



Trabajo Fin de Grado

DESARROLLO DE PLATAFORMA DIDÁCTICA CON INVERSOR PARA
EL INTERCAMBIO DE ENERGÍA ELÉCTRICA CON LA RED TRIFÁSICA

Autor

Jesús Aybar Robres

Director/es

Estanislao Oyarbide Usabiaga

Escuela de ingeniería y arquitectura

Curso 2016/2017

 Universidad Zaragoza <small>1542</small>	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica Memoria	Revisión nº: 1 Fecha de revisión:
---	--	--

DESARROLLO DE PLATAFORMA DIDÁCTICA CON INVERSOR PARA EL INTERCAMBIO DE ENERGÍA ELÉCTRICA CON LA RED TRIFÁSICA

1 Introducción

Este Trabajo Fin de Grado se ha diseñado debido a la necesidad e importancia del intercambio de energía eléctrica con la red trifásica, en aplicaciones como la conexión a red de generadores fotovoltaicos, eólicos, pilas de combustible, etc.

Se ha planteado el desarrollo de una plataforma didáctica orientada a las prácticas de la asignatura Electrónica Industrial del Grado de Ingeniería Electrónica y Automática, que permita aprender a los alumnos los métodos y conceptos básicos necesarios para el intercambio de energía con redes trifásicas de baja y media tensión .

En un principio se desarrollará únicamente el prototipo, con intención de realizarse más plataformas para poder disponer de ellas en cada uno de los distintos puestos de prácticas.



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./Dña. Jesús Aybar Robres

con nº de DNI 73020909 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 en Ingeniería Electrónica y Automática, (Título del Trabajo)
DESARROLLO DE PLATAFORMA DIDÁCTICA CON INVERSOR PARA EL
INTERCAMBIO DE ENERGÍA ELÉCTRICA CON LA RED TRIFÁSICA

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

Zaragoza, 7 de Febrero de 2017

Fdo: Jesús Aybar Robres

 Universidad Zaragoza <small>1542</small>	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria	Fecha de revisión:

Contenido

1	Introducción	1
2	Objetivos	6
2.1	Objetivo general	6
2.2	Objetivos específicos.	6
3	Requisitos de Diseño	7
3.1	Diagrama del prototipo.....	7
3.2	Principio de control.....	7
4	Modelado y Control	8
4.1	Coordenadas de Park y Clark:.....	8
4.2	Sincronismo con la tensión de red: PLL (Phase Locked Loop)	11
4.3	Control de la potencia.....	12
4.4	Modelo dinámico.....	13
4.5	Modelo completo del sistema.....	15
4.5.1	Modelo general	16
4.5.2	Calculo de Vbus	16
4.5.3	Control de la tensión de Bus	17
4.5.4	Control de corriente + PWM	18
4.5.6	El Inversor	22
4.5.7	Modelo eléctrico.	24
5	Diseño de la plataforma.....	25

 Universidad Zaragoza <small>1542</small>	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria	Fecha de revisión:

5.1 Requisitos y limitaciones de la placa DRV8312 DMC de Texas instruments.....	25
5.1.1 Limitaciones.....	25
5.1.2 Requisitos	26
5.2 Diseño del circuito de alimentación	29
5.2.1 Obtención de la tensión DC a partir de AC	29
5.2.2 Obtención de los 12V necesarios para la alimentación.....	32
5.2.3 Conclusión.....	34
5.2.4 Esquema del circuito de alimentación.....	35
5.3 Obtención de los 51V para el Bus DC.....	38
5.3.1 Alternativas planteadas.....	38
5.3.2 Conclusión.....	39
5.3.3 Esquema del circuito necesario.....	39
5.3 Diseño del Filtro LCL.....	41
5.4.1 Requisitos y limitaciones del filtro LCL	42
5.4.2 Procedimiento de cálculo del filtro LCL	42
5.5 Circuito de precarga del condensador.	45
5.6 Circuito de acomodación de la señal de red.....	48
5.7 Diagrama de bloques.....	52
6. Presupuesto.....	52
6.1 Primer presupuesto planteado	52
6.2 Presupuesto final	53

 Universidad Zaragoza <small>1542</small>	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria	Fecha de revisión:

7. Integración de los esquemas en una PCB.....	54
8. Conclusiones finales y objetivos alcanzados	56
9. Bibliografía.....	56

 <p>Universidad Zaragoza 1542</p>	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria	Fecha de revisión:

2 Objetivos

Con el fin de tomar decisiones más apropiadas a la hora de desarrollar la plataforma didáctica, se ha planteado un objetivo general que define el propósito de este TFG y los requisitos básicos necesarios.

A raíz del objetivo general surge la necesidad de detallar unos objetivos específicos, que ayuden a definir la metodología adecuada de trabajo, permitiendo ahorrar tiempo y minimizar costes manteniendo la funcionalidad deseada.

2.1 Objetivo general

El diseño, la creación y la implementación de los métodos de control de la plataforma con inversor para el intercambio de la energía eléctrica con la red trifásica.

El desarrollo se realizará utilizando la placa DRV8312 DMC de Texas instruments que incluye el inversor trifásico y el slot para la tarjeta Piccolo F28035 controlCARD utilizando el software que ofrece Texas Instruments, Code Composer Studio 6.1.2 para su programación.

2.2 Objetivos específicos.

Estos objetivos han sido planificados antes de comenzar con el diseño del prototipo, estableciendo el método de trabajo.

- Compresión teórica y en simulación del proceso de intercambio de energía eléctrica con la red trifásica
- Estudio de la plataforma de Texas Instruments
- Definición de desarrollos adicionales como (sensado, filtros, transformador, etc...)
- Diseño y fabricación del prototipo.
- Programación del microcontrolador
- Pruebas funcionales y verificación.

 Universidad Zaragoza 1542	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica Memoria	Revisión nº: 1 Fecha de revisión:
--	--	--

3 Requisitos de Diseño

En este apartado se van a abordar tanto los diagramas generales del prototipo a diseñar como el principio de la estrategia de control, se desarrollarán en profundidad en apartados posteriores.

3.1 Diagrama de bloques general del prototipo

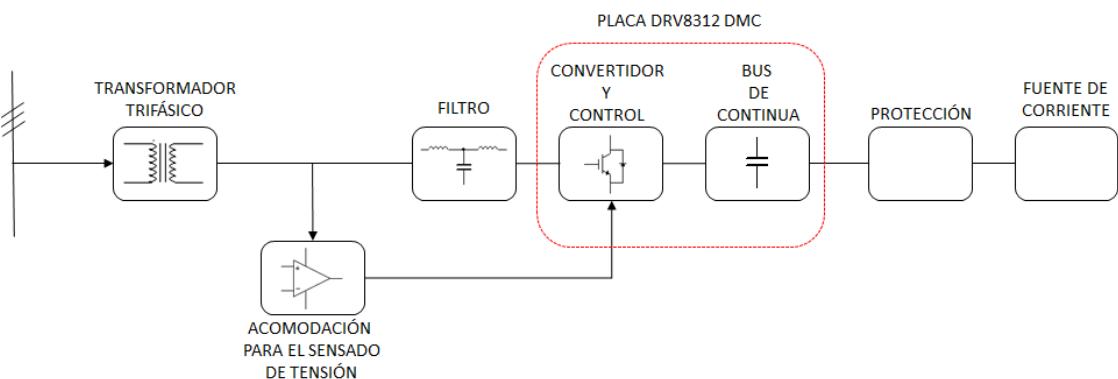


Fig.1, Diagrama de bloques general del prototipo

En el diseño del prototipo se abordarán los bloques del transformador trifásico utilizado para bajar la tensión de red trifásica a niveles seguros, la acomodación para el sensado de la tensión de fase que permitirá realizar el control, el diseño del filtro que permita conectar el convertidor a la red, la estrategia de control y la utilización de una fuente de corriente con el diseño del sistema de protección para emular un generador.

3.2 Principio de control

El esquema básico del sistema es el siguiente:

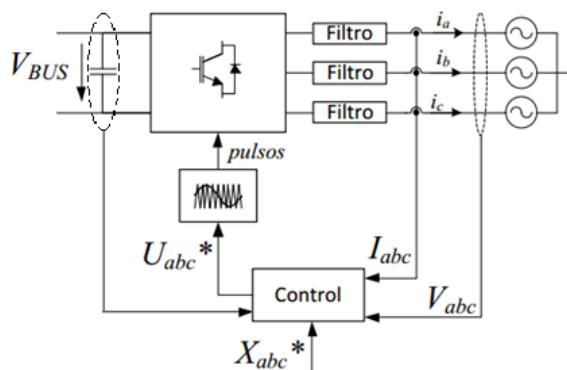


Fig.2, Esquema básico del sistema

 Universidad Zaragoza 1542	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria	Fecha de revisión:

El control se realizará mediante una estrategia dependiente de la tensión de bus. Para regular dicha tensión se comparará la tensión de bus existente con la referencia deseada, seguidamente mediante un PI se obtendrá la consigna de corriente a aplicar, de forma que si la tensión de bus es menor que la deseada se absorberá potencia activa y si es mayor se cederá potencia a la red.

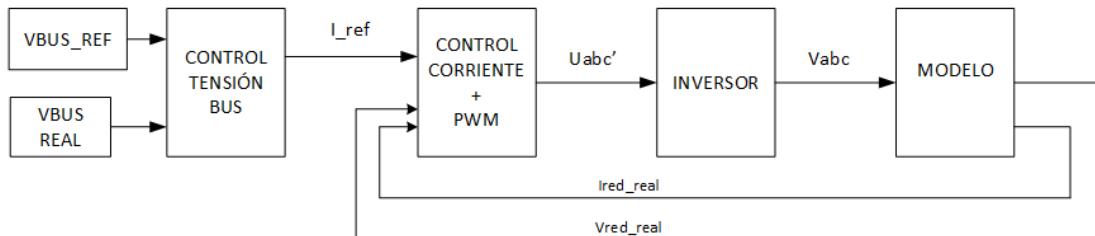


Fig.3 , Esquema básico de control

La potencia es función de la corriente y tensión:

$$p(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = i_a(t)v_a(t) + i_b(t)v_b(t) + i_b(t)v_b(t) \quad (1)$$

A través de la tensión de bus se obtendrán las consignas de corriente, las cuales son comparadas con las reales y mediante un control con lazo de corriente darán lugar a las consignas de tensión que pasaran por el PWM y que generarán los pulsos para controlar el convertidor.

Para realizar todo este proceso es necesario conocer los valores reales de las corrientes y tensiones de red.

4 Modelado y Control

En este apartado se abordarán los principios de funcionamiento que implican el desarrollo de la plataforma y la simulación del esquema de control mediante la herramienta Simulink de Matlab.

4.1 Coordenadas de Park y Clark:

Debido a la problemática de realizar control de magnitudes trifásicas como son la corriente y la tensión que cambian permanentemente con el tiempo, surge la necesidad de pasar a un modelo donde los ejes sean dinámicos (Park). La transformada de Park permite calcular las consignas de manera más sencilla.^[1]

Para aplicar dicho modelo antes hace falta conocer la transformada de Clark.

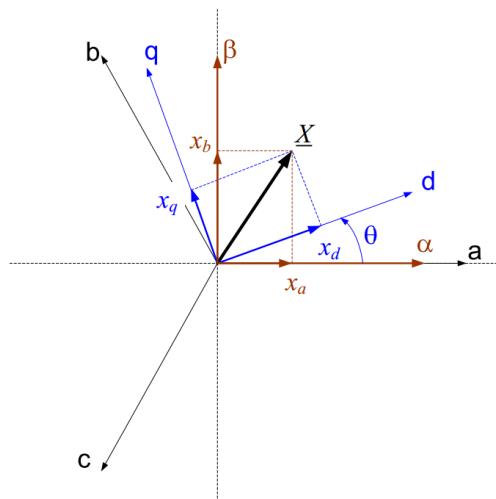


Fig.4, Sistema de coordenadas de Park y Clarke

La transformada de Clark permite pasar de un sistema coordinado estacionario trifásico abc a un sistema estacionario en dos ejes $\alpha\beta$.

Como los ejes abc están desfasados 120° se puede observar que las componentes $\alpha\beta$ del vector X son:

$$x_\alpha = x_a - x_b \sin 30^\circ - x_c \sin 30^\circ \quad (2)$$

$$x_\beta = x_b \sin 30^\circ - x_c \cos 30^\circ \quad (3)$$

Expresado de forma matricial:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

Considerando un sistema trifásico equilibrado:

$$x_a + x_b + x_c = 0 \quad (5)$$

$$x_b = -x_a - x_c \quad (6)$$

Sustituimos el resultado 6 en la expresión de x_α (4) se obtiene:

$$x_\alpha = \frac{3}{2} x_a \quad (7)$$

Por tanto para transformar variables manteniendo la amplitud de las originales es necesario multiplicar por la constante $K = \frac{2}{3}$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (8)$$



Si se desea que las variables transformadas represente fielmente la potencia $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$

La transformada de Park se basa en proyectar los ejes estacionarios trifásicos sobre unos giratorios dq, para conseguir esto es necesario el paso anterior de la transformada de Clark.

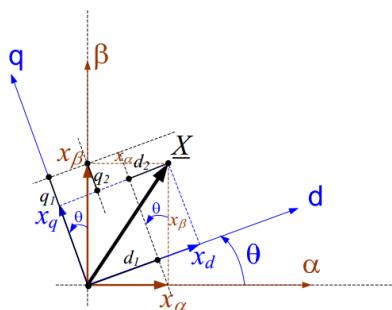


Fig.5, Paso de ejes $\alpha\beta$ a dq

Una vez pasado al sistema de ejes $\alpha\beta$, aplicamos la transformada de Park y alineando con la tensión de red se consigue que los ejes se muevan a la misma velocidad (ω) que el vector, la obtención de ω se realizará mediante un PLL que será explicado posteriormente. Con este procedimiento se consigue alinear los ejes donde quieras, pudiendo ser capaz de eliminar la componente de cuadratura de uno o varios vectores, lo que consigue simplificar las ecuaciones.

La figura 3 demuestra la simplificación entre las tensiones trifásicas y las tensiones en dq

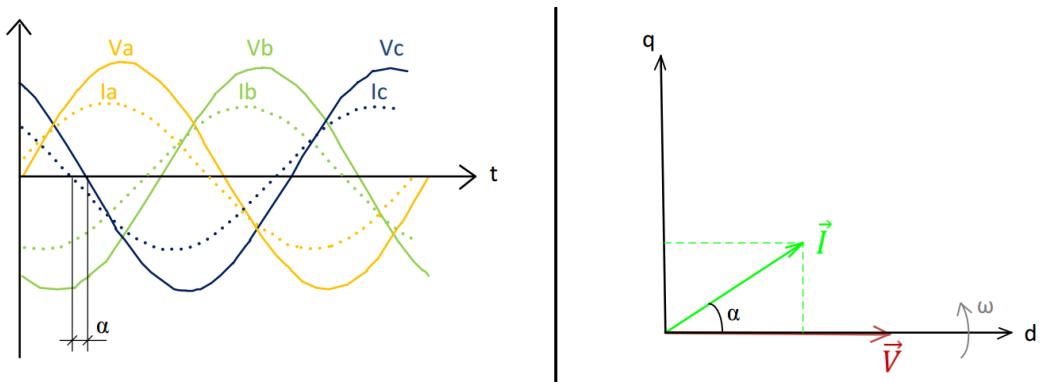


Fig.6 Aplicación de la Transformada de Park

Aplicando las proyecciones de la figura 2 se obtiene la expresión que pasa de $\alpha\beta$ a dq

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

 Universidad Zaragoza 1542	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica Memoria	Revisión nº: 1 Fecha de revisión:
--	--	--------------------------------------

Utilizando las ecuaciones 8 y 9 podemos pasar abc a dq

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (10)$$

Realizando la inversa podremos pasar de dq a abc

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3K} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (11)$$

4.2 Sincronismo con la tensión de red: PLL (Phase Locked Loop)

Para poder obtener la posición en la que se encuentran los ejes se ha realizado un control PLL.

El objetivo es alinear el eje d con la tensión V de forma que sea posible eliminar la tensión de cuadratura (v_q)

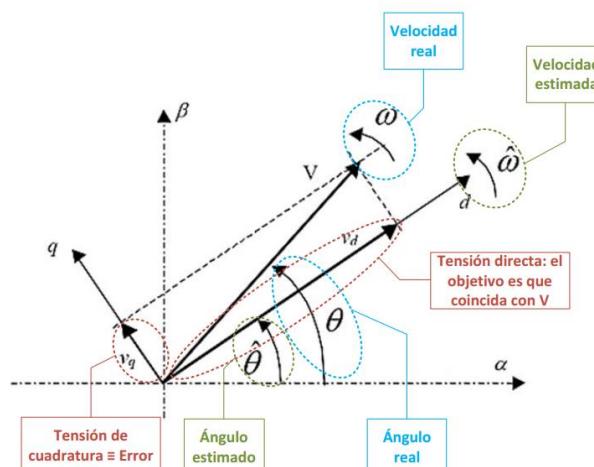


Fig.7, Diagrama fasorial de la componente directa y de cuadratura de tensión

EL esquema de control con el que se consigue es el siguiente:

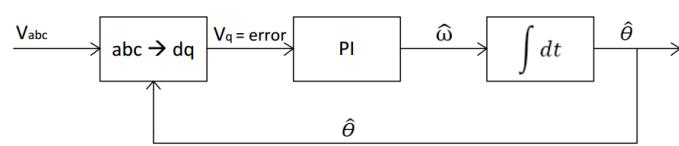


Fig.8, Esquema de control del PLL

Como se aprecia en el esquema en primer lugar se mide la tensión abc trifásica y se realiza la transformada de Park, para la cual hace falta saber el ángulo de fase (θ). θ es utilizada como la



Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica Memoria	Revisión nº: 1 Fecha de revisión:
--	--

variable de realimentación de forma que cuando logra alcanzar la posición correcta anula la componente v_q que es utilizada como error.

El siguiente paso para la eliminación del error se realiza con un controlador Proporcional-Integral (PI) mediante el cual se obtendrá la velocidad angular (ω). Por último esta es integrada para obtener θ .

Es recomendable realizar un PLL con sintonía lenta de PI debido a que muestra mayor insensibilidad a distorsiones de la red y es más robusta frente a desequilibrios como demuestra la siguiente figura:

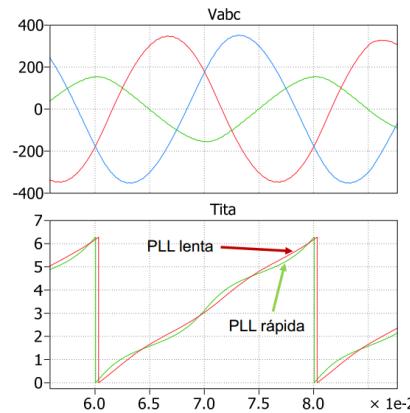


Fig.9, Robustez de la sintonía lenta frente a desequilibrio en la red

Esta estimación como ha sido comentada en el apartado anterior permite realizar las transformadas de Park, que serán utilizadas para la implementación y simulación del proyecto.

4.3 Control de la potencia

La potencia activa como se ha indicado en la expresión 1 es función de las corrientes y tensiones trifásicas, por tanto es necesario aplicar las transformadas de Clark y Park.

Utilizando los ejes $\alpha\beta$ aplicados a fasores de tensión y de corriente:

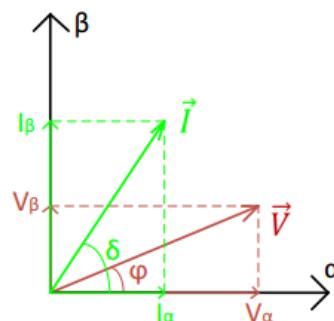


Fig.10, Fasores de tensión y corriente

La expresión de la potencia aparente en un sistema trifásico equilibrado es:

$$S = |\vec{I}| |\vec{V}| = \sqrt{I^2 V^2} = \sqrt{(I_\alpha^2 + I_\beta^2)(V_\alpha^2 + V_\beta^2)} \quad (12)$$

 Universidad Zaragoza 1542	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica Memoria	Revisión nº: 1 Fecha de revisión:
--	--	--

Las expresiones de la potencia activa y reactiva se pueden expresar de la forma:

$$P = S \cdot \cos \theta \quad (13)$$

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (14)$$

Si desarrollamos estas expresiones se llega a obtener las siguientes:

$$P = I_\alpha V_\alpha + I_\beta V_\beta \quad (15)$$

$$Q = I_\alpha V_\beta - I_\beta V_\alpha \quad (16)$$

Utilizando Park:

$$P = I_d V_d + I_q V_q \quad (17)$$

$$Q = I_d V_q - I_q V_d \quad (18)$$

Esto corresponde al modelo Akagi de las potencias:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (20)$$

Y aplicando la inversa se pueden obtener las referencias de corriente.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_d^2}{v_d^2 + v_q^2} & \frac{v_q v_d}{v_d^2 + v_q^2} \\ \frac{v_q}{v_d^2 + v_q^2} & \frac{-v_d}{v_d^2 + v_q^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (21)$$

4.4 Modelo dinámico

En el sistema real se ha realizado un filtro LCL, mientras que en simulación se ha utilizado únicamente un filtro L. Esto se debe a que desde el punto de vista del control se puede considerar únicamente como filtro L siempre que el filtro LCL este amortiguado. Si el LCL no se encuentra amortiguado nos encontramos que el sistema es marginalmente estable y no podemos controlarlo.

Dado el sistema ^[2]:

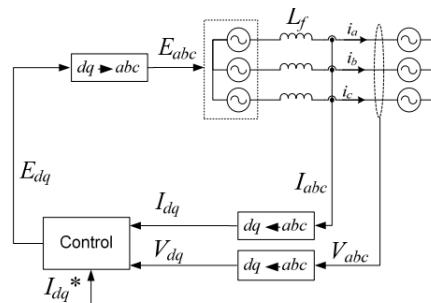


Fig.11, Sistema con filtro L



Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica Memoria	Revisión nº: 1 Fecha de revisión:
--	--------------------------------------

El comportamiento que lo determina es el siguiente:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \left(\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \right) \quad (22)$$

Aplicando la transformada de Park obtenemos el comportamiento en los ejes dq

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} i_q \\ -i_d \end{bmatrix} \quad (23)$$

De esta forma se puede observar el sistema se controla mediante las variables e_d y e_q mientras que v_d y v_q aparecen como perturbaciones. Además se observa el acoplamiento cruzado entre las corrientes, de forma que i_d es afectada por i_q y viceversa. Este acoplamiento se produce por la transformación de Park, debido a que los vectores están girando a velocidad ω .

Modelando obtenemos el siguiente esquema.

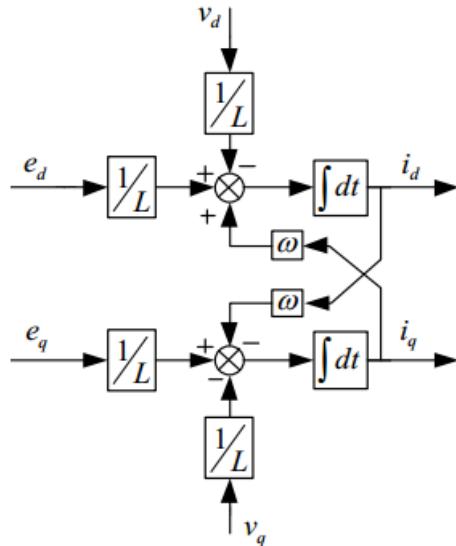


Fig.12, Modelado del comportamiento del sistema a controlar



Añadimos la realimentación de corriente y el controlador PI

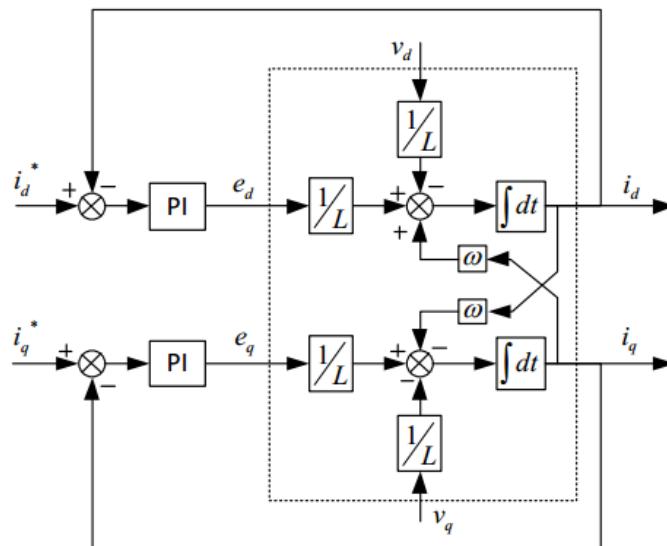


Fig.13, Esquema del sistema con control de corriente

Para finalizar es necesaria la eliminación del efecto de las perturbaciones y la compensación del acoplamiento cruzado. Para poder realizar el desacople es necesario ser conocedor de los parámetros del filtro que se obtendrán en el apartado 5.4.

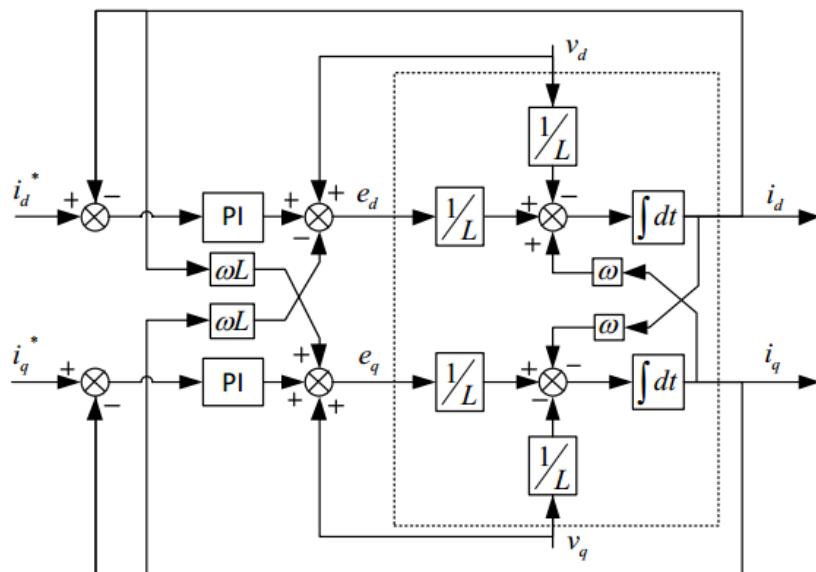


Fig.14, Diagrama de bloques completo

4.5 Modelo completo del sistema

En este apartado se va a tratar y analizar el modelo realizado en la aplicación de Matlab con su extensión Simulink.



4.5.1 Modelo general

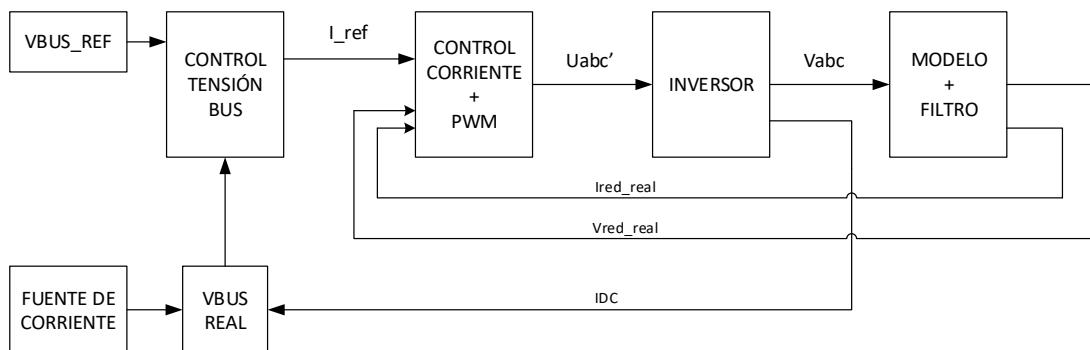


Fig.15, Modelo del sistema + control

El modelo se ha estructurado en distintos bloques algunos ya han sido desarrollados de manera teórica en los apartados anteriores.

En la visión más general del modelo se observan los siguientes lazos de control:

- Corriente continua (I_{dc}) que sale del inversor y entra al bloque de cálculo de V_{bus} mediante el cual se obtiene la V_{bus} real que será leída por controlador PI de V_{bus} para obtener la referencia de la corriente d .
- Tensión de red (V_{abc}) que es utilizado para la obtención del ángulo de fase mediante el PLL que servirá para poder pasar las variables trifásicas a los ejes dq
- La corriente de red es utilizada para realimentar el control de corriente y con el cual se obtendrá las referencias de tensión que pasaran por el PWM y servirán para controlar el Inversor.

Como no se desea obtener potencia reactiva se ha aplicado una consigna de corriente de cuadratura (I_q) nula.

4.5.2 Calculo de V_{bus}

Para obtener la tensión del bus de continua se aplica la siguiente expresión:

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} (i_{carga} - i_{dc}) \quad (24)$$

Realizando el modelo en Simulink:

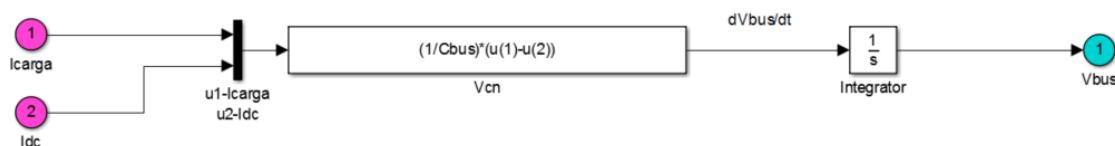


Fig.16, Esquema de obtención de V_{bus}



4.5.3 Control de la tensión de Bus

Para obtener la referencia de corriente directa (i_d) a intercambiar se utiliza el siguiente regulador PI con anti wind-up:

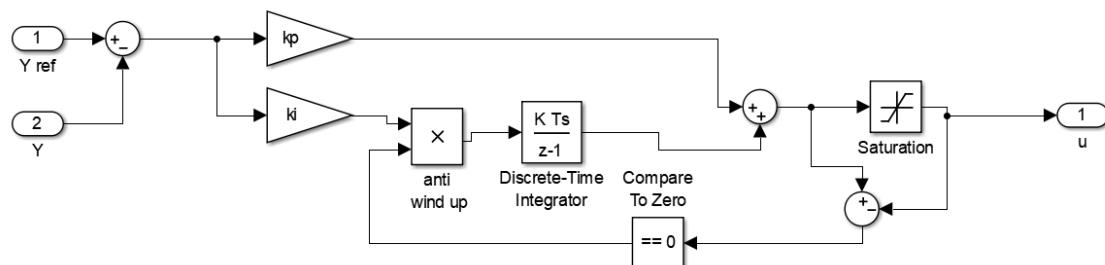


Fig.17, Controlador PI de Vbus

Con el error producido entre la consigna de $V_{bus\ ref}$ (50V) y el valor $V_{bus\ real}$ se determina el valor de I_d necesario para absorber o ceder potencia activa. Si $V_{bus\ real} < V_{bus\ ref}$ el sistema absorberá potencia de la red trifásica, mientras que si ocurre el caso contrario se cederá potencia la red.

Las siguientes gráficas representan la regulación de Vbus frente a la perturbación de intensidad del generador.

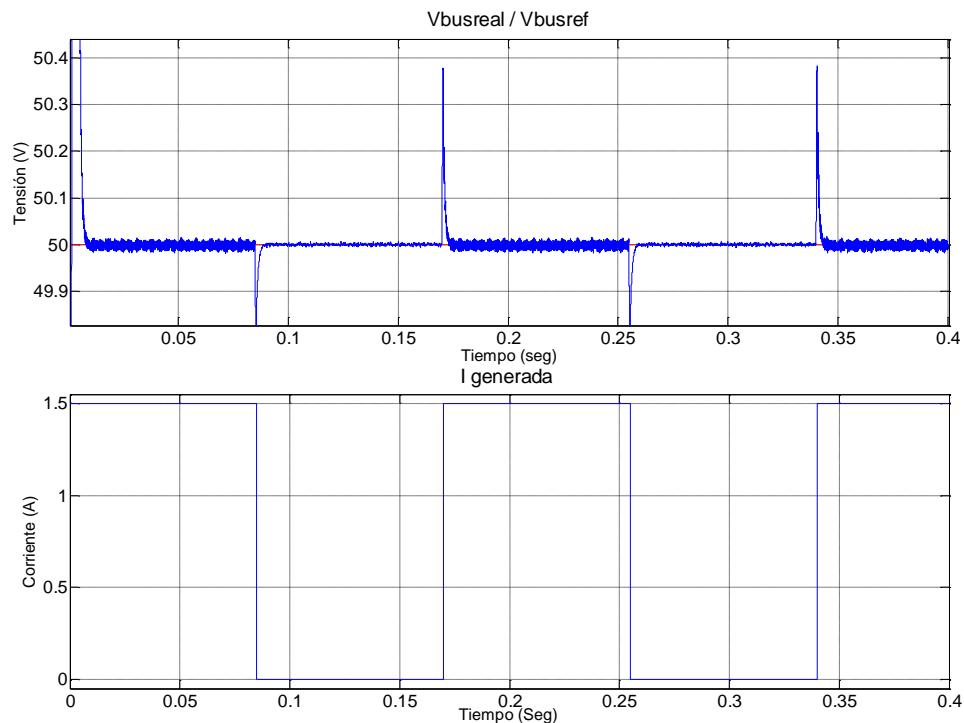


Figura.18, Gráficas de Vbus/Vbusref y de Igenerada

A continuación se muestra la gráfica de la corriente I_d a la salida del controlador PI:

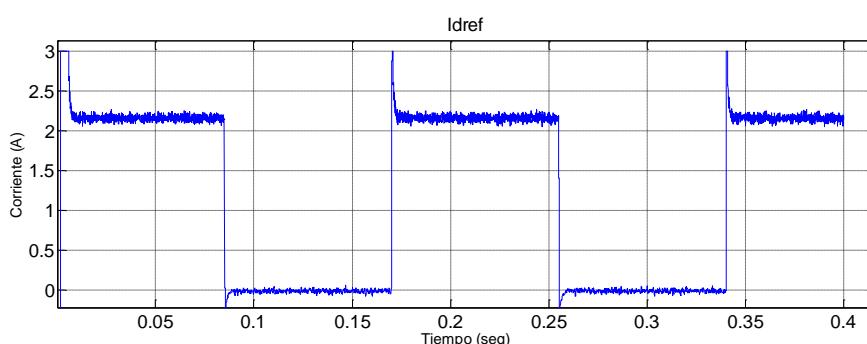


Fig.19, Referencia de corriente I_d a la salida del control de V_{bus}

4.5.4 Control de corriente + PWM

Dentro del bloque nos encontramos con el siguiente esquema:

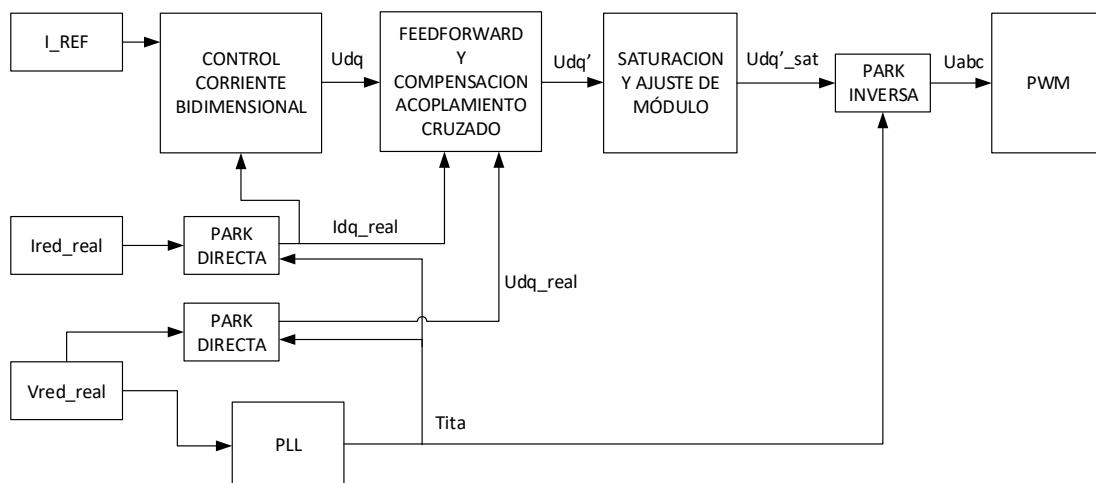


Fig.20, Diagrama de bloques del control de corriente + PWM

Para poder realizar las transformadas de Park de la tensión y corrientes de fase es necesario calcular el ángulo de fase (θ) mediante el bloque del PLL cuyo funcionamiento ya ha sido comentado. En el PLL se ha aplicado un PI lento para hacerlo más insensible a los ruidos, la siguiente gráfica muestra la evolución de θ :

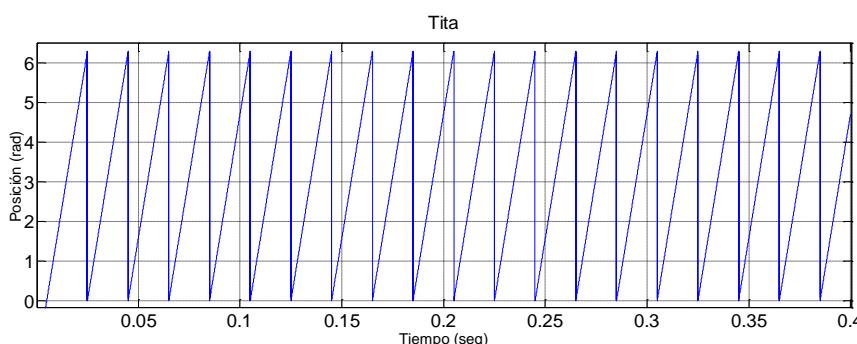


Fig.21, Gráfica del ángulo de la red eléctrica



Una vez aplicadas las transformaciones a ejes dq de los valores reales de corrientes y tensiones de fase, se aplica el PI bidimensional de corrientes utilizando las referencias obtenidas del control de tensión.

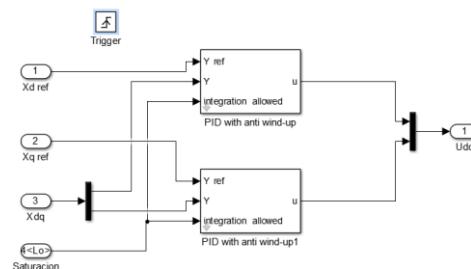


Fig.22, Controlador PI de corriente

El PI de la parte superior es el encargado de realizar el control de la I_d para obtener la referencia U_d y el inferior el control de I_q para obtener U_q . A continuación mostramos la regulación en corriente y las salidas U_{dq} :

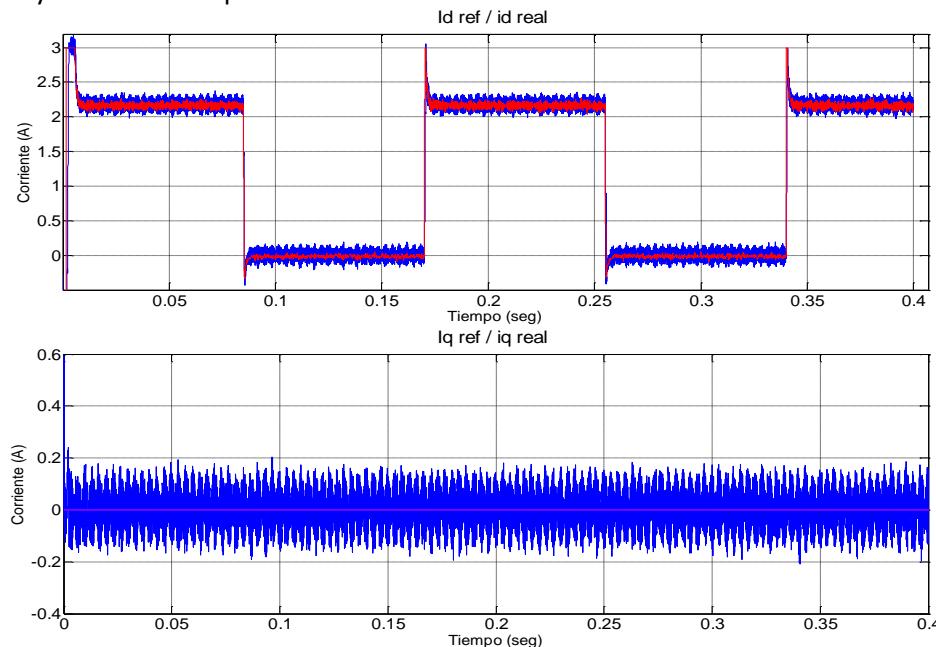


Fig.23, Referencias de I_{dq} frente a las reales.

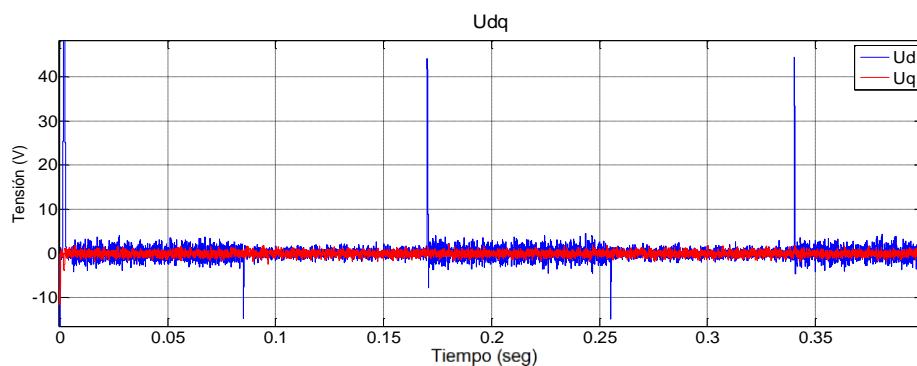


Fig.19, Salida del controlador de corriente U_{dq}



El bloque feedforward y compensación del acoplamiento cruzado tiene el diagrama de la figura 24 y cuya aplicación ya se ha comentado en el apartado 4.4 de esta memoria.

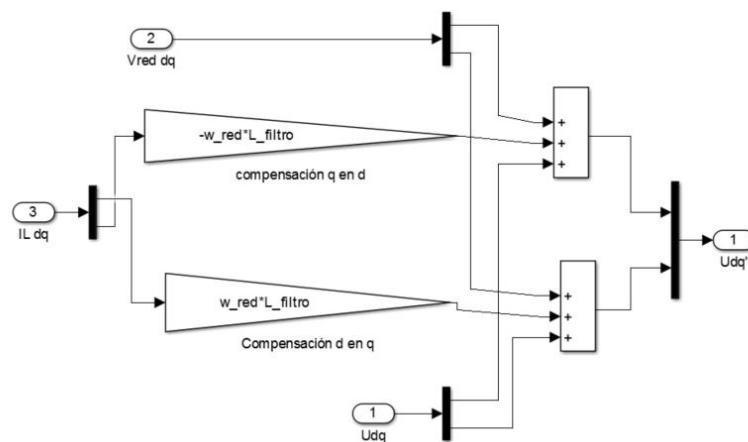


Fig.24, Compensación del acoplamiento cruzado

A continuación se pasa a saturar los valores de U_{dq} de la forma explicada en la figura 25, si el módulo del vector originado por las dos tensiones es superior al valor de tensión máxima permitido se recorta de forma que se mantengan las proporciones.

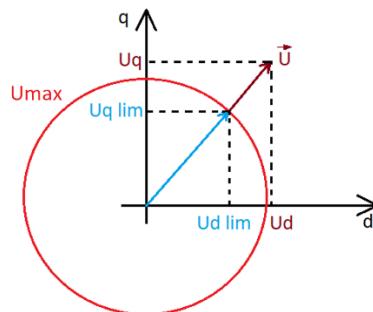


Fig.25, saturación y ajuste del módulo

Para su realización se ha realizado el siguiente diagrama:

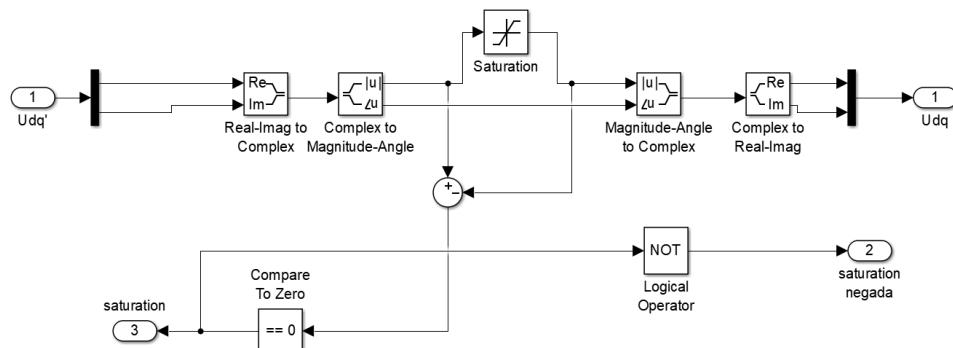


Fig.26, Diagrama de saturación y ajuste del módulo

 Universidad Zaragoza 1542	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria	Fecha de revisión:

En primer lugar se convierten en un vector complejo los valores U_{dq} , cuya parte real es la componente directa y la imaginaria la de cuadratura, a continuación se obtiene el módulo del vector y se satura si es necesario, si es necesaria la saturación se deja de integrar en el regulador de corriente (anti wind-up). Por último se vuelve a descomponer el vector en las tensiones directas y de cuadratura.

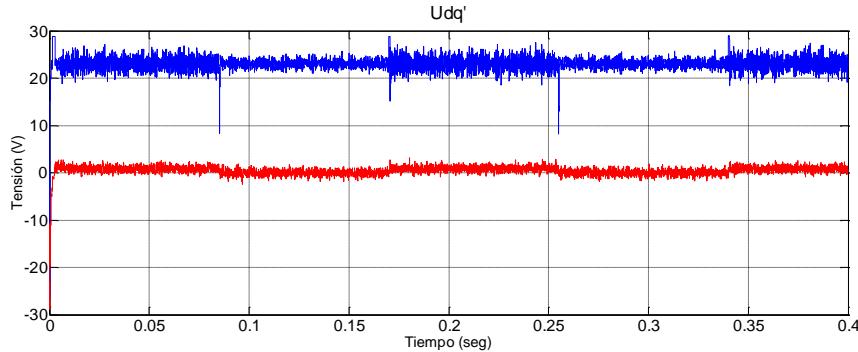


Fig.27 , U_{dq} después del bloque feedforward y saturación

La figura 27 muestra las tensiones U_{dq} después del bloque feedforward y saturación, se puede observar que se logra anular prácticamente la tensión de cuadratura y se trabaja con la componente directa, como la corriente de cuadratura también es prácticamente nula se consigue que casi la totalidad de potencia a intercambiar sea activa.

El bloque de PWM es el encargado de generar los pulsos que controlaran el disparo de los de los transistores. Su esquema es el siguiente:



Fig.28, Diagrama del PWM

En primer lugar establecemos el índice de modulación, este bloque consiste en dividir las tensiones U_{abc} que salen del control de corriente entre la mitad del valor de la tensión de bus, esto es debido a que el valor máximo que puede alcanzar una fase es la mitad del valor de V_{bus} , con esto se obtiene que los valores estén comprendidos entre -1 y 1.

El bloque siguiente se encarga de injectar el tercer armónico, el cual permite incrementar la tensión trifásica de salida de un inversor sin salir de la zona lineal.

Posteriormente se pasa el duty del rango de -1/1 a 0/1 y por último se aplica el bloque del PWM, el cual mediante la comparación del duty con una onda triangular simétrica de frecuencia $f_{sw} = 20\text{kHz}$ hace conmutar los transistores. También se ha añadido un sistema que genera un pulso síncrono cada $50\mu\text{s}$ que permitirá accionar los bloques de control y a la vez marca el ritmo del muestreo. La figura 29 muestra el diagrama para obtener el PWM y el pulso síncrono.

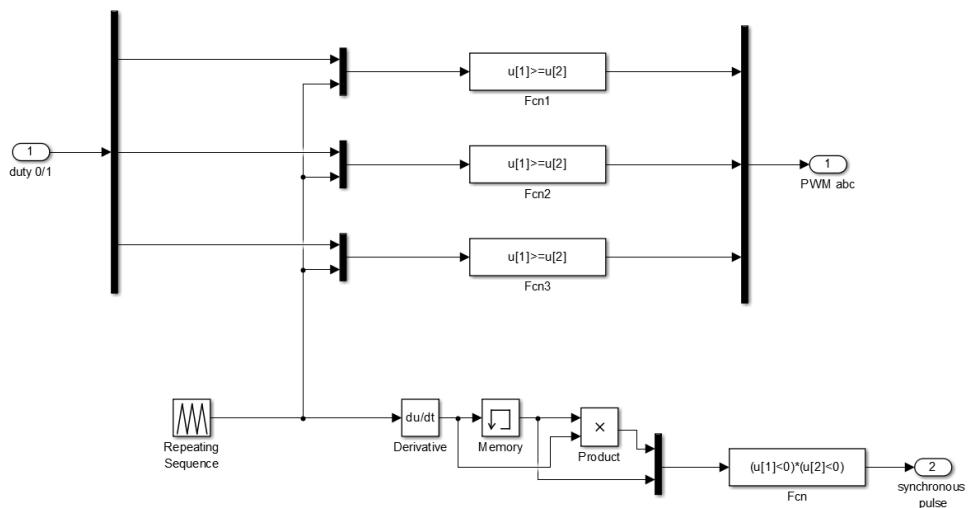


Fig.29, Obtención del PWM y del pulso síncrono

4.5.6 El Inversor

El bloque encargado de realizar la simulación del inversor es el siguiente:

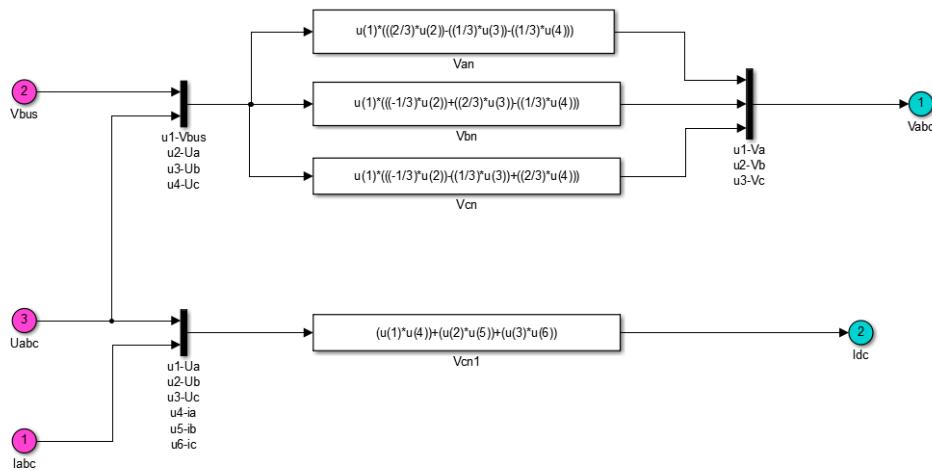


Fig.30, Diagrama del inversor y de la corriente del bus de continua

En él se observan dos partes diferenciadas, la superior es la encargada de generar la onda de tensión mediante las siguientes expresiones:

$$V_{aN} = \frac{2}{3}V_a - \frac{1}{3}V_b - \frac{1}{3}V_c \quad (25)$$



$$V_{bN} = \frac{2}{3}V_b - \frac{1}{3}V_a - \frac{1}{3}V_c \quad (26)$$

$$V_{cN} = \frac{2}{3}V_c - \frac{1}{3}V_b - \frac{1}{3}V_a \quad (27)$$

Y mediante las cuales se obtienen los siguientes resultados:

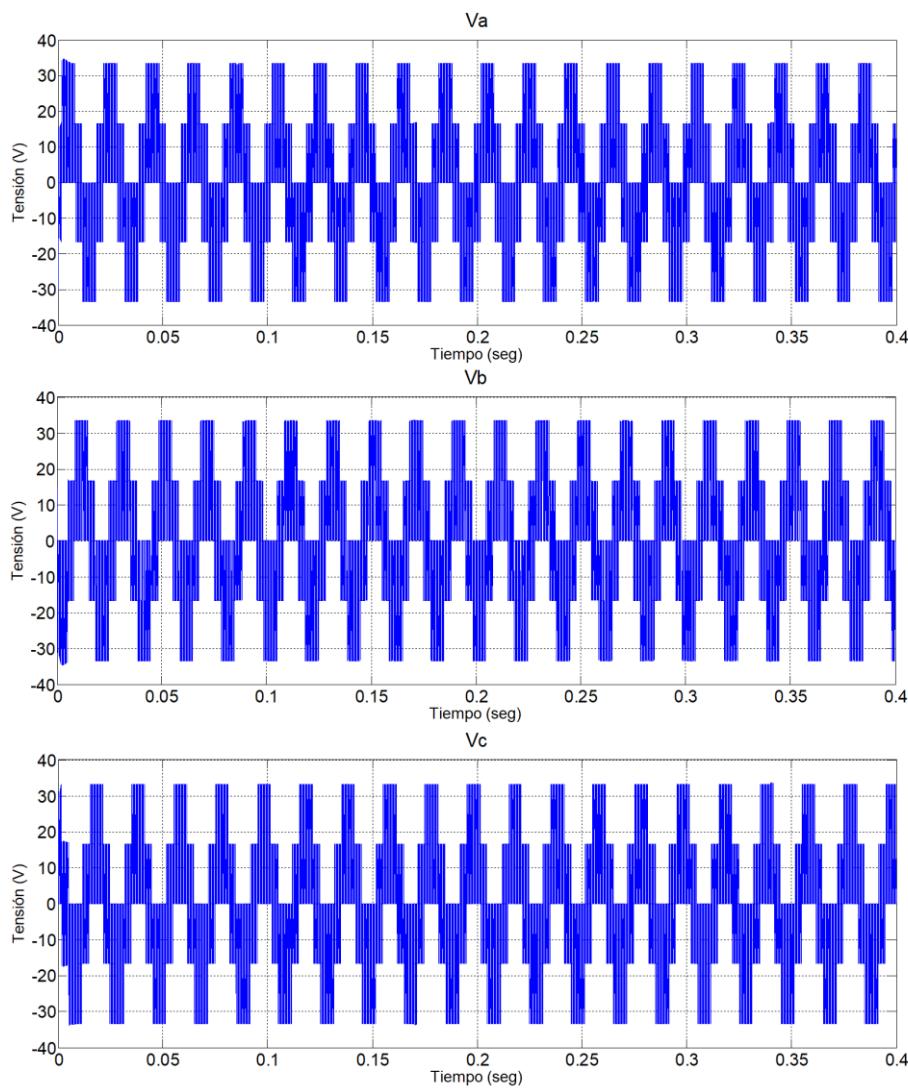


Fig.31, Tensiones a la salida del inversor.

La rama inferior se encarga de obtener el valor de la corriente en el bus de continua, esta se obtiene con la suma de las corrientes de fase que circulan por los transistores del inversor.

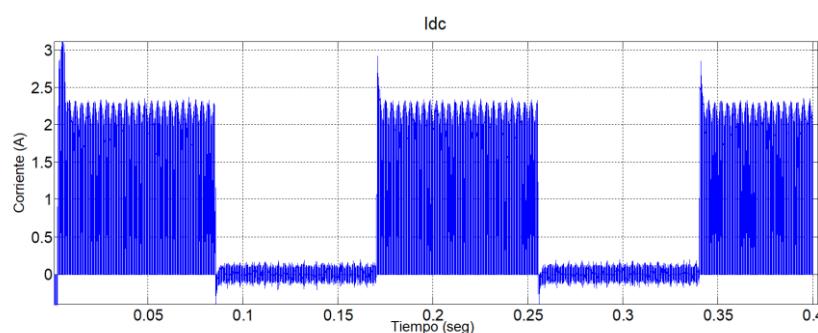


Fig.32, Corriente dc

4.5.7 Modelo eléctrico.

El diagrama de bloques que modela el sistema es el que se ha planteado en el apartado 4.4 (modelo dinámico).

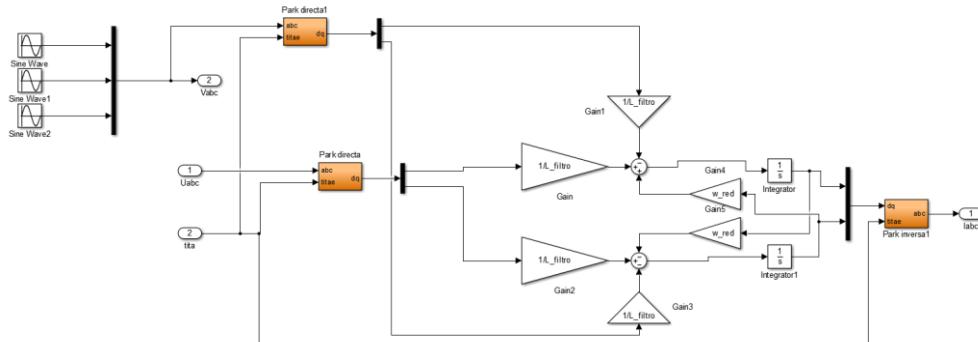


Fig.33, Diagrama de bloques que modela el sistema

Tras introducir las ondas de tensión en el sistema se obtienen las ondas de corriente trifásicas:

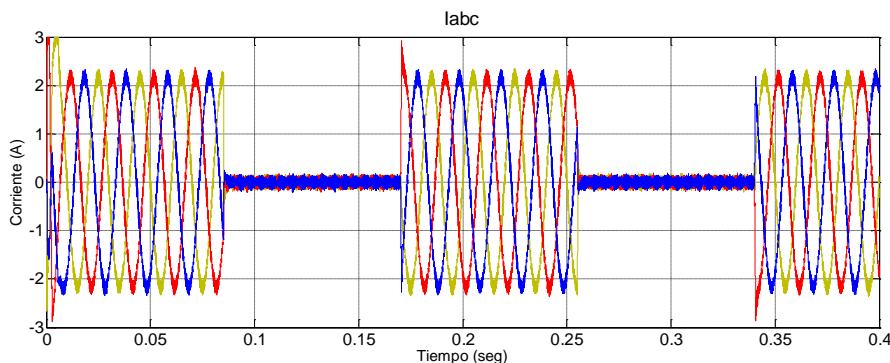


Fig.34, Gráfica de corrientes de red filtro L

Como se puede observar en la figura 34 se ha conseguido realizar el control, obteniendo las corrientes trifásicas equilibradas necesarias para el intercambio de energía. En las ondas de corriente se puede observar un rizado ocasionado por el inversor.

 Universidad Zaragoza 1542	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria	Fecha de revisión:

5 Diseño de la plataforma.

En estos apartados se van a analizar los requerimientos necesarios para el diseño de la plataforma, procediendo posteriormente a la realización de los esquemas necesarios para su desarrollo.

5.1 Requisitos y limitaciones de la placa DRV8312 DMC de Texas Instruments

instruments

Como base para el desarrollo de la plataforma se va a utilizar el DRV8312-C2-KIT de Texas Instruments^{[3][4][5]}. Está compuesto por:

- La placa de control F28035, esta contiene el microcontrolador necesario para la realizar el control.
- La placa DRV831 DMC contiene los circuitos necesarios para la acomodación de los sensores de tensión, corriente y encoder, el inversor trifásico CC-CA, el bus de continua, el PWM, varios indicadores LED y los circuitos de alimentación necesarios.



Fig.35, Placa DRV831 DMC con control card F28035

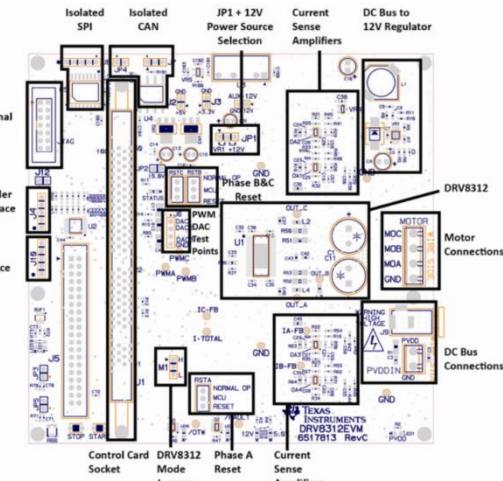


Fig.36, Diagrama de la placa DRV831 DMC

- Una fuente de alimentación AC/DC de 24V- 2.5A y un motor PMSM. Estos dos últimos no serán usados para este proyecto.

5.1.1 Limitaciones

Para el correcto funcionamiento del prototipo y evitar daños a la placa es necesario conocer las limitaciones de la misma, atendiendo a la hoja de características observamos que los parámetros críticos a tener en consideración:

- 52.5V DC máximos de entrada
- 6.5A de pico y 3.5A máximos continuos de salida por fase

 Universidad Zaragoza 1542	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria	Fecha de revisión:

Con estos parámetros se ha decidido establecer el máximo de tensión de continua del bus a 51V con un rango de histéresis de 47V-51V, la corriente máxima de salida elegida para el desarrollo del prototipo es de 2A, no se ha elegido una mayor debido a que como se verá en el apartado de presupuesto implicaba un aumento significativo del precio.

5.1.2 Requisitos

Para poder realizar el control es necesario poder conocer la corriente de fase, la tensión de fase de la red y la tensión del bus de continua. Para ello son necesarios circuitos de acomodación que reduzcan los niveles de tensión hasta el rango de 0-3.3V que son los permitidos por el ADC de la placa F28035

Analizando los esquemas de la placa observamos que disponemos tanto del sensado de la corriente de red como el de tensión de bus.

La medición de la tensión de bus se lleva a cabo mediante un divisor resistivo que baja la tensión del ADC:

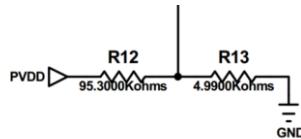


Fig.38, Divisor resistivo para acomodar tensión de bus

Con el valor máximo utilizado de 51V el valor a la salida del divisor es:

$$V_o = V_i \cdot \frac{R_{13}}{R_{12} + R_{13}} = 51 \cdot \frac{4990}{4990 + 95300} = 2.53V \quad (28)$$

La corriente de fase se acomoda mediante una etapa restadora que adapta a valores de corriente a valores de tensión adecuados (0-3.3V) como muestra la siguiente figura:

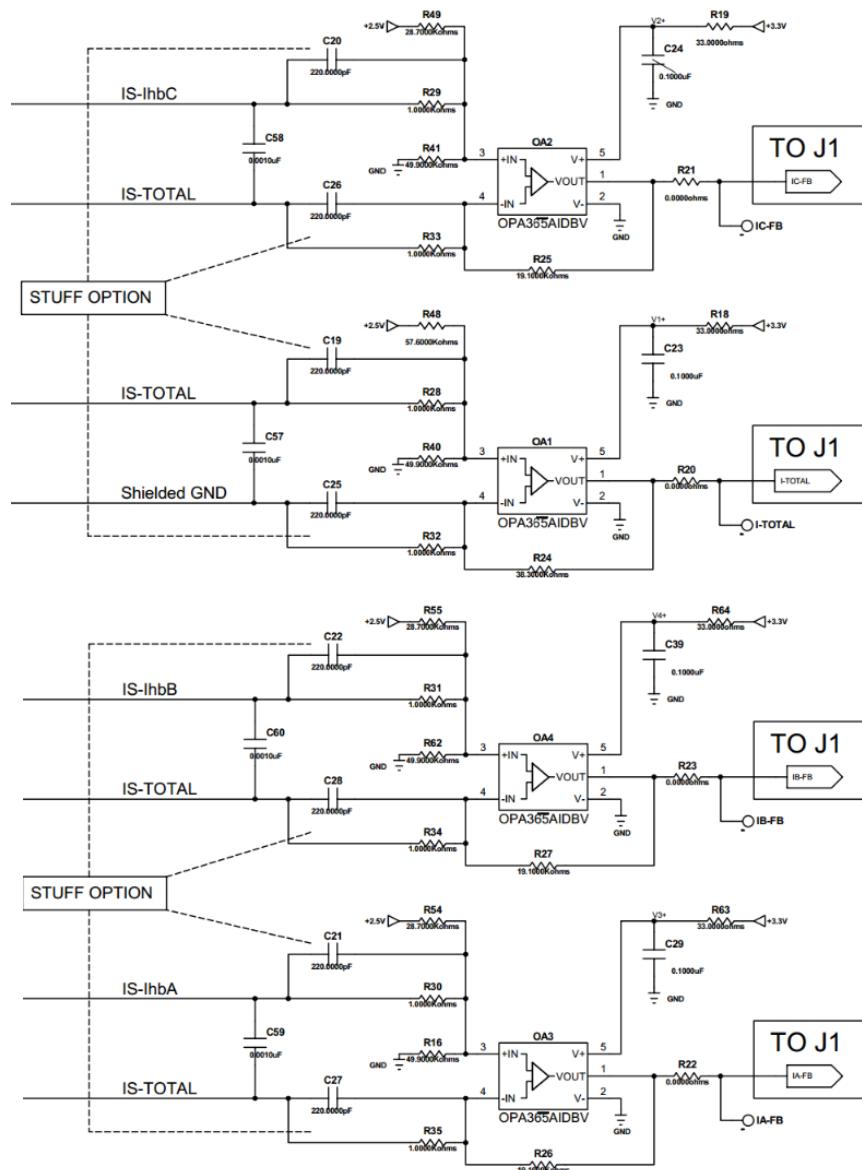


Fig.37, Esquemas de acomodación de corriente

Por tanto estos esquemas no son necesarios modificarlos debido a que ya están adaptados para los valores límite de la placa.

Las tensiones de fase no es posible obtenerlas desde la placa y por tanto hay que realizar un circuito auxiliar para poderlas medir, este circuito será explicado en apartados posteriores. El mayor problema radica en que aunque la placa de control dispone de conversores analógico digitales extra no son accesibles desde la placa DRV831 DMC.



Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica Memoria	Revisión nº: 1 Fecha de revisión:
--	--

Para solucionar el problema se procederá a desoldar un grupo de resistencias que son las encargadas de realizar el sensado de tensión a la salida del inversor y a introducir en ese ADC los valores obtenidos por el circuito de acomodación de la tensión de fase.

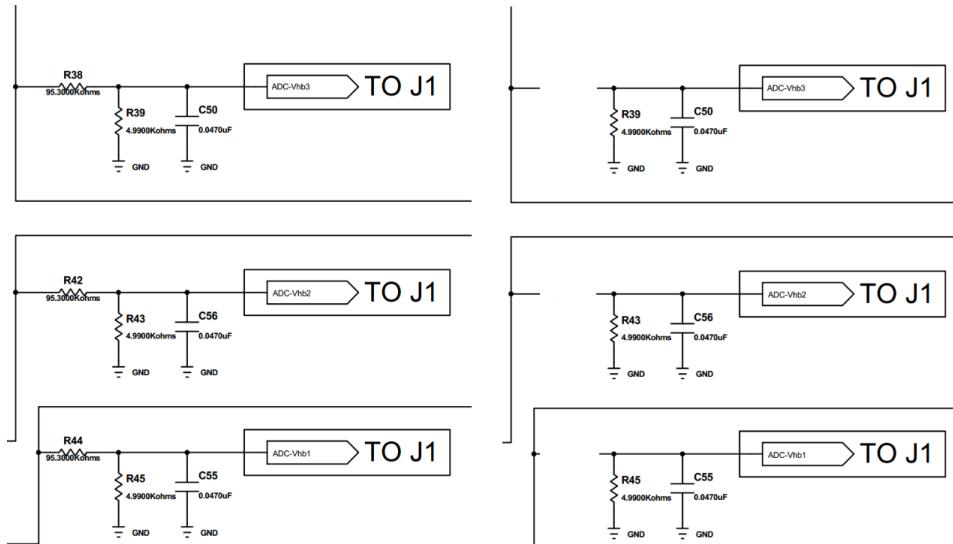


Fig.39, Esquema de acomodación de tensión a la salida del inversor antes y después de quitar soldadura

La figura muestra la parte del circuito a modificar, se tienen que desoldar las R38, R42, R44 y conectar en j5 a los pines 31,34 y 36 los valores de tensión de fase, este se encargará de replicarlos en el correspondiente ADC

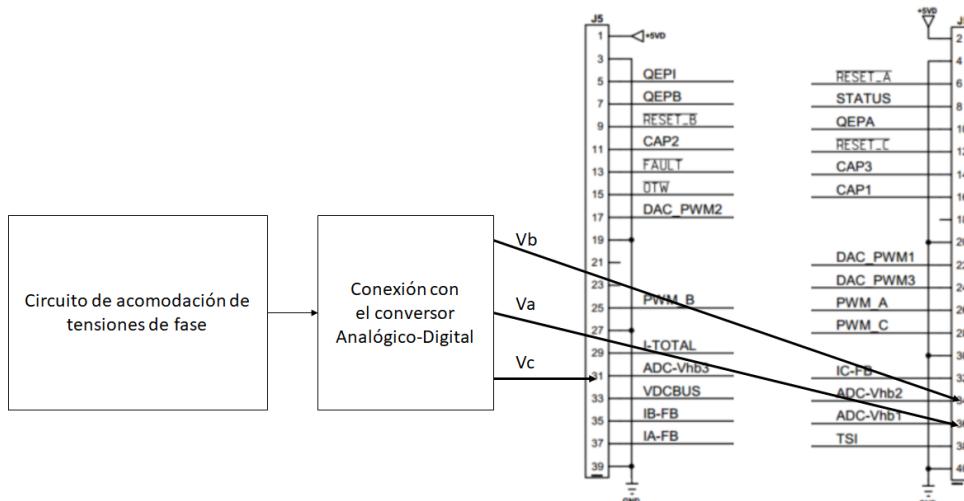


Fig.40, Conexión del circuito de acomodación con la placa DRV831 DMC

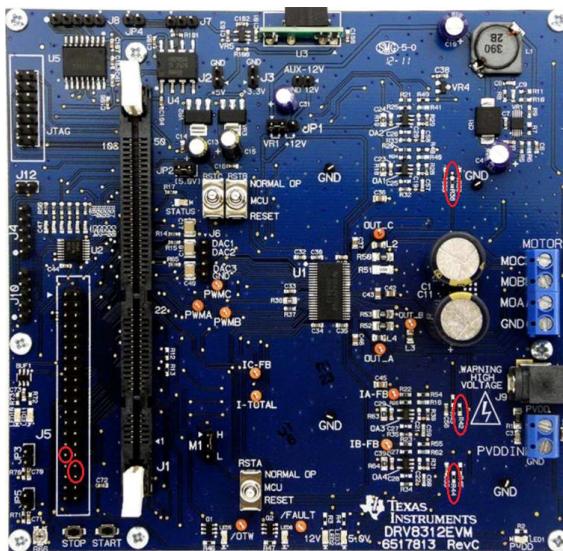


Fig.41 , Ubicación de las resistencias a desoldar y los conectores

La imagen 41 muestra la ubicación sobre la placa de las resistencias a desoldar y el lugar donde conectar el sensado de la tensión de fase.

5.2 Diseño del circuito de alimentación

Es necesario añadir un circuito de alimentación para los componentes que se encargaran de la acomodación de la V_{fase} , los componentes de precarga del condensador y los componentes del circuito de protección.

5.2.1 Obtención de la tensión DC a partir de AC

En primer lugar se tiene que valorar la forma de obtención de la tensión continua. Las alternativas son las siguientes:

- Rectificador de doble onda monofásico obtenido entre las fases del transformador^[4].

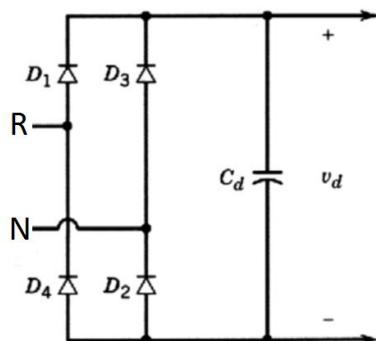


Fig.42, Rectificador monofásico

Esta configuración ofrece una rectificación en onda completa que se aprecia en la figura 43. Ha sido simulada sin añadir el condensador de filtrado.

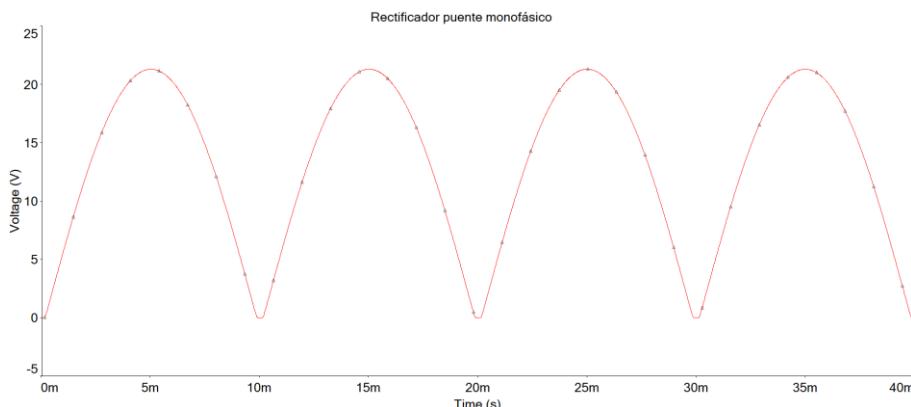


Fig.43 Rectificación onda completa

La tensión de pico de esta onda es el valor de pico de la tensión de fase del transformador, este valor es $V_{dp} = \frac{40}{\sqrt{3}}V = 23.1V$. Se quiere obtener un pequeño rizado, por tanto es necesario añadir el condensador, un valor de capacidad alto implica que el valor de tensión de salida sea muy próximo al valor de pico de la onda. Para calcular la capacidad del condensador aplicamos la siguiente expresión:

$$\Delta V_d \approx \frac{\Delta Q}{C_d} \approx \frac{I_{load} t_{desc}}{C_d} \approx \frac{I_{load}}{2f C_d} \quad (29)$$

La expresión indica que el rizado es la intensidad que circule por la carga dividida entre dos veces la frecuencia por la capacidad del condensador

Para obtener un rizado del 5% del valor de pico con un consumo de corriente máximo de 220 mA es $C_d = 1.9 mF$.

Los problemas que acarrea este sistema son una rotura del equilibrio de las fases y en la utilización de un condensador de capacidad elevada.

➤ Rectificador en puente trifásico con las tres fases del transformador

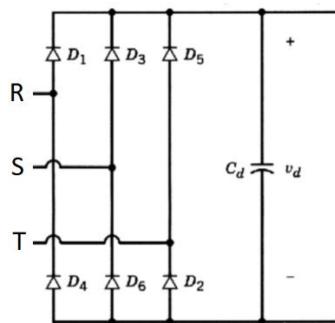


Fig.44, Rectificador en puente trifásico



Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria

La onda de tensión a la salida tiene la siguiente forma

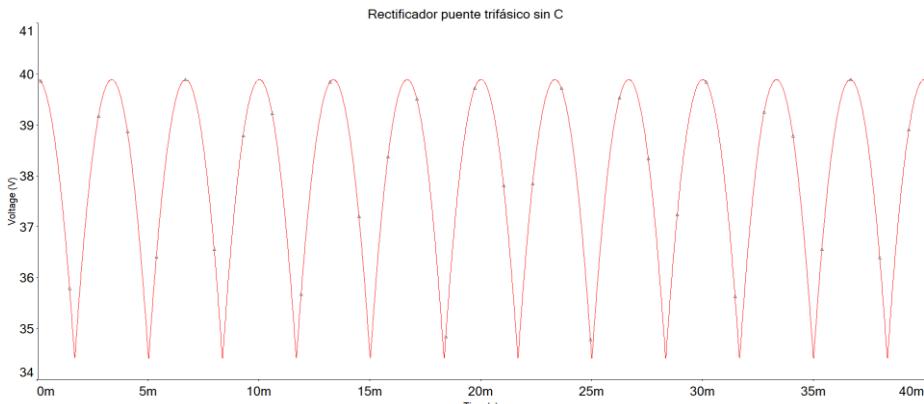


Fig.45, Rectificación en puente trifásico sin condensador

El valor de pico de la onda corresponde al valor de pico de la tensión de línea que es de 40V:

$$V_{puente} = V_{linea} \quad (30)$$

Para mantener un pequeño rizado inferior a un 3% de la tensión de pico se va a añadir un condensador de $470\mu F$ en paralelo. El rizado se puede apreciar en la siguiente figura:

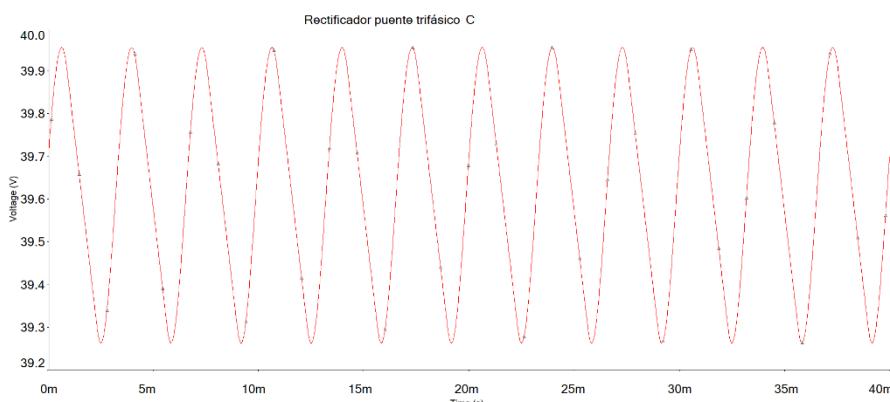


Fig.46, Rectificación en puente trifásico con condensador de filtrado

Esta opción tiene ventajas sobre la anterior, como no producir un desequilibrio entre las fases y la utilización de un condensador de menor capacidad.

Mientras que sus inconvenientes son la utilización de 2 diodos rectificadores extras frente al diseño anterior, debido al precio de estos no es un inconveniente significativo. Otra problemática que puede surgir es debida a que se obtiene mayor tensión, lo que ocasiona una mayor dissipación de potencia en los componentes utilizados posteriormente para reducirla a 12V.

 Universidad Zaragoza <small>1542</small>	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria	Fecha de revisión:

- La obtención directamente desde el bus de continua.

Otra opción que se ha valorado es obtener la tensión del bus de continua. Este método tiene la ventaja de ahorro de componentes frente a las opciones anteriores y el inconveniente que la tensión del bus de continua tiene una fluctuación de 10V dependiente de si se cede o absorbe potencia de la red, por tanto se descarta.

5.2.2 Obtención de los 12V necesarios para la alimentación.

En segundo lugar se va a tratar las alternativas para obtener 12V a través de la tensión continua obtenida con uno de los métodos anteriores.

En primer lugar todas las alternativas van a tener en común que se van a llevar a cabo mediante dos convertidores DC-DC aislados para mantener separadas las masas del circuito de potencia y de control.

- Utilización de DC-DC de poca tolerancia de tensión de entrada.

Necesaria la utilización de 2 conversores

- El encargado de alimentar los componentes del circuito de potencia y cuya corriente necesaria es de 42 mA para alimentar los ISO124P + 39.4 mA para el circuito de precarga del condensador (total 81.4mA).
- El necesario para la parte encargada de adecuar la tensión de red al microcontrolador y del sistema de protección cuya corriente necesaria es de aproximadamente 92 mA

Para ello se han seleccionado 2 conversores DC-DC aislados (IMLO224D12 y IR1212S del fabricante XP POWER)

- IMLO224D12 de salida doble $V_o = \pm 12 V, I_o = \pm 83 mA$. Admiten un rango de tensión de entrada de $V_i = 21.6V$ a $26.4V$ y un consumo de corriente de entrada $I_i = 20 mA$ sin carga y $I_i = 104 mA$ con carga máxima, eficiencia del 80%.
- IR1212S salida doble $V_o = \pm 12 V, I_o = \pm 125 mA$. Con rango de tensión de entrada $V_i = 12V \pm 10\%$ y eficiencia del 89%

En el caso del obtener la tensión mediante rectificador trifásico hace falta un método para reducirla al rango deseado.

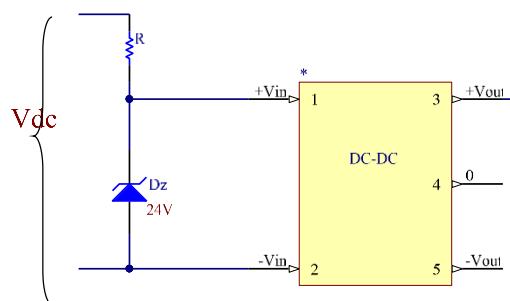


Fig.47, Alternativa 1 para fijar tensión

Una de las formas que se han planteado es mediante la utilización de un diodo Zener. Este diseño tiene el problema de una alta disipación de potencia en los componentes.

Por tanto se va a diseñar un regulador de tensión donde la mayor disipación de potencia caiga en el transistor al que se añadiría un dissipador.

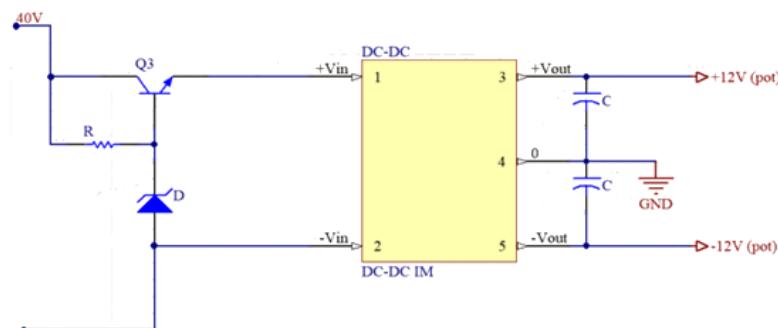


Fig.48, Esquema para fijar tensión

Este diseño tiene un precio estimado de aproximadamente 20€

➤ Utilización de DC-DC con un alto rango de tensión de entrada

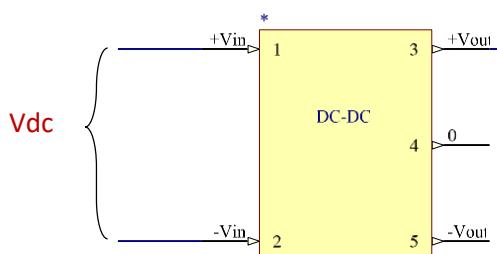


Fig.49, Esquema de conexión del DC-DC de alto valor de tensión de entrada.

La alternativa al método anterior es la utilización de dos convertidores DC-DC con mayor rango de tensión de entrada. Los elegidos son los TEN 3-4822 de la marca TRACO POWER. Las características básicas de entrada del componente son $V_i = 36$ a $75V$ e $I_i = 160 mA$ con carga máxima. La tensión de salida es de $\pm 12 V$ y la corriente de salida $\pm 125 mA$.

Este modelo tiene un precio de 13.71€ por cada Convertidor.



El inconveniente sobre los anteriores es el precio, pero tiene como ventaja que no es necesario añadir ningún componente más. Por precaución frente a fluctuaciones de la red y a que el límite de funcionamiento inferior de este convertidor está muy cerca del valor de tensión continua del rectificador se aumentaría el tamaño del condensador, realizando esto se reduce el rizado y por tanto se consigue una tensión más estable.

5.2.3 Conclusión

Las distintas opciones de diseño en base a los apartados anteriores son las siguientes:

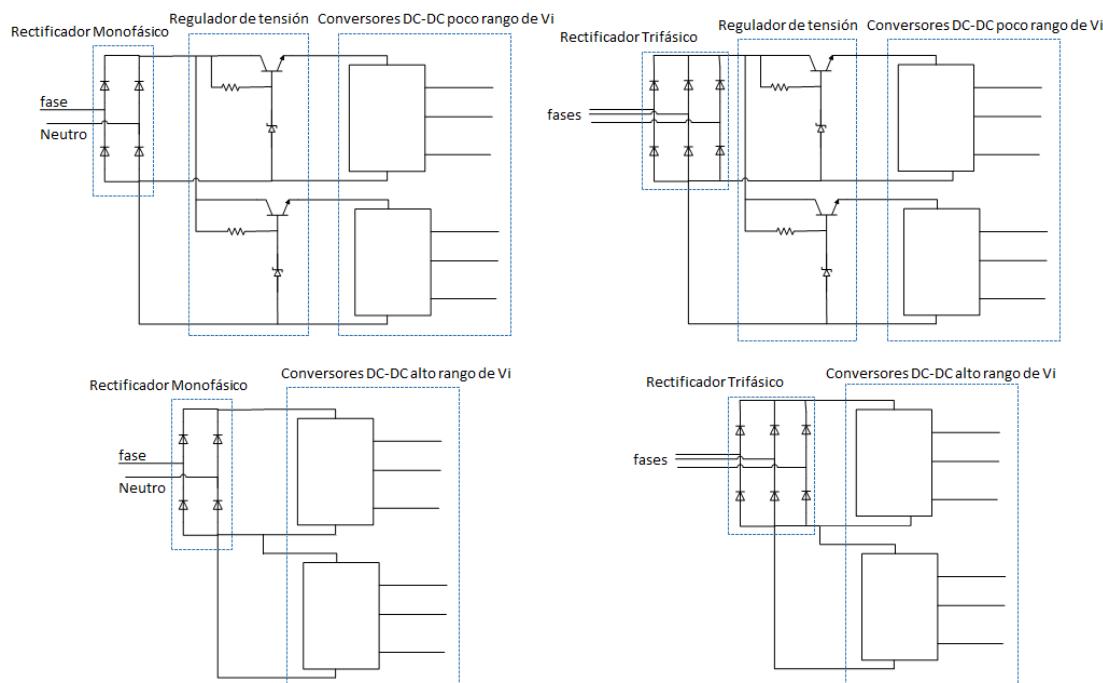


Fig.50 , Distintas posibilidades a comparar

A continuación se realiza una tabla comparativa entre las distintas alternativas con el fin de elegir la opción más acorde al proyecto.

	Opción	Ventajas	Inconvenientes	Precio estimado
Rectificador	Trifásico	-mayor estabilidad -Condensador de filtrado no muy elevado	-mayor dissipación de potencia -mayor número de diodos	1.53€
	Monofásico	-Menor dissipación de potencia	-Condensador de filtrado de valor muy elevado	2.35€



	Bus de continua	-Se puede obtener de la propia placa	-10V diferencia dependientes de si se cede o absorbe potencia	0€
Convertidor DC-DC	Bajo rango de entrada	-Más económico	-Disipación de potencia	20€
	Alto rango de entrada	-Menor número de componentes	-Precio más elevado	27.42€

Tabla.1, Comparación de alternativas para la obtención de la tensión de alimentación

Tras analizar los datos elegimos la opción de rectificador trifásico con los dos convertidores DC-DC de poco rango de tensión de entrada, debido a que es lo más económico y los inconvenientes que presenta son fáciles de solventar.

5.2.4 Esquema del circuito de alimentación

Tras elegir las opciones de diseño el esquema resultante es la siguiente figura:

Rectificador trifásico con conversor a +12V

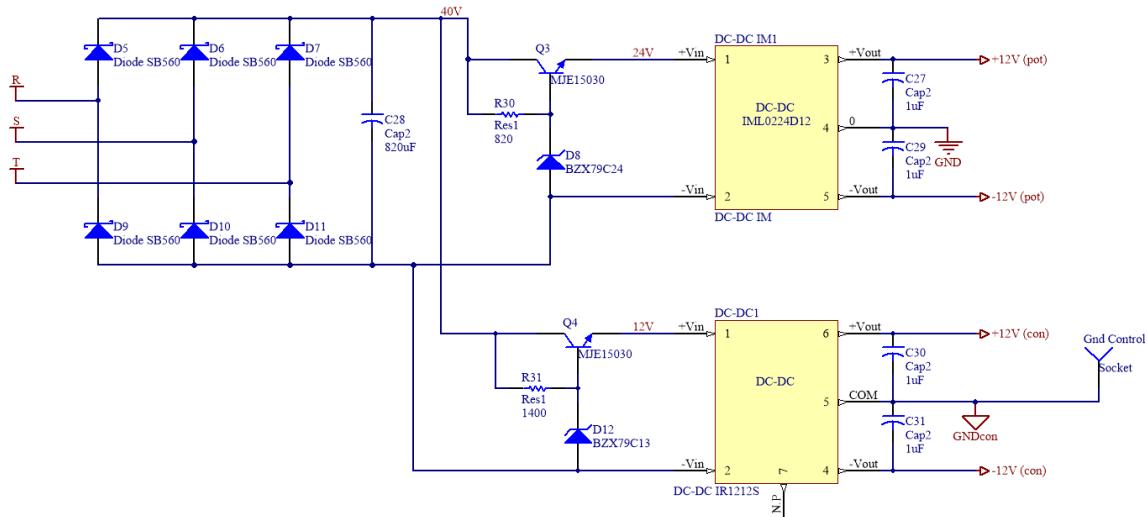


Fig.51, Esquema completo del circuito de alimentación

En el diseño final el condensador rectificador es de $820 \mu\text{F}$ mientras que en el dimensionamiento anteriormente realizado era de $470 \mu\text{F}$, esto es debido a que los proveedores no suministraban un único condensador y como veremos en el apartado del circuito de precarga del condensador de la tensión de Bus hace falta uno de $820 \mu\text{F}$ por tanto para ahorrar costes en el pedido se ha modificado el diseño con el de mayor valor, esto originará un menor rizado al calculado previamente, por tanto no supone ningún inconveniente.



El diseño del regulador de tensión elegido es un regulador paralelo que produce una tensión de salida dependiente de la siguiente expresión

$$U_o = U_z - U_{BE} \quad (30)$$

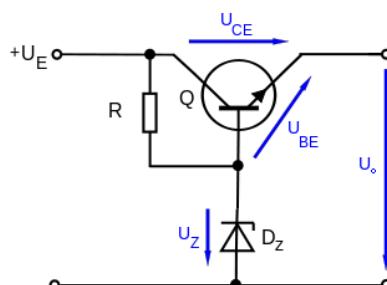


Fig.52 , Regulador de tensión en paralelo

Como indica la expresión 30 la tensión de salida es la tensión fijada por el Zener menos la tensión de la unión base-emisor del transistor.

Los componentes utilizados para el primer regulador que pasa de 40V a 24V son elegidos para cumplir las siguientes especificaciones.

- Corriente de emisor máxima 104mA lo que implica que la corriente de base con el transistor elegido (MJE15030 con $\beta=40$) es $I_b = \frac{I_E}{\beta} = \frac{0.104A}{40} = 2.6mA$ [7] (31)
- Diodo Zener elegido de 25V modelo BZX79C24 debido a que la tensión base-emisor del transistor es de 1V.
- Resistencia de 820 Ω utilizada para limitar la corriente que atravesara el diodo zener.

$$V_{Res} = V_{Rectificador} - V_z = 40 - 25 = 15V \quad (32)$$

$$I_R = \frac{15V}{820\Omega} = 18.3mA \quad (33)$$

El valor de la corriente por la resistencia es suficiente para garantizar los 2.8mA de la base del transistor y asegurar el funcionamiento del Zener cuya corriente mínima es de 5mA.

Para el segundo regulador que baja la tensión rectificada de 40V a 12V

- Utilización del mismo Transistor MJE30015
- Corriente máxima en emisor 116mA, implica una corriente de base de:

$$I_b = \frac{I_E}{\beta} = \frac{0.116A}{40} = 2.9mA \quad (34)$$

- Diodo Zener utilizado BZX79C13 de $V_z = 13V$
- Resistencia 1400 Ω utilizado para limitar la corriente el Zener.

$$V_{Res} = V_{Rectificador} - V_z = 40 - 13 = 27V \quad (35)$$

$$I_R = \frac{27V}{1400\Omega} = 19.3mA \quad (36)$$

Con este valor de corriente se logra asegurar la corriente de base y la del Zener.

Para asegurar que el transistor no sufre daños originados por disipación de potencia se van a incorporar disipadores. Las especificaciones térmicas del transistor utilizado son las siguientes:



Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	50 0.40	W $\text{W}/^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	2.0 0.016	W $\text{W}/^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	2.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Fig.53, Especificaciones térmicas del transistor MJE15030

Se ha establecido una temperatura ambiente de 40°C debido a que las prácticas se pueden realizar en el segundo semestre y no disponer de aire acondicionado. Para poder dimensionar el disipador es necesario conocer además la potencia que disipan los componentes, para ello se ha realizado la siguiente tabla:

	Tensión (V)	Corriente (mA)	Potencia (W)
Transistor 1	28	116	3.24
Transistor 2	16	104	1.66

Tabla.2, Potencia en los transistores

El circuito que modela el comportamiento térmico es el mostrado en la figura 44.

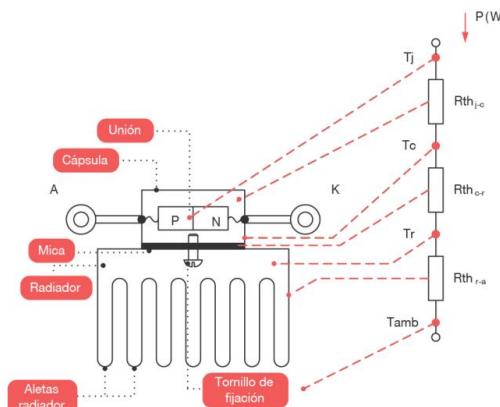


Fig.54, Circuito térmico

En primer lugar obtenemos T_c que es la temperatura de encapsulado.

$$T_j - T_c = R_{\theta jc} \cdot W \quad (37)$$

Siendo la T_j temperatura máxima de la unión:

 Universidad Zaragoza <small>1542</small>	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica Memoria	Revisión nº: 1 Fecha de revisión:
--	--	--

$$T_j - T_c = R_{thjc} \cdot P = \begin{cases} T_1: \frac{2.5^\circ C}{W} \cdot 3.24W = 8.10^\circ C \\ T_2: \frac{2.5^\circ C}{W} \cdot 1.66W = 4.15^\circ C \end{cases} \quad (38)$$

Por tanto Tc es:

$$T_c = T_j - R_{thjc} \cdot P = \begin{cases} T_1: 150^\circ C - 8.1^\circ C = 141.9^\circ C \\ T_2: 150^\circ C - 4.15^\circ C = 145.85^\circ C \end{cases} \quad (39)$$

A continuación obtenemos Tr fijando una temperatura entre el radiador y la capsula de $2^\circ C$

$$T_r = \begin{cases} T_1: T_c - T_{radiador-capsula} = 141.9^\circ C - 2^\circ C = 139.9^\circ C \\ T_2: T_c - T_{radiador-capsula} = 145.85^\circ C - 2^\circ C = 143.85^\circ C \end{cases} \quad (40)$$

El último paso es obtener la resistencia térmica:

$$R_{th} = \frac{T_r - T_{amb}}{P} = \begin{cases} T_1: \frac{139.9 - 40}{3.24W} = 42.69 \frac{^\circ C}{W} \\ T_2: \frac{143.85 - 40}{1.66W} = 62.34 \frac{^\circ C}{W} \end{cases} \quad (41)$$

Los radiadores elegidos son de $13.6 \frac{^\circ C}{W}$, por tanto cumplen con las especificaciones requeridas.

Por ultimo a la salida de estos reguladores se conectarán los Convertidores DC-DC correspondientes que serán utilizados para alimentar las distintas partes del circuito.

5.3 Obtención de los 51V para el Bus DC

Para poder llevar a cabo la regulación es necesario que la tensión del bus de continua sea superior a los 40V que suministra la red trifásica a través del inversor, para ello es necesario diseñar una forma de emular un generador. Para no dañar la placa de Texas Instruments se limita la tensión máxima a 51V.

5.3.1 Alternativas planteadas

Se han planteado distintas alternativas

- Utilización de un motor PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor)
Dentro de esta opción se han planteado dos formas distintas para la generación de la tensión.
La primera de ellas es la generación manual mediante una manivela y un sistema de reductoras que permitan alcanzar las revoluciones necesarias para generar lo deseado. Esta opción sería la más atractiva de cara a prácticas debido a que sería el propio alumno quien generaría energía eléctrica necesaria para intercambiarla con la red, tomando como ejemplo algo parecido al modelado de un aerogenerador. Por el contrario tiene como inconveniente la dificultad de encontrar un motor con las especificaciones



Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica Memoria	Revisión nº: 1 Fecha de revisión:
--	--

deseadas a precios razonables y cuyas revoluciones nominales sean alcanzables con un sistema de manivela.

La otra opción dentro de la utilización de un motor sería la utilización de dos motores, de forma que uno arrastre al otro para generar. Esta tiene como inconveniente el precio ya que son necesarios 2 motores para el funcionamiento.

En estas dos opciones es necesario posteriormente un circuito de rectificado.

- La otra alternativa planteada es la utilización de una fuente de corriente del laboratorio para inyectar corriente al bus de continua. Esta opción aunque es menos visual para simular un método de generación es más económica debido a que ya se dispone de fuentes de alimentación en el laboratorio.
A este método se le añadiría un circuito de protección para que se deje de inyectar corriente cuando el bus de continua supera cierto valor de tensión.

5.3.2 Conclusión

Tras valorar todas las opciones planteadas, se elige utilizar para el prototipo de la plataforma una fuente de corriente del laboratorio, el principal motivo es el económico, aunque no se descarta optar a utilizar un motor con manivela en futuras revisiones.

5.3.3 Esquema del circuito necesario

El circuito de protección necesario para no sobrepasar la tensión de 51V en el bus de continua es el siguiente

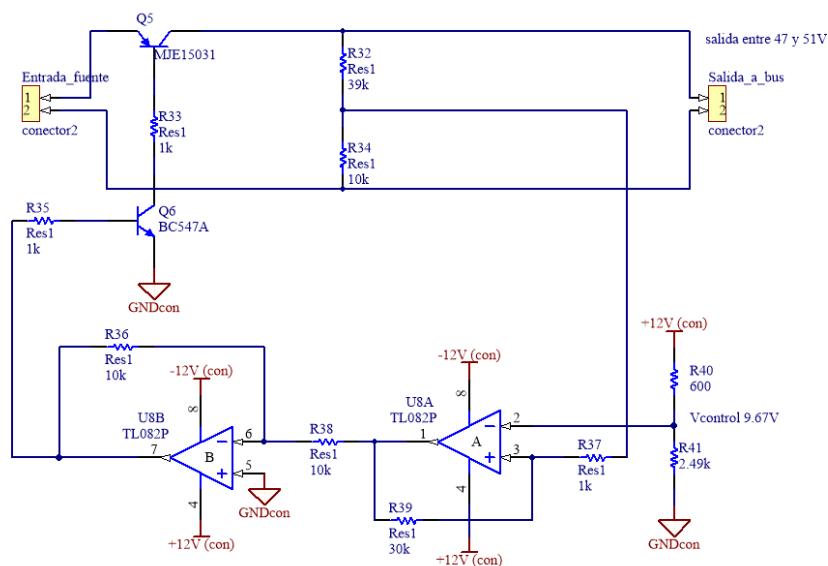


Fig.55, Esquema de seguridad de la fuente de corriente

Los transistores Q5 y Q6 son utilizados como interruptor, su zona de trabajo es el corte y la saturación, entran en saturación cuando la tensión alcanzada en el bus de continua es inferior a 47V y en corte cuando es superior a 51V.



Este rango de tensiones se ha conseguido mediante una etapa de histéresis no inversora que produce que la salida obtenga el valor de V_{cc+} cuando la tensión de bus supere los 51V y el valor de V_{cc-} cuando cae por debajo de los 47V

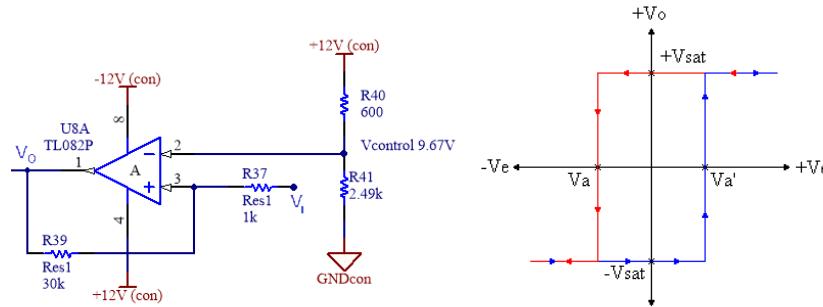


Fig.56 Etapa de histéresis no inversora

Fig.57, Ciclo de histéresis

La tensión de la entrada no inversora es obtenida mediante el divisor resistivo de R32 (39KΩ) y R34(10KΩ) que reducen el valor de la tensión de bus un 76.61% de forma que las tensiones equivalentes con las que se realiza el control de histéresis son 9.6V y 10.4V que equivalen a los 47V y 51V respectivamente.

En obtención de los componentes se han aplicado las siguientes expresiones.

- Obtención de las Resistencias R37 y R39

$$K = \frac{R_{39}}{R_{37}}; \quad V_H = V'_a - V_a = \frac{2V_{cc}}{K} \rightarrow K = \frac{2V_{cc}}{V_H} = \frac{2 \cdot 12}{10.4 - 9.6} = \frac{24}{0.8} = 30 \quad (42)$$

Por tanto utilizaremos un valor de R39=30KΩ y R37=1KΩ

- Posteriormente obtenemos la tensión de control que se aplicará a la entrada no inversora

$$V_{central} = V_{ref} \left(1 + \frac{1}{K}\right) \rightarrow V_{ref} = \frac{V_{central}}{\left(1 + \frac{1}{K}\right)} = \frac{10V}{1 + \frac{1}{30}} = 9.67V \quad (43)$$

Como disponemos de tensión de alimentación de 12V obtenemos a partir de ellos dicha tensión utilizando un divisor resistivo (R40 y R41).

$$V_{control} = \frac{12V \cdot R_{41}}{R_{41} + R_{40}} \quad (44)$$

Buscando entre el catálogo de resistencias comerciales se han elegido valores de 600Ω para R40 y de 2.49KΩ para R41. Ambas con valores de precisión del 0.1%

A continuación de la etapa de histéresis no inversora nos encontramos una etapa inversora de ganancia unidad para invertir los valores obtenidos de V_{cc+} y V_{cc-} , de forma que se produzca la conexión y desconexión del interruptor de manera adecuada.

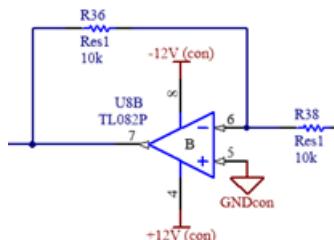


Fig.58, Etapa inversora de ganancia unidad

Realizando el circuito con una etapa de histéresis inversora no sería necesaria la etapa inversora de ganancia unidad. Este fue el primer planteamiento que se realizó pero se observó que se creaba un lazo de realimentación negativa haciendo que fuese imposible realizar la histéresis, por lo que se optó por el esquema ya planteado. Debido a que se utilizan integrados TL082 que tienen incorporados 2 Amplificadores Operacionales el coste solo aumenta en el precio de las dos resistencias que son necesarias para la etapa inversora de ganancia unidad y este es prácticamente insignificativo.

5.3 Diseño del Filtro LCL

A la hora de elegir el filtro se plantearon dos opciones, utilizar un filtro puramente inductivo (L) o colocar un filtro inductivo-capacitivo-inductivo (LCL)^[8].

	Filtro L	Filtro LCL
Ventajas	-Es un filtro de primer orden y por tanto no tiene problemas de resonancia. -Más fácil de dimensionar	-Mayor filtrado de corrientes implica L más pequeñas, lo que provoca un descenso del precio y menor caída de tensión en el filtro -Menor tasa de distorsión armónica total en las corrientes de salida
Desventajas	-Valores más altos de L, que implican un mayor coste, mayor tamaño y más caídas de tensión entre el inversor y la red	-Resonancia y necesidad de añadir resistencias para el amortiguamiento -Aumento de las pérdidas en el sistema

Tabla.3, comparación entre los tipos de filtro

Se ha decidido utilizar un filtro LCL que tiene la siguiente estructura:

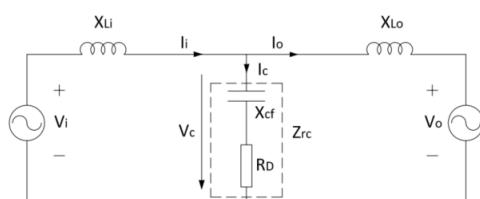


Fig.50, Esquema del filtro LCL

 Universidad Zaragoza 1542	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria	Fecha de revisión:

5.4.1 Requisitos y limitaciones del filtro LCL

- Niveles de Armónicos

Las normas IEEE 1547 e IEC 61727 proporcionan una tabla la cual presenta los límites de distorsión armónica de las corrientes. (No se ha tenido en cuenta para este proyecto)

IEEE 1547 & IEC 61727						
Orden del armónico	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35h$	Distorsión armónica total (THD)
(%)	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0

Tabla.4, límites de la distorsión armónica

- Frecuencia de resonancia:

Para asegurar el funcionamiento y evitar problemas de resonancia, además de colocar métodos de amortiguamiento es necesario ubicar la frecuencia de resonancia entre la frecuencia de red y la de conmutación.

- Caídas de tensión:

La impedancia total de las bobinas no debe ser demasiado elevada para que la caída de tensión en ellas no obligue a subir el nivel de tensión continua.

- Producción reactiva:

Un elevado condensador disminuye mucho la impedancia del filtro, pero aumenta la corriente que circula por L_i con respecto a la corriente que circula por L_o , para evitar esto el condensador se dimensiona con un porcentaje inferior al 5% de la capacidad base, de forma que I_i e I_o sean prácticamente iguales.

5.4.2 Procedimiento de cálculo del filtro LCL

Los valores necesarios para el diseño del filtro son:

- Potencia del Inversor (S_n).
- Tensión de línea de red (E_n).
- Tensión de bus continua (U_{dc}).
- Frecuencia de conmutación (f_{sw}).
- Frecuencia de red (f_n).

Obtenemos los valores básicos para el cálculo del filtro:

- Si solo utilizamos potencia activa la máxima potencia intercambiada con inversor es:

$$S_n = 3 \cdot V_{fase} \cdot I_{fase} = 3 \cdot \frac{40V}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}} \cdot 2A = 98VA \quad (45)$$

$$P_b = \frac{S_n}{3} = \frac{98}{3} = 32.66 \frac{W}{fase} \quad (46)$$

- Se calcula la impedancia equivalente del conjunto:

 Universidad Zaragoza 1542	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria	Fecha de revisión:

$$Z_b = \frac{V_{fase}}{I_{fase}} = \frac{\frac{40}{\sqrt{2}\sqrt{3}}}{2A} = 8.165\Omega \quad (47)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_n} = \frac{8.165\Omega}{2\cdot\pi\cdot50Hz} = 0.026H \quad (48)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n \cdot Z_b} = \frac{1}{2\cdot\pi\cdot50Hz\cdot8.165\Omega} = 389\mu F \quad (49)$$

El siguiente paso consiste en elegir la corriente de rizado adecuada, y se determina en función de la intensidad de base.

$$\Delta i = rizado \cdot I_{fase} \quad (50)$$

Eligiendo un rizado del 10% obtenemos que el valor de la corriente de rizado es de 0.2 A. Con el valor de la corriente de rizado, se obtiene la inductancia de entrada.

$$L_i = \frac{U_{dc}(1-D)}{\Delta i} \cdot \frac{D}{2} \cdot T_{sw} \quad (51)$$

D es el factor de modulación del inversor. El valor de la inductancia se elige utilizando el factor de modulación mediante el cual se obtenga el mayor resultado, siendo que ese valor es 0.5, por tanto:

$$L_i = \frac{50V(1-0.5)}{0.2A} \cdot \frac{0.5}{2} \cdot \frac{1}{20000Hz} = 1.5mH \quad (52)$$

Para la elección del condensador como se ha mencionado en el apartado 5.4.1 se elige un valor del 5% o inferior a la capacidad de base.

$$C_f = reactiva \cdot C_b = 0.05 \cdot 389\mu F = 19.5\mu F \quad (53)$$

A continuación se calcula la atenuación del rizado entre la salida del convertidor y de la red. Se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$\frac{i_o}{i} = \frac{1}{|1+r(1-a \cdot reactiva)|} \quad (54)$$

Donde $a = L_i C_b \omega_{sw}^2$ y r es la relación entre las inductancias de salida y de entrada $r = \frac{L_o}{L_i}$

Su obtención se ha realizado con una simulación en Matlab mediante la cual obtenemos la siguiente gráfica:



Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica Memoria	Revisión nº: 1 Fecha de revisión:
---	--

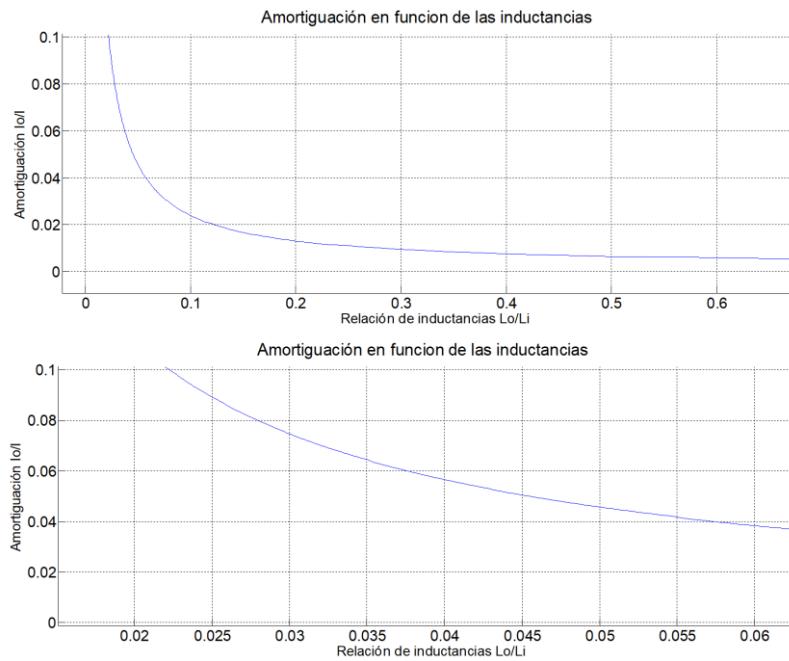


Fig.60, Amortiguación en función de la relación de inductancias

Utilizamos una atenuación del 10% por tanto obtenemos que la relación entre las bobinas es:

$$r = 0.022 \rightarrow L_o = 0.022L_i = 33\mu H \quad (55)$$

Se verifica que la inductancia total del filtro no supere el 10% de la inductancia de base:

$$L_T < 10\%L_b \rightarrow L_T = L_i + L_o = 1.5mH + 33\mu H = 1.533mH \quad (56)$$

El valor es menor que 2.6 mH que es el 10% de la inductancia de base, por tanto se cumple.

El último paso que se tiene que realizar es la obtención y compensación de la frecuencia de resonancia. El valor de dicha frecuencia se tiene que encontrar comprendida entre los valores de la frecuencia de red y de conmutación, en concreto:

$$10f_n < f_{res} < \frac{1}{2}f_{sw} \rightarrow 500Hz < f_{res} < 10000Hz$$

Procedemos a calcular la frecuencia de resonancia y la resistencia amortiguadora mediante las siguientes expresiones:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_i+L_o}{L_iL_oC_f}} = \sqrt{\frac{1.5mH+33\mu H}{1.5mH \cdot 33\mu H \cdot 19.5\mu F}} = 39852 \frac{rad}{s} \rightarrow f_{res} = \frac{\omega_{res}}{2\pi} = 6345.65Hz \quad (57)$$

$$R_{amortiguadora} = \frac{1}{3\omega_{res}C_f} = \frac{1}{3 \cdot 39852 \frac{rad}{s} \cdot 19.5\mu F} = 0.429\Omega \quad (58)$$



Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica Memoria	Revisión nº: 1 Fecha de revisión:
--	--

El valor de la resistencia es aproximado, debido a que también depende de las pérdidas que se produzcan en filtro. Con todos los elementos parametrizados el esquema resultante es el siguiente:

Filtro LCL

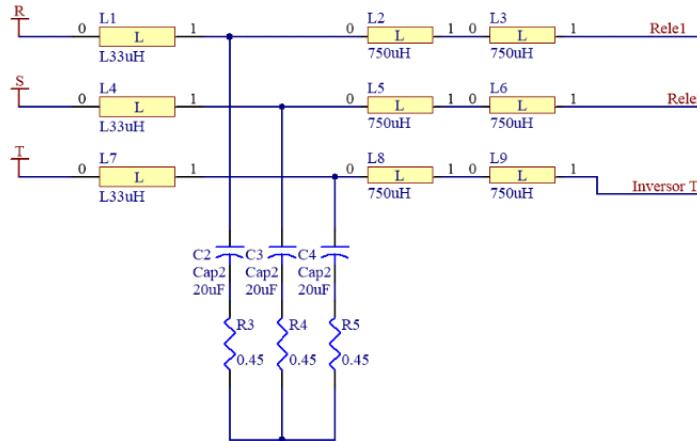


Fig.61, Esquema del filtro

5.5 Circuito de precarga del condensador.

Para evitar el pico de corriente inicial demandado por el condensador, inicialmente descargado, cuando es conectado a la red, es necesario realizar un sistema de precarga que lo limite, evitando así el disparo de las protecciones.

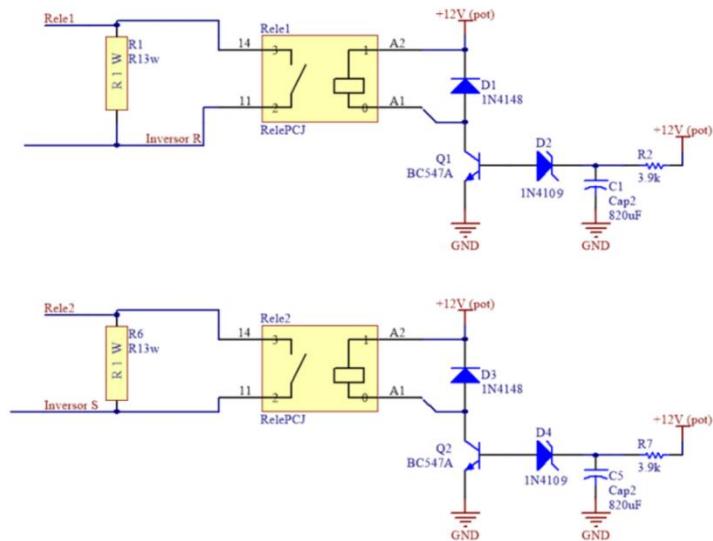


Fig.62, Circuito de precarga

Este sistema consiste en una resistencia conectada en serie con el condensador de rectificado, la resistencia tiene que ser capaz de disipar la potencia requerida y limitar la corriente. Para que este sistema actué únicamente cuando el condensador esté descargado, es necesario la

 Universidad Zaragoza <small>1542</small>	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica Memoria	Revisión nº: 1 Fecha de revisión:
--	--	--

utilización de un sistema de disparo, el cual se realiza mediante un filtro RC que retarda el cierre de un relé, cuya función es que mientras esté abierto en los momentos iniciales de conexión a red la corriente circule a través de la resistencia de precarga, y después del tiempo programado la corriente circule por el contacto del relé.

Comúnmente el esquema se realizaría junto al condensador de rectificado en el bus de continua, pero debido a la complejidad de acceder a él debido a que está integrado en la placa de desarrollo de Texas, se ha realizado en el lado trifásico del inversor sobre dos de las fases.

El valor del condensador de rectificado está definido por la placa de Texas Instruments y es $940\mu F$, por tanto buscamos la resistencia necesaria para que la constante de carga tenga el valor de 1 segundo aproximadamente.

$$\tau = R_p \cdot C_{rect} \rightarrow R_p = \frac{\tau}{C_{rect}} = \frac{1\text{seg}}{940\mu F} = 1063.82\Omega \quad (59)$$

Podemos optar por resistencias de $1K\Omega$ ó de $1.1K\Omega$. Utilizaremos la de $1K\Omega$ porque son más comunes y por tanto nos encontramos resistencias de mayor rango de potencias. Con la resistencia elegida la constante de carga pasa a ser $\tau = 0.94\text{segundos}$

Las resistencias R1 y R6 son las anteriormente descritas. La potencia que tienen que disipar se calcula de la siguiente forma:

- En primer lugar calculamos la corriente que circulará por ella y la potencia que disipará:

$$I = \frac{V_{FASE}}{R_P} = \frac{\frac{40V}{\sqrt{3}\cdot\sqrt{2}}}{1000\Omega} = 0.0163A = 16.3mA \quad (60)$$

$$P = R_p \cdot I^2 = 1000 \cdot 0.0163^2 = 0.2657W = 265.7mW \quad (61)$$

La potencia que corresponde al pico de corriente es representada por la siguiente gráfica:

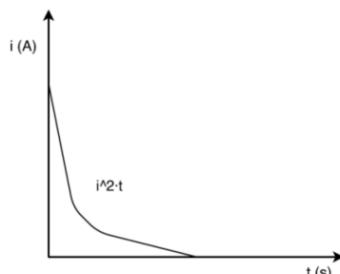


Fig.63, Área de la potencia disipada

La potencia es el área encerrada bajo la curva.

 Universidad Zaragoza <small>1542</small>	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica Memoria	Revisión nº: 1 Fecha de revisión:
--	--	--

- La potencia en el pico de corriente es:

$$\begin{aligned}
 i^2 \cdot t &= \int_0^{3\tau} \left(i_{max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right)^2 dt = \int_0^{3\tau} i_{max}^2 \cdot e^{-\frac{2t}{\tau}} dt = -I_{max}^2 \cdot \frac{\tau}{2} \cdot (e^{-6} - 1) = \\
 &= I_{max}^2 \cdot \frac{\tau}{2} = 0.000266 \cdot \frac{0.94}{2} = 124.8 \mu A^2 s
 \end{aligned} \tag{62}$$

Por tanto no es necesario añadir una resistencia de gran potencia, se ha elegido una de $1k\Omega$ 1W

Para la elección de los componentes que realizarán el disparo del relé se han tenido en cuenta los siguientes factores:

- Para conseguir que el relé no cierre cuando el condensador de la base del transistor se cargue a 0.7V colocamos en la base un zener de 8.2V, con ello obtenemos que el relé comute cuando se alcancen 8.2V del diodo zener + 0.7V necesarios en la unión base-emisor.

Como tensión de control tenemos 12V por tanto los 8.9V necesarios para la conmutación son un 74% de la tensión total. Como se puede observar en la gráfica de carga del condensador el 74% se alcanza cuando el producto $RC(\tau)$ es de 1.3τ

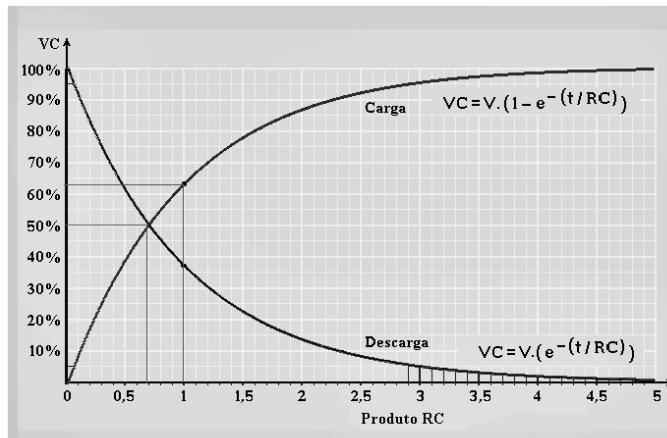


Fig.64, Curva de carga de un condensador

En consecuencia elegimos una τ de aproximadamente 3 segundos para asegurar la carga del condensador del bus de continua.

- Limitar la corriente en la rama de la base del transistor a 3mA que son suficientes para polarizar el diodo Zener de 8.2V 1N4101 es:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{12V}{3mA} = 4000\Omega \tag{63}$$

- Eligiendo una resistencia de $3.9 K\Omega$, escogemos el condensador según la expresión

$$C_{rect} = \frac{\tau}{R_p} = \frac{3}{3.9K\Omega} = 769\mu F \tag{64}$$

Como este valor no es comercial utilizamos un condensador de $820\mu F$, con los valores de R y C utilizados obtenemos una constante de tiempo de 3.19segundos, por tanto se asegura la correcta carga del condensador del bus de continua.

El relé colocado tiene una bobina de 12V y 720Ω , esto implica que la corriente de activación es de $16.7mA$. Como el transistor elegido tiene una β de 100 la corriente de base es de $167\mu A$. Con los componentes elegidos anteriormente se aseguran las corrientes.

Por último se coloca un diodo en paralelo con la bobina del relé para evitar los picos de tensión.

5.6 Circuito de acomodación de la señal de red

Para poder realizar el control del sistema es necesario que el microcontrolador obtenga la información de los valores de tensión de la red eléctrica. Es necesario que estos valores sean introducidos en el conversor Analógico-Digital en los rangos de tensión adecuados.

Por tanto se tienen que reducir los valores de pico de cada una de las fases de $\frac{40V}{\sqrt{3}}$ a 3V. Se realiza mediante el siguiente esquema:

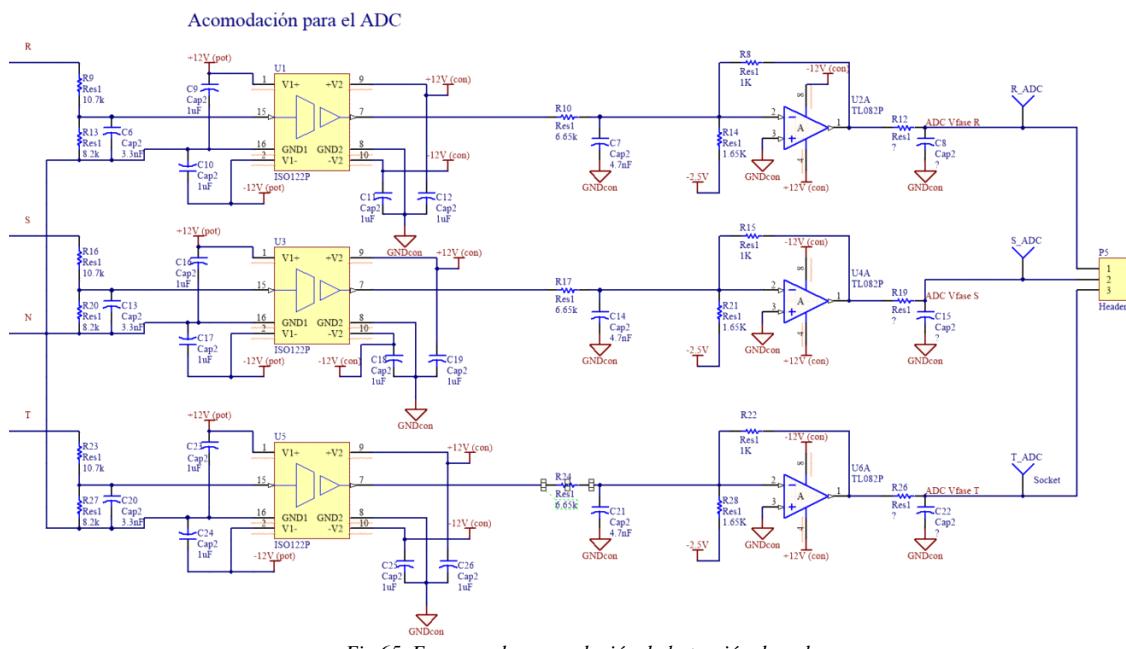
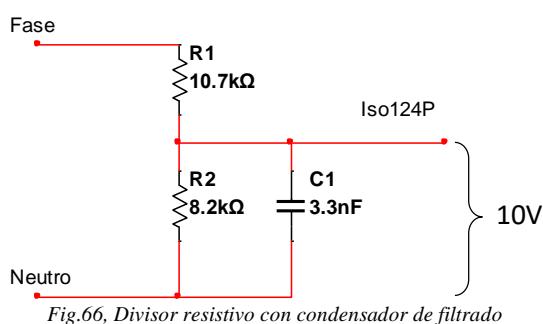


Fig.65, Esquema de acomodación de la tensión de red

Los valores de la tensión de cada una de las fases obtenidas desde el transformador trifásico son reducidos a 10V de pico mediante un divisor resistivo. El valor de tensión de fase se reduce a 10V para poderlo introducir en el ISO124 (Amplificador de aislamiento) y aprovechar casi todo su rango de tensión.

Se han evaluado distintas combinaciones de resistencias de valores comerciales y se ha obtenido que una que cumple con los requisitos.



El valor de tensión de fase es $\frac{40V}{\sqrt{3}} = 23.1V$, para reducirlo a 10V se utilizan los valores de las siguientes resistencias ($R1=10.7\text{k}\Omega$ y $R2= 8.2 \text{ k}\Omega$). El resultado es:

$$V_{out} = V_{fase} \cdot \frac{R_2}{R_2+R_1} = \frac{40}{\sqrt{3}} \cdot \frac{8200}{8200+10700} = 10.0196V \quad (65)$$

Como se requiere precisión se evalúa el error que producen las resistencias de tolerancia del 1% y del 0.1%. En la siguiente expresión $\widehat{V_{out}}$ es el valor ideal en la salida y V_{out} tomará el peor valor a la salida con las tolerancias elegidas.

$$\varepsilon = \frac{|\widehat{V_{out}} - V_{out}|}{V_{out}} \cdot 100 \quad (66)$$

Los dos posibles peores valores que puede tomar la salida son los siguientes:

$$V_{out1} = \frac{V_{fase} \cdot R_2 (1 + \varepsilon_{R2})}{R_2 (1 + \varepsilon_{R2}) + R_1 (1 - \varepsilon_{R1})} \quad (67)$$

$$V_{out2} = \frac{V_{fase} \cdot R_2 (1 - \varepsilon_{R2})}{R_2 (1 - \varepsilon_{R2}) + R_1 (1 + \varepsilon_{R1})} \quad (68)$$

Aplicando las expresiones con tolerancias del 1% a las resistencias se obtienen los siguientes valores de salidas y errores:

$$V_{out} = \begin{cases} 10.1332V \rightarrow \varepsilon = 1.1213\% \\ 9.9063V \rightarrow \varepsilon = 1.1437\% \end{cases} \quad (69)$$

Aplicamos con tolerancias del 0.1% y obtenemos:

$$V_{out} = \begin{cases} 10.031V \rightarrow \varepsilon = 0.1136\% \\ 10.0083V \rightarrow \varepsilon = 0.1129\% \end{cases} \quad (70)$$

Como el aumento de precio de las resistencias del 0.1% no es significativo con respecto a las del 1% en este diseño en concreto, se van a elegir las resistencias del 0.1% de tolerancia.

En paralelo con R2 se encuentra un condensador de valor 3.3nF que sirve como filtro de paso bajo, como el valor de la frecuencia de red es de 50Hz se ha elegido una frecuencia de corte de 10kHz.



Mediante el desarrollo del filtro adjuntado en anexos se obtiene la expresión mediante la cual obtenemos el valor del condensador.

$$C = \frac{\sqrt{0.51}}{0.7} \cdot \frac{(R_1+R_2)}{R_1 \cdot R_2 \cdot \omega_c} \approx \frac{(R_1+R_2)}{R_1 \cdot R_2 \cdot \omega_c} = \frac{10.7 \text{ k}\Omega + 8.2 \text{ k}\Omega}{10.7 \text{ k}\Omega \cdot 8.2 \text{ k}\Omega \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ kHz}} = 3.42nF \rightarrow 3.3nF \quad (71)$$

La salida del filtro es llevada a un ISO124P, este componente es un amplificador de aislamiento de ganancia unidad, es decir replica a la salida lo que tiene en la entrada pero de manera aislada. El componente necesita dos tipos de alimentación (explicados en el apartado 5.2), la que alimenta la entrada es sacada del regulador DC-DC que ha sido llamado de potencia y la que alimenta la salida es obtenida del DC-DC que ha sido llamado de control.

En la salida del ISO124P nos encontramos una tensión de 10V de pico, es necesario reducirla de 0-3V para poderla introducir en el conversor ADC de la placa de Texas Instruments.

Esta conversión de tensión se consigue con una etapa sumadora realizada mediante un Amplificador Operacional TL082.

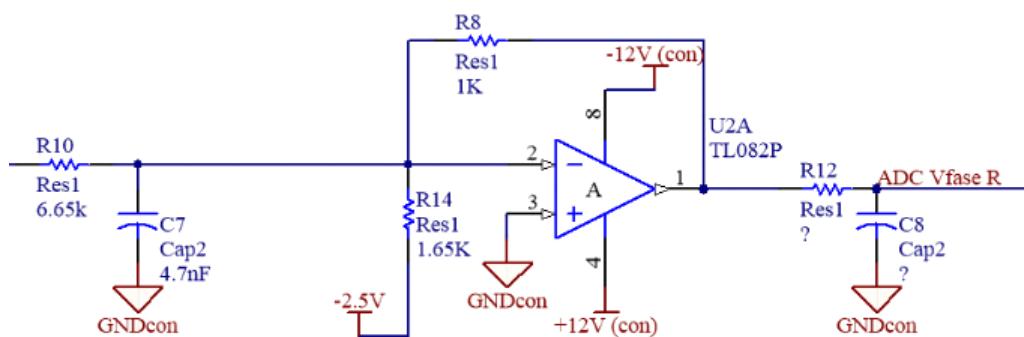


Fig.67, Etapa sumadora para acomodar a valores de ADC

Gracias a esta etapa se consigue que la tensión de salida sea la suma de las tensiones de entrada. Se modela con la siguiente expresión:

$$V_o = -R_3 \cdot \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right) \quad (72)$$

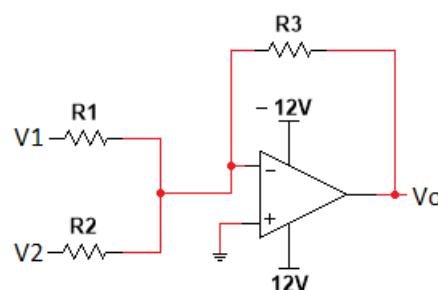


Fig.68, Etapa sumadora

Fijando la elección de R3 a 1kΩ y disponiendo de las tensiones V1 correspondiente a 10V de pico y la tensión V2 cuyo valor es de -2.5V de tensión continua procedemos a la elección de las resistencias.

- El valor de R1 consigue que la tensión de 10V se reduzca a 1.5V de pico.



Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica Memoria	Revisión nº: 1 Fecha de revisión:
---	---

$$R_1 = \frac{V_1}{\frac{V_{deseada}}{R_3}} = \frac{10V}{\frac{1.5V}{1k\Omega}} = 6.66k\Omega \rightarrow 6.65k\Omega \quad (73)$$

- R2 es utilizada para rebajar los -2.5V de continua a -1.5V.

$$R_2 = \frac{V_2}{\frac{V_{deseada}}{R_3}} = \frac{2.5V}{\frac{1.5V}{1k\Omega}} = 1666\Omega \rightarrow 1.65k\Omega \quad (74)$$

La tensión V2 es obtenida desde la siguiente etapa

Regulador de -2.5V

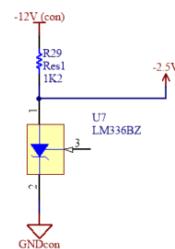


Fig.69, Obtención de 2.5V

La etapa se alimenta desde la salida de -12V del regulador DC-DC de control y contiene una resistencia que limita la corriente a 10mA y una referencia de tensión de 2.5V.

Una vez dimensionada la etapa la tensión de salida que se introducirá en el conversor ADC tiene el rango de 0-3V

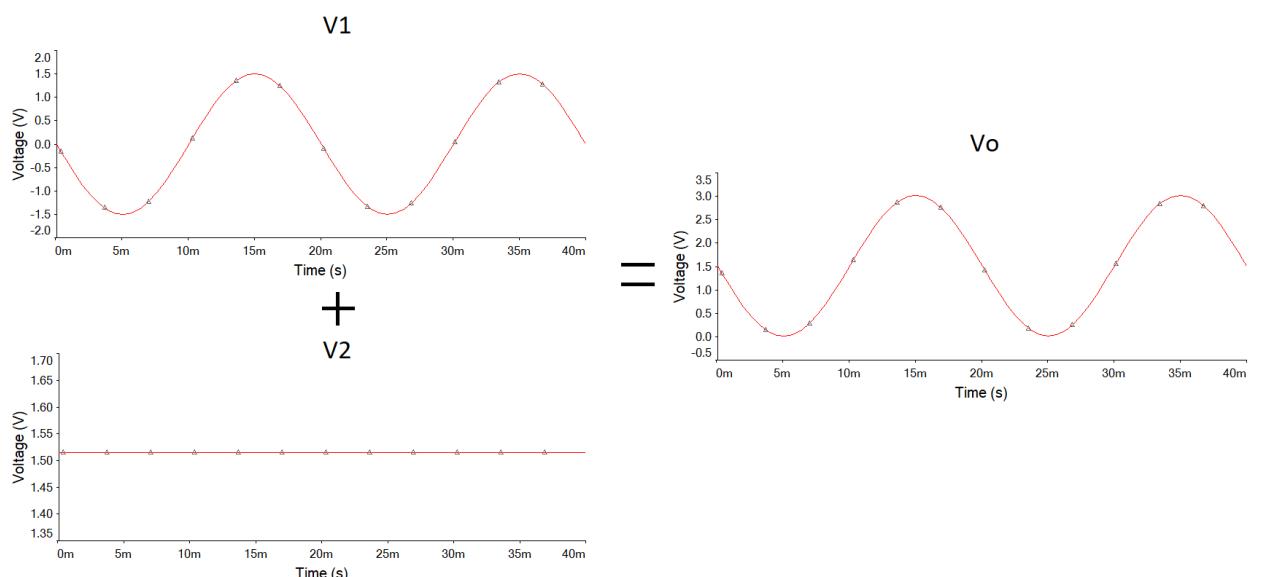


Fig.70, Gráficos de tensiones de entrada y salida de la etapa sumadora



En la figura 67 se encuentra un condensador en paralelo con la resistencia de $6.65\text{k}\Omega$ que serviría de filtro de paso bajo a 10kHz en caso de ser necesario, y a la salida de la etapa se encuentran una resistencia y condensador sin especificar que se han colocado por si es necesario añadir otro filtro.

5.7 Diagrama de bloques.

Una vez diseñados todos los circuitos necesarios se realiza el diagrama de bloques general, que muestra las conexiones entre ellos.

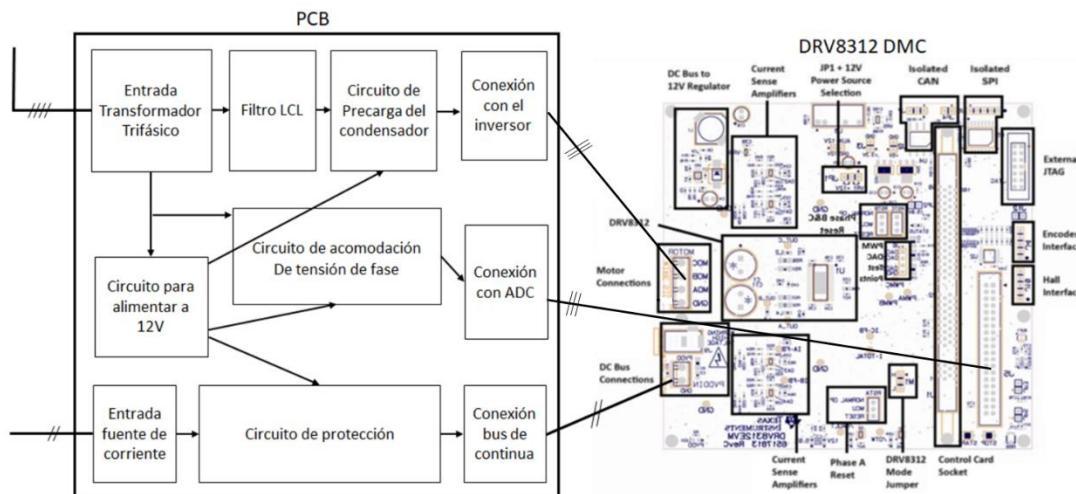


Fig.71 , Diagrama de bloques de la plataforma.

6. Presupuesto

En base a todos los esquemas realizados en el apartado anterior y a la elección de los componentes se ha obtenido el presupuesto.

6.1 Primer presupuesto planteado

En primer lugar se realizó un presupuesto utilizando los parámetros máximos en tensión y corriente que permitía la placa DRV8312 (51V y 3.5A), realizando a su vez una PCB de gran tamaño donde los componentes se colocaban de forma que siguieran la estructura del esquema para que los alumnos pudieran identificarlos fácilmente.

El presupuesto era el siguiente:

Componente	Precio
DRV8312-C2-KIT	266,33 €
Componentes electrónicos	237,30 €
Transformador	150 €
PCB	232 €
Total	885,63 €

Tabla.5 Primer presupuesto

 Universidad Zaragoza <small>1542</small>	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria	Fecha de revisión:

Este presupuesto fue descartado debido a su gran precio.

6.2 Presupuesto final

En vista de los resultados obtenidos en el apartado anterior fue necesario buscar la forma de reducir gastos, para ello se redujo el tamaño de PCB y se redujo el máximo de corriente de 3.5A a 2A debido a que con este cambio se reducía considerablemente el precio de las inductancias del filtro y el precio del transformador trifásico. Por último se cambió de Amplificador de aislamiento por un modelo un poco más económico.

El presupuesto desglosado resultante es el siguiente:

- La lista de precios de los componentes electrónicos desglosados requeridos para el diseño es la siguiente:

Componentes	Referencia	Distribuidor	Numero	Precio unitario (€)	Precio (€)
Diodo rectificador	SB560	Farnell	10	0,196	1,96
condensador filtrado y temporizador	820uF	RS	5	0,486	2,43
Transistor NPN potencia	MJE15030G	RS	5	1,21	6,05
Diodo zener 13V	1N5243BTR	Farnell	10	0,04	0,4
Diodo zener 25V	1N5253B	Farnell	10	0,0404	0,404
Resistencia regulador 24V	820ohm	RS	25	0,016	0,4
Resistencia regulador 12V	1,5kohm	RS	10	0,042	0,42
DC-DC 24Vin +12Vo	IML0224D12	Farnell	1	7,68	7,68
DC-DC 12Vin +12Vo	IR1212S	Farnell	1	9,63	9,63
Condensador 1uF	1uF	Farnell	20	0,174	3,48
Referencia de tension 2,5	LM336Z25	RS	1	0,212	0,212
Resistencia 1k2	1k2	RS	10	0,03	0,3
ISO124p		RS	3	15,78	47,34
Bobina LCL 750uH		RS	6	1,79	10,74
Bobina LCL 33uH		RS	5	0,432	2,16
Condensador LCL	20nF	RS	5	0,05	0,25
Relé	PCJ-112D3M-WG,000M	RS	2	0,66	1,32
Diodo 1N4148	1N4148	Farnell	10	0,0166	0,166
Transistor NPN relé	BC547BTA	RS	10	0,06	0,6
Zener 8,2V	1N4109	Mouser	2	0,51	1,02
Conectores de 3	CTB0112/3	Farnell	5	0,409	2,045
Conectores de 2	CTB0112/2	Farnell	5	0,272	1,36
Conectores de 4	CTB0112/4	Farnell	5	0,545	2,725
Puntos de prueba pcb		RS	100	0,106	10,6
Resistencia 3k9 1%		RS	10	0,047	0,47
Resistencia 10k7 0,1%		RS	5	0,3	1,5
Resistencia 8k2 1%		RS	25	0,07	1,75
Resistencia 6,65k 0,01%		RS	5	0,176	0,88
Resistencia 1,65k 0,01%		RS	5	0,394	1,97

Resistencia 1k 0,01%		RS	5	0,404	2,02
Resistencia 10k 0,01%		RS	2	0,31	0,62
Resistencia 39k 1%		RS	25	0,057	1,425
Resistencia 10k 5%		RS	10	0,014	0,14
Condensador 3,3nf		RS	10	0,229	2,29
Condensador 4,7nf		RS	10	0,267	2,67
Resistencia 1k 1W		RS	2	0,08	0,16
Disipadores		Farnell	2	0,376	0,752
Amplificador Operacional	tl082	RS	5	0,795	3,975
Transistor PNP	MJE15031G	RS	1	1,3	1,3
Resistencia 600ohm 0,1%		RS	1	1,19	1,19
Resistencia 2,49k 0,1%		RS	5	0,394	1,97
Resistencia 0,45ohm		RS	10	0,051	0,51
Resistencia 30k 1%		RS	2	0,1	0,2
Resistencia 1400 0,6W		RS	25	0,064	1,6
Resistencia 820 2W		RS	10	0,078	0,78
				Total	143,65 €
				Total + IVA	173,82 €

Tabla.6, Presupuesto de componentes

El presupuesto total es el siguiente:

Componente	Precio
DRV8312-C2-KIT	266,33 €
Componentes electrónicos	173,82 €
Transformador	120 €
PCB	120 €
Total	680,15 €

Tabla.6, Presupuesto total

Con los cambios realizados se logró bajar aproximadamente 205€ con respecto al primer planteamiento.

Se planteó como alternativa para abaratar en mayor medida el coste total sustituir el transformador trifásico de 125VA YNyn 3x400Vac-3x28Vac por transformadores monofásicos de 16V y 1.5A, los cuales están disponibles en los laboratorios.

7. Integración de los esquemas en una PCB

Para realizar el diseño se ha utilizado el software Altium Designer 16.0.6, se crearon en primer lugar las librerías de todos los componentes necesarios en nuestro sistema, añadiendo el símbolo esquemático, el footprint o huella de componente. Posteriormente se pasó a realizar el esquemático completo y por último se realizó el diseño de la PCB.



Para el diseño de la PCB se ha tenido en cuenta el posicionamiento de los componentes en la placa, se ha realizado a doble cara, cada una de estas tendrá uno de los dos planos de masa, para aumentar el aislamiento entre ellas, con esto se intenta evitar en la medida de lo posible las interferencias entre la parte de procesamiento digital y la analógica. También se ha procurado realizar las pistas del tamaño más corto posible y con el menor número de giros, para evitar inductancias parásitas.

Se han añadido también distintos puntos de prueba para poder medir las tensiones mediante osciloscopio. En la PCB hay dos conectores que no tienen pista entre ellos, esto se debe a que se conectarán mediante cables para poder medir con una pinza amperimétrica.

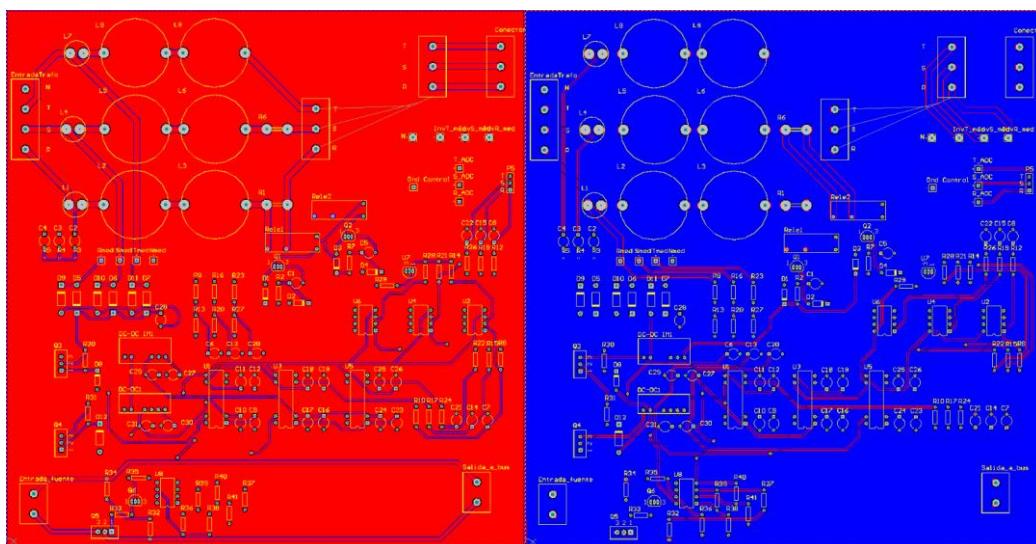


Fig.72, Diseño de la PCB de la cara superior e inferior respectivamente.

Para seleccionar los anchos de pista en función de las distintas corrientes que recorren el circuito se ha empleado las siguientes gráficas [9]:

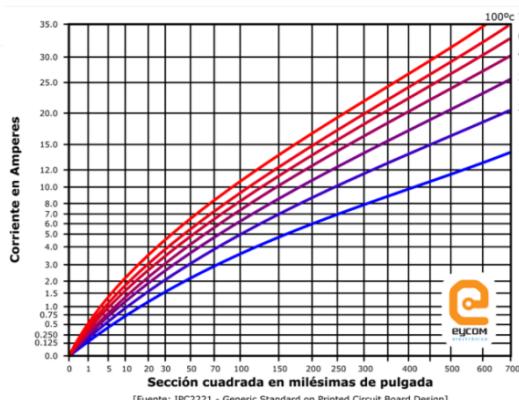


Fig.73, Gráficas para determinar ancho de pista.

 Universidad Zaragoza <small>1542</small>	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria	Fecha de revisión:

8. Conclusiones finales y objetivos alcanzados

Durante este proyecto se ha realizado una simulación del funcionamiento de la plataforma mediante Matlab con su extensión Simulink, utilizando los parámetros reales con los que se ha realizado el diseño. Los resultados obtenidos en la simulación son satisfactorios debido a que se ha logrado realizar el control. También se simularon los circuitos diseñados para comprobar su correcto funcionamiento con el Software Multisim de National Instruments.

Se ha diseñado a nivel de esquema y de PCB todos los circuitos necesarios para poder desarrollar el prototipo, también se han buscado los proveedores de los componentes necesarios pudiendo realizar un presupuesto completo.

No se han logrado completar todos los objetivos específicos planteados inicialmente, únicamente se ha podido completar hasta el diseño de la plataforma sin poder realizar la fabricación del prototipo, la programación y las pertinentes pruebas funcionales y verificación. Esto es ocasionado a una falta de tiempo y a que el presupuesto que suponía su desarrollo era más elevado de lo que se imaginaba en un principio.

Como futuras actualizaciones de este Trabajo Fin de Grado, se deberían tratar la fabricación del prototipo y su programación mediante el entorno Code Composer Studio 6.1.2.

Como posible mejora sería recomendable sustituir la fuente del laboratorio utilizada para inyectar corriente al bus de continua por un motor actuando como generador, de forma que fuese más completa la plataforma didáctica.

9. Bibliografía

- [1] Apuntes sobre la transformada de Clark y Park de electrónica industrial. Grado en ingeniería electrónica y automática. Estanislao Oyarbide Usabiaga
- [2] Apuntes tema control de potencia de electrónica industrial. Grado en ingeniería electrónica y automática. Estanislao Oyarbide Usabiaga
- [3] DRV8312-C2-KIT Hardware Reference Guide
- [4] Esquemas del DRV8312-C2-KIT, <http://www.ti.com/lit/ug/spmu276/spmu276.pdf>
- [5] Pagina web de Texas Instruments, <http://www.ti.com/lsds/ti/sensors/currentsensing-overview.page>
- [6] Apuntes de electrónica de potencia. Grado en ingeniería electrónica y automática industrial 2015-2016. José Miguel Burdío Pinilla
- [7] Apuntes de fundamentos de electrónica. Grado en ingeniería electrónica y automática industrial 2013-2014. Aranzazu Otín Azín y Vicente Pedro Fernández Escartín
- [8] Proyecto final de carrera. Estudio de filtro LCL. Alberto Villa Manrique, https://e-archivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/12123/PFC_Alberto_Villa_Manrique.pdf
- [9] Calculo de capacidad de corriente de pistas, http://www.eycom.com.ar/tecnica/descargas/Calculo_capacidad_de_corriente_en_pistas.pdf

 1542 Universidad Zaragoza	Desarrollo de plataforma didáctica con inversor para el intercambio de energía eléctrica con la red trifásica	Revisión nº: 1
	Memoria	Fecha de revisión: