



**Universidad**  
Zaragoza

# Trabajo Fin de Grado

Diseño de rectificador regenerativo a red para  
recuperación de energía en ascensores

Autora

M<sup>a</sup> Pilar Germán Velázquez

Director

Estanislao Oyarbide Usabiaga

Codirector

Carlos Bernal Ruiz

Escuela de Ingeniería y Arquitectura  
Año 2015



## AGRADECIMIENTOS

No puedo dar por concluida esta memoria sin agradecer a las personas que me han ayudado y apoyado durante la realización de este TFG y durante toda la carrera.

En primer lugar agradecer a Estanis y a Carlos, director y co-director de este proyecto, por todos los conocimientos que me han transmitido.

Agradecer también a Luís, Iván, Pilar, Rubén y Raúl por dejarme trabajar a su lado durante estos meses y por todo lo que me han enseñado. Ha sido un placer trabajar a vuestro lado.

Por último, no podría terminar, sin dar las gracias a mi familia y amigos, tanto a los de siempre como a los que he hecho durante estos cuatro años de carrera.



# Diseño de rectificador regenerativo a red para recuperación de energía en ascensores

## RESUMEN

El presente Trabajo Fin de Grado (TFG) ha sido realizado dentro del área de Tecnología Eléctrica, del Departamento de Electrónica y Automática, de la Universidad de Zaragoza y en las instalaciones del Instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón (I3A). Este proyecto está dentro de la línea de investigación de Epic Power Converters, S.L., spin-off de la Universidad de Zaragoza, del Grupo de Electrónica de Potencia y Microelectrónica.

El campo de aplicación para el que ha sido desarrollado este trabajo es el de los ascensores. Debido a la mecánica y al diseño con el que están fabricados los elevadores y a las leyes de la física, hay ocasiones en las que un ascensor necesita energía para poder moverse y otras en las que genera esta energía, ya que el motor trabaja como generador. En los ascensores convencionales esta energía se pierde en forma de energía calorífica en la resistencia de frenado. El objetivo de este trabajo es conseguir devolver esta energía a la red eléctrica, consiguiendo de este modo un ascensor más sostenible y un ahorro en la factura eléctrica. Para ello, se va a diseñar un rectificador trifásico bidireccional que alimente al accionamiento eléctrico del elevador. El dispositivo diseñado deberá ser compatible con cualquier variador de frecuencia comercial y su conexión será de tipo plug&play.

Para la realización del presente Trabajo Fin de Grado, primero se ha estudiado la técnica de control a aplicar y los requerimientos hardware requeridos y en base a esto, a las especificaciones funcionales y a la normativa aplicable se ha dimensionado el convertidor.

Las simulaciones se han realizado utilizando el software PLECS que se integra en MATLAB-SIMULINK.





## DECLARACIÓN DE AUTORÍA Y ORIGINALIDAD

(Este documento debe acompañar al Trabajo Fin de Grado (TFG)/Trabajo Fin de Máster (TFM) cuando sea depositado para su evaluación).

D./D<sup>a</sup>. María Pilar Germán Velázquez,

con nº de DNI 17458778F en aplicación de lo dispuesto en el art.

14 (Derechos de autor) del Acuerdo de 11 de septiembre de 2014, del Consejo de Gobierno, por el que se aprueba el Reglamento de los TFG y TFM de la Universidad de Zaragoza,

Declaro que el presente Trabajo de Fin de (Grado/Máster)

Grado \_\_\_\_\_, (Título del Trabajo)

Diseño de rectificador regenerativo a red para recuperación de energía en ascensores

\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_

es de mi autoría y es original, no habiéndose utilizado fuente sin ser citada debidamente.

Zaragoza, 19 de noviembre de 2015

Fdo: \_\_\_\_\_





## Tabla de contenido

1.	INTRODUCCIÓN .....	1
2.	PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO .....	5
2.1.	Funcionamiento de un ascensor convencional: Variador de frecuencia .....	5
2.2.	Inclusión inversor regenerativo .....	6
2.3.	Principio de control .....	8
3.	MODELADO Y CONTROL .....	11
3.1.	Sistemas de coordenadas de Clark y de Park .....	11
3.1.1.	Control de potencia .....	12
3.2.	Modelo dinámico .....	13
3.3.	Sincronismo de fase con la tensión de red: PLL (Phase-Locked Loop).....	15
3.4.	Modelado del sistema .....	16
3.4.1.	Control .....	17
3.4.2.	PWM: Pulse Width Modulation.....	23
3.4.3.	Circuito eléctrico: Convertidor, filtro, y red eléctrica.....	24
4.	REGLAMENTACIÓN Y NORMATIVA DE APLICACIÓN.....	29
5.	DISEÑO DEL FILTRO .....	31
5.1.	Elección del filtro .....	31
5.2.	Verificación cumplimiento de normativa.....	33
5.2.1.	Line Impedance Stabilization Network (LISN) .....	33
5.2.2.	Normativa de altas frecuencias: Emisión .....	35
5.2.3.	Normativa de bajas frecuencias.....	37
6.	ELECCIÓN DE COMPONENTES .....	39
6.1.	Efecto pelicular .....	39
6.2.	Cálculo de pérdidas .....	39
6.2.1.	Pérdidas de conducción de los IGBTs.....	41
6.2.2.	Pérdidas de conducción de los diodos .....	41
6.2.3.	Pérdidas de conmutación en los IGBTs.....	42
6.2.4.	Pérdidas totales .....	42
6.3.	Dimensionamiento del disipador de calor .....	44
7.	CÁLCULO DE COSTES Y EFICIENCIA DE LA ETAPA .....	49
7.1.	Coste de los filtros .....	49
7.1.1.	Coste de la primera bobina.....	49

7.1.2.	Coste de la segunda bobina .....	50
7.1.3.	Coste del condensador .....	51
7.2.	Coste del convertidor: IGBTs + DISIPADOR TÉRMICO .....	52
7.3.	Cálculo de la eficiencia de la etapa.....	52
8.	CONCLUSIONES .....	55
9.	BIBLIOGRAFÍA.....	57
10.	ANEXOS.....	59
10.1.	Sistemas de coordenadas de Clark y Park.....	59
10.2.	Código de los scripts de Matlab.....	63
10.2.1.	Verificación normativa de altas frecuencias.....	63
10.2.2.	Cálculo de pérdidas de conducción y conmutación .....	65
10.3.	Datasheets referenciados en la memoria .....	68
10.3.1.	IGBT.....	68

## 1. INTRODUCCIÓN

Debido al diseño de los ascensores y a las leyes físicas, un elevador, en función del tipo de maniobra que realice, demandará o devolverá energía. En caso de demandar, esta energía será absorbida de la red eléctrica (Fig. 1a) y en caso de devolver, esta energía se perderá en forma de energía calorífica en la resistencia de frenado (Fig. 1b).

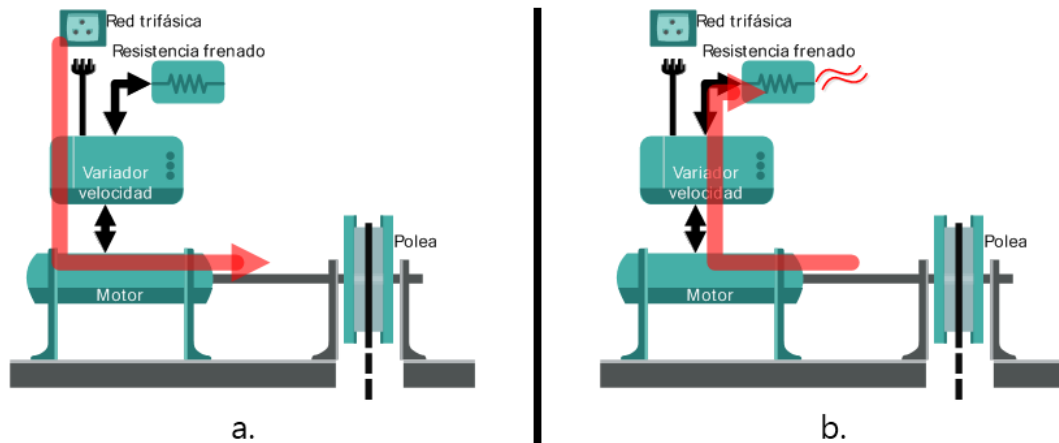


Fig. 1 Flujos de energía en el sistema de tracción eléctrica de un ascensor con variador

La empresa Epic Power Converters, S.L. se encarga de diseñar y comercializar dispositivos que hagan que no se desperdicie esta energía generada en forma de calor, sino que se almacene y se utilice para realizar otros viajes y/o para alimentar otras partes del ascensor que lo necesiten (luces de cabina, etc.).

El almacenaje de esta energía permite, entre otras cosas, poder seguir utilizando el ascensor cuando hay cortes de luz pero también conlleva módulos relativamente grandes de baterías, o de ultracapacidades, así como la degradación de estos, lo que implica su reemplazo. Por ello, una nueva línea de investigación está estudiando devolver esta energía directamente a la red. Es aquí donde entra el presente proyecto.

Para la realización de este trabajo se ha contado con la ayuda de material, proporcionado por el director de este TFG, que incluía prácticas de laboratorio con simulaciones hechas en Matlab/Simulink, cuyo contenido ha sido muy útil y ha facilitado mucho el trabajo.

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado es diseñar un rectificador trifásico bidireccional que alimente al accionamiento eléctrico del ascensor, de forma que, en caso de que el motor trabaje como generador, esta energía se devuelva a la red y en caso contrario permita que el elevador se abastezca de ella. Además, el dispositivo diseñado será compatible con cualquier driver (o variador de frecuencia) comercial y su conexión será de tipo *plug&play* (conexión directa, sin necesidad de configuraciones).

## INTRODUCCIÓN

En la Fig. 2, se puede ver, en modo esquemático, como sería la conexión de este dispositivo con la red eléctrica. En este Trabajo Fin de Grado, se va desarrollar la parte que se encuentra dentro del recuadro.

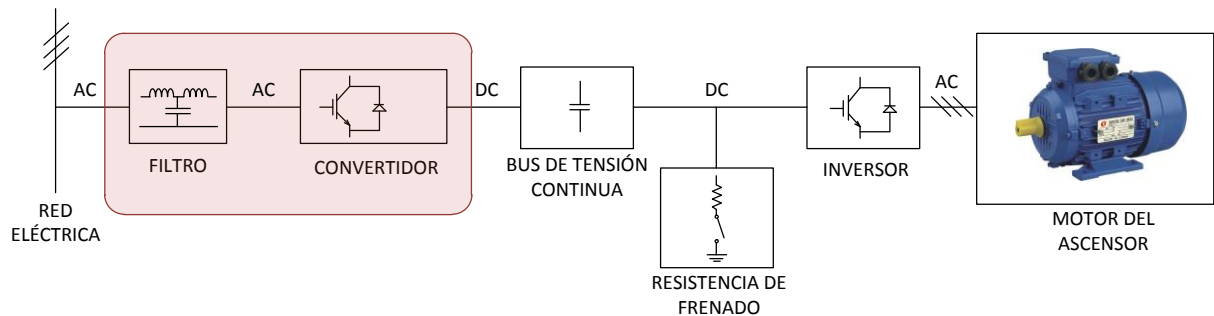


Fig. 2 Esquema de la conexión eléctrica

Por otro lado, en la Fig. 3 se representa como sería el esquema de conexión típica si no se tuviera frenado regenerativo y no se devolviera esa energía "sobrante" a la red:

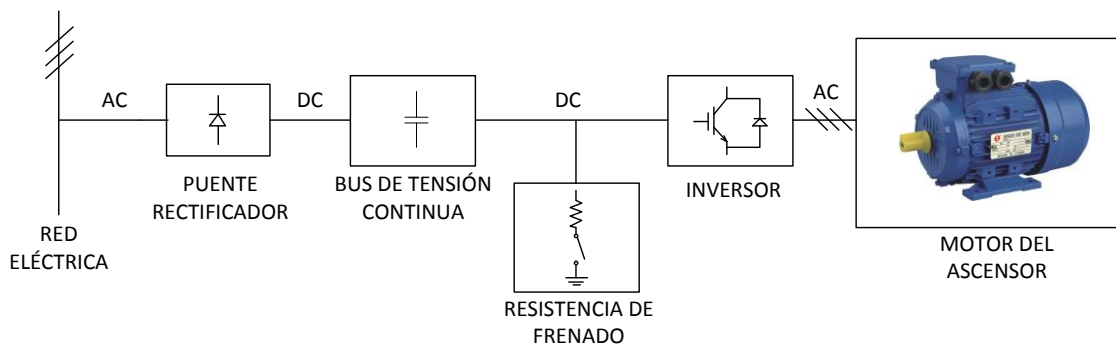


Fig. 3 Esquema de conexión eléctrica sin frenado regenerativo

Para realizar el dimensionamiento del dispositivo a diseñar se ha estudiado la técnica más adecuada de control a aplicar así como los requerimientos hardware (sensores, etc.) y las especificaciones funcionales, siempre teniendo presente el cumplimiento de la normativa que le es de aplicación.

El modelado y las simulaciones se han realizado utilizando el software PLECS que se integra en MATLAB-SIMULINK. Dicho modelado está agrupado en varios bloques según su naturaleza. A groso modo, el modelo está compuesto del sistema a controlar y del control de este, formado a su vez por un lazo de tensión, otro de corriente que hace uso de una PLL (*Phase Locked Loop*) y un PWM (*Pulse Width Modulation*). El sistema a controlar es el rectificador trifásico bidireccional que, manteniendo una tensión en el bus de continua fija (de 600V), independientemente de la intensidad que solicite la carga (el ascensor), tenga en su salida una tensión trifásica de 230 V eficaces y frecuencia 50 Hz y una corriente que, en régimen permanente, cumplan la normativa de absorción e inyección de corriente a la red.

La conexión del convertidor con la red eléctrica se ha realizado mediante un filtro de corriente inductivo-capacitivo (LCL), que se encarga de mejorar la calidad de la onda y de atenuar las corrientes armónicas de alta frecuencia. Para el diseño de las bobinas se ha utilizado el software de diseño de inductancias de Ferroxcube.

En cuanto a las mediciones realizadas en la simulación, se han utilizado varios voltímetros y amperímetros y se ha simulado una LISN (Line Impedance Stabilization Network) para poder realizar las medidas del espectro a altas frecuencias del modo más preciso posible.

En términos muy generales, los pasos que se han seguido para realizar el diseño han sido estos: En primer lugar se definieron las especificaciones y se hizo un estudio de la normativa a aplicar, posteriormente se estudió y se simuló el control y se especificaron los requerimientos. Con todo ello se llevó a cabo el dimensionamiento funcional y por último, en base a este dimensionamiento funcional, se realizó el dimensionamiento tecnológico.

Esta memoria está estructurada en varios bloques: un primer apartado introductorio al que le sigue otro que explica el principio de funcionamiento de un ascensor en general y del dispositivo a desarrollar. En el tercer bloque se explica cómo se ha realizado el control del sistema y cómo se ha modelado y distintos conceptos matemáticos que se han aplicado. En el cuarto apartado se ha nombrado y explicado brevemente la normativa que ha sido necesario aplicar. Posteriormente se ha tratado el tema del diseño de filtro y cómo se ha elegido uno de ellos en función del cumplimiento de la normativa. En el sexto capítulo se ha dado valor a los componentes y se han calculado las pérdidas por conducción y conmutación que se dan en el convertidor. Por último se han calculado los costes y la eficiencia de la etapa y se ha recogido todo ello en un penúltimo capítulo de conclusiones. La memoria acaba haciendo referencia a la bibliografía que se ha utilizado. Además, se ha incluido un apartado de anexos donde se ha incluido una explicación sobre los sistemas de coordenadas de Park y Clark, utilizados en el control, el código de dos de los scripts desarrollados y por último el datasheet de los integrados IGBT+diodo, al que se hace referencia en la memoria.



## 2. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

### 2.1. Funcionamiento de un ascensor convencional: Variador de frecuencia

El modo de funcionamiento del control de la velocidad del motor de un ascensor convencional está basado en la inclusión de un variador de frecuencia. El variador de frecuencia, VFD (del inglés *Variable Frequency Drive*) o VVVF (*Variable Voltage Variable Frequency*), es un dispositivo que alimentado a una tensión y frecuencia constante (la de la red eléctrica, por ejemplo) entrega a la salida (al motor en este caso) una tensión variable con una frecuencia también variable. Es decir, controlando la frecuencia de alimentación suministrada al motor (motor de corriente alterna) es capaz de controlar la velocidad rotacional de dicho motor.

El variador de frecuencia irá conectado, por tanto, a una tensión alterna fija con una frecuencia fija (en este caso la red eléctrica) por un lado y al motor del ascensor por el otro, así como a la resistencia de frenado. La resistencia de frenado es un elemento de seguridad del ascensor y es esencial para el buen funcionamiento del variador. Su función consiste en transformar en energía calorífica la energía eléctrica que se produce a causa de que el motor pase a trabajar como generador.

En la Fig. 4 se puede ver, de un modo muy esquemático como sería esa conexión

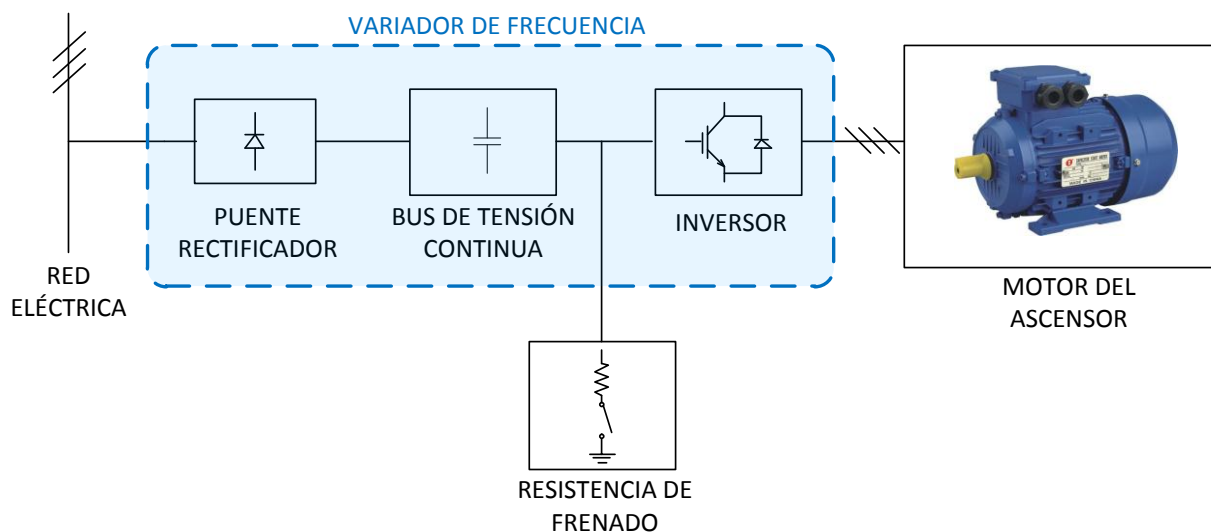


Fig. 4 Esquema eléctrico de la conexión de un variador de frecuencia

Entrando más en detalle, para conseguir pasar de una tensión fija con una frecuencia fija a una tensión y frecuencia variable, el variador de frecuencia pasa la energía alterna a continua y posteriormente al revés. Para ello el variador de frecuencia consta de un rectificador, un condensador de bus (o bus de condensadores) y un inversor. A continuación se van a explicar más detalladamente todos ellos:

Primeramente, se convierte la tensión alterna que le llega de la red a tensión continua. Esto se consigue mediante un puente rectificador trifásico de diodos no controlado. El

puede ser un puente rectificador, de modo que la corriente puede circular sólo en un sentido.

En segundo lugar, entre el rectificador y el inversor se encuentra el condensador de bus cuya función es filtrar el rizado de la tensión que genera el rectificador así como mantener constante la tensión de bus.

La tensión de bus vendrá determinada por la siguiente ecuación:

$$V_{bus} = \frac{Q}{C} \quad (1)$$

Siendo Q la carga eléctrica y C el valor del condensador.

Por su parte la energía almacenada en el bus de continua será proporcional al producto de la tensión de bus al cuadrado por el valor del condensador:

$$W = \frac{1}{2} CV^2 \quad (2)$$

Por último, se encuentra el inversor que consta, normalmente, de 6 IGBTs que se encienden y se apagan en una secuencia tal que producen una onda de tensión con la amplitud y la frecuencia que se necesite. Es decir, la clave para pasar de continua a alterna reside en la activación y desactivación de los IGBTs. A la salida del inversor se tendrán tres ondas sinusoidales de la misma frecuencia y amplitud y desfasadas entre sí 120°.

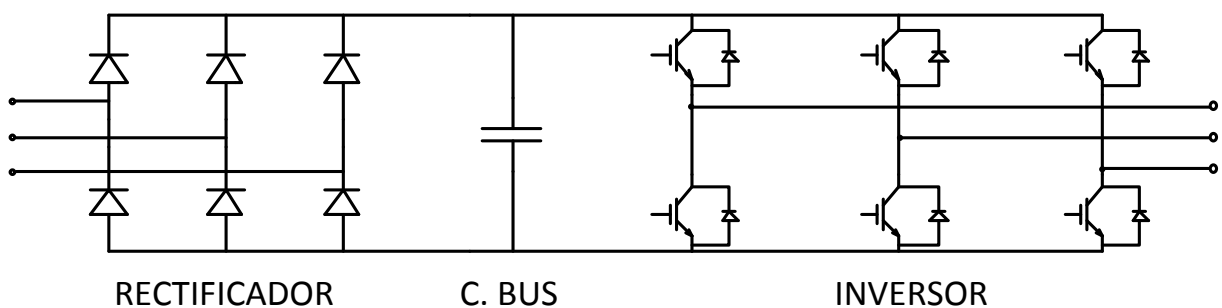


Fig. 5 Circuito eléctrico de un variador de frecuencia convencional

## 2.2. Inclusión inversor regenerativo

Como se ha dicho anteriormente, en un ascensor convencional la energía eléctrica que devuelve el motor en caso de trabajar como generador se pierde por efecto Joule en la resistencia de frenado. El objetivo del presente TFG es realizar un dispositivo que devuelva esa energía eléctrica a la red eléctrica para evitar que se pierda en forma de energía calorífica.

Para ello, lo primero que hay que modificar es el rectificador trifásico que hay en los variadores de frecuencia convencionales, ya que, como se ha explicado en el punto anterior, no permite la conducción de corriente bidireccional. Por ello, ahora surge la



necesidad de sustituirlo por un elemento bidireccional, que pase de alterna a continua y de continua a alterna.

Además, para realizar la conexión con la red eléctrica será necesario incluir un filtro, que atenúe las corrientes armónicas de alta frecuencia y mejore la calidad de la onda.

Es todo ello en lo que se va a centrar el presente proyecto. Es decir, el dispositivo aquí diseñado irá conectado directamente a la red eléctrica por una parte y al bus de continua del variador por la otra.

Volviendo al tema principal, se debe crear un convertidor bidireccional que pase de AC a DC y viceversa. Para ello, se ha optado por poner un puente de 6 IGBTs con diodos en anti-paralelo, de modo que, en caso de no-regeneración, los diodos en anti-paralelo permitan la absorción de corriente de la red y, en caso de regeneración, mediante la activación y desactivación de los IGBTs, se pueda generar una onda sinusoidal de tensión coincidente con la de la red eléctrica y una onda de corriente que cumpla con las normativas de inyección de corriente a la red. El filtro nombrado anteriormente será esencial para poder cumplir con esto último. La activación de los IGBTs se llevará a cabo mediante modulación por ancho de pulsos (PWM, del inglés *Pulse-Width Modulation*).

En la Fig. 6 se puede ver cómo quedaría ahora el esquema eléctrico, siendo la zona recuadrada el área de trabajo de este TFG.

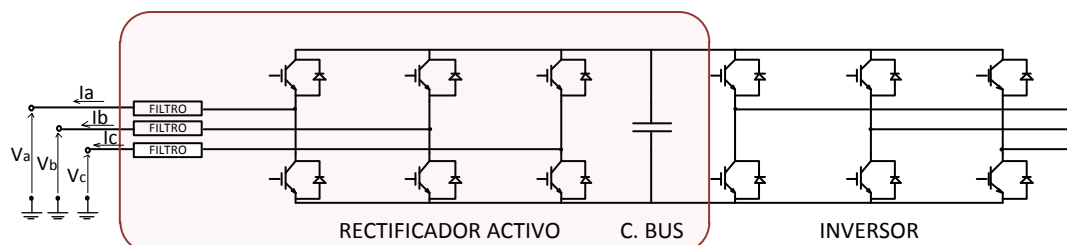


Fig. 6 Esquema eléctrico de la modificación del variador de frecuencia para convertirlo en regenerativo a red

En las dos figuras posteriores se ha representado la tensión y la corriente que hay después del filtro, es decir, la que se inyecta (o absorbe) a la red. Como se puede ver la onda de tensión es de las mismas características que la tensión de las redes eléctricas (230V eficaces, 50Hz) y la corriente dependerá del valor de la carga que suponga el ascensor. Como se verá más adelante, en caso de funcionamiento del motor como motor (Fig. 7) la mayor potencia requerida (la mayor carga) se dará en el arranque y en caso de funcionamiento del motor como generador (Fig. 8) la mayor potencia generada se dará en el frenado. Ambas gráficas se han representado en estos casos límites.

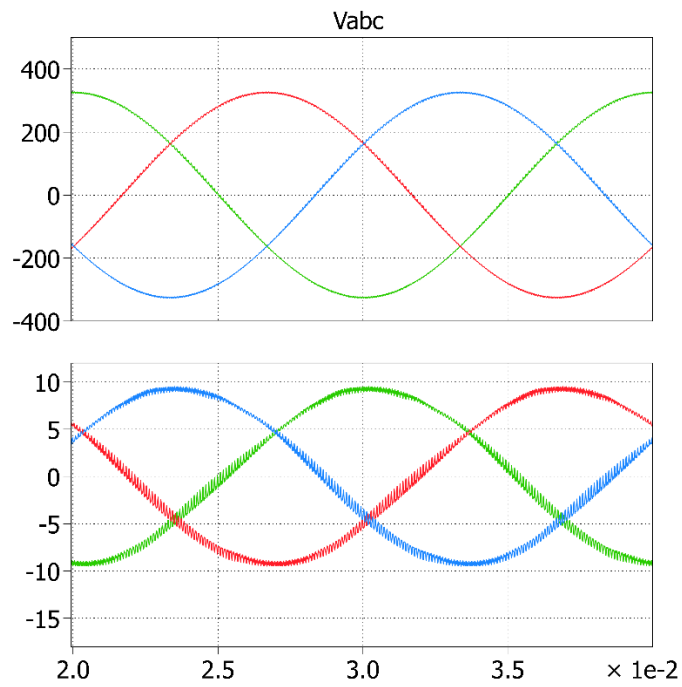


Fig. 7 Corriente absorbida de la red en caso de máxima potencia de carga

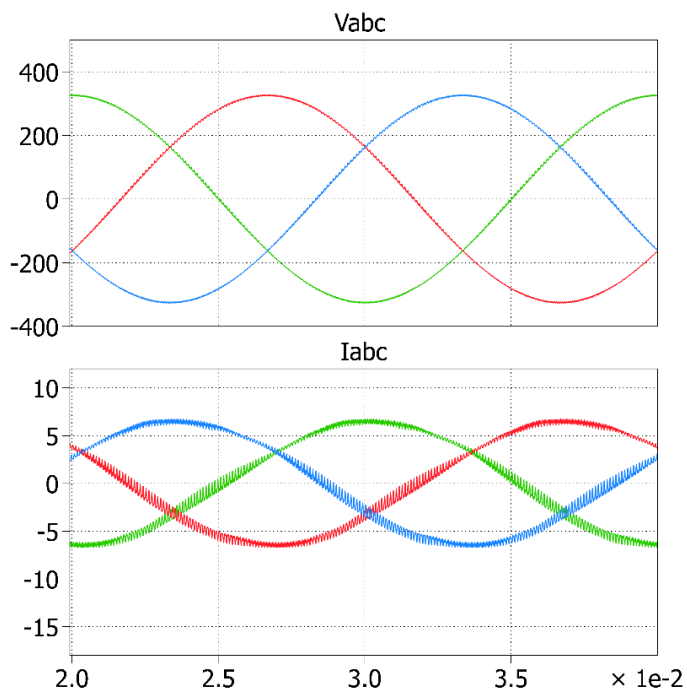


Fig. 8 Corriente inyectada a la red en caso de máxima regeneración

### 2.3. Principio de control

Para llevar a cabo el control del sistema se ha diseñado una estructura de control basada en el control de la tensión de bus.

Partiendo de la ecuación que determina la energía almacenada en el bus de continua:

$$W = \frac{1}{2} C_{bus} V_{bus}^2 \quad (3)$$

Si se procede a calcular su derivada se obtendrá la relación entre potencia y variación de tensión en el bus de continua:

$$P = \frac{dW}{dt} = C_{bus} V_{bus} \frac{dV_{bus}}{dt} \quad (4)$$

Esta relación constituye el principio de control del sistema a controlar.

El control realizado para conseguir regular esa tensión de bus es el siguiente: Primeramente, mediante la comparación de la tensión de bus existente y la que realmente se quiere, se generan unas consignas de potencias a aplicar (tal y como se ha explicado en la ecuación anterior) de modo que si la tensión de bus existente es menor que la deseada se deberá absorber potencia activa y si por el contrario es mayor habrá que ceder potencia a la red.

Dicha potencia es función de la tensión y de la corriente de la red:

$$p(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = i_a(t)v_a(t) + i_b(t)v_b(t) + i_c(t)v_c(t) \quad (5)$$

Como la tensión de la red es conocida se puede decir, de igual modo, que la regulación de la tensión de bus genera consignas de corriente.

Las consignas de corriente anteriores serán convertidas a consignas de tensión mediante un control de corriente. Para llevar a cabo este control será necesario determinar, tanto las corrientes de red reales que se tienen (que es lo que se está controlando), como los valores de tensión de red ( $V_{abc}$ ).

Estas consignas de tensión obtenidas a la salida del control de corriente pasarán al bloque PWM donde se transformarán en pulsos para controlar el disparo de los IGBTs.

En la Fig. 9 se puede ver el esquema de este controlador de corriente:

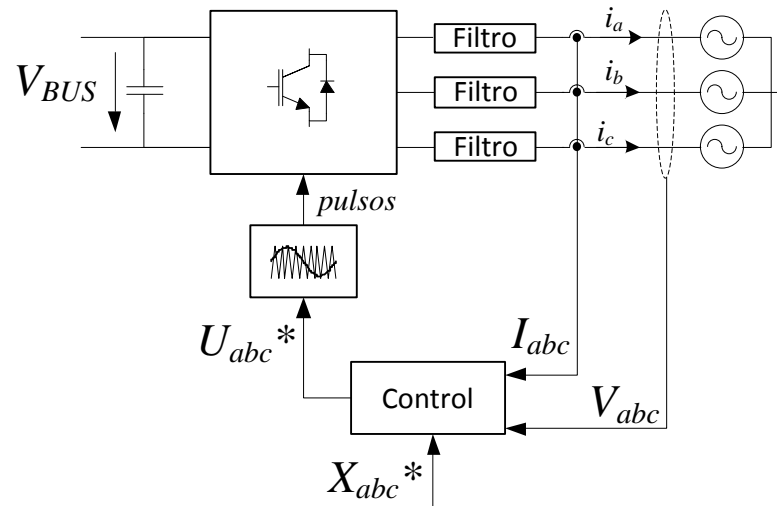


Fig. 9 Esquema del control de corriente

### 3. MODELADO Y CONTROL

#### 3.1. Sistemas de coordenadas de Clark y de Park

Ante la problemática de realizar el control de potencia con unas magnitudes expresadas en un sistema trifásico surge la necesidad de pasar a un sistema de ejes dinámicos de modo que calcular las consignas a aplicar sea más sencillo. La transformada de Park permite expresar estas magnitudes trifásicas en un sistema de referencia ortogonal y giratorio. A continuación se va a explicar en qué consiste esta transformada.

La transformada de Park está basada en la proyección de unas coordenadas de un sistema trifásico estacionario a un sistema coordenado giratorio sobre los ejes dq. Para conseguir este salto se va a establecer un paso intermedio, que es lo que se denomina transformada de Clark.

La transformada de Clark permitirá pasar del sistema coordenado estacionario trifásico (abc) a un sistema coordenado estacionario de dos ejes ( $\alpha\beta$ ). De este modo, ahora se tendrá un vector espacial, de módulo constante, que girará a una velocidad angular constante ( $\omega$ ).

Una vez ya se ha pasado de un sistema trifásico (abc) a un sistema expresado con solo dos ejes fijos ( $\alpha\beta$ ) que gira a velocidad constante ( $\omega$ ), lo que se consigue con la Transformada de Park es que esos ejes se muevan a la misma velocidad que el vector. Además, esos ejes se podrán alinear donde sea, pudiendo eliminar la componente de cuadratura de uno (o varios) vectores, y simplificando, de este modo, las ecuaciones. Para llevar a cabo esta alineación se ha usado una PLL (*Phase-Locked Loop*), véase apartado 3.3 .

En el ejemplo de la Fig. 10, se puede ver por un lado, a la derecha, la evolución de la tensión y la corriente con respecto del tiempo de las tres fases (abc) y por otro, a la izquierda, la expresión de estas en los dos ejes móviles d y q.

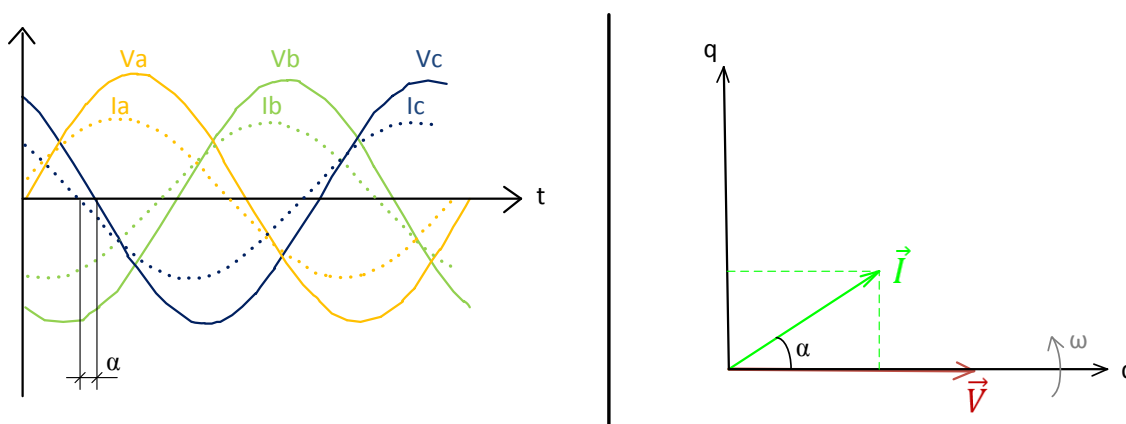


Fig. 10 Ejemplo de aplicación de la Transformada de Park

La expresión para calcular la transformada de Park es la mostrada en la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

Siendo  $K = \frac{2}{3}$  si se desea mantener la amplitud y  $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$  si se desea mantener la potencia.

Para realizar el camino inverso (paso de dq a abc) sólo será necesario calcular la matriz inversa, obteniendo este resultado:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

En el anexo 1 se puede ver la explicación de todo esto de forma más detallada.

### 3.1.1. Control de potencia

Para llevar a cabo el control de la potencia se van a utilizar las coordenadas  $\alpha\beta$ .

Partiendo de dos fasores eléctricos (uno de tensión y otro de corriente) expresados en coordenadas  $\alpha\beta$

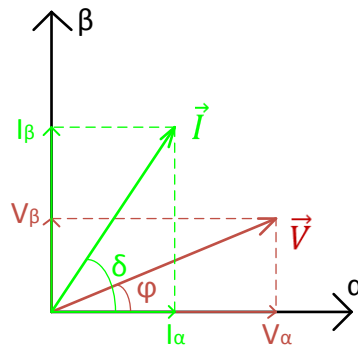


Fig. 11 Fasores eléctricos expresados en coordenadas de Clark

En un sistema trifásico simétrico y equilibrado, la potencia aparente se define como:

$$S = |\vec{I}||\vec{V}| = \sqrt{(I_\alpha^2 + I_\beta^2)(V_\alpha^2 + V_\beta^2)} \quad (8)$$

Sabiendo que la potencia activa se puede calcular como:

$$P = S \cdot \cos(\theta) \quad , \text{ siendo } \theta \text{ el desfase entre la tensión y la corriente} \quad (9)$$

Y la potencia reactiva de este modo:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (10)$$

Desarrollando se obtendría que:

$$\begin{aligned} P &= I_\alpha V_\alpha + I_\beta V_\beta \\ Q &= I_\alpha V_\beta - I_\beta V_\alpha \end{aligned} \quad (11)$$

O expresado en coordenadas dq:

$$\begin{aligned} P &= I_d V_d + I_q V_q \\ Q &= I_d V_q - I_q V_d \end{aligned} \quad (12)$$

### 3.2. Modelo dinámico

En primer lugar, a partir de la ecuación que rige el comportamiento del sistema a controlar, se va a proceder a dibujar el modelo de la planta del sistema a controlar:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} i_q \\ -i_d \end{bmatrix} \quad (13)$$

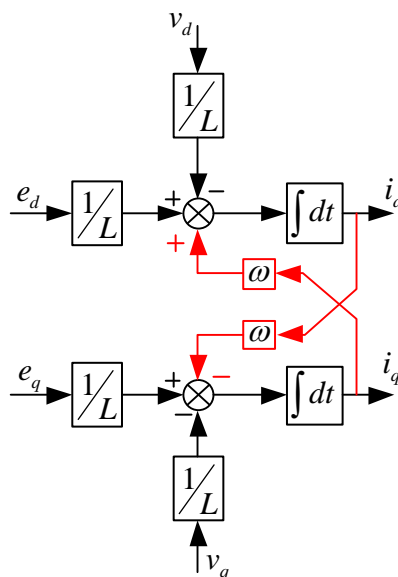


Fig. 12 Diagrama de bloques del sistema a controlar

Las variables  $e_d$  y  $e_q$  son las variables que se están controlando mientras que  $v_d$  y  $v_q$  representan perturbaciones.

Se puede observar, en el último término de la ecuación, como la corriente  $i_d$  depende de  $i_q$  y viceversa. Este efecto se denomina acoplamiento cruzado y es debido a que, en coordenadas de Park, los vectores están girando a una velocidad  $\omega$  (la velocidad angular de la red en este caso). En el diagrama de bloques de la Fig. 12 se ha señalado con color rojo los bloques debidos al acoplamiento cruzado.

A continuación se pasa a añadir una realimentación de la corriente y a realizar un control proporcional-integral (control de corriente):

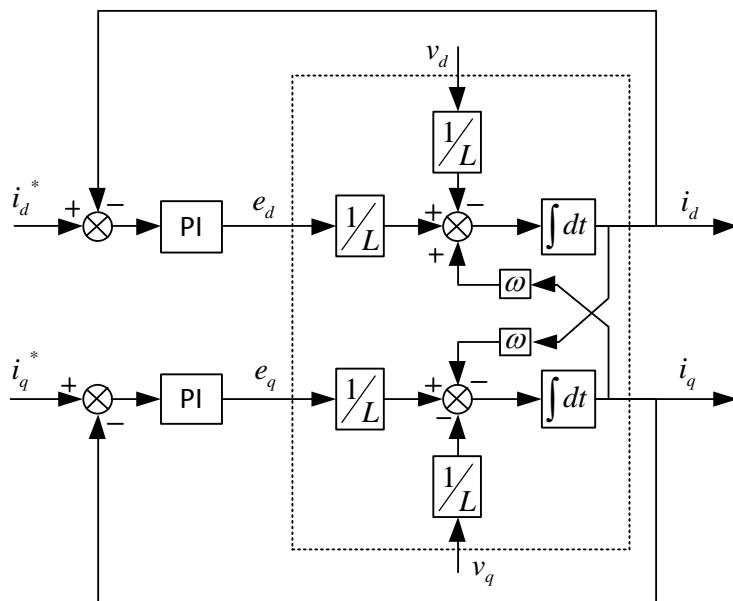


Fig. 13 Diagrama de bloques del sistema a controlar con realimentación de la corriente y control PI

Por último se va a realizar la corrección del acoplamiento cruzado de las corrientes realimentadas y al mismo tiempo se va a eliminar el efecto de las perturbaciones  $v_d$  y  $v_q$ . Para implementar el desacoplamiento de ejes de forma óptima es necesario conocer los parámetros del filtro. En este caso el filtro utilizado es un filtro LCL pero, para simplificar, no se ha tenido en cuenta el condensador de filtrado, y se ha supuesto un filtro inductivo del mismo valor que la suma de las dos inductancias usadas.

Dicho esto, el diagrama de bloques queda de la siguiente manera:



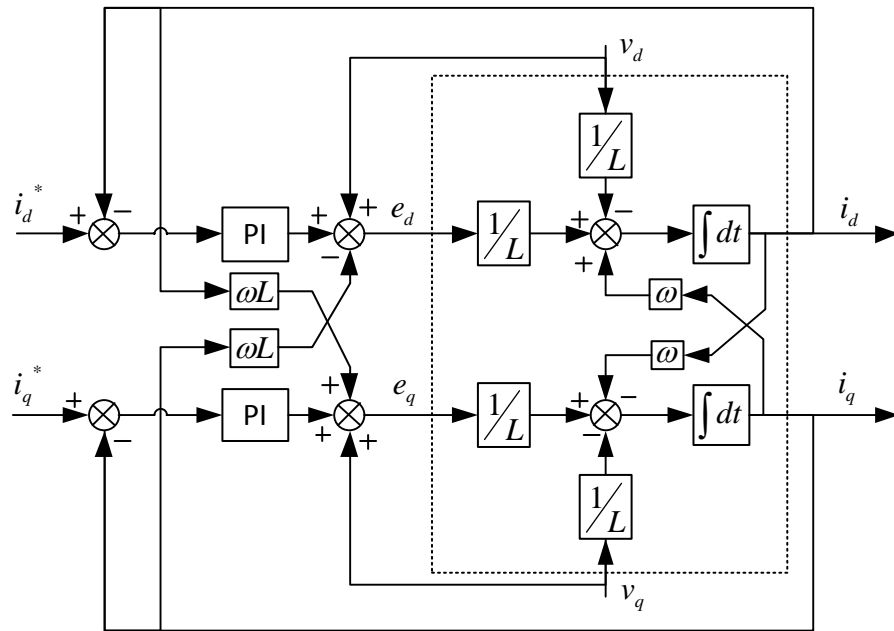


Fig. 14 Diagrama de bloques completo

### 3.3. Sincronismo de fase con la tensión de red: PLL (Phase-Locked Loop)

Para realizar el sincronismo de fase con la tensión de red se ha añadido un control PLL. El funcionamiento de este control está basado en la medición de la fase de la red eléctrica (llamémosle  $\Theta$ ) que permitirá mantener alineado dicha fase con el eje d de las coordenadas de Park.

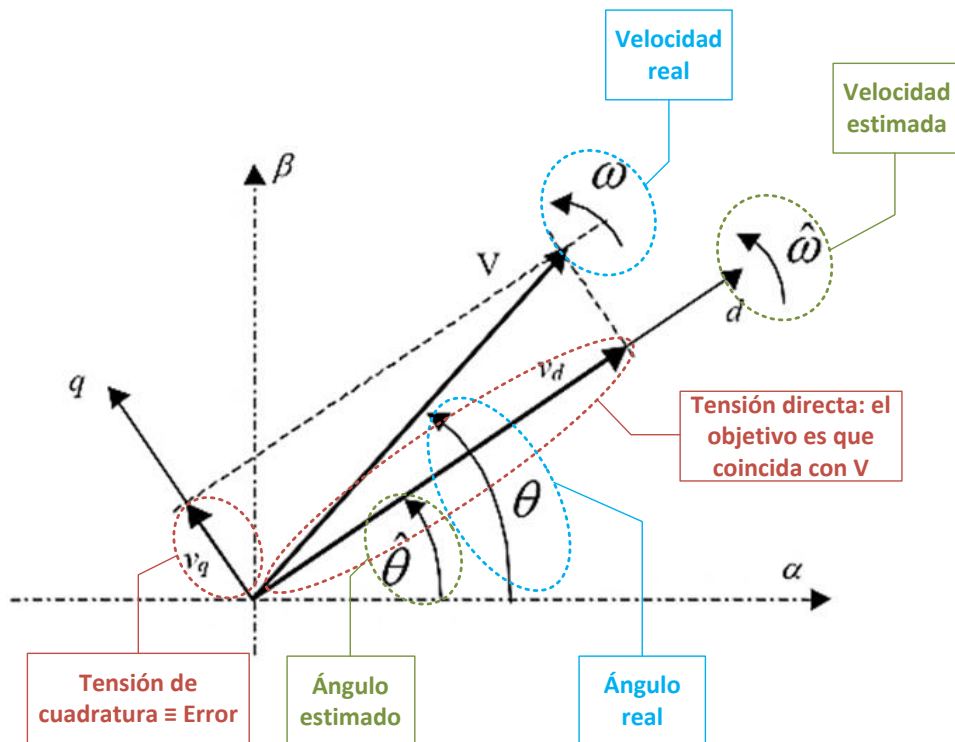


Fig. 15 Diagrama fasorial de la componente directa y de cuadratura de la tensión

En la Fig. 15 se puede ver, de forma muy visual, que es lo que se pretende realizar con el control PLL: El objetivo es alinear el eje d con la tensión  $V$ , de modo que se elimine así su componente de cuadratura ( $v_q$ ).

El control realizado para conseguir esto, es el que se puede ver en el diagrama de bloques de la Fig. 16:

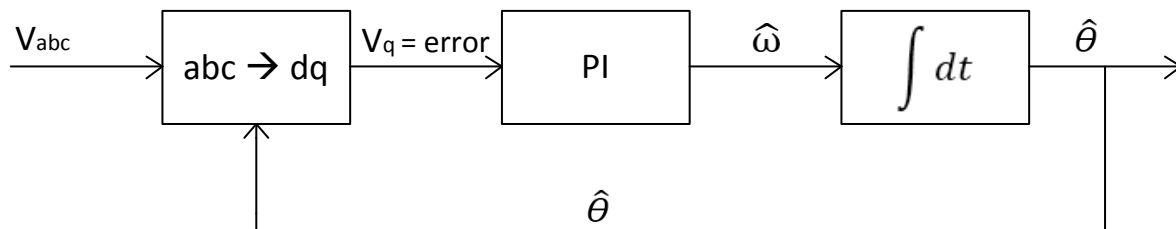


Fig. 16 Control PLL

En primer lugar se mide la tensión de red en coordenadas abc y se transforma a coordenadas dq mediante la Transformada de Park. Para realizar esta transformación es necesario saber el ángulo de fase (que es lo que se está estimando), así que para ello se usará el ángulo estimado en la interacción anterior. Una vez se tienen ya la componente directa ( $V_d$ ) y la de cuadratura ( $V_q$ ) de la tensión, se introducirá esta última (que se corresponde con el error) en un lazo con un regulador Proporcional-Integral. A la salida de este lazo de control se obtendrá el valor (estimado) de la velocidad angular,  $\hat{\omega}$ . Por último, integrando este valor de la velocidad respecto del tiempo, se obtendrá un nuevo valor del ángulo estimado:  $\hat{\theta}$ .

Esta estimación de la fase de red será la que se usará para realizar todas las Transformadas de Park que son necesarias en la simulación del presente proyecto.

### 3.4. Modelado del sistema

El modelado del sistema ha sido realizado en el entorno de Matlab/Simulink y se ha utilizado la herramienta Plecs (toolbox de Simulink) para la parte del circuito eléctrico.

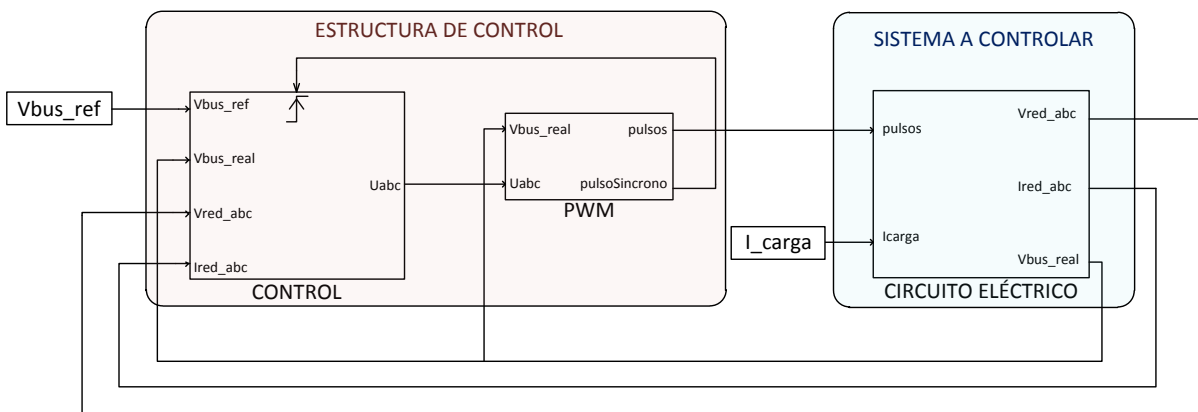


Fig. 17 Modelado del sistema: Estructura de bloques

El modelo se ha estructurado en varios bloques, como se ve en la Fig. 17, que se corresponden con los distintos subapartados en los que está dividido este punto de la memoria y donde se explican en detalle todos ellos.

En términos generales, el modelo está formado por el sistema a controlar y la estructura de control. Dentro del control se encontrarían los lazos de control de la tensión y de la corriente (que se encuentran dentro del bloque llamado "Control") donde está también la PLL y el PWM, que aunque está dentro de un bloque aparte también pertenece al control.

### 3.4.1. Control

La estructura de control consta de dos lazos: un lazo interno que se encarga de controlar las corrientes d y q del inversor y un lazo externo que se encarga de regular la tensión del bus DC, de modo que si esta es demasiado baja absorberá potencia activa y si es demasiado alta la cederá.

En la Fig. 18 se puede ver de modo muy esquemático la estructura de este control

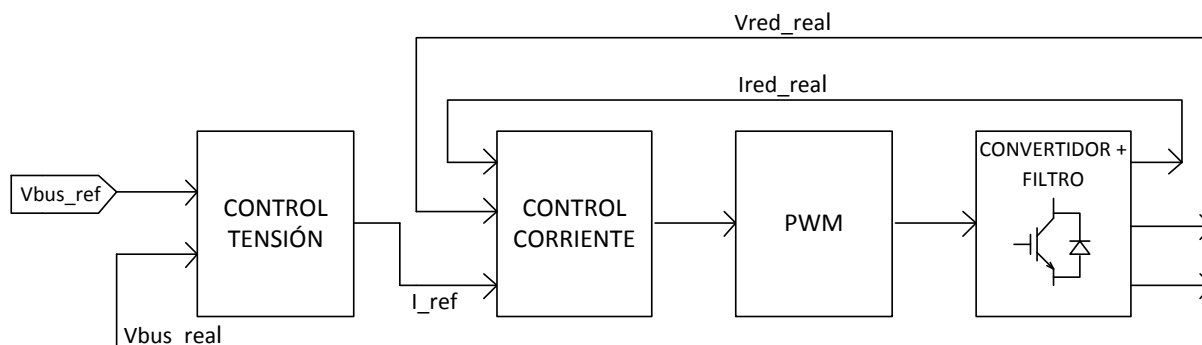


Fig. 18 Estructura esquemática de los bloques de control

#### 3.4.1.1. Control de tensión: Bucle externo

El control de la tensión se realiza mediante un controlador PI con anti wind-up. En la Fig. 19 se puede ver la estructura de este controlador. Los bloques necesarios para realizar el control anti wind-up son los que están marcados con verde.

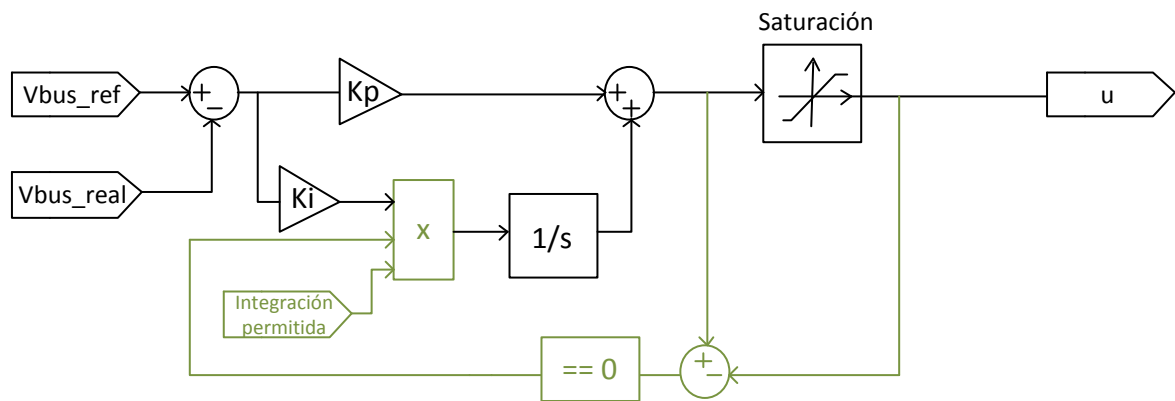


Fig. 19 Regulador de tensión: controlador PI con anti Wind-Up

El objetivo de este regulador es, a través de la consigna del valor de la tensión de bus de continua que se quiere ( $V_{bus\_ref}=600V$ ) y la que se tiene ( $V_{bus\_real}$ ) determinar el valor necesario de  $I_d$  para absorber o ceder potencia activa para conseguir igualarlas. Es decir, si  $V_{bus\_real} > V_{bus\_ref}$  habrá que ceder potencia activa por lo tanto se pondrá una consigna de  $I_d$  positiva; en caso contrario, si  $V_{bus\_real} < V_{bus\_ref}$  habrá que absorber potencia activa por lo tanto se pondrá una consigna de  $I_d$  negativa.

Por lo tanto, a la salida de este control se obtendrán los valores de consigna de corriente directa ( $I_{d\_ref}$ ), que junto con el de cuadratura ( $I_{q\_ref}=0$ ) se le pasará al control de corriente que, actuando sobre las componentes de la tensión  $U_d$  y  $U_q$  deberá conseguir que los valores de corriente reales se igualen a los deseados.

En la siguiente gráfica (parte superior) podemos ver cómo una vez que se alcanza el régimen permanente el control responde perfectamente. En la gráfica central se han representado las acciones a aplicar y en la inferior la acción total. El controlador tiene un límite de acción máxima de 30 A que hace que se sature durante un pequeño intervalo del transitorio.

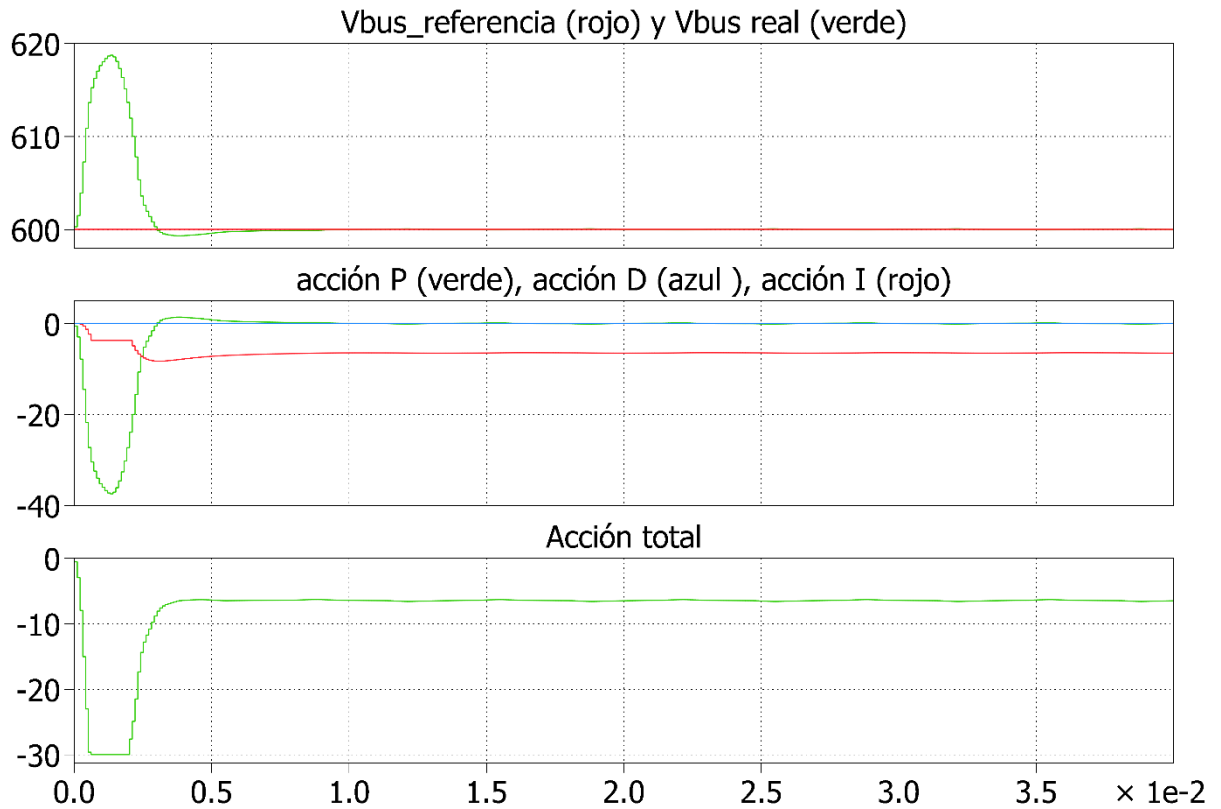


Fig. 20 Regulación de bus (simulación realizada para el caso de máxima potencia inyectada a red)

3.4.1.2. Control de corriente: Bucle interno

Para realizar el control de la corriente se va a pasar al sistema de coordenadas de Park y se va a realizar el control de cada una de las dos componentes (directa y cuadratura) por separado. Para llevar a cabo esta transformación será necesario incluir un control PLL que proporcione el valor de la fase de red: ver apartado 3.3

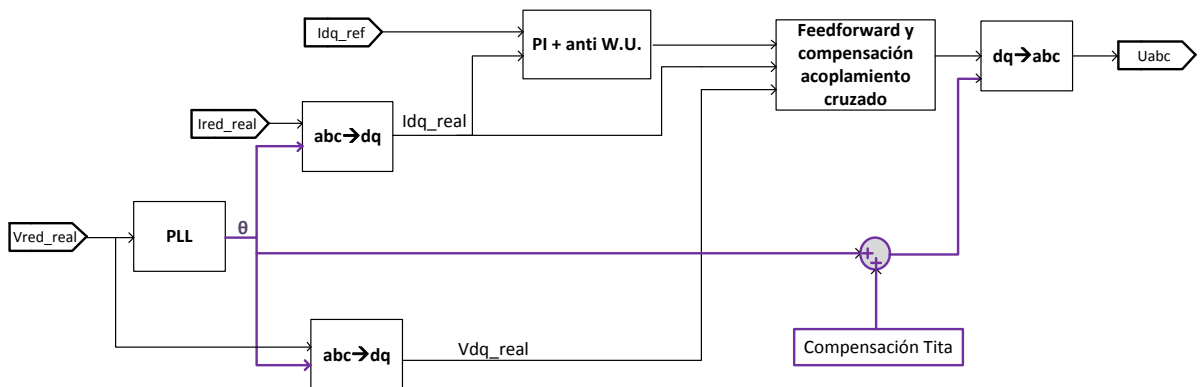


Fig. 21 Diagrama de bloques que componen el lazo de control de la corriente

En la Fig. 21 se puede ver el diagrama de bloques del lazo de corriente.

En el bloque llamado "Feedforward y compensación acoplamiento cruzado", cuyo diagrama de bloques se representa en la Fig. 22, se ha tratado el tema del acoplamiento cruzado explicado en el punto 3.2 de esta memoria.

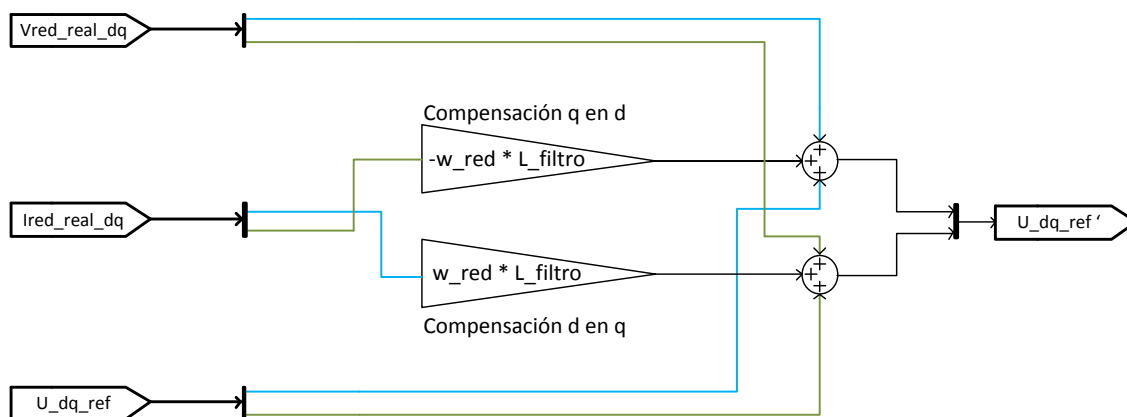


Fig. 22 Feedforward y compensación acoplamiento cruzado

Debido al tiempo que se tarda en generar las órdenes de disparo de los IGBTs (tiempo de cálculo) y al que tardan estos en conmutar se genera el problema de que, para una situación que se dé en un momento cualquiera  $t$ , se estaría actuando en el instante  $t + \Delta\theta$ . Es decir, se estaría actuando tardíamente.

Para solucionar este problema lo que se ha hecho ha sido añadir una compensación de este ángulo de modo que se tenga en cuenta este tiempo. Esta función es llevada a cabo por el bloque "Compensación tita" de la Fig. 21.

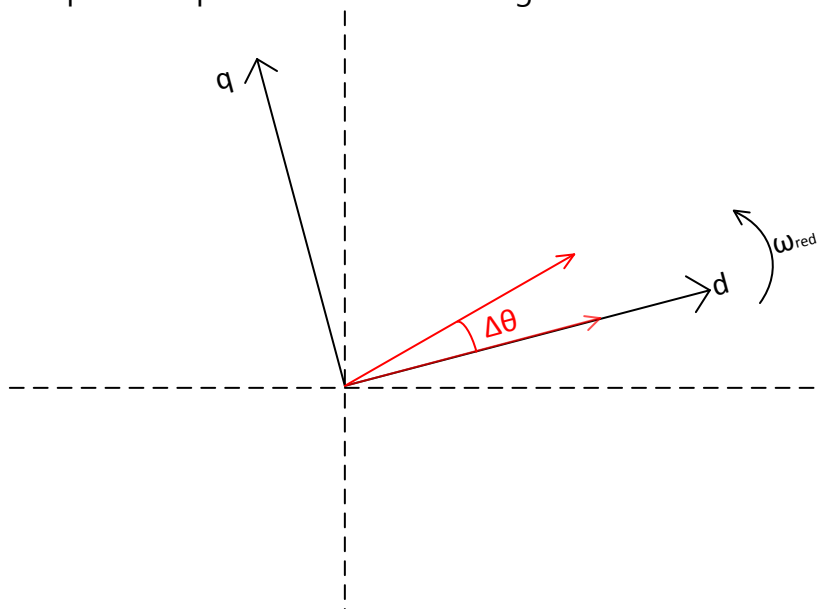


Fig. 23 Diagrama vectorial de compensación del ángulo

El valor de esta compensación del ángulo de fase se calcula con la expresión de la ecuación siguiente, siendo undersampling una variable explicada en el siguiente punto 3.4.2.

$$\Delta\theta = \omega_{red} * \left( \frac{T_{conmutación} * underSampling}{2} + \frac{T_{conmutación}}{2} \right) \quad (14)$$

En este caso, los valores son los siguientes:

$$\omega_{red} = 2 * \pi * 50 \text{ rad/s}$$

$$T_{conmutación} = \frac{1}{20\text{kHz}}$$

$$underSampling = 4$$

Por tanto, el incremento de fase que se le añade es de 0.0393 radianes.

En la Fig. 24 se observa la respuesta del sistema al control de las corrientes Id (gráfica superior) e Iq (gráfica inferior). Al igual que se veía en la gráfica de la regulación de la tensión de bus (Fig. 20) se observa un transitorio de aproximadamente 2.5 ms.

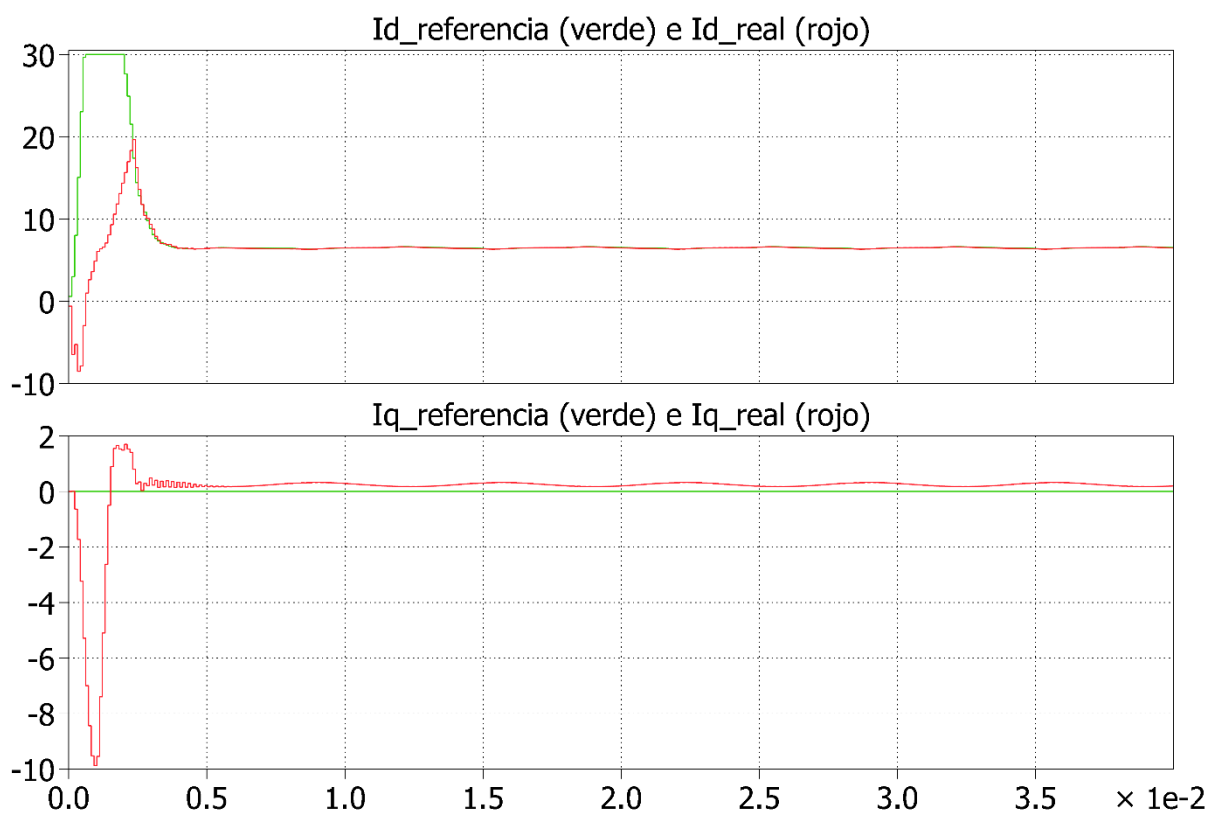


Fig. 24 Regulación de Id y de Iq (simulación realizada para el caso de máxima potencia inyectada a red)

3.4.1.3. Regulación

En este subapartado se va a verificar gráficamente la respuesta de los dos controles anteriores a varias variaciones en la corriente de carga y cómo se verían afectadas las tensiones y corrientes de fase ante ellas.

Las corrientes de carga que se han aplicado son valores realistas tal y como se verá en el apartado 3.4.3.2.

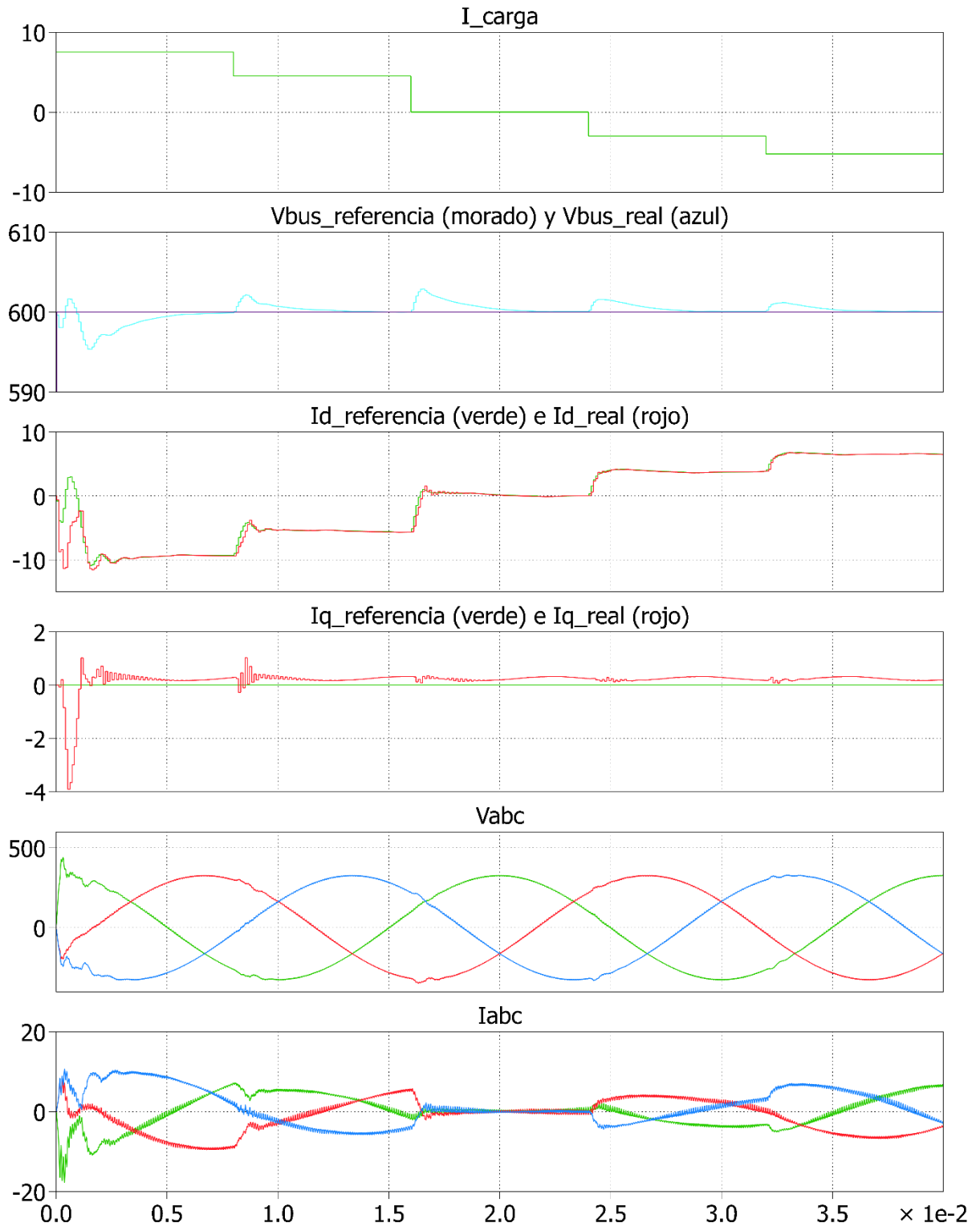


Fig. 25 Respuesta del sistema ante variaciones de carga



Se observa que la respuesta de los controles es óptima: la tensión de bus se mantiene casi constante, a 600V, en todo momento con errores máximos de 2V durante los transitorios. En cuanto a las tensiones de fase se observan unos picos en los momentos de transición y cuya duración es de 1.5 ms aproximadamente (igual al tiempo de respuesta de los controladores). Por último, con respecto a las corrientes de fase, los cambios de amplitud tardan, también, 1.5 ms en estabilizarse y alcanzar el nuevo valor.

### 3.4.2. PWM: Pulse Width Modulation

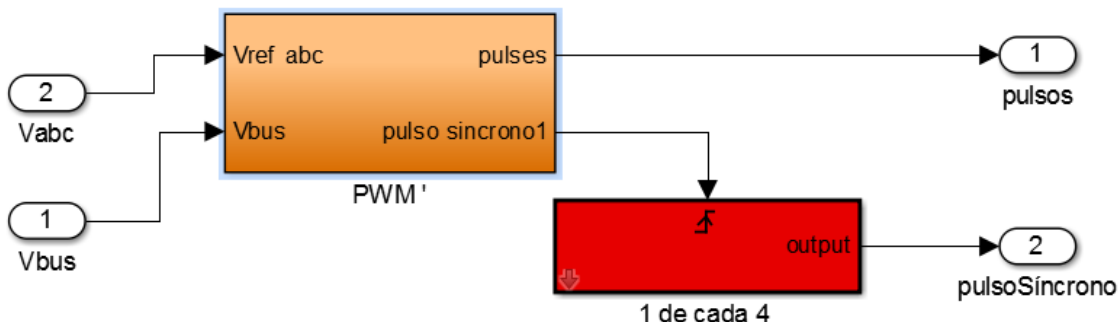


Fig. 26 Esquema de bloques del PWM

Como se ve en la figura anterior, el bloque de PWM está formado por un bloque principal, llamado PWM' y un bloque llamado "1 de cada 4" cuya finalidad se explica a continuación:

La estructura interna del bloque PWM' hace que cada vez que varíe la pendiente de la onda portadora (al ser triangular será dos veces en cada periodo) se obtenga un pulso, llamado "pulso sincrono1".

Dado que el periodo de trabajo de un microprocesador convencional es del orden de 100  $\mu$ s, no tendría sentido muestrear más rápido que esto. Es por ello, que se ha incorporado un bloque que cogerá un pulso de cada x. Esta x es lo que se ha llamado "UnderSampling".

El valor que se le ha dado a la variable *Undersampling* es 4, ya que el periodo de conmutación es de 50 $\mu$ s ( $\frac{50\mu s}{2} * 4 = 100\mu s$ ).

Por tanto, a la salida de este bloque se tendrá un pulso (que se ha llamado "pulsoSincrono"), que se activará cada 100 $\mu$ s y que será el encargado de accionar el bloque de control y, consecuentemente, de marcar el ritmo de muestreo de este.

Por su parte, la estructura interna del bloque PWM' es la siguiente:

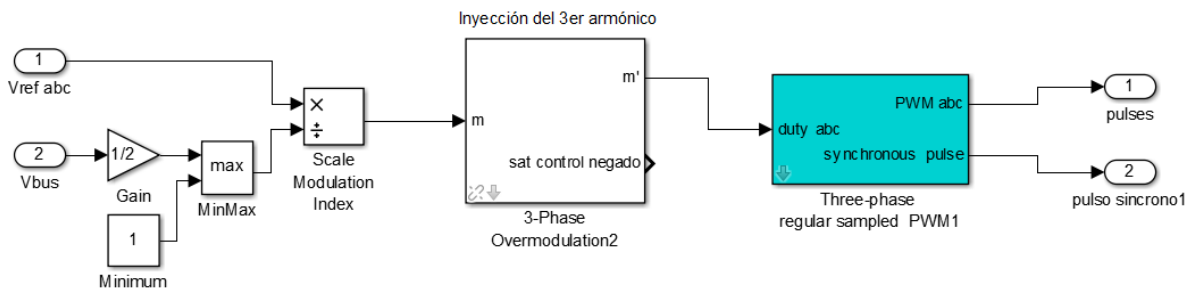


Fig. 27 Estructura interna del bloque PWM'

El contenido de este bloque (PWM') ha sido proporcionado por el director de este TFG. Para su utilización en el presente proyecto ha sido analizado y comprendido pero no se ha modificado nada del original.

Como se puede ver en la Fig. 27 dentro de este bloque lo que se hace es dividir las tensiones  $U_{abc}$ , que llegan del control de corriente, entre la mitad del valor de la tensión de bus real. Aunque el desarrollo matemático no se ha incluido en esta memoria, se ha dividido por la mitad de la tensión de bus porque se puede demostrar que el valor máximo que puede alcanzar la tensión en una fase es igual a  $\frac{1}{2}$  de la tensión de bus. A continuación se inyecta el tercer armónico obteniendo una señal cuasi-sinusoidal que varía entre  $[-1,1]$ . Esta señal es pasada al bloque llamado "Three-phase regular sampled PWM" donde se comporta como onda moduladora y es comparada con una señal de frecuencia superior (onda portadora), que en este caso es una onda triangular de frecuencia  $f_{sw}=20\text{kHz}$ . Con esta comparación se generan las señales encargadas de hacer conmutar los IGBTs.

### 3.4.3. Circuito eléctrico: Convertidor, filtro, y red eléctrica

El modelo que se encuentra dentro del bloque circuito eléctrico de la Fig. 17, ha sido realizado con el software PLECS (toolbox de Simulink) y consta de varios elementos, como se puede ver en la Fig. 28.

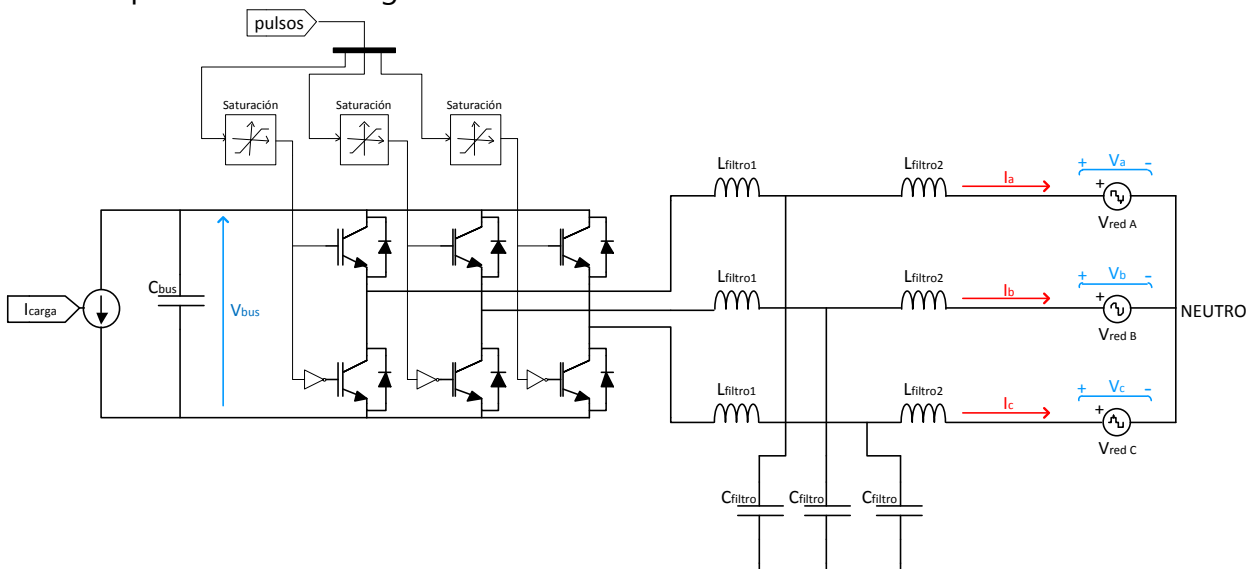


Fig. 28 Esquema eléctrico del sistema a controlar

La planta está formada por una carga variable, simulada con una fuente de corriente ideal, conectada a un bus de tensión continua. A la derecha de esto se encuentra el convertidor trifásico bidireccional que mediante un filtro inductivo-capacitivo se conecta a la red eléctrica, simulada mediante una fuente de tensión ideal.

Para realizar la explicación de todos ellos se van a agrupar en distintos apartados, que se encuentran a continuación.

### *3.4.3.1. Bus de tensión continua*

La tensión del bus de continua debe de ser de 600V. Para mantener este valor constante serán necesarios los controladores que se han explicado en el apartado 3.4.1.

El modelado se ha realizado mediante un condensador de 470  $\mu\text{F}$ . Para la simulación se ha introducido en paralelo un voltímetro que medirá el valor real de esta tensión de bus y que será realimentado al lazo de control de la tensión para que, comparándolo con el valor de consigna (600V), actúe para igualarlos.

Conectada a este bus de continua se encuentra una carga variable, que se explica en el siguiente subapartado.

### *3.4.3.2. Intensidad de carga*

Para realizar la simulación de la carga que se conecta al bus de continua se ha introducido una fuente de corriente ideal. En este caso la carga se corresponde con el ascensor, por lo tanto los valores de corriente se han puesto en función de la potencia que consume un ascensor en distintos puntos de trabajo.

Si se analiza el consumo de un ascensor convencional se obtienen tres grandes zonas diferenciadas: El arranque, de duración aproximada 1 segundo y donde la potencia consumida es mayor (del orden de 5 kW); el trayecto, cuya duración dependerá de la longitud a recorrer y donde se consumen unos 3kW; y la situación de reposo, que se da cuando el ascensor está parado.

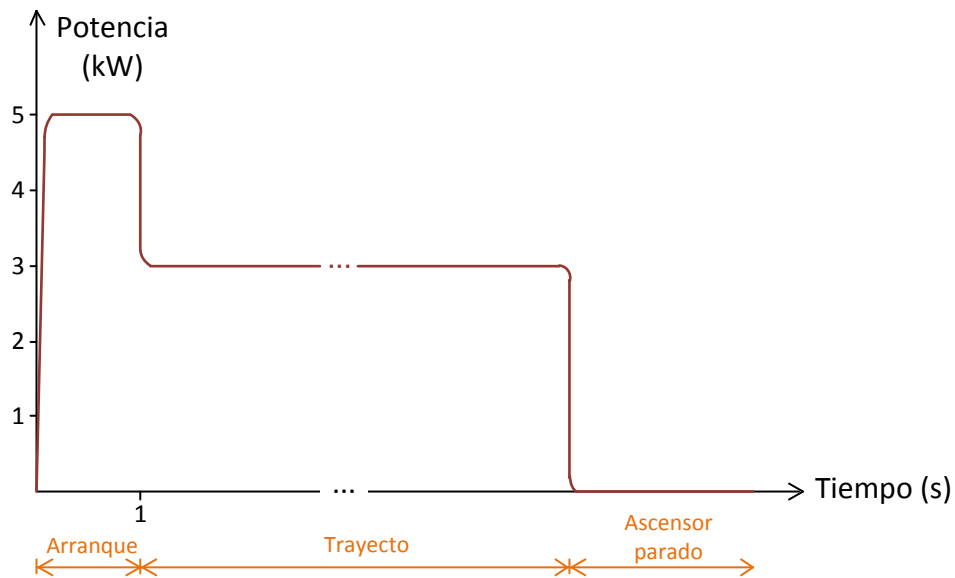


Fig. 29 Potencia consumida en un ascensor convencional en sus diferentes puntos de trabajo

En caso de que el motor trabaje como generador, las curvas obtenidas serán similares pero con potencias negativas. Ahora el pico de potencia se da en el frenado. Las potencias regeneradas son del orden de un 60% de las consumidas.

En las imágenes de la Fig. 29 y de la Fig. 30 se puede ver, en forma de gráfica, dichas potencias en función del punto de trabajo para los dos modos de funcionamiento.

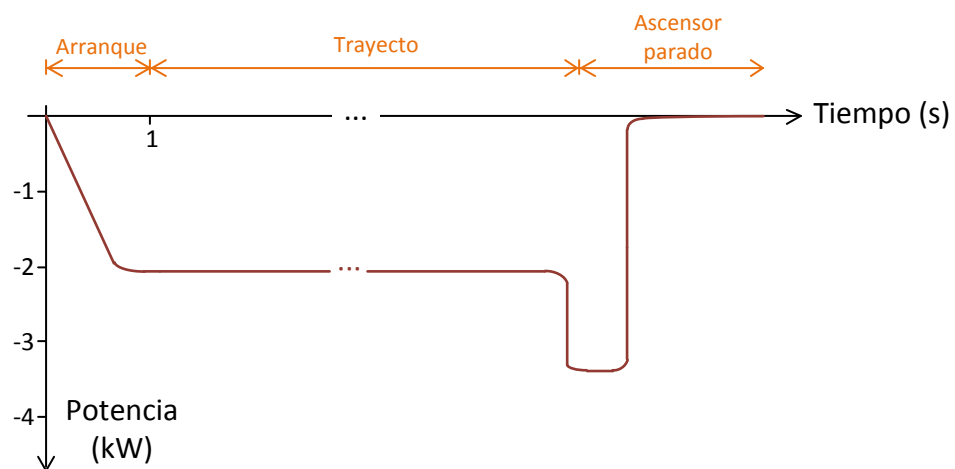


Fig. 30 Potencia generada en un ascensor convencional en sus diferentes puntos de trabajo

Como se ha dicho, la carga se ha simulado con una fuente de corriente ideal conectada al bus de continua, por lo tanto, hay que pasar estas potencias a corriente. Para ello, se utilizará la ecuación ( 15 )

$$P = \sqrt{3} \cdot V \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad (15)$$

Sustituyendo con los valores oportunos se obtiene:

$$P = \sqrt{3} \cdot 400 \cdot I_{fase} \quad (16)$$

Si se despeja la variable  $I_{fase}$ :

$$I_{fase} = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot 400} \quad (17)$$

Por tanto, si se sustituye la variable de la potencia, P, por los valores característicos del ascensor se obtendrá su correspondiente en corriente:

- Para  $P=5\text{kW} \rightarrow I_{fase} = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot 400} = \frac{5000}{\sqrt{3} \cdot 400} = 7.22 \text{ A} \rightarrow I1 \approx 7.5 \text{ A}$
- Para  $P=3\text{kW} \rightarrow I_{fase} = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot 400} = \frac{3000}{\sqrt{3} \cdot 400} = 4.33 \text{ A} \rightarrow I2 \approx 4.5 \text{ A}$
- Para  $P \approx 0 \text{ kW} \rightarrow I_{fase} = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot 400} \approx \frac{0}{\sqrt{3} \cdot 400} = 0 \text{ A} \rightarrow I3 \approx 0 \text{ A}$
- Para  $P=-2\text{kW} \rightarrow I_{fase} = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot 400} = \frac{-2000}{\sqrt{3} \cdot 400} = -2.88 \text{ A} \rightarrow I2 \approx -3 \text{ A}$
- Para  $P=-3.5\text{kW} \rightarrow I_{fase} = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot 400} = \frac{-3500}{\sqrt{3} \cdot 400} = -5.05 \text{ A} \rightarrow I2 \approx -5.25 \text{ A}$

Para realizar las simulaciones se ha supuesto el peor caso, es decir cuando las corriente de carga son de +7.5 A y de -5.25A. De este modo, si la respuesta para este caso es buena, también lo será cuando la corriente es menor (o mayor en caso de regeneración).

### 3.4.3.3. Convertidor

El convertidor constituye el elemento principal de este TFG. En la Fig. 31 se puede ver el esquema de dicho convertidor.

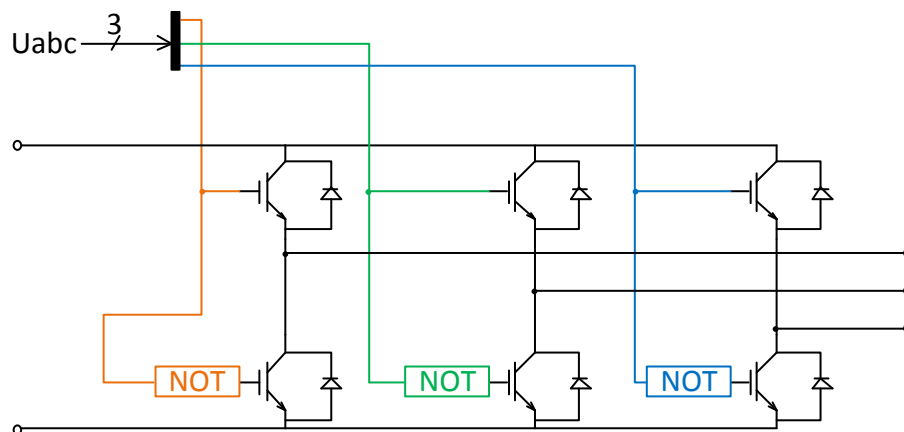


Fig. 31 Esquema del convertidor

3.4.3.4. Filtro

Para realizar la conexión del convertidor con la red eléctrica será necesario utilizar un filtro de corriente, que se encargue de atenuar las corrientes armónicas de alta frecuencia, mejorando de esa forma la calidad de la onda, y evitando que se produzcan los cortocircuitos que una conexión directa puede provocar.

El filtro utilizado es un filtro inductivo-capacitivo como el que se ve en la Fig. 32. La elección de este tipo de filtro está justificada en el apartado 5.

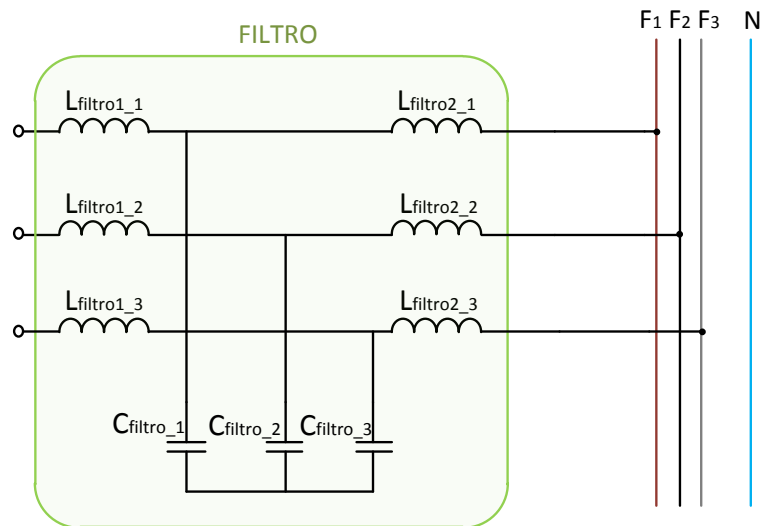


Fig. 32 Esquema de los filtros LCL y su conexión a la red

Los valores se han calculado mediante simulación, eligiendo aquellos valores que dieran la combinación perfecta entre precio y calidad de onda, siempre teniendo presente el cumplimiento de la normativa y verificando su existencia en el mercado.

3.4.3.5. Red eléctrica

Cada una de las fases de la red eléctrica se ha simulado mediante un generador ideal de tensión alterna de valor eficaz 230V y de frecuencia 50 Hz.

### 4. REGLAMENTACIÓN Y NORMATIVA DE APLICACIÓN

El diseño del equipo se ha hecho de acuerdo a la normativa que le es de aplicación. Para ello se realizó un exhaustivo estudio de la normativa actual, tanto de inyección y absorción de corrientes a la red eléctrica, como de equipamiento de ascensores.

En definitiva, las normas que ha sido necesario aplicar son las siguientes:

- **UNE-EN 61000-3-2:** "Límites para las emisiones de corriente armónica (equipos con corriente de entrada  $\leq 16$  A por fase)"  
Esta parte de la Norma IEC 61000 trata de la limitación de las corrientes armónicas inyectadas en la red pública de suministro y es aplicable a equipos eléctricos y electrónicos de corriente de entrada menor o igual a 16 A por fase, y diseñados para ser conectados a redes públicas de suministro en baja tensión. En ella se especifican los límites de las componentes armónicas de la corriente que pueden ser producidas por equipos ensayados bajo condiciones específicas.
- **UNE-EN 55014-1:** "Compatibilidad electromagnética. Requisitos para aparatos electrodomésticos, herramientas eléctricas y aparatos análogos. Parte 1: Emisión"  
La finalidad de esta norma es establecer los requisitos uniformes para el nivel de perturbación radioeléctrica del equipamiento contenido en el objeto y campo de aplicación, fijar límites de perturbación, describir métodos de medida y normalizar las condiciones de funcionamiento y la interpretación de resultados.  
Esta norma se aplica a la conducción y a la radiación de perturbaciones a frecuencia radioeléctrica procedentes de aparatos cuyas funciones principales se realizan mediante motores y dispositivos de regulación o conmutación.
- **UNE-EN 55016-1-1 / CISPR 16-1-1:** "Especificación para los métodos y aparatos de medida de las perturbaciones radioeléctricas y de la inmunidad a las perturbaciones radioeléctricas. Parte 1-1: Aparatos de medida de las perturbaciones radioeléctricas y de la inmunidad a las perturbaciones radioeléctricas. Aparatos de medida."  
Esta parte de la Norma CISPR 16 especifica las características y funcionamiento de los equipos de medida de las perturbaciones radioeléctricas en el rango de frecuencias de 9 kHz a 18 GHz.  
Las especificaciones de esta norma se aplican a los receptores EMI y analizadores de espectro para la medida de perturbaciones electromagnéticas.
- **UNE-EN 55016-1-2 / CISPR 16-1-2:** "Especificación para los métodos y aparatos de medida de las perturbaciones radioeléctricas y de la inmunidad a las perturbaciones radioeléctricas."

Parte 1-2: Aparatos de medida de las perturbaciones radioeléctricas y de la inmunidad a las perturbaciones radioeléctricas; Equipo(s) auxiliar(es); Perturbaciones conducidas”.

Esta parte de la Norma CISPR 16 está designada como una norma básica, la cual especifica las características y funcionamiento de los equipos de medida de las tensiones y corrientes radio eléctricos perturbadores en el rango de frecuencias de 9 kHz a 1 GHz.

- **UNE-EN 55016-2-1 / CISPR 16-2-1:** “Especificación para los métodos y aparatos de medida de las perturbaciones radioeléctricas y de la inmunidad a las perturbaciones radioeléctricas. Parte 2-1: Métodos de medida de las perturbaciones radioeléctricas y de la inmunidad a las perturbaciones radioeléctricas. Medidas de las perturbaciones conducidas.”

Esta parte de la Norma CISPR 16 está designada como norma básica, que especifica los métodos de medida de fenómenos perturbadores en general en el margen de frecuencias desde 9 kHz hasta 18 GHz y especialmente de fenómenos perturbadores conducidos en el margen de frecuencias desde 9 kHz hasta 30 MHz.

- **UNE-EN 12015:** “Compatibilidad electromagnética. Norma de familia de productos para ascensores, escaleras mecánicas y andenes móviles; Emisión.”
- **UNE-EN 12016:2005+A1:** “Compatibilidad electromagnética. Norma de familia de productos para ascensores, escaleras mecánicas y andenes móviles; Inmunidad”



## 5. DISEÑO DEL FILTRO

### 5.1. Elección del filtro

A la hora de elegir filtro se plantearon dos opciones: Poner un filtro puramente inductivo (filtro L) o poner un filtro inductivo-capacitivo (filtro LCL). En la Tabla 1 se pueden observar las diferencias entre ambos y las ventajas y desventajas.

	FILTRO L	FILTRO LCL
VENTAJAS	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Al ser un filtro de primer orden no acarrear problemas de resonancia.</li> <li>- Más fáciles de dimensionar</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Mayor filtrado de las corrientes → L más pequeñas → menor tamaño y peso y menor caída de tensión en el filtro</li> <li>- Menor tasa de distorsión armónica total en las corrientes de salida (THD)</li> </ul>
DESVENTAJAS	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Serán necesarios valores altos de L → gran tamaño, coste alto y más caídas de tensión entre el inversor y la red</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Inestabilidad: resonancia → Necesidad de incluir resistencias de amortiguamiento</li> <li>- Aumento en las pérdidas del sistema</li> </ul>

Tabla 1: Comparativa de filtros L y LCL

El dimensionamiento del filtro fue llevado a cabo mediante simulación. Primeramente se probó a poner un filtro de tipo inductivo para reducir las corrientes armónicas y poder conseguir a la salida una señal lo más sinusoidal posible. El problema fue la presencia de armónicos a altas frecuencias ya que, para poder cumplir la normativa, eran necesarios valores muy altos de inductancia (del orden de 25mH) lo que supone un tamaño excesivo para esta aplicación y un coste demasiado elevado.

En la gráfica de la Fig. 33 se ha representado el espectro en dB( $\mu$ V) para 3 valores de filtro y la línea límite que dicta la normativa. En rojo se ha representado el espectro con un filtro L=5mH, en turquesa para L=15mH y en magenta L=27mH. La única que se podría aceptar es la de L=27mH que estaría al límite de cumplir pero 27 mH es un valor muy alto ya que supondría un tamaño excesivo para esta aplicación.

Además, el tiempo que se tarda en alcanzar el régimen permanente también aumenta al incrementar el valor de la bobina, siendo del orden de 3ms para un valor de filtro de 27 mH y del orden de 0.5 ms para un valor de filtro de 5mH.

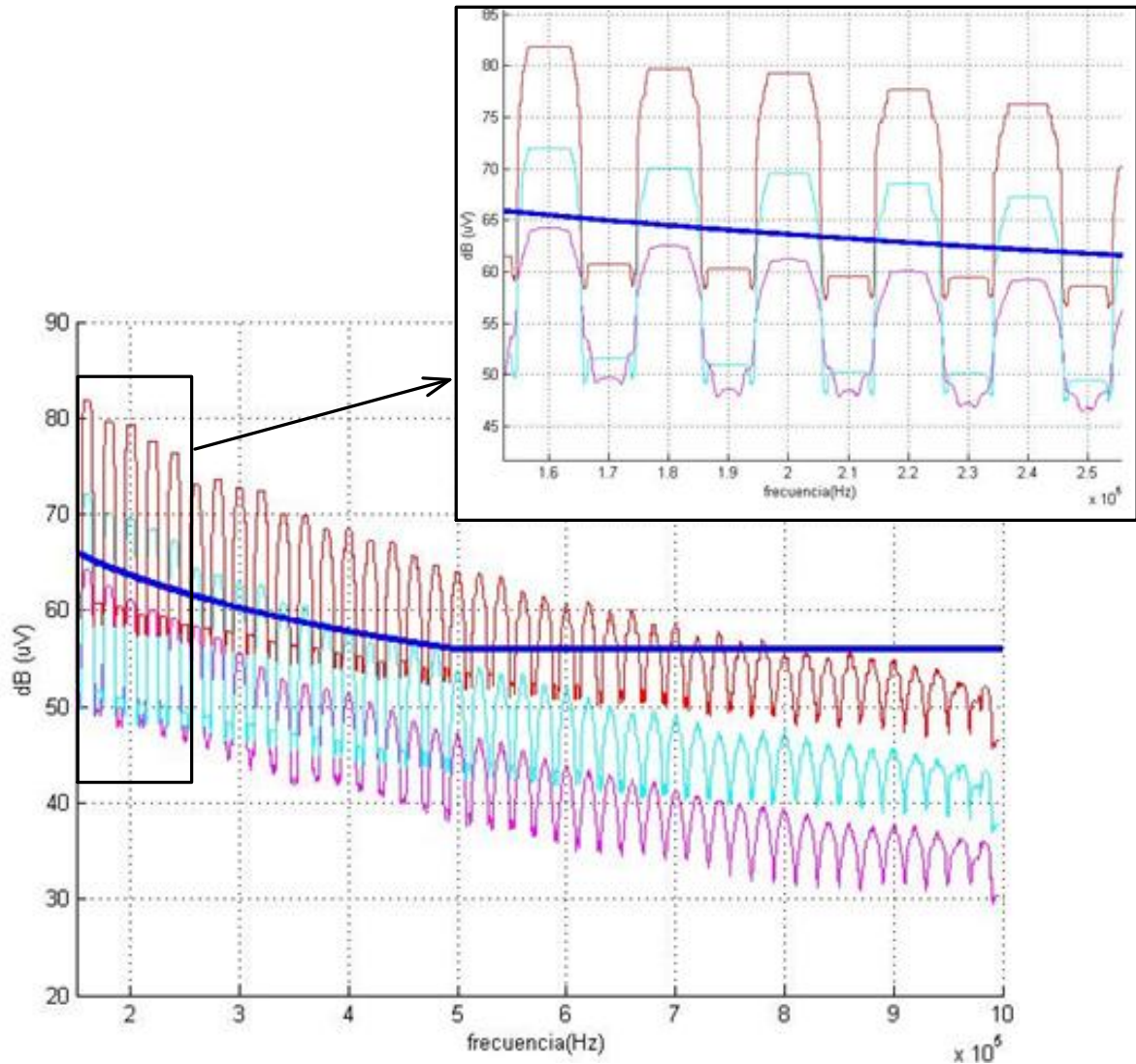


Fig. 33 Verificación cumplimiento de normativa UNE-EN-55014-1 para diferentes valores de filtro

Teniendo en cuenta todo ello, se decantó por el filtro LCL, que pretende conseguir el mismo resultado que el filtro inductivo pero con mejores prestaciones (menor tasa de distorsión armónica, mayor capacidad de filtrado: menor peso y tamaño, menor caída de tensión, etc.) tal y como se indica en la Tabla 1.

Para la elección del valor concreto de dicho filtro se fue simulando hasta encontrar el equilibrio perfecto entre precio, tamaño y calidad de onda, siempre teniendo presente la normativa. Primero, se seleccionaron valores de condensadores que se pudieran encontrar en el mercado y que cumplieran con las especificaciones requeridas. Los principales requerimientos tenidos en cuenta fueron la tensión, el material y el precio. Una vez elegidos los posibles valores del condensador se eligieron, mediante simulación, las bobinas necesarias para cada uno de esos condensadores.

Dado que no se encontraron referencias comerciales que se adaptaran a las necesidades de corriente/tensión y valor de inductancia requerido se decidió diseñarlas. Para ello se recurrió a la herramienta software de diseño de impedancias de

Ferroucube, que genera varias soluciones de posibles bobinas que cumplen con los requisitos. El siguiente paso fue buscar esas referencias en internet para ver el precio y por último elegir una de esas combinaciones de tipo de núcleo y material en función del precio y del tamaño.

Por último, se eligió uno de esos conjuntos condensador-bobina:

$$L1=0.7 \text{ mH} \quad L2=0.7 \text{ mH} \quad C=750\text{nF}$$

Las simulaciones para el dimensionamiento del filtro se han hecho para una corriente de carga de 7.5A que es el caso en el que mayores corrientes van a circular por el filtro.

## 5.2. Verificación cumplimiento de normativa

### 5.2.1. Line Impedance Stabilization Network (LISN)

A la hora de realizar el estudio del cumplimiento de la normativa de alta frecuencia se decantó por el uso de una etapa LISN de modo que para frecuencias elevadas los armónicos medidos se correspondieran lo más posible a la realidad y no se vieran afectados por la impedancia de la red que, como se ve en la Fig. 34, varía mucho en función de la frecuencia. Este elemento no pertenece al circuito eléctrico del equipo a desarrollar en este TFG simplemente se modeló para poder realizar las medidas de las emisiones del modo más realista posible.

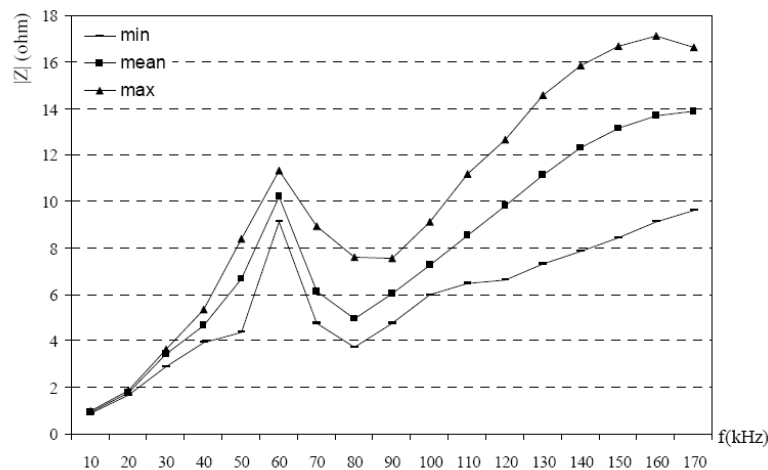


Fig. 34 Impedancia de la red eléctrica en función de la frecuencia. "Measurements of Impedance and Attenuation at CENELEC Bands for Power Line Communications Systems", I.Hakki, Sensors 2008 [ 1 ]

La etapa LISN elegida es similar a la representada en la Fig. 35 con los valores siguientes:

$$L_{LISN} = 50 \mu H$$

$$R2_{LISN} = 50 \Omega$$

$$R1_{LISN} = 5 \Omega$$

$$C2_{LISN} = 250 \text{ nF}$$

$$C1_{LISN} = 8 \mu\text{F}$$

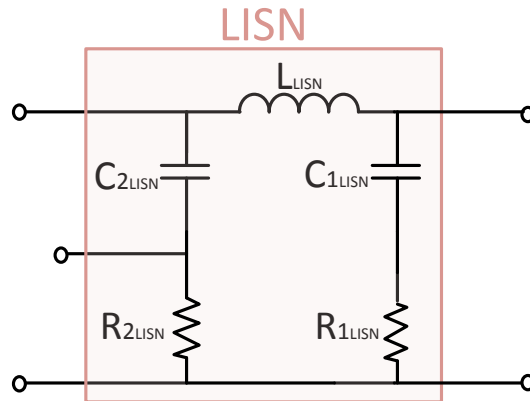


Fig. 35 Line Impedance Stabilization Network

En los dos terminales inferiores de la izquierda es donde se debe conectar el receptor de EMIs (ElectroMagnetic Interferences). En este caso, para realizar la simulación, se ha conectado en paralelo un voltímetro cuyas medidas se han importado mediante un bloque "to workspace" al workspace de Matlab y que serán analizadas en un script para comprobar la verificación de la normativa de altas frecuencias.

En la Fig. 36 se puede ver como se ha realizado la inclusión de la etapa LISN en el sistema que se ha diseñado en este TFG.

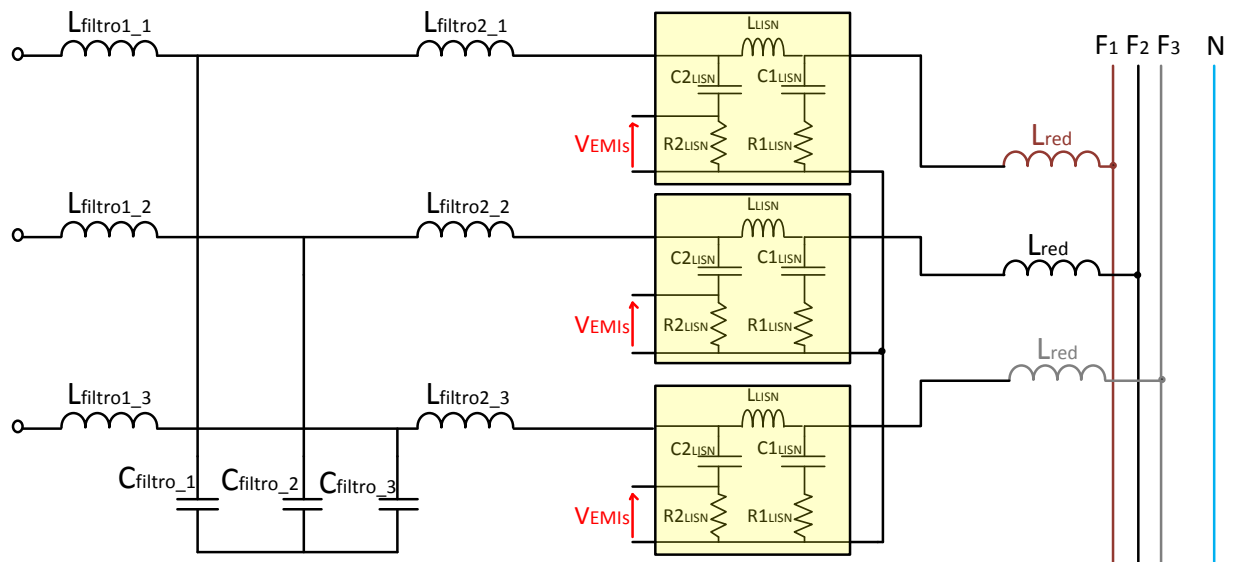


Fig. 36 Circuito eléctrico de la inclusión de la etapa LISN

Además, como se ve en la Fig. 36, se ha modelado también la red eléctrica con una impedancia en paralelo para dotar la simulación del mayor realismo posible. En cuanto

al valor de esta, para realizar la simulación, se ha calculado un valor adecuado de modo que no afecte para  $f=50\text{Hz}$  (régimen de trabajo normal) y que en altas frecuencias suponga una impedancia mucho mayor que la de la LISN.

Para ello, se procede a calcular un valor de inductancia cuya impedancia a frecuencia de 50Hz sea muy baja (por ejemplo:  $Z_L < 1\Omega$ ):

$$Z_{L\_red} = L_{red}j\omega \rightarrow L_{red} = \frac{Z_{L\_red}}{j\omega} \quad (18)$$

Sustituyendo en la ecuación ( 18 ),

$$L_{red} < \frac{Z_{L\_red}}{\omega} = \frac{1}{2\pi \cdot 50} = 3.18 \text{ mH}$$

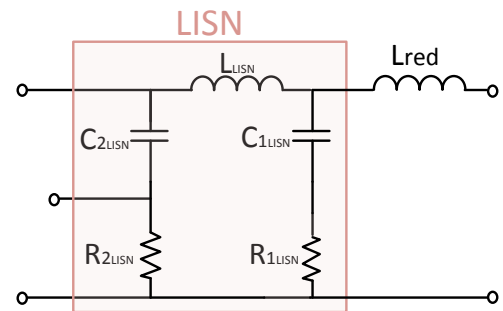
Por ejemplo,

$$L_{red} = 1\text{mH}$$

Por último, se comprueba que a altas frecuencias esta impedancia es mucho mayor que la de la LISN, de modo que resulte despreciable la corriente inyectada a la red.

$$Z_{L\_red} = L_{red}j\omega = 0.001 \cdot 2\pi \cdot 150 \cdot 10^3 = 942.5 \Omega$$

$$\begin{aligned} Z_{LISN(1)} &= Z_{R1} + Z_{C1} = R_1 + \frac{1}{Cj\omega} \\ &= 5 + \frac{1}{8 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 150 \cdot 10^3} \\ &= 5.14 \Omega \end{aligned}$$



Como se puede ver:  $Z_{L\_red} \gg Z_{LISN(1)}$

### 5.2.2. Normativa de altas frecuencias: Emisión

Se parte de las medidas de tensión obtenidas en los terminales de la LISN y que se han importado al workspace de Matlab mediante un bloque "to workspace". Estas medidas se han estudiado en un script donde, en primer lugar, mediante interpolación, se han adaptado las medidas tomadas cada intervalos desiguales a valores con un periodo de muestreo constante, y se ha seleccionado un período de onda completa dentro del régimen permanente.

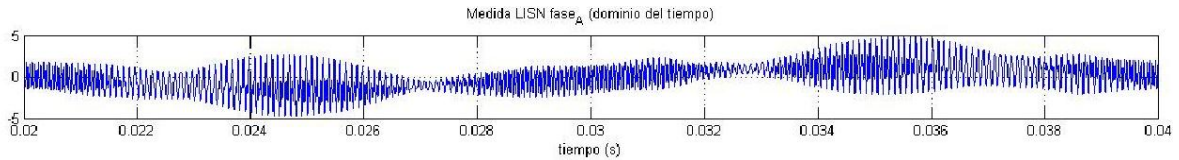


Fig. 37 Selección de un periodo de onda en régimen permanente de la medida de EMIs (ElectroMagnetic Interferences).

Una vez hecho esto se ha procedido a pasar al dominio de la frecuencia haciendo uso de la herramienta fft (Fast Fourier Transform) que proporciona Matlab.

El siguiente paso para poder comprobar la verificación de la normativa es adaptar el ancho de banda al que me dicta la norma. En este caso, de acuerdo a la normativa UNE-EN 55014-1 y UNE-EN 55016-1-1 (CISPR 16-1-1) el ancho de banda con el que se debe medir el espectro a frecuencias pertenecientes al rango de 150kHz a 30MHz es de 9kHz. El ancho de banda que se tenía era de 50Hz por lo tanto, se tiene 180 veces más muestras de las que dicta la norma. Para realizar este paso de cambio de bandwidth se ha realizado un barrido y se han ido calculando las normas de cada uno de los valores y de sus 180 valores más próximos.

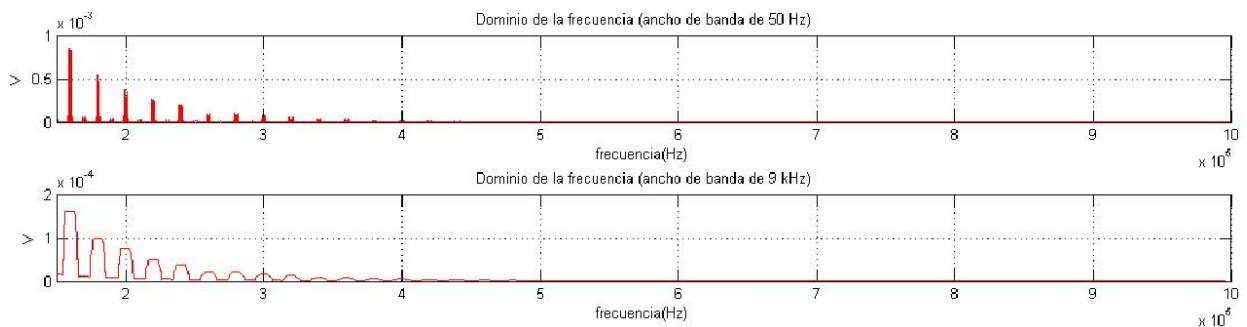


Fig. 38 Ajuste al ancho de banda de 9kHz

En la Fig. 38 se puede observar el paso del espectro inicial medido con un bandwidth de 50Hz (gráfica superior) al adaptarlo para 9kHz (gráfica inferior). Al realizar este paso se han atenuado los picos en un orden de magnitud por lo tanto cumplir el límite de la normativa será más sencillo.

Por último, se ha de pasar a dB( $\mu$ V) que es como da los límites la norma UNE-EN 55014-1. Una vez llegado a este punto ya se puede comparar con los límites dados.

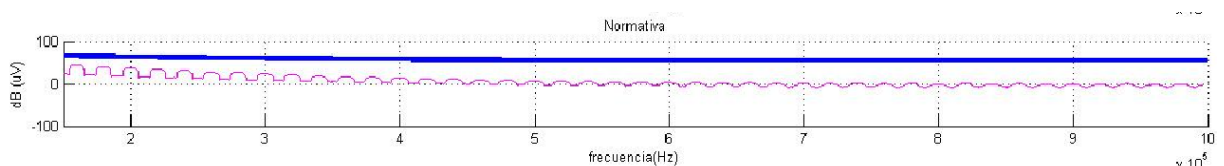


Fig. 39 Verificación normativa UNE-EN 55014-1

Realizar esto es esencial para dimensionar el filtro. Se ha de comprobar en todo momento que con los valores elegidos se cumple la normativa para poder seguir adelante.

### 5.2.3. Normativa de bajas frecuencias

La norma UNE-EN-61000-3-2 trata de la limitación de las corrientes armónicas inyectadas en la red pública de suministro.

En ella se encuentra una tabla con los valores máximos de armónicos de corriente que se pueden inyectar a la red, para los 40 primeros armónicos.

Mediante la herramienta "Fourier Spectrum" de Matlab se comprobó que esta normativa se cumplía sin ningún problema, tal y como se ve comparando los valores de la gráfica de la Fig. 40 y de la Tabla 2.

La gráfica de la Fig. 40 es para la menor  $I_{carga} < 0$ , es decir, para la situación en la que más corriente se podría inyectar a la red

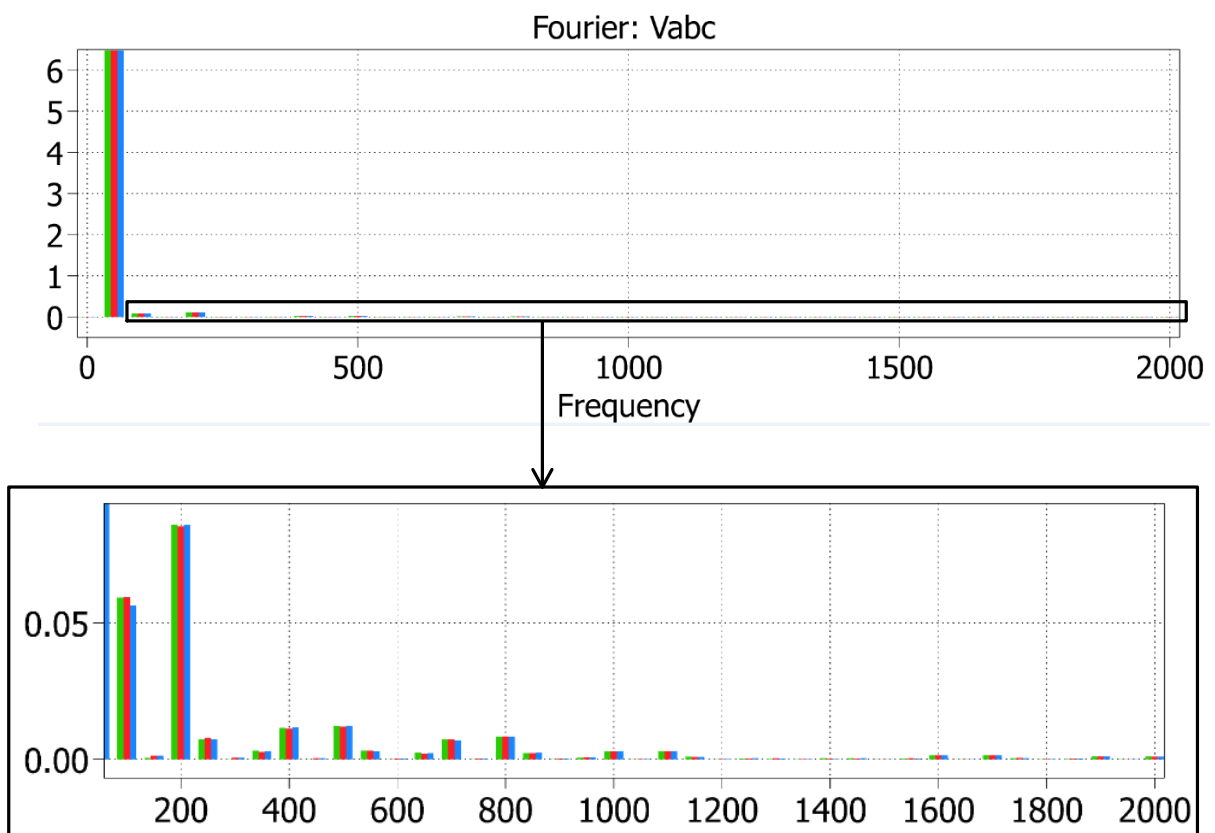


Fig. 40 Espectro de la corriente inyectada a red para una Intensidad de carga de -5.25A

Orden del armónico n	Corriente armónica máxima admisible A
<b>Armónicos impares</b>	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \frac{15}{n}$
<b>Armónicos pares</b>	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \frac{8}{n}$

Tabla 2: Límites de emisión de armónicos.  
 "UNE-EN-61000-3-2 Tabla 1: Límites para equipos de Clase A"



## 6. ELECCIÓN DE COMPONENTES

### 6.1. Efecto pelicular

A la hora de elegir el tipo de cable se debe tener en cuenta, entre otros aspectos, el llamado Efecto pelicular. El efecto pelicular (o efecto skin o Kelvin) es el que se produce en un conductor por el que circula corriente alterna cuando la corriente tiende a acumularse en la parte externa del conductor debido a la autoinducción de este.

A bajas frecuencias, los portadores de carga utilizan por igual toda la sección transversal del cable pero conforme se aumenta la frecuencia, el aumento de campo magnético en la zona central del conductor hace que se dificulte el desplazamiento de los portadores de carga por esa zona lo que implica mayor densidad de corriente en la zona superficial.

Mediante la fórmula de la profundidad superficial (área efectiva por la que circula la corriente) se puede obtener, de un modo sencillo, si un conductor unifilar es válido o hay que utilizar hilo de Litz:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (19)$$

Siendo  $\omega$  la frecuencia angular ( $\omega = 2\pi f$ ),  $\mu$  la permeabilidad magnética y  $\sigma$  la resistividad del material.

Sustituyendo con los datos oportunos: frecuencia y datos del cobre, se obtiene:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1.678 \cdot 10^{-8}}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0.99999 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}} = 4.61 \cdot 10^{-4} \text{ m} = 0.461 \text{ mm}$$

Como se puede ver se ha cogido una frecuencia de 20kHz. Esto es así porque tras hacer un estudio del espectro de las tensiones y corrientes que hay en las bobinas se ha determinado que los mayores armónicos se dan para  $f=20$  kHz (la frecuencia de conmutación).

El diámetro de cable que necesitamos para la fabricación de las bobinas del filtro es de 1.4 mm y de 1.25 mm. Como ambos son mayores que 0.922 (2 x 0.461) será necesario poner hilo de Litz. El hilo de Litz que se va a utilizar es uno de 8 hebras para la primera y de 6 para la segunda, siendo cada hebra de diámetro 0.2 mm.

### 6.2. Cálculo de pérdidas

Para realizar el cálculo de pérdidas se ha desarrollado un script de Matlab que trabaja a partir de los datos de corriente medidos mediante un amperímetro en serie con el primer IGBT-diodo, tal y como se ve en la imagen:

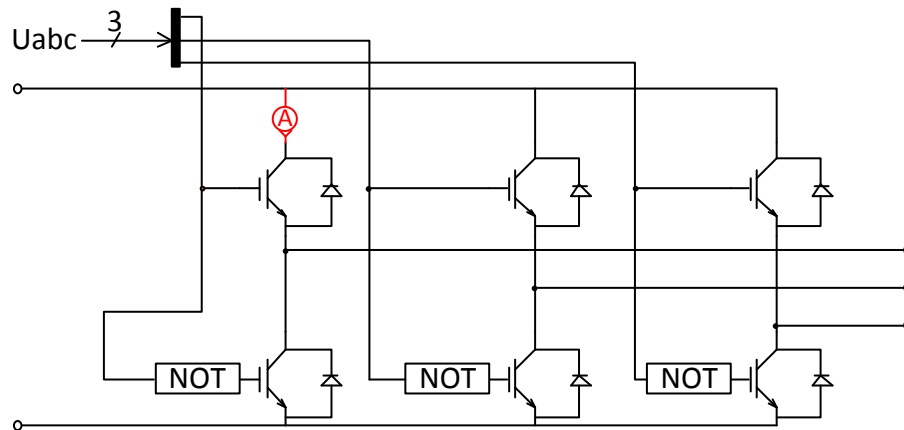


Fig. 41 Inserción de un amperímetro en serie con el primer IGBT-diodo

Lo primero que se ha hecho ha sido seleccionar un periodo completo dentro del régimen permanente y posteriormente se han separado las corrientes positivas (que se dan cuando es el IGBT el que conduce) y las negativas (cuando conduce el diodo). Una vez hecho esto se ha procedido a calcular las pérdidas.

En las dos figuras posteriores se ha representado visualmente esta separación de corrientes para el caso de máxima intensidad de carga (en caso de funcionamiento como motor) y de mínima (funcionamiento como generador)

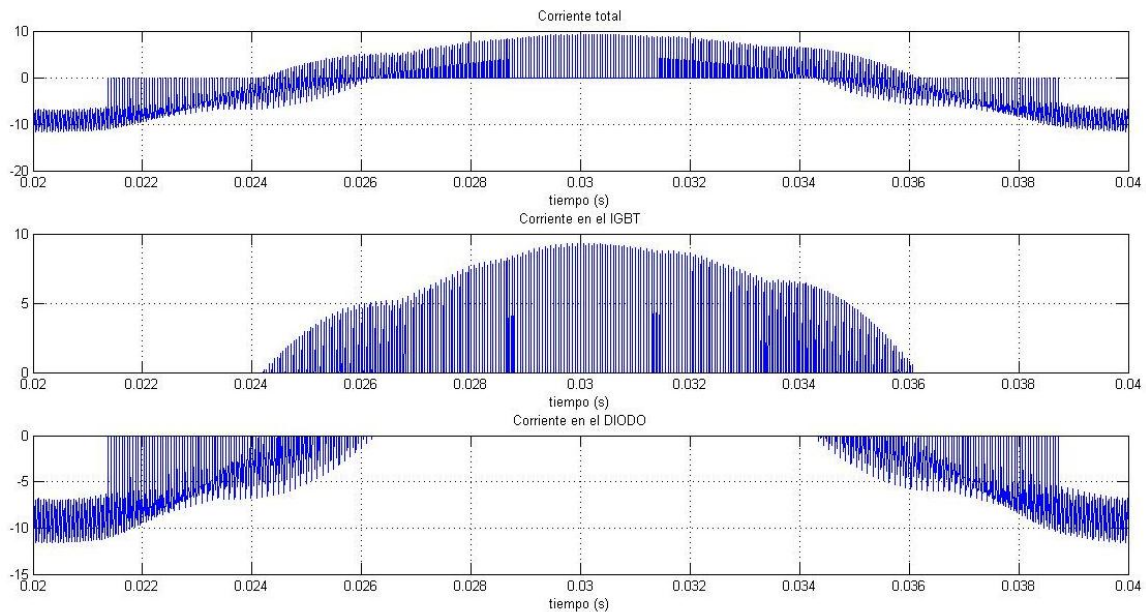


Fig. 42 Corriente que circula durante un periodo en uno de los integrados en el caso de máximo consumo de potencia

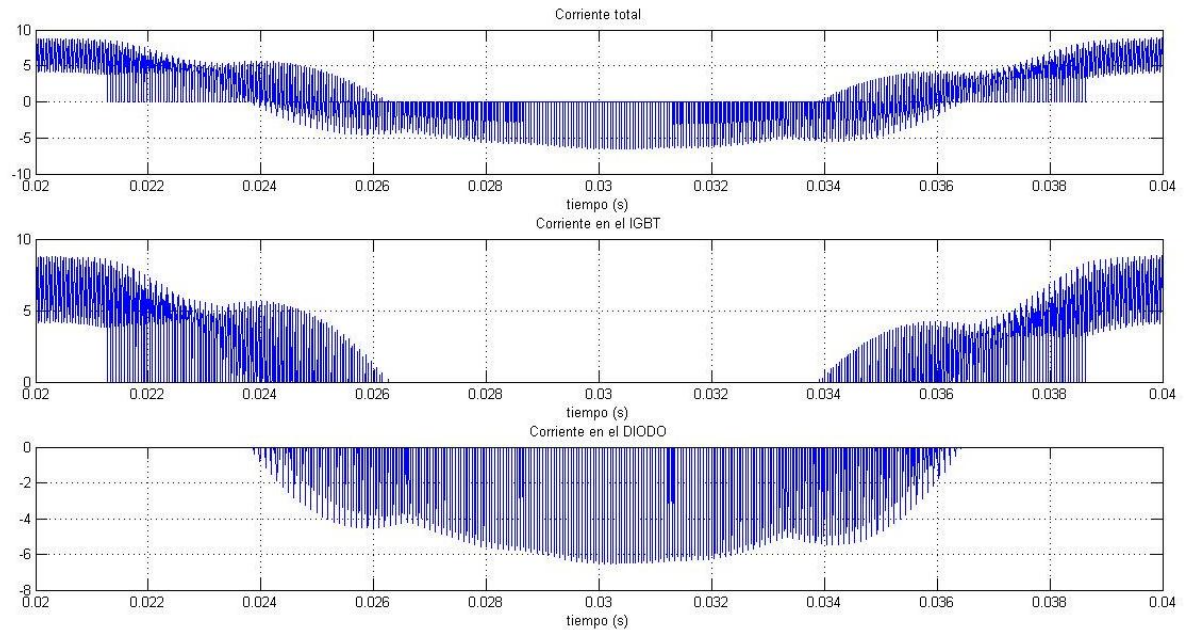


Fig. 43 Corriente que circula durante un periodo en uno de los integrados en caso de máxima regeneración.

### 6.2.1. Pérdidas de conducción de los IGBTs

La expresión para calcular las pérdidas de conducción es la mostrada en la ecuación (20)

$$\text{Pérdidas}_{\text{conducción}_{\text{IGBT}}} = V_{\text{sat}} \cdot I \quad (20)$$

Siendo  $V_{\text{sat}}$  la tensión de saturación característica del IGBT utilizado.

Para calcular dichas pérdidas, primero se ha calculado el área encerrada bajo la curva de las corrientes positivas en un periodo, posteriormente, se ha multiplicado ese valor por la tensión de saturación, obteniendo de ese modo la energía perdida en un periodo en un IGBT.

Dividiendo esta energía entre el periodo se obtiene la potencia. Por último, al multiplicar por 6 se hallan las pérdidas totales por conducción en los IGBTs.

### 6.2.2. Pérdidas de conducción de los diodos

El cálculo de las pérdidas de conducción en los diodos es similar al de los IGBTs. La expresión para calcularlas es la siguiente:

$$\text{Pérdidas}_{\text{conducción}_{\text{diodo}}} = V_{\text{ak}} \cdot I \quad (21)$$

Siendo  $V_{\text{ak}}$  la tensión que cae en el diodo ( $V_{\text{forward}}$ ) en directa.

Para calcular dichas pérdidas primero se ha calculado el área encerrada por encima de la curva de las corrientes negativas en un periodo. Posteriormente, se ha multiplicado

ese valor por la caída de tensión en el diodo, obteniéndose la energía perdida en un periodo en un diodo.

Dividiendo esta energía entre el periodo se obtiene ya la potencia. Por último, al multiplicar por 6 se hallan las pérdidas totales por conducción en los diodos.

### 6.2.3. Pérdidas de conmutación en los IGBTs

Las pérdidas de conmutación en los IGBTs abarcan las pérdidas de conmutación en el paso a ON y las producidas en el paso a OFF.

Para calcular las de paso a ON se han detectado todos los pasos a ON que se producen en un periodo de onda, teniendo sólo en cuenta las corrientes positivas (cuando conduce el IGBT). Para cada uno de esos pasos se ha calculado la energía perdida con ayuda de las gráficas incluidas en los datasheets de los componentes.

Al sumar todos esos valores se obtiene la energía perdida en un periodo. Dividiendo esta energía entre el periodo se calcula la potencia perdida en un IGBT, y si se multiplica por 6 las pérdidas totales de conmutación en el paso a ON.

Las pérdidas producidas por el paso a OFF se calculan del mismo modo, pero detectando los pasos a OFF.

Al sumar los dos valores se obtienen las pérdidas totales de conmutación.

$$\text{Pérdidas\_conmutación\_IGBT} = P_{\text{turn on}} + P_{\text{turn off}} \quad (22)$$

### 6.2.4. Pérdidas totales

El IGBT que se va a utilizar es el modelo con referencia IHW15T120 del fabricante INFINEON.

Consultando en su datasheet se han obtenido las características necesarias para el dimensionamiento de las pérdidas:

$$V_{\text{satIGBT}} = 1.85 \text{ V}$$

$$V_{\text{akDiodo}} = 1.7 \text{ V}$$

Gráfica pérdidas en los pasos a ON y a OFF en función de la corriente del colector:

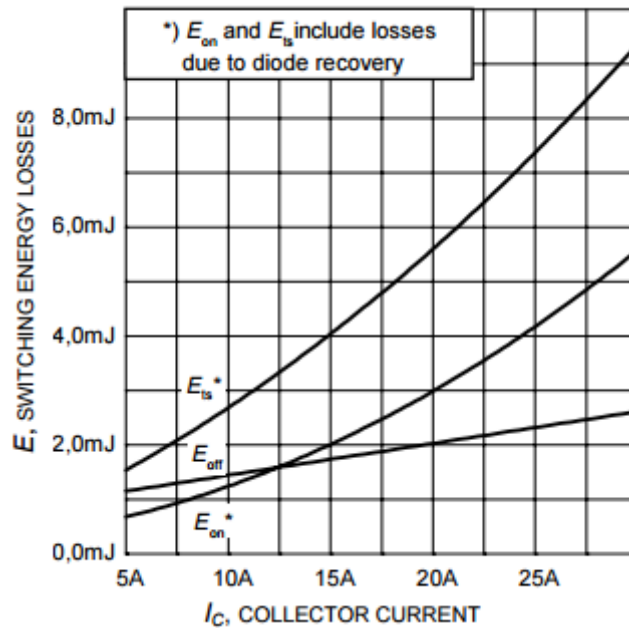


Fig. 44 Energía perdida en las conmutaciones (condiciones de medida:  $V_{CE}=600V$ ,  $T_j=150^\circ C$ ,  $V_{GE}=0/15V$ ,  $R_G=56\Omega$ )  
 [2] Datasheet IHW15T120, Infineon

Para poder calcular las pérdidas de conmutación de un modo más sencillo se han ajustado estas gráficas, de la manera más fiel posible, a una curva polinómica:

$$PerdidasPasoON = 3.3 \cdot 10^{-6} \cdot I_c^2 + 7.93 \cdot 10^{-5} \cdot I_c + 1.143 \cdot 10^{-4}$$

$$PerdidasPasoOFF = 5.71 \cdot 10^{-5} \cdot I_c + 8.667 \cdot 10^{-4}$$

En la tabla se recogen las pérdidas totales (en los 6 integrados) que se dan para las diferentes intensidades de carga de las que se ha hablado en el apartado 3.4.3.2.

		IGBT		DIODO
		CONDUCCIÓN	CONMUTACIÓN	CONDUCCIÓN
ABSORCIÓN DE CORRIENTE	Icarga=7.5 A	2.88 W	127.73 W	28.15 W
	Icarga=4.5 A	2.00 W	108.00 W	17.00 W
INYECCIÓN DE CORRIENTE	Icarga=-3 A	12.81 W	76.57 W	1.57 W
	Icarga=-5.25 A	21.66 W	82.15 W	2.04 W

Se puede observar como las pérdidas en conducción del IGBT son mayores en caso de inyección de corriente a la red y como las del diodo son mayores en caso de absorción de corriente. Es lógico que sea así ya que en caso de regeneración lo que se necesita es pasar de corriente continua a corriente alterna y para ello se hace uso de los IGBTs y en caso de no-regeneración se necesita pasar de alterna a continua y para ello es necesario el puente trifásico de diodos.

### 6.3. Dimensionamiento del disipador de calor

En este apartado se va a estudiar si es necesario la inclusión de un disipador de calor o no para los integrados de los IGBTs (IGBT + diodo en anti-paralelo) y en caso afirmativo se procederá a su dimensionamiento.

En primer lugar, para comprobar si es necesario colocar un disipador se necesita conocer los datos térmicos de los integrados que se van a utilizar, en concreto la temperatura máxima de la unión ( $T_j$ ) y la resistencia térmica entre la unión y el aire circundante ( $R_{th,j-amb}$ )

- Temperatura máxima de la unión:  $T_j \leq 150 \text{ }^\circ\text{C}$
- Resistencia térmica entre la unión y el aire circundante:  $R_{th,j-amb} = 40 \text{ K/W}$

En el apartado 6.2 se calcularon las potencias disipadas en forma de calor en cada uno de los dispositivos. Para dimensionar el disipador se van a tener en cuenta las potencias disipadas cuando la intensidad de carga es de 4.5A y -3A, es decir, las que se dan durante el trayecto. A pesar de que la mayoría de simulaciones se han hecho para el caso de máxima intensidad de carga (+7.5A y -5.25A), que es el caso más restrictivo, para dimensionar el disipador no tiene sentido hacerlo en estas condiciones ya que la temperatura no varía inmediatamente y no se va a ver muy afectada por lo que ocurra sólo durante unas décimas de segundo. El fenómeno que mide el ritmo de cambio de energía térmica se denomina capacidad térmica ( $C_{th}$ ), y aunque no se suele tener en cuenta, se representa en paralelo con la resistencia térmica ( $R_{th}$ ).

- Pérdidas en inyección de corriente a red:
  - o Pérdidas en un IGBT (conducción + conmutación): 14.9 W
  - o Pérdidas en un diodo: 0.25 W
- Pérdidas en absorción de corriente a red:
  - o Pérdidas en un IGBT (conducción + conmutación): 18.25 W
  - o Pérdidas en un diodo: 2.75 W

Teniendo ya los parámetros térmicos y las potencias disipadas, el siguiente paso es estimar una temperatura de trabajo (la denominada temperatura ambiente) oportuna:  $T_{amb}=40^\circ\text{C}$

Ahora ya se puede proceder a estimar la temperatura máxima que se alcanzaría en la unión ( $\hat{T}_j$ ), de modo que si es mayor que la temperatura límite, que dice el datasheet, sería necesario incluir un disipador:

$$\hat{T}_j - T_{amb} = P \cdot R_{th,j-amb} \quad (23)$$

Se va a comprobar sólo para el caso de que el motor trabaje como motor (absorción de corriente de la red) que es cuando mayor potencia se disipa, en concreto 21 W frente a 15.15 W.

$$\hat{T}_j = P \cdot R_{th\ j-amb} + T_{amb}$$

$$\hat{T}_j = 21 \cdot 40 + 40 = 880 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (24)$$

Dado que  $880 \gg 150$  será necesario incluir un disipador.

Se tomó la decisión de diseño de que los 6 IGBTs del convertidor van a compartir un mismo disipador de calor. A la hora de diseñar el circuito térmico equivalente hay que tener en cuenta, que dentro del integrado del IGBT se encuentra el IGBT y el diodo en anti-paralelo, y que su resistencia térmica entre la unión y la carcasa es diferente. Por tanto, el circuito térmico queda de la siguiente manera:

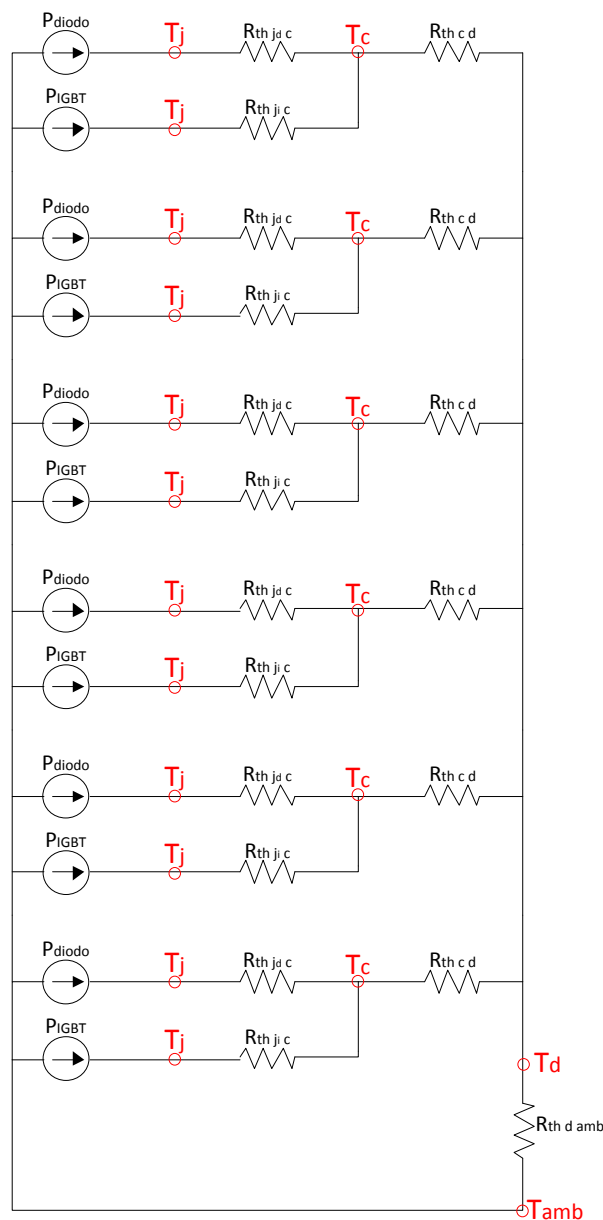


Fig. 45 Circuito térmico equivalente de los 6 IGBTs (con diodos en anti-paralelo) y el disipador

Siendo estos los parámetros:

- Resistencia térmica entre la unión del diodo y el encapsulado:  $R_{th\ jd-c} = 1.3\text{ K/W}$
- Resistencia térmica entre la unión del IGBT y el encapsulado:  $R_{th\ ji-c} = 1.1\text{ K/W}$
- Resistencia térmica entre el encapsulado y el disipador: Dependerá de cómo se realice la unión entre el componente y el disipador (con o sin silicona, con y sin mica aislante, etc.). En este caso, se va a realizar mediante un sil-pad cuya resistencia térmica, teniendo en cuenta también el clip de sujeción es de:  $R_{th\ c-d} = 0.48\text{ K/W}$ . La referencia del sil-pad es HF300P con grosor 0.0254 mm (=0.001 pulgadas) y la del clip de sujeción MAX03NG.
- Resistencia térmica entre el disipador y el ambiente de trabajo :  $R_{th\ d-amb}$  , es lo que se debe calcular
- Potencia disipada en el diodo:  $P_{diodo}$ 
  - o Pérdidas en inyección de corriente a red:
    - Pérdidas en un diodo: 0.25 W
  - o Pérdidas en absorción de corriente a red:
    - Pérdidas en un diodo: 2.75 W
- Potencia disipada en el IGBT:  $P_{IGBT}$ 
  - o Pérdidas en inyección de corriente a red:
    - Pérdidas en un IGBT (conducción + conmutación): 14.9 W
  - o Pérdidas en absorción de corriente a red:
    - Pérdidas en un IGBT (conducción + conmutación): 18.25 W
- Temperatura en la unión:  $T_j$ . El datasheet da un valor límite de 150°C pero por seguridad se van a realizar los cálculos para un valor máximo de 120°C.
- Temperatura en el encapsulado:  $T_c$
- Temperatura en el disipador:  $T_d$
- Temperatura del ambiente de trabajo:  $T_{amb}$ . Se ha supuesto  $T_{amb}=40^\circ\text{C}$ .

Como se ve en la Fig. 45 el circuito térmico consta de seis ramas idénticas (una por cada IGBT). Se van a realizar los cálculos para una de ellas y luego se va a tener en cuenta la presencia de las otras cinco, simplificando de este modo los cálculos.

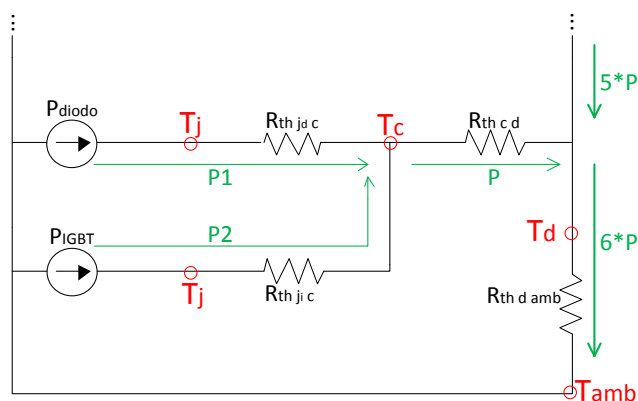


Fig. 46 Circuito térmico de una de las ramas



Dado que las potencias disipadas, tanto en los diodos como en los IGBTs, son mayores en el caso de que el motor trabaje como motor, se va a calcular sólo para este caso.

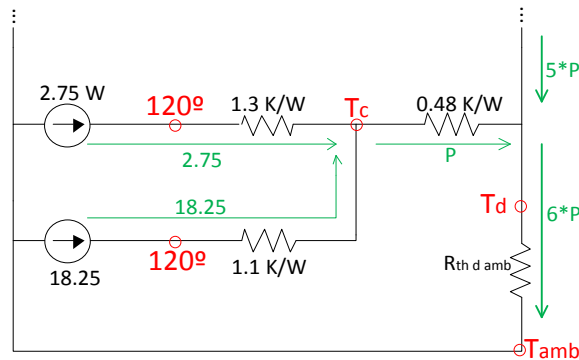


Fig. 47 Circuito térmico de una de las ramas con valores para el caso de inyección de corriente a la red

Los pasos para calcular  $R_{th\ d-amb}$  son los siguientes:

1º) Cálculo de  $T_c$

- Rama 1 (diodo):

$$\frac{120 - T_c}{2.75} = 1.3 \rightarrow T_c = 120 - 1.3 \cdot 2.75 = 116.5 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (25)$$

- Rama 2 (IGBT):

$$\frac{120 - T_c}{18.25} = 1.1 \rightarrow T_c = 120 - 1.1 \cdot 18.25 = 100 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (26)$$

Es decir, para tener una temperatura máxima en la unión de  $120^\circ\text{C}$  la temperatura del encapsulado no debe superar los  $100^\circ\text{C}$ , que es el dato más restrictivo:  $T_c=100^\circ\text{C}$ . De este modo la temperatura de unión del IGBT estará como mucho a  $120^\circ\text{C}$  y la del diodo a una temperatura menor (ya que el gradiente de temperatura que se da en el diodo es menor).

2º) Cálculo de  $T_d$

$$\frac{100 - T_d}{2.75 + 18.25} = 0.48 \rightarrow T_d = 100 - 0.48 \cdot 21 = 90^\circ\text{C} \quad (27)$$

3º) Cálculo de  $R_{th\ d-amb}$

$$R_{th\ d-amb} = \frac{90 - 40}{6 \cdot 21} = 0.4 \text{ K/W} \quad (28)$$

## ELECCIÓN DE COMPONENTES

---

Es decir, teóricamente, la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente deberá ser como máximo igual a 0.40 K/W.

$$R_{th\ d-amb} \leq 0.40\ K/W$$

El disipador elegido es el modelo 350AB1500B de ABL Components.

## 7. CÁLCULO DE COSTES Y EFICIENCIA DE LA ETAPA

### 7.1. Coste de los filtros

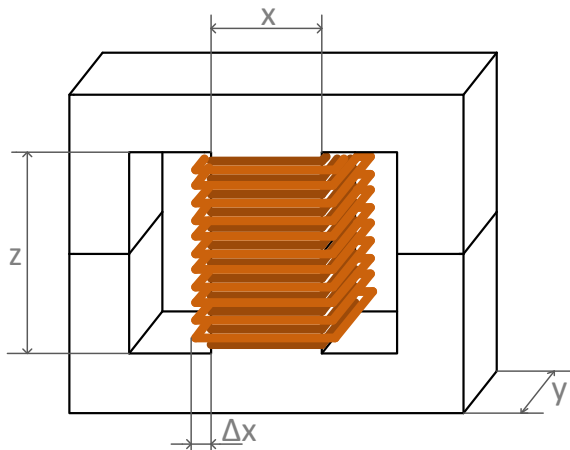
El equipo consta de 3 filtros iguales (uno para cada fase) y cada uno de ellos de dos bobinas (ambas de 0.7mH) y dos condensadores en serie de 1.5 $\mu$ F cada uno (750nF en total).

#### 7.1.1. Coste de la primera bobina

La primera bobina consta de dos núcleos E56/24/19 de material 3C95, un carrete para enrollar el hilo de cobre, el hilo de cobre y los clips necesarios para la sujeción.

El cálculo del coste del núcleo, del carrete (*coil former*) y de los clips es inmediato, el del hilo requiere alguna operación sencilla:

Dado que el software de Ferroxcube proporciona la forma del núcleo y el número de vueltas necesario, pero no la longitud de cable necesario, será necesario calcularlo:



Calculando el perímetro de cada vuelta y multiplicando por el número de vueltas se obtiene la longitud total del hilo. Para calcular el perímetro de la manera más exacta posible se va a tener en cuenta el incremento de tamaño que se produce por el arrollamiento continuo de una vuelta encima de otra. De modo que se calculará el perímetro para una vuelta que esté en la mitad (tamaño medio) y se multiplicará por el número de vueltas.

Como se ha explicado en el apartado 6.1, donde se ha hablado del efecto pelicular, el software dice que el diámetro del hilo de cobre debe ser de 1.4 mm pero al utilizar hilo de Litz se va a utilizar uno de 1.6 mm, que es un valor más comercial.

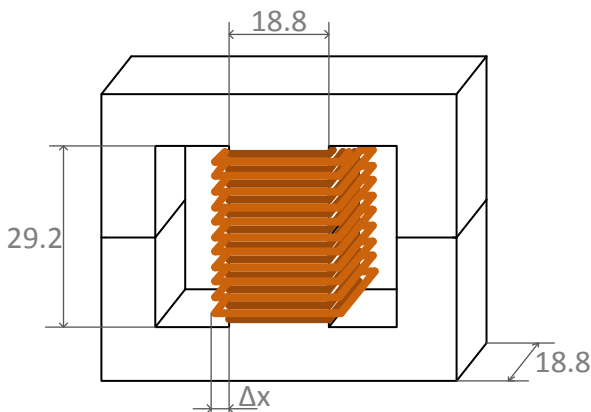
Con lo anterior mencionado, el cálculo de la longitud del hilo se realizaría de la siguiente manera:

$$L = N[2(x + \Delta x) + 2(y + \Delta x)] \quad (29)$$

Siendo N el número de vueltas y  $\Delta x$  el incremento causado por el arrollamiento continuo, y que se calcularía de este modo:

- 1º) Cálculo del número de vueltas que caben en una capa
- 2º) Cálculo del número de capas necesarias
- 3º) Cálculo del tamaño que ocupan esas capas

A continuación se va a proceder a calcular el tamaño del hilo de cobre necesario para esta bobina.



Número de vueltas que caben en una capa:

$$N_{vueltas/capa} = \frac{z}{\varnothing_{cable}} = \frac{29.2}{1.6} = 18.25 \rightarrow 18$$

Número de capas necesarias:

$$N_{capas} = \frac{N}{N_{vueltas/capa}} = \frac{76}{18} = 4.22 \rightarrow 5$$

Tamaño de esas capas ( $=\Delta x$ ):

$$\Delta x = N_{capas} \cdot \varnothing_{cable} = 5 \cdot 1.6 = 8 \text{ mm}$$

Por lo tanto, sustituyendo en la ecuación ( 29 ):

$$L = N * (2 * (x + \Delta x) + 2 * (y + \Delta x))$$

$$L = 76 * (2 * (18.8 + 8) + 2 * (18.8 + 8))$$

$$L = 8147 \text{ mm}$$

Para calcular el coste del hilo de Litz una aproximación muy buena y válida es considerar que para un mismo diámetro el precio del hilo de Litz es un 20% más caro que uno unifilar.

Estos son los precios aproximados para los componentes:

Elemento	Coste
núcleo 1	3,44 €
carrete 1	1,38 €
hilo 1	4,54 €
clips 1	0,10 €
	<b>9,46 €</b>

### 7.1.2. Coste de la segunda bobina

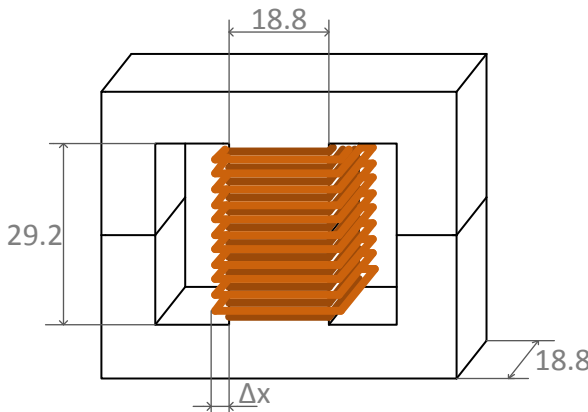
El núcleo utilizado en la segunda bobina del filtro es el mismo que en la primera, por tanto el único precio que variará será el del hilo.

El diámetro del hilo que proporciona el software de Ferroxcube es de 1.25 mm. Como se dice en el apartado 6.1, donde se trata el tema del hilo de Litz, se va a coger uno de diámetro de 1.2 mm.

El procedimiento de cálculo de la longitud de hilo es el mismo que el explicado para la bobina anterior:

$$L = N * (2 * (x + \Delta x) + 2 * (y + \Delta x)) \quad (30)$$

Se calcula  $\Delta x$ :



Número de vueltas que caben en una capa:

$$N_{vueltas/capa} = \frac{z}{\varnothing_{cable}} = \frac{29.2}{1.2} = 24.33 \rightarrow 24$$

Número de capas necesarias:

$$N_{capas} = \frac{N}{N_{vueltas/capa}} = \frac{59}{24} = 2.46 \rightarrow 3$$

Tamaño de esas capas ( $=\Delta x$ ):

$$\Delta x = N_{capas} * \varnothing_{cable} = 3 * 1.2 = 3.6 \text{ mm}$$

Por lo tanto:

$$L = N * (2 * (x + \Delta x) + 2 * (y + \Delta x))$$

$$L = 59 * (2 * (18.8 + 3.6) + 2 * (18.8 + 3.6))$$

$$L = 5286 \text{ mm}$$

Estos son los precios aproximados para los componentes:

Elemento	Coste
núcleo 2	3,44 €
carrete 2	1,38 €
hilo 2	3,42 €
clips 2	0,10 €
	<b>8.34 €</b>

### 7.1.3. Coste del condensador

Elemento	Coste
condensador	2,42 €
	<b>2,42 €</b>

Al tener 3 filtros, el precio total de los tres filtros es de: 60.68 €

7.2. Coste del convertidor: IGBTs + DISIPADOR TÉRMICO

Elemento	Coste/un.	Coste total
Integrado IGBT	3,23 €	19,38 €
Sil-pad	0,28 €	1,68 €
Clip de sujeción	0,15 €	0,90 €
Disipador	26,57 €	26,57 €
		<b>48,53 €</b>

7.3. Cálculo de la eficiencia de la etapa

Para calcular la eficiencia de la etapa se van a tener en cuenta las pérdidas por conducción y conmutación calculadas en el apartado 6.2 y una aproximación de las pérdidas en los magnéticos. Estas pérdidas no han sido calculadas en profundidad debido a que su obtención se alejaba del alcance de este TFG pero para poder calcular la eficiencia de un modo más preciso se van a suponer del orden de 2W por bobina (12W en total).

En primer lugar se va a calcular la potencia inyectada a la red en el caso de máxima regeneración:

$$\begin{cases} V_{faseRMS} = 230V \\ I_{faseRMS} = 4.59 A \\ \theta = 5^\circ \end{cases}$$

$$P_{inyectada} = 3 \cdot V_{faseRMS} \cdot I_{faseRMS} \cdot \cos(\theta) = 3 \cdot 230 \cdot 4.585 \cdot \cos 5^\circ = 3150 W \quad (31)$$

En segundo lugar la potencia que supone la carga conectada al bus de continua:

$$P_{carga} = V_{bus} \cdot I_{carga} = 600 \cdot 5.25 = 3150 W \quad (32)$$

Por lo tanto, la eficiencia de la etapa en caso de inyección de corriente a la red será:

$$\eta = \frac{P_{inyectada}}{P_{carga} + P_{\text{pérdidas}}} = \frac{3150}{3150 + 21.66 + 82.15 + 2.04 + 12} = 96.4\% \quad (33)$$

Del mismo modo se va a calcular la eficiencia en el caso de absorción de corriente de la red. Primeramente se va a calcular la potencia consumida:

$$\begin{cases} V_{faseRMS} = 230V \\ I_{faseRMS} = 6.55 A \\ \theta = 175^\circ \end{cases}$$

$$P_{absorbida} = |3 \cdot V_{faseRMS} \cdot I_{faseRMS} \cdot \cos(\theta)| = |3 \cdot 230 \cdot 6.55 \cdot \cos(175^\circ)| = 4502 \text{ W} \quad (34)$$

En segundo lugar se va a calcular la potencia que llega a la carga:

$$P_{carga} = V_{bus} \cdot I_{carga} = 600 \cdot 7.5 = 4500 \text{ W} \quad (35)$$

La eficiencia de la etapa en caso de inyección de corriente a la red será:

$$\eta = \frac{P_{carga}}{P_{absorbidaRED} + P_{\text{pérdidas}}} = \frac{4500}{4502 + 2.88 + 127.73 + 28.15 + 12} = 96.3 \% \quad (36)$$

Como se acaba de calcular el rendimiento de la etapa (teniendo en cuenta las pérdidas en conmutación y conducción y una pérdidas aproximadas en los magnéticos) estaría entorno al 96.3%, que se considera un rendimiento muy bueno para un convertidor.





### 8. CONCLUSIONES

Para el desarrollo de este Trabajo Fin de Grado se partía de las premisas de que había que diseñar un rectificador trifásico bidireccional que alimentara al accionamiento eléctrico de un ascensor, de forma que, en caso de que el motor trabaje como generador, esta energía se devuelva a la red y en caso contrario permita que el elevador se abastezca de ella. El dispositivo debía ser compatible con los variadores de frecuencias convencionales que se encuentran en el mercado y su conexión debía ser de tipo *plug&play* (conexión directa, sin necesidad de configuraciones).

Para llevarlo a cabo, en primer lugar, se hizo un estudio de la normativa y se estudió la estructura de control más adecuada. Posteriormente, mediante simulación, se fueron ajustando los parámetros de control y dimensionando los componentes comprobando que el sistema respondía óptimamente y que se cumplía la normativa. A modo de resumen el dispositivo diseñado consta de dos partes: El sistema a controlar y el control de este. El sistema a controlar consta del rectificador trifásico bidireccional que es controlado mediante control PWM y que está conectado, por un lado, a un bus de continua de tensión fija (a controlar también) y, por otro, mediante un filtro, a la red eléctrica. El control consigue, mediante los pulsos del PWM con los que se activan y desactivan los IGBTs, absorber o emitir a la red la corriente necesaria para controlar la tensión del bus de continua. El rectificador trifásico bidireccional se ha realizado con IGBTs con diodos en anti-paralelo y el filtro utilizado es de tipo LCL.

Una vez se tenía todo diseñado y dimensionado se han calculado las pérdidas en conducción y conmutación y se ha calculado la eficiencia de la etapa. Conociendo estas pérdidas se ha estudiado la necesidad de utilizar un disipador de calor para los integrados de los IGBT+diodo y se ha dimensionado.

Por último se han calculado los costes de los filtros (que ascienden en total a 60€) y de los integrados de los 6 IGBTs con diodo en anti-paralelo junto con su correspondiente disipador y elementos necesarios para su unión y que asciende a casi 50€.

Como trabajo en líneas futuras se podría investigar el reemplazo de los IGBTs por dispositivos de silicio de carburo. De este modo el precio aumentaría considerablemente pero las pérdidas serían menores pudiendo estudiar la rentabilidad del cambio. Por supuesto, también hay que citar como trabajo en líneas futuras la fabricación de un prototipo que realmente justifique que las simulaciones aquí realizadas son correctas.

Como conclusiones personales decir que ha sido un TFG muy interesante y con el que he tenido la oportunidad de aprender mucho. He podido aplicar y, por supuesto, incrementar y afianzar mis conocimientos en el área de la teoría de circuitos, del control

## CONCLUSIONES

---

de sistemas y de la electricidad y a su vez a manejar, un poco más, el software de Matlab.

Además de todo ello, he tenido la oportunidad de poder adentrarme un poco en una empresa del sector tecnológico lo que, sin duda, considero muy interesante para la formación de un ingeniero.

### 9. BIBLIOGRAFÍA

- L.V. Lesyani T., D.S.N Francisco de Assis, M. Vilaragut Llanes, "Analysis and Modeling of Doubly Fed Induction Generators" *Energética* [online]. 2014, vol.35, n.2, pp. 101-111. ISSN 1815-5901.
- F. J. Rodríguez Ramiro, "Comparativa convertidores HVDC-VSC", Proyecto Fin de Carrera, Grupo Tecnología Electrónica, Universidad de Sevilla, Sevilla, 2011
- J.R. Canal Barquero, "Control de Potencia de un Inversor Trinivel conectado a red", Proyecto Fin de Carrera, Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones, Universidad de Zaragoza, Zaragoza, 2013
- A. Hesener, "Electromagnetic Interference (EMI) in Power Supplies", Fairchild Semiconductor Europe
- F. M. Gonzalez-Longatt, "Entendiendo la transformación de park" Junio Maracay, Venezuela, Junio 2004.
- A. Villa Manrique, "Estudio del Filtro LCL aplicado a Inversores Fotovoltaicos", Proyecto Final de Carrera, Dep. Ingeniería Eléctrica, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, 2011
- J. Morales López, "Sistema de control para inversor trifásico conectado a red", Proyecto Fin de Carrera, Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Politècnica de Catalunya, 2014
- F.D. Trujillo, A. Pozo, A. Triviño, *Cálculo disipadores de calor* [online]. Universidad de Málaga, 2011. Disponible en: [http://ocw.uma.es/ingenierias/electronica-de-potencia/ejercicios-proyectos-y-casos-1/calculo\\_de\\_disipadores.pdf](http://ocw.uma.es/ingenierias/electronica-de-potencia/ejercicios-proyectos-y-casos-1/calculo_de_disipadores.pdf)
- [1] I.Hakki, "Measurements of Impedance and Attenuation at CENELEC Bands for Power Line Communications Systems," *Sensors* 2008.
- [2] Datasheet IHW15T120 (Rev. 2.3.), Infineon Technologies AG, Septiembre 2008

