υδρογόνου σε δεξαμενές, μιας και το  $H_2$  είναι ένα πολύ ελαφρύ αέριο ( $10,8 MJ/m^3$  [14]) απαιτεί περισσότερο χώρο σε σχέση με άλλα αέρια ίδιου βάρους. Υπάρχουν διάφορες τεχνικές προς αποθήκευσή του για εφαρμογές με ΑΠΕ, με την απλούστερη και πιο συνηθισμένη να είναι η αποθήκευσή του σε πεπιεσμένες δεξαμενές (σε πιέσεις συνήθως μεταξύ  $250 bar$  και  $700 bar$  [14, 45, 80]), η οποία επιτρέπει την κατάληψη εν τέλει πολύ μικρού χώρου διατηρώντας την ενεργειακή του αποδοτικότητα. Άλλες εφαρμογές αποτελούν π.χ. οι δεξαμενές με υδρογονούχα μέταλλα [14]. Από την άλλη, το υγροποιημένο υδρογόνο, το οποίο απαιτεί την κρυογονική αποθήκευσή του γύρω από τους  $20,3 K$  ( $-252,9 ^\circ C$  ή  $-423,2 ^\circ F$ ) χρησιμοποιείται ως συμπυκνωμένη εκδοχή αποθήκευσης του  $H_2$ , αλλά πιο σπάνια, καθώς η υγροποίηση επιβάλλει σημαντικές ενεργειακές απώλειες [14].

Ένα άλλο πλεονέκτημα του υδρογόνου είναι ότι **μπορεί να αξιοποιηθεί άμεσα ως καύσιμο για ηλεκτροπαραγωγή και για θέρμανση ταυτόχρονα**, σε διάταξη όπως στην [17]:



Σχήμα 2.2: Ενδεικτική Τοπολογία συστήματος  $H_2$  με Θέρμανση [17].

Με την αξιοποίηση του  $H_2$  αυτή δύναται να χρησιμοποιείται ως καύσιμο σε  $FC$  για κάλυψη ηλεκτρικών φορτίων και παράλληλα, τα θερμά παράγωγα της καύσης να ανακτώνται από ειδικό σύστημα για θέρμανση. Σε περιπτώσεις διεσπαρμένης παραγωγής με  $H_2$  –προς αύξηση της συνολικής απόδοσης του συστήματος– μπορεί να συνδυαστεί η παραγωγή από *fuel cells* και *micro – gas turbines (GTs)*. Αυτό επιτυγχάνεται με τον παραγόμενο θερμό υδρατμό ως υποπροϊόν εξερχόμενο από την εξάτμισή του  $FC$  να συνεισφέρει στην κίνηση της μικροτουρμπίνας για παραγωγή επιπρόσθετης ισχύος [18]. Ένας τρόπος είναι διερχόμενος πρώτα από καυστήρα (Σχήμα 2.3, αριστερή διάταξη) προς αύξηση της θερμοκρασίας του ατμού, άρα και της ενθαλπίας του και κατ' επέκτασιν της αποδιδόμενης συνολικά ηλεκτρικής ισχύος από τη γεννήτρια. Το αέριο που εξέρχεται από το συμπιεστή ρέει απευθείας μέσω της καθόδου του  $FC$  και μαζί με εναπομένον καύσιμο ( $H_2$ ) από την άνοδο καίγονται στον καυστήρα, ενώ αέρια εξάτμισης της  $GT$  χρησιμοποιούνται για να προθερμάνουν το συμπιεσμένο αέρα πριν εισέλθει στην κάθοδο του  $FC$ . Εναλλακτικά, κατευθείαν από εναλλάκτη θερμότητας (2<sup>η</sup> εικόνα παρακάτω), όπου ο εναλλάκτης χρησιμοποιείται για να μεταφέρει θερμότητα από την εξάτμιση του  $FC$  στον ατμό της τουρμπίνας που προέρχεται από το συμπιεστή, πράγμα που αναιρεί την ανάγκη καυστήρα. Ο διαχωρισμός των αερίων προερχόμενα από  $FC$  και  $GT$  έχει το πλεονέκτημα ότι οι διακυμάνσεις της πίεσης στην τουρμπίνα δεν επηρεάζουν την πίεση του  $FC$  [18]. Με τους τρόπους αυτούς αξιοποιείται και το πλεονέκτημα του  $H_2$  (συνήθως με τη χρήση *Solid Oxide FCs* υψηλής θερμοκρασίας) προς παραγωγή επιπρόσθετης ισχύος και αισθητή αύξηση των βαθμών απόδοσης, μέχρι τις τιμές του 85%, με τη συμμετοχή του σε εφαρμογές συμπαραγωγής ηλεκτρισμού–θερμότητας (ΣΗΘ) [18, 19].



Σχήμα 2.3: Χρήση  $H_2$  σε *Fuel Cells* για εφαρμογές ΣΗΘ [18].

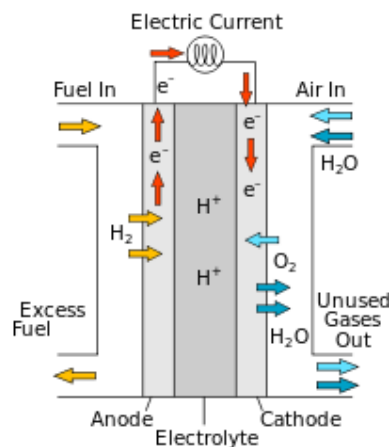
Στην ακόλουθη ενότητα φαίνονται πιο καθαρά οι χημικές αντιδράσεις και τα υποπροϊόντα τους ανά περίπτωση (στην καύση  $\rightarrow FC$  και στην ηλεκτρόλυση  $\rightarrow ELZ$ ).



## 2.2 Θεωρητικό Υπόβαθρο Συνιστωσών $H_2$

### *Fuel Cell (FC)*

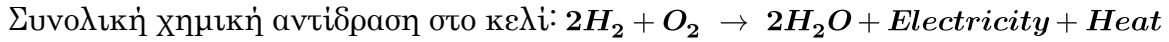
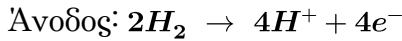
Το Στοιχείο ή Κυψέλη Καυσίμου αποτελεί μια ηλεκτροχημική συσκευή που ανακαλύφθηκε από τον Sir William Grove το 1839, ενώ το πρώτο επιδεικτικό μοντέλο, ισχύος 6 kW υδρογόνου–οξυγόνου κατασκευάστηκε το 1959 από τον F. T. Bacon. Το μοντέλο αυτό στη συνέχεια αναπτύχθηκε από την εταιρία Pratt and Whitney Aircraft και χρησιμοποιήθηκε στο διαστημόπλοιο Απόλλων [13]. Η διαδικασία παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας που συντελείται στα στοιχεία καυσίμου  $H_2$  δεν περιλαμβάνει τα ενδιάμεσα στάδια μετατροπής της χημικής ενέργειας σε θερμική και της θερμικής σε μηχανική, αλλά επισυμβαίνει απευθείας μετατροπή της χημικής ενέργειας σε ηλεκτρική με την ηλεκτροχημική γεννήτρια, καρδιά της οποίας είναι το *FC* [13]. Δεν υπάρχουν κινούμενα μέρη, πράγμα που ενισχύει την παραγωγική απόδοση [18, 20, 21]. Η διαδικασία της παραγωγής πραγματοποιείται ουσιαστικά με τη χρησιμοποίηση  $H_2$  (καύσιμο) στην άνοδο και  $O_2$  (οξειδωτικό) στην κάθοδο και παράγεται ηλεκτρική ενέργεια και θερμότητα, ενώ έχει ως απόβλητο το νερό (υγρό νερό ή υδρατμός). Στην άνοδο, το αέριο  $H_2$  ιονίζεται σε θετικά φορτισμένα ιόντα  $H_2$  και αρνητικά φορτισμένα ηλεκτρόνια. Οι μεταλλικές πλάκες των ηλεκτροδίων της ανόδου και της καθόδου διαχωρίζονται από ηλεκτρολυτικό υλικό, που διαφοροποιείται ανά τεχνολογία. Σχηματικά, η χημική αντίδραση που επισυμβαίνει στα *fuel cells* φαίνεται εδώ [22]:



Σχήμα 2.4: Αρχή λειτουργίας *Fuel Cell* [22].

Είναι φανερό πως η όλη διαδικασία είναι πλήρως οικολογική, αφού στην είσοδο γίνεται χρήση  $H_2$  που μπορεί να παραχθεί μέσω ΑΠΕ από ηλεκτρόλυση, όπως θα δούμε στην επόμενη ενότητα, καθώς και  $O_2$  που υπάρχει σε αφθονία στον αέρα, ενώ εκλύεται νερό.

Επικεντρωνόμαστε στην τεχνολογία *PEM (Proton Exchange Membrane) FC* ή *PEMFC*, όπου ως ηλεκτρολυτικό χρησιμοποιείται στέρα πολυμερής μεμβράνη, με μια λωρίδα πλατίνας ως καταλύτης [20, 21]. Η μεμβράνη αυτή επιτρέπει μόνο σε ιόντα  $H_2$  να τη διαπεράσουν και τα  $e^-$  ρέουν στο εξωτερικό ηλεκτρικό κύκλωμα παράγοντας ροή ρεύματος. Στην κάθοδο ιόντα  $H_2$ ,  $e^-$  και το παρεχόμενο  $O_2$  συνδέονται σχηματίζοντας νερό ( $H_2O$ ). Έτσι, έχουμε τις αντιδράσεις [20]:



Τα *FCs* έχουν ευρεία γκάμα εφαρμογών, από τις μεταφορές μέχρι τη διεσπαρμένη παραγωγή και από οικιακή μέχρι φορητή χρήση ως στατικές συσκευές [20]. Κρίνονται, επίσης, κατάλληλα για εφαρμογές απομονωμένων ή διασυνδεδεμένων συστημάτων ισχύος [20]. Η παραγωγή ισχύος από *FCs* χαρακτηρίζεται από χαμηλό ακουστικό θόρυβο και για τη λειτουργία τους συσσωματώνονται με άλλα εξαρτήματα, όπως αντλίες, συμπιεστές, φουσητήρες, ρυθμιστές πίεσης, αναμορφωτές καυσίμου και ηλεκτρονικά ισχύος. Η πλέον μελλοντικά υποσχόμενη τεχνολογική κατηγορία τους είναι τα *PEMFCs* που προαναφέρθηκαν [20], ενώ υπάρχουν και άλλες κατηγορίες, όπως σπανίως τα *Alkaline Fuel Cells (AFCs)* και κατά βάση τα *Solid Oxide Fuel Cells (SOFCs)*.

Ο βασικός λόγος που στην παρούσα διπλωματική εργασία επιλέγεται η προσομοίωση *PEMFC* είναι η σημαντικά γρηγορότερη απόκριση ισχύος που παρουσιάζει ως τεχνολογία, πράγμα πλέον καθοριστικό στη βελτίωση της συχνότητας ενός δικτύου. Φυσικά, παρουσιάζονται βιβλιογραφικά και πρακτικά και άλλα πλεονεκτήματά της απέναντι στο *SOFC*, όπως [14, 20, 21, 29]: γρηγορότερη εκκίνηση, πολύ χαμηλότερη θερμοκρασία λειτουργίας (στο εύρος  $50 - 100^\circ C$ , ενώ το *SOFC* λειτουργεί σε εξαιρετικά μεγάλες θερμοκρασίες των  $700 - 1000^\circ C$ ), χαμηλό βάρος, υψηλότερη πυκνότητα ισχύος, μεγαλύτερη απόδοση ( $40 - 60\%$ ) και μεγάλη διάρκεια ζωής. Η διαφορά στις θερμοκρασίες λειτουργίας καθιστά τα *SOFCs* ακατάλληλα για εφαρμογές στην αυτοκινητοβιομηχανία, σε αντίθεση με τα *PEMFCs* που δεσπόζουν στον τομέα, λόγω και των ταχέων εκκινήσεών τους [19].

Μπορεί κανείς να αναφέρει ως μειονέκτημα του *PEMFC* έναντι του *SOFC* το γεγονός, ότι η λειτουργία του *PEMFC* σε πολύ χαμηλότερες θερμοκρασίες από του *SOFC* απαιτεί χρήση μεγάλων εναλλακτών θερμότητας [19] για εφαρμογές ΣΗΘ, όπως αυτές που συζητήθηκαν στην Ενότητα 1.1 και άρα, σε τέτοιες εφαρμογές προτιμώνται τα *SOFCs*. Επίσης, στη σύγκρισή τους τίθεται και το ζήτημα της χρήσης αναμορφωτή (reformer), προς μετατροπή εναλλακτικών καυσίμων σε  $H_2$ . Η μεγάλη θερμοκρασία των *SOFCs* τους επιτρέπει να συνοδεύονται από απλούστερα συστήματα αναμορφωτών, μιας και η θερμοκρασία λειτουργίας τους είναι συμβατή με αυτή του reformer, ενώ στα *PEM* ο αναμορφωτής θέλει θερμοκρασία μιας τάξης μεγέθους μεγαλύτερη από τη θερμοκρασία λειτουργίας (λειτουργία σε  $< 100^\circ C$ , αναμορφωτής σε  $< 1000^\circ C$ ) [19]. Ακόμη, τα *SOFCs* δείχνουν μεγαλύτερη ανεκτικότητα σε ακαθαρσίες στο καύσιμο, όπως το φυσικό αέριο. Αυτό βέβαια δεν αποτελεί πρόβλημα σε εφαρμογές με ΑΠΕ, όπου με την ηλεκτρόλυση το ανανεώσιμο  $H_2$  είναι εξαιρετικής καθαρότητας. Μια ακόμα διαφοροποίηση υπέρ του *SOFC* είναι η μη-αναγκαιότητα συστήματος διαχείρισης του νερού, καθώς το ηλεκτρολυτικό υλικό στο *SOFC* είναι στέρεο (εξ' ου και solid) και δεν απαιτεί ενυδάτωση, ενώ το υποπροϊόν στο *SOFC* είναι υδρατμός, αντί υγρό νερό, όπως στο *PEMFC*. Τέλος, το *SOFC* δεν απαιτεί και ακριβά καταλυτικά μέταλλα (όπως πλατίνα στο *PEMFC*, που αυξάνει το κόστος) [19].

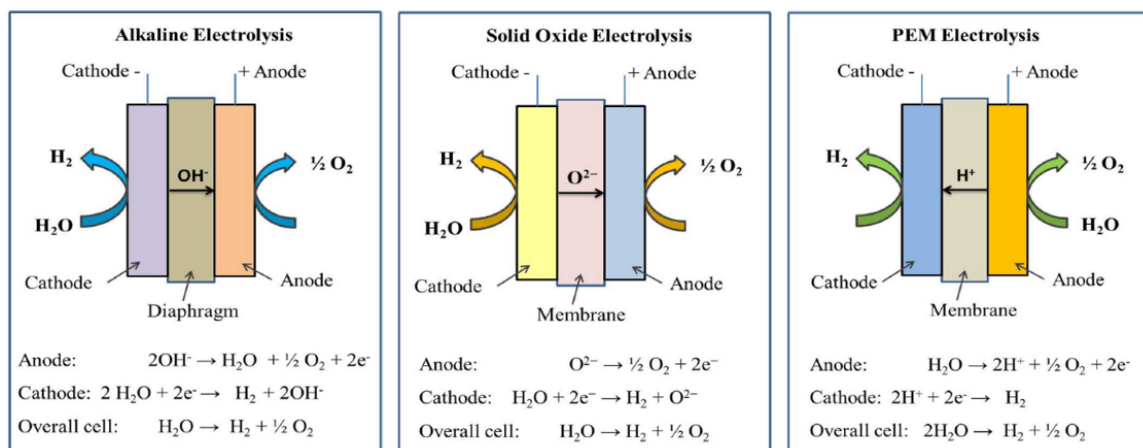
Τα παραπάνω χαρακτηριστικά καθιστούν τα *PEMFCs* ιδανικά για τις μεταφορές και για συστήματα εγκατεστημένης ισχύος ταχέων αποκρίσεων κάλυψης φορτίου, ενώ τα *SOFCs* για μεγάλα έως πολύ μεγάλα στάσιμα συστήματα παραγωγής και ΣΗΘ, όπου οι χρόνοι απόκρισης και εκκίνησης, καθώς και οι χρόνοι για να φτάσει η κυψέλη καυσίμου τις αντίστοιχες θερμοκρασίες ( $< 1000^\circ C$ ) επιτρέπεται να είναι αρκετά μεγάλοι.

### *Electrolyzer (ELZ)*

Η τεχνολογία του Ηλεκτρολύτη βασίζεται στην ηλεκτρόλυση του νερού, κατά την οποία επέρχεται διάσπαση του νερού –μέσω της ηλεκτρισής του με συνεχές ρεύμα– σε υδρογόνο και οξυγόνο. Μέσα από την ηλεκτρόλυση μπορεί να παραχθεί εντελώς καθαρό  $H_2$  (σε καθαρότητες 99,999% [15]). Οι ηλεκτρολύτες συνδυάζονται σε πλήρη συστήματα υδρογόνου, ώστε να συνοδεύουν *FCs*, παρέχοντάς τους το  $H_2$  ως καθαρό καύσιμο. Με τον τρόπο αυτό δύναται να σχηματιστεί ένα **Regenerative Fuel Cell (RFC)** [23], το οποίο δεν είναι τίποτα άλλο από ένα **πλήρες σύστημα  $H_2$** , περιλαμβάνοντας *FC* (κατανάλωση  $H_2$  – παραγωγή ηλεκτρισμού), *ELZ* (παραγωγή  $H_2$  – κατανάλωση ηλεκτρισμού) και *Hydrogen Tank* (αποθήκευση  $H_2$  και άρα, ηλεκτρικής ενέργειας). Τέτοιο πλήρες compact σύστημα  $H_2$  σχηματίζεται και στην παρούσα διπλωματική εργασία και αποτελεί μια πολλά υποσχόμενη εναλλακτική συστημάτων ισχύος για το άμεσο μέλλον, επιτρέποντας αμφίδρομη ροή ισχύος στο Σημείο Κοινής Σύνδεσης με το δίκτυο [23], πρακτικά μια μορφή μπαταρίας  $H_2$ . Έτσι, η συνιστώσα του *ELZ* είναι ζωτικής σημασίας, αφού παρέχει το  $H_2$  στο σύστημα στο οποίο εντάσσεται.

Ο ηλεκτρολύτης αποτελεί ένα **καθαρά ωμικό (DC) μεταβαλλόμενο φορτίο** [50], καταναλώνει, δηλαδή, ενεργό ηλεκτρική ισχύ ανάλογα με το πόσο  $H_2$  καλείται να παράγει ανά πάσα στιγμή.

Όπως και τα *FCs*, οι *ELZs* διαχωρίζονται και αυτοί ανάλογα με τα χαρακτηριστικά και τις αντιδράσεις τους σε διάφορες κατηγορίες, με βασικές τις: *Alkaline Electrolyzers*, *Solid Oxide Electrolyzers* και *Proton Exchange Membrane Electrolyzers*.



**Σχήμα 2.5:** Αρχή λειτουργίας διαφόρων *Electrolyzers* [15].

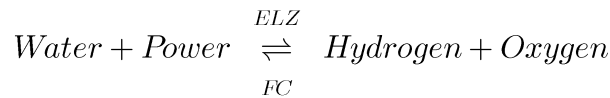
Σε κάθε τεχνολογία ηλεκτρολύτη επισημαίνεται, όπως φαίνεται και παραπάνω στο Σχήμα 2.5, διάσπαση του νερού –με τη βοήθεια του ηλεκτρισμού– σε υδρογόνο στο ηλεκτρόδιο της καθόδου και οξυγόνο στο ηλεκτρόδιο της ανόδου. Η παραγωγή  $O_2$  προσδίδει περαιτέρω οικολογικό χαρακτήρα στην ηλεκτρόλυση.

Κυρίαρχες τεχνολογίες από τις παραπάνω στο κομμάτι των *ELZs* είναι οι *Alkaline* και *PEM*.

Εν γένει, οι τεχνολογίες μοιάζουν εξαιρετικά σε χαρακτηριστικά με τις αντίστοιχες των

*fuel cells*. Άλλωστε, η χημική αντίδραση σε *ELZ* και *FC* είναι, εκ των πραγμάτων, απλά η αντίστροφη χημική διαδικασία [15, 72].

Χονδρικά και προς κατανόηση, η συνολική χημική αντίδραση παρουσιάζεται απλουστευτικά και ως [44]:



Οι μεν *Alkaline* αποτελούν μια καλά θεσπισμένη τεχνολογία και σχετικά ώριμη σε σχέση με τους *PEM*, τόσο οικονομικά, όσο και πρακτικά, φτάνοντας μέχρι και εφαρμογές κάποιων *MW* [15, 24 – 26]. Λειτουργούν σε χαμηλές, σχετικά, θερμοκρασίες, δηλαδή σε εύρη  $30 - 100^\circ\text{C}$  [15, 26]. Οι αλκαλικοί *ELZs* παρουσιάζουν κάποια μειονεκτήματα, όπως χαμηλότερες πυκνότητες ρεύματος, χαμηλότερη πίεση λειτουργίας (από  $1 \text{ bar}$  μέχρι  $30 \text{ bar}$  [26]) και μικρή ενεργειακή απόδοση. Πλέον κατασκευάζονται οι λεγόμενοι *advanced alkaline electrolyzers*, στους οποίους μειώνεται η τάση λειτουργίας του κελιού και αυξάνεται η πυκνότητα ρεύματος, σε σχέση με τους συμβατικούς αλκαλικούς *ELZs*. Το 1<sup>ο</sup> μειώνει το *α. μ.* κόστος ηλεκτρικής ισχύος και άρα, το κόστος λειτουργίας, ενώ το 2<sup>ο</sup> μειώνει το κόστος επένδυσης [26]. Το *trade – off* που προκύπτει εδώ είναι η αύξηση της ωμικής αντίστασης του *ELZ* με αύξηση της πυκνότητας ρεύματος, λόγω της δημιουργίας φυσαλίδων αερίου, καθώς και οι αυξημένες τάσεις σε άνοδο και κάθοδο. Όμως, οι *advanced* μπορούν να βελτιωθούν σε τρεις τομείς [26]: νέες συνδεσμολογίες κελιών, υψηλότερες θερμοκρασίες λειτουργίας (μέχρι  $160^\circ\text{C}$ ) και εφαρμογή ηλεκτροκαταλυτών για μείωση τάσεων στα ηλεκτρόδια.

Οι *Solide Oxide ELZs* παράγουν εξαιρετικά καθαρό  $H_2$  με μεγαλύτερη αποδοτικότητα και λειτουργούν σε μεγάλες πιέσεις και πολύ υψηλές θερμοκρασίες ( $500 - 850^\circ\text{C}$  [15]), αξιοποιώντας το νερό στην είσοδο σε μορφή ατμού. Στα μειονεκτημάτα τους συγκαταλέγονται η έλλειψη σταθερότητας και η πιο έντονη γήρανση, στοιχεία που πρέπει να αντιμετωπιστούν προτού η τεχνολογία μεταβεί σε εμπορικό στάδιο μεγάλης κλίμακας [15].

Από την άλλη, οι *Proton Exchange Membrane ELZs* ή *PEMELZs* – στους οποίους και θα γίνει η εστίαση – έχουν αρκετά πλεονεκτήματα, όπως πολύ γρηγορότερη απόκριση (όπως και τα *PEMFCs* αντιστοιχώς), ευρύ range μερικής μεταβολής του φορτίου που αναπαριστούν, υψηλή ευελιξία λειτουργίας, μεγαλύτερη διαπερατότητα αερίου, καθαρότερο παραγόμενο  $H_2$ , υψηλή αγωγιμότητα πρωτονίων με μεγαλύτερες αποδόσεις από τους αλκαλικούς ( $70 - 80\%$  ανάλογα και το επίπεδο φόρτισης), μικρότερο πάχος, μεγαλύτερη πίεση λειτουργίας και είναι αρκετά πιο συμπαγείς με υψηλότερες πυκνότητες ρεύματος και ισχύος [14, 15, 29]. Αποτέλεσμα των σημαντικών τους πλεονεκτημάτων είναι η ελκυστικότητα εισαγωγής τους σε εφαρμογές με ΑΠΕ [14], αν και –όπως και τα *PEM fuel cells* – παρουσιάζουν αυξημένο κόστος, γεγονός που μέχρι πρότινος ([24] συνθήκες έτους 2013) δεν τους καθιστούσε ανταγωνιστικούς απέναντι στους αλκαλικούς ηλεκτρολύτες. Αυτό αλλάζει, με τη σταδιακή συνεισφορά των *Proton Exchange Membrane ELZs* σε αγορές εξισορρόπησης (*balancing PEM electrolysis* [15]), κάνοντας τους *PEMELZs* ιδιαίτερα δελεαστικούς για τέτοιες βιομηχανικές εφαρμογές. Φυσικά, αυτό που τους επιτρέπει τη συμμετοχή σε αυτές τις λειτουργίες είναι η ταχεία απόκριση σε *step – changes*. Περαιτέρω λεπτομέρειες στο συγκεκριμένο κομμάτι θα

αναλυθούν στο Κεφάλαιο 3. Όντας ακόμα πιο ακριβοί από τους αλκαλικούς [15], οι *PEMELZs* παρουσιάζουν ως πρόκληση το να μειωθεί το κόστος παραγωγής τους, διατηρώντας παράλληλα την υψηλή τους απόδοση. Τα τελευταία χρόνια εκπονείται ιδιαίτερα έντονη ερευνητική προσπάθεια στην κατεύθυνση βελτίωσης των εξαρτημάτων των *PEM* ηλεκτρολυτών, με αποτέλεσμα η τεχνολογία να προσεγγίζει ολοένα και περισσότερο τις εμπορικές αγορές.

Όλοι οι νέοι ηλεκτρολύτες κατασκευάζονται πλέον βάσει του *bipolar design* [26], στο οποίο τα κελιά που τους απαρτίζουν συνδέονται εν σειρά –ηλεκτρικά και γεωμετρικά– φτιάχνοντας έτσι συμπαγείς συσκευές παραγωγής  $H_2$  με αυξημένη απόδοση λειτουργίας, δυνατότητα αυξημένων πιέσεων, αλλά και κατασκευαστικό κόστος και σύνθετη σχεδίαση συστήματος.

## 2.3 Σημασία Πίεσης και Θερμοκρασίας στο PEM Fuel Cell

Οι κυψέλες καυσίμου υδρογόνου που χρησιμοποιούν τεχνολογίες *PEM* (*proton exchange membranes* –γνωστές και ως *polymer electrolyte membranes*, λόγω της φύσης του ηλεκτρολυτικού τους υλικού) βρίσκουν ήδη ευρείες εφαρμογές στην αυτοκινητοβιομηχανία, αλλά και αλλού, όπως τονίσθηκε. Στις εφαρμογές τους αυτές είναι κρίσιμο να επιλέγεται στρατηγικά η πίεση και η θερμοκρασία λειτουργίας, ώστε να εξασφαλίζεται αποδοτική λειτουργία, χαμηλός κίνδυνος και λογικό κόστος. Τα *PEMFCs* αποτελούνται από τις λεγόμενες *MEAs* (*membrane electrode assemblies*), οι οποίες τίθενται μεταξύ διαχωριστών [27]. Πρόκειται για στέρεες πολυμερείς ηλεκτρολυτικές μεμβράνες με καταλυτικές στρώσεις που εφαρμόζονται πάνω τους. Τα κελιά παράγουν ηλεκτρική ενέργεια με  $H_2$  να εφοδιάζεται στην άνοδο (αρνητικό ηλεκτρόδιο) και αέρα περιβάλλοντος στην κάθοδο (θετικό ηλεκτρόδιο). Τα πρόσημα των ηλεκτροδίων πάνε ανάποδα από αυτά των ηλεκτρολυτών που φαίνονται στο Σχήμα 2.5. Σημειώνεται, ότι εφόσον ένα κελί αποδίδει τάση περί το 1 V [21], πολλές εκατοντάδες κελιά συνδέονται εν σειρά προς αύξηση της τάσεως σχηματίζοντας ένα *fuel cell stack*.

Αν και τα μικρά *PEM fuel cells* λειτουργούν σε ονομαστική ατμοσφαιρική πίεση, τα μεγαλύτερα –ισχύος  $\geq 10 \text{ kW}$  – συνήθως λειτουργούν σε αυξημένες πιέσεις [27]. Τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της λειτουργίας σε υψηλές πιέσεις είναι περίπλοκα και δημιουργούνται *trade – offs*. Όπως και στις Μηχανές Εσωτερικής Καύσης (ΜΕΚ), έτσι και στα *fuel cells* ο σκοπός αύξησης της πίεσης είναι η αύξηση της ειδικής ισχύος, δηλαδή η εξαγωγή μεγαλύτερης ισχύος από το ίδιο μέγεθος *fuel cell*. Ιδανικά, το έξτρα κόστος, μέγεθος και βάρος του εξοπλισμού συμπίεσης που θα απαιτείται για αύξηση της πίεσης θα είναι μικρότερο από το κόστος, το μέγεθος και βάρος τού να αυξάνεται η ισχύς

απλά μεγαλώνοντας το μέγεθος του *fuel cell stack*. Η υιοθέτηση στρατηγικής αύξησης της πίεσης στα *FCs* ονομάζεται **FC supercharging** και επιτυγχάνει σημαντικά μεγαλύτερες ποσότητες ισχύος [27]. Πρέπει, ωστόσο, να μεριμνάται το παραπάνω trade – off, ώστε μια επένδυση supercharging σε ένα *FC* να είναι οικονομικά και αποδοτικά συμφέρουσα [27, 61]. Αυξάνοντας την πίεση λειτουργίας ενεργοποιείται περισσότερο η χημική αντίδραση εντός του *FC* και αξιοποιείται αποτελεσματικότερα το παρεχόμενο αέριο, καθώς επίσης βελτιώνεται και το φαινόμενο του λεγόμενου “gas starvation” για το  $H_2$  που εσωκλείεται στις σωληνώσεις κατά μία απότομη αύξηση του φορτίου [37]. Συμπύεση του καυσίμου αλλάζει και τη διαχείριση του νερού από το κάθε κελί, πράγμα που καθιστά αναγκαία την ανάλυση των συνθηκών λειτουργίας του *FC* μέσω μιας ολιστικής, συστημικής άποψης [61]. Για βέλτιστη απόδοση, θα πρέπει και ο αέρας να είναι συμπιεσμένος και να ψύχεται πριν εισέλθει στο *PEMFC* [27].

Τυπικά, το *PEMFC* λειτουργεί σε εύρη πιέσεων, από πιέσεις περιβάλλοντος μέχρι περίπου 3 bar (δηλαδή, σε εύρη περίπου 1 – 3 bar) [27, 61]. Επιτυγχάνεται μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος σε μεγαλύτερες πιέσεις λειτουργίας, αλλά η συνολική απόδοση του συστήματος μπορεί να μειώνεται εξαιτίας της παραπάνω ισχύος που απαιτείται για την τροφοδότηση των συμπιεστών [27].

Μεγαλύτερες θερμοκρασίες επίσης αυξάνουν την πυκνότητα ισχύος, καθώς και την απόδοση [27, 61 – 64]. Το *FC* παράγει θερμότητα ως υποπροϊόν της ηλεκτροχημικής αντίδρασης που επισυμβαίνει και προτείνεται η θερμότητα αυτή να ελέγχεται, ώστε να διατηρείται η επιθυμητή θερμοκρασία λειτουργίας. Υψηλότερες θερμοκρασίες εν γένει σημαίνουν γρηγορότερη κινητικότητα στις αντιδράσεις, λόγω μικρότερης αντίστασης στη μεμβράνη (ομοίως και για μεγαλύτερη υγρασία [65]), μεγαλύτερη ποσότητα νερού – το δεύτερο υποπροϊόν της αντίδρασης στο *FC* – να εξατμίζεται και μεγαλύτερη κατανάλωση οξυγόνου στην κάθοδο. Αυτά οδηγούν σε μεγαλύτερες αποδόσεις παραγόμενης ισχύος. Ωστόσο, δεν ενδείκνυται να ενισχύεται βεβιασμένα η θερμοκρασία, καθώς αποτελεί μια κρίσιμη παράμετρο. Πρέπει να διατηρείται ένα άνω όριο στις θερμοκρασίες λειτουργίας του *PEMFC* (τυπικά μέχρι το πολύ 90 – 100°C), διότι σε υψηλότερες θερμοκρασίες υγρά καταλήγουν να εξατμίζονται και από τη μεμβράνη, στεγνώνοντάς την πλήρως και προκαλώντας, έτσι, γρήγορη πτώση της επίδοσης της συσκευής [61]. Επιπρόσθετα, υπερβολικά υψηλή θερμοκρασία ενδέχεται να οδηγήσει σε έκλυση οξέος διαμέσου της μεμβράνης, η οποία συνήθως αποτελείται από υπερφθοροσουλφονικό οξύ (Nafion). Το Nafion είναι ευαίσθητο σε αλλαγές στα εσωτερικά του επίπεδα υγρασίας και η θέρμανσή του ξηραίνει τη συνολική μεμβράνη. Συνεπώς, συνιστάται η θερμοκρασία να διατηρείται σε ένα συγκεκριμένο επίπεδο και να αποφεύγονται πιθανά overshoots αυτής, μέσω κατάλληλου συστήματος ελέγχου. Για μεγαλύτερες θερμοκρασίες (που υπερβαίνουν τους 120 °C και φτάνουν τους 200 °C) χρησιμοποιούνται *High Temperature PEMFCs* *HT – PEMFC* [62] και αποτελούν μια ειδική κατηγορία.

Οι παραπάνω ισχυρισμοί σχετικά με την επίδραση της πίεσης και της θερμοκρασίας στην επίδοση του *PEM Fuel Cell* θα επαληθευτούν αναλυτικά και κατά την προσομοίωση των συνιστωσών  $H_2$  του υπό μελέτη συστήματος (εδώ, ειδικότερα για τα παραπάνω χαρακτηριστικά του *PEMFC*, αλλά και για άλλες σημαντικές παραμέτρους του *PEMELZ*) στο Κεφάλαιο 5, μέσω κατάλληλων παραμετρικών διαγραμμάτων.



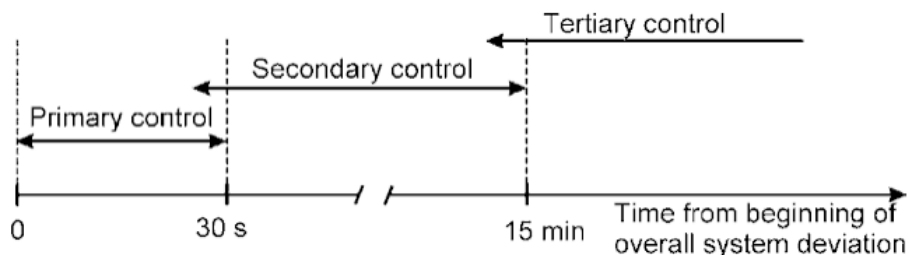
# Κεφάλαιο 3

## Ρύθμιση Συχνότητας & Χρόνοι Απόκρισης Τεχνολογιών $H_2$

Ένα από τα μεγαλύτερα διαχρονικά προβλήματα στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας αποτελεί η προσαρμογή της παραγωγής στη ζήτηση. Δεδομένου ότι το φορτίο ενός συστήματος είναι στοχαστικής φύσεως, θα πρέπει και η παραγόμενη ισχύς να μπορεί να ελέγχεται με γρήγορο και αποτελεσματικό τρόπο, ώστε να το ακολουθεί. Αποτέλεσμα ενός καλά σχεδιασμένου ελέγχου είναι η σταθερότητα της συχνότητας. Από την άλλη, πρέπει και η τάση των διαφόρων σημείων του Συστήματος να διατηρείται εντός θεμιτών ορίων. Κατά κύριο λόγο, ο έλεγχος της ενεργού ισχύος συνδέεται άμεσα με τον έλεγχο της συχνότητας και ο έλεγχος της άεργου ισχύος με τον έλεγχο της τάσης. Στο παρόν κεφάλαιο αναπτύσσεται η βασική θεωρία των μεθόδων ελέγχου, με εστίαση να αποδίδεται κυρίως στη συχνότητα. Στη συνέχεια, πραγματοποιείται μια εκτενής βιβλιογραφική ανασκόπηση ερευνητικών και εμπορικών δημοσιεύσεων σχετικά με τις πρόσφατες εξελίξεις στην ταχύτητα απόκρισης των τεχνολογιών υδρογόνου.

### 3.1 Στάδια Ρύθμισης Συχνότητας

Ύστερα από μια μεταβολή φορτίου/παραγωγής στο Σύστημα επέρχεται αντίστοιχη μεταβολή στη συχνότητα. Προκειμένου η συχνότητα να επανέλθει σε μόνιμη κατάσταση πρέπει να μεταβεί από ορισμένα στάδια ρύθμισης [28] (τα οποία αποτελούν και βασικά προϊόντα της αγοράς ισχύος εξισορρόπησης [10]):

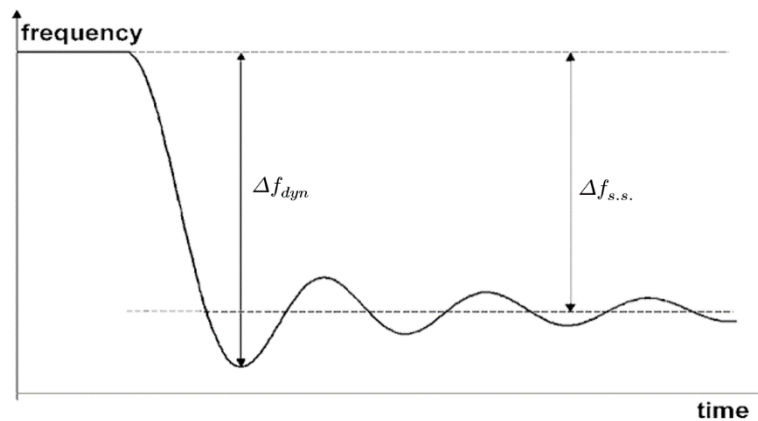


Σχήμα 3.1: Στάδια Ρύθμισης Συχνότητας σε μεγάλο ΣΗΕ [28].



### 3.1.1 Πρωτεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας

Όπως φαίνεται και από το Σχήμα 3.1, η Πρωτεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας (*Primary Frequency Response, PFR* γνωστή πλέον διεθνώς και με την ονομασία *Frequency Containment Reserve, FCR* [10, 29] ή **Ανοδική/Καθοδική Εφεδρεία Συγκράτησης Συχνότητας** [10]) είναι η πρώτη ρύθμιση στη συχνότητα που επισυμβαίνει μετά από μια διαταραχή. Η εφεδρεία αυτή παρέχεται το πολύ εντός 30 sec μετά τη διαταραχή (βλ. Σχήμα 3.1). Συνίσταται στη μεταβολή της ενεργού ισχύος των μονάδων παραγωγής ανάλογα με τη μετρούμενη συχνότητα, βάσει των χαρακτηριστικών (στατισμός–*Droop* γεννήτριας) του *Governor* (ελεγκτή στροφών) κάθε μίας από αυτές [28]. Έτσι, η πρωτεύουσα ρύθμιση απαιτεί την κατάλληλη σχεδίαση των ρυθμιστών στροφών των γεννητριών και το συντονισμό τους για ολόκληρο το ΣΗΕ [13]. Σκοπός της πρωτεύουσας ρύθμισης είναι η επαναφορά της ισορροπίας μεταξύ παραγωγής και ζήτησης. Έτσι, μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση το Σύστημα ισορροπεί, αλλά πλέον σε μια νέα κατάσταση διαφορετική από την αρχική/ονομαστική. Αυτό γίνεται σε βάρος της κινητικής ενέργειας των στρεφόμενων μαζών των συνδεδεμένων γεννητριών.



Σχήμα 3.2: Πρωτεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας [28].

Υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας, το Σύστημα λειτουργεί στην ονομαστική του συχνότητα (50 Hz στην Ευρώπη), διατηρώντας την ισορροπία παραγωγής–ζήτησης. Κάθε διαταραχή της ισορροπίας αυτής, λόγω π.χ. μιας αποσύνδεσης μιας μεγάλης μονάδας παραγωγής ή σύνδεσης ενός μεγάλου φορτίου, προκαλεί μεταβολή στη συχνότητα. Σε ένα μεγάλο σύστημα η μεταβολή αυτή στο αρχικό της στάδιο (πρώτα sec) έχει τη μορφή του Σχήματος 3.2. Αρχικά η συχνότητα μεταβάλλεται ραγδαία –πρακτικά γραμμικά– και λαμβάνει τη μέγιστη απόκλιση της  $\Delta f_{dyn}$  από την ονομαστική τιμή, γνωστή ως δυναμική συχνотική απόκλιση [28]. Η προκαλούμενη αυτή απόκλιση στη συχνότητα προκαλεί τους *governors* των γεννητριών που αναλαμβάνουν την πρωτεύουσα ρύθμιση να αποκριθούν εντός λίγων δευτερολέπτων ή νωρίτερα, μεταβάλλοντας την ισχύ που αποδίδουν μέχρι να επέλθει ξανά ισορροπία. Τη στιγμή που επέρχεται η ισορροπία στη συχνότητα, η τελευταία έρχεται σε μόνιμη κατάσταση (*steady state*), αλλά με ένα μόνιμο σφάλμα  $\Delta f_{s.s.}$  [28].

### 3.1.2 Δευτερεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας

Η Δευτερεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας (*Secondary Frequency Response, SFR* γνωστή πλέον και ως *automatic Frequency Restoration Reserve, aFRR* [10, 29] ή **Ανοδική/Καθοδική αυτόματη Εφεδρεία Αποκατάστασης Συχνότητας** [10] ή *Automatic Generation Control, AGC* [30]) έρχεται μετά την πρωτεύουσα να διορθώσει το μόνιμο σφάλμα που έχει ήδη προκληθεί. Κάνει χρήση μιας κεντρικής μονάδας ελέγχου και ρύθμισης, η οποία αποστέλλει διορθωτικά σήματα στους ρυθμιστές στροφών των γεννητριών, ανακατανέμοντας την ισχύ τους και επαναφέροντας τις ανταλλαγές ισχύος με γειτονικές περιοχές στις προκαθορισμένες τιμές, με απώτερο σκοπό το μηδενισμό του παραμένοντος σφάλματος συχνότητας [12, 28]. Συμπεραίνεται ότι η δευτερεύουσα ρύθμιση αναφέρεται συνολικά στο Σύστημα [13]. Η δευτερεύουσα ρύθμιση λειτουργεί πιο αργά από την πρωτεύουσα και στα μεγάλα συστήματα συνήθως ξεκινά 30 *sec* μετά τη διαταραχή και τελειώνει μετά από 15 *min* (βλ. Σχήμα 3.1), ενώ μετά το πέρας της διασφαλίζει ότι τα περιθώρια (εφεδρείες) ισχύος για τη συμμετοχή των μονάδων στην πρωτεύουσα ρύθμιση θα είναι και πάλι διαθέσιμα [28]. Στα μικρά αυτόνομα συστήματα –που μελετώνται και στην παρούσα διπλωματική εργασία– οι χρόνοι αυτοί της *SFR* διαφέρουν σημαντικά, με τη διαδικασία της αποκατάστασης της συχνότητας να επισυμβαίνει πολύ γρηγορότερα και χωρίς να υπάρχει σαφής χρονικός διαχωρισμός μεταξύ 1<sup>ου</sup>σας και 2<sup>ου</sup>σας ρυθμίσεως (ταυτόχρονη επίδραση, χωρίς η *SFR* να επιβάλλεται της *PFR*) [28]. Ο έλεγχος δευτερεύουσας ρύθμισης στα διασυνδεδεμένα συστήματα απαιτεί: κεντρικό ρυθμιστή, σύστημα μέτρησης της διακινούμενης ισχύος μεταξύ διασυνδεδετικών γραμμών γειτονικών διασυνδεδεμένων συστημάτων, μέτρηση της συχνότητας του Συστήματος και σύστημα μεταφοράς των σημάτων ελέγχου στις γεννήτριες που συμμετέχουν στη ρύθμιση.

### 3.1.3 Τριτεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας

Η Τριτεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας (*Tertiary Frequency Response, TFR* γνωστή πλέον και ως εξής: *manual Frequency Restoration Reserve, mFRR* [10, 29] ή **Ανοδική/Καθοδική χειροκίνητη (μη αυτόματη) Εφεδρεία Αποκατάστασης Συχνότητας** [10]) αναφέρεται σε χειροκίνητες μεταβολές στα σημεία λειτουργίας των μονάδων παραγωγής, προκειμένου να συμπληρωθεί πιθανή ανεπάρκεια στις εφεδρείες ισχύος της δευτερεύουσας ρύθμισης ή να επέλθει ο οικονομικότερος δυνατός διαμοιρασμός της εφεδρείας ισχύος αυτής μεταξύ των συμμετεχόντων μονάδων στη ρύθμιση συχνότητας του Συστήματος. Η *TFR* μπορεί να επιτευχθεί με τους εξής τρόπους [28]: αλλάζοντας τα σημεία λειτουργίας των θερμικών σταθμών παραγωγής –γύρω από τα οποία επενεργούν οι *PFR* και *SFR* –, συνδέοντας/αποσυνδέοντας ταμειυτήρες αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας υδροηλεκτρικών σταθμών παραγωγής, μεταβάλλοντας το πρόγραμμα διακινούμενης ισχύος μεταξύ διασυνδεδετικών γραμμών γειτονικών διασυνδεδεμένων συστημάτων ή μέσω ελέγχου των φορτίων (ελεγχόμενη προσθήκη/απόρριψη φορτίων). Η τριτεύουσα ρύθμιση είναι πιο αργή από τη δευτερεύουσα ρύθμιση και αποτελεί το τελευταίο στάδιο ρύθμισης της συχνότητας.

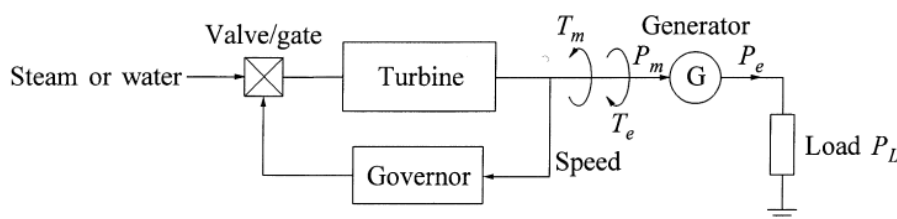
Ένα σύστημα ελέγχου συχνότητας που εμπριέχει τα τρία προαναφερθέντα στάδια ελέγχου διασφαλίζει τον περιορισμό της συχνότητας εντός θεμιτών ορίων υπό συνθήκες λειτουργίας κοντά στις ονομαστικές. Αν, ωστόσο, επισυμβεί μια πολύ μεγάλη διαταραχή που οδηγεί τη συχνότητα εκτός των θεσπισμένων ακραίων ορίων (λόγω π.χ. της απώλειας μιας μεγάλης γεννήτριας), τότε επιστρατεύονται επείγοντα μέτρα προς αποκατάσταση της ισορροπίας στο Σύστημα, όπως η επείγουσα απόρριψη φορτίων σε περίπτωση έντονης υποσυχνότητας ή η επείγουσα αποσύνδεση γεννητριών σε περίπτωση έντονης υπερσυχνότητας, μέσω των αντίστοιχων ηλεκτρονόμων προστασίας.

Οι ροές ενεργού και άεργου ισχύος σε ένα δίκτυο είναι κατά βάση ανεξάρτητες μεταξύ τους και επηρεάζονται από διαφορετικές ενέργειες ελέγχου, συσχετιζόμενες αντίστοιχα με τη συχνότητα και την τάση [30]. Έτσι, στις επόμενες παραγράφους του κεφαλαίου αναπτύσσονται ξεχωριστά οι σχετικές θεωρίες, εν συντομία.

## 3.2 Έλεγχος Συχνότητας—Ενεργού Ισχύος

### 3.2.1 Θεμελιώδεις Αρχές στον Έλεγχο Στροφών

Ο έλεγχος της παραγωγής ενεργού ισχύος και της συχνότητας αναφέρεται συχνά και ως Έλεγχος Φορτίου—Συχνότητας (*Load – Frequency Control, LFC*) και επαφίεται στον έλεγχο των επιμέρους γεννητριών που συμμετέχουν στη ρύθμιση, αλλά και στον γενικότερο κεντρικό έλεγχο του Συστήματος [30]. Μια βασική αναπαράσταση συστήματος ελεγκτή στροφών γεννήτριας φαίνεται στο παρακάτω σχηματικό:



Σχήμα 3.3: Γενική αναπαράσταση συστήματος Ελεγκτή Στροφών [30].

Η μηχανική ενέργεια, που παράγεται από την τουρμπίνα (στρόβιλος) με την είσοδο του καυσίμου και την εκτόνωσή του στις βαθμίδες της, μετατρέπεται σε κινητική ενέργεια τόσο της ίδιας της τουρμπίνας, όσο και του δρομέα της σύγχρονης γεννήτριας που είναι στέρα συνδεδεμένος πάνω στον ίδιο άξονα. Η θερμική ενέργεια του ατμού μετατρέπεται εν μέρει σε μηχανική ενέργεια στην τουρμπίνα, γεγονός που έχει ως συνέπεια την επιτάχυνση των πτερυγίων της. Η επιτάχυνση αυτή προκαλεί την αύξηση της

συσσωρευμένης κινητικής ενέργειας του κοινού άξονα τουρμπίνας–γεννήτριας. Από την αποθηκευμένη κινητική ενέργεια αντλεί ενέργεια η γεννήτρια μέσω της Η/Μ ροπής που ασκείται στο δρομέα από το συνδυασμό των μαγνητικών της πεδίων, ενέργεια που εν τέλει μετατρέπεται σε ηλεκτρική ενέργεια και καταλήγει στους καταναλωτές [13].

Η ανάδραση που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.3 αποτελεί βασική αρχή στα συστήματα ελέγχου στροφών των γεννητριών και χρησιμοποιείται, ώστε να προσαρμόζεται η παραγόμενη ισχύς της γεννήτριας προς το φορτίο, με σκοπό τη διατήρηση σταθερής συχνότητας. Χωρίς μια τέτοια ρύθμιση ανάδρασης το άνοιγμα των βαλβίδων θα επέτρεπε μόνο μια ορισμένη εισαγωγή καυσίμου στην είσοδο της μονάδας και άρα, η μηχανική ισχύς θα ήταν πάντα σταθερή, δίχως να μεταβάλλεται ανάλογα με τις αυξομειώσεις του φορτίου. Έτσι θα επερχόταν συνεχής επιβράδυνση των γεννητριών σε αύξηση του φορτίου (αύξηση της  $P_e$  με σταθερή  $P_m$ ) ή συνεχής επιτάχυνση των γεννητριών σε μείωση του φορτίου (μείωση της  $P_e$  με σταθερή  $P_m$ ). Για την καλή λειτουργία των τουρμπινών είναι απαραίτητο η ταχύτητα περιστροφής να παραμένει μέσα σε ένα πολύ στενό περιθώριο γύρω από την ονομαστική της τιμή. Για το λόγο αυτό υπάρχουν ειδικά συστήματα προστασίας υποσυχνότητας/υπερσυχνότητας, τα οποία αποσυνδέουν τη γεννήτρια εάν η συχνότητα μεταβεί εκτός των επιτρεπτών ορίων. Πιο λεπτομερώς τα όρια αυτά συζητούνται στο Κεφάλαιο 6.

Ας δούμε τώρα με μεγαλύτερη λεπτομέρεια πώς μπορεί να περιγραφεί η δυναμική συμπεριφορά του άξονα της γεννήτριας, δηλαδή οι επιταχύνσεις και οι επιβραδύνσεις του. Ο στρεφόμενος άξονας δρα σαν αποθήκη ενέργειας: όταν αυξάνει η μηχανική ισχύς που παρέχει η τουρμπίνα, η αποθηκευμένη κινητική ενέργεια αυξάνει και ο άξονας επιταχύνεται, ενώ όταν αυξάνει η ζήτηση ηλεκτρικού φορτίου και άρα η ηλεκτρική ισχύς που παράγει η γεννήτρια, η αποθηκευμένη κινητική ενέργεια ελαττώνεται και ο άξονας επιβραδύνεται [13]. Έτσι, οι μεταβολές φορτίου τροφοδοτούνται κατά το αρχικό τους στάδιο από την κινητική ενέργεια των στρεφόμενων γεννητριών (**αδρανειακή απόκριση**, συζητήθηκε και στην Ενότητα 1.4). Πιο συγκεκριμένα, διαδοχικά είναι ως εξής: μεταβολή φορτίου μεταφράζεται σε μεταβολή της ηλεκτρικής ροπής εξόδου  $T_e$  της γεννήτριας, γεγονός που προκαλεί αναντιστοιχία σε σχέση με την τότε τιμή της μηχανικής ισχύος  $T_m$ . Αποτέλεσμα αυτού αποτελεί η μεταβολή στη μηχανική ταχύτητα περιστροφής  $\omega_m$  του δρομέα της μηχανής (επιτάχυνση/επιβράδυνση), όπως καθορίζεται και βάσει της θεμελιώδους Εξίσωσης Επιταχύνσεως των γεννητριών [13, 30]:

$$T_a = T_m - T_e \iff J \frac{d\omega_m}{dt} = T_a = T_m - T_e \quad (3.1)$$

Στην Εξίσωση Επιταχύνσεως (3.1),  $T_a$  είναι η λεγόμενη ροπή επιταχύνσεως (όλες οι ροπές είναι σε μονάδες  $N \cdot m$ ) και  $J$  είναι η συνολική αδράνεια της ηλεκτρικής γεννήτριας μαζί με ολόκληρο τον άξονα της τουρμπίνας σε  $kg \cdot m^2$ . Η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του ρότορα μετριέται σε  $rad/s$ . Για τη σχεδίαση ενός καθολικού ελέγχου κρίνεται πάντα σκόπιμο να κανονικοποιούνται οι σχετικές μαθηματικές εξισώσεις σε ανά μονάδα τιμές. Για το λόγο αυτό γίνεται χρήση της **ανηγμένης σταθεράς αδρανείας  $H$**  της γεννήτριας, η οποία ορίζεται ως η κινητική ενέργεια του δρομέα σε  $W/s$  κατά

την ονομαστική ταχύτητα περιστροφής διαιρούμενη με την ονομαστική ισχύ της γεννήτριας σε VA. Στις σύγχρονες μηχανές οι αποκλίσεις από τη σύγχρονη ταχύτητα είναι πάρα πολύ μικρές και εν γένει ισχύει  $\omega_m \simeq \omega_{m_0} \equiv \omega_s$  [13]. Έτσι, η  $H$  μετριέται σε *sec* και ορίζεται ως [13, 30]:

$$H = \frac{\frac{1}{2} \cdot J \cdot \omega_s^2}{S_N} \implies J = \frac{2H \cdot S_N}{\omega_s^2} = \frac{2H \cdot S_b}{\omega_s^2} \quad (3.2)$$

όπου  $\omega_s$  είναι η σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής του δρομέα και  $S_N = S_b$  η ονομαστική ισχύς της γεννήτριας σε VA (λαμβάνεται και ως βασική ισχύς). Δεδομένου ότι ισχύει:  $T_b = S_b/\omega_s$  [31] λαμβάνουμε διαδοχικά από την (3.1) μέσω της (3.2):

$$\begin{aligned} \frac{2H \cdot S_N}{\omega_s^2} \frac{d\omega_m}{dt} &= T_m - T_e \iff \\ 2H \cdot \frac{d(\omega_m/\omega_s)}{dt} &= \frac{T_m - T_e}{S_b} \iff \\ 2H \cdot \frac{d\omega_{m(p.u.)}}{dt} &= T_{m(p.u.)} - T_{e(p.u.)} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Εύκολα μπορεί να αποδειχθεί ότι η μηχανική γωνιακή ταχύτητα που εμπλέκεται στην (3.3) είναι ανά μονάδα ίση με την ηλεκτρική γωνιακή ταχύτητα, αφού μέσω των πόλων  $p$  της σύγχρονης γεννήτριας είναι (όπου  $\omega_{m_0} \equiv \omega_s$  και  $\omega_{e_0} = 2\pi f_0 = 100\pi \text{ rad/s}$ ):

$$\omega_{m(p.u.)} = \frac{\omega_m}{\omega_{m_0}} \xrightarrow{\omega_m = \frac{\omega_e}{p/2}} \omega_{m(p.u.)} = \frac{\frac{\omega_e}{p/2}}{\frac{\omega_{e_0}}{p/2}} = \frac{\omega_e}{\omega_{e_0}} = \omega_{e(p.u.)} \implies \omega_{m(p.u.)} = \omega_{e(p.u.)}$$

Άρα, στις ανά μονάδα τιμές η μηχανική και η ηλεκτρική συχνότητα ταυτίζονται.

Έτσι, η (3.3) γράφεται ισοδύναμα:

$$2H \cdot \frac{d\omega_{e(p.u.)}}{dt} = T_{m(p.u.)} - T_{e(p.u.)} \quad (3.4)$$

Για μελέτες φορτίου–συχνότητας είναι προτιμότερο να εκφραστεί η (3.4) σε όρους ισχύος αντί ροπής. Θεωρώντας μικρές αποκλίσεις από τις ονομαστικές τιμές ισχύει:  $P = P_0 + \Delta P$ ,  $T = T_0 + \Delta T$  και  $\omega_m = \omega_{m_0} + \Delta\omega_m = \omega_s + \Delta\omega_m$  (όπου  $\omega_m \simeq \omega_{m_0} \equiv \omega_s$  και

άρα,  $\Delta\omega_m \simeq 0$  [13], όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω) και αξιοποιώντας τη γνωστή σχέση:

$$P = \omega_m T \xrightarrow{\omega_m = \omega_s \text{ (σύγχρονη μηχανική)}} P = \omega_s T, \text{ γραμμικοποιούμε την τελευταία:}$$

$$\begin{aligned} P_0 + \Delta P &= (\omega_s + \Delta\omega_m) \cdot (T_0 + \Delta T) \iff \\ P_0 + \Delta P &= \omega_s T_0 + \omega_s \Delta T + \Delta\omega_m T_0 + \Delta\omega_m \Delta T \end{aligned}$$

Στην παραπάνω σχέση, οι όροι  $P_0$  και  $\omega_s T_0$  είναι ίσοι και επομένως, απλοποιούνται, ενώ ο όρος  $\Delta\omega_m \Delta T$  αμελείται (θεωρείται ίσος με το μηδέν ως πολλαπλασιασμός μεταξύ δύο πολύ μικρών ποσοτήτων, με την  $\Delta\omega_m$  να είναι σχεδόν μηδενική ούτως ή άλλως [13], όπως προαναφέρθηκε). Μπορεί ήδη να αμεληθεί και ο όρος  $\Delta\omega_m T_0$ , αφού  $\Delta\omega_m \simeq 0$  [13], αλλά απλοποιείται και διαφορετικά στη συνέχεια, δηλαδή φεύγει έτσι κι αλλιώς, όπως θα φανεί αμέσως παρακάτω. Έτσι, η παραπάνω σχέση γίνεται:  $\Delta P = \omega_s \Delta T + T_0 \Delta\omega_m$

και προφανώς ισχύει τόσο για τη μηχανική, όσο και για την ηλεκτρική ισχύ.

Για τη μηχανική ισχύ:

$$\Delta P_m = \omega_s \Delta T_m + T_{m_0} \Delta\omega_m$$

Για την ηλεκτρική ισχύ:

$$\Delta P_e = \omega_s \Delta T_e + T_{e_0} \Delta\omega_m$$

Οι τελευταίες δύο σχέσεις αφαιρούνται κατά μέλη και προκύπτει:

$$\Delta P_m - \Delta P_e = \omega_s (\Delta T_m - \Delta T_e) + (T_{m_0} - T_{e_0}) \Delta\omega_m$$

Στη μόνιμη κατάσταση υπάρχει ισορροπία μεταξύ των ροπών, μηχανικής και ηλεκτρομαγνητικής, προκειμένου να υπάρχει ευστάθεια στο σύστημα. Ισχύει:  $T_{m_0} = T_{e_0}$  και ο τελευταίος όρος της τελευταίας σχέσης μηδενίζεται (άλλωστε είναι και  $\Delta\omega_m \simeq 0$  [13]), άρα  $\Delta P_m - \Delta P_e = \omega_s (\Delta T_m - \Delta T_e)$  σε φυσικά μεγέθη. Στη συνέχεια, η σχέση μετασχηματίζεται σε ανά μονάδα μεγέθη, διαιρώντας αριστερό και δεξιό μέλος με τον όρο  $P_0 = P_{m_0} = P_{e_0} = \omega_s T_0 = \omega_s T_{m_0} = \omega_s T_{e_0}$  και τελικά λαμβάνεται σε ανά μονάδα:

$$\Delta P_m - \Delta P_e = \Delta T_m - \Delta T_e \quad (3.5)$$

Άρα, στις ανά μονάδα τιμές η μεταβολή της ροπής και της ισχύος είναι ίσες [30].

Μάλιστα, το ίδιο ισχύει και γενικά για τις  $\alpha. \mu.$  τιμές ισχύος και ροπής, καθώς η βασική ροπή στις σύγχρονες γεννήτριες ορίζεται ως [31]:  $T_b = S_b / \omega_s \implies S_b = \omega_s T_b$  και ισχύει, φυσικά στις σύγχρονες γεννήτριες και η σχέση:  $P = \omega_s T$  για την ηλεκτρική και τη μηχανική ισχύ, οπότε αν διαιρεθούν οι δύο αυτές σχέσεις κατά μέλη προκύπτει:  $P/S_b = (\omega_s T) / (\omega_s T_b) = T/T_b \implies P_{(p.u.)} = T_{(p.u.)}$ .

### Μετατροπές της Εξίσωσης Επιταχύνσεως

1<sup>ον</sup> η Εξίσωση Επιταχύνσεως μετασηματίστηκε από την (3.3) στην (3.4) με την ανά μονάδα ισότητα των γωνιακών συχνοτήτων.

2<sup>ον</sup>, βάσει των παραπάνω, οι ανά μονάδα τιμές ροπής και ισχύος είναι ίσες και για το λόγο αυτό, η (3.4) μπορεί να γραφτεί χωρίς βλάβη της γενικότητας και ως [13]:

$$2H \cdot \frac{d\omega_{e(p.u.)}}{dt} = P_{m(p.u.)} - P_{e(p.u.)} \quad (3.6)$$

3<sup>ον</sup>, συχνά συνηθίζεται αντί των κανονικών ανά μονάδα μεγεθών να χρησιμοποιούνται οι διαφορές από την ονομαστική κατάσταση λειτουργίας (όπως έγινε και στην (3.5)).

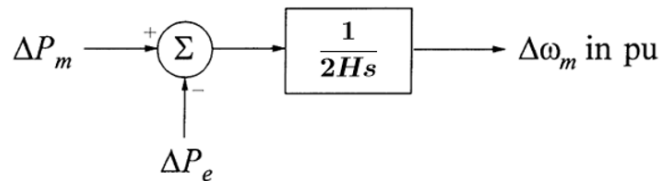
Έτσι οι (3.4) και (3.6) μπορούν να γραφτούν:

$$2H \cdot \frac{d}{dt} \Delta\omega_{e(p.u.)} = \Delta T_{m(p.u.)} - \Delta T_{e(p.u.)} \quad \left| \quad 2H \cdot \frac{d}{dt} \Delta\omega_{e(p.u.)} = \Delta P_{m(p.u.)} - \Delta P_{e(p.u.)} \right.$$

4<sup>ον</sup> και τελικό, αντί της παραγωγίσης συνηθίζεται να χρησιμοποιείται ο τελεστής Laplace ( $s \equiv \frac{d}{dt}$ ) και έτσι σχηματίζεται η ισοδύναμη:

$$\Delta\omega_{e(p.u.)} = \frac{1}{2Hs} \cdot (\Delta T_{m(p.u.)} - \Delta T_{e(p.u.)}) = \frac{1}{2Hs} \cdot (\Delta P_{m(p.u.)} - \Delta P_{e(p.u.)}) \implies$$

$$\Delta\omega_{e(p.u.)} = \frac{1}{2Hs} \cdot (\Delta P_{m(p.u.)} - \Delta P_{e(p.u.)}) \quad (3.7)$$



**Σχήμα 3.4:** Συνάρτηση Μεταφοράς Εξίσωσης Επιταχύνσεως με ισχύς [30].

Η παραπάνω αποτελεί την τελική μορφή της Εξίσωσης Επιταχύνσεως των γεννητριών που βρίσκει ευκολότερα πρακτική εφαρμογή στα εσωτερικά τους μηχανικά μοντέλα.

### Απόκριση του Φορτίου σε Μεταβολές της Συχνότητας (Αυτορρύθμιση Φορτίου)

Εν γένει, τα φορτία ενός συστήματος αποτελούνται από διάφορες ηλεκτρικές συσκευές. Όσον αφορά τα καθαρά ωμικά φορτία, όπως τα φορτία φωτισμού και θέρμανσης, αλλά και οι ηλεκτρολύτες, η ηλεκτρική ισχύς που καταναλώνουν είναι ανεξάρτητη της

συχνότητας. Ωστόσο, το φορτίο ενός πραγματικού συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας παρουσιάζει και επαγωγικό χαρακτήρα, αφού τέτοια ιδιότητα προσδίδουν φορτία όπως κινητήρες (φορτία ανεμισμού, αντλίες κ.τ.λ.) αυξάνοντας την επαγωγική συνιστώσα του συνολικού φορτίου [13, 30]. Έτσι, στη γενική περίπτωση, υπάρχει μια ευαισθησία του φορτίου ως προς τη συχνότητα ( $\partial P/\partial f$ ), διότι η ισχύς που απορροφούν μεταβάλλεται ανάλογα με τη μεταβολή της συχνότητας του δικτύου, εξαιτίας της αντίστοιχης αλλαγής στην ταχύτητα περιστροφής των κινητήρων. Αυτή η εξάρτηση προσθέτει μια συνιστώσα αυτορρύθμισης στο σύστημα, δεδομένου ότι όταν αυξάνει το φορτίο, η μείωση της συχνότητας συνεπάγεται μια αντίστοιχη ελάττωση του φορτίου, μειώνοντας συνεπώς την ανάγκη για πρόσθετη παραγωγή [13]. Η συνολική εξαρτώμενη από τη συχνότητα χαρακτηριστική του σύνθετου φορτίου (ωμικό–επαγωγικού) μπορεί να εκφραστεί ως εξής (όπου ισχύει, όπως δείχθηκε:  $\Delta\omega_m = \Delta\omega_e$  σε  $p.u.$ ):

$$\Delta P_{L_{total}(p.u.)} = \Delta P_{e(p.u.)} = \Delta P_{L(p.u.)} + D \cdot \Delta\omega_{m(p.u.)} \quad (3.8)$$

Όπου:

$\Delta P_L$  είναι η μεταβολή του ανεξάρτητου από τη συχνότητα φορτίου (ωμικό) ·

$D \cdot \Delta\omega_m$  είναι η μεταβολή του εξαρτώμενου από τη συχνότητα φορτίου ·

$\Delta P_{L_{total}}$  είναι η μεταβολή του συνολικού φορτίου ·

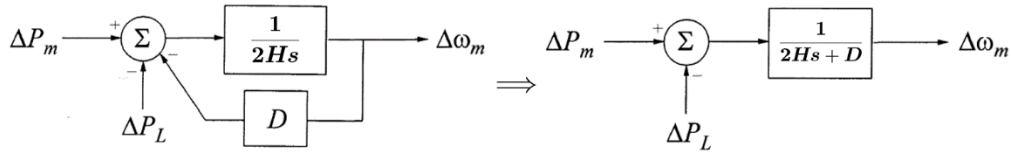
$D$  είναι ο συντελεστής αυτορρύθμισης φορτίου (damping).

Το damping εκφράζεται ως ποσοστό μεταβολής του φορτίου για 1% μεταβολή της συχνότητας. Τυπικές τιμές του  $D$  αποτελούν τιμές στο εύρος 1%–2% [30]. Για παράδειγμα, τιμή  $D = 2$  σημαίνει ότι 1% μεταβολή της συχνότητας προκαλεί 2% μεταβολή στο φορτίο.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία ο συντελεστής αυτορρύθμισης  $D$  θα θεωρηθεί ίσος με το μηδέν (αγνοείται – θεώρηση ωμικού φορτίου), καθώς ο σκοπός είναι η κατάδειξη της βελτίωσης της συχνотικής απόκρισης με τη συνεισφορά των τεχνολογιών  $H_2$ , ακόμα και σε ακραίες μεταβολές φορτίου, πράγμα που μπορεί να γίνει ξεκάθαρο ανεξάρτητα από τη φύση του φορτίου. Η αυτορρύθμιση στη μελέτη της εργασίας δεν παίζει καθοριστικό ρόλο και δεν εξυπηρετεί κάποιο ιδιαίτερο σκοπό. Πρέπει να επισημανθεί ότι **η αγνόηση του  $D$  καθιστά την ανάλυση συντηρητικότερη**. Και αυτό, διότι **η αυτορρύθμιση του φορτίου είναι κάτι που μόνο βοηθά την απόκριση συχνότητας και τη γενικότερη ευστάθεια του δικτύου** [13]. Η ευνοϊκή επίδραση του φορτίου στη συχνότητα εξηγείται ως εξής: *μεταβολή του φορτίου (αύξηση/μείωση) οδηγεί σε μεταβολή της συχνότητας (μείωση/αύξηση αντίστοιχα), γεγονός που με τη σειρά του οδηγεί σε ανάλογη μεταβολή (μείωση/αύξηση αντίστοιχα) της ταχύτητας περιστροφής των κινητήριων επαγωγικών φορτίων, πράγμα που επηρεάζει αναλόγως την κατανάλωσή τους (μείωση/αύξηση αντίστοιχα)*. Κατάληξη της τελευταίας επίδρασης είναι η αντίστροφη από αυτήν που προκάλεσε μεταβολή στη συχνότητα αρχικά, δηλαδή για αρχική αύξηση/μείωση φορτίου, το μερικό φορτίο επαγωγικών συνιστωσών οδηγήθηκε αντίστοιχα σε μικρή μείωση/αύξηση.



Για λόγους πληρότητας και αναφοράς σε γενικότερες περιπτώσεις, η τελικά χρησιμοποιούμενη Εξίσωση Επιταχύνσεως (3.7) και το Σχήμα 3.4 καταλήγουν εν γένει στη σχέση (3.8) και το ακόλουθο Σχήμα 3.5:

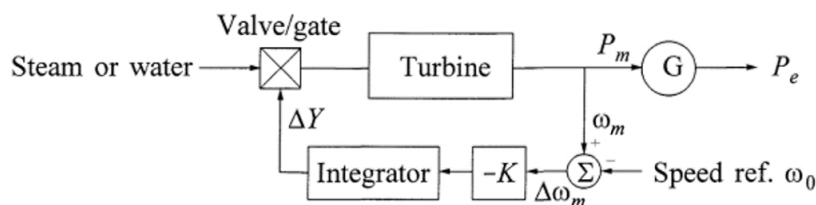


**Σχήμα 3.5:** Προσθήκη Αυτορρύθμισης στην Εξίσωση Επιταχύνσεως [30].

Ο συντελεστής του damping έχει μονάδες αντιστρόφου στατισμού. Επειδή στη μεταβατική περίοδο της διαταραχής το σφάλμα της συχνότητας είναι πολύ μεγαλύτερο από εκείνο της μόνιμης κατάστασης (μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση), η αυτορρύθμιση του φορτίου είναι αποτελεσματικότερη στο μεταβατικό στάδιο [13]. Το damping μόνο ενισχύει την ευστάθεια του συστήματος και μοιάζει σε λειτουργία με τον στατισμό → μόνιμο σφάλμα συχνότητας, αλλά σε πολύ πιο αδύναμη μορφή. Και αυτό γιατί σε ένα υποθετικό σενάριο στο οποίο δε θα υπήρχε έλεγχος της συχνότητας, μια μεταβολή του φορτίου, π.χ. αύξησή του, θα οδηγούσε σε συνεχή πτώση της συχνότητας, αλλά μέρος του φορτίου θα μειωνόταν συνεχώς λόγω του damping και έτσι το σύστημα θα ισορροπούσε σε μια μόνιμη κατάσταση εξαιρετικά μακρινή από την αρχική. Σε μια απουσία ρυθμιζόντος *governor*, η απόκριση του συστήματος σε μια μεταβολή του φορτίου καθορίζεται από την σταθερά αδρανείας  $H$  τη σταθερά αυτορρύθμισης  $D$  και το μόνιμο σφάλμα συχνότητας είναι τόσο, ώστε η μεταβολή του φορτίου να αντισταθμίζεται ακριβώς από την αντίστροφη μεταβολή του, λόγω της ευαισθησίας του [30]. Αυτό δε γίνεται ποτέ και η χρήση στατισμού ως πιο ισχυρή μέθοδος για ρύθμιση στη συχνότητα είναι πάντα απαραίτητη, αφού μια έντονη απόκλιση της συχνότητας οδηγεί σε ενεργοποίηση προστασιών υπερ- ή υποσυχνότητας αποσυνδέοντας τα προαναφερθέντα φορτία ή ακόμη και σε blackout.

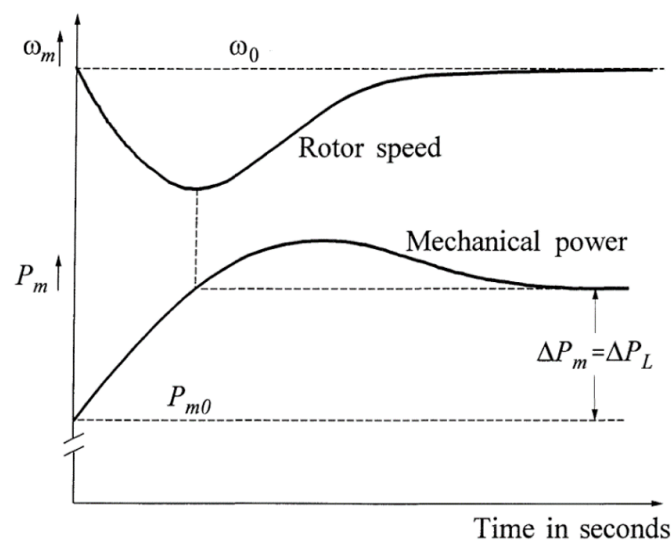
### 3.2.2 Απομονωμένη Γεννήτρια — Συνεργασία Γεννητριών

Στη βιβλιογραφία, η απομονωμένη γεννήτρια αναφέρεται και ως ισόχρονη, λόγω της ιδιότητάς της να αναλαμβάνει την επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική τιμή μετά από μια διαταραχή.



**Σχήμα 3.6:** Απομονωμένη λειτουργία γεννήτριας — *SFR* [30].

Ως γνωστόν και βάσει των όσων έχουν προαναφερθεί και στην Ενότητα 3.1, η λειτουργία αυτή αναφέρεται στη Δευτερεύουσα Ρύθμιση Φορτίου–Συχνότητας (*SFR*). Στο Σχήμα 3.6 η γεννήτρια αναλαμβάνει μόνο τη δευτερεύουσα ρύθμιση, χωρίς να συμμετέχει στην πρωτεύουσα μέσω του στατισμού της, αφού δε συνυπάρχει με άλλες γεννήτριες. Με μέτρηση του σφάλματος συχνότητας  $\Delta\omega_m = \omega_m - \omega_0$  του απομονωμένου συστήματος μετά την πρωτεύουσα ρύθμιση και μέσω κατάλληλης στρατηγικής ελέγχου όπως αυτή που φαίνεται στο Σχήμα 3.6, το σφάλμα ενισχύεται (κέρδος  $-K$ ), ολοκληρώνεται και αποστέλλεται σήμα ελέγχου  $\Delta Y$  στη γεννήτρια [30]. Από τη σχεδίαση συστημάτων αυτομάτου ελέγχου είναι γνωστό, ότι για να επέλθει μια νέα μόνιμη κατάσταση θα πρέπει αναγκαστικά η είσοδος του ολοκληρωτή να είναι μηδέν. **Αυτή είναι και η ουσία του integrator (ολοκληρωτικός έλεγχος) στη συμβολή του στη 2<sup>ου</sup>α ρύθμιση: πρέπει σε steady state να μηδενίζεται η είσοδός του, άρα μηδενίζει το σφάλμα.** Το σφάλμα συχνότητας, επομένως, μηδενίζεται σταδιακά με τη δημιουργία κάθε στιγμής του κατάλληλου σήματος ελέγχου  $\Delta Y$ , που εν τέλει αποτυπώνεται στη μηχανική ισχύ [30]. Πιο αναλυτικά, π.χ. σε μια αύξηση φορτίου, η αύξηση της  $P_e$  προκαλεί τη σταδιακή μείωση της συχνότητας σε ρυθμό μείωσης που καθορίζεται από την αδράνεια  $H$  του δρομέα. Όσο η ταχύτητα πέφτει, η μηχανική ισχύς αυξάνεται, πράγμα που προκαλεί μείωση στο ρυθμό μείωσης της ταχύτητας περιστροφής. Αυτό συμβαίνει μέχρι το σημείο, στο οποίο η μεταβολή της μηχανικής ισχύος εξισώνεται με τη μεταβολή της απορροφούμενης από το φορτίο ισχύος, από όπου και ύστερα η συχνότητα αρχίζει να αυξάνει έως ότου επιστρέψει στην τιμή αναφοράς. Εκεί, στη μόνιμη κατάσταση, η μεταβολή της μηχανικής ισχύος ισούται πλέον με τη μεταβολή που επήλθε στο φορτίο.



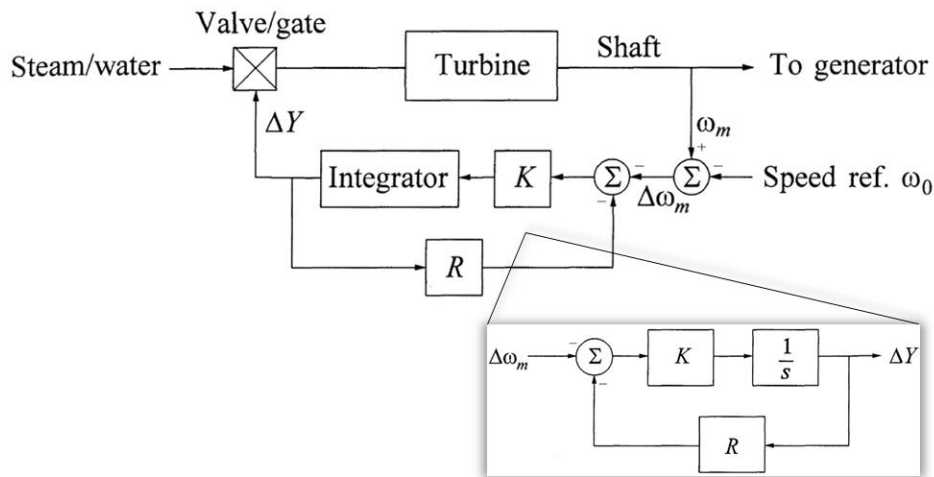
**Σχήμα 3.7:** Επεξηγηματικό σχήμα απόκρισης απομονωμένης γεννήτριας [30].

Το παραπάνω Σχήμα 3.7 καλύπτει απεικονιστικά πλήρως τα όσα μόλις αναφέρθηκαν.

Η παραπάνω λειτουργία της απομονωμένης λειτουργίας που περιεγράφηκε κρίνεται αποτελεσματική σε περιπτώσεις που  $\alpha$ ) είτε μία μόνο γεννήτρια τροφοδοτεί φορτία σε ένα απομονωμένο δίκτυο, είτε  $\beta$ ) σε ένα σύστημα με πολλές γεννήτριες, όπου όμως μόνο μία είναι υπεύθυνη να μεταβάλλει την απόκρισή της σε αλλαγές του φορτίου.

Τώρα θα εξεταστεί η έννοια της διαμοίρασης της ισχύος μεταξύ των γεννητριών σε μεταβολές του φορτίου του εξεταζόμενου συστήματος. Σε ένα, λοιπόν, σύστημα με συνδεδεμένες δύο ή περισσότερες μονάδες που συμβάλλουν στη ρύθμιση της συχνότητας δε μπορεί να εφαρμόζεται ολοκληρωτικός έλεγχος σε όλες τους, καθώς έτσι κάθε γεννήτρια θα πρέπει να έχει ακριβώς την ίδια ρύθμιση (setting) ταχύτητας περιστροφής με τις υπόλοιπες, κάτι εκ των πραγμάτων μη εφικτό. Έτσι, μη έχοντας την ίδια ταχύτητα περιστροφής ανά πάσα στιγμή, ο ολοκληρωτικός έλεγχος θα τις οδηγούσε στο να «μάχονται» η μία την άλλη, με στόχο κάθε μία να προσπαθεί να ελέγξει τη συχνότητα βάσει του δικού της setting [30].

Για ευσταθή διαμοιρασμό του φορτίου σε δύο ή περισσότερες μονάδες παραγωγής που λειτουργούν παράλληλα, οι *governors* τους χρησιμοποιούν μια συγκεκριμένη χαρακτηριστική διαμοιρασμού, βάσει της οποίας η ταχύτητα περιστροφής πέφτει καθώς το φορτίο αυξάνεται και αυξάνει καθώς το φορτίο μειώνεται. Αυτή λαμβάνεται προσθέτοντας ένα βρόχο πρόσω-τροφοδότησης (feedback loop) γύρω από τον ολοκληρωτή, όπως φαίνεται παρακάτω:



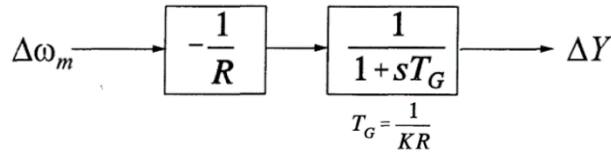
Σχήμα 3.8: Έλεγχος γεννήτριας με Στατισμό [30].

Αυτός ο τύπος *governor* χαρακτηρίζεται ως ένας αναλογικός ελεγκτής με κέρδος  $1/R$ . Ο χαρακτηρισμός του ως αναλογικός προκύπτει αν ο σχηματιζόμενος βρόχος του Σχήματος 3.8 απλοποιηθεί περαιτέρω:

$$\begin{aligned} \Delta Y &= \frac{K}{s} (-\Delta\omega_m - R \cdot \Delta Y) \implies \\ \Delta Y &= -\frac{K\Delta\omega_m}{s} - \frac{K \cdot R \cdot \Delta Y}{s} \implies \\ \left(1 + \frac{KR}{s}\right) \Delta Y &= -\frac{K\Delta\omega_m}{s} \implies \\ \frac{s + KR}{s} \Delta Y &= -\frac{K\Delta\omega_m}{s} \implies \end{aligned}$$

$$\Delta Y = -\frac{K\Delta\omega_m}{s + KR} \implies$$

$$\Delta Y = \left(-\frac{1}{R}\right) \cdot \frac{1}{1 + s\frac{1}{KR}} \cdot \Delta\omega_m \quad (3.9)$$



Σχήμα 3.9: Απλοποίηση βρόχου Σχήματος 3.8 [30].

Η (3.9) καταδεικνύει την παρουσία μόνιμου σφάλματος, καθώς από το Θεώρημα Τελικής Τιμής για βηματική είσοδο [13] ( $t \rightarrow \infty \implies s \rightarrow 0$ ) η (3.9) δίνει:  $\Delta Y = (-1/R)\Delta\omega_m \implies \Delta\omega_m = -R \cdot \Delta Y$ , πράγμα που σημαίνει ότι το σφάλμα στην ταχύτητα περιστροφής (άρα και στη συχνότητα)  $\Delta\omega_m$  καθορίζεται σε μια συγκεκριμένη μόνιμη τιμή από τη μεταβολή του ανοίγματος της δικλίδας, ανάλογα την τιμή του  $R$ . Όσο πιο μικρή τιμή έχει το  $R$ , τόσο πιο μικρό είναι το μόνιμο σφάλμα στη συχνότητα.

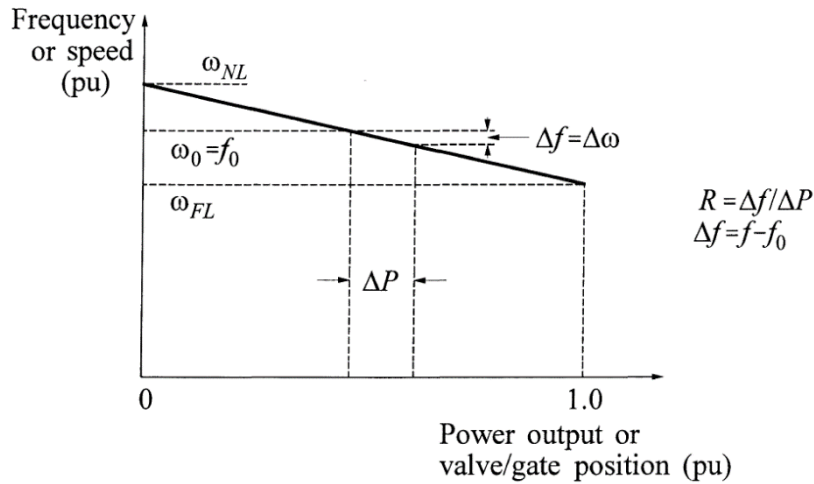
Στην παραπάνω ανάλυση, βάσει της [13], η  $\alpha. \mu.$  τιμή της μεταβολής του ανοίγματος  $\Delta Y$  της δικλίδας (στη [13] αναφέρεται ισοδύναμα ως  $\Delta g$ ) ισούται με την  $\alpha. \mu.$  τιμή της μεταβολής της μηχανικής ισχύος  $\Delta P_m$ , με μια ενδιάμεση χρονική καθυστέρηση  $T$  να μεσολαβεί, ώστε να αντιδράσει η τουρμπίνα σε μια μεταβολή του ανοίγματος της δικλίδας του ατμού. Επομένως, στην παραπάνω ανάλυση μπορεί η  $\Delta Y$  να αντικατασταθεί από την τιμή  $(1 + Ts) \cdot \Delta P_m$ , αφού ισχύει  $\frac{\Delta P_m}{\Delta g} = \frac{1}{1+Ts}$  [13].

Η χαρακτηριστική αυτή που προαναφέρθηκε και που προσθέτει ο νέος βρόχος του Σχήματος 3.8, η οποία και θα αναλυθεί στη συνέχεια, έχει αναφερθεί και στην Υποενότητα 3.1.1 και είναι ο **Στατισμός  $R$  (*Droop*)** της γεννήτριας. Αναφέρεται συχνά και ως **χαρακτηριστική φορτίου–συχνότητας** ή **χαρακτηριστική στροφών–παραγόμενης ενεργού ισχύος**. Πιο συγκεκριμένα, μια συγκεκριμένη θέση του μηχανισμού αλλαγής στροφών (δηλαδή μια δεδομένη ταχύτητα αναφοράς) αντιστοιχεί στην ευθύγραμμη χαρακτηριστική αυτή, η αρνητική κλίση της οποίας είναι ο στατισμός του ρυθμιστή στροφών της μονάδας. Ορίζεται ως [13, 30]:

$$R = -\frac{\Delta\omega}{\Delta P} (p. u.) = -\frac{\text{percent speed or frequency change}}{\text{percent power output change}} \cdot 100\% \quad (3.10)$$

Στον παραπάνω ορισμό,  $\Delta\omega$  είναι η  $\alpha. \mu.$  μεταβολή της συχνότητας (ίση με την  $\alpha. \mu.$  μεταβολή της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα της γεννήτριας) που παραμένει μετά τη λειτουργία της πρωτεύουσας ρύθμισης και  $\Delta P$  είναι η  $\alpha. \mu.$  μεταβολή του φορτίου, η οποία προκάλεσε τη μεταβολή  $\Delta\omega$ .

Για παράδειγμα, στατισμός 5% σημαίνει ότι μια απόκλιση 5% στη συχνότητα προκαλεί 100% μεταβολή στο άνοιγμα της δικλείδας (βαλβίδας) καυσίμου ή ισοδύναμα στην ισχύ εξόδου [30]. Αντιστρόφως, η ίδια εξήγηση διατυπώνεται ως: μετά από μεταβολή 100% του φορτίου (ίση με την ονομαστική ισχύ της γεννήτριας σε σύστημα γεννήτρια–φορτίο) επέρχεται μόνιμη μεταβολή 5% στη συχνότητα [13].



**Σχήμα 3.10:** Χαρακτηριστική «Φορτίου–Συχνότητας» [30].

Το παραπάνω Σχήμα 3.10 μπορεί να διατυπώσει μια άλλη μορφή του ορισμού της (3.10) [30] αν διαδοχικά γίνει η ανάλυση:

$$R = - \frac{\text{percent speed or frequency change}}{\text{percent power output change}} \cdot 100\% = - \frac{\frac{\omega_{NL} - \omega_{FL}}{\omega_0}}{\frac{P_{NL} - P_{FL}}{P_0}} \cdot 100\% \Leftrightarrow$$

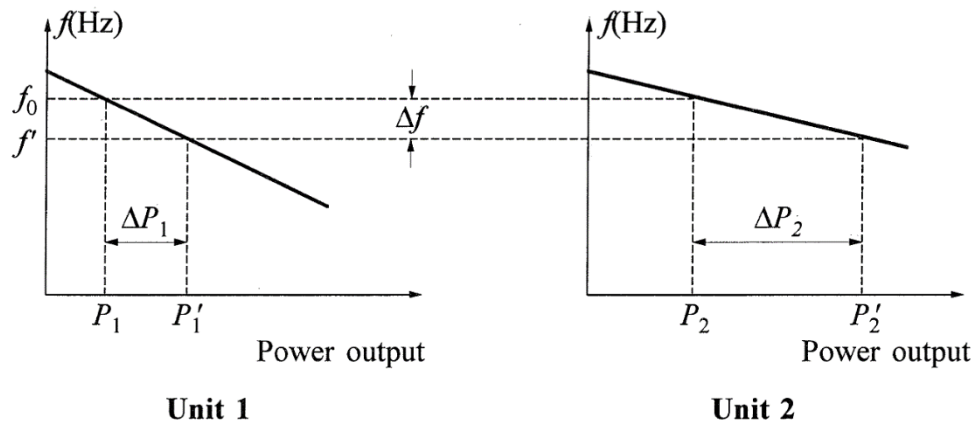
$$R = - \frac{\frac{\omega_{NL} - \omega_{FL}}{\omega_0}}{\frac{0 - 1}{1}} \cdot 100\% \Leftrightarrow R = \frac{\omega_{NL} - \omega_{FL}}{\omega_0} \cdot 100\%$$

Η χαρακτηριστική «φορτίου–συχνότητας» αναφέρεται στη μόνιμη κατάσταση μετά την  $PFR$  και πριν την  $SFR$ .

Αν μια μονάδα έχει μικρό στατισμό, τότε για σχετικά μικρή μεταβολή συχνότητας μεταβάλλει σημαντικά το φορτίο της. Μια τέτοια μονάδα λέγεται *ρυθμίζουσα*, γιατί συμβάλλει καθοριστικά με τη μεταβολή της παραγωγής της στη ρύθμιση της συχνότητας. Αν, αντίθετα, μια μονάδα έχει μεγάλο στατισμό, τότε μεταβάλλει ελάχιστα το φορτίο της όταν αλλάζει η συχνότητα και λέγεται *μονάδα βάσεως* [13].

Ο στατισμός, επομένως, διαφοροποιεί το ρόλο που παίζει κάθε μονάδα σε ένα σύστημα. Καθορίζει, επίσης, τον τρόπο, με τον οποίο οι μονάδες που λειτουργούν παράλληλα

μοιράζονται το κοινό τους φορτίο. Εάν δύο ή περισσότερες γεννήτριες με ρυθμισμένο στατισμό η κάθε μία στο ρυθμιστή στροφών (*governor*) της συνδεθούν σε ένα σύστημα ισχύος, τότε θα υπάρχει μια ενιαία και μοναδική συχνότητα, στην οποία θα πρέπει να μοιραστούν αλλαγές του φορτίου. Αν θεωρηθούν δύο μονάδες παραγωγής με *droop* χαρακτηριστικές, όπως αυτές του Σχήματος 3.11, τότε συμπεραίνει κανείς τα εξής. Αρχικά, οι μονάδες λειτουργούν στην ονομαστική τους συχνότητα  $f_0$ , με ισχύς εξόδου τις  $P_1$  και  $P_2$ , αντιστοίχως. Όταν μια αύξηση  $\Delta P_L$  του φορτίου αναγκάζει τους δρομείς τους να επιβραδύνουν, οι *governors* τους αυξάνουν την παραγωγή μέχρι να φτάσουν μια νέα κοινή συχνότητα λειτουργίας  $f'$ .



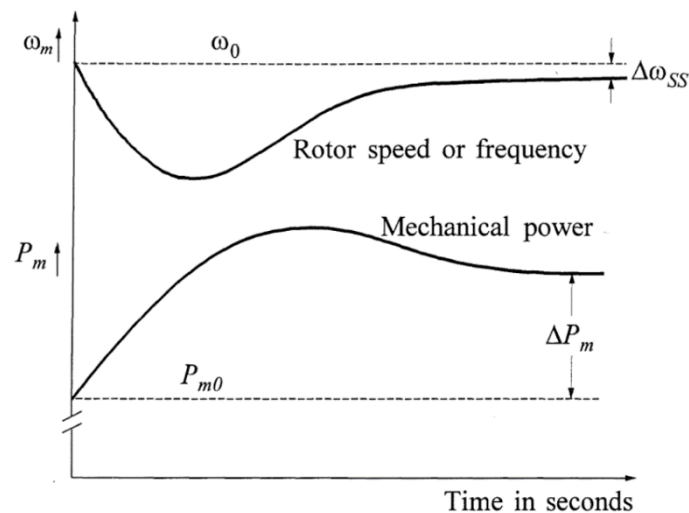
**Σχήμα 3.11:** Διαμοιρασμός μεταβολής φορτίου – Συνεργασία γεννητριών [30].

Το ποσό φορτίου που αναλαμβάνει κάθε γεννήτρια εξαρτάται από το στατισμό της:

$$\begin{cases} \Delta P_1 = P_1' - P_1 = \frac{\Delta f}{R_1} \\ \Delta P_2 = P_2' - P_2 = \frac{\Delta f}{R_2} \end{cases} \Rightarrow \frac{\Delta P_1}{\Delta P_2} = \frac{R_2}{R_1} \text{ (p. u.)} \quad (3.11)$$

Στην ειδική περίπτωση που τα ποσοστά στατισμού (*droop percentages*) των μονάδων είναι ίσα, η μεταβολή ισχύος εξόδου κάθε μονάδας παραγωγής θα είναι ανάλογη της ονομαστικής της ισχύος (*rating*).

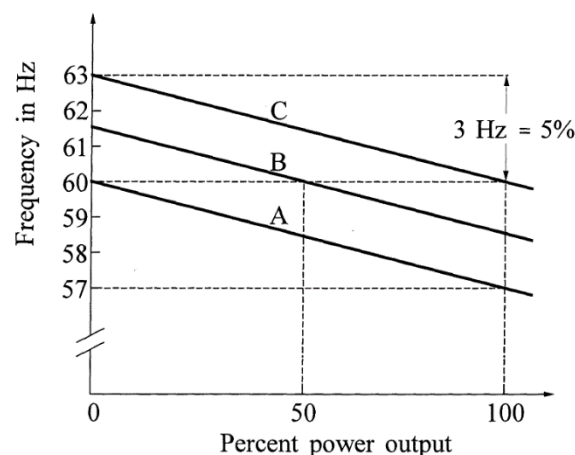
Το παρακάτω Σχήμα 3.12 δείχνει τη χρονική απόκριση μιας μονάδας παραγωγής που λειτουργεί με ρυθμιστή στροφών χαρακτηριστικής φορτίου–συχνότητας (στατισμό), όταν υπόκειται σε αλλαγές του φορτίου. Λόγω της χαρακτηριστικής στατισμού, η μεταβολή της ισχύος εξόδου συνοδεύεται από ένα μόνιμο σφάλμα (σφάλμα μόνιμου καταστάσεως, *steady state (s. s.) error*) στην ταχύτητα περιστροφής, άρα ισοδύναμα και στη συχνότητα:



Σχήμα 3.12: Απόκριση γεννήτριας με Στατισμό [30].

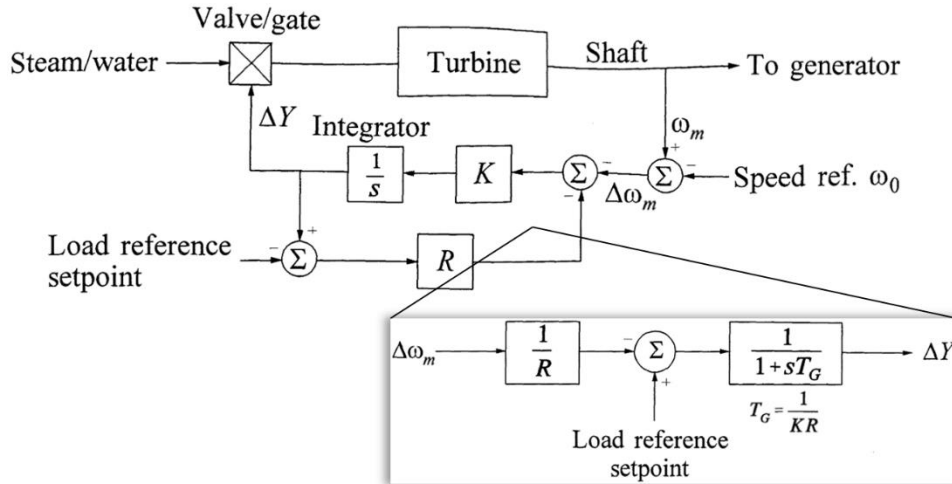
### 3.2.3 Έλεγχος Δευτερεύουσας Ρύθμισης

Μεταβολή του στατισμού  $R$  του ελέγχου στροφών μιας γεννήτριας αλλάζει την κλίση της χαρακτηριστικής φορτίου–συχνότητας. Αν μεταβληθεί η ταχύτητα (συχνότητα) αναφοράς μέσω του μηχανισμού αλλαγής στροφών, η χαρακτηριστική μετακινείται παράλληλα διατηρώντας την κλίση της [13]. Αυτό μπορεί να γίνει με τη μεταβολή μιας νέας εισόδου, που αναφέρεται ως **αναφορά φορτίου** ("*load reference setpoint*"). Η ρύθμιση αυτή αναφέρεται στη Δευτερεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας της γεννήτριας και έχει ως σκοπό να μηδενίσει το σφάλμα της συχνότητας που προκλήθηκε σε προηγούμενο στάδιο, μετά την πρωτεύουσα. Επιτυγχάνεται με τη λειτουργία του μηχανισμού αλλαγής στροφών και έτσι, η συχνότητα επιστρέφει στην ονομαστική της τιμή των  $50\text{ Hz}$ . Το αποτέλεσμα είναι η προαναφερθείσα παράλληλη μετατόπιση της χαρακτηριστικής φορτίου συχνότητας:



Σχήμα 3.13: Επίδραση μηχανισμού αλλαγής στροφών σε διάφορα settings ( $SFR$ , για  $f_0 = 60\text{ Hz}$ ) [30].

Από τις χαρακτηριστικές, ενδεικτικά στα  $60 \text{ Hz}$  η Α δίνει μηδενική ισχύ εξόδου, η Β  $0,5 \alpha. \mu.$  (50%) και η C  $1 \alpha. \mu.$  (100%). Έτσι, η ισχύς εξόδου της μονάδας παραγωγής μπορεί σε μια δεδομένη ταχύτητα περιστροφής/συχνότητα να προσαρμόζεται σε κάθε επιθυμητή τιμή, μεταβάλλοντας το "load reference setpoint". Σε επίπεδο σχεδιασμού ελέγχου, η μεταβολή του setpoint αυτού φαίνεται ως ακολούθως:



Σχήμα 3.14: Προσθήκη Δευτερεύουσας Ρύθμισης και απλοποιημένος βρόχος [30].

Τώρα στη μόνιμη κατάσταση είναι (για  $t \rightarrow \infty \Rightarrow s \rightarrow 0$ ):  $\Delta Y = (-1/R)\Delta\omega_m + \text{Load Reference Setpoint}$ .

Σε ένα μικρό απομονωμένο σύστημα, όπου μια γεννήτρια τροφοδοτεί ένα απομονωμένο φορτίο, οποιαδήποτε αλλαγή στο τελευταίο συνεπάγεται μεταβολή στην ταχύτητα περιστροφής της μηχανής και στη συχνότητα του μικροδικτύου. Η συγκεκριμένη μεταβολή, δεδομένου ότι μελετάται ένα μικρό σύστημα, θα είναι εμφανής και σημαντική. Από τη μεριά της, η γεννήτρια αλλάζει αισθητά την ενεργό ισχύ στην έξοδό της, προκειμένου να επαναφερθεί η συχνότητα στην ονομαστική της τιμή. Αντιθέτως, στην περίπτωση ενός μεγάλου διασυνδεδεμένου συστήματος, όπου όλες οι μονάδες είναι συγχρονισμένες στη συχνότητα του συνολικού συστήματος, ο μηχανισμός αλλαγής στροφών κάθε μίας εξ αυτών κατά τις μεταβολές έχει πενιχρή επίδραση στη συχνότητα του συστήματος και μεταβάλλει λίγο την απόκριση ισχύος (μέσω του  $\Delta Y$ , ήτοι του ανοίγματος της βαλβίδας). Αυτό, διότι κάθε σφάλμα στο ισοζύγιο ισχύος διορθώνεται από όλες της γεννήτριες του συστήματος, με την κάθε γεννήτρια να συνεισφέρει ανάλογα με την ονομαστική της ισχύ σε σχέση με τη συνολική ισχύ παραγωγής του συστήματος [30].

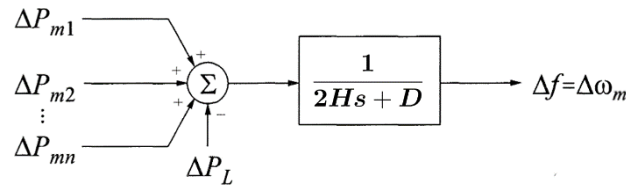
Σε ένα σύστημα με  $n$  μονάδες παραγωγής που συμμετέχουν στη ρύθμιση συχνότητας και φέρουν αδράνεια  $H_i$  κάθε μία εξ αυτών ( $i: [1, n], \mu\epsilon i \in \mathbb{Z}$ ), η συνολική αδράνεια μπορεί, ως η αδράνεια μιας ισοδύναμης γεννήτριας, να υπολογιστεί ως ακολούθως:

$$\mathbf{H}_{eq} = \sum_{i=1}^n \mathbf{H}_i \quad (3.12)$$

Μια τέτοια ανάλυση είναι προσεγγιστική, καθώς δε λαμβάνονται υπόψιν ταλαντωτικά φαινόμενα μηχανών ή η επίδοση του ενδιάμεσου συστήματος μεταφοράς. Θεωρείται ότι όλες οι μηχανές ανταποκρίνονται ταυτόχρονα σε μεταβολές. Ο παραπάνω υπολογισμός



της αδράνειας δείχνει, ότι η αδράνεια κάθε συνιστώσας διαδραματίζει εξίσου σημαντικό ρόλο στις αποκρίσεις του συστήματος σε αλλαγές φορτίου. Ομοίως, οι επιδράσεις των φορτίων του συστήματος συνοψίζονται σε μια ενιαία σταθερά *damping*  $D$ , ενώ, επίσης, η ισοδύναμη γεννήτρια οδηγείται από το συνδυασμό των μηχανικών ισχύων, όπως στο Σχήμα 3.15. Η ταχύτητα περιστροφής, σε αυτήν την περίπτωση απλοποιητικής ανάλυσης, αναπαριστά τη συχνότητα του συστήματος και σε  $\alpha. \mu.$  τα δύο αυτά μεγέθη είναι ίσα [30].



**Σχήμα 3.15:** Απλοποιημένο ισοδύναμο σύστημα  $n$  γεννητριών σε  $\alpha. \mu.$  [30].

Δύναται, έτσι, να υπολογιστεί προσεγγιστικά ένας συντελεστής στατισμού, κοινός για όλο το σύστημα. Η συνολική χαρακτηριστική φορτίου–συχνότητας βασίζεται στο συνδυασμό όλων των *droops* των *governors* των γεννητριών και με τον τρόπο αυτό δίνεται προσεγγιστικά και το σφάλμα συχνότητας μόνιμου καταστάσεως, που ακολουθεί μια μεταβολή φορτίου  $\Delta P_L$  [30]:

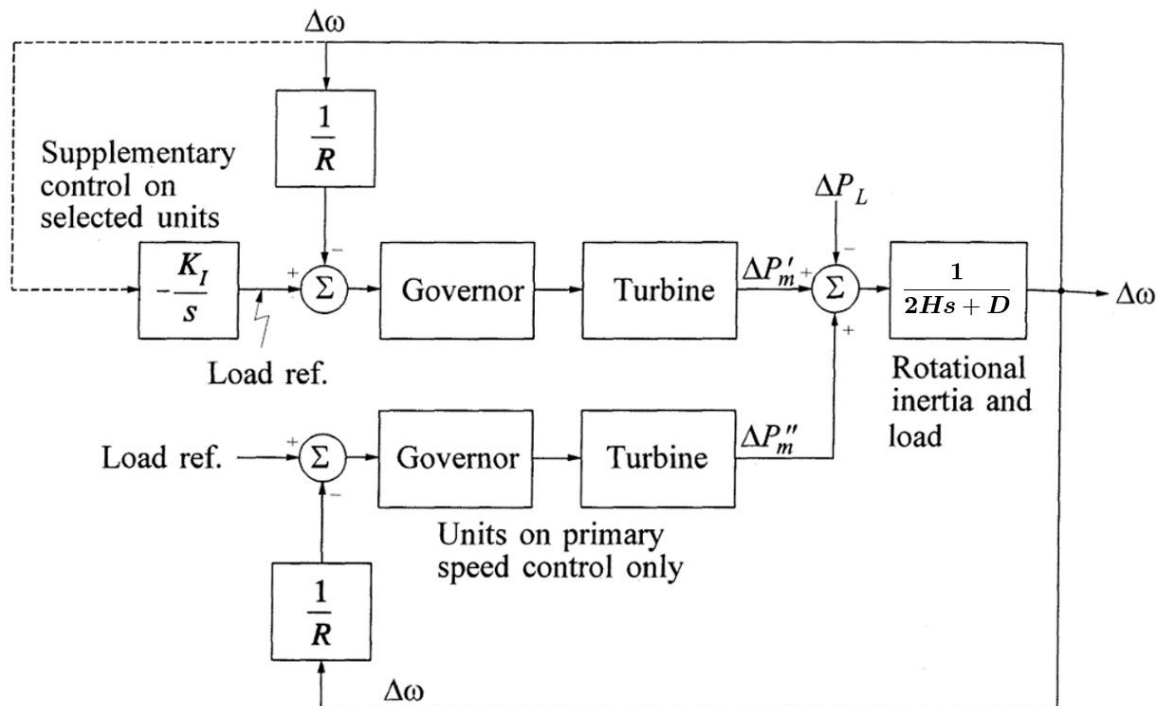
$$\Delta f_{s.s.} = \frac{-\Delta P_L}{(1/R_1 + 1/R_2 + \dots + 1/R_n) + D} = \frac{-\Delta P_L}{1/R_{eq} + D} \quad (3.13)$$

όπου,

$$R_{eq} = \frac{1}{1/R_1 + 1/R_2 + \dots + 1/R_n} \quad (3.14)$$

Κατά την πρωτεύουσα ρύθμιση, όλες οι γεννήτριες συνεισφέρουν στην αλλαγή του φορτίου, μέσω της ρύθμισης του στατισμού τους στους ελεγκτές των ρυθμιστών στροφών τους. Από την άλλη, κατά τη δευτερεύουσα ρύθμιση συχνότητας μόνο μερικές εξ αυτών των γεννητριών συνεισφέρουν στη ρύθμιση της απόκρισής τους, με στόχο την επαναφορά της συχνότητας του δικτύου στην ονομαστική της τιμή, για λόγους που τονίσθηκαν λεπτομερώς στην Υποενότητα 4.2.2.

Το παρακάτω τελικό Σχήμα 3.16 της παρούσας ενότητας δείχνει πιο συγκεντρωμένα, αλλά συνάμα περιληπτικά, τον έλεγχο στην περίπτωση δύο γεννητριών απομονωμένου συστήματος, εκ των οποίων και οι δύο συμμετέχουν στην πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας και μάλιστα εξίσου (με ίσους στατισμούς  $R$ , δηλαδή με αναλογικά ίση  $\alpha. \mu.$  μεταβολή της παραγόμενης ισχύος τους σε μεταβολές του φορτίου, βάσει της (3.11) σχέσης), αλλά μόνο η μία αναλαμβάνει τη δευτερεύουσα ρύθμιση:



Σχήμα 3.16: Απομονωμένο Σύστημα δύο γεννητριών [30].

Σημειώνεται ότι στο παραπάνω σχήμα η κάθε μία γεννήτρια μπορεί και να αντιπροσωπεύει ένα σύνολο γεννητριών, με τις μεν να αναλαμβάνουν μόνο *PFR* (κάτω στο σχήμα) και τις δε επιλεγμένες να αναλαμβάνουν και *SFR* (πάνω στο σχήμα). Η δευτερεύουσα ρύθμιση συχνότητας υλοποιείται με τον εξής τρόπο:

Το σφάλμα συχνότητας/ταχύτητας περιστροφής  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$  εισέρχεται σε ολοκληρωτή κέρδους  $K_I$  οδηγώντας το *Load Reference Setpoint*, ώστε βάσει του τελευταίου, η απόκριση της *SFR* ρυθμιζουσας γεννήτριας να τίθεται ως τέτοια που να εξασφαλίζει μετά από κάποιο χρόνο ότι  $\Delta\omega = 0$  σε τελικό steady state.

### 3.3 Σχεδίαση Αυτόματου Ρυθμιστή Τάσεως

Προκειμένου να ολοκληρωθεί ο συνολικός έλεγχος μιας σύγχρονης γεννήτριας, όπως αυτή που θα χρησιμοποιηθεί στην παρούσα διπλωματική εργασία, θα πρέπει πέρα από τη συνεισφορά της στον έλεγχο συχνότητας—ενεργού ισχύος να θεμελιωθεί και ο ρόλος της προς διατήρηση αποδεκτής τάσης στους ακροδέκτες της. Οι σύγχρονες γεννήτριες μπορούν να παράγουν ή να απορροφούν άεργο ισχύ, ανάλογα με τη διέγερσή τους. Σε υπερδιέγερση εγχέουν άεργο ισχύ και σε υποδιέγερση απορροφούν.

Για αποδοτική και αξιόπιστη λειτουργία των ΣΗΕ, ο έλεγχος της τάσης και της άεργου ισχύος πρέπει να ικανοποιεί τους ακόλουθους στόχους [30]:

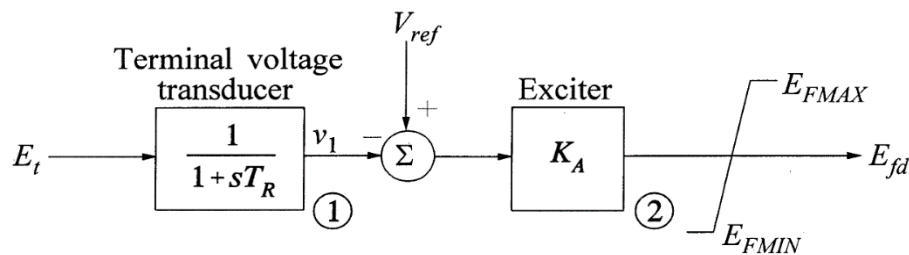
- Οι τάσεις στους ακροδέκτες όλων των συσκευών του συστήματος θα πρέπει να βρίσκονται εντός αποδεκτών ορίων (συνήθως  $\pm 5\%$ ). Τόσο ο εξοπλισμός σταθμών, όσο και των καταναλωτών είναι σχεδιασμένος να λειτουργεί εντός ενός συγκεκριμένου εύρους τάσεως. Παρατεταμένη λειτουργία εκτός του εύρους αυτού μπορεί να επηρεάσει δυσμενώς την επίδοση του εξοπλισμού ή ακόμα και να τον βλάψει.
- Η ευστάθεια του συστήματος (κυρίως αναφορικά με τις ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις κατά την εξέταση της ευστάθειας μικρών διαταραχών/μονίμου καταστάσεως) επηρεάζεται σημαντικά από τον τρόπο σχεδιασμού του ελέγχου τάσης. Μιας και το συγκεκριμένο αντικείμενο δεν αποτελεί πεδίο διερεύνησης της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας, περισσότερες λεπτομέρειες επί αυτού μπορούν να βρεθούν αναλυτικά στην αναφορά [13].
- Η ροή άεργου ισχύος καλό είναι να περιορίζεται, ώστε να αποφεύγονται περιττές απώλειες ( $I^2X$ ) ως απορρόφηση άεργου ισχύος, λόγω της αύξησης του ρεύματος. Έτσι εξασφαλίζεται ότι το σύστημα μεταφοράς λειτουργεί αξιόπιστα, κυρίως για τη μεταφορά ενεργού ισχύος. Βέβαια, οι απώλειες οφείλονται και στη ροή ενεργού ισχύος ( $I^2R$ ) ως θερμικές απώλειες και το ίδιο και η πτώση τάσης, αφού εν γένει ισχύει ο βασικός εμπειρικός τύπος:  $\Delta V(\%) \simeq \frac{100}{V_N^2} \cdot (RP + XQ)$ , απλά οι γραμμές μεταφοράς, οι μετασχηματιστές και άλλα components μεταφοράς είθισται να έχουν πολύ πιο επαγωγικό παρά ωμικό χαρακτήρα.

Όπως και η ρύθμιση στροφών—ενεργού ισχύος, έτσι και η ρύθμιση τάσεως—άεργου ισχύος εξυπηρετείται από βασικές διατάξεις κλειστού βρόχου. Ένα σύστημα ελέγχου αυτού του είδους ανιχνεύει τις μεταβολές των μεταβλητών εξόδου από την τιμή αναφοράς τους και θέτει σε λειτουργία σε πραγματικό χρόνο αντίρροπες μεταβλητές ελέγχου, οι οποίες θα εξουδετερώσουν όσο πιο γρήγορα και αποτελεσματικά γίνεται τις αποκλίσεις [13]. Κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και για μικρές διαταραχές, η αλληλεπίδραση των συστημάτων ελέγχου στροφών και τάσεως είναι σχετικά μικρή. Γενικά το σύστημα ελέγχου της τάσεως είναι ταχύτερο από το σύστημα ελέγχου των στροφών σε μια γεννήτρια και επειδή τα μεταβατικά φαινόμενα της τάσης έχουν σχεδόν τελειώσει πριν αντιδράσει το σύστημα ρύθμισης στροφών, η αλληλεπίδραση μεταξύ των δύο συστημάτων ελέγχου μπορεί καταρχήν να αμεληθεί. Ρόλο σε αυτό παίζει εν μέρει και το γεγονός ότι μεταβλητές όπως οι τάσεις μπορούν να μετρηθούν απευθείας και έτσι ελέγχονται εύκολα (σε αντίθεση π.χ. με τις φασικές αποκλίσεις μεταξύ των τάσεων, που δε μπορούν να μετρηθούν εύκολα και χρειάζονται ειδικές διατάξεις μέτρησης φασιθετών — phasor measurement units, PMUs [13]).

Προκειμένου να επιτελείται η λειτουργία διατήρησης της τάσης των ακροδεκτών της σε επιτρεπτά όρια (σχεδόν σταθερή), κάθε σύγχρονη γεννήτρια πρέπει να εξοπλίζεται με ειδικό ελεγκτή που συνηθίζεται να καλείται ως ο **Αυτόματος Ρυθμιστής Τάσεως** (*Automatic Voltage Controller, AVR*). Ο AVR συμπληρώνει τον έλεγχο της σύγχρονης γεννήτριας, μαζί με τον *Governor*. Ο ρυθμιστής αυτός αναλαμβάνει να ελέγχει την τερματική τάση της γεννήτριας και να τη διατηρεί σταθερή, τροποποιώντας

κατάλληλα τη συνεχή τάση που επιβάλλεται στο πεδίο διεγέρσεως. Η τελευταία τάση παρέχεται στο τύλιγμα πεδίου από το πεδίο διεγέρσεως της σύγχρονης μηχανής. Σημειώνεται, ότι στην περίπτωση του ελέγχου της τάσης μέσω του *AVR* δε χρησιμοποιείται ολοκληρωτικός έλεγχος. Όταν το σύστημα ελέγχου δε χρησιμοποιεί ολοκληρωτικό έλεγχο, τότε η εξεταζόμενη μεταβλητή (εδώ η τάση) αναπόφευκτα δεν επανέρχεται στην προ της διαταραχής κατάσταση, αλλά παραμένει μόνιμο σφάλμα. Αυτό που προτιμάται στον *AVR* –ο οποίος, εν τέλει, αποτελεί έναν αναλογικό–proportional *P* ελεγκτή– είναι η χρήση μεγάλου αναλογικού κέρδους, ώστε το μόνιμο σφάλμα να είναι αρκετά μικρό. Το παραπάνω θα εξηγηθεί και στη συνέχεια πιο αναλυτικά.

Το παρακάτω Σχήμα 3.17 παρουσιάζει την ενδεικτική απλοποιημένη μορφή του *AVR*, που περιλαμβάνει μόνο τα απαραίτητα στοιχεία για να καταστεί επαρκές ένα σύστημα ελέγχου της τάσεως:



Σχήμα 3.17: Βασικό σύστημα *AVR* [30].

Στο παραπάνω Σχήμα 3.17, αρχικά μετράται η τερματική τάση  $E_t$  (συχνά συμβολίζεται και ως  $V_t$ ). Αυτή διέρχεται από ένα φίλτρο πρώτης τάξης (*Block* ①), το οποίο αντικατοπτρίζει τη λειτουργία ενός μορφοτροπέα μετρήσεως. Εισάγει μια μικρή χρονική καθυστέρηση (της τάξης μερικών *msec* μέχρι το πολύ *100 msec* [30, 13]) και φιλτράρει υψίσυχνες συνιστώσες της τάσεως. Η φιλτραρισμένη, πλέον, τάση  $V_1 \equiv V_{t\text{filtered}}$  συγκρίνεται με την τάση αναφοράς. Η τελευταία μπορεί να μεταβάλλεται, σε δυναμικά συστήματα ελέγχου, π.χ. να αυξάνεται άνω του  $1 \alpha. \mu.$ , ώστε σε άλλα σημεία του δικτύου τα φορτία, στα οποία η τάση φτάνει ύστερα από διάφορες απώλειες, να έχουν τάση εντός επιτρεπτών ορίων ( $\pm 5\%$ ). Το σφάλμα, ύστερα, πολλαπλασιάζεται με το κέρδος  $K_A$  του *AVR* (*exciter gain*, *Block* ②). Σκόπιμα δεν εφαρμόζεται ολοκληρωτικός έλεγχος, καθώς στην τάση είναι επιθυμητό να «δουν» όλες οι γεννήτριες ενός συστήματος το τοπικό σφάλμα στη τάση και να συνεισφέρουν μερικώς στην καταστολή του. Αποτέλεσμα είναι ένα εξαιρετικά μικρό σφάλμα σε ένα καλά σχεδιασμένο ΣΗΕ με έλεγχο τάσεως. Το κέρδος  $K_A$  κυμαίνεται σε τιμές στο εύρος  $100 - 400 \alpha. \mu.$  [13] και όσο μεγαλύτερο είναι, τόσο μικρότερο θα είναι το σφάλμα μόνιμου καταστάσεως στην τάση. Αυτό φαίνεται καλύτερα, αν εξεταστεί η συνάρτηση μεταφοράς του Σχήματος 3.17, η οποία είναι:

$$\frac{E_{fd}}{V_{ref} - V_1}(s) = K_A \implies \frac{E_{fd}}{V_{ref} - \frac{E_t}{1+sT_R}} = K_A \xrightarrow{\text{σε s.s. είναι } s \rightarrow 0}$$

$$\frac{E_{fd}}{V_{ref} - E_t} = K_A \implies V_{ref} - E_t = \frac{E_{fd}}{K_A} \implies \Delta V_{t.s.s.} = \frac{E_{fd}}{K_A}$$

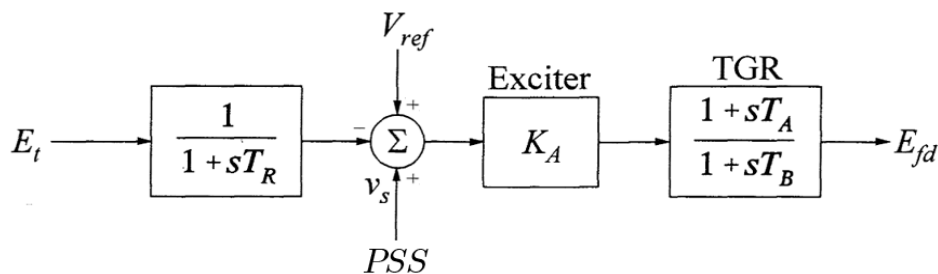
Δηλαδή, το μόνιμο σφάλμα στη  $V_t$  είναι αντιστρόφως ανάλογο του κέρδους  $K_A$  του AVR. Έτσι, όντως, όσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος της διεγέρτριας, τόσο μικρότερο είναι το  $\Delta V_{t,s.s.}$  (P έλεγχος) και τόσο μεγαλύτερη είναι η ακρίβεια ρύθμισης τάσεως [13]. Στο τέλος, η τάση διεγέρσεως  $E_{fd}$  περιορίζεται μέσω κορεστή σε ακραίες τιμές, οι οποίες κυμαίνονται συνήθως στο  $\pm 3$  α.μ. ή και σε μεγαλύτερες τιμές [13, 30].

### Προσθήκη φίλτρου μεταβατικού κέρδους διεγέρσεως Transient Gain Reduction filter (TGR)

Τα μεγάλα κέρδη διεγέρσεως μπορεί να οδηγήσουν σε ανεπιθύμητη επίδραση στην ευστάθεια του συστήματος. Για το λόγο αυτό, το κέρδος διεγέρσεως μπορεί να μειώνεται τεχνητά στις μέσες συχνότητες χωρίς να μεταβληθεί το κέρδος μόνιμου καταστάσεως. Εμφανίζεται, έτσι, ένα μεταβατικό κέρδος του συστήματος διεγέρσεως [13]. Το block που χρησιμοποιείται αποτελεί ένα φίλτρο που ονομάζεται *Transient Gain Reduction (TGR)*. Έτσι, στο Σχήμα 3.17 μπορεί να προστεθεί μετά το σύστημα διεγέρσεως μια συνάρτηση μεταφοράς:

$$G_{TGR}(s) = \frac{1 + sT_A}{1 + sT_B} \xrightarrow{\text{μέσες συχνότητες}} \frac{T_A}{T_B}$$

στην οποία ισχύει:  $T_B > T_A$ . Μια συνήθης επιλογή των τιμών των χρονικών σταθερών είναι οι τιμές:  $T_A = 1$  sec και  $T_B = 10$  sec [30]. Τότε:  $\frac{T_A}{T_B} = \frac{1}{10}$  (ένα δέκατο του  $K_A$ ).



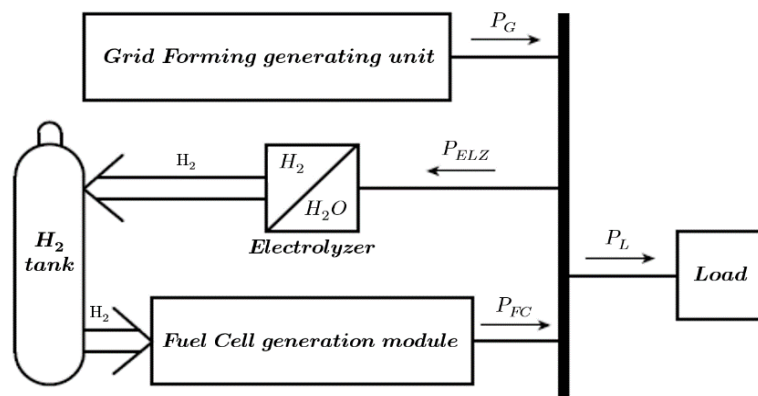
Σχήμα 3.18: Προσθήκη φίλτρου TGR (και PSS) [30].

Στο παραπάνω Σχήμα 3.18 παρατηρείται ότι χρησιμοποιείται και PSS (*Power System Stabilizer*) [13, 30], ο οποίος χρησιμεύει εν γένει στη συνεισφορά καθαρά θετικών ροπών απόσβεσης στο σύστημα διέγερσης, προς αντιμετώπιση ανεπιθύμητων ασταθειών σε μεγάλα κέρδη του AVR. Χρήζει ιδιαίτερης προσοχής στο σχεδιασμό του, αλλά σε αυτή τη διπλωματική εργασία δεν είναι απαραίτητη η προσθήκη του, ούτε αποτελεί πεδίο διερεύνησης και άρα, δε χρησιμοποιείται.

Ο τελικά χρησιμοποιούμενος *Automatic Voltage Regulator* αποτελεί ένα συνδυασμό των Σχημάτων 3.17 και 3.18 και παρουσιάζεται αναλυτικά –μαζί με τις επλεχθείσες τιμές των επιμέρους παραμέτρων του– στο Κεφάλαιο 7.

### 3.4 Χρόνοι Απόκρισης Συνιστωσών $H_2$ που αλληλεπιδρούν με το Δίκτυο

Στην παρούσα διπλωματική εργασία εξετάζεται ένα συγκροτημένο σύστημα υδρογόνου, όπως αυτά που έχουν αναφερθεί θεωρητικά στα Κεφάλαια 1 και 2. Πρόκειται για ένα σύστημα αποθήκευσης  $H_2$  σε *hydrogen tank*, στο οποίο το  $H_2$  καταφθάνει με την παραγωγή του από *electrolyzer (ELZ)* για να καταναλωθεί, όταν υπάρχει ανάγκη, από το *fuel cell (FC)*. Το συνολικό σύστημα έχει αναφερθεί βιβλιογραφικά και ως *Regenerative Fuel Cell (RFC)* [23]. Σε ένα *RFC* συχνά αξιοποιείται το νερό που παράγεται από το *FC* ως υποπροϊόν προς επιπλέον τροφοδότηση του *ELZ*, ενώ μπορεί και αυτό να αποθηκευτεί σε δεξαμενή του, καθώς και το οξυγόνο. Ωστόσο, στη διεθνή βιβλιογραφία περισσότερη έμφαση και διερεύνηση αναφορικά με το κομμάτι της αποθήκευσης αποδίδεται στο υδρογόνο και η ίδια πορεία ακολουθείται και εδώ. Απεικονιστικά και απλοποιητικά, η διάταξη φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 3.19: Απλοποιητική παρουσίαση τοπολογίας μικροδικτύου με *RFC*.

Φυσικά, στο παραπάνω απομονωμένο Μικροδίκτυο είναι απαραίτητη μια μονάδα παραγωγής, η οποία θα πρέπει να θεμελιώνει τη συχνότητα των  $50\text{ Hz}$ . Το ρόλο αυτό αναλαμβάνει μια Σύγχρονη Γεννήτρια με θέσπιση της ταχύτητας περιστροφής της ( $\omega_m = \omega_s \approx 2\pi f_0 = 2\pi 50\text{ rad/s}$ ) και όντας ελεγχόμενη βάσει της θεωρίας που αναπτύχθηκε στο παρόν κεφάλαιο. Τα *microgrids* αποτελούν μικρά δίκτυα ισχύος συνιστάμενα από φορτία, διεσπαρμένη παραγωγή (σχετικά κοντά στην κατανάλωση), συστήματα αποθήκευσης, υποδομές τηλεπικοινωνιών κ.ά. [33].

Γίνεται αντιληπτό, ότι οι συνιστώσες  $H_2$  που βρίσκονται σε επαφή με το ηλεκτρικό δίκτυο είναι το *FC* και ο *ELZ*. Προκειμένου, λοιπόν, να εξετασθεί στην παρούσα διπλωματική εργασία η δυνατότητα συνεισφοράς αυτών των συγκεκριμένων συνιστωσών στη βελτίωση της συχνотικής απόκρισης ανάλογου μικροδικτύου σε απότομες μεταβολές του φορτίου του τελευταίου, θα πρέπει να θεμελιωθούν βιβλιογραφικά οι χρόνοι απόκρισης της αγοράς και των αντίστοιχων ερευνητικών πεδίων, σχετικά με τις τεχνολογίες αυτές. Πιο συγκεκριμένα, επιθυμητό είναι να εξεταστεί η συμβολή του

*Fuel Cell* και του *Electrolyzer* σε επικουρικές λειτουργίες ρύθμισης συχνότητας. Αυτό σημαίνει συνεισφορά σε στάδια ρύθμισης συχνότητας που εξετάστηκαν στην Ενότητα 3.1 του παρόντος κεφαλαίου (κυρίως στην Πρωτεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας), καθώς και στον πιθανό σχεδιασμό ελεγκτή Εικονικής Αδρανειακής Απόκρισης.

Για να είναι εφικτή μια τέτοια προσέγγιση, θα πρέπει να στηριχτεί επιχειρηματολογικά ότι πράγματι οι μονάδες της κυψέλης καυσίμου και του ηλεκτρολύτη μπορούν να αποκριθούν ταχέως σε μεταβολές. Ως χρόνος απόκρισης ορίζεται το χρονικό διάστημα, μετά από το οποίο κατά ένα μεταβατικό φαινόμενο (εδώ βηματική μεταβολή φορτίου) της ζητούμενης από το *FC* παραγωγής ισχύος ή της ζητούμενης από τον *ELZ* κατανάλωσης ισχύος, η απόκριση της αντίστοιχης συσκευής υδρογόνου φθάνει την τιμή αναφοράς (ζητούμενη παραγωγή/κατανάλωση) – σχεδόν στο 95% αυτής [34, 35]. Δηλαδή, γίνεται ένα step στη ζήτηση, το *FC* ή ο *ELZ* ξεκινά να αποκρίνεται σιγά–σιγά προς τη νέα ζήτηση, αλλά μόνο μετά από  $T_{response} \equiv T_d$  η τιμή της ισχύος είναι η ζητούμενη.

### Σημαντικές Σημειώσεις:

- (1) Η Κυψέλη Καυσίμου (*Fuel Cell*) μπορεί να συνεισφέρει στη βελτίωση της συχνότητας με τη σχεδίαση ενός *governor* παρόμοιας λογικής με αυτόν των γεννητριών. Αυτό, διότι αποτελεί μια μονάδα παραγωγής, η οποία τροφοδοτείται με καύσιμο –συγκεκριμένα, το  $H_2$  – και έτσι, με κατάλληλο έλεγχο της εισόδου του τελευταίου στη συσκευή μπορεί αποτελεσματικά και σε πραγματικό χρόνο να οδηγηθεί και να ελεγχτεί η παραγωγή της. Δηλαδή, σε αύξηση του φορτίου θα πρέπει το *FC* να αυξάνει την παραγόμενη ισχύ του και σε μείωση να μειώνει.
- (2) Ο Ηλεκτρολύτης, από την άλλη, αποτελεί –όπως έχει επισημανθεί και στο Κεφάλαιο 2– ένα DC (ωμικό) μεταβλητό φορτίο. Αυτό σημαίνει, ότι μπορεί να σχεδιαστεί ένας ελεγκτής του, σύμφωνα με τον οποίο σε μια αύξηση του φορτίου του απομονωμένου συστήματος ο *ELZ* θα μειώνει την κατανάλωσή του, ώστε να υποστηρίξει τη συχνότητα να μην πέσει σε πολύ χαμηλά επίπεδα, ενώ, αντιθέτως, σε μια μείωση του φορτίου ο *ELZ* θα αυξάνει την κατανάλωσή του, ώστε να μην αφήσει τη συχνότητα να ανέβει σε πολύ υψηλές τιμές. Αποτέλεσμα της κατανάλωσης ισχύος από τον *ELZ* είναι η παραγωγή  $H_2$  και η αποθήκευση αυτού στο  $H_2$  storage tank.

Λόγω της σημαντικής υπεροχής των τεχνολογιών *PEM* (*Proton Exchange Membrane*) σε *fuel cells* και *electrolyzers* ως προς την ταχύτητα απόκρισης (όπως τονίσθηκε και στην Ενότητα 2.2), επιλέγεται η χρήση αυτών στη διπλωματική εργασία και εξετάζονται αναλυτικά οι ισχύουσες εξελίξεις αναφορικά με τις δυνατότητες γρήγορης χρονικής τους απόκρισης. Φυσικά, όπως έχει αναφερθεί, οι *PEM* τεχνολογίες συνοδεύονται και από διάφορα άλλα πλεονεκτήματα. Αναφέρεται, τέλος, ότι η εξέταση των συνθηκών στο αντικείμενο αυτό γίνεται τόσο από ερευνητικής σκοπιάς (παρούσα κατάσταση και αναμένουσα μελλοντική), όσο και από εμπορικής/πρακτικής σκοπιάς (εμπορικές και εργαστηριακές εφαρμογές τους).

### 3.4.1 Χρονική Απόκριση των *PEMFCs*

Οι *χρόνοι εκκίνησης* που συναντώνται σήμερα στις κυψέλες καυσίμου κυμαίνονται από τιμές του 1 *sec* για *PEMFCs* (*Proton Exchange Membrane FCs*) μέχρι και 10 *mins* για *SOFCs* (*Solid Oxide FCs*) [22]. Οι χρόνοι εκκίνησης δε θα μας απασχολήσουν στην παρούσα εργασία, καθώς θεωρούμε ότι το *fuel cell* ή ο *electrolyzer* λειτουργεί κάθε στιγμή σε κάποιο setpoint του Διαχειριστή –προερχόμενο από μια οικονομική κατανομή φορτίου στο μελετώμενο απομονωμένο σύστημα–, δηλαδή είναι ήδη ενεργοποιημένα και η εκκίνηση έχει επέλθει σε προγενέστερη χρονική στιγμή. Έτσι, το *fuel cell* ή ο *electrolyzer* αποκρίνονται βάσει του χρόνου απόκρισης σε μεταβολές της συχνότητας γύρω από το σημείο λειτουργίας. Σημειώνεται ότι κάθε στιγμή λειτουργεί το πολύ μία εκ των δύο συνιστωσών και ποτέ και οι δύο ταυτόχρονα, καθώς κάτι τέτοιο κοστίζει στη συνολική απόδοση του συστήματος (ταυτόχρονη έγχυση και απορρόφηση ισχύος) [16, 36].

Από τις ακόλουθες δημοσιεύσεις, πολλές αλληλοαναφέρονται, υποστηρίζοντας, έτσι, πιο ισχυρά την ορθότητά τους. Βασική δημοσίευση, η οποία και συχνά αναφέρεται (γίνεται cited) από αρκετές από τις υπόλοιπες και από πολλές περισσότερες άλλες είναι η [43] του K. Nikiforow και λοιπών συγγραφέων και θα συζητηθεί στη συνέχεια.

Στην [37] (2009) προκύπτουν πειραματικά αποτελέσματα από πειράματα βηματικών μεταβολών φορτίου σε ένα μόνο κελί *PEMFC* ενεργού περιοχής  $285\text{ cm}^2$  με *χρόνους απόκρισης* περί το 1 *sec*, για διάφορες στοιχειομετρικές αναλογίες του αέρα. Στις [34, 35] (2009) επίσης προτείνεται χρόνος απόκρισης του stack ίσος με 1 *sec* (stack settling time,  $T_d$ ). Οι δημοσιεύσεις [29, 38 – 40] τονίζουν τη χρησιμότητα της αξιοποίησης τεχνολογιών  $H_2$  σε επικουρικές λειτουργίες στήριξης της συχνότητας του δικτύου και μελετούν μελλοντικές περιπτώσεις. Πιο συγκεκριμένα, η [29] (2019) επισημαίνει, ότι η γρήγορη δυναμική απόκριση των PEM τεχνολογιών  $H_2$  μπορεί να συνεισφέρει στη μειωμένη αδράνεια του δικτύου (εικονική αδρανειακή απόκριση), ενισχύοντας τεχνητά, δηλαδή, τη μεταβλητή  $H_{eq}$  της σχέσης (3.12). Ακόμη, θεωρεί πως η PEM προσέγγιση στο  $H_2$  θα είναι industry standard μέχρι το 2030. Οι χρόνοι που παρουσιάζονται για τα PEM *fuel cells* είναι παραπάνω από επαρκείς για τη συμμετοχή τους σε επικουρικές λειτουργίες στήριξης της συχνότητας, σε αντιπαράθεση και με το Σχήμα 3.1. Η ερευνητική εργασία [38] (2018) χρησιμοποιεί *PEMFC* και *PEMELZ* στην *PFR* μικροδικτύου, όπου την *SFR* αναλαμβάνει το *diesel*. Έτσι, καταδεικνύεται η εφαρμογή των PEM συνιστωσών στην πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας. Ωστόσο, η [38] χρησιμοποιεί πλήρως γραμμικά και όχι αναλυτικά δυναμικά μοντέλα, δηλαδή **αναπαριστά τις συνιστώσες απλοϊκά, μέσω απλών Συναρτήσεων Μεταφοράς (Σ.Μ.) 1<sup>ης</sup> τάξεως, παραλείποντας έτσι σημαντικά σημεία μιας ρεαλιστικής προσέγγισης της δυναμικής απόκρισής τους.** Το ίδιο συμβαίνει και στην [39] (2008), όπου τονίζεται ιδιαίτερα πως **για να επιτευχθεί ακριβής και πρακτική προσομοίωση της δυναμικής συμπεριφοράς συνιστωσών του ενεργειακού συστήματος πρέπει να ενσωματωθούν μαθηματικά μοντέλα προσομοίωσης υψηλής τάξης με μη-γραμμικότητες** [39]. Σημαντικό είναι να αναφερθεί ότι στην [38] ως χρονικές σταθερές απόκρισης των συνιστωσών *FC* και *ELZ* χρησιμοποιούνται οι τιμές των 3 *sec* και 0,05 *sec* (50 *msec*), αντίστοιχα και στην [39] οι τιμές 4 *sec* και 0,5 *sec*, αντίστοιχα. Την ίδια προσέγγιση ακολουθεί και η [40] (2019), στην οποία επίσης υιοθετούνται μόνο γραμμικά μοντέλα εκφρασμένα με απλές Σ.Μ. 1<sup>ης</sup> τάξης, όπου *FC* και *ELZ* συμμετέχουν στη ρύθμιση συχνότητας, ενώ ένας *UC* (υπερπυκνωτής) συνεισφέρει με αδρανειακή απόκριση.

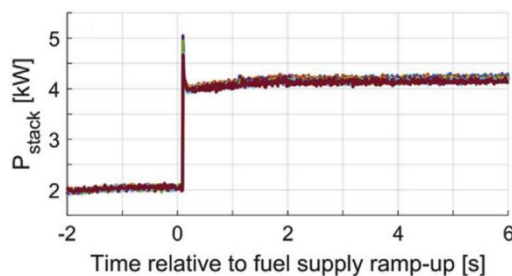


Σε ακόμη πιο πρακτικό επίπεδο, οι [41,42] αφορούν παρουσιάσεις της εταιρίας HYDROGENICS, παγκόσμιου ηγέτη στις τεχνολογίες  $H_2$  και κατασκευαστή κυψελών καυσίμου και ηλεκτρολυτών, τεχνολογίας PEM. Αναφέρονται ταχέα start – ups των *PEMFCs* της ίδιας, με απόκριση από αδράνεια σε πλήρη ισχύ ( $0 \rightarrow 100\%$ ) σε λιγότερο από  $7 \text{ sec}$  και με ταχείς χρόνους δυναμικής απόκρισης σε αλλαγές φορτίου. Αυτό που παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον είναι και το compactness των ταχέως αποκρινόμενων PEM *fuel cells* αυτών, αφού όπως φαίνεται στην [42] οι συσκευές πετυχαίνουν ένα ευρύ πεδίο ισχύων για εξαιρετικά μικρές τιμές βάρους (εντονότερη η περίπτωση περίπου  $200 \text{ kW}$  σε κάτω από μισό τόνο βάρους):



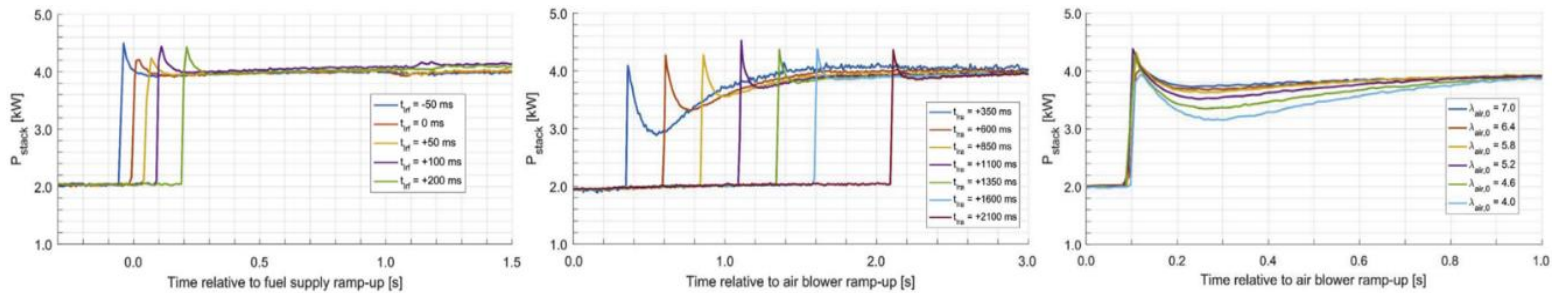
**Σχήμα 3.20:** Μικρό ειδικό βάρος ταχέως αποκρινόμενων *PEMFCs* της HYDROGENICS [42].

Μια πιο πρόσφατη και πολύ καθοριστική δημοσίευση είναι η [43] (2018), η οποία (επαναναφερόμενη και από άλλες) εξετάζει τις ramping δυνατότητες (γρήγορου ανεβοκατεβάσματος της ισχύος) ενός πλήρους πειραματικού συστήματος *PEMFC*  $5 \text{ kW}$  για υποστήριξη του δικτύου σε επικουρικές υπηρεσίες και παρουσιάζει χρόνους απόκρισης της ισχύος **μικρότερους του  $1 \text{ sec}$** , για διάφορες παραμετρικές μεταβολές σε καύσιμο και αέρα, ενώ παράλληλα αναφέρει τα *PEMFCs* σαν μια μελλοντική εναλλακτική των ντιζελογεννητριών για back – up και grid balancing σε τάξεις  $\text{kW}$ , αλλά και  $\text{MW}$ . Το Σχήμα 3.21 δείχνει ότι μια αύξηση της ισχύος του  $5 \text{ kW}$  stack από  $2 \text{ kW}$  (partial load) σε  $4 \text{ kW}$  με επαρκή παροχή καυσίμου και πίεση ανόδου μπορεί να γίνει σε  $0,1 \text{ sec}$  με κάποιο overshoot [43]:



**Σχήμα 3.21:** Ταχεία απόκριση *PEMFC* σε Βηματική Αύξηση Φορτίου, με ήδη επαρκείς παροχές καυσίμου και αέρα [43].

Στην παραπάνω πειραματική απόκριση, έχει προηγηθεί επαρκής παροχή αέρα, μέσω ειδικού φυσητήρα, 2 sec πριν τη μεταβολή του φορτίου και επαρκής παροχή  $H_2$  100 msec πριν. Τα παρακάτω διαγράμματα του Σχήματος 3.22 επίσης φανερώνουν χρόνους απόκρισης του εξεταζόμενου πειραματικού  $PEMFC$  5 kW μικρότερους του 1 sec σε όλες τις περιπτώσεις, με μεταβολές αντίστοιχα  $\alpha$ ) της στιγμής αύξησης του φορτίου σε σχέση με πρωτύτρη αύξηση της παροχής καυσίμου στην κυψέλη καυσίμου ( $t_{lrf}$  – load relative fuel),  $\beta$ ) της στιγμής αύξησης του φορτίου σε σχέση με πρωτύτρη αύξηση της παροχής αέρα στην κυψέλη καυσίμου ( $t_{lra}$  – load relative air) και  $\gamma$ ) της στοιχειομετρικής αναλογίας του αέρα ( $\lambda_{air}$ ). Αύξηση της τελευταίας βελτιώνει χρονικά την απόκριση [43], πράγμα που φαίνεται και στην [37]. Προαναφερθείσες αποκρίσεις:



**Σχήμα 3.22:** Χρόνοι απόκρισης < 1 sec (subsecond) για  $PEMFC$  5 kW σε διάφορες παραμετρικές περιπτώσεις [43].

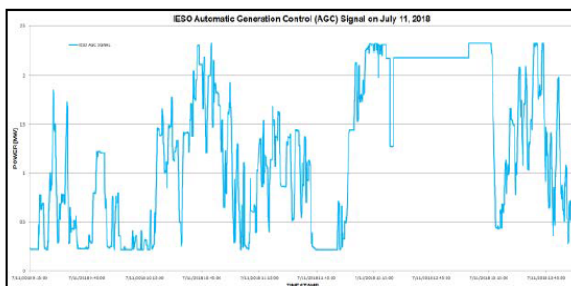
Έτσι, η δημοσίευση [43] συνοψίζει τα πειραματικά αποτελέσματα σε: δυνατότητα αύξησης ισχύος 2 → 4 kW μέσα σε 0,1 sec χωρίς προβλήματα στην παροχή καυσίμου, αύξηση 2 → 3,7 kW σε < 1 sec με αρχική στοιχειομετρία 2,5 του αέρα και σε 0,1 sec με αρχική στοιχειομετρία 7 του αέρα. Γενικά, **οι χρόνοι υπολείπονται του ενός sec.**

Δεδομένου ότι στις αρχές της δεκαετίας οι χρόνοι απόκρισης που σημειώνονταν ερευνητικά για τα  $PEMFCs$  ήταν μεγαλύτεροι, φτάνοντας μερικά sec [21] ή ανά περιπτώσεις ξεπερνώντας τα 10 sec [23], ενώ πλέον –βάσει των παραπάνω πιο πρόσφατων δημοσιεύσεων και πρακτικών/εργαστηριακών δεδομένων παραπάνω– οι χρόνοι συχνά υπολείπονται του δευτερολέπτου, είναι πρόδηλη η ραγδαία ανάπτυξη αυτής της τεχνολογίας τα τελευταία χρόνια, σε μια προσπάθεια χρήσης των κυψελών καυσίμου για ταχείες αποκρίσεις και καλύψεις φορτίου αιχμής, σε συνδυασμό με μέσα αποθήκευσης υδρογόνου προσομοιώνοντας τις γρήγορες αντιδράσεις μιας μπαταρίας. Επομένως, βάσει των πιο πρόσφατων στοιχείων της παρατιθέμενης βιβλιογραφίας και για ρεαλιστικούς λόγους, στην παρούσα διπλωματική εργασία ο χρόνος απόκρισης του *fuel cell* επιλέγεται να θεωρηθεί ίσος με  $T_d \simeq 1$  sec και θα επιβεβαιωθεί προσομοιωτικά στο Κεφάλαιο 8.

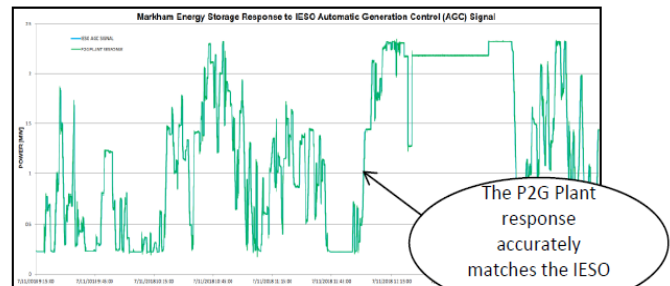
### 3.4.2 Χρονική Απόκριση των $PEMELZs$

Ακόμα πιο πλούσια είναι η βιβλιογραφία σχετικά με τους *χρόνους απόκρισης* των  $PEMELZs$ . Πέραν κάποιων χρόνων για τους ηλεκτρολύτες που ήδη αναφέρθηκαν στην

Υποενότητα 3.4.1, παρακάτω φαίνονται κάποια αποτελέσματα πραγματικών εφαρμογών που οδηγούν σε πολύ χρήσιμα δεδομένα. Πιο αναλυτικά, οι [44 – 46] παρουσιάζουν δεδομένα των εγκαταστάσεων της HYDROGENICS για εφαρμογές P2G (Power to Gas), δηλαδή κυρίως ηλεκτρολυτών της, σε λειτουργίες στήριξης της συχνότητας του δικτύου. Το παρακάτω Σχήμα 3.23 δείχνει ακριβές match (δεξιά) της απόκρισης της εγκατάστασης του ηλεκτρολύτη στα setpoints που στέλνει ο αντίστοιχος ανεξάρτητος διαχειριστής του συστήματος (IESO, Independent Electricity System Operator) στο σταθμό (αριστερά). Πρόκειται για σταθμό αποθήκευσης  $H_2$  –άρα, πρακτικά και ηλεκτρικής ενέργειας– μέσω P2G στο Markham του Ontario, Canada:



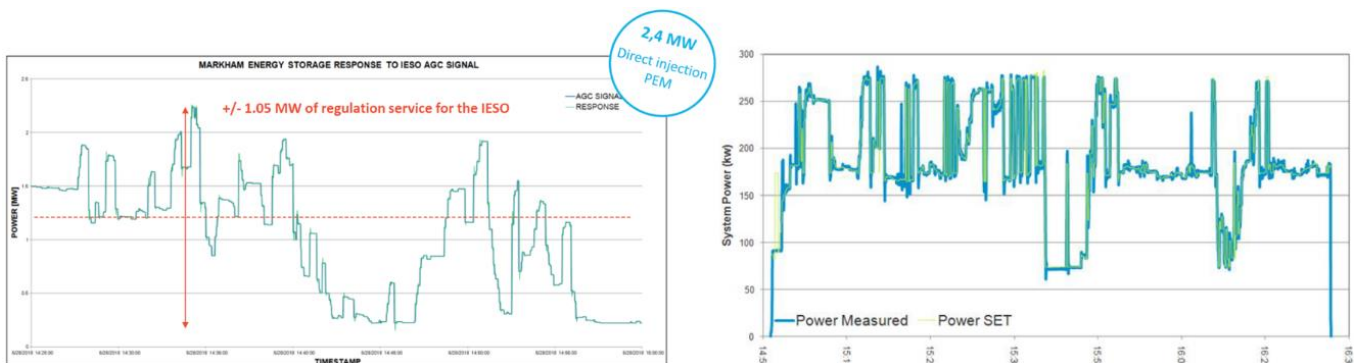
The IESO sends a AGC dispatch signal to the Markham Energy Storage Facility every 2 seconds



The Markham Energy Storage Facility adjusts its output in real time to match the IESO AGC Signal

**Σχήμα 3.23:** Ακριβές setpoint – following σταθμού Ηλεκτρολύσης με ταχεία απόκριση για συνεισφορά στην Ευστάθεια του δικτύου [44].

Στο Σχήμα 3.23, φαίνεται στην αριστερή εικόνα μόνο του το setpoint κάθε στιγμή και αποστέλλεται κάθε 2 sec. Στη δεξιά εικόνα απεικονίζεται ταυτόχρονα το setpoint του Διαχειριστή μαζί με την απόκριση του σταθμού και είναι εμφανής η σχεδόν πλήρης ταύτιση των δύο σημάτων. Αντίστοιχες παράλληλες αποκρίσεις παρουσιάζονται και στις δύο εικόνες του ακόλουθου Σχήματος 3.24 για τον ίδιο σταθμό, όπου και εδώ φαίνεται η απόλυτη ικανότητα της τεχνολογίας των *PEMELZs* να ανταπεξέλθουν στην έντονη μεταβλητότητα των σημάτων ρύθμισης συχνότητας και τονίζεται η δυνατότητα συνεισφοράς τους στη ρύθμιση και ευστάθεια του συστήματος [45, 46]:



**Σχήμα 3.24:** Ταυτόχρονη απεικόνιση setpoint Διαχειριστή και απόκριση σταθμού με *PEM* ηλεκτρολύτες [45, 46].

Η [44] (2018) αναφέρει ότι ανάλογες εγκαταστάσεις P2G αποθήκευσης  $H_2$  μπορούν να προσφέρουν πλήρες εύρος επικουρικών υπηρεσιών στήριξης και ρύθμισης της συχνότητας στο δίκτυο για το Διαχειριστή (πρωτεύουσα και δευτερεύουσα απόκριση στη συχνότητα, μη στρεφόμενη εφεδρεία, κ.λ.π.). Η εγκατάσταση παρέχει υπηρεσία ρύθμισης  $\pm 1,05 MW$  στο διαχειριστή, συμμετέχοντας κατά βάση στην *SFR*, με χρόνο απόκρισης  $2 sec$  και *ramp rate* (δυνατότητα ταχύτητας ανεβοκατεβάσματος της ισχύος, εδώ απορροφούμενης)  $2 MW/sec$  (δηλαδή, περίπου  $0,8 \alpha. \mu./sec$ ) [45] (2019).

Ο συγκεκριμένος σταθμός αποτελεί τον μεγαλύτερο σταθμό αποθήκευσης ενέργειας μέσω  $H_2$  στη Βόρεια Αμερική. Το είδος αποθήκευσης P2G μέσω  $H_2$  συγκαταλέγεται στην Αποθήκευση Ενέργειας Τύπου 3 (στην ίδια κατηγορία με τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα σε εφαρμογές Vehicle to Grid – V2G) σύμφωνα με τον Καναδέζικο IESO, όπου η ηλεκτρική ενέργεια αποθηκεύεται σε εναλλακτική μορφή εν δυνάμει αξιοποιήσιμη, όπως το καύσιμο [44]:

IESO Classes of Energy Storage		
Type 1	Type 2	Type 3
Energy storage technologies that are capable of withdrawing electrical energy (electricity) from the grid, storing such energy for a period of time and then re-injecting this energy back into the grid (minus reasonable losses). Examples include, but are not limited to, flywheels, batteries, compressed air and pumped hydroelectric.	Energy storage technologies that withdraw electricity from the grid and store the energy for a period of time. However, instead of injecting it back into the grid, they use the stored energy to displace electricity consumption (demand) of their host facility at a later time. Examples include, but are not limited to, heat storage or ice production for space heating or cooling.	Energy storage technologies that only withdraw electricity from the grid like other loads but convert it into a storable form of energy or fuel that is subsequently used in an industrial, commercial or residential process or to displace a secondary form of energy. They're generally integrated with a host process that uses that secondary form of energy directly or are connected to a transmission or distribution network for their secondary form of energy (e.g., natural gas, steam or coolant). Examples include, but are not limited to, fuel production (hydrogen or methane), steam production and electric vehicles.

Σχήμα 3.25: Κατάταξη P2G αποθήκευσης ως Type 3 [44].

Η εν λόγω εγκατάσταση έχει ισχύ εισόδου  $2,5 MW$  χρησιμοποιώντας δύο ηλεκτρολύτες *HyLYZER* της HYDROGENICS των  $1,25 MW$  έκαστος. Πρόκειται για τον ηλεκτρολύτη με την υψηλότερη πυκνότητα ισχύος στον κόσμο, καθώς και το μικρότερο περιβαλλοντικό αποτύπωμα. Η πυκνότητα ισχύος που παρουσιάζει η τεχνολογία –που τονίσθηκε και στην Ενότητα 2.1 ως βασικό πλεονέκτημα του  $H_2$ – είναι πραγματικά εκπληκτική, καθώς ο *electrolyzer* μεγέθους  $1,25 MW$  έχει το μέγεθος ψυγείου minibar ξενοδοχείου [44]. Αυτό καταδεικνύει το πόσο συμπαγής είναι η συγκεκριμένη τεχνολογία, λόγω και της αξιοποίησης υψηλών πιέσεων.

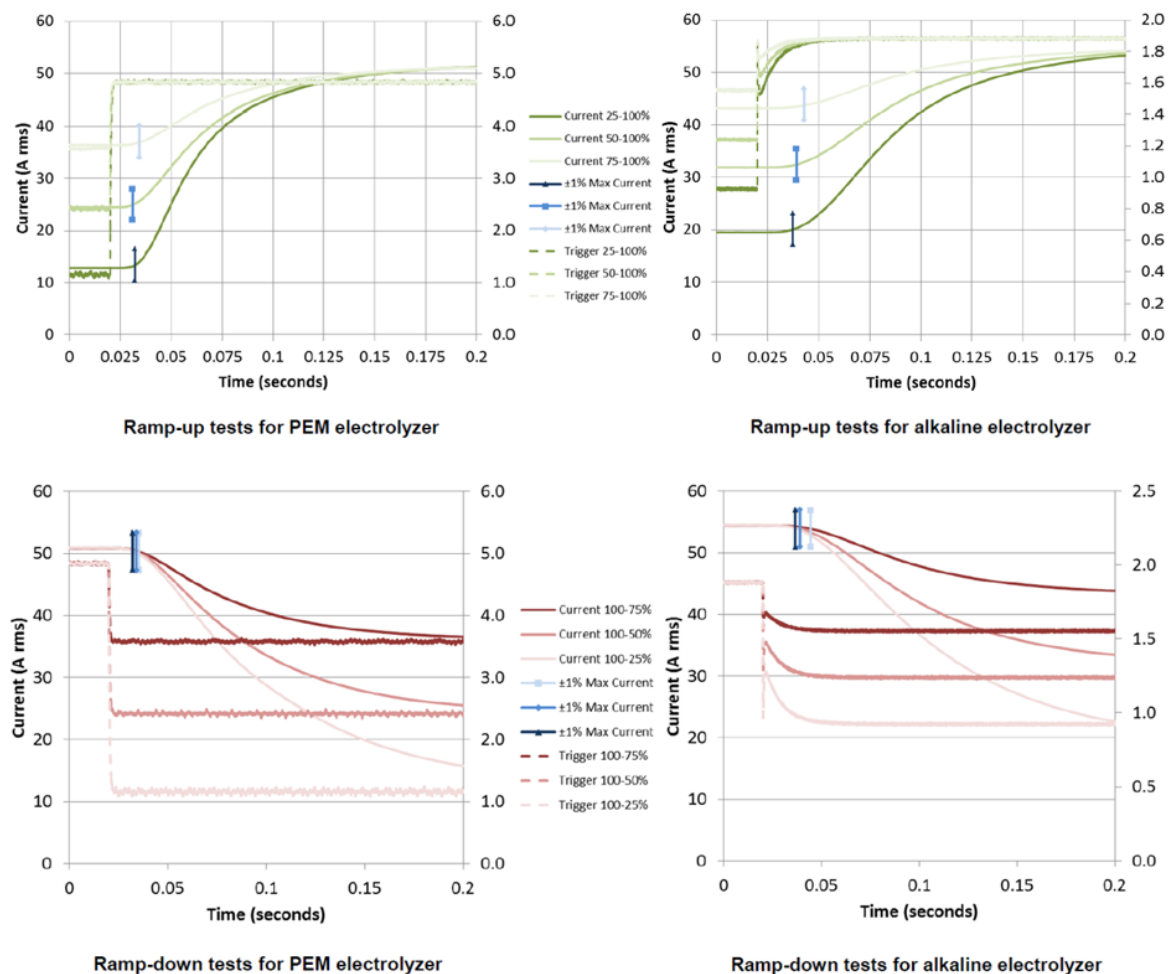


Σχήμα 3.26: Ενδεικτική απεικόνιση μεγέθους Ηλεκτρολυτών της [44].

Στην [46] (2016) τονίζονται εντονότερα οι εφαρμογές των PEM *electrolyzers* σε grid balancing, είτε σε περιπτώσεις απότομων μεταβολών της κατανάλωσης βάσει setpoints Διαχειριστή δευτερόλεπτο–προς–δευτερόλεπτο, είτε σε περιπτώσεις αντιστάθμισης των έντονων διακυμάνσεων ισχύος από ΑΠΕ (όπως μια μπαταρία) με σκοπό τη ρύθμιση τάσης και την καλή ποιότητα ισχύος, γενικότερα. Η ανάγκη ταχείας απόκρισης είναι πρόδηλη και όντως δύναται να υπάρχει, με την [46] να παρουσιάζει αντίστοιχα projects που έχουν ήδη υλοποιηθεί ή προγραμματίζονται προς υλοποίηση.

Οι παραπάνω [44 – 46] της HYDROGENICS φανερώνουν καθαρά την ικανότητα των *ELZs* να ακολουθήσουν επακριβώς ένα σήμα ρύθμισης και έτσι να προσφέρουν ρύθμιση και στήριξη συχνότητας. Ωστόσο, δεν καθιστούν απόλυτα ξεκάθαρο το πόσο γρήγορα χρονικά μπορεί να αποκριθεί ο ηλεκτρολύτης.

Η [47] (2014) αποτελεί μια θεμελιώδη δημοσίευση πάνω στους χρόνους απόκρισης των ηλεκτρολυτών και έχει αναφερθεί από πληθώρα άλλων σχετικών δημοσιεύσεων, που θέλουν να στηρίξουν ταχείες αποκρίσεις στις τεχνολογίες  $H_2$ . Η NREL (National Renewable Energy Laboratory) αναφέρει τη σημασία κατάδειξης των χρόνων απόκρισης των *electrolyzers* μιας και υπάρχουν βιβλιογραφικά πολύ λίγα λειτουργικά δεδομένα, ικανά να ποσοτικοποιήσουν την απόκριση και την ευελιξία τους. Έτσι, στην [47] εμφανίζονται πειραματικά αποτελέσματα δοκιμών σε 40 kW *ELZs*, PEM και *alkaline*.

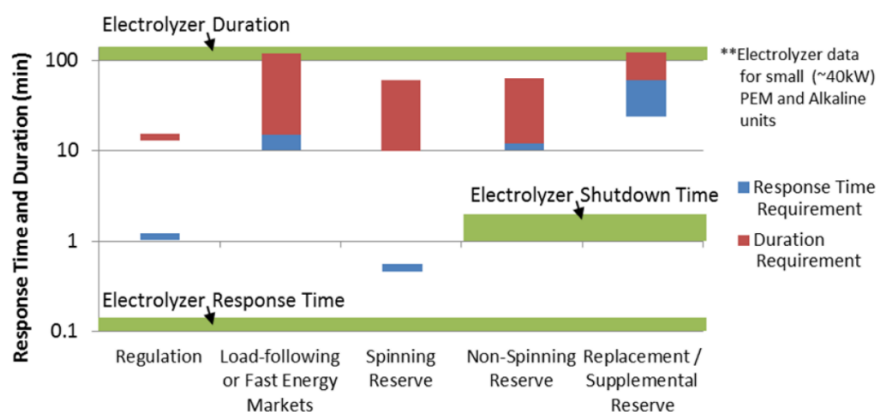


Σχήμα 3.27: Βηματικές μεταβολές setpoint και Ταχείες αποκρίσεις *ELZs* [47].

Στο παραπάνω Σχήμα 3.27 οι βηματικές μεταβολές (setpoint changes) (από 25%, 50% και 75% σε 100% κατά το step up και από 100% σε 75%, 50% και 25% κατά το step down) φαίνονται από τις "trigger" τιμές, ενώ τα κάθετα βέλη δείχνουν τα σημεία μεταβολής 1% του μέγιστου ρεύματος, σηματοδοτώντας τη στιγμή του initial response (οι *ELZs* ξεκινούν να αποκρίνονται εντός λίγων *msec*). Δοκιμάζονται, έτσι, βηματικές μεταβολές μεγέθους 25%, 50% και 75% της μέγιστης/ονομαστικής ισχύος του εκάστοτε *electrolyzer*. Σύμφωνα με τα παραπάνω αποτελέσματα της [47], η συστημική απόκριση τόσο για τον PEM, όσο και για τον αλκαλικό ηλεκτρολύτη σε up ή down ramping πραγματοποιείται πολύ γρήγορα και έχει σχεδόν ολοκληρωθεί στη γενική περίπτωση μετά από περίπου  $0,2 - 0,25 \text{ sec}$  ( $200 - 250 \text{ msec}$ ) [47].

Και εδώ ως συνολικός χρόνος απόκρισης ορίζεται το χρονικό διάστημα μετά από το οποίο επιτυγχάνεται το setpoint, από τη στιγμή που το τελευταίο δόθηκε, δηλαδή, μέχρι το σύστημα του *ELZ* να κατασταλάξει στη νέα τιμή. Πρέπει να είναι κατανοητό, ότι στην περίπτωση του *electrolyzer* πάντα οι τιμές μεταβολής απόκρισης αφορούν την κατανάλωση ισχύος του ηλεκτρολύτη. Όλοι οι χρόνοι απόκρισης που προκύπτουν είναι σαφώς μικρότεροι του δευτερολέπτου (έχουν καταγραφεί μόνο τα πρώτα  $0,2 \text{ sec}$  λόγω περιορισμών δειγματοληψίας στα δεδομένα) και σημειώνεται, ότι οι προκύπτοντες αυτοί χρόνοι της συγκεκριμένης έρευνας πειραματικών δοκιμών της NREL αναφέρονται σε πλήθος πρόσφατων δημοσιεύσεων.

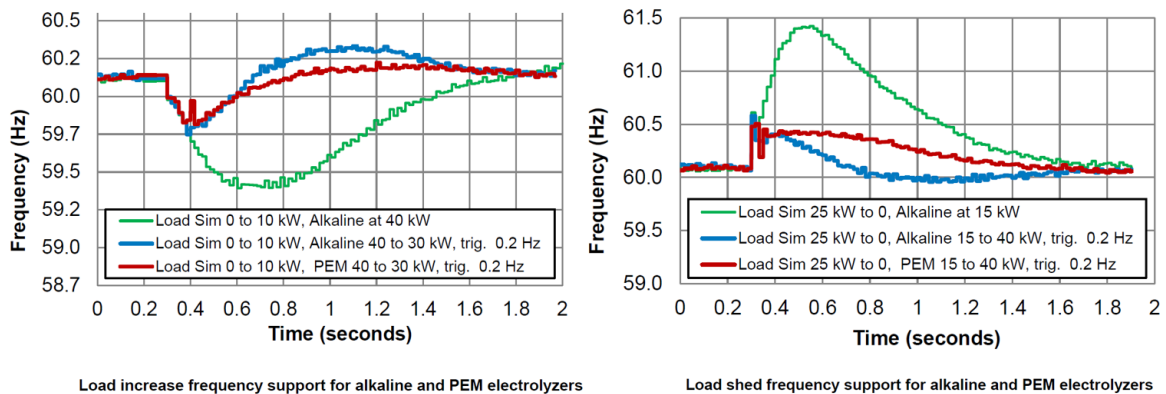
Η ικανότητα των *ELZs* να αποκρίνονται ταχέως και για αρκετό χρόνο καθορίζει το σε ποιες αγορές μπορούν να συμμετέχουν (επαρκώς γρήγορη απόκριση μπορεί να επιτρέψει συμμετοχή και στη balancing market –εξισορρόπησης/ρύθμισης, πράγμα ιδιαίτερα σημαντικό για τις εταιρίες αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας) [47]. Η παραπάνω ταχεία επίδοση είναι εκπληκτική και η ταχύτητα αυτή επιτρέπει στους *electrolyzers* να συμμετέχουν σε όλες τις επικουρικές λειτουργίες στήριξης της συχνότητας:



**Σχήμα 3.28:** Σύνοψη ευελιξίας *ELZ* συγκριτικά με απαιτήσεις ενεργειακών αγορών [47].

Οι ηλεκτρολύτες δύνανται να αποκρίνονται γρηγορότερα από το απαιτούμενο για συνεισφορά παρόμοια με αυτήν της στρεφόμενης εφεδρείας (κάτω από τη μπλε μπάρα) και για μεγαλύτερη διάρκεια από την απαιτούμενη για load – following και επιπρόσθετη εφεδρεία (πάνω από την κόκκινη μπάρα), σύμφωνα με το Σχήμα 3.28.

Ο *ELZ* χαρακτηρίζεται ως demand response device [47], λόγω της φύσης του να μπορεί να αυξομειώνει τη ζήτησή του, ως δυναμικό φορτίο. Έτσι, στο ακόλουθο Σχήμα 3.29 παρουσιάζεται η συνεισφορά του *ELZ* στην αποκατάσταση της συχνότητας ενός πραγματικού απομονωμένου μικροδικτύου ντιζελογεννήτριας–ηλεκτρολύτη–ωμικού φορτίου, όπου το *diesel* (120 kW) τροφοδοτεί το ωμικό φορτίο και τον ηλεκτρολύτη (40 kW, *PEM* ή *alkaline*), που επίσης αποτελεί πρακτικά ένα ωμικό–DC φορτίο. Το ωμικό φορτίο χρησιμοποιείται για να διαταράξει πειραματικά τη συχνότητα του αδύναμου μικροδικτύου, η οποία θεσπίζεται από τις στρόφες της σύγχρονης γεννήτριας. Έτσι, προσθήκη επιπλέον ωμικού φορτίου επιβραδύνει το δρομέα της ντιζελογεννήτριας προκαλώντας πτώση της συχνότητας και αντιστρόφως. Το πραγματικό αυτό σύστημα, επομένως, μοιάζει αρκετά ως προς την αλληλεπίδραση *diesel – ELZ – load* με το προσομοιωτικό σύστημα 3.19 που μελετάται στην παρούσα διπλωματική εργασία και αναλύεται διεξοδικά σε επόμενα κεφάλαια. Στα 0,3 sec των εικόνων του Σχήματος 3.29 παρακάτω, το φορτίο είτε αυξάνει κατά 10 kW δημιουργώντας διαταραχή υποσυχνότητας (αριστερά), είτε μειώνεται κατά 25 kW δημιουργώντας διαταραχή υπερσυχνότητας (δεξιά). Το συγκεκριμένο δίκτυο βρίσκεται στην Αμερική, άρα με ονομαστική συχνότητα στα 60 Hz.



Σχήμα 3.29: Στήριξη συχνότητας από *electrolyzers* [47].

Οι ταχέως αποκρινόμενοι *electrolyzers* της [47] χρησιμοποιούνται έτσι, ώστε να αντισταθμίσουν την προσθήκη/μείωση φορτίου αντίστροφα, δηλαδή σε αύξηση φορτίου 10 kW (αριστερά) ο *ELZ* μειώνει την κατανάλωσή του κατά 10 kW, ενώ σε μείωση του φορτίου 25 kW (δεξιά) ο *ELZ* αυξάνει την κατανάλωσή του κατά 25 kW. Η μεταβολή αυτή του setpoint κατανάλωσης του *ELZ* (*PEM/alkaline*) γίνεται triggered μόλις η συχνότητα έχει απόκλιση από την ονομαστική της τιμή 0,2 Hz. Το *diesel* αναλαμβάνει την *SFR*, επαναφέροντας τη συχνότητα στην ονομαστική της τιμή (60 Hz). Είναι εμφανής η βελτίωση της συχνοτικής απόκρισης με τη συνεισφορά των ηλεκτρολυτών. Ελαφρώς καλύτερη παρουσιάζεται η περίπτωση του *PEM* ηλεκτρολύτη (μικρότερη απόκλιση κατά το ζενίθ/ναδίρ).

Στην [48] (2016) αναφέρεται η επιτυχία της εταιρίας ITM Power, Ευρωπαϊκού κατασκευαστή συστημάτων ηλεκτρόλυσης με έδρα στο Ηνωμένο Βασίλειο (Ευρώπη, άρα στα 50 Hz ονομαστική συχνότητα συστήματος), να εκκινήσει σε πλήρη ισχύ (0 → 100%)

και να σταματήσει αντιστρόφως τον P2G ηλεκτρολυτικό σταθμό της σε χρόνο μικρότερο του ενός δευτερολέπτου κάθε φορά. Πιο συγκεκριμένα, επέτυχε **full system turn – on σε 40 κύκλους**, όπου είναι:  $40 \text{ cycles} = 40 \cdot T_n = 40 \cdot \frac{1}{f_n} = 40 \cdot \frac{1}{50} \text{ s} = 40 \cdot 0.02 \text{ s} = 0,8 \text{ s} = 800 \text{ ms}$ , δηλαδή η πλήρης εκκίνηση ήταν εφικτή σε  $0,8 \text{ sec}$ . Επίσης, το full system turn – off ήταν δυνατό ακόμη πιο γρήγορα, σε 7 κύκλους, δηλαδή:  $7 \text{ cycles} = 7 \cdot T_n = 7 \cdot \frac{1}{f_n} = 7 \cdot \frac{1}{50} \text{ s} = 7 \cdot 0.02 \text{ s} = 0,14 \text{ s} = 140 \text{ ms}$ . Η δυνατότητα αυτή καθιστά τον ηλεκτρολύτη ικανό να συμμετέχει στις πλέον απαιτητικές υπηρεσίες στήριξης της συχνότητας [48], όπου απαιτούνται subsecond χρόνοι απόκρισης [49] (2017), με αύξηση του φορτίου του σε στιγμές περίσσειας ενέργειας (αυξανόμενης συχνότητας) και μείωση του φορτίου του σε στιγμές ελλείμματος ενέργειας (μειούμενης συχνότητας). Η [48] επισημαίνει πως τα έσοδα από πληρωμές στήριξης του δικτύου (εφαρμογές σε grid balancing) βοηθούν στη μείωση του κόστους παραγωγής  $H_2$  και γρηγορότεροι χρόνοι απόκρισης λαμβάνουν μεγαλύτερες πληρωμές. Η γρήγορη απόκριση (ELZ rapid response) αποτελεί το κλειδί για αυτές τις αγορές και ανοίγει δρόμους για νέα επιχειρηματικά μοντέλα [49].

Χρόνοι απόκρισης και settling της τάξης των msec αναφέρονται και στην [50] (2017), όπου η Τεχνική Συμβουλευτική Επιτροπή στο Υδρογόνο κάνει αναφορά στη δυνατότητα συμμετοχής των ηλεκτρολυτών στη ρύθμιση συχνότητας και μέσω Εικονικής Αδρανειακής Απόκρισης ή *Virtual/Synthetic Inertial Response* (ρύθμιση απόκρισης κατανάλωσης ενεργού ισχύος ανάλογα με το ρυθμό μεταβολής της συχνότητας – *Rate of Change of Frequency, RoCoF*) και η δυνατότητα αυτή αναφέρεται και στην [51] (2019).

Η [52] (2018) διερευνά τα σενάρια ένταξης μονάδων ηλεκτρόλυσης στο σύστημα της Δανίας, για συμμετοχή στις αγορές επικουρικών υπηρεσιών ρύθμισης συχνότητας.

Τέλος, οι δημοσιεύσεις [53] (2012) και [54] (2014) εξετάζουν τη συνεισφορά των electrolyzers στη βελτίωση της ευστάθειας ενός δικτύου εισάγοντας τους ELZs στα μοντέλα απλά ως μεταβαλλόμενα με τη συχνότητα φορτία (ELZ ως καμπύλη  $P - f$ ), η [55] (2008) εισάγει στον έλεγχο της συχνότητας FC και ELZ απλά **ως συναρτήσεις μεταφοράς πρώτης τάξης**, πράγμα που –όπως τονίσθηκε και στην Υποενότητα 3.4.1– **παραλείπει σημαντικά σημεία μιας ρεαλιστικής προσέγγισης της δυναμικής απόκρισης** [39] και η [56] (2012) δε λαμβάνει υπόψιν τους χρόνους απόκρισης των χημικών αντιδράσεων των τεχνολογιών  $H_2$  βάσει πρόσφατων εξελίξεων των τεχνολογιών, αλλά θεωρεί ταχύτητα αυθαίρετα, λόγω των Ηλεκτρονικών Ισχύος, τα οποία εν γένει παρεμβάλλονται σε αντίστοιχες διατάξεις, χωρίς, ωστόσο, να τα περιλαμβάνει στη διάταξη προσομοίωσης.

Από όλες τις παραπάνω διαπιστώσεις της Ενότητας 3.4 προκύπτει το συμπέρασμα ότι οι τεχνολογίες  $H_2$  (*fuel cell* και *electrolyzer*) δύνανται, βάσει των πιο πρόσφατων ερευνητικών και πρακτικών δεδομένων, να αποκριθούν επαρκώς γρήγορα για συμμετοχή σε όλες τις επικουρικές λειτουργίες ρύθμισης της συχνότητας, καθώς και να μοντελοποιηθεί συνθετική/εικονική αδράνεια για αυτές. **Το τελευταίο, ωστόσο, αποτελεί αναπάντητο ερευνητικό ερώτημα σε επίπεδο προσομοίωσης, ενώ έλλειψη υπάρχει διεθνώς βιβλιογραφικά και στο σχεδιασμό ενός πλήρους αναλυτικού δυναμικού συστήματος με όλες τις συνιστώσες  $H_2$  και τα κατάλληλα Ηλεκτρονικά Ισχύος.**





# Κεφάλαιο 4

## Έλεγχος του Τριφασικού Μετατροπέα Ισχύος Πηγής Τάσης

Με απώτερο σκοπό την κατάστροφη των τελικών εξισώσεων που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο ενός τριφασικού (3Φ) μετατροπέα ισχύος, είναι απαραίτητο να εξετάσει κανείς μια σειρά από μαθηματικούς μετασχηματισμούς στο μιγαδικό επίπεδο, καθώς και διάφορα άλλα μαθηματικά εργαλεία και σχέσεις. Η εξέταση αυτή αφορά τους *Space Phasors* και τους μετασχηματισμούς στα *Two – Dimentional Frames*, ήτοι τα επίπεδα/πλαίσια δύο διαστάσεων. Όπως και στον έλεγχο ενός απλού μετατροπέα ημιγέφυρας –που αποτελεί το βασικό θεμελιακό στοιχείο του 3Φ μετατροπέα ισχύος, αφού στον τελευταίο έχουμε να κάνουμε με ταυτόχρονο έλεγχο τριών μετατροπέων ημιγέφυρας– ενδιαφερόμαστε για tracking ημιτονοειδών σημάτων, σαν τις τάσεις και τα ρεύματα, έτσι και ο εξεταζόμενος τριφασικός μετατροπέας πηγής τάσεως (*Voltage Source Converter, VSC*) που θέλουμε να ελέγξουμε θα πρέπει να αντιμετωπίζει την ίδια πρόκληση. Ωστόσο, το tracking ημιτονοειδών σημάτων απαιτεί ελεγκτή υψηλής τάξης και εύρους ζώνης, τη στιγμή που ο έλεγχος DC σημάτων είναι πολύ απλούστερος. Συγκεκριμένα, μπορεί να πραγματοποιηθεί με τη χρήση αναλογικών–ολοκληρωτικών (Proportional – Integral) PI ελεγκτών. Το πρόβλημα, λοιπόν, έγκειται έτσι στο μετασχηματισμό των ημιτονοειδών σημάτων σε σταθερές DC τιμές και στην κατάστροφη ενός control method πάνω σε αυτές, ώστε να δύναται να ελεγχθεί αποτελεσματικά ο VSC που χρησιμοποιείται. Η ακόλουθη ανάλυση βασίζεται κατά κόρον στο βιβλίο των Yazdani και Iravani [57]. Ο έλεγχος, εν τέλει, διαμορφώνεται καταλλήλως στο *α. μ.* σύστημα.

### 4.1 Ορισμός του Space Phasor

Θεωρούμε το ακόλουθο συμμετρικό και τριφασικό σύστημα ημιτονοειδών συναρτήσεων:

$$\begin{cases} f_a(t) = F \cdot \cos(\omega t + \theta_0) \\ f_b(t) = F \cdot \cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_c(t) = F \cdot \cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.1)$$

όπου  $F$ ,  $\theta_0$  και  $\omega$  είναι το πλάτος, η αρχική φάση και η γωνιακή ταχύτητα της συναρτήσεως, αντίστοιχα.

Οι φασιοθέτες (space phasors) αποτελούν διανύσματα που περιστρέφονται στο μιγαδικό επίπεδο με γωνιακή ταχύτητα  $\omega$ . Οι ορισμοί τους ποικίλλουν. Για το παραπάνω συγκεκριμένο ημιτονοειδές σύστημα, ο Space Phasor επιλέγεται να οριστεί ως εξής:

$$\vec{f}(t) = \frac{2}{3} \left( e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t) \right) \quad (4.2)$$

Η σχέση (4.2) αποτελεί το πέρασμα της 3Φ συνάρτησης (4.1) στο πεδίο του Space Phasor και θα αξιοποιηθεί σε πολλά σημεία στη συνέχεια της ανάλυσης.

Έτσι, για το παραπάνω σύνολο συναρτήσεων, η αναπαράσταση μπορεί να πραγματοποιηθεί με τη βοήθεια του ορισμού του Space Phasor ως εξής (όπου  $Re \equiv Real$  το πραγματικό μέρος του ορίσματος και γνωρίζοντας ότι ισχύει η ταυτότητα του Euler:  $e^{j[\cdot]} = \cos[\cdot] + j\sin[\cdot]$ ):

$$\begin{aligned} f_a(t) &= Re[F \cdot e^{j(\omega t + \theta_0)}] = Re[\vec{f}_a] \\ f_b(t) &= Re \left[ F \cdot e^{j(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3})} \right] = Re[\vec{f}_b] \\ f_c(t) &= Re \left[ F \cdot e^{j(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3})} \right] = Re[\vec{f}_c] \end{aligned}$$

Η πρόσθεση των φασιοθετών ( $\vec{f}_a$ ,  $\vec{f}_b$ ,  $\vec{f}_c$ ) επαληθεύει τη συμμετρικότητα του συστήματος (4.1), που θεωρήθηκε στην αρχή της παραγράφου, καθώς η τελευταία παρένθεση παρακάτω ισούται με το μηδέν:

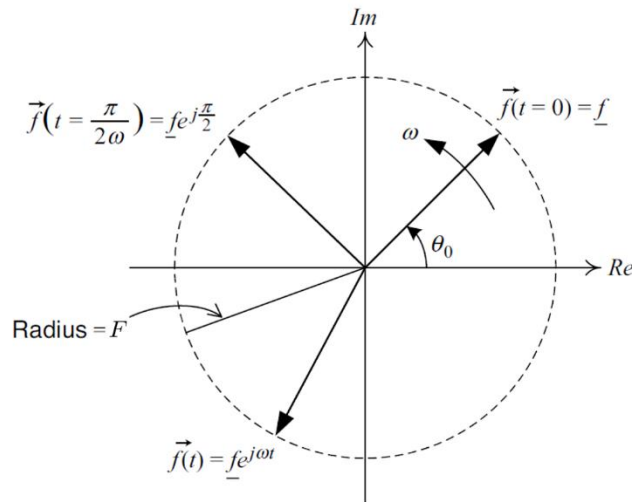
$$\vec{f}_a(t) + \vec{f}_b(t) + \vec{f}_c(t) = F \cdot e^{j(\omega t + \theta_0)} \left( e^{j0} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right) = 0$$

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις του συστήματος (4.1) στην έκφραση (4.2) του Space Phasor και αξιοποιώντας τη γνωστή τριγωνομετρική ταυτότητα  $\cos[\cdot] = \frac{1}{2}(e^{j[\cdot]} + e^{-j[\cdot]})$  λαμβάνει κανείς διαδοχικά τα ακόλουθα:

$$\begin{aligned} \vec{f}(t) &= \frac{2}{3} \left( e^{j0} F \cos(\omega t + \theta_0) + e^{j\frac{2\pi}{3}} F \cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) + e^{j\frac{4\pi}{3}} F \cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \xrightarrow{\cos\theta = \frac{1}{2}(e^{j\theta} + e^{-j\theta})} \\ \vec{f}(t) &= \frac{2}{3} \left( e^{j0} \frac{F}{2} (e^{j\omega t} e^{j\theta_0} + e^{-j\omega t} e^{-j\theta_0}) + e^{j\frac{2\pi}{3}} \frac{F}{2} (e^{j\omega t} e^{j\theta_0} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\omega t} e^{-j\theta_0} e^{j\frac{2\pi}{3}}) \right. \\ &\quad \left. + e^{j\frac{4\pi}{3}} \frac{F}{2} (e^{j\omega t} e^{j\theta_0} e^{-j\frac{4\pi}{3}} + e^{-j\omega t} e^{-j\theta_0} e^{j\frac{4\pi}{3}}) \right) \implies \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \vec{f}(t) &= \frac{2}{3} \cdot \frac{F}{2} \left( 3e^{j\omega t} e^{j\theta_0} + e^{-j\omega t} e^{-j\theta_0} \left( 1 + e^{j\frac{4\pi}{3}} + e^{j\frac{8\pi}{3}} \right) \right) \xrightarrow{1+e^{j\frac{4\pi}{3}}+e^{j\frac{8\pi}{3}}=0} \\ \vec{f}(t) &= F \cdot e^{j\theta_0} e^{j\omega t} = \underline{f} \cdot e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (4.3)$$

όπου το  $\underline{f} = F \cdot e^{j\theta_0}$  μπορεί να αναπαρασταθεί με ένα στατικό διάνυσμα στο μιγαδικό επίπεδο, το οποίο έχει σταθερό μέτρο  $F$  και φάση  $\theta_0$ . Εν τέλει, το  $\vec{f}(t)$  της (4.3) αποτελεί ένα διάνυσμα με γωνιακή ταχύτητα  $\omega$ , πλάτος  $F$  και αρχική γωνία  $\theta_0$  αντιωρολογιακά περιστρεφόμενο γύρω από το κέντρο του μιγαδικού επιπέδου:



**Σχήμα 4.1:** Αναπαράσταση *Space Phasor* στο μιγαδικό επίπεδο [57].

Ας αναφερθεί ότι ο *Space Phasor*  $\vec{f}(t) = \underline{f} \cdot e^{j\omega t}$  διατηρεί τη μορφή που εκφράζεται από την (4.3), ακόμα και αν το  $F$  δεν είναι σταθερό. Σε περίπτωση που το  $F$  είναι συνάρτηση του χρόνου, το προκύπτον  $\underline{f} = F \cdot e^{j\theta_0}$  είναι επίσης συνάρτηση του χρόνου με μιγαδικές τιμές.

Ο ορισμός του *Space Phasor* μπορεί να επεκταθεί, ώστε να συμπεριλαμβάνει μια 3Φ συνάρτηση μεταβλητής συχνότητας. Θεωρώντας την ακόλουθη 3Φ συνάρτηση:

$$\begin{cases} f_a(t) = F(t) \cdot \cos[\theta(t)] \\ f_b(t) = F(t) \cdot \cos\left[\theta(t) - \frac{2\pi}{3}\right] \\ f_c(t) = F(t) \cdot \cos\left[\theta(t) - \frac{4\pi}{3}\right] \end{cases} \quad (4.4)$$

όπου, για τη γωνία  $\theta(t)$  ισχύει η ακόλουθη σχέση:

$$\theta(t) = \theta_0 + \int_0^t \omega(\tau) d\tau \quad (4.5)$$

Και  $\omega(t)$  είναι μια μεταβαλλόμενη με το χρόνο συχνότητα. Σύμφωνα με τον ορισμό που δόθηκε για τον Space Phasor στη σχέση (4.2), η έκφρασή του που αντιστοιχεί στις (4.4) μπορεί να δοθεί ως:

$$\vec{f}(t) = F(t) \cdot e^{j\theta(t)} \quad (4.6)$$

Σύμφωνα με την (4.6), ο Space Phasor στην πιο γενική μορφή του εμπεριέχει τις πληροφορίες που χρειάζονται στο πλάτος, τη φάση και τη συχνότητα της αντίστοιχης 3Φ συνάρτησης που αντιπροσωπεύει. Οι εκφράσεις του που προκύπτουν στις (4.3) και (4.6) είναι ακριβώς οι ίδιες, όταν η συχνότητα  $\omega(t)$  είναι σταθερή.

Οι πραγματικές τιμές  $f_a(t)$ ,  $f_b(t)$  και  $f_c(t)$  μπορούν να ανακτηθούν από τον αντίστοιχο Space Phasor, βάσει των ακόλουθων εξισώσεων:

$$\begin{cases} f_a(t) = \text{Re}[\vec{f}(t) \cdot e^{-j0}] = \text{Re}[\vec{f}(t)] \\ f_b(t) = \text{Re}[\vec{f}(t) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}}] \\ f_c(t) = \text{Re}[\vec{f}(t) \cdot e^{-j\frac{4\pi}{3}}] \end{cases} \quad (4.7)$$

Με βάση τις παραπάνω εξισώσεις, συμπεραίνεται ότι τα  $f_a(t)$ ,  $f_b(t)$  και  $f_c(t)$  είναι προβολές στον πραγματικό άξονα του μιγαδικού επιπέδου των  $\vec{f}(t)$ ,  $\vec{f}(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}}$  και  $\vec{f}(t)e^{-j\frac{4\pi}{3}}$  αντίστοιχα. Αυτό είχε δειχθεί και προηγουμένως.

Η μετάβαση στην αναπαράσταση του Space Phasor μπορεί να αποδειχθεί χρήσιμη, σε περιπτώσεις ελέγχου, όπου η χρήση του επιτρέπει την αλλαγή του πλάτους ή της φάσης ενός 3Φ σήματος. Σε περιπτώσεις ελέγχου ενός συστήματος 3Φ VSC μετατροπέα, όπου απαιτείται το tracking ημιτονοειδών σημάτων και η σύγκρισή τους με επιθυμητά σήματα—αναφορές, ο Space Phasor κάνει την όλη διαδικασία πολύ ευκολότερη, αφού οι πράξεις που απαιτεί είναι σημαντικά απλούστερες. Έτσι, ο Space Phasor επιτρέπει τη μεταβολή ενός ημιτονοειδούς σήματος (πλάτος, φάση) (ονομάζεται συνήθως: Space Phasor phase – shifter/scaler), καθώς επίσης και τη δημιουργία ενός ελεγχόμενου 3Φ σήματος από την αρχή, στο οποίο δύνανται να ελεγχθούν το πλάτος και η συχνότητά του.

Μια πολύ χρήσιμη εφαρμογή του Space Phasor phase – shifter/scaler βρίσκεται πρόσφορο έδαφος στους ελεγχόμενους μέσω της τάσης (voltage controlled) τριφασικούς μετατροπέις ισχύος, που συναντώνται σε συστήματα υψηλής ισχύος. Ωστόσο, αυτός ο τύπος ελέγχου μετατροπέα δε θα μας απασχολήσει στην εργασία και για το λόγο αυτό δε θα γίνει

εμβάθυνση στο κομμάτι αυτό (αντιθέτως, ο έλεγχος θα γίνει μέσω του ρεύματος, ως current – controlled 3Φ VSC inverter, για λόγους που θα τονιστούν και θα αναπτυχθούν αναλυτικά στη συνέχεια του παρόντος κεφαλαίου).

Με τη χρήση του Space Phasor μπορούν να αναπαρασταθούν και οι αρμονικές ενός σήματος. Αυτό είναι κάτι πολύ σημαντικό και χρήσιμο, καθώς σε ένα πραγματικό σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας, αλλά και σε ένα σύστημα που προσομοιώνεται με την καλύτερη δυνατή ακρίβεια, αλλά και ρεαλιστικότητα (αναλυτικά μοντέλα, μη ιδανική απόκριση φίλτρων, μη γραμμικότητες, διακοπτικές διαδικασίες κ.τ.λ.) πάντα εμφανίζονται αρμονικές στην έξοδο. Οι τάσεις και τα ρεύματα είναι περιοδικές συναρτήσεις του χρόνου που φέρουν αυτές τις αρμονικές. Οι αρμονικές προκαλούν παραμόρφωση στην αντίστοιχη θεμελιώδη κυματομορφή και συνήθως παρουσιάζουν σημαντικά αρνητική επιρροή στην αποδοτικότητα και στην επίδοση των συστημάτων.

Μιας και το σύστημα που εξετάζεται αποτελείται εξολοκλήρου από πλήρη δυναμικά μοντέλα και πλήρεις μετατροπείς ισχύος, των οποίων οι κυκλωματικές συνιστώσες προκαλούν κάποιες αρμονικές, αξίζει να γίνει μια αναφορά στα ακόλουθα.

Θεωρείται το ακόλουθο 3Φ σήμα:

$$\begin{cases} f_a(t) = f_{a_1}(t) + f_{a_n}(t) \\ f_b(t) = f_{b_1}(t) + f_{b_n}(t) \\ f_c(t) = f_{c_1}(t) + f_{c_n}(t) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} f_a(t) = F_1 \cos(\omega t) + F_n \cos(n\omega t) \\ f_b(t) = F_1 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + F_n \cos\left(n\omega t - \frac{2n\pi}{3}\right) \\ f_c(t) = F_1 \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + F_n \cos\left(n\omega t - \frac{4n\pi}{3}\right) \end{cases}$$

όπου  $F_1$  είναι το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας,  $n$  είναι η τάξη της εκάστοτε αρμονικής και  $F_n$  είναι το πλάτος της αρμονικής αυτής. Με την εφαρμογή του αρχικού ορισμού του Space Phasor, όπως αυτός δόθηκε στη σχέση (4.2), λαμβάνουμε:

$$\begin{aligned} \vec{f}(t) &= \frac{2}{3} \left( e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t) \right) \Rightarrow \\ \vec{f}(t) &= \frac{2}{3} \left( e^{j0} f_{a_1}(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_{b_1}(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_{c_1}(t) \right) + \frac{2}{3} \left( e^{j0} f_{a_n}(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_{b_n}(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_{c_n}(t) \right) \end{aligned}$$

Οπότε, τελικά, εργαζόμενοι με τον ίδιο τρόπο με τον οποίο προέκυψε και η σχέση (4.3) καταλήγουμε για την έκφραση του Space Phasor με αρμονικές στην ακόλουθη:

$$\vec{f}(t) = F_1 \cdot e^{j\omega t} + \vec{f}_n(t) \quad (4.8)$$

Όπου:

$$\begin{aligned} \vec{f}_n(t) &= \left( \frac{F_n}{3} \right) \left[ 1 + e^{-j(n-1)\frac{2\pi}{3}} + e^{-j(n-1)\frac{4\pi}{3}} \right] e^{jn\omega t} + \left( \frac{F_n}{3} \right) \left[ 1 + e^{j(n+1)\frac{2\pi}{3}} + e^{j(n+1)\frac{4\pi}{3}} \right] e^{-jn\omega t} \Rightarrow \\ \vec{f}_n(t) &= \left( \frac{F_n}{3} \right) \left( \left[ 1 + e^{-j(n-1)\frac{2\pi}{3}} + e^{-j(n-1)\frac{4\pi}{3}} \right] e^{jn\omega t} + \left[ 1 + e^{j(n+1)\frac{2\pi}{3}} + e^{j(n+1)\frac{4\pi}{3}} \right] e^{-jn\omega t} \right) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Η εξίσωση (4.8) δείχνει ότι ο Space Phasor  $\vec{f}(t)$  στην πραγματικότητα συνίσταται σε δύο Space Phasors. Ο πρώτος αντιστοιχεί στη θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα του 3Φ σήματος (και ήταν ο μόνος που υπήρχε στην ανάλυση χωρίς αρμονικές που προηγήθηκε, ως  $\underline{f} \cdot e^{j\omega t}$ ) και περιστρέφεται αντιωρολογιακά με γωνιακή ταχύτητα  $\omega$ . Ο δεύτερος,  $\vec{f}_n(t)$ , αντιστοιχεί στο συνολικό αρμονικό περιεχόμενο. Βλέπουμε από την παραπάνω έκφρασή του στην (4.9), ότι  $\vec{f}_n(t) = 0$ , εάν το  $n$  είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του 3 (δηλαδή,  $n = 3 \cdot k$ ,  $k \in \mathbb{Z}$ ). Σε κάθε άλλη περίπτωση, ο  $\vec{f}_n(t)$  είναι ένας Space Phasor με μήκος  $F_n$  και περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα  $n\omega$ . Η κατεύθυνση της περιστροφής του καθορίζεται από την τάξη  $n$  της αρμονικής. Καλούμε τον  $\vec{f}_n(t)$  φαιθότετη θετικής ακολουθίας (*Positive – Sequence Space Phasor*) όταν περιστρέφεται αντιωρολογιακά και τον καλούμε φαιθότετη αρνητικής ακολουθίας (*Negative – Sequence Space Phasor*) όταν περιστρέφεται ωρολογιακά. Αντιστοίχως, αναφερόμαστε στην 3Φ κυματομορφή που αντιστοιχεί στον Space Phasor ως θετικής ή αρνητικής ακολουθίας (*Positive/Negative Sequence Harmonic*). Πιο συγκεκριμένα, είναι γνωστό ότι για  $n = 1, 4, 7, 10, \dots$  έχουμε την ακολουθία Positive Sequence Harmonic  $a_n b_n c_n$ , ενώ για  $n = 2, 5, 8, 11, \dots$  έχουμε την ακολουθία Negative Sequence Harmonic  $a_n c_n b_n$ .

## 4.2 Γενική Αναπαράσταση της Ισχύος

Στο κομμάτι αυτό είναι χρήσιμο να δούμε πως αξιοποιώντας τη θεωρία του Space Phasor που αναπτύχθηκε, μπορεί κανείς να αναπαραστήσει με κατάλληλο τρόπο τα τριφασικά μεγέθη της ενεργού, άεργου και φαινόμενης ισχύος. Σε αντίθεση με τη συμβατική έννοια του φαιθότετη, οι ορισμοί των μεγεθών ισχύος βασιζόμενοι στη θεωρία του Space Phasor είναι επίσης εφαρμόσιμοι σε δυναμικά ή/και σε σενάρια μεταβλητής συχνότητας.

Θεωρούμε ένα συμμετρικό τριφασικό δίκτυο, του οποίου οι τερματικές τάσεις και ρεύματα συμβολίζονται ως  $v_{abc}$  και  $i_{abc}$ , αντίστοιχα. Ισχύει, προφανώς, ότι  $i_a + i_b + i_c = 0$ , λόγω συμμετρίας. Η στιγμιαία συνολική πραγματική ισχύς στο πεδίο του χρόνου εκφράζεται ως εξής:

$$P(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t)$$

Στην παραπάνω έκφραση της ισχύος τα  $v_{abc}$  και  $i_{abc}$  μπορούν να εκφραστούν σε μορφή Space Phasor με χρήση του ορισμού, ήτοι:  $\vec{v}(t) = \frac{2}{3}(e^{j0}v_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}}v_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}}v_c(t))$  και  $\vec{i}(t) = \frac{2}{3}(e^{j0}i_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}}i_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}}i_c(t))$  και με χρήση του συμπλέγματος εξισώσεων (4.7) για αντίστροφο μετασχηματισμό από Space Phasor σε  $abc$  – frame προκύπτει η ακόλουθη σχέση για την 3Φ στιγμιαία πραγματική ισχύ:

$$P(t) = \operatorname{Re} [\vec{v}(t)e^{j0}] \cdot \operatorname{Re} [\vec{i}(t)e^{j0}] + \operatorname{Re} [\vec{v}(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}}] \cdot \operatorname{Re} [\vec{i}(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}}] + \\ \operatorname{Re} [\vec{v}(t)e^{-j\frac{4\pi}{3}}] \cdot \operatorname{Re} [\vec{i}(t)e^{-j\frac{4\pi}{3}}]$$

Σύμφωνα με τη γνωστή ταυτότητα  $\operatorname{Re}[a] \cdot \operatorname{Re}[b] = \frac{\operatorname{Re}[ab] + \operatorname{Re}[ab^*]}{2}$  η στιγμιαία ισχύς μπορεί να αποδοθεί ως:

$$P(t) = \frac{\operatorname{Re} [\vec{v}(t) \cdot \vec{i}(t)] + \operatorname{Re} [\vec{v}(t) \cdot \vec{i}^*(t)]}{2} + \frac{\operatorname{Re} [\vec{v}(t) \cdot \vec{i}(t) \cdot e^{-j\frac{4\pi}{3}}] + \operatorname{Re} [\vec{v}(t) \cdot \vec{i}^*(t)]}{2} + \\ \frac{\operatorname{Re} [\vec{v}(t) \cdot \vec{i}(t) \cdot e^{-j\frac{8\pi}{3}}] + \operatorname{Re} [\vec{v}(t) \cdot \vec{i}^*(t)]}{2}$$

Και επειδή  $1 + e^{-j\frac{4\pi}{3}} + e^{-j\frac{8\pi}{3}} = 0$  η παραπάνω απλοποιείται ακόμα περισσότερο στην τελική σχέση:

$$P(t) = \frac{3}{2} \operatorname{Re} [\vec{v}(t) \cdot \vec{i}^*(t)] \quad (4.10)$$

Η γενική σχέση (4.10) που προέκυψε, εξήχθη χωρίς παραδοχές για τις συχνότητες και τα πλάτη των  $v_{abc}$  και  $i_{abc}$ . Έτσι, οι συχνότητες και τα πλάτη μπορούν να υποτεθούν ως οποιοσδήποτε συναρτήσεις του χρόνου, πράγμα που δείχνει την καθολικότητα της έκφρασης (4.10) για τη στιγμιαία 3Φ ενεργό ισχύ. Επίσης, δεν είναι απαραίτητο οι συχνότητες των  $v_{abc}$  και  $i_{abc}$  να είναι ίσες. Επιπρόσθετα, η παραπάνω προέκυψε χωρίς παραδοχή για το αρμονικό περιεχόμενο των τάσεων και των ρευμάτων και ισχύει τόσο για τη μόνιμη κατάσταση, όσο και για μεταβατικές περιόδους. Η μόνη παραδοχή που έγινε στην εξαγωγή της είναι η υπόθεση συμμετρικού δικτύου, ήτοι  $i_a + i_b + i_c = 0$ .

Στην περίπτωση που τα  $v_{abc}$  και  $i_{abc}$  θεωρηθούν ημιτονοειδείς συναρτήσεις σταθερού πλάτους και ίσης συχνότητας, χωρίς να έχουν αρμονική παραμόρφωση, δηλαδή  $v_a(t) = V \cdot \cos(\omega t + \theta_V)$  και  $i_a(t) = I \cdot \cos(\omega t + \theta_I)$ , με τις φάσεις b και c να προκύπτουν με μια απλή μετατόπιση φάσης  $2\pi/3$  και  $4\pi/3$  αντίστοιχα, άρα συνολικά  $v(t) = V \cdot e^{j\theta_V} e^{j\omega t}$  και  $i(t) = I \cdot e^{j\theta_I} e^{j\omega t}$ , η σχέση (4.10) μπορεί να γίνει:

$$P(t) = \frac{3}{2} \cdot \operatorname{Re}[V e^{j\theta_V} e^{j\omega t} \cdot I e^{-j\theta_I} e^{-j\omega t}] = \frac{3}{2} \cdot VI \cos(\theta_V - \theta_I) \implies$$

$$P(t) = \frac{3}{2} \cdot \sqrt{2} V_{RMS} \cdot \sqrt{2} I_{RMS} \cdot \cos(\theta_V - \theta_I) \implies$$

$$P(t) = 3 V_{RMS} I_{RMS} \cos(\theta_V - \theta_I)$$



Η τελευταία σχέση είναι η γνωστή έκφραση της  $3\Phi$  ισχύος συναρτήσεως των φασικών RMS μεγεθών της τάσης και του ρεύματος.

Για τη στιγμιαία  $3\Phi$  άεργο ισχύ ακολουθείται παρόμοια ανάλυση και καταλήγει κανείς στην ακόλουθη έκφραση:

$$Q(t) = \frac{3}{2} \text{Im} [\vec{v}(t) \cdot \vec{i}^*(t)] \quad (4.11)$$

Ενώ, η φαινόμενη ισχύς δίδεται, κατά συνέπεια, απλά ως:

$$S(t) = P(t) + Q(t) = \frac{3}{2} \vec{v}(t) \vec{i}^*(t) \quad (4.12)$$

## 4.3 Πλαίσια Δύο Διαστάσεων

Τα πλαίσια/επίπεδα (frames) Δύο Διαστάσεων είναι τα πλαίσια:  $\alpha\beta$  – πλαίσιο και  $dq$  – πλαίσιο, τα οποία δύνανται να απλοποιήσουν σημαντικά τον έλεγχο ενός  $3\Phi$  VSC μετατροπέα ισχύος. Το μεν  $\alpha\beta$  – πλαίσιο επιτρέπει στον σχεδιαστή ελέγχου να μετατρέψει το πρόβλημα του ελέγχου ενός  $3\Phi$  συστήματος σημάτων (π.χ. τρεις μετατροπείς ημιγέφυρας) σε ένα ισοδύναμο πρόβλημα ελέγχου μόνο δύο ισοδύναμων σημάτων. Ωστόσο, αυτά τα νέα ισοδύναμα σήματα συνεχίζουν να έχουν ημιτονοειδή μορφή και συνεπώς, το tracking τους συνεχίζει να απαιτεί πολύπλοκους ελεγκτές.

Τη λύση σε αυτό το πρόβλημα έρχεται να δώσει το  $dq$  – πλαίσιο, το οποίο παρουσιάζει το πλεονέκτημα που εμφανίζει το  $\alpha\beta$  – πλαίσιο, σε συνδυασμό με τα ακόλουθα:

- Εάν ο έλεγχος λαμβάνει χώρα στο  $dq$  – πλαίσιο, τότε ένα πρόβλημα που αφορά το **tracking ενός ημιτονοειδούς σήματος μεταφράζεται σε πρόβλημα tracking ενός DC σήματος**. Συνεπώς, η παρακολούθηση του σήματος μπορεί να γίνει πολύ πιο εύκολα, αφού σε τέτοιες περιπτώσεις ενδείκνυται ο έλεγχος με τη χρήση αναλογικών–ολοκληρωτικών–διαφορικών ελεγκτών (PID ελεγκτές).
- Στο  $abc$  – πλαίσιο, τα μοντέλα συγκεκριμένων ειδών ηλεκτρικών μηχανών παρουσιάζουν χρονικά μεταβαλλόμενες και αμοιβαία συνδεδεμένες (αλληλ)επαγωγές. Μια έκφραση του μοντέλου στο  $dq$  – πλαίσιο μετατρέπει και τα παραπάνω σε ισοδύναμες σταθερές παραμέτρους. **Στο  $dq$  – πλαίσιο όλα τα χρονικά μεταβαλλόμενα μεγέθη υπό μορφή κυματομορφής μετατρέπονται σε σταθερές παραμέτρους στη μόνιμη κατάσταση**. Αυτό το χαρακτηριστικό

διευκολύνει εκπληκτικά το σχεδιασμό των ελεγκτών, ειδικά σε σενάρια μεταβαλλόμενης συχνότητας.

- Συμβατικά, πλέον οι συνιστώσες μεγάλων συστημάτων ηλεκτρικής ισχύος σχηματίζονται και αναλύονται στο  $dq$  – πλαίσιο. Επομένως, και **η αναπαράσταση VSC συστημάτων σε αυτό το πλαίσιο επιτρέπει τη στοχευμένη ανάλυση και το σχεδιασμό βάσει μεθοδολογιών που έχουν γίνει ευρέως αποδεκτές.**

Ως το μόνο μειονέκτημα του  $dq$  – πλαισίου θα μπορούσε να θεωρηθεί η ανάγκη ενός μηχανισμού συγχρονισμού, που επιτυγχάνεται μέσω ενός Phase – Locked – Loop (PLL).

### 4.3.1 Παρουσίαση του $\alpha\beta$ – Πλαισίου

Στην Ενότητα 4.1 παρουσιάστηκε η έννοια του Space Phasor για την αναπαράσταση τριφασικών σημάτων και επίσης, επισημάνθηκε ότι ένα συμμετρικό 3Φ σύστημα μπορεί να περιγραφεί από μια σειρά εξισώσεων για τον Space Phasor, με την προϋπόθεση το σύστημα να είναι συμμετρικό ως τη μόνη απαίτηση. Η μετατροπή από  $abc$  σε Space Phasor επιτρέπει την αποτύπωση ενός σήματος στο πολικό σύστημα συντεταγμένων (μυγαδικό επίπεδο), αφού ο φασιθέτης είναι μια μυγαδική χρονική συνάρτηση. Ωστόσο, για σχεδιασμό και εφαρμογές ελέγχου, είναι προτιμητέο να γίνεται mapping των Space Phasors και των εξισώσεών τους στο καρτεσιανό σύστημα συντεταγμένων, όπου κανείς αντιμετωπίζει πραγματικές χρονικές συναρτήσεις και όχι μυγαδικές. Παρακάτω αναλύεται αυτή η αποτύπωση των φασιθετών στο καρτεσιανό σύστημα συντεταγμένων, γνωστό στην τεχνική βιβλιογραφία και ως  $\alpha\beta$  – πλαίσιο.

Θεωρούμε τον Space Phasor που έχει οριστεί στην (4.2):

$$\vec{f}(t) = \frac{2}{3} \left( e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t) \right)$$

όπου  $f_a + f_b + f_c = 0$  ως αναγκαία παραδοχή ενός συμμετρικού 3Φ συστήματος. Ο  $\vec{f}(t)$  μπορεί να αποσυντεθεί στο πραγματικό και στο φανταστικό μέρος του:

$$\vec{f}(t) = f_\alpha(t) + jf_\beta(t) \quad (4.13)$$

Με τις συνιστώσες  $f_\alpha$  και  $f_\beta$  να αναφέρονται ως οι  $\alpha$  και  $\beta$  συνιστώσες του  $\vec{f}(t)$ , αντίστοιχα. Συνδυασμός της (4.13) με τον ορισμό του Space Phasor, με χρήση της ταυτότητας του Euler:  $e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$  και εξίσωση των πραγματικών και των

φανταστικών μερών των δύο μερών μας δίνει διαδοχικά τη μετατροπή από το  $abc$  – πλαίσιο στο  $\alpha\beta$  – πλαίσιο (καρτεσιανό σύστημα συντεταγμένων):

$$\begin{aligned}\vec{f}(t) &= \frac{2}{3} \left( e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t) \right) \iff \\ f_\alpha(t) + jf_\beta(t) &= \frac{2}{3} \left( 1 \cdot f_a(t) + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) f_b(t) + j \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) f_b(t) + \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) f_c(t) + j \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) f_c(t) \right) \iff \\ f_\alpha(t) + jf_\beta(t) &= \frac{2}{3} \left( f_a(t) - \frac{1}{2} f_b(t) - \frac{1}{2} f_c(t) + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} f_b(t) - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} f_c(t) \right) \iff \\ \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (4.14)\end{aligned}$$

Σύμφωνα με τη σχέση (4.7), οι  $f_{abc}$  μπορούν επίσης να αναπαρασταθούν συναρτήσει των  $f_{\alpha\beta}$  ως ακολούθως:

$$\begin{aligned}f_a(t) &= \text{Re}[(f_\alpha(t) + jf_\beta(t))e^{-j0}] = f_\alpha(t) \\ f_b(t) &= \text{Re}[(f_\alpha(t) + jf_\beta(t))e^{-j\frac{2\pi}{3}}] = -\frac{1}{2}f_\alpha(t) + \frac{\sqrt{3}}{2}f_\beta(t) \\ f_c(t) &= \text{Re}[(f_\alpha(t) + jf_\beta(t))e^{-j\frac{4\pi}{3}}] = -\frac{1}{2}f_\alpha(t) - \frac{\sqrt{3}}{2}f_\beta(t)\end{aligned}$$

Ή σε μορφή πίνακα:

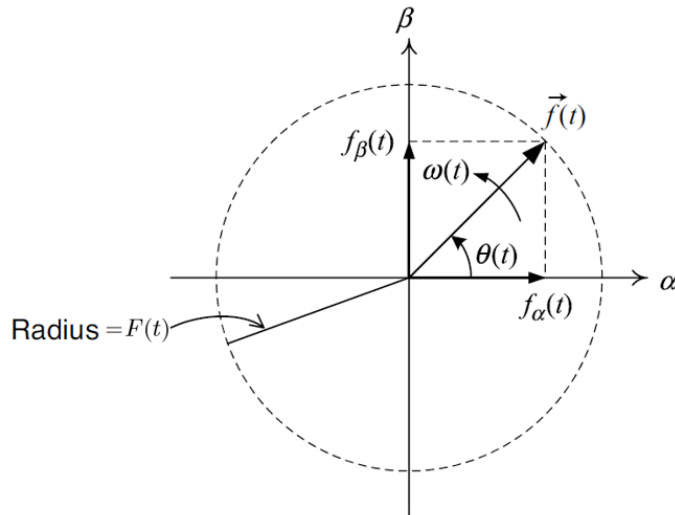
$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Ισχύει, ότι ο πίνακας συντελεστών της παραπάνω εξίσωσης (4.15) είναι ο αντίστροφος πίνακας του πίνακα συντελεστών της εξίσωσης (4.14), δηλαδή:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}^T$$

Έτσι, έχουμε τη δυνατότητα με τους κατάλληλους μετασχηματισμούς να μεταβαίνουμε από το  $abc$  στο  $\alpha\beta$  αντιστρόφως, κάτι χρήσιμο για να καταλήξουμε ύστερα στο  $dq$  – πλαίσιο, το οποίο και θα αξιοποιηθεί θεμελιωδώς στο σχεδιασμό του ελεγκτή του VSC.

Οι εξισώσεις (4.14) και (4.15) δείχνουν τον τρόπο μετατροπής από το ένα σύστημα στο άλλο, μεταξύ του πλαισίου  $abc$  και του καρτεσιανού  $\alpha\beta$ . Όπως φαίνεται και στο ακόλουθο Σχήμα 4.6, τα  $f_\alpha(t)$  και  $f_\beta(t)$  είναι οι προβολές του Space Phasor  $\vec{f}(t)$  στον πραγματικό και στο φανταστικό άξονα, αντίστοιχα. Έτσι, μπορούμε να μετονομάσουμε τον πραγματικό και το φανταστικό άξονα στην ακόλουθη εικόνα σε άξονες  $\alpha$  και  $\beta$  αντίστοιχα:



Σχήμα 4.2: Συνιστώσες  $\alpha, \beta$  ενός *Space Phasor* [57].

Από το παραπάνω σχήμα προκύπτουν εποπτικά οι επόμενες σχέσεις:

$$F(t) = \sqrt{f_\alpha^2(t) + f_\beta^2(t)}$$

$$\cos\theta(t) = \frac{f_\alpha(t)}{F(t)} = \frac{f_\alpha(t)}{\sqrt{f_\alpha^2(t) + f_\beta^2(t)}}$$

$$\sin\theta(t) = \frac{f_\beta(t)}{F(t)} = \frac{f_\beta(t)}{\sqrt{f_\alpha^2(t) + f_\beta^2(t)}}$$

όπου, εναλλακτικά οι δύο τελευταίες μπορούν να γραφούν ως εξής:

$$f_\alpha(t) = F(t) \cdot \cos\theta(t)$$

$$f_\beta(t) = F(t) \cdot \sin\theta(t)$$

Άρα, τα  $f_\alpha$  και  $f_\beta$  είναι ημιτονοειδείς συναρτήσεις του χρόνου με πλάτος  $F(t)$  και συχνότητα  $\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}$ .

Αν  $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$  μπορεί να επιβεβαιωθεί ότι ισχύει:

$$\frac{2}{3}\mathbf{C}\mathbf{C}^T \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix}$$

Η παραπάνω σχέση μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με την (4.15), ώστε να παραχθούν οι δυναμικές εξισώσεις του  $\alpha\beta$  – πλαισίου ενός 3Φ συστήματος από τις εξισώσεις του  $abc$  – πλαισίου.

Επίσης, μπορεί να δειχθεί ότι:

$$\frac{2}{3}\mathbf{C}^T\mathbf{C} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}$$

Η τελευταία σχέση (χρησιμοποιήθηκε ότι  $f_a + f_b + f_c = 0$ ) μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με την (4.14), με σκοπό τη μετατροπή μιας σειράς εξισώσεων του  $\alpha\beta$  –πλαισίου στις αντίστοιχες του  $abc$  – πλαισίου.

Χωρίς να χρειάζεται να εμβαθύνουμε στο συγκεκριμένο κομμάτι, αναφέρεται εν συντομία ότι και στο  $\alpha\beta$  – πλαίσιο επιτυγχάνεται shifting της φάσης ή/και scaling του πλάτους των ημιτονοειδών σημάτων, καθώς και κατασκευή τους, όπως είδαμε και στην ανάλυση του Space Phasor. Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι τύποι που ισχύουν για τις συνιστώσες της στιγμιαίας ισχύος στο  $\alpha\beta$  – πλαίσιο. Στις σχέσεις (4.10) και (4.11) της ενεργού και της άεργου ισχύος που εξήχθησαν στα πλαίσια εξέτασης της έκφρασής τους με Space Phasors αντικαθιστούμε  $\vec{v}(t) = v_\alpha + jv_\beta$  και  $\vec{i}^*(t) = i_\alpha - ji_\beta$  και λαμβάνουμε:

$$P(t) = \frac{3}{2} [v_\alpha(t)i_\alpha(t) + v_\beta(t)i_\beta(t)]$$

$$Q(t) = \frac{3}{2} [-v_\alpha(t)i_\beta(t) + v_\beta(t)i_\alpha(t)]$$

### 4.3.2 Παρουσίαση του $dq$ – Πλαισίου

Όπως είδαμε προηγουμένως, ο έλεγχος στο  $\alpha\beta$  – πλαίσιο έχει το θετικό χαρακτηριστικό να μειώνει τον αριθμό των απαιτούμενων control loops από τρία σε δύο, αφού γίνεται tracking δύο πλέον ημιτονοειδών κυματομορφών, αντί για τα τρία  $abc$  του αρχικού συμμετρικού 3Φ συστήματος. Τα σήματα αναφοράς (reference), ανάδρασης (feedback) και πρόσω–τροφοδότησης (feed – forward) είναι όλα ημιτονοειδείς συναρτήσεις του χρόνου και για να γίνει ικανοποιητική «παρακολούθησή» τους στον έλεγχο με μικρά σφάλματα μόνιμου καταστάσεως, οι ελεγκτές πρέπει να είναι υψηλής τάξεως και ευρυζωνικά επίσης μεγάλοι (τα εύρη ζώνης κλειστού βρόγχου πρέπει να είναι αρκετά μεγαλύτερα από τη συχνότητα των σημάτων αναφοράς του AC συστήματος). Συνεπώς, ο σχεδιασμός του ελεγκτή δεν είναι κάτι το απλό, ειδικά υπό μεταβαλλόμενη συχνότητα λειτουργίας. Το  $dq$  – πλαίσιο δίνει τη λύση σε αυτό το θέμα.

Στο  $dq$  – πλαίσιο τα σήματα θεωρούνται DC κυματομορφές υπό συνθήκες μόνιμου κατάστασης. Αυτό επιτρέπει τη χρησιμοποίηση απλούστερων ελεγκτών πολύ χαμηλότερων τάξεων (π.χ. ο PI ελεγκτής είναι ένας 1<sup>ης</sup> τάξης ελεγκτής). Επιπρόσθετα, μπορεί να επιτευχθεί εύκολα μηδενικό σφάλμα μόνιμου καταστάσεως με τη χρήση ολοκληρωτικού όρου στους ελεγκτές (π.χ. ο I όρος του PI ελεγκτή). Είναι γνωστό θεωρητικά και πρακτικά ότι η διαφορά δύο σημάτων  $u_{ref}(t) - u(t)$  που μπαίνει ως είσοδος σε ένα ολοκληρωτή οδηγεί στην ισότητα των σημάτων στη μόνιμη κατάσταση (μηδενισμός σφάλματος εισόδου ολοκληρωτή). Το σήμα αναφοράς μπορεί να είναι και σταθερό. Άρα, μια αναπαράσταση ενός 3Φ συστήματος στο  $dq$  – πλαίσιο είναι πιο κατάλληλη για ανάλυση και σχεδιασμό του ελέγχου. Όλα τα μεταβαλλόμενα με το χρόνο μεγέθη μετατρέπονται εδώ σε κατάλληλες σταθερές DC παραμέτρους.

Για τον Space Phasor  $\vec{f} = f_\alpha + jf_\beta$ , ο μετασχηματισμός από το  $\alpha\beta$  στο  $dq$  – πλαίσιο ορίζεται ως εξής:

$$f_d + jf_q = (f_\alpha + jf_\beta)e^{-j\varepsilon(t)} \quad (4.16)$$

Το οποίο είναι ισοδύναμο με ένα shift στη φάση του Space Phasor  $\vec{f}(t)$  κατά μια γωνία  $-\varepsilon(t)$ . Αντιστρόφως, μπορούμε εύκολα να μεταβούμε από το  $dq$  στο  $\alpha\beta$  – πλαίσιο, πολλαπλασιάζοντας και τα δύο μέλη της παραπάνω με  $e^{j\varepsilon(t)}$ . Δηλαδή, απλά:

$$\vec{f}(t) = f_\alpha + jf_\beta = (f_d + jf_q)e^{j\varepsilon(t)} \quad (4.17)$$

Για να επισημανθεί η χρησιμότητα του μετασχηματισμού της (4.16), υποθέτουμε αρχικά ότι ο Space Phasor  $\vec{f}(t)$  έχει την εξής γενική μορφή:

$$\vec{f}(t) = f_\alpha + jf_\beta = F(t)e^{j[\theta_0 + f\omega(\tau)d\tau]}$$

όπου το  $\omega(t)$  είναι η ενδεχομένως μεταβαλλόμενη με το χρόνο συχνότητα και  $\theta_0$  είναι η αρχική φάση του 3Φ σήματος που αντιστοιχεί στον  $\vec{f}(t)$ . Εάν το  $\varepsilon(t)$  επιλεγεί ως:

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_0 + \int \omega(\tau) d\tau \quad (4.18)$$

τότε, βάσει των ανωτέρω σχέσεων, η αναπαράσταση από την (4.16) στο  $dq$  – πλαίσιο του  $\vec{f}(t)$  γίνεται:

$$\begin{aligned} f_d + jf_q &= (f_\alpha + jf_\beta)e^{-j\varepsilon(t)} = \vec{f}(t)e^{-j\varepsilon(t)} = F(t)e^{j[\theta_0 + \int \omega(\tau) d\tau]} e^{-j[\varepsilon_0 + \int \omega(\tau) d\tau]} \iff \\ f_d + jf_q &= F(t)e^{j(\theta_0 - \varepsilon_0)} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Αξιοσημείωτο είναι, ότι η παραπάνω σχέση παρουσιάζει ένα στατικό φαινότυπο, καθώς η φάση του  $\theta_0 - \varepsilon_0$  δε μεταβάλλεται με το χρόνο, αλλά έχει σταθερή τιμή. Άρα, οι συνιστώσες του  $dq$  μετασχηματισμού μιας 3Φ κυματομορφής είναι DC ποσότητες. Πρέπει, επίσης, να σημειωθεί, ότι το  $\theta(t)$  και το  $\varepsilon(t)$  δεν είναι απαραίτητα ίσα, αλλά πρέπει να ισχύει οπωσδήποτε ότι:

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (4.20)$$

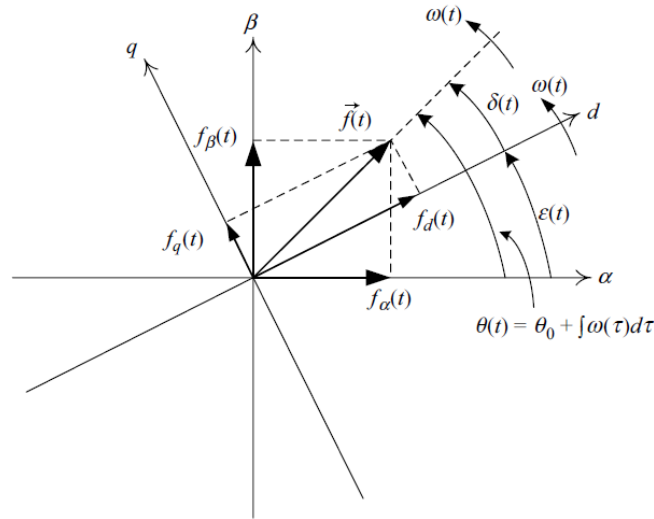
Η ουσιαστική έννοια της (4.20) συνοψίζεται στο ότι το σύστημα συντεταγμένων που θα οριστεί θα περιστρέφεται με την ίδια γωνιακή ταχύτητα με την οποία περιστρέφεται ο Space Phasor του υπό μελέτη 3Φ συστήματος.

Για να περιγραφεί καλύτερα ο  $dq$  μετασχηματισμός, η (4.17) μπορεί να γραφτεί ως:

$$\vec{f} = f_d(1 + 0 \cdot j)e^{j\varepsilon(t)} + f_q(0 + 1 \cdot j)e^{j\varepsilon(t)}$$

Η παραπάνω γραφή του Space Phasor στις συνιστώσες του  $f_d$  και  $f_q$  δείχνει ένα ορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων με άξονες τα διανύσματα  $(1 + 0 \cdot j)e^{j\varepsilon(t)}$  και  $(0 + 1 \cdot j)e^{j\varepsilon(t)}$ . Από τη μεριά τους, τα  $(1 + 0 \cdot j)$  και  $(0 + 1 \cdot j)$  είναι τα μοναδιαία διανύσματα για τους άξονες  $\alpha$  και  $\beta$  του  $\alpha\beta$  – πλαισίου (καρτεσιανό σύστημα), αντίστοιχα. Συνεπώς, όπως απεικονίζεται σχηματικά και στο Σχήμα 4.3, μπορεί κανείς να θεωρήσει τον Space Phasor  $\vec{f}$  ως ένα διάνυσμα που αναπαρίσταται από τις  $f_d$  και  $f_q$  συνιστώσες του σε ένα σύστημα που περιστρέφεται διαρκώς με γωνία  $\varepsilon(t)$  ως προς το  $\alpha\beta$  – πλαίσιο. Αναφερόμαστε σε αυτό το συγκεκριμένο περιστρεφόμενο σύστημα ως  $dq$  – πλαίσιο. Δηλαδή, το  $dq$  – frame περιστρέφεται ως προς το  $\alpha\beta$  – frame με γωνιακή διαφορά  $\varepsilon(t)$ .

Για το λόγο αυτό, το  $dq$  – πλαίσιο αναφέρεται στην τεχνική βιβλιογραφία και ως «περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς». Συνήθως, επιλέγεται η ταχύτητα περιστροφής του  $dq$  – πλαισίου να είναι ίση με την ταχύτητα περιστροφής του Space Phasor, ήτοι με τη συχνότητα του συστήματος, ειδικά όταν έχουμε ένα VSC σύστημα σταθερής συχνότητας. Δηλαδή, συνήθως συναντάμε να ισχύει και να εφαρμόζεται εν τέλει ότι:  $\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \omega_0$ .



Σχήμα 4.3: Συσχέτιση  $\alpha\beta$  και  $dq$  – frame [57].

Από το παραπάνω σχήμα προκύπτουν εποικτικά οι επόμενες σχέσεις:

$$F(t) = \sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)}$$

$$\cos\delta(t) = \frac{f_d(t)}{F(t)} = \frac{f_d(t)}{\sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)}}$$

$$\sin\delta(t) = \frac{f_q(t)}{F(t)} = \frac{f_q(t)}{\sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)}}$$

$$\theta(t) = \varepsilon(t) + \delta(t)$$

Από τη σχέση (4.16) με χρήση της ταυτότητας του Euler:  $e^{j[\cdot]} = \cos[\cdot] + jsin[\cdot]$  μπορούμε να πάρουμε διαδοχικά:

$$\begin{aligned} f_d + jf_q &= (f_\alpha + jf_\beta)e^{-j\varepsilon(t)} = \\ &= f_\alpha \cos(-\varepsilon(t)) + jf_\alpha \sin(-\varepsilon(t)) + jf_\beta \cos(-\varepsilon(t)) + j^2 f_\beta \sin(-\varepsilon(t)) \\ &\quad \xleftrightarrow{\cos(-\theta)=\cos\theta \text{ και } \sin(-\theta)=-\sin\theta} \\ f_d + jf_q &= f_\alpha \cos\varepsilon(t) - jf_\alpha \sin\varepsilon(t) + jf_\beta \cos\varepsilon(t) + f_\beta \sin\varepsilon(t) \end{aligned}$$



Αν εξισωθούν τα πραγματικά μέρη των δύο μεριών και το ίδιο και τα φανταστικά μέρη, προκύπτει σε μορφή πίνακα ο μετασχηματισμός από το  $\alpha\beta$  – πλαίσιο στο  $dq$  – πλαίσιο:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R}[\varepsilon(t)] \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}[\varepsilon(t)] = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon(t) & \sin\varepsilon(t) \\ -\sin\varepsilon(t) & \cos\varepsilon(t) \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Ομοίως, ο μετασχηματισμός από το  $dq$  – πλαίσιο στο  $\alpha\beta$  – πλαίσιο προκύπτει ως:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R}^{-1}[\varepsilon(t)] \cdot \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R}[-\varepsilon(t)] \cdot \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}^{-1}[\varepsilon(t)] = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon(t) & -\sin\varepsilon(t) \\ \sin\varepsilon(t) & \cos\varepsilon(t) \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Με πράξεις μπορεί να δειχθεί ότι ισχύει και:  $\mathbf{R}^{-1}[\varepsilon(t)] = \mathbf{R}^T[\varepsilon(t)]$ .

Εφόσον έχουμε γνωρίσει τα σημαντικά πλεονεκτήματα του  $dq$  – πλαισίου έναντι άλλων μετασχηματισμών, είναι σκόπιμο –και η πιο χρήσιμη μεταξύ των παρουσιασμένων σχέσεων– να αποτυπωθεί ο απευθείας μετασχηματισμός από το  $abc$  – πλαίσιο στο  $dq$  – πλαίσιο (χωρίς να μεσολαβεί το  $\alpha\beta$  – πλαίσιο). Αν ληφθεί από την (4.14) ο πίνακας  $\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix}$  και αντικατασταθεί στην (4.21), έχουμε:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \mathbf{T}[\varepsilon(t)] \cdot \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}[\varepsilon(t)] = \mathbf{R}[\varepsilon(t)] \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon(t) & \cos\left(\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin\varepsilon(t) & \sin\left(\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Οπότε, η τελική αναλυτική σχέση του μετασχηματισμού  $abc$  – πλαίσιο  $\rightarrow dq$  – πλαίσιο είναι:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\varepsilon(t) & \cos\left(\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin\varepsilon(t) & \sin\left(\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix}$$

Ουσιαστικά, ο μετασχηματισμός είναι όπως αυτός του *Park*, όμως δε λαμβάνεται υπόψη η μηδενική συνιστώσα στο  $dq0$ , καθώς αυτή ούτως ή άλλως μηδενίζεται στο επίπεδο της προσομοίωσης και χρησιμοποιείται ο συντελεστής  $2/3$  για το μετασχηματισμό. Ο τρόπος που προτείνει ο Yazdani [57] στο σχεδιασμό του ελέγχου υιοθετείται ευρέως σε ερευνητικές εργασίες και θα παρουσιαστεί αναλυτικά στη συνέχεια του κεφαλαίου.

Ομοίως, αντίστροφα ο μετασχηματισμός από το  $dq$  – πλαίσιο στο  $abc$  – πλαίσιο μπορεί να δοθεί αν στον πίνακα  $\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix}$  της (4.15) αντικατασταθεί η (4.22):

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}[\varepsilon(t)]^T \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}[\varepsilon(t)]^T = \mathbf{C}^T \mathbf{R}[-\varepsilon(t)] = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon(t) & \sin\varepsilon(t) \\ \cos\left(\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Οπότε, η τελική αναλυτική σχέση του μετασχηματισμού  $dq$  – πλαίσιο  $\rightarrow abc$  – πλαίσιο είναι:

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon(t) & \sin\varepsilon(t) \\ \cos\left(\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix}$$

Για τον πίνακα  $\mathbf{T}$  μπορεί να επιβεβαιωθεί ότι ισχύει και:

$$\frac{2}{3} \mathbf{T} \mathbf{T}^T \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix}$$

Η παραπάνω σχέση μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με την (4.24), ώστε να παραχθούν οι δυναμικές εξισώσεις του  $dq$  – πλαισίου ενός  $3\Phi$  συστήματος από τις εξισώσεις του  $abc$  – πλαισίου.

Επίσης, μπορεί να δειχθεί ότι:

$$\frac{2}{3} \mathbf{T} \mathbf{T}^T \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}$$

Η τελευταία σχέση (χρησιμοποιήθηκε ότι  $f_a + f_b + f_c = 0$ ) μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με την (4.23), με σκοπό τη μετατροπή μιας σειράς εξισώσεων του  $dq$  – πλαισίου στις αντίστοιχες του  $abc$  – πλαισίου.

Αυτό που έχει ύψιστη σημασία για τον έλεγχο του 3Φ μετατροπέα ισχύος είναι η έκφραση της ισχύος (τόσο της ενεργού, όσο και της άεργου) στο  $dq$  – πλαίσιο, αφού αυτό είναι που και τελικά θα αξιοποιηθεί. Για την εξαγωγή, λοιπόν, της στιγμιαίας ισχύος παίρνουμε τις σχέσεις (4.12) και (4.13) της ενεργού και της άεργου ισχύος που εξήχθησαν στα πλαίσια εξέτασης της έκφρασής τους με Space Phasors και αντικαθιστούμε  $\vec{v}(t) = (v_d + jv_q)e^{j\varepsilon(t)}$  και  $\vec{i}^*(t) = (i_d - ji_q)e^{-j\varepsilon(t)}$  και λαμβάνουμε:

$$P(t) = \frac{3}{2} [v_d(t)i_d(t) + v_q(t)i_q(t)] \quad (4.25)$$

$$Q(t) = \frac{3}{2} [-v_d(t)i_q(t) + v_q(t)i_d(t)] \quad (4.26)$$

Οι προς αξιοποίηση εξισώσεις (4.25) και (4.26) καταδεικνύουν μια πάρα πολύ σημαντική ιδιότητα. Εάν ο όρος  $v_q$  είναι ίσος με το μηδέν, τότε η ενεργός και η άεργος ισχύς είναι ανάλογες η κάθε μία με τις συνιστώσες  $i_d$  και  $i_q$ , αντίστοιχα. Δηλαδή:

$$v_q = 0 \implies P \propto i_d \quad \& \quad Q \propto i_q$$

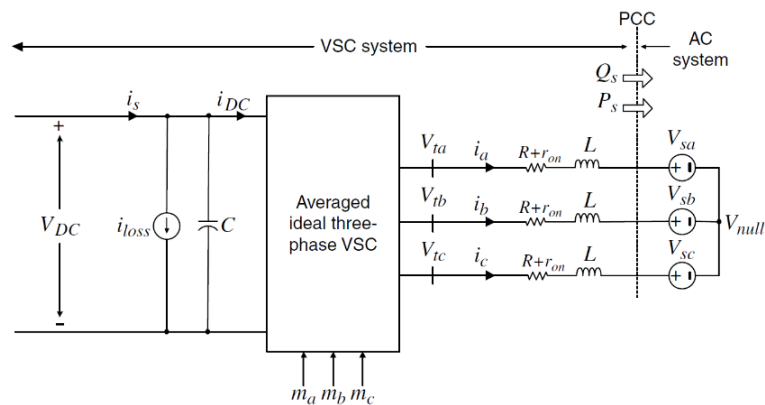
Αυτή η εξαιρετικά σημαντική ιδιότητα θα αξιοποιηθεί κατά το σχεδιασμό του ελέγχου του 3Φ VSC μετατροπέα ισχύος συνδεδεμένου στο ηλεκτρικό δίκτυο.

Όπως τονίσθηκε, ο  $dq$  μετασχηματισμός μετατρέπει όλες τις εμφανιζόμενες ποσότητες σε DC τιμές, πράγμα που διευκολύνει τη διαδικασία του ελέγχου (δε χρειάζεται να γίνεται tracking ημιτονοειδών συναρτήσεων και δεν απαιτούνται ευρυζωνικά και ταξικά υψηλοί ελεγκτές). Το  $\varepsilon(t)$  αναπαριστά τη γωνία μεταξύ των πλαισίων  $\alpha\beta$  και  $dq$ , με τη μορφή που παρουσιάστηκε στη σχέση (4.18), όπου το  $\omega(t)$  είναι η ενδεχομένως μεταβαλλόμενη με το χρόνο συχνότητα/γωνιακή ταχύτητα και  $\varepsilon_0$  μια γωνιακή σταθερά που μπορεί να θεωρηθεί και ως η αρχική φάση. Στην ειδική –αλλά και πιο συνηθισμένη– περίπτωση ενός σταθερής συχνότητας VSC συστήματος, το  $\omega(t)$  είναι ίσο με τη συχνότητα λειτουργίας του AC συστήματος, για παράδειγμα ίσο με  $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi 50 \text{ rad/s}$  και τότε,  $\varepsilon(t) = \varepsilon_0 + \omega_0 t$ . Ανάλογα με την εφαρμογή για την οποία θα χρησιμοποιηθεί ο ελεγχόμενος αντιστροφέας, το  $\varepsilon(t)$  επιλέγεται αυστηρά κατά περίπτωση. Στην περίπτωση που εξετάζουμε, η οποία αναφέρεται στη σύνδεση του μετατροπέα με το ηλεκτρικό δίκτυο, οι συνιστώσες ενεργός και άεργος της στιγμιαίας ισχύος είναι επιθυμητό να είναι ευθέως ανάλογες στις συνιστώσες ρεύματος του μετατροπέα στους άξονες  $d$  και  $q$ , αντίστοιχα. Αυτό επιτυγχάνεται μόνο όταν το  $\varepsilon(t)$  επιλέγεται από το σχεδιαστή του ελέγχου ίσο με τη γωνία του Space Phasor της τάσης του δικτύου. Η τελευταία υπολογίζεται και παρέχεται από ένα Phase – Locked Loop ή PLL. **Με τη χρήση του PLL επιτυγχάνεται η ταύτιση της κάθε στιγμής γωνίας της τάσης του δικτύου  $\angle v_g(t)$  με τον άξονα  $d$  του  $dq$  – πλαισίου και έτσι εξασφαλίζεται:  $v_q = 0$ .** Έτσι, θα δούμε ότι οι ελεγκτές των  $P$  και  $Q$  έχουν εξόδους τα  $i_{d_{ref}}$  και  $i_{q_{ref}}$ , αντίστοιχα.

## 4.4 Έλεγχος του Μετατροπέα στο $dq$ – Πλαίσιο

Η περίπτωση ελέγχου τριφασικού μετατροπέα ισχύος πηγής τάσης που θα μας απασχολήσει, αφορά την περίπτωση που ο μετατροπέας είναι συνδεδεμένος με ένα AC δίκτυο που αυτό καθορίζει τη συχνότητα (*Grid – Imposed Frequency VSC System*). Αυτό μπορεί να είναι είτε ένα σχετικά «άπειρο» AC σύστημα, όπως το Διασυνδεδεμένο Σύστημα –που περιλαμβάνει μεγάλο αριθμό στιβαρών σύγχρονων γεννητριών, οι οποίες στο σύνολό τους καθορίζουν τη συχνότητα– είτε μερικές μόνο σύγχρονες γεννήτριες σε ένα Απομονωμένο Σύστημα. Στις περιπτώσεις αυτές, η κατάσταση του ελέγχου, καθώς και η σχετική στιβαρότητα του δικτύου καταδεικνύουν πως ο μετατροπέας δε μπορεί να επιβάλλει τη συχνότητα στο δίκτυο, αλλά αυτή καθορίζεται από το τελευταίο και πρέπει να παραμένει σταθερή. Αυτό το είδος VSC συστημάτων υιοθετείται συχνά για περιπτώσεις ελέγχου ενεργού/αέργου ισχύος και έλεγχο DC τάσης. Αυτές οι λειτουργίες αποτελούν τις κύριες συνιστώσες ελέγχου σε περιπτώσεις μέσω Διασπαρμένης Παραγωγής που διασυνδέονται ηλεκτρονικά μέσω Ηλεκτρονικών Ισχύος, σε συστήματα HVDC (High Voltage DC) που βασίζονται σε VSC και στους περισσότερους ελεγκτές FACTS (Flexible AC Transmission Systems).

Η ακόλουθη εικόνα δείχνει το σχηματικό διάγραμμα ενός τέτοιου *Grid – Imposed VSC* συστήματος. Στην περίπτωση μας, ο 3Φ VSC θα είναι δύο επιπέδων, ως ο πιο κοινός στις βιομηχανικές εφαρμογές αντίστοιχων ισχύων με τις εξεταζόμενες. Ο έλεγχος εφαρμόζεται και σε VSC περισσότερων επιπέδων. Από τη DC μεριά του κυκλώματος υπάρχει ένας πυκνωτής, ο οποίος καθορίζει μέσω της τάσης του το DC Link/Bus μεταξύ DC και AC μεριάς. Η τάση του πρέπει οπωσδήποτε να ελέγχεται και να παραμένει σταθερή. Η πηγή ρεύματος παράλληλα στην DC μεριά αναπαριστά τις διακοπτικές απώλειες ισχύος του μετατροπέα. Σε κάθε φάση της AC μεριάς απεικονίζονται σχηματικά οι αντιστάσεις  $R$  εν σειρά με μια switch on – state αντίσταση  $r_{on}$  ανά φάση, που αναπαριστά τις απώλειες αγωγής. Η DC πλευρά του μετατροπέα συνδέεται με τη DC πλευρά ενός άλλου συστήματος Ηλεκτρονικών Ισχύος. Για παράδειγμα, στην περίπτωση μας, όπως θα δούμε, ο πυκνωτής του DC Link/Bus του inverter αποτελεί την έξοδο του DC/DC Boost μετατροπέα που εκτελεί το MPPT για την κυψέλη καυσίμου.



Σχήμα 4.4: Σχηματικό διάγραμμα ενός *Grid – Imposed Frequency VSC* συστήματος [57].

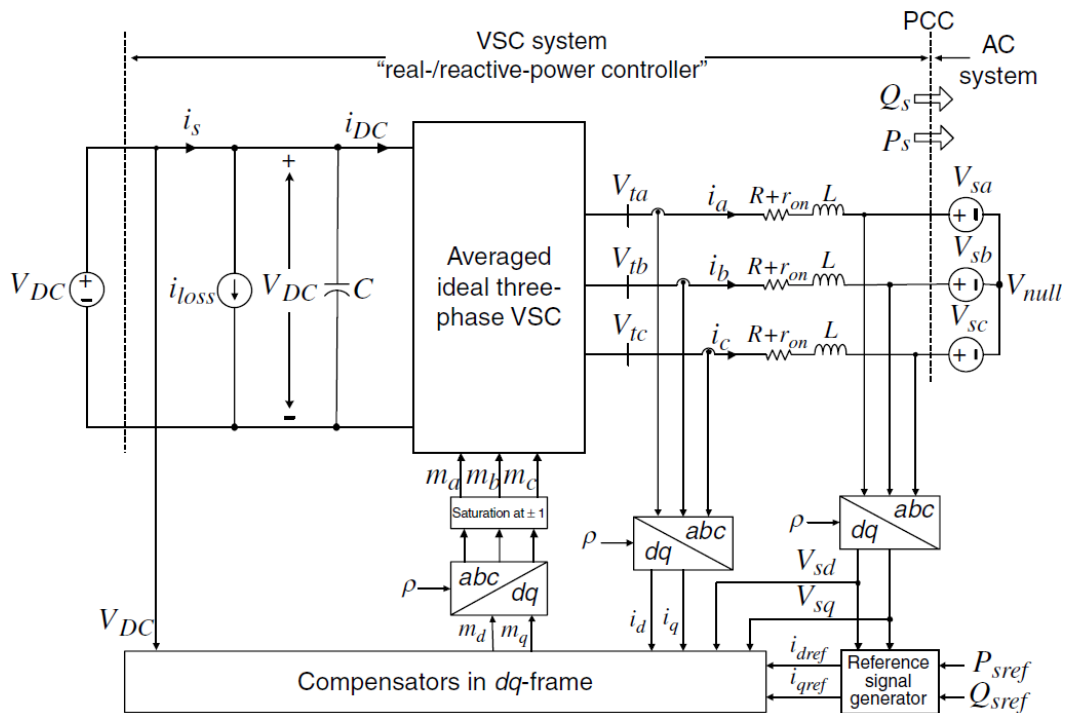
Στο Σχήμα 4.4 απεικονίζεται η σύνδεση κάθε φάσης του μετατροπέα με την αντίστοιχη φάση του AC δικτύου μέσω ενός  $R - L$  κλάδου εν σειρά. Γίνεται η θεώρηση ενός άπειρου, στιβαρού AC συστήματος και συνεπώς, αναπαρίσταται από μια ιδανική, συμμετρική, ημιτονοειδή 3Φ πηγή τάσης  $V_{s_{abc}}$  σταθερής συχνότητας. Οι κόμβοι (ή πρακτικά AC ζυγός) όπου το σύστημα VSC συνδέεται με το δίκτυο αναφέρονται ως Σημείο Κοινής Σύνδεσης, ΣΚΣ (*Point of Common Coupling, PCC*).

Η εφαρμογή του ελέγχου που θα εξεταστεί, συνοψίζεται στον έλεγχο της σταθερότητας της τάσης του DC ζυγού (πυκνωτής του Σχήματος 4.4), ώστε να ρυθμίζεται έτσι η εγχεόμενη στο δίκτυο ενεργός ισχύς. Ο μετατροπέας θα λειτουργεί με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος, δηλαδή το *fuel cell* και ο μετατροπέας δε συμμετέχουν στην παροχή έργου ισχύος.

Μία πρώτη μέθοδος ελέγχου της εγχεόμενης ισχύος είναι ο έλεγχος βάσει της τάσης ή *Voltage – Mode Control*. Στη μέθοδο αυτή ο έλεγχος της διακινούμενης εν γένει ισχύος, ενεργού και έργου, πραγματοποιείται μέσω του ελέγχου της φάσης και του πλάτους της τάσης του μετατροπέα στην AC μεριά του, αντίστοιχα, σε σχέση με τα ίδια μεγέθη στο PCC. Πιο συγκεκριμένα, η  $P_s$  ρυθμίζεται μέσω της διαφοράς της γωνίας μεταξύ  $V_{t_{abc}}$  και  $V_{s_{abc}}$ , ενώ το  $Q_s$  μέσω του πλάτους της  $V_{t_{abc}}$  σε σχέση με αυτό της  $V_{s_{abc}}$ . Δύο αποσυνδεδεμένοι (decoupled) και ανεξάρτητοι έλεγχοι – ένας για την ενεργό και ένας για την έργο ισχύ – μπορούν να καταστρωθούν με την προϋπόθεση τα μεγέθη του πλάτους και της φάσης της  $V_{t_{abc}}$  να είναι κοντά με τα ίδια μεγέθη της  $V_{s_{abc}}$ . Η μέθοδος *Voltage – Mode Control* έχει σίγουρα χρησιμότητα, καθώς πάντα οι τάσεις  $V_{t_{abc}}$  και  $V_{s_{abc}}$  σαν φαιθότες είναι πολύ κοντά μεταξύ τους, αφού ενδιάμεσα παρεμβάλλεται μόνο ο εν σειρά κλάδος της αντίστασης  $R$  και του πηνίου  $L$ . Ο έλεγχος αυτός έχει το προτέρημα ότι είναι απλός και έχει μικρό αριθμό control loops. Ωστόσο, επειδή ελέγχεται μόνο η τάση και δεν υπάρχει control loop αφιερωμένο στο ρεύμα του VSC, ο μετατροπέας δεν προστατεύεται ενάντια σε υπερρεύματα (overcurrents) που πιθανόν να προκύψουν σε κάποιο βραχυκύκλωμα. Έτσι, τα IGBTs που χρησιμοποιούνται ως ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία στον 3Φ μετατροπέα είναι ευάλωτα σε τέτοιες περιπτώσεις βλάβης ή απότομων μεταβολών ζήτησης και ενδέχεται να καταστραφούν, αφού εκ φύσεως δε μπορούν να αντέξουν ρεύματα της τάξης πολλών  $kA$ . Αυτή είναι η βασική αδυναμία του *Voltage – Mode Control* και συνεπώς, η στρατηγική έλεγχου αυτή δεν προτιμάται σε πρακτικές εφαρμογές, σε αντίθεση με την ακόλουθη.

Η δεύτερη μέθοδος που αναλύεται διεξοδικά στη συνέχεια, εφαρμόζεται στην παρούσα διπλωματική εργασία και η οποία είναι αυτή που προτιμάται κατά κόρον σε εφαρμογές της βιομηχανίας είναι ο έλεγχος βάσει του ρεύματος ή *Current – Mode Control*. Η μέθοδος ελέγχου της ενεργού και της έργου ισχύος αυτή, επίσης decoupled, προσανατολίζεται στο στενό έλεγχο αρχικά του ρεύματος του μετατροπέα από την AC μεριά μέσω της τερματικής του τάσης  $V_{t_{abc}}$ . Έτσι, με τον έλεγχο τάσης αποφασιζόταν πόση πρέπει να είναι η επιθυμητή τάση στην πλευρά του μετατροπέα για να διακινείται συγκεκριμένη ποσότητα ισχύος (σύγκριση  $V_{t_{abc}}$  με την επιθυμητή και μηδενισμός του σφάλματος), ενώ με τον έλεγχο ρεύματος ρυθμίζεται το ρεύμα που πρέπει να ρέει για να διακινείται η προσυμφωνημένη ποσότητα ισχύος (σύγκριση  $i_{abc}$  με το επιθυμητό και μηδενισμός του σφάλματος). Πέραν από την προστασία έναντι υπερρευμάτων, άλλα πλεονεκτήματα της στρατηγικής έλεγχου μέσω του ρεύματος περιλαμβάνουν την ευρωστία του μετατροπέα απέναντι σε μεταβολές των παραμέτρων του AC συστήματος, ανώτερη δυναμική επίδοση και μεγαλύτερη ακρίβεια ελέγχου.

Το ακόλουθο Σχήμα 4.5 αποτελεί ένα μακροσκοπικό σχηματικό διάγραμμα ενός Current – Mode Controlled μετατροπέα ενεργού και άεργου ισχύος με τον έλεγχο να λαμβάνει χώρα στο  $dq$  – πλαίσιο. Έτσι, οι  $P_s$  και  $Q_s$  ελέγχονται από τις  $i_d$  και  $i_q$  συνιστώσες του ρεύματος γραμμής. Λόγω της δόμησης του ελέγχου με βάση το διακινούμενο ρεύμα, ο VSC είναι προστατευμένος ενάντια σε πιθανές απότομες κρουστικές συνιστώσες ρεύματος. Τα σήματα ανάδρασης (feedback) και πρόσω–τροφοδότησης (feed – forward) μετασχηματίζονται πρώτα στο  $dq$  – πλαίσιο και ύστερα επεξεργάζονται από τους ελεγκτές, ώστε να παραχθούν τα σήματα ελέγχου επίσης στο  $dq$  – πλαίσιο. Εν τέλει, τα σήματα ελέγχου αυτά μετατρέπονται στο  $abc$  – πλαίσιο και οδηγούν τον VSC. Όλες οι μετατροπές γίνονται στον επεξεργαστή που διαθέτει ο μετατροπέας με τους μαθηματικούς μετασχηματισμούς που παρουσιάστηκαν αναλυτικά στις προηγούμενες ενότητες του παρόντος κεφαλαίου.



**Σχήμα 4.5:** Σχηματικό διάγραμμα ενός *Current – Controlled VSC* στο  $dq$  – frame [57].

Η συμμετρική 3Φ τάση του AC συστήματος του VSC εκφράζεται ως ακολούθως:

$$V_{s_a}(t) = \widehat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0)$$

$$V_{s_b}(t) = \widehat{V}_s \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{s_c}(t) = \widehat{V}_s \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right)$$

όπου  $\widehat{V}_s$  είναι η μέγιστη τιμή της φασικής τάσης,  $\omega_0$  είναι η σταθερή συχνότητα του δικτύου σε  $rad/s$  και  $\theta_0$  είναι η αρχική φάση. Βάσει της σχέσης (4.3) του Space Phasor, μια ισοδύναμη έκφραση για την  $V_{s_{abc}}$  είναι:

$$\vec{V}_s(t) = \widehat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)}$$

Αν η δυναμική απόκριση του μοντέλου σχηματιστεί αρχικά μέσω του Νόμου Τάσεων του Kirchhoff με εφαρμογή του σε κάθε φάση του Σχήματος 4.9 έχουμε:

$$L \frac{di_a}{dt} = -(R + r_{on})i_a + V_{t_a} - V_{s_a} - V_{null}$$

$$L \frac{di_b}{dt} = -(R + r_{on})i_b + V_{t_b} - V_{s_b} - V_{null}$$

$$L \frac{di_c}{dt} = -(R + r_{on})i_c + V_{t_c} - V_{s_c} - V_{null}$$

Με πολλαπλασιασμό και των δύο μελών των παραπάνω με τους όρους  $\frac{2}{3}e^{j0}$ ,  $\frac{2}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}$  και  $\frac{2}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}$  αντίστοιχα, με χρήση του ορισμού (4.2) του Space Phasor και επίσης με γνωστή την ιδιότητα  $e^{j0} + e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{j\frac{4\pi}{3}} = 0$  αθροίζουμε και λαμβάνεται η ακόλουθη εξίσωση σε Space Phasor αναπαράσταση, όπου ο όρος  $V_{null}$  δεν εμφανίζεται πλέον:

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = -(R + r_{on})\vec{i} + \vec{V}_t - \vec{V}_s \quad (4.27)$$

Η παραπάνω δυναμική σχέση είναι ανάγκη να αποδοθεί στο  $dq$  – πλαίσιο, ώστε να συνεχιστεί η ανάλυση. Έτσι, η έκφραση στην (4.27) του  $\vec{V}_s$  αντικαθίσταται από την πιο πάνω αναλυτική του έκφραση σε Space Phasor και ακόμη:  $i_d + ji_q = \vec{i}(t)e^{-j\rho(t)} = i_{dq}e^{j\rho}$  &  $V_{td} + jV_{tq} = \vec{V}_t(t)e^{-j\rho(t)} = V_{tdq}e^{j\rho}$ . Η τιμή της γωνίας  $\rho(t)$  επισημαίνεται παρακάτω. Άρα, αν  $f_{dq} = f_d + jf_q$ :

$$L \frac{d}{dt}(i_{dq}e^{j\rho}) = -(R + r_{on})(i_{dq}e^{j\rho}) + (V_{tdq}e^{j\rho}) - \widehat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)} \implies$$

$$L \frac{d}{dt}(i_{dq}e^{j\rho})e^{-j\rho} = -(R + r_{on})i_{dq} + V_{tdq} - \widehat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)} \implies$$

$$L \frac{di_{dq}}{dt}e^{j\rho}e^{-j\rho} + jLi_{dq} \frac{d\rho}{dt}e^{j\rho}e^{-j\rho} = -(R + r_{on})i_{dq} + V_{tdq} - \widehat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)} \implies$$

$$L \frac{di_{dq}}{dt} = -jLi_{dq} \frac{d\rho}{dt} - (R + r_{on})i_{dq} + V_{tdq} - \widehat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)}$$

Στην παραπάνω εξίσωση αναλύουμε τον τελευταίο όρο σε μορφή μιγαδικού αριθμού και με χρήση της ταυτότητας του Euler:  $e^{j[\cdot]} = \cos[\cdot] + jsin[\cdot]$  χωρίζουμε σε πραγματικό και φανταστικό μέρος και εξισώνουμε αντίστοιχα. Προκύπτει:

$$L \frac{di_d}{dt} = L \frac{d\rho}{dt} i_q - (R + r_{on})i_d + V_{t_d} - \widehat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L \frac{d\rho}{dt} i_d - (R + r_{on})i_q + V_{t_q} - \widehat{V}_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)$$

Στις παραπάνω δύο εξισώσεις εισάγεται μία ακόμα μεταβλητή ελέγχου. Αυτή είναι η συχνότητα:  $\omega = \frac{d\rho}{dt}$  και έχουμε:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega(t)i_q - (R + r_{on})i_d + V_{t_d} - \widehat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (4.28)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega(t)i_d - (R + r_{on})i_q + V_{t_q} - \widehat{V}_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (4.29)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega(t)$$

Πλέον, οι μεταβλητές κατάστασης είναι οι  $i_d$ ,  $i_q$  και  $\rho$  και οι  $V_{t_d}$ ,  $V_{t_q}$  και  $\omega$  είναι οι εισοδοί ελέγχου. Το σύστημα των παραπάνω τριών εξισώσεων είναι μη γραμμικό, λόγω της παρουσίας των όρων  $\omega i_d$ ,  $\omega i_q$ ,  $\cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)$  και  $\sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)$ .

Η χρησιμότητα του  $dq$  – πλαισίου εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από την ορθή επιλογή των συνδεόμενων μεγεθών  $\omega$  και  $\rho$  (όπου  $\omega = \frac{d\rho}{dt}$ , όπως είπαμε). Για ένα σύστημα  $3\Phi$  VSC, όπως το εξεταζόμενο στο Σχήμα 4.5 η κατάλληλη επιλογή είναι με  $\omega = \omega_0 = 2\pi 50 \text{ rad/s}$  η εξής:  $\rho(t) = \omega_0 t + \theta_0 = \theta(t) = \text{στιγμιαία γωνία Space Phasor δικτύου } \angle \overline{V}_s(t)$ . Οι παραπάνω εξισώσεις παίρνουν έτσι τις ακόλουθες μορφές:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_0 i_q - (R + r_{on})i_d + V_{t_d} - \widehat{V}_s \quad (4.30)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_0 i_d - (R + r_{on})i_q + V_{t_q} \quad (4.31)$$

Οι εξισώσεις αυτές περιγράφουν ένα γραμμικό πλέον σύστημα δευτέρας τάξεως με είσοδο το πλάτος  $\widehat{V}_s$  της τάσης του δικτύου. Έτσι, αν οι  $V_{t_d}$  και  $V_{t_q}$  είναι DC μεταβλητές, τότε οι  $i_d$  και  $i_q$  είναι επίσης DC μεταβλητές στη μόνιμη κατάσταση. Η τάση του δικτύου  $V_s$  είναι πάντα σταθερή σε μια συγκεκριμένη DC τιμή αναπαριστώμενη στο  $dq$  – πλαίσιο, ενώ η τερματική τάση  $V_t$  του μετατροπέα παρουσιάζει μικρά μεταβατικά, αλλά εν γένει ελέγχεται ώστε να είναι επίσης σταθερή. Οι συνιστώσες  $i_d$  και  $i_q$  του ρεύματος



μεταβάλλονται κατά το μεταβατικό, μέχρι να ισορροπήσουν σε μια νέα DC τιμή που καθορίζεται από την επιθυμητή διακινούμενη ισχύ (ενεργό και άεργο, αντίστοιχα), όπως θα δούμε αμέσως στη συνέχεια. Ο μηχανισμός που εξασφαλίζει ότι κάθε χρονική στιγμή ισχύει  $\rho(t) = \omega_0 t + \theta_0 = \theta(t)$  αναφέρεται ως *Phase Locked Loop (PLL)* και ισοδυναμεί με συνεχή μηδενισμό της  $q$  συνιστώσας του  $\overline{V}_s(t)$ , δηλαδή το PLL διατηρεί συνεχώς τη σχέση  $V_{s_q} = 0$ . Δηλαδή, ισχύει η ισοδυναμία σχέσεων:  $\rho(t) = \omega_0 t + \theta_0 = \theta(t) \iff V_{s_q} = 0$ . Στην παρούσα εργασία η λειτουργία του PLL επιτυγχάνεται με ακρίβεια με χρήση του default three – phase PLL block του MATLAB/Simulink, που χρησιμοποιεί έναν ισχυρό PID ελεγκτή με κέρδη  $K_p = 180$ ,  $K_i = 3200$  και  $K_d = 1$ . Λεπτομερής θεωρία επί του ελέγχου που σχεδιάζεται στο PLL υπάρχει στην [57].

Αναφορικά με τον έλεγχο της ενεργού και της άεργου ισχύος στο  $dq$  – πλαίσιο, επιστρατεύουμε τις σχέσεις (4.25) και (4.26) και τις γράφουμε στη μορφή που αντιστοιχεί στην ανταλλαγή ισχύος μεταξύ μετατροπέα και δικτύου στο ΣΚΣ του Σχήματος 4.5:

$$P_s(t) = \frac{3}{2} [V_{s_d}(t)i_d(t) + V_{s_q}(t)i_q(t)] \quad (4.32)$$

$$Q_s(t) = \frac{3}{2} [-V_{s_d}(t)i_q(t) + V_{s_q}(t)i_d(t)] \quad (4.33)$$

Εφόσον στη μόνιμη κατάσταση εξασφαλίζεται ότι ισχύει  $V_{s_q}(t) = 0$  λόγω του PLL, οι παραπάνω εξισώσεις απλοποιούνται στις:

$$P_s(t) = \frac{3}{2} V_{s_d}(t)i_d(t) \quad (4.34)$$

$$Q_s(t) = -\frac{3}{2} V_{s_d}(t)i_q(t) \quad (4.35)$$

Η αποκαλυπτική ιδιότητα που φανερώνεται από τις (4.34) και (4.35) είναι η δυνατότητα ελέγχου των  $P_s(t)$  και  $Q_s(t)$  από τα  $i_d(t)$  και  $i_q(t)$ , αντίστοιχα. Συνεπώς, προκύπτουν οι αναφορές του ρεύματος:

$$i_{d_{ref}}(t) = \frac{2}{3V_{s_d}} P_{s_{ref}}(t) \quad (4.36)$$

$$i_{q_{ref}}(t) = -\frac{2}{3V_{s_d}} Q_{s_{ref}}(t) \quad (4.37)$$

Με αυτόν τον τρόπο, το σύστημα ελέγχου μπορεί να προσφέρει γρήγορο tracking των αναφορών, δηλαδή ταχεία παρακολούθηση των σημάτων, ώστε ανά δεδομένη χρονική στιγμή να ισχύει ότι  $i_d \approx i_{d_{ref}}$  και  $i_q \approx i_{q_{ref}}$ , οπότε θα είναι και  $P_s \approx P_{s_{ref}}$  και  $Q_s \approx Q_{s_{ref}}$ . Επιτυγχάνεται, δηλαδή, ανεξάρτητος έλεγχος της ενεργού  $P_s(t)$  και της άεργου  $Q_s(t)$  ισχύος με τη βοήθεια των αντίστοιχων σημάτων αναφοράς. Αυτό είναι κάτι πολύ βοηθητικό στο σχεδιασμό του ελεγκτή. Ανεξάρτητος έλεγχος σημαίνει, ότι η τιμή του ενός δεν επηρεάζει το άλλο και αντίστροφα. Μπορεί να επιλεγεί οποιοσδήποτε συνδυασμός  $P_{s_{ref}}$  και  $Q_{s_{ref}}$  και να βρεθούν τα κατάλληλα ρεύματα που να εξασφαλίζουν το συνδυασμό αυτό. Εφόσον η  $V_{s_d}$  είναι μια DC μεταβλητή (στη μόνιμη κατάσταση), οι αναφορές ρεύματος  $i_{d_{ref}}$  και  $i_{q_{ref}}$  είναι επίσης DC μεταβλητές, εάν τα  $P_{s_{ref}}$  και  $Q_{s_{ref}}$  είναι σταθερά σήματα. Δηλαδή, στη μόνιμη κατάσταση, όλα τα μεγέθη των σχέσεων (4.36) και (4.37) είναι DC παράμετροι/μεταβλητές. Συνεπώς, όπως αναμενόταν και έχει ήδη τονισθεί, το σύστημα ελέγχου στο  $dq$  – πλαίσιο αντιμετωπίζει DC σήματα, απλοποιώντας τον έλεγχο.

Ο έλεγχος του αντιστροφέα γίνεται μέσω μιας τριάδας ημιτονοειδών σημάτων  $m_{abc}$ , τα οποία συγκρίνονται με ένα περιοδικό τριγωνικό παλμό μοναδιαίου πλάτους και δημιουργούν τετραγωνικούς παλμούς, οι οποίοι εν τέλει οδηγούν τη διάταξη. Έτσι, το  $m_a$  είναι ένα ημίτονο πλάτους στο διάστημα  $[0, 1]$  και φάσης  $\theta(t)$ , το  $m_b$  ομοίως αλλά με φάση  $\theta(t) - \frac{2\pi}{3}$  και το  $m_c$  με φάση  $\theta(t) - \frac{4\pi}{3}$ . Ουσιαστικά, πρόκειται για μια 3Φ συμμετρική πηγή τάσης, αλλά με μικρό πλάτος, το οποίο περιορίζεται σε τιμές μικρότερες της μονάδας. Κάθε χρονική στιγμή, τα τρία σήματα  $m_{abc}$  έχουν το ίδιο πλάτος, αλλά η φάση τους διαφέρει κατά  $120^\circ$ .

Μια αναπαράσταση στο  $dq$  – πλαίσιο του 3Φ μετατροπέα VSC 2 επιπέδων μπορεί να αναπτυχθεί ως εξής: Κατ' αρχάς αναφέρεται το πολύ σημαντικό, ότι βάσει του averaged ισοδυναμίου κυκλώματος ενός ιδανικού 3Φ μετατροπέα VSC 2 επιπέδων [57], οι ανά φάση τερματικές τάσεις από την AC μεριά του μετατροπέα είναι:  $V_{t_{abc}}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_{abc}(t)$ . Άρα, προφανώς, αλλάζοντας τα σήματα  $m_{abc}$  αλλάζει η τάση εξόδου  $V_{t_{abc}}$ . Τόσο οι  $V_{t_{abc}}$ , όσο και τα  $m_{abc}$  αποτελούν ένα σύμπλεγμα σημάτων συμμετρικής 3Φ πηγής, άρα ικανοποιούν την προϋπόθεση, ώστε να οριστεί ο Space Phasor τους:  $\vec{V}_t(t) = \frac{V_{DC}}{2} \vec{m}(t)$ . Στην τελευταία αντικαθιστούμε με χρήση της (4.17) τα  $\vec{m}(t) = (m_d + jm_q)e^{j\varepsilon(t)}$  και  $\vec{V}_t(t) = (V_{t_d} + jV_{t_q})e^{j\varepsilon(t)}$  και έχουμε:

$$(V_{t_d} + jV_{t_q})e^{j\varepsilon(t)} = \frac{V_{DC}}{2}(m_d + jm_q)e^{j\varepsilon(t)} \implies \begin{cases} V_{t_d}(t) = \frac{V_{DC}}{2}m_d(t) \\ V_{t_q}(t) = \frac{V_{DC}}{2}m_q(t) \end{cases} \quad (4.38)$$

Η ανάλυση συνεχίζεται, αν στις (4.28) και (4.29) θεωρηθεί μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και αντικατασταθεί  $\omega(t) = \omega_0$ :

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_0 i_q - (R + r_{on})i_d + V_{t_d} - V_{s_d} \quad (4.39)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_0 i_d - (R + r_{on})i_q + V_{t_q} - V_{s_q} \quad (4.40)$$

Στις ανωτέρω,  $i_d$  και  $i_q$  είναι οι μεταβλητές κατάσταση,  $V_{t_d}$  και  $V_{t_q}$  οι εισοδοί ελέγχου και  $V_{s_d}$  και  $V_{s_q}$  οι εισοδοί διαταραχής. Στις (4.39) και (4.40) είναι φανερό πως υπάρχει σύζευξη. Οι δύο αυτές σχέσεις είναι δυναμικά συζευγμένες, καθώς υπάρχουν οι όροι των  $i_d$  και  $i_q$  και στις δύο εξισώσεις, πράγμα που δυσκολεύει την ανάλυση και θα βοηθούσε πολύ να αναιρεθεί. Αυτό γίνεται λόγω της παρουσίας του όρου  $L\omega_0$  και στις δύο εξισώσεις. Για να επιτύχουμε την απόζευξη των παραπάνω δύο σχέσεων, αρχικά αντικαθιστούμε σε αυτές τις θεμελιώδεις εκφράσεις του συστήματος (4.38):

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_0 i_q - (R + r_{on})i_d + \frac{V_{DC}}{2} m_d - V_{s_d}$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_0 i_d - (R + r_{on})i_q + \frac{V_{DC}}{2} m_q - V_{s_q}$$

Και στη συνέχεια, καθορίζουμε τα ελεγχόμενα  $m_d$  και  $m_q$  με τις ακόλουθες εκφράσεις:

$$m_d = \frac{2}{V_{DC}} (u_d - L\omega_0 i_q + V_{s_d}) \quad (4.41)$$

$$m_q = \frac{2}{V_{DC}} (u_q + L\omega_0 i_d + V_{s_q}) \quad (4.42)$$

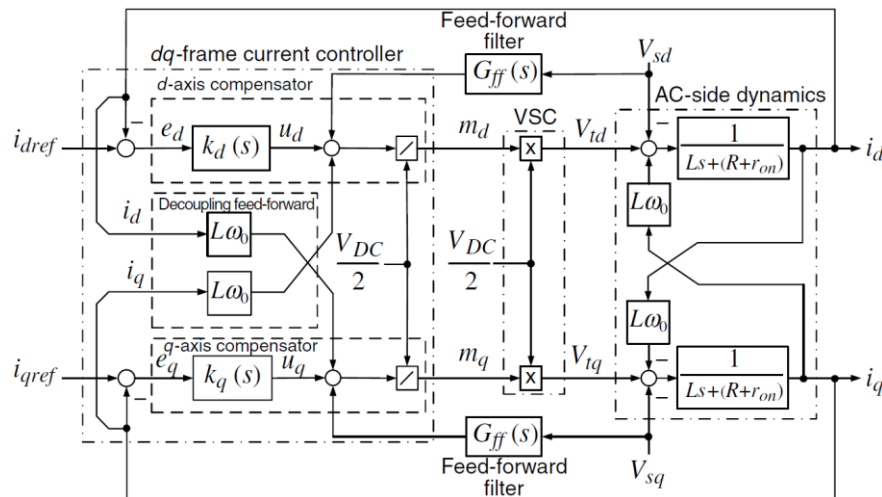
όπου  $u_d$  και  $u_q$  είναι δύο νέα σήματα ελέγχου. Αντικαθιστούμε τις παραπάνω εκφράσεις των  $m_{d,q}$  στις προηγούμενες εξισώσεις και προκύπτουν οι παρακάτω τελικές σχέσεις:

$$L \frac{di_d}{dt} = -(R + r_{on})i_d + u_d \quad (4.43)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -(R + r_{on})i_q + u_d \quad (4.44)$$

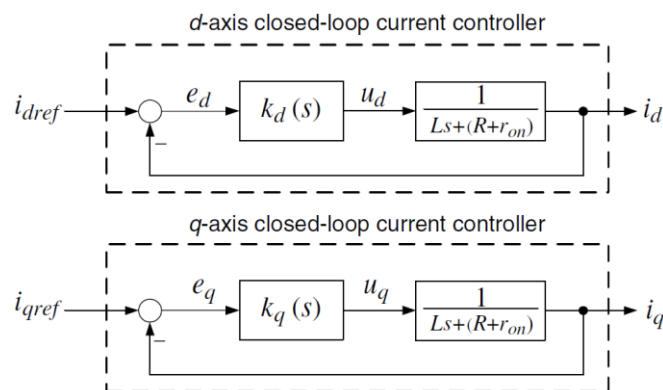
Οι παραπάνω σχέσεις (4.43) και (4.44) περιγράφουν δύο αποσυζευγμένες, 1<sup>ου</sup> βαθμού γραμμικές εξισώσεις. Βάσει αυτών, τα  $i_d$  και  $i_q$  μπορούν να ελεγχθούν αντίστοιχα από τα  $u_d$  και  $u_q$ . Το επόμενο σχήμα δείχνει μια αναπαράσταση σε block diagram των ελεγκτών ρεύματος του VSC συστήματος για τους άξονες  $d$  και  $q$ , όπου  $u_d$  και  $u_q$  είναι ουσιαστικά οι έξοδοι των αντίστοιχων χρησιμοποιούμενων PI ελεγκτών. Ο ελεγκτής του

$d$  – άξονα έχει ως είσοδο και επεξεργάζεται το σφάλμα  $e_d = i_{d_{ref}} - i_d$  και αποδίδει στην έξοδό του το  $u_d$ . Ομοίως, ο ελεγκτής του  $q$  – άξονα δέχεται το σφάλμα  $e_q = i_{q_{ref}} - i_q$  και δίνει το  $u_q$ . Στη συνέχεια, τα  $u_d$  και  $u_q$  συμβάλλουν μέσω των (4.41) και (4.42) στην κατασκευή των  $m_d$  και  $m_q$ , αντίστοιχα. Ύστερα, όπως απεικονίζεται και στο Σχήμα 4.10, ο μετατροπέας ενισχύει τα σήματα  $m_d$  και  $m_q$  κατά  $V_{DC}/2$  και παράγει τα  $V_{tdq}$ , που με τη σειρά τους ελέγχουν τα  $i_{dq}$  σύμφωνα με τις (4.39) και (4.40). Στη βάση της παραπάνω αναφερθείσας διαδικασίας ελέγχου σχηματίζεται το Σχήμα 4.6, όπου όλα τα σήματα ελέγχου, feedback και feed – forward είναι DC ποσότητες στη μόνιμη κατάσταση:



Σχήμα 4.6: Block diagram ελέγχου ρεύματος ενός 3Φ VSC [57].

Επίσης, το απλοποιημένο block diagram του παραπάνω παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.7:



Σχήμα 4.7: Απλοποιημένο block diagram Σχήματος 4.6 [57].

Τα παραπάνω δύο σχήματα δείχνουν κάποια πολύ σημαντικά χαρακτηριστικά που θα ληφθούν υπόψη και στο σχεδιασμό του ελέγχου, καθώς και στην εφαρμογή του στο MATLAB/Simulink.

- Αρχικά, γίνεται ξεκάθαρο πως ο έλεγχος ρεύματος που λαμβάνει χώρα στους άξονες  $d$  και  $q$  είναι όχι μόνο ανεξάρτητος, αλλά και ακριβώς ο ίδιος. Τα control loops στους  $d - q$  άξονες είναι πανομοιότυπα. Συνεπώς, **οι αντίστοιχοι ελεγκτές δύνανται να είναι επίσης πανομοιότυποι**. Δηλαδή, για τους PI ελεγκτές που χρησιμοποιούνται, καθώς επιτρέπουν την άνετη παρακολούθηση μιας DC εντολής και εμφανίζονται στα παραπάνω σχήματα ως  $k_d(s)$  και  $k_q(s)$  είναι λογικό να επιλεγούν:

$$k_d(s) \equiv k_q(s) \equiv k(s)$$

όπου για τον κάθε *Proportional – Integral (PI)* ελεγκτή με κέρδη αναλογικού και ολοκληρωτικού μέρους  $K_p$  και  $K_i$ , αντίστοιχα ισχύει:

$$k(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} = K_p + \frac{K_i}{s}$$

- Επιπλέον, τα Σχήματα 4.6 και 4.7 δείχνουν ότι η συμβολή του φίλτρου που τοποθετείται εν σειρά με την έξοδο του μετατροπέα ( $R - L$  στα σχήματα αυτά σε κάθε φάση) μπορεί να ληφθεί υπόψιν με μια συνάρτηση μεταφοράς (Σ.Μ.) 1<sup>ης</sup> τάξης:  $\frac{1}{Ls + (R+r_{on})}$ . Τέτοιες συναρτήσεις μεταφοράς φιλτράρουν τις υψηλές συχνότητες και εν γένει, όταν χρησιμοποιούνται ως χρονικές καθυστερήσεις προσομοιώνουν την καθυστέρηση των μετρητικών οργάνων (γενική μορφή χρονικής καθυστέρησης:  $\frac{1}{Ts+1}$ ). Τα feed – forward φίλτρα με Σ.Μ.  $G_{ff}(s)$  που απεικονίζονται είναι ακριβώς τέτοιες Σ.Μ. 1<sup>ης</sup> τάξης. Το feed – forward στο σημείο που χρησιμοποιείται είναι απαραίτητο, διότι στην αρχική κατάσταση το σύστημα του VSC είναι σε μηδενισμό (μηδενισμένα σήματα ελέγχου), δηλαδή η παραγόμενη τερματική τάση του μετατροπέα  $V_t$  είναι μηδενική, τη στιγμή που η  $V_s$  του δικτύου έχει μια δεδομένη θετική τιμή. Έτσι, θα συμβεί ένα έντονο μεταβατικό, όταν συνδεθεί ο μετατροπέας στο δίκτυο και το  $V_t$  θα χρειαστεί να λάβει την κατάλληλη τιμή, η οποία, όπως έχει τονισθεί, θα είναι κοντά στην τιμή του  $V_s$ . Συνεπώς, είναι προτιμότερο το  $V_t$  να έχει αρχική τιμή την  $V_s$ , πριν τη σύνδεση του μετατροπέα ισχύος, παρά να είναι μηδέν. Σε αυτό συνοψίζεται και η τεχνική του feed – forward (πρόσω–τροφοδότηση), δηλαδή την τροφοδότηση τιμής σε συγκεκριμένο σημείο του συστήματος, η οποία συμβάλλει στο να έρθει το σύστημα πιο γρήγορα και ομαλά στη μόνιμη κατάσταση.

Η χρήση του φίλτρου θα αναφερθεί στην Ενότητα 7.7 του Κεφαλαίου 7, αφού και στην παρούσα διπλωματική εργασία θα γίνει χρησιμοποίηση  $L$  φίλτρου μετά τη βαθμίδα του τριφασικού μετατροπέα ισχύος. Όμως, η συμβολή του θα προσομοιωθεί με εφαρμογή κανονικού, πλήρως κυκλωματικού φίλτρου στη διάταξη και όχι μέσω μιας συνάρτησης μεταφοράς, ώστε να αποδοθεί ρεαλιστικά η δυναμική συνεισφορά του στην έξοδο του συνολικού συστήματος Υδρογόνου. Ως γνωστόν, το  $L$  φίλτρο αποτελεί ένα βαθυπερατό φίλτρο (low – pass filter). Για την παραπάνω ανάλυση σημειώνεται ότι αύξηση τις τιμής  $L$  του πηνίου συμβάλλει στην καλύτερη καταστολή των αρμονικών, καθώς αυξάνει την

καθυστέρηση στη Σ.Μ. που απεικονίζεται στα Σχήματα 4.6 και 4.7 εξομαλύνοντας την απόκριση στην έξοδο, ώστε να αποδίδεται ρεύμα στο δίκτυο με μικρότερο αρμονικό περιεχόμενο. Επιθυμητό είναι το *Total Harmonic Distortion (THD)* του αποδιδόμενου από το μετατροπέα ρεύματος (*THDi*) να διατηρείται σε τιμές  $< 5\%$  [58].

## 4.5 Ανάλυση Τάσεων Δύο Πλευρών του Μετατροπέα

Ξεκινάμε την ανάλυση της ενότητας αυτή με τα ημιτονοειδή σήματα διαμόρφωσης  $m_{abc}$ , που έχουν προαναφερθεί στην προηγούμενη Ενότητα 4.4 του ελέγχου και τα οποία απαιτούνται, ώστε να σχηματιστεί η τερματική τάση της AC μεριάς:

$$\begin{aligned} m_a(t) &= \frac{2}{V_{DC}} \widehat{V}_t(t) \cos(\omega_0 t + \theta_0 + \delta) \\ m_b(t) &= \frac{2}{V_{DC}} \widehat{V}_t(t) \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ m_c(t) &= \frac{2}{V_{DC}} \widehat{V}_t(t) \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 + \delta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

Λόγω προστασίας υπερδιαμόρφωσης προκύπτει ο περιορισμός για κάθε φάση ξεχωριστά:

$$-1 \leq m_{abc}(t) \leq 1$$

Και άρα, πρέπει κάθε στιγμή να διασφαλίζεται το ακόλουθο για το πλάτος  $\frac{2}{V_{DC}} \widehat{V}_t(t)$ :

$$\widehat{V}_t(t) \leq \frac{V_{DC}}{2} \iff V_{DC} \geq 2 \cdot \widehat{V}_t(t) \quad (4.45)$$

Η ανισότητα (4.45) καταδεικνύει έναν ουσιώδη περιορισμό για τον 3Φ VSC μετατροπέα που ελέγχεται με τη μέθοδο *Pulse Width Modulation (PWM)*. Ο περιορισμός ερμηνεύεται στο ότι: εάν  $|m| \leq 1$ , τότε η μέγιστη τερματική τάση δε δύναται να είναι μεγαλύτερη από το μισό της DC τάσης. Επίσης, εάν σε κάποια στιγμή ισχύει  $|m| > 1$ ,

δηλαδή η μέγιστη τερματική τάση είναι μεγαλύτερη από το μιού της DC τάσης, τότε βρισκόμαστε σε κατάσταση *υπερδιαμόρφωσης*. Στην υπερδιαμόρφωση, τα ημίτονα αναφοράς  $m_{abc}$  έχουν πλάτος μεγαλύτερο από το πλάτος (ίσο με 1) της συγκρινόμενης μοναδιαίας τριγωνικής κυματομορφής. Η κατάσταση αυτή δεν είναι ποτέ επιθυμητή. Αυτό, διότι κατά την υπερδιαμόρφωση προκύπτουν αρμονικές χαμηλής τάξης στο συχνοτικό φάσμα της τάσεως εξόδου, οι οποίες φιλτράρονται πολύ δυσκολότερα. Για παράδειγμα, ένα βαθυπερατό  $L$  φίλτρο –που ευρέως εφαρμόζεται σε ανάλογες διατάξεις– το οποίο αφήνει συχνότητες των  $50\text{ Hz}$  και κάτω να περάσουν, θα επιτρέψει και στις χαμηλές αυτές αρμονικές να περάσουν, πράγμα εξαιρετικά ανεπιθύμητο. Για το λόγο αυτό, ο έλεγχος του μετατροπέα πρέπει πάντα να σχεδιάζεται έτσι, ώστε να μεριμνά για την αποφυγή πιθανής υπερδιαμόρφωσης. Συνεπώς, η τάση  $V_{DC}$  του DC link πρέπει πάντα να τηρεί την ανισότητα (4.45).

Επομένως, η τάση της DC μεριάς του VSC πρέπει να είναι επαρκώς μεγάλη για την ορθή του λειτουργία, τόσο στη μόνιμη κατάσταση, όσο και υπό συνθήκες μεταβατικών φαινομένων. Για την εξέταση του worst – case – scenario, θα πρέπει να ευρεθεί εν γένει η μέγιστη τιμή της  $\widehat{V}_t$ , για την οποία ακόμα ικανοποιείται ακόμα η (4.45) προς επιλογή της  $V_{DC}$ . Ο σχεδιαστής του ελέγχου αυτό που καθορίζει είναι οι τιμές της ενεργού και της άεργου ισχύος που αποδίδονται στο AC σύστημα,  $P_s$  και  $Q_s$ . Επομένως, για να βρεθούν σε μια ανάλυση οι ακραίες τιμές της  $\widehat{V}_t$  θα πρέπει αυτή να εκφραστεί συναρτήσει των προαναφερθέντων συνιστωσών της ισχύος. Στην ενότητα αυτή αναπτύσσονται οι εκφράσεις της τερματικής τάσης της AC μεριάς, έχοντας εντοπιστεί οι παράγοντες που πρέπει να ληφθούν υπόψιν κατά την επιλογή της σταθερά ελεγχόμενης DC τάσης στον πυκνωτή του DC link/bus. Η παρακάτω ανάλυση αφορά αποκλειστικά την πρώτη αρμονική συνιστώσα της τάσης εξόδου του μετατροπέα  $V_{t_1}$ , αφού μόνο αυτή ( $50\text{ Hz}$ ) συνεισφέρει στη μεταφορά ισχύος.

Θεωρούμε το VSC σύστημα του Σχήματος 4.5, του οποίου η τάση στο ΣΚΣ δίνεται ως:

$$\begin{aligned} V_{s_a}(t) &= \widehat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0) \\ V_{s_b}(t) &= \widehat{V}_s \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{s_c}(t) &= \widehat{V}_s \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

Η τερματική τάση και τα ρεύματα εξόδου στις τρεις φάσεις του 3Φ VSC του ίδιου σχήματος δίνονται από τις:

$$\begin{aligned} V_{t_a}(t) &= \widehat{V}_t \cos(\theta + \delta) \\ V_{t_b}(t) &= \widehat{V}_t \cos\left(\theta + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{t_c}(t) &= \widehat{V}_t \cos\left(\theta + \delta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i_a(t) &= I \cos(\theta - \varphi) \\
i_b(t) &= I \cos\left(\theta - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\
i_c(t) &= I \cos\left(\theta - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)
\end{aligned}$$

Στις παραπάνω,  $\theta = \omega_0 t + \theta_0$  και  $-\varphi$  είναι, αντιστοίχως, οι φασικές αποκλίσεις των  $V_{t_{abc}}$  και  $i_{abc}$  από την  $V_{s_{abc}}$ ,  $\omega_0 = \frac{d\theta}{dt}$  και  $I$  το πλάτος. Σε συνθήκες μόνιμης κατάστασης,  $\varphi$  είναι η γωνία του συντελεστή ισχύος του μετατροπέα. Οι αντιστοιχοι Space Phasors των παραπάνω είναι:  $\vec{V}_s(t) = \widehat{V}_s e^{j\theta}$  και  $\vec{i}(t) = I e^{-j\varphi} e^{j\theta}$ . Αντικαθιστούμε τις εκφράσεις των Space Phasors στις (4.10) και (4.11) και έχουμε τις εκφράσεις της ενεργού και της άεργου ισχύος που αποδίδονται στο AC σύστημα ως:  $P_s = \frac{3}{2} I \widehat{V}_s \cos\varphi$  και  $Q_s = \frac{3}{2} I \widehat{V}_s \sin\varphi$ . Συνεχίζοντας την ανάλυση με κατάλληλους μετασχηματισμούς και με την εύλογη θεώρηση:  $R + r_{on} \approx 0$  (στην AC πλευρά το συνδεδεμένο κύκλωμα είναι κατεξοχήν επαγωγικό) καταλήγει κανείς στη σχέση που δίνει το πλάτος της τάσης της AC πλευράς του 3Φ μετατροπέα συναρτήσει του χρόνου σε μόνιμη και μεταβατική κατάσταση [57]:

$$\begin{aligned}
\widehat{V}_t(t) &= \left\{ \widehat{V}_s^2 + \frac{4}{9} \left( \frac{L\omega_0}{\widehat{V}_s} \right)^2 \cdot (P_s^2 + Q_s^2) + \frac{4}{3} L\omega_0 Q_s + \frac{4}{9} \left( \frac{L\omega_0}{\widehat{V}_s} \right)^2 \cdot \right. \\
&\quad \cdot \left[ \left( \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{dP_s}{dt} \right)^2 + \left( \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{dQ_s}{dt} \right)^2 \right] + \left[ \frac{4}{3} L\omega_0 + \frac{8}{9} \left( \frac{L\omega_0}{\widehat{V}_s} \right)^2 Q_s \right] \cdot \left( \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{dP_s}{dt} \right) + \\
&\quad \left. + \left[ -\frac{8}{9} \left( \frac{L\omega_0}{\widehat{V}_s} \right)^2 P_s \right] \cdot \left( \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{dQ_s}{dt} \right) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (4.46)
\end{aligned}$$

Βάσει της (4.46), η μέγιστη τάση στην AC μεριά του μετατροπέα συνίσταται σε μέρη μόνιμου καταστάσεως και μεταβατικών. Το μέρος μόνιμου καταστάσεως καθορίζεται από τις τιμές  $P_s$  και  $Q_s$ , ενώ το μεταβατικό μέρος από τις τιμές  $dP_s/dt$  και  $dQ_s/dt$ . Το worst – case – scenario (μεγάλες τιμές της μέγιστης τερματικής τάσεως  $\widehat{V}_t$ ) αφορά τις περιπτώσεις που τα  $dP_s/dt$  και  $dQ_s/dt$  είναι μεγάλα, π.χ. όταν οι τιμές ισχύος  $P_s$  και  $Q_s$  μεταβάλλονται απότομα, ενώ ο μετατροπέας λειτουργεί στην ονομαστική του περιοχή λειτουργίας. Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας οι παράγωγοι της (4.46) είναι μηδενικές και η σχέση απλοποιείται στην:

$$\widehat{V}_t(t) = \sqrt{\widehat{V}_s^2 + \frac{4}{9} \left( \frac{L\omega_0}{\widehat{V}_s} \right)^2 \cdot (P_s^2 + Q_s^2) + \frac{4}{3} L\omega_0 Q_s}$$

Τυπικά, ισχύει ότι:  $L\omega_0 \ll \widehat{V}_s$  και συνεπώς, η παραπάνω απλοποιείται περαιτέρω:

$$\widehat{V}_t(t) \approx \sqrt{\widehat{V}_s^2 + \frac{4}{3} L\omega_0 Q_s} \quad (4.47)$$



Στην παραπάνω ανάλυση ισχύουν, φυσικά, οι βασικές σχέσεις:  $\widehat{V}_s = V_{s_d}$  (αφού πάντα εξασφαλίζεται  $V_{s_q} = 0$  μέσω του PLL, όπως έχει τονισθεί στην προηγούμενη Ενότητα 4.4) και:  $\widehat{V}_t = \sqrt{V_{t_d}^2 + V_{t_q}^2}$  (αφού  $\vec{V}_t(t) = \widehat{V}_t e^{j\theta(t)} = (V_{t_d}(t) + jV_{t_q}(t)) e^{j\theta(t)}$ ).

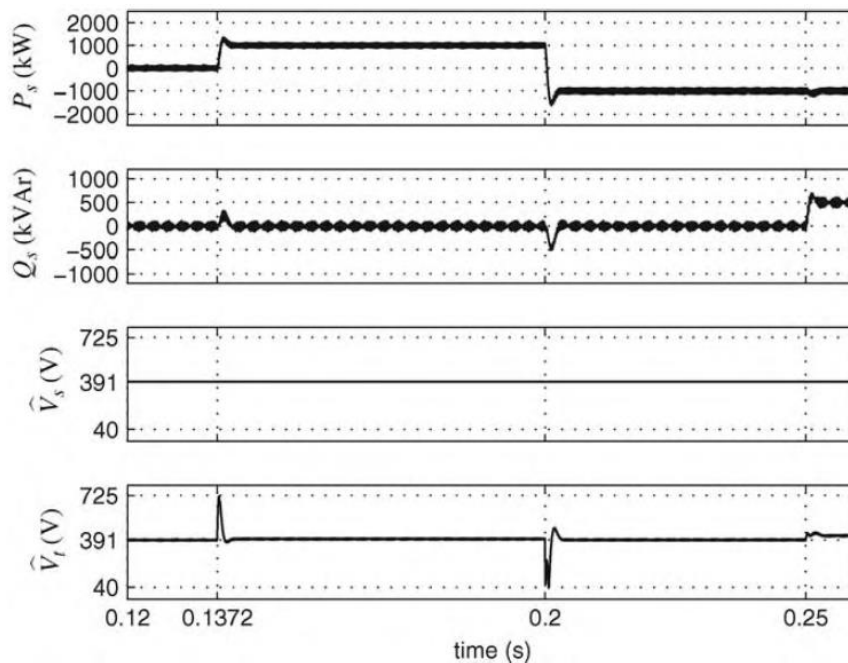
Η (4.47) δείχνει το σημαντικό, ότι *σε μόνιμη κατάσταση το πλάτος τάσης στην AC μεριά του μετατροπέα ισχύος καθορίζεται κατά κόρον από τη διακίνηση άεργου ισχύος  $Q_s$* .

Η εξίσωση (4.46) μπορεί να απλοποιηθεί, ώστε να εμπεριέχει την επίδραση των μεταβατικών των  $P_s$  και  $Q_s$  στο πλάτος της τερματικής τάσης. Με την τυπική θεώρηση ότι  $L\omega_0 \ll \widehat{V}_s$  απλοποιείται στην:

$$\widehat{V}_t(t) \approx \sqrt{\widehat{V}_s^2 + \frac{4}{3}L\omega_0 Q_s + \frac{4}{3}L \frac{dP_s}{dt}} \quad (4.48)$$

Η (4.48) δείχνει το σημαντικό, ότι *στα μεταβατικά το πλάτος τάσης στην AC μεριά του μετατροπέα ισχύος καθορίζεται κατά κόρον από τις μεταβολές στην ενεργό ισχύ  $P_s$* . Αν η  $P_s$  δε μεταβληθεί ( $\frac{dP_s}{dt} = 0$ ), τότε η (4.48) καταλήγει στην (4.47), όπως έπρεπε, αφού η τελευταία όντως αναφέρεται στη μόνιμη κατάσταση. Βλέπουμε, ότι η  $\widehat{V}_t$  γίνεται μεγαλύτερη/μικρότερη της τιμής μόνιμου καταστάσεώς της, αν η  $P_s$  αυξάνει/μειώνει. Ανάλογα με την τιμή του πηνίου  $L$  και του χρόνου αύξησης της  $P_s$ , η απόκλιση από την τιμή μόνιμου καταστάσεως της  $\widehat{V}_t$  μπορεί να είναι σημαντική.

Στο παρακάτω Σχήμα 4.8 συνοψίζεται η παραπάνω ανάλυση. Απεικονίζονται οι μεταβολές της μέγιστης τιμής της τάσης  $\widehat{V}_t$  του μετατροπέα σε αλλαγές των  $P_s$  και  $Q_s$ :



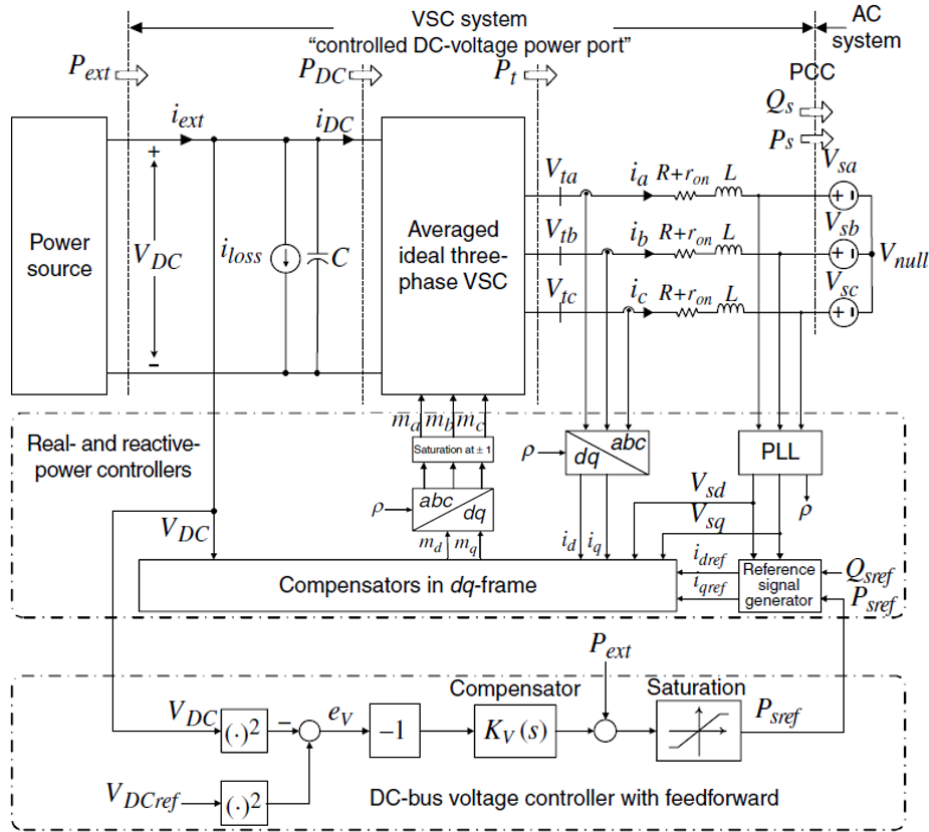
**Σχήμα 4.8:** Μεταβολές στο πλάτος της τάσης εξόδου για αλλαγές στις  $P_s$  και  $Q_s$  [57].

Μέχρι τη χρονική στιγμή  $t = 0,25 \text{ s}$ , όπου  $Q_s = 0$  η  $\widehat{V}_t$  διατηρεί την τιμή μόνιμου καταστάσεως της. Ύστερα, που μεταβάλλεται η τιμή της διακινούμενης άεργου ισχύος, αλλάζει και η τιμή της  $\widehat{V}_t$  σε μια νέα μόνιμη τιμή. Απότομα μεταβατικά στην ενεργό ισχύ  $dP_s/dt$  προκαλούν έντονο μεταβατικό στη  $\widehat{V}_t$ , ενώ μεταβατικά step (π.χ. εδώ step αύξησης) στην άεργο ισχύ  $dQ_s/dt$  δεν προκαλούν κανένα μεταβατικό στη  $\widehat{V}_t$ , αλλά όπως είπαμε κάνουν shift την εκάστοτε τιμή μόνιμου καταστάσεως σε νέα τιμή. Έτσι, η μέγιστη τιμή της  $\widehat{V}_t$  καθορίζεται κυρίως από το πόσο μεγάλο μεταβατικό θα επισημειωθεί στην ενεργό ισχύ. Παρατηρούμε, ότι οποιαδήποτε μεταβολή, είτε στην ενεργό, είτε στην άεργο ισχύ προκαλεί ένα προσωρινό μεταβατικό φαινόμενο στην άλλη μορφή ισχύος. Αυτό ουσιαστικά σημαίνει, πως παρ' όλο που ο έλεγχος είναι —όπως επισημάνθηκε στην προηγούμενη Ενότητα 4.4— αποσυζευγμένος (decoupled) στο  $dq$  — πλαίσιο, κατά τη διάρκεια ενός μεταβατικού φαινομένου ούτε οι ισχύς  $P_s$  και  $Q_s$ , ούτε τα ρεύματα  $i_d$  και  $i_q$  είναι decoupled. Το ένα μέγεθος φαίνεται πως επηρεάζει το άλλο, κατά το μεταβατικό. **Συνεπώς, ο decoupled έλεγχος στο  $dq$  — πλαίσιο που προτάθηκε είναι, όντως, decoupled μόνο κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.**

## 4.6 Έλεγχος Τάσης του DC ζυγού

Το αντικείμενο του ελεγκτή της ενεργού και άεργου ισχύος που προτάθηκε στην Ενότητα 4.4 είναι να ελέγχει την παραγόμενη από μια DC πηγή ισχύ, την οποία ύστερα ο inverter που παρεμβάλλεται να μεταφέρει καταλλήλως προς την AC μεριά του, στο σύστημα που ακολουθεί. Εν γένει, ο μετατροπέας που εξετάζουμε μπορεί να λειτουργεί ως αμφίδρομος (bidirectional), δίνοντας δρόμο στην ισχύ να ρέει τόσο από τη DC πλευρά στην AC και αντίστροφα. Ωστόσο, σε εφαρμογές, όπως για παράδειγμα Φωτοβολταϊκά (Φ/Β) συστήματα, Ανεμογεννήτριες (Α/Γ) μεταβλητών στροφών (οι οποίες παρεμβάλλονται αρχικά με μετατροπέα που ανορθώνει την παραγόμενη AC ισχύ σε DC) ή Κυψέλες Καυσίμου (*fuel cells, FC*) η DC πλευρά του VSC μετατροπέα συνδέεται με αυτές τις μονάδες, ως πηγές παραγόμενης DC ισχύος. Η ισχύς στις μονάδες αυτές κατά κύριο λόγο μόνο παράγεται, άρα θεωρείται μονόδρομη. Εξαιρέση αποτελούν ίσως καταστάσεις motoring των Α/Γ, αλλά αποτελούν μια ακραία και πολύ εξειδικευμένη περίπτωση που δεν τείνει να συναντάται. Ακόμη, στις ρεαλιστικές αυτές εφαρμογές η DC πηγή δεν είναι μια σταθερής τιμής ιδανική πηγή τάσης (όπως απεικονίστηκε στο Σχήμα 4.5) —που και θα καθόριζε την τιμή της τάσης του DC ζυγού—, αλλά είναι μια μονάδα παραγωγής μεταβαλλόμενης DC ισχύος, η οποία πρέπει να συνδεθεί κατάλληλα με το μετατροπέα, με την τάση πλέον του DC ζυγού να μην καθορίζεται άμεσα σε μια τιμή, αλλά να πρέπει να ελεγχθεί.

Έτσι, στο ακόλουθο Σχήμα 4.9, η “Power source” μπορεί να είναι μια μονάδα με μετατροπείς ή ένα σύμπλεγμα μονάδων. Την θεωρούμε ως ένα μαύρο κουτί και υποθέτουμε πως αποδίδει χρονομεταβαλλόμενη ισχύ  $P_{ext}(t)$ .



Σχήμα 4.9: Έλεγχος της τάσης του DC ζυγού/πυκνωτή [57].

Κάθε ανισορροπία ισχύος μεταξύ: Ισχύος αποδιδόμενης από την Power source  $P_{ext}$  και Ισχύος αποδιδόμενης στο μετατροπέα  $P_{DC} = V_{DC} \cdot i_{DC}$  έχει ως αποτέλεσμα ταλαντώσεις και πιθανώς αστάθεια στην τάση του DC ζυγού. Συνεπώς, το ελεγχόμενο ως προς την τάση DC link συνεπάγεται το διαρκή έλεγχο της  $V_{DC}(t)$ .

Φυσικά, η  $P_{ext}$  είναι ένα εξωγενές σήμα για τον μετατροπέα. Δεν ελέγχεται από αυτόν, αλλά από το σύστημα ελέγχου αποδιδόμενης ισχύος της αντιστοιχης μονάδας (π.χ. ένα σύστημα αντίστοιχο σε *governor* σύγχρονης γεννήτριας). Έτσι, για να εξασφαλιστεί η ισορροπία στις ισχύς, αυτή που ελέγχεται από το σύστημα ελέγχου του μετατροπέα είναι η  $P_{DC}$ . Η ισορροπία στις ισχύς απεικονίζεται μαθηματικά ως:

$$P_{ext} - P_{loss} - \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C V_{DC}^2 \right) = P_{DC}$$

όπου  $P_{loss} = V_{DC} \cdot i_{loss}$ . Ο τρίτος όρος του αριστερού μέλους αφορά το ρυθμό μεταβολής της ενέργειας του πυκνωτή του DC ζυγού, όπου  $E_C = \frac{1}{2} C V_{DC}^2$ . Αν για το μετατροπέα θεωρηθεί  $P_{DC} = P_t$  τότε η παραπάνω γίνεται:

$$\frac{C}{2} \cdot \frac{dV_{DC}^2}{dt} = P_{ext} - P_{loss} - P_t$$

Στην τελευταία εξίσωση αναπαρίσταται ένα δυναμικό σύστημα, στο οποίο η  $V_{DC}^2$  είναι η μεταβλητή κατάστασης και η έξοδος  $P_t$  είναι η είσοδος ελέγχου, ενώ οι  $P_{ext}$  και  $P_{loss}$  είναι οι εισόδους διαταραχής. Μπορεί κανείς, ύστερα από περαιτέρω ανάλυση [57], να καταλήξει στην ακόλουθη:

$$\frac{dV_{DC}^2}{dt} = \frac{2}{C}P_{ext} - \frac{2}{C}P_{loss} - \frac{2}{C} \left( P_s + \frac{2LP_s}{3\widehat{V}_s^2} \cdot \frac{dP_s}{dt} \right) + \frac{2}{C} \cdot \frac{2LQ_s}{3\widehat{V}_s^2} \cdot \frac{dQ_s}{dt}$$

όπου η παραπάνω εξίσωση περιγράφει τη δυναμική της ποσότητας  $V_{DC}^2$ . Βάσει αυτής, η  $V_{DC}^2$  είναι η έξοδος,  $P_s$  είναι η είσοδος ελέγχου και  $P_{ext}$ ,  $P_{loss}$  και  $Q_s$  είναι οι εισόδους διαταραχής. Επομένως, για να ελέγξει κανείς τη  $V_{DC}^2$  μπορεί να αξιοποιήσει ένα σχήμα ελέγχου, όπως αυτό του παραπάνω Σχήματος 4.9, το οποίο αποτελείται από έναν εσωτερικό βρόχο ελέγχου εμφωλιασμένο σε έναν εξωτερικό βρόχο ελέγχου. Ο εξωτερικός βρόχος συγκρίνει την  $V_{DC}^2$  με την αναφορά  $V_{DC,ref}^2$ , επεξεργάζεται το σφάλμα μέσω ενός αναλογικού–ολοκληρωτικού ΠΙ ελεγκτή και αποδίδει έτσι την  $P_{s,ref}$  στον εσωτερικό βρόχο ελέγχου (*inner & outer loop control*).

Ως συνήθως, στην είσοδο ενός ελεγκτή η αναφορά εισέρχεται με (+) θετικό πρόσημο και η πραγματική τιμή με (-) αρνητικό πρόσημο. Ωστόσο, εδώ είναι επιθυμητό το εξής: **Σε περίπτωση περίσσειας τάσης στο DC ζυγό (λόγω περίσσειας ισχύος  $P_{ext} > P_t + P_{loss}$  που αποθηκεύεται ως ενέργεια στον πυκνωτή), θα πρέπει να αποδοθεί περισσότερη ισχύς από το μετατροπέα, ώστε να αποσυμφορηθεί από την περισσευούμενη τάση ο πυκνωτής.** Άρα, αύξηση της μετρούμενης τάσης  $V_{DC}$  συνεπάγεται αύξηση της αναγκαίας ισχύος  $P_{s,ref}$  και για το λόγο αυτό μετά τον αθροιστή παρεμβάλλεται πολλαπλασιασμός με το  $-1$ .

Είναι δόκιμο στον έλεγχο της DC τάσης στο Σχήμα 4.9 να **επιλέγεται να ελεγχθεί η  $V_{DC}^2$  αντί της  $V_{DC}$ , καθώς με τον τρόπο αυτό μικρές αποκλίσεις της  $V_{DC}$  οδηγούν σε σημαντικές μεταβολές της ενεργού ισχύος αναφοράς του inverter**, με αποτέλεσμα ο έλεγχος να είναι πιο ασταθής. Αυτά ισχύουν τόσο σε αύξηση, όσο και σε μείωση τάσης.

Η  $Q_s$  μπορεί να ελεγχθεί ανεξάρτητα. Εάν η εντολή της  $Q_{s,ref}$  είναι μηδενική, το VSC σύστημα λειτουργεί σε μηδενικό συντελεστή ισχύος. (Για λόγους πληρότητας αναφέρεται, πως η  $Q_{s,ref}$  μπορεί να τεθεί σε μια θετική ή αρνητική τιμή, ανάλογα με την απαιτούμενη ανταλλαγή έργου ισχύος με το AC σύστημα· αυτή είναι η στρατηγική λειτουργίας ενός STATCOM – Static Synchronous Reactive Power Compensator. Εάν το AC σύστημα έχει σημαντική ισοδύναμη επαγωγή, η τάση στο ΣΚΣ (PCC) υπόκειται σε διακυμάνσεις, ανάλογα με τις αλλαγές στο φορτίο και τη διακινούμενη ισχύ. Στην περίπτωση αυτή, η τάση του ΣΚΣ μπορεί να ρυθμίζεται ελέγχοντας την  $Q_s$  μέσω ενός συστήματος κλειστού βρόχου που μετρά την τάση στο ΣΚΣ και καθορίζει την  $Q_{s,ref}$ . Η τελευταία, ύστερα, εξασφαλίζεται με τη χρήση ενός ΠΙ ελεγκτή.)

Στο Σχήμα 4.9 φαίνεται, ακόμα, ότι μια προσέγγιση της  $P_{ext}$  μπορεί να προστεθεί ως feed – forward σήμα στην έξοδο του ελεγκτή, χωρίς αυτό να είναι απαραίτητο. Απλώς, με τον τρόπο αυτό μια αλλαγή στην  $P_{ext}$  αντανακλάται αμέσως στην  $P_{s,ref}$  και μετριάζεται η επίδρασή της στην  $V_{DC}^2$ .

Τέλος, η έξοδος  $P_{s_{ref}}$  του ελεγκτή περνά από ένα saturation block, πριν εισέλθει στον ελεγκτή της ενεργού ισχύος, του οποίου τη θεωρία εξετάσαμε στην Ενότητα 4.4. Ο κορεστής αυτός εξασφαλίζει ότι ο 3Φ VSC μετατροπέας προστατεύεται από συνθήκες υπερρρευμάτων στην περίπτωση που η τάση του DC ζυγού υπέλθει σε σημαντική απόκλιση από την τιμή αναφοράς της ή σε περίπτωση απότομης και μεγάλης μεταβολής της  $P_{ext}$ .

## 4.7 Υλοποίηση Ελέγχου του Μετατροπέα στο $\alpha. \mu.$ σύστημα

Η ενότητα αυτή συμπληρώνει τη θεωρία που παρουσιάστηκε στις προηγούμενες, καθώς περιλαμβάνει στο 2<sup>ο</sup> σκέλος της την υλοποίηση του ελέγχου στην εξεταζόμενη εφαρμογή της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας, στο περιβάλλον του MATLAB/Simulink. Αρχικά αποτυπώνεται η κατάστρωση του ανά μονάδα ( $\alpha. \mu.$ ) – per unit ( $p. u.$ ) συστήματος για τον 3Φ VSC μετατροπέα ισχύος. Στη συνέχεια, το κεφάλαιο κλείνει με την υλοποίηση.

### 4.7.1 Αποτύπωση $\alpha. \mu.$ μεγεθών του Μετατροπέα

Οι  $\alpha. \mu.$  τιμές προκύπτουν από την επιλογή των κατάλληλων βασικών μεγεθών στο εύρος του συστήματος ισχύος που αυτές εφαρμόζονται. **Τα βασικά μεγέθη για ένα σύστημα μετατροπέα Ηλεκτρονικών Ισχύος**, όπως ο εξεταζόμενος αντιστροφέας (inverter) του Σχήματος 4.5, **ισχύουν μέχρι το Σημείο Κοινής Σύνδεσης** Μετατροπέα–Λοιπού Δικτύου (PCC στο Σχήμα 4.5).

Η αναπαράσταση και ο σχηματισμός, εν γένει, του ελέγχου του μετατροπέα στο Ανά Μονάδα Σύστημα είναι εξαιρετικά σημαντική πρακτική. *Με την σχεδίαση ελέγχου στο  $\alpha. \mu.$  ο έλεγχος που έχει σχεδιαστεί μία φορά, δύναται να χρησιμοποιηθεί σε κάθε εφαρμογή που απαιτεί παρόμοιο έλεγχο, για οποιαδήποτε μέγεθος μονάδας παραγωγής DC ισχύος* (DC Power source Σχήματος 4.9). Αυτό είναι κάτι πολύ βολικό και υποστηρικτικό σε περιπτώσεις ανάγκης επαναχρησιμοποίησης ενός μοντέλου.

Για να εφαρμοστεί ο έλεγχος στο  $\alpha. \mu.$  σύστημα θα πρέπει να τηρηθούν επακριβώς οι τιμές βάσεων που ακολουθούν την αντίστοιχη θεωρία σχεδίασης του. Οι βασικές τιμές για ένα σύστημα VSC ο έλεγχος του οποίου βασίζεται στη σχεδίαση από το βιβλίο του Yazdani [57] –όπως ο εξεταζόμενος inverter– απεικονίζονται με λεπτομέρεια στον Πίνακα: «ΒΑΣΙΚΕΣ ΤΙΜΕΣ DC & AC ΠΛΕΥΡΑΣ 3Φ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΙΣΧΥΟΣ» που ακολουθεί.

Σημειώνεται ως σημαντικό στοιχείο, ότι η βασική τάση του VSC συστήματος επιλέγεται ως η μέγιστη τιμή της φασικής (γραμμική–με–ουδέτερο) τάσης του Σημείου Κοινής Σύνδεσης (PCC). Αυτό έρχεται σε αντίθεση με το συμβατικό 3Φ σύστημα ισχύος, για το οποίο η RMS πολική (γραμμική–με–γραμμική) τάση αποτελεί τη βασική τάση [57].

Ακόμη, η βασική τιμή της ισχύος είναι στην ελεύθερη επιλογή του σχεδιαστή και είναι αυτή μαζί με την τάση, που ως βασικά μεγέθη αρχικοποιούν τη θεμελίωση της  $\alpha. \mu.$  αναπαράστασης. Η βασική ισχύς μπορεί να είναι εδώ π.χ. η ονομαστική ή η μέγιστη ισχύς που παρέχει το *fuel cell* ή άλλη μονάδα παραγωγής DC ισχύος. Προτείνεται, ωστόσο η μέγιστη τιμή, καθώς βάσει αυτής διαστασιολογείται και ο μετατροπέας.

### Βασικές Τιμές AC & DC πλευράς 3Φ Μετατροπέα Ισχύος

Βασικές Τιμές μεγεθών AC Πλευράς		
Μέγεθος	Σύμβολο και Έκφραση	Περιγραφή
<i>Power</i>	$P_{b_{AC}} = P_{b_{chosen}} = P_b$	αποτελεί και τα ονομαστικά VA του μετατροπέα*
<i>Voltage</i>	$V_{b_{AC}} = \widehat{V}_s$	πλάτος ονομαστικής φασικής τάσης δικτύου*
<i>Current</i>	$I_{b_{AC}} = \frac{2P_b}{3V_{b_{AC}}}$	πλάτος ονομαστικού ρεύματος γραμμής**
<i>Impedance</i>	$Z_b = \frac{V_{b_{AC}}}{I_{b_{AC}}}$	
<i>Capacitance</i>	$C_{b_{AC}} = \frac{1}{Z_b \omega_b}$	
<i>Inductance</i>	$L_{b_{AC}} = \frac{Z_b}{\omega_b}$	
<i>Frequency</i>	$\omega_b = \omega_0$	ονομαστική συχνότητα 3Φ συστήματος ισχύος*
Βασικές Τιμές μεγεθών DC Πλευράς		
Μέγεθος	Σύμβολο και Έκφραση	Περιγραφή
<i>Power</i>	$P_{b_{DC}} = P_{b_{chosen}} = P_b$	ίδια με τη βασική ισχύ της AC πλευράς
<i>Voltage</i>	$V_{b_{DC}} = 2V_{b_{AC}}$	
<i>Current</i>	$I_{b_{DC}} = \frac{3}{4}I_{b_{AC}}$	
<i>Impedance</i>	$R_{b_{DC}} = \frac{8}{3}Z_b$	
<i>Capacitance</i>	$C_{b_{DC}} = \frac{3}{8}C_{b_{AC}}$	
<i>Inductance</i>	$L_{b_{DC}} = \frac{8}{3}L_{b_{AC}}$	

\*Αν καθοριστούν οι τιμές των βασικών μεγεθών  $P_b$ ,  $V_{b_{AC}}$  και  $\omega_b$  τότε βάσει του πίνακα υπολογίζονται όλες οι υπόλοιπες βάσεις.

$$** \quad I_{b_{AC}} = \frac{2P_b}{3V_{b_{AC}}} \xleftrightarrow{P_b=S_b \text{ και } V_{b_{AC}}=\widehat{V}_s=\sqrt{2}\frac{V_{b_{LL}}}{\sqrt{3}}} I_{b_{AC}} = \frac{2S_b}{3\sqrt{2}\frac{V_{b_{LL}}}{\sqrt{3}}} = \sqrt{2}\frac{S_b}{\sqrt{3}V_{b_{LL}}} \Leftrightarrow I_{b_{AC}} = \sqrt{2}I_{b_{LL}}$$

Η παραπάνω απόδειξη επαληθεύει την ισοχρυσότητα μέγιστη τιμή του ονομαστικού/συμβατικά βασικού ρεύματος γραμμής ως βασική τιμή ρεύματος AC πλευράς.

**Οι βασικές τιμές της DC πλευράς καθορίζονται από τις βασικές τιμές της AC πλευράς.** Η βασική ισχύς είναι η ίδια και για τις δύο πλευρές. Ωστόσο, η βασική τάση της DC πλευράς ορίζεται ως διπλάσια της βασικής τάσης της AC πλευράς. Αυτό γίνεται, ώστε να λαμβάνεται AC τάση 1 α.μ. από τάση DC 1 α.μ. σε μοναδιαίο συντελεστή διαμόρφωσης.

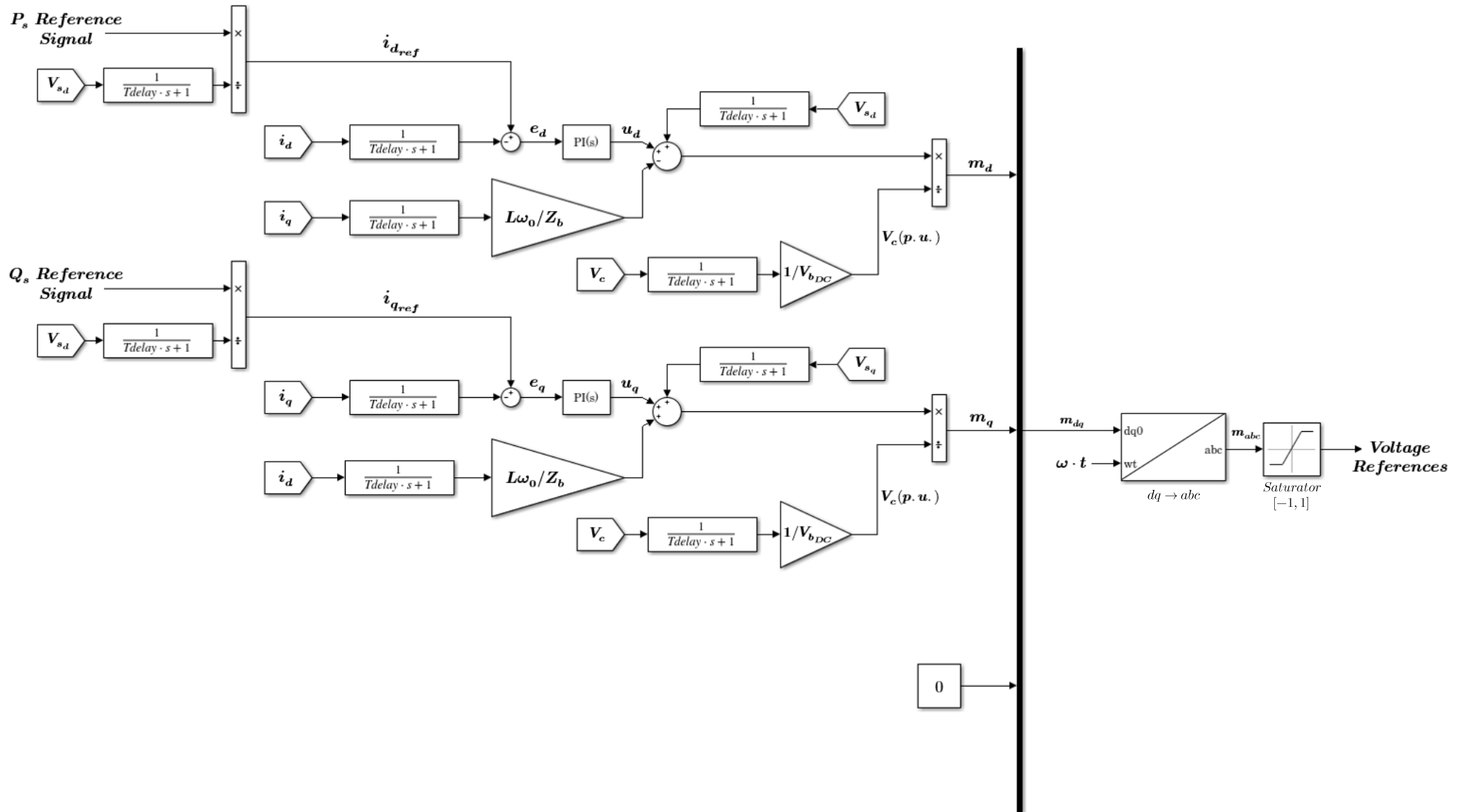
Πρέπει να επισημανθεί, ότι παρά του προαναφερθέντος ανά μονάδα συστήματος τα σήματα διαμόρφωσης  $m_{abc}/m_{dq}$  δεν εκφράζονται σε α.μ. όρους, καθώς οι απόλυτες τιμές τους είναι μεταξύ 0 και 1 και η έκφραση στο α.μ. σύστημα δεν αποδίδει περαιτέρω απλοποίηση στην πληροφορία.

## 4.7.2 Υλοποίηση α.μ. Ελέγχου

Όλη η παραπάνω θεωρία του Yazdani που αναπτύχθηκε πάνω στη θεμελίωση του ελέγχου του μετατροπέα αφορούσε φυσικά μεγέθη. Αξιοποιώντας τη σημαντικότερη αυτή θεωρία, καθώς και την προηγούμενη υποενοότητα επί της παρουσίασης των κατάλληλων βασικών μεγεθών, σχηματίζεται ο α.μ. έλεγχος, ακολουθώντας ευλαβικά κάθε σχέση και μετατροπή. **Η αυστηρή αυτή υλοποίηση στο α.μ. σύστημα καταφέρνει να σχηματίσει ένα καθολικό μοντέλο inverter**, το οποίο μπορεί να εφαρμοστεί σε κάθε περίπτωση που αυτό είναι επιθυμητό, αρκεί να θεσπιστούν η ονομαστική του ισχύς, καθώς και η τάση και συχνότητα του δικτύου. Έτσι, δύναται **τα κέρδη των PI ελεγκτών να επιλέγονται μία και μόνο φορά**, χωρίς να χρειάζεται να επαναπροσδιορίζονται σε εφαρμογές διαφορετικής ισχύος (αφού ελέγχουν πάντα σήματα στο εύρος  $[-1 \div 1]$  α.μ.).

Πρόκειται για *Current – Controlled* έλεγχο, φέροντας όλα τα πλεονεκτήματα που έχουν αναφερθεί και στην Ενότητα 4.4, όπως ανεκτικότητα σε συνιστώσες υπερρρευμάτων και ενισχυμένη ακρίβεια. Όπως έχει τονιστεί, εκτελείται ως decoupled στο  $dq - frame$ , επίσης με πληθώρα πλεονεκτημάτων έναντι άλλων πλαισίων, όπως τη δυνατότητα εύκολης μεταχείρισης αποκλειστικά DC σημάτων με δυνατότητα tracking μέσω PI ελεγκτών. Αφορά έναν μετατροπέα *Grid – Imposed Frequency VSC*, όπου το υπόλοιπο δίκτυο είναι σε θέση να καθορίζει τη συχνότητα (συνήθως το Grid Forming γίνεται από τις Σύγχρονες Γεννήτριες ενός απομονωμένου συστήματος).

Η ακόλουθη σελίδα παρουσιάζει το απόσταγμα του κεφαλαίου, ήτοι το συνολικό *per unit* έλεγχο του inverter. **Όλα τα μεγέθη είναι σε ανά μονάδα.** Στη συνέχεια αναλύονται οι συνιστώσες του και επεξηγούνται σημεία μετατροπής στο ανά μονάδα σύστημα.



Σχήμα 4.10: Συνολικός α. μ. Έλεγχος 3Φ Μετατροπέα Ισχύος.



- 1<sup>ο</sup> Μέρος ( $\alpha$ ): Σχηματισμός Αναφορών Ισχύος ( $P_{s_{ref}}$  και  $Q_{s_{ref}}$ )

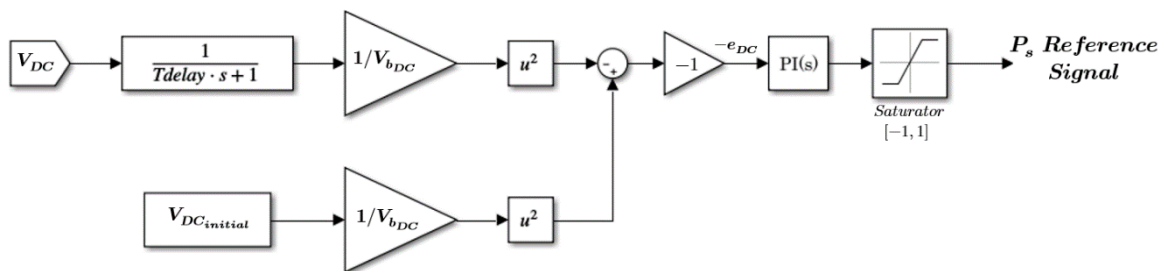
Αρχικά πρέπει να δημιουργηθούν τα σήματα αναφοράς ενεργού και άεργου ισχύος, που απεικονίζονται στο πιο αριστερό μέρος του παραπάνω Σχήματος 4.10. Για τη δημιουργία του σήματος αναφοράς για την ενεργό ισχύ υιοθετείται ο έλεγχος του πυκνωτή DC link/bus, όπως αυτός αναπτύχθηκε στην Ενότητα 4.6. Φυσικά και ο έλεγχος αυτός σχεδιάζεται επίσης στο  $\alpha. \mu.$ , όπως φαίνεται παρακάτω. Έτσι, τα κέρδη του PI ελεγκτή ορίζονται καθολικά, για κάθε ισχύ.

**ΠΡΟΣΟΧΗ:** Η μετατροπή στο ανά μονάδα σύστημα γίνεται με διαίρεση με τη βασική DC τάση  $V_{b_{DC}}$ , όπως πρέπει βάσει της αυστηρής θεωρίας και όχι με την επιθυμητή τιμή  $V_{DC_{initial}} \neq V_{b_{DC}}$  που θέλουμε να διατηρείται στο DC ζυγό.

Τα κέρδη του PI ελεγκτή (αναλογικό,  $K_p$  και ολοκληρωτικό  $K_i$ ) υπολογίστηκαν ευριστικά (προς επίδωξη διατήρησης ισορροπίας μεταξύ ταχύτητας απόκρισης και σχετικής ευστάθειας) και επιλέχθηκαν:  $K_p = 6$ ,  $K_i = 250$ .

Όλα τα μετρούμενα μεγέθη του πραγματικού συστήματος ( $dq$  ρεύματα—τάσεις και  $V_{DC}$ ) περνούν από φίλτρα συναρτήσεων μεταφοράς 1<sup>ης</sup> τάξης. Αυτά τα φίλτρα, ως γνωστόν, εισάγουν μια καθυστέρηση στα μεγέθη, η οποία προσομοιώνει τη μικρή καθυστέρηση του μετρητικού οργάνου. Επίσης, φιλτράρουν ελαφρώς και πιθανό υψίσυχνο ανεπιθύμητο θόρυβο που φέρουν τα μετρούμενα σήματα. Η καθυστέρηση αυτή πρέπει σαφώς να είναι αρκετά μικρή, ώστε να μην επιβαρύνει χρονικά το συνολικό μοντέλο προσομοίωσης. Επιλέγεται η μικρή αλλά και ικανοποιητική τιμή:  $T_{delay} = 1 \text{ msec} = 0,001 \text{ sec}$ . Οι συναρτήσεις μεταφοράς αυτές χρησιμεύουν εξαιρετικά και στην αρχικοποίηση των σημάτων κατά την προσομοίωση, κάτι ιδιαίτερα σημαντικό για την ευστάθειά της.

Για την ανάλυση του DC link ελέγχου, προτείνεται στον αναγνώστη να ανατρέξει στην Ενότητα 4.6 του παρόντος κεφαλαίου. Ο έλεγχος αυτός είναι ο παρακάτω:



**Σχήμα 4.11:** Υλοποίηση  $\alpha. \mu.$  ελέγχου τάσης του DC ζυγού/πυκνωτή.

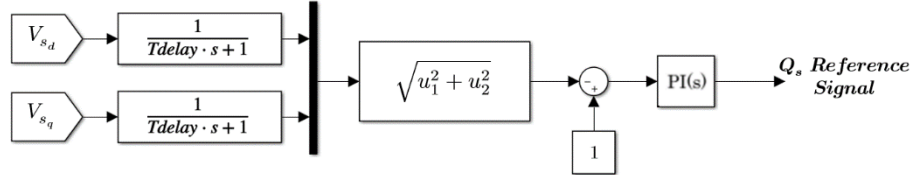
Με τον παραπάνω έλεγχο, η αναφορά  $P_{s_{ref}}$  της διακινούμενης ενεργού ισχύος  $P_s$  τίθεται κάθε χρονική στιγμή τόση, ώστε η τάση του DC link/bus πυκνωτή να διατηρείται ίση με την αρχική της τιμή (υποτιθέμενη αρχική κατάσταση φόρτισης πυκνωτή). Η τιμή αυτή είναι και η τιμή μονίμου καταστάσεως που επιθυμείται να είναι σταθερή στο DC ζυγό. Σε αυτήν αρχικοποιείται και η  $V_{DC}$ .

Ο μετατροπέας επιλέγεται να μη συμμετέχει στη ρύθμιση της τάσης μέσω άεργου ισχύος (όπως θα γινόταν σε λειτουργία STATCOM) και άρα, να συνεισφέρει μόνο στη διακίνηση ενεργού ισχύος  $P_s$ . Επομένως τίθεται  $Q_{s_{ref}} = 0$ .

Για λόγους πληρότητας, αναφέρεται στο σημείο αυτό πως σε περίπτωση χρήσης του μετατροπέα για υπηρεσίες στήριξης τάσης μέσω της άεργου ισχύος, αυτό μπορεί να υλοποιηθεί με αξιοποίηση της σχέσεως:

$$\widehat{V}_s = \sqrt{V_{s_d}^2 + V_{s_q}^2} \xrightarrow{V_{s_q} = 0} \widehat{V}_s = \sqrt{V_{s_d}^2} = V_{s_d} \quad (4.49)$$

όπου στο  $\alpha. \mu.$  σύστημα η ονομαστική peak τιμή της τάσης (εδώ π.χ. του δικτύου  $\widehat{V}_s$ ) είναι 1  $\alpha. \mu.$  βάσει του Πίνακα Βασικών Τιμών και άρα, μπορεί να στηθεί ένας έλεγχος, όπου η αναφορά  $Q_{s\_ref}$  της διακινούμενης άεργου ισχύος  $Q_s$  τίθεται τόση, ώστε η τάση του δικτύου –σε ένα απομονωμένο σύστημα και εν γένει, η τάση μετά το φίλτρο του inverter– να διατηρείται ίση με την ονομαστική της τιμή (1  $\alpha. \mu.$ ):



Σχήμα 4.12: Έλεγχος σε περίπτωση στήριξης τάσης μέσω  $Q_s$ .

- **1<sup>ο</sup> Μέρος ( $\beta$ ): Δημιουργία Αναφορών  $dq$  ρευμάτων**

Η δημιουργία των  $i_{d\_ref}$  και  $i_{q\_ref}$  στο ανά μονάδα σύστημα στηρίζεται στην  $\alpha. \mu.$  ανάλυση των σχέσεων αναπαριστώμενες με φυσικά μεγέθη (4.36) και (4.37), οι οποίες ξαναγράφονται παρακάτω και αναλύονται, φτάνοντας στις  $\alpha. \mu.$  εξισώσεις (4.50) και (4.51). Αυτές είναι που διαμορφώνονται και στο πρώτο μέρος του ελέγχου στο Σχήμα 4.10:

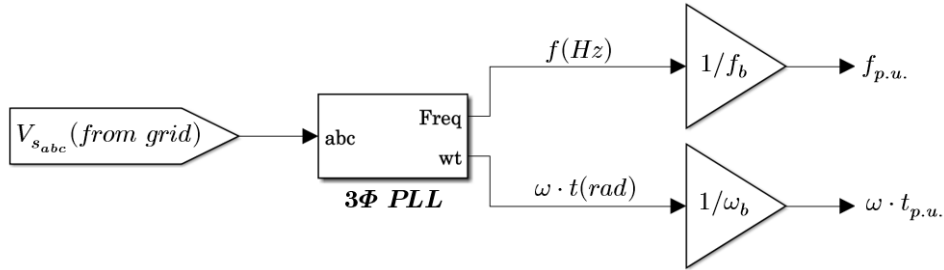
*Για την ενεργό ισχύ:*

$$\begin{aligned} i_{d\_ref} &= \frac{2}{3V_{s_d}} P_{s\_ref} \Leftrightarrow i_{d\_ref}(\alpha. \mu.) \cdot I_{b_{AC}} = \frac{2}{3V_{s_d}(\alpha. \mu.) \cdot V_{b_{AC}}} P_{s\_ref}(\alpha. \mu.) \cdot P_b \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow i_{d\_ref}(\alpha. \mu.) \cdot \frac{2P_b}{3V_{b_{AC}}} = \frac{2}{3V_{s_d}(\alpha. \mu.) \cdot V_{b_{AC}}} P_{s\_ref}(\alpha. \mu.) \cdot P_b \Leftrightarrow \\ &i_{d\_ref}(\alpha. \mu.) = \frac{P_{s\_ref}(\alpha. \mu.)}{V_{s_d}(\alpha. \mu.)} \end{aligned} \quad (4.50)$$

*Για την άεργο ισχύ:*

$$\begin{aligned} i_{q\_ref} &= -\frac{2}{3V_{s_d}} Q_{s\_ref} \Leftrightarrow i_{q\_ref}(\alpha. \mu.) \cdot I_{b_{AC}} = -\frac{2}{3V_{s_d}(\alpha. \mu.) \cdot V_{b_{AC}}} Q_{s\_ref}(\alpha. \mu.) \cdot P_b \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow i_{q\_ref}(\alpha. \mu.) \cdot \frac{2P_b}{3V_{b_{AC}}} = -\frac{2}{3V_{s_d}(\alpha. \mu.) \cdot V_{b_{AC}}} Q_{s\_ref}(\alpha. \mu.) \cdot P_b \Leftrightarrow \\ &i_{q\_ref}(\alpha. \mu.) = \frac{Q_{s\_ref}(\alpha. \mu.)}{V_{s_d}(\alpha. \mu.)} \end{aligned} \quad (4.51)$$

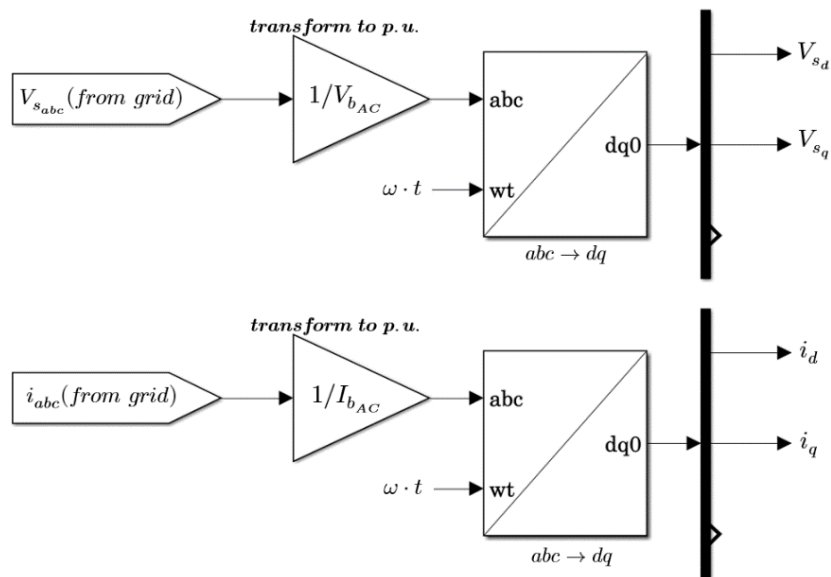
Φυσικά, τα παραπάνω δε θα μπορούσαν να προκύψουν χωρίς τη λειτουργία του Phase Locked Loop (PLL) να εξασφαλίζει κάθε στιγμή ότι:  $V_{s_q} = 0 \iff \rho = \theta$  (βλ. Ενότητα 4.4). Το PLL φαίνεται παρακάτω, με αποκλειστική είσοδο σε αυτό την τάση του δικτύου. Από αυτό μετριέται συνεχώς και η συχνότητα του δικτύου:



Σχήμα 4.13: Χρήση του 3Φ PLL.

Οι παραπάνω σχέσεις που αναλύθηκαν απεικονίζονται σχηματικά στο πρώτο μέρος του ελέγχου (αριστερά) μετά τη δημιουργία των αναφορών της διακινούμενης ισχύος. Αναφέρεται, ότι τα παραγόμενα μεγέθη των τάσεων και των ρευμάτων στο  $dq$  – πλαίσιο παράγονται (όπως αναπτύχθηκε και στην Υποενότητα 4.3.2) βάσει του ακόλουθου μετασχηματισμού που σχηματικά φαίνεται ακριβώς παρακάτω (σε πλήρη συμφωνία με τη θεωρία που αναπτύχθηκε στο παρόν κεφάλαιο), αφού πρώτα μετατραπούν τα μεγέθη του δικτύου στα  $\alpha. \mu.$  ισοδύναμα:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \varepsilon(t) & \cos \left( \varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \sin \varepsilon(t) & \sin \left( \varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix}$$



Σχήμα 4.14: Μετασχηματισμοί μετρήσεων  $abc \rightarrow dq$  ( $\alpha. \mu.$ ).

Στο βασικό Σχήμα 4.10 που εξετάζεται πρέπει να επισημανθεί, επίσης, ο τρόπος αρχικοποίησης των μεγεθών που εισέρχονται στο σύστημα. Οι αρχικοποιήσεις εν γένει γίνονται σε όλα τα μέρη του Σχήματος 4.10, μέσω των συναρτήσεων μεταφοράς και των ολοκληρωτικών μερών των PI ελεγκτών, ώστε να βελτιώνεται η ευστάθεια της προσομοίωσης κυρίως στην αρχή της και να αποφεύγονται μεγάλα ταλαντωτικά φαινόμενα. Οι τάσεις  $V_{s_d}$  αρχικοποιούνται, λόγω της σχέσεως (4.49) στην τιμή 1 α.μ., ενώ οι τάσεις  $V_{s_q}$  στην τιμή 0, λόγω της επιβολής τους ως τόση από το PLL κάθε χρονική στιγμή, όπως έχει αναλυθεί σε προηγούμενα σημεία. Από την άλλη, οι ολοκληρωτικοί όροι των PI ελεγκτών αρχικοποιούνται στο 0, αφού εκκινούν με μηδενικό σφάλμα εισόδου και το ίδιο πρέπει να επισυμβαίνει και στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

- **2ο Μέρος: PI (Proportional – Integral) ελεγκτές**

Τα σήματα αναφοράς των  $dq$  – ρευμάτων που έχουν παραχθεί από το πρώτο μέρος συγκρίνονται με τα μετρούμενα πραγματικά ρεύματα και το μεταξύ τους σφάλμα εισέρχεται σε έναν PI ελεγκτή. Ο ελεγκτής έχει σκοπό να μηδενίσει το σφάλμα ( $e_d$  και  $e_q$ ) μεταξύ του υπάρχοντος ρεύματος και του ρεύματος αναφοράς. Όπως έχει προαναφερθεί στην Ενότητα 4.4, τα κέρδη των δύο ελεγκτών είναι ίδια για τους δύο ελεγκτές, αφού οι έλεγχοι στους  $d$  και  $q$  άξονες είναι αποσυσζευγμένοι μεν, πανομοιότυποι δε. Επίσης, τα κέρδη μπορούν να θεωρηθούν καθολικά, λόγω της α.μ. φύσης του ελέγχου. Έτσι, για τους δύο PI ελεγκτές του Σχήματος 4.10 τα κέρδη (αναλογικό,  $K_p$  και ολοκληρωτικό  $K_i$ ) επιλέχθηκαν:  $K_p = 2$ ,  $K_i = 10$ .

- **3ο Μέρος: Αθροιστές & Διαιρέτης – Υλοποίηση σχέσεων (4.41) και (4.42)**

Οι σχέσεις (4.41) και (4.42), οι οποίες είναι εκφρασμένες με φυσικά μεγέθη στην Ενότητα 4.4 αποτελούν το μέρος αυτό και υλοποιούνται στους αθροιστές του Σχήματος 4.10. Θα πρέπει όμως να υλοποιηθούν στο α.μ. σύστημα, οπότε τις αναλύουμε και μετασχηματίζουμε καταλλήλως παρακάτω:

$$m_d = \frac{2}{V_{DC}} (u_d - L\omega_0 i_q + V_{s_d})$$

$$m_q = \frac{2}{V_{DC}} (u_q + L\omega_0 i_d + V_{s_q})$$

Στις σχέσεις αυτές, όλα τα μεγέθη (ακόμα και οι έξοδοι  $u_d$  και  $u_q$  των PI) είναι φυσικά μεγέθη και όχι α.μ. μεγέθη. Επιπλέον, τα μεγέθη της παρένθεσης έχουν ως διακεκριμένοι όροι όλα μονάδες τάσης. Άλλωστε, προσθαφαιρέσεις είναι γνωστό ότι γίνονται μόνο μεταξύ ομοειδών μεγεθών, με ίδιες μονάδες μέτρησης μεταξύ τους. Άρα, για μετάβαση στο α.μ. όλη η παρένθεση πρέπει να διαιρεθεί με  $V_{b_{AC}}$ .

Για τον  $d$  – άξονα:

$$m_d = \frac{2}{V_{DC}} (u_d + L\omega_0 i_q + V_{s_d}) \xleftrightarrow{m_d = m_{d(p.u.)}}$$

$$m_d(\alpha.\mu.) = \frac{2}{V_{DC}(\alpha.\mu.) \cdot V_{b_{DC}}} (u_d(\alpha.\mu.) - [L\omega_0 i_q](\alpha.\mu.) + V_{s_d}(\alpha.\mu.)) V_{b_{AC}} \xleftrightarrow{V_{b_{DC}} = 2V_{b_{AC}}}$$

$$m_d(\alpha.\mu.) = \frac{2}{V_{DC}(\alpha.\mu.) \cdot 2V_{b_{AC}}} (u_d(\alpha.\mu.) - [L\omega_0 i_q](\alpha.\mu.) + V_{s_d}(\alpha.\mu.)) V_{b_{AC}} \Leftrightarrow$$

$$m_d(\alpha.\mu.) = \frac{1}{V_{DC}(\alpha.\mu.)} (u_d(\alpha.\mu.) - [L\omega_0](\alpha.\mu.) \cdot i_q(\alpha.\mu.) + V_{s_d}(\alpha.\mu.)) \quad (4.52)$$

Για τον  $q$  – άξονα:

$$m_q = \frac{2}{V_{DC}} (u_q + L\omega_0 i_d + V_{s_q}) \xleftrightarrow{m_q = m_{q(p.u.)}}$$

$$m_q(\alpha.\mu.) = \frac{2}{V_{DC}(\alpha.\mu.) \cdot V_{b_{DC}}} (u_q(\alpha.\mu.) - [L\omega_0 i_d](\alpha.\mu.) + V_{s_q}(\alpha.\mu.)) V_{b_{AC}} \xleftrightarrow{V_{b_{DC}} = 2V_{b_{AC}}}$$

$$m_q(\alpha.\mu.) = \frac{2}{V_{DC}(\alpha.\mu.) \cdot 2V_{b_{AC}}} (u_q(\alpha.\mu.) - [L\omega_0 i_d](\alpha.\mu.) + V_{s_q}(\alpha.\mu.)) V_{b_{AC}} \Leftrightarrow$$

$$m_q(\alpha.\mu.) = \frac{1}{V_{DC}(\alpha.\mu.)} (u_q(\alpha.\mu.) - [L\omega_0](\alpha.\mu.) \cdot i_d(\alpha.\mu.) + V_{s_q}(\alpha.\mu.)) \quad (4.53)$$

Οι σχέσεις (4.52) και (4.53) είναι και αυτές που αναπαρίστανται σχηματικά στο Σχήμα 4.10 στα σημεία των αθροιστών, μαζί και με τη διαίρεση στη συνέχεια της  $V_{DC}(\alpha.\mu.)$ .

Σημειώνεται, ότι η ποσότητα  $L\omega_0$  για να έρθει σε  $\alpha.\mu.$  μεγέθη θα πρέπει να διαιρεθεί με την τιμή  $Z_b$ , αφού ως ποσότητα εκφράζει αντίσταση. Άλλωστε, όπως προκύπτει και από τον Πίνακα Βασικών Τιμών, έχουμε το ακόλουθο:

$$L_{b_{AC}} = \frac{Z_b}{\omega_b} \xrightarrow{\omega_b = \omega_0} Z_b = L_{b_{AC}} \omega_0.$$

- **4ο Μέρος: Μετατροπή πίσω στο  $abc$  – πλαίσιο και Κορεστής Προστασίας Υπερδιαμόρφωσης**

Το τελευταίο κομμάτι του ελέγχου ξεκινά με τον πολυπλέκτη (multiplexer) που λαμβάνει τα σήματα  $m_d$  και  $m_q$ , τα μετατρέπει στη μορφή  $m_{dq}$  και αυτό περνά στο  $abc$  – πλαίσιο ως  $m_{abc} \in [-1, 1]$ . Το τελικό πέρασμα  $dq \rightarrow abc$  γίνεται (όπως αναπτύχθηκε και στην Υποενότητα 4.3.2) βάσει του παρακάτω μετασχηματισμού (σε πλήρη συμφωνία με τη θεωρία που αναπτύχθηκε στο παρόν κεφάλαιο):

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon(t) & \sin \varepsilon(t) \\ \cos \left( \varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3} \right) & \sin \left( \varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix}$$

Με τα παραπάνω μέρη ολοκληρώνεται η ανάλυση της στρατηγικής του ανά μονάδα ελέγχου στο  $dq$  – πλαίσιο του εξεταζόμενου  $\alpha. \mu.$  *Current Controlled Grid Imposed Frequency VSC inverter* που αξιοποιείται στην παρούσα Διπλωματική Εργασία.



# Κεφάλαιο 5

## Προσομοίωση Συνιστωσών Υδρογόνου του Συστήματος

Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται μια εκτενής προσπάθεια να παρουσιαστούν αναλυτικά οι επιμέρους κρίσιμες συνιστώσες του  $H_2$ , που απαρτίζουν το υπό μελέτη σύστημα. Δίνεται βάση στα κομμάτια που αφορούν το υδρογόνο, καθώς αυτό αποτελεί την κατά το πλείστο νεότερη τεχνολογία στο εξεταζόμενο σύνολο. Έτσι, οι παρατιθέμενες ενότητες αφορούν την κυψέλη καυσίμου, τον ηλεκτρολύτη και τη δεξαμενή αποθήκευσης του  $H_2$ . Παρουσιάζεται η θεωρία που συνοδεύει την κατάστρωση των μαθηματικών μοντέλων που εν τέλει αξιοποιούνται και ύστερα γίνεται μια επαλήθευση των εξαγόμενων καμπυλών από αυτά, ενώ επίσης παρουσιάζονται και αντιστοιχία block diagrams που βοηθούν να γίνει κατανοητή η μετάβαση: μαθηματικό μοντέλο → σχηματικό μοντέλο.

### 5.1 Ανάλυση προσομοίωσης της Κυψέλης Καυσίμου

Στη βιβλιογραφία έχουν προταθεί, εν γένει, διάφορες μοντελοποιήσεις της κυψέλης καυσίμου (*fuel cell, FC*), οι οποίες κατηγοριοποιούνται σε τρεις βασικές κατηγορίες: τα χημικά, τα πειραματικά και τα ηλεκτρικά μοντέλα. Τα πρώτα απαιτούν έναν υπερβολικό αριθμό παραμέτρων (λόγω έκφρασης διαφόρων χημικών και θερμοδυναμικών φαινομένων, όπως ροή μάζας ή μεταφορά θερμότητας) και εισάγονται με δυσκολία σε προγράμματα προσομοιώσεων. Τα δεύτερα στηρίζονται σε εμπειρικές σχέσεις κατά βάση, χωρίς να περιέχουν στοιχεία θερμοδυναμικής και χωρίς να δύνανται πάντα να εκφράσουν εξαρτήσεις από σημαντικές λειτουργικές παραμέτρους των αερίων, όπως πιέσεις, ρυθμούς ροής (flow rates), συνθέσεις (compositions) και θερμοκρασίες. Από τις τρεις κατηγορίες αυτές, τα ηλεκτρικά μοντέλα είναι τα πλέον κατάλληλα για την προσομοίωση συστημάτων ισχύος που εμπεριέχουν κυψέλες καυσίμου, καθώς δεν απαιτούν κάποιον υπερβολικό αριθμό παραμέτρων, ενώ επίσης μπορούν να αντιπροσωπευθούν μέσω ηλεκτρικών κυκλωματικών στοιχείων. Τα ηλεκτρικά μοντέλα επίσης δεν εμπεριέχουν στοιχεία θερμοδυναμικής και χαίρουν λιγότερων συνολικά παραμέτρων, περιορίζοντας το υπολογιστικό κόστος των προσομοιωτικών μοντέλων.

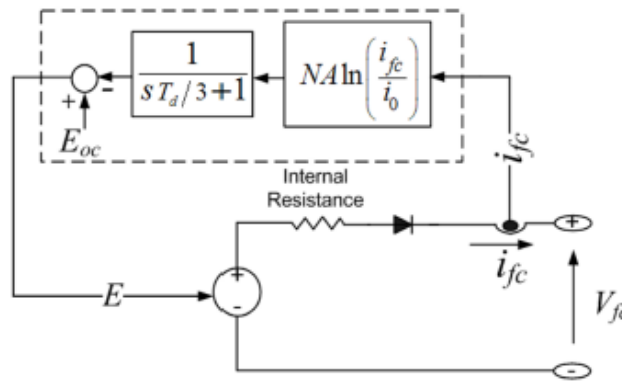


Στις επόμενες παραγράφους της παρούσας διπλωματικής εργασίας αναπτύσσεται η θεωρία γύρω από ένα γενικό και πλήρες δυναμικό μοντέλο, που βασίζεται στις αναφορές [34, 35] και το οποίο συνδυάζει χαρακτηριστικά χημικών και ηλεκτρικών μοντέλων. Έτσι, το μοντέλο που προτείνεται είναι κατάλληλο για προγράμματα προσομοιώσεων, ενώ παράλληλα μπορεί να εκφράσει εξαρτήσεις από αναγκαίες προς μελέτη λειτουργικές παραμέτρους.

Ακολούθως αναλύεται το πώς διαμορφώνονται το απλοποιημένο και το αναλυτικό μοντέλο της κυψέλης καυσίμου πολλών κελιών σε σειρά και επεξηγούνται οι εισαγόμενες παράμετροι και μεταβλητές [34, 35].

### • Το απλοποιημένο μοντέλο:

Το απλοποιημένο μοντέλο αναπαριστά την κυψέλη καυσίμου μέσω μιας ελεγχόμενης πηγής τάσης σε σειρά με μια σταθερή αντίσταση, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.1.



Σχήμα 5.1: Απλοποιημένο μοντέλο *fuel cell* [34, 35].

Η ελεγχόμενη πηγή τάσης  $E$  περιγράφεται από τις εξισώσεις:

$$E = E_{oc} - N A \ln \left( \frac{i_{fc}}{i_0} \right) \cdot \frac{1}{\frac{T_d}{3} s + 1} \quad (5.1)$$

$$V_{fc} = E - R_{ohm} \cdot i_{fc} \quad (5.2)$$

Όπου:

$E_{oc}$  είναι η τάση ανοικτοκύκλωσης (open circuit) (V) ·

$N$  είναι ο αριθμός των κελιών ·

$A$  είναι η λεγόμενη κλίση Tafel (V) ·

$i_0$  είναι το ρεύμα ανταλλαγής (A) ·

$T_d$  είναι ο χρόνος απόκρισης στο 95% της τελικής τιμής (sec) ·

$R_{ohm}$  είναι η εσωτερική αντίσταση σε ( $\Omega$ ) ·

$i_{fc}$  είναι το ρεύμα του *fuel cell* (A).

$V_{fc}$  είναι η τάση του *fuel cell* (V).

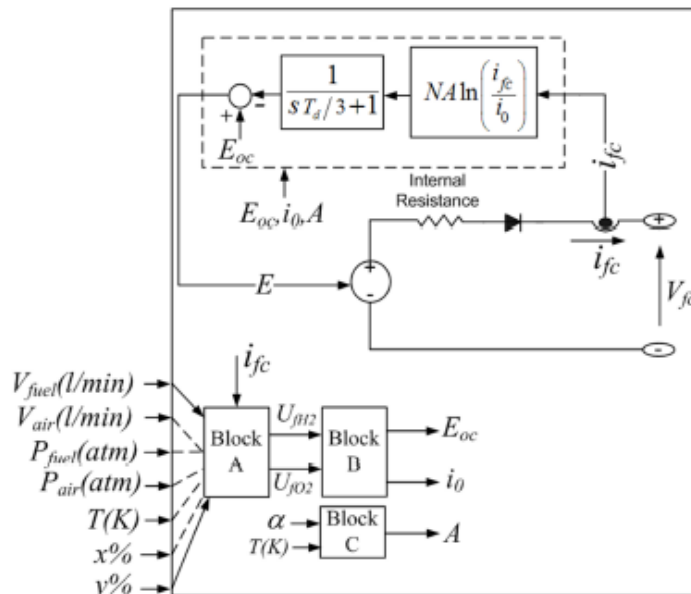
Η εξίσωση (5.1) λαμβάνει υπόψιν μόνο τις απώλειες ενεργοποίησης (activation losses) του *fuel cell*, οι οποίες έγκεινται στις σχετικά αργές χημικές αντιδράσεις των επιφανειών των ηλεκτροδίων και μπορούν να μοντελοποιηθούν ηλεκτρικά μέσω ενός παράλληλου  $RC$  κλάδου [59]. Σε ένα block διάγραμμα αυτή η καθυστέρηση μπορεί να φανεί εύκολα με τη χρήση ενός φίλτρου 1<sup>ης</sup> τάξης, όπως γίνεται παραπάνω. Έτσι, σε μια απότομη διαταραχή στην απόκριση ρεύματος του *fuel cell*, η τάση θα παρουσιάσει μια καθυστέρηση περίπου ίση με 3 φορές τη σταθερά χρόνου  $\tau = RC$  πριν φτάσει τη μόνιμη κατάσταση.

Η εξίσωση (5.2) δίνει τη συνολική τάση του stack των κελιών, λαμβάνοντας υπόψιν τις ωμικές απώλειες (ohmic losses), λόγω των ηλεκτροδίων και των ηλεκτρολυτικών αντιστάσεων. Η εφαρμοζόμενη διόδος εμποδίζει τη ροή αρνητικού ρεύματος εντός στο stack.

Το ανωτέρω απλοποιημένο μοντέλο μπορεί να χρησιμοποιηθεί, ώστε να προσομοιωθούν *fuel cells* που λειτουργούν σε ονομαστική κατάσταση θερμοκρασίας, πίεσης και άλλων λειτουργικών παραμέτρων.

### • Το αναλυτικό μοντέλο:

Το αναλυτικό μοντέλο εκφράζει *fuel cells* που μπορεί να λειτουργούν σε καταστάσεις πέραν της ονομαστικής, καθώς δύνανται να μεταβάλλονται παράμετροι όπως η πίεση, η θερμοκρασία, τα compositions του υδρογόνου ( $H_2$ ) ως καύσιμο και του αέρα ως οξειδωτικό, καθώς και τα flow rates του καυσίμου και του αέρα.



Σχήμα 5.2: Αναλυτικό μοντέλο *fuel cell* [34, 35].

Οι διαφοροποιήσεις αυτές επηρεάζουν την κλίση Tafel, το ρεύμα ανταλλαγής και την τάση ανοικτοκύκλωσης, όπως φαίνεται και σχηματικά παραπάνω στο Σχήμα 5.2. Ουσιαστικά, αποτελεί μια σημαντική επέκταση του απλοποιημένου μοντέλου, με τις παραμέτρους  $E_{oc}$ ,  $i_0$  και  $A$  να ανανεώνονται ως έξοδοι σε ένα σύστημα με εισόδους την πίεση, τη θερμοκρασία, τους ρυθμούς ροής και τις συνθέσεις καυσίμου και αέρα. Έτσι, οι παράμετροι  $E_{oc}$ ,  $i_0$  και  $A$  μεταβάλλονται ως εξής:

$$E_{oc} = K_c \cdot E_n \quad (5.3)$$

$$i_0 = \frac{zFk(P_{H_2} + P_{O_2})\Delta v}{Rh} \cdot e^{-\frac{\Delta G}{RT}} \quad (5.4)$$

$$A = \frac{RT}{zaF} \quad (5.5)$$

Όπου:

$R$  είναι η παγκόσμια σταθερά των αερίων ( $8,3145 \frac{J}{mol \cdot K}$ ).

$F$  είναι η σταθερά του Faraday ( $96485 \frac{A \cdot s}{mol}$ ).

$z$  είναι ο αριθμός των ελεύθερων ηλεκτρονίων (2 για το υδρογόνο).

$K_c$  ορίζεται ως η σε ονομαστικές συνθήκες λειτουργίας σταθερά τάσης.

$E_n$  είναι η τάση Nernst ( $V$ ).

$\alpha$  είναι ο συντελεστής μεταφοράς.

$P_{H_2}$  είναι η μερική πίεση του υδρογόνου στο stack ( $atm$ ).

$P_{O_2}$  είναι η μερική πίεση του οξυγόνου στο stack ( $atm$ ).

$k$  είναι η σταθερά του Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23} J/K$ ).

$h$  είναι η σταθερά του Planck ( $6,626 \cdot 10^{-34} J \cdot s$ ).

$\Delta G$  ορίζεται ως το φράγμα ενέργειας ενεργοποίησης ( $J$ ).

$\Delta v$  είναι ο παράγοντας όγκου του φράγματος ενεργοποίησης ( $m^3$ ), με το μέγεθος του  $\Delta G$  να υπολογίζεται θεωρώντας  $\Delta v = 1 m^3$ .

$T$  είναι η θερμοκρασία λειτουργίας (operating) ( $K$ ) και διαφέρει από τη θερμοκρασία περιβάλλοντος (ambient).

Όπως διαφαίνεται στο Σχήμα 5.2, οι νέες τιμές των μεγεθών  $E_{oc}$ ,  $i_0$  και  $A$  υπολογίζονται με τη χρήση των Blocks A, B και C. Αρχικά, καθορίζονται οι ρυθμοί μετατροπής ή αλλιώς αξιοποιήσεις (utilizations) του υδρογόνου  $U_{f_{H_2}}$  και του οξυγόνου  $U_{f_{O_2}}$  στο Block A με την υλοποίηση των ακόλουθων χρήσιμων σχέσεων:

$$U_{f_{H_2}} = \frac{60.000RTNi_{fc}}{zFP_{fuel}V_{fuel}x\%} \quad (5.6)$$

$$U_{f_{O_2}} = \frac{60.000RTNi_{fc}}{2zFP_{fuel}V_{fuel}y\%} \quad (5.7)$$

Όπου:

$P_{fuel}$  είναι η απόλυτη πίεση του προμηθευόμενου καυσίμου ( $atm$ ).

$P_{air}$  είναι η απόλυτη πίεση του προμηθευόμενου αέρα ( $atm$ ).

$V_{fuel}$  είναι το flow rate του καυσίμου ( $lt/min$  ή  $lpm$ ).

$V_{air}$  είναι το flow rate του αέρα ( $lt/min$  ή  $lpm$ ).

$x$  είναι το ποσοστό υδρογόνου στο καύσιμο (%).

$y$  είναι το ποσοστό οξυγόνου στο οξειδωτικό (%).

Η σταθερά 60.000 προκύπτει από τη μετατροπή των μονάδων του flow rate από  $lpm$ , που χρησιμοποιούνται στο μοντέλο, σε  $m^3/s$  ( $1 lpm = \frac{1 lt}{60 s} = \frac{1}{60.000} m^3/s$ ).

Εν συνεχεία, στο Block B καθορίζονται οι μερικές πιέσεις και η τάση Nernst:

$$P_{H_2} = (1 - U_{f_{H_2}}) x \% P_{fuel} \quad (5.8)$$

$$P_{O_2} = (1 - U_{f_{O_2}}) x \% P_{air} \quad (5.9)$$

$$P_{H_2O} = (w + 2y \% U_{f_{O_2}}) P_{air} \quad (5.10)$$

$$E_n = \begin{cases} 1,229 + (T - 298) \frac{-44,43}{zF} + \frac{RT}{zF} \ln \left( P_{H_2} \sqrt{P_{O_2}} \right), & T \leq 100^\circ C \\ 1,229 + (T - 298) \frac{-44,43}{zF} + \frac{RT}{zF} \ln \left( \frac{P_{H_2}}{P_{H_2O}} \sqrt{\frac{P_{O_2}}{P_{H_2O}}} \right), & T > 100^\circ C \end{cases} \quad (5.11)$$

Όπου:

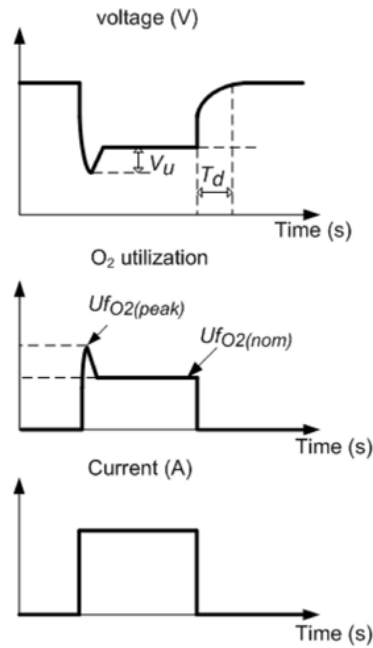
$P_{H_2O}$  είναι η μερική πίεση των υδρατμών ( $atm$ ).

$w$  είναι το ποσοστό υδρατμών στο οξειδωτικό (%).

Με τον υπολογισμό παραπάνω των μερικών πιέσεων και της τάσης Nernst εντός του Block B, μπορούν να υπολογιστούν ως έξοδοι οι νέες τιμές των  $E_{oc}$  και  $i_0$  από τις σχέσεις (5.3) και (5.4) αντίστοιχα.

Στο Block C υπολογίζεται η νέα τιμή της κλίσης Tafel με τη χρήση της εξίσωσης (5.5).

Το ακόλουθο Σχήμα 5.3 παρουσιάζει τις μεταβολές στην τάση εξόδου και στην αξιοποίηση του οξυγόνου για μια αλλαγή στο φορτίο (βηματική μεταβολή ρεύματος). Είναι εμφανής η επιρροή της σταθεράς  $T_d$ , που εκφράζει το χρόνο απόκρισης του  $FC$  σε ό,τι αφορά την εξαγωγή της τάσης στην έξοδο, άρα και της προσφερόμενης ισχύος από την κυψέλη καυσίμου. Αντιθέτως, το αποδιδόμενο ρεύμα ακολουθεί πολύ γρήγορα το μεταβατικό στη ζήτηση [34, 35]. Η σημασία της σταθεράς  $T_d$  αναλύθηκε διεξοδικά στην Ενότητα 3.4 και ειδικότερα στην Υποενότητα 3.4.1 του Κεφαλαίου 3 για το *fuel cell*.



Σχήμα 5.3: Επιρροή του χρόνου απόκρισης του *FC* [34, 35].

Το φαινόμενο της *εξάντλησης οξυγόνου* (*oxygen depletion*), εξαιτίας της καθυστέρησης του συμπιεστή του αέρα, στο stack των κελιών μπορεί να μοντελοποιηθεί αν οι παράμετροι  $U_{f_{O_2}}$  και  $V_u$  είναι γνωστοί. Η τάση  $V_u$  ονομάζεται undershoot voltage και εμφανίζεται σε μια βηματική μεταβολή της τάσης εξόδου της κυψέλης καυσίμου [34, 35]. Επομένως, οι δύο αυτοί παράμετροι δυναμικής της ροής ευθύνονται για το φαινόμενο του oxygen depletion. Οι παράμετροι αυτοί εξαρτώνται από τη δυναμική του εξωτερικού εξοπλισμού (συμπιεστής, ρυθμιστής και φορτία) και άρα δεν καθορίζονται από τον κατασκευαστή του *FC*. Μπορούν να θεωρηθούν τιμές για το  $U_{f_{O_2(peak)}}$  μεταξύ 60 – 70% (οι κυψέλες καυσίμου συνήθως λειτουργούν στο 50% της αξιοποίησης οξυγόνου σε ονομαστικές συνθήκες λειτουργίας) και για το  $V_u$  μεταξύ 2 – 5% της ονομαστικής τάσης του stack [34, 35].

Είναι εύλογο, ότι η έλλειψη οξυγόνου στο κελί οδηγεί σε αύξηση της αξιοποίησης του εναπομείναντος οξυγόνου και μάλιστα σε τιμές έως και άνω της ονομαστικής (βλ. Σχήμα 5.3). Έτσι, η τάση Nernst μεταβάλλεται ως ακολούθως:

$$E'_n = E_n - K (U_{f_{O_2}} - U_{f_{O_2(nom)}}) \quad (5.12)$$

Όπου:

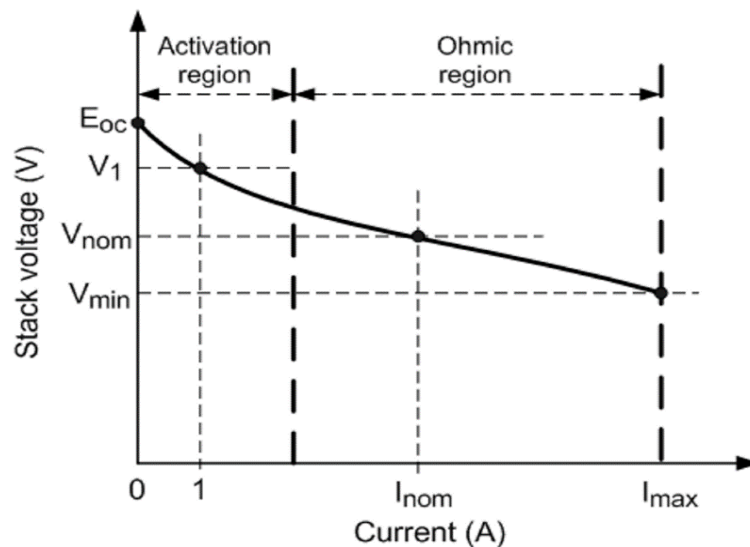
$K$  είναι η σταθερά του undershoot της τάσης·

$U_{f_{O_2(nom)}}$  είναι η ονομαστική αξιοποίηση του οξυγόνου (%).

Το αναλυτικό μοντέλο υιοθετεί κάποιες σημαντικές υποθέσεις, όπως την ιδανικότητα των αερίων, την παροχή υδρογόνου και αέρα στο stack των κελιών και την εξόπλιση του stack με σύστημα ψύξης, διατηρώντας σταθερή την θερμοκρασία στην άνοδο και στην κάθοδο και ίση με τη θερμοκρασία του stack και σύστημα διαχείρισης του νερού, διατηρώντας την υγρασία μέσα στο κελί σε κατάλληλο επίπεδο για κάθε φορτίο. Επιπλέον, θεωρούνται αμελητέες οι πτώσεις πίεσης, ενώ η αντίσταση του κελιού θεωρείται σταθερή σε κάθε συνθήκη λειτουργίας. Δε λαμβάνεται υπόψιν η ροή αερίων ή νερού μέσω της μεμβράνης, ούτε η επίδραση της θερμοκρασίας και της υγρασίας της μεμβράνης στη συνολική αντίσταση του stack. Τέλος, σημειώνεται ότι οι πτώσεις τάσης του κελιού οφείλονται και στην κινητική των αντιδράσεων και στη μεταφορά φορτίων, καθώς τα περισσότερα *fuel cells* δε λειτουργούν ποτέ στην περιοχή μαζικής μεταφοράς (mass transport region) της καμπύλης πόλωσης τους [34, 35].

Οι κατασκευαστές των *fuel cells* παρέχουν τις προδιαγραφές των stacks (συνήθως σε ονομαστικές συνθήκες λειτουργίας) και αυτές περιλαμβάνουν: την καμπύλη πόλωσης, ονομαστική και μέγιστη ισχύ, αριθμό κελιών, απόδοση, θερμοκρασία και πιέσεις εισόδου. Τα δεδομένα αυτά χρησιμοποιούνται, ώστε να εξαχθούν οι επιμέρους παράμετροι του μοντέλου που εισάγονται στις προαναφερθείσες εξισώσεις.

Για το απλοποιημένο μοντέλο πρέπει να καθοριστούν τέσσερις παράμετροι ( $E_{oc}$ ,  $i_0$ ,  $NA$  και  $R_{ohm}$ ). Η πρώτη παράμετρος καθορίζεται απευθείας από το datasheet του κατασκευαστή που περιέχει την καμπύλη πόλωσης. Για τις υπόλοιπες τρεις χρησιμοποιούνται τα απεικονιζόμενα χρήσιμα σημεία της καμπύλης πόλωσης ως τιμές:



**Σχήμα 5.4:** Χρήσιμα σημεία της Καμπύλης Πόλωσης του *FC* [34, 35].

Οι εξισώσεις (5.1) και (5.2) στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (από Θεώρημα Τελικής Τιμής,  $t \rightarrow \infty$  άρα  $s \rightarrow 0$ ) δίνουν στο δεύτερο, στο τρίτο και στο τέταρτο σημείο του polarization curve:

$$(5.2) \implies V_1 = E - R_{ohm} \cdot 1 \stackrel{(5.1)}{\implies} V_1 = E_{oc} - NA \ln \left( \frac{1}{i_0} \right) - R_{ohm}$$

$$(5.2) \implies V_{nom} = E - R_{ohm} \cdot I_{nom} \stackrel{(5.1)}{\implies} V_{nom} = E_{oc} - NA \ln \left( \frac{I_{nom}}{i_0} \right) - R_{ohm} I_{nom}$$

$$(5.2) \implies V_{min} = E - R_{ohm} \cdot I_{max} \stackrel{(5.1)}{\implies} V_{min} = E_{oc} - NA \ln \left( \frac{I_{max}}{i_0} \right) - R_{ohm} I_{max}$$

Από τις τρεις αυτές σχέσεις μετά από πρόσθεση κατά μέλη καταλήγουμε στις [34, 35]:

$$NA = \frac{(V_1 - V_{nom})(I_{max} - 1) - (V_1 - V_{min})(I_{nom} - 1)}{\ln I_{nom}(I_{max} - 1) - \ln I_{max}(I_{nom} - 1)} \quad (5.13)$$

$$R_{ohm} = \frac{V_1 - V_{nom} - NA \ln I_{nom}}{I_{nom} - 1} \quad (5.14)$$

$$i_0 = e^{\frac{V_1 - E_{oc} + R_{ohm}}{NA}} \quad (5.15)$$

Για το αναλυτικό μοντέλο, πρέπει να καθοριστούν επιπλέον τέσσερις παράμετροι  $\alpha, \Delta G, K, K_c$ . Για τον υπολογισμό τους, πέρα από τα σημεία της καμπύλης πόλωσης χρειάζονται και ο αριθμός των εν σειρά κελιών  $N$ , η ονομαστική απόδοση του stack  $\eta_{nom}$  σε %, η ονομαστική θερμοκρασία λειτουργίας  $T_{nom}$  σε °C, το ονομαστικό flow rate του αέρα  $V_{air(nom)}$  σε  $lpm$ , οι απόλυτες πιέσεις προμηθευόμενου καυσίμου και αέρα  $P_{fuel(nom)}$  και  $P_{air(nom)}$ , αντίστοιχα, σε  $atm$  και η ονομαστική σύνθεση του καυσίμου και του αέρα  $x_{nom}$  και  $y_{nom}$ , αντίστοιχα, σε %. Επομένως, οι παράμετροι προκύπτουν βάσει των ήδη θεσπισμένων εξισώσεων από την υλοποίηση των ακόλουθων [34, 35]:

$$\alpha = \frac{RT_{nom}}{zFA}$$

$$\Delta G: \begin{cases} \Delta G = -RT_{nom} \cdot \ln \left( \frac{i_0}{K_1} \right) \\ K_1 = \frac{2Fk(P_{H_2(nom)} + P_{O_2(nom)})}{hR} \\ P_{H_2(nom)} = (1 - U_{f_{H_2(nom)}}) x_{nom} \% P_{fuel(nom)} \\ P_{O_2(nom)} = (1 - U_{f_{O_2(nom)}}) y_{nom} \% P_{air(nom)} \\ U_{f_{H_2(nom)}} = \frac{\eta_{nom} \Delta h^\circ(H_2O(gas)) N}{2FV_{nom}} \\ U_{f_{O_2(nom)}} = \frac{60.000 RT_{nom} N I_{nom}}{2zF P_{air(nom)} V_{air(nom)} y_{nom} \%} \end{cases}$$

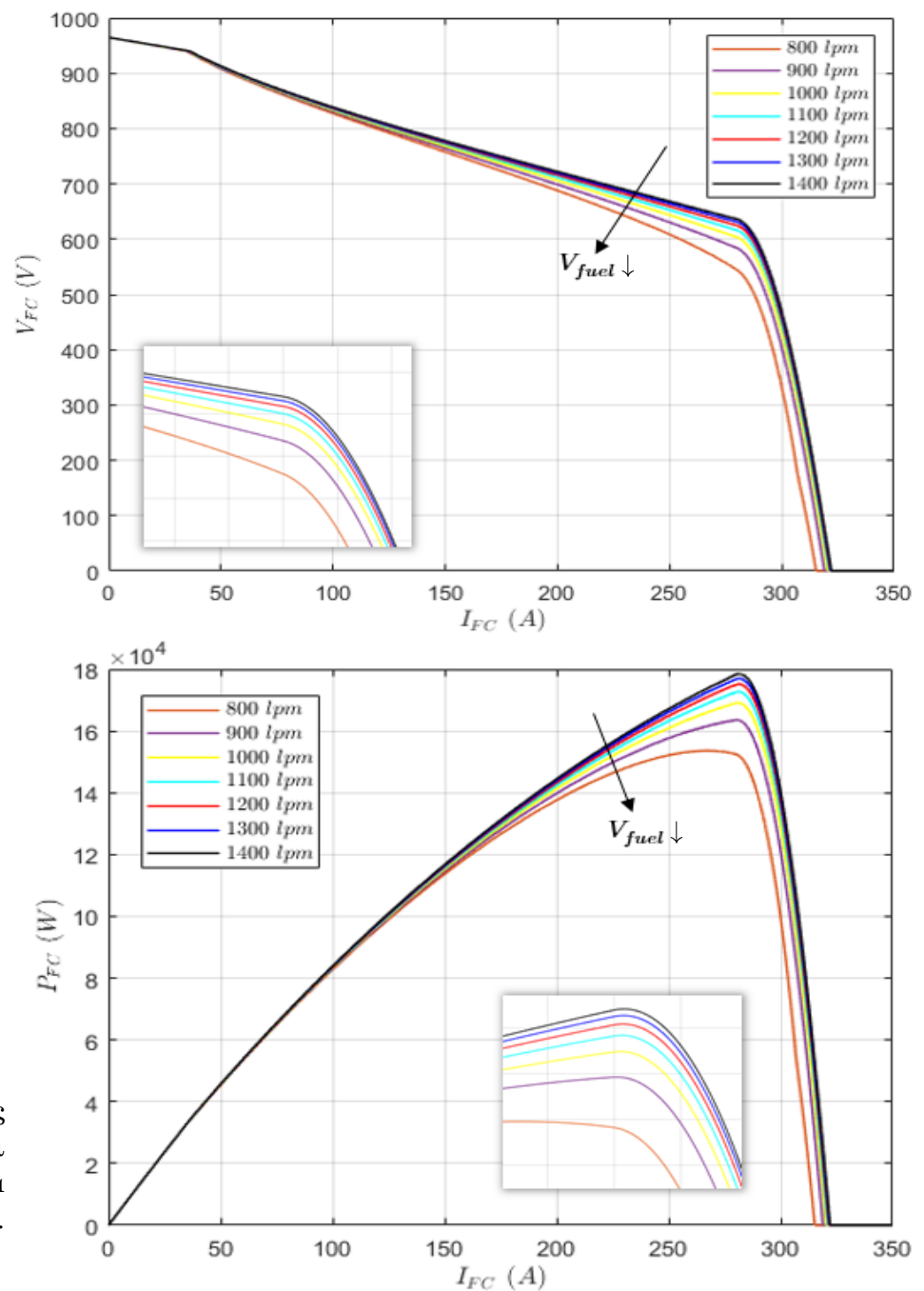
$$K_c: \begin{cases} K_c = \frac{E_{oc}}{E_{n(nom)}} \\ E_{n(nom)} = E_n |_{U_{f_{H_2}} = U_{f_{H_2(nom)}}; U_{f_{O_2}} = U_{f_{O_2(nom)}}} \end{cases}$$

$$K = \frac{V_u}{K_c (U_{f_{O_2(max)}} - U_{f_{O_2(nom)}})}$$

Η τιμή  $\Delta h^\circ(H_2O(gas))$  των υδρατμών είναι σταθερή και ίση με  $241,83 \cdot 10^3 \text{ J/mol}$ .

### 5.1.1 Επαλήθευση αναλυτικού μοντέλου – Εξαγωγή καμπυλών για μεταβαλλόμενα: $V_{fuel}$ , $P_{fuel}$ , $T$

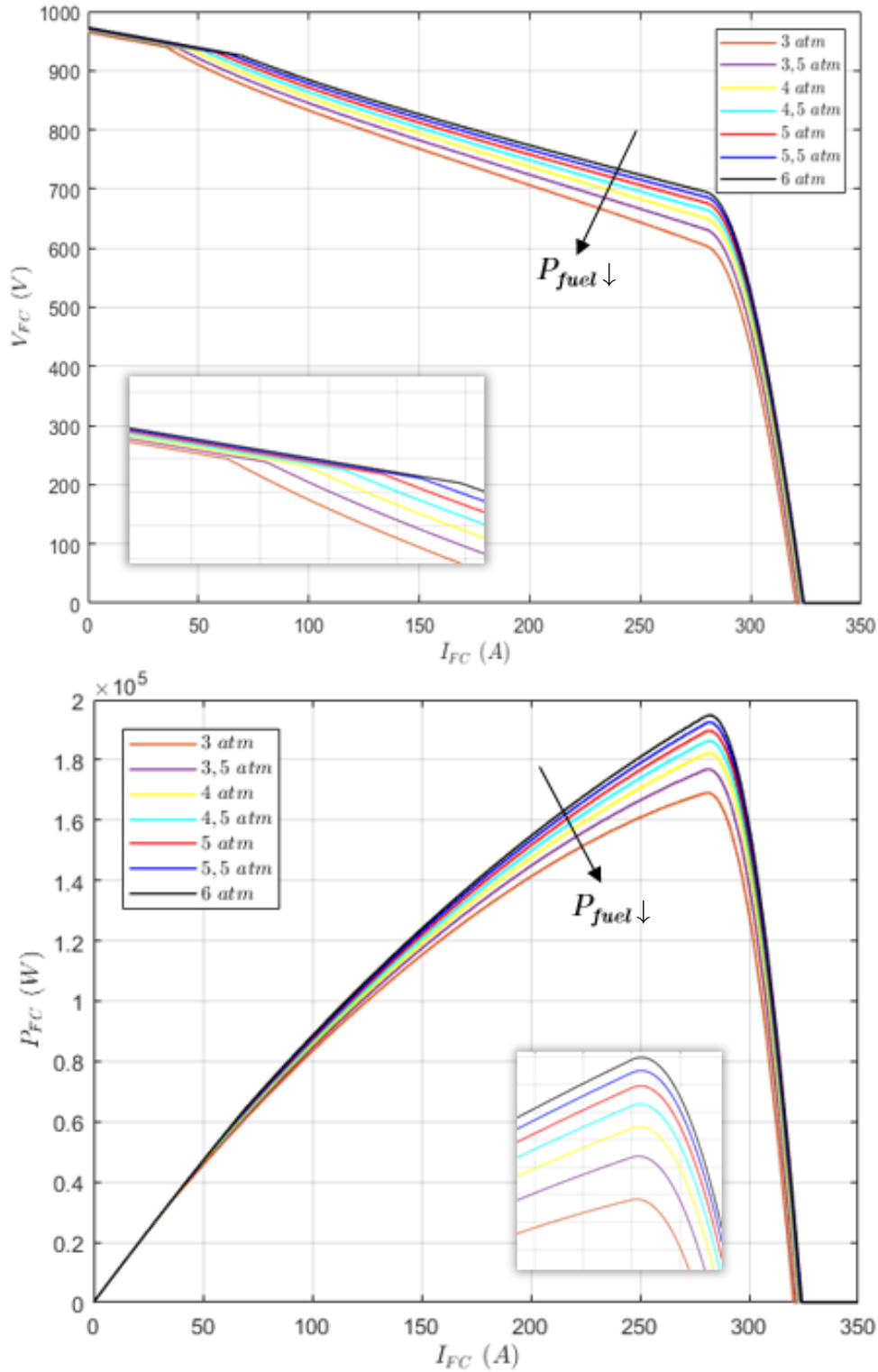
Όλα τα ανωτέρω διαμορφώνονται ως μαθηματικές εξισώσεις [60] σε ένα ενιαίο μοντέλο στο MATLAB/Simulink. Το μοντέλο επαληθεύεται παρακάτω, με την εξαγωγή των καμπυλών πόλωσης ( $V - I$  χαρακτηριστικές) και ισχύος ( $P - I$  χαρακτηριστικές) για ένα *PEM Fuel Cell* (*PEMFC*) σε μεταβολές διαφόρων λειτουργικών παραμέτρων, όπως το fuel flow rate του καυσίμου, η πίεση του καυσίμου και η θερμοκρασία λειτουργίας. Προφανώς, για μεταβαλλόμενες εισόδους υλοποιείται το αναλυτικό μοντέλο.



**Σχήμα 5.5:** Μεταβολές polarization curve και power curve για διάφορες ροές καυσίμου.

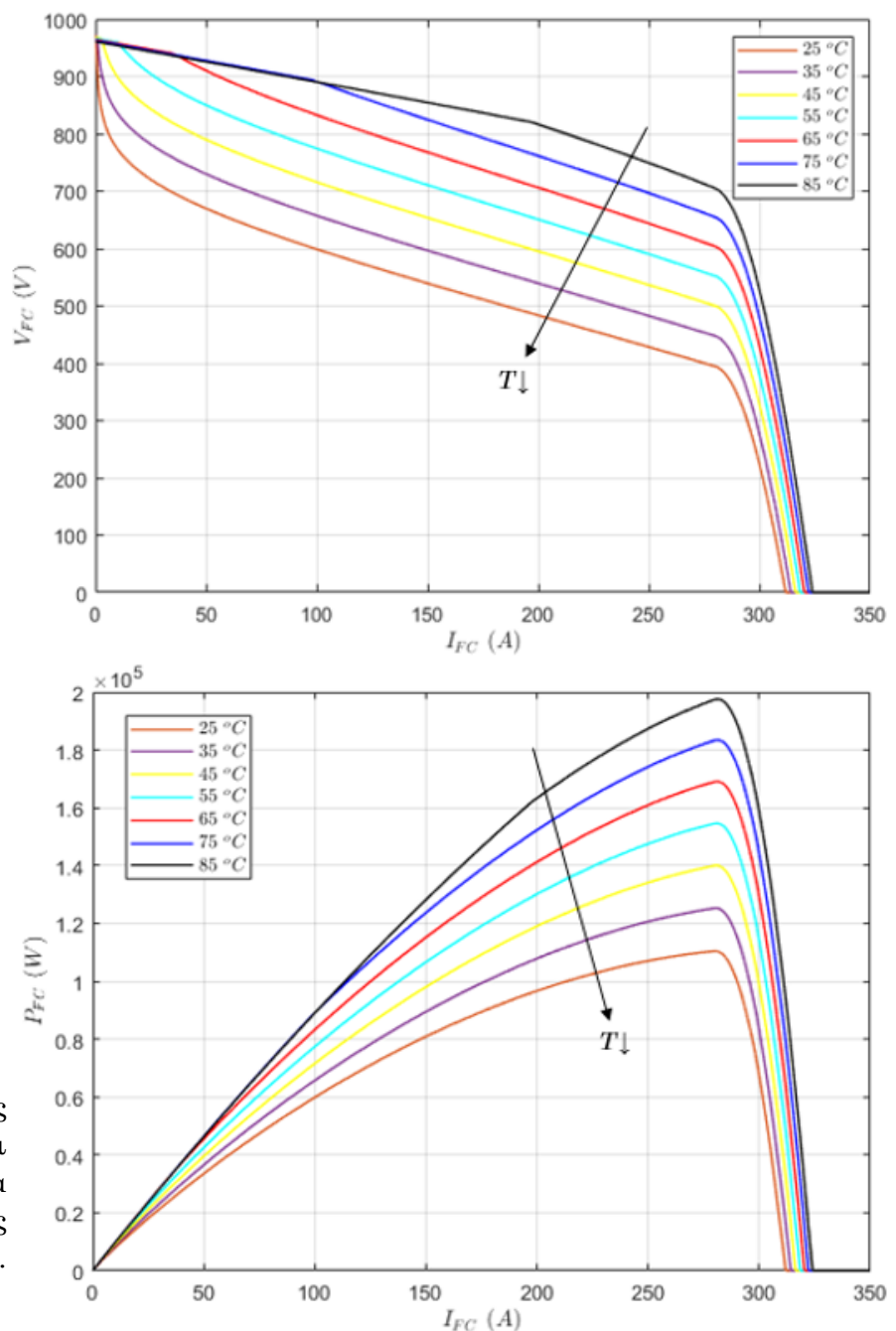


Από το παραπάνω σχήμα είναι εμφανές το ότι το *PEMFC* λειτουργεί με μεγαλύτερη αποδιδόμενη ισχύ για μεγαλύτερες ροές καυσίμου και το αντίθετο. Οι ανωτέρω καμπύλες προκύπτουν όλες σε πίεση καυσίμου σταθερή και ίση με αυτή που τελικά χρησιμοποιείται, δηλαδή τα 3,04 bar.



**Σχήμα 5.6:** Μεταβολές polarization curve και power curve για διάφορες πιέσεις καυσίμου.

Στο Σχήμα 5.6 βλέπουμε ότι ομοίως μεταβάλλονται οι καμπύλες και σε αυξομείωση της πίεσης του παρεχόμενου καυσίμου (υδρογόνο κατά 99,95% ως θεώρηση που λαμβάνει υπόψιν ελάχιστες προσμίξεις που ενδεχομένως υπάρχουν και καθιστούν την καθαρότητα του αερίου μη ιδανική). Τα αποτελέσματα του Σχήματος 5.6 αντιστοιχούν σε flow rate καυσίμου ίσο με 1000 *lpm* με σκοπό να φανεί η επιρροή της πίεσης του καυσίμου στο φαινόμενο του FC supercharging, του οποίου η σημασία έχει ήδη επισημανθεί στην Ενότητα 2.3. Ωστόσο, θεωρώντας πάντα διατήρηση σταθερής πίεσης από ειδικό εξωτερικό σύστημα συμπεστών πριν το εξεταζόμενο *PEMFC*, η πίεση θα διατηρείται στο χρησιμοποιούμενο μοντέλο στα 3,04 *bar*. Μεγαλύτερες τιμές όπως στο Σχήμα 5.6 ναί μεν αυξάνουν την αποδιδόμενη ισχύ δραστικά, αλλά βιβλιογραφικά τονίζεται ότι η αύξηση αυτή, εν τέλει, δεν είναι οικονομοτεχνικά συμφέρουσα, λόγω της ανάλογης αύξησης κατανάλωσης ισχύος από τους πιο κοστοβόρους και μεγαλύτερους κατ' ανάγκη συμπεστές [27, 61]. Η επιλεγμένη τιμή  $P_{fuel}$  αποτελεί ένα καλό trade – off.



**Σχήμα 5.7:** Μεταβολές polarization curve και power curve για διάφορες θερμοκρασίες λειτουργίας.

Αν και ίσως αναμενόμενο θα ήταν η αύξηση της θερμοκρασίας να επηρεάζει αρνητικά τη λειτουργία του *PEMFC*, αυτό φαίνεται πως δεν ισχύει σε ένα λογικό εύρος θερμοκρασιών λειτουργίας, σε ό,τι αφορά την αποδιδόμενη ισχύ. Επαληθεύονται, έτσι, τα όσα έχουν ειπωθεί στην Ενότητα 2.3 του Κεφαλαίου 2, τόσο για την επίδραση της θερμοκρασίας στην επίδοση του *PEMFC*, όσο και της πίεσης (Σχήματα 5.6 και 5.7, αντίστοιχα).

Τα *PEMFCs* ενδείκνυται να λειτουργούν σε σχετικά πιο μικρές θερμοκρασίες από άλλων ειδών *fuel cells*, γενικά από τη θερμοκρασία περιβάλλοντος ( $\sim 25^{\circ}\text{C}$ ) μέχρι θερμοκρασίες μικρότερες των  $100^{\circ}\text{C}$  [66] (συνήθως, βέβαια, λειτουργούν σε θερμοκρασίες εντός του εύρους  $50 - 90^{\circ}\text{C}$ , όπως έχει τονισθεί στις Ενότητες 2.2 και 2.3). Για το λόγο αυτό, παρουσιάζονται παραπάνω οι καμπύλες για ένα εύλογο εύρος θερμοκρασιών λειτουργίας ενός *PEMFC* σε πίεση  $3,04 \text{ bar}$  με ροή καυσίμου στα  $1000 \text{ lpm}$ . Δεδομένης της θεώρησης ότι το stack των κελιών είναι εξοπλισμένο με σύστημα ψύξης, το οποίο διατηρεί σταθερή τη θερμοκρασία στην άνοδο και στην κάθοδο και ίση με τη θερμοκρασία του stack [34, 35], η θερμοκρασία εισάγεται ως σταθερή στο μοντέλο και ίση με  $65^{\circ}\text{C}$ , μια τιμή που είναι πολύ λογική, βάσει των όσων προαναφέρθηκαν.

Το *PEMFC* που προσομοιώνεται [60] χαρακτηρίζεται από ονομαστική ισχύ –για ονομαστικές παραμέτρους λειτουργίας– τα  $50 \text{ kW}$  (εσωτερική αντίσταση  $0,66404 \Omega$ , τάση Nernst  $1,1342 \text{ V}$ , flow rate καυσίμου  $417,3 \text{ lpm}$ , flow rate αέρα  $2100 \text{ lpm}$ , πίεση καυσίμου  $1,5 \text{ bar}$ , πίεση αέρα  $1 \text{ bar}$ , αξιοποίηση υδρογόνου στο καύσιμο  $99,25\%$  και οξυγόνου στον αέρα ως οξειδωτικό  $70,4\%$ , θερμοκρασία λειτουργίας  $65^{\circ}\text{C}$ , ρεύμα ανταλλαγής  $0,916 \text{ A}$ , συντελεστή μεταφοράς  $0,264$ , απόδοση του stack  $900$  κελιών ίση με  $55\%$ , συνθέσεις  $99,95\%$  υδρογόνου στο καύσιμο,  $21\%$  οξυγόνου στον αέρα και  $1\%$  νερού (υδρατμών) στον αέρα) και μέγιστη ισχύ τα  $120,4 \text{ kW}$  για την πίεση των  $1,5 \text{ bar}$ . Η μέγιστη ισχύς αυξάνεται στα  $180 \text{ kW}$  όταν σαν καύσιμο χρησιμοποιείται υδρογόνο πιο πεπιεσμένο, σε πίεση των  $3,04 \text{ bar}$  ( $\approx 3 \text{ atm}$ ) (τιμή που αποτελεί και καλό συμβιβασμό μεταξύ supercharging του *PEMFC* και κατανάλωσης των συμπιεστών – βλ. Ενότητα 2.3). Επιλέγεται, έτσι, η λειτουργία του μοντέλου σε σταθερή πίεση (θεωρείται ότι υπάρχει σύστημα που διατηρεί την πίεση σταθερή, δε θα μας απασχολήσει στην παρούσα διπλωματική εργασία ο έλεγχός της) ίση με αυτή των  $3 \text{ atm}$  ή  $3,04 \text{ bar}$ .

Σημειώνεται, ότι το *PEMFC* της παρούσας διπλωματικής εργασίας θα χρησιμοποιηθεί για λειτουργία κοντά (και ιδανικά ακριβώς πάνω) στο σημείο μέγιστης λειτουργίας, *MPP* (*Maximum Power Point*) μέσω του αντίστοιχα σχεδιασμένου tracking, *MPPT* (*Maximum Power Point Tracking*), με τρόπο που παρουσιάζεται αναλυτικά στην Υποενότητα 7.3.1 του Κεφαλαίου 7. Επομένως, οι εισαγόμενοι παράμετροι λειτουργίας του, που δύνανται να μεταβάλλονται όπως στις καμπύλες που παρουσιάστηκαν, θα αφορούν τη λειτουργία στη μέγιστη ισχύ κάθε στιγμή (για κάθε εισαγόμενο καύσιμο). Για το λόγο αυτό μπορούν να εμφανιστούν ρυθμοί ροής του καυσίμου (υδρογόνου ως αέριο) κοντά στα  $1460 \text{ lpm}$ , που είναι η μέγιστη ροή που μπορεί να δεχτεί το εξεταζόμενο *PEMFC* και οι προσομοιώσεις των καμπυλών παραπάνω έγιναν για τέτοιες, σχετικά μεγάλες δηλαδή, τιμές ροής. Το συγκεκριμένο *PEMFC*, λοιπόν, θεωρείται **ισχύος  $180 \text{ kW}$**  και αυτή είναι η τιμή που θα πρέπει να ληφθεί υπόψη σε μετατροπές στο ανά μονάδα ( $\alpha. \mu.$ ) σύστημα (για το *PEMFC*:  $1 \alpha. \mu. \leftrightarrow 180 \text{ kW}$ ).

Η μέγιστη τιμή ισχύος αυτή επαληθεύεται προσεγγιστικά και από το Σχήμα 5.5, όπου οι προσομοιώσεις με διάφορα flow rates έγιναν όλες για πίεση 3,04 bar και η ροή των 1400 lpm δίνει ισχύ λίγο πιο κάτω από τα 180 kW, ενώ αντίστοιχη προσομοίωση στα 1460 lpm, που είναι η μέγιστη ροή που μπορεί να δεχτεί το εξεταζόμενο PEMFC, δίνει σχεδόν ακριβώς την ισχύ των 180 kW και θα φανεί και σε επόμενα διαγράμματα αποτελεσμάτων του Κεφαλαίου 8.

## 5.2 Ανάλυση προσομοίωσης του Ηλεκτρολύτη

Η προσομοίωση του ηλεκτρολύτη βασίζεται κυρίως στη θεμελιώδη εργασία του O. Ulleberg [26] με τη συμμετοχή στοιχείων της δουλειάς των D. Martinez και R. Zamora [25, 67]. Ιδιαίτερα σημαντική είναι η **τροποποίηση του ηλεκτρολύτη κατά prodlog Lambert W. με σκοπό τον έλεγχο του μέσω της τάσης εισόδου και όχι του ρεύματος**, κάτι το οποίο είναι ιδανικό για την ενσωμάτωσή του σε εφαρμογές με Ηλεκτρονικά Ισχύος (π.χ. άμεση σύνδεση με DC/DC Buck Converter).

Το μαθηματικό μοντέλο που αναπτύσσεται αρχικά, αφορά τη λειτουργία ενός αλκαλικού ηλεκτρολύτη, ωστόσο μπορεί εύκολα να τροποποιηθεί με αλλαγή των εισαγόμενων παραμέτρων, ώστε να εφαρμόζεται και για περιπτώσεις PEM ηλεκτρολυτών, όπως θα γίνει και στην παρούσα εργασία. Στην αναφορά [26] το μοντέλο συντίθεται σε θεμελιώδη στοιχεία θερμοδυναμικής, θεωρίας μεταφοράς θερμότητας και εμπειρικών ηλεκτροχημικών σχέσεων. Εδώ, η βάση δίνεται στο εμπειρικό μοντέλο, που στηρίζεται σε ηλεκτροχημικές σχέσεις, οι οποίες εμπλέκουν τα μεγέθη της τάσεως και του ρεύματος του ηλεκτρολύτη, τη θερμοκρασία του, τον αριθμό των κελιών, την ενεργό επιφάνεια και φυσικά, τη ροή του καυσίμου, που αποτελεί ένα βασικό εξεταζόμενο μέγεθος στην εργασία.

Ο ηλεκτρολύτης (*electrolyzer, ELZ*) συντίθεται από δύο ηλεκτρόδια και τον ενδιάμεσο ηλεκτρολύτη, ανάλογα με τη μορφή του οποίου το είδος του *electrolyzer* διαφέρει (*alkaline electrolyzer, PEM electrolyzer, SO electrolyzer* κ.τ.λ.), όπως αναλύθηκε στο Κεφάλαιο 2. Το νερό διαχωρίζεται σε οξυγόνο και υδρογόνο, μόνο όταν εφαρμόζεται μια τάση μεταξύ των δύο ηλεκτροδίων η οποία υπερβαίνει μια ελάχιστη τιμή για κάθε κελί. Ιδανικά, η τάση του κάθε ενός κελιού είναι ίση με αυτήν την ελάχιστη τάση, η οποία ονομάζεται αντιστρεπτή τάση. Για λόγους αναντιστρεψιμότητας σε πραγματικές συνθήκες, η τάση του κελιού είναι πάντα μεγαλύτερη αυτής.

Η παραπάνω τάση που εμφανίζεται οφείλεται σε υπερτάσεις ωμικές, ενεργοποίησης και διάχυσης [25]. Η ωμική υπέρταση έγκειται στη συνολική ηλεκτρική αντίσταση των στοιχείων του ισοδύναμου ηλεκτρικού κυκλώματος, η υπέρταση ενεργοποίησης στην

επιπρόσθετη ενέργεια που απαιτείται για να ξεκινήσει η διαδικασία του σχηματισμού του οξυγόνου και του υδρογόνου στα ηλεκτρόδια, ενώ η υπέρταση διάχυσης εμφανίζεται πολύ έντονα μόνο σε υψηλές πυκνότητες ρεύματος.

Ο Ulleberg [26] έχει προτείνει ένα εμπειρικό μοντέλο, που λαμβάνει υπόψη τα παραπάνω overvoltages και έχει επιδείξει υψηλό επίπεδο ακρίβειας και ευελιξίας σε μεγάλο εύρος δημοσιεύσεων. Λόγω της απλότητάς τους, τα εμπειρικά μοντέλα είναι τα πλέον κατάλληλα για προσομοιώσεις και αναλύσεις μεγάλων συστημάτων. Το μοντέλο περιλαμβάνει 6 διαφορετικές παραμέτρους προς χαρακτηρισμό της λογαριθμικής απόκρισης της τάσης ενός ηλεκτρολυτικού κελιού συναρτήσει της θερμοκρασίας και του ρεύματος:

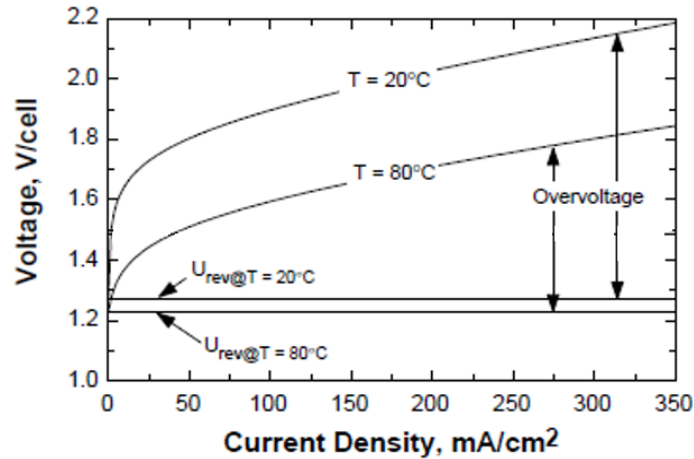
$$V = N_c \left( V_{rev} + (r_1 + r_2 T) \frac{I}{A} + s \cdot \log \left( \left( t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2} \right) \frac{I}{A} + 1 \right) \right) \quad (5.16)$$

Η ανωτέρω σχέση συνδέει την εφαρμοζόμενη στον ηλεκτρολύτη τάση με το ρεύμα στην είσοδό του, δεδομένων των λοιπών παραμέτρων που θεωρούνται σταθερές.

Στη σχέση (5.16),  $T$  είναι η θερμοκρασία λειτουργίας του κελιού (τυπικά από θερμοκρασίες περιβάλλοντος  $25^\circ\text{C}$  μέχρι  $100^\circ\text{C}$ , ενώ το πιο σύνηθες εύρος θερμοκρασιών λειτουργίας για ηλεκτρολύτες είναι περίπου  $70 - 100^\circ\text{C}$  [26] και εντάσσεται στην (5.16) σε  $^\circ\text{C}$  και όχι σε Κέλβιν,  $A$  είναι η ενεργός επιφάνεια των ηλεκτροδίων και ποικίλλει ανά εφαρμογή, αλλά εν γένει κυμαίνεται κοντά στα  $0,25 - 1,5 \text{ m}^2$  για ηλεκτρόδια σε εφαρμογές Proton Exchange Membrane [24, 26, 68, 77, 80]. Όσον αφορά το μέγεθος  $PEM$   $ELZ$  αξίζει ιδιαίτερα να επισημανθεί και ότι, λόγω της εξαιρετικά υψηλής πυκνότητας ισχύος που παρουσιάζει, ο όγκος που καταλαμβάνει είναι εξαιρετικά μικρός, άρα το ίδιο και η ενεργός επιφάνεια  $A$ . Στο Κεφάλαιο 2 και στην Ενότητα 3.4.2 έχει επισημανθεί το compactness της τεχνολογίας των  $PEM$  ηλεκτρολυτών και έχει αναφερθεί και το χαρακτηριστικό εμπορικό παράδειγμα του  $1,25 \text{ MW electrolyzer HyLYZER PEMWE Stack}$  της HYDROGENICS, ο οποίος κατέχει την υψηλότερη πυκνότητα ισχύος παγκοσμίως [44]. Στις παραμέτρους, ακόμη,  $r_1$  και  $r_2$  είναι οι παράμετροι ισοδύναμης ωμικής αντίστασης και  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  και  $s$  είναι οι παράμετροι υπέρτασης ενεργοποίησης στα ηλεκτρόδια. Η  $V_{rev}$  είναι η αντιστρεπτή τάση του ενός κελιού και εξαρτάται από την πίεση και τη θερμοκρασία με τιμή  $1,229 \text{ V}$  σε κανονικές συνθήκες  $1 \text{ bar}$ ,  $25^\circ\text{C}$ .

Για θερμοκρασίες κάτω των  $100^\circ\text{C}$  που μας ενδιαφέρουν, η μεταβολή της  $V_{rev}$  είναι πολύ μικρή και άρα, μπορεί να θεωρηθεί σταθερή [26]. Στο παρακάτω Σχήμα 5.8 φαίνεται το πόσο μικρή επιρροή έχει η θερμοκρασία στη  $V_{rev}$  (οριζόντιες γραμμές που τέμνουν τον κατακόρυφο άξονα), η οποία ορίζει την αρχή της καμπύλης  $V - I$  του ηλεκτρολύτη. Βέβαια, οι καμπύλες παρακάτω έχουν ως οριζόντιο άξονα την πυκνότητα ρεύματος σε  $\text{mA}/\text{cm}^2$  και όχι το ρεύμα αυτό καθ' αυτό σε  $A$ , αλλά η μορφή και το νόημα παραμένουν τα ίδια. Έτσι, η τιμή της  $V_{rev}$  θα λαμβάνεται ίση με  $1,229 \text{ V}$  στην ακόλουθη ανάλυση.

Οι πιέσεις δε θα μας απασχολήσουν στη μοντελοποίηση του  $ELZ$ , ωστόσο αναφέρεται ότι αυτές ποικίλλουν και συνήθως κυμαίνονται από  $1 \text{ bar}$  μέχρι  $35 \text{ bar}$  [26, 44].



Σχήμα 5.8: Ενδεικτική μεταβολή  $V_{rev}$  μεταξύ  $T = 20^\circ C$  και  $T = 80^\circ C$  [26].

Στη συνέχεια παρατίθεται μία ακόμα σημαντική σχέση, η οποία συνδέει το ρυθμό παραγωγής του υδρογόνου με το ρεύμα στην είσοδο του *electrolyzer*. Για την εξαγωγή της σχέσης αυτής είναι σημαντικό να αναφερθούν στοιχεία απόδοσης που αφορούν τον ηλεκτρολύτη.

Η απόδοση Faraday ορίζεται ως ο λόγος μεταξύ της πραγματικής και της θεωρητικής μέγιστης ποσότητας  $H_2$  που παράγεται από τον ηλεκτρολύτη. Εφόσον η απόδοση Faraday υπολείπεται του 100% λόγω παρασιτικών απωλειών ρεύματος κατά μήκος των αγωγών του αερίου ( $H_2$  ρέει ως αέριο στους σωλήνες), η απόδοση αυτή συχνά αποκαλείται και απόδοση ρεύματος. Τα παρασιτικά ρεύματα αυξάνουν σε χαμηλότερες πυκνότητες ρεύματος (δηλαδή όσο στην καμπύλη  $V - I$  οδηγούμαστε προς τις  $V_{rev}$ ), διότι ο ηλεκτρολύτης καλύπτει μεγαλύτερο μερίδιο ρεύματος σε μικρότερη επιφάνεια [26]. Επιπλέον, από τη σχέση (5.16) φαίνεται ότι οι παρασιτικές συνιστώσες του ρεύματος είναι ανάλογες του δυναμικού. Αύξηση της θερμοκρασίας (εν γένει και της υγρασίας) οδηγεί και αυτή σε χαμηλότερες ισοδύναμες αντιστάσεις, αφού αυξάνεται η αγωγιμότητα, καθώς και σε μεγαλύτερες απώλειες παρασιτικών ρευμάτων και άρα, χαμηλότερες αποδόσεις Faraday. Μια εμπειρική έκφραση που περιγράφει επακριβώς τα παραπάνω για δεδομένη θερμοκρασία είναι η ακόλουθη [26]:

$$\eta_F = \frac{\left(\frac{I}{A}\right)^2}{f_1 + \left(\frac{I}{A}\right)^2} f_2 \quad (5.17)$$

Σύμφωνα με το νόμο του Faraday, ο ρυθμός παραγωγής  $H_2$  στο ηλεκτρολυτικό κελί είναι ευθέως ανάλογος με το ρυθμό μεταφοράς ηλεκτρονίων στα ηλεκτρόδια, πράγμα που με τη σειρά του ισοδυναμεί με μία αναλογία με το ρεύμα στο εξωτερικό κύκλωμα. Έτσι, ο ρυθμός ροής (flow rate) ενός *electrolyzer* που αποτελείται από  $N_c$  το πλήθος cells συνδεδεμένα εν σειρά μπορεί να εκφραστεί ως ακολούθως [26]:

$$N_{H_2} = \eta_F \cdot \frac{N_c I}{zF} \quad (5.17)$$

$$N_{H_2} = \frac{\left(\frac{I}{A}\right)^2}{f_1 + \left(\frac{I}{A}\right)^2} f_2 \cdot \frac{N_c I}{zF} \quad (5.18)$$

Όπως τονίσθηκε, θα πρέπει να ληφθεί ιδιαίτερα υπόψη το γεγονός, ότι η παραγωγή  $H_2$  από τον *electrolyzer* ξεκινά μόνο όταν η τάση του κελιού ξεπεράσει την  $V_{rev}$ , ή ισοδύναμα, όταν η τάση συνολικά του ηλεκτρολύτη ξεπεράσει την τιμή  $N_c \cdot V_{rev}$ , δηλαδή παρέχεται στον ηλεκτρολύτη η απαραίτητη ενέργεια ενεργοποίησης και διαρρέεται, φυσικά, από ρεύμα. Αυτό μπορεί να γίνει με μηδενισμό ή όχι του ρεύματος, αντίστοιχα. Ως αποτέλεσμα, η (5.18) που δίνει το εξερχόμενο από τον ηλεκτρολύτη flow rate σε *mol/sec* συγκεκριμενοποιείται στην ακόλουθη:

$$N_{H_2} = \begin{cases} \frac{\left(\frac{I}{A}\right)^2}{f_1 + \left(\frac{I}{A}\right)^2} f_2 \cdot \frac{N_c I}{zF}, & V > N_c \cdot V_{rev} \\ 0, & V \leq N_c \cdot V_{rev} \end{cases} \quad (5.19)$$

όπου οι  $f_1$  και  $f_2$  είναι παράμετροι συσχετιζόμενοι με την απόδοση Faraday,  $z$  είναι ο αριθμός των ελεύθερων ηλεκτρονίων που μεταφέρονται στην αντίδραση (2 ηλεκτρόνια  $e^-$  για την ηλεκτρόλυση),  $F$  είναι η σταθερά Faraday ( $96485 \frac{A \cdot s}{mol}$ ) και  $N_{H_2}$  είναι η μοριακή ροή ανά δευτερόλεπτο.

- Εν γένει, στο μοντέλο του MATLAB/Simulink που αναπτύσσεται υιοθετείται η μέτρηση της ροής του  $H_2$  σε *lpm* (*litres per minute*), όπως αυτή αναπαρίσταται και στην εισαγωγή της ως καύσιμο στο *fuel cell*. Η εξίσωση (5.19) του Ulleberg εμπλέκει το flow rate σε μονάδες *mol/sec* και πρέπει να μετατραπεί σε *lpm*. Επομένως, λαμβάνοντας υπόψη ότι ο μοριακός όγκος  $V_m$  του ιδανικού αερίου σε κανονικές συνθήκες είναι  $0,0224136 \frac{m^3}{mol}$  [25] έχουμε:

$$[output \ flow \ rate] \ in: \frac{mol}{sec} \cdot \frac{0,0224136 \ m^3}{1 \ mol} \cdot \frac{1000 \ lt}{1 \ m^3} \cdot \frac{60 \ sec}{1 \ min} \implies$$

$$[output \ flow \ rate] \ in: \frac{0,0224136 \cdot 1000 \cdot 60 \ lt}{min} \quad (5.20)$$

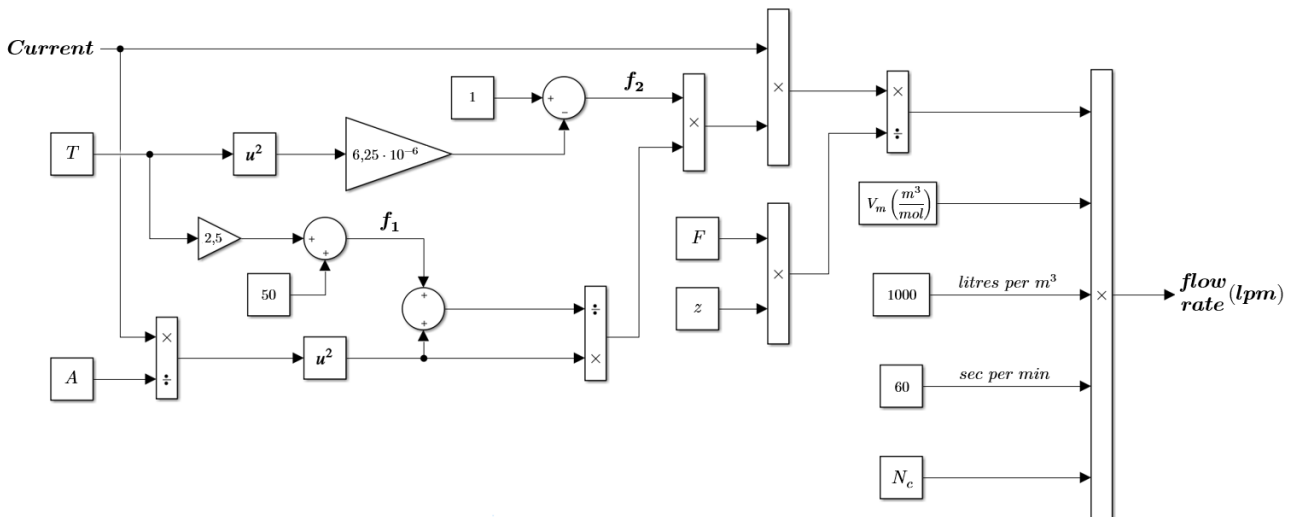
Σημειώνεται, ότι ο ρυθμός ροής του  $H_2$  μπορεί να εκμεταλλευτεί με τη χρήση ενός ολοκληρωτή, ώστε να ευρεθούν αυτούσιες οι ποσότητες του  $H_2$  που έχουν παραχθεί στο χρόνο, κάτι πολύ χρήσιμο σε περίπτωση που τα μεγέθη χρειαστεί να εισαχθούν σε διαφορετικές εξισώσεις ή προς απεικόνισή τους. Για παράδειγμα, μια ροή σε *lpm* αν μετατραπεί σε *lt/sec*, τότε η ολοκλήρωσή της θα δώσει τα

παραγμένα λίτρα, μια ροή σε  $kg/sec$  τα παραγμένα κιλά και μια ροή σε  $mol/sec$  τα παραγμένα mols (λιγότερο χρήσιμη πρακτικά μονάδα). Για τη μετατροπή σε κιλά, μπορεί να εμφωλιαστεί καταλλήλως σε μια μετατροπή ανάλογη της (5.20) ο συντελεστής ογκομετρικής πυκνότητας του  $H_2$ ,  $c = 0,08988 kg/m^3$  [25].

- Οι εισαγόμενοι στην (5.19) παράμετροι  $f_1$  και  $f_2$  συνήθως θεωρούνται σταθεροί για το συνολικό μοντέλο. Ωστόσο, στην πραγματικότητα μεταβάλλονται με τη θερμοκρασία [26] και έτσι θα θεωρηθεί και εδώ για μεγαλύτερη ακρίβεια αναπαράστασης του ηλεκτρολύτη. Αναπτύσσονται οι ακόλουθες δύο εξισώσεις, οι οποίες δείχνουν μια γραμμική σχέση για την  $f_1$ , ενώ για την  $f_2$  μια σχέση με το τετράγωνο της θερμοκρασίας [25]. Η παράμετρος  $f_2$  κυμαίνεται μεταξύ 0 και 1:

$$\begin{cases} f_1 = 2,5 \cdot T + 50 \\ f_2 = 1 - 6,25 \cdot 10^{-6} \cdot T^2 \end{cases} \quad (5.21)$$

Στο παραπάνω αναλυθέν μοντέλο που βασίζεται στις Σχέσεις (5.16) – (5.21) η διαδικασία που ακολουθείται στη διαδοχή των εξισώσεων είναι η εξής. Το ρεύμα αποτελεί την είσοδο στο σύστημα, από το οποίο μέσω της (5.16) βρίσκεται η αντίστοιχη τιμή της τάσης. Στη συνέχεια, με γνωστή την τάση και το ρεύμα μπορεί να υπολογιστεί ο ρυθμός ροής του παραγόμενου  $H_2$  μέσω της (5.19). Ο μαθηματικός υπολογισμός του τελευταίου φαίνεται και στο παρακάτω απλό block diagram:



**Σχήμα 5.9: Hydrogen Production Unit** – Υπολογισμός του  $H_2$  flow rate με είσοδο το ρεύμα.

Στο τελευταίο μέρος του διαγράμματος φαίνονται οι απαραίτητοι πολλαπλασιασμοί που πρέπει να λάβουν χώρα βάσει της μετατροπής στην (5.20), ώστε ο ρυθμός ροής του  $H_2$  που παράγει ο *electrolyzer* να αποδίδεται σε *lpm*. Ο περιορισμός της τάσης που εκφράζεται στην (5.19) υλοποιείται προσομοιωτικά μέσω αντίστοιχου περιορισμού (μηδενισμού ή μη) του εισερχόμενου ρεύματος στο *hydrogen production unit*, πράγμα



που θα φανεί στην επόμενη ενότητα. Το επόμενο βήμα είναι ο μετασχηματισμός του ηλεκτρολύτη, το οποίο θα είναι και το τελικό μοντέλο που θα χρησιμοποιηθεί.

## 5.2.1 Ελεγχόμενος από Τάση Ηλεκτρολύτης

Η παραπάνω συμβατική μοντελοποίηση του *electrolyzer* θέτει ως ελεύθερη μεταβλητή το ρεύμα εισόδου του. Ωστόσο, με ανεξάρτητη μεταβλητή το ρεύμα καθίστανται δύσκολες ως προς τον έλεγχο, έως και ασύμβατες οι υλοποιήσεις τοπολογιών που συνδυάζουν Ηλεκτρολύτη και Ηλεκτρονικά Ισχύος σε προσομοιωτικό περιβάλλον [67]. Παράδειγμα αποτελεί η κλασική τοπολογία σύνδεσης του ηλεκτρολύτη με μετατροπέα συνεχούς ρεύματος υποβιβασμού της τάσης: Buck DC/DC, όπου παραδοσιακά καθορίζεται η τάση εξόδου του μετατροπέα με έλεγχο των παλμών οδήγησης του διακοπτικού στοιχείου.

Παρακάτω παρουσιάζεται η μετατροπή του συμβατικού μοντέλου του *electrolyzer* κατά *prodlog W. Lambert*, ώστε πλέον να αρκεί να καθοριστεί η λειτουργία του ηλεκτρολύτη απλά μέσω της εξωτερικά εφαρμοζόμενης τάσης στην είσοδο. Η τάση είναι τώρα η ανεξάρτητη μεταβλητή που καθορίζει τα μεγέθη του ρεύματος και του flow rate, με σταθερές τις λοιπές παραμέτρους. Η μετατροπή αυτή παρουσιάζει μια σειρά από εξαιρετικά σημαντικά **πλεονεκτήματα**:

Η νέα υλοποίηση επιτρέπει την ευρεία χρήση του μοντέλου με μετατροπείς ισχύος και την άμεση σύνδεσή του με αυτούς [67]. Επίσης, με τη χρήση της *Lambert W. prodlog function* [69, 70] επιλύονται και αχρηστεύονται επιπλέον περιορισμοί του ρεύματος που έπρεπε να τεθούν στο αρχικό συμβατικό μοντέλο, ώστε αυτό να ανταποκρίνεται ορθά και αναμενόμενα [25, 67] —ενώ επίσης εισήγαγαν και σημεία αμφιβολίας στη σύσταση του εμπειρικού μοντέλου—, ακόμη μειώνεται αξιοσημείωτα η πολυπλοκότητα του μοντέλου, καθώς δεν απαιτούνται πλέον εφαρμογές memory block για την τελική σύγκλιση αλγεβρικών βρόγχων και η εφαρμογή διόδου, προς αποφυγή ανάστροφου ρεύματος, όπως και οι απότομες αποσυνδέσεις του μοντέλου [25, 67] επιτρέποντας ομαλή προσομοίωση και εύκολη επαλήθευση των αποτελεσμάτων στην έξοδο βάσει της τάσης που εφαρμόζεται.

Παρατίθεται πάλι η εξίσωση (5.16), που ήδη αναλύθηκε και η οποία μπορεί να τροποποιηθεί καταλλήλως, ώστε να εκφράζει συνάρτηση της τάσης και όχι του ρεύματος:

$$\begin{aligned}
 V &= N_c \left( V_{rev} + (r_1 + r_2 T) \frac{I}{A} + s \cdot \log \left( \left( t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2} \right) \frac{I}{A} + 1 \right) \right) \Leftrightarrow \\
 \frac{V}{N_c} - V_{rev} &= (r_1 + r_2 T) \frac{I}{A} + s \cdot \log \left( \left( t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2} \right) \frac{I}{A} + 1 \right) \Leftrightarrow \\
 \frac{1}{s} \left( \frac{V}{N_c} - V_{rev} \right) &= (r_1 + r_2 T) \frac{I}{sA} + \log \left( \left( t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2} \right) \frac{I}{A} + 1 \right) \Leftrightarrow
 \end{aligned}$$

$$a = b \cdot I + \log(c \cdot I + 1) \quad (5.22)$$

όπου έχουμε θέσει:

$$a = \frac{1}{s} \left( \frac{V}{N_c} - V_{rev} \right), \quad b = \frac{1}{sA} (r_1 + r_2 T), \quad c = \frac{1}{A} \left( t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2} \right)$$

Αν στην (5.22) ληφθούν και τα δύο μέρη ως δύναμη του δέκα και αναδιατάσσοντας έχουμε:

$$\begin{aligned} 10^{a-bI} &= c \cdot I + 1 \iff \\ 10^{-bI} &= \frac{c}{10^a} I + \frac{1}{10^a} \iff \\ 10^{-bI} &= c' \cdot I + d' \end{aligned} \quad (5.23)$$

όπου έχουμε θέσει:

$$\begin{aligned} c' &= \frac{c}{10^a} = \frac{1}{A \cdot 10^a} \left( t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2} \right) = \frac{1}{A \cdot 10^{\frac{1}{s} \left( \frac{V}{N_c} - V_{rev} \right)}} \left( t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2} \right) \\ d' &= \frac{1}{10^a} = \frac{1}{10^{\frac{1}{s} \left( \frac{V}{N_c} - V_{rev} \right)}} \end{aligned}$$

Τώρα, έστω ότι θέτουμε την ακόλουθη έκφραση για το ρεύμα του ηλεκτρολύτη:

$$I = \frac{t}{b} - \frac{d'}{c'} \quad (5.24)$$

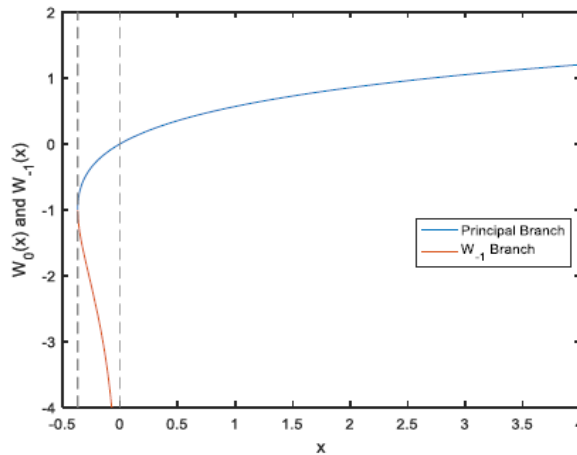
Και αντικαθιστούμε την έκφραση (5.24) στη σχέση (5.23):

$$\begin{aligned} 10^{-t+b\frac{d'}{c'}} &= \frac{c'}{b} t - d' + d' \iff \\ 10^{-t+b\frac{d'}{c'}} &= \frac{c'}{b} t \iff \\ \frac{b}{c'} 10^{b\frac{d'}{c'}} &= t \cdot 10^t \end{aligned} \quad (5.25)$$

Στο σημείο αυτό πρέπει να αξιοποιηθεί η συνάρτηση  $prodlog W.Lambert$ , η οποία ορίζεται με τον εξής τρόπο:

$$xq^x = n \implies x = \frac{W(n \cdot \ln q)}{\ln q} \quad (5.26)$$

Για πραγματικές τιμές τάσης, η συνάρτηση  $prodlog Lambert W$ . έχει δύο λύσεις ή μάλλον, κλάδους στο διάστημα  $-\frac{1}{e} \leq x \leq 0$  όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



**Σχήμα 5.10:** Οι δύο κλάδοι της συνάρτησης  $prodlog W.Lambert$  [71].

Για τη συγκεκριμένη εφαρμογή γίνεται αξιοποίηση του κύριου κλάδου ( $Lambert W$ . function principal branch), στον οποίο:  $W x \geq -1$ . Στον κλάδο αυτό ικανοποιείται η απαίτηση της εξίσωσης για το μοντέλο του ηλεκτρολύτη, που προκύπτει παρακάτω. Η (5.26) εφαρμόζεται στην (5.25) και λαμβάνεται για το  $t$ :

$$t = \frac{W\left(\frac{b}{c'} 10^{b \cdot \frac{d'}{c'}} \cdot \ln 10\right)}{\ln 10} \quad (5.27)$$

Και αντικαθιστώντας την τιμή του  $t$  που προκύπτει από την έκφραση της σχέσης (5.24) στην (5.27) έχουμε διαδοχικά:

$$t = b \cdot I + b \cdot \frac{d'}{c'} \xrightarrow{(5.27)} \frac{W\left(\frac{b}{c'} 10^{b \cdot \frac{d'}{c'}} \cdot \ln 10\right)}{\ln 10} = b \cdot I + b \cdot \frac{d'}{c'} \iff$$

$$I = \frac{W \left( \frac{b}{c'} 10^{b \frac{d'}{c'}} \cdot \ln 10 \right)}{b \cdot \ln 10} - \frac{d'}{c'} \quad (5.28)$$

Η μετατροπή της αρχικής εξίσωσης (5.16), που δίνει την τάση του ηλεκτρολύτη ανάλογα με το ρεύμα που εισέρχεται σε αυτόν, σε μια σχέση αντίστροφη, που δίνει, δηλαδή, το ρεύμα που «τραβάει» ο ηλεκτρολύτης ανάλογα με την τάση που εφαρμόζεται στα ηλεκτρόδιά του έχει σχεδόν τελειώσει και απομένει, μόνο, να αντικατασταθούν στη σχέση (5.28) οι αναλυτικές εκφράσεις των συντελεστών  $b$ ,  $c'$  και  $d'$ , οι οποίες έχουν δοθεί σε προηγούμενο σημείο της παραπάνω ανάλυσης. Επομένως, το ρεύμα δίνεται, μετά από αντικατάσταση αυτών, από την ακόλουθη σχέση:

$$I = \frac{W \left( \frac{\frac{1}{sA}(r_1 + r_2 T)}{A \cdot 10^{\frac{1}{s}(N_c - V_{rev})} \left( t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2} \right)} \cdot 10^{\frac{\frac{1}{sA}(r_1 + r_2 T)}{A \cdot 10^{\frac{1}{s}(N_c - V_{rev})} \left( t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2} \right)}} \cdot \ln 10 \right)}{\frac{1}{sA}(r_1 + r_2 T) \cdot \ln 10} - \frac{\frac{1}{10^{\frac{1}{s}(N_c - V_{rev})}}}{A \cdot 10^{\frac{1}{s}(N_c - V_{rev})} \left( t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2} \right)}$$

$$I = \frac{W \left( \frac{r_1 + r_2 T}{s \left( t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2} \right)} \cdot \ln 10 \cdot 10^{\frac{1}{s}(N_c - V_{rev})} \cdot 10^{s \left( \frac{r_1 + r_2 T}{t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2} \right)} \right)}{\frac{1}{sA}(r_1 + r_2 T) \cdot \ln 10} - \frac{A}{t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2}}$$

$$I = \frac{W \left( \frac{r_1 + r_2 T}{s \left( t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2} \right)} \cdot \ln 10 \cdot 10^{\frac{1}{s} \left( N_c - V_{rev} + \frac{r_1 + r_2 T}{t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2}} \right)} \right)}{\frac{1}{sA}(r_1 + r_2 T) \cdot \ln 10} - \frac{A}{t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2}} \quad (5.29)$$

Η σχέση (5.29) είναι αυτή που θεμελιώνει το νέο μαθηματικό μοντέλο του ηλεκτρολύτη, το οποίο υλοποιείται στο MATLAB/Simulink προσομοιώνοντας την αλληλεπίδραση τάσης–ρεύματος του ηλεκτρολύτη. Ωστόσο, πρέπει και πάλι να ληφθεί υπόψη ότι όταν η τάση κυμαίνεται σε τιμές  $0 < V < N_c \cdot V_{rev}$  δεν παρέχεται στον ηλεκτρολύτη αρκετή αντίστοιχη ενέργεια ενεργοποίησης, ώστε να δύναται να ξεκινήσει η παραγωγή του υδρογόνου (έναρξη ηλεκτρολυτικής χημικής αντίδρασης) και επομένως, σε τιμές τάσεως τέτοιες δεν υπάρχει ροή ρεύματος. Σε τιμές τάσης μεγαλύτερες ή ίσες με  $N_c \cdot V_{rev}$  έχουμε ροή ρεύματος με τιμές που εκφράζονται από την (5.29) και ενεργοποίηση της αντίδρασης. Άρα, το τελικό μοντέλο εκφράζεται από τις εξισώσεις (5.19) –για την παραγωγή του  $H_2$ – και (5.30) για το ρεύμα που διαρρέει τον *electrolyzer*:

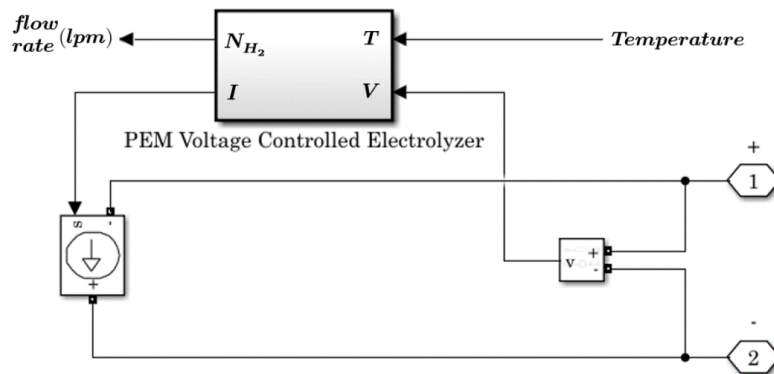
$$I = \begin{cases} W \left( \frac{r_1 + r_2 T}{s \left( t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2} \right)} \cdot \ln 10 \cdot 10^{\frac{1}{s} \left( \frac{V}{N_c} - V_{rev} + \frac{r_1 + r_2 T}{t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2}} \right)} \right) & V > N_c \cdot V_{rev} \\ \frac{1}{sA} (r_1 + r_2 T) \cdot \ln 10 & V \leq N_c \cdot V_{rev} \end{cases} - \frac{A}{t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2}}, \quad (5.30)$$

Βλέπουμε ότι η μετατροπή του μοντέλου του ηλεκτρολύτη σε ελεγχόμενο από την τάση ηλεκτρολύτη δεν επηρεάζει καθόλου το σύστημα παραγωγής του  $H_2$ , το οποίο δέχεται ως είσοδο το ρεύμα στη σχέση (5.19) και μέσω αυτής παίρνουμε το flow rate. Τώρα, λοιπόν, κρατώντας το μοντέλο του *hydrogen production unit* ίδιο με αυτό που έχει προταθεί και αντιστοίχα σχεδιαστεί στην προηγούμενη ενότητα, η διαδικασία έχει ως εξής. Καθορίζεται η εφαρμοζόμενη στα ηλεκτρόδια του *electrolyzer* τάση, βάσει της (5.30) υπολογίζεται το ρεύμα που διαρρέει τον ηλεκτρολύτη και βάσει της (5.19) το εξερχόμενο flow rate. Φυσικά, το flow rate μετατρέπεται κατάλληλα, όπως έχει επισημανθεί, ώστε να αποδίδεται εν τέλει σε *lpm*.

## 5.2.2 Σχηματισμός του Μοντέλου

Ακριβώς παρακάτω παρουσιάζονται αναλυτικά τα block διαγράμματα που συνοφίζουν το μοντέλο του ελεγχόμενου από την τάση *electrolyzer*, όπως αυτό προκύπτει από την παραπάνω ανάλυση.

Κατ' αρχάς, στην είσοδο του μαθηματικού μοντέλου του *electrolyzer* εισάγεται η εφαρμοζόμενη τάση στα ηλεκτρόδιά του. Αυτό γίνεται με μέτρηση της DC τάσης, που προέρχεται από το κύκλωμα ισχύος και συγκεκριμένα, από την έξοδο του προηγούμενου σταδίου (π.χ. έξοδος ενός DC/DC Buck μετατροπέα ισχύος). Εντός του *electrolyzer* υπολογίζεται το ρεύμα βάσει της παραπάνω μαθηματικής ανάλυσης και η μέτρησή του οδηγείται σε μια ελεγχόμενη πηγή DC ρεύματος, ώστε να έχει νόημα στο εξωτερικό κύκλωμα ισχύος. Ουσιαστικά, το παρακάτω διάγραμμα αποτελεί το συνδεδετικό κρίκο του κυκλώματος ισχύος με το μαθηματικό μοντέλο του ηλεκτρολύτη.



Σχήμα 5.11: Είσοδοι και έξοδοι στο μοντέλο του *electrolyzer*.

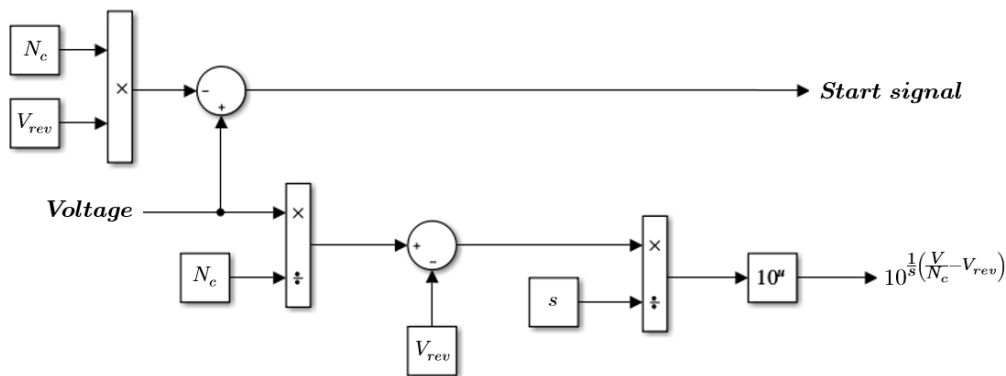
Επιλέγεται να προσομοιωθεί η λειτουργία ενός *PEMELZ*, αντιστοιχης, δηλαδή, τεχνολογίας με το *PEMFC* που έχει χρησιμοποιηθεί. Στην αναφορά [25] οι αλκαλικοί ηλεκτρολύτες αναφέρονται ως μια πιο ώριμη και πιο οικονομική τεχνολογία, αλλά και ως ο πιο συνήθης τρόπος ηλεκτρόλυσης στην παρούσα κατάσταση της αγοράς που αφορά υβριδικούς σταθμούς αξιοποίησης του  $H_2$  ως μέσο αποθήκευσης. Ωστόσο, στη μελέτη της παρούσας διπλωματικής εργασίας επιλέγεται ο *PEM* ηλεκτρολύτης, λόγω της πληθώρας πλεονεκτημάτων του έναντι άλλων τύπων ηλεκτρολύτη, ενώ αναμένεται να είναι ο επικρατέστερος τρόπος ηλεκτρόλυσης του μέλλοντος, κατά αντιστοιχία με την επικράτηση των *PEMFCs* έναντι άλλων τύπων *fuel cells* (βλ. Κεφάλαιο 2).

Το μοντέλο που παρουσιάστηκε δίνει στο χρήστη τη δυνατότητα να μεταβάλλει τον τύπο του χρησιμοποιούμενου ηλεκτρολύτη. Αυτό γίνεται με τη μεταβολή των εισαγόμενων σταθερών παραμέτρων  $r_1$  και  $r_2$  (παράμετροι ισοδύναμης ωμικής αντίστασης) και των  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  και  $s$  (παράμετροι υπέρτασης ενεργοποίησης) [25,67]. Οι παράμετροι αυτοί μπορούν να λάβουν διάφορες τιμές, ώστε να αντιπροσωπεύουν μοντέλο *PEM* ή *alkaline electrolyzer*. Εδώ, επιλέγονται οι τιμές για ένα εξεταζόμενο τύπο *PEM electrolyzer* [67]:

**Πίνακας 5.2.2:** Τιμές παραμέτρων μοντέλου *PEM electrolyzer*.

$r_1 (\Omega \cdot m^2)$	$r_2 \left(\frac{\Omega \cdot m^2}{^\circ C}\right)$	$t_1 \left(\frac{m^2}{A}\right)$	$t_2 \left(\frac{m^2 \cdot ^\circ C}{A}\right)$	$t_3 \left(\frac{m^2 \cdot ^\circ C^2}{A}\right)$	$s (V)$
$2,379 \cdot 10^{-5}$	$-1,13 \cdot 10^{-8}$	0,7831	548,3	4335	0,05518

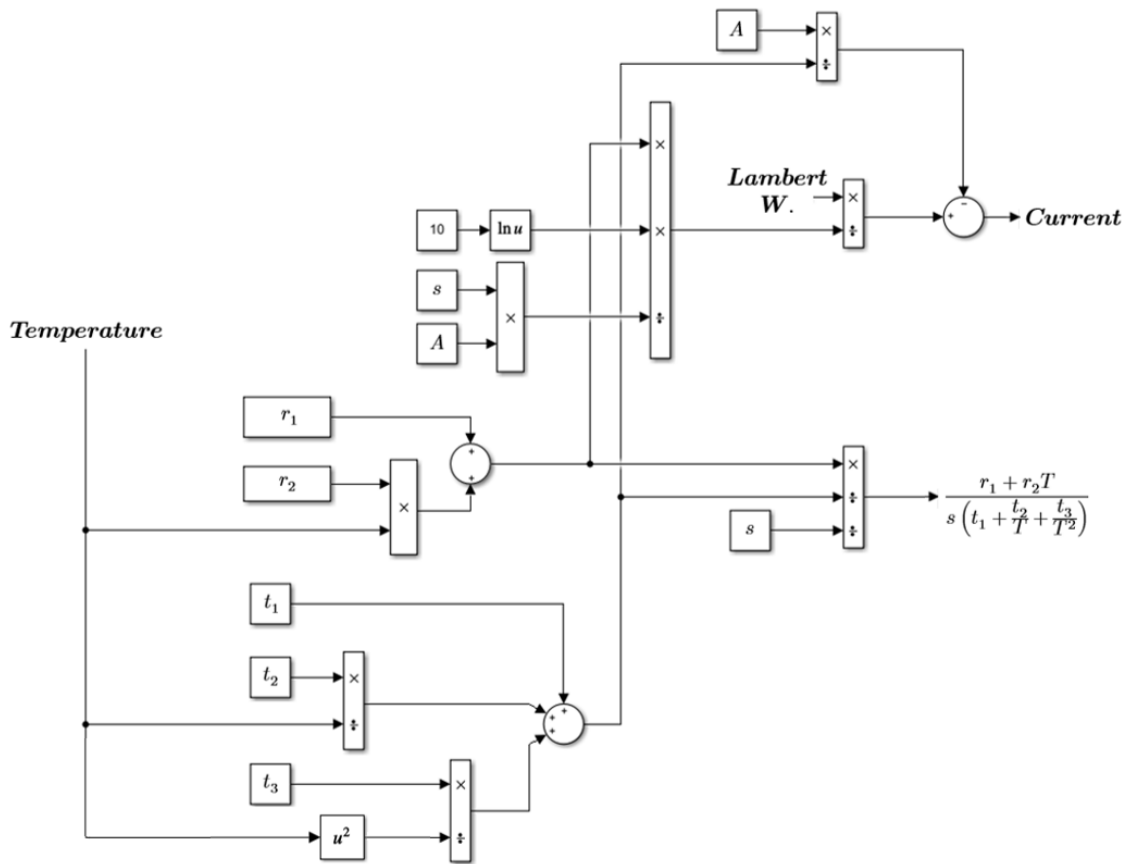
Στο παρακάτω τμήμα εισάγεται η μετρούμενη τάση στα άκρα του ηλεκτρολύτη (εφαρμόζεται στα δύο του ηλεκτρόδια) και υπολογίζεται το σήμα ελέγχου έναρξης της λειτουργίας του αν η συνολική τάση (τάση κελιού  $\cdot$  αριθμός κελιών) ξεπερνά την τιμή  $N_c \cdot V_{rev}$ , δηλαδή αν η τάση ενός κελιού ξεπερνά την  $V_{rev} = 1,229 V$ . Επίσης υπολογίζεται η τιμή  $10^{\frac{1}{s}(V_c - V_{rev})}$  που χρησιμοποιείται στη συνέχεια.



**Σχήμα 5.12:** 1<sup>ο</sup> τμήμα μοντέλου *electrolyzer*.

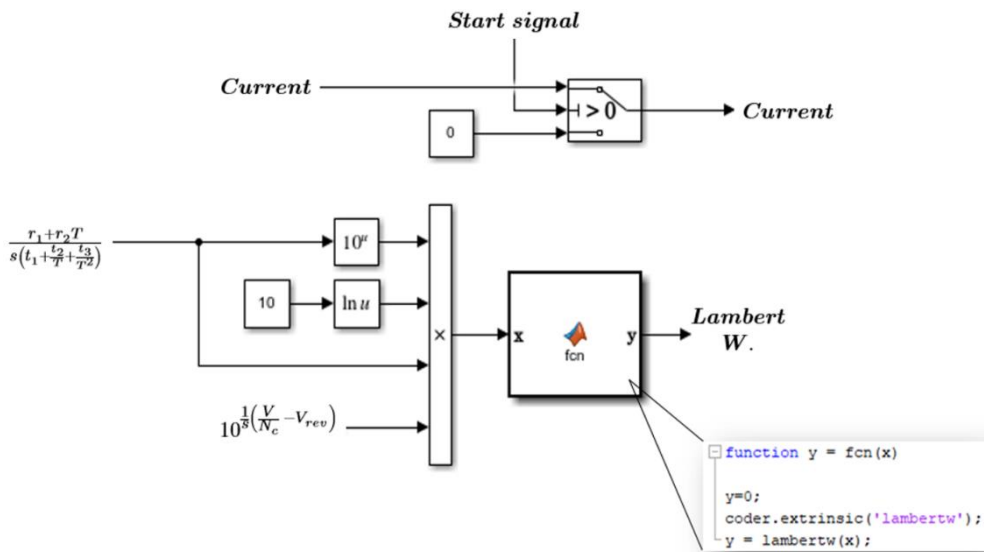
Στο ακόλουθο Σχήμα 5.13 φαίνεται το πώς υπολογίζεται το ρεύμα που ρέει στον ηλεκτρολύτη, καθώς και η τιμή  $\frac{r_1 + r_2 T}{s(t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2})}$  που χρησιμοποιείται στη συνέχεια. Για τον υπολογισμό του ρεύματος είναι απαραίτητη η έξοδος της συνάρτησης

*prodlog W. Lambert.* Για την εξαγωγή της τιμής της χρησιμοποιείται ένα function block της MATLAB, το οποίο υλοποιεί τον κύριο κλάδο της συνάρτησης, όπως αυτός απεικονίζεται στο Σχήμα 5.10:



Σχήμα 5.13: 2<sup>ο</sup> τμήμα μοντέλου *electrolyzer*.

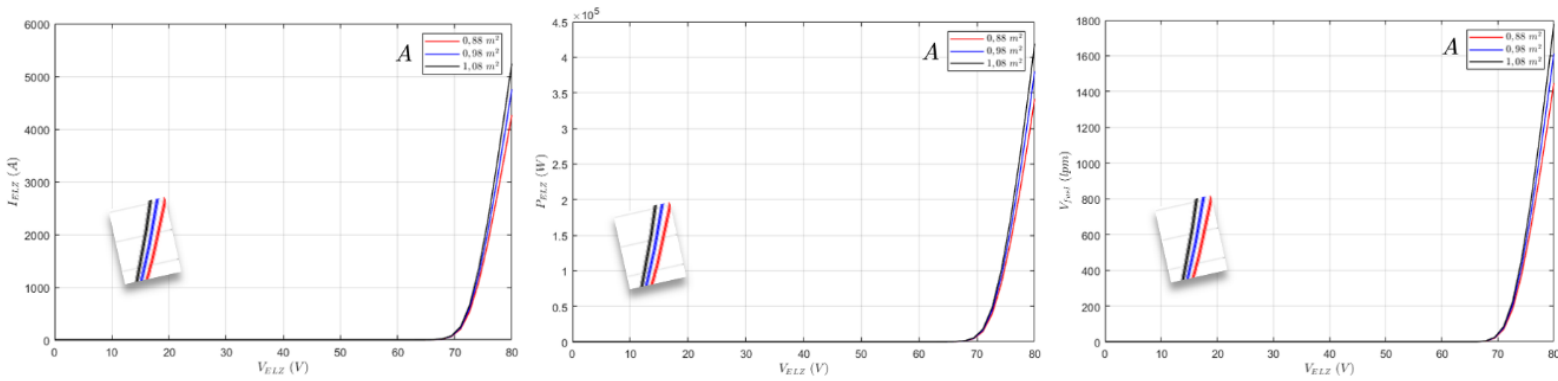
Με τη χρήση του case switch το ρεύμα λαμβάνει μη μηδενική τιμή μόνο όταν το start signal είναι θετικό, δηλαδή η τάση υπερβαίνει την τιμή της αντιστρεπτής τάσεως.



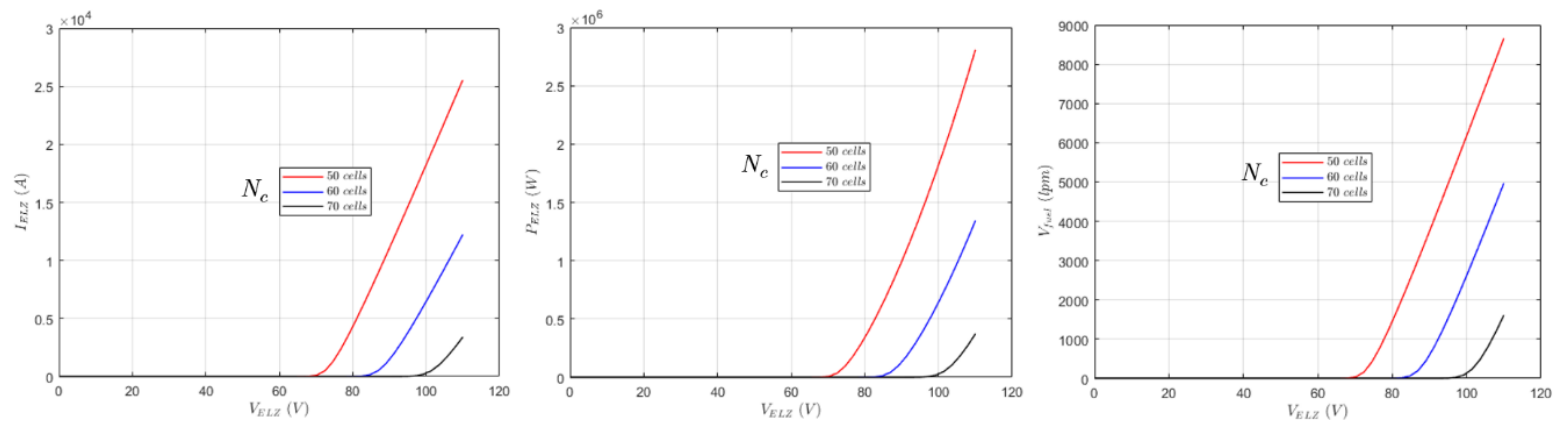
Σχήμα 5.14: 3<sup>ο</sup> τμήμα μοντέλου *electrolyzer*.

### 5.2.3 Επαλήθευση τροποποιημένου μοντέλου – Εξαγωγή καμπυλών για μεταβαλλόμενα: $A, N_c, T$

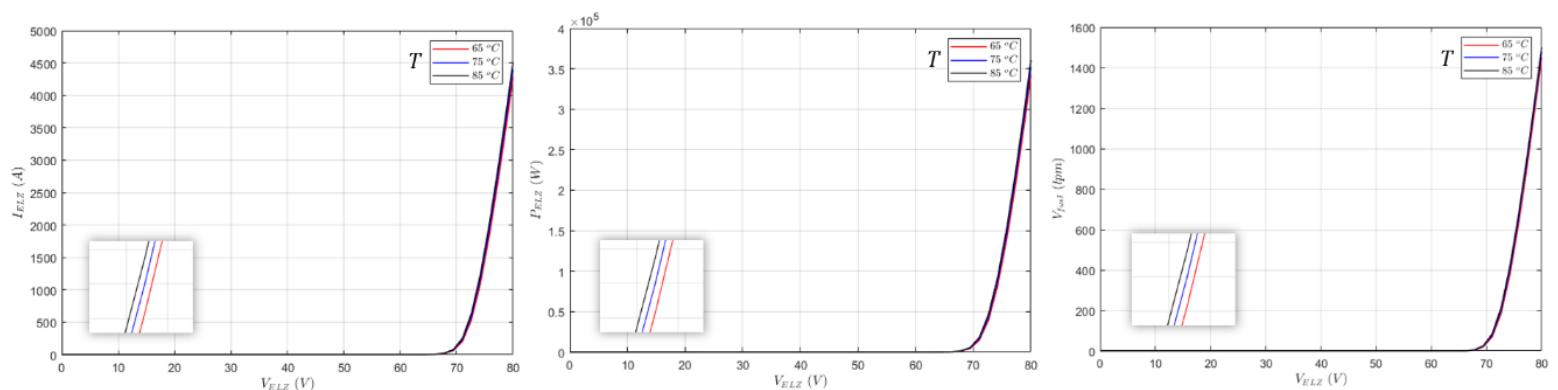
Στην ενότητα αυτή γίνεται μια σύντομη παρουσίαση του τρόπου με τον οποίο οι πιο κρίσιμες παράμετροι του ηλεκτρολύτη επηρεάζουν την απόκρισή του, αναφορικά με τις καμπύλες που εξάγονται από αυτόν σε κάθε περίπτωση. Οι παράμετροι αυτοί είναι το εμβαδόν της ενεργού επιφάνειας  $A$  των ηλεκτροδίων, το πλήθος  $N_c$  των εν σειρά κελιών και η τιμή της θερμοκρασίας. Σε κάθε σχήμα, οι άλλες δύο παράμετροι είναι σταθεροί.



Σχήμα 5.15: Μεταβολές για αλλαγές του εμβαδού ενεργού επιφάνειας.



Σχήμα 5.16: Μεταβολές για αλλαγές του πλήθους εν σειρά κελιών.



Σχήμα 5.17: Μεταβολές για αλλαγές της τιμής της θερμοκρασίας.



Η πιο κρίσιμη παράμετρος καταδεικνύεται φανερά πως είναι το πλήθος των εν σειρά κελιών του ηλεκτρολύτη. Αύξησή τους σε αριθμό προκαλεί έντονη μετατόπιση της καμπύλης  $I - V$  προς τα δεξιά. Δηλαδή, αν αυξήσουμε τον αριθμό των κελιών, θα πρέπει να αυξηθεί σημαντικά και η εφαρμοζόμενη τάση στην είσοδο του *electrolyzer*. Αυτό απαιτεί αντίστοιχη ρύθμιση του Buck DC/DC Converter και του ελέγχου του. Επίσης, ο αριθμός των κελιών δε θα πρέπει να αυξηθεί πολύ, καθώς η τάση του *electrolyzer* δεν είναι δόκιμο να προσεγγίζει/υπερβαίνει την τάση του DC link, καθώς κάτι τέτοιο αναιρεί τη χρήση του ίδιου του μετατροπέα υποβιβασμού.

Ως προς την ενεργό επιφάνεια και τη θερμοκρασία, διαφαίνεται πως η επιρροή τους στις καμπύλες του ηλεκτρολύτη είναι μικρή, ειδικά της δεύτερης. Με  $A \uparrow$  αυξάνει η κλίση.

Πιο συγκεκριμένα, αύξηση της ενεργού επιφάνειας των ηλεκτροδίων δείχνει να αυξάνει την κλίση της καμπύλης μετά το γόνατο. Από την άλλη, αύξηση της θερμοκρασίας μετατοπίζει ελαφρώς το σχεδόν γραμμικό μέρος της καμπύλης προς τα αριστερά, αλλά η επιρροή αυτή είναι ανεπαίσθητη και μόνο με zoom μπορεί να γίνει αντιληπτή.

Εν τέλει, οι τιμές που επιλέγονται για τα ανωτέρω τρία σημαντικά μεγέθη έχουν ως ακολούθως:

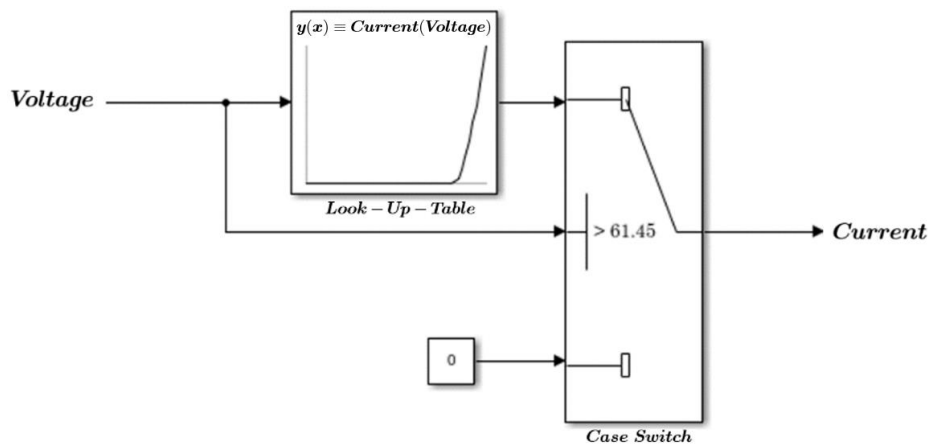
Η ενεργός επιφάνεια των ηλεκτροδίων επιλέγεται να έχει ένα εμβαδόν ίσο με  $0,88 \text{ m}^2$ , ως μια λογική τιμή εντός του βιβλιογραφικά αποδεκτού εύρους που σημειώθηκε προγενέστερα στην αρχή της Ενότητας 5.2. Η θερμοκρασία λειτουργίας του *electrolyzer* αφορά και το παραγόμενο  $H_2$ , με την τιμή της να επιλέγεται ίση με αυτήν που επιλέχθηκε και για το *fuel cell*, δηλαδή σταθερή στους  $65 \text{ }^\circ\text{C}$ , ως κοινή θερμοκρασία για το διακινούμενο υδρογόνο στο σύνολο του συστήματος αποθήκευσης. Ο αριθμός των κελιών επιλέγεται ίσος με 50. Έτσι, το γόνατο των καμπυλών (βλ. Σχήμα 5.16) εμφανίζεται περί τα  $70 \text{ V}$  (ενώ μικρές θετικές τιμές ρεύματος εμφανίζονται από την τάση ενεργοποίησης  $N_c \cdot V_{rev} = 50 \cdot 1,229 \text{ V} = 61,45 \text{ V}$  και ύστερα). Για μια επιθυμητή παραγωγή  $H_2$ , η λειτουργία θα γίνεται στο εύρος  $70 - 80 \text{ V}$  περίπου. Με την τιμή αυτή, για ένα DC link με σταθερή τάση στα  $800 \text{ V}$  ο Buck converter θα πρέπει να δίνει ένα Duty Cycle σε τιμή μέχρι περίπου το 0,1 καθώς:  $D = \frac{V_o}{V_{in}} \simeq \frac{80}{800} \simeq 0,1$ . Και αυτό, γιατί η λειτουργία θα γίνεται λίγο μετά το γόνατο και όχι πολύ αργότερα από αυτό, διότι η αύξηση των μεγεθών μετά το γόνατο είναι εξαιρετικά απότομη και εφαρμογή τάσης αρκετά μεγαλύτερης των  $80 \text{ V}$  θα είχε πολλά μη πρακτικά αποτελέσματα, όπως: πολύ μεγάλα ρεύματα (πράγμα κακό για το διακοπτικό στοιχείο του Buck μετατροπέα), υπερβολικές και ανεξέλεγκτες μεγάλες ποσότητες παραγόμενου  $H_2$  και φυσικά, μεγάλες καταναλώσεις από μεριάς *electrolyzer*, αφού αυτός σε κάθε περίπτωση αποτελεί ένα **voltage – sensitive μη γραμμικό DC φορτίο** και από τη σκοπιά ενός ηλεκτρικού κυκλώματος αποτελεί μια **μεταβλητή μη γραμμική αντίσταση**, λόγω της μη γραμμικής σχέσης ρεύματος και τάσης [72, 74]. Αυτή ακριβώς η ευαισθησία ως προς την τάση εμφανίζεται από το γόνατο της καμπύλης και ύστερα, όπου μικρές μεταβολές στην τάση επιδρούν πάρα πολύ στα απεικονιζόμενα μεγέθη του κατακόρυφου άξονα, λόγω της μεγάλης κλίσης της καμπύλης  $I - V$ . Έτσι, οι τιμές που επιλέγονται φαίνονται και πιο συνοπτικά στον ακόλουθο πίνακα:

**Πίνακας 5.2.3:** Τιμές επιπλέον σημαντικών μεγεθών *electrolyzer*.

$A \text{ (m}^2\text{)}$	$N_c$	$T \text{ (}^\circ\text{C)}$
0,88	50	65

## 5.2.4 Απλοποίηση προσομοίωσης του τροποποιημένου μοντέλου

Το μοντέλο μπορεί να απλοποιηθεί σε προσομοιωτικό περιβάλλον, ώστε η προσομοίωση να εκτελείται γρηγορότερα. Πιο συγκεκριμένα, η συνάρτηση *prodlog Lambert W*. παίρνει σημαντικό χρόνο, ώστε να εκτελείται κάθε φορά [67] και συνεπώς, η αποφυγή υπολογισμού της είναι μια λύση προς την γρηγορότερη εκτέλεση στο περιβάλλον του MATLAB/Simulink. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση ενός προσαρμοσμένου πίνακα Look – Up – Table, ο οποίος λαμβάνει στην είσοδο διάφορες τιμές της τάσης εισόδου και έχοντας ήδη δεδομένες τις αντίστοιχες τιμές του ρεύματος που προκύπτουν για κάθε τιμή της τάσης εκτελεί απλά την αντιστοιχισή κάθε χρονική στιγμή (στατική  $I - V$  καμπύλη μόνιμης κατάστασης). Μετά την εισαγωγή των τιμών ο Look – Up – Table έχει την εξής μορφή, η οποία έρχεται σε πλήρη ταύτιση και με την απόκριση των καμπυλών του ηλεκτρολύτη. Αν και η καμπύλη δείχνει ότι πρέπει να γίνει υπέρβαση της τιμής  $N_c \cdot V_{rev} = 50 \cdot 1,229 V = 61,45 V$ , ώστε το ρεύμα να λάβει θετικές τιμές, για σιγουριά παρεμβάλλεται και ένα case switch:



Σχήμα 5.18: Απλοποίηση του μοντέλου για ταχύτερη απόκριση προσομοίωσης.

Το ουσιαστικό αποτέλεσμα της μονάδας του ηλεκτρολύτη είναι, φυσικά, η παραγωγή του υδρογόνου. Έτσι, το εξερχόμενο ρεύμα του Σχήματος 5.18 εισέρχεται στη μονάδα παραγωγής του  $H_2$  (*hydrogen production unit*), που έχει αναπαρασταθεί στο Σχήμα 5.9 και κατά την παραπάνω ανάλυση έχει παραμείνει η ίδια.

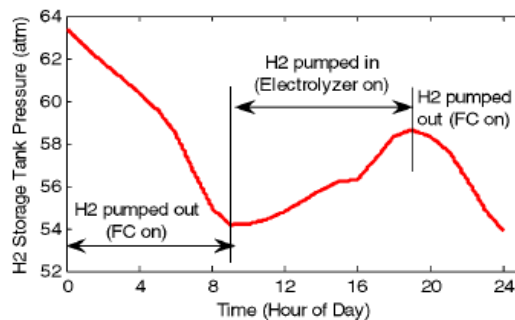
Το σήμα του παραγόμενου  $H_2$  σε *lpm* εμπεριέχει μικρό θόρυβο, που προκύπτει από τις ήπιες αρμονικές στο ρεύμα του *electrolyzer*. Ο ρυθμός ροής καυσίμου εισέρχεται στο μαθηματικό μοντέλο του  $H_2$  *storage tank*, που αναλύεται στην επόμενη ενότητα και αποτελεί το ενδιάμεσο στάδιο της διάταξης *ELZ*,  $H_2$  *tank* και *FC*. Ο θόρυβος/αρμονικές ρεύματος οφείλονται κυρίως στις μη γραμμικές αναλυτικές διακοπτικές διατάξεις Ηλεκτρονικών Ισχύος (*inverter*, *buck converter*) που παρεμβάλλονται, καθιστώντας την απόκριση  $H_2$  άκρως ρεαλιστική. Φυσικά, το αρμονικό περιεχόμενο είναι συνολικά πολύ

μικρό και εν τέλει αποδεκτό ( $THDi < 5\%$  [58]), λόγω και του χρησιμοποιούμενου  $L$  φίλτρου στην AC πλευρά του 3Φ αντιστροφέα. Το φίλτρο αυτό αναλύεται στο Κεφάλαιο 7. Στην απόκριση και ποιότητα του ρεύματος του ηλεκτρολύτη εξίσου σημαντικό ρόλο διαδραματίζουν και τα μεγέθη του πηνίου  $L_{elz}$  και του πυκνωτή  $C_{elz}$  του DC/DC Buck μετατροπέα, που, επίσης, συζητούνται στο Κεφάλαιο 7.

## 5.3 Ανάλυση προσομοίωσης της Αποθήκης Υδρογόνου

Η αποθήκευση του υδρογόνου γίνεται –είτε σε αέρια μορφή, είτε σπανιότερα σε υγρή μορφή– μέσω μιας δεξαμενής, στην οποία καταλήγει το υδρογόνο που παράγεται από τη βαθμίδα του ηλεκτρολύτη. Το εξεταζόμενο υδρογόνο της παρούσας διπλωματικής εργασίας αποθηκεύεται σε πεπιεσμένη αέρια μορφή, με τρόπο, ώστε αυξανόμενης της πίεσής του να καθορίζεται το επίπεδο γεμίσματος της δεξαμενής. Για το σκοπό αυτό, χρησιμοποιούνται ειδικές αντλίες και συμπιεστές (εξαρτήματα, τα οποία δεν εμπλέκονται στην προσομοίωση, αλλά ενυπάρχουν σε ένα ανάλογο πραγματικό σύστημα) που καθοδηγούν το υδρογόνο προς τη δεξαμενή και το συμπιέζουν, αντίστοιχα. Όσο αυξάνεται η ποσότητα υδρογόνου κάθε δεδομένη στιγμή στη δεξαμενή, τόσο αυτό συμπιέζεται, ώστε στον ίδιο όγκο της δεξαμενής να μπορεί να περιληφθεί η μεγαλύτερη δυνατή ποσότητα υδρογόνου. Αυτό γίνεται μέχρι μια συγκεκριμένη τιμή πίεσης (ονομαστική/μέγιστη πίεση της δεξαμενής), που καταδεικνύει το μέγιστο γέμισμα.

Στο τέλος της δημοσίευσης [72] παρουσιάζεται και εκεί η συσχέτιση της πίεσης της δεξαμενής με την εισροή/εκροή του  $H_2$  σε/από αυτήν. Η πίεση αυξάνεται όταν απορροφάται ισχύς από τον *electrolyzer*, με αποτέλεσμα την παραγωγή  $H_2$  και μειώνεται όταν απαιτείται έγχυση ενεργού ισχύος στο σύστημα μέσω της λειτουργίας του *fuel cell*, καταναλώνοντας  $H_2$ .



**Σχήμα 5.19:** Παράδειγμα 24ωρης αναπαράστασης αυξομείωσης της πίεσης του *hydrogen storage tank* [72].

Η προσομοίωση της δεξαμενής αποθήκευσης του υδρογόνου σε αέρια μορφή μέσω της εξαγωγής της πίεσης στηρίζεται στην **εξίσωση του ιδανικού αερίου**, κατά Boyle – Mariotte και Gay – Lussac. Το ιδανικό αέριο αποτελεί ένα μοντέλο, χρήσιμο για να μελετηθούν κατά προσέγγιση οι ιδιότητες και η συμπεριφορά των αερίων [73]. Η εν λόγω προσέγγιση της συμπεριφοράς της αποθήκης  $H_2$  μέσω της εξίσωσης αυτής αναδεικνύεται συχνά στη βιβλιογραφία τα τελευταία χρόνια [56, 74 – 78]. Η εξίσωση αυτή είναι η εξής:

$$P_{tank}V_{tank} = n_{H_2}RT_{tank} \quad (5.31)$$

Στην παραπάνω εξίσωση, ως  $n_{H_2}$  θεωρούνται τα mols υδρογόνου που βρίσκονται κάθε στιγμή στη δεξαμενή αποθήκευσης του  $H_2$ . Προκειμένου το μοντέλο της δεξαμενής να είναι το ακριβέστερο δυνατό, γίνεται ανά σημεία μια εκτενής προσπάθεια καθορισμού των επακριβών μονάδων μέτρησης που εμπλέκονται στις χημικές εξισώσεις, οι οποίες συνιστούν το μαθηματικό μοντέλο του *hydrogen tank*. Έτσι, για τα μεγέθη της βασικής αυτής για τη συνέχεια σχέσης (5.31) έχουμε τα ακόλουθα:

- $P_{tank}$  είναι η πίεση στη δεξαμενή (*pascal*).
- $V_{tank}$  είναι ο όγκος της δεξαμενής ( $m^3$ ).
- $n_{H_2}$  είναι το πλήθος mols  $H_2$  στη δεξαμενή κάθε χρονική στιγμή (*mol*).
- $R$  είναι η παγκόσμια σταθερά των αερίων ( $8,3145 \frac{J}{mol \cdot K}$ ).
- $T_{tank}$  είναι η θερμοκρασία λειτουργίας ( $K$ ) της δεξαμενής.

Η εξίσωση (5.31) επαληθεύεται ως προς τις μονάδες της, αφού:

$$\begin{aligned} [P_{tank}V_{tank}] &= [n_{H_2}RT_{tank}] \iff \\ pascal \cdot m^3 &= mol \cdot \frac{J}{mol \cdot K} \cdot K \iff \\ pascal &= \frac{J}{m^3} \quad (\text{που ισχύει}) \end{aligned}$$

Εφόσον είναι επιθυμητό στο μαθηματικό μοντέλο του *hydrogen tank* να εισάγεται η ροή καυσίμου (fuel flow rate) κάθε χρονική στιγμή, δηλαδή καύσιμο μετρούμενο στο χρόνο, π.χ. σε  $mol/s$  ή  $lpm$  (*litres per minute*), η (5.31) δύναται να μετασχηματιστεί ως ακολούθως (παρόμοια ανάλυση υπάρχει στις αναφορές [74 – 76]), όπου  $N_{H_2} = \frac{d}{dt}(n_{H_2})$ :

$$\begin{aligned} P_{tank}V_{tank} &= n_{H_2}RT_{tank} \implies \\ P_{tank} &= \frac{n_{H_2}RT_{tank}}{V_{tank}} \implies \\ \frac{dP_{tank}}{dt} &= \frac{d}{dt} \left( \frac{n_{H_2}RT_{tank}}{V_{tank}} \right) \implies \\ P_{tank} &= \int \left( \frac{N_{H_2}RT_{tank}}{V_{tank}} \right) dt + P_{tank_{initial}} \quad (5.32) \end{aligned}$$

Στο ολοκλήρωμα της σχέσης (5.32) μεταβλητό με το χρόνο είναι μόνο το μέγεθος  $N_{H_2}$ , που τώρα εκφράζει τα  $mol/s$  που εισέρχονται/εξέρχονται προς/από τη δεξαμενή  $H_2$ . Ολοκλήρωση του μεγέθους του flow rate:  $N_{H_2}(mol/s)$  δίνει τα mols  $n_{H_2}(mol)$  που ενυπάρχουν στη δεξαμενή κάθε χρονική στιγμή [74 – 76]. Η αρχική τιμή των mols εμπλέκεται στο μέγεθος της αρχικής πίεσης της δεξαμενής,  $P_{tank_{initial}}$ . Η θερμοκρασία της δεξαμενής θεωρείται σταθερή κατά τη διάρκεια της αποθηκευτικής χρήσης, καθώς η διαδικασία αποθήκευσης είναι αρκετά αργή. Έτσι, η (5.32) καταλήγει στην παρακάτω εξαιρετικά σημαντική και περιεκτική ολοκληρωτική σχέση:

$$P_{tank} = P_{tank_{initial}} + \frac{RT_{tank}}{V_{tank}} \int N_{H_2} dt \quad (5.33)$$

**Ανάλυση Σχέσης (5. 33):** Η παραπάνω ολοκληρωτική σχέση εκφράζει την τιμή της πίεσης εντός του *hydrogen storage tank* κάθε χρονική στιγμή, ανάλογα με το εισαγόμενο/εξαγόμενο υδρογόνο. Ο όρος του ολοκληρώματος:  $\frac{RT_{tank}}{V_{tank}} \int N_{H_2} dt$  (δεύτερος όρος του δεξιού μέλους, ίσος με  $P_{tank} - P_{tank_{initial}} = \Delta P_{tank}$  caused) αναπαριστά τη διαφορά πίεσης που προκαλείται στη δεξαμενή, λόγω της εισροής/εκροής του υδρογόνου κατά την παραγωγή/κατανάλωσή του από τον *ELZ/FC*, αντιστοίχως. Μεταβλητά στο χρόνο είναι το  $P_{tank}$  και το  $N_{H_2}$ . Προσομοιωτικά, η ολοκλήρωση του fuel flow rate μπορεί να γίνει εύκολα με τη χρήση ενός ολοκληρωτή.

- Σχετικά με την παράμετρο  $N_{H_2}$ , δηλαδή το flow rate, πρέπει να ειπωθούν τα εξής. Ο ηλεκτρολύτης, που αποτελεί το αμέσως προηγούμενο τμήμα της μελετώμενης εγκατάστασης, παράγει το υδρογόνο με ένα flow rate που μετράται σε *lpm* και άρα, για να εντάσσεται ορθά η ροή καυσίμου ως  $N_{H_2}(mol/s)$  στη σχέση (5.33) θα πρέπει να μετατραπεί από *lpm* σε  $mol/s$ . Επομένως, λαμβάνοντας υπόψιν ότι ο μοριακός όγκος  $V_m$  του ιδανικού αερίου σε κανονικές συνθήκες είναι  $0,0224136 \frac{m^3}{mol}$  [25] έχουμε:

$$[input\ flow\ rate]\ in: \frac{l}{min} \cdot \frac{1\ min}{60\ sec} \cdot \frac{1\ m^3}{1000\ l} \cdot \frac{1\ mol}{0,0224136\ m^3} \implies$$

$$[input\ flow\ rate]\ in: \frac{mol}{60 \cdot 1000 \cdot 0,0224136\ sec} \quad (5.34)$$

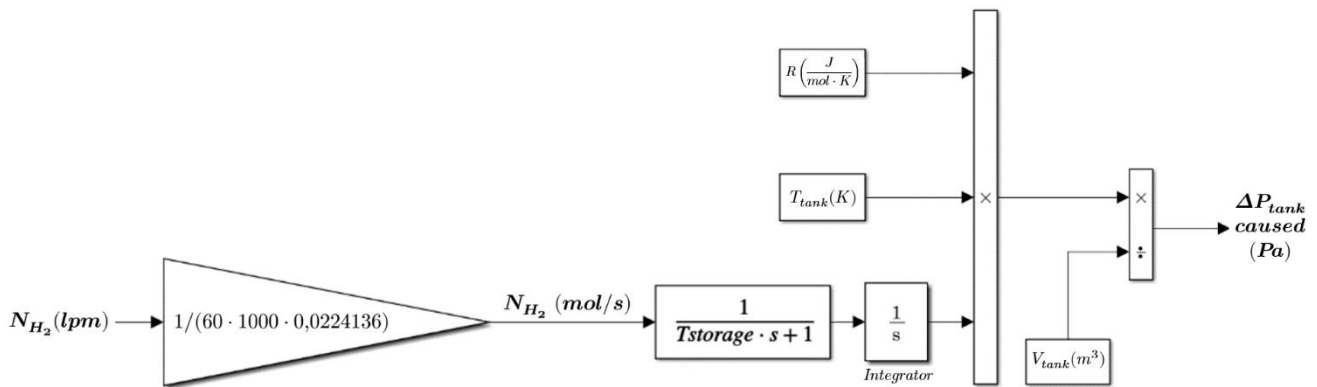
- Σε αυτό το σημείο είναι χρήσιμη και μια ακόμα επαλήθευση της παραγόμενης σχέσης (5.33), ώστε να φανεί η ορθότητα των εντασσόμενων μεγεθών που αποτυπώνονται σε αυτήν, μετά τη διαφορίση που οδήγησε στην (5.32). Προς επαλήθευση, λοιπόν, των μονάδων μπορούν να ακολουθηθούν εύκολα τα εξής:

$$[P_{tank} - P_{tank_{initial}}] = \left[ \frac{RT_{tank}}{V_{tank}} \int N_{H_2} dt \right] \iff$$

$$pascal = \frac{\frac{J}{mol \cdot K} \cdot K}{m^3} \cdot \frac{mol}{sec} \cdot sec \Leftrightarrow pascal = \frac{J}{m^3} \text{ (που ισχύει)}$$

Επομένως, καταλήγει κανείς ξανά στην ανωτέρω ισχύουσα ισοδυναμία και επιβεβαιώνονται οι μονάδες των εισαγόμενων μεγεθών της τελικής σχέσης που εκφράζει τη μεταβαλλόμενη πίεση στη δεξαμενή αποθήκευσης του  $H_2$ . Η σχέση αυτή είναι που χρησιμοποιείται και στο μαθηματικό μοντέλο.

Στη συνέχεια, στο Σχήμα 5.20 παρουσιάζεται το μαθηματικό μοντέλο της αποθήκης  $H_2$  στο MATLAB/Simulink, όπου υλοποιείται η σχέση (5.33). Έτσι, το *hydrogen storage tank* αντικατοπτρίζει όλες τις προηγούμενες σχέσεις (5.31 – 5.34) που προηγήθηκαν στην ανάλυση και έχει ως ακολούθως:



Σχήμα 5.20: Μαθηματικό μοντέλο προσομοίωσης *hydrogen storage tank*.

### Επεξήγηση Σχήματος 5.20:

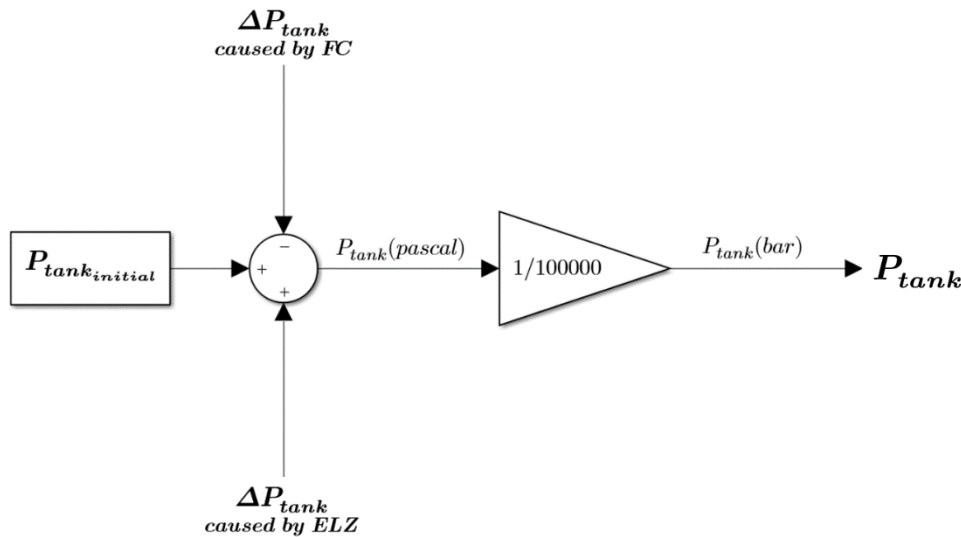
Στο πρώτο κομμάτι του Σχήματος 5.20 υλοποιείται η σχέση (5.32) προς μετατροπή των μονάδων της ροής καυσίμου από *lpm* (*litres per minute*) σε *mol/s* (*mols per second*), ώστε να μπορεί να εισαχθεί στις παραπάνω εξισώσεις.

Εν συνεχεία, η ροή καυσίμου  $N_{H_2}$  εισέρχεται σε φίλτρο χρονικής καθυστέρησης  $T_{storage}$ , που αντιπροσωπεύει τις χρονικές καθυστερήσεις που μεσολαβούν για να αντιδράσει όλο το σύστημα αποθήκευσης σε μεταβολές του εισερχόμενου/εξερχόμενου αερίου  $H_2$ . Το σύστημα εν γένει περιλαμβάνει συμπιεστές, αντλίες, το ανοιγοκλείσιμο της δικλείδας παροχής κ.τ.λ., ενώ η χρονική σταθερά αυτή είναι σε ανάλογες περιπτώσεις συστημάτων πίεσης με σωληνώσεις ανάλογη με τον όγκο των σωληνώσεων αυτών, που μεσολαβούν μεταξύ δικλείδας και λοιπού συστήματος [13]. Η τιμή της κυμαίνεται μεταξύ 0,1 – 0,4 *sec* [13] και εδώ επιλέγεται, έτσι, η θεμιτή τιμή 0,3 *sec* ή 300 *msec*.

Στη συνέχεια, το καύσιμο ως *fuel flow rate* (*mol/s*) εισέρχεται στο block του ολοκληρωτή (*integrator*), όπως καταδεικνύει η σχέση (5.33).

Τελική έξοδος του μοντέλου είναι η μεταβολή που επέρχεται στην πίεση της δεξαμενής.

Αναφέρθηκε πριν και φαίνεται και στο Σχήμα 5.20, πως το μέγεθος που εξάγεται και αποτελεί τον ολοκληρωτικό όρο των παραπάνω εξισώσεων είναι η προκαλούμενη μεταβολή  $\Delta P_{tank}$  της πίεσης. Αυτή η μεταβολή, πιο συγκεκριμένα, σημαίνει είτε αύξηση της πίεσης  $P_{tank} \uparrow$  λόγω του ότι το  $H_2$  εισέρχεται στο *storage tank* μετά από παραγωγή του από τη μονάδα του *electrolyzer*, είτε μείωση της πίεσης  $P_{tank} \downarrow$  λόγω του ότι το  $H_2$  εξέρχεται από το *storage tank* μετά από κατανάλωσή του από τη μονάδα του *fuel cell*. Επαναλαμβάνεται στο σημείο αυτό, ότι δύο αυτές λειτουργίες δε συμβαίνουν ποτέ ταυτόχρονα, για λόγους απόδοσης του συνολικού συστήματος [16, 36]. Έτσι, για να διαμορφώνεται κάθε φορά η τελική πίεση  $P_{tank}$  της δεξαμενής, σχηματίζεται στο μοντέλο το ακόλουθο block diagram, όπου τα  $\Delta P_{tank}$  παρακάτω χρησιμοποιούν και τα δύο το ίδιο ακριβώς μαθηματικό μοντέλο του Σχήματος 5.20, αλλά κάθε ένα έχει διαφορετική ροή  $H_2$  στην είσοδό του. Δηλαδή, του *FC* το καταναλισκόμενο  $H_2$  flow rate σε *lpm* και του *ELZ* το παραγόμενο  $H_2$  flow rate σε *lpm*. Η πίεση εν τέλει μετράται σε *bar*.



Σχήμα 5.21: Εξαγωγή της τελικής πίεσης της δεξαμενής αποθήκευσης  $H_2$ .

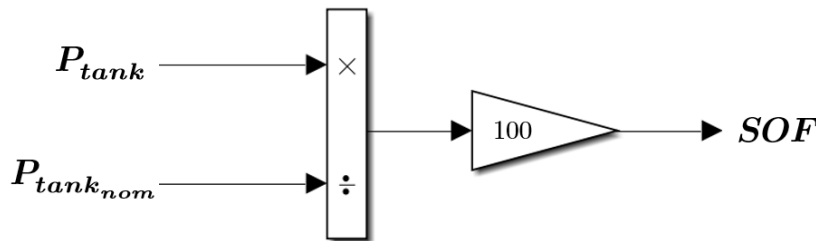
### 5.3.1 Ορισμός του *SOF* (*State Of Fill*)

Η πίεση στη δεξαμενή βλέπουμε ότι συνδέεται άρρηκτα με την αποθηκευμένη ποσότητα καυσίμου (ολοκλήρωμα  $H_2$  flow rate που εισέρχεται σε αυτήν). Ως προς την αποθήκευση του  $H_2$ , αυτό που ενδιαφέρει είναι ένας δείκτης που να περιγράφει το επίπεδο του διαθέσιμου καυσίμου που εμπεριέχεται στη δεξαμενή κάθε δεδομένη χρονική στιγμή. Αυτό έρχεται σε αντιστοιχία με τις μπαταρίες, όπου πρέπει κάθε στιγμή να είναι γνωστό το *State Of Charge* (*SOC*) αυτής, ώστε να ρυθμίζεται αντίστοιχα λειτουργία φόρτισης ή εκφόρτισης, καθώς και να ελέγχεται η λειτουργία εντός ενός επιτρεπτού εύρους φόρτισης. Όπως τονίσθηκε και νωρίτερα, όσο πιο πολύ υδρογόνο έχει καταλήξει στη δεξαμενή, τόσο αυτό συμπιέζεται. Η μέγιστη, επομένως, επιτρεπτή πίεση της δεξαμενής καθορίζει και το μέγιστο γέμισμα που αυτή διαθέτει την εκάστοτε χρονική στιγμή.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, όπου η πίεση και η ροή διαδραματίζουν τον πιο καθοριστικό ρόλο στη λειτουργία του  $H_2$  tank μέσω της τελικής σχέσης (5.36), το επίπεδο γεμίματος ορίζεται ως *State Of Fill (SOF)* και μπορεί εύκολα να υπολογιστεί ως ποσοστό επί τοις εκατό βάσει της ακόλουθης σχέσης (5.37):

$$SOF(\%) \triangleq \frac{P_{tank}}{P_{tank_{nom}}} \cdot 100\% \quad (5.37)$$

Ως μέγιστο, δηλαδή, επίπεδο γεμίματος ορίζεται από την (5.37) αυτό που αντιστοιχεί στην ονομαστική  $\equiv$  μέγιστη πίεση της δεξαμενής, για λόγους που τονίζονται παρακάτω, στην Υποενότητα 5.3.2..



Σχήμα 5.22: Απλή σχηματική αναπαράσταση της (5.35).

Το *SOF* μπορεί ως μέγεθος να χρησιμοποιηθεί με διάφορους τρόπους, κυρίως σε περιπτώσεις ελέγχου της εγκατάστασης του υδρογόνου. Στην παρούσα διπλωματική εργασία δε θα γίνει εμβάθυνση σε μεθόδους ελέγχου του συστήματος  $H_2$  ανάλογα το επίπεδο του *SOF*, αλλά το πεδίο είναι εύφορο για περαιτέρω εμβάθυνση, στηριζόμενη στον ορισμό που προτάθηκε στην (5.37).

### 5.3.2 Επιλεχθείσες παράμετροι και επαλήθευση λειτουργίας

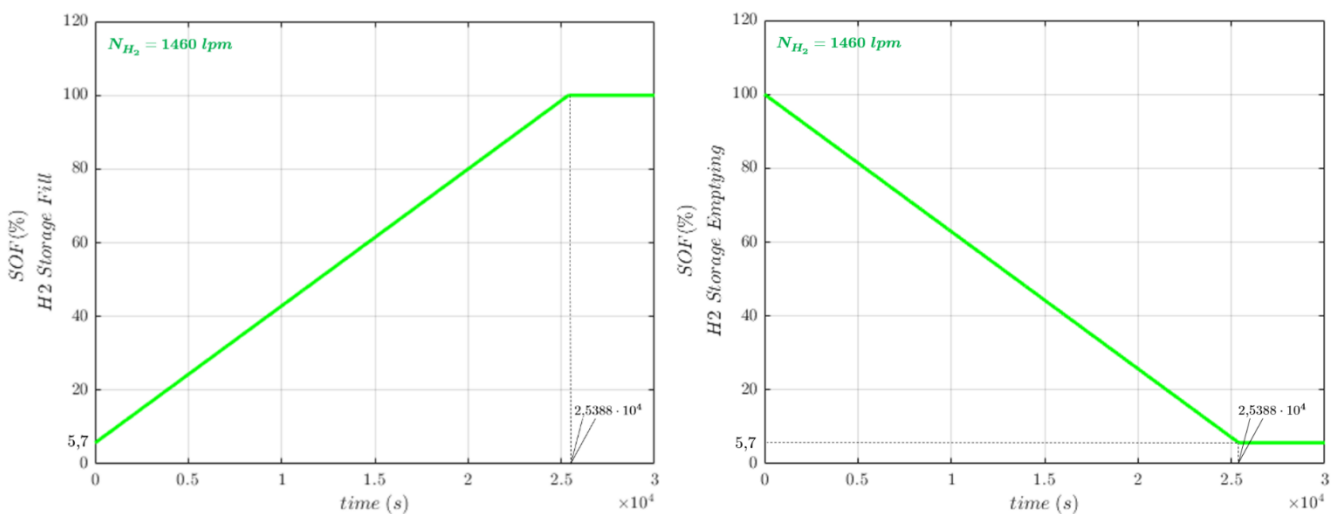
Οι τιμές των παραμέτρων του *hydrogen storage tank* επιλέχθηκαν τέτοιες, ώστε το υπό μελέτη σύστημα προσομοίωσης να έρχεται σε πλήρη αντιστοιχία με την πραγματική εγκατάσταση αποθήκευσης  $H_2$  του Aberdeen Hydrogen Bus Project (hydrogen refuelling station) ([80], page 36). Πιο συγκεκριμένα:

- Η θερμοκρασία  $T_{tank}$  της δεξαμενής υποτίθεται ίση με  $T_{tank} = 15^\circ C$  [80]. Στο μοντέλο παραπάνω εισάγεται σε *Kelvin*, άρα ως  $(65 + 273)^\circ K$ .



- Ο όγκος  $V_{tank}$  της δεξαμενής είναι συνήθως πολύ λίγα κυβικά μέτρα [16, 80, 82] και επιλέγεται ίσος με  $V_{tank} = 2 \text{ m}^3$  [80].
- **Μέγιστο  $SOF$ :** Στην αναφορά [81] τονίζεται, ότι για λόγους ασφαλείας η πίεση λειτουργίας της δεξαμενής αποθήκευσης του  $H_2$  δε θα πρέπει σε καμία περίπτωση να υπερβαίνει το 125% της ονομαστικής πίεσης. Το ίδιο άνω όριο τίθεται και στην [79]. Ανάλογα συστήματα ισχύος στα οποία παρέχεται καύσιμο για τη λειτουργία τους, όπως οι ατμοηλεκτρικοί σταθμοί, διαθέτουν ειδικά συστήματα ελέγχου της πίεσεως στα διάφορα μέρη της εγκατάστασης, ώστε αυτή να διατηρείται σταθερή και να αποφεύγονται πιθανά overshoots [13]. Εγκαταστάσεις με αντλίες και σωληνώσεις είναι εν γένει προτιμότερο να λειτουργούν σε πιέσεις μικρότερες έως και ίσες της ονομαστικής, καθώς υπερπιέσεις (και γενικά απότομες διαταραχές στην πίεση) μπορούν να οδηγήσουν σε βαθμιαία διάβρωση του εξοπλισμού ή και σε κατάρρευσή του [13]. Έτσι και στην [80] ως άνω όριο γεμίσματος του  $H_2$  tank θεωρείται η ονομαστική πίεση, η οποία ισούται με 350 bar. Για τους λόγους αυτούς, επιλέγεται να τίθεται και εδώ η ονομαστική πίεση ως ασφαλές μέγιστο επιτρεπτό όριο στη σχέση (5.35) του  $SOF$ , δηλαδή  $SOF_{max} = 100\% \leftrightarrow P_{tank_{max/nom}} = 350 \text{ bar}$ .
- **Ελάχιστο  $SOF$ :** Ως ελάχιστη πίεση λαμβάνεται η πίεση των 20 bar [79]. Η πίεση αυτή ισοδυναμεί με ελάχιστο επίπεδο γεμίσματος ίσο με  $SOF_{min} = (20/350) \cdot 100\% \Leftrightarrow SOF_{min} = 5,7\% \leftrightarrow P_{tank_{min}} = 20 \text{ bar}$ .

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η λειτουργία γεμίσματος—αδειάσματος της δεξαμενής με τη μέγιστη ροή καυσίμου των 1460 lpm. Υπενθυμίζεται ότι το αδειασμα σε αυτήν την κατανάλωση γίνεται με το FC να λειτουργεί στην ονομαστική του ισχύ των 180 kW. Από την άλλη, το γέμισμα σε αυτήν την κατανάλωση γίνεται με τον ELZ να λειτουργεί στην ονομαστική του ισχύ των 345 kW.



**Σχήμα 5.23:** Γέμισμα—Αδειασμα  $H_2$  tank σε πλήρες εύρος  $SOF$  με μέγιστη ροή καυσίμου προς κατάδειξη Ωρών Αποθήκευσης.

Η διαδικασία αποθήκευσης του  $H_2$  σε μια συγκεκριμένη ροή καυσίμου (fuel flow rate,  $N_{H_2}$ ) είναι γραμμική διαδικασία [80]. Αύξηση της ροής καυσίμου αυξάνει την κλίση γεμίματος/αδειάσματος και η διαδικασία του *fill* (μέσω λειτουργίας του ηλεκτρολύτη) ή *emptying* (μέσω λειτουργίας της κυψέλης καυσίμου) επιταχύνεται.

Η λειτουργία εντός των επιτρεπτών ορίων μπορεί να πραγματοποιηθεί ως ακολούθως. Όταν η αποθήκευση φθάσει το κάτω όριο του  $SOF = 5,7\%$  ( $20 \text{ bar}$ ), τότε διακόπτεται η λειτουργία του *FC*, ώστε να μη καταναλώσει άλλο καύσιμο και «ρίξεν» πιο κάτω το  $SOF$ . Από την άλλη, όταν η αποθήκευση φθάσει το άνω όριο του  $SOF = 100\%$  ( $350 \text{ bar}$ ), τότε διακόπτεται η λειτουργία του *ELZ*, ώστε να μην παράξει άλλο καύσιμο και «ανεβάσεν» πιο πάνω το  $SOF$ .

Στο παραπάνω Σχήμα 5.23 φαίνεται η διαδικασία αποθήκευσης για τη μέγιστη ροή καυσίμου της διάταξης ( $1460 \text{ lpm}$ ). Το πλήρες εύρος  $SOF$  ( $SOF_{min} - SOF_{max}$ ) επιτυγχάνεται, όπως φαίνεται, σε  $25388 \text{ sec}$ , όπου:  $\frac{25388 \text{ sec}}{3600 \text{ sec/h}} \simeq 7 \text{ h}$ . Επομένως, η προσομοιωμένη αποθήκη  $H_2$  αποτελεί μια **7h αποθήκη ηλεκτρικής ενέργειας**, δηλαδή μπορεί να αποδώσει μέγιστη ισχύ μέσω του *fuel cell* για 7h συνεχόμενα. Το γεγονός αυτό καθιστά το συνολικό υπό μελέτη σύστημα αποθήκευσης υδρογόνου ένα είδος «μπαταρίας υδρογόνου» συνολικής ενέργειας:  $7h \cdot 180kW = 1260 \text{ kWh} = \mathbf{1,26 \text{ MWh}}$ .

Το χρονικό εύρος της μπαταρίας μπορεί να μεταβάλλεται προσομοιωτικά με τη διαφοροποίηση των εμπλεκόμενων μεγεθών ( $T_{tank}, V_{tank}, SOF_{max}$ ). Έτσι, δύνανται να προσομοιωθούν αποθήκες  $H_2$  διαφορετικών χωρητικότητων.



# Κεφάλαιο 6

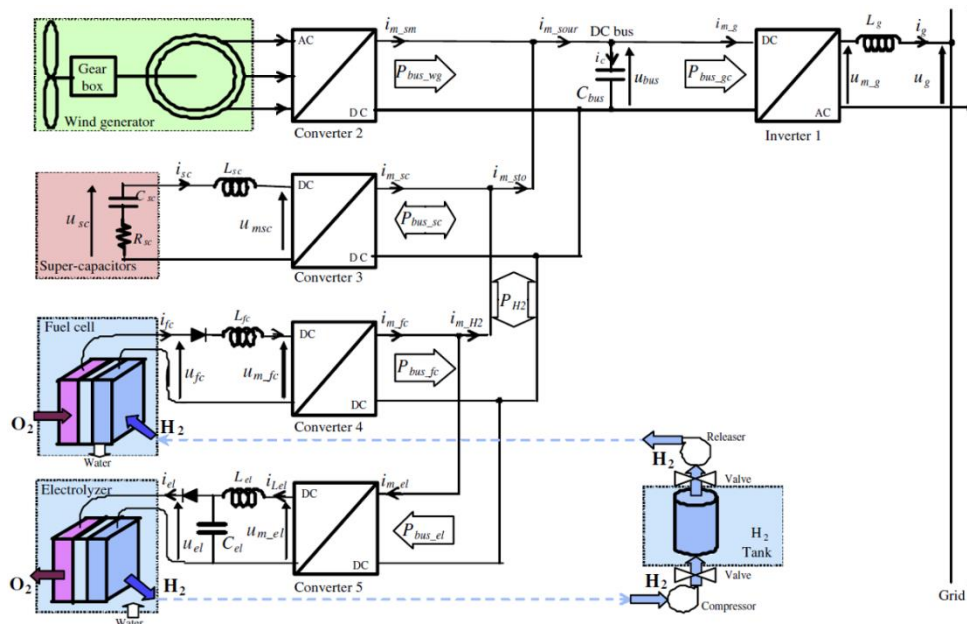
## Βιβλιογραφική Ανασκόπηση Τοπολογιών Υδρογόνου & Κωδίκων Συχνότητας

Έχει γίνει ήδη μια σύντομη αναφορά στην τοπολογία του συστήματος  $H_2$  που μελετάται στην εργασία αυτή, όπως παρουσιάστηκε απλοποιητικά στο Σχήμα 3.19 της Ενότητας 3.4, χωρίς τα Ηλεκτρονικά Ισχύος που το συνοδεύουν. Στο παρόν κεφάλαιο εξετάζονται αντίστοιχες τοπολογίες της διεθνούς βιβλιογραφίας. Έμφαση αποδίδεται, κατά βάση, στη διάταξη των Ηλεκτρονικών Ισχύος της εγκατάστασης (*power conditioning units, PCUs*), καθώς αυτή είθισται να διαφοροποιείται από εφαρμογή σε εφαρμογή. Μέσα από την παράθεση και σύγκριση των εν λόγω τοπολογιών θα καταλήξουμε στην υπό μελέτη αναλυτική τοπολογία, που παρουσιάζεται στο επόμενο κεφάλαιο. Εν συνεχεία, το παρόν κεφάλαιο ολοκληρώνεται με μια σύντομη αναφορά στις πρόσφατες και πιο βασικές απαιτήσεις των σύγχρονων Κωδίκων Συχνότητας σε Ευρωπαϊκό επίπεδο, από διάφορους αναγνωρισμένους φορείς.

### 6.1 Τοπολογίες Συστημάτων Υδρογόνου

Τα ολοκληρωμένα συστήματα  $H_2$ , στα οποία επικεντρώνεται το ενδιαφέρον σήμερα, αποτελούν συστήματα αποθήκευσης περιλαμβάνοντας ως βασικές συνιστώσες τις μονάδες του *Electrolyzer*, του *Fuel Cell* και του *Hydrogen Storage Tank*. Έτσι, συνιστούν μια μορφή *RFC*, όπως συζητήθηκε και στις Ενότητες 2.2 και 3.4. Οι τρεις αυτές θεμελιώδεις συνιστώσες  $H_2$  παράγουν DC τάση. Προκειμένου, λοιπόν, να συνδεθούν σε τελικό στάδιο με το εναλλασσόμενο δίκτυο παρεμβάλλεται σίγουρα αντιστροφάς. Ένας τέτοιος 3Φ μετατροπέας αναπτύχθηκε διεξοδικά στο Κεφάλαιο 4, ως προς τον έλεγχο του. Η τάση που παράγει, ωστόσο, το *FC*, καθώς και η τάση που δέχεται στην είσοδό του ο *ELZ*, όπως έχει συζητηθεί, ποικίλλουν κατά μέτρο. Αναγκαία είναι, επίσης, η δυνατότητα ελέγχου των επιμέρους DC συνιστωσών αυτών (*FC & ELZ*). Ο έλεγχος του επιπέδου της τάσης και των ίδιων των μονάδων επιτυγχάνεται μέσω των DC/DC μετατροπέων, που συναντώνται ποικιλοτρόπως σε ανάλογες τοπολογίες με υδρογόνο.

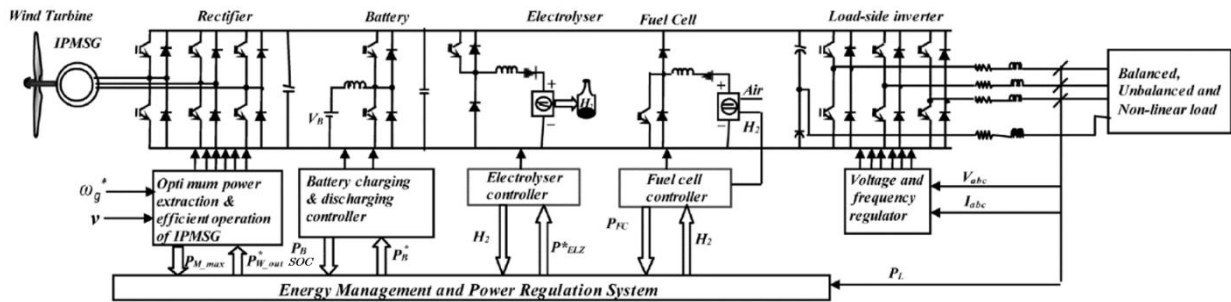
Στις [74, 75] αξιοποιείται μια τοπολογία συνδυασμού γρήγορης–δυναμικής αποθήκευσης ενέργειας μέσω υπερπυκνωτή (supercapacitor,  $SC$ ) και μακροπρόθεσμης αποθήκευσης μέσω συστήματος αποθήκευσης  $H_2$ . Μια Α/Γ δουλεύει σε λειτουργία μέγιστης ισχύος – MPPT και άρα, παράγει ισχύ με στοχαστικότητα. Προς εκκαθάριση της στοχαστικότητας αυτής, η διαφορά μεταξύ της μετρούμενης ηλεκτρικής ισχύος της Α/Γ και της ισχύος αναφοράς του δικτύου (ζητούμενη) οδηγείται ως αποθηκευόμενη ισχύς:  $P_{sto\_ref} = P_{wg\_mes} - P_{g\_ref}$ . Λόγω της θεωρούμενης μακροπρόθεσμης αποθήκης του  $H_2$ , θεωρείται  $P_{H_2\_ref} \approx P_{sto\_ref}$  με τον υπερπυκνωτή να αναλαμβάνει/απορροφά τα πολύ απότομα μεταβατικά ως εξής:  $P_{sc\_ref} = P_{sto\_ref} - P_{fc\_mes} + P_{el\_mes}$ , όπου όταν  $P_{sto\_ref} > 0$  τίθεται  $P_{el\_ref} = P_{H_2\_ref}$  (ο  $ELZ$  καταναλώνει την περίσσεια ενέργεια και παράγει  $H_2$  προς αποθήκευση) και όταν  $P_{sto\_ref} < 0$  τίθεται  $P_{fc\_ref} = |P_{H_2\_ref}|$  (το  $FC$  παράγει την ελλείπουσα ισχύ και καταναλώνεται αποθηκευμένο  $H_2$ ).



Σχήμα 6.1: Τοπολογία DC ζυγού ( $\alpha$ ) [74, 75].

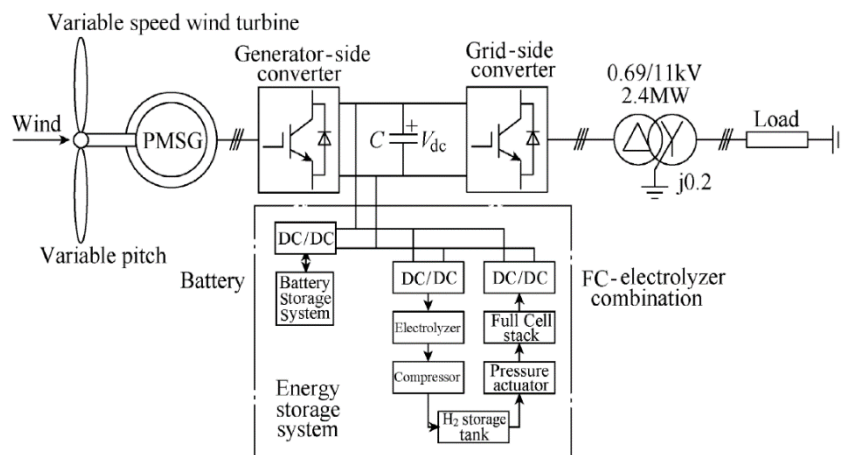
Στην παραπάνω τοπολογία, ο Inverter 1 είναι ο αντιστροφείας διεπαφής της συνολικής DC τοπολογίας με το AC δίκτυο, ο Converter 2 είναι ανορθωτής της AC τάσης της Α/Γ, ο Converter 3 είναι ένας bidirectional (αμφίδρομης ροής ισχύος) DC/DC Buck – Boost Converter και ως προς τις συνιστώσες του υδρογόνου, ο Converter 4 είναι ένας Boost DC/DC Converter (ανύψωσης της τάσης), ενώ ο Converter 5 ένας Buck DC/DC Converter (υποβιβασμού της τάσης). Στις μπαταρίες και στους υπερπυκνωτές ειθισται να χρησιμοποιείται buck – boost μετατροπέας όπως παραπάνω, ώστε να δύναται η μονάδα να φορτίζει (απορροφά ισχύ) ή να εκφορτίζει (αποδίδει ισχύ). Επίσης, στις συνιστώσες του υδρογόνου χρησιμοποιούνται συνήθως οι παραπάνω DC/DC μετατροπείς [14]. Αυτό, διότι το  $FC$  αποδίδει συνήθως τάση μικρότερη αυτής του DC ζυγού (DC bus σχήματος) και άρα πρέπει να ανυψωθεί και μόνο παράγει ισχύ (εμπρός ροή ισχύος), ενώ ο  $ELZ$  δέχεται τάση επίσης μικρότερη αυτής του DC link και άρα η σταθερή  $V_{bus}$  πρέπει να υποβιβαστεί. Από τη μεριά του ο  $ELZ$  μόνο καταναλώνει ισχύ (πίσω ροή ισχύος).

Στην [78] (Σχήμα 6.2) χρησιμοποιείται παρόμοια διάταξη και λογική με την προαναφερθείσα του Σχήματος 6.1 και φαίνεται σχηματικά ότι ο έλεγχος πραγματοποιείται μέσω των μετατροπέων. Οι μετατροπείς ισχύος είναι οι ίδιοι (Buck/Boost στη μπαταρία, Boost στο  $FC$  και Buck στον  $ELZ$ ) και αναπαρίστανται με την αναλυτική μορφή τους. Η σύνδεση των μονάδων  $H_2$  και της μπαταρίας (αντί  $SC$ ) γίνεται στο DC ζυγό. Στην [78] ελέγχεται και πιθανή απόρριψη φορτίων (*load shedding*).



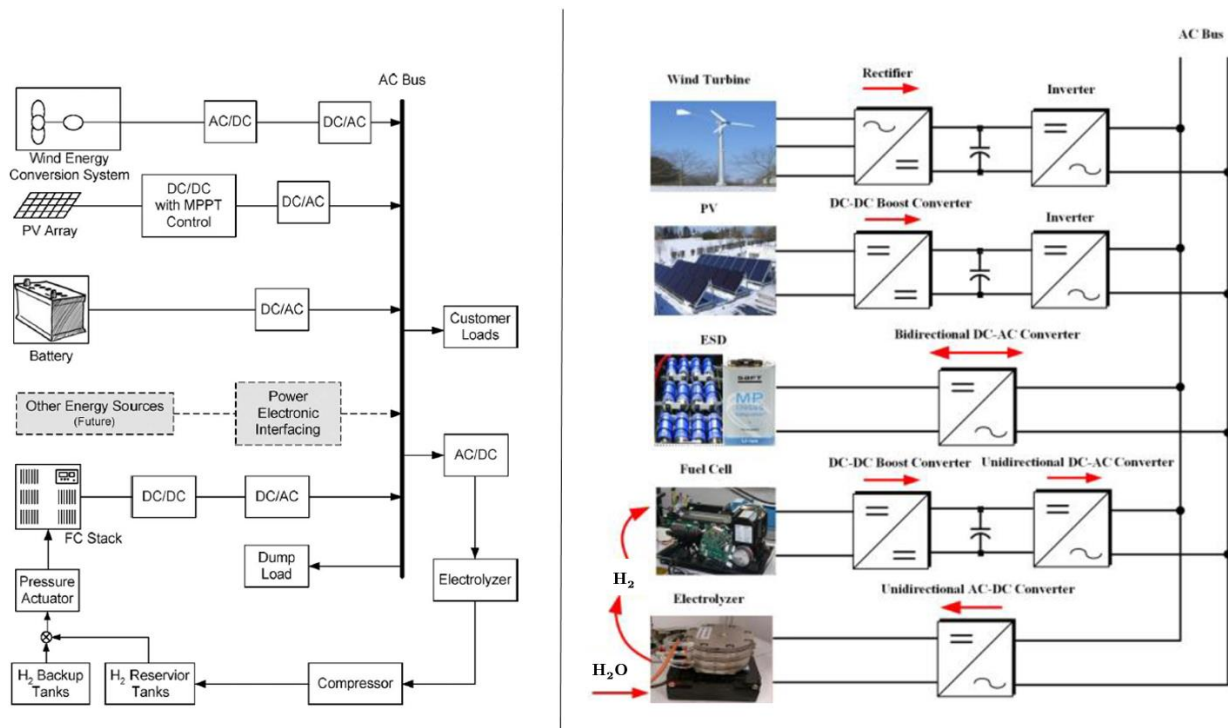
Σχήμα 6.2: Τοπολογία DC ζυγού ( $\beta$ ) [78].

Το ακόλουθο Σχήμα 6.3 της [84] αξιοποιεί και αυτό συνδυασμό ΑΠΕ (σύγχρονη Α/Γ μονίμων μαγνητών, όπως και στην [78], στο Σχήμα 6.2 παραπάνω) και σύνθετου συστήματος αποθήκευσης (ESS, Energy Storage System) με μπαταρία και μονάδες  $H_2$  ( $FC$ ,  $ELZ$ ,  $H_2$  tank) συνδεδεμένο στο ενδιάμεσο DC link των μετατροπέων. Φαίνεται, πως η συνεργασία short-term και long-term αποθήκευσης σε απομονωμένα συστήματα ισχύος αποτελεί πράγματι μια συνήθη (και συχνά αναγκαία) πρακτική, όπως έχει ήδη αναφερθεί και στην Ενότητα 2.1 του Κεφαλαίου 2. Άλλωστε, ένα αυτο-επαρκές σύστημα με ΑΠΕ ενδείκνυται να περιλαμβάνει τόσο short-term, όσο και long-term αποθήκευση [16]. Η [84] διαφέρει στην εισαγωγή μετασχηματιστή (Μ/Σ) προς προσαρμογή της AC τάσης εξόδου του συστήματος σε αυτή του δικτύου και των φορτίων.



Σχήμα 6.3: Τοπολογία DC ζυγού ( $\gamma$ ) [84].

Σε κάποιες περιπτώσεις τοπολογιών συστημάτων με αποθήκευση  $H_2$  ενδέχεται να είναι αναγκαία η προσθήκη Μ/Σ, όταν τα Ηλεκτρονικά Ισχύος επιλέγονται έτσι, ώστε να το επιβάλλουν. Για παράδειγμα, σε μια περίπτωση, όπου το  $FC$  συνδέεται μέσω Boost DC/DC converter, ενδιάμεσου DC link πυκνωτή και inverter στον AC ζυγό του δικτύου και ο  $ELZ$  επιλέγεται να συνδεθεί μέσω δικού του rectifier (inverter, ο οποίος λειτουργεί ως ανορθωτής) στον AC ζυγό, τότε η χρήση Μ/Σ στον κλάδο του  $ELZ$  μεταξύ του inverter του και του AC ζυγού είναι συνήθως αναγκαία. Τέτοιες τοπολογίες σύνδεσης του *electrolyzer* στον AC ζυγό, αντί στο DC link/ζυγό του  $FC$  φαίνονται πιο κάτω (στην [72], αριστερά και στην [14], δεξιά), όπου ο συνδυασμός μπαταρίας–αποθήκης  $H_2$  αξιοποιείται πάλι ως backup/short term – long term αποθήκευση, αντίστοιχα:

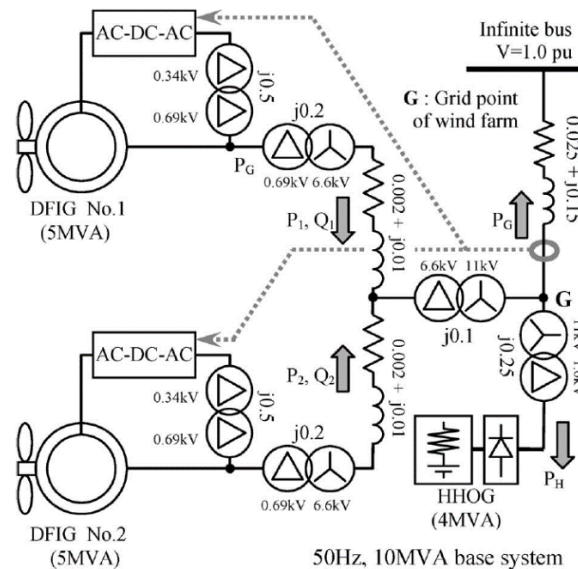


Σχήμα 6.4: Τοπολογίες AC ζυγού (αριστερά, [72] και δεξιά, [14]).

Αν στο DC link του  $FC$  διατηρείται μια σταθερή τάση (βάσει του ελέγχου της Ενότητας 4.6 και του Σχήματος 4.11) της τάξης των  $V_{DC} \approx 800 V$  –όπως στη μελετώμενη διάταξη που θα δούμε στο επόμενο κεφάλαιο–, τότε για να έχει το AC δίκτυο/ζυγός πολική τάση  $400 V$  (στη χαμηλή τάση, XT), ο inverter του  $FC$ , ως γνωστόν, θα πρέπει να λειτουργεί με συντελεστή διαμόρφωσης  $m_a$  περίπου ίσο με [58]:

$$\begin{aligned} \widehat{V}_{ab,1} &= \frac{\sqrt{3}}{2} V_{DC} m_a \xrightarrow{\widehat{V}_{ab,1} = \sqrt{2} \widetilde{V}_{ab,1}} \widetilde{V}_{ab,1} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{DC} m_a \Rightarrow m_a = \frac{2\sqrt{2} \cdot \widetilde{V}_{ab,1}}{\sqrt{3} \cdot V_{DC}} \Rightarrow \\ &\Rightarrow m_a \simeq \frac{2\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3} \cdot 800} \simeq 0,82 \end{aligned}$$

Πρόκειται για μια λογική τιμή, καθώς πάντα πρέπει να είναι  $m_a < 1$ , ώστε να μην υπάρχει υπερδιαμόρφωση [57, 58] (βλ. Ενότητες 4.5 και 7.6). Από την παραπάνω σχέση της θεμελιώδους/πρώτης αρμονικής των  $50\text{ Hz}$  της πολικής τάσης:  $\widetilde{V}_{ab,1} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{DC} m_a$  είναι φανερό ότι η τάση εξόδου  $\widetilde{V}_{ab,1}$  του inverter είναι ανάλογη του συντελεστή διαμόρφωσης ( $\widetilde{V}_{ab,1} \sim m_a$ ). Εφόσον ο  $ELZ$  συνδέεται στις παραπάνω τοπολογίες του Σχήματος 6.4 απευθείας με δικό του inverter/rectifier (χωρίς παρεμβολή DC/DC μετατροπέα) και δεδομένης της τάσης εισόδου του  $V_{DC_{ELZ}}$  σε μέγεθος περίπου στα 70 με 80 V —όπως συζητήθηκε στην Υποενότητα 5.2.3 του Κεφαλαίου 5—, η παραπάνω θεμελιώδης σχέση του inverter δίνει  $\widetilde{V}_{ab,1} < V_{DC_{ELZ}}$ , αφού στη σχέση  $\widetilde{V}_{ab,1} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{DC} m_a$  τόσο το  $m_a$ , όσο και ο όρος  $\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} = 0,6124$  είναι μικρότεροι της μονάδας. Ακόμα και στην καλύτερη περίπτωση της μεγαλύτερης δυνατής  $\widetilde{V}_{ab,1}$  (που προκύπτει για  $m_a = 1$  βάσει της αναλογίας  $\widetilde{V}_{ab,1} \sim m_a$ ), αυτή προκύπτει 0,6124 φορές η  $V_{DC_{ELZ}}$ , δηλαδή πολική RMS τιμή 43 με 49 V. Μια τέτοια τάση δε μπορεί να παραλληλιστεί με το δίκτυο XT των 400 V, προφανώς γιατί είναι πολύ μικρότερη της ονομαστικής του τιμής (αναλογία περίπου  $40/400 = 1/10$ ). Για το λόγο αυτό απαιτείται η εισαγωγή ενός Μ/Σ με λόγο μετασχηματισμού περίπου ίσο με 10, προς ανύψωση της τάσης της AC μεριάς του ανορθωτή του  $ELZ$ . Αυτό ακριβώς υλοποιείται και στη διάταξη της [85], όπου ο *electrolyzer* χρησιμοποιείται για εξομάλυνση της ισχύος εξόδου των μονάδων ΑΠΕ (εδώ, δύο Α/Γ επαγωγής διπλής τροφοδοσίας). Από το Σημείο Κοινής Σύνδεσης στο δίκτυο μέχρι τον  $ELZ$  παρεμβάλλεται Μ/Σ με λόγο περίπου 10 (ισοδύναμα, 1/10 αν τον δει κανείς ως Μ/Σ για υποβίβαση της τάσης του *grid*), ύστερα ανορθωτής (inverter του  $ELZ$ , που λειτουργεί ως rectifier) και τέλος το stack του ηλεκτρολύτη (ονοματίζεται ως HHOG, High – purity Hydrogen Oxygen Generator):



Σχήμα 6.5: Τοπολογία AC ζυγού σύνδεσης του  $ELZ$  με Μ/Σ [85].

Η σημασία επιλογής Μ/Σ Τριγώνου—Αστέρα ( $\Delta/Y$ ) επισημαίνεται στην Ενότητα 7.8.



Έτσι και στο Σχήμα 6.4, στη δεξιά τοπολογία του AC ζυγού [14], ο κλάδος του *electrolyzer* απαιτεί την προσθήκη ενός Μ/Σ, λόγω της λειτουργίας, εν γένει, των *ELZs* σε χαμηλές DC τάσεις, όπως αναλύθηκε προηγουμένως.

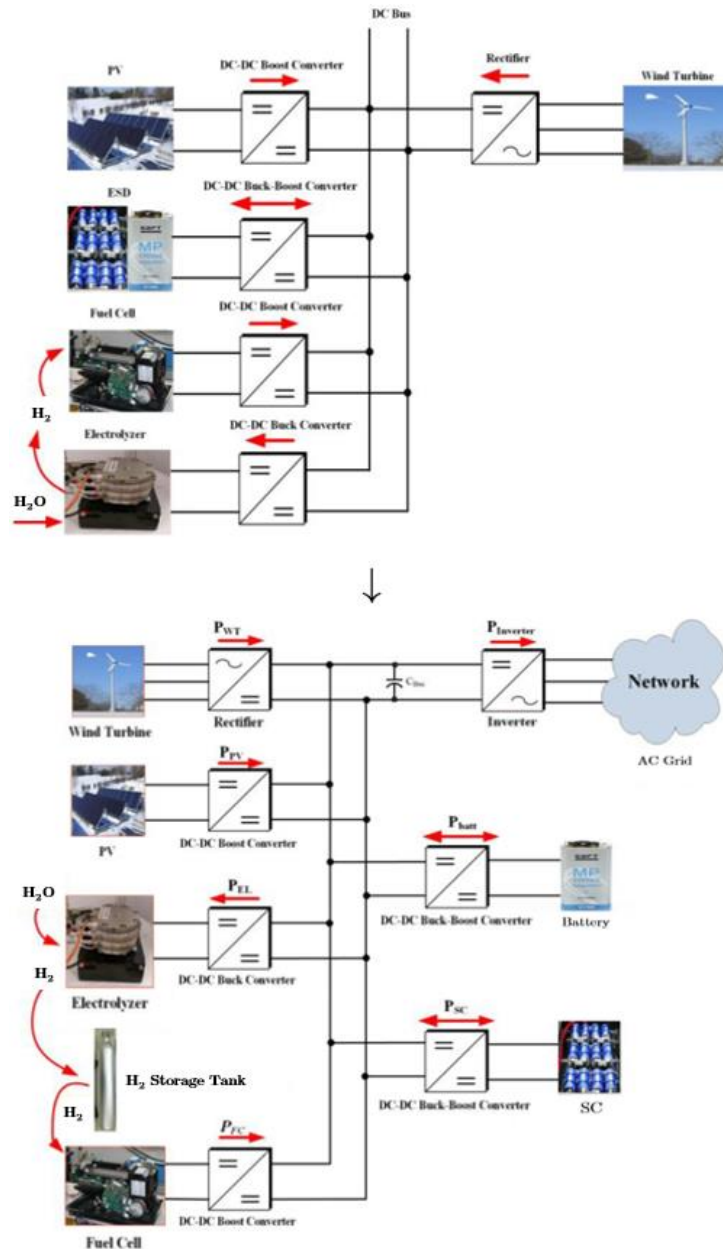
Η τοποθέτηση του Μ/Σ στον κλάδο του ηλεκτρολύτη και γενικότερα, η επιλογή της τοπολογίας του AC bus έναντι αυτής του DC bus για σύνδεση του ηλεκτρολύτη αποτελεί μια επιλογή μη συμφέρουσα και μη πρακτική για τους εξής βασικούς λόγους:

- Αυξάνει το ήδη μεγάλο αρχικό κόστος της συνολικής επένδυσης και εγκατάστασης του συστήματος αποθήκευσης υδρογόνου, καθώς ο Μ/Σ αποτελεί ένα ογκώδες και κοστοβόρο εξάρτημα και το ίδιο ισχύει, φυσικά, και για τον rectifier/inverter ως αρκετά ακριβή μονάδα Ηλεκτρονικών Ισχύος [14].
- Ο *ELZ* μπορεί να φτάσει μεγάλες ισχύς, λόγω των μεγάλων ρευμάτων (τάξης κάποιων  $kA$ , βλ. και αποτελέσματα Σχημάτων 5.15–5.17) που απορροφά και άρα, μεγάλη θα είναι και η διαστασιολόγηση του inverter, πράγμα που ενισχύει το προστιθέμενο κόστος. Μάλιστα, όπως θα δούμε και στο Κεφάλαιο 7, ο *ELZ* σε ανάλογες πραγματικές εγκαταστάσεις μονάδων  $H_2$  (*FC*, *ELZ*,  $H_2$  tank) είθισται να είναι μεγαλύτερος σε ονομαστική ισχύ από το *FC*. Έτσι, ο inverter (χρήση σαν ανορθωτή) που θα χρησιμοποιείτο θα έπρεπε να είναι μεγαλύτερος—ακριβότερος από αυτόν του κλάδου του *FC* και μάλιστα αρκετά. Θετικό στοιχείο θα μπορούσε να αποτελέσει, ωστόσο, μόνο το γεγονός, ότι ο έλεγχος του μετατροπέα αυτού θα μπορούσε να είναι ο ίδιος ακριβώς με αυτόν που εφαρμόζεται στο μετατροπέα του κλάδου του *fuel cell* (βλ. Κεφάλαιο 4) και δε χρειάζεται να επανασχεδιαστεί, παρά μόνο να αλλάζουν τα βασικά μεγέθη. Αυτό το επιτρέπει, άλλωστε και ο σχεδιασμός του ελέγχου στο *α. μ.* σύστημα, που αναπτύχθηκε στο Κεφάλαιο 4.
- Όπως ειπώθηκε προηγουμένως, η τοπολογία του AC ζυγού προϋποθέτει την ύπαρξη Μ/Σ που υποβιβάζει την τάση του δικτύου προς τη μεριά του *ELZ* (σε XT περίπου 10 φορές, το ίδιο περίπου και στη MT → Σχήμα 6.5). Ο σημαντικός υποβιβασμός της τάσης προκαλεί, για την διακίνηση ίδιας ισχύος, πολύ μεγάλα ρεύματα από τη μεριά του inverter. Ενδεικτικά, για το χρησιμοποιούμενο ηλεκτρολύτη της παρούσας διπλωματικής εργασίας, ονομαστικής ισχύος 345 *kW* (αναφορά επί των χαρακτηριστικών του θα γίνει και στο επόμενο κεφάλαιο), το ονομαστικό ρεύμα στη XT του Μ/Σ, αν αυτή ήταν 49 V περίπου, στην καλύτερη περίπτωση, όπως και συζητήθηκε στην προηγούμενη σελίδα, θα ήταν ίσο με [31]:

$$I_{N_{XT}} = \frac{S_{N_{M/\Sigma}}}{\sqrt{3} \cdot V_{N_{XT}}} = \frac{345 \text{ kW}}{\sqrt{3} \cdot 49 \text{ V}} \simeq 4 \text{ kA}, \text{ ρεύμα τεράστιο για τα IGBTs του μετατροπέα.}$$

Ο Μ/Σ θεωρείται διαστασιολογημένος στη μέγιστη/ονομαστική ισχύ του *ELZ*.

Για τους προαναφερθέντες λόγους, στην παρούσα διπλωματική εργασία επιλέγεται να αξιοποιηθεί η τοπολογία του DC ζυγού για τη σύνδεση της μονάδας του *electrolyzer*, με την τελική σύνδεση του DC bus μέσω inverter και φίλτρου στα AC φορτία του απομονωμένου μικροδικτύου. Η τοπολογία αυτή επιτρέπει, γενικά, τη σύνδεση πολλών μονάδων (ΑΠΕ ή αποθήκευση) σε ένα DC ζυγό/πυκνωτή, όπως φαίνεται και στην [14], παρακάτω. Στη συνέχεια, το σύνολο των μονάδων αυτών συνδέεται με το AC δίκτυο μέσω ενός αντιστροφέα, ο οποίος στη DC πλευρά διατηρεί σταθερή τάση στον προαναφερθέντα πυκνωτή, όπως έχει αναλυθεί και στο Κεφάλαιο 4. Φυσικά, στη διάταξη με σύνδεση *FC* και *ELZ* στο DC ζυγό, ο inverter θα πρέπει να διαστασιολογηθεί βάσει της μεγαλύτερης εκ των δύο μονάδων, καθώς αυτές οι δύο δε λειτουργούν ποτέ ταυτόχρονα [36].



**Σχήμα 6.6:** Τοπολογία DC ζυγού ( $\delta$ ) – σύνδεση διαφόρων μονάδων ΑΠΕ/αποθήκευσης & σύνδεση ζυγού στο Δίκτυο [14].

Η διερεύνηση των τοπολογιών του εξεταζόμενου μικροδικτύου ολοκληρώνεται με την απεικόνιση της μελετώμενης τοπολογίας στην πρώτη ενότητα του επόμενου κεφαλαίου (Κεφάλαιο 7, Ενότητα 7.1).

Το παρόν κεφάλαιο συνεχίζεται με την ανασκόπηση και εξέταση Ευρωπαϊκών κωδικών αναφορικά με τη συχνότητα και του ρυθμού μεταβολής αυτής. Τα θεσπισμένα όρια που προκύπτουν από τους εν λόγω κώδικες αποτελούν απαραίτητο κομμάτι αναφοράς, προτού παρουσιαστούν η διάταξη και τα αποτελέσματα της παρούσας εργασίας στα επόμενα κεφάλαια.

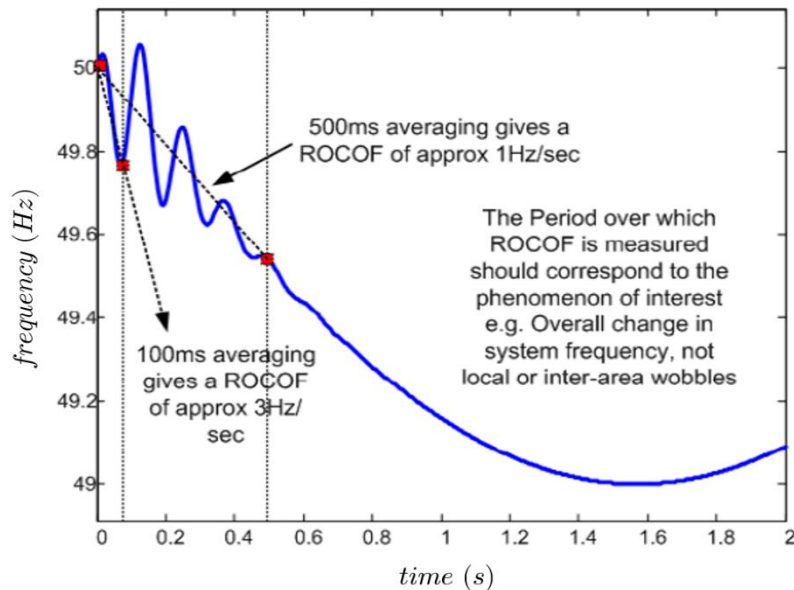
## 6.2 Κώδικες Συχνότητας και RoCoF Ευρωπαϊκών Δικτύων

- **National Grid αναφορά [86]:** Η αναφορά αυτή συνοψίζει τις πρόσφατες απαιτήσεις των εθνικών ενεργειακών δικτύων αναφορικά με το ρυθμό μεταβολής της συχνότητας ή ως γνωστόν, το *RoCoF* (*Rate of Change of Frequency*). Οι προστασίες του *RoCoF* αλλάζουν, ώστε να ανταπεξέλθουν στα αυξημένα επίπεδα *RoCoF* του Συστήματος, λόγω της συνεχώς μειούμενης αδράνειας του. Το 2012 η NGET διαπίστωσε, πως η ανάπτυξη μεγάλων ποσοτήτων αδρανειακά χαμηλής παραγωγής (π.χ. Φ/Β συστήματα που δεν προσφέρουν αδράνεια ή Α/Γ συνδεδεμένες μέσω Ηλεκτρονικών Ισχύος, που αποζευγνύουν το μηχανικό μέρος της γεννήτριας από το ηλεκτρικό δίκτυο) και διασυνδέσεων με άλλα ενεργειακά δίκτυα πολύ χαμηλής –έως και μηδαμινής– αδράνειας συνεισέφερε στη μείωση της συνολικής αδράνειας του Συστήματος. Η μείωση της αδράνειας έχει ως αποτέλεσμα αυξημένα επίπεδα *RoCoF* κατά τη διάρκεια μεγάλων αναταραχών στο δίκτυο, όπως την απώλεια μιας DC διασύνδεσης που διακινεί μεγάλες ποσότητες ισχύος (συνήθως γραμμές HVDC) ή την απώλεια μιας μεγάλης μονάδας παραγωγής. Οι αναταραχές αυτές ήταν αρκετές, ώστε να ενεργοποιήσουν τις προστασίες *RoCoF* και έτσι, αυτό οδηγούσε σε ανεπιθύμητο tripping των προστασιών μεταβολής της συχνότητας.

Προς αντιμετώπιση των ανωτέρω και αναζήτηση λύσεων, συστάθηκε το 2012 μια εξειδικευμένη ομάδα εργασίας η οποία κατέληξε σε ένα γενικό **setting των H/N προστασίας *RoCoF* στο  $\pm 1 \text{ Hz/s}$  μετρούμενο σε χρονικό παράθυρο των  $0,5 \text{ s}$  ή  $500 \text{ ms}$** . Αν και το setting του ορίου του *RoCoF* στο  $1 \text{ Hz/s}$  για ένα χρονικό παράθυρο  $500 \text{ ms}$  διπλασίαζε τον κίνδυνο νησιδοποίησης (islanding), συμφωνήθηκε ότι το ρίσκο αυτό «έπεφτε» εντός αποδεκτών ορίων, στα οποία λειτουργούν οι Διαχειριστές. Σύγχρονες και μη-σύγχρονες μονάδες οι οποίες συνδέονταν στο δίκτυο μετά τη συμφωνία αυτή έπρεπε να τηρούν το προαναφερθέν όριο στο setting των προστασιών τους.

Η προαναφερθείσα χρονική διάρκεια –αναφερόμενη και ως χρονικό παράθυρο/πλαίσιο (time frame) – του μισού δευτερολέπτου ( $500 \text{ ms}$ ) θα πρέπει να ξεκινάει να μετράται μόλις το *RoCoF* ξεπεράσει το θεσπισμένο σε  $\text{Hz/s}$  όριο. Η χρονική καθυστέρηση πρέπει να γίνεται reset αν το *RoCoF* πέσει πάλι κάτω του threshold. Το relay δεν πρέπει να τριπάρει, εκτός αν η μέση τιμή των τελευταίων  $500 \text{ ms}$  του μετρούμενου *RoCoF* ξεπεράσει το θεσπισμένο threshold των  $1 \text{ Hz/s}$ . Η θέση των Διαχειριστών σχετικά με το χρονικό αυτό παράθυρο είναι ότι αποτελεί ένα κατάλληλο πλαίσιο μέτρησης του *RoCoF*, καθώς συνήθως τόσοσ είναι και ο χρόνος που παίρνει στις γεννήτριες να επιστρέψουν σε κατάσταση με συνοχή στη συχνότητα. Εάν χρησιμοποιείτο ένα συντομότερο χρονικό παράθυρο, τότε οι Διαχειριστές θα αναγκάζονταν να αναζητήσουν ένα υψηλότερο *RoCoF* threshold.

Στην ακόλουθη εικόνα παρουσιάζεται η σημασία της επιλογής κατάλληλου χρονικού παραθύρου και η επιρροή του στην μετρούμενη τιμή του average  $RoCoF$ . Φαίνεται ξεκάθαρα η διαφοροποίηση της μέτρησης της μεταβολής της συχνότητας με χρονικό παράθυρο  $100\text{ ms}$  και με χρονικό παράθυρο  $500\text{ ms}$ , με την πρώτη να είναι σημαντικά μεγαλύτερη της δεύτερης κατά ένα σύντομο μεταβατικό φαινόμενο της συχνότητας:



**Σχήμα 6.7:** Επίδραση της επιλογής διαφορετικών χρονικών παραθύρων μέτρησης [87].

Έχει γίνει ξεκάθαρα από μελέτες και προσομοιώσεις πως το χρονικό παράθυρο averaging του  $RoCoF$  είναι τόσο σημαντικό, όσο σημαντική είναι και η ίδια η τιμή του. Έτσι, με τον υπολογισμό του εντός ενός χρονικού παραθύρου μισού δευτερολέπτου ( $RoCoF$  averaging in 500 ms time frame) αγνοούνται ανούσια βραχυπρόθεσμα μεταβατικά και συνεπώς, αντανακλάται η πραγματική μεταβολή  $df/dt$  του σύγχρονου δικτύου. Λόγω ανησυχίας των μηχανικών για τον τρόπο του setting των H/N προστασίας  $RoCoF$  βάσει του καθορισμένου χρονικού παραθύρου, μιας και το τελευταίο ήταν προτιμότερο (και σε μερικές περιπτώσεις τεχνολογίας H/N απαραίτητο) να υπολογίζεται από τους κύκλους/περιόδους των  $50\text{ Hz}$  του δικτύου, αποφασίστηκε επίσημα στο τέλος του Ιανουαρίου του έτους 2017 ότι τα νέα relays θα λειτουργούν με όριο το  $1\text{ Hz/s}$  μέσα στο χρονικό πλαίσιο των  $25\text{ κύκλων}$ , όπου για τους 25 κύκλους ισχύει:

$$25\text{ cycles} = 25 \cdot T_n = 25 \cdot \frac{1}{f_n} = 25 \cdot \frac{1}{50}\text{ s} = 25 \cdot 0.02\text{ s} = 500\text{ ms}.$$

- **EirGrid & SONI αναφορές [87, 88]:** Οι συγκεκριμένες αναφορές καλύπτουν τις τροποποιήσεις και μελέτες των EirGrid και SONI (Διαχειριστές Συστημάτων Μεταφοράς Ιρλανδίας και Βόρειας Ιρλανδίας) αναφορικά με τις ρυθμίσεις *RoCoF* που ακολούθησε η Ιρλανδία, ενόψει της πολύ μεγάλης διεισδυσης αιολικής ισχύος τα τελευταία χρόνια. Η χώρα έχει δεσμευτεί στο στόχο το 40% του ηλεκτρισμού να προέρχεται από παραγωγή μέσω ΑΠΕ μέχρι το τέλος του 2020 και το ίδιο και η Βόρεια Ιρλανδία (πιο συγκεκριμένα 16% ενέργεια από ΑΠΕ που επιτυγχάνεται με συνδυασμό 40% renewable electricity, 10% renewable transport και 12% renewable heat [89]. Η συντριπτική πλειοψηφία των ΑΠΕ της είναι αιολικά πάρκα (μιας και η χώρα διαθέτει πολύ ισχυρό αιολικό δυναμικό, σε αντίθεση με το φτωχό ηλιακό δυναμικό της) και για να επιτευχθεί ο στόχος του 40% θα πρέπει η στιγμιαία αντίστοιχη ποσότητα ανέμου στο Σύστημα να είναι κατά πολύ μεγαλύτερη του 40%, λόγω της διακοπτόμενης φύσης του. Ωστόσο, για τεχνικούς λόγους, υπάρχουν περιορισμοί στο πόση αιολική ισχύς μπορεί να φιλοξενηθεί συνολικά στο Σύστημα. Οι λόγοι αυτοί έχουν να κάνουν με τη μείωση της αδράνειας του Συστήματος, μιας και οι συνδέσεις αιολικών πάρκων γίνονται πλέον μέσω Ηλεκτρονικών Ισχύος κατά κόρον για τις *A/G* μεταβλητών στροφών. Τέτοιοι περιορισμοί επαφίενται άμεσα με το θέμα του *RoCoF*, καθώς και με τα επίπεδα περικοπής αιολικής ισχύος, προκαλώντας ερωτηματικά και ένα όχι και τόσο ευκρινές κλίμα σχετικά με τη βιωσιμότητα των επενδύσεων και την επιτευξιμότητα των φιλόδοξων στόχων. Το 2019 η Ιρλανδία κατάφερε, ωστόσο, να πετύχει το θεαματικό ποσοστό του 32,5% από αιολική ισχύ ως ποσοστό της συνολικής παραγόμενης ισχύος [90]. Με τη μελέτη “Facilitation of Renewables” (FoR) θεωρήθηκαν επίπεδα μη-σύγχρονης παραγωγής (άνεμος και εισαγωγές HVDC) μέχρι και στο 100% της συνολικής ζήτησης του Συστήματος, ως ένα μελλοντικό σενάριο. Η μελέτη κάλυπτε διάφορα ζητήματα σχετικά με τη λειτουργία του συστήματος ισχύος, όπως σφάλματα, απόκριση συχνότητας και ευστάθεια μονίμου και μεταβατικής καταστάσεως και έδειξε πως μπορούν να φιλοξενηθούν στο σύστημα της Ιρλανδίας διεισδύσεις αιολικής ισχύος έως και 75%, συνοδευόμενες με μια σειρά από περιοριστικά μέτρα, κυρίως στο θέμα του *RoCoF*. Ως ένδειξη της μελέτης, μια απώλεια της μεγαλύτερης γεννήτριας του Ιρλανδικού συστήματος ισχύος θα προκαλούσε τιμές *RoCoF* μεγαλύτερες του 0,5 *Hz/s*. Επίσης, σε περίπτωση που ένα σφάλμα οδηγούσε σε βύθιση τάσης και η βύθιση αυτή επηρέαζε ένα σύμπλεγμα αιολικών πάρκων, τότε θα παρατηρούνταν πολύ μεγαλύτερες τιμές *RoCoF* ( $> 1 \text{ Hz/s}$ ), λόγω των σημαντικών ενεργειακών ανισορροπιών προκαλούμενων από τα πάρκα, που θα μείωναν την παραγόμενη ισχύ τους για εκατοντάδες *msec* προς εκκαθαρισμό του σφάλματος.

Εν τέλει, τέθηκαν ως όρια *RoCoF* το 1 *Hz/s* για χρονικό παράθυρο 500 *ms* όσον αφορά το νησί της Ιρλανδίας, με ειδική μνεία στη Βόρεια Ιρλανδία με πιο ανεκτικό όριο τα 2 *Hz/s*, η οποία αποτελεί πιο ασθενές δίκτυο και δύναται, κιάλας, να απομονωθεί από το υπόλοιπο Σύστημα στην περίπτωση απώλειας των διασυνδετικών γραμμών (Louth – Tandragee tie lines). Το μεγαλύτερο όριο *RoCoF* για τη Βόρεια Ιρλανδία συνιστάται να ισχύει μέχρι ενίσχυσης των διασυνδέσεων με το υπόλοιπο νησί μέσω της 2<sup>ης</sup> North – South 400 kV tie line, με τελικό και απώτερο σκοπό αυτόν της ενιαίας θέσπισης του ορίου του 1 *Hz/s* για όλο το νησί. Σημειώνεται, πως η Βόρεια Ιρλανδία, λόγω του εξαιρετικά

ενισχυμένου αιολικού δυναμικού της κατέχει πλήθος μονάδων αιολικής ισχύος, με αποτέλεσμα τη μειωμένη της σχετική αδράνεια  $\rightarrow$  πιο ευάλωτο σε διαταραχές δίκτυο.

Τα παραπάνω όρια θεωρήθηκε πως καλύπτουν ικανοποιητικά το σύνολο των μονάδων παραγωγής. Και αυτό, γιατί, ενώ κάποιες Α/Γ μπορούν να χειριστούν *RoCoF* μέχρι και  $4 \text{ Hz/s}$ , τόσο μεγάλες τιμές προκαλούν εν γένει σημαντικές μηχανικές καταπονήσεις στα κινούμενα μέρη των μηχανών. Επίσης, οι Διαχειριστές, αποδεχόμενοι το γεγονός πως η τωρινή και η σχεδιαζόμενη μελλοντικά συνεισοφορά μη-σύγχρονης παραγωγής στο δίκτυο της Ιρλανδίας και της Βόρειας Ιρλανδίας είναι πολύ μεγαλύτερη από όλα τα υπόλοιπα μέρη του κόσμου, μην έχοντας, άρα, αντιστοιχες περιπτώσεις προβλημάτων συσχετιζόμενων με το *RoCoF* προς σύγκριση, έπρεπε να καταλήξουν στην παραπάνω συντηρητική απόφαση. Αν και η απόφαση αυτή μπορεί να οδηγεί σε μερικές περικοπές αιολικής ισχύος ανά διαστήματα, θεωρήθηκε ένα καθολικό πραγματιστικό στάνταρ που συμβαδίζει και με relay settings άλλων Ευρωπαϊκών χωρών.

Αξίζει να σημειωθεί, πως η Διεσπαρμένη Παραγωγή στη Βόρεια Ιρλανδία χρησιμοποιεί κατά τη συντριπτική της πλειοψηφία ( $> 85\%$ ) την τεχνολογία προστασίας *Vector Shift (VS)* έναντι μεταβολών στη συχνότητα –στην οποία δε θα επεκταθούμε περαιτέρω–, αλλά βάσει ερευνών σε προστασία loss – of – mains (voltage & frequency protection) έχει διαπιστωθεί πως τα *VS relays* οδηγούν πολλές φορές σε ενοχλητικό tripping αν δε ρυθμιστούν εντελώς σωστά και συνεπώς, δε μπορεί να πει κανείς ξεκάθαρα αν είναι καλύτερα ή χειρότερα από τα *RoCoF relays*. Αναφέρεται, ακόμη, πως δεν αποτελεί πρόθεση των Διαχειριστών Συστημάτων Μεταφοράς η υπόδειξη του τρόπου εφαρμογής των loss – of – mains προστασιών και του setting, αλλά αποτελεί ρόλο των Διαχειριστών Συστημάτων Διανομής.

Σημαντικό είναι το *RoCoF*, ως παράγωγος της συχνότητας, να μετριέται σε διάφορα σημεία του δικτύου, καθώς ενδέχεται να αποκλίνει σημαντικά από σημείο σε σημείο, κατά τις μεταβατικές συνθήκες. Τα «τοπικά» *RoCoF* διαφοροποιούνται εξαιτίας των τοπικών αλληλεπιδράσεων και οι ταχύτητες περιστροφής των γεννητριών, επίσης, διαφέρουν λίγο μεταξύ τους. Το *RoCoF* Συστήματος υπολογίζεται από την παραγωγή της μέσης συχνότητας του Συστήματος.

Οι αναφορές [87, 88] κάνουν επίσης μνεία σε μια βιβλιογραφική ανασκόπηση σχετικά με προκαλούμενες από το δίκτυο έντονες καταπονητικές δονήσεις σε γεννήτριες, που καταδεικνύει πως στιγμιαίες/μικρής διάρκειας τιμές *RoCoF* μέχρι και  $50 \text{ Hz/s}$  δεν είναι ασυνήθιστες και δεν προκαλούν καταστροφική αποκοπή μονάδων. Οι γεννήτριες είναι σχεδιασμένες, ώστε να αντέχουν απορρίψεις φορτίου, γεγονότα συγχρονισμού και διακοπτικά γεγονότα, αρκεί η απαιτούμενη βηματική μεταβολή (step change) στην ενεργό ισχύ τους να μην υπερβαίνει το  $0,5 \text{ α.μ.}$ . Οι Διαχειριστές θεωρούν ότι τα γεγονότα *RoCoF* εντάσσονται στην ίδια κατηγορία σχετικά σπάνιων γεγονότων.

- **ENTSO – Ε αναφορές [91 – 94]:** Ο ENTSO – E (European Network of Transmission System Operators for Electricity) στις αναφορές αυτές επισημαίνει –μεταξύ άλλων– περαιτέρω περιορισμούς στη συχνότητα και το  $RoCoF$ . Οι μονάδες παραγωγής πρέπει να παραμένουν συνδεδεμένες στο δίκτυο, μέχρι τις προκαθορισμένες τιμές–όρια του  $RoCoF$ , ώστε να συνεισφέρουν στην επαναφορά της ευστάθειας και των κανονικών συνθηκών λειτουργίας του δικτύου μετά από μια διαταραχή. Ως **αποδεκτές τιμές στατισμού των μονάδων** αναφέρονται οι **τιμές στο εύρος 2 – 12%** (το ίδιο και στην αναφορά [30]). Η προκύπτουσα ικανότητα αντοχής σε μεγάλα  $RoCoF$  είναι μια σημαντική παράμετρος προς υπολογισμό της ελάχιστης συνολικά απαιτούμενης αδράνειας (συνίσταται στην εγγενή αδράνεια της σύγχρονης παραγωγής και στην εικονική/συνθετική αδράνεια μη–σύγχρονων μονάδων παραγωγής). Η έννοια του  $RoCoF$  κατείχε μηδαμινή σημασία στα παλιά παραδοσιακά συστήματα που βασίζονταν σε παραγωγή από σύγχρονες γεννήτριες, των οποίων η έντονη συμφύτης αδράνεια αντιδρούσε αμέσως σε ανισορροπίες ισχύος, κρατώντας το  $RoCoF$  πολύ χαμηλά. Η χαμηλότερη αδράνεια των μοντέρνων ΣΗΕ (αξιοποιούν τα Ηλεκτρονικά Ισχύος, συνδέοντας τις πολυπληθείς μονάδες ΑΠΕ μέσω αντιστροφών) προκαλεί μεγαλύτερες μεταβολές στη συχνότητα, με αποτέλεσμα συχνά το ανεπιθύμητο tripping των relays. Έτσι, προτείνεται η εισαγωγή ελέγχου με εικονική αδράνεια (virtual inertia) στα Ηλεκτρονικά Ισχύος που δύνανται να την παρέχουν, προκειμένου να βελτιωθεί η δυναμική ευστάθεια συστημάτων με χαμηλή σταθερά αδράνειας. Αναφέρεται, πως όσο χαμηλότερη είναι η καθυστέρηση του ελέγχου αυτών των μετατροπέων, τόσο μικρότερη αδράνεια προσφέρουν στο δίκτυο. Ωστόσο, δεν είναι εφικτό να επιτευχθούν συνολικά  $delays < 50 ms$ , καθώς τα συστήματα μέτρησης του  $RoCoF$  εισάγουν από μόνα τους μια καθυστέρηση τουλάχιστον  $50 msec$  στον έλεγχο (συγκεκριμένα αρκετά μεγάλη, στο εύρος  $50 – 500 ms$  [96, 97], λόγω της έμφυτης καθυστέρησης μέτρησης των  $RoCoF$  relays), πέραν του χρησιμοποιούμενου χρονικού παραθύρου μέτρησης, που κυμαίνεται από  $40 ms$  μέχρι  $2 s$  [96, 97]. Ακόμη, ως ενδεικτικές προτροπές εφαρμογής εικονικής αδρανειακής απόκρισης (virtual inertia response) παρατίθενται οι Ιρλανδία και Μεγάλη Βρετανία, για τις οποίες έχει αποφασιστεί πως μέχρι τα τέλη του έτους 2020 θα πρέπει τα VSC συστήματά τους να είναι σχεδιασμένα με τέτοιο τρόπο, ώστε να συνεισφέρουν με τιμές αδράνειας  $H$  της τάξης τουλάχιστον των  $2 – 7 sec$  στο ηλεκτρικό δίκτυο.

Η αρχική τιμή  $df/dt$  είναι το στιγμιαίο  $RoCoF$  αμέσως μετά από τη μεταβολή στη ζητούμενη/παραγόμενη ισχύ του Συστήματος, πριν καν ενεργοποιηθεί κάποιος έλεγχος (δεν έχει προλάβει να επενεργήσει ούτε κάποια αδρανειακή απόκριση). Αυτή είναι θεωρητικά και η μεγαλύτερη τιμή  $RoCoF$ . Ωστόσο, λόγω του φιλτραρίσματος που επιδέχονται οι μετρήσεις συχνότητας, καθώς και του χρονικού παραθύρου εκατοντάδων  $msec$  (συνήθως  $500 ms$ ) που επιβάλλεται στους υπολογισμούς  $RoCoF$ , το πιο πιθανό είναι να μη μετρηθεί  $RoCoF$  τόσο μεγάλο, όσο η θεωρητικά μέγιστη αυτή τιμή. Το  $RoCoF$  είναι διαφορετικό τα πρώτα  $msec$  της διαταραχής σε κάθε σημείο του δικτύου, αλλά μετά από κάποιο μικρό χρονικό διάστημα σταθεροποιείται σε μια κοινή για όλο το δίκτυο τιμή.

Στα παραδοσιακά παλαιότερα ΣΗΕ, το  $RoCoF$  δεν αποτελούσε πρόβλημα και δεν

είχαν ορισθεί κριτήρια για αυτό από τον ENTSO – E. Οι προστασίες ενεργοποιούνται με την παραμικρή τιμή  $df/dt$ , αφού το δίκτυο θεωρείτο άκρως στιβαρό, χωρίς ΑΠΕ και Ηλεκτρονικά Ισχύος. Πλέον, τα ευέλικτα σύγχρονα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας χρήζουν σαφών κωδικών, που περιορίζουν τα μεταβατικά στη συχνότητα και έτσι, βάσει μελετών της SPD και για καλύτερη εναρμόνιση με τους διεθνείς κώδικες, οι μονάδες παραγωγής πρέπει να παραμένουν συνδεδεμένες στο δίκτυο εάν το  $RoCoF$  είναι μικρότερο ή ίσο από τις ακόλουθες τιμές στο αντίστοιχο χρονικό παράθυρο μέτρησης:

- $\pm 2 \text{ Hz/s}$  για κινούμενο χρονικό παράθυρο  $500 \text{ ms}$
- $\pm 1,5 \text{ Hz/s}$  για κινούμενο χρονικό παράθυρο  $1000 \text{ ms}$
- $\pm 1,25 \text{ Hz/s}$  για κινούμενο χρονικό παράθυρο  $2000 \text{ ms}$

Όπως έχει αναφερθεί, τίθεται εν γένει πλέον στην Ευρώπη το πιο αυστηρό όριο του  **$1 \text{ Hz/s}$  στα  $500 \text{ ms}$  για διαταραχές της τάξης του  $20\%$  του εξεταζόμενου Συστήματος** και αυτό θα ληφθεί υπόψη και στην παρούσα διπλωματική εργασία, ως η πιο συντηρητική προϋπόθεση. Με βάση τις δυνατότητες που έχουν οι υφιστάμενοι σταθμοί ηλεκτροπαραγωγής και τα συστήματα προστασίας, το  $1 \text{ Hz/s}$  είναι το μέιστο διαχειρίσιμο  $RoCoF$  αυτή τη στιγμή. Ωστόσο, ο ENTSO – E προβλέπει μελλοντικά ότι θα επιτρέπεται το όριο του  $2 \text{ Hz/s}$  για ανισορροπίες ισχύος της τάξεως του  $20\%$  του Συστήματος. Οι μονάδες παραγωγής μπορούν να αποσυνδεθούν μόνο εάν τα παραπάνω όρια παραβιαστούν. Επίσης, **ως όρια συχνότητας τίθενται τα  $47,5 \text{ Hz}$  (κάτω όριο) και τα  $51,5 \text{ Hz}$  (άνω όριο)**. Είναι σημαντικό να κρατήσει κανείς κατά νου, πως το αρχικό  $df/dt$  των ελάχιστων πρώτων κύκλων μπορεί να είναι εξαιρετικά μεγάλο και σιγά–σιγά πέφτει σε περιοχές εντός των επιτρεπτών ορίων. Ωστόσο, η χρήση του χρονικού παραθύρου μας καλύπτει για πιθανό malfunctioning προστασιών  $RoCoF$ , αφού **δεν ανιχνεύεται/μετράται το στιγμιαίο  $RoCoF \equiv df/dt$ , αλλά ο μέσος όρος όλων των μετρήσεων  $RoCoF$  για το καθορισμένο παράθυρο μέτρησης.**

Σημαντικά Key Performance Indicators (KPIs) που αφορούν τη συχνότητα είναι –μεταξύ άλλων– τα παρακάτω:

- το ναδίρ/ζενίθ της συχνότητας  $f_{min}/f_{max}$ ,
- το ναδίρ/ζενίθ της παραγωγού της συχνότητας, μετρούμενης σε καθορισμένο χρονικό παράθυρο, ήτοι το καταλλήλως μετρούμενο  $RoCoF_{min}/RoCoF_{max}$ ,
- οι διαδοχικές καμπύλες  $f$  και  $df/dt$  (δηλαδή: οι μεγάλες αρχικές αποκλίσεις συχνότητας και τα μεγάλα  $RoCoF$  τα πρώτα  $msec$  της διαταραχής όπου δεν έχουν προλάβει να δράσουν οι αδρανειακές αποκρίσεις των εφεδρειών του δικτύου, οι μικρότερες αποκλίσεις της συχνότητας και τα μικρότερα  $RoCoF$  μετά την ενεργοποίηση των αδρανειακών αποκρίσεων και άλλων υπηρεσιών πρωτεύουσας ρύθμισης και η τελική επαναφορά των  $f$  και  $df/dt$ , μετά την επίδραση και της δευτερεύουσας ρύθμισης της συχνότητας).

Τα ανωτέρω KPIs της συχνότητας πρέπει να ελέγχονται ως προς την τήρηση των θεσπισμένων κάθε φορά ορίων.





# Κεφάλαιο 7

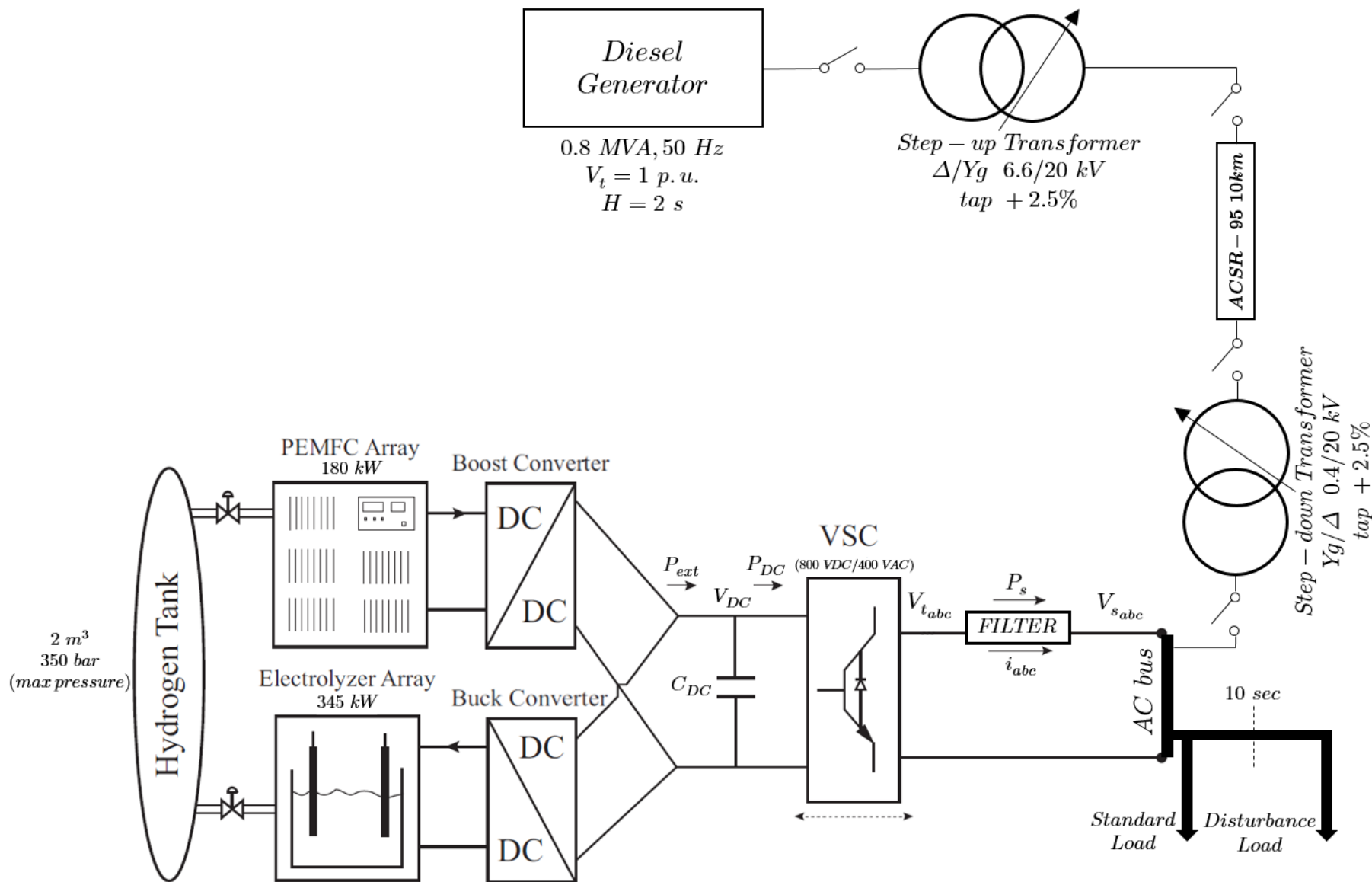
## Υπό Μελέτη Σύστημα — Προτεινόμενες Στρατηγικές Ελέγχου

Έχοντας πλέον παρατεθεί η μοντελοποίηση των συνιστωσών Υδρογόνου και η αναγκαία θεωρία, γίνεται στο κεφάλαιο αυτό η ολιστική παρουσίαση του υπό μελέτη Μικροδικτύου. Πάνω στο μελετώμενο σύστημα: σχολιάζεται η συνολική τοπολογία της διάταξης, διευκρινίζονται τα συστατικά του μέρη, επεξηγούνται οι επιλεγόμενες παράμετροι και συσχετίζονται με ρεαλιστικά δεδομένα πραγματικών εφαρμογών συστημάτων  $H_2$ . Το μοντέλο του Μικροδικτύου εισάγεται στο προσομοιωτικό πρόγραμμα του MATLAB/Simulink. Ακολουθεί η παρουσίαση του ελέγχου όλων των επιμέρους συνιστωσών, προκειμένου να συμμετέχουν στη στήριξη συχνότητας του απομονωμένου Μικροδικτύου. Παραλείπεται η μνεία στον έλεγχο του 3Φ μετατροπέα, καθώς αυτός αναλύθηκε ήδη στο Κεφάλαιο 4. Σκοπός, λοιπόν, του οικείου κεφαλαίου είναι η γνωριμία του αναγνώστη με τα υποσυστήματα της εξεταζόμενης διάταξης και τον τρόπο που αυτά ελέγχονται, προτού προχωρήσει η ανάλυση στις διάφορες δοκιμές και στα εξαγόμενα αποτελέσματα προσομοιώσεων που αναπτύσσονται στο επόμενο κεφάλαιο.

### 7.1 Τοπολογία Μικροδικτύου

Το υπό μελέτη σύστημα είναι ένα απομονωμένο δίκτυο των  $50\text{ Hz}$ , μακριά από τον κεντρικό κορμό του διασυνδεδεμένου ηλεκτρικού συστήματος. Αυτό, αυτομάτως, το καθιστά ένα ασθενές δίκτυο, το οποίο είναι επιρρεπές σε διαταραχές, όπως απότομες μεταβολές φορτίου, έντονες διακυμάνσεις στην παραγωγή ενεργού ισχύος από ΑΠΕ, βραχυκυκλώματα, βλάβες Μ/Σ ή προστασιών κ.τ.λ.. Αποτελεί, λοιπόν, ένα δίκτυο με μειωμένη συνολική σταθερά αδρανείας και για αυτό το λόγο χρησιμοποιείται ένα σύστημα αποθήκευσης υδρογόνου, προκειμένου να καταστεί το σύστημα πιο ευσταθές.

Η τοπολογία του Μικροδικτύου που προσομοιώθηκε στην παρούσα Διπλωματική Εργασία παρουσιάζεται στην επόμενη σελίδα, στο Σχήμα 7.1:



Σχήμα 7.1: Υπό Μελέτη Σύστημα.

Η διάταξη του μελετώμενου Μικροδικτύου είναι Τοπολογία DC ζυγού για τη σύνδεση των μονάδων  $H_2$ , για λόγους επιλογής που συζητήθηκαν αναλυτικά στο Κεφάλαιο 6. Έτσι, ο *electrolyzer* επιλέγεται να συνδεθεί στο σταθερό DC link του *fuel cell*.

Το σύστημα αποτελείται, κατ' αρχάς, από μια γεννήτρια, η οποία εγκαθιστά τη συχνότητα των  $50\text{ Hz}$  στο δίκτυο, μέσω της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα της. Ισχύει για τις στροφές της σύγχρονης γεννήτριας:  $n_s = \frac{120f}{p}$ , όπου στα  $50\text{ Hz}$  για τετραπολική σύγχρονη γεννήτρια έκτυπων πόλων η σχέση δίνει  $1500\text{ ΣΑΛ}$ . Η γεννήτρια τροφοδοτεί και το συνολικό φορτίο του συστήματος. Συνδέεται σε τριφασικό Μ/Σ ισχύος, προκειμένου να ανυψωθεί η τάση της. Η ανύψωση της τάσεως είναι προτιμητέα, καθώς η μεταφορά μεγάλων ποσοτήτων ενέργειας σε μεγάλες αποστάσεις γίνεται πιο αποδοτικά σε υψηλότερη τάση. Πάνω σε αυτό, μπορεί να αναφερθεί το ότι, αφού η μεταφερόμενη ενεργός ισχύς είναι ανάλογη της τάσης και του ρεύματος:  $P \sim V \cdot I$  και για μια δεδομένη μετακίνηση ισχύος  $P$ , μπορεί κανείς αυξάνοντας την τάση  $V$  να περιορίσει το ρεύμα  $I$ , ώστε το γινόμενο (=ισχύς) να είναι το ίδιο. Αυτή η γνωστή πρακτική εφαρμόζεται διεθνώς και η τάση ανυψώνεται, ώστε να περιοριστούν σημαντικά οι απώλειες ισχύος (ενεργού:  $I^2R$  και άεργου:  $I^2X$ ) μέσω του περιορισμού του ρεύματος. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, ο Μ/Σ ανυψώνει την τάση στα επίπεδα της μέσης τάσης (ΜΤ). Ακολουθεί ΓΜ μέσης τάσης και ύστερα, Μ/Σ υποβιβασμού/διανομής, που συνδέει τη ΜΤ ( $20\text{ kV}$ ) με τη ΧΤ (χαμηλή τάση  $\rightarrow 0,4\text{ kV}$ ), στον AC ζυγό της τελευταίας. Εκεί συνδέεται το σύστημα αποθήκευσης  $H_2$ , όπως έχει συζητηθεί. Δηλαδή μέσω του χρησιμοποιούμενου inverter συνδέεται το DC link του συστήματος  $H_2$  με τη ΧΤ. Το απομονωμένο δίκτυο περιλαμβάνει σταθερά φορτία, καθώς και φορτία διαταραχής που εντάσσονται ή απεντάσσονται ακαριαία, προσομοιώνοντας κλείσιμο ή άνοιγμα, αντιστοίχως, του διακόπτη αναχωρήσεων γραμμών διανομής του τοπικού σταθμού παραγωγής.

Στη συνέχεια αναλύονται τα μέρη του συγκεκριμένου συστήματος, καθώς και οι τρόποι ελέγχου της κάθε συνιστώσας του και αναφέρονται οι τιμές, οι οποίες επιλέχθηκαν σε κάθε σημείο.

## 7.2 Σύγχρονη Γεννήτρια

Η Σύγχρονη Γεννήτρια του συστήματος έχει ονομαστική ισχύ  $S_{G_N} = 800\text{ kVA}$ . Είναι μία 4πολική ντιζελογεννήτρια έκτυπων πόλων. Κατά βάση, οι ντιζελογεννήτριες των απομονωμένων συστημάτων διαθέτουν εκτυπότητα [33]. Η ονομαστική τάση στην έξοδο της είναι  $V_{G_N} = 6,6\text{ kV}$  σε συχνότητα  $f_N = 50\text{ Hz}$ . Η κανονικοποιημένη σταθερά αδρανείας της μηχανής επιλέγεται να είναι ίση με  $H_G = 2\text{ s}$ , τιμή λογική βάσει της αναφοράς [95]. Σημειώνεται δε, ότι για μεγάλες σχετικά σύγχρονες γεννήτριες ισχύουν ανηγμένες σταθερές αδρανείας συνήθως από 3 έως 5 *sec* [13]. Ωστόσο, εδώ πρόκειται για πιο μικρή γεννήτρια και η τιμή  $H_G = 2\text{ s}$  θεωρείται κατάλληλη για το μέγεθός της [95].

Τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά της γεννήτριας ( $\alpha. \mu.$  τιμές αντιδράσεων, εσωτερικών αντιστάσεων κ.τ.λ.) παρουσιάζονται στο τέλος της εργασίας, στο Παράρτημα. Για τη γεννήτρια έκτυπων πόλων ισχύει για τις εγκάρσιες αντιδράσεις στον  $d$  και στον  $q$  άξονα της μηχανής, αντίστοιχα, ότι  $X_d \neq X_q$  (στις μηχανές κυλινδρικού δρομέα οι δύο αυτές ποσότητες είναι ίσες) και οι ισχύς υπολογίζονται από τις σχέσεις:

$$P = \frac{V_t E_f}{X_d} \sin \delta + \frac{V_t^2}{2} \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\delta \quad (\alpha. \mu.)$$

$$Q = \frac{V_t (E_f \cos \delta - V_t)}{X_d} - \frac{V_t^2}{2} \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) (1 - \cos 2\delta) \quad (\alpha. \mu.)$$

όπου  $V_t$  είναι η τάση ακροδεκτών της γεννήτριας,  $E_f$  είναι η εσωτερική ΗΕΔ (ηλεκτρεγερτική δύναμη) της μηχανής και  $\delta$  είναι η ηλεκτρική γωνία μεταξύ των δύο προαναφερόμενων τάσεων.

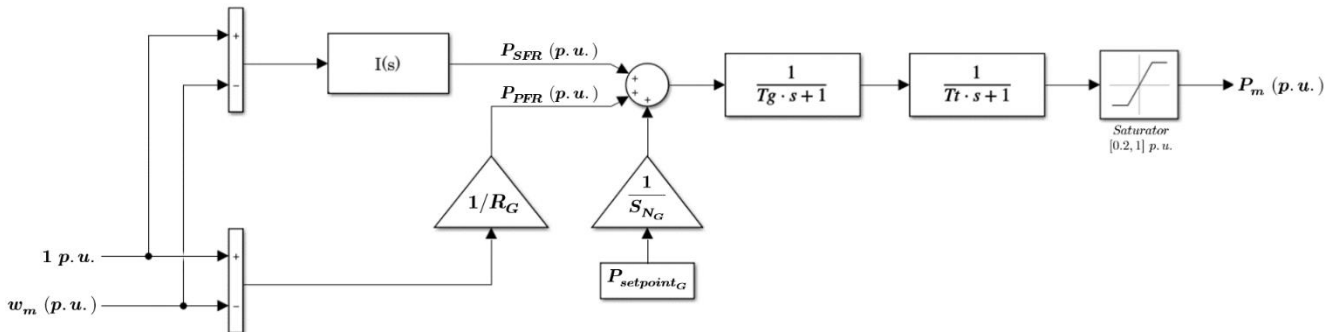
Ακόμα, τονίζεται ότι στις γεννήτριες υπάρχει συντελεστής τριβής (*friction factor*,  $F$ ) στα στρεφόμενα μέρη, ο οποίος έχει οριστεί στο  $F = 1\%$ . Αυτό συνεπάγεται, πως η μηχανική ισχύς στον άξονα (που ορίζεται μέσω του ελεγκτή στροφών) δε θα είναι ίδια με την ενεργό ισχύ στην έξοδο της γεννήτριας, αλλά μειωμένη, λόγω του συντελεστή τριβής και των λοιπών απωλειών (π.χ. απώλειες εσωτερικής αντίστασης στάτη, τυλιγμάτων δρομέα, πυρήνα κ.τ.λ.). Ο τύπος που ισχύει για τις απώλειες λόγω τριβής προκύπτει από την εξίσωση επιταχύνσεως (3.1):  $T_m - T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B \cdot \omega_m$  (φυσικά μεγέθη). Στη μόνιμη κατάσταση ισχύει  $\frac{d\omega_m}{dt} = 0$  και επίσης, σε  $\alpha. \mu.$  τιμές οι ροπές είναι ίσες με τις ισχύς και το ίδιο ισχύει και για τα μεγέθη της ηλεκτρικής και της μηχανικής γωνιακής ταχύτητας ( $\omega_{m(p.u.)} = \omega_{e(p.u.)}$ ), όπως αποδείχθη στην Υποενότητα 3.2.1 του Κεφαλαίου 3. Έτσι, όπως έγινε η εξαγωγή και της (3.6), μπορεί κανείς να καταλήξει αντιστοίχως σε μόνιμη κατάσταση για  $\alpha. \mu.$  μεγέθη στην:  $P_m - P_e = B \cdot \omega_e$  ( $\alpha. \mu.$  μεγέθη)  $\Rightarrow P_{m_N} - P_{e_N} = B \cdot \omega_{e_N} = 1\% \cdot 1 = 1\%$ . Συνεπώς, οι απώλειες λόγω τριβών στις γεννήτριες θα είναι το  $B(\%)$ , δηλαδή το  $1\%$  της ονομαστικής τους ισχύος. Για τις απώλειες του στάτη, ο τύπος είναι ο εξής:  $P_{stator} = I^2 R_s$  ( $\alpha. \mu.$ ). Συνεπώς, η ενεργός ισχύς εξόδου της γεννήτριας μπορεί να υπολογιστεί από τη μηχανική ισχύ αφαιρώντας τις προαναφερθείσες απώλειες ή διαφορετικά, αν είναι γνωστή η  $E_f$  και η τάση ακροδεκτών  $V_t$  της γεννήτριας, τότε μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο πιο πάνω αναλυτικός τύπος της ενεργού ισχύος με ανά μονάδα μεγέθη.

## 7.2.1 Έλεγχος της Σύγχρονης Γεννήτριας

Ο έλεγχος της σύγχρονης γεννήτριας του μελετώμενου συστήματος συνίσταται στον έλεγχο των στροφών της (*governor*) και στον έλεγχο της τερματικής της τάσης (*AVR*). Οι δύο αυτοί έλεγχοι έχουν αναπτυχθεί θεωρητικά στο Κεφάλαιο 3.

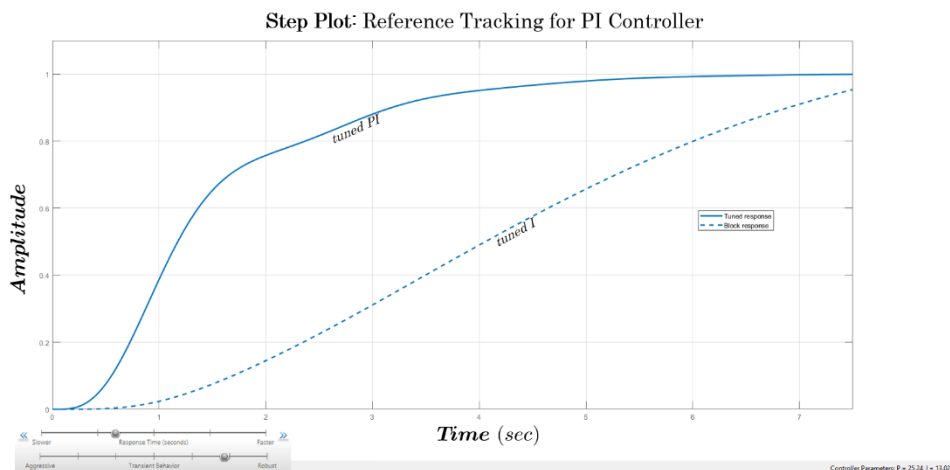
### Έλεγχος Στροφών (*Governor*)

Σύμφωνα με τη θεωρία που παρατέθηκε στην Ενότητα 3.2 καταλήγοντας στο Σχήμα 3.16 [30], καθώς και βάσει των σχεδιασμένων ελέγχων αυτόνομων συστημάτων στις [38, 98, 99], σχηματίζεται ο ακόλουθος ελεγκτής μηχανικής ισχύος της σύγχρονης γεννήτριας:



Σχήμα 7.2: Ελεγκτής Στροφών Σύγχρονης Γεννήτριας.

Ο έλεγχος δέχεται στην είσοδο το σφάλμα στη μηχανική ταχύτητα περιστροφής της μηχανής ως  $\Delta\omega_m = \omega_{m_N} - \omega_m = 1 - \omega_m$  ( $\alpha. \mu.$ ). Το σφάλμα αυτό εισέρχεται στους δύο κλάδους ελέγχου της συχνότητας: τον κλάδο πρωτεύουσας ρύθμισης μέσω του στατισμού  $R_G$  της γεννήτριας ( $P$  ελεγκτής) & τον κλάδο δευτερεύουσας ρύθμισης που χρησιμοποιεί έναν  $I$  ελεγκτή. Έτσι, η γεννήτρια αποτελεί τη μόνη μονάδα του υπό μελέτη αυτόνομου συστήματος, που αναλαμβάνει την  $SFR$ , δηλαδή την επιστροφή της συχνότητας στις αρχικές της τιμές ( $50 \text{ Hz}$ ) μετά από μια διαταραχή του φορτίου. Επιλέγονται οι τιμές για μεν το στατισμό,  $R_G = 5\%$  και δε το ολοκληρωτικό κέρδος,  $I = 13,02$ . Η τιμή του στατισμού είναι λογική και εντός του θεμιτού εύρους  $2 - 12\%$  που τίθεται από τον ENTSO – E [91 – 94] και την [30] για τις μονάδες παραγωγής. Για την επιλογή του κέρδους του ολοκληρωτή της δευτερεύουσας ρύθμισης εκτελείται automated tuning στο MATLAB/Simulink, το οποίο παράγει το βέλτιστο/tuned step response για τη γεννήτρια:

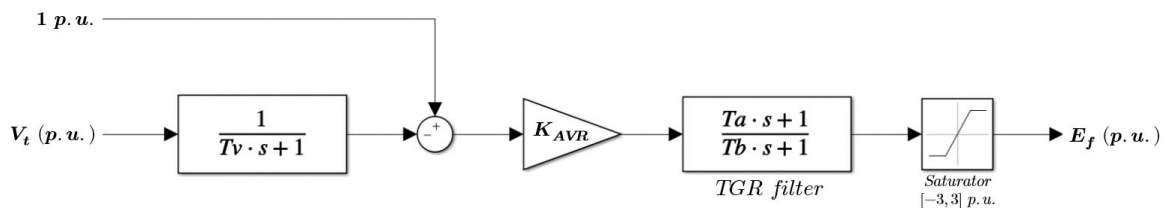


Σχήμα 7.3: Tuning του  $I$  ελεγκτή, μέσω step response plot testing.

Φαίνεται, πως με tuned PI ελεγκτή μπορεί να αποκατασταθεί το σφάλμα συχνότητας πιο γρήγορα, από ότι με τη χρήση μόνο I όρου, αφού ο ελεγκτής γίνεται πιο ταχύς. Ωστόσο, χρησιμοποιείται μόνο ο ολοκληρωτικός όρος στον PI ελεγκτή, ώστε το μοντέλο ελέγχου να είναι συμβατό με τις αναφορές που λαμβάνονται υπόψιν για αυτόνομα συστήματα ([38, 98, 99] και Σχήμα 3.16 [30]) και αφού άλλωστε, το πέρας της δευτερεύουσας ρύθμισης συχνότητας (μηδενισμός του σφάλματος) μπορεί να επέλθει μετά από αρκετό χρόνο. Μια αντίθεση του παραπάνω ελέγχου με το Σχήμα 3.16 είναι ότι εδώ χρησιμοποιείται ως  $\Delta\omega$  το  $\Delta\omega_m = \omega_{m_N} - \omega_m = \omega_0 - \omega$  ( $\alpha. \mu.$ ), δηλαδή το αντίθετο από του Σχήματος 3.16 και άρα, τα πρόσημα των κλάδων *PFR* και *SFR* που φτάνουν στον αθροιστή είναι τα αντίθετα. Η τρίτη είσοδος του αθροιστή σε  $\alpha. \mu.$  αποτελεί το υποτιθέμενο ανά χρονική στιγμή setpoint του Διαχειριστή του δικτύου που αποστέλλεται στη μονάδα του συστήματος και έχει προκύψει μετά από μια οικονομική κατανομή του φορτίου, που έπεται της *SFR*. Οι καθυστερήσεις του *governor* και της τουρμπίνας/στροβίλου (*turbine*) προσομοιώνονται με δύο φίλτρα 1<sup>ης</sup> τάξεως, χρονικών σταθερών:  $T_g = 100 \text{ ms}$  και  $T_t = 200 \text{ ms}$ , αντίστοιχα [13]. Τέλος, η απαιτούμενη κάθε χρονική στιγμή μηχανική ισχύς, η οποία τροφοδοτείται ως σήμα στη μηχανή, διέρχεται από έναν κορεστή (*saturator*), με κάτω όριο το θεωρούμενο τεχνικό ελάχιστο της σύγχρονης γεννήτριας (0,2  $\alpha. \mu.$  ή 20%) και άνω όριο την ονομαστική ισχύ της μηχανής (1  $\alpha. \mu.$  ή 100%) [77].

### Έλεγχος Τάσεως (AVR)

Το μοντέλο του σχεδιαζόμενου *Automatic Voltage Regulator* στηρίζεται στα Σχήματα 3.17 και 3.18 [30] και στη θεωρία που τα συνοδεύει. Έτσι, η μορφή του είναι η εξής:

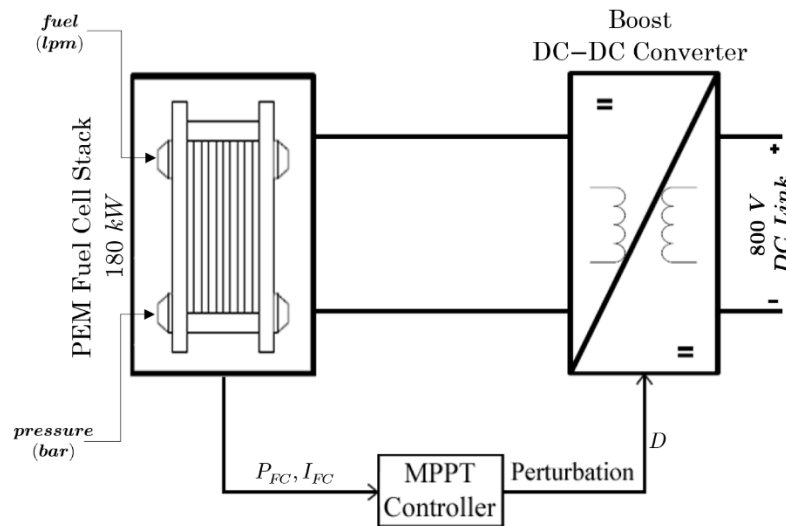


Σχήμα 7.4: Ελεγκτής Τάσεως Σύγχρονης Γεννήτριας.

Η τερματική τάση  $V_t$  της γεννήτριας μετρείται σε  $\alpha. \mu.$  και περνά από φίλτρο 1<sup>ης</sup> τάξης χρονικής σταθεράς  $T_v = 50 \text{ ms}$ , που αντικατοπτρίζει την καθυστέρηση μέτρησης της τερματικής τάσης, αλλά και την εγγενή καθυστέρηση του μορφοτροπέα (*transducer*) που εμπλέκεται στο σημείο αυτό [30]. Η καθυστέρηση του, εν γένει, είναι της τάξης μερικών *msec* μέχρι το πολύ *100 msec* [30, 13]. Το σφάλμα τάσης  $\Delta V_t = V_{t_{ref}} - V_t = 1 - V_t$  ( $\alpha. \mu.$ ) εισέρχεται στη διεγέρτρια (*exciter*) κέρδους  $K_{AVR}$ , το οποίο κυμαίνεται σε τιμές 100 – 400  $\alpha. \mu.$  [13] και όσο μεγαλύτερο είναι, τόσο μικρότερο είναι το μόνιμο σφάλμα (βλ. ανάλυση Ενότητας 3.3). Έτσι, εδώ επιλέγεται η μεγαλύτερη επιτρεπτή τιμή του, δηλαδή  $K_{AVR} = 400 \alpha. \mu.$ . Όσον αφορά το TGR φίλτρο, είναι  $T_a = 1 \text{ s}$  και  $T_b = 10 \text{ s}$  [30], όπως υποστηρίχθηκε στην Ενότητα 3.3. Η τάση διέγερσης  $E_f$  περιορίζεται σε  $\pm 3 \alpha. \mu.$  [13].

## 7.3 PEM Κυψέλη Καυσίμου

Όπως αναφέρθηκε και στο Κεφάλαιο 5, το *PEM Fuel Cell* που αξιοποιείται στην παρούσα διπλωματική εργασία είναι ονομαστικής ισχύος **180 kW**. Λειτουργεί υπό σταθερή πίεση καυσίμου **3,04 bar  $\approx$  3 atm** στην είσοδο, αλλά υπό μεταβαλλόμενη ροή καυσίμου σε λίτρα ανά λεπτό (*litres per minute, lpm*). Η θερμοκρασία λειτουργίας του *FC* θεωρείται σταθερή στους **65 °C**. Η μέγιστη/ονομαστική ισχύς των 180 kW επιτυγχάνεται για ροή καυσίμου (μέγιστη) στην είσοδο του *FC* ίση με **1460 lpm**. Αυτό είναι δυνατό με την αξιοποίηση ελέγχου *Maximum Power Point Tracking* ή *MPPT*. Ο έλεγχος αυτός υλοποιείται μέσω αλγορίθμου που επιβάλλεται στον Boost DC/DC Converter του κλάδου του *FC*, όπως φαίνεται σχηματικά παρακάτω:



**Σχήμα 7.5:** Σχηματική αναπαράσταση διέγερσης Boost DC/DC μετατροπέα στρατηγικής MPPT.

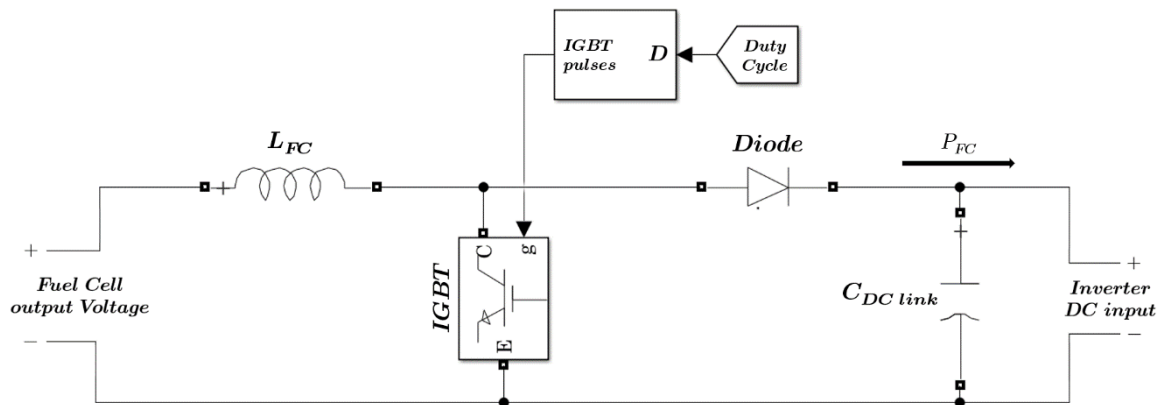
### 7.3.1 Boost DC/DC Μετατροπέας και Έλεγχος κατά MPPT

Στον μετατροπέα ανύψωσης τάσης (boost DC/DC) του *fuel cell* πραγματοποιείται ο έλεγχος *Maximum Power Point Tracking* (*MPPT*). Πρόκειται για μια κοινή πρακτική σε κυψέλες καυσίμου, όταν είναι επιθυμητό να εξαχεται η μέγιστη δυνατή ισχύς από την εισερχόμενη ροή καυσίμου κάθε δεδομένη χρονική στιγμή [14, 100]. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται για το *FC* η βελτιστοποίηση αναφορικά με την κατανάλωση καυσίμου, καθώς και η παρακολούθηση του MPP σε διαφορετικά *fuel flow rates* [100]. Στην παρούσα υποενότητα παρουσιάζεται, αρχικά, ο ίδιος ο μετατροπέας και τα μεγέθη των συνιστωσών του και στη συνέχεια, ο προαναφερθείς έλεγχός του.



### Boost DC/DC Μετατροπέας

Η ανάλυση της λειτουργίας του DC μετατροπέα ανύψωσης τάσης δεν αποτελεί αντικείμενο εμβάθυνσης στην παρούσα εργασία και ο αναγνώστης παραπέμπεται στην αναφορά [58] για λεπτομερή ανάλυση επ' αυτού. Στην υποενότητα αυτή το ενδιαφέρον επικεντρώνεται στη διαστασιολόγηση του μετατροπέα της διάταξης και στον έλεγχό του, βάσει MPPT. Η τοπολογία του Boost DC/DC Converter του FC είναι η παρακάτω:



Σχήμα 7.6: Boost DC/DC Μετατροπέας.

Αναπόσπαστο κομμάτι του boost DC/DC μετατροπέα αποτελεί και ο πυκνωτής του DC link, ο οποίος αποτελεί και τον DC ζυγό της διάταξης, όπου συνδέεται και ο ηλεκτρολύτης μέσω του δικού του DC μετατροπέα (buck). Σημειώνεται, ότι ως  $f_s$  συμβολίζεται η διακοπτική συχνότητα του pulse generator για την αποστολή παλμών στο διακοπτικό στοιχείο (IGBT), βάσει του εκάστοτε *Duty Cycle*. Οι τιμές που επιλέχθηκαν για τον χρησιμοποιούμενο μετατροπέα ανύψωσης φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

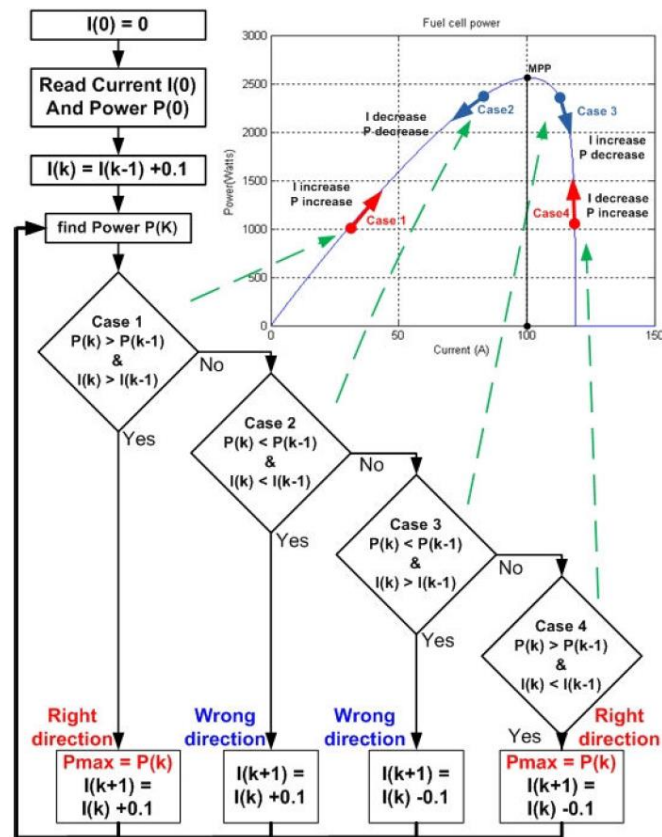
Πίνακας 7.3.1: Τιμές συνιστωσών Boost DC/DC Μετατροπέα.

Παράμετρος	Τιμή
$f_s$	25 kHz
$L_{FC}$	15 mH
$C_{DC\ link}$	55 mF

### Έλεγχος κατά MPPT

Ο έλεγχος του μετατροπέα ανύψωσης βάσει MPPT για το *fuel cell* καταστρώνεται σύμφωνα με την [100]. Παρόμοιες τακτικές εφαρμόζονται και σε συστήματα Φ/Β για εξαγωγή της μέγιστης ισχύος ενός Φ/Β πάρκου από την κάθε στιγμή δεδομένη ηλιακή ακτινοβολία. Επιλέγεται η υλοποίηση του αλγορίθμου Perturb and Observe (P&O) («Διατάραξε και Παρατήρησε»), καθώς πρόκειται για τον πιο συχνά εφαρμοζόμενο και

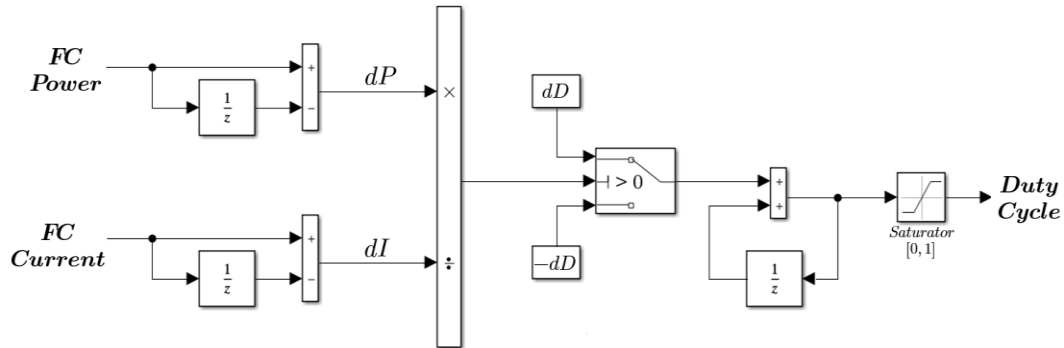
απλό στην υλοποίηση για αντίστοιχες εφαρμογές, ενώ φέρει και σχετικά καλή ακρίβεια. Η ανάλυσή του για τη λειτουργία του επί της κυψέλης καυσίμου συνοψίζεται στο ακόλουθο αυτεξήγητο διάγραμμα, αλλά και στα όσα ακολουθούν:



Σχήμα 7.7: Αλγόριθμος P&O MPPT για FC [100].

Στο παραπάνω Σχήμα 7.7 φαίνεται αρχικά η καμπύλη ισχύος του FC. Η καμπύλη ισχύος ειθισται στα FCs να εκφράζεται συναρτήσε του ρεύματος στον οριζόντιο άξονα. Το ίδιο ισχύει και για την καμπύλη πόλωσης του FC, που θεωρείται η χαρακτηριστική  $V - I$  αυτού, όπως φάνηκε και στο Σχήμα 5.4 της Ενότητας 5.1 (αυτά είναι σημεία διαφορετικά με τις περιπτώσεις αναλύσεων των Φ/Β, όπου θεωρείται η τάση στον οριζόντιο άξονα). Ο αλγόριθμος P&O ξεκινά από μηδενικό ρεύμα, μετρώντας ρεύμα και ισχύ. Ακολουθώς, το ρεύμα αυξάνεται λίγο και μετράται μια νέα τιμή ισχύος. Στη συνέχεια, συγκρίνονται σε κάθε επανάληψη οι τιμές ισχύος και ρεύματος με τις αμέσως προηγούμενες. Στην πραγματικότητα, αυτό που εξετάζεται δειγματοληπτικά κάθε φορά και έχει σημασία δεν είναι τίποτα άλλο από το πρόσημο της κλίσης της καμπύλης ισχύος:  $dP/dI$  ή σε διαδοχικά διακριτά δείγματα:  $\Delta P/\Delta I$ . Έτσι, αν η κλίση είναι θετική, σημαίνει πως βρισκόμαστε στο αριστερό και αύξον κομμάτι της καμπύλης, σε ρεύματα μικρότερα του ρεύματος μέγιστης ισχύος,  $I_{MPP}$  και άρα, το ρεύμα πρέπει να αυξηθεί. Αντιθέτως, αν η κλίση είναι αρνητική, σημαίνει πως βρισκόμαστε στο δεξιό και φθίνον κομμάτι της καμπύλης, σε ρεύματα μεγαλύτερα του  $I_{MPP}$  και άρα, το ρεύμα πρέπει να μειωθεί. Η επανάληψη υλοποιείται προσομοιωτικά μέσω διαδοχικών επιδράσεων στα μεγέθη duty cycle, τάση και ρεύμα με τη μορφή νοητής ανάδρασης, όπως θα δούμε παρακάτω.

Περισσότερο κατανοητή μπορεί να γίνει η λειτουργία του αλγορίθμου μέσα από το block διάγραμμα [100], το οποίο αξιοποιείται και στο περιβάλλον του MATLAB/Simulink για την υλοποίηση του P&O MPPT στον boost DC/DC:



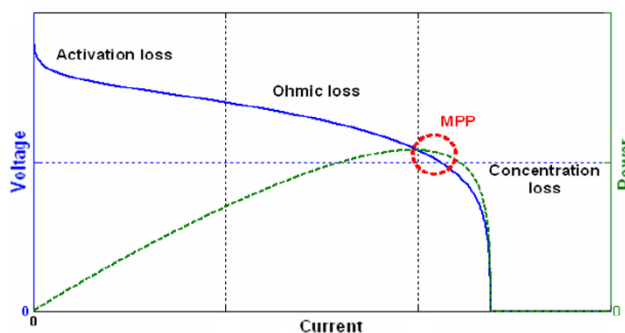
Σχήμα 7.8: Block diagram υλοποίησης του P&O MPPT.

Μετρούνται αρχικά ισχύς και ρεύμα. Το block  $\frac{1}{z}$  αποτελεί το λεγόμενο unit delay και ουσιαστικά διατηρεί το προηγούμενο δείγμα μέτρησης, δηλαδή αυτό του προηγούμενου κύκλου/περιόδου μέτρησης. Έτσι, σχηματίζονται οι διαφορές  $dP \equiv \Delta P = P_t - P_{t-1}$  και  $dI \equiv \Delta I = I_t - I_{t-1}$ . Στη συνέχεια, σχηματίζεται η κλίση  $dP/dI$  της καμπύλης ισχύος και εξετάζεται ως προς το πρόσημό της. Από εδώ και ύστερα ξεκινά η αλληλουχία επιδράσεων σε duty cycle, τάση  $FC$  και ρεύμα  $FC$ , για να ξεκινήσει ο κύκλος. Πιο συγκεκριμένα, αν η κλίση είναι θετική, τότε το duty cycle αυξάνεται κατά τη μικρή τιμή  $dD = 0,00001$  και αν είναι αρνητική, μειώνεται κατά την ίδια τιμή [100]. Η μικρή τιμή  $dD$  επιτρέπει στην τάση να μην παρουσιάζει απότομες αυξομειώσεις.

Στον boost DC/DC μετατροπέα ( $V_{out} = 800 V$ : σταθερή), η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \implies V_{in} = (1-D)V_{out}$$

Έτσι, αύξηση του duty cycle  $D$  σημαίνει μείωση της τάσης  $V_{in}$  του μετατροπέα, που είναι η τάση που αποδίδει το *fuel cell* και αντιστρόφως. Αυξομείωση της τάσης του *fuel cell* έχει την αντίθετη επίδραση στο ρεύμα, βάσει της καμπύλης πόλωσής του ( $V - I$  curve):



Σχήμα 7.9: Καμπύλη πόλωσης και ισχύος  $FC$  [100].

Στην καμπύλη πόλωσης του  $FC$ , καθώς η τάση μειώνεται το ρεύμα αυξάνει και καθώς η τάση αυξάνει το ρεύμα μειώνεται. Έτσι, έχουμε, εν τέλει, μια τελική επίδραση στο ρεύμα, η οποία γίνεται αντιληπτή κατά τη μέτρησή του στον επόμενο κύκλο. Συνεπώς, η λειτουργία του Σχήματος 7.8 μεταφράζεται εν συντομία και κατά αντιστοιχία στην εξής ακολουθία επίδρασης στα ενδιαφερόμενα μεγέθη:

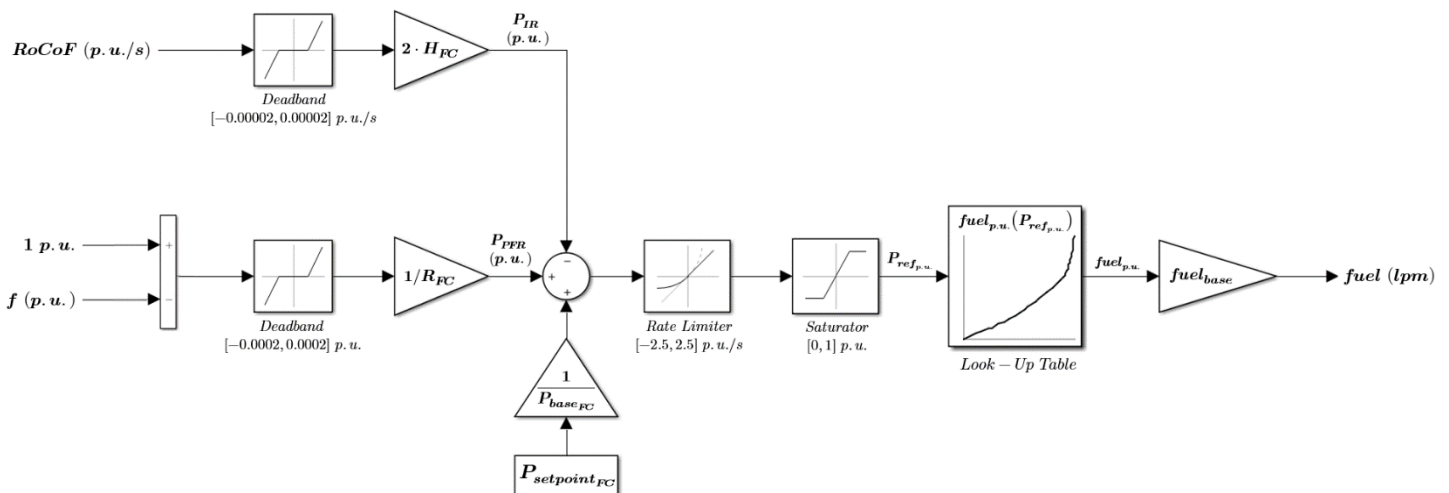
Ανάλογα το πρόσημο του  $\frac{dP}{dI}$  αντιστοιχα:  $dP/dI > 0$  ή  $< 0 \rightarrow D \uparrow \downarrow \rightarrow V_{FC} \downarrow \uparrow \rightarrow I_{FC} \uparrow \downarrow$

Έτσι, πράγματι επαληθεύεται η επιθυμητή λειτουργία που περιγράφει το Σχήμα 7.7 του P&O MRPT και στην περιοχή της θετικής κλίσης, το ρεύμα καταλήγει να αυξάνεται, ενώ στην περιοχή της αρνητικής κλίσης, το ρεύμα καταλήγει να μειώνεται. Στόχος είναι το σημείο μέγιστης ισχύος MPP (βλ. Σχήμα 7.9) και αυτό φτάνει τελικώς ο αλγόριθμος. Αυτό, διότι η παραπάνω αλληλουχία επιδράσεων στα συγκεκριμένα μεγέθη συνεχίζεται, μέχρι το  $dP/dI$  να φτάσει στην κορυφή της καμπύλης ισχύος, όπου πλέον παλινδρομεί.

Κάθε τιμή καυσίμου (αέριο  $H_2$ ) στην είσοδο σχηματίζει μια νέα καμπύλη ισχύος, με ένα νέο, δικό της MPP. Αυτό φάνηκε και στις καμπύλες του Σχήματος 5.5, όπου η καμπύλη ισχύος (και η καμπύλη πόλωσης) «φουσκώνει» όταν το εισερχόμενο καύσιμο αυξάνει. Μεγαλύτερες ποσότητες καυσίμου στην είσοδο σημαίνουν μεγαλύτερα MPPs. Ο αλγόριθμος που παρουσιάστηκε και υλοποιήθηκε προσομοιωτικά επιτυγχάνει το MPP σε κάθε τιμή  $lpm$  εισερχόμενου  $H_2$ .

### 7.3.2 Έλεγχος Συχνότητας–Ισχύος $PEMFC$

Είδαμε πως επιτυγχάνεται για κάθε τιμή καυσίμου στην είσοδο του  $fuel\ cell$  η μέγιστη δυνατή ισχύς. Ωστόσο, για συνεισφορά του  $PEMFC$  στη συχνότητα, πρέπει να σχηματιστεί ένας ελεγκτής, ο οποίος ανάλογα με τη συχνότητα του μικροδικτύου και τον τρόπο που το  $PEMFC$  την στηρίζει (στατισμός/εικονική αδρανειακή απόκριση) θα κατευθύνει το κατάλληλο καύσιμο προς την κυψέλη καυσίμου. Με τον τρόπο αυτό θα οδηγείται τελικώς και η ισχύς της. Ο ελεγκτής που σχεδιάστηκε είναι ο εξής:



Σχήμα 7.10: Ελεγκτής Ισχύος του  $PEMFC$ .

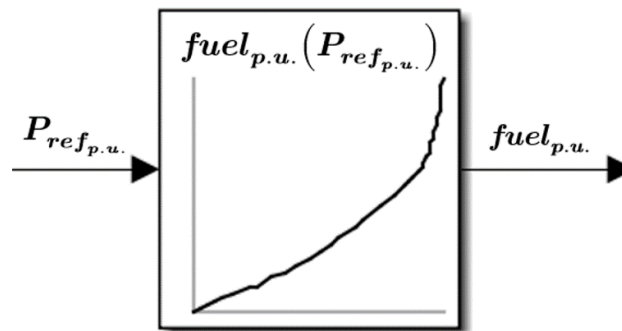
Αρχικά, ο έλεγχος περιλαμβάνει δύο ξεχωριστούς κλάδους: τον κλάδο πρωτεύουσας ρύθμισης συχνότητας ( $PFR$ ) και τον κλάδο αδρανειακής απόκρισης ( $IR$ ). Η συχνότητα που χρησιμοποιείται στον παραπάνω έλεγχο προέρχεται από τη μέτρηση του PLL.

- Ο πρώτος κλάδος ( $PFR$ ) μοιάζει σημαντικά με αυτόν της σύγχρονης γεννήτριας. Εκφράζεται από τη βασική σχέση:  $\Delta P_{PFR} = \frac{1}{R_{FC}} \Delta f$  ( $\alpha. \mu.$  μεγέθη), η οποία θεμελιώθηκε στο 3<sup>ο</sup> Κεφάλαιο, αλλά εδώ με  $\Delta f = f_0 - f = 1 - f$  ( $\alpha. \mu.$ ) και άρα η  $P_{PFR}$  εισέρχεται με (+) στον αθροιστή. Επίσης, εδώ, δε χρησιμοποιείται η ταχύτητα περιστροφής της γεννήτριας ως μέγεθος αναφοράς για τη συχνότητα, αλλά η ίδια η μετρούμενη συχνότητα του μικροδικτύου. Όπως όλα τα μετρούμενα μεγέθη, έτσι και η συχνότητα διέρχεται πρώτα από ένα φίλτρο 1<sup>ης</sup> τάξεως, το οποίο προσομοιώνει την έμφυτη καθυστέρηση των μετρητικών οργάνων. Η καθυστέρηση αυτή είναι της τάξης των 50 ms [96]. Το φίλτρο αυτό συνεισφέρει, επίσης, στην εξάλειψη υψίσουχνου θορύβου ( $\omega \gg$ ) από το μετρούμενο σήμα, λόγω της συνάρτησης μεταφοράς του:  $\frac{1}{T_{delay}s+1} \xrightarrow{s=j\omega, \omega \rightarrow \infty} 0$ . Στον κλάδο  $PFR$  προστίθεται και ένα deadband (DB) block, το οποίο επιτρέπει στην  $P_{PFR}$  να λάβει μη μηδενικές τιμές μόνο εκτός του επιβαλλόμενου εύρους. Η [96] προτείνει deadband των  $\pm 20$  mHz σε συστήματα αποθήκευσης (στα οποία συγκαταλέγεται, φυσικά και η αποθήκευση  $H_2$ ), όμως η [29] σημειώνει πως ένα μέγιστο deadband των  $\pm 10$  mHz μπορεί να τεθεί στον ελεγκτή. Υιοθετώντας την αυστηρή σημείωση, το deadband που επιλέγεται είναι αυτό των  $\pm 10$  mHz: **deadband =  $\pm 10$  mHz =  $\pm 0,0002$  p.u.** Ο στατισμός  $R_{FC}$  ακολουθεί τα όρια τιμών 2 – 12% για τις μονάδες παραγωγής (βλ. Ενότητα 6.2 και [30]).
- Ο δεύτερος κλάδος ( $IR$ ) σχηματίζει την απόκριση –εικονικής– αδρανειακής απόκρισης. Εκφράζεται από τη βασική σχέση:  $\Delta P_{IR} = -2H_{FC} \cdot \frac{df}{dt}$  ( $\alpha. \mu.$  μεγέθη), η οποία προκύπτει από την εξίσωση κίνησης για την ηλεκτρική ισχύ. Το *fuel cell* αποτελεί μια μονάδα παραγωγής χωρίς κινούμενα μηχανικά μέρη. Έτσι, δεν υπάρχει σε αυτό έμφυτη αδράνεια, όπως στους άξονες των σύγχρονων γεννητριών. Ωστόσο, δύναται να προσομοιωθεί τέτοια στον έλεγχο του, ώστε να προσομοιώνει τη λειτουργία των γεννητριών αυτών. Η δυνατότητα αυτή πηγάζει από την ταχύτητα απόκρισης των *PEMFCs*, η οποία τονίσθηκε στην Ενότητα 3.4 του Κεφαλαίου 3. Εφόσον η αδράνεια είναι εικονική και αποτυπώνεται μονάχα στο σχεδιασμό του ελέγχου και πιο συγκεκριμένα, στην παράμετρο της σταθεράς αδρανείας  $H_{FC}$ , μπορεί να ρυθμιστεί όσο μεγάλη είναι επιθυμητό, σε αντίθεση με τις σύγχρονες γεννήτριες, που οι τιμές αντανακλούν τα φυσικά εγγενή χαρακτηριστικά του άξονα και δεν υπερβαίνουν συνήθως τα 5 sec [13]. Ωστόσο, όπως θα δούμε στο επόμενο κεφάλαιο των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων (Κεφάλαιο 8), δεν ενδεικνύονται αυθαίρετα μεγάλες τιμές εικονικής αδρανείας  $H_{FC}$  χάριν ευστάθειας του συστήματος. Ο κλάδος αδρανειακής απόκρισης χρησιμοποιεί DB block με **deadband =  $\pm 0,001$  Hz/s =  $\pm 0,00002$  p.u./s** [96]. Σημειώνεται, πως για τον  $IR$  κλάδο πρέπει να μετρηθεί το *RoCoF*. Τα ηλεκτρικά σήματα που προσφέρουν πληροφορία μετρήσεως *RoCoF* συνήθως προέρχονται από καθυστέρηση 50 – 500 ms μαζί με το χρονικό παράθυρο. Εδώ εφαρμόζεται η καθυστέρηση των 50 ms, όπως έγινε και στη συχνότητα [96, 97].

Στον αθροιστή των συνιστωσών  $\alpha.μ.$  ισχύων του Σχήματος 7.10 προστίθεται και το επιβαλλόμενο από το Διαχειριστή του συστήματος setpoint στο  $FC$ , το οποίο προκύπτει μετά από μία οικονομική κατανομή του φορτίου στο σύστημα, ύστερα από την αποκατάσταση της συχνότητας σε αυτό μέσω της δευτερεύουσας ρύθμισης.

Ακολουθεί ένας περιοριστής της κλίσης της αποκρινόμενης ισχύος (*rate limiter*) του χρησιμοποιούμενου *PEM fuel cell*. Για την επιλογή του περιοριστή αυτού πρέπει να ειπωθούν τα εξής. Κατ' αρχάς, η τιμή του *slew rate* του περιοριστή που επιλέγεται ως μέγιστη είναι η:  $\pm 2,5 \text{ p.u./s}$ . Η επιλογή αυτή στηρίζεται στα πορίσματα της αναφοράς [43], η οποία έχει συζητηθεί και στην Ενότητα 3.4. Η [43] έχει αναφερθεί από πολλές άλλες δημοσιεύσεις, καθώς μελετά κάτι πολύ σημαντικό, ήτοι τις *ramping* δυνατότητες (γρήγορου ανεβοκατεβάσματος της ισχύος) ενός πλήρους πειραματικού συστήματος *PEMFC* για στήριξη του δικτύου σε επικουρικές υπηρεσίες της συχνότητας. Έτσι, μιας και η μεγαλύτερη δυνατότητα *ramping* που φαίνεται στην [43] είναι η  $5 \text{ p.u./s}$  επιλέγεται εδώ ακριβώς μια μέση τιμή, δηλαδή τα  $2,5 \text{ p.u./s}$ . Επισημαίνεται, πως εφόσον οι κυψέλες καυσίμου δεν περιλαμβάνουν στρεφόμενα μέρη, είναι εφικτό να αποδίδουν γρήγορες μεταβολές στην παρεχόμενη ισχύ τους (δεδομένου ενός ικανού χρόνου απόκρισης και υπό κατάλληλες συνθήκες στοιχειομετρίας αέρα και καυσίμου [43]), κάτι που έρχεται, βέβαια, σε αντίθεση με την μηχανική ισχύ των σύγχρονων γεννητριών.

Στη συνέχεια του ελέγχου παρατίθεται ένας κορεστής που περιορίζει την ανά μονάδα ισχύ του  $FC$  στο εύρος  $[0, 1] \alpha.μ.$ . Η ανά μονάδα ισχύς αναφοράς εισέρχεται, ύστερα, σε έναν *Look – Up Table*. Ο πίνακας αυτός αποτελεί έναν προκαθορισμένο πίνακα, ο οποίος για κάθε τιμή  $\alpha.μ.$  ισχύος αναφοράς  $P_{ref.p.u.}$  στην εισοδό του έχει έτοιμη προς αντιστοίχιση την κατάλληλη τιμή καυσίμου, επίσης σε  $\alpha.μ.$ , για την οποία η ισχύς  $P_{ref.p.u.}$  είναι η μέγιστη δυνατή, κατά *MPPT*. Δηλαδή, οι τιμές του πίνακα προκύπτουν, αν για όλες τις επιτρεπτές τιμές *flow rate* που μπορεί να εισέλθουν στο μελετώμενο  $FC$  (εύρος:  $[0 - 1460] \text{ lpm}$ ) βρεθεί η μέγιστη ισχύς κάθε φορά, βάσει *MPPT*. Σχηματίζεται έτσι, διότι, όπως ειπώθηκε στην προηγούμενη Υποενότητα 7.3.1, για κάθε τιμή εισερχόμενου καυσίμου, το  $FC$  αποδίδει τη μέγιστη δυνατή ισχύ για αυτά τα *lpm* καυσίμου. Το  $FC$  λειτουργεί πάντα στο *MPP* για κάθε καύσιμο. Έτσι, ο πίνακας αυτός, με ανά μονάδα μεγέθη σε κάθετο και οριζόντιο άξονα έχει την ακόλουθη μορφή:



Σχήμα 7.11: Μορφή  $P - fuel$  καμπύλης  $FC$  (*Look – Up Table*).

Τέλος, το καύσιμο σε  $\alpha.μ.$  πολλαπλασιάζεται με τη βάση καυσίμου, δηλαδή τα  $1460 \text{ lpm}$ , ώστε να εισέλθει ως φυσικό μέγεθος (*lpm*) στο μοντέλο της κυψέλης καυσίμου.

## 7.4 PEM Ηλεκτρολύτης

Ο ηλεκτρολύτης της διάταξης έχει ονομαστική ισχύ **345 kW**. Η μονάδα του *electrolyzer* διαστασιολογείται με τέτοιο τρόπο, ώστε να μπορεί να παράξει μέγιστο fuel flow rate, όσο μέγιστο μπορεί να καταναλώσει και το *FC*. Δηλαδή, ο *PEMELZ* της διάταξης θεωρείται ότι μπορεί να παράξει μέχρι **1460 lpm** flow rate υδρογόνου. Για την τιμή αυτή της μέγιστης παραγωγής υδρογόνου, ο ηλεκτρολύτης αποδίδει τα μέγιστα, δηλαδή 345 kW.

Γνωρίζοντας κανείς και την ονομαστική ισχύ της μονάδας του ηλεκτρολύτη μπορεί να υπολογίσει, προσεγγιστικά, την απόδοση του συνολικού συστήματος αποθήκευσης ενέργειας μέσω  $H_2$ . Αυτή ορίζεται ως ο λόγος της διαθέσιμης ενέργειας εξόδου στο DC ζυγό από το σύστημα του *FC* και της διαθέσιμης ενέργειας εισόδου στον ίδιο ζυγό προς παραγωγή υδρογόνου από το σύστημα του *ELZ*, μέσα σε μια περίοδο λειτουργίας του συστήματος αποθήκευσης  $H_2$  [16]. Συμπεριλαμβάνονται και οι αποδόσεις των DC μετατροπέων και βάσει της [16] είναι:

$$\eta_{storage} = \frac{\eta_{buck}\eta_{boost} \int_0^T P_{out,FC} dt}{\int_0^T P_{in,ELZ} dt}$$

Αν για τους μετατροπείς θεωρηθεί η λογική απόδοση του 95% [101] και οι μονάδες του *PEMFC* και του *PEMELZ* θεωρηθούν σε συνεχώς ονομαστική ισχύ λειτουργίας στον κύκλο λειτουργίας, τότε για τη μελετώμενη διάταξη, η ονομαστική απόδοση του συστήματος αποθήκευσης στον κύκλο λειτουργίας του θα είναι προσεγγιστικά:

$$\eta_{storage_N} \simeq 0,95 \cdot 0,95 \cdot P_{out,FC_N} / P_{in,ELZ_N} = 0,9025 \cdot 180/345 \simeq 47\%$$

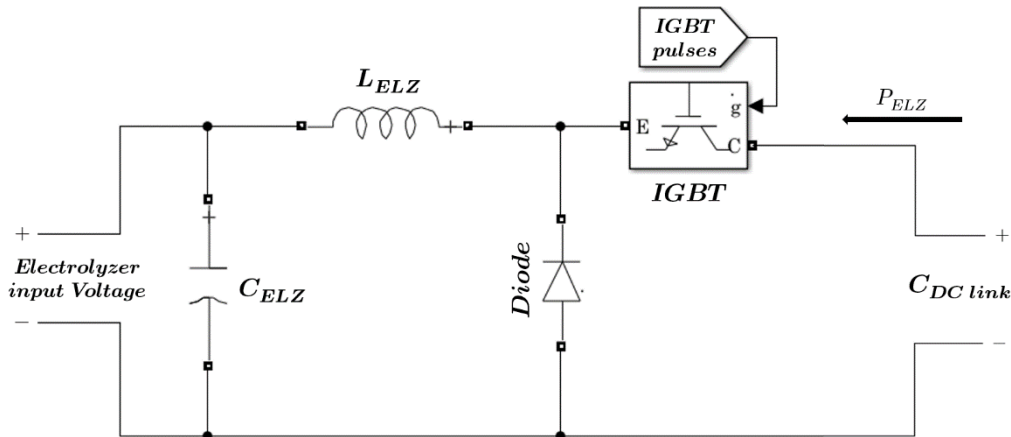
Η τιμή αυτή αποτελεί μια λογική τιμή τέτοιου είδους απόδοσης ανάλογων συστημάτων αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας με τη χρήση Υδρογόνου [16].

### 7.4.1 Buck DC/DC Μετατροπέας και Έλεγχος κατά ζητούμενο $H_2$ (P2G)

Στον μετατροπέα υποβιβασμού τάσης (buck DC/DC) του *electrolyzer* πραγματοποιείται ο Power to Gas έλεγχος, σύμφωνα με τον οποίο, προς επίτευξη του ζητούμενου κάθε στιγμή προς παραγωγή υδρογόνου, ο *ELZ* προσαρμόζει την κατανάλωση ισχύος του. Ο έλεγχος επιβάλλεται (και εδώ, όπως και στον boost του *FC*) στο διακοπτικό στοιχείο (IGBT) του μετατροπέα. Το  $H_2$  που παράγεται από τον ηλεκτρολύτη κατευθύνεται προς αποθήκευση στην επόμενη βαθμίδα της διάταξης, δηλαδή τη δεξαμενή του υδρογόνου. Αρχικά καταστρώνεται ένας P2G έλεγχος, με βάση τον οποίο μπορεί να δίνεται σαν είσοδος η επιθυμητή τιμή fuel flow rate (είδος setpoint καυσίμου) και αποτέλεσμα του ελέγχου να είναι η κατάλληλη προσαρμογή της ισχύος που καταναλώνει ο *ELZ*, ώστε να το επιτύχει. Στην παρούσα υποενότητα παρουσιάζεται, αρχικά, ο ίδιος ο μετατροπέας και τα μεγέθη των συνιστωσών του και στη συνέχεια, ο προαναφερθείς έλεγχός του.

### Buck DC/DC Μετατροπέας

Η ανάλυση της λειτουργίας του DC μετατροπέα υποβιβασμού τάσης δεν αποτελεί αντικείμενο εμβάθυνσης στην παρούσα εργασία και ο αναγνώστης παραπέμπεται στην αναφορά [58] για λεπτομερή ανάλυση επ' αυτού. Στην υποενότητα αυτή το ενδιαφέρον επικεντρώνεται στη διαστασιολόγηση του μετατροπέα της διάταξης και στον έλεγχό του, προς παραγωγή του ζητούμενου υδρογόνου από τη μονάδα. Η τοπολογία του Buck DC/DC Converter του *ELZ* είναι η παρακάτω:



Σχήμα 7.12: Buck DC/DC Μετατροπέας.

Από τη μεριά της μεγαλύτερης τάσης, ο μετατροπέας συνδέεται στον πυκνωτή του DC link στον κλάδο του *FC* (DC ζυγός), όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.1, σύμφωνα και με τα όσα αναλύθηκαν στην Ενότητα 6.1 του προηγούμενου κεφαλαίου. Ο παραπάνω μετατροπέας υποβιβάζει τη σταθερή στα 800 V τάση του DC link σε επιτρεπτά επίπεδα για τη λειτουργία του *ELZ*. Οι τιμές που επιλέχθηκαν για τον χρησιμοποιούμενο μετατροπέα ανύψωσης φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 7.4.1: Τιμές συνιστωσών Buck DC/DC Μετατροπέα.

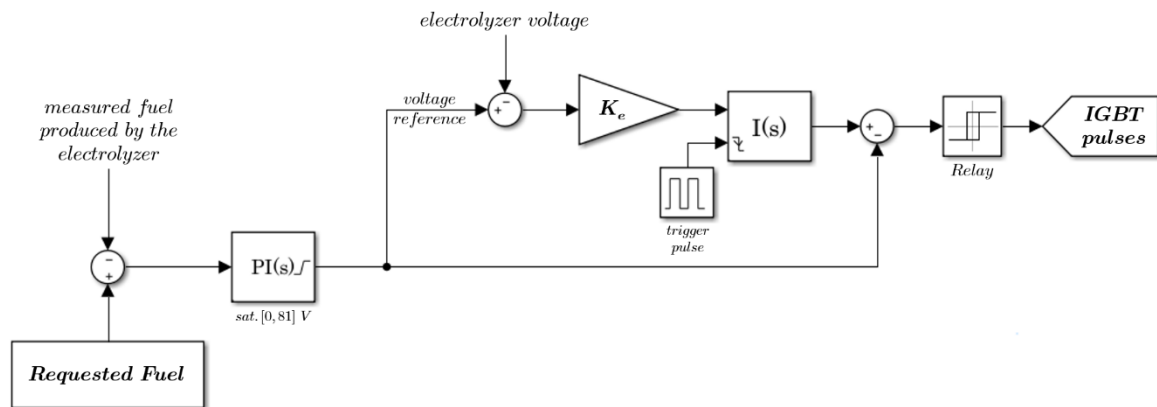
Παράμετρος	Τιμή
$C_{ELZ}$	0,1 mF
$L_{ELZ}$	0,4 mH

### Έλεγχος κατά Ζητούμενο Fuel Flow Rate – Λειτουργία P2G

Σε πρώτη φάση, ο έλεγχος της καταναλισκόμενης ισχύος του *ELZ* ανάλογα το ζητούμενο καύσιμο (παραγόμενο  $H_2$ ) γίνεται μέσω της τάσεως. Σαν τα *FCs*, έτσι και οι *ELZs* χαρακτηρίζονται από τις καμπύλες πόλωσής τους, όπως συζητήθηκαν στην Ενότητα 5.2 και εξετάστηκαν στην Υποενότητα 5.2.3. Επομένως, αν ο έλεγχος για μια τιμή flow rate



καυσίμου  $H_2$  καθορίσει κάποια τιμή αναφοράς για την τάση, τότε μέσω της καμπύλης πόλωσης, η τιμή τάσης αντιστοιχίζεται σε μια συγκεκριμένη τιμή καταναλισκόμενου ρεύματος. Το γινόμενο των δύο αυτών μετρούμενων μεγεθών δίνει την καταναλισκόμενη DC ισχύ από τη μονάδα του *electrolyzer*. Η καμπύλη πόλωσης εκφράζεται από τη Σχέση (5.16) ( $V - I$  καμπύλη). Ωστόσο, η απευθείας απόδοση τιμής στο ρεύμα μέσω της τάσης είναι κάτι που επιτρέπει ο μετασχηματισμός του μοντέλου κατά *Lambert W. prodlog*, καταλήγοντας στη Σχέση (5.29) [67], ούτως ώστε να καθορίζεται η λειτουργία του *ELZ* από την εφαρμοζόμενη τάση στην είσοδό του. Ο έλεγχος αυτός σχηματίζεται ως ελεγκτής διπλού βρόχου, απεικονίζεται ως ακολούθως και επεξηγείται αναλυτικά στη συνέχεια:



Σχήμα 7.13: Έλεγχος P2G του Buck DC/DC Converter με βάση το ζητούμενο καύσιμο.

Το σχήμα ελέγχου που σχεδιάζεται στην παρούσα διπλωματική εργασία αποτελείται αρχικά από τον εξωτερικό βρόχο, ο οποίος συγκρίνει το παραγόμενο  $H_2$  από τον *ELZ* με το επιθυμητό, δηλαδή με το ζητούμενο fuel setpoint (βλ. *Requested Fuel* στο Σχήμα 7.13). Το δημιουργούμενο σφάλμα διέρχεται από έναν αναλογικό—ολοκληρωτικό (PI) ελεγκτή με σκοπό, εν τέλει, να το εξαλείψει, δημιουργώντας την κατάλληλη τάση αναφοράς. Ο ολοκληρωτικός όρος του PI ελεγκτή σημαίνει εξαίλιση του σφάλματος στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ( $V_{fuel_{measured}(s.s.)} \rightarrow V_{fuel_{setpoint}}$ ). Τα κέρδη του εν λόγω ελεγκτή ρυθμίζονται σε  $K_p = 0,1$  και  $K_i = 0,4$ . Η έξοδος του PI ελεγκτή είναι η τάση αναφοράς προς εφαρμογή στην είσοδο του *ELZ* και περιορίζεται από 0 έως 81 V, για την αποφυγή μετάβασης σε υψηλότερα επίπεδα τάσεως. Σημειώνεται, εδώ, πως το σημείο ονομαστικής λειτουργίας του *ELZ* στα 1460 lpm – 345 kW επιτυγχάνεται για τάση ~80 V.

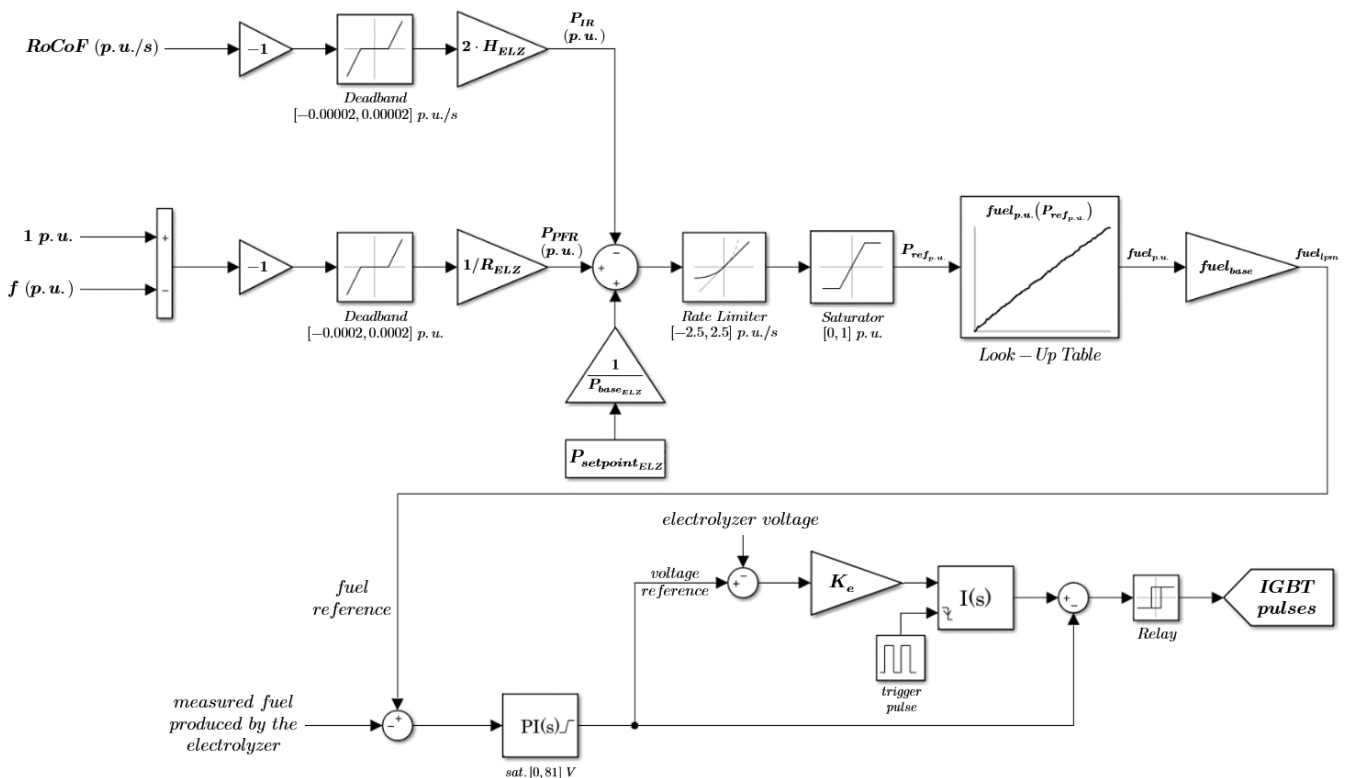
Ο εσωτερικός βρόχος ελέγχου δέχεται την τάση αναφοράς από τον εξωτερικό, καθώς και τη μετρούμενη τάση στην είσοδο του ηλεκτρολύτη. Το σφάλμα των δύο ενισχύεται κατά ένα κέρδος  $K_e = 200$  και στη συνέχεια εισέρχεται σε έναν ολοκληρωτή. Εφόσον το σφάλμα των τάσεων (αναφοράς και μετρούμενης) εισέρχεται σε ολοκληρωτικό ελεγκτή, εξασφαλίζεται ότι στη μόνιμη κατάσταση αυτό θα εξαλειφθεί. Ο ολοκληρωτής (I) δέχεται έναν εξωτερικό reset trigger παλμό. Ο παλμός αυτός είναι μοναδιαίος, συχνότητας  $f_s = 25 \text{ kHz}$  (όσης συχνότητας επιλέχθηκε και η οδήγηση του διακοπτικού στοιχείου του boost μετατροπέα, βλ. Πίνακα 7.3.1.) και εύρους το ήμισυ (50%) της περιόδου. Ο trigger pulse χρησιμεύει στο να γίνεται στιγμιαία reset ο ολοκληρωτής στις αρχικές του

συνθήκες, οι οποίες ορίζονται στο μηδέν. Όταν ο I ανιχνεύει τον παλμό εισόδου ως "falling" επισημαίνεται reset και η έξοδος του μηδενίζεται στιγμιαία. Σημειώνεται, ότι το reset port του ολοκληρωτή πρέπει να οδηγείται από boolean μεταβλητή/σήμα και αυτός είναι ο λόγος που ο παλμός τίθεται με μοναδιαίο πλάτος. Αποτέλεσμα των ανωτέρω είναι η δημιουργία μιας πριονωτής κυματομορφής στην έξοδο του ολοκληρωτικού ελεγκτή, η οποία χρησιμοποιείται σαν φέρον σήμα. Ακολούθως, η κυματομορφή αυτή συγκρίνεται με την τάση αναφοράς και με τη χρήση ενός relay block με boolean απόκριση (1/0) δημιουργείται ένα μοναδιαίο PWM σήμα, το οποίο αξιοποιείται προς οδήγηση του διακοπτικού στοιχείου του buck μετατροπέα.

Ο ανωτέρω P2G έλεγχος καταφέρνει να «κατευθύνει» τον DC/DC buck μετατροπέα του ηλεκτρολύτη με τέτοιο τρόπο, ώστε, ανάλογα με το ζητούμενο υδρογόνο προς παραγωγή από τον *ELZ* να προσαρμόζεται η εφαρμοζόμενη τάση στην είσοδό του και κατ' επέκτασιν η καταναλισκόμενη ισχύς του.

## 7.4.2 Έλεγχος Συχνότητας–Ισχύος *PEMELZ*

Το επόμενο λογικό βήμα, που θα ήταν εύλογο να ακολουθήσει τον παραπάνω έλεγχο είναι το εξής. Αντί να δίνεται κάθε στιγμή ένα setpoint ζητούμενου  $H_2$  προς παραγωγή από τον *ELZ* (πράγμα που μόλις είδαμε πως μπορεί να γίνει), είναι εφικτό να ελέγχεται το καύσιμο (υδρογόνο) αναφοράς, ούτως ώστε η μονάδα του να συμμετέχει στη ρύθμιση συχνότητας. Με τον τρόπο αυτό, το fuel αναφοράς που πριν δινόταν ως setpoint οδηγείται τώρα ανάλογα τη συχνότητα. Έτσι, ο συνολικός ελεγκτής που σχεδιάστηκε είναι ο εξής:



Σχήμα 7.14: Συνολικός ελεγκτής Ισχύος του *PEMELZ*.

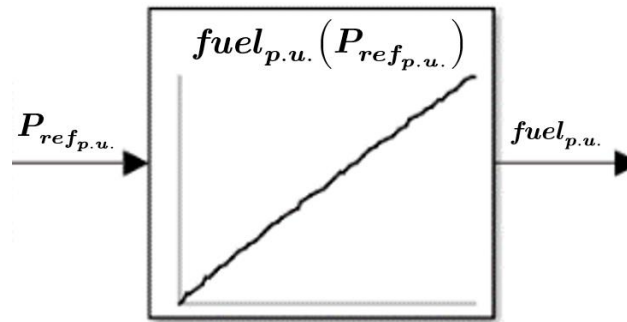
Με τον έλεγχο συχνότητας στη μονάδα του ηλεκτρολύτη, όπως αυτός παρουσιάζεται στο ανωτέρω Σχήμα 7.14 ισχύει ότι: σε αύξηση της συχνότητας του δικτύου, λόγω αποκοπής κάποιου φορτίου, η μονάδα του *PEMELZ* αυξάνει την κατανάλωση ισχύος (άρα και το παραγόμενο  $H_2$ ), για να συγκρατήσει την αύξηση της συχνότητας και αντιστρόφως, σε μείωση της συχνότητας του δικτύου, λόγω ένταξης κάποιου φορτίου, μειώνει την καταναλισκόμενη ισχύ (άρα, παράγοντας λιγότερο  $H_2$ ), προκειμένου να συγκρατήσει τη μείωση της συχνότητας. Όπως και στον έλεγχο συχνότητας–ισχύος του *PEMFC* που απεικονίστηκε στο Σχήμα 7.10 και αναλύθηκε στη συνέχεια του, ο έλεγχος δύναται να συντελείται σε δύο κλάδους, ξεχωριστά ή σε συνδυασμό: τον κλάδο πρωτεύουσας ρύθμισης συχνότητας (*Primary Frequency Response*) μέσω του στατισμού  $R$  (εδώ,  $R_{ELZ}$ ) και τον κλάδο αδρανειακής απόκρισης (*Inertia Response*) μέσω της σταθεράς εικονικής (*virtual*) αδρανείας  $H$  (εδώ,  $H_{ELZ}$ ). Τονίζεται και σε αυτό το σημείο, ότι ο στατισμός διατηρείται μεταξύ των ορίων 2 – 12% ([30] και Ενότητα 6.2). Από την άλλη, η εικονική αδράνεια της μονάδας μπορεί να λάβει μεγάλες τιμές που ευνοούν τον έλεγχο, αφού δεν αποτελεί έμφυτο μηχανικό χαρακτηριστικό της μονάδας, αλλά εικονικό μέγεθος που καθορίζεται αριθμητικά κατά το σχεδιασμό του ελέγχου. Ωστόσο, δε μπορεί να λάβει οσοδήποτε μεγάλες τιμές, καθώς πολύ μεγάλες τιμές  $H$  οδηγούν σε αστάθεια το σύστημα.

Οι εν λόγω κλάδοι σχεδιάζονται με την ίδια λογική και παρόμοιες τιμές νεκρών ζωνών (*deadband*) με αυτές που επιλέχθηκαν για το *FC* [29, 96]. Αυτό που διαφέρει στα σημεία ελέγχου *PFR* και *IR* είναι εμφανώς, ότι αντιστρέφεται το πρόσημο των κλάδων [29]. Και αυτό, διότι ο ηλεκτρολύτης είναι μια μονάδα κατανάλωσης ισχύος και όχι παραγωγής, όπως η κυψέλη καυσίμου. Επομένως, για να συμμετέχει στη ρύθμιση συχνότητας επενεργεί αντίθετα στην ισχύ, από ότι μια μονάδα παραγωγής.

- Έτσι, ο κλάδος *PFR* αποδίδει συνολικά εν τέλει, με θετικό πρόσημο στον πάνω αθροιστή του Σχήματος 7.14, αλλά έχοντας πολλαπλασιαστεί με  $-1$  νωρίτερα, το μέγεθος:  $\Delta P_{PFR} = -\frac{1}{R_{ELZ}} \Delta f = -\frac{1}{R_{ELZ}} (f_{ref} - f) = -\frac{1}{R_{ELZ}} (1 - f)$ , αντίθετο, δηλαδή, του αντιστοιχού του *FC*. Έτσι, αύξηση της  $f$  σημαίνει μείωση του μεγέθους  $1 - f$ , άρα, τελικά αύξηση της  $P_{PFR}$  ( $f \uparrow \rightarrow \Delta P_{PFR} \uparrow$ ) που καταναλώνει. Αντιστρόφως, είναι  $f \downarrow \rightarrow \Delta P_{PFR} \downarrow$  και έχουμε πάλι την επιθυμητή απόκριση.
- Επίσης, ο κλάδος *IR* αποδίδει συνολικά εν τέλει, με αρνητικό πρόσημο στον πάνω αθροιστή του Σχήματος 7.14, αλλά έχοντας πολλαπλασιαστεί και αυτός με  $-1$  νωρίτερα, το μέγεθος:  $\Delta P_{IR} = 2H_{ELZ} \cdot \frac{df}{dt}$  και έτσι, αύξηση της συχνότητας ( $\frac{df}{dt} > 0$ ) οδηγεί σε αύξηση της κατανάλωσης ( $\Delta P_{IR} \uparrow$ ) και μείωση της συχνότητας ( $\frac{df}{dt} < 0$ ) σημαίνει  $\Delta P_{IR} \downarrow$ . Η κατεύθυνση της προσαρμογής της κατανάλωσης ισχύος του *ELZ* είναι, λοιπόν και σε αυτόν τον κλάδο, η επιθυμητή.

Και εδώ, η μετρούμενη συχνότητα που χρησιμοποιείται στον έλεγχο προέρχεται από τη μέτρηση του Phase Locked Loop (PLL). Βάσει της [29], οι PEM ηλεκτρολύτες και οι PEM κυψέλες καυσίμου παρουσιάζουν κοινές ικανότητες *ramping* της ισχύος τους και επομένως, επιλέγεται και εδώ η ίδια τιμή για το block του rate limiter ([43], βλ. και σχετική ανάλυση Υποενότητας 7.3.2). Έμφαση δίνεται και εδώ στο block του Look – Up Table, ο οποίος είναι προκαθορισμένος πίνακας που αντιστοιχίζει την ανά μονάδα ισχύ του *ELZ* (είσοδος του πίνακα, οριζόντιος άξονας) με το ανά μονάδα παραγόμενο fuel flow rate (έξοδος του πίνακα, κατακόρυφος άξονας). Η αντιστοιχισι των τιμών είναι εφικτή, αφού όπως τονίστηκε στην Υποενότητα 7.4.1, για κάθε τιμή παραγόμενου καυσίμου καταλήγουμε σε μια καταναλισκόμενη DC ισχύ από τη μονάδα του

*electrolyzer*. Η μορφή του πίνακα που προκύπτει είναι η παρακάτω και τα μεγέθη του είναι σε ανά μονάδα. Έτσι, μπορεί να εφαρμοστεί σε διαφορετικές ονομαστικές ισχύς:



Σχήμα 7.15: Μορφή  $P - fuel$  καμπύλης *ELZ* (Look – Up Table).

Στη συνέχεια, το *α.μ.* fuel flow rate πολλαπλασιάζεται με τη βάση καυσίμου, δηλαδή τα 1460 *lpm* και εισέρχεται στον έλεγχο του Σχήματος 7.13.

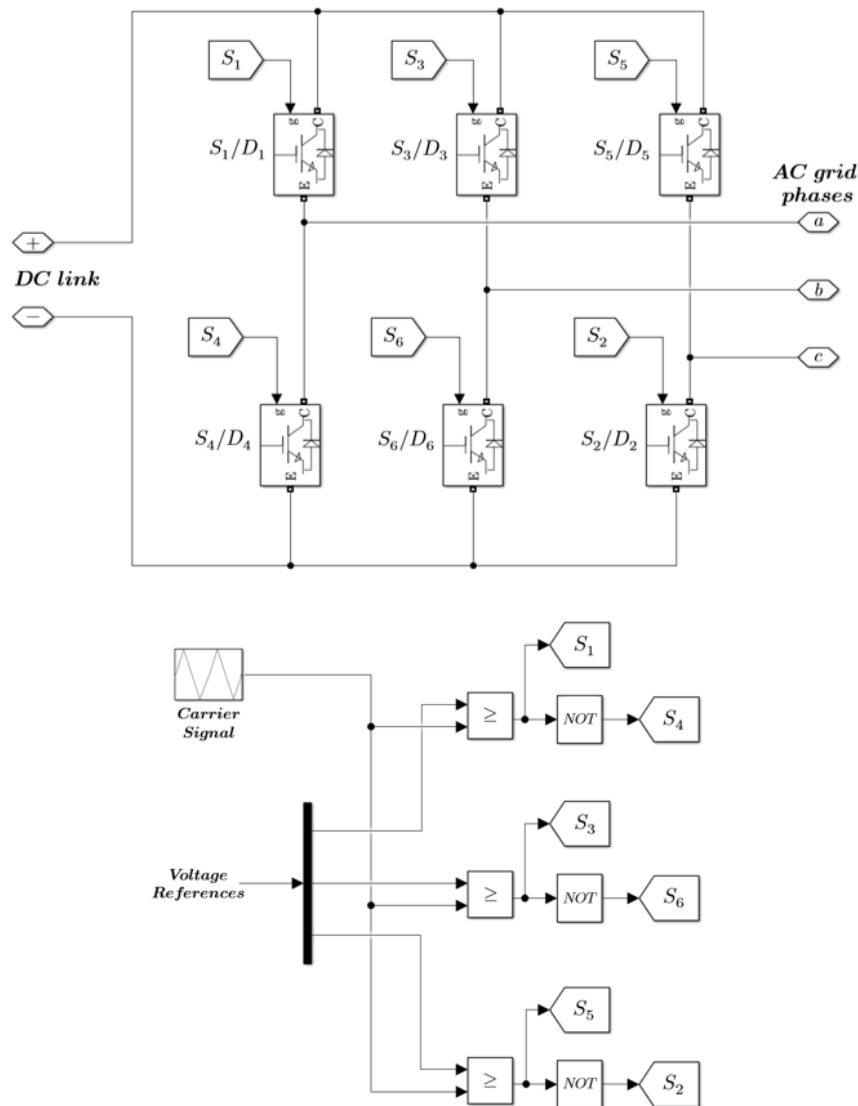
## 7.5 Δεξαμενή Αποθήκευσης Υδρογόνου

Η αποθήκη  $H_2$  που αξιοποιείται στο μελετώμενο σύστημα διέπεται από χαρακτηριστικά όπως αυτά αναλύθηκαν στην Υποενότητα 5.3.2 του Κεφαλαίου 5. Οι παράμετροί της επιλέγονται τέτοιοι, ώστε να συμπίπτουν με τις τιμές της εγκατάστασης αποθήκευσης  $H_2$  του Aberdeen Hydrogen Bus Project (hydrogen refuelling station) ([80], page 36). Συγκεκριμένα: θερμοκρασία δεξαμενής  $15^\circ C$ , όγκος δεξαμενής  $2 m^3$ , ονομαστική/ μέγιστη πίεση δεξαμενής τα  $350 bar$  [80] και ελάχιστη πίεση δεξαμενής τα  $20 bar$  [79].

## 7.6 Τριφασικός Μετατροπέας Ισχύος

Ο ανά μονάδα έλεγχος του τριφασικού μετατροπέα ισχύος που χρησιμοποιείται στην παρούσα διπλωματική εργασία αναλύθηκε διεξοδικά στο Κεφάλαιο 4 και ο αναγνώστης

παραπέμπεται σε αυτό για εμβάθυνση στον έλεγχο. Εδώ τονίζονται κάποια περαιτέρω χαρακτηριστικά του μετατροπέα, καθώς και ο έλεγχος Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM). Η πλευρά του DC link του συστήματος Υδρογόνου, της οποίας η τάση ελέγχεται ώστε να παραμένει σταθερή στα 800 V, συνδέεται με το μετατροπέα, προκειμένου να παραχθεί η εναλλασσόμενη τάση της επιθυμητής συχνότητας και RMS τιμής. Ακολουθεί η εσωτερική τοπολογία του 3Φ VSC μετατροπέα, καθώς και ο SPWM έλεγχος που σχηματίστηκε:



Σχήμα 7.16: Εσωτερική Τοπολογία Μετατροπέα και έλεγχος SPWM.

Η λειτουργία του μετατροπέα αναλύεται διεξοδικά στην [58] και εδώ γίνεται μια σύντομη αναφορά. Ο εν λόγω μετατροπέας χαρακτηρίζεται ως τεσσάρων τεταρτημορίων, καθώς επιτρέπει την αμφίδρομη ροή ισχύος (**αντιστροφείας: DC → AC, κατά τη λειτουργία του fuel cell ή ανορθωτής: AC → DC, κατά τη λειτουργία του electrolyzer**), λόγω της χρήσης ημιαγωγικών διακοπών IGBTs αντιπαράλληλα με διόδους αντεπιστροφής. Κατά τη λειτουργία του ως αντιστροφείας, κάθε χρονικό διάστημα άγουν τρεις

ημιαγωγικοί διακόπτες, δύο από τους πάνω και ένας από τους κάτω ή αντιστρόφως. Το ίδιο ισχύει ως προς τις διόδους, κατά τη λειτουργία του ως ανορθωτής [58]. Οι παλμοί που ελέγχουν την κατάσταση αγωγής των διακοπτικών στοιχείων παράγονται από τον έλεγχο SPWM στο κάτω μέρος του Σχήματος 7.16. Δημιουργούνται από τη σύγκριση μιας μοναδιαίου πλάτους τριγωνικής κυματομορφής συχνότητας  $f_c$  (αναφέρεται ως φέρον σήμα, carrier) με τις τρεις ημιτονοειδείς αναφορές (references) της τάσης, οι οποίες έχουν παραχθεί ως αποτέλεσμα του ελέγχου του Σχήματος 4.10. Όταν μία κυματομορφή αναφοράς μιας φάσης της τάσης είναι μεγαλύτερη από το φέρον σήμα, τότε αποστέλλεται λογικός άσος (1) στον αντίστοιχο άνω διακόπτη της φάσης αυτής και λογικό μηδέν (0) τον αντίστοιχο κάτω διακόπτη του Σχήματος 7.16. Κάθε άνω διακόπτης έχει αντίθετη κατάσταση κάθε στιγμή από τον αντίστοιχο κάτω διακόπτη. Ο λόγος του πλάτους των φερόντων σημάτων  $m_{abc}$  (το οποίο είναι ένα μεταβλητό πλάτος) με το μοναδιαίο (σταθερό και ίσο με 1) πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής του φέροντος ονομάζεται **συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους** και συμβολίζεται με  $m_a = A_r/A_c$ . Όπως προκύπτει και από τα όσα τονίσθηκαν στην Ενότητα 4.5, πρέπει προς αποφυγή υπερδιαμόρφωσης να ισχύει πάντα  $m_a \leq 1$ . Ο συντελεστής  $m_a$  καθορίζει το πλάτος της πολικής τάσης εξόδου του μετατροπέα βάσει της παρακάτω σχέσης (χρησιμοποιήθηκε και στην Ενότητα 6.1) [58]. Δεδομένου και του ότι επιθυμείται παραγωγή XT (πολική  $\widetilde{V}_{ab,1} = 400 \text{ V}$ ) στην έξοδο του μετατροπέα με σταθερή  $V_{DC} = 800 \text{ V}$  (τυπική τιμή) στο DC link είναι:

$$\begin{aligned} \widetilde{V}_{ab,1} &= \frac{\sqrt{3}}{2} V_{DC} m_a \xrightarrow{\widetilde{V}_{ab,1} = \sqrt{2} \cdot \widetilde{V}_{ab,1}} \widetilde{V}_{ab,1} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{DC} m_a \Rightarrow m_a = \frac{2\sqrt{2} \cdot \widetilde{V}_{ab,1}}{\sqrt{3} \cdot V_{DC}} \Rightarrow \\ &\Rightarrow m_a \simeq \frac{2\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3} \cdot 800} \simeq 0,82 \end{aligned}$$

Από την άλλη, ο λόγος της συχνότητας του φέροντος σήματος,  $f_c$  προς τη συχνότητα των ημιτόνων αναφοράς,  $f_r$  ονομάζεται **συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας**, συμβολίζεται ως  $m_f = f_c/f_r$  και διαδραματίζει και αυτός καθοριστικό ρόλο. Αναφέρεται, αρχικά, πως η συχνότητα αναφοράς  $f_r$  προσδιορίζει την επιθυμητή συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, ενώ συχνότητα φέροντος,  $f_c$  προσδιορίζει την επιθυμητή διακοπτική συχνότητα των IGBTs, καθώς και τη συχνότητα των ανώτερων αρμονικών συνιστωσών [58]. Έτσι, ο συντελεστής  $m_f$  καθορίζει το που θα βρίσκονται οι βασικές αρμονικές συνιστώσες, οι οποίες είναι επιθυμητό να εξαλειφθούν μέσω ενός βαθυπερατού φίλτρου, χάριν καλής ποιότητας της τάσεως εξόδου [58]. Συγκεκριμένα, σε έναν κατά SPWM ελεγχόμενο 3Φ VSC μετατροπέα ισχύος όπως ο εξεταζόμενος, η τάξη  $d$  της κυριαρχούσας ή δεσπόζουσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας της πολικής τάσης εξόδου ισούται με:  $d = m_f - 2$ . Έτσι, όσο μεγαλύτερο το  $m_f$  και άρα, όσο μεγαλύτερη η  $f_c$ , τόσο μακρύτερα στο φάσμα συχνοτήτων βρίσκονται οι κύριες και πιο ανεπιθύμητες αρμονικές και τόσο ευκολότερα μπορούν να απαλειφθούν μέσω ενός βαθυπερατού φίλτρου, όπως το  $L$  [58]. Σημειώνεται ότι για τη θεμελιώδη συχνότητα των  $50 \text{ Hz}$  είναι  $d = 1$ .

Ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας επιλέγεται έτσι, ώστε να είναι περιττός αριθμός και πολλαπλάσιος του τρία, προκειμένου να μην περιέχει η τάση εξόδου ζυγές αρμονικές συνιστώσες και επίσης, ακέραιος, για να μην υπάρχουν υποαρμονικές [58]. Πρέπει:

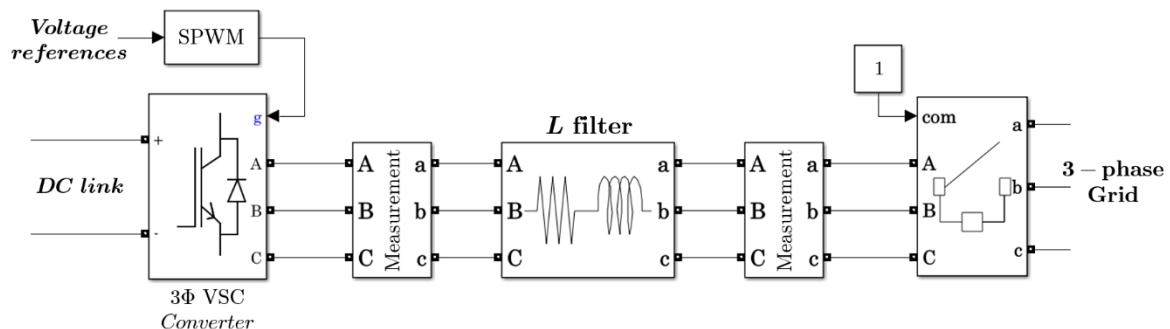
$$m_f = 3 \cdot k, \quad (\text{where: } m_f \text{ odd number \& } k \in \mathbb{Z})$$

Επιλέγεται  $f_c = 8550 \text{ Hz}$  και επομένως,  $m_f = \frac{f_c}{f_r} = \frac{8550}{50} \Rightarrow m_f = 171 = 3 \cdot 57$ , οπότε ικανοποιείται πλήρως ο προαναφερθείς κανόνας.

Τέλος, αλλά πλέον σημαντικό, ο μετατροπέας πρέπει να διαστασιολογηθεί βάσει της μεγαλύτερης συνιστώσας Υδρογόνου την οποία εξυπηρετεί. Βάσει του Σχήματος 7.1 και των όσων έχουν ειπωθεί σε παραπάνω σημεία, ο μετατροπέας εξυπηρετεί το  $FC$  ως αντιστροφέας και τον  $ELZ$  ως ανορθωτής. Μόνο μία λειτουργία εκ των δύο επιτρέπεται κάθε στιγμή. Άλλωστε, τα  $FC$  και  $ELZ$  δε λειτουργούν ποτέ ταυτόχρονα για λόγους απόδοσης του συστήματος  $H_2$  [16, 36]. Αφού  $P_{ELZ_n} = 345 \text{ kW} > P_{FC_n} = 180 \text{ kW}$ , ο 3Φ VSC μετατροπέας επιλέγεται να είναι ονομαστικής ισχύος  $S_{VSC_n} = 345 \text{ kVA}$ . Βάσει του υλοποιημένου ελέγχου του, που αναπτύχθηκε διεξοδικά στο 4<sup>ο</sup> Κεφάλαιο, ο μετατροπέας λειτουργεί στην παρούσα μελέτη με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος.

## 7.7 $L$ φίλτρο εξόδου Συστήματος $H_2$

Στην έξοδο του συστήματος Υδρογόνου, αμέσως μετά, δηλαδή, από τον τριφασικό μετατροπέα γίνεται η σύνδεση του τελευταίου με ένα  $L$  φίλτρο. Επιλέγονται, ως προς τις τιμές του φίλτρου: η αυτεπαγωγή ίση με  $L = 1,4 \text{ mH}$  και η μικρή θεωρούμενη εσωτερική αντίσταση σειράς αυτής  $R = 1 \text{ m}\Omega$ . Παρακάτω φαίνεται σχηματικά η σύνδεση του φίλτρου στην έξοδο του τριφασικού μετατροπέα (ο οποίος αναπαρίσταται εδώ σχηματικά, αλλά χρησιμοποιείται προσομοιωτικά όπως απεικονίστηκε στο Σχήμα 7.16) και μετά το φίλτρο ένας ελεγχόμενος διακόπτης ισχύος, μέσω του οποίου σε περίπτωση ανάγκης δύναται να απομονωθεί η διάταξη Υδρογόνου μπορεί από το υπόλοιπο απομονωμένο δίκτυο:



Σχήμα 7.17: Σύνδεση  $L$  φίλτρου.

Το εν λόγω φίλτρο χρησιμεύει στο συγκεκριμένο σημείο για δύο βασικούς λόγους:

Πρώτον, εμπλέκεται στο σημείο αυτό προκειμένου να καταστεί δυνατή η σύνδεση του συνόλου: σύστημα  $H_2$ , DC μετατροπείς, DC link και 3Φ μετατροπέας με το AC δίκτυο XT των 400 V. Αυτό είναι απαραίτητο, καθώς χωρίς την  $RL$  ζεύξη θα συνδεόταν ο μετατροπέας πηγής τάσης απευθείας στο δίκτυο, γεγονός που ισοδυναμεί με παράλληλη σύνδεση δύο πηγών τάσεως και σε αυτήν την περίπτωση θα δημιουργούνταν τεράστια ρεύματα β/κ, καταστροφικά για τις συνιστώσες της διάταξης.

Δεύτερον και κυριότερο, το φίλτρο συνδράμει καταλυτικά στην καταστολή των ανεπιθύμητων αρμονικών, οι οποίες δημιουργούνται από τη διακοπτική λειτουργία των βαθμίδων Ηλεκτρονικών Ισχύος και των αναλυτικών μοντέλων που εμπλέκονται στη διάταξη. Η συνεισφορά του αυτή γίνεται ξεκάθαρη από την επίδραση της αυτεπαγωγής που απαρτίζει το φίλτρο. Η σύνθετη αντίσταση ενός πηνίου ισούται με:  $Z_L = \omega L$ . Η τεχνική του SPWM είδαμε ότι μέσω του συντελεστή  $m_f$  οδηγεί την εμφάνιση των ανεπιθύμητων αρμονικών σε μεγάλες συχνότητες. Έτσι, σε μεγάλες συχνότητες ( $\omega \gg$ ), στις οποίες ευρίσκονται και οι αρμονικές αυτές, η σύνθετη αντίσταση  $\omega L$  του πηνίου είναι ιδιαίτερα αυξημένη. Οι αρμονικές «βλέπουν» μια τεράστια αντίσταση που, σχεδόν, ισοδυναμεί με ανοικτοκύκλωμα και συνεπώς, σχεδόν εξαλείφονται. Δηλαδή:

$$Z_L = \omega L \xrightarrow{\omega \gg} \infty$$

Αυτή είναι η εξήγηση της αποτελεσματικής λειτουργίας του  $L$  φίλτρου ως ένα βαθυπερατό (low – pass) φίλτρο και ενδεικνύεται για τέτοιες διατάξεις [57]. Άλλοι λόγοι για τους οποίους προτιμάται το φίλτρο αυτό είναι η απουσία φαινομένων συντονισμού και η μειωμένη υπολογιστική του πολυπλοκότητα για το μοντέλο προσομοίωσης.

## 7.8 Μετασχηματιστές Ισχύος και Γραμμή Μεταφοράς ACSR – 95

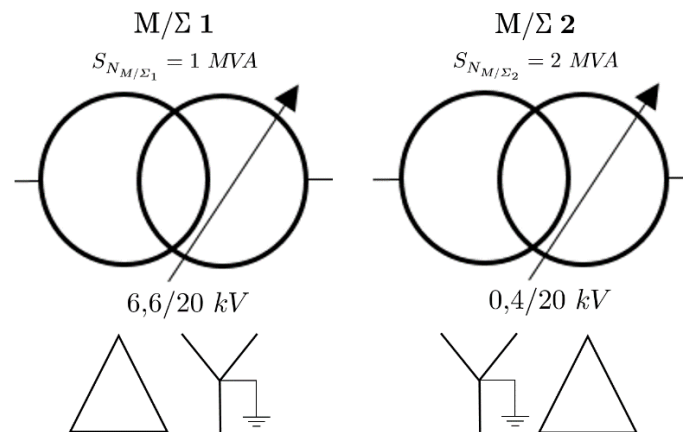
Στη μελετώμενη διάταξη χρησιμοποιούνται δύο Μ/Σ Ισχύος στον κλάδο της σύγχρονης γεννήτριας, σε σημεία που απεικονίζονται στο Σχήμα 7.1.

- Ο πρώτος (Μ/Σ 1) βρίσκεται τοπολογικά στην έξοδο της ντιζελογεννήτριας και αναλαμβάνει την ανύψωση της τάσης της από τα ονομαστικά 6,6 kV στην έξοδό της, στα 20 kV, τα οποία αποτελούν την ονομαστική τιμή για τα Ελληνικά δίκτυα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας στη ΜΤ. Η μεταφορά της ισχύος σε μακρινούς καταναλωτές γίνεται σε υψηλότερο επίπεδο τάσης προς περιορισμό των απωλειών, όπως έχει ήδη τονισθεί και στην Ενότητα 7.1. Μεταφορά ισχύος σε χαμηλή τάση οδηγεί σε μεγάλα ρεύματα, πράγμα που συνεπάγεται ωμικές απώλειες (απώλειες θερμότητας) κατά μήκος των ΓΜ του Συστήματος. Είναι:  $S_{N_{M/\Sigma 1}} = 1 \text{ MVA}$ .



- Ο δεύτερος (Μ/Σ 2) βρίσκεται τοπολογικά στο τέλος της ΓΜ του κλάδου της ντιζελογεννήτριας και αναλαμβάνει τον υποβιβασμό της τάσεως από τη ΜΤ (20 kV) στη ΧΤ (0,4 kV). Πρόκειται, δηλαδή, για ένα Μ/Σ διανομής, που χρησιμεύει στη μεταφορά του επιπέδου τάσεως στα επίπεδα των καταναλωτών ΧΤ του απομονωμένου δικτύου. Στο Μ/Σ αυτό μπορούν, εν γένει, να συνδεθούν και άλλες συνιστώσες ΜΤ. Επομένως, δε διαστασιολογείται και αυτός στα 1 MVA, ώστε να ικανοποιεί μόνο τις απαιτήσεις της γεννήτριας (όπως ο Μ/Σ 1, με ένα περιθώριο), αλλά θεωρείται μεγαλύτερος, με:  $S_{N_{M/\Sigma_2}} = 2 \text{ MVA}$ .

Επειδή το σύστημα χαρακτηρίζεται από πτώση τάσης, επιλέγεται να χρησιμοποιηθούν Μ/Σ τύπου ΣΑΤΥΦ (Σύστημα Αλλαγής Τάσης Υπό Φορτίο) με το tap τους ρυθμισμένο στο +2,5%. Εναλλακτικά, θα μπορούσε να ρυθμιστεί η αναφορά της τάσης εξόδου  $V_t$  της σύγχρονης γεννήτριας σε επίπεδα υψηλότερα του 1 α.μ. (π.χ. στο 1,05 α.μ.), ώστε να μεριμνά αυτή για την ανάκαμψη της τάσης. Ως γνωστόν, ο μεταγωγέας (tap changer) των Μ/Σ με ΣΑΤΥΦ τοποθετείται πάντα στο τύλιγμα υψηλότερης τάσεως. Αυτό, διότι το τύλιγμα υψηλής έχει περισσότερα ελιγμάτα και άρα, η τάση ισομοιράζεται σε περισσότερα και μικρότερα μεταξύ τους επίπεδα, στα οποία μπορεί να προσαρμοστεί. Αλλαγή τάσης σε μικρότερα ενδιάμεσα επίπεδα διευκολύνει και τους χειρισμούς, καθώς μειώνει τις πιθανότητες εμφάνισης τόξου κατά μια μεταγωγή, γεγονός που ενισχύεται από το ότι το τύλιγμα υψηλής τάσης έχει και το μικρότερο ρεύμα. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η συνδεσμολογία των τυλιγμάτων των δύο Μ/Σ με το tap:

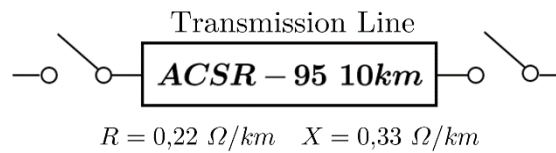


**Σχήμα 7.18:** Συνδεσμολογία τυλιγμάτων των δύο Μ/Σ.

Ως προς τη συνδεσμολογία Αστέρα(Υ)–Τριγώνου(Δ) που εφαρμόζεται στους Μ/Σ πρέπει να ειπωθούν τα εξής. Κατ' αρχάς, για το Μ/Σ 1, η μεριά της γεννήτριας (6,6 kV) έχει το τύλιγμα σε Δ. Όπως συνήθως, έτσι και εδώ, τα τυλιγμάτα του στάτη της σύγχρονης γεννήτριας είναι συνδεσμολογημένα σε Υ με γειωμένο ουδέτερο στο ενδιάμεσο σημείο (TN – terra neutral ουδετέρωση). Συνεπώς, το υποσύστημα από τη μεριά της δεν πρέπει να ξαναγειωθεί, αφού κάθε υποσύστημα πρέπει να είναι γειωμένο σε ένα και μόνο σημείο. Έτσι, στο τύλιγμα του Μ/Σ από τη μεριά της γειωμένης γεννήτριας επιβάλλεται η συνδεσμολογία Δ. Το Δ στη μεριά της γεννήτριας την προστατεύει και από ανεπιθύμητες τρίτες αρμονικές του ρεύματος, αφού αυτές κυκλοφορούν στο εσωτερικό του τριγώνου, χωρίς να εμφανίζονται στο ρεύμα των τυλιγμάτων του στάτη [31]. Από την πλευρά του δικτύου των καταναλωτών στη ΧΤ απαιτείται πάντα να υπάρχει ουδέτερος,

για τις ανάγκες των καταναλώσεων που εμπλέκουν μονοφασικά φορτία και για διάφορους άλλους λόγους, όπως η χρήση της γείωσης για προστασία. Έτσι, στη ΧΤ (0,4 kV), ο Μ/Σ 2 έχει τύλιγμα γειωμένου Υ. Απομένει το υποσύστημα της ΓΜ, το οποίο πρέπει και αυτό να γειωθεί. Επιλέγεται η γείωσή του να επισυμβεί στο γειωμένο Υ τύλιγμα υψηλής του Μ/Σ 1, ενώ το τύλιγμα υψηλής του Μ/Σ 2 συνδεομολογείται σε Δ, ώστε να επιδοθούν τα πλεονεκτήματα του τριγώνου και στη ΓΜ [31]. Με τον τρόπο αυτό διατάσσονται συνδεομολογικά οι δύο Μ/Σ του κλάδου της σύγχρονης γεννήτριας.

Ενδιάμεσα στους δύο Μ/Σ είναι η Γραμμή Μεταφοράς (ΓΜ) ΜΤ (20 kV). Πρόκειται για μια ΓΜ τύπου ACSR – 95 (Aluminium Conductor Steel Reinforced, 95 mm<sup>2</sup>) των 10 km.



**Σχήμα 7.19:** Γραμμή Μεταφοράς ΜΤ της διάταξης.

Οι ΓΜ αυτές αποτελούν μια τυπική μορφή ΓΜ του Ελληνικού συστήματος μεταφοράς στη ΜΤ. Χαρακτηρίζονται από μεγέθη ωμικής αντίστασης 0,22 Ω/km και επαγωγικής αντίδρασης 0,33 Ω/km [83]. Συνεπώς, η συγκεκριμένη ΓΜ 10 km της μελετώμενης διάταξης είναι των:  $R_{GM} = 2,2 \Omega$  και  $X_{GM} = 3,3 \Omega$ . Μέσω της γραμμής αυτής γίνεται η μεταφορά της ισχύος της σύγχρονης γεννήτριας στη ΜΤ, μέχρι το Μ/Σ διανομής.

## 7.9 Φορτίο Μικροδικτύου

Το φορτίο του συστήματος είναι διμερές. Αποτελείται από το Standard Load, το οποίο αναπαριστά κάθε φορά το *βασικό/μόνιμο φορτίο* του υπό μελέτη απομονωμένου συστήματος και το Disturbance Load, το οποίο αναπαριστά το *φορτίο διαταραχής*. Το φορτίο διαταραχής χρησιμεύει στην προσομοίωση μιας μεταβολής του συνολικού φορτίου. Η μεταβολή αυτή μπορεί να είναι είτε αύξηση του φορτίου, είτε μείωσή του και επιτυγχάνεται με σύζευξη ή απόζευξη, αντιστοίχα, του Disturbance Load τη στιγμή των 10 sec της προσομοίωσης. **Το φορτίο διαταραχής ρυθμίζεται πάντα έτσι, ώστε να αποτελεί στην προσομοίωση το 20% της εγκατεστημένης ονομαστικής ισχύος του εκάστοτε μελετώμενου μικροδικτύου**, ως η πιο ακραία και αυστηρή περίπτωση μεταβολής του κατά ENTSO – Ε για τον έλεγχο της δυναμικής συμπεριφοράς του δικτύου, προς τήρηση των ορίων των κρίσιμων KPIs – δεικτών της συχνότητας (βλ. Ενότητα 6.2, στο Κεφάλαιο 6). Στις προσομοιώσεις, λοιπόν, το Disturbance φορτίο ρυθμίζεται ως εξής:

- Κατά την προσομοίωση του συστήματος  $FC(180\text{ kW}) + Generator(800\text{ kVA})$ , το Disturbance Load ορίζεται ως:  $20\% \cdot (180 + 800)\text{ kW} = 196\text{ kW}$ .
- Κατά την προσομοίωση του συστήματος  $ELZ(345\text{ kW}) + Generator(800\text{ kVA})$ , το Disturbance Load ορίζεται ως:  $20\% \cdot (345 + 800)\text{ kW} = 229\text{ kW}$ .

Παρ' όλο που ο ηλεκτρολύτης αποτελεί μια μονάδα κατανάλωσης και όχι παραγωγής ισχύος, κατά τον παραπάνω υπολογισμό του φορτίου διαταραχής ως 20% του συστήματος, λαμβάνεται υπόψη και η ισχύς του *electrolyzer*, διότι συμμετέχει και αυτός κανονικά στη ρύθμιση της συχνότητας.

*Σημαντική Παρατήρηση*: Πέραν της συχνότητας του μικροδικτύου κατά τις διαταραχές, πρέπει και η τάση του φορτίου (ΧΤ, στα  $400\text{ V} \leftrightarrow 1\text{ α.μ.}$ ) να παραμένει εντός των θεμιτών ορίων του  $\pm 5\% \leftrightarrow$  εντός του εύρους  $380 - 420\text{ V}$  ή  $0,95 - 1,05\text{ α.μ.}$ .



# Κεφάλαιο 8

## Αποτελέσματα Δυναμικών Προσομοιώσεων

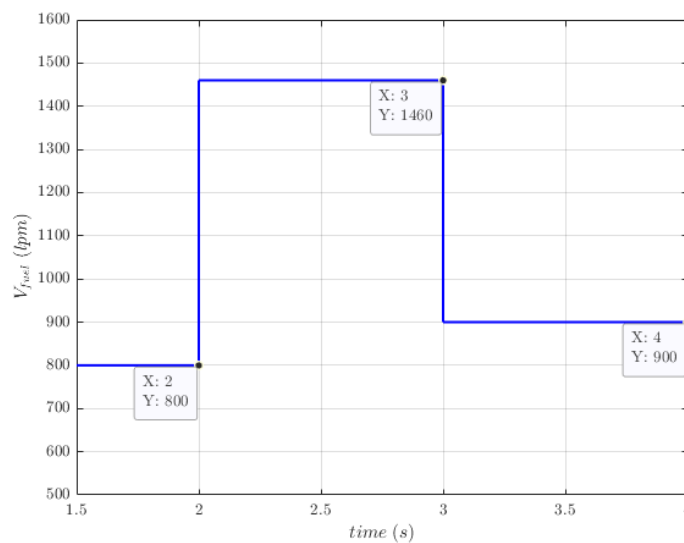
Στο οικείο κεφάλαιο θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των δυναμικών προσομοιώσεων του υπό μελέτη μικροδικτύου. Το σύστημα προσομοιώνεται με τη χρήση του λογισμικού MATLAB/Simulink. Οι προσομοιώσεις, οι οποίες εκτελούνται και παρουσιάζονται στη συνέχεια, αποσκοπούν τόσο στην κατάδειξη της ορθής λειτουργίας των ελεγκτών που σχεδιάστηκαν στα Κεφάλαια 4 και 7, όσο και –κυρίως– στο βασικό αντικείμενο της εργασίας, ήτοι στην κατάδειξη της βελτίωσης της συχνотικής απόκρισης του μικροδικτύου σε απότομες μεταβολές του φορτίου του, με τη συνεισφορά των συνιστωσών Υδρογόνου. Ως αποτελέσματα θεωρούνται και τα παραμετρικά διαγράμματα των συνιστωσών  $H_2$  αυτών στο Κεφάλαιο 5, τα οποία παρουσιάστηκαν εκεί για λόγους ομαλής ροής της εργασίας προς τον αναγνώστη και φανερώνουν τη σωστή λειτουργία τους. Έμφαση, εδώ, αποδίδεται σε θεμελιώδη KPIs της συχνότητας ( $f_{min/max}$ ,  $RoCoF_{min/max}$ , *etc.*), όπως αυτά συζητήθηκαν στην Ενότητα 6.2, καθώς και στο πως αυτοί οι δείκτες διεπιδρούνται θετικά, μέσω της κατάλληλης επιλογής κρίσιμων παραμέτρων ελέγχου συχνότητας, όπως ο συντελεστής του στατισμού (*droop coefficient*,  $R$ ) και η σταθερά εικονικής αδρανειακής απόκρισης (*virtual inertia constant*,  $H$ ). Καταδεικνύεται η συμβολή του σωστού συνδυασμού ελέγχου, προκειμένου να τηρούνται τα –σύμφωνα με διεθνείς φορείς– θεσπισμένα όρια συχνότητας απομονωμένων μικροδικτύων.

### 8.1 Δυναμικές Προσομοιώσεις PEM Fuel Cell (*PEMFC*)

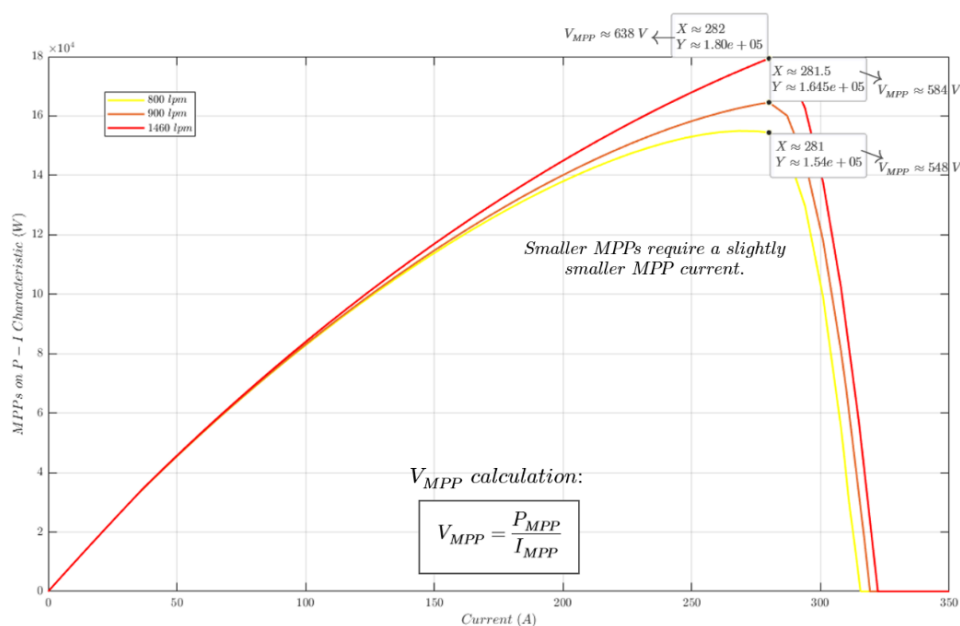
Αρχικά προσομοιώνεται η βαθμίδα της Κυψέλης Καυσίμου. Επαληθεύεται η λειτουργία του σχεδιασμένου ελέγχου της κατά MPPT και η ορθή λειτουργία του 3Φ μετατροπέα ισχύος, που κατά τη λειτουργία του *FC* λειτουργεί ως αντιστροφέας. Ακολουθούν οι προσομοιώσεις μεταβολών του φορτίου. Παράλληλα, διεξάγεται αναλυτικός σχολιασμός των αποτελεσμάτων, τόσο βάσει των μεθόδων ελέγχου που έχουν σχεδιαστεί στην παρούσα διπλωματική εργασία (Κεφάλαιο 7), όσο και βάσει σχετικών βιβλιογραφικών δεδομένων, αναφορικά με τις μορφές αποκρίσεων των τεχνολογιών Υδρογόνου.

### 8.1.1 Επαλήθευση ελέγχου MPPT και ορθής λειτουργίας Αντιστροφέα

Ο έλεγχος κατά MPPT του FC περιεγράφηκε στην Υποενότητα 7.3.1 και ο έλεγχος του 3Φ μετατροπέα ισχύος στο Κεφάλαιο 4. Για τους σκοπούς της παρούσας παραγράφου, το PEMFC συνδέεται μέσω του αντιστροφέα και του φορτίου του σε έναν άπειρο ζυγό (3Φ AC, XT 400V) και προσομοιώνονται βηματικές μεταβολές στο παρεχόμενο καύσιμο. Οι βηματικές μεταβολές αποτελούν μια ακραία περίπτωση και συνεπώς, η ορθότητα λειτουργίας του ελέγχου σε αυτήν την περίπτωση εξασφαλίζει τη σωστή λειτουργία του και σε άλλες περιπτώσεις, όπως στον έλεγχο συχνότητας, όπου το καύσιμο μεταβάλλεται ομαλά μέσω του ελέγχου. Τα step – changes στο καύσιμο ( $H_2$ ) φαίνονται στο Σχήμα 8.1:

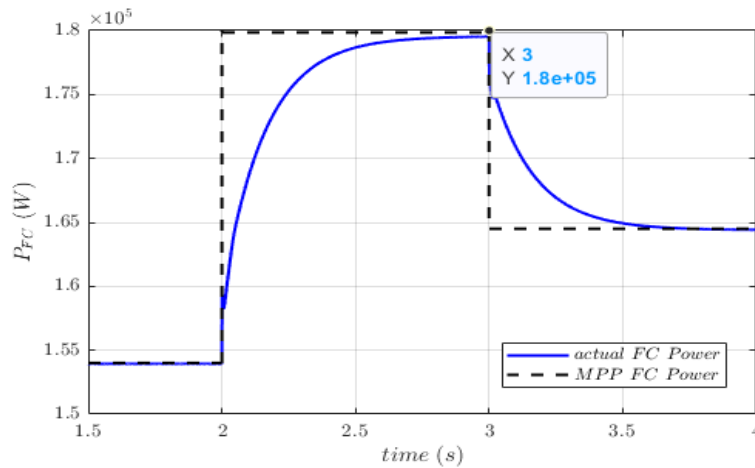


Σχήμα 8.1: Παρεχόμενη ροή καυσίμου  $V_{fuel} \equiv N_{H_2}$  σε βηματικές μεταβολές.



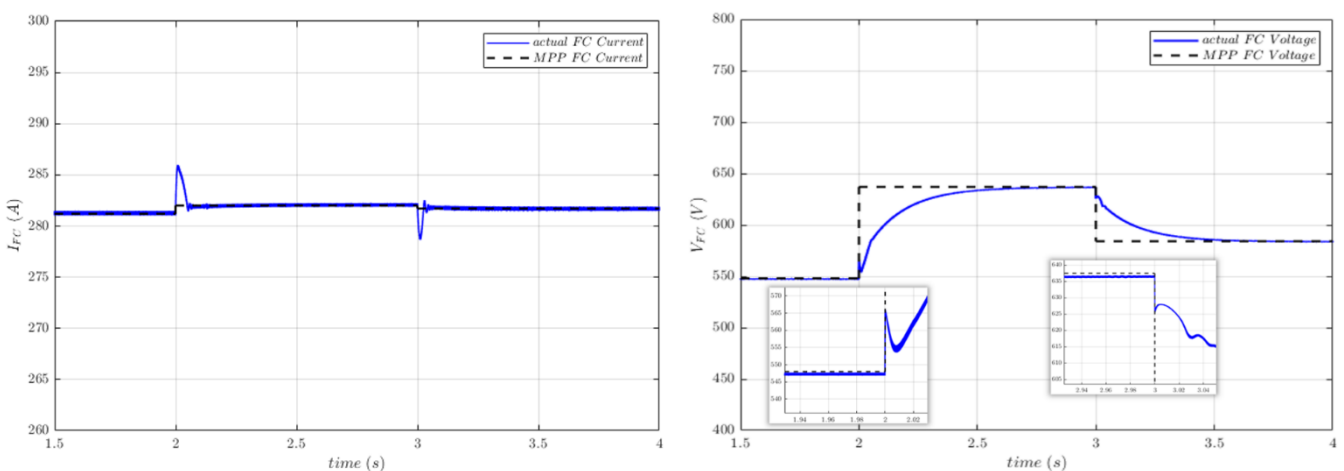
Σχήμα 8.2: Καμπύλες ισχύος και MPPs τιμών καυσίμου Σχήματος 8.1.

Για τις τιμές καυσίμου 800, 1460 και 900 *lpm* που επιβάλλονται ως βηματικά setpoints στο *FC* προκύπτουν οι καμπύλες ισχύος του Σχήματος 8.2 (οι οποίες μοιάζουν, φυσικά με αυτές του Σχήματος 5.5 της Υποενότητας 5.1.1), με αντίστοιχα MPPs των 154 *kW*, 180 *kW* (ονομαστική/μέγιστη ισχύς *FC*) και 164,5 *kW*. Παρατηρείται, ότι το ρεύμα των MPPs αυξάνεται πολύ λίγο σε διαδοχικές αυξήσεις των καμπύλων ισχύος (φαίνεται και στις power curves στο Σχήμα 5.5). Η επιτυχής λειτουργία του αλγορίθμου P&O MPPT γίνεται αντιληπτή από το επόμενο Σχήμα 8.3:

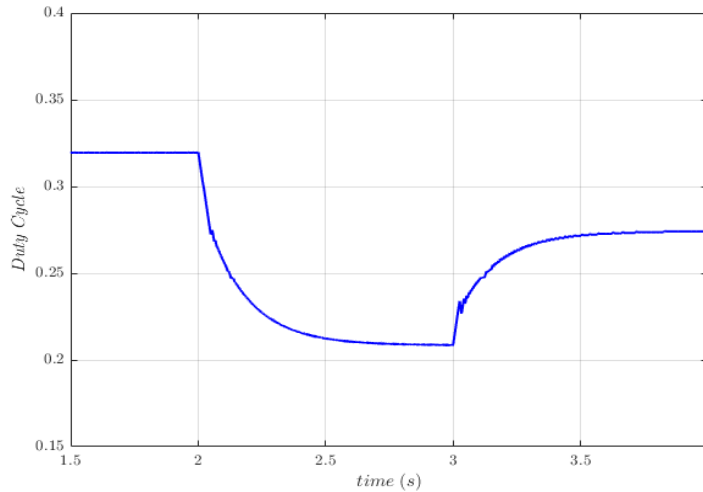


Σχήμα 8.3: Ισχύς  $P_{FC}$  σε βηματικές μεταβολές καυσίμου – Ακολουθία MPPs.

Μέσω της λειτουργίας του MPPT αλγορίθμου, επιτυγχάνεται για κάθε τιμή καυσίμου στην είσοδο του *fuel cell* η μέγιστη δυνατή ισχύς. Το χρησιμοποιούμενο *PEMFC* των 180 *kW* δύναται, μέσω του P&O MPPT, να παρακολουθήσει σχεδόν επακριβώς το αντίστοιχο σημείο μέγιστης ισχύος κάθε φορά. Η μέγιστη ισχύς για κάθε τιμή καυσίμου απεικονίζεται με διακεκομμένη γραμμή. Σημαντικό είναι να σημειωθεί, πως ο τιθέμενος χρόνος απόκρισης του 1 *sec* που φαίνεται στο Σχήμα 8.3 είναι, ακριβώς, ο χρόνος απόκρισης του *PEMFC* και όχι η καθυστέρηση του P&O MPPT αλγορίθμου. Η μελέτη του χρόνου απόκρισης για τα *PEMFCs* βάσει των πλέον πρόσφατων δεδομένων έγινε στην Ενότητα 3.4 και ειδικότερα στην Υποενότητα 3.4.1 του Κεφαλαίου 3. Ακολουθούν οι αποκρίσεις ρεύματος και τάσεως, όπως και το duty cycle και επεξηγούνται οι μορφές:



Σχήμα 8.4: Απόκριση Ρεύματος και Τάσεως – Ακολουθία MPPs.



**Σχήμα 8.5:** Μεταβολές Duty Cycle για την παραπάνω απόκριση.

Από το Σχήμα 8.4 φαίνεται πως το αποδιδόμενο DC ρεύμα από το *FC* ακολουθεί πολύ γρήγορα το μεταβατικό στη ζήτηση, ενώ η τάση το ακολουθεί σύμφωνα με το χρόνο απόκρισης. Αυτό είναι κάτι αναμενόμενο, σύμφωνα με το μοντέλο του *FC* και τη θεωρία που το συνοδεύει [34, 35]. Η λεπτομερέστερη ανάλυση στα μεταβατικά έχει ως εξής. Τα μεταβατικά που παρατηρούνται σε τάση και ρεύμα οφείλονται κατά βάση σε φαινόμενα εξάντλησης του οξειδωτικού [34, 35] και του καυσίμου [37].

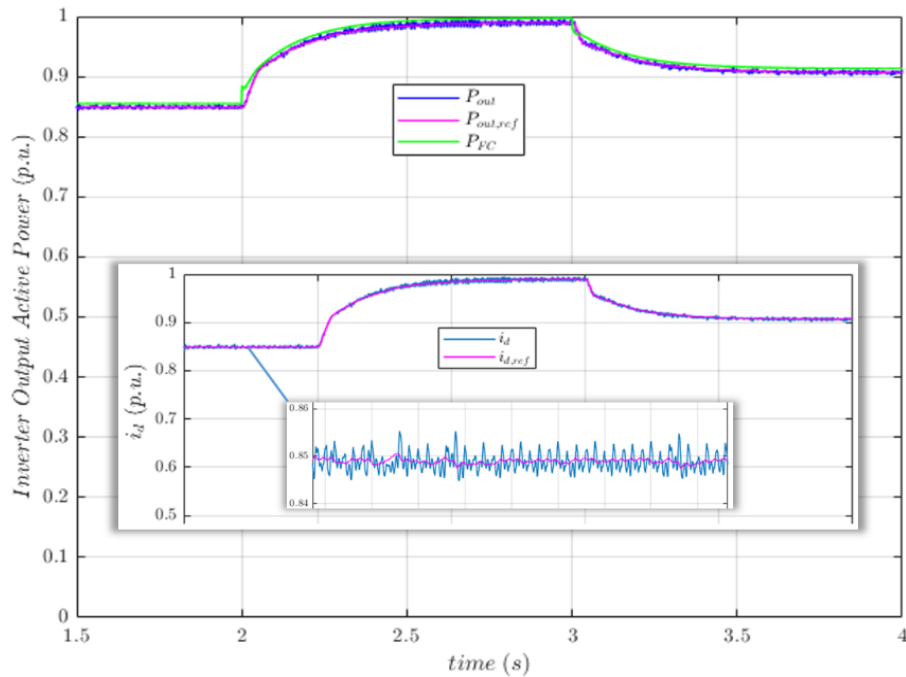
Πιο συγκεκριμένα, η εξάντληση του οξυγόνου (*oxygen depletion*) εισέρχεται ως φαινόμενο στο μοντέλο μέσω της σχέσης (5.12) και μεταφράζεται σε μια απομείωση της τάσης Nernst στην έναρξη του μεταβατικού [34, 35]. Διαδοχικά, μείωση της τάσης Nernst  $E_n$  σημαίνει μείωση της τάσης ανοικτοκύκλωσης  $E_{oc}$  (σχέση (5.3)), που μέσω των (5.1) – (5.2) παραπέμπει σε τελική απομείωση της τάσης εξόδου  $V_{FC}$  της κυψέλης καυσίμου. Σε μια βηματική αύξηση της ζήτησης από το *FC*, το οξειδωτικό (αέρα) δεν αποκτά αμέσως την απαιτούμενη τιμή λόγω της έμφυτης καθυστέρησης του συμπιεστή του αέρα και συνεπώς, δημιουργείται στιγμιαία μία «υπεραξιοποίηση» του ήδη υπάρχοντος οξειδωτικού. Αυτό φαίνεται στην πρώτη εστίαση (*zoom*) της εικόνας της τάσης του Σχήματος 8.4. Το αντίστροφο (υπερεπάρκεια) συμβαίνει σε μια βηματική μείωση της ισχύος του *FC*. Ωστόσο, στο Σχήμα 8.4 αμέσως μετά τα 3 *sec* φαίνεται πρώτα μια απότομη μείωση και ύστερα η επίδραση, εδώ, της «υποαξιοποίησης», μέσω μιας μικρής ομαλής αύξησης. Η αρχική απότομη μείωση της τάσης οφείλεται στη γρήγορη αύξηση του duty cycle αμέσως μετά τα 3 *sec*. Όπως έχει ειπωθεί, η ΣΜ του Boost DC/DC μετατροπέα δίνει  $V_{FC} = (1 - D)V_{DC\ link}$  και άρα, με σταθερό DC link, απότομη αύξηση του  $D$  σημαίνει απότομη μείωση της  $V_{FC}$ .

Από την άλλη, η εξάντληση του καυσίμου (*gas starvation*) είναι ένα παρόμοιο φαινόμενο αλλά πιο περιορισμένο, λόγω της επλεγμένης λειτουργίας του *PEMFC* σε πίεση τριών (3) ατμοσφαιρών [37]. Ελεγχόμενο *supercharging* του *PEMFC*, όπως έχει συζητηθεί και στην Ενότητα 2.3, βελτιώνει τη δυναμική επίδοσή του και επανορθώνονται φαινόμενα εξάντλησης καυσίμου [37]. Η πίεση λειτουργίας επηρεάζει κατά ανάλογο τρόπο την ποσότητα αντιδρώντος αερίου που ευρίσκεται και αποθηκεύεται στα κανάλια του *FC* και καταναλώνεται πρώτο κατά ένα *loading* – *up*, οπότε αύξησή της –όπως εδώ– μειώνει δραματικά την εμφάνιση *gas starvation* [37].

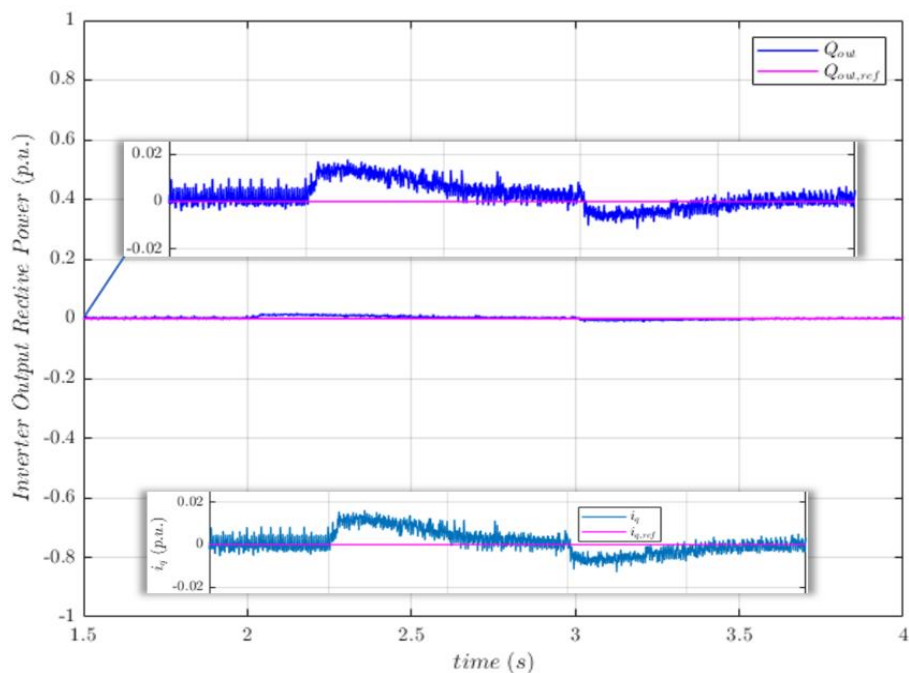


Παραπάνω φάνηκε, επιβεβαιώθηκε και εξηγήθηκε η οσωτή λειτουργία του ελέγχου κατά MPPT, που εφαρμόζεται στον DC/DC μετατροπέα ανύψωσης του κλάδου του *FC*.

Στα σχήματα που ακολουθούν επιβεβαιώνεται και η ορθότητα λειτουργίας του ελέγχου του 3Φ μετατροπέα ισχύος πηγής τάσης, ο οποίος κατά τη λειτουργία της βαθμίδας του *fuel cell* λειτουργεί ως αντιστροφέας.



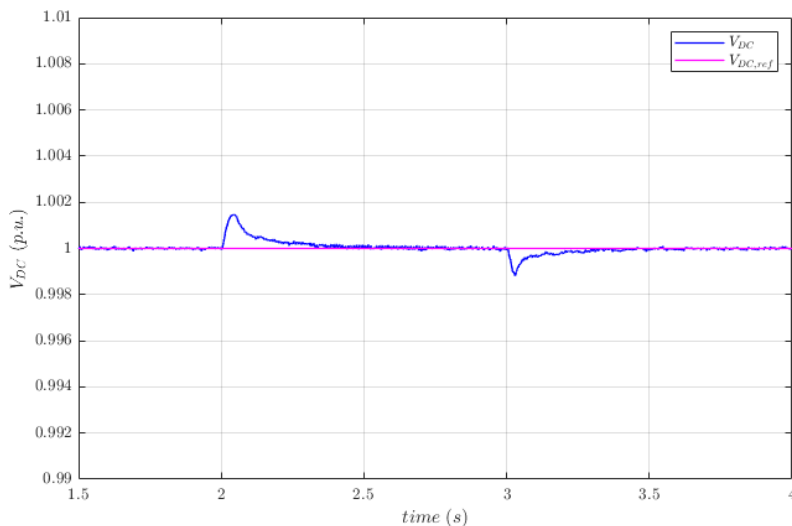
Σχήμα 8.6: Reference – following Ενεργού Ισχύος και  $i_d$ .



Σχήμα 8.7: Reference – following Άεργου Ισχύος και  $i_q$ .

Αρχικά, φαίνεται στο Σχήμα 8.6 πως η  $\alpha. \mu.$  ισχύς του  $FC$  ρυθμίζεται αποτελεσματικά στην επιθυμητή της τιμή (τιμή αναφοράς), μέσω του current – controlled ελέγχου που έχει σχηματιστεί. Η ακολουθία της αναφοράς από την ισχύ εξόδου του  $FC$  ισοδυναμεί σχεδόν με ακολουθία του ρεύματος του  $d$  στρεφόμενου άξονα, αφού είναι:  $i_{d_{ref}}(\alpha. \mu.) = P_{s_{ref}}(\alpha. \mu.) / V_{s_d}(\alpha. \mu.)$ , αφού  $V_{s_d}$  διατηρείται κάθε στιγμή πολύ κοντά στο 1  $\alpha. \mu.$ . Παρατηρείται πως η  $P_{FC}$  που μετράται στην έξοδο του *fuel cell* είναι λίγο μεγαλύτερη της  $P_{out}$ , γεγονός αναμενόμενο, δεδομένου ότι μεσολαβούν οι απώλειες του Boost DC/DC όπως και του αντιστροφέα. Οι μετατροπείς προσομοιώνονται με το πλήρες κυκλωματικό τους μοντέλο και είναι λογικό επόμενο να υπεισέρχονται σε αυτούς και κάποιες απώλειες ισχύος. Η  $P_{out,ref}$  ρυθμίζεται από τον έλεγχο του Σχήματος 4.11 στο Κεφάλαιο 4, ώστε κάθε στιγμή να διατηρείται η τάση του DC link στην τιμή των 800 V. Διαφαίνεται η αποτελεσματικότητα στον έλεγχο, αφού το  $i_d$  ακολουθεί αμέσως την αναφορά του και το  $i_q$  παρουσιάζει εξαιρετικά μικρές αποκλίσεις ( $< 0,02 \alpha. \mu.$ ) κατά τα μεταβατικά. Υπενθυμίζεται ότι οι βηματικές μεταβολές αποτελούν ακραίες περιπτώσεις και άρα, η ορθή λειτουργία του ελέγχου σε αυτές διασφαλίζει σωστά αποτελέσματα και σε πιο ομαλές μεταβολές. Το  $i_q$  αναπαριστά την απόδοση έργου ισχύος από τον αντιστροφέα, της οποίας η αναφορά τίθεται στο 0 για λειτουργία του μετατροπέα με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Η σχέση είναι:  $i_{q_{ref}}(\alpha. \mu.) = Q_{s_{ref}}(\alpha. \mu.) / V_{s_d}(\alpha. \mu.)$ . Λόγω της ευθυγράμμισης της μετρούμενης AC τάσεως από το μετατροπέα με τον  $d$ -άξονα μέσω του PLL, τίθεται  $V_{s_q} = 0$  και η  $V_{s_d}$  τείνει κάθε στιγμή να διατηρείται  $\simeq 1 \alpha. \mu.$  (βλ. Σχέση 4.49). Τέλος, το αρμονικό περιεχόμενο ισχύος και συνιστωσών ρεύματος διατηρείται σε πολύ ικανοποιητικά επίπεδα (κοντά στο 1%), πράγμα που επιτυγχάνεται με τη συνεισφορά του  $RL$  φίλτρου της διάταξης, όπως θα συζητηθεί και στη συνέχεια.

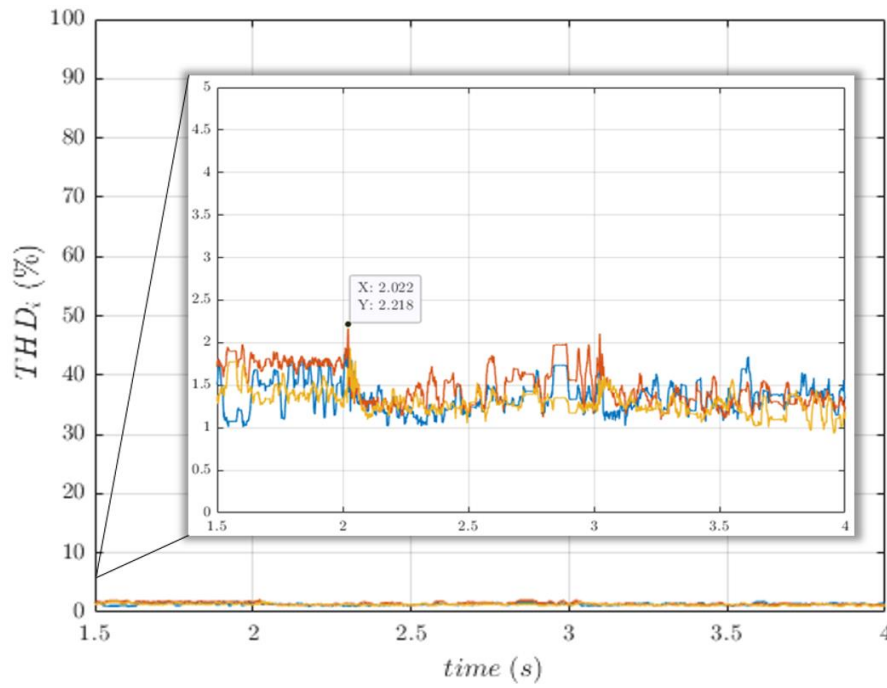
Παρακάτω παρουσιάζεται η τάση του DC bus/link κατά τις ανωτέρω βηματικές μεταβολές, της οποίας οι μέγιστες αποκλίσεις δεν υπερβαίνουν το  $\pm 0,2\%$ , λόγω του ισχυρού ελέγχου που εφαρμόζεται στο σημείο αυτό, προς παραγωγή της  $P_{s_{ref}} \equiv P_{out_{ref}}$ :



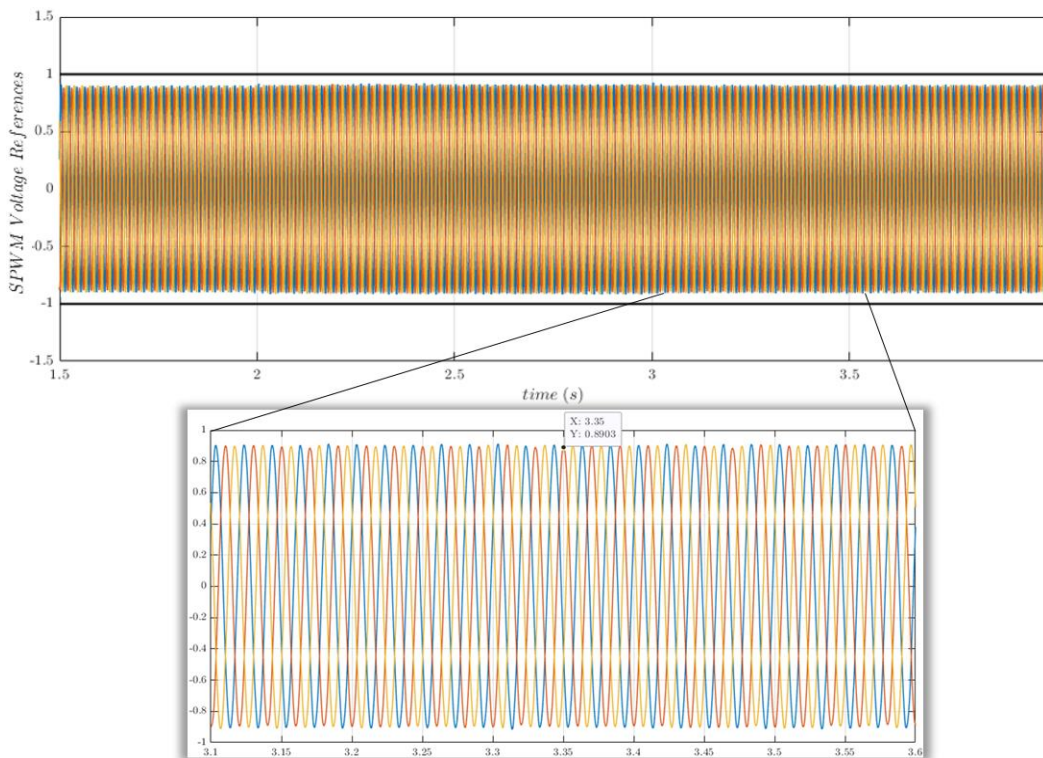
Σχήμα 8.8: Απόκριση ελεγκτή διατήρησης σταθερής τάσεως DC ζυγού.

Ο αποτελεσματικός έλεγχος της τάσεως του DC bus (Ενότητα 4.6) διαδραματίζει ιδιαίτερα καταλυτικό ρόλο για τη συνολική ευστάθεια του συστήματος  $H_2$ .

Προς εξασφάλιση ικανοποιητικής ποιότητας ισχύος προς το δίκτυο, η συνολική αρμονική παραμόρφωση (Total Harmonic Distortion, THD) του ρεύματος που αποδίδει ο αντιστροφέας στην έξοδό του μετράται ύστερα και από το χρησιμοποιούμενο  $RL$  φίλτρο. Πρόκειται για το Σημείο Κοινής Σύνδεσης (Point of Common Coupling, PCC) στο δίκτυο ΧΤ και για την ανωτέρω προσομοίωση, το  $THD_i$  απεικονίζεται παρακάτω:



Σχήμα 8.9:  $THD_i$  μετρούμενου ρεύματος εξόδου στο PCC.



Σχήμα 8.10: Συμμετρικότητα αναφορών τάσης κατά SPWM.

Στο Σχήμα 8.9 παρουσιάζεται το  $THDi$ , το οποίο διατηρείται σε επίπεδα κάτω του 2% και άρα, εντός των επιτρεπτών ορίων του 5% κατά απόλυτη τιμή που θεσπίζουν οι κανόνες ποιότητας ισχύος για τέτοια συστήματα [58]. Σε αυτό είναι σημαντική η συνεισφορά του ικανού  $RL$  φίλτρου, το οποίο εξαλείφει ανώτερες αρμονικές συνιστώσες όπως αναλύθηκε στην Ενότητα 7.7.

Στο Σχήμα 8.10 παρουσιάζονται οι  $3\Phi$  α. μ. κυματομορφές των ημιτόνων αναφοράς της τάσης, όπως αυτές εξάγονται από το θεμελιώδη έλεγχο του τριφασικού μετατροπέα στο Σχήμα 4.10 του 4<sup>ου</sup> Κεφαλαίου. Σημασία εδώ πρέπει να αποδοθεί στην τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους,  $m_a$ . Όπως έχει τονισθεί σε προηγούμενα σημεία (βλ. Ενότητες 6.1 και 7.6), αναμενόμενο θα ήταν σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας το  $m_a$  να είχε την τιμή  $m_a = 0,82$  (από τη σχέση  $\widetilde{V}_{ab,1} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{DC} m_a$  για ΧΤ στα 400V και  $V_{DC}$  στα 800V). Ωστόσο, εδώ μετράται η τιμή  $m_a = 0,89$  και αυτό γίνεται για ένα συγκεκριμένο λόγο. Προκειμένου η πολική τάση του δικτύου ΧΤ να είναι στα 400V –διότι αυτή μετράται και μετασχηματίζεται στον έλεγχο σε  $dq$  συνιστώσες– πρέπει ο μετατροπέας να κάνει "compensate" και για τη μικρή πτώση τάσης που δημιουργείται στα άκρα του φίλτρου εξόδου. Έτσι, το  $m_a$  ρυθμίζεται αυτόματα σε λίγο πιο υψηλό επίπεδο.

Έχοντας αποδειχθεί η ορθότητα της λειτουργίας του πρώτου σταδίου ελέγχου της Κυψέλης Κουσίμου (έλεγχος κατά P&O MPPT) σε συνδυασμό με τη λειτουργία του  $3\Phi$  Μετατροπέα Ισχύος, η ερευνητική μελέτη συνεχίζεται με το βασικό αντικείμενο της εργασίας. Αυτό δεν είναι άλλο, από την εφαρμογή του ελέγχου συχνότητας στο  $PEMFC$  και την παρατήρηση των αποτελεσμάτων ύστερα από απαιτητικές μεταβολές στο φορτίο.

## 8.1.2 Έλεγχος Συχνότητας $PEMFC$ – Αύξηση Φορτίου Απομονωμένου Δικτύου

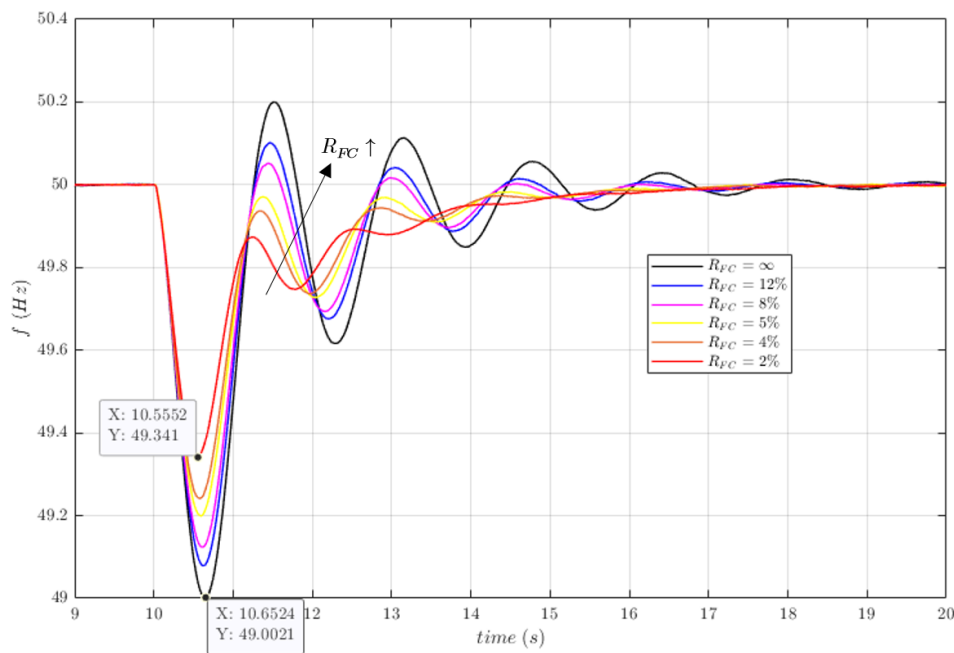
Στο σημείο αυτό προσομοιώνονται πλέον τα αποτελέσματα ύστερα από μια αύξηση του φορτίου του συστήματος. Η αύξηση αποτελεί το 20% της εγκατεστημένης ονομαστικής ισχύος του μικροδικτύου, δηλαδή  $20\% \cdot (P_{FC_N} + P_{G_N}) = 0,2 \cdot (180 + 800) kW = 196 kW$ , ώστε να είναι συμβατή με τους πιο αυστηρούς ελέγχους του ENTSO – E. Η μεταβολή αυτή γίνεται με απότομη σύζευξη –μέσω  $3\Phi$  διακόπτη ισχύος– του νέου φορτίου (disturbance load) τη στιγμή των 10 sec. Το αρχικό φορτίο (standard load) του δικτύου τίθεται στα 200 kW και στο  $FC$  δίνεται εξαρχής ένα setpoint ισχύος ( $P_{setpoint_{FC}}$ ) των 50 kW. Έτσι, η σύγχρονη γεννήτρια καλείται αρχικά να αναλάβει το υπόλοιπο περιθώριο ισχύος του μικροδικτύου, προς τήρηση του ισοζυγίου παραγωγής–ζήτησης:

$$P_{setpoint_G} = Standard\ Load - P_{setpoint_{FC}} = (200 - 50) kW = 150 kW$$

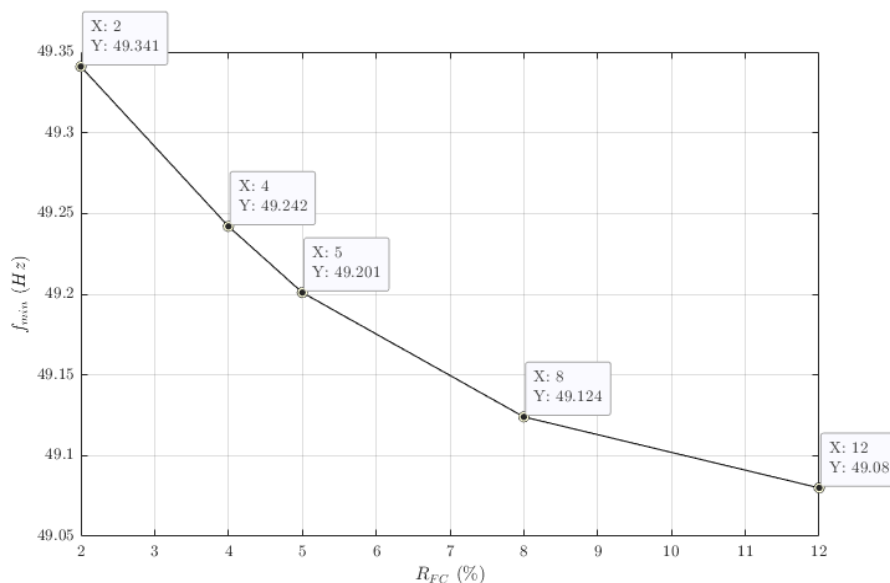
Το αποδιδόμενο setpoint ισχύος στο  $FC$  μπορεί να θεωρηθεί πως προέρχεται ύστερα από μια διακανονισμένη οικονομική κατανομή του φορτίου στις μονάδες του μικροδικτύου από το Διαχειριστή. Η μελετώμενη διαταραχή θα μπορούσε να προκύψει κατά την επαναφορά μεγάλου φορτίου, στο οποίο η παροχή ισχύος είχε προηγουμένως διακοπεί. Αντίστοιχη απόκριση θα είχε το σύστημα, εάν το μικροδίκτυο διέθετε μια ακόμα γεννήτρια, η οποία παρήγαγε 196 kW και τη στιγμή  $t = 10 s$  αποσυνδεόταν απότομα.

### Μελέτη Στατισμού του *PEMFC*

Η παράγραφος αυτή μελετά την επίδραση της μεταβολής του συντελεστή στατισμού (*droop*,  $R_{FC}$ ) του *Fuel Cell* στην απόκριση συχνότητας του απομονωμένου μικροδικτύου. Το ενδιαφέρον επικεντρώνεται σε τιμές στατισμού εντός του επιτρεπτού εύρους 2 – 12% που θέτει ο ENTSO – E για τις μονάδες παραγωγής, ενώ, επίσης, φαίνεται και η περίπτωση άπειρου στατισμού ( $R_{FC} \rightarrow \infty$ ), κατά την οποία μόνο η σύγχρονη γεννήτρια αναλαμβάνει τη ρύθμιση συχνότητας και το *FC* παράγει απλά το setpoint του (λογική απόκριση βάσει [98]). Η σύγχρονη γεννήτρια λειτουργεί πάντα με στατισμό  $R_G = 5\%$ .

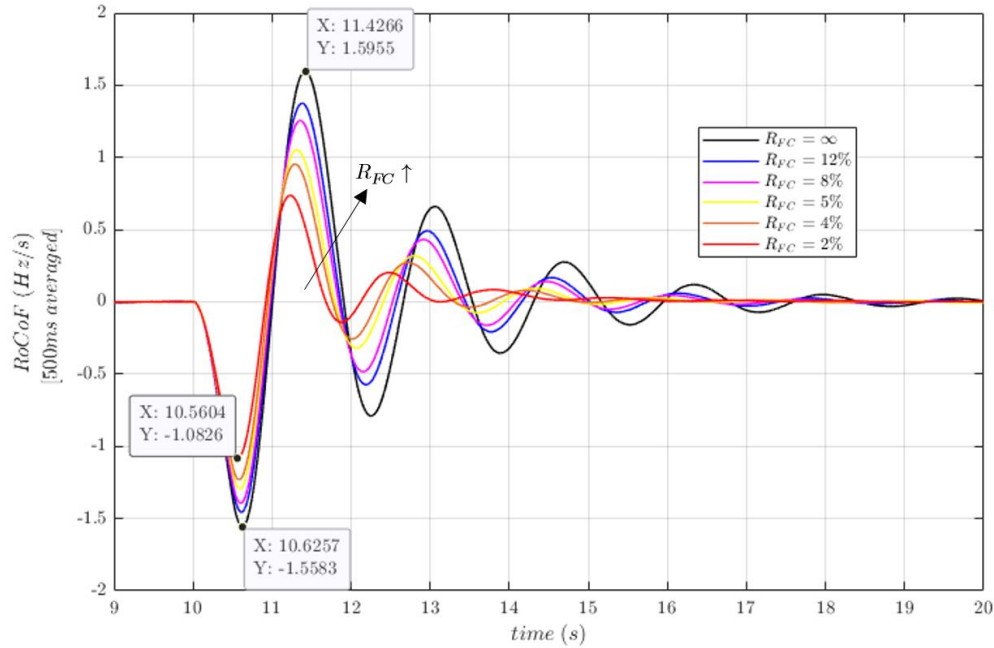


Σχήμα 8.11: Συχνότητα  $f$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{FC}$ .

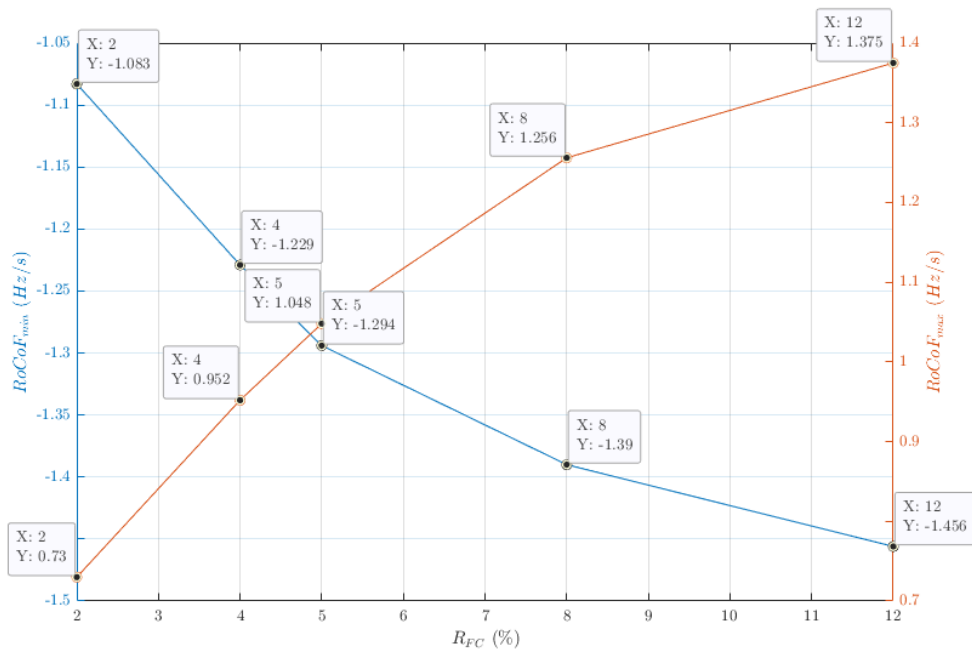


Σχήμα 8.12: Τιμές  $f_{min}$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{FC}$ .

Μικρότερος στατισμός για το *PEMFC* οδηγεί σε αισθητά μικρότερες αποκλίσεις της συχνότητας, αφού  $\Delta P_{PFR_{FC}} \sim \frac{1}{R_{FC}}$  και άρα, μείωση του στατισμού αυξάνει το ποσοστό συμμετοχής του *FC* στη ρύθμιση συχνότητας μέσω της αύξησης της παρεχόμενης ισχύος του σε αύξηση του φορτίου, όπως θα φανεί και σε επόμενο διάγραμμα. Επίσης, με  $R_{FC} \downarrow$  η επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική τιμή των  $50\text{ Hz}$  καθυστερεί περισσότερο.



Σχήμα 8.13: *RoCoF* σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{FC}$ .



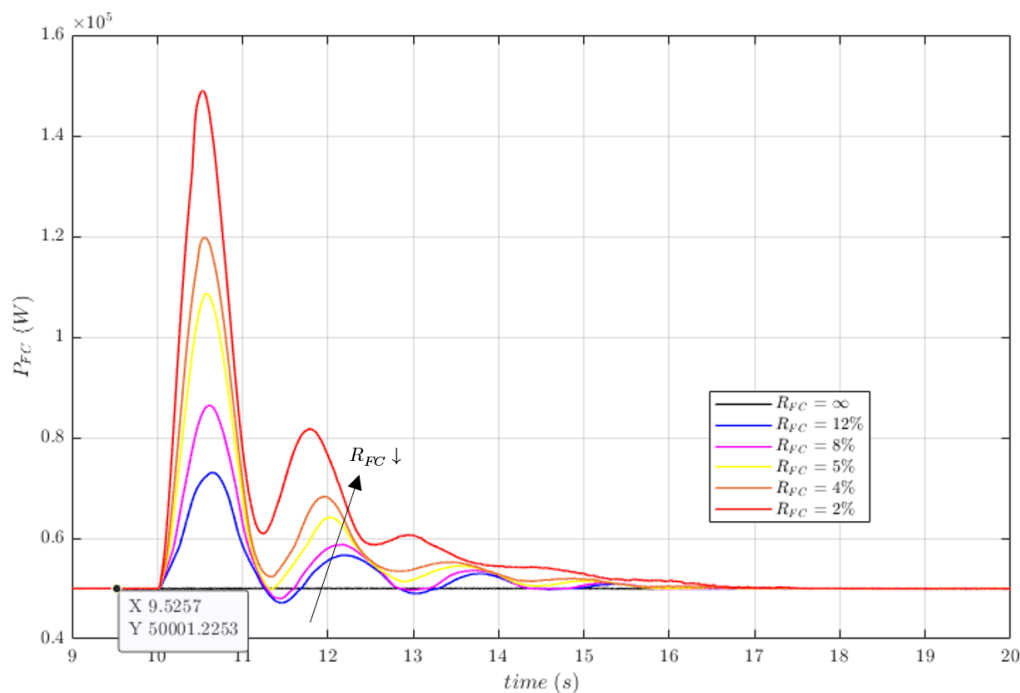
Σχήμα 8.14: Τιμές  $RoCoF_{min/max}$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{FC}$ .

Μείωση του  $R_{FC}$  βελτιώνει της ευστάθεια του συστήματος και ως προς την παράμετρο του *Rate of Change of Frequency* ( $RoCoF$ ). Ωστόσο, καμία τιμή στατισμού –ούτε η ελάχιστη επιτρεπτή του 2% – δεν επιτυγχάνει κάτω όριο  $RoCoF_{min}$  μικρότερο κατά απόλυτη τιμή του  $-1 Hz/s$ . Φυσικά, σε αύξηση του φορτίου, οι αρνητικές μέγιστες αποκλίσεις του  $RoCoF$  είναι μεγαλύτερες από τις θετικές. Το γεγονός της μη τήρησης των κάτω ορίων αυτό καταδεικνύει την ανάγκη προσάρτησης περαιτέρω ελέγχου ως προς τη συχνότητα από τη μονάδα του  $FC$ , γεγονός που μπορεί να πραγματοποιηθεί με την εφαρμογή εικονικής αδρανειακής απόκρισης.

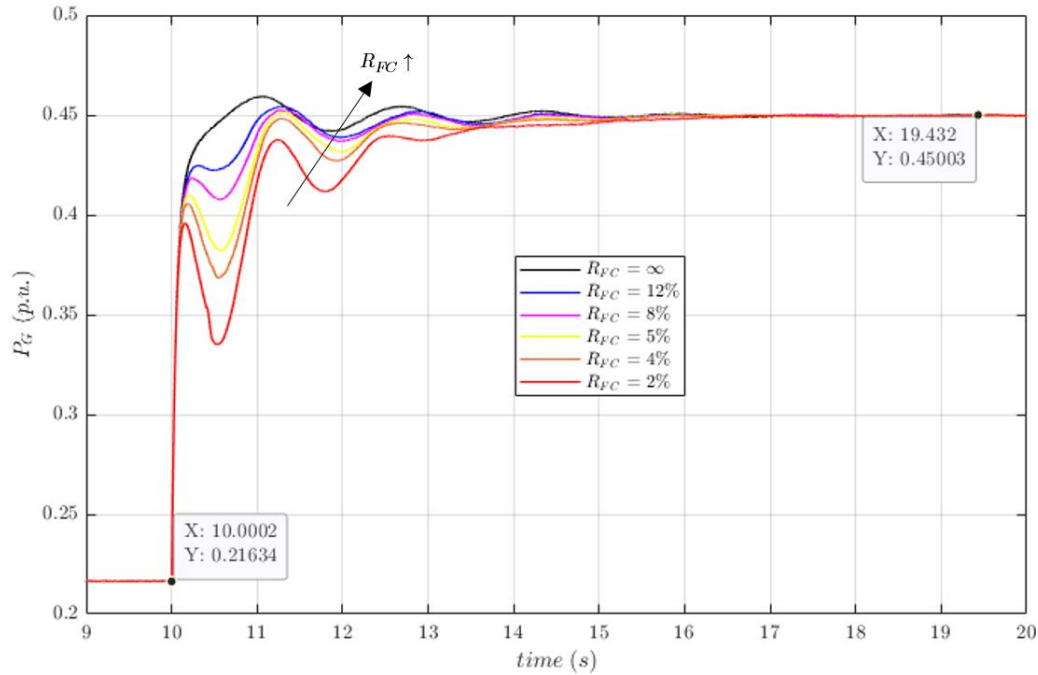
Ως προς τον τρόπο μέτρησης του  $RoCoF$ , η απεικόνισή του στο Σχήμα 8.12 υποτίθεται πως προέρχεται από τη μέτρηση ενός  $RoCoF$  relay και η υπέρβαση των θεσπισμένων από διεθνείς κώδικες συχνότητας ορίων του  $\pm 1 Hz/s$  (βλ. Ενότητα 6.2) οδηγεί στο ανεπιθύμητο άνοιγμα (tripping) του ρελέ. Σύμφωνα με τις [96,97] τα  $RoCoF$  relays μετρούν το μέγεθος  $df/dt$  της κλίσης της συχνότητας με μια χρονική καθυστέρηση 50 – 500 ms συνδυαζόμενη με το χρησιμοποιούμενο χρονικό παράθυρο, το οποίο μπορεί να κυμαίνεται από 40 ms μέχρι 2 s. Εδώ τηρείται το πρωτόκολλο μέτρησης σε ένα χρονικό παράθυρο των 500 ms, δηλαδή averaging του μετρούμενου  $df/dt$  κάθε 25 περιόδους, για τη συχνότητα των 50 Hz ( $25 cycles = 25 \cdot T_n = 25 \cdot \frac{1}{50} s = 500 ms$ ), όπως επιβάλλουν οι κώδικες για τα Ευρωπαϊκά συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, βάσει της ανάπτυξης της Ενότητας 6.2 του 6ου Κεφαλαίου.

Η συχνότητα  $f$  του μικροδικτύου και η κλίση της  $df/dt$  προέρχονται από τις αρχικές μετρήσεις του PLL του ελεγκτή του 3Φ VSC *Grid Imposed Frequency* μετατροπέα.

Στη συνέχεια φαίνεται καθαρά η επίδραση του στατισμού του  $FC$  στις αποκρίσεις ισχύος, τόσο του ίδιου του *fuel cell*, όσο και της γεννήτριας:



Σχήμα 8.15:  $P_{FC}$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{FC}$ .



Σχήμα 8.16:  $P_G$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{FC}$ .

Όπως προβλέφθηκε προηγουμένως, μικρότεροι στατισμοί οδηγούν σε μεγαλύτερες συνεισφορές ισχύος από μεριάς  $FC$ . Για να διατηρείται, ωστόσο, το ισοζύγιο ισχύος προς ισορροπία του συστήματος η γεννήτρια ρίχνει, αντιστοίχως, την ισχύ της. Οι μεταβολές ισχύος γίνονται ανά μονάδα για την ονομαστική ισχύ κάθε μονάδας και σύμφωνα με το δικό της στατισμό κάθε φορά, βάσει της σχέσης (3.11) για τη συνεργασία μονάδων που συμμετέχουν στην Πρωτεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας ( $PFR$ ).

Ας πάρουμε, για παράδειγμα, την περίπτωση του στατισμού 4% για την Κυψέλη Καυσίμου (η Σύγχρονη Γεννήτρια λειτουργεί εδώ πάντα με  $R_G = 5\%$ ) που φαίνεται πιο καθαρά. Η μέγιστη απόκλιση ισχύος του  $FC$  από την αρχική κατάσταση λειτουργίας για το στατισμό αυτό φαίνεται από το Σχήμα 8.15 σχεδόν ακριβώς και είναι ίση με:

$$\Delta P_{FC(R_{FC}=4\%)} = 120 \text{ kW} - 50 \text{ kW} = 70 \text{ kW}$$

Τότε, η (3.11) του Κεφαλαίου 3 δίνει για την αντιστοιχη συνεισφορά  $\Delta P$  της γεννήτριας:

$$\begin{aligned} \Delta P_{G(R_{FC}=4\%)} &= \frac{R_{FC}}{R_G} \cdot \Delta P_{FC(R_{FC}=4\%)} = \frac{4}{5} \cdot 70 \text{ kW} = 56 \text{ kW} \Rightarrow \Delta P_{G(R_{FC}=4\%)} = \\ &= \frac{56}{800} \alpha. \mu. = 0,07 \alpha. \mu. \Rightarrow \Delta P_{G(R_{FC}=4\%)} = P_{G(steady\ state)} - 0,07 (\alpha. \mu.) \\ &= (0,45 - 0,07) \alpha. \mu. = 0,38 \alpha. \mu. \end{aligned}$$

Πράγματι, η τιμή αυτή ισούται περίπου με την τιμή που έχει σε  $\alpha. \mu.$  η  $P_G$  σαν μέγιστη απόκλιση (βύθιση) μετά τη διαταραχή για  $R_{FC} = 4\%$ . Η μέγιστη απόκλιση όλων των μεγεθών, αναφορικά με την πρωτεύουσα ρύθμιση συχνότητας, είναι πάντα την ίδια στιγμή με τη μέγιστη απόκλιση και της ίδιας της συχνότητας.

Έτσι, επαληθεύεται επακριβώς η λειτουργία του αναπτυγμένου μοντέλου προσομοίωσης και θεωρητικά, ως προς τη συνεργασία των μονάδων παραγωγής, κατά την  $PFR$  ρύθμιση.



Αν είναι επιθυμητό να επεκταθεί η ανάλυση ένα βήμα πιο μακριά, τότε, έχοντας την μέγιστη απόκλιση συχνότητας για  $R_{FC} = 4\%$  μπορεί να υπολογιστεί θεωρητικά και προσεγγιστικά η μέγιστη απόκλιση ισχύος  $FC$  και Γεννήτριας. Από το Σχήμα 8.12 των  $f_{min}$  είναι  $f_{min(R_{FC}=4\%)} = 49,242 \text{ Hz} \Rightarrow \Delta f_{max(R_{FC}=4\%)} = (50 - 49,242) \text{ Hz} = 0,758 \text{ Hz}$ . Τότε (όπου ως  $\Delta f$  θεωρείται  $\Delta f = f_{ref} - f$ ) για τον παρακάτω τύπο σε α. μ. είναι:

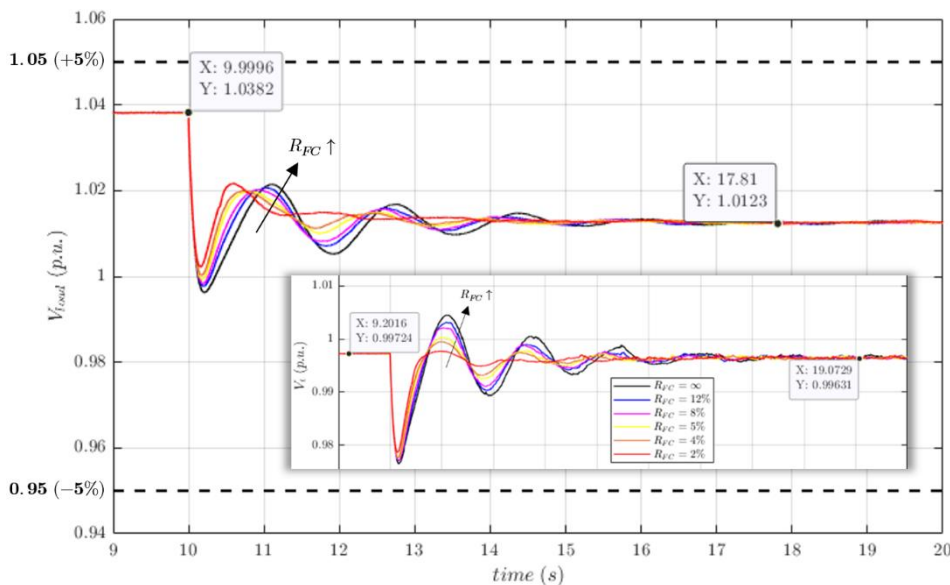
$$\begin{aligned} \Delta P(FC)_{PFR(max)_{FC-4\%}} &= \frac{1}{R_{FC}} \Delta f_{max(R_{FC}=4\%)} = \frac{1}{0,04} \cdot \frac{0,758}{50} \alpha. \mu. = 0,379 \alpha. \mu. \Rightarrow \\ \Delta P(FC)_{PFR(max)_{FC-4\%}} &= 0,379 \cdot 180 \text{ kW} = 68,22 \text{ kW} \Rightarrow \\ P(FC)_{PFR(max)_{FC-4\%}} &= (50 + 68,22) \text{ kW} = 118,22 \text{ kW} \end{aligned}$$

Πράγματι, το θεωρητικά υπολογισθέν αποτέλεσμα είναι πολύ κοντά στην πραγματικά αποκρινόμενη από το  $FC$  τιμή ισχύος των  $120 \text{ kW}$  στην εξεταζόμενη περίπτωση ( $R_{FC} = 4\%$ ). Ομοίως μπορεί να γίνει ο υπολογισμός για τη γεννήτρια ή πάλι, μέσω της σχέσης (3.11) δεδομένης της απόκλισης ισχύος του  $FC$  των  $68,22 \text{ kW}$  που προέκυψε τώρα, έναντι των  $70 \text{ kW}$  της προηγούμενης ανάλυσης (πολύ κοντινές τιμές, άρα πολύ κοντινή τιμή και για τη γεννήτρια με αυτή από πριν).

Η γεννήτρια είναι αυτή που συμμετέχει και στην  $SFR$  (Δευτερεύουσα Ρύθμιση Συχνότητας) αναλαμβάνοντας και το νέο φορτίο και έτσι, οι θεωρητικές υπολογισθείσες τιμές της ως προς το στατισμό –και μόνο– αποκλίνουν περισσότερο από του  $FC$ , αφού για τη γεννήτρια πρέπει να συνυπολογιστεί κανονικά και η συνιστώσα της  $SFR$ . Η άθροιση των συνιστωσών ισχύος της ( $PFR$  &  $SFR$ ) διαφαίνεται καθαρά στο Σχήμα 7.2.

Οι παραπάνω θεωρητικοί υπολογισμοί αντιστοιχούν σε ένα γραμμικοποιημένο σύστημα, το οποίο δεν περιλαμβάνει τις μη–γραμμικότητες ενός πιο πραγματικού και αναλυτικού συστήματος, όπως αυτό που προσομοιώνεται στην παρούσα διπλωματική εργασία. Αποτελούν, δηλαδή, πορίσματα μιας εξιδανικευμένης, όσον αφορά την πολυπλοκότητα, ανάλυσης και έτσι, δικαιολογούνται οι μικρές αποκλίσεις του δυναμικού μοντέλου.

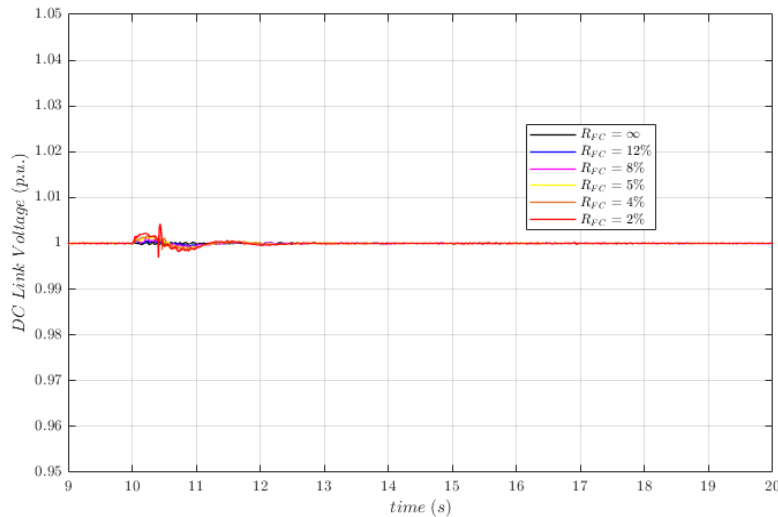
Στο ακόλουθο Σχήμα 8.17 φαίνονται και οι τιμές της τάσης φορτίου και της τάσης ακροδεκτών της γεννήτριας, οι οποίες επίσης βελτιώνονται με τη συνεισφορά του στατισμού του  $FC$ . Η τάση  $V_{load}$  του φορτίου διατηρείται εντός των ορίων του  $\pm 5\%$ :



Σχήμα 8.17: Τάσεις φορτίου και ακροδεκτών γεννήτριας κατά τη διαταραχή.

Μετά τη μεταβολή, φαίνεται πως η τάση  $V_t$  των ακροδεκτών της γεννήτριας δεν επιστρέφει ακριβώς στην αρχική της τιμή, αλλά υπάρχει μια μικρή απόκλιση μόνιμου καταστάσεως. Αυτό είναι κάτι το αναμενόμενο, βάσει της ανάλυσης του ελέγχου του AVR της σύγχρονης γεννήτριας, ο οποίος στηρίζεται σε ένα μεγάλο αναλογικό κέρδος διεγέρτριας  $K_{AVR}$  αποτελώντας στην πράξη έναν ισχυρό P – ελεγκτή. Σε ένα μεγάλο σύστημα, ο P έλεγχος επιτρέπει και σε άλλες μονάδες να «δουν» το σφάλμα της τάσης. Πτώση τάσης υπάρχει σημαντικά για την τάση του φορτίου, αφού αυξάνει η ισχύς που παρέχει η γεννήτρια και το  $FC$ , άρα, συνεπώς, αυξάνεται και το ρεύμα των αντιστοιχών κλάδων και κατ' επέκτασιν η πτώση τάσης κατά μήκος αυτών.

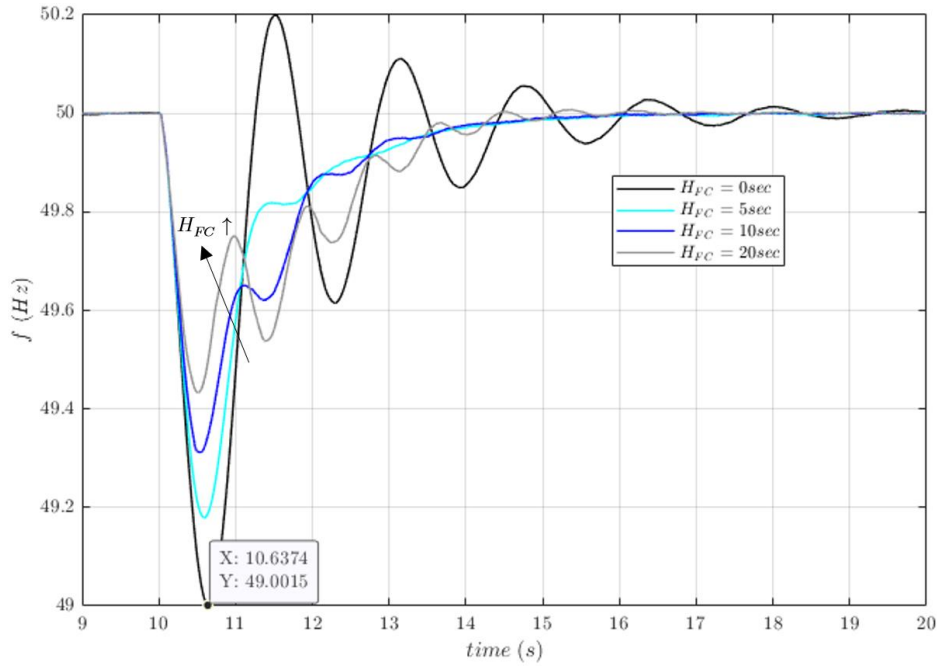
Το Σχήμα 8.18 δείχνει την *α. μ.* μεταβολή της τάσεως του πυκνωτή του DC link κατά τη διαταραχή της προσθήκης του φορτίου για τις διάφορες τιμές  $R_{FC}$ , δείχνοντας για άλλη μια φορά τον ισχυρό έλεγχο του DC διασυνδεδετικού ζυγού μεταξύ Συστήματος  $H_2$  και 3Φ Μετατροπέα:



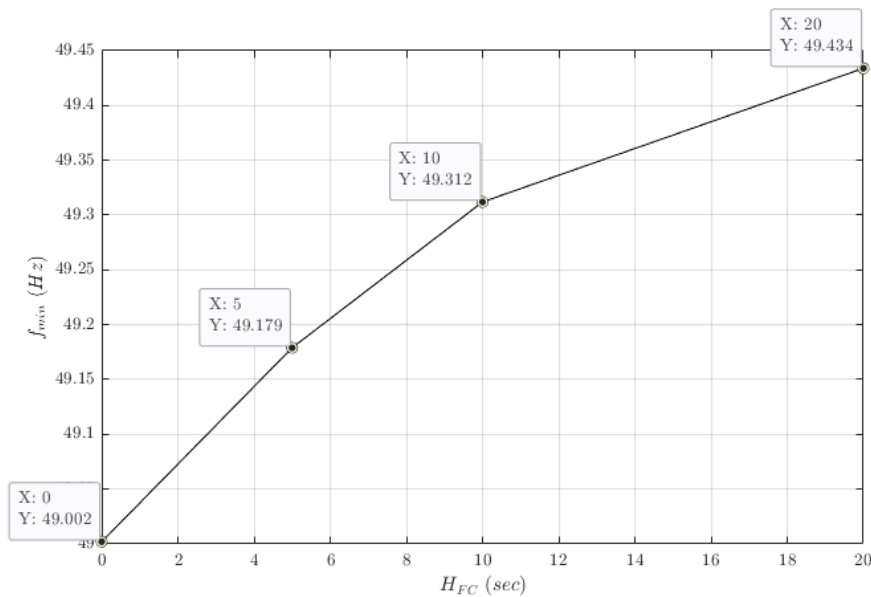
Σχήμα 8.18: Απόκριση τάσης DC link σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{FC}$ .

## Μελέτη Εικονικής Αδράνειας του PEMFC

Η παράγραφος αυτή μελετά την επίδραση της μεταβολής της σταθεράς εικονικής αδρανειακής απόκρισης (*virtual inertia*,  $H_{FC}$ ) του Fuel Cell στην απόκριση συχνότητας του απομονωμένου μικροδικτύου. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η σταθερά αυτή δεν αντικατοπτρίζει πραγματικά χαρακτηριστικά αδράνειας της κυψέλης καυσίμου, αφού η τελευταία δε διέπεται από κινούμενα μέρη. Έτσι, η  $H_{FC}$  αποτελεί μια παράμετρο στον έλεγχο, που δύναται να ρυθμιστεί καταλλήλως, ώστε το σύστημα να έχει την καλύτερη δυνατή απόκριση. Δοκιμάζονται οι τιμές σταθερών εικονικής αδρανειακής απόκρισης 0, 5, 10 και 20 sec. Η τιμή 0 sec αντιστοιχεί σε μηδενικό έλεγχο συχνότητας από το FC και αυτό λειτουργεί στο δοσμένο setpoint του. Σε όλες τις περιπτώσεις παρακάτω, διατηρείται άπειρος στατισμός ( $R_{FC} \rightarrow \infty$ ) και το FC δε συμμετέχει στην PFR. Η γεννήτρια λειτουργεί πάντα με στατισμό  $R_G = 5\%$ .



Σχήμα 8.19: Συχνότητα  $f$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{FC}$ .

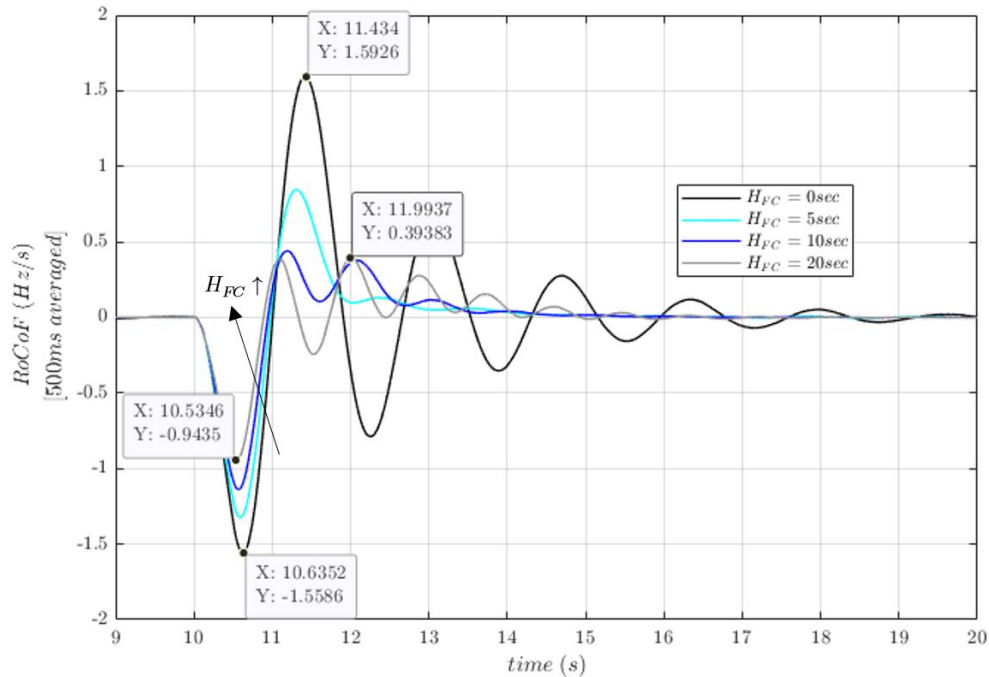


Σχήμα 8.20: Τιμές  $f_{min}$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{FC}$ .

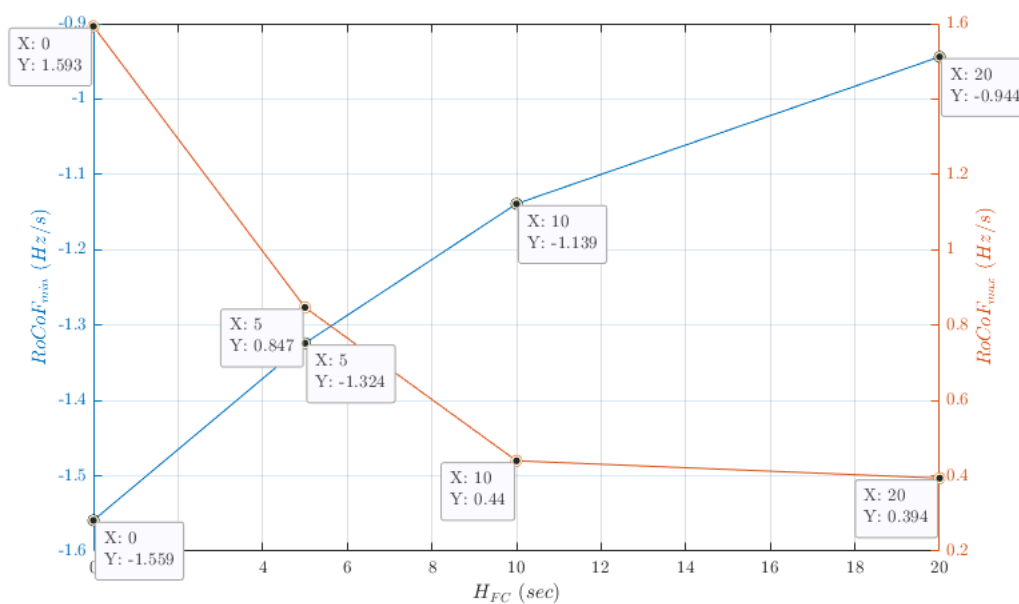
Η αύξηση της σταθεράς αδρανείας του  $FC$  βελτιώνει σημαντικά την απόκριση συχνότητας του μελετώμενου συστήματος. Εν γένει, μπορεί να εκτιμηθεί η βελτίωση αυτή μέσω των *μέγιστων αποκλίσεων συχνότητας*:  $|\Delta f|_{max} = (50 \text{ Hz} - f_{min/max})$ . Η *βελτίωση* ισούται με:  $\frac{|\Delta f|_{max_{αρχική}} - |\Delta f|_{max_{τελική}}}{|\Delta f|_{max_{αρχική}}} \cdot 100\%$ . Έτσι, για παράδειγμα, μεταβάλλοντας την  $H_{FC}$  από 0 σε 20 s επέρχεται βελτίωση στη μέγιστη απόκλιση της  $f$  ίση με:  $\frac{(50-49,002)-(50-49,434)}{50-49,002} \cdot 100\% = 43\%$ . Η μεταβολή της ισχύος συναρτήσει της  $H_{FC}$  δίνει τη συνιστώσα του κλάδου αδρανιακής απόκρισης του ελέγχου συχνότητας για το

$FC$  μέσω της σχέσης:  $\Delta P_{IR} = -2H_{FC} \cdot \frac{df}{dt}$ . Από τη σχέση αυτή φαίνεται, πως η ισχύς προσαρμόζεται έτσι, ώστε να αντιστέκεται στις μεταβολές της συχνότητας, βελτιώνοντας την απόκριση συχνότητας κατά την πρώτη ακραία τιμή της. Αύξηση της σταθεράς αδράνειας ενισχύει τη βελτιωτική αυτή δυναμικότητα της  $\Delta P_{IR}$ , όπως δείχνει η σχέση.

Η έννοια της αδρανιακής απόκρισης είναι συνυφασμένη με το μέγεθος του  $RoCoF$ , αφού, πρακτικά, βάσει αυτού λειτουργεί. Η βελτίωση του  $RoCoF$  μέσω της  $H_{FC}$  είναι και αυτή αξιοσημείωτη και φαίνεται παρακάτω:



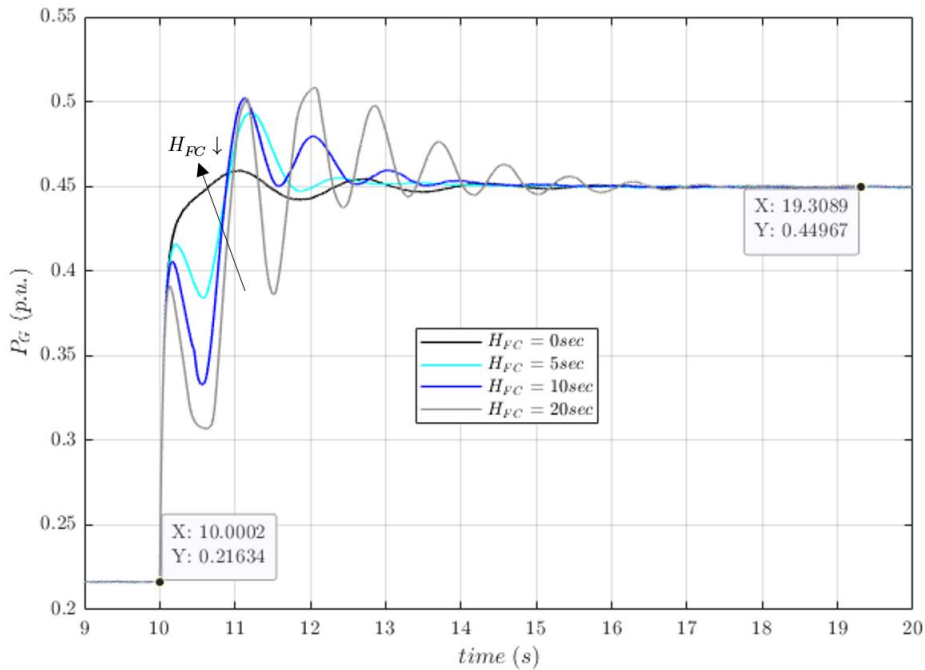
Σχήμα 8.21:  $RoCoF$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{FC}$ .



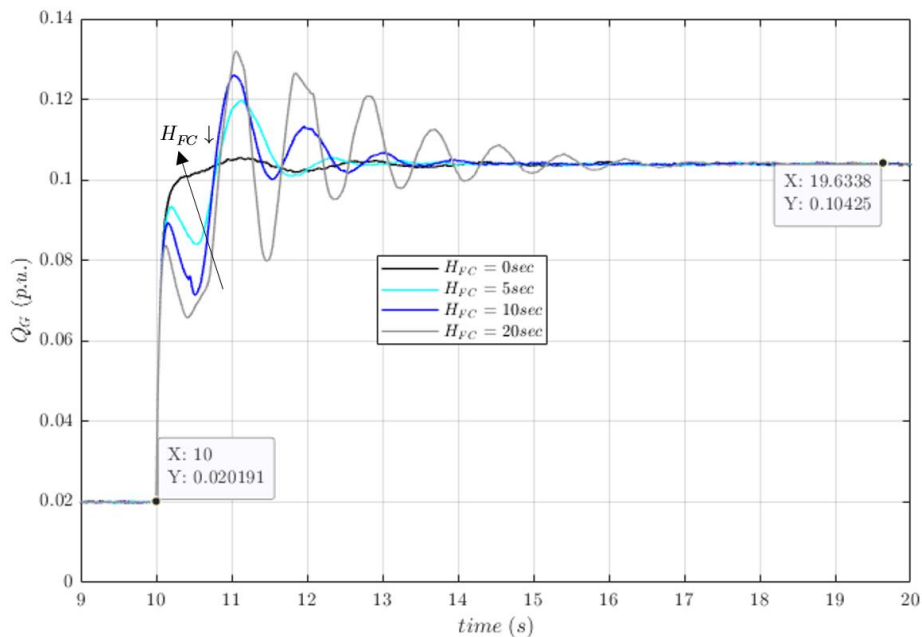
Σχήμα 8.22: Τιμές  $RoCoF_{min/max}$  σε αύξηση του φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{FC}$ .

Για  $H_{FC}$  από 0 σε 20 s, η ελάχιστη τιμή του  $RoCoF$  μειώθηκε κατά απόλυτη τιμή σε ποσοστό:  $\frac{1,559-0,944}{1,559} \cdot 100\% = 39\%$ . Ο περιορισμός του  $RoCoF$  αυξάνοντας την εικονική αδράνεια  $H_{FC}$  του  $FC$  ήταν αναμενόμενος, αφού με αυτόν τον τρόπο αυξάνεται η ισοδύναμη συνολική αδράνεια του δικτύου, μειώνοντας, έτσι, αισθητά την επίδραση του ισοζυγίου ισχύος στην απόκριση συχνότητας (βλ. Εξίσωση Επιταχύνσεως, σχέση (3.7)). Αύξηση του  $H_{FC}$  φαίνεται και αυτή να προκαλεί ελαφρώς πιο αργή επαναφορά της  $f$ .

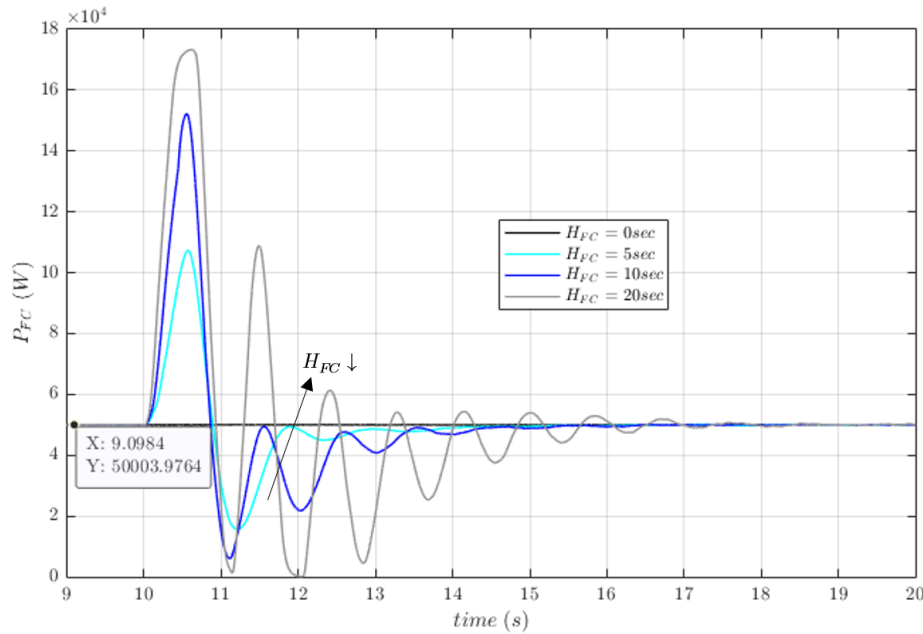
Για τις αποκρίσεις ισχύος (Γεννήτριας και Fuel Cell) εξάγονται τα παρακάτω:



Σχήμα 8.23:  $P_G$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{FC}$ .



Σχήμα 8.24:  $Q_G$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{FC}$ .



Σχήμα 8.25:  $P_{FC}$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{FC}$ .

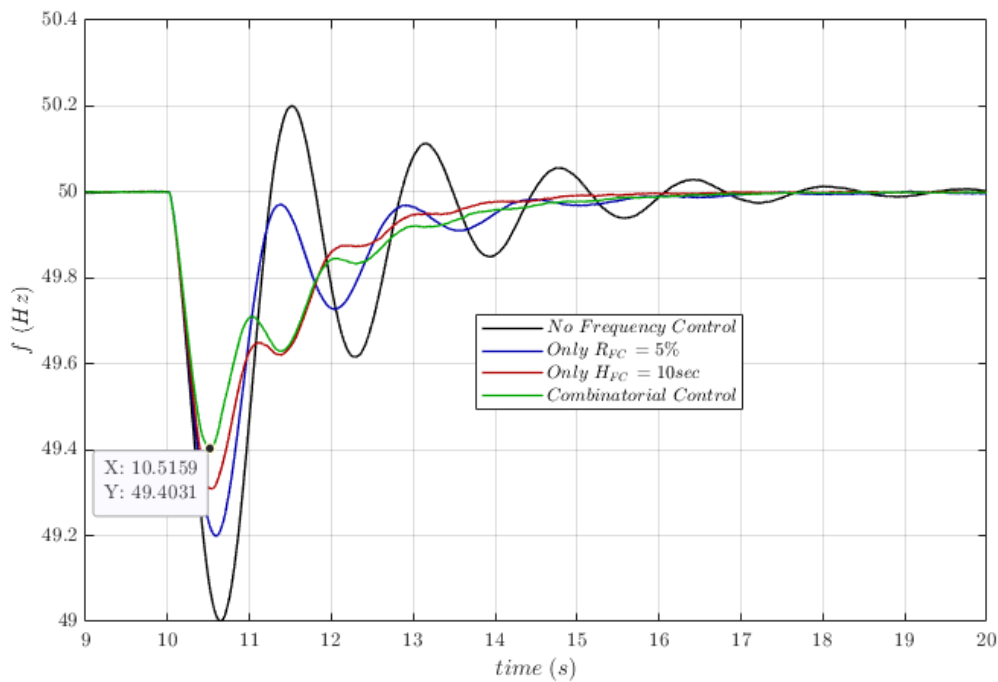
Αυτό που παρατηρείται για  $H_{FC} = 20\text{ s}$  είναι ότι οι αποκρινόμενες ισχύς των συνιστωσών παρουσιάζουν έντονες ταλαντώσεις μετά τη στιγμή της διαταραχής (ενεργός και άεργος ισχύς σύγχρονης γεννήτριας και ενεργός ισχύς  $FC$  – το  $FC$  δε συνεισφέρει σε άεργο ισχύ, διότι ο αντιστροφέας λειτουργεί με  $\cos\varphi = 1$ ). Αυτές μεταφέρονται εν μέρει και στα μεγέθη των  $f$  και  $RoCoF$ . Για το  $FC$ , οι ταλαντώσεις ισχύος αυτές δεν έχουν ιδιαίτερα αρνητικό αντίκτυπο, αφού πρόκειται για εξάρτητα ισχύος χωρίς στρεφόμενα μέρη και δε δέχεται καταπονήσεις· αντιθέτως, δύναται να αποκρίνεται ταχέως μέσω κατάλληλων ρυθμίσεων [43]. Από την άλλη, οι έντονες διακυμάνσεις στην ενεργό ισχύ της γεννήτριας υποδηλώνουν πως αύξηση του  $H_{FC}$  οδηγεί σε καταπονήσεις των εξαρτημάτων της και πρέπει να αποδίδεται προσοχή στην επιλογή του. Η ταλάντωση της άεργου ισχύος σχετίζεται με την τάση του φορτίου, η οποία ταλαντώνεται, λόγω της ταλάντωσης των ροών ενεργού ισχύος. Γενικώς, η παραγωγή ισχύος με έντονες αυξομειώσεις καταπονεί τους συμβατικούς σταθμούς. Έτσι, οι ταλαντώσεις αυτές καταδεικνύουν, ότι δε μπορεί να επιλεγεί αυθαίρετα υψηλή τιμή για την παράμετρο  $H_{FC}$ , παράλληλα, δε, επιδιώκεται και η επιλογή ενός  $H_{FC}$  ικανού αρκετά, ώστε να συμβάλλει αισθητά στη ρύθμιση της συχνότητας. Προσομοιώνοντας την απόκριση του ανωτέρω συστήματος για τιμές  $H_{FC}$  μεγαλύτερες των  $20\text{ s}$ , αυτό παρουσίαζε συμπεριφορά που έτεινε ολοένα και περισσότερο προς την αστάθεια και δεν ήταν επιθυμητή σε καμία από τις περιπτώσεις. Το  $H_{FC}$ , το οποίο χρησιμοποιείται κάθε φορά στον έλεγχο του  $FC$  εξαρτάται σημαντικά από το εκάστοτε δίκτυο. Ένα, π.χ., πιο σθεναρό δίκτυο μπορεί να λειτουργήσει με μεγαλύτερο  $H_{FC}$ . Για το λόγο αυτό, κρίνεται γενικώς απαραίτητη η δυνατότητα προσομοίωσης αντίστοιχων μικροδικτύων μέσω μοντέλων μεγάλης ακρίβειας, προς λεπτομερή εξέταση διαφορετικών παραμέτρων ελέγχου σε διαφορετικά μεγέθη συστήματος. Για να είναι ο σχεδιασμός του ελέγχου από την ασφαλή πλευρά, το  $H_{FC}$  θα πρέπει να είναι τέτοιο, ώστε να μη δημιουργεί ανεπιθύμητες ταλαντώσεις στις συνιστώσες του μικροδικτύου. Έτσι, αν και η τιμή  $H_{FC} = 20\text{ s}$  οδηγεί σε ελάχιστο  $RoCoF$   $-0,944\text{ Hz/s}$  (βλ. Σχήματα 8.21 και 8.22), δηλαδή εντός των επιτρεπτών ορίων, δε θεωρείται η ιδανική επιλογή.

## Συνδυαστικός Έλεγχος του PEMFC

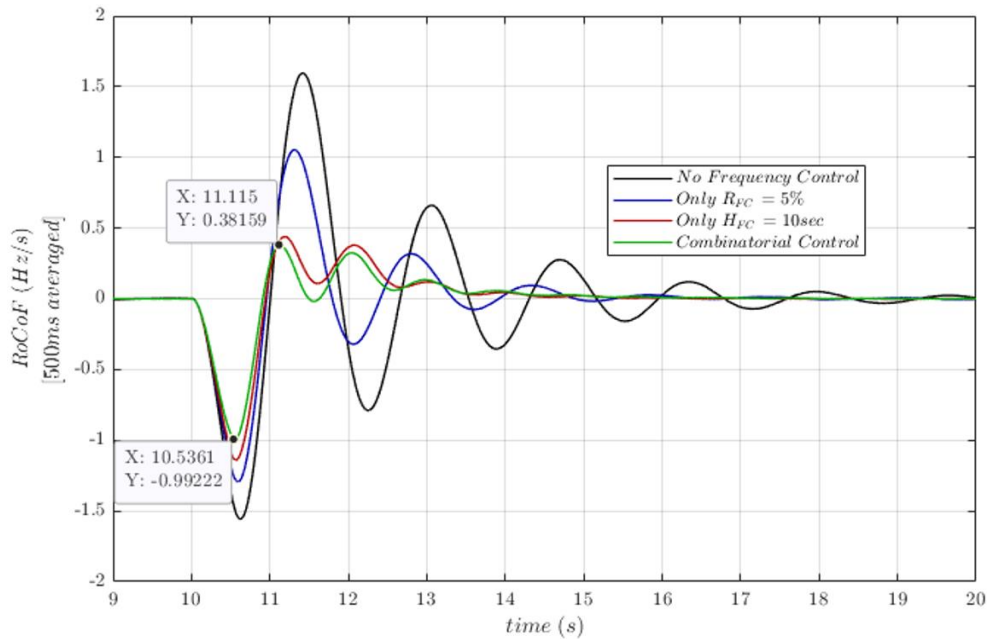
Παρακάτω εξετάζονται συγκριτικά τέσσερις στρατηγικές ελέγχου του *fuel cell*: χωρίς έλεγχο στη συχνότητα (άπειρος στατισμός και μηδενική εικονική αδράνεια), μόνο με στατισμό, μόνο με εικονική αδράνεια και τέλος, με συνδυαστικό έλεγχο (*combinatorial control*) των δύο προηγούμενων. Για τον στατισμό, επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί η τιμή  $R_{FC} = 5\%$ , καθώς αποτελεί μια τιμή με αισθητή συνεισφορά στη βελτίωση των KPIs συχνότητας και ευρίσκεται εντός του επιτρεπτού εύρους στατισμών 2–12% των μονάδων κατά ENTSO–E. Στο σύστημα που μελετάται είναι και στατισμός ίσος με αυτόν της γεννήτριας, οπότε οι δύο μονάδες μεταβάλλουν *α.μ.* ομοίως την ισχύ τους σε μεταβολές της συχνότητας, ανάλογα την ονομαστική της ισχύ κάθε μία. Για τη σταθερά εικονικής αδράνειας, επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί η τιμή  $H_{FC} = 10\text{ s}$ . Η τιμή αυτή δρα πολύ βελτιωτικά στη συχνότητα (φαίνεται στα Σχήματα 8.19 και 8.21, τόσο σε  $f$ , όσο και στο  $RoCoF$ ), ενώ ταυτόχρονα απέχει από τιμές που οδηγούν σε μειωμένη σχετική ευστάθεια το δίκτυο.

Το πρόβλημα που διαπιστώθηκε ως προς τα KPIs της συχνότητας κατά τους ξεχωριστούς ελέγχους στις δύο προηγούμενες παραγράφους ήταν οι ελάχιστες τιμές του  $RoCoF$ , οι οποίες ξεπερνούσαν το επιτρεπτό κάτω όριο του  $-1\text{ Hz/s}$ , μετρούμενο σε χρονικό παράθυρο των  $500\text{ ms}$ . Στόχος, εδώ, είναι να εξεταστεί αν η συμβολή του συνδυαστικού ελέγχου του FC δύναται να προσφέρει περαιτέρω βελτίωση στη συχνотική απόκριση του μικροδικτύου.

Έτσι, έχουμε τα σχετικά αποτελέσματα των δυναμικών προσομοιώσεων:



Σχήμα 8.26: Συχνότητα  $f$  για 4 διαφορετικές Στρατηγικές Ελέγχου του FC.



Σχήμα 8.27:  $RoCoF$  για 4 διαφορετικές Στρατηγικές Ελέγχου του  $FC$ .

Πίνακας 8.1.2: Στρατηγικές Ελέγχου και Συχνотικά ΚΡIs.

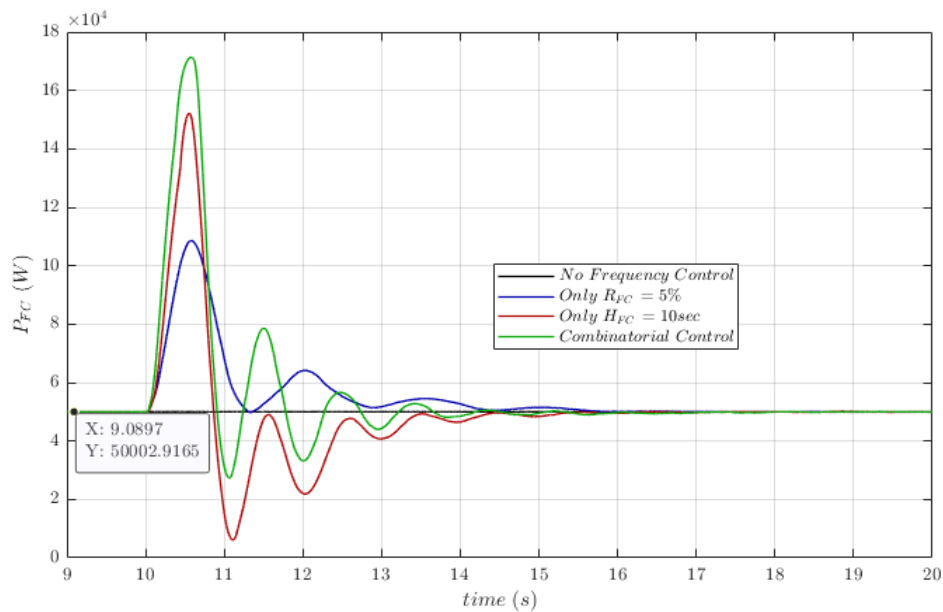
Frequency KPI → Στρατηγική Ελέγχου ↓	$f_{min}$ (Hz)	$RoCoF_{min}$ (Hz/s)	$RoCoF_{max}$ (Hz/s)
<i>No Frequency Control</i>	49,002	-1,559	1,593
<i>Only <math>R_{FC} = 5\%</math></i>	49,201	-1,294	1,048
<i>Only <math>H_{FC} = 10\text{ s}</math></i>	49,312	-1,139	0,440
<i>Combinatorial Control</i>	49,403	-0,992	0,382

Από τα παραπάνω αποτελέσματα γίνεται ξεκάθαρο, πως ο **συνδυαστικός έλεγχος οδηγεί στη βέλτιστη απόκριση συχνότητας**. Η μόνη περίπτωση που επιτυγχάνει θεμιτές τιμές  $RoCoF$  για όλο το εύρος λειτουργίας μετά τη διαταραχή αύξησης του φορτίου είναι αυτή του συνδυαστικού ελέγχου. Όπως φαίνεται στα σχήματα, η αδρανειακή απόκριση των 10 s συνεισφέρει περισσότερο στη βελτίωση των επιπέδων  $RoCoF$  από το στατισμό του 5%, εξομαλύνοντάς το σημαντικά, ειδικά στα θετικά του επίπεδα. Φυσικά, αυτό εξαρτάται και από τις τιμές στατισμού και αδράνειας (δηλαδή ένας μικρός στατισμός, π.χ. 2%, βελτιώνει την ελάχιστη τιμή  $RoCoF$  περισσότερο από την αδράνεια των 5 s, με τιμές  $-1,083$  και  $-1,324$  αντίστοιχα, όπως φαίνεται στις προηγούμενες παραγράφους). Εδώ, πάντως, η αδράνεια επιτυγχάνει και μόνη της ένα θεμιτό  $RoCoF_{max}$ .

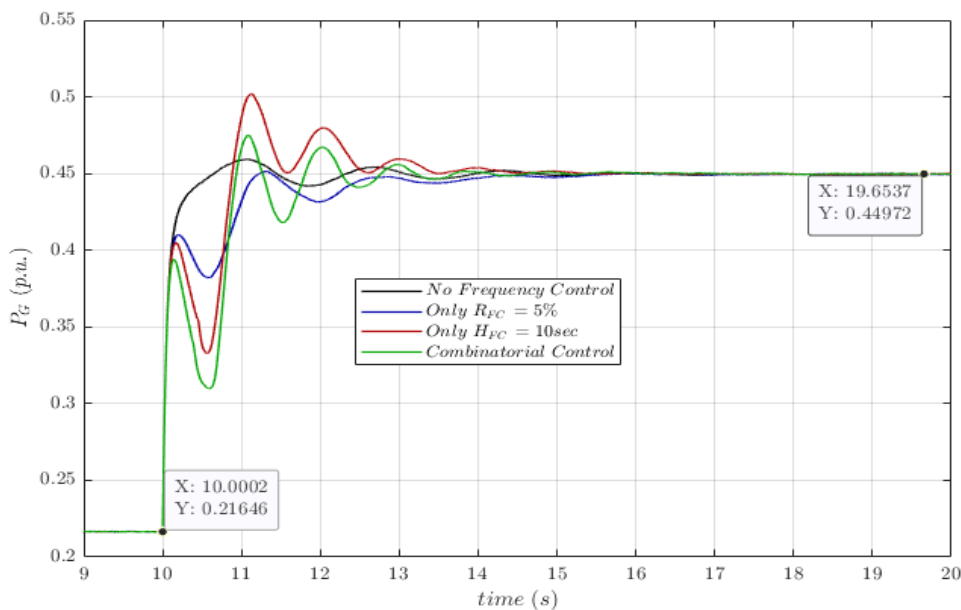
Ο συνδυαστικός έλεγχος, συγκριτικά με την απουσία συμβολής της Κυψέλης Καυσίμου στη ρύθμιση συχνότητας, οδηγεί τα  $|\Delta f|_{max}$  και  $RoCoF_{min}$  σε μείωση κατά 40% και 36%. Επιτυγχάνει, επίσης, το μικρότερο χρόνο επαναφοράς της συχνότητας (settling time).



Τα επόμενα δύο σχήματα δείχνουν και την απόκριση ισχύος στο συνδυαστικό έλεγχο:



Σχήμα 8.28:  $P_{FC}$  για 4 διαφορετικές Στρατηγικές Ελέγχου του  $FC$ .



Σχήμα 8.29:  $P_G$  για 4 διαφορετικές Στρατηγικές Ελέγχου του  $FC$ .

Κατά το συνδυαστικό έλεγχο, η συνεισφορά του  $FC$  τη στιγμή της μέγιστης απόκλισης συχνότητας είναι η μέγιστη, ενώ η γεννήτρια παρουσιάζει την ίδια στιγμή τη μεγαλύτερη βύθιση, σε σχέση με τη μόνιμη κατάσταση μετά τη σύζευξη του νέου φορτίου. Αρχικά, πάντα, στα 10 s η γεννήτρια παρουσιάζει μια σχεδόν ακαριαία μεταβολή της ισχύος λόγω της προσθήκης του φορτίου, την οποία ακολουθούν ήπιες ταλαντώσεις. Οι ταλαντώσεις προκύπτουν από την αλληλεπίδραση με την παρεχόμενη

ισχύ του  $FC$ , σε μια προσπάθεια να γίνεται κάθε στιγμή διατήρηση του ισοζυγίου παραγωγής–ζήτησης, με σχεδόν σταθερό το άθροισμα των δύο ισχύων. Όσον αφορά τη συνεισφορά  $\Delta P_{comb}$  του συνδυαστικού ελέγχου κάθε στιγμή, αυτή φαίνεται στα ανωτέρω διαγράμματα πως αποτελεί μια υπέρθεση κάθε στιγμή των συνιστωσών  $\Delta P_{PFR}$  και  $\Delta P_{IR}$ , πράγμα λογικό, δεδομένης της σχεδίασης του ελέγχου του Σχήματος 7.10 για το  $FC$ .

### 8.1.3 Έλεγχος Συχνότητας $PEMFC$ – Μείωση Φορτίου Απομονωμένου Δικτύου

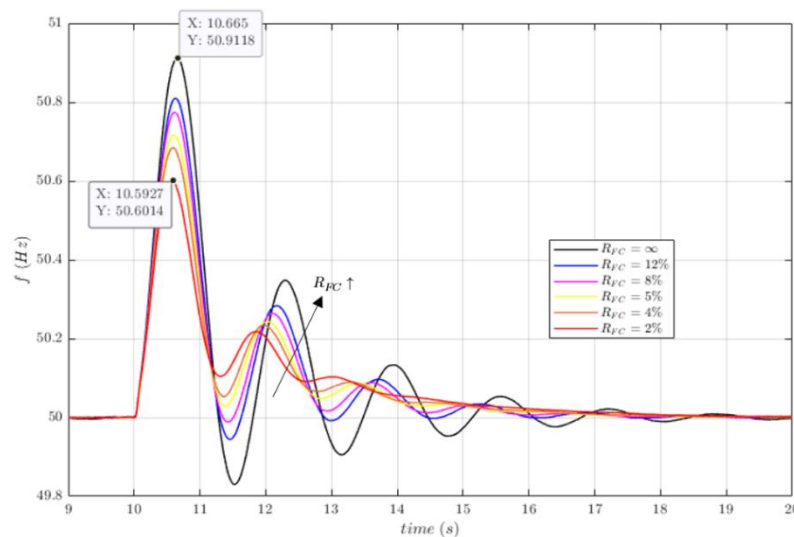
Τα αποτελέσματα της οικείας Υποενότητας 8.1.3 αφορούν μείωση του φορτίου του συστήματος, ίση με  $196 \text{ kW}$ , δηλαδή αντίστοιχου μεγέθους με την αύξηση που μελετήθηκε στην προηγούμενη Υποενότητα 8.1.2. Το αρχικό φορτίο (standard load) του δικτύου τίθεται στα  $400 \text{ kW}$  και στο  $FC$  δίνεται εξαρχής ένα setpoint ισχύος ( $P_{setpoint_{FC}}$ ) των  $100 \text{ kW}$ . Έτσι, η σύγχρονη γεννήτρια καλείται αρχικά να αναλάβει το υπόλοιπο περιθώριο ισχύος του μικροδικτύου, προς τήρηση του ισοζυγίου παραγωγής–ζήτησης:

$$P_{setpoint_G} = \text{Standard Load} + \text{Disturbance Load} - P_{setpoint_{FC}} = (400 + 196 - 100) \text{ kW} = 496 \text{ kW}$$

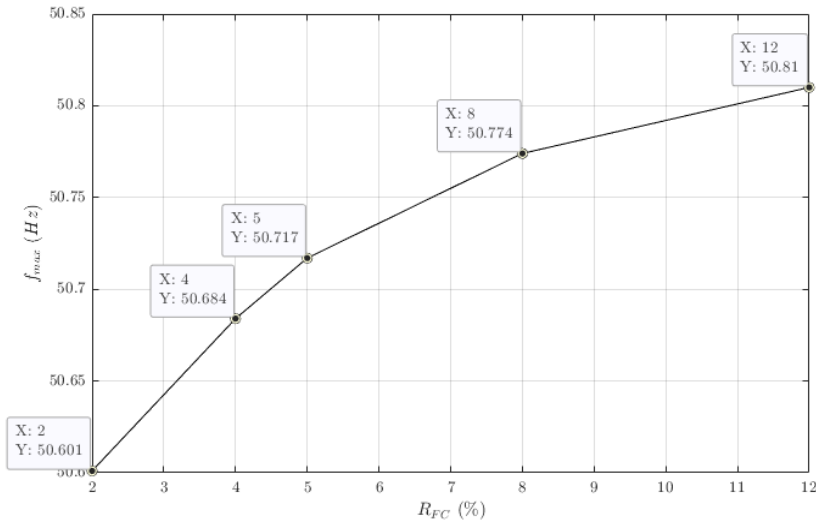
Ως μια μεταβολή φορτίου αντίστροφη της προηγούμενης υποενότητας, τα αποτελέσματα αναμένονται να είναι επίσης σχεδόν αντίστροφα. Πράγματι, έτσι και προκύπτουν και παρουσιάζονται σε μεγαλύτερη συντομία, καθώς η ανάλυση που τα συνοδεύει είναι απλά η αντίστροφη αυτής που προηγήθηκε στην Υποενότητα 8.1.2 για τη μείωση του φορτίου.

#### Μελέτη Στατισμού του $PEMFC$

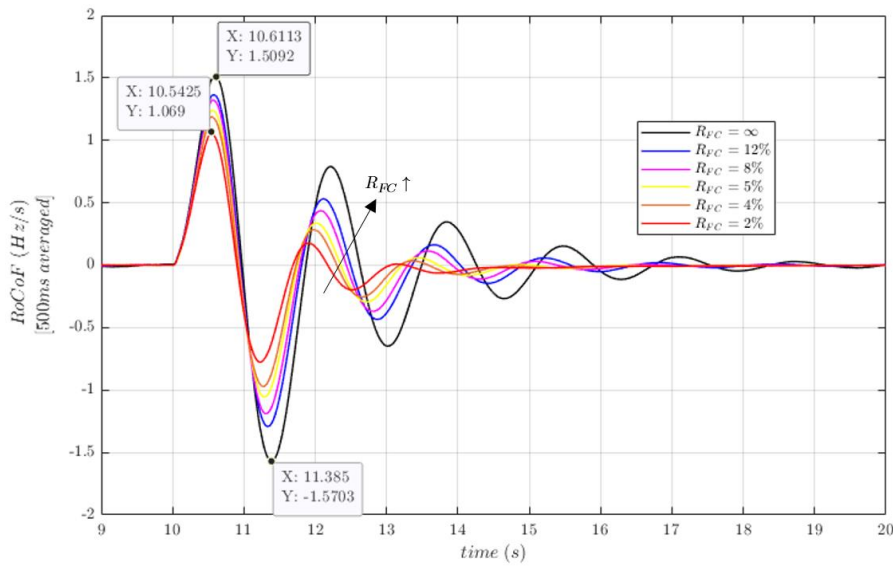
Η διερεύνηση γίνεται με ίδιες τιμές στατισμού για το *fuel cell* και διατηρείται  $R_G = 5\%$ .



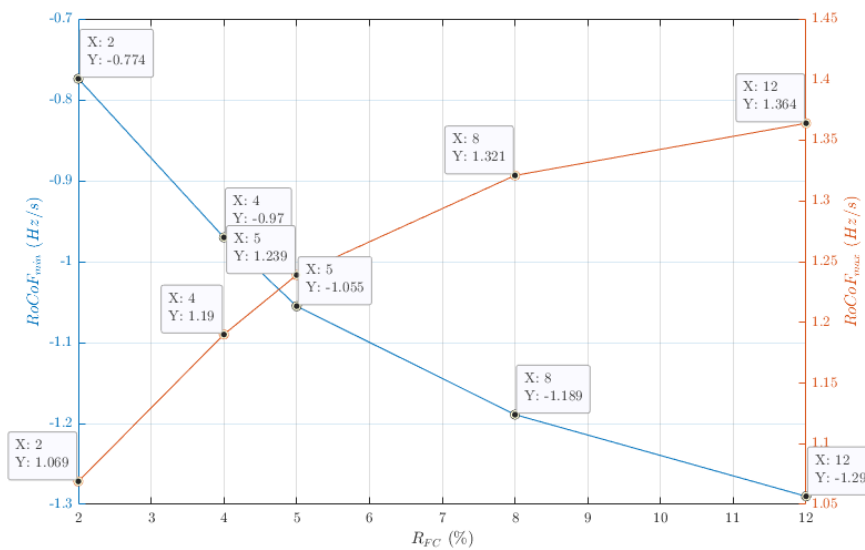
Σχήμα 8.30: Συχνότητα  $f$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{FC}$ .



Σχήμα 8.31: Τιμές  $f_{max}$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{FC}$ .

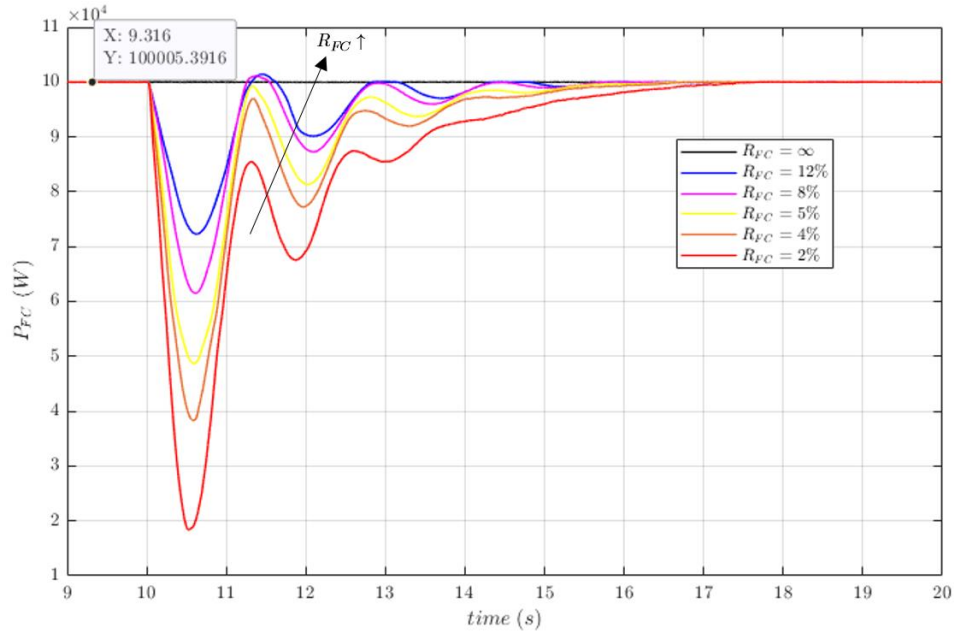


Σχήμα 8.32:  $RoCoF$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{FC}$ .

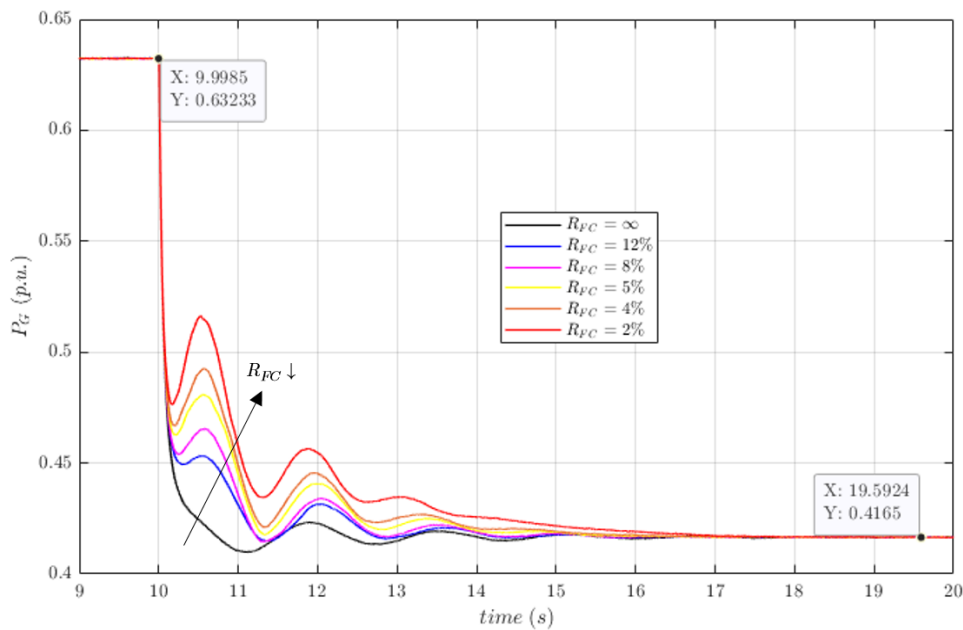


Σχήμα 8.33: Τιμές  $RoCoF_{min/max}$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{FC}$ .

Και στην περίπτωση της μείωσης του συνολικού φορτίου, κατά την οποία δημιουργείται υπερσυχνότητα στο μικροδίκτυο, καμία τιμή  $R_{FC}$  δεν καταφέρνει να συγκρατήσει το  $RoCoF_{max}$  σε επιτρεπτά όρια  $< 1Hz/s$ . Φυσικά, σε μείωση του φορτίου, οι θετικές μέγιστες αποκλίσεις του  $RoCoF$  είναι κατά βάση μεγαλύτερες από τις αρνητικές. Αυτό δεν ισχύει μόνο στην περίπτωση που το  $FC$  δε συμμετέχει στη ρύθμιση συχνότητας και το ρόλο αυτό αναλαμβάνει μόνη της η σύγχρονη γεννήτρια.



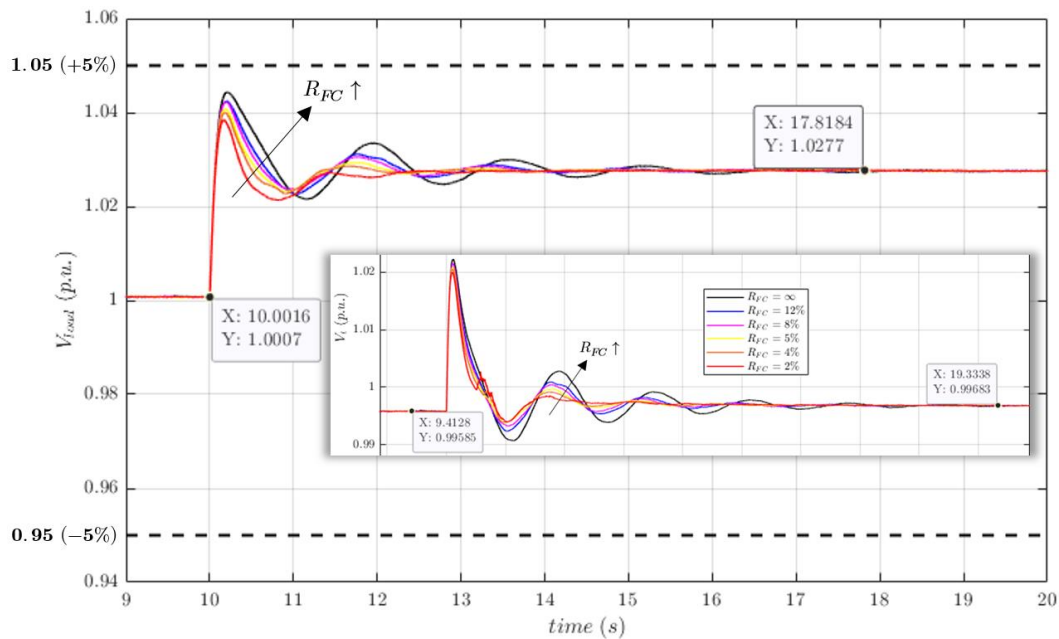
Σχήμα 8.34:  $P_{FC}$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{FC}$ .



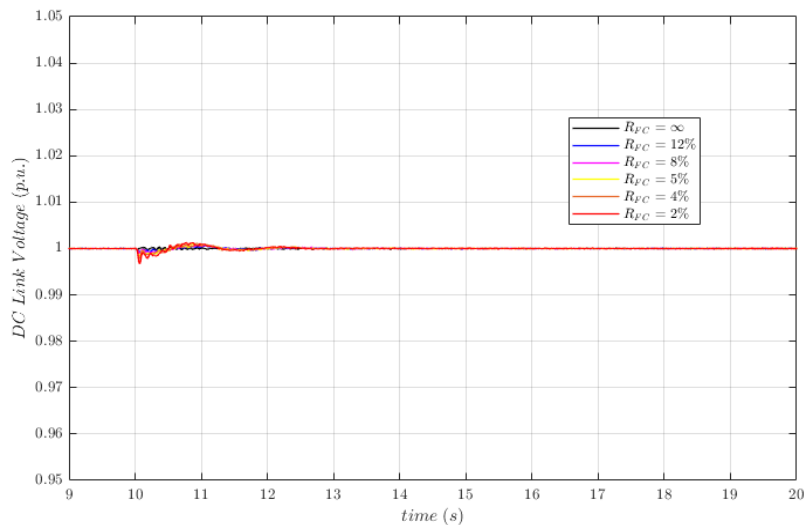
Σχήμα 8.35:  $P_G$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{FC}$ .

Κατά τη μείωση του φορτίου, μικρότερος στατισμός  $R_{FC}$  σημαίνει περισσότερη συνεισφορά του  $FC$  στη ρύθμιση συχνότητας —όπως τονίσθηκε και στην προηγούμενη Υποενότητα 8.1.2— και άρα, εδώ το  $FC$  χαμηλώνει περισσότερο την ισχύ που παράγει. Η γεννήτρια δρα αναλόγως, προς διατήρηση του ισοζυγίου ισχύος μετά τη διαταραχή και επαναφορά της συχνότητας στην αρχική της τιμή, μέσω της  $SFR$  απόκρισης.

Η τάση του φορτίου διατηρείται και εδώ εντός των επιτρεπτών ορίων, ενώ το DC link δεν αντιλαμβάνεται, σχεδόν, καθόλου μεταβολή, λόγω του ισχυρού ελέγχου που βάσει της  $V_{DC}^2$  καθορίζει την αναφορά ενεργού ισχύος εξόδου του αντιστροφέα, ως πιο αυστηρός έλεγχος:



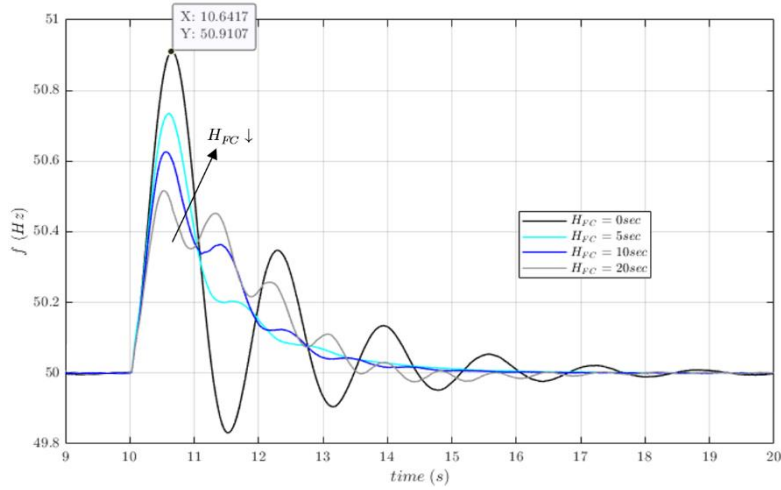
Σχήμα 8.36: Τάσεις φορτίου και ακροδεκτών γεννήτριας κατά τη διαταραχή.



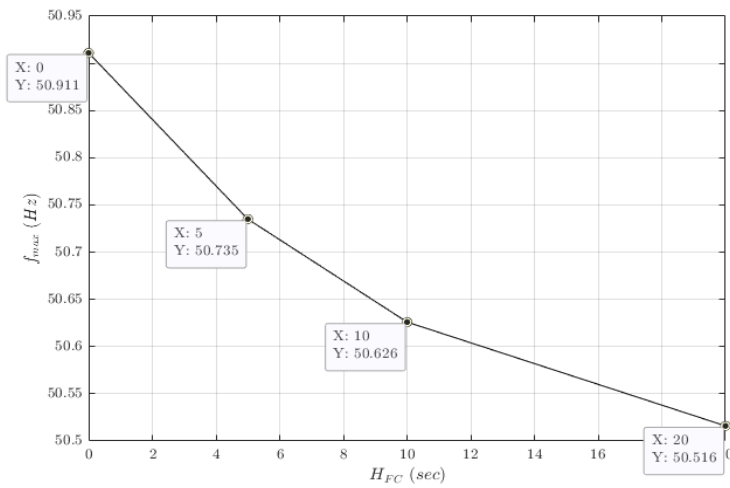
Σχήμα 8.37: Απόκριση τάσεως DC link σε μείωση φορτίου.

### Μελέτη Εικονικής Αδράνειας του *PEMFC*

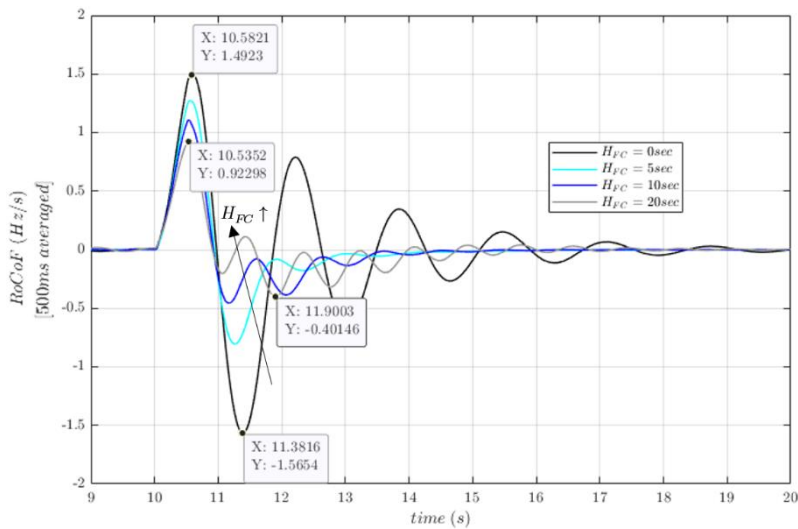
Η διερεύνηση γίνεται με ίδιες τιμές εικονικής αδράνειας για το *fuel cell* και διατηρείται σε όλες τις δοκιμές για τη γεννήτρια στατισμός  $R_G = 5\%$ .



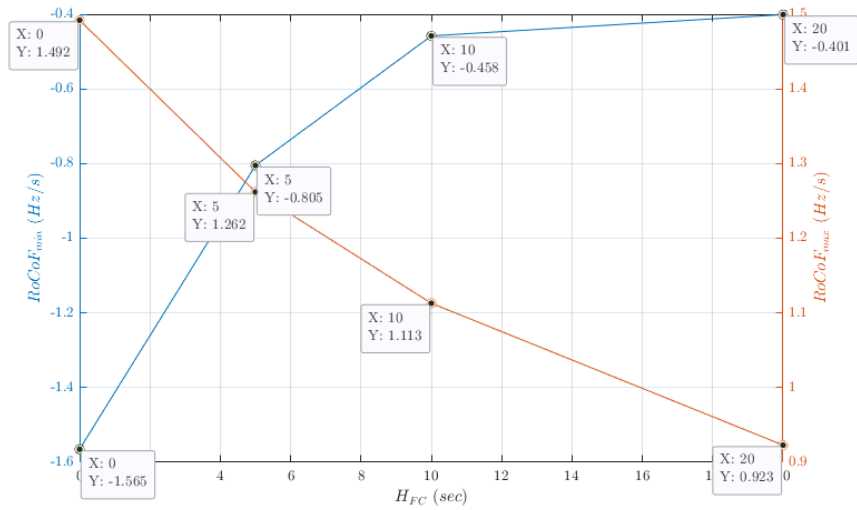
Σχήμα 8.38: Συχνότητα  $f$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{FC}$ .



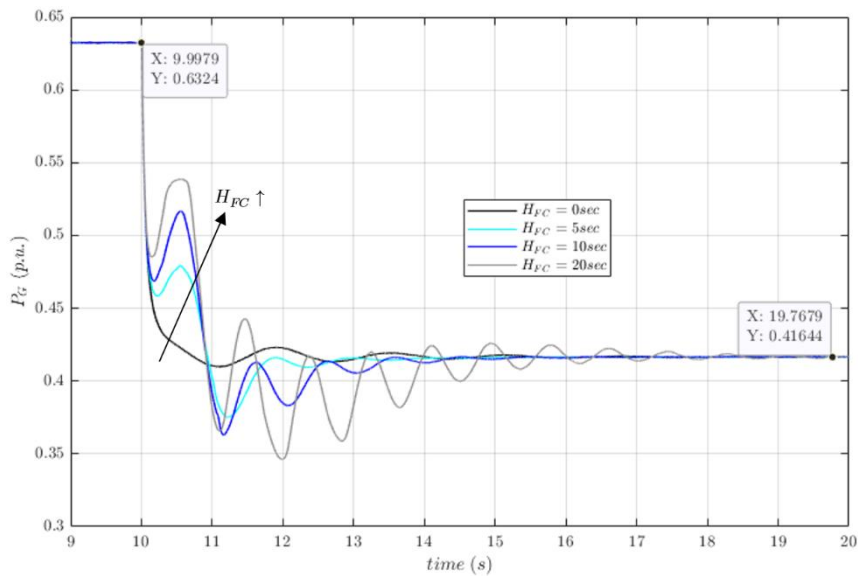
Σχήμα 8.39: Τιμές  $f_{max}$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{FC}$ .



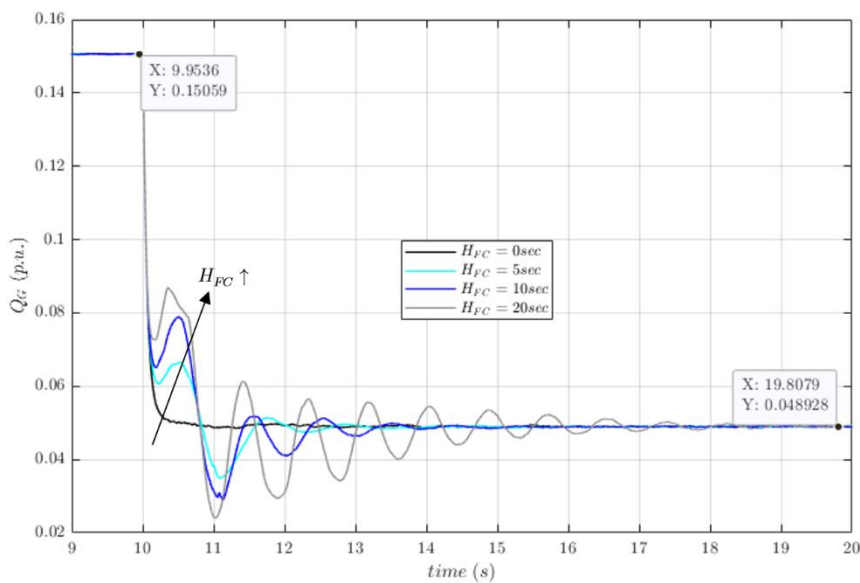
Σχήμα 8.40:  $RoCoF$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{FC}$ .



Σχήμα 8.41: Τιμές  $RoCoF_{min/max}$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{FC}$ .



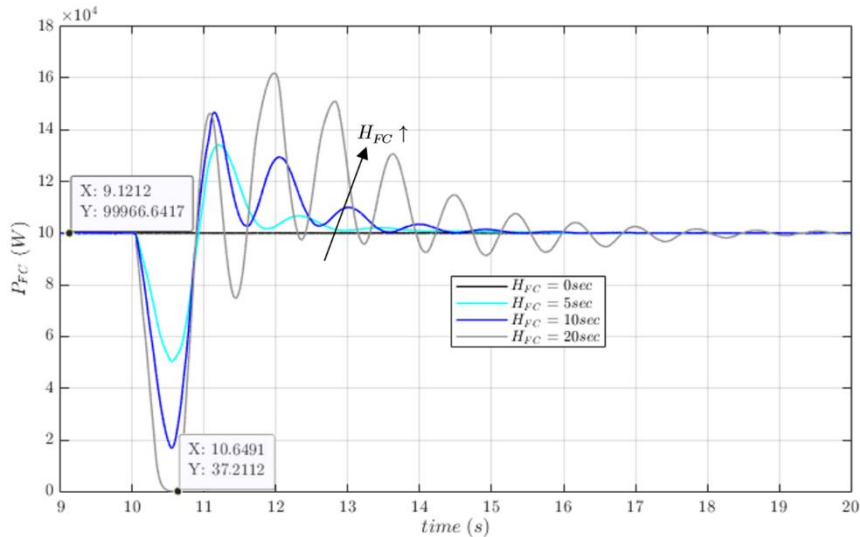
Σχήμα 8.42:  $P_G$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{FC}$ .



Σχήμα 8.43:  $Q_G$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{FC}$ .

Με το σύστημα να παρουσιάζει παρόμοια απόκριση με την αύξηση του φορτίου, η τιμή  $H_{FC}$  δεν προτιμάται για την προσομοίωση της εικονικής αδράνειας του *fuel cell*, αφού προκαλεί έντονες διακυμάνσεις στα μεγέθη της συμβατικής μονάδας, η οποία είναι επιρρεπής σε αντίστοιχα φαινόμενα.

Τέλος, η ισχύς του  $FC$  στην ίδια μεταβολή φαίνεται παρακάτω, για τα διάφορα  $H_{FC}$ :



Σχήμα 8.44:  $P_{FC}$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{FC}$ .

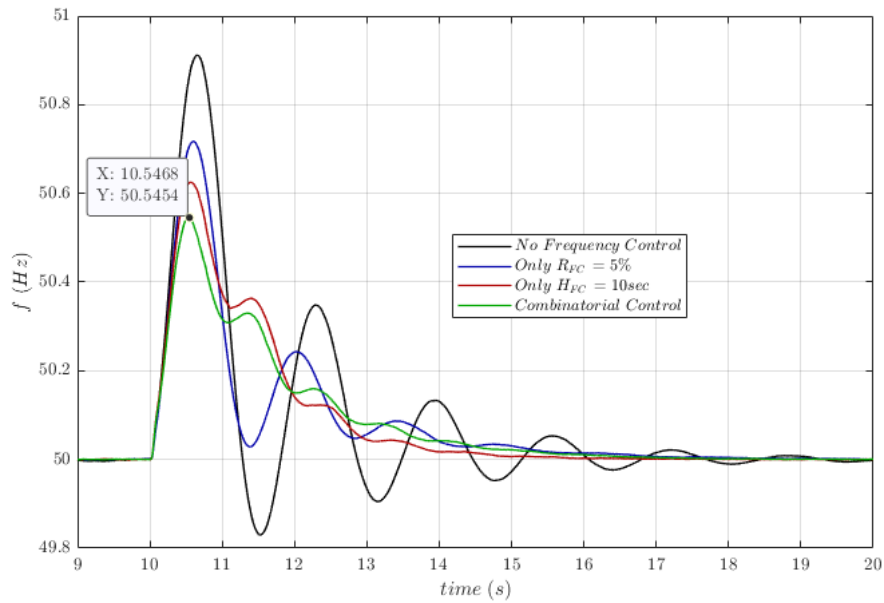
Αύξηση του  $H_{FC}$  οδηγεί το  $FC$  σε μεγαλύτερη προσπάθεια συμμετοχής στη ρύθμιση της συχνότητας κατά τα αρχικά στάδια της διαταραχής, μέσω της αδρανειακής απόκρισης. Εφόσον η συχνότητα αυξάνει σε μια μείωση φορτίου, το  $FC$  για να συμμετάσχει στη ρύθμιση πρέπει να ρίξει την ισχύ που παράγει και έτσι, πράγματι, γίνεται.

### Συνδυαστικός Έλεγχος του *PEMFC*

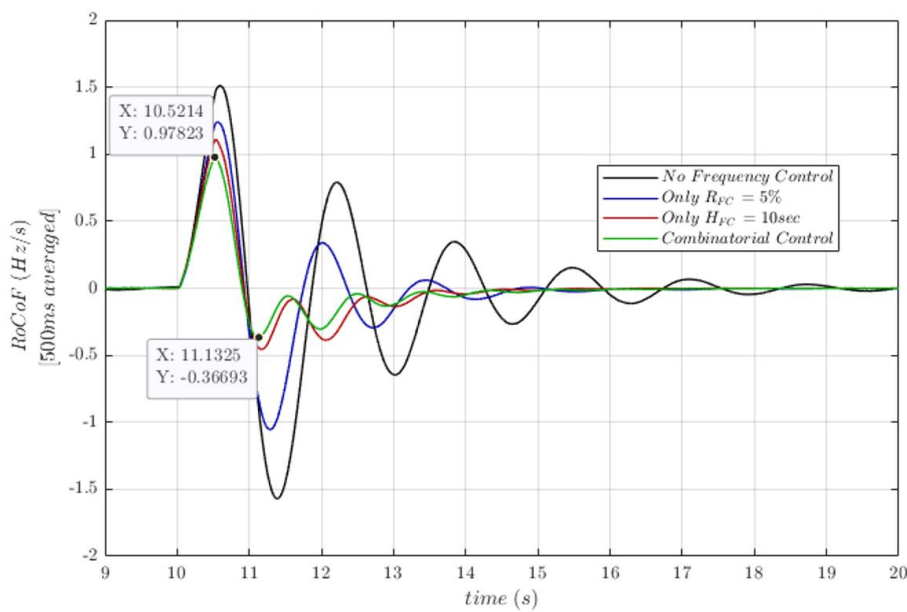
Όπως και στην αύξηση του φορτίου (προηγούμενη Υποενότητα 8.1.2), έτσι και εδώ στην περίπτωση μείωσης του φορτίου, είναι επιθυμητό η κλίση της συχνότητας που μετριέται από *RoCoF* relays να μην υπερβαίνει τα θεσπισμένα όρια του  $\pm 1 \text{ Hz/s}$ . Αυτό δεν επιτυγχάνεται μόνο μέσω του στατισμού, ενώ και για τις τιμές  $H_{FC}$  που εξετάστηκαν είναι επιτεύξιμο μόνο μέσω της τιμής των 20 s, η οποία έχει ανεπιθύμητες επιπτώσεις στην απόκριση του συμβατικού σταθμού. Στις τέσσερις στρατηγικές ελέγχου που εξετάζονται και εδώ (χωρίς έλεγχο στη συχνότητα, μόνο με στατισμό, μόνο με εικονική αδράνεια και τέλος, με συνδυαστικό έλεγχο) γίνεται σύγκριση προς κατάδειξη της υπεροχής του συνδυαστικού ελέγχου. Επιλέγονται και εδώ:  $R_{FC} = 5\%$  &  $H_{FC} = 10 \text{ s}$ , για όμοιους λόγους με την περίπτωση της αύξησης φορτίου στην προηγούμενη υποενότητα.

Παρακάτω παρουσιάζονται εν συντομία τα αποτελέσματα των εν λόγω προσομοιώσεων:





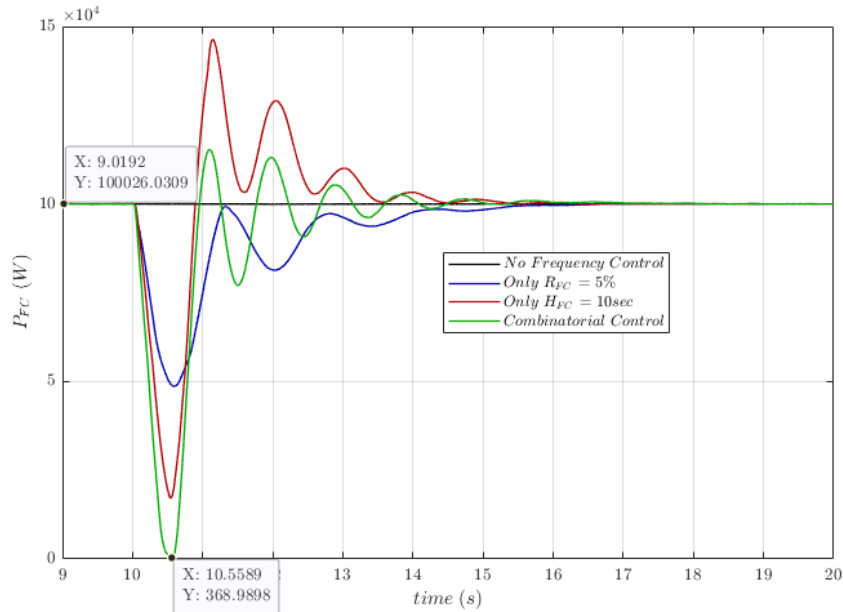
Σχήμα 8.45: Συχνότητα  $f$  για 4 διαφορετικές Στρατηγικές Ελέγχου του  $FC$ .



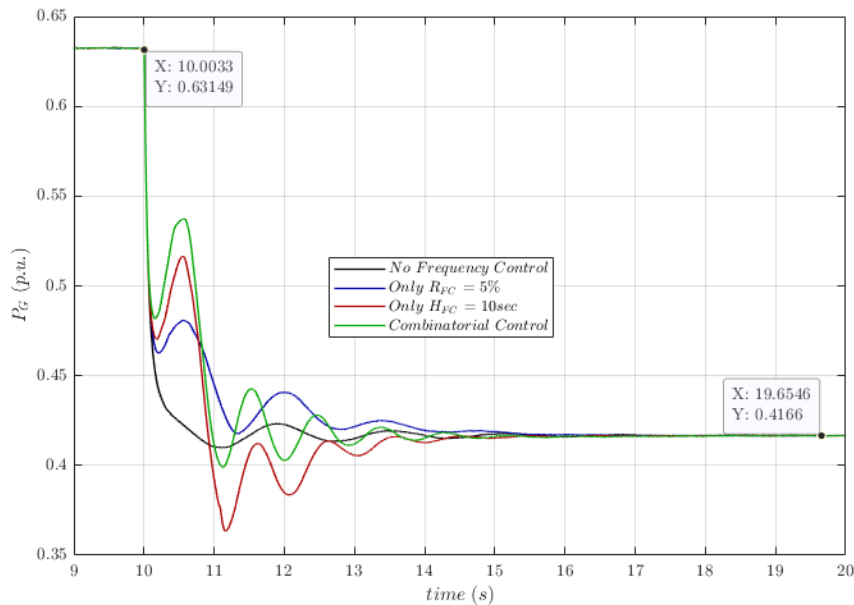
Σχήμα 8.46:  $RoCoF$  για 4 διαφορετικές Στρατηγικές Ελέγχου του  $FC$ .

Πίνακας 8.1.3: Στρατηγικές Ελέγχου και Συχνотικά ΚΡIs.

Frequency KPI → Στρατηγική Ελέγχου ↓	$f_{max}$ (Hz)	$RoCoF_{min}$ (Hz/s)	$RoCoF_{max}$ (Hz/s)
<i>No Frequency Control</i>	50,911	-1,565	1,492
<i>Only <math>R_{FC} = 5\%</math></i>	50,717	-1,055	1,239
<i>Only <math>H_{FC} = 10\text{ s}</math></i>	50,626	-0,458	1,113
<i>Combinatorial Control</i>	50,545	-0,367	0,978



Σχήμα 8.47:  $P_{FC}$  για 4 διαφορετικές Στρατηγικές Ελέγχου του  $FC$ .



Σχήμα 8.48:  $P_G$  για 4 διαφορετικές Στρατηγικές Ελέγχου του  $FC$ .

Τα βέλτιστα αποτελέσματα επιτυγχάνονται και πάλι μέσω του συνδυαστικού ελέγχου, με το  $RoCoF$  να διατηρείται εντός των επιθυμητών ορίων για την ακραία απόξευξη του φορτίου που μελετάται και προσομοιώνεται (20% της ισχύος του συστήματος).

Ο συνδυαστικός έλεγχος, συγκριτικά με την απουσία συμβολής της Κυψέλης Καυσίμου στη ρύθμιση συχνότητας, οδηγεί τα  $|\Delta f|_{max}$  και  $RoCoF_{max}$  σε μείωση κατά 40% και 34%.

Κατά το συνδυαστικό έλεγχο, η συνεισφορά του  $FC$  τη στιγμή της μέγιστης απόκλισης συχνότητας είναι η μέγιστη, με το  $FC$  σχεδόν να μηδενίζει την ισχύ του, ώστε να αποτρέψει την ανύψωση συχνότητας (υπερσυχνότητα), λόγω της μείωσης του φορτίου.

## 8.2 Δυναμικές Προσομοιώσεις PEM Electrolyzer (*PEMELZ*)

Στη συνολική προσπάθεια της παρούσας διπλωματικής εργασίας να αποδείξει τη δυνατότητα συνεισφοράς των μοντέρνων συνιστωσών Υδρογόνου στη στήριξη της συχνότητας ενός Μικροδικτύου –μέσω κατάστροφης και σύνδεσης των αναλυτικών μοντέλων των συνιστωσών  $H_2$ , σχεδιασμό των ενδεικνυόμενων τρόπων ελέγχου αυτών και παρουσίασης των αντιστοιχών σχετικών αποτελεσμάτων–, η μελέτη δε μπορεί να παραμείνει μόνο στην Κυψέλη Καυσίμου, αλλά αξίζει να μεριμνηθεί και η κατάδειξη της πιθανής συνεισφοράς της βαθμίδας ενός Ηλεκτρολύτη στον ίδιο σκοπό. Προς αξιοποίηση της ταχείας απόκρισης των PEM τεχνολογιών Υδρογόνου, στην παρούσα ενότητα γίνεται εκτενής χρησιμοποίηση του μοντέλου του *PEMELZ* που αναλύθηκε και αναπτύχθηκε στο Κεφάλαιο 5, Ενότητα 5.2 και ο έλεγχος του οποίου σχεδιάστηκε σε δύο στάδια, στην Ενότητα 7.4. Υπενθυμίζεται ότι το τροποποιημένο κατά *Lambert W. prodlog* μοντέλο του *ELZ* επιτρέπει στην τάση να αποτελεί την ανεξάρτητη μεταβλητή, διευκολύνοντας τον έλεγχο του DC/DC μετατροπέα υποβιβασμού στον κλάδο του *ELZ*. Στη συνέχεια, η Υποενότητα 8.2.1 αφορά την απεικόνιση της αποτελεσματικότητας του ελέγχου της καταναλισκόμενης από τον *ELZ* ισχύος ανάλογα με το ζητούμενο προς παραγωγή από αυτόν  $H_2$  εν συντομία, ενώ οι επόμενες προχωρούν στη συχνότητα.

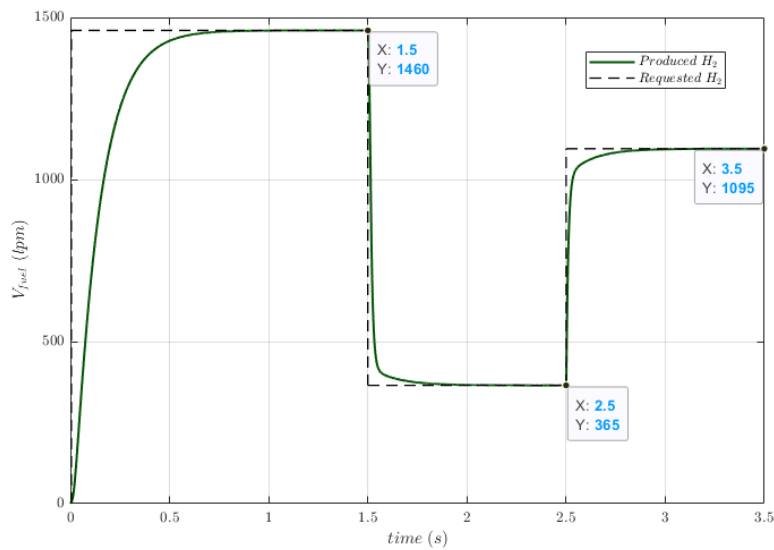
### 8.2.1 Επαλήθευση P2G ελέγχου κατά ζητούμενο Υδρογόνο

Στην παρούσα υποενότητα επαληθεύεται η ορθότητα του ελέγχου του Σχήματος 7.13 της Υποενότητας 7.4.1 του Κεφαλαίου 7. Βάσει του P2G ελέγχου αυτού, για κάθε ζητούμενο καύσιμο (αέριο  $H_2$  σε *litres per minute – lpm*) ο *electrolyzer* πρέπει να προσαρμόσει την ισχύ που καταναλώνει, ώστε να παράξει το καύσιμο αυτό. Ο ηλεκτρολύτης αποτελεί μια μονάδα κατανάλωσης ισχύος και συμπεριφέρεται σαν ένα μεταβαλλόμενο, μη γραμμικό DC φορτίο (βλ. Κεφάλαιο 2) με την παραπάνω λειτουργία, επομένως, να είναι δυνατή.

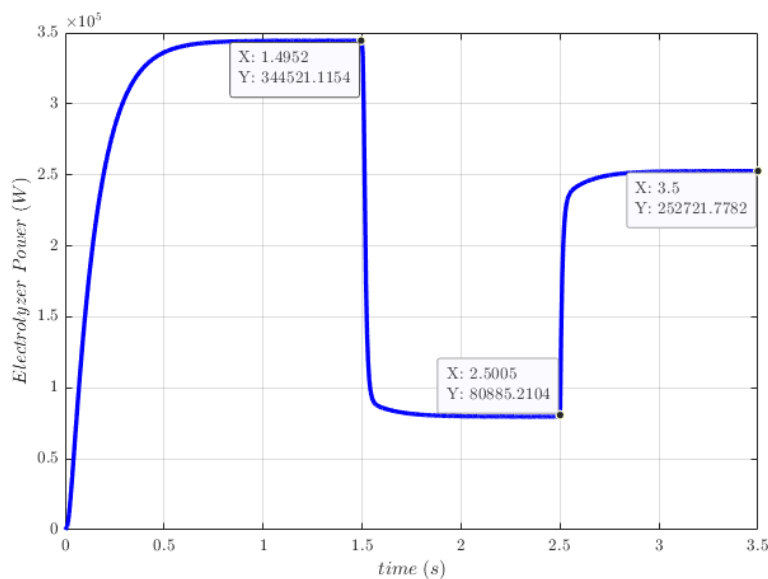
Για τη σύντομη παρουσίαση των αποτελεσμάτων της υποενότητας πραγματοποιούνται βηματικές μεταβολές στο ζητούμενο προς παραγωγή από τον *PEMELZ* υδρογόνο. Οι βηματικές μεταβολές αποτελούν μια ακραία περίπτωση, πολλώ δε μάλλον αυτές που εδώ προσομοιώνονται, αφού πρόκειται για βηματικές μεταβολές (προς τα άνω και προς τα κάτω) πολλών *lpm*. Σε εφαρμογές ρύθμισης συχνότητας, όπως αυτές που εξετάζονται για τον *electrolyzer* σε επόμενα σημεία του κεφαλαίου, οι μεταβολές που επισυμβαίνουν στο καύσιμο είναι πολύ πιο ομαλές και γίνονται αυτόματα, προς έλεγχο της συχνότητας. Η εξασφάλιση, ωστόσο, της ορθής λειτουργίας του συστήματος, εδώ: Απειρος AC ζυγός–Μετατροπέας–DC link–Ηλεκτρολύτης για ακραίες βηματικές μεταβολές φέρνει την ανάλυση στην ασφαλή μεριά, εξασφαλίζοντας ορθή απόκριση του ελέγχου και σε πιο ομαλές μεταβολές στο παραγόμενο, από τη μονάδα του ηλεκτρολύτη, καύσιμο.

Το ζητούμενο (*requested*)  $H_2$  μεταβάλλεται βηματικά, αρχικά (στιγμή 0 *sec*) από τα 0 *lpm* στα 1460 *lpm* (100%, μέγιστη καταναλισκόμενη ισχύς, 345 *kW*) που αποτελεί θετική μεταβολή 100%, ύστερα (στιγμή 1,5 *sec*) από τα 1460 *lpm* στα 365 *lpm* (25% · 1460) που αποτελεί αρνητική μεταβολή 75% και τέλος (στιγμή 2,5 *sec*) από τα 365 *lpm* στα 1095 *lpm* (75% · 1460) που αποτελεί θετική μεταβολή 50%. Τα τρία σημεία λειτουργίας είναι, δηλαδή, τα 100%, 25% και 75% της παραγωγής  $H_2$ . Οι μεταβολές αυτές είναι, ως μεγέθη, αντίστοιχες αυτών που έχουν μελετηθεί σε βιομηχανικό περιβάλλον στην [47].

Παρακάτω βλέπουμε ότι για τις ζητούμενες αυτές τιμές παραγόμενου  $H_2$ , η απόκριση του ηλεκτρολύτη επιτυγχάνει επακριβώς τα αντίστοιχα setpoints. Αυτό διακρίνεται και στην απόκριση της καταναλισκόμενης ισχύος, μέσω της Power to Gas λειτουργίας:

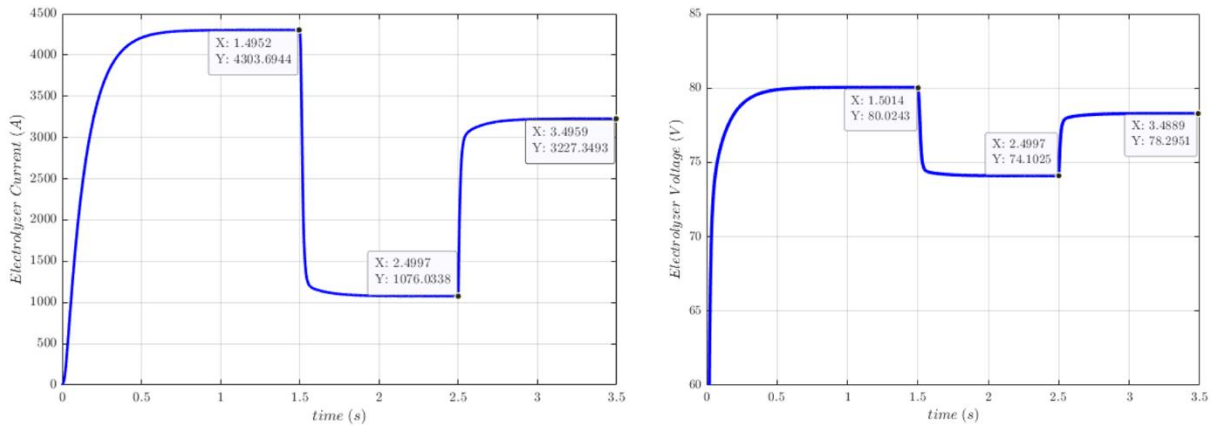


**Σχήμα 8.49:** Setpoint – following ζητούμενης παραγωγής  $H_2$  από τον PEMELZ.



**Σχήμα 8.50:** Καταναλισκόμενη Ισχύς PEMELZ για τις βηματικές μεταβολές ζητούμενου προς παραγωγή  $H_2$ .

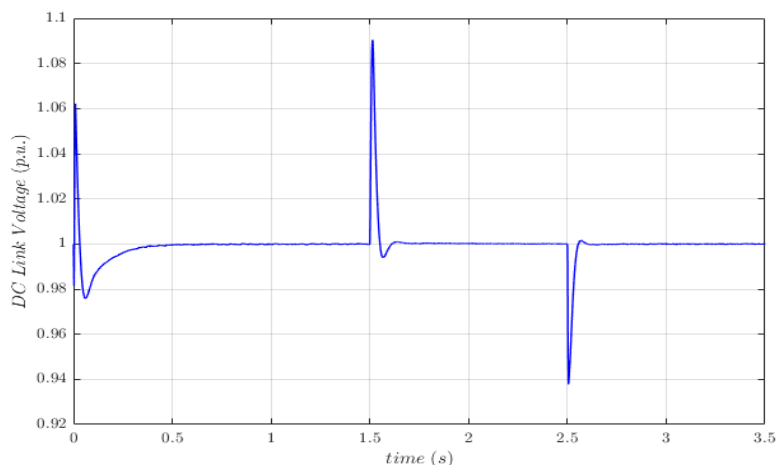
Οι αποκρίσεις δείχνουν ότι ο *PEMELZ* επιτυγχάνει full startup ( $0 \rightarrow 100\%$ ) σε περίπου  $0,8 \text{ sec}$  ( $800 \text{ ms}$ ), πράγμα συμβατό με τα δεδομένα της [48]. Οι επόμενες αποκρίσεις υπολείπονται των  $500 \text{ ms}$ , γεγονός που συμβαδίζει με τα έγκυρα πορίσματα της [47]. Η ισχύς παραπάνω μετριέται ως το γινόμενο του ρεύματος που απορροφά από τον DC ζυγό ο ηλεκτρολύτης με την τάση στους ακροδέκτες του:



Σχήμα 8.51: Ρεύμα και Τάση *PEMELZ* κατά τις βηματικές μεταβολές.

Σύμφωνα με τη βιβλιογραφία [37], η απόκριση των ανωτέρω μεγεθών είναι άμεση στο ξεκίνημα μιας απότομης μεταβολής, γεγονός που οφείλεται στις εμφανιζόμενες ωμικές υπερτάσεις (ohmic overpotentials) που σχηματίζονται στο μοντέλο του *ELZ* (παράμετροι  $r_{1,2}$ ) και στις υπερτάσεις ενεργοποίησης (activation overvoltages), επίσης (παράμετροι  $t_{1,2,3}$  και  $s$ ) [25]. Ύστερα, οι καμπύλες φτάνουν ομαλά τα references, με μια καθυστέρηση που έγκειται στις υπερτάσεις συγκέντρωσης (concentration overpotentials) [37]. Αυτές οι συγκεντρωτικές υπερτάσεις κάνουν περισσότερο χρόνο να φτάσουν τη σταθερή τιμή, όταν αυξάνεται το βήμα μεταβολής [37]. Τα ανωτέρω διαγράμματα προέρχονται από μετρήσεις ύστερα από τις εγγενείς χρονικές καθυστερήσεις λίγων δεκάδων  $\text{msec}$  [96] των μετρητικών οργάνων, γεγονός που φιλτράρει τα μετρούμενα μεγέθη από υψηλοχρη θόρυβο και καθιστά πιο ευδιάκριτη τη χρονική καθυστέρηση που υπεισέρχεται.

Για τις ανωτέρω μεταβολές, η τάση του DC link είναι η ακόλουθη:



Σχήμα 8.52: Τάση πυκνωτή DC link κατά τις βηματικές μεταβολές.

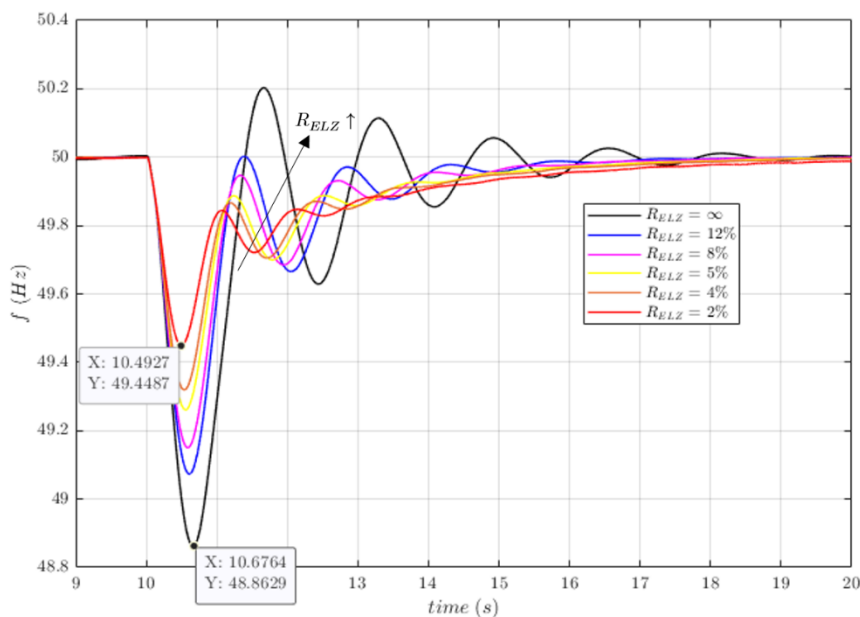
Η τάση του DC link παρουσιάζει απότομες μεταβολές που φτάνουν το +9%. Ωστόσο, αυτό δεν είναι ανησυχητικό, αφού ο έλεγχος καταφέρνει να συγκρατήσει την τάση στο 1 α.μ., παρά τις μεγάλες μεταβολές, ακραίες και μη ρεαλιστικές βηματικές μεταβολές που πραγματοποιούνται και αποσκοπούν, ακριβώς, στο testing του συνολικού ελέγχου. Έτσι, βεβαιώνεται η σωστή λειτουργία του και σε πιο ήπιες μεταβολές, όπως αυτές των ακόλουθων προσομοιώσεων, οι οποίες αφορούν τον έλεγχο συχνότητας με τον PEMELZ.

## 8.2.2 Έλεγχος Συχνότητας PEMELZ – Αύξηση Φορτίου Απομονωμένου Δικτύου

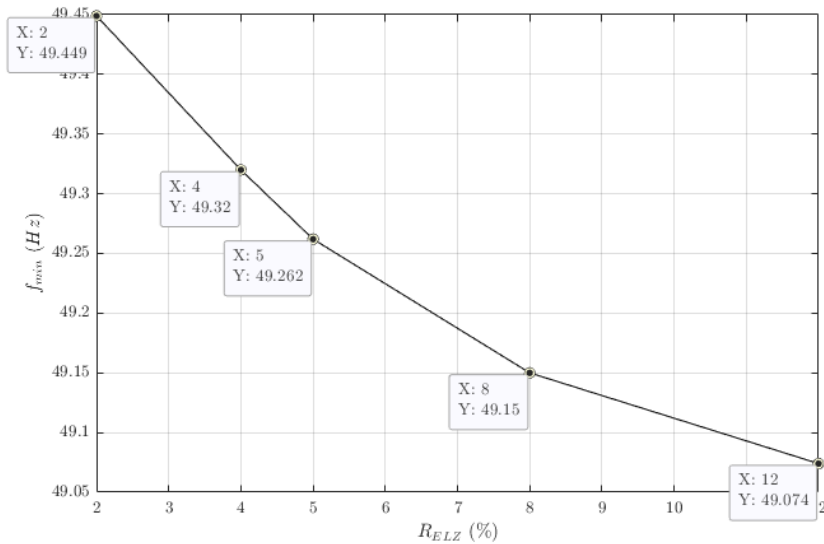
Η αύξηση του φορτίου που προσομοιώνεται αφορά το 20% της εγκατεστημένης ισχύος, στην οποία συμπεριλαμβάνεται και η ισχύς του ηλεκτρολύτη. Παρά το γεγονός ότι ο ELZ είναι μια μονάδα κατανάλωσης ισχύος και όχι μονάδα παραγωγής, ο λόγος που συμπεριλαμβάνεται στην προσμέτρηση του φορτίου διαταραχής (disturbance load) είναι ότι και η βαθμίδα του συμμετέχει ενεργά στη ρύθμιση συχνότητας, μέσω της κατάλληλης αυξομείωσης της κατανάλωσής του. Έτσι, το φορτίο που συζευγνύεται τη στιγμή των 10 sec είναι ίσο με  $20\% \cdot (P_{G_N} + P_{ELZ_N}) = 0,2 \cdot (800 + 345) \text{ kW} = 229 \text{ kW}$ . Το αρχικό φορτίο (standard load) τίθεται στα 200 kW και ο ELZ δέχεται setpoint κατανάλωσης ισχύος ( $P_{setpoint_{ELZ}}$ ) 200 kW. Έτσι, το προκύπτον αρχικό περιθώριο ισχύος προς κάλυψη από τη γεννήτρια για διατήρηση του ισοζυγίου παραγωγής–ζήτησης είναι:

$$P_{setpoint_{ELZ}} = \text{Standard Load} + P_{setpoint_{ELZ}} = (200 + 200) \text{ kW} = 400 \text{ kW}$$

### Μελέτη Στατισμού του PEMELZ



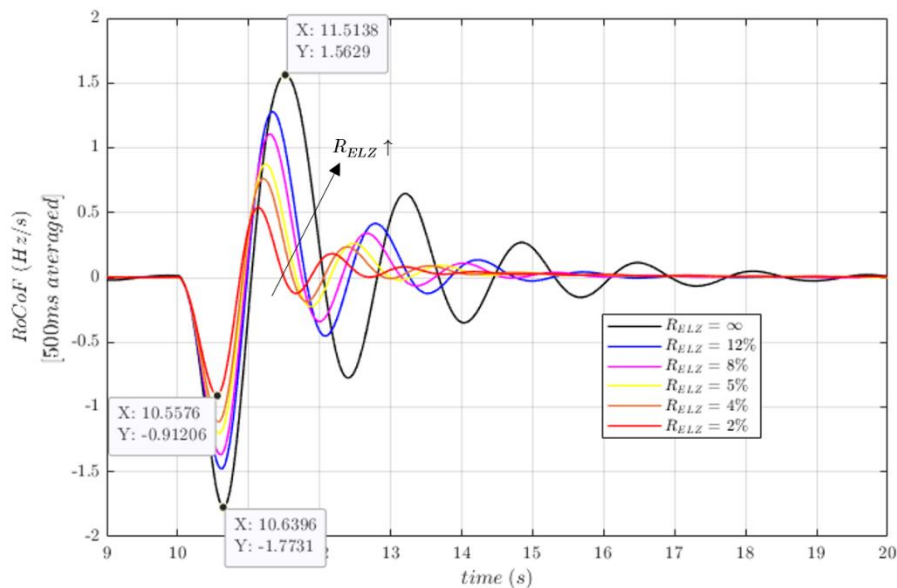
Σχήμα 8.53: Συχνότητα  $f$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{ELZ}$ .



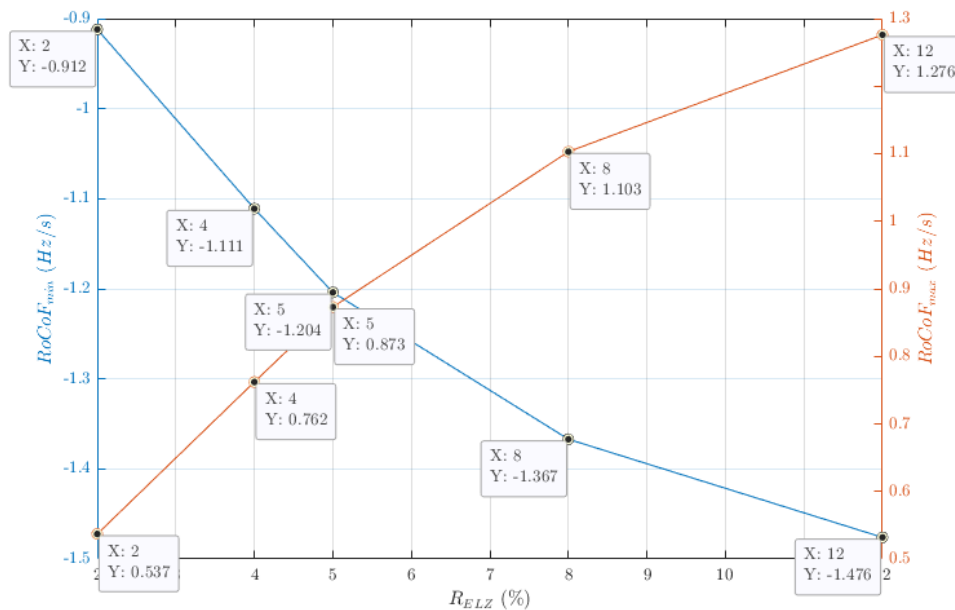
Σχήμα 8.54: Τιμές  $f_{min}$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{ELZ}$ .

Στις προσομοιώσεις αυτές, για μεταβαλλόμενο  $R_{ELZ}$  εντός του θεμιτού εύρους 2 – 12%, αλλά και για  $R_{ELZ} \rightarrow \infty$  (μαύρη καμπύλη Σχήματος 8.53), είναι πάλι πάντα  $R_G = 5\%$ .

Η απόκριση της συχνότητας δείχνει ξεκάθαρα, πως βελτιώνεται αξιοσημείωτα από τη μείωση του στατισμού της βαθμίδας του ELZ. Και για τον ηλεκτρολύτη ισχύει η αναλογία  $\Delta P_{PFR_{ELZ}} \sim \frac{1}{R_{ELZ}}$ , οπότε ενισχύεται η συνεισφορά του με μείωση του  $R_{ELZ}$ . Η ακριβής σχέση που περιγράφει τη συνεισφορά πρωτεύουσας ρύθμισης συχνότητας για τον ELZ είναι, όπως τονίσθηκε και κατά το σχεδιασμό του ελέγχου, η αντίθετη αυτής του FC, καθώς εδώ πρόκειται για μια μονάδα κατανάλωσης ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, είναι:  $\Delta P_{PFR_{ELZ}} = -\frac{1}{R_{ELZ}}(1 - f)$  σε  $\alpha. \mu.$ . Δηλαδή πτώση της συχνότητας κάτω του 1  $\alpha. \mu.$  δίνει  $1 - f > 0$  και συνεπώς  $\Delta P_{PFR_{ELZ}} < 0$ . **Εξήγηση:** Προκειμένου ο *electrolyzer* να στηριξεί την υποσυχνότητα που προκαλείται, πρέπει να «ρίξει» την κατανάλωσή του.



Σχήμα 8.55:  $RoCoF$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{ELZ}$ .



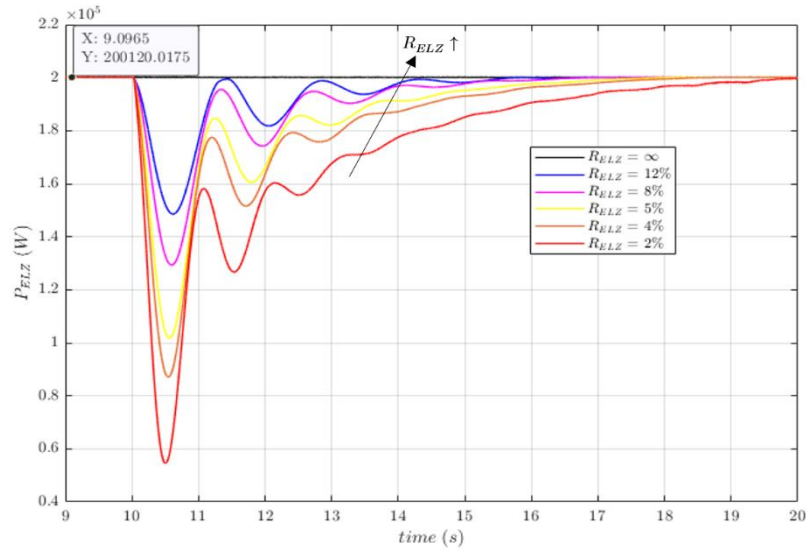
Σχήμα 8.56: Τιμές  $RoCoF_{min/max}$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{ELZ}$ .

Ως προς τις προκύπτουσες ακραίες τιμές  $RoCoF$ , ο έλεγχος του ηλεκτρολύτη καταφέρνει να επιτύχει  $|RoCoF_{min}| < 1 \text{ Hz/s}$  για την ακραία τιμή στατισμού  $R_{ELZ} = 2\%$ . Ο λόγος που ο  $ELZ$  μπόρεσε να καταφέρει κάτι τέτοιο, ενώ στην περίπτωση του  $FC$  δεν ήταν εφικτό, είναι πως ο  $ELZ$  έχει τη διπλάσια, σχεδόν, ονομαστική ισχύ από το  $fuel cell$  και άρα, η συνεισφορά του σε διακυμάνσεις της συχνότητας του μελετώμενου μικροδικτύου είναι σαφώς μεγαλύτερη, για ίδιες τιμές στατισμού, από του  $FC$ . Ωστόσο, η τιμή  $R_{ELZ} = 2\%$  αποτελεί την ακραία κάτω τιμή στατισμού κατά ENTSO – E και έτσι, είναι προτεινόμενο να ελεγχθεί και η δυνατότητα συνεισφοράς του στη συχνότητα μέσω εικονικής αδρανειακής απόκρισης. Όπως συζητήθηκε στο Κεφάλαιο 3 (συγκεκριμένα, στην Ενότητα 3.4), αυτό είναι κάτι που προτείνεται σε νέες εφαρμογές τεχνολογιών Υδρογόνου και ιδιαίτερα σε εφαρμογές P2G, οι οποίες εμπλέκουν ηλεκτρολύτες. Επίσης, κάτι που οδηγεί σε αμφιβολίες σχετικά με την άμεση χρήση της ακραίας κάτω τιμής στατισμού 2% είναι η αρκετά πιο αργή επαναφορά της συχνότητας στα ονομαστικά της επίπεδα μετά τη διαταραχή (βλ. Σχήμα 8.53). Με  $R_{ELZ} \downarrow$  το φαινόμενο του μεγαλύτερου settling time συχνότητας, όπως ονομάζεται, είναι πολύ πιο έντονο απ' ότι ήταν στο  $FC$ .

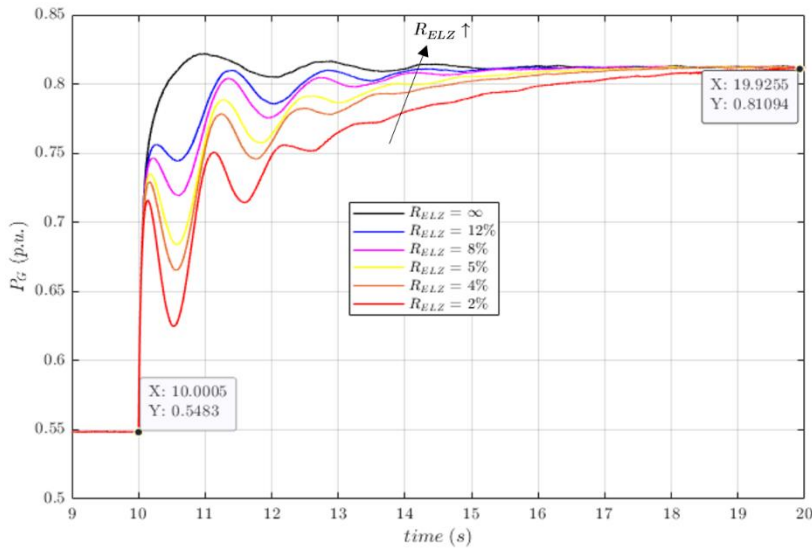
Και στις προσομοιώσεις αυτές οι μετρήσεις της συχνότητας  $f$  του μικροδικτύου και η κλίση της  $df/dt$  προέρχονται από το PLL (Phase Locked Loop). Η συχνότητα θεσπίζεται στο μικροδίκτυο από τις στροφές του άξονα της γεννήτριας και επιβάλλεται στον 3Φ μετατροπέα.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα λοιπά αποτελέσματα ισχύος Ηλεκτρολύτη και Σύγχρονης Γεννήτριας με τις αναμενόμενες αποκρίσεις, καθώς επίσης και τα επίπεδα τάσεως, που διατηρούνται εντός των επιθυμητών επιπέδων σε φορτίο και DC bus.

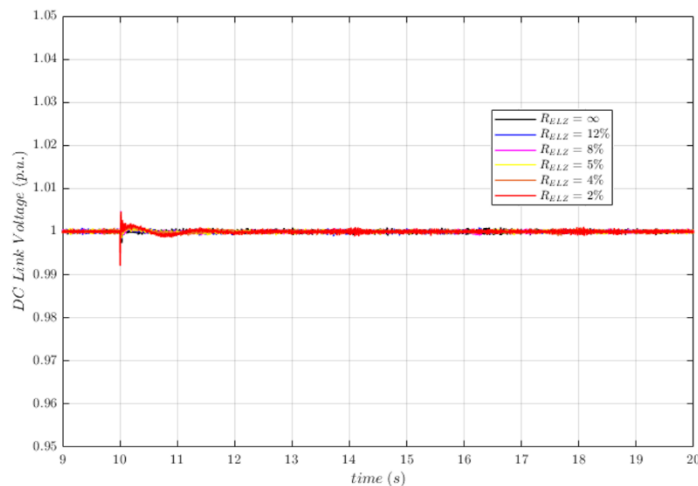




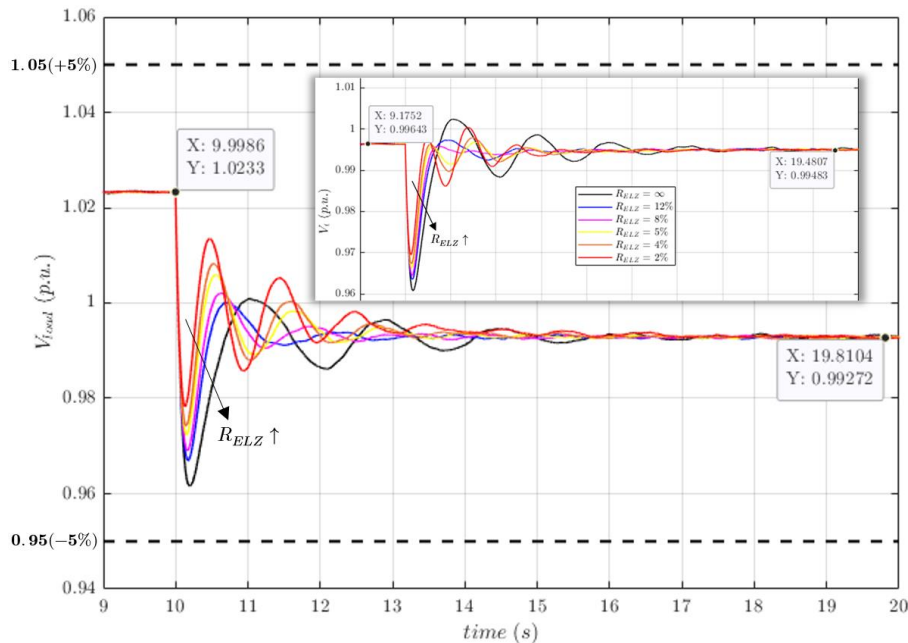
Σχήμα 8.57:  $P_{ELZ}$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{ELZ}$ .



Σχήμα 8.58:  $P_G$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{ELZ}$ .



Σχήμα 8.59: Απόκριση τάσεως DC link σε αύξηση φορτίου.



Σχήμα 8.60: Τάσεις φορτίου και ακροδεκτών γεννήτριας κατά τη διαταραχή.

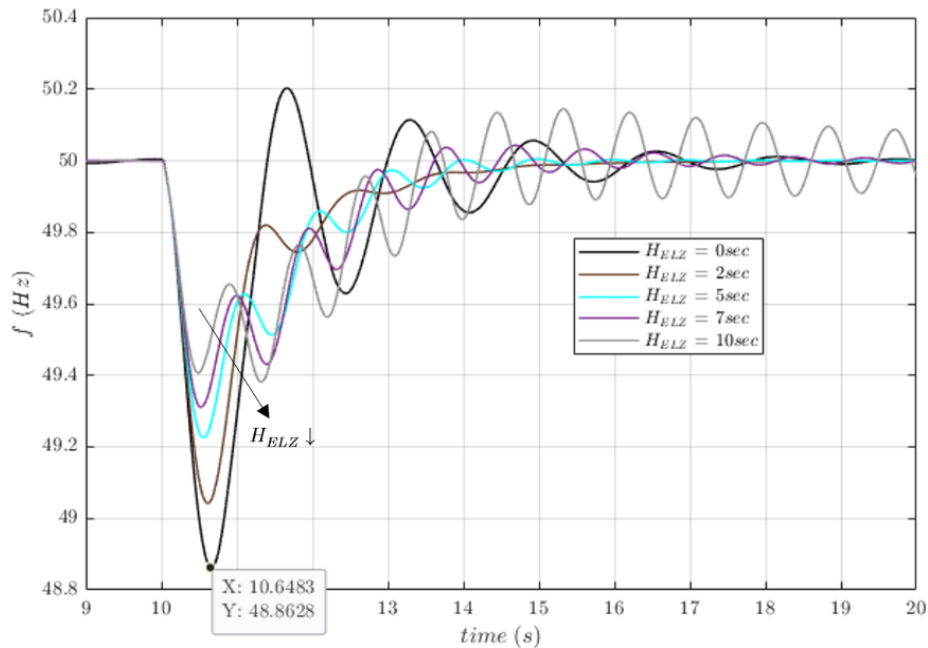
Η μόνη παρατήρηση που αξίζει να γίνει εδώ ως διαφορετικό αποτέλεσμα είναι το εξής:

Στην περίπτωση του *FC*, τη στιγμή της μέγιστης απόκλισης της συχνότητας μετά τη διαταραχή είχαμε και τη μέγιστη απόκλιση των ισχύων με το *FC* σε μια π.χ. αύξηση του φορτίου να αυξάνει την ισχύ του, ενώ η γεννήτρια να παρουσιάζει μια «βύθιση» στο σημείο αυτό, ώστε να διατηρήσει το ισοζύγιο (για παράδειγμα, βλ. Σχήματα 8.15 & 8.16). Απεναντίας, εδώ ο ηλεκτρολύτης χαμηλώνοντας την κατανάλωσή του σε μια αντίστοιχη μεταβολή (αύξηση φορτίου 20% του συστήματος) ακολουθείται πάλι από βύθιση της ισχύος της γεννήτριας τη στιγμή μέγιστης απόκλισης, περί τα 10,5 sec. Αυτό είναι και πάλι λογικό, αφού ξανά η σύγχρονη γεννήτρια, μεριμνώντας για τη διατήρηση του ισοζυγίου ισχύος –παραγωγής & κατανάλωσης– στα πλαίσια της επαναφοράς της συχνότητας μέσω της *SFR*, «βλέπευ» το συνολικό φορτίο μαζί με τον ηλεκτρολύτη να παρουσιάζει μια μείωση τη στιγμή αυτή. Ως δυναμικό φορτίο, ο *ELZ* ρίχνει την κατανάλωση ισχύος στα 10,5 sec, άρα και η γεννήτρια καλείται να παράγει λιγότερο εκείνη τη στιγμή. Φυσικά, το φαινόμενο που μόλις περιεγράφηκε είναι πιο έντονο όσο μειώνεται το  $R_{ELZ}$ . Σημειώνεται, ότι σαν «βύθιση» ισχύος της γεννήτριας αναφέρεται η απόκλισή της από την επόμενη τιμή μόνιμης κατάστασης, μετά, δηλαδή, την προσθήκη του φορτίου.

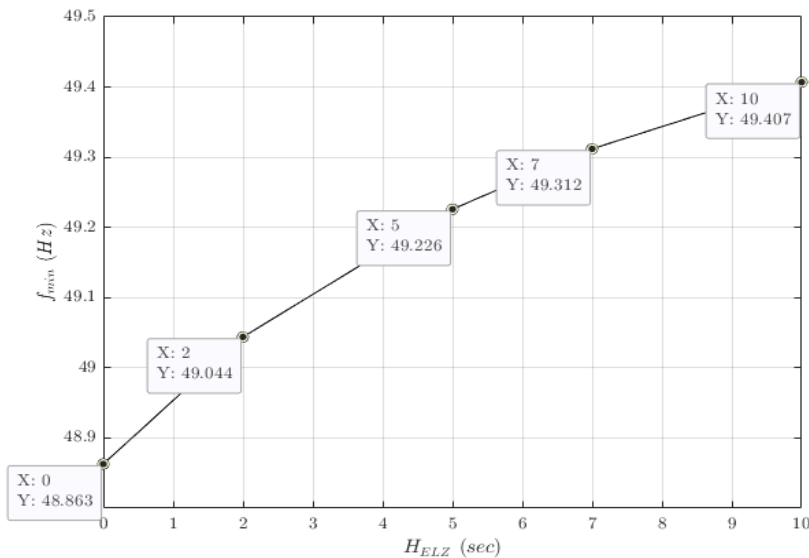
### Μελέτη Εικονικής Αδράνειας του *PEMELZ*

Όπως και για το *FC*, έτσι και για τον *ELZ* η αδράνεια που προσομοιώνεται είναι εικονική. Ο ηλεκτρολύτης δεν έχει κινητά μέρη που προσφέρουν υπαρκτή αδράνεια και πρακτικά, η χημική αντίδραση που επιτελείται σε αυτόν είναι η αντίστροφη αυτής του

FC [15, 72]. Οι τιμές  $H_{ELZ}$  που προσομοιώνονται εδώ είναι οι: 0, 2, 5, 7 και 10 sec. Διατηρείται στις προσομοιώσεις της παρούσας παραγράφου:  $R_{ELZ} \rightarrow \infty$  και  $R_G = 5\%$ .

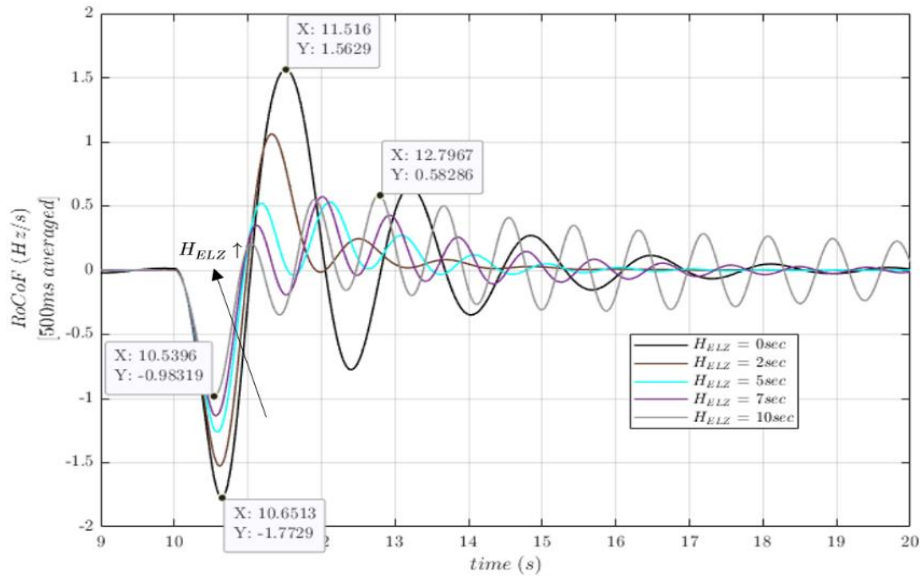


Σχήμα 8.61: Συχνότητα  $f$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{ELZ}$ .

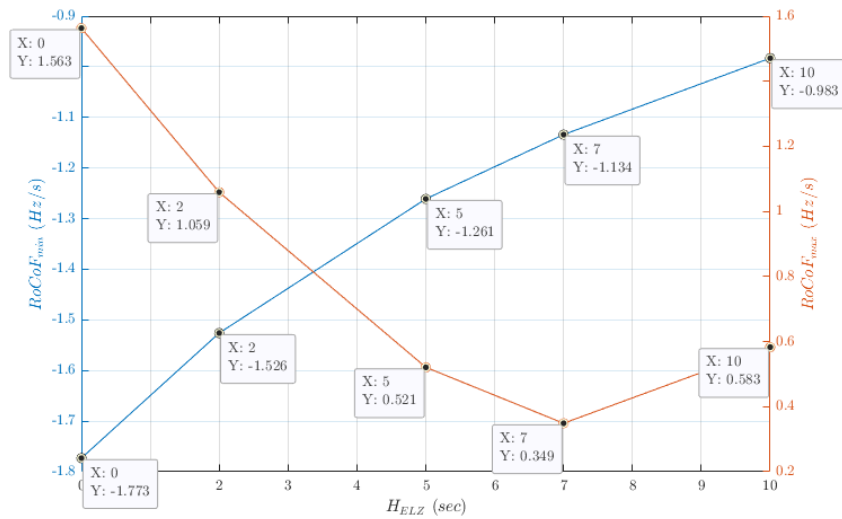


Σχήμα 8.62: Τιμές  $f_{min}$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{ELZ}$ .

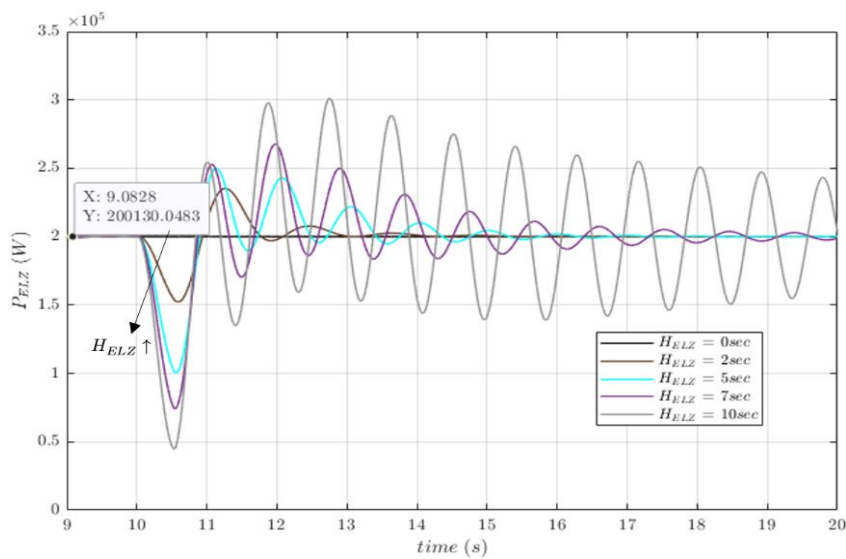
Στις προσομοιώσεις αυτές φαίνεται πως η περίπτωση του  $H_{ELZ} = 10$  s μπορεί να παρουσιάζει τη μεγαλύτερη βελτίωση στη μέγιστη απόκλιση της συχνότητας (48% σε σχέση με την περίπτωση της απουσίας του  $ELZ$  από τον έλεγχο συχνότητας), ωστόσο οδηγεί το δίκτυο σε ταλαντώσεις πολύ μικρής απόσβεσης στη συχνότητα, γεγονός εξαιρετικά ανεπιθύμητο. Αυτό έχει μεγάλη αρνητική επιρροή και στα ακόλουθα μεγέθη:



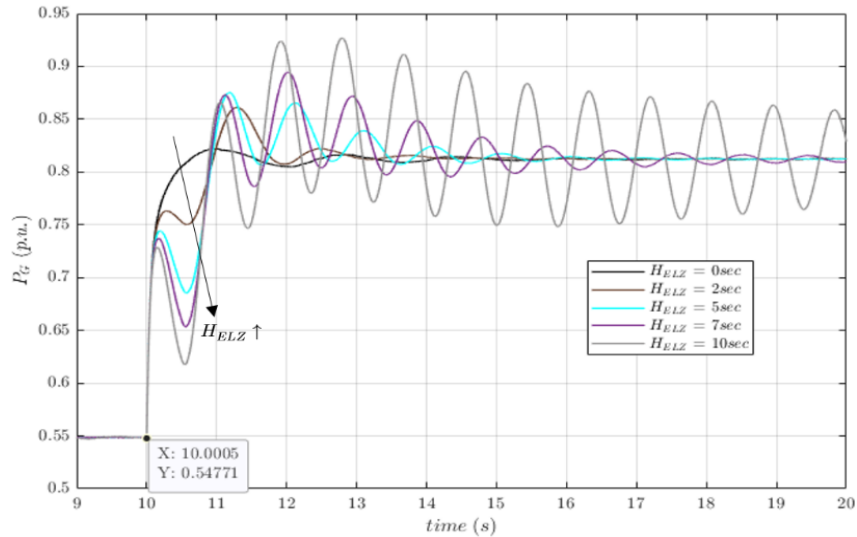
Σχήμα 8.63:  $RoCoF$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{ELZ}$ .



Σχήμα 8.64: Τιμές  $RoCoF_{min/max}$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{ELZ}$ .



Σχήμα 8.65:  $P_{ELZ}$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{ELZ}$ .



Σχήμα 8.66:  $P_G$  σε αύξηση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{ELZ}$ .

Εκ των τελευταίων ανωτέρω προσομοιώσεων είναι πρόδηλο το γεγονός, ότι η χρήση αυθαίρετα μεγάλης τιμής σταθεράς εικονικής αδράνειας  $H_{ELZ}$  οδηγεί το σύστημα σε ασταθή συμπεριφορά. Εδώ, για τιμές  $H_{ELZ} = 10$  s εμφανίζονται σε όλα τα εμπλεκόμενα μεγέθη έντονες ταλαντώσεις μετά τη μεταβολή του φορτίου. Οι ταλαντώσεις αυτές χαρακτηρίζονται από πολύ χαμηλή απόσβεση  $\zeta$  ( $\zeta \rightarrow 0$ ), πράγμα που σημαίνει πως εκδηλώνονται για σημαντικό χρονικό διάστημα. Οι ταλαντώσεις αυτές είναι επίπονες για τους άξονες της γεννήτριας. Ακόμη, για την υψηλή αυτή εικονική αδράνεια, στο διάγραμμα του  $RoCoF$  έχουμε εμφάνιση της μέγιστης τιμής λίγο πριν τα 13 s, δηλαδή αρκετό χρονικό διάστημα μετά την επαναφορά του  $RoCoF$ , γεγονός που επίσης καταδεικνύει την ένταση των ταλαντώσεων. Για όλους τους παραπάνω λόγους είναι, σαφώς, προτιμητέο ο σχεδιασμός του ελέγχου του  $ELZ$  να στραφεί σε μικρότερες τιμές εικονικής αδράνειας.

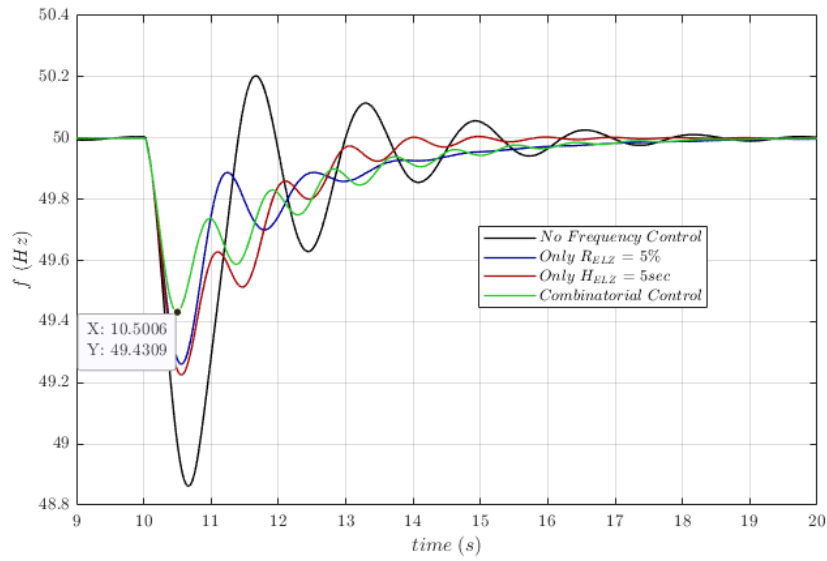
Ο λόγος που εδώ παρουσιάζεται  $\zeta \simeq 0$  για  $H = 10$  s, ενώ στο  $FC$  αυτό συνέβαινε για τιμές αδράνειας  $H > 20$  s, είναι η ισχύς του  $ELZ$  που είναι σχεδόν η διπλάσια, καθώς και η πιο γρήγορη απόκριση στα setpoints του  $ELZ$  σε σχέση με αυτήν του  $FC$ .

Παρά τη δυνατότητα των 10 sec αδράνειας να επιτύχουν θεμιτές ακραίες τιμές  $RoCoF$ , δεν είναι αυτή η τιμή που προτιμάται προς επιλογή και συνίσταται η εξέταση του συνδυαστικού ελέγχου (combinatorial control) ως λύση στο ζήτημα.

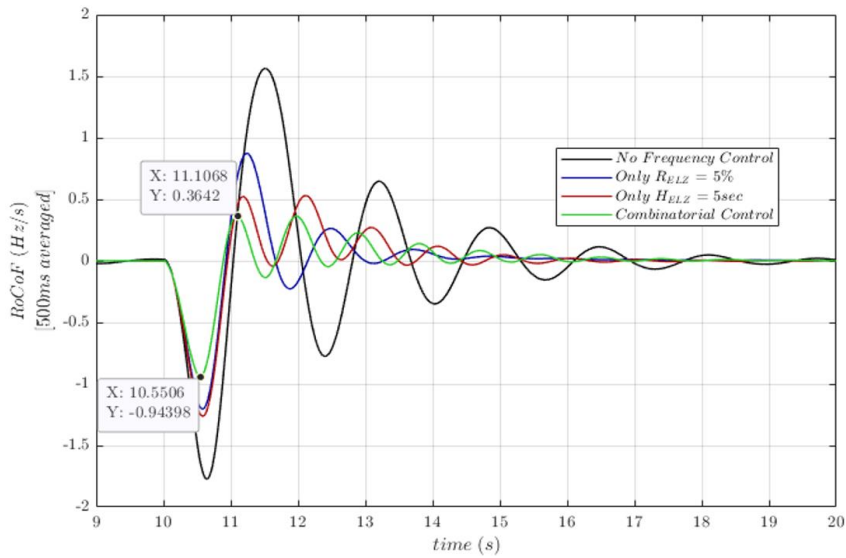
## Συνδυαστικός Έλεγχος του $PEMELZ$

Για τους σκοπούς της εργασίας εξετάζονται εν συντομία και στη μονάδα του  $ELZ$  οι τέσσερις στρατηγικές ελέγχου, με πρωταγωνιστικό το ρόλο του συνδυαστικού ελέγχου. Για τις παραμέτρους του ελέγχου επιλέγονται οι τιμές  $R_{ELZ} = 5\%$  και  $H_{ELZ} = 5$  s.

Μέσα από τα ακόλουθα αποτελέσματα δυναμικών προσομοιώσεων φαίνεται η μέγιστη βελτίωση των συχνωτικών KPIs μέσω του συνδυαστικού ελέγχου του  $PEM$  electrolyzer:



Σχήμα 8.67: Συχνότητα  $f$  για 4 διαφορετικές Στρατηγικές Ελέγχου του  $ELZ$ .



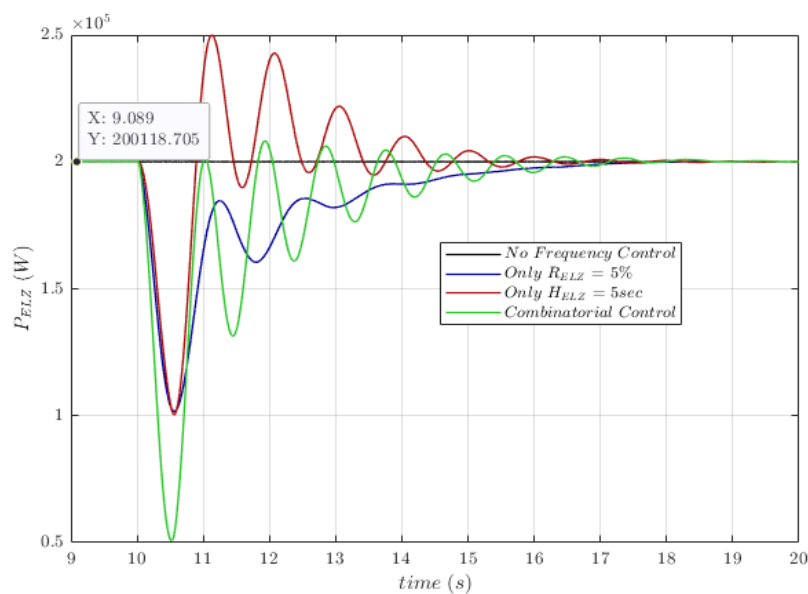
Σχήμα 8.68:  $RoCoF$  για 4 διαφορετικές Στρατηγικές Ελέγχου του  $ELZ$ .

Πίνακας 8.2.2: Στρατηγικές Ελέγχου και Συχνотικά KPIs.

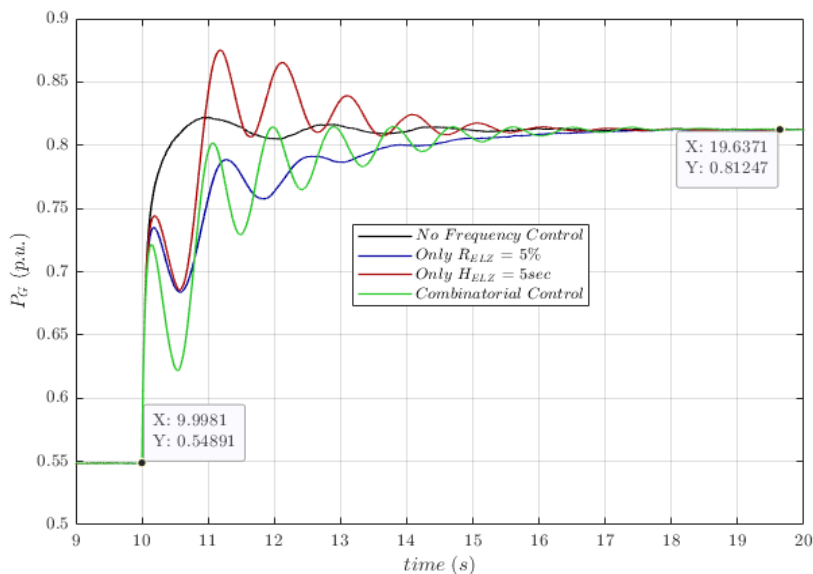
Frequency KPI → Στρατηγική Ελέγχου ↓	$f_{min}$ (Hz)	$RoCoF_{min}$ (Hz/s)	$RoCoF_{max}$ (Hz/s)
<i>No Frequency Control</i>	48,863	-1,773	1,563
<i>Only <math>R_{ELZ} = 5\%</math></i>	49,262	-1,204	0,873
<i>Only <math>H_{ELZ} = 5\text{ s}</math></i>	49,226	-1,261	0,521
<i>Combinatorial Control</i>	49,431	-0,944	0,364

Εδώ βλέπουμε, ότι ο στατισμός του ηλεκτρολύτη ίσος με  $R_{ELZ} = 5\%$  προσφέρει ελαφρώς καλύτερη απόκριση συχνότητας από ότι η σταθερά εικονικής αδράνειας  $H_{ELZ} = 5\text{ s}$ . Ωστόσο, ο συνδυασμός τους στον combinatorial control έχει τα βέλτιστα αποτελέσματα.

Όπως έχει τονισθεί, ο συνδυαστικός έλεγχος αποτελεί μια ειδική υπέρθεση των δύο μεμονωμένων ελέγχων. Αυτό μπορεί να γίνει αντιληπτό στα παρακάτω σχήματα, τόσο τη στιγμή της μέγιστης απόκλισης συχνότητας (περί τα  $10,5\text{ sec}$ ), όσο και μετά τη βηματική μεταβολή της ισχύος της γεννήτριας, όπου παρατηρείται σαν ένας μέσος όρος, ως προς τη τιμή μόνιμης κατάστασης, των συνιστωσών στατισμού και αδρανειακής απόκρισης. Ο συνδυαστικός έλεγχος προσφέρει μικρότερο settling time για τη συχνότητα και αποφεύγει overshoots στην παραγόμενη ισχύ της γεννήτριας και την απορροφούμενη του ηλεκτρολύτη.



Σχήμα 8.69:  $P_{ELZ}$  για 4 διαφορετικές Στρατηγικές Ελέγχου του  $ELZ$ .



Σχήμα 8.70:  $P_G$  για 4 διαφορετικές Στρατηγικές ελέγχου του  $ELZ$ .

### 8.2.3 Έλεγχος Συχνότητας *PEMELZ* – Μείωση Φορτίου Απομονωμένου Δικτύου

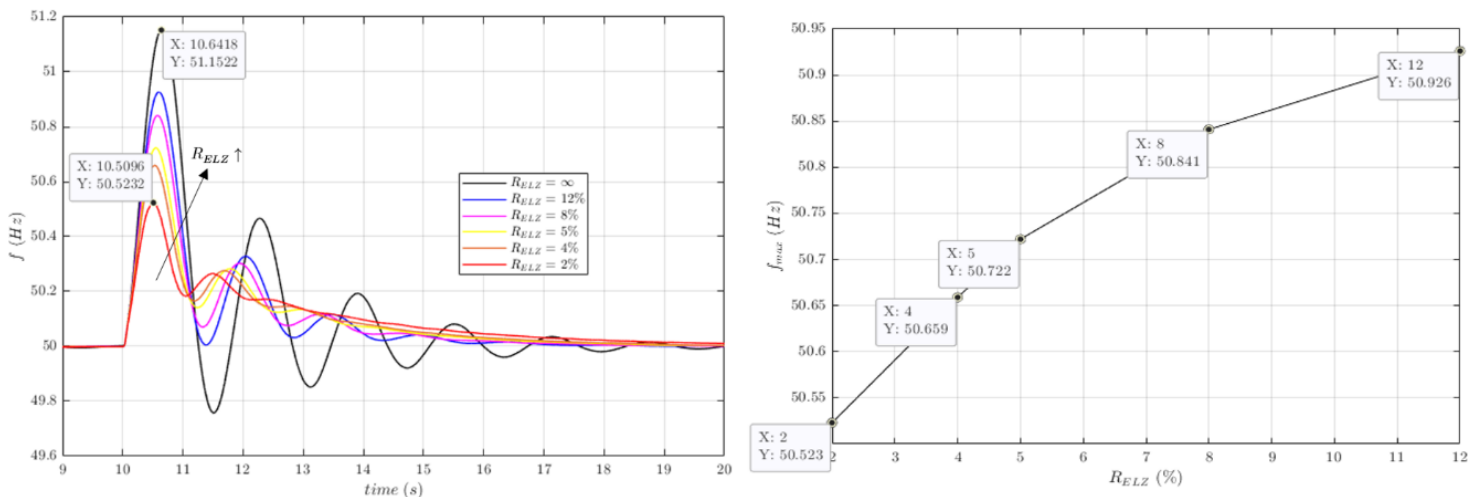
Για να είναι η ανάλυση ολοκληρωμένη, πρέπει να μελετηθεί και η απόκριση του συστήματος σε μια μείωση του φορτίου, με τη συνεισφορά του *PEMELZ* στη ρύθμιση της συχνότητας. Σε μείωση του φορτίου, ο *electrolyzer* ως μεταβαλλόμενο φορτίο θα αυξήσει την ισχύ που καταναλώνει, ώστε να συγκρατήσει την αύξηση της συχνότητας (υπερσυχνότητα) στο μεταβατικό. Τα αποτελέσματα της οικείας Υποενότητας 8.2.3 αφορούν μείωση του φορτίου του συστήματος ίση με  $229 \text{ kW}$ , δηλαδή αντίστοιχου μεγέθους με την αύξηση που μελετήθηκε στην προηγούμενη Υποενότητα 8.1.3. Τίθενται:  $Standard Load = 200 \text{ kW}$  και  $P_{setpoint_{ELZ}} = 150 \text{ kW}$ . Συνεπώς, σε αρχικές συνθήκες είναι για τη γεννήτρια:

$$P_{setpoint_G} = Standard Load + Disturbance Load - P_{setpoint_{ELZ}} = 200 + 229 - 150 \text{ kW} = 279 \text{ kW}$$

Ως μια μεταβολή φορτίου αντίστροφη της προηγούμενης υποενότητας, τα αποτελέσματα αναμένονται να είναι σχεδόν αντίστροφα. Παρουσιάζονται για λόγους πληρότητας της παρούσας διπλωματικής εργασίας και προς κατάδειξη της ευελιξίας των μοντέλων προσομοίωσης των συνιστωσών Υδρογόνου να δύνανται να χρησιμοποιηθούν τόσο σε ακραίες αυξήσεις φορτίων του συστήματος, όσο και σε ακραίες μειώσεις φορτίων. Με τον τρόπο αυτό, είναι βέβαιη η έγκυρη λειτουργία τους και σε άλλες εφαρμογές προσομοιώσεων που εμπλέκουν συνιστώσες ΑΠΕ, εισάγοντας απότομες αυξομειώσεις μεγεθών ισχύος στο σύστημα, λόγω της παρουσίας έντονης στοχαστικότητας.

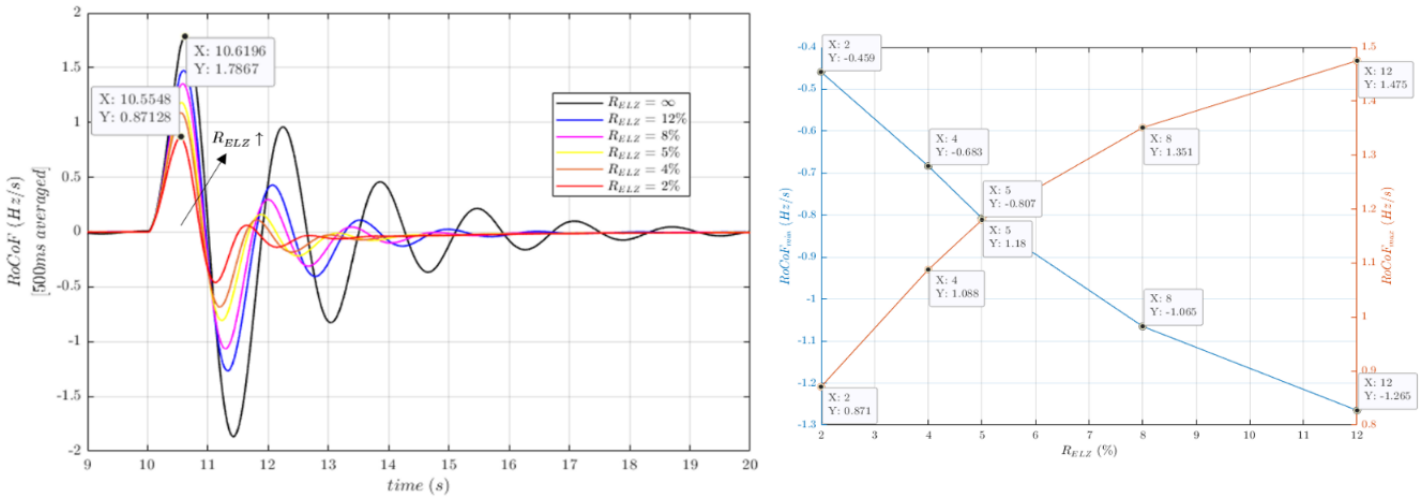
#### Μελέτη Στατισμού του *PEMELZ*

Η μελέτη γίνεται με ίδιες τιμές στατισμού για τον *electrolyzer* και διατηρείται κατά τις προσομοιώσεις στατισμός για τη σύγχρονη γεννήτρια ίσος με:  $R_G = 5\%$ .



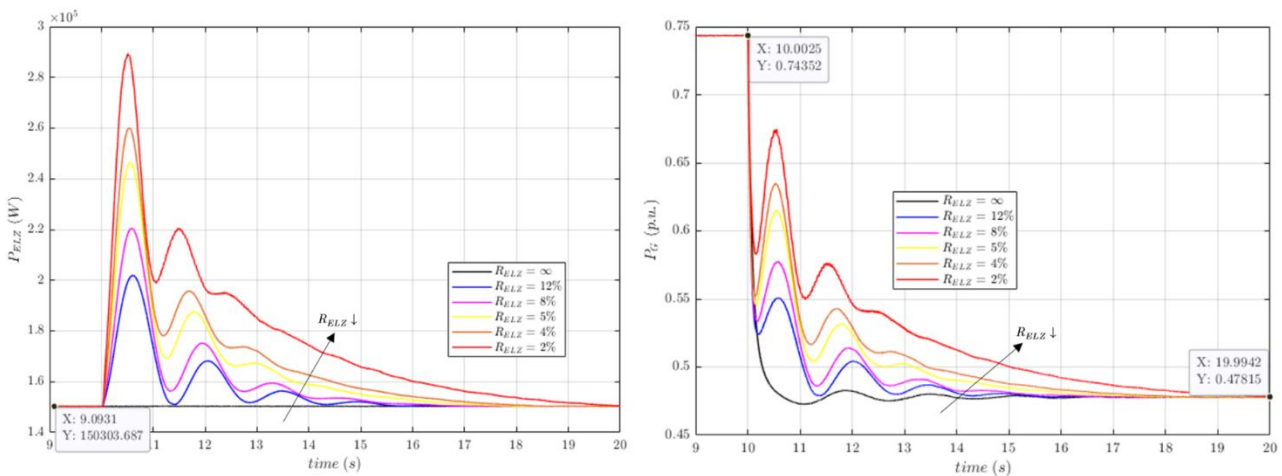
Σχήμα 8.71: Συχνότητα  $f$  και τιμές  $f_{max}$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{ELZ}$ .





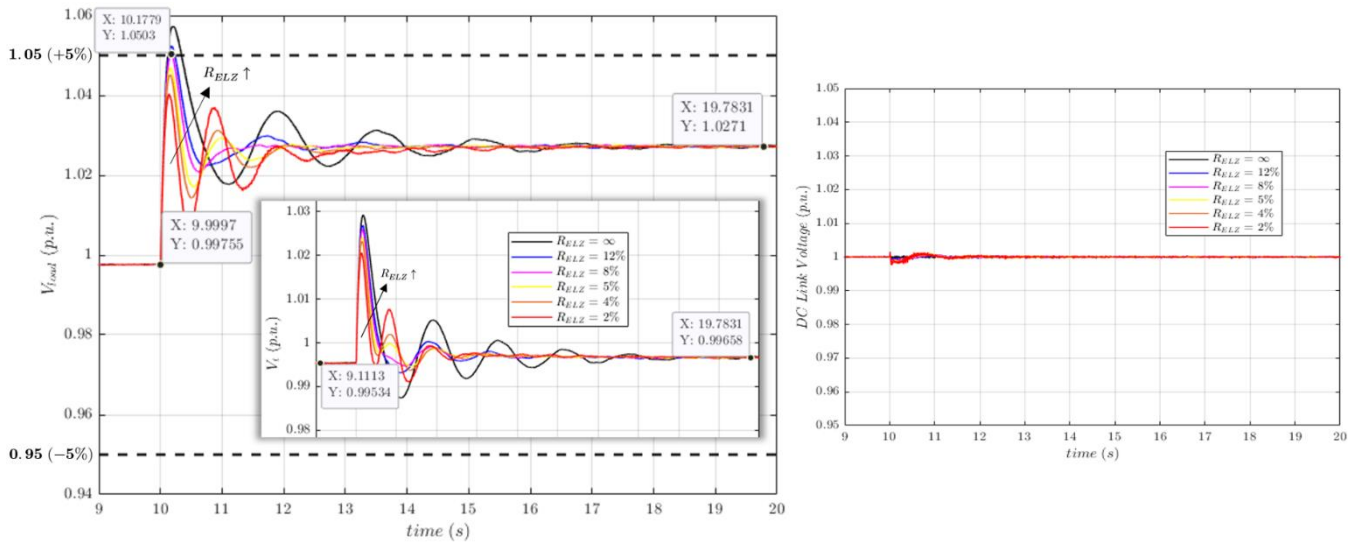
Σχήμα 8.72:  $RoCoF$  και τιμές  $RoCoF_{min/max}$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{ELZ}$ .

Μείωση του στατισμού επιφέρει αργότερη επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική της τιμή των  $50\text{ Hz}$ . Επιτυγχάνεται λειτουργία κατά το μεταβατικό εντός ορίων  $RoCoF$  μόνο για την περίπτωση της κάτω ακραίας τιμής στατισμού του  $R_{ELZ} = 2\%$ , η οποία επιφέρει και το μεγαλύτερο settling time.



Σχήμα 8.73:  $P_{ELZ}$  και  $P_G$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $R_{ELZ}$ .

Η συνεισφορά του  $ELZ$  στη μείωση του φορτίου του συστήματος (απόξευξη του disturbance load) είναι η αύξηση του δικού του φορτίου. Αυτό οδηγεί σε παραγωγή περισσότερων  $lpm$  καυσίμου κάθε στιγμή, δηλαδή σε μεγαλύτερα παραγόμενα hydrogen flow rates. Αύξηση της απορροφούμενης ισχύος από τον ηλεκτρολύτη σημαίνει αύξηση της παραγωγής  $H_2$  και η μορφή της καμπύλης του παραγόμενου Υδρογόνου ταυτίζεται με τη μορφή του διαγράμματος καταναλισκόμενης ισχύος του  $PEMELZ$  (βλ. Σχήμα 8.80), λόγω αναλογίας των μεγεθών ρεύματος και καυσίμου, όπως προκύπτει από τη σχέση (5.19). Η τάση συγκρατείται εντός ενός μικρού εύρους και δεν επηρεάζει τη μορφή της κυματομορφής ισχύος.

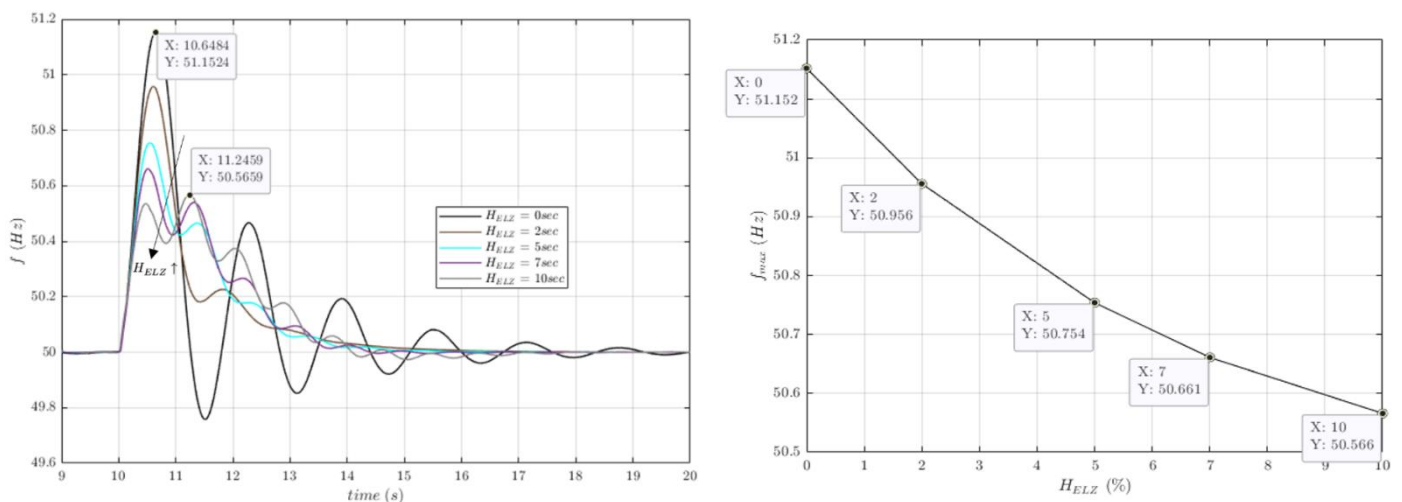


Σχήμα 8.74: Τάσεις φορτίου & ακροδεκτών γεννήτριας και τάση DC link κατά τη διαταραχή.

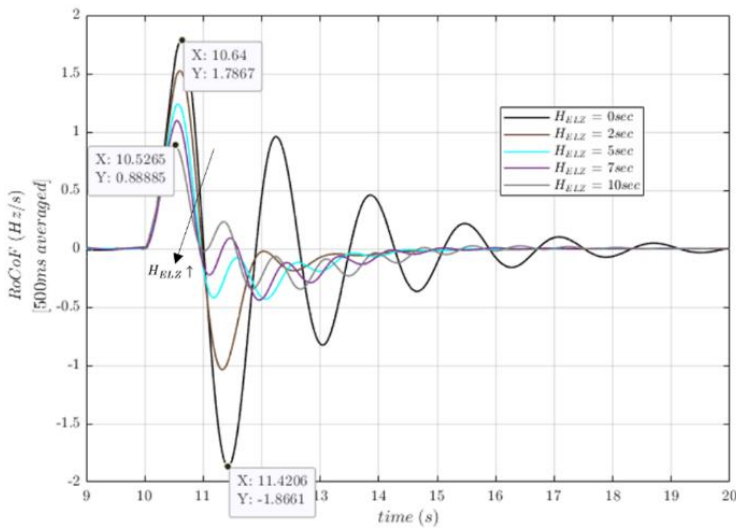
Για αυτήν τη σειρά προσομοιώσεων, βλέπουμε ότι η τάση του φορτίου υπερβαίνει το +5% στη μεταβολή ακόμα και για τιμή στατισμού 8%. Ωστόσο, τιμές  $R_{ELZ}$  του 5% και χαμηλότερα εξασφαλίζουν τάση φορτίου εντός ορίων. Ο έλεγχος της  $V_{DC}^2$  του DC link που σχεδιάστηκε στο Κεφάλαιο 4 λειτουργεί άκρως ικανοποιητικά και εδώ.

## Μελέτη Εικονικής Αδράνειας του PEMELZ

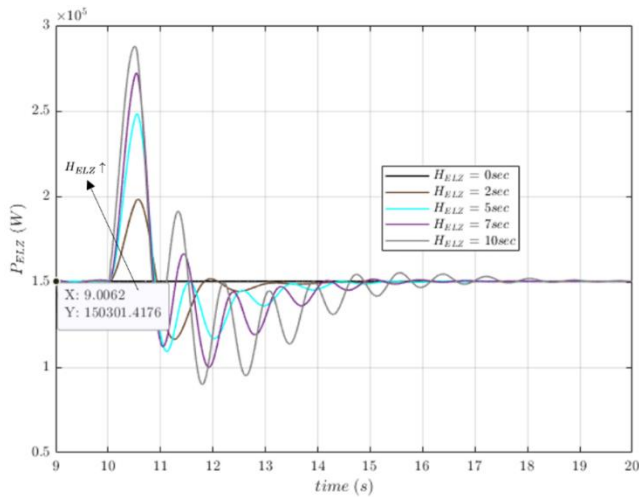
Εξετάζονται ίδιες τιμές εικονικής αδράνειας για τον *electrolyzer* με την αύξηση φορτίου και στις δοκιμές διατηρείται για τη γεννήτρια στατισμός  $R_G = 5\%$ .



Σχήμα 8.75: Συχνότητα  $f$  και τιμές  $f_{max}$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{ELZ}$ .



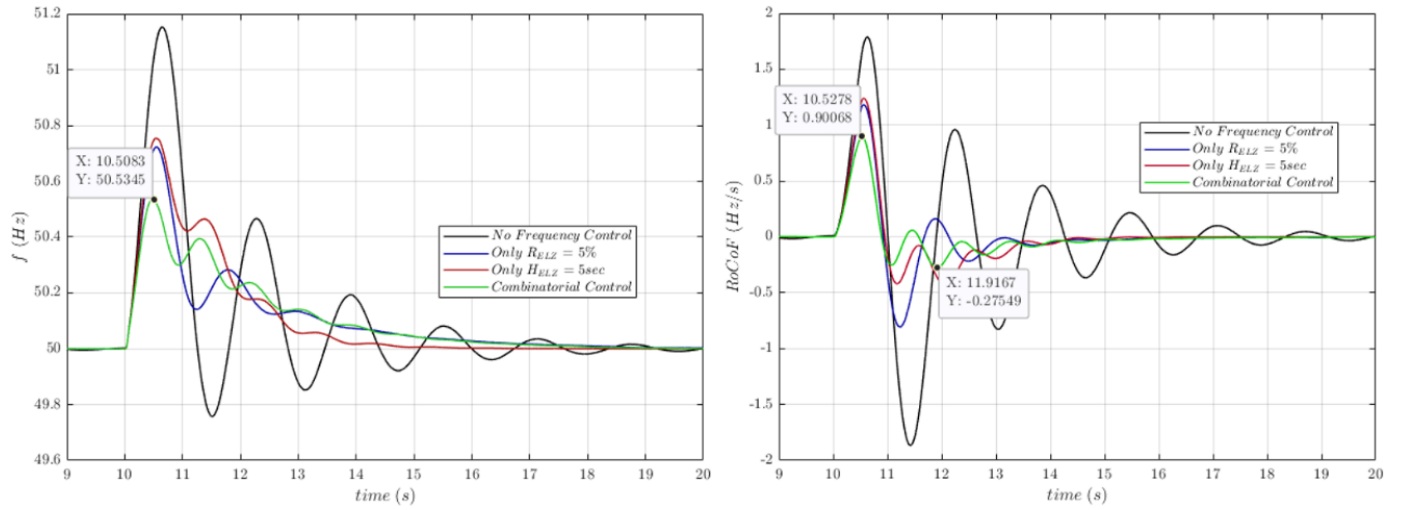
Σχήμα 8.76:  $RoCoF$  και τιμές  $RoCoF_{min/max}$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{ELZ}$ .



Σχήμα 8.77:  $P_{ELZ}$  και τιμές  $P_G$  σε μείωση φορτίου για διάφορες τιμές  $H_{ELZ}$ .

### Συνδυαστικός Έλεγχος του PEMELZ

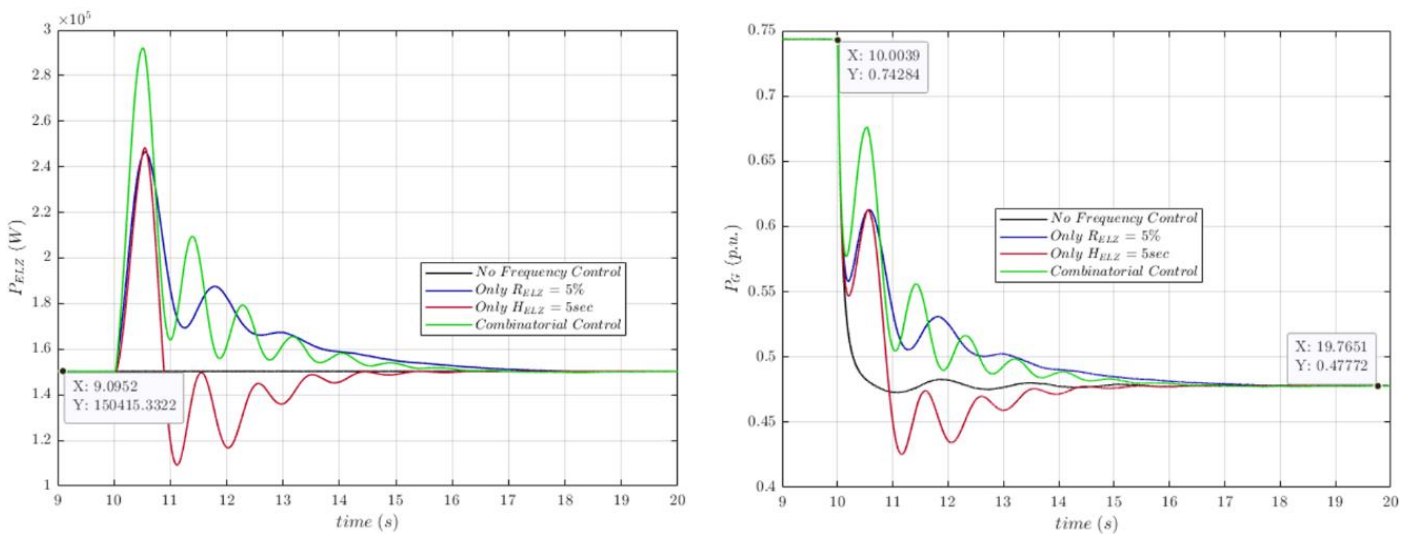
Με σκοπό την καλύτερη αξιοποίηση του PEM ηλεκτρολύτη στη στήριξη συχνότητας του μελετώμενου μικροδικτύου, ελέγχεται ο συνδυαστικός του έλεγχος και στην περίπτωση της μείωσης του φορτίου του συστήματος. Επιλέγονται ξανά:  $R_{ELZ} = 5\%$  &  $H_{ELZ} = 5\text{ s}$ . Επιθυμητή είναι και εδώ η επίτευξη επιπέδων των ακραίων τιμών  $RoCoF_{min/max}$  εντός του  $\pm 1\text{ Hz/s}$ , καθώς και η κατάδειξη ορθής λειτουργίας του μοντέλου και βελτίωσης της απόκρισης μέσω του συνδυασμού στατισμού—αδράνειας. Τέλος, παρουσιάζεται και η προκαλούμενη μεταβολή στο παραγόμενο από τον ELZ Υδρογόνο, η οποία ακολουθεί τη μορφή της καταναλισκόμενης ισχύος.



Σχήμα 8.78: Συχνότητα  $f$  και  $RoCoF$  για 4 διαφορετικές Στρατηγικές Ελέγχου του  $ELZ$ .

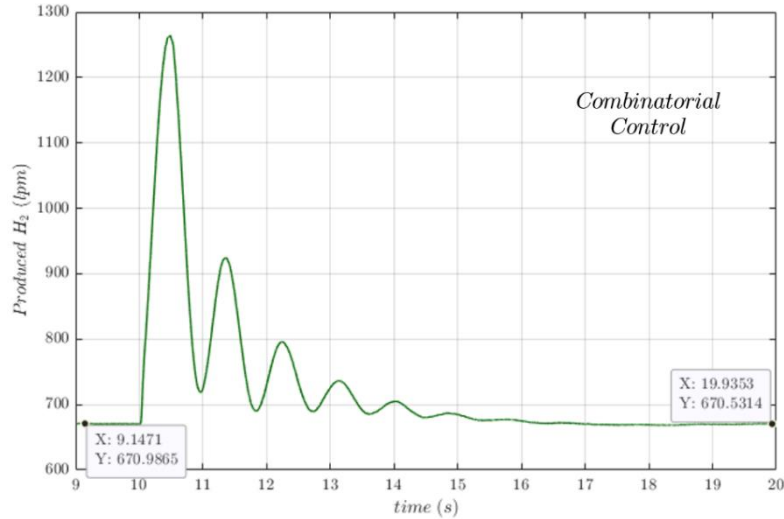
Πίνακας 8.2.3: Στρατηγικές Ελέγχου και Συχνотικά ΚΡIs.

Frequency KPI → Στρατηγική Ελέγχου ↓	$f_{max}$ (Hz)	$RoCoF_{min}$ (Hz/s)	$RoCoF_{max}$ (Hz/s)
<i>No Frequency Control</i>	51,152	-1,866	1,787
<i>Only <math>R_{ELZ} = 5\%</math></i>	50,722	-0,807	1,180
<i>Only <math>H_{ELZ} = 5\text{ s}</math></i>	50,754	-0,433	1,238
<i>Combinatorial Control</i>	50,535	-0,275	0,901



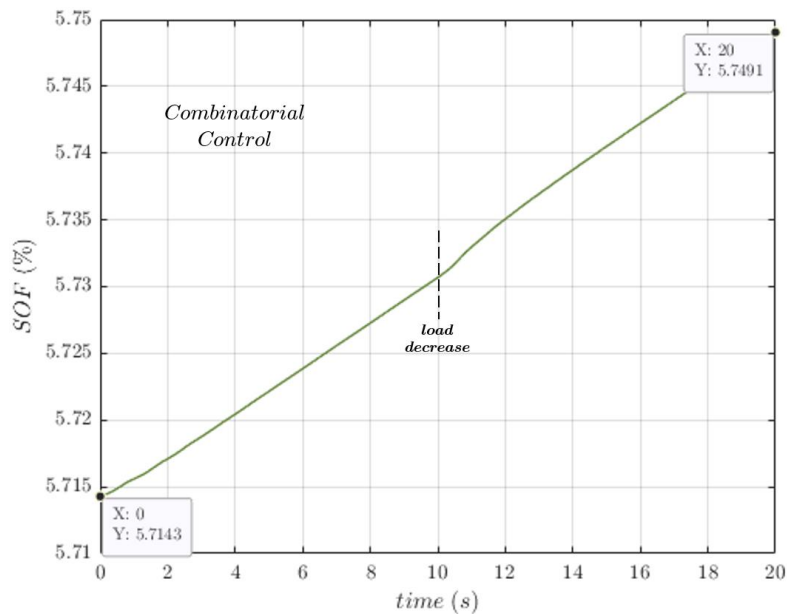
Σχήμα 8.79:  $P_{ELZ}$  και  $P_G$  για 4 διαφορετικές Στρατηγικές Ελέγχου του  $ELZ$ .

Το παραγόμενο  $H_2$  από τη μονάδα του *PEM electrolyzer* με τη μορφή ροής καυσίμου  $N_{H_2}$  (*lpm*) για την ανωτέρω προσομοίωση της μείωσης φορτίου φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 8.80 (στρατηγική ελέγχου: Συνδυαστικός Έλεγχος). Η απόκριση της παραγωγής καυσίμου ταιριάζει με το προφίλ της απόκρισης της καταναλισκόμενης ισχύος του *ELZ*:



**Σχήμα 8.80:** Μορφή απόκρισης του *Hydrogen flow rate* (*lpm*) για την περίπτωση του Συνδυαστικού Ελέγχου.

Για την ίδια περίπτωση προσομοίωσης και για λόγους πληρότητας απεικονίζεται και το επίπεδο γεμίματος της χρησιμοποιούμενης δεξαμενής (*State of Fill, SOF*), του οποίου, φυσικά, η διαφοροποίηση σε τόσο μικρό χρόνο προσομοίωσης είναι πολύ μικρή. Η δεξαμενή ονομαστικής πίεσης 350 *bar* είναι, αρχικά, σε επίπεδο 20 *bar* ( $SOF_{initial} = \frac{20}{350} \cdot 100\% = 5,7143\%$ ):



**Σχήμα 8.81:** Μεταβολή *SOF* για την ανωτέρω περίπτωση λειτουργίας του Ηλεκτρολύτη.



# Κεφάλαιο 9

## Επίλογος

### 9.1 Σύνοψη

Η παρούσα Διπλωματική Εργασία αναδεικνύει την ικανότητα πλήρους συνεισφοράς των σύγχρονων τεχνολογιών Υδρογόνου στη ρύθμιση συχνότητας των ΣΗΕ. Για το σκοπό αυτό, μελετάται ένα απομονωμένο μικροδίκτυο, το οποίο αποτελείται από μια μονάδα ηλεκτροπαραγωγής μέσω ντιζελ (Σύγχρονη Γεννήτρια), μια μονάδα ηλεκτροπαραγωγής μέσω υδρογόνου (Κυψέλη Καυσίμου), μια μονάδα ρυθμιζόμενης κατανάλωσης ισχύος προς παραγωγή υδρογόνου (Ηλεκτρολύτης) και στο ενδιάμεσο των δύο τελευταίων, μια Δεξαμενή Αποθήκευσης του υδρογόνου.

Προς επιχειρηματολογική στήριξη της δυνατότητας των Proton Exchange Membrane (PEM) συνιστωσών  $H_2$  (*fuel cell & electrolyzer*) να αποκρίνονται, πλέον, ταχέως σε ζητούμενες μεταβολές της ισχύος τους, διεξάγεται μια εκτενής βιβλιογραφική ανάλυση των πλέον πρόσφατων εξελίξεων ως προς τους χρόνους απόκρισης των τεχνολογιών αυτών, οι οποίοι αποτελούν κρίσιμη παράμετρο για τη συμμετοχή τους στη ρύθμιση συχνότητας. Η ανάλυση αυτή λαμβάνει υπόψη σύγχρονα ερευνητικά πορίσματα, πειραματικά–εργαστηριακά αποτελέσματα και πρακτικές εφαρμογές της βιομηχανίας Υδρογόνου. Τα δεδομένα αυτά ανατρέπουν την παραδοσιακή αντίληψη, ότι οι τεχνολογίες  $H_2$  πορεύονται μόνο στην κατεύθυνση των αργών αποκρίσεων και της μακροχρόνιας αποθήκευσης, δίνοντας το έναυσμα για περαιτέρω ερευνητική μελέτη στον τομέα των γρήγορων αποκρίσεων και της συνεισφοράς τους σε ενεργειακά προϊόντα επικουρικών λειτουργιών στήριξης του δικτύου, όπως π.χ. πρωτεύουσα εφεδρεία και αδρανειακή απόκριση.

Άλλωστε, το έδαφος της έρευνας πάνω στο Υδρογόνο είναι πλέον πρόσφορο, ύστερα και από την ανακοίνωση της «*Στρατηγικής για το Υδρογόνο*» από την Ευρωπαϊκή Επιτροπή το καλοκαίρι του 2020, η οποία προωθεί και στηρίζει τις εμπορικές εφαρμογές και την περαιτέρω έρευνα στον τομέα των Συστημάτων Αποθήκευσης Ηλεκτρικής Ενέργειας μέσω του Υδρογόνου, καθώς και τη χρήση των τεχνολογιών αυτών για εφαρμογές Power to Gas (P2G).

Ένα τέτοιο συγκροτημένο σύστημα αποθήκευσης Υδρογόνου μελετάται στην εργασία, με χρήση ενός κοινού 3Φ Μετατροπέα DC/AC για τις δύο συνιστώσες του συστήματος (*FC* και *ELZ*), οι οποίες συνδέονται σε κοινό DC ζυγό δια μέσου δύο διακριτών DC/DC μετατροπέων. Αυτή η τοπολογία αποτελεί την πλέον προτιμητέα οικονομοτεχνικά λύση, μεταξύ των ενδεικνυόμενων της βιβλιογραφίας. Τα μοντέλα των συνιστωσών Υδρογόνου

αναλύονται και επαληθεύονται προσομοιωτικά, με τις παραμέτρους τους να επιλέγονται βάσει πραγματικών βιομηχανικών εφαρμογών. Έμφαση αποδίδεται στον μετασχηματισμό του μοντέλου του ηλεκτρολύτη κατά *prodlog Lambert W.* που ευνοεί τον έλεγχο του θέτοντας την τάση ως την ανεξάρτητη μεταβλητή, καθώς και στην εισαγωγή της έννοιας του *State of Fill (SOF)* για τη δεξαμενή αποθήκευσης του  $H_2$ , η οποία ποσοτικοποιεί το επίπεδο πλήρωσής της.

Ο σχεδιασμένος έλεγχος των μερών του μελετώμενου συστήματος αναλύεται ξεκινώντας από το 3Φ Μετατροπέα Ισχύος της διάταξης, του οποίου ο έλεγχος καταστρώνεται πρωτότυπα στο ανά μονάδα (α.μ.) σύστημα, με σκοπό την καθολική χρήση του σε εφαρμογές διαφορετικών εγκατεστημένων ισχύων (Κεφάλαιο 4). Συνεχίζεται στο Κεφάλαιο 7, όπου σχεδιάζονται οι ελεγκτές της Σύγχρονης Γεννήτριας (στροφών και τάσεως), θεμελιώνεται ο έλεγχος P&O MPPT της Κυψέλης Καυσίμου και ο πρωτότυπος έλεγχος παραγωγής Υδρογόνου του Ηλεκτρολύτη που αποτελεί τον ελεγκτή της P2G λειτουργίας και σχεδιάζονται οι Ελεγκτές Συχνότητας—Ισχύος τόσο για τη βαθμίδα του *FC*, όσο και του *ELZ*.

Τα αποτελέσματα των δυναμικών προσομοιώσεων για διάφορες τιμές στατισμού (*droop*,  $R_{(FC \text{ ή } ELZ)}$ ) και εικονικής αδράνειας (*virtual inertia*,  $H_{(FC \text{ ή } ELZ)}$ ), καθώς και για συνδυαστικό έλεγχο (στατισμός & εικονική αδράνεια) των συνιστωσών  $H_2$  σε βηματικές μεταβολές του φορτίου του αυτόνομου συστήματος καταδεικνύουν τη βελτίωση που επιφέρεται στη συχνότητα με τη συνεισφορά των PEM Τεχνολογιών Υδρογόνου.

## 9.2 Συμπεράσματα

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων βηματικών μεταβολών στο φορτίο του υπό μελέτη μικροδικτύου, που παρουσιάζονται στο 8<sup>ο</sup> Κεφάλαιο, συμπεραίνεται πως οι σταθμοί αποθήκευσης Υδρογόνου έχουν τη δυνατότητα να συνεισφέρουν πλήρως στην πρωτεύουσα ρύθμιση της συχνότητας, παρέχοντας και αδρανειακή απόκριση. Αυτό δύναται να πραγματοποιείται τόσο σε συνθήκες λειτουργίας της Κυψέλης Καυσίμου (*FC*), ως μονάδα παραγωγής ισχύος, όσο και του Ηλεκτρολύτη (*ELZ*), ως μονάδα κατανάλωσης ισχύος. Το μεν *FC* λειτουργεί ως ελεγχόμενη γεννήτρια, αυξάνοντας την παραγόμενη ισχύ του σε περιπτώσεις υποσυχνότητας (αύξηση φορτίου) και μειώνοντάς την σε περιπτώσεις υπερευχρότητας (μείωση φορτίου). Ο δε *ELZ* λειτουργεί ως ελεγχόμενο φορτίο, μειώνοντας την καταναλισκόμενη ισχύ του σε περιπτώσεις υποσυχνότητας (αύξηση φορτίου) και αυξάνοντάς την σε περιπτώσεις υπερευχρότητας (μείωση φορτίου). Οι προσομοιώσεις εφαρμόζονται για όλο το παραπάνω εύρος μεταβολών και για τις δύο μονάδες, ώστε η ανάλυση να είναι πλήρης και οι ισχυρισμοί να επαληθεύονται από όλες τις δυνατές πλευρές.

Βάσει των αποτελεσμάτων, η υλοποίηση στατισμού στον έλεγχο των ανωτέρω μονάδων συνεισφέρει στον περιορισμό των αποκλίσεων της συχνότητας ( $|\Delta f_{max}|$ ) και του ρυθμού



μεταβολής αυτής (*RoCoF*), ύστερα από έντονες διαταραχές στο ισοζύγιο του συστήματος. Επιπρόσθετα, η εφαρμογή εικονικής αδρανειακής απόκρισης συμβάλλει στην περαιτέρω βελτίωση των βασικών KPIs της συχνότητας, λόγω της ταχείας απόκρισής της ως στρατηγική ελέγχου, ιδιαίτερα τις πρώτες στιγμές μετά από μια διαταραχή (πρωτού η συχνότητα φτάσει στο ζενίθ/ναδίρ της), κατά τις οποίες το μέγεθος  $df/dt$  που αξιοποιεί είναι και το μεγαλύτερο.

Η βέλτιστη απόκριση του συστήματος –τόσο για την περίπτωση που το *fuel cell* συμμετέχει στη ρύθμιση συχνότητας, όσο και για την περίπτωση που ο *electrolyzer* επιτελεί την ίδια λειτουργία– εμφανίζεται κατά το συνδυαστικό έλεγχο συχνότητας. Ο συνδυαστικός έλεγχος (*combinatorial control*) αξιοποιεί τα πλεονεκτήματα και των δύο μορφών ελέγχου (στατισμός της πρωτεύουσας ρύθμισης  $\rightarrow$  *PFR* και αδράνεια της εικονικής αδρανειακής απόκρισης  $\rightarrow$  *VIR*) και επιτυγχάνει τη λειτουργία του συστήματος εντός θεμιτών ορίων *RoCoF*:  $\pm 1$  Hz/s, ακόμα και στις πλέον ακραίες βηματικές μεταβολές φορτίου (της τάξεως του 20%), όπως θεσπίζει ο ENTSO – Ε. Μέσω του συνδυαστικού ελέγχου επιτυγχάνονται επίσης οι μικρότερες αποκλίσεις συχνότητας από την ονομαστική της τιμή, σε περιπτώσεις υπερσυχνότητας ή υποσυχνότητας, διασφαλίζοντας την ελάχιστη δυνατή περικοπή διεσπαρμένης παραγωγής (π.χ. από ΑΠΕ) ή απόρριψη φορτίων (π.χ. damp loads), αντίστοιχα, κάθε φορά.

Πέραν της συνεισφοράς στη συχνότητα, τα αποτελέσματα φανερώνουν και την ικανότητα του *FC* να παρακολουθεί, μέσω του εφαρμοζόμενου MPPT ελέγχου, τη μέγιστη δυνατή παραγωγή ισχύος για κάθε τιμή ροής καταναλισκόμενου καυσίμου ( $H_2$ ), αλλά και την *P2G* ικανότητα του *ELZ* να παράγει το επιθυμητό κάθε φορά  $H_2$ , προσαρμόζοντας αναλόγως την ισχύ που καταναλώνει. Για τις μονάδες έγινε ξεκάθαρη η εξής διάκριση:

*FC*  $\rightarrow$  κατανάλωση  $H_2$  προς παραγωγή ισχύος | *ELZ*  $\rightarrow$  κατανάλωση ισχύος προς παραγωγή  $H_2$

Ο σχεδιασμός του ελέγχου της τάσης του ηλεκτρολύτη προς παραγωγή του ζητούμενου υδρογόνου (Power to Gas έλεγχος), καθώς και ο σχεδιασμός των ελεγκτών συχνότητας των PEM *FC* και *ELZ* αποτελούν αποκλειστική ερευνητική συμβολή της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας και τονίζονται ως προς την πρωτοτυπία τους στην Ενότητα 9.3.

Συμπερασματικά, τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν την ευελιξία της λειτουργίας των ανεπτυγμένων αναλυτικών δυναμικών μοντέλων και του ελέγχου αυτών σε ακραίες αυξομειώσεις φορτίου του συστήματος και επαληθεύουν τον ισχυρισμό για συνεισφορά του συνολικού Συστήματος Υδρογόνου σε πλήρες εύρος επικουρικών λειτουργιών στήριξης της συχνότητας. Ο συνδυαστικός έλεγχος των συνιστωσών της Κυψέλης Καυσίμου και του Ηλεκτρολύτη επιφέρει τη βέλτιστη –μεταξύ των υπόλοιπων εξεταζόμενων μεθόδων– λειτουργία του μελετώμενου Μικροδικτύου, ακόμα και στις πιο απαιτητικές βηματικές μεταβολές του φορτίου του. Τα συμπεράσματα της Διπλωματικής Εργασίας ενισχύονται από το γεγονός, ότι η διάταξη απαρτίζεται από πλήρως διακοπτικά αναλυτικά μοντέλα Ηλεκτρονικών Ισχύος και λοιπών συνιστωσών, ώστε η λαμβανόμενη απόκριση να είναι η το δυνατότερο ρεαλιστική και η ερευνητική προσέγγιση της εργασίας να εγγίζει τα πραγματικά δεδομένα. Αυτό μεριμνάται και με την επιλογή παραμέτρων μοντελοποίησης, οι οποίες βρίσκονται σε πλήρη αντιστοιχία με πραγματικές εφαρμογές της βιομηχανίας, όπως το Aberdeen Hydrogen Bus Project [80].

## 9.3 Συμβολή & Πρωτοτυπία της Εργασίας

Στην παρούσα Διπλωματική Εργασία εξετάστηκε η δυνατότητα συμβολής Τεχνολογιών Υδρογόνου στη ρύθμιση συχνότητας του δικτύου. Το ζήτημα αυτό αποτελεί αντικείμενο, το οποίο πρόσφατα μόνο έχει αρχίσει να εξετάζεται και αυτός είναι και ο λόγος που αντίστοιχα ερευνητικά αποτελέσματα είναι ιδιαίτερα περιορισμένα στη βιβλιογραφία.

Σχετικές ερευνητικές εργασίες χρησιμοποιούν πλήρως γραμμικοποιημένα μοντέλα, αναπαριστώντας κατά βάση τις συνιστώσες Υδρογόνου μέσω συναρτήσεων μεταφοράς πρώτης τάξης, παραλείποντας, έτσι, σημαντικά σημεία μιας ρεαλιστικής προσέγγισης της δυναμικής απόκρισης. Σε τέτοιες γραμμικοποιημένες προσομοιώσεις διαφαίνονται αποτελέσματα μιας απλουστευμένης προσέγγισης, αφού δεν εμπλέκονται διακοπτικά μοντέλα Ηλεκτρονικών Ισχύος ή άλλων μη-γραμμικών συνιστωσών. Η έλλειψη της σημαντικής ακρίβειας που προσφέρουν αναλυτικά μοντέλα μεγάλης τάξης εκδηλώνεται πολύ περισσότερο σε δυναμικές προσομοιώσεις δευτερολέπτων, όπως είναι και οι αναλύσεις συνεισφοράς στην ευστάθεια της συχνότητας. Η παρούσα εργασία αξιοποιεί αναλυτικά μοντέλα για όλες τις συνιστώσες, οι οποίες εμπλέκονται στο μελετώμενο Μικροδίκτυο (σύγχρονη γεννήτρια, κυψέλη καυσίμου, ηλεκτρολύτης, δεξαμενή αποθήκευσης) και διαστασιολογεί καταλλήλως τις απαραίτητες διατάξεις Ηλεκτρονικών Ισχύος (DC/DC και DC/AC μετατροπείς ισχύος), οι οποίες επίσης είναι πλήρως αναλυτικές και διακοπτικές. Προσφέρει, έτσι, μια πρωτότυπη, συγκροτημένη και πλήρη μελέτη πάνω σε συστήματα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας μέσω Υδρογόνου, η οποία άπτεται των ρεαλιστικών βιομηχανικών εφαρμογών, που ολοένα και περισσότερο έρχονται στο παγκόσμιο ενεργειακό προσκήνιο.

Ο σχεδιασμός των ελεγκτών Συχνότητας–Ισχύος των μονάδων Υδρογόνου (*FC* και *ELZ*) και ιδιαίτερα η προσθήκη στον έλεγχό τους και μελέτη της εικονικής αδρανειακής απόκρισης αποτελεί πρωτότυπη συμβολή της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας στη διεθνή βιβλιογραφία της συγκεκριμένης περιοχής. Διερευνάται το ικανό μέγεθος σταθεράς εικονικής αδράνειας  $H$ , τόσο για το *PEMFC*, όσο και για τον *PEMELZ*, το οποίο συνδυαζόμενο με έλεγχο στατισμού προσφέρει τη βέλτιστη απόκριση συχνότητας (συνδυαστικός έλεγχος). Ο προτεινόμενος έλεγχος διασφαλίζει την άμεση απόκριση των συνιστωσών  $H_2$  κατά την εμφάνιση ανισορροπιών παραγωγής και ζήτησης και οδηγεί στον καλύτερο δυνατό περιορισμό του ρυθμού μεταβολής και της μέγιστης απόκλισης της συχνότητας από την ονομαστική της τιμή. Επιπρόσθετα, στον έλεγχο του *PEMELZ* αναπτύσσεται και ένας πρωτότυπος ανεξάρτητος έλεγχος καυσίμου διπλού βρόχου, που πετυχαίνει την προσαρμογή της καταναλισκόμενης του ισχύος ανάλογα με το προς παραγωγή επιθυμητό Υδρογόνο (λειτουργία Power to Gas, "P2G"). Ο έλεγχος αυτός ενσωματώνεται στη συνέχεια στον έλεγχο Συχνότητας–Ισχύος του ηλεκτρολύτη.

Ο σχεδιασμός του ελέγχου του 3Φ μετατροπέα ισχύος καταστρώνεται με πρωτότυπο τρόπο στο ανά μονάδα (*α.μ.*) σύστημα, με στόχο την καθολικότητα της αξιοποίησής του ως ίδιο σε εφαρμογές διαφορετικών ονομαστικών ισχύων. Με την *α.μ.* αναπαράστασή του, η σχεδίαση και επιλογή των κερδών των PI ελεγκτών αρκεί να γίνει μία μόνο φορά.

Συνεπώς, η εργασία συμβάλλει σε διάφορα σημεία διερεύνησης και πρωτοτυπίας, μελετώντας τα ολοκληρωμένα συστήματα Αποθήκευσης Υδρογόνου και εφαρμογές τους.

## 9.4 Μελλοντικές Προτάσεις & Προεκτάσεις

Τα ανεπτυγμένα μοντέλα των συνιστωσών Υδρογόνου μπορούν, σε συνδυασμό με τον έλεγχο τους, να αξιοποιηθούν σε διάφορες μελλοντικές εφαρμογές έντονου ερευνητικού ενδιαφέροντος, που εμπλέκουν το  $H_2$ . Η εφαρμογή τους σε επικουρικές λειτουργίες στήριξης της συχνότητας μέσω της γρήγορης απόκρισης της τεχνολογίας PEM και χάρη στον κατάλληλα σχεδιασμένο έλεγχο μπορεί να βρει πρόσφορο έδαφος σε τοπολογίες που συνδυάζουν ΑΠΕ και αποθήκευση Υδρογόνου. Σε τέτοιες μελέτες, η στοχαστική και ταχέως μεταβαλλόμενη ισχύς των ΑΠΕ μπορεί να εξομαλύνεται μέσω της αποθήκευσης του Υδρογόνου, με τις έντονες διακυμάνσεις να καταλήγουν ως αποθηκευόμενο  $H_2$  δια της λειτουργίας ηλεκτρολυτών και να βελτιώνεται η ποιότητα της ισχύος που διοχετεύει το συνολικό σύστημα στο Σημείο Κοινής Σύνδεσης (Point of Common Coupling, PCC). Με τον τρόπο αυτό, δύναται να αποφεύγονται και πιθανές περικοπές ισχύος από ΑΠΕ, οι οποίες μειώνουν την οικονομική αποδοτικότητα των εν λόγω επενδύσεων. Σε αντίστοιχες εφαρμογές, στις οποίες η προσφερόμενη ισχύς προέρχεται αποκλειστικά από σταθμούς ΑΠΕ, ο κύκλος του Υδρογόνου καταλήγει να αποδεσμεύεται πλήρως από εκπομπές Αερίων του Θερμοκηπίου (ΑτΘ), καθιστώντας την υλοποίηση μία εφαρμογή «Πράσινου/Ανανεώσιμου Υδρογόνου» (Renewable Hydrogen), αποκτώντας ιδιαίτερη φιλοπεριβαλλοντική προοπτική.

Ακόμη, η σύνθεση του μοντέλου του *electrolyzer* και ο πρωτότυπα σχεδιασμένος P2G έλεγχος δύναται να εφαρμοστούν σε μελέτες πολλαπλών ηλεκτρολυτών (*fleets of electrolyzers*) συνδεδεμένων στο δίκτυο, προς παραγωγή  $H_2$  και προσφορά επικουρικών υπηρεσιών. Τέτοιες μελέτες διεξάγονται ήδη σε Ευρωπαϊκές χώρες, όπως η Δανία, που έχουν ήδη ενσωματώσει σε σεβαστό βαθμό το Υδρογόνο στο δίκτυο.

Επιπλέον μελλοντική προέκταση της εργασίας θα μπορούσε να περιλαμβάνει αναλυτική διερεύνηση της βέλτιστης διαστασιολόγησης τέτοιων συστημάτων  $H_2$ , λαμβάνοντας υπόψιν το κόστος των συνιστωσών του και τα οφέλη από τη δραστηριοποίηση στις αγορές ηλεκτρικής ενέργειας, σε οικονομική σύγκριση με υβριδικούς σταθμούς που εμπλέκουν αποθήκευση με συσσωρευτές.

Επίσης, επιπλέον προσομοιώσεις θα μπορούσαν να πραγματοποιηθούν, (i) υλοποιώντας και δευτερεύουσα ρύθμιση με τη χρήση του συστήματος  $H_2$ , (ii) εξετάζοντας τη δυνατότητα λειτουργίας του υπό μηδενική ισχύ σε μόνιμη κατάσταση, παρέχοντας παράλληλα άνω και κάτω εφεδρείες ισχύος με εναλλαγή της εμπλεκόμενης ρυθμιζουσας συνιστώσας  $H_2$ , (iii) μελετώντας τεχνικές επαναφόρτισης/εκφόρτισης του συνολικού συστήματος αποθήκευσης  $H_2$  με αξιοποίηση του δείκτη *SOF* ή (iv) πραγματοποιώντας συγκριτική αξιολόγηση της απόκρισης, αλλά και της επένδυσης (π.χ. μέσω υπολογισμού των αντίστοιχων LCOE) με χρήση συστήματος  $H_2$  ή συσσωρευτών ή συνδυασμού τους.

Ουσιαστικά, η παρούσα Διπλωματική Εργασία αποτελεί ένα εφαλτήριο για περαιτέρω εμβάθυνση σε διερευνήσεις τρόπων αξιοποίησης ενός ολοκληρωμένου και πλήρως ελεγχόμενου συστήματος αποθήκευσης Υδρογόνου. Το σύστημα μπορεί να λειτουργεί ως μπαταρία, φέροντας όλα τα πλεονεκτήματα του Υδρογόνου, όπως η μακροπρόθεσμη

αποθήκευση χωρίς απώλειες, η ευελιξία αποθήκευσης σε σχεδόν 100% του εύρους του επιπέδου γεμίματος *SOF* (αντίστοιχο του *SOC* μπαταριών που περιορίζεται σε στενά εύρη, λόγω περιορισμών γήρανσης), η ευελιξία εφαρμογών (π.χ. σε χρήσεις θέρμανσης μέσω της καύσης του ή άλλους τομείς δύσκολους να απανθρακοποιηθούν) κ.τ.λ..

Λόγω και των πρόσφατων Ευρωπαϊκών παροτρύνσεων και κονδυλίων για τις εφαρμογές (βιομηχανικές και ερευνητικές) στο Υδρογόνο, το ερευνητικό πεδίο του Υδρογόνου καθίσταται πιο πρόσφορο και ελκυστικό από ποτέ.



# Παράρτημα

## Ηλεκτρικά Χαρακτηριστικά Σύγχρονης Γεννήτριας

Η επιλογή των τιμών παραμέτρων, οι οποίες εκφράζουν τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά της Σύγχρονης Γεννήτριας (ΣΓ) που προσομοιώθηκε, φαίνεται στον παρακάτω πίνακα:

Παράμετρος	Τιμή που επιλέχθηκε για τη ΣΓ
$S_N$ (kVA)	800
$V_N$ (kV)	6,6
$X_d$ (α. μ.)	1,85
$X'_d$ (α. μ.)	0,26
$X''_d$ (α. μ.)	0,19
$X_q$ (α. μ.)	0,9
$X'_q$ (α. μ.)	0,19
$X_l$ (α. μ.)	0,1
$T'_d$ (α. μ.)	1,1
$T''_d$ (α. μ.)	0,02
$T'''_d$ (α. μ.)	0,13
$R_s$ (α. μ.)	0,037875
$H$ (s)	2
$F$ (α. μ.)	0,01
poles	4

Οι επιλεγθείσες τιμές στηρίζονται στη διπλανή εικόνα, για την περίπτωση μηχανής έκτυπων πόλων με 4 πόλους [102].

Σχήμα Π.1:

Τυπικές τιμές χαρακτηριστικών ηλεκτρικής μηχανής [102].

Type of machine	Salient pole synchronous condensers		Cylindrical rotor turbine generators			Salient pole generators	
			Air Cooled	Hydrogen Cooled	Hydrogen or Water Cooled	4 Pole	Multi-pole
Short circuit ratio	0.5-0.7	1.0-1.2	0.4-0.6	0.4-0.6	0.4-0.6	0.4-0.6	0.6-0.8
Direct axis synchronous reactance $X_d$ (p.u.)	1.6-2.0	0.8-1.0	2.0-2.8	2.1-2.4	2.1-2.6	1.75-3.0	1.4-1.9
Quadrature axis synchronous reactance $X_q$ (p.u.)	1.0-1.23	0.5-0.65	1.8-2.7	1.9-2.4	2.0-2.5	0.9-1.5	0.8-1.0
Direct axis transient reactance $X'_d$ (p.u.)	0.3-0.5	0.2-0.35	0.2-0.3	0.27-0.33	0.3-0.36	0.26-0.35	0.24-0.4
Direct axis sub-transient reactance $X''_d$ (p.u.)	0.2-0.4	0.12-0.25	0.15-0.23	0.19-0.23	0.21-0.27	0.19-0.25	0.16-0.25
Quadrature axis sub-transient reactance $X'_q$ (p.u.)	0.25-0.6	0.15-0.25	0.16-0.25	0.19-0.23	0.21-0.28	0.19-0.35	0.18-0.24
Negative sequence reactance $X_2$ (p.u.)	0.25-0.5	0.14-0.35	0.16-0.23	0.19-0.24	0.21-0.27	0.16-0.27	0.16-0.23
Zero sequence reactance $X_0$ (p.u.)	0.12-0.16	0.06-0.10	0.06-0.1	0.1-0.15	0.1-0.15	0.01-0.1	0.045-0.23
Direct axis short circuit transient time constant $T'_d$ (s)	1.5-2.5	1.0-2.0	0.6-1.3	0.7-1.0	0.75-1.0	0.4-1.1	0.25-1
Direct axis open circuit transient time constant $T'_d(s)$	5-10	3-7	6-12	6-10	6-9.5	3.0-9.0	1.7-4.0
Direct axis short circuit sub-transient time constant $T''_d$ (s)	0.04-0.9	0.05-0.10	0.013-0.022	0.017-0.025	0.022-0.03	0.02-0.04	0.02-0.06
Direct axis open circuit sub-transient time constant $T''_d(s)$	0.07-0.11	0.08-0.25	0.018-0.03	0.023-0.032	0.025-0.035	0.035-0.06	0.03-0.1
Quadrature axis short circuit sub-transient time constant $T'_q$ (s)	0.04-0.6	0.05-0.6	0.013-0.022	0.018-0.027	0.02-0.03	0.025-0.04	0.025-0.08
Quadrature axis open circuit sub-transient time constant $T'_q(s)$	0.1-0.2	0.2-0.9	0.026-0.045	0.03-0.05	0.04-0.065	0.13-0.2	0.1-0.35



# ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] SolarPower Europe, “EU solar boom: Over 100% solar market increase in 2019”, Press Releases, [Online], <https://www.solarpowereurope.org/eu-solar-boom-over-100-solar-market-increase-in-2019/>, Dec. 2019.
- [2] WindEurope, “Wind energy in Europe: Scenarios for 2030”, Sep. 2017.
- [3] WindEurope, “Wind energy in Europe in 2018, trends and statistics”, Feb. 2019.
- [4] IENE, «Ο Ελληνικός ενεργειακός τομέας», Ετήσια Έκθεση 2019, Αθήνα, Φεβ. 2019.
- [5] ΔΑΠΕΕΠ, Διεύθυνση Εγγυήσεων Προέλευσης και Ενεργειακού Μείγματος, «Ενεργειακό μείγμα 2019», Ιούλ. 2020.
- [6] Η Καθημερινή, «Έως το 2023 θα κλείσουν όλες οι εν λειτουργία λιγνιτικές μονάδες», [Ηλεκτρονικό], <https://www.kathimerini.gr/1056209/article/oikonomia/epixeirhseis/ews-to-2023-8a-kleisoyn-oles-oi-en-leitoyrgia-lignitikes-monades>, Δεκ. 2019.
- [7] D. C. Fessler, “The energy disruption triangle: Three sectors that will change how we generate, use and store energy”, Wiley, Dec. 2018.
- [8] Η Καθημερινή, «Η πανδημία δεν ανακόπτει το σχέδιο μετάβασης στην πράσινη ενέργεια», [Ηλεκτρονικό], <https://www.kathimerini.gr/1074501/article/oikonomia/ellhnikh-oikonomia/h-pandhmia-den-anakoptei-to-sxedio-metavashs-sthn-prasinh-energeia>, Απρ. 2020.
- [9] B. Talebi, P. A. Mirzaei, A. Bastani and F. Haghghat, “A review of district heating systems: Modeling and optimization”, *Front. Built Environ.*, vol. 2, article 22, Oct. 2016.
- [10] ΑΔΜΗΕ, «Ενεργών, Νέα εποχή στα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας», Τεύχος 6, Ιούλ. 2018.
- [11] Λ. Γ. Χριστοφόρου, Επιτροπή Ενέργειας της Ακαδημίας Αθηνών, «Ανανεώσιμες πηγές ενέργειας: Προϋποθέσεις μαζικής διείσδυσης στην ηλεκτροπαραγωγή», Αθήνα, 2014.
- [12] R. Markillie, ITM Power, “Company Presentation”, [Online], [https://www.slideshare.net/beckymarkillie/itm-power?from\\_action=save](https://www.slideshare.net/beckymarkillie/itm-power?from_action=save), Dec. 2014.



- [13] K. Βουρνάς, Β. Κ. Παπαδιάς και Κ. Ντελκής, «Παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, Έλεγχος και ευστάθεια συστήματος», Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα, 2011.
- [14] D. Guilbert, B. Yodwong, W. Kaewmanee and M. Phattanasak, “Power converters for hybrid renewable energy systems with hydrogen buffer storage: A short review”, in *Proc. 6th IEEE Int. Conf. Smart Grid*, Nagasaki, Dec. 2018.
- [15] S. S. Kumar and V. Himabindu, “Hydrogen production by PEM water electrolysis – A review”, *Materials Science Energy Tech.*, vol 2, pp. 442–454, Mar. 2019.
- [16] K. Agbossou, M. Kolhe, J. Hamelin and T. K. Bose, “Performance of a stand-alone renewable energy system based on energy storage as hydrogen”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 3, pp. 633–640, Sep. 2004.
- [17] L. Zhang and J. Xiang, “The performance of a grid-tied microgrid with hydrogen storage and a hydrogen fuel cell stack”, *Energy Convers. Manag.*, vol. 87, pp. 421–427, Jul. 2014.
- [18] C. Boccaletti, G. Fabbri, O. Riot and E. Santini, “Modeling and simulation of hybrid SOFC–GT systems for distributed generation”, *Renew. Energy Power Qual. J.*, vol. 1, no. 5, pp. 243–250, Mar. 2007.
- [19] C. Boccaletti, G. Duni, G. Fabbri and E. Santini, “Simulation models of fuel cell systems”, in *Proc. Int. Conf. Ecol. Model.*, Mamaguchi, Sep. 2006.
- [20] S. Nair and A. K. Yadav, “Modeling and simulation of a fuel cell based system for residential applications”, in *Proc. Int. Conf. Advanced Science Tech.*, pp. 19–22, Lagos, Feb. 2015.
- [21] D. Georgakis, S. Papathanassiou and S. Manias, “Modeling and control of a small scale grid-connected PEM fuel cell system”, in *Proc. 2005 IEEE 36th Power Electron. Special. Conf.*, pp. 1614–1620, Recife, Jun. 2005.
- [22] Wikipedia, “Fuel cell”, [Online], [https://en.wikipedia.org/wiki/Fuel\\_cell](https://en.wikipedia.org/wiki/Fuel_cell).
- [23] P. G. Marambeas, S. Papathanassiou, S. N. Manias, S. Mouroutsos and G. Ioannidis, “A power electronics conversion topology for regenerative fuel cell systems”, in *Proc. 2008 IEEE Power Electron. Special. Conf.*, pp. 216–222, Rhodes, Jun. 2008.
- [24] N. Briguglio *et. al.*, “Design and testing of a PEM electrolyzer system”, *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 38, pp. 11519–11529, May 2013.

- [25] D. Martinez and R. Zamora, “MATLAB simscape model of an alkaline electrolyzer and its simulation with a directly coupled PV module”, *Int. J. Renew. Energy Research*, vol. 8, no. 1, pp. 552–560, Mar. 2018.
- [26] O. Ulleberg, “Modelling of advanced alkaline electrolyzers: a system simulation approach”, *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 28, no. 1, pp. 21–33, 2003.
- [27] STS, “Accurate pressure measurement plays a vital role in the early days of automotive fuel cells”, [Online], <https://campaign.stssensors.com/blog/pressure-measurement-fuel-cells>, Jan. 2017.
- [28] Top10electrical.blogspot – Engineering Articles, “Primary, secondary and tertiary frequency control”, [Online], <https://top10electrical.blogspot.com/2015/10/primary-secondary-and-tertiary.html>, Oct. 2015.
- [29] F. Alshehri *et. al.*, “Modelling and evaluation of PEM hydrogen technologies for frequency ancillary services in future multi–energy sustainable power systems”, *Heliyon*, vol. 5, Mar. 2019.
- [30] P. Kundur, “Power system stability and control”, McGraw–Hill Education, New York, 1994.
- [31] K. Βουρνάς και Γ. Κονταξής, «Εισαγωγή στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας», Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα, 2010.
- [32] European Commission, “A hydrogen strategy for a climate–neutral Europe”, Communication from the Commission to the European Parliament, the Council, the European Economic and Social Committee and the Committee of the Regions, Brussels, Jul. 2020.
- [33] N. Hatziargyriou, “Microgrids: Architectures and control”, Wiley–IEEE Press, New Jersey, 2014.
- [34] S. M. Njoya, O. Tremblay and L. A. Dessaint, “A generic fuel cell model for the simulation of fuel cell power systems”, in *Proc. 2009 IEEE Vehicle Power Propuls. Conf.*, Dearborn, Oct. 2009.
- [35] S. M. Njoya, O. Tremblay and L. A. Dessaint, “A generic fuel cell model for the simulation of fuel cell vehicles”, in *Proc. 2009 IEEE Vehicle Power Propuls. Conf.*, pp. 1722–1729, Dearborn, Oct. 2009.
- [36] J. J. Moré, P. F. Puleston, C. Kunusch and M. A. Fantova, “Development and implementation of a supervisor strategy and sliding mode control setup for fuel–cell–based hybrid generation systems”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, no. 1, pp. 218–225, Sep. 2014.

- [37] P. Pei, X. Yuan, J. Gou and P. Li, “Dynamic response during PEM fuel cell loading–up”, *Materials*, vol. 2, pp. 734–748, Jul. 2009.
- [38] S. Rawat, B. Jha and M. K. Panda, “Operation and control of a hybrid isolated power system with type–2 fuzzy PID controller”, in *J. Sci. Technol. Trans. Electr. Eng.*, pp. 403–417, Jun. 2018.
- [39] D. J. Lee and L. Wang, “Small–signal stability analysis of an autonomous hybrid renewable energy power generation/energy storage system part I: Time–domain simulations”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 311–320, Mar. 2008.
- [40] G. A. Alizadeh *et. al.*, “Improving microgrid frequency regulation based on the virtual inertia concept while considering communication system delay”, *Energies*, vol. 12, no. 16, May 2019.
- [41] Hydrogenics, “HyPM® fuel cell power modules”, Canada, March 2010.
- [42] M. Tröger, Business Development Manager Hydrogenics, “Fuel cell systems for mobile heavy duty applications”, Gladbeck, April 2016.
- [43] K. Nikiforow, J. Pennanen, J. Ihonon, S. Uski and P. Koski, “Power ramp rate capabilities of a 5kW proton exchange membrane fuel cell system with discrete ejector control”, *J. Power Sources*, vol. 381, pp. 30–37, Mar. 2018.
- [44] R. Del Core, Hydrogenics, “Hydrogen for energy storage and transportation at scale”, H2@Scale Workshop, Aug. 2018.
- [45] D. Thomas, Business Development & Regulatory Affairs Renewable Hydrogen, Hydrogenics Europe N.V., “State of play and developments of power–to–hydrogen technologies”, ETP Wind workshop on Wind–to–Hydrogen, Brussels, Feb. 2019.
- [46] Hydrogenics, Selected references: Grid balancing, Power–to–Gas (PtG), 2016.
- [47] J. Eichman, K. Harrison and M. Peters, “Novel electrolyzer applications: Providing more than just hydrogen”, NREL, Denver, Sep. 2014.
- [48] ITM Power, “ITM achieves rapid response electrolysis in P2G energy storage”, *Fuel Cells Bulletin*, pp. 9, Jan. 2016.
- [49] S. Bourne, CTO ITM Power, “Scaling PEM electrolysis to 100 MW”, Hannover Messe, Apr. 2017.

- [50] R. Hovsopian, Manager – Power and Energy Systems, Idaho National Laboratory, Hydrogen Technical Advisory Committee, NREL, “Role of electrolyzers in grid services”, Washington D.C., May 2017.
- [51] J. Baetens, D. Smet, G. Van Eetvelde and L. Vandeveldel, “Synthetic inertia provision by fast responsive reversible hydrogen production processes”, in *Proc. 12th Europ. Congr. Chem. Eng.* Florence, Sep. 2019.
- [52] V. Garcia Suárez *et. al.*, “Integration of power-to-gas conversion into Dutch electrical ancillary services markets”, in *Proc. ENERDAY 2018 – 12th Conf. Energy Econ. Tech.*, Dresden, Apr. 2018.
- [53] M. Kiaee, A. Cruden, D. Infield and P. Chladek, “Improvement of power system frequency stability using alkaline electrolysis plants”, *J. Power Energy*, vol. 227, no. 1, pp. 115–123, Oct. 2012.
- [54] M. Kiaee, A. Cruden, D. Infield and P. Chladek, “Utilization of alkaline electrolyzers to improve power system frequency stability with a high penetration of wind power”, *IET Renew. Power Gener.*, vol. 8, no. 5, pp. 529–536, Jul. 2014.
- [55] X. Li, Y. J. Song and S. B. Han, “Frequency control in micro-grid system combined with electrolyzer system and fuzzy PI controller”, *J. Power Sources*, vol. 180, no. 1, pp. 468–475, May 2008.
- [56] K. V. Vidyanandan and N. Senroy, “Frequency regulation in microgrid using wind-fuel cell-diesel generator”, in *Proc. 2012 IEEE Power and Energy Soc. Gen. Meet.*, San Diego, Jul. 2012.
- [57] A. Yazdani and R. Iravani, “Voltage-sourced converters in power systems: Modeling, control and applications”, Willey-IEEE Press, New Jersey, 2010.
- [58] Σ. Μανιάς, «Ηλεκτρονικά Ισχύος», 2η εκδ., Εκδόσεις Συμπεών, Αθήνα, 2017.
- [59] J. Larminie and A. Dicks, “Fuel cell systems explained”, 2nd ed., Wiley, Feb. 2003.
- [60] MATLAB® Documentation (2009), Simpower Systems Demos. The Mathworks, Inc., 2009.
- [61] C. Spiegel, FuelCellStore, “Fuel cell operating conditions”, [Online], <https://www.fuelcellstore.com/blog-section/fuel-cell-operating-conditions>, May 2017.

- [62] R. E. Rosli *et. al.*, “A review of high–temperature proton exchange membrane fuel cell (HT–PEMFC) system”, *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 42. No. 14, pp. 9293–9314, Apr. 2017.
- [63] N. Benyahia, N. Benamrouche and T. Rekioua, “Modeling, design and simulation of fuel cell modules for small marine applications”, in *Proc. 2012 Int. Conf. Electr. Machines*, Marseille, Sep. 2012.
- [64] M. Savri and M. M. Barati, “Voltage and current based MPPT of fuel cells under variable temperature conditions”, in *Proc. 45th Int. Univ. Power Eng. Conf.*, Cardiff, Aug.–Sep. 2010.
- [65] S. Kim and I. Hong, “Effects of humidity and temperature on a proton exchange membrane fuel cell (PEMFC) stack”, *J. Indust. Eng. Chem.*, vol. 14, no. 3, pp. 357–364, May. 2008.
- [66] I. San Martin, A. Ursúa and Pablo Sanchis, “Modelling of PEM fuel cell performance: Steady–state and dynamic experimental validation”, *Energies*, vol. 7, no. 2, pp. 670–700, Feb. 2014
- [67] D. Martinez and R. Zamora, “Electrical implementations of an empirical electrolyzer model for improved Matlab/Simulink simulations”, *Int. J. Renew. Energy Research*, vol. 9, no. 2, Jun. 2019.
- [68] M. J. Watt–Smith *et. al.*, “Determination of the electrochemically active surface area of Pt/C PEM fuel cell electrodes using different adsorbates”, *J. Phys. D: Appl. Phys.*, vol. 41, no. 17, Aug. 2008.
- [69] R. M. Corless, G. H. Gonnet, D. E. G. Hare, D. J. Jeffrey and D. E. Knuth, "On the Lambert W function", *Adv. Comp. Math.*, vol. 5, pp. 329–359, Dec. 1996.
- [70] S. Steward, “A new elementary function for our curricula?”, *Australian Senior Math. J.*, vol. 19, no. 2, pp. 8-26, 2005.
- [71] Mathworks Documentation, “Lambert W function”, [Online], <https://www.mathworks.com/help/symbolic/lambertw.html>, Last accessed: Oct. 2018.
- [72] C. Wang and M. Hashem Nehrir, “Power management of a stand–alone wind/photovoltaic/fuel cell energy system”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 3, pp. 957–967, Sep. 2008.
- [73] Βικιπαίδεια, «Ίδανικό αέριο», [Ηλεκτρονικό], [https://el.wikipedia.org/wiki/Ίδανικό\\_αέριο](https://el.wikipedia.org/wiki/Ίδανικό_αέριο).

- [74] T. Zhou, B. Francois, M. el Hadi Lebbal and S. Lecoeuche, “Real–time emulation of a hydrogen–production process for assessment of an active wind–energy conversion system”, *IEEE Trans. Indust. Electr.*, vol. 56, no. 3, pp. 737–746, Mar. 2009.
- [75] T. Zhou and B. Francois, “Modeling and control design of hydrogen production process for an active hydrogen/wind hybrid power system”, *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 34, no. 1, pp. 21–30, Jan. 2009.
- [76] S. Pedrazzi, G. Zini and P. Tartarini, “Complete modeling and software implementation of a virtual solar hydrogen hybrid system”, *Energy Convers. Manag.*, vol. 51, no. 1, pp. 122–129, Jan. 2010.
- [77] N. Gyawali and Y. Ohsawa, “Integrating fuel cell/electrolyzer/ultracapacitor system into a stand–alone microhydro plant”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, no. 4, pp. 1092–1101, Dec. 2010.
- [78] A. M. O. Haruni, M. Negnevitsky, M. E. Haque and A. Gargoom, “A novel operation and control strategy for a standalone hybrid renewable power system”, *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 4, no. 2, pp. 402–413, Apr. 2013.
- [79] T. Hua, R. Ahluwalia, J. K. Peng, M. Kromer, S. Lasher, K. McKenney, K. Law and J. Sinha, “Technical assessment of compressed hydrogen storage tank systems for automotive applications”, Nuclear Engineering Division, Argonne Nat. Lab., Argonne, Sep. 2010.
- [80] S. Adams, S. Schnittger, Scottish and Southern Electricity Networks, I. Kockar, N. Kelly, H. Xu, F. Monari, M. Edrah, J. Zhang and G. Bell, University of Strathclyde, “Impact of electrolyzers on the network: Part of the Aberdeen hydrogen project”, Nov. 2016.
- [81] J. Xiao, S. Ma, X. Wang, S. Deng, T. Yang and P. Bénard, “Effect of hydrogen refueling parameters on final state of charge”, *Energies*, vol. 12, no. 4, Feb. 2019.
- [82] D. Ipsakis, S. Voutetakis, P. Seferlis, F. Stergiopoulos and C. Elmasides, “Power management strategies for a stand–alone power system using renewable energy sources and hydrogen storage”, *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 34, no. 16, pp. 7081–7095, Aug. 2009.
- [83] Σ. Παπαθανασίου, «Ανανεώσιμες πηγές ενέργειας: Σημειώσεις παραδόσεων», Αθήνα, 2014.
- [84] F. Deng, D. Liu, Z. Chen and P. Su, “Control Strategy of wind turbine based on permanent magnet synchronous generator and energy storage for stand–alone systems”, *Chinese J. Electr. Eng.*, vol. 3, no. 1, pp. 51–62, Jun. 2017.

- [85] R. Takahashi *et. al.*, “Output power smoothing and hydrogen production by using variable speed wind generators”, *IEEE Trans. Indust. Electr.*, vol. 57, no. 2, Feb. 2010.
- [86] National Grid, “Rocof protection changes and the impact on ComAp relays ML v3”, [Online], <https://www.nationalgrid.com/sites/default/files/documents/8589939203-RoCoF%20protection%20changes%20and%20the%20impact%20on%20ComAp%20relays%20ML%20v3.docx>.
- [87] EirGrid and SONI, “Rocof modification proposal—TSOs’ recommendations, Sep. 2012.
- [88] S. Temtem and K. Creighton, EirGrid and SONI, “Summary of studies on rate of change of frequency events on the all— island system”, Aug. 2012.
- [89] Ireland 2050, Energy Institute, “The story of renewable energy in Ireland”, [Online], <http://ireland2050.ie/past/renewable-energy/>.
- [90] S. Djunicic, Renewables Now, “Wind produces 32.5% of Ireland’s power in 2019”, Mar. 2020.
- [91] ENTSO—E, “Rate of change of frequency (RoCoF) withstand capability”, ENTSO—E guidance document for national implementation for network codes on grid connection, Jan. 2018.
- [92] ENTSO—E, “Connection network codes — Response to the comments received during the public consultation of implementation guidance documents on frequency stability parameters”, Jan. 2018
- [93] ENTSO—E, “Frequency sensitive mode”, ENTSO—E guidance document for national implementation for network codes on grid connection, Nov. 2017.
- [94] ENTSO—E, RG—CE System Protection & Dynamics Sub Group, “Frequency stability evaluation criteria for the synchronous zone of continental Europe — Requirements and impacting factors”, Mar. 2016.
- [95] R. Sebastián and R. Peña—Alzola, “Flywheel energy storage and dump load to control the active power excess in a wind diesel power system”, *Energies*, vol. 13, no. 8, Apr. 2020.
- [96] V. Knap, S. K. Chaudhary, D. I. Stroe, M. Swierczynski, B. I. Cracium and R. Teodorescu, “Sizing of an energy storage system for grid inertial response and primary frequency reserve”, *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 31, no. 5, pp. 3447—3456, Dec. 2015.

- [97] C. F. Ten and P. A. Crossley, “Evaluation of Rocof relay performances on networks with distributed generation”, in *Proc. 2008 IET 9th Int. Conf. Develop. Power Syst. Protect.*, pp. 523–528, Glasgow, Mar. 2008.
- [98] S. I. Nanou, A. G. Papakonstantinou and S. A. Papathanassiou, “A generic model of two–stage grid–connected PV systems with primary frequency response and inertia emulation”, *Electr. Power Syst. Research*, vol. 127, pp. 186–196, Oct. 2015.
- [99] S. A. Papathanassiou and M. P. Papadopoulos, “Dynamic characteristics of autonomous wind–diesel systems”, *Renew. Energy*, vo. 23, no. 2, pp. 293–311, Jun. 2001.
- [100] N. Karami, R. Outbib and N. Moubayed, “Fuel flow control of a PEM fuel cell with MPPT”, in *Proc. 2012 IEEE Int. Symp. Intel. Control*, Dubrovnik, Oct. 2012.
- [101] Maxim Integrated, “Source resistance: the efficiency killer in DC–DC converter circuits”, [Online], <https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/app-notes/3/3166.html>.
- [102] Alstom Grid, “Network protection & automation guide: Protective relays, measurement & control”, Edition: May 2011.