

# **Annex 1. Ondulador monofàsic de pont complet controlat amb lògica difusa**

## *A1.1. Introducció*

Actualment un factor crític pel bon funcionament de plantes industrials és mantenir uns nivells alts de productivitat. Per tal d'aconseguir-ho és molt important que els processos funcionin d'una manera ininterrompuda. La majoria d'aquests processos estan controlats i supervisats per equips electrònics i informàtics, de manera que si es veuen afectats per algun tipus de fallada en la seva alimentació poden provocar problemes greus en el procés industrial.

Els principals problemes que es poden presentar en l'alimentació dels equips són les variacions en la tensió (sots de tensió, sobretensions, microtalls), la presència d'harmònics i les interrupcions del subministrament de l'energia elèctrica. La distorsió harmònica de la xarxa també pot afectar d'una manera important provocant un sobreescalfament en transformadors. Aquesta distorsió ha augmentat a mesura que s'han anat imposant l'ús de càrregues que s'alimenten a través d'un rectificador o d'una font commutada, com poden ser els ordinadors.

Per tal de solucionar el problema des del punt de vista de la càrrega, s'utilitzen sistemes d'alimentació ininterrompuda, coneguts com a SAI. Aquests equips asseguren una alimentació continuada i de qualitat a l'aparell, és a dir, una tensió sinusoidal de freqüència 50 Hz (a Europa) i de baixa distorsió harmònica.

Bàsicament existeixen dos tipus de SAI, els que treballen de manera continuada (*on-line*) (Figura A1.1) i els que treballen només en cas de detectar un problema (*off-line*) (Figura A1.2). Aquest segon tipus presenta unes limitacions pel que fa a rapidesa de resposta, ja que hi ha un retard des de que és detecta el problema fins la seva actuació; per aquest motiu, es pot produir una variació en la tensió de sortida. Una altra limitació és que mentre no està funcionant, la tensió tot i ser filtrada pot presentar distorsió, és a

dir, que la càrrega pot veure pics transitoris. Els SAI que treballen de manera continuada no tenen aquests problemes ja que la tensió de sortida és sempre la mateixa, independentment del que passi a la xarxa d'alimentació.

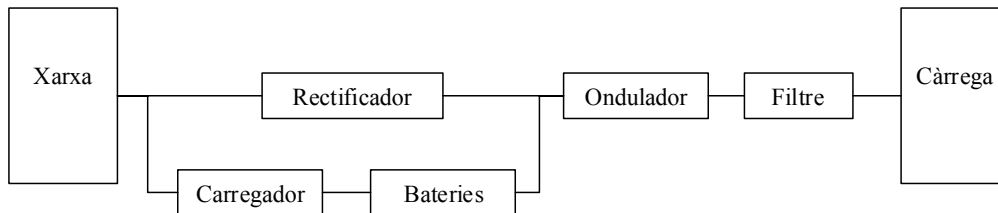


Figura A1.1. SAI on-line.

En els SAI *on-line* mentre la tensió d'entrada es troba dintre d'un cert rang, és rectificadora i filtrada, convertint-se en tensió contínua, que serveix per carregar les bateries i també per alimentar l'ondulador que la converteix a tensió alterna. Aquests tipus de SAI són els més utilitzats ja que la tensió de sortida té sempre la mateixa forma i no es poden transmetre perturbacions de la xarxa a la càrrega.

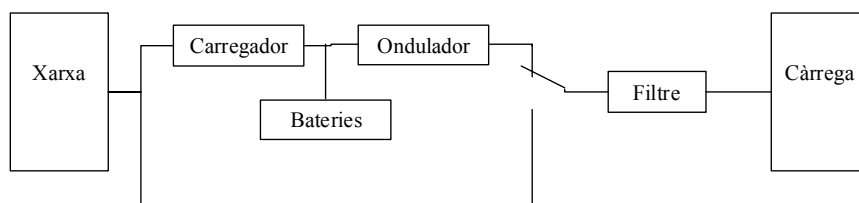


Figura A1.2. SAI off-line.

Una de les parts més importants dels SAI és l'ondulador, el convertidor que passa de tensió contínua a tensió alterna. És un convertidor que es pot trobar en altres aplicacions com poden ser la generació elèctrica a partir de l'energia fotovoltaica, la injecció d'energia a la xarxa provenint d'energia sobrant d'alguns processos industrials o en els enllaços en contínua.

La manera més habitual de realitzar el control de l'ondulador és mitjançant la modulació de l'ample de pols (*PWM*). Aquest mètode presenta una alta distorsió harmònica quan alimenta càrregues no lineals. S'han desenvolupat sistemes en llaç tancat basats en la modulació de l'ample de pols que utilitzen controladors PID. Aquests controls presenten

una distorsió harmònica que encara és massa elevada quan s'alimenten càrregues no lineals.

En aquest estudi s'ha analitzat un altre sistema de control que actualment està guanyant força i que està basat en la lògica difusa. Per tal de realitzar els càlculs s'utilitzarà un controlador DSP (*Digital Signal Processor*) ja que és necessari realitzar càlculs complexos en molt poc temps.

### A1.2. Elements de potència

Hi ha dues tipologies bàsiques que s'utilitzen en la construcció dels onduladors monofàsics i que són l'estructura de mig pont i la de pont complet (Figura A1.3).

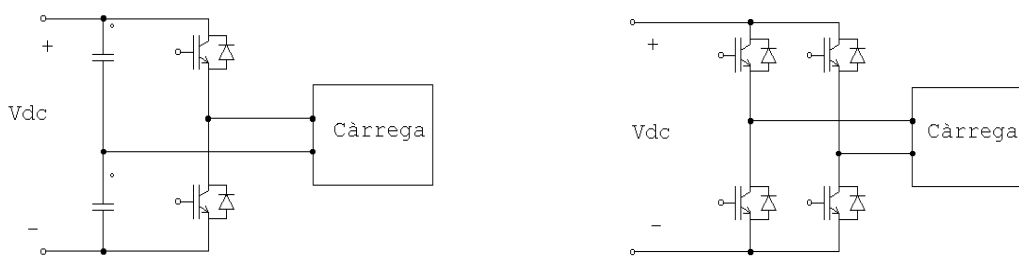


Figura A1.3. Ondulador monofàsic de mig pont (esquerra) i de pont complet (dreta).

L'estructura de mig pont està formada per una branca d'IGBTs que permet connectar un terminal de la càrrega al pol positiu o al negatiu del bus de contínua. L'altre terminal de la càrrega està connectat al punt mig del bus de contínua. Si s'utilitza aquesta estructura, a cada commutació s'aplica la meitat de la tensió del bus de contínua.

L'estructura de pont complet, està formada per dues branques d'IGBTs i la càrrega es connecta al punt mig de cada una d'elles. Aquesta estructura és més versàtil que la de mig pont, ja que permet aplicar a la càrrega la tensió del bus de contínua en les dues polaritats i també aplicar-hi 0V (tots els IGBTs oberts).

Utilitzant aquesta última estructura és possible realitzar una modulació de l'ample de pols entre la tensió del bus de contínua ( $V_{bus}$ ) i  $0\text{ V}$ , mentre que utilitzant mig pont la modulació es realitza entre  $+V_{bus}$  i  $-V_{bus}$ . El primer cas s'anomena commutació unipolar, mentre que l'altre s'anomena commutació bipolar.

En el cas de commutació unipolar, a la sortida de l'ondulador s'obté un tren de polsos d'alta freqüència entre  $+V_{bus}$  i  $0\text{ V}$ , o  $-V_{bus}$  i  $0\text{ V}$ . Per tal que la càrrega vegi una tensió sinusoidal s'ha d'afegir un filtre a la sortida.

El filtre de sortida utilitzat és un filtre passabaixos format per una bobina en sèrie a la càrrega i un condensador en paral·lel. La freqüència de tall del filtre ha de permetre el pas de la freqüència fonamental de l'ona ( $50\text{ Hz}$ ) i ha d'eliminar els corrents de freqüències superiors. A més el filtre ha d'introduir un retard molt petit a la tensió de sortida.

La tensió contínua s'obté mitjançant un pont de diodes trifàsic que alimenta dos condensadors electrolítics de gran capacitat.

### A1.3. Control

El control dissenyat en aquest estudi es pot representar tal com s'indica a la figura A1.4.

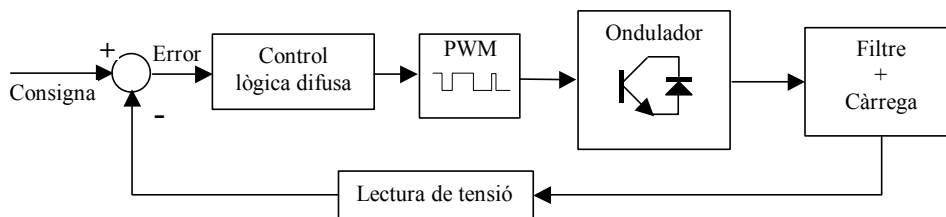


Figura A1.4. Esquema de blocs del sistema.

La tensió de sortida de l'ondulador, després de ser filtrada, es compararà amb una consigna (ona sinusoidal de  $50\text{ Hz}$ ) obtenint-se l'error. A partir d'aquest error el control ha de calcular l'ample de pols que s'ha d'aplicar a la càrrega en el següent període de

commutació per tal que l'error es faci zero. Per realitzar el càlcul, també s'utilitzarà la variació de l'error respecte el període de commutació anterior.

El control s'ha implementat mitjançant la lògica difusa, una teoria que fa referència a la valoració de conjunts de senyals que tenen una frontera no definida. Amb aquest tipus de lògica es pretén simular el funcionament del cervell humà, és a dir, utilitzar la intuïció i sobretot l'experiència adquirida en l'estudi de la resposta del sistema.

D'aquesta manera es pot aplicar la lògica difusa en sistemes de control difícil [35]-[38] i en d'altres dels quals no es coneix el model matemàtic però sí la seva resposta. Per tal de fer-ho, en lloc d'utilitzar equacions que representin el model, s'utilitzen els anomenats termes lingüístics. Així es pot definir el funcionament del sistema sense haver de recórrer a les equacions, sovint complicades, que el defineixen.

L'estructura d'un controlador basat exclusivament amb la lògica difusa és el que es pot veure en la figura A1.5. Aquest tipus de control es pot combinar amb altres tipus de controls típics, de manera que es generen controls híbrids.

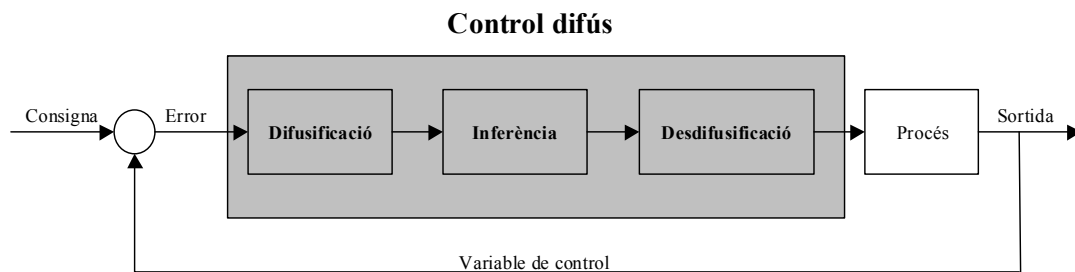


Figura A1.5. Estructura del control amb lògica difusa.

En el control difús s'hi poden distingir tres parts diferenciades que són la difusificació, la inferència difusa i la desdifusificació.

La difusificació és el procés mitjançant el qual es valoren les funcions de pertinença a partir de la variable d'entrada. Cada variable d'entrada (l'error i la seva variació respecte el període de commutació anterior) i de sortida té associat un conjunt de funcions de pertinença. En aquest projecte s'han utilitzat les funcions de pertinença que estan representades a la figura A1.6.

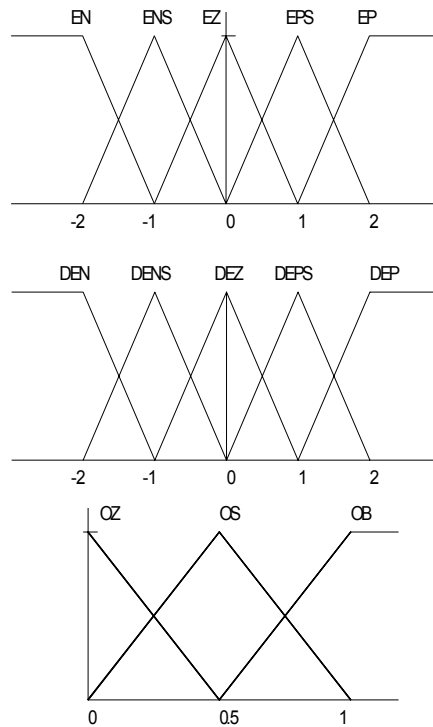


Figura A1.6. Funcions de pertinença.

Cada variable d'entrada s'ha associat a un conjunt de cinc funcions de pertinença, el nom de les quals quantifica la magnitud de la variable, és a dir:

- EN  $\Rightarrow$  Error Negatiu
- ENS  $\Rightarrow$  Error Negatiu Petit (*Small*)
- EZ  $\Rightarrow$  Error Zero
- EPS  $\Rightarrow$  Error Positiu Petit (*Small*)
- EP  $\Rightarrow$  Error Positiu

Per la variable que ens indica la variació de l'error, els noms de les funcions de pertinença s'han escollit de la mateixa manera que per l'error. La variable de sortida s'ha associat a tres funcions de pertinença que fan referència a la magnitud de l'ample de pols que s'aplicarà a la sortida:

- OZ  $\Rightarrow$  Sortida Zero
- OS  $\Rightarrow$  Sortida Petita
- OB  $\Rightarrow$  Sortida Gran (*Big*)

La inferència difusa és la part on es defineix el comportament que ha de tenir el control en funció de les variables d'entrada. La forma de realitzar-ho és utilitzant les regles

difuses, que són oracions gramaticals que es poden separar en dues parts: la premissa i la conseqüència:

**Si** <premissa> **aleshores** <conseqüència>

Cadascuna d'aquestes parts està formada per una o més proposicions del tipus:

$x$  és  $A$

on  $x$  és la variable d'entrada i  $A$  és una funció de pertinença.

Un esquema general d'una regla difusa és el següent:

**Si** ( $x$  és  $A$ ) **i** ( $y$  és  $B$ ) **aleshores** ( $z$  és  $C$ )

En el control generalment s'utilitzen tot un conjunt de regles difuses que s'han de quantificar. Hi ha diversos mètodes per fer-ho, els més habituals dels quals són el mètode del mínim-màxim i el mètode del producte-màxim. Matemàticament el mètode mínim-màxim es pot representar de la següent manera:

$$\mu_R = \max_{1 \leq i \leq N} \{ \min( \mu_{A_i}(x), \mu_{B_i}(y), \mu_{C_i}(z) ) \}$$

Es tracta de trobar el valor mínim de les funcions de pertinença avaluades per a cada regla. Una vegada s'han avaluat totes les regles, és a dir, que s'ha trobat el grau de pertinença de la funció de sortida per a cada regla, s'ha de realitzar el màxim de totes elles. La manera d'avaluar el màxim s'ha realitzat d'una manera similar a la 'o' lògica. Gràficament es pot veure a la figura A1.7.

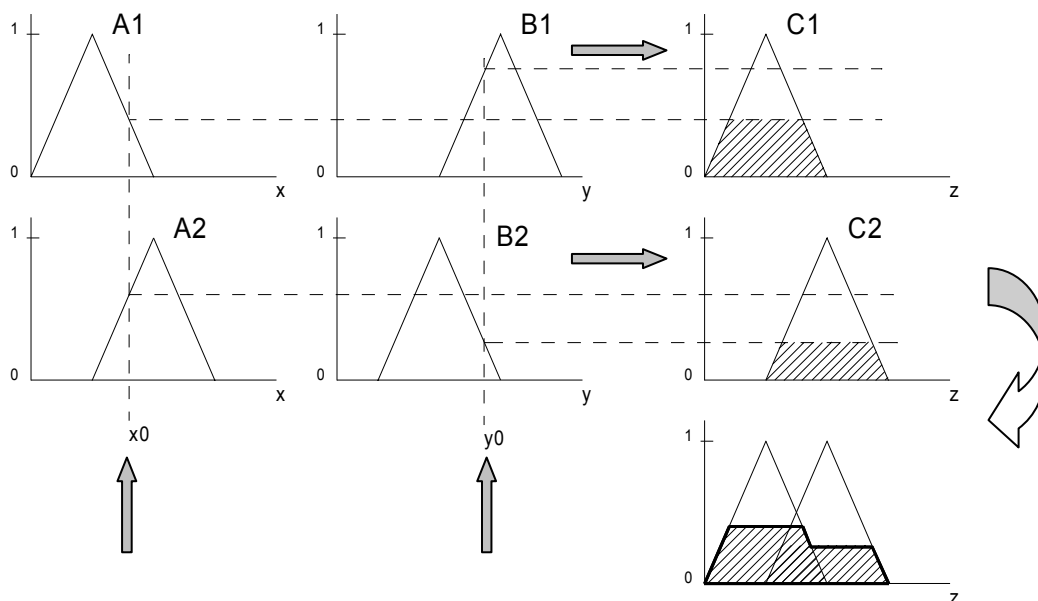


Figura A1.7. Inferència mitjançant el mètode del mínim-màxim.

El mètode del producte-màxim es pot representar matemàticament amb la següent expressió:

$$\mu_R = \max_{1 \leq i \leq N} \{ (\min(\mu_{A_i}(x), \mu_{B_i}(y))) \cdot \mu_{C_i}(z) \}$$

La diferència amb el mètode anterior és que en lloc de trobar el mínim de les funcions de pertinència el que es fa és el producte (Figura A1.8). Aquest mètode resulta més complicat a l'hora de programar-lo en un processador de càlcul. Com que els resultats no difereixen molt utilitzant un mètode o un altre, en aquest treball per fer la inferència s'utilitzarà el mètode del mínim-màxim.

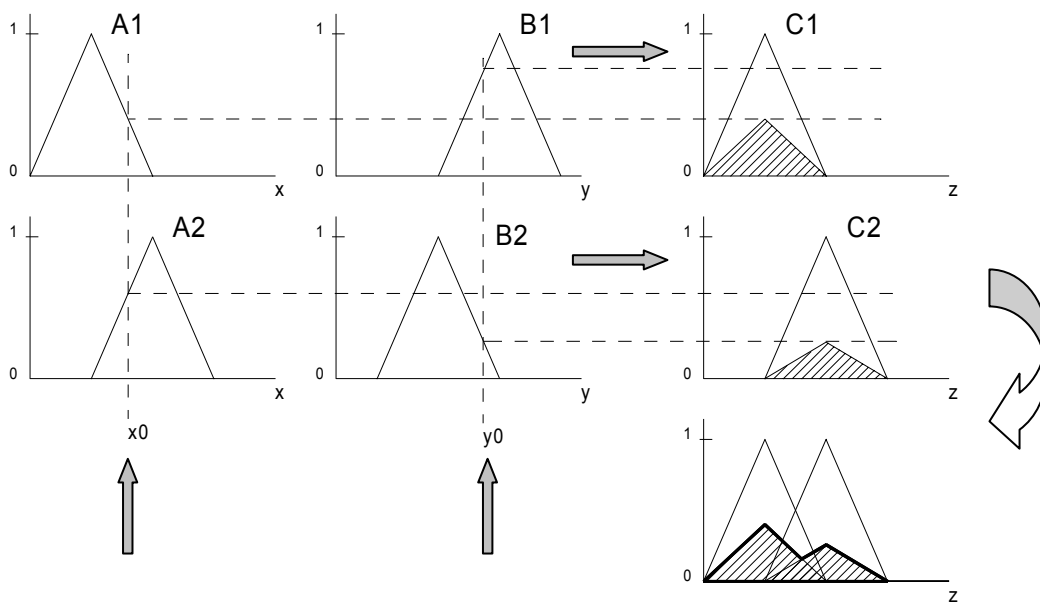


Figura A1.8. Inferència mitjançant el mètode del producte-màxim.

Les regles difuses que s'han implementat en el control de l'ondulador es representen a la següent taula:

	DEN	DENS	DEZ	DEPS	DEP
EN	OZ	OZ	OZ	OZ	OZ
ENS	OZ	OZ	OZ	OZ	OZ
EZ	OZ	OZ	OZ	OZ	OS
EPS	OS	OS	OS	OS	OB
EP	OB	OB	OB	OB	OB

Taula A1.1. Regles difuses.



En la taula A1.1 s'hi pot veure una manera simplificada de representar les regles difuses, que s'han de llegir de la manera que es mostra a continuació:

- (1) Si  $Error = EN$  i  $DError = DEN$  aleshores  $Sortida = OZ$
- (2) Si  $Error = EN$  i  $DError = DENS$  aleshores  $Sortida = OZ$
- (3) Si  $Error = EN$  i  $DError = DEZ$  aleshores  $Sortida = OZ$
- (...)
- (25) Si  $Error = EP$  i  $DError = DEP$  aleshores  $Sortida = OB$

Una vegada s'ha realitzat la inferència, es passa a fer la desfusificació. En aquesta etapa s'obté el valor de la variable de sortida a partir de les funcions de pertinència. Hi ha diversos mètodes per tal de realitzar-ho, els més habituals són el del centroide i el del màxim. En el primer cas s'ha de trobar el centroide de l'àrea de les funcions de pertinència resultants de la inferència (Equació Eq.A1.1). Aquest càlcul es simplifica si s'utilitzen funcions de pertinència amb formes triangulars ja que aleshores les integrals es poden resoldre calculant àrees de figures geomètriques més senzilles.

$$z_{cdg} = \frac{\int x \cdot \mu(x) \cdot dx}{\int \mu(x) \cdot dx} \quad (\text{Eq. A1.1})$$

L'altre mètode de desfusificació consisteix en trobar el valor màxim de les funcions de pertinència de la variable de sortida una vegada s'ha realitzat la inferència. Aquest mètode no és tan precís com el del centroide, ja que la variació de la variable de sortida no és tan uniforme. L'avantatge principal és que, al no fer falta calcular ni integrals ni àrees, és molt més ràpid pel que fa a la seva execució.

En l'aplicació que es fa de la lògica difusa en aquest treball el temps de càlcul és crític ja que el procés a controlar és molt ràpid. És per aquest motiu que la inferència s'ha realitzat pel mètode del mínim-màxim, i la desfusificació s'ha programat usant el mètode del màxim.

Una vegada calculada la durada del pols que s'haurà d'aplicar en el següent període de commutació, es realitzarà una comparació amb una ona portadora triangular. La freqüència d'aquesta ona determinarà la freqüència de commutació màxima de

l'ondulador. En una primera fase del disseny es va plantejar prendre dues mostres en cada període de commutació, és a dir, mostrejar al doble de la freqüència de commutació però es va desestimar al comprovar la duració dels càlculs una vegada programat el DSP.

Una vegada obtingut el pols, es realitza la commutació dels IGBTs. La commutació es realitza tenint en compte el signe de la consigna, és a dir que si la consigna és positiva, s'aplica un pols d'ample variable entre  $+V_{bus}$  i  $0$  V, mentre que si és negativa el pols estarà entre  $0$  V i  $-V_{bus}$ .

#### *1.4. Simulacions*

Una eina molt potent que s'ha de tenir en compte en qualsevol disseny d'un prototipus són les simulacions que es poden realitzar mitjançant els ordinadors. Aquestes ens permeten comprovar el funcionament del sistema abans de la seva construcció. També permeten trobar el valor d'alguns paràmetres importants i que fan que la resposta sigui òptima. Cal tenir en compte també que en les simulacions es deixen de banda molts paràmetres que, tot i afectar el comportament del sistema, no ho fan de manera important.

Les simulacions del sistema s'han realitzat amb el programa PSIM de Powersim Technologies. És un programa dissenyat per realitzar simulacions de circuits elèctrics i electrònics i que, a més, permet la inclusió de llibreries generades per l'usuari. El control amb lògica difusa ha estat programat mitjançant una d'aquestes llibreries. La llibreria, que ha de tenir el format DLL (*Dinamic Link Library*), ha estat generada mitjançant el programa Visual C++. La implementació de la llibreria en llenguatge C serà molt útil ja que permetrà simular el codi amb que posteriorment es programarà en el DSP.

Els paràmetres més importants que s'han estudiat en les simulacions han estat la freqüència de commutació, la inductància i la capacitat del filtre de sortida.

Els resultats es mostren en les figures A1.9, A1.10 i A1.11.

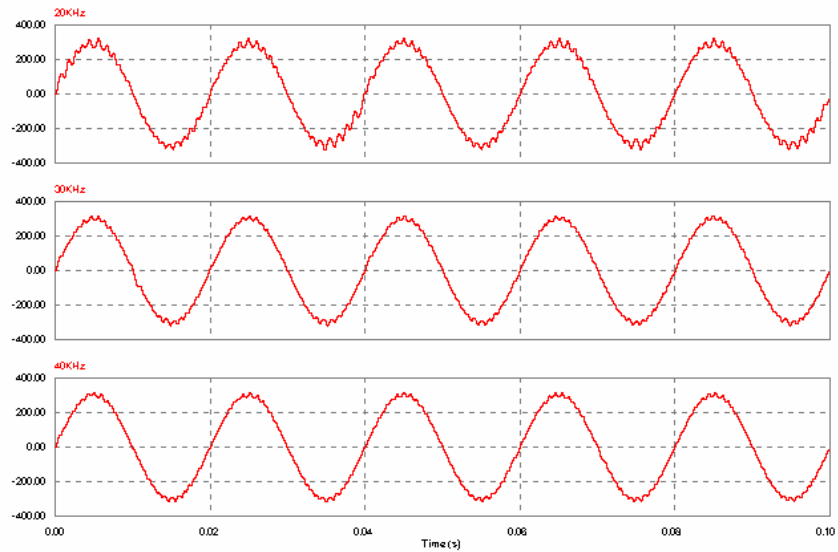


Figura A1.9. Tensió de sortida amb diferents freqüències de commutació.

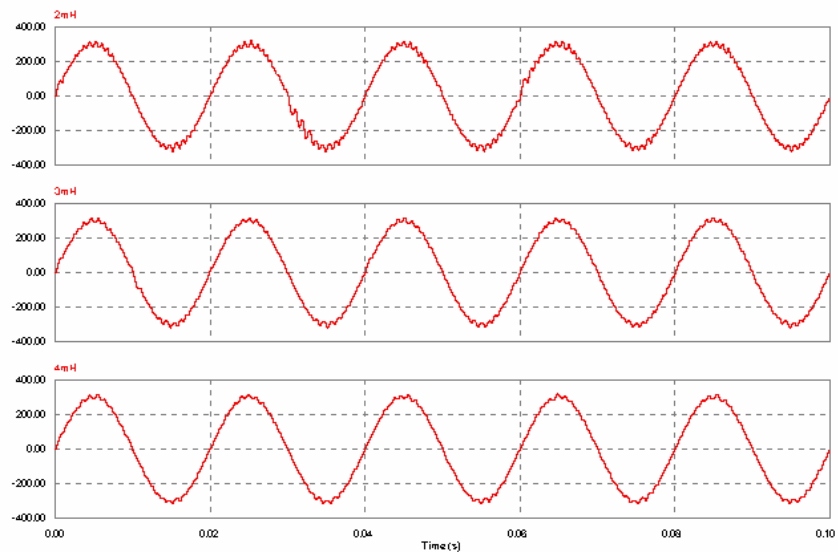


Figura A1.10. Tensió de sortida amb diferents inductàncies de filtre de sortida.

L'ondulador simulat alimenta una càrrega lineal d'aproximadament 1 kW. Dels resultats de les simulacions es pot extreure la informació que a mesura que s'augmenta la freqüència de commutació la resposta millora. A 20 kHz, la tensió de sortida presenta una gran distorsió harmònica, mentre que a 40 kHz la resposta és molt bona. El filtre de

sortida que fa que la distorsió sigui menor està format per una inductància de més de 2 mH i un condensador d'aproximadament 66  $\mu\text{F}$ .

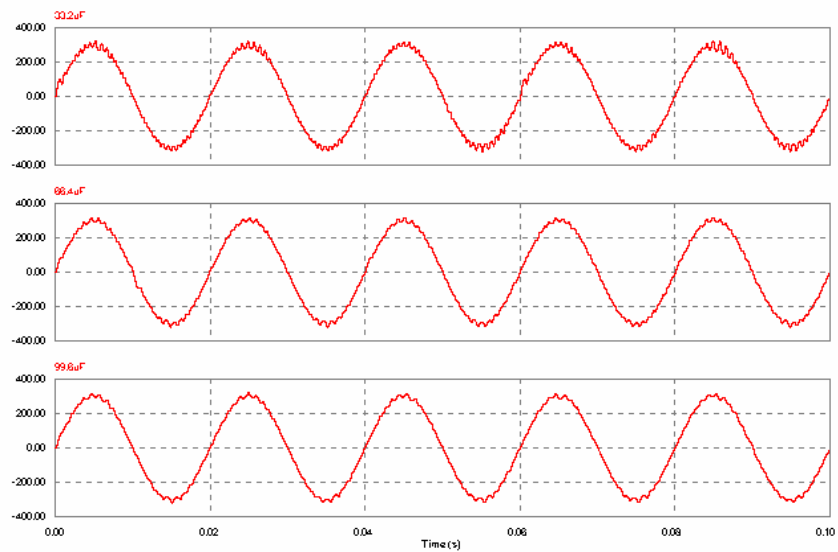


Figura A1.11. Tensió de sortida amb diferents capacitats del filtre de sortida.

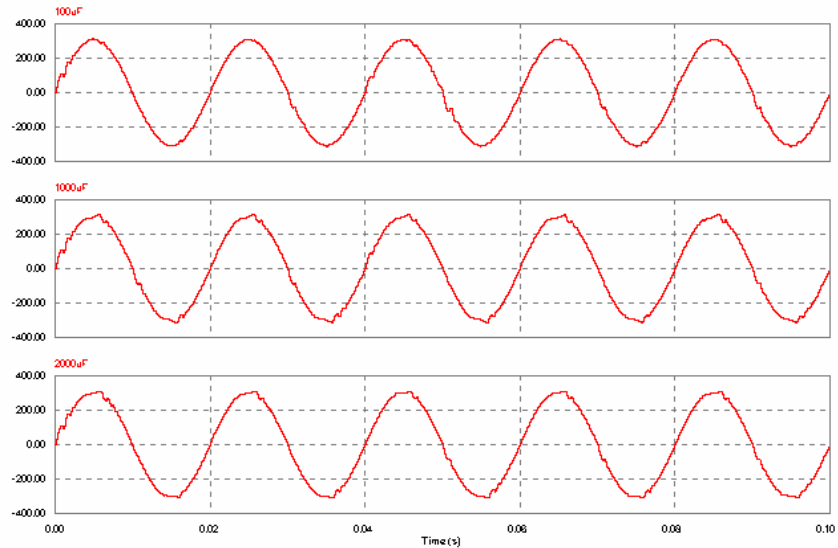


Figura A1.12. Tensió de sortida alimentant càrrega no lineal.

Si es realitzen simulacions de l'ondulador alimentant una càrrega no lineal formada per un rectificador que alimenta a un condensador i a una resistència, s'obtenen els resultats representats a la figura A1.12 (en funció del valor del condensador de la càrrega).

La caiguda de tensió dels extrems de l'ona està provocada per la forma del corrent que consumeix la càrrega. Si s'augmenta la tensió de bus fins a 450V, s'obté el resultat de la figura A1.13, que es pot comparar amb la tensió obtinguda amb un bus de contínua de 350 V.

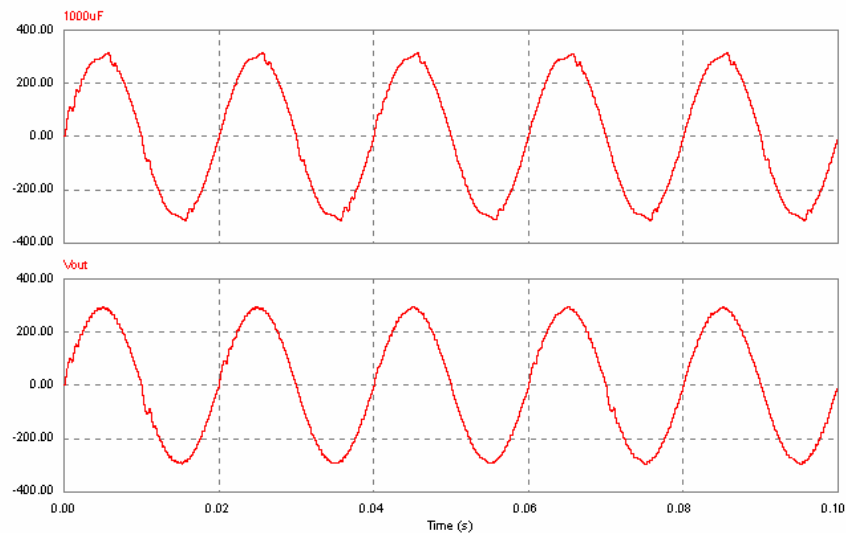


Figura A1.13. Tensió de sortida amb variació de la tensió del bus de contínua.

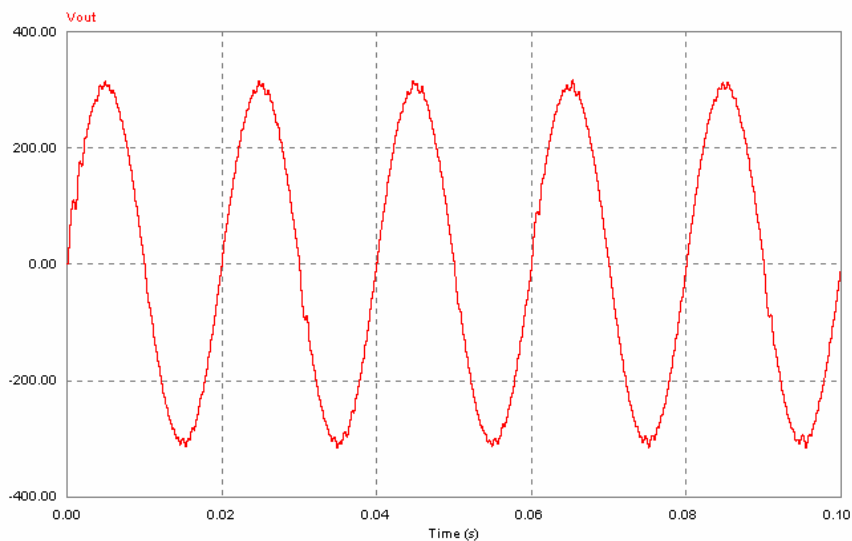


Figura A1.14. Tensió de sortida en buit.

Una altra simulació interessant és la resposta de l'ondulador en buit, és a dir sense alimentar a cap càrrega (figura A1.14). Es pot comprovar com apareix un arrissat als extrems de l'ona.

### *A1.5. Prototipus*

En la part de potència del prototipus s'hi poden distingir tres parts: el bus de contínua, les branques dels IGBTs (*Isolated Gate Bipolar Transistor*) i el filtre. El bus de contínua està format per quatre condensadors electrolítics amb una capacitat equivalent de 2200  $\mu\text{F}$ . El bus s'alimenta a través d'un pont de diodes trifàsic que rectifica la tensió provenint d'un autotransformador que permet augmentar la tensió dels condensadors lentament.

Els IGBTs són uns transistors de potència que poden commutar a altes freqüències i que poden tallar un corrent elevat amb molt poc temps. Actualment aquests components es poden trobar en la majoria de convertidors estàtics de potència. Per tal que un IGBT es tanqui cal aplicar un pols de tensió a la porta, és a dir, que té un comportament similar als MOSFETs. En aquest treball s'han utilitzat dos circuits integrats en cadascun dels quals s'hi inclouen dos IGBTs amb un diode en antiparal·lel. Les pastilles han estat muntades sobre d'un radiador d'alumini per tal d'evitar que es malmetin per sobreescalfament.

El filtre que s'ha col·locat en la sortida és d'uns valors similars als trobats en les simulacions, és a dir una inductància de 2 mH i un condensador de 66,4  $\mu\text{F}$ . El filtre *LC* és un filtre passabaixos, amb una freqüència de tall de  $\omega_n = 2744$  Hz.

La part més important del control és el DSP. En aquest treball s'ha utilitzat el model TMS320F243 de la marca Texas Instruments. És un controlador que incorpora una sèrie de perifèrics dissenyats especialment pel control de convertidors estàtics. La seva CPU processa números de 16 bits representats en coma fixa. Té una potència de càlcul elevada, és capaç de realitzar una multiplicació de dos nombres de 16 bits en 50 ns.

El DSP està muntat en un circuit imprès dissenyat per realitzar prototipus. Concretament és el model DSK F243 de la marca Spectrum Digital. Aquest circuit permet accedir als perifèrics del DSP d'una manera fàcil. Així, el DSK inclou els següents elements:

- DSP TMS320F243 de Texas Instruments.

- Un port de comunicacions RS-232.
- Memòria externa RAM de 32 k-paraules (16 bits).
- Cristall oscil·lador de 5 MHz.
- Connector per les entrades analògiques.
- Connector per entrades i sortides digitals.
- Connector JTAG per un emulador.

En la memòria externa és on s'hi ha gravat el programa a executar. Els perifèrics del DSP que s'han utilitzat en el treball són:

- *Event manager*: inclou generadors PWM pel control digital de motors.
- Conversor analògic-digital de 10 bits multiplexat a 8 canals.
- *SPI*: Port de comunicacions sèrie síncron.
- *GPIO*: Ports d'entrada i sortida digitals.

Les sortides PWM del DSP són les que donaran l'ordre d'obertura i de tancament als IGBTs. Aquest senyal no pot anar directament als transistors ja que el senyal no està adequat per aplicar-lo a les portes dels IGBTs. Per adaptar aquest senyal s'han utilitzat uns circuits integrats dissenyats per a fer-ho, concretament el model HCPL-316J de la marca Agilent Technologies. Aquests xips estan muntats en uns circuits impresos en els que hi ha una font commutada que mitjançant un transformador aïllarà i adequarà la tensió necessària per realitzar la commutació. El dispositiu que genera els polsos de la font commutada és el circuit integrat MAX845.

El conversor analògic-digital del DSP és de 10 bits. El rang de tensions que accepta el conversor pot anar de 0 fins a +5 V, tot i que es poden ajustar els llindars externament. La tensió de sortida de l'ondulador és una ona sinusoidal de 230 V eficaços, per tant caldrà realitzar un condicionament de la senyal. Per reduir-la en amplitud, s'utilitza un divisor resistiu obtenint una ona d'una amplitud de 2,5 V. A aquesta ona s'hi ha de sumar un *offset* de 2,5 V ja que el conversor no admet tensions negatives. Per generar la tensió d'*offset* s'ha utilitzat un diode zener (LM136AZ-2.5V) dissenyat per a treballar com a referència de tensió.

Per tal de realitzar l'aïllament galvànic de la realimentació de tensió s'ha utilitzat el circuit integrat AD215 de la marca Analog Devices. És un amplificador d'aïllament que

ha estat dissenyat per aquestes tasques. Proporciona un aïllament galvànic de 750 V eficaços mitjançant un transformador intern. L'alimentació del dispositiu es troba en la part que es connecta al control i la transferència d'energia a la banda de potència es realitza mitjançant un transformador intern al circuit integrat.

El senyal és entrat a un amplificador operacional que actua com a inversor i després és modulats amb una freqüència portadora de 430 kHz. Aquest senyal és introduït al primari d'un transformador, al secundari del qual és demodulat i es filtra amb una freqüència de tall de 150 kHz. La inversió del senyal s'ha de tenir en compte a l'hora de programar el DSP.

Un element auxiliar que s'ha utilitzat a l'hora de realitzar la posada en funcionament del sistema és un convertidor digital-analògic, aquest dispositiu ha permès visualitzar les variables internes i comprovar el funcionament del programa. El perifèric del DSP utilitzat per realitzar la comunicació amb el convertidor és el port SPI (*Serial Peripheral Interface*). És un port d'alta velocitat síncron que permet enviar dades en sèrie. El convertidor utilitzat és el model TLV5604 de la marca Texas Instruments, en aquest circuit integrat s'hi inclouen quatre convertidors D/A de 10 bits, dels quals només n'ha estat necessari un.

### *A1.6. Resultats experimentals*

En el laboratori del departament es disposa d'una xarxa trifàsica de 230 V eficaços. Aquesta tensió ens permet arribar a una tensió màxima d'aproximadament 325 V de tensió contínua. Amb l'ajuda de l'autotransformador es pot arribar a una tensió lleugerament superior. Degut a les caigudes de tensió existents en els components, no és possible reconstruir una ona de 230 V eficaços. Com que el que es pretén avaluar en aquest estudi és el mètode de control, no es genera una ona de 325 V d'amplitud, sinó que se'n genera una de 300 V.



La tensió de sortida de l'ondulador alimentant una càrrega lineal està representada a la figura A1.15.

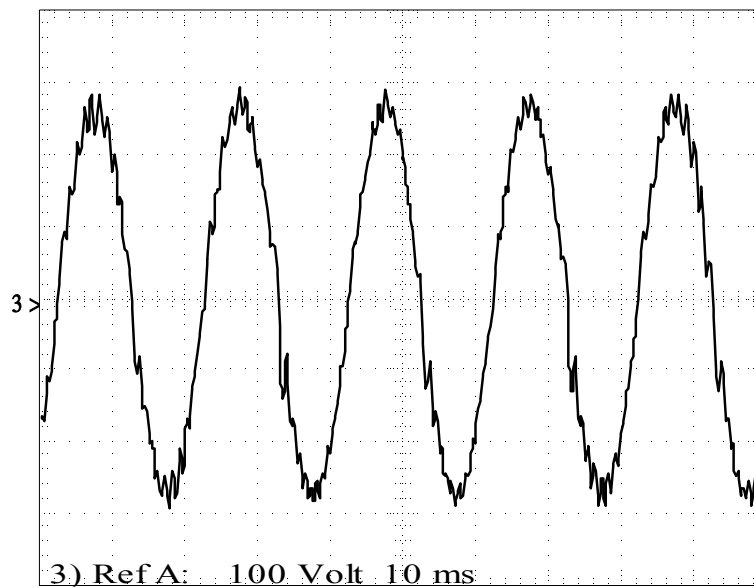


Figura A1.15. Tensió de sortida alimentant càrrega lineal.

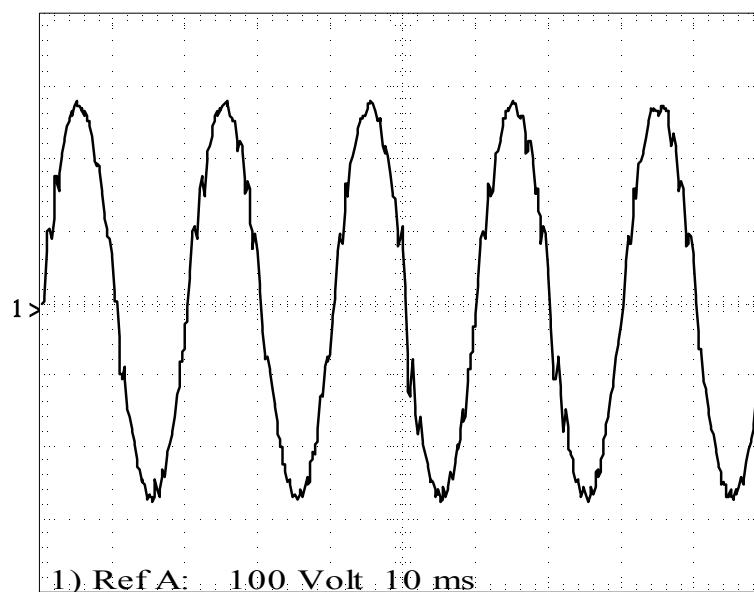


Figura A1.16. Tensió de sortida alimentant càrrega no lineal.

Es pot observar que la distorsió és força elevada, això és degut, principalment, a la poca freqüència de mostreig del sistema.

Si s'alimenta una càrrega no lineal, la distorsió no és tan elevada, el principal problema es troba en els passos per zero, en aquest punt i degut al retard que hi ha entre la consigna generada internament pel DSP i la tensió de sortida, es produeix un pols que fa

que la forma de la tensió es distorsioni. Aquest problema també apareix en les simulacions, si s'augmenta la freqüència de mostreig, el control reacciona més ràpidament i el pols no apareix.

La distorsió harmònica total, *THD*, de l'ondulador alimentant una càrrega lineal és 7,06%, alimentant una càrrega no lineal és d'un 7,36% i en buit s'obté un THD de 7,78%.

### *AI.7. Conclusions*

En aquest estudi s'ha realitzat la construcció d'un ondulador controlat mitjançant lògica difusa. De la mateixa manera s'ha realitzat un estudi dels paràmetres més importants que afecten a la resposta del sistema.

La motivació per realitzar aquest estudi ha estat una sèrie d'articles publicats en revistes especialitzades en els que es mostraven resultats teòrics molt bons pel que fa al comportament del control davant de càrregues no lineals, però s'ha hagut d'orientar cap a una implementació en un DSP.

Aquest fet fa que s'hagin de tenir en compte una sèrie de limitacions que en altres casos no cal tenir present com pot ser el temps de càlcul necessari per realitzar les operacions o la freqüència màxima de commutació dels interruptors. Els resultats obtinguts en les simulacions són satisfactoris ja que s'ha aconseguit una tensió de sortida amb una distorsió harmònica baixa.

Actualment els onduladors per a SAI que hi ha en el mercat realitzen l'etapa d'ondulació a baixa tensió, posteriorment mitjançant un transformador eleven la tensió fins a arribar als 230 V desitjats. En aquest treball s'han utilitzat transistors de potència que permeten realitzar commutacions a una freqüència elevada i amb una tensió elevada. D'aquesta manera es pot reduir costos, pes i volum ja que es pot eliminar el transformador de la sortida.

Un dels desavantatges d'usar un pont complet és que es necessiten el doble d'interruptors que en l'estructura de mig pont. De la mateixa manera fan falta més drivers per adaptar el senyal provenint del DSP a les portes dels IGBT.

La lògica difusa és una eina molt potent i amb un gran futur dins el control de processos. Hi ha la possibilitat de realitzar el que s'anomenen xarxes neuronals, és a dir, controls que utilitzen una gran quantitat de variables i que la lògica difusa permet avaluar d'una manera sistemàtica. S'estan aplicant aquests tipus de controls en camps com poden ser el reconeixement d'objectes i en el tractament de la imatge. També s'utilitza en altres tipus de camps aparentment distants als ja comentats com poden ser l'anàlisi de l'evolució dels mercats bursatils o l'estudi del funcionament del cervell humà.

L'ús de DSPs en el camp de l'electrònica de potència ha provocat que els fabricants estiguin millorant contínuament el seu producte. De fet, en el mercat hi ha DSP que poden realitzar operacions molt més ràpid que el que s'ha usat en aquest treball. Per la seva banda, els fabricants d'interruptors de potència (IGBTs, MOSFETs, ...) estan millorant les característiques pel que fa a freqüència de commutació i a pèrdues per commutació.

En aquest estudi i degut al DSP usat, s'ha limitat la freqüència de mostreig a 30 kHz, ja que el programa aproximadament necessita 28  $\mu$ s per efectuar el càlcul. Usant DSPs d'última generació, aquest temps es podria reduir a un tercera part, de manera que es podria augmentar la freqüència de mostreig, aconseguint un major control del sistema i permetent, fins i tot, baixar la freqüència de commutació.

La conclusió que es pot treure d'aquest estudi és que la lògica difusa és una teoria que cal considerar en el control de processos en els que la resposta ha de ser ràpida. Els resultats experimentals obtinguts pel que fa a distorsió harmònica i a caiguda de tensió de la sortida de l'ondulador no són prou bons com per poder-ho aplicar en un producte que es pugui comercialitzar.

Tot i això s'han marcat les pautes per tal de que el control amb lògica difusa sigui possible. El fet de poder reduir el temps de càlcul permetrà augmentar la freqüència de

mostreig i així poder realitzar un càlcul més precís de l'ample de pols necessari per reduir l'error.