



Escola Politècnica Superior
d'Enginyeria de Manresa

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

CONVERTIDOR ESTÀTIC PER A UN SISTEMA D'ALIMENTACIÓ ININTERROMPUDA

Autor: Miquel Pérez Garrich

Directora: Immaculada Martínez Teixidor

Grau en Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica

Curs 2014-15

ÍNDEX

1. OJECTIUS DEL PROJECTE.....	4
2. INTRODUCCIÓ	5
2.1. ELECTRÒNICA DE POTÈNCIA	5
2.2. DEFINICIÓ DE CONVERTIDOR ESTÀTIC.....	6
3. CLASSIFICACIÓ DELS CONVERTIDORS ESTÀTICS	9
3.1. SEGONS EL FORMAT D'ENERGIA ELÈCTRICA	9
3.2. SEGONS EL QUADRANT DE FUNCIONAMENT	12
4. ESTRUCTURES BÀSIQUES DELS CONVERTIDORS ESTÀTICS ..	14
4.1. CONVERTIDORS D'ENLLAÇ DIRECTE	14
4.2. CONVERTIDORS D'ENLLAÇ INDIRECTE.....	16
5. PÈRDUES DELS CONVERTIDORS ESTÀTICS.....	19
5.1. PÈRDUES DE COMMUTACIÓ	19
5.2. PÈRDUES DE CONDUCCIÓ	19
5.3. GENERACIÓ DE CALOR.....	20
6. ÀMBITS D'APLICACIÓ	21
7. SISTEMES D'ALIMENTACIÓ ININTERROMPUDA	26
7.1. SAI ESTÀTICS.....	27
7.1.1. SAI ON-LINE	27
7.1.2. SAI OFF-LINE.....	29
7.1.3. SAI LINE-INTERACTIVE.....	31
7.2. SAI ROTATORIS	32
7.3. SAI HÍBRIDS	33
8. CONVERTIDOR CONTINUA-ALTERNA: INVERSOR.....	36
8.1. INVERSORS EN PONT D'ONA COMPLETA.....	36
8.1.1. INVERSORS D'ONA QUADRADA	37
8.1.2. INVERSORS PWM	44
8.2. INVERSORS EN MIG PONT	53
8.3. INVERSORS TRIFÀSICS.....	54
8.3.1. INVERSORS DE SIS PASSOS.....	55

8.3.2.	INVERSORS TRIFÀSICS PWM	56
9.	DISSENY	59
9.1.	COMPONENTS PRINCIPALS	61
9.1.1.	FONT D'ALIMENTACIÓ.....	61
9.1.2.	CONJUNT MOSFET	61
9.1.3.	DRIVER.....	62
9.1.4.	MODULADOR PWM	62
9.1.5.	FILTRE DE SORTIDA.....	63
9.2.	DISSENY ETAPA DE POTÈNCIA	65
9.2.1.	REQUISITS DE L'ETAPA DE POTÈNCIA	65
9.2.2.	FILTRE DE SORTIDA.....	65
9.2.3.	SELECCIÓ D'INTERRUPTORS.....	68
9.2.4.	DRIVER.....	68
9.3.	DISSENY BLOC DE CONTROL	70
9.3.1.	MODULADOR PWM. LTC6992.....	70
9.3.2.	INVERSOR LÒGIC.....	73
9.4.	ESQUEMA FINAL DEL DISSENY	74
10.	PRESSUPOST	75
11.	CONCLUSIONS.....	76
12.	BIBLIOGRAFIA	78

RESUM

El següent projecte consisteix en l'estudi, el disseny i la implementació d'un convertidor estàtic capaç d'alimentar un sistema d'alimentació ininterrompuda. En primer lloc, s'explica el concepte de convertidor estàtic amb la seva definició, classificació, estructura i aplicacions típiques. A continuació, s'aprofundeix de manera teòrica la classificació i el funcionament del tipus de convertidor estàtic escollit. Finalment, trobem l'elaboració del disseny realitzat del convertidor per tal de muntar-ne un prototip.

ABSTRACT

The following project consists on the study, the design and the implementation of a static converter able to feed an uninterruptible power supply system. First of all, it explains the concept of static converter with its definition, classification, structure and typical applications. After that, it deepens theoretically the classification and the operation of the chosen static converter. Finally, it is shown the elaboration of the design realised of the converter to make a prototype.

1. OJECTIUS DEL PROJECTE

Els principals objectius marcats en aquest projecte són els següents:

- Conèixer què és un convertidor estàtic i quina és la seva funcionalitat.
- Conèixer què és un Sistema d'Alimentació Ininterrompuda.
- Elaborar un muntatge d'un convertidor estàtic capaç d'alimentar un Sistema d'Alimentació Ininterrompuda.

Per tal d'assolir aquests objectius, s'ha fet una petita introducció a l'electrònica de potència i s'ha buscat informació sobre els convertidors estàtics i sobre els Sistemes d'Alimentació Ininterrompuda. Finalment, s'ha elaborat un muntatge per tal d'alimentar una càrrega de 22Ω per tal de, a partir d'una tensió continua de 12V provinent d'una font de tensió, obtenir una sortida de tensió alterna de 12V eficaços amb una freqüència de 50Hz.

2. INTRODUCCIÓ

2.1. ELECTRÒNICA DE POTÈNCIA

Electrònica de potència: es pot definir com a les aplicacions de la electrònica d'estat sòlid pel control i la conversió de la energia elèctrica. La electrònica de potència es basa principalment en la commutació de dispositius semiconductors de potència.

Història

La història de la evolució de la electrònica de potència s'inicia a l'any 1900 amb la introducció del rectificador d'arc de mercuri. Fins el 1950, es van anar introduint diferents mecanismes tals com el rectificador de tanc metàl·lic, el tub de buit controlat per una reixeta, l'ignitró, el fanotró i el tiratró. Aquests dispositius eren els utilitzats pel control de potència (aplicacions limitades) des dels inicis de la electrònica de potència fins la dècada de 1950.

La primera revolució electrònica va ser al 1948 quan Bardeen, Brattain i Schockley de Bell Telephone Laboratories, van inventar el transistor de silici. Aquest invent va suposar un avenç molt important en la electrònica de potència. De fet, la major part de les tecnologies modernes d'electrònica avançada deriven d'aquest invent. La microelectrònica moderna ha evolucionat a través dels anys a partir dels semiconductors de silici.

A partir de 1950, comença a introduir-se a la indústria al augmentar la fiabilitat, fet que fa que es desenvolupin noves aplicacions. És en aquest moment quan neix la **electrònica industrial**.

Al 1956, a Bell Telephone Laboratories, van aconseguir el següent avenç important a la història de la electrònica de potència; el transistor de dispar PNP, més tard definit com a tiristor SCR (rectificador controlat de silici).

La segona revolució electrònica va començar a mans de General Electric Company a l'any 1958, quan van desenvolupar el tiristor comercial. Arrel del tiristor comercial, sorgeix una nova era per la electrònica de potència.

A partir de 1960, es van introduir els semiconductors en la electrònica industrial i això va ocasionar l'automatització dels processos industrials.

A la dècada dels 70, van sorgir els circuits Integrats (CI). Aquest fet va permetre la miniaturització:

- Menor mida i pes.
- Menor cost.
- Menor consum.
- Més fiabilitat.

Finalment, al 1975 neixen els microprocessadors (μ p), presents en l'actualitat, encara que han evolucionat des de llavors.

2.2. DEFINICIÓ DE CONVERTIDOR ESTÀTIC

Què és un convertidor?

Un convertidor d'energia és un sistema o equip electrònic que té per objectiu la conversió d'energia elèctrica entre dos formats diferents, tant corrent contínua CC com corrent alterna CA.

Convertidor estàtic

L'adjectiu estàtic fa referència als components que formen els seus circuits interns, semiconductors. L'atribució d'estàtic es deu a que antigament s'utilitzaven màquines elèctriques, principalment convertidors electromecànics i màquines giratòries, per realitzar la conversió d'energia i, per tant, al substituir les màquines elèctriques per components semiconductors es va introduir el nom de convertidor estàtic.

Així doncs, podem definir al convertidor estàtic com a un circuit electrònic constituït per un conjunt d'elements estàtics formant una xarxa que constitueix un equip de connexió i transmissió d'energia entre un generador i un receptor. El següent diagrama de blocs mostra d'una manera esquemàtica el convertidor estàtic.

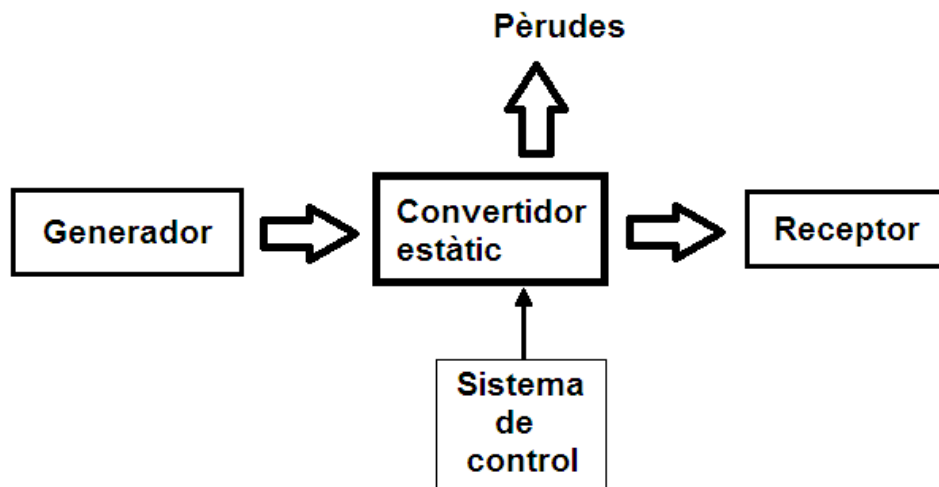


Figura 1. Diagrama de blocs d'un convertidor estàtic.

Observem com un generador proporciona una potència d'entrada (P_i) al convertidor estàtic i aquest, controlat per un sistema de control, transmet una potència de sortida (P_o) a un receptor i una potència dissipada (P_p) en forma de pèrdues. Podem determinar el rendiment (η) d'un convertidor de la següent manera:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i}$$

Tenint en compte que la potència d'entrada es divideix en potència de sortida i potència dissipada:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_p}$$

Aquest rendiment és molt elevat tot i les pèrdues existents, normalment sol oscil·lar entre el 95% i el 98%.

- Per un convertidor estàtic òptim, on no hi ha pèrdues:

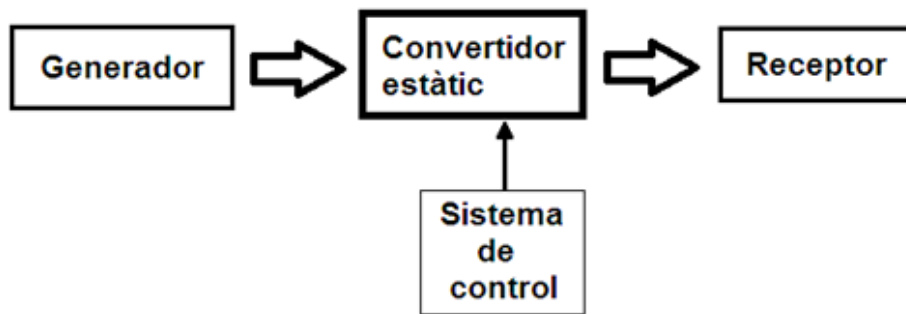


Figura 2. Diagrama de blocs d'un convertidor estàtic ideal.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = 1 \rightarrow \eta = 100\%$$

L'objectiu principal a l'hora de dissenyar un convertidor és, per raons energètiques i de consum i eficiència, que sigui lo més proper possible a l'òptim, és a dir, que hi hagi el mínim de pèrdues i aprofitar la potència d'entrada per transformar-la en potència de sortida amb el major rendiment possible.

Per assolir aquest objectiu, es treballa en la zona commutada, és a dir, els dispositius treballen de manera commutada funcionant com a interruptors amb dos estats: obert o tancat. S'utilitzen també bobines i condensadors com a elements auxiliars. D'aquesta manera, els convertidors estàtics estan formats per dos tipus d'elements:

- **Interruptors estàtics:** elements semiconductors no lineals que treballen de manera commutada, com si fossin interruptors. Són els díodes, tiristors (SCR, triac i GTO) i transistors (bipolars, MOSFET i IGBT).

- **Elements reactius:** condensadors, inductors i transformadors responsables de l'emmagatzematge (condensadors i bobines) i l'aïllament (transformadors) de l'energia i del filtratge de les tensions i corrents. Cal afegir que tenen un pes important en el volum, pes i cost de l'equip.

El sistema de control és la part que s'encarrega de, tal i com diu el seu nom, controlar el convertidor estàtic per poder transmetre la potència cap al receptor. En definitiva, és un circuit de control el qual processa la informació proporcionada pel generador i genera les senyals d'excitació per determinar l'estat dels semiconductors (obert o tancat).

3. CLASSIFICACIÓ DELS CONVERTIDORS ESTÀTICS

Els convertidors estàtics estan classificats segons el format d'energia elèctrica que proporcioni la font d'alimentació i segons el quadrant de funcionament.

3.1. SEGONS EL FORMAT D'ENERGIA ELÈCTRICA

L'energia elèctrica utilitzada en els processos industrials es subministra mitjançant una font d'alimentació que pot proporcionar dos formats de característiques ben diferents:

- Fonts d'alimentació de corrent continua (bateries d'acumuladors): subministren una tensió continua de valor mig constant i amb un rissat negligible.

Fonts primàries de corrent continua		
Tipus	Tensió per cèl·lula (V)	Tensions típiques (V)
Bateries de Pb àcid	2	12, 24, 48
Bateries de Ni-Cd	1.2	2.4, 6, 12
Bateries tèrmiques	1.87	28
Panells fotovoltaics	0.7 (aproximadament)	Variable

Taula 1. Valors habituals de tensions de fonts de corrent continua.

- Fonts d'alimentació de corrent alterna (alternadors): subministren una tensió alterna de valor eficaç i freqüència constants.

Fonts primàries de corrent alterna		
Tipus	Tensió per cèl·lula (Hz)	Tensions típiques (V)
Xarxa europea	50	220, 230
Xarxa americana	60	110, 115
Xarxa universal	50-60	De 85 a 265
Xarxa d'aviònica	400	115

Taula 2. Valors habituals de tensions de fonts de corrent alterna.

D'altra banda, també existeixen altres dispositius que requereixen la utilització d'energia elèctrica en altres formes:

- Tensió continua de valor constant.

- Tensió continua de valor mig variable.
- Tensió alterna de valor eficaç i freqüència variables.

Tipus	Tensions típiques
Circuits digitals	5, 3.3, 1.2
Circuits analògics	± 12 , ± 15 , 9
Circuits de telefonia	6, -48
Bateries	6, 12, 24, 42, 48
Ventiladors de PC	12

Taula 3. Algunes càrregues de continua de baixa potència amb les seves necessitat d'alimentació a tensió constant.

D'aquesta manera, els convertidors, en funció del format d'energia elèctrica que proporcionen el generador i requereixi el receptor, estan classificats de la següent manera:

1. Convertidors directes d'energia: són aquells que utilitzen una sola etapa de potència:

- a) **Rectificador no controlat:** Transforma la corrent alterna de tensió constant en corrent continua de tensió constant. Està format per díodes i constitueix muntatges irreversibles.
- b) **Rectificador controlat:** Transforma la corrent alterna de tensió constant en corrent continua de tensió variable. Està format per tiristors i el muntatge pot ser reversible, el qual se l'anomena inversor no autònom.
- c) **Reguladors de corrent alterna (CA):** Transformen la corrent alterna de tensió constant en corrent alterna de tensió variable i de la mateixa freqüència.
- d) **Ciclo-convertidors:** Reguladors de CA o convertidors directes alterna/alterna de diferent freqüència.

e) **Ondulador autònom o inversor:** Transformen una corrent continua en corrent alterna de freqüència fixa o variable.

f) **Convertidor CC/CC o Trossejador:** Transforma corrent continua de tensió constant en corrent continua de tensió variable.

2. **Convertidors indirectes d'energia:** són aquells que utilitzen dues etapes de potència:

a) **Convertidor indirecte de freqüència:** Transforma la corrent alterna en corrent constant i , a continuació, transforma aquesta corrent continua obtinguda a corrent alterna.

b) **Convertidor indirecte de tensió:** Transforma la corrent continua en corrent alterna i , a continuació, transforma aquesta corrent alterna obtinguda a corrent continua.

A continuació es mostra un esquema dels diferents tipus de convertidors estàtics que acabem d'anomenar, els directes i els indirectes (color vermell).

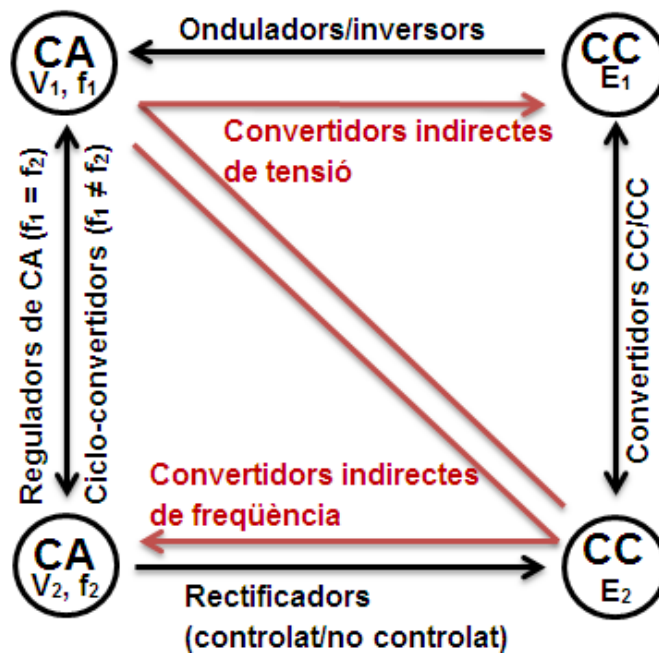


Figura 3. Classificació funcional dels convertidors estàtics d'energia.

En aquesta figura les tensions E_1 i E_2 són dos valors diferents de tensió contínua i, d'altra banda, les tensions eficaces V_1 i V_2 i les freqüències f_1 i f_2 són les referents a la tensió alterna.

3.2. SEGONS EL QUADRANT DE FUNCIONAMENT

Podem classificar també els convertidors estàtics a partir del signe de la tensió i del corrent a la sortida, considerant que el sistema cedeix la energia a una càrrega determinada. D'aquesta manera, tenint en compte la porta de sortida, la classificació és:

- Convertidor d'un sol quadrant: la tensió de sortida és unipolar (no canvia la seva polaritat) i el corrent de sortida és unidireccional (un únic sentit de circulació). Se li pot assignar una zona de funcionament en el primer quadrant d'un sistema d'eixos tensió(V)-corrent(I).

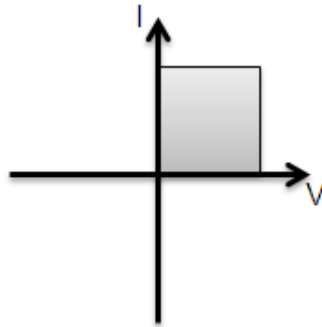


Figura 4. Funcionament en un quadrant.

- Convertidor de dos quadrants: la tensió de sortida és bipolar i el corrent de sortida és unidireccional (reversible en tensió) o la tensió de sortida és unipolar i el corrent és bidireccional (reversible en corrent).

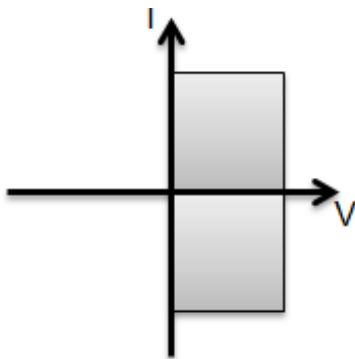


Figura 5. Funcionament en dos quadrants, reversible en tensió.

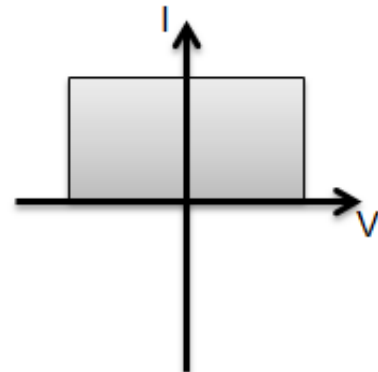


Figura 6. Funcionament en dos quadrants, reversible en corrent.

- Convertidor de quatre quadrants: la tensió de sortida és bipolar i el corrent de sortida és bidireccional.

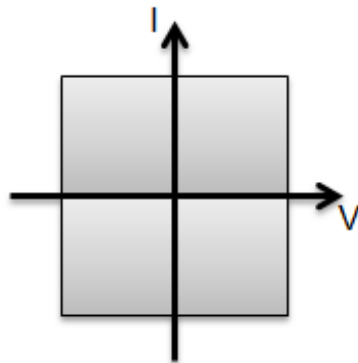


Figura 7. Funcionament en quatre quadrants.

El funcionament en quadrants dels convertidors estàtics està relacionat amb la naturalesa i les característiques de la font, la càrrega i el tipus d'interruptors que el constitueixen.

4. ESTRUCTURES BÀSIQUES DELS CONVERTIDORS ESTÀTICS

Tal i com hem vist, els convertidors estàtics són estructures d'enllaç entre dues fonts d'energia elèctrica, una font d'entrada i una altra font de sortida, les quals, en funció de la seva reversibilitat poden actuar com a generador o com a receptor.

Per tal de permetre les possibles combinacions derivades de l'enllaç de les fonts i de la seva reversibilitat, és necessari utilitzar interruptors, generalment controlats, que permetin totes les configuracions topològiques possibles del convertidor.

Es parla d'estructura de base en aquell esquema que permet totes les interconnexions possibles entre la entrada i la sortida i que no te en conta les característiques dels interruptors empleats.

En aquells casos on les fonts d'entrada i de sortida del convertidor són de diferent naturalesa, l'enllaç entre ambdues fonts es realitza utilitzant una matriu de commutació formada per diversos interruptors donant lloc als **convertidors d'enllaç directe**. D'altra banda, si les dues fonts comparteixen la mateixa naturalesa, s'afegeix una etapa intermèdia d'acumulació d'energia basada en elements reactius donant lloc als **convertidors d'enllaç indirecte**.

4.1. CONVERTIDORS D'ENLLAÇ DIRECTE

Existeixen dues possibilitats: en funció que la font d'entrada sigui de corrent (I) o tensió (E) i la sortida tensió o corrent (I/E i E/I).

○ **Convertidor tensió-corrent (E/I)**

Aquest tipus d'estructura disposa de tensió com a font d'entrada i de corrent com a font de sortida. Aquestes són les possibles combinacions per associar l'entrada amb la sortida:

a) Únic sentit d'enllaç.



Figura 8. Convertidor tensió-corrent amb únic sentit d'enllaç.

b) Sentit contrari d'enllaç.

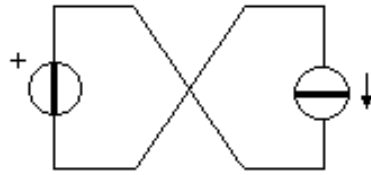


Figura 9. Convertidor tensió-corrent amb sentit contrari d'enllaç.

c) Entrada i sortida separades, estant en circuit obert la font de tensió i en curtcircuit la font de corrent.

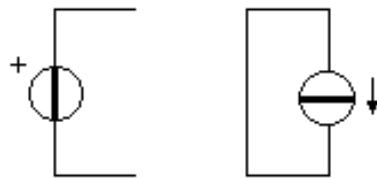


Figura 10. Convertidor tensió-corrent amb entrada i sortida separades.

Mitjançant un muntatge en pont amb quatre interruptors, anomenat **convertidor en pont complet**, podem realitzar les tres possibles combinacions anomenades.

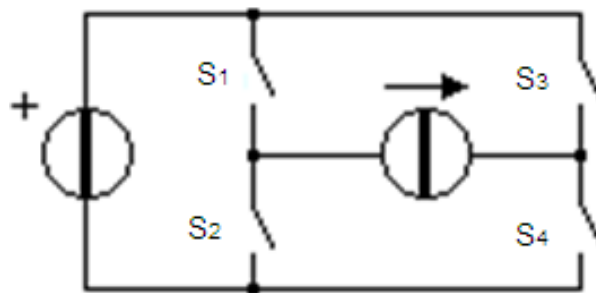


Figura 11. Convertidor tensió-corrent en pont complet.

Si S_1 i S_4 estan tancats, possibiliten l'estat a).

Si S_2 i S_3 estan tancats, possibiliten l'estat b).

Si S_1 i S_3 o S_2 i S_4 estan tancats, possibiliten l'estat c).

- **Convertidor corrent-tensió (I/E)**

Aquest tipus d'estructura disposa de corrent com a font d'entrada i de tensió com a font de sortida. Comparteix les mateixes possibles combinacions del convertidor tensió-corrent i, mitjançant el mateix tipus de muntatge en pont amb quatre interruptors, comparteix, també, les diferents condicions per a realitzar-les.

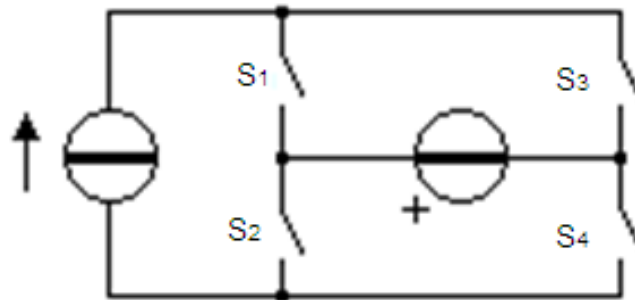


Figura 12. Convertidor corrent-tensió en pont complet.

4.2. CONVERTIDORS D'ENLLAÇ INDIRECTE

Aquest tipus de convertidors, permeten l'enllaç entre dues fonts de la mateixa naturalesa: tensió-tensió o corrent-corrent. Com que aquest enllaç no es pot realitzar de forma directa, és necessària una associació indirecta la qual té tres possibilitats:

(1) Modificar la naturalesa de la font d'entrada o de la font de sortida.

Per a realitzar la conversió tensió-tensió, es pot col·locar una bobina en sèrie amb la font d'entrada o amb la font de sortida. D'altra banda, per a realitzar la conversió corrent-corrent, es pot col·locar un condensador en paral·lel amb la font d'entrada o amb la font de sortida. Cal afegir que, mentre les bobines es poden utilitzar tant per fonts de CA com per fonts de CC, els condensadors només es poden utilitzar per fonts de continua unidireccional per tal d'evitar curtcircuits en CA o fenòmens de ressonància. (En CA, els condensadors en paral·lel només s'utilitzen en aquells casos en els que es volen suprimir els harmònics). Els esquemes de base són:

(2) Realitzar la conversió en dos etapes.

Això s'aconsegueix utilitzant dos convertidors d'enllaç directe units per un element també; una bobina pels convertidors tensió-tensió o un condensador pels convertidors corrent-corrent.

(3) Utilitzar elements d'emmagatzematge energètic (bobines o condensadors) de manera que acceptin l'energia de la font d'entrada i la puguin transmetre a la font de sortida.

Així doncs, existeixen dues possibilitats igual que en els convertidors d'enllaç directe:

o **Convertidor tensió-tensió**

La connexió entre les dues fonts de tensió es realitza mitjançant una bobina, de manera que resolgui adequadament totes les possibles connexions entre la font d'entrada i la font de sortida, agafant energia de la font d'entrada, emmagatzemant-la i, finalment, retornant-la a la font de sortida en ambdós sentits.

L'estructura en pont complet satisfà aquestes necessitats, podent reduir el número d'interruptors emprats en funció de la reversibilitat de les fonts enllaçades. Casos típics que adopten aquesta solució són els convertidors tipus *flyback*.

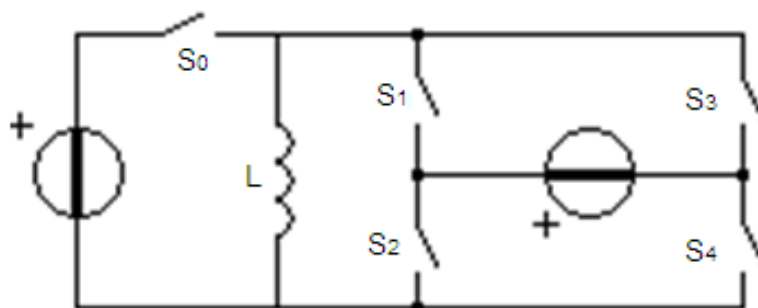


Figura 13. Convertidor tensió-tensió amb la bobina.

○ **Convertidor corrent-corrent**

La connexió entre les dues fonts de corrent es realitza mitjançant un condensador. Els enllaços a realitzar i les estructures en pont que ho resolen són els següents:

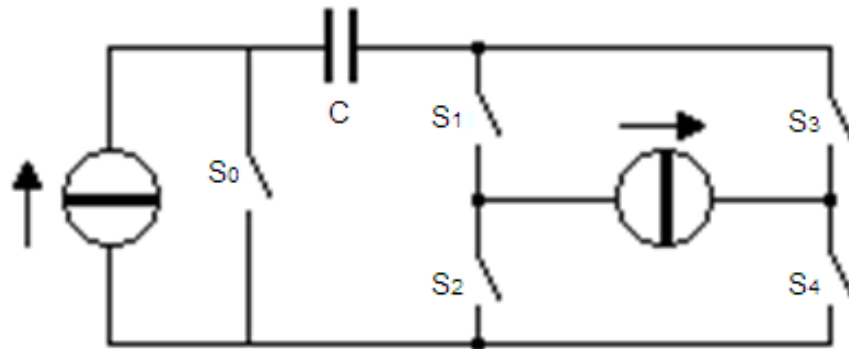


Figura 14. Convertidor corrent-tensió amb el condensador.

5. PÈRDUES DELS CONVERTIDORS ESTÀTICS

Tal i com hem vist, un convertidor estàtic està format per elements semiconductors de potència, un sistema de control i d'altres sistemes auxiliars. Encara que avui dia els convertidors estàtics siguin molt més eficients (en quant a volum, pes, cost, rendiment, etc.) que els antics convertidors, generen unes pèrdues d'energia durant el seu funcionament que les podríem catalogar com a:

- Pèrdues associades als seus transformadors d'alimentació.
- Pèrdues associades als semiconductors (pèrdues de commutació i conducció).
- Pèrdues associades als sistemes auxiliars; consums propis de cada sistema (sistema de mesurament, sistema de control, sistema de frenada, sistema de refrigeració, etc.).

Aquests tres tipus de pèrdues són presents en el funcionament d'un sistema que funciona amb un convertidor estàtic, però només les pèrdues associades als elements semiconductors són pròpies del convertidor estàtic. De les pèrdues associades als semiconductors tenim, per una banda, pèrdues de commutació i, per altra, pèrdues de conducció.

5.1. PÈRDUES DE COMMUTACIÓ

La transició que es produeix entre l'estat de bloqueig (interruptor obert) a l'estat de conducció (interruptor tancat) no és instantània, és de l'ordre de micro-segons. Durant aquesta transició, existeix tensió i corrent simultàniament entre els terminals del semiconductor, fet que fa que es dissipin certa potència (potència perduda). Així doncs, quantes més commutacions per segon tingui el semiconductor (depèn de la freqüència de la xarxa), més pèrdues tindrem en forma de calor.

5.2. PÈRDUES DE CONDUCCIÓ

Un cop s'ha establert la conducció pel semiconductor, aquesta es manté durant varis mili-segons. Durant la conducció, es produeix la circulació de corrent pel semiconductor que s'enfronta a una resistència (resistència de conducció) existent en l'estat de saturació i que provoca dissipació d'energia en forma de calor. Així doncs, quant més altes són les corrents amb les que treballa el convertidor, més pèrdues tindrem.

Com a conclusió, podem dir que les pèrdues d'un convertidor estàtic són la suma de les pèrdues de commutació més les pèrdues de conducció dels semiconductors presents al convertidor. Per tant, si el convertidor treballa a una freqüència molt elevada, les

pèrdues de commutació seran més rellevants que les pèrdues de conducció. Si, en canvi, el convertidor treballa amb corrents elevades i a baixa freqüència, les pèrdues de conducció seran més rellevants que les pèrdues de commutació.

5.3. GENERACIÓ DE CALOR

Sabem que les pèrdues que pateix el convertidor per mitjà dels seus semiconductors són en forma de calor. Per tant, podrem calcular aquesta potència calorífica generada a partir de la potència proporcionada pel generador al convertidor i del rendiment d'aquest:

$$Q_{\text{pèrdues}} = P_{\text{total}} \cdot (1 - \eta_{\text{convertidor}})$$

Aquest calor generat dins del convertidor pot provocar el sobreescalfament dels semiconductors amb la conseqüència que el convertidor resulti malmès. Per aquest motiu, mitjançant un sistema de refrigeració (aire o aigua), hem de retirar el calor i així protegir el convertidor.

En el cas d'utilitzar un sistema de refrigeració per aire, la massa d'aire necessària per dur a terme aquest sistema de ventilació es calcula amb la següent expressió matemàtica:

$$m = \frac{Q_{\text{pèrdues}}}{C_p \cdot \Delta T}$$

On:

- m: flux de massa d'aire (kg/s)
- C_p : calor específic de l'aire [kJ/kg·°K] (1,005 kJ/kg·°C)
- ΔT : increment de temperatura que passa pel convertidor

6. ÀMBITS D'APLICACIÓ

Els convertidors estàtics (com element processador d'energia elèctrica), no acostumen a treballar en llaç obert (tal i com s'ha mostrat fins ara), sinó que ho acostumen a fer en llaç tancat, és a dir, amb realimentació.

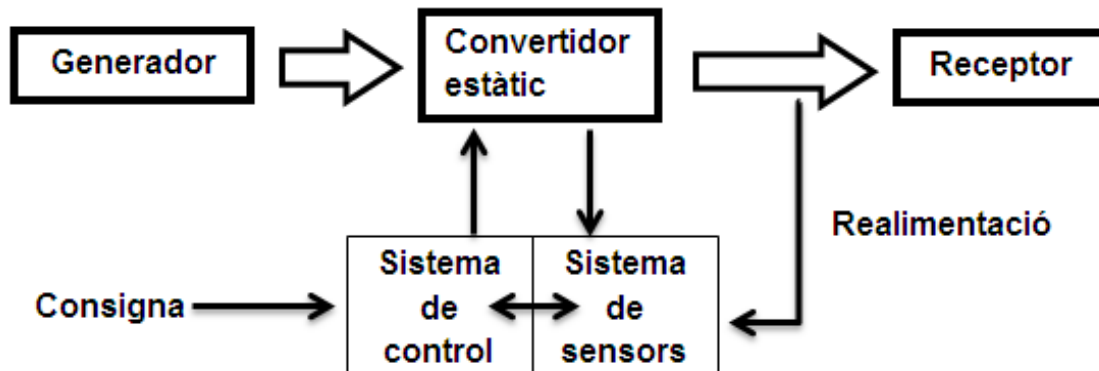


Figura 15. Convertidor estàtic en llaç tancat.

El motiu pel qual els convertidors treballen en llaç tancat és perquè, d'aquesta manera, s'aconsegueix un funcionament automàtic. En aquest funcionament automàtic, la potència generada és processada cap al receptor complint els requeriments d'aquest gràcies al sistema de control i al sistema de sensors.

La consigna, per la seva part, indica les característiques a imposar a la sortida. Del convertidor s'espera que proporcioni una potència de sortida que es mantingui constant davant de les variacions del generador i de les pertorbacions externes al sistema.

En el llaç de realimentació, el sistema de sensors té la funció de captar els paràmetres d'interès pel sistema de control que actuarà en conseqüència amb aquests paràmetres, obrint i tancant els interruptors per mantenir la sortida desitjada.

Les aplicacions que poden tenir els convertidors estàtics avui dia formen un camp molt ampli donat a les necessitats i exigències que marca el mercat. Les més rellevants poden ser, per exemple:

a) Alimentació d'equips i sistemes electrònics:

Els sistemes electrònics, consoles, ordinadors personals, etc. requereixen una alimentació de tensió constant i de voltatges cada vegada més baixos. El fet que l'alimentació de la qual disposen aquests aparells prové de la xarxa elèctrica (tensió alterna), fa que haguem de disposar d'un convertidor per la conversió energètica i que, a la vegada, requereix d'un rendiment òptim.

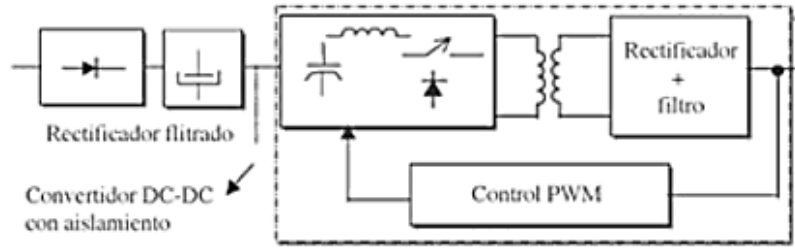


Figura 16. Esquema d'una font d'alimentació commutada.

b) Fabricació flexible i robòtica:

L'exigència i la competitivitat del mercat en l'actualitat obliga, a les fàbriques, a automatitzar les seves cadenes de producció per tal de complir amb els terminis, cada vegada més curts, marcats pels clients. El fet d'automatitzar, requereix introduir robots especialitzats en certs processos de muntatge i diversos elements mecànics que requereixen d'energia elèctrica processada a través de convertidors estàtics (per aconseguir una determinada velocitat de moviment, una posició molt precisa, etc.).

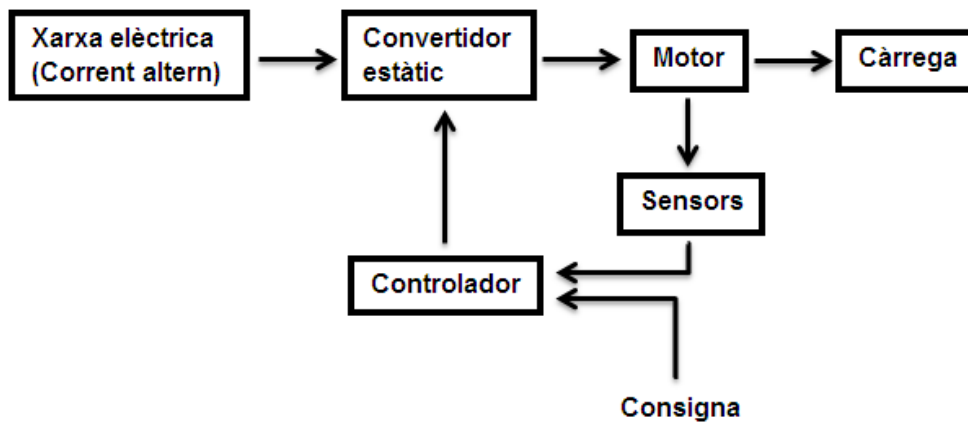


Figura 17. Esquema d'un accionament elèctric.

c) Escalfament inductiu:

L'escalfament inductiu és necessari en diverses aplicacions industrials (fusió i forja de materials, segellat d'envasos, soldadura i fabricació de semiconductors, etc.) i, també, en aplicacions domèstiques (cuines d'inducció).

Aquest escalfament inductiu es crea mitjançant una inductància, la qual té un nucli ferromagnètic d'elevades pèrdues, que a partir d'una tensió alterna es produeix una excitació que provoca un despreniment de calor.

Per tal d'aconseguir un funcionament adequat, és necessari la utilització d'un ondulador o inversor (convertidor estàtic CC/CA).

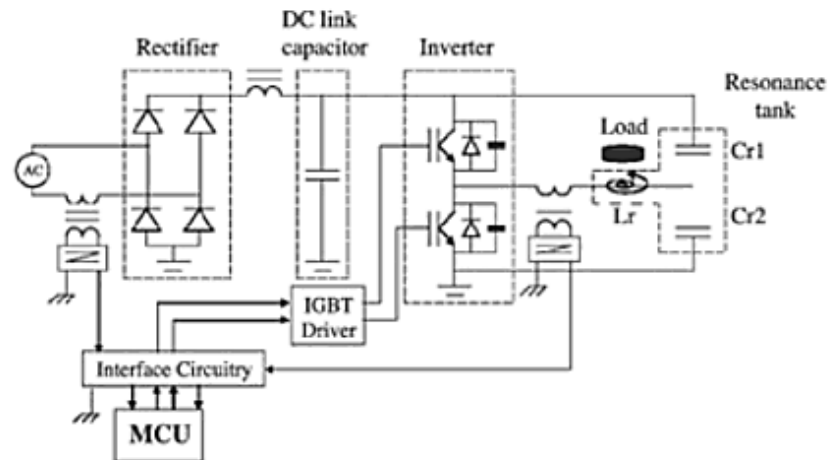


Figura 18. Esquema d'un sistema d'escalfament inductiu.

d) Energia i sostenibilitat:

S'ha demostrat que la utilització dels combustibles fòssils comporta problemes mediambientals amb greus conseqüències. Per aquest motiu, és essencial l'augment de l'eficiència en la conversió energètica i l'augment de la densitat de potència, és a dir, proporcionar potències cada vegada més elevades en volums cada vegada més petits. Per assolir aquest objectiu s'han creat nous camps d'aplicació com:

a. Processat d'energia a partir de fonts renovables:

En la utilització de fonts renovables (Sol, vent, aigua, etc.), per poder produir energia elèctrica, es requereixen els convertidors estàtics per poder processar eficientment la energia obtinguda de les fonts renovables fins a les càrregues que han de consumir-la.

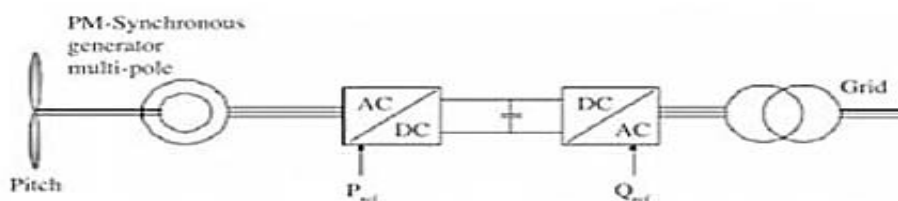


Figura 19. Esquema d'un aerogenerador.

b. Transport:

En el cas del transport, la utilització d'energia elèctrica, suposa una disminució de les emissions de gasos tòxics a l'atmosfera i, al mateix temps, s'obté una eficiència molt elevada. En certs casos, és possible obtenir un funcionament regeneratiu, és a dir, al mateix temps que es produeix energia elèctrica per a fer funcionar el vehicle, es retorna energia elèctrica als acumuladors per, més tard, reutilitzar-la.

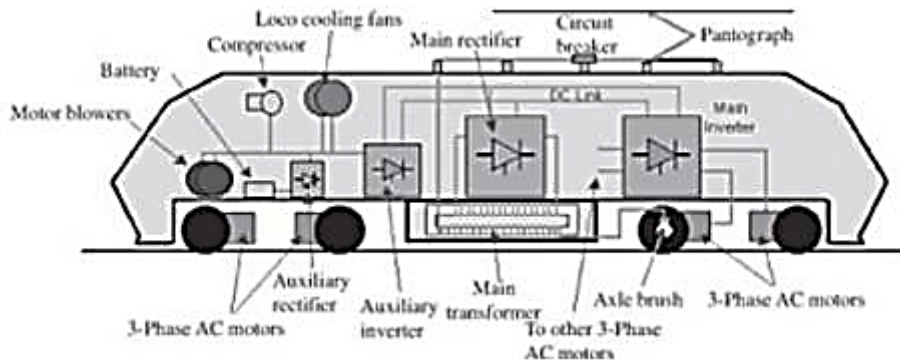


Figura 20. Esquema d'una locomotora elèctrica.

c. Il·luminació d'alta eficiència:

Avui dia, el consum d'energia elèctrica per il·luminació és molt elevat i això comporta conseqüències pel medi ambient. Per tal de millorar l'eficiència energètica en aquest àmbit, s'utilitzen els balasts electrònics que permeten mantenir estable i limitar un flux de corrent per llampares utilitzant una conversió estàtica d'energia elèctrica.

e) Aplicacions en el àmbit de la electricitat:

Aquest camp comprèn aplicacions que processen energia elèctrica, des de petites potències fins a potències enormes.

a. Transport en contínua d'alta tensió:

El cablejat utilitzat pel transport en contínua, a baixes temperatures ambientals, presenta una resistència òhmica molt baixa (inferior a 50 mΩ/km). Per tant, les pèrdues són molt menors que amb el cablejat pel transport en alterna. Així doncs, aquesta aplicació és utilitzada als països situats a les zones més fredes de la Terra, on s'utilitzen tensions molt elevades (de l'ordre de 400 kV o més) manejant potències superiors als 500MW mitjançant rectificadors de molt alta tensió.

b. Compensació estàtica de potència reactiva:

La utilització d'interruptors permet millorar la efectivitat respecte dels blocs de condensadors utilitzats tradicionalment per la compensació d'energia reactiva. Això és degut a que utilitzant el control adequat dels interruptors, s'aconsegueix optimitzar la compensació per un ampli marge de les càrregues alimentades que actuen com un sistema de capacitància variable.

c. Aplicacions domèstiques i residencials:

Tant pels petits i grans electrodomèstics que tenim a casa, com pels sistemes de gran potència, com poden ser els sistemes industrials d'aire condicionat, s'utilitzen sistemes d'electrònica de potència per raons d'eficiència energètica.

d. Sistemes d'alimentació ininterrompuda (SAI):

Aquesta aplicació és molt important, per exemple en el sector informàtic o en el sector mèdic, ja que garanteix la continuïtat de l'alimentació encara que es produeixi una baixada de tensió o qualsevol problema que afecti a l'alimentació del sistema. Aquesta és l'aplicació per la qual m'he decantat en aquest projecte i que coneixerem més a fons.

7. SISTEMES D'ALIMENTACIÓ ININTERROMPUDA

Els sistemes d'alimentació ininterrompuda (SAI) són aquells sistemes que disposen de fonts d'alimentació que proporcionen, de manera ininterrompuda, una tensió fiable i de gran qualitat. Aquest tipus de fonts, proporcionen una protecció contra tallades d'alimentació, sobretensions o baixades de tensió, de manera que, si succeeix qualsevol d'aquests problemes, el mateix sistema proporciona una autoalimentació per poder continuar funcionant un cert temps i evitar greus conseqüències respecte a l'activitat que s'estigui duent a terme. Per tant, es tracta de sistemes que s'utilitzen per alimentar càrregues de vital importància les quals precisen d'un funcionament ininterromput, com per exemple en el cas d'equips mèdics, de sistemes d'emmagatzematge de dades, d'equips d'emergència, etc..

Així doncs, una font d'aquestes característiques ha de ser capaç de subministrar potència de manera ininterrompuda amb les condicions necessàries exigides per a cada aplicació. És per això que les característiques que han de presentar aquest tipus de sistemes són les següents:

- La sortida de tensió ha de tenir el menor nombre possible d'harmònics, independentment dels canvis de tensió de l'entrada i de la tensió de la càrrega.
- El pas de mode normal (funcionant correctament des de la xarxa) a mode *back-up* (mode en el que s'extrau la potència consumida per la càrrega per alimentar el sistema) del sistema d'emmagatzematge d'energia del SAI, ha de ser instantani.
- Si el SAI és alimentat per la xarxa elèctrica, el corrent d'entrada ha de tenir el mínim d'harmònics possibles, ha de ser sinusoidal i ha de tenir un factor de potència proper a la unitat.
- Alta fiabilitat.
- *Bypass* amb una font d'alimentació redundant, per si fos el cas que existís una fallada interna.
- Aïllament elèctric del sistema d'alimentació (típicament format per bateries), de la sortida i de l'entrada.
- Poc manteniment.

- Baix cost, pes i grandària.

Els SAI es classifiquen en tres grups: estàtics, rotatoris i híbrids.

7.1. SAI ESTÀTICS

És el tipus més utilitzat ja que tenen una gran capacitat d'adaptació per treballar a diferents potències, tant baixes com elevades.

Les seves avantatges principals són: alt rendiment, molta fiabilitat i baix THD (distorsió harmònica total). Pel contrari, el seu principal inconvenient és el baix rendiment que s'obté quan s'alimenten les càrregues no lineals.

Aquest tipus de sistemes es ramifiquen en tres configuracions: *On-line*, *Off-line* i *Line-Interactive*.

7.1.1. SAI ON-LINE

A la figura següent, podem observar l'esquema que constitueix aquest tipus de SAI estàtic:

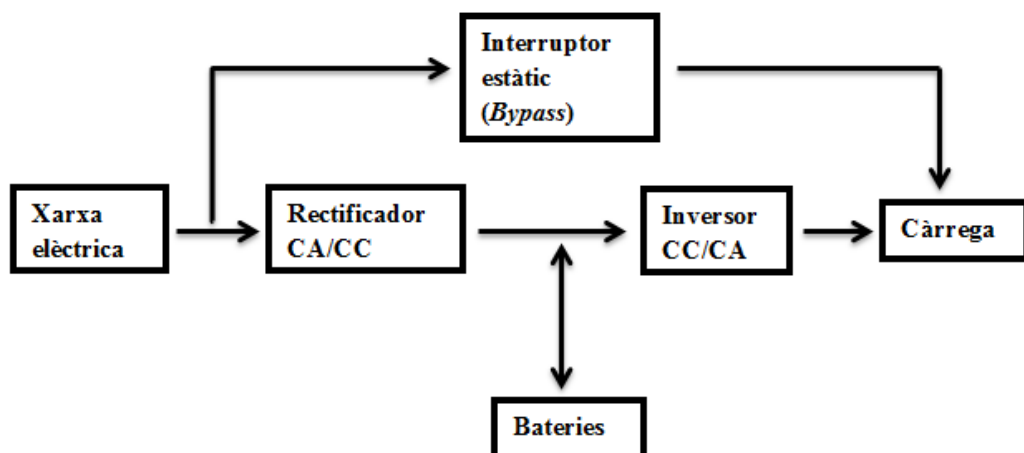


Figura 21. Diagrama de blocs d'un SAI On-line.

Estan compostos per un rectificador que transforma l'energia rebuda de la xarxa elèctrica en forma d'alterna a contínua per alimentar a un sistema d'emmagatzematge d'energia (generalment, un conjunt de bateries). Aquest conjunt de bateries es van carregant per subministrar l'energia necessària al sistema durant el període de *back-up*, període en el qual la xarxa no es troba disponible. A continuació, s'instal·la un inversor que torna a transformar aquesta energia en alterna i alimenta a la càrrega. D'altra banda, mitjançant un interruptor estàtic que permet el subministrament de potència a partir d'una font redundant, formant un *Bypass*, s'evita que el sistema deixi de funcionar davant d'una fallada interna.

Dins d'aquesta tipologia existeixen tres modes d'operació: mode normal, mode d'emmagatzematge d'energia i mode *Bypass*.

- **Mode normal:**

En aquest mode d'operació, la potència subministrada a la càrrega es fa mitjançant la doble conversió del rectificador (CA/CC) i de l'inversor (CC/CA). A més, el rectificador, a part de subministrar potència a la càrrega a través de l'inversor, subministra potència a les bateries per carregar-les.

- **Mode d'emmagatzematge d'energia:**

Aquest mode d'operació entra en funcionament quan la xarxa elèctrica no està disponible (fora de rang) i, per tant, no pot subministrar potència al sistema. D'aquesta manera, l'inversor disposa de la potència proporcionada pel conjunt de bateries per poder alimentar a la càrrega fins que la xarxa elèctrica torna a estar disponible, llavors, la potència subministrada torna a provenir de la xarxa.

- **Mode *Bypass*:**

En el moment que es produeix una fallada interna en el sistema, el mode *Bypass* entra en funcionament. És a dir, la xarxa elèctrica subministra directament la potència a la càrrega per mitjà de l'interruptor.

Les avantatges principals d'aquesta topologia són l'amplia tolerància a les variacions de la tensió d'entrada i la precisió amb la que es regula la sortida, i el temps de transferència entre el mode normal i el mode d'emmagatzematge d'energia és nul.

D'altra banda, com a inconvenients trobem baixos factors de potència, alts THD d'entrada i una eficiència bastant baixa a causa de la doble conversió que hi ha amb el rectificador i l'inversor. El rectificador provoca que hi hagi distorsions al corrent d'entrada i, per evitar o disminuir aquestes distorsions, s'ha d'utilitzar un compensador del factor de potència, la qual cosa fa que el preu del SAI augmenti.

Tot i la baixa eficiència que presenta degut a la doble conversió, aquesta topologia és la més utilitzada pels avantatges anomenats i per la protecció que proporciona aquesta doble conversió a la càrrega.

7.1.2. SAI OFF-LINE

Aquest tipus de configuració es coneix també com a SAI *Standby*. A la següent figura es mostra l'esquema d'aquest tipus de configuració:

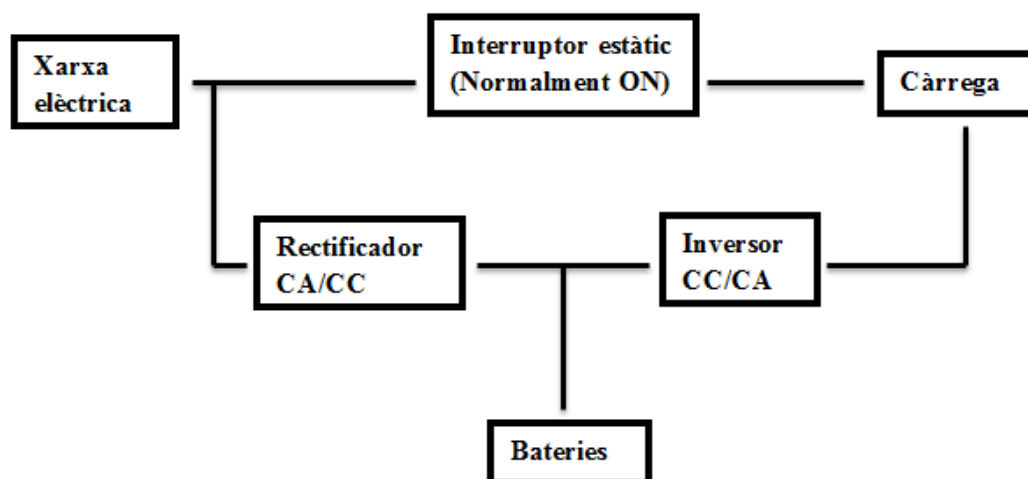


Figura 22. Diagrama de blocs d'un SAI Off-line.

A l'esquema podem observar que aquest tipus de configuració consta dels mateixos components que la tipologia anterior: un rectificador CA/CC, un banc de bateries, un inversor CC/CA i un interruptor estàtic (normalment tancat en aquest cas). L'interruptor està tancat durant el mode d'operació normal, per tant, la càrrega s'alimenta directament de la xarxa elèctrica sense cap tipus de conversió. D'altra banda, el rectificador carrega al conjunt de bateries i és dimensionat per a valors menors que en el cas anterior, donat que, en aquest cas, la potència demandada per la càrrega no passa a través d'ell. En canvi, l'inversor sí que està dimensionat pel 100% de la potència demandada per la càrrega, ja que està connectat en paral·lel a la càrrega i, en el moment que la xarxa elèctrica

no pot alimentar el circuit, és l'inversor qui ho fa. A més, durant el mode normal, l'inversor es sol usar com a filtre per reduir el nombre d'harmònics de la xarxa o per a millorar el factor de potència de la càrrega.

Dins d'aquesta tipologia existeixen dos tipus de modes de funcionament: mode normal i mode d'emmagatzematge d'energia.

- **Mode normal:**

En aquest mode, l'energia elèctrica es transmet directament de la xarxa elèctrica a la càrrega per mitjà de l'interruptor (generalment, es col·loca un filtre davant de la càrrega per millorar les condicions d'entrada). D'altra banda, el rectificador s'encarrega d'anar carregant les bateries amb l'objectiu de subministrar potència quan sigui requerida durant el mode d'emmagatzematge d'energia.

- **Mode d'emmagatzematge d'energia:**

Quan la xarxa elèctrica no està disponible per a subministrar potència i alimentar al circuit, la potència requerida a la càrrega es subministra mitjançant les bateries a través de l'inversor fins que la xarxa torna a estar disponible o s'ha acabat el temps de *back-up* establert.

Les avantatges principals d'aquesta topologia són el seu disseny simple, el seu baix cost (al no haver de dimensionar el rectificador pel 100% de la potència demandada per la càrrega, el cost és menor que en el SAI *On-line*) i la reducció de la grandària del sistema.

D'altra banda, com a inconvenients tenim la falta d'aïllament entre la càrrega i la xarxa elèctrica (l'ús d'un transformador trifàsic proporciona l'aïllament elèctric necessari i proporciona una alta fiabilitat a un cost moderat), la inexistència de regulació per a la tensió de sortida, els llargs temps de commutació i un baix rendiment quan s'alimenten càrregues no lineals.

7.1.3. SAI LINE-INTERACTIVE

A la següent figura es mostra l'esquema d'aquest tipus de configuració:

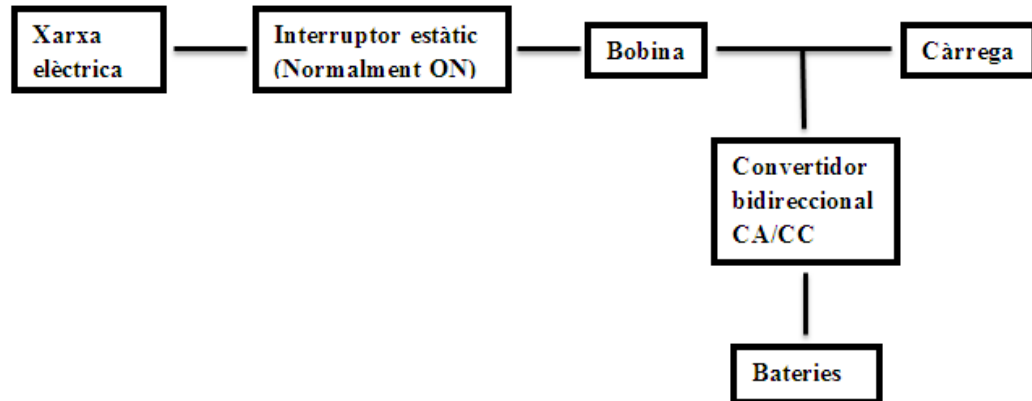


Figura 23. Diagrama de blocs d'un SAI line-interactive

Aquesta tipologia de SAI pot funcionar igual que qualsevol de les dos anteriors. En el cas de funcionar com els SAI *Off-line*, la bobina en sèrie no és requerida. Tot i així, la majoria de SAI *line-interactive* operen com els *On-line* per tal de millorar el factor de potència de la càrrega o poder regular la tensió d'entrada a la mateixa. Quan la xarxa estigui dins dels límits acceptables (disponible) serà aquesta la que subministri la potència directament a la càrrega. El convertidor, per la seva part, es connecta en paral·lel amb la càrrega i el carregador de bateries. Aquest pot proporcionar la quantitat de potència reactiva necessària per a mantenir el factor de potència proper a 1 o per a regular la tensió de sortida. Aquestes funcions de l'inversor, només s'utilitzen en el mode *On-line*. En aquesta topologia no s'injecten harmònics addicionals a la xarxa, la qual cosa és una avantatge respecte de les altres topologies.

- **Mode normal:**

En aquest mode, el flux de potència circula des de la xarxa fins a la càrrega. El convertidor actua com a carregador de les bateries i, mitjançant un control PWM, pot proporcionar una tensió de sortida estabilitzada i sinusoidal o pot proporcionar el factor de potència requerit per la càrrega. Tot i així, quan es treballa en aquest mode, no és possible regular la freqüència de la tensió de sortida.

- **Mode d'emmagatzematge d'energia:**

En aquest mode, el convertidor bidireccional actua com a inversor i subministra a la càrrega la potència emmagatzemada per les bateries

Les avantatges principals que presenten aquests tipus de SAI són la gran fiabilitat que presenten a partir d'un disseny simple, el baix cost comparat amb les altres topologies, la capacitat d'eliminar els harmònics a la corrent d'entrada i, per conseqüència d'aquestes avantatges anomenades, la major eficiència dels tres tipus de SAI estàtics.

D'altra banda, com a principal inconvenient trobem el mal aïllament entre la xarxa elèctrica i la càrrega. Aquest problema es pot solucionar, tal i com hem vist en els SAI *Off-line*, incorporant un transformador, però incorpora altres inconvenients com l'augment de cost, grandària i pes del SAI. A més, el fet de tenir el convertidor bidireccional en paral·lel amb la càrrega, quan fa la funció d'inversor, fa que la tensió de sortida no estigui ben regulada.

7.2. SAI ROTATORIS

Els SAI rotatoris estan formats per un motor d'alterna, una màquina de continua, un generador d'alterna i un banc de bateries. A la figura següent podem veure l'esquema que segueixen:

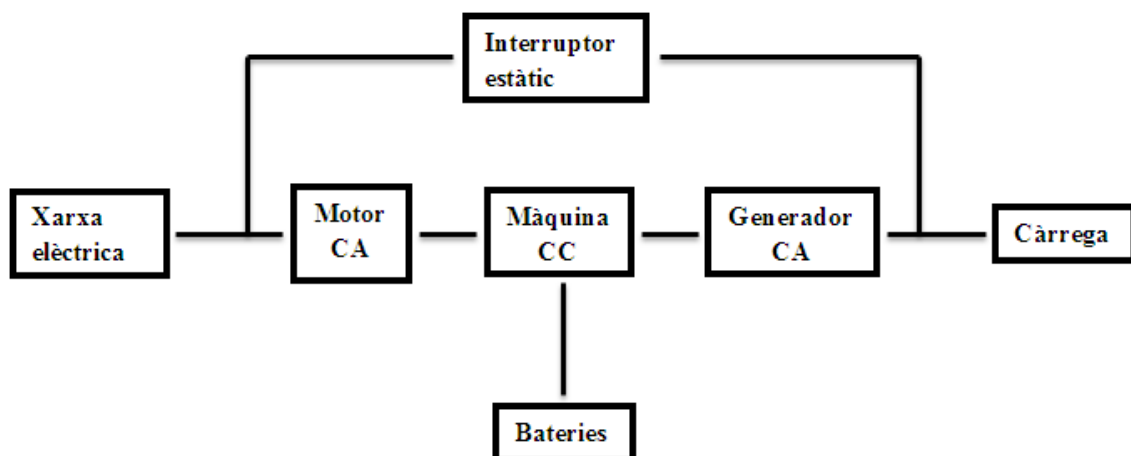


Figura 24. Diagrama de blocs d'un SAI rotatori.

A l'esquema podem observar que els SAI rotatoris segueixen una estructura molt similar als SAI *On-line* i *Off-line*, compartint la font d'alimentació (xarxa elèctrica), l'interruptor estàtic fent la funció de *Bypass*, el conjunt de bateries i la càrrega. En aquest tipus, el motor d'alterna i la màquina de continua fan la funció de rectificador i la màquina de continua i el generador d'alterna fan la funció d'inversor.

Aquest tipus de SAI disposen de tres modes de funcionament: mode normal, mode d'emmagatzematge d'energia i mode *Bypass*.

- **Mode normal:**

En aquest mode, la xarxa elèctrica s'encarrega de subministrar energia al motor d'alterna el qual fa moure la màquina de continua. La màquina de continua, subministra l'energia rebuda a la càrrega mentre va carregant el conjunt de bateries.

- **Mode d'emmagatzematge d'energia:**

En aquest segon mode de funcionament, les bateries són les encarregades de subministrar energia a la màquina de continua per, a través del generador d'alterna, alimentar la càrrega.

- **Mode *Bypass*:**

Igual que els SAI *On-line*, en el moment que es produeix una fallada interna en el sistema, aquest mode entra en funcionament. És a dir, la xarxa elèctrica subministra directament la potència a la càrrega per mitjà de l'interruptor.

Respecte dels SAI estàtics, aquest tipus són més fiables encara que necessiten més manteniment i són més pesats i de major grandària. A més, poden suportar sobrecàrregues d'entre un 300% - 600% de la nominal, essent d'un 150% pels SAI estàtics. Disposen d'un THD inferior al 3% en el corrent d'entrada, interferències electromagnètiques molt baixes i, pel que fa al rendiment (superior al 85%), és alt quan la càrrega és no lineal degut a la baixa impedància de sortida.

7.3. SAI HÍBRIDS

Aquest tipus, són una combinació dels SAI estàtics i rotatoris. Com a resultat, obtenim un nou sistema amb una baixa impedància de sortida, una gran fiabilitat, una excel·lent estabilitat de la freqüència i baixos costos de manteniment. A la figura següent podem veure l'esquema que segueixen:

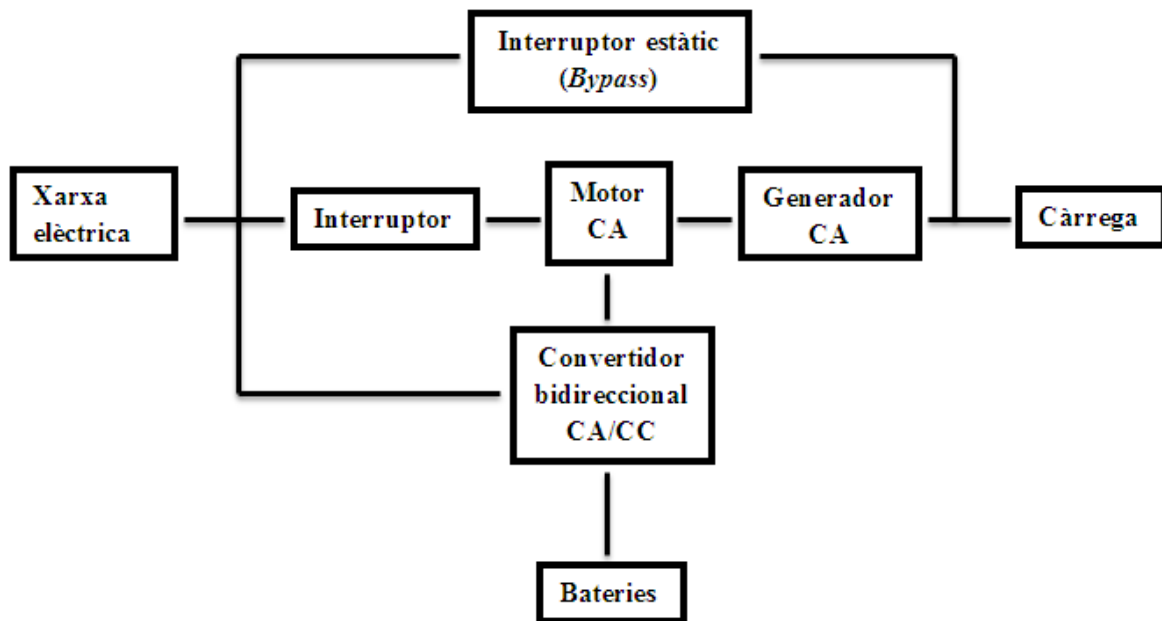


Figura 25. Diagrama de blocs d'un SAI híbrid.

A l'esquema, podem observar que els SAI híbrids consten d'un interruptor seguit d'un motor d'alterna i d'un generador d'alterna i d'un convertidor bidireccional CA/CC, que actuarà com a rectificador en un sentit i com a inversor en l'altre. També disposen d'un interruptor estàtic pel mode de funcionament *Bypass* i de la xarxa elèctrica, el banc de bateries i la càrrega.

Aquest tipus de SAI disposen de tres modes de funcionament: mode normal, mode d'emmagatzematge d'energia i mode *Bypass*.

- **Mode normal:**

En aquest mode, la xarxa elèctrica s'encarrega d'alimentar al motor d'alterna el qual fa moure el generador d'alterna. El generador d'alterna, s'encarrega de subministrar l'energia rebuda del motor a la càrrega. Per la seva part, el convertidor bidireccional, actuant com a rectificador (CA/CC), és el que s'encarrega de carregar el conjunt de bateries

- **Mode d'emmagatzematge d'energia:**

En aquest segon mode de funcionament, les bateries són les encarregades de subministrar energia al motor d'alterna a través del convertidor bidireccional, actuant com a inversor (CC/CA), per fer moure el generador d'alterna i, així, alimentar la càrrega.

- **Mode *Bypass*:**

Aquest tercer mode de funcionament, funciona exactament igual que en els casos anteriors.

Les avantatges principals que presenten els SAI híbrids són que la transferència d'energia des de la xarxa fins el convertidor (inversor) es fa de manera controlada i no mitjançant condicions de fallada com en els casos anteriors. A més, l'inversor està sempre en funcionament i, d'aquesta manera, s'eviten temps de transició per passar de mode d'emmagatzematge d'energia a mode de funcionament normal. Cal afegir que, aquest tipus, són molt utilitzats en aplicacions de potències elevades, de l'ordre de kVA.

Respecte dels SAI estàtics, els SAI híbrids tenen l'avantatge que a la sortida s'obté una impedància inferior, un baix THD treballant amb càrregues no lineals, millor fiabilitat i millor aïllament entre la xarxa elèctrica i la càrrega.

8. CONVERTIDOR CONTINUA-ALTERNA: INVERSOR.

Els convertidors continua-alterna, coneguts com a onduladors (del francès *onduleur*) o inversors (de l'anglosaxó *invertir*, *voltatge-fed invertir*, *voltatge-source invertir*), són circuits que tenen la capacitat de transformar una corrent continua en una d'alterna. És a dir, els inversors transfereixen potència a partir d'una font de continua a una càrrega d'alterna.

La importància d'aquests convertidors radica en que són àmpliament utilitzats en gran varietat d'equips electrònics proporcionant, principalment, un control sobre les variables de sortida (corrent, tensió o freqüència). Així doncs, la utilització d'aquest tipus de circuits és molt variada, ja que pot pensar-se per a l'alimentació d'equips informàtics, equips mèdics, equips de comunicacions o equips electrònics en general, a partir d'una font d'alimentació de corrent continua. Dins d'aquest camp d'aplicacions trobem els sistemes d'alimentació ininterrompuda que, tal i com hem vist, incorporen un inversor per alimentar la càrrega a partir del conjunt de bateries quan falla l'alimentació de la xarxa elèctrica.

8.1. INVERSORS EN PONT D'ONA COMPLETA

El convertidor en pont d'ona completa és el circuit bàsic que s'utilitza per convertir una senyal de continua en una d'alterna. Aquesta conversió és possible formant una determinada seqüència de commutació dels seus interruptors, és a dir, obrint i tancant els interruptors en una determinada seqüència podem modular la senyal de continua de tal manera que generi una senyal d'alterna. Aquest tipus d'inversors segueixen el següent esquema:

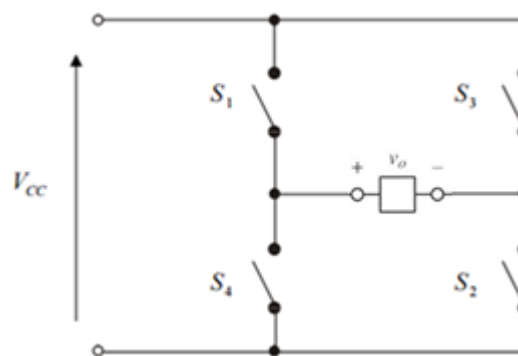


Figura 26. Esquema del convertidor inversor en pont d'ona completa.

La tensió de sortida varia entre V_{cc} , 0 i $-V_{cc}$ segons quins siguin els interruptors que estan tancats.

Els interruptors reals no s'obren i es tanquen instantàniament, per tant, en el moment de dissenyar el control dels interruptors, s'ha de tenir en conta els temps de transició de la commutació, denominat temps mort (*blanking time*). Si aquest temps de transició no existís, els interruptors es solaparien provocant un curtcircuit, conegut com a fallada de solapament (*shoot-through fault*), a la font de tensió de continua.

Existeixen dos tipus de funcionament dels inversors:

- Inversors d'ona quadrada.
- Inversors PWM.

8.1.1. INVERSORS D'ONA QUADRADA

Aquest tipus d'inversors es basen en el funcionament alternat dels interruptors que formen l'inversor.

A partir de la tensió d'alimentació de la font de continua V_{cc} , podem obtenir una tensió alterna que alimenta la càrrega. Això és possible gràcies als interruptors que, mitjançant una seqüència determinada de commutació, s'obren i es tanquen polaritzant la càrrega en un i altre sentit.

Per mostrar aquestes seqüències que han de seguir els interruptors, es mostra la següent taula on podem observar l'estat dels interruptors i la tensió que existeix a la càrrega en cadascuna de les seqüències:

S_1	S_2	S_3	S_4	$v_o(t)$
Off	Off	Off	Off	0
On	On	Off	Off	$-V_{cc}$
Off	Off	On	On	V_{cc}

Taula 4. Estat dels interruptors i la tensió de sortida en la commutació.

Observem que S_1 i S_4 , i S_2 i S_3 , no estan tancats (On) al mateix temps, ja que, si això passés, es produiria un curtcircuit en la font de continua.

Així doncs, seguint aquesta taula, la tensió de sortida a la càrrega en funció de l'estat dels interruptors està representada a la següent gràfica:

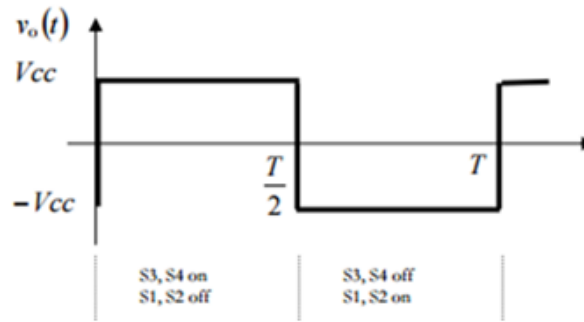


Figura 27. Tensió de sortida amb forma d'ona quadrada.

Si les seqüències de commutació dels interruptors es realitzen de forma periòdica, es produeix una alternança dels valors V_{cc} i $-V_{cc}$, la qual dóna lloc a una tensió alterna de V_{cc} com a valor eficaç en forma d'ona quadrada. La tensió de sortida conté, a més de la component fonamental, harmònics imparells. La magnitud d'aquests harmònics pot obtenir-se mitjançant l'anàlisi de Fourier.

D'altra banda, la forma d'ona de la corrent a la càrrega depèn dels components de la càrrega. En el cas de ser una càrrega resistiva, la forma d'ona de la corrent es correspon a la forma d'ona de la tensió de sortida a la càrrega. Per una càrrega inductiva, la forma d'ona de la corrent té una forma amb més qualitat sinusoïdal que la de la tensió degut a les propietats de filtrat de les inductàncies. Una càrrega inductiva requereix certes consideracions a l'hora de dissenyar els interruptors en el circuit en pont d'ona completa, ja que les corrents dels interruptors han de ser bidireccionals.

Per a una càrrega R-L en sèrie amb una sortida en forma d'ona quadrada, suposem que els interruptors S_1 i S_2 es tanquen a l'instant $t = 0$. Llavors, la tensió a la càrrega correspon al valor $+V_{cc}$ i la corrent comença a augmentar a la càrrega i als interruptors S_1 i S_2 . Així doncs, la corrent a la càrrega s'expressa com la suma de les corrents natural i forçada resultants:

$$i_0(t) = i_f(t) + i_n(t) = \frac{V_{cc}}{R} + Ae^{-\frac{t}{\tau}}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (8.1)$$

on A és una constant que es calcula a partir de la condició inicial i $\tau = L/R$.

A l'instant $t = T/2$, S_1 i S_2 s'obren i, per la seva banda, S_3 i S_4 es tanquen. Llavors, la tensió a la càrrega R-L passa a ser $-V_{cc}$ i la corrent es correspon amb la següent expressió:

$$i_0(t) = \frac{-V_{cc}}{R} + Be^{-\left(t-\frac{T}{2}\right)/\tau}, \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T \quad (8.2)$$

on B és una constant que es calcula a partir de la condició inicial.

Quan es proporciona energia al circuit per primer cop i la corrent inicial de la inductància és zero, existeix un temps transitori fins que la corrent de la càrrega arribi al règim permanent. En aquest règim permanent, la corrent a la càrrega és periòdica i simètrica respecte a zero tal i com es mostra a la figura 28. Fem que la condició inicial de la corrent a la càrrega en la equació 8.1 sigui I_{\min} , i que la condició inicial de la corrent a la càrrega a l'instant $t = T/2$ de l'equació 8.2 sigui I_{\max} .

Si fem el càlcul de l'equació 8.1 a l'instant $t = 0$, obtenim:

$$i_0(0) = \frac{V_{cc}}{R} + Ae^0 = I_{mín} \rightarrow A = I_{mín} - \frac{V_{cc}}{R} \quad (8.3)$$

De la mateixa manera, si fem el càlcul de l'equació 8.2 a l'instant $t = T/2$, obtenim:

$$i_0(T/2) = \frac{-V_{cc}}{R} + Be^0 = I_{màx} \rightarrow B = I_{màx} + \frac{V_{cc}}{R} \quad (8.4)$$

En règim permanent, les formes d'ona de la corrent corresponents a les equacions 8.1 i 8.2 es converteixen en:

$$i_0(t) \begin{cases} \frac{V_{cc}}{R} + \left(I_{mín} - \frac{V_{cc}}{R}\right) e^{-\frac{t}{\tau}} & \text{quan } 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ \frac{-V_{cc}}{R} + \left(I_{màx} + \frac{V_{cc}}{R}\right) e^{-(\tau - \frac{T}{2})/\tau} & \text{quan } \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases} \quad (8.5)$$

Obtenim una expressió de $I_{màx}$ avaluant la primera part de l'equació 8.5 en $t = T/2$:

$$i\left(\frac{T}{2}\right) = I_{màx} = \frac{V_{cc}}{R} + \left(I_{mín} - \frac{V_{cc}}{R}\right) e^{-\left(\frac{T}{2\tau}\right)} \quad (8.6)$$

I, per simetria:

$$I_{mín} = -I_{màx} \quad (8.7)$$

Substituint $-I_{màx}$ per $I_{mín}$ a l'equació 8.6 i aïllant $I_{màx}$:

$$I_{màx} = -I_{mín} = \frac{V_{cc}}{R} \left[\frac{1 - e^{-T/2\tau}}{1 + e^{-T/2\tau}} \right] \quad (8.8)$$

D'aquesta manera, les equacions 8.5 i 8.8 descriuen la corrent en una càrrega R-L en règim permanent que se li aplica una tensió en forma d'ona quadrada. A la següent figura es mostren les corrents resultants a la càrrega, a la font d'alimentació i als interruptors:

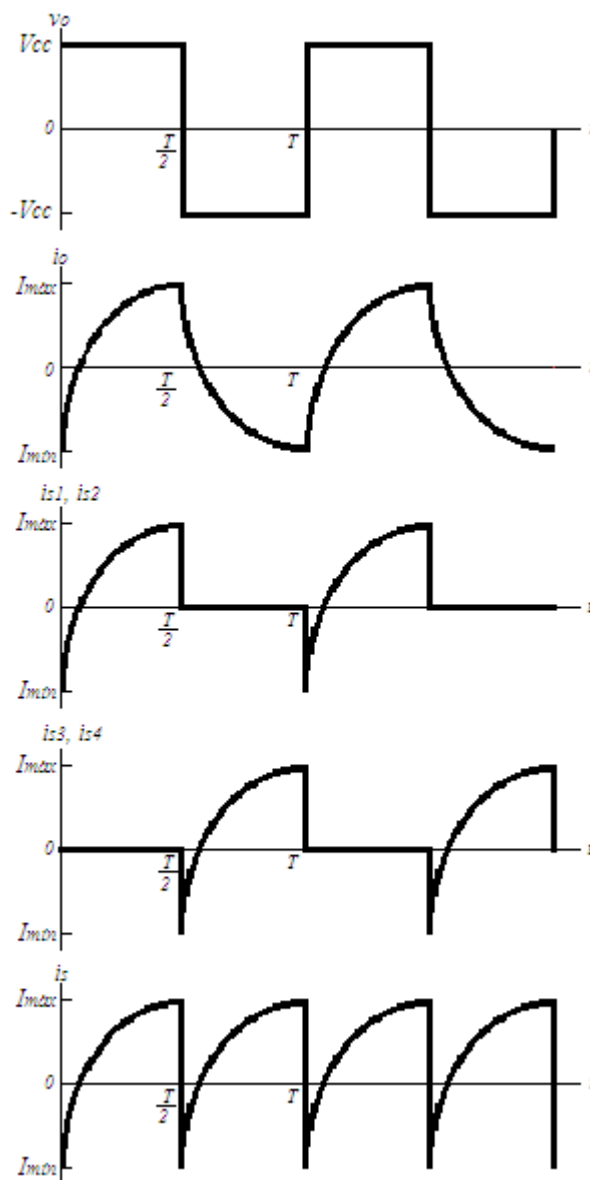


Figura 28. Tensió de sortida amb forma d'ona quadrada i forma d'ona de la corrent en règim permanent per a una càrrega R-L en sèrie.

La potència absorbida per la càrrega pot calcular-se a partir de la següent equació:

$$P_{abs} = I_{rms}^2 \cdot R \quad (8.9)$$

on I_{rms} es correspon a:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \left[\frac{V_{cc}}{R} + \left(I_{min} - \frac{V_{cc}}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \right]^2 dt} \quad (8.10)$$

Si els interruptors són ideals, la potència entregada per la font ha de ser la mateixa que la potència absorbida per la càrrega. La potència d'una font de continua ve determinada per:

$$P_{cc} = V_{cc} \cdot I_s \quad (8.11)$$

Seguint les formes d'ona de les corrents dels interruptors a la figura A, observem que els interruptors en el circuit en pont d'ona completa han de ser capaços de transportar tant corrents positives com corrents negatives per càrregues R-L en sèrie. Per tant, com que els dispositius electrònics reals solen conduir la corrent en només una sola direcció, s'afegeix un díode de realimentació en paral·lel amb cada interruptor. Així doncs, a l'interval de temps en el qual l'interruptor hauria de transportar corrent en sentit negatiu, és el díode de realimentació el que deixa passar la corrent.

- Anàlisi mitjançant sèries de Fourier

La manera més pràctica d'analitzar la corrent d'una càrrega i de calcular-ne la seva potència absorbida, és a partir de l'anàlisi mitjançant sèries de Fourier. La tensió de sortida i la corrent a la càrrega, quan no hi ha component de continua a la sortida, s'expressen de la següent manera:

$$v_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot \sin(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (8.12)$$

$$i_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \sin(n\omega_0 t + \phi_n) \quad (8.13)$$

La potència absorbida per una càrrega amb una resistència sèrie es calcula a partir de l'equació 8.9, on I_{rms} es pot calcular a partir dels valors eficaços de les corrents corresponents a cada una de les components de la sèrie de Fourier:

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{n,rms}^2} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}} \right)^2} \quad (8.14)$$

on

$$I_n = \frac{V_n}{Z_n} \quad (8.15)$$

i Z_n és la impedància de la càrrega per l'harmònic n:

$$Z_n = \sqrt{R^2 + (n\omega_0 L)^2} \quad (8.16)$$

De la mateixa manera, es pot determinar la potència absorbida en la resistència de càrrega per a cada freqüència a les sèries de Fourier. La potència total es determina a partir de:

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} P_n = \sum_{n=1}^{\infty} I_{n,ef}^2 \cdot R \quad (8.17)$$

on

$$I_{n,rms} = \frac{I_n}{\sqrt{2}} \quad (8.18)$$

En el cas d'una ona quadrada, les sèries de Fourier contenen harmònics imparells, i poden representar-se de la següent manera:

$$v_o(t) = \sum_{n,odd} \frac{4V_{cc}}{n\pi} \cdot \sin(n\omega_0 t) \quad (8.19)$$

Control d'harmònics i de l'amplitud:

L'amplitud de la freqüència fonamental d'una sortida amb forma d'ona quadrada de l'inversor en pont d'ona completa està determinada per la tensió d'entrada de continua V_{cc} , corresponent a la següent equació:

$$v_o(t) = \sum_{n,odd} \frac{4 \cdot V_{cc}}{n \cdot \pi} \cdot \sin(n \omega_0 t)$$

És possible generar una sortida controlada modificant l'esquema de commutació. Una tensió de sortida que conté intervals en els que la sortida és $+V_{cc}$, zero i $-V_{cc}$, tal i com es mostra a la figura 29, es pot controlar ajustant l'interval α a cada costat del pols on la sortida és zero:

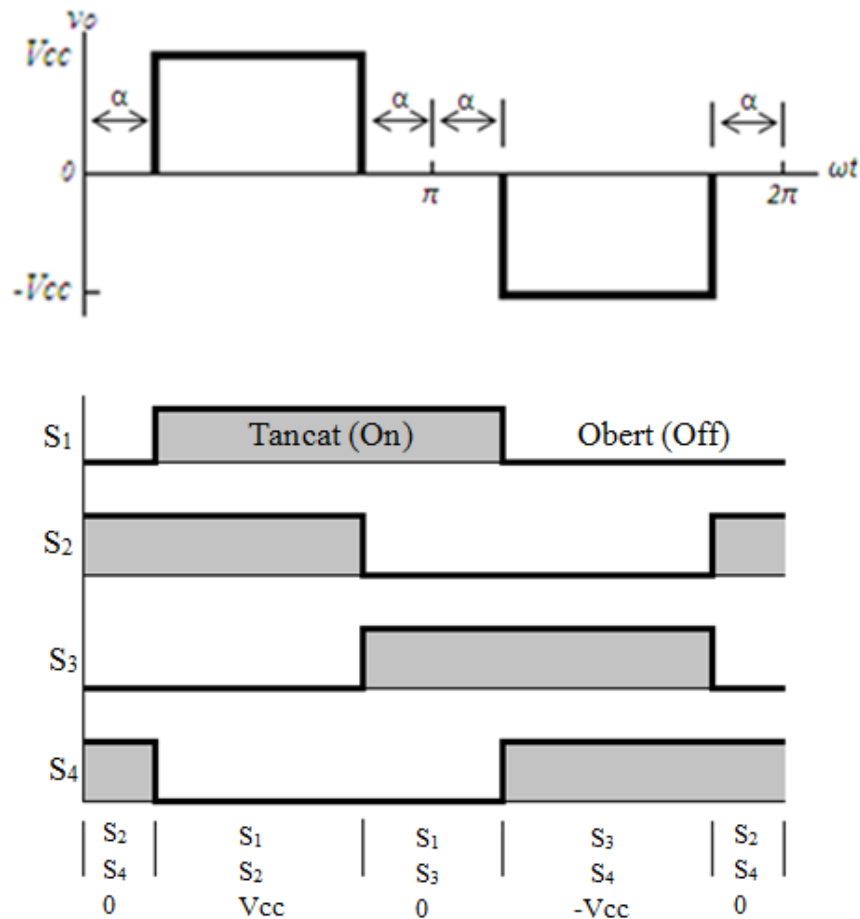


Figura 29. Esquema de commutació pel control d'harmònics i de l'amplitud.

El valor rms correspon a la següent equació:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} V_{cc}^2 d(\omega t)} = V_{cc} \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}}$$

La sèrie de Fourier de la forma d'ona s'expressa com:

$$v_o(t) = \sum_{n, odd} V_n \cdot \sin(n\omega_0 t)$$

Aprofitant la simetria de mitja ona, les amplituds són:

$$V_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} V_{cc} \cdot \sin(n\omega_0 t) \cdot d(\omega_0 t) = \left(\frac{4V_{cc}}{n\pi}\right) \cdot \cos(n\alpha)$$

on α és l'angle de tensió zero a cada extrem del pols. L'amplitud de la sortida per a cada freqüència de sortida és una funció d' α . D'aquesta manera, l'amplitud a la freqüència fonamental es controla ajustant α :

$$V_1 = \left(\frac{4V_{cc}}{\pi} \right) \cdot \cos(\alpha)$$

El contingut harmònic, de la mateixa manera, també es pot controlar ajustant l'angle α . Podem eliminar els harmònics seleccionant un valor d' α amb el qual el terme $\cos(\alpha)$ sigui igual a zero. D'aquesta manera, per eliminar l'harmònic n hem d'assignar el següent valor a l'angle α :

$$\alpha = \frac{90^\circ}{n}$$

El control de l'amplitud i la reducció d'harmònics poden no ser compatibles, ja que quan establim un valor d' α per eliminar un harmònic, estem fixant l'amplitud de la freqüència fonamental de sortida i, per tant, estem eliminant la possibilitat de poder fer un control posteriorment. Per exemple, si volem eliminar el tercer harmònic:

$$\alpha = \frac{90^\circ}{n} = \frac{90^\circ}{3} = 30^\circ \rightarrow V_1 = \left(\frac{4V_{cc}}{\pi} \right) \cdot \cos(30^\circ) = 1,1 \cdot V_{cc}$$

Ens trobem amb un valor fixat de l'amplitud de la freqüència fonamental de sortida. D'aquesta manera, per poder controlar tant l'amplitud com els harmònics utilitzant aquest esquema de commutació, és necessari controlar la tensió continua d'entrada a l'inversor, V_{cc} .

8.1.2. INVERSORS PWM

Aquest tipus d'inversors no són, des del punt de vista de la topologia del circuit, una alternativa als inversors d'ona quadrada, ja que els dos tipus segueixen el mateix esquema elèctric. La variació entre els dos tipus resideix en la estratègia de control dels interruptors del pont.

Respecte dels inversors d'ona quadrada, els inversors PWM disposen de les següents avantatges:

- Menor THD.
- Menys requeriments del filtre necessari per a reduir els harmònics.
- Control de l'amplitud de sortida.

La modulació per amplada de polsos (PWM, *Pulse Width Modulation*) proporciona un mètode de disminuir el factor THD de la corrent de la càrrega. Una sortida d'un inversor PWM amb filtrat, compleix les especificacions de THD amb més facilitat que l'esquema de commutació d'ona quadrada. En canvi, la sortida PWM sense filtrat tindrà un factor THD relativament elevat, però els harmònics tindran unes freqüències molt més altes que les de la ona quadrada, fent més senzill els filtres.

D'altra banda, també existeixen inconvenients:

- Circuits de control més complexes.
- Pèrdues més elevades a l'inversor a causa de l'increment de la freqüència de commutació.

A l'hora de treballar amb aquest tipus d'inversors, és important conèixer dos paràmetres importants:

- **Índex de modulació de freqüència, m_f :** es defineix com la relació entre les freqüències de les senyals portadora i de referència.

$$m_f = \frac{f_{\text{portadora}}}{f_{\text{referència}}} = \frac{f_{\text{triangular}}}{f_{\text{sinusoïdal}}}$$

Un valor elevat de m_f provoca un increment en la freqüència en la que es generen els harmònics. Com a desavantatge, a major m_f , majors pèrdues de commutació dels interruptors.

- **Índex de modulació de l'amplitud, m_a :** es defineix com la relació de les amplituds de les senyals de referència i portadora.

$$m_a = \frac{V_{m,\text{referència}}}{V_{m,\text{portadora}}} = \frac{V_{m,\text{sinusoïdal}}}{V_{m,\text{triangular}}}$$

Si $m_a \leq 1$, l'amplitud de la freqüència fonamental de la tensió de sortida és linealment proporcional a m_a .

$$V_1 = m_a \cdot V_{cc}$$

Observem que l'amplitud de la freqüència fonamental de la tensió de sortida PWM depèn de l'índex de modulació de l'amplitud, m_a . Així doncs, podem controlar el valor de la tensió de sortida variant el valor de m_a segons ens convingui. Si el valor m_a és més gran que la unitat, l'amplitud de la tensió de sortida augmenta al incrementar-se m_a , però no de forma lineal.

El control dels interruptors es realitza comparant una senyal de referència (sinusoïdal), la qual anomenem senyal moduladora, i una senyal portadora (triangular), la qual controla la freqüència de commutació. La senyal moduladora és representada com a una senyal sinusoïdal i la senyal portadora com a una senyal triangular en el cas més simple.

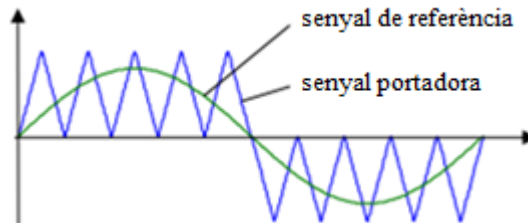


Figura 30. Modulació per amplada de polsos amb les senyals de referència i portadora.

A partir de la senyal de referència i la senyal portadora obtenim la senyal de la tensió de sortida. Durant el semicicle positiu, els interruptors 3 i 4 s'activen quan la senyal de referència és major que la portadora. En canvi, durant el semicicle negatiu, s'activen els interruptors 1 i 2 quan la senyal de referència (en valor absolut) és major que la portadora (en valor absolut).

Per a la sortida amb modulació per amplada de polsos existeixen dos esquemes de commutació: bipolars i unipolars.

- **Commutació bipolar:**

Les següents gràfiques mostren el principi de la modulació per amplada de polsos bipolar:

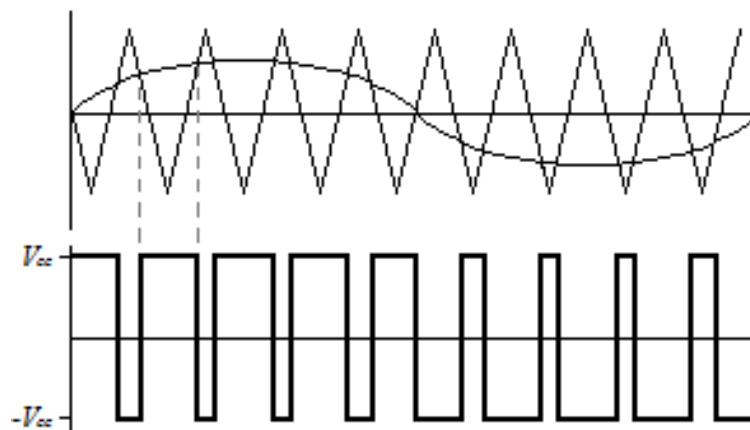


Figura 31. Modulació per amplada de polsos bipolar.

Podem observar que, quan el valor instantani de la senyal de referència sinusoidal és més gran que la senyal portadora triangular, la tensió de sortida correspon al valor de $+V_{cc}$ i, quan la senyal de referència és menor que la senyal portadora, la tensió de sortida correspon al valor de $-V_{cc}$:

$$v_o = +V_{cc} \quad \text{quan} \quad v_{\text{sinusoidal}} > v_{\text{triangular}}$$

$$v_o = -V_{cc} \quad \text{quan} \quad v_{\text{sinusoidal}} < v_{\text{triangular}}$$

Aquesta versió de PWM és bipolar ja que la tensió de sortida pren valors alterns entre més i menys la tensió de la font de continua ($\pm V_{cc}$). L'esquema de commutació que permet implementar la commutació bipolar utilitzant el pont inversor d'ona completa, es determina comparant les senyals instantànies de referència i portadora:

$$S_1 \text{ i } S_2 \text{ estan conduint quan } v_{\text{sinusoidal}} > v_{\text{triangular}} (v_o = +V_{cc})$$

$$S_1 \text{ i } S_2 \text{ estan conduint quan } v_{\text{sinusoidal}} < v_{\text{triangular}} (v_o = -V_{cc})$$

o **Harmònics:**

La sèrie de Fourier de la sortida de modulació PWM bipolar es calcula examinant cadascun dels polsos. La forma d'ona triangular està sincronitzada amb la de referència i s'estableix una m_f que sigui un nombre enter imparell. D'aquesta manera, la sortida PWM mostra una simetria imparell i la sèrie de Fourier s'expressa de la següent manera:

$$v_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot \sin(n\omega_0 t)$$

Pel k-èssim pols de la sortida PWM a la figura 32, el coeficient de Fourier és:

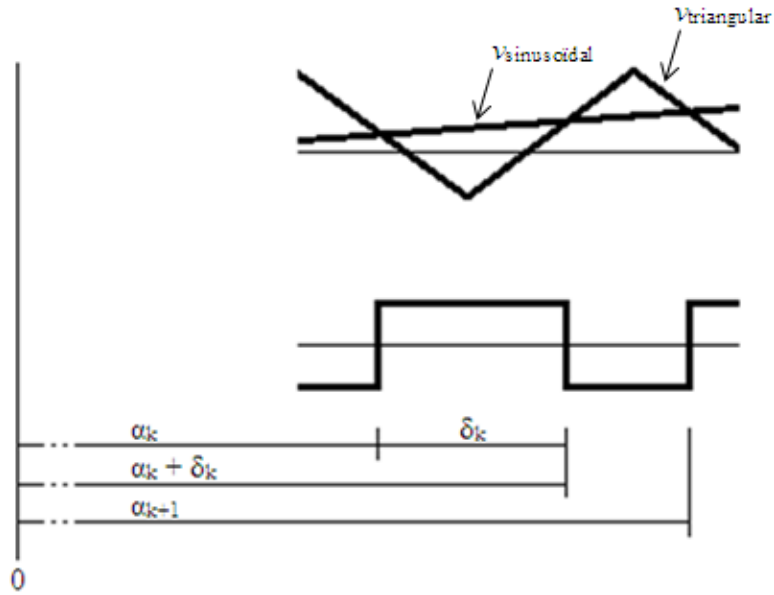


Figura 32. Pols PWM per a calcular la sèrie de Fourier per PWM bipolar.

$$V_{nk} = \frac{2}{\pi} \int_0^T v(t) \cdot \sin(n\omega_0 t) \cdot d(\omega_0 t) =$$

$$= \frac{2}{\pi} \cdot \left[\int_{\alpha_k}^{\alpha_k + \delta_k} V_{cc} \cdot \sin(n\omega_0 t) \cdot d(\omega_0 t) + \int_{\alpha_k + \delta_k}^{\alpha_{k+1}} (-V_{cc}) \cdot \sin(n\omega_0 t) \cdot d(\omega_0 t) \right]$$

Integrant,

$$V_{nk} = \frac{2V_{cc}}{n\pi} \cdot [\cos n\alpha_k + \cos n\alpha_{k+1} - 2 \cos n(\alpha_k + \delta_k)]$$

Cada coeficient de Fourier V_n per la forma d'ona PWM és la suma de V_{nk} pels polsos compresos en un període:

$$V_n = \sum_{k=1}^p V_{nk}$$

L'espectre de freqüències normalitzat de la commutació bipolar per a $m_a=1$ és el següent:

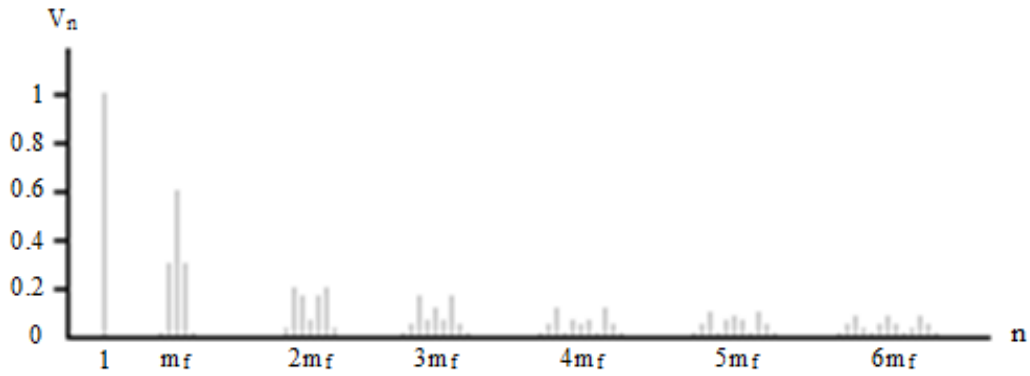


Figura 33. Espectre de freqüència per a PWM bipolar amb $m_a=1$.

Les amplituds dels harmònics són una funció de m_a , donat que l'amplada de cada pols depèn de les amplituds relatives de les senyals sinusoidal i triangular. Les primeres freqüències harmòniques en l'espectre de sortida estan a i al voltant de m_f . Els coeficients de Fourier no són una funció de m_f si $m_f \geq 9$. A la següent taula s'indiquen els primers harmònics de sortida PWM bipolar:

	$m_a=1$	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
$n=1$	1.00	0.90	0.80	0.70	0.60	0.50	0.40	0.30	0.20	0.10
$n=m_f$	0.60	0.71	0.82	0.92	1.01	1.08	1.15	1.20	1.24	1.27
$n=m_f \pm 2$	0.32	0.27	0.22	0.17	0.13	0.09	0.06	0.03	0.02	0.00

Taula 5. Coeficients de Fourier normalitzats V_n/V_{cc} per a PWM bipolar.

- Commutació unipolar:

Les següents gràfiques mostren el principi de la modulació per amplada de pols unipolar:

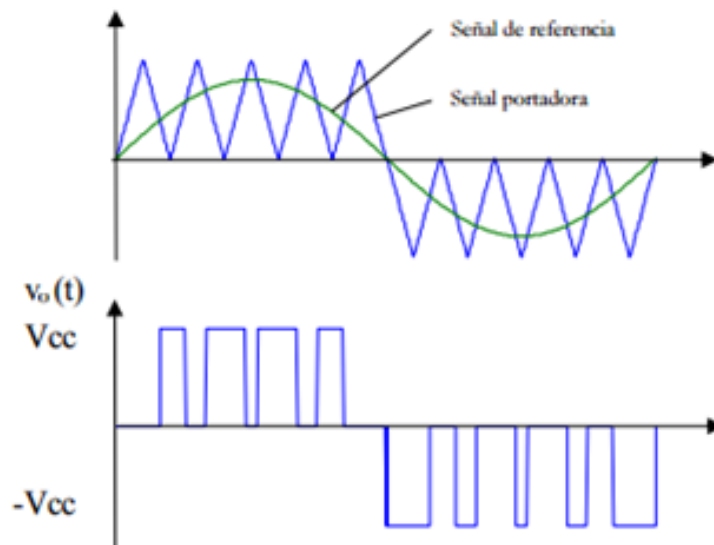
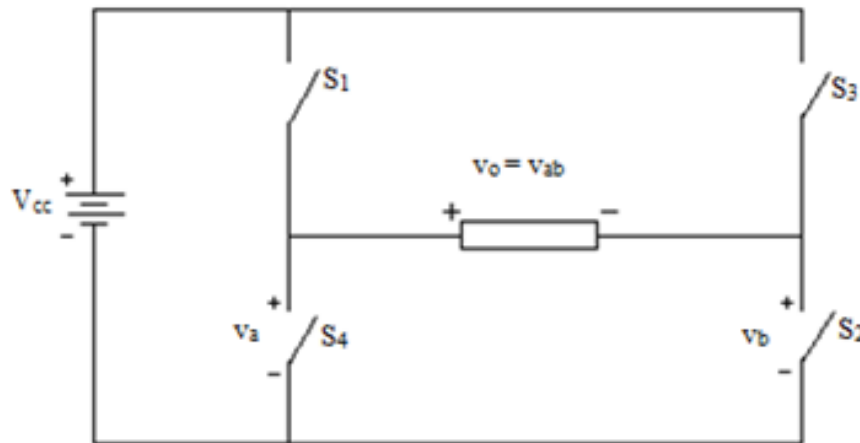


Figura 34. Modulació PWM unipolar construïda mitjançant una senyal de referència sinusoidal i una portadora triangular.

En aquesta altra versió de PWM, a diferència de la commutació bipolar, la tensió de sortida commuta de nivell alt a zero, o de nivell baix a zero. El control dels interruptors d'un esquema de commutació unipolar és el següent:

S_1	condueix quan	$V_{\text{sinusoidal}} > V_{\text{triangular}}$
S_2	condueix quan	$-V_{\text{sinusoidal}} < V_{\text{triangular}}$
S_3	condueix quan	$-V_{\text{sinusoidal}} > V_{\text{triangular}}$
S_4	condueix quan	$V_{\text{sinusoidal}} < V_{\text{triangular}}$

Podem observar que els interruptors S_1, S_4 i S_2, S_3 són complementaris. Això vol dir que, quan un dels interruptors parells està tancat (On), l'altre està obert (Off). Així doncs, les tensions v_a i v_b de la figura 34 oscil·len entre V_{cc} i zero, i la tensió de sortida és:



(a)



(b)

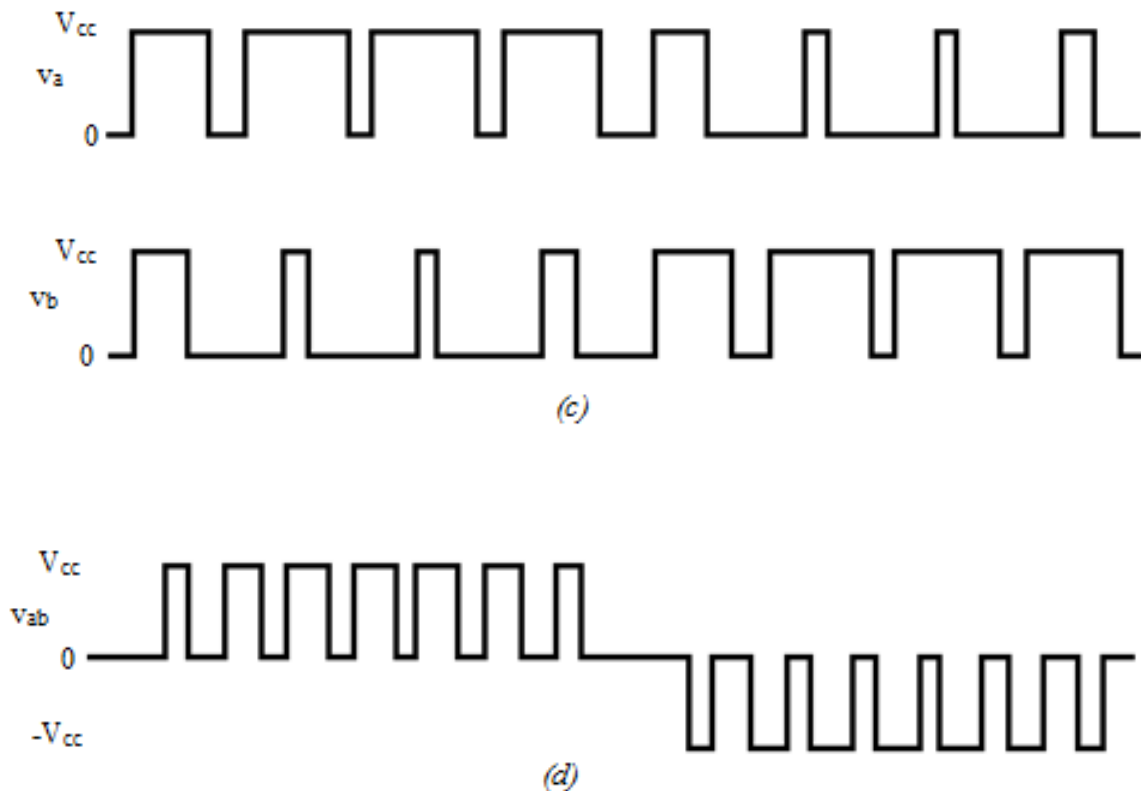


Figura 35. (a) Pont convertidor d'ona completa per a PWM unipolar. (b) Senyals de referència i portadora. (c) Tensions v_a i v_b del pont. (d) Tensió de sortida.

$$V_o = V_{ab} = V_a - V_b$$

Un altre esquema de commutació unipolar disposa de només dos interruptors treballant a la freqüència de la senyal portadora mentre que els altres dos treballen a la freqüència de la senyal de referència, amb lo qual tenim dos interruptors d'alta freqüència i dos de baixa freqüència:

S_1	condueix quan	$V_{\text{sinusoidal}} > V_{\text{triangular}}$ (alta freqüència)
S_4	condueix quan	$V_{\text{sinusoidal}} < V_{\text{triangular}}$ (alta freqüència)
S_2	condueix quan	$V_{\text{sinusoidal}} > 0$ (baixa freqüència)
S_3	condueix quan	$V_{\text{sinusoidal}} < 0$ (baixa freqüència)

Les senyals sinusoidal i triangular d'aquest esquema estan representades en la figura 35. De manera alternativa, S_2 i S_3 podrien ser els interruptors d'alta freqüència, i S_1 i S_4 podrien ser els interruptors de baixa freqüència.

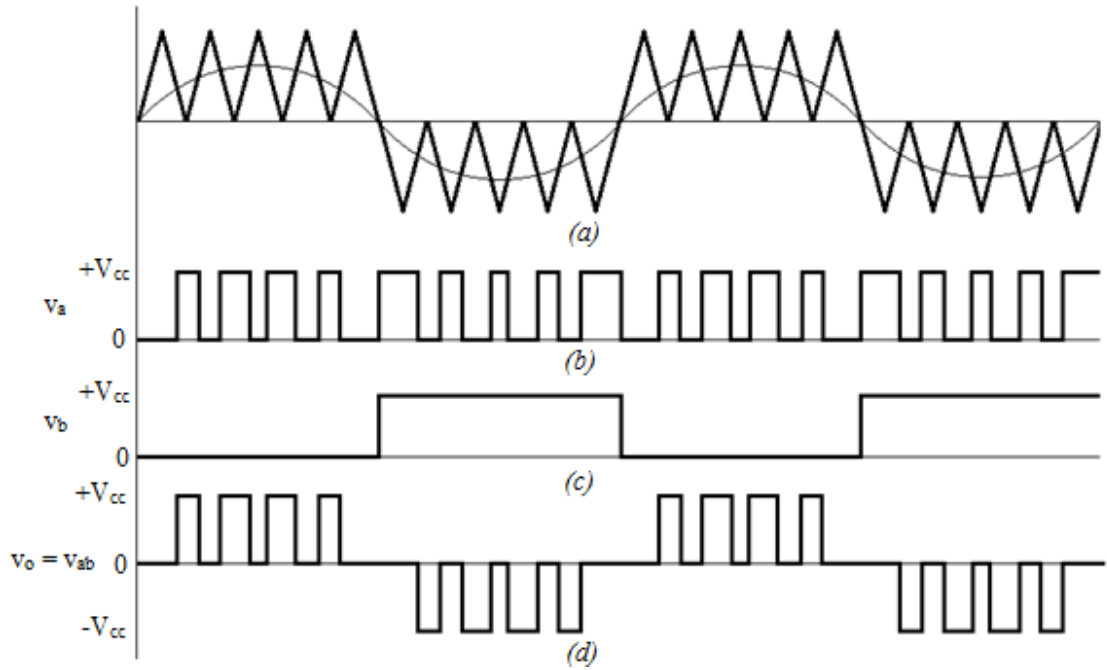


Figura 36. Modulació PWM unipolar. (a) Senyals de referència i portadora. (b) Senyal v_a . (c) Senyal v_b . (d) Senyal de sortida $v_a - v_b$.

○ **Harmònics:**

Amb l'esquema de commutació unipolar de la figura 33, alguns dels harmònics que hi havia a l'espectre en l'esquema bipolar ara no hi són. Els harmònics a la sortida comencen aproximadament a $2m_f$, i s'agafa una m_f que sigui un enter parell.

L'espectre de freqüències per la commutació unipolar amb $m_a=1$ es mostra a la següent gràfica:

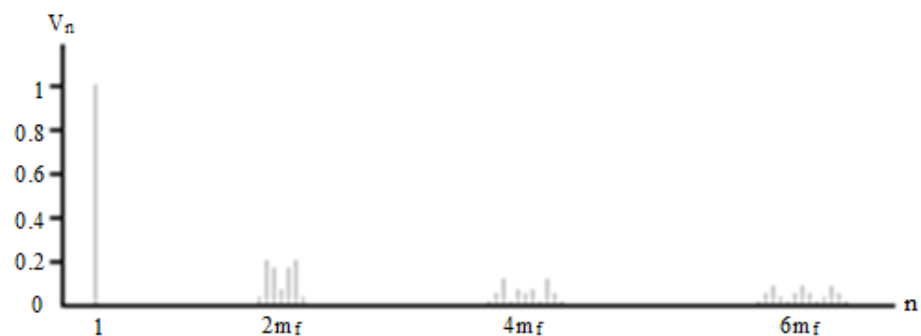


Figura 37. Espectre de freqüència per a PWM unipolar amb $m_a=1$.

La següent taula mostra els primers harmònics de sortida per a PWM unipolar. L'esquema de PWM unipolar utilitzant interruptors d'alta i baixa freqüència, mostrat a la figura 34, donarà uns resultats similars als indicats a la taula 6, però els harmònics començaran al voltant de m_f enlloc de $2m_f$.

	$m_a=1$	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
$n=1$	1.00	0.90	0.80	0.70	0.60	0.50	0.40	0.30	0.20	0.10
$n=2m_f \pm 1$	0.18	0.25	0.31	0.35	0.37	0.36	0.33	0.27	0.19	0.10
$n=2m_f \pm 3$	0.21	0.18	0.14	0.10	0.07	0.04	0.02	0.01	0.00	0.00

Taula 6. Coeficients de Fourier normalitzats V_n/V_{cc} per l'esquema PWM unipolar.

8.2. INVERSORS EN MIG PONT

Els inversors en mig pont són circuits elèctrics que disposen de dos interruptors i dos condensadors que permeten transformar una tensió provinent d'una font de continua en una tensió d'alterna per a poder alimentar una càrrega. Aquest tipus d'inversors segueixen el següent esquema elèctric:

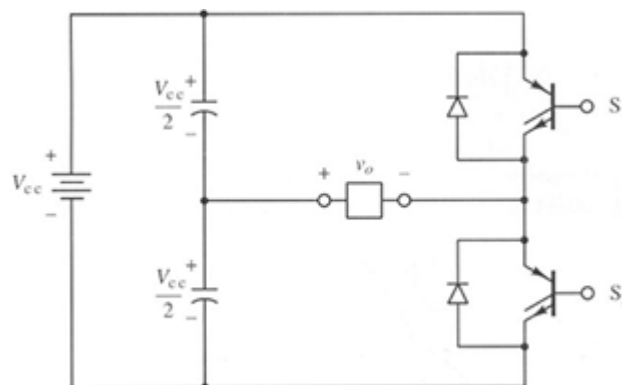


Figura 38. Esquema del convertidor inversor en mig pont.

La tensió proporcionada per la font de continua V_{cc} es divideix en dues parts, una per a cada condensador. Cada condensador disposa de la mateixa tensió $\frac{V_{cc}}{2}$ de manera que, a partir de la commutació dels dos interruptors, la tensió a la càrrega és:

- Quan S_1 es tanca (On), la tensió de sortida v_o a la càrrega és de $-\frac{V_{cc}}{2}$.
- Quan S_2 es tanca, la tensió de sortida v_o a la càrrega és de $+\frac{V_{cc}}{2}$.

D'aquesta manera, es pot generar una tensió de sortida amb forma d'ona quadrada o una tensió de sortida amb modulació per amplitud de polsos.

La tensió que suporta un dels interruptors quan està obert (Off) és el doble de la tensió que suporta la càrrega, V_{cc} . Igual que en l'inversor d'ona completa, es requereix un temps mort pels interruptors per tal de prevenir un curtcircuit a la font d'alimentació i es necessiten els díodes de realimentació per garantir la continuïtat de la corrent per les càrregues inductives.

8.3. INVERSORS TRIFÀSICS

L'esquema que segueixen els inversors trifàsics és el següent:

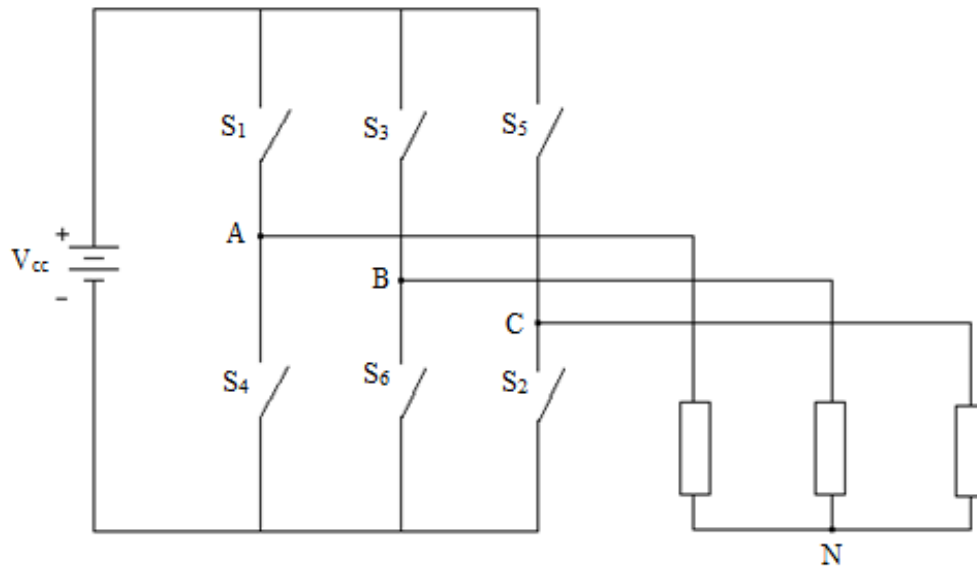


Figura 39. Esquema del convertidor inversor trifàsic.

L'aplicació principal d'aquesta tipologia d'inversors és el control de la velocitat dels motors d'inducció, on s'ha de variar la freqüència de sortida.

Podem diferenciar dos tipologies de funcionament dels inversors trifàsics:

- Inversors de sis passos.
- Inversors trifàsics PWM.

8.3.1. INVERSORS DE SIS PASSOS

Aquest mètode de funcionament, es basa en la commutació dels interruptors, obrint-se i tancant-se seguint l'esquema mostrat a la figura 40. Cada interruptor té un cicle de treball del 50% (sense temps morts) i la commutació es dona a cada interval de temps $\frac{T}{6}$, el qual representa un interval angular de 60° . Observem que els interruptors S_1 i S_4 commuten de manera complementària igual que els parells S_2, S_5 i S_3, S_6 . D'igual manera que en els inversors monofàsics, aquests parells d'interruptors han d'estar coordinats de tal manera que no estiguin tancats (On) al mateix temps per tal d'evitar un curtcircuit a la font de continua.

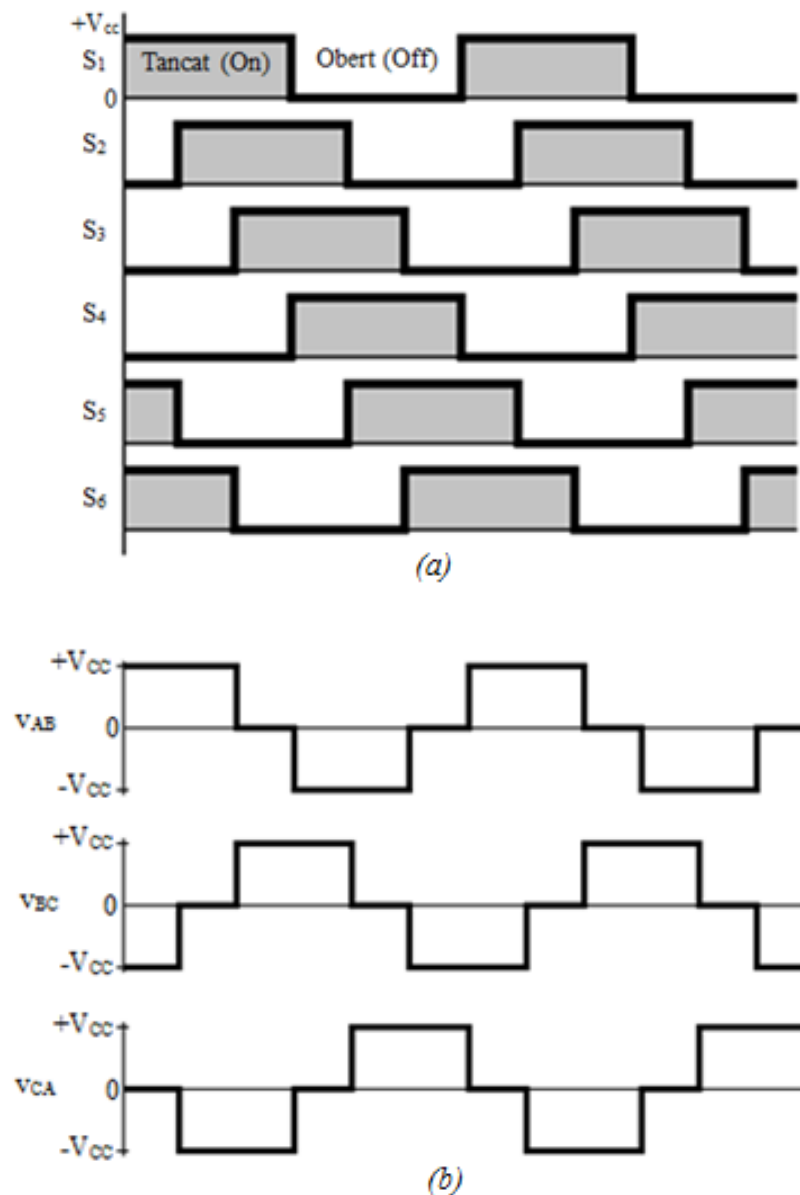


Figura 40. (a) Esquema de commutació dels interruptors. (b) Esquema de tensions línia-línia de sortida.

Amb aquest esquema, les tensions instantànies v_{ao} , v_{bo} , i v_{co} varien entre zero i $+V_{cc}$, i les tensions línia-línia de sortida v_{ab} , v_{bc} i v_{ac} són $+V_{cc}$, zero o $-V_{cc}$.

La càrrega trifàsica connectada a la tensió de sortida pot estar connectada en triangle o en estrella (connexió més comuna), amb neutre sense presa de terra. En el cas d'una connexió en estrella, la tensió de la càrrega en cada fase és la tensió de línia a neutre tal i com es mostra al següent esquema.

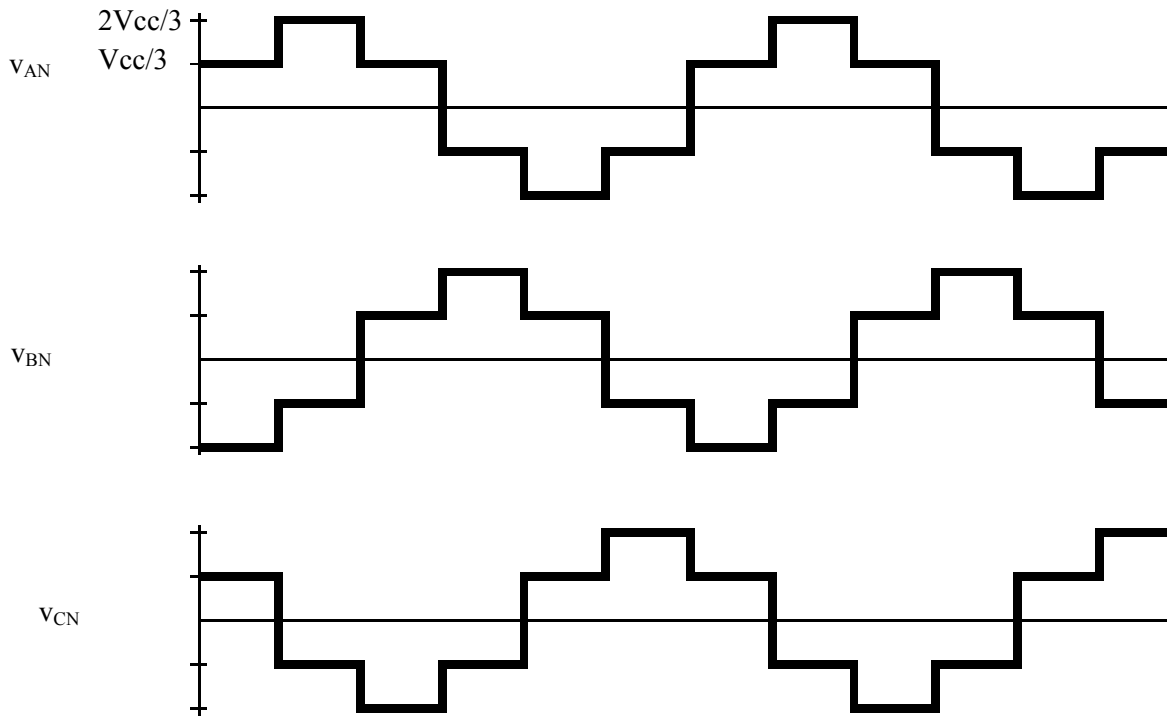


Figura 41. Esquema de tensions línia-neutre per a una càrrega connectada en estrella sense presa de terra.

El nom d'inversor de sis passos és prové dels sis polsos en les formes d'ona de sortida per la tensió de línia a neutre, que resulten de les sis transicions de commutació per període.

8.3.2. INVERSORS TRIFÀSICS PWM

La modulació per amplada de polsos es pot utilitzar tant per inversors monofàsics, tal i com hem vist, com per inversors trifàsics. Les avantatges d'aquest mètode de funcionament són les mateixes que en el cas dels monofàsics: pocs requisits del filtrat per la reducció d'armònics i el control de l'amplitud a la freqüència fonamental.

El funcionament és molt similar que en els inversors monofàsics. La commutació dels interruptors es controla comparant una senyal sinusoidal de referència amb una senyal portadora triangular. Els interruptors es controlen per parelles, les mateixes que en el inversor de sis passos, i commuten de manera complementària. Cada parella d'interruptors requereix una senyal de referència separada, de manera que apareixen tres senyals sinusoidals de referència desfasades 120° per tal de produir una sortida trifàsica equilibrada.

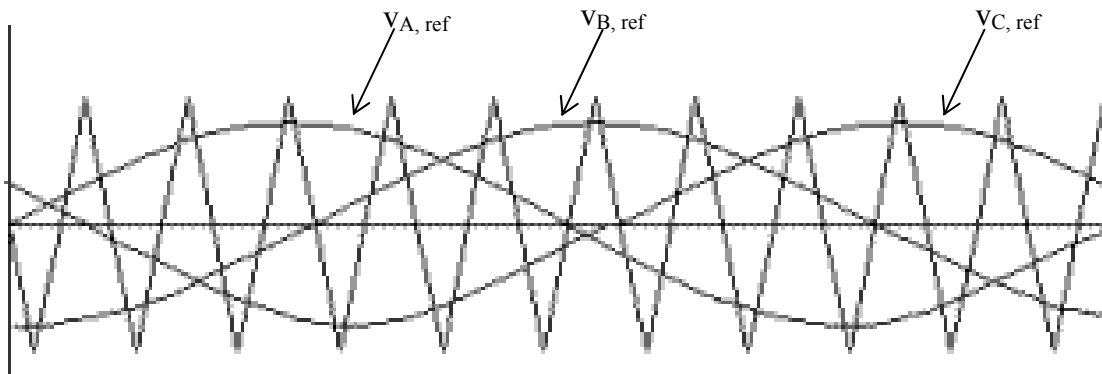


Figura 42. Senyals de referència i portadora per a un control PWM en un inversor trifàsic.

Així doncs, el control dels interruptors seria el següent:

S_1	condueix quan	$V_a > V_{\text{triangular}}$
S_2	condueix quan	$V_c > V_{\text{triangular}}$
S_3	condueix quan	$V_b > V_{\text{triangular}}$
S_4	condueix quan	$V_a < V_{\text{triangular}}$
S_5	condueix quan	$V_c < V_{\text{triangular}}$
S_6	condueix quan	$V_b < V_{\text{triangular}}$



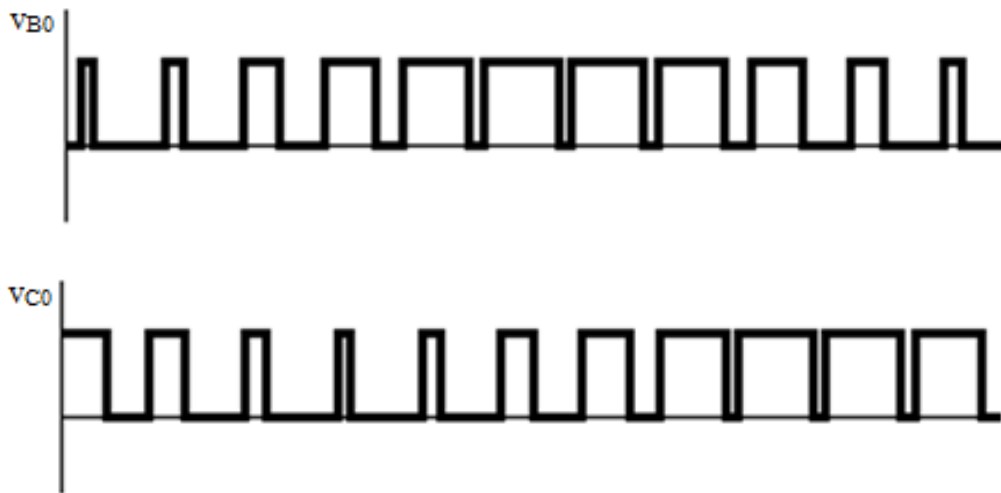


Figura 43. Formes d'ona de la sortida de cada nus (A, B i C).

Els harmònics es minimitzen si escollim una freqüència portadora igual a un múltiple imparell de tres vegades la freqüència de referència (3, 9, 15, 21...).

Un concepte important a conèixer és el THD:

La distorsió harmònica total és un terme utilitzat per a quantificar la propietat no sinusoidal d'una forma d'ona. El valor THD és la relació entre el valor eficaç de tots els termes corresponents a totes les freqüències que no són la fonamental i el valor eficaç del terme corresponent a la freqüència fonamental.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_n^{\infty} (V_{n,rms})^2}}{V_{1,rms}}$$

El valor THD de la corrent es calcula substituint la corrent per la tensió a l'equació.

9. DISSENY

En aquest apartat, dissenyarem únicament un inversor, ja que és el convertidor principal dins d'un sistema d'alimentació ininterrompuda. Tot i que hem vist que dins d'un SAI hi ha dos convertidors, un rectificador i un inversor, considero més important l'inversor ja que dels dos és l'únic que alimenta a la càrrega.

El rectificador, per la seva part, la seva única funció és adaptar la tensió rebuda de la xarxa elèctrica per a poder carregar una bateria. Per tant, la càrrega la podríem alimentar sense tenir un rectificador, ja que només hauríem de tenir en conta que la bateria que utilitzéssim l'hauríem de canviar un cop esgotada (al no haver-hi rectificador, la xarxa elèctrica no faria la funció de carregar el conjunt de bateries). En canvi, sense inversor, la càrrega només podria ser alimentada per la xarxa elèctrica i això ja no seria un sistema d'alimentació ininterrompuda perquè quan la xarxa elèctrica no estigués disponible, la càrrega no seria alimentada.

El circuit a dissenyar és un convertidor inversor (CC-CA) monofàsic en pont complet connectat a una càrrega R. Aquesta càrrega R simula qualsevol aparell electrònic que vulguem connectar, tenint en conta que a l'hora de substituir la nostra càrrega R per un aparell electrònic, haurem de dimensionar tot el circuit per adaptar-lo a les característiques d'aquest aparell. L'esquema de potència bàsic que segueix aquesta tipologia d'inversors és el següent:

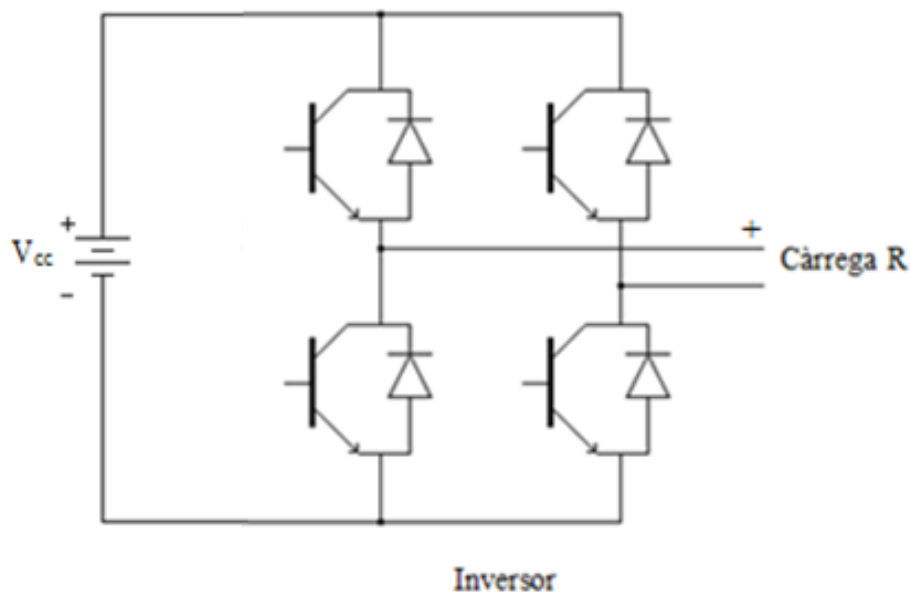


Figura 44. Esquema de potència del circuit inversor desitjat.

La elecció de l'inversor s'ha basat en les següents avantatges que presenta aquesta topologia:

- L'inversor en pont complet conserva la major amplitud del primer harmònic de la tensió de sortida. En comparació amb l'inversor de mig pont, aquesta amplitud és el doble en el pont complet.
- Els harmònics a la sortida apareixen a major freqüència amb la modulació PWM unipolar en comparació amb la modulació PWM bipolar. Això facilita el seu filtrat i disminueix la grandària dels components del filtre.

En el nostre cas, l'inversor monofàsic d'ona completa seguirà un control PWM mitjançant un circuit integrat seguint una commutació unipolar. D'aquesta manera, l'integrat serà el responsable de generar les dues senyals, de referència i portadora, i comparar-les per tal de generar una senyal de sortida PWM. D'altra banda, l'entrada de tensió continua serà generada per una font d'alimentació continua del laboratori.

El circuit inversor disposarà de tres blocs principals: un bloc d'entrada, un bloc de sortida i un bloc de control. A partir d'aquests tres blocs, el bloc d'entrada disposarà de dues sortides: una primera sortida per alimentar el bloc de sortida amb la càrrega R i una segona sortida per a alimentar el bloc de control.

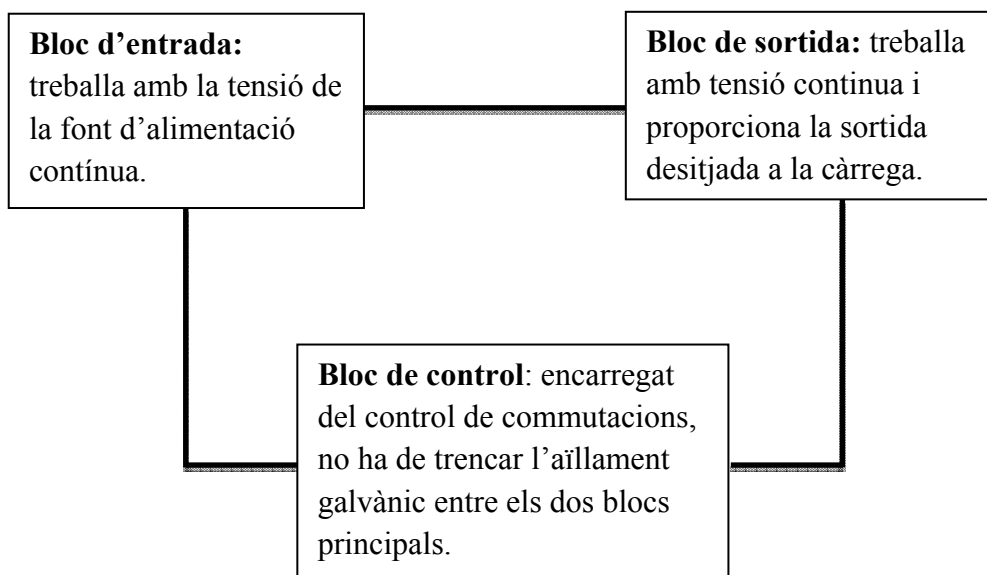


Figura 45. Diagrama de blocs general del convertidor.

- **Bloc d'entrada:** format per la font d'alimentació de tensió contínua i l'alimentació del bloc de control.
- **Bloc de control:** format pel driver (circuit integrat HIP4081) per disparar els transistors i el modulador de PWM (circuit integrat LTC6992) per generar la senyal PWM.
- **Bloc de sortida:** format pel conjunt de transistors MOSFET, el filtre de sortida i la càrrega R.

A continuació, es mostra el diagrama de blocs del circuit inversor en el qual s'observa, de manera esquemàtica, la seva estructura i els diversos elements que el formaran.

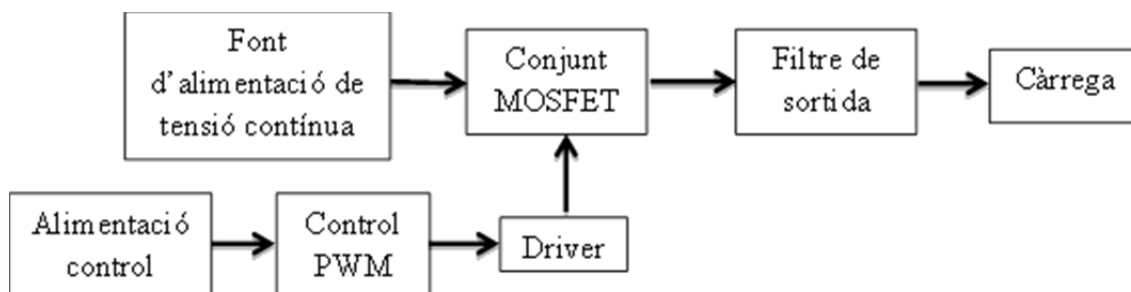


Figura 46. Diagrama de blocs del circuit inversor.

9.1. COMPONENTS PRINCIPALS

9.1.1. FONT D'ALIMENTACIÓ

El circuit està connectat a una font d'alimentació externa, la qual ens proporciona una tensió contínua de 12V simulant una bateria. Les bateries que s'utilitzen pels SAI solen ser de 12V o 24V com a valors típics. S'ha optat per utilitzar 12V pel fet que la font d'alimentació que utilitzem és d'1A, i si la nostra càrrega és de 22Ω , hem d'evitar sobrepassar aquest 1A. Així doncs, si utilitzem 24V la intensitat que circula per la càrrega és de $24V/22\Omega = 1,1A$, mentre que si utilitzem 12V la intensitat que circula per la càrrega és de $12V/22\Omega = 0,55A$. D'aquesta manera evitem cremar la font d'alimentació i seguim respectant un valor típic de tensió en els SAI.

9.1.2. CONJUNT MOSFET

El conjunt de MOSFET és un dels principals elements del conjunt inversor, ja que sense ells el circuit no generaria la senyal desitjada a la sortida i, per tant, no estaríem alimentant la càrrega correctament. El conjunt de MOSFET constitueix la part inversora del circuit que volem muntar i els MOSFET estan distribuïts de tal manera que formen el pont d'ona completa del circuit inversor. Aquests són els encarregats de rebre la informació i les ordres del bloc de control i actuar com a interruptors segons convingui per tal de generar la senyal sinusoidal adequada per a la nostra càrrega.

A l'apartat de disseny de l'etapa de potència seleccionarem el transistor MOSFET que s'ajusti més al correcte funcionament del nostre circuit.

9.1.3. DRIVER

El driver és l'element encarregat d'adaptar la senyal de control dels MOSFET a la senyal adequada per a que aquests commutin, és a dir, és l'encarregat de fer disparar els transistors i que commutin adequadament. Cal afegir que un driver ha de complir tres objectius:

- Proporcionar una entrada d'alta impedància respecte del circuit de control.
- Adaptar els nivells de tensió.
- Capacitat de la corrent de sortida i_g elevada. Això permet realitzar la commutació ràpidament.

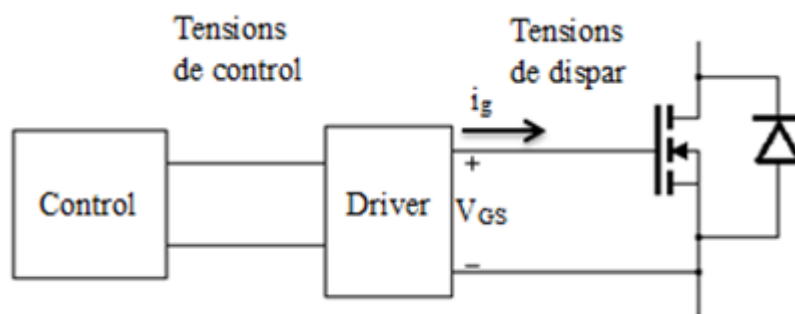


Figura 49. Esquema típic del conjunt driver-MOSFET.

Existeixen diferents opcions a l'hora d'escollir quin driver utilitzarem en el nostre circuit, cadascuna amb les seves avantatges i els seus inconvenients. Es poden fer servir components discrets per dissenyar un driver, es poden utilitzar optoacobladors o es pot buscar un driver fabricat en forma de circuit integrat. En aquest cas, s'ha optat per la opció d'escollir un driver en forma de circuit integrat.

9.1.4. MODULADOR PWM

El modulador PWM és l'element encarregat, tal i com diu el seu nom, de modular una senyal PWM per transmetre-la al driver i que, a la vegada, aquest transmeti al conjunt de MOSFET. Això vol dir que, el modulador PWM serà el dispositiu que realment generarà una senyal per controlar els MOSFET, ja que el driver només transmetrà les ordres a aquests.

El modulador és el principal element de control del circuit i es pot controlar tant analògicament, a partir de diferents components electrònics, com digitalment, utilitzant un microprocessador o amb un programa controlat des de l'ordinador i transmès al modulador PWM a través d'una targeta d'adquisició de dades.

En el nostre cas, hem optat per seguir un control analògic. A l'apartat de disseny del llaç de control seleccionarem el modulador PWM en forma de circuit integrat i explicarem com funciona.

9.1.5. FILTRE DE SORTIDA

L'objectiu del filtre de sortida és aconseguir aplicar a la càrrega únicament l'harmònic fonamental de tot l'espectre que apareix a la sortida del pont H.

A la figura següent es presenten alguns dels diferents tipus de filtres de sortida més utilitzats formats per una o més bobines i un o més condensadors:

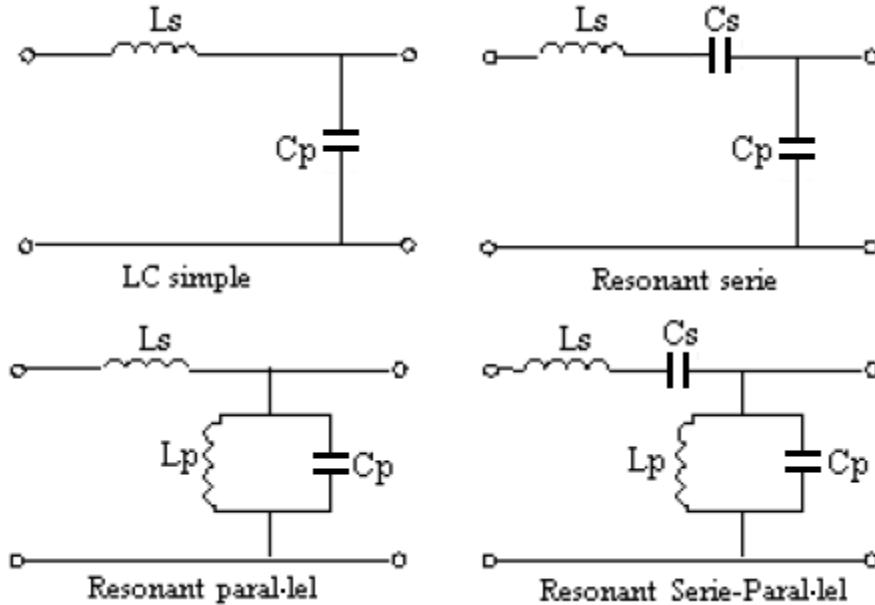


Figura 50. Esquema de filtres típics amb bobina i condensador.

D'aquests quatre exemples, hem decidit utilitzar el filtre LC simple. Es tracta d'un filtre passa-baixos, és a dir, permet el pas de les freqüències més baixes a la freqüència de tall i atenua les freqüències més altes.

A l'hora de dissenyar el filtre, haurem de tenir en compte tres factors molt importants:

- Ha d'atenuar els harmònics produïts per la commutació. En el nostre cas apareixen als múltiples del doble de la freqüència de commutació.
- No ha d'afectar a l'harmònic fonamental, l'ha de deixar intacte.
- No ha d'amplificar els harmònics de baixa freqüència, és a dir, els harmònics per sota de la freqüència de tall.

La funció de transferència d'un filtre LC és la següent:

$$v_o = v_i \cdot \frac{\frac{1}{C \cdot s}}{L \cdot s + \frac{1}{C \cdot s}} = v_i \cdot \frac{1}{L \cdot C \cdot s^2 + 1} \rightarrow \frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{L \cdot C \cdot s^2 + 1}$$

Seguint aquesta equació i sabent que $s = j \cdot \omega$, podem observar que:

- Quan $s \rightarrow \infty$, és a dir, $\omega \uparrow\uparrow$ (freqüències superiors a la freqüència de tall):

$$\frac{v_i}{v_o} = 0$$

S'atenuen totes les freqüències superiors a la freqüència de tall.

- Quan $s \rightarrow 0$, és a dir, $\omega \downarrow$ (freqüències menors a la freqüència de tall):

$$\frac{v_i}{v_o} = 1$$

Es deixen passar totes les freqüències inferiors a la freqüència de tall.

Això demostra la funcionalitat d'un filtre passa-baixos, tal i com és en el nostre cas.

A l'apartat de disseny de l'etapa de potència calcularem els valors necessaris de la bobina i del condensador pel nostre circuit inversor.

9.2. DISSENY ETAPA DE POTÈNCIA

9.2.1. REQUISITS DE L'ETAPA DE POTÈNCIA

Les especificacions pel disseny del convertidor inversor són les següents:

Es vol obtenir una tensió de sortida PWM de freqüència $f = 50\text{Hz}$ i tensió de sortida $v_o = 12\text{V}$. Haurà de ser capaç d'alimentar una càrrega R de 22Ω . Com a tensió d'entrada es treballarà amb la tensió proporcionada per una font d'alimentació de tensió continua de 12V . A la següent taula es recullen les característiques d'una manera més resumida:

Paràmetre	Símbol	Valor
Tensió d'entrada	V_{cc}	12V
Tensió de sortida	V_o	12V
Freqüència de sortida	f	50Hz
Freqüència de commutació	f_{comm}	3kHz

Taula 7. Especificacions de disseny del convertidor inversor.

9.2.2. FILTRE DE SORTIDA

Com ja hem dit, l'objectiu del filtre de sortida és aconseguir aplicar a la càrrega únicament l'harmònic fonamental de tot l'espectre que apareix a la sortida del pont H.

El filtre que s'utilitzarà és un del tipus LC, bobina en sèrie i condensador en paral·lel amb la càrrega:

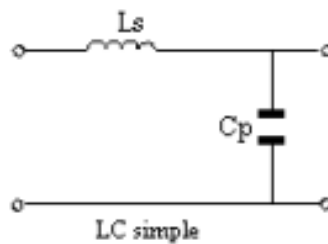


Figura 51. Esquema d'un filtre LC.

A continuació, dimensionarem tant la bobina L_s com el condensador C_p del filtre LC.

Dimensionat de la bobina Ls

Tal i com hem vist a l'apartat 7.1.2 on es parla de l'inversor monofàsic en pont complet, el període de la tensió de sortida v_{AB} en la commutació unipolar és la meitat del període de commutació. Això equival a un valor de freqüència aparent de sortida igual al doble de la freqüència de commutació:

$$T_{\text{sortida}} = 2 \cdot f_{\text{comm}}$$

Així doncs, per poder determina el valor de la inductància partirem del valor mig instantani de la tensió de sortida v_{AB} :

$$v_{ABT} = \frac{t_{on}}{T} \cdot V_{cc}$$

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} = V_{cc} - v_{inv} \quad \rightarrow \quad (V_{cc} - v_{inv}) \cdot dt = L \cdot di_L$$

$$\Delta i_L = \frac{(V_{cc} - v_{inv}) \cdot t_{on}}{L} = \frac{(V_{cc} - m \cdot V_{cc}) \cdot m \cdot T}{L} = \frac{V_{cc} \cdot (1 - m) \cdot m}{2 \cdot L \cdot f_{comm}}$$

El rissat depèn de la senyal de referència i s'anul·la quan $m = 0$ o $m = 1$. El rissat màxim serà quan:

$$\frac{\delta \Delta i_L}{\delta m} = 0 \quad \rightarrow \quad m = 0,5 \quad \rightarrow \quad \Delta i_{L\text{MÀX}} = \frac{V_{cc}}{8 \cdot L \cdot f_{comm}}$$

Si aïllem el valor de la inductància d'aquesta equació, obtindrem:

$$L \geq \frac{V_{cc}}{8 \cdot \Delta i_{L\text{MÀX}} \cdot f_{comm}}$$

Coneixem els valors de la tensió de continua i de la freqüència de commutació. Per tant, només ens falta per determinar quin és la variació màxima de rissat de corrent permesa en el circuit. La tensió a la sortida serà una senyal sinusoidal de 12V eficaços i, com que es tracta d'un circuit monofàsic de 6,55W de potència i es suposa un factor de potència unitari:

$$P = V \cdot I \cdot \cos\gamma \quad \rightarrow \quad I = \frac{P}{V \cdot \cos\gamma} = \frac{6,55W}{12V \cdot 1} = 0,54A$$

D'aquesta manera, a la sortida de l'inversor s'obtindrà una corrent alterna de valor eficaç de 1,54A. Si suposem un rissat màxim acceptable d'un 10%, ens quedarà un valor acceptable de:

$$\Delta i_L = 0,54 \cdot 10\% = 0,054A$$

Un cop determinat aquest valor, només ens falta calcular el valor de la inductància. Tenint com a dades la tensió d'entrada $V_{cc} = 12V$, la variació màxima de

rissat de corrent $\Delta iL = 0,054$ i la freqüència de commutació $f_{comm} = 3\text{kHz}$, només hem de substituir aquests valor a l'equació i obtindrem el valor de la inductància:

$$L \geq \frac{V_{cc}}{8 \cdot \Delta i_{LMAX} \cdot f_{comm}} = \frac{12V}{8 \cdot 0,054A \cdot 3 \cdot 10^3\text{Hz}} = 0,009259H \rightarrow L = 9.259\mu H$$

Donat el valor obtingut, decidim utilitzar una bobina d'un valor normalitzat de $10.000\mu H$.

Dimensionat del condensador Cp

Per dimensionar el condensador Cp, primerament, hem d'establir una freqüència de tall a partir de la qual s'eliminin o es mitiguin els harmònics. Aquesta freqüència de tall correspon amb la freqüència de 50Hz que volem a la sortida de l'inversor. Donat que el filtre LC és un filtre passa baixos, passaran totes aquelles senyals que tinguin una freqüència més petita que la freqüència de tall i es filtraran totes les senyals que tinguin una freqüència més gran. Així doncs, per establir la freqüència de tall ho farem de la següent manera:

$$\omega_{tall} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \rightarrow f_{tall} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Per Fourier, amb la freqüència de 50Hz, els harmònics ens apareixen als nombres imparells, és a dir, els harmònics ens apareixen a 150Hz ($3 \cdot 50\text{Hz}$), 250Hz ($5 \cdot 50\text{Hz}$), etc. Així doncs, mitjançant un oscil·loscopi digital del laboratori, observem que el primer harmònic més important el trobem a 150Hz, per tant, la nostra freqüència de tall serà a 100Hz. D'aquesta manera, assegurem un funcionament correcte i una mitigació considerable dels harmònics.

A partir d'aquest valor escollit, juntament amb el valor calculat anteriorment de la inductància, calculem el valor del condensador aïllant-lo de l'expressió anterior:

$$f_{tall} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \rightarrow C = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{tall} \cdot \sqrt{L}} \right)^2 \rightarrow$$

$$\rightarrow C = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100\text{Hz} \cdot \sqrt{10.000 \cdot 10^{-6}}} \right)^2 = 253\mu F$$

Donat el valor obtingut, decidim utilitzar un condensador d'un valor normalitzat de $470\mu F$.

Obtenim un filtre de sortida format per un condensador de **$470\mu F$** i una inductància de **$10.000\mu H$** .

9.2.3. SELECCIÓ D'INTERRUPTORS

Actualment, podem trobar diferents tipus de transistors: transistors bipolars (BJT), MOSFET o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Pel nostre circuit, hem escollit els transistors tipus MOSFET, concretament el model IRF510. Les especificacions tècniques i qualsevol dada d'interès d'aquest model de transistor MOSFET ho podem trobar al full de característiques adjunt a l'annex. Com a dades principals d'interès, tenim:

CARACTERÍSTIQUES ELÈCTRIQUES	
Tensió màxima del drenador a la font (V_{DSS})	100 V
Tensió llindar de la porta (V_{GS})	4 V
Corrent al drenador en estat ON ($I_{D(ON)}$)	4 A
Resistència del drenador a la font en estat ON ($R_{DS(ON)}$)	0,6 Ω

Taula 8. Característiques principals del MOSFET IRF510.

El transistor MOSFET és un dels elements més importants pel nostre circuit, ja que el conjunt de MOSFET en forma de pont H és l'encarregat de crear la nostra senyal alterna a la càrrega a partir del senyal continu rebut a l'entrada de l'inversor. Haurem de tenir en compte el cicle de treball (Duty Cycle) amb el qual treballen cadascun dels transistors del circuit. En el nostre cas, optarem per un cicle de treball del 50%, és a dir, el transistor estarà en estat de tall la meitat del temps i l'altra meitat del temps estarà en estat de conducció. D'aquesta manera, els transistors estaran funcionant com a interruptors proporcionant la nostra sortida.

9.2.4. DRIVER

Pel disseny s'ha utilitzat un driver en forma de circuit integrat HIP4081 del fabricant Intersil Corporation. És un driver d'alta velocitat per a transistors MOSFET de canal N en forma de pont H (pont d'ona completa). És capaç de commutar a freqüències elevades de fins a 1MHz. Gràcies als curts retards de propagació (55ns), fa que es maximitzi el llaç de control de les freqüències de tall i els temps morts s'aproximin a zero provocant una disminució de la distorsió i, per tant, provocant un control precís de la càrrega accionada.

A continuació, es mostra una connexió típica del circuit integrat HIP4081 adquirida del full de característiques del component.

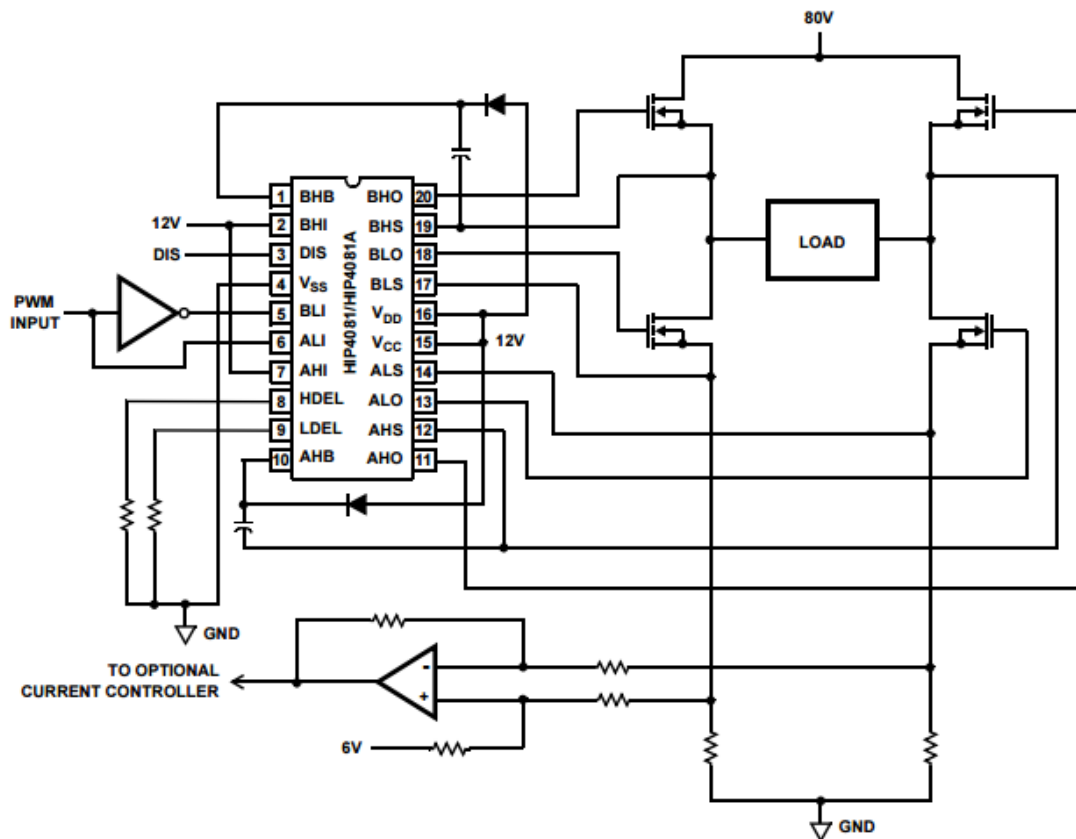


Figura 52. Esquema d'aplicació típica del driver HIP4081.

Observant aquest esquema, podem confirmar que haurem d'utilitzar únicament un circuit integrat HIP4081 pel pont H, ja que connecta amb els quatre transistors MOSFET. La funcionalitat de cadascun dels pins la podem trobar al full de característiques del circuit integrat HIP4081, igual que qualsevol dada d'interès que necessitem.

L'entrada del senyal PWM provinent del sistema de control la trobem als pins BLI (alimenta la branca esquerra de MOSFET) i ALI (alimenta la branca dreta de MOSFET), on amb l'ajuda d'un amplificador operacional inversor just abans dels pins s'inverteix el senyal del conjunt B respecte del senyal del conjunt A. D'aquesta manera, obtenim una alternança del semiperíode positiu amb el semiperíode negatiu.

D'altra banda, cal comentar la presència del controlador de corrent a l'esquema. Tot i que en el nostre circuit prescindirem d'ell, és un element important dins un SAI ja que serveix per controlar el corrent que passa per la càrrega i modular-lo quan sigui necessari. Això és essencial per a càrregues que requereixen certa precisió i són de vital importància al dia a dia (qualsevol aparell o màquina d'un quiròfan, etc.).

9.3. DISSENY BLOC DE CONTROL

El nostre bloc de control, està format per un modulador de senyal PWM, que és un circuit integrat anomenat LTC6992, i un inversor lògic per tal de generar la senyal PWM amb semiperíode positiu i semiperíode negatiu.

9.3.1. MODULADOR PWM. LTC6992

El circuit integrat LTC6992 és un oscil·lador de silici amb la capacitat de modular una senyal PWM mitjançant un control analògic de la tensió d'entrada al circuit integrat. Aquest circuit integrat forma part de la família TimerBlox™ de dispositius de sincronització de silici.





La programació de la freqüència d'oscil·lació interna del LTC6992 es realitza mitjançant una única resistència, R_{SET} . La freqüència de sortida, per la seva part, es determina mitjançant la freqüència d'oscil·lació interna i un divisor de freqüència intern, N_{DIV} , que és programable per vuit ajustos (1, 4, 16, 64, 256, 1.024, 4.096 i 16.384).

$$f_{sortida} = \frac{1MHz}{N_{DIV}} \cdot \frac{50k\Omega}{R_{SET}} \quad ; \quad N_{DIV} = 1, 4, 16 \dots 16.384$$

El cicle de treball, DC, s'ajusta aplicant una tensió d'entre 0 i 1V pel pin MOD i seguint la següent fórmula:

$$Cicle\ de\ treball = \frac{V_{MOD}}{0,8 \cdot V_{SET}} - \frac{1}{8} \cong \frac{V_{MOD} - 100mV}{800mV}$$

Existeixen quatre tipus de LTC6992: LTC6992-1, LTC6992-2, LTC6992-3 i LTC6992-4. Aquestes quatre versions difereixen entre elles pel rang de cicle de treball de cadascuna. A la següent taula es mostren els rangs de cicle de treball per a cada versió:

Nom del dispositiu	Rang del Cicle de Treball (%)	Límits de sortida del Cicle de Treball	
		Mínim	Màxim
LTC6992-1	0-100	GND	V ⁺
LTC6992-2	5-95		
LTC6992-3	0-95	GND	
LTC6992-4	5-100		V ⁺

Taula 9. Diferències dels diferents models de LTC6992.

Cal tenir en compte que els límits del Cicle de Treball afecten en el comportament que tenen els diferents tipus. La única diferència que existeix entre els quatre models són els límits establerts al Cicle de Treball a la sortida. El LTC6992-1, al tenir un rang de Cicle de Treball de (0-100)%, vol dir que la sortida pot parar d'oscil·lar i mantenir-se a l'estat de GND o V⁺. El LTC6992-2, per la seva part, no pararà mai

d'oscil·lar degut al seu rang de (5-95)%. Finalment, els models LTC6992-3 i LTC6992-4 poden mantenir-se en només un estat segons el seu rang de Cicle de Treball.

La següent figura, extreta del full de característiques, mostra l'esquema que segueix el LTC6992:

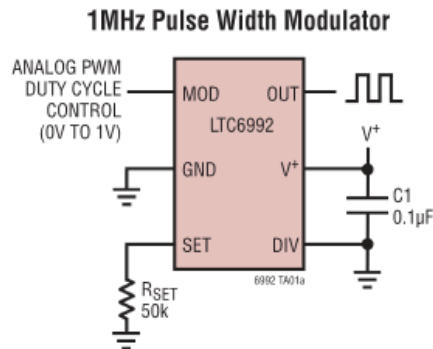


Figura 53. Esquema del circuit integrat LTC6992.

A continuació, explicarem la funció de cada pin del circuit integrat:

- MOD: Entrada PWM. La tensió d'entrada en aquest pin controla el Cicle de Treball a la sortida
- GND: Presa de terra.
- SET: Freqüència d'establiment d'entrada. La tensió en aquest pin (V_{SET}) pot variar entre 0 i 1V. La quantitat de corrent procedent d'aquest pin (I_{SET}) determina la freqüència d'oscil·lació, el rang d'aquest corrent varia de $1,25\mu A$ a $20\mu A$. Per tant, s'utilitza una resistència, R_{SET} , entre el pin SET i la presa de terra per controlar la freqüència de sortida.
- OUT: Sortida de l'oscil·lador. El pin de sortida (OUT) varia entre GND (0V) i V^+ amb una resistència de sortida d'aproximadament 30Ω .
- V^+ : Tensió d'alimentació amb un rang de 2,25V a 5V. Aquesta entrada ha d'estar lliure de soroll i rissat. Això s'aconsegueix col·locant un condensador connectat directament a la presa de terra.
- DIV: Divisor programable i polaritat d'entrada. Un convertidor A/D referenciat al pin V^+ monitoritza la tensió del pin DIV (V_{DIV}) per determinar un resultat de 4 bits (DIVCODE). Aquesta tensió V_{DIV} s'aconsegueix a partir d'un divisor de tensió entre el pin V^+ i la presa de terra.

Per tal de fer el disseny i programar aquest circuit integrat, és aconsellable seguir els següents passos:

- (1) Escollir i seleccionar el pin de polaritat (POL) que utilitzarem. Per a la majoria de les aplicacions s'utilitzarà $POL=0$ amb lo qual resultarà una funció de transferència positiva. Normalment s'utilitza $POL=1$ quan es precisa una funció de transferència negativa, com pot ser el cas d'estar treballant amb el model LTC6992-2 (oscil·lació continua) i es vol fer una realimentació negativa. Escollim **POL=0**.
- (2) Seleccionar la versió o model del LTC6992 que més ens convingui, considerant el que hem explicat de cadascun d'ells i les necessitats del nostre circuit.

Utilitzarem el model **LTC6992-2**, ja que volem una oscil·lació constant i, aquest, és l'únic dels quatre models que ho permet fer.

- (3) Seleccionar el valor del divisor de freqüència, N_{DIV} . Tal i com hem dit abans, la tensió V_{DIV} determina el DIVCODE el qual, al mateix temps, determina tant el valor de polaritat com el valor del divisor de freqüència N_{DIV} . Si sabem la nostra freqüència de commutació de sortida, podrem seleccionar el nombre de divisions per període considerant que ha d'estar dins del següent rang:

$$\frac{62,5kHz}{f_{sortida}} \leq N_{DIV} \leq \frac{1MHz}{f_{sortida}}$$

Per minimitzar el corrent de sortida, escollirem el valor més petit possible de N_{DIV} . Per contra, si volem una posada en marxa més ràpida o una fluctuació més petita, escollirem el valor més gran possible.

Un cop tinguem el valor de N_{DIV} , buscarem els valor de les resistències que formaran el divisor de tensió tenint en compte el valor de la polaritat a la taula del full de característiques.

En el nostre cas, la nostra freqüència de commutació (sortida) és de 15kHz, per tant:

$$\frac{62,5kHz}{3kHz} \leq N_{DIV} \leq \frac{1MHz}{3kHz} \rightarrow 20,83 \leq N_{DIV} \leq 333,33$$

Escollim $N_{DIV} = 256$. Segons la taula, $R_1 = 1M\Omega$ i $R_2 = 392k\Omega$. El valor de R_2 correspondrà a una resistència de valor normalitzat de **390k Ω** .

- (4) Calculem i seleccionem el valor de R_{SET} . L'últim pas és calcular el valor de R_{SET} a partir de la següent equació:

$$R_{SET} = \frac{1MHz \cdot 50k}{N_{DIV} \cdot f_{sortida}} \rightarrow R_{SET} = \frac{1MHz \cdot 50k}{256 \cdot 3kHz} = \mathbf{65k\Omega}$$

Tenint en compte el valor obtingut de **65k Ω** , decidim utilitzar una resistència de valor normalitzat de **56k Ω** .

9.3.2. INVERSOR LÒGIC

El nostre driver precisa de dues entrades lògiques (ALI, BLI), una negada de l'altra. Aquestes dues entrades, aniran commutant en estat alt i en estat baix, és a dir, quan l'entrada ALI obtingui el valor alt, l'entrada BLI obtindrà el valor baix i per al següent pols aquests valors s'intercanviaran, l'entrada ALI obtindrà el valor baix i l'entrada BLI el valor alt. Aquests dos valors, són dos valors lògics teòrics pel driver, és a dir, venen determinats en el full de característiques del driver. En el nostre cas, el valor baix (correspondria al valor 0 lògic) és d'un 1V com a valor màxim i el valor alt (correspondria al valor 1 lògic) és de 2,6V com a valor mínim. Això vol dir que, el nostre modulador ha de proporcionar una senyal PWM la qual el seu valor mínim no pot superar 1V i el seu valor màxim no pot ser inferior a 2,6V.

Així doncs, l'inversor lògic que hem utilitzat és el CD40106BMS. Aquest és un inversor lògic amb histèresis, això vol dir que el canvi d'estat que provoca l'inversor es fa d'una manera més suau evitant interferències en la conversió. El full de característiques el podem trobar a l'annex.

9.4. ESQUEMA FINAL DEL DISSENY

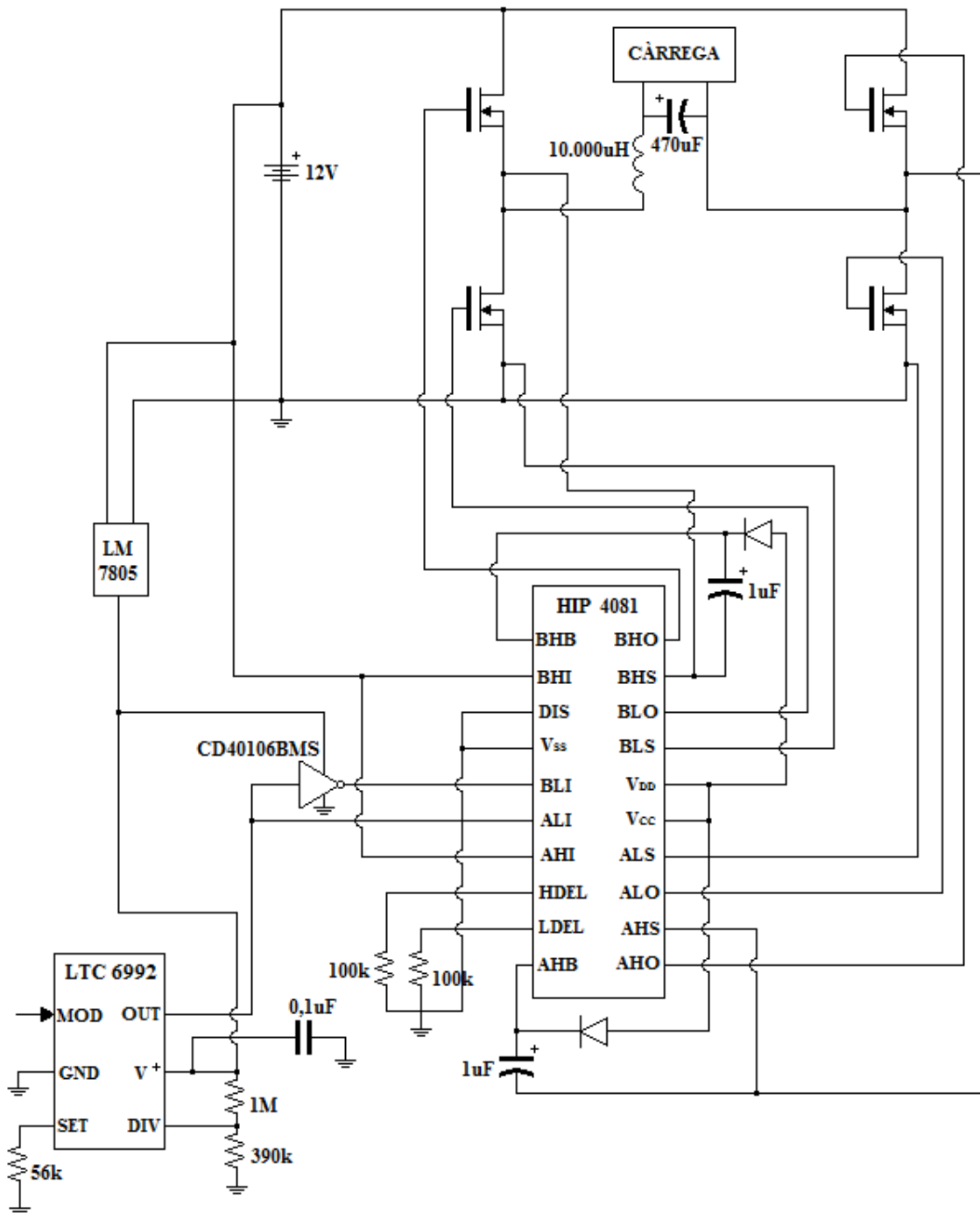


Figura 55. Esquema final del circuit inversor.

10. PRESSUPOST

A l'hora de fer el pressupost, s'han tingut en compte diferents conceptes que han compost l'elaboració d'aquest projecte: enginyeria i disseny del producte, materials necessaris pel prototip, muntatge del prototip, mesures i ajustos del prototip i elaboració de la memòria tècnica.

A continuació, es mostra el pressupost en forma de taula, on podem veure un dels diferents costos:

CODI	ACTIVITAT	MESURA	UNITATS	COST UNITARI	COST
0001	Enginyeria i disseny	150	hores	35€/h	5.250 €
0002	Materials prototip	1	unitats	39,60 €	39,60 €
0003	Muntatge prototip	20	hores	35€/h	700 €
0004	Mesures i ajustos prototip	10	hores	35€/h	350 €
0005	Memòria tècnica	50	hores	35€/h	1.750 €
Cost total sense IVA					8.089,60 €
21% IVA					1.698,82 €
Cost total					9.788,42 €

Taula 11. Pressupost del projecte.

El pressupost del material es mostra a la següent taula. Cal tenir en compte, que el cost final és un cost estimat, ja que la majoria dels elements ja els teníem i s'ha buscat el preu d'elements semblats a causa de que no disposàvem dels seus fulls de característiques:

MATERIAL PROTOTIP	Nº UNITATS	COST UNITARI	COST TOTAL
MOSFET IRF510	4	0,70 €	2,80 €
Regulador LM7805	1	0,46 €	0,46 €
CD40106BMS	1	0,60 €	0,60 €
HIP4081	1	7,34 €	7,34 €
LTC6992-2	1	4,68 €	4,68 €
Conjunt de Resistències	5	0,05 €	0,25 €
Condensador (1µF)	2	2,00 €	4,00 €
Condensador (470µF)	1	0,46 €	0,46 €
Condensador (0,1µF)	1	0,28 €	0,28 €
Bobina (10.000µH)	1	4,79 €	4,79 €
Díode 1N4007	2	0,10 €	0,20 €
Protoboard	3	7,35 €	22,05 €
Cost total material prototip			47,91 €
Cost total material prototip sense IVA			39,60 €

Taula 12. Pressupost del material utilitzat.

11. CONCLUSIONS

Aquest projecte final, m'ha servit per endinsar-me una mica més en el món de l'electrònica de potència. Tot i que, durant la carrera, he realitzat varies assignatures que tractaven aquest camp de l'electrònica, en cap d'elles havíem aprofundit amb els convertidors inversors. Així doncs, he hagut de fer una investigació més exhaustiva sobre aquest tipus de convertidors estàtics.

Des d'un principi, es volia dissenyar un convertidor estàtic per a una aplicació en concret. Com que no sabia quina aplicació fer, la meva tutora Immaculada Martínez em va suggerir un Sistema d'Alimentació Ininterrompuda i em va semblar bé. Partint de la base que no sabia res d'aquest tipus d'aplicació, vaig haver de buscar molta informació sobre aquest tema i em vaig trobar amb que els SAI disposen de dos convertidors estàtics; un rectificador i un inversor. Al tenir més importància l'inversor que no pas el rectificador, vaig decidir enfocar el projecte, des d'un punt de vista teòric, cap a l'inversor. S'haurà pogut observar, que el prototip dissenyat i implementat, es tracta d'un inversor. Això és degut a que, per la complexitat que comporta fer el disseny de tot un SAI, i que el projecte tractava de dissenyar i implementar un convertidor estàtic per a un SAI, he decidit fer el disseny i la implementació d'únicament el convertidor estàtic, en aquest cas de l'inversor. Cal afegir que, els SAI treballen amb potències de l'ordre de kW-MW i el nostre inversor ha estat dimensionat per a una càrrega molt més petita que la que pugui proporcionar un SAI.

Pel que fa al disseny de l'inversor, s'ha presentat diferents problemes. El primer, i més important, ha estat decidir i buscar la millor estructura per realitzar el prototip. Des d'un principi, ja tenia clar que volia realitzar un control de l'inversor analògic. El problema es va presentar a l'hora de decidir quins eren els components que havia d'utilitzar per realitzar aquest control. Amb l'ajut del professor Francisco Manuel Delis, el qual disposa de molta experiència en l'elaboració d'inversors, vaig plantejar diferents circuits integrats que em poguessin facilitar el control. De diverses opcions plantejades, vaig escollir-ne una (LTC6992). Llavors, vaig haver de buscar un altre circuit integrat que em permetés transmetre el control als transistors i, per tant, que l'inversor funcionés correctament. També, de varies opcions disponibles, vaig decidir-me pel HIP4081, el qual em permetia transmetre el control als quatre transistors a la vegada, sense necessitat d'afegir-ne un altre. Un altre problema, va ser dimensionar els components que afectaven en el funcionament del driver, ja que al full de característiques no es concretava cap valor pels condensadors i díodes. A més, cal afegir que d'aquest component en vaig haver de comprar fins a 4 unitats, ja que 3 d'elles van venir defectuoses i, aquest fet, va suposar-me molt de temps degut a que no trobava quin era l'error.

Pel que fa a la implementació, tots els components dimensionats resultaven ser valors no normalitzats i, a l'hora de realitzar la implementació, com que s'havien de substituir aquest valors per d'altres de normalitzats, provocava variacions amb els resultats esperats. Un altre inconvenient, ha estat poder obtenir alguns dels components amb els pins per a connectar-los a la Protoboard (placa de proves), ja que la majoria de fabricants comercialitzen els seus components només en format SMD, és a dir, en format per soldar. Aquest problema l'he pogut resoldre amb l'ajuda del Manel Blanes, ja que m'ha proporcionat l'adaptador adequat per a cada component que ho necessités.

Podem afirmar que el resultat obtingut ha estat molt satisfactori, ja que amb el muntatge podem observar com a partir d'una alimentació continua obtenim una sortida alterna. A

més, tots aquests entrebancs que he anat tenint durant tot el procés de muntatge m'han permès aprendre com solucionar errors o com afrontar-los per tal de poder-los aïllar i solucionar-los d'una manera més eficient.

12. BIBLIOGRAFIA

- Ballester Portillo, Eduard ; Piqué, Robert. *Electrónica de potencia*. Barcelona: Marcombo, 2011. ISBN: 9788426716699.
- Electro Industria. *La eficiencia energética de los convertidores estáticos*. 2012. [Consulta: 20/3/2015]. Disponible a: <<http://www.emb.cl/electroindustria/articulo.mvc?xid=1913&xit=la-eficiencia-energetica-de-los-convertidores-estaticos>> [en línea].
- Hart, Daniel W. *Electrónica de potencia*. Madrid: Prentice-Hall, 2001. ISBN: 8420531790.
- Mohan, Ned; Undeland, Tore M. ; Robbins, Willimas P. *Power Electronics: Converters, applications and design*. New York: John Wiley&Sons, 2003. ISBN: 0471429082.
- Rashid, M. H. *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. México: Prentice-Hall, 2004. ISBN 9702605326.
- Universidad Carlos III de Madrid. *Conversión CC/CA. Inversores*. [Consulta: 23/3/2015]. Disponible a: <<http://ocw.uc3m.es/tecnologia-electronica/electronica-de-potencia/material-de-clase-1/MC-F-006.pdf>> [en línea].
- Profesores San Valero. *Sistemas de alimentación ininterrumpida*. [Consulta: 31/3/2015]. Disponible a: <<http://profesores.sanvalero.net/~w0320/TEMA%207%20SAI.pdf>> [en línea].
- Oliver Martínez Vitoriano. *Diseño de un PLL para el inversor de un sistema de alimentación ininterrumpida*. [Consulta: 31/3/2015]. Disponible a: <<http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/4289/fichero/PFC%252FPFC.pdf>> [en línea].