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

Dynamic Study of a System consisting of two Terminal Boost controlled Synchronous Generators for Variable Speed Wind Turbines

Μελέτη της δυναμικής συστήματος ανεμογεννητριών μεταβλητής ταχύτητας αποτελούμενου από δύο τερματικά με σύγχρονες γεννήτριες ελεγχόμενες από μετατροπέα ανύψωσης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ευάγγελος Ι. Δημαράκης

Επιβλέποντες: Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.
Tonny W. Rasmussen
Associate Professor D.T.U.

Αθήνα, Ιούλιος 2008

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

Dynamic Study of a System consisting of two Terminal Boost controlled Synchronous Generators for Variable Speed Wind Turbines

Μελέτη της δυναμικής συστήματος ανεμογεννητριών μεταβλητής ταχύτητας αποτελούμενου από δύο τερματικά με σύγχρονες γεννήτριες ελεγχόμενες από μετατροπέα ανύψωσης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ευάγγελος Ι. Δημαράκης

Επιβλέποντες: Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.
Tonny W. Rasmussen
Associate Professor D.T.U.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 30η Ιουλίου 2008.

Αντώνιος Κλαδάς	Σταύρος Παπαθανασίου	Κωνσταντίνα Νικήτα
Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2008

ΕΥΑΓΓΕΛΟΣ Ι. ΔΗΜΑΡΑΚΗΣ

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

Copyright © Δημαράκης Ευάγγελος
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περιεχόμενα

ΜΕΡΟΣ Α

Διπλωματική εργασία στα αγγλικά

ΜΕΡΟΣ Β

Περίληψη διπλωματικής εργασίας στα ελληνικά

ΜΕΡΟΣ Α

Dynamic Study of a System consisting of two Terminal Boost controlled Synchronous Generators for Variable Speed Wind Turbines

---

by Dimarakis Evangelos

Technical University of Denmark
DTU Elektro

July 25, 2008

© DIMARAKIS EVANGELOS - s073235

Supervisor – Tonny W. Rasmussen

Technical University of Denmark

DTU Elektro

DK – 2800, Kgs. Lyngby

Denmark

Abstract

This project deals with the investigation of variable speed control of a synchronous generator. The system under investigation consists of a synchronous generator, a rectifier, a boost-converter and a grid-connected DC/AC converter. Such a system might be an interesting option, especially for off-shore wind farms, in terms of losses, cost and complexity. The voltage at the DC side of the grid connected converter is kept constant using a proper control scheme at the DC/AC converter. The terminal voltage of the generator is controlled by changing the duty cycle of the IGBT at the boost-converter. Since the internally generated voltage of the generator and the rotor speed are directly related, controlling the terminal voltage results in controlling the rotor speed of the generator.

In the report, different control schemes are tested for both speed and power control. A PWM control method has been compared to a new control strategy that was developed while the thesis was being elaborated. The new control strategy is based on hysteresis control. The results showed that better dynamic characteristics can be achieved using the new control scheme. Complementary to this scheme, a combination method has also been introduced, which involves hysteresis and excitation current control, in a way that the advantages of the two methods are combined.

Additionally, loss investigation at the different components of the system has been carried out. It was found that the highest loss in the system is due to the generator. Further investigation is required for eliminating the total loss of the system.

Matlab/Simulink has been used for all the simulations carried out within this thesis.

Abstract in Greek

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματεύεται τη μελέτη του ελέγχου στροφών σύγχρονων γεννητριών μεταβλητών στροφών. Το υπό μελέτη σύστημα αποτελείται από μια σύγχρονη γεννήτρια, έναν ανορθωτή διόδων, έναν μετατροπέα ανύψωσης και έναν DC/AC μετατροπέα, συνδεδεμένο με το δίκτυο. Ένα τέτοιο σύστημα αποτελεί μια ενδιαφέρουσα επιλογή, ιδιαίτερα για off-shore αιολικά πάρκα, σε ότι αφορά τις απώλειες, το κόστος και την πολυπλοκότητα. Το επίπεδο της τάσης στην DC πλευρά του DC/AC μετατροπέα διατηρείται σταθερό, με τη βοήθεια κατάλληλου κυκλώματος ελέγχου στο μετατροπέα. Η τάση ακροδεκτών της γεννήτριας ελέγχεται από το εύρος των παλμών του διακοπτικού στοιχείου του μετατροπέα ανύψωσης. Δεδομένου ότι η επαγόμενη τάση της γεννήτριας (E_A) είναι ανάλογη της ταχύτητας περιστροφής της γεννήτριας, ο έλεγχος της τάσης ακροδεκτών οδηγεί στον έλεγχο ταχύτητας της γεννήτριας.

Στο πλαίσιο της εργασίας, εξετάζονται διάφορα σχήματα ελέγχου για έλεγχο τόσο της ταχύτητας όσο και της αποδιδόμενης ισχύος. Μια μέθοδος κατά την οποία οι παλμοί δημιουργούνται με τεχνική PWM συγκρίνεται με μια νέα μέθοδο που αναπτύχθηκε εκπονώντας την παρούσα διπλωματική εργασία. Η νέα μέθοδος βασίζεται στον έλεγχο υστέρησης. Τα αποτελέσματα έδειξαν ότι επιτυγχάνονται καλύτερα δυναμικά χαρακτηριστικά με τη χρήση της νέας μεθόδου. Συμπληρωματικά προς αυτήν, εισάγεται επίσης μια συνδυαστική μέθοδος, κατά την οποία χρησιμοποιείται παράλληλα ο έλεγχος υστέρησης και ο έλεγχος του ρεύματος διέγερσης, με τέτοιο τρόπο ώστε να εκμεταλλεύονται τα πλεονεκτήματα των δύο μεθόδων.

Επιπρόσθετα, στην εργασία μελετώνται οι απώλειες που εμφανίζει το σύστημα. Προκύπτει ότι το μεγαλύτερο μερίδιο των απωλειών οφείλεται στη γεννήτρια. Επιπλέον μελέτη χρειάζεται ώστε να μειωθούν οι συνολικές απώλειες του συστήματος.

Για όλες τις προσομοιώσεις έχει χρησιμοποιηθεί το λογισμικό Matlab/Simulink.

Acknowledgements

In the first place, I would like to thank my supervisor, Tonny W. Rasmussen, for accepting me as an exchange student and for supporting me so generously throughout the project. I really appreciate the time he dedicated to me, the productive discussions that we had and his personal interest in my work.

I should not forget to thank the secretary, Henriette Wolff , for being so polite and helpful.

I would also like to thank my supervisor at my home university, Antonios G. Kladas, for encouraging me to elaborate my thesis in Denmark and for the excellent cooperation we have had throughout this period.

Last, but not least, I would like to thank my family, for supporting me emotionally as well as financially, during my stay abroad.

Table of Contents

1. Introduction 1
1.1 Background 1
1.2 Motivation 1
2. General Theory 5
2.1 Synchronous Generator 6
2.2 Three-phase rectifier 11
2.3 Boost-converter 13
2.4 Three-phase inverter 14
2.5 IGBT 16
2.6 Switching loss 18
2.7 Self-oscillating control 24
2.8 Space vector control 25
3. Simulation model 27
3.1 DC/AC Converter 27
3.1.1 Control Scheme 27
3.2 Analytical description of the speed control of the generator 30
4. Results and Discussions 31
4.1 Speed Control 31
4.1.1 PWM Control 31
4.1.1.1 Power transfer during speed increase 41
4.1.1.2 Losses 42
4.1.2 Self-oscillating control 43
4.1.2.1 Losses 52
4.1.3 Comparison of the two control schemes 53
4.1.4 Losses Investigation 54
4.1.4.1 Generator 54
4.1.4.2 Rectifier – Boost Converter 55

4.1.4.3 Losses under different loads 56
4.1.5 Excitation current for speed control 58
4.1.6 Combination Method 60
4.1.7 Power quality 62
4.2 Power Control 63
4.3 Future Work 69
5. Conclusion 71
References 74
Parameter values 76
Generator 76
Rectifier 76
IGBT 76
Diode 77
Capacitor 77
DC/AC Converter 77

1. Introduction

1.1 Background

New wind farms will generally be placed in off shore conditions. The main advantage of off-shore conditions compared to onshore is that the wind velocity is relatively high and with less turbulence. The distance between off-shore systems and the connection point is usually long. In AC connections the capacitive charging current becomes so great as to limit the circuit length. Practically, this means that long distance power transfer is not possible using AC connections [1].

Since there is no alternative to the use of DC connections for such systems, the substitution of as many AC systems as possible would be preferable in terms of losses, complexity and cost. This kind of connection strategy will also allow individual control of each turbine with maximum power point tracking. Power control of a single turbine or the control of the whole wind farm is thus possible. It is also possible to control the power factor of the whole farm with the help of the main inverter. Grid codes require that the wind farm should be able to supply reactive power depending upon the demand and the grid voltage level.

1.1 Motivation

The purpose of the present thesis is to study the dynamic performance of a system consisting of two terminal boost-controlled synchronous generators for variable speed wind turbines. The system was proposed by Prof. J. Kaas Pedersen (UPEC´99) and this work continues previous investigation in the same field done by Ranjan Sharma and Alejandreo Medina Calvo, [2],[3],[4].
The system, as shown in figure 1-1, consists of a synchronous generator, a diode rectifier, a boost converter, a DC link and a grid connected DC/AC converter. The blades can either be connected to the shaft of the generator through a gearbox or be directly coupled with it, in case the generator has enough number of poles. In the current thesis, a 4-pole synchronous generator has been used for the simulations, which implies the use of a gearbox. Moreover, the generator can be either a permanent magnet or a

wound rotor machine. In the second case, an extra degree of freedom is introduced, which has to do with the excitation current. Altering the excitation current allows an additional solution in terms of controlling the generator speed.

The stress in this project is put on the power transfer from the generators to the grid along with the speed and power control.

As shown in the diagram, the generator's terminals are connected to a diode rectifier. The rectified voltage is then boosted to a higher level, before it is connected to a HVDC line. Power is transmitted through this line to the DC/AC converter.

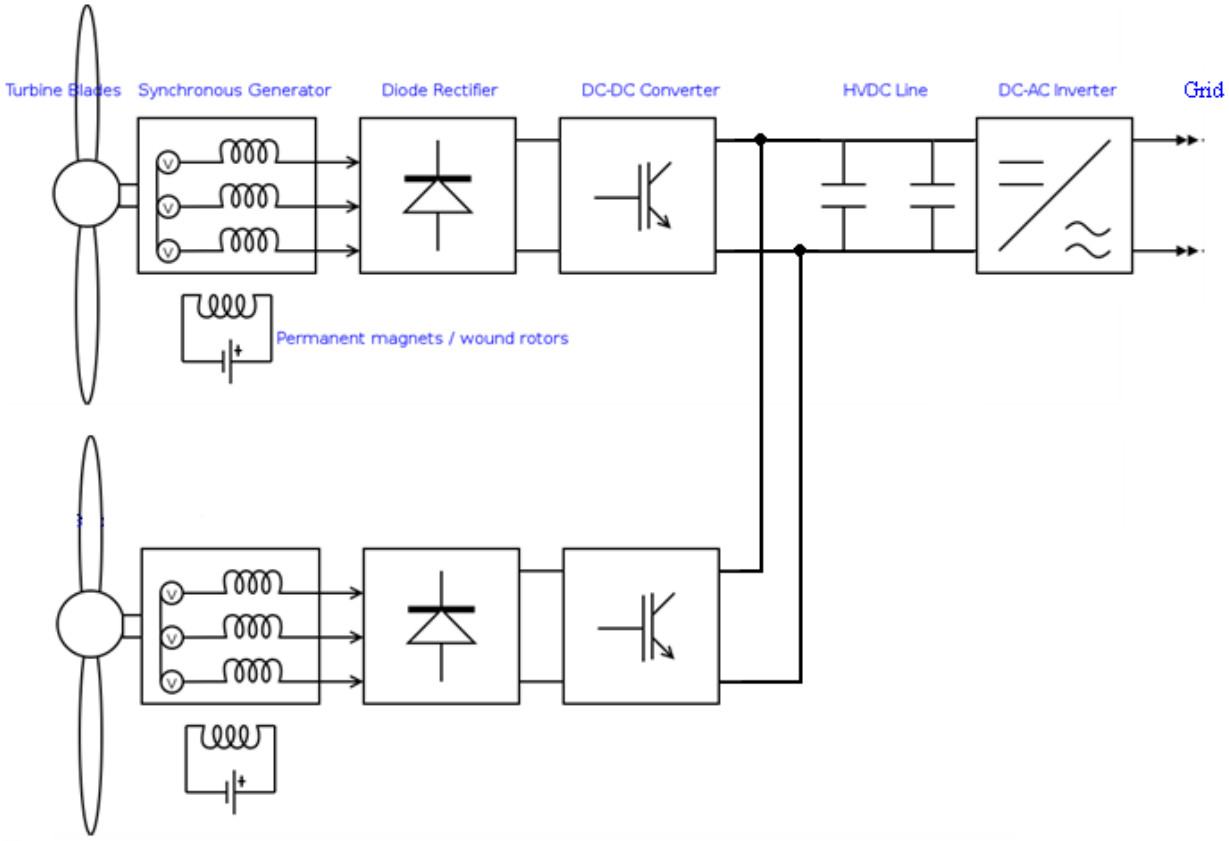


Figure 1.1: Schematic diagram of the system

The DC/AC converter, apart from the obvious task of converting from DC to AC, is designed in such a way that it keeps the voltage level at the DC side constant. Since the voltage at the high voltage side of the boost converter is constant, speed control of the generator can be achieved by altering the duty cycle of the gate pulses driving the boost converters' IGBT. In comparison with this, a new method for creating gate-pulses (self-oscillation control) has been introduced.

The main topics that have been dealt with are speed and power control, along with loss calculation and investigation. Complementary to the two methods for speed control mentioned above (PWM and self-oscillation control) a combinational method of the self-oscillation control and excitation current control has been investigated as well.

2 General Theory

2.1 Synchronous Generator

In a synchronous generator, a dc current is applied to the rotor winding, which produces a rotor magnetic field. The rotor of the generator is then turned by a prime mover, producing a rotating magnetic field within the machine. This rotating magnetic field induces a three-phase set of voltages within the stator windings of the generator [5].

The speed of rotation

Synchronous generators are by definition synchronous, meaning that the electrical frequency produced is synchronized with the mechanical rate of rotation of the generator. A synchronous generator's rotor consists of an electromagnet to which direct current is supplied. The rotor's magnetic field points in whatever direction the rotor is turned. Now, the rate of rotation of the magnetic fields in the machine is related to the stator electrical frequency by Equation

$$f_e = \frac{n_m P}{120}$$

where $f_e = electrical\ frequency\ in\ Hz$

$n_m = mechanical\ speed\ of\ magnetic\ field, in\ r/min$

$P = number\ of\ poles$

Since the rotor turns at the same speed as the magnetic field, this equation relates the speed of rotor rotation with the resulting electrical frequency. Electric power is generated at 50 or 60 Hz, so the generator must turn at a fixed speed depending on the number of poles on the machine. For example, to generate 60-Hz power in a two-pole machine, the rotor must turn at 3600 rpm. To generate 50-Hz power

pole machine, the rotor must turn at 1500 rpm. The required rate of rotation for a given frequency can always be calculated from the above equation.

The internal Generated Voltage

The magnitude of the voltage induced in a given stator phase is

$$E_A = \sqrt{2}\pi N_C \varphi f \quad \text{Eq. } (4.1)$$

This voltage depends on the flux φ in the machine, the frequency or speed of rotation, and the machine's construction. This equation is sometimes rewritten in a simpler form that emphasizes the quantities that are variable during machine operation. This simpler form is

$$E_A = K\varphi\omega \ ,$$

where K is a constant representing the construction of the machine. If ω is expressed in mechanical radians per second, then

$$K = \frac{N_C P}{\sqrt{2}}$$

The internal generated voltage E_A is directly proportional to the flux and to the speed, but the flux itself depends on the current flowing in the rotor field circuit. The field circuit I_F is related to the flux φ. Since E_A is directly proportional to the flux, the internal generated voltage E_A is related to the field current as shown in Figure 2-1. This plot is called the magnetization curve or the open-circuit characteristic of the machine.

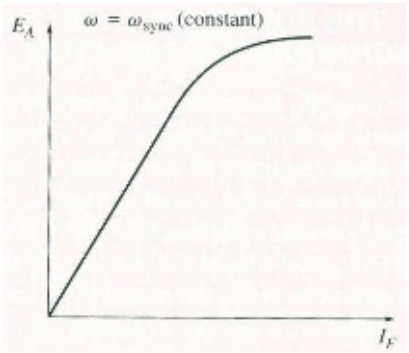


Figure 2 -1: magnetization curve

The equivalent circuit

The voltage $\boldsymbol{E}_A$ is the internal generated voltage produced in one phase of a synchronous generator. However, this voltage $\boldsymbol{E}_A$ is *not* usually the voltage that appears at the terminals of the generator. In fact, the only time the internal voltage $\boldsymbol{E}_A$ is the same as the output voltage $\boldsymbol{V}_\varphi$ of a phase is when there is no armature current flowing in the machine.

There are a number of factors that cause the difference between $\boldsymbol{E}_A$ and $\boldsymbol{V}_\varphi$:

1. The distortion of the air-gap magnetic field by the current flowing in the stator, called armature reaction
2. The self-inductance of the armature coils
3. The resistance of the armature coils
4. The effect of salient-pole rotor shapes

Taking the above factors into consideration, the equation describing $\boldsymbol{V}_\varphi$ can been written as

$$\boldsymbol{V}_\varphi = \boldsymbol{E}_A - jX_S\boldsymbol{I}_A - R_A\boldsymbol{I}_A \quad \textit{(Equation 4.3)}$$

where $X_S = synchronous\ reactance$

$R_A = stator\ resistance$

$I_A = armature\ current$

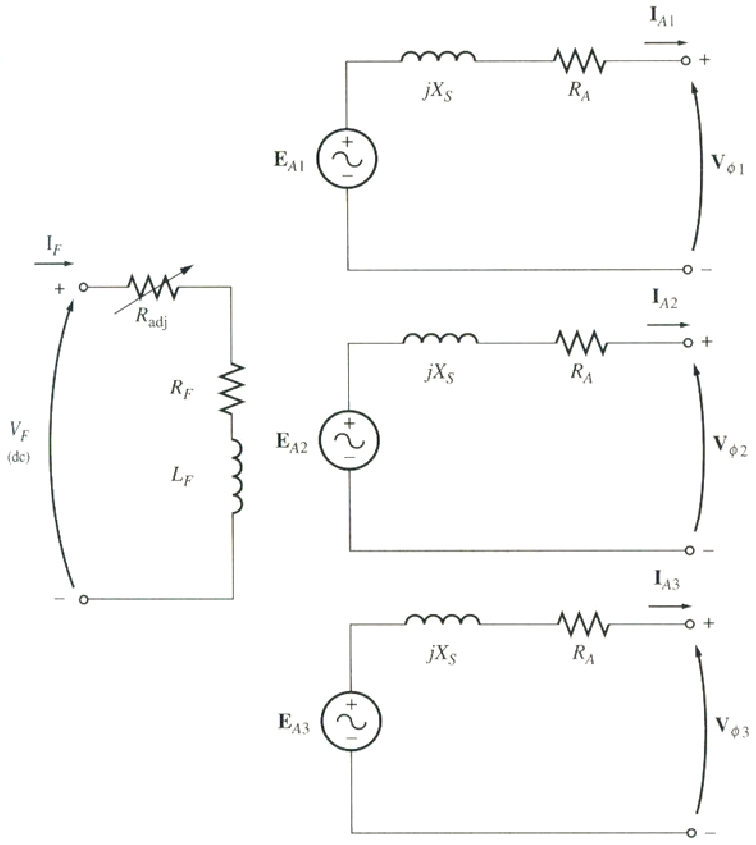


Figure 2-3: Equivalent circuit of a 3-phase synchronous generator

Phasor diagram

The phasor diagrams of a synchronous generator for lagging and leading power factor are shown below.

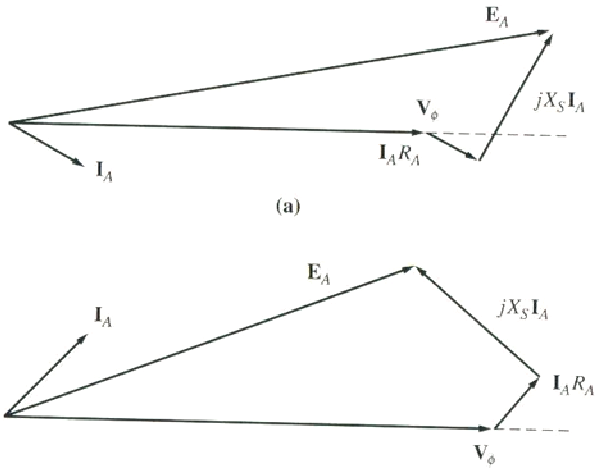


Figure 2-3: Phasor diagrams at lagging and leading power factor

Power and Torque

A synchronous generator is a synchronous machine used as a generator. It converts mechanical power to three-phase electrical power. The source of mechanical power, the prime mover, may be a diesel engine, a steam turbine, a water turbine, or any similar device. Whatever the source, it must have the basic property that its speed is almost constant regardless of the power demand. If that were not so, then the resulting power system's frequency would wander.

Not all the mechanical power going into a synchronous generator becomes electrical power out of the machine. The difference between input power and output power represents the losses of the machine. A power flow diagram for a synchronous generator is shown in fig. 2-4.

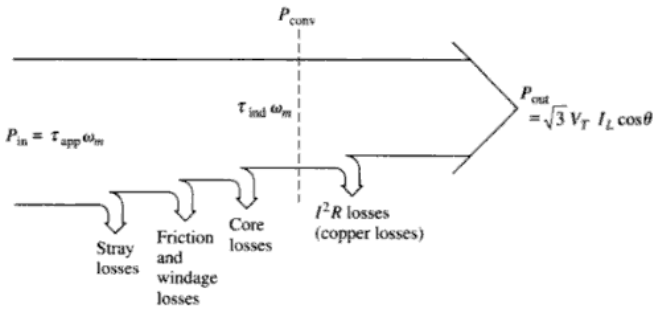


Figure 2-4: Power flow diagram

The input mechanical power is the shaft power in the generator $P_{in} = \tau_{app}\omega_m$, while the power converted from mechanical to electrical form internally is given by

$$P_{conv} = \tau_{ind}\omega_m = 3E_A I_A cos\gamma,$$

where γ is the angle between E_A and I_A. The difference between the input power to the generator and the power converted in the generator represents the mechanical, core, and stray losses of the machine.

The occurring expression for the delivered power is

$$P = \frac{3V_\varphi E_A sin\delta}{X_S}$$

Combining the above equation with $P = \tau \cdot \omega_m$, we get an expression for the torque, τ:

$$\tau = \frac{3V_\varphi E_A sin\delta}{\omega_m X_S}$$

2.2 Rectifier

A three-phase full wave rectifier (fig. 2-4) is used in the model. Basically, the circuit can be divided into two component parts. One part of the circuit consists of three diodes oriented with their cathodes connected to the load and their anodes connected to the supply voltages. This part serves to connect the highest of the three-phase voltages instant to the load.

The other part consists of 3 diodes with the opposite orientation. This arrangement connects the lowest of the three supply voltages to the load at any given time. Therefore, the three-phase full wave rectifier at all times connects the highest of the three voltages to one end of the load and always connects the lowest of the three voltages to the other end of the load. The result of such a connection is shown in fig. 2.5, [5],[6].

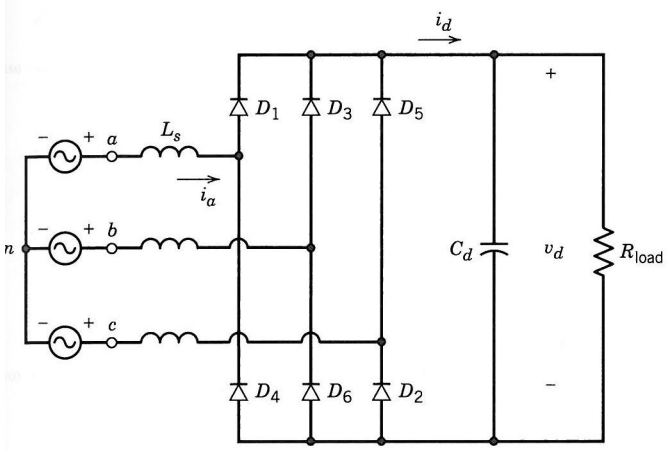


Figure 3-5: 3-phase full load rectifier

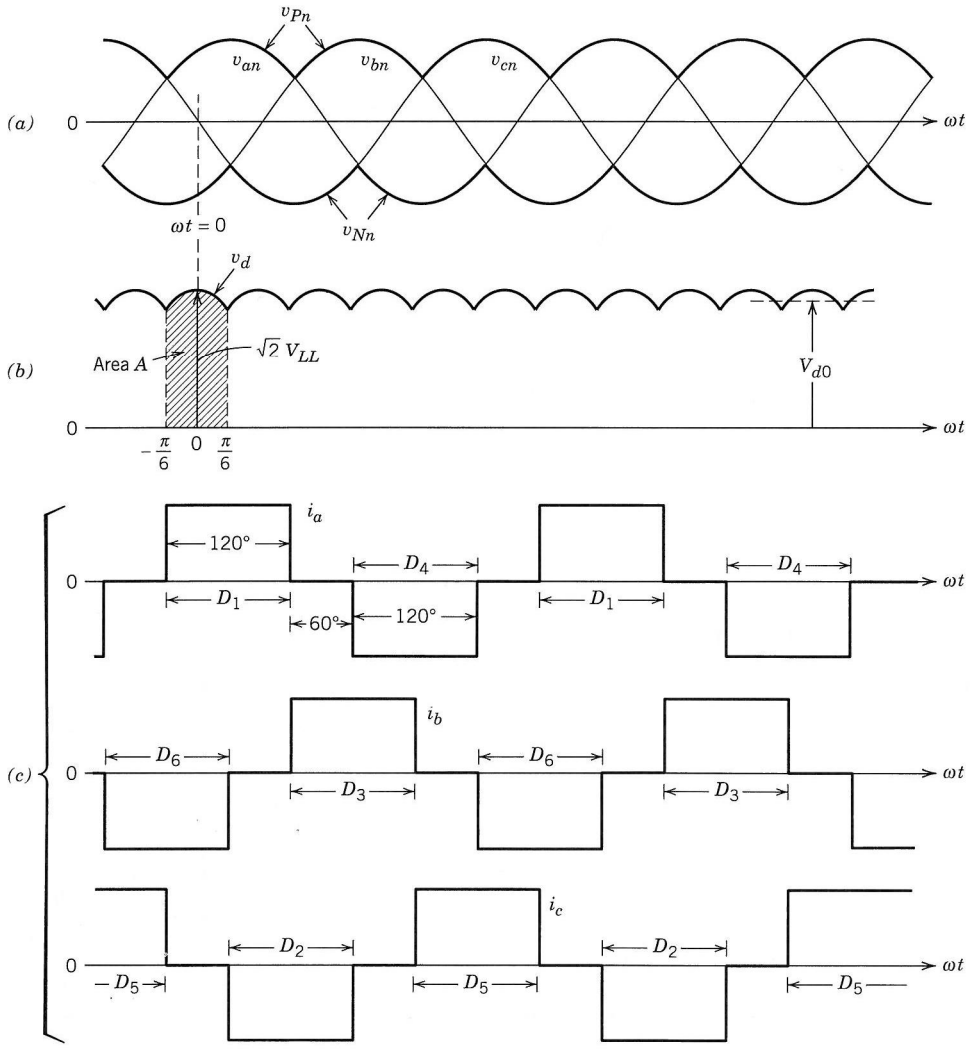


Figure 2-6: Waveforms of the circuit in figure 2-4

2.3 Boost Converter

Fig. 2-7 shows a step-up converter. Its main application is in regulated dc power supplies and the regenerative braking of dc motors. As the name implies, the output voltage is always greater than the input voltage. When the switch is on, the diode is reversed biased, thus isolating the output stage. The input supplies energy to the inductor. When the switch is off, the output stage receives energy from the inductor as well as from the input. In the steady-state analysis presented here, the output filter capacitor is assumed to be very large to ensure a constant output voltage $V_o(t) \approx V_0$

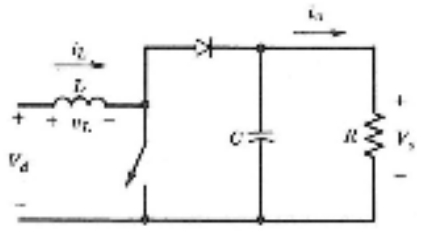


Figure 2-7: Boost-converter

Continuous – Conduction mode

Figure 2-8 shows the steady-state waveforms for this mode of conduction where inductor current flows continuously ($i_L(t) > 0$)

Since in steady state the time integral of the inductor voltage over one time must be zero

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_{off} = 0$$

Dividing both sides by T_s and rearranging terms yield

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad Eq.\ (4.2)$$

Assuming a lossless circuit, $P_d = P_o$, $V_d I_d = V_o I_o$ and $\frac{I_o}{I_d} = (1 - D)$, [6],[7].

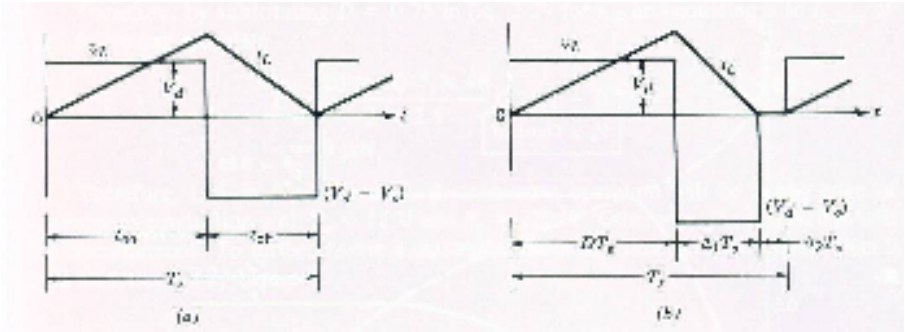


Figure 2-8: Waveforms from the circuit of figure 2-6

2.4 Three-phase inverter

In applications such as uninterruptible ac power supplies and ac motor drives, three-phase inverters are commonly used to supply three-phase loads. It is possible to supply a three-phase load by means of three separate single-phase inverters, where each inverter produces an output displaced by 120° (of the fundamental frequency) with respect to each other. Though this arrangement may be preferable under certain conditions, it requires either a three-phase output transformer or separate access to each of the three phases of the load. In practice, such access is generally not available. Moreover, it requires 12 switches.

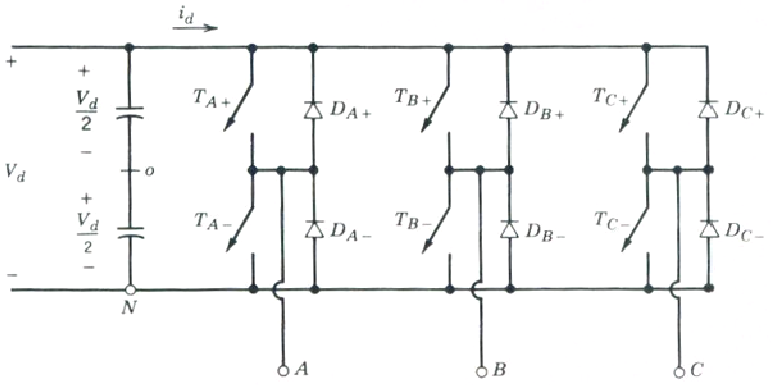


Figure 2-9: 3-phase inverter

The most frequently used three-phase inverter circuit consists of three legs, one for each phase, as shown in fig. 2-9. The output of each leg, for example V_{AN} (with respect to the negative dc bus), depends only on V_d and the switch status; the output voltage is independent of the output load current since one of the two switches in a leg is always on at any instant. Here, we again ignore the blanking time required in practical circuits by assuming the switches to be ideal. Therefore, the inverter output voltage is independent of the direction of the load current.

In fig. 2-9, three-phase PWM waveforms are illustrated, [7].

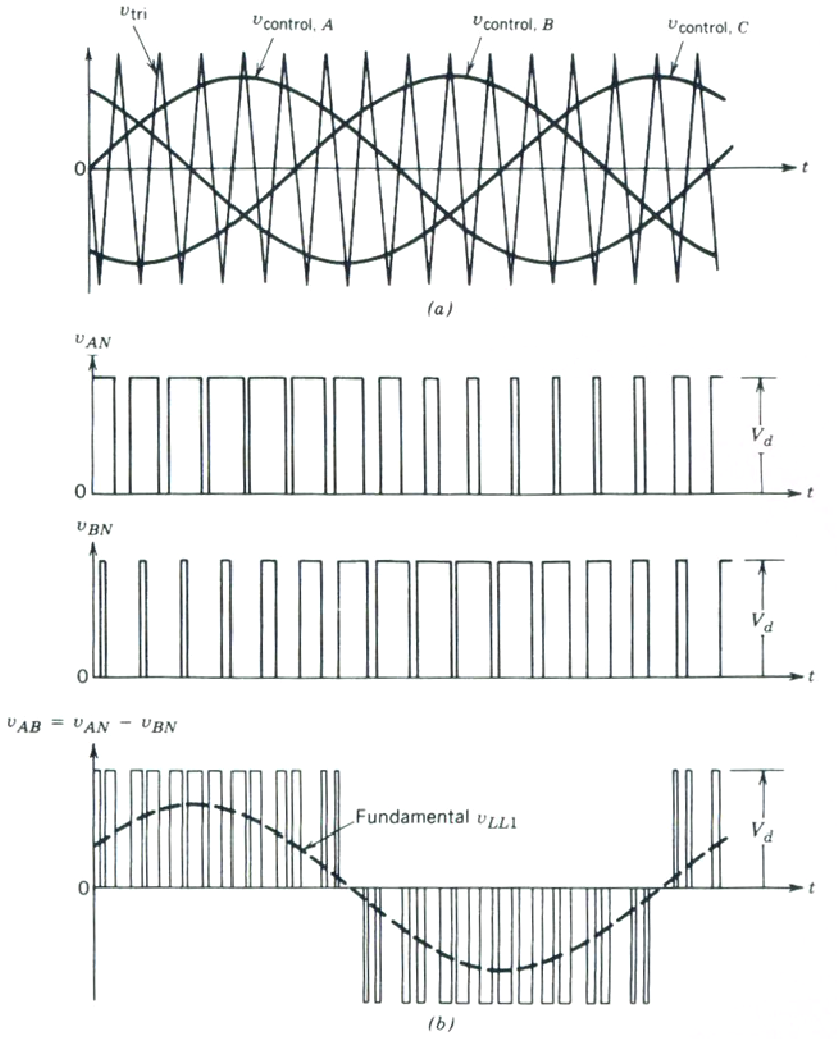


Figure 2-10: 3-phase PWM waveforms

2.5 IGBT

The circuit symbol for an IGBT is shown in fig. 2-10 (a) and its *i*—*v* characteristics are shown in fig. 2-10(c)-(d). The IGBTs have some of the advantages of the MOSFET, the BJT, and the GTO combined. Similar to the MOSFET, the IGBT has a high impedance gate, which requires only a small amount of energy to switch the device. Like the BJT, the IGBT has a small on-state voltage even in devices with large blocking voltage ratings. Similar to the GTO, IGBTs can be designed to block negative voltages, as their idealized switch characteristics shown in Fig indicate. Insulated gate bipolar transistors have turn-on and turn-off times on the order of 1 μs and are available in module ratings as large as 6.5kV / 600A or 3.3kV / 1.2kA.

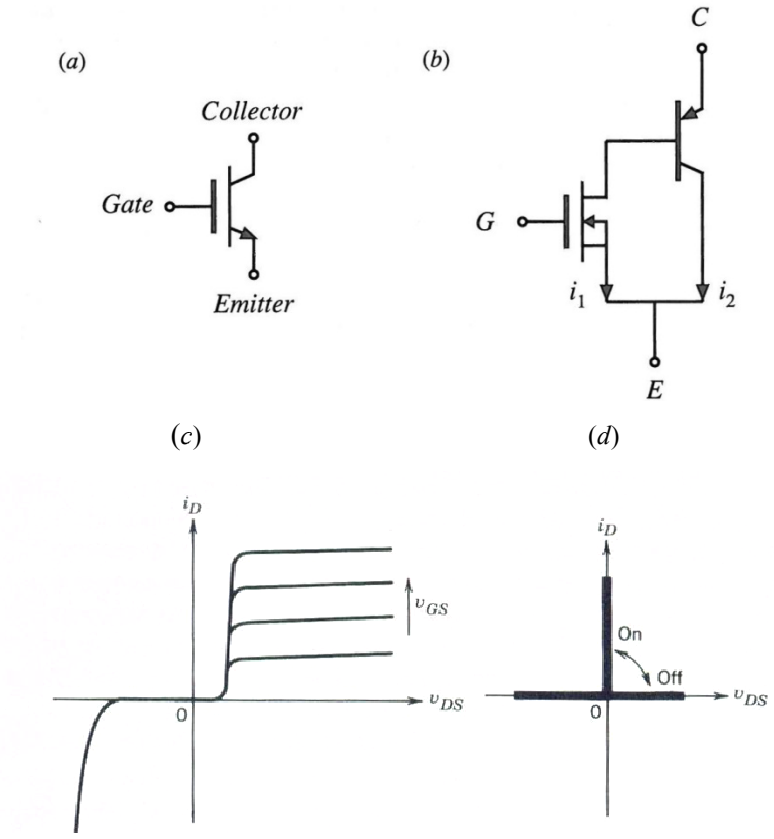


Figure 2-11: The IGBT: (a) schematic symbol, (b) equivalent circuit, (c) i-v characteristics (d) idealized characteristics

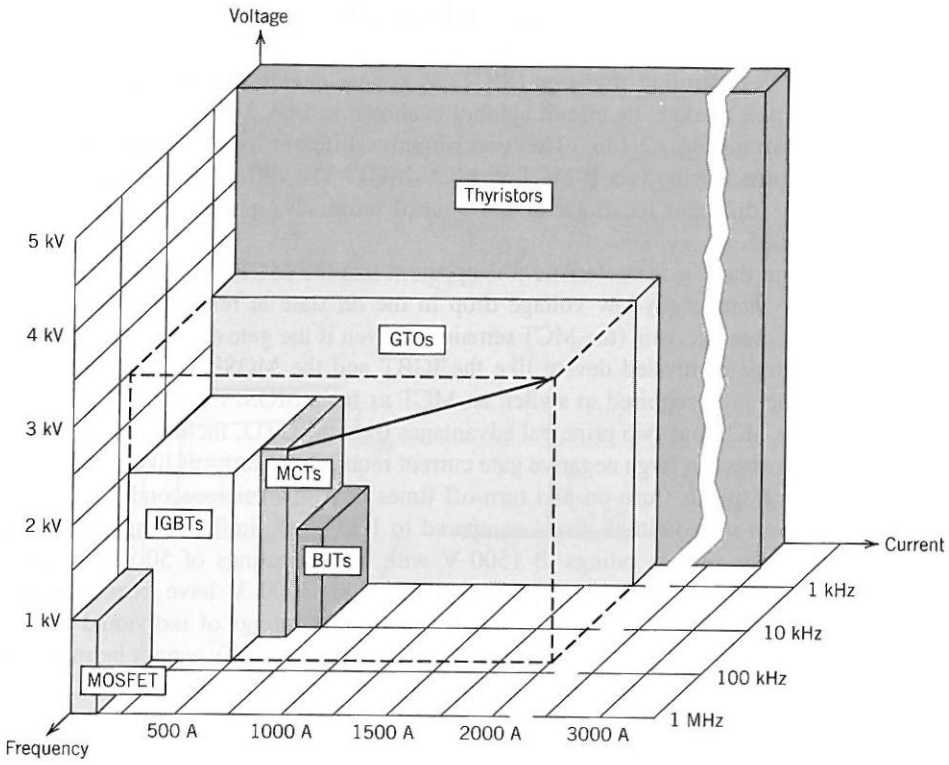


Figure 2-12: Summary of power semiconductors capability

In fig. 2-12, it can be seen that the IGBT can operate within the range of both switching frequency and power usually required by wind farms.

2.6 Switching loss

A major source of loss and inefficiency in converters is the switching losses associated with the semi-conductor devices used to implement the switches. The turn-on and turn-off transitions of semi-conductor devices require times from tens of nanoseconds to microseconds. During these switching transitions, very large instantaneous power loss can occur in semiconductor devices. Even though the semiconductor switching times are short, the resulting average power loss can be significant, [8].

Semiconductor devices are charge controlled. For example, the conducting state of an IGBT is determined by the charge on its gate and its channel. To switch a semiconducting device between the on and off states, the controlling charge must be inserted or removed; hence, the amount of controlling charge influences both the switching times and the switching loss. Charge, and energy, are also stored in the output capacitances of semiconductor devices, and energy is stored in the leakage and stray inductances in the circuit. In most converter circuits, these stored energies are also lost during the switching transitions.

IGBT switching loss

A buck converter circuit containing an ideal diode and a non-ideal (physical) IGBT is illustrated in fig. 2-13. Turn-off transitions are illustrated in fig. 2-14.

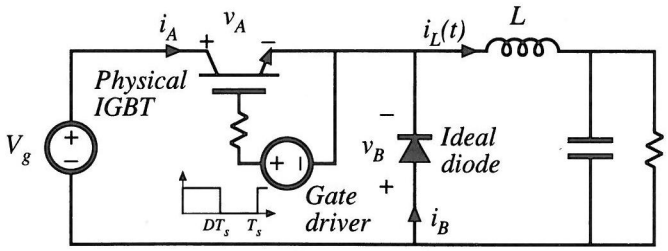


Figure 2-13: IGBT switching loss example

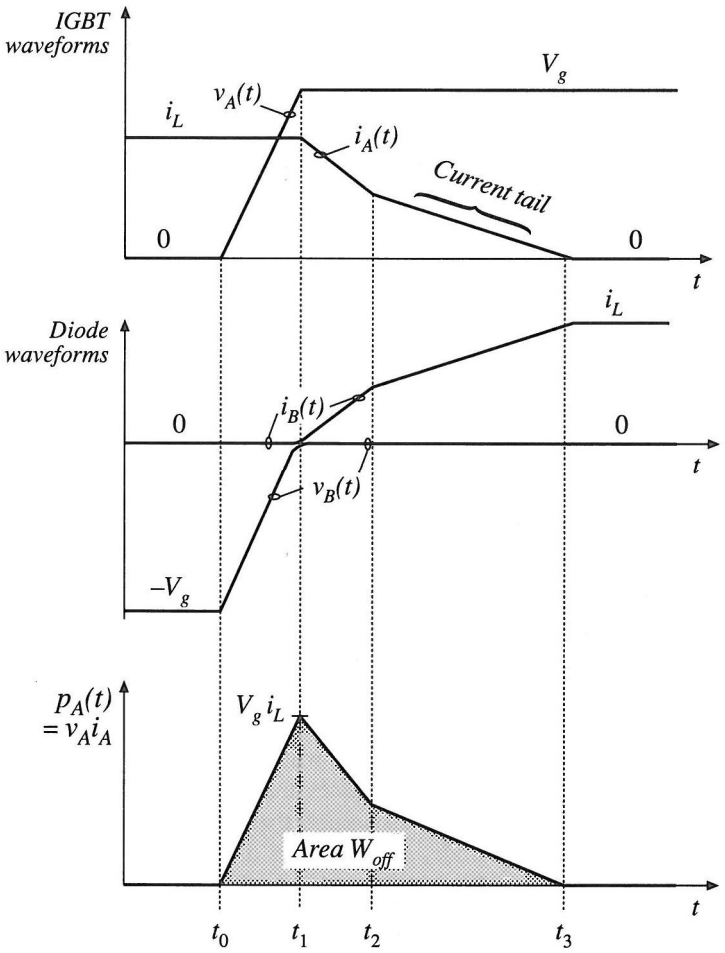


Figure 2-14: IGBT turn off transition waveforms for the circuit of fig. 2-12.

The diode is initially reverse-biased and the voltage $v_A(t)$ rises from approximately zero to V_g. The interval length (t_1-t_0) is the same required for the gate drive circuit to charge the IGBT gate-to-collector capacitance. At time t = t_1, the diode becomes forward-biased, and current begins to commute from the IGBT to the diode. The interval (t_2 - t_1) is the time required for the gate drive circuit to discharge the IGBT gate-to-emitter capacitance to the threshold value that causes the effective MOSFET to be in the off-state. This time can be minimized by the use of a high-current gate drive circuit which discharges the capacitance quickly. However, witching off the effective MOSFET does not completely interrupt the IGBT current $i_A(t)$; current $i_2(t)$ continuous to flow though the effective PNP bipolar junction transistor of fig. 2-10 (b) as long as minority carriers continue to exist within its base region. During the interval $t_2 < t < t_3$, the current is proportional to its stored minority charge, and the current tail interval length ($t_3 - t_2$) is equal to the time required for this remaining stored minority charge to recombine.

The energy W_{off} lost during the turn-off transition of the IGBT is again the area under the instantaneous power waveform, as illustrated in fig. 2-13. The switching loss can be evaluated using the following equation;

$$P_{sw} = \frac{1}{T_s} \int_{\substack{switcing \\ transitions}} p_A(t)dt = W_{on} + W_{off}$$

,where P_{sw} = switching loss,

$p_A(t) = v_A i_A$,

$W_{on(off)}$ = loss during turn-on (off respectively).

The switching times of the IGBT are typically in the vicinity of 0.5 to 1 μs. The resulting switching loss limits the maximum switching frequencies from a few kHz up to 30 kHz, depending on the scale of the application.

Diode recovered Charge

During transient phenomena, significant deviations can be observed at the *i-v* characteristic of the diffused *p-n* diode, in comparison to the ideal one. In particular, during turn-off transient, its stored minority charge must be removed, either actively via negative current $i_B(t)$ or passively via recombination inside the device. The diode remains forward-biased while minority charge is present in the vicinity of the diode semiconductor junction. The initial amount of minority charge is a function of the forward current, and its rate of change, under forward biased conditions. The turn-off switching time is the time required to remove all of its charge and to establish a new reversed-biased operating point. This process of switching the diode from the forward-biased to reverse-biased states is called reverse recovery.

The transistor and diode turn-on transition, as well as the instantaneous power $p_A(t)$ dissipated in the transistor are illustrated in fig. 2-15. The energy lost during the turn-on transition is

$$W_D = \int_{\substack{switching \\ transition}} v_A(t) \cdot i_A(t)dt$$

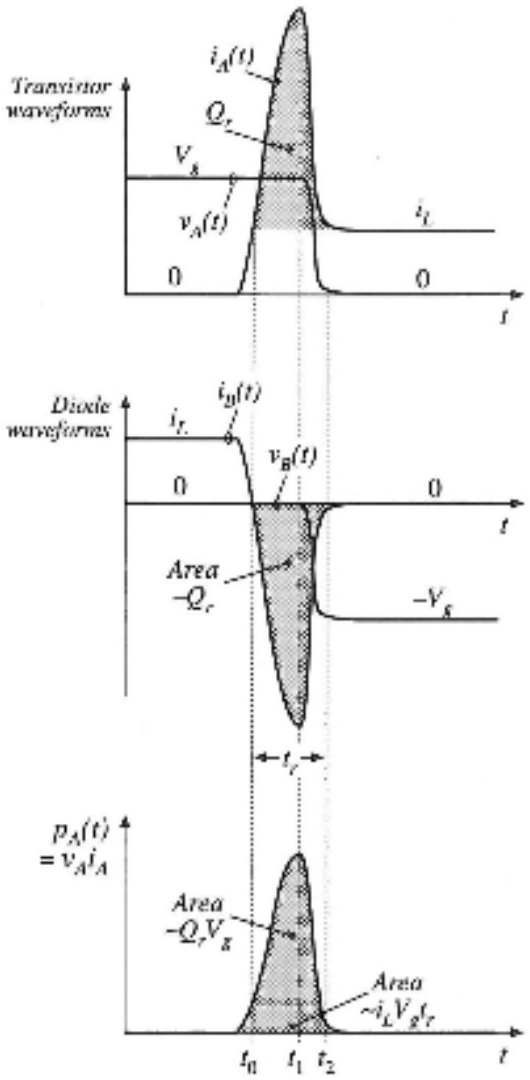


Figure 2-15: Transistor turn on transition waveforms

Device capacitances and Leakage, Package and Stray Inductances

Reactive elements can also lead to switching loss. Capacitances that are effectively in parallel with switching elements are shorted out when the switch turns on and any energy stored in the capacitance is lost. The capacitances are charged with no energy loss when the switching elements turn-off. Likewise, inductances that are effectively in series with a switching element lose their stored energy when the switch turns off. Hence, series inductances lead to additional switching loss at turn-off, but can reduce the transistor turn-on loss.

The following relationships can describe these two types of losses

$$W_C = \sum_{\substack{capacitive \\ elements}} \frac{1}{2} C_i V_i^2 \ , \qquad W_L = \sum_{\substack{capacitive \\ elements}} \frac{1}{2} L_i I_i^2$$

Efficiency and switching frequency

The sum of the energies described above can be written as

$$W_{tot} = W_{on} + W_{off} + W_D + W_c + W_L + \cdots$$

This is the energy lost in the switching frequency transitions of one switching period. To obtain the average switching power loss, we must multiply by the switching frequency:

$$P_{sw} = W_{tot} f_{sw}$$

Other losses in the converter include the conduction losses P_{cond} and other frequency-independent fixed losses P_{fixed}, such as the power required to operate the control circuit. The total loss is therefore:

$$P_{loss} = P_{cond} + P_{fixed} + W_{tot} f_{sw},$$

which increases linearly with frequency.

In fig. 2-16, switching energies per cycle for a typical IGBT [1] are illustrated. It can be seen that the losses are proportional to the square of the collector current (I_C^2). The switching loss is significantly small for small values of collector current.

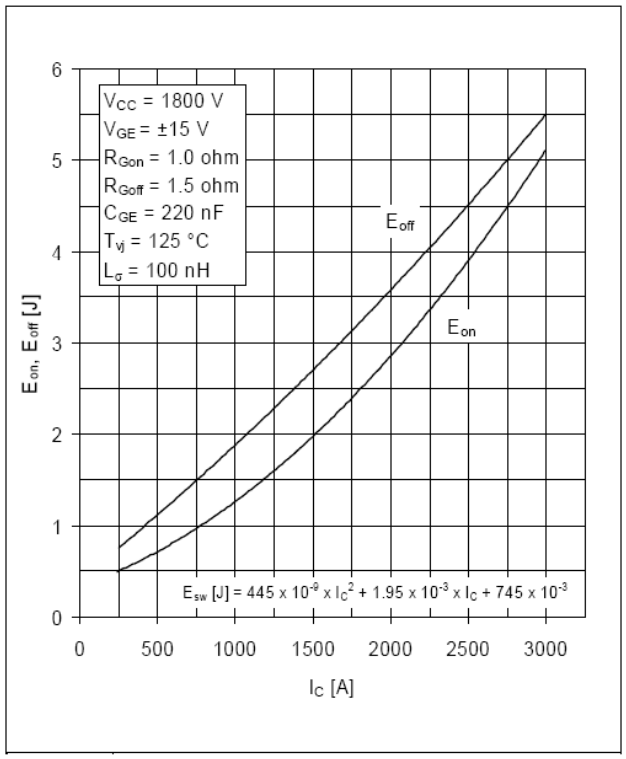


Figure 2-16: Switching energies per cycle for a typical IGBT

[1] ABB- HiPak™, IGBT module 5SNA 1500E330300, V_{CE} = 3300 V , I_C = 1500 A

2.7 Self-oscillating control

A control scheme sometimes used in low-harmonic rectifiers, as well as in dc-dc converters and dc-ac inverters, is hysteretic control. Rather than operating at a fixed switching frequency and duty cycle, the hysteretic controller switches the transistor on and off as necessary to maintain a waveform within given limits, [8].

An example is the sinusoid of figure 2-17, in which the boost converter input current is controlled to follow a sinusoidal reference with a ±10% tolerance. The inductor current increases when the transistor is on and decreases when the transistor is off. So this hysteretic controller switches the transistor on whenever the input current falls below 90% of the reference input. The controller switches the transistor off when the input current exceeds 110% of the reference. Hysteretic controllers tend to have simple implementations. However, they have the disadvantage of variable switching frequency and reduced noise immunity.

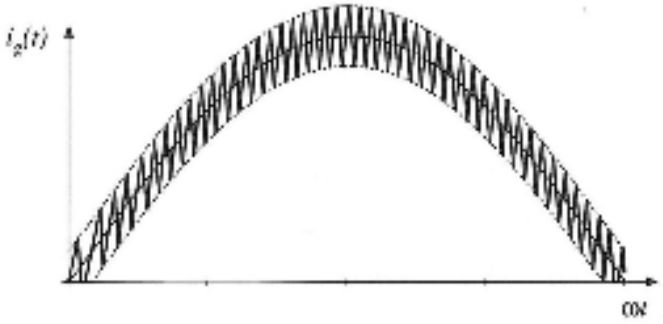


Figure 2-17: Hysteresis control. ±10% tolerance allowed

2.8 Space – vector control

Space vectors are another way to represent instantaneous values of 3-phase voltages and currents in the grid. Their advantage is that they avoid the calculation of integrals when the voltages are analyzed. All calculations with space vectors consist of summations, subtractions and multiplications making it easy and fast for sampling in a signal processing unit. This is useful since the conditions in the grid can give very fast instantaneous values.

A necessary condition for converting to space vectors is that the grid voltage has to be symmetrical and without harmonic distortion. In real life these conditions are not always fulfilled. Normally there is no "neutral" in high and medium voltage transmission systems. The same is true for high voltage power supply systems. Instead, they have two independent phase-phase voltages. Two phase currents are enough to give a full specification of the system.

In a space vector system, the three voltage or current vectors from a R, S, T system are converted to two orthogonal space vector coordinates α(t) and β(t). These coordinates describe the position of the space

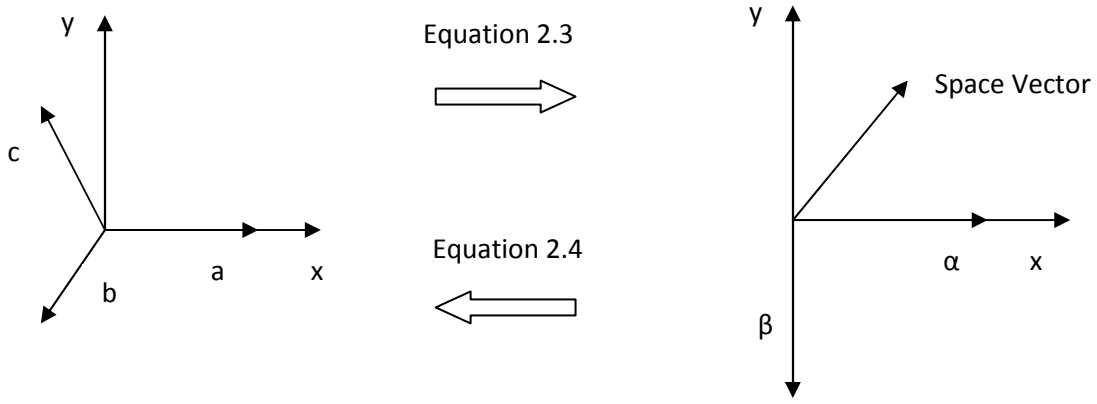


Figure 2-18: Description of ABC and αβ systems

vector in a new αβ-coordinate-system. The transform is described in fig. 2-18.

In the x-y coordinate system shown above the 3-phase system is rotating in a positive/anticlockwise direction and the frequency is a typical 50 Hz or 60 Hz. The same is true for space vectors. However, through mathematics this frequency can be changed or stopped if desired.

Using equations 2.3 and 2.4, the ABC system can be transformed to αβ and wise versa.

$$\begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} \quad Equation\ 2.3$$

$$\begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} \quad Equation\ 2.4$$

Once we have the αβ components, they can be transformed to stationary vectors (dq), by the following transform:

$$v_d = v_a cos\theta - v_\beta sin\theta \quad \textit{Equation 2.5}$$

$$v_q = v_\beta cos\theta + v_a sin\theta \quad \textit{Equation 2.6}$$

where θ is the angular position of the dq reference frame.

These transforms are important, since they allow active and reactive power to be controlled separately from each other, as it will be shown in paragraph 3.1.1.

3 Simulation model

3.1 DC/AC Converter

As mentioned in the introduction, the DC/AC converter is designed in such a way that it keeps the voltage level at the DC side constant. This aspect of the converter is crucial to the system performance, since the idea of speed control by altering the duty cycle of the gate-pulses presupposes constant voltage at the DC side of the converter.

The control scheme used for achieving voltage control is the one shown in fig. 3-1 and is based on space vector control, [9].

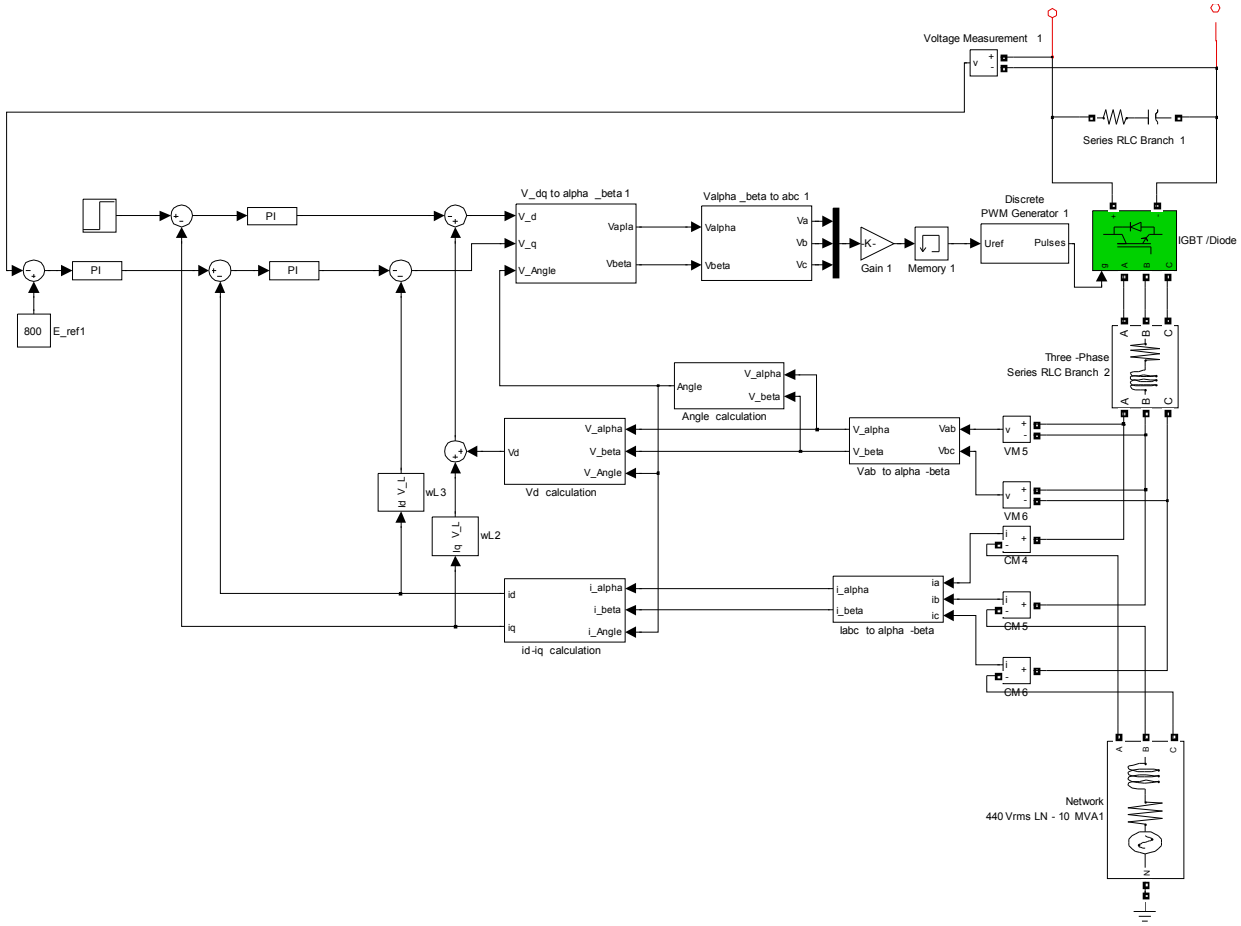


Figure 3-1: DC/AC converter control scheme

3.1.1 Control Scheme

Voltage and current measurements are taken at the AC side of the converter. These measurements are used for the calculation of v_d, i_d, i_q vectors, as described in paragraph 2.8 (equations 2.3, 2.5 and 2.6). The main advantage of using d and q components is that active and reactive power are decoupled and, therefore, can be controlled separately and independently from each other. I_d is used for controlling active power whereas i_q and v_d are used for controlling reactive power.

Active power control

The value of 800 Volts DC has been chosen as the nominal voltage level for the DC side of the converter. The reason is the previous experience in the laboratory with the particular rating for the converter and the fact that it works sufficiently enough together with the synchronous generator model chosen.

A voltage measurement from the DC side of the converter is taken and is compared to voltage reference (800 V). The result of the subtraction passes through a PI controller and is compared to i_d. The result is added to the voltage drop across the induction of the converter. The final signal that occurs is the desired v_q value that controls active power flow through the converter. An inverse d-q and alpha-beta transform follows, in order to form the desired values in the abc system. These values are used for PWM modulation of the gate pulses.

Reactive power control

Reactive power control is similar to active power control, less complicated though. A major advantage of this system is that reactive power flow can be adjusted in such a way that it is transferred either from the system to the grid or vice versa.

In particular, i_d value is compared to the reference value for i_d and the result is passing through a PI controller. Depending on the sign of the reference i_q value, reactive power is either absorbed from the grid or transferred to it. The voltage drop across the inductance of the converter is added, before the final value for v_d is taken.

PI controller design

The optimum values for the PI controllers at the converter control circuit have been chosen in the following way:

With the integral gain first set to zero, the highest value for which the system remains stable has been chosen for the proportional gain. Having set this value as the proportional gain, the integral gain is set in the same way. The highest possible value for which the system remains stable is chosen as the integral gain.

The values for the PI controllers that control the voltage at the DC side of the converter have been chosen in such a way that a compromise between the overshoot and the settling time is achieved. So, as seen in fig. 3-2 the voltage overshoot is approximately 4% while the oscillation around the desired reference (800 V) lasts less than 0.3 sec. So, this control scheme proves efficient enough. Practically, the DC voltage can be considered stable.

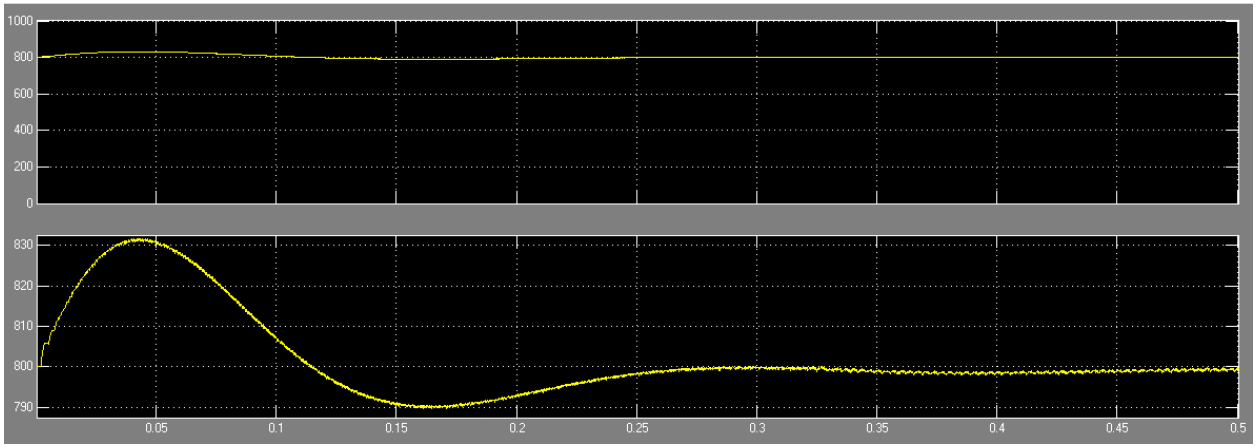


Figure 3-2: Voltage at the DC side of the converter

3.2 Analytical description of the speed control of the generator

In this paragraph, the theoretical background of the way the rotor speed is controlled is presented.

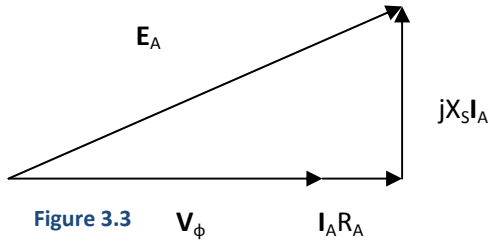


Figure 3.3

As described previously, the phasor diagram at unity power factor for a frequency f_1, is shown at fig. 3-3. The internal generated voltage (E_A) is given from equation (4.1). This means that it only depends on the excitation current (flux) and the rotor speed (frequency). The generator terminal voltage is regulated by the duty cycle of the boost converter' IGBT. At the steady state, this voltage is kept constant so that the rotor speed remains constant, as well. From equation (4.2), the occurring expression for V_φ is $V_\varphi = (1 - D) \cdot V_O$, where V_O is the single-phase equivalent stable DC voltage at the high voltage side of the boost-converter – V_O is kept constant by the control scheme of the grid-connected converter.

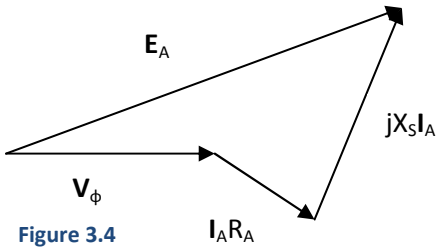


Figure 3.4

During speed decrease, the duty-cycle increases, so V_φ is decreasing. Fig. 3-4 illustrates the phasor diagram at exactly the moment when the terminal voltage changes and before the rotor speed has changed, due to the rotor inertia. Since the rotor speed is still the same as previously, the frequency remains equal to f_1, and E_A is equal to the previous value, thus. During this period, the generator current increases, as seen later in the results. This is something expected, as vector $\boldsymbol{I}_A$ has to be longer, when $\boldsymbol{V}_\varphi$ is shorter, in order for equation (4.1) to be true. However, this is not a stable situation, because now the output power (proportional to $\mathbf{V}_\varphi$ and $\mathbf{I}_A$) is greater than the input one. So, the system has to go to a stable operation. What happens is that the generator current adjusts (decreasing) in such a way that the output power is equal to the input one. In order for equation (4.3) to be true, E_A has to decrease. Since the excitation current is kept stable, the only possibility is the decrease of the frequency. So, the rotor speed decreases until a stable steady-state operation is achieved. Fig. 3.5 shows the phasor diagram after the rotor speed has been decreased. Note that the frequency of the quantities in this diagram is different (let f_2) from the frequency in the 2 previous phasor diagrams (f_1).

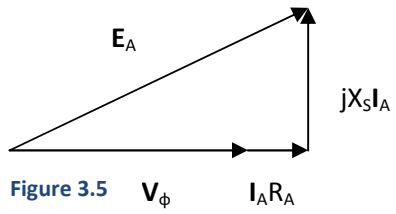


Figure 3.5

Speed increase takes place in a similar way.

4 Results and Discussions

The system can be operated in two different ways; with speed control or power control. Depending on the situation, maximum power point tracking (MPPT) or constant power output can be achieved.

In the case of MPPT the rotor speed follows the wind speed, according to the C_P curve. When the wind speed exceeds the nominal one, pitch control is activated. For wind speeds lower than the nominal, the rotor speed is regulated by the IGBT pulses, in order for maximum power yield to be obtained.

The system can also be operated as a conventional power plant, which means that a value for the power output can be set as a parameter and the system will deliver this amount of power, provided that the wind is strong enough for providing the particular amount of power. Since the wind speed is not stable, but the power output has to be stable, two different kinds of control should be used; the slow variations of the wind speed are controlled using pitch control, whereas the fast ones are tracked by the gate pulses of the IGBT.

The results of the control methods (PWM and self-oscillating control) are demonstrated separately in paragraphs 4.1.1 and 4.1.2 respectively. The speed control has been carried out using different control schemes, as presented in paragraph 4.1, while only self-oscillating control has been used for the power control method (paragraph 4.2).

4.1 Speed Control

4.1.1 PWM Control

Initially, the system proposed to be investigated was the one shown in fig. 4-1.

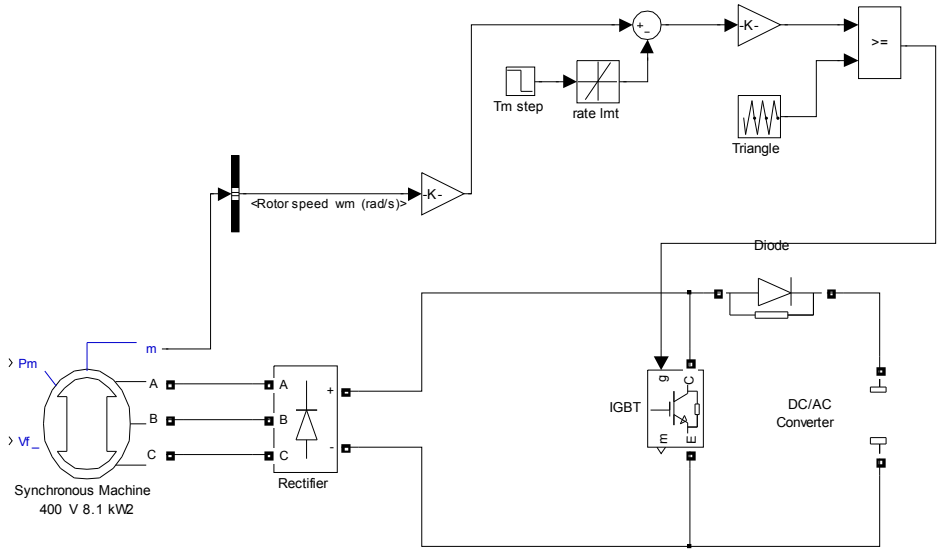


Figure 4-1: PWM control scheme

As explained previously, the rotor speed of the generator can be controlled by altering the gate-pulses' width for the IGBT. The control system for creating the proper gate pulses consists of a comparator, a gain, a repeating sequence generator and a relational operator.

Explanation of the control scheme operation

A speed measurement is taken from the machine and is compared to the desired speed reference. The result is multiplied by the gain and a comparison with the pulse follows. The width of the pulses generated depends on the sign of the last comparison. In particular, if the speed is greater than the desired one, the result of its comparison with the speed reference is positive and this results to relatively wide pulses. Wide pulses, as described above, reduce rotor speed, whereas pulses with small width make the rotor speed increase. So, if the rotor speed is smaller than the desired speed-reference, this results to narrow pulses and, therefore, an increase of the rotor speed.

Gain selection

A crucial part for the operation of the speed control system is the selection of the value of the gain. At a first glance, it seems that the higher the proportional gain is, the more accurate the system becomes. A high proportional gain value means high sensitivity to the deviation between rotor speed and the speed reference, which results to faster response.

However, if the proportional gain becomes too high (e.g. K_P=100), then it is obvious that over-modulation occurs. Besides, the control signal fluctuates faster than the oscillation of the carrier, so more than one pulse for each period of the carrier can be created. This means that the frequency of the gate-pulses (switching frequency) is higher than the frequency of the carrier, as clearly seen at figure. 4-2.

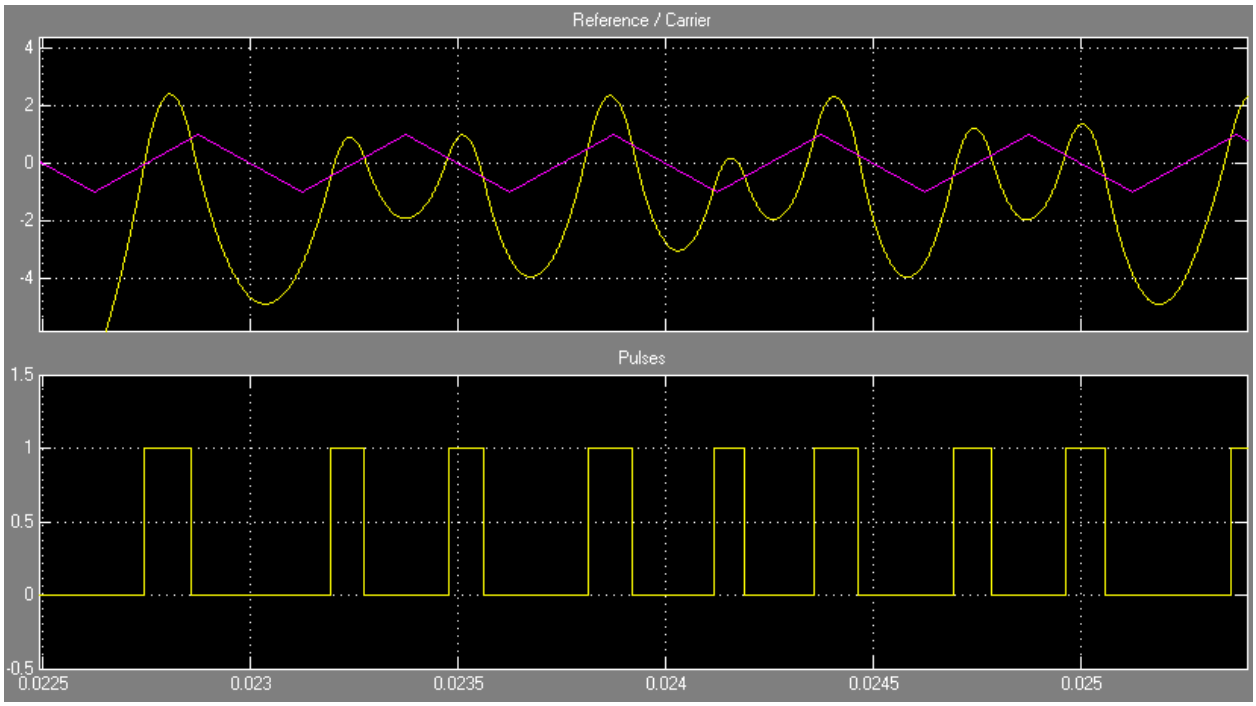


Figure 4-2: PWM: Overmodulation – Pulse frequency higher that the carrier frequency

In order to avoid the phenomenon described above and at the same time keep the system accurate enough, a compromise between the two has to be made.

So, a small value (K_p=1) was used for the proportional gain. The results are shown below.

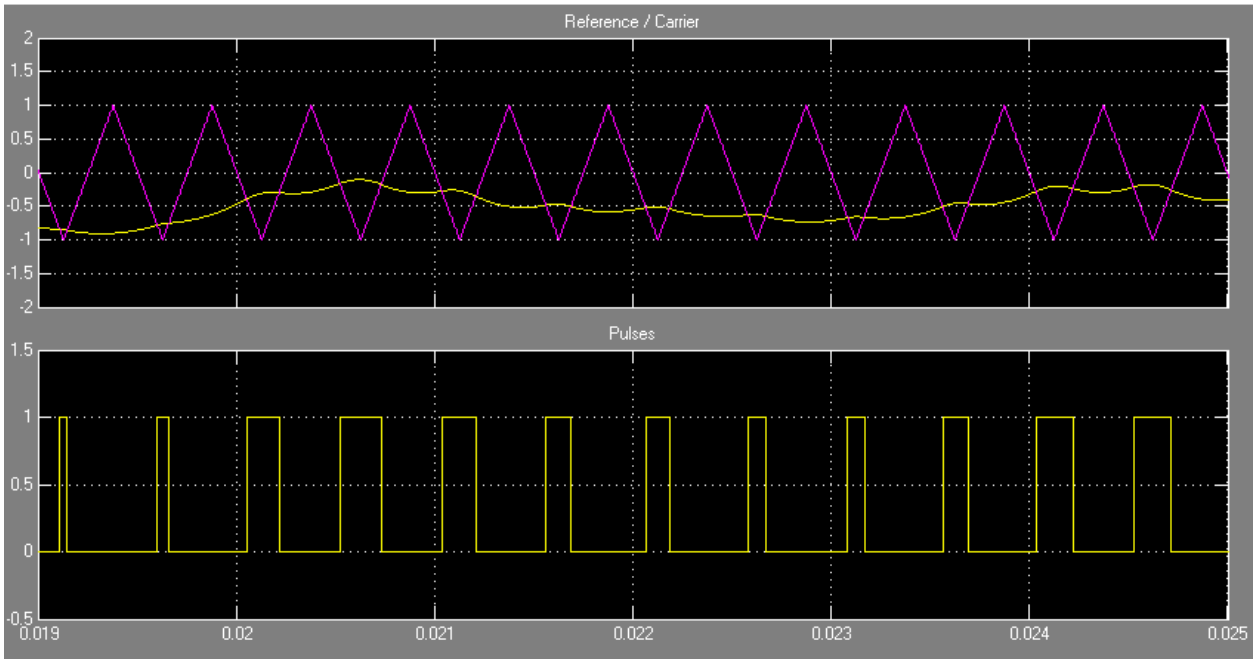


Figure 4-3: PWM at a proper gain value

Results

Two systems like the one previously described have been parallelized to the grid connected inverter, as it is shown in fig. 4-4.

For the simulations, it has been considered that there is a power input to the system and the aim is that the system has to maintain a constant rotor speed for a given wind speed, as well as be able to adapt the rotor speed depending on the wind-speed changes.

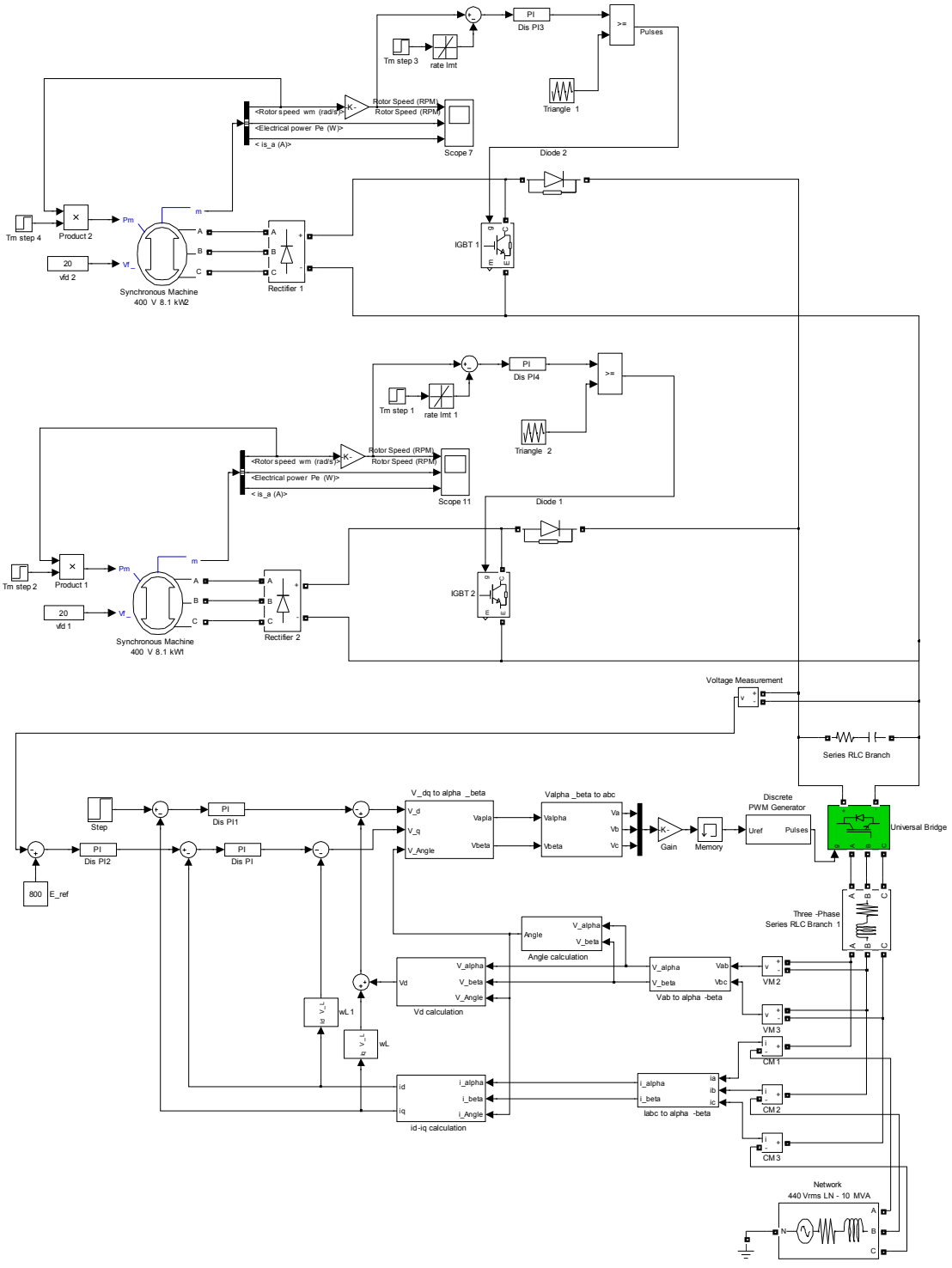


Figure 4-4: Full system model for PWM control

At this point, it should be mentioned that the synchronous machine model used in Simulink, does not offer the choice of using a torque input. A power input must be used instead. However, using a torque input is a better choice, since the wind speed is proportionally related to the torque, whereas the power input depends on the rotor speed as well.

In order to overcome this problem and be able to use a torque input (simulating the torque applied on the blades), the torque input is multiplied by a rotor-speed measurement and the result is used as a power input to the machine, according to the equation

$$P = \tau \cdot N \, ,$$

where P is the generator shaft power, τ is the torque and N is the speed.

The system has been tested in three different situations, depending on the torque input (the rotor speed is adopted accordingly). Proper values for the input torque have been used in order for the rotor speed to change among 1500, 1300 and 1600 rpm.

General Performance

The system was first tested only with one terminal generator and then a second one was parallelized to it. The results for the two cases were exactly the same, which indicates that the systems are independent to each other.

In fig. 4-5, the general performance of the system is illustrated. Rotor speed, electrical power and the current in one of the terminals of the generator are shown. The simulation starts with the rotor turning in 1500 rpm, continues with slowing down the rotor at 1300 rpm (0.2 sec) and ends with speeding it up to 1600 rpm (0.4 sec).

The system seems to perform as expected. The speed reference, through the duty cycle control, makes the rotor maintain the desired speed, according to the input torque. Furthermore, the step responses to the change of the input torque are fast and accurate.

Points of interest

The points that concentrate major interest are the ones where the speed reference changes. In both increase and decrease of the speed, the rotor adapts to the new contitions in a fast and accurate way, which is something that contributes to the system overall stability. However, the procedure that speed changes takes place is different depending on the tow cases.

Speed decrease

When the input torque decreases, the speed has to follow this change, according to the Cp curve. Supposing that there is a step change in the incoming torque, a step change at the speed reference should take place as well (e.g. from 1500rpm to 1300rpm). While the speed is being reduced, the control signal at the control circuit will always have a greater value than the triangle pulse, wich means that the gate pulse

will be “ON” throught the speed change. However, a continous “ON” gate-pulse would mean that there would be a short circuit at the low voltage side of the boost converter until the speed reaches the desired value, since the semiconductor switch (IGBT) would be continously turned on. This would result in unacceptably high values of currrent flowing between the generator and the boost-converter during speed changes and, therefore, severe material stresses and losses.

In order for this phenomenon to be eliminated, a rate-limiter block has been used. The purpose of this block is to make the change in the speed reference less steep. By doing this, the IGBT does not conduct for some very short periods of time, which prevents the current from reaching a too high value. The less steep the slope is, the smaller the maximum current value becomes. However, a less steep slope results in slower response, as it is expected. It is obvious that a compromise between the two has to be made. The values for the rate limiter have been chosen in such a way that the maximum current value gets round twice as much as nominal current. At the same time, the speed change between 1500rpm and 1300rpm takes place in less than 20ms.

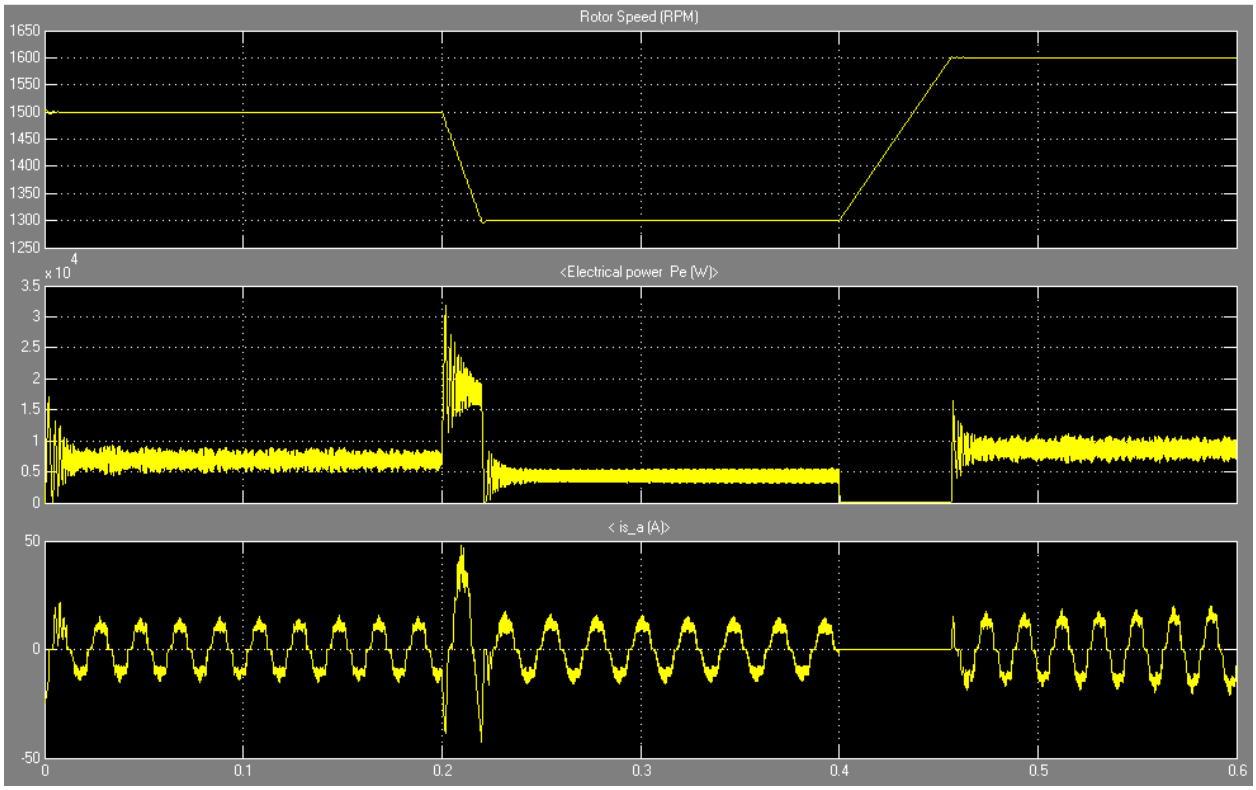


Figure 4-5: Speed decrease and increase for PWM control

Speed increase

The procedure for the speed increase is slightly different. When a speed increase takes place, the speed reference is higher than the current speed, which means that the result of this comparison will be a negative number. So, when this number is compared to the triangle pulse, the result will be that no pulses are given to the IGBT. This means that power is not transferred from the generator to the grid connected converter and the incoming energy is stored at the rotor as kinetic energy. The rotor speed keeps increasing until it reaches the desired speed. At this point, the duty cycle control takes over again in order for the speed to be kept stable at the new level.

Concerning the response of the system at a speed increase, it is not as fast as the speed decrease, as it can be seen in fig. 4-5. Furthermore, unlike speed decrease, there is not a solution that could make speed increase faster, as it is dependant only on the rotor inertia and the wind speed. Finally, the generator current throughout a speed increase is equal to zero, and, therefore, the machine does not undergo any stresses.

An alternative to the way the speed change is performed is presented in paragraph 4.1.1.1.

Detailed explanation

In figure 4-6, a detailed overview of the system performance can be obtained. It can be seen that the total speed variation at the steady state is approximately 0.3 rpm or 0.02%, which is considered accurate enough. The electrical power of the generator has a $\pm 20\%$ deviation around the mean value. Some sharp variations can be seen at the generator current as well. These have to do with the way the system is controlled. When the IGBT of the boost converter conducts, the DC current tends to increase rapidly. When it does not conduct, the current reduces. Since the DC current and the generator current are directly coupled – the DC current is the rectified generator current – the same sharp variations can be seen at the generator current as well.

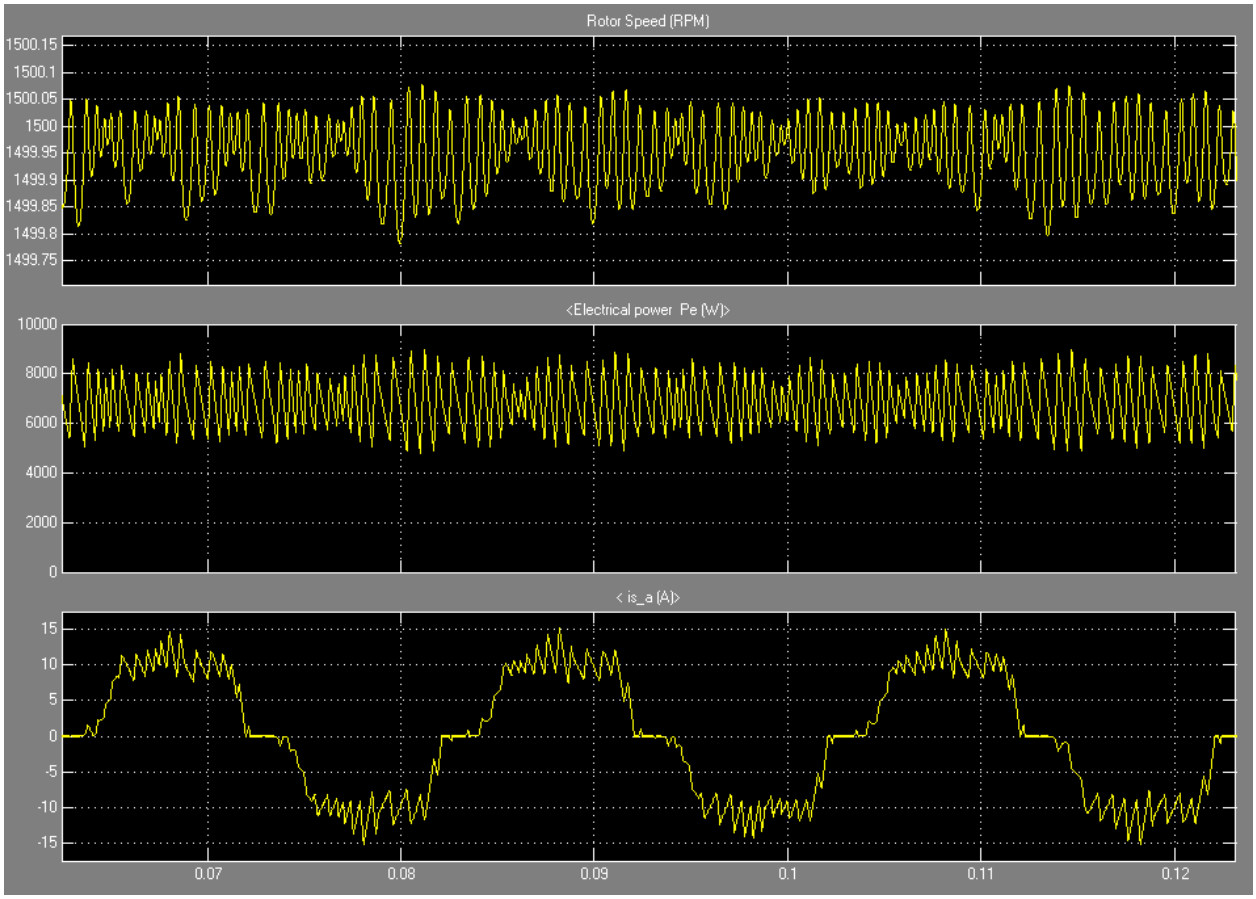


Figure 4-6: Detail from fig. 4.5

In figure 4-7, an even closer look is presented, where the way the pulses are created and how the sequence of these pulses affects the generator electric power and current, as well as the dc current that flows to the grid connected converter is presented.

When a gate-pulse is given to the IGBT, a closed circuit at the low-voltage side of the boost-converter is formed, since the semiconducting switch conducts. The generator current and the generator electric power keep rising for as long as the pulse is given to the IGBT. At the same time, the DC current at the high voltage side of the converter is zero. During this phase, the energy is stored at the inductance of the machine.

When the control signal becomes smaller in comparison with the carrier, a pulse is not applied anymore at the IGBT gate. This means that the generator is now connected with the DC/AC converter, releasing part of the energy previously stored at the inductance. DC current flows at the high-voltage side of the converter while the generator current flows in a decent way. It should be pointed out that although the generator current reduces during this phase, it does not become equal to zero, which means that the boost-converter operates at the continuous mode.

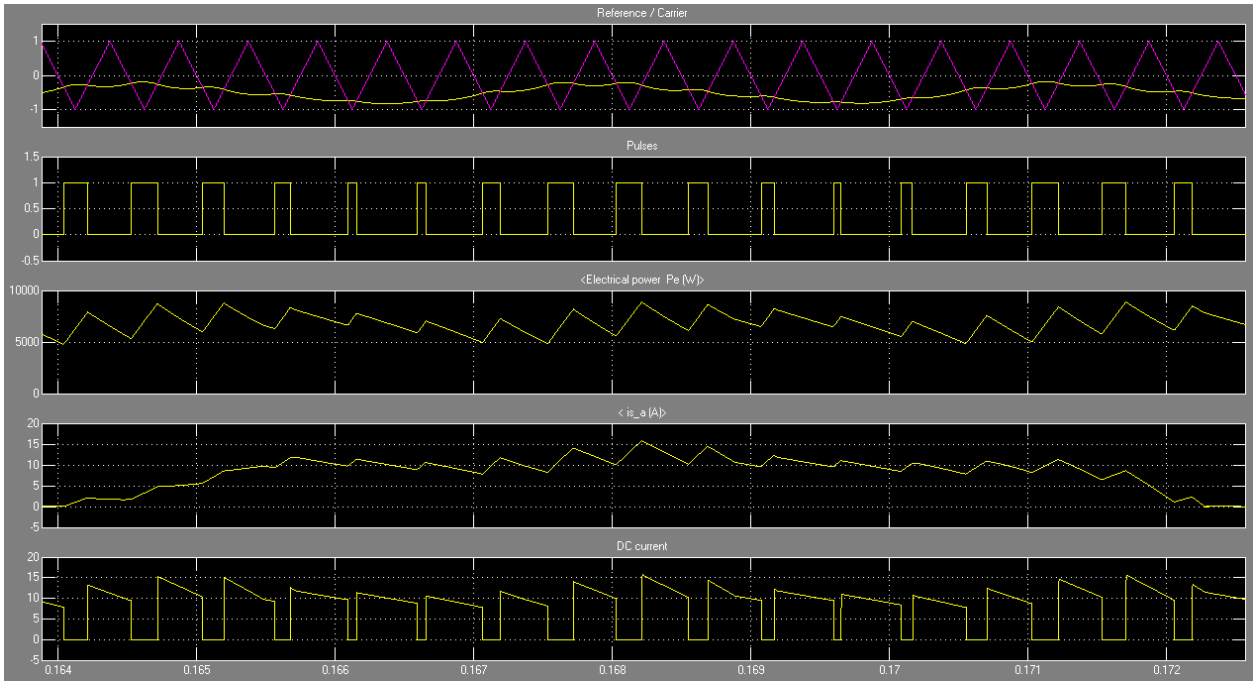


Figure 4-7: Detailed overview of the way the control works

4.1.1.1 Power transfer during speed increase

In this paragraph an interesting alternative to the way the speed increase is performed is presented. In the results demonstrated above, it was shown that while the rotor was accelerating, the generator current, as well as the electrical power of the machine, was equal to zero. Instead of having a time period when no power is transferred to the grid, the control system can be set in such a way that it lets some power flow to the grid. This can be achieved by setting a proper value at the "rate limiter" block of the speed reference. So, if the speed reference does not increase so fast, there will be periods when the IGBT will conduct, and there will be current flowing in the generator and some power will be transferred to the grid, thus.

During speed increase, the output electrical power is less compared to the input one. A part of the input power is transferred to the grid, while another part of it is stored at the rotor as kinetic energy, and so the rotor accelerates. The active power to the grid reduces during speed decrease and after the speed change is complete, stabilizes at a higher level.

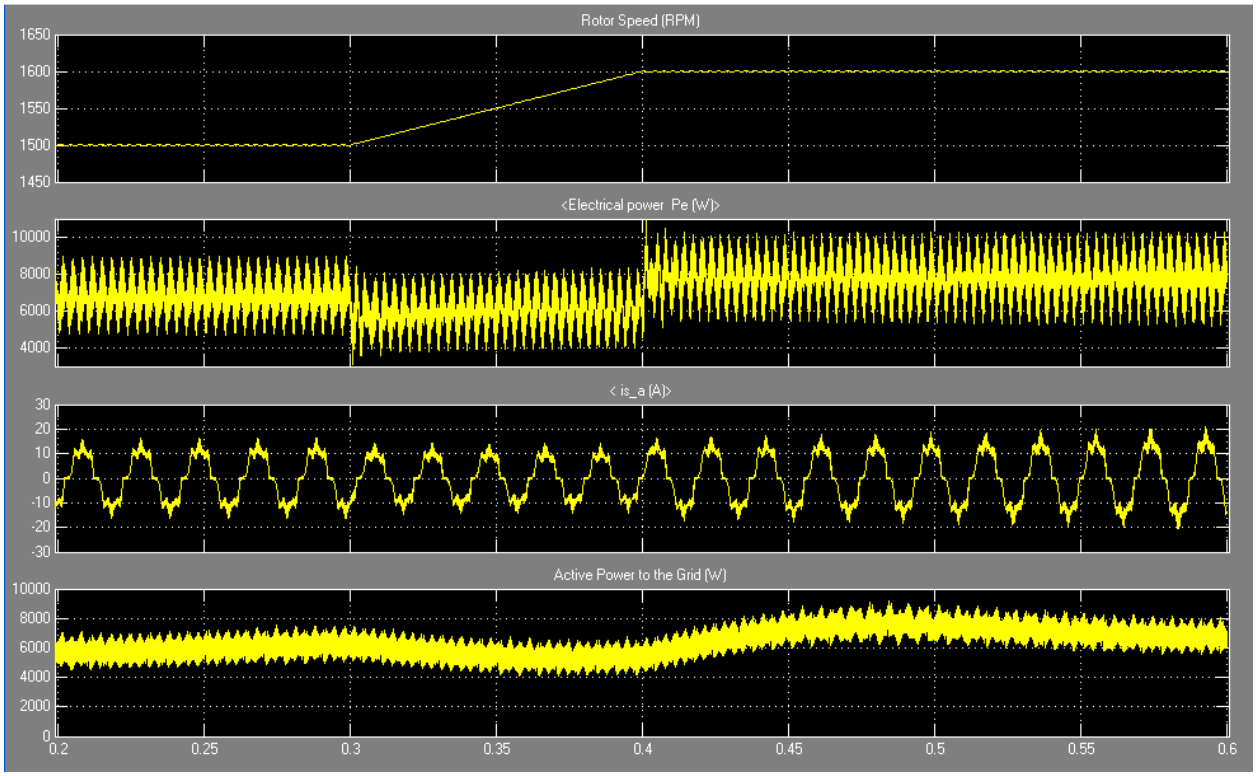


Figure 4-8: Speed increase with power transfer to the grid

Using this control technique, uninterrupted power supply is obtained.

4.1.1.2 Losses

The overall losses of the system have been investigated. The mechanical input in both machines has been compared with the active power output at the AC side of the grid connected converter. The result of this comparison is equal to the total losses of the system.

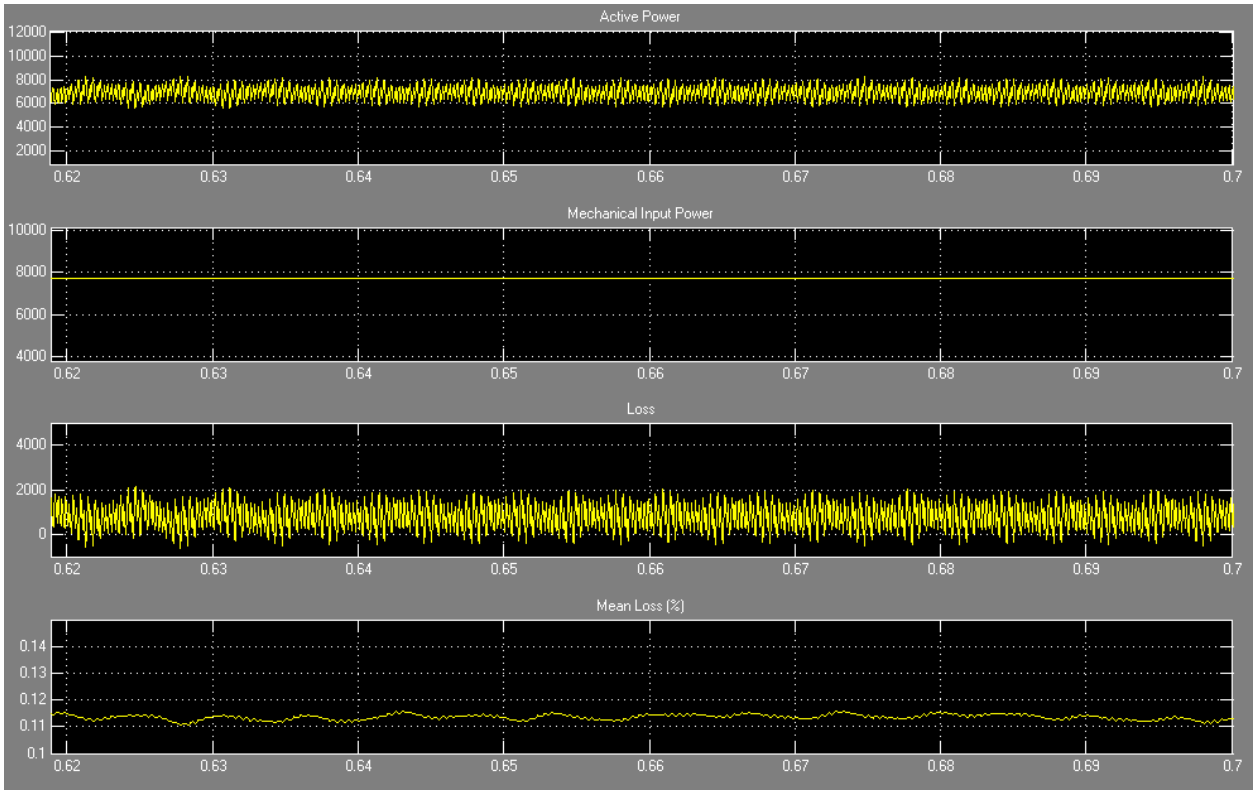


Figure 4-9: System overall losses

The mechanical input for the particular simulation was very close to the generators' nominal load (7850W for each generator). As it can be seen, the total mean losses[1] of the system under these conditions are approximately 11.5%. Further details and investigation about losses follow in paragraph 4.1.4.

General Comment

Although the results with the control method used above were quite satisfactory, an alternative way for creating the gate pulses was developed. The description of the new control scheme as well as the results of the simulations are presented in paragraph 4.1.2.

[1] Mean losses: Since losses oscillate between 0 and 4000 W, a "mean value" block was used in order for a filtered sequence of mean values to be obtained. The sequence of the losses was integrated at the frequency of 50 Hz.

4.1.2 Self-oscillating control

Description of the new method

The difference between duty cycle control and self-oscillating control is that, in the second case, there is no pulse generator for creating the gate pulses. Instead, a speed measurement is taken from the machine and is compared to the desired speed reference. When rotor speed is greater than the reference, the gate pulse is ON. In the opposite case, no pulse is given to the boost-converter IGBT. The pulse is created by a "Zero Comparator" depending on the sign of the comparison between rotor speed and speed reference. In figure 4-13, it can be easily observed the way the pulses are created. As it is easily assumed, the frequency of the pulses is not stable and is determined by the physical characteristics of the system.

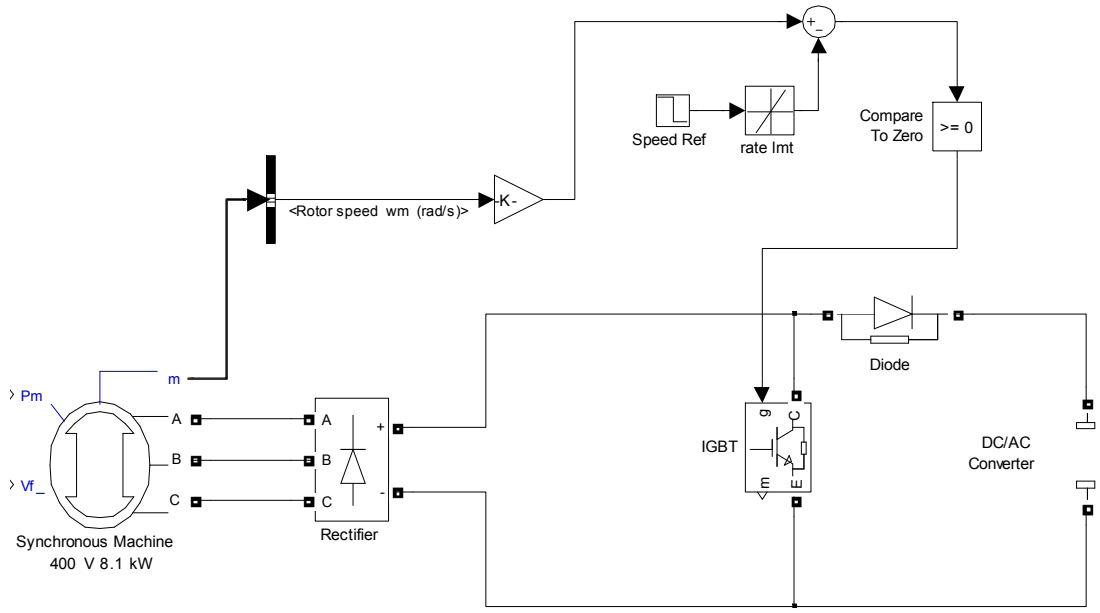


Figure 4-10: Control circuit for self-oscillation control (without hysteresis)

As shown in figures 4-12 and 4-13, the control system behaves very satisfactory. The response to the pulse input is fast enough, while, in the steady state, the speed is kept at the desired level with remarkable accuracy. In the detailed figure, it can be observed that the speed deviation is about ±0.0004%. At the same time, the fluctuation at the electrical power and the machine current is relatively small.

However, a potential problem for this control scheme might be the switching frequency. Since this is not user-defined, it is possible to reach unacceptably high values. It is supposed that the switching frequency for such a system must be approximately 2 kHz, where it could be allowed to reach higher values (e.g. 4 kHz) as well, for short periods of time though.

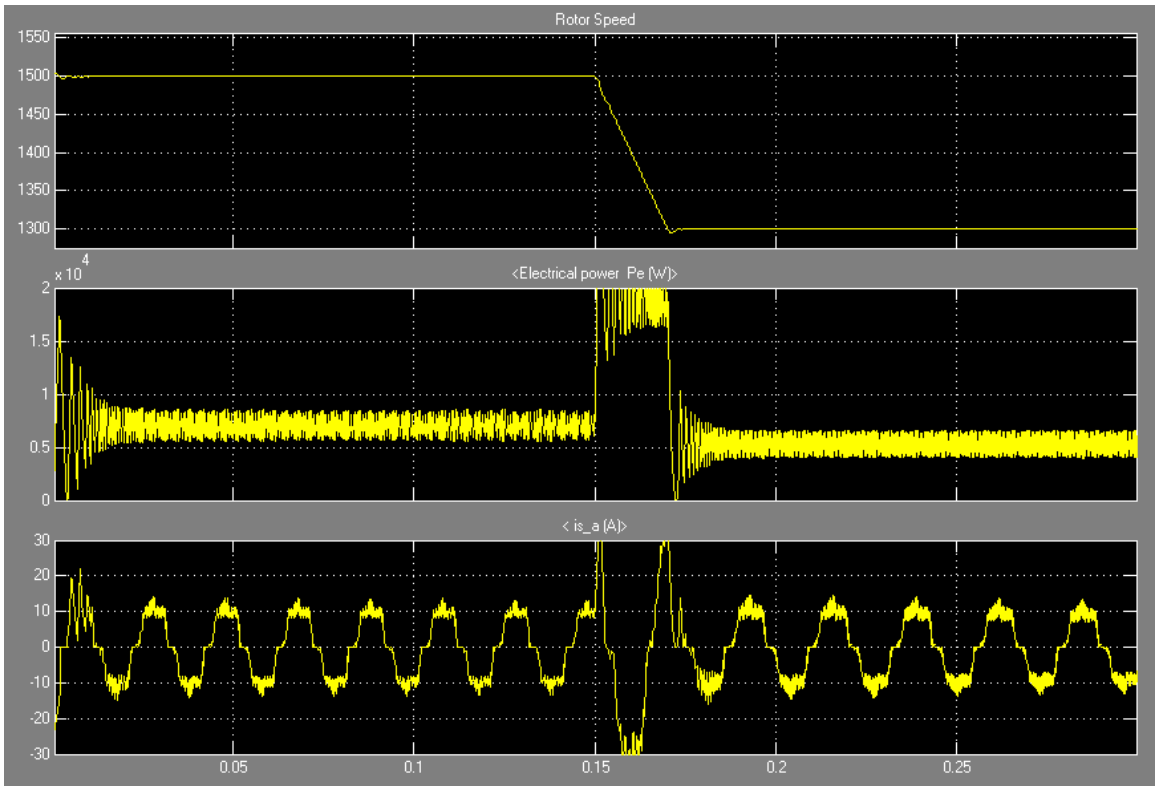
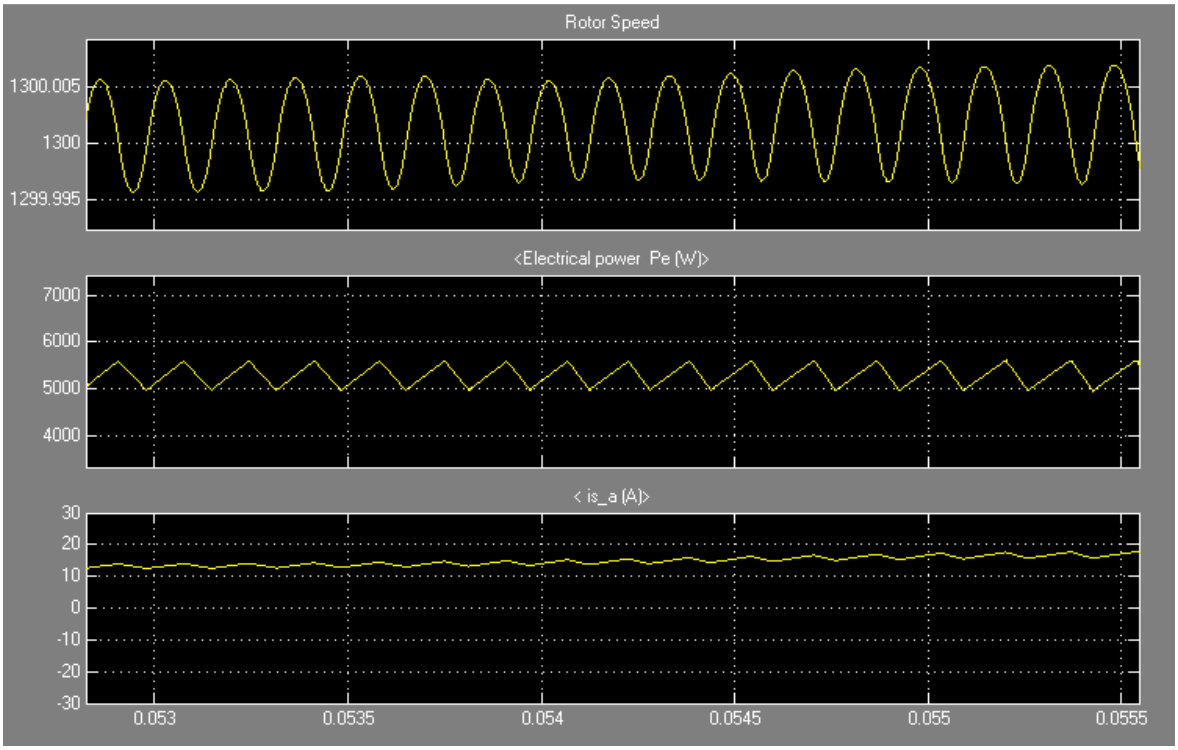


Figure 4-11: Speed decrease with self-oscillation control



Error! No text of specified style in document.

In fig. 4.13, the exact way the pulses are created is demonstrated. As described previously, while the pulse value is equal to "1", the rotor speed tends to decrease.

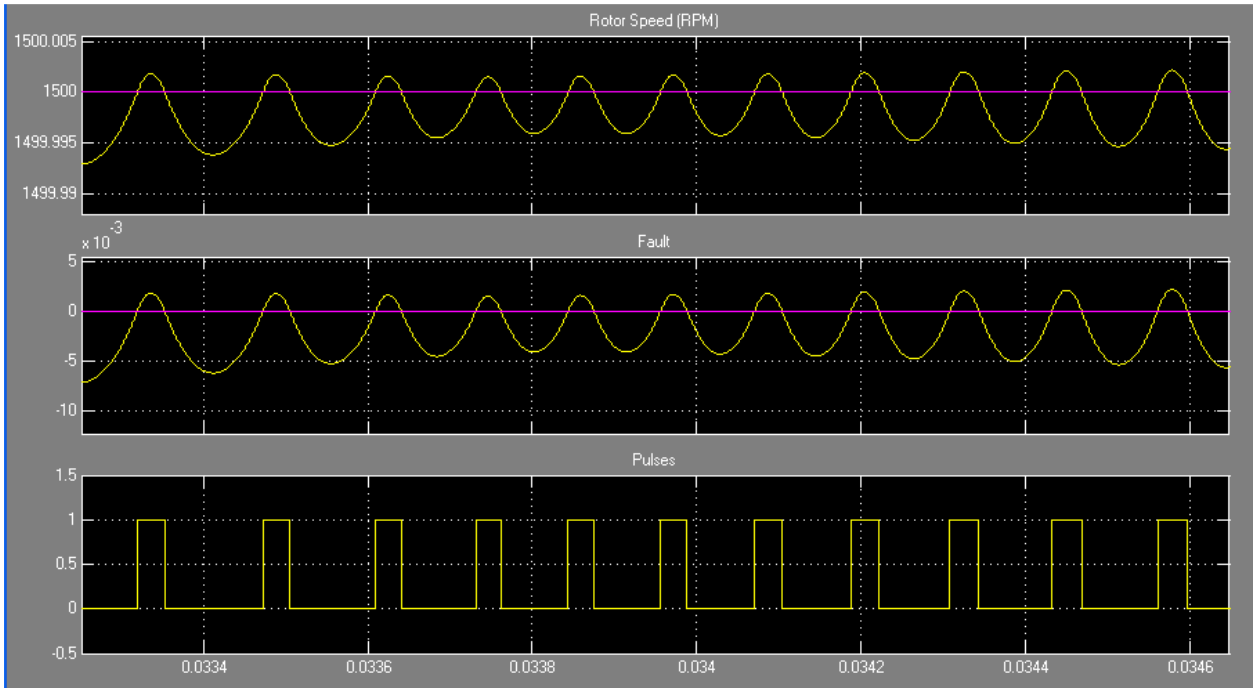


Figure 4-13: Waveforms that create the gate pulses

So, when the rotor speed becomes higher than the reference (and consequently the speed deviation is greater than zero) a pulse is given to the gate of the IGBT until the speed becomes equal to the speed reference.

When the rotor speed is smaller than the reference (speed deviation smaller than zero), then a pulse is given to the IGBT, which results in a rotor speed increase until the speed deviation reaches zero. Then, once the speed has become slightly higher than the speed reference, a pulse is given, as described above, and the procedure is repeated.

In order to measure the switching frequency, the following sequence of blocks has been used.

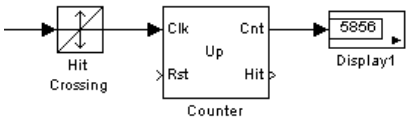


Figure 4-14: Frequency counter

The "Hit Crossing" block detects when the input reaches the Hit crossing offset parameter value, which, in this case, is set to zero. The "Counter" block counts the total number of times that the value of the pulse changes from "1" to "0". This number is displayed at the Display "block". In a period of 1 sec this number is equal to the switching frequency of the system.

Problem Statement

During the simulations, it was observed, that although the average switching frequency was within the acceptable range of values, the switching frequency in short periods of time could reach values beyond these limits under dynamic conditions. During speed decrease, the frequency could reach values close to 10 kHz for periods in the order of 100ms. Apparently, such high frequencies cannot be accepted, even for short periods of time. The main problem in such cases is the high rate the temperature rises, which can even result in the destruction of the switching element.

Another problem associated with high values of switching frequency is switching losses that get accordingly high. However, in this system, this is a rather minor problem, since the operation in high frequencies takes place for only short periods of time.

Solution to the problem

In order to overcome the problem stated above, hysteresis control has been used. Instead of using a "Zero Comparator", a "Relay" block has been used. The input to this block is the deviation between instant speed and speed reference. When the input becomes greater than the "turn on" value, the IGBT starts conducting, in order for the speed to be decreased. The IGBT continues conducting until the deviation becomes less than the "turn off" value.

This means that in the place of the zero level of the previous method, a zone has been used. While the input to the "Relay" remains within this zone, no change to the pulses takes place.

The wider this zone is chosen, the smaller the switching frequency becomes. On the other hand, a wider zone results in a greater speed deviation. A compromise between the two had to be made.

The values 0.01 and -0.01 have been chosen as the "turn-on" and "turn-off" points respectively. With these values switching frequencies round 1kHz were achieved, while the speed deviation remained relatively small (±0.04%). The way the hysteresis control works is illustrated in figure 4-16.

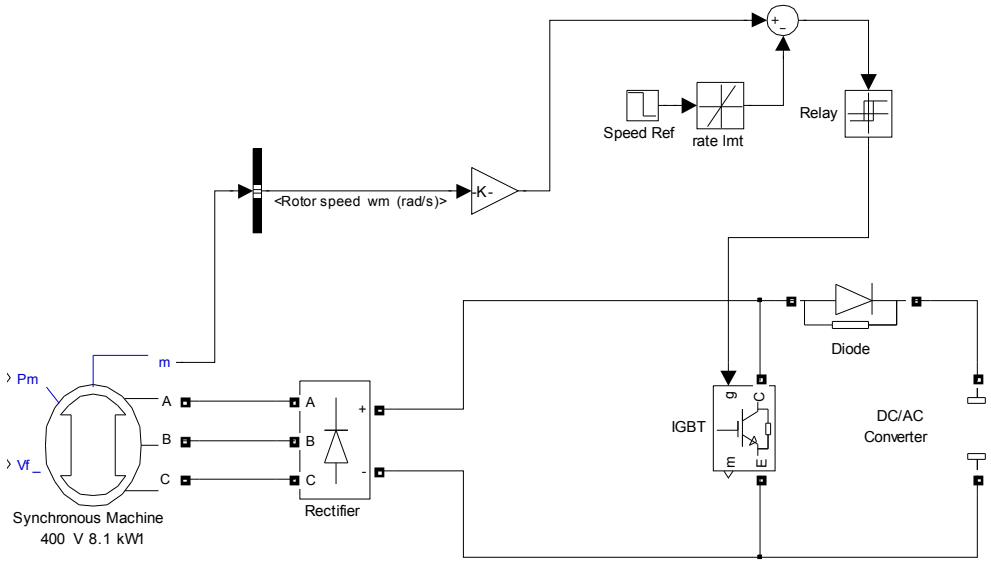


Figure 4-15: Hysteresis control scheme

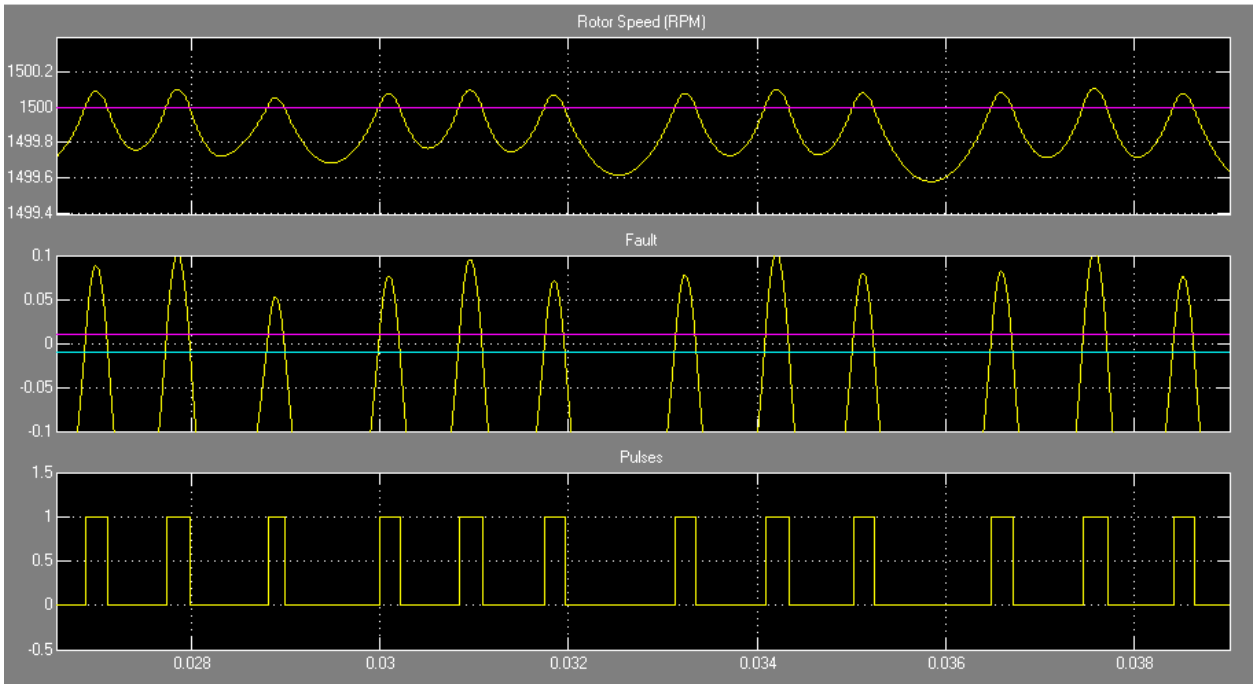


Figure 4-16: Waveforms than create the gate pulses

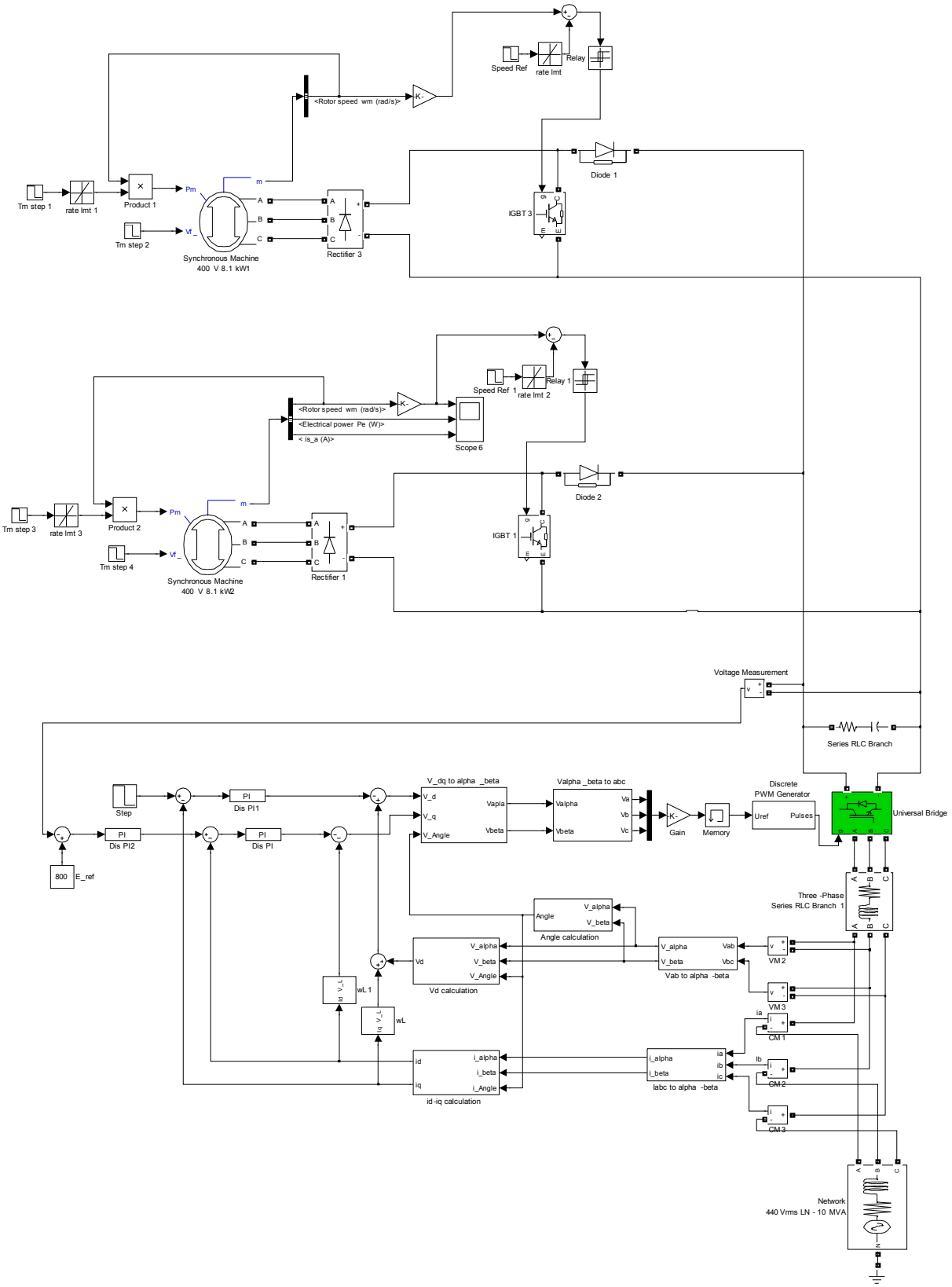


Figure 4-17: Full system model (hysteresis control)

Results

Speed control can be achieved with the use of this control scheme. The system that has been used for the results demonstrated below is similar to the one previously introduced, with the only difference having to do with the way gate-pulses are created, as described above.

Speed Decrease

In fig. 4-18, the rotor speed decrease can be observed. A detailed view can be seen in fig. 4-19.

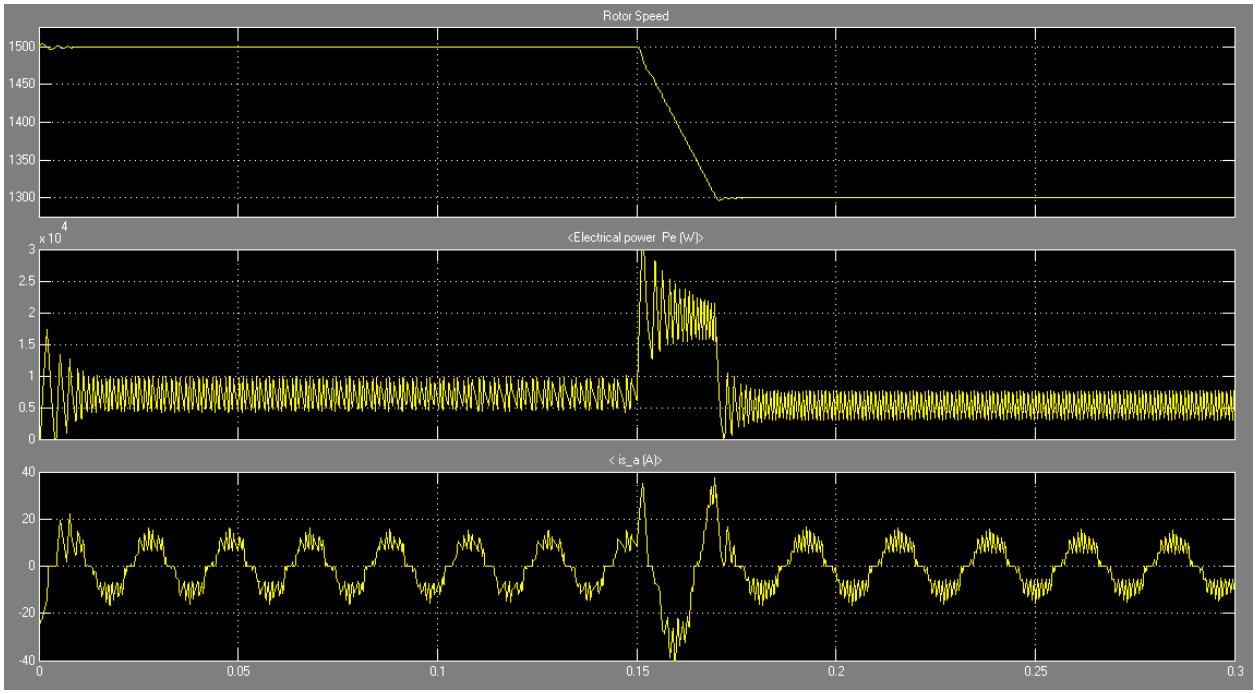


Figure 4-18: Speed decrease (hysteresis control)

Comparing the above graph to the one with the duty-cycle control scheme, it is easily seen that the maximum value for the machine current during speed decrease doesn't reach such a high value compared to the previous results (40 A instead of 52 A previously).

Observing the detailed fig. 4-19, the rotor speed deviation can be seen. It is obviously higher than the one in the control scheme without the hysteresis block. However it is almost the same with the duty-cycle control scheme; 0.03%, which is a value very close to zero that makes the system accurate enough.

As for the electrical power and the machine current in steady state, they seem to be the same with the previous control system, where duty-cycle control was used.

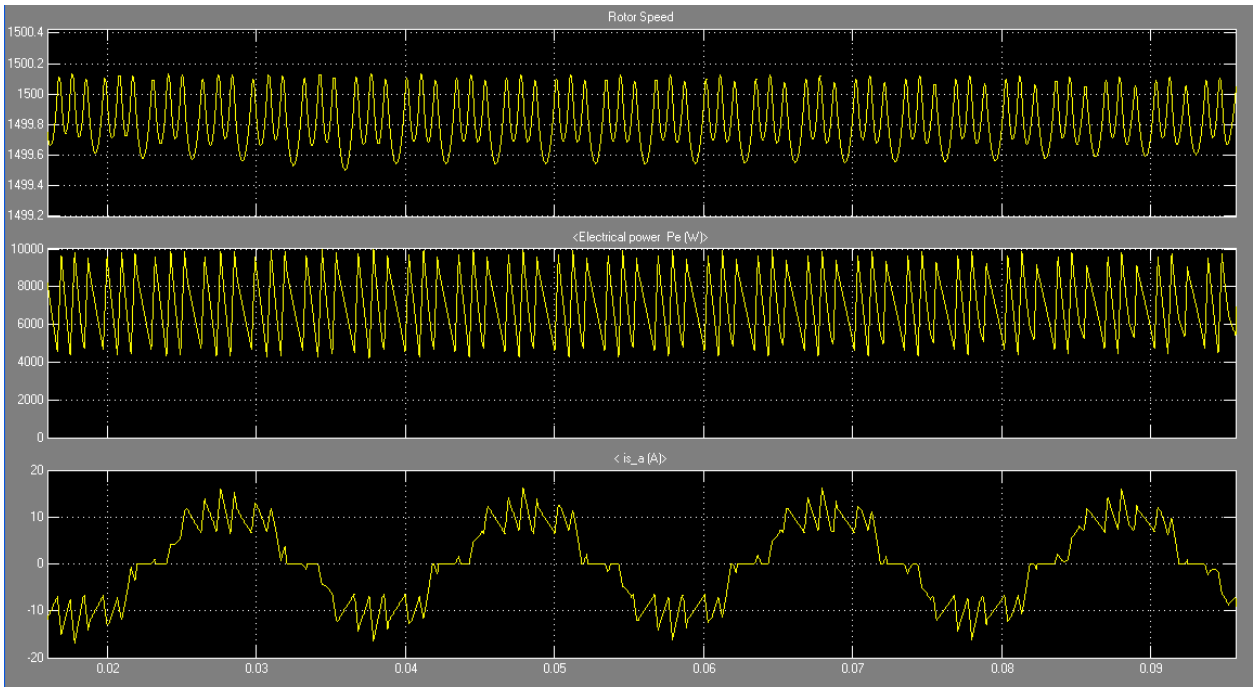


Figure 4-19: Detail of fig. 4-18.

Speed Increase

During speed increase, the procedure is the same with the previous control scheme. When it is needed to increase the spead, the IGBT is turned off and all the incoming power is transformed to kinetic power, so the rotor speeds up until its speed becomes higher than the set speed reference. Then the control system takes over in order for the speed to be kept at this level.

While the speed increase is taking place, the machine current is zero as well as the machine electrical power, as expected. However, the active power transferred to the grid is not zero [figure 4-20 (active power)], since the stored energy in the inductance of the grid connected converter flows to the grid. When this transient phenomenon is finished (0.2 sec), the active power transfered to the grid becomes also zero. When the IGBT conducts again, the active power increases starts increasig, until it reaches its final value, about 100 ms later.

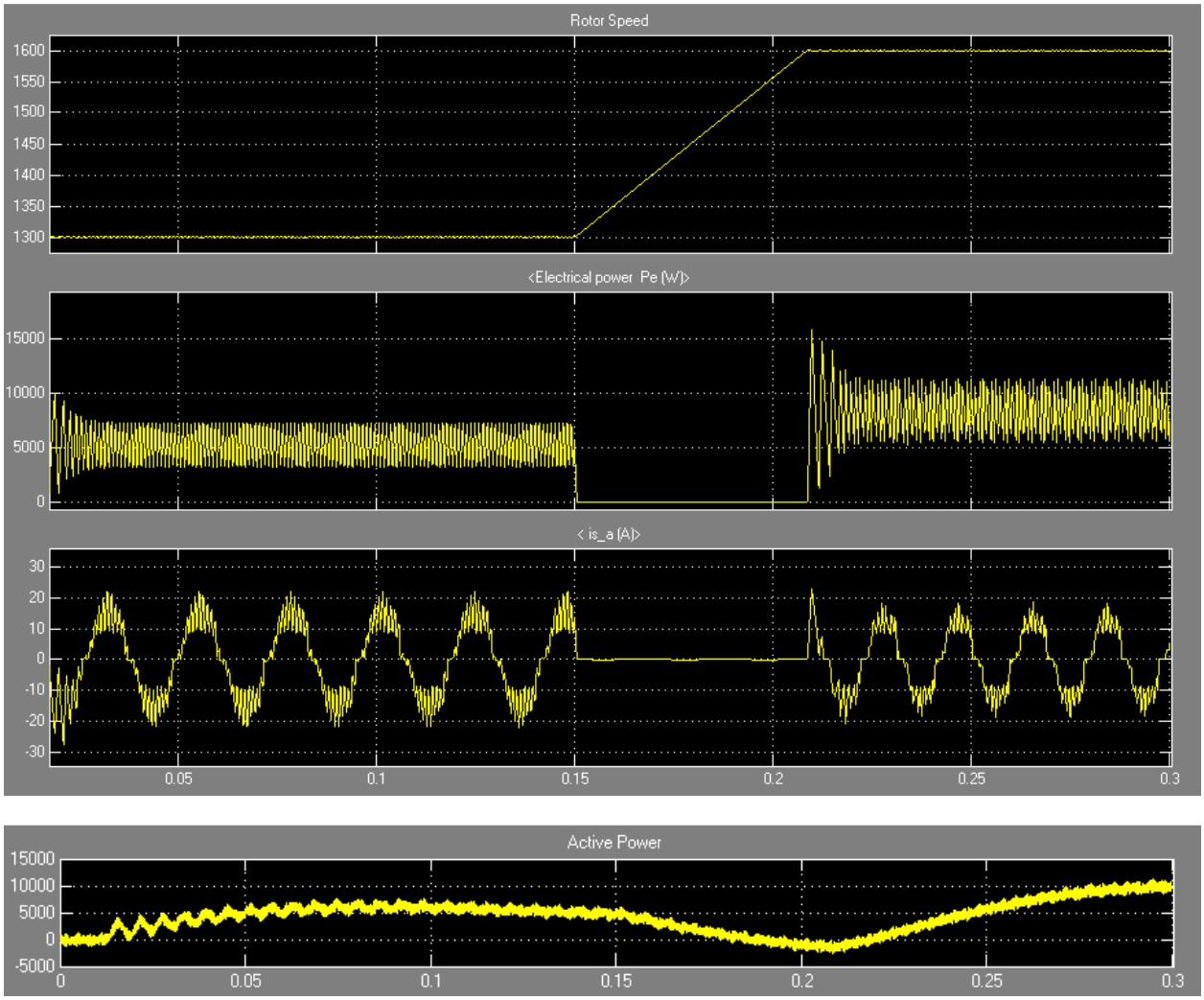


Figure 4-20: Speed increase

4.1.2.1 Losses

The overall losses of the system with hysteresis self-oscillating control have been investigated, in a way similar to the one used for the duty cycle control scheme. The parameters (mechanical power input, speed reference) were the same in the two cases, so that straight comparison is allowed. The steady state losses are stabilized at approximately 11.5%. Analytical losses investigation follows in paragraph 4.1.4.

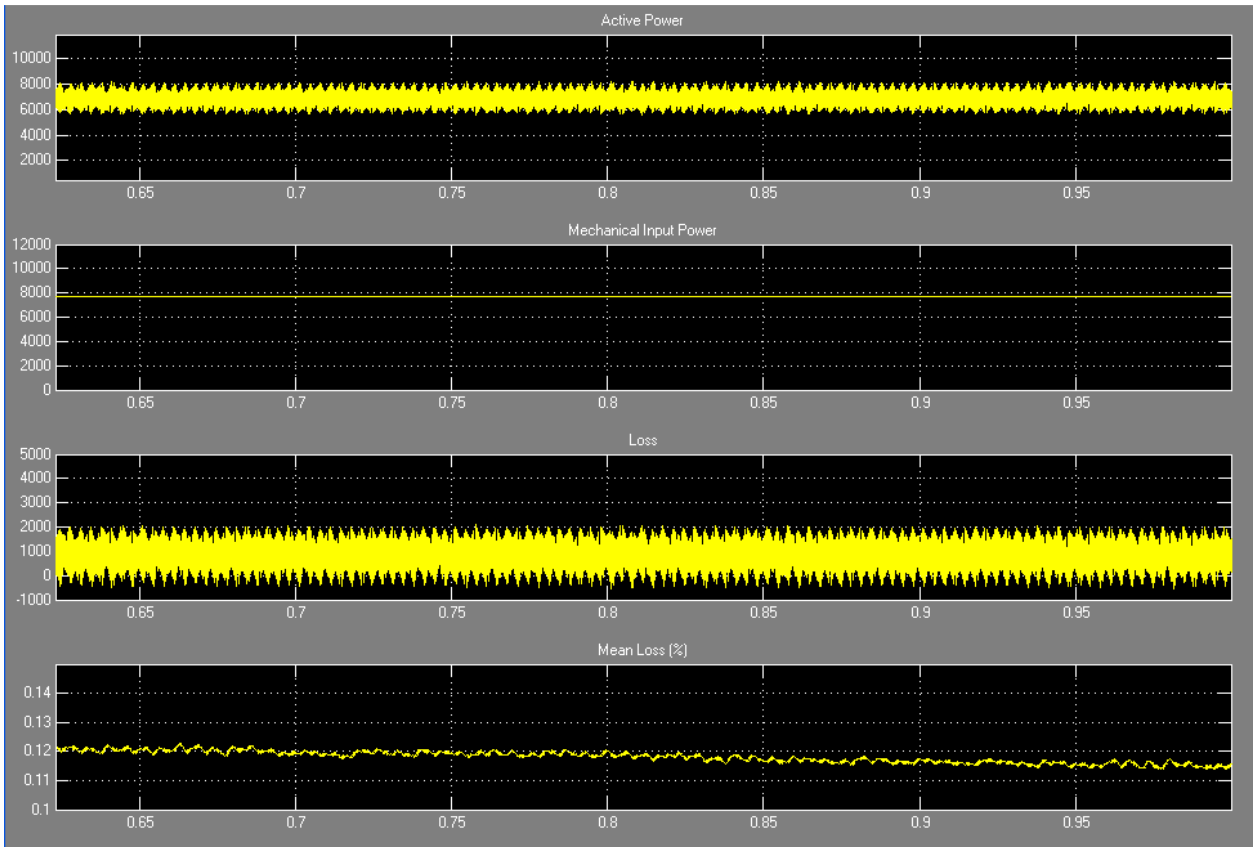


Figure 4-21: System overall losses (hysteresis control)

4.1.3 Comparison of the two control schemes

Up to this point, duty-cycle and self-oscillating control schemes are presented. As shown in the figures above, the two control systems seem to have a similar behavior. However, there are some differences that comprise benefits in favor of the self-oscillating control scheme.

i. The maximum current value during speed decrease is about 30% less in the self-oscillating control scheme compared to the other one. At the steady state, there does not seem to be any difference in the efficiency (11.5% losses in both cases). However, the fact that the wind speed is changing constantly implies that there is no steady state actually. The rotor speed has to follow the wind speed, depending on the C_p curve, for optimum performance. So, the rotor speed is never constant since it has to adapt to the needs, every time. This means that the maximum values that the machine current reaches are important to the system, since the frequency such high values occur is high. A higher maximum current value means higher stresses at the machine materials, as well as higher losses. A system using self-oscillating control would have fewer losses under real-life conditions and the generator would "suffer" less.

ii. The switching frequency in the self-oscillating control scheme is less than the switching frequency used at the triangle frequency at the duty-cycle control. Although the frequency is not user-defined when using self oscillation, it is possible to control it through a "hysteresis" block. Then, the occurring switching frequency is lower than 1 kHz and the results in terms o accuracy are very similar to the duty-cycle control system, where the frequency of 2 kHz has been used. Lower switching frequency is associated with less switching losses. In the above results, no difference at the losses between the two cases can be observed, although lower loss could be expected at the case of self-oscillation control. The reason is that the collector current in both cases is approximately 20 A, which is much less than the nominal current of the IGBT. As illustrated in paragraph 2.6, when the current is significantly lower than the nominal, then the switching losses are almost negligible. So, although the switching loss in the PWM control scheme is expected to be about the double compared to the self-oscillating control scheme (2 kHz vs. 1 kHz), the contribution to the total system losses is so small that it cannot be seen above. However, in real-scale applications, the extra loss is expected to be significant, so this offers an advantage to using the self-oscillating control scheme.

4.1.4 Losses investigation

The total losses of the system seem relatively high. A more detailed investigation has been carried out, so that the performance of each part of the system is estimated separately.

The procedure followed was simple; the active power output of each component was compared to the mechanical power input of the system. All the tests took place one of the terminals.

4.1.4.1 Generator

The generator was loaded with a load very close to the nominal one (95% of the nominal power). AC voltage and current measurements were taken at the terminal of the generator and the active power was calculated and compared to the mechanical input.

The loss at the generator was found to be approximately 7.3%.

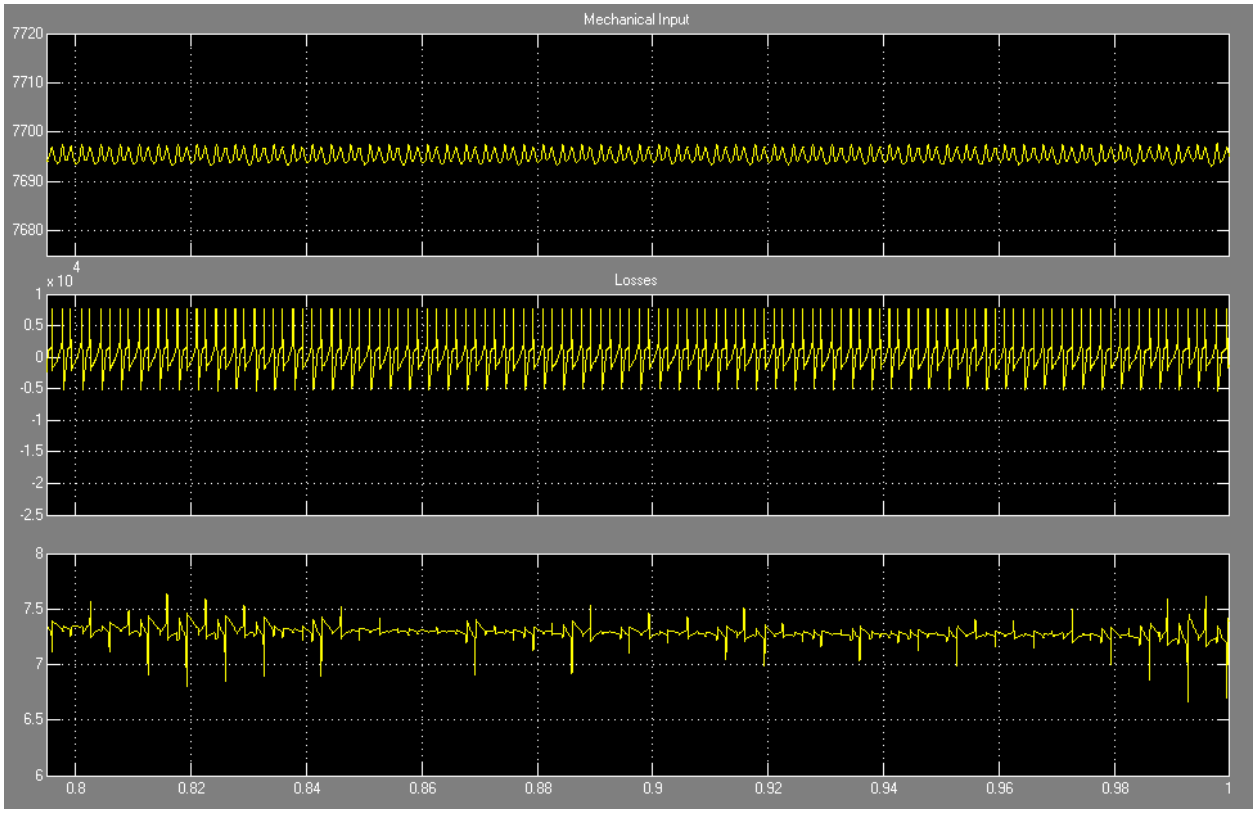


Figure 4-22: Generator loss

4.1.4.2 Rectifier – Boost converter

In order to measure the efficiency of the rectifier and the boost-converter, DC voltage and current measurements are taken at the DC link. The active power was calculated and compared to the mechanical input power, as previously.

The results showed that the total at the DC link are about 8.1%. The losses at this point include both the losses at the generator and the other two DC parts.

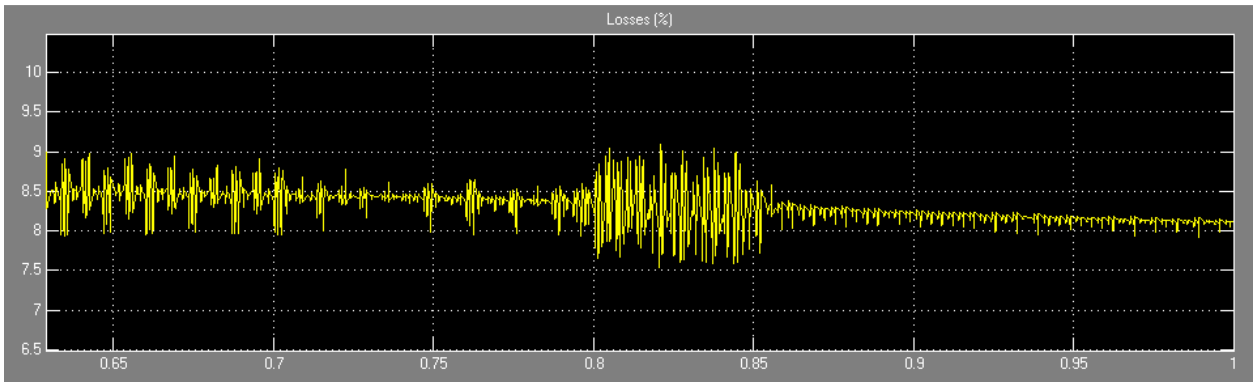


Figure 4-23: Rectifier – Boost converter loss

The overall losses of the system are 11.5%, as shown before.

So, $l_{overall}$=11,5%, l_{gen}=7.3%, $l_{gen\text{-}boost}$=8.1% and $\alpha_{overall}$=88,5%, α_{gen}=92.7%, $\alpha_{gen\text{-}boost}$=91.9%,

where $\alpha = 100\% - l$.

The calculation of the efficiency of the boost-converter and the DC/AC converter from the above data is possible.

$$a_{gen-boost} = \alpha_{gen} \cdot a_{boost} \rightarrow a_{boost} = 99\%$$

$$a_{overall} = \alpha_{gen-boost} \cdot a_{DC/AC} \rightarrow a_{DC/AC} = 96.3\%$$

System Part	Efficiency (%)
Generator	92.7
Rectifier / Boost-converter	99
DC/AC Inverter	96.3

Judging the results, it seems that the losses are relatively high at the generator. This is the part of the system where further investigation could lead to a significant elimination of the generator losses. The boost converter has a very high efficiency, which is explained by the fact that the actual switching

frequency is rather small (less than 1 kHz in steady state). The efficiency of the DC/AC converter is satisfactory, although it is possible to be further increased.

At this point, it should be mentioned that all the results above correspond to steady state. In a real-life application, steady state operation is rarely achieved, since the wind speed is constantly changing and the rotor speed has to follow these changes. Under dynamic conditions, the overall system losses are higher; however, quantification in such a case is a rather difficult task.

4.1.4.3 Losses under different loads

It was investigated how operation under different loads affects the losses of the system. The simulations were run for different values of mechanical input power (and respective values of rotor speed reference). The results are presented in the following diagram.

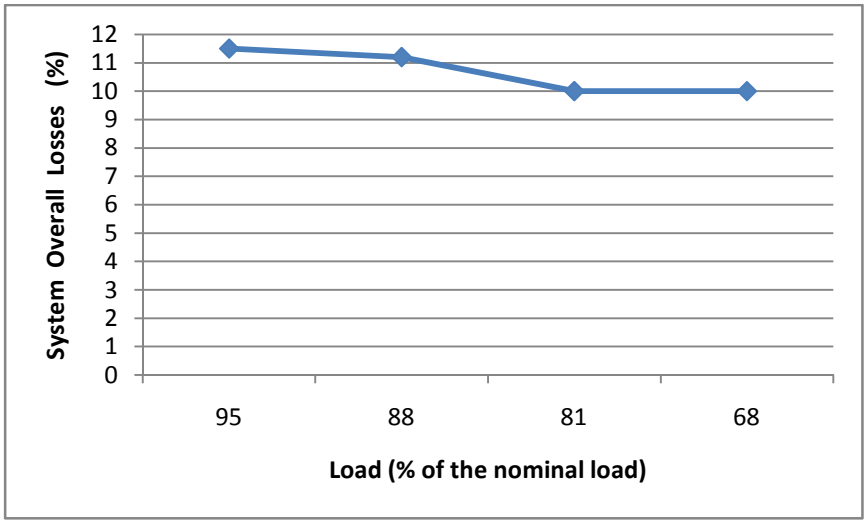


Figure 4-24: System overall loss vs. Load

It can be observed that the system overall losses reach higher values for loads close to the nominal one. When the efficiency of each part of the system was calculated, it was found that the high overall losses are due to the higher losses of the generator, when the system operated under loads close to the nominal one.

This phenomenon has to do with the way the generator works in this control scheme. When the IGBT of the boost converter conducts, the short-circuit formed at the generator side results in a rapid increase of the electrical power of the generator. When the IGBT does not conduct, the electrical power reduces until the semi-conducting switch conducts again. This means that there is a fluctuation around the average output power, as shown in fig. 4-25.

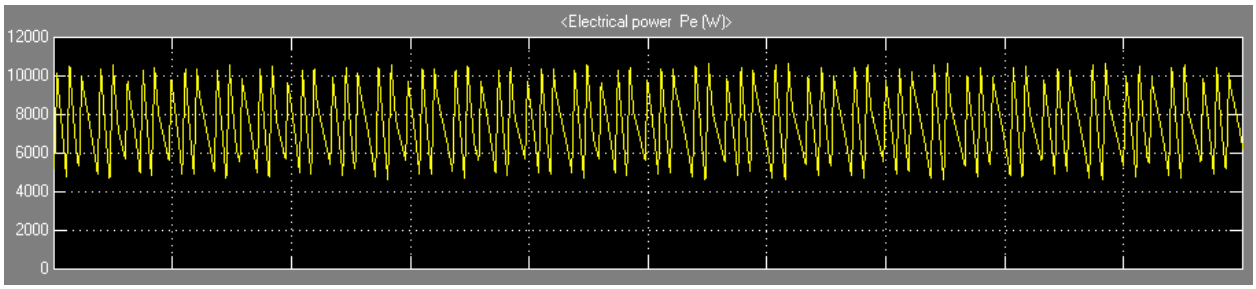


Figure 4-25: Power fluctuation

When the average power output is equal to the nominal one, the maximum electrical power can reach values that are approximately 30% higher than the nominal value, when the lowest values are about 30% lower, respectively. The result of the "overloading" for these very short periods is higher losses, as they are shown in the diagram above.

When the load is smaller than the nominal (e.g. 88%, as tested above), the losses remain high, but reduced compared to the full load. The explanation has to do with the average time that the electrical power exceeds the nominal one and the maximum values that it reaches. Both of these two get lower for a load smaller than the nominal one.

In the case that the average load is about 80% or less, there are no periods where the electrical power values get higher than the nominal one and there are no "extra" losses, consequently. For operation within this area of values, the system overall losses are approximately 10%.

4.1.5 Excitation current for speed control

Another possibility for the controlling the speed of the generator is the excitation current control scheme. As described previously in the theory section, the excitation current is proportionally related to the terminal voltage. So, the speed of the generator can be controlled by changing the excitation current.

Explanation

The DC/AC converter that was used in this control scheme is the same with the one used in all the previous schemes and is described in SS. The space-vector control of the inverter keeps the voltage level stable at the DC side. A boost converter has been also used in this scheme, with the difference that its only operation is to boost the voltage level and not to control the rotor speed. Unlike the control schemes presented previously, the duty cycle of the pulse given to the IGBT gate is stable. So, the boost converter does not contribute to speed control.

It should be mentioned that the boost-converter is not crucial for the operation of the system. If the system is designed in a proper way, the boost-converter can be left out. It might as well be an alternative to use a multi-level converter in the place of the boost-converter.

Since the voltage level is kept constant at the DC side of the inverter, the voltage at the low voltage side of the boost-converter is also constant, since a fixed duty-cycle pulse is used. So, it is possible to adapt the rotor speed by changing the excitation current.

A speed measurement is taken and is compared to the desired reference. The signal that occurs passes through a PI controller and is added to an excitation voltage value. Depending on the deviation of the speed deviation, the excitation voltage is adapted in such a way that the speed reaches the desired value. A saturation block has been used so that the excitation voltage cannot exceed a maximum value.

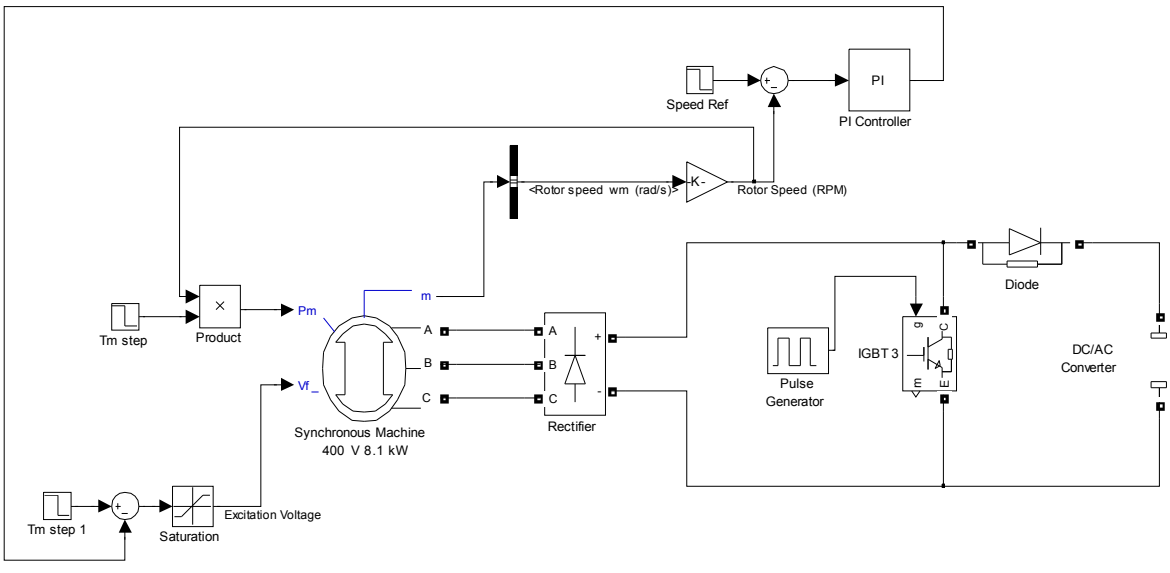


Figure 4-30: Excitation current control scheme

The simulation results are shown in fig. 4-31. The input torque was first set to 40 $N \cdot m$ and at 1 sec a step change to 30 $N \cdot m$ takes place. The excitation voltage increases during the change and so the speed is reduced from the old to the new speed reference (1500 and 1200 rpm respectively).

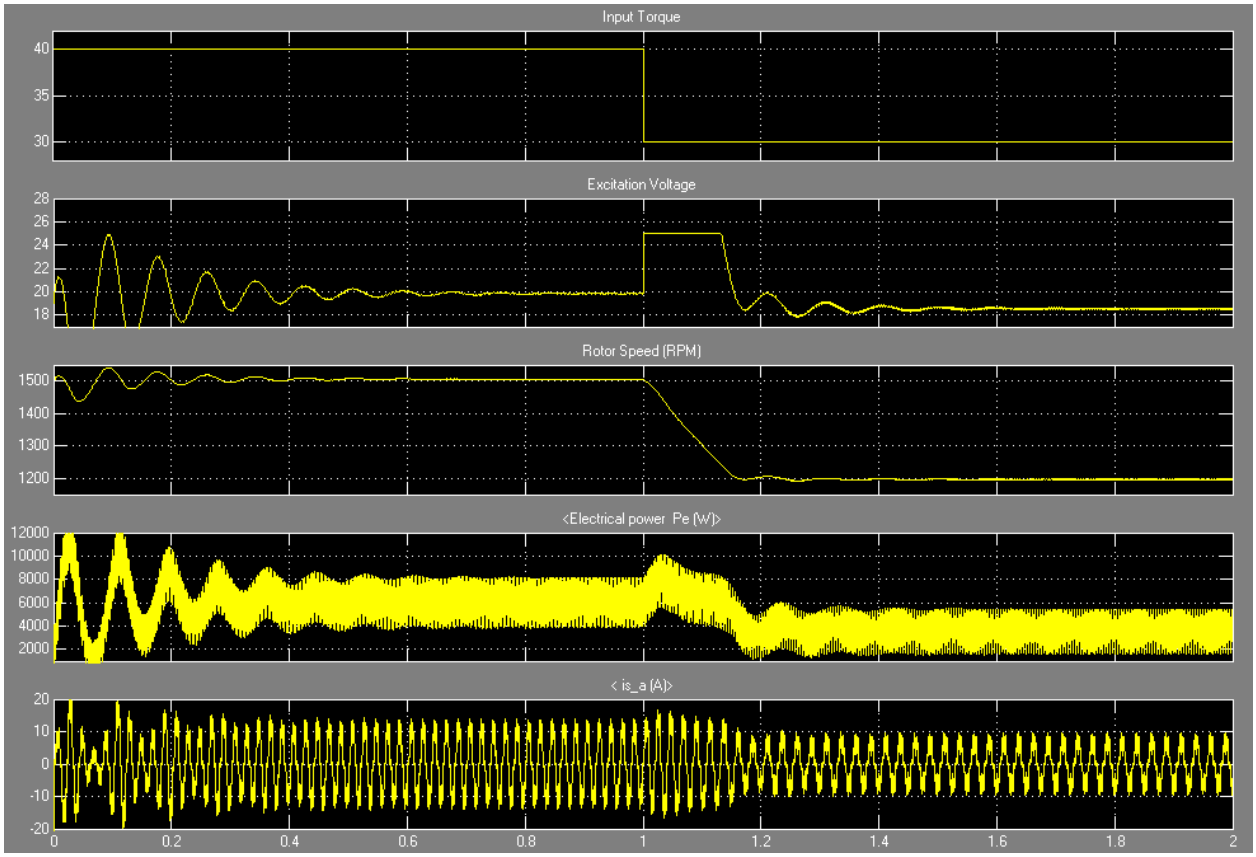


Figure 4-31: Speed decrease under excitation current control

In general, speed control is possible with this control scheme. However, the responses to the speed changes are not as fast as the ones with the other control methods used previously. This is something that was expected due to the relatively high time constants associated with this control scheme.

An alternative to this scheme that could improve the time constant of the responses could be a control scheme that combines the excitation current control and the self-oscillating control, in order to achieve optimum speed control. The new method is presented in paragraph 4.1.6.

4.1.6 Combination Method

As stated previously, combining excitation current and self-oscillating control in order to achieve better performance offers a challenge to further investigation. In the simulations following, the model in fig. 4-17 has been used, with the only difference that the excitation current is not constant anymore, but can be adapted depending on the different needs that might occur.

This combination method offers a high degree of freedom, since the independent control variables are two: the excitation current and the gate pulse duty-cycle. So, a variety of different simulations has been conducted.

In figure 4-32, an example of the new control strategy is given. The system operates at the steady state, until the input torque is reduced significantly to a new level, with a step response. In the previous control scheme, the action that would have taken place is a speed decrease. Alternatively, the action that is taken here is a decrease at the excitation voltage, so that the speed can be kept constant at a desired level.

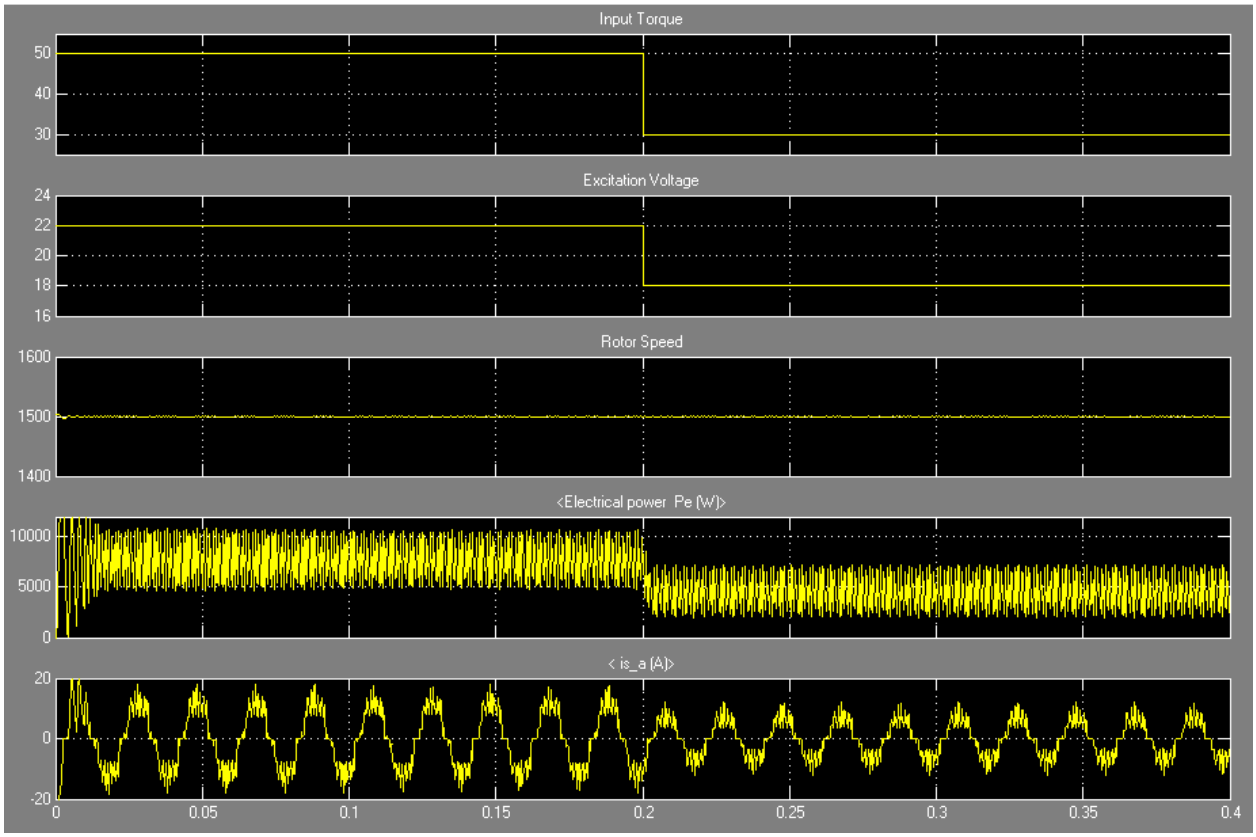


Figure 4-32: Speed control (combination method) – Stable speed

Two other control possibilities have been tested in the simulation in fig. 4.33. Here, at 0.2 sec, there is a step decrease of the input torque. Instead of adapting the excitation current properly so that the speed is kept constant, two different situations occur, depending on the needs. In the first case (between 0.2 sec and 0.4 sec) the excitation current is kept constant, and so the speed reduces to the new reference (1100 rpm) set by the control system of the boost converter. The level of the new speed reference can be altered by changing the value of the excitation voltage. At 0.4 sec, a step change at the excitation voltage enables the speed reference to be set at a higher value (1300 rpm).

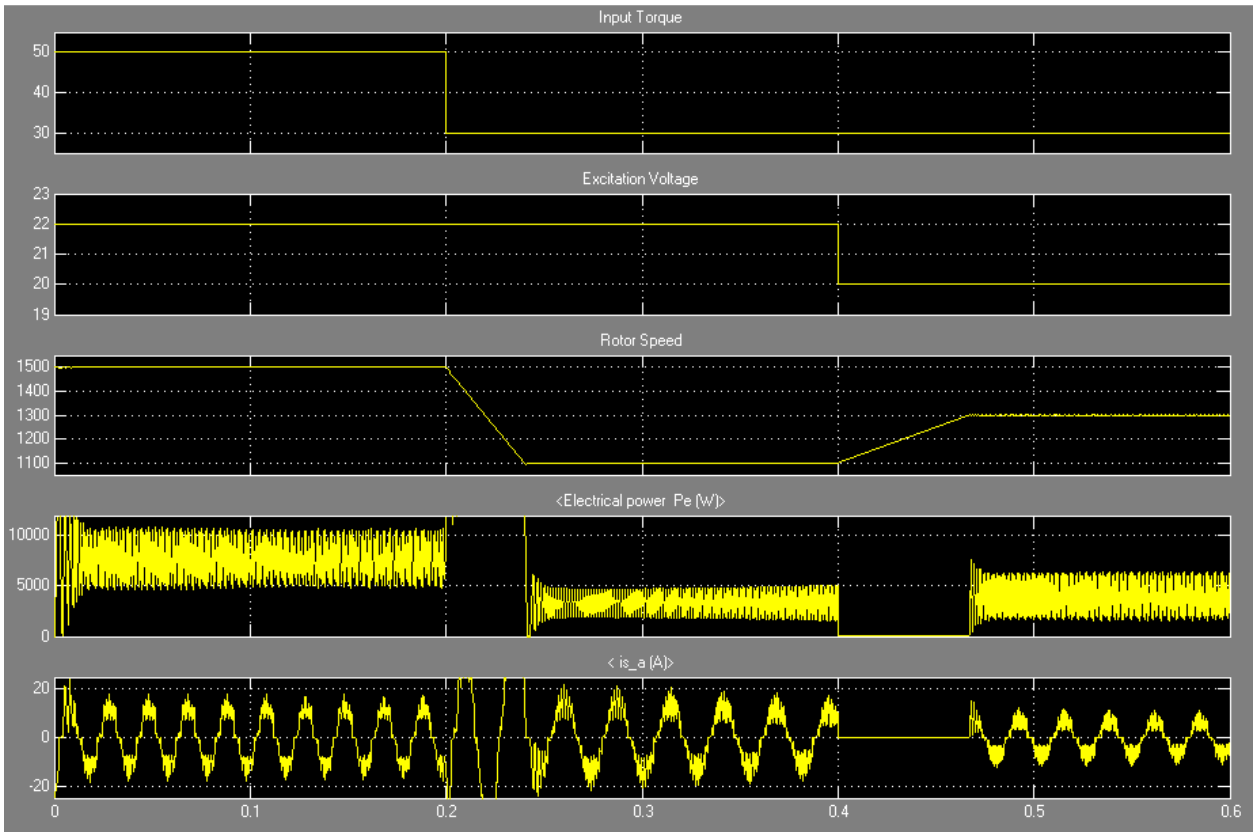


Figure 4-33: Speed control – combination method

This example of combination control shows that it is possible to have an extra degree of freedom in terms of controlling the rotor speed. Practically, this means that adapting the rotor speed according to the C_p curve becomes an easier task, since potential stability issues can be overcome using this control strategy.

Specifically, when using the optimum power output control scheme (speed control according to the C_p curve) the system has to be stable for all individual combinations of wind speed and rotor speed. In the case that the system is not stable within a range of the curve, this combination method can be used in order for these stability problems to be solved.

4.1.7 Power Quality

The discontinuities associated with the operation of the system (due to the switching element) introduce an issue of power quality. In order for the power quality to be evaluated, the THD of the current that flows from the DC/AC converter to the grid has been measured.

As shown in fig. 4-34, the current THD is approximately 5%. This value is very satisfactory for such a system, since it is close to the limit usually set by grid codes. However, either an active or a passive filter can be used for harmonic compensation.

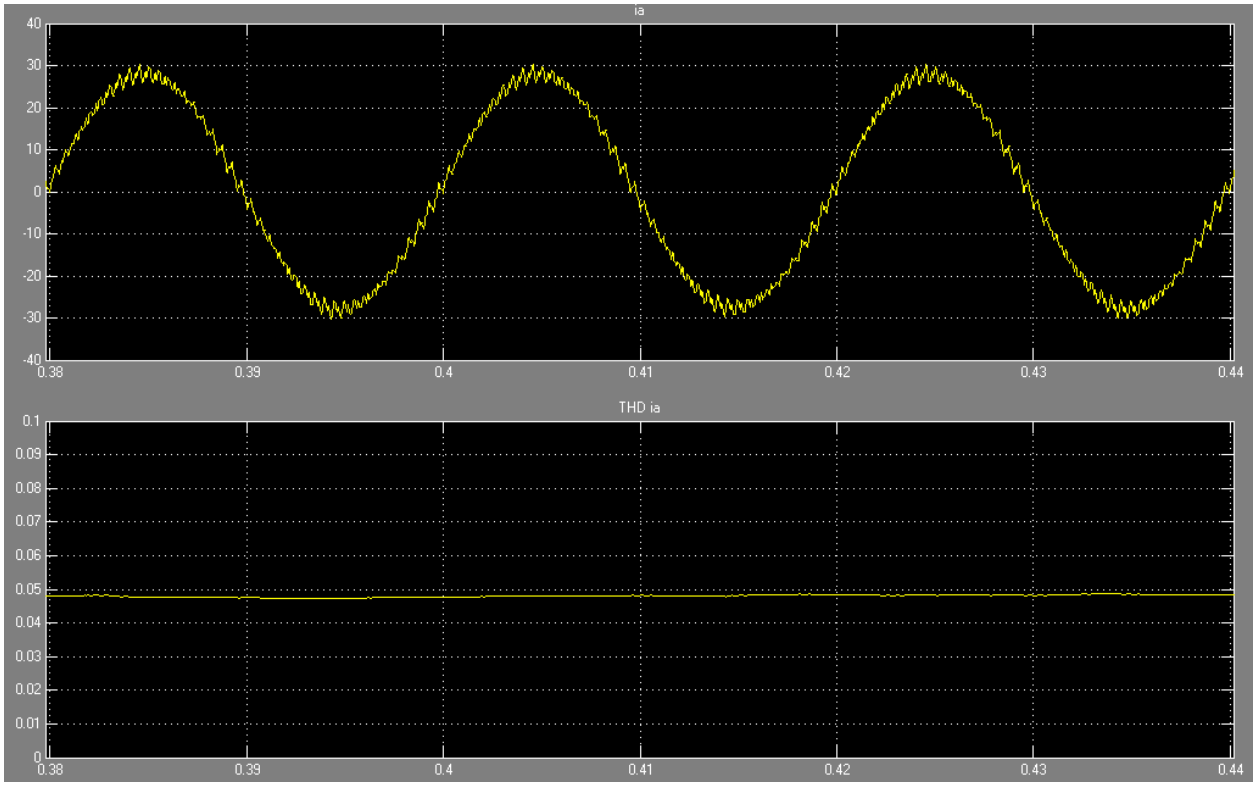


Figure 4-34: Line current and its THD

4.2 Power Control

Another possibility for controlling the system is Power Control. A value for the desired output value is set and the system supplies this amount of power to the grid, provided that the torque applied by the wind is sufficient for the particular level of power.

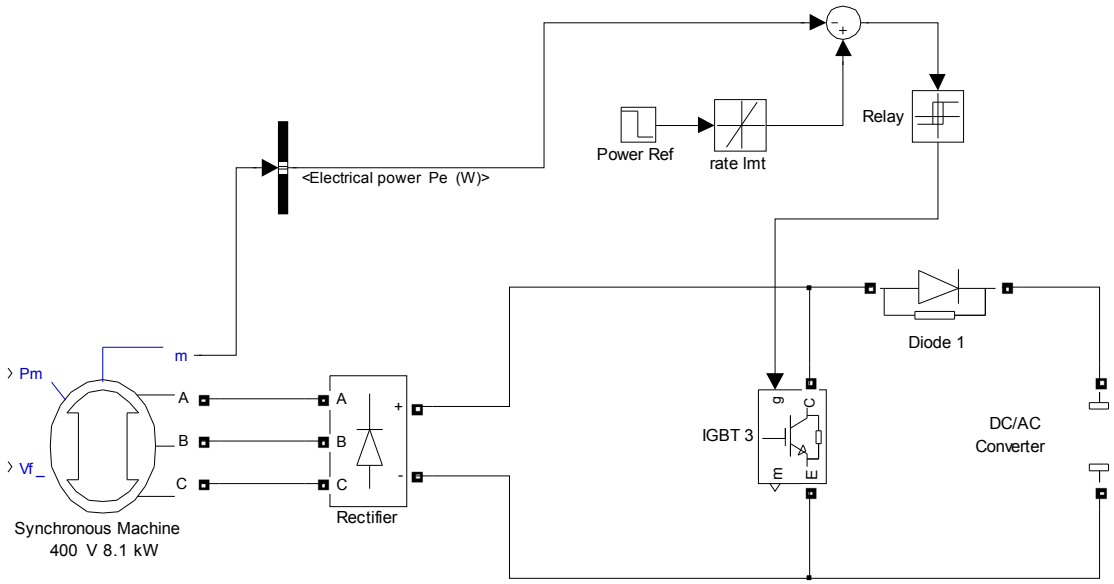


Figure 4-26: Power control scheme

The control scheme is similar to the one used for the speed control. A measurement from the machine electrical power is taken and compared to the desired reference.

If the electrical power is greater than the reference, the boost converter is turned off. During the period where no gate-pulse is given, the machine electrical power reduces, until it becomes again smaller than the reference.

In the case that the machine electrical power is smaller than the reference, then a pulse is given to the IGBT, which means that a short circuit is formed at the low voltage side of the converter. This results in an electrical power increase, until it becomes higher than the reference.

It should be mentioned that, when using this control strategy, the input torque and the power reference should be kept in balance. In other words, the mechanical input to the system must be equal to the electrical power (plus the losses). Otherwise, the extra power offered to the system or delivered to the grid will result in speeding the rotor up or down respectively. In order to achieve such an operation, pitch control must be used in order to adapt the mechanical input power to the desired power reference. However, it is obvious, that this is not the optimum way to operate a wind farm, since the potential power output is greater than the one delivered, generally.

The system was first tested without hysteresis control. The results in figure 4-27 showed that the system delivers the desired output with remarkable accuracy. However, the switching frequency would reach values close to 100kHz. As a matter of fact, this was far from being accepted.

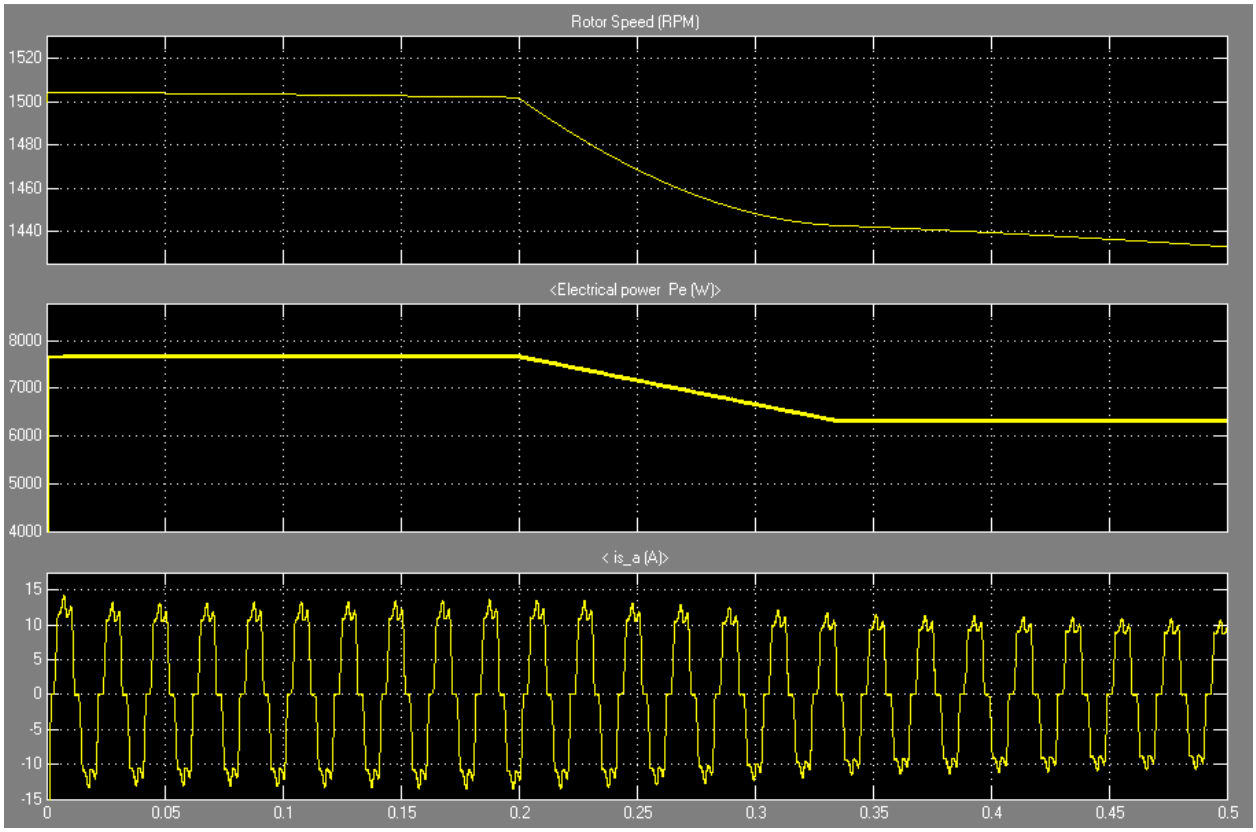


Figure 4-27: Power control without hysteresis

So, hysteresis control was introduced. The limits of the zone that was used were 700W and -700W. The results are shown in fig. 4-28. It is clear that the machine electrical power fluctuates within this zone (power reference ± 700W) in every period of the gate-pulse. The selection of the zone limits were a compromise between satisfactory power output and acceptable values of switching frequency. The switching frequency with this choice of the zone limits was about 2 kHz.

In the simulation, the results of which are demonstrated below, two different situations are examined as well as the dynamic phenomena during the change. First, the input torque is set at 50 $N \cdot m$ and the power reference at 7653 W. At 0.2 sec the torque input changes to 43 $N \cdot m$ and the power reference to 6300 W.

As mentioned previously, the values for the torque input and the power reference in both cases have been chosen so that there is a balance between input and output power and the rotor speed is kept constant in levels close to the nominal speed.

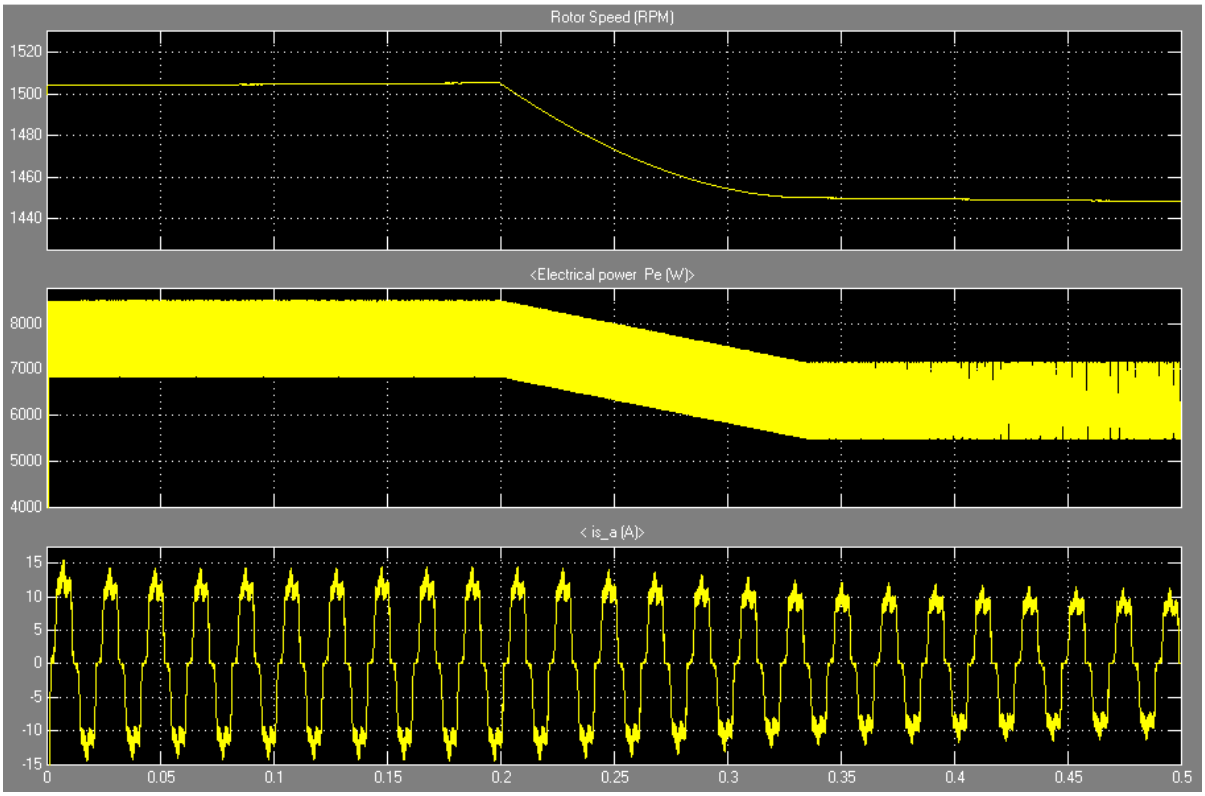


Figure 4-28: Power control with hysteresis

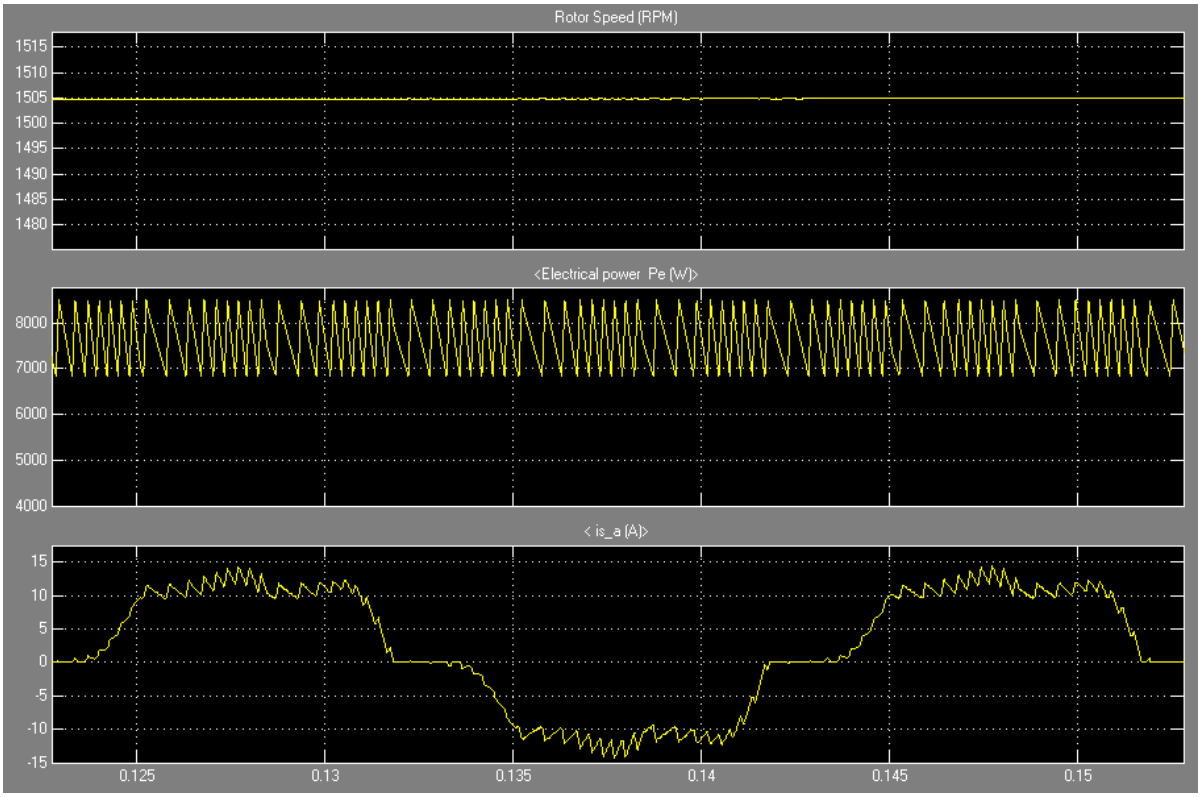


Figure 4-29: Detail from fig. 4-28

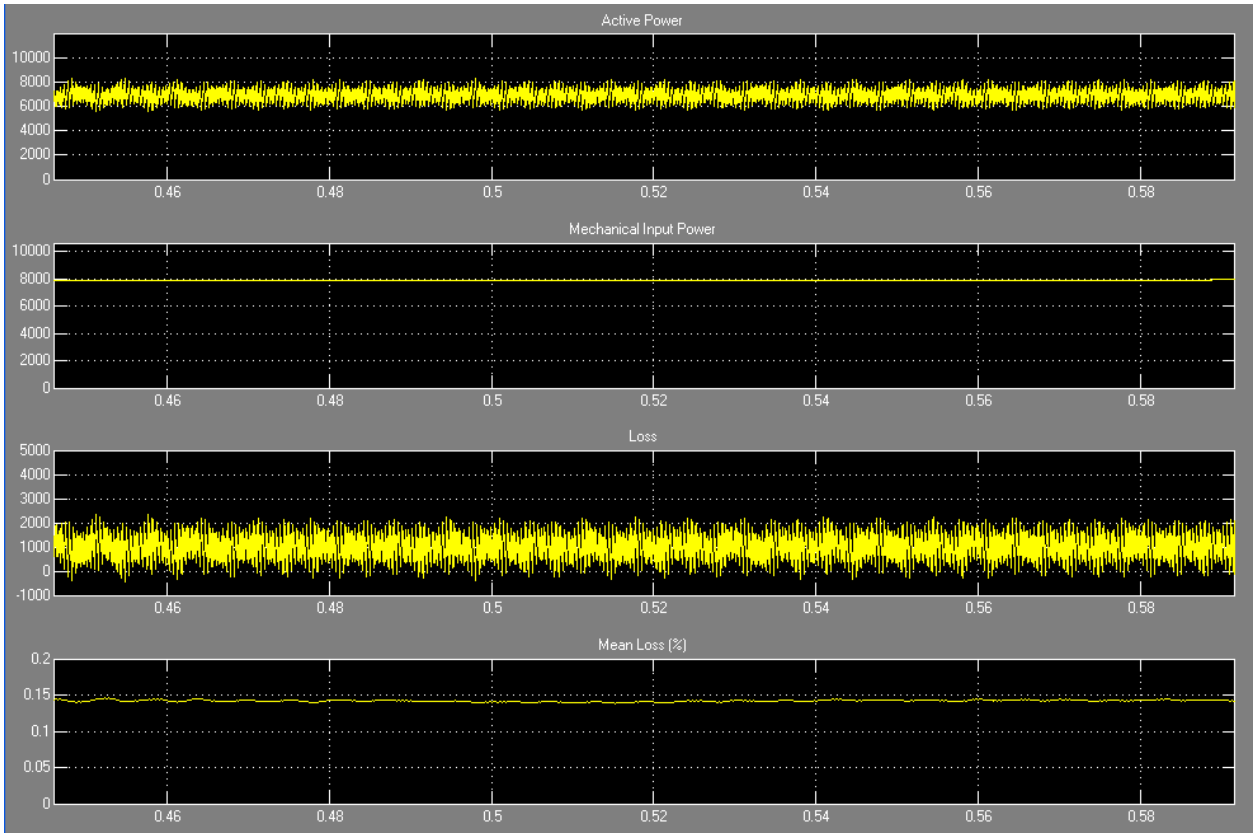


Figure 4-29: System overall losses under power control scheme

As a general comment regarding the way this control strategy works, it should be mentioned that the system operates according to the way it is supposed to. It is possible to control the amount of power delivered to the grid, depending on the needs. A power fluctuation, depending on the width of the hysteresis zone, cannot be avoided; however, the average value of the electrical power is equal to the desired reference.

Moreover, no severe transient phenomena take place during a change between two different power levels. The power change is smooth and progressive, which means that the machine current adapts to the new level without reaching values higher than the nominal.

4.3 Future work

There are a number of topics that were either preliminarily investigated within this project or are complement to the area covered by the project. Some of them can be an object for future work and are listed below:

1. Implementation of a control scheme using real data from a C_p curve in order to automatically adjust the rotor speed depending on the wind speed. Investigation of potential stability issues.
2. Optimization of the system proposed above including the control of the excitation current (implementation of the combination method).
3. Investigation of the way pitch control cooperates with such a system.
4. Detailed losses investigation at the different parts of the system, including a mean value calculation, accurate for the whole range of variable-frequency operation of the system
5. In depth investigation of the generator losses and proposal of different construction designs that could increase the efficiency.
6. Active filter design for the grid connected inverter in order for the power quality to be improved.
7. Investigation of a multi-terminal solution.
8. Scaling up the system to application-scale level.
9. Cost analysis of the system in comparison to conventional or recently used systems

5. Conclusion

Offshore wind farms promise to become an important source of energy in the near future; it is expected that by the end of this decade, wind parks with a total capacity of thousands of megawatts will be installed in European seas. The expected growth of off-shore wind farms introduces the need of developing new technologies covering the needs of off-shore conditions in a better way, [10]. The DC link as a means for connecting the system to the grid, dominates in most of the cases, due to long connections. For this reason, there is the tendency for such systems to consist of DC parts mainly, which makes them more efficient.

Within this project, the control of such a system has been investigated. The system consists of a synchronous generator, a diode rectifier, a boost converter and a grid connected inverter. It was found that no special generator design is required for the operation of the system, since a conventional synchronous generator works fine. However, high losses at the generator imply that a special design might contribute in eliminating the losses.

A second terminal was parallelized to the first one and the results showed that the two systems can operate in a way that the one does not affect the other. It can be assumed that more systems can be parallelized without any significant problems.

PWM control: The control scheme initially proposed is based on the PWM technique. It is possible to control the speed of the generator by altering the duty-cycle of the boost converter. The results showed that the response under different conditions was satisfactory. However, performance in terms of certain aspects (e.g. overall losses during transient phenomena) can be improved with the use of self-oscillating control.

Self-oscillating control: This control scheme offers an alternative in terms of controlling the speed and/or the power. It proves that the results are similar to the PWM control, while at the same time the maximum machine current during speed decrease is eliminated significantly, offering some advantages. A similar control scheme can be used for power control, with satisfactory results.

Losses Investigation: The overall losses as well as the losses in every part of the system were investigated. It was found that the system overall losses are approximately 11.5% for full load and reduce to 10% for loads up to 80% of the nominal value. Investigation in each system component separately showed that the losses are mainly due to the generator.

Combination Method: A combination method (self-oscillating and excitation current control) was introduced in order to offer another degree of freedom regarding speed control. The advantages of the two methods can be combined using this control scheme. Potential stability problems of the self-oscillating control can be overcome with this method. Fast, accurate and stable operation for every range of values can be achieved.

References

[1] Power and Communication Cables, R. Bartnikas, K.D. Srivastava, Mc Graw Hill

[2] Pedersen, J. Kass, 'Power Transmission From Large Off-shore Wind Farms', UEPC '99 1999, Leicester

[3] Master project, Technical University of Denmark, July 2007 “Laboratory Investigation of Variable Speed Control of Synchronous Generator with a Boost Converter”, R. Sharma

[4] Master project, Technical University of Denmark, May 2001 “Synchronous Generator Controlled by Boosting the Rectified Stator Voltage”, Alejandreo Medina Calvo

[5] Electric Machinery Fundamentals, Fourth Edition, Stephen Chapman, 2005

[6] First course on Power Electronics, Ned Mohan

[7] Mohan, Undeland, Robbins, 'Power Electronics - Converters, Applications and Design', 2003, J. Wiley and Sons Inc

[8] Fundamentals of Power electronics, Robert W. Erickson, 1997, Kluwer Academic Publishers

[9] R. Pena, J.C. Clare, G.M. Asher, “Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation”, IEE 1996

[10] http://www.windpower.org, July 2008

Synchronous Generator	
Nominal Power	8100 W
Nominal Voltage (V_{RMS})	400 V
Nominal frequency	50 Hz
Rotor type	Salient pole
Stator [R_s, Ll, Lmd, Lmq]	[1.62 ohms, 0.004527 H, 0.1086 H, 0.05175 H]
Field [Rf, LIfd]	[1.208 ohms, 0.01132 H]
Dampers [Rkd, Llkd, Rkq1, Llkq1]	[3.142 ohms, 0.007334 H, 4.772 ohms, 0.01015 H]
[Inertia (J), friction factor (F), pole pairs (p)]	[0.0923 kg.m^2, 0.009 N.m.s, 2]

Rectifier	
Number of bridge arms	3
Power electronic device	Diodes
Snubber resistance (R_s)	10^5 ohms
Snubber capacitance	1 F
R_{on}	0.1 ohms

IGBT (Boost-converter)	
Resistance R_{on}	0.01ohms
Inductance L_{on}	0
Forward voltage (V_f)	1.5 V
Current 10% fall time (T_f)	$1*10^{-6}$ s
Current tail time (T_t)	$2*10^{-6}$ s
Snubber resistance R_s	$1*10^5$ ohms
Snubber capacitance C_s	inf

Diode (Boost-converter)	
Resistance R_{on}	0.01ohms
Inductance L_{on}	0
Forward voltage (V_f)	1.2 V
Initial current I_C	0
Snubber resistance R_s	$1*10^5$ ohms
Snubber capacitance C_s	inf

Capacitor (Connected before the DC/AC converter)	
Capacitance	10^{-3} F
Resistance	0.005 ohms

DC/AC Converter	
Number of bridge arms	3
Power electronic device	IGBT / Diodes
Snubber resistance (R_s)	10^{5} ohms
Snubber capacitance	inf
R_{on}	10^{-3} ohms
Forward Voltages [Device (V_f), Diode (V_{fd})]	[1.5 V, 1.5 V]
[T_f, T_t]	[10^{-6}, 10^{-6}]
PWM carrier frequency	2000 Hz

ΜΕΡΟΣ Β

ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ

Μελέτη της δυναμικής συστήματος ανεμογεννητριών μεταβλητής ταχύτητας αποτελούμενου από δύο τερματικά με σύγχρονες γεννήτριες ελεγχόμενες από μετατροπέα ανύψωσης

Περίληψη διπλωματικής εργασίας:

Dynamic Study of a System consisting of two Terminal Boost controlled Synchronous Generators for Variable Speed Wind Turbines

Ευάγγελος Ι. Δημαράκης

Επιβλέποντες καθηγητές:

Αντώνιος Κλαδάς (Ε.Μ.Π.)

Tonny W. Rasmussen (DTU)

Αθήνα, Ιούλιος 2008

Πρόλογος

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στο πλαίσιο του προγράμματος Socrates/Erasmus στο πανεπιστήμιο Danmarks Tekniske Univeritet (DTU), της Κοπεγχάγης. Επιβλέποντες καθηγητές ήταν ο κ. Tonny W. Rasmussen (DTU) και ο κ. Αντώνιος Κλαδάς (Ε.Μ.Π.), ενώ υπεύθυνη για το πρόγραμμα Erasmus στη σχολή Η.Μ.Μ.Υ. ήταν η κ. Κωνσταντίνα Νικήτα. Τους ευχαριστώ όλους για την καλή συνεργασία.

Η παρούσα έκδοση αποτελεί περίληψη της διπλωματικής εργασίας *"Dynamic Study of a System consisting of two Terminal Boost controlled Synchronous Generators for Variable Speed Wind Turbines"*.

Η διπλωματική εργασία πραγματεύεται τη μελέτη του ελέγχου στροφών σύγχρονων γεννητριών μεταβλητών στροφών. Το υπό μελέτη σύστημα αποτελείται από μια σύγχρονη γεννήτρια, έναν ανορθωτή διόδων, έναν μετατροπέα ανύψωσης και έναν DC/AC μετατροπέα, συνδεδεμένο με το δίκτυο. Ένα τέτοιο σύστημα αποτελεί μια ενδιαφέρουσα επιλογή, ιδιαίτερα για off-shore αιολικά πάρκα, σε ότι αφορά τις απώλειες, το κόστος και την πολυπλοκότητα. Το επίπεδο της τάσης στην DC πλευρά του DC/AC μετατροπέα διατηρείται σταθερό, με τη βοήθεια κατάλληλου κυκλώματος ελέγχου στο μετατροπέα. Η τάση ακροδεκτών της γεννήτριας ελέγχεται από το εύρος των παλμών του διακοπτικού στοιχείου του μετατροπέα ανύψωσης. Δεδομένου ότι η επαγόμενη τάση της γεννήτριας (E_A) είναι ανάλογη της ταχύτητας περιστροφής της γεννήτριας, ο έλεγχος της τάσης ακροδεκτών οδηγεί στον έλεγχο ταχύτητας της γεννήτριας.

Στο πλαίσιο της εργασίας, εξετάζονται διάφορα σχήματα ελέγχου για έλεγχο τόσο της ταχύτητας όσο και της αποδιδόμενης ισχύος. Μια μέθοδος κατά την οποία οι παλμοί δημιουργούνται με τεχνική PWM συγκρίνεται με μια νέα μέθοδο που αναπτύχθηκε εκπονώντας την παρούσα διπλωματική εργασία. Η νέα μέθοδος βασίζεται στον έλεγχο υστέρησης. Τα αποτελέσματα έδειξαν ότι επιτυγχάνονται καλύτερα δυναμικά χαρακτηριστικά με τη χρήση της νέας μεθόδου. Συμπληρωματικά προς αυτήν, εισάγεται επίσης μια συνδυαστική μέθοδος, κατά την οποία χρησιμοποιείται παράλληλα ο έλεγχος υστέρησης και ο έλεγχος του ρεύματος διέγερσης, με τέτοιο τρόπο ώστε να εκμεταλλεύονται τα πλεονεκτήματα των δύο μεθόδων.

Επιπρόσθετα, στην εργασία μελετώνται οι απώλειες που εμφανίζει το σύστημα. Προκύπτει ότι το μεγαλύτερο μερίδιο των απωλειών οφείλεται στη γεννήτρια. Επιπλέον μελέτη χρειάζεται ώστε να μειωθούν οι συνολικές απώλειες του συστήματος.

Για όλες τις προσομοιώσεις έχει χρησιμοποιηθεί το λογισμικό Matlab/Simulink.

Περιεχόμενα

Εισαγωγή 1

Γενική Θεωρία 4

Σύγχρονη Γεννήτρια 4

Μετατροπέας ανύψωσης 5

Έλεγχος Υστέρησης 5

Έλεγχος με space-vectors 6

Μοντέλο Προσομοίωσης 7

DC/AC Μετατροπέας 7

Αναλυτική περιγραφή του τρόπου ελέγχου της ταχύτητας της γεννήτριας 10

Αποτελέσματα και Συμπεράσματα 12

Έλεγχος Ταχύτητας 12

Έλεγχος με PWM 12

Έλεγχος Υστέρησης 20

Σύγκριση των δύο μεθόδων ελέγχου 26

Συνδυαστική μέθοδος 27

Ποιότητα Ισχύος 28

Έλεγχος Ισχύος 29

Μελλοντική εργασία 30

Επίλογος 31

Βιβλιογραφία 32

Τιμές παραμέτρων 33

Εισαγωγή

Τα μελλοντικά αιολικά πάρκα αναμένεται να τοποθετούνται κυρίως στη θάλασσα (off-shore wind farms). Το βασικό πλεονέκτημα των θαλάσσιων αιολικών πάρκων, σε σχέση με τα συμβατικά που τοποθετούνται στην ξηρά, είναι ότι το αιολικό δυναμικό είναι εν γένει υψηλότερο, ενώ παράλληλα η τύρβη είναι χαμηλότερη. Η απόσταση ανάμεσα στο αιολικό πάρκο και το σημείο σύνδεσης στην ξηρά μπορεί να κυμαίνεται από λίγα χιλιόμετρα έως αρκετές δεκάδες χιλιόμετρα. Σε συνδέσεις με αγωγούς AC η χωρητική φόρτιση λαμβάνει τόσο μεγάλες τιμές, ώστε αυτή η παράμετρος να περιορίζει το μήκος της σύνδεσης. Πρακτικά, αυτό σημαίνει ότι η μεταφορά ισχύος σε μεγάλες αποστάσεις (υποθαλάσσια, χωρίς τη δυνατότητα αντιστάθμισης ισχύος) είναι δυνατή μόνο με DC συνδέσεις. [1].

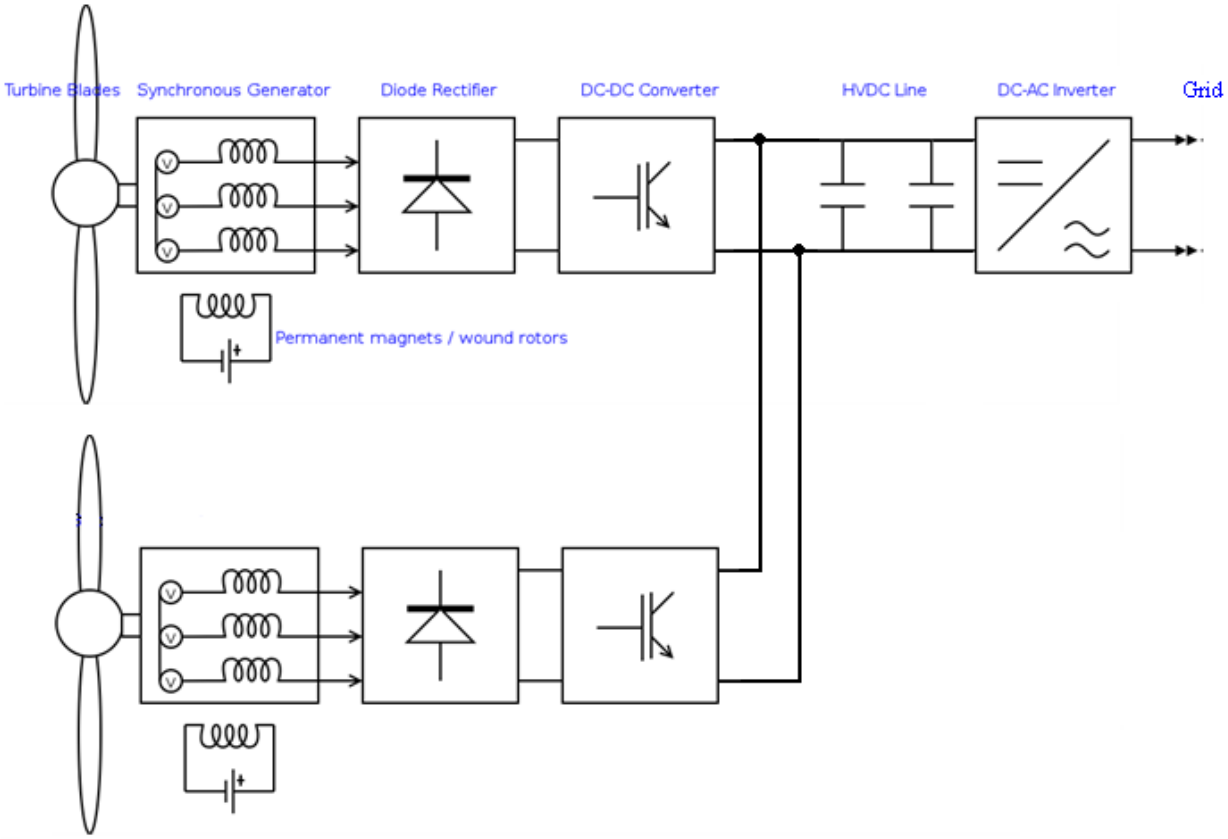
Συνεπώς, αφού η χρήση DC σύνδεσης είναι επιβεβλημένη για τέτοια συστήματα, η χρήση όσο το δυνατόν περισσότερων συσκευών DC στο σύστημα είναι προτιμότερη, ως προς τις απώλειες, την πολυπλοκότητα και το κόστος. Αυτός ο τρόπος σύνδεσης επιτρέπει επίσης τον ανεξάρτητο έλεγχο της κάθε ανεμογεννήτριας, με σκοπό είτε την απόδοση μέγιστης ισχύος (Maximum Power Point Tracking) είτε την παροχή σταθερής ισχύος στο δίκτυο. Επίσης, είναι δυνατή η ρύθμιση του συνολικού συντελεστή ισχύος του πάρκου, ιδιότητα ιδιαίτερα σημαντική, καθώς οι κανόνες διασύνδεσης απαιτούν τη δυνατότητα προσφοράς αέργου ισχύος ανάλογα με τη ζήτηση ισχύος και το επίπεδο της τάσης στο δίκτυο.

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη της δυναμικής συμπεριφοράς ενός συστήματος για ανεμογεννήτριες μεταβλητών στροφών, αποτελούμενου από δύο τερματικά με γεννήτριες ελεγχόμενες από μετατροπείς ανύψωσης. Το σύστημα έχει προταθεί από τον Καθ. J. Kaas Pedersen (UPEC΄99), ενώ η παρούσα εργασία συνεχίζει τη διερεύνηση που έχει προηγηθεί στον ίδιο τομέα από τους Ranjan Sharma και Alejandreo Medina Calvo, [2],[3],[4].

Το σύστημα, όπως φαίνεται στο σχ. 1-1, αποτελείται από μια σύγχρονη γεννήτρια, έναν ανορθωτή διόδων, έναν μετατροπέα ανύψωσης, μια σύνεση DC και έναν DC/AC μετατροπέα. Η φτερωτή μπορεί να είναι συνδεδεμένη στον άξονα της γεννήτριας είτε μέσω κιβωτίου ταχυτήτων είτε απ’ ευθείας, δεδομένου ότι η γεννήτρια θα διαθέτει μεγάλο αριθμό πόλων. Επίσης, η σύγχρονη γεννήτρια μπορεί να είναι είτε μονίμων μαγνητών είτε με τύλιγμα πεδίου. Στη δεύτερη περίπτωση, προστίθεται ένας επιπλέον βαθμός ελευθερίας που έχει να κάνει με το ρεύμα διέγερσης. Ο έλεγχος του ρεύματος διέγερσης μπορεί να προσφέρει μια επιπλέον λύση όσον αφορά στον έλεγχο της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα.

Έμφαση δίνεται στη μεταφορά ισχύος από τις γεννήτριες προς το δίκτυο, παράλληλα με τον έλεγχο ταχύτητας και ισχύος.

Όπως φαίνεται στο διάγραμμα, οι ακροδέκτες της γεννήτριας συνδέονται με τον ανορθωτή διόδων. Στη συνέχεια συνδέεται ο μετατροπέας ανύψωσης, ο οποίος ανυψώνει την τάση σε ένα υψηλότερο επίπεδο. Σε αυτό το σημείο συνδέονται οι παράλληλοι κλάδοι του συστήματος. Ακολουθεί μια DC γραμμή μεταφοράς κ ο αντιστροφέας σύνδεσης στο δίκτυο.



Σχ. 1.1: Σχηματικό διάγραμμα συστήμστος

Ο DC/AC αντιστροφέας, εκτός από την προφανή λειτουργία της μετατροπής από DC σε AC, είναι σχεδιασμένος με τέτοιο τρόπο ώστε να διατηρεί την DC τάση σταθερή. Εφόσον η τάση στην πλευρά υψηλής τάσης του μετατροπέα ανύψωσης διατηρείται σταθερή, μπορεί να επιτευχθεί έλεγχος ταχύτητας με την αλλαγή του εύρους των παλμών του IGBT του μετατροπέα ανύψωσης, χρησιμοποιώντας την τεχνική PWM.

Επιπρόσθετα, στο πλαίσιο της παρούσας εργασίας αναπτύχθηκε μια νέα μέθοδος ελέγχου της ταχύτητας, που βασίζεται στον έλεγχο υστέρησης (hysteresis – self oscillation control).

Τα βασικά σημεία ενδιαφέροντος είναι ο έλεγχος ταχύτητας και ισχύος, παράλληλα με υπολογισμό και διερεύνηση των απωλειών. Συμπληρωματικά προς τις 2 μεθόδους που αναφέρθηκαν παραπάνω (έλεγχος PWM και υστέρησης), μια συνδυαστική μέθοδος ελέγχου υστέρησης και ρεύματος διέγερσης μελετάται επίσης.

Γενική Θεωρία

Η θεωρία παρουσιάζεται αναλυτικά στην πρωτότυπη έκδοση στα αγγλικά. Στην παρούσα έκδοση παρουσιάζονται μόνο κάποιες σχέσεις που χρησιμοποιούνται στη συνέχεια.

Σύγχρονη Γεννήτρια

Σε μια σύγχρονη γεννήτρια, η συχνότητα περιστροφής του δρομέα είναι

$$f_e = \frac{n_m P}{120}$$

όπου $f_e = \eta\ ηλεκτρική\ συχνότητα\ σε\ Hz$

$n_m = \eta\ μηχανική\ ταχύτητα\ περιστροφή\ του\ δρομέα, σε\ r/min$

$P = ο\ αριθμός\ των\ πόλων$

Η ΗΕΔ δίνεται από τη σχέση

$$E_A = \sqrt{2}\pi N_C \varphi f \quad \textit{εξίσωση (2.1)}$$

όπου $\varphi = μαγνητική\ ροή$

$f = συχνότητα\ περιστοφής$

πράγμα που σημαίνει ότι εξαρτάται από το ρεύμα μαγνήτισης, τη συχνότητα περιστροφής της γεννήτριας και την κατασκευή της μηχανής.

Ισοδύναμο κύκλωμα

Η τάση στους ακροδέκτες της γεννήτριας δίνεται από τη σχέση:

$$\boldsymbol{V}_\varphi = \boldsymbol{E}_A - jX_S\boldsymbol{I}_A - R_A\boldsymbol{I}_A \quad \textit{εξίσωση (2.2)}$$

όπου $X_S = σύγχρονη\ αντίδραση\ στάτη$

$R_A = αντίσταση\ στάτη$

$I_A = ρεύμα\ τυμπάνου$

Μετατροπέας ανύψωσης

Ο μετατροπέας ανύψωσης είναι μια διάταξη ηλεκτρονικών ισχύος με την οποία πετυχαίνεται η ανύψωση DC τάσης. Ο λόγος μετασχηματισμού που προκύπτει είναι

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad \textit{Εξίσωση (2.3)}$$

όπου V_o = *τάση εξόδου*

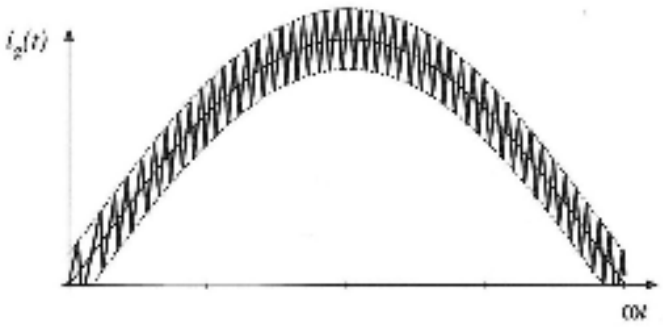
V_d= *τάση εισόδου*

D = *duty cycle παλμών του διακοπτικού στοιχείου*

Έλεγχος Υστέρησης

Ένα σχήμα ελέγχου που χρησιμοποιείται συχνά σε διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος είναι ο έλεγχος υστέρησης. Αντί το σύστημα να λειτουργεί με σταθερή διακοπτική συχνότητα, ένας ελεγκτής υστέρησης ανοίγει και κλείνει το ημιαγώγιμο στοιχείο, [8].

Ένα παράδειγμα ελέγχου υστέρησης δίνεται στο παρακάτω σχήμα, όπου το ρεύμα ελέγχεται από έναν μετατροπέα ανύψωσης με τρόπο ώστε να βρίσκεται σε ένα εύρος ±10% από την επιθυμητή αναφορά.



Σχήμα 2-1: Έλεγχος υστέρησης με ανοχή ±10%

Έλεγχος με space-vectors

Η αναπαράσταση τριφασικών συμμετρικών μεγεθών είναι δυνατόν να γίνει από δύο μόνο διανύσματα, στο σύστημα αβ. Για το μετασχηματισμό από το ένα σύστημα (abc) στο άλλο (αβ) χρισιμοποιούνται οι παρακάτω σχέσεις:

$$\begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix}$$

Οι συνιστώσες αβ είναι δυνατόν να εκφραστούν στη συνέχεια ως με περιστρεφόμενα διανύσματα (dq) με τον παρακάτω μετασχηματισμό:

$$v_d = v_a cos\theta - v_\beta sin\theta$$

$$v_q = v_\beta cos\theta + v_a sin\theta$$

όπου θ είναι η γωνιακή απόκλιση του πλαισίου αναφοράς.

Οι μετασχηματισμοί αυτοί είναι ιδιαίτερα χρήσιμοι, καθώς προσφέρουν τη δυνατότητα ανεξάρτητου ελέγχου για την ενεργό και την άεργο ισχύ.

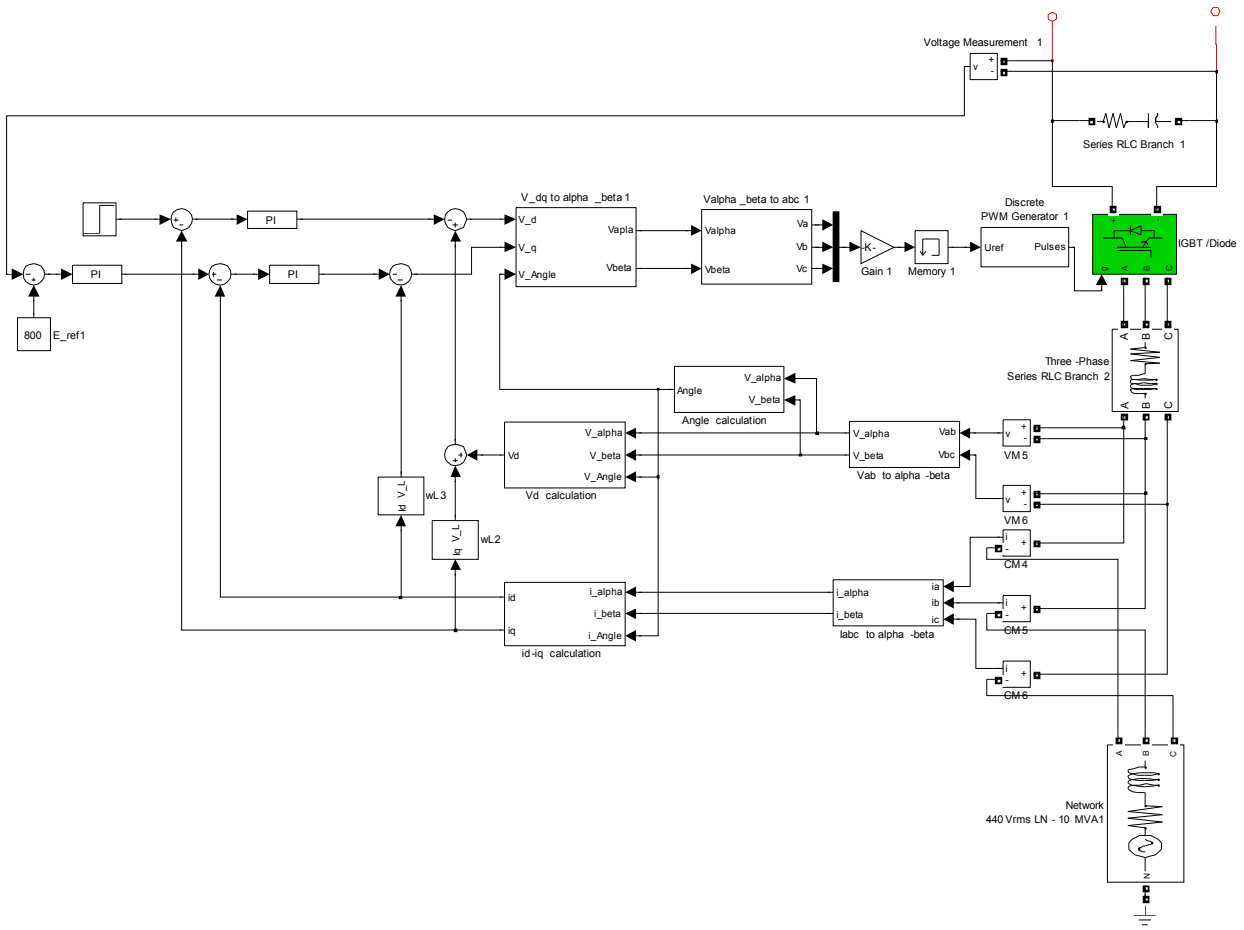
Περισσότερα στοιχεία θεωρίας μπορούν να αναζητηθούν στην πρωτότυπη εργασία καθώς και στις αναφορές [5], [6], [7], [8].

Μοντέλο Προσομοίωσης

DC/AC Μετατροπέας

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή, ο DC/AC μετατροπέας έχει σχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο ώστε το επίπεδο της DC τάσης να διατηρείται σταθερό. Αυτή η ιδιότητα του μετατροπέα είναι καθοριστική για τα λειτουργία του συστήματος, καθώς ο έλεγχος ταχύτητας με κατάλληλη ρύθμιση του εύρους των παλμών του διακοπτικού στοιχείου προϋποθέτει σταθερή τάση στην DC πλευρά του μετατροπέα.

Το κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα, που βασίζεται σε έλεγχο με διανύσματα "space vector", παρουσιάζεται στο σχήμα 3-1, [9].



Σχήμα 3-1: Κύκλωμα ελέγχου DC/AC μετατροπέα

Κύκλωμα Ελέγχου

Μετρήσεις ρεύματος και τάσης λαμβάνονται στην AC πλευρά του μετατροπέα. Οι μετρήσεις αυτές χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των διανυσμάτων v_d, i_d, i_q, όπως αυτά περιγράφονται στην παράγραφο 2.8 (εξισώσεις 2.3, 2.4 και 2.5). Το κυριότερο πλεονέκτημα της χρήσης d και q συνιστωσών είναι η δυνατότητα της ανεξάρτητης έκφρασης ενεργού και αέργου ισχύος, και συνεπώς η δυνατότητα ανεξάρτητου ελέγχου των δύο.

Έλεγχος ενεργού ισχύος

Η τιμή των 800 V συνεχούς τάσης έχει επιλεχθεί ως η ονομαστική τάση για την DC πλευρά του μετατροπέα. Η επιλογή αυτή έγινε λόγω τόσο της προηγούμενης εργαστηριακής εμπειρίας σε αυτό το επίπεδο, όσο και του γεγονότος ότι επιτεύχθηκε ικανοποιητική λειτουργία και μετά τον παραλληλισμό της δεύτερης γεννήτριας.

Η DC τάση συγκρίνεται με την αναφορά των 800 V και το αποτέλεσμα της αφαίρεσης περνά από έναν PI-ελεγκτή. Στο αποτέλεσμα προστίθεται η πτώση τάσης κατά μήκος της επαγωγής του αντιστροφέα, ενώ το τελικό σήμα που προκύπτει είναι η τιμή v_d που ελέγχει την τιμή της dc τάσης. Στη συνέχεια ακολουθούν οι αντίστροφοι μετασχηματισμοί d-q και α-β, ώστε να προκύψουν οι αναφορές τις τάσεις στο σύστημα abc. Οι τιμές αυτές χρησιμοποιούνται για PWM διαμόρφωση των παλμών του αντιστροφέα.

Έλεγχος αέργου ισχύος

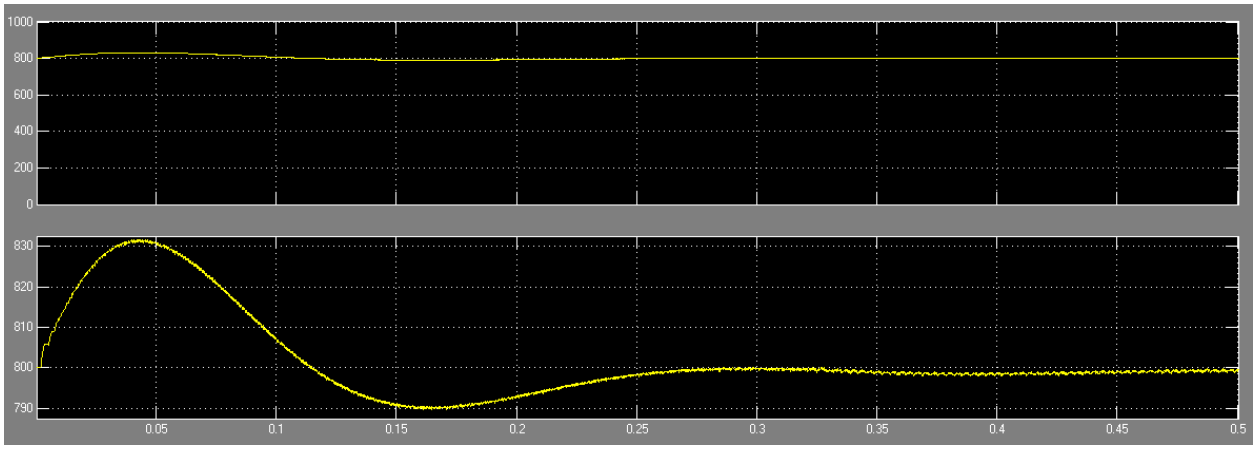
Ο έλεγχος της ροής αέργου ισχύος γίνεται με αντίστοιχο τρόπο. Ανάλογα με την τιμή αναφοράς του i_d, ρυθμίζεται η ποσότητα της αέργου ισχύος που είτε απορροφάται από τον αντιστροφέα είτε διοχετεύεται στο δίκτυο.

Σχεδίαση του PI ελεγκτή

Οι βέλτιστες τιμές για τον PI ελεγκτή στο κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα έχουμε επιλεγεί με την ακόλουθη μεθοδολογία:

Αρχικά η τιμή του κέρδους ολοκλήρωσης (k_i) τίθεται ίση με μηδέν. Η τιμή του αναλογικού κέρδους (k_p) επιλέγεται ως η μεγαλύτερη δυνατή για την οποία το σύστημα παραμένει ευσταθές. Στη συνέχεια, έχοντας επιλέξει την τιμή για το κέρδος k_p, επιλέγεται και η τιμή για το κέρδος k_i με αντίστοιχο τρόπο.

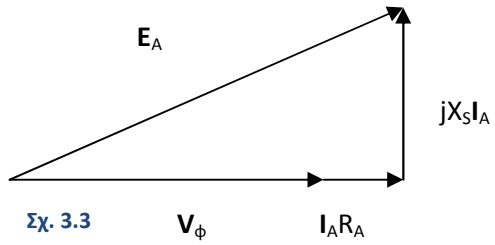
Οι τιμές του κέρδους των PI-ελεγκτών που ελέγχουν την τιμή της DC τάσης έχουν επιλεγεί με τέτοιο τρόπο ώστε να επιτυγχάνεται ένας συμβιβασμός μεταξύ της τιμής υπερύψωσης και της σταθεράς χρόνου. Όπως φαίνεται στο σχ. 3-2, η υπερύψωση τάσης είναι περίπου ίση με 4% της τάσης αναφοράς (800 V), ενώ η ταλάντωση γύρω από την τιμή αυτή διαρκεί λιγότερο από 0.3 sec. Συνεπώς, η συγκεκριμένη μέθοδος ελέγχου αποδεικνύεται αρκετά αποτελεσματική, καθώς η DC τάση μπορεί να θεωρηθεί πρακτικά σταθερή.



Σχ. 3-2: DC Τάση αντιστροφέα

Αναλυτική περιγραφή του τρόπου ελέγχου της ταχύτητας της γεννήτριας

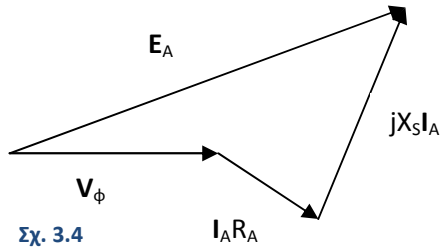
Σε αυτή την παράγραφο παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο του τρόπου με τον οποίο επιτυγχάνεται ο έλεγχος της ταχύτητας του δρομέα της γεννήτριας.



Σχ. 3.3

Κατά τα γνωστά, το ανυσματικό διάγραμμα των τάσεων σε μια σύγχρονη γεννήτρια για μοναδιαίο συντελεστή ισχύος για κάποια συχνότητα (έστω f_1), είναι αυτό του σχήματος 3-3.

Όπως παρουσιάστηκε νωρίτερα, η ΗΕΔ δίνεται από τη σχέση (εξ. 2.1). Αυτό σημαίνει ότι εξαρτάται από το ρεύμα διέγερσης και από την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Η τάση ακροδεκτών της γεννήτριας ρυθμίζεται από το εύρος των παλμών του IGBT του μετατροπέα ανύψωσης. Στη μόνιμη κατάσταση, αυτή η τάση παραμένει σταθερή και έτσι σταθερή παραμένει και η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Από την εξ. (2.3) η έκφραση που προκύπτει για την τάση ακροδεκτών V_φ είναι $V_\varphi = (1 - D) \cdot V_O$, όπου V_O είναι η DC τάση στην πλευρά υψηλής τάσης του μετατροπέα ανύψωσης στο μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα.



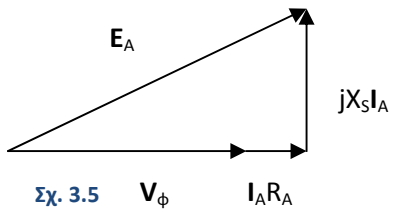
Σχ. 3.4

Κατά τη διάρκεια της μείωσης της ταχύτητας, το εύρος των παλμών αυξάνεται, και έτσι η τάση V_φ μειώνεται. Στο σχ. 3-4 φαίνεται το ανυσματικό διάγραμμα, ακριβώς κατά τη χρονική στιγμή όπου η τάση V_φ έχει μειωθεί και η ταχύτητα του δρομέα δεν έχει αρχίσει να μεταβάλλεται, λόγω αδράνειας. Αφού η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα εξακολουθεί να είναι ίδια με την προηγούμενη κατάσταση, η συχνότητα παραμένει ίση με f_1 και έτσι η ΗΕΔ διατηρεί επίσης την προηγούμενη τιμή της.

Κατά τη διάρκεια αυτής της περιόδου, το ρεύμα τυμπάνου αυξάνεται, όπως είναι αναμενόμενο, καθώς όταν το διάνυσμα V_φ έχει μικρότερο μέτρο, τότε το I_A πρέπει να έχει μεγαλύτερο μέτρο, ώστε η σχέση 2.3 να εξακολουθήσει να ικανοποιείται.

Παρόλα αυτά, αυτή δεν είναι σταθερή κατάσταση, καθώς η ισχύς εξόδου της γεννήτριας (μέγεθος ανάλογο προς την τάση V_φ και το ρεύμα τυμπάνου I_A) είναι μεγαλύτερη σε σχέση με την εισερχόμενη μηχανική ισχύ στον άξονα της γεννήτριας. Επομένως, το σύστημα πρέπει να ισορροπήσει σε μια ευσταθή κατάσταση. Αυτό που συμβαίνει είναι ότι το ρεύμα της γεννήτριας μειώνεται με τέτοιο τρόπο ώστε η εξερχόμενη ισχύς να ισούται με την εισερχόμενη. Προκειμένου να ισχύει η σχέση (1.2), η ΗΕΔ της

γεννήτριας πρέπει να μειωθεί. Δεδομένου ότι το ρεύμα μαγνήτισης παραμένει σταθερό, η μόνη δυνατότητα για τη μείωση της ΗΕΔ είναι η μείωση της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα της γεννήτριας. Συνεπώς, η ταχύτητα περιστροφής μειώνεται έως ότου επέλθει μια ευσταθής μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.



Σχ. 3.5

Στο σχ. 3.5 παρουσιάζεται το ανυσματικό διάγραμμα, μετά τη μείωση της ταχύτητας. Η συχνότητα (έστω f_2) στην οποία αναφέρεται το διάγραμμα αυτό, είναι αυτή που αντιστοιχεί στη νέα ταχύτητα περιστροφής.

Η διαδικασία αύξησης της ταχύτητας περιστροφής συμβαίνει μα αντίστοιχο τρόπο.

Αποτελέσματα και Συμπεράσματα

Το σύστημα είναι δυνατόν να λειτουργεί με δύο διαφορετικές τεχνικές ελέγχου: με έλεγχο στροφών είτε με έλεγχο αποδιδόμενης ισχύος. Επομένως, ανάλογα με την περίπτωση, μπορεί να επιτευχθεί λειτουργία είτε με μέγιστη απολαβή ισχύος (MPPT) είτε με σταθερή απολαβή ισχύος.

Στην περίπτωση της μέγιστης απολαβής ισχύς, η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα ακολουθεί τη διακύμανση της ταχύτητας του ανέμου, σύμφωνα με την καμπύλη C_P. Όταν η ταχύτητα του ανέμου υπερβεί την ονομαστική, ο έλεγχος γωνίας των πτερυγίων (pitch-control) επενεργεί, ώστε η τελικά η ο δρομέας να στρέφεται με την ονομαστική ταχύτητα. Στην περίπτωση που η ταχύτητα του ανέμου είναι μικρότερη από την ονομαστική τιμή, η ταχύτητα του δρομέα προσαρμόζεται στη βέλτιστη μέσω του ελέγχου του εύρους των παλμών του IGBT του μετατροπέα ανύψωσης.

Το σύστημα είναι δυνατόν επίσης να λειτουργήσει σαν μια συμβατική μονάδα ηλεκτροπαραγωγής, με την έννοια ότι μπορεί να αποδίδει μια τιμή σταθερής ισχύος προς το δίκτυο, δεδομένου ότι η ταχύτητα του ανέμου θα επαρκεί για το επίπεδο της ισχύος αυτής. Δεδομένου ότι η ταχύτητα του ανέμου δεν είναι σταθερή, για να επιτευχθεί σταθερή ισχύς εξόδου, ο έλεγχος πρέπει να γίνει σε 2 επίπεδα. Στις αργές μεταβολές της ταχύτητας του ανέμου επενεργεί ο έλεγχος γωνίας (pitch-control), ενώ οι γρήγορες μεταβολές απορροφώνται από το σύστημα ελέγχου της ταχύτητας της γεννήτριας.

Στα αποτελέσματα παρουσιάζονται δύο μέθοδοι ελέγχου: Η μία χρησιμοποιεί την τεχνική PWM για τη δημιουργία των παλμών ελέγχου, ενώ η δεύτερη μέθοδος, που αναπτύχθηκε στο πλαίσιο αυτής της διπλωματικής εργασίας, βασίζεται σε έλεγχο υστέρησης.

Έλεγχος Ταχύτητας

Έλεγχος με PWM

Αρχικά, το σύστημα που προτάθηκε προς μελέτη, είναι αυτό του σχήματος 4-1. Όπως εξηγήθηκε νωρίτερα, η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα μπορεί να ελεγχθεί με τη ρύθμιση του εύρους των παλμών (duty-cycle) του IGBT. Το κύκλωμα ελέγχου περιλαμβάνει έναν συγκριτή με την επιθυμητή αναφορά, ένα κέρδος, μια γεννήτρια τριγωνικών παλμών και έναν σχεσιακό τελεστή.

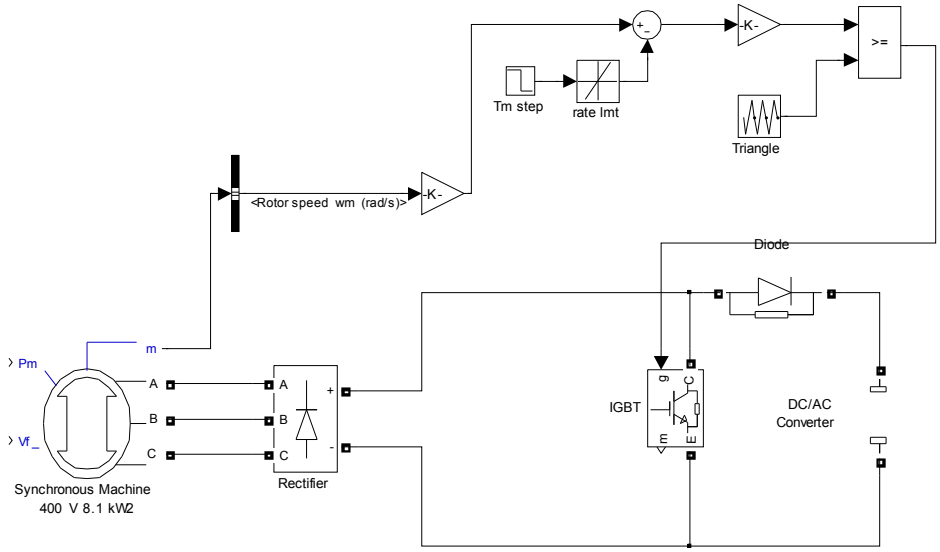


Figure 4-1: Κύκλωμα ελέγχου για τεχνική PWM

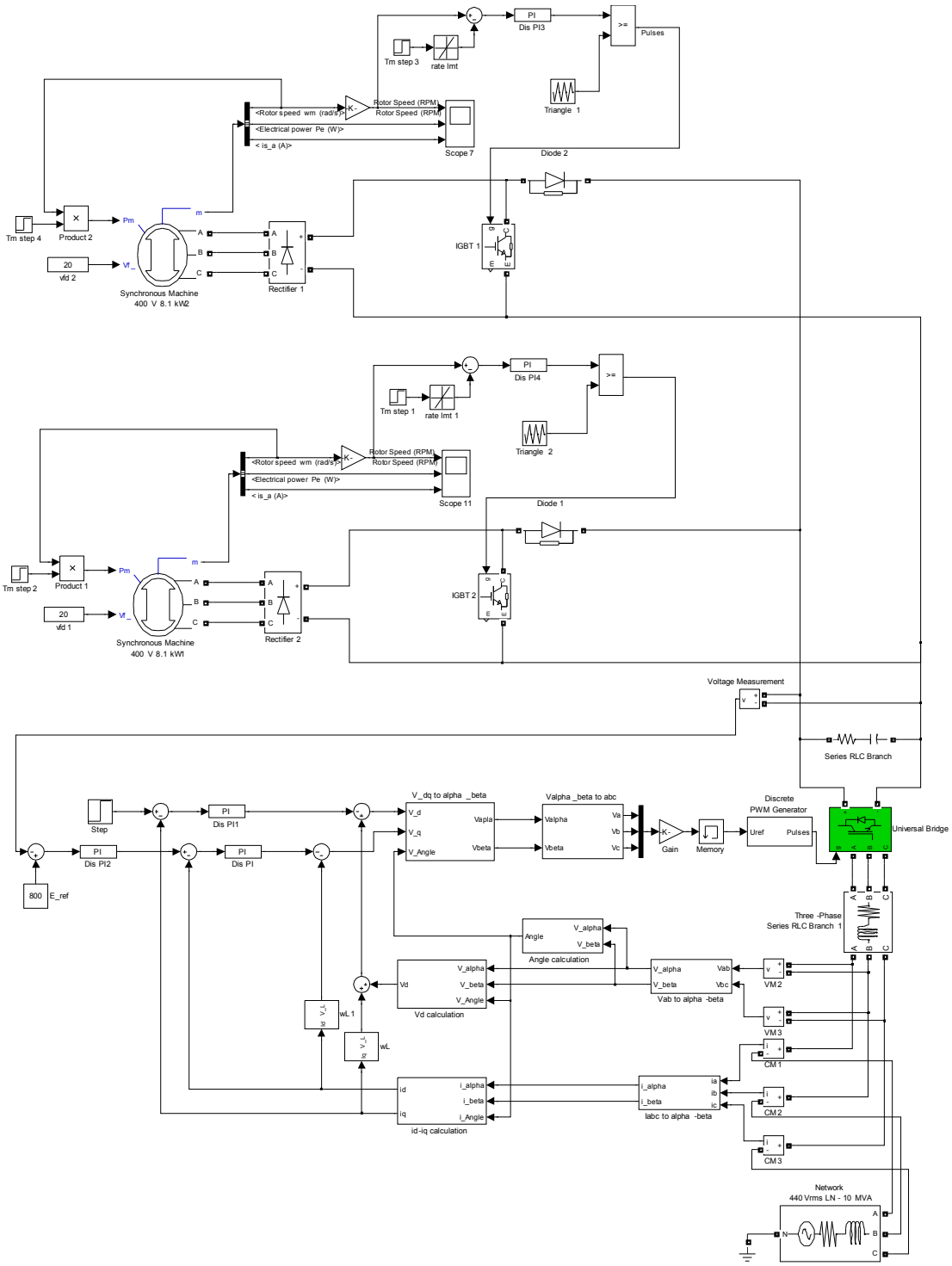
Περιγραφή της λειτουργίας του σχήματος ελέγχου

Μια μέτρηση ταχύτητας λαμβάνεται από τη γεννήτρια και συγκρίνεται με την επιθυμητή αναφορά. Το αποτέλεσμα πολλαπλασιάζεται με το κέρδος και στη συνέχεια ακολουθεί η σύγκριση με τον τριγωνικό παλμό. Από το αποτέλεσμα αυτό προκύπτουν οι παλμοί για το IGBT του μετατροπέα ανύψωσης. Το εύρος των παλμών καθορίζει τη μεταβολή της ταχύτητας περιστροφής. Όταν λαμβάνει μεγάλες τιμές, η ταχύτητα αυξάνεται, ενώ για μικρές τιμές μειώνεται. Οι συνεχείς εναλλαγές του εύρους των παλμών με το ρυθμό που καθορίζει η διακοπτική συχνότητα (2 kHz σε αυτή την περίπτωση) διατηρούν την ταχύτητα του δρομέα στην επιθυμητή ταχύτητα με ικανοποιητική ακρίβεια.

Αποτελέσματα

Δύο συστήματα, όμοια με αυτό του σχ. 4-1, παραλληλίστηκαν μεταξύ του και με τον DC/AC μετατροπέα, όπως φαίνεται στο σχ. 4-2.

Για τις προσομοιώσεις θεωρήθηκε μια ροπή εισόδου, η οποία προσομοιώνει την ροπή που ασκείται από τον άνεμο στον άξονα γεννήτριας. Σκοπός είναι να διατηρηθεί σταθερή η ταχύτητα για δεδομένη ταχύτητα ανέμου, ενώ θα πρέπει επίσης το σύστημα να μπορεί να προσαρμοστεί σε αυξομειώσεις της ταχύτητας του ανέμου, και συνεπώς και της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα.



Σχήμα 4-2: Μοντέλο προσομοίωσης

Γενικά

Αρχικά το σύστημα μελετήθηκε με μια γεννήτρια και στη συνέχεια μια δεύτερη παραλληλίστηκε. Τα αποτελέσματα έδειξαν, όπως αναμενόταν, ότι η λειτουργία της κάθε γεννήτριας είναι ανεξάρτητη από την άλλη, καθώς δε δημιουργείται κάποια αξιοπρόσεκτη παρεμβολή.

Στο σχ. 4-3, παρουσιάζεται η γενική απόδοση του συστήματος. Τα μεγέθη που παρουσιάζονται είναι η ταχύτητα του δρομέα, η ηλεκτρική ισχύς της γεννήτριας και το ρεύμα ακροδεκτών της. Η προσομοίωση ξεκινά με το δρομέα να περιστρέφεται στις 1500 ΣΑΛ, στη συνέχεια η ταχύτητα μειώνεται στις 1300 ΣΑΛ (0.2 sec), ενώ τελικά επιταχύνεται στις 1600 ΣΑΛ (0.4 sec).

Το σύστημα δείχνει να συμπεριφέρεται με τρόπο αναμενόμενο. Η αναφορά της ταχύτητας, διαμέσου της διαμόρφωσης PWM, έχει ως αποτέλεσμα τη διατήρηση της ταχύτητας στο επιθυμητό επίπεδο. Επιπλέον, οι βηματικές αποκρίσεις στη μεταβολή της ροπής εισόδου είναι ταχείες και ακριβείς.

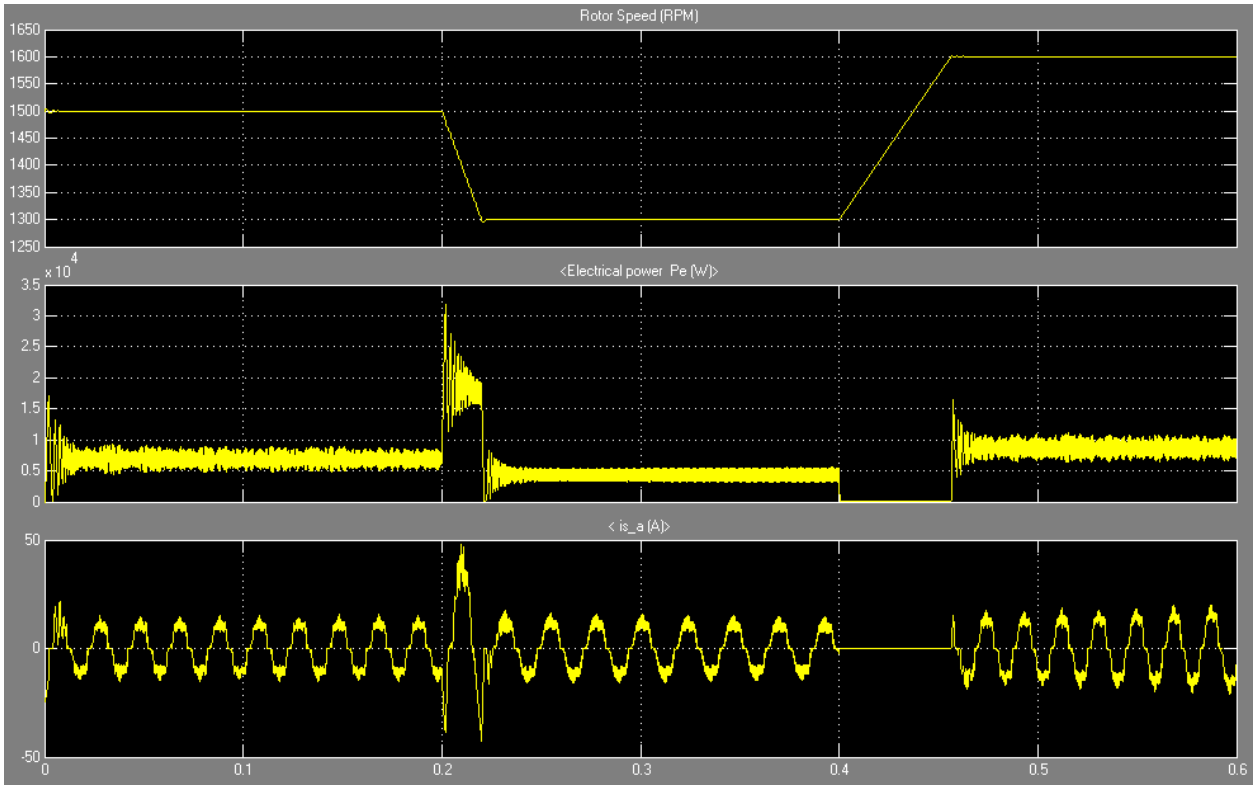
Σημεία ενδιαφέροντος

Τα σημεία που συγκεντρώνουν ιδιαίτερο ενδιαφέρο είναι αυτά στα οποία υπάρχει μεταβολή της αναφοράς της ταχύτητας. Τόσο κατά την αύξηση, όσο και κατά τη μείωση της ταχύτητας αναφοράς, ο δρομέας ανταποκρίνεται ικανοποιητικά. Οι διαδικασίες της αύξησης και της μείωσης της ταχύτητας περιγράφονται αναλυτικά παρακάτω.

Μείωση ταχύτητας

Όταν η ασκούμενη ροπή στα πτερύγια μειώνεται, η ταχύτητα του δρομέα πρέπει να ακολουθήσει αυτή τη μείωση, σύμφωνα με την καμπύλη C_P. Στην περίπτωση που υπάρξει μια βηματική μείωση στη ροπή, θα πρέπει να ακολουθήσει και μια αντίστοιχη μείωση στην ταχύτητα του δρομέα της γεννήτριας (π.χ. από τις 1500 στις 1300 ΣΑΛ). Καθώς η ταχύτητα μειώνεται, το σήμα ελέγχου στο κύκλωμα ελέγχου θα έχει τιμή συνεχώς μικρότερη σε σχέση με τον τριγωνικό παλμό, που σημαίνει ότι θα φτάνει παλμός έναυσης στο IGBT καθ'όλη τη διάρκεια της μείωσης της ταύτητας. Αυτό όμως σημαίνει ότι θα υπάρχει ένα βραχυκύκλωμα στην πλευρά της γεννήτριας, έως ότου προσαρμοστεί η ταχύτητα στην επιθυμητή αναφορά. Έτσι, οι τιμές του ρεύματος που αναπτύσσονται σε αυτό το διάστημα είναι σημαντικά υψηλότερες σε σχέση με την ονομαστική τιμή, προκαλώντας υψηλές απώλειες και καταπόνηση της γεννήτριας.

Για το μετριασμό του φαινομένου αυτού, μια λύση αποτελεί ο περιορισμός της κλίσης στην αναφορά της ταχύτητας. Προκύπτει ότι με αυτό τον τρόπο, οι τιμές του ρεύματος παραμένουν σε αποδεκτά πλαίσια.



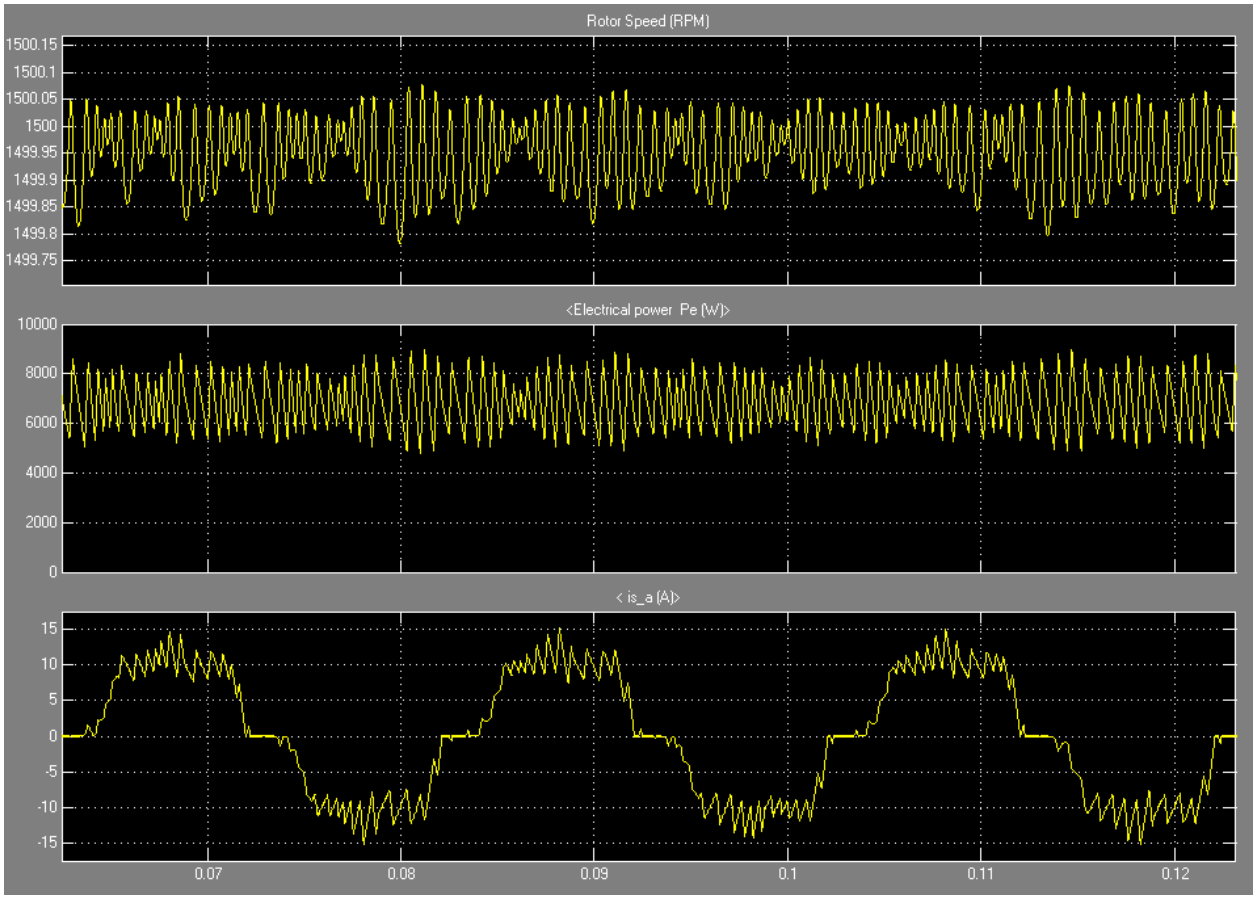
Σχήμα 4-3: Μείωση και αύξηση ταχύτητας με έλεγχο PWM

Αύξηση ταχύτητας

Η διαδικασία αύξησης της ταχύτητας, διαφέρει ελαφρά. Όταν η αναφορά της ταχύτητας αυξάνεται, η τιμή της είναι υψηλότερη σε σχέση με την τρέχουσα ταχύτητα, για το διάστημα που διαρκεί η αύξηση. Έτσι, σε αυτό το διάστημα δε δίνεται παλμός έναυσης στο IGBT, με αποτέλεσμα να μην άγει και, συνεπώς, να μη μεταφέρεται ισχύς προς το δίκτυο. Σε αυτό το διάστημα, όλη η εισερχόμενη ενέργεια αποθηκεύεται στο δρομέα ως κινητική, με αποτέλεσμα την αύξηση της ταχύτητας. Όταν η ταχύτητα γίνει ίση με την ταχύτητα αναφοράς, το σύστημα επανέρχεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Αναλυτική επεξήγηση λειτουργίας

Στο σχ. 4-4, παρουσιάζεται μια περισσότερο λεπτομερής εικόνα για τη λειτουργία του συστήματος. Η διακύμανση της ταχύτητας είναι ±0.02%, που μπορεί να θεωρηθεί αρκετά ικανοποιητική. Η ηλεκτρική ισχύς της γεννήτριας παρουσιάζει μια απόκλιση $\pm 20\%$ γύρω από τη μέση τιμή.



Σχήμα 4-4: Λεπτομέρεια από το σχ. 4-3.

Στο σχ. 4-6 παρουσιάζεται μια ακόμα κοντινότερη άποψη της λειτουργίας του συστήματος, όπου φαίνεται ο τρόπος με τον οποίο δημιουργούνται οι παλμοί, καθώς και ο τρόπος που αυτοί επηρεάζουν τη λειτουργία του συστήματος.

Όταν δίνεται κάποιος παλμός στο IGBT, δημιουργείται ένα βραχυκύκλωμα στην πλευρά της γεννήτριας για αυτό το διάστημα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του ρεύματος της γεννήτριας καθώς και της ηλεκτρικής ισχύος. Την ίδια στιγμή, το ρεύμα στην πλευρά υψηλής τάσης του μετατροπέα ανύψωσης είναι ίσο με μηδέν. Σε αυτή τη φάση, η εισερχόμενη ενέργεια αποθηκεύεται στα επαγωγικά στοιχεία της γεννήτριας.

Όταν το σήμα ελέγχου παίρνει μικρότερη τιμή από το φέρον, δεν δίνεται πλέον παλμός στο IGBT. Αυτό σημαίνει ότι πλέον ρέει προς το δίκτυο μέρος της ενέργειας που αποθηκεύτηκε προηγούμενα στη γεννήτρια. DC ρεύμα ρέει προς τον DC/AC μετατροπέα με φθίνοντα τρόπο, έως ότου δοθεί νέος παλμός στο IGBT. Πρέπει να σημειωθεί ότι ενώ το DC ρεύμα φθίνει, αυτό δε γίνεται ίσο με μηδέν, πράγμα που σημαίνει ότι ο μετατροπέας ανύψωσης λειτουργεί με συνεχές ρεύμα πηνίου.

Μια εναλλακτική λύση για μεταφορά ισχύος κατά την αύξηση ταχύτητας, παρουσιάζεται στο σχ. 4-6. Για να επιτευχτεί αυτή η λειτουργία περιορίζεται η κλίση της μεταβολής της αναφοράς της ταχύτητας.

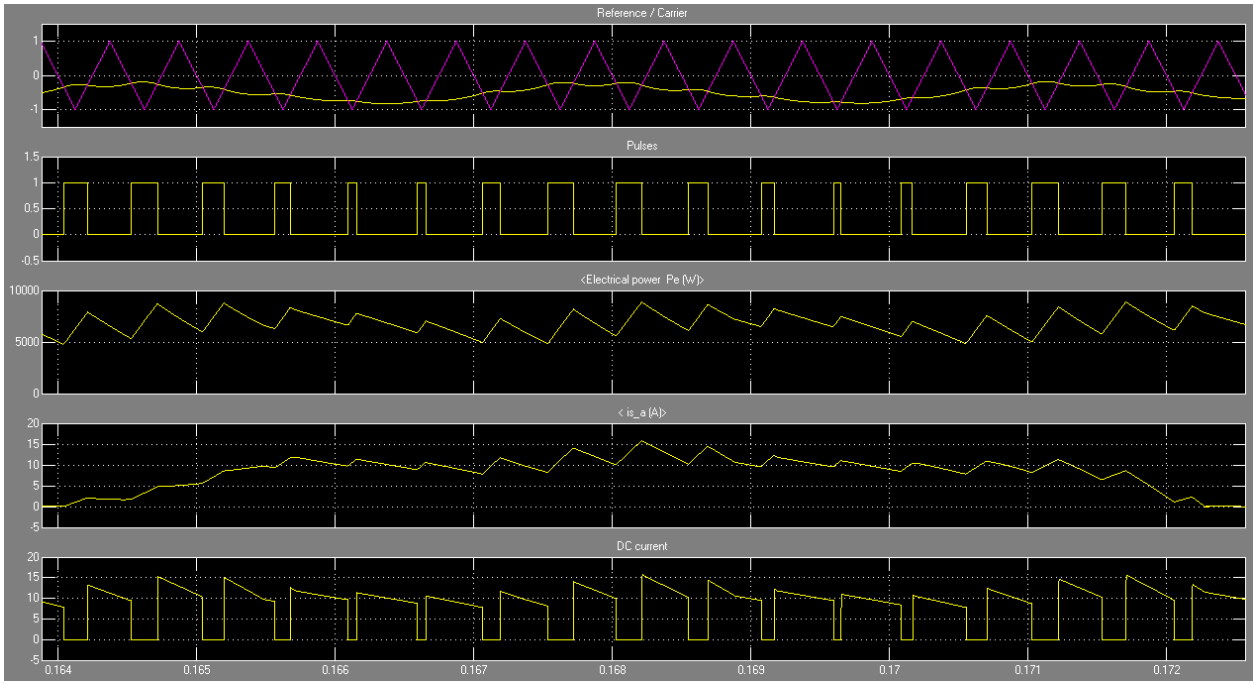


Figure 4-5: Λεπτομερής λειτουργία του συστήματος

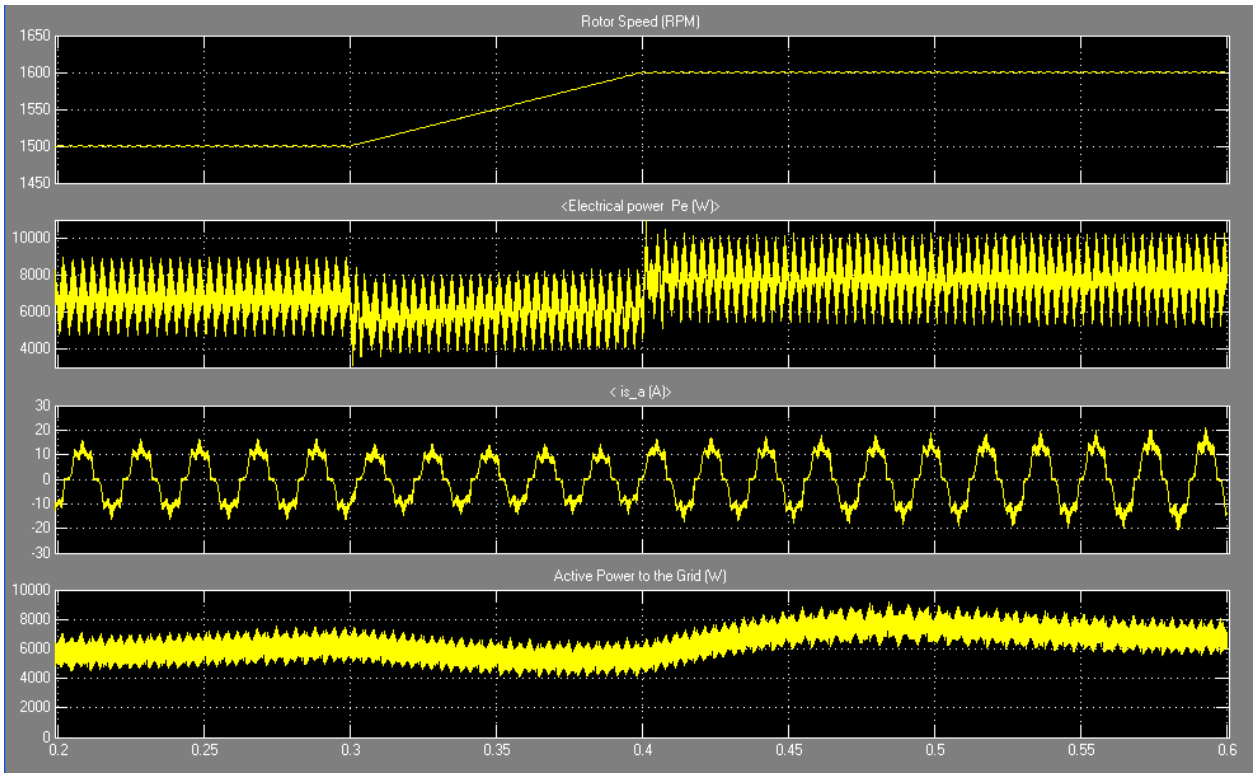
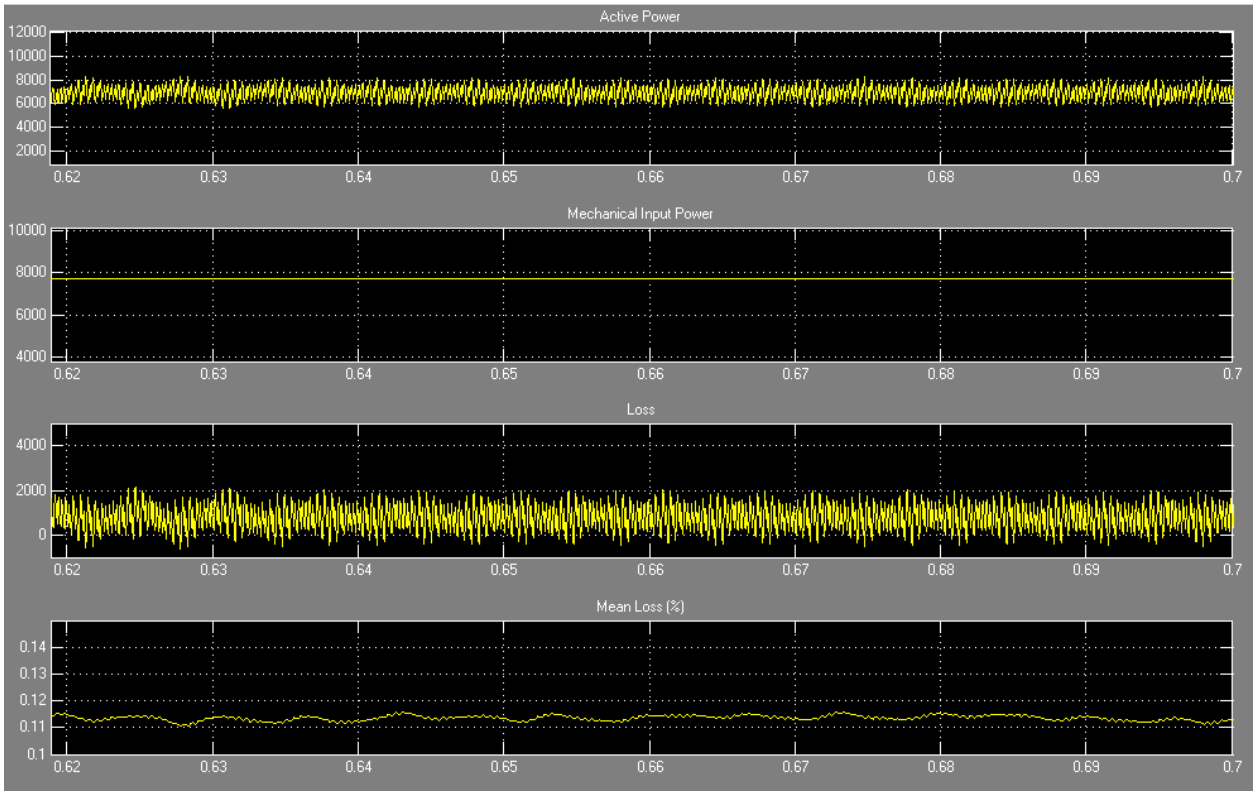


Figure 4-6: Αύξηση ταχύτητας με μεταφορά ισχύος παράλληλα

Απώλειες

Οι συνολικές απώλειες του συστήματος διερευνώνται. Η μηχανική ισχύς εισόδου συγκρίνεται με την ενεργό ισχύ που αποδίδεται στο δίκτυο. Το αποτέλεσμα αυτής της σύγκρισης ισούται με τις συνολικές απώλειες του συστήματος (σχ. 4-7).



Σχήμα 4-7: Συνολικές απώλειες συστήματος

Η μηχανική ισχύς εισόδου (7850 W) είναι σχεδόν ίση με την ονομαστική ισχύ της γεννήτριας (8100 W). Για αυτό το φορτίο, οι συνολικές απώλειες του συστήματος είναι περίπου 11.5%.

Γενικό σχόλιο

Παρόλο που τα αποτελέσματα με αυτό το σχήμα ελέγχου είναι ικανοποιητικά, μια εναλλακτική μέθοδος ελέγχου έχει αναπτυχθεί. Η παρουσίαση της μεθόδου ακολουθεί στην επόμενη παράγραφο.

Έλεγχος Υστέρησης

Παρουσίαση της μεθόδου

Η διαφορά ανάμεσα σε αυτή τη μέθοδο και αυτή που παρουσιάστηκε προηγούμενα είναι ότι οι παλμοί δεν σχηματίζονται μετά από σύγκριση με κάποια τριγωνική παλμοσειρά, αλλά καθορίζονται από το πρόσημο του σφάλματος της ταχύτητας ως προς την επιθυμητή αναφορά. Για τον έλεγχο της συχνότητας, χρησιμοποιείται έλεγχος υστέρησης. Σε αυτή την περίπτωση, αντί η σύγκριση του σφάλματος της ταχύτητας να γίνεται με το 0, γίνεται με μια ζώνη γύρω από το μηδέν. Το εύρος της ζώνης καθορίζει τη διακοπτική συχνότητα του συστήματος.

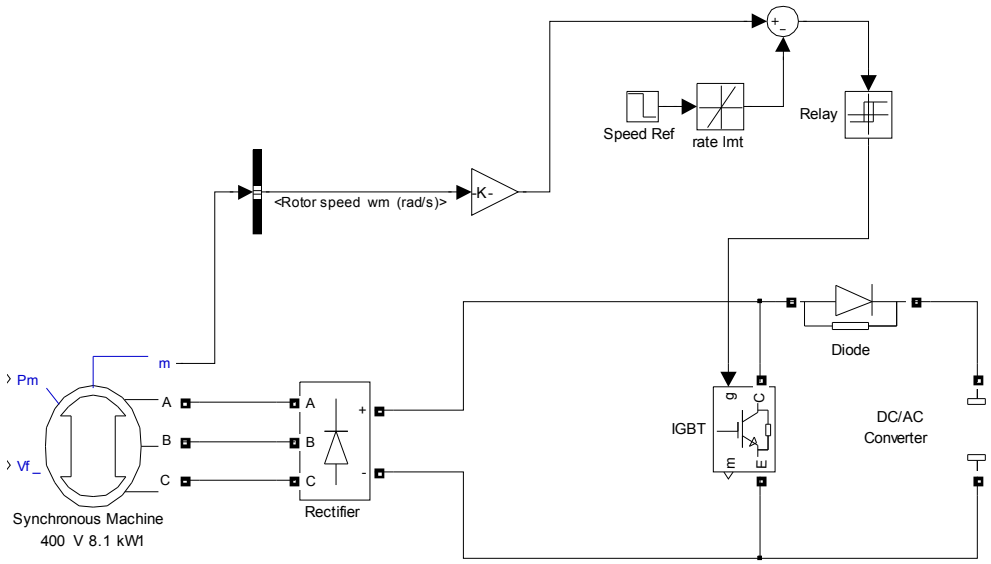


Figure 4-8: Κύκλωμα ελέγχου για έλεγχο υστέρησης

Περιγραφή της λειτουργίας του συστήματος

Οι παλμοί για το IGBT δημιουργούνται από ένα "Relay" μπλοκ, στο οποίο ρυθμίζονται οι δύο τιμές που σχηματίζουν τη ζώνη υστέρησης εκατέρωθεν του μηδενός. Έτσι, όταν η απόκλιση από την επιθυμητή ταχύτητα παίρνει τιμή μεγαλύτερη από το πάνω όριο της ζώνης, το IGBT αρχίζει να άγει, προκειμένου η ταχύτητα να μειωθεί, όπως έχει περιγραφεί νωρίτερα. Αντίθετα, όταν η απόκλιση γίνεται μικρότερη από την τιμή του κάτω ορίου της ζώνης, το IGBT σταματά να άγει, με αποτέλεσμα η ταχύτητα να αρχίσει να αυξάνεται ξανά. Έτσι, με τη συνεχή εναλλαγή ανάμεσα στις δύο καταστάσεις, επιτυγχάνεται ο έλεγχος ταχύτητας. Η ζώνη υστέρησης έχει επιλεγεί με τέτοιο τρόπο [-0.01, 0.01] ώστε η διακοπτική συχνότητα να ισορροπεί κοντά στο 1 kHz.

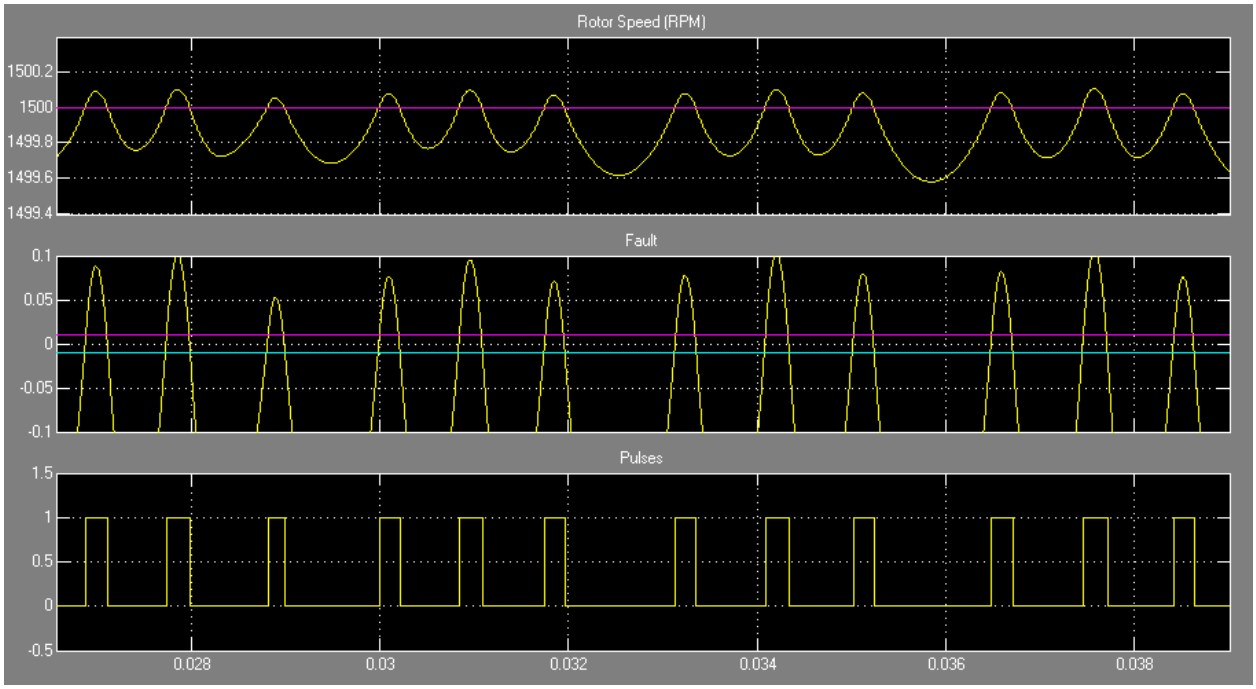


Figure 4-9: Κυματομορφές ελέγχου υστέρησης

Αποτελέσματα

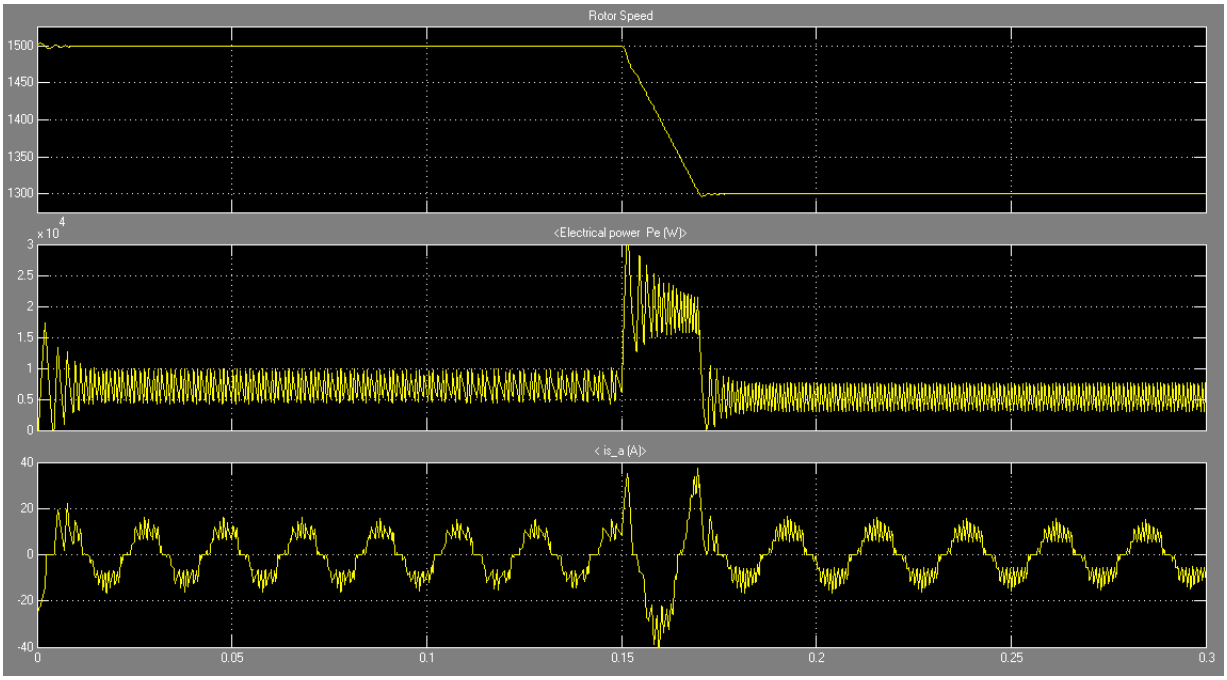
Με αυτό το σχήμα ελέγχου είναι δυνατόν να επιτευχθεί έλεγχος ταχύτητας. Το σύστημα εξετάζεται κάτω από τις ίδιες ακριβώς συνθήκες, που χρησιμοποιήθηκαν στα αποτελέσματα που προηγήθηκαν για το σχήμα ελέγχου με PWM, προκειμένου η σύγκριση να είναι άμεση και εύκολη.

Μείωση ταχύτητας

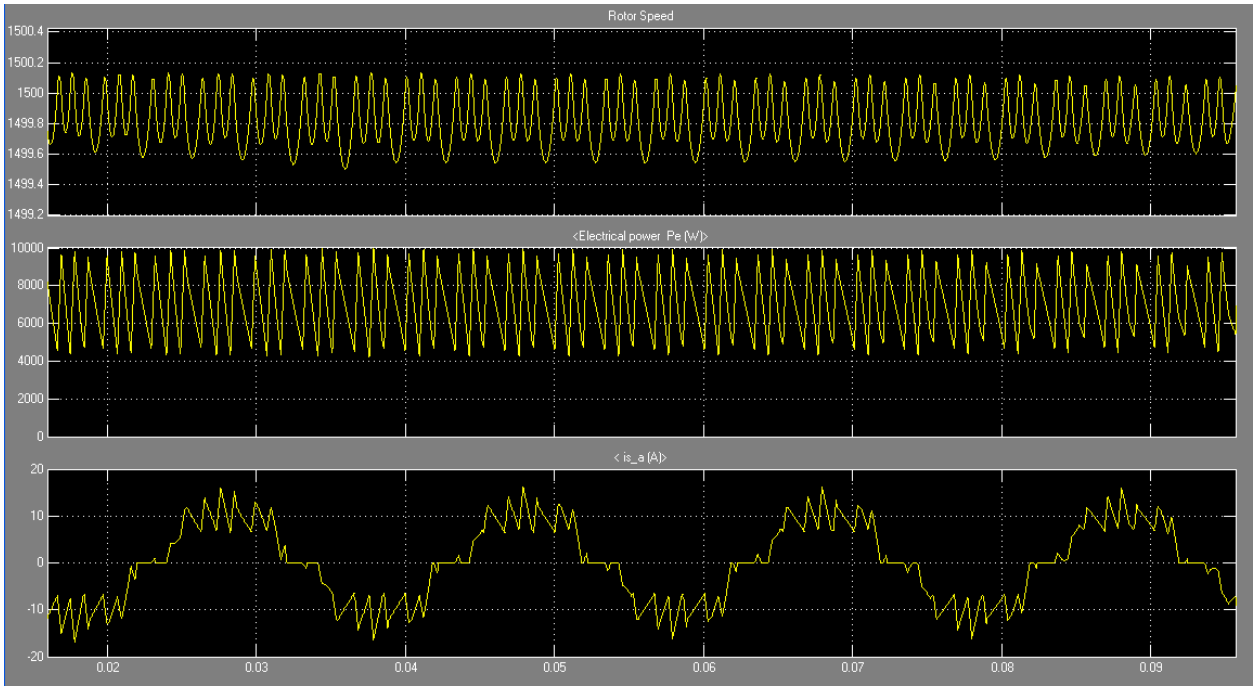
Στο σχ. 4-10, η μείωση της ταχύτητας του δρομέα μπορεί να παρατηρηθεί. Αναλυτικότερη άποψη παρουσιάζεται στο σχ. 4-11.

Συγκρίνοντας τα παραπάνω αποτελέσματα με τα αντίστοιχα από τον έλεγχο με PWM, φαίνεται ότι η μέγιστη τιμή για το ρεύμα της μηχανής κατά τη μείωση της ταχύτητας είναι αισθητά μικρότερο στην περίπτωση του ελέγχου υστέρησης.

Επίσης, η απόκλιση της ταχύτητας από την ταχύτητα αναφοράς είναι της ίδιας τάξης μεγέθους (0.03%).



Σχήμα 4-10: Μείωση ταχύτητας (hysteresis control)



Σχήμα 4-11: Λεπτομέρεια σχήματος 4-10.

Αύξηση ταχύτητας

Κατά την αύξηση της ταχύτητας, δεν παρουσιάζονται ουσιώσεις διαφορές ανάμεσα στις 2 μεθόδους. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο σχ. 4-12.

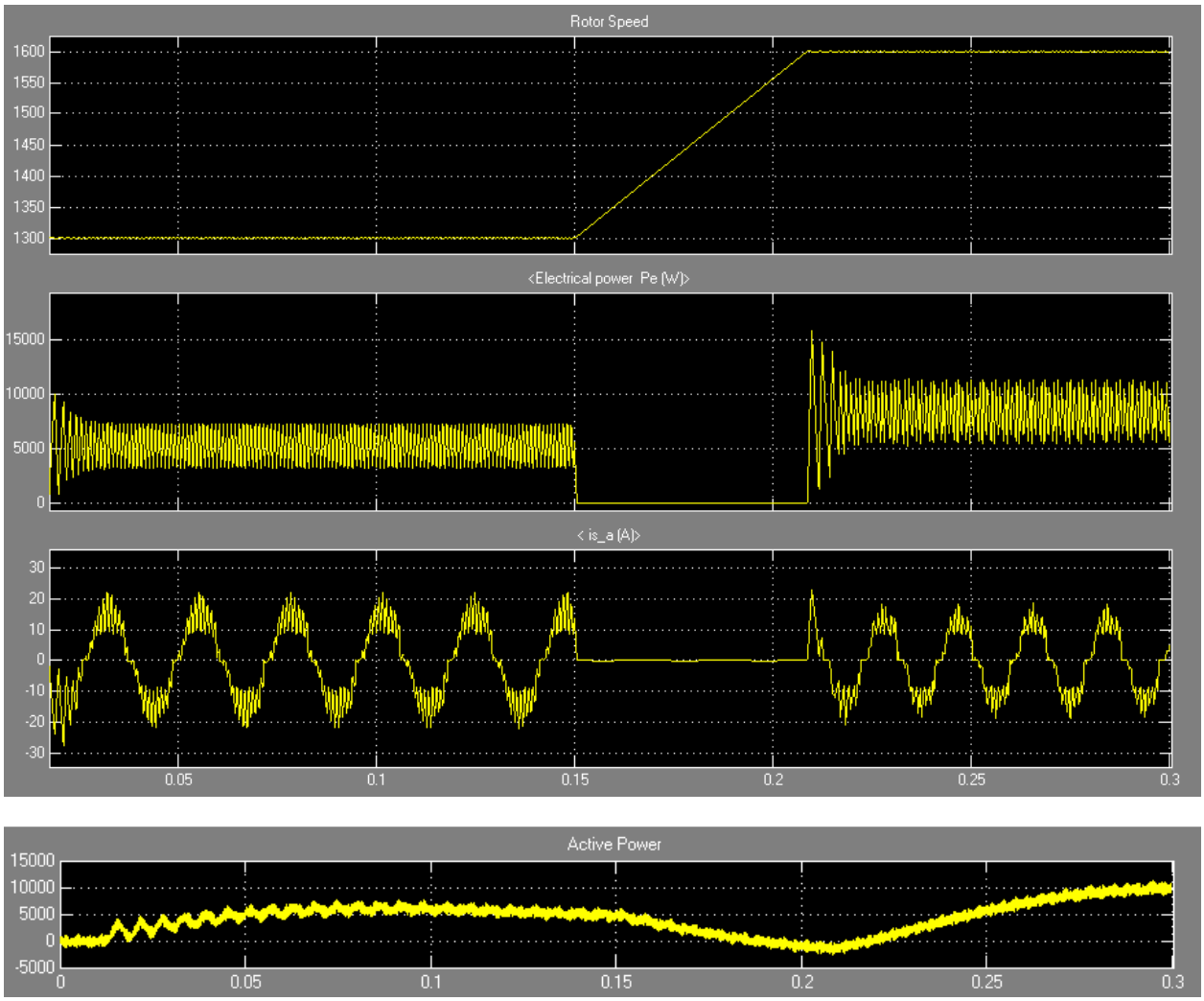
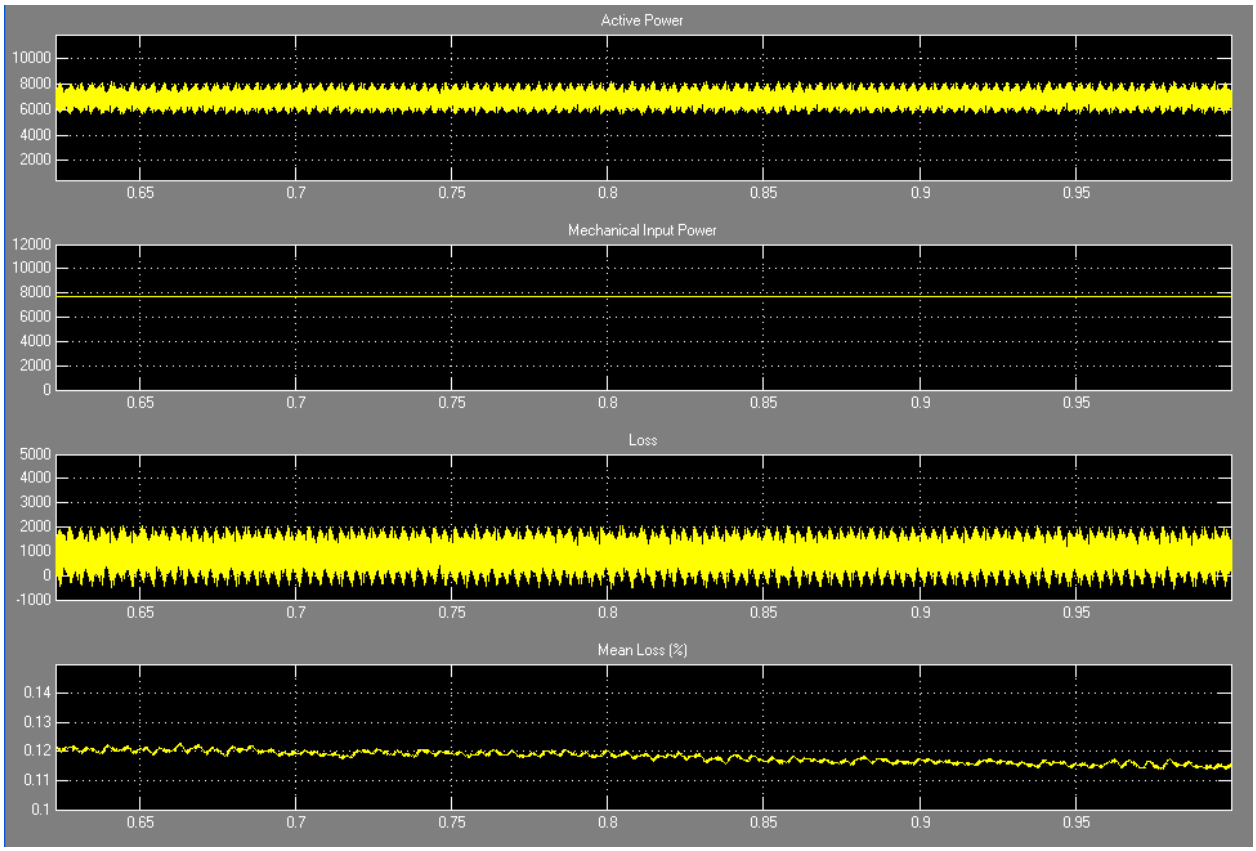


Figure 4-12: Αύξηση ταχύτητας

Απώλειες

Οι συνολικές απώλειες για το παρόν σχήμα ελέγχου παρουσιάζονται, με τρόπο αντίστοιχο με την προηγούμενη τεχνική ελέγχου (PWM). Φαίνεται ότι και με αυτό το σχήμα ελέγχου, οι απώλειες είναι οι ίδιες (11.5%, σχ. 4-13).



Σχήμα 4-13: Συνολικές απώλειες συστήματος (hysteresis control)

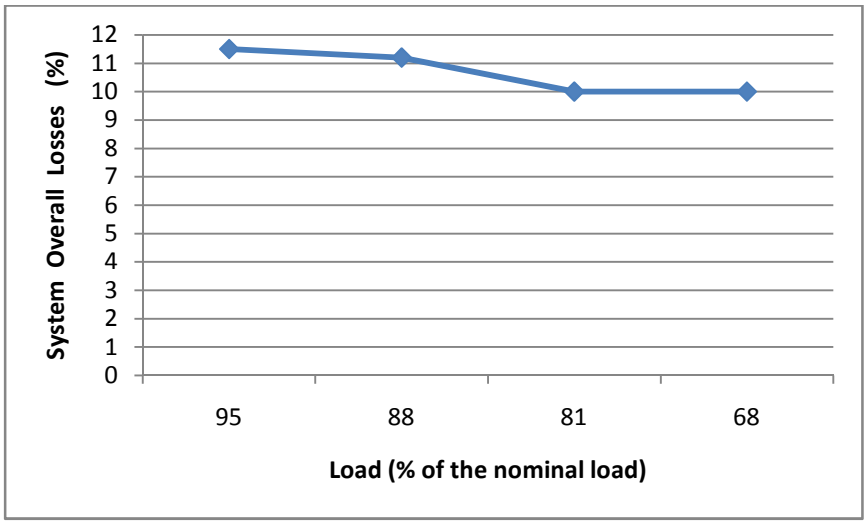
Ανάλυση απωλειών

Αναλύοντας τις απώλειες, προκύπτει ότι το μεγαλύτερο μέρος αυτών οφείλεται στη γεννήτρια. Για ονομαστικό φορτίο, προκύπτει η ακόλουθη κατανομή των απωλειών:

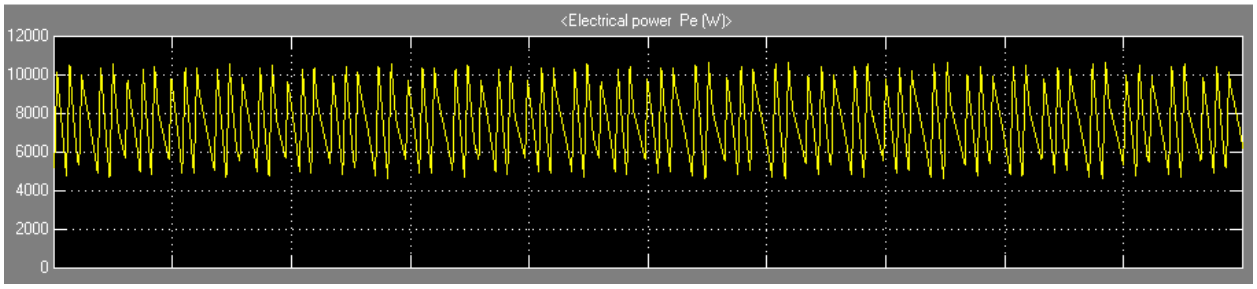
Τμήμα Συστήματος	**Απόδοση (%)**
Γεννήτρια	92.7
Ανορθωτής/ Μετατροπέας Ανύψωσης	99
DC/AC Μετατροπέας	96.3

Απώλειες υπό διαφορετικά φορτία

Εξετάστηκε επίσης η σχέση της απόδοσης με το φορτίο. Βρέθηκε ότι για λειτουργία που προσεγγίζει το ονομαστικό φορτίο, οι απώλειες αυξάνονται.



Οι επιπλέον απώλειες οφείλονται κυρίως στις αυξημένες απώλειες της γεννήτριας. Αυτό οφείλεται στον ιδιαίτερο τρόπο με τον οποίο λειτουργεί το σύστημα. Για να αποδώσει η γεννήτρια μέση ισχύ ίση με την ονομαστική, στη διάρκεια κάθε κύκλου λειτουργίας η στιγμιαία ισχύς ξεπερνά σημαντικά τη μέση αποδιδόμενη (σχ. 4-14)



Σχήμα 4-14: Ηλεκτρική ισχύς γεννήτριας

Σύγκριση των δύο μεθόδων ελέγχου

Με βάση τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν παραπάνω για τον έλεγχο με PWM και με την τεχνική της υστέρησης, προκύπτει ότι τα δύο συστήματα έχουν παρόμοια συμπεριφορά. Ωστόσο, υπάρχουν κάποιες διαφορές, οι οποίες αποτελούν πλεονέκτημα για τη χρήση του ελέγχου υστέρησης.

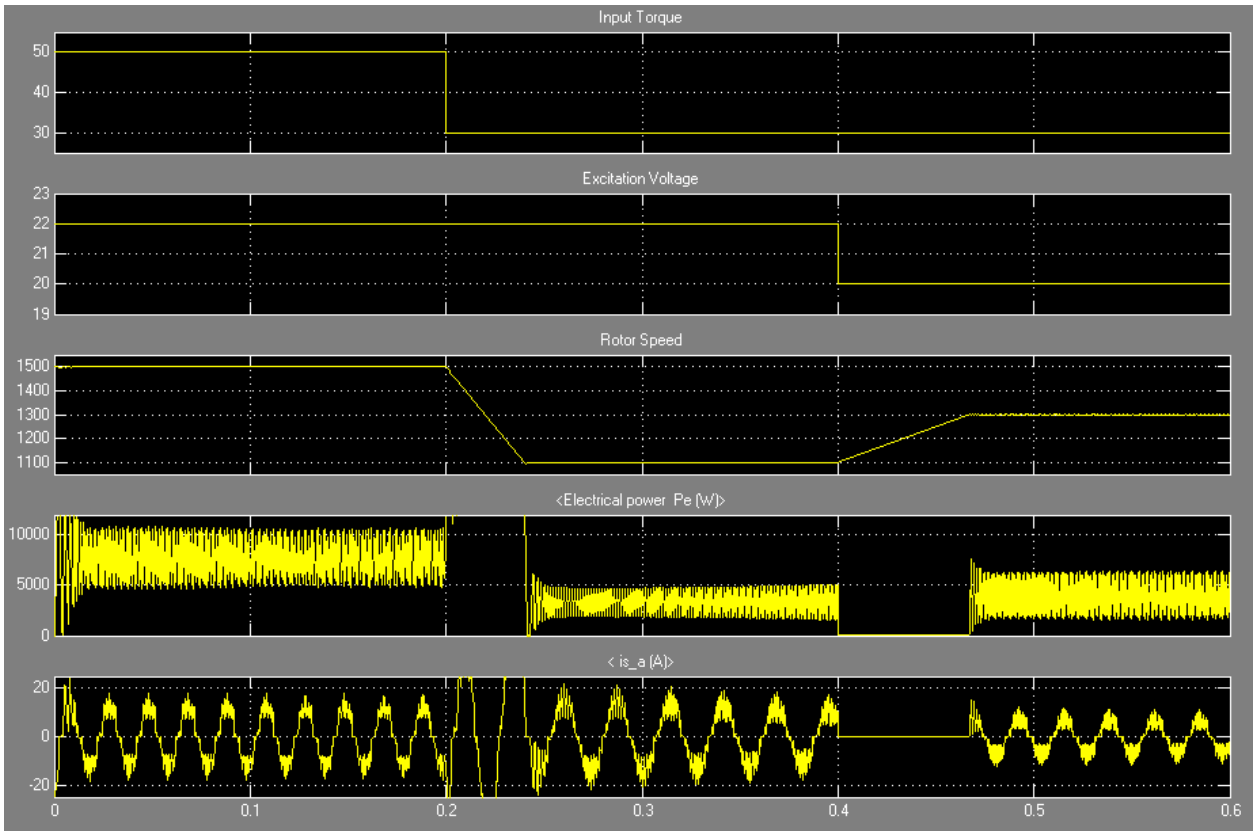
i. Η μέγιστη τιμή του ρεύματος κατά τη μείωση της ταχύτητας είναι κατά περίπου 30% μειωμένη στην περίπτωση του ελέγχου υστέρησης, σε σχέση με την τεχνική PWM. Στη μόνιμη κατάσταση, αυτό δεν έχει κάποιο αντίκτυπο στη λειτουργία του συστήματος. Ωστόσο, δεδομένου ότι η ταχύτητα του ανέμου είναι μέγεθος μεταβαλλόμενο, οι συνθήκες λειτουργίας του συστήματος είναι κατά βάση δυναμικές. Έτσι, χαμηλότερες τιμές μέγιστου ρεύματος συνεπάγονται συνολικά χαμηλότερες απώλειες και αντίστοιχα χαμηλότερες καταπονήσεις για τη γεννήτρια.

ii. Η διακοπτική συχνότητα είναι μικρότερη στην περίπτωση του ελέγχου υστέρησης (1 kHz αντί 2 kHz). Η χαμηλότερη διακοπτική συχνότητα συνεπάγεται γενικά χαμηλότερες απώλειες. Στις προσομοιώσεις που προηγήθηκαν βέβαια τα ρεύματα ήταν πολύ μικρά ώστε να προκληθούν αξιοσημείωτες διακοπτικές απώλειες. Για αυτόν ακριβώς το λόγο η απόδοση του συστήματος προκύπτει περίπου ίδια. Παρ' όλα αυτά, σε μεγαλύτερη κλίμακα, ο έλεγχος υστέρησης αναμένεται να εμφανίζει μικρότερες απώλειες.

Συνδυαστική μέθοδος

Μια ακόμα δυνατότητα ελέγχου, είναι συνδυασμός του ελέγχου υστέρησης με τον έλεγχο του ρεύματος διέγερσης της γεννήτριας. Το κύκλωμα που χρησιμοποιείται είναι αυτό του σχήματος 4-8, με τη διαφορά ότι το ρεύμα διέγερσης δεν διατηρείται πλέον σταθερό, αλλά προσαρμόζεται ανάλογα με την περίσταση.

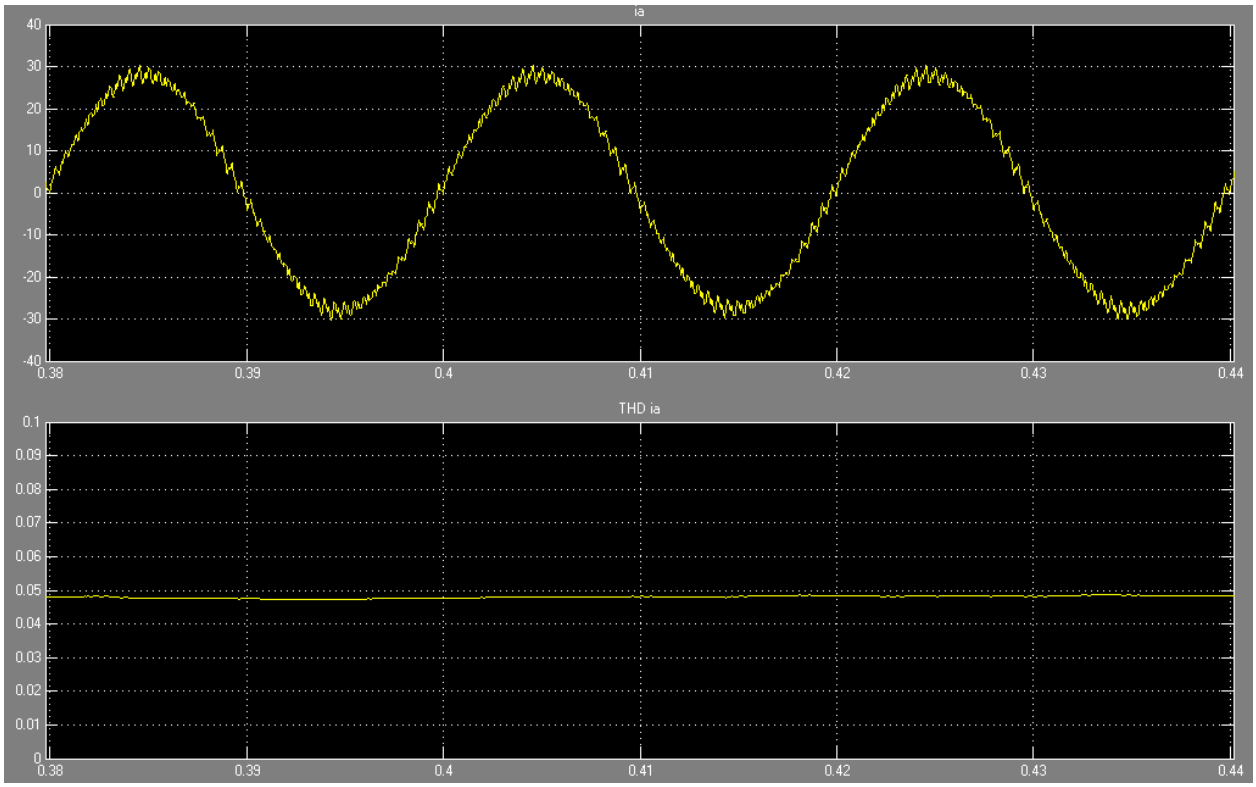
Ο συγκεκριμένος τρόπος ελέγχου προσφέρει έναν επιπλέον βαθμό ελευθερίας όσον αφορά στον έλεγχο της ταχύτητας, δίνοντας έτσι τη δυνατότητα για μια ποικιλία συνδυασμών ελέγχου. Ένα τέτοιο παράδειγμα δίνεται στο σχ. 4-15.



Σχήμα 4-15: Έλεγχος ταχύτητας (συνδυαστική μέθοδος)

Ποιότητα Ισχύος

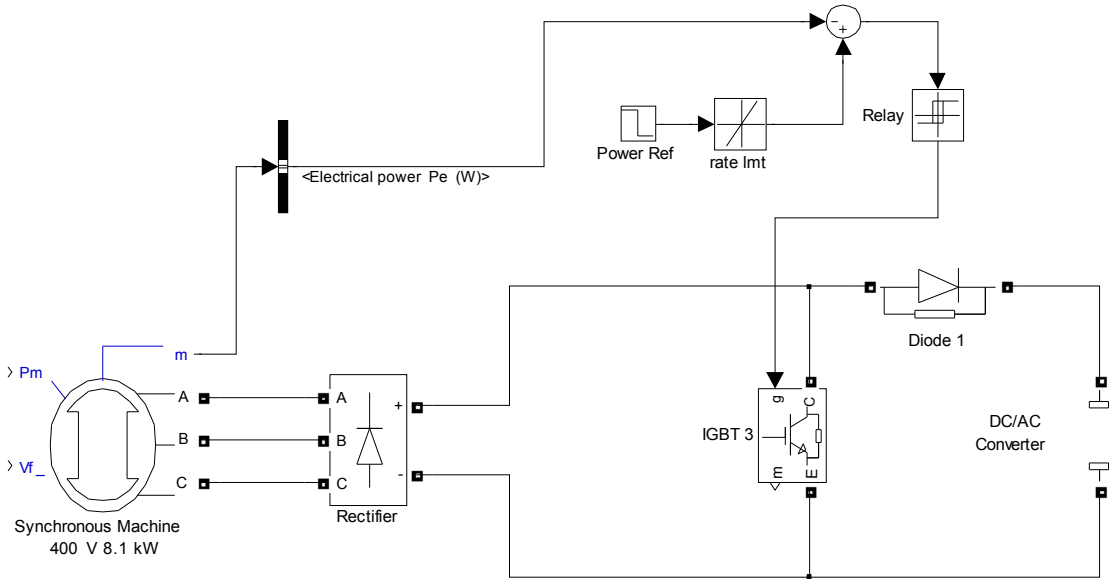
Οι ασυνέχειες που έχουν να κάνουν με τη λειτουργία του συστήματος, καθιστούν επιτακτική την ανάγκη για έλεγχο της ποιότητας ισχύος. Στο σχ. 4-16 παρουσιάζεται το ρεύμα γραμμής προς το δίκτυο και ολική αρμονική παραμόρφωση (THD). Φαίνεται ότι η τιμή του THD είναι αρκετά ικανοποιητική, ενώ μπορεί να βελτιωθεί περαιτέρω με τη χρήση κάποιου ενεργητικού ή παθητικού φίλτρου.



Σχήμα 4-16: Ρεύμα γραμμής και THD

Έλεγχος Ισχύος

Μια άλλη πιθανότητα ελέγχου είναι ο έλεγχος ισχύος. Σύμφωνα με αυτή την αντιμετώπιση, καθορίζεται μια τιμή αναφοράς για την ισχύ εξόδου και το σύστημα αποδίδει αυτή τη μέση ισχύ, δεδομένου ότι η ταχύτητα του ανέμου είναι αρκετή ώστε να συμβεί κάτι τέτοιο. Παρακάτω παρουσιάζεται το σχηματικό διάγραμμα και κάποια ενδεικτικά αποτελέσματα (σχ. 4-17 και 4-18).



Σχήμα 4-17: Κύκλωμα ελέγχου για έλεγχο Ισχύος

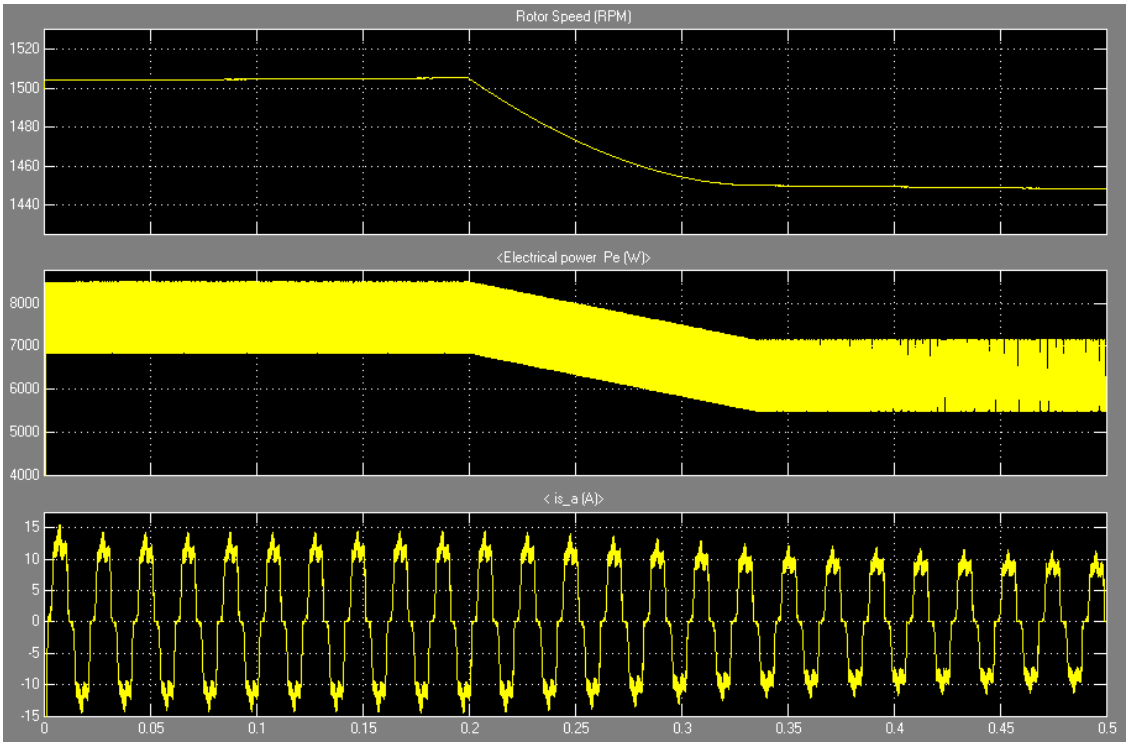


Figure 4-18: Έλεγχος Ισχύος

Μελλοντική εργασία

Υπάρχει μια σειρά από σχετικά θέματα τα οποία χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης:

1. Υλοποίηση σχήματος ελέγχου με χρήση πραγματικών δεδομένων από μια C_p προκειμένου η ταχύτητα αναφοράς να προσαρμόζεται αυτόματα στο επιθυμητό επίπεδο. Έλεγχος ευστάθειας.
2. Βελτιστοποίηση σχεδίασης του συνδυαστικού ελέγχου (υστέρηση και ρεύμα διέγερσης).
3. Μελέτη του τρόπο με τον οποίο ο έλεγχος γωνίας πτερυγίων (pitch-control) αλληλεπιδρά με το σύστημα
4. Αναλυτική μελέτη για τις απώλειες στα διάφορα μέρη του συστήματος.
5. Εις βάθος ανάλυση των απωλειών της γεννήτριας, Διερεύνηση πιθανής γεωμετρίας που θα βελτιώσει την απόδοση.
6. Σχεδίαση ενεργού φίλτρου για την καταπίεση των ανώτερων αρμονικών
7. Μελέτη συστήματος με πολλαπλά παραλληλισμένα υποσυστήματα γεννητριών
8. Μελέτη του συστήματος σε πραγματική κλίμακα
9. Ανάλυση κόστους σε σχέση με συμβατικά αιολικά πάρκα

Επίλογος

Τα αιολικά πάρκα υπόσχονται να καταστούν σημαντική πηγή ενέργειας στο κοντινό μέλλον. Η ταχεία ανάπτυξη των συστημάτων αυτών, και ιδιαίτερα των off-shore πάρκων δημιουργεί την ανάγκη για αναζήτηση νέων τεχνολογιών, που θα ανταποκρίνονται καλύτερα στις νέες ανάγκες. Η χρήση DC συνδέσεων αναμένεται να οδηγήσει σε συστήματα αποτελούμενα από DC μέρη κυρίως.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάται ο έλεγχος ενός τέτοιου συστήματος, που αποτελείται από μια σύγχρονη γεννήτρια, έναν ανορθωτή διόδων, ένα μετατροπέα ανύψωσης και έναν DC/AC μετατροπέα. Οι υψηλές απώλειες στη γεννήτρια ίσως υπαγορεύουν την ανάγκη για σχεδίαση διαφορετικών γεωμετριών για τις γεννήτριες, προκειμένου να βελτιωθεί η απόδοσή τους όταν λειτουργούν σε ένα τέτοιο σύστημα.

Ένα δεύτερο σύστημα γεννήτριας παραλληλίστηκε στο πρώτο και τα αποτελέσματα έδειξαν ότι η λειτουργία του ενός δεν επηρεάζει αυτή του άλλου. Υποτέθηκε ότι περισσότερα συστήματα είναι δυνατόν να λειτουργήσουν παράλληλα, χωρίς ιδιαίτερα προβλήματα.

Τεχνική PWM: Το σχήμα ελέγχου που αρχικά προτάθηκε, ανταποκρίνεται ικανοποιητικά σε ότι αφορά τον έλεγχο των στροφών της γεννήτριας. Ωστόσο, σε ότι αφορά τις απώλειες, υπάρχει δυνατότητα καλύτερης επίδοσης με τη χρήση ελέγχου υστέρησης.

Τεχνική υστέρησης: Το συγκεκριμένο σχήμα ελέγχου προσφέρει μια εναλλακτική λύση σε ότι αφορά στον έλεγχο της ταχύτητας και της ισχύος. Αποδεικνύεται ότι γενικά τα αποτελέσματα είναι παρόμοια με την τεχνική PWM, ωστόσο κάποια συγκεκριμένα χαρακτηριστικά της λειτουργίας του (απώλειες υπό δυναμικές συνθήκες) προσφέρουν ορισμένα πλεονεκτήματα.

Ανάλυση απωλειών: Οι συνολικές απώλειες του συστήματος καθώς και οι επιμέρους μελετήθηκαν. Η απόδοση βρίσκεται περίπου στο 11.5%, ενώ η μεγαλύτερη συνιστώσα αυτών οφείλεται στη γεννήτρια.

Συνδυαστική μέθοδος: Μια συνδυαστική μέθοδος εισάγεται επίσης, προκειμένου να εκμεταλλευθούν τα πλεονεκτήματα που προσφέρει ο επιπλέον βαθμός ελευθερίας στον έλεγχο ταχύτητας, που αυτή συνεπάγεται. Γρήγορη, ακριβής και σταθερή σε μεγάλο εύρος λειτουργία μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση του συγκεκριμένου σχήματος ελέγχου.

Βιβλιογραφία

[1] Power and Communication Cables, R. Bartnikas, K.D. Srivastava, Mc Graw Hill

[2] Pedersen, J. Kass, 'Power Transmission From Large Off-shore Wind Farms', UEPC '99 1999, Leicester

[3] Master project, Technical University of Denmark, July 2007 “Laboratory Investigation of Variable Speed Control of Synchronous Generator with a Boost Converter”, R. Sharma

[4] Master project, Technical University of Denmark, May 2001 “Synchronous Generator Controlled by Boosting the Rectified Stator Voltage”, Alejandreo Medina Calvo

[5] Electric Machinery Fundamentals, Fourth Edition, Stephen Chapman, 2005

[6] First course on Power Electronics, Ned Mohan

[7] Mohan, Undeland, Robbins, 'Power Electronics - Converters, Applications and Design', 2003, J. Wiley and Sons Inc

[8] Fundamentals of Power electronics, Robert W. Erickson, 1997, Kluwer Academic Publishers

[9] R. Pena, J.C. Clare, G.M. Asher, “Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation”, IEE 1996

[10] http://www.windpower.org, July 2008

Τιμές παραμέτρων

Synchronous Generator	
Nominal Power	8100 W
Nominal Voltage (V_{RMS})	400 V
Nominal frequency	50 Hz
Rotor type	Salient pole
Stator [R_s, Ll, Lmd, Lmq]	[1.62 ohms, 0.004527 H, 0.1086 H, 0.05175 H]
Field [Rf, LIfd]	[1.208 ohms, 0.01132 H]
Dampers [Rkd, Llkd, Rkq1, Llkq1]	[3.142 ohms, 0.007334 H, 4.772 ohms, 0.01015 H]
[Inertia (J), friction factor (F), pole pairs (p)]	[0.0923 kg.m^2, 0.009 N.m.s, 2]

Rectifier	
Number of bridge arms	3
Power electronic device	Diodes
Snubber resistance (R_s)	10^5 ohms
Snubber capacitance	1 F
R_{on}	0.1 ohms

IGBT (Boost-converter)	
Resistance R_{on}	0.01ohms
Inductance L_{on}	0
Forward voltage (V_f)	1.5 V
Current 10% fall time (T_f)	$1*10^{-6}$ s
Current tail time (T_t)	$2*10^{-6}$ s
Snubber resistance R_s	$1*10^5$ ohms
Snubber capacitance C_s	inf

Diode (Boost-converter)	
Resistance R_{on}	0.01ohms
Inductance L_{on}	0
Forward voltage (V_f)	1.2 V
Initial current I_C	0
Snubber resistance R_s	$1*10^5$ ohms
Snubber capacitance C_s	inf

Capacitor (Connected before the DC/AC converter)	
Capacitance	10^{-3} F
Resistance	0.005 ohms

DC/AC Converter	
Number of bridge arms	3
Power electronic device	IGBT / Diodes
Snubber resistance (R_s)	10^5 ohms
Snubber capacitance	inf
R_{on}	10^{-3} ohms
Forward Voltages [Device (V_f), Diode (V_{fd})]	[1.5 V, 1.5 V]
[T_f, T_t]	[10^{-6}, 10^{-6}]
PWM carrier frequency	2000 Hz