

GRADO INGENIERÍA ELÉCTRICA

MENCIÓN: ELECTRÓNICA Y AUTOMÁTICA

Diseño de un inversor para un sistema
vehicle to home (V2H)



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

Autor:

ROSES UÑACH, Carolina

Profesor tutor:

ABELLÁN GARCÍA, Antonio

Fecha: 5 de julio de 2018

Resumen

Este Trabajo de Final de Grado describe el diseño de un inversor monofásico de 5,5 kW de potencia de que forma parte del cargador de un Vehículo Eléctrico para un sistema "Vehicle to Home". Durante el trabajo se estudia las diferentes tipologías para conectar el vehículo eléctrico a una red eléctrica, junto a todas las partes principales de un inversor para, luego, calcular dichas partes. También se calculará el control mediante un doble lazo tensión-corriente. Por último, se implementará el inversor completo, haciendo dos pruebas diferentes para comprobar su funcionamiento real y teórico.

Palabras clave

Inversor, Convertidor DC-AC. Monofásico, batería, red eléctrica, coche eléctrico, cargador, control, regulador, sistema aislado.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Objetivos	2
2. Sistemas de integración del vehículo eléctrico a la red	3
2.1. Vehicle to Home (V2H)	3
2.2. Vehicle to Build (V2B)	4
2.3. Vehicle to Vehicle (V2V)	4
2.4. Vehicle to Grid (V2G)	4
2.5. Comparativa	5
3. Convertidor DC/AC: Inversor	7
3.1. Tipología	7
3.1.1. Configuración Push-Pull	8
3.1.2. Configuración Half Bridge o Semi-puente	9
3.1.3. Configuración Full Bridge o Puente completo	10
3.1.4. Comparativa	11
3.2. Semiconductores	11
3.2.1. Utilización de dispositivos MOSFET e IGBT en aplicaciones de potencia	11
3.2.2. Utilización del "Tiempo Muerto"	12
3.2.3. Diodos de circulación inversa	13
3.3. Modulación PWM	15

3.3.1.	Principio de funcionamiento	15
3.3.2.	Modulación bipolar	16
3.3.3.	Modulación unipolar	17
3.4.	Control de la planta	17
3.4.1.	Control de doble lazo	18
4.	Pliego de condiciones	19
4.1.	Datos iniciales	19
4.2.	Solución propuesta	19
4.3.	Requisitos	20
5.	Diseño del inversor	21
5.1.	Filtro	21
5.2.	Elección de los interruptores	23
5.3.	Elección diodo de circulación inversa	26
6.	Diseño del control	27
6.1.	Lazo de corriente	27
6.2.	Lazo de tensión	30
7.	Simulación del sistema	32
7.1.	Simulación del sistema sin retardos	32
7.2.	Simulación del sistema con retardos	33
8.	Conclusiones	35
8.1.	Trabajos futuros	35
9.	Anexos	36
9.1.	Programas Matlab	36
9.1.1.	Cálculo de los elementos de potencia	36
9.1.2.	Cálculo del control del sistema	37
9.2.	Programas en Simulink	39
9.3.	Planos	41

9.4. Presupuesto	43
9.5. Lista de siglas	44
9.6. Hojas de datos técnicos de los elementos elegidos	45

Índice de figuras

2.1. Conexiones del vehículo eléctrico a la red	6
3.1. Esquema de la tipología Push-pull	8
3.2. Esquema de la tipología Half Bridge	9
3.3. Esquema de la tipología Full Bridge	10
3.4. Comparativa de conmutación respecto al tiempo muerto	13
3.5. Símbolo y características de un diodo unión P-N	14
3.6. Tiempo de recuperación inversa	15
3.7. Ejemplo de modulación PWM	15
3.8. Zonas de modulación en PWM	16
3.9. Modulación PWM unipolar	17
3.10. Diagrama de bloques del control de una planta	17
3.11. Diagrama de bloques del lazo de corriente	18
3.12. Diagrama de bloques del lazo de tensión	18
5.1. Diagrama de Bode y lugar de las raíces del filtro LC	22
5.2. Diagrama de Bode y lugar de las raíces del filtro RLC	23
5.3. Comparativa de los diferentes interruptores de potencia	23
5.4. Característica V-I del MOSFET IXFH50N50P3	25
6.1. Circuito operacional amplificador inversor	28
6.2. Diagrama de Bode y respuesta a un escalón unitario del lazo de corriente sin regulador	28
6.3. Diagrama de Bode y respuesta a un escalón unitario del lazo de corriente con regulador	29
6.4. Comparativa del lazo de tensión sin regulador y con un regulador PI	31

6.5. Diagrama de Bode y respuesta frente a un escalón unitario del lazo del tensión con un regulador PI+Resonante	31
7.1. Primera simulación	32
7.2. Segunda simulación	33
7.3. Tercera simulación	34
9.1. Cálculo de los elementos de potencia 1	36
9.2. Cálculo de los elementos de potencia 2	37
9.3. Cálculo del control del sistema 1	37
9.4. Cálculo del control del sistema 2	37
9.5. Cálculo del control del sistema 3	38
9.6. Cálculo del control del sistema 4	38
9.7. Programa de simulación del sistema sin retardos	39
9.8. Programa de simulación del sistema con retardo	40

Capítulo 1

Introducción

En la actualidad se está fomentando el uso del Vehículo eléctrico debido a la contaminación producida por los motores de combustión. Los VE presentan una serie de ventajas, como es, la mejora de la eficiencia energética o, la disminución de las emisiones de Dióxido de Carbono en el entorno urbano. Desde diferentes organizaciones gubernamentales se ha promovido diversos programas, como la "Estrategia Integral para el Impulso del VE" por parte del gobierno. Este programa comenzó en el año 2010 y finalizó en el 2014, actualmente, el plan de acción pasó a llamarse "Estrategia de Impulso del vehículo con energías alternativas (VEA) en España" que terminará en 2020.

Estos planes se llevaron a cabo debido a un estudio realizado cuyos resultados fueron alarmantes. Según explica, en el año 2008, el 38 % de la energía final consumida en España se debía al sector transporte (sector muy dependiente de los combustibles fósiles), siendo el responsable de la cuarta parte de emisiones totales de CO₂ en el país. Además, con el fomento de los VE, se consiguen proporcionar nuevas oportunidades a la industria española y a la investigación en este país.

En los últimos años, la visión de la realidad ha cambiado drásticamente, siendo cada vez más populares conceptos como "Smart city" y "Smart house". Estos conceptos vienen muy ligados al ahorro de energía y la reducción de emisiones. Por ello, el VE se ha ido viendo cada vez más como una fuente de energía viable, aumentando la investigación de nuevos cargadores capaces de permitir fluir la energía en ambos sentidos.

Durante el desarrollo de este trabajo, se explicarán las diferentes partes de un inversor y el diseño de este para poder suministrar dicha energía a una casa.

1.1. Motivación

La motivación de este proyecto es poder conocer un poco más el diseño de convertidores DC/AC y como poder controlarlos. Durante estos últimos cuatro años, he cursado el grado en Ingeniería Eléctrica en el campus de Alcoy (Escuela Politécnica Superior de Alcoy) perteneciente a la UPV (Universidad Politécnica de Valencia).

En el desarrollo de la carrera ha habido una pequeña parte relacionada con la Electrónica de Potencia. Esta parte siempre me ha resultado interesante, y como los convertidores más estudiados han sido del tipo DC/DC, me gustaría poder ampliar mis conocimientos aplicándolos a uno de los mercados en alza en la industria, como es el desarrollo y utilización de los VE.

1.2. Objetivos

El objetivo principal de este Trabajo de Final de Grado es el análisis y diseño de un inversor monofásico trabajando en modo isla, dentro de un sistema "V2H".

Para conseguir dicho diseño, se seguirán los siguientes pasos:

- **Diseño de la etapa de potencia** : incluye la elección de los dispositivos no lineales, así como el diseño de un filtro de segundo orden de paso bajo.
- **Diseño del control**: con este diseño se incluirán todas las funciones de transferencias necesarias para poder realizar un buen control del sistema.
- **Simulación del sistema** : tras tener el diseño de la etapa de potencia y la de control, se probará mediante la herramienta Simulink el buen funcionamiento de los resultados obtenidos.

Capítulo 2

Sistemas de integración del vehículo eléctrico a la red

En la actualidad, el uso del vehículo eléctrico está siendo fomentado desde diversas organizaciones. Estos vehículos aportan una serie de ventajas como pueden ser, la reducción de la contaminación en el suelo urbano (el motor eléctrico no produce Dióxido de Carbono durante su funcionamiento, y evita la contaminación acústica por su bajo nivel de ruido) o, el aumento de la eficiencia energética, comparado con los motores tradicionales de combustión.

Sin embargo, estas no son las únicas ventajas de su uso. Una menos conocida, es el uso del vehículo eléctrico como sistema de almacenamiento de energía. Tradicionalmente, la energía que utilizamos a diario, se produce de manera simultánea en centrales eléctricas distribuidas por todo el territorio nacional. Con los nuevos avances, este sistema cambiará en un futuro no muy lejano, introduciendo el VE eléctrico como nueva fuente de energía a partir de la energía almacenada en sus propias baterías. Este sistema trabajará conjuntamente con la red eléctrica tradicional.

A continuación, se explicara los diferentes técnicas para poder obtener energía de un vehículo eléctrico.

2.1. Vehicle to Home (V2H)

El sistema "Vehicle to Home" (traducido como "del vehículo a casa") se ideó para poder almacenar la energía producida por pequeñas plantas de energías renovables situadas en las propias casas. Al aprovechar las baterías de los VE, se espera poder reducir el pago en las facturas eléctricas, mejorando, en líneas generales, la eficiencia del sistema y, en caso de emergencia, o corte de luz, ser capaz de actuar como una fuente de energía auxiliar.

Este sistema necesita para poder realizar el intercambio de energía, al menos, un VE, un cargador cuyo flujo pueda fluir en ambos sentidos, un contador inteligente y un sistema de administración de la energía llamado "HEMS" (toma este nombre debido a sus siglas en inglés, "Home Energy Managment System"). Con el uso de "HEMS" se puede reducir el coste de la carga de las baterías, realizándose en el momento del día en el que el precio de la energía sea el más bajo, y vendiéndola cuando el precio sea el más alto.

Además del beneficio económico que podemos obtener de este sistema, con la técnica "V2H" se pueden controlar la potencia de la instalación eléctrica de la vivienda. Por una parte, la potencia activa puede ser inyectada o consumida por el vehículo (independientemente de si el cargador es "On-Board" u "Off-Board"), al igual que este puede proveer de potencia reactiva desde los condensadores del "DC-Link" del propio cargador.

Hoy en día, encontramos un problema cuando queremos obtener energía de las baterías. Sufren una gran degradación debido al ciclo de vida actual porque la tecnología aún se encuentra en un estado inicial, con los años se irá subsanando dicho problema. Además, tenemos que tener en cuenta que durante el intercambio de energía, se producirán una serie de pérdidas.

2.2. Vehicle to Build (V2B)

El concepto "Vehicle to Build" es un paso intermedio entre la técnica "V2H" y "V2G". Su principal objetivo es igual que el del caso anterior, es decir, poder obtener energía desde las baterías de los VE para poder aprovecharla, como alimentación del edificio, o para la mejora de la potencia del mismo.

Para poder realizarse este sistema, el esquema de componentes es muy similar al del "V2H" (aumentando el número de VE y cargadores). La diferencia se encuentra en el sistema de administración de la energía, pasándose a llamar "BEMS" pero cuyas funciones son muy similares al del "HEMS".

2.3. Vehicle to Vehicle (V2V)

Con la utilización del sistema "Vehicle to Vehicle" el almacenamiento de energía se realiza entre los diferentes usuarios de una comunidad. Para ello, aparecen aparcamientos dotados de varios cargadores y la figura del intermediario (su nombre proviene del inglés, "aggregator").

El intermediario es un programa de control, capaz de recoger información desde los diferentes vehículos conectados y el estado de la red, para optimizar el funcionamiento del "V2V". Se encarga de controlar las operaciones de carga y descarga de cada VE o, de como deben actuar con la red si esta lo requiere.

2.4. Vehicle to Grid (V2G)

El concepto "V2G" explora las posibilidades de utilizar los VE como pequeños generadores distribuidos a lo largo de toda la red eléctrica. Para poder realizarse, se necesita de todas las técnicas anteriormente nombradas. En este caso, vuelve a aparecer la figura del intermediario si es necesaria.

El control de carga y descarga de los vehículos se puede realizar de dos formas diferentes. Una, centralizándose, por lo que el intermediario tomará las decisiones necesarias, y otra, descentralizándose, donde será el propio VE el encargado de controlar el estado de su batería.

El sistema "V2G" puede funcionar como fuente de energía auxiliar, regular los picos de potencia y el voltaje de la línea, servir como almacenamiento en plantas de energías renovables, e, incluso, regular la frecuencia por la rápida respuesta de las baterías.

Dentro de esta configuración, el VE puede utilizarse de tres formas diferentes. La primera, el vehículo está conectado a la red de BT, gracias a los sistemas anteriormente estudiados, La segunda, conectado a la red de MT, trabajando directamente en "V2G", y, por último, también en MT, como fuente utilizada por las estaciones.

2.5. Comparativa

Como ya hemos visto, todos los sistemas estudiados persiguen un objetivo principal muy similar, pero con diferencias a la hora de ejecutarlo. Por ello, se ha realizado una tabla explicando sus principales características, al igual que las desventajas que encontramos hoy en día.

	V2H	V2B	V2V	V2G
Características	<ul style="list-style-type: none"> - Un solo VE para una casa - Fácil configuración e implementación - Capaz de inyectar potencia activa y reactiva - Alta eficiencia - Sirve como fuente de energía - Interactúa con otros sistemas - Mejora la eficacia de las energías renovables - HEMS 	<ul style="list-style-type: none"> - Perfecto para pequeñas flotas de vehículos - Más complejo - Sirve como fuente de energía - Fácil predicción de la demanda - Proporciona potencia de respaldo - Interactúa con otros sistemas - BEMS 	<ul style="list-style-type: none"> - Varios VE - Se puede obtener energía de parkings y de casas (V2H) - Complejo y menos flexible - Intermediario 	<ul style="list-style-type: none"> - Gran número de VE - Utiliza V2H, V2B y V2V - Sistema mucho más complejo y menos flexible - Se puede obtener potencia activa y reactiva - Difícil de controlar - Gran importancia del intermediario
Inconvenientes	<ul style="list-style-type: none"> - Solo es adecuado para casas unifamiliares 	<ul style="list-style-type: none"> - Baja integración en el mercado - Difícil complacer a todos los usuarios 	<ul style="list-style-type: none"> - Baja integración en el mercado - Difícil complacer a todos los usuarios 	<ul style="list-style-type: none"> - Difícil predicción de la demanda - Se requiere una infraestructura de comunicación - Difícil complacer a todos los usuarios - Se necesita más estandarización

Cuadro 2.1: Tabla comparativa de los sistemas "V2H", "V2B", "V2V" y "V2G"

En la figura 2.1, se observan todos los sistemas explicados y como interactúan entre sí, además de cómo se pueden conectar para su buen funcionamiento y cómo actuarían junto a la red de distribución tradicional.

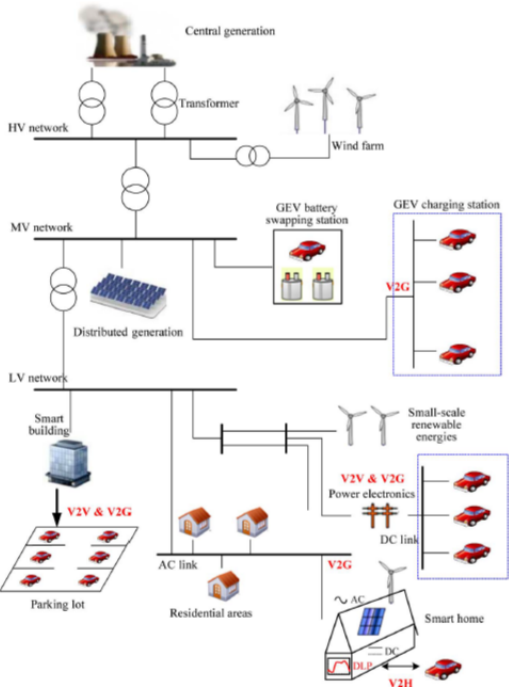


Figura 2.1: Conexiones del vehículo eléctrico a la red

Capítulo 3

Convertidor DC/AC: Inversor

3.1. Tipología

Los inversores se pueden clasificar de diferentes maneras, la principal, dependiendo del número de fases, se diferencian entre monofásicos y trifásicos. Dada la finalidad de este proyecto, nos fijaremos en los inversores monofásicos. Cabe destacar que dentro de estos existen tres categorías diferentes:

- **VSI** : inversores cuya tensión de entrada pertenece constante.
- **CSI** : inversores con una corriente de entrada constante.
- **”Variable dc linked converter inverter”** : estos inversores tienen una tensión de entrada controlada por otros convertidores.

Para esta aplicación utilizaremos inversores del tipo VSI. A continuación, se definirán las tres tipologías clásicas y que normalmente se utilizan en industria, para más adelante escoger entre una de ellas.

3.1.1. Configuración Push-Pull

La tipología "Push-Pull" se basa en la utilización de un transformador de toma intermedia, junto con dos interruptores conectados cada uno a uno de los extremos del primario del transformador. Estos interruptores, no deben estar cerrados simultáneamente y, se encargan de cambiar la polaridad de la tensión a la que es sometida la carga

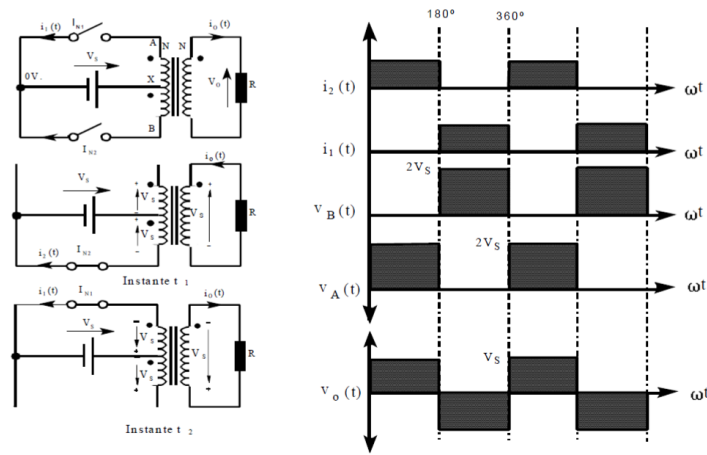


Figura 3.1: Esquema de la tipología Push-pull

Como se puede observar en la figura 3.1 el polo positivo de la fuente de alimentación siempre está conectado en la toma media del transformador, mientras que el negativo se conecta alternativamente a los extremos gracias al funcionamiento de los interruptores. La tensión aplicada en la salida es una onda cuadrada con una amplitud igual a la tensión de la fuente de alimentación, y cuya frecuencia depende de la velocidad del cierre y apertura de los interruptores.

3.1.2. Configuración Half Bridge o Semi-puente

La tipología "Half Bridge" se basa en crear una tensión flotante intermedia en la carga mediante dos condensadores en serie. La tensión de la carga fluirá entre una de las dos ramas, dependiendo del accionamiento de los interruptores.

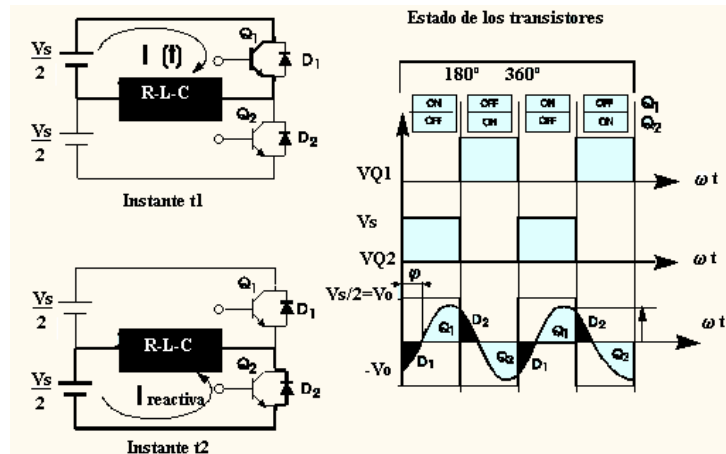


Figura 3.2: Esquema de la tipología Half Bridge

Como vemos en la figura 3.2, la tensión entregada en la carga, es la mitad de la que disponemos en la fuente (aunque, los transistores deben aguantar la tensión de la batería). La onda entregada es muy similar a la que se obtiene en la tipología anterior, pero, la corriente, suele tener un retardo debido a la carga conectada, que rara vez es completamente resistiva, por esto, son necesarios diodos en antiparalelo con los transistores, capaces de ofrecer un camino a la intensidad.

3.1.3. Configuración Full Bridge o Puente completo

En la tipología "Full Bridge", los condensadores utilizados en la configuración "Half Bridge" son sustituidos por transistores. Usando este inversor, se puede conseguir que la tensión de salida tenga signo positivo, negativo o sea igual a cero, gracias al control de cada uno de los interruptores.

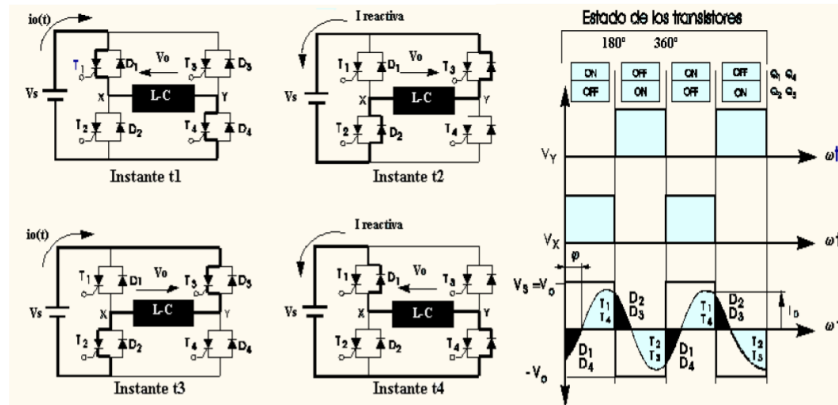


Figura 3.3: Esquema de la tipología Full Bridge

En la figura 3.3 se puede observar que durante el funcionamiento del inversor, el accionamiento de los transistores se realiza simultáneamente por parejas. A estas parejas se les denominan "ramas" y dependiendo de cual de ellas esté abierta o cerrada, el valor de la tensión en la carga cambiará. Para este caso, vuelven a ser necesarios los diodos en antiparalelo por el desfase entre la corriente y la tensión.

3.1.4. Comparativa

En la tabla 3.1 se explican las ventajas e inconvenientes que encontramos en la utilización de cada uno de los inversores monofásicos anteriormente definidos.

	Push-Pull	Half Bridge	Full Bridge
Ventajas	<ul style="list-style-type: none"> -Se emplean dos interruptores. - Elementos de conmutación referidos a masa. 	<ul style="list-style-type: none"> - Se emplean dos interruptores. - Los interruptores son sometidos a la tensión de la batería. 	<ul style="list-style-type: none"> - La tensión aplicada es igual a la de la fuente. - Se pueden aplicar tensiones positivas, negativas e igual a cero. - Los interruptores soportan la misma tensión que en continua.
Inconvenientes	<ul style="list-style-type: none"> - Los interruptores soportan el doble de la tensión de entrada. - En la realidad, se generan sobretensiones debido a las conmutaciones. - El rendimiento de los circuitos es menor debido al bajo grado de utilización del primario del transformador. - No tolera asimetría en las señales de control (saturación del transformador) 	<ul style="list-style-type: none"> - Uno de los interruptores no está referido a masa, se necesita un circuito de disparo. - La tensión de salida es la mitad que la de entrada. - Las corrientes son mayores para potencias iguales a las otras configuraciones. 	<ul style="list-style-type: none"> - El número de interruptores es el doble, aumentando las pérdidas por conmutación. - Dos interruptores no están referidos a masa, necesitan circuitos de disparo

Cuadro 3.1: Tabla comparativa de las configuraciones del inversor

3.2. Semiconductores

El funcionamiento de los inversores se producen gracias a los semiconductores de potencia, tanto controlados como no. En los siguientes apartados se definirán los semiconductores más importantes y utilizados en inversores controlados; al igual que algunos de los aspectos de los mismos que serán importante a la hora del diseño y la elección de componentes.

3.2.1. Utilización de dispositivos MOSFET e IGBT en aplicaciones de potencia

El MOSFET y el IGBT conducen la energía de forma diferente. Mientras que en el MOSFET de canal N solo fluyen los electrones (corriente unipolar), en el IGBT, además de estos electrones, fluyen lo que comúnmente se conoce como huecos (corriente bipolar), produciendo un aumento en la densidad de corriente de uno respecto del otro.

A continuación, se analizará el comportamiento de ambos semiconductores, con el fin de saber cómo afectarán al funcionamiento final del inversor.

Pérdidas por conducción

En electrónica, los elementos se simplifican normalizándose como otros con un funcionamiento conocido y fácil de entender. El MOSFET en estado de conducción equivaldría a una resistencia controlada por voltaje, mientras que el IGBT se modela como un diodo a bajas corrientes, por lo que la caída de tensión no aumentaría considerablemente con los cambios en la corriente. Produciendo que las pérdidas en el IGBT en conducción, son mucho menores.

Sumado a este efecto, tenemos que tener en cuenta el efecto de la temperatura durante el trabajo de los componentes, afectando más al MOSFET que al IGBT (aumenta en torno a un 9% la caída de tensión, aproximadamente $V = 9,8V$). Si decidimos utilizar un aparato IGBT, se podría escoger uno de un calibre más pequeño que un MOSFET para la misma aplicación.

Pérdidas por conmutación

En los inversores, las pérdidas por conmutación cobran gran importancia, ya que los equipos funcionan a altas frecuencia. Dentro de ellas, se diferencian entre las pérdidas producidas en el encendido y las producidas en el apagado.

El encendido de ambos dispositivos es muy similar. Si, hemos decidido utilizar un IGBT de menor tamaño, por lo anteriormente explicado en el punto de pérdidas por conducción, podemos encontrar un problema en la velocidad de conmutación. Al tratarse de un IGBT pequeño, y las tecnologías empleadas son diferentes, la capacitancia del dispositivo es inferior a la de un MOSFET, haciendo que la velocidad de conmutación disminuya. Para corregir este efecto, se necesitará aumentar la resistencia de la compuerta.

En cambio, en el apagado de ambos dispositivos sí aparecen diferencias entre ambos. En el IGBT, aparecen unas corrientes de cola debido a la recombinación de los portadores minoritarios, empeorando la respuesta temporal y apareciendo nuevas pérdidas en él. Estas pérdidas pueden ser reducidas con otros métodos.

3.2.2. Utilización del "Tiempo Muerto"

En el estudio ideal de la conmutación de los interruptores, el corte se realiza instantáneamente, por ello, en el funcionamiento ideal de un inversor, cuando una rama deja de conducir, la otra comienza a hacerlo. En la realidad, como ya hemos visto por ejemplo en el IGBT, el corte no es instantáneo.

Si no tenemos en cuenta este fenómeno, pueden producirse cortocircuitos entre interruptores de diferentes ramas, llegando a causar la ruptura de diferentes elementos del inversor, como pueden ser los propios interruptores. Para evitar este efecto, durante el control, se añade un tiempo llamado "tiempo muerto" en el que se asegura que una de las ramas ya no es capaz de conducir intensidad, para poder encender los interruptores de la otra rama.

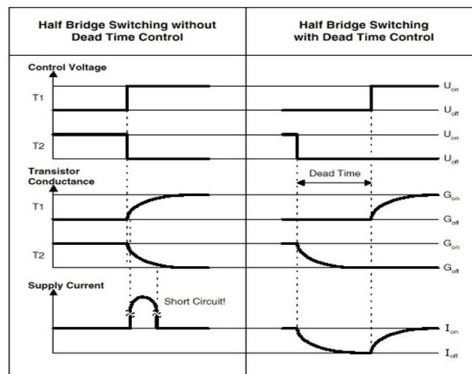


Figura 3.4: Comparativa de conmutación respecto al tiempo muerto

En la anterior figura 3.4 se muestra a la izquierda lo que ocurriría en la corriente debido al cortocircuito entre los interruptores y a la derecha, como dicha corriente mejora y se soluciona el problema añadiéndole tiempos muertos. Para este caso, se ha utilizado un *Half Bridge*, pero esto ocurriría también con otros inversores como el *Full Bridge*.

Se debe aclarar que este retraso solo afectará al encendido de los interruptores, es decir, se realizará un tiempo muerto positivo. Tenemos que tener en cuenta que al añadirlo, se aumentará la distorsión armónica de la onda. Por este motivo, el uso de los tiempos muertos se debe hacer con precaución, ya que si, es muy pequeño, disminuirá su distorsión armónica pero se correrá el riesgo de que se produzcan cortocircuitos, en cambio, si el tiempo es muy grande, sabremos con seguridad que este peligro ha desaparecido a cambio de que empeore, en gran medida, la calidad de la onda.

3.2.3. Diodos de circulación inversa

Como ya hemos nombrado en el apartado 3.1 de este capítulo, los interruptores de potencia de ciertos inversores deben ir acompañados de un diodo conectado en circulación inversa capaz de ofrecer un camino a la corriente que no dañe el inversor.

Ciertos dispositivos como es el caso del MOSFET suelen llevar incluidos un diodo de protección del tipo P-N. Este diodo suele tener unas características muy pobres por lo que, se debe complementar con otro que tenga las propiedades deseadas.

Efecto de las cargas conectadas al inversor

Rara vez las cargas conectadas a otros circuitos tienen elementos completamente resistivos. Esto produce la aparición de potencias reactivas debido a capacitancias y/o inductancias, o, lo que es lo mismo, un desfase entre la corriente y la tensión. Implicando que, en algún momento sus valores sean de diferente signo.

Para poder comprender por qué ocurre esto, utilizaremos una bobina cuya ecuación es igual a:

$$V_L = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.1)$$

Según la ecuación 3.1 si la tensión descendiese bruscamente la corriente no podría hacerlo, ya que implicaría que el voltaje en los terminales de la bobina cayesen infinitamente. Lo que realmente ocurre cuando se abre un interruptor, por ejemplo, es que la tensión aumenta en los terminales de la bobina, superando la fuerza de corte del interruptor, provocando que algunos sufran arcos eléctricos o roturas. Para evitar que esto ocurra, se le añade un diodo capaz de proporcionar un camino alternativo a la corriente. En el siguiente apartado, se explicará como se debe conectar y su funcionamiento.

Efecto del diodo de circulación inversa

Para poder saber como afecta un diodo en el inversor, primero debemos saber qué es y como funciona. El diodo es un dispositivo semiconductor formado por una unión P-N. Su funcionamiento no está controlado y se basa en dejar pasar una corriente dependiendo del sentido que esta tenga.

En su estado ideal, el diodo no presenta ninguna resistencia (como se puede observar en la figura 3.5(b)). Esto se traduce en que no se producirán pérdidas durante su funcionamiento porque no sufre ninguna caída de tensión con el paso de la corriente mientras está activado. Si la tensión cambia de polaridad, el diodo pasará a corte, bloqueando el paso de la corriente.

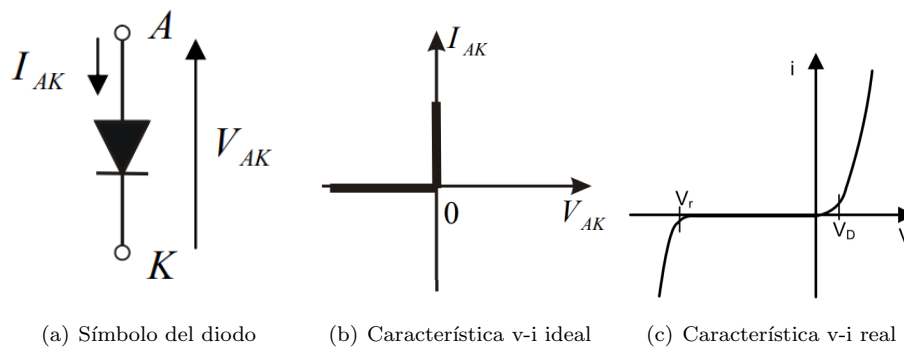


Figura 3.5: Símbolo y características de un diodo unión P-N

En la realidad, el funcionamiento de un diodo cambia considerablemente, como se puede apreciar en la imagen 3.5(c). Para que un diodo pase al estado de conducción, se debe sobrepasar un umbral de tensión (normalmente cercano al 0,7 V). Una vez superado, la corriente fluirá aunque la caída de tensión no aumentará notablemente, pudiéndose llegar a considerar constante. Si el diodo pasa a estado de corte, con una polaridad inversa, se produce una pequeña corriente de fuga, pero, si en algún momento el valor de la tensión sobrepasa la tensión de rotura, el dispositivo fallará, dejando que el flujo de corriente aumente, no haciendo la función para la que ha sido diseñado.

Por último, queda definir uno de los parámetros más importantes a la hora de elegir los diodos utilizados en los interruptores. Cuando un diodo se encuentra en conducción, los pares electrón-hueco están recombinados, si se produce un cambio brusco de polaridad de la tensión, la corriente, lo sufrirá igualmente, necesitando un tiempo para que los portadores comiencen a volver al estado deseado (llamado tiempo de almacenamiento - t_a), y otro espacio de tiempo para que la recombinación tenga lugar (intervalo de transición - t_c). Se ha considerado que el diodo ha pasado a corte, cuando la corriente disminuye al 10% de la corriente de pico producida. La suma de estos dos espacios de tiempo se le denomina tiempo de recuperación inversa

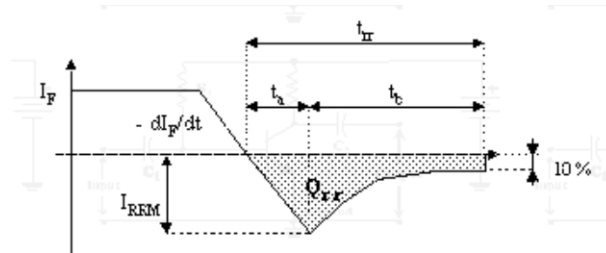


Figura 3.6: Tiempo de recuperación inversa

3.3. Modulación PWM

La modulación de ancho de pulso o PWM, se encarga de controlar la conmutación de los interruptores con el fin de poder obtener una onda a la salida lo más similar posible a una onda sinusoidal, mediante señales cuadradas con una amplitud constante, pero de polaridad diferente y dependientes de la fuente de tensión continua.

3.3.1. Principio de funcionamiento

El principio de funcionamiento de la modulación PWM se basa en poder variar el ancho de cada pulso transmitido a los interruptores. Para poder conseguirlo, se comparan una o varias señales sinusoidales (llamadas moduladoras) con una señal triangular (o portadora). Se hablan de dos tipos de modulación, bipolar y unipolar, que dependen de la combinación de las ondas. A continuación se muestra un ejemplo:

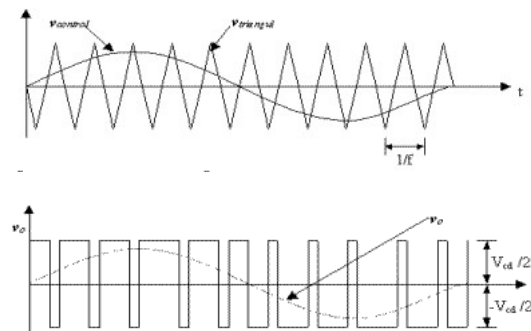


Figura 3.7: Ejemplo de modulación PWM

La frecuencia de la onda moduladora (f_1) será igual a la obtenida en la tensión de salida, mientras que la frecuencia portadora (f_s), determinará la frecuencia de conmutación de los interruptores.

Gracias a estas ondas, y sus características, aparecen dos nuevos conceptos determinantes para la hora de saber cómo será la modulación del inversor y sus propiedades:

1. **Índice de modulación en amplitud (m_a)**: relaciona la amplitud de la señal moduladora y la señal portadora.

$$m_a = \frac{V_{moduladora}}{V_{portadora}} \quad (3.2)$$

2. **Índice de modulación en frecuencia (m_f)**: relaciona la frecuencia portadora con la frecuencia de modulación.

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.3)$$

Dependiendo del índice de modulación en amplitud se podrá trabajar en tres zonas de modulación. Zona lineal ($0 \leq m_a \leq 1$), el ancho de pulso aumentará según lo hace la tensión moduladora. Zona de sobremodulación ($1 \leq m_a \leq 3,24$), el ancho de banda irá aumentando hasta el momento en el que la amplitud de la onda moduladora sea mayor a la amplitud de la onda portadora, donde aparecerá solo un pulso durante varios periodos. Por último, si $m_a > 3,24$, nos encontraremos con una sola onda cuadrada por semiciclo. En la imagen 3.8 encontramos como se relaciona, debido al tipo de modulación que estemos realizando, la tensión de pico del primer armónico con la mitad de la tensión de entrada, tomando como ejemplo un inversor del tipo Semi-puente.

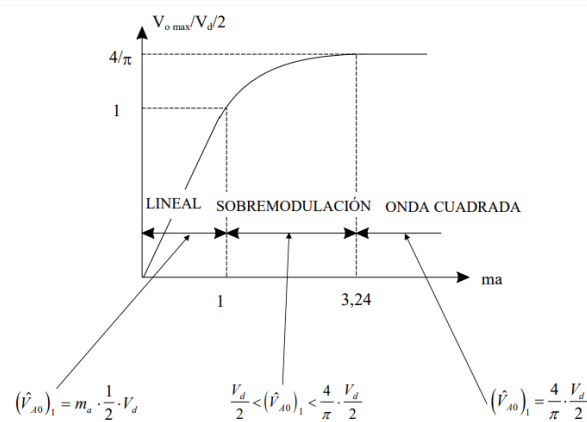


Figura 3.8: Zonas de modulación en PWM

3.3.2. Modulación bipolar

Para la modulación bipolar solo se utiliza una onda sinusoidal como moduladora. La tensión de salida, oscila durante todo el periodo desde su valor positivo al negativo. Esto significa que los interruptores trabajan en dos ramas, haciendo que el control de ellos sea más sencillo. En la figura 3.8, encontramos un ejemplo de una modulación bipolar.

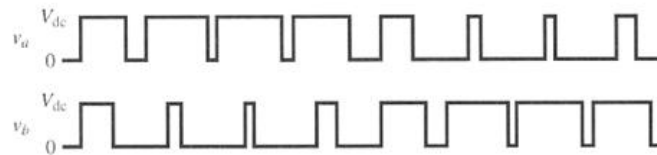
3.3.3. Modulación unipolar

Para este tipo de modulación se utilizan dos señales senoidales, cada una encargada de controlar una de las ramas por separado. Es decir, aparecen dos señales de control trabajando independientemente. Las ondas sinusoidales suelen estar desfasadas 180° .

La tensión de salida se divide en dos semiciclos, uno positivo y otro negativo. En cada uno de ellos, la señal oscila entre su valor (ya sea negativo o positivo, según el semiperiodo en el que se encuentra) y cero. El contenido armónico producido con este tipo de modulación es menor que en el caso anterior.



(a) Ondas modificadoras y portadora



(b) Funcionamiento de las ramas de los interruptores



(c) Tensión de salida

Figura 3.9: Modulación PWM unipolar

3.4. Control de la planta

El control de cualquier planta o modelo, tiene como finalidad el asegurar el buen funcionamiento del mismo, y la adaptación de este a las necesidades del usuario. Para ello, se necesita una serie de parámetros modificables, sobre los cuales seamos capaces de actuar y, unos sensores capaces de medir la magnitud de la variable que deseamos controlar.

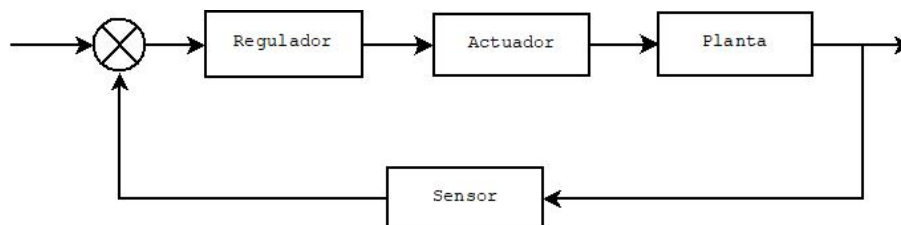


Figura 3.10: Diagrama de bloques del control de una planta

El principal objetivo de un inversor, es poder obtener una tensión de calidad en la salida, independientemente de la carga conectada. Para ello, se debe de hacer un control de la modulación de los interruptores. Existen dos formas diferentes de implementar el control, dependiendo del número de variables que deseemos utilizar. Se puede realizar un solo lazo de tensión, o uno doble, cuyo lazo interno sea el encargado de controlar la corriente y uno externo controlando la tensión.

3.4.1. Control de doble lazo

El control de doble lazo ofrece la ventaja de poder controlar tanto la tensión como la corriente, ofreciendo protección frente a contratiempos debidos a problemas en la carga y/o, su conexión, como pueden ser un cortocircuito.

Para realizarse, se necesita una referencia de tensión, igual a la deseada en la carga, pero no de corriente, ya que viene dada por la salida del regulador del lazo externo. Al existir ambos controles, será más flexible frente a variaciones del sistema.

Lazo de corriente

La primera parte, es el lazo de corriente. Dotado del regulador ($G_s(s)$), junto a un retardo digital del periodo de conmutación ($RD(s)$), la ganancia del modulador PWM (F_m), y la corriente en el inductor de salida dependiendo del ciclo de trabajo del mismo ($G_{iLd}(s)$). R_i se trata del sensor de corriente utilizado. Con todos estos elementos, el diagrama de bloques quedaría:

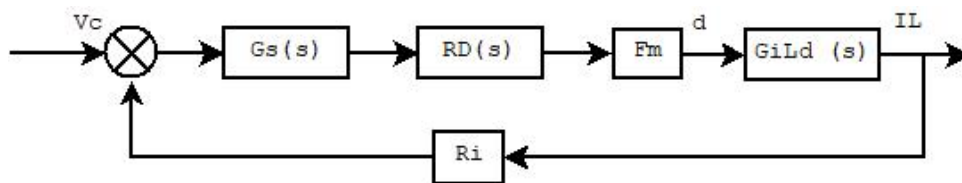


Figura 3.11: Diagrama de bloques del lazo de corriente

Para un buen trabajo del control completo, el lazo de corriente debe ser bastante más rápido que el lazo de tensión (a razón de 5 veces aproximadamente).

Lazo de tensión

Para este lazo, se necesitará una aproximación del control de la corriente, junto al regulador y el sensor de tensión, y un adaptador capaz de ofrecer tensión a partir de la corriente de salida del lazo interior.

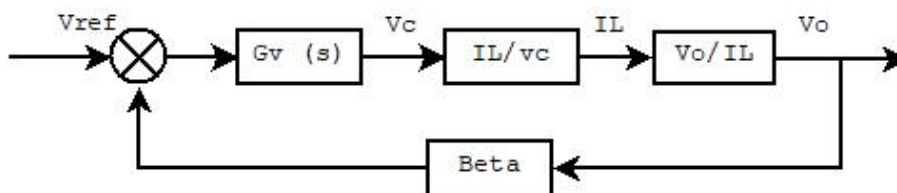


Figura 3.12: Diagrama de bloques del lazo de tensión

Capítulo 4

Pliego de condiciones

En este capítulo se definirán los datos de partida que tenemos para la realización de un inversor, junto al resultado final que deseamos obtener. También se hará una pequeña explicación del modelo elegido para solucionar el problema propuesto, junto al por qué de dicha elección.

4.1. Datos iniciales

En la realización de este trabajo, se ha decidido utilizar la batería de un coche de la marca BMW. Se ha utilizado el modelo i3 33 kWh REX. Esta batería funciona con la tecnología Ion-Litio con una larga duración (según la empresa) de hasta una degradación menor al 30 % durante los primeros 8 años.

Las especificaciones de dicha batería son:

Tensión nominal	360 V
Tensión máxima	396 V
Potencia Continua máxima	5,5 kW
Carga nominal	94 Ah
Capacidad	33 kWh
Capacidad útil	27,2 kWh
Tipo de carga / tiempo 100 %	Schuko 8h/Wallbox 6h/ Rápida 30 min
Tipo de carga / tiempo 80 %	Rápida 20 min
Estanqueidad al agua según	IP67

Cuadro 4.1: Tabla de características de la batería del BMW i3

4.2. Solución propuesta

Para poder entregar una tensión de calidad a la casa, se propone el diseño de un inversor de tipología "Puente Completo" con una modulación PWM bipolar. Pese a que el "V2H" propone poder compartir energía con otros sistemas, se ha elegido realizar este diseño en modo isla y suponiendo que la carga del coche se hará con otros convertidores. El fin de esta propuesta es poder realizar un estudio en profundidad de cómo afectan las diferentes partes del diseño a la salida.

Comenzaremos diseñando la etapa de potencia. Para ello, el inversor, se realizará mediante cuatro dispositivos MOSFET, debido a su gran velocidad de disparo, y estará conectado a un filtro pasivo de paso bajo de segundo orden, diseñado para eliminar gran parte de los armónicos de dicha onda. Terminado este paso, realizaremos el diseño de la etapa de control. Para este diseño, se implementará un doble lazo. El doble lazo estará dotado de uno exterior encargado de controlar la tensión (con un regulador PI+Resonante), y uno interno, donde se controlará la corriente (su regulador es un P+Resonante). Se ha decidido utilizar reguladores resonantes para asegurarse la eliminación del error frente a una entrada de la referencia no continua.

4.3. Requisitos

A continuación, se exponen los requisitos que debe cumplir la onda obtenida tras ser transformada por el inversor, así como la frecuencia al que sus interruptores deben conmutar:

Tensión de salida	160 V
Frecuencia de salida	50 Hz
Frecuencia de conmutación	20 kHz
Potencia media de la vivienda	5,5 kW
Ruido en la salida	Menor al 10 %
Distorsión armónica de la corriente máxima	5 %
Distorsión armónica de la tensión máxima	5 %

Cuadro 4.2: Tabla de requisitos que debe cumplir el sistema

Capítulo 5

Diseño del inversor

5.1. Filtro

A la salida del inversor se encuentra una onda alterna formada por pulsos cuadrados de diferentes periodos, es decir, la onda obtenida, contendrá una gran cantidad de armónicos por lo que la tensión de salida obtenida es de mala calidad. Por ello, es necesario utilizar un filtro, en el que podamos obtener una onda lo más similar posible a la onda senoidal teórica que conocemos. Para conseguirlo hemos decidido emplear un filtro de paso bajo de 2º orden.

El filtro estará compuesto por elementos pasivos (resistencias, bobinas y condensadores) que calcularemos más adelante. Para comenzar el diseño, calcularemos en un primer momento el circuito LC de dicho filtro y luego añadiremos la resistencia correspondiente a la carga. La función de transferencia del primer circuito (suponiendo que su funcionamiento es ideal), se muestra en la ecuación 5.1. En esta ecuación también aparece ω_n^2 , correspondiente a la frecuencia natural a la que trabaja el filtro en rad/s.

$$H_1(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{LC}} \quad (5.1)$$

$$\omega_n^2 = \frac{1}{LC}$$

A la hora de diseñar cualquier filtro tenemos que tener en cuenta qué armónicos queremos atenuar. En este caso, serían los producidos durante la conmutación de los interruptores y, los múltiplos de dichos armónicos que pueden aparecer. También se debe tomar en consideración de que la frecuencia fundamental debe quedar intacta durante el funcionamiento del filtro y, los armónicos de baja frecuencia no deben ser aumentados.

Teniendo en cuenta estas consideraciones, comenzamos a diseñar el filtro. El primer paso es obtener la frecuencia natural del mismo (f_n). Esta debe estar alejada de la frecuencia de conmutación (f_{comm}) para evitar que la resonancia del filtro coincida con alguno de los armónicos producidos por los interruptores, en el caso de que estos se formase.

$$f_n \leq \frac{f_{comm}}{10} = 2kHz \quad (5.2)$$

$$f_n = \frac{1}{2\pi * \sqrt{LC}}$$

Con esta frecuencia, los armónicos de alta frecuencia no deberían aparecer. Si deseamos mejorar el filtro, eliminando armónicos de menor frecuencia, se hará bajando la frecuencia natural del filtro. Para nuestro caso, se ha elegido que trabaje entre el 5º y el 7º armónico de la onda fundamental. Al suponer que el semiperiodo positivo y el negativo de la onda son iguales, no debemos preocuparnos por la aparición de armónicos pares y porque estos puedan estar cerca de la resonancia del filtro. Los elementos elegidos para el circuito LC son:

$$L = 20mH \quad (5.3)$$

$$C = 15\mu F$$

$$f_n = \frac{1}{2\pi * \sqrt{LC}} = 290,57Hz$$

Dado que la frecuencia de trabajo se encuentra alejada del 5º armónico (250 Hz) y del 7º (350 Hz) se acepta dicho circuito. A continuación, se muestra el diagrama de Bode del filtro y el lugar de las raíces.

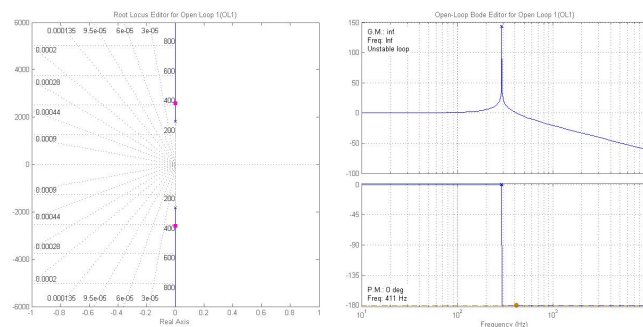


Figura 5.1: Diagrama de Bode y lugar de las raíces del filtro LC

En la figura 5.1, se observa un resonante en la frecuencia natural del filtro. Al añadir la resistencia correspondiente a la carga de la casa, estas figuras cambiarán. El nuevo filtro quedaría:

$$H_2(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (5.4)$$

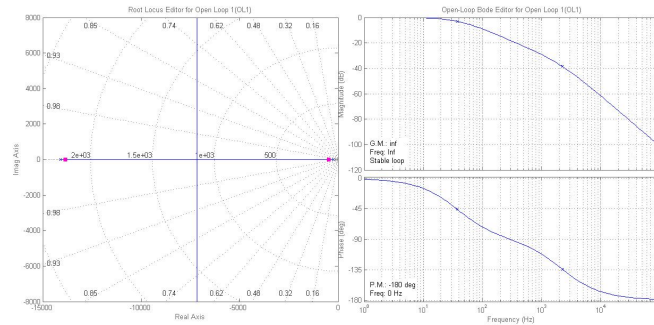


Figura 5.2: Diagrama de Bode y lugar de las raíces del filtro RLC

En la figura 5.2, al añadir una resistencia al circuito LC, desaparece la resonancia anteriormente nombrada. Esto nos podría hacer pensar que se podría cambiar los valores del filtro para obtener un ahorro de dinero. No se debe hacer debido a que las cargas en una instalación de vivienda son cambiantes, por lo que se podría llegar a una situación muy similar a la que se ha calculado en un primer lugar.

5.2. Elección de los interruptores

En la sección 4.2 decidimos utilizar dispositivos MOSFET debido a su alta velocidad de conmutación. En la imagen 5.3, encontramos las diferencias de velocidad y potencia que podemos encontrar entre los diferentes interruptores.

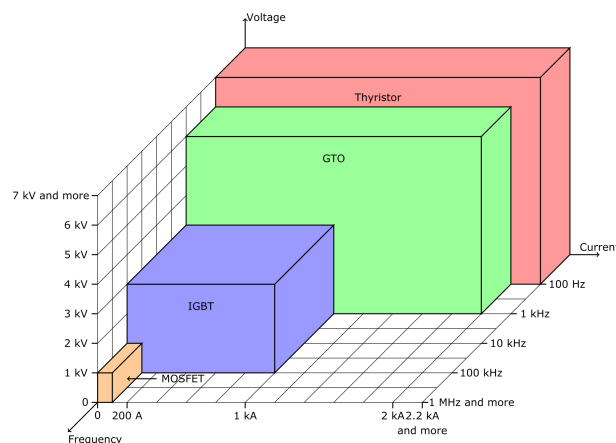


Figura 5.3: Comparativa de los diferentes interruptores de potencia

Como ya se estudió, en un inversor de puente completo, los interruptores deben bloquear la tensión de la batería (a la que llamaremos V_i). En cambio, la corriente que circula por ellos no dependerá directamente de la carga, como cabe esperar, sino de la corriente que circula por la bobina.

$$\vec{I}_L = \vec{i}_C + \vec{i}_O \quad (5.5)$$

Donde:

$$I_{O,RMS} = \frac{P}{V_{o,RMS}} = \frac{5500}{160} = 34,37A$$

$$I_{C,RMS} = \frac{V_{o,RMS}}{Z_c} = \frac{160}{\frac{1}{2\pi 60 * 15 * 10^{-6}}} = 0,7540A$$

Estas corrientes se deben calcular como vectores al no compartir fase, por lo que la corriente que pasa por la bobina quedaría:

$$I_{L,RMS} = \sqrt{I_{C,RMS}^2 + I_{o,RMS}^2} = \sqrt{0,754^2 + 34,37^2} = 34,38A \quad (5.6)$$

$$\varphi = \arctg \frac{I_{C,RMS}}{I_{o,RMS}} = 1,2565^\circ$$

Tras haber calculado el ángulo de desfase de la corriente, se observa que es muy cercano a 0 por lo que se considerará para los cálculos que se realizarán a continuación, que el inversor está conectado a una carga completamente resistiva ($\varphi = 0$). Hasta ahora, se ha hablado de valores eficaces, pero un aspecto bastante importante es saber cuál será la corriente máxima que deberá soportar el interruptor, para ello comenzaremos calculando la corriente de pico.

$$I_{L,Pk} = \sqrt{2} * I_{L,RMS} = 48,62A \quad (5.7)$$

Tras obtener $I_{L,Pk}$ se calcula la corriente máxima del inductor, es decir, la corriente de pico más el ruido producido. Para ello, se necesita el ciclo de trabajo teórico (realmente, este pico no será constante sino que irá cambiando a lo largo del proceso).

$$D = \frac{V_i + V_{o,Pk}}{2V_i} = \frac{360 + \sqrt{2} * 160}{2 * 360} = 0,81 \quad (5.8)$$

$$I_{L,máx} = I_{L,Pk} + \underbrace{\frac{1}{2} D * T_{conm} \frac{V_i - V_{o,Pk}}{L}}_{\text{Rizado de la bobina}} = 35,39 + 0,114 = 48,76A \quad (5.9)$$

Con todas las especificaciones necesarias calculadas, se ha elegido el modelo IXFH50N50P3 fabricado por la marca IXYS y cuyas características son:

PARÁMETRO	SÍMBOLO	CONDICIONES	VALOR
Tensión máxima Drenador Fuente	V_{DS}	$T_j = 25^\circ\text{C}$ a 150°C	500 V
Corriente máxima	I_D	$T_c = 25^\circ\text{C}$	50 A
Resistencia Drenador Fuente en conducción	$R_{DS(ON)}$		125 m Ω
Pendiente de tensión Drenador Fuente	dv/dt		35 V/ns
Capacidad de entrada	C_{iss}	$V_{GS} = 0\text{V}$ $V_{DS} = 25\text{V}$ $f = 1\text{MHz}$	4335 pF
Retraso de encendido	$t_{d(on)}$	$V_{GS} = 10\text{V}$ $R_G = 2\Omega$	25 ns
Tiempo de subida	t_r		8 ns
Retraso de apagado	$t_{d(off)}$		53 ns
Tiempo de bajada	t_f		10 ns

Cuadro 5.1: Características técnicas de MOSFET IXFH50N50P3

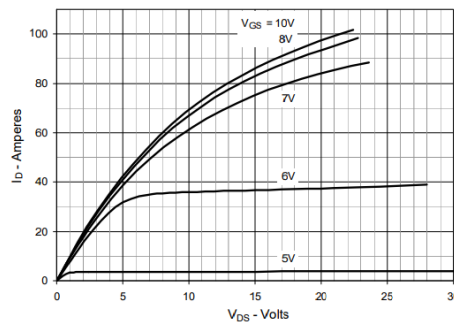


Figura 5.4: Característica V-I del MOSFET IXFH50N50P3

Los parámetros incluidos en la tabla 5.1 indican que el MOSFET elegido cumple las exigencias necesarias para la carga. Debemos comprobar si el tiempo de conmutación se adapta a las necesidades del sistema. El MOSFET tarda 96 ns en conmutar, mientras que la onda triangular elegida tiene una frecuencia igual a 20 kHz, o lo que es lo mismo un periodo de 50 μs . Si se compara el tiempo de conmutación con el de un periodo, este ocupa menos del 1%, por lo que esta característica también sería válida.

5.3. Elección diodo de circulación inversa

En la sección 3.2.3 se explicó el por qué de la necesidad de utilizar diodos de circulación inversa. El MOSFET elegido lleva ya integrado uno dentro del mismo, pero cuyas características temporales pueden ser mejoradas por otros diodos existentes en el mercado. En la tabla 5.2 se exponen las especificaciones del diodo incluido.

PARÁMETRO	SÍMBOLO	CONDICIONES	VALOR
Tiempo de recuperación inversa	t_{rr}	$I_F = 25 \text{ a}$ $V_R = 100 \text{ V}$ $-di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{S}$ $V_{GS} = 0 \text{ V}$	250 ns
Carga de recuperación inversa	Q_{RM}	$T_c = 25^\circ\text{C}$	880 nC
Caída de tensión en polarización directa	V_F		
Tensión inversa de pico repetitivo	V_{SD}	$I_F = I_S$ $V_{GS} = 0\text{V}$	1,4 V
Corriente eficaz directa	$I_{F(RMS)}$	$V_{GS} = 0\text{V}$	50 A

Cuadro 5.2: Características del diodo integrado en el dispositivo MOSFET

El tiempo de recuperación inversa es el parámetro más importante a tener en cuenta. Para mejorarlo, se ha elegido un diodo del tipo ultrarrápido, de la marca IXYS (modelo DPG60I400HA). Durante el proceso de selección se ha tenido en cuenta de que sea capaz de cumplir las especificaciones necesarias de potencia. La información del diodo se recoge en la siguiente tabla:

PARÁMETRO	SÍMBOLO	CONDICIONES	VALOR
Tiempo de recuperación inversa	t_{rr}	$I_F = 60 \text{ A}$ $V_R = 100 \text{ V}$ $-di/dt = 200 \text{ A}/\mu\text{S}$	45 ns
Carga de recuperación inversa	Q_{RM}		
Caída de tensión en polarización directa	V_F		0,81V
Tensión inversa de pico repetitivo	V_{SD}		1,8 V
Corriente eficaz directa	$I_{F(RMS)}$	$V_{GS} = 0\text{V}$	50 A

Cuadro 5.3: Características del diodo conectado en antiparalelo

El diodo elegido, empeora ciertos parámetros como la tensión inversa de pico repetitivo. Según el funcionamiento que tenga este diodo, podremos empeorar las pérdidas del inversor final. Esto no se ha tenido en cuenta debido a la gran mejora producida en el tiempo de recuperación inversa y, porque si se compara con la potencia total del conjunto, no supone un gran cambio.

Capítulo 6

Diseño del control

Para realizar el control del inversor, se ha decidido utilizar un doble lazo capaz de controlar la corriente, en un lazo interno, y la tensión.

Durante este capítulo, se harán los cálculos necesarios para obtener las funciones de transferencia del sistema, al igual que los reguladores. Se comenzará calculando el lazo de corriente, y tras obtener su regulador, se pasará al de tensión.

6.1. Lazo de corriente

Para poder realizar el control de corriente de un inversor, debemos obtener las funciones de transferencia de distintas variables, cuya implicación afecta a la salida. Se comenzará calculando el retardo digital de un periodo. El retardo digital es el tiempo que tarda la salida en reaccionar respecto a los cambios en la entrada en los dispositivos digitales. Su función de transferencia es:

$$RD(s) = \frac{1 - \frac{T^*s}{2} + \frac{(T^*s)^2}{8}}{1 + \frac{T^*s}{2} + \frac{(T^*s)^2}{8}} \quad (6.1)$$

$$T = \frac{1}{f_{conm}} = 50\mu S$$

Como se observa en la imagen 3.11, para el lazo de corriente también se necesitará la ganancia del modulador PWM. Esta ganancia viene dada por la fórmula:

$$F_m = \frac{1}{V_{pp-triangular}} = 0,1 \quad (6.2)$$

También se debe calcular la función de transferencia que relaciona la corriente de salida con el ciclo de trabajo. Se obtiene mediante las siguientes fórmulas

$$G_{iLd}(s) = \frac{2 * V_i}{Z_a + L * s} \tag{6.3}$$

$$Z_a = \frac{(C * R_d * s + 1) * R}{S * C(R + R_d) + 1}$$

Por último, antes de comenzar a calcular el regulador, se ha realizado un sensor capaz de convertir la corriente en una caída de tensión, es decir, una resistencia. Esta se debe referenciar a tierra para que el valor obtenido, no sea una tensión flotante. Junto este filtro, se ha instalado un circuito operacional inversor, de donde se obtendrá la ganancia introducida en el lazo de control. Esta ganancia se adquiere de la siguiente fórmula:

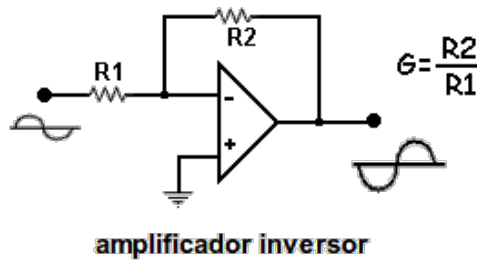


Figura 6.1: Circuito operacional amplificador inversor

Teniendo todas las funciones de transferencia implicadas en el lazo de corriente, se ha decidido realizar una prueba para conocer su respuesta temporal frente a un escalón unitario. En la siguiente imagen, se adjunta el resultado junto a su diagrama de Bode:

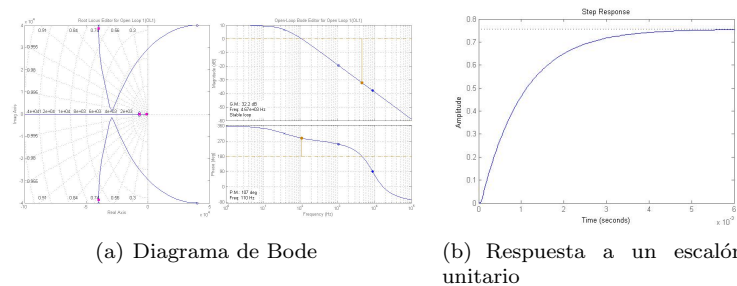


Figura 6.2: Diagrama de Bode y respuesta a un escalón unitario del lazo de corriente sin regulador

Como cabía de esperar, la salida no es capaz de ajustarse a la referencia, por ello, se calcula el regulador. Cuando se realiza el control para referencias de tensión alternas (sinusoidales), se utilizan reguladores con una parte resonante, trabajando a la frecuencia requerida, ya que son capaces de eliminar el error. Para el regulador de la corriente, se ha optado por uno del tipo Proporcional+Resonante. El regulador se obtiene de las siguientes fórmulas:

$$G_s(s) = K_p + CRes \quad (6.4)$$

$$CRes = \frac{K_h * B_h + S}{s^2 + B_h * s + \omega_h^2}$$

$$K_p = \frac{L * \omega_{c_deseada}}{R_i * F_m * 2 * V_i}$$

En estas ecuaciones ω_h corresponde a la pulsación de la resonancia múltiplo de la fundamental, como en se trabajará con el primer armónico $\omega_h = \omega_o = 2 * \pi * 50$, y B_h (ancho de banda en rad/s), se toma como una décima parte de la pulsación. Con estos valores, aún nos faltaría calcular los valores de las constantes K_h y K_p . Para ello, se ha realizado un control PI mediante la herramienta sisotool, en el que la frecuencia de cruce sea aproximadamente igual a $2 * \pi * \frac{f_{conm}}{10}$. Con este PI se tiene K_p y K_i que pasan a ser K_p y K_h , respectivamente de nuestro regulador deseado. El resultado obtenido sería :

$$PI(s) = 17,2 + 3,82 * 10^3 * \frac{1}{s} \quad (6.5)$$

$$G_s(s) = 17,2 + \frac{1,201 * 10^5 s}{s^2 + 31,42s + 9,87 * 10^4}$$

Si se obtiene el diagrama de Bode y la respuesta frente a un escalón unitario tras añadir el regulador calculado (figura 6.5), se observa una resonancia cercana a la frecuencia de la tensión (y corriente) de salida.

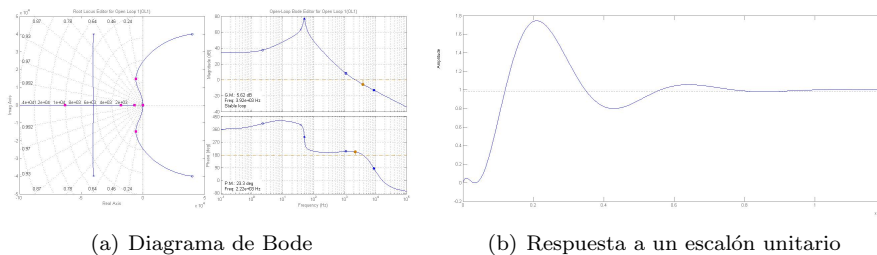


Figura 6.3: Diagrama de Bode y respuesta a un escalón unitario del lazo de corriente con regulador

6.2. Lazo de tensión

Tras haber calculado y comprobado el lazo interior de corriente, se puede realizar el lazo de tensión exterior. El primer paso que se ha hecho ha sido obtener un modelo del lazo de corriente anteriormente calculado, para ello, debido a su velocidad, podemos igualarlo a uno, ya que es mucho más rápido que el de tensión, o, utilizar las ecuaciones mostradas a continuación:

$$T_i(s) = G_{iL}d(s) * F_m * R_i * G_s(s) \quad (6.6)$$

$$G_{iL-Vc} = \frac{i_L}{v_c} = \frac{T_i(s)}{R_i * (1 + T_i(s))}$$

Las ecuaciones 6.6 son mucho más exactas que la aproximación a uno, por ello, se utilizará el resultado obtenido de las mismas. Junto a la función de transferencia (G_{iL-vc}) debe aparecer otra encargada de relacionar la corriente en la salida del control de corriente capaz de relacionarla con la tensión aplicada en la carga. Para ello, se utiliza la ecuación 6.7.

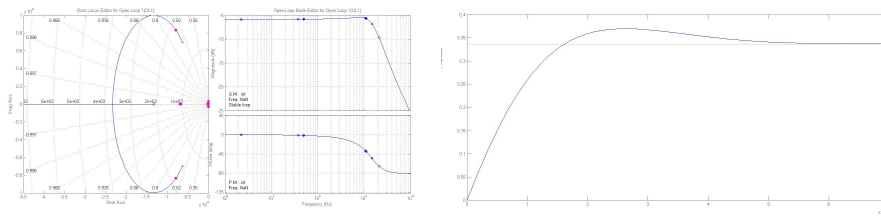
$$\frac{V_o}{i_L} = \frac{V_o}{d} * \left(\frac{i_L}{d}\right)^{-1} \quad (6.7)$$

Donde $\frac{i_L}{d}$ ya ha sido calculada como $G_{iL}d$ y $\frac{V_o}{d}$, tendrá la siguiente fórmula:

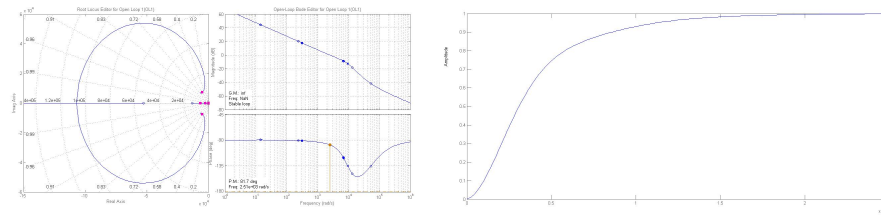
$$G_{V_o}d(s) = \frac{V_o}{d} = \frac{2 * V_i * Z_a}{Z_a + s * L}$$

Teniendo ambas funciones de transferencia, nos faltaría calcular la ganancia del regulador de tensión, para ello, dividimos la tensión de pico de nuestra tensión moduladora (5V) entre la tensión de pico de salida ($\sqrt{2} * V_o$). Con todos los bloques de nuestro diagrama ya podemos pasar a calcular nuestro regulador. Para este caso hemos decidido utilizar el tipo PI+Resonante, así que se tendrá que realizar en dos pasos. Comenzamos calculando el regulador Proporcional-Integral. Se utilizará como en el caso del regulador de corriente, la herramienta de Matlab, Sisotool. En el cálculo, se buscará una frecuencia de cruce aproximadamente igual a un quinto de la elegida para el regulador de corriente. Nuestro PI quedaría:

$$PI = 0,0912 + 4,8 * 10^3 \frac{1}{s} \quad (6.8)$$



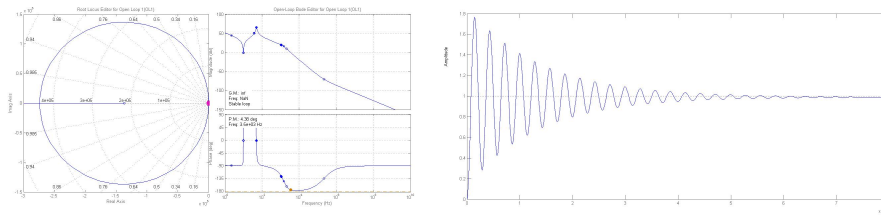
(a) Diagrama de Bode del lazo de tensión sin regulador (b) Respuesta a un escalón unitario del lazo de tensión sin regulador



(c) Diagrama de Bode del lazo de tensión con un regulador PI (d) Respuesta a un escalón unitario del lazo de tensión con un regulador PI

Figura 6.4: Comparativa del lazo de tensión sin regulador y con un regulador PI

Al añadir el regulador PI, en la figura 6.5 se observa como el sistema es capaz de eliminar el error. Igualmente, si se añadiese un resonante igual al del regulador de corriente, la salida se adaptaría de una forma más rápida y precisa a la referencia.



(a) Diagrama de Bode del lazo de tensión sin regulador (b) Respuesta a un escalón unitario del lazo de tensión sin regulador

Figura 6.5: Diagrama de Bode y respuesta frente a un escalón unitario del lazo del tensión con un regulador PI+Resonante

Capítulo 7

Simulación del sistema

Una vez calculada la etapa de potencia y el control correspondiente, se comienza a realizar la simulación del sistema. Para hacer esta simulación, se ha utilizado la herramienta Simulink del programa Matlab.

La simulación completa se ha efectuado en dos pasos. El primer paso realizado ha sido una simulación más teórica, donde no aparecen el retardo digital ni el tiempo muerto de los interruptores. El segundo, después de observar que la primera simulación funciona correctamente, ha sido añadir los tiempos muertos y el retardo y examinar si su funcionamiento puede ser aprobado para un caso real.

7.1. Simulación del sistema sin retardos

En primer lugar, se ha implementado la etapa de potencia, junto a un sensor de corriente y otro de tensión teórico para poder saber cuál es la salida en el regulador. Se ha optado por eliminar la resistencia de los dispositivos no lineales y así observar su funcionamiento teórico, en la medida de lo posible.

Para la modulación se decidió hacer dos pruebas, en la primera, se eligió una onda moduladora correspondiente a una senoidal teórica con una amplitud igual a la onda portadora. En la figura 7.1 se puede estudiar el resultado. La primera gráfica que aparece representa la corriente y tensión de salida, mientras que las otras dos las señales de encendido de los dispositivos MOSFET.

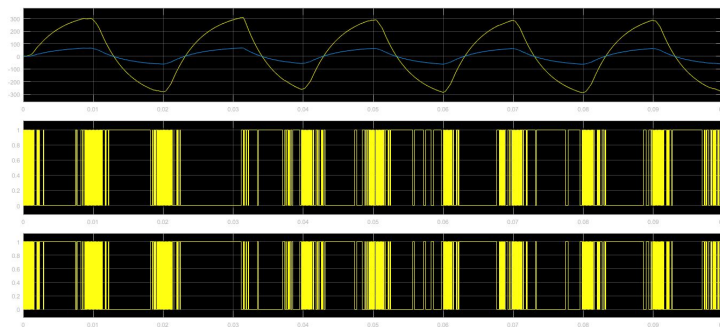


Figura 7.1: Primera simulación

Tras esta simulación, la onda obtenida es alterna, pero visualmente no se parece mucho a una onda senoidal teórica, siendo su distorsión armónica no muy buena. Respecto a la corriente, al tratarse de una carga lineal es similar pero con una amplitud diferente. Como se ha dicho en la sección 5.1, la carga es mayoritariamente resistiva, lo que explica que el desfase de la corriente no sea perceptible. El principal problema de esta señal se debe a que no es capaz de adaptarse a la tensión de salida buscada. En nuestro caso, por ejemplo, se ha decidido que esta tensión tenga un valor eficaz igual a 160 V, mientras que la obtenida es igual a 218,7 V. Por esta razón, se cambiará la onda moduladora sustituyéndola por la señal de control. Se tiene que tener en cuenta que en Simulink, los sensores son ideales por lo que en la etapa de control se debe de añadir la ganancia de estos.

Al realizar la simulación, se observó que la señal de salida del control tenía un valor muy grande, por ello, se añadió una ganancia para poder adaptar la onda. Esta señal se representa en la primera gráfica, mientras que las demás son iguales a la de la figura 7.1. El resultado obtenido es:

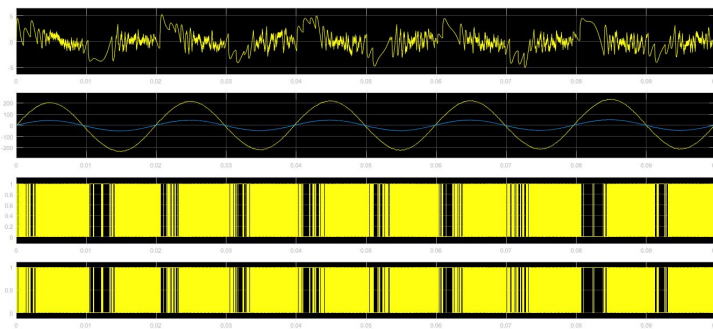


Figura 7.2: Segunda simulación

Después de haberse hecho la segunda prueba, el valor eficaz de la salida es de 157,8 V, un valor mucho más cercano al deseado. Gracias a esta simulación se ha dado por valido el sistema calculado.

Si comparamos ambas figuras, la distorsión armónica total de la tensión y de la corriente disminuye hasta un valor cercano al 1 %, habiendo mejorado notablemente respecto al caso anterior. El THD no es igual a 0 por la aparición de ruido a la salida. Este ruido ya se sabía que iba a aparecer, y había sido calculado para la elección del dispositivo MOSFET.

7.2. Simulación del sistema con retardos

Una vez validado el sistema de forma teórica, se pasa a ver cómo funciona tras haber sido añadido el retardo digital y los tiempos muertos en los equipos MOSFET, también se han añadido todas las resistencias necesarias, incluida la del sensor de corriente.

El resultado obtenido corresponde a la figura 7.3. Para evitar que la señal de control aumentase demasiado, se ha añadido un bloque de saturación a su salida. En la primera gráfica de la imagen, se ve como sí que llega a saturarse.

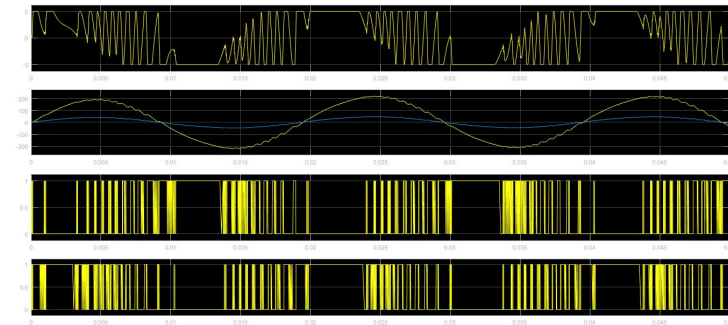


Figura 7.3: Tercera simulación

La onda de tensión de salida ha empeorado visiblemente respecto a la figura 7.2, y con ella su distorsión armónica, situándose en el 2 % en la tensión y en el 3 % en la corriente. Las ondas representan los mismos valores que en la figura 7.2.

Capítulo 8

Conclusiones

Durante el desarrollo de este proyecto, se ha realizado el diseño de las partes principales de un inversor monofásico. Los resultados obtenidos tras la simulación, muestran que se han cumplido los objetivos propuestos en el pliego de condiciones.

Para poder implementar el diseño realizado, sería necesario calcular una serie de placas capaces de disparar los dispositivos MOSFET, introducir los tiempos muertos, y de protección, por ejemplo frente a sobretensiones y a transitorios. En cuanto, a la implementación del control, se puede elegir entre varias opciones, como puede ser el uso de un microcontrolador como arduino, un PLC u otra placa, construida mediante elementos pasivos. Pese a que el diseño en PLC es más fácil y que puede realizar varias tareas a la vez, por lo que podría trabajar como HEMS también, al hablar solo del inversor, el factor económico podría suponer la elección de un microcontrolador.

Otra mejora que se podría realizar, sería el diseño del inversor junto a un convertidor DC/DC capaz de dejar fluir la energía en ambos sentidos. Estos convertidores forman parte realmente un cargador de coches para un "V2H", junto a todas las protecciones necesarias.

Cabe destacar, que realizando pruebas, se ha observado que si se aumenta en exceso el valor de la resistencia conectada, la onda se degrada en exceso, haciéndose visibles ciertos armónicos de baja frecuencia. Por ello, sería interesante haber utilizado filtros activos en lugar de pasivos.

8.1. Trabajos futuros

Este proyecto puede generar otros trabajos derivados del mismo :

- Mejora de la etapa de potencia cambiando los elegidos para una mejora de las pérdidas y la conmutación
- Ampliación del diseño añadiendo diferentes placas capaces de permitir realizar la implementación real del inversor.
- Mejora del control con el fin de poder ampliar el rango de cargas resistivas conectadas al inversor.
- Mejora del filtro para eliminar ciertos armónicos, como el ruido, o, introducción del filtro activo.
- Por último, la utilización didáctica del equipo construido para estudiar el diseño de la etapa de potencia de un inversor, así como un ejemplo de cómo poder controlarlo.

Capítulo 9

Anexos

9.1. Programas Matlab

9.1.1. Cálculo de los elementos de potencia

```
1 - clc; clearvars; close all;
2
3 %% Cálculo del filtro
4
5 % Datos de entrada
6 - f = 50; %Frecuencia de la tensión de salida
7 - f_comm = 20*10^3; %Frecuencia de conmutación
8
9 - L=20*10^(-3); %Bobina elegida
10 - C = 15*10^(-6); %Condensador elegido
11 - f_n=1/(2*pi*sqrt(L*C)) %Frecuencia natural a la que trabaja
12
13 - P = 5500; %Potencia de salida
14 - V_o = 160; %Tensión de salida
15 - V_i = 360; %Tensión de entrada
16
17 % Cálculo de la carga
18 - R = (V_o^2)/P
19
20 %%Modelo del filtro
21 - s = tf('s');
22
23 - H1 = (1/(L*C))/(s^2+(1/(L*C))) %Filtro LC
24 - H2 = (1/(L*C))/(s^2+s*(1/(R*C))+1/(L*C)) %Filtro RLC
25
26 %% Cálculo de los interruptores
27 %Cálculo de intensidades
28 - I_o = P/V_o %Valor eficaz de la corriente que pasa por la resistencia
```

Figura 9.1: Cálculo de los elementos de potencia 1

```

26 %% Cálculo de los interruptores
27 %Cálculo de intensidades
28 I_o = P/V_o %Valor eficaz de la corriente que pasa por la resistencia
29 I_c = V_o/(1/(2*pi*f*C)) %Valor eficaz de la corriente que pasa por el condensador
30 I_L = sqrt((I_o^2)+(I_c^2)) %Valor eficaz de la corriente que pasa por la bobina
31 I_Lpk = sqrt(2)*I_L %Valor de pico de la corriente que pasa por la bobina
32
33 alfa = atan(I_c/I_o); %Desfase de la corriente
34 alfa = alfa*180/pi %Desfase de la corriente en grados
35
36 %Cálculo del ciclo de trabajo
37
38 D = (V_i+sqrt(2)*V_o)/(2*V_i)
39 M = 2*D-1;
40
41 %Cálculo de la intensidad máxima de la bobina
42 I_ruido = (D*(V_i-sqrt(2)*V_o))/(2*f_comm*L) %Ruido producido
43 Ruido_i = I_ruido/I_L*100 %Incremento de la corriente
44 I_Lmax = I_ruido + I_Lpk %Corriente máxima que pasa por la bobina
45
46 sisotool(H1)
47
48 sisotool (H2)

```

Figura 9.2: Cálculo de los elementos de potencia 2

9.1.2. Cálculo del control del sistema

```

1 - clc; clearvars; close all;
2 - s = tf('s');
3
4 %% Datos de entrada
5 - f = 50; %Frecuencia de la tensión de salida
6 - f_comm = 20*10^3; %Frecuencia de conmutación
7
8 - L=20*10^(-3); %Bobina elegida
9 - C = 15*10^(-6); %Condensador elegido
10 - f_n=1/(2*pi*sqrt(L*C)) %Frecuencia natural a la que trabaja
11 - R_d = 5;
12
13 - P = 5500; %Potencia de salida
14 - V_o = 160; %Tensión de salida
15 - V_i = 360; %Tensión de entrada
16 - V_pp = 10; %Amplitud pico a pico de la tensión triangular
17
18 % Cálculo de la carga
19 - R = (V_o^2)/P
20
21 %% Cálculo del lazo de corriente
22 % Retardo digital
23 - T = 1/f_comm %Periodo de conmutación
24 - RD = (1-(T*s/2)+((T*s)^2/8))/(1+(T*s/2)+((T*s)^2/8))
25
26 % Ganancia del modulador
27 - F_m = 1/V_pp

```

Figura 9.3: Cálculo del control del sistema 1

```

26 % Ganancia del modulador
27 - F_m = 1/V_pp
28
29 % Ganancia del sensor de corriente
30 - R_i = 0.2
31
32 % Relación de la corriente en el inductor de salida con el ciclo de trabajo
33 - Z_a = ((s*C*R_d+1)*R)/(s*C*(R_d+R)+1); %Impedancia de carga
34 - GiL_d = (2*V_L)/(Z_a+s*L)
35
36 % Regulador de corriente
37 %Valores deseados
38 - f_cruce_I = 2*pi*f_comm/10;
39 - LI = GiL_d*R_i*F_m*RD;
40
41 %sisotool (LI)
42
43 %Valores calculados
44 - W_o = 2*pi*f;
45 - B_h=0.1*W_o; %Ancho de banda
46 - W_c = 2*pi*f_comm/10;
47
48 - PI = 3823.6*(1+0.0045*s)/s;% PI calculado mediante sisotool
49 - Gpi = pid(PI) % Constantes del regulador
50 - K_h = Gpi.Ki %Constante de integración
51

```

Figura 9.4: Cálculo del control del sistema 2

```

52 - C_res = K_h*B_h*s/(s^2+B_h*s+W_o^2) % Cálculo del resonante a 50 Hz
53 -
54 - K_p = Gpi.Kp % Proporcional
55 -
56 - G_s = K_p+C_res
57 -
58 - Control_i = G_s*LI;
59 - %sisotool (Control_i)
60 -
61 - %% Cálculo del lazo de tensión
62 -
63 - %Diagrama de Bode del lazo de corriente
64 - T_i = GiL_d*F_m*R_i*G_s;
65 - GiL_vc = T_i/(R_i*(1+T_i)); % Aproximación de lazo cerrado de corriente
66 -
67 - % Sensor de tensión
68 - beta = (V_pp/2)/(sqrt(2)*V_o)
69 -
70 - %Relación del voltaje de salida con la corriente del inductor
71 - Gvo_d = (2*V_i*Z_a)/(Z_a+s*L);
72 - Gvo_iL = Gvo_d*(GiL_d*(-1))
73 -
74 - %Regulador de tensión
75 - LT = Gvo_iL*GiL_vc*beta;
76 - f_cruce_V = 2*pi*f_conm/50;
77 -
78 - %sisotool (LT)
79 - PI_V = 4798.1*(1+1.9*10^-5*s)/s;

```

Figura 9.5: Cálculo del control del sistema 3

```

78 - %sisotool (LT)
79 - PI_V = 4798.1*(1+1.9*10^-5*s)/s;
80 - FIV=pid(PI_V)
81 - G_v = PI_V+C_res
82 -
83 - Control_V_1 = LT*PI_V;
84 - Control_V = LT*G_v;
85 -
86 - sisotool (Control_V)

```

.png

Figura 9.6: Cálculo del control del sistema 4

9.2. Programas en Simulink

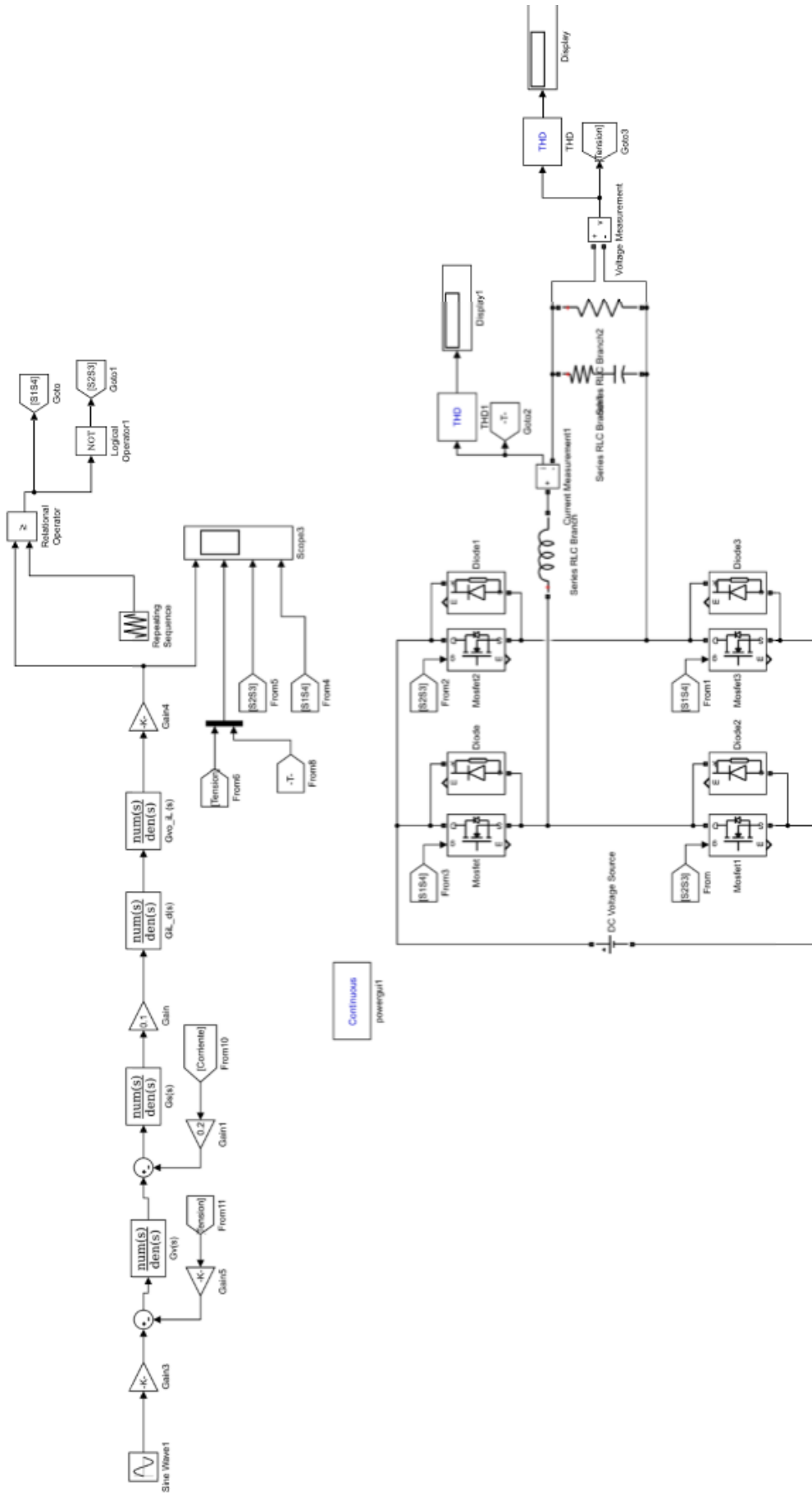


Figura 9.7: Programa de simulación del sistema sin retardos

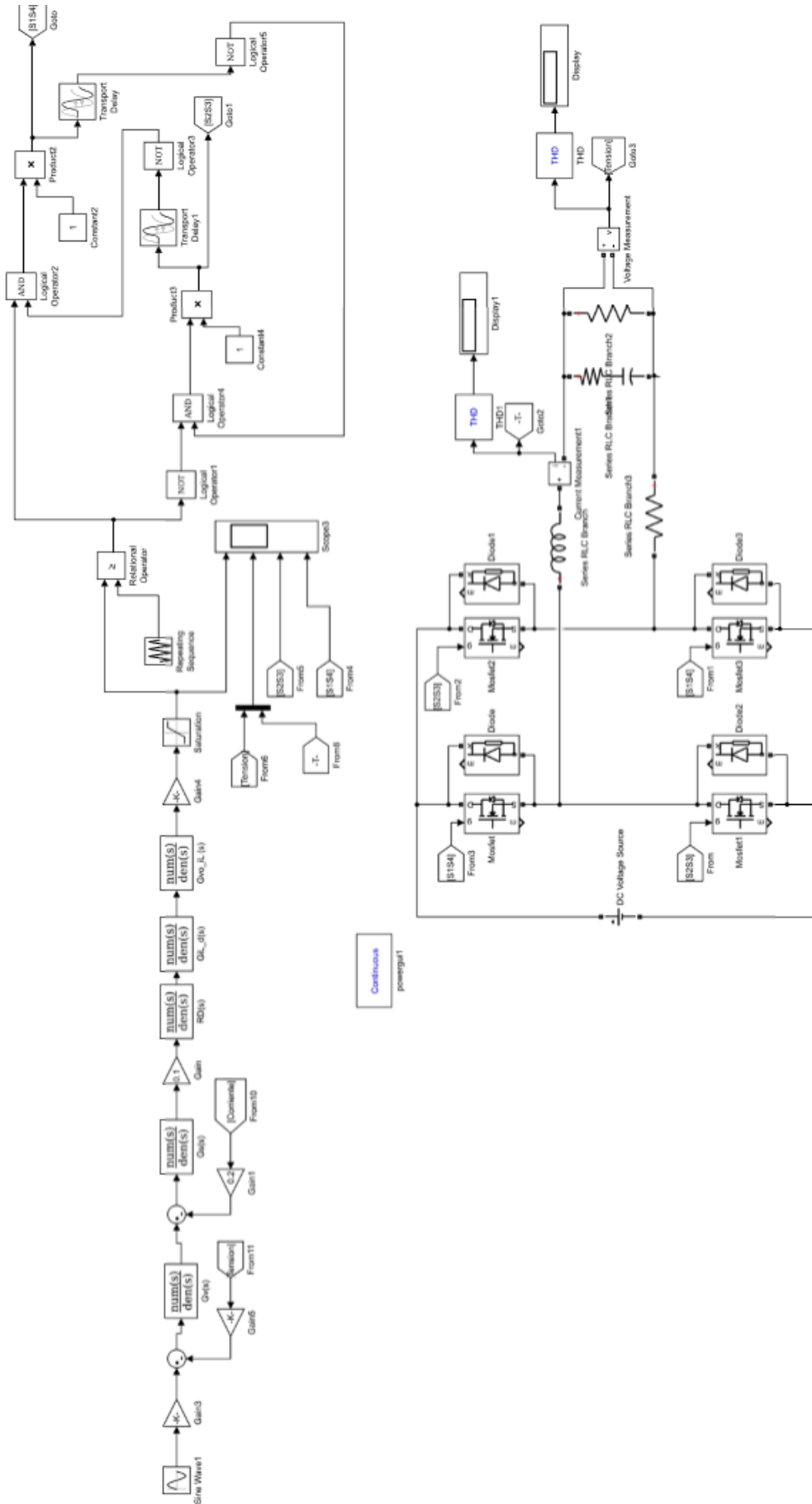
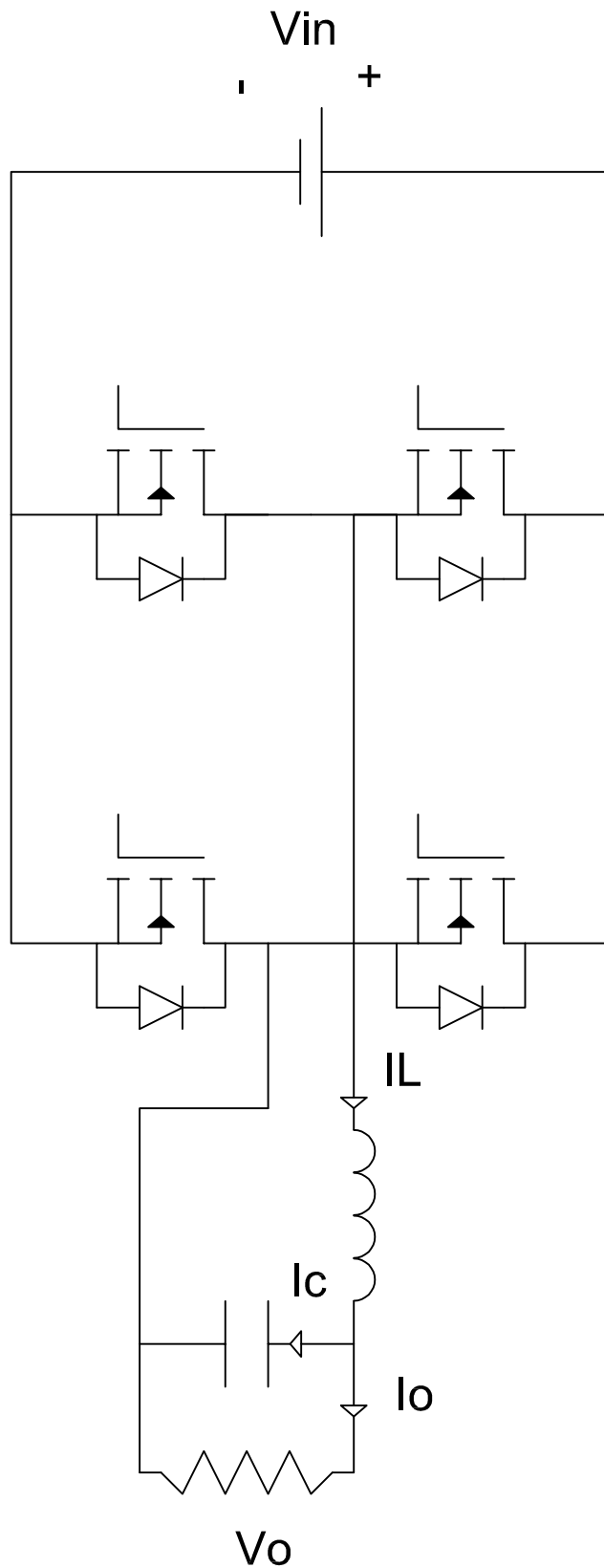


Figura 9.8: Programa de simulación del sistema con retardo

9.3. Planos



	Fecha	Nombre	Firmas		
Dibujado	4/7/2018	Carolina			
Comprobado					
Escala	Esquema eléctrico del inversor de puente completo			Número	1
				Sustituye a	
				Sustituido por	

9.4. Presupuesto

ELEMENTO	MODELO	PRECIO	CANTIDAD	PRECIO TOTAL
BATERÍA	Bateía BMW i3	19990	1	19990
MOSFET	IXFH50N50P3	7,77	4	31,08
DIODO	PG60I400H	3,74	4	14,96
BOBINA	20 mH	5,4	1	5,4
CONDENSADOR	15 uF	1,1	1	1,1
SENSOR DE CORRIENTE		10,62	1	10,62
Resistencia	1 Ohmio	4,04	1	4,04
Resistencia	2 Ohmios	3,03	1	3,03
Resistencia	10 Ohmios	1,36	1	1,36
Amplificador operacional	AD8063ARZ-ND	2,19	1	2,19
SENSOR DE TENSION		4,53	1	4,53
Resistencia	220 mOhmios	0,98	1	0,98
Resistencia	10 Ohmios	1,36	1	1,36
Amplificador operacional	AD8063ARZ-ND	2,19	1	2,19
			PRECIO TOTAL SIN IVA	20057,69 EUROS
			PRECIO TOTAL CON IVA	24269,80 EUROS

Cuadro 9.1: Presupuesto

9.5. Lista de siglas

VE	Vehículo Eléctrico
V2H	Vehicle to Home
V2B	Vehicle to Build
V2V	Vehicle to Vehicle
V2G	Vehicle to grid
BT	Baja tensión
MT	Media tensión
CO2	Dióxido de Carbono
VEA	Estrategia de Impulso del vehículo con energías alternativas en España

Cuadro 9.2: Siglas utilizadas durante el proyecto

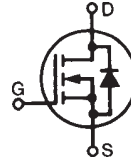
9.6. Hojas de datos técnicos de los elementos elegidos

Polar3™ HiperFET™
Power MOSFET

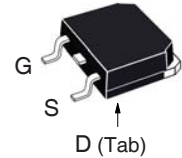
IXFT50N50P3
IXFQ50N50P3
IXFH50N50P3

$V_{DSS} = 500V$
 $I_{D25} = 50A$
 $R_{DS(on)} \leq 125m\Omega$

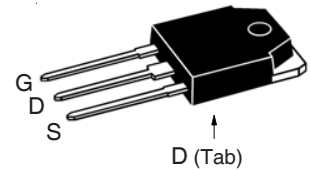
N-Channel Enhancement Mode
Avalanche Rated
Fast Intrinsic Rectifier



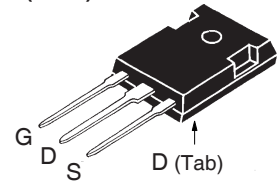
TO-268 (IXFT)



TO-3P (IXFQ)



TO-247 (IXFH)



G = Gate D = Drain
S = Source Tab = Drain

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
V_{DSS}	$T_J = 25^\circ C$ to $150^\circ C$	500	V
V_{DGR}	$T_J = 25^\circ C$ to $150^\circ C$, $R_{GS} = 1M\Omega$	500	V
V_{GSS}	Continuous	± 30	V
V_{GSM}	Transient	± 40	V
I_{D25}	$T_C = 25^\circ C$	50	A
I_{DM}	$T_C = 25^\circ C$, Pulse Width Limited by T_{JM}	150	A
I_A	$T_C = 25^\circ C$	25	A
E_{AS}	$T_C = 25^\circ C$	500	mJ
dv/dt	$I_S \leq I_{DM}$, $V_{DD} \leq V_{DSS}$, $T_J \leq 150^\circ C$	35	V/ns
P_D	$T_C = 25^\circ C$	960	W
T_J		-55 ... +150	$^\circ C$
T_{JM}		150	$^\circ C$
T_{stg}		-55 ... +150	$^\circ C$
T_L	Maximum Lead Temperature for Soldering	300	$^\circ C$
T_{SOLD}	Plastic Body for 10s	260	$^\circ C$
M_d	Mounting Torque (TO-247 & TO-3P)	1.13 / 10	Nm/lb.in
Weight	TO-268	4.0	g
	TO-3P	5.5	g
	TO-247	6.0	g

Features

- Fast Intrinsic Rectifier
- Avalanche Rated
- Low $R_{DS(ON)}$ and Q_G
- Low Package Inductance

Advantages

- High Power Density
- Easy to Mount
- Space Savings

Applications

- Switch-Mode and Resonant-Mode Power Supplies
- DC-DC Converters
- Laser Drivers
- AC and DC Motor Drives
- Robotics and Servo Controls

Symbol	Test Conditions ($T_J = 25^\circ C$ Unless Otherwise Specified)	Characteristic Values		
		Min.	Typ.	Max.
BV_{DSS}	$V_{GS} = 0V$, $I_D = 1mA$	500		V
$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 4mA$	3.0		5.0 V
I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 30V$, $V_{DS} = 0V$			± 100 nA
I_{DSS}	$V_{DS} = V_{DSS}$, $V_{GS} = 0V$ $T_J = 125^\circ C$			25 μA
				1.5 mA
$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10V$, $I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$, Note 1			125 m Ω

Symbol	Test Conditions ($T_J = 25^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Specified)	Characteristic Values		
		Min.	Typ.	Max.
g_{fs}	$V_{DS} = 20\text{V}, I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$, Note 1	27	45	S
C_{iss}	$V_{GS} = 0\text{V}, V_{DS} = 25\text{V}, f = 1\text{MHz}$		4335	pF
C_{oss}			540	pF
C_{rss}			12	pF
R_{Gi}	Gate Input Resistance		1.4	Ω
$t_{d(on)}$	Resistive Switching Times $V_{GS} = 10\text{V}, V_{DS} = 0.5 \cdot V_{DSS}, I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$ $R_G = 2\Omega$ (External)		25	ns
t_r			8	ns
$t_{d(off)}$			53	ns
t_f			10	ns
$Q_{g(on)}$	$V_{GS} = 10\text{V}, V_{DS} = 0.5 \cdot V_{DSS}, I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$		85	nC
Q_{gs}			21	nC
Q_{gd}			30	nC
R_{thJC}	(TO-247 & TO-3P)			0.13 $^\circ\text{C/W}$
R_{thCS}			0.25	$^\circ\text{C/W}$

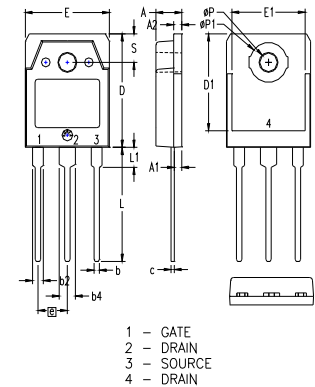
Source-Drain Diode

Symbol	Test Conditions ($T_J = 25^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Specified)	Characteristic Values		
		Min.	Typ.	Max.
I_s	$V_{GS} = 0\text{V}$			50 A
I_{SM}	Repetitive, Pulse Width Limited by T_{JM}			200 A
V_{SD}	$I_F = I_s, V_{GS} = 0\text{V}$, Note 1			1.4 V
t_{rr}	$I_F = 25\text{A}, -di/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$			250 ns
I_{RM}		$V_R = 100\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}$		12
Q_{RM}			880	nC

Note 1. Pulse test, $t \leq 300\mu\text{s}$, duty cycle, $d \leq 2\%$.

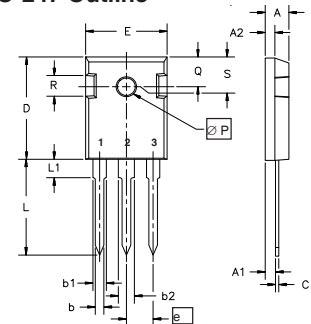
TO-268 Outline		DIMENSIONS			
SYM	INCHES	MIN		MAX	
		MIN	MAX	MIN	MAX
A	.193	.201	4.90	5.10	
A1	.106	.114	2.70	2.90	
A2	.001	.010	0.02	0.25	
b	.045	.057	1.15	1.45	
b2	.075	.083	1.90	2.10	
C	.016	.026	0.40	0.65	
C2	.057	.063	1.45	1.60	
D	.543	.551	13.80	14.00	
D1	.488	.500	12.40	12.70	
E	.624	.632	15.85	16.05	
E1	.524	.535	13.30	13.60	
e	.215 BSC		5.45 BSC		
H	.736	.752	18.70	19.10	
L	.094	.106	2.40	2.70	
L1	.047	.055	1.20	1.40	
L2	.039	.045	1.00	1.15	
L3	.010 BSC		0.25 BSC		
L4	.150	.161	3.80	4.10	

TO-3P Outline



SYM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	.185	.193	4.70	4.90
A1	.051	.059	1.30	1.50
A2	.057	.065	1.45	1.65
b	.035	.045	0.90	1.15
b2	.075	.087	1.90	2.20
b4	.114	.126	2.90	3.20
c	.022	.031	0.55	0.80
D	.780	.799	19.80	20.30
D1	.665	.677	16.90	17.20
E	.610	.622	15.50	15.80
E1	.531	.539	13.50	13.70
e	.215 BSC		5.45 BSC	
L	.779	.795	19.80	20.20
L1	.134	.142	3.40	3.60
ϕP	.126	.134	3.20	3.40
$\phi P1$.272	.280	6.90	7.10
S	.193	.201	4.90	5.10

TO-247 Outline



Terminals: 1 - Gate 2 - Drain
3 - Source

Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	4.7	5.3	.185	.209
A1	2.2	2.54	.087	.102
A2	2.2	2.6	.059	.098
b	1.0	1.4	.040	.055
b1	1.65	2.13	.065	.084
b2	2.87	3.12	.113	.123
C	.4	.8	.016	.031
D	20.80	21.46	.819	.845
E	15.75	16.26	.610	.640
e	5.20	5.72	0.205	0.225
L	19.81	20.32	.780	.800
L1		4.50		.177
ϕP	3.55	3.65	.140	.144
Q	5.89	6.40	0.232	0.252
R	4.32	5.49	.170	.216
S	6.15	BSC	242	BSC

IXYS Reserves the Right to Change Limits, Test Conditions, and Dimensions.

IXYS MOSFETs and IGBTs are covered by one or more of the following U.S. patents:

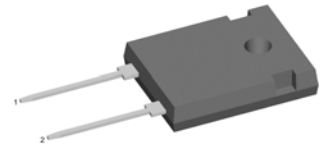
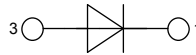
4,835,592	4,931,844	5,049,961	5,237,481	6,162,665	6,404,065 B1	6,683,344	6,727,585	7,005,734 B2	7,157,338B2
4,860,072	5,017,508	5,063,307	5,381,025	6,259,123 B1	6,534,343	6,710,405 B2	6,759,692	7,063,975 B2	
4,881,106	5,034,796	5,187,117	5,486,715	6,306,728 B1	6,583,505	6,710,463	6,771,478 B2	7,071,537	

HiPerFRED

High Performance Fast Recovery Diode
 Low Loss and Soft Recovery
 Single Diode

Part number

DPG 60 I 400 HA



Backside: cathode

Features / Advantages:

- Planar passivated chips
- Very low leakage current
- Very short recovery time
- Improved thermal behaviour
- Very low I_{rm} -values
- Very soft recovery behaviour
- Avalanche voltage rated for reliable operation
- Soft reverse recovery for low EMI/RFI
- Low I_{rm} reduces:
 - Power dissipation within the diode
 - Turn-on loss in the commutating switch

Applications:

- Antiparallel diode for high frequency switching devices
- Antisaturation diode
- Snubber diode
- Free wheeling diode
- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Uninterruptible power supplies (UPS)

Package:

- Housing: TO-247
- Industry standard outline
- Epoxy meets UL 94V-0
- RoHS compliant

Ratings

Symbol	Definition	Conditions	Ratings			Unit	
			min.	typ.	max.		
V_{RRM}	max. repetitive reverse voltage				400	V	
I_R	reverse current	$V_R = 400V$			1	μA	
		$V_R = 400V$			0.3	mA	
V_F	forward voltage	$I_F = 60A$			1.47	V	
		$I_F = 120A$			1.80	V	
		$I_F = 60A$	$T_{VJ} = 150^\circ C$			1.22	V
		$I_F = 120A$	$T_{VJ} = 150^\circ C$			1.59	V
I_{FAV}	average forward current	rectangular, $d = 0.5$			60	A	
V_{FO}	threshold voltage	} for power loss calculation only			0.81	V	
r_F	slope resistance				6.1	$m\Omega$	
R_{thJC}	thermal resistance junction to case				0.55	K/W	
T_{VJ}	virtual junction temperature		-55		175	$^\circ C$	
P_{tot}	total power dissipation				275	W	
I_{FSM}	max. forward surge current	$t = 10\text{ ms}$ (50 Hz), sine			600	A	
I_{RM}	max. reverse recovery current				4	A	
		$I_F = 60A; V_R = 100V$			tbd	A	
t_{rr}	reverse recovery time	$-di_F/dt = 200\text{ A}/\mu s$			45	ns	
					tbd	ns	
C_J	junction capacitance	$V_R = 200V; f = 1\text{ MHz}$			60	pF	

Bibliografía

Problemas de diseño de filtros y sus soluciones.

Filtros elementales de 2º orden.

Protección eléctrica de semiconductores: Redes de ayuda a la conmutación disipativas y no disipativas. ALBERTO MARTÍN PERNIA.

Estudio de eficiencia en los MOSFET e IGBT para su utilización en convertidores de potencia conmutados. FREDY HERNÁN MARTÍNEZ SARMIENTO.

TEMA 11 Inversores. UNIVERSIDAD DE VALENCIA.

Diseño de controladores para inversores monofásicos operando en modo isla dentro de una microrred. R.ORTEGA,O.CARRANZA, JULIO C. SOSA, V.GARCIA, R.HERNÁNDEZ

Opportunities and Challenges of Vehicle-to-Home, Vehicle-to-Vehicle, and Vehicle-to-Grid Technologies. LIU CHUNHUA, K.T.CHAU, DIYUN WU, SHUANG GAO.

Delivering Energy from PEV batteries: V2G, V2B and V2H approaches. J.GARCÍA-VILLALOBOS, I.ZAMORA, J.I.SAN MARTÍN, I.JUNQUERA, P.EGUÍA.

Introducción al filtrado digital. EMILIA GÓMEZ.

Ficha de datos del dispositivo MOSFET.

Ficha de datos del Diodo.

Regulación, control y protección de máquinas eléctricas. UNIVERSIDAD DE CANTABRIA.

Apuntes sobre diodos.

Electrónica: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos. ROBERT L. BOYLESTAD, LOUIS NASHELSKY.

Batería de alto voltaje BMW i3.

BMW i3.

Electrónica de Potencia circuitos, dispositivos y aplicaciones. MUHAMMAD H. RASHID.

Inversor pwm. Electrónica digital. Inversores controlados. Controladores electrónicos. Interruptor. Circuitos. Sobremodulación. Ancho de pulso modulado

Apuntes Sistemas Electrónicos para Energías Renovables. Tema 6.

Inversor PWM. Electrónica digital. Inversores controlados. Controladores electrónicos. Interruptor. Circuitos. Sobremodulación. Ancho de pulso modulado. JORGE CAMPO ÁVILA.

Diseño e implementación experimental de un inversor monofásico operando en modo isla. RAÚL MARTÍN DELGADO.

Cargador de batería para vehículos. JAVIER LOGROÑO DIÉGUEZ.

Sistema fotovoltaico aislado: Inversor monofásico. AITOR BARRENETXEA PASCUAL.

Análisis de las configuraciones de electrónica de potencia empleadas en los sistemas de tracción de vehículos eléctricos. FIDEL GARCÍA DE PABLOS.