

## Treball final de grau

**Estudi:** Grau en Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica

**Títol:** Simulació i sistemes de control de generadors de mini-eòlica i la seva implementació dins el laboratori d'energies

**Document:** 1. Memòria

**Alumne:** Marc Salas Huetos

**Tutor:** Dr. Lluís Pacheco Valls

**Departament:** Arquitectura i tecnologia de computadors

**Àrea:** ATC

**Convocatòria (mes/any):** Juny/2019

## Índex

|      |   |    |
|------|---|----|
| 1.   | Introducció.....  | 2  |
| 1.1. | Antecedents.....  | 2  |
| 1.2. | Objecte.....  | 3  |
| 1.3. | Abast.....  | 3  |
| 2.   | Model matemàtic teòric del sistema.....                 | 4  |
| 2.1. | Turbina eòlica.....                                     | 5  |
| 2.2. | Generador elèctric.....                                 | 9  |
| 2.3. | Rectificació.....                                       | 17 |
| 2.4. | Interconnexió de models.....                            | 22 |
| 3.   | Entorn i material de laboratori.....                    | 24 |
| 3.1. | Laboratori i turbina eòlica.....                        | 24 |
| 3.2. | Hardware d'adquisició de dades.....                     | 26 |
| 3.3. | Software d'adquisició de dades.....                     | 31 |
| 4.   | Validació del model teòric i model de control.....      | 36 |
| 4.1. | Coherències entre model teòric i comportament real..... | 36 |
| 4.2. | Model de control.....                                   | 45 |
| 5.   | Resultats experimentals.....                            | 51 |
| 5.1. | Corba de potència.....                                  | 51 |
| 5.2. | Corbes per al control de yaw.....                       | 55 |
| 6.   | Llaços de control.....                                  | 59 |
| 6.1. | Control de càrrega.....                                 | 59 |
| 6.2. | Model de fonts i disseny de controladors.....           | 61 |
| 6.3. | Algoritmes de màxim punt de potència.....               | 73 |
| 7.   | Resum del pressupost.....                               | 78 |
| 8.   | Conclusions.....  | 79 |
| 9.   | Relació de documents.....                               | 81 |
| 10.  | Bibliografia.....                                       | 82 |
| 11.  | Glossari.....   | 84 |
| A.   | Software i aplicacions.....                             | 86 |

# 1. INTRODUCCIÓ

Aquest és el treball de final de grau realitzat a l'Escola Politècnica Superior de la Universitat de Girona, relacionat amb el disseny de sistemes de control, la simulació de generadors de mini-eòlica i la implementació dins el laboratori d'energies renovables.

## 1.1. Antecedents

Les turbines eòliques han canviat relativament poc des de fa dècades. No obstant, tecnològicament són molt més intel·ligents. S'ha augmentat la quantitat d'energia que generen i amb això s'ha aconseguit abaratir costos. Augmentar la mida de les aspes i fer que la torre sigui més alta permet capturar més vent especialment a baixes velocitats.

Cada vegada pren més importància el sector eòlic marí (Offshore). S'estan desenvolupant projectes a fi de construir grans illes eòliques al mar capaces de generar més del doble de la energia que es genera actualment al mar. Una potent evolució de la tecnologia en aquest mitjà, preveu que el vent en alta mar es valori com una de les principals fonts d'energia.

Les últimes tendències de disseny d'aerogeneradors ens dirigeixen cap als híbrids i la mini i micro eòlica. Els sistemes d'energia híbrida són els que generen energia a partir de la instal·lació de panells solars fotovoltaics i aerogeneradors. L'energia mini eòlica es basa en l'aprofitament dels recursos eòlics mitjançant la utilització d'aerogeneradors de potència inferior als 100KW. Aquesta tecnologia permet el subministrament d'electricitat en llocs aïllats i allunyats de la xarxa, reduint-se les pèrdues de transport i distribució. Aquestes són importants avantatges.

A la universitat de Girona existeixen grups de recerca i laboratoris destinats a les energies sostenibles, el laboratori d'energies és un clar exemple que treballa a la recerca i docència en el desenvolupament de noves energies renovables, i la millora de les ja conegudes. A més, l'escola politècnica sempre ha apostat per aquestes energies, és per això que fa uns anys es va instal·lar un generador de baixa potència a la teulada de l'edifici P2 de la politècnica.

## **1.2. Objecte**

L'objecte proposat d'aquest treball de final de grau és la implementació d'un sistema de control per un generador de mini-eòlica. Així, el sistema es modelarà des de dues perspectives. Per una banda s'utilitzaran les equacions clàssiques que defineixen el sistema i per l'altre s'hi aplicaran mètodes experimentals dins el laboratori d'energies per a millorar aquest model, a més es calcularan els controladors que siguin necessaris pels llaços de control escollits i finalment, després de discretitzar aquests sistemes de control, es programaran els microcontroladors escollits per tal d'implementar els algoritmes de control dissenyats. En tot cas es buscarà ampliar els coneixements sobre aquests sistemes eòlics. Es procurarà en tot moment dissenyar intentant maximitzar el rendiment energètic. També es procurarà la implementació física dels dissenys realitzats, des d'una perspectiva no comercial.

## **1.3. Abast**

Per estudiar el comportament teòric del sistema a modelar s'utilitzarà l'aplicació MATLAB, així com les eines que aquest software ens aporta.

## 2. MODEL MATEMÀTIC TEÒRIC DEL SISTEMA

Tot el projecte s'inicia amb el desenvolupament i disseny d'un sistema dinàmic capaç de descriure tots els possibles comportaments del sistema. Un sistema dinàmic prou robust que es pugui extrapolar a les diferents mides del mateix tipus d'aerogenerador d'eix horitzontal amb mes o menys pales. Es variarà únicament les constants del nostre sistema ja que així, amb aquest únic model puguem presentar dos escenaris diferents, que és justament un dels molts objectius del treball. Per una banda tenim el model a gran escala, es a dir l'aerogenerador amb una potència màxima de sortida de 2 kW a una velocitat mitjana del vent de 11 metres per segon, per l'altra tenim l'aerogenerador de 300 Watts a 20 metres per segon que utilitzarem al laboratori pels diferents assajos i que ens interessa especialment ja que les dinàmiques d'aquest últim escenari són les que es compararan experimentalment.

Per tal de realitzar una simulació detallada del comportament teòric d'aquests aparells, haurem de modelar tots els components que engloben el sistema amb equacions dinàmiques que puguin reflectir les variables d'interès que volem simular i controlar. Aquest model es basarà en les parts exposades en els següents dos paràgrafs.

Per una part tenim el model de la turbina eòlica, aquest model es basa en les equacions clàssiques de la dinàmica de fluids i també sobre constants experimentals d'aquesta mateixa matèria. Té en compte molts aspectes de la construcció i estructura de la turbina, i límits teòrics d'autors tant coneguts com el límit de Betz.

La segona part a modelar ha estat el motor, en aquest cas un motor síncron d'imants permanents "PMSG", que s'ha modelat seguint criteris de senzillesa sense perdre cap dinàmica substancial.

La següent part a modelar ha estat el rectificador, en aquest cas no controlat, que ens ofereix una màxima eficiència i que en tots dos escenaris, es veurà connectat a la sortida del generador per tal de retornar un caràcter continu al corrent que circularà per la càrrega.

Finalment el model de la càrrega és descrit per una transmitància o per varies. Aquesta variarà, com més endavant veurem, en funció del tipus de càrrega, ja que al residir independent dels altres models, ens permetrà modificar-la i canviar-la com vulguem.

Tots aquestes parts o models interconnectats formen el sistema complet de l'aerogenerador. Aquest model té múltiples realimentacions que més endavant descriurem. Tot el model forma un sistema tancat on l'única entrada és la velocitat lineal del vent i l'única sortida és el voltatge que cau sobre la càrrega i el corrent que circula per ella.

## 2.1. Turbina eòlica

El model teòric de la turbina eòlica es basa en equacions clàssiques de la dinàmica de fluids. És un model que té en compte, no només aquestes equacions, sinó també un seguit de constants que representen característiques constructives i característiques de disseny, que depenen del tipus d'aerogenerador a modelar.

La dinàmica de la turbina es pot matematitzar de diferents formes. Es poden observar en moltes altres publicacions i en altres articles o models trobats d'altres autors que hi ha clares diferències entre equacions. En aquest cas, s'ha decidit prendre el model que més s'ajusta a les nostres variables, però s'han modificat paràmetres entre els dos escenaris anteriorment exposats a fi d'obtenir els resultats esperats en la simulació.

El model de l'energia obtinguda per la turbina eòlica parteix d'analitzar l'energia cinètica que posseeix la massa d'aire desplaçant-se. Aquesta es pot trobar representada a partir de l'equació 1 on E és l'energia cinètica que posseeix la massa d'aire, m és la massa de les partícules en moviment i v és la velocitat d'aquesta massa.

$$E = \frac{1}{2}mv^2 \quad (\text{Eq.1})$$

Aplicant també les equacions corresponents al flux de volum o la variació del volum que travessa les pales en un determinat període de temps, així com el flux de massa o quantitat de massa que travessa les pales en un període de temps i derivant l'Equació numero 1, s'obté l'equació numero 2. En la que  $\rho$  és la densitat de l'aire, A és l'àrea circular que recullen les pales de l'aerogenerador, v és la velocitat del vent, E és l'energia del vent i P és la potència generada. S'ha de puntualitzar que la potència té un creixement cúbic en front a la velocitat del vent. Podem observar que per tal de maximitzar la potència, els dos

principals paràmetres a augmentar són la velocitat del vent, per sobre de tots els altres aspectes, i la superfície que recullen les pales.

$$P = \frac{dE}{dt} = \frac{1}{2} v^3 \rho A \quad (\text{Eq.2})$$

Aquesta és la potència teòrica que posseeixen les partícules del vent que travessen les pales. A la pràctica aquesta potència mai podrà ser recollida directament degut a diversos factors. Un d'aquests factors es basa en la idea de que, quan aquestes partícules travessen les pales, l'energia cinètica no disminueix a zero de cop sinó que el vent segueix amb una part d'energia després de travessar-les. Aquest comportament es pot modelar a partir de l'expressió de pèrdua de potència útil per unitat de temps en travessar les hèlix. També per l'expressió del treball generat per unitat de temps multiplicat per la força del vent, menys la taxa de canvi en la quantitat de moviment de l'aire. Aquestes equacions han estat desenvolupades a partir de la literatura d'Albert Betz. Unint aquestes dues últimes expressions i derivant l'expressió de la potència útil respecte el quocient entre les dues velocitats i igualant aquesta expressió a 0, va obtenir el màxim teòric de la relació entre potència total i potència útil, el qual arriba a un màxim de 0.59.

Posterior a aquest estudi, s'ha pogut quantificar una expressió experimental on es veuen involucrats sis coeficients, que depenen del tipus de turbina eòlica, aquesta expressió, és la que es pot observar a l'equació número 3 extreta dels models ja creats de Simulink.

$$C_p = c_1 \left( \frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-c_5/\lambda_i} + c_6 \lambda \lambda_o \quad (\text{Eq.3})$$

Els coeficients que van de  $c_1$  a  $c_6$  malauradament es tracta de coeficients que es troben en referències bibliogràfiques que pertanyen a aerogeneradors de tres pales, que són els aerogenerador amb un valor més òptim de  $C_p$ , arribant a valors de fins a 0.48 en aquest cas, o 0.53 en els casos més optimistes. És per això que necessitem una manera de discernir entre els dos escenaris, que s'ha aconseguit aplicant dos coeficients adimensionals. D'aquesta forma s'ha pogut adaptar la transmitància per un màxim diferent a l'obtingut aplicant els coeficients anteriorment mencionats. Adaptant així el model a un aerogenerador multipala.

$\lambda$  es defineix com el "tip speed ratio" o ràtio entre la velocitat lineal a la punta de les pales i la velocitat lineal del vent. Podem veure aquesta relació a l'equació 4, on  $\omega_g$  és la velocitat angular del generador,  $r$  és el radi de les pales del aerogenerador i  $v$  és la velocitat lineal del vent en un instant determinat.

$$\lambda = \frac{\omega_g r}{v} \quad (\text{Eq.4})$$

$\lambda_i$  es defineix a partir de l'equació 5 on  $\beta$ , variable també present en les equacions 3 i 6, és l'angle de "pitch" de les pales. Aquesta equació, està dissenyada amb la possibilitat de fer girar les pales transversalment a l'eix horitzontal de l'aerogenerador per tal de variar el coeficient de potència. D'aquesta manera es disminueix la potència generada en moments en que sigui massa elevada. En aquest cas fixarem aquesta variable beta a 0, ja que no treballarem amb aquesta variable, degut als problemes mecànics que comporta fer rotar les pales d'aquesta manera. No interessa en aquest punt del projecte realitzar cap tipus de control. Finalment  $\lambda_o$  és el coeficient  $\lambda$  òptim, es a dir, el coeficient on s'obté un valor màxim de  $C_p$  a velocitat del vent nominal.

$$\lambda_i = \left( \frac{1}{\lambda \lambda_o + 0.08 \beta} - \frac{0.0035}{\beta^3 + 1} \right)^{-1} \quad (\text{Eq.5})$$

A l'equació 6 s'hi poden veure les constants  $k_1$  i  $k_2$ . Aquestes s'han aplicat empíricament per tal de reduir el  $C_p$  i així reduir el màxim obtingut de 0.48 a 0.3 i aconseguir aquest màxim amb valors mes baixos de  $\lambda$ . Es pot veure el seu efecte en la funció de la figura 1, on s'hi representen diferents corbes de  $C_p(\lambda)$  per diferents valors de  $k_1$  i  $k_2$ , que ens dona com a resultat les corbes de les diferents variants d'aerogenerador.

$$C_p = k_1 \left( c_1 \left( \frac{c_2}{k_2 \lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-c_5/k_2 \lambda_i} + c_6 \lambda \lambda_o \right) \quad (\text{Eq.6})$$

Aquestes corbes, no s'han de confondre en cap moment amb les corbes típiques de  $C_p$  en funció de  $\beta$ , aquesta variable pren un valor de 0 en tot el model com s'argumentarà posteriorment.



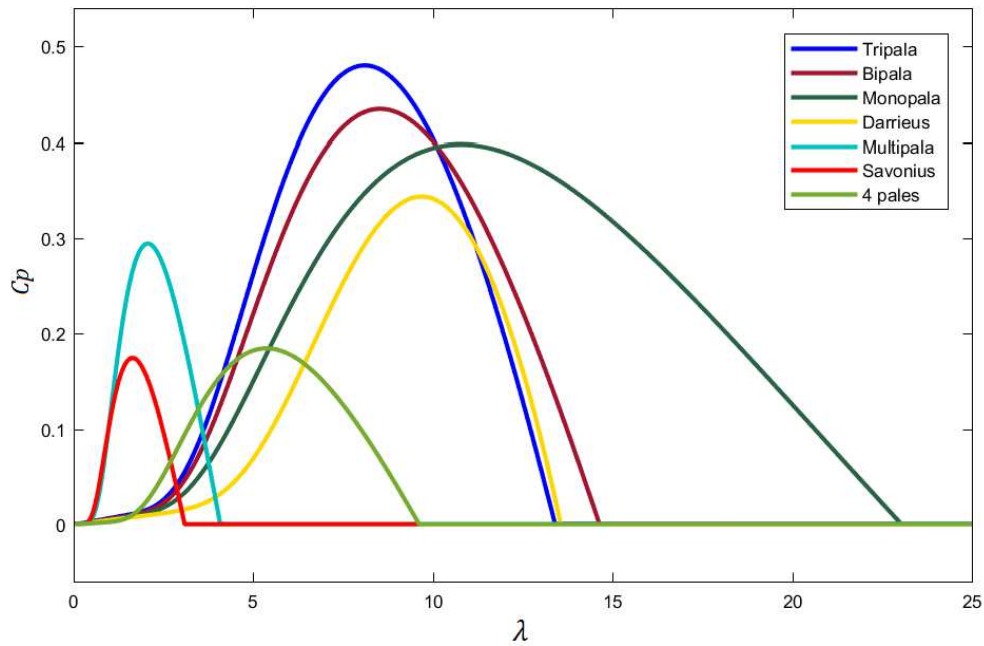


Figura 1. Corbes  $C_p$  per diferents tipus d'aerogenerador.

La potència realment generada per la turbina eòlica es pot expressar a partir de l'expressió de l'equació 7, on  $P$  és la potència real captada per la turbina eòlica,  $\rho$  és la densitat de l'aire.  $A$  és l'àrea de la circumferència que escombren les pales del aerogenerador.  $C_p(\lambda, \beta)$  és la relació de potències i  $v$  és la velocitat lineal del vent.

$$P = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho A v^3 \quad (\text{Eq.7})$$

La taula número 1 mostra totes les constants utilitzades a les equacions de la turbina eòlica. En aquest cas  $\beta$  és una constant i pren un valor de 0 com hem argumentat anteriorment. S'ha d'aclarir que  $k_1$  i  $k_2$  i  $\lambda_0$  prenen valors diferents en els dos escenaris ja que el primer escenari es basa en un aerogenerador de tres pales, i per tant amb un valor del coeficient de potència entre 0.4 i 0.5 segons múltiples autors diferents. Per altra banda en el segon escenari es treballa amb un aerogenerador de 5 pales, i per tant el seu valor de  $C_p$  caurà a un rang d'entre 0.2 a 0.3 aproximadament. Aquests valors s'han obtingut de manera empírica a partir d'altres autors que descriuen la forma aproximada de la funció  $C_p(\lambda)$  per a tots els tipus de d'aerogeneradors i de l'estabilització de les variables en la simulació del sistema.

Els coeficients que van de  $c_1$  a  $c_6$  com s'ha argumentat amb anterioritat es troben en referències bibliogràfiques que pertanyen a aerogeneradors de tres pales, en aquest cas s'han obtingut aquests valors a partir del model de Matlab que intenta simular una turbina eòlica.

Com podem observar, els valors de longitud de pala també varien força, ja que com hem vist es un valor influent en la potència generada, per tant és normal veure un canvi significatiu en l'ordre d'aquest valor. De la mateixa manera podem observar que la constant  $\lambda_0$  varia entre escenaris el mateix ordre de magnitud, però inversament proporcional.

| Constant  | 2kW                    | 300W  |
|---|------------------------|-------|
|   | Valor i unitats        |       |
| r (longitud de pala)  | 1.5 m                  | 0.4 m |
| $\lambda_0$ (coeficient per forçar la estabilitat de $C_p$ a màxim valor) | 6.4                    | 12    |
| $k_1$ (coeficient constructiu)  | 1                      | 0.75  |
| $k_2$ (coeficient constructiu)  | 1                      | 5     |
| $\beta$ (angle de pitch)  | 0 rad                  |       |
| $c_1$ (coeficient 1)  | 0.5176                 |       |
| $c_2$ (coeficient 2)  | 116                    |       |
| $c_3$ (coeficient 3)  | 0.4                    |       |
| $c_4$ (coeficient 4)  | 5                      |       |
| $c_5$ (coeficient 5)  | 21                     |       |
| $c_6$ (coeficient 6)  | 0.0068                 |       |
| $\rho$ (densitat a 20° centígrads)  | 1.21 kg/m <sup>3</sup> |       |

Taula 1. Constants del model de la turbina eòlica.

## 2.2. Generador elèctric

El model matemàtic de la turbina eòlica ens proporciona com a sortida, dues variables, la potència mecànica a l'eix de rotació i el parell en aquest mateix eix. A partir d'aquestes dues variables és necessari alterar la naturalesa mecànica de l'energia, transformant aquesta en elèctrica. Per tant es requereix un model matemàtic capaç de reflectir aquesta transformació junt a totes les dinàmiques que aquest sistema aporta a la realitat, incloent les pèrdues produïdes en aquesta transformació, tenint en compte quin tipus de motor s'utilitzarà.

És necessari conèixer quin tipus de generador s'utilitzarà en els dos casos. En les especificacions que respecta els dos dispositius, els generadors de tots dos escenaris són de tipus síncron d'imants permanents o "PMSG", una decisió presa amb encert degut a la seva simplicitat i baix manteniment. Són una opció a triar en el disseny d'aquests dispositius degut al baix cost i la seva robustesa. Eliminant l'excitació del generador, es pot arribar a obtenir grans resultats en el rendiment.

La diferència existent entre els dos generadors resideix en que la sortida del dispositiu de 300 Watts es de tipus DC. S'ha escollit malgrat les diferències entre els escenaris, modelar el generador a partir d'un model de generador síncron d'imants permanents de sortida sinusoïdal trifàsica amb pols llisos. Aquest fet es recolza en que en el bobinat del motor hi circula un corrent de tipus altern, ja que s'ha de satisfer la llei de Faraday. La seva sortida acaba essent de corrent continua a partir d'un rectificador no controlat.

Existeixen múltiples models matemàtics diferents per poder modelar un Motor síncron d'imants permanents, hi ha molta bibliografia en articles i altra literatura més extensa on podem trobar representat aquest tipus de motor, i la descripció de les equacions que el descriuen. Però existeix realment poca informació per tal de modelar el dispositiu com a generador, és en aquest aspecte on el treball teòric d'aquest estudi deixa d'ésser trivial i pren una importància superior a la esperada.

A l'hora de dissenyar el model matemàtic s'ha tingut en compte entre altres paràmetres, la robustesa del model, que serà descrita com la capacitat que té el model de no tendir a límits asimptòtics a l'infinit. També s'ha tingut en compte la simplicitat del model, mentre no es perdin dinàmiques.

Els models més utilitzats per descriure el funcionament del motor són els matricials, que representen un model de tipus acoblat el qual fa referència a les transformacions dq, i els de transmitàncies derivades de circuits equivalents formats per equacions diferencials lineals. En aquest cas s'ha escollit un model basat en dues transmitàncies expressat en coordenades de camp. Aquest ens permetrà descriure amb exactitud el comportament del generador degut al seu acoblament entre sistemes, que ve donat per l'actuació magnètica que proporciona la generació del flux magnètic i per la generació del parell elèctric causat

per aquest flux. Aquest s'inicia en els imants permanents però segueix actuant després d'arrencar per part del bobinat.

El model típic utilitzat per a simular el dispositiu com a motor és un model de dos circuits equivalents acoblats, basats en la transformació d'eixos de referència dq que podem observar a la imatge de la figura 2. Els eixos de referència dq són dos eixos mòbils alineats a 90 graus respecte l'eix a, es a dir, a temps zero, l'eix q es troba alineat amb l'eix a. Aquest tipus de transformació de Park és la que es coneix com a basada en el Sinus i és molt utilitzada en control de màquines elèctriques.

Per un motor síncron aquest control es coneix com a FOC o "Field oriented control" i és molt utilitzat, ja que controlant el corrent de l'eix d i q podem controlar el camp magnètic i el parell respectivament degut al acoblament de sistemes anteriorment descrit. També existeixen diferents variants d'aquesta transformada, com pot ser la transformada de Park basada en el cosinus o la transformada de Clark, que es basa en els eixos de referència  $\alpha\beta$ , que de la mateixa manera que la transformada de Park existeix una transformada per eixos fixes i mòbils.

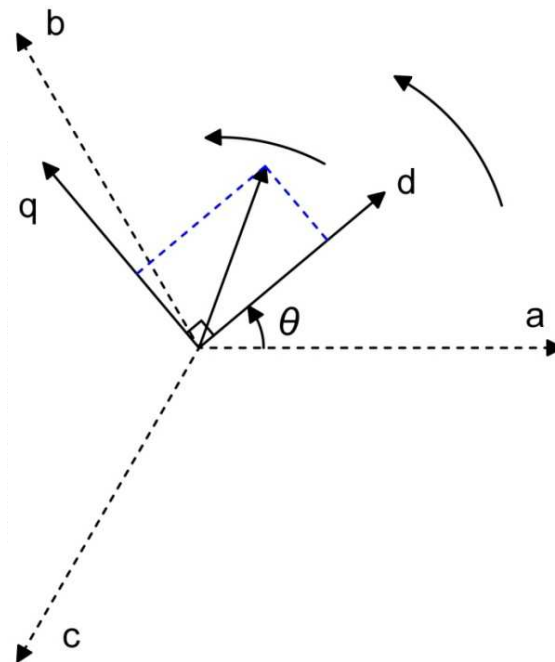


Figura 2. Eixos abc i dq0 per la transformada de Park basada en el sinus.

De la figura 2 i aplicant nombres complexos obtenim l'equació número 8 que ens relaciona  $\vec{U}_s$ , es a dir, la variable vectorial que ens descriu la magnitud i angle de rotació del generador amb les magnituds d i q expressada de forma bionòmica i exponencial.

$$\vec{U}_s = u_d + j u_q = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} e^{j\theta} \quad (\text{Eq.8})$$

En aquest cas utilitzarem la transformació de Park, més concretament la transformada basada en el sinus. A partir de l'equació 8 expressant el resultat en forma trigonomètrica i aplicant aquesta expressió pel valor desfasat en cada cas s'obté l'equació matricial número 9. La constant dos terços, que és producte de tota la matriu s'explica de manera senzilla a partir del desenvolupament dels cosinus directors dels tres eixos a, b i c.

S'ha utilitzat aquesta transformació per tal d'obtenir com a sortida del model del generador tres tensions trifàsiques, que són les corresponents a la tensió que cauria sobre una càrrega trifàsica. Seguidament s'ha utilitzat l'antitransformada de Park, és a dir l'equació 10 que s'obté fent la inversa de la matriu 3x3 de l'equació 9 per tal de tornar a transformar els corrents que circulen pel generador. Aquests s'obtenen a partir de la dinàmica de la càrrega i del rectificador i retornen al model del generador, realimentant el sistema.

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{pmatrix} \quad (\text{Eq.9})$$

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 1 \\ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{pmatrix} \quad (\text{Eq.10})$$

Iniciem la descripció del model del "PMSG" a partir de l'equació 11 on s'hi pot observar com està relacionada la tensió d'estator  $\vec{V}_{abc}^s$ , que són les tensions que cauen sobre les càrregues amb la intensitat d'estator  $\vec{I}_{abc}^s$  que és el corrent que circula per l'estator. La tensió

també està relacionada amb les càrregues i el flux generat pels imans permanents  $\vec{\lambda}_{abc}^s$  junt amb la resistència d'estator  $R_s$  que serà la principal responsable de les "pèrdues en el coure" produïdes en el generador.

$$\vec{V}_{abc}^s = R_s \vec{I}_{abc}^s + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{abc}^s \quad (\text{Eq.11})$$

A partir del pla dq podem reduir la dimensió de les tensions i intensitats de 3 a únicament 2 obtenint així un sistema doblement acoblat que es basa en les equacions 12 i 13 on  $V_d^s$  i  $V_q^s$  són les tensions d'estator de l'eix d i eix q respectivament.  $I_d^s$  i  $I_q^s$  són les corrents d'estator de l'eix d i eix q respectivament.  $L_d$  i  $L_q$  són les inductàncies d'estator de l'eix d i de l'eix q respectivament que en aquest cas degut a que suposem que el rotor es de tipus circular podem suposar que tenen el mateix valor. On  $\omega_e$  és la velocitat de sincronisme, és a dir, la velocitat elèctrica que ve donada pel producte entre la velocitat mecànica i el número de parell de pols. Degut a que es tracta d'una màquina síncrona  $\lambda_m$  és el flux propi provinent dels imants permanents del rotor, que depèn entre altres aspectes del tipus d'imants utilitzats, en aquest cas imans de neodimi.

$$V_d^s(t) = R_s I_d^s(t) + \frac{d}{dt} (L_d I_d^s(t)) - \omega_e L_q I_q^s(t) \quad (\text{Eq.12})$$

$$V_q^s(t) = R_s I_q^s(t) + \frac{d}{dt} (L_q I_q^s(t)) - \omega_e (L_d I_d^s(t) + \lambda_m) \quad (\text{Eq.13})$$

La figura 3 correspon als dos circuits equivalents que descriuen les equacions 12 i 13. Podem veure la variable d'acoblament entre els dos circuits, que en aquest cas són les intensitats  $I_d^s$  i  $I_q^s$ . Les inductàncies  $L_d$  i  $L_q$  prenen el mateix valor en aquest cas degut a que com s'ha especificat amb anterioritat, es tracta d'un motor de pols llisos de tipus rotor circular.

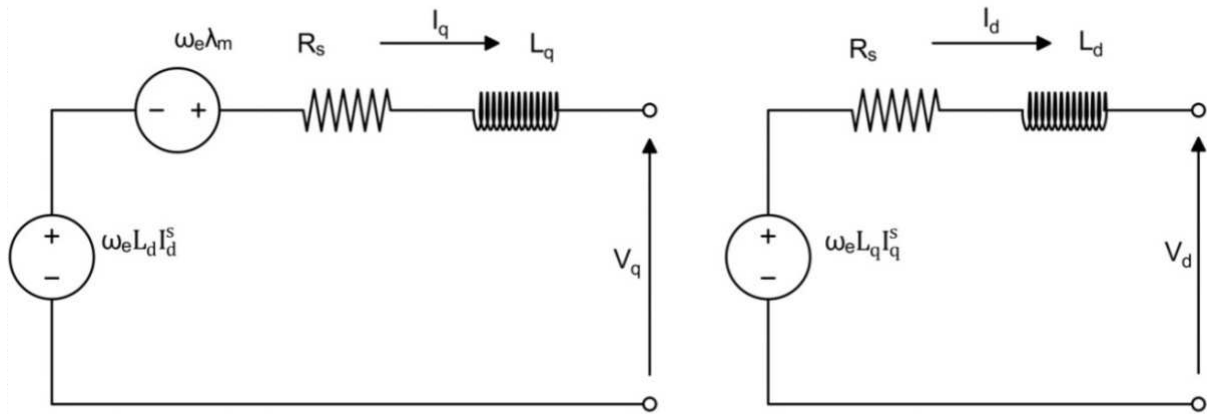


Figura 3. Circuits equivalents acoblats d i q.

Tot i que és un model matemàtic que descriu de manera correcta les dinàmiques presents en el generador, es veu clarament que per que  $I_d^s$  i  $I_q^s$  tinguin valors superiors a 0, els dos circuits s'han de tancar amb una càrrega. Els corrents que circulen pels circuits no són reals, pertanyen a la dimensió de la transformada de Park, així com les càrregues per on circulen aquests corrents.

Si tanquéssim el circuit directament sobre les tensions d i q no obtindríem un model en consideració a la realitat, degut a aquesta raó aquests dos valors de tensió es transformen a les variables reals abc a partir de la transformada de Park, per tal de fer caure la tensió sobre les càrregues reals. Després del pas pel rectificador, obtindrem els corrents trifàsics i els retornarem a les variables de camp dq per tal d'actuar sobre els components passius del circuit equivalent. Per aquesta raó, estrictament, les càrregues de camp  $L_d$ ,  $L_q$  i  $R_s$  haurien de figurar al node inferior dels circuits entre el terminal negatiu de la caiguda de tensió i el terminal negatiu de la font de tensió.

Ens falta però, una transmitància que ens relacioni la velocitat de sincronisme amb la potència generada per la turbina eòlica, ja que d'aquesta manera podrem relacionar els dos models. Aquesta dinàmica ha de tenir en compte aspectes mecànics com la inèrcia, ja que aquestes són les variables amb les que s'introduiran unes pèrdues mecàniques al nostre sistema.

Podem observar aquesta relació a l'equació 14, on  $T_l$  és el parell que generem a partir de la turbina eòlica, és a dir, la variable de sortida del nostre model de la turbina eòlica.  $T_e$  és el

parell de càrrega, aquesta variable dependrà en tot moment del corrent que circula per la càrrega i del tipus d'aquesta.  $\omega_e$  és la velocitat elèctrica de sincronisme, és a dir, el producte entre la velocitat mecànica pel nombre de parell de pols que ve representat per la constant npp en aquesta equació. B és el coeficient de fricció i J és el moment d'inèrcia del conjunt generador i turbina.

$$T_I(t) = T_e(t) + \frac{B}{npp} \omega_e(t) + \frac{J}{npp} \frac{d}{dt} \omega_e(t) \quad (\text{Eq.14})$$

Aplicant la transformada de Laplace i aïllant la variable de la velocitat de sincronisme obtenim la transmitància expressada a l'equació 15, que ens dona la velocitat de sincronisme a partir de les variables de parell. La transmitància obtinguda és de primer ordre, J/B és la constant temporal i npp/B és la constant de guany.

$$\omega_e(s) = \frac{(T_e(s) - T_I(s))npp}{Js + B} \quad (\text{Eq.15})$$

L'equació de transferència que defineix el parell de càrrega, depèn del corrent que circula per la càrrega en aquell moment i de la tensió que cau sobre aquesta, seguint la premissa de que la càrrega és de caràcter monofàsic. L'equació número 16 mostra aquesta relació,  $\omega_m$  és la velocitat angular mecànica del generador que s'obté amb el quocient entre la velocitat elèctrica i la constant del numero de parell de pols npp. Podem observar també el producte entre la tensió i corrent de càrrega, representada en el numerador de la fracció.

$$T_I(s) = \frac{I_l(s)V_l(s)}{\omega_m(s)} \quad (\text{Eq.16})$$

La funció de transferència que ens dona l'angle d'aplicació de la transformada dq s'obté a partir de la integració de la variable de velocitat elèctrica. A partir del residu del quocient d'aquesta integració entre  $2\pi$  obtenim l'angle  $\theta$  representat en la figura número 2. Podem observar aquesta relació a l'expressió de l'equació 17.

$$\theta(s) = \text{mod} \left( \frac{1}{s} \omega_e(s), 2\pi \right) \quad (\text{Eq.17})$$



Les equacions descrites en aquest apartat corresponen a les d'un model de generació trifàsica, que pels generadors de mini-eòlica de més potència és la solució idònia, degut a les potències que aquests aparells aporten. Malgrat això, s'ha de dur a terme el desenvolupament de les equacions monofàsiques del generador síncron d'imants permanents, ja que el dispositiu amb el que es treballarà en la part experimental d'aquest estudi, presenta aquesta naturalesa.

Les equacions pels generadors monofàsics presenten unes equacions anàlogues a les del generador trifàsic. Són equacions que parteixen de la mateixa idea, però en aquest cas no és necessària la transformació i antitransformació de Park. Les equacions 12 i 13, són anàlogues a l'equació 18.  $V^s$  és la tensió que cau sobre la càrrega,  $I^s$  és el corrent que circula pel generador i per la càrrega, ja que contemplem el model amb una única fase.  $L_s$  és en aquest cas la inductància d'estator, que com veurem posteriorment pot ser considerada en molts casos amb un valor de 0 Henrys. Finalment la variable  $e$ , és la variable que ens permet relacionar l'energia elèctrica amb l'energia mecànica i que ve donada per la relació de l'expressió 19.

$$V^s(t) = R_s I^s(t) + L_s \frac{dI^s(t)}{dt} + e(t) \quad (\text{Eq.18})$$

A l'expressió 19,  $k_e$  és la constant dels imants permanents i es el paràmetre anàleg a  $\lambda_m$  en les equacions trifàsiques.  $\omega_e$  és la velocitat elèctrica.  $\theta_e$  és la posició del rotor. En aquest cas el paràmetre  $\sin(\theta_e(t))$ , és el que ens entrega el caràcter altern al model del generador per tal de satisfer la llei de Faraday.

$$e(t) = k_e \omega_e(t) \sin(\theta_e(t)) \quad (\text{Eq.19})$$

Les equacions mecàniques del generador monofàsic són les mateixes que s'utilitzen pel generador trifàsic. S'apliquen de la mateixa manera les expressions 14, 15, 16 i 17.

Les constants del generador  $R_s$ ,  $L_d$ ,  $L_q$ ,  $\lambda_m$  pel generador trifàsic o  $L_s$ ,  $R_s$  i  $k_e$  pel generador monofàsic, així com  $B$  i  $J$  per tots dos models, no poden ser estimats ja que no venen especificats en els respectius "datasheets" dels models de generador amb els que

treballarem. L'obtenció d'aquests paràmetres per tal de dur a terme les simulacions es desenvoluparà en els capítols experimentals d'aquest estudi.

### 2.3. Rectificació

En els dos escenaris anteriorment descrits, les tensions i corrents que ens dona el generador síncron d'imants permanents són de caràcter altern sinusoidal. En el cas del generador de 300 Watts s'ha pogut observar que únicament hi ha dos conductors com a sortida elèctrica del conjunt del dispositiu. No cal desmuntar moltes peces per poder observar que acoblat a la part posterior de la platina de l'eix principal, hi trobem encastat un rectificador monofàsic no controlat d'ona completa tal com es veu a la figura 4.

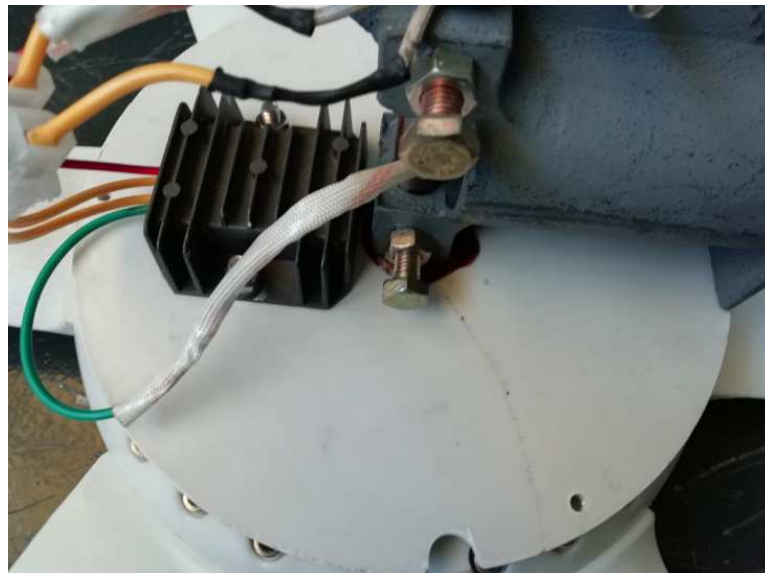


Figura 4. Observació del rectificador situat a la part posterior de la platina de l'eix del aerogenerador de 300W

A la figura 5 podem observar l'esquema del circuit integrat del rectificador no controlat. S'haurà de desenvolupar un model matemàtic per tal de definir el comportament del circuit i de totes les seves formes d'ona per les diferents senyals possibles d'entrada. S'hi pot observar a l'esquema del circuit la definició de les tres tensions  $V_{AC1}$ ,  $V_{AC2}$  i  $V_{AC3}$  a l'entrada del rectificador, en aquest cas tres senyals sinusoidals, així com els tres corrents  $I_{AC1}$ ,  $I_{AC2}$  i  $I_{AC3}$  que circulen per els tres conductors procedents de la sortida del generador. També s'hi

troba definida la tensió de rissat que cau sobre la càrrega  $V_{DC}$  i el corrent que circula per aquesta  $I_{DC}$ .

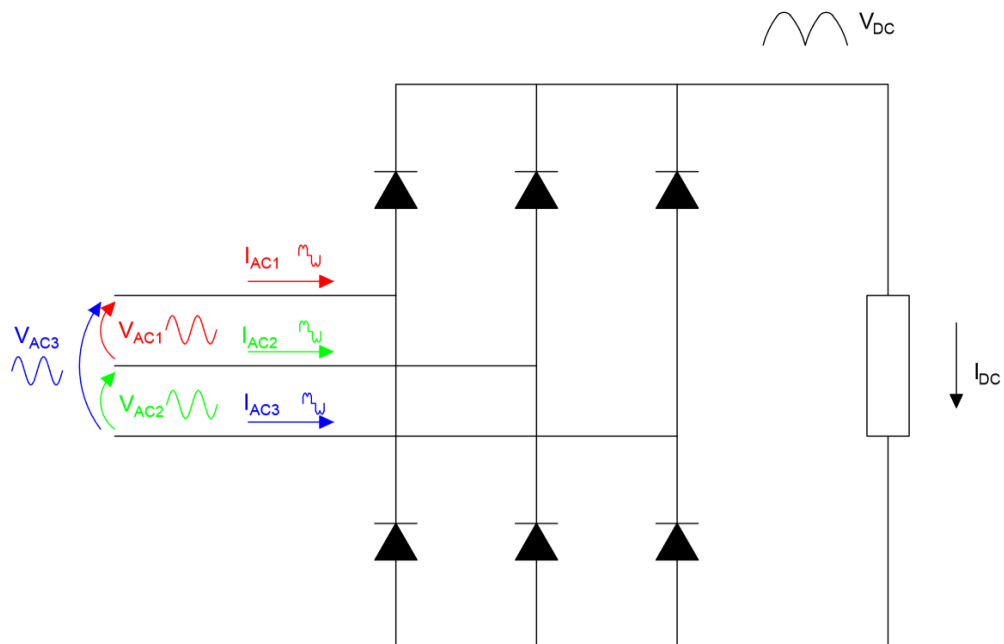


Figura 5. Esquema del rectificador trifàsic no controlat

Partirem del comportament primari d'un diode. La pèrdua per la caiguda de tensió serà negligida. Treballarem amb la característica que es veu a la figura 6, on la tensió llindar i el corrent de fuga són propers a zero i la tensió de ruptura és pràcticament infinita.

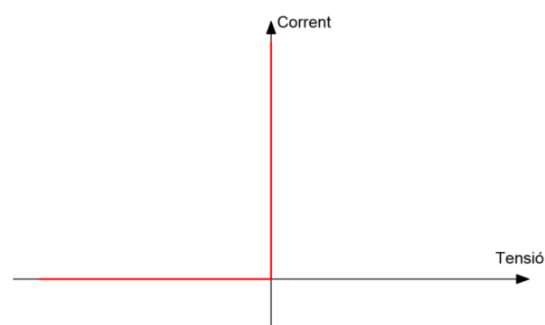


Figura 6. Característica del diode ideal.

L'expressió de l'equació 20 defineix amb detall el comportament de les tensions del pont rectificador d'ona completa no controlat. Observem que la tensió en contínua resulta de la

suma de la component més positiva i de la component més negativa rectificada. Aquesta és la definició de com es comporten els díodes en aquesta configuració. S'hi poden observar les formes d'ona de la tensió d'aquesta configuració a la figura 7 on es veu amb claredat la suma de la component més positiva i més negativa de la tensió.

$$V_{DC}(t) = \max(V_{AC1}(t), V_{AC2}(t), V_{AC3}(t)) - \min(V_{AC1}(t), V_{AC2}(t), V_{AC3}(t)) \quad (\text{Eq.20})$$

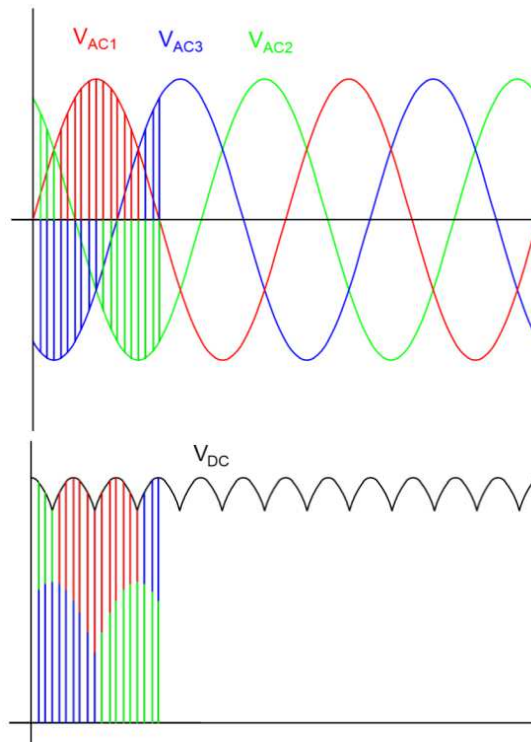


Figura 7. Formes d'ona de la tensió en el circuit.

Aquesta tensió en contínua arribada caurà directament sobre la càrrega, és per això que en el model del rectificador aquesta tensió serà una sortida. Aquesta variable actuarà sobre la transmitància de la càrrega que ens donarà el corrent en contínua que circula per la càrrega, i que retornarem al model del rectificador.

Necessitem, per tal de conèixer els corrents que retornen al model del generador, un model que ens permeti discernir quin díode està conduït en cada moment, es a dir, quina de les tres tensions impera sobre les altres. Degut a que tractem amb díodes i les expressions són discontinües, les equacions que s'han utilitzat són una representació d'una equació

booleana, en aquest cas utilitzant valors que permeten el pas o no del corrent continu que circula per la càrrega. Les equacions que permeten matematitzar el corrent que circula sobre cada conductor són les 21, 22 i 23. A la figura 8 s'hi poden veure els tres corrents de cada node d'entrada al circuit, resultat de la conducció dels díodes.

$$I_{AC1}(t) = \begin{cases} I_{DC}(t) & \text{si } (V_{AC1}(t) > V_{AC2}(t)) \cap (V_{AC1}(t) > V_{AC3}(t)) \\ -I_{DC}(t) & \text{si } (V_{AC1}(t) < V_{AC2}(t)) \cap (V_{AC1}(t) < V_{AC3}(t)) \end{cases} \quad (\text{Eq.21})$$

$$I_{AC2}(t) = \begin{cases} I_{DC}(t) & \text{si } (V_{AC2}(t) > V_{AC1}(t)) \cap (V_{AC2}(t) > V_{AC3}(t)) \\ -I_{DC}(t) & \text{si } (V_{AC2}(t) < V_{AC1}(t)) \cap (V_{AC2}(t) < V_{AC3}(t)) \end{cases} \quad (\text{Eq.22})$$

$$I_{AC3}(t) = \begin{cases} I_{DC}(t) & \text{si } (V_{AC3}(t) > V_{AC1}(t)) \cap (V_{AC3}(t) > V_{AC2}(t)) \\ -I_{DC}(t) & \text{si } (V_{AC3}(t) < V_{AC1}(t)) \cap (V_{AC3}(t) < V_{AC2}(t)) \end{cases} \quad (\text{Eq.23})$$

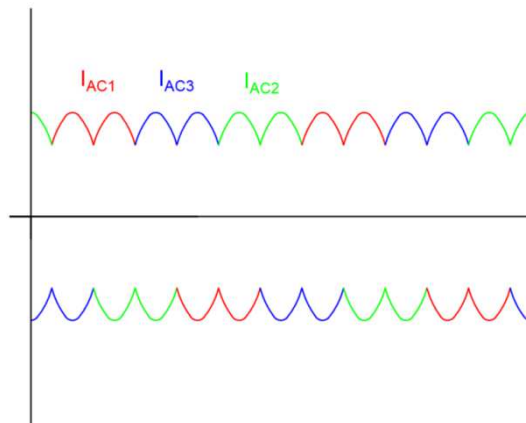


Figura 8. Forma d'ona dels tres corrents d'entrada al circuit per una càrrega resistiva.

A partir de les equacions anteriors, podem simular amb cert encert el rectificador, però si volem una descripció més detallada del comportament del rectificador, hem de rebutjar el model de díode ideal mostrat en la característica que podem observar a la figura 6. Hem d'afegir a aquest model, la característica clàssica amb la tensió llindar àmpliament coneguda del díode i afegir un pendent finit que ens permeti modelar les pèrdues per efecte joule que es produeixen en el semiconductor. Podem observar la nova característica a la figura 9 on veiem la tensió llindar, en aquest cas 0.7 i el pendent en conducció, que com hem dit, ofereix una característica resistiva al model.

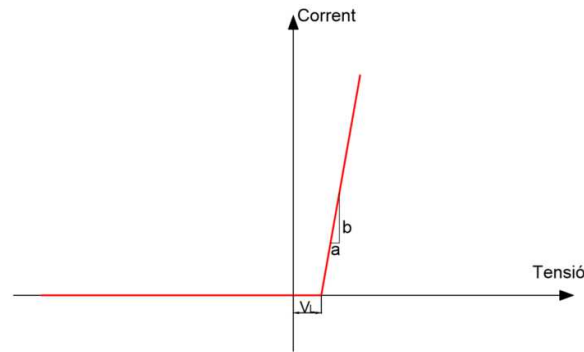


Figura 9. Característica del díode, aproximació.

En aquest cas per tal d'aplicar la tensió llindar  $V_L$  a la tensió de sortida del rectificador, drem a terme la consideració realitzada a l'equació 24 fent discontinua la funció de la tensió d'entrada per cadascuna de les diferències de potencials que trobem a l'entrada del rectificador. A la diferència entre tensió i tensió llindar li aplicarem un guany inferior a 1 que ve representada per la constant  $S_D$ . Aquesta suposa l'aplicació del model de pèrdues per efecte joule que anteriorment s'ha exposat en la característica del díode.

$$V_{ACnR}(t) = \begin{cases} S_D(V_{ACn}(t) - V_L) & \text{si } V_{ACn}(t) > V_L \\ 0 & \text{si } -V_L < V_{ACn}(t) < V_L \\ S_D(V_{ACn}(t) + V_L) & \text{si } V_{ACn}(t) < -V_L \end{cases} \quad \text{per } n=1,2 \text{ i } 3 \quad (\text{Eq.24})$$

A partir d'aquí necessitem un model que ens permeti discernir quin díode està conduït en cada moment. L'únic que queda és comparar quina tensió de les tres és la més elevada, i quina és la més baixa, i sumar a la tensió més elevada la tensió més baixa rectificada. Per això s'utilitzarà l'equació numero 25 que com es pot observar és anàloga a l'equació 20.

$$V_{DC}(t) = \max(V_{AC1R}(t), V_{AC2R}(t), V_{AC3R}(t)) - \min(V_{AC1R}(t), V_{AC2R}(t), V_{AC3R}(t)) \quad (\text{Eq.25})$$

A partir d'obtenir l'expressió per la tensió que cau a la càrrega, necessitem les expressions que defineixen el corrent que circula pel motor. Aquestes expressions són la 26, 27 i 28, que deriven de les equacions primigènies desenvolupades 21, 22 i 23.

$$I_{AC1}(t) = \begin{cases} I_{DC}(t) & \text{si } (V_{AC1R}(t) > V_{AC2R}(t)) \cap (V_{AC1R}(t) > V_{AC3R}(t)) \\ -I_{DC}(t) & \text{si } (V_{AC1R}(t) < V_{AC2R}(t)) \cap (V_{AC1R}(t) < V_{AC3R}(t)) \end{cases} \quad (\text{Eq.26})$$

$$I_{AC2}(t) = \begin{cases} I_{DC}(t) & \text{si } (V_{AC2R}(t) > V_{AC1R}(t)) \cap (V_{AC2R}(t) > V_{AC3R}(t)) \\ -I_{DC}(t) & \text{si } (V_{AC2R}(t) < V_{AC1R}(t)) \cap (V_{AC2R}(t) < V_{AC3R}(t)) \end{cases} \quad (\text{Eq.27})$$

$$I_{AC3}(t) = \begin{cases} I_{DC}(t) & \text{si } (V_{AC3R}(t) > V_{AC1R}(t)) \cap (V_{AC3R}(t) > V_{AC2R}(t)) \\ -I_{DC}(t) & \text{si } (V_{AC3R}(t) < V_{AC1R}(t)) \cap (V_{AC3R}(t) < V_{AC2R}(t)) \end{cases} \quad (\text{Eq.28})$$

De la mateixa manera que amb el model del generador, també es necessari en aquest cas, plantejar la versió monofàsica del rectificador. A les equacions 29 i 30,  $V_L$  és la tensió llindar, que com a conveni s'ha escollit de valor 0.7,  $V_{AC}(t)$ , és la tensió alterna,  $V_{DC}(t)$  és la tensió contínua, i  $S_D$  és el pendent inferior a 1 per aportar el caràcter resistiu.

$$V_{DC}(t) = \begin{cases} S_D(V_{AC}(t) - V_L) & \text{si } V_{AC}(t) > V_L \\ 0 & \text{si } -V_L < V_{AC}(t) < V_L \\ -S_D(V_{AC}(t) + V_L) & \text{si } V_{AC}(t) < -V_L \end{cases} \quad (\text{Eq.29})$$

$$I_{AC}(t) = \begin{cases} I_{DC}(t) & \text{si } V_{AC}(t) > V_L \\ 0 & \text{si } -V_L < V_{AC}(t) < V_L \\ I_{DC}(t) & \text{si } V_{AC}(t) < -V_L \end{cases} \quad (\text{Eq.30})$$

## 2.4. Interconnexió de models

De tots els models descrits amb anterioritat, l'únic model que roman independent és el model del rectificador i el model de la càrrega. El model del generador depèn tant del rectificador com de la càrrega i el model de la turbina eòlica depèn del model del generador, és per això que la interconnexió entre blocs i el significat que aquest aporta és rellevant per l'estudi del sistema i important a l'hora de tenir en compte tots els paràmetres de la simulació. En el model de la turbina eòlica com hem mencionat anteriorment, hi ha dues entrades. Per una banda tenim la velocitat del vent que vindrà donada per l'algoritme que vulguem utilitzar per estudiar la resposta del sistema. La segona és la velocitat del generador. Aquesta variable no pot ser obtinguda si no és amb la interconnexió del model matemàtic del generador. Gràcies a la transmitància número 15 obtindrem el valor instantani de la velocitat angular a la que gira el rotor.

De la mateixa manera, el model que descriu el generador té dues entrades a part dels corrents provinents del bloc rectificador: el parell mecànic provinent de la turbina eòlica i el parell elèctric que cau sobre la càrrega, que serà 0 fins que no sigui connectada una càrrega. Degut a la definició de potència instantània, el parell elèctric o més correctament el parell de càrrega, es calcula a partir de l'expressió número 31.  $T_l(s)$  és el parell de càrrega,  $\omega_e(s)$  és la velocitat angular instantània,  $I_{DC}(s)$  és el corrent instantani, en aquest cas un corrent de naturalesa contínua, i  $V_{DC}(t)$  és la tensió que cau sobre la càrrega.

$$T_l(t) = \frac{V_{DC}(t)I_{DC}(t)}{\omega_e(t)} \quad (\text{Eq.31})$$

La dependència de les variables, provoca llaços en el sistema que causen la seva inestabilitat en certes ocasions. Per tal d'estabilitzar-lo sorgeix la constant  $\lambda_0$  que és una variable que denota mancaça. És necessària alguna relació que no s'ha tingut en compte. La figura 10 representa els models descrits durant aquest capítol i les seves interconnexions per tal de simular el sistema com un tot. En aquest cas, es representa el model trifàsic. L'única diferència en la representació del model monofàsic és que els blocs abc/dq i dq/abc no són necessaris.

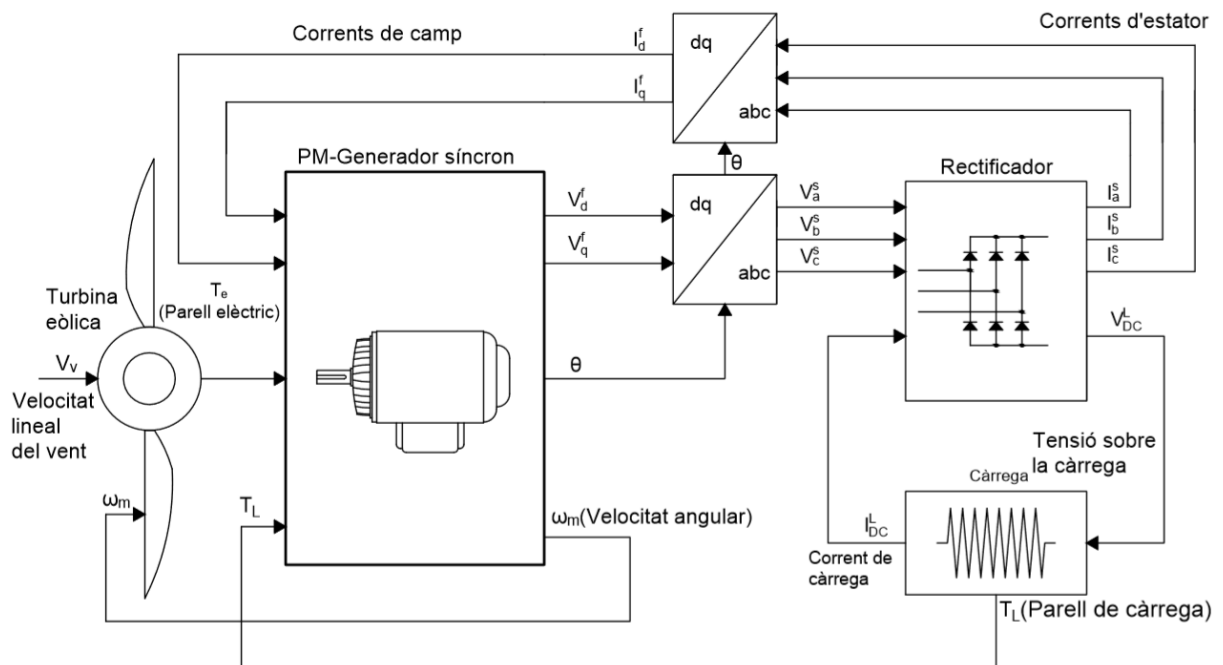


Figura 10. Esquema de blocs del sistema interconnectat.



### **3. ENTORN I MATERIAL DE LABORATÒRI**

Un cop desenvolupat el marc teòric dels dispositius a simular, és necessari el desenvolupament i exposició de tot el marc experimental, tots els dispositius i entorn de treball en que s'han desenvolupat els assajos realitzats.

Totes les pràctiques s'han dut a terme al laboratori d'energies de l'Escola Politècnica Superior en un entorn controlat i amb una raonada elecció del hardware i software, així com del material i instruments utilitzats.

#### **3.1. Laboratori i turbina eòlica**

El laboratori es troba ja equipat amb un túnel de vent. A l'interior d'aquest hi podem trobar el ventilador de la marca Soler i Palau, d'un sol parell de pols i amb una potència total de 18.5 kW. Aquest ventilador, ens proporcionarà altes velocitat de rotació i en conseqüència, un gran cabal d'aire impulsat. Aquest es troba col·locat sobre un suport mòbil que ens permet absorbir correctament les vibracions i suportar les càrregues, en aquest cas el motor i l'aerogenerador. El ventilador, impulsa l'aire amb altes turbulències, és per això que entre el ventilador i la part frontal de l'aerogenerador hi podem trobar una malla de tipus "honeycomb", es a dir, amb orificis hexagonals. A cost de perdre una petita part de l'energia cinètica que ens proporciona el motor del ventilador, aquesta ens proporciona a la sortida del túnel de vent un cabal de flux laminar. A la figura 11 s'hi pot observar el conjunt del muntatge.

S'ha utilitzat un variador de freqüència de 22 kW de la casa Schneider Elèctric, de model ATV930D22M3 que ens suposa la possibilitat d'aplicar més o menys potència al ventilador, que ens donarà l'opció d'aplicar règims de vent variables. Aquest variador té incorporat una pantalla tàctil amb la que se li poden aplicar diferents ordres com la de girar a una velocitat fixa, efectuar canvis de velocitats o efectuar programes de canvis de velocitat en funció del temps. Es troben instal·lades totes les proteccions necessàries per tal d'alimentar el variador de freqüència de forma segura, entre altres un interruptor diferencial de 63 Amperes i 300 miliampers de sensibilitat.



Figura 11. Conjunt ventilador, túnel de vent i malla.

Al laboratori també s'hi podia trobar una turbina de vent que ha estat utilitzat en altres ocasions per tal de realitzar pràctiques d'assignatures relacionades amb les energies renovables. La utilització, no sempre adequada, d'aquest aparell durant molts anys, ha causat que els imants permanents del generador síncron en desmagnetitzessin, ocasionant que cada vegada que s'utilitzava, aquest donava una potència inferior. Degut a tots aquests motius, s'ha decidit utilitzar per l'estudi un nou dispositiu de la marca GUANGMANG d'importació asiàtica, exactament el model M300.

Aquest aerogenerador consta de 5 pales d'uns 40 cm de fibra de vidre reforçada, capaç de suportar ràfegues de vent de fins a 45 metres per segon. Aquest dispositiu conté un generador síncron d'imants permanents de neodimi, de tipus flux axial, amb una potència màxima de 300 Watts a una velocitat de vent de 15 metres per segon. Malauradament, no té un full de característiques tècniques, únicament disposa d'un manual d'usuari per tal de muntar l'aerogenerador ja que està pensat per ser utilitzat directament. No podem, doncs, extreure els paràmetres necessaris a fi de validar el model. A la figura 12 podem observar una imatge del dispositiu.

Tot el conjunt de l'aerogenerador es troba col·locat sobre el suport mòbil, que ja s'utilitzava per l'anterior dispositiu. La base del generador es troba collada de forma manual a partir

d'una o varies abraçadores que es poden posar o treure per tal de fer-lo generar lliurement o fixar-lo en una direcció concreta.



Figura 12. Aerogenerador Guangmang M300.

Al laboratori també hi podem trobar material de laboratori bàsic com és el cas d'un oscil·loscopi analògic, una font d'alimentació, tornavisos de tots els tipus, mesurador d'angles digital, regletes per fer totes les connexions, multímetre digital, i altres endolls per tal d'alimentar tots els equips, etc... Finalment el laboratori també està equipat amb un reòstat variable, entre 0 i 100 ohms, que serà la càrrega que utilitzarem per dur a terme tots els assajos.

### **3.2. Hardware d'adquisició de dades**

L'adquisició de dades pren un paper important en aquest estudi ja que és part fonamental de la part experimental. Aquest apartat determinarà l'exactitud i resolució amb que s'adquiriran les dades. A grans trets, necessitem monitoritzar tres variables: la velocitat a la que el generador està rotant en cada moment, la tensió que cau sobre la càrrega en cada moment i

el corrent que circula per aquesta també en cada instant de temps. Coneixent que la naturalesa del corrent que circula per la càrrega és de caràcter continu, podem estimar la potència que s'allibera sobre la càrrega a partir del producte d'aquestes dues últimes variables.

Per dur a terme l'adquisició de dades, es necessita un dispositiu que actuï d'intermediari entre el dispositiu on s'emmagatzemaran i tractaran les dades i els sensors d'adquisició, es a dir, que actuï de tarja d'adquisició de dades. Per a realitzar aquesta escomesa s'ha escollit el microcontrolador de la casa ATMEL ATmega328p. Aquest dispositiu de preu realment baix corre a 16 Mhz, és un dispositiu de baix consum MCU de 8 bits d'arquitectura RISC. Té una memòria EEPROM de 1 kB, i una memòria SRAM de 2 kB amb dos Temporitzadors/Comptadors de 8 bits, i un de 16 bits amb conversors ADC de 10 bits, i 6 canals PWM. Aquest dispositiu s'ha utilitzat amb un cristall de 16 MHz junt amb dos condensadors de 22  $\mu$ F entre els pins de clock i massa com a señal de rellotge. Per tractar i emmagatzemar les dades s'ha utilitzat un PC de tipus portatil de la marca Toshiba, model Satellite amb un processador Intel Core i7 que corre a 2.4 GHz i una memòria RAM de 8 GB.

Per mesurar la tensió que cau sobre la càrrega s'han considerat varies maneres de dur-ho a terme. Per escollir el mètode mes adient s'han pres criteris de senzillesa, també s'ha tingut en compte el baix cost i la simplicitat de reparar així com de recalculer i redimensionar l'aparell si resulta que el rang de mesura a tenir en compte no és tant elevat o si pel contrari, el rang de mesura és més baix de l'esperat.

Aquest sensor es basarà en un divisor de tensió que ens permetrà baixar la tensió a un màxim de 5 Volts a la sortida. Aquesta és la màxima tensió que suporta el microcontrolador escollit en una de les entrades analògiques en que es connectarà aquest sensor. Per les resistències que formen el sensor ens interessa que circuli el mínim corrent possible ja que d'aquesta manera es poden triar resistències de poca potència encara que la tensió sigui elevada.

Partint de la premissa que no coneixem quina tensió caurà en els borns de la càrrega en circuit obert, ocasió en que la tensió serà superior, podem sobredimensionar el sensor sense problema degut a que no necessitem altes resolucions. Per a la realització dels càlculs

prendrem com a tensió d'entrada un valor de 100 Volts. Per obtenir una tensió de 5 volts, la resistència R1, que és la que suportarà 95 Volts, ha de tenir un valor 19 vegades superior a R2 que és la que ha de suportar 5 Volts com a màxim.

La solució per tal de que no circuli gran corrent per aquestes resistències és donar-les un valor molt elevat, per exemple 95 Mega-ohms i 5 mega-ohms, i d'aquesta manera fer que per la sonda circuli 1 microampers. També s'ha de tenir en compte que corrents tan baixos com 1 microamper, són comparables als corrent d'entrada del microcontrolador, ja que aquest té una impedància d'entrada d'aproximadament 100 mega-ohms. També són comparables a la impedància d'un amplificador operacional, es per això que s'haurà d'evitar utilitzar valors tan elevats de resistències.

Les resistències hauran de complir un compromís entre ser prou baixes com per no ser comparables a la impedància d'entrada del microcontrolador, i prou altes per poder utilitzar resistències de 1/4 de Watt i que el corrent no sigui massa elevat per donar lectures errònies. Escollirem valors de 950 quilo-ohms i 50 quilo-ohms d'aquesta manera el corrent que circula per la sonda serà de 100 microampers. Així, per la resistència de 50 quilo-ohms, circularà el 99.95% del corrent que circula per la sonda i no es falsejaran dades. Si les dades als plànols són diferents a aquestes significa que finalment s'ha variat la relació. La resolució en aquest cas és de pràcticament 100 milivolts per cada divisió.

Degut a que el muntatge dels sensors i aparells de mesura no serà fix, s'ha pres la llibertat de col·locar una relació de resistències menor si s'observa que la tensió que cau en circuit obert és molt més baixa de l'esperat. D'aquest manera podem obtenir resolucions més elevades.

Per l'adquisició de corrent s'han tingut en compte criteris de senzillesa, baix preu i robustesa de la mesura. És per aquesta última raó que s'ha descartat per aquesta mesura la utilització d'una resistència "shunt". La utilització d'aquest tipus d'aparell de mesura provoca una lectura no molt precisa de la tensió que cau sobre la càrrega. A més si es busca el baix consum, la resistència "shunt" hauria de ser molt baixa i és força complex i econòmicament costós trobar resistències baixes i d'alta potència. Per totes aquestes raons, s'ha decidit utilitzar un sensor molt menys invasiu. En aquest cas un sensor d'efecte Hall ens aportarà la robustesa que busquem i l'aïllament del circuit de potència amb el circuit de control.

Degut a l'aïllament entre el circuit de control i el circuit de potència, es poden trobar al mercat models d'aquest tipus de dispositiu amb capacitat per adquirir corrents força elevats. S'ha utilitzat un sensor ACS712, de la casa Allegro pel seu baix preu i la senzillesa d'ús. Aquest dispositiu té una característica que es pot considerar totalment lineal, com es pot observar a la figura 13. Aquest sensor té un aïllament molt elevat, de fins a 2.1 kVRMS.

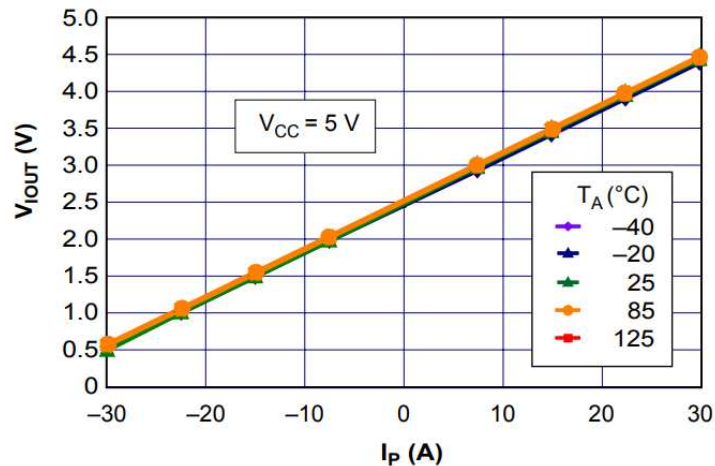


Figura 13. Característica del sensor de corrent ACS712.

S'ha escollit aquest dispositiu degut a l'alta capacitat de càlcul de corrents elevats, ja que aquest model està preparat per a adquirir lectures de corrent de fins a 30 amperes tant en corrent contínuu com en corrent alterna. S'ha pres aquesta decisió ja que en el cas de les experiències en curt-circuit, es desestima l'ordre de valors de corrent que poden arribar a circular en un cas extrem com aquest. La resolució d'aquest sensor és d'aproximadament 65,1 miliampers, suficient resolució per dur a terme experiències com les que es realitzaran.

L'elecció de sensor de velocitat de rotació s'ha dut a terme seguint criteris de baix cost i resolució. És per això que s'ha decidit utilitzar un encoder incremental de la marca Autonics, exactament el model E40S6-1024-6-L-5 de 40 mm de diàmetre. Aquest encoder, en el mode "Voltage Output", especificat en el "datasheet", permet ser alimentat a 5 volts de tensió DC entre alimentació i massa. Aquest dona pel node de sortida un senyal quadrat, d'una amplitud de 5 Volts DC, i un corrent de màxim 10 mA. Té 1024 polsos per cada volta, si el que es vol és fer el càlcul de posició, té una resolució de 0.35 graus. En el cas d'utilitzar-lo com a sensor de velocitat, la resolució disminuirà en funció de la velocitat. Com més elevada, menys resolució, ja que el microcontrolador té menys temps per comptar polsos.

La instal·lació d'aquest dispositiu no ha estat trivial degut a la forma del generador. Aquest s'ha hagut d'instal·lar a la platina frontal del dispositiu, ja que és la superfície més plana d'aquest, i l'única que rota solidaria a les pales. A fi de que el cable de l'encoder no suposés un problema per la rotació, aquest s'ha hagut de fixar a la base del túnel de vent. L'encoder ha estat fixat a l'aerogenerador a partir d'un orifici fet a la platina frontal, que encaixa amb la forma del eix de l'encoder, en aquest cas cilíndrica, amb una osca d'uns pocs mil·límetres a un lateral de l'eix.

La fixació d'aquest per tal de que no oscil·lés, degut a les vibracions del generador quan el vent és molt elevat, s'ha tibet el cable fins a la base del generador. Encara que no és molt recomanable, aquesta és la millor opció, degut a que qualsevol altre mètode per fixar l'encoder suposaria un obstacle en el flux de l'aire, que en el menor dels casos únicament provocaria una petita turbulència. A la figura 14 s'hi pot observar la instal·lació mecànica de l'encoder, i als plànols del projecte, la instal·lació d'aquest sensor.



Figura 14. Instal·lació de l'encoder incremental E40S6-1024-6-L-5 a l'aerogenerador.

### 3.3. Software d'adquisició de dades

Part important de l'adquisició de dades, és el software utilitzat per aquesta tasca. És realment important ja que suposarà la correcta recollida de dades i l'emmagatzemament d'aquestes. El fet de no perdre cap dada durant l'enviament d'aquestes quan interessa, es de primordial prioritat i paràmetre important de disseny. També és important el temps de mostreig ja que en el cas de mesurar senyals periòdiques de freqüències elevades, es perdrà la forma del senyal si el temps de mostreig és massa baix.

Els programes que s'exposaran en aquest apartat son dos. Per una part el software que s'executarà sobre el dispositiu MCU ATmega328p, encarregat de captar a partir dels elements sensors les variables d'interès, i la transmissió d'aquestes dades cap al dispositiu de recepció i emmagatzemament de dades. Per altra, el programa que s'executarà sobre el PC Toshiba Satellite encarregat de captar i emmagatzemar correctament les dades provinents del dispositiu de lectura i enviament. El disseny dels dos programes no és independent. El protocol de comunicació utilitzat és el nexa que uneix els dos programes, així com els dos dispositius i serà el primer a escollir. D'aquesta elecció en dependrà el disseny dels altres aspectes relacionats amb el software, com els llenguatges de programació escollits, així com la pròpia arquitectura de programació que s'utilitzarà. En aquest cas el protocol utilitzat és el protocol sèrie, concretament el protocol RS232. S'ha utilitzat aquest per la seva senzillesa d'implementació i la robustesa de la comunicació, així com la maduresa de la tecnologia utilitzada. Concretament s'ha implementat a una velocitat de 115200 bauds, sense bit de paritat, i amb un bit de stop.

El programa que s'executa sobre el dispositiu ATmega328p s'ha implementat en el llenguatge propi d'Arduino, ja que aquest dispositiu es pot carregar amb un bootloader. La compilació i transducció del programa s'ha dut a terme a partir de la IDE d'Arduino i del "bootloader" corrent sobre el dispositiu respectivament. Aquest codi utilitza molt pocs recursos del dispositiu, però s'ha dissenyat amb la idea de maximitzar l'eficiència de càlcul, ja que d'aquest manera, si ens interessa enviar les dades a velocitats més elevades, o amb més dígitos de resolució serem capaços de fer-ho.

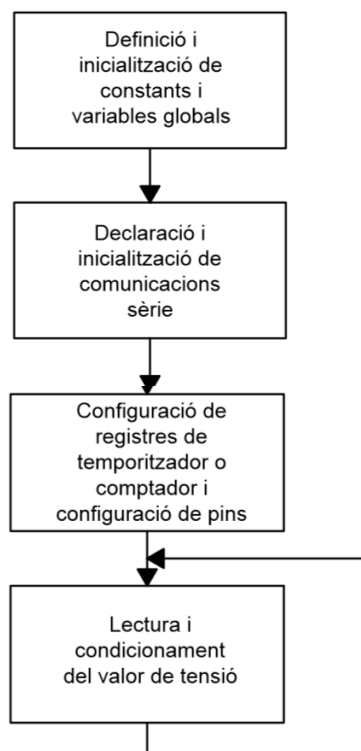
Els recursos de hardware utilitzat per aquest dispositiu, a part dels imprescindibles per executar el programa són: primer, dues entrades analògiques, i per tant els conversors ADC



de 10 bits, que ens permetran captar les dades de tensió i corrent de la càrrega, segon, un pin digital de comptatge, concretament el pin número 5, tercer, el comptador/temporitzador del registre 1 de 16 bits, en aquest cas utilitzat com a comptador, per últim, el comptador/temporitzador del registre 2 de 8 bits utilitzat com a temporitzador.

L'arquitectura del codi es divideix en dos blocs. Per començar s'executen els passos necessaris per inicialitzar variables, definir constants, inicialitzar les comunicacions i configurar pins. Seguidament s'executa un llaç de codi sense fi on contínuament es llegeix el valor de les variables de tensió i corrent. A part d'aquest codi, s'executa una interrupció cíclica on es llegeix el valor del registre de comptatge de pulsos, es calcula la velocitat de rotació, i s'envien pel port sèrie tots els valors de les variables adquirides. L'arquitectura principal del codi es pot observar a les figures 15 i 16.

## Codi d'execució



## Interrupció per timer

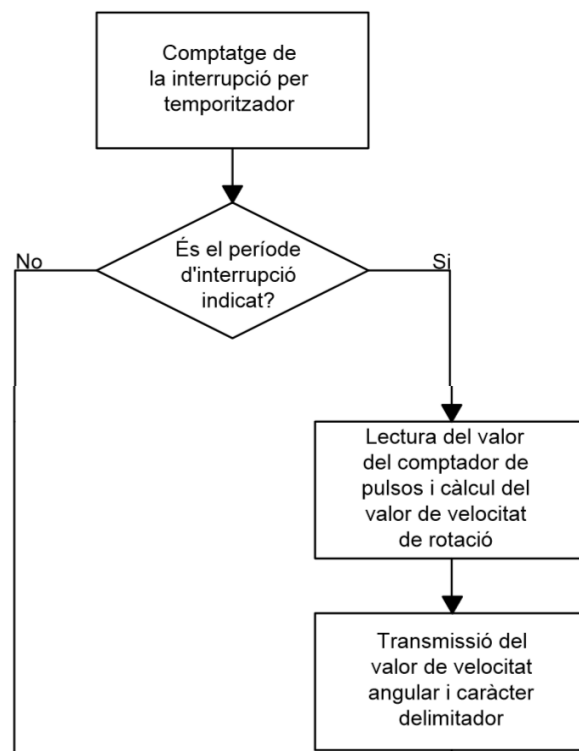


Figura 15. Arquitectura del codi executat sobre l'ATmega328p.

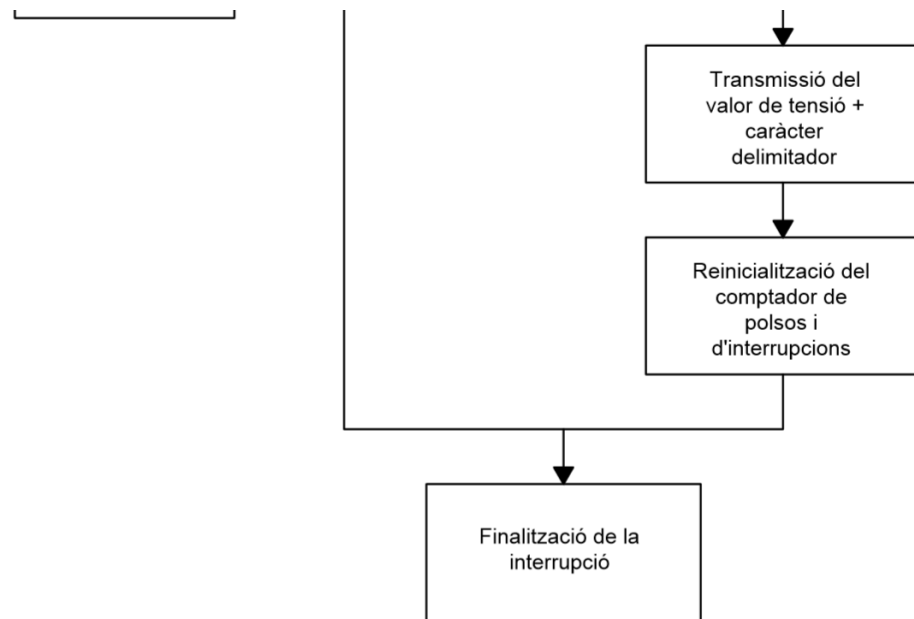


Figura 16.Arquitectura del codi executat sobre l'ATmega328p.

El codi executat sobre el PC, utilitza els ports sèrie per tal de rebre les dades que han estat enviades des del dispositiu intermediari anteriorment exposat. Aquest codi s'encarrega de crear un fitxer amb el nom desitjat per l'usuari i d'assegurar-se de que no existeixi un fitxer amb el mateix nom al "Path" per defecte on s'executa el programa, per tal de no sobre escriure cap dada. Un cop realitzada aquesta funció, obre el port especificat per l'usuari. En cas de que no s'especifiqui cap port al executar el programa, aquest per defecte obre el port numero 1.

Seguidament, el programa roman tota l'estona mirant el "buffer" del port sèrie, esperant a que aquest estigui ocupat per algun byte. En el moment en que el programa detecta un byte, el copia al fitxer de text, i esborra la posició del "buffer" per tal de que aquest no es sature. Si aquest caràcter rebut és un caràcter separador, en aquest cas un caràcter '%', separa les dades de la manera més idònia, es a dir, amb un caràcter "tabulador" o un caràcter "salt de línia".

Aquest codi ha estat editat i escrit en C, gràcies a l'entorn de treball de "Visula Studio Code". S'ha decidit utilitzar un llenguatge com el C en lloc d'un llenguatge visual o d'alt nivell com pot ser LabView degut a la seva estreta relació amb el Hardware, ja que ens interessa

processar a alta velocitat i executar el programa amb les mínimes interrupcions per tal de no perdre cap dada. Ha estat compilat a partir del programa GNU MinGW i s'ha executat en el sistema operatiu Windows 8.1.

Al codi font del programa s'hi poden observar dues funcions, aquestes són la "RS232\_PollComport" i la "RS232\_OpenComport". Aquestes dues funcions provenen de la llibreria "s9600n81" i han estat afegides aquí directament per tal de no afegir tota l'extensa llibreria. A les figures 17 i 18 s'hi pot observar l'arquitectura del codi. A l'annex A d'aquest estudi s'hi pot observar el codi font utilitzat, apropiadament estructurat i comentat, on es tracta el codi molt més detalladament.

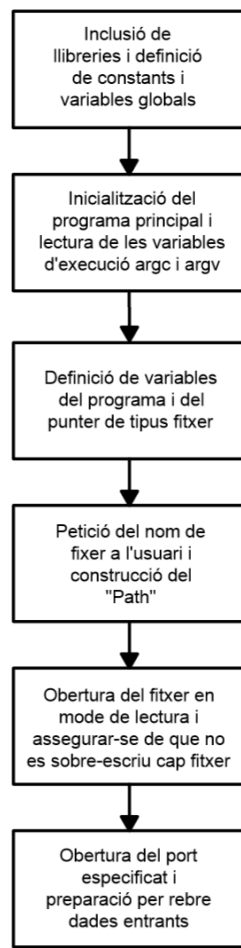


Figura 17.Arquitectura del codi executat sobre el PC

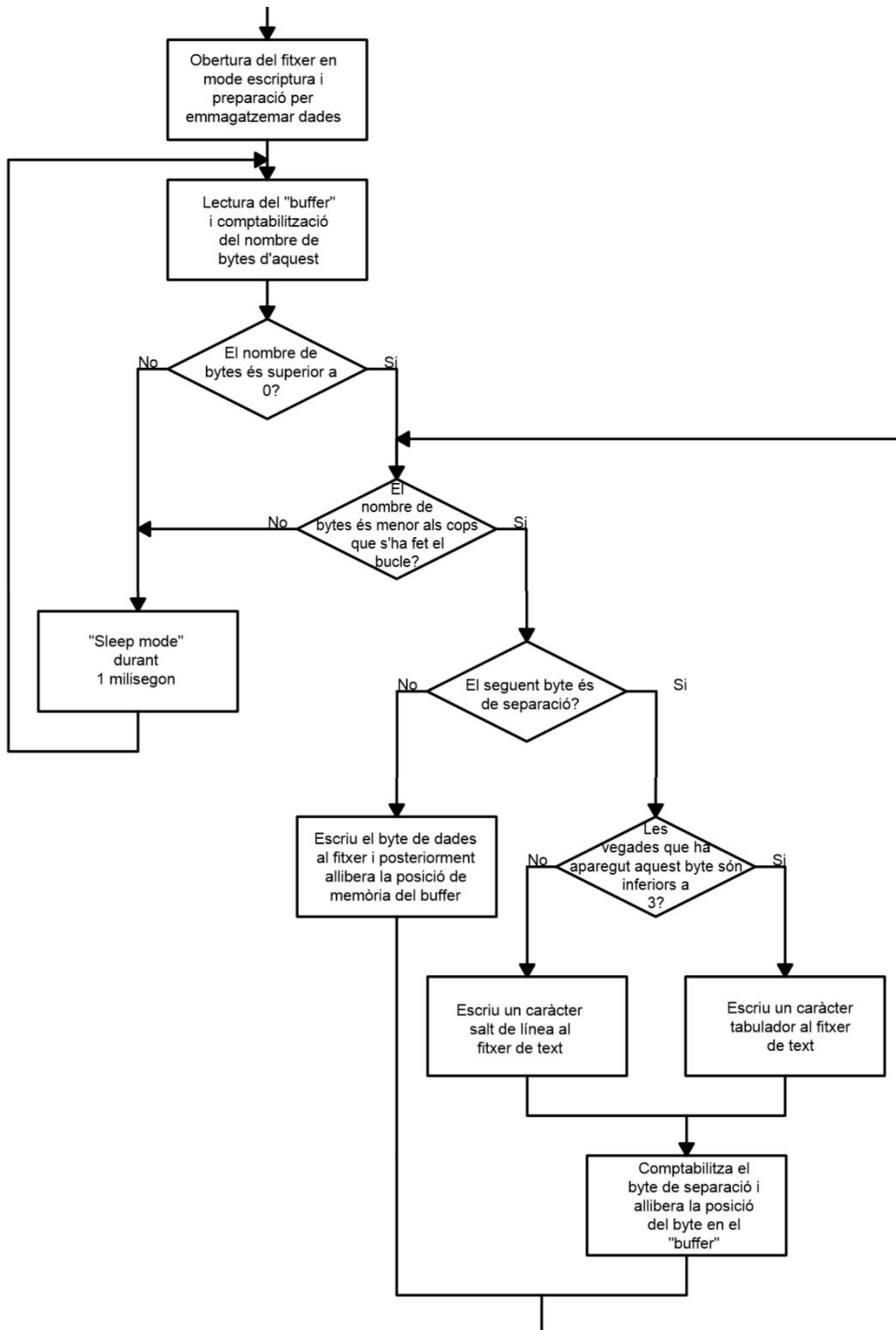


Figura 18.Arquitectura del codi executat sobre el PC

## 4. VALIDACIÓ DEL MODEL TEÒRIC I MODEL DE CONTROL

Un cop descrit el comportament teòric del sistema, tal com es creu que un aerogenerador es comporta, i després de descriure els instruments i material de laboratori, així com l'entorn en que s'ha desenvolupat tot l'estudi, és el moment de dur a terme la validació del model teòric.

En aquest capítol s'exposaran els assajos per tal de realitzar la validació del model teòric emprat per l'aerogenerador experimental de 300 Watts monofàsic del laboratori. S'estudiarà com, amb la casuística i relació de les variables del sistema som capaços de trobar totes les constants o relació de constants que ens descriu el capítol 2. Després d'exposar el resultat de la validació del model teòric, es descriurà com s'ha dut a terme l'obtenció d'un model de control que explica amb encert tot el sistema. Finalment es farà una simplificació d'aquest sistema de control, ja que en certes aplicacions ens pot interessar treballar amb un model més simple, sobretot, si es busquen solucions analítiques de control.

### 4.1. Coherències entre model teòric i comportament real

Per tal de trobar una relació o coherència entre el comportament entre el model teòric i la realitat, s'haurà d'ajustar el model teòric a entrades i sortides que puguem adquirir directament de les dades monitoritzades. S'haurà de procurar aïllar algebraicament les variables velocitat del generador, tensió que cau sobre la càrrega i corrent que cau sobre aquesta, per tal de que actuïn com a entrades o sortides en el sistema. Una vegada adquirides aquestes variables en unes condicions determinades, s'haurà d'utilitzar algun mètode per tal de reconèixer la resposta en front de l'entrada utilitzada. És en aquesta situació on entren els programes de reconeixement de models, com l'aplicació IDENT de Matlab o la sub-aplicació System identification de la aplicació PID-tunner, també del conjunt d'aplicacions de Matlab.

Abans d'iniciar la identificació del sistema s'ha d'aclarir que la freqüència d'alimentació del ventilador Soler i Palau és proporcional a la velocitat lineal del règim de vent en el túnel. Aplicar una entrada graó d'una freqüència específica al ventilador, és anàleg a aplicar una entrada graó de velocitat al túnel de vent. Així ho demostra l'antic alumne Xavier Orri Vila en el seu Treball Final de Grau titulat: Simulació fluídica amb programari de codi lliure de l'aerogenerador minieòlic del laboratori d'energies de l'EPS. Entre d'altres, aquest autor

troba la relació lineal entre la freqüència d'entrada i la velocitat lineal del vent per aquest túnel i ventilador en específic. A la figura 19 s'hi pot observar aquesta relació, que com veiem es pot aproximar a una recta. L'expressió de la recta que es defineix a la figura 19 es pot observar a l'equació 32.

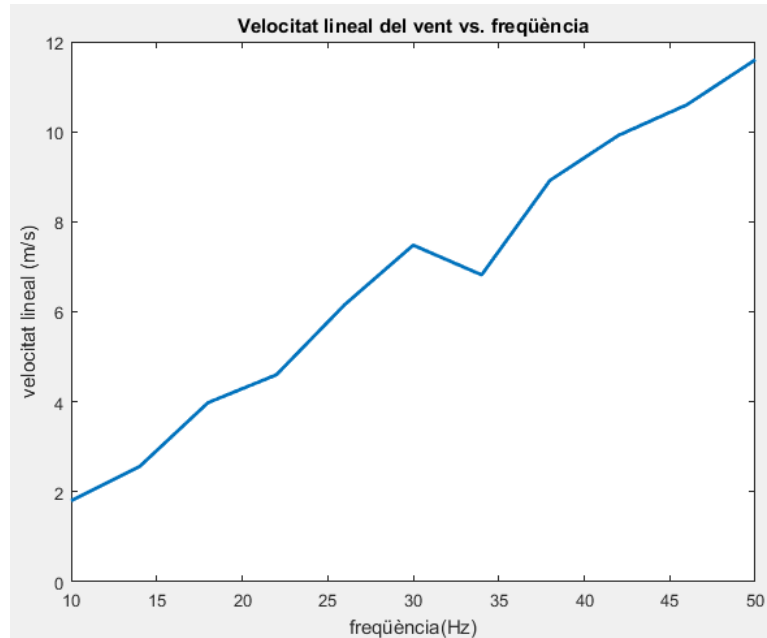


Figura 19. Relació lineal entre la freqüència i la velocitat lineal del vent.

$$v=0.2461 \cdot f-0.6155 \quad (\text{Eq.32})$$

Iniciarem la identificació del sistema amb l'equació 33, ja descrita amb anterioritat. Aquesta expressió ens relaciona els dos parells, elèctric i de càrrega, amb les constants mecàniques B i J i amb la velocitat angular elèctrica.

$$T_l(t)=T_e(t)+\frac{B}{npp} \omega_e(t)+\frac{J}{npp} \frac{d}{dt} \omega_e(t) \quad (\text{Eq.33})$$

A partir de l'equació 33, substituint  $\omega_e$  per  $\omega_m npp$ , es a dir, la velocitat elèctrica per la mecànica i el nombre de parell de pols, i aïllant  $\omega_m$ , obtenim l'expressió de l'equació 34, que transformada a Laplace ens dona una relació entre la velocitat mecànica i la diferència entre

parells. Teòricament, aquesta relació ens la dona una transmitància de primer ordre com veiem a l'equació indicada

$$\omega_m = \frac{1}{J_s + B} (T_l - T_e) \quad (\text{Eq.34})$$

D'aquesta expressió tenim dades únicament de  $\omega_m$ , però desconeixem els parells de càrrega i elèctric, es a dir, l'entrada de la transmitància. Malgrat això, som capaços de simplificar l'equació encara més si les dades les obtenim en Circuit Obert. En aquestes circumstàncies, el corrent que circula per la càrrega és zero, i per tant el parell elèctric, que ve donat pel quocient del producte entre tensió i corrent que circula per la càrrega en contínua i la velocitat elèctrica, també serà zero.

$$T_l = \frac{r^2 \pi \rho v^3 C_p}{2 \omega_m} = \frac{k_1 v^3}{\omega_m} \quad (\text{Eq.35})$$

L'equació 35 prové de la substitució de la potència pel producte de la velocitat angular pel parell de càrrega. Si considerem el coeficient de potència constant en estat estacionari com a 0.3, obtenim una relació lineal entre el parell de càrrega i la velocitat angular. Substituint l'equació del parell mecànic, la 35, en l'expressió de la velocitat mecànica, la 34, obtenim com a resultat l'equació 36.

$$\frac{\omega_m^2}{k_1 v^3} = \frac{1}{J_s + B} \quad (\text{Eq.36})$$

Com podem observar, la velocitat mecànica del generador i la velocitat lineal del vent no estan relacionades per una equació lineal. Per contra, el quadrat de la velocitat angular i el cub de la velocitat lineal del vent si que teòricament ho fan. Tractant aquestes variables com entrada i sortida d'un sistema respectivament, hauríem de ser capaços de trobar la transmitància de primer ordre que relaciona les dades. A la figura 20 podem observar el "fit" realitzat pel quadrat de les dades de velocitat del generador. Com a entrada, s'ha utilitzat una entrada graó de velocitat lineal de 7.25 metres per segon, que corresponen a 32 Hz. Les dades s'han obtingut a un temps de mostreig de 3 mil·lisegons.

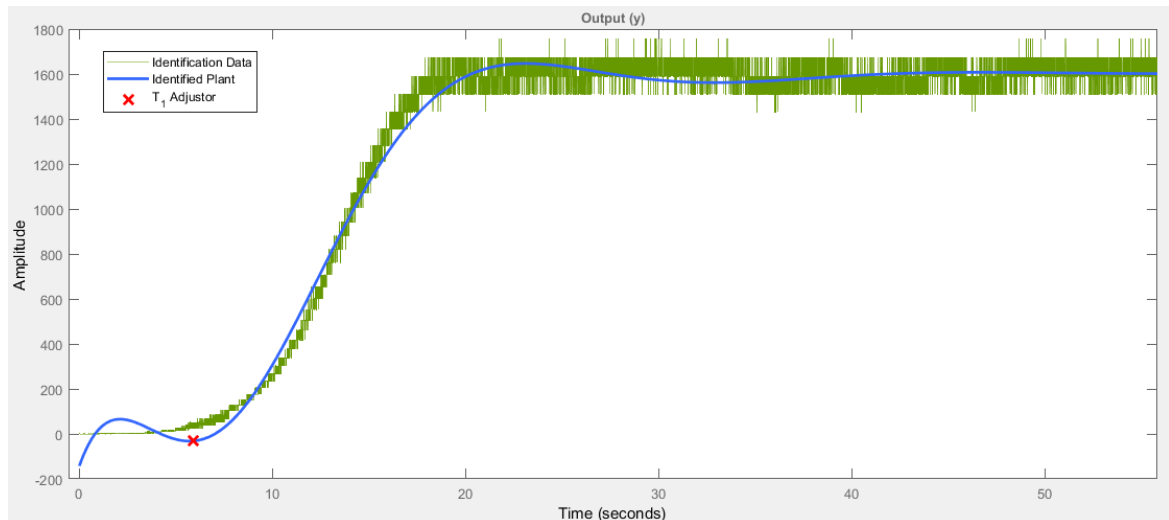


Figura 20. Fit de dades del quadrat de la velocitat angular respecte una entrada graó de 32 Hz.

Com podem observar a l'última imatge mencionada, el fit de dades s'adequa força a la planta identificada. Malgrat això, aquesta planta no s'adequa a una resposta de primer ordre, sinó a una resposta de segon ordre. El sistema identificat correspon a la transmitància de l'equació 37, es a dir, a un parell de pols subamortiguats i un pol real.

$$G(s) = \frac{46.412}{(1+3.0674s+12.21s^2)(1+6.1178s)} \quad (\text{Eq.37})$$

Malgrat el desenvolupament i identificació efectuats sabem que el valor del coeficient de potència, que en aquest cas s'ha utilitzat com a constant de 0.3, no és constant, sinó que varia amb el tip speed ratio, es a dir, que varia amb el quocient del producte de la velocitat del generador i el radi de les pales entre la velocitat lineal del vent. És per això que s'ha efectuat un assaig per tal d'obtenir aquesta corba de  $C_p(\lambda)$ . En aquest cas, s'entén el coeficient de potència tal i com s'expressa a l'equació 38, ja que el producte  $k_1 v^3$  és la potència que esperaríem que donés el generador. Pel contrari, el producte  $\omega_m^2 k_p$  ens dona la potència real que ens aporta la turbina eòlica en aquell instant de temps. En aquesta equació  $k_p$  és el guany de la transmitància identificada anteriorment, es a dir 46.412.  $v$  són els valors de velocitat per cada règim de freqüència i  $\omega_m$  és la velocitat estacionària del generador per el règim de freqüència aplicat.



$$C_p = \frac{\omega_m^2 k_p}{k_1 v^3} \quad (\text{Eq.38})$$

Per a l'obtenció de la corba, s'han efectuat entrades graó a l'aerogenerador de 0 a 42 Hz cada 2 Hz per tal d'obtenir la velocitat del generador en estat estacionari per aquestes entrades. Aquest assaig també s'ha efectuat en Circuit obert ja que efectuant l'assaig en càrrega afegiríem un terme a l'entrada de la transmitància 36, el que ens suposaria perdre la linealitat al sistema. Aplicant doncs la relació de l'equació 38 per el "tip speed ratio" en cada punt aplicat s'obté la gràfica en color cian de la figura 21.

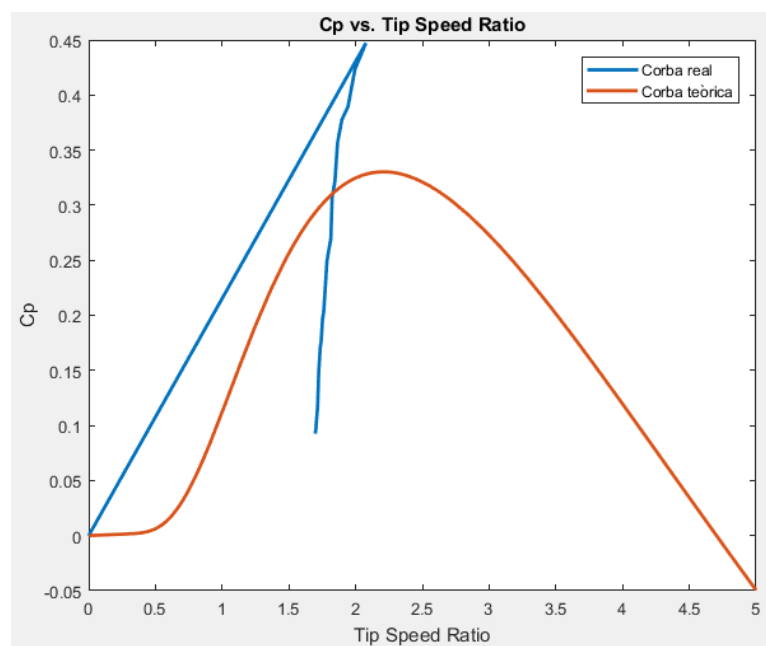


Figura 21. Corbes real i teòrica de Cp vs Tip Speed Ratio

Podem veure a la figura 21 que el coeficient de potència disminueix quan disminueix el "tip speed ratio". Com es pot observar el coeficient de potència màxim del generador es dona a un "tip speed ratio" de 2.07 i amb un valor màxim de 0.45. També podem observar que la corba Cp real és molt diferent a la corba teòrica. S'ha d'aclarir que la regió lineal de la corba real, no és així, sinó que el valor seria 0 fins a l'inici de la generació, però el Matlab ha interpolat aquesta recta directament. Degut a que la relació  $C_p(\lambda)$  real, no es comporta com una funció, es a dir, en un mateix "tip speed ratio" hi ha dos valors diferents, s'ha decidit representar aquest coeficient en funció de la velocitat angular del generador. A la figura 22

es pot observar la corba  $C_p(\omega_m)$ , que ens ofereix una corba que es pot interpolar amb una funció. En aquest cas una única velocitat correspon a un únic coeficient de potència.

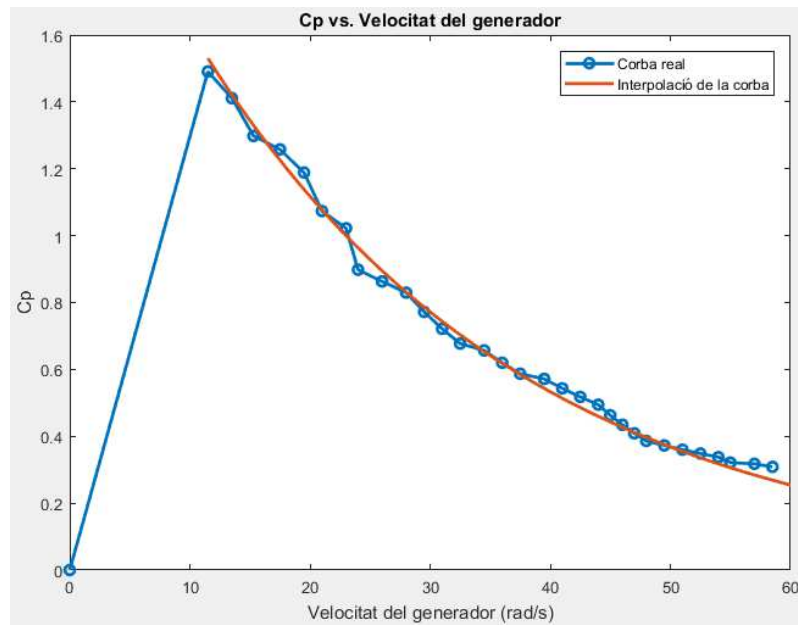


Figura 22. Corba real de  $C_p$  vs Velocitat angular i interpolació de la corba

És molt important deixar clar que els valors que es veuen a la figura 22, són el resultat del quocient entre els valors de la figura 21 i 0.3, per obtenir els valors de la corba  $C_p(\omega_m)$  canònica s'hauria de multiplicar cada punt per 0.3. Aquesta és la corba que ens interessa aplicar a les simulacions a partir de la interpolació d'aquests valors, realitzada a partir de l'aplicació "Curve fitting". Es pot observar l'expressió de la corba a l'equació 39.

$$C_p(\omega_m) = e^{-0.037(\omega_m - 23)} \quad (\text{Eq.39})$$

Un cop fetes les cohesions entre el sistema real i teòric mecànic, el següent pas es dur a terme la relació elèctrica. Per tal de trobar la relació entre el sistema teòric elèctric i real es necessari primer esbrinar el nombre de parell de pols del dispositiu generador. Aquesta és una constant que només pot prendre valors enters i que relaciona directament la velocitat mecànica amb la freqüència elèctrica i que, per tant, mesurant aquests dos valors n'hi ha prou per calcular-ne el seu valor.

A partir de l'equació 40, s'obté el nombre de parell de pols del generador. Aquesta equació es basa en que estem treballant amb una màquina síncrona, es a dir, la velocitat mecànica i elèctrica estan relacionades únicament pel nombre de parell de pols. Aquesta prova no és necessari efectuar-la en cap condició específica. En qualsevol cas que s'obtingui el període  $T$  i la velocitat de rotació  $\omega_m$  en el mateix instant de temps, serem capaços de calcular el nombre de parell de pols. S'ha efectuat el càlcul en 5 condicions diferents. La mitjana de càlculs és de 7.946 i una desviació típica de 0.318. Es pot convenir doncs que 8 és el nombre de parell de pols del generador.

$$n_{pp} = \frac{\omega_e}{\omega_m} = \frac{\pi}{T\omega_m} \quad (\text{Eq.40})$$

La relació entre la freqüència de la velocitat mecànica i la velocitat elèctrica la dona el nombre de parell de pols, però la relació entre la amplitud de la velocitat mecànica i la velocitat elèctrica la dona la constant  $k_e$ . Aquesta constant és inherent al flux magnètic produït pels imants permanents i té un valor constant sempre que no es desmagnetitzin els imants. A partir de l'equació 19, i únicament en circuit obert som capaços d'obtenir l'equació 41, on  $A_v$  és l'amplitud de la tensió,  $\omega_m$  és la velocitat mecànica i  $n_{pp}$  és el nombre de parell de pols. Aplicant valors d'amplitud de tensió i de velocitat mecànica a l'equació 50, s'obté la constant del imants permanents. En aquest cas s'ha efectuat una entrada graó de 32 Hz a 3 mil·lisegons de temps de mostreig, i s'ha calculat el valor de  $k_e$  en cada instant de temps. La mitjana d'aquests valors ha estat 0.0722 amb una desviació típica de 0.0012. Podem convenir doncs que  $k_e$  té un valor de 0.0722 Volts per segon entre radiants.

$$k_e = \frac{A_v}{\omega_m \cdot n_{pp}} \quad (\text{Eq.41})$$

Finalment per desenvolupar la relació entre el model teòric i real del sistema, únicament són necessaris dos paràmetres, el valor de la inductància i resistència d'estator. Tal i com més endavant avaluarem i tal i com ja hem fet amb el model teòric, la inductància d'estator  $L_s$  pot ésser negligida, degut al baix valor que presenta en aquest tipus d'aerogeneradors. Per altra banda, la resistència d'estator  $R_s$  es pot obtenir fàcilment a partir del quocient entre la mesura de tensió i la mesura de corrent en curtcircuit. S'ha efectuat una entrada graó de 32 Hz a 3 mil·lisegons de temps de mostreig, i s'ha calculat el valor de la resistència d'estator

en cada instant de temps. La mitjana d'aquests valors ha estat 0.21 ohms amb una desviació típica de 0.01. Podem convenir que  $R_s$  té un valor de 0.21 ohms.

A la primera gràfica de la figura 23, s'hi pot observar l'entrada utilitzada per comparar la resposta real i la resposta del sistema teòric. La segona gràfica de la figura 23 és la resposta real del sistema. A la figura 24 s'hi pot observar la resposta del sistema teòric exposat amb anterioritat i la resposta del model de control que s'exposarà en el següent apartat del capítol. Com entrada s'han utilitzat varis graons en un interval de temps. S'ha carregat el sistema amb un reòstat de 10 ohms. No s'exposarà en aquest capítol les respostes de tensió i corrent ja que aquestes són proporcionals a la velocitat de rotació tal i com veurem en el desenvolupament del model de control. Les observacions fetes en la resposta de tensió seran les mateixes que les realitzades per la velocitat de rotació, i així mateix, per a les observacions a la resposta de corrent.

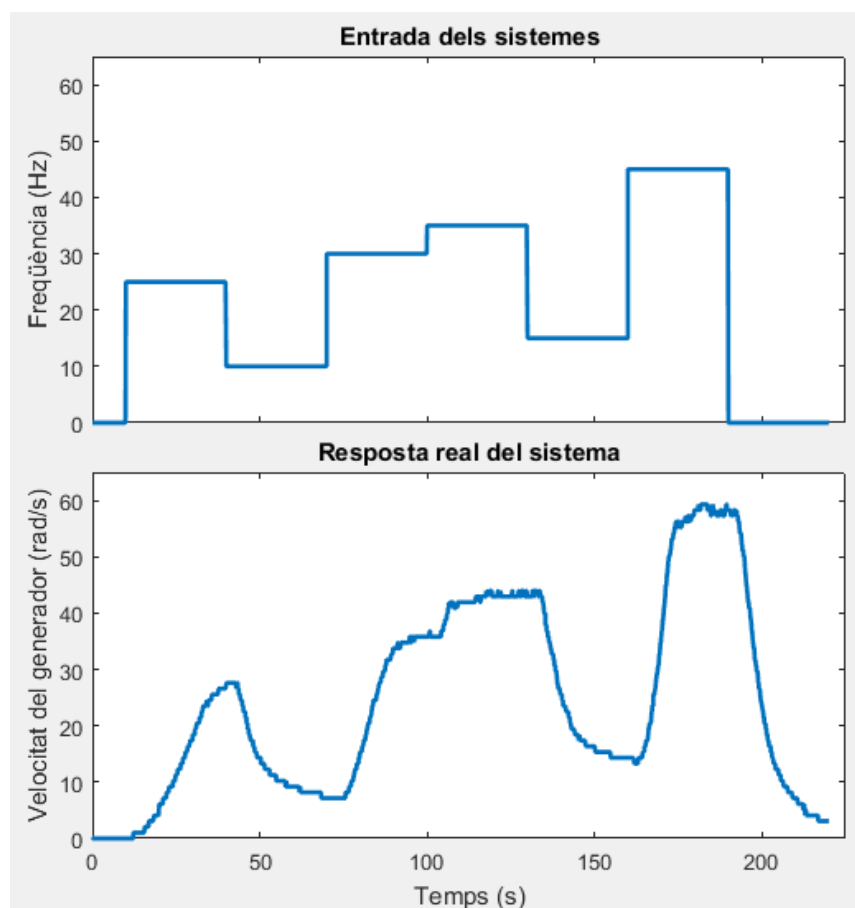


Figura 23. Entrada del sistema i resposta real.

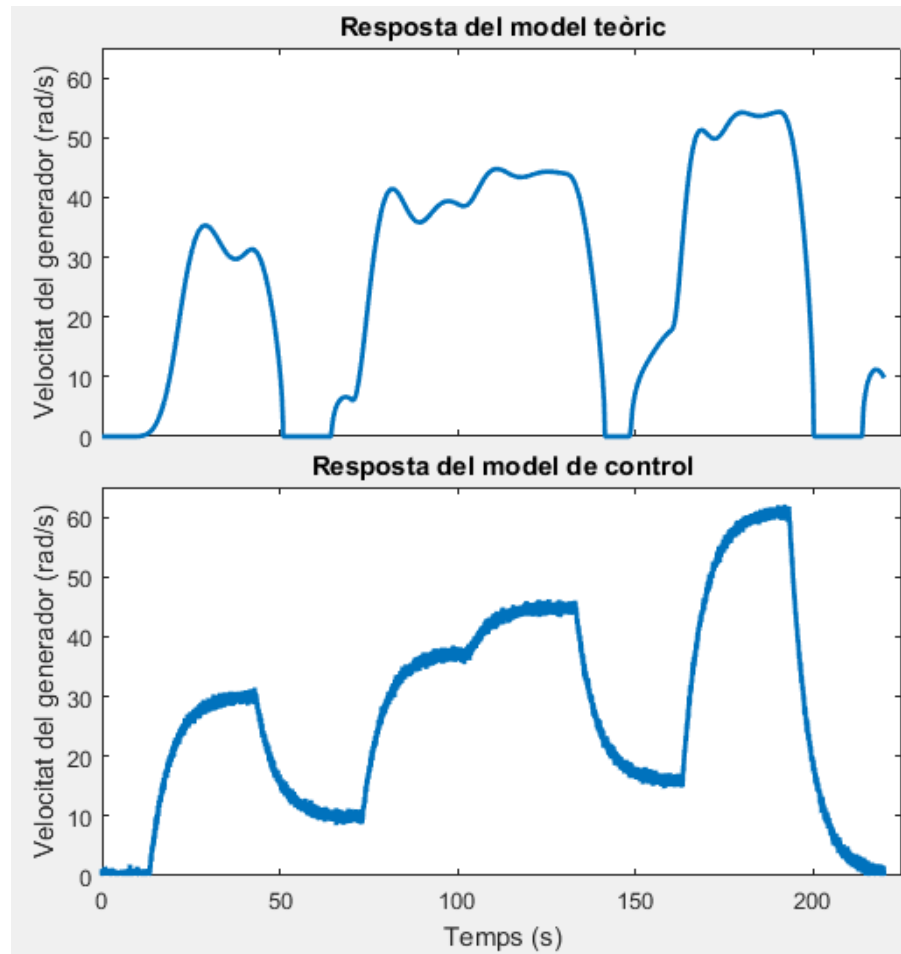


Figura 24. Resposta del model teòric i del model de control.

Com es pot observar i tal i com es podia esperar, el sistema no es comporta de forma lineal, la relació entre entrada i sortida en estat estacionari es diferent pels diferents valors d'entrada, i això és així tant per la resposta real, com pel model teòric desenvolupat, com pel model de control. Podem observar també que el model teòric desenvolupat és comporta força diferent a la resposta real del sistema, el model teòric presenta les respostes com un sistema subamortiguat i la dinàmica real és més aviat de 1r ordre. S'ha de fer incís també, a la caiguda de velocitat que pateix el sistema teòric a velocitats baixes de vent quan en realitat això no passa.

Podem afirmar a partir de les observacions realitzades que el sistema teòric no es comporta de la manera més adequada i per tant no podem prendre com a correctes les simulacions dutes a terme a partir del sistema dissenyat. Davant d'aquest fet és necessari el

desenvolupament d'un sistema dissenyat a partir de la resposta real del sistema que ens permeti simular correctament el sistema real a tractar. És a partir d'aquesta necessitat que es desenvolupa el sistema de control, que tal i com s'observa a la figura 24 es comporta amb molta més similitud que el sistema teòric.

## 4.2. Model de control

Arrel de la necessitat d'obtenir un model que es comporti com a la realitat, deixant de banda les relacions entre variables exposades al capítol 2 i desenvolupades a la primera part d'aquest capítol, sorgeix el model de control. Una característica important d'aquest model és que únicament serveix pel sistema modelat en aquest estudi, es a dir, per l'aerogenerador de 300 Watts GUANGMANG M-300. Per obtenir un model similar en un altre model d'una altra o la mateixa marca d'aerogenerador, seria precís fer els mateixos passos realitzats per a la obtenció d'aquest model de control.

És precís la utilització, tal i com s'ha realitzat en la identificació del sistema teòric en l'anterior apartat, la utilització de programes o aplicacions d'identificació de sistemes. En aquest cas s'ha utilitzat la sub-aplicació de Matlab "system identification" de l'aplicació PID-Tunner.

Un model de control, tal i com es defineix en aquest estudi, és un sistema compost a partir de diversos sistemes lineals. Les respostes d'aquests sistemes lineals es combinen per tal d'obtenir la resposta més propera a la resposta real. Per modelar aquest sistema de control s'han de tenir clares les respostes a obtenir, però sobretot s'han de tenir clar les entrades, ja que a partir d'aquestes es decideix quina combinació de sistemes s'utilitzarà. En aquest cas les entrades a tenir en compte són la càrrega  $L$  i la freqüència d'entrada al ventilador, anàlogament la velocitat del vent. En el cas d'un sistema d'una sola entrada, el sistema a trams a modelar té un vector finit de sistemes lineals. Per una entrada determinada, s'escull quin sistema lineal donarà la resposta per a realitzar la simulació.

Per un sistema de més entrades, la dimensió del vector de sistemes lineals augmenta un ordre per cada entrada afegida. Així per un sistema de  $n$  entrades no lineals es necessitarà un vector d'ordre  $n$  per a simular amb exactitud el sistema. En el nostre cas, per un sistema de dues entrades serà necessària una matriu de sistemes lineals per tal de satisfer tots els

casos. A la figura 25 s'hi pot observar una representació de l'explicació de la utilització de la matriu de sistemes lineals per a la simulació de la planta a modelar. El punt vermell és el règim de treball, els punts negres són sistemes lineals, que en el seu conjunt representen un sistema no lineal. En coordenades cartesianes l'eix de les abscisses i les ordenades representen cadascun una entrada no lineal. Llavors la resposta del sistema serà inversament proporcional a la distància en els dos eixos de les respostes R1, R2, R3 i R4. En el cas de la imatge la resposta serà 0.36 parts de R2, 0.16 parts de R4, i 0.24 parts tant de R1 com de R3.

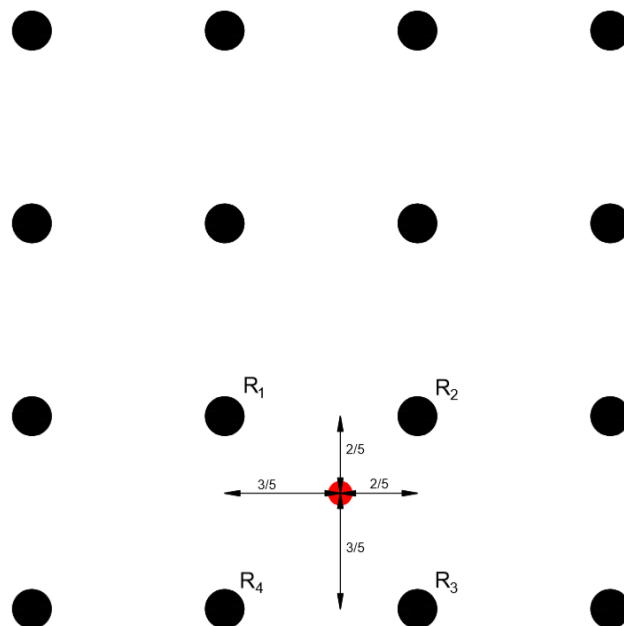


Figura 25. Punt de treball en la simulació d'un sistema amb dues entrades no lineals.

Si la entrada és no lineal únicament per uns règims específics de treball, es poden utilitzar altres mètodes per tal de no haver d'utilitzar una quantitat tant elevada de sistemes.

Per tal d'obtenir el model de control del nostre sistema, s'han adquirit dades cada 3 mil·lisegons en l'aplicació de l'entrada representada a la figura 23. Aquesta entrada és idònia ja que treballa a règims de velocitats molt diferents pel dispositiu. Amb aquesta entrada, estem testejant el dispositiu a un règim de 10, 15, 25, 30, 35 i 45 Hz, per la qual cosa estem testejant el dispositiu a pràcticament tots els règims de treball en que l'aerogenerador es veurà implicat. Aquest assaig es farà per diferents càrregues. Inicialment s'ha realitzat amb

36 càrregues diferents, però si es vol simplificar el sistema, únicament és necessari obviar els règims de càrrega que es vegi convenient. Les càrregues en que s'ha aplicat l'entrada inicialment són: 0.5 ohms, que és la càrrega mínima entre els borns del generador amb el reòstat connectat. De 1 a 10 ohms cada 1 ohm, de 10 a 30 ohms cada 2 ohms, de 30 a 100 ohms cada 5 ohms i finalment en circuit obert. A la figura 26 s'hi pot observar la identificació del sistema en circuit obert. En aquest cas adequat a un sistema de primer ordre amb un retard.

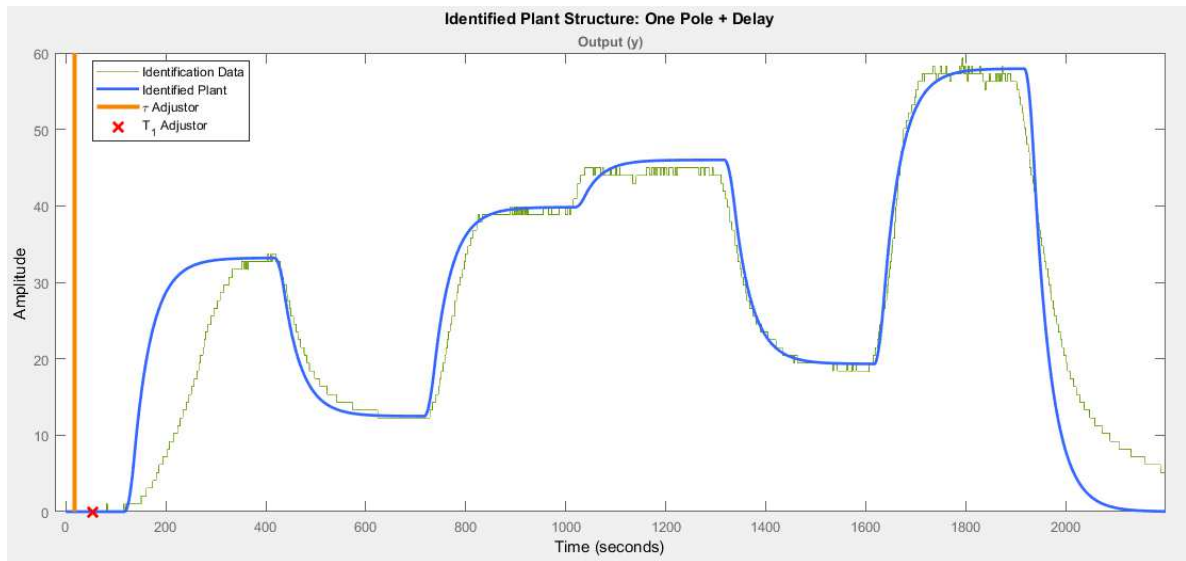


Figura 26. Identificació del sistema per una càrrega en circuit obert i ajustat a un sistema de 1r ordre i un retard.

S'ha realitzat un vector de sistemes lineals d'una sola dimensió degut a que temporalment, els sistemes són molt similars. L'únic que canvia al variar la velocitat en el túnel de vent és el guany, pel que amb una "lookup table" es pot corregir aquest error per a cada règim de velocitats. Degut a que la resposta dels sistemes en front de canvis de càrrega varien més amb càrregues baixes, les "lookup tables" canvien més quan les càrregues són baixes. A la figura 27 s'observa la identificació del sistema per a l'amplitud de la tensió sobre la càrrega. En aquest cas, com a entrada s'ha utilitzat la resposta de velocitat del generador obtinguda a partir de l'entrada model exposada a la figura 20, per una càrrega de 10 ohms. Tal i com es pot observar, la relació entre la velocitat angular del generador i la tensió sobre la càrrega són proporcionals. És per aquesta última raó que s'ha negligit la constant inductiva d'estator en el model teòric. Si les dades no s'ajunten exactament és perquè inicialment, la corba d'amplitud de tensió es representava com a forma d'ona i aplicant un algoritme per obtenir el



valor més elevat durant un període determinat de temps, s'ha obtingut la corba, amb menys resolució, de l'amplitud del senyal de tensió. A més a velocitats elevades, es pot arribar a produir "aliasing", pel que pot ser, que durant el període d'obtenció del màxim per determinar l'amplitud, no es produeixi cap pic i per tant, l'amplitud registrada sigui més baixa de la real.

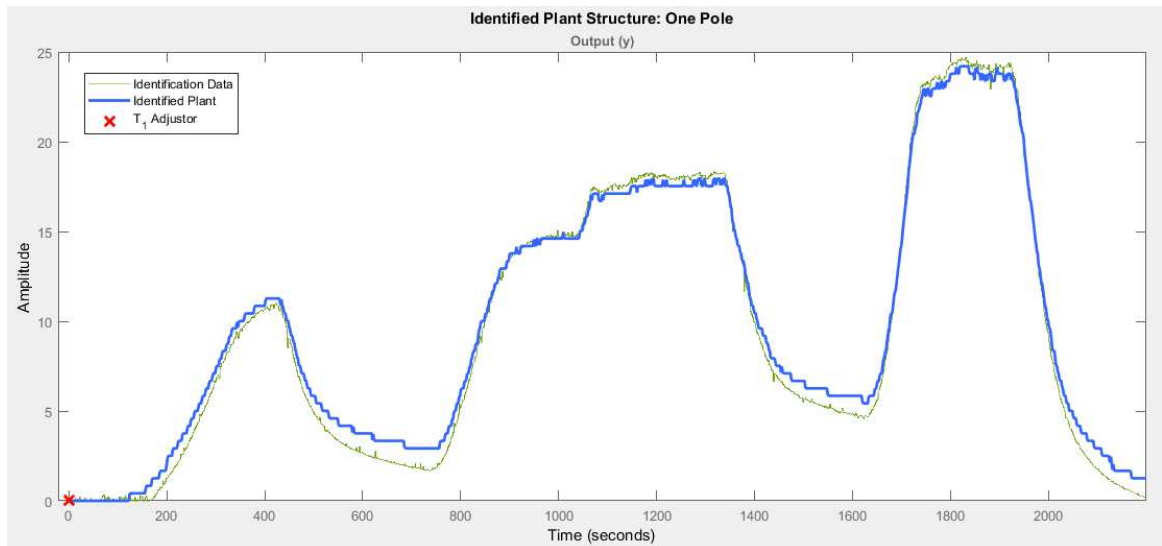


Figura 27. Identificació de la planta de sortida per una càrrega de 10 ohms i la resposta de velocitat de l'entrada model.

Un cop obtingut el model de control i verificant, que realment es comporta de manera molt propera a la realitat, podem realitzar simulacions com les observades a les dues gràfiques de la figura 28. A la primera gràfica s'hi pot observar una simulació realitzada fixant la càrrega a 40 ohms i aplicant una entrada rampa de 0 a 50 Hz obtenint així una corba velocitat angular-freqüència  $\omega_m(f)$ . Podem concloure doncs que a càrrega fixa, el sistema es comporta linealment, la velocitat del vent i la velocitat del generador són proporcionals. A la segona gràfica s'observa una simulació realitzada a partir de fixar la freqüència del ventilador a 40 Hz, i aplicar una entrada rampa a la càrrega de 0 a 100 ohms, obtenint així una corba velocitat angular-càrrega  $\omega_m(R_L)$ . S'hi pot observar, que l'entrada no lineal és la càrrega. S'ha d'aclarir, que els canvis bruscs que es veuen sobretot a la segona gràfica són els canvis entre sistemes lineals, aquests es noten en l'aplicació d'entrades rampa, ja que es força a fer una transició entre sistemes. Per tal de reduir aquest error de simulació, es necessita un nombre superior de sistemes lineals, complicant el sistema i reduint les aproximacions realitzades.

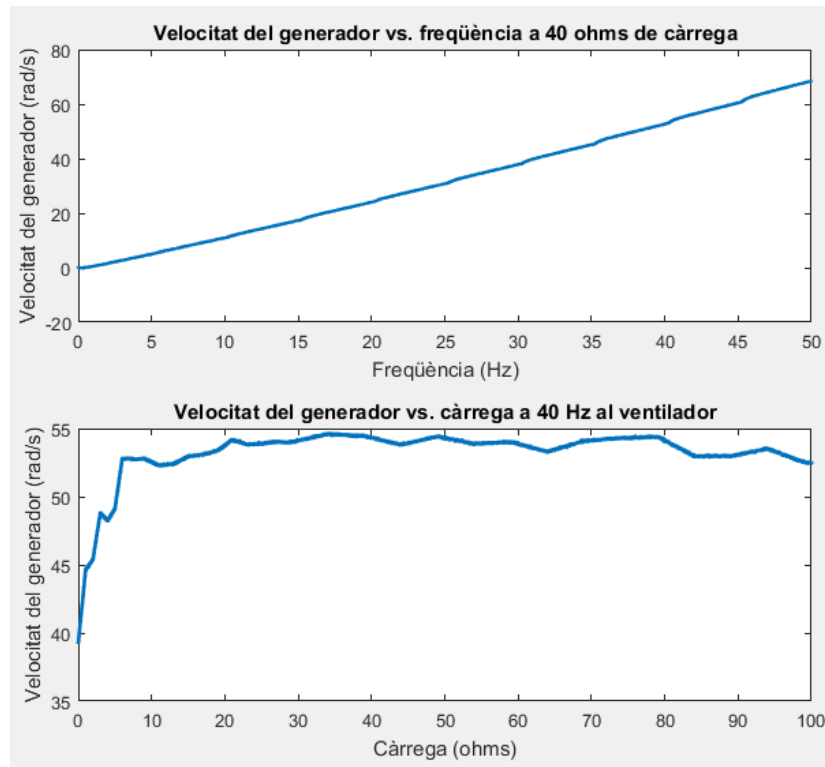


Figura 28. Simulacions a càrrega constant i velocitat del vent constant aplicant una entrada rampa de freqüència i de càrrega respectivament .

La utilització d'una quantitat tant elevada de sistemes lineals ens causa una complicació excessiva a l'hora de dissenyar un controlador. Per exemple, per tal de dur a terme el disseny d'un regulador de velocitat, ens suposaria realitzar el disseny per les 36 aproximacions a sistemes lineals realitzades. Si busquem un sistema controlable, per força, s'ha de simplificar el sistema. Si ens fixem en la corba  $\omega_m(R_L)$  de la segona gràfica de la figura 28 podem observar una zona, entre 12 i 100 ohms, que és aproximadament lineal. Podem simplificar en gran mesura la planta obviat tots els sistemes entre el sistema en circuit obert i l'identificat per una càrrega a 12 ohms. La mateixa gràfica de la figura 28 es pot observar a la primera gràfica de la figura 29. La segona gràfica d'aquesta figura és la mateixa que la primera, però amb una aproximació a 13 sistemes lineals, en aquest cas s'han obviat els sistemes entre els 12 ohms i el sistema en circuit obert. Finalment, una tercera aproximació s'observa a la 3a gràfica de la figura 29, on s'han utilitzat únicament 5 sistemes lineals per a representar tota la planta.

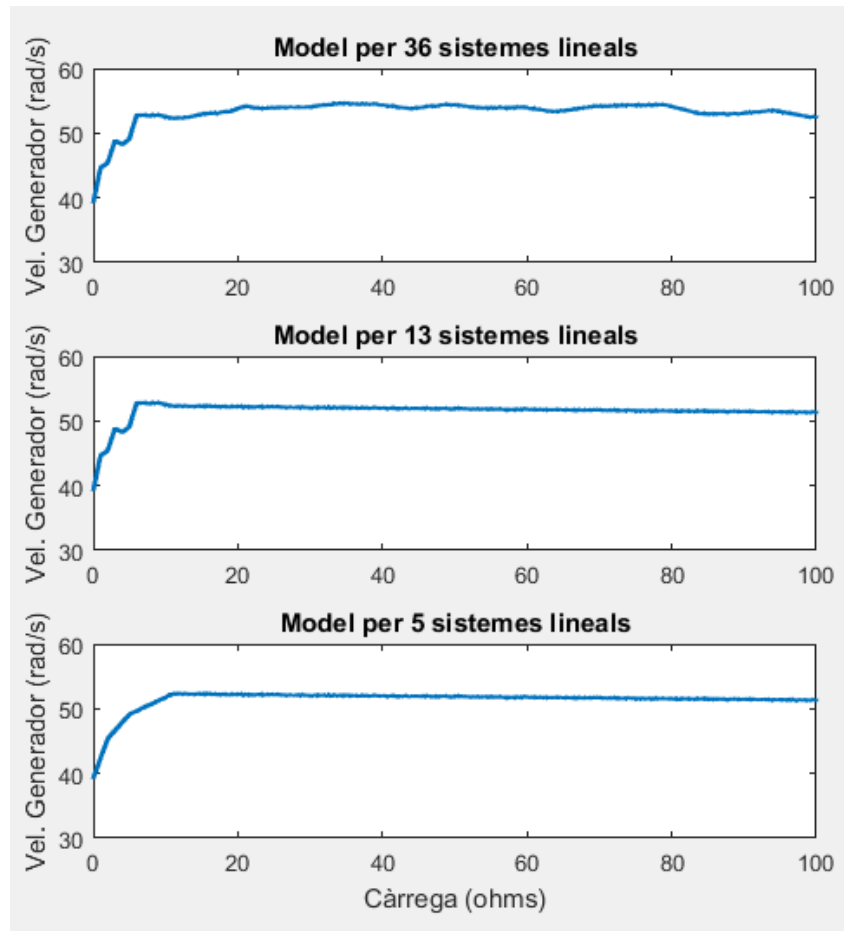


Figura 29. Simulacions a velocitat del vent constant, aplicant una entrada rampa de 0 a 100 ohms per la planta original amb 36 sistemes lineals, 13 i 5.

## 5. RESULTATS EXPERIMENTALS

Un cop realitzat un model experimental del sistema, i abans de descriure llaços de control per tal de millorar el comportament del generador en front de diferents entrades, s'han realitzat els assajos que seran de gran ajuda a l'hora de decidir quins llaços de control desenvolupar. Com a objectiu secundari, aquest capítol és purament científic. És d'interès exposar el comportament del generador en tots els règims de vent i en front a diferents variables per tal d'obtenir la màxima potència, amb la seguretat de no ocasionar cap dany al sistema en el seu conjunt.

### 5.1. Corba de potència

Un dels aspectes més importants, és conèixer la corba de potència del dispositiu. La potència generada en front els diversos règims de vent és molt diferent. Com s'ha comentat en els fonaments teòrics d'aquest estudi, un règim de vent superior, aporta una energia superior al sistema, per això la velocitat del generador augmenta i la potència de sortida, augmenta en proporció a aquesta. El sistema però no respon igual en front a la càrrega que s'hi col·loqui al generador.

Aquesta càrrega també afecta a la velocitat de rotació del generador i és capaç de fer frenar el dispositiu en certes ocasions, que es tradueix en una caiguda de la potència quan la càrrega és molt baixa. Això es deu a que la quantitat de corrent que li estem demandant al dispositiu és molt elevada. Aquesta demanda d'energia, es tradueix en una disminució de la velocitat del generador. Quan al generador se li aplica una càrrega molt elevada, la caiguda de tensió sobre aquesta augmenta, fent que el corrent que circula pel dispositiu decaigui molt, i provocant que la velocitat del generador augmenti notablement.

Una aplicació d'aquesta característica és fer que el generador disminueixi la seva velocitat en un instant determinat connectant a la sortida una càrrega prou baixa com per fer que el generador freni, o directament curtcircuitar el dispositiu fent que la càrrega als terminals de sortida sigui zero. S'ha de fer constar, que es tracta d'una pràctica molt perillosa, sobretot amb dispositius d'alta potència degut als alts corrents que poden arribar a circular curtcircuitant els terminals de sortida. Malgrat això, l'experiència duta a terme amb el dispositiu de 300 Watts únicament ha resultat en una disminució de la velocitat, degut a que

la resistència del conjunt generador i terminals de sortida actuen de càrrega quan curtcircuitem el generador causant que els corrents augmentin molt, però no de manera perjudicial. Malgrat això, amb un dispositiu amb una resistència d'estator menor podrien causar la frenada del dispositiu a cost de l'alt corrent generat. Un altre possible mètode seria anar disminuint la càrrega progressivament fins arribar al curtcircuit per tal que els corrents produïts durant la frenada no superin un cert valor. Mantenir una alta càrrega en els moments en que els règims de vent són molt baixos pot provocar que el generador únicament tingui pèrdues mecàniques, i d'aquesta manera aprofitar el màxim els baixos règims de vent

Malgrat els alts corrents que circulen per la càrrega en aquests casos, no es veuen reflectits en la potència donada pel generador a la càrrega. Aquesta potència no depèn únicament del corrent que circula per la càrrega, sinó també per la tensió que cau en ella. La potència vindrà donada per la proporció màxima entre tensió i corrent, i aquesta proporció la dona la càrrega connectada als terminals del dispositiu.

A la figura 30 s'hi poden observar les corbes de potència del generador per les càrregues amb que s'obté una potència més gran entre els terminals, també s'hi pot observar la corba a 100 ohms i a 1 ohm, es a dir, les corbes a càrregues properes al circuit obert i al curtcircuit respectivament. Aquestes corbes s'han obtingut arrel del producte de la monitorització de la tensió i el corrent.

De les corbes s'hi pot concloure que la càrrega que ens dona una potència màxima es troba entre varies corbes diferents. Això significa que la càrrega en que el generador dona una potència màxima, no és una càrrega fixa, sinó que canvia en funció del règim de vent que s'hi aplica en cada moment. Les corbes a altres règims, no es troben a la figura 30 degut a que no presenten cap característica especial, la potència simplement és molt menor a la potència a les corbes mostrades en aquesta gràfica.

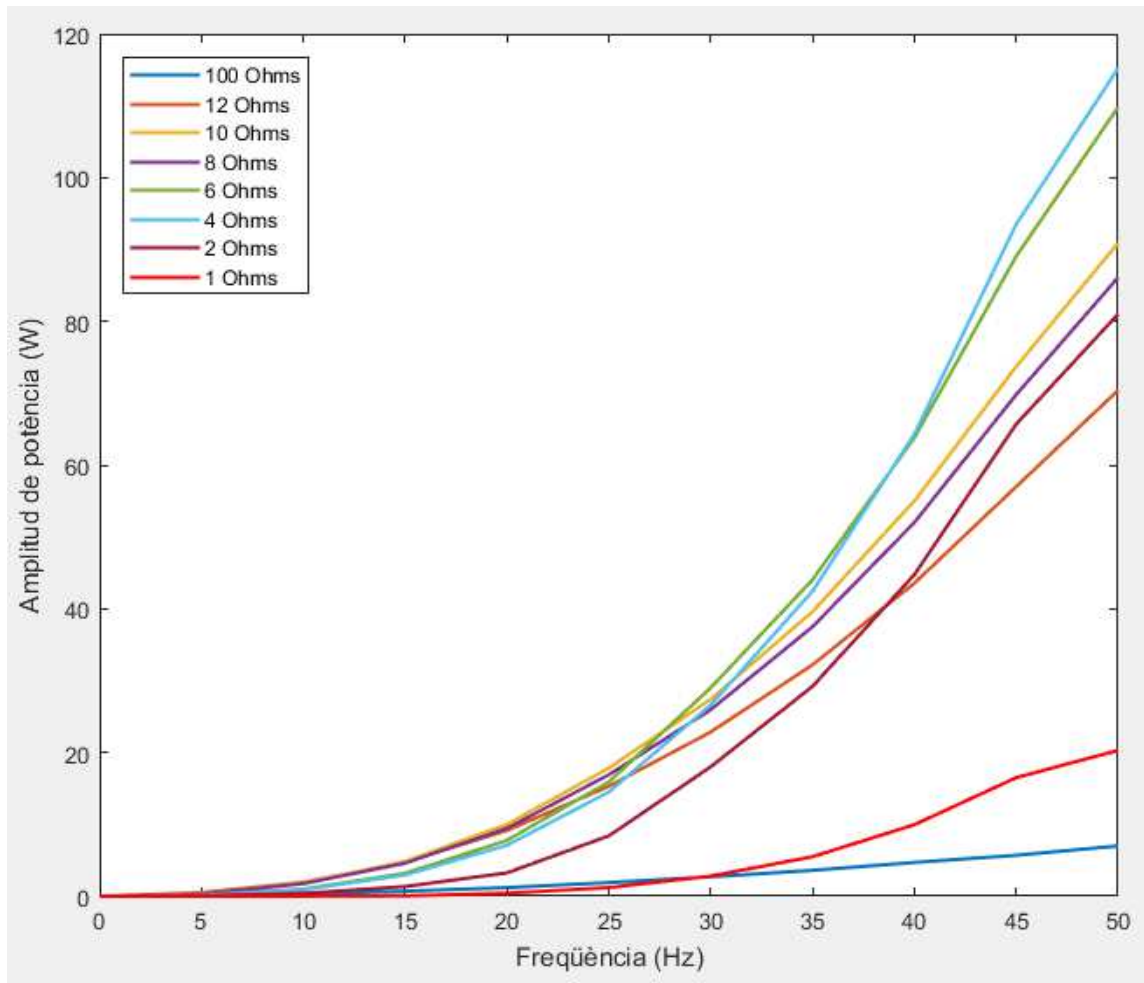


Figura 30. Corbes de potència de les càrregues de màxima transferència de potència i corba a 100, i 1 ohms.

La figura 31 correspon a la corba de potència resultat d'ajuntar els punts de màxima potència de les corbes de la figura 30, per tant, aquesta és la corba a càrrega òptima, i en conseqüència, la corba amb la màxima potència possible a obtenir amb aquest dispositiu. Aquesta corba coincideix força amb el tram de corba que ve exposat en el manual de paràmetres tècnics del generador i per tant és probable que la corba hagi estat obtinguda a càrrega òptima.

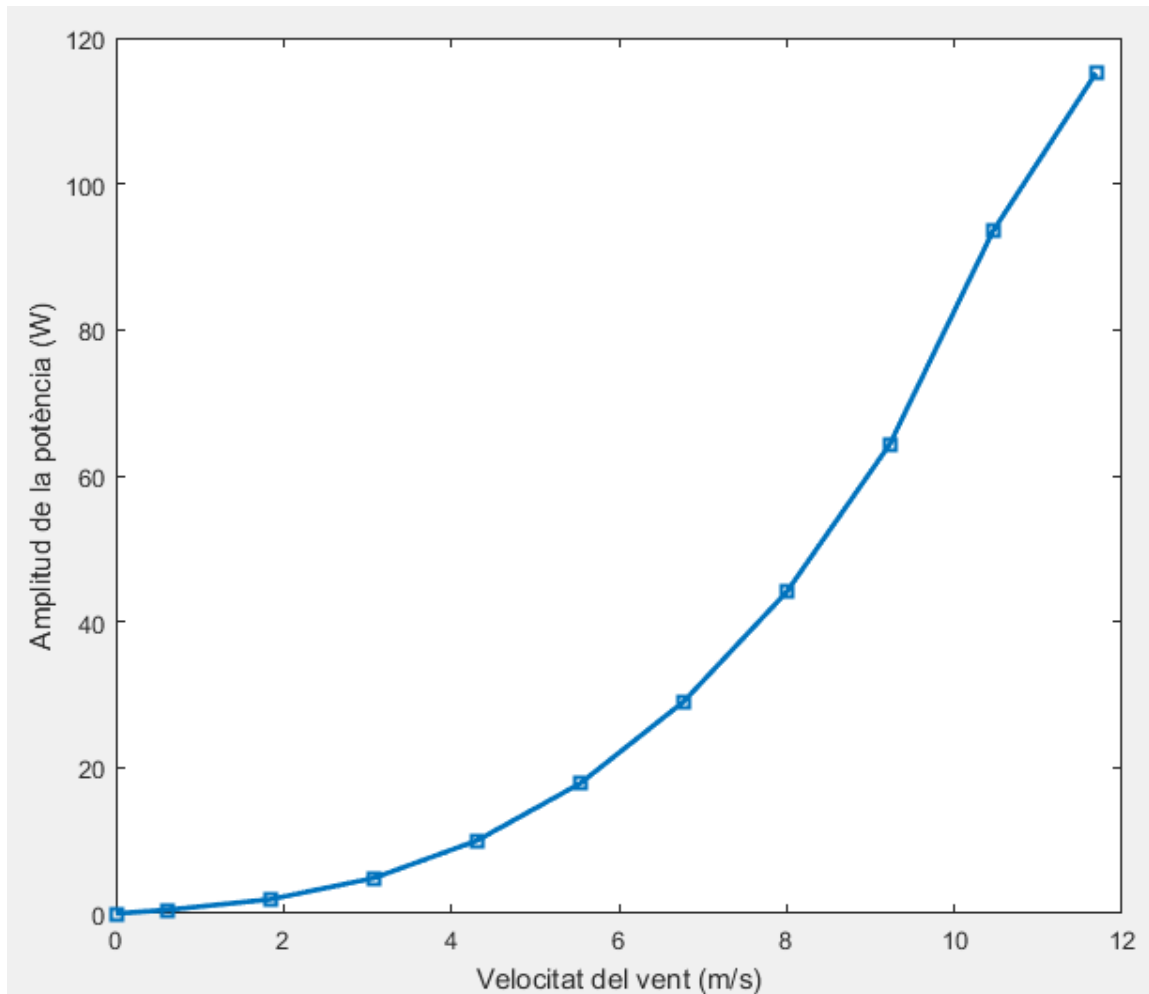


Figura 31. Corba de potència a càrrega òptima.

A la figura 32 s'hi pot observar la corba de les càrregues que ens proporcionen la màxima potència per cada règim de vent. A diferència de les altres corbes, aquesta ha estat obtinguda a partir de la simulació del sistema, aplicant una entrada rampa al model de control per cada règim de vent. Això es deu a que fixar el dispositiu a màxima potència a la realitat ens suposa mantenir el reòstat a unes càrregues on la potència és força elevada i la temperatura del reòstat augmentaria en excés. És per això que els valors observats en aquesta corba poden en part distar dels valors reals. Els valors de càrrega òptima varien entre 25 i 6 ohms pels règims de vent en que s'aplica el dispositiu.

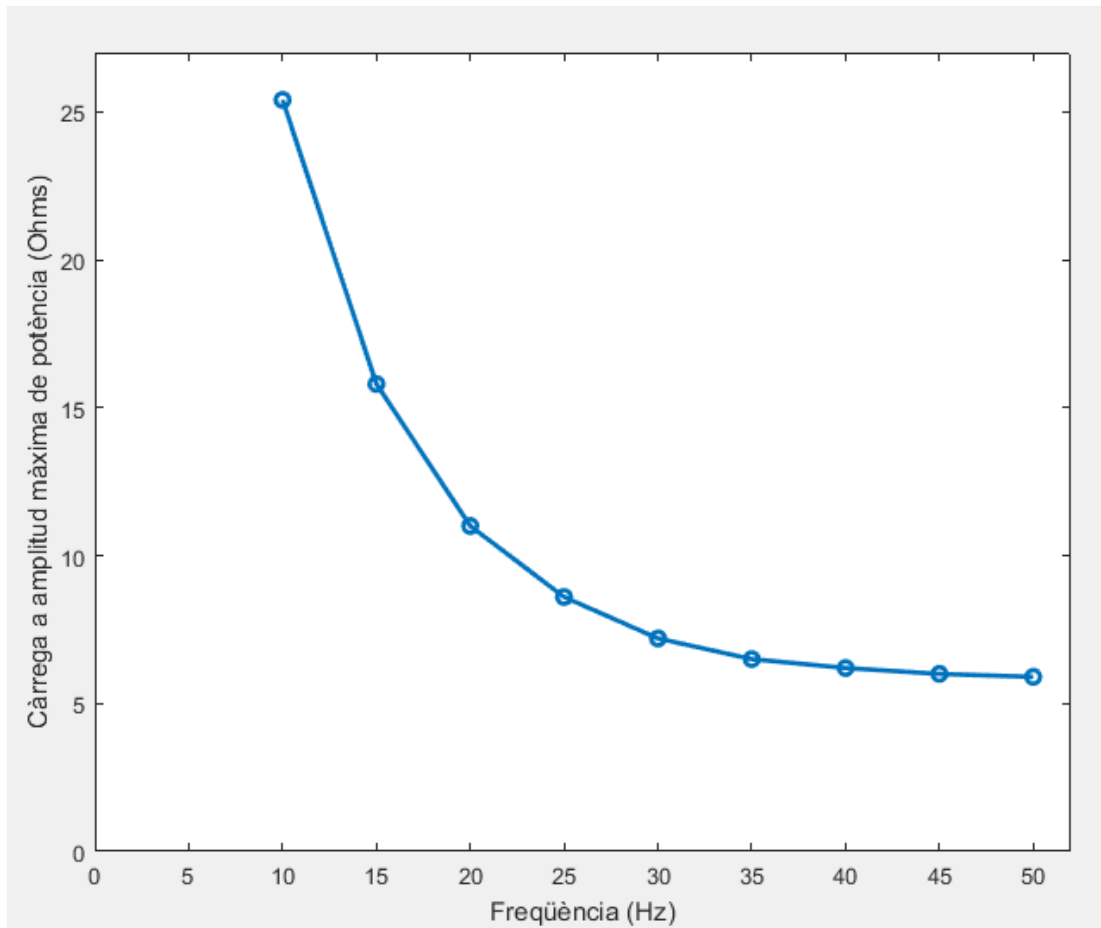


Figura 32. Càrrega òptima per cada règim de vent.

## 5.2. Corbes per al control de yaw

Un dels mètodes de control més utilitzats per tal de mantenir sota límits la potència generada pel dispositiu es basa en el control de pitch. El control de pitch és un mètode que permet a les pales girar sobre l'eix de pitch per tal de disminuir la potència disminuint l'aerodinàmica del dispositiu. Aquesta variable es veu representada a les equacions 3, 5 i 6 a partir de la variable  $\beta$ , pel model teòric del sistema. El problema més immediat d'aquest tipus de control és l'alta complexitat mecànica de l'actuació per fer que els motors de pitch girin les pales. En aerogeneradors d'alta potència, aquesta és una opció a tenir en compte si es vol obtenir un dispositiu robust i d'alta fiabilitat. Altres mètodes per reduir les potències en casos extrems és la utilització de frens mecànics i del mètode de fre per curtcircuit comentat anteriorment, així com una combinació d'aquests.



En aquest estudi es planteja un altre tipus de control de potència diferent als altres mètodes. Per un aerogenerador d'alta potència, es a dir, amb unes grans dimensions, un control de pas variable no és molt complex d'efectuar, però per un aerogenerador de mini-eòlica es tracta d'un tipus d'actuació costosa d'implementar degut al baix pes i volum que han de tenir aquests actuadors per ser col·locats en aquests dispositius. El tipus de control proposat en aquest estudi és el control de yaw. Fer rotar l'aerogenerador des de l'eix principal del dispositiu respecte l'eix de yaw pot suposar en aerogeneradors d'aquest estil, una manera alternativa de perdre velocitat i en conseqüència de perdre potència.

A fi de conèixer la reacció del dispositiu a variar l'angle de yaw, s'ha dut a terme un assaig on s'han anotat els valors de velocitat en estat estacionari per diferents angles respecte l'eix de yaw i per diferents règims de vent. Per això s'ha fixat la marca de zero graus a partir de les parets del túnel de vent, i s'ha anat girant el dispositiu respecte yaw i marcant l'angle a les parets del túnel per valors de 5, 20, 30, 40 i 50 graus d'inclinació. S'ha pogut marcar amb precisió gràcies a un mesurador d'angles digital que s'ha col·locat al panell del dispositiu. A la figura 33 s'hi pot observar la disposició del generador per tal de fer l'assaig. A l'encreuament entre les parets del túnel i les línies vermelles s'han marcat els graus d'inclinació

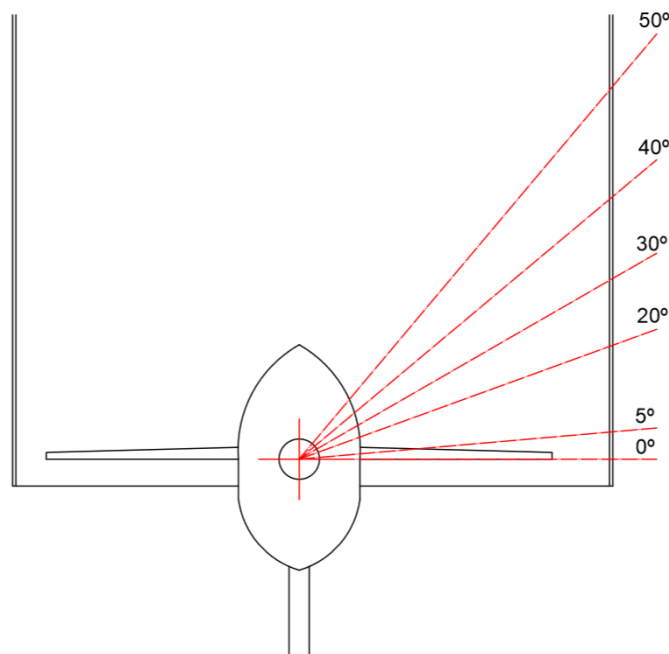


Figura 33. Disposició de l'assaig pel control de yaw.

La primera gràfica de la figura 34 correspon a les corbes de velocitat en estat estacionari respecte els graus d'inclinació. S'hi destaca que a inclinacions baixes no hi ha cap canvi destacable en termes de velocitat angular, i per tant tampoc en termes de potència, però a mesura que augmentem la inclinació, la velocitat angular decau vertiginosament. També s'hi pot destacar que la caiguda de velocitat per les diferents corbes és major en relació a la velocitat al túnel de vent, i anàlogament a la freqüència d'alimentació del ventilador.

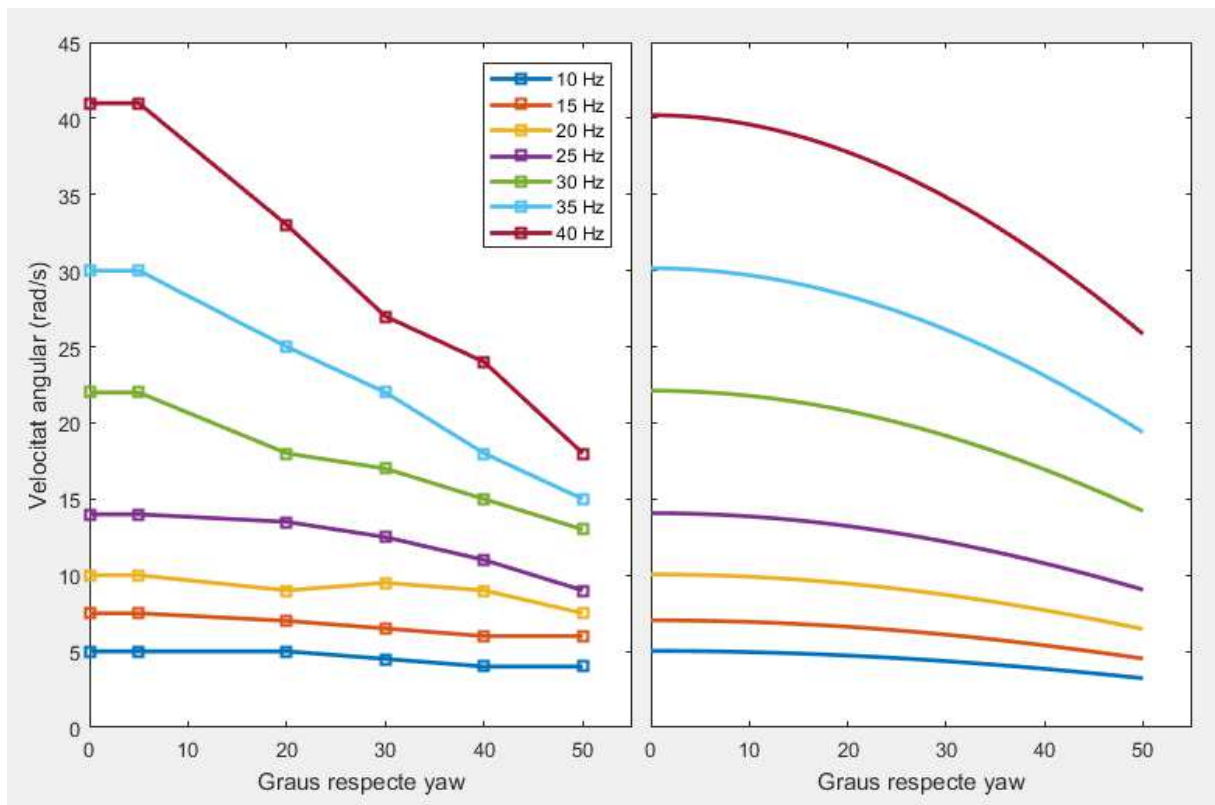


Figura 34. Velocitat angular vs. graus respecte yaw i velocitat angular en funció de la pèrdua d'àrea.

Aquesta baixada de la velocitat del vent es deu, segons el model teòric, a la pèrdua d'àrea d'acció del vent sobre el dispositiu. La pèrdua d'àrea es pot expressar com el gir de l'àrea d'una circumferència, a mesura que l'angle augmenta, l'àrea d'acció es transforma en una el·lipse. La funció que determina l'àrea d'acció en funció de l'angle de yaw és la representada a l'equació 42 on  $A_a$  és l'àrea d'acció del vent sobre el generador,  $r$  és el tamany de pala i  $\alpha$  és l'angle yaw. A la segona gràfica de la figura 34 s'hi pot veure aquesta funció pel producte de la velocitat del generador a 0 graus d'amplitud, el producte del valor dels punts a 0 graus de la primera gràfica per el cosinus de l'angle de yaw.

$$A_{\text{acció}}(\alpha) = \pi r^2 \cos(\alpha) \quad (\text{Eq.42})$$

Hi ha una estreta relació entre l'àrea d'acció i l'angle alfa de yaw, però en valors d'alfa més elevats, el valor teòric de velocitat és més elevat que el valor real, per això és probable que la rotació respecte aquest eix no influeixi només en l'àrea d'acció del vent, sinó que també influeixi en l'acció aerodinàmica. La influència que té l'angle de yaw respecte la velocitat de rotació i per tant també respecte la potència, és força elevada, i es nota més amb angles majors. Intentar controlar la potència a partir d'aquest mètode suposaria una gran desviació del dispositiu respecte el flux més elevat de vent.

Això pot provocar que el dispositiu pateixi vibracions durant aquestes desviacions, ja que aquestes es produiran en règims extrems de vent. Prova d'aquest fet es pot veure a la figura 35. Aquesta figura mostra la resposta en velocitat en front un graó de freqüència del ventilador de 30 a 35 Hz a una inclinació respecte l'eix de yaw de 30 graus. S'hi observen clares vibracions, més grans que les pròpies de la instal·lació de l'encoder, que es veuen amplificades quan aquest dispositiu se li aplica el graó de velocitat. Per aquest motiu no es desenvoluparà en el següent capítol aquest tipus de control.

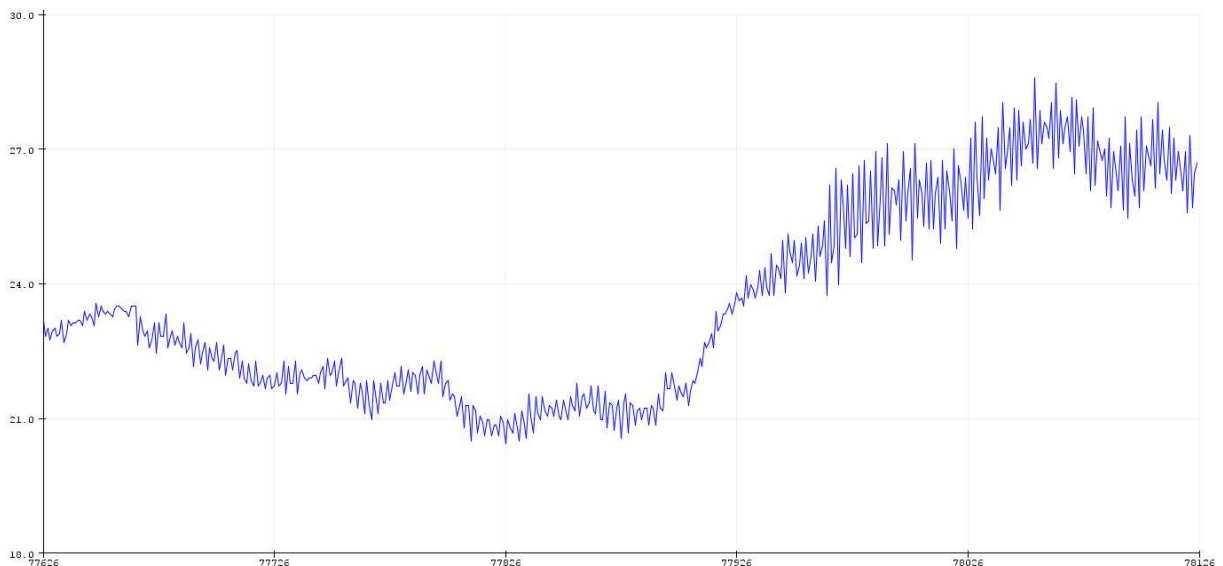


Figura 35. Velocitat angular vs. nombre d'adquisicions.

## 6. LLAÇOS DE CONTROL

L'objectiu principal d'aquest projecte o estudi des d'un inici, ha estat el disseny i desenvolupament del control i automatització, maximitzant sempre el rendiment, de generadors de mini-eòlica, més concretament, el disseny per al generador del laboratori d'energies a fi d'aplicar aquests coneixements i tècniques adquirides, a dispositius de més potència. És doncs, l'objecte d'aquest capítol el desenvolupament d'aquests llaços de control, i per tant, tots els elements que el componen com són els sensors, actuadors, controladors, estructures i algorismes de control.

### 6.1. Control de càrrega

El model matemàtic desenvolupat, teòric i de control, ha servit sobretot, per concloure que el principal mètode de control per tal de maximitzar el rendiment del dispositiu és el control de càrrega. Com ja hem vist, aquest tipus de control ens permet extreure una energia molt superior a l'obtinguda ignorant la càrrega de sortida, i és que indirectament, un control de càrrega és un control de velocitat, ja que com s'ha reflexionat, la càrrega influeix directament en la velocitat del generador.

Si ens tornem a fixar en la figura 32, es veu clarament que la màxima potència s'obté a unes velocitats determinades. Controlant la càrrega a màxim punt de potència, es pretén que l'aerogenerador en règims de vent molt baixos mai arribi a frenar, i pel contrari, en règims de vent massa elevats, l'aerogenerador freni, per tal de no topa amb l'efecte paret. En aquest estudi l'efecte paret es descriu com el fenomen en que l'aerodinàmica del dispositiu cau degut a l'elevada velocitat angular del generador, que finalment actua en front al vent com una paret. Es pot observar aquest efecte si augmentem sense límit la velocitat del vent. Hi ha un moment en que la velocitat del generador no sobrepassa un límit per molta energia cinètica que aporti el vent al sistema.

L'acció de control s'haurà de dur a terme variant la càrrega, però funcionalment, no es pot variar la càrrega cada cop que el règim de vent canvia. Si s'està alimentant una bateria per exemple, és necessari una tensió i un corrent determinats. Realment el control de càrrega el podem suposar com una proporció entre tensió i corrent ja que una càrrega resistiva causa aquest efecte entre les dues variables. Aquesta proporció no necessàriament l'ha de donar

una càrrega resistiva que consumeix tota l'energia subministrada, sinó que hi han altres maneres d'aconseguir-la. És en aquest punt on entren en acció les fonts DC/DC. Aquests convertidors permeten variar la tensió de sortida del conjunt però variant el corrent del circuit, pel que poden aportar aquesta proporcionalitat entre la tensió que dona el generador i el corrent que circula per aquest. La figura 36 mostra el diagrama de blocs de dispositius connectats a la sortida del generador per tal d'alimentar de manera òptima la càrrega. L'aerogenerador ens aporta un corrent altern que queda rectificat pel rectificador monofàsic d'ona completa. A la seva sortida un filtre passiu, sense part resistiva per no consumir energia, per tal d'eliminar o atenuar el rissat de la tensió, com un condensador d'alta capacitat.

S'utilitza una font buck per aportar la proporció que busquem entre la tensió i el corrent a partir dels algorismes de control escollits. Passada la font, la tensió es veurà modificada sense cap patró ni freqüència ja que aquesta vindrà donada a partir del duty cycle escollit pel controlador. Seguidament una font buck-boost aportarà a la càrrega el nivell de tensió necessària per alimentar-la. Un dels avantatges d'aquesta configuració és que un cop passada la font buck, ja no és important la configuració del circuit posterior ja que no influeix en la generació de la màxima potència en el control de càrrega.

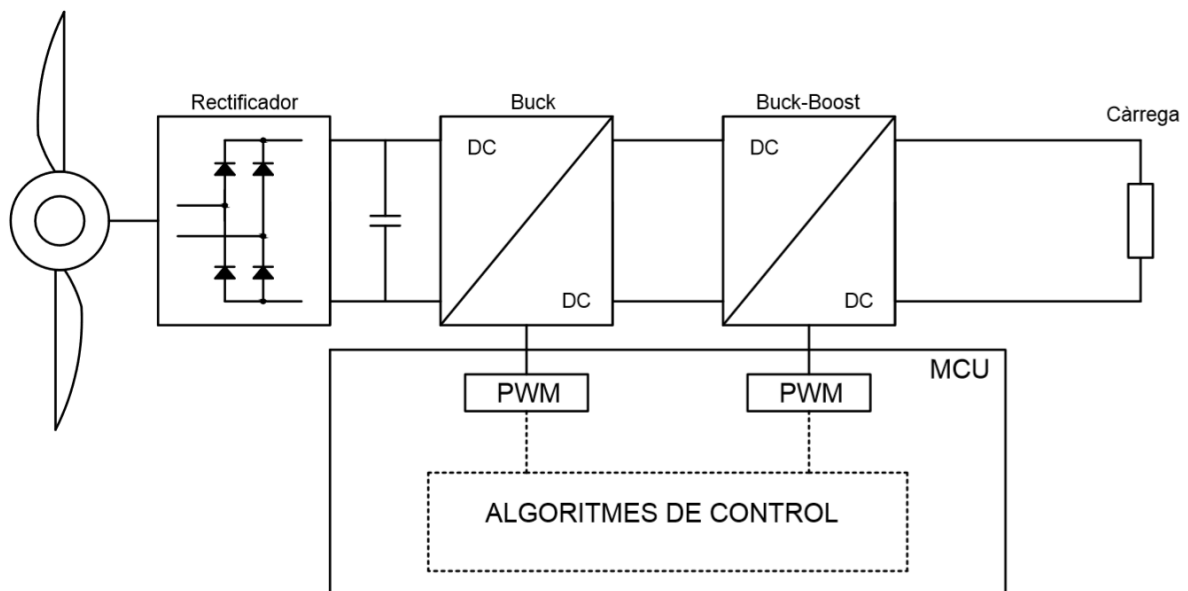


Figura 36. Configuració dels dispositius d'automatització i control de l'aerogenerador.

## 6.2. Model de fonts i disseny de controladors

Coneixent la configuració dels dispositius que s'utilitzaran en el control de l'aerogenerador, és necessari realitzar la sintonia dels controladors per tal de donar la tensió que volem a la sortida d'aquests, encara que a la consigna de control no sigui una tensió determinada, com és el cas del regulador buck.

Descriurem i dissenyarem primer el model i el controlador per la font buck, i seguidament drem a terme el mateix procediment per la font buck-boost. La configuració de components per la font buck es pot observar a la figura 37, on  $I_L$  és el corrent que circula per la bobina.  $V_c$  és la tensió en els borns del condensador, que coincideix amb la tensió de sortida  $V_o$ .  $V_i$  es tracta de la tensió d'entrada.  $L$  i  $C$  són els valors inductiu i capacitiu de la bobina i el condensador respectivament. Finalment  $D$  i  $S$  fan referència al diode de potència, i al interruptor de potència, en aquest cas representat com un mosfet.

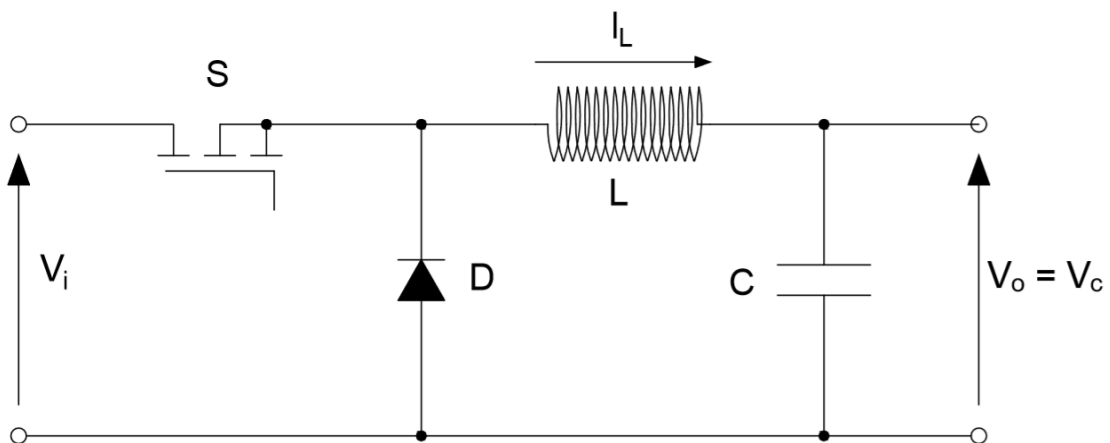


Figura 37. Esquema de components d'una font buck.

S'han d'escollir el valor dels paràmetres  $C$  i  $L$  per tal de poder continuar amb el desenvolupament del model matemàtic de la font. S'han utilitzat per aquesta finalitat les equacions 43 i 44, on  $\Delta I_L$  és el rissat de corrent màxim,  $f$  és la freqüència de "switch" del interruptor de potència,  $\Delta V_o$  és el rissat de tensió màxima i finalment  $d$  és el "duty cycle" d'entrada. Aquestes equacions han estat extretes de les equacions bàsiques de càlcul de "National Instruments" per un convertidor buck. Per una freqüència de 600kHz, s'han escollit unes constants de  $C = 15 \mu\text{F}$  i de  $L = 10 \mu\text{H}$  que ens donen un rissat de corrent màxim d'un

amper en el cas impossible d'una tensió d'entrada de 0 Volts i una sortida de 35 Volts i un rissat de tensió màxim de 150 milivolts. Podem concretar doncs que els valors màxims de rissat de tensió i corrent en mode continu seran inferiors als valors límits anteriorment nomenats, rang acceptable tenint el compte el punt de treball al que es sotmetrà el convertidor. Aquests valors són millorables, i no són definitius, però s'han escollit per dur a terme el control.

$$\Delta I_L = \frac{(V_i - V_o)d}{f L} \quad (\text{Eq.43})$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_L}{8 f C} \quad (\text{Eq.44})$$

Un cop tenim els valors del nostre convertidor iniciem la descripció del model teòric. Aquesta descripció per aquest tipus de circuits sempre es realitza de la mateixa forma. Es descriu el circuit per l'interruptor tancat, i es fan servir els teoremes de kirchhoff per deduir les equacions que descriuen el circuit en aquestes circumstàncies. Seguidament es fa la mateixa operació per l'interruptor obert. Finalment es fusionen les equacions a partir del duty cycle  $d$ . Les dues equacions que descriuen el circuit són la 45 i 46, que es poden veure representades en espai d'estats. En aquest cas, l'entrada al sistema es tracta del producte  $d \cdot V_i$ , i tal i com podem observar estem tractant amb una relació de tipus lineal, ja que l'entrada es pot diferenciar de les altres variables d'estat.

$$\frac{d}{dt} [x] = [A][x] + [B][u] = \begin{bmatrix} 1/C & 0 \\ 0 & -1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} d \cdot V_i \quad (\text{Eq.45})$$

$$\frac{d}{dt} [x] = [C][x] + [D][m] = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.46})$$

La transmitància que descriu la tensió de sortida amb el duty cycle  $d$  és la que es pot observar a l'equació 47. En aquest cas la tensió d'entrada es fixa al sistema com a 10 volts ja que ens interessa que l'entrada sigui únicament el duty cycle. La variable  $V_i$  no afecta al control temporalment, únicament es comporta com un guany, així que amb una constant integradora prou elevada, no perjudicarà al comportament del sistema de control.

$$G(s) = \frac{V_i}{1+LCs^2} = \frac{10}{1+1.54 \cdot 10^{-10} s^2} \quad (\text{Eq.47})$$

Posteriorment es resoldrà el sistema pel convertidor buck exposant totes les condicions i metodologia seguida per la resolució de sistemes lineals. Aquesta metodologia i aquestes condicions s'han aplicat i seguit per tots els altres casos de resolució de problemes de control i per tant ja no es tornarà a dur a terme en aquest estudi una resolució tan detallada del procediment.

Resoldrem el problema de control a partir del mètode del lloc geomètric de les arrels, es a dir, de la determinació de la posició dels pols de la funció de transferència en llaç tancat per un determinat guany a partir de la transmitància en llaç obert. A partir del lloc de les arrels inicial es posicionaran els pols i zeros que es creguin oportuns en el pla complex per tal de satisfer les condicions de disseny de la taula 2 exposades en ordre de prioritats. Les condicions són molt estrictes, això ocasionarà que en la majoria de casos no es puguin complir totes tres condicions, i llavors es seguirà l'ordre de prioritats establert.

| Condicció                              | Valor                 |
|--|-----------------------|
| Guany de les constants del controlador | $\leq 10$             |
| "Overshoot"                            | $\leq 0.5 \%$         |
| "Setteling time" 2%                    | $\leq 0.01 \text{ s}$ |

Taula 2. Condicions de disseny en el lloc geomètric de les arrels .

La figura 38 correspon al pla complex amb el lloc de les arrels dibuixat per un controlador de tipus proporcional. En blau es troben marcats els dos pols de la transmitància 47, en groc el recorregut del lloc de les arrels per un controlador proporcional que com veiem tendeix asimptòticament a l'infinit i en vermell estan marcats els límits per tal de satisfer les condicions establertes de temps d'establiment i de sobrepic. Aquests límits han pogut ésser marcats a partir de les equacions 48 i 49, que relacionen paràmetres temporals amb paràmetres geomètrics del pla complex per equacions de transferència de 2n ordre.

$$P.O. = 100e^{\left(\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right)} \quad (\text{Eq.48})$$



$$T_{s\ 2\%} = -\frac{\ln(0.02)}{\xi\omega_n} \approx \frac{3.9}{\xi\omega_n} \quad (\text{Eq.49})$$

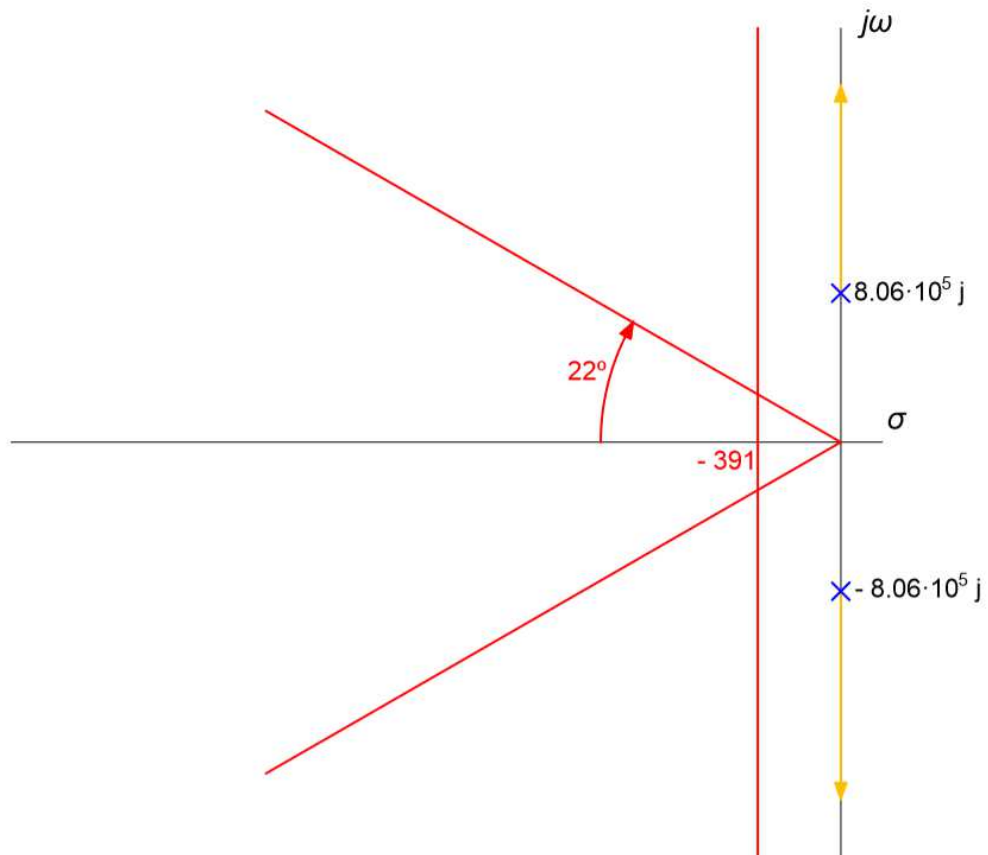


Figura 38. Lloc geomètric de les arrels per un controlador de tipus P.

Un cop estudiats els pols del sistema realimentat i estudiant els límits on volem situar els pols, utilitzarem una estructura PID amb un integrador pur i dos zeros per tal d'obtenir el lloc de les arrels de la figura 39. S'han situat tots dos zeros a  $-500+0j$ , d'aquesta manera obtenim una estructura de control com la que es pot veure a l'equació 50, en aquest cas,  $K$  és la constant genèrica que en llaç obert proporciona el lloc de les arrels de la figura 39. Per satisfer totes les condicions establertes, es a dir, per a mantenir tots els pols a l'esquerra de la zona vermella és necessari en aquestes condicions un guany  $K=843$ , i per tant estaríem trencant la primera condició. Sacrificarem doncs la condició de temps d'establiment maximitzant la constant integradora a un valor de 10.

$$C(s)=K\frac{(1+0.002s)^2}{s} \quad (\text{Eq.50})$$

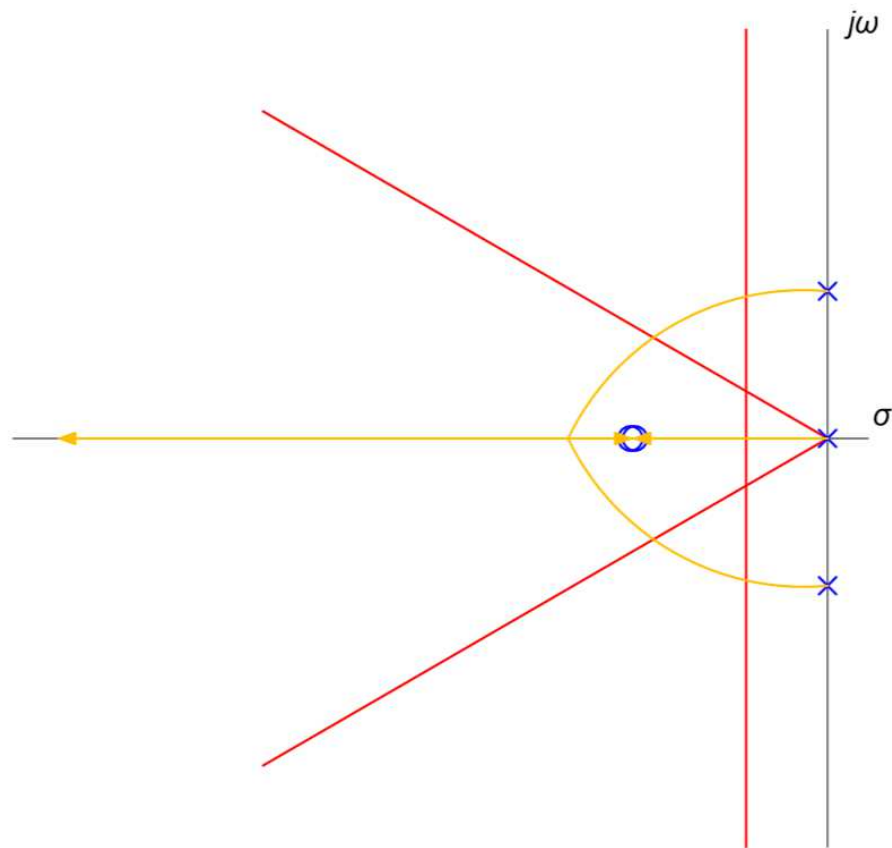


Figura 39. Lloc geomètric de les arrels per un controlador de tipus PID.

La figura 40 mostra dues respostes a un graó unitari. La primera gràfica mostra la resposta sense controlador, mentre que la segona gràfica correspon a la resposta fruit de l'acció de control que s'ha dissenyat a les pàgines anteriors a partir del lloc de les arrels. La resposta sense controlador es comporta com un sistema críticament estable ja que té dos pols complexos conjugats a l'origen. La resposta controlada es comporta de manera estable i com es pot apreciar, el controlador ha estat dissenyat maximitzant la robustesa ja que el sobrepic pren un valor de 0%. Per contra s'ha sacrificat el criteri de temps d'establiment, que com podem observar pren un valor de pràcticament 50 milisegons.

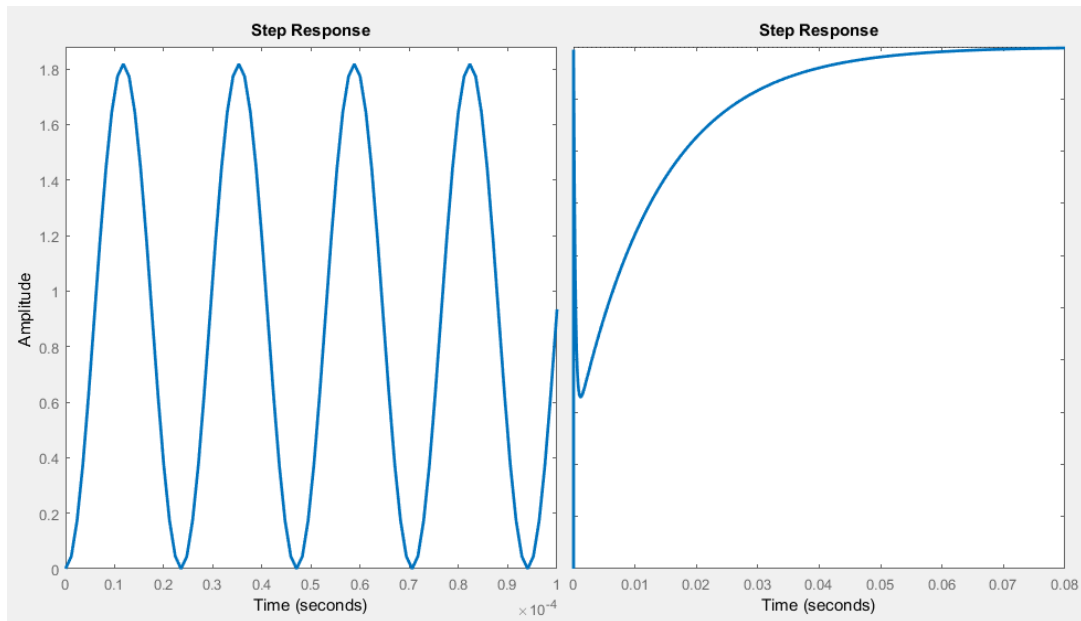


Figura 40. Respostes a un graó unitari, a l'esquerra sense controlador i a la dreta amb controlador.

Seguidament descriurem i dissenyarem el model i el controlador per la font buck-boost. La configuració de components per aquesta font es pot observar a la figura 41, on  $I_L$  és el corrent que circula per la bobina.  $V_C$  és la tensió en els borns del condensador, que coincideix amb la tensió de sortida  $V_o$ . La tensió d'entrada està representada per  $V_i$ ,  $L$  i  $C$  són els valors inductiu i capacitiu de la bobina i el condensador respectivament. Finalment  $D$  i  $S$  fan referència al diode de potència, i a l'interruptor de potència, en aquest cas representat com un mosfet.

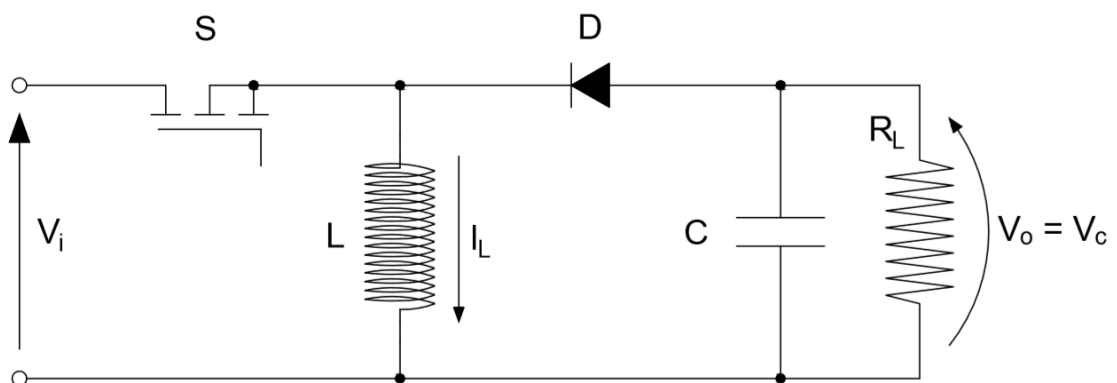


Figura 41. Esquema de components d'una font buck-boost.

Un altre cop s'han d'escollir els valor dels paràmetres C i L i en aquest cas també s'ha d'escollir el paràmetre resistiu R per tal de poder continuar amb el desenvolupament del model matemàtic de la font. S'han utilitzat les equacions 51 i 52, on d és el duty cycle, f és la freqüència de switch del interruptor de potència,  $I_o$  és el corrent de sortida,  $\Delta I_L$  és el rissat de corrent a la bobina i  $\Delta V_o$  és el rissat de tensió de sortida. Aquestes equacions han estat extretes de referències esmentades a la bibliografia.

Per una freqüència de 600kHz, mantenint les constants de la font buck de  $C = 15 \mu\text{F}$  i de  $L = 10 \mu\text{H}$  ens donen un rissat de corrent màxim, aplicant un duty cycle de 0.9, d'uns 950 miliampers i un rissat de tensió d'uns 750 milivolts. Podem argumentar doncs que els valors màxims de rissat de tensió i corrent en mode continu seran inferiors als valors límits anteriorment nombrats, rang acceptable tenint el compte el punt de treball al que es sotmetrà el convertidor. Com a paràmetre resistiu s'ha escollit un valor de  $10\text{k}\Omega$  ja que en aquest cas no ens interessa tenir aquest paràmetre en compte ja que no és la nostra càrrega. Aquests valors són millorables, i no son definitius, però s'han escollit per dur a terme el control.

$$\Delta I_L = \frac{V_i d}{f L} \quad (\text{Eq.51})$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o d}{f C} \quad (\text{Eq.52})$$

Un cop tenim els valors del nostre convertidor iniciem la descripció del model teòric. Les dues equacions que descriuen el circuit són la 53 i 54, en aquest cas no es poden representar en espai d'estats ja que es tracta d'un sistema no lineal ja que la nostra entrada  $d$  no roman independent en les equacions sinó que queda multiplicada per altres variables.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} (d \cdot V_o) + \frac{1}{L} (d \cdot V_i) - \frac{1}{L} V_o \quad (\text{Eq.53})$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C} I_L - \frac{1}{C} (d \cdot I_L) - \frac{1}{RC} V_o \quad (\text{Eq.54})$$

Degut a que es tracta d'un sistema no lineal s'haurà d'actuar de la mateixa manera que s'ha actuat amb el model de control. S'haurà de descompondre el sistema en varis sistemes lineals i descriure la resposta a partir dels dos sistemes lineals que corresponen a l'entrada determinada. En aquest cas, només una de les entrades és no lineal, que és el duty cycle. Per això s'hauran d'escollir un numero finit de sistemes lineals per tal de representar la resposta a una rampa exposada a la primera gràfica de la figura 42. L'avantatge que tenim respecte de la planta del model de control del generador, és que en aquest cas coneixem la naturalesa de la no linealitat afegida al nostre sistema que tal i com es pot observar és exponencial.

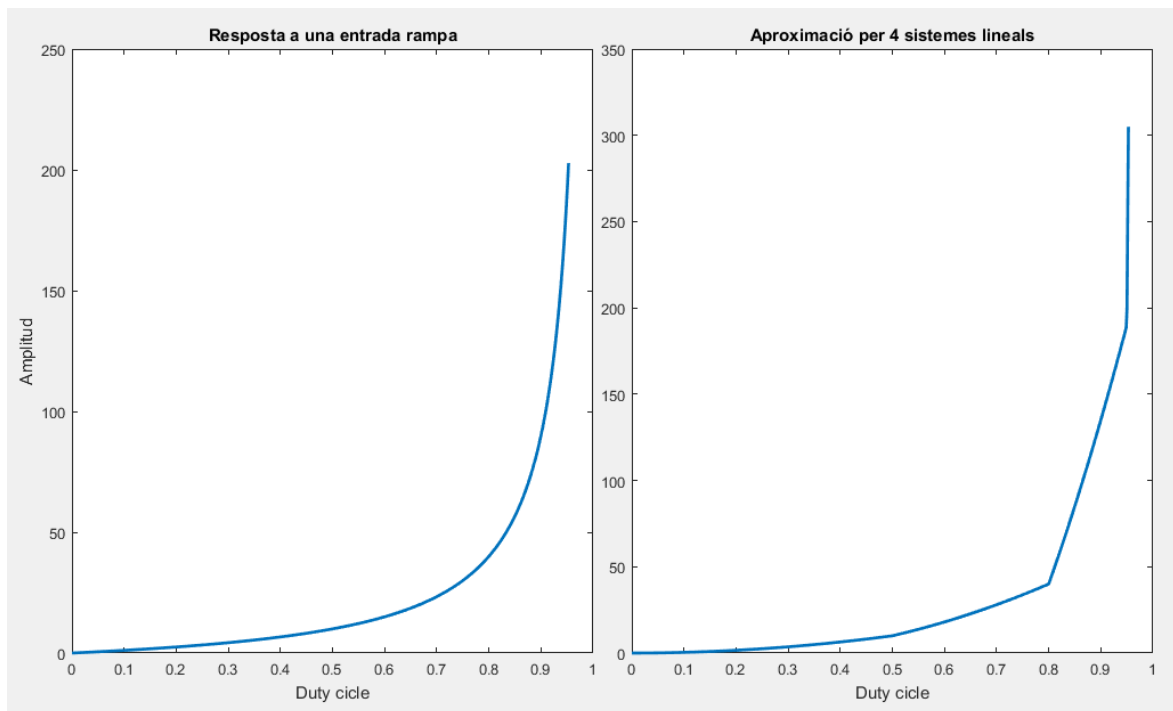


Figura 42. Aproximació lineal per un sistema exponencial.

Per aquest fi, s'utilitzaran 4 sistemes lineals, en varis punts representatius de canvi de pendent. S'han aproximat els sistemes lineals per un valor de duty cycle de 0.5, a 0.8, a 0.95 i finalment a 0.995. Aquesta última aproximació pràcticament no s'utilitzarà ja que la font podria entrar en mode discontinu. Aquests sistemes són els propis a l'equació 55 que són transmitàncies de  $2n$  ordre. A la taula 3 s'hi troben els valors per a cada aproximació lineal d'aquesta transmitància.

$$G(s) = \frac{K_p}{1 + 2\xi T_\omega s + (T_\omega s)^2} \quad (\text{Eq.55})$$

| Aproximació lineal per | $K_p$ | $\xi$                | $T_\omega$          |
|------------------------|-------|----------------------|---------------------|
| <b>d = 0.5</b>         | 20    | $9.14 \cdot 10^{-5}$ | $2.5 \cdot 10^{-5}$ |
| <b>d = 0.8</b>         | 50    | 0.00022              | $6.2 \cdot 10^{-5}$ |
| <b>d = 0.95</b>        | 200   | 0.00088              | 0.00024             |
| <b>d = 0.995</b>       | 2000  | 0.0088               | 0.0024              |

Taula 3. Paràmetres per cada aproximació lineal.

Un cop obtinguts els sistemes que representen la nostra font buck-boost s'ha de dissenyar un controlador per a cada equació de transferència, que actuarà en funció del règim a que estiguem sotmetent la font en cada moment. Entre un duty cycle de 0 a 0.5, actuarà el primer controlador, de 0.5 a 0.8 actuarà el segon, i així progressivament. S'ha d'aclarir que el control per un duty cycle major a 0.995 no s'ha contemplat en aquest estudi ja que és molt estrany fer treballar el regulador en aquests règims.

La figura 43 correspon a les respostes a un graó de 9 volts d'amplitud pel sistema en llaç tancat. La imatge de l'esquerra correspon a la resposta sense cap controlador, mentre que la imatge de la dreta correspon al sistema controlat per una acció PID. Tal i com es veu el sistema no controlat es comporta com un parell de pols subamortiguats, afegint dos zeros a  $-500+0j$  i afegint un integrador pur el sistema queda controlat.

Així mateix, el sistema és controlable en els tres primers rangs d'acció amb un duty cycle entre 0 i 0.95 tal i com es pot observar en les figures 44 i 45, corresponents a entrades graó de 30 i 100 volts respectivament que treballen en el 2n i 3r rang d'acció. L'únic requeriment que no es compleix fent servir el controlador de l'equació 56 és que el temps d'establiment varia segons el règim de treball, però tal i com veiem, no suposa un problema molt greu ja que es trenca la condició per pocs mil·lsegons i és l'exigència de menor rang.

$$C(s) = 10 \frac{(1 + 0.002s)^2}{s} \quad (\text{Eq.56})$$

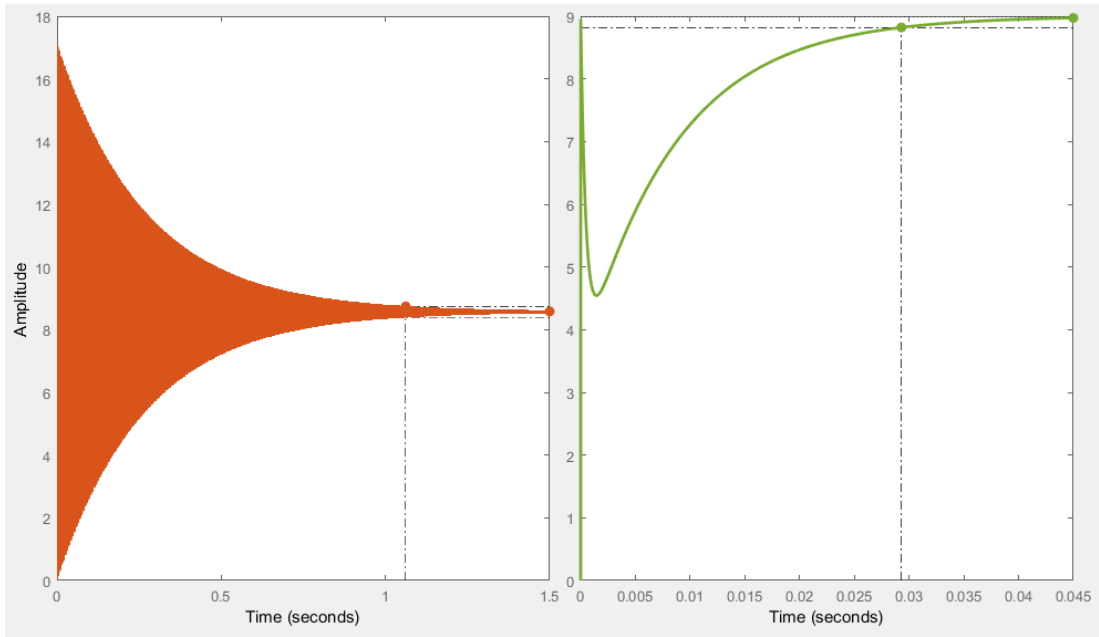


Figura 43.Resposta a un graó d'amplitud 9. A l'esquerra sense controlar i a la dreta controlat

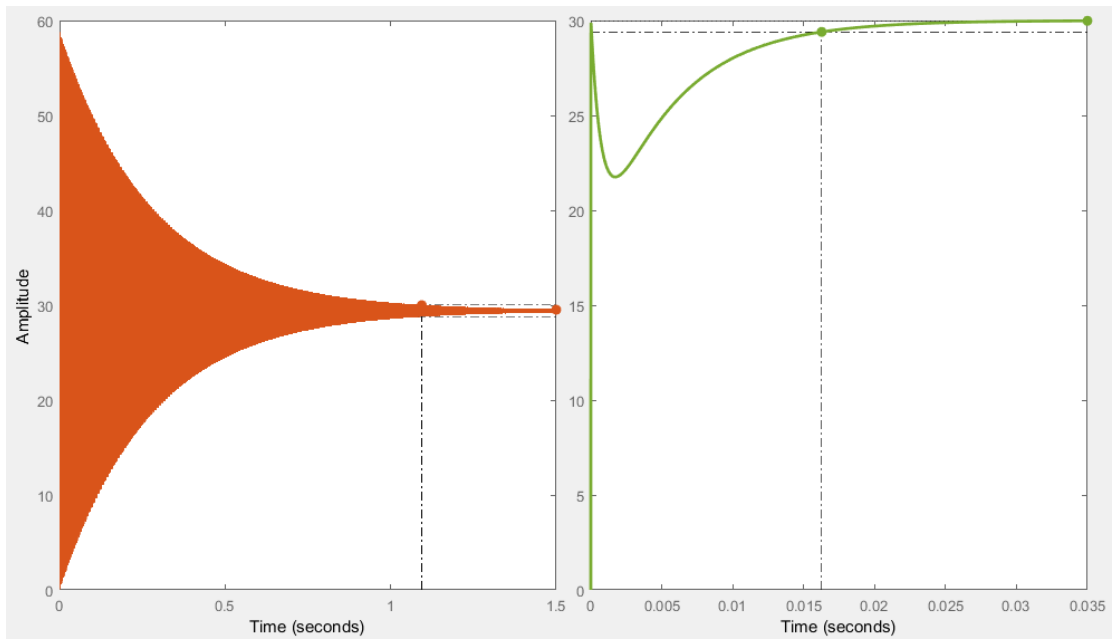


Figura 44.Resposta a un graó d'amplitud 30. A l'esquerra sense controlar i a la dreta controlat

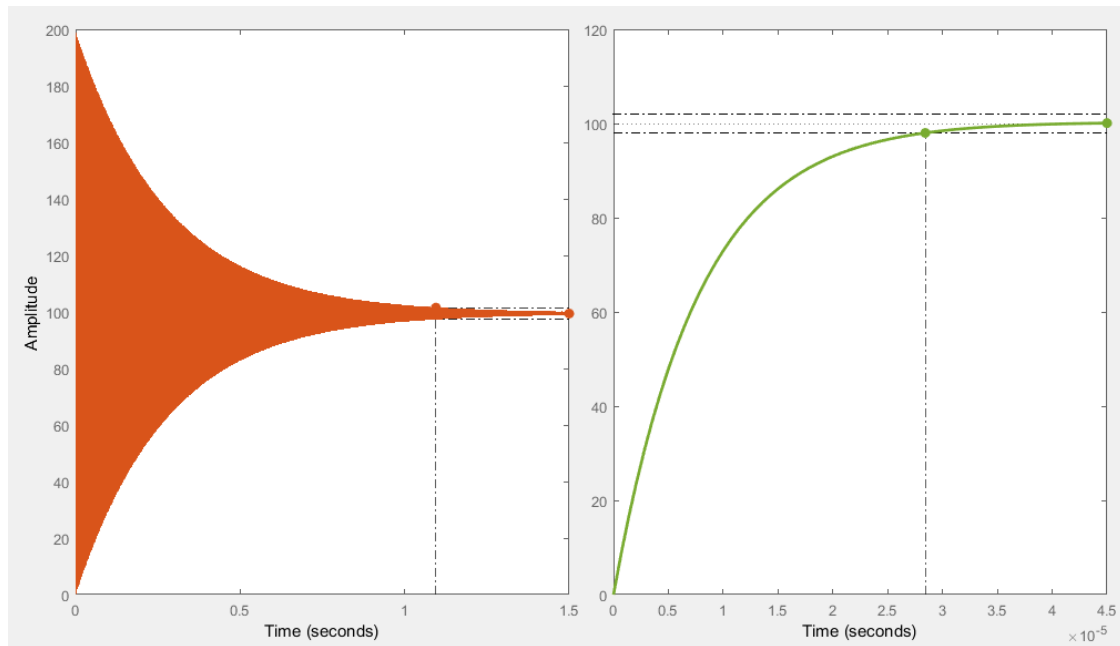


Figura 45. Resposta a un graó d'amplitud 100. A l'esquerra sense controlar i a la dreta controlat

La figura 46 correspon a l'entrada graó d'amplitud 300 volts pel sistema lineal entre 0.95 i 0.995 de duty cycle. En aquest últim cas s'ha requerit una sintonia diferent dels valors proporcional, integral i derivatiu del controlador. L'equació 57 representa la transmitància del regulador, que tal i com es pot observar té un parell de zeros complexos conjugats a la posició  $-100 \pm 100j$  i un integrador pur. Amb un guany mínim de 0.015 ja es pot veure a la figura 46 que complim amb els requisits establerts sacrificant altre cop únicament el temps d'establiment

$$C(s) = 0.015 \frac{1 + 0.01s + (0.0071s)^2}{s} \quad (\text{Eq.57})$$

Davant les poques probabilitats que hi ha de que es doni el cas en que el duty cycle hagi de superar el 95%, s'ha optat per seguir amb el controlador genèric que s'ha utilitzat pels rangs entre 0 i 0.95. A la figura 47 es pot observar la resposta en front un graó de 300 volts pel controlador específic a la primera gràfica, i pel control genèric a la segona gràfica. El comportament amb el control genèric no empitjora gaire i pràcticament també es compleixen les especificacions, ja que el temps d'establiment són 3 mil·lsegons i el sobrepic únicament del 6%.



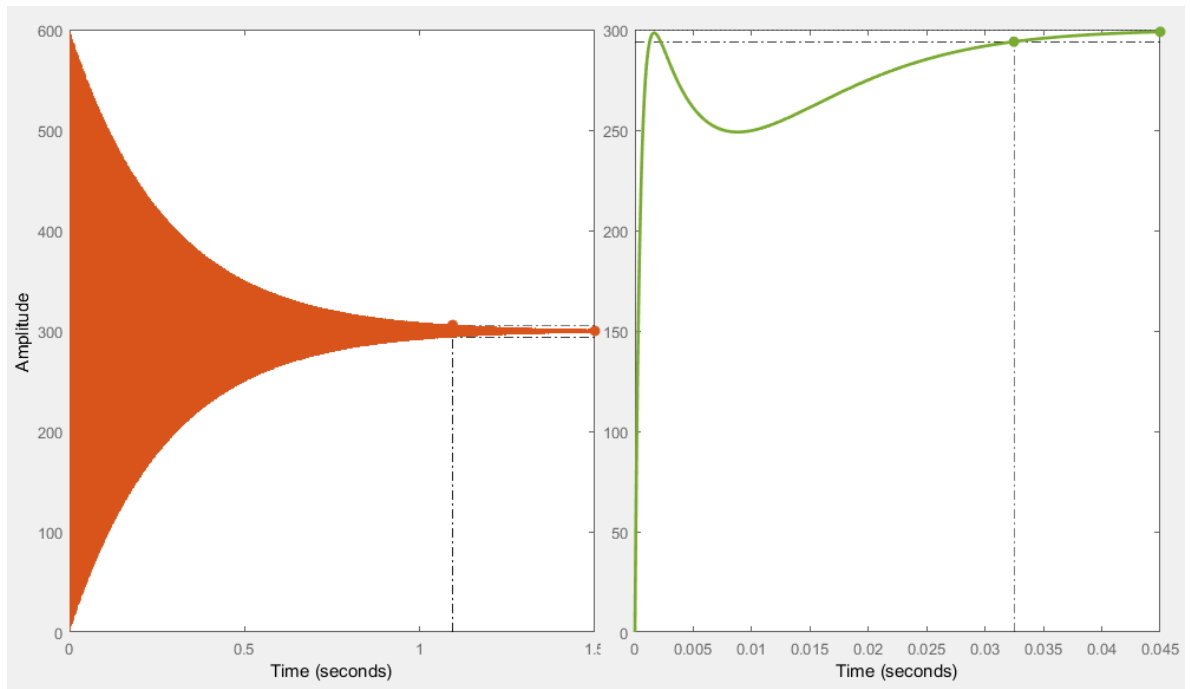


Figura 46. Resposta a un graó d'amplitud 300. A l'esquerra sense controlar i a la dreta controlat

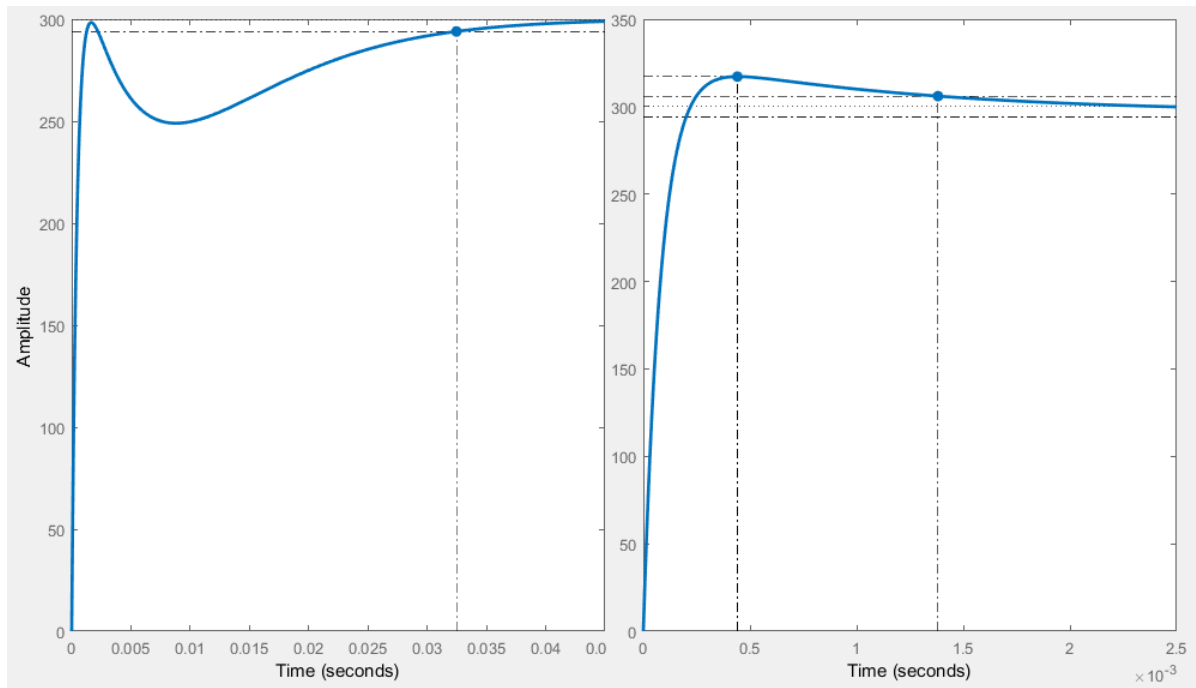


Figura 47. Resposta a un graó d'amplitud 300. A l'esquerra amb el controlador específic i a la dreta amb el controlador genèric.

### 6.3. Algoritmes de màxim punt de potència

Un cop fixada l'arquitectura de components que s'utilitzarà pel control de la càrrega i després de dur a terme el control de les fonts, és necessari com a últim apartat del capítol, l'obtenció dels algoritmes que s'executaran sobre els microcontroladors per tal d'aplicar el duty cycle indicat sobre les fonts buck i buck-boost.

La màxima potència s'obté en l'aplicació de la càrrega òptima, que com s'ha observat varia en funció del vent. És per això que s'ha de conèixer en el sistema la variable de velocitat del vent. La primera idea és l'aplicació del control a partir de realitzar el càlcul de la velocitat del vent, es a dir, la realització dels càlculs inversos a la simulació. Per això seria necessari l'aplicació inversa dels guanys dels sistemes lineals del model de control obtingut durant el desenvolupament de capítol 4. El problema d'aquest tipus de càlcul, és que tal i com s'ha comentat anteriorment, a l'entrada de la variable de velocitat del vent s'utilitza una lookup table per tal de discernir quin guany aplicar en funció de cada càrrega. Aquesta línia de lookup tables ens permeten en comptes d'utilitzar una matriu de sistemes lineals, aplicar únicament un array d'aquests sistemes. Per contra ens impedeixen el càlcul, ja que suposa que per una mateixa velocitat es poden produir diferents velocitats angulars del generador, per tant únicament podem conèixer un rang específic de velocitats de vent.

Una segona opció es la utilització d'un algoritme MPPT, es a dir, un algoritme de cerca del màxim punt de potència. A la figura 48 s'hi mostra l'estructura d'un possible algoritme MPPT posat en simulació a partir de l'aplicació Simulink de Matlab a partir d'un bloc funció. El codi aplicat es troba completament comentat a l'annex A de codi. Entre les principals avantatges de l'aplicació d'un algoritme de cerca del màxim punt de potència és que únicament és necessari sensoritzar la tensió que cau sobre la font buck, i el corrent que hi circula a la sortida del rectificador.

A més l'aplicació d'un algoritme així teòricament ens permet no tenir la necessitat de conèixer quina és la naturalesa del sistema al que se li aplica aquest algoritme. Per altre banda, aquests tipus d'algoritmes presenten el problema tant del soroll de mesura com de les pertorbacions, sobretot quan l'algoritme és proper al punt de màxima potència i les variacions de potència en front a les variacions del duty cycle són cada cop més subtils.

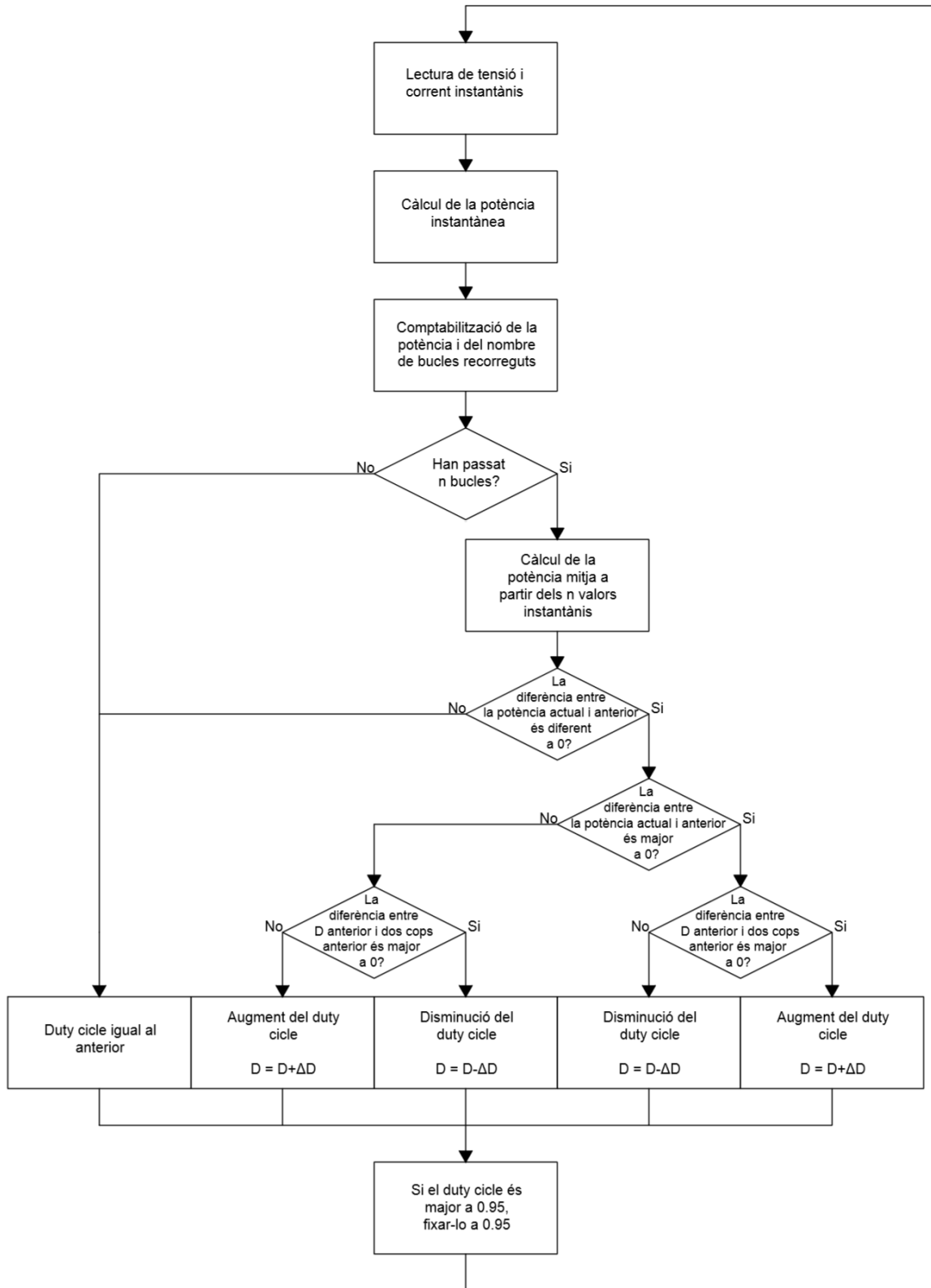


Figura 48.Arquitectura de l'algoritme de cerca del màxim punt de potència o MPPT.

A més s'ha d'argumentar que aquest algoritme té la clara limitació de l'increment de duty cycle mínim, es a dir, no es podrà obtenir mai un punt entre la diferència de duty cycles. Per exemple si el duty cycle òptim és 10.5, però l'increment mínim de duty cycle és 1, no serem capaços de portar el dispositiu al seu règim de treball òptim en cap moment.

Però realment el problema més clar de la utilització d'aquest tipus d'algoritmes en aquesta aplicació són les variacions de velocitats del vent. Aquesta energia no és constant, les variacions que presenta el vent i per tant la potència de sortida d'un aerogenerador varien massa, i els algoritmes MPPT no tenen en compte aquestes variacions. L'algoritme pot confondre una variació de la potència deguda a la variació del duty cycle amb la variació deguda al canvi en el règim de velocitat de vent. Per altres aplicacions on l'aportació energètica és més estable, aquest tipus d'algoritme poden representar la millor opció per dur a terme el control de càrrega. L'aplicació d'aquest algoritme en aquest cas concret s'hauria de dur a terme amb la sensorització de la variable velocitat del vent, per la qual cosa perdria totes les avantatges respecte les altres opcions de control.

Finalment l'opció més senzilla després de realitzar l'anàlisi de les altres opcions és la utilització d'una lookup table que a partir de la sensorització del vent ens permeti dur a terme l'aplicació de la càrrega òptima per cada règim de vent específic. L'aplicació d'aquesta lookup table tindrà la forma de la ja estudiada figura 32, que ens permet l'aplicació d'aquesta càrrega òptima. La idea és la d'utilitzar un sensor, amb un baix retard de mesura per tal d'aplicar el duty cycle òptim el més aviat possible.

Per tal d'aconseguir la proporció entre la tensió i el corrent que busquem, la inversa del duty cycle actuarà com a càrrega, és a dir, a major duty cycle, durant més temps el corrent pot circular per la font, actuant com a menor resistència. Per contra a menor duty cycle, la càrrega equivalent pel generador és major ja que hi ha menys temps per a que el corrent flueixi per la bobina de la font buck.

El problema és que no es pot aplicar directament el duty cycle a la font buck ja que tal i com s'ha realitzat en l'apartat anterior, la consigna per al control de les fonts buck i buck-boost és la tensió de sortida, per tant s'haurà d'aplicar l'equació 58, que ens relaciona la tensió de sortida  $V_o$  en estat estacionari que busquem amb la càrrega equivalent  $R_{eq}$  i amb la tensió d'entrada  $V_i$

$$V_o = \frac{1}{R_{eq}} \cdot V_i \quad (\text{Eq.58})$$

L'aplicació de la consigna per la font buck-boost ve relacionada directament amb la càrrega que es vulgui alimentar ja que depenent de la càrrega s'haurà d'alimentar a una tensió o una altra i per tant s'hi aplicarà una consigna o una altra al sistema de control de la font.

Per tal de realitzar l'algoritme final de control que englobi tots els llaços de control descrits s'hauran de discretitzar els controladors escollits. Per dur a terme aquesta tasca s'utilitzarà l'aproximació de Tustin que es pot veure representada a l'equació 59. S'ha utilitzat aquesta aproximació degut a la seva estabilitat a l'hora d'extrapolar els pols i zeros del pla s al pla z. Per escollir el temps de mostreig s'ha tingut en compte el teorema de Nyquist.

$$s = \frac{2z-1}{Tz+1} \quad (\text{Eq.59})$$

S'ha observat que la font buck sense controlador es comporta com un parell de pols a l'origen, per la qual cosa la resposta és críticament estable com s'observa a la figura 40. S'ha escollit un període 10 vegades el període d'aquesta resposta, es a dir un temps de mostreig T de 3 μs, aplicant un factor de seguretat del 15% obtenim un període de mostreig de 2.5 μs. A partir de la discretització de l'equació 56 a partir del mètode exposat s'obté l'equació 60.

$$C(z) = \frac{32.04z^2 - 64z + 31.96}{z^2 - 1} \quad (\text{Eq.60})$$

Finalment, l'equació 61 és l'equació en diferències obtinguda de l'equació 60 i de la definició pròpia de la transformada zeta. En aquesta equació u és l'acció de control, e és l'error i k és el període discret de mostreig.

$$u(k) = u(k-2) + 32.04e(k) - 64e(k-1) + 31.96e(k-2) \quad (\text{Eq.61})$$

A la figura 49 s'hi pot observar l'algoritme de control final per al control de càrrega. En aquest algoritme s'hi engloben tots els sensors i actuadors, així com tots els algoritmes de

control utilitzats i desenvolupats en aquest capítol. S'ha d'aclarir que la interrupció per timer s'executa per totes dues fonts, i per tant per tots dos sistemes de control simultàniament.

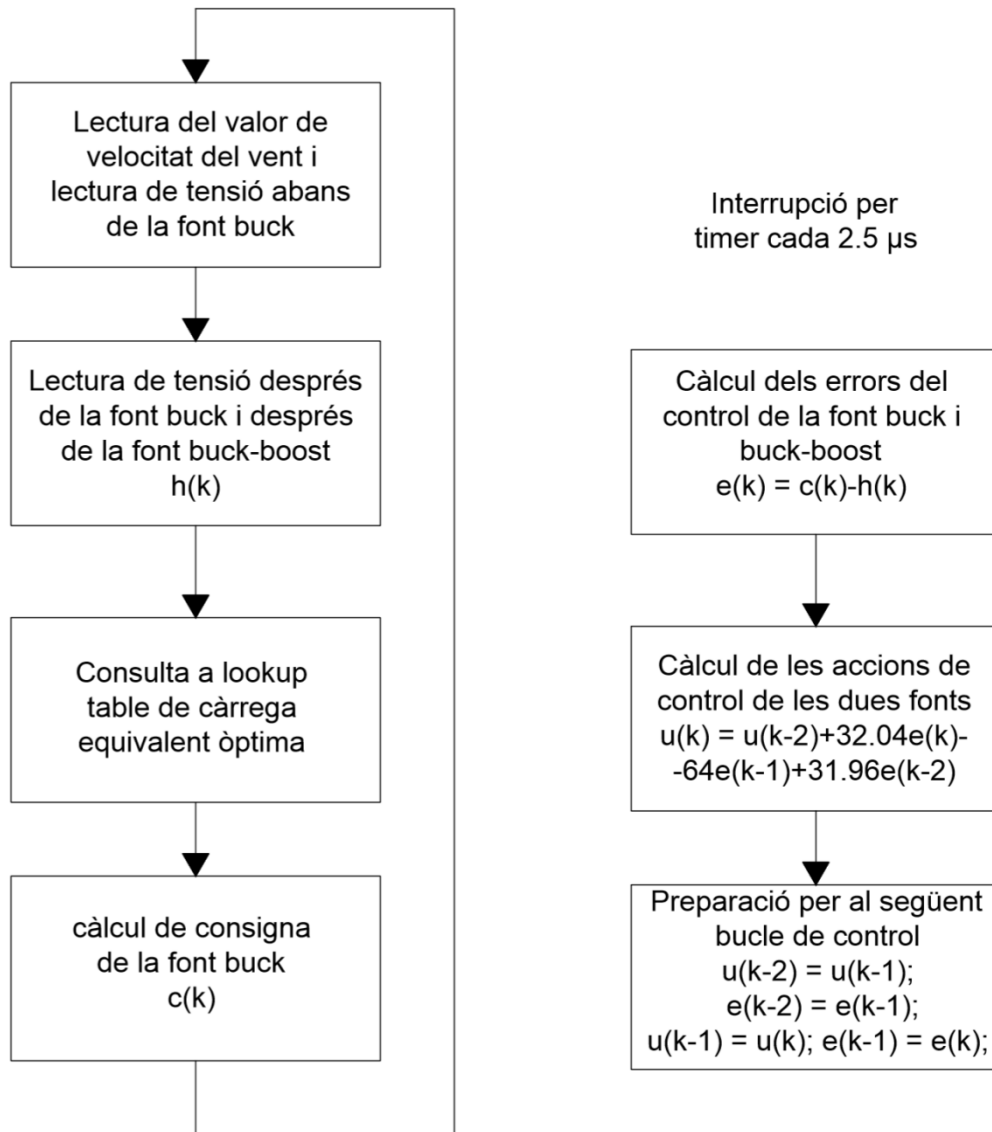


Figura 49. Arquitectura de l'algorisme de control de càrrega.

## **7. RESUM DEL PRESSUPOST**

El pressupost del projecte abasta el cost de compra del dispositiu experimental d'aerogeneració així com tots els components utilitzats per la monitorització. A més s'ha d'afegir el cost del modelat i la simulació i de la instal·lació de l'encoder realitzada. El cost de tot el projecte puja a un total de vint-i-vuit mil sis-cents setanta-quatre euros amb trenta-u cèntims, sense IVA.

## 8. CONCLUSIONS

Un cop realitzats tots els càlculs, dissenys, comprovacions i assumpcions podem extreure les següents conclusions de les simulacions i dissenys.

La relació d'equacions que intenten modelar teòricament el coeficient de potència  $C_p$  varien força a les diferents referències bibliogràfiques estudiades. A més després dels assajos experimentals s'ha pogut observar que aquesta corba no és tal i com s'expressa a les equacions, és per això que es pot concloure que aquesta relació d'equacions no s'adeqüen a la perfecció al comportament real del dispositiu, almenys en aquest dispositiu, i per tant només podem mantenir el model d'equacions de manera teòrica, però no podem dur a terme el disseny de controladors a partir d'aquest model.

El model de control, extret de les dades monitoritzades, sí que s'ajusta acuradament al comportament real del generador i per tant tots els resultats i conclusions extrets d'aquest model s'adeqüen a la realitat.

Per a simular qualsevol planta no lineal de  $n$  entrades no lineals es necessari un vector de dimensió  $n$  de sistemes lineals d'ordre  $m$  per tal de tenir en compte tots els règims possibles de treball estudiats.

S'han realitzat programes prou robusts com per monitoritzar dades a una velocitat de fins a mil mostres per cada segon amb valors correctes després d'un segon d'execució i fins al final de l'execució. També s'han instal·lat i configurat correctament els dispositius necessaris per dur a terme la monitorització del dispositiu d'aerogeneració.

L'amplitud de potència màxima, varia àmpliament amb la variació de la càrrega, maximitzant el seu valor per certs valors de càrrega que van de 5 a 20 ohms aproximadament, per això un control de càrrega es una opció molt vàlida per tal de maximitzar el rendiment del dispositiu.

Amb el control de yaw es pretenia aconseguir un efecte similar al control clàssic de pitch, finalment s'ha observat que aquest tipus de control és una opció a tenir en compte en



dispositius mecànicament molt robusts i de petites dimensions ja que és una forma senzilla de disminuir la potència del dispositiu, sobretot per angles majors a 10 graus, ja que la caiguda de velocitat s'intensifica àmpliament. Però no per dispositius poc robusts mecànicament o de grans proporcions, ja que s'ha observat que el dispositiu en certes orientacions pot produir vibracions, com és el cas de les produïdes per aquestes variacions d'angle de yaw.

S'ha realitzat amb el disseny del conjunt d'actuadors per tal de dur a terme el control de càrrega així com la sintonia dels controladors per regular la tensió de sortida de les fonts escollides, calculades i modelades. També s'han dissenyat els algorismes de control de la càrrega, així com l'elecció de la tècnica de control utilitzada i la discretització d'aquests algorismes per l'acoblament de l'algoritme final de control.

Marc Salas Huetos

Graduat en Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica.

Reus, 26 de Maig de 2019

## **9. RELACIÓ DE DOCUMENTS**

Aquest projecte està format per 5 documents, la memòria, els plànols, l'estat d'amidaments, el plec de condicions i finalment el pressupost.

## 10. BIBLIOGRAFIA

ACKERMANN, T. Wind power in power systems. Wiley, New York. 2005.

AKHMATOV, V. Variable-speed wind turbines with multi-pole synchronous permanent magnet generators. Part 1. modeling in dynamic simulation tools. J Wind Eng 27:531–548. 2003.

AKLIN, M.URPELAINEN, J. Renewables: The Politics of a Global Energy Transition. The MIT Press. March 23. 2018.

BAUER, J. Single-Phase Pulse Width Modulated Rectifier. Czech Technical University Publishing House. Acta Polytechnica Vol. 48 No. 3/2008.

CAVAGNINO, A. LAZZARI, M. PROFUMO, F. TENCONI, A. A comparison between the axial and the radial flux structures for PM synchronous motors. IEEE Ind Appl Conf Proc 3:1611–1618. 2000.

CIMPOERU, A. Encoderless Vector Control of PMSG for Wind Turbine Applications. PED 1035. Aalborg Universitet. Aalborg. 2010.

ENAIR. (<https://www.enair.es/es/aerogeneradores/e30pro>, 26 de maig de 2019).

GRAUERS, A. Design of direct-driven permanent magnet generators for wind turbines. Technical Report 292. Chalmers University of Technology. Goteborg. 1996.

H.-S.Ko., N.LUO et al. (eds.). Wind turbine Control and Monitoring. Chapter 1 Modeling and Control of PMSG-Based Variable-Speed Wind Turbine. Advances in Industry Control. Korea Institute of Energy Research. Daejeon. Korea. 2007.

HAUKE, B. Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage. Texas Instruments. Texas, EEUU. 2011-2015.

LAMPOLA, P.PERHO, J. SAARI, J. Electromagnetic and thermal design of a low speed permanent magnet wind generator. In: Proceeding of the international symposium on electric power engineering. 211–216. 1995.

LECHAT, S. Voltage Oriented control of Three-Phase Boost PWM Converters. Chalmers university of technology. Sweden, Göteborg. 2010.

MATLAB<sup>®</sup> and Simulink<sup>®</sup>. MathWorks. January, 2017.

Orri, X. Simulació fluídica amb programari de codi lliure de l'aerogenerador minieòlic del laboratori d'energies de l'EPS. Projecte/Treball Fi de Carrera. Enginyeria mecànica i de la construcció industrial. Escola Politècnica Superior. Universitat de Girona. Setembre 2016.

POWERSIM Inc. PSIM User's Guide Version 10.0. Juny 2016.

RS COMPONENTS. (<https://es.rs-online.com/web/>, 5 de desembre de 2018).

SALAZAR, A. Modelado y simulación de un generador síncrono de imán permanente: caso de estudio generador a gasolina de 800 Wm. Universidad Nacional de Colombia. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación. Manizales, Colombia. 2015.

VIJAYALAKSHMI, S. SREE RENGARAJA, T. Time Domain Based Digital Controller for Buck-Boost Converter. Saranathan College of Engineering. Trichy, India. 2013.

## 11. GLOSSARI

AC: Alternating current

ADC: Analog to digital converter

BT: Baixa tensió

CP: Coeficient de potència

DC: Direct current

EEPROM: Electrically erasable programmable read-only memory

FOC: Field oriented control

IDE: Integrated development environment

IP: Index de protecció

MCU: Micro controller unit

MPPT: Maximum power point tracking

PID: Proportional-Integral-Derivative

PMSG: Permanent magnet synchronous generator

PWM: Pulse with modulation

RISC: Reduced instruction set computing

SRAM: Static random access memory

## A. SOFTWARE I APLICACIONS

En aquest annex s'exposaran breument tots els codis efectuats per tal de dur a terme l'adquisició de les dades de velocitat del vent, tensió i corrent que cauen sobre la càrrega del dispositiu d'aerogeneració així com el programa en matlab per l'aplicació de la simulació del algoritme MPPT.

El següent programa, correspon al codi que s'executarà sobre el PC, aquest està escrit en C, i utilitza les llibreries "stdlib.h", "stdio.h", "string.h" i "Windows.h". A més, conté dues funcions de la llibreria "s9600n81", les quals s'han inclòs directament al codi per no incloure-la tota. El codi es troba completament comentat, a més, a les figures 13, 14 i 15 s'hi pot trobar l'arquitectura d'aquest.

```
/*
 * Code Writtied by Marc Salas Huetos u1940385
 *
 * Treball final de grau: Simulació i sistemes de control de generadors de
 * minieòlica i la seva implementació dins el laboratori d'energies
 *
 * Universitat de Girona
 *
 * This C code is designed in order to receive data (wind speed, Voltage
 and Current)
 * from the ATmega328P MCU with the RS232 Serial protocol and save the data
 acquired
 * into a file. The code is designed to be used running into a PC with a
 ATmega328P connected
 * sending the data. The code is designed to be opened with one argument,
 the number of comport
 * and will keep acquiring data while the MCU keep sending it. In the code
 there are some
 * functions that belong to an external library, the RS232_OpenComport and
 the RS232_PollComport
 * are functions from the s9600n81 library and included here to don't
 include the hall library.
 *
 */
// Inclusion of libraries used
#include <stdlib.h>
#include <stdio.h>
#include <string.h>
#include <Windows.h>
HANDLE Cport[20]; // Cport handle definition
char
comports[20][10]={"\\\\.\\COM1", "\\\\.\\COM2", "\\\\.\\COM3", "\\\\.\\COM4", "
\\\\.\\COM5",
```

```

"\\\\.\\COM6", "\\\\.\\COM7", "\\\\.\\COM8", "\\\\.\\COM9", "\\\\.\\COM10", "\\\\.\\COM11", "\\\\.\\COM12",
"\\\\.\\COM13", "\\\\.\\COM14", "\\\\.\\COM15", "\\\\.\\COM16", "\\\\.\\COM17",
"\\\\.\\COM18",
"\\\\.\\COM19", "\\\\.\\COM20"}; // Definition of comports
char mode_str[128]; // String mode definition
int RS232_OpenComport(int comport_number){ // Open the selected Comport
    strcpy(mode_str, "baud=115200 data=8 parity=n stop=1 dtr=on rts=on"); //
    Configuration parameters
    Cport[comport_number] =
    CreateFileA(comports[comport_number], GENERIC_READ|GENERIC_WRITE, 0, NULL,
    OPEN_EXISTING, 0, NULL);
    if(Cport[comport_number]==INVALID_HANDLE_VALUE){ // If the COM is not
    open correctly exit the program
        return 1;
    }
    DCB port_settings; // Data structure creation.
    memset(&port_settings, 0, sizeof(port_settings));
    port_settings.DCBlength = sizeof(port_settings);
    if(!BuildCommDCBA(mode_str, &port_settings)){ // Giving values to the
    config structure
        CloseHandle(Cport[comport_number]); // If something is wrong Close
    Handle and exit the program
        return 1;
    }
    if(!SetCommState(Cport[comport_number], &port_settings)){ // Giving the
    port configuration
        CloseHandle(Cport[comport_number]); // If something fails Close Handle
    and exit the program
        return 1;
    }
    COMMTIMEOUTS Cptimeouts; //Timeout values
    Cptimeouts.ReadIntervalTimeout = MAXDWORD;
    Cptimeouts.ReadTotalTimeoutMultiplier = 0;
    Cptimeouts.ReadTotalTimeoutConstant = 0;
    Cptimeouts.WriteTotalTimeoutMultiplier = 0;
    Cptimeouts.WriteTotalTimeoutConstant = 0;
    if(!SetCommTimeouts(Cport[comport_number], &Cptimeouts)){ // Timeout
    config
        CloseHandle(Cport[comport_number]); // If something fails Close Handle
    and exit the program
        return 1;
    }
    return 0;
}
int RS232_PollComport(int comport_number, unsigned char *buf, int size){
//Read sended data
    int n; // Number of bytes in the buffer
    ReadFile(Cport[comport_number], buf, size, (LPDWORD)((void *)&n), NULL);
//Reading the buffer
    return(n);
}

int main(int argc, char **argv){ // Main program initialization
    int n=0, k=0, a=0, COMX = 1, num = 0; // Variable declaration

```



```

    unsigned short int c = 1;
    unsigned char buf[4096]; // Buffer declaration
    char dir[100] = "C:\\Users\\user\\Desktop\\Dades_C\\"; // Primary path
declaration
    char name[50] = "\\0";
    char fi[5] = ".txt";

    FILE *FilePtr; // File pointer declaration

    printf("Entra el nom del fitxer de dades: "); // Choosing the file name
    scanf("%s",&name);
    printf("\n%s\n",name);
    strcat(dir,name);strcat(dir,fi); // Generate the path

    FilePtr = fopen(dir,"r"); // Open the file to be read
    if(FilePtr != NULL){ // If the pointer is not null the file already
exists, so close the file and exit the program
        printf("El fitxer ja existeix");
        return 1;
    }

    if (argc == 2) COMX = atoi(argv[1]); // Choosing the desired comport

    if(RS232_OpenComport (COMX-1)){ // Opening the desired port, if there is
something wrong exit the program
        printf("No puc obrir el port");
        return 1;
    }

    printf("Llest per recollir dades\n"); // Ready to acquire data

    FilePtr = fopen(dir,"w"); // Open the file in write mode

    //fputs("w(rad/s)\tI(A)\tV(V)\n",FilePtr); // Write to the file the file
the name of the variables to acquire

    while (1){ //Keep acquiring data
        n = RS232_PollComport (COMX-1, buf, 4095); // Read the buffer and save
the content to the buf variable
        // Save the number of bytes in the buffer to the n variable
        if(n > 0){ // If there is something in the buffer
            for(a = 0;a < n;a++){ // For all the bytes do
                if(buf[a] == '%'){ // If the character is a '%' (Separation
character)
                    if(c < 3){
                        fputc('\t',FilePtr); // Write a \t to separate the data if is
an intermediate data
                    }
                    else{
                        fputc('\n',FilePtr); //Write a \n to write the new data to
another line if is the voltage data
                        c = 0; // Reset counter
                    }
                    c++;
                    buf[a] = '\\0'; // Reset buffer gap variable

```

```
    }
    else{ // If the character is different from '%'
    fputc(buf[a],FilePtr); //Write the data to the file
    buf[a] = '\\0'; // Reset buffer gap variable
    }
}
}
Sleep(1); // Sleep 1 millisecond
}
fclose(FilePtr); // Close file
return 0; //End of the code
}
```

El següent programa, és el codi que s'executarà sobre el dispositiu ATmega328p, aquest està codificat en el llenguatge propi d'Arduino, i no utilitza cap llibreria. El codi es troba completament comentat, a més, a la figura 12 s'hi pot trobar l'arquitectura d'aquest.

És d'interès en aquest cas, per tal de reduir la càrrega computacional al dispositiu, utilitzar els Timers/Counters d'aquest. S'ha utilitzat el Timer/Counter 1 i 2. El primer com a comptador de polsos positius i el segon com a temporitzador. És per això que s'ha configurat el registre "TCCR1A = B00000000" en el mode "normal mode" i el "TCCR1B = B00000111" en el mode "External clock Source on T1 pin, Clock on Rising edge" i el registre "TCNT1" com a registre de comptatge.

Per al timer2, s'ha configurat el registre "TCCR2A = B10000011" i el registre "TCCR2B = B00000011" ja que d'aquesta manera s'activa el PWM a una freqüència de 976.6 Hz, és a dir, amb un període de 1.024 mil·lisegons. Per últim s'ha configurat el registre "TIMSK2 = B00000001" ja que d'aquesta manera generem una interrupció cíclica que actua amb el "preescaler" cada 1.024 mil·lisegons. D'aquesta manera i utilitzant la interrupció "ISR(TIMER2\_OVF\_vect)" som capaços de fer una interrupció cíclica cada 1.024 mil·lisegons, o múltiples d'aquest període.

```
* Code Writtited by Marc Salas Huetos u1940385
*
* Treball final de grau: Simulació i sistemes de control de generadors de
* minieòlica i la seva implementació dins el laboratori d'energies
*
* Universitat de Girona
*
* This C code is designed in order to acquire data (wind speed, Voltage
and Current)
```

```

* from the terminals of the ATmega328P and send the data acquired by the
serial port
* of this mentioned device, this code configure the counters and timers of
the ATmega328P.
* The code has to be used with a specific hardware. The current sensor is
a acs712 with a
* limitation of current of 30 Amps. The Voltage sensor is basically a six
10k voltage divider
* of 0.25 watts of power and the speed sensor is an incremental encoder of
1024 pulses/revolution.
*/
// Constant definition
#define pi 3.141592
const float Tms = 5.000; // Defining the period of the sending in
milliseconds
// Pin definition
#define CounterPin 5
#define CurrentPin A0
#define VoltagePin A5
// Variable definiton
int Count = 0,i = 0,Cbits = 0,Vbits = 0,Interrupt = 0;
float ASpeed = 0.0000,Current = 0.0000,Voltage = 0.0000,Sum = 0.00;
void setup(){ // Setup of the code
  Serial.begin(115200); // Initializing the serial communication with 115200
of baud rate
  TCCR2A = B10000011; // Register 2 Configuration as a timer
  TCCR2B = B00000011;
  TIMSK2 = B00000001; // Timer interrupt every 1.024ms activation
  TCCR1A = B00000000; // Register 1 Configuration as a rising edge pulse
counter
  TCCR1B = B00000111;
  Interrupt = int(Tms/1.024)+1; // Defining the limit counter of the
interruption
  pinMode(CurrentPin,INPUT); // Definition of mode of the pins as an Input
(Z = 100Mohms)
  pinMode(CounterPin,INPUT);
  pinMode(VoltagePin,INPUT);
}
void loop(){ // Loop of the code
  Vbits = analogRead(VoltagePin); // Reading the Voltage pin
  Voltage = ((float(Vbits)/1024.0000)*30.0000); // Bits of resolution to
real Voltage value
  Cbits = analogRead(CurrentPin); // Reading the Current pin
  Cbits = Cbits-512;// Bits of resolution to real Current value
  Current = ((float(Cbits)/512.0000)*33.3333);
}
ISR(TIMER2_OVF_vect){ // Timer 2 Interruption code lines
  i++; // Counting the interruption
  if(i == Interrupt){ //if we have to send data
    ASpeed = (((float(TCNT1)/1024.0000)*(2.0000*pi))/(Tms/1000.0000));
//Read the counter 1
    (TCNT1 register) and traduce the count value to a speed value
    Serial.println((ASpeed),2);// Send the Speed value with 3 decimals
    Serial.print('%');// Send the separation character

```

```

    Serial.print((Current+0.39),2); // Send the Current value with 3
decimals
    Serial.print('%'); // Send the separation character
    Serial.print(Voltage,2); // Send the Voltage value with 3 decimals
    Serial.print('%'); // Send the separation character
    TCNT1 = 0; //Reset the pulse counter
    i = 0; //Reset the interrupt counter
}
}

```

Finalment l'últim codi exposat és el codi de Matlab dut a terme per simular el funcionament del algoritme MPPT. Aquest codi es troba completament comentat. Aquest algoritme mira en tot moment la tensió i corrent instantanis. Després d'acumular els valors de la potència instantània per una certa quantitat de bucles, en aquest cas 1000 bucles, degut a que és més de 10 vegades la freqüència de rotació a 60 rad/s, l'algoritme calcula la potència màxima. Si la diferència entre potències és diferent a zero, aquest actua augmentant o disminuint el duty cycle, seguint la tendència de pujada o canviant la tendència de baixada.

```

function D = MPPT(Vpk, Ipk)%Definition of the function and the input and
output variable

%{
Code Writted by Marc Salas Huetos u1940385

Treball final de grau: Simulació i sistemes de control de generadors de
minieòlica i la seva implementació dins el laboratori d'energies

Universitat de Girona

This MATLAB code is an MPPT algorithm designed to be applied with a buck
converter in order to maximize the output power of a mini-eolic
aerogenerator. The program runs into terms of simulation and it has not
been
already real tested in a lab context.
%}

persistent Dprev1 Dprev2 Pprev n AP %Definition of persistent variables

if isempty(Pprev) %If the persisten variables are empty, fill the variables
with the apropiate values
    Dprev1 = 0.1;
    Dprev2 = 0.11;
    Pprev = 0;
    AP = 0;
    n = 0;
end

deltaD = 0.1; %Defining the minimum increment of duty cycle

Ppk = Vpk*Ipk; %Product of Current and Voltage to achieve the peak Power
value
if(n < 1000) %If the number of loops is less than 1000
    n = n+1; %Count the loop number
    AP = AP+Ppk; %Add the peak value to the sumator variable AP

```

```

    D = Dprev1; %Give the previous duty cycle to the output
else %If the number of loops is 1000
    AP = (AP/1000); %Achieve the medium power
    if (AP-Pprev) ~= 0 %If the difference between the medium power and the
last medium power value is different than 0.
        if (AP-Pprev) > 0 %If the difference between the medium power and
the last medium power value is higher than 0.
            if (Dprev1-Dprev2) > 0 %If the difference between the previous
duty cliche and two times previous duty cycle is higher than 0.
                D = Dprev1+deltaD; %Increment of duty cycle value
            else
                D = Dprev1-deltaD; %Decrement of duty cycle value
            end
        else
            if(Dprev1-Dprev2) > 0 %If the difference between the previous
duty cycle and two times previous duty cycle is higher than 0.
                D = Dprev1-deltaD; %Decrement of duty cycle value
            else
                D = Dprev1+deltaD; %Increment of duty cycle value
            end
        end
    else %If the difference between the medium power and the last medium
power value is equal to zero
        D = Dprev1; %Do not change the duty cycle value
    end
    %Giving the present values to the past values and initialize the
indicated variable
    Dprev2 = Dprev1;
    Dprev1 = D;
    Pprev = AP;
    AP = 0;
    n = 0;
end

if (D > 0.95)D = 0.95;end %If the duty cycle value has to be higher than
0.95, limit the value to 0.95

```